

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



**PROPOSTA DE RETIFICADORES HÍBRIDOS COM
SUPORTABILIDADE A AFUNDAMENTOS DE TENSÃO
UTILIZANDO TÉCNICA DE COMPENSAÇÃO SÉRIE DE
TENSÃO NO BARRAMENTO CC**

GUSTAVO BRITO DE LIMA

**MAIO
2015**

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

**PROPOSTA DE RETIFICADORES HÍBRIDOS COM
SUPORTABILIDADE A AFUNDAMENTOS DE TENSÃO
UTILIZANDO TÉCNICA DE COMPENSAÇÃO SÉRIE DE
TENSÃO NO BARRAMENTO CC**

Gustavo Brito de Lima¹

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 (Co-orientador)

Ernane A. Alves Coelho Dr. – FEELT/UFU

João Batista Vieira Junior, Dr. – FEELT/UFU

Falcondes José Mendes de Seixas, Dr. – UNESP

Carlos Henrique Illa Font, Dr. – UTFPR

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

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

L732p
2015

Lima, Gustavo Brito de, 1986-
Proposta de retificadores híbridos com suportabilidade a
afundamentos de tensão utilizando técnica de compensação série de
tensão no barramento CC / Gustavo Brito de Lima. - 2015.
205 f. : il.

Orientador: Luiz Carlos Gomes de Freitas.

Coorientador: Luiz Carlos de Freitas.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Retificadores de corrente elétrica -
Teses. 3. Distorção elétrica - Teses. I. Freitas, Luiz Carlos Gomes de,
1976- II. Freitas, Luiz Carlos de. III. Universidade Federal de
Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV.
Título.

CDU: 621.3

“O único lugar onde o sucesso vem antes do trabalho é no dicionário”
Albert Einstein

Aos meus pais Antônio (in memoriam) e Inês,

À minha irmã Gabriela,

Aos meus avós Antônio, Placídia, Raimundo e Francisca,

À minha noiva Camila,

À família da minha noiva,

À toda minha família por sempre acreditar em minha capacidade.

Agradecimentos

Primeiramente quero agradecer a Deus por ter abençoado cada um dos meus dias, por sempre me iluminar, por sempre estar presente.

Ao professor orientador e amigo Luiz Carlos Gomes de Freitas pelo apoio, paciência, bons conselhos e principalmente pela confiança maciça que me impulsionou para chegar até aqui.

Ao professor Luiz Carlos de Freitas, o Pratinha, pelos conselhos sempre oportunos que, com toda certeza, foram ímpares para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu pai, Antônio, minha mãe, Inês, minha irmã, Gabriela e meus avós que são o alicerce de tudo e, simplesmente, indispensáveis.

À minha noiva, Camila Mendonça, pela paciência, confiança, companheirismo, apoio e por estar sempre ao meu lado, em todos os momentos, e pelo esforço de torná-los os melhores possíveis.

À Vó Dalva, Osvaldo, Luisa, Mariana, Isabella e Maria Fernanda por me acolher sempre e me dar a oportunidade de, mesmo longe de casa, me sentir em casa.

Aos amigos e colegas de laboratório, Danillo, Admarço, Diógenes, Vilefort, Paulo Henrique, Nelio, Fernando, Érico, Henrique, Nélio, Pedro, Lucas, Cláudio, Thiago, Rodrigo Rimoldi, Adjeferson Robson, Cláudio, Antônio, Alexandre e todos os outros amigos de graduação.

Enfim, agradeço a todos aqueles que de forma direta ou indireta contribuíram o desenvolvimento deste trabalho.

Resumo

Este trabalho apresenta a análise e desenvolvimento experimental de uma estrutura topológica de retificador híbrido capaz de regular o barramento CC de saída frente a ocorrência de afundamentos de tensão equilibrados e desequilibrados na rede CA de alimentação. Além disso, em condições normais da tensão de alimentação, a estrutura opera drenando da rede correntes com reduzido conteúdo harmônico e elevado fator de potência. Destaca-se que estas características operacionais são alcançadas com os conversores chaveados que compõe a estrutura processando apenas uma parcela da potência total de saída, tornando o conjunto mais eficiente e robusto.

A nova topologia é denominada Retificador Híbrido Trifásico com Compensação Série no Barramento CC e possui como principal característica uma inovadora técnica de regulação de tensão baseada na inserção de um conversor CC-CC cujo capacitor de saída é conectado em série com o capacitor do barramento CC disponibilizado pelo conversor principal. Este conversor adicional é responsável por regular a tensão do barramento CC de acordo com um valor específico de referência, operando somente na condição de afundamento de tensão e processando apenas uma parcela da potência total de saída drenada pela carga nesta condição de operação.

Para analisar o comportamento da topologia proposta foi implementado um modelo computacional na plataforma PSIM®, em que foi possível verificar a eficiência da estratégia de controle para imposição de corrente senoidal baseado no cálculo em tempo real da DHT_1 durante as condições normais da tensão de alimentação. Além disso, avaliou-se o comportamento da estrutura regulando a tensão do barramento CC diante da ocorrência de afundamentos de tensão na alimentação.

Com o intuito de corroborar com a teoria exposta um protótipo de 5 kW foi construído e avaliado em laboratório. Este foi ensaiado operando em condições normais da tensão de alimentação e diante da ocorrência de afundamento dos tipos A, B, C, D, E, F e G. Foi verificado que em condições normais a solução proposta é eficaz ao mitigar do conteúdo harmônico da corrente CA de entrada. Durante a ocorrência de afundamentos de tensão o barramento CC de saída foi regulado no valor pré-estabelecido na estratégia de controle. Em ambas situações os conversores chaveados processaram apenas uma parcela da potência total de saída, o que torna a estrutura bastante atrativa para aplicações com elevados níveis de potência.

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

Abstract

This work presents the analysis and experimental development of a topological structure of hybrid rectifier able to maintain a regulated output DC link for the occurrence of balanced and unbalanced voltage sags in the AC mains supply. Moreover, under normal conditions of the supply voltage, the structure operates draining currents with low harmonic content and high power factor. It is noteworthy that these operational characteristics are achieved with the switched converters that comprises the structure processing only a portion of total power output, making the most efficient and robust set.

The new topology is denominated Three Phase Hybrid Rectifier with Series Compensation DC Bus and has as main characteristic an innovative voltage regulation technique based on insertion of a DC-DC converter with output capacitor connected in series with the capacitor available in the DC bus of the main converter. This additional converter is responsible for regulating the DC link voltage according to a specific reference value, operating only in the voltage sag condition and processing only a portion of the total output power drained by the load in this operating condition.

To analyze the behavior of the proposed topology has been implemented in a computer model PSIM[®] platform, it was possible to verify the efficiency of the control strategy for sinusoidal current imposition based on the real-time calculation of DHT_1 during normal conditions of supply voltage. In addition, It was evaluated the behavior of the structure regulating the DC link voltage on the occurrence of voltage sags.

In order to corroborate the exposed theory a 5 kW prototype was constructed and evaluated in the laboratory. This was tested in the regular voltage supply condition and during the occurrence of sag conditions types A, B, C, D, E, F and G. It was observed that in normal conditions the proposed solution is effective in mitigating harmonic content of the AC input current. During the occurrence of voltage sags the output DC link was set at the preset value in the control strategy. In both cases the switched converters processed only a fraction of the total power output, which makes the structure very attractive for applications with high power levels.

Keywords: Hybrid rectifiers, voltage sag; Harmonic distortion; DSP; Power Factor.

Sumário

Capítulo 1 - Introdução Geral.....	21
1.1 <i>Considerações Iniciais</i>	21
1.2 <i>Contribuições da tese</i>	24
1.3 <i>Estrutura da tese</i>	26
Capítulo 2 - Aspectos Técnicos dos Distúrbios Elétricos Relacionados a Acionamentos de Velocidade	
Variável	28
2.1 <i>Considerações Iniciais</i>	28
2.2 <i>O afundamento de tensão</i>	29
2.2.1 Definições e Normalização aplicável	30
2.2.2 Classificação dos afundamentos de tensão	32
2.3 <i>Impacto dos afundamentos de tensão perante a sensibilidade dos AVVs</i>	35
2.4 <i>Impacto dos AVVs no sistema elétrico.....</i>	39
2.5 <i>Considerações finais</i>	40
Capítulo 3 - Estado da Arte	41
3.1 <i>Considerações Iniciais</i>	41
3.2 <i>Retificadores Passivos.....</i>	42
3.3 <i>Retificadores Ativos.</i>	44
3.4 <i>Retificadores Híbridos.....</i>	49
3.4.1 Revisão bibliográfica acerca dos retificadores híbridos desenvolvidos no NUPEP.....	54
3.4.2 Retificador híbrido multipulsos trifásico usando conversores SEPICs com redução dos elementos magnéticos	56
3.4.3 Utilização do RHT com conversor Boost cascadeado	57
3.5 <i>Considerações Finais.....</i>	61
Capítulo 4 - Análise do Retificador Híbrido com Estratégia de Compensação Série de Tensão no Barramento CC.....	62
4.1 <i>Considerações Iniciais</i>	62
4.2 <i>Estratégia de Controle do CCI</i>	64
4.2.1 Phase Lock Loop (PLL).....	66
4.2.2 Princípio de Funcionamento do PLL	66
4.2.3 Critério de Projeto do controlador PI e simulação computacional da estrutura do PLL	69
4.2.4 Cálculo da Distorção Harmônica de Corrente (DHT _i).....	74
4.2.5 Implementação do Controlador (C)	76
4.3 <i>Estratégia de Controle do CCT</i>	78
4.4 <i>Dimensionamento e Especificação do grupos RNC e CCI.....</i>	84
4.5 <i>Dimensionamento e Especificação do CCT</i>	86
4.5.1 Projeto do Compensador PI _{CCT}	88
4.6 <i>Considerações Finais.....</i>	95
Capítulo 5 - Simulação Computacional.....	97
5.1 <i>Considerações Iniciais</i>	97
5.2 <i>Operação da estrutura em condições normais da tensão de alimentação.</i>	98
5.3 <i>Operação da estrutura diante da ocorrência de afundamento de tensão</i>	101

5.4	<i>Conclusões Gerais</i>	109
Capítulo 6 - Resultados Experimentais		110
6.1	<i>Considerações Iniciais</i>	110
6.2	<i>Protótipo Desenvolvido</i>	110
6.3	<i>Resultados Experimentais Relativos à Estratégia de Controle</i>	116
6.3.1	Algoritmo do PLL	117
6.3.2	Algoritmo do Cálculo da DHT_I	119
6.4	<i>Resultados para Operação do RHT sob Condições Normais de Alimentação CA</i>	121
6.4.1	Comportamento dinâmico sob degrau de carga	128
6.4.2	Resultados com a Estrutura Conectada Diretamente à Rede Elétrica	131
6.5	<i>Resultados para Operação do RHT sob Afundamento de Tensão</i>	134
6.5.1	Afundamento do tipo A	134
6.5.2	Afundamento do tipo B	144
6.5.3	Afundamento do tipo C	146
6.5.4	Afundamento do tipo D	148
6.5.5	Afundamento do tipo E	150
6.5.6	Afundamento do tipo F	153
6.5.7	Afundamento do tipo G	155
6.6	<i>Considerações Finais</i>	157
Capítulo 7- Conclusões Gerais		159
Referências Bibliográficas		161
Lista de Publicações e Projetos de Pesquisa dos Autores Associadas à Pesquisa		173
Artigos Completos Publicados em Periódicos		173
Trabalhos Completos Publicados em Anais de Congressos		174
Apêndice A - Estratégia de Controle Modificada Adequada Para Aplicação em Sistemas Aircraft		178
A.1	<i>Introdução Geral</i>	178
A.2	<i>Cálculo da Frequência da Tensão de Alimentação</i>	180
A.3	<i>Operação do PLL</i>	182
A.4	<i>Cálculo da DHT_I</i>	184
A.5	<i>Resultados preliminares de simulação computacional</i>	185
A.6	<i>Considerações Finais</i>	189
Apêndice B - Código Embarcado no DSP F28335		190
Apêndice C - Método de Extração de Função Transferência Através de Variáveis de Estado		203

Lista de Figuras

Figura 2. 1 - Tensão eficaz durante um afundamento de tensão [33].	29
Figura 2. 2 - Circuito esquemático do Acionamento de Velocidade Variável (AVV)...	35
Figura 2. 3 - Curva de tolerância ITIC de 2000 [36].	37
Figura 2. 4 - Curvas de tolerância segundo as normas IEC 61000-4-11[31], ITIC/CBEMA [36] e SEMI [37].	38
Figura 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.	39
Figura 3. 1 - Classificação das topologias de retificadores trifásicos unidirecionais (passivos, híbridos e ativos).	41
Figura 3. 2 - Retificadores não controlados (passivos).	42
Figura 3. 3 - Conversor Multi-Pulso proposto em [52].	43
Figura 3. 4 - Retificador trifásico PFC utilizando o conversor Boost (a) com indutor no lado CC e (b) no lado CA.	45
Figura 3. 5 - Retificador trifásico com ponte totalmente controlada.	46
Figura 3. 6 - Retificador do tipo Buck com ponte totalmente controlada.	46
Figura 3. 7 – Estruturas retificadoras ativas trifásicas (a) retificador delta a dois níveis, (b) Retificador Vienna com três níveis e (c) conversor tipo T a três níveis.	47
Figura 3. 8 - Retificador Delta [61].	48
Figura 3. 9 - Retificador Delta utilizando tiristores na ponte retificadora.	49
Figura 3. 10 - Retificador PFC híbrido com injeção de 3º harmônico.	50
Figura 3. 11 - Conversor híbrido com ponte semi-controlada.	51
Figura 3. 12 - Retificadores híbridos baseados no (a) retificador do tipo T e (b) retificador Vienna.	51
Figura 3. 13 - Conversor Boost conectado ao AVV.	52
Figura 3. 14 - Retificador híbrido proposto em [51].	53
Figura 3. 15 - Retificador híbrido multipulsos trifásico usando conversores SEPICs modificados [67], [68].	55
Figura 3. 16 - Retificador híbrido multipulso trifásico usando conversores Boost [68], [70].	55
Figura 3. 17 - Retificador híbrido multipulso trifásico usando conversores SEPIC convencionais com redução dos elementos magnéticos [71]-[73].	56

Figura 3. 18 - Retificador híbrido com conversor Boost cascadeado [79]-[80].....	58
Figura 3. 19 - Estrutura do retificador híbrido trifásico proposta.....	59
Figura 4. 1 - Estrutura do retificador híbrido trifásico com compensação série no barramento CC e sua estratégia de controle do RHT.	63
Figura 4. 2 - Detalhes da estratégia de controle do CCI.....	64
Figura 4. 3 - Geração de pulsos de ataque de <i>gate</i> de um dos conversores SEPIC que compõe o CCI.....	64
Figura 4. 4 - Tensão de fase V_a e sinal I_{ref-1}	65
Figura 4. 5 - Sinais I_{ref-1} , V_c e I_{ref-2}	65
Figura 4. 6 - Diagrama de blocos do PLL para a fase A.	66
Figura 4. 7 - Geração de uma senóide a partir de uma onda dente-de-serra.	67
Figura 4. 8 - Relação entre o OFFSET da onda dente-de-serra e a fase da senóide de saída do PLL.	68
Figura 4. 9 - Massa de teste e sua componente fundamental para projeto do controlador PI do PLL.	70
Figura 4. 10 - Circuito para extração do fator de potência dos sinais de entrada e saída do PLL.	71
Figura 4. 11 - Fator de potência entre o sinal a componente fundamental da massa de teste ($1sen(wt)$) e a saída do PLL (V_{sen}) em função de T para $K = 1$	72
Figura 4. 12 - (a) Sinal de entrada ($f(t)$), sua componente fundamental ($1sen(wt)$) e sinal de saída do PLL (V_{sen}) em regime permanente utilizando um PI com $K = 1$ e $T = 0,003$ e (b) transformada de Fourier da massa de teste ($f(t)$) e do sinal de saída do PLL (V_{sen}).	73
A Figura 4. 15 apresenta a resposta em frequência da malha de controle do PLL submetido a uma tensão de alimentação cuja frequência varia de 10 Hz a 1500 Hz. A amplitude (em dB) relaciona a saída do sistema (V_{sen} da Figura 4. 130) com a entrada (sinal $1sen(wt)$ da Figura 4. 140)	
Figura 4. 15 - Diagrama de Bode da resposta de saída do PLL com relação à entrada.	73
Figura 4. 16 - (a) Cálculo da DHT da corrente de entrada com detalhes para o cálculo do valor RMS e da Transformada Discreta de Fourier.....	75
Figura 4. 17 - Fluxograma do controlador C.....	76
Figura 4. 18 - Tensão de controle (V_c) e referência de corrente (I_{ref-2}).	77
Figura 4. 19 - (a) detalhes conversor Full-Bridge e (b) sua estratégia de controle.	79
Figura 4. 20 - Pulsos de ataque de <i>gate</i> dos interruptores do conversor Full-Bridge.....	80

Figura 4. 21 - Circuito ativo durante o intervalo de tempo (a) t_1 , (b) t_2 e t_4 e (c) t_3	81
Figura 4. 22 - Circuito do grupo RNC.....	85
Figura 4. 23 - Circuito do conversor SEPIC da fase A que compõe o CCI.	85
Figura 4. 24 - Forma de onda da corrente no capacitor C2 do Full-Bridge.....	87
Figura 4. 25 - Circuito equivalente utilizado como modelo para projeto do compensador do CCT.	89
Figura 4. 26 - Circuito equivalente para determinação de (a) A_1 e B_1 e (b) A_2 e B_2	90
Figura 4. 27 - Tela do SISOTOOL (a) sem compensação e (b) após a inclusão dos polos e zeros do compensador e (c) resposta ao degrau.....	95
 Figura 5. 1 - Circuito simulado no PSIM®.	 97
Figura 5. 2 - Tensão de alimentação (V_a , V_b e V_c) e tensão do barramento CC de saída (V_o).	98
Figura 5. 3 - Correntes de fase para a estrutura operando com o CCI e CCT desabilitados.	99
Figura 5. 4 - Correntes de fase para a estrutura operando com o CCT e CCI habilitados.	99
Figura 5. 5 - (a) Potência processada por cada grupo e (b) DHT da corrente de entrada de uma fase em função do sinal V_c	100
Figura 5. 6 - Tensão de saída (V_o) e sua composição ($V_{C1} + V_{C2}$) em função da magnitude de afundamento (h).	101
Figura 5. 7 - Parcela de potência processada por cada grupo em relação à potência de saída em função da magnitude de afundamento h	102
Figura 5. 8 - Relação entre a divisão de potência e a tensão imposta entre os grupos.	103
Figura 5. 9 - Razão cíclica do conversor Full-Bridge em função da magnitude de afundamento h	104
Figura 5. 10 - Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.	105
Figura 5. 11 - Tensões de alimentação (V_a , V_b e V_c) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT ativados de forma a manter a tensão do barramento CC em 250 V.	105
Figura 5. 12 - Composição da tensão de saída (V_o) correspondendo à soma da tensão no barramento do RNC (V_{C1}) e a tensão imposta pelo CCT (V_{C2}) com a estrutura operando de forma a manter a tensão do barramento CC conforme a referência (250 V).	106

Figura 5. 13 - Correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT desabilitados.	106
Figura 5. 14 - Correntes de $I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$ para a estrutura operando com o CCI e CCT habilitados.....	107
Figura 5. 15 - Composição da corrente de entrada ($I_{a(in)}$), sendo a soma da corrente no grupo RNC (I_{a1}), CCI (I_{a2}) e CCT (I_{a3}) para a estrutura operando com o CCI e CCT habilitados.....	107
Figura 5. 16 - Composição da tensão de saída e da corrente quando o CCI (a) está desabilitado e (b) processando a potência para qual foi projetado.	108
Figura 6. 1 - Arranjo topológico do circuito de potência do RHT com compensação série de tensão no barramento CC.....	111
Figura 6. 2 - Protótipo do retificador híbrido trifásico com compensação série do barramento CC implementado em laboratório.	111
Figura 6. 3 - Tela do PSIM [®] com algoritmo de controle a ser embarcada no DSP F28335.	113
Figura 6. 4 - Módulo para aquisição e condicionamento de sinais de corrente e de tensão.	113
Figura 6. 5 - Placa de conversão de 3,3 V para 15 V.	114
Figura 6. 6 - Pulsos de ataque de gate (a) dos conversores SEPIC que compõe o CCI e (b) do conversor Full-Bridge que compõe o CCT.	115
Figura 6. 7 - Fonte programável trifásica FCATHQ 450-22-100.	116
Figura 6. 8 - Tensões de fase (V_a , V_b e V_c) e sinal de saída dos pinos digitais (GPIOa, GPIOb e GPIOc) para fase (a) A em 0°, B em 120° e C em 240°, (b) A em 0°, B em 90° e C em 270° e (c) A em 0°, B em 60° e C em 300°.....	118
Figura 6. 9 - Sinal de saída dos pinos digitais resultado da comparação da tensão de alimentação (V_a) com com zero (GPIOa) e do sinal de saída do PLL com zero (GPIOa').	119
Figura 6. 10 - Correntes de entrada estando operando somente o RNC alimentado por tensões trifásicas de 127 V eficazes com fases defasadas de 0°, 110° e 240°.....	120
Figura 6. 11 - Espectro harmônico e DHT das correntes das fases (a) A ($I_{a(in)}$), (b) B ($I_{b(in)}$) e (c) C ($I_{c(in)}$).	120
Figura 6. 12 - Captura da tela do Code Composer [®] com as variáveis do DSP que recebem o valor da DHT calculado pelo algoritmo de controle.	121

Figura 6. 13 - Tensão de alimentação (V_a , V_b e V_c) e tensão do barramento CC de saída (V_o).	122
Figura 6. 14 - Correntes de fase para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.....	122
Figura 6. 15 - Correntes de fase para a estrutura operando com o CCT e CCI energizados.	123
Figura 6. 16 - Tensão de alimentação (V_a), corrente de entrada ($I_{a(in)}$), do RNC (I_{a1}) e CCI (I_{a2}) para a fase A.....	123
Figura 6. 17 - Espectro harmônico da corrente CA de entrada das fases (a) A, (b) B e (c) C com o CCI operando e impondo um DHT _i de 6%.....	125
Figura 6. 18 - Espectro harmônico da parcela drenada pelo grupo RNC (I_{a1}).	126
Figura 6. 19 - Disposição dos wattímetros utilizados para mensurar a parcela da potência de saída processada por cada grupo que compõe o RHT.	126
Figura 6. 20 - Tela frontal dos wattímetros indicando a potência de saída (W_o) e a parcela processada por cada grupo de conversor (W_{RNC} , W_{CCI} e W_{CCT}) e a tensão disponibilizada à carga (V_o) em condições normais da tensão de alimentação.	127
Figura 6. 21 - Correntes de linha em cada fase da tensão de alimentação após um degrau de 30% para 100% de carga.	128
Figura 6. 22 - Detalhes das formas de onda das correntes de entrada e da tensão de saída antes, durante e após o degrau de carga.....	130
Figura 6. 23 - Tensão de alimentação (V_a , V_b e V_c) e tensão do barramento CC de saída (V_o) com a estrutura alimentada pela rede AC tradicional.....	131
Figura 6. 24 - Correntes de fase para a estrutura operando com o CCI (a) desenergizado e (b) energizado.	132
Figura 6. 25 - Degrau de carga de 750 W para 2500 W com a estrutura alimentada pela rede AC.....	134
Figura 6. 26 - Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.	135
Figura 6. 27 - Tensões de alimentação (V_a , V_b e V_c) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT ativados de forma a manter a tensão do barramento CC em 250 V com detalhes (a) do transitório após o afundamento e (b) no regime permanente após a ocorrência do afundamento	136
Figura 6. 28 - Composição da tensão de saída (V_o), sendo a soma da tensão no barramento do RNC (V_{C1}) e a tensão imposta pelo CCT (V_{C2}) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.	137

Figura 6. 29 - Composição da tensão de saída (V_o) correspondendo à soma da tensão no barramento do RNC (V_{C1}) e a tensão imposta pelo CCT (V_{C2}) com a estrutura operando de forma a manter a tensão do barramento CC conforme a referência (250 V) durante (a) o transitório após o afundamento e (b) no regime permanente após a ocorrência do afundamento.	138
Figura 6. 30 - Correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.....	138
Figura 6. 31 - Correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT ativados de com detalhes (a) do transitório após o afundamento e (b) no regime permanente após a ocorrência do afundamento.....	139
Figura 6. 32 - Composição da corrente de entrada ($I_{a(in)}$), sendo a soma da corrente no grupo RNC (I_{a1}), CCI (I_{a2}) e CCT (I_{a3}) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.....	139
Figura 6. 33 - Composição da corrente de entrada ($I_{a(in)}$), sendo a soma da corrente no grupo RNC (I_{a1}), CCI (I_{a2}) e CCT (I_{a3}) para a estrutura operando com o CCI e CCT ativados (a) no instante do afundamento e (b) após a ocorrência do afundamento.....	140
Figura 6. 34 - Composição da corrente de entrada para a estrutura operando com limitação de potência do conversor CCI abaixo do valor nominal.	141
Figura 6. 35 - Espectro harmônico da corrente CA de entrada da fase A com a referência de corrente do CCI limitado em (a) 12 A e (b) 7 A de pico.	141
Figura 6. 36 - Tela frontal dos wattímetros indicando a potência de saída (W_o) e a parcela processada por cada grupo de conversor ($WRNC$, $WCCI$ e $WCCT$) e a tensão disponibilizada à carga (V_o) durante o afundamento do tipo A para (a) V_c limitado em 12 A e (b) V_c limitado em 7 A.	143
Figura 6. 37 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo B.	145
Figura 6. 38 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo B.	146
Figura 6. 39 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo C.	147

Figura 6. 40 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo C.	148
Figura 6. 41 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo D.	149
Figura 6. 42 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo D.	150
Figura 6. 43 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo C.	151
Figura 6. 44 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo E.	152
Figura 6. 45 - Composição da tensão de saída (V_o) correspondendo à soma da tensão no barramento do RNC (V_{C1}) e a tensão imposta pelo CCT (V_{C2}) para o afundamento do tipo E.	152
Figura 6. 46 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo F.	153
Figura 6. 47 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo F.	154
Figura 6. 48 - Tensão de alimentação (V_b), corrente de entrada ($I_{b(in)}$), do RNC (I_{b1}) e CCT (I_{b3}) para a fase B durante o afundamento do tipo F.	155
Figura 6. 49 - Composição da corrente de entrada ($I_{b(in)}$), sendo a soma da corrente no grupo RNC (I_{b1}), CCI (I_{b2}) e CCT (I_{b3}) para a estrutura operando após a ocorrência do afundamento do tipo F.	155
Figura 6. 50 – (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo G.	156
Figura 6. 51 – (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo G.	157

Figura A. 1 - Estratégia de controle modificada do grupo CCI.....	180
Figura A. 2 - Diagrama esquemático para cálculo da frequência da tensão de alimentação.	180
Figura A. 3 – Estratégia para cálculo da frequência da tensão de alimentação por fase.	181
Figura A. 4 - Sinal correspondente ao valor da frequência (freq) da tensão de alimentação (V_{in}).	182
Figura A. 5 - Diagrama de blocos do PLL modificado.	182
Figura A. 6 - Resposta dinâmica da geração da onda dente-de-serra durante o degrau de frequência.	183
Figura A. 7 - Sinal de entrada (V_{in}) e saída do PLL (V_{sen}) para uma frequência de (a) 360 Hz para 800 Hz e (b) de 800 Hz para 360 Hz.....	184
Figura A. 8 - Tensões de alimentação fase-neutro e tensão de saída (V_o) diante de um degrau de frequência de 360 para 800 Hz.	185
Figura A. 9 - Aspecto das correntes de entrada com o sistema operando em (a) 360 Hz e (b) 800 Hz.....	186
Figura A. 10 - Resposta dinâmica da imposição de corrente de entrada para uma fase diante de degrau de frequência.	187
Figura A. 11 - (a) Tensão de entrada de saída da estrutura e (b) composição da tensão de saída.	188

Lista de Tabelas

Tabela 2. 1 - Classificação dos Afundamentos segundo a Norma IEEE 1159-1995.....	31
Tabela. 2. 2 - Representação matemática para cada afundamento de tensão.....	33
Tabela 2. 3 – Tipos de afundamentos de tensão devido à influência do tipo de falta e da conexão da carga.....	33
Tabela 2. 4 - Influência da ligação do transformador no tipo de afundamento de tensão..	34
Tabela 3.1 – Comparativo entre diferentes tipos de retificadores.....	61
Tabela 3. 2 - Resumo das Soluções para o Aumento de Suportabilidade a Afundamentos de Tensão.....	66
Tabela. 4. 1 - Resumo do dimensionamento dos componentes do grupo RNC.....	90
Tabela 4. 2 - Resumo do dimensionamento dos componentes do grupo CCI.....	91
Tabela 4.3 – Semicondutores do RNC.....	91
Tabela 4.4 – Semicondutores do CCI.....	91
Tabela 4.5 – Valores para especificação do indutor L_{Full}	93
Tabela 4.6 – Valores para especificação do capacitor $C2$	94
Tabela 4.7 – Semicondutores do CCT.....	94
Tabela 6.1 - Resumo dos parâmetros do protótipo do retificador híbrido trifásico implementado.....	116
Tabela 6 2 - DSP TMS320F2833 da TEXAS INSTRUMENTS®.....	117
Tabela 6.3- Gate-Driver SKHI 10op da SEMIKRON®.....	119
Tabela 6.4 - Resumo das especificações da fonte programável trifásica FCATHQ 450-22-100.....	121
Tabela 6.5- Características do afundamento do Tipo A para $h = 0,5$	140
Tabela 6.6- Características do afundamento do Tipo B para $h = 0,5$	150
Tabela 6.7- Características do afundamento do Tipo C para $h = 0,5$	152
Tabela 6.8- Características do afundamento do Tipo D para $h = 0,5$	154
Tabela 6.9- Características do afundamento do Tipo E para $h = 0,5$	156
Tabela 6.10- Características do afundamento do Tipo F para $h = 0,5$	159
Tabela 6.11- Características do afundamento do Tipo G para $h = 0,5$	162

Simbologia

A - Matriz de Sistema

ABS – Calcula valor absoluto

ADC – *Analogic Digital Converter*

AVV - Acionamentos com Velocidade Variável

C – Controlador da malha de controle do CCI

C₂ - Capacitor do grupo CCT

C₄ – Capacitor do grupo CCT

CBEMA - *Computer & Business Equipment Manufacturers Association*

C_{CCI} – Capacitor do conversor SEPIC

CCI – Conversor Compensador de Corrente

CCT – Conversor Compensador de Tensão

CCT – Conversor Compensador de Tensão

D – Razão Cíclica

D' – Razão cíclica complementar

D₁ – Diodo do conversor Full-Bridge

D₂ – Diodo do conversor Full-Bridge

D₃ – Diodo do conversor Full-Bridge

D_{CCI} – Diodo do conversor SEPIC

D_{CCI-2} – Diodo do conversor SEPIC

DHT_I – Distorção harmônica total de corrente

DHT_{Iref} – DTH de referência

DHT_V – Distorção harmônica total de tensão

D_{max} – Razão cíclica máxima

DSP – *Digital Signal Processing*

EPRI - *Electric Power Research Institute*

f(t) – Massa de teste da malha de PLL

FP – Fator de potência

F_{req} – Valor da frequência da tensão de alimentação de sistemas embarcados

GPIO_a – Sinal de saída aquisicionados no pino de propósito geral do DSP

GPIO_{a'} – Sinal de saída aquisicionados no pino de propósito geral do DSP

GPIO_b – Sinal de saída aquisicionados no pino de propósito geral do DSP

GPIO_c – Sinal de saída aquisicionados no pino de propósito geral do DSP

G_{vC2/d} – Função de transferência da tensão de saída do grupo CCT em relação à razão cíclica do conversor

h é a magnitude do afundamento ($0 \leq h \leq 1$);

I/O – Pinos de entrada/saída do DSP

I₁ – Valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada

I_{a(in)} – Corrente de entrada da fase A

I_{a1} – Corrente drenada pelo grupo RNC da fase A

I_{a2} – Corrente drenada pelo grupo CCI da fase A

I_{a3} – Corrente drenada pelo grupo CCT da fase A
 $I_{b(in)}$ – Corrente de entrada da fase A
 I_{b1} – Corrente drenada pelo grupo RNC da fase B
 I_{b2} – Corrente drenada pelo grupo CCI da fase B
 I_{b3} – Corrente drenada pelo grupo CCT da fase B
 $I_{c(in)}$ – Corrente de entrada da fase C
 I_{c1} – Corrente drenada pelo grupo RNC da fase C
 I_{c2} – Corrente drenada pelo grupo CCI da fase C
 I_{c3} – Corrente drenada pelo grupo CCT da fase C
IEC - International Electrotechnical Commission
 I_{in} – Valor eficaz da corrente de entrada
 I_{realim} – Sinal de corrente realimentado
ITIC - Information Technology Industry Council
 L_{CCI} – Indutor do grupo CCI
 L_{CCI-2} – Indutor do conversor SEPIC
 L_{CCT} – Indutor do grupo CCT
 L_{full} – Indutor do conversor Full-Bridge
 L_{RNC} – Indutor do grupo RNC
 N_p – Número de espiras do primário do transformador do Full-Bridge
 $N_{s/t}$ – Número de espiras do secundário e terciário do transformador do Full-Bridge
ONS – Operador Nacional do Sistema
 P_{CCI} – Potência nominal do grupo CCI
 P_{CCT} – Potência nominal do grupo CCT
 PID_{CCT} – Controlador da malha de controle do grupo CCT
PLL - Phase Lock Loop
 P_{RNC} – Potência nominal do grupo RNC
PRODIST - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica
PSIM® - Power Simulator
PWM – Pulse Width Modulation
QEE – Qualidade de Energia Elétrica
 R_{eq} – Carga equivalente do grupo CCT.
RNC – Retificador Não Controlado
 S_1 – Interruptor do conversor SEPIC ligado à fase A
 S_2 – Interruptor do conversor SEPIC ligado à fase B
 S_3 – Interruptor do conversor SEPIC ligado à fase C
 S_a – Interruptor do conversor Full-Bridge
 S_b – Interruptor do conversor Full-Bridge
 S_c – Interruptor do conversor Full-Bridge
 S_{CCI} – Interruptor de potência do conversor SEPIC
 S_d – Interruptor do conversor Full-Bridge
SEP - Sistema Elétrico de Potência
SEPIC – Single Ended Primary Inductor Converter

SISO – *Single input single output*

T - Período para a frequência da rede

t_{\max} – Tempo máximo para que V_c atinja $V_{c\max}$

T_s - Período de chaveamento

u - Vetor de entrada

V_a – Tensão fase-neutro da fase A

V_b – Tensão fase-neutro da fase B

V_c – Sinal de saída do controlador C

V_c – Tensão fase-neutro da fase C

V_{C1} é a tensão de saída do grupo RNC;

V_{C2} é a tensão de saída do grupo CCT;

V_{C4} é a tensão de entrada do Full-Bridge;

$V_{c\max}$ – Máximo valor assumido pelo sinal de controle V_c

V_{\cos} – Sinal cossenoidal de saída da malha de PLL

V_{GS1} – Pulso de ataque de gate do interruptor S_1 (SEPIC da fase A)

V_{GS2} – Pulso de ataque de gate do interruptor S_2 (SEPIC da fase B)

V_{GS3} – Pulso de ataque de gate do interruptor S_3 (SEPIC da fase C)

V_{GSa} – Pulso de ataque de gate do interruptor S_a (Full-Bridge)

V_{GSb} – Pulso de ataque de gate do interruptor S_b (Full-Bridge)

V_{GSc} – Pulso de ataque de gate do interruptor S_c (Full-Bridge)

V_{GSd} – Pulso de ataque de gate do interruptor S_d (Full-Bridge)

vL_{Full} é a tensão nos terminais do indutor L_{Full} ;

V_o – Tensão de saída

V_{ref} – Referência de tensão de saída

V_{sen} – Sinal senoidal de saída da malha de PLL

VSI – *Voltage Source Inverter*

$V_{\text{st-1}}$ – Onda dente de serra da malha de PLL

$V_{\text{st-2}}$ – Onda dente de serra da malha de controle do grupo CCT.

VTCD - Variação de Tensão de Curta Duração

W_{CCI} – Potência processada pelo grupo CCI

W_{CCT} – Potência processada pelo grupo CCT

W_o – Potência de saída

W_{RNC} – Potência processada pelo grupo RNC

\dot{x} - Derivada do vetor de estados

x - Vetor de estados

y - Vetor resposta

Δ – Incremento do controlador C

ΔI é a ondulação de corrente no indutor L_{Full} ;

ΔQ – Variação de carga do capacitor do conversor Full-Bridge

ω - Frequência angular

Capítulo 1 - Introdução Geral

1.1 Considerações Iniciais

O termo Qualidade de Energia Elétrica (QEE) tornou-se bastante utilizado no contexto do Sistema Elétrico de Potência (SEP). Do ponto de vista das concessionárias de energia elétrica, o termo QEE é entendido como uma forma de garantir confiabilidade e continuidade no fornecimento de energia elétrica. Do ponto de vista dos consumidores, a QEE é interpretada como a forma que a energia elétrica lhes é fornecida, garantindo que seus equipamentos operem adequadamente. Desta forma, uma definição mais abrangente de um problema referente a 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 CA 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 Ponte de *Graetz* 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 (FP) (em torno de 0,6) e, em conseqüência, provocam nos ramais de distribuição o aumento da distorção harmônica total de tensão (DHT_v) 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, torna-se necessário 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] .

Nesse contexto, como proposta para aumentar a suportabilidade dos AVVs perante a ocorrência afundamentos de tensão e ainda reduzir a distorção harmônica de corrente (DHT_1) acarretada pelo seu estágio de entrada, foi desenvolvida uma estrutura de retificador híbrido trifásico que opera drenando da rede correntes com reduzido conteúdo harmônico e regulando o barramento CC diante da ocorrência de afundamentos de tensão. A principal característica da topologia proposta é o arranjo composto pela associação de 3 grupos de conversores. Um grupo é denominado RNC (Retificador Não Controlado), sendo composto por uma ponte retificadora trifásica não controlada a seis diodos tradicional e é responsável por gerar uma parcela do barramento CC de saída disponibilizado à carga. Os outros 2 grupos são compostos por conversores chaveados que possuem funções específicas na estrutura. O grupo denominado CCI (Conversor Compensador de Corrente) é composto por 3 conversores SEPICs, sendo estes responsáveis para mitigar o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada e garantir uma operação com elevado fator de potência em cada fase da tensão de alimentação. O grupo denominado CCT (Conversor Compensador de Tensão) é composto por um conversor Full-Bridge tradicional, cujo capacitor de saída é conectado em série com o capacitor do grupo RNC. Este grupo (CCT) é responsável por regular a tensão total de saída disponibilizada à carga diante da ocorrência de afundamentos de tensão no laco CA.

Portanto, em linhas gerais, o arranjo proposto resulta em uma estrutura capaz de mitigar o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada e regular a tensão total de saída diante da ocorrência de afundamentos de tensão na rede CA. Destaca-se que estas características são alcançadas de tal forma que o retificador não controlado (RNC), mais eficiente, barato e robusto, opere de tal forma a processar a maior parcela da potência total entregue à carga.

Os principais resultados alcançados com a estrutura proposta e suas variações foram reportados em diversos artigos publicados em conferências e periódicos nacionais e internacionais, listados após as referências bibliográficas deste documento.

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 considerando afundamentos dos tipos A, B, C, D, E, F e G [18], [19]. 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 fator de potência 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®, onde foi embarcado o algoritmo da estratégia de controle que permite a estrutura operar promovendo a suportabilidade a afundamentos de tensão além de impor correntes senoidais na alimentação.

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 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 em um 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:

- ✓ Apresentar uma nova versão de retificador híbrido trifásico capaz que mitigar o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada e regular a tensão disponibilizada à carga diante de afundamentos temporários de tensão. Estas características são alcançadas através da operação conjunta de 3 grupos de conversores: RNC, CCI e CCT. O grupo CCI é responsável por impor correntes senoidais na alimentação e o grupo CCT é responsável por regular a tensão do barramento CC disponibilizada à carga diante de ocorrência de afundamentos. Destaca-se que os conversores chaveados da estrutura de potência processam uma reduzida parcela da potência total de saída, o que garante um elevado rendimento global da estrutura associado com uma elevada robusteza, alcançada graças ao fato da maior parcela de potência de saída ser processada pelo retificador não controlado (RNC).
- ✓ Implementação digital da estratégia de controle embarcada em DSP capaz de impor correntes senoidais na alimentação com elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica 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. Foi desenvolvido um método de imposição de corrente baseado no cálculo em tempo real da distorção harmônica total (DHT) de corrente em cada fase de forma independente para atendimento à norma específica, além da utilização de um PLL (*phase lock loop*) para a geração estável de uma referência de corrente.
- ✓ Modificações na estratégia de controle que permite a estrutura operar em sistemas embarcados em aviões, onde a frequência da tensão de alimentação varia de 360 a 800 Hz. Nesta situação, a estratégia de controle modificada permite o cálculo em tempo real do valor da frequência da tensão de alimentação e modifica o algoritmo de controle para operar em qualquer situação nessa faixa de frequência.
- ✓ Análise de simulação computacional utilizando o software PSIM[®] envolvendo o sistema Rede CA de Alimentação / Retificador Híbrido / Modelo DSP TMS320F28335.
- ✓ Apresentar os resultados experimentais da estrutura mitigando o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada e regulando a tensão CC

disponibilizada à carga diante da ocorrência de afundamentos dos tipos A, B, C, D, E, F e G.

1.3 Estrutura da tese

Este trabalho está dividido em sete 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 referentes a 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 do tema, onde é feita uma revisão bibliográfica sobre as principais alternativas para o aumento da suportabilidade a afundamentos de tensão e mitigação do conteúdo harmônico da corrente CA de entrada. Serão comentadas as principais técnicas relacionadas à aplicação de conversores estáticos, culminando com a apresentação da solução proposta.

No quarto capítulo será apresentada uma análise a respeito da operação da estrutura proposta e da sua estratégia de controle. Será descrito de forma detalhada o método de imposição de corrente baseado no cálculo da DHT da corrente de entrada e a geração da referência de corrente através de um PLL. Além disso, será apresentada a estratégia de controle do CCT e os critérios de projeto dos elementos passivos e dos semicondutores da estrutura.

No quinto capítulo são apresentados os resultados de simulação computacional utilizando o software PSIM[®]. Pretende-se avaliar de forma computacional o desempenho da estrutura em impor correntes senoidais em condições normais da tensão de alimentação e regular a tensão do barramento CC de saída em caso de afundamentos de tensão. Além disso, serão verificados os limites operacionais da estrutura que garantem o desempenho desejada e visualizado a parcela de contribuição de potência processada por cada grupo em cada situação.

No sexto capítulo serão apresentados os principais resultados experimentais da estrutura mitigando o conteúdo harmônico de corrente em condições normais da rede CA e disponibilizando um barramento CC de saída regulado diante da ocorrência de todos os

tipos de afundamentos de tensão. Serão mantidas as mesmas condições de carga e alimentação utilizados na simulação computacional, possibilitando a comparação entre os resultados.

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

Por fim, no apêndice A serão apresentadas as modificações necessárias na estratégia de controle que a torna adequada para operação em sistemas embarcados em aviões, onde a frequência da tensão de alimentação varia de 360 a 800 Hz. No apêndice B é apresentado o código embarcado no DSP TMS320F28335 e no apêndice C o método de extração de função de transferência em pequenos sinais a partir das matrizes de estado.

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 da energia elétrica 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. Segundo em [20], 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 eletro-eletrônicos que apresentam a eletrônica de potência embarcada e ainda utilizam 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.

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.

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 alto desempenho.

Nesse contexto, este capítulo destaca resumidamente uma breve apresentação do fenômeno afundamento de tensão e as suas consequências nos dispositivos eletrônicos, principalmente nos AVVs. Adicionalmente, serão reportados alguns problemas que estes mesmos AVVs provocam no SEP, uma vez que os acionamentos de velocidade variável são vistos como cargas não lineares, sendo responsáveis pela injeção de conteúdo harmônico na rede de alimentação CA. Esse tema foi amplamente discutido em [21],[22].

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 três ciclos.

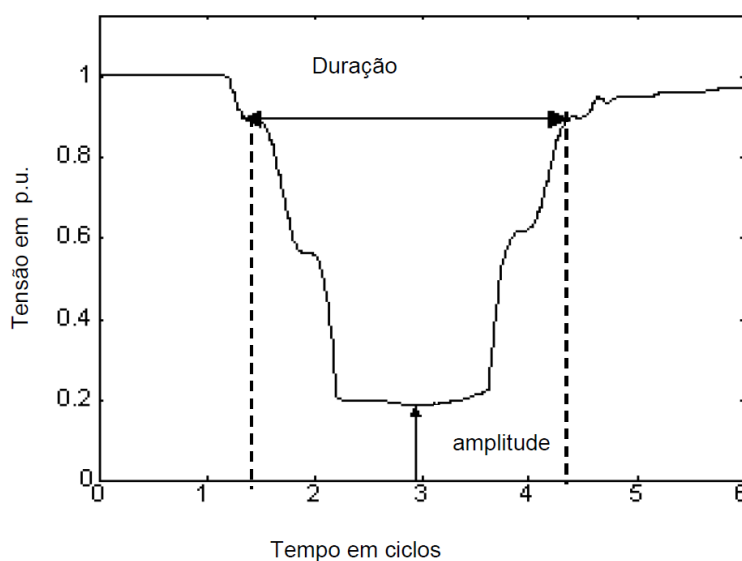


Figura 2. 1 - Tensão eficaz durante um afundamento de tensão [33].

Conforme relatadas na literatura especializada, as principais causas dos afundamentos de tensão são [23]-[27]:

- ✓ 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 de 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 sub-classifica o distúrbio conforme a Tabela 2.1.

Tabela 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 [28], 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) 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 [29].

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” [30].

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).

2.2.2 Classificação dos afundamentos de tensão

Posto que o IEEE classifica 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.

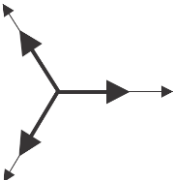
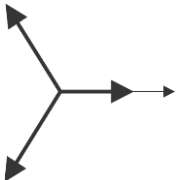
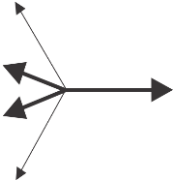
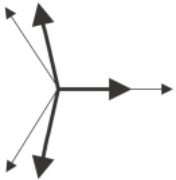
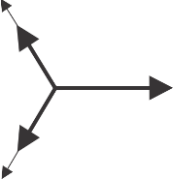
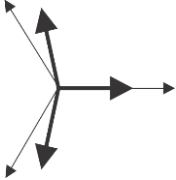
A norma IEC 61000-4-11 [31] estabelece que a severidade em magnitude de um afundamento de tensão como a menor das tensões presente em um determinado ponto de medição. A duração do afundamento é definida como a diferença entre o instante em que

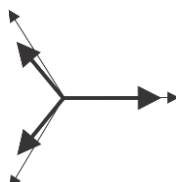
a tensão eficaz em um determinado ponto cai abaixo de um valor limite pré-estabelecido e o instante em que a mesma é restabelecida a um valor maior ou igual ao valor especificado.

Conforme mencionado anteriormente, os 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 [23] 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 Tabela 2.2 ilustra a representação matemática para os sete tipos de afundamentos associados aos seus diagramas fasoriais, em que, o valor do parâmetro h ($0 < h < 1$) define a magnitude das tensões de fase dadas em p.u e o ângulo de fase [16].

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

Tipo A	Tipo B
$V_a = h$ $V_b = -\frac{1}{2}h - j\frac{\sqrt{3}}{2}h$ $V_c = -\frac{1}{2}h + j\frac{\sqrt{3}}{2}h$ 	$V_a = h$ $V_b = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ $V_c = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ 
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
$V_a = 1$ $V_b = -\frac{1}{2}h - j\frac{\sqrt{3}}{2}h$ $V_c = -\frac{1}{2}h + j\frac{\sqrt{3}}{2}h$ 	$V_a = h$ $V_b = -\frac{1}{2}h - j\frac{1}{\sqrt{12}}(2+h)$ $V_c = -\frac{1}{2}h + j\frac{1}{\sqrt{12}}(2+h)$ 

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 Tabela 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* [16].

Tabela 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 Tabela 2.4.

Tabela 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 e frequência fixas na alimentação em tensão 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.

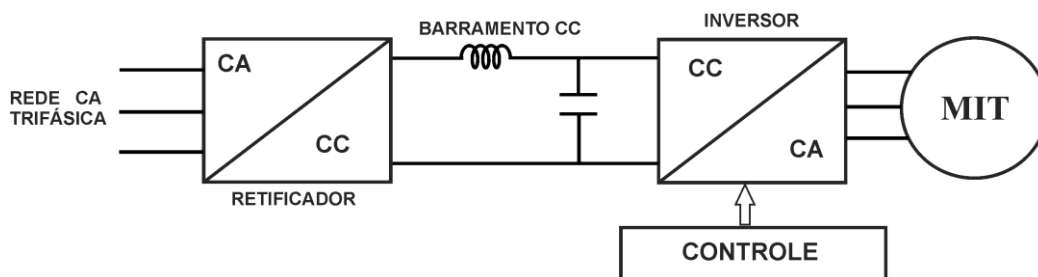


Figura 2. 2 - Circuito esquemático do Acionamento de Velocidade Variável (AVV).

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 fornecer uma tensão contínua de baixa ondulação ao barramento CC que alimenta o circuito inversor. O circuito inversor, através da técnica de Modulação por Largura de Pulso (PWM), é responsável por 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 CC, 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 [32], 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.

Em 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 [26].

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 17 meses. Os autores registram que afundamentos com magnitude maior do que 20% e duração maior ou igual a 12 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 [33]. 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 [34] 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, de modo a suprir os requisitos de conjugado demandado pelo sistema. A presença de um afundamento de

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

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 [35] 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.

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 ITIC [36]. Na revisão do ano 2000 foi denominada curva ITIC (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 Figura 2. 3 mostra três regiões distintas de operação, representadas pelas letras A, B, e C [36].

- ✓ 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 desse trabalho essa é a região de interesse.

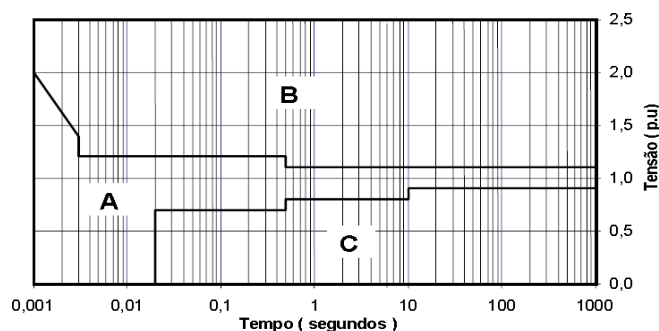


Figura 2. 3 - Curva de tolerância ITIC de 2000 [36].

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 típica a afundamentos de tensão para 50% por 200 ms, 70% por 500 ms e 80% por 1000 ms [37].

A Figura 2. 4 ilustra um comparativo entre as curvas de tolerância das referidas normas.

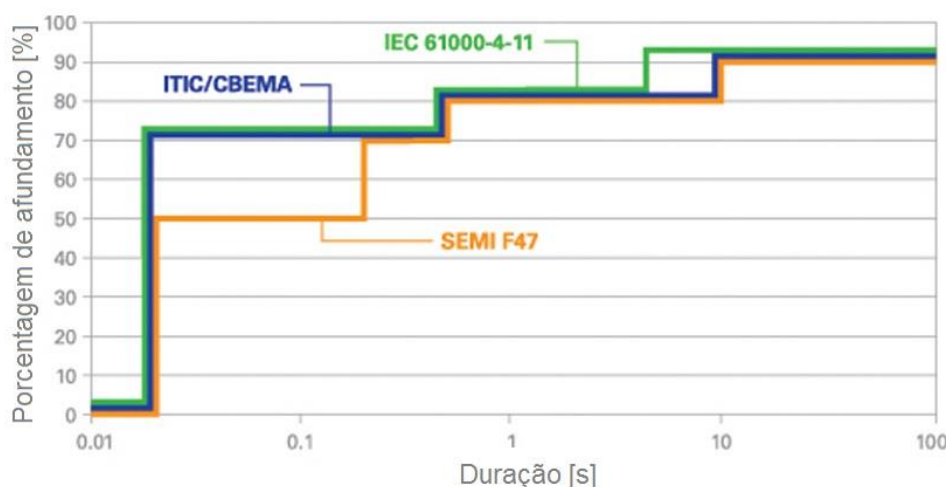


Figura 2. 4 - Curvas de tolerância segundo as normas IEC 61000-4-11[31], ITIC/CBEMA [36] e SEMI [37].

Basicamente a diferença entre as normas está nos limites admitidos na relação entre a porcentagem de afundamento e sua duração. Esta relação define o quão flexível é a norma diante das características afundamento.

Nesse contexto, no âmbito de atender plenamente os limites definidos pelas 3 normas, o limiar de operação da estrutura proposta no que tange a suportabilidade a afundamentos de tensão será definido em 90%. Dessa forma, a estrutura irá operar de tal modo a manter o barramento CC regulado em valores superiores a 90% da sua magnitude em regime permanente, para quaisquer tipos de afundamentos. Portanto, espera-se que estes afundamentos de tensão no lado AC, independente da duração, não provoquem a sensibilização do proteção do AVV. Destaca-se que esse limiar é ajustado na estratégia de controle e pode ser alterado de modo a atender valores específicos de outras normas, conforme será discutido no Capítulo 4.

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 barramento CC para o circuito inversor que irá alimentar o motor de indução.

A Figura 2. 5 ilustra a forma de onda da corrente da fase A conforme operação descrita acima, considerando que o retificador opera no modo de condução descontinua.

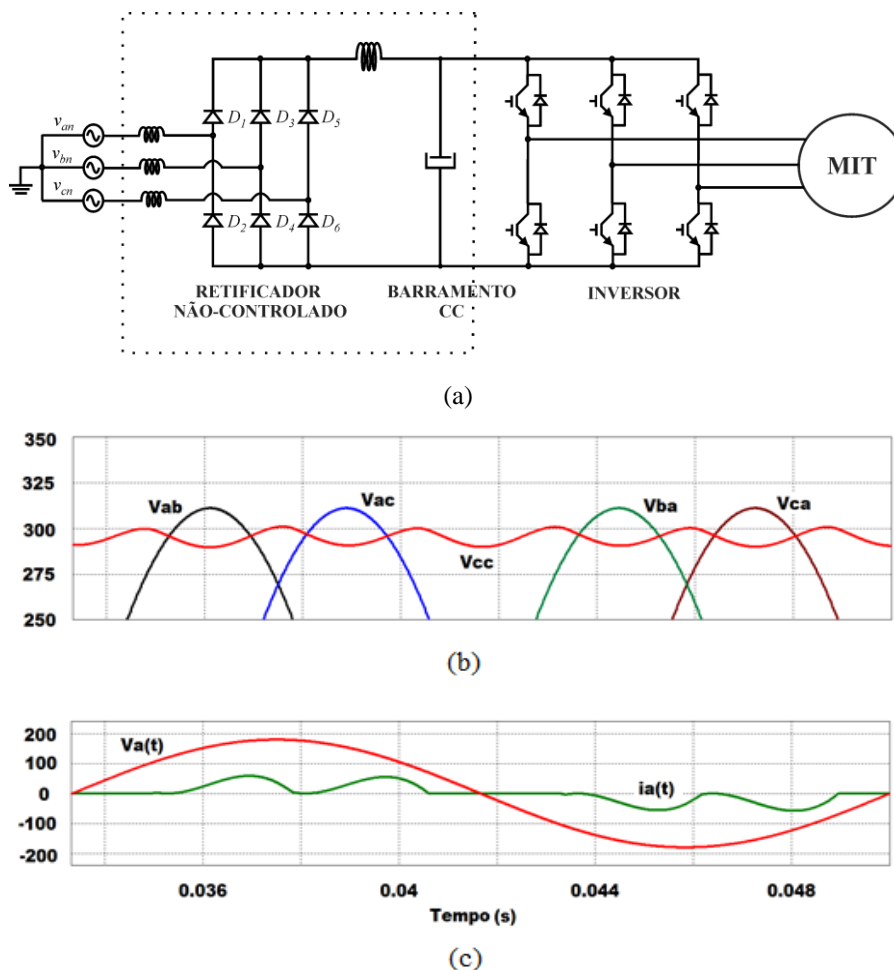


Figura 2. 5 - (a) Estágio de entrada do AVV (b) Formas de onda no barramento CC (c) formas de onda da corrente de entrada do AVV.

Observa-se que o capacitor é carregado somente nos picos da tensão de entrada, acarretando em uma corrente de entrada com aspecto distorcido, não senoidal e, consequentemente, com elevada Distorção Harmônica Total (DHT_I).

Dentre os problemas causados pelos componentes harmônicos na rede CA de alimentação podem-se destacar [21],[22], [38]-[49].

- ✓ 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, a injeção de conteúdo harmônico 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.

Portanto, em linhas gerais, a operação dos AVVs implica na injeção de componentes harmônicas na rede CA, o que resulta em diversos malefícios para a própria rede e para os equipamentos conectados nos barramentos afetados. Por outro lado, os distúrbios da rede CA podem interferir na operação do AVV podendo causar interrupção de operação ou mesmo sua destruição, dependendo da frequência de ocorrências. Em qualquer caso as perdas financeiras devido à interrupção de processos são evidentes.

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. Diversos estudos foram realizados destacando a interferência que esses distúrbios provocam nos AVVs. Foram apresentadas algumas curvas de tolerância reportadas de normas técnicas que definem os limites operacionais dos AVVs, com destaque ao da sensibilidade que pode causar interrupção de operação do dispositivo. Esses limites serão utilizados como parâmetro de referência para escolha do limiar de operação da estrutura proposta, conforme será discutido no Capítulo 4.

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 e causam diversos malefícios para o sistema elétrico.

Capítulo 3 - Estado da Arte

3.1 Considerações Iniciais

O foco deste trabalho é o estudo e implementação de uma solução para melhorar a suportabilidade dos conhecidos AVVs perante a todos os tipos afundamentos temporários de tensão, equilibrados e desequilibrados, reportados na literatura técnica especializada e, adicionalmente, em condições de operação normal do sistema, mitigar o conteúdo harmônico das correntes de linha drenadas da rede CA de alimentação. Neste capítulo serão apresentadas resumidamente algumas das principais topologias encontradas na literatura técnica tradicionalmente utilizadas para regulação da tensão do barramento CC de saída diante da ocorrência de afundamentos de tensão e correção ativa do fator de potência e/ou mitigação de componentes harmônicos na corrente de alimentação. Essa abordagem é oportuna por reunir informações a respeito do tema, servindo como parâmetro de comparação para a estrutura topológica apresentada neste trabalho.

A Figura 3. 1 apresenta uma classificação geral de retificadores trifásicos unidirecionais. Com base no tipo de conversor que compõe seu arranjo de potência, os retificadores podem ser classificados como passivos, ativos ou híbridos [50].

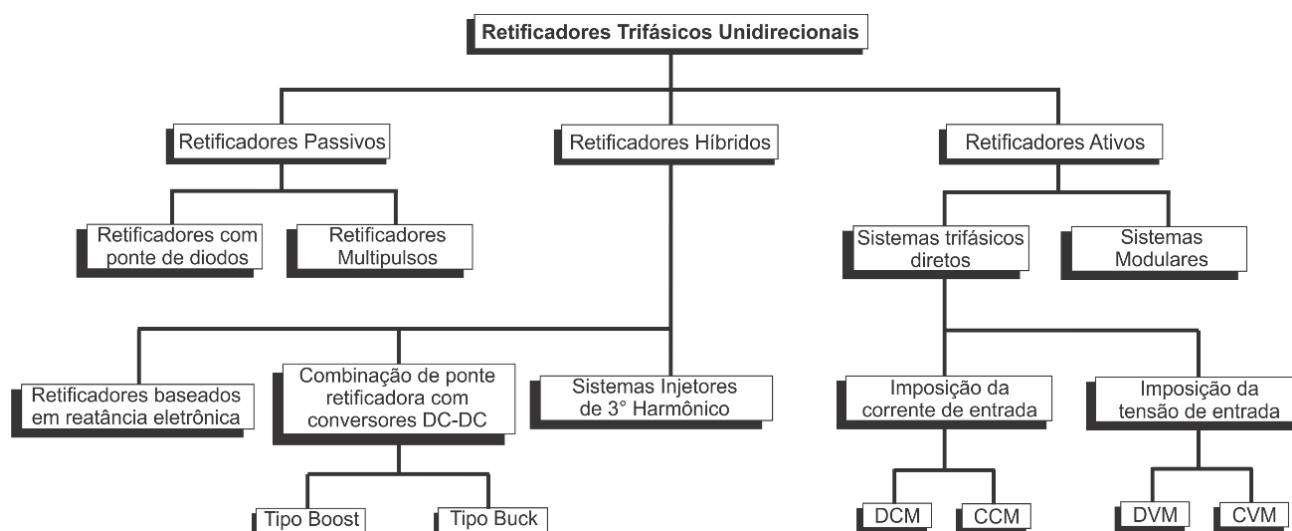


Figura 3. 1 - Classificação das topologias de retificadores trifásicos unidirecionais (passivos, híbridos e ativos).

Nas próximas seções serão abordadas algumas topologias encontradas na literatura técnica a respeito de cada tipo de retificador, destacando suas vantagens e

desvantagens no que tange a imposição de correntes com aspecto senoidal e a regulação do barramento CC de saída. Finalmente, será apresentada uma tabela com um resumo geral a respeito das principais características desses retificadores.

3.2 Retificadores Passivos

Segundo [50], os retificadores classificados como passivos são caracterizados por:

- ✓ não possuírem semicondutores totalmente controlados;
- ✓ serem auto-comutados e;
- ✓ utilizarem somente componentes passivos para gerar uma tensão CC de saída com pequena ondulação e drenar correntes da rede com pico reduzido.

A Figura 3. 2 apresenta a estrutura genérica de um retificador passivo trifásico e a corrente drenada em uma fase da tensão de alimentação.

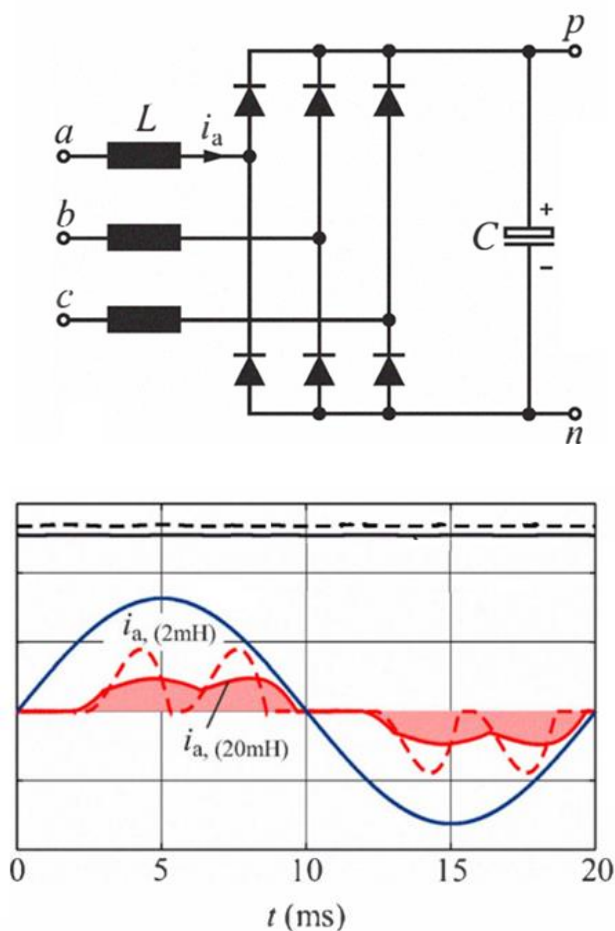


Figura 3. 2 - Retificadores não controlados (passivos).

Estes retificadores são largamente utilizados na indústria em aplicações de elevada potência (acima de 100 kW) devido a sua baixa complexidade e elevada robustez. No entanto, estas estruturas não promovem a regulação da tensão do barramento CC de saída em caso de afundamento na tensão de alimentação. Além disso, a mitigação de conteúdo harmônico da corrente CA de entrada somente é alcançada quando utilizado sistemas multi-pulsos, tal como 12, 18 ou 36 pulsos, onde se faz necessário a utilização de transformadores de baixa frequência. Apesar de robustos e confiáveis, a utilização destes transformadores causam um aumento considerável no volume e peso da estrutura.

No entanto, em se tratando da regulação da tensão de saída, a maioria dos conversores passivos são susceptíveis a afundamentos de tensão no lado CA. As estruturas que promovem suportabilidade a afundamentos operam com comutação mecânica de *taps* no transformador ou inserindo uma impedância variável (núcleo de reator saturado) no circuito. No entanto, mesmo com o emprego destes artifícios, a regulação da tensão de saída é limitada e torna o arranjo menos robusto [51].

Para contornar a desvantagem do aumento de peso e volume da estrutura algumas topologias de retificadores multi-pulsos utilizam auto-transformadores com conexão diferencial. Nessas topologias, tal como verificado no conversor de 18 pulsos da Figura 3. 3, a potência processada pelos auto-transformadores é da ordem de 20% da potência nominal de saída [52].

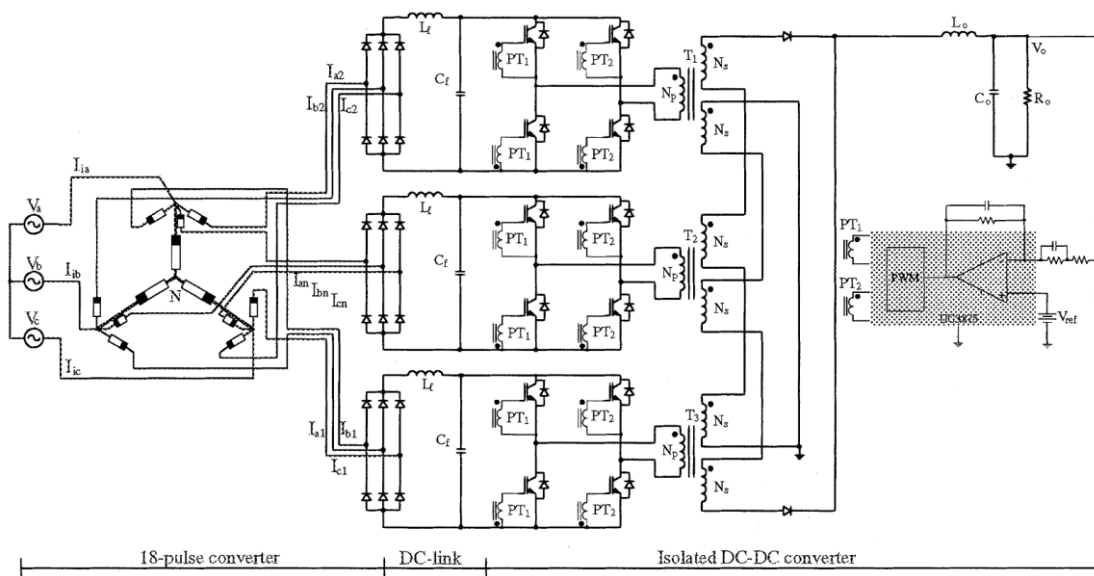


Figura 3. 3 - Conversor Multi-Pulso proposto em [52].

Neste arranjo emprega-se um conversor CC-CC que permite a regulação da tensão de saída. Esta topologia apresenta ainda as seguintes características:

- ✓ capacidade de mitigação do conteúdo harmônico da corrente CA de entrada sem a necessidade de utilizar sensores de correntes;
- ✓ circuito de controle simplificado;
- ✓ topologia com característica abaixadora, o que evita picos de correntes para a pré-carga do capacitor de saída;
- ✓ não há necessidade de utilizar transformadores de intefase (IPT);
- ✓ conversor CC-CC pode operar com ZVS (*Zero Voltage Switching*);
- ✓ Apenas dois diodos de alta capacidade de corrente são utilizados na saída;
- ✓ Eficiência superior a 90%.

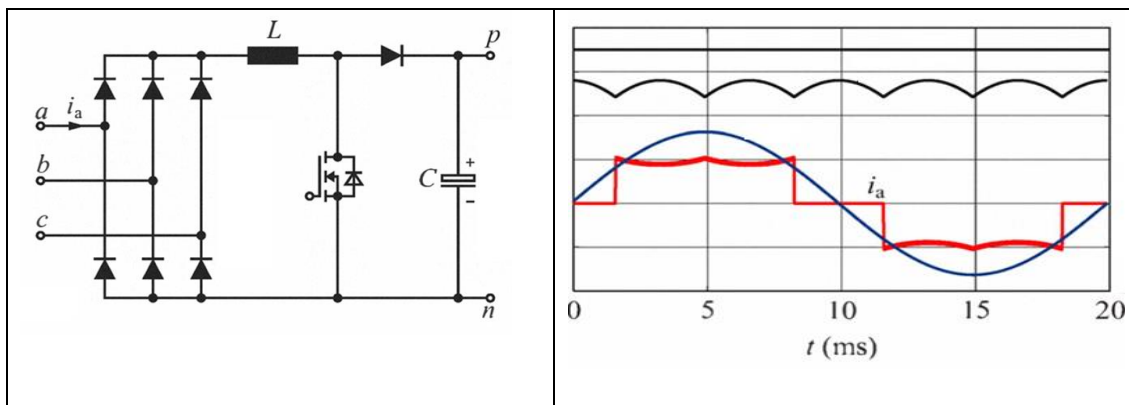
No entanto, este arranjo apresenta como desvantagem o fato de utilizar de 2 estágios: um retificador de 18 pulsos cascadeado com um conversor CC-CC. Neste caso, o conversor CC-CC deve ser projetado para o potência total de saída.

3.3 Retificadores Ativos.

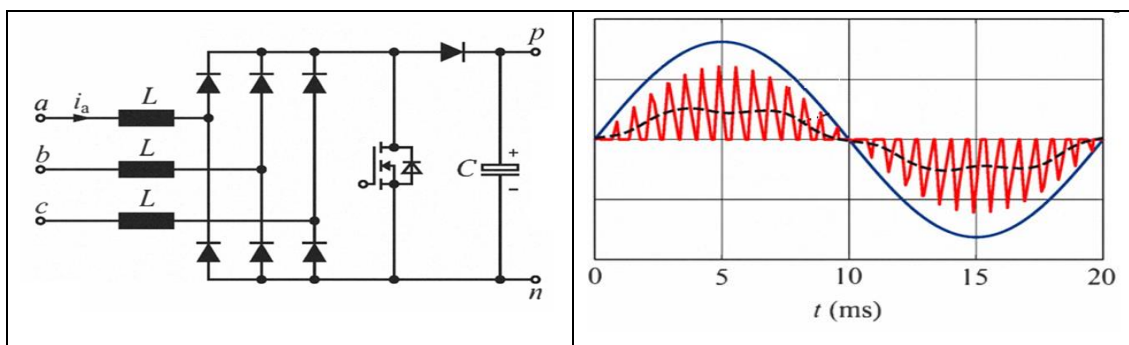
Os retificadores ativos possuem, essencialmente, as seguintes características [50]:

- ✓ Capacidade de impor corrente de entrada senoidal com o espectro harmônico em conformidade com normas internacionais (IEC 61000-3-2 se a corrente eficaz por fase for menor que 16 A ou IEC 61000-3-4 quando esta corrente for maior que 16 A); na indústria, no entanto, normalmente avalia-se a DHT da corrente de entrada, que gira em torno de 5% para as condições nominais de operação;
- ✓ Fator de potência da corrente próximo à unidade ($FP > 0,99$);
- ✓ Tensão CC de saída regulada;
- ✓ capacidade de operação diante da ocorrência da falta de uma fase na tensão de alimentação;
- ✓ conformidade com as especificações relativas à interferência eletromagnéticas (EMI);

A Figura 3. 4 apresenta um retificador trifásico ativo que utiliza um conversor Boost para promover a regulação da tensão de saída e impor correntes na alimentação com um DHT_I na ordem de 30%.



(a)



(b)

Figura 3. 4 - Retificador trifásico PFC utilizando o conversor Boost (a) com indutor no laco CC e (b) no lado CA.

Com os indutores posicionados no lado CA (Figura 3. 4(b)) é possível impor correntes na alimentação com uma envoltória senoidal. No entanto, o espectro harmônico desta corrente evidencia que existem componentes harmônicas de baixa ordem, tornando oneroso o projeto dos filtros passivos. Ainda que aplicando diferente técnicas de modulação, tal como o BCM (*Boundary Conduction Mode*) [53-55], a eliminação de componentes harmônicas de baixa ordem não é eficientemente realizada. Além disso, este arranjo somente permite uma imposição de corrente com elevada qualidade somente quando o tempo de desmagnetização dos indutores é relativamente curto quando comparado ao período de chaveamento. Isto é alcançado quando o nível de tensão de alimentação é da ordem de 1 kV. Portanto, devido a estas limitações, associado ainda ao elevado pico de corrente que os semicondutores são submetidos, este circuito não foi bem sucedido na indústria. No entanto, a versão monofásica desta estrutura ainda é encontrada em aplicações de até 1 kW.

Em ambos arranjos ilustrados na Figura 3. 4 é possível regular a tensão de saída quando há distúrbios na tensão de alimentação. No entanto, destaca-se que essa capacidade é alcançada com o conversor Boost processando toda a potência de saída, o que eleva seus custos de implementação.

A Figura 3. 5 apresenta uma variação do arranjo ilustrado na Figura 3. 2, correspondendo a um retificador trifásico com a ponte retificadora totalmente implementada com interruptores de potência.

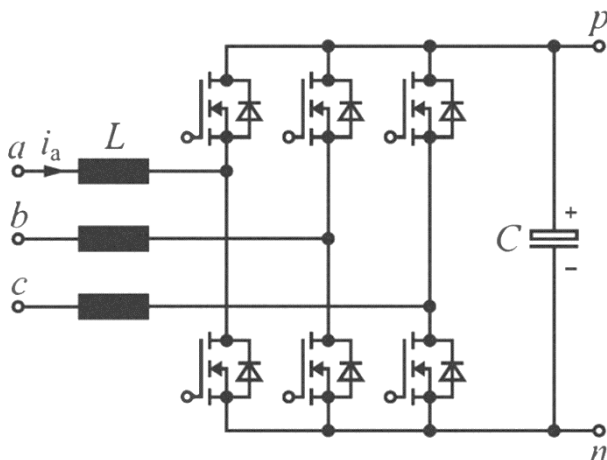


Figura 3. 5 - Retificador trifásico com ponte totalmente controlada.

Diferentemente do circuito apresentado na Figura 3. 2, esta topologia é capaz de impor correntes senoidais em todo o período da tensão de alimentação, além de regular a tensão do barramento CC de saída em um valor pré-determinado.

No entanto, apesar das vantagens operacionais, este arranjo apresenta como desvantagem os custos de implementação, uma vez que os interruptores de potência da ponte retificadora deverão ser projetados para a potência nominal de saída.

A Figura 3. 6 apresenta um arranjo com modificações no circuito ilustrado na Figura 3. 5. [57].

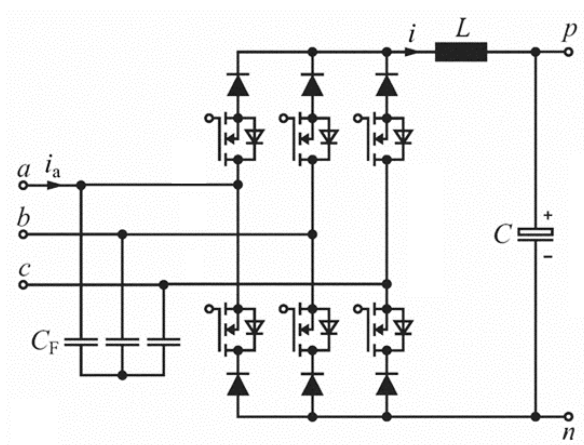
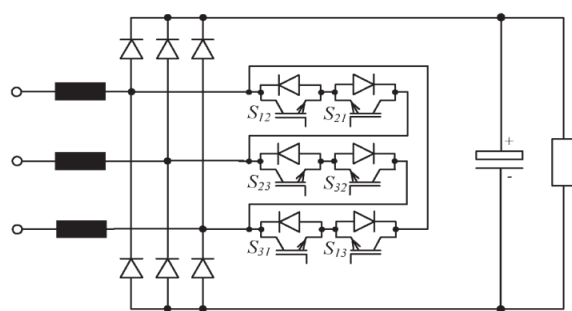


Figura 3. 6 - Retificador do tipo Buck com ponte totalmente controlada.

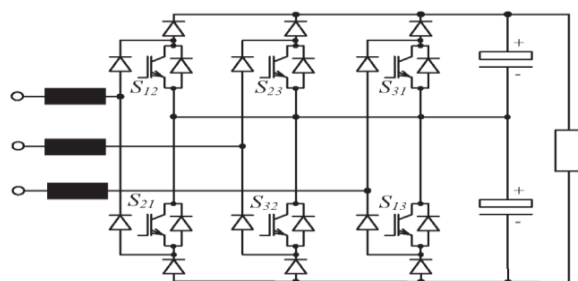
Neste circuito acrescenta-se um diodo em série com cada interruptor de potência da ponte retificadora, tornando-a unidirecional. Essas modificações permitem um melhor

controle da transferência de potência para a saída, além de melhorar a regulação do barramento CC de saída [57]. No entanto, esta regulação só é efetivamente alcançada para uma faixa limitada de amplitude da tensão de saída. Essa limitação prejudica a imposição de corrente na alimentação. Além disso, sua frequência de chaveamento deve ser reduzida (girando em torno de 10 kHz), em virtude das elevadas perdas de chaveamento [58]. Em [59] são apresentados algumas considerações para otimização desta topologia.

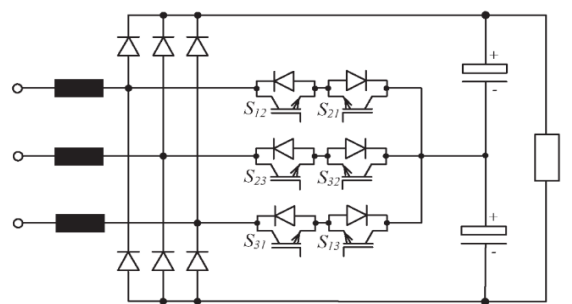
Na Figura 3. 7 são apresentadas 3 topologias clássicas de retificadores ativos capazes de impor correntes com reduzido conteúdo harmônico na alimentação e regular a tensão do barramento CC de saída [60].



(a)



(b)



(c)

Figura 3. 7 – Estruturas retificadoras ativas trifásicas (a) retificador delta a dois níveis, (b) Retificador Vienna com três níveis e (c) conversor tipo T a três níveis.

Para as mesmas condições de operação descritas em [60], o retificador Vienna destaca-se como melhor solução para frequência de chaveamento acima de 18 kHz por

possuir reduzidas perdas de chaveamento. Adicionalmente, os interruptores de potência são submetidos a menores níveis de tensão (metade da tensão de alimentação), o que reduz os custos de projeto e atenuam os níveis de *EMI*. Por outro lado, o retificador Vienna possui sempre 2 interruptores polarizados simultaneamente. Dessa forma, as perdas de condução deste retificador serão maiores quando comparado ao retificador delta e do tipo T. Além disso, este conversor não apresenta um aumento considerável na densidade de potência, quando comparado com outras topologias. Destaca-se ainda que é necessário que o filtro capacitivo de saída seja composto por, no mínimo, 2 capacitores conectados em série, o que pode comprometer o *retrofitting* em algumas aplicações.

Em [61] é proposto uma estrutura denominada Retificador Delta, conforme ilustra a Figura 3. 8.

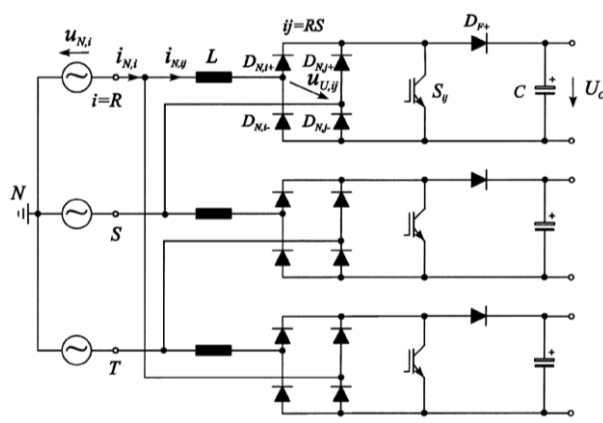


Figura 3. 8 - Retificador Delta [61].

Esta estrutura é composta pela associação de 3 grupos de retificadores monofásicos cascadeado com um conversor Boost responsável por impor corrente senoidal na alimentação e regular a tensão de saída. Por utilizar um conversor monofásico para cada fase este arranjo possui como vantagem sua robustez, alcançada devido sua alta modularidade. Além disso, cada módulo possui um arranjo de potência já consagrado e bastante utilizado na indústria.

No entanto, este arranjo apresenta como desvantagem o fato de possuir 3 barramentos CC de saída independentes e que não podem ser conectados em paralelo devido a possíveis diferenças de potencial entre si. Ao incluir tiristores na ponte retificadora, tal como ilustrada na Figura 3. 9, é possível contornar essa desvantagem, além da possibilidade regular a tensão de saída mesmo diante da falta de uma fase na alimentação, quando aplicado as modificações propostas em [62].

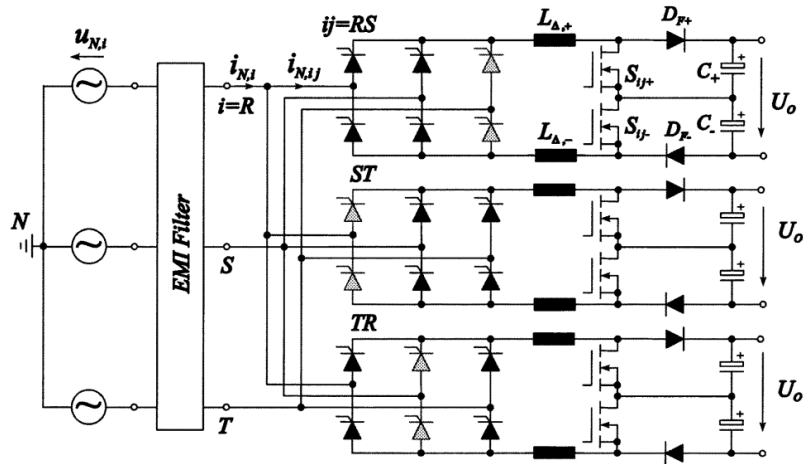


Figura 3. 9 - Retificador Delta utilizando tiristores na ponte retificadora.

Neste arranjo os tiristores em cinza operam somente diante da ocorrência de falhas na tensão de alimentação. No entanto, conforme ocorre com as demais topologias de retificadores ativos, os interruptores principais processam toda a potência de saída para impor correntes senoidais na alimentação e regular a tensão de saída em caso de distúrbios na alimentação, o que incrementa de forma considerável os custos de implementação.

3.4 Retificadores Híbridos

Os retificadores híbridos são assim classificados quando há integração parcial entre um retificador passivo com conversores chaveados. Suas características principais são:

- ✓ Integração entre circuitos auto-comutados (utilizando diodos) e com comutação forçada (utilizando interruptores de potência).
- ✓ Utilização de elementos passivos projetados para operação em baixa frequência e/ou elevada frequência.
- ✓ Regulação da tensão de saída e/ou imposição de corrente senoidal na alimentação com reduzido conteúdo harmônico.

Estes sistemas fundamentalmente permitem a regulação da tensão de saída e impõe correntes na alimentação com reduzido conteúdo harmônico. No entanto, dependendo do arranjo, pode haver limitação na regulação da tensão de saída e/ou na mitigação do conteúdo harmônico da corrente de entrada. A limitação da regulação da tensão de saída está condicionada à condução da ponte retificadora do retificador não controlado (ou passivo). Dependendo do tipo e da magnitude do distúrbio na tensão de

alimentação os diodos da ponte retificadora do conversor passivo podem ser bloqueados, retirando-o de operação.

A mitigação do conteúdo harmônico da corrente CA de entrada normalmente é realizada pelo conversor ativo. No entanto, em algumas topologias de retificadores híbridos, os conversores ativos operam fundamentalmente como filtros ativos, mitigando somente uma determinada componente harmônica (tradicionalmente a de 3ª ordem). Nestas condições, o conversor ativo opera injetando uma componente harmônica com mesma amplitude mas com fase invertida em relação à componente drenada pelo conversor passivo, anulando seu efeito.

Esta situação é verificada na Figura 3. 10, que apresenta uma estrutura de retificador híbrido [63], [64] utilizado para mitigar o conteúdo harmônico de 3ª ordem da corrente CA de entrada.

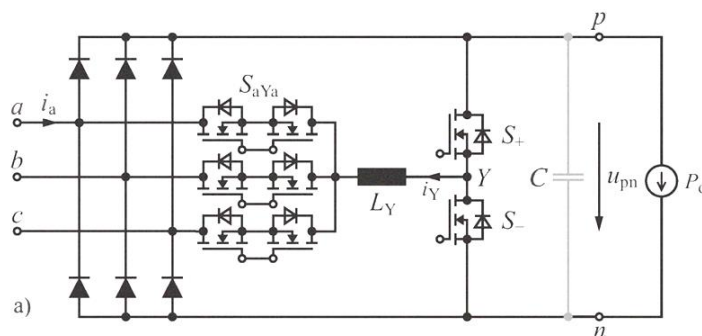


Figura 3. 10 - Retificador PFC híbrido com injeção de 3º harmônico.

De acordo com [50], este arranjo é capaz de mitigar o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada de 3º ordem, sendo chamado de Filtro Ativo para Injeção de Corrente de 3º Harmônico. No entanto, esta topologia não promove uma regulação eficiente da tensão DC de saída, sendo sua amplitude mantida pelo retificador de 6 pulsos.

A Figura 3. 11 apresenta uma versão de retificador híbrido com ponte retificadora semi-controlada [50].

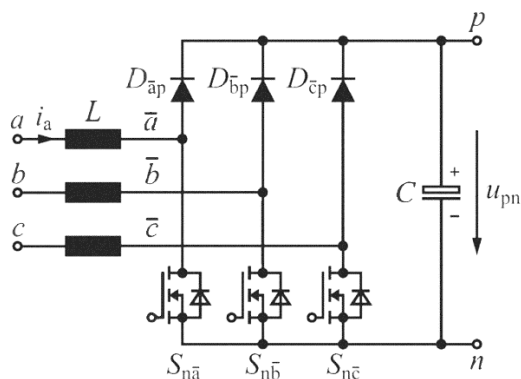


Figura 3. 11 - Conversor híbrido com ponte semi-controlada.

A vantagem deste arranjo é sua simplicidade de implementação, correspondendo à substituição de três diodos por interruptores de potência. No entanto, devido a assimetria resultante da ponte retificadora, a imposição de corrente é possível durante apenas algumas seções de um semi-ciclo da tensão de alimentação. Nos demais intervalos a composição de corrente é consequência da condução dos diodos da parte superior, tal como verificado nos retificadores passivos. Dessa forma, a operação do arranjo apresentado na Figura 3. 11 limita-se em regular a tensão de saída de acordo com a estratégia de controle descrito em [65], uma vez que a imposição de corrente é alcançada somente em algumas seções do período de alimentação.

A Figura 3. 12 apresenta dois arranjos de retificadores híbridos originados a partir das estruturas apresentadas na Figura 3. 7 [66].

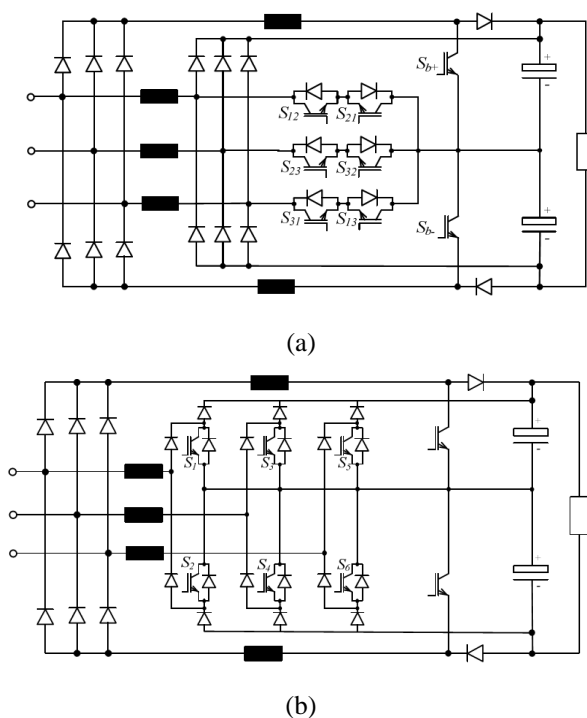


Figura 3. 12 - Retificadores híbridos baseados no (a) retificador do tipo T e (b) retificador Vienna.

Estes arranjos são capazes de impor correntes com refuzido conteúdo harmônico e regular a tensão do barramento CC de saída. Quando comparados com as estruturas originais, estes arranjos possuem como vantagem a redução nas perdas por condução, alta confiabilidade e capacidade de processar potência reativa.

A Figura 3. 13 apresenta um arranjo capaz de fornecer suportabilidade para afundamentos de tensão para uma magnitude até 50%, sendo sua aplicação limitada para baixos níveis de potência (abaixo de 1 kW). Entretanto, essa topologia não promove a

correção do fator de potência durante condições normais de alimentação e leva o sistema a operar com os inerentes problemas associados com a circulação de correntes elétricas com elevado conteúdo harmônico [16], [17].

Suas vantagens são:

- ✓ 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.

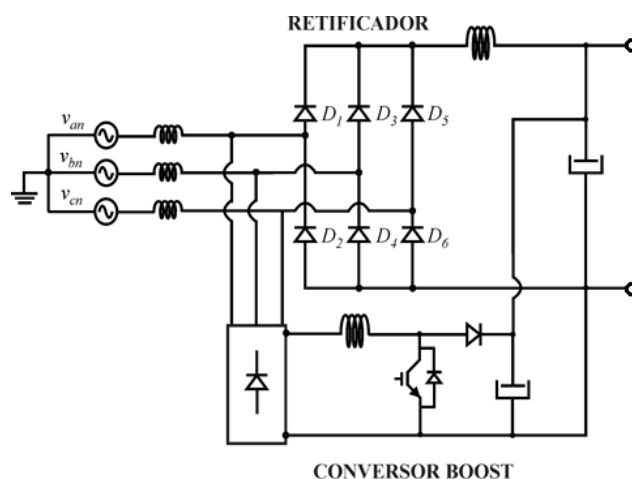
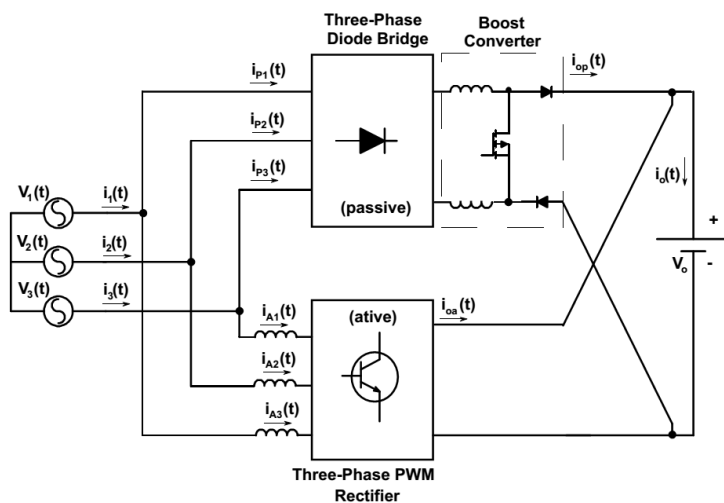


Figura 3. 13 - Conversor Boost conectado ao AVV.

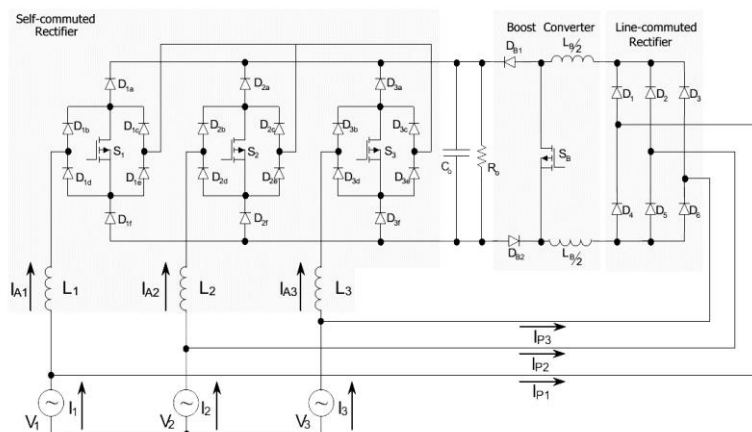
No entanto, este arranjo apresenta as seguintes desvantagens:

- ✓ 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.
- ✓ O conversor Boost deve ser projetado para a potência total da carga.

A Figura 3. 14 apresenta uma versão de retificador híbrido composto pela associação em paralelo de um conversor Boost trifásico de um interruptor com um retificador trifásico PWM unidirecional [51].



(a)



(b)

Figura 3. 14 - Retificador híbrido proposto em [51].

Nesta topologia o conversor Boost é responsável por regular a tensão de saída em um determinado valor, drenando da rede correntes com aspecto retangular. Considerando que a corrente de entrada é composta pela soma da corrente drenada pelos 2 módulos, o retificador PWM é responsável por drenar uma parcela de corrente que, somada à corrente drenada pelo conversor Boost, resulte em uma senóide. Dessa forma, a corrente total de entrada possui um DHT da ordem de 3%. Segundo [51], a estrutura ainda é capaz de promover a regulação da tensão do barramento CC de saída. Neste arranjo, cada módulo é responsável por processar 50% da potência total de saída.

Nesse contexto, no sentido de oferecer uma opção alternativa para impor correntes com baixo conteúdo harmônico da alimentação e regular a tensão do barramento CC de saída em caso de distúrbios na tensão de alimentação, uma nova concepção de retificador híbrido composto por um retificador de seis pulsos não-controlado convencional, associado a retificadores controlados não isolados foi desenvolvida no NUPEP. Trata-se

de uma concepção topológica de retificador trifásico que pode ser utilizada em diversas aplicações de retificadores de elevada potência com o propósito de obtenção de elevado fator de potência, atendimento às normas de distorções harmônicas e regulação da tensão do barramento CC de saída em caso de afundamentos de tensão.

Da mesma forma que ocorre nas demais estruturas de retificadores híbridos, a principal característica desta família de retificadores é a associação de conversores chaveados conectados em paralelo com retificadores não controlados 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_I , alto rendimento, robustez e elevada densidade de potência.

Portanto, no sentido de apresentar o aspecto evolutivo das topologias de retificadores híbridos desenvolvidas, destacando suas principais vantagens e desvantagens, de modo a evidenciar a contribuição do trabalho de pesquisa em foco, é apresentada uma breve revisão bibliográfica dos trabalhos atrelados a essa 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 à imposição de correntes com reduzida DHT_I , ao rendimento, ao custo de implementação e, finalmente, à capacidade de regular o barramento CC de saída disponibilizado às cargas.

3.4.1 Revisão bibliográfica acerca dos retificadores híbridos desenvolvidos no NUPEP

Nos trabalhos publicados em [67]-[70] 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. 15 é apresentada a estrutura topológica que utiliza conversores SEPIC modificados e, na Figura 3. 16, 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_I na entrada, tal como nos retificadores de 12 pulsos e multipulsos convencionais, porém, sem a necessidade de se utilizar transformadores ou autotransformadores defasadores.

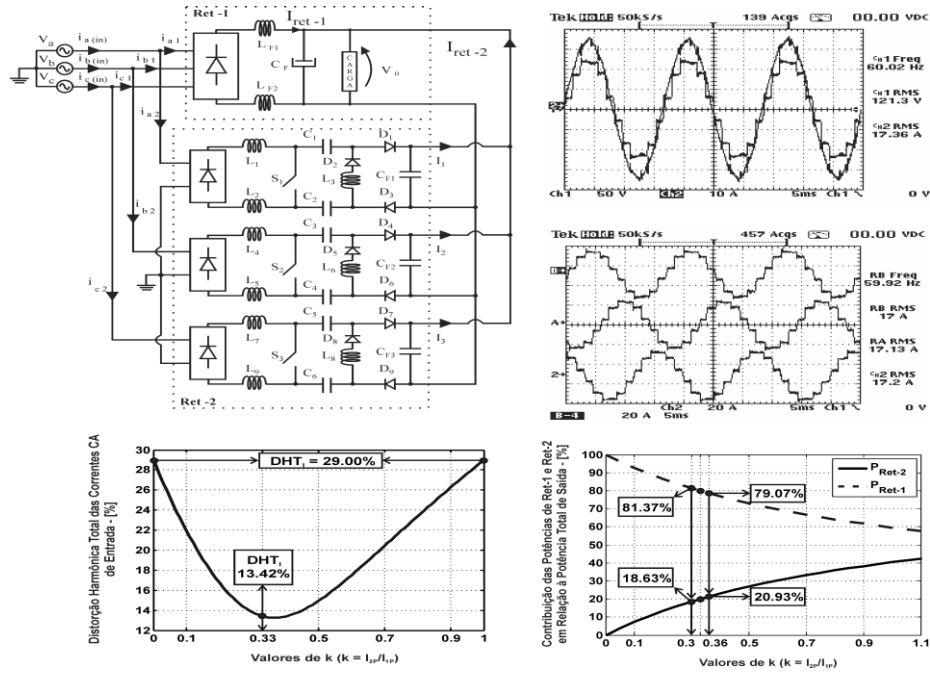


Figura 3. 15 - Retificador híbrido multipulsos trifásico usando conversores SEPICs modificados [67], [68].

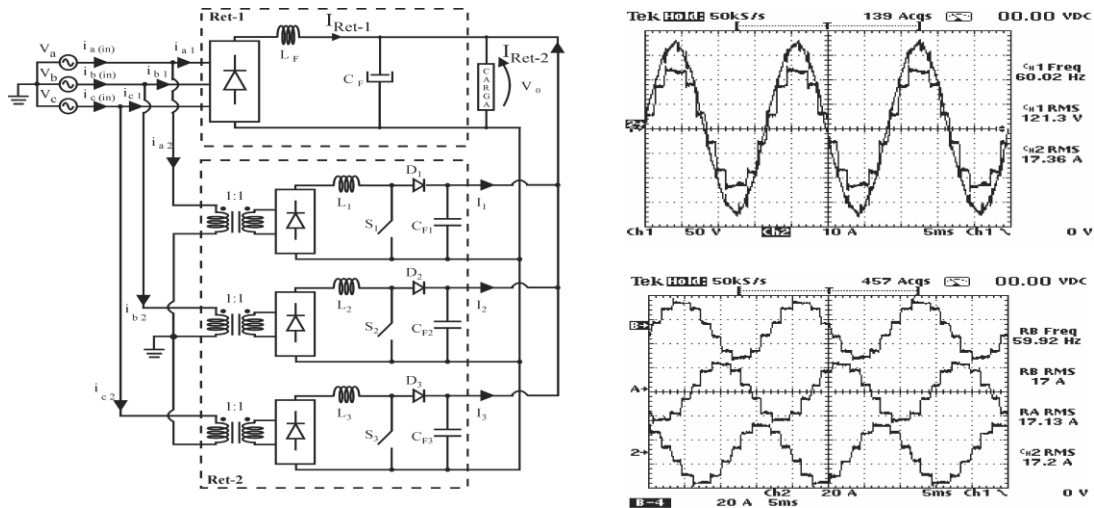


Figura 3. 16 - Retificador híbrido multipulso trifásico usando conversores Boost [68], [70].

A magnitude e a forma de onda de corrente impostas pelos conversores chaveados determinam as porcentagens de contribuição de potência e a DHT_I 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 custo 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 (Figura 3. 16), 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.

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

No objetivo de aprimorar a estrutura apresentada na Figura 3. 15, novos esforços foram realizados com o intuito de impor correntes senoidais na entrada CA (DHT₁ 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 Figura 3. 17, 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 [71]-[73].

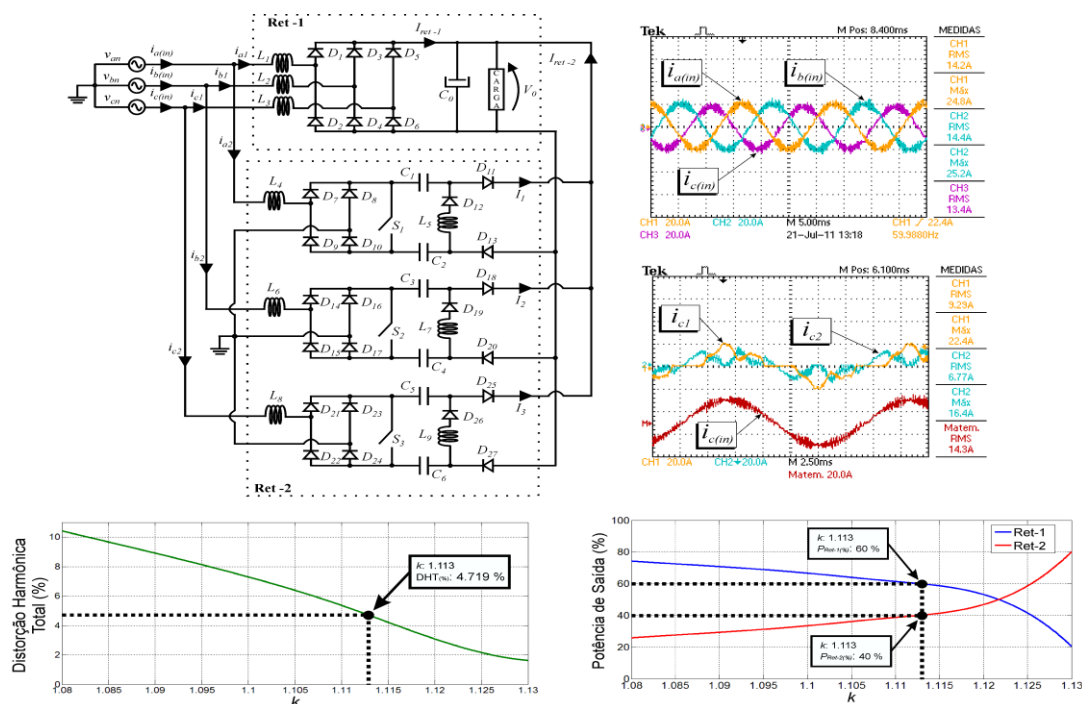


Figura 3. 17 - Retificador híbrido multipulso trifásico usando conversores SEPIC convencionais com redução dos elementos magnéticos [71]-[73].

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 [71].

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 [67]-[70]. 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 [71].

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 [74], [75].

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.

3.4.3 Utilização do RHT com conversor Boost cascadeado

No trabalho apresentado em [76] foi proposto um aprimoramento das referidas estruturas retificadoras híbridas [67]-[70], 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 Figura 3. 18. 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 [73] 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.

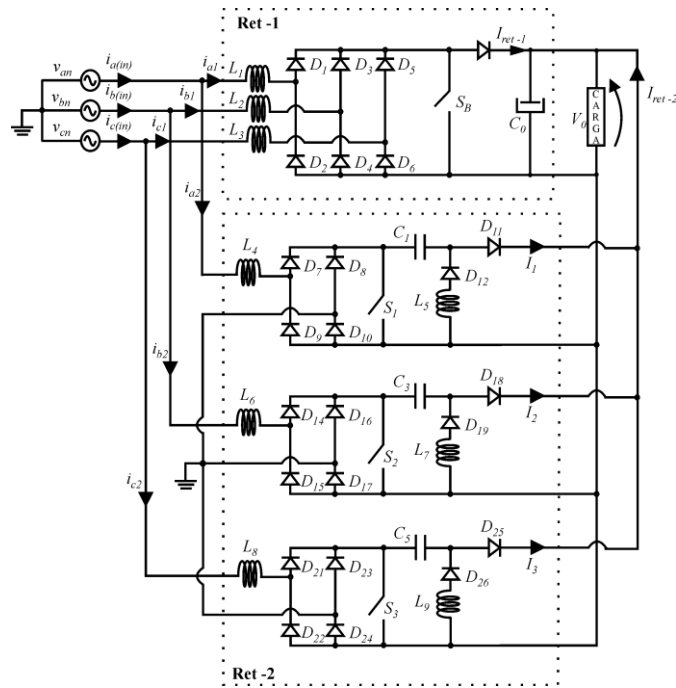


Figura 3. 18 - Retificador híbrido com conversor Boost cascadeado [79]-[80].

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 que, além de proporcionar as vantagens, no que diz respeito às correntes com baixa DHT₁, proporcionam também elevada eficiência aliada à robustez e maior densidade de potência.

3.4.4 Estrutura Proposta - Utilização do RHT com técnica de compensação série no barramento CC de saída.

A estrutura proposta de RHT é ilustrada na Figura 3. 19. Este arranjo é composto por um RHT tradicional (denominado RNC e CCI) cujo capacitor de saída (C_1) é associado em série com o capacitor de saída (C_2) do grupo de conversores denominado CCT.

Em condições normais da tensão de alimentação a estrutura é capaz de impor correntes senoidais de alimentação através da operação dos conversores SEPIC que compõe o CCI. Nesta condição o CCT é retirado de operação através da condução do diodo D_1 na Figura 3. 19 e a tensão do barramento CC disponibilizado à carga é mantido pelo grupo RNC. Diante da ocorrência de afundamentos na tensão de alimentação o CCT entra em operação regulando a tensão de saída em um valor pré-determinado por sua estratégia de controle. Destaca-se que nesta condição o RNC continua operando,

processando uma parcela da potência de saída, diferentemente do que ocorre nas estruturas propostas nas Figura 3. 17 e Figura 3. 18, onde o retificador não controlado é retirado de operação diante da ocorrência de afundamentos de tensão.

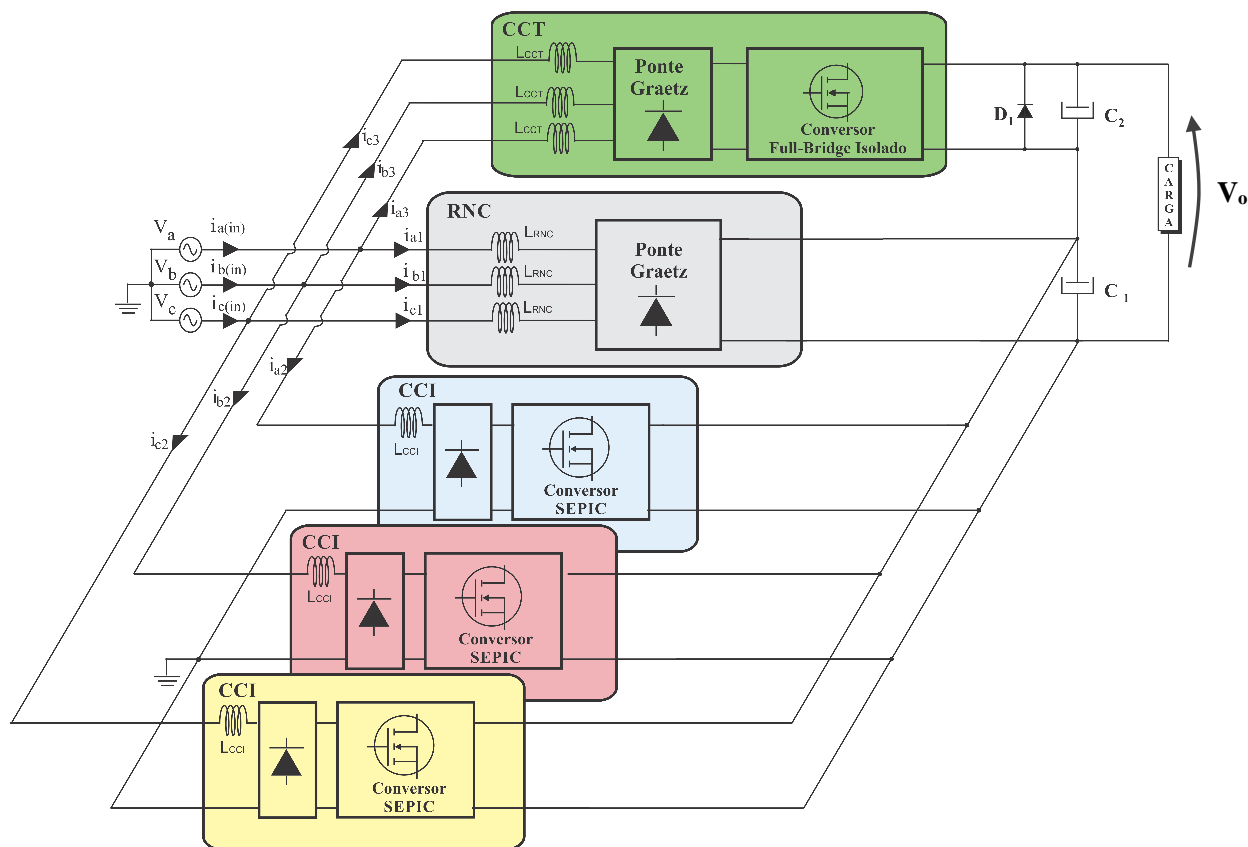


Figura 3. 19 - Estrutura do retificador híbrido trifásico proposta.

Portanto, com a estrutura proposta na Figura 3. 19, tanto em condições normais quanto em afundamento de tensão, o retificador não controlado mantém-se ativo processando uma parcela da potência de saída. Esta característica contribui efetivamente para o aumento da eficiência e robustez da estrutura, considerando que o RNC é mais eficiente e robusto quando comparado com conversores chaveados (CCI e CCT).

A Tabela 3.1 apresenta um resumo geral a respeito das diferentes classes de retificadores destacando suas características operacionais no que tange a capacidade de impor correntes com baixo conteúdo harmônico e regular a tensão do barramento CC de saída.

Tabela 3.1 – Comparativo entre diferentes tipos de retificadores.

	Retificadores Passivos ou Multipulsos	Retificadores Ativos	Retificadores Híbridos
Tensão de Entrada	115 ou 230 Vac	115 ou 230 Vac	115 ou 230 Vac
Frequência da tensão de alimentação	Variável	Variável	Variável
Tensão de saída	150 – 600 Vcc Tensão do barramento CC variável durante transitórios da tensão de alimentação ou da carga (sem utilização de conversores CC-CC cascateados).	150 - 230, 320 - 600 Vcc Pequenas variações da tensão do barramento CC durante transitórios da tensão de alimentação ou da carga.	290 ou 390 Vcc Tensão do barramento CC variável durante transitórios da tensão de alimentação ou da carga (sem utilização de conversores CC-CC cascateados)
Distorção harmônica total (DHT)	DHT 12% (12 pulsos) DHT 3% (24 pulsos) (depende do transformador multifase)	DHT 3 – 7 %	DHT 3 – 7 %
Fator de potência	0,980 – 0,998	0,998	0,998
Ondulação da tensão de saída	Depende do valor da tensão no filtro de saída	Depende do valor da tensão no filtro de saída.	Depende do valor da tensão no filtro de saída
Rendimento	96 – 98 % (sem conversor CC-CC cascateado) 92 – 95 % (com conversor CC-CC cascateado)	95 – 97 %	96% - 98%
Capacidade de regular a tensão de saída	Incapaz (sem conversor CC-CC cascateado) 10 % (com conversor CC-DC cascateado)	10%	≤ 50% (depende da topologia)
Vantagens	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Simples; ✓ Baixo custo; ✓ Robusto – alta capacidade de sobrecarga; ✓ Peso reduzido para operação em 400 Hz (vantagem para aplicações embarcadas); ✓ Alta confiabilidade. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Pequena ondulação da tensão de saída; ✓ Tensão CC ajustável; ✓ A mesma unidade pode operar em 400 Hz ou 60 Hz (vantagem para aplicações embarcadas); ✓ Tamanho e peso reduzidos; ✓ Alta densidade de potência; 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Implementação simples; ✓ Baixo custo (interruptores de potência podem ser projetados para uma reduzida potência); ✓ Robustos; ✓ Alta capacidade de sobrecarga. A potência do conversor chaveado pode ser limitada conforme o desejado; ✓ A mesma unidade pode operar em 400 Hz ou 60 Hz (vantagem para aplicações embarcadas); ✓ Alta confiabilidade; ✓ Alta densidade de potência; ✓ Alta eficiência; ✓ Tamanho e peso reduzidos.
Desvantagens	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Tensão do barramento CC de saída não regulada sem a presença de conversores CC-CC; ✓ 4% de queda de tensão, mesmo sem qualquer condição de carga; ✓ Necessário utilizar conversores CC-CC ou transformadores de interfase para reduzir o conteúdo harmônico da corrente de entrada; ✓ Projeto complexo transformador de interfase quando existem harmônicos na tensão de entrada; ✓ Presença da corrente de <i>inrush</i>. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Baixa confiabilidade; ✓ Controle complexo; ✓ Baixa capacidade de sobrecarga (<10%); ✓ Elevado capacitor eletrolítico de saída; ✓ Alto custo; ✓ Interruptores de potência devem ser especificados para a potência nominal (100%). 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Tensão do barramento CC não regulada em condições normais da tensão de alimentação; ✓ Elevado capacitor eletrolítico de saída

3.5 Considerações Finais

Este capítulo teve como objetivo apresentar uma comparação entre as principais topologias de retificadores no que tange a capacidade de impor correntes com baixo conteúdo harmônico na alimentação e promover a regulação da tensão do barramento CC de saída em caso de distúrbios na tensão de suprimento. 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.

Nesse contexto, foram apresentadas algumas soluções de retificadores encontradas na literatura técnica e uma breve revisão da evolução dos retificadores híbridos trifásicos desenvolvidos no NUPEP, culminando com a solução proposta desta tese, que é a utilização do RHT associado em série com um grupo denominado CCT, sendo que a tensão do barramento CC de saída seja a soma da tensão do RHT com o CCT. Conforme será discutido nos próximos capítulos, a técnica proposta 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 chaveados (CCI e CCT) processam apenas uma parcela de potência drenada pela carga enquanto o restante da potência global é processado pelo retificador não controlado (RNC). Essas características tornam a estrutura bastante atrativa do ponto de vista técnico e econômico ao ser aplicada em sistemas industriais.

Capítulo 4 - Análise do Retificador Híbrido com Estratégia de Compensação Série de Tensão no Barramento CC

4.1 Considerações Iniciais

A estrutura proposta e o diagrama esquemático da sua estratégia de controle são ilustrado na Figura 4. 1. Em condições normais de operação da rede CA de alimentação, a estrutura disponibiliza um barramento CC para conexão de cargas eletrônicas drenando da rede correntes com reduzido conteúdo harmônico. Diante da ocorrência de afundamentos de tensão na fonte de alimentação, a amplitude da tensão disponibilizada à carga pode ser regulada em um valor pré-determinado de modo a garantir o seu funcionamento.

A estrutura é composta por 3 grupos retificadores, denominados RNC, CCI e CCT. O grupo RNC corresponde a um retificador não controlado tradicional, o qual é responsável por disponibilizar à carga um barramento de tensão constante processando a maior parcela da potência em condições normais da tensão de alimentação. O grupo denominado CCT é responsável por regular a tensão de saída em um valor pré-determinado diante da ocorrência de afundamentos de tensão. Por fim, tem-se um conjunto de três conversores SEPIC, denominado CCI, o qual é responsável por mitigar o conteúdo harmônico da corrente CA drenada pela estrutura.

Os grupos CCT e CCI são conversores chaveados e operam de tal forma a processar apenas uma parcela da potência total de saída. Essa característica possibilita a obtenção de uma estrutura que opera com elevado rendimento, uma vez que a maior parcela de potência entregue à carga é processada por um retificador não controlado (RNC).

Nas próximas seções são descritos os detalhes do modo de operação dos grupos CCI e CCT, além de detalhes a respeito da implementação da estratégia e controle.

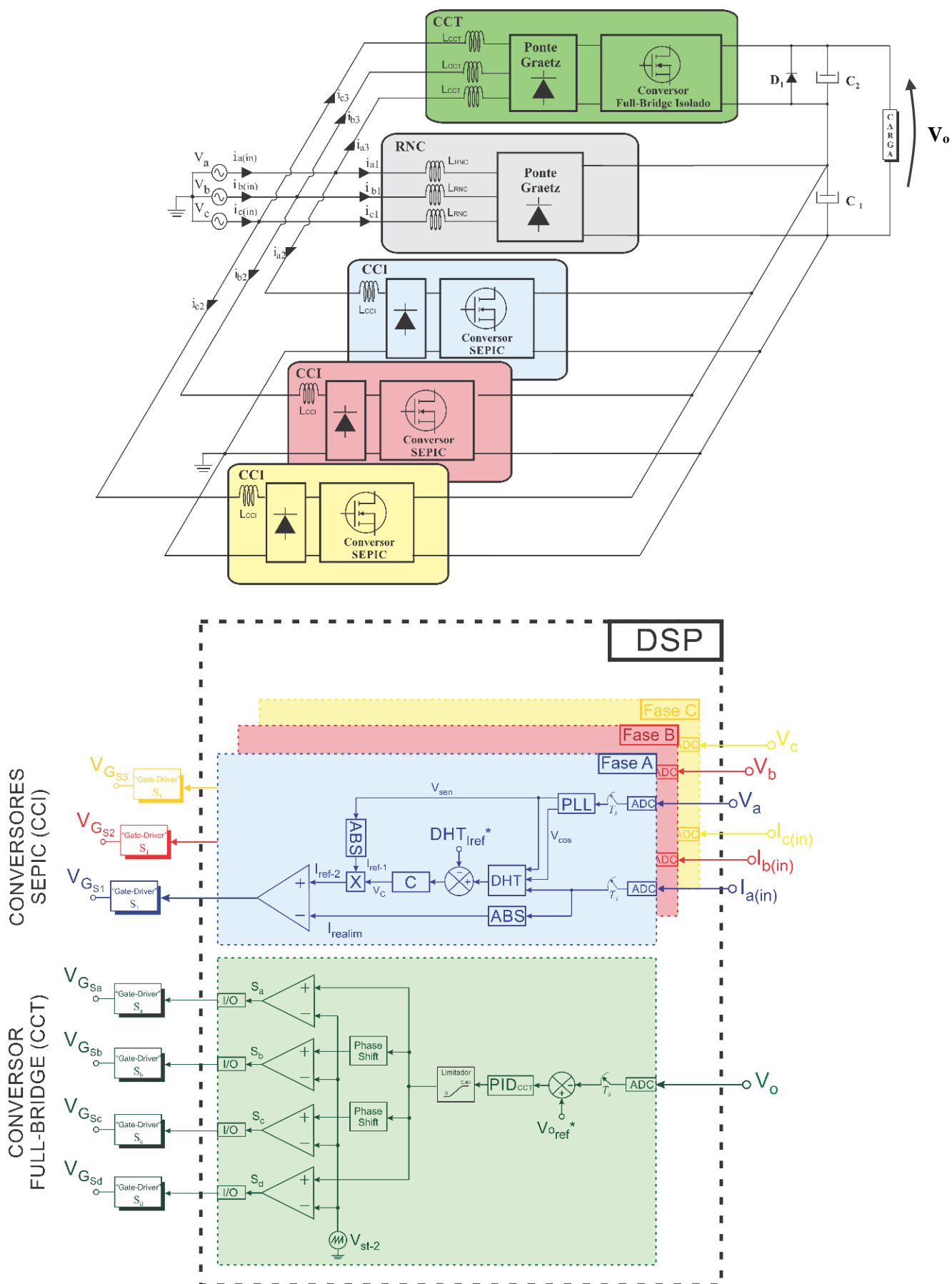


Figura 4. 1 - Estrutura do retificador híbrido trifásico com compensação série no barramento CC e sua estratégia de controle do RHT.

4.2 Estratégia de Controle do CCI

A imposição de corrente de entrada com reduzido conteúdo harmônico é alcançada através da operação de um grupo de conversores denominado CCI (Conversores Compensadores de Corrente).

A Figura 4. 2 destaca a estratégia de controle do conversor SEPIC da fase A, sendo idêntico ao controle dos conversores SEPIC das outras fases.

A estratégia de controle do CCI baseia-se na comparação entre uma referência senoidal (I_{ref-2}) e a corrente drenada por fase da estrutura (I_{realim}). A referência de corrente é alterada com base na diferença entre a DHT da corrente de entrada e um valor de DHT de referência ($DHTI_{ref}^*$), escolhido convenientemente para que as correntes de entrada estejam em conformidade com as normas técnicas vigentes. Nesta aplicação, toma-se como referência a norma internacional IEC61000-3-2. Destaca-se que o cálculo e a imposição da DHT da corrente de entrada é realizado em tempo real pelo algoritmo de controle em cada fase de forma independente, garantindo o pleno atendimento à norma para qualquer condição de carga.

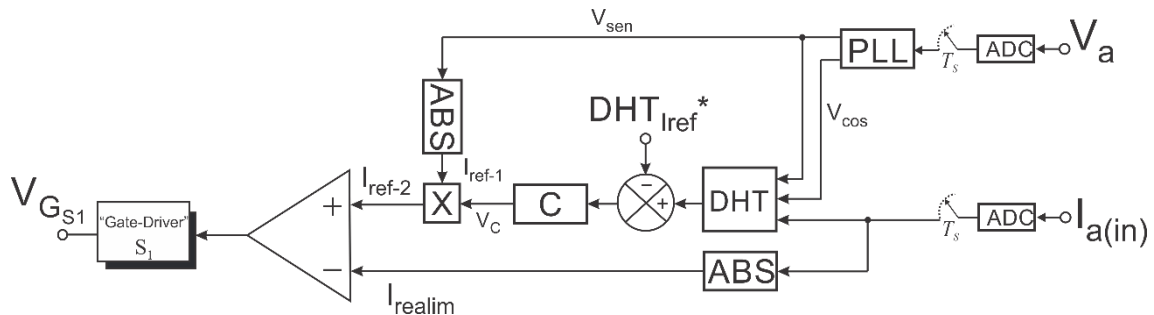


Figura 4. 2 - Detalhes da estratégia de controle do CCI.

Os pulsos de ataque de *gate* dos conversores SEPIC são gerados através de uma comparação entre a corrente realimentada de fase (I_{realim}) e o sinal I_{ref-2} , conforme ilustra a Figura 4. 3.

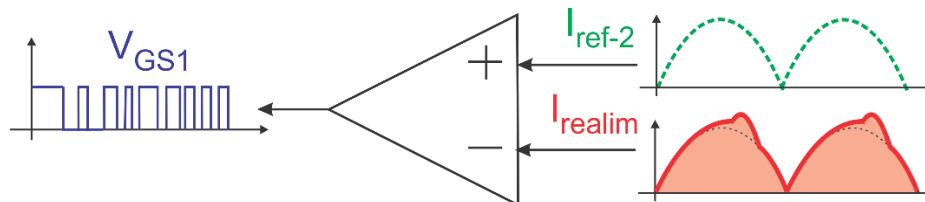


Figura 4. 3 - Geração de pulsos de ataque de *gate* de um dos conversores SEPIC que compõe o CCI.

Conforme ilustrado na Figura 4.2, o sinal I_{ref-2} é obtido através do produto de um sinal senoidal retificado (I_{ref-1}) por um sinal de controle (V_c). O sinal I_{ref-1} é gerado através

de uma malha PLL (*phase lock loop*). O PLL é responsável por gerar um sinal senoidal atracadado em fase com a componente fundamental da tensão de alimentação, conforme ilustra a Figura 4. 4. Ao utilizar um PLL para gerar a base para a referência de corrente garante-se que a tensão e a corrente estarão sempre em fase, o que implica em uma operação com elevado fator de potência.

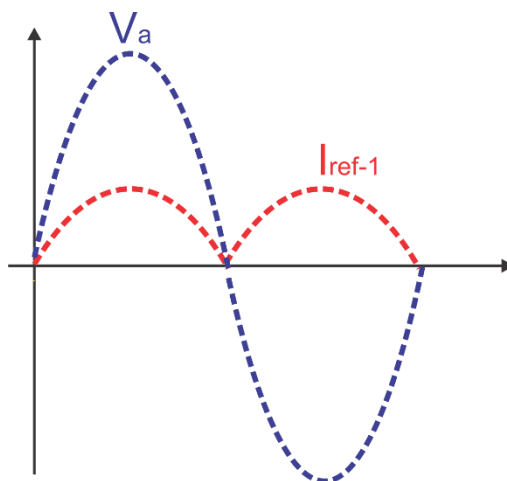


Figura 4. 4 - Tensão de fase V_a e sinal I_{ref-1} .

O sinal de controle V_c é gerado através de uma malha de controle que utiliza um controlador (C) responsável por manter a DHT da corrente de entrada ($I_{a(in)}$) conforme referência desejada ($DHT_{I_{ref}^*}$). O sinal V_c corresponde a um nível contínuo que modifica a amplitude da corrente de referência e, conseqüentemente, a amplitude da corrente imposta em cada fase, conforme ilustra a Figura 4. 5.

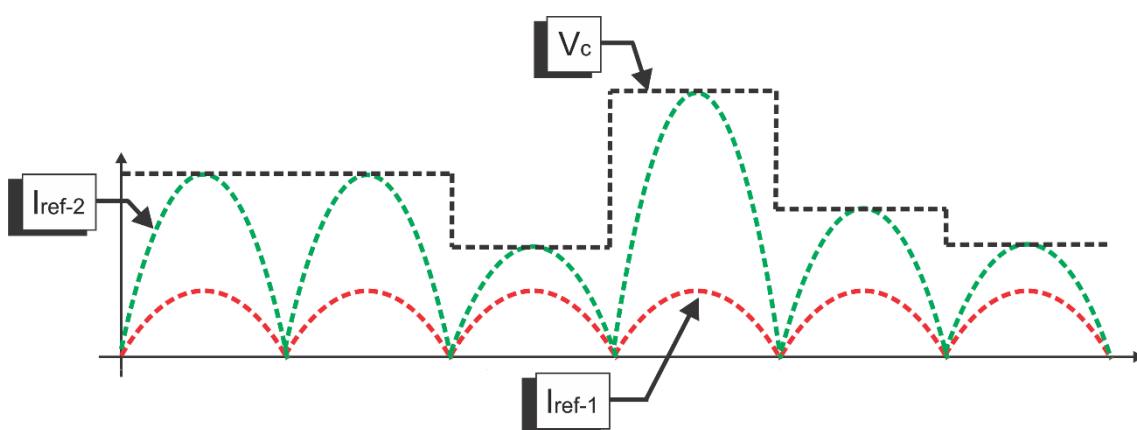


Figura 4. 5 - Sinais I_{ref-1} , V_c e I_{ref-2} .

Portanto, em linhas gerais, o controle da DHT da corrente de entrada é realizado através da variação na amplitude do sinal de referência de corrente (I_{ref-2}), que por sua vez

força a DHT da corrente de entrada se igualar à DHT de referência, garantindo o pleno atendimento às normas técnicas desejadas.

Os detalhes pertinentes à implementação do PLL e do cálculo da DHT_i são descritos nas seções seguintes.

4.2.1 Phase Lock Loop (PLL)

A Figura 4. 6 apresenta uma malha de PLL utilizada para gerar um sinal senoidal (V_{sen}) atracado em fase com a componente fundamental da tensão de alimentação da fase A (V_a). Destaca-se que são implementados 3 malhas de PLL, uma para cada fase da fonte CA de alimentação. Dessa forma, garante-se a geração independente de referências de corrente para as 3 fases.

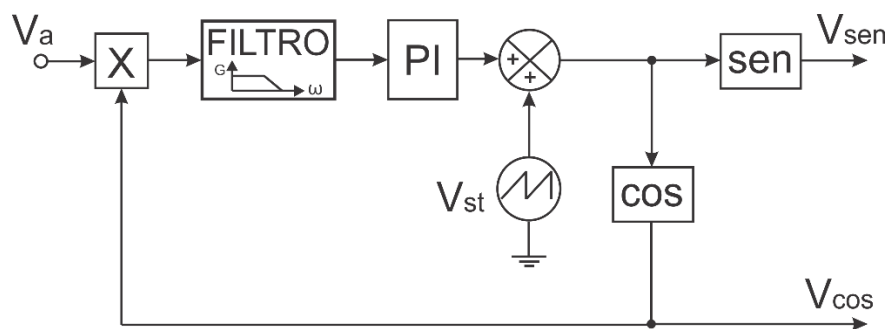


Figura 4. 6 - Diagrama de blocos do PLL para a fase A.

O PLL recebe como sinal de entrada uma amostra da tensão de alimentação e gera na sua saída um sinal senoidal (V_{sen}) e cossenoidal (V_{cos}), sendo estes defasados de 0° e 90° com relação à componente fundamental da tensão de alimentação, respectivamente. O sinal senoidal irá compor a base para a referência de corrente (I_{ref1} da Figura 4. 2) e o sinal cossenoidal será utilizado no algoritmo do cálculo da DHT da corrente CA de entrada.

4.2.2 Princípio de Funcionamento do PLL

O sinal de saída do PLL é gerado a partir do cálculo do seno de uma onda dente-de-serra, conforme ilustra a Figura 4. 7.

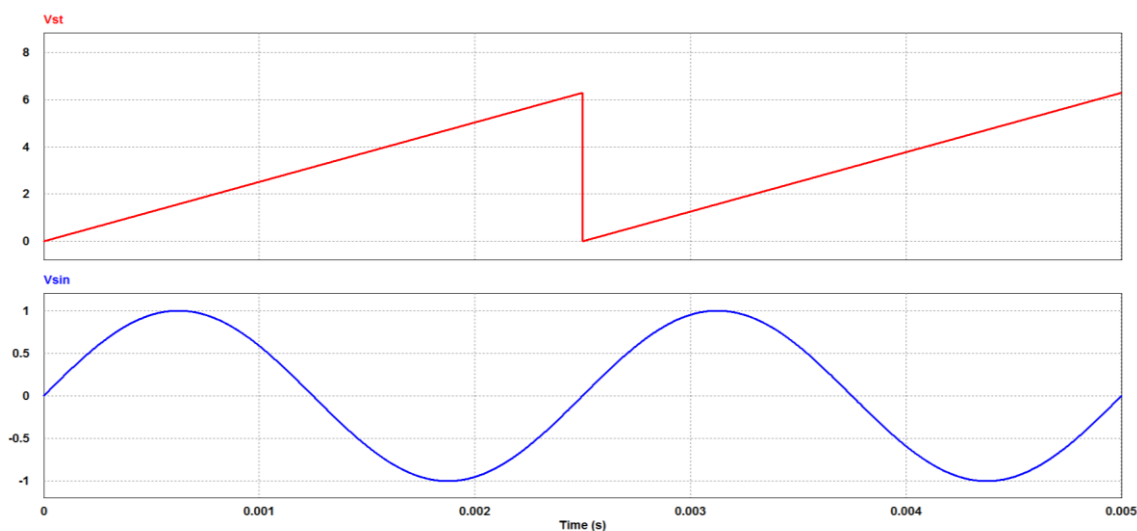


Figura 4. 7 - Geração de uma senóide a partir de uma onda dente-de-serra.

O valor da frequência da onda dente-de-serra define a frequência da onda senoidal. Nesta aplicação, a frequência da onda dente-de-serra será fixada em 60 Hz. No Apêndice A são apresentadas as modificações necessárias para esta estratégia de controle que viabiliza a utilização da estrutura proposta aplicada em sistemas onde é verificado variações na frequência da tensão de alimentação, como por exemplo, nos geradores utilizados em aeronaves, onde a frequência da rede trifásica gerada pode variar de 360 a 800 Hz. Estas modificações incluem alterações na malha do PLL e no cálculo da DHT_I para que a estrutura proposta possa operar adequadamente mitigando o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada e regulando a tensão de saída durante as variações na frequência da tensão de alimentação.

A mudança na fase da senóide obtida na saída do PLL ocorre através da inclusão de um OFFSET na onda dente-de-serra. A presença de um OFFSET com valor positivo adianta a fase da senóide e um OFFSET negativo retarda sua fase, conforme ilustra a Figura 4. 8.

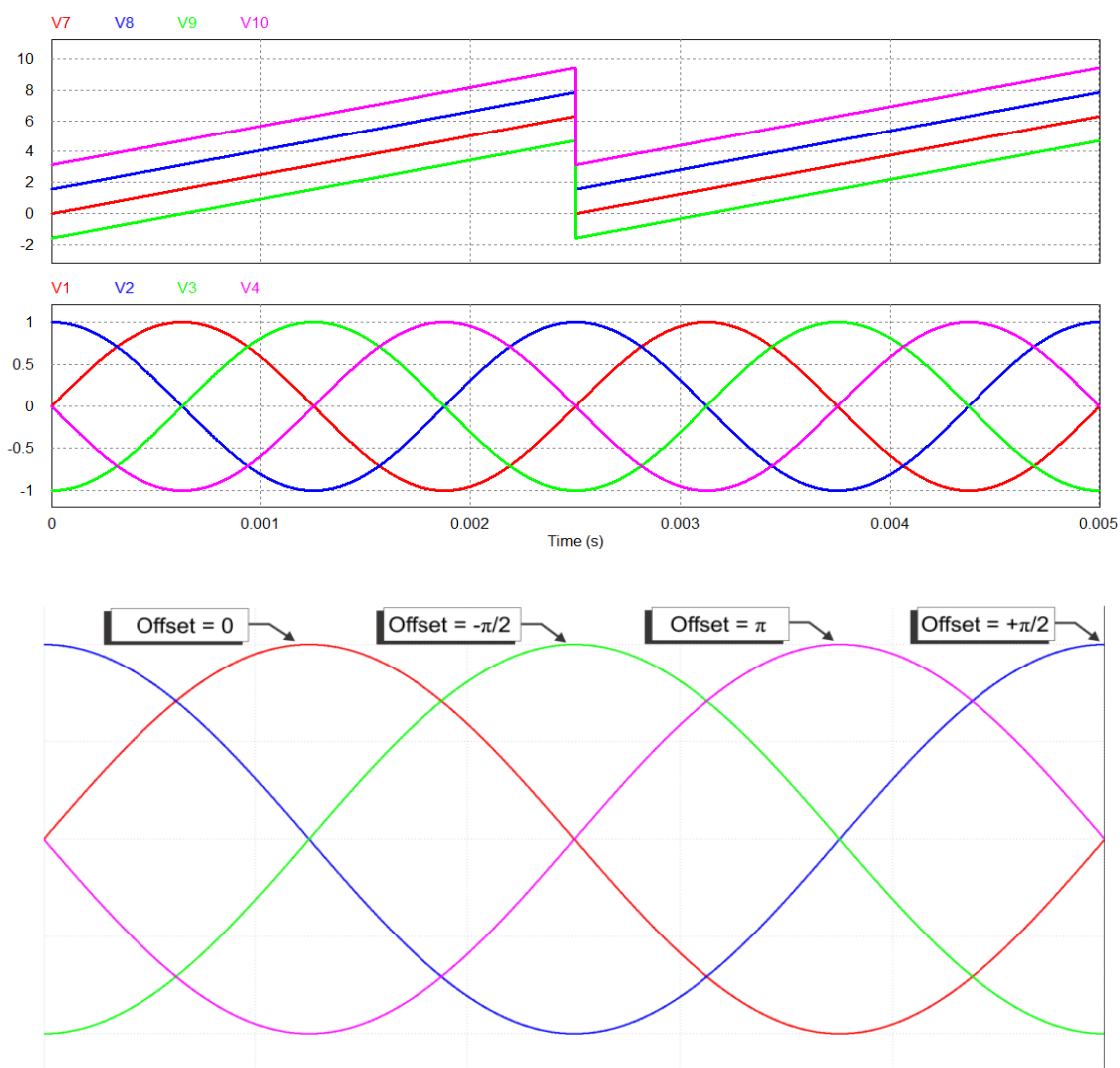


Figura 4. 8 - Relação entre o OFFSET da onda dente-de-serra e a fase da senóide de saída do PLL.

A proporcionalidade entre OFFSET da onda dente-de-serra e a fase do sinal senoidal obtido será utilizada para controlar o sinal de saída do PLL, adiantando-o ou atrasando-o de forma a atracá-lo em fase com a componente fundamental do sinal de entrada do PLL. Este controle será realizado através de uma malha que gera o sinal que será somado à onda dente-de-serra. Este sinal é gerado através da ação de um controlador proporcional-integral (PI) cuja entrada é um sinal proveniente da saída de um filtro passa-baixa de segunda ordem. Este filtro será sintonizado de forma a obter o valor médio do seu sinal de entrada, sendo este composto pelo produto de um sinal cossenoidal com o sinal correspondente à uma amostra da tensão das respectivas fases do sistema de alimentação.

Dessa forma, o sinal de entrada do PI consiste no valor médio resultado do produto da tensão de alimentação com uma cossenóide. O controlador PI opera de forma a gerar uma saída de modo a tornar sua entrada nula. Vale salientar que tal condição ocorre

somente quando os sinais que são multiplicados possuírem uma defasagem de 90°. Portanto, o PI gerará um sinal que, somado à onda dente de serra, resultará em uma cossenóide defasada de 90° do sinal de entrada do PLL. Ao calcular o seno deste sinal, obtém-se um sinal em fase com a componente fundamental da tensão fase-neutro de alimentação.

Para ser efetivo no cálculo do valor médio o filtro passa-baixa de segunda ordem deve ser sintonizado com uma frequência de corte reduzida. Considerando a entrada do filtro correspondendo ao produto de dois sinais com mesma frequência, o resultado do produto é um outro sinal com o dobro da frequência dos operandos. Nesta aplicação, a frequência deste sinal será de 120 Hz. Nestas condições, a frequência de corte do filtro passa baixa de segunda ordem pode ser sintonizada em 12 Hz, correspondendo a 1/10 da frequência de entrada do filtro.

Para escolha da frequência de corte deve-se levar em consideração a estabilidade da malha de controle e a sua dinâmica. Uma frequência de corte do filtro muito reduzida implica em uma maior atenuação de componentes alternadas referente ao cálculo do valor médio, resultando em uma maior precisão de atracamento de fase. No entanto, a escolha por uma frequência de corte muito reduzida torna a resposta dinâmica da malha de controle mais lenta. Conforme será verificado nos resultados de simulação computacional, a sintonia da frequência de corte do filtro passa-baixa de segunda ordem em 1/10 da frequência do seu sinal de entrada promove a obtenção de resultados satisfatórios.

4.2.3 Critério de Projeto do controlador PI e simulação computacional da estrutura do PLL

Nesta seção serão apresentados os critérios de projeto do controlador proporcional-integral utilizado na estrutura do PLL, assim como os respectivos resultados de simulação computacional obtidos de modo a comprovar do algoritmo desenvolvido.

Conforme descrito anteriormente, o controlador proporcional-integral é responsável por gerar um OFFSET na onda dente-de-serra de modo a alterar a defasagem da senóide de saída no sentido de atracá-la em fase com a tensão de alimentação. A equação (4.1) apresenta a função de transferência da saída com relação à entrada do PI.

$$PI(s) = K \frac{(s \cdot T + 1)}{s \cdot T} \quad (4.1)$$

Os parâmetros de controle do PI são o ganho (K) e a constante de tempo (T). Fixando o ganho $K = 1$, pode-se alterar a resposta dinâmica do PI através da constante de tempo (T). Quanto menor seu valor, mais rápida será a resposta do PI e menor será o tempo de atracamento da senóide de saída com PLL com relação ao sinal de entrada. Portanto, a metodologia de projeto do PI foi baseada na fixação do valor do ganho K, na variação da constante de tempo T e na verificação acerca da eficiência da resposta da malha de controle do PLL no que tange a geração de um sinal atracado em fase com a componente fundamental da tensão fase-neutro de entrada.

Para especificação do parâmetro T utilizou-se a massa de teste ilustrada na Figura 4. 9. Ela será utilizada com sinal de alimentação do PLL e possui componentes harmônicos de terceira, sexta e vigésima quinta ordem. Sua função é representada por (4.2).

$$f(t) = 1\text{sen}(\omega t) + 0,3\text{sen}(3\omega t) + 0,2\text{sen}(6\omega t) + 0,1\text{sen}(25\omega t) \quad (4.2)$$

Sendo $\omega = 2\pi f$, onde f corresponde a frequência fundamental da tensão de alimentação.

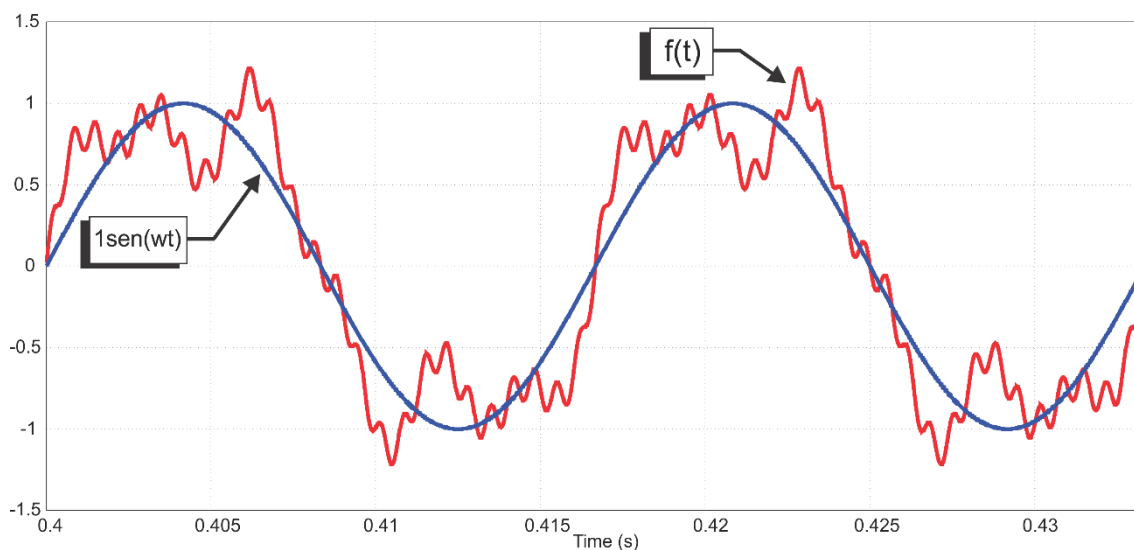


Figura 4. 9 - Massa de teste e sua componente fundamental para projeto do controlador PI do PLL.

A Figura 4. 10 apresenta o circuito utilizado para extração do valor do fator de potência do sinal de saída do PLL (V_{sen}) e a componente fundamental do sinal de teste ($1\text{sen}(\omega t)$) em função da constante de tempo T.

O fator de potência entre a componente fundamental da massa de teste e a saída do PLL será utilizado como indicativo da defasagem entre esses sinais. Um fator de potência unitário significa que esses sinais estão em fase. Valores diferentes da unidade indicam uma defasagem entre a componente fundamental e a saída do PLL.

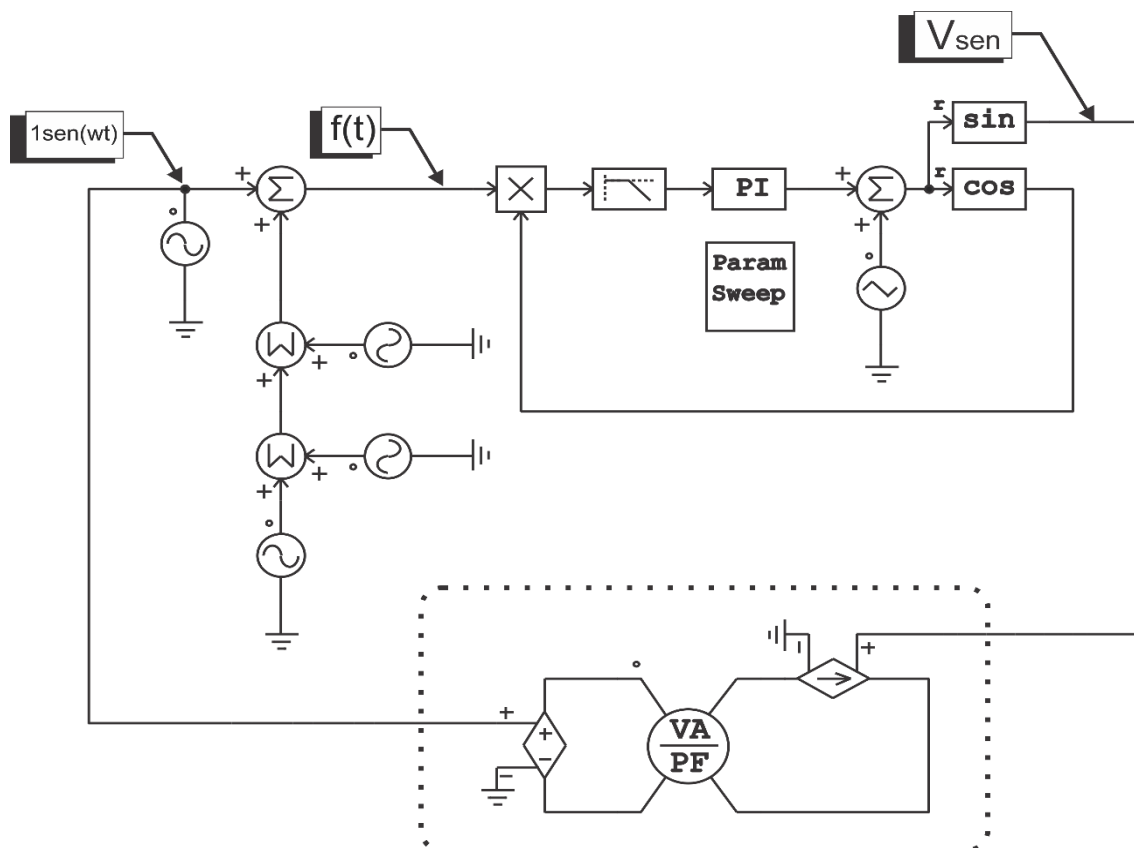


Figura 4. 10 - Circuito para extração do fator de potência dos sinais de entrada e saída do PLL.

No circuito ilustrado na Figura 4. 10 o bloco “*Param Sweep*” é responsável por variar a constante de tempo T deste o valor 0,002 a 0,004. A constante de tempo T é um parâmetro do bloco “PI”. O circuito em destaque é responsável por calcular o fator de potência entre a componente fundamental da massa de teste ($1sen(wt)$) e o sinal de saída do PLL (V_{sen}) através do bloco “*VA/PF*”.

No gráfico apresentado na Figura 4. 11 o eixo da ordenada representa o fator de potência entre a componente fundamental ($1sen(wt)$) e a tensão de saída (V_{sen}) do PLL para vários valores de T (eixo da abscissa).

Analisando a Figura 4. 11 nota-se que para valores muito reduzidos de constante de tempo T o PLL não consegue impor um fator de potência unitário entre os sinais de entrada e saída. Nessa situação, a malha de controle do PLL é instável e não é eficiente em gerar um sinal de saída em fase com a componente fundamental do sinal de entrada. A partir de $T = 0,0028$ a malha de controle do PLL gera um sinal de saída em fase com o sinal de entrada, considerando o fator de potência unitário nesta condição. Valores de T maiores que 0,0028 também resultam em sinais atrasados em fase. No entanto, tendo em

vista que quanto menor o valor da constante de tempo mais rápida será a resposta dinâmica do PLL o valor escolhido para esta aplicação é de $T = 0,003$.

Para verificação da eficiência na geração de uma referência senoidal com estes parâmetros de PI ($K=1$ e $T = 0,003$) analisou-se a resposta do PLL para o sinal de entrada representado por (4.2).

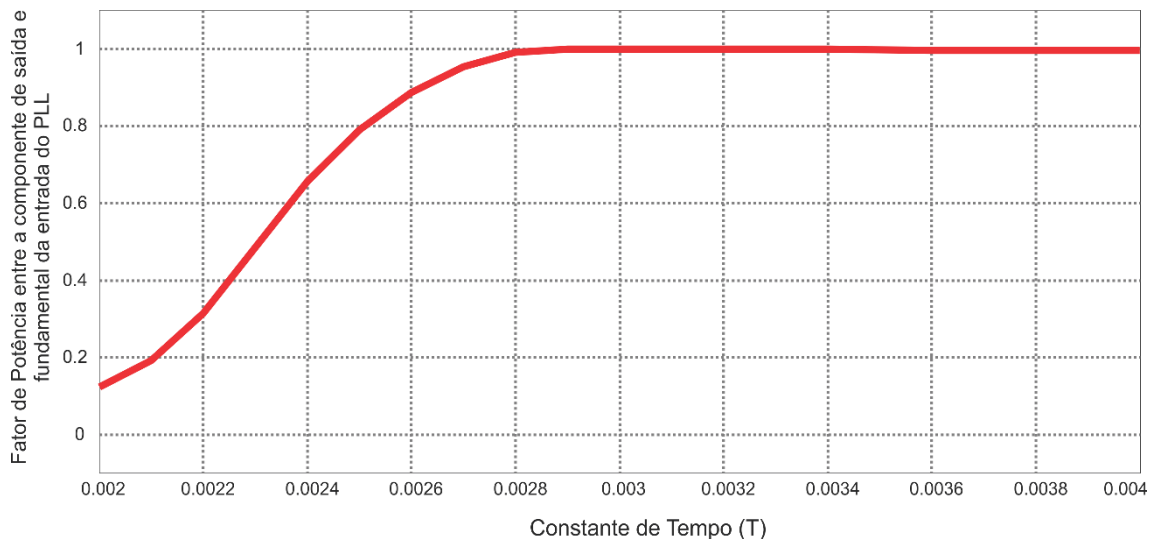
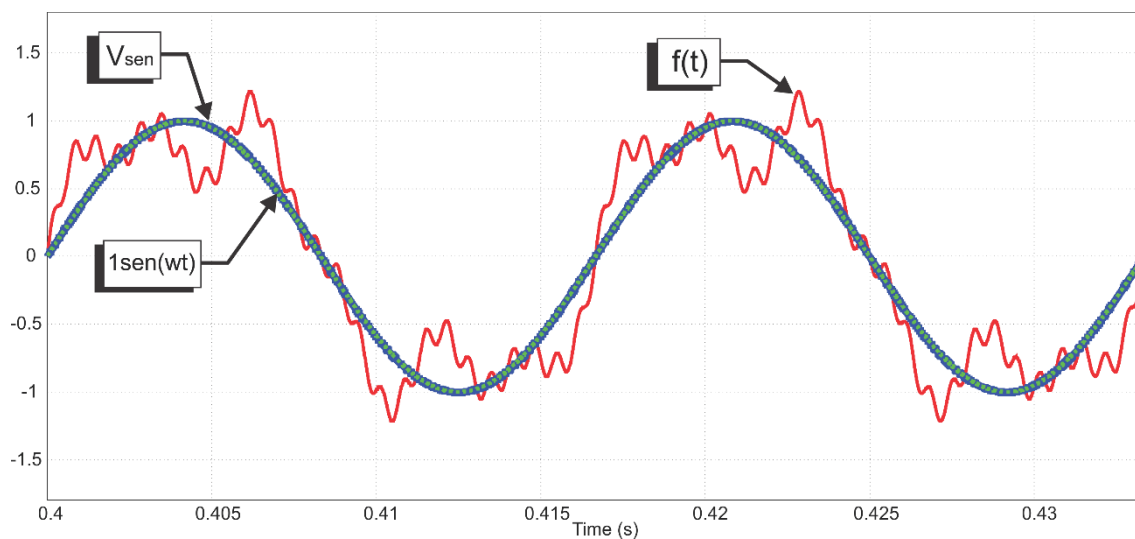


Figura 4. 11 - Fator de potência entre o sinal a componente fundamental da massa de teste ($1sen(wt)$) e a saída do PLL (V_{sen}) em função de T para $K = 1$.

A Figura 4. 12 ilustra a forma de onda sinal de saída do PLL (V_{sen}) comparado com sinal de entrada ($f(t)$), sua respectiva componente fundamental ($1sen(wt)$), assim como seu espectro em frequência.



(a)

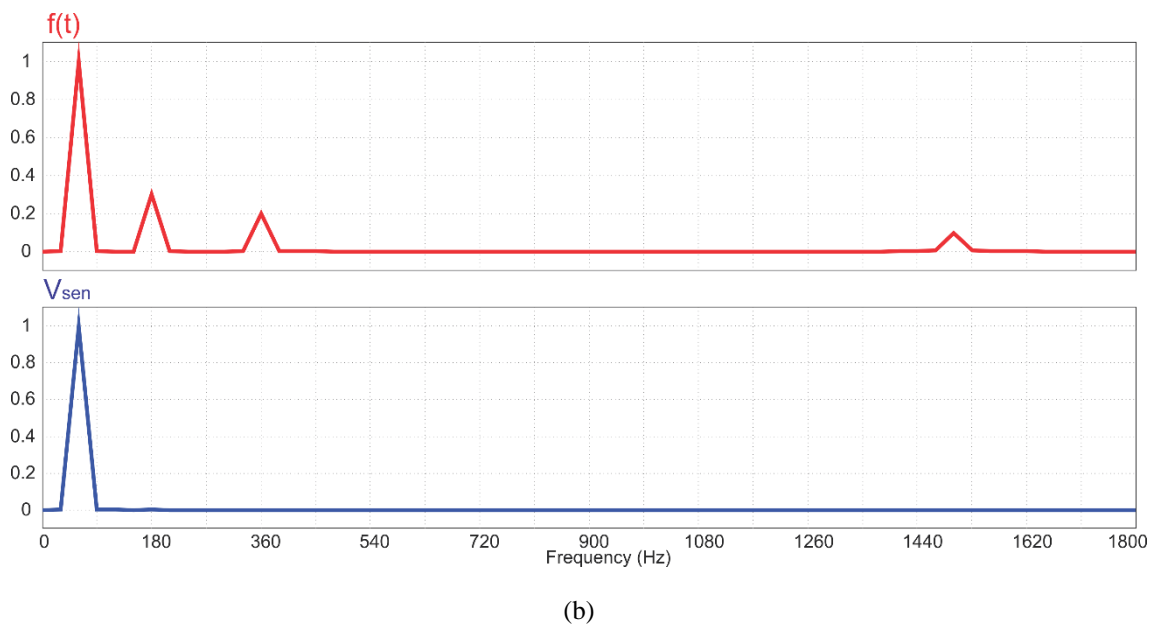


Figura 4. 12 - (a) Sinal de entrada ($f(t)$), sua componente fundamental ($1sen(\omega t)$) e sinal de saída do PLL (V_{sen}) em regime permanente utilizando um PI com $K = 1$ e $T = 0,003$ e (b) transformada de Fourier da massa de teste ($f(t)$) e do sinal de saída do PLL (V_{sen}).

Percebe-se que apesar do sinal de entrada do PLL possuir elevadas componentes harmônicas, seu sinal de saída possui forma de onda senoidal e está atracado em fase com a componente fundamental do sinal de entrada.

A Figura 4. 15 apresenta a resposta em frequência da malha de controle do PLL submetido a uma tensão de alimentação cuja frequência varia de 10 Hz a 1500 Hz. A amplitude (em dB) relaciona a saída do sistema (V_{sen} da Figura 4. 130) com a entrada (sinal $1sen(\omega t)$ da Figura 4. 140)

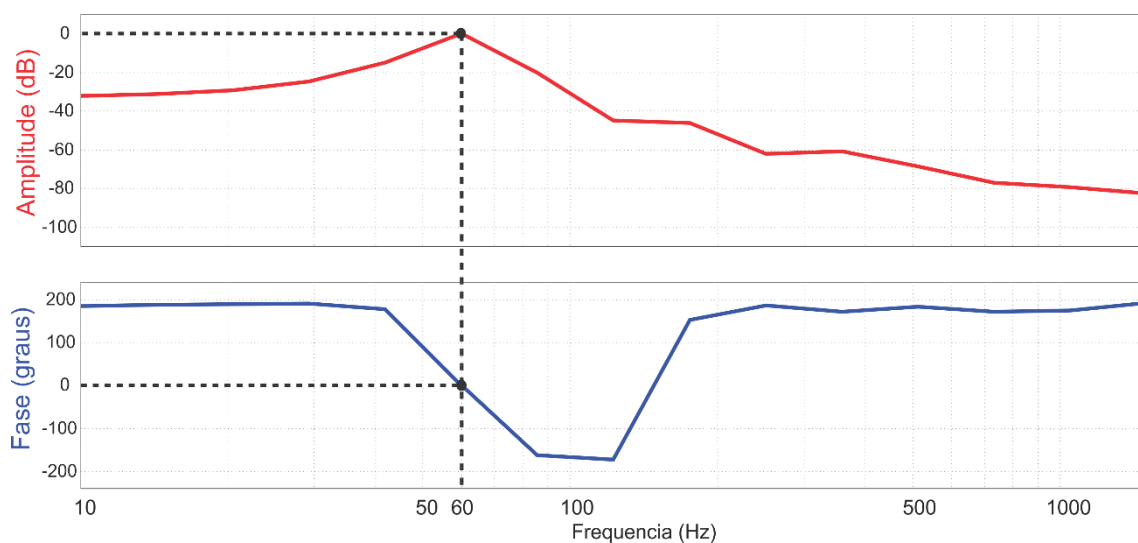


Figura 4. 15 - Diagrama de Bode da resposta de saída do PLL com relação à entrada.

Nota-se que para valores de frequência diferentes de 60 Hz o sistema atenua o sinal de saída. Na frequência de 60 Hz o sistema gera em uma saída com ganho de 0 dB e com defasagem de 0°. Isto significa que sinais em 60 Hz aplicados na malha de PLL não provocam atenuação nem defasamento no sinal de saída.

Baseado nestes resultados conclui-se que a estrutura de PLL adotada opera adequadamente na geração de um sinal puramente senoidal em fase com a componente fundamental da tensão de alimentação conforme desejado. Destaca-se que será utilizado uma malha de PLL para cada fase da tensão de alimentação, o que garante a geração de referências de corrente completamente independentes entre si. Portanto, a imposição de correntes em fase com a tensão de alimentação sempre será alcançada, mesmo ocorrendo variações no ângulo entre as tensões de fase da rede CA de alimentação. Tal fato possibilita a mitigação do conteúdo harmônico da corrente CA de entrada mesmo após a ocorrência de afundamentos de tensão equilibrados e desequilibrados, ainda que a imposição de correntes com aspecto senoidal não é mandatória nesta situação.

4.2.4 Cálculo da Distorção Harmônica de Corrente (DHT_I)

O valor da distorção harmônica total (DHT) da corrente CA de entrada é calculado baseado em (4.3), onde I_{in} e I_1 representam o valor eficaz da corrente de entrada e da sua componente fundamental, respectivamente.

$$DHT_{I_{in}} = \frac{\sqrt{I_{in}^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (4.3)$$

A Figura 4. 16 representa a implementação em diagrama de blocos da Equação (4.3) e o diagrama de blocos da Transformada Discreta de Fourier, utilizada para extração do valor eficaz da componente fundamental (I_1) a partir da corrente de entrada (i_{in}).

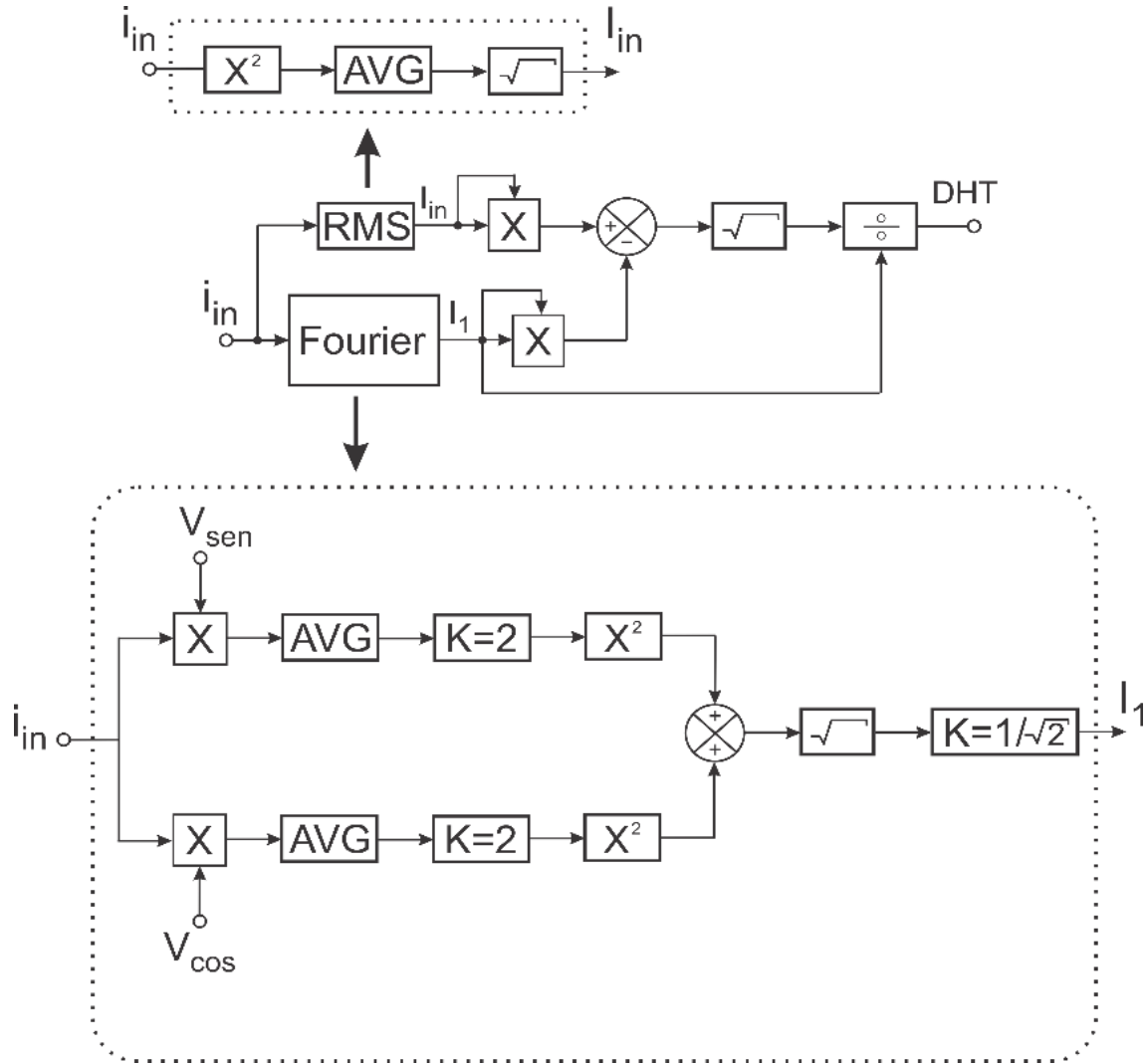


Figura 4. 16 - (a) Cálculo da DHT da corrente de entrada com detalhes para o cálculo do valor RMS e da Transformada Discreta de Fourier.

Os sinais “ V_{sen} ” e “ V_{cos} ” utilizados na Transformada Discreta de Fourier são formas de ondas senoidal e cossenoidal, respectivamente, oriundas do bloco PLL (Figura 4. 6).

A Equação (4.4) apresenta o método de cálculo do valor médio (AVG) utilizado no diagrama de blocos da Figura 4. 16, onde $x(i)$ representa a variável cuja média deseja-se calcular.

$$AVG = \frac{\sum_{i=1}^{834} x(i)}{834} \quad (4.4)$$

O valor inteiro 834 é resultado da divisão da frequência de amostragem (50 kHz) pela frequência da tensão de alimentação (60 Hz). Esse é o número de incrementos necessários em um ciclo para esse valor de frequência.

O algoritmo para cálculo da DHT_i retorna um valor atualizado ao final de cada ciclo em 60Hz. A eficiência desse será discutida na Seção 6.5 do Capítulo 6. No Apêndice B é apresentado o algoritmo de implementação dos diagramas de blocos apresentados nesta seção.

4.2.5 Implementação do Controlador (C)

O controlador C, apresentado na Figura 4. 2, é responsável por gerar um sinal de controle (V_c) a ser multiplicado pela base da referência de corrente (I_{ref-1}), alterando o valor da sua amplitude de modo a tornar a DHT da corrente de entrada igual à referência desejada (DHT_{Iref*}). A Figura 4. 17 apresenta o fluxograma do algoritmo utilizado para implementação do controlador C.

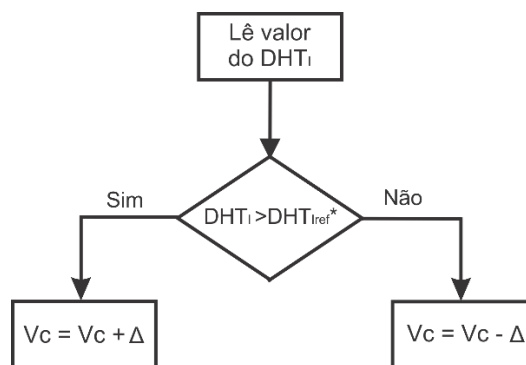


Figura 4. 17 - Fluxograma do controlador C.

O controlador C opera de forma bastante simplificada, incrementando ou decrementando o sinal de controle V_c baseado no resultado da comparação entre o valor da DHT_i com a referência.

Uma vez que a amplitude da referência de corrente (I_{ref-2}) é definida pela magnitude de V_c , o incremento delta (Δ) pode ser especificado com base no tempo desejado para que o sinal de controle V_c atinja um determinado valor. Quanto menor o valor do incremento delta (Δ) menores serão as variações na referência de corrente. No entanto, um valor de incremento reduzido implica em maior tempo demandado para que o controle corrija a DHT_i conforme a referência desejada, diante de variações de carga ou durante a energização da estrutura. O tempo desejado para que o sinal V_c atinja o valor máximo a partir do seu valor mínimo será utilizado como base para especificação do incremento delta (Δ). Em condições normais da tensão de alimentação, o valor nominal para a amplitude da referência de corrente é limitado em 12 A. Portanto, deseja-se que V_c , iniciado em 0, alcance o valor 12 em 500 milissegundos. Este será tempo máximo

desejado para que as correntes impostas nos CCI estejam em conformidade com a referência desejada.

O incremento Δ que atenda a esses requisitos pode ser calculado pela Equação (4.5), onde V_{cmax} é o valor nominal de V_c , t_{max} é o tempo desejado (em segundos) para que V_c atinja o valor V_{cmax} e f é a frequência (em Hertz) da tensão de alimentação.

$$\Delta = \frac{V_{cmax}}{t_{max} \cdot f} = \frac{12}{0,5 \cdot 60} = 0,4 \quad (4.5)$$

A Figura 4. 18 apresenta a referência de corrente (I_{ref-2}) e a tensão de controle (V_c) para o sistema partindo de um valor nulo (0) atingindo seu valor nominal (12) no tempo desejado (0,5 segundos).

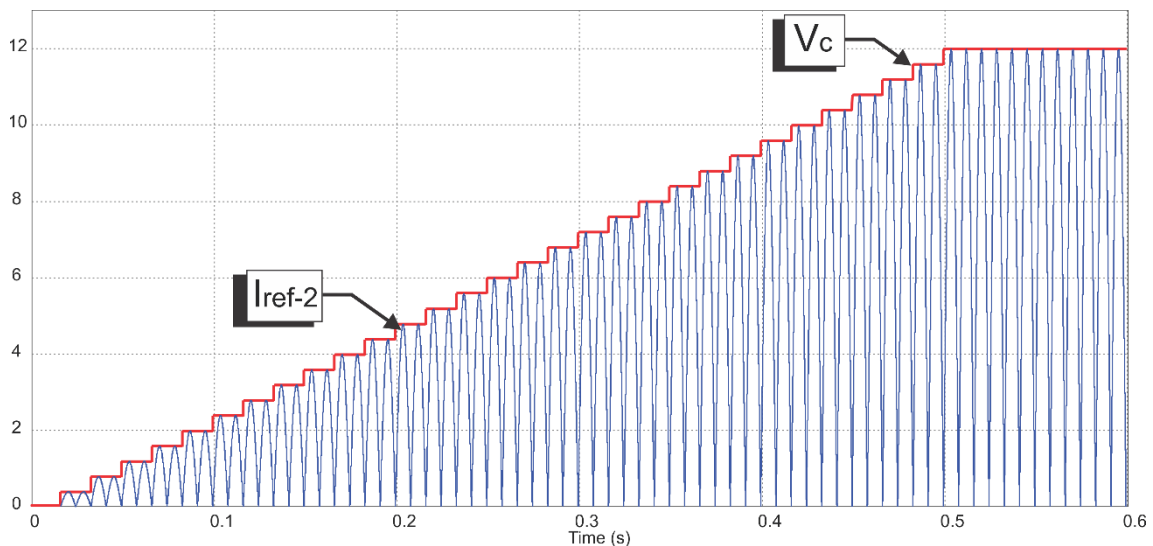


Figura 4. 18 - Tensão de controle (V_c) e referência de corrente (I_{ref-2}).

A escolha deste intervalo de tempo é subjetivo e reflete na estabilidade do sistema. Quanto maior o tempo demandado pelo CCI para estabilizar a DHT_1 conforme a referência maior será a estabilidade da estrutura diante de variações de carga. Salienta-se que no contexto da qualidade da energia elétrica uma corrente de entrada cujo conteúdo harmônico é elevado durante 500 milissegundos é irrelevante. Portanto, sacrifica-se a velocidade para imposição da DHT_1 em troca da obtenção de um sistema mais estável. Destaca-se ainda que a regulação da tensão de saída disponibilizada à carga não está condicionada ao aspecto da corrente de entrada e não apresenta variações significativas de amplitude decorrentes das variações da DHT ou de carga, conforme será discutido no Capítulo 5.

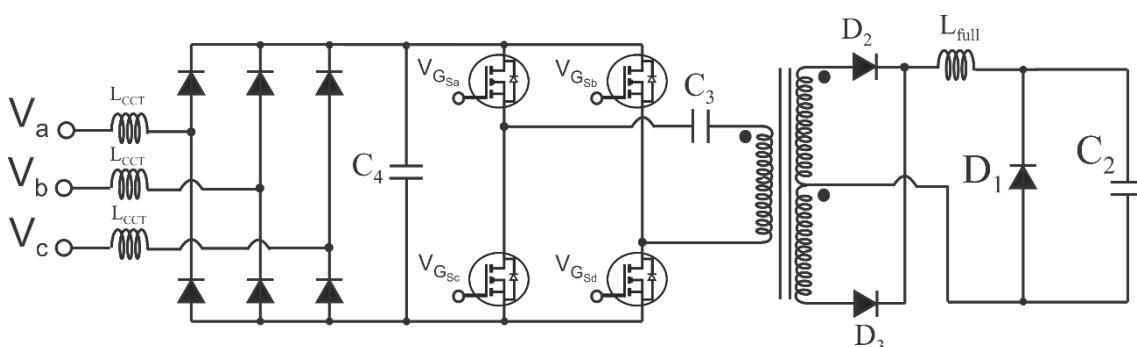
O fato do aspecto da corrente de entrada não interferir efetivamente no valor da tensão de saída do grupo RNC (e, conseqüentemente, na tensão total disponibilizada à

carga) implica em uma operação independente entre os grupos CCI e CCT. Isto ocorre devido ao fato dos terminais de saída do grupo CCI estarem conectados em paralelo ao capacitor C_1 (Figura 4. 1), sendo que a tensão neste capacitor é mantida pelo grupo RNC. Portanto, uma vez que a imposição das correntes de entrada praticamente não altera o valor de tensão no capacitor C_1 , o grupo CCT não sofre interferências da operação do grupo CCI. Esta característica de operação independente entre os grupos CCI e CCT apresenta-se como uma importante vantagem do arranjo proposto, pois possibilita o projeto independente dos controladores de cada grupo.

4.3 Estratégia de Controle do CCT

O grupo de conversores denominado CCT (Conversor Compensador de Tensão) é composto por um retificador trifásico com filtro LC cascadeado com um tradicional conversor Full-Bridge isolado, conforme ilustra a Figura 4. 19.

A isolamento galvânica entre os grupos RNC e CCT é mandatória nesta aplicação afim de evitar que a corrente drenada por uma fase ligada a um braço da ponte retificadora do grupo CCT retorne por outra fase através da ponte retificadora do RNC ou do grupo CCI. Dentre as opções de topologias de conversores CC-CC isolados tradicionalmente encontradas na literatura aquela que apresenta o maior rendimento, eficiência na utilização do transformador e simplicidade de implementação é o conversor Full-Bridge. Estas características fundamentaram a sua escolha para compor o grupo CCT. Destaca-se que qualquer conversor CC-CC (elevador ou abaixador) com isolamento galvânica poderia ser utilizado, tal como SEPIC, Flyback, Forward, Duplo Forward, Half-Bridge e Push-Pull.



(a)

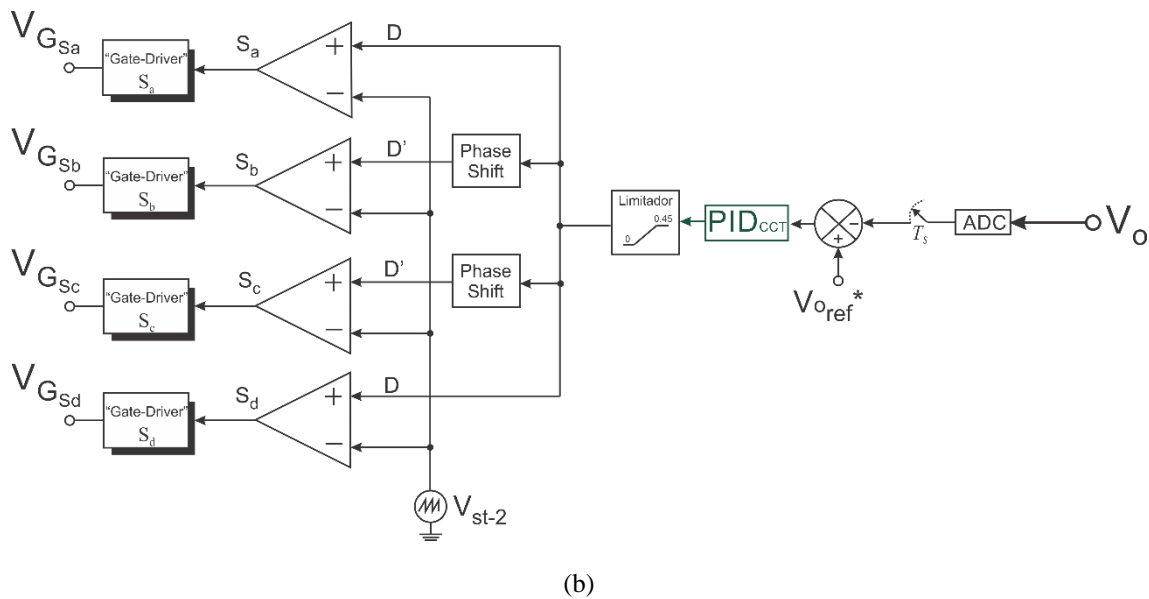


Figura 4. 19 - (a) detalhes conversor Full-Bridge e (b) sua estratégia de controle.

Este grupo é responsável por regular a tensão de saída (V_o) em um dado valor de referência (V_{ref}^*) diante da ocorrência de afundamentos temporários de tensão na rede CA de alimentação. A análise desse arranjo compondo uma estrutura que promove suportabilidade a afundamentos de tensão é o foco desta pesquisa. Ela é fundamentada na possibilidade de regulação da tensão total disponibilizada à carga através do controle da tensão de saída do conjunto CCT, tendo em vista que a tensão no barramento CC total disponibilizado para conexão de cargas eletrônicas é composta pela soma da tensão no capacitor de saída deste grupo com a tensão no capacitor do grupo RNC (C_2 e C_1 na Figura 4. 1), respectivamente.

Ressalta-se que a regulação da tensão no barramento CC de saída é alcançada com o grupo CCT processando apenas uma parcela da potência de saída, a qual é diretamente proporcional à contribuição de tensão do grupo CCT diante da ocorrência de afundamentos de tensão no lado CA. Nos Capítulos 5 e 6, onde são apresentados os resultados obtidos através de simulação computacional e da análise experimental do protótipo implementado, tal característica operacional será devidamente evidenciada.

Destaca-se que em condições normais de alimentação a tensão aplicada à carga é maior que a tensão de referência (V_{ref}^*), anulando os pulsos de ataque de gatilho aplicados aos interruptores do conversor Full-Bridge. Nesta situação, o diodo D_1 é polarizado diretamente tornando possível a circulação da corrente de carga. Dessa forma, o capacitor de saída do conjunto CCT é curto-circuitado, retirando-o de operação. Portanto, o barramento CC total é disponibilizado apenas pelo RNC [18],[19]. Vale ressaltar ainda que nesta situação a potência processada pelo grupo CCT é igual a zero.

Todavia, diante de um afundamento na tensão de alimentação, o conversor Full-Bridge é ativado, polarizando reversamente o diodo D_1 e impondo uma tensão no capacitor C_2 de modo a regular a tensão no barramento CC total (V_o) conforme o valor de referência desejado (V_{oref}^*).

Em relação à estratégia de controle desenvolvida para o conversor Full-Bridge observa-se na Figura 4. 19(b) que os pulsos de ataque de gatilho são gerados a partir de uma estratégia de controle PWM clássica, ou seja, um sinal de onda dente-de-serra (V_{st-2}) é comparado com os sinais de controle D e D' , gerados a partir de um controlador PID no qual o sinal de erro é gerado pela diferença entre a tensão de referência (V_{oref}^*) e o valor da tensão de saída total amostrado nos terminais da carga (V_o).

No sentido de ilustrar o que foi exposto na Figura 4. 20 são apresentados os sinais D , D' , a onda dente-de-serra e os pulsos de ataque de gatilho dos interruptores do conversor Full-Bridge. O sinal D é gerado diretamente na saída do controlador PID e o sinal D' possui a mesma largura que D apresentando, entretanto, uma defasagem de modo a operar na metade superior da onda dente-de-serra.

Na Figura 4. 21 são apresentados os circuitos ativos para cada condição de operação dos interruptores do conversor Full-Bridge.

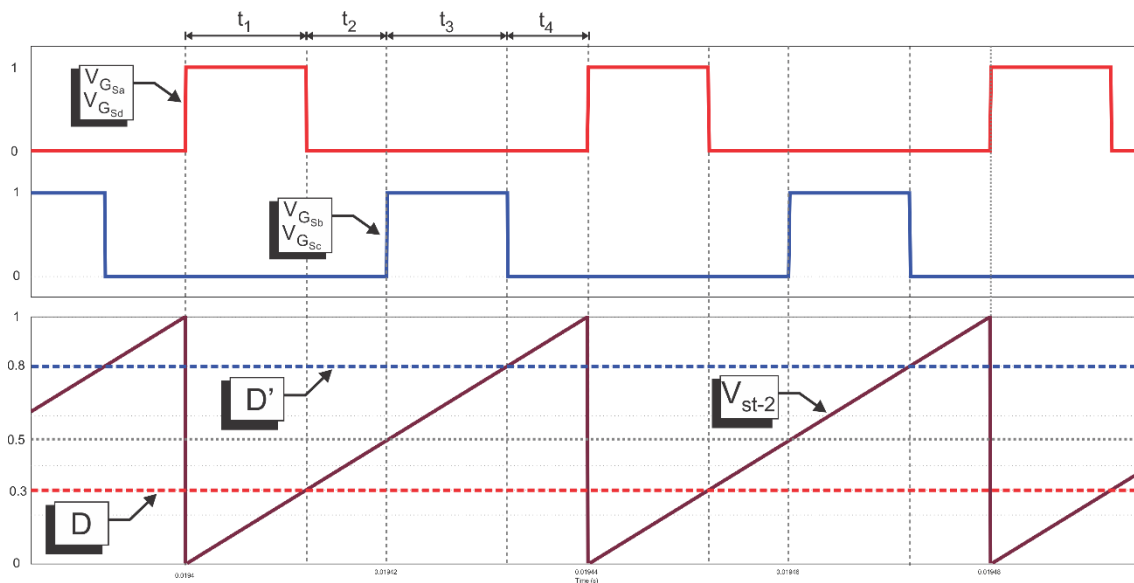


Figura 4. 20 - Pulsos de ataque de gate dos interruptores do conversor Full-Bridge.

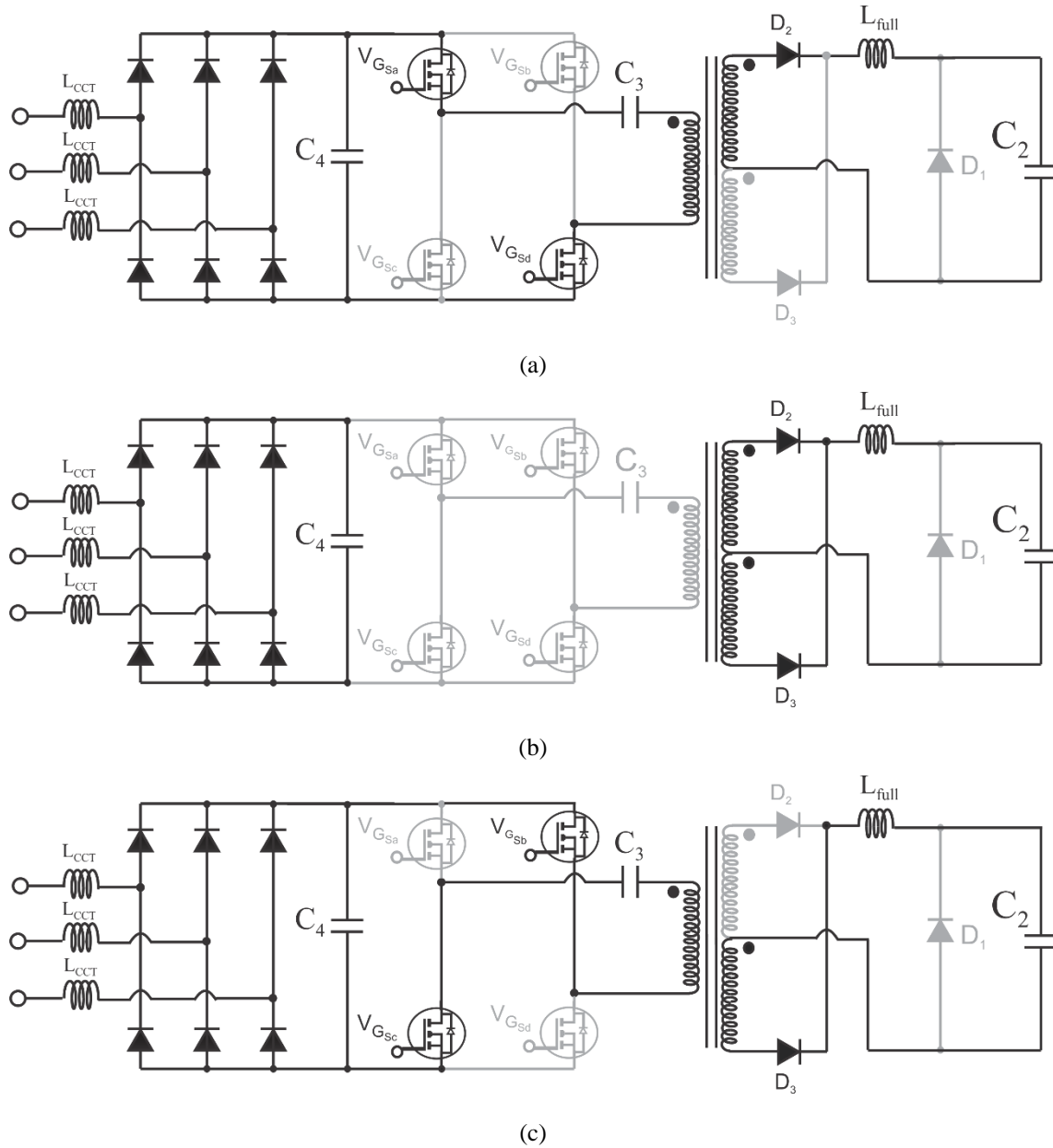


Figura 4. 21 - Circuito ativo durante o intervalo de tempo (a) t_1 , (b) t_2 e t_4 e (c) t_3 .

Quando os interruptores S_a e S_b estão em condução (intervalo t_1) é aplicado uma tensão positiva no transformador do Full-Bridge, polarizando diretamente o diodo D_2 (Figura 4. 21(a)). Quando estes interruptores estão bloqueados (intervalo t_2 e t_4) o transformador é desmagnetizado pelo secundário através da polarização direta dos diodos D_2 e D_3 (Figura 4. 21(b)).

Quando os interruptores S_b e S_c (intervalo t_3) estão polarizados é aplicado uma tensão negativa nos terminais do enrolamento primário do transformador. Nesta condição, o diodo D_3 é polarizado diretamente promovendo a transferência de energia ao capacitor C_2 e à carga (Figura 4. 21(c)).

Os diodos D_2 e D_3 no secundário do transformador operam como um retificador com *tap* central. Dessa forma, a tensão aplicada no indutor L_{full} é sempre positiva e com magnitude dependente da relação de espiras do transformador. Nesta aplicação a relação do primário para o secundário e terciário é de 1:1:1.

O capacitor C_3 , conectado em série com o primário do transformador, é responsável por eliminar eventuais níveis de tensão contínua que poderiam saturar o transformador.

Para estabelecer o nível mínimo de tensão desejado no barramento CC para alimentação de cargas eletrônicas foram consideradas as condições de tolerância recomendadas pelas normas ITIC/CBEMA, SEMI 47 e IEEE 61000-4-11 cujos limites são ilustrados na Figura 2. 4. Nesta figura é estabelecido o limite de suportabilidade de equipamentos considerando o valor em p.u. de afundamento da tensão de alimentação. Para o afundamento do tipo A o decréscimo verificado na tensão do barramento CC é diretamente proporcional à magnitude do afundamento (h), conforme será verificado nos resultados de simulação computacional e experimental. Portanto, considerando este tipo de afundamento o mais crítico no que tange a influência na amplitude do barramento CC pode-se estender os limites de suportabilidade reportados pela Figura 2. 4 do lado CA para o barramento CC.

O valor da tensão nominal média do barramento CC considerando uma tensão de alimentação trifásica, balanceada e defasada de 120° com 127 V eficazes por fase gira em torno de 280 V, levando em consideração as perdas nos elementos passivos e semicondutores. Nesse sentido, o valor mínimo de tensão a ser obtido no barramento CC do retificador híbrido em foco neste trabalho será de 250 V, que corresponde a 0,9 pu do valor em regime permanente (280 V). Para este valor de tensão, tomando como base os limites impostos pelas normas (ITIC, SEMI 47 e IEEE 61000-4-11) entende-se que a proteção de sub-tensão do AVV não será sensibilizada. Destaca-se que é possível adotar outros valores de regulação do barramento CC que atenda cargas específicas.

Isto posto, sabendo que a tensão de saída (V_o) é composta pela soma da tensão de saída do grupo RNC (V_{C1}) e pela tensão de saída do grupo CCT (V_{C2}), e que a tensão imposta pelo grupo CCT (V_{C2}) é definida pelo ganho estático do conversor Full-Bridge, cuja entrada é a tensão no capacitor C_4 (V_{C4}), é possível estabelecer uma relação entre a magnitude h do afundamento de tensão do tipo A e as tensões V_{C1} e V_{C4} , dada pelas Equações (4.6) a (4.8).

$$V_o = h \cdot V_{C1} + V_{C2} \quad (4.6)$$

$$\frac{V_{C2}}{h \cdot V_{C4}} = 2 \frac{N_p}{N_{s/t}} D_{\max} \quad (4.7)$$

$$V_o = h \cdot V_{C1} + 2h \cdot V_{C4} \frac{N_p}{N_{s/t}} D_{\max} \quad (4.8)$$

Onde:

V_o é a tensão de saída disponibilizada à carga;

V_{C1} é a tensão de saída do grupo RNC;

V_{C2} é a tensão de saída do grupo CCT;

V_{C4} é a tensão de entrada do Full-Bridge;

h é a magnitude do afundamento ($0 \leq h \leq 1$);

D_{\max} é a razão cíclica máxima permitida;

N_p é o número de espiras do primário;

$N_{s/t}$ é o número de espiras do secundário e terciário;

Neste cenário, o valor de h máximo que permite a estrutura regular a tensão de saída em 250 V é definida por (4.9).

$$h = \frac{V_{out}}{V_{C1} + 2V_{C4} \frac{N_p}{N_{s/t}} D_{\max}} = \frac{250}{280 + 2 \cdot 280 \frac{1}{1} 0,45} = 0,47 \quad (4.9)$$

A razão cíclica do conversor Full-Bridge é limitada em 0,45. Essa limitação é uma forma de proteção contra curto-circuito nos terminais do capacitor C_4 , pois garante-se que os interruptores S_a e S_c ou S_b e S_b jamais estejam polarizados simultaneamente.

Na Equação (4.9) não foram consideradas as quedas de tensão nos elementos passivos (capacitores, indutores e transformadores) e nos elementos semicondutores (interruptores e diodos) do grupo CCT. Portanto, a magnitude h máxima considerada nos ensaios experimentais foi de 0,5. Dessa forma, para estas condições de alimentação, a estrutura proposta é capaz de regular a tensão do barramento CC total disponibilizado à carga em 250 V para afundamentos de tensão do tipo A com magnitude (h) de até 0,5. Esse é o limite operacional da estrutura para estas condições de operação.

Destaca-se que é possível aumentar o grau de suportabilidade à afundamentos tensão das seguintes formas:

- ✓ elevando a relação de transformação do transformador do conversor Full-Bridge;
- ✓ utilização de um conversor CC-CC pré-regulador para alimentação do conversor Full-Bridge;
- ✓ utilização um conversor CC-CC com característica elevadora ao invés do conversor Full-Bridge.

A análise da viabilidade técnica de implementação destas opções de otimização já estão sendo desenvolvidas nas dependências do NUPEP.

4.4 Dimensionamento e Especificação do grupos RNC e CCI

A especificação dos elementos passivos dos grupos RNC e CCI seguem os mesmos critérios originalmente apresentados em [21]. Uma vez o que em condições normais da tensão de alimentação o grupo CCT se encontra inoperante, a operação do conversor proposto é idêntica à operação da estrutura apresentada em [21].

As Tabelas 4.1 e 4.2 apresentam o resumo da especificação dos grupos RNC e CCI, respeitando a nomenclatura dos elementos apresentados na Figura 4. 22 e na Figura 4. 23.

Tabela. 4. 1 - Resumo do dimensionamento dos componentes do grupo RNC.

Componente	Valor
Indutores L_{RNC}	1 mH
Capacitor C_I	3290 μ F

Tabela 4. 2 - Resumo do dimensionamento dos componentes do grupo CCI.

Componente	Valor
Indutores L_{CCI}	1 mH
Indutor L_{CCI-2}	500 μ H
Capacitor C_{CCI}	22 μ F

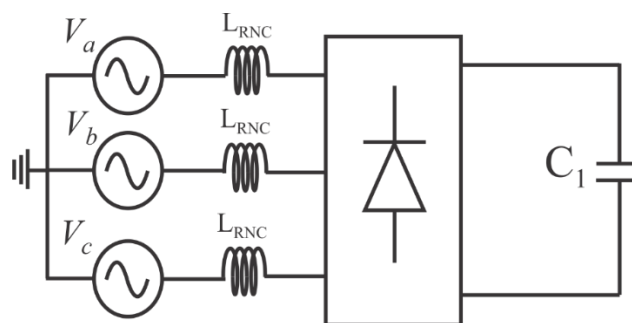


Figura 4. 22 - Circuito do grupo RNC.

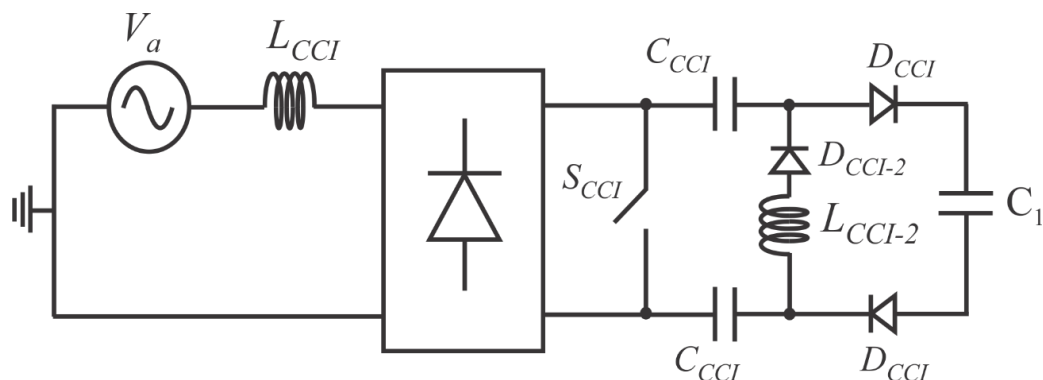


Figura 4. 23 - Circuito do conversor SEPIC da fase A que compõe o CCI.

Os semicondutores utilizados no circuito de potência foram especificados seguindo os critérios de projeto apresentados em [21], onde foram analisados os valores médio e de pico a que cada componente é submetido. As tabelas 4.3 e 4.4 apresentam o resumo da especificação dos semicondutores dos grupos RNC e CCI para a estrutura processando 5 kW em condições normais da tensão de alimentação.

Tabela 4.3 – Semicondutores do RNC

Componente	Parâmetro	Valor
Diodos da ponte retificadora	Tensão de Pico	311 V
	Corrente de pico	20 A
	Corrente média	5,5 A

Tabela 4.4 – Semicondutores do CCI

Componente	Parâmetro	Valor
Diodos da ponte retificadora	Tensão de pico	180 V
	Corrente de pico	15 A
	Corrente média	2,1 A
S_CCI	Tensão de Pico	460 V
	Corrente de pico	16 A
	Corrente média	5,5 A

D _{CC1}	Tensão de Pico	460 V
	Corrente de pico	16 A
	Corrente média	5,5 A
D _{CC1-2}	Tensão de Pico	30 V
	Corrente de pico	2 A
	Corrente média	0,75 A

4.5 Dimensionamento e Especificação do CCT

A especificação do retificador não controlado do grupo CCT, composto pelos elementos L_{CCT} e C₄, é análogo ao do grupo RNC. Foram utilizados os mesmos procedimentos apresentados em [21] tomando como referência uma potência de 2 kW, que corresponde a 40% da potência nominal da estrutura (5 kW). Este valor de potência é baseado na contribuição do CCT durante um afundamento de tensão do tipo A com magnitude de 0,5, conforme será demonstrado no Capítulo 5 e corroborado no Capítulo 6.

Os elementos do conversor Full-Bridge podem ser especificados tomando como base os métodos apresentados em [87].

O cálculo do indutor L_{Full} pode ser especificado com base na condição em que os interruptores S_a e S_d ou S_b e S_c estão polarizados, equivalendo aos intervalos t₁ e t₃, respectivamente, da Figura 4. 21.

Dessa forma, o valor do indutor L_{Full} pode ser determinado por (4.10). A Tabela 4.5 apresenta os critérios de projeto utilizados para o dimensionamento do o indutor L_{Full}.

$$\begin{aligned}
 vL_{Full} &= L_{Full} \frac{dI}{dt} = L_{Full} \frac{\Delta I}{DT} \\
 \left(\frac{N_{s/t}}{N_p} V_{C4} - V_{C2} \right) &= L_{Full} \frac{\Delta I \cdot 2F_s}{D} \\
 L_{Full} &= \frac{\left(\frac{N_{s/t}}{N_p} V_{C4} - V_{C2} \right) D}{2 \cdot \Delta I \cdot F_s}
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Onde

vL_{Full} é a tensão nos terminais do indutor L_{Full} ;

ΔI é a ondulação de corrente no indutor L_{Full};

V_{C2} é a tensão média nos terminais do capacitor C₂;

V_{C4} é a tensão média nos terminais do capacitor C₄;

D é a razão cíclica média;

N_p é o número de espiras do primário;

$N_{s/t}$ é o número de espiras do secundário e terciário;

F_s é a frequência de chaveamento do Full-Bridge.

Tabela 4.5 – Valores para especificação do indutor L_{Full} .

Componente	Valor
$\frac{N_{s/t}}{N_p}$	1
V_{C4}	280 V
V_{C2}	110 V
D	45%
ΔI	3,63 A (20% da corrente nominal de saída do grupo CCT)
F_s	25 kHz
L_{Full}	420 μ H

O capacitor do Full-Bridge pode ser especificado com base na forma de onda da sua corrente, ilustrado na Figura 4. 24. Considerando o valor da tensão imposta no capacitor C_2 constante, sua corrente será a ondulação da corrente indutor L_{Full} . O capacitor C_2 pode ser especificado com base em (4.11). Os critérios de projeto adotados são apresentados na Tabela 4.6.

A Tabela 4.7 apresenta o resumo da especificação dos semicondutores do grupo CCT projetado de forma a operar promovendo a regulação da tensão de saída em 250V diante da ocorrência de um afundamento do tipo A com magnitude de 0,5. Esses valores foram obtidos através dos resultados de simulação computacional apresentados no Capítulo 5.

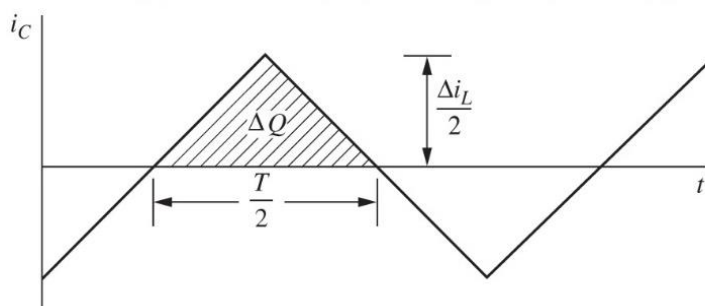


Figura 4. 24 - Forma de onda da corrente no capacitor C_2 do Full-Bridge.

$$\begin{aligned}\Delta Q &= \Delta V \cdot C_2 \\ \Delta Q &= \text{Área} = \frac{\Delta I}{8 \cdot F_s} \\ C_2 &= \frac{\Delta I}{8 \cdot F_s \cdot \Delta V}\end{aligned}\quad (4.11)$$

Tabela 4.6 – Valores para especificação do capacitor C_2

Componente	Valor
ΔV	1,1 V (1% da tensão nominal imposta pelo grupo CCT)
ΔI	3,63 A
F_s	25 kHz
C_2	16 μ H (utilizado 50 μ H)

Tabela 4.7 – Semicondutores do CCT

Componente	Parâmetro	Valor
Diodos da ponte retificadora	Tensão de pico	180 V
	Corrente de pico	30 A
	Corrente média	3 A
S_a, S_b, S_c e S_d	Tensão de Pico	155,5 V
	Corrente de pico	20 A
	Corrente média	8 A
D_1	Tensão de Pico	110 V
	Corrente de pico	18 A
	Corrente média	18 A
D_2 e D_3	Tensão de Pico	311 V
	Corrente de pico	20 A
	Corrente média	8 A

4.5.1 Projeto do Compensador PI_{CCT}

Para o projeto do compensador PID_{CCT} (Figura 4. 19) será utilizado o modelo em variáveis de estado em pequenos sinais do circuito simplificado do CCT. Este método foi apresentado em [21] e é utilizado para gerar uma função transferência de todas as

variáveis de estado do circuito com relação à razão cíclica do conversor a partir das matrizes de entrada e de sistema do circuito modelado.

Nesta aplicação deseja-se obter a função de transferência da tensão no capacitor C_2 em função da razão cíclica do conversor Full-Bridge. A partir desta equação será possível projetar o controlador PID_{CCT} de modo a regular a tensão de saída da estrutura de acordo com a referência. O circuito a ser modelado é apresentado na Figura 4. 25.

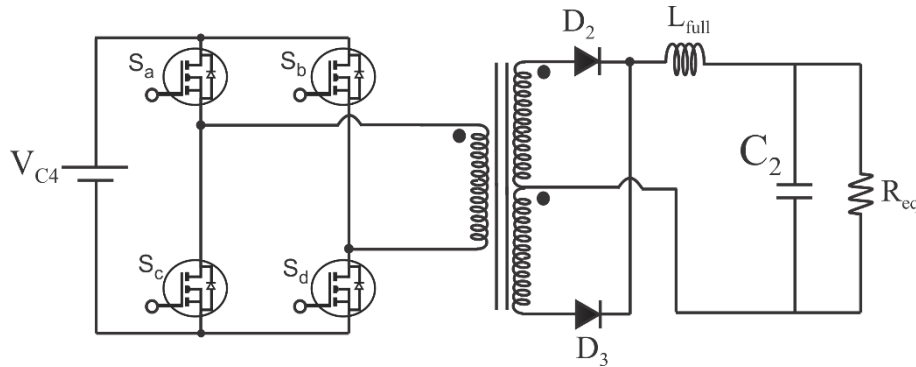


Figura 4. 25 - Circuito equivalente utilizado como modelo para projeto do compensador do CCT.

Este circuito é uma simplificação daquele apresentado na Figura 4. 19, cujo retificador e filtro LC de entrada foram substituídos por uma fonte constante denominada V_{C4} . Isto é aplicável uma vez que a tensão verificada nos terminais do capacitor C_4 é praticamente constante. Além disso, o capacitor C_3 , que é conectado em série no enrolamento primário do transformador, foi desprezado. Sua função restringe-se a eliminar um eventual nível CC entre os terminais do primário do transformador, o que poderiam causar saturação do seu núcleo. A resistência R_{eq} representa a carga processada pelo CCT durante o afundamento de tensão. Seu valor dependerá da tensão imposta em seus terminais e da contribuição de potência processada pelo CCT durante o afundamento de tensão. Estas considerações foram realizadas para efeito de simplificação do modelo e não apresentam prejuízos significativos tendo em vista a essência de operação do grupo CCT. Dessa forma, as variáveis de estado do circuito apresentado na Figura 4. 25 podem ser representadas pela Equação (4.12).

$$x = \begin{bmatrix} v_{L_{Full}} \\ i_{C_2} \end{bmatrix} \quad u = [V_{C_4}] \quad (4.12)$$

Para a determinação das matrizes de sistema (A) e de entrada (B) é necessário considerar as possíveis configurações de circuito da Figura 4. 25. Este circuito possui 4 interruptores (S_a , S_b , S_c e S_d) que operam de acordo com a lógica descrita na Seção 4.3. Quando um dos pares de interruptores está polarizado a tensão no indutor L_{Full} possui a

mesma polaridade e magnitude, considerando que o transformador do Full-Bridge possui relação unitária entre todos os enrolamentos. Dessa forma, há duas situações possíveis: quando as chaves S_a e S_d ou S_b e S_c estão polarizadas (intervalos t_1 e t_3 da Figura 4. 20) e quando todos os interruptores estão bloqueados (intervalos t_2 e t_4 da Figura 4. 20). Para a primeira situação serão definidas as matrizes A_1 e B_1 e para a segunda situação serão determinadas as matrizes A_2 e B_2 .

A Figura 4. 26 apresenta os circuitos equivalentes e as Equações (4.13) e (4.14) apresentam as matrizes de entrada e de sistema para estas situações.

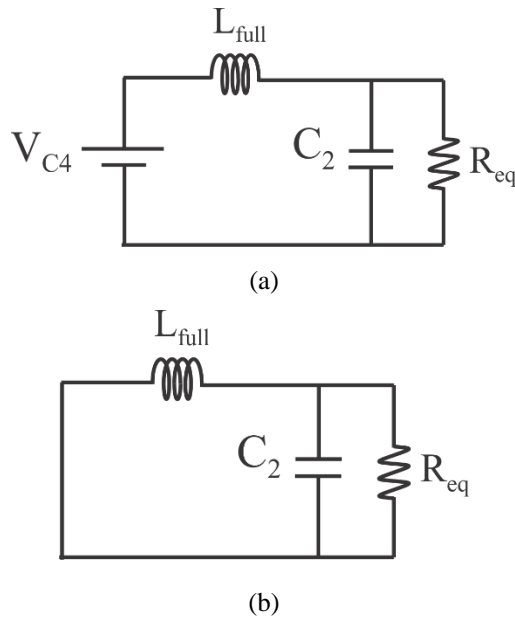


Figura 4. 26 - Circuito equivalente para determinação de (a) A_1 e B_1 e (b) A_2 e B_2 .

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_{full}} \\ \frac{1}{C_2} & \frac{-1}{R_{eq} \cdot C_2} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{full}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_{full}} \\ \frac{1}{C_2} & \frac{-1}{R_{eq} \cdot C_2} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Aplicando as equações definidas em [21], também apresentadas no Apêndice C a título de ilustração, obtém-se a função transferência da tensão no capacitor C_2 em função da razão cíclica do conversor Full-Bridge, apresentado em (4.15).

$$G_{vC_2/d} = \frac{V_{C4} R_{eq}}{C_2 L_{full} R_{eq} s^2 + L_{full} s + R_{eq}} \quad (4.15)$$

$$G_{vC_2/d} = \frac{847}{1.271 \cdot 10^{-7} s^2 + 4.2 \cdot 10^{-4} s + 6.05} \quad (4.16)$$

Para a representação numérica da Equação 4.15 foram considerados:

- ✓ $V_{C4} = 140 \text{ V};$
- ✓ $R_{eq} = 6,05 \Omega;$
- ✓ $C_2 = 50 \mu\text{F};$
- ✓ $L_{Full} = 420 \mu\text{H};$

Estes valores foram obtidos considerando a operação do CCT regulando a tensão de saída em 250 V diante da ocorrência de um afundamento do tipo A com 0,5 de magnitude processando uma potência de 2 kW. Nesta situação o CCT deverá impor 110 V no capacitor C_2 a partir de 140 V na sua entrada.

Para projeto do controlador PID_{CCT} utilizou-se a *toolbox SISOTOOL* do Matlab®, que é bastante útil no projeto de controladores de sistemas com uma entrada e uma saída (Sistemas SISO – *Single input single output*). O *SISOTOOL* permite incluir polos e zeros do compensador e alterar o ganho em malha aberta de forma interativa, tendo em vista os critérios desejados de resposta ao degrau.

O controlador escolhido para compor o PID_{CCT} foi um PID tradicional, composto por 2 polos e 2 zeros, conforme a Equação (4.17).

$$PID_{CCT} = K \frac{(z_1 + s)(z_2 + s)}{(p_1 + s)(p_2 + s)} \quad (4.17)$$

Os critérios adotados para posicionamento destes polos e zeros foram:

- 1 polo na origem;
- 1 polo posicionado em um décimo da frequência de chaveamento;
- 2 zeros do compensador posicionados no lugar geométrico dos 2 polos da planta;

O polo posicionado na origem do diagrama de Bode é necessário para eliminar o erro de regime permanente do sistema. O polo posicionado em um décimo da frequência

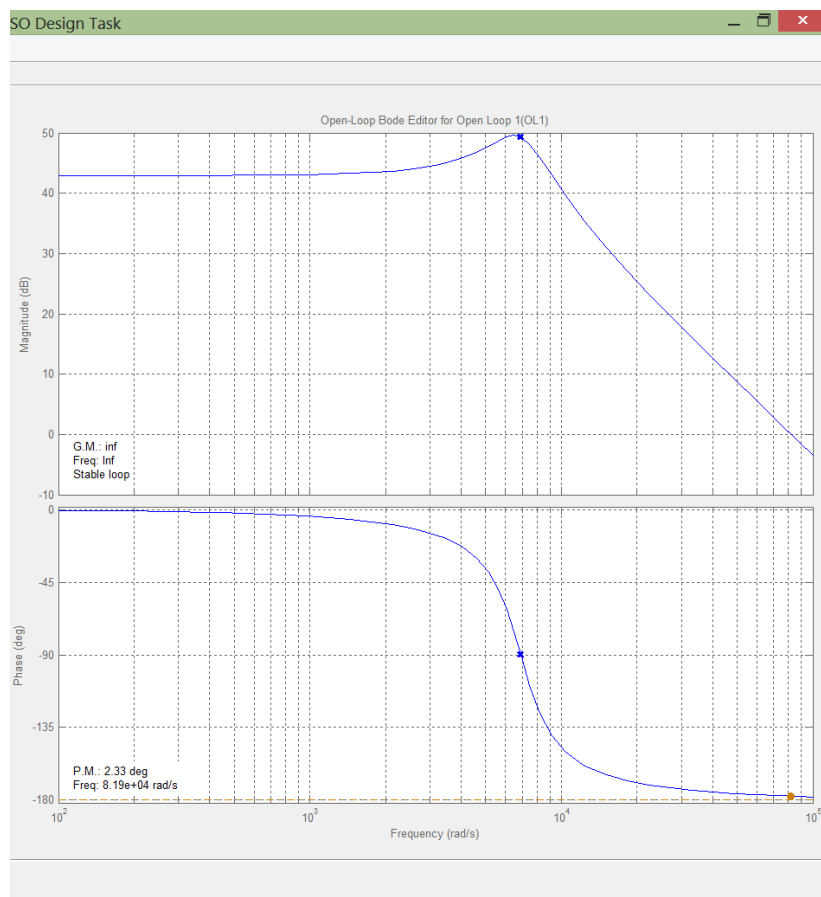
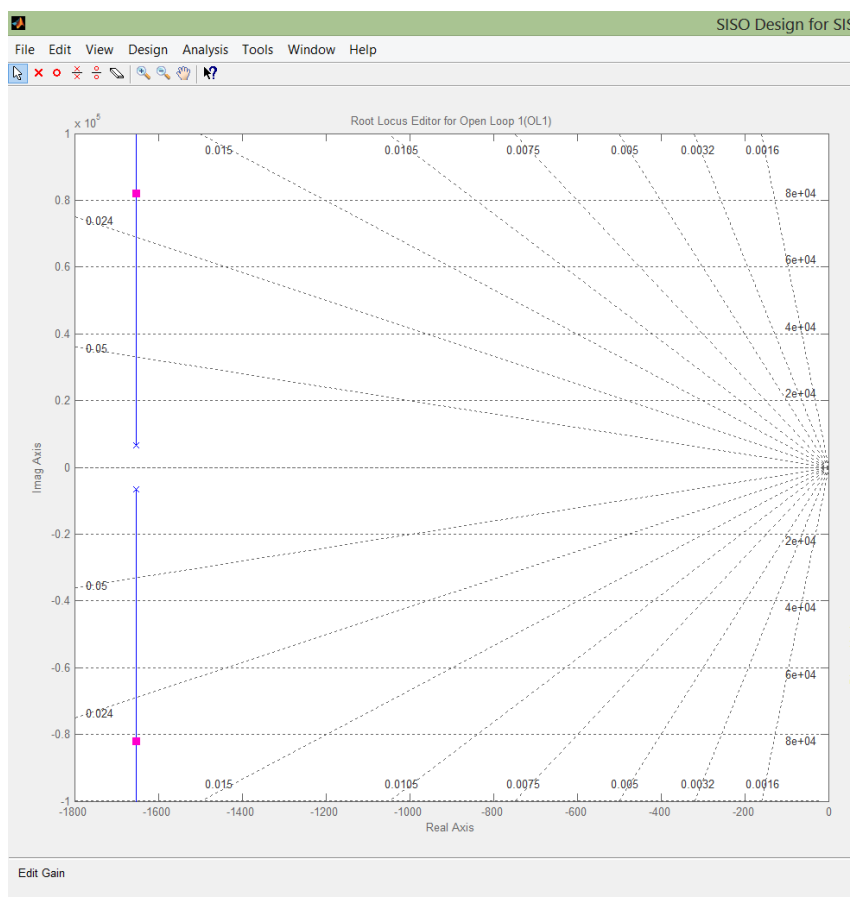
de chaveamento do CCT possui o efeito de um filtro, atenuando os ruídos de chaveamento do Full-Bridge. Este polo torna a resposta da planta mais estável.

Os 2 zeros complexos posicionados nos 2 polos complexos da planta anulam seu efeito, tornando o sistema originalmente de 2ª ordem em um sistema de 1ª ordem, mais simples e fácil de controlar. Dessa forma, é possível o ganho K do compensador de modo a tornar a resposta ao degrau do sistema de acordo com o desejado. Os critérios de desempenho adotados para a planta do Full-Bridge são:

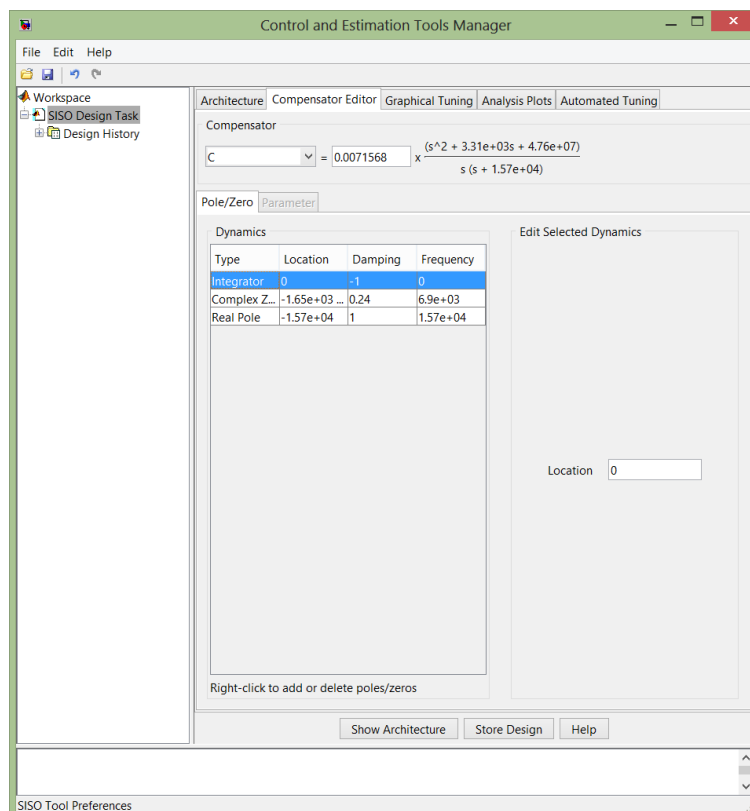
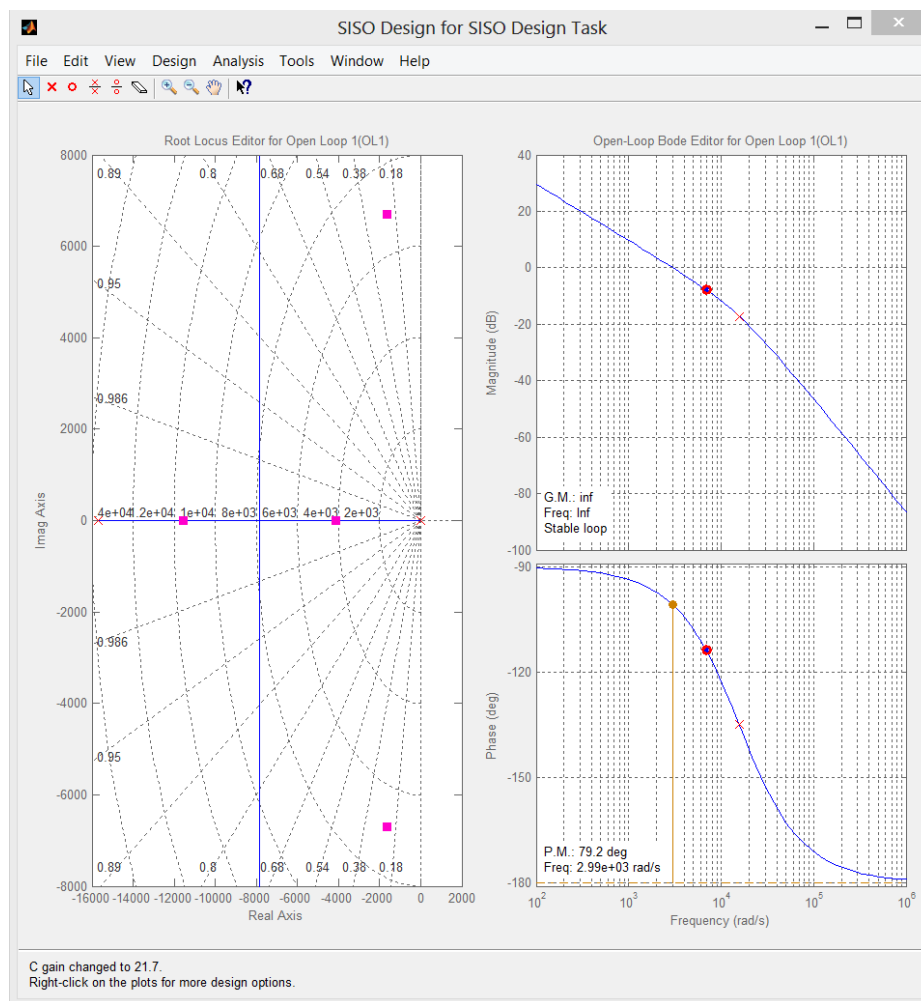
- Margem de fase superior a 60° ;
- Tempo de estabilização inferior a 1 ms;

A margem de fase acima de 60° reflete na estabilidade do sistema. Quanto maior a margem de fase mais estável será a estrutura. O tempo de estabilização foi escolhido de forma subjetiva. Conforme será verificado nos resultados de simulação e experimental a dinâmica da alteração da tensão disponibilizada à carga é lenta, que é uma característica do grupo RNC. A tensão no capacitor C_1 , que mantida por este grupo, apresenta uma rampa de decréscimo pouco acentuada, demandando vários ciclos após a ocorrência do afundamento. Portanto, o tempo de estabilização escolhido é suficientemente reduzido para manter a tensão de saída com boa regulação. Destaca-se que estes parâmetros podem ser modificados para atender outros critérios específicos.

A Figura 4. 27(a) é apresentado o diagrama de Bode e o Lugar das Raízes do sistema sem compensação. Na Figura 4. 27(b) é apresentado os mesmos diagramas após a inclusão dos polos e zeros do compensador e alteração do ganho K para atender aos critérios de desempenho descritos. Na Figura 4. 27(c) é apresentado a resposta ao degrau do malha de controle com destaque no tempo de estabilização desejado. A equação (4.18) apresenta a expressão do PID que atende aos critérios desejados.



(a)



(b)

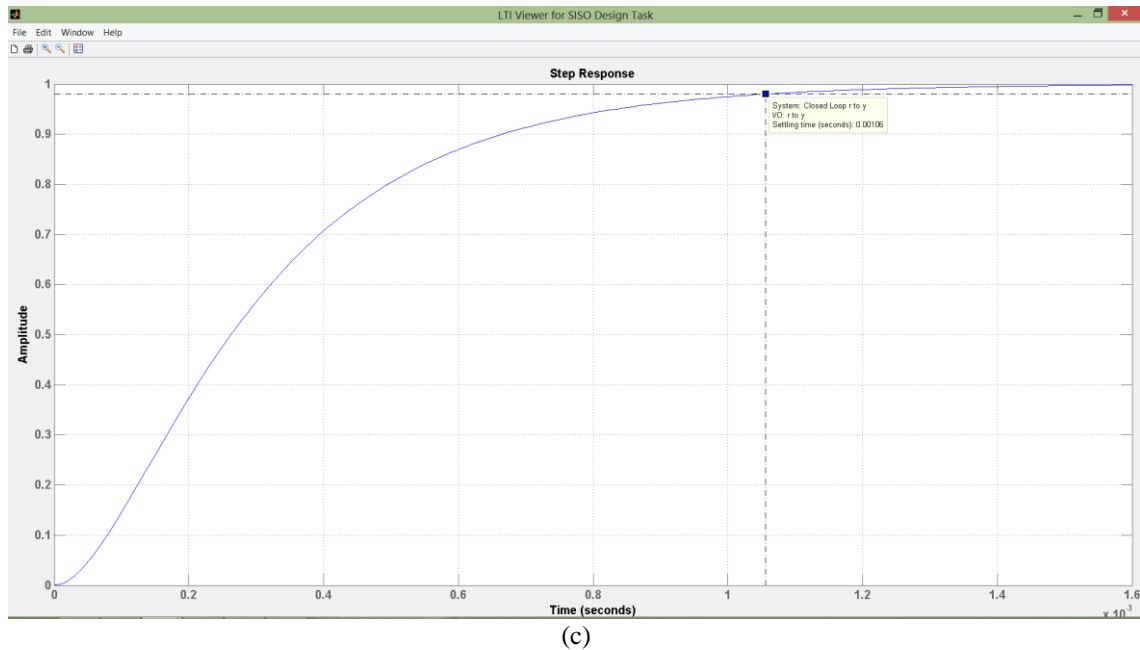


Figura 4. 27 - Tela do SISOTOOL (a) sem compensação e (b) após a inclusão dos polos e zeros do compensador e (c) resposta ao degrau.

$$PID_{CCT} = 0,0071568 \frac{s^2 + 3,31 \cdot 10^3 s + 4,76 \cdot 10^7}{s^2 + 1,57 \cdot 10^4 s} \quad (4.18)$$

Vale ressaltar que este controlador é específico para a função de transferência apresentada na Equação (4.16). Considerando a equação genérica (4.15), os parâmetros variáveis são a tensão V_{C4} e a resistência equivalente R_{eq} . Tanto o valor da resistência equivalente quanto a amplitude da tensão V_{C4} são dependentes do tipo de afundamento e da sua magnitude. Para o projeto do controlador deve-se considerar o caso mais crítico, sendo o afundamento do tipo A com 0,5 de magnitude. Conforme será verificado nos resultados de simulação e experimental o desempenho desse compensador se mostrou adequada mesmo com a estrutura processando uma potência diferente da nominal e diante da ocorrência de outros tipos de afundamentos.

4.6 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os detalhes referentes à estratégia de controle do CCI e CCT e os critérios de projeto dos elementos passivos da estrutura. A estratégia de controle do CCI é responsável por impor correntes na alimentação com base em um DHT_I de referência, de forma a atender normas técnicas específicas. O arranjo do circuito de potência permite que os conversores chaveados processam reduzida parcela de energia, proporcionando elevada densidade de potência.

Como forma de proteção contra sobrecarga do grupo CCI a amplitude máxima da corrente de referência é definida para condição nominal de carga. Portanto, garante-se que o valor de pico da corrente imposta pelos conversores SEPIC de cada fase seja sempre menor que o valor de pico da corrente do retificador não controlado em qualquer condição de carga.

Em relação à estratégia de controle desenvolvida para o grupo CCT observa-se na Figura 4. 19 que os pulsos de ataque de gatilho para o conversor Full-Bridge são gerados a partir de uma estratégia de controle PWM tradicional, implementado de forma simples e eficiente.

Destaca-se que em condição normal da tensão de suprimento a tensão aplicada à carga é maior que a tensão de referência (V_{Oref}), anulando os pulsos de ataque de gatilho aplicado ao conversor Full-Bridge, retirando-o de operação. Nesta situação o barramento CC total é disponibilizado apenas pelo grupo RNC. Todavia, diante de um afundamento na tensão de alimentação o conversor Full-Bridge é ativado de forma a manter a tensão no barramento CC total conforme o valor de referência desejado (V_{Oref}).

A estrutura é capaz de promover suportabilidade a afundamentos de tensão do tipo A com magnitude de até 0,5. Esse limiar pode ser ampliado ao elevar o número de espiras do transformador isolador do Full-Bridge ou ainda com a inclusão de um conversor CC-CC responsável por pré-regular a tensão de entrada do Full-Bridge.

Nos capítulos referentes à simulação computacional e ensaios experimentais serão apresentados as formas de onda da estrutura operando de forma a impor correntes senoidais da alimentação e regulando a tensão de saída para diversos tipos de afundamentos. Será analisada a parcela de potência drenada pelo CCI e CCT de modo a comprovar que o processamento de potência por parte destes grupos é apenas uma parcela da potência total de saída. Essa característica resulta em uma estrutura com elevado rendimento e densidade de potência, uma vez que os conversores chaveados que compõem o CCI e CCT podem ser dimensionados para processar uma reduzida parcela de potência total entregue à carga.

Capítulo 5 - Simulação Computacional

5.1 Considerações Iniciais

Para validar o arranjo e a estratégia de controle descritos no Capítulo 4 serão apresentados neste capítulo os resultados obtidos através da simulação computacional da estrutura proposta. O programa utilizado para embarcar o modelo computacional da estrutura foi o PSIM®, que foi escolhido baseado nas suas funcionalidades e recursos propícios à simulação de circuitos no campo da Eletrônica de Potência. A Figura 5. 1 ilustra a tela principal do PSIM® com o circuito de potência e sua estratégia de controle.

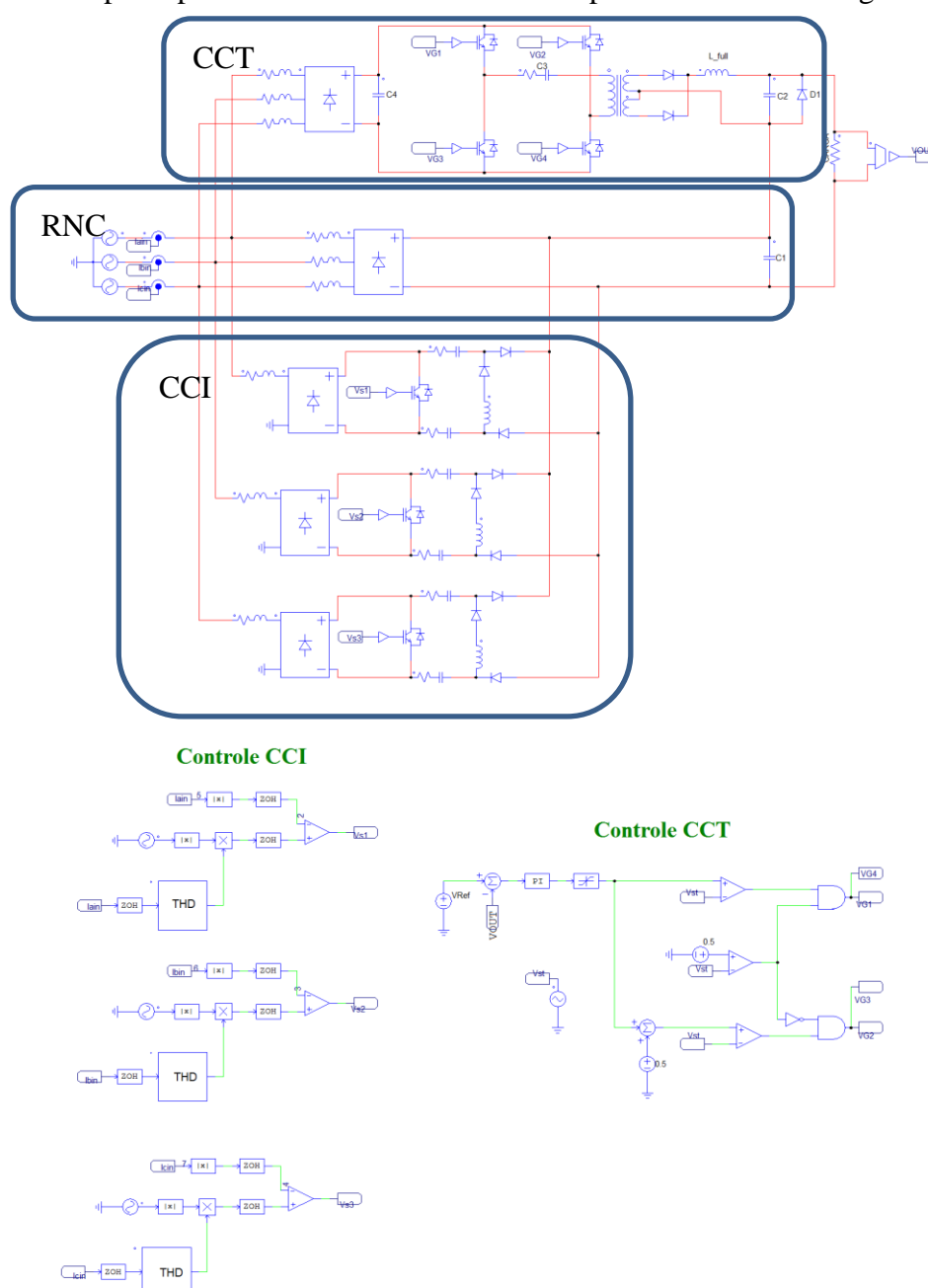


Figura 5. 1 - Circuito simulado no PSIM®.

Visando reduzir o processamento computacional optou-se por substituir no circuito simulado a malha de PLL, utilizada como base para a geração da referência de corrente do grupo CCI, por fontes senoidais sincronizadas com a tensão de alimentação. Ressalta-se que no protótipo físico foram implementadas as malhas de PLL cuja eficiência será apresentada no Capítulo 6.

Na Figura 5. 1 o bloco intitulado “DHT” contém o algoritmo implementado de acordo com o diagrama de blocos apresentado na Figura 4. 16, apresentado também no Apêndice B.

Nas seções seguintes serão apresentados as formas de onda da estrutura operando em condições normais da tensão de alimentação e diante da ocorrência de afundamento. Ressalta-se que apesar da estrutura ser projetada para 5 kW, conforme descrito no Capítulo 4, a potência processada em condições normais da tensão de alimentação e diante da ocorrência de afundamento foi de 2,5 kW e 1,25 kW, respectivamente. Estas condições de operação foram mandatórias para a extração dos resultados experimentais devido a limitações da fonte programável utilizada para a alimentação da estrutura, conforme será discutido no Capítulo 6. Portanto, optou-se por adotar as mesmas condições de carga nos resultados de simulação de modo a tornar as formas de onda compatíveis e passíveis de comparação.

5.2 Operação da estrutura em condições normais da tensão de alimentação.

A Figura 5. 2 apresenta as tensões de alimentação CA e a tensão de saída (V_o) para a estrutura operando em condições normais da tensão de alimentação.

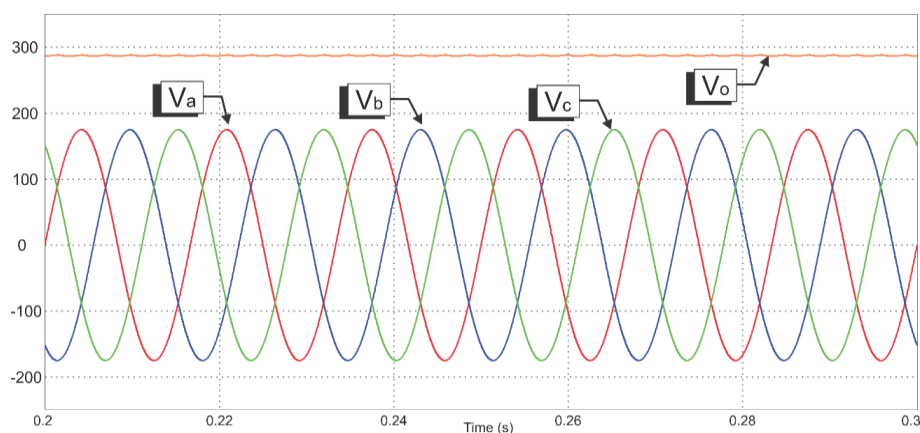


Figura 5. 2 - Tensão de alimentação (V_a , V_b e V_c) e tensão do barramento CC de saída (V_o).

Nesta condição da tensão de alimentação o grupo CCT encontra-se desabilitado pela estratégia de controle e o barramento CC de saída (V_o) é mantido pelo grupo RNC.

O valor médio da tensão gira em torno de 280 V, uma vez que foram incluído no circuito simulado as perdas nos elementos passivos e semicondutores.

Para avaliar a influência do grupo CCI na corrente de alimentação inicialmente o circuito da Figura 5. 1 foi simulado com o CCI desabilitado. Posteriormente, habilitou-se o grupo CCI e apresenta-se as mesmas formas de onda. Pretende-se avaliar o efeito que a operação deste grupo causa na corrente de entrada e na tensão de saída.

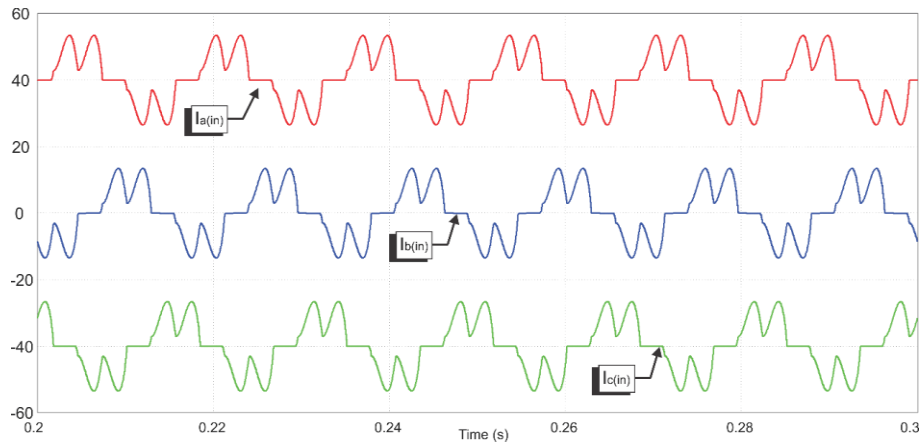


Figura 5. 3 - Correntes de fase para a estrutura operando com o CCI e CCT desabilitados.

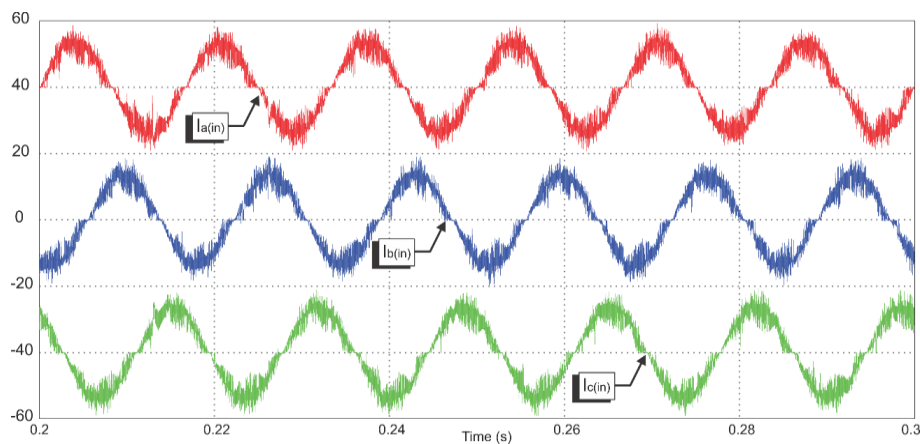


Figura 5. 4 - Correntes de fase para a estrutura operando com o CCT e CCI habilitados.

Nesta condição de operação a estratégia de controle desativa o grupo CCT, que força a condução do diodo D_1 . Os pulsos de ataque de gate do conversor Full-Bridge são anulados uma vez que a tensão de saída (V_o) é maior que a tensão de referência (250 V) definida na estratégia de controle do grupo CCT.

Nota-se que na Figura 5. 4(a) toda a potência é processada pelo grupo RNC e a corrente de entrada possui o aspecto típico verificado nos retificadores não controlados tradicionais com filtro LC, com elevado conteúdo harmônico. Na Figura 5. 4(b), após a energização dos grupos CCI e CCT as correntes de entrada apresentam aspecto senoidal, o que indica uma operação com conteúdo harmônico de baixa ordem.

Nesta condição da tensão de alimentação o grupo CCI opera impondo uma corrente de entrada com aspecto senoidal processando apenas uma parcela (40%) da potência de saída. Portanto, cada conversor SEPIC que compõe o CCI pode ser projetado para 13,33% da potência total de saída.

Conforme discutido no Capítulo 4, o aspecto da corrente de entrada, e, consequentemente, a DHT_I e a potência processada pelo CCI, estão relacionadas à amplitude do sinal de controle V_c . A estratégia de controle do CCI opera de forma a alterar a magnitude desse sinal de forma a igualar a DHT de referência (DHT_{Iref} da Figura 4. 2) à DHT da corrente de entrada por fase.

A relação entre o sinal V_c com a parcela de potência processada pelos grupos RNC, CCI e CCT e a DHT_I é apresentada na Figura 5. 5. Estas curvas foram obtidas simulando o circuito da Figura 5. 1 para vários valores de V_c .

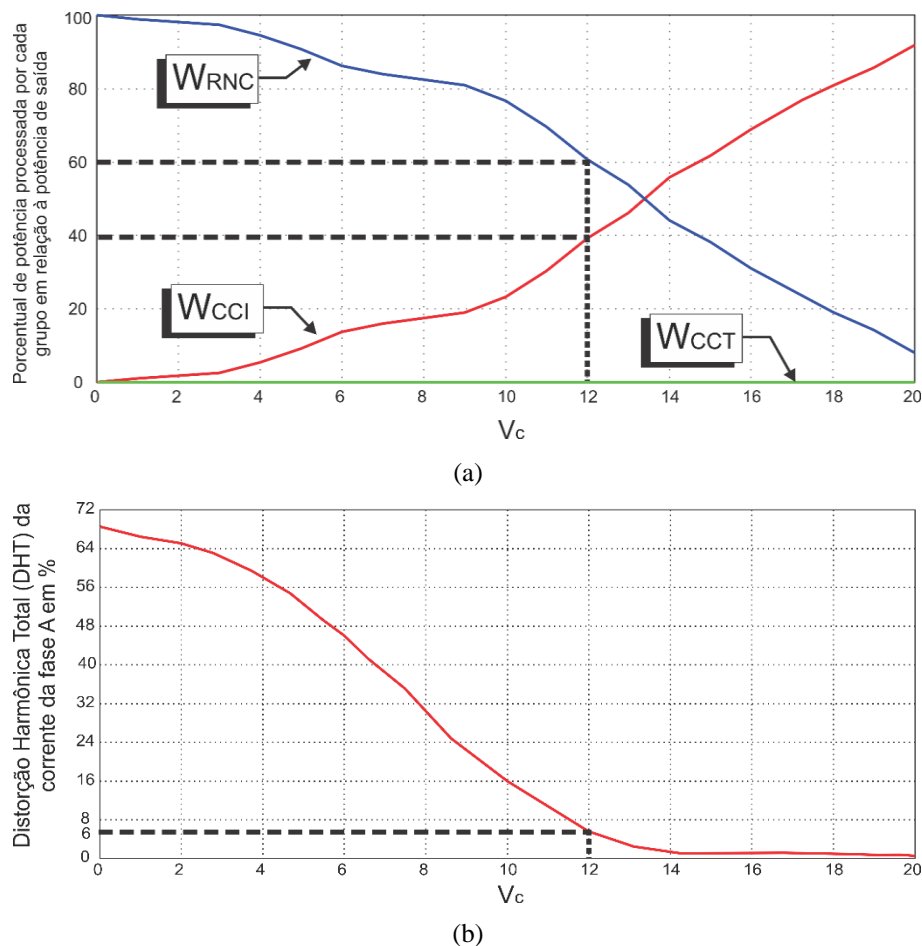


Figura 5. 5 - (a) Potência processada por cada grupo e (b) DHT da corrente de entrada de uma fase em função do sinal V_c .

Nota-se que à medida que o valor de V_c aumenta a potência processada pelo CCI é incrementada. Consequentemente, o valor da DHT da corrente de entrada é decrementado.

Nota-se que para um valor de V_c igual à 12 a estrutura impõe correntes de entrada com DHT igual a 6% com o RNC processando cerca de 60% da potência de saída e o CCI processando 40%. Conforme será verificado nos resultados experimentais, discutidos no Capítulo 6, esse valor de DHT é suficiente para atender plenamente os limites impostos pela norma IEC 61000 – 3 – 2.

5.3 Operação da estrutura diante da ocorrência de afundamento de tensão

Para verificar a eficiência da estrutura em regular a tensão de saída diante da ocorrência de afundamentos de tensão o circuito da Figura 5. 1 foi simulado um afundamento do tipo A, considerando que este seja o mais crítico em termos da influência no barramento CC de saída.

Conforme descrito na Seção 4.3 do Capítulo 4 o arranjo proposto é capaz de regular a tensão de saída em 250 V para afundamentos de tensão do tipo A com 50% de magnitude. Para corroborar com o equacionamento desenvolvido, o circuito da Figura 5. 1 foi simulado para diversos valores da magnitude do afundamento (h). A Figura 5. 6 apresenta a tensão de saída (V_o) em função da magnitude de afundamento h . São apresentados também a tensão na saída do grupo RNC (V_{C1}) e a tensão imposta pelo grupo CCT (V_{C2}), que compõe a tensão de saída.

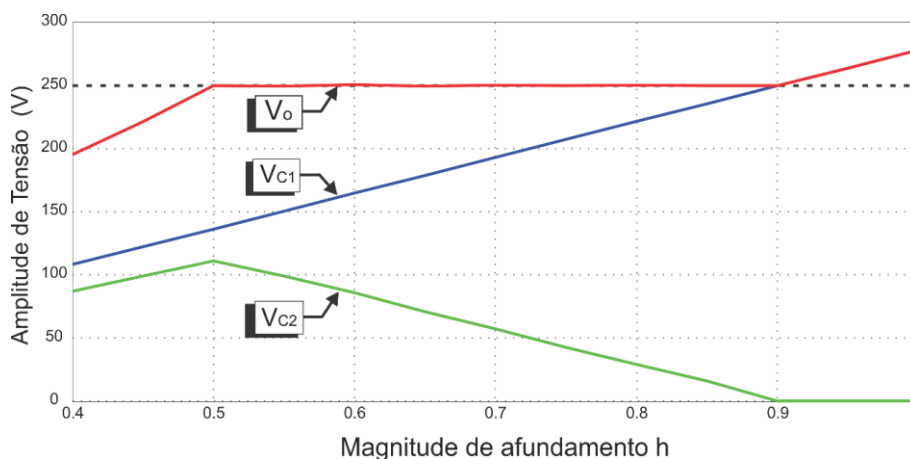


Figura 5. 6 - Tensão de saída (V_o) e sua composição ($V_{C1} + V_{C2}$) em função da magnitude de afundamento (h).

Nota-se que a tensão de saída V_o é mantida abaixo do limiar de 250 V quando a magnitude do afundamento (h) é inferior a 0,5. Este valor foi definido pela Equação 4.9. Portanto, para valores de h inferiores a 0,5, o CCT não consegue regular a tensão de saída em 250 V uma vez que a sua tensão de entrada (V_{C4} na Figura 4. 19(a)) não é regulada, sendo que sua amplitude é diretamente proporcional ao afundamento.

Por outro lado, para uma magnitude de afundamento entre 0,5 e 0,9 o CCT contribui com uma parcela de tensão necessária apenas para regular o barramento CC de saída em 250 V. À medida que a magnitude do afundamento é incrementada a contribuição do CCT é reduzida na mesma proporção. Quando o valor da magnitude h é superior a 0,9 a tensão fornecida pelo grupo RNC é suficientemente elevada para manter a tensão de saída acima do limiar de 250 V. Nesta situação a estratégia de controle retira o CCT de operação, desabilitando os pulsos de ataque do conversor Full-Bridge.

Destaca-se ainda a relação proporcional entre a tensão mantida pelo grupo RNC (V_{C1}) e a magnitude do afundamento. Quanto maior a severidade do afundamento maior será o decréscimo verificado na tensão mantida pelo grupo RNC.

A Figura 5. 7 apresenta a parcela de potência processada por cada grupo em relação à potência de saída em função da magnitude de afundamento h para a faixa de operação em que a estrutura é capaz de regular a tensão de saída em 250 V, ou seja, $0,5 < h < 0,9$.

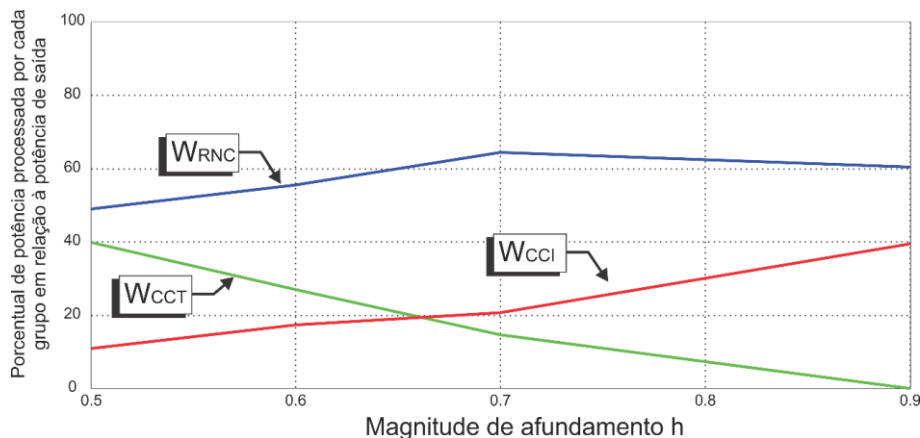
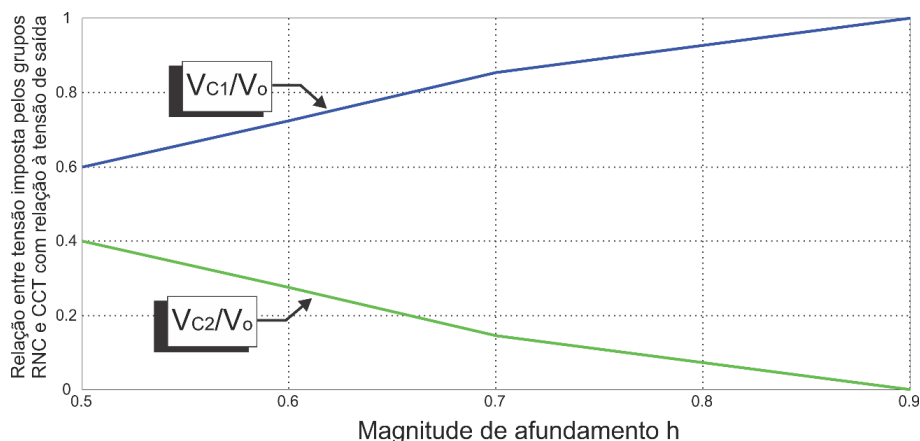


Figura 5. 7 - Parcela de potência processada por cada grupo em relação à potência de saída em função da magnitude de afundamento h .

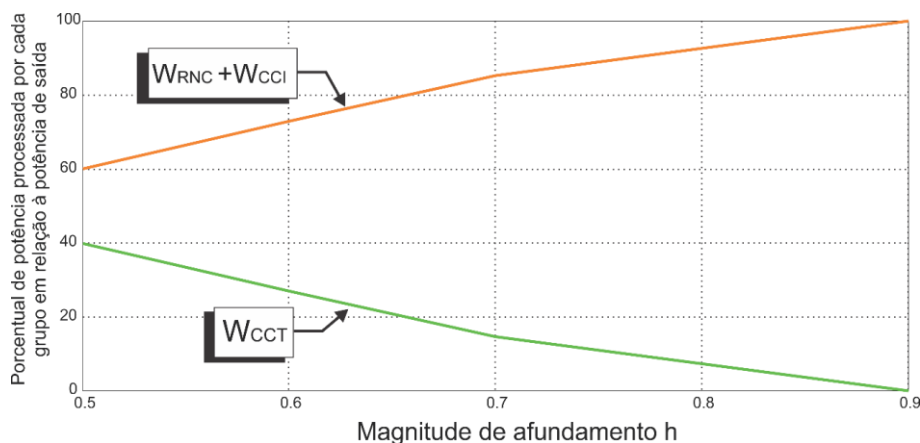
Nota-se na Figura 5. 7 que para a magnitude de afundamento mais severa ($h = 0,5$) a divisão de potência entre os grupos é de 50% para o RNC, 40% para o CCT e 10% para o CCI. À medida que o valor de h eleva-se o grupo CCT processa menos potência, anulando sua contribuição a partir do valor $h = 0,9$.

A divisão de potência entre os grupos é diretamente proporcional à tensão imposta em seus terminais. Na Figura 5. 8(a) é apresentado a relação entre a tensão mantida pelo RNC (V_{C1}) e a tensão imposta pelo CCT (V_{C2}) em função da magnitude de afundamento (h). Para efeito comparativo, na Figura 5. 8(b) é apresentado o percentual de potência processado pelo grupo CCT (W_{CCT}) e o conjunto formado pelos grupos RNC e CCI

($W_{RNC} + W_{CCI}$), uma vez que estes possuem seus terminais de saída conectados em paralelo.



(a)



(b)

Figura 5. 8 - Relação entre a divisão de potência e a tensão imposta entre os grupos.

O percentual de potência processada pelo grupo CCT coincide com o seu percentual de contribuição de tensão. Esta consideração foi utilizada no Capítulo 4 como critério de projeto do grupo CCT e apresenta-se como uma das vantagens da estrutura proposta. Com a conexão série do barramento CC é possível regular a tensão total disponibilizada à carga com o conversor chaveado que compõe o grupo CCT processando apenas uma parcela da potência total de saída.

Percebe-se ainda que o grupo CCT é desativado quando a relação entre a tensão imposta pelo RNC (V_{C1}) e a tensão de saída atinge a unidade. Isto ocorre quando $h = 0,9$. Neste valor de magnitude de afundamento a tensão de saída mantida pelo grupo RNC é igual à referência (250 V) e o grupo CCT é desativado pelo estratégia de controle. Esta característica pode ser verificada na Figura 5. 9, que ilustra a razão cíclica do conversor Full-Bridge em função da magnitude de afundamento h .

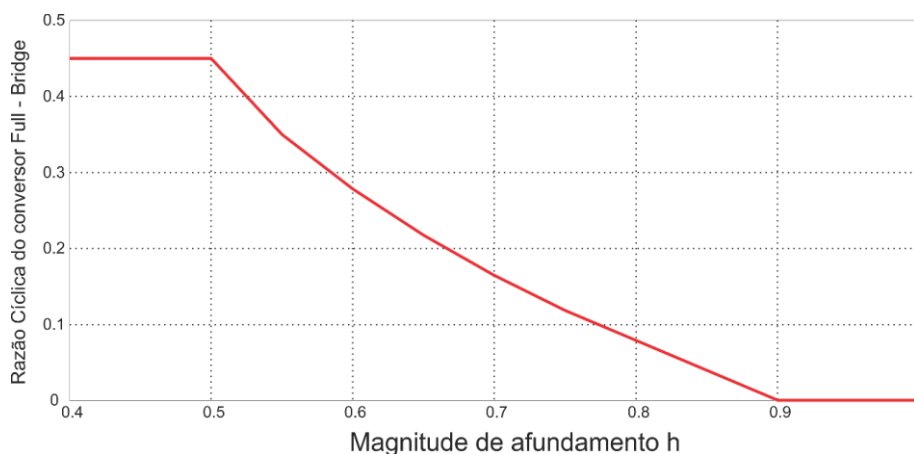


Figura 5. 9 - Razão cíclica do conversor Full-Bridge em função da magnitude do afundamento h .

Para valores de h inferiores a 0,5 a razão cíclica é limitada ao seu valor máximo (0,45). Nesta situação de afundamento o conversor Full-Bridge opera na condição limite de projeto, definida na Seção 4.3 do Capítulo 4. Para uma magnitude de afundamento entre 0,5 e 0,9 a razão cíclica apresenta um decrescimento proporcional à magnitude do afundamento. A partir do valor h igual a 0,9 a tensão de saída mantida pelo grupo RNC alcança a referência o que anula a razão cíclica e consequentemente os pulsos de ataque de gate do conversor Full-Bridge, retirando-o de operação.

Da mesma forma que procedeu-se nos para os resultados referentes à condição normal da tensão de alimentação, serão apresentados os resultados de simulação da estrutura operando com o CCI e CCT desativados e, posteriormente, habilitados e operando de forma a manter o barramento CC de saída em um valor de referência. Pretende-se avaliar a influência da operação do CCI e CCT na mitigação de conteúdo harmônico e regulação da tensão de saída diante de afundamentos de tensão.

A Figura 5. 10 ilustra as tensões fase-neutro de entrada durante o afundamento de tensão do tipo A, para $h = 0,5$ pu com a estrutura operando com o CCI e CCT desabilitados. Nessa situação toda a potência é processada pelo grupo RNC.

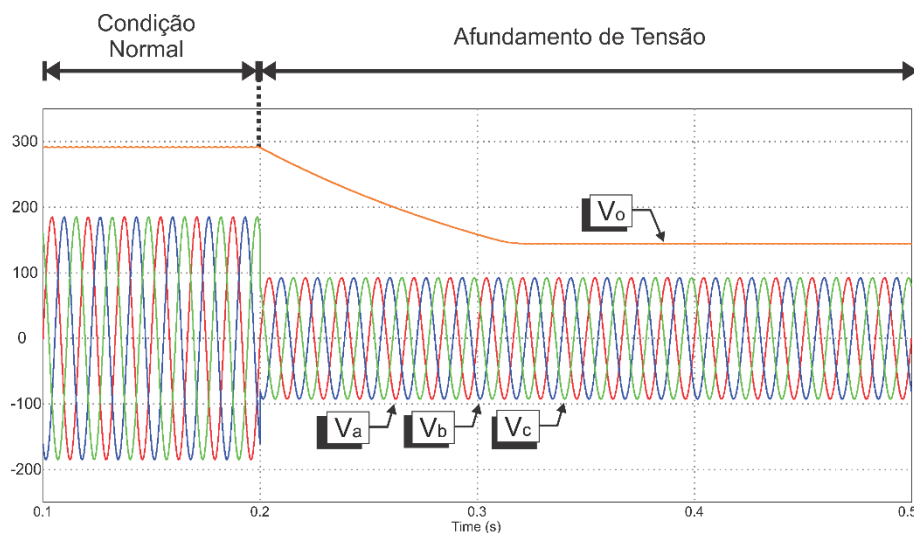


Figura 5. 10 - Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.

A tensão do barramento CC de saída (V_o) é completamente susceptível ao afundamento de tensão do tipo A. O valor médio da tensão de saída na condição normal gira em torno de 280 V e após o afundamento atinge o patamar dos 140 V, o que poderia causar o desligamento de cargas sensíveis conectadas a esse barramento.

A Figura 5. 11 apresenta a mesma simulação realizada na Figura 5. 10 após a habilitação dos conversores CCI e CCT.

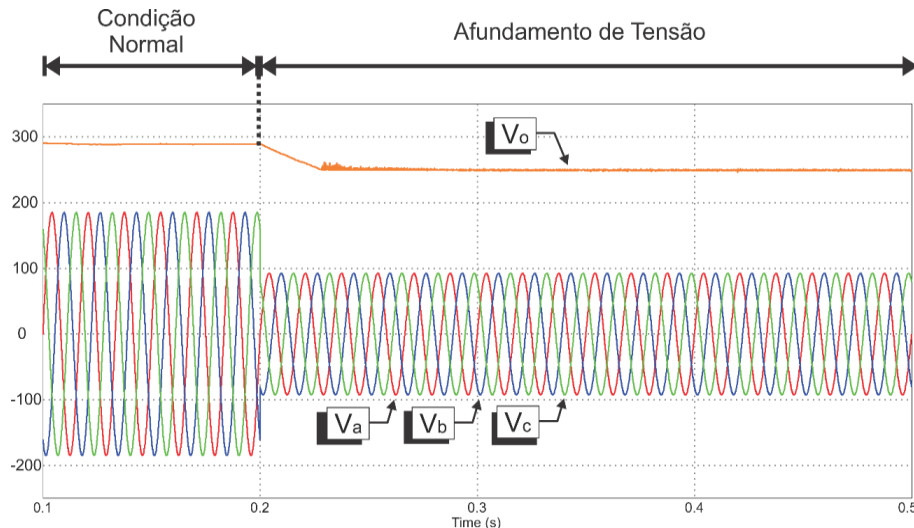


Figura 5. 11 - Tensões de alimentação (V_a , V_b e V_c) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT ativados de forma a manter a tensão do barramento CC em 250 V.

Verifica-se que após a habilitação dos grupos CCI e CCT a tensão de saída (V_o) apresenta-se regulada no valor de referência (250 V). O grupo CCT é o responsável por tal característica. Destaca-se que é possível ajustar na sua estratégia de controle um novo valor de referência para atender cargas específicas, desde que o valor de tensão imposto nos terminais do CCT esteja dentro dos limites operacionais do conversor Full-Bridge.

A Figura 5. 12 apresenta a composição da tensão de saída após o afundamento de tensão, sendo esta composta pela soma da tensão no capacitor C_1 (V_{C1}) e no capacitor C_2 (V_{C2}), que são mantidas pelos grupos RNC e CCT, respectivamente.

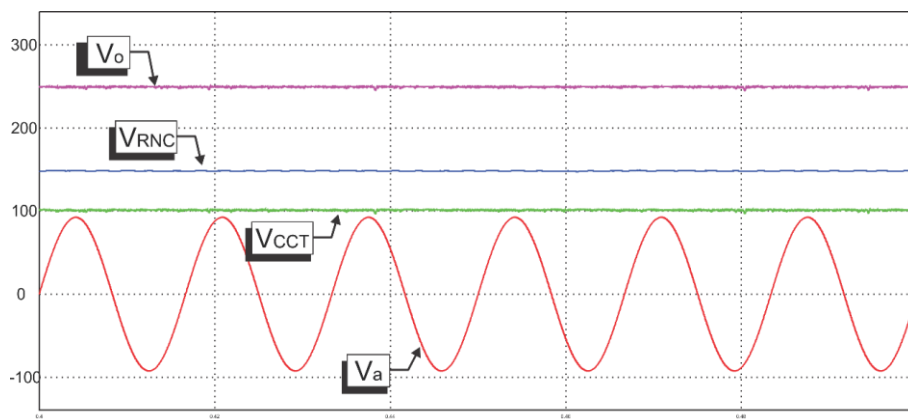


Figura 5. 12 - Composição da tensão de saída (V_o) correspondendo à soma da tensão no barramento do RNC (V_{C1}) e a tensão imposta pelo CCT (V_{C2}) com a estrutura operando de forma a manter a tensão do barramento CC conforme a referência (250 V).

A Figura 5. 13 apresenta o aspecto das correntes de entrada no instante da ocorrência do afundamento de tensão para estrutura operando com os conversores CCI e CCT desabilitados.

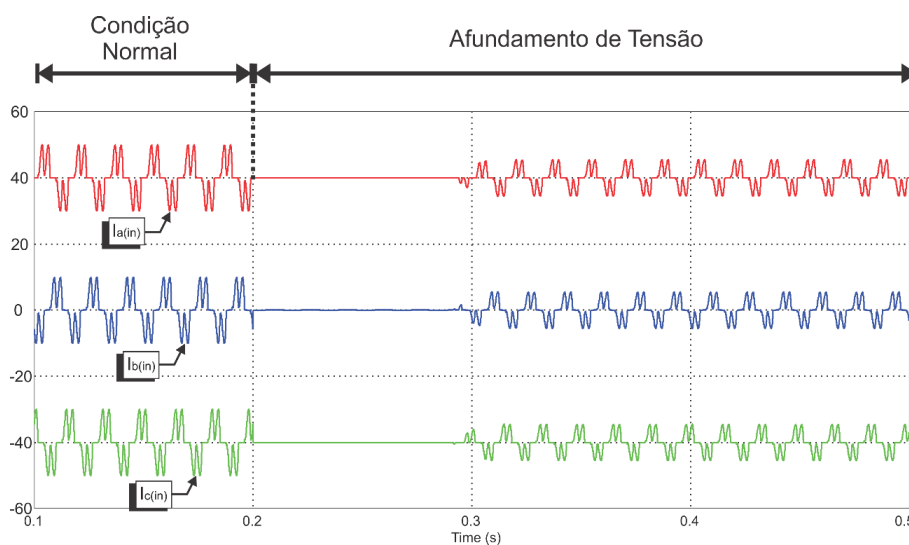


Figura 5. 13 - Correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT desabilitados.

A Figura 5. 14 e apresenta o comportamento da estrutura nas mesmas condições da Figura 5. 13 operando com o CCT e CCI habilitados. A Figura 5. 15 apresenta a composição das correntes de alimentação para esta mesma situação.

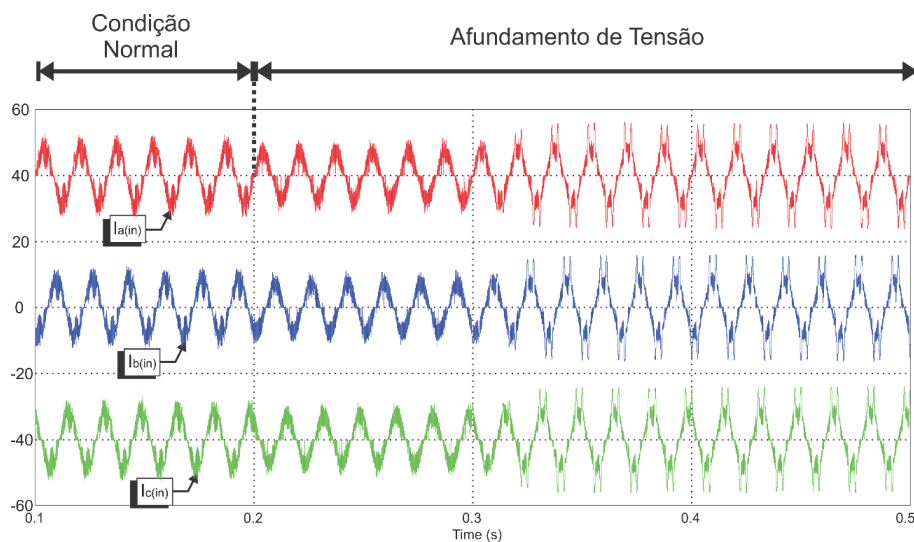
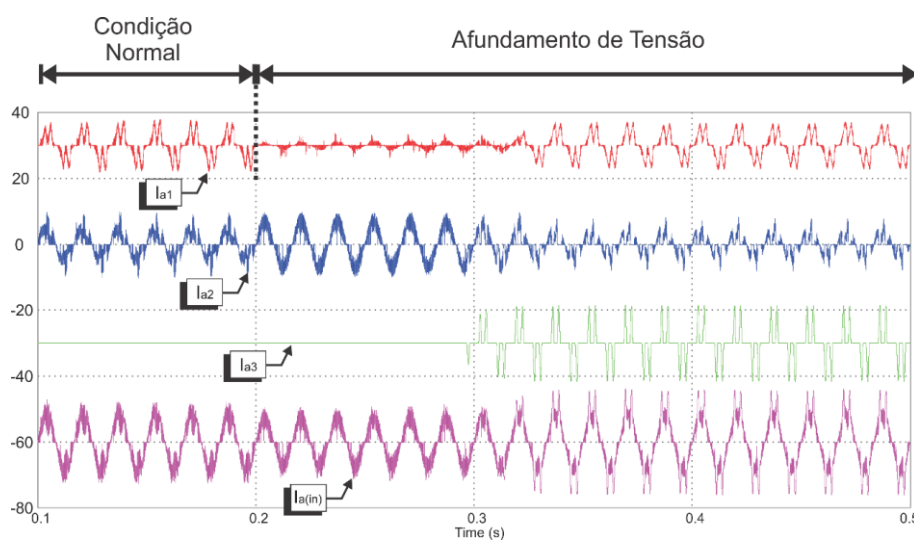
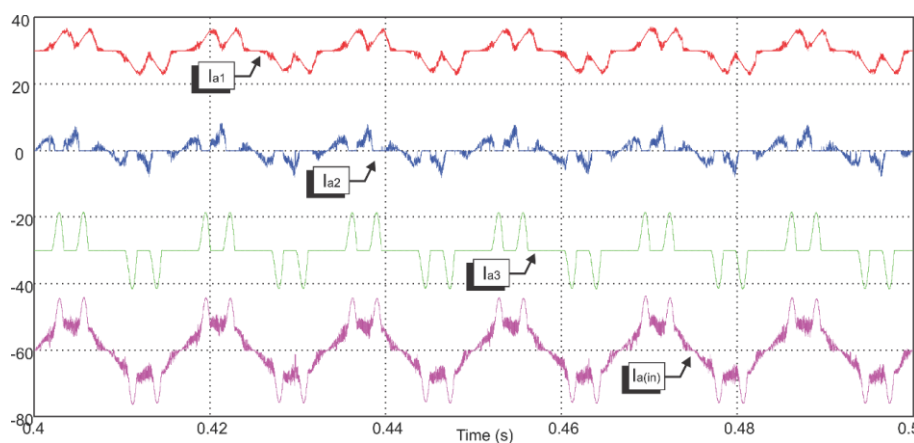


Figura 5. 14 - Correntes de $I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$ para a estrutura operando com o CCI e CCT habilitados.



(a)

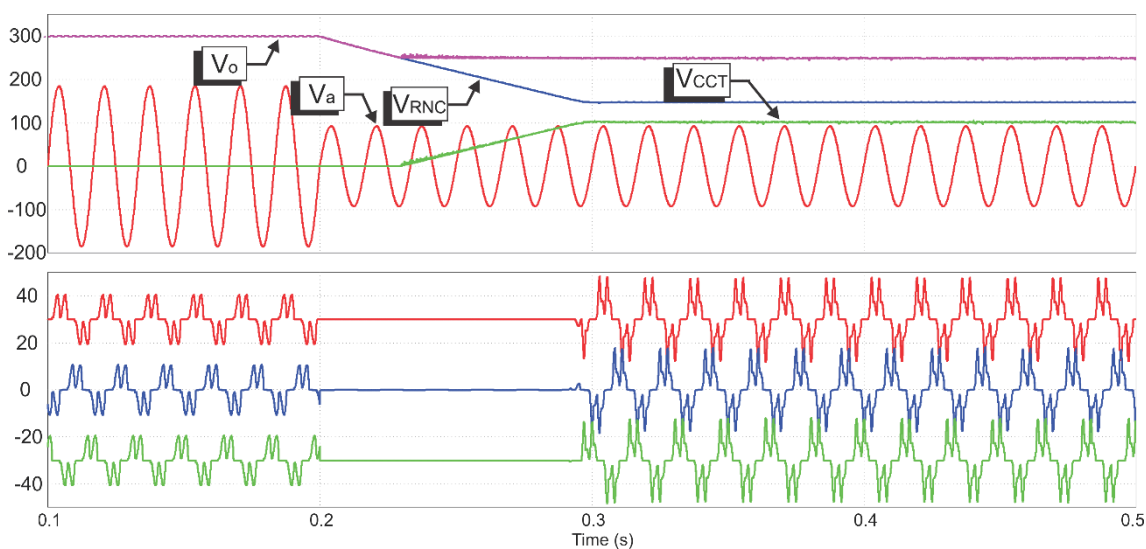


(b)

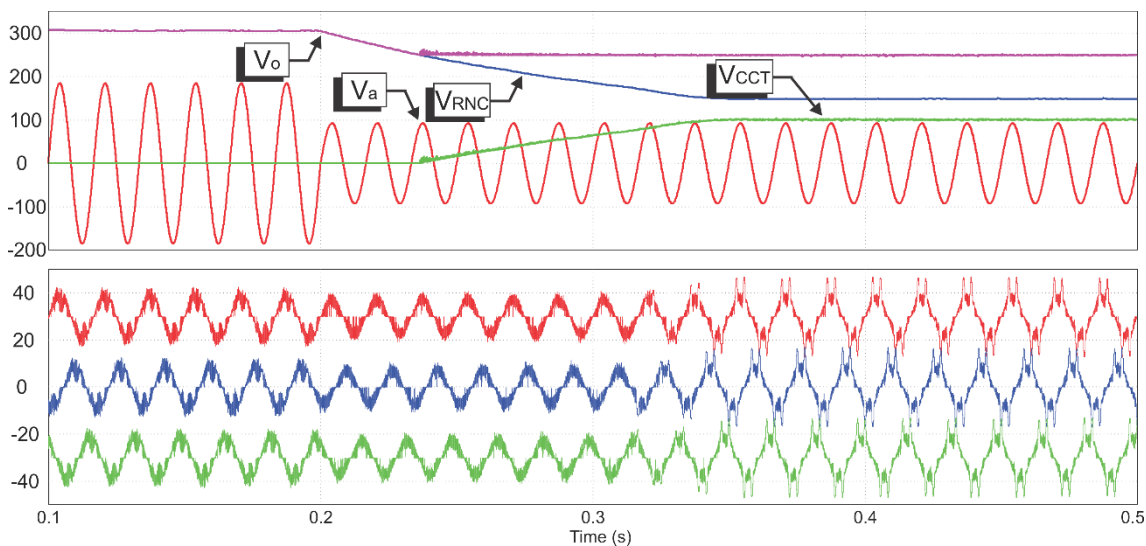
Figura 5. 15 - Composição da corrente de entrada ($I_{a(in)}$), sendo a soma da corrente no grupo RNC (I_{a1}), CCI (I_{a2}) e CCT (I_{a3}) para a estrutura operando com o CCI e CCT habilitados.

Verifica-se na composição de corrente que tanto o RNC quanto o CCI continuam operando após a ocorrência do afundamento. A operação do CCI durante o afundamento não é mandatória, uma vez que no contexto da qualidade de energia a mitigação de conteúdo harmônico durante a condição de afundamento não é prioritária. Conforme verificado na Figura 5. 8(b), para esta condição de afundamento o conjunto formado pelo RNC e CCI processam juntos cerca de 60% da potência total de saída. Caso o CCI fosse retirado de operação o RNC processaria todo esse montante de energia.

Para avaliar o efeito da operação do CCI na regulação da tensão de saída a Figura 5. 16(a) ilustra a composição da tensão de saída e a corrente de entrada quando o CCI está fora de operação e na Figura 5. 16(b) operando na sua condição nominal.



(a)



(b)

Figura 5. 16 - Composição da tensão de saída e da corrente quando o CCI (a) está desabilitado e (b) processando a potência para qual foi projetado.

Verifica-se que a operação do CCI em nada interfere na composição de tensão, alterando apenas a forma de onda de corrente drenada da alimentação, tornando-a mais senoidal e, conseqüentemente, com um valor de DHT reduzido. Ressalta-se que a mitigação de conteúdo harmônico durante o afundamento de tensão não é priorizado por se tratar de uma situação transitória. No entanto, manter o CCI operante é vantajoso considerando que sua operação auxilia na regulação da tensão no capacitor C_1 (V_{C1}).

5.4 Conclusões Gerais

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação computacional da estrutura proposta mitigando o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada em condições normais da tensão de alimentação e regulando a tensão de saída diante da ocorrência de um afundamento do tipo A com 0,5 de magnitude.

Em condições normais da tensão de alimentação o grupo CCT é desativado pela estratégia de controle e o grupo CCI é o responsável por impor correntes senoidais na alimentação. A potência processada pelo grupo CCI é inversamente proporcional ao conteúdo harmônico da corrente de entrada. Para impor correntes com um baixo conteúdo harmônico o grupo CCI processa cerca de 40% da potência total de saída.

Diante da ocorrência de afundamentos de tensão o CCT é solicitado a operar regulando a tensão de saída em um valor pré-determinado. A parcela de potência processada pelo CCT é diretamente proporcional à sua contribuição de tensão. Para a condição simulada, o CCT processa cerca de 40% de potência para manter o barramento CC de saída em um valor cerca de 90% daquele em condições normais da tensão de alimentação após um afundamento do tipo A com magnitude de 0,5. Conforme descrito no Capítulo 4, a operação do grupo CCI em nada interfere no processamento de potência e na dinâmica de operação do grupo CCT.

Portanto, tanto em condições normais da tensão de alimentação quanto durante o afundamento de tensão mais severo (tipo A), o grupo RNC, mais robusto e eficiente, processa a maior parcela de energia entregue à carga. Dessa forma, é possível reduzir os custos no projeto dos conversores chaveados e operar com uma estrutura mais eficiente e robusta.

No Capítulo 6, referente à análise dos ensaios experimentais, serão apresentados os detalhes da estrutura operando nos demais tipos de afundamentos.

Capítulo 6 - Resultados Experimentais

6.1 Considerações Iniciais

Para validar as proposições dessa tese foi desenvolvido um protótipo de Retificador Híbrido Trifásico com Compensação Série do Barramento CC com capacidade de processar até 5 kW.

Este protótipo foi ensaiado operando em condições normais da tensão de alimentação e diante de afundamentos dos tipos A, B, C, D, E, F e G. Para reprodução destes afundamentos foi utilizada uma fonte programável trifásica marca Supplier modelo FCATHQ 00276.

No entanto, por limitações desta fonte programável, o protótipo foi ensaiado processando uma potência de 2,5 kW em condições normais da tensão de alimentação e 1,25 kW em condições de afundamento. Foi necessário reduzir a potência processada durante o afundamento de tensão devido às limitações de potência da fonte programável. Durante os afundamentos do tipo B e E os picos de corrente excediam os limites admissíveis pela fonte e sensibilizavam sua proteção para potências superiores a 1,25 kW.

No que tange a eficiência da estrutura e sua estratégia de controle, foi analisado a sua capacidade em mitigar o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada à luz da norma IEC 61000-3-2 em condições normais da tensão de alimentação e a regulação da tensão do barramento CC de saída diante da ocorrência de afundamentos de tensão.

6.2 Protótipo Desenvolvido

A Figura 6. 1 e a Figura 6. 2 apresentam o arranjo topológico da estrutura e o protótipo desenvolvido nas dependências do NUPEP. A Tabela 6.1 mostra o resumo dos componentes utilizados na estrutura proposta.

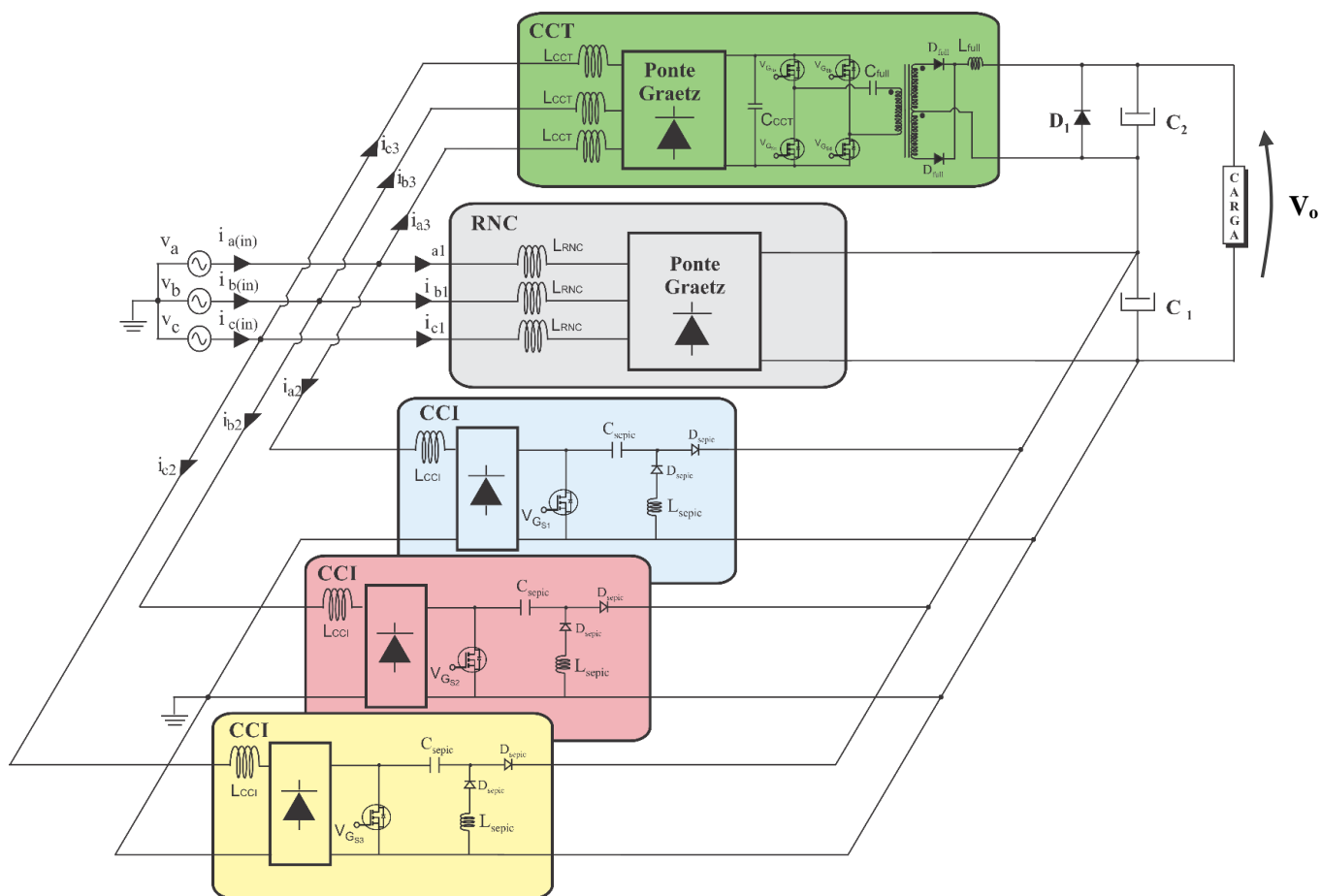


Figura 6. 1 - Arranjo topológico do circuito de potência do RHT com compensação série de tensão no barramento CC.

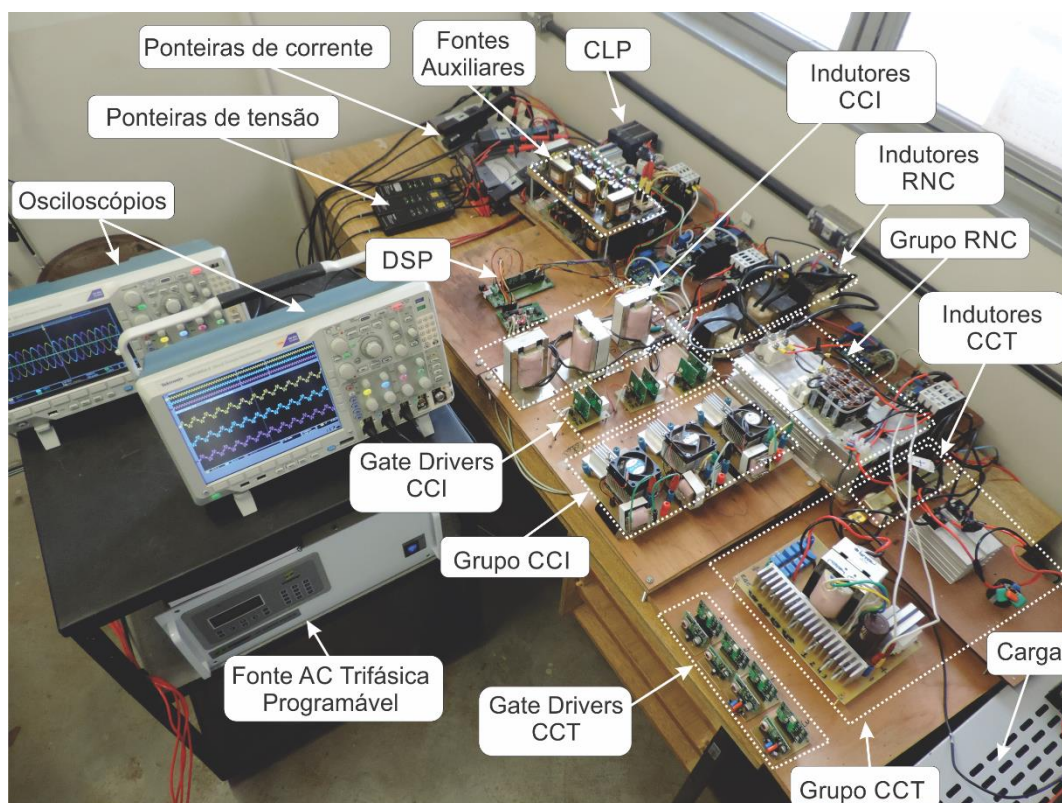


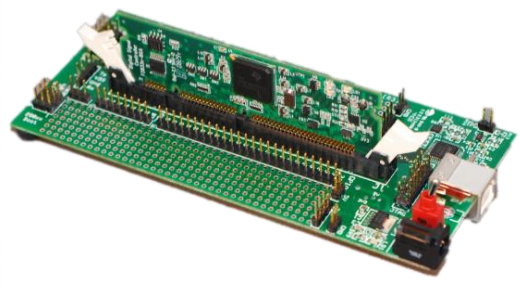
Figura 6. 2 - Protótipo do retificador híbrido trifásico com compensação série do barramento CC implementado em laboratório.

Tabela 6.1 - Resumo dos parâmetros do protótipo do retificador híbrido trifásico implementado.

Componentes	RNC	CCI	CCT
Ponte Retificadora	SKD 62/12	TB358	TB358
Diodo	-	RHRG30120	RHRG30120
Interruptor	-	IGBT - IRG4PH50UD	IGBT - IRG4PH50UD
Indutor	$L_{RNC} = 1 \text{ mH}$	$L_{CCI} = 1 \text{ mH}$ $L_{SEPIC} = 500 \text{ } \mu\text{H}$	$L_{CCT} = 200 \text{ } \mu\text{H}$ $L_{Full} = 270 \text{ } \mu\text{H}$
Transformador	-	-	1:1:1
Capacitor	$C_I = 3290 \text{ } \mu\text{F}$	$C_{SEPIC} = 22 \text{ } \mu\text{F}$	$C_{CCT} = 470 \text{ } \mu\text{F}$ $C_{full} = 50 \text{ } \mu\text{F}$ $C_2 = 270 \text{ } \mu\text{F}$
Potência Ativa Processada em Condição Normal da rede CA (2,5 kW)	$P_{RNC} = 1500 \text{ W (60 \%)}$	$P_{CCI} = 1000 \text{ W (40 \%)}$	$P_{CCT} = 0 \text{ W (0 \%)}$
Potência Ativa Processada em condição de afundamento (Tipo A) da rede CA (1,25 kW)	$P_{RNC} = 630 \text{ W (50 \%)}$	$P_{CCI} = 120 \text{ W (10 \%)}$	$P_{CCT} = 500 \text{ W (40 \%)}$

A Tabela 6.2 apresenta o DSP modelo TMS320F28335 da Texas Instruments® utilizado para embarcar o algoritmo da estratégia de controle da estrutura de potência proposto no Capítulo 4. A escolha desse DSP foi baseada nos seus recursos disponíveis e funcionalidades que facilitam sua utilização na área da Eletrônica de Potência.

Tabela 6 2 - DSP TMS320F2833 da TEXAS INSTRUMENTS®.

	Arquitetura de ponto flutuante de 32 bits
	Conversor analógico/digital (A/D) com 16 canais multiplexados ultra-rápidos, na faixa de 80 ns.
	512 KB de memória flash
	68 KB de memória RAM
	Frequência de clock de 150 MHz
	8 saídas PWM
	176 pinos de propósito geral multiplexados

Dentre esses recursos destaca-se a existência em hardware de módulos específicos comumente utilizados no controle de conversores de potência, tal como ADC de alta resolução, portas de entrada e saída, PWM, *encoders*, arquitetura em ponto flutuante etc. Além disso, o software de simulação computacional escolhido (PSIM®) pode ser utilizado para configuração desses módulos. O PSIM® possui uma *toolbox* que permite configurar os módulos do DSP utilizando interface simples e amigável permitindo gerar o código fonte para configuração dos seus registradores de forma facilitada. A Figura 6. 3 apresenta

o aspecto da tela do PSIM ilustrando o aspecto dos blocos utilizados para configuração do conversor analógico digital (ADC), portas digitais (GPIO) e PWM. O algoritmo de controle (Apêndice B) está implementado em linguagem C++ no bloco intitulado “Controle RHT e Full-Bridge” na Figura 6. 3.

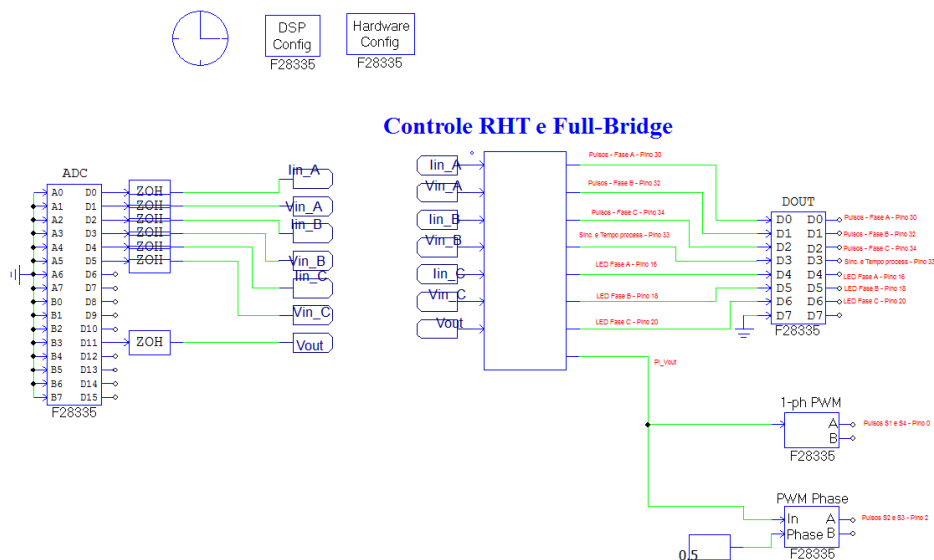


Figura 6. 3 - Tela do PSIM® com algoritmo de controle a ser embarcada no DSP F28335.

Para o sensoriamento dos sinais de tensão e corrente na estrutura de potência foram utilizadas as placas ilustradas na Figura 6. 4. Cada placa possui um sensor de tensão e um sensor de corrente, ambos de efeito Hall, que operam em uma faixa de -500 V a +500 V e -50 A a + 50 A, respectivamente. Os sinais de saída da placa saturam-se em 3,3 V e possuem um nível OFFSET de 1,5 V. Esse valor de OFFSET é inserido no sinal de saída da placa de sensoriamento para torná-lo compatível com os níveis admissíveis pelo conversor analógico-digital do DSP (0 a 3,3 V). A compensação desse valor de OFFSET é realizada digitalmente na etapa de calibração dos sensores, onde subtrai-se das variáveis que recebem os sinais adquiridos o valor digital correspondente a 1,5 V analógico.



Figura 6. 4 - Módulo para aquisição e condicionamento de sinais de corrente e de tensão.


No DSP F28335 o nível alto nos pinos de saída representa um sinal de 3,3 V de amplitude. Os *gate-drivers* utilizados para acionamento dos interruptores de potência operam com nível lógico de 0 V (nível baixo) e +15 V (nível alto). A conversão do nível de tensão de saída do DSP (3,3 V) e a requerida pelos *gate-drivers* (15 V) é realizada através da placa ilustrada na Figura 6. 5. Esta placa condiciona os sinais oriundos dos pinos de saída do DSP de 0 a 3,3V para 0 a 15 V permitindo a geração dos pulsos de ataque dos *gates* dos interruptores dos conversores SEPIC e Full-Bridge.



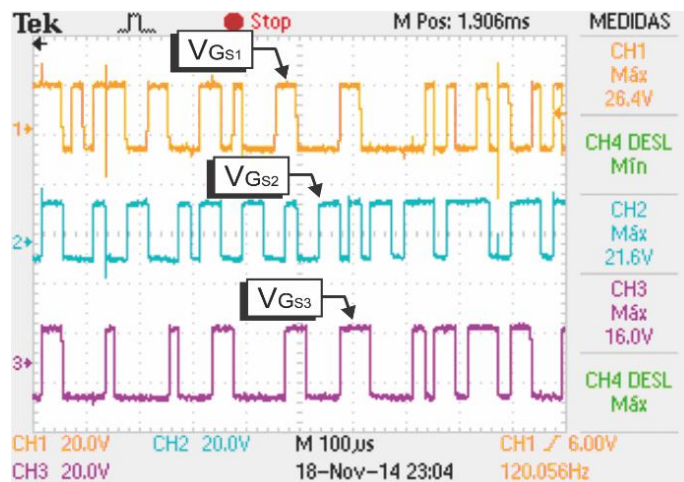
Figura 6. 5 - Placa de conversão de 3,3 V para 15 V.

Uma vez condicionados pela placa de conversão os pulsos 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 V e +15 V. Além de gerar o sinal adequado para ataque de *gate* dos interruptores de potência da estrutura o *gate-driver* desempenha a função auxiliar de proteção contra curto-circuito dos interruptores. Essa proteção é realizada através do monitoramento da tensão entre dreno e source quando o interruptor está diretamente polarizado. A Tabela 6.3 apresenta as principais características do *gate-driver* utilizado na estrutura.

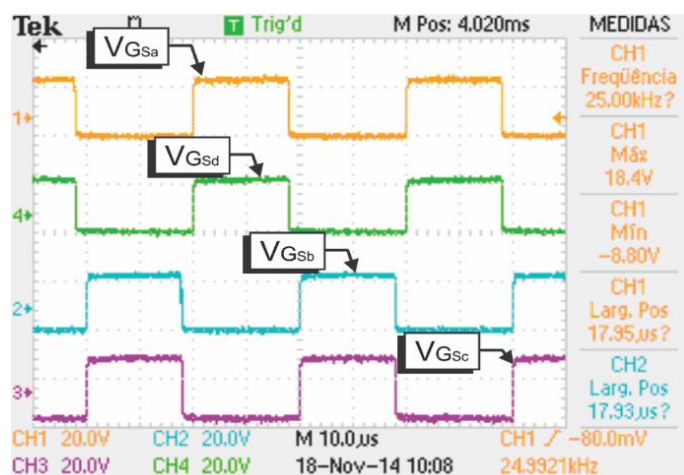
Tabela 6.3- *Gate-Driver SKHI 10op da SEMIKRON®.*

	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 k Ω
	Tensão de referência para monitoramento da tensão entre coletor e emissor da chave	5,2 V

A Figura 6. 6 ilustra o aspecto dos pulsos gerados na saída do *gate-driver* utilizados como sinal de ataque de *gate* dos conversores SEPIC (Figura 6. 6(a)) e do conversor Full-Bridge (Figura 6. 6(b)).



(a)



(b)

Figura 6. 6 - Pulsos de ataque de gate (a) dos conversores SEPIC que compõe o CCI e (b) do conversor Full-Bridge que compõe o CCT.

Para seccionamento do circuito de potência foram utilizados 3 contadores trifásicos comandados por um Controlador Lógico Programável (CLP). A energização de cada grupo é feita de forma manual através de botoeiras que permitem energizar o RNC, os módulos CCT e CCI e a carga. No programa do CLP foram embarcados algumas regras de proteção básicas, tal como não permitir a energização do grupos CCT e CCI sem que o RNC e a carga estejam energizados. Futuramente, pretende-se embarcar estas funções no próprio DSP, onde o algoritmo de controle que promove a proteção de curto-circuito e sobrecarga pode atuar de forma mais efetiva no seccionamento do circuito de potência diante de situações que comprometam a integridade da estrutura.

A Figura 6. 7 apresenta a fonte programável utilizada para emulação dos afundamentos de tensão e a Tabela 6.4 apresenta um resumo das suas funcionalidades.



Figura 6. 7 - Fonte programável trifásica FCATHQ 450-22-100.

Tabela 6.4 - Resumo das especificações da fonte programável trifásica FCATHQ 450-22-100.

Especificações	
✓	Tensão de alimentação de linha: 220V \pm 10% (entrada a 5 fios 3F+1N+1T)
✓	Frequência de entrada: 50Hz/60Hz
✓	Tensão de saída: 0-220V (linha), 0-127V (fase)
✓	Corrente máxima de saída: 12A
✓	Potência máxima de saída: 4,5kVA
✓	Frequência de saída: 15-1000Hz (fundamental)
✓	Largura de banda da saída: 0-3.000Hz;
✓	Número de harmônicos permitidos: 51;
✓	Controle individual das amplitudes e fases de saída;
✓	Interface com display LCD
✓	Comunicação serial RS-232
✓	Controle individual das amplitudes e fases de saída;
✓	Rampas programáveis de subida e descida;
✓	Leituras de Tensão, Corrente, Potência e Fator de Potência.
✓	Proteções de Curto-circuito, Sobrecarga, Térmica e Sobretensão no Barramento CC.
✓	Permite programação de distúrbios como faltas de curta duração, sobretensões (swell) e afundamentos (sag).
✓	Programação de afundamentos bruscos até o valor de 80%, 70%, 40% e 0% da tensão nominal, com duração programada e podendo iniciar e finalizar a qualquer ângulo da fase de alimentação;
✓	Afundamentos com tempos programáveis dos intervalos de decréscimo, duração e acréscimo da tensão aplicada.

6.3 Resultados Experimentais Relativos à Estratégia de Controle

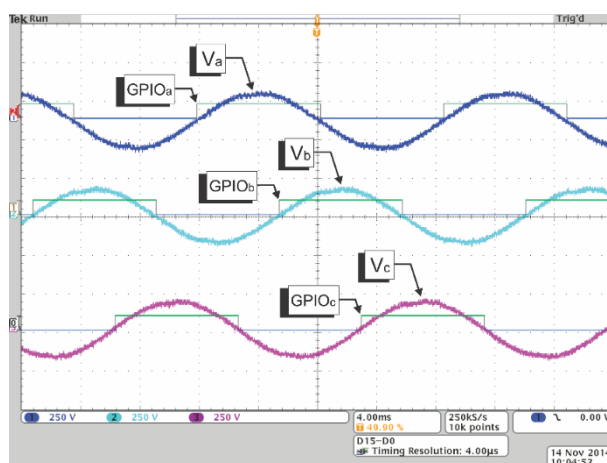
O objetivo desta seção é apresentar o resultado de ensaios que validem o algoritmo implementado na estratégia de controle no que tange ao cálculo da DHT da corrente de entrada e à geração de uma referência senoidal utilizando um PLL apresentados no Capítulo 4. O algoritmo será validado através da comparação entre os valores digitais

retornados pela estratégia de controle embarcada no DSP em confronto com medições realizadas no circuito de potência.

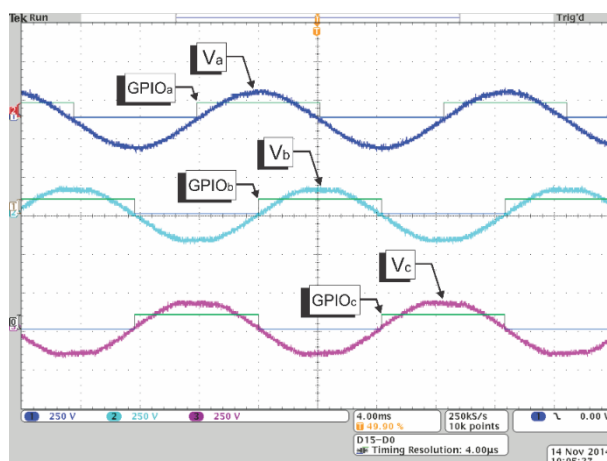
6.3.1 Algoritmo do PLL

Para validar o algoritmo de PLL em gerar uma tensão de referência sincronizada com a componente fundamental da tensão fase-neutro da alimentação foram utilizados pinos digitais (GPIO) do DSP cujo valor lógico é alterado através da comparação da saída do PLL com o valor zero. Dessa forma, quando a senóide de saída do PLL for maior que zero o pino digital deve apresentar valor 1 (nível alto) e quando for menor que zero deve apresentar valor 0 (nível baixo).

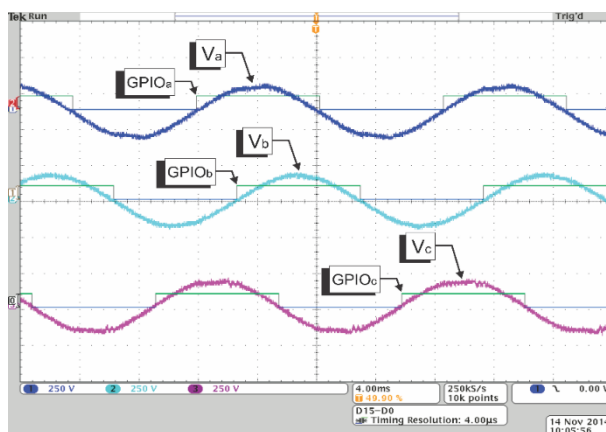
A Figura 6. 8 apresentam os sinais de saída dos pinos digitais em confronto com as tensões de fase da alimentação em 3 testes realizados. Foram alterados o ângulo de defasagem entre as tensões de fase a fim de verificar se as estruturas de PLL estavam operando de forma adequada na geração de referências senoidais sincronizadas com as respectivas fases.



(a)



(b)



(c)

Figura 6. 8 - Tensões de fase (V_a , V_b e V_c) e sinal de saída dos pinos digitais (GPIOa, GPIOb e GPIOc) para fase (a) A em 0° , B em 120° e C em 240° , (b) A em 0° , B em 90° e C em 270° e (c) A em 0° , B em 60° e C em 300° .

Comparando os semi-ciclos das tensões fase-neutro e o nível lógico das portas digitais conclui-se que em todos os testes realizados o PLL foi eficaz na geração de uma referência senoidal sincronizada com tensão de fase. Destaca-se que foram utilizados 3 estruturas de PLL, cada uma recebendo como entrada uma tensão de fase da alimentação e operando de forma completamente independente entre si, garantindo a geração de uma referência de corrente sincronizada em fase com a tensão de alimentação, independente do seu ângulo com relação as outras fases.

Para verificação do efeito que a presença de ruídos na tensão de alimentação causa no PLL foi gerada através da fonte programável uma forma de onda com componente fundamental em 60 Hz e uma harmônica de 50° ordem com 20% da amplitude da fundamental. Essa ordem harmônica se aproxima dos ruídos de chaveamento provocados pela operação dos conversores chaveados. Analogamente ao que foi realizado nos testes ilustrados na Figura 6. 8, utilizou-se um pino digital cujo nível lógico depende da comparação entre a saída do PLL com zero, onde valores positivos geram nível alto e negativos geram nível baixo. Para efeitos comparativos, utilizou-se um outro pino digital que foi configurado da mesma forma, gerando um nível alto e baixo de acordo com a polaridade da tensão de alimentação. Pretende-se avaliar se a presença de ruídos interferia na operação do PLL. A Figura 6. 9 apresenta os resultados obtidos.

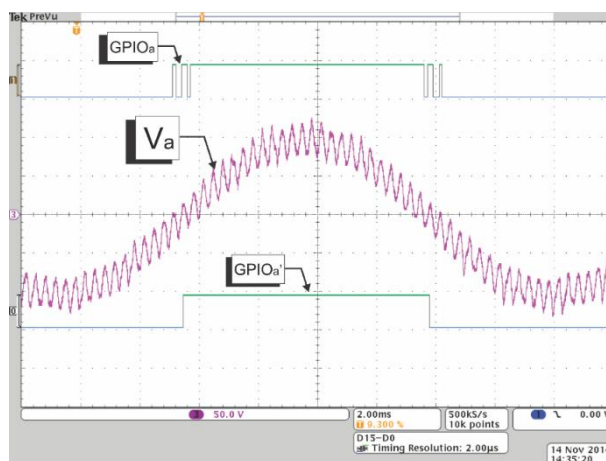


Figura 6. 9 - Sinal de saída dos pinos digitais resultado da comparação da tensão de alimentação (V_a) com com zero ($GPIO_a$) e do sinal de saída do PLL com zero ($GPIO_a'$).

Nota-se que a presença de ruídos na tensão de alimentação causa inúmeras passagens por zero no pino denominado $GPIO_a$. O nível lógico desse pino está condicionado à passagem da tensão de alimentação por zero. Por outro lado, o pino $GPIO_a'$ está condicionado à passagem por zero do sinal de saída do PLL. Como não foram verificadas mudanças de sinal durante a passagem por zero no pino $GPIO_a'$ conclui-se que o PLL opera eficientemente na geração de um sinal puramente senoidal isento de conteúdo harmônico e sincronizado com a fundamental da tensão de alimentação, mesmo que esta apresenta conteúdo harmônico e/ou ruídos.

6.3.2 Algoritmo do Cálculo da DHT_1

O cálculo da DHT da corrente de entrada foi implementado segundo o diagrama de blocos ilustrado na Figura 4. 16 do Capítulo 4. Para validação do algoritmo que calcula o valor de DHT_1 comparou-se o valor retornado pela estratégia de controle com o valor obtido através de um osciloscópio equipado com um software dedicado ao cálculo da distorção harmônica total de formas de onda.

Parametrizou-se a fonte CA programável para operar com tensões fase-neutro de 127 V eficazes sendo que a fase A estava em 0° , a fase B em 110° e a fase C em 240° . Nessas condições, ao aplicar essa alimentação no RNC obteve-se as formas de onda ilustradas na Figura 6. 10. A Figura 6. 11 ilustra o espectro harmônico dessas correntes com destaque no valor da DHT_1 para cada fase.

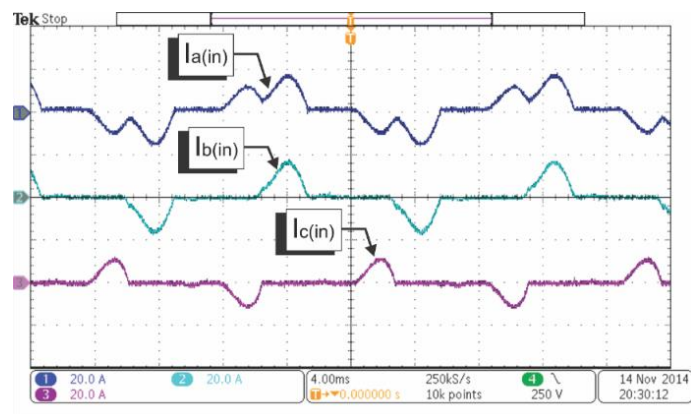
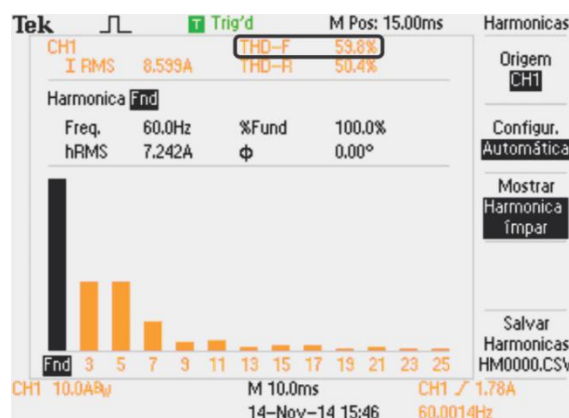
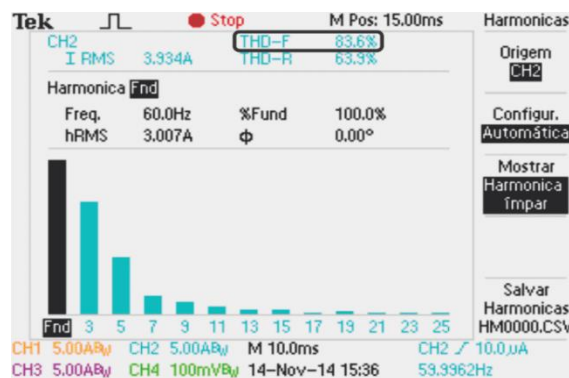


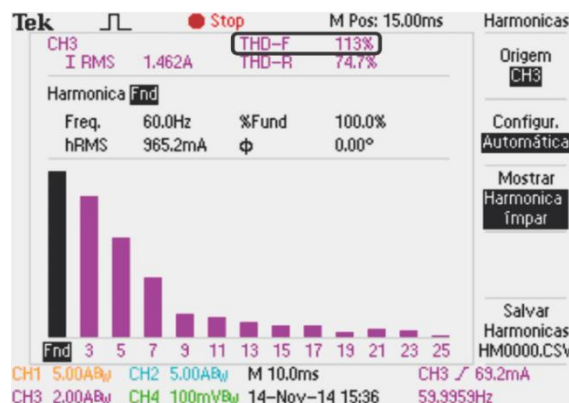
Figura 6. 10 - Correntes de entrada estando operando somente o RNC alimentado por tensões trifásicas de 127 V eficazes com fases defasadas de 0° , 110° e 240° .



(a)



(b)



(c)

Figura 6. 11 - Espectro harmônico e DHT das correntes das fases (a) A ($I_{a(in)}$), (b) B ($I_{b(in)}$) e (c) C ($I_{c(in)}$).

A Figura 6. 12 apresenta o resultado da captura da tela do software *Code Composer*[®], responsável pelo monitoramento em tempo real do valor das variáveis do DSP TMS320F28335 que recebem a DHT calculado pela estratégia de controle.

Expression	Type	Value	Address
(*) THD_faseA*100	float	59.32467	
(*) THD_faseB*100	float	83.95229	
(*) THD_faseC*100	float	113.7292	
+ Add new expression			

Figura 6. 12 - Captura da tela do Code Composer[®] com as variáveis do DSP que recebem o valor da DHT calculado pelo algoritmo de controle.

Comparando-se os resultados ilustrados na Figura 6. 11 e Figura 6. 12 conclui-se que o algoritmo implementado é eficiente no cálculo da DHT das correntes de fase. Esse valor será a base para a geração de uma referência de corrente de forma a manter constante a DHT da corrente CA de entrada conforme um dado valor de referência.

6.4 Resultados para Operação do RHT sob Condições Normais de Alimentação CA

Nesta seção serão apresentados os principais resultados experimentais da estrutura operando em condições normais da tensão de alimentação e processando 2,5 kW de potência. Entende-se como condições normais de operação tensões trifásicas equilibradas com 127 V eficazes por fase e defasadas de 120° entre si. Analogamente ao que foi apresentado no Capítulo 5, destinado aos resultados de simulação computacional, serão apresentados as formas de onda oriundas da estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados. Nessa situação toda a potência é processada pelo RNC e o barramento de saída é mantido por este grupo. Posteriormente, energiza-se os grupos CCI e CCT e apresenta-se as mesmas formas de onda. Pretende-se avaliar o efeito que a operação destes grupos causam na corrente de entrada e tensão de saída.

A Figura 6. 13 apresenta as tensões fase-neutro de alimentação da estrutura e a tensão do barramento CC (V_o) gerada na sua saída disponibilizada à carga.

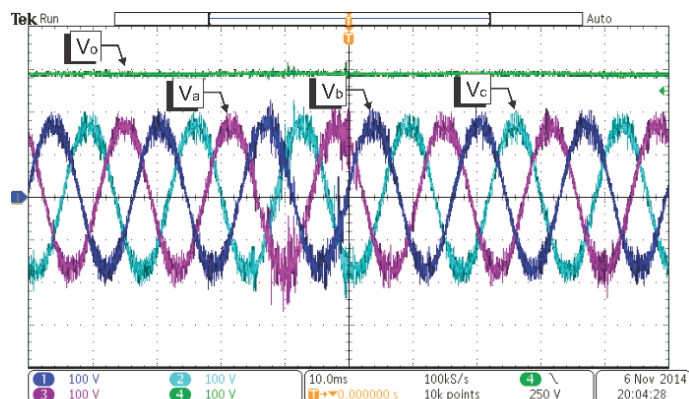


Figura 6. 13 - Tensão de alimentação (V_a , V_b e V_c) e tensão do barramento CC de saída (V_o).

A Figura 6. 14 ilustra as correntes de entrada das 3 fases da estrutura operando com os grupos CCI e CCT desenergizados. Nessa situação a estrutura resume-se no grupo RNC e a corrente de entrada apresenta o aspecto da corrente drenada por um retificador trifásico não controlado tradicional.

Na Figura 6. 15 a estrutura opera com os grupos CCI e CCT energizados. Nota-se nesta situação que as correntes de fases apresentam aspecto senoidal. O responsável pela imposição de correntes senoidais na alimentação é o grupo CCI e sua influência no aspecto da corrente de entrada é evidente ao comparar a Figura 6. 14 e a Figura 6. 15.

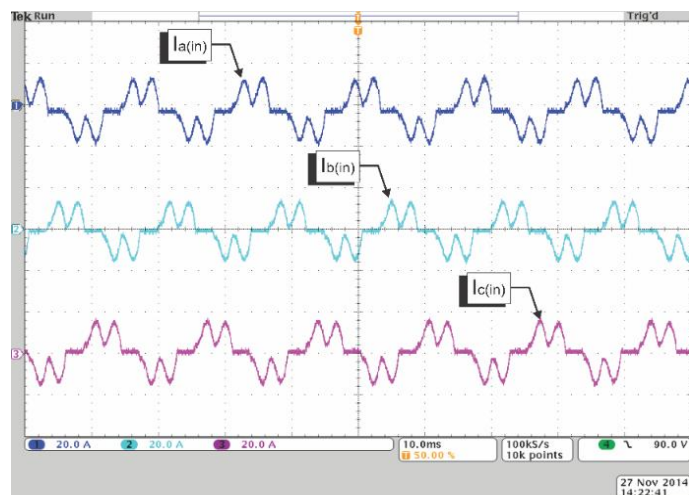
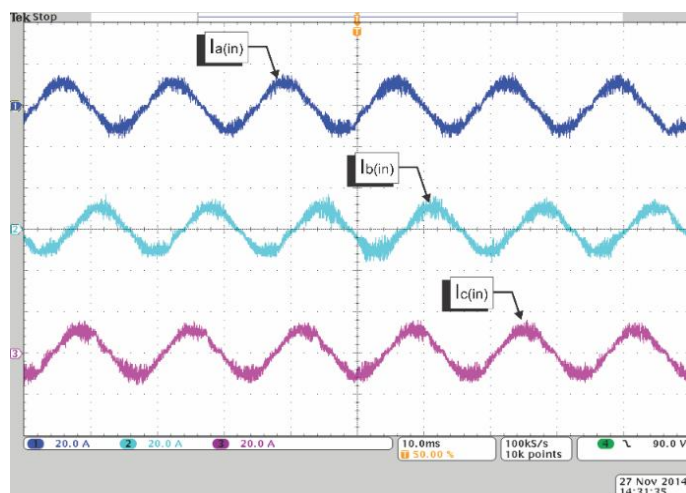
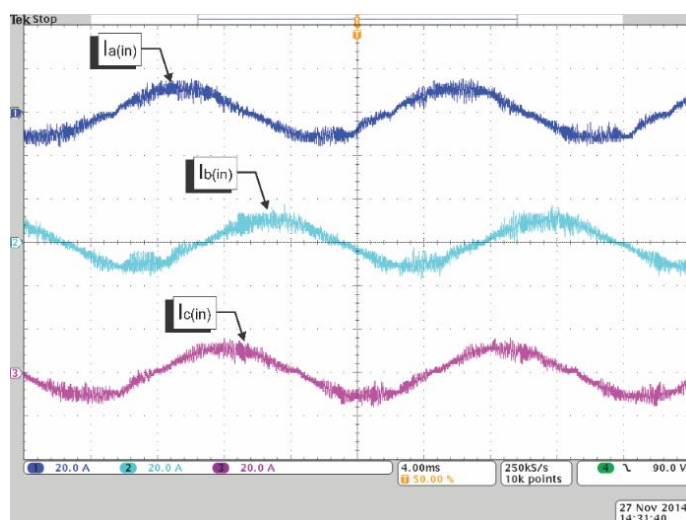


Figura 6. 14 - Correntes de fase para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.



(a)



(b)

Figura 6. 15 - Correntes de fase para a estrutura operando com o CCT e CCI energizados.

A Figura 6. 16 apresenta a composição da corrente da fase A de alimentação. A corrente I_{a1} é a parcela drenada pelo grupo RNC, a corrente I_{a2} é a parcela imposta pelo CCI e a soma dessas duas parcelas resulta na corrente de entrada $I_{a(in)}$.

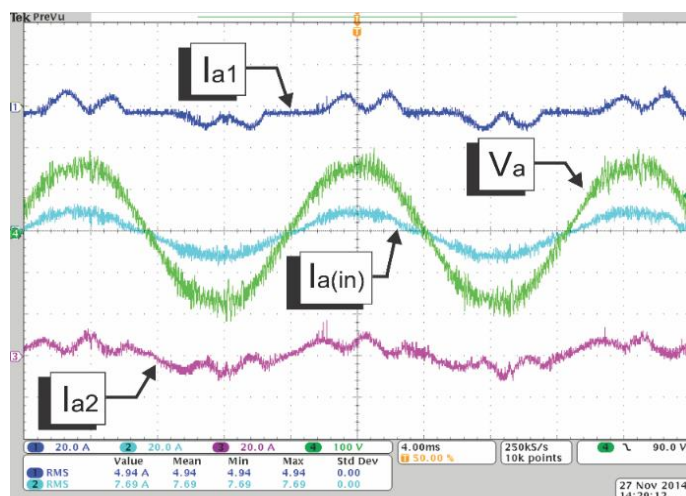
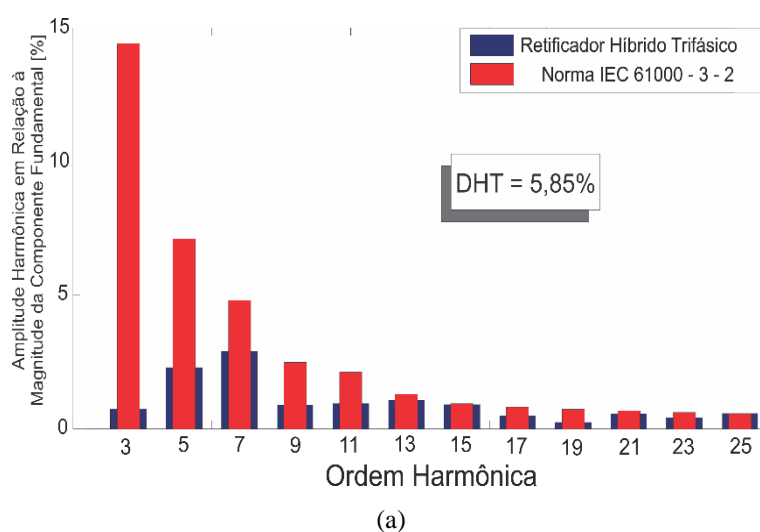


Figura 6. 16 - Tensão de alimentação (V_a), corrente de entrada ($I_{a(in)}$), do RNC (I_{a1}) e CCI (I_{a2}) para a fase A.

Nesta situação, ainda que energizado, o grupo CCT está fora de operação. Isto ocorre devido ao fato da tensão do barramento CC de saída em condições normais da tensão de alimentação girar em torno de 280 V. Este valor é maior que a referência de tensão (250 V) da estratégia de controle do Full-Bridge, conforme apresentado no Capítulo 4. Nesta condição, todos os pulsos de ataque de gate dos interruptores estão em nível lógico baixo, bloqueando os interruptores da ponte e impedindo a transferência de potência da entrada para a saída no Full-Bridge. Esta condição força o diodo D_1 da Figura 6. 1 a conduzir, retirando o grupo CCT de operação. Destaca-se que durante as condições normais da tensão de alimentação o diodo D_1 encontra-se continuamente polarizado e, nesta situação, somente há perdas por condução. Ao utilizar um diodo com baixa resistência série sua influência no rendimento global é desprezível.

Nota-se que na Figura 6. 16 a tensão e a corrente de entrada estão em fase, além da corrente apresentar aspecto senoidal. Estas características evidenciam que a estrutura de PLL opera de forma adequada na geração de uma referência que resulta uma corrente com elevado fator de potência e reduzido conteúdo harmônico. As formas de onda para as demais fases (B e C) são análogas às apresentadas para a fase A.

A fim de validar a eficiência da estrutura em mitigar o conteúdo harmônico da corrente de entrada em condições normais da tensão de alimentação foram obtidos o espectro harmônico das correntes em cada fase em confronto com os limites impostos pela norma IEC 6100-3-2, que regulamenta os níveis máximos permitidos para este nível de corrente (até 16 A eficazes por fase), conforme a Figura 6. 17.



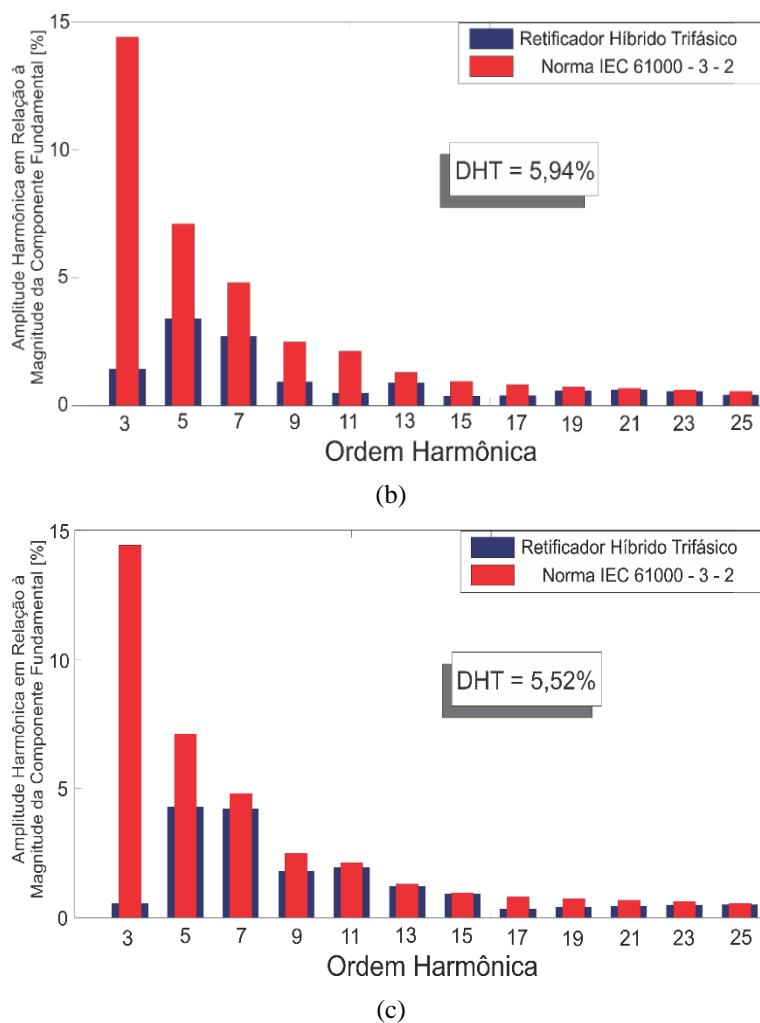


Figura 6. 17 - Espectro harmônico da corrente CA de entrada das fases (a) A, (b) B e (c) C com o CCI operando e impondo um DHT_I de 6%.

Destaca-se que a referência de DHT ajustada no controle foi determinada por tentativa-e-erro por meio da comparação entre diferentes valores de DHT_I de referência e o respectivo espectro harmônico da corrente. Esse valor de referência de DHT_I (6%) foi o que melhor atendeu os critérios de redução da potência processada pelo grupo CCI e pleno atendimento à norma. Destaca-se que esse valor de DHT_I de referência para atendimento à norma praticamente não se altera com as variações de carga.

Para evidenciar o efeito da operação do CCI na composição de corrente determinou-se o espectro harmônico da corrente I_{a1} (Figura 6. 16), correspondendo à parcela processada pelo grupo RNC, conforme a Figura 6. 18.

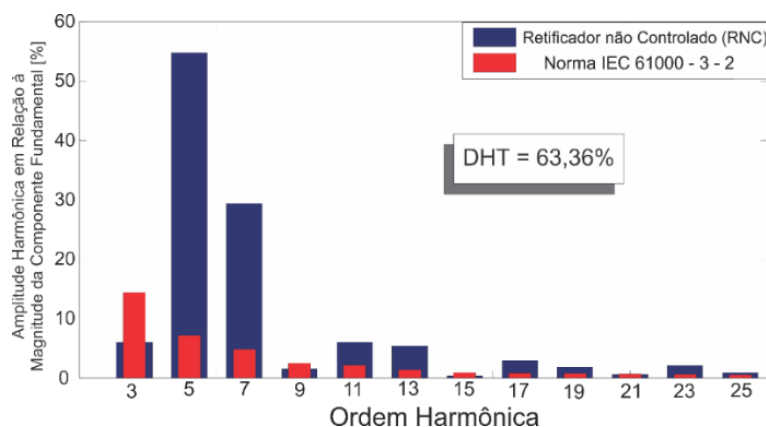


Figura 6. 18 - Espectro harmônico da parcela drenada pelo grupo RNC (Ia1).

O espectro harmônico da parcela de corrente processada pelo grupo RNC prova que a parcela I_{a1} da Figura 6. 16(a) apresenta um elevado valor de DHT resultado da presença de níveis harmônicos que excedem o valor máximo permitido pela norma. Portanto, quando em operação, o CCI opera mitigando esses níveis harmônicos de modo atender a norma vigente.

Para mensurar a parcela da potência de saída processada por cada grupo (RNC, CCI e CCT) foi utilizado o medidor WT230 da marca Yokogawa. A disposição dos wattímetros é ilustrada na Figura 6. 19.

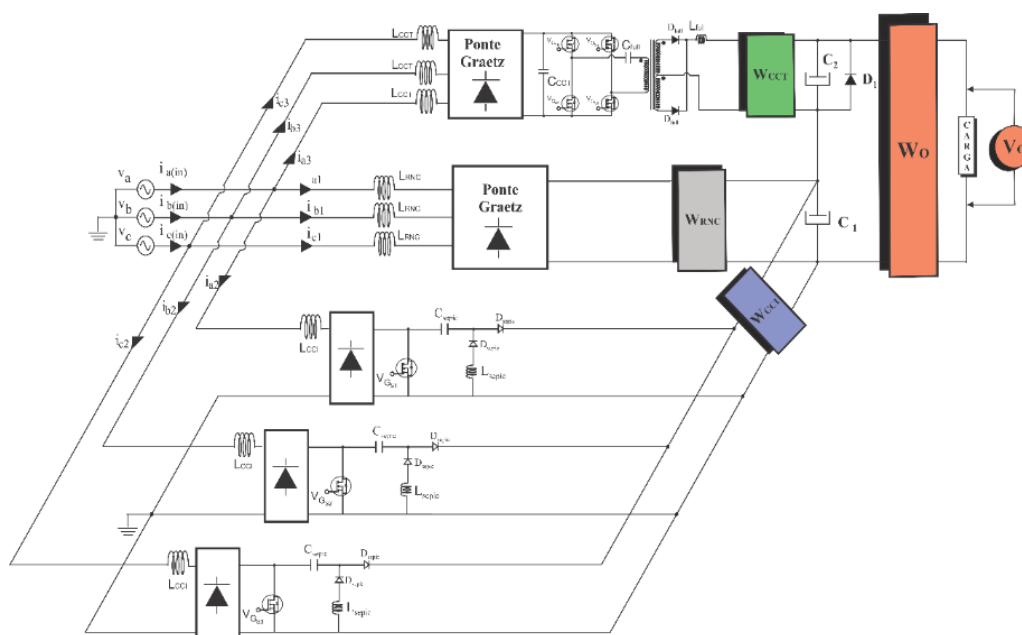


Figura 6. 19 - Disposição dos wattímetros utilizados para mensurar a parcela da potência de saída processada por cada grupo que compõe o RHT.

O wattímetro W_0 mensura a potência total de saída e os wattímetros W_{RNC} , W_{CCI} e W_{CCT} mensuram as parcelas de potência processada pelos grupos RNC, CCI e CCT, respectivamente. O voltmímetro V_0 lê a tensão média nos terminais da carga.

A Figura 6. 20 ilustra a tela frontal dos wattímetros indicando os valores da potência de saída e a parcela processada por cada grupo de conversor, além da tensão disponibilizada à carga (V_o) quando a estrutura opera impondo correntes com o aspecto ilustrado na Figura 6. 16.

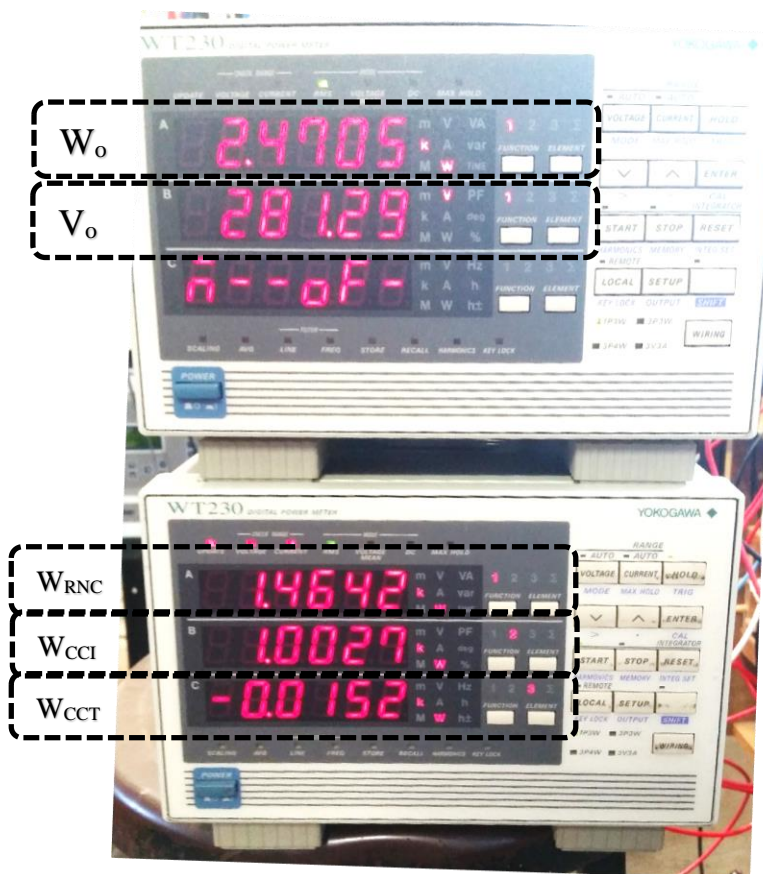


Figura 6. 20 - Tela frontal dos wattímetros indicando a potência de saída (W_o) e a parcela processada por cada grupo de conversor (W_{RNC} , W_{CCI} e W_{CCT}) e a tensão disponibilizada à carga (V_o) em condições normais da tensão de alimentação.

Em condições normais da tensão de alimentação CA a tensão média CC disponibilizada à carga é 280 V. Nessas condições, a potência total de saída é aproximadamente 2,5 kW. Deste montante, o RNC processa aproximadamente 60% da potência de saída e o CCI processa os 40% restantes. O grupo CCT não processa potência uma vez que a tensão do barramento CC de saída (280 V) é maior que o limiar de tensão (250 V) que condiciona sua operação.

Destaca-se que essa pequena parcela de potência processada pelos conversores chaveados é suficiente para manter o espectro harmônico da corrente de entrada em conformidade com a norma IEC 61000-3-2, diferentemente dos métodos tradicionais onde os conversores que realizam a função PFC operam cascadeados com a estrutura principal processando toda a potência de saída.

Portanto, este arranjo apresenta como característica um elevado rendimento global e robustez, associado ao reduzido custo de projeto dos conversores chaveados, uma vez que a maior parcela de potência é processada por um retificador não controlado tradicional.

6.4.1 Comportamento dinâmico sob degrau de carga

Para avaliar o comportamento dinâmico da estrutura e a eficiência da estratégia de controle em mitigar o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada foi aplicado uma variação de carga de 750 W para 2500 W, correspondendo a um degrau de 30% para 100%.

A Figura 6. 21 e a Figura 6. 22 apresentam as formas de onda das correntes de linha de cada fase da alimentação e a tensão de saída disponibilizada à carga (V_o) antes, durante e após o degrau.

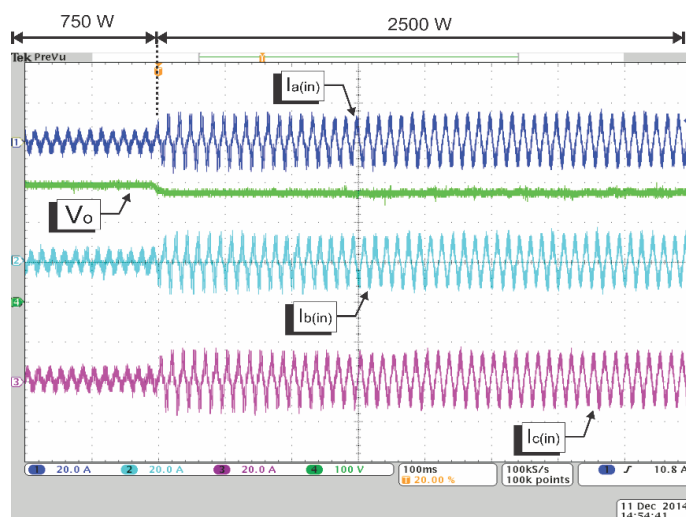
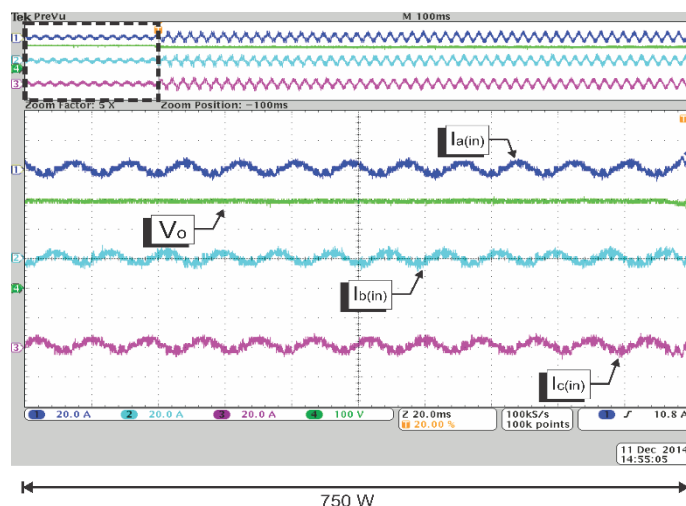
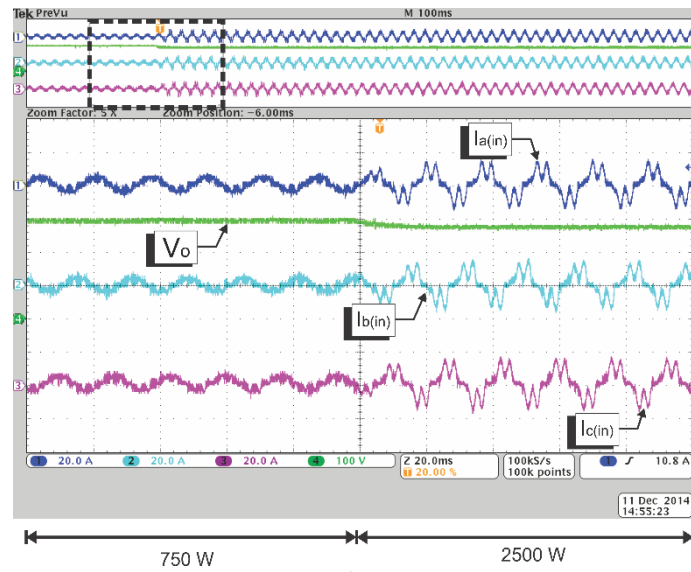


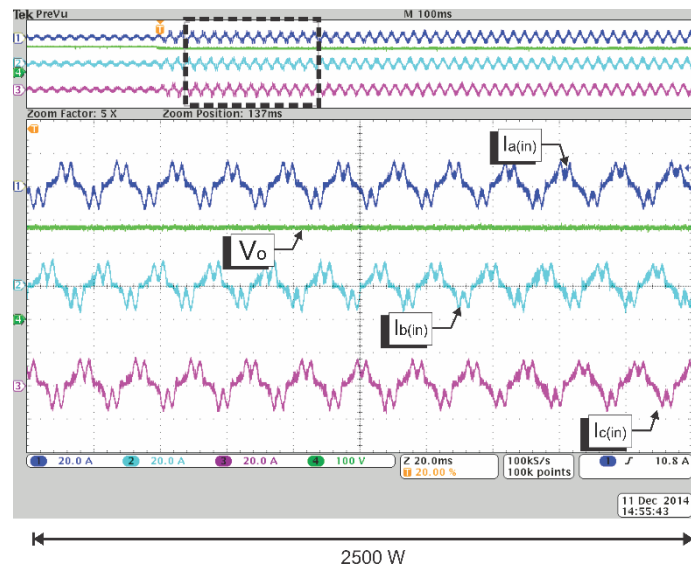
Figura 6. 21 - Correntes de linha em cada fase da tensão de alimentação após um degrau de 30% para 100% de carga.



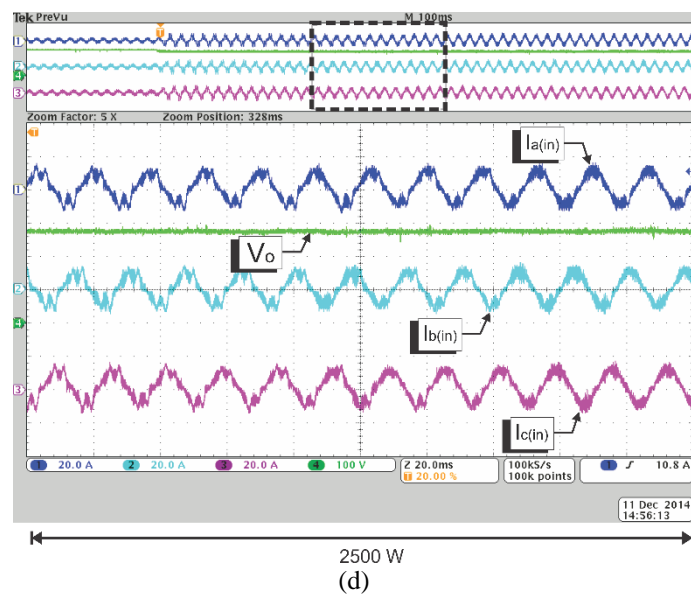
(a)



(b)



(c)



(d)

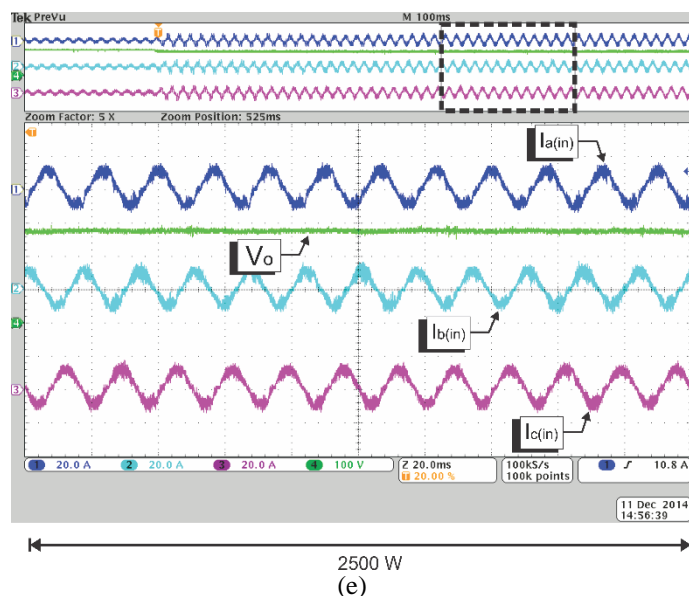


Figura 6. 22 - Detalhes das formas de onda das correntes de entrada e da tensão de saída antes, durante e após o degrau de carga.

Nota-se na Figura 6. 22(a) que as correntes de entrada possuem aspecto senoidal quando a potência de saída é de 750 W. Nos instantes que precedem o degrau de carga (Figura 6. 22(b)) o incremento de potência é processado pelo grupo RNC, o que resulta em correntes de entrada com aspecto distorcido devido ao aumento súbito da corrente drenada pelo grupo RNC. O aumento no valor da DHT_I após o degrau de carga sensibiliza a estratégia de controle do CCI que incrementa amplitude da referência de corrente no sentido de manter a DHT_I constante e igual à referência. Isto é verificado nas Figura 6. 22(c), (d) e (e), onde é possível notar o aumento na parcela de corrente drenada pelo CCI de modo a tornar senoidal o aspecto das correntes de entrada.

Com relação à tensão de saída seu valor gira em torno de 290 V quando a potência de processada é 750 W. Após o degrau de carga seu valor reduz para o patamar dos 280 V. Esse decréscimo (3,5% aproximadamente) ocorre devido ao aumento na queda de tensão nos elementos passivos e semicondutores que compõe o RNC, o que é insignificante em se tratando da suportabilidade da carga à variações de tensão.

Destaca-se ainda que a amplitude da tensão de saída não está condicionada ao aspecto das correntes de entrada, conforme foi discutido no Capítulo 4 e pode ser verificado nas Figura 6. 22(c), (d) e (e). Seu valor médio é inalterado durante a atuação da estratégia de controle do CCI para manter a DHT_I constante diante da nova situação de carga. Esta independência entre o aspecto da corrente de entrada e o valor da tensão de saída apresenta-se como vantagem, uma vez que o projeto do controlador do CCT, responsável por regular a tensão de saída, pode ser realizado desconsiderando a operação do CCI, responsável por impor correntes senoidais na alimentação.

6.4.2 Resultados com a Estrutura Conectada Diretamente à Rede Elétrica

Os resultados experimentais apresentados na seção 6.6 foram obtidos através de ensaios com a estrutura alimentada pela fonte programável descrita na Seção 6.2. Esta fonte apresenta uma elevada impedância de saída, o que implica na presença de ruídos na tensão de alimentação, conforme observado na Figura 6. 13. Esses ruídos na alimentação impactam diretamente no aspecto da corrente de entrada. Para efeitos comparativos, nesta seção serão apresentadas alguns resultados obtidos através de ensaios com a estrutura alimentada diretamente pela rede CA tradicional, disponível nas dependências do laboratório NUPEP. Pretende-se avaliar o comportamento da estrutura operando em condições reais de alimentação.

A Figura 6. 23 apresenta as formas de onda das tensões fase-neutro da alimentação e a tensão de saída com a estrutura alimentada diretamente pela rede CA.

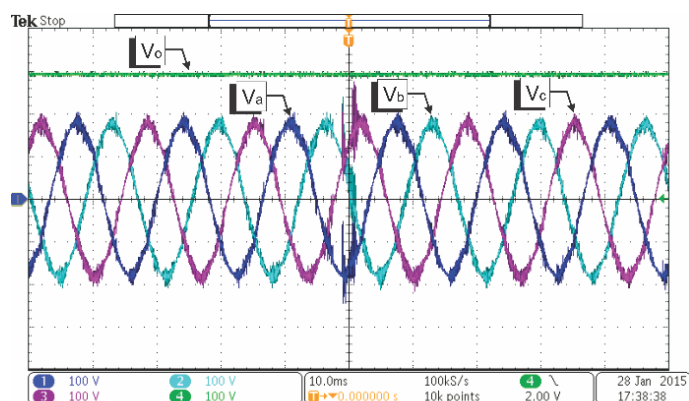
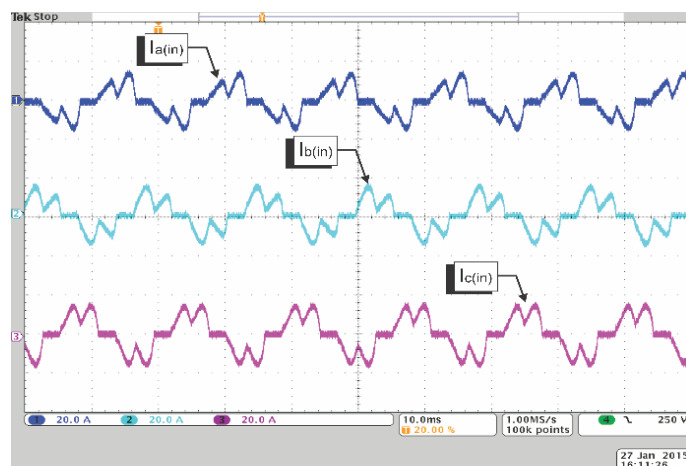


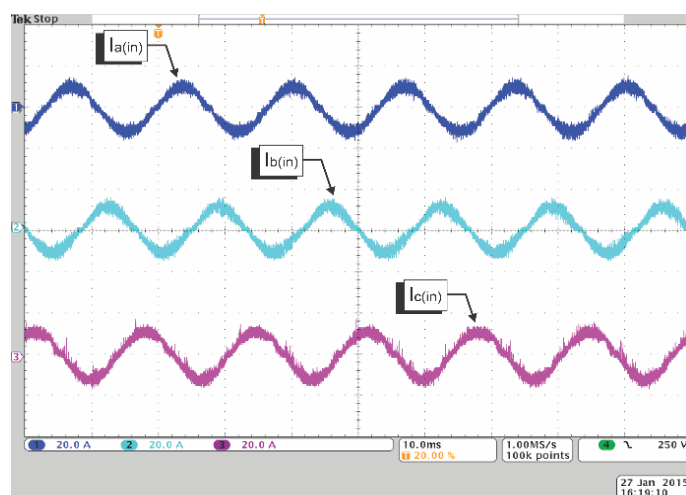
Figura 6. 23 - Tensão de alimentação (V_a , V_b e V_c) e tensão do barramento CC de saída (V_o) com a estrutura alimentada pela rede AC tradicional.

Nota-se uma sensível redução dos níveis de ruído na tensão fase-neutro de alimentação, quando comparado com as formas de onda da Figura 6. 13.

A Figura 6. 24 apresenta o aspecto das correntes de entrada com a estrutura operando somente com o grupo RNC ativo (Figura 6. 24(a)) e com o grupo CCI operando de forma a mitigar o conteúdo harmônico da corrente CA (Figura 6. 24(b)).



(a)

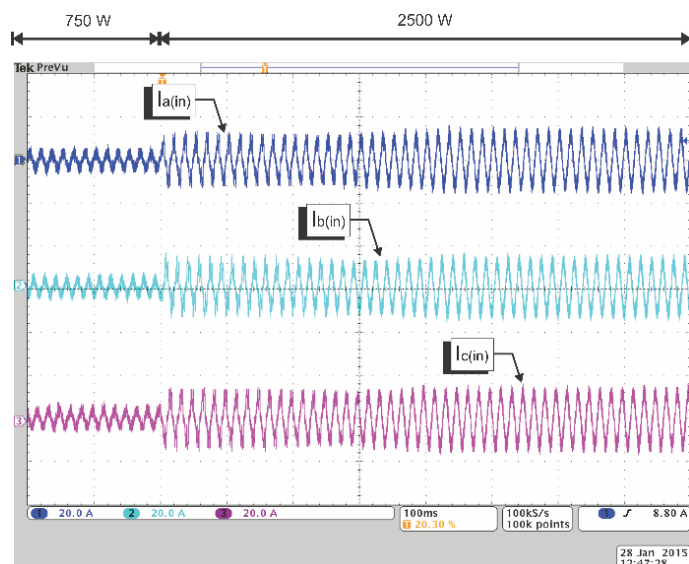


(b)

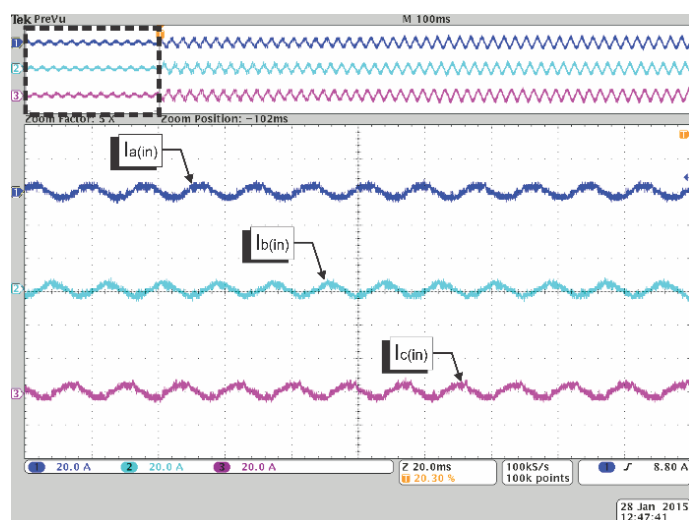
Figura 6. 24 - Correntes de fase para a estrutura operando com o CCI (a) desenergizado e (b) energizado.

Nota-se na Figura 6. 24(a) que as correntes de entrada apresentam aspectos distorcidos e diferentes entre si. Isto ocorre devido a distorções harmônicas presentes na tensão do barramento utilizado para alimentar a estrutura. No entanto, percebe-se na Figura 6. 24(b) que as correntes apresentam aspecto senoidal. Esta característica é garantida graças à estratégia de controle do CCI, que opera impondo correntes senoidais de modo independente em cada fase da tensão de alimentação. Dessa forma, garante-se que as correntes de entrada tenham o mesmo DHT, independente da presença de ruídos na tensão de alimentação ou de componentes harmônicas que causam distorção na corrente do grupo RNC.

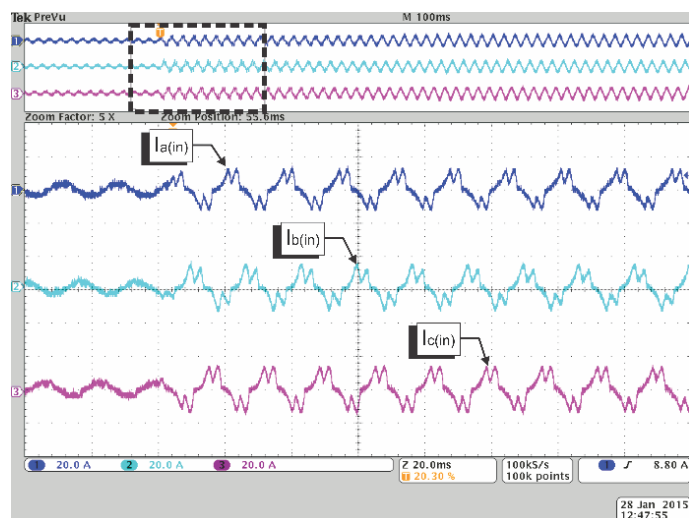
A Figura 6. 25 apresenta dinâmica das correntes de entrada após um degrau de carga nas mesmas condições da Figura 6. 22.



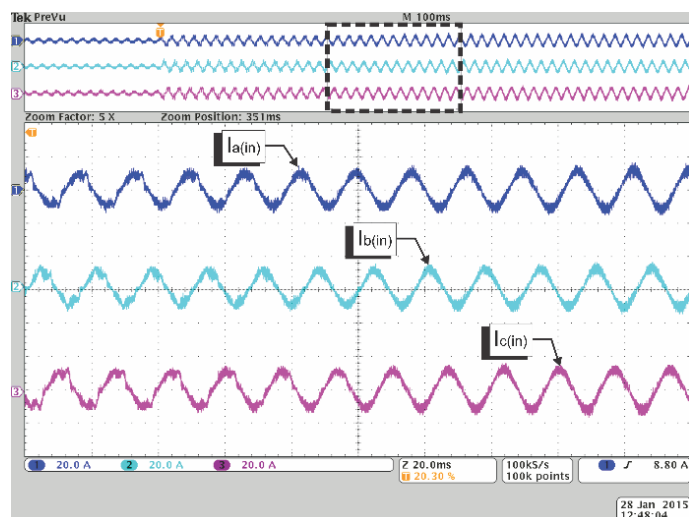
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 6. 25 - Degrau de carga de 750 W para 2500 W com a estrutura alimentada pela rede AC.

Nota-se que a estrutura alimentada diretamente pela rede CA opera de forma eficiente mitigando o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada diante de variações de carga.

6.5 Resultados para Operação do RHT sob Afundamento de Tensão

Para reprodução dos afundamentos de tensão dos tipos A, B, C, D, E, F e G utilizou-se a fonte programável descrita na Seção 6.2. Por questões de limitação da fonte, o desempenho do conversor foi avaliado processando uma potência de 1,25 kW em condição de afundamento de tensão. Os ensaios realizados com a estrutura processando 2,5 kW diante de afundamentos dos tipos B e E resultaram na sensibilização da proteção de sobrecorrente da fonte. Isto ocorre devido aos picos de corrente gerados por esses afundamentos. Portanto, optou-se por ensaiar a estrutura processando uma potência de 1,25 kW e regulando a tensão de saída em 250 V, que corresponde a 90% da tensão nominal (280 V). Este nível de tensão foi escolhido de forma a promover suportabilidade para cargas eletrônicas que podem ser alimentadas pelo barramento CC de saída disponibilizado pelo RHT. Destaca-se que o valor de referência para regulação do barramento CC é ajustável conforme a necessidade de cargas específicas.

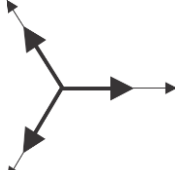
6.5.1 Afundamento do tipo A

Conforme descrito no Capítulo 2, o afundamento do tipo A é o mais crítico no que se refere ao decrescimento na amplitude da tensão de saída. Nesta seção serão

apresentados os resultados experimentais da estrutura operando diante da ocorrência de afundamentos deste tipo. Da mesma forma que procedeu-se nos ensaios em condições normais da tensão de alimentação, nesta seção serão apresentados os resultados experimentais da estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados e, posteriormente, energizados e operando de forma a manter o barramento CC de saída em um valor de referência. Pretende-se avaliar a influência da operação do CCI e CCT na mitigação de conteúdo harmônico e regulação da tensão de saída diante de afundamentos de tensão. A Figura 6. 26 ilustra as tensões fase-neutro de entrada durante o afundamento de tensão do tipo A, para $h = 0,5$ com a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados. Nessa situação somente o RNC processa potência e a tensão do barramento CC de saída é mantida exclusivamente por este grupo.

A Tabela 6.5 apresenta um resumo das características da tensão de alimentação na condição de afundamento do tipo A para $h = 0,5$.

Tabela 6.5- Características do afundamento do Tipo A para $h = 0,5$

	Tensão de Fase (RMS)	Fase (°)
	Fase A = 63,5 V	0
	Fase B = 63,5 V	240
	Fase C = 63,5 V	120

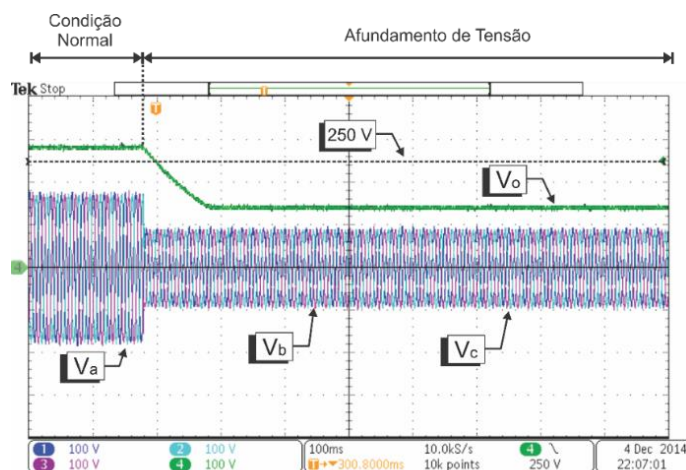
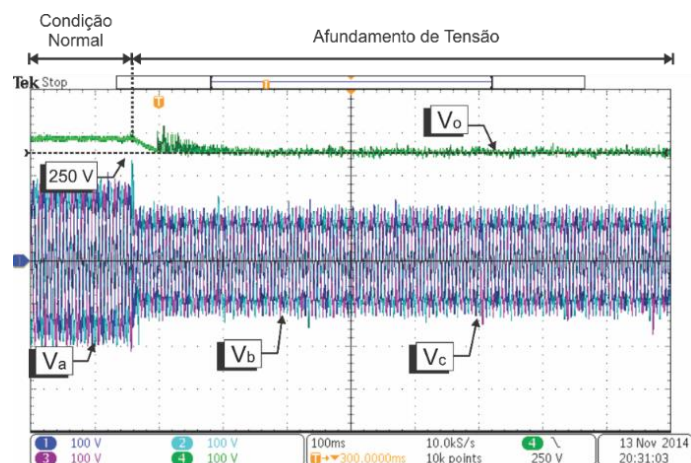


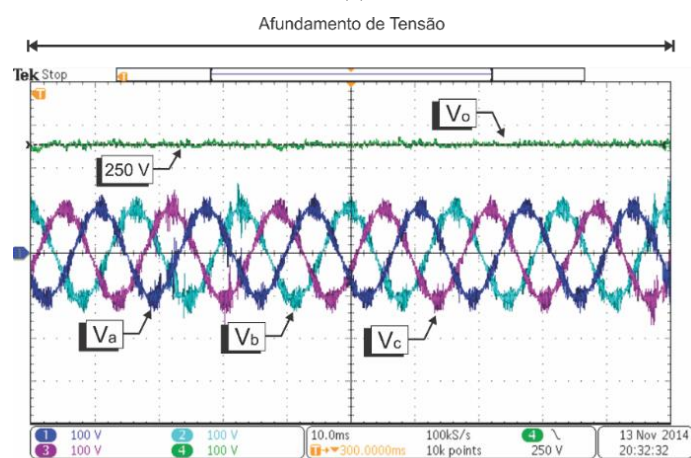
Figura 6. 26 - Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.

Percebe-se que a tensão do barramento CC de saída (V_o) é completamente susceptível ao afundamento de tensão do tipo A, sofrendo variação na amplitude proporcional à magnitude do afundamento (50% neste caso). O valor médio da tensão de saída na condição normal gira em torno de 280 V e após o afundamento atinge 140 V. Nesta situação, cargas eletrônicas sensíveis conectadas ao barramento CC fatalmente seriam desativadas pelo sistema de proteção de sub-tensão desses equipamentos.

A Figura 6. 27 apresenta o mesmo ensaio realizado na Figura 6. 26 após a energização dos conversores CCI e CCT. Verifica-se que o barramento CC mantém-se regulado no valor de referência após a ocorrência do afundamento de tensão, garantindo a operação de cargas eletrônicas conectadas a esse barramento. Ressalta-se que o grupo CCT é responsável por promover essa regulação de tensão do barramento de saída em um nível de tensão que pode ser ajustado em sua estratégia de controle para atender cargas específicas.



(a)



(b)

Figura 6. 27 - Tensões de alimentação (V_a , V_b e V_c) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT ativados de forma a manter a tensão do barramento CC em 250 V com detalhes (a) do transitório após o afundamento e (b) no regime permanente após a ocorrência do afundamento

A tensão de saída disponibilizada à carga é composta pela soma da tensão fornecida pelo grupo RNC (V_{C1}) e pela tensão imposta pelo CCT (V_{C2}). A Figura 6. 28 apresenta a composição da tensão de saída após o afundamento de tensão, quando o CCI e o CCT estão desenergizados.

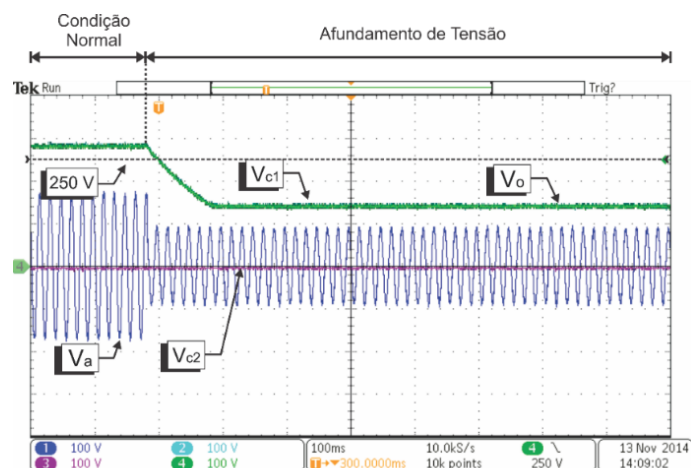
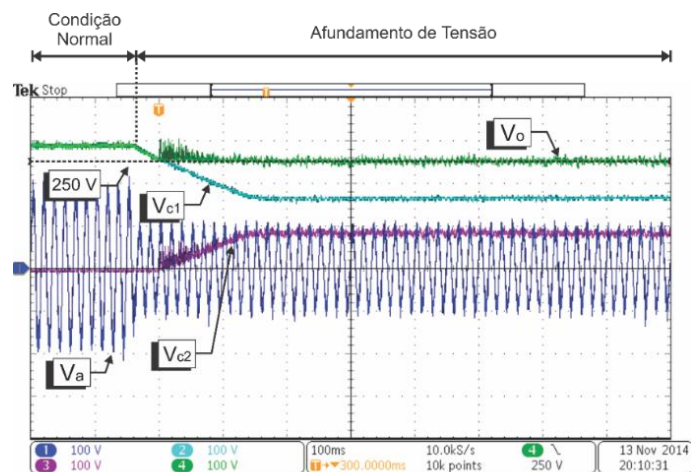


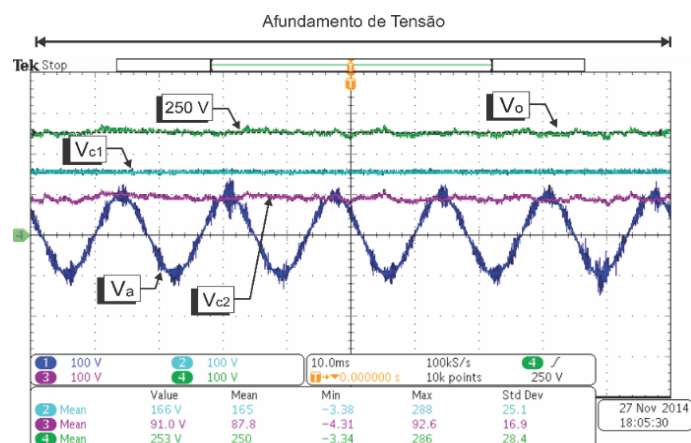
Figura 6. 28 - Composição da tensão de saída (V_o), sendo a soma da tensão no barramento do RNC (V_{c1}) e a tensão imposta pelo CCT (V_{c2}) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.

Uma vez que o CCT está desenergizado sua contribuição de tensão (V_{c2}) após o afundamento é nula. Nessas condições a tensão de saída (V_o) é igual à tensão do grupo RNC (V_{c1}).

A Figura 6. 29 apresenta o comportamento da estrutura nas mesmas condições da Figura 6. 28 operando com o CCT e CCI energizados.



(a)



(b)

Figura 6. 29 - Composição da tensão de saída (V_o) correspondendo à soma da tensão no barramento do RNC (V_{C1}) e a tensão imposta pelo CCT (V_{C2}) com a estrutura operando de forma a manter a tensão do barramento CC conforme a referência (250 V) durante (a) o transitório após o afundamento e (b) no regime permanente após a ocorrência do afundamento.

Na Figura 6. 29 o CCT está habilitado e opera regulando a tensão de saída conforme a referência (250 V) após a ocorrência do afundamento. A tensão imposta na saída do grupo CCT (V_{C2}) será a diferença entre a referência (250 V) e a tensão mantida pelo grupo RNC.

A Figura 6. 30 apresenta o aspecto das correntes de entrada no instante da ocorrência do afundamento de tensão para a estrutura operando com os conversores CCI e CCT desenergizados.

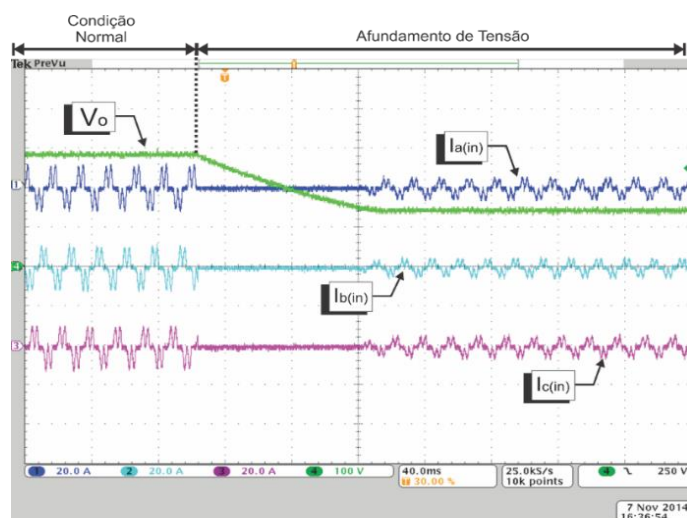
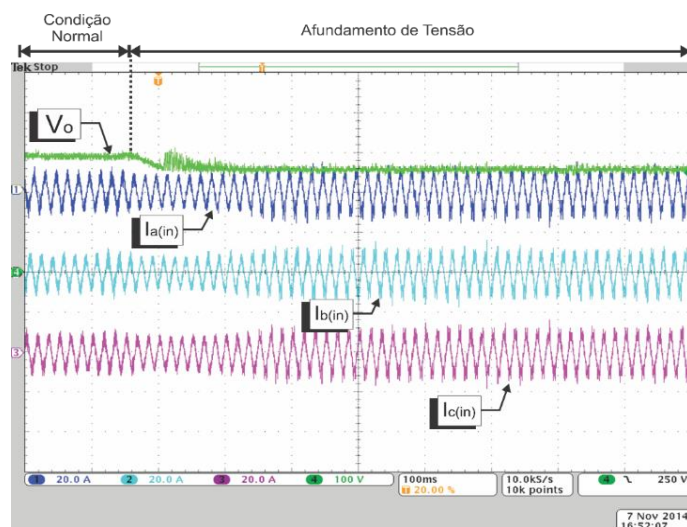
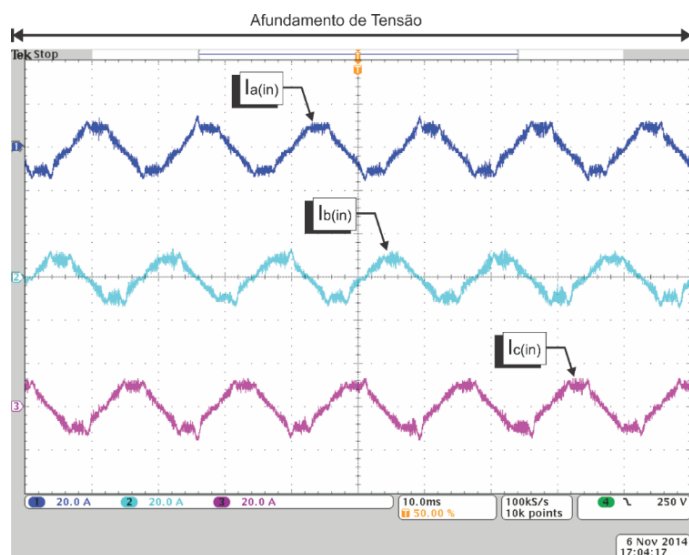


Figura 6. 30 - Correntes de fase ($I_a(in)$, $I_b(in)$ e $I_c(in)$) e tensão de saída (V_o) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.

A Figura 6. 31 apresenta o comportamento da estrutura nas mesmas condições da Figura 6. 26 operando com o CCT e CCI energizados.



(a)



(b)

Figura 6. 31 - Correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT ativados de com detalhes (a) do transitório após o afundamento e (b) no regime permanente após a ocorrência do afundamento.

A Figura 6. 32 apresenta a composição das correntes de alimentação na fse A no instante da ocorrência do afundamento de tensão para a situação dos conversores CCI e CCT desenergizados.

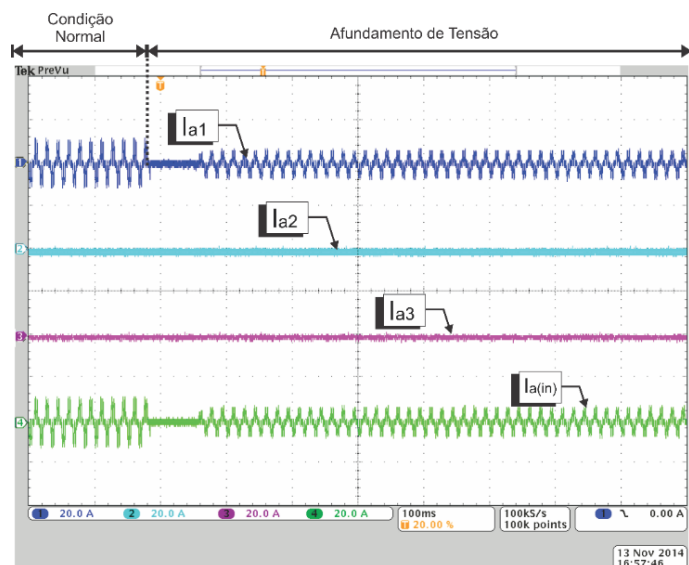
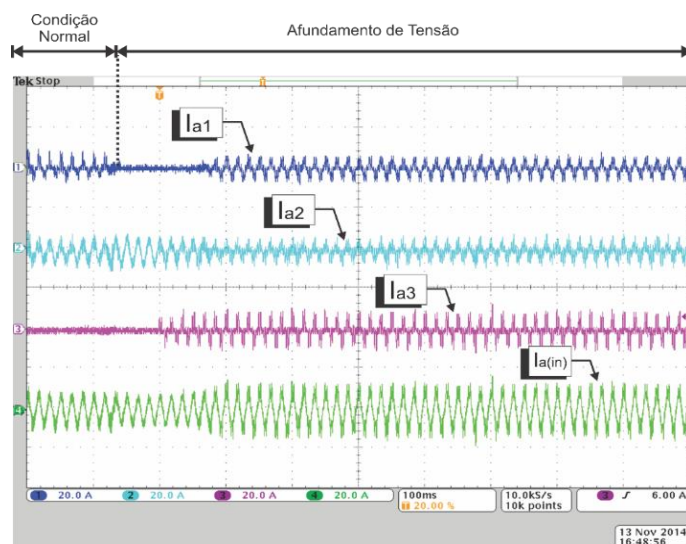
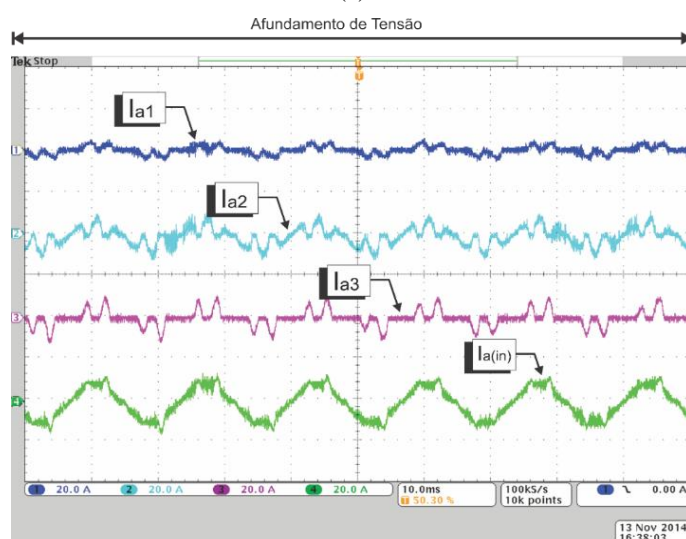


Figura 6. 32 - Composição da corrente de entrada ($I_{a(in)}$), sendo a soma da corrente no grupo RNC (I_{a1}), CCI (I_{a2}) e CCT (I_{a3}) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.

A Figura 6. 33 apresenta o comportamento da estrutura nas mesmas condições da Figura 6. 32 operando com o CCT e CCI energizados.



(a)



(b)

Figura 6. 33 - Composição da corrente de entrada ($I_{a(in)}$), sendo a soma da corrente no grupo RNC (I_{a1}), CCI (I_{a2}) e CCT (I_{a3}) para a estrutura operando com o CCI e CCT ativados (a) no instante do afundamento e (b) após a ocorrência do afundamento.

Após o afundamento de tensão o conversor CCI continua operando mitigando o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada. Sua estratégia de controle ainda opera de forma a manter a DHT da corrente de entrada (correspondendo à soma das correntes do RNC (I_{a1}), CCI (I_{a2}) e CCT (I_{a3})) de acordo com a referência (6%). Entretanto, entende-se que a mitigação de conteúdo harmônico da corrente CA de entrada não é mandatória durante o afundamento, considerando que estes são de rápida duração e no contexto da qualidade de energia a corrente de entrada apresentar distorções harmônicas durante o afundamento é irrelevante. Por esse motivo não é necessário superdimensionar os conversores SEPIC que compõe o CCI para operar tornando a corrente de entrada em conformidade com a norma nesta condição de operação. Limita-se a potência processada pelo CCI ao seu valor nominal durante o afundamento de tensão através da limitação do

valor de pico da referência de corrente na estratégia de controle (sinal I_{ref-2} na Figura 4.2).

Para avaliar o efeito da limitação de potência do CCI durante o afundamento na Figura 6.34 ensaiou-se a estrutura nas mesmas condições da Figura 6.33. No entanto, limitou-se o valor de pico da referência de corrente em 7 A, que seria o limite para a carga ensaiada durante o afundamento (1,25 kW). Na Figura 6.33 esse limite era de 12 A, valor para qual o SEPIC foi especificado para operar com a estrutura processando 2,5 kW.

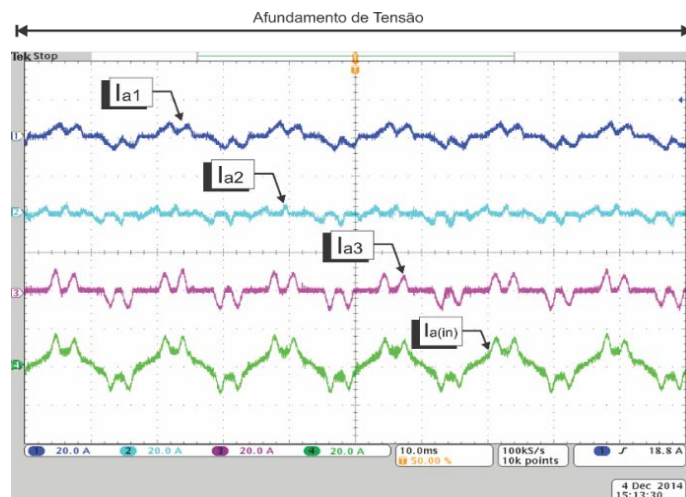


Figura 6.34 - Composição da corrente de entrada para a estrutura operando com limitação de potência do conversor CCI abaixo do valor nominal.

A Figura 6.35 ilustra o espectro harmônico das correntes $I_{a(in)}$ das Figura 6.33 e Figura 6.34, respectivamente. Percebe-se que a limitação da potência processada pelo CCI causou um aumento no valor da DHT_I . No entanto, ressalta-se por se tratar de uma condição de afundamento temporário esse valor não representa problema no contexto da qualidade de energia.

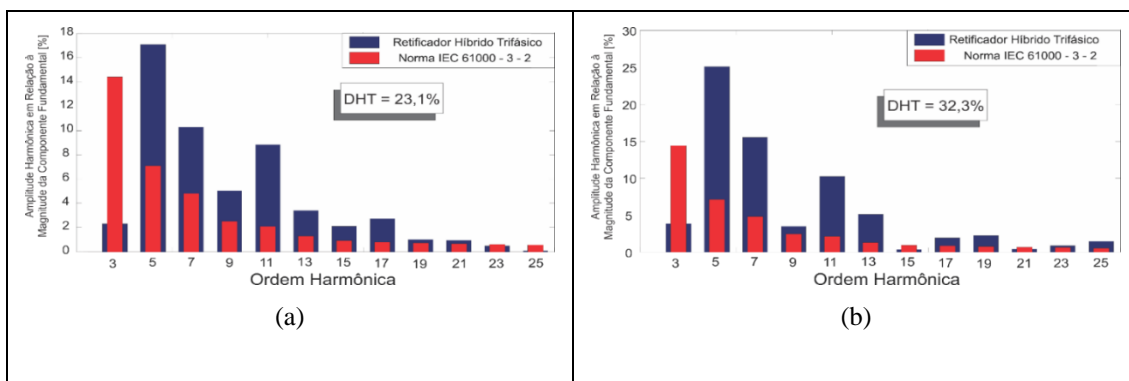


Figura 6.35 - Espectro harmônico da corrente CA de entrada da fase A com a referência de corrente do CCI limitado em (a) 12 A e (b) 7 A de pico.

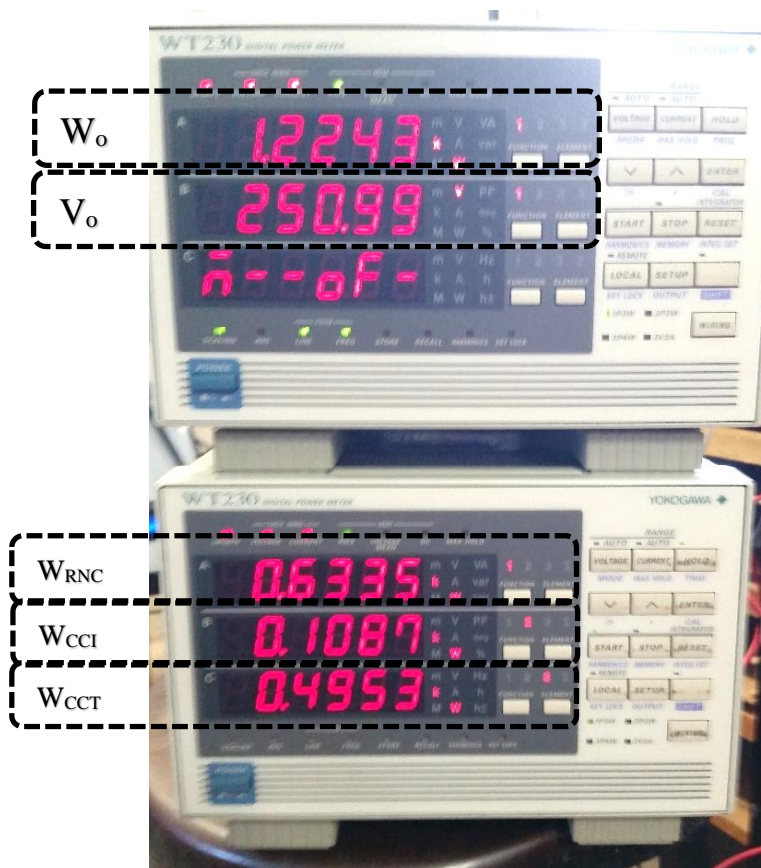
Destaca-se que a redução do processamento de potência por parte do CCI em nada interfere na regulação do barramento CC de saída, que é garantida pela operação do grupo CCT. No entanto, manter o CCI operando mesmo após o afundamento é vantajoso pois sua operação contribui para aumentar o nível de tensão do barramento de saída do RNC (V_{C1}), conforme pode ser verificado em [88], [89].

Destaca-se ainda que mesmo durante a ocorrência do afundamento de tensão o RNC continua processando a maior parcela da potência entregue à carga. Esta característica é uma das vantagens deste arranjo pois permite reduzir a potência processada pelos conversores chaveados, reduzindo os custos de implementação e aumentando a eficiência global do conjunto.

A Figura 6. 36 apresentam a tela frontal dos wattímetros utilizados para mensurar a potência processada por cada grupo na condição de afundamento de tensão na composição de corrente apresentada na Figura 6. 33 e na Figura 6. 34.



(a)



(b)

Figura 6. 36 - Tela frontal dos wattímetros indicando a potência de saída (W_o) e a parcela processada por cada grupo de conversor (W_{RNC} , W_{CCI} e W_{CCT}) e a tensão disponibilizada à carga (V_o) durante o afundamento do tipo A para (a) V_c limitado em 12 A e (b) V_c limitado em 7 A.

Percebe-se que mesmo durante o afundamento de tensão o grupo RNC continua operando processando uma parcela da potência de saída (50%). O grupo CCI processa 10% e o grupo CCT os 40% restantes quando V_c é limitado em 7 A (Figura 6. 36(b)), que seria o valor a ser projetado para o CCI se a estrutura fosse projetada para as condições de ensaio (1,25 kW). Na Figura 6. 36(a) o CCI opera superdimensionado o que justifica seu elevado processamento de potência.

No Capítulo 5 foi verificado que a parcela de potência processada pelo CCT depende exclusivamente da tensão imposta nos seus terminais para manter a tensão de saída conforme a referência. Isto é corroborado ao comparar as duas situações da Figura 6. 36, onde verifica-se mudanças somente na parcela de potência processada pelos grupos RNC e CCI. A porcentagem da potência processada pelo CCT mantém-se constante, girando em torno de 40% uma vez que a tensão imposta nos seus terminais é constante em ambas situações.

Portanto, para este tipo e magnitude de afundamento de tensão os grupos RNC e CCI processarão sempre 60% da potência de saída. A parcela processada por cada um dependerá do limite imposto na estratégia de controle do CCI. Ao operar em condições

nominais essa divisão será da ordem de 50% para o RNC e 10% para o CCI. Os 40% restantes serão processados pelo CCT. Dessa forma, ao operar em condições nominais, a estrutura consegue regular a tensão de saída no valor desejado (250 V) diante de um afundamento de 50% com o grupo RNC, mais robusto, eficiente e barato, processando cerca de 50% da potência total de saída.

No trabalho proposto em [76] a suportabilidade a afundamentos de tensão é promovida graças à operação de um conversor Boost cascadeado com o grupo RNC. Em condições normais da tensão de alimentação o conversor Boost é desativado pela estratégia de controle e o comportamento da estrutura nesta situação é idêntica à apresentada na Seção 6.5. No entanto, após a ocorrência do afundamento de tensão, o conversor Boost é solicitado a operar e o processamento de potência por parte do RNC é prontamente interrompido. Nessas condições, o conversor Boost deve ser projetado para processar a potência total de saída durante a condição de afundamento de tensão que antes era processada pelo RNC. Na estrutura proposta neste trabalho o conversor que promove a suportabilidade a afundamentos de tensão pode operar de forma concomitante ao grupo RNC. Destaca-se que esta condição de operação é possível graças a Técnica de Compensação Série de Tensão no Barramento CC.

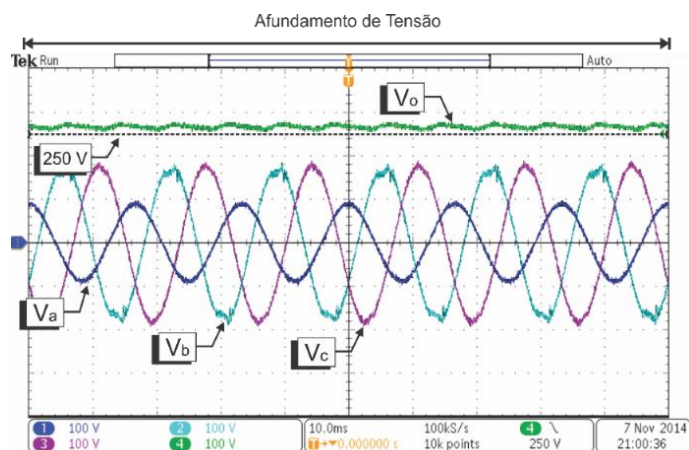
6.5.2 Afundamento do tipo B

A Tabela 6.6 apresenta um resumo das características da tensão de alimentação na condição de afundamento do tipo B para $h = 0,5$.

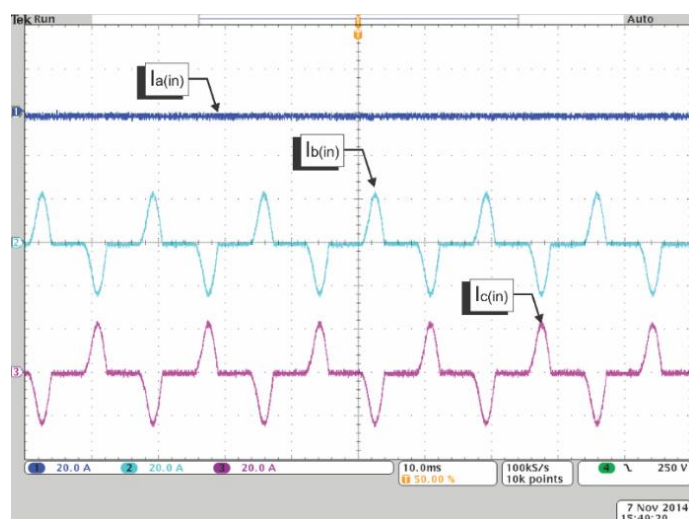
Tabela 6.6- Características do afundamento do Tipo B para $h = 0,5$

	Tensão de Fase (RMS)	Fase (°)
	Fase A = 63,5 V	0
	Fase B = 127 V	240
	Fase C = 127 V	120

A Figura 6. 37 ilustra as tensões de alimentação e a tensão de saída para o afundamento de tipo B com os grupos CCI e CCT desenergizados.



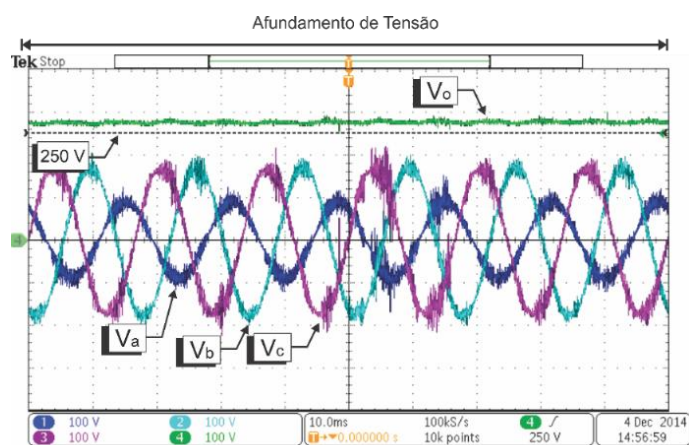
(a)



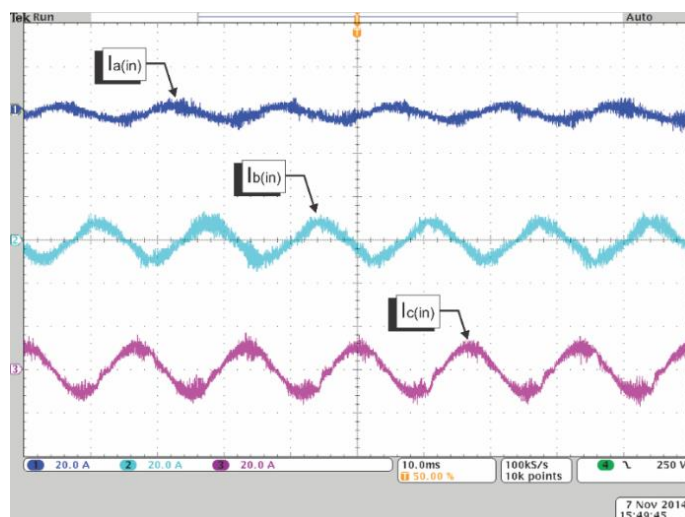
(b)

Figura 6. 37 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo B.

A Figura 6. 38 é apresenta os resultados da estrutura operando com o CCI e CCT energizados.



(a)



(b)

Figura 6. 38 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo B.

Nota-se que a amplitude da tensão do barramento CC de saída não sofre um decrescimento acentuado para este tipo de afundamento. O limiar de 250 V não é atingido e por esse motivo o conversor CCT não é solicitado a operar. As correntes de entrada na Figura 6. 38 apresentam aspecto senoidal em função da operação do grupo CCI.

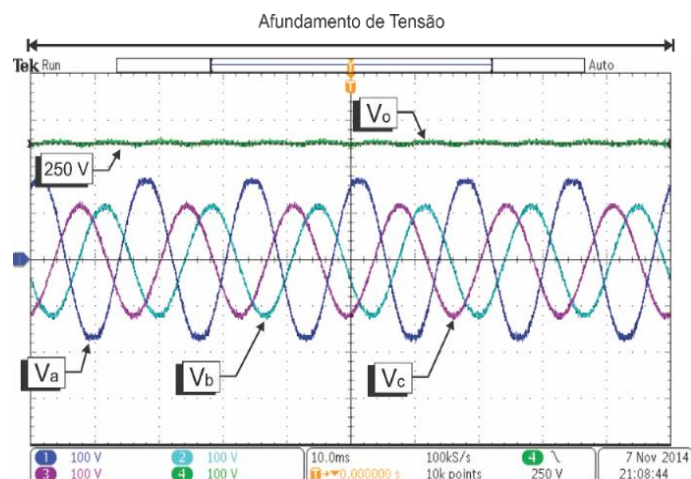
6.5.3 Afundamento do tipo C

A Tabela 6.7 apresenta um resumo das características da tensão de alimentação na condição de afundamento do tipo C para $h = 0,5$.

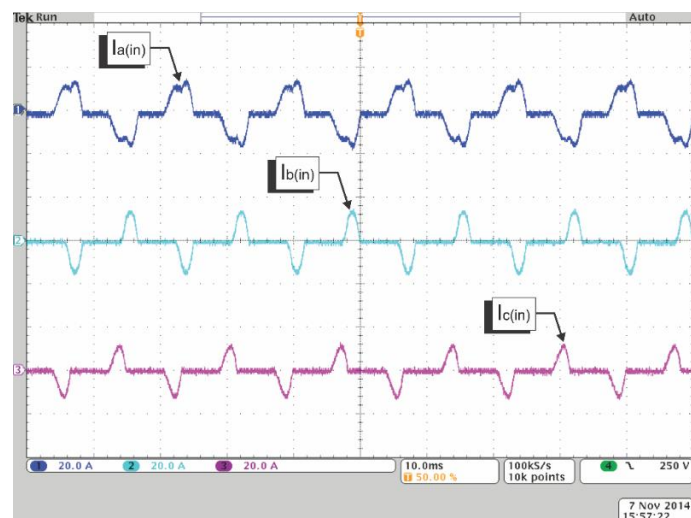
Tabela 6.7- Características do afundamento do Tipo C para $h = 0,5$

	Tensão de Fase (RMS)	Fase (°)
	Fase A = 127 V	0
	Fase B = 84 V	220,9
	Fase C = 84 V	139,1

A Figura 6. 39 ilustra as tensões de alimentação e a tensão de saída para o afundamento de tipo B com os grupos CCI e CCT desenergizados. A Figura 6. 40 é apresenta os resultados da estrutura operando com o CCI e CCT energizados.

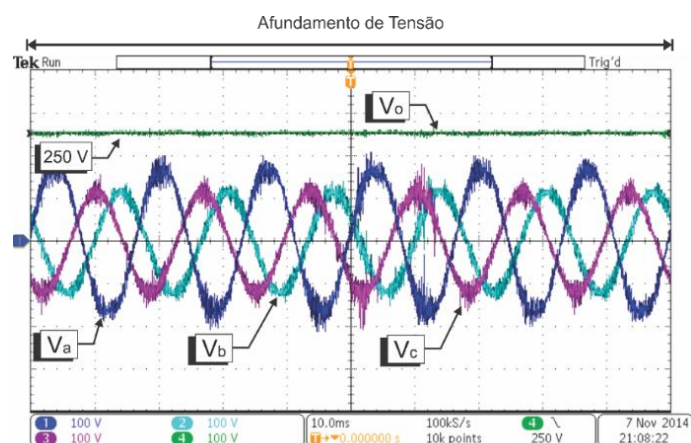


(a)

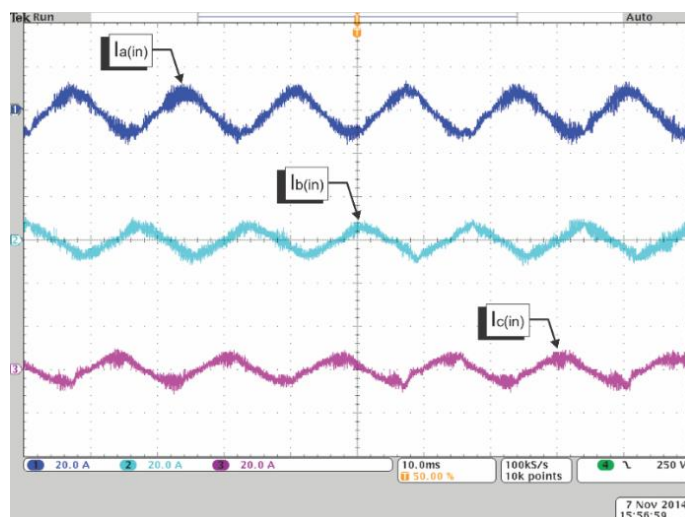


(b)

Figura 6. 39 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo C.



(a)



(b)

Figura 6. 40 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo C.

Para o afundamento do tipo C a amplitude da tensão do barramento CC de saída também não sofre um decrescimento acentuado, mantido no limiar de 250 V somente pelo grupo RNC. Nestas condições não é necessário intervenção do grupo CCT para manter o barramento CC de saída regulado.

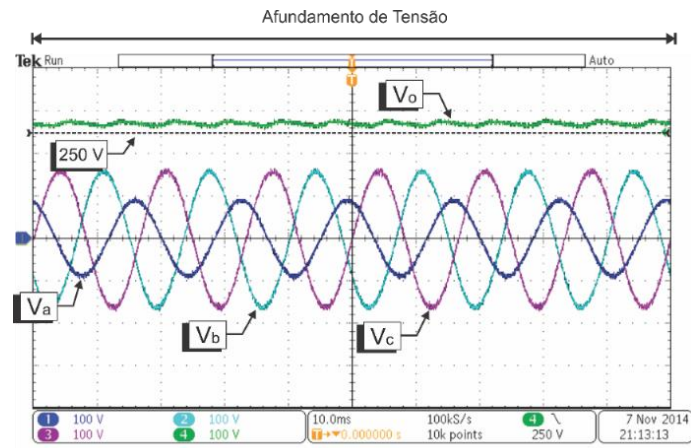
6.5.4 Afundamento do tipo D

A Tabela 6.8 apresenta um resumo das características da tensão de alimentação na condição de afundamento do tipo D para $h = 0,5$.

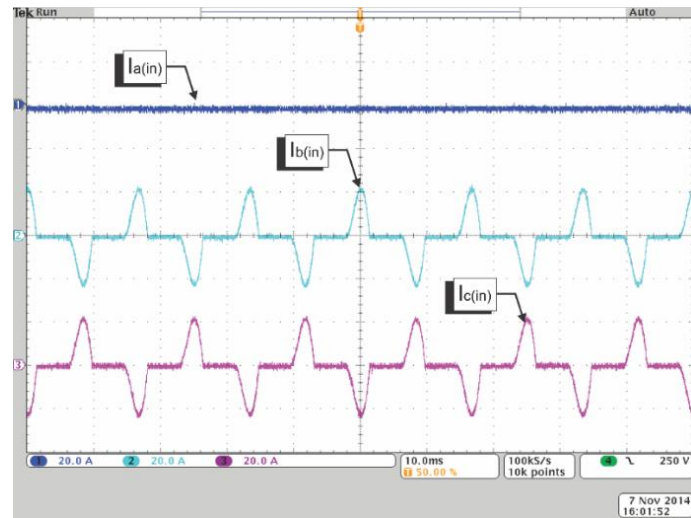
Tabela 6.8- Características do afundamento do Tipo D para $h = 0,5$

	Tensão de Fase (RMS)	Fase (°)
	Fase A = 63,5 V	0
	Fase B = 114,5 V	253,9
	Fase C = 114,5 V	106,1

A Figura 6. 41 ilustra as tensões de alimentação e a tensão de saída para o afundamento de tipo D com os grupos CCI e CCT desenergizados. A Figura 6. 42 apresenta os resultados da estrutura operando com o CCI e CCT energizados.

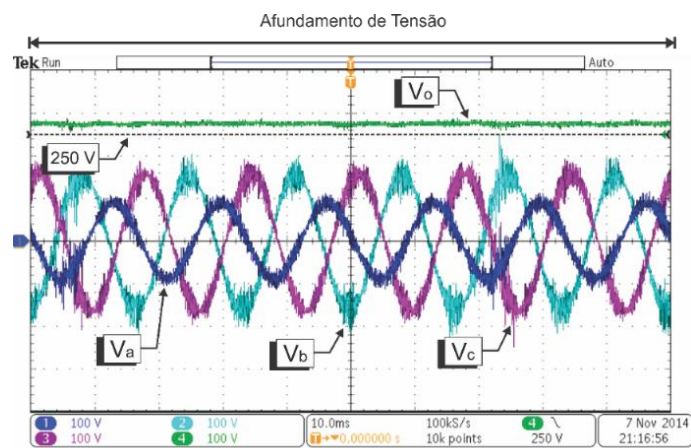


(a)

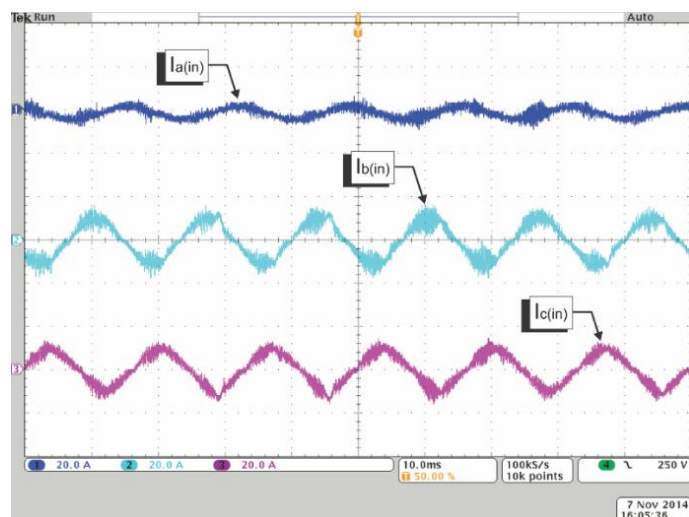


(b)

Figura 6. 41 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo D.



(a)



(b)

Figura 6. 42 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo D.

Semelhante ao que ocorre nos afundamentos dos tipos B e C, o afundamento do tipo D não provoca reduções significativas na amplitude da tensão do barramento CC de saída. Nessas condições o grupo RNC é capaz de manter seu valor acima do limiar de 250 V.

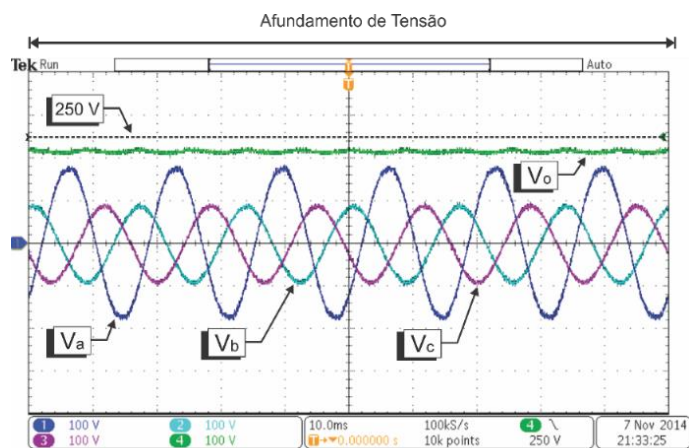
6.5.5 Afundamento do tipo E

A Tabela 6.9 apresenta um resumo das características da tensão de alimentação na condição de afundamento do tipo E para $h = 0,5$.

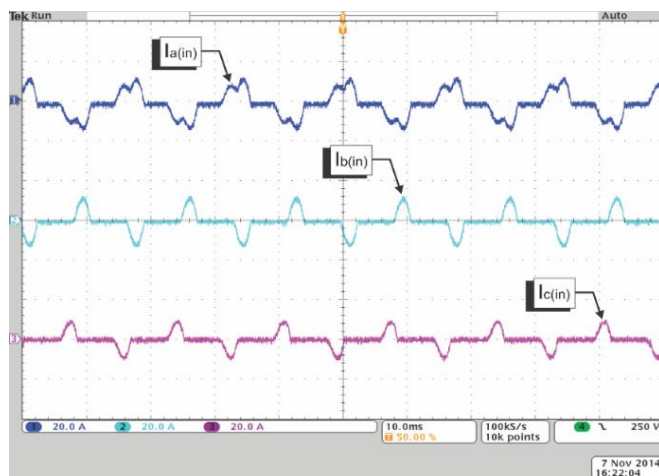
Tabela 6.9- Características do afundamento do Tipo E para $h = 0,5$

	Tensão de Fase (RMS)	Fase ($^{\circ}$)
	Fase A = 127 V	0
	Fase B = 63,5 V	240
	Fase C = 63,5 V	120

A Figura 6. 43 ilustra as tensões de alimentação e a tensão de saída para o afundamento de tipo E com os grupos CCI e CCT desenergizados.



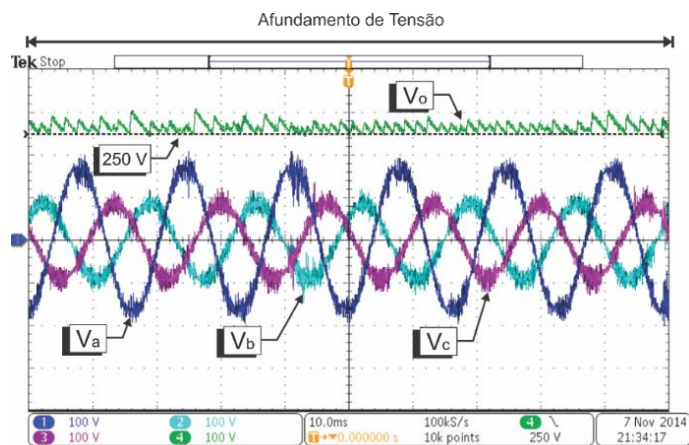
(a)



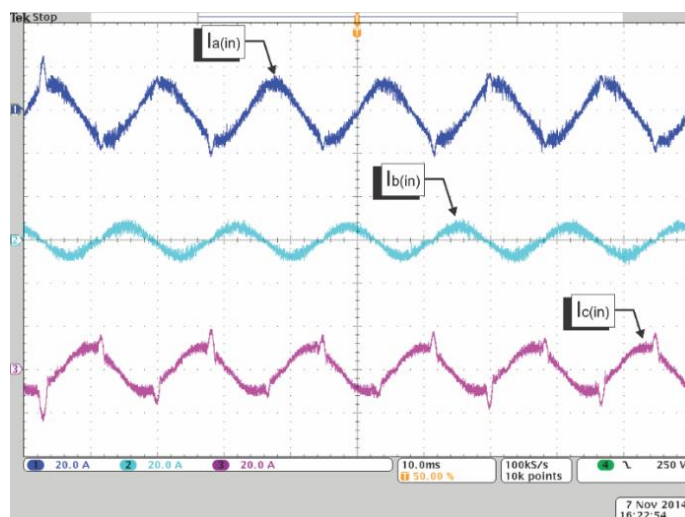
(b)

Figura 6. 43 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo C.

A Figura 6. 44 apresenta os resultados da estrutura operando com o CCI e CCT energizados.



(a)



(b)

Figura 6. 44 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo E.

O afundamento do tipo E provoca uma redução considerável na tensão do barramento CC de saída, mantendo-a abaixo do limiar de 250 V. Nessa situação o CCT opera de forma a manter a tensão de saída acima de 250 V.

A Figura 6. 45 apresenta a composição de tensão para este tipo de afundamento.

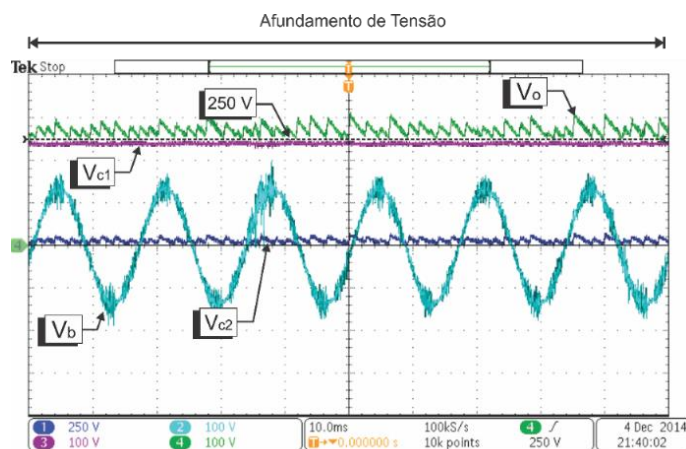


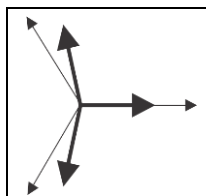
Figura 6. 45 - Composição da tensão de saída (V_o) correspondendo à soma da tensão no barramento do RNC (V_{C1}) e a tensão imposta pelo CCT (V_{C2}) para o afundamento do tipo E.

Para manter a tensão de saída acima dos 250 V o CCT contribui com uma pequena parcela de tensão (V_{C2}). Nessa situação, o conversor Full-Bridge opera com baixos valores de razão cíclica e esta condição de operação implica na presença da elevada ondulação de tensão verificada na tensão de saída. No entanto, destaca-se que a amplitude do barramento CC de saída não alcança valores inferiores a 250 V.

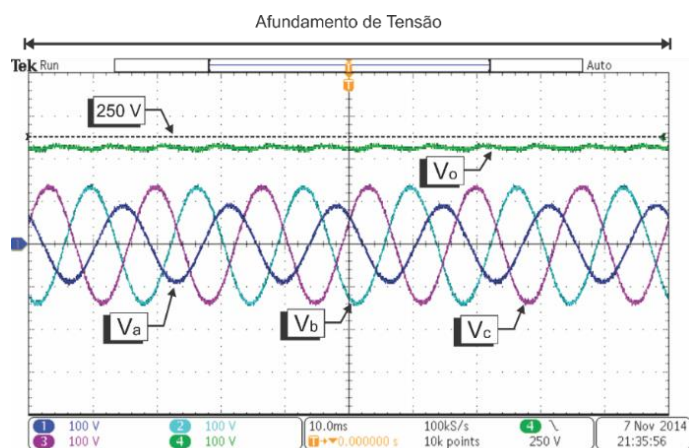
6.5.6 Afundamento do tipo F

A Tabela 6.10 apresenta um resumo das características da tensão de alimentação na condição de afundamento do tipo F para $h = 0,5$.

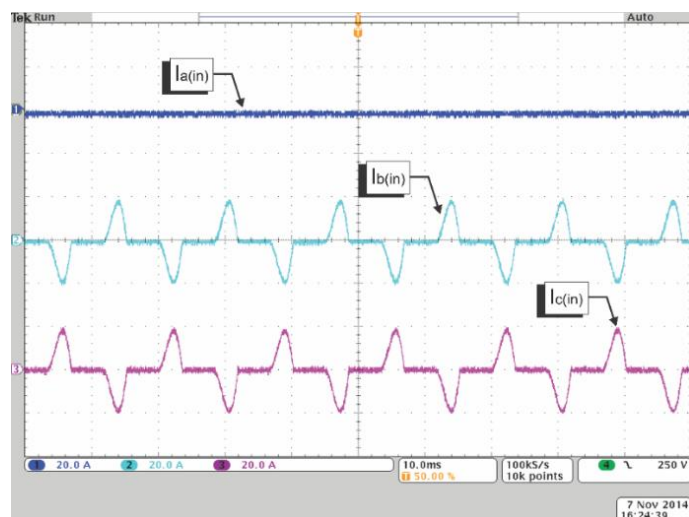
Tabela 6.10- Características do afundamento do Tipo F para $h = 0,5$

	Tensão de Fase (RMS)	Fase (°)
	Fase A = 63,5 V	0
	Fase B = 97 V	250,9
	Fase C = 97 V	109,1

A Figura 6. 46 ilustra as tensões de alimentação e a tensão de saída para o afundamento de tipo E com os grupos CCI e CCT desenergizados.



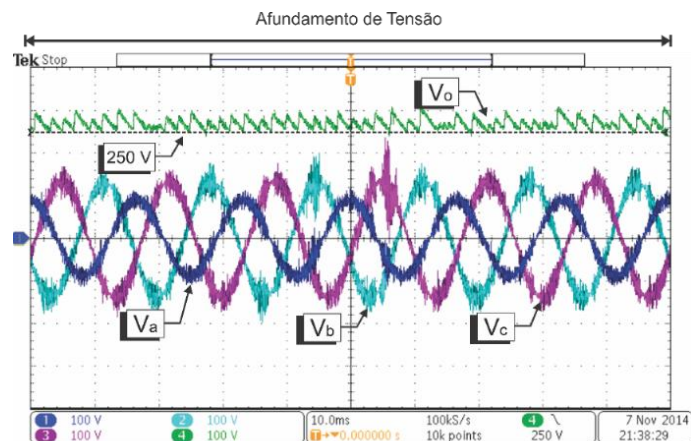
(a)



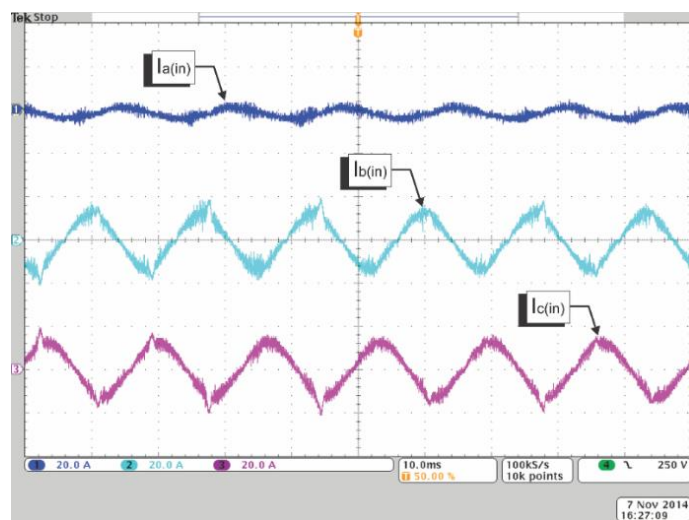
(b)

Figura 6. 46 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo F.

A Figura 6. 47 é apresenta os resultados da estrutura operando com o CCI e CCT energizados.



(a)



(b)

Figura 6. 47 - (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo F.

Da mesma forma que acontece com o afundamento do tipo E, no afundamento do tipo F o grupo CCT é solicitado a contribuir com uma pequena parcela de tensão para manter o barramento CC de saída acima do limiar de 250 V. Portanto, a ondulação de tensão verificado na sua forma de onda é resultado da operação com baixos valores de razão cíclica do conversor Full-Bridge.

Conforme indica a Tabela 6.10, no afundamento do tipo F há uma defasagem entre as tensões de fases. Para verificar a eficiência do PLL em gerar referências de corrente em fase com as tensões de alimentação na Figura 6. 48 é apresentado a tensão da fase B com a corrente imposta nessa fase.

A Figura 6. 49 apresenta a composição de corrente durante o afundamento.

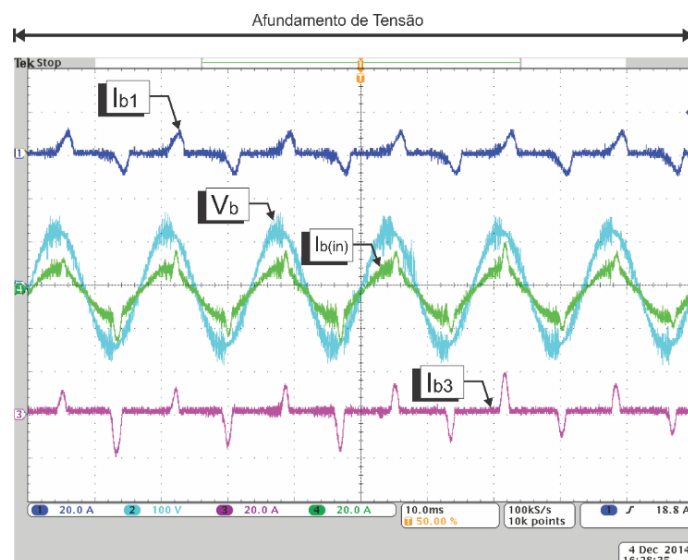


Figura 6. 48 - Tensão de alimentação (V_b), corrente de entrada ($I_{b(in)}$), do RNC (I_{b1}) e CCT (I_{b3}) para a fase B durante o afundamento do tipo F.

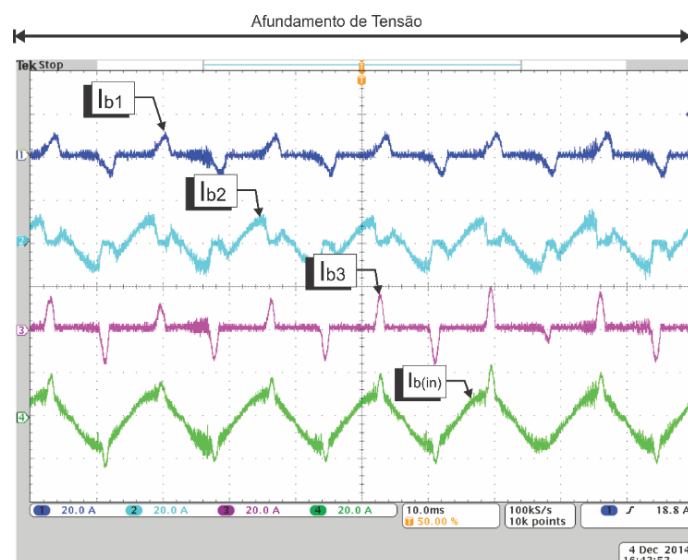


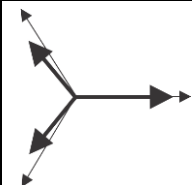
Figura 6. 49 - Composição da corrente de entrada ($I_{b(in)}$), sendo a soma da corrente no grupo RNC (I_{b1}), CCI (I_{b2}) e CCT (I_{b3}) para a estrutura operando após a ocorrência do afundamento do tipo F.

Verifica-se na Figura 6. 48 que a tensão e a corrente na estão em fase, evidenciando que o PLL é eficiente na geração de uma referência de corrente sincronizada com a tensão fase da alimentação.

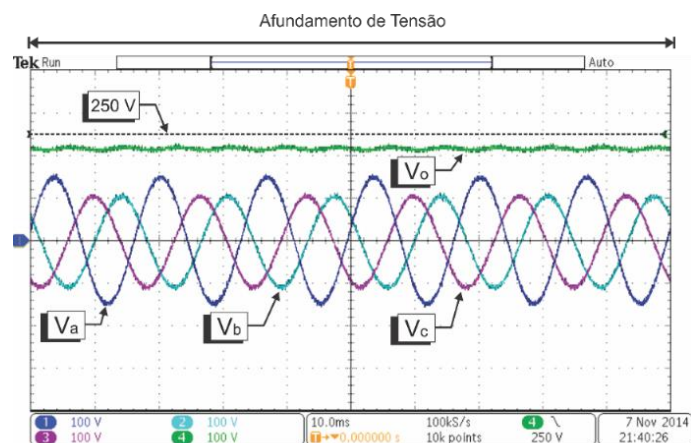
6.5.7 Afundamento do tipo G

A Tabela 6.11 apresenta um resumo das características da tensão de alimentação na condição de afundamento do tipo G para $h = 0,5$.

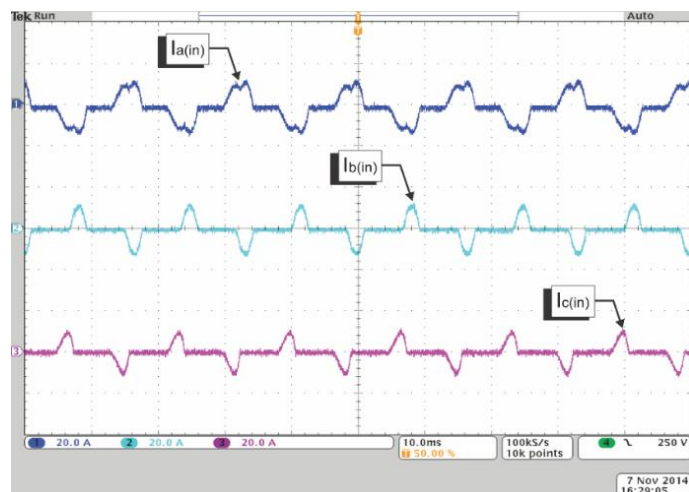
Tabela 6.11- Características do afundamento do Tipo G para $h = 0,5$

	Tensão de Fase (RMS)	Fase (°)
	Fase A = 105,8 V	0
	Fase B = 76,3 V	226,1
	Fase C = 76,3 V	133,9

A Figura 6. 50 ilustra as tensões de alimentação e a tensão de saída para o afundamento de tipo G com os grupos CCI e CCT desativados. A Figura 6. 51 é apresenta os resultados da estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados.

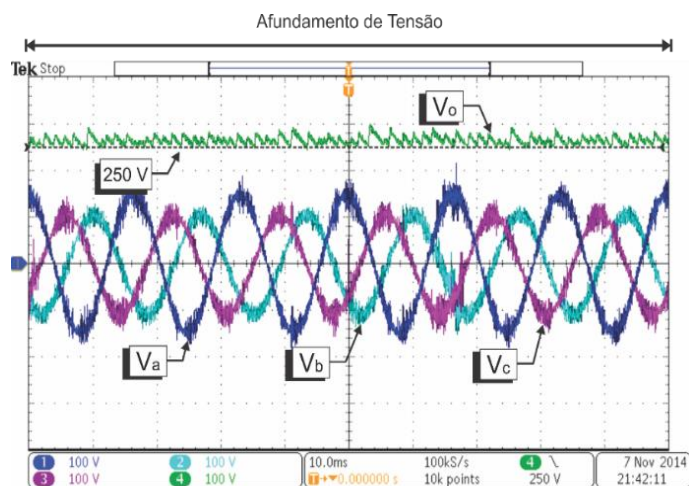


(a)

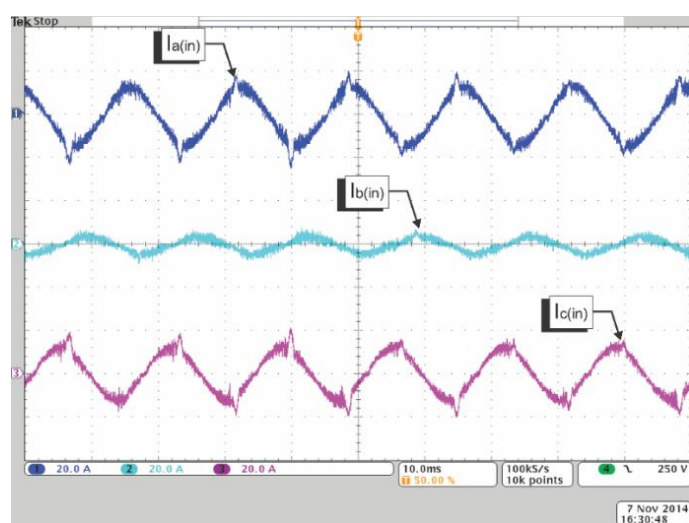


(b)

Figura 6. 50 – (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT desenergizados para o afundamento do tipo G.



(a)



(b)

Figura 6. 51 – (a) Tensão de alimentação fase-neutro (V_a , V_b e V_c), tensão de saída (V_o) e (b) correntes de fase ($I_{a(in)}$, $I_{b(in)}$ e $I_{c(in)}$) para a estrutura operando com o CCI e CCT energizados para o afundamento do tipo G.

O comportamento da tensão do barramento CC e as correntes drenadas da alimentação durante o afundamento do tipo G é semelhante ao verificado nos afundamentos do tipo E e F.

6.6 Considerações Finais

Este capítulo apresentou os principais resultados experimentais da estrutura proposta operando em condições normais da tensão de alimentação e diante da ocorrência de afundamentos dos tipos A, B, C, D, E, F e G.

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 da tensão de alimentação o RHT foi capaz de impor correntes senoidais na entrada CA garantindo elevado fator de potência. Sob condições de afundamento de tensão (50% de

magnitude) a estrutura foi capaz de regular a tensão de saída no valor pré-determinado, mesmo diante do tipo de afundamento mais severo (tipo A).

Ressalta-se que para os casos apresentados os únicos afundamentos capazes de provocar o desligamento de um AVV são os dos tipos A, E, F e G. Nestes casos a estrutura foi eficiente na regulação do barramento CC acima do valor mínimo desejado (250 V).

Finalmente, mediu-se as contribuições de potência processadas por cada grupo. Na condição de operação mais severa (tipo A) a divisão de potência entre os grupos foi de 50% para o RNC, 40% para o CCT e 10% para o CCI. Destaca-se que a operação do CCI durante o afundamento não é mandatória e sua parcela de potência pode ser limitada ao seu valor nominal. Caso o CCI seja desativado durante o afundamento de tensão o RNC assume sua parcela de potência.

Conclui-se, portanto, que a estrutura apresentada mostra-se bastante atrativa no que se refere à confiabilidade e flexibilidade operacional para aplicações de alta densidade de potência, uma vez que o grupo RNC, mais robusto e eficiente, processa a maior parcela de potência, tanto em condições normais quanto diante da ocorrência de afundamentos de tensão.

Capítulo 7- Conclusões Gerais

Com o propósito de sintetizar os estudos desenvolvidos, assim como 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 3 principais contribuições, a saber:

- ✓ Apresentação de um novo arranjo topológico de retificador híbrido capaz de promover a correção do fator de potência e a regulação do barramento CC disponibilizado às cargas frente a afundamentos temporários de tensão, garantindo a continuidade de processos industriais que utilizam dispositivos de acionamento com velocidade variável ou outras cargas sensíveis. O arranjo baseado na conexão em série de grupos de conversores, gerando um barramento CC de saída regulado, agrega à estrutura uma maior robustez e densidade de potência, uma vez que os conversores chaveados podem ser especificados para uma fração da potência total de saída.
- ✓ Implementação digital da estratégia de controle embarcada em DSP utilizando um método de imposição de corrente baseado no cálculo em tempo real da distorção harmônica total de corrente (DHT₁) e utilização de uma malha de PLL (*phase lock loop*) para a geração estável de uma referência de corrente.
- ✓ Modificações na estratégia de controle, apresentadas em apêndice, que permitem a estrutura proposta operar em sistemas embarcados em aviões, onde a frequência da tensão de alimentação varia de 360 a 800 Hz.

Dentre os principais resultados alcançados destaca-se que em condições normais da tensão de alimentação a estrutura impõe correntes com aspectos senoidais na alimentação. Diante da ocorrência de afundamentos de tensão constatou-se a capacidade do RHT de regular/controlar a tensão no barramento CC total disponibilizado à carga. Em

ambas situações os conversores chaveados responsáveis por mitigar conteúdo harmônico de e regular a tensão do barramento CC de saída operam com reduzida potência. Estes resultados evidenciam 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. Diante do exposto, o RHT proposto pode ser considerada uma solução bastante atrativa para aplicações de alta potência. 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 propõe-se alterações na estratégia de controle do CCI de modo a calcular o espectro harmônico completo da corrente CA de entrada por fase em tempo real e compará-lo diretamente com os limites impostos pela norma. Dessa forma, espera-se que a potência processada pelo CCI seja reduzida ainda mais, uma vez que a norma será atendida no seu limite máximo permissível.

Além disso, serão investigados outros métodos para aumentar a capacidade da estrutura em regular a tensão do barramento CC de saída para afundamentos de tensão mais severos (do tipo A com magnitude inferior a 0,5). Dentre as soluções possíveis cita-se o aumento na relação de espiras do transformador do Full-Bridge, utilização de outras topologias de conversores CC-CC isolados ou ainda a utilização de conversor pré-regulador para o barramento CC do grupo CCT. Estas opções de continuação da pesquisa já estão sendo analisadas e desenvolvidas pelos autores e nortearão as pesquisas para o desenvolvimento trabalhos futuros.

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] LIMA, G. B.; RODRIGUES, D. B. ; FREITAS, L. C. ; COELHO, E. A. A. ; FARIAS, V. J. ; FREITAS, L. C. G. . Proposta de Retificadores Híbridos com Suportabilidade a Afundamentos de Tensão Utilizando Técnica de Compensação Série de Tensão no Barramento CC: Estudo de Caso em Sistema Monofásico. In: 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2012, Fortaleza. INDUSCON 2012, 2012. p. 1-9.
- [19] LIMA, G. B., RODRIGUES, D. B., COSTA, A. V., FREITAS, L. C., COELHO, E. A. A., FARIAS, V. J., FREITAS, L. C. G., Novel proposal of hybrids rectifiers with voltage sag ride-through capability based on series DC voltage compensation technique. In: 2013 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2013, 2013, Long Beach. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). p. 2162-2170.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] BOLLEN M.H.J, “Understanding Power Quality Problems - Voltage Sags and Interruptions”. New York: IEEE Press, 2000.

- [24] MCGRANAGHAN, M. ; MUELLER, D. ; SAMOTYJ, M., “Voltage sags in industrial systems”. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 29, p. 397-403. Mar/Apr 1993.
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] 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.
- [28] International Electrotechnical Commission – IEC, “Voltage Dips and Short Supply Interruption”, IEC 61000-2-1,1990.
- [29] 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.
- [30] Agência Nacional de Energia Elétrica – Aneel – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – Prodist – 2005.
- [31] 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.
- [32] 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.

- [33] 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
- [34] LEÃO, P.C.A., “Desempenho de Conversores de Frequência VSI-PWM submetidos a afundamentos momentâneos de Tensão”. *Uberlândia: UFU*, 2002.
- [35] 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.
- [36] Information Technology Industry Council (2000) - ITI (CBEMA) CURVE APPLICATION NOTE. Disponível em: <http://www.itic.org/technical/iticurv.pdf>.
- [37] Semiconductor Equipment and Materials International - SEMI, “- “Specification for Semiconductor Processing Equipment Voltage Sag Immunity”, SEMI F47-0706, 2006. www.semi.org.
- [38] ERICKSON R. W.; MAKSIMÓVIC, D. “Fundamentals of Power Electronics”. Springer Science+Business Media Inc., 2001 ISBN 0-7923-7270-0.
- [39] 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;
- [40] 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.
- [41] 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.
- [42] 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.

- [43] 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.
- [44] JEONG, S e CHOI, J., 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.
- [45] PAICE, D.A., Power Electronic Converter Harmonic Multipulse Methods for Clean Power, Wiley, 2001 ISBN 0-7803-5394-3.
- [46] WU, B., High-Power Converters and AC Drives – IEEE Press, 2007 ISBN 9780471731719.
- [47] 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, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 41, n° . 1, Jan/Feb 2005.
- [48] IEEE Std 1159-1995 – IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality, New York.
- [49] SARMIENTO, H. G. and 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.
- [50] KOLAR, J.W.; FRIEDLI, T., "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.28, no.1, pp.176,198, Jan. 2013.
- [51] ALVES, R.L.; FONT, C.H.I.; BARBI, I., "A Novel Unidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier System Employing Boost Topology," Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th , vol., no., pp.487,493, 16-16 June 2005.
- [52] SEIXAS, F. J. M., BARBI, I., “A robust 12kW three-phase rectifier using a 18-pulse autotransformer and isolated DC-DC converters”, in Proc. of 6th Brazilian Power Electronics Conference, Florianópolis-Brazil, 2001, vol. 2, pp. 686-691.

- [53] KOLAR, J. W., ERTL, H., and ZACK, F. C., "Space vector-based analytical analysis of the input current distortion of a three-phase discontinuous- mode boost rectifier system," in Proc. 24th IEEE Power Electronics Specialists Con! PESC '93, Jun. 20-24, 1993, pp. 696-703.
- [54] SUN, J. and GROSTOLLEN, H., "Averaged modeling and analysis of resonant converters," in Proc. 24th IEEE Power Electronics Specialists Conf PESC '93, Jun. 20-24, 1993, pp. 707-713.
- [55] HUANG, Q. and LEE, F. C., "Harmonic reduction in a single- switch, three-phase boost rectifier with high order harmonic injected PWM," in Proc. 27th IEEE Power Electronics Specialists Con! PESC '96, vol. 2, Jun. 23-27, 1996, pp. 1266-1271.
- [56] SHIMIZU, T.; FUJITA, T.; KIMURA, G.; HIROSE, J., "A unity power factor PWM rectifier with DC ripple compensation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.44, no.4, pp.447,455, Aug 1997.
- [57] FRIEDLI, T., ROUND, S. D., HASSLER, D., and KOLAR, J. W., "Design and performance of a 200 kHz All-SiC JFET current source converter," in Proc. 43rd IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS '08, Oct. 5-9, 2008, pp. 1-8.
- [58] SCHAFMEISTER, F., "Indirekte Sparse Matrix Konverter," Ph.D. dissertation, no. 17428, ETH Zurich, 2007. T. Nussbaumer, G. Gong, M. L. Heldwein, and J. W. Kolar, "Control-oriented modeling and robust control of a three-phase buck+boost PWM rectifier (VRX-4)," in Proc. 40th IEEE Industry Applications Society
- [59] NUSSBAUMER, T., GONG, G., HELDWEIN, M. L., and KOLAR, J. W., "Control-oriented modeling and robust control of a three-phase buck+boost PWM rectifier (VRX-4)," in Proc. 40th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS '05, vol. I, Oct. 2-6, 2005, pp. 169- 176.

- [60] SOEIRO, T.B.; KOLAR, J.W., "Analysis of High-Efficiency Three-Phase Two- and Three-Level Unidirectional Hybrid Rectifiers," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.60, no.9, pp.3589,3601, Sept. 2013.
- [61] GREUL, R.; ROUND, S.D.; KOLAR, J.W., "The Delta-Rectifier: Analysis, Control and Operation," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.21, no.6, pp.1637,1648, Nov. 2006.
- [62] FULD, B., KERN, S., and RIDLEY, R., "A combined buck and boost powerfactor-controller for three-phase input," in *Proc. 50th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Brighton, U.K., Sep. 13-16, 1993, vol. 7, pp. 144–148.
- [63] KOLAR, J. W., FRIEDLI, T., and HARTMANN, M., "Three-phase PFC rectifier and ac-ac converter systems - Part I, Tutorial," in presented at 26th IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition APEC '11. presented at 26th IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition APEC '11, Mar. 6- 10, 2011.
- [64] "A new circuit design and control to reduce input harmonic current for a three-phase ac machine drive system having a very small dc-link capacitor," in *Proc. 25th IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition APEC '10*, Feb. 21-25, 2010, pp. 611-618.
- [65] KRAHENBUHL, D., ZWYSSIG C., BITTERLI K., IMHOF, M., and KOLAR, J. W., "Evaluation of ultra-compact rectifiers for low power, high-speed, permanent-magnet generators," in *Proc. 35th IEEE Industrial Electronics Society Conf. IECON '09*, Nov. 3-5 , 2009 , pp. 448-455.
- [66] SOEIRO, T.B.; FRIEDLI, T.; HARTMANN, M.; KOLAR, J.W., "New unidirectional hybrid delta-switch rectifier," *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* , pp.1474,1479, 7-10 Nov. 2011
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, n° 4, pp. 959-966, July 2006.

- [67] 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.
- [68] 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.
- [69] 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.
- [70] 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.
- [71] 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.
- [72] 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.
- [73] 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.

- [74] 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.
- [75] 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.
- [76] COSTA, A. V. " Proposta de técnica para aumento de suportabilidade a afundamentos temporários de tensão em acionamentos de velocidade variável," 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia.
- [77] 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.
- [78] 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 DHTI and voltage sag ride-through capability”. In: Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2011 IEEE, p. 1-6.
- [79] 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.
- [80] 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.

- [81] 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.
- [82] HOADLEY, F. ; et al., “Motor drive/power systems interactions,” in IEEE IAS Tutorial Course. New York: IEEE Press, 1997, pp. 3-1–3-15.
- [83] 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.
- [84] RAJU, N.R., “Improving Voltage Sag Tolerance of Three-Phase ASDs Through Addition of a Neutral Connection”, in IEEE 37th Industry Application Conference, 2002.
- [85] 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.
- [86] HART, D. W., Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos. Tradução: Romeu Abdo. Revisão Técnica: Antônio Pertence Júnior. Porto Alegre: AMGH, 2012.
- [87] 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, Fortaleza. INDUSCON 2012, 2012. p. 1-8.
- [88] 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.
- [89] EL-REFAIE, A.M.: “Fault-tolerant permanent magnet machines: a review”, IET Electr. Power Appl., 2011, 5, pp. 59–74.
- [90] HAYLOCK, J.A., MECROW, B.C., JACK, A.G., ATKINSON, D.J.: “Operation of a fault tolerant PM drive for an aerospace fuel pump application”, IEE Proc. Electr. Power Appl., 1998, 145, pp. 441–448.
- [91] MECROW, B.C., JACK, A.G., HAYLOCK, J.A., COLES, J.: “Fault-tolerant permanent magnet machine drives”, IEE Proc. Electr. Power Appl., 1996, 143, pp. 437–442.
- [92] OLIVEIRA, P. da S. ; FERNANDES, R. C. ; SEIXAS, F. J. M. ; SILVA, L. S. C. . Multipulse Rectifier with Wye-auto connected Topology as Retrofit for Utility Interface of Adjustable Speed Drives. In: International Conference and Exhibition for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2012, São Paulo. PCIM South America. São Paulo: Editora Saber Ltda, 2012. p. 1-8.
- [93] OLIVEIRA, P. S., Classificação, Metodologia de Projeto e Aplicação dos Retificadores Multipulsos com Conexões Diferenciais de Transformador. 2011. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo. Orientador: Falcondes José Mendes de Seixas.
- [94] OLIVEIRA, P. S., DE SEIXAS, F. J. M., e SILVA, L. S. C. . A new design methodology for multipulse rectifiers with Delta auto-connected transformers and a retrofit application in Adjustable Speed Drives (ASDs). In: INDUSCON 2012, 2012, Fortaleza. 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2012. p. 1-8

Lista de Publicações e Projetos de Pesquisa dos Autores Associadas à Pesquisa

Artigos Completos Publicados em Periódicos

- ✓ FINAZZI, A P ; Lima, G. B. ; FREITAS, L. C. ; COELHO, E. A. A. ; FARIAS, V. J. ; Freitas, L. C. G. . Proposal for preprogrammed control applied to a current-sensorless pfc Boost converter. *Microprocessors and Microsystems*, v. 38, p. 443-450, 2014.
- ✓ 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, 2013.
- ✓ Costa, A. V. ; Rodrigues, D. B. ; Lima, G. 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.
- ✓ LIMA, G. B. ; FINAZZI, Antônio de Pádua ; FREITAS, L. C. ; VIEIRA JUNIOR, J. B. ; COELHO, E. A. A. ; FARIAS, V. J. ; CANESIN, C. A. ; Freitas, L.C.G. . Single-Phase HPF Hybrid Rectifier Suitable for High Power Applications. *IET Power Electronics (Print)*, v. 5, p. 1137-1146, 2012.
- ✓ 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 (Impresso)*, v. 17, p. 609-622, 2012.

- ✓ LIMA, G. B. ; FINAZZI, Antônio de Pádua ; FREITAS, L. C. ; COELHO, E. A. A. ; VIEIRA JUNIOR, J. B. ; FARIAS, V. J. ; CANESIN, Carlos Alberto ; Freitas, L. C. G. . Análise e desenvolvimento de um novo conversor CA-CC Híbrido Monofásico para Aplicações em Sistemas Trólebus. *Eletrônica de Potência* (Impresso), v. 15, p. 263-274, 2010.

Trabalhos Completos Publicados em Anais de Congressos

- ✓ LIMA, GUSTAVO B. ; RODRIGUES, DANILLO B. ; COSTA, ADMARCO V. ; DE FREITAS, LUIZ C. ; COELHO, ERNANE A. A. ; FARIAS, VALDEIR J. ; FREITAS, LUIZ C. G. . Novel proposal of hybrids rectifiers with voltage sag ride-through capability based on series DC voltage compensation technique. In: 2013 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2013, 2013, Long Beach. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). p. 2162-2170.
- ✓ 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. 1-6.
- ✓ 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, 2012, Orlando. APEC 2012, 2012. p. 1469-1476.
- ✓ LEAO, W. M. ; GUIMARAES, E. C. ; Lima, G. B. ; COELHO, E. A. A. ; SILVA, A. W. F. V. ; Freitas, L. C. G. . Plataforma didática para desenvolvimento e

- aplicação de técnicas de controle baseadas em DSP em inversores monofásicos para módulos fotovoltaicos. In: XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. CBA 2012, 2012.
- ✓ Lima, G. B. ; Rodrigues, D. B. ; FREITAS, L. C. ; COELHO, E. A. A. ; FARIAS, V. J. ; de Freitas, L. C. G. . Proposta de Retificadores Híbridos com Suportabilidade a Afundamentos de Tensão Utilizando Técnica de Compensação Série de Tensão no Barramento CC: Estudo de Caso em Sistema Monofásico. In: 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2012, Fortaleza. INDUSCON 2012, 2012. p. 1-9.
 - ✓ 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, Fortaleza. INDUSCON 2012, 2012. p. 1-8.
 - ✓ LIMA, G. B. ; Rodrigues, D. B. ; 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 imposition strategy for a single-phase hybrid rectifier. In: Brazilian Power Electronics Conference, 2011, Natal. COBEP 2011, 2011. p. 568-574.
 - ✓ LIMA, G. B. ; FREITAS, L. C. ; VIEIRA JUNIOR, J. B. ; COELHO, E. A. A. ; Freitas, L. C. G. . Single-phase high power hybrid front-end rectifier with soft-commutation. In: IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference 2010, 2010, Lille. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference 2010, 2010. p. 1-6.
 - ✓ Lima, G. B. ; Rodrigues, D. B. ; Freitas, L. C. G. . Retificador Híbrido Monofásico com Controle Baseado em DSP. In: VIII CEEL - Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2010, Uberlândia. VIII CEEL, 2010. p. 1-6.

- ✓ Lima, G. B. ; Freitas, L. C. G. . Desenvolvimento e Análise Experimental de um Novo Retificador Híbrido Monofásico de 10 kW com Elevado Fator de Potência e Reduzida Distorção Harmônica de Corrente Adequado para Aplicações em Veículos de Transporte Urbano com Tração Elétrica. In: X Encontro Interno e XIV Seminário de Iniciação Científica, 2010, Uberlândia. X Encontro Interno e XIV Seminário de Iniciação Científica, 2010.
- ✓ Freitas, L. C. G. ; LIMA, G. B. ; Gonçalves, F. A. S. ; Melo, G. A. ; CANESIN, Carlos Alberto ; FREITAS, L. C. . A novel single-phase HPF hybrid rectifier suitable for front-end trolleybus systems. In: 10th Brazilian Power Electronics Conference, 2009, Bonito. COBEP 2009, 2009. p. 619-626.
- ✓ LIMA, G. B. ; FREITAS, L. C. ; Freitas, L. C. G. . Desenvolvimento de técnica de controle PWM para obtenção de elevado FP em uma nova estrutura topológica de retificador híbrido monofásico. In: Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2009, Uberlândia. VII CEEL - Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2009.
- ✓ Freitas, L.C.G. ; LIMA, G.B. ; GONCALVES, F.A.S. ; MELO, G.A. ; CANESIN, C.A. ; de Freitas, L.C. . Proposal of a hybrid rectifier structure with HPF and low THD suitable for front-end trolleybuses systems supplied by AC distribution networks. In: 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE 2009, 2009, San Jose. 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009.

Projetos de Pesquisa

- ✓ Título: Retificador Híbrido Trifásico de Alta Potência e Elevado Fator de Potência com Controle Digital Utilizando DSP (Projeto de Pesquisa APROVADO no EDITAL 21/2008 - PPP - PROGRAMA PRIMEIROS PROJETOS)
Agência Financiadora: FAPEMIG Início 28/09/ 2009 Término 27/09/2011
do Projeto na agência: APQ-00141-09
Professor Coordenador: Luiz Carlos Gomes de Freitas

- ✓ Título: Proposta de Técnica para Aumento de Suportabilidade a Afundamentos Temporários de Tensão em Acionamentos de Velocidade Variável (Projeto de Pesquisa APROVADO no EDITAL FAPEMIG 01/2012 – Demanda Universal)
Agência Financiadora: FAPEMIG Início 26/03/ 2013 Término 25/03/2015
Número do Projeto na agência: APQ 00023/12
Professor Coordenador: Luiz Carlos Gomes de Freitas

- ✓ Título: Análise, Projeto e Desenvolvimento de Retificadores Híbridos Trifásicos com Elevado Fator de Potência e Alta Suportabilidade Frente a Afundamentos Temporários de Tensão Equilibrados e Desequilibrados (Projeto de Pesquisa APROVADO no EDITAL CNPq Demanda Universal 14/2013)
Agência Financiadora: CNPq Início 30/10/ 2013 Término 29/10/2016
Número do Projeto na agência: 474055/2013-2
Professor Coordenador: Luiz Carlos Gomes de Freitas

Apêndice A - Estratégia de Controle Modificada Adequada Para Aplicação em Sistemas Aircraft

A.1 Introdução Geral

Neste apêndice serão apresentadas as modificações necessárias na estratégia de controle apresentada no Capítulo 4 que a torna adequada para aplicações em sistemas modernos de aviões. Nesta aplicação verifica-se uma tendência em substituir os sistemas hidráulicos e pneumáticos por dispositivos elétricos a fim de reduzir os custos através do aumento da confiabilidade e redução de manutenção destes dispositivos. Esta tendência é referida na literatura como “*More Electric Aircraft*” (MEA) [90]-[92].

Nestes sistemas, onde são utilizados sistemas geradores cuja frequência das tensão geradas podem variar de 360 Hz a 800 Hz, os retificadores tem forte influência sobre o gerador elétrico do avião com relação ao dimensionamento dos enrolamentos e filtros utilizados. Isto ocorre devido ao fato de as estruturas de retificadores tradicionalmente utilizadas para este fim, assim como observado nos AVVs, apresentarem tipicamente valores elevados de capacitância de filtro que drenam correntes com um considerável conteúdo harmônico, resultando em um baixo fator de potência e, conseqüentemente, circulação de elevadas parcelas de potência reativa no sistema. Portanto, a falta de controle sobre o conteúdo harmônico injetado nos sistemas da aeronave força seu sistema elétrico a operar com rendimento reduzido o que, conseqüentemente, aumenta o peso, as dimensões e o custo do sistema elétrico.

Nesse contexto, a estrutura proposta pode ser utilizada para promover uma melhoria nos indicadores de qualidade de energia deste sistema (redução de conteúdo harmônico de corrente e aumento do fator de potência), além de regular a tensão de saída em um determinado valor. Destaca-se que a principal característica da estrutura proposta de operar com elevado rendimento e robustez é mantida, uma vez que o retificador não controlado em ponte de *Graetz* tradicional processa uma parcela da potência total de saída.

Ressalta-se que para esta aplicação é possível utilizar outros arranjos, com destaque as topologias que utilizam transformadores multipulsos [92]-[94] para compor uma corrente de entrada com reduzido conteúdo harmônico. Essas topologias se tornam bastante atrativas uma vez que a operação do sistema com elevados níveis de frequência favorece o emprego dos transformadores, que são construídos com substancial redução de peso e volume quando comparado aos utilizados na operação em 60 Hz. Ressalta-se que a elevada frequência também provoca redução nos elementos passivos na estrutura proposta, mas esta redução não ocorre na mesma proporção verificada nos conversores que utilizam transformadores multipulsos. Além disso, a dinâmica de operação dos conversores chaveados da estrutura proposta deverá ser mais rápida. Isto pode exigir um aumento na frequência de chaveamento dos interruptores de potência, além do emprego de um DSP mais potente para processamento da estratégia de controle.

No entanto, a estrutura proposta apresenta como vantagem o *retrofit* das estruturas já existentes. A substituição da ponte de *Graetz* tradicional por topologias que empregam transformadores multipulsos não é simples e direta, uma vez que a tensão média do barramento CC deve ser mantida, o que pode não ser facilmente alcançado com estes arranjos. Utilizando a estrutura proposta o *retrofit* é plenamente aplicável uma vez que o conversor em ponte de *Graetz* já faz parte da estrutura (grupo RNC).

Nesse contexto, por apresentar aspectos vantajosos que motivam os estudos nessa linha de pesquisa, serão apresentados neste apêndice as modificações necessárias na estrutura proposta para torná-la aplicável em sistemas embarcados em aviões.

As principais mudanças na estratégia de controle restringe-se na malha de controle do CCI, sendo necessário incluir adaptações na malha do PLL e no cálculo DHT da corrente de entrada devido a variação da frequência de alimentação. Destaca-se que a configuração do arranjo é preservada, sendo possível utilizar a estrutura proposta para mitigar o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada e regular a tensão de saída em um valor específico de tal forma que os conversores chaveados processem uma reduzida parcela de potência total de saída.

A Figura A. 1 apresenta a nova estratégia de controle do grupo CCI.

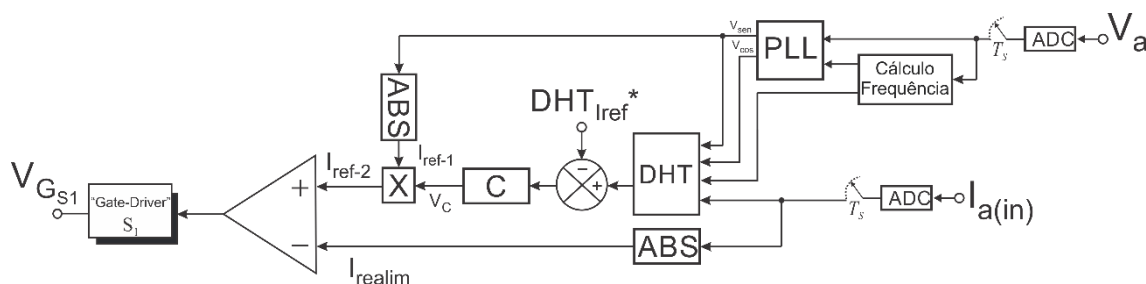


Figura A. 1 - Estratégia de controle modificada do grupo CCI.

Comparando a Figura A. 1 com a Figura 4. 2 nota-se a inclusão de um bloco que calcula a frequência da tensão de alimentação e gera um sinal que é utilizado pelos blocos PLL e DHT.

Nas seções seguintes serão apresentados os detalhes referentes ao cálculo da frequência da tensão de alimentação e as modificações na malha do PLL e no cálculo da DHT da corrente de entrada.

A.2 Cálculo da Frequência da Tensão de Alimentação

Para o cálculo da frequência da tensão de alimentação é utilizado o diagrama ilustrado na Figura A. 2.

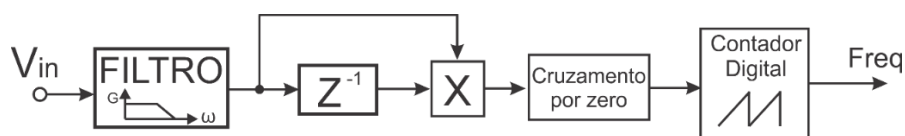


Figura A. 2 - Diagrama esquemático para cálculo da frequência da tensão de alimentação.

O cálculo da frequência da tensão de alimentação é baseado na contagem de tempo verificado entre os cruzamentos por zero do sinal de amostra da tensão de alimentação.

O bloco “*Cruzamento por zero*” verifica o sinal algébrico do produto correspondente à tensão de alimentação em dois instantes de tempo (no instante presente e uma interação anterior). O cruzamento por zero é verificado quando detectado o sinal negativo deste produto, ou seja, quando o sinal algébrico do instante presente e na interação anterior são diferentes, resultando em um produto negativo. Exceto no cruzamento por zero, o sinal algébrico deste produto é sempre positivo.

O bloco “*Contador Digital*” é responsável pela contagem de tempo entre duas detecções consecutivas de cruzamento por zero. A cada interação do algoritmo de controle uma variável utilizada como contador digital é incrementada em uma unidade. Somente após duas passagens consecutivas por zero da tensão de alimentação seu valor é zerado, conforme ilustra a Figura A. 3. Dessa forma, é possível obter o valor numérico

da frequência da tensão de alimentação. Ressalta-se que este procedimento é realizado em tempo real em cada fase de forma independente.

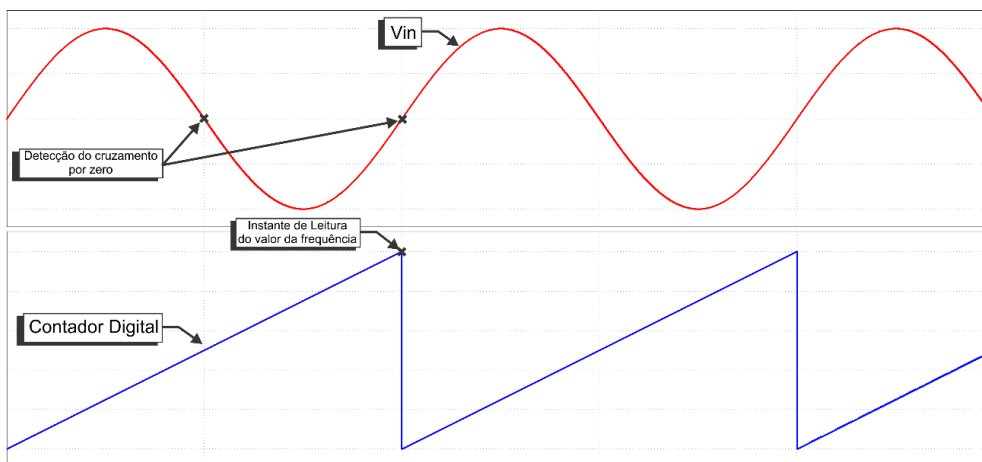


Figura A. 3 – Estratégia para cálculo da frequência da tensão de alimentação por fase.

O filtro passa-baixa de primeira ordem ilustrado na Figura A. 2 foi utilizado para eliminar conteúdos harmônicos ou ruídos presentes na aquisição da tensão de alimentação evitando uma leitura errônea do cruzamento por zero. A presença desses harmônicos, normalmente de elevada ordem, induziriam o algoritmo do cálculo da frequência a detectar vários cruzamentos por zero, retornando um valor indevido de frequência. O filtro foi sintonizado em 800 Hz, considerando que esta é a máxima frequência verificada no sinal de alimentação. Portanto, os componentes harmônicos de ordem superior à frequência de corte são atenuadas o suficiente para não interferirem neste algoritmo.

Na Figura A.4 é apresentado a dinâmica do sinal de saída (Freq) do diagrama de blocos da Figura A.3 alimentado por um sinal de entrada (V_{in}) submetido a um degrau de frequência (360 para 800 Hz).

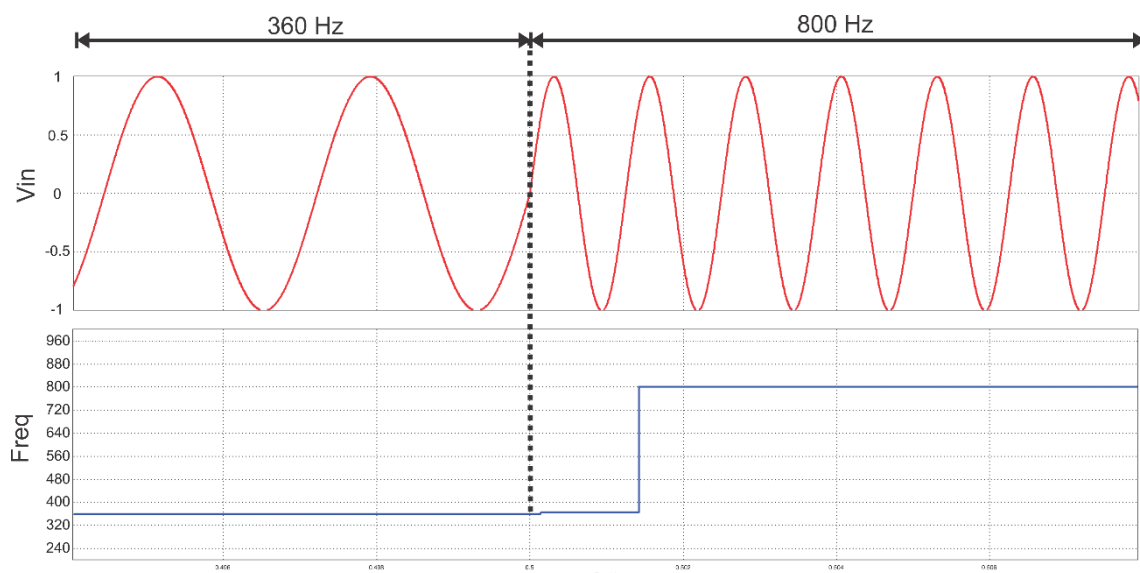


Figura A. 4 - Sinal correspondente ao valor da frequência (freq) da tensão de alimentação (V_{in}).

O valor numérico da frequência é calculado em tempo real e seu valor é atualizado sempre ao final do ciclo do sinal de entrada. Dessa forma, garante-se uma rápida resposta dinâmica na geração do sinal senoidal mesmo diante de variações bruscas de frequência.

A.3 Operação do PLL

A Figura A. 5 apresenta uma estrutura de PLL utilizado para gerar um sinal senoidal atracado em fase com a componente fundamental da tensão de alimentação, independente da sua frequência. Este sinal será utilizado como base para a referência de corrente (I_{ref1} da Figura A. 1).

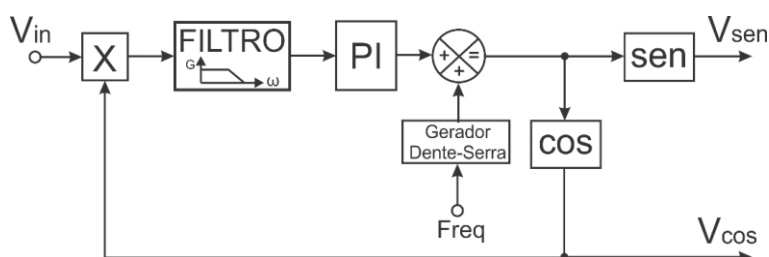


Figura A. 5 - Diagrama de blocos do PLL modificado.

Da mesma forma que descrito no Capítulo 4, o PLL recebe como sinal de entrada uma amostra da tensão de alimentação e gera na sua saída um sinal senoidal (V_{sen}) e cossenoidal (V_{cos}), sendo estes defasados de 0° e 90° com relação à componente fundamental da tensão de alimentação, respectivamente. A diferença da malha de PLL ilustrada na Figura 4. 2 é a inclusão de um algoritmo de geração de uma onda dente-de-

serra cuja frequência é coincidente com valor retornado pelo bloco da Figura A. 3. Dessa forma, a frequência dos sinais V_{sen} e V_{cos} será a mesma da verificada na tensão de alimentação.

A Figura A. 6 apresenta a forma de onda dente-de-serra comparada com uma amostra da tensão de alimentação submetida a um degrau de frequência de 360 para 800 Hz.

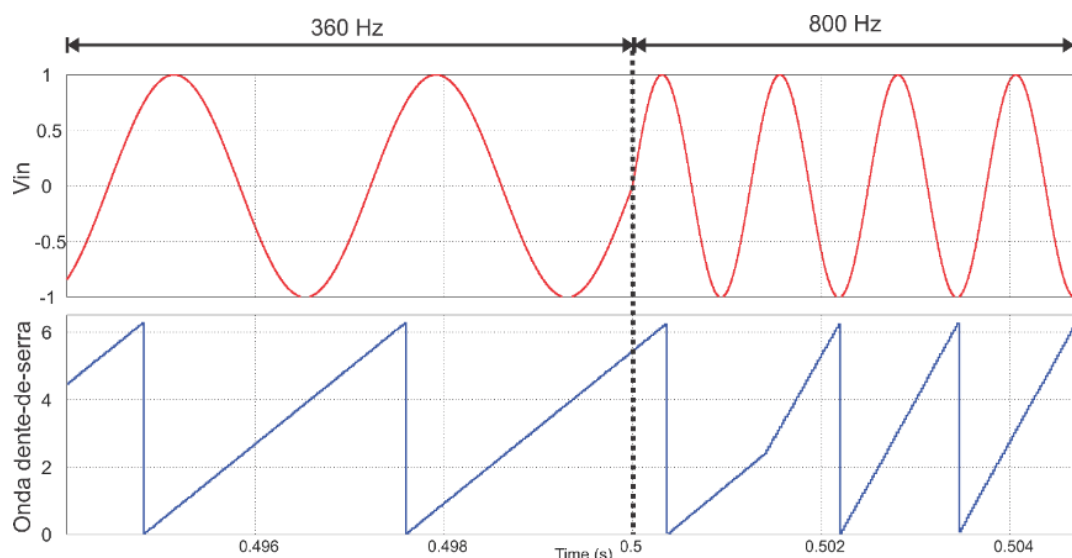
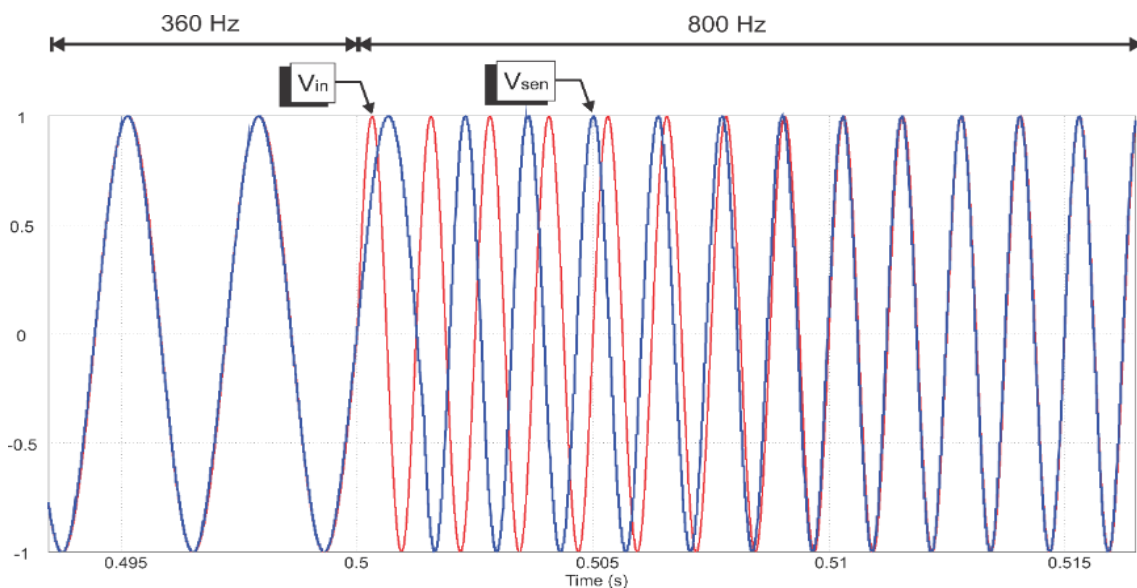
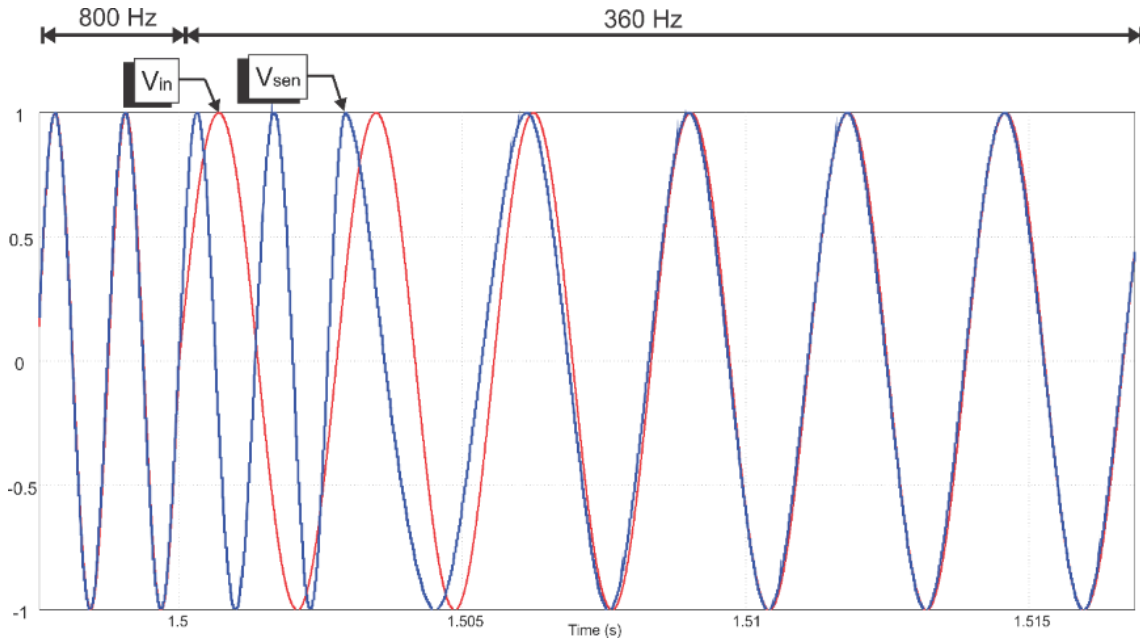


Figura A. 6 - Resposta dinâmica da geração da onda dente-de-serra durante o degrau de frequência.

Para verificação da eficiência na geração de uma referência senoidal foram simulados a resposta do PLL alimentado com um sinal submetido a um degrau de frequência de 360 Hz para 800 Hz e vice versa. Na Figura A.6 o sinal de entrada do PLL é representado por V_{in} e o sinal de saída por V_{sen} .



(a)



(b)

Figura A. 7 - Sinal de entrada (V_{in}) e saída do PLL (V_{sen}) para uma frequência de (a) 360 Hz para 800 Hz e (b) de 800 Hz para 360 Hz.

Nota-se que após poucos ciclos o sinal de saída do PLL (V_{sen}) atraca em fase e frequência com o sinal de alimentação (V_{in}). Dessa forma, ao utilizar o PLL na estratégia de controle da estrutura proposta garante-se que a referência de corrente seja sempre senoidal e com mesma fase da componente fundamental da tensão de alimentação, independente da sua frequência.

A.4 Cálculo da DHT_I

O diagrama de blocos para o cálculo da DHT da corrente de entrada não apresenta grandes modificações com relação ao apresentado na Figura 4. 16. A modificação requerida restringe-se no cálculo do valor médio (AVG), que foi definido na Equação (4.4). Esta equação é válida somente quando a frequência da tensão de alimentação é fixa (60 Hz). Quando a frequência varia o número de interações em um ciclo também varia. Portanto, o cálculo do valor médio que inclui as variações de frequência da tensão de alimentação é dado pela Equação (A.1).

$$AVG = \frac{\sum_{i=1}^{F_s / freq} x(i)}{F_s / freq} \quad (A.1)$$

Onde F_s é a frequência de amostragem e $freq$ é a frequência da tensão de alimentação, que é o sinal gerado na saída diagrama de blocos da Figura A. 2.

A.5 Resultados preliminares de simulação computacional

Nesta seção serão apresentados alguns resultados de simulação computacional com a estrutura operando após as modificações realizadas na estratégia de controle do CCI. Destaca-se que não é necessário alterações na estratégia de controle do CCT, uma vez que a regulação da tensão de saída independente da frequência da tensão de alimentação.

A Figura A. 8 apresenta as tensões de fase-neutro de entrada e a tensão de saída após um degrau de frequência de 360 para 800 Hz.

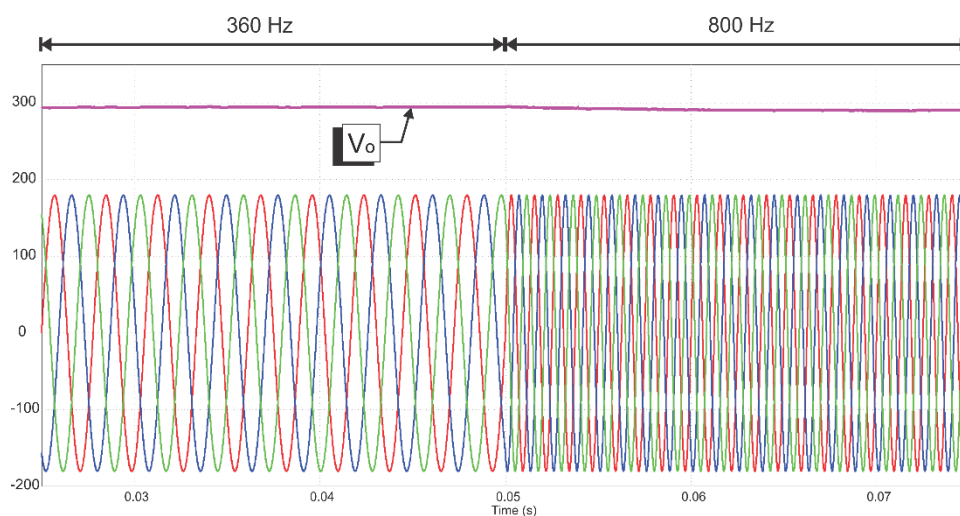
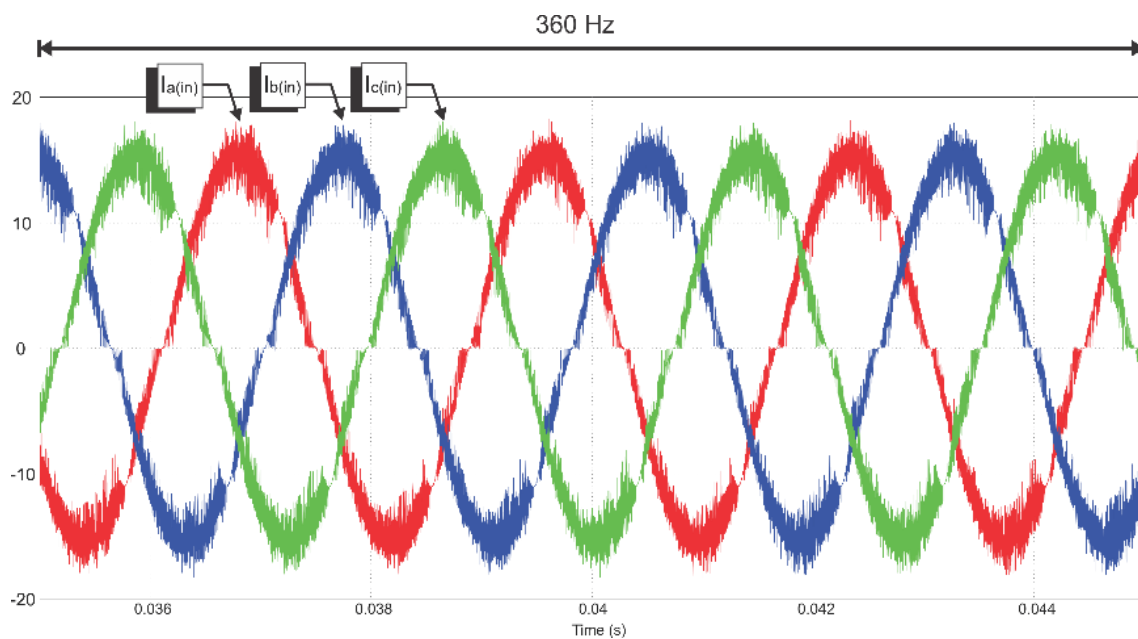


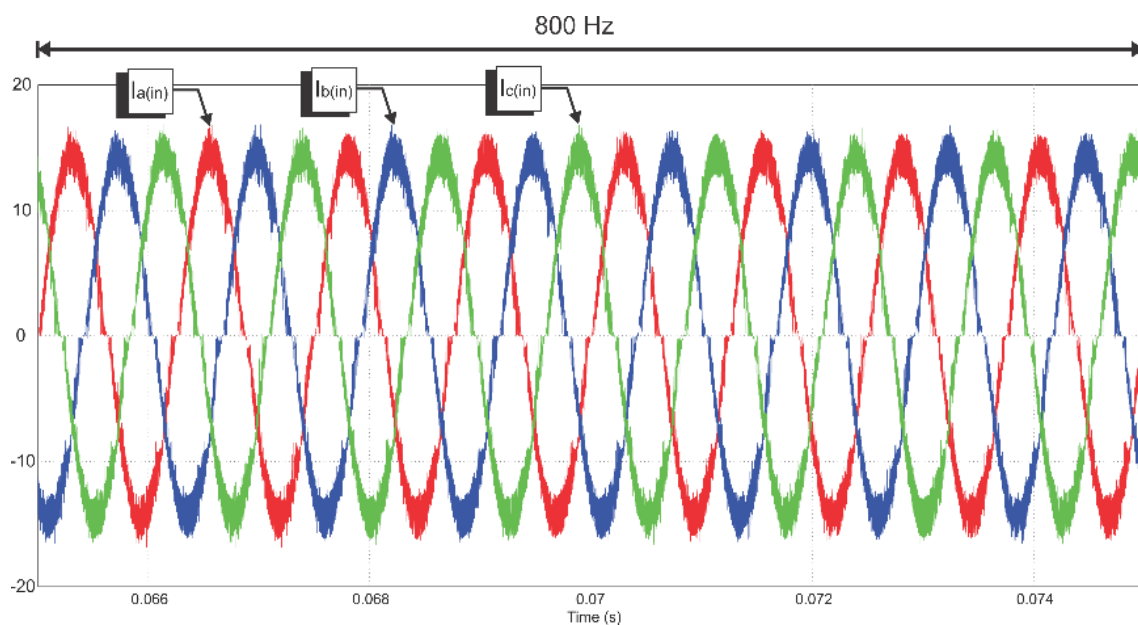
Figura A. 8 - Tensões de alimentação fase-neutro e tensão de saída (V_o) diante de um degrau de frequência de 360 para 800 Hz.

Verifica-se que a tensão de saída (V_o) não apresenta variações significativas com a mudança de frequência. O decréscimo (em torno de 0,7%) verificado após o degrau de frequência se deve ao aumento da queda de tensão no indutor o grupo RNC em função do aumento da sua impedância.

A Figura A. 9 apresenta detalhes do aspecto das correntes de entrada em cada condição de frequência.



(a)

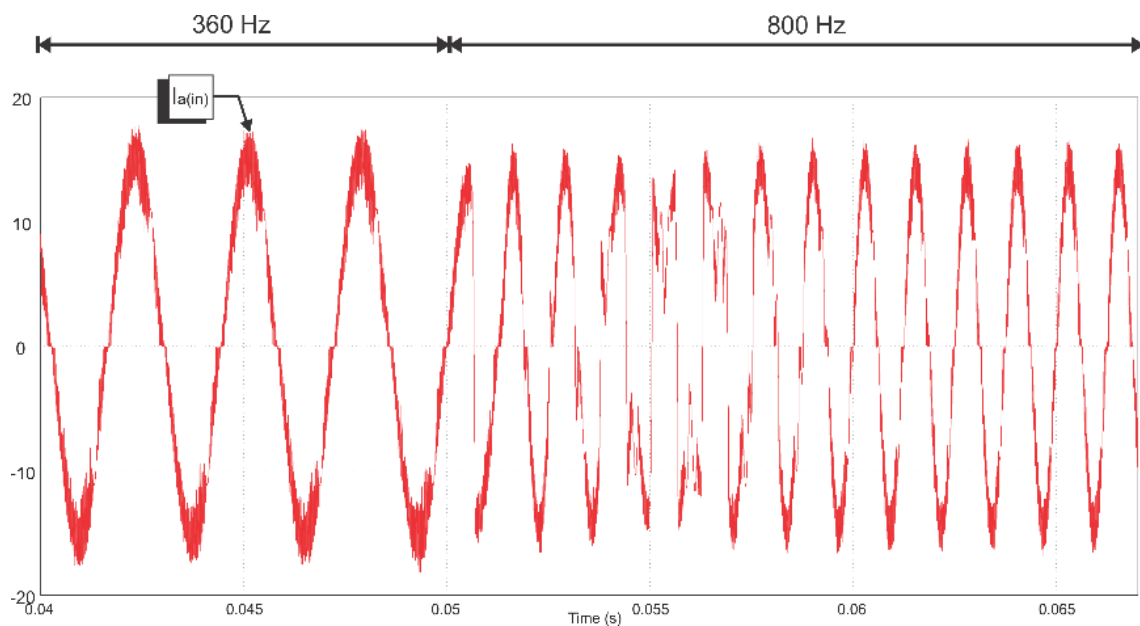


(b)

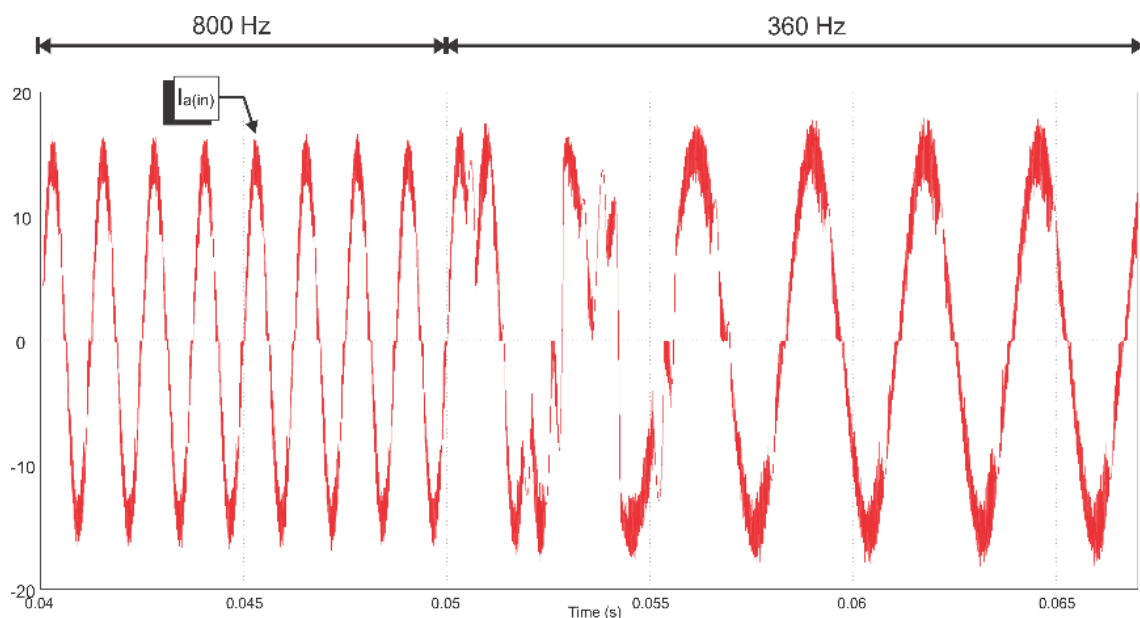
Figura A. 9 - Aspecto das correntes de entrada com o sistema operando em (a) 360 Hz e (b) 800 Hz.

Verifica-se que a estratégia de controle modificada é eficiente na imposição de correntes senoidais em qualquer condição de frequência.

A Figura A. 10 apresenta a dinâmica de acomodação do PLL durante o transitório de degrau de frequência.



(a)



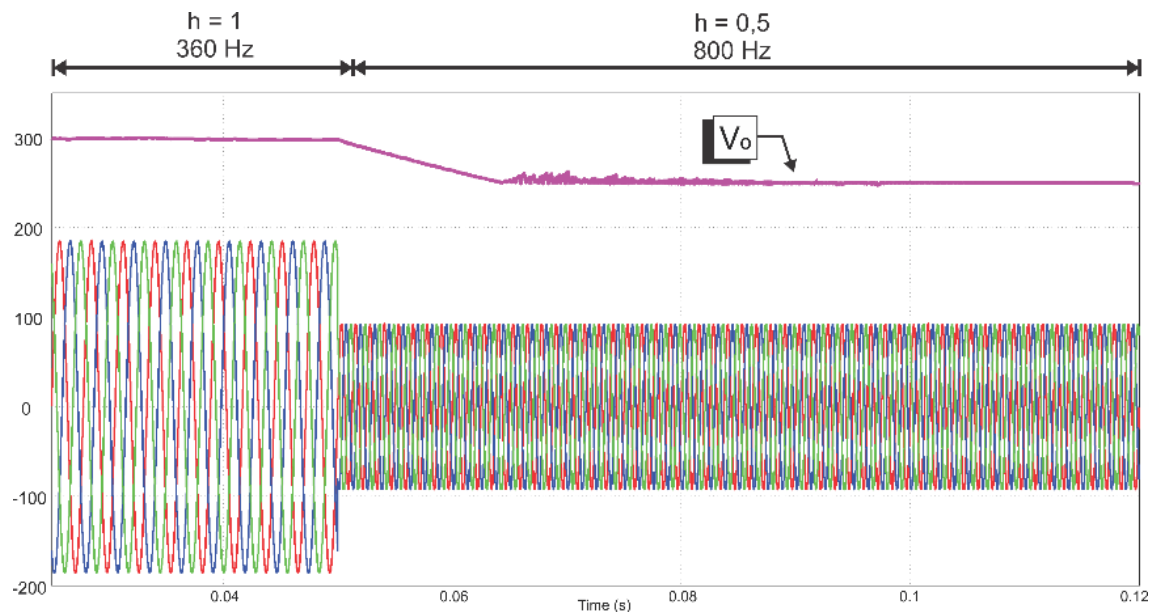
(b)

Figura A. 10 - Resposta dinâmica da imposição de corrente de entrada para uma fase diante de degrau de frequência.

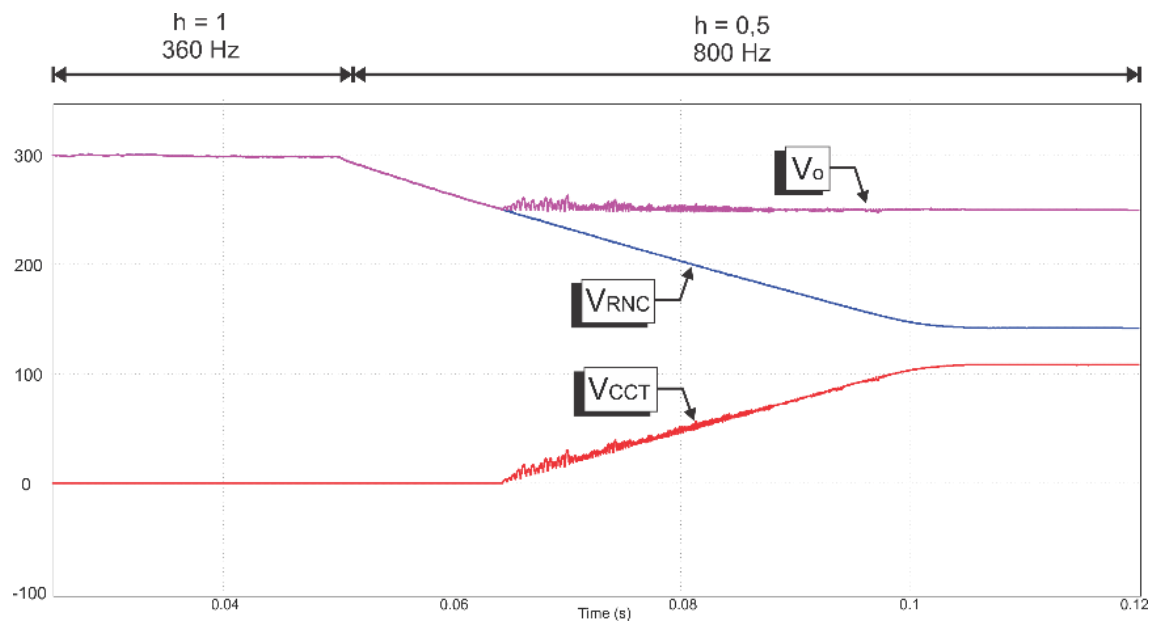
Nota-se que após o degrau de frequência o PLL demanda alguns poucos ciclos para gerar uma nova referência com mesma frequência da tensão de alimentação e atracada em fase com sua componente fundamental. Durante a acomodação a corrente de entrada apresenta aspecto distorcido, o que não representa problemas no contexto da qualidade de energia e não interfere na amplitude da tensão de saída.

Para verificar a eficiência da operação do CCT neste sistema é aplicado um afundamento de 50% na tensão de alimentação associado ainda a um degrau de frequência

de 360 Hz para 800 Hz. A Figura 10 as tensões fase-neutro de alimentação e a tensão de saída (V_o), além da composição da tensão de saída para esta condição.



(a)



(b)

Figura A. 11 - (a) Tensão de entrada de saída da estrutura e (b) composição da tensão de saída.

O grupo CCT opera de forma eficiente regulando a tensão de saída conforme a referência da sua estratégia de controle (250 V). A variação de frequência não interfere de forma significativa na operação do CCT e, por este motivo, não é necessário modificar sua estrutura da estratégia de controle, sendo idêntica à apresentada na Figura 4. 19(b).

A.6 Considerações Finais

As modificações necessárias que possibilitam o emprego da estrutura proposta em sistemas *aircraft*, cuja alimentação experimenta variações bruscas de frequência, são limitadas à estratégia de controle do CCI. O grupo CCT é imune à variação de frequência, visto sua operação ser especificamente regular a tensão do barramento CC de saída. O arranjo do circuito de potência é mantido, sendo necessário apenas redimensionar os elementos passivos para as novas condições de operação.

A nova estrutura de PLL se mostrou eficiente em gerar uma referência de corrente sincronizada em fase e frequência com a amostra da tensão de alimentação.

Os resultados de simulação preliminares se mostraram satisfatórios no que tange a função principal da estrutura, que é mitigar o conteúdo harmônico da corrente CA de entrada e regular a tensão do barramento CC de saída diante da ocorrência de afundamentos de tensão com os conversores chaveados que compõe a estrutura processando apenas uma parcela da potência total de saída. Em se tratando de sistemas embarcados, onde a redução de volume, peso e tamanho é mandatória, a estrutura proposta se torna atrativa e promissora.

Apêndice B - Código Embarcado no DSP F28335

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

1  /*****
2  // This code is created by SimCoder Version 9.1 for TI F28335 Hardware Target
3  //
4  // SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009-2011
5  //
6  // Date: October 02, 2014 14:07:17
7  *****/
8  #include <math.h>
9  #include "PS_bios.h"
10 typedef float DefaultType;
11 #define GetCurTime() PS_GetSysTimer()
12
13 interrupt void Task();
14 interrupt void Task_1();
15
16 DefaultType fGblRHM_BLOCK_A = 0.0;
17 DefaultType fGblRHM_BLOCK_A_1 = 0.0;
18 DefaultType fGblRHM_BLOCK_A_2 = 0.0;
19 DefaultType fGblRHM_BLOCK_A_3 = 0.0;
20 DefaultType fGblRHM_BLOCK_A_4 = 0.0;
21 DefaultType fGblRHM_BLOCK_A_5 = 0.0;
22 DefaultType fGblRHM_BLOCK_A_6 = 0.0;
23 DefaultType fGblRHM_BLOCK_A_7 = 0.0;
24
25 DefaultType fTI_ADC2, fZOH21, fTI_ADC2_1, fZOH22, fTI_ADC2_2, fZOH36, fTI_ADC2_3, fZOH37;
26 DefaultType fTI_ADC2_4, fZOH38, fTI_ADC2_5, fZOH39, fTI_ADC2_11, fZOH47, fRHM_BLOCK_A;
27 DefaultType fRHM_BLOCK_A_1, fRHM_BLOCK_A_2, fRHM_BLOCK_A_3, fRHM_BLOCK_A_4, fRHM_BLOCK_A_5;
28 DefaultType fRHM_BLOCK_A_6;
29
30 DefaultType fc4 = 0.5;
31
32
33 //*****Declaração Variaveis *****
34
35 //===== Inicio Variavies Modificaveis=====
36
37 int start_RHT = 0;
38
39 float Vout_Ref = 250;
40
41 float Vout_max = 350;
42
43 float delta_THD = 0.4;
44
45 float Iin_abs_max = 30;
46
47 float Iin_rms_max = 15;
48
49 float THD_Ref = 0.06;
50
51 float Vc_max = 12;
52
53 float Vc_min = 0;
54
55 int overload = 0;
56
57
58 //===== Fim Variaveis Modificaveis=====
59
60
61 //===== Inicio Coeficientes de Filtros e PI=====
62
63 //-----PLL-----
64
65 //Filtro Passa Baixa do PLL K = 1, amort = 0.7 e fc = 12 --> DEPENDE DE FS
66
67 float b0_pll = 5.6788944E-007;
68
69 float b1_pll = 1.1357789E-006;
70
71

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

72         float b2_pll = 5.6788944E-007;
73
74         float a1_pll = -1.9978888;
75
76         float a2_pll = 0.99789108;
77
78
79         // PI do PLL - K = 1 e T = 0.003 --> DEPENDE DE FS
80
81         float b0_PI_pll = 1.0033333;
82
83         float b1_PI_pll = -0.99666667;
84
85
86         float PI_2 = 6.283185307179586476;
87
88         float delta_PI = 0.00753982236861550380; //delta_PI = 2*pi/833.3333
89
90
91         //----- Controle -----
92
93
94         //----- PID da Tensão de Saída-----
95
96         float b0_Vout = 0.0064198414;
97
98         float b1_Vout = -0.012312418;
99
100        float b2_Vout = 0.0064198414;
101
102        float a1_Vout = -1.7286085;
103
104        float a2_Vout = 0.72860847;
105
106
107        //-----
108
109        //===== Fim coeficientes filtro e PI =====
110
111
112
113        //=====Início Variaveis PLL - FASE A =====
114
115        float x_pll_ant2_faseA = 0;
116
117        float x_pll_ant1_faseA = 0;
118
119        float x_pll_faseA = 0;
120
121
122
123        float y_pll_ant2_faseA = 0;
124
125        float y_pll_ant1_faseA = 0;
126
127        float y_pll_faseA = 0;
128
129
130
131        float erro_0_pll_faseA = 0;
132
133        float erro_1_pll_faseA = 0;
134
135        float ang_faseA = 0;
136
137
138
139        float alfa_faseA = 0;
140
141        float alfa2_faseA = 0;
142

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

143         float sen_alfa_ant_faseA = 0;
144
145         float sen_alfa_faseA = 0;
146
147         float cos_alfa_faseA = 0;
148
149
150
151 //=====Fim Variaveis PLL FASE A=====
152
153
154
155 //=====Inicio Variaveis PLL - FASE B =====
156
157         float x_pll_ant2_faseB = 0;
158
159         float x_pll_ant1_faseB = 0;
160
161         float x_pll_faseB = 0;
162
163
164         float y_pll_ant2_faseB = 0;
165
166         float y_pll_ant1_faseB = 0;
167
168         float y_pll_faseB = 0;
169
170
171         float erro_0_pll_faseB = 0;
172
173         float erro_1_pll_faseB = 0;
174
175         float ang_faseB = 0;
176
177
178         float alfa_faseB = 0;
179
180         float alfa2_faseB = 0;
181
182         float sen_alfa_ant_faseB = 0;
183
184         float sen_alfa_faseB = 0;
185
186         float cos_alfa_faseB = 0;
187
188
189
190 //=====Fim Variaveis PLL FASE B=====
191
192
193
194 //=====Inicio Variaveis PLL - FASE C =====
195
196         float x_pll_ant2_faseC = 0;
197
198         float x_pll_ant1_faseC = 0;
199
200         float x_pll_faseC = 0;
201
202
203         float y_pll_ant2_faseC = 0;
204
205         float y_pll_ant1_faseC = 0;
206
207         float y_pll_faseC = 0;
208
209
210         float erro_0_pll_faseC = 0;
211
212         float erro_1_pll_faseC = 0;
213
213         float ang_faseC = 0;

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

214
215
216         float alfa_faseC = 0;
217
218         float alfa2_faseC = 0;
219
220         float sen_alfa_ant_faseC = 0;
221
222         float sen_alfa_faseC = 0;
223
224         float cos_alfa_faseC = 0;
225
226
227
228
229         //=====Fim Variaveis PLL FASE C =====
230
231
232         //===== Inicio Variaveis Controle FASE A =====
233
234
235         float THD_faseA = 0;
236
237         float Vc_faseA = 0;
238
239
240         float Iin_faseA = 0; //sinal do ADC
241
242         float Iin_abs_faseA = 0;
243
244
245
246         //Cálculo do valor RMS de Iin
247
248         float Iin_rms_aux_faseA = 0;
249
250         float Iin_rms_faseA = 0; //Valor obtido aritmeticamente
251
252         float Iin_rms_fund_faseA = 0;
253
254
255         //Extração da componente fundamental
256
257         float ha1_faseA = 0;
258
259         float hb1_faseA = 0;
260
261
262         float mult_PLL_faseA = 0;
263
264         int cruza_faseA = 0;
265
266         float VRef_faseA = 0;
267
268         float VRef2_faseA = 0;
269
270         //===== Fim Controle FASE A =====
271
272
273         //===== Inicio Variaveis Controle FASE B =====
274
275         float THD_faseB = 0;
276
277         float Vc_faseB = 0;
278
279
280         float Iin_faseB = 0; //recebe valor do ADC
281
282         float Iin_abs_faseB = 0;
283
284

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

285      //Cálculo do valor RMS de Iin
286
287      float Iin_rms_aux_faseB = 0;
288
289      float Iin_rms_faseB = 0; //Valor obtido aritmeticamente
290
291      float Iin_rms_fund_faseB = 0;
292
293
294      //Extração da componente fundamental
295
296      float hal_faseB = 0;
297
298      float hbl_faseB = 0;
299
300
301      float mult_PLL_faseB = 0;
302
303      int cruza_faseB = 0;
304
305      float VRef_faseB = 0;
306
307      float VRef2_faseB = 0;
308
309      //===== Fim Controle FASE B =====
310
311
312      //===== Inicio Variaveis Controle FASE C =====
313
314      float THD_faseC = 0;
315
316      float Vc_faseC = 0;
317
318      float Iin_faseC = 0; //recebe valor do ADC
319
320      float Iin_abs_faseC = 0;
321
322
323      //Cálculo do valor RMS de Iin
324
325      float Iin_rms_aux_faseC = 0;
326
327      float Iin_rms_faseC = 0; //Valor obtido aritmeticamente
328
329      float Iin_rms_fund_faseC = 0;
330
331
332      //Extração da componente fundamental
333
334      float hal_faseC = 0;
335
336      float hbl_faseC = 0;
337
338
339      float mult_PLL_faseC = 0;
340
341      int cruza_faseC = 0;
342
343      float VRef_faseC = 0;
344
345      float VRef2_faseC = 0;
346
347      //===== Fim Controle FASE C =====
348
349
350      //===== INÍCIO CONTROLE FULL-BRIDGE=====
351
352      float Vout = 0;
353
354      float erro_Vout = 0;
355      float erro_Vout_ant1 = 0;

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

356     float erro_Vout_ant2 = 0;
357
358     float PID_Vout = 0;
359     float PID_Vout_ant1 = 0;
360     float PID_Vout_ant2 = 0;
361
362     //===== FIM CONTROLE FULL-BRIDGE=====
363
364
365 interrupt void Task()
366 {
367
368     PS_EnableIntr();
369
370     fTI_ADC2 = PS_GetDcAdc(0);
371     fTI_ADC2_1 = PS_GetDcAdc(1);
372     fTI_ADC2_2 = PS_GetDcAdc(2);
373     fTI_ADC2_3 = PS_GetDcAdc(3);
374     fTI_ADC2_4 = PS_GetDcAdc(4);
375     fTI_ADC2_5 = PS_GetDcAdc(5);
376     fTI_ADC2_11 = PS_GetDcAdc(11);
377     fZOH21 = fTI_ADC2;
378     fZOH22 = fTI_ADC2_1;
379     fZOH36 = fTI_ADC2_2;
380     fZOH37 = fTI_ADC2_3;
381     fZOH38 = fTI_ADC2_4;
382     fZOH39 = fTI_ADC2_5;
383     fZOH47 = fTI_ADC2_11;
384     {
385         //***** BLOCO PARA 50 kHz DE AMOSTRAGEM *****
386
387
388         //##### Início PLL - FASE A #####
389         //----- Filtro Segunda Ordem -----
390         x_pll_ant2_faseA = x_pll_ant1_faseA;
391         x_pll_ant1_faseA = x_pll_faseA;
392         x_pll_faseA = (fZOH22-1.484619)*cos_alfa_faseA; /*320 para ganho unitário
393
394         y_pll_ant2_faseA = y_pll_ant1_faseA;
395         y_pll_ant1_faseA = y_pll_faseA;
396         y_pll_faseA = -a1_pll*y_pll_ant1_faseA - a2_pll*y_pll_ant2_faseA +
b0_pll*x_pll_faseA + b1_pll*x_pll_ant1_faseA + b2_pll*x_pll_ant2_faseA;
397
398         //-----PI-----
399         erro_1_pll_faseA = erro_0_pll_faseA;
400         erro_0_pll_faseA = y_pll_faseA;
401
402         alfa_faseA = alfa_faseA + b0_PI_pll*erro_0_pll_faseA +
b1_PI_pll*erro_1_pll_faseA;
403
404         ang_faseA = ang_faseA + delta_PI;
405
406         if (ang_faseA >= PI_2)
407         {ang_faseA = ang_faseA - PI_2;}
408
409         alfa2_faseA = alfa_faseA + ang_faseA;
410
411         cos_alfa_faseA = cos(alfa2_faseA);
412         sen_alfa_ant_faseA = sen_alfa_faseA; //Valor anterior da saída do PLL
413         sen_alfa_faseA = sin(alfa2_faseA);
414
415         //##### FIM PLL - FASE A #####
416
417
418         //##### INICIO CONTROLE - FASE A #####
419
420         //***** Fase A *****
421         if (sen_alfa_faseA < 0)
422         {VRef_faseA = -sen_alfa_faseA;}
423         else
424         {VRef_faseA = sen_alfa_faseA;}

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

425
426     Iin_faseA = (fZOH21-1.483887)*18.23;
427
428     if (Iin_faseA < 0)
429     {Iin_abs_faseA = -Iin_faseA;}
430     else
431     {Iin_abs_faseA = Iin_faseA;}
432
433     //***** Atualização do THD*****
434
435     //Detecta o cruzamento por zero
436     mult_PLL_faseA = sen_alfa_faseA*sen_alfa_ant_faseA;
437
438     if (mult_PLL_faseA <= 0)
439     {cruza_faseA = cruza_faseA + 1;}
440
441
442     if (cruza_faseA == 2) //Cruzamento por ciclo
443     {
444         //Calcula a componente fundamental aritmeticamente
445         hal_faseA = hal_faseA*0.0024; // hal*2/(Fs/freq_sinal_faseA) //--> DEPENDE DE
FS
446         hbl_faseA = hbl_faseA*0.0024; // hbl*2/(Fs/freq_sinal_faseA) //--> DEPENDE DE
FS
447
448         //Fundamental usando valor aritmético
449         Iin_rms_fund_faseA = sqrt(hal_faseA*hal_faseA + hbl_faseA*hbl_faseA)/(sqrt(2));
450
451         hal_faseA = 0;
452         hbl_faseA = 0;
453
454         //Cálculo RMS usando valor aritmético
455         Iin_rms_aux_faseA = Iin_rms_aux_faseA*0.0012; // 1/833 = 0.0012--> DEPENDE DE FS
456         Iin_rms_faseA = sqrt(Iin_rms_aux_faseA);
457         Iin_rms_aux_faseA = 0;
458
459         THD_faseA = sqrt(Iin_rms_faseA*Iin_rms_faseA -
Iin_rms_fund_faseA*Iin_rms_fund_faseA)/Iin_rms_fund_faseA;
460     }
461
462     //***** Cálculo do THD *****
463
464     //----- Parte 1/2 do THD -----
465     //Integração numérica
466     hal_faseA = hal_faseA + Iin_faseA*cos_alfa_faseA;
467     hbl_faseA = hbl_faseA + Iin_faseA*sen_alfa_faseA;
468
469     //Valor RMS da corrente usando aritmético
470     Iin_rms_aux_faseA = Iin_rms_aux_faseA + Iin_faseA*Iin_faseA;
471
472     //-----Fim do Parte 1/2 do THD -----
473
474     //-----Controlador C -----
475     if (THD_faseA > THD_Ref)
476     {Vc_faseA = Vc_faseA + delta_THD;}
477     else
478     {Vc_faseA = Vc_faseA - delta_THD;}
479
480     if (Vc_faseA >= Vc_max)
481     {Vc_faseA = Vc_max;}
482
483     if (Vc_faseA <= Vc_min)
484     {Vc_faseA = Vc_min;}
485
486     //-----
487
488     //-----Geração de Pulsos SEPIC - Fase A -----
489     VRef2_faseA = Vc_faseA*VRef_faseA;
490
491     if ((start_RHT == 1) && (overload == 0))
492     {
         if (VRef2_faseA > Iin_abs_faseA)

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

493         {fRHM_BLOCK_A = 1;} //Pino 30
494     else
495         {fRHM_BLOCK_A = 0;} //Pino 30
496     }
497 else
498     {fRHM_BLOCK_A = 0; //Pino 30
499     PI_THD_faseA = 0;
500     }
501
502 //Zera o detector de ciclo
503 if (cruza_faseA == 2)
504 {cruza_faseA = 0;}
505
506 //##### FIM CONTROLE - FASE A #####
507
508
509
510 //##### Inicio PLL - FASE B #####
511 //----- Filtro Segunda Ordem -----
512 x_pll_ant2_faseB = x_pll_ant1_faseB;
513 x_pll_ant1_faseB = x_pll_faseB;
514 x_pll_faseB = (fZOH37-1.48387)*cos_alfa_faseB; /*320 para ganho unitário
515
516 y_pll_ant2_faseB = y_pll_ant1_faseB;
517 y_pll_ant1_faseB = y_pll_faseB;
518 y_pll_faseB = -a1_pll*y_pll_ant1_faseB - a2_pll*y_pll_ant2_faseB +
b0_pll*x_pll_faseB + b1_pll*x_pll_ant1_faseB + b2_pll*x_pll_ant2_faseB;
519
520 //-----PI-----
521 erro_1_pll_faseB = erro_0_pll_faseB;
522 erro_0_pll_faseB = y_pll_faseB;
523
524 alfa_faseB = alfa_faseB + b0_PI_pll*erro_0_pll_faseB +
b1_PI_pll*erro_1_pll_faseB;
525
526 ang_faseB = ang_faseB + delta_PI;
527
528 if (ang_faseB >= PI_2)
529 {ang_faseB = ang_faseB - PI_2;}
530
531 alfa2_faseB = alfa_faseB + ang_faseB;
532
533 cos_alfa_faseB = cos(alfa2_faseB);
534 sen_alfa_ant_faseB = sen_alfa_faseB; //Valor anterior da saída do PLL
535 sen_alfa_faseB = sin(alfa2_faseB);
536
537 //##### FIM PLL - FASE B #####
538
539
540 //##### INICIO CONTROLE - FASE B #####
541
542 //***** Fase A *****
543 if (sen_alfa_faseB < 0)
544 {VRef_faseB = -sen_alfa_faseB;}
545 else
546 {VRef_faseB = sen_alfa_faseB;}
547
548 Iin_faseB = (fZOH36-1.480957)*18.23;
549
550 if (Iin_faseB < 0)
551 {Iin_abs_faseB = -Iin_faseB;}
552 else
553 {Iin_abs_faseB = Iin_faseB;}
554
555 //***** Atualização do THD*****
556
557 //Detecta o cruzamento por zero
558 mult_PLL_faseB = sen_alfa_faseB*sen_alfa_ant_faseB;
559
560 if (mult_PLL_faseB <= 0)
561 {cruza_faseB = cruza_faseB + 1;}

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

562
563
564     if (cruza_faseB == 2) //Cruzamento por ciclo
565     {
566         //Calcula a componente fundamental aritmeticamente
567         hal_faseB = hal_faseB*0.0024; // hal*2/(Fs/freq_sinal_faseB)  //--> DEPENDE DE
FS
568         hbl_faseB = hbl_faseB*0.0024; // hbl*2/(Fs/freq_sinal_faseB)  //--> DEPENDE DE
FS
569
570         //Fundamental usando valor aritimético
571         Iin_rms_fund_faseB = sqrt(hal_faseB*hal_faseB + hbl_faseB*hbl_faseB)/(sqrt(2));
572
573         hal_faseB = 0;
574         hbl_faseB = 0;
575
576         //Cálculo RMS usando valor aritimético
577         Iin_rms_aux_faseB = Iin_rms_aux_faseB*0.0012; // 1/833 = 0.0012--> DEPENDE DE FS
578         Iin_rms_faseB = sqrt(Iin_rms_aux_faseB);
579         Iin_rms_aux_faseB = 0;
580
581         THD_faseB = sqrt(Iin_rms_faseB*Iin_rms_faseB -
Iin_rms_fund_faseB*Iin_rms_fund_faseB)/Iin_rms_fund_faseB;
582     }
583
584     //***** Cálculo do THD *****
585
586     //----- Parte 1/2 do THD -----
587     //Intregação numérica
588     hal_faseB = hal_faseB + Iin_faseB*cos_alfa_faseB;
589     hbl_faseB = hbl_faseB + Iin_faseB*sen_alfa_faseB;
590
591     //Valor RMS da corrente usando aritimético
592     Iin_rms_aux_faseB = Iin_rms_aux_faseB +Iin_faseB*Iin_faseB;
593
594     //-----Fim do Parte 1/2 do THD -----
595
596     //-----Controlador C -----
597     if (THD_faseB > THD_Ref)
598     {Vc_faseB = Vc_faseB + delta_THD;}
599     else
600     {Vc_faseB = Vc_faseB - delta_THD;}
601
602     if (Vc_faseB >= Vc_max)
603     {Vc_faseB = Vc_max;}
604
605     if (Vc_faseB <= Vc_min)
606     {Vc_faseB = Vc_min;}
607
608     //-----Geração de Pulsos SEPIC - Fase B -----
609     VRef2_faseB = Vc_faseB*VRef_faseB;
610
611     if ((start_RHT == 1) && (overload == 0))
612     {
613         if (VRef2_faseB > Iin_abs_faseB)
614         {fRHM_BLOCK_A = 1;} //Pino 30
615         else
616         {fRHM_BLOCK_A = 0;} //Pino 30
617     }
618
619     else
620     {fRHM_BLOCK_A = 0; //Pino 30
621     PI_THD_faseB = 0;
622     }
623
624     //Zera o detector de ciclo
625     if (cruza_faseB == 2)
626     {cruza_faseB = 0;}
627
628     //***** FIM CONTROLE - FASE B *****
629

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

630
631
632 //##### Inicio PLL - FASE C #####
633 //----- Filtro Segunda Ordem -----
634 x_pll_ant2_faseC = x_pll_ant1_faseC;
635 x_pll_ant1_faseC = x_pll_faseC;
636 x_pll_faseC = (fZOH39-1.484619)*cos_alfa_faseC; /**320 para ganho unitário
637
638 y_pll_ant2_faseC = y_pll_ant1_faseC;
639 y_pll_ant1_faseC = y_pll_faseC;
640 y_pll_faseC = -a1_pll*y_pll_ant1_faseC - a2_pll*y_pll_ant2_faseC +
b0_pll*x_pll_faseC + b1_pll*x_pll_ant1_faseC + b2_pll*x_pll_ant2_faseC;
641
642 //-----PI-----
643 erro_1_pll_faseC = erro_0_pll_faseC;
644 erro_0_pll_faseC = y_pll_faseC;
645
646 alfa_faseC = alfa_faseC + b0_PI_pll*erro_0_pll_faseC +
b1_PI_pll*erro_1_pll_faseC;
647
648 ang_faseC = ang_faseC + delta_PI;
649
650 if (ang_faseC >= PI_2)
651 {ang_faseC = ang_faseC - PI_2;}
652
653 alfa2_faseC = alfa_faseC + ang_faseC;
654
655 cos_alfa_faseC = cos(alfa2_faseC);
656 sen_alfa_ant_faseC = sen_alfa_faseC; //Valor anterior da saída do PLL
657 sen_alfa_faseC = sin(alfa2_faseC);
658
659 //##### FIM PLL - FASE C #####
660
661
662 //##### INICIO CONTROLE - FASE C #####
663
664 //***** Fase A *****
665 if (sen_alfa_faseC < 0)
666 {VRef_faseC = -sen_alfa_faseC;}
667 else
668 {VRef_faseC = sen_alfa_faseC;}
669
670 Iin_faseC = (fZOH38-1.478027)*18.23;
671
672 if (Iin_faseC < 0)
673 {Iin_abs_faseC = -Iin_faseC;}
674 else
675 {Iin_abs_faseC = Iin_faseC;}
676
677 //***** Atualização do THD*****
678
679 //Detecta o cruzamento por zero
680 mult_PLL_faseC = sen_alfa_faseC*sen_alfa_ant_faseC;
681
682 if (mult_PLL_faseC <= 0)
683 {cruza_faseC = cruza_faseC + 1;}
684
685
686 if (cruza_faseC == 2) //Cruzamento por ciclo
687 {
688 //Calcula a componente fundamental aritmeticamente
689 hal_faseC = hal_faseC*0.0024; // hal*2/(Fs/freq_sinal_faseC) //--> DEPENDE DE
FS
690 hbl_faseC = hbl_faseC*0.0024; // hbl*2/(Fs/freq_sinal_faseC) //--> DEPENDE DE
FS
691
692 //Fundamental usando valor aritmético
693 Iin_rms_fund_faseC = sqrt(hal_faseC*hal_faseC + hbl_faseC*hbl_faseC)/(sqrt(2));
694
695 hal_faseC = 0;
696 hbl_faseC = 0;

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

697
698 //Cálculo RMS usando valor aritimético
699 Iin_rms_aux_faseC = Iin_rms_aux_faseC*0.0012; // 1/833 = 0.0012--> DEPENDE DE FS
700 Iin_rms_faseC = sqrt(Iin_rms_aux_faseC);
701 Iin_rms_aux_faseC = 0;
702
703 THD_faseC = sqrt(Iin_rms_faseC*Iin_rms_faseC -
Iin_rms_fund_faseC*Iin_rms_fund_faseC)/Iin_rms_fund_faseC;
704 }
705
706 //***** Cálculo do THD *****
707
708 //----- Parte 1/2 do THD -----
709 //Intregação numérica
710 hal_faseC = hal_faseC + Iin_faseC*cos_alfa_faseC;
711 hbl_faseC = hbl_faseC + Iin_faseC*sen_alfa_faseC;
712
713 //Valor RMS da corrente usando aritimético
714 Iin_rms_aux_faseC = Iin_rms_aux_faseC +Iin_faseC*Iin_faseC;
715
716 //-----Fim do Parte 1/2 do THD -----
717
718 //-----Controlador C -----
719 if (THD_faseC > THD_Ref)
720 {Vc_faseC = Vc_faseC + delta_THD;}
721 else
722 {Vc_faseC = Vc_faseC - delta_THD;}
723
724 if (Vc_faseC >= Vc_max)
725 {Vc_faseC = Vc_max;}
726
727 if (Vc_faseC <= Vc_min)
728 {Vc_faseC = Vc_min;}
729
730 //-----
731 //-----Geração de Pulsos SEPIC - Fase C -----
732 VRef2_faseC = Vc_faseC*VRef_faseC;
733
734 if ((start_RHT == 1) && (overload == 0))
735 {
736     if (VRef2_faseC > Iin_abs_faseC)
737     {fRHM_BLOCK_A = 1;} //Pino 30
738     else
739     {fRHM_BLOCK_A = 0;} //Pino 30
740 }
741 else
742 {fRHM_BLOCK_A = 0; //Pino 30
743 PI_THD_faseC = 0;
744 }
745
746 //Zera o detector de ciclo
747 if (cruza_faseC == 2)
748 {cruza_faseC = 0;}
749
750 //***** FIM CONTROLE - FASE C *****
751
752
753
754
755
756 //***** INÍCIO CONTROLE - FULL BRIDGE *****
757
758 Vout = (fZOH47 - 1.477295)*348;
759
760 if ((start_RHT == 1) && (overload == 0))
761 {
762     erro_Vout_ant2 = erro_Vout_ant1;
763     erro_Vout_ant1 = erro_Vout;
764     erro_Vout = Vout_Ref - Vout;
765
766     PID_Vout_ant2 = PID_Vout_ant1;

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

767         PID_Vout_ant1 = PID_Vout;
768         PID_Vout = -a2_Vout*PI_Vout_ant2 - a1_Vout*PID_Vout_ant1 + b0_Vout*erro_Vout_ant
+ b1_Vout*erro_Vout_ant1 + b2_Vout*erro_Vout_ant2;
769     }
770     else
771     {PID_Vout = 0;}
772
773
774     if (PID_Vout >= 0.45)
775     {PID_Vout = 0.45;}
776
777     if (PID_Vout <= 0)
778     {PID_Vout = 0;}
779
780
781     fGblRHM_BLOCK_A_7 = PI_Vout;
782     //##### FIM CONTROLE - FULL-BRIDGE #####
783
784
785     //##### PROTEÇÃO #####
786     if ((Iin_rms_faseB >= Iin_rms_max) || (Iin_rms_faseB >= Iin_rms_max) ||
(Iin_rms_faseC >= Iin_rms_max) )
787     {overload = 1;}
788
789     if ((Iin_abs_faseB >= Iin_abs_max) || (Iin_abs_faseB >= Iin_abs_max) ||
(Iin_abs_faseC >= Iin_abs_max) )
790     {overload = 1;}
791
792     if (Vout >= Vout_max)
793     {overload = 1;}
794
795     if (overload == 1)
796     {fRHM_BLOCK_A = 0;
797     fRHM_BLOCK_A_1 = 0;
798     fRHM_BLOCK_A_2 = 0;
799     fGblRHM_BLOCK_A_7 = 0;}
800
801
802     }
803     (fRHM_BLOCK_A == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 30) :
PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1 << 30);
804     (fRHM_BLOCK_A_1 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitB((Uint32)1 << (32 - 32)) :
PS_SetDigitOutBitB((Uint32)1 << (32 - 32));
805     (fRHM_BLOCK_A_2 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitB((Uint32)1 << (34 - 32)) :
PS_SetDigitOutBitB((Uint32)1 << (34 - 32));
806     // (fRHM_BLOCK_A_3 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitB((Uint32)1 << (33 - 32)) :
PS_SetDigitOutBitB((Uint32)1 << (33 - 32));
807     (fRHM_BLOCK_A_4 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 16) :
PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1 << 16);
808     (fRHM_BLOCK_A_5 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 18) :
PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1 << 18);
809     (fRHM_BLOCK_A_6 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 20) :
PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1 << 20);
810     PS_ExitTimer1Intr();
811 }
812
813 interrupt void Task_1()
814 {
815
816     PS_EnableIntr();
817
818     PS_SetPwm1Rate(fGblRHM_BLOCK_A_7);
819     PS_PwmSetPhase(2, fC4);
820     PS_SetPwm2Rate(fGblRHM_BLOCK_A_7);
821     PS_ExitPwm1General();
822 }
823
824
825 void Initialize(void)
826 {
827     PS_SysInit(30, 10);

```

Código do DSP.c

25/04/2015 16:57

```

828     PS_StartStopPwmClock(0);
829     PS_InitTimer(0, 0xffffffff);
830     PS_InitPwm(1, 0, 25000*1, 0*1e6, PWM_TWO_OUT, 42501); // pwnNo, waveType, frequency,
      deadtime, outtype
831     PS_SetPwmPeakOffset(1, 1, 0, 1.0/1);
832     PS_SetPwmIntrType(1, ePwmNoAdc, 1, 0);
833     PS_SetPwmVector(1, ePwmNoAdc, Task_1);
834     PS_SetPwm1Rate(0);
835     PS_StartPwm(1);
836
837     PS_InitPwm(2, 0, 25000*1, 0*1e6, PWM_TWO_OUT, 42501); // pwnNo, waveType, frequency,
      deadtime, outtype
838     PS_SetPwmPeakOffset(2, 1, 0, 1.0/1);
839     PS_SetPwmIntrType(2, ePwmNoAdc, 1, 0);
840     PS_SetPwm2Rate(0);
841     PS_StartPwm(2);
842
843     PS_ResetAdcConvSeq();
844     PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 0, 1.0);
845     PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 1, 1.0);
846     PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 2, 1.0);
847     PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 3, 1.0);
848     PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 4, 1.0);
849     PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 5, 1.0);
850     PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 11, 1.0);
851     PS_AdcInit(0, !0);
852
853     PS_InitDigitOut(30);
854     PS_InitDigitOut(32);
855     PS_InitDigitOut(34);
856     PS_InitDigitOut(33);
857     PS_InitDigitOut(16);
858     PS_InitDigitOut(18);
859     PS_InitDigitOut(20);
860
861     PS_InitTimer(1,20);
862     PS_SetTimerIntrVector(1, Task);
863     PS_StartStopPwmClock(1);
864 }
865
866 void main()
867 {
868     Initialize();
869     PS_EnableIntr(); // Enable Global interrupt INTM
870     PS_EnableDbgm();
871     for (;;) {
872     }
873 }

```

Apêndice C - Método de Extração de Função Transferência Através de Variáveis de Estado

Matrizes de Estado do Conversor Full-Bridge

$$x := \begin{pmatrix} iL_{full} \\ vC2 \end{pmatrix} \quad U := VC4$$

$$A1 := \begin{pmatrix} 0 & \frac{-1}{L_{full}} \\ \frac{1}{C2} & \frac{-1}{Req \cdot C2} \end{pmatrix} \quad B1 := \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{full}} \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$A2 := \begin{pmatrix} 0 & \frac{-1}{L_{full}} \\ \frac{1}{C2} & \frac{-1}{Req \cdot C2} \end{pmatrix} \quad B2 := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$I := \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Matrizes de Estado Médio

$$B2D := (1 - D) \cdot B2$$

$$A_{med} := A1 \cdot D + A2 \cdot (1 - D) \rightarrow \begin{pmatrix} 0 & \frac{D-1}{L_{full}} - \frac{D}{L_{full}} \\ \frac{D}{C2} - \frac{D-1}{C2} & \frac{D-1}{C2 \cdot Req} - \frac{D}{C2 \cdot Req} \end{pmatrix}$$

$$B_{med} := B1 \cdot D + B2 \cdot (1 - D) \rightarrow \begin{pmatrix} \frac{D}{L_{full}} \\ 0 \end{pmatrix}$$

EXTRAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIAS EM PEQUENOS SINAIS

$$X := \left[(-A_{med})^{-1} \right] \cdot B_{med} \cdot U \text{ simplify } \rightarrow \begin{pmatrix} \frac{D \cdot VC4}{Req} \\ D \cdot VC4 \end{pmatrix}$$

Modelo em Pequenos Sinais

$$G_{xu} = x^{\wedge}(s)/u^{\wedge}(s) = (s \cdot I - A)^{-1} \cdot B$$

$$G_{xd} = x^{\wedge}(s)/d^{\wedge}(s) = (s \cdot I - A)^{-1} \cdot [(A1 - A2) \cdot X + (B1 - B2) \cdot U]$$

$$G_{xu} := \left[(s \cdot I - A_{med})^{-1} \right] \cdot B_{med} \text{ simplify } \rightarrow \begin{bmatrix} \frac{D \cdot (C2 \cdot Req \cdot s + 1)}{C2 \cdot Lfull \cdot Req \cdot s^2 + Lfull \cdot s + Req} \\ \frac{D \cdot Req}{C2 \cdot Lfull \cdot Req \cdot s^2 + Lfull \cdot s + Req} \end{bmatrix}$$

$$G_{xd} := \left[(s \cdot I - A_{med})^{-1} \right] \cdot [(A1 - A2) \cdot X + (B1 - B2) \cdot U] \text{ simplify } \rightarrow \begin{bmatrix} \frac{VC4 \cdot (C2 \cdot Req \cdot s + 1)}{C2 \cdot Lfull \cdot Req \cdot s^2 + Lfull \cdot s + Req} \\ \frac{Req \cdot VC4}{C2 \cdot Lfull \cdot Req \cdot s^2 + Lfull \cdot s + Req} \end{bmatrix}$$

$$\text{Considerando } X(s) := \begin{pmatrix} iL(s) \\ vC(s) \end{pmatrix}$$

$$GVc_d := G_{xd1} \text{ simplify } \rightarrow \frac{Req \cdot VC4}{C2 \cdot Lfull \cdot Req \cdot s^2 + Lfull \cdot s + Req}$$