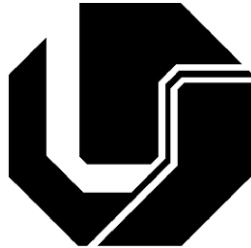


**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**RETIFICADOR HÍBRIDO TRIFÁSICO COM FATOR DE  
POTÊNCIA UNITÁRIO, ALTA DENSIDADE DE POTÊNCIA  
E AMPLA FAIXA DE REGULAÇÃO DE TENSÃO NO  
BARRAMENTO EM CORRENTE CONTÍNUA PARA  
CONEXÃO EM MICRORREDES**

**DANILLO BORGES RODRIGUES**

**AGOSTO  
2016**

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

**RETIFICADOR HÍBRIDO TRIFÁSICO COM FATOR DE  
POTÊNCIA UNITÁRIO, ALTA DENSIDADE DE  
POTÊNCIA E AMPLA FAIXA DE REGULAÇÃO DE  
TENSÃO NO BARRAMENTO EM CORRENTE  
CONTÍNUA PARA CONEXÃO EM MICRORREDES**

**Danillo Borges Rodrigues<sup>1</sup>**

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. – UFU (Orientador)

Valdeir José Farias, Dr. – UFU (Co-orientador)

Admarço Vieira da Costa, Dr. – CEFET-MG

Gustavo Brito de Lima, Dr. – UFTM

Paulo Peixoto Praça, Dr. – UFC

Luiz Carlos de Freitas, Dr. – UFU

<sup>1</sup> 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.

---

R696r  
2016

Rodrigues, Danillo Borges, 1986-

Retificador híbrido trifásico com fator de potência unitário, alta densidade de potência e ampla faixa de regulação de tensão no barramento em corrente contínua para conexão em microrredes / Danillo Borges Rodrigues. - 2016.

236 f. : il.

Orientador: Luiz Carlos Gomes de Freitas.

Coorientador: Valdeir José Farias.

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. 4. Fator de potência - Teses. I. Freitas, Luiz Carlos Gomes de, 1976- II. Farias, Valdeir José, 1947- III. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

---

CDU: 621.3

*“Mas graças a Deus, que nos dá a vitória por meio de nosso Senhor Jesus Cristo”  
1 Coríntios 15:57*



*Aos meus pais Nivaldo e Adma,*

*À minha esposa Jeissiele,*

*Ao meu irmão Daniel,*

*Às minhas avós Laudelina e Maria,*

*À toda minha família por sempre acreditar em minha capacidade.*

# Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por iluminar o meu caminho durante esta jornada e por estar sempre ao meu lado, me protegendo e cuidando dos meus interesses.

Aos meus pais, Nivaldo e Adma, pelos sacrifícios em favor da minha boa educação e por todos os momentos dedicados a mim, pelas palavras, pelos conselhos, pelo amor, pela honestidade, pelo afeto e pela amizade.

À minha esposa Jeissiele, pelo amor, carinho e cuidado que tem demonstrado a cada dia e por me fazer o homem mais feliz e realizado do mundo.

Ao meu irmão Daniel, pelo apoio e amizade.

Às minhas avós Laudelina e Maria, pelo carinho e afeto que demonstram para comigo a todo instante.

Ao professor orientador e amigo Luiz Carlos Gomes de Freitas, que nos anos de convivência, muito me ensinou, contribuindo para meu crescimento científico e intelectual.

Aos meus amigos Gustavo, Admarço, Paulo, Bárbara, Paulo Henrique, Fabrício, Welker, Leandro Vilefort, Fernando, Lucas, Cláudio, Carol, Antônio, Rodrigo e todos os outros amigos de laboratório.

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

# Resumo

Este trabalho apresenta a análise e o desenvolvimento experimental de uma estrutura topológica de retificador híbrido trifásico que oferece as características operacionais de imposição de correntes de linha de entrada senoidais, de alto fator de potência, de reduzida distorção harmônica total de corrente e de fornecimento de um barramento CC com tensão regulada utilizando a inovadora técnica de Compensação Série de Tensão no Barramento CC tanto para condições normais de suprimento da rede elétrica como para condições de afundamentos temporários de tensão equilibrados e desequilibrados na rede CA.

Para corroborar com a teoria exposta e com as análises de simulação computacional, um protótipo de 5 kW foi construído e ensaios experimentais realizados em laboratório permitiram demonstrar que para condições normais de suprimento da rede CA a solução proposta assegura distorções harmônicas de corrente na ordem de 2% e um fator de potência por fase próximo do valor unitário (0,996), além de ser capaz de regular e manter a tensão no barramento CC constante mesmo durante o transitório provocado por um degrau de carga de alta potência. Durante a ocorrência de afundamentos de tensão, a estrutura é capaz de regular a tensão do barramento CC no valor de referência estabelecido, assegurando elevado fator de potência mesmo durante estes distúrbios da rede CA de alimentação.

Destaca-se que estas características operacionais, além de serem alcançadas com os conversores chaveados que compõem a estrutura processando apenas uma parcela da potência total de saída, tornando o conjunto mais eficiente e robusto, fazem da estrutura proposta uma excelente alternativa para aplicações com elevados níveis de potência envolvendo a alimentação de cargas CC sensíveis aos distúrbios provocados pela rede CA e para aplicações que compreendem a compensação de oscilações de tensão devido às intermitências dos sistemas de microgeração que compõem as redes de distribuição em corrente contínua das microrredes.

**Palavras-chave:** Retificadores Híbridos, Afundamentos de Tensão; Distorção Harmônica; Fator de Potência; Oscilações de Tensão; Microrredes.

# Abstract

**This work presents the analysis and the experimental development of a topological structure of three-phase hybrid rectifier, which provides operational characteristics for imposing sinusoidal input line currents, with high power factor, low current total harmonic distortion and providing a DC bus with regulated voltage using the innovative technique of Series Voltage Compensation in the DC Bus for both normal conditions of mains power supply and for temporary sags for balanced and unbalanced voltage ac power supply conditions.**

**In order to corroborate the exposed theory and with computational simulation analysis, a 5 kW prototype was assembled and experimental tests were conducted in laboratory. The results demonstrated that under normal conditions of AC mains supply the proposed solution ensures harmonic distortions about 2 % for the input AC currents and a power factor per phase approximately unitary (0.996). Moreover, the prototype can regulate and maintain the DC bus voltage in a constant value even during the transient caused by a high-power load step. During the occurrence of voltage sags, the structure can regulate the DC bus voltage in the established reference value, ensuring high power factor even during AC mains power supply disturbances.**

**One can emphasize that these operational characteristics, in addition of being achieved with the switched converters that comprise the structure processing only an amount of the total output power, was observed that the whole assembly is more efficient and robust. The proposed structure is an excellent alternative for supplying high power DC loads sensitive to disturbances caused by AC mains and for applications involving voltage oscillations compensation due to intermittences of microgeneration systems that are connected to DC distribution of microgrids.**

**Keywords: Hybrid Rectifiers, Voltage Sags, Harmonic Distortion, Power Factor, Voltage Oscillations, Microgrids.**

# Sumário

<b>Capítulo 1 – Introdução Geral .....</b>	<b>25</b>
1.1. Considerações Iniciais .....	25
1.2. Contribuições da Tese .....	29
1.3. Estrutura da Tese .....	31
<b>Capítulo 2 – Estado da Arte e Proposta de Trabalho .....</b>	<b>33</b>
2.1. Considerações Iniciais .....	33
2.2. Conversores CC-CC utilizados na regulação de tensão em barramentos CC a partir da energia proveniente de outros barramentos CC.....	34
2.3. Conversores CA-CC utilizados na regulação de tensão em barramentos CC a partir da energia proveniente da rede CA de alimentação .....	36
2.4. Retificadores Híbridos utilizados na regulação de tensão em barramentos CC a partir da energia proveniente da rede CA de alimentação .....	39
2.4.1. Retificadores Híbridos desenvolvidos no NUPEP com potencial para aplicações em microrredes.....	42
2.5. Estrutura Retificadora Híbrida Proposta.....	45
2.6. Considerações Finais .....	47
<b>Capítulo 3 – Princípio de Funcionamento e Dimensionamento do Retificador Híbrido Trifásico Proposto .....</b>	<b>49</b>
3.1. Considerações Iniciais .....	49
3.2. Princípio de Funcionamento .....	49
3.2.1. Imposição de Correntes de Linha de Entrada .....	50
3.2.2. Compensação série de tensão no barramento CC .....	54
3.3. Dimensionamento dos componentes passivos e semicondutores do RHT proposto.....	55
3.3.1. Dimensionamento do Retificador Não Controlado.....	56
3.3.1.1. Dimensionamento dos componentes passivos do RNC .....	56
3.3.1.2. Dimensionamento dos semicondutores do RNC .....	68
3.3.1.3. Especificações de projeto e resumo dos componentes passivos e dos semicondutores do RNC .....	70
3.3.2. Dimensionamento do conversor Full-Bridge.....	71
3.3.2.1. Dimensionamento dos componentes passivos do conversor Full-Bridge .....	71
3.3.2.2. Dimensionamento dos semicondutores do conversor Full-Bridge .....	77
3.3.2.3. Especificações de projeto e resumo dos componentes passivos e dos semicondutores do conversor Full-Bridge.....	78
3.3.3. Dimensionamento do conversor Boost .....	78
3.3.3.1. Dimensionamento dos componentes passivos do conversor Boost .....	79
3.3.3.2. Dimensionamento dos semicondutores do conversor Boost.....	89
3.3.3.3. Especificações de projeto e resumo dos componentes passivos e dos semicondutores do conversor Boost.....	92
3.4. Considerações finais .....	93
<b>Capítulo 4 – Estratégia de Controle e Projeto dos Controladores.....</b>	<b>95</b>
4.1. Considerações Iniciais .....	95
4.2. Estratégia de Controle .....	95
4.2.1. Estratégia de Controle do Conversor Full-Bridge .....	96
4.2.2. Estratégia de Controle do Conversor Boost.....	98
4.2.2.1. Princípio de Funcionamento do PLL.....	100

4.3.	Projeto dos Controladores .....	101
4.3.1.	Projeto do Controlador de Tensão do Conversor Boost .....	103
4.3.1.1.	Projeto do Controlador PI da Estrutura PLL.....	119
4.3.2.	Projeto do Controlador de Tensão do Conversor Full-Bridge .....	122
4.4.	Considerações finais .....	140
<b>Capítulo 5 – Resultados de Simulação Computacional.....</b>		<b>143</b>
5.1.	Considerações Iniciais .....	143
5.2.	Esquemático de Simulação .....	143
5.3.	Resultados de Simulação do RHT sob Condições Normais de Suprimento da Rede Elétrica. ....	147
5.4.	Resultados de Simulação do RHT sob Condições de Afundamentos de Tensão.....	152
5.5.	Considerações finais .....	159
<b>Capítulo 6 – Resultados Experimentais.....</b>		<b>161</b>
6.1.	Considerações Iniciais .....	161
6.2.	Protótipo Experimental.....	161
6.3.	Implementação do Código de Controle .....	166
6.4.	Resultados Experimentais do RHT Operando sob Condições Normais de Suprimento da Rede Elétrica (Potência de 4,5 kW).....	170
6.5.	Resultados Experimentais do RHT Operando Diante de Degrau de Carga Processada (2,4 kW para 4,5 kW) .....	176
6.6.	Resultados Experimentais do RHT Operando sob Condições de Afundamentos de Tensão (Potência de 1,3 kW) .....	178
6.6.1.	Afundamento de Tensão do Tipo A.....	179
6.6.2.	Afundamento de Tensão do Tipo B.....	181
6.6.3.	Afundamento de Tensão do Tipo C.....	183
6.6.4.	Afundamento de Tensão do Tipo D.....	185
6.6.5.	Afundamento de Tensão do Tipo E.....	187
6.6.6.	Afundamento de Tensão do Tipo F .....	189
6.6.7.	Afundamento de Tensão do Tipo G.....	191
6.7.	Análise de Divisão de Processamento de Potência, de Fator de Potência por Fase e de Rendimento em Função da Potência de Saída e do tipo de Afundamento de Tensão .....	193
6.8.	Considerações finais .....	197
<b>Capítulo 7 – Conclusões Gerais .....</b>		<b>199</b>
<b>Referências Bibliográficas .....</b>		<b>202</b>
<b>Lista de Publicações e Projetos de Pesquisa dos Autores Associadas à Pesquisa. ....</b>		<b>211</b>
	Artigos Completos Publicados em Periódicos.....	211
	Trabalhos Completos Publicados em Anais de Congressos .....	211
	Projetos de Pesquisa .....	214
<b>Apêndice A – Código Matemático para Solução do Modelo Matemático do Conversor Boost.....</b>		<b>215</b>
<b>Apêndice B – Código Matemático para Solução do Modelo Matemático do Circuito Equivalente para a Composição entre o RNC e o Conversor Full-Bridge.....</b>		<b>218</b>

<b>Apêndice C – Código Matemático para Determinação da Distorção Harmônica Total das Correntes de Linha de Entrada.....</b>	<b>222</b>
<b>Apêndice D – Código de Controle do RHT Embarcado no DPS TMS320F28335</b>	<b>225</b>
<b>Apêndice E – Medições de Rendimento, Potência Aparente, Fator de Potência e Potência Ativa por Fase Durante Condições de Afundamentos de Tensão .....</b>	<b>232</b>

# Lista de Figuras

Fig. 2.1 – (a) Sistema de armazenamento e injeção de energia elétrica no barramento CC e (b) conversor CC-CC bidirecional com isolamento galvânica apresentados em [25]. ....	35
Fig. 2.2 – Estrutura de associação de microrredes através de conversor CC-CC bidirecional proposta por [28]. .....	35
Fig. 2.3 – Conversor CA-CC composto pela associação em cascata de um conversor do tipo VSC e um conversor CC-CC do tipo Buck [11]. .....	36
Fig. 2.4 – Conversores CA-CC propostos por [29]: (a) Associação Buck+Boost e (b) associação Boost+Buck. ....	37
Fig. 2.5 – Conversor CA-CC composto por um retificador trifásico do tipo Buck integrado a um conversor Full-Bridge ZVS com isolamento galvânica [30]. .....	38
Fig. 2.6 – Conversor multicélulas CA-CC proposto por [31]. .....	38
Fig. 2.7 – Conversor CA-CC composto pela associação de dois conversores Boost [32]. .....	39
Fig. 2.8 – Retificador híbrido trifásico composta pela associação em paralelo de um conversor Boost trifásico a uma chave com um retificador trifásico PWM unidirecional [33], [34]. .....	40
Fig. 2.9 – Retificador híbrido trifásico proposto por [35] (a) empregando o conversor CC-CC Boost e (b) empregando transformador ou autotransformador. ....	41
Fig. 2.10 – Retificador híbrido trifásico composta pela associação em paralelo de um conversor Boost trifásico a uma chave com um retificador unidirecional do tipo delta-switch [36], [37]. .....	42
Fig. 2.11 – Retificador híbrido baseado na topologia do tipo Vienna [38]. .....	42
Fig. 2.12 – Estrutura retificadora híbrida com conversor Boost cascadeado apresentada em [43]. .....	44
Fig. 2.13 – Estrutura retificadora híbrida com técnica de compensação série de tensão no barramento CC de saída apresentada em [44]. .....	44
Fig. 2.14 – Estrutura retificadora híbrida trifásica proposta. ....	46
Fig. 3.1 – Arranjo topológico do retificador híbrido trifásico proposto. ....	50



Fig. 3.2 – Composição das formas de onda teóricas das correntes $i_{a(Ret-1)}$ , $i_{b(Ret-1)}$ , $i_{c(Ret-1)}$ , $i_{a(Ret-2)}$ , $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ e das tensões de linha. ....	51
Fig. 3.3 – Princípio de funcionamento da compensação série de tensão no barramento CC. ....	54
Fig. 3.4 – Arranjos topológicos (a) da composição entre o retificador não controlado e o conversor Full-Bridge e (b) do conversor Boost. ....	56
Fig. 3.5 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para o intervalo de tempo de $t_1$ até $t_2$ . ....	57
Fig. 3.6 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para o intervalo de tempo de $t_2$ até $t_4$ . ....	58
Fig. 3.7 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para o intervalo de tempo de $t_4$ até $t_5$ . ....	60
Fig. 3.8 – Visualização dos intervalos de tempo de operação do retificador não controlado através da forma de onda teórica da corrente $i_{nc}(t)$ . ....	62
Fig. 3.9 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para o intervalo de tempo de $t_5$ até $t_7$ . ....	62
Fig. 3.10 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para o intervalo de tempo de $t_7$ até $t_8$ . ....	64
Fig. 3.11 – Dinâmica teórica dos pulsos de chaveamento dos interruptores $S_{1FB}$ , $S_{2FB}$ , $S_{3FB}$ e $S_{4FB}$ . ....	71
Fig. 3.12 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para a condição 1 de operação. ....	72
Fig. 3.13 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para as condições 2 e 4 de operação. ....	73
Fig. 3.14 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para a condição 3 de operação. ....	74
Fig. 3.15 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 1 de operação. ....	79
Fig. 3.16 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 2 de operação. ....	80
Fig. 3.17 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 3 de operação. ....	81
Fig. 3.18 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 4 de operação. ....	81
Fig. 3.19 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 5 de operação. ....	82
Fig. 3.20 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 6 de operação. ....	83
Fig. 3.21 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 7 de operação. ....	83
Fig. 3.22 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 8 de operação. ....	84

Fig. 3.23 – Circuito simplificado do conversor Boost.....	85
Fig. 3.24 – Comportamento das derivadas da corrente $i_{a(Ret-2)}$ para cada condição de operação do conversor Boost em função da variação de $\omega t$ .....	86
Fig. 3.25 – Comportamento das razões cíclicas em função da variação de $\omega t$ . ....	87
Fig. 3.26 – Possibilidades de pulsos de comando dos interruptores $S_{1B}$ , $S_{2B}$ e $S_{3B}$ para $\omega t$ igual a $90^\circ$ .....	87
Fig. 3.27 – Comportamento das derivadas da tensão $v_{Cb}$ para cada condição de operação em função da variação de $\omega t$ . ....	89
Fig. 4.1 – Diagrama esquemático do circuito de controle do conversor Full-Bridge.....	96
Fig. 4.2 – Sinais de gatilho dos interruptores $S_{1FB}$ , $S_{2FB}$ , $S_{3FB}$ e $S_{4FB}$ do conversor Full-Bridge. ....	97
Fig. 4.3 – Diagrama esquemático do circuito de controle do conversor Boost.....	98
Fig. 4.4 – Diagrama esquemático do PLL implementado para a fase A [44]. ....	100
Fig. 4.5 – Relação entre o nível CC da onda dente-de-serra e a fase da senóide de saída do PLL. ....	100
Fig. 4.6 – Representação dos sinais internos gerados na implementação do PLL. ....	101
Fig. 4.7 – Representação das malhas interna e externa de controle de conversores CA-CC.....	104
Fig. 4.8 – Diagrama de blocos do sistema equivalente do conversor Boost: (a) em malha fechada e (b) em malha aberta. ....	105
Fig. 4.9 – Execução da solução do modelo matemático do conversor Boost para o degrau nas amplitudes das referências de corrente.....	106
Fig. 4.10 – Formas de onda (a) das respostas das correntes drenadas por Ret-2 e (b) da resposta de $V_{o(Boost)}$ ao degrau de amplitude das referências de corrente.....	113
Fig. 4.11 – Sistema do conversor Boost em malha fechada sem compensação: (a) lugar geométrico das raízes, (b) diagramas de Bode e (c) resposta ao degrau. ....	115
Fig. 4.12 – Tempo de queda da tensão $V_{o(Boost)}$ durante a ocorrência de um afundamento de 50% nas amplitudes das tensões trifásicas de alimentação.....	117
Fig. 4.13 – Sistema do conversor Boost em malha fechada compensado: (a) lugar geométrico das raízes, (b) diagramas de Bode e (c) resposta ao degrau. ....	119
Fig. 4.14 – Diagrama esquemático para teste da velocidade de resposta da estrutura PLL. ....	120

Fig. 4.15 – Resposta da estrutura PLL diante da variação da constante de tempo do controlador PI. ....	121
Fig. 4.16 – Diagrama de blocos do sistema do circuito equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge: (a) em malha fechada e (b) em malha aberta. ....	123
Fig. 4.17 – Circuito equivalente para a composição entre o retificador não controlado e o conversor Full-Bridge (a) considerando a tensão $V_{Cnc}$ como entrada do sistema e (b) a tensão $V_{Cfb}$ como entrada do sistema. ....	124
Fig. 4.18 – Lógica para a chamada das matrizes de sistema e de entrada no algoritmo de solução do modelo matemático do conversor Full-Bridge. ....	128
Fig. 4.19 – Respostas transitórias das tensões no barramento CC e na saída do conversor Full-Bridge durante um degrau de razão cíclica. ....	133
Fig. 4.20 – Formas de onda (a) do degrau de razão cíclica e (b) da resposta da tensão no barramento CC ao degrau de razão cíclica. ....	134
Fig. 4.21 – Sistema para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge em malha fechada sem compensação: (a) lugar geométrico das raízes, (b) diagramas de Bode e (c) resposta ao degrau. ....	136
Fig. 4.22 – Tempo de queda da tensão $V_o$ durante a ocorrência de uma redução de 50% nas amplitudes das tensões trifásicas de alimentação. ....	138
Fig. 4.23 – Sistema para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge em malha fechada compensado: (a) lugar geométrico das raízes, (b) diagramas de Bode e (c) resposta ao degrau. ....	140
 Fig. 5.1 – Diagrama esquemático de simulação do circuito de potência do RHT no software PSim® .....	144
Fig. 5.2 – Diagrama esquemático de simulação no software PSim® do circuito de controle do (a) conversor Boost; do (b) conversor Full-Bridge; e dos (c) PLLs. ....	144
Fig. 5.3 – Forma detalhada do circuito de controle do conversor Full-Bridge desenvolvido para simulação. ....	146
Fig. 5.4 – Lógica de variação dos sinais de gatilho dos interruptores $S_{1FB}$ , $S_{2FB}$ , $S_{3FB}$ e $S_{4FB}$ do conversor Full-Bridge utilizados na simulação computacional. ....	146
Fig. 5.5 – Fase A: Correntes $i_{a(in)}$ , $i_{a(Ret-1)}$ e $i_{a(Ret-2)}$ . ....	147
Fig. 5.6 – Fase B: Correntes $i_{b(in)}$ , $i_{b(Ret-1)}$ e $i_{b(Ret-2)}$ . ....	147
Fig. 5.7 – Fase C: Correntes $i_{c(in)}$ , $i_{c(Ret-1)}$ e $i_{c(Ret-2)}$ . ....	148

Fig. 5.8 – Correntes de linha de alimentação das fases A, B e C e demonstração das correntes de linha em fase com as tensões F-N. ....	148
Fig. 5.9 – Espectros harmônicos das correntes (a) $i_{a(in)}$ ; (b) $i_{b(in)}$ ; e (c) $i_{c(in)}$ , determinados pelo software Matlab®. ....	149
Fig. 5.10 – Tensão no barramento CC ( $V_o$ ), tensão de saída do conversor Boost ( $V_{o(Boost)}$ ), tensão de saída de Ret-1 ( $V_{Cnc}$ ), e tensão de saída de Ret-2 ( $V_{Cfb}$ ). ....	150
Fig. 5.11 – (a) Potências ativas de saída processadas pelo retificador híbrido trifásico ( $P_o$ ), por Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}$ ) e por Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}$ ); e (b) percentual de divisão de processamento de potência entre Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ). ....	151
Fig. 5.12 – Resposta dinâmica durante um degrau de carga de 2,5 kW para 5 kW: (a) correntes de linha de entrada, tensões e potências de saída do RHT, Ret-1 e Ret-2; e (b) correntes $i_{a(in)}$ , $i_{a(Ret-1)}$ e $i_{a(Ret-2)}$ . ....	152
Fig. 5.13 – Afundamento do Tipo A: Tensões de fase; correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ ; tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ). ....	155
Fig. 5.14 – Afundamento do Tipo B: Tensões de fase; correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ ; tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ). ....	156
Fig. 5.15 – Afundamento do Tipo C: Tensões de fase; correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ ; tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ). ....	156
Fig. 5.16 – Afundamento do Tipo D: Tensões de fase; correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ ; tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ). ....	157
Fig. 5.17 – Afundamento do Tipo E: Tensões de fase; correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ ; tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ). ....	157
Fig. 5.18 – Afundamento do Tipo F: Tensões de fase; correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ ; tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ). ....	158
Fig. 5.19 – Afundamento do Tipo G: Tensões de fase; correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ ; tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ). ....	158

Fig. 6.1 – Arranjo topológico do circuito de potência do RHT.....	162
Fig. 6.2 – Protótipo do retificador híbrido trifásico desenvolvido em laboratório.....	162
Fig. 6.3 – Atribuições dos pinos de GPIO configurados no algoritmo de controle embarcado no DSP. ....	167
Fig. 6.4 – Tempo gasto pelo DSP para geração das amostras e para execução do código da estratégia de controle do RHT. ....	169
Fig. 6.5 – Correntes de linha de entrada drenadas pelo RHT, por Ret-1 e por Ret-2 para (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C. ....	171
Fig. 6.6 – Correntes de linha de alimentação das fases A, B e C.....	171
Fig. 6.7 – Distorção harmônica total e comparação, em relação à normal IEC 61000-3-2, das amplitudes harmônicas das correntes (a) $i_{a(in)}$ , (b) $i_{b(in)}$ e (c) $i_{c(in)}$ .....	172
Fig. 6.8 – Correntes de linha em fase com as tensões F-N para (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.....	173
Fig. 6.9 – Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.....	174
Fig. 6.10 – Distorção harmônica total média e fator de potência médio em função da potência ativa média total processada. ....	175
Fig. 6.11 – Tensão no barramento CC ( $V_o$ ), tensão de saída do conversor Boost ( $V_{o(Boost)}$ ), tensão de saída de Ret-1 ( $V_{Cnc}$ ), e tensão de saída de Ret-2 ( $V_{Cfb}$ ). ....	176
Fig. 6.12 – Potências ativas de saída processadas pelo retificador híbrido trifásico ( $P_o$ ), por Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}$ ) e por Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}$ ) e percentual de processamento de potência ( $P_{o(Ret-1)}\%$ e $P_{o(Ret-2)}\%$ ). ....	176
Fig. 6.13 – Respostas dinâmicas das correntes de linha de entrada durante um degrau de carga de 2,4 kW para 4,5 kW. ....	177
Fig. 6.14 – Respostas dinâmicas das correntes de linha de entrada drenadas pela fase A do RHT, de Ret-1 e de Ret-2 durante um degrau de carga de 2,4 kW para 4,5 kW. ...	177
Fig. 6.15 – Respostas dinâmicas da tensão no barramento CC e das tensões nos capacitores de saída de Ret-1, de Ret-2 e do conversor Boost durante um degrau de carga de 2,4 kW para 4,5 kW.....	178
Fig. 6.16 – Afundamento de tensão do tipo A: Tensões F-N $v_{an}$ , $v_{bn}$ e $v_{cn}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	179
Fig. 6.17 – Afundamento de tensão do tipo A: Correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	180

Fig. 6.18 – Afundamento de tensão do tipo A: Tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório. ....	180
Fig. 6.19 – Afundamento de tensão do tipo A: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.....	181
Fig. 6.20 – Afundamento de tensão do tipo B: Tensões F-N $v_{an}$ , $v_{bn}$ e $v_{cn}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	181
Fig. 6.21 – Afundamento de tensão do tipo B: Correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	182
Fig. 6.22 – Afundamento de tensão do tipo B: Tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório. ....	182
Fig. 6.23 – Afundamento de tensão do tipo B: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.....	183
Fig. 6.24 – Afundamento de tensão do tipo C: Tensões F-N $v_{an}$ , $v_{bn}$ e $v_{cn}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	183
Fig. 6.25 – Afundamento de tensão do tipo C: Correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	184
Fig. 6.26 – Afundamento de tensão do tipo C: Tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório. ....	184
Fig. 6.27 – Afundamento de tensão do tipo C: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.....	185
Fig. 6.28 – Afundamento de tensão do tipo D: Tensões F-N $v_{an}$ , $v_{bn}$ e $v_{cn}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	186
Fig. 6.29 – Afundamento de tensão do tipo D: Correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	186
Fig. 6.30 – Afundamento de tensão do tipo D: Tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório. ....	186
Fig. 6.31 – Afundamento de tensão do tipo D: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.....	187
Fig. 6.32 – Afundamento de tensão do tipo E: Tensões F-N $v_{an}$ , $v_{bn}$ e $v_{cn}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	188
Fig. 6.33 – Afundamento de tensão do tipo E: Correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	188
Fig. 6.34 – Afundamento de tensão do tipo E: Tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório. ....	188

Fig. 6.35 – Afundamento de tensão do tipo E: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.....	189
Fig. 6.36 – Afundamento de tensão do tipo F: Tensões F-N $v_{an}$ , $v_{bn}$ e $v_{cn}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	190
Fig. 6.37 – Afundamento de tensão do tipo F: Correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	190
Fig. 6.38 – Afundamento de tensão do tipo F: Tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório. ....	191
Fig. 6.39 – Afundamento de tensão do tipo F: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.....	191
Fig. 6.40 – Afundamento de tensão do tipo G: Tensões F-N $v_{an}$ , $v_{bn}$ e $v_{cn}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	192
Fig. 6.41 – Afundamento de tensão do tipo G: Correntes $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.....	192
Fig. 6.42 – Afundamento de tensão do tipo G: Tensões $V_o$ , $V_{o(Boost)}$ , $V_{Cnc}$ e $V_{Cfb}$ durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório. ....	193
Fig. 6.43 – Afundamento de tensão do tipo G: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.....	193
Fig. 6.44 – Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2 em função da potência total de saída e do tipo de afundamento de tensão.....	194
Fig. 6.45 – Fator de potência por fase em função da potência total de saída e do tipo de afundamento de tensão. ....	195
Fig. 6.46 – Rendimento do RHT para a condição de carga de 4,5 kW. ....	196
Fig. 6.47 – Rendimento do RHT em função da potência total de saída e do tipo de afundamento de tensão. ....	196
Fig. E1 – Rendimento para a condição de afundamento de tensão: (a) Tipo A, (b) Tipo B, (c) Tipo C, (d) Tipo D, (e) Tipo E, (f) Tipo F, (g) Tipo G. ....	233
Fig. E2 – Afundamento de tensão do tipo A: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C. ....	233
Fig. E3 – Afundamento de tensão do tipo B: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C. ....	234
Fig. E4 – Afundamento de tensão do tipo C: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C. ....	234

Fig. E5 – Afundamento de tensão do tipo D: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C. ....	235
Fig. E6 – Afundamento de tensão do tipo E: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C. ....	235
Fig. E7 – Afundamento de tensão do tipo F: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C. ....	236
Fig. E8 – Afundamento de tensão do tipo G: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C. ....	236



# Lista de Tabelas

Tab. 3.1 – Especificação de projeto do RNC. ....	70
Tab. 3.2 – Instantes obtidos para a solução do equacionamento do RNC.....	70
Tab. 3.3 – Resumo do projeto do RNC. ....	71
Tab. 3.4 – Possíveis condições dos interruptores do conversor Full-Bridge.....	72
Tab. 3.5 – Especificação de projeto do conversor Full-Bridge. ....	78
Tab. 3.6 – Resumo do projeto do conversor Full-Bridge. ....	78
Tab. 3.7 – Possíveis condições dos interruptores do conversor Boost. ....	79
Tab. 3.8 – Especificação de projeto do conversor Boost.....	93
Tab. 3.9 – Resumo do projeto do conversor Boost. ....	93
Tab. 5.1 – Representação matemática dos afundamentos de tensão que não implicam em deslocamento de fase nas tensões fase-neutro. ....	153
Tab. 5.2 – Representação matemática para os afundamentos de tensão que implicam em deslocamento de fase nas tensões fase-neutro. ....	154
Tab. 6.1 – Resumo dos parâmetros do protótipo do retificador híbrido trifásico implementado. ....	163
Tab. 6.2 – Especificações do DSP TMS320F28335 da TEXAS INSTRUMENTS®...	163
Tab. 6.3 – Especificações do módulo para aquisição e condicionamento de sinais de corrente e de tensão. ....	164
Tab. 6.4 – Especificações do módulo de conversão dos sinais de saída do DSP da faixa de 0 a 3,3 V para a faixa de 0 a 15 V.....	164
Tab. 6.5 – Especificações do Gate-Driver DRO100S25A da SUPPLIER®. ....	165
Tab. 6.6 – Especificações do CLP SYSMAC CP1E da OMRON®. ....	165
Tab. 6.7 – Especificações da Fonte trifásica programável FCATHQ 450-22-100 da SUPPLIER®. ....	166

# Simbologia

$a$	- Frequência do polo da função de transferência de primeira ordem
$A$	- Matriz de sistema
$ADC$	- <i>Analogue-Digital Converter</i>
$B$	- Matriz de entrada
$C$	- Matriz de saída
$CA$	- Corrente alternada
$C_B$	- Capacitor de saída do conversor Boost
$CC$	- Corrente contínua
$C_{FB}$	- Capacitor de saída do conversor Full-Bridge
$C_{NC}$	- Capacitor de saída do retificador não controlado de seis pulsos
$C_{v(B)}$	- Função de transferência do controlador de tensão do conversor Boost
$C_{v(FB)}$	- Função de transferência do controlador de tensão do conversor Full-Bridge
$C_p$	- Capacitor série com o primário do transformador do conversor Full-Bridge
$CSTCC$	- Compensação série de tensão no barramento CC
$d$	- Razão cíclica de operação do conversor Full-Bridge
$d_{1B}$	- Razão cíclica de trabalho do interruptor $S_{1B}$
$d_{2B}$	- Razão cíclica de trabalho do interruptor $S_{2B}$
$d_{3B}$	- Razão cíclica de trabalho do interruptor $S_{3B}$
$D_{1,...,6}$	- Diodos da ponte retificador do retificador não controlado de seis pulsos
$D_{7,8}$	- Diodos do conversor Full-Bridge
$DHT$	- Distorção Harmônica Total
$D_{RD}$	- Diodo de roda livre do conversor Full-Bridge
$DSP$	- <i>Digital Signal Processor</i>
$\Delta i_{a(Ret-2)}$	- Ondulação de corrente no indutor $L_B$
$\Delta i_{Lfb}$	- Ondulação de corrente no indutor $L_{FB}$
$d_{max}$	- Razão cíclica máxima de operação do conversor Full-Bridge
$\Delta Q_{Cb}$	- Variação de carga no capacitor $C_B$
$\Delta Q_{Cfb}$	- Variação de carga no capacitor $C_{FB}$
$\Delta Q_{Cnc}$	- Variação de carga no capacitor $C_{NC}$
$\Delta Amp$	- Valor final das amplitudes das correntes do conversor Boost após o degrau

- $\Delta D$  - Valor final da razão cíclica do conversor Full-Bridge após o degrau
- $\Delta t$  - Intervalo de tempo
- $\Delta T_s$  - Tempo de acomodação
- $\Delta V_{Cb}$  - Ondulação da tensão no capacitor  $C_B$
- $\Delta V_{Cfb}$  - Ondulação da tensão no capacitor  $C_{FB}$
- $\Delta V_{Cnc}$  - Ondulação da tensão no capacitor  $C_{NC}$
- $\Delta V_{o(rp)}$  - Valor em regime permanente da tensão  $V_o$
- $\Delta V_{o(Boost)(rp)}$  - Valor em regime permanente da tensão  $V_{o(Boost)}$
- $\Delta \theta$  - Tempo morto ou atraso de transporte
- $E$  - Matriz de ação avanço
- $e_{v(B)}$  - Diferença entre a referência de tensão  $V_{o(Boost)}^*$  e a tensão  $V_{o(Boost)}$
- $e_{v(FB)}$  - Diferença entre a referência de tensão  $V_o^*$  e a tensão  $V_o$
- $F-N$  - Fase-neutro
- $f$  - Frequência da rede (60 Hz)
- $f_{ch}$  - Frequência de chaveamento
- $f_R$  - Frequência de ressonância
- $G_{pi}$  - Função de transferência do controlador PI do PLL
- $G_{RNC-FB(eq)}$  - Função de transferência do sistema do circuito equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge operando em malha aberta
- $G_{vi(eq)}$  - Função de transferência do sistema do conversor Boost operando em malha aberta
- $i_{a(Ret-1)}$  - Corrente drenada pela fase A de Ret-1
- $i_{a(Ret-2)}$  - Corrente drenada pela fase A de Ret-2
- $i_{a(Ret-2)(pico)}$  - Valor de pico da corrente drenada pela fase A de Ret-2
- $i_{a(in)}$  - Corrente de linha de entrada da fase A
- $i_{b(Ret-1)}$  - Corrente drenada pela fase B de Ret-1
- $i_{b(Ret-2)}$  - Corrente drenada pela fase B de Ret-2
- $i_{b(in)}$  - Corrente de linha de entrada da fase B
- $i_{c(Ret-1)}$  - Corrente drenada pela fase C de Ret-1
- $i_{c(Ret-2)}$  - Corrente drenada pela fase C de Ret-2
- $i_{c(in)}$  - Corrente de linha de entrada da fase C
- $i_{Cfb}$  - Corrente no capacitor  $C_{FB}$
- $I_{Dfb(médio)}$  - Valor médio das correntes nos diodos do conversor Full-Bridge
- $I_{Dfb(pico)}$  - Valor de pico das correntes nos diodos do conversor Full-Bridge

$I_{Dnc(médio)}$	- Valor médio das correntes nos diodos da ponte retificadora do RNC
$I_{Dnc(pico)}$	- Valor de pico das correntes nos diodos da ponte retificadora do RNC
$IEC$	- <i>International Electrotechnical Commission</i>
$i_{Lfb}$	- Corrente no indutor $L_{FB}$
$i_{Lfb(médio)}$	- Corrente média no indutor $L_{FB}$
$I_o$	- Corrente de carga
$I_p$	- Valor de pico das correntes de entrada
$i_{Ref-A}$	- Referência senoidal de corrente da fase A
$i_{Ref-B}$	- Referência senoidal de corrente da fase B
$i_{Ref-C}$	- Referência senoidal de corrente da fase C
$I_{RMS}$	- Valor eficaz das correntes de entrada
$i_{sen-A}^*$	- Referência senoidal gerada pelo PLL da fase A
$i_{sen-B}^*$	- Referência senoidal gerada pelo PLL da fase B
$i_{sen-C}^*$	- Referência senoidal gerada pelo PLL da fase C
$I_{Sb(médio)}$	- Valor médio das correntes nos interruptores do conversor Boost
$I_{Sb(pico)}$	- Valor de pico das correntes nos interruptores do conversor Boost
$I_{Sfb(médio)}$	- Valor médio das correntes nos interruptores do conversor Full-Bridge
$I_{Sfb(pico)}$	- Valor de pico das correntes nos interruptores do conversor Full-Bridge
$K$	- Ganho da função de transferência de primeira ordem
$u_{V(B)}$	- Saída do controlador de tensão do conversor Boost
$u_{V(FB)}$	- Saída do controlador de tensão do conversor Full-Bridge
$u_{V(sat)}$	- Saída saturada do controlador de tensão do conversor Full-Bridge
$L_B$	- Indutor de entrada do conversor Boost
$L_{FB}$	- Indutor do conversor Full-Bridge
$L_{FBp}$	- Indutor do conversor Full-Bridge refletido para o primário do transformador
$L_{NC}$	- Indutor de entrada do RNC
$N_1$	- Número de espiras do primário do transformador do conversor Full-Bridge
$N_2$	- Número de espiras do secundário do transformador do conversor Full-Bridge
$N_3$	- Número de espiras do terciário do transformador do conversor Full-Bridge
$P_{in}$	- Potência ativa de entrada
$PLL$	- <i>Phase Locked Loop</i>
$P_o$	- Potência ativa total de saída
$P_{o(Ret-1)}$	- Potência ativa processada pela estrutura Ret-1
$P_{o(Ret-2)}$	- Potência ativa processada pela estrutura Ret-2

$PWM$	- Pulse Width Modulation
$R_{FB}$	- Resistência de carga equivalente à operação do conversor Full-Bridge
$R_o$	- Resistência de carga
$Ret-1$	- Estrutura retificadora 1 do RHT
$Ret-2$	- Estrutura retificadora 2 do RHT
$RHT$	- Retificador híbrido trifásico
$RNC$	- Retificador não controlador
$S_{1B...6B}$	- Interruptores do conversor Boost
$S_{1FB...4FB}$	- Interruptores do conversor Full-Bridge
$S_{in}$	- Potência aparente de entrada
$T$	- Período para a frequência da rede
$t_{1...8}$	- Instantes de tempo utilizados no princípio de operação do RNC
$T_{ch}$	- Período de chaveamento
$t_{pico}$	- Instante de ocorrência do valor de pico da corrente $i_{a(Ret-1)}$
$u$	- Vetor de entrada
$v_{ab}$	- Tensão entre as fases A e B
$v_{ac}$	- Tensão entre as fases A e C
$v_{an}$	- Tensão entre a fase A e o neutro
$v_{ba}$	- Tensão entre as fases B e A
$v_{bc}$	- Tensão entre as fases B e C
$v_{bn}$	- Tensão entre a fase B e o neutro
$v_{ca}$	- Tensão entre as fases C e A
$v_{cb}$	- Tensão entre as fases C e B
$V_{CC}$	- Nível CC de tensão somada à onda dente de serra para utilização no PLL
$v_{Cfb}$	- Tensão no capacitor de saída $C_{FB}$
$v_{cn}$	- Tensão entre a fase C e o neutro
$v_{Cnc}$	- Tensão no capacitor de saída $C_{NC}$
$v_{coss}$	- Sinal em quadratura com a referência senoidal gerada pelo PLL
$v_{Cp}$	- Tensão no capacitor série $C_p$ do conversor Full-Bridge
$V_{Dfb(pico)}$	- Valor de pico das tensões nos diodos do conversor Full-Bridge
$V_{Dnc(pico)}$	- Valor de pico das tensões nos diodos da ponte retificadora do RNC
$v_{DS+CC}$	- Soma de $V_{CC}$ e $v_{DS}$ para utilização na implementação do PLL
$v_{DS}$	- Forma de onda dente-de-serra na frequência de 60 Hz usada pelo PLL
$V_{DS}^*$	- Forma de onda dente-de-serra usada no controle do conversor Full-Bridge

- $V_{GS1B}$  - Sinal de gatilho enviado para a chave  $S_{1B}$
- $V_{GS2B}$  - Sinal de gatilho enviado para a chave  $S_{2B}$
- $V_{GS3B}$  - Sinal de gatilho enviado para a chave  $S_{3B}$
- $V_{GS4B}$  - Sinal de gatilho enviado para a chave  $S_{4B}$
- $V_{GS5B}$  - Sinal de gatilho enviado para a chave  $S_{5B}$
- $V_{GS6B}$  - Sinal de gatilho enviado para a chave  $S_{6B}$
- $V_{GS1FB}$  - Sinal de gatilho enviado para a chave  $S_{1FB}$
- $V_{GS2FB}$  - Sinal de gatilho enviado para a chave  $S_{2FB}$
- $V_{GS3FB}$  - Sinal de gatilho enviado para a chave  $S_{3FB}$
- $V_{GS4FB}$  - Sinal de gatilho enviado para a chave  $S_{4FB}$
- $v_{Lb}$  - Queda de tensão no indutor  $L_B$
- $v_{Mult}$  - Sinal resultante da multiplicação de um tensão de fase com o sinal  $v_{coss}$
- $v_{Mult(med)}$  - Valor médio do sinal  $v_{Mult}$
- $V_o$  - Tensão no barramento CC
- $V_o^*$  - Referência de tensão para controle da tensão no barramento CC
- $V_{o(Boost)}$  - Tensão no capacitor de saída  $C_B$
- $V_{o(Boost)}^*$  - Referência de tensão para controle da tensão  $V_{o(Boost)}$
- $V_p$  - Valor de pico das tensões trifásicas de fase de alimentação
- $V_{RMS}$  - Valor eficaz das tensões trifásicas de alimentação
- $V_{Sb(pico)}$  - Valor de pico das tensões nos interruptores do conversor Boost
- $V_{Sfb(pico)}$  - Valor de pico das tensões nos interruptores do conversor Full-Bridge
- $x$  - Vetor de estados
- $\dot{x}$  - Derivada do vetor de estados
- $y$  - Vetor resposta
- ZOH* - *Zero-Order Hold*
- $\omega$  - Frequência angular

# Capítulo 1 – Introdução Geral

## 1.1. Considerações Iniciais

É de entendimento que a distribuição de energia elétrica realizada em corrente contínua (CC) tem crescido de forma considerável nos últimos anos para atender aos novos consumidores e equipamentos que trabalham diretamente com alimentação CC, dando espaço para a expansão da forma descentralizada de geração de energia elétrica através da utilização de recursos renováveis próximos aos centros de consumo [1]-[5]. Entre os fatores que motivaram o crescimento da distribuição de energia elétrica em CC, podem-se destacar [2]-[21]:

- A preocupação com os impactos ambientais causados pela emissão de gases que surgem devido às atividades relacionadas à produção, distribuição e consumo de combustíveis fósseis e que amplificam o efeito estufa;
- A carência dos recursos energéticos aliada à sobrecarga dos sistemas de transmissão e ao aumento da demanda de energia elétrica, principalmente em regiões de difícil acesso à rede de alimentação em corrente alternada (CA);
- A ausência de potência reativa, a qual em sistemas CA é responsável pelo aumento da magnitude de correntes drenadas, e o consequente aumento das perdas;
- A possibilidade da eliminação de estágios de conversão de energia CA para CC, uma vez que diversos aparelhos e equipamentos operam diretamente com alimentação CC;
- A necessidade de uma maior confiabilidade, segurança e qualidade no fornecimento de energia para cargas que são sensíveis às perturbações e interrupções as quais a distribuição de energia elétrica em CA está sujeita;
- A viabilidade da utilização de fontes alternativas que geram energia diretamente em CC, facilitando a conexão destas ao barramento de distribuição em corrente contínua;

- A possibilidade do armazenamento do excesso de energia gerada pelas fontes alternativas de energia e a oportunidade da injeção desse excedente de energia elétrica na rede CA de alimentação.

Estes fatores e vantagens que motivam o constante crescimento da distribuição de energia elétrica em CC favorecem também para o surgimento e a ampliação das microrredes, que por sua vez compreendem as redes de geração de energia distribuída em baixa tensão, normalmente instaladas próximas aos centros consumidores, que são compostas por unidades de microgeração utilizando em sua maioria fontes renováveis de energia como microturbinas eólicas, painéis fotovoltaicos e células a combustíveis, em conjunto com unidades de armazenamento de energia como bancos de baterias e supercapacitores. [1], [3]-[5], [11]-[21].

Em conjunto com as diversas fontes provenientes da microgeração, é comum a utilização de conversores eletrônicos de potência responsáveis por promover adequações nas tensões geradas pelas fontes renováveis de energia [4], [6], [7]. Conversores CA-CC são comumente utilizados para fazer interface entre a rede CA de alimentação e o barramento CC onde estão conectadas as cargas e fontes renováveis de energia que compõem a microrrede, sendo utilizados para a injeção de potência no barramento CC a partir da rede CA em condições onde a energia gerada pelos centros de microgeração não é suficiente para suprir as cargas da microrrede. Os conversores CA-CC também são utilizados para converter a tensão CA gerada pelas microturbinas eólicas (que por sua vez apresenta variações de frequência devido às intermitências do vento) em uma tensão CC regulada e compatível com o barramento CC da microrrede. Em condição de excedente de energia no barramento CC, parcela dessa energia pode ser injetada na rede CA de alimentação por meio de conversores CC-CA [10], [11], [17], [22], [23], ou confinada em sistemas de armazenamento de energia através da utilização de conversores CC-CC, que por sua vez servem também para converter a tensão do barramento CC em diferentes níveis de tensão utilizados pelas distintas cargas presentes na microrrede e para a extração da máxima potência gerada pelos painéis fotovoltaicos.

É importante destacar que quando há a interface de conexão entre a rede CA fornecida pela concessionária de energia elétrica e a microrrede, perturbações da rede CA de alimentação como afundamentos temporários de tensão e interrupções de suprimento da energia elétrica podem afetar o sistema de distribuição CC presente na microrrede, o que pode provocar a circulação de correntes de alta magnitude ao longo dos alimentadores que ligam o serviço público de distribuição CA à microrrede [24]. No caso da ocorrência



de tais distúrbios, as microrredes apresentam a característica de poder trabalhar de forma autônoma e isolada da rede CA de alimentação, de maneira que, durante a ocorrência dos distúrbios supracitados, o sistema de microgeração e os recursos de energia distribuída devem ser capazes de suprir a energia requerida pelas cargas conectadas à microrrede, mesmo que o remanejamento de cargas entre barramentos CC seja necessário [1], [3], [4], [15], [16], [21], [22], [25], [26].

Além das vantagens que motivam a utilização da distribuição de energia elétrica em CC apresentadas anteriormente, algumas outras vantagens envolvendo a implementação de microrredes se ressaltam, como:

- A facilidade na instalação de novos sistemas de microgerações próximos aos centros de consumo (modelo *plug-and-play*), promovendo uma utilização mais eficaz da energia gerada [3], [18], [21];
- Um maior rendimento do sistema de distribuição de energia elétrica em CC devido à eliminação de vários estágios de conversão CA-CC que seriam necessários quando da utilização da distribuição de energia elétrica em CA para alimentação de cargas CC [7], [10], [12], [13] [22]; e devido à redução do número de condutores para distribuição da energia em CC, que vai de cinco condutores necessários em uma distribuição de energia elétrica em CA (três fase, neutro e aterramento) para apenas três condutores (polo positivo, polo negativo e aterramento) [11];
- A possibilidade do fornecimento de vários níveis de tensão a partir de conversões CC-CC para a alimentação de cargas para as mais diversas aplicações, onde os níveis de tensão podem apresentar desde 48 V para aplicações na área de telecomunicações até 400 V para aplicações envolvendo a alimentação de dispositivos de acionamento com velocidade variável (AVVs), tais quais os inversores de frequência utilizados no acionamento de motores de indução trifásicos [13], [17]. Institutos de pesquisa como o ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) e o EPRI (*Electric Power Research Institute*) e comissões internacionais como a IEC (*Internacional Electrotechnical Commission*), aliados a estudos envolvendo o aumento da eficiência em microrredes [13], buscam padronizar a tensão no barramento CC principal de microrredes em 400 V [26];

- Os conversores CA-CC isolam as microturbinas eólicas do sistema de distribuição em CC, eliminando assim a necessidade de regulação de frequência e controle de sincronismo que são impostos quando da conexão de vários geradores em um sistema de distribuição de energia em CA [6], [17].

Apesar do crescimento da distribuição de energia elétrica em CC e do progresso das microrredes, alguns problemas relacionados à utilização de sistemas de microgeração afetam a qualidade da energia que é distribuída ao longo da microrrede. A conexão excessiva de microfontes em sistemas com poucas cargas, as intermitências das fontes renováveis de energia devido às condições da natureza (sombreamento de painéis fotovoltaicos e oscilações na velocidade do vento que incide sobre as hélices das microturbinas eólicas), a conexão e desconexão de cargas de alta potência e curtos-circuitos podem acarretar em oscilações de tensão no barramento principal de distribuição CC da microrrede, afetando cargas sensíveis que precisam operar com tensão de alimentação extremamente regulada [3]-[5], [8], [10], [14], [25].

Entre esses tipos de cargas sensíveis, pode-se destacar os AVVs, que são equipamento eletrônicos que apresentam elevada sensibilidade a afundamentos de tensão e a sobretensões que podem levá-los a condições inadequadas de operação e a subsequentes interrupções pela atuação de seus sistemas de proteção, resultando em paradas de processos de produção e, conseqüentemente, perdas financeiras. Outros exemplos de cargas sensíveis às oscilações de tensão no barramento CC são os grandes centros de dados e os sistemas de telecomunicações, pois são sistemas responsáveis pelo armazenamento e transferência de grandes quantidades de informações digitais que podem se perder diante de quedas de tensão e/ou interrupções de fornecimento da energia elétrica [27].

À luz dos problemas supracitados, torna-se necessária a utilização de conversores CA-CC ou conversores CC-CC para a regulação da tensão no barramento CC responsável pela distribuição de energia elétrica para cargas CC sensíveis a perturbações indesejadas na microrrede. Os conversores CC-CC podem ser utilizados para controlar as oscilações de tensão no barramento CC a partir da energia proveniente dos sistemas de armazenamento de energia compostos por banco de baterias e supercapacitores [25] ou a partir da energia gerada e distribuída em outros barramentos CC presentes na própria microrrede [28].

Pesquisas em torno de conversores CA-CC e estruturas retificadoras híbridas (integração entre retificadores passivos e conversores chaveados) têm despertado o interesse por parte da comunidade científica mundial no sentido de promover a regulação da tensão no barramento CC de microrredes em condições das oscilações de tensão provocadas pelos problemas anteriormente mencionados. É importante salientar que a ideia de promover a suportabilidade da tensão no barramento CC a partir da rede CA de fornecimento público de energia elétrica somente é possível se estes conversores CA-CC e estruturas retificadoras híbridas forem capazes de drenar correntes com baixo conteúdo harmônico e de apresentar suportabilidade a distúrbios da rede CA como afundamentos temporários de tensão, para que além dos problemas encontrados na microrrede, o problemas da rede CA de alimentação não influenciem ou prejudiquem ainda mais a qualidade da tensão no barramento CC.

## 1.2. Contribuições da Tese

No cenário dos problemas relacionados às oscilações de tensão indesejadas no barramento CC que uma microrrede está sujeita devido às intermitências das fontes alternativas de energia, à conexão excessiva de microgeradores, à conexão e remoção de cargas CC de grande potência e aos curtos-circuitos, que a presente tese busca contemplar uma área de pesquisa voltada para a melhoria da confiabilidade da distribuição CC de energia e para a regulação da tensão no barramento CC de microrredes a partir da energia fornecida pela rede CA de alimentação.

Neste contexto, a pesquisa proposta apresenta as seguintes contribuições:

- Apresentação de uma nova estrutura de retificador híbrido trifásico capaz de mitigar o conteúdo harmônico das correntes de linha CA de entrada e regular a tensão no barramento CC (que pode ser disponibilizado para a distribuição de energia elétrica em microrredes) mesmo diante de afundamentos temporários de tensão que ocorrem nas tensões trifásicas da rede CA de alimentação e de oscilações de tensão provocadas pelas instabilidades das fontes alternativas de energia. Estas características são alcançadas através da operação conjunta de 2 grupos retificadores: a estrutura Ret-1, composta por um retificador trifásico não controlado de seis pulsos responsável por processar a maior parcela de potência entregue à carga visto ao seu alto rendimento, e a estrutura Ret-2, composta por um

conversor CA-CC trifásico elevador de tensão ligado em paralelo com a rede elétrica CA de modo a promover a imposição de correntes de linha de entrada senoidais, e cascadeado a um conversor CC-CC isolado abaixador de tensão cuja saída é ligada em série com a saída de Ret-1, de forma a promover uma compensação série de tensão no barramento CC, garantindo uma ampla faixa de regulação de tensão;

- Implementação digital de uma estratégia de controle utilizando DSP capaz de impor correntes de linha de entrada senoidais com elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica e, ao mesmo tempo, promover suportabilidade frente a afundamentos temporários de tensão equilibrados e desequilibrados através da regulação da tensão no barramento CC. Foi desenvolvido uma estratégia de imposição de correntes de linha de entrada senoidais baseada em histerese, além da utilização de um PLL (*Phase Lock Loop*) para a geração de referência de corrente em fase com as tensões trifásicas CA de alimentação.
- Apresentação de um equacionamento matemático detalhado utilizando a modelagem no domínio do tempo para o dimensionamento das estruturas Ret-1 e Ret-2, destacando em especial a estrutura Ret-1 cujo equacionamento é pouco difundido na literatura técnica, e demonstração de um método de projeto de controladores de tensão baseado na solução numérica utilizando integração trapezoidal para a determinação do comportamento das variáveis de estado controladas das estruturas retificadoras diante de degraus em suas variáveis manipuladas;
- Realização de uma análise de simulação computacional utilizando o *software PSim<sup>®</sup>* para validar tanto os projetos dos controladores de tensão quanto a estratégia de controle digital implementada para estabelecer a imposição de correntes de linha de entrada senoidais e a regulação da tensão no barramento CC a partir da estrutura retificadora híbrida proposta nesta tese.
- Demonstração dos principais resultados experimentais da estrutura retificadora híbrida proposta envolvendo a mitigação do conteúdo harmônico de corrente a partir da imposição de correntes de linha de

entrada senoidais e regulação da tensão no barramento CC diante da ocorrência de afundamentos de tensão.

### 1.3. Estrutura da Tese

Esta tese está dividida em sete capítulos, incluindo este introdutório, que apresenta um resumo sobre os principais objetivos e contribuições do presente trabalho, além de cinco apêndices.

No Capítulo 2 é apresentado o estado da arte sobre o tema, onde é realizada uma revisão bibliográfica de alguns dos principais trabalhos que apresentam potencial para a aplicação em microrredes, culminando com a apresentação da solução proposta. Uma síntese de estudos envolvendo tanto conversores CC-CC que regulam a tensão no barramento CC a partir de outras fontes CC de alimentação como conversores CA-CC e estrutura retificadoras híbridas que regulam a tensão no barramento CC a partir da energia elétrica proveniente da rede CA de alimentação, é apresentada neste capítulo, onde é estabelecida uma relação de suas potencialidades e funções com aplicações voltadas para microrredes.

No Capítulo 3 é apresentada a estrutura topológica de retificador híbrido em foco, destacando as características operacionais para imposição de correntes de linha de entrada senoidais e regulação de tensão no barramento CC utilizando a compensação série de tensão. Neste capítulo é realizada também uma análise matemática no domínio do tempo para o dimensionamento dos elementos passivos (indutores e capacitores) que compõe o circuito de potência, demonstrando também as especificações de corrente e de tensão para o dimensionamento dos dispositivos semicondutores.

No Capítulo 4 são apresentadas as estratégias de controle adotadas, além do princípio de operação do PLL para geração de referências de corrente senoidais atrasadas com as tensões trifásicas de alimentação. Também são apresentados neste capítulo a modelagem matemática no espaço de estados e o método de integração numérica para solução de variáveis de estado utilizados no projeto dos controladores de tensão responsáveis pelo controle da estrutura Ret-2.

O Capítulo 5 apresenta os principais resultados de simulações computacionais obtidos utilizando a plataforma *PSim*<sup>®</sup> a fim de validar o desempenho da estrutura retificadora híbrida proposta em termos de imposição de correntes de linha de entrada senoidais e regulação de tensão no barramento CC, tanto em condição normal de

suprimento da rede CA de alimentação como em condição de afundamentos temporários nas tensões trifásicas de alimentação. Além disso, é realizada uma avaliação sobre a distorção harmônica das correntes drenadas da rede CA em comparação com a norma IEC 61000-3-2 e sobre a divisão de processamento de potência ativa entre os grupos retificadores Ret-1 e Ret-2.

No Capítulo 6 são destacados os principais resultados experimentais obtidos com a construção de um protótipo de laboratório do retificador híbrido proposto, o que permite validar a análise teórica e computacional realizada, evidenciando, desta forma, a eficácia da solução proposta quanto à mitigação do conteúdo harmônico das correntes de linha de entrada, à correção de fator de potência, à divisão do processamento de potência entre as unidades retificadoras que compõem o conversor principal e à regulação de tensão no barramento CC, tanto em condição normal de suprimento da rede CA de alimentação como em condição de afundamentos temporários de tensão.

Concluindo esta tese de doutorado, no Capítulo 7 é apresentada uma síntese dos principais resultados alcançados, evidenciando as principais questões atreladas à operação e controle do retificador híbrido desenvolvido, bem como algumas sugestões para trabalhos futuros.

Nos apêndices A e B são apresentados os códigos matemáticos desenvolvidos na plataforma *Matlab*<sup>®</sup> para a solução das variáveis de estado dos conversores que englobam a estrutura Ret-2. Tais soluções são utilizadas no levantamento das funções de transferências das estruturas que compõem o retificador híbrido proposto e no projeto dos controladores de tensão utilizados na estratégia de controle.

O apêndice C apresenta um código matemático desenvolvido na plataforma *Matlab*<sup>®</sup> para determinação da distorção harmônica total (DHT) das correntes obtidas nos resultados de simulação computacional e nos resultados experimentais para fins de comparação com a norma IEC 61000-3-2.

O apêndice D destaca o código de controle embarcado no DSP contendo a implementação digital da estratégia de controle desenvolvida.

Por fim, o apêndice E ilustra os resultados experimentais de rendimento, potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase durante condições de afundamentos de tensão, utilizados em discussões apresentadas no capítulo 6.

# Capítulo 2 – Estado da Arte e Proposta de Trabalho

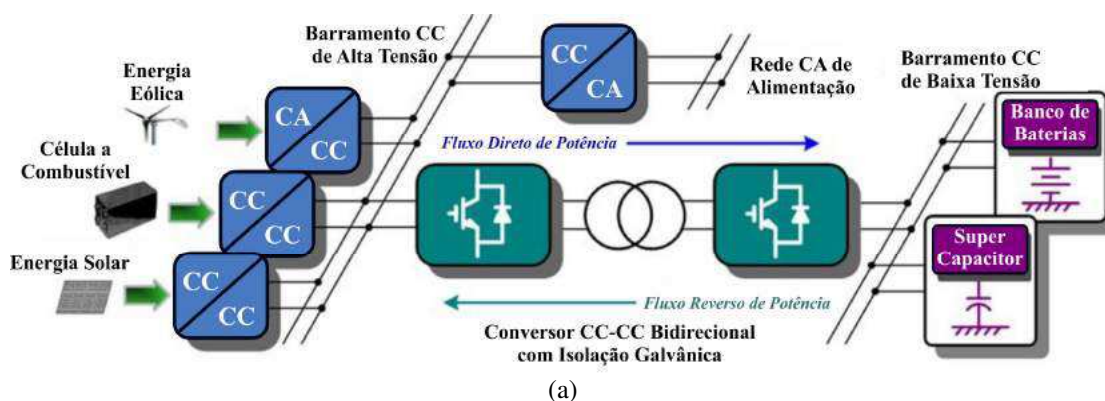
## 2.1. Considerações Iniciais

O objetivo deste trabalho é o estudo e a implementação de uma solução para promover a regulação da tensão em barramentos CC utilizados para a alimentação de cargas sensíveis a oscilações, afundamentos e interrupções de tensão e/ou em barramentos CC utilizados para a distribuição de energia elétrica em corrente contínua que compõem as microrredes, que por sua vez estão sempre sujeitas a oscilações, afundamentos e elevações de tensão devido às intermitências das fontes renováveis de energia, à inserção excessiva de sistemas de microgeração e ao remanejamentos de cargas de alta potência. É importante destacar que a presente tese propõe uma solução capaz de utilizar a energia elétrica fornecida pela rede pública CA de alimentação para promover a regulação de tensão no barramento CC mesmo diante de distúrbios como afundamentos temporários de tensão equilibrados e desequilibrados, além de ser capaz de promover a mitigação do conteúdo harmônico das correntes drenadas da rede CA para suprir a necessidade de potência das cargas conectadas ao barramento CC.

Neste capítulo serão apresentadas resumidamente algumas das principais topologias encontradas na literatura técnica tradicionalmente utilizadas para regulação da tensão do barramento CC a partir da energia fornecida pela rede CA de alimentação, cujo objetivo é manter a tensão constante em barramentos CC diante da ocorrência de afundamentos de tensão e ainda promover a correção ativa do fator de potência, resultando como benefício a mitigação de componentes harmônicos nas correntes CA de alimentação. Para complementar o trabalho, algumas estruturas que promovem a regulação de tensão no barramento CC a partir da energia proveniente de outros barramentos CC utilizando conversores CC-CC bidirecionais também serão apresentadas. Essa abordagem é oportuna por reunir informações a respeito do tema, servindo como parâmetro de comparação para a estrutura topológica apresentada neste trabalho.

## 2.2. Conversores CC-CC utilizados na regulação de tensão em barramentos CC a partir da energia proveniente de outros barramentos CC

Para complementação deste trabalho e demonstração de outras alternativas propostas na literatura técnica para solução dos problemas aos quais os sistemas de microgeração e distribuição descentralizada de energia elétrica em corrente contínua estão sujeitos, os autores de [25] propõem a utilização de um conversor CC-CC bidirecional isolado capaz de compensar as oscilações de tensão no barramento CC principal da microrrede a partir da energia proveniente dos sistemas de armazenamento de energia compostos por banco de baterias e supercapacitores, conforme evidenciado na Fig. 2.1. Esse conversor CC-CC bidirecional isolado é capaz de injetar a energia armazenada nos sistemas de armazenamento de energia no barramento CC a fim de dar suportabilidade de tensão em condições onde a energia gerada pelas fontes renováveis de energia (painéis fotovoltaicos, microturbinas eólicas e células a combustível) não é suficiente para suprir as cargas conectadas ao barramento CC. Ao mesmo tempo, o conversor CC-CC proposto por [25] é capaz de promover a injeção do excedente de potências originado da microgeração nos sistemas de armazenamento de energia. Vale salientar que nesta proposta, inversores de frequência tradicionais são utilizados para a injeção de energia na rede CA de alimentação, o que demonstra que em condições onde tanto a energia armazenada nos sistemas de armazenamento como a energia gerada pelas fontes renováveis de energia não são suficientes para suprir a energia requerida pelas cargas CC, é necessária uma alternativa para promover a suportabilidade ao barramento CC a partir da rede pública CA de alimentação.





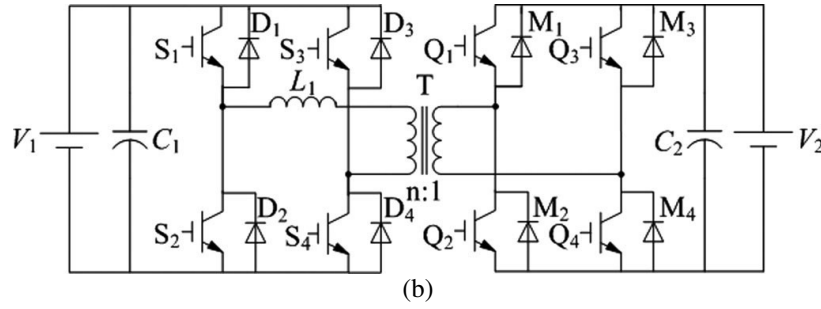


Fig. 2.1 – (a) Sistema de armazenamento e injeção de energia elétrica no barramento CC e (b) conversor CC-CC bidirecional com isolamento galvânica apresentados em [25].

Os autores de [28], por sua vez, sugerem a utilização de um conversor CC-CC também bidirecional e isolado capaz de regular a tensão em um barramento CC a partir da energia gerada e distribuída em outro barramento CC, e vice-versa, principalmente em condições onde um barramento encontra-se sobrecarregado, sendo necessário a distribuição da energia requerida pelas cargas entre ambos os barramentos. Nesta proposta, todo o conjunto composto pelas fontes renováveis de energia e pelos sistemas de armazenamento de energia de ambas microrredes agem em conjunto com o conversor CC-CC bidirecional para dar suportabilidade de tensão aos barramentos, evitando-se assim que oscilações indesejadas de tensão prejudiquem as cargas CC conectados às microrredes. É importante salientar que na configuração de associação de microrredes proposta por [28], os barramentos CC fazem interface com a rede CA de alimentação por meio de conversores CA-CC isolados que são utilizados na manutenção do fluxo de potência entre as microrredes, conforme visualizado na Fig. 2.2.

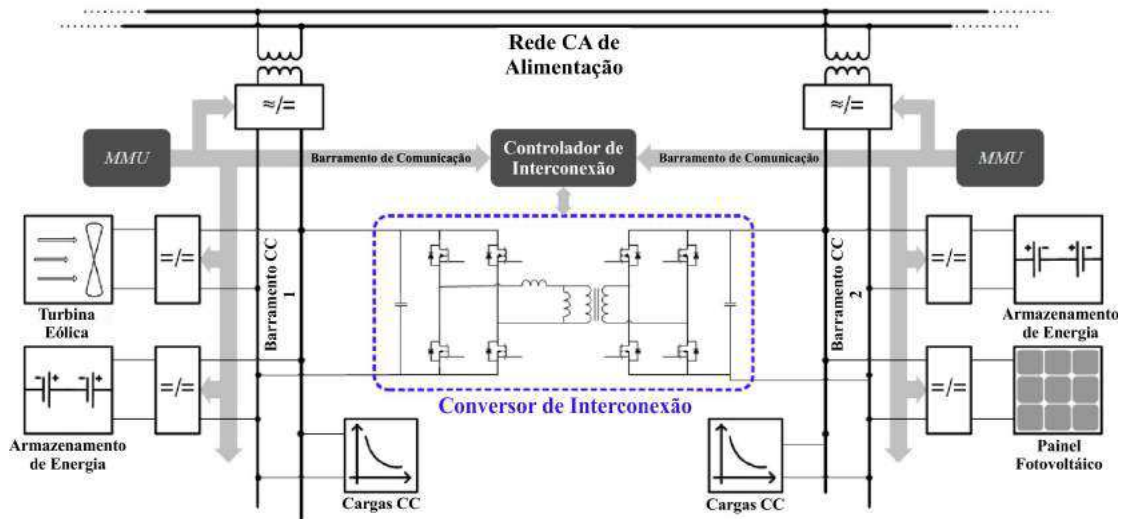


Fig. 2.2 – Estrutura de associação de microrredes através de conversor CC-CC bidirecional proposta por [28].

### 2.3. Conversores CA-CC utilizados na regulação de tensão em barramentos CC a partir da energia proveniente da rede CA de alimentação

Como forma de avaliar o desempenho de conversores CA-CC devido aos seus potenciais para aplicações em microrredes, algumas topologias que utilizam a energia elétrica fornecida pela rede CA de alimentação para promover a regulação de tensão em barramentos CC são apresentadas nesta seção. As principais características que serão avaliadas são a capacidade de promover a mitigação do conteúdo harmônico das correntes drenadas por esses conversores e a regulação da tensão no barramento CC diante de distúrbios tanto da rede CA como da rede de distribuição em CC.

A estrutura retificadora apresentada na Fig. 2.3 e proposta por [11] demonstra um sistema CA-CC para suprir cargas sensíveis e não lineares como computadores e ar-condicionados através da associação em cascata de um conversor elevador a seis chaves do tipo VSC (*Voltage Source Converter*) e um conversor CC-CC do tipo Buck. O objetivo desta estrutura é realizar uma interface entre a rede CA de alimentação e um barramento CC utilizado em microrredes e sistemas em corrente contínua que alimentam cargas CC sensíveis, de maneira a mantê-las online durante transitórios e distúrbios da rede. Desta forma é possível a integração de fontes alternativas de energia e sistemas de armazenamento de energia para dar suporte a este barramento, eliminando-se assim a utilização de fontes alimentação ininterrupta (em inglês, *UPS - Uninterruptible Power Supply*) e a dependência total da rede CA para suprir essas cargas. Essa estrutura retificadora apresenta as características de imposição de correntes com baixo conteúdo harmônico e a regulação de tensão diante de distúrbios como afundamentos de tensão e oscilações de tensão provocados pelas intermitências da microgeração.

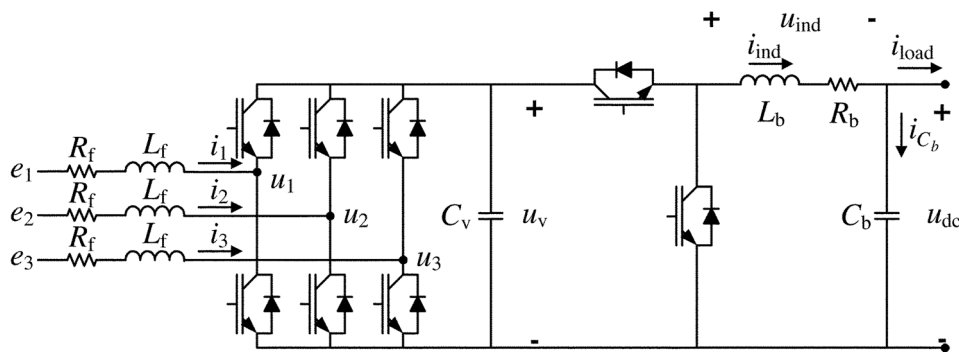


Fig. 2.3 – Conversor CA-CC composto pela associação em cascata de um conversor do tipo VSC e um conversor CC-CC do tipo Buck [11].

Os autores de [29] apresentam a comparação entre duas topologias de conversores CA-CC trifásicos projetados para uma potência de 6 kW, um composto pela associação em série de um conversor trifásico do tipo Buck a três chaves com um conversor CC-CC do tipo Boost, e o outro composto pela associação em série de um conversor trifásico do tipo Boost na configuração Vienna com um conversor CC-CC do tipo Buck, conforme evidenciado pela Fig. 2.4. Ambas as topologias apresentam as características de imposição de correntes de linha de entrada com baixa distorção harmônica e regulação da tensão no barramento CC em uma faixa de tensão que vai desde 200 V até 600 V para tensões trifásicas de alimentação com ampla faixa de frequências, além de apresentarem alto rendimento e elevada densidade de potência, o que torna essas topologias promissoras para aplicações em redes de distribuição em CC.

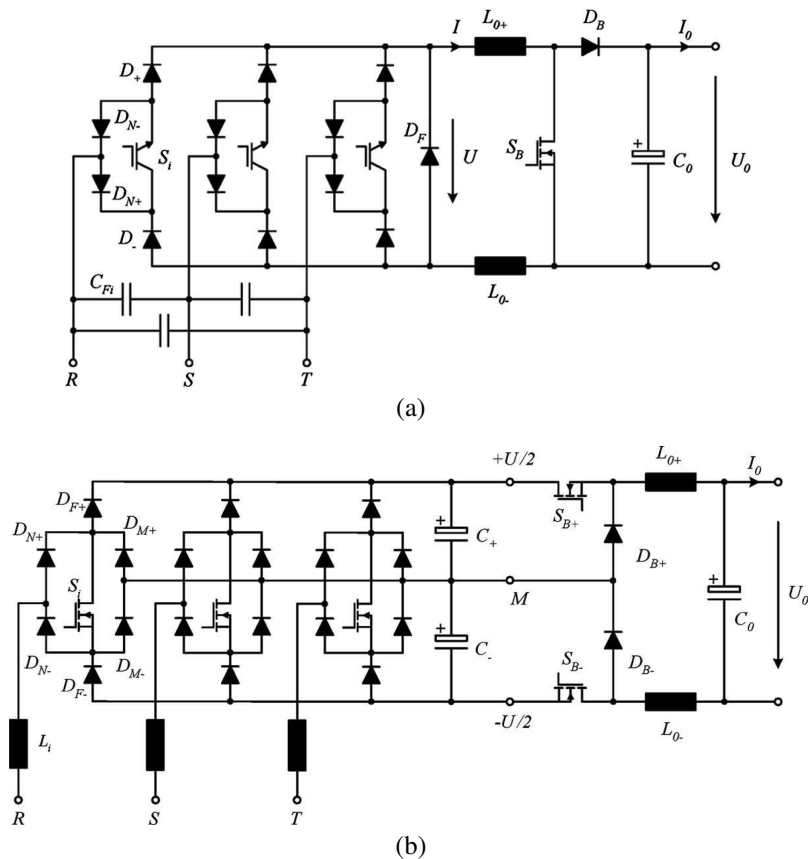


Fig. 2.4 – Conversores CA-CC propostos por [29]: (a) Associação Buck+Boost e (b) associação Boost+Buck.

A Fig. 2.5 ilustra uma arquitetura de retificador de dois estágios proposta por [30], projetada para uma potência de 2 kW e composta por um retificador trifásico do tipo Buck integrado a um conversor Full-Bridge ZVS com isolamento galvânica que promove redução do *ripple* de corrente no indutor que interliga as duas estruturas. Esta estrutura apresenta o potencial para aplicações em redes de distribuição em CC voltadas para a área de

telecomunicações, sendo capaz de promover a operação do circuito com fator de potência em torno de 0,95 e a imposição de correntes de linha de entrada com distorção harmônica na ordem dos 3%, além de proporcionar a regulação da tensão no barramento CC e um rendimento na casa dos 92%.

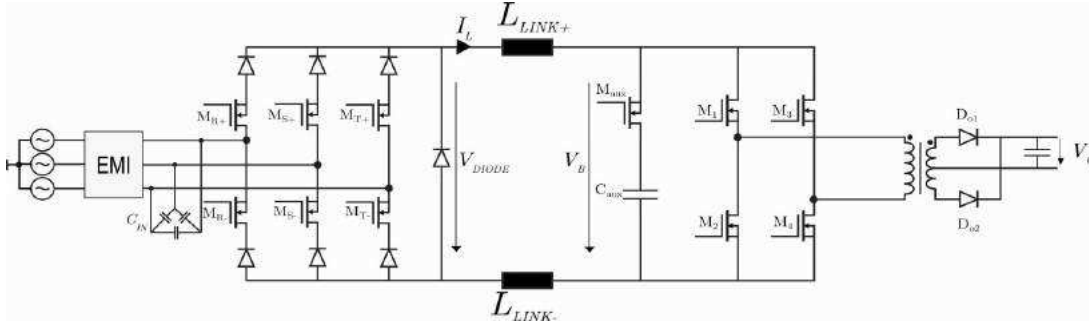


Fig. 2.5 – Conversor CA-CC composto por um retificador trifásico do tipo Buck integrado a um conversor Full-Bridge ZVS com isolamento galvânica [30].

Os autores de [31] propõem um conversor multicélulas CA-CC isolado para atuar como um módulo de alimentação para dispositivos de telecomunicações através de um design compacto e de alta eficiência. A abordagem é baseada no conceito de conversores CA-CC conectados em série pela entrada e cascadeados com conversores CC-CC conectados em paralelo pela saída, conforme demonstrado na Fig. 2.6. Essa estrutura garante rendimento na ordem dos 98% e uma elevada densidade de potência, além de promover a correção de fator de potência e a regulação da tensão no barramento CC em 48 V.

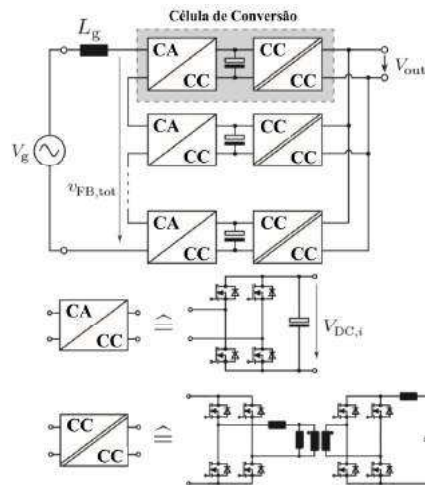


Fig. 2.6 – Conversor multicélulas CA-CC proposto por [31].

Para finalizar esta análise de conversores CA-CC com potencial para aplicações em microrredes, a Fig. 2.7 ilustra uma estrutura baseada na associação de dois conversores Boost para correção do fator de potência e conversão do sistema de três fases para um sistema de duas fases. Cada conversor Boost é responsável por um estágio de

correção do fator de potência e, para assegurar a independência destes dois conversores, utiliza-se o controle do tipo EPS (*Electronic Phase Shifter*) [32]. As grandes vantagens desta estrutura são a possibilidade da operação com ampla faixa de tensões de entrada, elevada densidade de potência, correntes com reduzida distorção harmônica, elevado fator de potência e regulação de tensão no barramento CC para aplicações com tensões na ordem de 48 V.

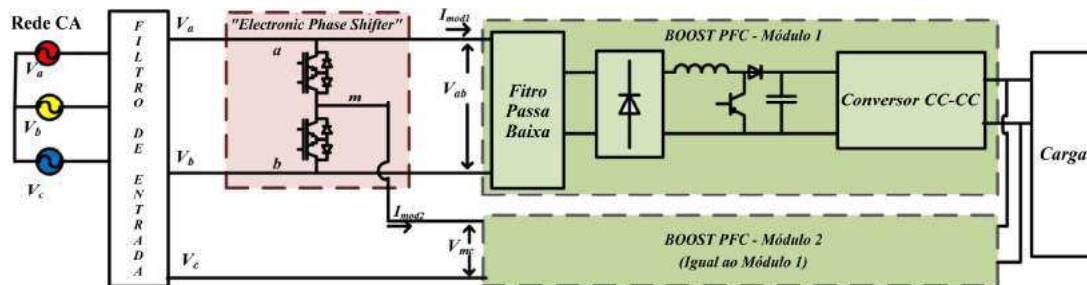


Fig. 2.7 – Conversor CA-CC composto pela associação de dois conversores Boost [32].

## 2.4. Retificadores Híbridos utilizados na regulação de tensão em barramentos CC a partir da energia proveniente da rede CA de alimentação

Assim como para os conversores CA-CC apresentados anteriormente, uma análise de algumas topologias de retificadores híbridos utilizados para regulação de tensão no barramento CC a partir da energia elétrica fornecida pela rede CA de alimentação são apresentadas nesta seção. O objetivo desta análise é levantar as principais vantagens destes retificadores híbridos em termos de regulação de tensão no barramento CC e de imposição de correntes de linha de entrada senoidais.

É de entendimento que os retificadores híbridos são estruturas retificadoras concebidas a partir da integração entre circuitos auto-comutados, utilizando diodos, e circuitos com comutação forçada utilizando interruptores de potência. Neste contexto, os autores de [33], [34] apresentam uma versão de retificador híbrido composta pela associação em paralelo de um conversor Boost trifásico a uma chave com um retificador trifásico PWM unidirecional, conforme ilustrado na Fig. 2.8, sendo cada módulo responsável por processar 50% da potência total de saída. O conversor Boost é responsável por regular a tensão no barramento CC, drenando da rede correntes de linha com aspecto retangular. Considerando que a corrente de entrada é composta pela soma das correntes drenadas 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

corrente senoidal. Dessa forma, as correntes de linha de entrada apresentam uma baixíssima distorção harmônica.

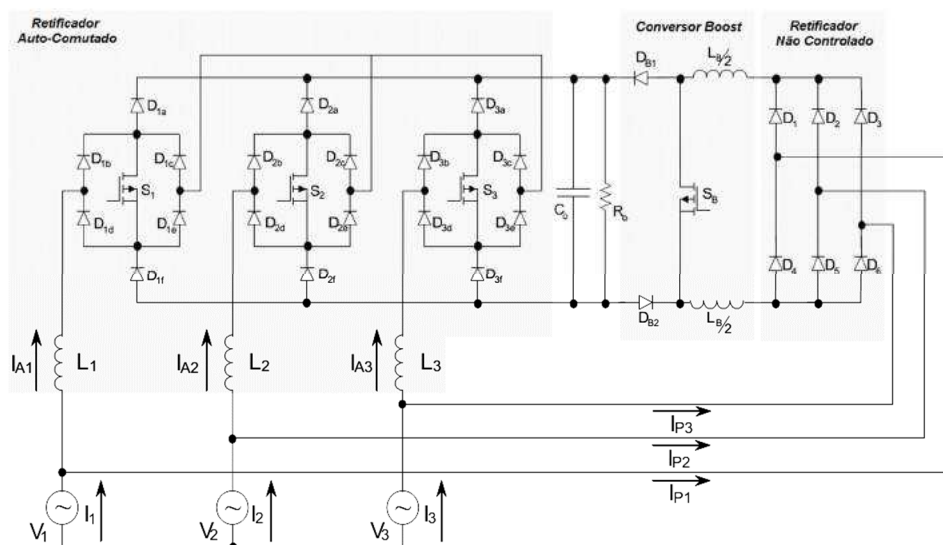


Fig. 2.8 – Retificador híbrido trifásico composta pela associação em paralelo de um conversor Boost trifásico a uma chave com um retificador trifásico PWM unidirecional [33], [34].

A Fig. 2.9 destaca duas topologias de retificadores híbridos trifásicos apresentadas por [35] e que são capazes de promover um fator de potência unitário, a bidirecionalidade do fluxo de potência e o controle das correntes de linha de entrada. A topologia ilustrada na Fig. 2.9 (a) consiste de um retificador trifásico híbrido composto pela associação em paralelo de um retificador trifásico PWM do tipo Boost bidirecional, responsável pelo estabelecer a imposição de correntes de linha de entrada senoidais, com um retificador trifásico em ponte de *Graetz* cascado com o conversor Boost a uma chave, responsável pela manutenção da tensão de saída, sendo portanto uma alternativa promissora para aplicações envolvendo a regulação da tensão no barramento CC a partir da energia fornecida pela rede CA de alimentação.

A segunda topologia proposta por [35] e apresentada na Fig. 2.9 (b), por sua vez, consiste da associação em paralelo de um retificador trifásico não controlado com um retificador trifásico PWM do tipo Boost bidirecional alimentado por um transformador ou autotransformador abaixador. Apesar desta estrutura promover a mitigação do conteúdo harmônico das correntes de linha de entrada, a mesma não permite o controle da tensão de saída, o que torna as cargas CC sensíveis a distúrbios de tensão vulneráveis a afundamentos temporários de tensão que são provenientes da rede CA de alimentação.

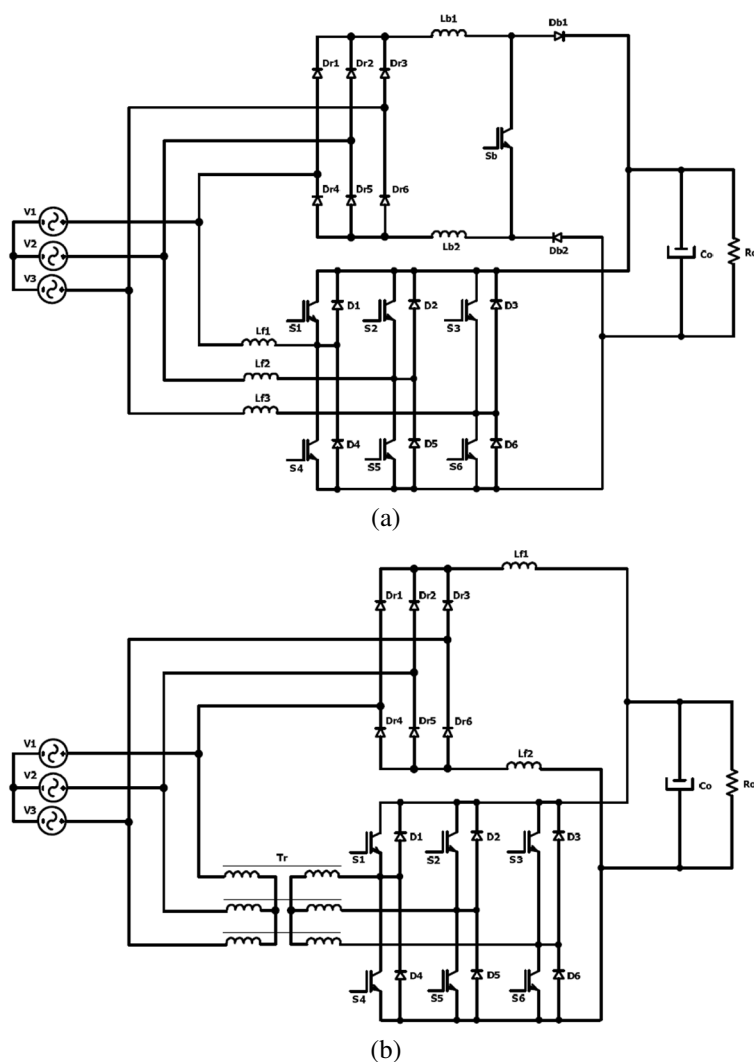


Fig. 2.9 – Retificador híbrido trifásico proposto por [35] (a) empregando o conversor CC-CC Boost e (b) empregando transformador ou autotransformador.

Os autores de [36], [37] propõem também uma topologia de retificador híbrido trifásico composto pela associação em paralelo de um retificador unidirecional do tipo *delta-switch* com um retificador trifásico não controlado cascadeado a um conversor CC-CC Boost a uma chave, conforme evidenciado na Fig. 2.10. Esta estrutura é capaz de estabelecer a imposição de correntes de linha de entrada com aspecto senoidal, garantindo uma reduzida distorção harmônica e um elevado fator de potência, além de proporcionar a regulação da tensão no barramento CC e um rendimento entre 95% e 99%, dependendo da frequência de comutação dos interruptores. Esse alto rendimento se deve ao baixo percentual de processamento de potência por parte do retificador unidirecional do tipo *delta-switch*, sendo a maior parcela de potência entregue à carga processada pelo retificador não controlado cascadeado com o conversor CC-CC Boost a uma chave.



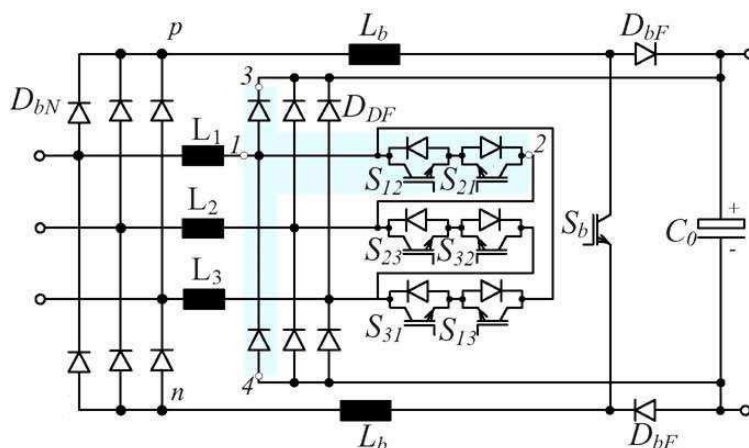


Fig. 2.10 – Retificador híbrido trifásico composta pela associação em paralelo de um conversor Boost trifásico a uma chave com um retificador unidirecional do tipo *delta-switch* [36], [37].

Por fim, a Fig. 2.11 ilustra a estrutura retificadora trifásica proposta por [38] que representa um retificador híbrido baseado na topologia do tipo Vienna, cujo objetivo é aumentar a eficiência da estrutura e ser utilizado como uma fonte de corrente com alta qualidade de energia. Os autores de [38] demonstram os resultados experimentais dessa estrutura operando com carga de 3 kW, sendo capaz de promover a regulação da tensão no barramento CC em 650 V e a imposição de correntes com baixo conteúdo harmônico a partir de tensões trifásicas de alimentação com amplitude de 230V e frequências entre 360 Hz e 800 Hz, assegurando um rendimento superior a 99%.

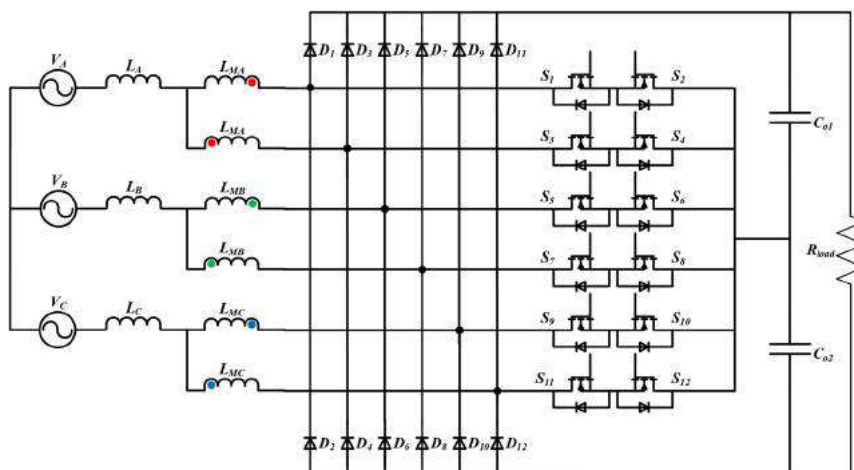


Fig. 1. Topology of interleaved Vienna rectifier.

Fig. 2.11 – Retificador híbrido baseado na topologia do tipo Vienna [38].

#### 2.4.1. Retificadores Híbridos desenvolvidos no NUPEP com potencial para aplicações em microrredes

O Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP) da Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT) da Universidade Federal de Uberlândia (UFU) também



contribui com relevantes publicações envolvendo a utilização de retificadores híbridos robustos, de alta potência e elevado rendimento. Entre estas publicações, duas em especial se destacam devido à apresentação de estruturas retificadoras híbridas trifásicas, por sua vez derivadas e aprimoradas a partir [39]-[42], que são capazes de promover regulação de tensão no barramento CC e mitigação de conteúdo harmônico de correntes drenadas da rede CA de alimentação, apresentando, portanto, um potencial para aplicações envolvendo a regulação de tensão em barramentos CC de microrredes a partir da energia elétrica de suprimento da rede CA trifásica.

A primeira delas é a estrutura apresentada em [43], que representa um retificador híbrido trifásico com conversor Boost cascadeado, composta pela associação em paralelo de duas estruturas retificadoras, Ret-1 e Ret-2, assim como ilustrado na Fig. 2.12. A estrutura retificadora Ret-1 é composta por um retificador não controlado de seis pulsos com uma variação topológica em relação a [42] obtida através da inserção de um interruptor e um diodo entre a ponte retificadora do retificador não controlado e o capacitor do barramento CC; e a estrutura Ret-2 é composta pela associação em paralelo de três conversores SEPIC monofásicos, cada um ligado a um braço da rede CA, sendo portanto, responsável pela imposição de correntes de linha de entrada senoidais. Nesta aplicação, o interruptor do conversor Boost é ativado somente quando da ocorrência de afundamentos temporários de tensão, sendo que nesta condição de tensão de suprimento da rede CA, a divisão de processamento de potência é mantida em 60% para Ret-1 e 40% para Ret-2, assim como em condições normais de suprimento da rede CA de alimentação, o que evita o superdimensionamento dos conversores SEPIC, proporcionando alto rendimento, elevado fator de potência e elevada suportabilidade a afundamentos de tensão utilizando apenas quatro interruptores.

A segunda estrutura retificadora híbrida em destaque, que por sua vez definiu a tese de doutorado apresentada em [44], é composta pelo retificador híbrido trifásico tradicional apresentado em [42] cujo capacitor de saída é associado em série com o capacitor de saída de um conversor Full-Bridge isolado, conforme observado na Fig. 2.13. Em condições normais da tensão de alimentação, a estrutura é capaz de impor correntes senoidais de alimentação através da operação dos conversores SEPIC que compõem o circuito de imposição de corrente denominado de CCI. Nesta condição o circuito de regulação de tensão no barramento CC, denominado de CCT, é retirado de operação e a tensão do barramento CC disponibilizado à carga é mantido pelo retificador não controlado de seis pulsos, denominado de RNC. Diante da ocorrência de afundamentos

nas tensões trifásicas de alimentação, o CCT entra em operação regulando a tensão de saída em um valor pré-determinado por sua estratégia de controle, sendo que nesta condição o RNC continua operando e processando uma parcela da potência de saída.

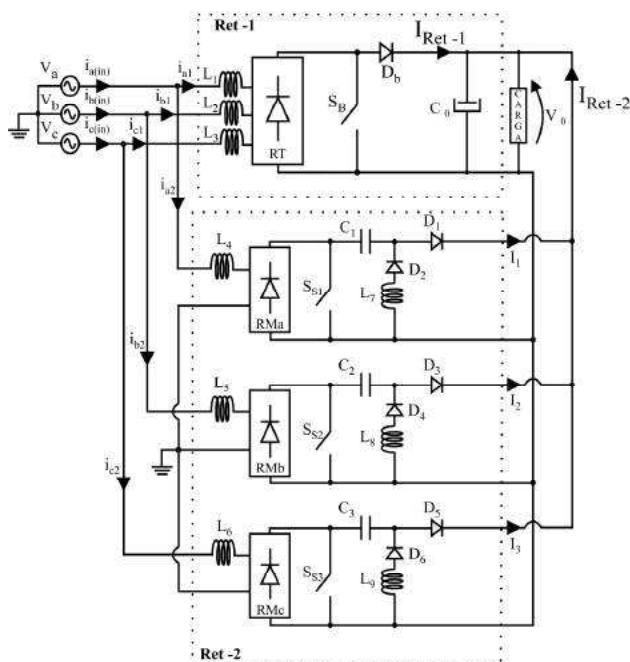


Fig. 2.12 – Estrutura retificadora híbrida com conversor Boost cascadeado apresentada em [43].

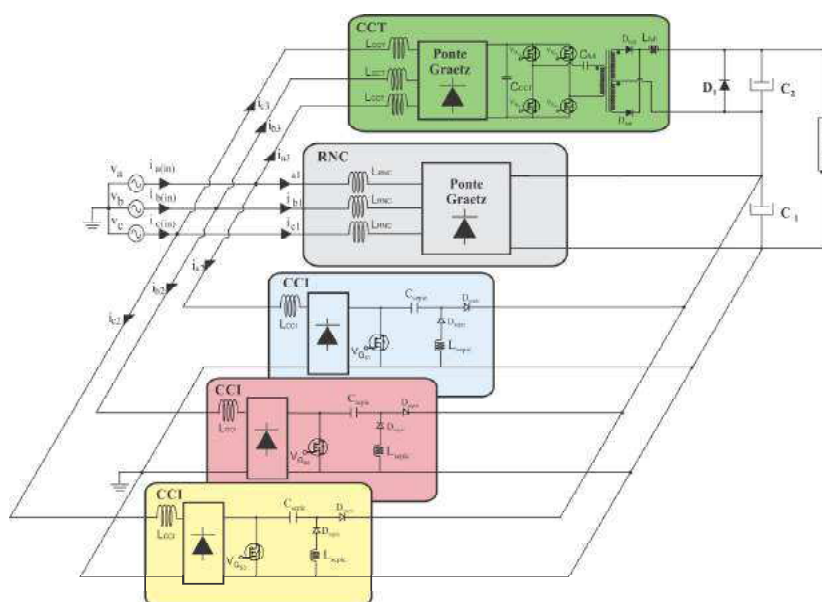


Fig. 2.13 – Estrutura retificadora híbrida com técnica de compensação série de tensão no barramento CC de saída apresentada em [44].

Embora as estruturas apresentadas em [43] e [44] revelem um grande potencial para a regulação da tensão em barramentos CC associados a microrredes de distribuição de energia elétrica em corrente contínua, ambas foram desenvolvidas com o foco de fornecer uma tensão CC regulada para a conexão de dispositivos AVVs, que por sua vez são muito sensíveis a distúrbios da rede, apresentando a desvantagem de dar

suportabilidade ao barramento apenas em condições de afundamentos temporários de tensão. Em condições normais de suprimento da rede CA de alimentação, a tensão no barramento CC não é controlada e seu valor é definido pelo valor de pico das tensões trifásicas de alimentação e pelo valor do seno do ângulo em que os diodos da ponte retificadora trifásica do retificador não controlado de seis pulsos são polarizados diretamente. Devido a esta desvantagem, portanto, estas estruturas não conseguem compensar as oscilações provenientes das intermitências das fontes renováveis de energia e do remanejamento de cargas CC de alta potência que compõem as microrredes.

## 2.5. Estrutura Retificadora Híbrida Proposta

É no contexto da utilização da energia fornecida pela rede CA trifásica de suprimento para compensar os problemas de oscilações de tensão que as microrredes estão sujeitas, que a presente tese propõe a utilização da estrutura de Retificador Híbrido Trifásico (RHT) demonstrada na Fig. 2.14, cuja concepção partiu da necessidade de melhorias nas estruturas retificadoras híbridas apresentadas em [43] e [44] a partir da vantagens proporcionadas pelas ideias de associação em cascata de duas estruturas retificadoras, uma CA-CC e outra CC-CC, demonstradas pelos trabalhos expostos por [11], [29]-[31].

A estrutura proposta consiste em um retificador não controlado de seis pulsos com indutores do lado CA, denominado de Ret-1, cuja entrada é conectada em paralelo e a saída é conectada em série com a estrutura Ret-2, que por sua vez é composta por um conversor Boost trifásico totalmente controlado com indutores do lado CA responsável pela imposição de correntes de linha de entrada senoidais, cascadeado a um conversor CC-CC Full-Bridge isolado responsável por promover a compensação série de tensão no barramento CC. A isolamento galvânica por parte do conversor Full-Bridge se faz necessária nesta aplicação pois impede que a corrente drenada por uma fase ligada a um braço da estrutura Ret-2 retorne por outra fase através da ponte retificadora da estrutura Ret-1.

Desta forma, o RHT proposto é capaz de promover a regulação da tensão no barramento CC em 400 V utilizando compensação série de tensão, e ao mesmo tempo, proporcionar a imposição de correntes de linha de entrada senoidais para assegurar alto fator de potência e a mitigação do conteúdo harmônico de corrente.

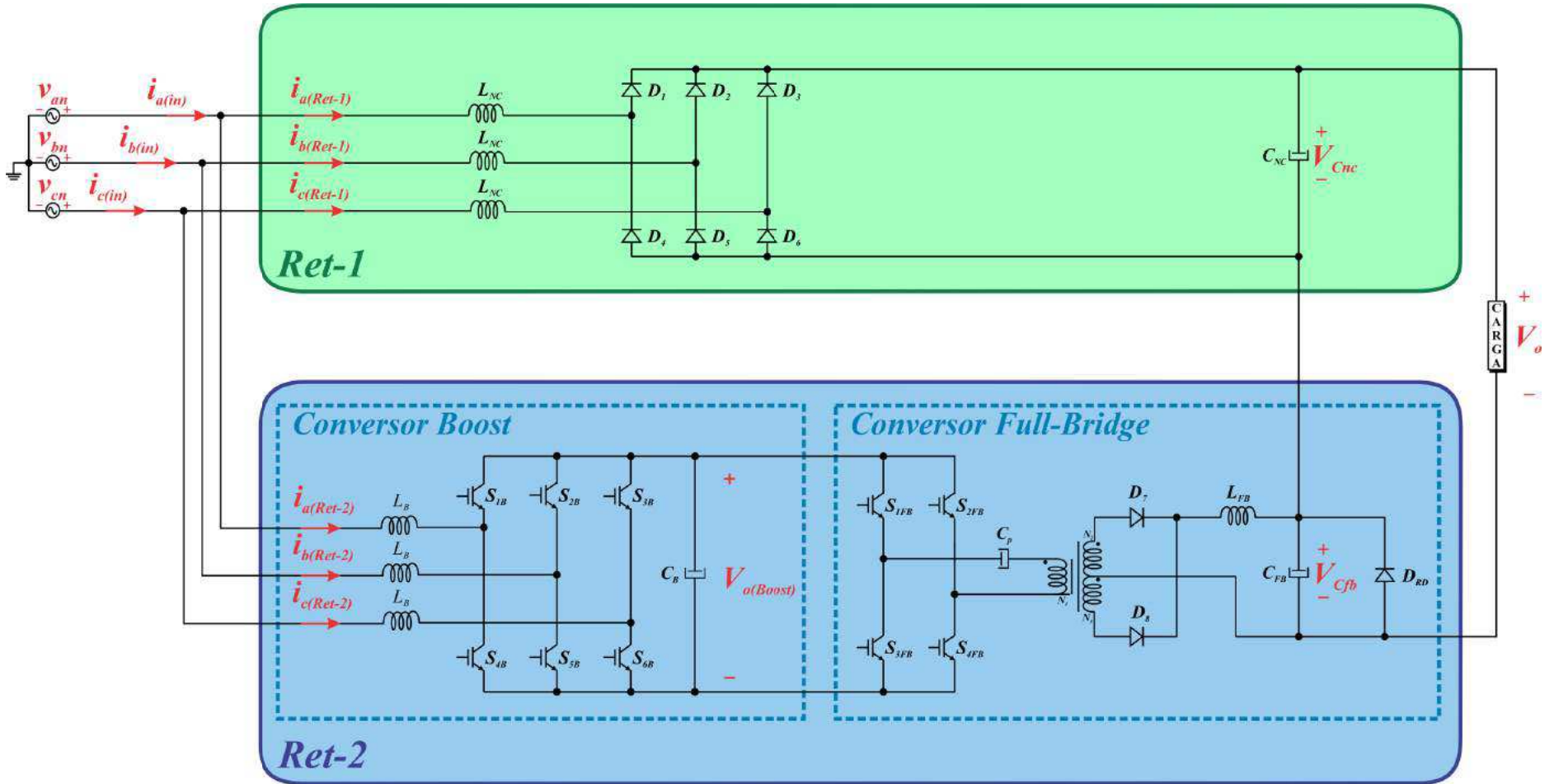
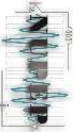


Fig. 2.14 – Estrutura retificadora híbrida trifásica proposta.

As principais melhorias em relação aos trabalhos apresentados em [43] e [44] são:

- Forma de onda das correntes de linha de entrada com aspecto muito próximo do senoidal, assegurando uma distorção harmônica total de corrente abaixo de 2% a partir da necessidade de um percentual de processamento de potência reduzido por parte da estrutura Ret-2, o que determina uma maior eficiência, robustez e densidade de potência para a estrutura global, considerando que a estrutura Ret-1 é mais eficiente e robusta quando comparada com os conversores chaveados utilizados na estrutura Ret-2;
- Regulação de tensão no barramento CC tanto em condições normais de suprimento da rede CA trifásica de alimentação quanto em condições de afundamentos temporários de tensão. Ressalta-se ainda que o conversor Full-Bridge permite uma ampla faixa de tensão no seu capacitor de saída de modo que qualquer oscilação de tensão no barramento CC proveniente tanto de distúrbios na rede CA quanto de distúrbios em microrredes de distribuição em CC seja compensada pelo controle da tensão no barramento CC a partir do ajuste da tensão de saída do conversor Full-Bridge.

## 2.6. Considerações Finais

Este capítulo teve como objetivo apresentar uma revisão bibliográfica dos principais trabalhos técnicos envolvendo conversores CC-CC, conversores CA-CC e retificadores híbridos com potencial para aplicações em microrredes, principalmente no que tange a capacidade de promover a regulação da tensão do barramento CC tanto a partir da energia proveniente de outros barramentos CC como a partir da energia fornecida pela rede CA de alimentação, havendo para esta última, a preocupação com a imposição de correntes com baixo conteúdo harmônico.

Nesse contexto, foram apresentadas algumas soluções de conversores e retificadores híbridos encontradas na literatura técnica, bem como de alguns retificadores híbridos trifásicos desenvolvidos no NUPEP que apresentam características de imposição de correntes de entrada senoidais e de regulação de tensão em barramentos de distribuição de energia em corrente contínua, culminando para a solução proposta nesta tese, que é a utilização de um RHT composto por um retificador trifásico não controlado (Ret-1) cuja

entrada é associada em paralelo com um conversor Boost trifásico responsável pela imposição de correntes de linha de entrada senoidais e a saída é associada em série com um conversor Full-Bridge isolado responsável pela regulação de tensão no barramento CC, sendo os conversores Boost e Full-Bridge conectados em cascata para compor a estrutura Ret-2. Essa associação em série dos capacitores de saída de Ret-1 e Ret-2 é capaz de promover uma alta compensação de tensão no barramento CC diante de oscilações de tensão causadas pelos problemas da microgeração relatados no Capítulo 1 e uma alta suportabilidade a afundamentos temporários nas tensões trifásica de alimentação, o que torna a estrutura proposta bastante atrativa tanto para aplicações industriais como para aplicações em sistemas de microgeração e distribuição descentralizada de energia em CC.

# Capítulo 3 – Princípio de Funcionamento e Dimensionamento do Retificador Híbrido Trifásico Proposto

## 3.1. Considerações Iniciais

Como forma de apresentação da estrutura retificadora foco deste trabalho e de sua funcionalidade, este capítulo expõe o princípio de funcionamento do Retificador Híbrido Trifásico proposto com ênfase na imposição de correntes de linha de entrada com baixo conteúdo harmônico e na regulação de tensão no barramento CC baseado na técnica de compensação série de tensão.

De modo a justificar a utilização dos componentes passivos e semicondutores no circuito de potência do RHT, uma modelagem matemática no domínio do tempo é realizada e os critérios para o dimensionamento da estrutura são apresentados.

## 3.2. Princípio de Funcionamento

Conforme mencionado no Capítulo 2, o RHT é constituído da combinação de dois grupos retificadores, conforme ilustrado na Fig. 3.1. O primeiro é um Retificador Não Controlado de Seis Pulsos (RNC) com indutores do lado CA, denominado Ret-1, e o segundo, denominado Ret-2, é composto por um conversor Boost trifásico totalmente controlado com indutores do lado CA ligado em paralelo com a rede elétrica, e cascadeado a um conversor CC-CC Full-Bridge isolado cuja saída é ligada em série com a saída de Ret-1, promovendo desta forma uma *Compensação Série de Tensão no Barramento CC* (CSTCC). A utilização de um diodo de roda livre  $D_{RD}$  em paralelo com o capacitor  $C_{FB}$  se faz necessário para evitar uma tensão reversa neste capacitor em condição onde os interruptores dos conversores Boost e Full-Bridge estão bloqueados.

O RHT oferece duas características operacionais importantes: (1) a imposição de correntes de linha de entrada senoidais de maneira a assegurar alto fator de potência e reduzida distorção harmônica total de corrente; e (2) o fornecimento de um barramento

CC constante de 400 V utilizando a compensação série de tensão, tanto para condições normais de suprimento da rede elétrica como para condições de afundamentos temporários de tensão equilibrados e desequilibrados na rede CA. Para isto, será implementada uma técnica de controle digital utilizando DSP para imposição de correntes senoidais de entrada e controle de tensão no barramento CC.

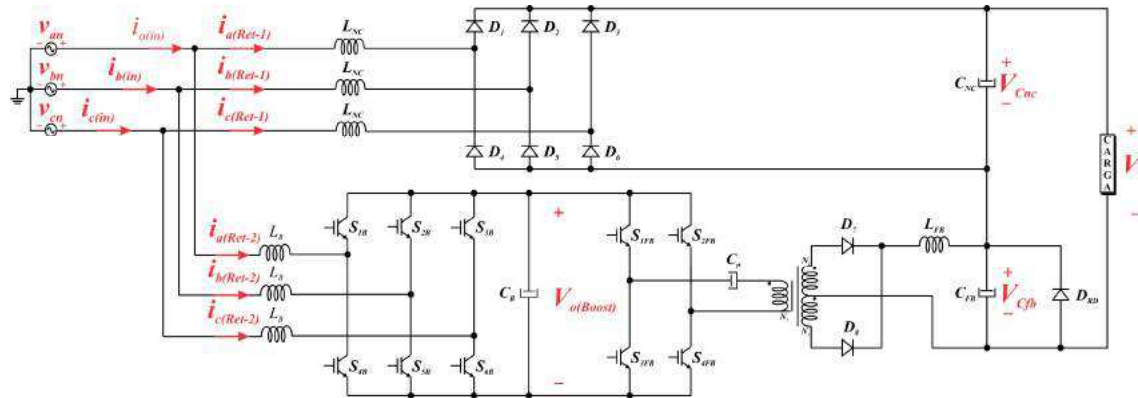


Fig. 3.1 – Arranjo topológico do retificador híbrido trifásico proposto.

Um fator importante a ser destacado nesta estrutura é o fato de que, para condições normais de suprimento da rede elétrica, cerca de 73% da potência total de saída é processada por Ret-1, e 27% é processada por Ret-2. Este recurso oferece alta confiabilidade operacional e robustez, o que torna esta estrutura topológica muito atraente para aplicações em níveis de alta potência. Em outras palavras, isto significa que o retificador híbrido trifásico é uma estrutura que combina a robustez, simplicidade e confiabilidade do retificador trifásico de seis pulsos com a alta frequência de operação dos conversores chaveados, reduzindo o volume, peso e o tamanho da estrutura proposta.

Nesta concepção, será detalhado, de forma separada, o princípio de funcionamento de cada característica do RHT nas subseções que se seguem.

### 3.2.1. Imposição de Correntes de Linha de Entrada

Devido à sua característica de fonte de corrente na entrada e por ser bidirecional no fluxo em potência, o conversor Boost trifásico totalmente controlado com indutores do lado CA é utilizado para impor correntes de linha de entrada senoidais, assegurando alto fator de potência e reduzida DHT.

Conforme ilustrado na Fig. 3.1, as correntes de linha drenadas da rede CA ( $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$ ) são compostas pela soma entre as correntes requeridas pelo retificador não controlado de seis pulsos ( $i_{a(Ret-1)}$ ,  $i_{b(Ret-1)}$  e  $i_{c(Ret-1)}$ ) e as correntes imposta no conversor Boost ( $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{b(Ret-2)}$  e  $i_{c(Ret-2)}$ ). Neste contexto, pode-se concluir que as formas de onda



das correntes de linha de entrada dependem das correntes impostas pelo conversor Boost, as quais determinam a melhoria da DHT das correntes de linha drenadas da rede CA. Desta forma, tem-se que:

$$i_{a(in)}(t) = i_{a(Ret-1)}(t) + i_{a(Ret-2)}(t) \quad (3.1)$$

$$i_{b(in)}(t) = i_{b(Ret-1)}(t) + i_{b(Ret-2)}(t) \quad (3.2)$$

$$i_{c(in)}(t) = i_{c(Ret-1)}(t) + i_{c(Ret-2)}(t) \quad (3.3)$$

A título de exemplo, para a fase A, conforme referência exemplo da Fig. 3.2, a corrente  $i_{a(Ret-1)}$  é a corrente clássica dos retificadores trifásicos não controlados de seis pulsos com indutores de baixa indutância posicionados do lado CA, enquanto que a corrente  $i_{a(Ret-2)}$  é aquela imposta de acordo com a referência desejada. Portanto, tem-se que a composição das correntes  $i_{a(Ret-1)}$  e  $i_{a(Ret-2)}$  ( $i_{a(Ret-1)}$  somada a  $i_{a(Ret-2)}$ ) assume a forma de onda senoidal ( $i_{a(in)}$ ), se assim for desejado, cujo espectro harmônico deve estar em conformidade com as normas internacionais IEC 61000-3-2 e IEC 61000-3-4 [45], [46].

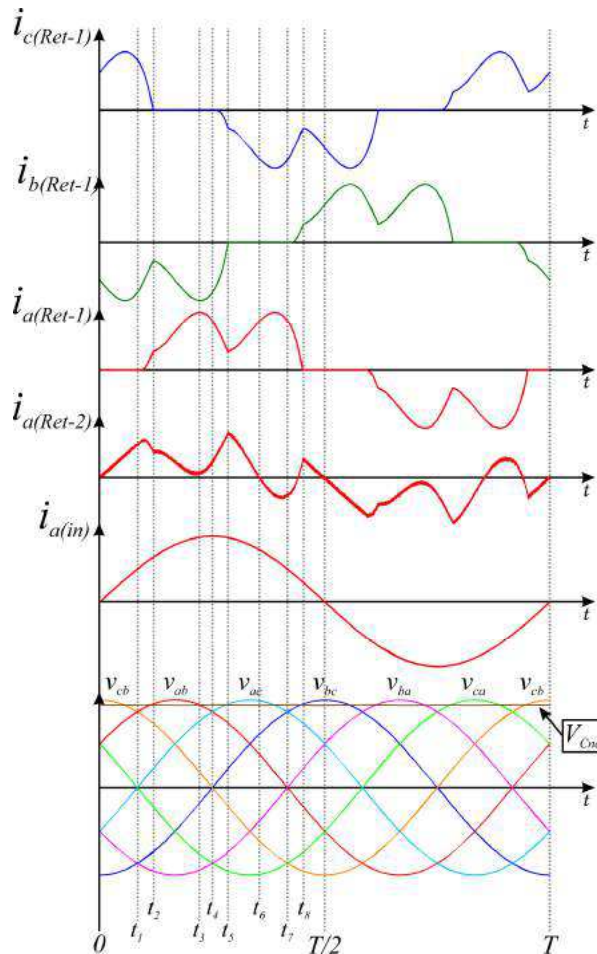


Fig. 3.2 – Composição das formas de onda teóricas das correntes  $i_{a(Ret-1)}$ ,  $i_{b(Ret-1)}$ ,  $i_{c(Ret-1)}$ ,  $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  e das tensões de linha.

Percebe-se através da Fig. 3.2 que, para cada semiciclo de onda, o funcionamento do retificador híbrido trifásico segue nove etapas de operação. As etapas para a composição da corrente de linha de entrada da fase A são descritas abaixo. Vale ressaltar que as etapas descritas a seguir são análogas para a composição das correntes de linha de entrada das fases B e C.

- *Para o intervalo de 0 a  $t_1$* : a fase A do retificador não controlado de seis pulsos apresenta-se fora de operação pois a tensão no capacitor  $C_{NC}$  ( $V_{Cnc}$ ) é maior que as tensões de linha de entrada  $v_{ab}$  e  $v_{ac}$ , polarizando reversamente o diodo  $D_1$  da ponte retificadora trifásica. A fase A do conversor Boost, portanto, assume a parcela de potência exigida pela carga e a corrente  $i_{a(Ret-2)}$  cresce seguindo a referência senoidal imposta. Neste intervalo, portanto, a corrente de linha de entrada da fase A é igual à corrente drenada pela fase A do conversor Boost;
- *Para o intervalo de  $t_1$  a  $t_2$* : ocorre um fenômeno conhecido como efeito de comutação, em que, devido à presença dos indutores do lado CA em Ret-1, a transição de corrente de um par de diodos da ponte retificadora trifásica para outro não ocorre instantaneamente durante a mudança da atuação da nova tensão de linha. Em consequência disso, durante este intervalo, estão em condução simultânea o diodo que está entrando em condução ( $D_1$ ) devido à atuação da tensão de linha  $v_{ab}$  e aquele que está sendo desligado ( $D_3$ ), uma vez que o mesmo operou durante a atuação da tensão  $v_{cb}$ . O efeito da comutação se finaliza no instante  $t_2$ , momento em que a corrente de linha da fase C do retificador não controlado se anula. A fase A do retificador não controlado de seis pulsos chega a entrar em operação, contribuindo com potência entregue à carga, havendo, portanto um pequeno decréscimo na corrente  $i_{a(Ret-2)}$ ;
- *Para o intervalo de  $t_2$  a  $t_3$* : a fase A do retificador não controlado de seis pulsos permanece com a contribuição de potência entregue à carga, pois a tensão de linha  $v_{ab}$  é maior que a tensão  $V_{Cnc}$  durante esse intervalo de tempo. Portanto, a corrente  $i_{a(Ret-1)}$  continua crescendo, ao mesmo tempo em que decai a corrente  $i_{a(Ret-2)}$ . O crescimento de  $i_{a(Ret-1)}$  e o decréscimo de  $i_{a(Ret-2)}$  ocorrem até o instante em que a tensão de linha  $v_{ab}$  se torna menor que a tensão  $V_{Cnc}$ ;
- *Para o intervalo de  $t_3$  a  $t_4$* : a tensão de linha  $v_{ab}$  encontra-se menor que a tensão  $V_{Cnc}$ , o que faz com que a corrente  $i_{a(Ret-1)}$  decaia, forçando o controle a garantir a volta do crescimento da corrente  $i_{a(Ret-2)}$  a fim de determinar uma

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

- *Para o intervalo de  $t_4$  a  $t_5$ :* ocorre novamente o efeito da comutação, em que os diodos  $D_5$  e  $D_6$  conduzem simultaneamente devido ao início da atuação da tensão de linha  $v_{ac}$ . Neste intervalo o crescimento negativo da corrente da fase C do retificador não controlado força o decréscimo da corrente  $i_{a(Ret-1)}$ , que se iguala em módulo à  $i_{c(Ret-1)}$  no instante  $t_5$ . Com a queda de  $i_{a(Ret-1)}$ , a corrente  $i_{a(Ret-2)}$ , por sua vez, cresce seguindo a referência senoidal até atingir o seu valor máximo no instante  $t_5$ ;

- *Para o intervalo de  $t_5$  a  $t_6$ :* dado que a tensão de linha  $v_{ac}$  se torna maior que a tensão no barramento CC, a fase A do retificador não controlado de seis pulsos volta a contribuir com potência entregue à carga, ao mesmo tempo em que decai a contribuição de potência por parte da fase A do conversor Boost. Esta etapa se finaliza quando a corrente  $i_{a(Ret-2)}$  decai a zero no instante  $t_6$ ;

- *Para o intervalo de  $t_6$  a  $t_7$ :* posto que a corrente  $i_{a(Ret-1)}$  se torna maior que a referência senoidal de corrente, a corrente  $i_{a(Ret-2)}$  se torna negativa devido à característica de bidirecionalidade no fluxo de potência do conversor Boost. Desta forma o controle consegue impor uma corrente  $i_{a(Ret-2)}$  negativa tal que a soma entre  $i_{a(Ret-1)}$  e  $i_{a(Ret-2)}$  reduza a amplitude de  $i_{a(in)}$  para o valor da referência senoidal desejado;

- *Para o intervalo de  $t_7$  a  $t_8$ :* ocorre novamente o efeito de comutação, em que os diodos  $D_1$  e  $D_2$  conduzem simultaneamente devido ao início da atuação da tensão  $v_{bc}$ . Com isto, a corrente  $i_{a(Ret-1)}$  tende a zero até o instante  $t_8$ , onde o diodo  $D_1$  encontra-se reversamente polarizado. Com a redução da contribuição de potência por parte de  $i_{a(Ret-1)}$ , a corrente  $i_{a(Ret-2)}$  cresce seguindo a referência senoidal. Observa-se que uma parcela da corrente  $i_{a(Ret-2)}$  encontra-se negativa durante este intervalo pois a corrente  $i_{a(Ret-1)}$  encontra-se maior que a referência senoidal de corrente;

- *Para o intervalo de  $t_8$  a  $T/2$ :* mais uma vez a fase A do retificador não controlado de seis pulsos apresenta-se fora de operação pois a tensão  $V_{Cnc}$  é maior que as tensões de linha  $v_{ab}$  e  $v_{ac}$ , polarizando reversamente o diodo  $D_1$  da ponte retificadora trifásica. Neste intervalo, a corrente de linha de entrada da fase A é

igual à corrente  $i_{a(Ret-2)}$  pois somente o conversor Boost contribui com potência entregue à carga pela fase A.

### 3.2.2. Compensação série de tensão no barramento CC

A compensação série de tensão se dá através da inserção do conversor Full-Bridge isolado com capacitor de saída  $C_{FB}$  ligado em série com o capacitor de saída  $C_{NC}$  do grupo retificador Ret-1, tal que, a soma das tensões em ambos os capacitores ( $V_{Cnc}$  somado a  $V_{Cfb}$ ) constitui a tensão no barramento CC, que por sua vez, é regulada em 400 V.

Visto a isto, teoricamente, caso a tensão  $V_{Cnc}$  decaia a zero, o conversor Full-Bridge deverá suprir com toda a tensão no barramento CC requerida pela carga. Visto que o conversor Full-Bridge opera como abaixador de tensão, onde seu ganho estático, definido por (3.4), estabelece que sua máxima tensão de saída seja igual à sua tensão de entrada, controla-se o conversor Boost para fornecer uma tensão média fixa de 350 V na entrada do conversor Full-Bridge.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{Cfb}}{V_{o(Boost)}} = 2 \cdot d \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (3.4)$$

A Fig. 3.3 apresenta o princípio de operação da compensação série de tensão para a condição normal de operação e para a condição de afundamento temporário de tensão.

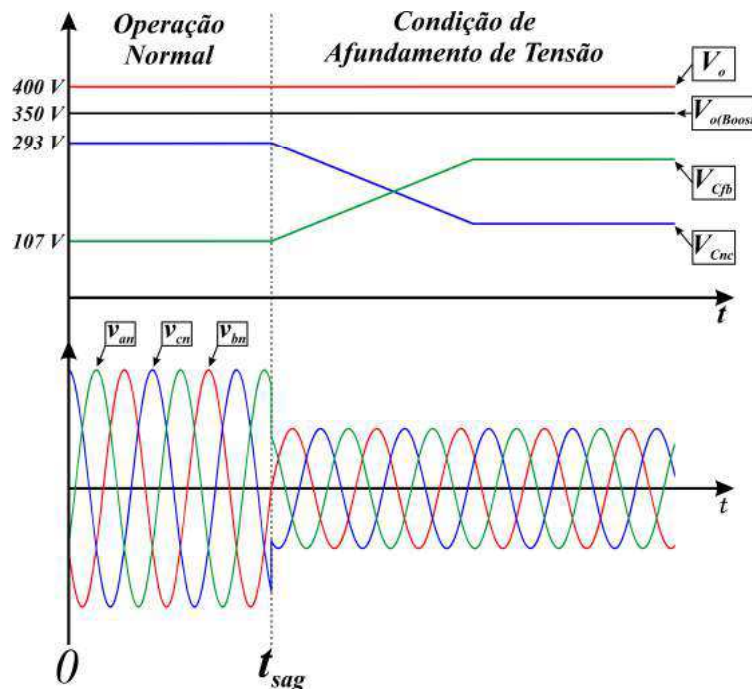


Fig. 3.3 – Princípio de funcionamento da compensação série de tensão no barramento CC.

Para a *condição normal de suprimento da rede elétrica*, compreendida pelo intervalo de 0 até  $t_{sag}$ , o retificador não controlado fornece uma tensão média fixa através do capacitor  $C_{NC}$  em torno de 293 V (tensão definida pelo valor médio das tensões de linha de entrada retificadas em seis pulsos), restando ao conversor Full-Bridge fornecer uma tensão média através do capacitor  $C_{FB}$  de aproximadamente 107 V, garantindo desta forma, uma tensão média fixa de 400 V no barramento CC.

Durante uma *condição de afundamento temporário de tensão*, compreendida pelo intervalo a partir de  $t_{sag}$ , devido à redução da tensão  $V_{Cnc}$  em função da queda da amplitude das tensões de alimentação da rede, a tensão de saída do conversor Full-Bridge é elevada a fim de compensar uma eventual queda de tensão no barramento CC, garantindo desta forma, que a tensão média de 400 V permaneça fixa no barramento CC.

Vale destacar que, assim como o conversor Boost trifásico totalmente controlado com indutores do lado CA foi escolhido pela sua vasta aplicabilidade na área de correção de fator de potência e mitigação de conteúdo harmônico de correntes para aplicações de elevada potência, o conversor Full-Bridge foi adotado para a realização da compensação série de tensão pelo fato de ser o conversor CC-CC isolado mais empregado para aplicações que envolvem maiores processamentos de potência [47].

### 3.3. Dimensionamento dos componentes passivos e semicondutores do RHT proposto

Como o conversor Boost é responsável por fornecer uma tensão fixa de 350 V para a alimentação do conversor Full-Bridge, seguiu-se com os equacionamentos matemáticos necessários para o dimensionamento dos componentes passivos do retificador híbrido trifásico proposto da seguinte forma: primeiramente analisou-se o arranjo topológico composto pelo retificador não controlado e o conversor Full-Bridge trabalhando juntos para fornecer o barramento CC à carga, conforme apresentado na Fig. 3.4 (a), e em seguida estabeleceu-se, separadamente, a modelagem do conversor Boost seguindo o arranjo da Fig. 3.4 (b), onde  $R_{FB}$  representa a resistência de carga equivalente à operação do conversor Full-Bridge. Para facilitar a análise, o equacionamento e o projeto, considerou-se os interruptores dos circuitos de potência dos conversores Boost e Full-Bridge como chaves com característica de abertura e fechamento, omitindo-se o papel da presença dos diodos anti-paralelos dos interruptores.

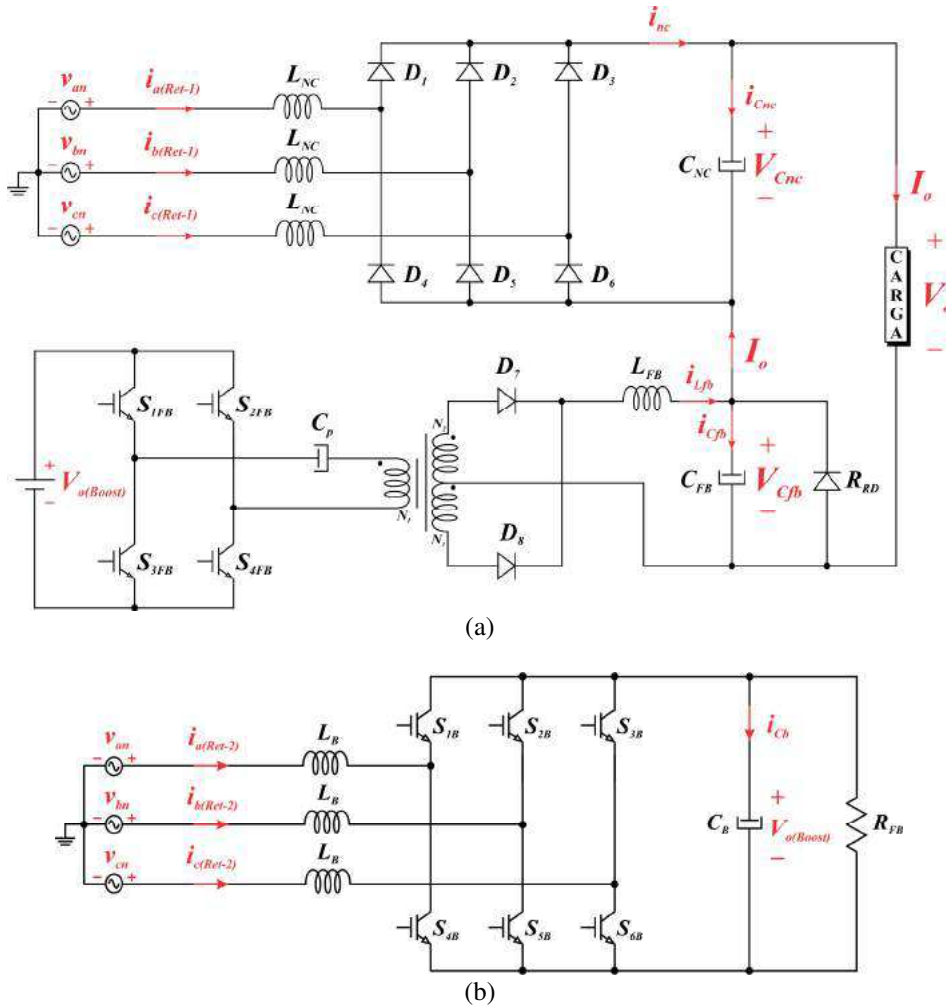


Fig. 3.4 – Arranjos topológicos (a) da composição entre o retificador não controlado e o conversor Full-Bridge e (b) do conversor Boost.

### 3.3.1. Dimensionamento do Retificador Não Controlado

As subseções que se seguem demonstram a metodologia de dimensionamento dos componentes passivos e dos diodos que compõem o circuito de potência do RNC.

#### 3.3.1.1. Dimensionamento dos componentes passivos do RNC

Para o dimensionamento dos indutores de entrada de Ret-1 ( $L_{NC}$ ), analisa-se primeiramente a forma de onda característica das correntes de linha de entrada de um retificador não controlado de seis pulsos com indutores do lado CA, conforme demonstrado pela Fig. 3.2. Para o intervalo de tempo de 0 até  $t_1$ , a fase A de Ret-1 não contribui com potência entregue à carga, logo:

$$i_{a(Ret-1)}(t) = 0 \quad (3.5)$$

De acordo com o mencionado no princípio de funcionamento do Retificador Híbrido Trifásico proposto, para o intervalo de tempo de  $t_1$  até  $t_2$ , devido ao efeito de comutação, os diodos  $D_1$ ,  $D_3$  e  $D_5$  da ponte retificadora trifásica de Ret-1 conduzem

simultaneamente. Para este intervalo, o circuito equivalente para a associação entre Ret-1 e o conversor Full-Bridge é apresentado na Fig. 3.5.

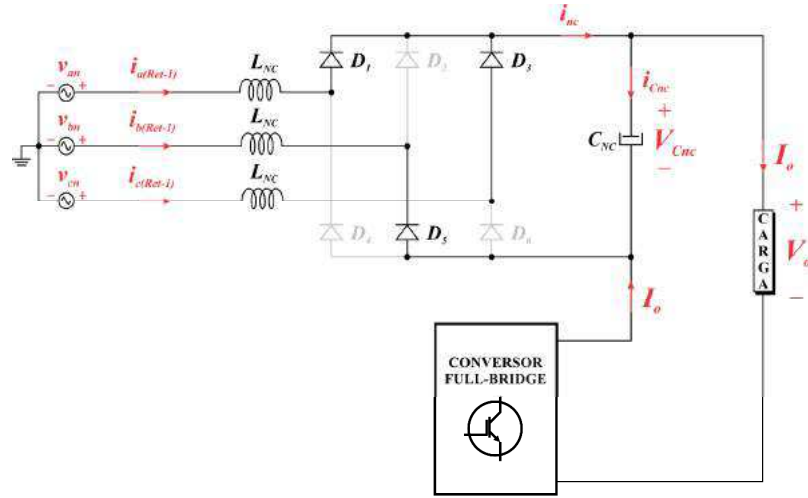


Fig. 3.5 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para o intervalo de tempo de  $t_1$  até  $t_2$ .

Por análise de malhas no circuito da Fig. 3.5, duas equações são obtidas e representadas por (3.6) e (3.7).

$$v_{an}(t) - L_{NC} \cdot \frac{di_{a(Ret-1)}(t)}{dt} - V_{CNC} + L_{NC} \cdot \frac{di_{b(Ret-1)}(t)}{dt} - v_{bn}(t) = 0 \quad (3.6)$$

$$v_{an}(t) - L_{NC} \cdot \frac{di_{a(Ret-1)}(t)}{dt} + L_{NC} \cdot \frac{di_{c(Ret-1)}(t)}{dt} - v_{cn}(t) = 0 \quad (3.7)$$

Por análise nodal, tem-se que a corrente  $i_{b(Ret-1)}(t)$  é representada por:

$$i_{b(Ret-1)}(t) = -i_{a(Ret-1)}(t) - i_{c(Ret-1)}(t) \quad (3.8)$$

Pela propriedade da soma de derivadas, a derivada de  $i_{b(Ret-1)}(t)$  pode ser definida por:

$$\frac{di_{b(Ret-1)}(t)}{dt} = -\frac{di_{a(Ret-1)}(t)}{dt} - \frac{di_{c(Ret-1)}(t)}{dt} \quad (3.9)$$

Isolando-se a derivada de  $i_{c(Ret-1)}(t)$  em (3.7) tem-se que:

$$\frac{di_{c(Ret-1)}(t)}{dt} = \frac{di_{a(Ret-1)}(t)}{dt} - \frac{v_{an}(t)}{L_{NC}} + \frac{v_{cn}(t)}{L_{NC}} \quad (3.10)$$

Substituindo (3.9) e (3.10) em (3.6) e considerando que o capacitor  $C_{NC}$  apresenta capacitância suficientemente alta para garantir em seus terminais uma tensão contínua, obtêm-se a equação da derivada de  $i_{a(Ret-1)}(t)$ .



$$\frac{di_{a(Ret-I)}(t)}{dt} = -\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} + \frac{v_{an}(t)}{L_{NC}} = -\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} + \frac{V_p}{L_{NC}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.11)$$

Conforme observado na Fig. 3.2, no instante  $t_1$ , a corrente  $i_{a(Ret-I)}(t)$  é zero e, portanto, sua derivada em relação ao tempo também é zero, dado que não havia variação de corrente imediatamente antes de  $t_1$ . Assim, o instante  $t_1$  pode ser calculado a partir de (3.11), igualando-se a derivada de  $i_{a(Ret-I)}(t)$  a zero.

$$t_1 = \frac{\text{sen}^{-1}\left(\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot V_p}\right)}{\omega} \quad (3.12)$$

A corrente de linha de entrada da fase A do retificador não controlado de seis pulsos para o intervalo de tempo de  $t_1$  até  $t_2$  é obtida através da integral de (3.11).

$$\int_0^{i_{a(Ret-I)}(t)} di_{a(Ret-I)}(t) = \int_{t_1}^t \left[ -\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} + \frac{V_p}{L_{NC}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \cdot dt \quad (3.13)$$

$$i_{a(Ret-I)}(t) = \frac{I}{L_{NC}} \cdot \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot (t - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t) + \cos(\omega \cdot t_1)] \right\} \quad (3.14)$$

Para o tempo  $t_2$ , a corrente  $i_{a(Ret-I)}(t)$  é determinada por:

$$i_{a(Ret-I)}(t_2) = \frac{I}{L_{NC}} \cdot \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_2) + \cos(\omega \cdot t_1)] \right\} \quad (3.15)$$

Para o intervalo de tempo de  $t_2$  até  $t_4$ , apenas os diodos  $D_1$  e  $D_5$  da ponte retificadora trifásica conduzem, conforme apresentado pela Fig. 3.6.

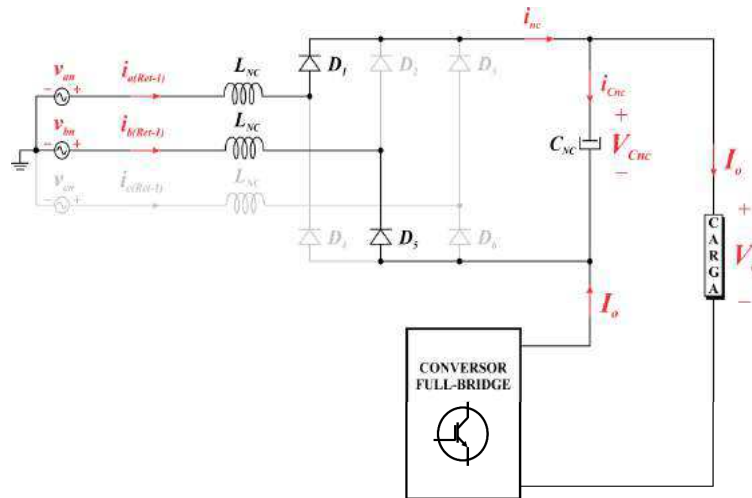


Fig. 3.6 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para o intervalo de tempo de  $t_2$  até  $t_4$ .



Por análise de malhas na Fig. 3.6, obtém-se (3.16).

$$v_{an}(t) - L_{NC} \cdot \frac{di_{a(Ret-1)}(t)}{dt} - V_{Cnc} + L_{NC} \cdot \frac{di_{b(Ret-1)}(t)}{dt} - v_{bn}(t) = 0 \quad (3.16)$$

Por análise nodal, tem-se que a corrente  $i_{b(Ret-1)}(t)$  é representada por:

$$i_{b(Ret-1)}(t) = -i_{a(Ret-1)}(t) \quad (3.17)$$

A derivada de  $i_{b(Ret-1)}(t)$  pode ser definida por:

$$\frac{di_{b(Ret-1)}(t)}{dt} = -\frac{di_{a(Ret-1)}(t)}{dt} \quad (3.18)$$

Substituindo (3.18) em (3.16), obtém-se a equação da derivada de  $i_{a(Ret-1)}(t)$ .

$$\frac{di_{a(Ret-1)}(t)}{dt} = -\frac{V_{Cnc}}{2 \cdot L_{NC}} + \frac{v_{ab}(t)}{2 \cdot L_{NC}} = -\frac{V_{Cnc}}{2 \cdot L_{NC}} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot L_{NC}} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (3.19)$$

A corrente de linha de entrada da fase A do retificador não controlado de seis pulsos para o intervalo de tempo de  $t_2$  até  $t_4$  pode ser obtida através da integral de (3.19), onde  $i_{a(Ret-1)}(t_2)$  é definida por (3.15).

$$\int_{i_{a(Ret-1)}(t_2)}^{i_{a(Ret-1)}(t)} di_{a(Ret-1)}(t) = \int_{t_2}^t \left[ -\frac{V_{Cnc}}{2 \cdot L_{NC}} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot L_{NC}} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) \right] \cdot dt \quad (3.20)$$

$$i_{a(Ret-1)}(t) = \frac{1}{L_{NC}} \cdot \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} + i_{a(Ret-1)}(t_2) \quad (3.21)$$

Para o instante  $t_4$ , a corrente  $i_{a(Ret-1)}(t)$  é determinada por:

$$i_{a(Ret-1)}(t_4) = \frac{1}{L_{NC}} \cdot \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} + i_{a(Ret-1)}(t_2) \quad (3.22)$$

Para o intervalo de tempo de  $t_4$  até  $t_5$  ocorre um novo efeito de comutação, e os diodos  $D_1$ ,  $D_5$  e  $D_6$  da ponte retificadora trifásica conduzem simultaneamente, conforme apresentado pela Fig. 3.7.

Por análise de malhas na Fig. 3.7, dois tipos de equações de malha podem ser obtidos, as quais são representadas por (3.23) e (3.24).

$$v_{an}(t) - L_{NC} \cdot \frac{di_{a(Ret-1)}(t)}{dt} - V_{Cnc} + L_{NC} \cdot \frac{di_{b(Ret-1)}(t)}{dt} - v_{bn}(t) = 0 \quad (3.23)$$

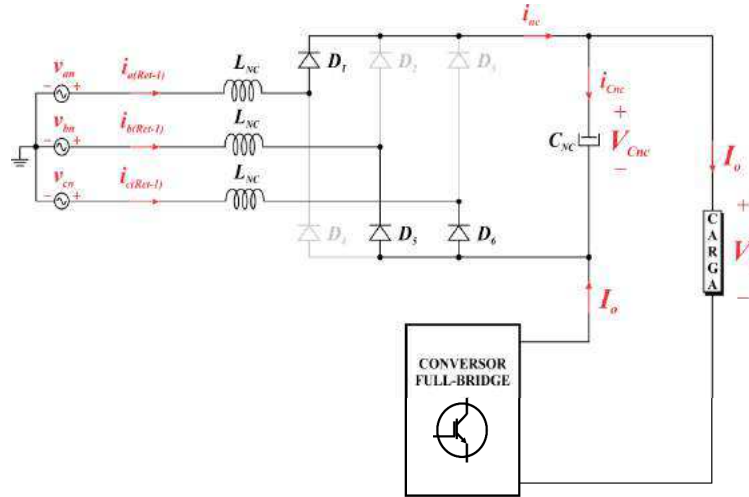


Fig. 3.7 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para o intervalo de tempo de  $t_4$  até  $t_5$ .

$$v_{bn}(t) - L_{NC} \cdot \frac{di_{b(Ret-I)}(t)}{dt} + L_{NC} \cdot \frac{di_{c(Ret-I)}(t)}{dt} - v_{cn}(t) = 0 \quad (3.24)$$

Por análise nodal, tem-se que a corrente  $i_{c(Ret-I)}(t)$  é representada por:

$$i_{c(Ret-I)}(t) = -i_{a(Ret-I)}(t) - i_{b(Ret-I)}(t) \quad (3.25)$$

Pela regra da soma de derivadas, a derivada de  $i_{c(Ret-I)}(t)$  pode ser definida por:

$$\frac{di_{c(Ret-I)}(t)}{dt} = -\frac{di_{a(Ret-I)}(t)}{dt} - \frac{di_{b(Ret-I)}(t)}{dt} \quad (3.26)$$

Isolando-se a derivada de  $i_{b(Ret-I)}(t)$  em (3.24) tem-se que:

$$\frac{di_{b(Ret-I)}(t)}{dt} = \frac{di_{c(Ret-I)}(t)}{dt} + \frac{v_{bn}(t)}{L_{NC}} - \frac{v_{cn}(t)}{L_{NC}} \quad (3.27)$$

Substituindo (3.26) e (3.27) em (3.23), obtêm-se a equação da derivada de  $i_{a(Ret-I)}(t)$ .

$$\frac{di_{a(Ret-I)}(t)}{dt} = -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} + \frac{v_{an}(t)}{L_{NC}} = -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} + \frac{V_p}{L_{NC}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.28)$$

Substituindo (3.27) e (3.28) em (3.26), obtêm-se a equação da derivada de  $i_{c(Ret-I)}(t)$ .

$$\frac{di_{c(Ret-I)}(t)}{dt} = \frac{V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} + \frac{v_{cn}(t)}{L_{NC}} = \frac{V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} + \frac{V_p}{L_{NC}} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.29)$$

Conforme observado na Fig. 3.2, no instante  $t_4$ , a corrente  $i_{c(Ret-I)}(t)$  é zero e, portanto, sua derivada em relação ao tempo também é zero, visto que não havia variação

de corrente imediatamente antes àquele instante. Com base nisto, o instante  $t_4$  pode ser calculado a partir de (3.29), igualando-se a derivada de  $i_{c(Ret-1)}(t)$  a zero. Assim:

$$\text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot V_p} \quad (3.30)$$

Por sua vez, pela identidade trigonométrica tem-se que:

$$\text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) = \text{sen}\left(\pi - \omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot V_p} \quad (3.31)$$

Logo:

$$t_4 = \frac{\pi - \text{sen}^{-1}\left(-\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot V_p}\right) - \frac{2\pi}{3}}{\omega} \quad (3.32)$$

A corrente de linha de entrada da fase A do retificador não controlado de seis pulsos para o intervalo de tempo de  $t_4$  até  $t_5$  pode ser obtida através da integral de (3.28), onde  $i_{a(Ret-1)}(t_4)$  é definida por (3.22).

$$\int_{i_{a(Ret-1)}(t_4)}^{i_{a(Ret-1)}(t)} di_{a(Ret-1)}(t) = \int_{t_4}^t \left[ -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} + \frac{V_p}{L_{NC}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \cdot dt \quad (3.33)$$

$$i_{a(Ret-1)}(t) = \frac{I}{L_{NC}} \left\{ -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3} \cdot (t - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t) + \cos(\omega \cdot t_4)] \right\} + i_{a(Ret-1)}(t_4) \quad (3.34)$$

Para o instante  $t_5$ , a corrente  $i_{a(Ret-1)}(t)$  é determinada por:

$$i_{a(Ret-1)}(t_5) = \frac{I}{L_{NC}} \left\{ -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3} \cdot (t_5 - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_5) + \cos(\omega \cdot t_4)] \right\} + i_{a(Ret-1)}(t_4) \quad (3.35)$$

Conforme observado na Fig. 3.2, no instante  $t_5$ , a corrente  $i_{a(Ret-1)}(t_5)$  se iguala ao valor de  $i_{a(Ret-1)}(t_2)$ .

$$\begin{aligned} & -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_2) + \cos(\omega \cdot t_1)] + \frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3} \cdot (t_5 - t_4) \\ & - \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_5) + \cos(\omega \cdot t_4)] - L_{NC} \cdot i_{a(Ret-1)}(t_4) = 0 \end{aligned} \quad (3.36)$$

Sendo  $L_{NC} \cdot i_{a(Ret-1)}(t_4)$  determinada através da multiplicação de (3.22) por  $L_{NC}$ :

$$L_{NC} \cdot i_{a(Ret-I)}(t_4) = -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] + L_{NC} \cdot i_{a(Ret-I)}(t_2) \quad (3.37)$$

E  $L_{NC} \cdot i_{a(Ret-I)}(t_2)$  determinada através da multiplicação de (3.15) por  $L_{NC}$ :

$$L_{NC} \cdot i_{a(Ret-I)}(t_2) = -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_2) + \cos(\omega \cdot t_1)] \quad (3.38)$$

A Fig. 3.8 ilustra a forma de onda da corrente do retificador não controlado  $i_{nc}(t)$ , a qual apresenta a forma de onda retificada de seis pulsos. Como é possível observar, o instante  $t_2$  pode ser representado por (3.39).

$$t_2 = t_5 - \frac{T}{6} \quad (3.39)$$

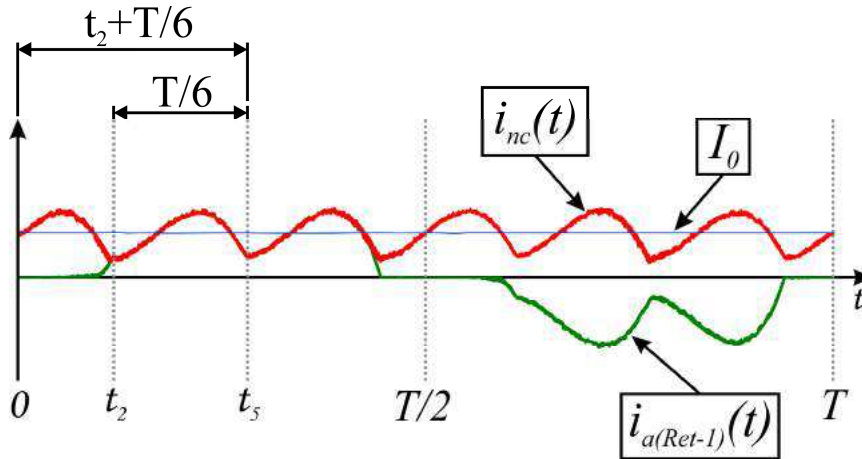


Fig. 3.8 – Visualização dos intervalos de tempo de operação do retificador não controlado através da forma de onda teórica da corrente  $i_{nc}(t)$ .

Para o intervalo de tempo de  $t_5$  até  $t_7$ , apenas os diodos  $D_1$  e  $D_6$  da ponte retificadora trifásica conduzem, conforme apresentado pela Fig. 3.9.

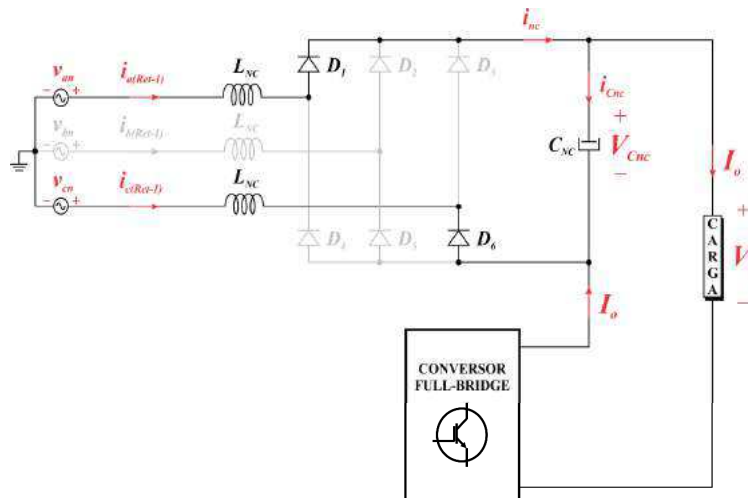


Fig. 3.9 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para o intervalo de tempo de  $t_5$  até  $t_7$ .

Por análise de malhas na Fig. 3.9, obtém-se (3.40).

$$v_{an}(t) - L_{NC} \cdot \frac{di_{a(Ret-I)}(t)}{dt} - V_{Cnc} + L_{NC} \cdot \frac{di_{c(Ret-I)}(t)}{dt} - v_{cn}(t) = 0 \quad (3.40)$$

Por análise nodal, tem-se que a corrente  $i_{b(Ret-I)}(t)$  é representada por:

$$i_{c(Ret-I)}(t) = -i_{a(Ret-I)}(t) \quad (3.41)$$

A derivada de  $i_{b(Ret-I)}(t)$  pode ser definida por:

$$\frac{di_{c(Ret-I)}(t)}{dt} = -\frac{di_{a(Ret-I)}(t)}{dt} \quad (3.42)$$

Substituindo (3.42) em (3.40), obtém-se a equação da derivada de  $i_{a(Ret-I)}(t)$ .

$$\frac{di_{a(Ret-I)}(t)}{dt} = -\frac{V_{Cnc}}{2 \cdot L_{NC}} + \frac{v_{ac}(t)}{2 \cdot L_{NC}} = -\frac{V_{Cnc}}{2 \cdot L_{NC}} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot L_{NC}} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (3.43)$$

A corrente de linha de entrada da fase A do retificador não controlado de seis pulsos para o intervalo de tempo de  $t_5$  até  $t_7$  pode ser obtida através da integral de (3.43), onde  $i_{a(Ret-I)}(t_5)$  é definida por (3.35).

$$\int_{i_{a(Ret-I)}(t_5)}^{i_{a(Ret-I)}(t)} di_{a(Ret-I)}(t) = \int_{t_5}^t \left[ -\frac{V_{Cnc}}{2 \cdot L_{NC}} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot L_{NC}} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) \right] \cdot dt \quad (3.44)$$

$$i_{a(Ret-I)}(t) = \frac{I}{L_{NC}} \cdot \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t - t_5) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_5 - \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} + i_{a(Ret-I)}(t_5) \quad (3.45)$$

Para o instante  $t_7$ , a corrente  $i_{a(Ret-I)}(t)$  é determinada por:

$$i_{a(Ret-I)}(t_7) = \frac{I}{L_{NC}} \cdot \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t_7 - t_5) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t_7 - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_5 - \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} + i_{a(Ret-I)}(t_5) \quad (3.46)$$

Sendo que o intervalo de tempo entre  $t_2$  e  $t_4$  é igual ao intervalo de tempo entre  $t_5$  e  $t_7$ , e sabendo através de (3.39) que um sexto do período para a frequência da rede é igual à diferença entre os instantes  $t_5$  e  $t_2$ , o instante  $t_7$  pode ser definido por (3.47).

$$t_7 = t_4 + t_5 - t_2 = t_4 + \frac{T}{6} \quad (3.47)$$

Para o intervalo de tempo de  $t_7$  até  $t_8$  ocorre um novo efeito de comutação, e os diodos  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_6$  da ponte retificadora trifásica conduzem simultaneamente, conforme apresentado pela Fig. 3.10.

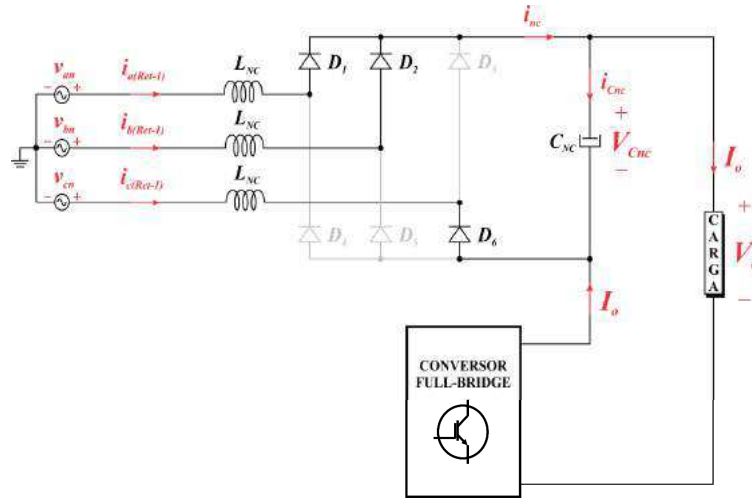


Fig. 3.10 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para o intervalo de tempo de  $t_7$  até  $t_8$ .

Por análise de malhas na Fig. 3.10, dois tipos de equações de malha podem ser obtidos, as quais são representadas por (3.48) e (3.49).

$$v_{an}(t) - L_{NC} \cdot \frac{di_{a(Ret-I)}(t)}{dt} - V_{Cnc} + L_{NC} \cdot \frac{di_{c(Ret-I)}(t)}{dt} - v_{cn}(t) = 0 \quad (3.48)$$

$$v_{an}(t) - L_{NC} \cdot \frac{di_{a(Ret-I)}(t)}{dt} + L_{NC} \cdot \frac{di_{b(Ret-I)}(t)}{dt} - v_{bn}(t) = 0 \quad (3.49)$$

Por análise nodal, tem-se que a corrente  $i_{c(Ret-I)}(t)$  é representada por:

$$i_{c(Ret-I)}(t) = -i_{a(Ret-I)}(t) - i_{b(Ret-I)}(t) \quad (3.50)$$

Pela regra da soma de derivadas, a derivada de  $i_{c(Ret-I)}(t)$  pode ser definida por:

$$\frac{di_{c(Ret-I)}(t)}{dt} = -\frac{di_{a(Ret-I)}(t)}{dt} - \frac{di_{b(Ret-I)}(t)}{dt} \quad (3.51)$$

Isolando-se a derivada de  $i_{b(Ret-I)}(t)$  em (3.49) tem-se que:

$$\frac{di_{b(Ret-I)}(t)}{dt} = \frac{di_{a(Ret-I)}(t)}{dt} + \frac{v_{bn}(t)}{L_{NC}} - \frac{v_{an}(t)}{L_{NC}} \quad (3.52)$$

Substituindo (3.51) e (3.52) em (3.48), obtêm-se a equação da derivada de  $i_{a(Ret-I)}(t)$ .

$$\frac{di_{a(Ret-I)}(t)}{dt} = -\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} + \frac{v_{an}(t)}{L_{NC}} = -\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} + \frac{V_p}{L_{NC}} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (3.53)$$

Devido ao intervalo de tempo entre  $t_4$  e  $t_5$  ser igual ao intervalo de tempo entre  $t_7$  e  $t_8$ , o instante  $t_8$  pode ser definido por (3.54).

$$t_8 = t_7 + t_5 - t_4 \quad (3.54)$$

A corrente de linha de entrada da fase A do retificador não controlado de seis pulsos para o intervalo de tempo de  $t_7$  até  $t_8$  pode ser obtida através da integral de (3.53), onde  $i_{a(Ret-I)}(t_7)$  é definida por (3.46).

$$\int_{i_{a(Ret-I)}(t_7)}^{i_{a(Ret-I)}(t)} di_{a(Ret-I)}(t) = \int_{t_7}^t \left[ -\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} + \frac{V_p}{L_{NC}} \cdot \sin(\omega \cdot t) \right] \cdot dt \quad (3.55)$$

$$i_{a(Ret-I)}(t) = \frac{I}{L_{NC}} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot (t - t_7) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t) + \cos(\omega \cdot t_7)] \right\} + i_{a(Ret-I)}(t_7) \quad (3.56)$$

Para o instante  $t_8$ , a corrente  $i_{a(Ret-I)}(t)$  é determinada por:

$$i_{a(Ret-I)}(t_8) = \frac{I}{L_{NC}} \left\{ -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3} \cdot (t_8 - t_7) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_8) + \cos(\omega \cdot t_7)] \right\} + i_{a(Ret-I)}(t_7) \quad (3.57)$$

Para o intervalo de tempo de  $t_8$  até  $T/2$ , a fase A do RNC não contribui com potência entregue à carga, logo:

$$i_{a(Ret-I)}(t) = 0 \quad (3.58)$$

Substituindo (3.39) em (3.36), (3.37) e (3.38):

$$\begin{aligned} & -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot \left[ \left( t_5 - \frac{T}{6} \right) - t_l \right] + \frac{V_p}{\omega} \cdot \left\{ -\cos \left[ \omega \cdot \left( t_5 - \frac{T}{6} \right) \right] + \cos(\omega \cdot t_l) \right\} + \\ & + \frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3} \cdot (t_5 - t_4) - \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_5) + \cos(\omega \cdot t_4)] - L_{NC} \cdot i_{a(Ret-I)}(t_4) = 0 \end{aligned} \quad (3.59)$$

$$\begin{aligned} L_{NC} \cdot i_{a(Ret-I)}(t_4) = & -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot \left[ t_4 - \left( t_5 - \frac{T}{6} \right) \right] + \\ & + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left\{ -\cos \left( \omega \cdot t_4 + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left[ \omega \cdot \left( t_5 - \frac{T}{6} \right) + \frac{\pi}{6} \right] \right\} + \\ & + L_{NC} \cdot i_{a(Ret-I)}(t_2) \end{aligned} \quad (3.60)$$

$$L_{NC} \cdot i_{a(Ret-I)}(t_2) = -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot \left[ \left( t_5 - \frac{T}{6} \right) - t_l \right] + \frac{V_p}{\omega} \cdot \left\{ -\cos \left[ \omega \cdot \left( t_5 - \frac{T}{6} \right) \right] + \cos(\omega \cdot t_l) \right\} \quad (3.61)$$

Analisando a Fig. 3.8, observa-se que a forma de onda traçada entre os instantes  $t_2$  e  $t_5$  se repete seis vezes ao longo de um ciclo completo da rede. Nota-se também que para este intervalo de tempo, a corrente  $i_{nc}(t)$  coincide com a corrente  $i_{a(Ret-1)}(t)$ , e, portanto, é possível determinar o valor médio da corrente do retificador não controlado através de (3.62).

$$i_{nc(médio)} = \frac{1}{t_5 - t_2} \cdot \int_{t_2}^{t_5} i_{a(Ret-1)}(t) \cdot dt \quad (3.62)$$

Entretanto, como a forma de onda da corrente  $i_{a(Ret-1)}(t)$  é diferente para os intervalos de  $t_2$  até  $t_4$  e de  $t_4$  até  $t_5$ , deve-se separar a integral que determina o valor médio de  $i_{nc}(t)$  em duas partes, sendo uma parte definida pela integral de (3.21) no intervalo de  $t_2$  até  $t_4$  e pela integral de (3.34) no intervalo de  $t_4$  até  $t_5$ . Realizando essa separação e substituindo (3.39) em (3.62), tem-se que:

$$i_{nc(médio)} = \frac{1}{t_5 - t_2} \cdot (I_1 + I_2) = \frac{6}{T} \cdot (I_1 + I_2) = 6 \cdot f \cdot (I_1 + I_2) \quad (3.63)$$

Onde:

$$I_1 = \int_{t_2}^{t_4} \frac{1}{L_{NC}} \cdot \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt + \int_{t_2}^{t_4} i_{a(Ret-1)}(t_2) \cdot dt \quad (3.64)$$

$$I_2 = \int_{t_4}^{t_5} \frac{1}{L_{NC}} \cdot \left\{ -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3} \cdot (t - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot \left[ -\cos(\omega \cdot t) + \cos(\omega \cdot t_4) \right] \right\} \cdot dt + \int_{t_4}^{t_5} i_{a(Ret-1)}(t_4) \cdot dt \quad (3.65)$$

Substituindo (3.15) em (3.64) e (3.22) em (3.65), tem-se que:

$$I_1 = \frac{1}{L_{NC}} \cdot \left\{ \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt + \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot \left[ -\cos(\omega \cdot t_2) + \cos(\omega \cdot t_1) \right] \right\} \cdot dt \right\} \quad (3.66)$$



$$I_2 = \frac{I}{L_{NC}} \cdot \left\{ \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3} \cdot (t - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t) + \cos(\omega \cdot t_4)] \right\} \cdot dt + \right. \\ \left. + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt + \right. \\ \left. + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_2) + \cos(\omega \cdot t_1)] \right\} \cdot dt \right\} \quad (3.67)$$

Substituindo (3.66) e (3.67) em (3.63), e resolvendo para  $L_{NC}$ , obtém-se a expressão para determinação dos indutores de entrada do retificador não controlado.

$$L_{NC} = \frac{6 \cdot f}{i_{nc(médio)}} \cdot \left\{ \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt + \right. \\ \left. + \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_2) + \cos(\omega \cdot t_1)] \right\} \cdot dt + \right. \\ \left. + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3} \cdot (t - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t) + \cos(\omega \cdot t_4)] \right\} \cdot dt + \right. \\ \left. + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt + \right. \\ \left. + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_2) + \cos(\omega \cdot t_1)] \right\} \cdot dt \right\} \quad (3.68)$$

Mas, analisando o circuito apresentado na Fig. 3.4 (a), a corrente  $i_{nc}(t)$  é dada por (3.69).

$$i_{nc}(t) = i_{Cnc}(t) + I_o \quad (3.69)$$

Como o valor médio da corrente no capacitor é nulo, determina-se que o valor médio da corrente  $i_{nc}(t)$  é igual à corrente de carga total.

$$i_{nc(médio)} = I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.70)$$

Desta forma,

$$L_{NC} = \frac{6 \cdot f \cdot V_o}{P_o} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t - t_2) + \right. \\ & \left. + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \left[ -\cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt + \\ & + \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \right. \\ & \left. + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_2) + \cos(\omega \cdot t_1)] \right\} \cdot dt + \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3} \cdot (t - t_4) + \right. \\ & \left. + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t) + \cos(\omega \cdot t_4)] \right\} \cdot dt + \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \right. \\ & \left. + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt + \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \right. \\ & \left. + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_2) + \cos(\omega \cdot t_1)] \right\} \cdot dt \end{aligned} \right\} \quad (3.71)$$

Sabendo-se que a parcela da corrente média entregue à carga por parte do retificador não controlado é igual à própria corrente de carga total ( $I_o$ ), a variação de carga  $\Delta Q_{Cnc}$  no capacitor  $C_{NC}$  é dada por (3.72), onde o intervalo de tempo analisado é igual ao período para seis vezes a frequência da rede.

$$\Delta Q_{Cnc} = I_o \cdot \Delta t \quad (3.72)$$

$$\Delta Q_{Cnc} = I_o \cdot \Delta t = \frac{P_o \cdot T}{6 \cdot V_o} \quad (3.73)$$

A capacitância  $C_{NC}$  pode ser determinada, portanto, pela relação entre a variação de carga e a variação de tensão no capacitor.

$$C_{NC} = \frac{\Delta Q_{Cnc}}{\Delta V_{Cnc}} = \frac{P_o}{6 \cdot f \cdot V_o \cdot \Delta V_{Cnc}} \quad (3.74)$$

### 3.3.1.2. Dimensionamento dos semicondutores do RNC

A máxima tensão a qual os diodos da ponte retificadora do RNC estão submetidos é determinada pelo valor da tensão no capacitor de saída  $C_{NC}$ . Assim:

$$V_{Dnc(pico)} = V_{Cnc} \quad (3.75)$$

Para determinar o valor de pico da corrente que circula pelos diodos da ponte retificadora do RNC pode-se analisar a corrente  $i_{a(Ret-1)}$  para o intervalo entre  $t_2$  e  $t_4$ . Para isso, iguala-se a derivada de  $i_{a(Ret-1)}$  apresentada em (3.19) a zero e determina-se o instante em que ocorre o pico de corrente para o intervalo considerado. Assim:

$$\text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) = \frac{V_{Cnc}}{\sqrt{3} \cdot V_p} \quad (3.76)$$

Por sua vez, pela identidade trigonométrica tem-se que:

$$\text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) = \text{sen}\left(\pi - \omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) = \frac{V_{Cnc}}{\sqrt{3} \cdot V_p} \quad (3.77)$$

Logo:

$$t_{pico} = \frac{\pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{V_{Cnc}}{\sqrt{3} \cdot V_p}\right) - \frac{\pi}{6}}{\omega} \quad (3.78)$$

Substituindo (3.78) na expressão da corrente  $i_{a(Ret-1)}$  para o intervalo entre  $t_2$  e  $t_4$  determinada em (3.21), calcula-se através de (3.79) o valor de pico da corrente que circula pelos diodos da ponte retificadora do RNC.

$$I_{Dnc(pico)} = \frac{I}{L_{NC}} \cdot \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2} \cdot (t_{pico} - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t_{pico} + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} + i_{a(Ret-1)}(t_2) \quad (3.79)$$

Desconsiderando o curto intervalo em que ocorre o efeito de comutação dos diodos da ponte retificadora, cada diodo conduz durante aproximadamente um terço do período em 60 Hz. Deste modo, a corrente média que circula por cada diodo da ponte retificadora do RNC é aproximadamente igual a um terço do valor médio da corrente  $i_{nc}$ , sendo, portanto, aproximadamente igual a um terço do valor da corrente de carga  $I_o$ . Assim:

$$I_{Dnc(médio)} = \frac{i_{nc(médio)}}{3} = \frac{I_o}{3} = \frac{P_o}{3 \cdot V_o} \quad (3.80)$$

### 3.3.1.3. Especificações de projeto e resumo dos componentes passivos e dos semicondutores do RNC

Considerando que a condição crítica de operação do RNC ocorre durante condições normais de suprimento da rede elétrica onde o mesmo processa cerca de 73% dos 5 kW exigidos pela carga, as especificações de projeto do retificador não controlado de seis pulsos com indutores do lado CA são apresentados na Tab. 3.1.

Tab. 3.1 – Especificação de projeto do RNC.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão média no barramento CC	$V_o$	400 V
Valor de pico das tensões $v_{an}$ , $v_{bn}$ e $v_{cn}$ para condição normal de suprimento da rede	$V_p$	180 V
Tensão média no capacitor $C_{NC}$	$V_{Cnc}$	293 V
Potência média total de saída	$P_o$	5 kW
Frequência da rede	$f$	60 Hz
Frequência angular da rede	$\omega$	377 rad/s
Ondulação da tensão no capacitor $C_{NC}$	$\Delta V_{Cnc}$	11 V

Os instantes  $t_1$  e  $t_4$  são determinados através de (3.12) e (3.32), respectivamente. O instante  $t_5$  é obtido através da solução numérica de (3.59) e o instante  $t_2$  é calculado utilizando (3.39). Os instantes  $t_7$  e  $t_8$  são determinados através de (3.47) e (3.54), respectivamente. O instante  $t_{pico}$ , por sua vez, é determinado através de (3.78). A Tab. 3.2 informa os valores dos instantes obtidos para a solução do equacionamento apresentado para o RNC.

Tab. 3.2 – Instantes obtidos para a solução do equacionamento do RNC.

Instante	Fórmula	Valor	Instante	Fórmula	Valor
$t_1$	$t_1 = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot V_p}\right)}{\omega}$	1,5213 ms	$t_2$	$t_2 = t_5 - \frac{T}{6}$	1,9432 ms
$t_{pico}$	$t_{pico} = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_{Cnc}}{\sqrt{3} \cdot V_p}\right) - \frac{\pi}{6}}{\omega}$	3,7028 ms	$t_4$	$t_4 = \frac{\pi - \sin^{-1}\left(-\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot V_p}\right) - \frac{2\pi}{3}}{\omega}$	4,2990 ms
Instante	Fórmula				Valor
$t_5$	<p>Solução numérica de:</p> $-\frac{V_{Cnc}}{3} \cdot \left[ \left( t_5 - \frac{T}{6} \right) - t_1 \right] + \frac{V_p}{\omega} \cdot \left\{ -\cos \left[ \omega \cdot \left( t_5 - \frac{T}{6} \right) \right] + \cos(\omega \cdot t_1) \right\} +$ $+ \frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3} \cdot (t_5 - t_4) - \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_5) + \cos(\omega \cdot t_4)] - L_{NC} \cdot i_{a(Ret-1)}(t_4) = 0$				4,7210 ms
Instante	Fórmula	Valor	Instante	Fórmula	Valor
$t_7$	$t_7 = t_4 + \frac{T}{6}$	7,0767 ms	$t_8$	$t_8 = t_7 + t_5 - t_4$	7,4987 ms

Substituindo-se os valores das Tab. 3.1 e Tab. 3.2 em (3.71), (3.74), (3.75), (3.79) e (3.80), dimensiona-se os componentes passivos e os semicondutores que compõem o circuito de potência do RNC, cujos valores aproximados de projeto são fornecidos pela Tab. 3.3.

Tab. 3.3 – Resumo do projeto do RNC.

Componente	Parâmetro	Valor
Indutores $L_{NC}$	Indutância	$900 \mu H$
Capacitor $C_{NC}$	Capacitância	$3150 \mu F$
Diodos da ponte retificadora	Tensão de pico	293 V
	Corrente de pico	17,9 A
	Corrente média	4,2 A

### 3.3.2. Dimensionamento do conversor Full-Bridge

As subseções que se seguem demonstram a metodologia de dimensionamento dos componentes passivos, dos interruptores e dos diodos que compõem o circuito de potência do conversor Full-Bridge.

#### 3.3.2.1. Dimensionamento dos componentes passivos do conversor Full-Bridge

Considerando a dinâmica teórica tradicional de chaveamento demonstrada na Fig. 3.11, o conversor Full-Bridge trabalha em dois estágios que ocorrem para cada metade do período de chaveamento ( $T_{ch}$ ), com um total de quatro condições de operação, sendo a quarta condição uma repetição da segunda, conforme descrito na Tab. 3.4.

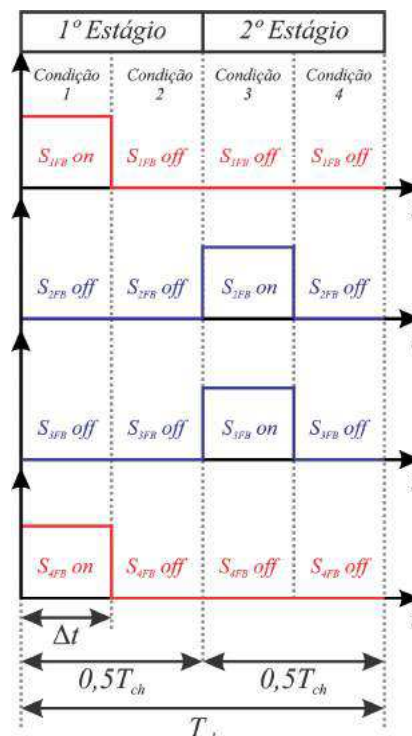


Fig. 3.11 – Dinâmica teórica dos pulsos de chaveamento dos interruptores  $S_{1FB}$ ,  $S_{2FB}$ ,  $S_{3FB}$  e  $S_{4FB}$ .

Tab. 3.4 – Possíveis condições dos interruptores do conversor Full-Bridge.

Condição	$S_{1FB}$	$S_{2FB}$	$S_{3FB}$	$S_{4FB}$
1	Fechado	Aberto	Aberto	Fechado
2	Aberto	Aberto	Aberto	Aberto
3	Aberto	Fechado	Fechado	Aberto
4	Aberto	Aberto	Aberto	Aberto

Com base na Tab. 3.4 modela-se o circuito composto pelo retificador não controlado e pelo conversor Full-Bridge trabalhando juntos para fornecer o barramento CC à carga e determinam-se as equações diferenciais necessárias para o dimensionamento dos componentes passivos do circuito.

A Fig. 3.12 ilustra o circuito composto pelo retificador não controlado e pelo conversor Full-Bridge para a condição 1 de operação. Vale salientar que durante a condição 1 de operação, o diodo  $D_7$  está conduzindo e o diodo  $D_8$  está bloqueado.

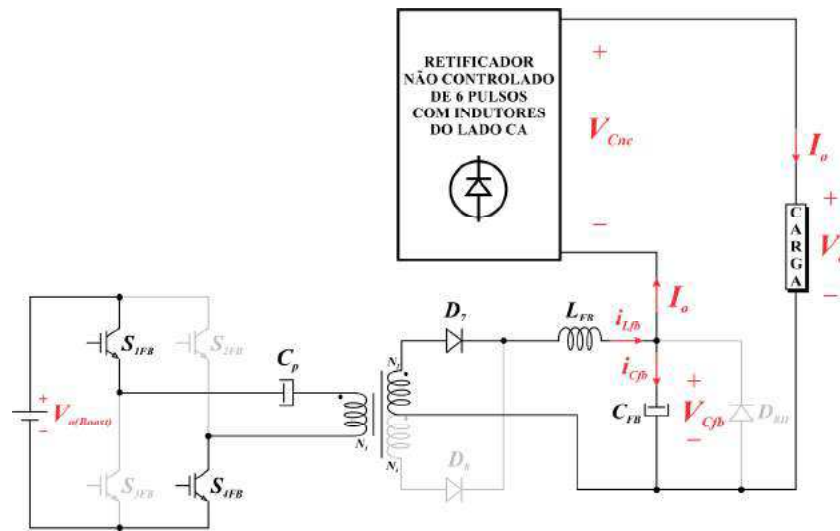


Fig. 3.12 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para a condição 1 de operação.

As equações diferenciais da corrente no indutor  $L_{FB}$  e das tensões nos capacitores  $C_p$  e  $C_{FB}$  do conversor Full-Bridge para a condição 1 de operação são fornecidas por (3.81) a (3.83).

$$\frac{di_{L_{fb}}(t)}{dt} = -\frac{N_2}{N_1 \cdot L_{FB}} \cdot v_{C_p}(t) - \frac{1}{L_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) + \frac{N_2}{N_1 \cdot L_{FB}} \cdot V_{o(Boost)}(t) \quad (3.81)$$

$$\frac{dv_{C_p}(t)}{dt} = \frac{N_1}{N_2 \cdot C_p} \cdot i_{L_{fb}}(t) \quad (3.82)$$

$$\frac{dv_{C_{fb}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{FB}} \cdot i_{L_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot V_{C_{nc}}(t) \quad (3.83)$$

A Fig. 3.13 ilustra o circuito composto pelo retificador não controlado e pelo conversor Full-Bridge para as condições 2 e 4 de operação. Durante as condições 2 e 4 de operação, os diodos  $D_7$  e  $D_8$  estão conduzindo devido o processo de transferência de energia por parte do indutor  $L_{FB}$ .

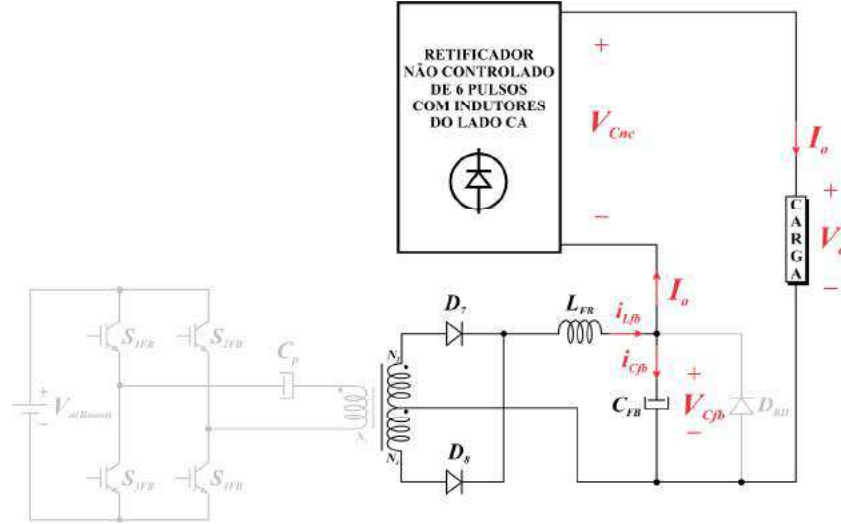


Fig. 3.13 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para as condições 2 e 4 de operação.

As equações diferenciais da corrente no indutor  $L_{FB}$  e das tensões nos capacitores  $C_p$  e  $C_{FB}$  do conversor Full-Bridge para as condições 2 e 4 de operação são fornecidas por (3.84) a (3.86).

$$\frac{di_{L_{fb}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) \quad (3.84)$$

$$\frac{dv_{C_p}(t)}{dt} = 0 \quad (3.85)$$

$$\frac{dv_{C_{fb}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{FB}} \cdot i_{L_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot V_{C_{nc}}(t) \quad (3.86)$$

Por último, a Fig. 3.14 ilustra o circuito composto pelo retificador não controlado e pelo conversor Full-Bridge para a condição 3 de operação. É importante frisar que durante a condição 3 de operação, o diodo  $D_8$  está conduzindo e o diodo  $D_7$  está bloqueado.

As equações diferenciais da corrente no indutor  $L_{FB}$  e das tensões nos capacitores  $C_p$  e  $C_{FB}$  do conversor Full-Bridge para a condição 3 de operação são fornecidas por (3.87) a (3.89).

$$\frac{di_{L_{fb}}(t)}{dt} = \frac{N_2}{N_1 \cdot L_{FB}} \cdot v_{C_p}(t) - \frac{1}{L_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) + \frac{N_2}{N_1 \cdot L_{FB}} \cdot V_{o(Boost)}(t) \quad (3.87)$$

$$\frac{dv_{C_p}(t)}{dt} = -\frac{N_1}{N_2 \cdot C_p} \cdot i_{L_{fb}}(t) \quad (3.88)$$

$$\frac{dv_{C_{fb}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{FB}} \cdot i_{L_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot V_{Cnc}(t) \quad (3.89)$$

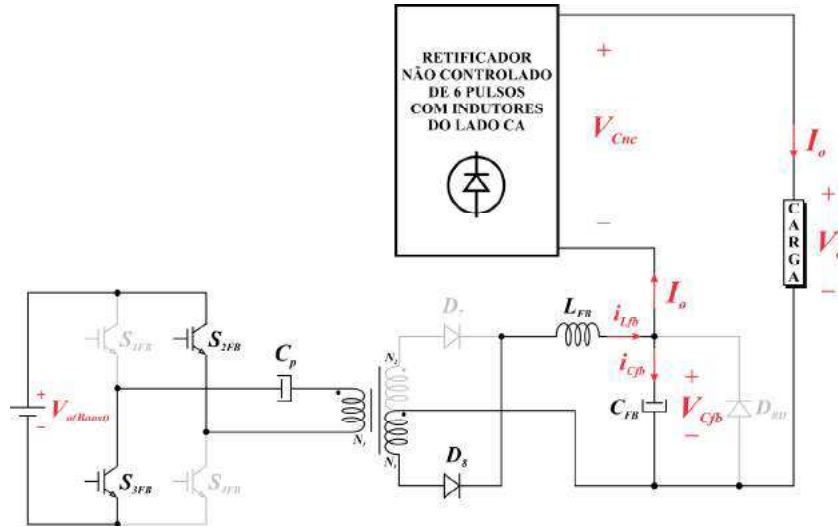


Fig. 3.14 – Arranjo topológico da associação do retificador não controlado e o conversor Full-Bridge para a condição 3 de operação.

Para facilitar a modelagem, desconsiderou-se a presença de componentes contínuas de corrente no primário do transformador, eliminando-se assim o papel do capacitor série  $C_p$  no equacionamento. Desta forma as equações diferenciais para a condição 1 de operação do conversor Full-Bridge são representadas através de (3.90) e (3.91), para as condições 2 e 4 de operação são dadas por (3.92) e (3.93), e para a condição 3 de operação são definidas por (3.94) e (3.95).

$$\frac{di_{L_{fb}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) + \frac{N_2}{N_1 \cdot L_{FB}} \cdot V_{o(Boost)}(t) \quad (3.90)$$

$$\frac{dv_{C_{fb}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{FB}} \cdot i_{L_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot V_{Cnc}(t) \quad (3.91)$$

$$\frac{di_{L_{fb}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) \quad (3.92)$$

$$\frac{dv_{C_{fb}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{FB}} \cdot i_{L_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot V_{Cnc}(t) \quad (3.93)$$



$$\frac{di_{Lfb}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{FB}} \cdot v_{Cfb}(t) + \frac{N_2}{N_1 \cdot L_{FB}} \cdot V_{o(Boost)}(t) \quad (3.94)$$

$$\frac{dv_{Cfb}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{FB}} \cdot i_{Lfb}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot v_{Cfb}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot V_{Cnc}(t) \quad (3.95)$$

Tomando como foco o 1º Estágio de operação do conversor Full-Bridge cuja duração é a metade do período de chaveamento, e considerando que o capacitor  $C_{FB}$  é suficientemente grande para haver em seus terminais uma tensão contínua, determina-se, através de (3.90), a expressão da tensão sobre o indutor  $L_{FB}$  para a condição 1 de operação no intervalo de tempo analisado.

$$v_{Lfb}(t) = L_{FB} \cdot \frac{\Delta i_{Lfb}(t)}{\Delta t} = -V_{Cfb} + \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{o(Boost)} \quad (3.96)$$

Onde,

$$L_{FB} = \frac{\left( -V_{Cfb} + \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{o(Boost)} \right)}{\Delta i_{Lfb}} \cdot \Delta t \quad (3.97)$$

Mas de acordo com a Fig. 3.11, o intervalo  $\Delta t$  é determinado pelo produto entre a razão cíclica ( $d$ ) e a metade do período de chaveamento ( $T_{ch}$ ). Considerando a operação para a razão cíclica máxima ( $d_{max}$ ), tem-se que:

$$\Delta t = d_{max} \cdot \frac{T_{ch}}{2} = \frac{d_{max}}{2 \cdot f_{ch}} \quad (3.98)$$

Substituindo (3.98) em (3.97), obtém-se a expressão para determinação da indutância  $L_{FB}$  do conversor Full-Bridge.

$$L_{FB} = \frac{N_2 \cdot V_{o(Boost)} - N_1 \cdot V_{Cfb}}{2 \cdot N_1 \cdot \Delta i_{Lfb} \cdot f_{ch}} \cdot d_{max} \quad (3.99)$$

Considerando a Fig. 3.4 (a), a corrente no indutor  $L_{FB}$  ( $i_{Lfb}$ ) é dada pela soma entre a componente de corrente no capacitor  $C_{FB}$  ( $i_{Cfb}$ ) e a corrente total de carga ( $I_o$ ).

$$i_{Lfb}(t) = i_{Cfb}(t) + I_o \quad (3.100)$$

Sabendo-se que o valor médio da corrente no capacitor é nulo, determina-se o valor médio da corrente no indutor  $L_{FB}$  por meio de (3.101).

$$i_{Lfb(médio)} = I_o \quad (3.101)$$

Posto que a parcela da corrente média entregue à carga por parte do conversor Full-Bridge é igual à própria corrente de carga total ( $I_o$ ), a variação de carga  $\Delta Q_{Cfb}$  no capacitor  $C_{FB}$  é dada por (3.102). Substituindo-se (3.98) em (3.102) chega-se à expressão da variação de carga no capacitor, estabelecida por (3.103).

$$\Delta Q_{Cfb} = I_o \cdot \Delta t \quad (3.102)$$

$$\Delta Q_{Cfb} = I_o \cdot \frac{d_{max}}{2 \cdot f_{ch}} = \frac{P_o \cdot d_{max}}{2 \cdot V_o \cdot f_{ch}} \quad (3.103)$$

A capacitância  $C_{FB}$  pode ser determinada, portanto, pela relação entre a variação de carga e a variação de tensão no capacitor.

$$C_{FB} = \frac{\Delta Q_{Cfb}}{\Delta V_{Cfb}} = \frac{P_o \cdot d_{max}}{2 \cdot V_o \cdot f_{ch} \cdot \Delta V_{Cfb}} \quad (3.104)$$

Dado que a razão cíclica do conversor Full-Bridge deve ser de no máximo 50% [47], limita-se  $d_{max}$  para o valor de 0,49 de sorte a evitar qualquer sobreposição entre os chaveamentos dos interruptores. Sendo o ganho estático do conversor Full-Bridge determinado por (3.4), a máxima tensão de saída para a razão cíclica máxima de 0,49 fornecida pelo mesmo durante a compensação série de tensão no barramento CC é de 343 V.

É de praxe utilizar um capacitor série com o primário do transformador do conversor Full-Bridge de forma a impedir a circulação de componentes contínuas de corrente que aparecem devido às desigualdades dos tempos de comutação dos interruptores, evitando-se assim, a possível saturação do núcleo do transformador [47]. Este capacitor série forma um circuito ressonante juntamente com a indutância  $L_{FB}$  referida ao primário do transformador ( $L_{FBp}$ ), cuja frequência de ressonância ( $f_R$ ) é dada por (3.106). Assim:

$$L_{FBp} = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot L_{FB} \quad (3.105)$$

$$f_R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{FBp} \cdot C_p}} \quad (3.106)$$

$$C_p = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_R^2 \cdot \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot L_{FB}} \quad (3.107)$$

Recomenda-se que a frequência de ressonância seja 4 vezes menor que a frequência de chaveamento [47], e, portanto, (3.108) define a expressão final para determinação do capacitor  $C_p$ .

$$C_p = \frac{4}{\pi^2 \cdot f_{ch}^2 \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot L_{FB}} \quad (3.108)$$

### 3.3.2.2. Dimensionamento dos semicondutores do conversor Full-Bridge

A máxima tensão a qual os interruptores  $S_{1FB}$ ,  $S_{2FB}$ ,  $S_{3FB}$  e  $S_{4FB}$  estão submetidos é dada pela tensão aplicada na entrada do conversor Full-Bridge. Desta forma:

$$V_{Sfb(pico)} = V_{o(Boost)} \quad (3.109)$$

As correntes de pico nos interruptores  $S_{1FB}$ ,  $S_{2FB}$ ,  $S_{3FB}$  e  $S_{4FB}$  são determinadas pelo valor de pico da corrente no indutor  $L_{FB}$  refletido para o primário do transformador. Uma vez que a relação entre as correntes do primário e secundário é dada pela relação inversa do número de espiras, tem-se que:

$$\begin{aligned} I_{Sfb(pico)} &= \left( I_o + \frac{\Delta i_{Lfb}}{2} \right) \cdot \frac{N_2}{N_1} = \left( I_o + \frac{\Delta i_{Lfb}}{2} \right) \cdot \frac{N_3}{N_1} = \\ &= \left( \frac{P_o}{V_o} + \frac{\Delta i_{Lfb}}{2} \right) \cdot \frac{N_2}{N_1} = \left( \frac{P_o}{V_o} + \frac{\Delta i_{Lfb}}{2} \right) \cdot \frac{N_3}{N_1} \end{aligned} \quad (3.110)$$

As correntes médias máximas nos interruptores  $S_{1FB}$ ,  $S_{2FB}$ ,  $S_{3FB}$  e  $S_{4FB}$ , por sua vez, são determinadas pela corrente de carga refletida para o primário do transformador multiplicada pela razão cíclica máxima de operação do conversor.

$$I_{Sfb(médio)} = I_o \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot d_{max} = I_o \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot d_{max} = \frac{P_o}{V_o} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot d_{max} = \frac{P_o}{V_o} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot d_{max} \quad (3.111)$$

A máxima tensão a qual os diodos  $D_7$  e  $D_8$  estão submetidos é dada pela tensão aplicada na entrada do conversor Full-Bridge refletida para o secundário do transformador. Assim:

$$V_{Dfb(pico)} = V_{o(Boost)} \cdot \frac{N_2}{N_1} = V_{o(Boost)} \cdot \frac{N_3}{N_1} \quad (3.112)$$

As correntes de pico e média nos diodos  $D_7$  e  $D_8$  são determinadas a partir de (3.113) e (3.114), respectivamente.

$$I_{Dfb(pico)} = \left( I_o + \frac{\Delta i_{Lfb}}{2} \right) = \left( \frac{P_o}{V_o} + \frac{\Delta i_{Lfb}}{2} \right) \quad (3.113)$$

$$I_{Dfb(médio)} = I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.114)$$

### 3.3.2.3. Especificações de projeto e resumo dos componentes passivos e dos semicondutores do conversor Full-Bridge

As especificações de projeto do conversor Full-Bridge são apresentadas na Tab. 3.5. Substituindo-se os valores da Tab. 3.5 em (3.99), (3.104) e (3.108) a (3.114), dimensiona-se os componentes passivos e os semicondutores que compõem o circuito de potência do conversor Full-Bridge, cujos valores aproximados de projeto são fornecidos pela Tab. 3.6.

Tab. 3.5 – Especificação de projeto do conversor Full-Bridge.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão média no barramento CC	$V_o$	400 V
Tensão média de saída do conversor Boost	$V_{o(Boost)}$	350 V
Razão cíclica máxima	$d_{max}$	0,49
Tensão média de saída do conversor Full-Bridge para a razão cíclica máxima	$V_{Cfb}$	343 V
Potência total de saída	$P_o$	5 kW
Frequência de chaveamento	$f_{ch}$	25 kHz
Relação de espiras entre primário e secundário do transformador	$N_1/N_2 = N_1/N_3$	1
Ondulação da tensão no capacitor $C_{FB}$	$\Delta V_{Cfb}$	0,45 V
Ondulação da corrente no indutor $L_{FB}$	$\Delta I_{Lfb}$	0,35 A

Tab. 3.6 – Resumo do projeto do conversor Full-Bridge.

Componente	Parâmetro	Valor
Indutor $L_{FB}$	Indutância	200 $\mu H$
Capacitor $C_{FB}$	Capacitância	270 $\mu F$
Capacitor $C_p$	Capacitância	3,3 $\mu F$
Chaves $S_{1FB}$ , $S_{2FB}$ , $S_{3FB}$ e $S_{4FB}$	Tensão de pico	350 V
	Corrente de pico	12,675 A
	Corrente média	6,125 A
Diodos D7 e D8	Tensão de pico	350 V
	Corrente de pico	12,675 A
	Corrente média	12,5 A

### 3.3.3. Dimensionamento do conversor Boost

As subseções que se seguem demonstram a metodologia de dimensionamento dos componentes passivos e dos interruptores que compõem o circuito de potência do conversor Boost.

### 3.3.3.1. Dimensionamento dos componentes passivos do conversor Boost

Para dar início à modelagem matemática para o dimensionamento dos componentes passivos, é necessário entender que o conversor Boost totalmente controlado com indutores do lado CA apresenta seis interruptores, e desta forma, teoricamente o mesmo possui sessenta e quatro possíveis condições de operação. Entretanto, os interruptores do conversor Boost trabalham de forma complementar, ou seja, sempre que  $S_{1B}$  ou  $S_{2B}$  ou  $S_{3B}$  estiver fechado,  $S_{4B}$  ou  $S_{5B}$  ou  $S_{6B}$  estará aberto, respectivamente. Visto a isso, o número de possíveis condições de operação do conversor Boost é reduzido à oito, conforme descrito na Tab. 3.7.

Tab. 3.7 – Possíveis condições dos interruptores do conversor Boost.

Condição	$S_{1B}$	$S_{2B}$	$S_{3B}$	$S_{4B}$	$S_{5B}$	$S_{6B}$
1	Fechado	Fechado	Fechado	Aberto	Aberto	Aberto
2	Fechado	Fechado	Aberto	Aberto	Aberto	Fechado
3	Fechado	Aberto	Fechado	Aberto	Fechado	Aberto
4	Fechado	Aberto	Aberto	Aberto	Fechado	Fechado
5	Aberto	Fechado	Fechado	Fechado	Aberto	Aberto
6	Aberto	Fechado	Aberto	Fechado	Aberto	Fechado
7	Aberto	Aberto	Fechado	Fechado	Fechado	Aberto
8	Aberto	Aberto	Aberto	Fechado	Fechado	Fechado

Com base na Tab. 3.7 modela-se o circuito do conversor Boost e determinam-se as equações diferenciais que representam seu comportamento para cada possível condição de operação. A Fig. 3.15 ilustra o circuito do Boost para a condição 1 de operação.

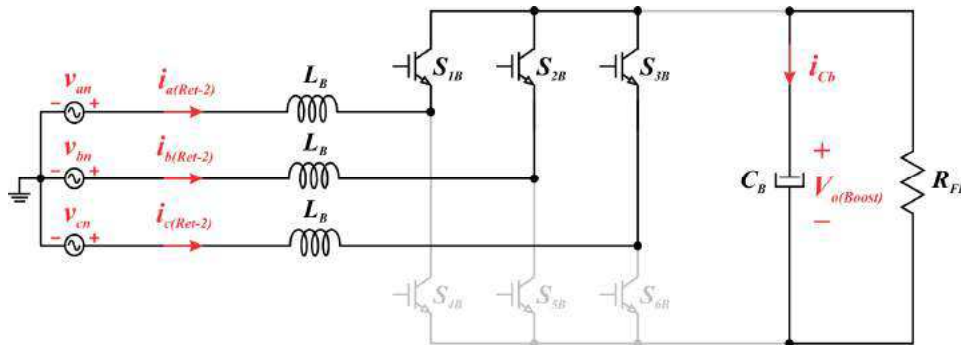


Fig. 3.15 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 1 de operação.

Para facilitar os cálculos considera-se que não há perdas nos semicondutores do circuito e, portanto, assume-se que a potência de saída processada por Ret-2 é igual à potência de saída processada pelo conversor Boost, podendo ser determinada por (3.115).

$$P_{o(Ret-2)} = V_{Cfb} \cdot I_o = V_{Cfb} \cdot \frac{P_o}{V_o} \quad (3.115)$$

Portanto a resistência de carga equivalente à operação do conversor Full-Bridge ( $R_{FB}$ ) é dada por (3.116).

$$R_{FB} = \frac{V_{o(Boost)}^2}{P_{o(Ret-2)}} \quad (3.116)$$

As equações diferenciais das correntes nos indutores e da tensão no capacitor que determinam o comportamento do conversor Boost para a condição 1 de operação são fornecidas por (3.117) a (3.120).

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (3.117)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (3.118)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (3.119)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (3.120)$$

A Fig. 3.16 ilustra o circuito do Boost para a condição 2 de operação.

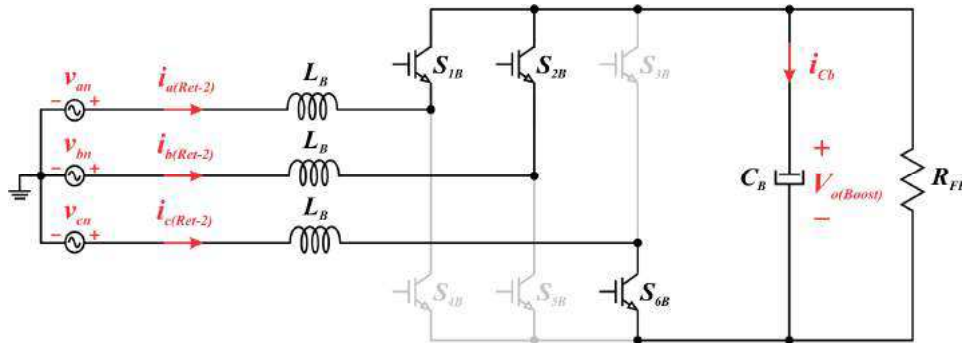


Fig. 3.16 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 2 de operação.

As equações diferenciais das correntes nos indutores e da tensão no capacitor que determinam o comportamento do conversor Boost para a condição 2 de operação são fornecidas por (3.121) a (3.124).

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (3.121)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (3.122)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (3.123)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_B} \cdot i_{c(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (3.124)$$

A Fig. 3.17 ilustra o circuito do Boost para a condição 3 de operação.

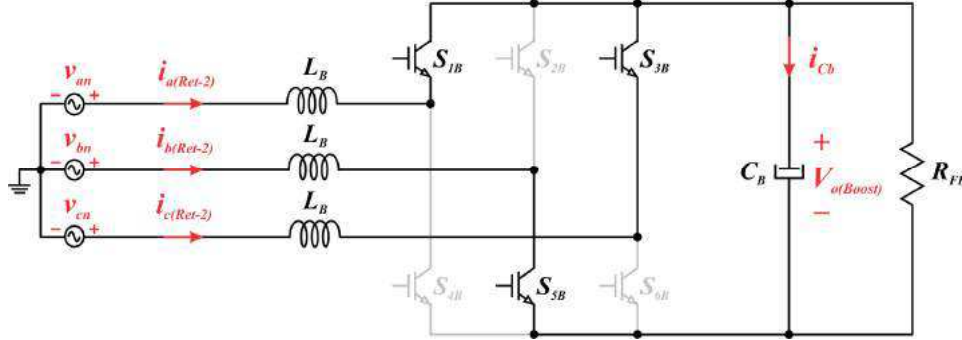


Fig. 3.17 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 3 de operação.

As equações diferenciais das correntes nos indutores e da tensão no capacitor que determinam o comportamento do conversor Boost para a condição 3 de operação são fornecidas por (3.125) a (3.128).

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (3.125)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (3.126)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (3.127)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_B} \cdot i_{b(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (3.128)$$

A Fig. 3.18 ilustra o circuito do Boost para a condição 4 de operação.

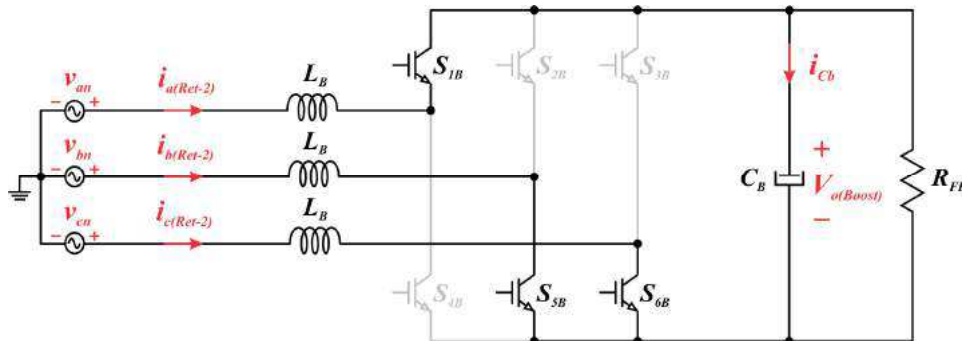


Fig. 3.18 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 4 de operação.

As equações diferenciais das correntes nos indutores e da tensão no capacitor que determinam o comportamento do conversor Boost para a condição 4 de operação são fornecidas por (3.129) a (3.132).

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (3.129)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (3.130)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (3.131)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = \frac{1}{C_B} \cdot i_{a(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (3.132)$$

A Fig. 3.19 ilustra o circuito do Boost para a condição 5 de operação.

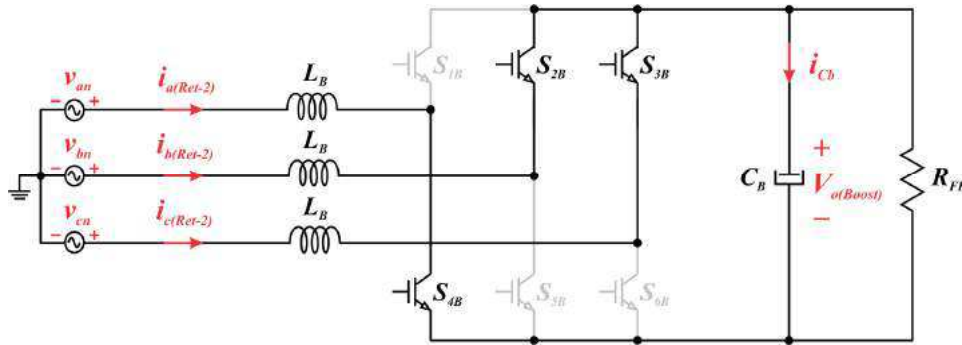


Fig. 3.19 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 5 de operação.

As equações diferenciais das correntes nos indutores e da tensão no capacitor que determinam o comportamento do conversor Boost para a condição 5 de operação são fornecidas por (3.133) a (3.136).

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (3.133)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (3.134)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (3.135)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_B} \cdot i_{a(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (3.136)$$



A Fig. 3.20 ilustra o circuito do Boost para a condição 6 de operação.

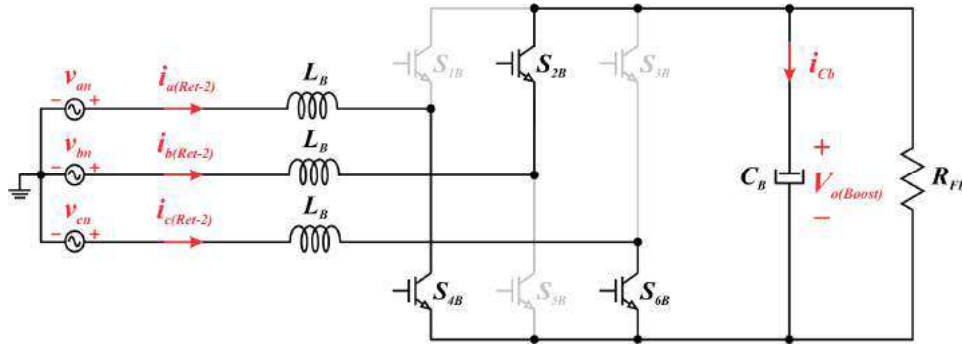


Fig. 3.20 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 6 de operação.

As equações diferenciais das correntes nos indutores e da tensão no capacitor que determinam o comportamento do conversor Boost para a condição 6 de operação são fornecidas por (3.137) a (3.140).

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (3.137)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (3.138)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (3.139)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = \frac{1}{C_B} \cdot i_{b(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (3.140)$$

A Fig. 3.21 ilustra o circuito do Boost para a condição 7 de operação.

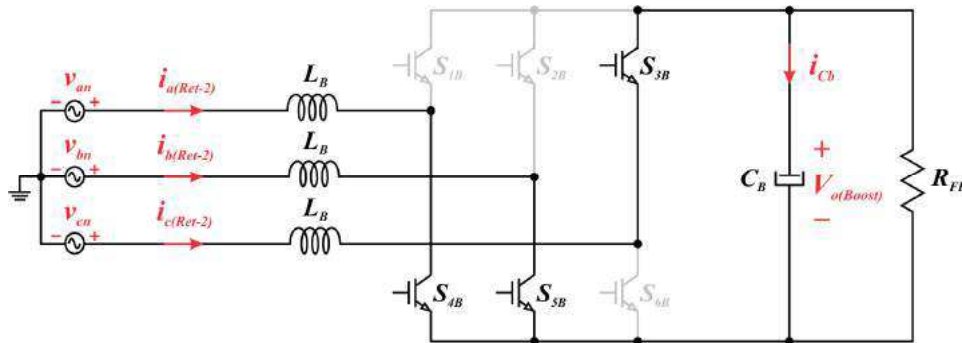


Fig. 3.21 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 7 de operação.

As equações diferenciais das correntes nos indutores e da tensão no capacitor que determinam o comportamento do conversor Boost para a condição 7 de operação são fornecidas por (3.141) a (3.144).

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (3.141)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (3.142)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (3.143)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = \frac{1}{C_B} \cdot i_{c(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (3.144)$$

A Fig. 3.22 ilustra o circuito do Boost para a condição 8 de operação.

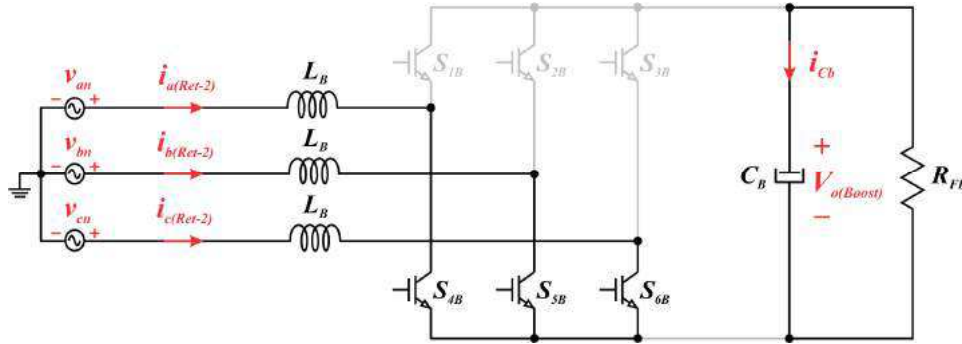


Fig. 3.22 – Arranjo topológico do conversor Boost para a condição 8 de operação.

As equações diferenciais das correntes nos indutores e da tensão no capacitor que determinam o comportamento do conversor Boost para a condição 8 de operação são fornecidas por (3.145) a (3.148).

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (3.145)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (3.146)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (3.147)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (3.148)$$

De posse das equações diferenciais para cada condição de operação, analisa-se agora o conversor Boost através do circuito equivalente apresentado na Fig. 3.23 [35], ao

qual considera-se que o capacitor  $C_B$  é suficientemente grande a ponto do conversor Full-Bridge enxergar a tensão sobre  $C_B$  como uma fonte de tensão contínua.

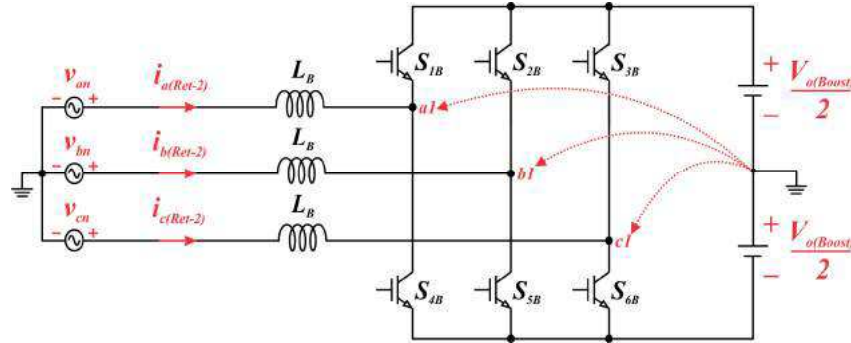


Fig. 3.23 – Circuito simplificado do conversor Boost.

Em consequência dos chaveamentos dos interruptores serem complementares, quando  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$  e  $S_{3B}$  estão fechados, as tensões  $V_{a1}$ ,  $V_{b1}$  e  $V_{c1}$  são iguais à metade da tensão  $V_{o(Boost)}$ . Por sua vez, quando  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$  e  $S_{3B}$  estão abertos, as tensões  $V_{a1}$ ,  $V_{b1}$  e  $V_{c1}$  são iguais ao negativo da metade da tensão  $V_{o(Boost)}$ . Desta forma,

$$V_{a1}(t) = d_{1B}(t) \cdot V_{o(Boost)} - \frac{V_{o(Boost)}}{2} \quad (3.149)$$

$$V_{b1}(t) = d_{2B}(t) \cdot V_{o(Boost)} - \frac{V_{o(Boost)}}{2} \quad (3.150)$$

$$V_{c1}(t) = d_{3B}(t) \cdot V_{o(Boost)} - \frac{V_{o(Boost)}}{2} \quad (3.151)$$

Onde:

$d_{1B}$ ,  $d_{2B}$  e  $d_{3B}$  – Razões cíclicas de trabalho dos interruptores  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$  e  $S_{3B}$ , respectivamente.

Desenvolvendo-se as equações de malhas para as razões cíclicas, obtém-se (3.152) a (3.154).

$$d_{1B}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{V_{o(Boost)}} \cdot v_{an}(t) - \frac{L_B}{V_{o(Boost)}} \cdot \frac{di_{a(Ref-2)}(t)}{dt} \quad (3.152)$$

$$d_{2B}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{V_{o(Boost)}} \cdot v_{bn}(t) - \frac{L_B}{V_{o(Boost)}} \cdot \frac{di_{b(Ref-2)}(t)}{dt} \quad (3.153)$$

$$d_{3B}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{V_{o(Boost)}} \cdot v_{cn}(t) - \frac{L_B}{V_{o(Boost)}} \cdot \frac{di_{c(Ref-2)}(t)}{dt} \quad (3.154)$$

Uma vez que é inviável a utilização de valores muito grandes de indutores, pode-se desconsiderar a terceira parcela das expressões (3.152), (3.153) e (3.154), de tal forma que as expressões finais das razões cíclicas de trabalho dos interruptores  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$  e  $S_{3B}$  podem ser simplificadas de acordo com (3.155), (3.156) e (3.157), respectivamente [35]. Observa-se que as razões cíclicas de trabalho apresentam valores que variam seguindo um comportamento senoidal.

$$d_{1B}(t) = \frac{I}{2} + \frac{I}{V_{o(Boost)}} \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (3.155)$$

$$d_{2B}(t) = \frac{I}{2} + \frac{I}{V_{o(Boost)}} \cdot V_p \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3.156)$$

$$d_{3B}(t) = \frac{I}{2} + \frac{I}{V_{o(Boost)}} \cdot V_p \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3.157)$$

Escolhendo-se um valor arbitrário para a indutância  $L_B$ , gerou-se, em função de  $\omega t$ , o gráfico das derivadas da corrente de linha de entrada  $i_{a(Ret-2)}$  para cada uma das possíveis condições de operação do conversor Boost estabelecidas por (3.117), (3.121), (3.125), (3.129), (3.133), (3.137), (3.141) e (3.145) [35], [48], conforme ilustrado na Fig. 3.24. Observa-se que a variação máxima da corrente  $i_{a(Ret-2)}$  ocorre quando  $\omega t$  é igual a  $90^\circ$ .

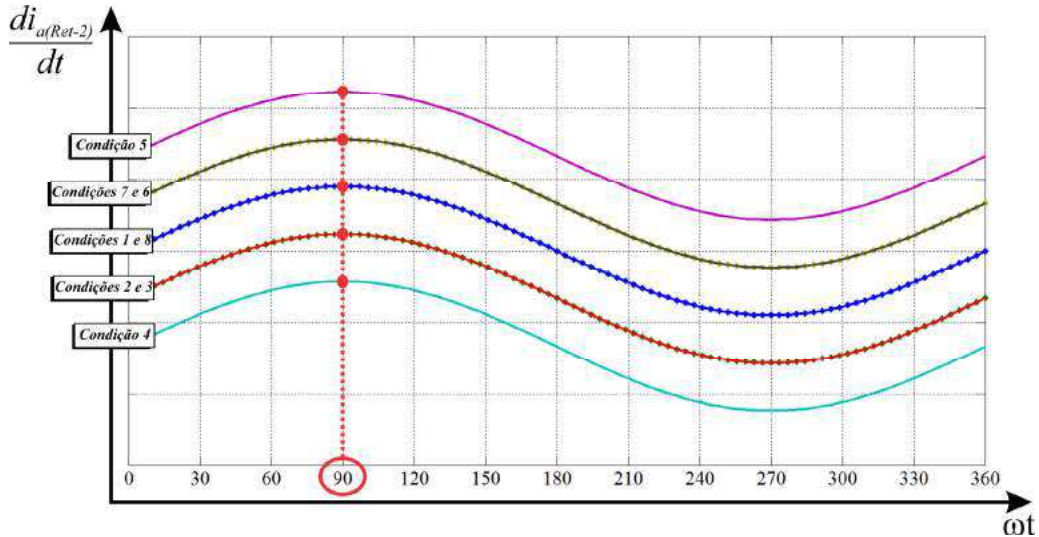


Fig. 3.24 – Comportamento das derivadas da corrente  $i_{a(Ret-2)}$  para cada condição de operação do conversor Boost em função da variação de  $\omega t$ .

Para a análise das razões cíclicas  $d_{1B}$ ,  $d_{2B}$  e  $d_{3B}$  estabelecidas por (3.155), (3.156) e (3.157) respectivamente, gera-se o gráfico demonstrado na Fig. 3.25.

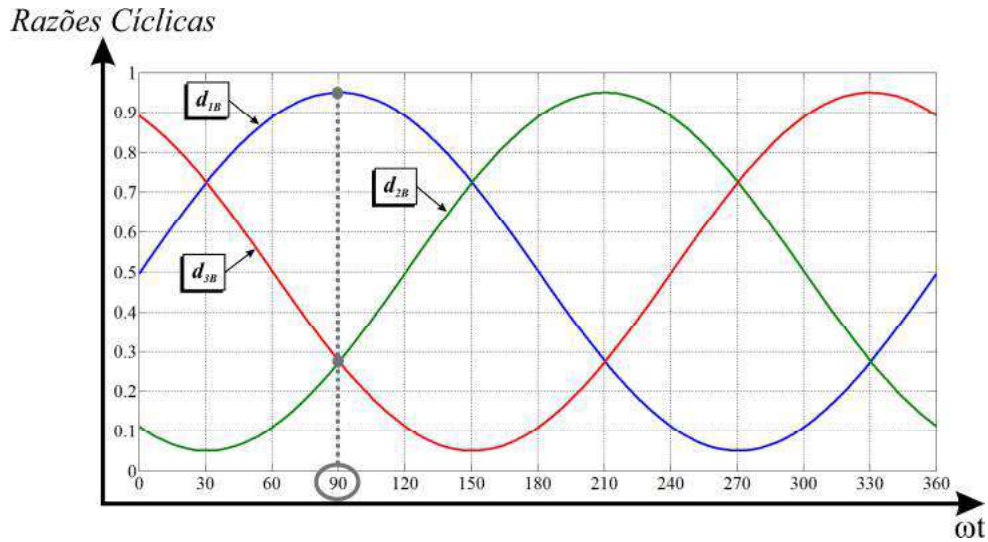


Fig. 3.25 – Comportamento das razões cíclicas em função da variação de  $\omega t$ .

Nota-se que, para  $\omega t$  igual a  $90^\circ$ ,

$$d_{1B}(t) > d_{2B}(t) \quad (3.158)$$

$$d_{1B}(t) > d_{3B}(t) \quad (3.159)$$

$$d_{2B}(t) = d_{3B}(t) \quad (3.160)$$

De acordo com (3.158), (3.159) e (3.160), para  $\omega t$  igual a  $90^\circ$  as possíveis condições de operação do conversor Boost são a 1, a 4 e a 8. A Fig. 3.26 apresenta as possibilidades de pulsos de comando dos interruptores  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$  e  $S_{3B}$  para  $\omega t$  igual a  $90^\circ$ .

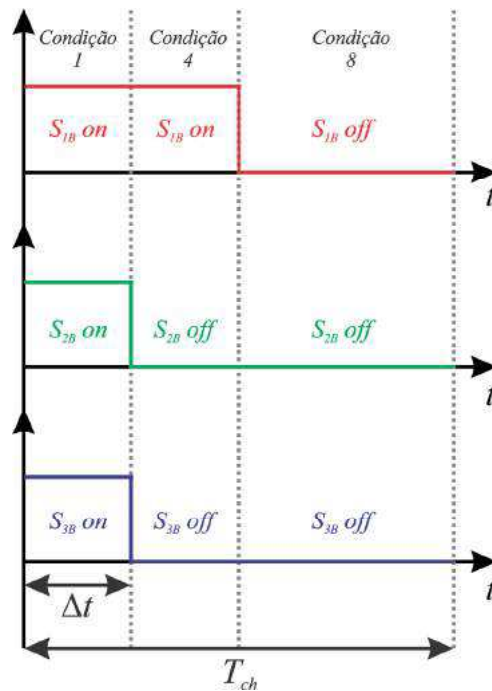


Fig. 3.26 – Possibilidades de pulsos de comando dos interruptores  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$  e  $S_{3B}$  para  $\omega t$  igual a  $90^\circ$ .

Levando em consideração a condição 1 de operação do conversor Boost e  $\omega t$  igual a  $90^\circ$ , a tensão sobre o indutor  $L_B$  da fase A pode ser determinado através de (3.117).

$$v_{Lb} = v_{an}(\omega \cdot t = 90^\circ) = V_p \cdot \sin(90^\circ) = V_p \quad (3.161)$$

De acordo com a Fig. 3.26, o tempo de duração ( $\Delta t$ ) da condição 1 de operação do conversor Boost é determinado por (3.162).

$$\Delta t = d_{2B} \cdot T_{ch} \quad (3.162)$$

Mas para  $\omega t$  igual a  $90^\circ$ , a razão cíclica  $d_{2B}$  pode ser calculada através de (3.156).

$$d_{2B}(t) = \frac{I}{2} + \frac{I}{V_{o(Boost)}} \cdot V_p \cdot \sin(90^\circ - 120^\circ) = \frac{I}{2} - \frac{V_p}{2 \cdot V_{o(Boost)}} \quad (3.163)$$

Portanto,

$$\Delta t = \left( \frac{I}{2} - \frac{V_p}{2 \cdot V_{o(Boost)}} \right) \cdot T_{ch} \quad (3.164)$$

Sabendo-se que, para o intervalo de tempo analisado,

$$v_{Lb} = L_B \cdot \frac{di_{a(Ret-2)}}{dt} = L_B \cdot \frac{\Delta i_{a(Ret-2)}}{\Delta t} \quad (3.165)$$

E substituindo-se (3.161) e (3.164) em (3.165),

$$v_{Lb} = L_B \cdot \frac{\Delta i_{a(Ret-2)}}{\Delta t} \Leftrightarrow V_p = L_B \cdot \frac{\Delta i_{a(Ret-2)}}{\left( \frac{I}{2} - \frac{V_p}{2 \cdot V_{o(Boost)}} \right) \cdot T_{ch}} \quad (3.166)$$

Obtém-se a expressão para a determinação da indutância  $L_B$  da fase A para o período de chaveamento estabelecido, resolvendo-se (3.166) para  $L_B$ .

$$L_B = \frac{V_p \cdot (V_{o(Boost)} - V_p)}{2 \cdot V_{o(Boost)} \cdot f_{ch} \cdot \Delta i_{a(Ret-2)}} \quad (3.167)$$

A mesma análise realizada para a determinação da indutância  $L_B$  da fase A pode ser estabelecida para as fases B e C, de tal forma que, as expressões de  $L_B$  a serem obtidas serão iguais à apresentada em (3.167).

Escolhendo-se um valor arbitrário para o capacitor  $C_B$ , gerou-se, em função de  $\omega t$ , o gráfico das derivadas da tensão  $v_{Cb}$  para cada uma das possíveis condições de operação do conversor Boost estabelecidas por (3.120), (3.124), (3.128), (3.132), (3.136), (3.140), (3.144) e (3.148), conforme ilustrado na Fig. 3.27. Observa-se que a variação máxima da



tensão  $v_{Cb}$  ocorre para valores de  $\omega t$  iguais a  $30^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $150^\circ$ ,  $210^\circ$ ,  $270^\circ$  e  $330^\circ$ . Para reduzir os equacionamentos necessários para determinar a expressão do capacitor  $C_B$ , direcionou-se a análise para  $\omega t$  igual a  $90^\circ$ .

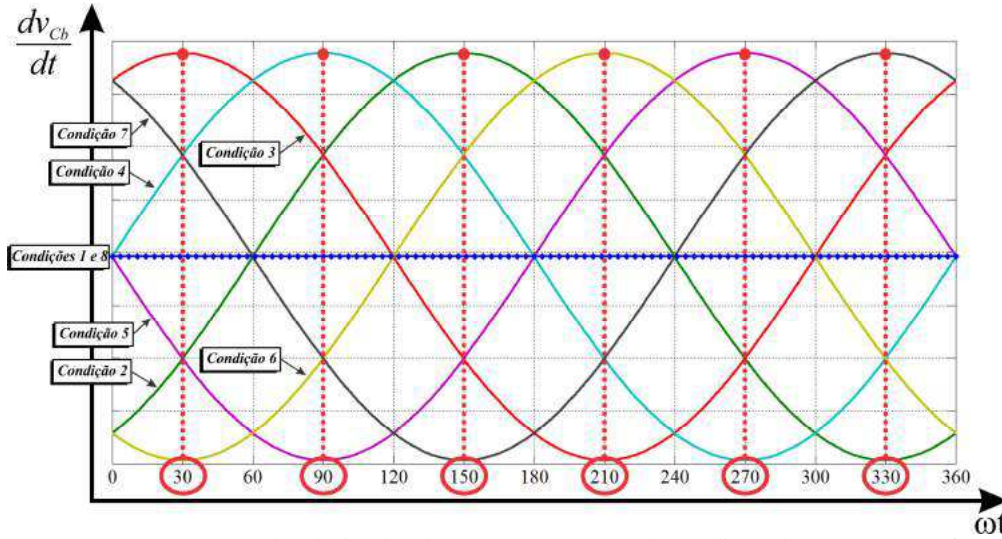


Fig. 3.27 – Comportamento das derivadas da tensão  $v_{Cb}$  para cada condição de operação em função da variação de  $\omega t$ .

A variação de carga  $\Delta Q_{Cb}$  no capacitor  $C_B$  é dada por (3.168). Substituindo-se (3.164) em (3.168) chega-se à expressão da variação de carga no capacitor, estabelecida por (3.169).

$$\Delta Q_{Cb} = \frac{P_{o(Ret-2)}}{V_{o(Boost)}} \cdot \Delta t \quad (3.168)$$

$$\Delta Q_{Cb} = \frac{P_{o(Ret-2)}}{V_{o(Boost)}} \cdot \left( \frac{1}{2} - \frac{V_p}{2 \cdot V_{o(Boost)}} \right) \cdot T_{ch} = \frac{P_{o(Ret-2)} \cdot (V_{o(Boost)} - V_p)}{2 \cdot V_{o(Boost)}^2 \cdot f_{ch}} \quad (3.169)$$

A capacitância  $C_B$  pode ser determinada, portanto, pela relação entre a variação de carga e a variação de tensão no capacitor.

$$C_B = \frac{\Delta Q_{Cb}}{\Delta V_{Cb}} = \frac{P_{o(Ret-2)} \cdot (V_{o(Boost)} - V_p)}{2 \cdot V_{o(Boost)}^2 \cdot f_{ch} \cdot \Delta V_{Cb}} \quad (3.170)$$

### 3.3.3.2. Dimensionamento dos semicondutores do conversor Boost

A máxima tensão a qual os interruptores  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$ ,  $S_{3B}$ ,  $S_{4B}$ ,  $S_{5B}$  e  $S_{6B}$  estão submetidos é dada pela tensão no capacitor de saída do conversor Boost. Desta forma:

$$V_{Sb(pico)} = V_{o(Boost)} \quad (3.171)$$

Mais uma vez, desconsiderando as perdas no RHT e considerando que o mesmo drena da rede correntes de linha de entrada senoidais e em fase com as tensões trifásicas de alimentação (fator de potência unitário), pode-se afirmar que:

$$S_{in} = P_{in} = P_o = 3 \cdot V_{RMS} \cdot I_{RMS} = \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p \quad (3.172)$$

Resolvendo (3.172) para  $I_p$ , chega-se na expressão que determina o valor de pico das correntes de linha drenadas pelo RHT:

$$I_p = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p} \quad (3.173)$$

Fazendo uma análise das correntes drenadas pela fase A de Ret-1 e Ret-2, percebe-se através da Fig. 3.2 que o pico da corrente  $i_{a(Ret-2)}$  ocorre no instante  $t_5$ . Sendo a corrente  $i_{a(in)}$  o resultado da soma entre as correntes  $i_{a(Ret-1)}$  e  $i_{a(Ret-2)}$ , pode-se determinar o valor de pico da corrente  $i_{a(Ret-2)}$  através da diferença entre a corrente senoidal  $i_{a(in)}(t_5)$  e a corrente  $i_{a(Ret-1)}(t_5)$ . Levando em consideração que a corrente máxima drenada pela fase A de Ret-2 é igual à corrente máxima nos interruptores do circuito, tem-se que:

$$I_{Sb(pico)} = i_{a(Ret-2)(pico)} = i_{a(in)}(t_5) - i_{a(Ret-1)}(t_5) \quad (3.174)$$

Dado que a corrente  $i_{a(in)}$  é considerada senoidal, sua expressão pode ser definida por (3.175).

$$i_{a(in)}(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.175)$$

Sendo os valores de  $i_{a(in)}(t_5)$  e  $i_{a(Ret-1)}(t_5)$  definidos pela substituição do instante  $t_5$  em (3.175) e em (3.34), respectivamente, determina-se o valor de pico da corrente que circula pelos interruptores  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$ ,  $S_{3B}$ ,  $S_{4B}$ ,  $S_{5B}$  e  $S_{6B}$  do conversor Boost através de (3.176).

$$I_{Sb(pico)} = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t_5) - \frac{I}{L_{NC}} \left\{ -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3} \cdot (t_5 - t_4) + \right. \\ \left. + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t_5) + \cos(\omega \cdot t_4)] \right\} + i_{a(Ret-1)}(t_4) \quad (3.176)$$

Tomando por base a chave  $S_{1B}$ , é possível determinar o valor médio de sua corrente a partir da multiplicação do valor médio da razão cíclica  $d_{1B}$  pela diferença entre os valores médios das correntes  $i_{a(in)}$  e  $i_{a(Ret-1)}$  para a metade do período referente à



frequência da rede. Considerando que as correntes médias nas chaves  $S_{2B}$ ,  $S_{3B}$ ,  $S_{4B}$ ,  $S_{5B}$  e  $S_{6B}$  possuem o mesmo valor que a corrente média na chave  $S_{1B}$ , tem-se que:

$$I_{Sb(médio)} = \frac{2}{T} \cdot \left[ \int_0^{T/2} i_{a(in)}(t) \cdot dt - \int_0^{T/2} i_{a(Ret-1)}(t) \cdot dt \right] \cdot \left[ \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} d_{1B}(t) \cdot dt \right] \quad (3.177)$$

O valor médio da razão cíclica  $d_{1B}$  para a metade do período referente à frequência da rede pode ser determinado a partir do cálculo do valor médio de (3.155). Logo:

$$\frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} d_{1B}(t) \cdot dt = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{V_{o(Boost)}} \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \right] \cdot dt \quad (3.178)$$

O valor médio da corrente  $i_{a(in)}$  para a metade do período referente à frequência da rede pode ser determinado a partir do cálculo do valor médio de (3.175). Assim:

$$\frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} i_{a(in)}(t) \cdot dt = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} \left[ \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p} \cdot \sin(\omega \cdot t) \right] \cdot dt \quad (3.179)$$

Com base na Fig. 3.2, o valor médio da corrente  $i_{a(Ret-1)}$  para a metade do período referente à frequência da rede pode ser determinado pela soma dos valores médios da corrente  $i_{a(Ret-1)}$  para os intervalos entre 0 e  $t_1$ , entre  $t_1$  e  $t_2$ , entre  $t_2$  e  $t_4$ , entre  $t_4$  e  $t_5$ , entre  $t_5$  e  $t_7$ , entre  $t_7$  e  $t_8$  e entre  $t_8$  e  $T/2$ . Desta forma:

$$\frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} i_{a(Ret-1)}(t) \cdot dt = \frac{2}{T} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \left[ \int_0^{t_1} i_{a(Ret-1)}(t) \cdot dt \right] + \left[ \int_{t_1}^{t_2} i_{a(Ret-1)}(t) \cdot dt \right] + \\ & + \left[ \int_{t_2}^{t_4} i_{a(Ret-1)}(t) \cdot dt \right] + \left[ \int_{t_4}^{t_5} i_{a(Ret-1)}(t) \cdot dt \right] + \\ & + \left[ \int_{t_5}^{t_7} i_{a(Ret-1)}(t) \cdot dt \right] + \left[ \int_{t_7}^{t_8} i_{a(Ret-1)}(t) \cdot dt \right] + \\ & + \left[ \int_{t_8}^{T/2} i_{a(Ret-1)}(t) \cdot dt \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.180)$$

Sabendo que para os intervalos entre 0 e  $t_1$ , entre  $t_1$  e  $t_2$ , entre  $t_2$  e  $t_4$ , entre  $t_4$  e  $t_5$ , entre  $t_5$  e  $t_7$ , entre  $t_7$  e  $t_8$  e entre  $t_8$  e  $T/2$ , a corrente  $i_{a(Ret-1)}$  é definida por (3.5), (3.14), (3.21), (3.34), (3.45), (3.56) e (3.58), respectivamente, o valor médio da corrente  $i_{a(Ret-1)}$  pode ser definida por (3.181).

$$\frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} i_{a(Ret-I)}(t) \cdot dt = \frac{2}{T} \cdot \left\{ \begin{aligned} &0 + \int_{t_1}^{t_2} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} \cdot (t - t_1) + \frac{V_p}{L_{NC} \cdot \omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t) + \cos(\omega \cdot t_1)] \right\} \cdot dt + \\ &+ \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2 \cdot L_{NC}} \cdot (t - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot L_{NC} \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] + i_{a(Ret-I)}(t_2) \right\} \cdot dt + \\ &+ \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{2 \cdot V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} \cdot (t - t_4) + \frac{V_p}{L_{NC} \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos(\omega \cdot t) + \cos(\omega \cdot t_4) \right] + i_{a(Ret-I)}(t_4) \right\} \cdot dt + \\ &+ \int_{t_5}^{t_7} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{2 \cdot L_{NC}} \cdot (t - t_5) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot L_{NC} \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega \cdot t_5 - \frac{\pi}{6}\right) \right] + i_{a(Ret-I)}(t_5) \right\} \cdot dt + \\ &+ \int_{t_7}^{t_8} \left\{ -\frac{V_{Cnc}}{3 \cdot L_{NC}} \cdot (t - t_7) + \frac{V_p}{L_{NC} \cdot \omega} \cdot \left[ -\cos(\omega \cdot t) + \cos(\omega \cdot t_7) \right] + i_{a(Ret-I)}(t_7) \right\} \cdot dt + 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.181)$$

Por fim, o valor médio das correntes nos interruptores  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$ ,  $S_{3B}$ ,  $S_{4B}$ ,  $S_{5B}$  e  $S_{6B}$  pode ser obtido a partir da substituição (3.178), (3.179) e (3.181) em (3.177).

### 3.3.3.3. Especificações de projeto e resumo dos componentes passivos e dos semicondutores do conversor Boost

As especificações de projeto do conversor Boost trifásico totalmente controlado são apresentados na Tab. 3.8. Conforme definido por (3.115), a potência de saída do conversor Boost, desconsiderando-se as perdas nos semicondutores, depende da tensão de saída do conversor Full-Bridge. Desta forma, projeta-se o conversor Boost para a condição de operação de 50% de afundamento nas tensões trifásicas de alimentação. Para esta condição de operação ocorre uma queda na tensão média de saída do retificador não controlado de 293 V para 146,5 V, o que determina uma tensão máxima de saída do conversor Full-Bridge de 253 V. Para esta condição de suprimento da rede elétrica,

através de (3.115) determina-se então, que para a pior condição de operação, a potência média processada por *Ret-2* é de 3,17 kW.

Tab. 3.8 – Especificação de projeto do conversor Boost.

<i>Parâmetros</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Valor</i>
<i>Valor de pico para 50% de afundamento nas tensões <math>v_{an}</math>, <math>v_{bn}</math> e <math>v_{cn}</math></i>	$V_p$	146,5 V
<i>Tensão média de saída do conversor Boost</i>	$V_{o(Boost)}$	350 V
<i>Indutâncias do RNC</i>	$L_{NC}$	900 $\mu H$
<i>Tensão média no capacitor <math>C_{NC}</math></i>	$V_{Cnc}$	293 V
<i>Frequência de chaveamento máxima</i>	$f_{ch}$	25 kHz
<i>Frequência angular da rede</i>	$\omega$	377 rad/s
<i>Ondulação da tensão no capacitor <math>C_B</math></i>	$\Delta V_{Cb}$	0,22 V
<i>Ondulação da corrente no indutor <math>L_B</math></i>	$\Delta I_{a(Ret-2)}$	0,65 A
<i>Potência média processada por Ret-2 para a condição de 50% de afundamento</i>	$P_{o(Ret-2)}$	3,17 kW
<i>Potência média total de saída</i>	$P_o$	5 kW

Apesar do conversor Boost ser projetado para a condição de 50% de afundamento nas tensões trifásicas de alimentação, na maior parte do tempo, para condições normais de suprimento da rede elétrica, o mesmo processará uma potência média em torno de 1,340 kW, visto que o conversor Full-Bridge contribuirá com uma tensão média de 107 V ao barramento CC.

Substituindo-se os valores da Tab. 3.8 em (3.167), (3.170), (3.171), (3.176) e (3.177) dimensiona-se os componentes passivos e os semicondutores que compõem o circuito de potência do conversor Boost, cujos valores aproximados de projeto são fornecidos pela Tab. 3.9.

Tab. 3.9 – Resumo do projeto do conversor Boost.

<i>Componente</i>	<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
<i>Indutor <math>L_B</math></i>	<i>Indutância</i>	2 mH
<i>Capacitor <math>C_B</math></i>	<i>Capacitância</i>	600 $\mu F$
<i>Chaves <math>S_{1B}</math>, <math>S_{2B}</math>, <math>S_{3B}</math>, <math>S_{4B}</math>, <math>S_{5B}</math> e <math>S_{6B}</math></i>	<i>Tensão de pico</i>	350 V
	<i>Corrente de pico</i>	33,55 A
	<i>Corrente média</i>	12,88 A

### 3.4. Considerações finais

Neste capítulo foi detalhado uma sequência de equacionamentos matemáticos e modelagens no domínio do tempo para fins de dimensionamento dos componentes passivos e dos dispositivos semicondutores do RHT. Vale salientar que ambas as

estruturas que compõem o RHT, Ret-1 e Ret-2, foram projetadas para a condição extrema de operação as quais poderão ser submetidas, levando em consideração que a pior condição de operação para Ret-1 ocorre durante condições normais de suprimento da rede elétrica e para Ret-2 ocorre durante a ocorrência de um afundamento de 50% nas tensões trifásicas de alimentação. Todo esse equacionamento e essa modelagem matemática foi realizado partindo do princípio de operação do RHT também apresentado neste capítulo.

Com relação ao princípio de funcionamento, foi possível perceber que o RHT opera com a capacidade de impor correntes de linha de entrada senoidais, assegurando baixo conteúdo harmônico de corrente e elevado fator de potência. Além do controle de corrente, o RHT é capaz de fornecer um barramento CC estável para alimentação de cargas CC, sendo capaz de manter a tensão no barramento fixa em 400 V mesmo durante condições de afundamentos temporários de tensão os quais a rede CA está susceptível.

# Capítulo 4 – Estratégia de Controle e Projeto dos Controladores

## 4.1. Considerações Iniciais

O foco deste capítulo é a apresentação da estratégia de controle adotada para estabelecer com que o RHT realize a imposição de correntes de linha de entrada senoidais e a regulação de tensão no barramento CC. Assim com exposto no princípio de funcionamento apresentado no Capítulo 3, a técnica de controle para regulação de tensão é baseada na compensação série tensão, onde os capacitores de saída das estruturas Ret-1 e Ret-2 são configurados em série, de tal forma que a tensão no barramento CC é composta pela soma das tensões nestes capacitores. A estratégia para imposição de correntes segue o princípio de controle por histerese, em que a imposição ocorre através da comparação direta das correntes de linha de entrada com referências senoidais geradas digitalmente.

Uma metodologia de cálculo utilizando a representação no espaço de estados é realizada e utilizada na determinação das formas de ondas necessárias para estimar as funções de transferência dos conversores Full-Bridge e Boost, bem como no projeto dos controladores responsáveis pelo correto funcionamento da estratégia de controle.

## 4.2. Estratégia de Controle

Conforme apresentado no Capítulo 3, a técnica de controle utilizada para o RHT objetiva a imposição de correntes de linha de entrada senoidais através da utilizando do conversor Boost trifásico para garantir uma baixa distorção harmônica e um elevado fator de potência na entrada; e a compensação série de tensão no barramento CC através da utilização de um conversor Full-Bridge isolado cujo capacitor de saída é ligado em série com o capacitor de saída do retificador não controlado.

As subseções que se seguem detalham as estratégias de controle adotadas de maneira separada para os conversores Full-Bridge e Boost.

### 4.2.1. Estratégia de Controle do Conversor Full-Bridge

No que diz respeito à compensação série de tensão no barramento CC, a Fig. 4.1 demonstra o diagrama esquemático do circuito de controle do conversor Full-Bridge, considerando o circuito equivalente, onde a saída do conversor Boost é vista pela entrada do conversor Full-Bridge como uma fonte de tensão  $V_{o(Boost)}$ . Para o correto funcionamento da estratégia de controle do conversor Full-Bridge, é necessária a realização apenas da aquisição do sinal da tensão no barramento CC ( $V_o$ ).

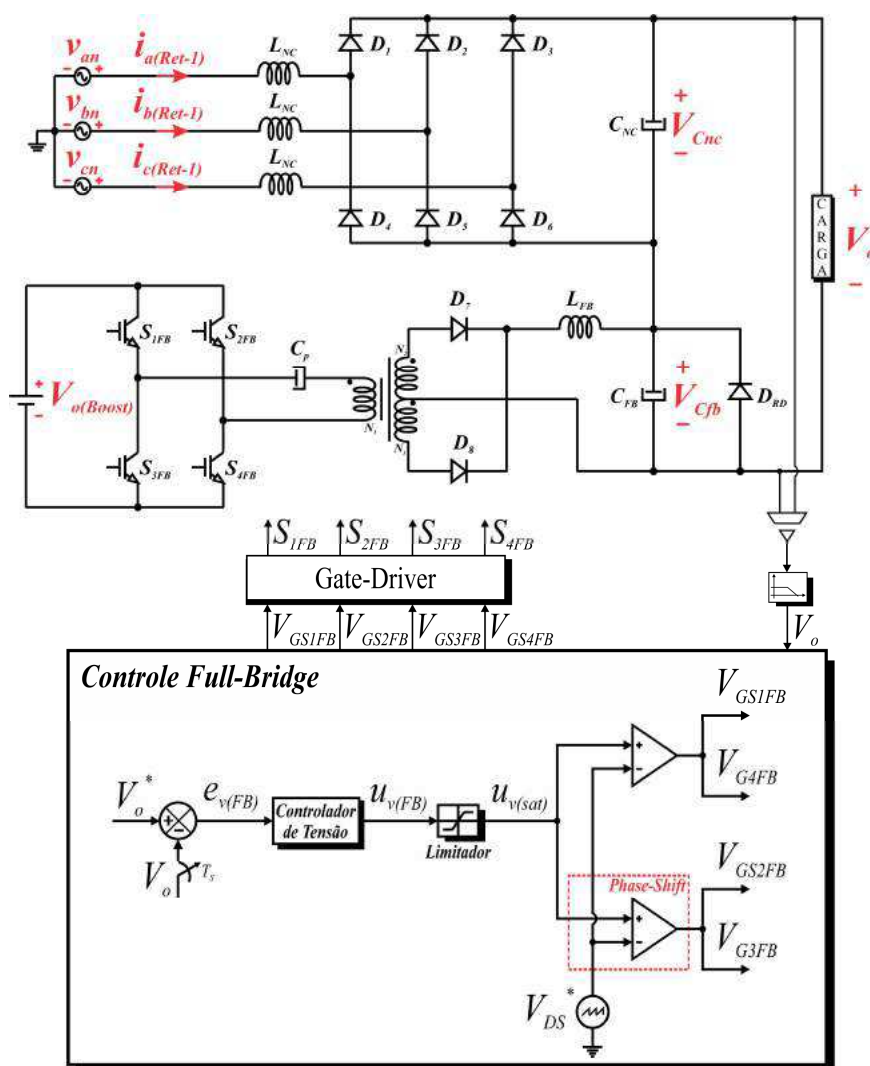


Fig. 4.1 – Diagrama esquemático do circuito de controle do conversor Full-Bridge.

De modo a promover uma tensão de 400 V no barramento CC, utiliza-se um controlador de tensão que processa o sinal de erro  $e_{v(FB)}$  entre a tensão de saída  $V_o$  e a referência de tensão  $V_o^*$ , definida em 400 V. O controlador fornece um sinal de saída  $u_{v(FB)}$  que é utilizado para a geração dos pulsos enviados aos interruptores  $S_{1FB}$ ,  $S_{2FB}$ ,  $S_{3FB}$

e  $S_{4FB}$  do conversor Full-Bridge. O objetivo da lógica para geração dos pulsos dos interruptores do conversor Full-Bridge é reduzir o erro  $e_{v(FB)}$  a zero e consequentemente estabelecer que a tensão no barramento CC siga a referência de tensão desejada.

Conforme definido no equacionamento matemático apresentado no Capítulo 3, para garantir que a razão cíclica máxima de operação dos interruptores seja de 0,49 para a metade do período de chaveamento ( $T_{ch}$ ), aplica-se um limitador sobre o sinal de saída  $u_{v(FB)}$  do controlador de tensão. Para a geração dos sinais de pulso enviados às chaves  $S_{1FB}$  ( $V_{GS1FB}$ ) e  $S_{4FB}$  ( $V_{GS4FB}$ ), estabelece-se uma estratégia de controle baseada em modulação por largura de pulso (Comparação *PWM* - *Pulse-Width Modulation*), onde é realizada a comparação entre a saída  $u_{v(FB)}$  saturada ( $u_{v(sat)}$ ) e uma onda dente-de-serra de amplitude unitária e frequência de 25 kHz ( $V_{DS}^*$ ). Desta forma, enquanto  $u_{v(sat)}$  for maior que  $V_{DS}^*$ , níveis altos de pulso são enviados para  $S_{1FB}$  e  $S_{4FB}$ , e caso contrário, são enviados níveis baixos de pulso. A Fig. 4.2 ilustra o resultado da estratégia de controle PWM clássica adotada.

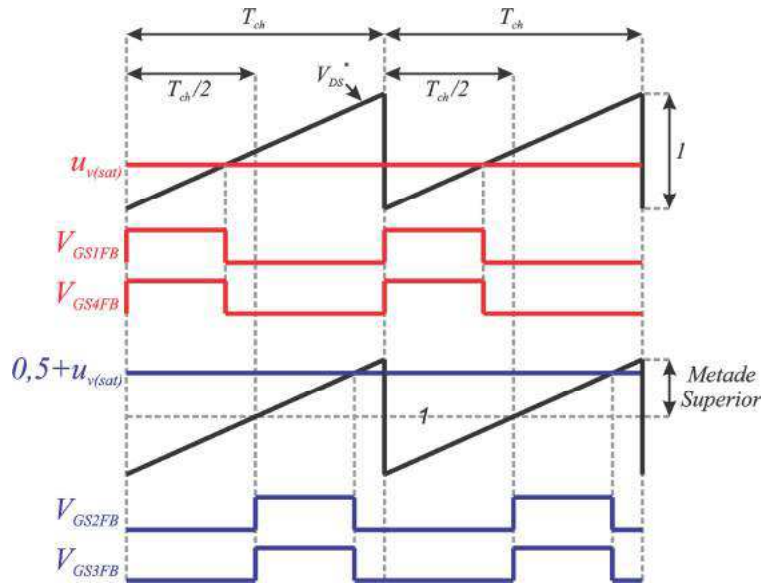


Fig. 4.2 – Sinais de gatilho dos interruptores  $S_{1FB}$ ,  $S_{2FB}$ ,  $S_{3FB}$  e  $S_{4FB}$  do conversor Full-Bridge.

Como a lógica de chaveamento de  $S_{1FB}$  e  $S_{4FB}$  descrita anteriormente garante o trabalho destes interruptores para a primeira metade de  $T_{ch}$ , torna-se necessário estabelecer o chaveamento dos interruptores  $S_{2FB}$  e  $S_{3FB}$  para a segunda metade de  $T_{ch}$ . Para a geração dos pulsos enviados às chaves  $S_{2FB}$  ( $V_{GS2FB}$ ) e  $S_{3FB}$  ( $V_{GS3FB}$ ), primeiramente o sinal  $u_{v(sat)}$  passa por um módulo de comparação *PWM* com deslocamento de fase (Comparação *PWM* com *Phase Shift*). O módulo de comparação *PWM* com *Phase Shift* acresce de 0,5 o sinal  $u_{v(sat)}$  e compara-o com a metade superior de  $V_{DS}^*$ , garantindo que sinais de pulsos defasados em metade do período de chaveamento em relação os sinais

$V_{GS1FB}$  e  $V_{GS4FB}$  sejam enviados para os interruptores  $S_{2FB}$  e  $S_{3FB}$ , conforme pode ser observado pela Fig. 4.2.

Dado que o sinal de saída  $u_{v(FB)}$  do controlador de tensão varia de acordo com a necessidade de anular do erro  $e_{v(FB)}$  entre a tensão no barramento CC e a referência de tensão, as razões cíclicas de operação dos interruptores variam para garantir o correto funcionamento da compensação série de tensão no barramento CC.

#### 4.2.2. Estratégia de Controle do Conversor Boost

No que tange a imposição de correntes de linha de entrada e o fornecimento de uma tensão contínua de 350 V na entrada do conversor Full-Bridge, a Fig. 4.3 demonstra o diagrama esquemático do circuito de controle do conversor Boost.

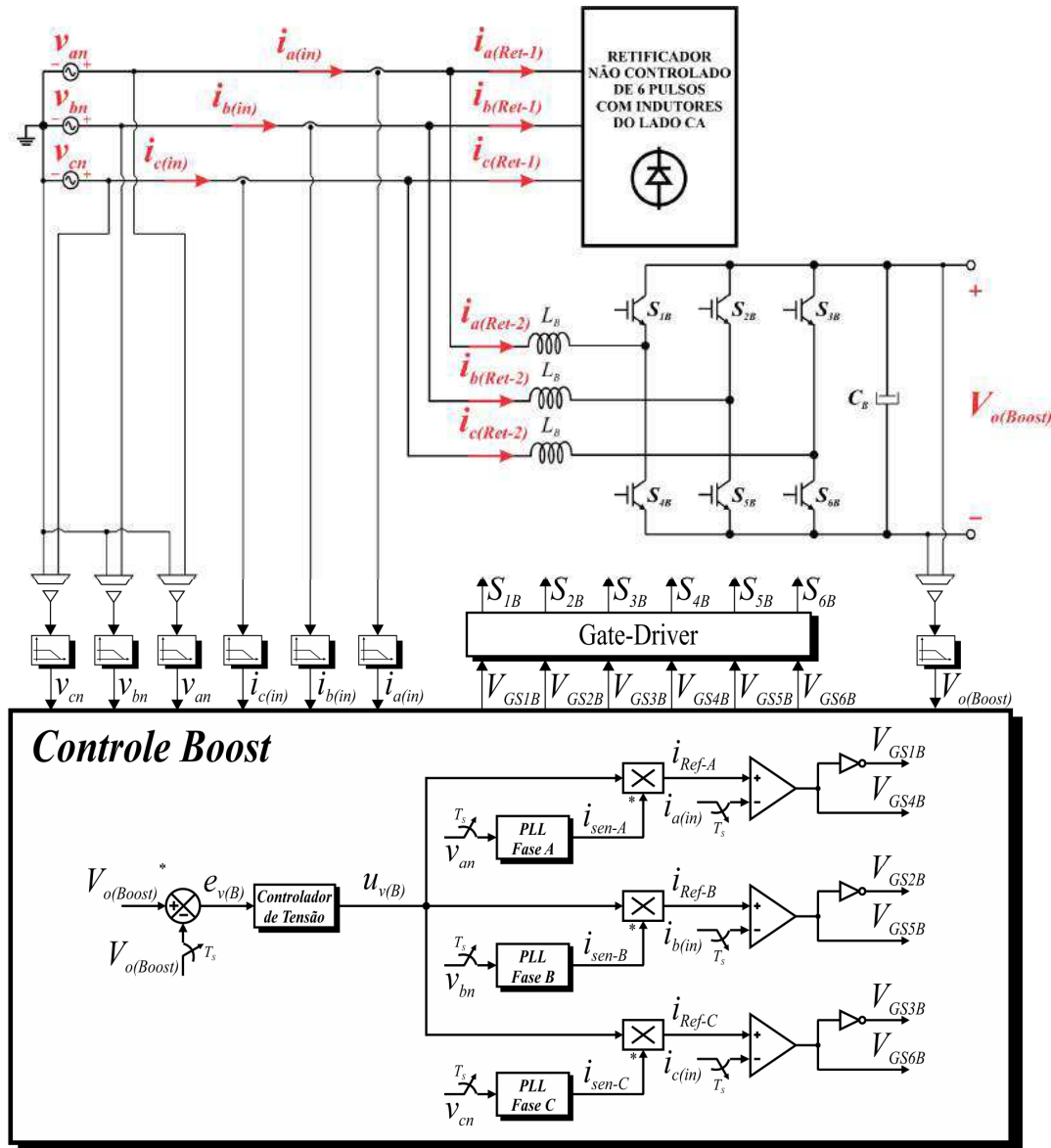


Fig. 4.3 – Diagrama esquemático do circuito de controle do conversor Boost.



O controle do conversor Boost baseia-se no controle da tensão no seu capacitor de saída a partir da imposição de correntes de linha de entrada senoidais na entrada da estrutura retificadora híbrida, sendo esse controle de corrente definido pela comparação direta entre as correntes drenadas e suas respectivas referências senoidais (histerese). Para o correto funcionamento desta estratégia de controle, são realizadas sete aquisições de sinais: os sinais das correntes de linha de entrada ( $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$ ); os sinais das tensões fase-neutro ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ ); e o sinal da tensão no capacitor  $C_B$  ( $V_{o(Boost)}$ ). É importante ressaltar que as aquisições das tensões de alimentação são realizadas para fins de referências de fase utilizadas pelos PLLs (*Phase Lock Loop*) visando estabelecer referências de corrente senoidais em fase com as tensões fase-neutro.

A fim de promover uma tensão de 350 V na entrada do conversor Full-Bridge, utiliza-se um controlador de tensão que processa o sinal de erro  $e_{v(B)}$  entre a tensão de saída do conversor Boost  $V_{o(Boost)}$  e a referência de tensão  $V_{o(Boost)}^*$ , definida em 350 V. O sinal de saída  $u_{v(B)}$  deste controlador de tensão é então multiplicado às referências senoidais digitais  $i_{sen-A}^*$ ,  $i_{sen-B}^*$  e  $i_{sen-C}^*$  geradas pelos PLLs de cada fase, de modo a variar a amplitude das referências de corrente objetivando compensar qualquer variação na tensão  $V_{o(Boost)}$ . Portanto, caso alguma queda na tensão de saída do conversor Boost ocorra (devido a um afundamento temporário nas tensões de alimentação, por exemplo), o controlador de tensão gera um sinal  $u_{v(B)}$ , que ao ser multiplicado a  $i_{sen-A}^*$ ,  $i_{sen-B}^*$  e  $i_{sen-C}^*$ , promove o aumento da amplitude destas referências, fazendo com que o conversor Boost drene mais corrente da rede para manter o processamento da potência de saída constante, garantindo que a tensão  $V_{o(Boost)}$  permaneça no valor de referência. As referências finais de corrente  $i_{Ref-A}$ ,  $i_{Ref-B}$  e  $i_{Ref-C}$  são determinadas, portanto, pela multiplicação de  $i_{sen-A}^*$ ,  $i_{sen-B}^*$  e  $i_{sen-C}^*$ , respectivamente, pela saída  $u_{v(B)}$  do controlador de tensão.

O controle de corrente por histerese por sua vez, baseia-se na comparação entre as correntes de linha de entrada  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  do RHT, obtidas a partir de sensores de corrente, e as referências finais de corrente  $i_{Ref-A}$ ,  $i_{Ref-B}$  e  $i_{Ref-C}$ , respectivamente. Essa comparação dá origem aos sinais de gatilho  $V_{GS4B}$ ,  $V_{GS5B}$  e  $V_{GS6B}$  que são enviados aos interruptores  $S_{4B}$ ,  $S_{5B}$  e  $S_{6B}$ , respectivamente. Como o funcionamento dos interruptores do conversor Boost ocorre de forma complementar, os sinais de gatilho de  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$  e  $S_{3B}$  ( $V_{GS1B}$ ,  $V_{GS2B}$  e  $V_{GS3B}$ ) são gerados aplicando-se uma lógica *not* nos sinais de gatilho  $V_{GS4B}$ ,  $V_{GS5B}$  e  $V_{GS6B}$ , respectivamente.

Portanto, tomando como exemplo o controle da corrente da fase A, caso a referência  $i_{Ref-A}$  seja maior que a corrente  $i_{a(in)}$ , nível alto de pulso é enviado para a chave

$S_{4B}$  e nível baixo de pulso é enviado para a chave  $S_{1B}$ , e vice-versa. Com isto, a corrente  $i_{a(Ret-2)}$  é imposta de tal sorte que, ao ser somada a  $i_{a(Ret-1)}$ , o resultado desta soma dê origem a uma corrente  $i_{a(in)}$  em conformidade com a referência de corrente  $i_{Ref-A}$ .

#### 4.2.2.1. Princípio de Funcionamento do PLL

Tomando como exemplo a fase A, a Fig. 4.4 demonstra o esquema de implementação do PLL. O sinal de saída do PLL ( $i_{sen-A}^*$ ) é gerado a partir do cálculo do seno de uma onda dente-de-serra ( $V_{DS}$ ). O valor da frequência da onda dente-de-serra define a frequência do sinal senoidal de saída. Portanto, para que  $i_{sen-A}^*$  apresente uma frequência de 60 Hz, é necessário configurar  $V_{DS}$  para esta mesma frequência.

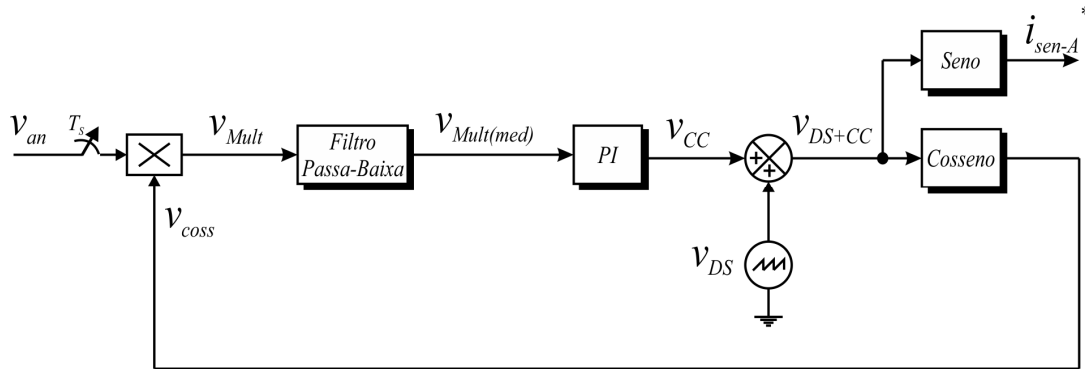


Fig. 4.4 – Diagrama esquemático do PLL implementado para a fase A [44].

A mudança na fase de  $i_{sen-A}^*$  dependerá da inclusão de um nível CC ( $V_{CC}$ ) em  $V_{DS}$ . A presença de um nível CC com valor positivo define que o seno de  $V_{DS}$  apresente um avanço de fase e um nível CC com valor negativo define que o seno de  $V_{DS}$  apresente um atraso de fase, conforme ilustrado na Fig. 4.5.

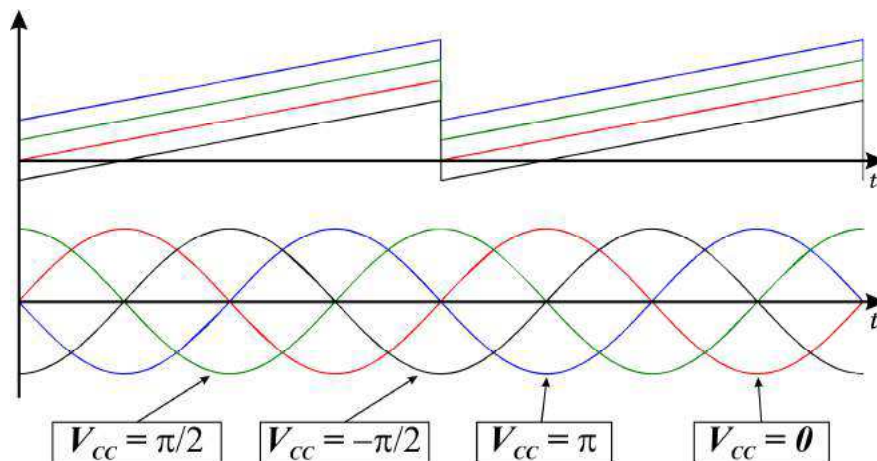


Fig. 4.5 – Relação entre o nível CC da onda dente-de-serra e a fase da senóide de saída do PLL.

A proporcionalidade entre o sinal  $V_{CC}$  adicionado a  $V_{DS}$  e a fase de  $i_{sen-A}^*$  será utilizada para controlar o sinal de saída do PLL, adiantando ou atrasando a referência senoidal para atraca-la em fase com a tensão fase-neutro.

O sinal  $V_{CC}$  é gerado através da ação de um controlador proporcional-integral (PI) cuja entrada é o resultado da saída de um filtro passa-baixa. Este filtro é projetado para se obter o valor médio do seu sinal de entrada, sendo este composto pelo produto de um sinal cossenoidal ( $V_{coss}$ ) com o sinal correspondente à amostra da tensão de fase  $v_{an}$  com amplitude reduzida, conforme demonstrado na Fig. 4.6.

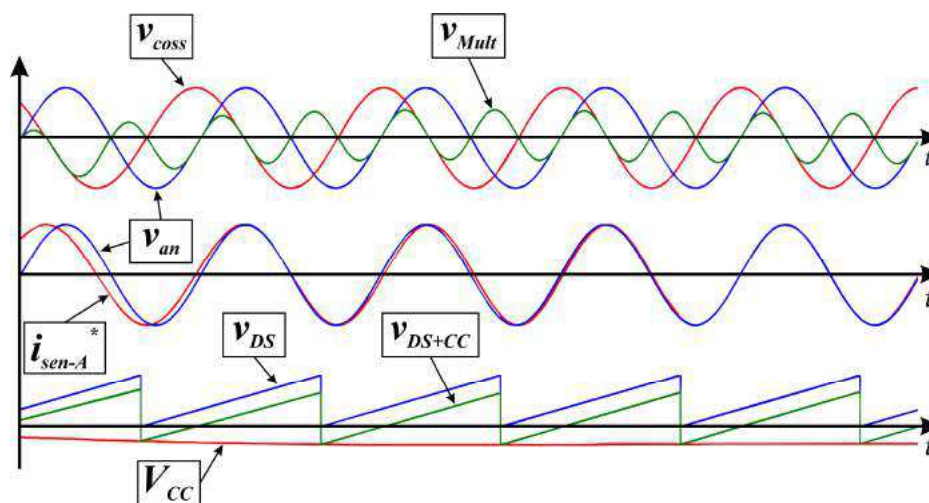


Fig. 4.6 – Representação dos sinais internos gerados na implementação do PLL.

Visto que o controlador PI opera a fim de gerar uma saída que torne sua entrada nula e que o resultado da multiplicação de duas senóides somente apresentará valor médio nulo se estas senóides forem defasadas de  $90^\circ$  uma da outra, o controlador PI trabalhará para gerar o sinal  $V_{CC}$  que somado à  $V_{DS}$  resulte no sinal  $V_{DS+CC}$  cujo cosseno é defasado de  $90^\circ$  da tensão de fase  $v_{an}$ . Portanto, o cálculo do seno de  $V_{DS+CC}$  resultará em um sinal em fase com a tensão de alimentação, dando origem à referência  $i_{sen-A}^*$ . Vale salientar que o sinal  $V_{DS}$  é ajustado para atingir o valor máximo de  $2\pi$  no final de seu período, garantindo uma variação de  $0^\circ$  a  $360^\circ$  no ângulo da senóide que define a referência senoidal  $i_{sen-A}^*$ .

Os princípios de funcionamento dos PLLs das fases B e C são análogos ao apresentado para a fase A.

### 4.3. Projeto dos Controladores

Uma vez estabelecidas as estratégias de controle adotadas para os conversores Full-Bridge e Boost, torna-se necessário o projeto dos controladores responsáveis por

atuar nestes conversores de modo a consolidar o correto funcionamento do RHT em termos de imposição de correntes de linha de entrada e de regulação de tensão no barramento CC. Para o projeto destes controladores, optou-se por seguir três passos:

- **1º Passo - Modelagem matemática e representação no Espaço de Estados:** Primeiramente modela-se o RHT para a obtenção das representações matemáticas no espaço de estados referentes às etapas de operação dos conversores Full-Bridge e Boost, conforme estabelecido pelas equações matriciais apresentadas em (4.1) e (4.2).

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (4.1)$$

$$y = C \cdot x + E \cdot u \quad (4.2)$$

Onde  $x$  é o vetor de estados, composto pelas variáveis de estado dos conversores Full-Bridge e Boost representadas pelas correntes nos indutores e as tensões nos capacitores, cujo número depende da quantidade de elementos armazenadores de energia em seus circuitos [49], [50];  $\dot{x}$  é a derivada do vetor de estados em relação ao tempo;  $y$  é o vetor resposta;  $u$  é o vetor de entrada, composto pelas fontes de alimentação dos circuitos dos conversores;  $A$  é a matriz de sistema;  $B$  é a matriz de entrada;  $C$  é a matriz de saída; e  $E$  é a matriz de ação avante.

Como a quantidade de equações diferenciais que representam os conversores Full-Bridge e Boost dependem das condições de operação dos interruptores (aberto ou fechado) presentes em seus circuitos de potência, existirão matrizes  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  distintas para cada etapa de operação dos conversores.

- **2º Passo - Utilização de um método de integração para solução do modelo matemático:** De posse das representações das equações diferenciais nas formas matriciais estabelecidas por (4.1) e (4.2), é utilizado um método de integração capaz de trazer solução para o vetor de estados  $x$  e desta forma obter as formas de onda das variáveis de estados dos conversores Full-Bridge e Boost.

Uma vez que para determinar a solução do vetor de estados é necessário realizar a integração de (4.1), conforme pode ser verificado através de (4.3) e (4.4), adota-se o método de integração trapezoidal para solucionar (4.4), cuja expressão que define a solução do modelo é representada por (4.5) [49].

$$\int_0^t \left[ \frac{dx(t)}{dt} \right] \cdot dt = \int_0^t [A \cdot x(t) + B \cdot u(t)] \cdot dt \quad (4.3)$$

$$x(t) = x(0) + \int_0^t [A \cdot x(t) + B \cdot u(t)] \cdot dt \quad (4.4)$$

$$x(t) = M \cdot x(t - \Delta t) + N \cdot [u(t) + u(t - \Delta t)] \quad (4.5)$$

Sendo que:

$$M = \left( I - \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right)^{-1} \cdot \left( I + \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right) \quad (4.6)$$

$$N = \left( I - \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right)^{-1} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot B \right) \quad (4.7)$$

Onde  $\Delta t$  é o passo de integração e  $I$  é a matriz identidade de ordem igual ao número de variáveis de estado para cada conversor.

Uma vez estabelecidos os valores iniciais das variáveis de estado, e de posse das matrizes de sistema e de entrada para cada uma das condições de operação dos conversores Full-Bridge e Boost estabelecidas pelos estados de operação dos interruptores, é possível determinar os valores de  $M$  e  $N$  e utiliza-los na solução do modelo matemático de acordo com a lógica de controle estabelecida.

- **3º Passo - Solução do modelo matemático para os conversores operando em malha aberta:** Por fim, o objetivo é a utilização do método de integração trapezoidal definido por (4.5) para a solução do modelo matemático dos conversores Full-Bridge e Boost operando em malha aberta, e estabelecer degraus nas variáveis manipuladas específicas de cada conversor, tais como a razão cíclica e/ou as amplitudes de referências de corrente, a fim de se verificar o comportamento das variáveis controladas do sistema, tais como as tensões nos capacitores de saída e/ou as correntes impostas nos indutores. Com base nas respostas ao degrau obtidas, pode-se estimar as funções de transferências que definem o comportamento em malha aberta de cada conversor, e desta forma poder fechar a malha de cada sistema, estabelecer uma análise para a melhoria das respostas das variáveis controladas e projetar os controladores responsáveis por atuar diretamente nos conversores.

#### 4.3.1. Projeto do Controlador de Tensão do Conversor Boost

Para o controle de conversores CA-CC monofásicos e trifásicos responsáveis por promover a regulação da tensão de saída e a imposição de correntes de entrada senoidais,

comumente utiliza-se a técnica de controle por corrente média instantânea [51], que consta basicamente do desenvolvimento de duas malhas de controle, uma interna e outra externa, sendo a malha interna mais rápida que a malha externa, conforme pode ser observado pela Fig. 4.7. A malha interna, ou de corrente, é responsável por promover a imposição de corrente mediante o controle da razão cíclica de operação do(s) interruptor(es) do circuito do conversor, e a malha externa, ou de tensão, é responsável por promover a regulação da tensão de saída mediante o controle da amplitude da(s) corrente(s) imposta(s) na entrada do conversor.

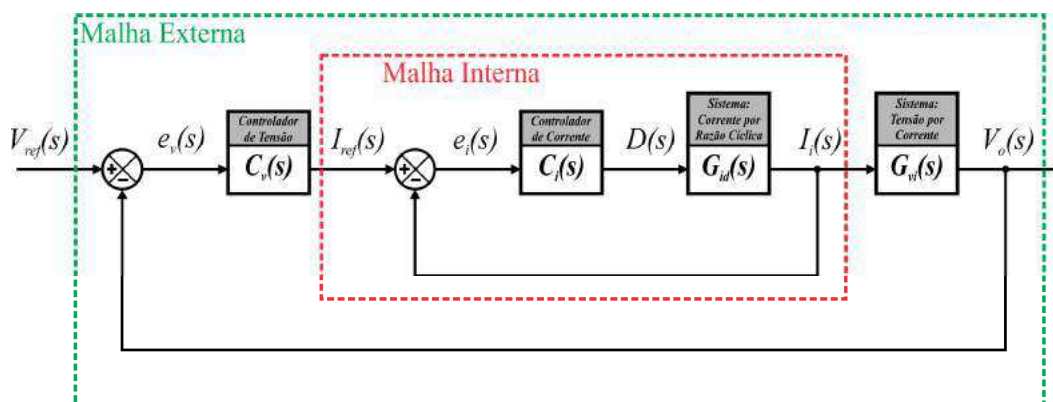


Fig. 4.7 – Representação das malhas interna e externa de controle de conversores CA-CC.

Para o conversor Boost utilizado neste projeto optou-se por adotar uma malha de corrente com controle baseado em histerese, conforme foi explicado na seção 4.2. Posto que para a técnica de controle por histerese não é necessário o projeto de um controlador para a malha de corrente, já que a imposição de corrente se dá a partir da comparação direta entre as correntes de linha de entrada e suas respectivas referências senoidais, o objetivo do projeto do controle se volta para a especificação do controlador de tensão responsável pelo controle da malha externa de tensão.

Assim, o diagrama de blocos do sistema equivalente do conversor Boost pode ser representado através da Fig. 4.8, em que permite-se projetar o controlador de tensão com base na análise da função de transferência equivalente do sistema em malha aberta  $G_{vi(eq)}(S)$  que relaciona a tensão controlada no capacitor de saída do conversor Boost ( $V_{o(Boost)}(S)$  – variável controlada) com a manipulação das amplitudes das correntes de linha  $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{b(Ret-2)}$  e  $i_{c(Ret-2)}$  impostas na entrada do conversor Boost a partir da variação das amplitudes das referências senoidais de corrente  $i_{Ref-A}$ ,  $i_{Ref-B}$  e  $i_{Ref-C}$  ( $I_{Ref}(S)$  – variável manipulada).

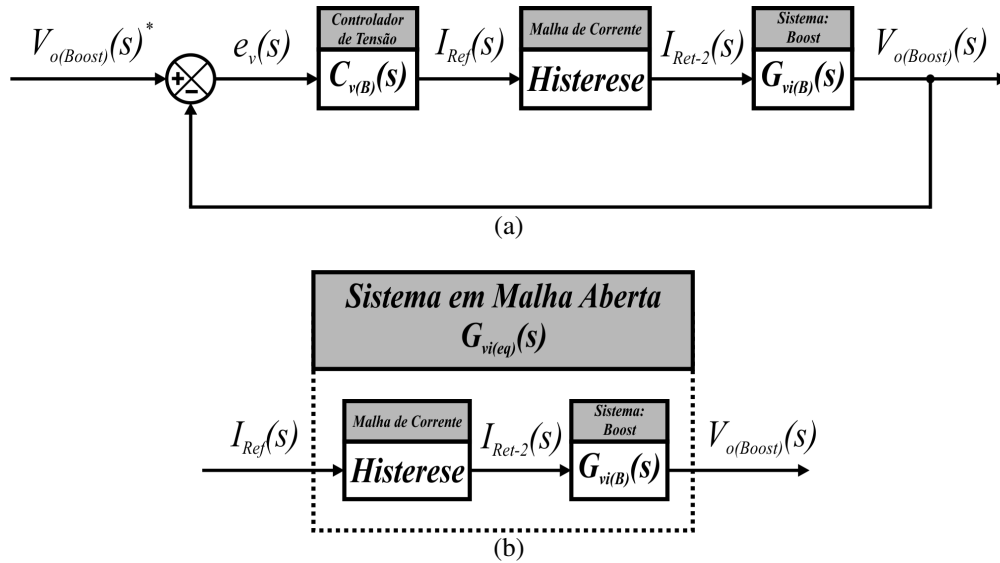


Fig. 4.8 – Diagrama de blocos do sistema equivalente do conversor Boost: (a) em malha fechada e (b) em malha aberta.

Com a definição das variáveis manipulada e controlada do sistema em malha aberta do conversor Boost, para a solução do modelo matemático e o consequente projeto do controlador de tensão, considerou-se o circuito apresentado na Fig. 4.9 como sistema de análise. Para facilitar a análise, adotou-se a operação isolada do conversor Boost para a potência nominal da estrutura Ret-2 (27% de  $P_o$ ), trabalhando para impor correntes senoidais e regular a tensão de saída aplicada a uma carga de resistência  $R_{FB}$ , que por sua vez representa a resistência de carga equivalente à operação do conversor Full-Bridge, a qual pode ser estimada a partir de (3.116). Para aumentar a fidelidade do modelo matemático em relação à estrutura do protótipo do conversor Boost construída na prática, considerou-se no equacionamento o efeito das resistências dos enrolamentos dos indutores ( $R_{Lb}$ ), obtidos através de medições práticas.

O objetivo é, portanto, promover a solução do modelo matemático de tal maneira que seja possível estabelecer um degrau nas amplitudes das referências das correntes impostas e verificar o comportamento da tensão no capacitor de saída do conversor Boost, conforme pode ser observado pela Fig. 4.9. A resposta da tensão no capacitor de saída do conversor Boost a esse degrau de variação das amplitudes das referências de corrente permite, portanto, estimar a função de transferência do sistema em malha aberta de maneira a fornecer informações necessárias para o projeto do controlador de tensão através do fechamento da malha.



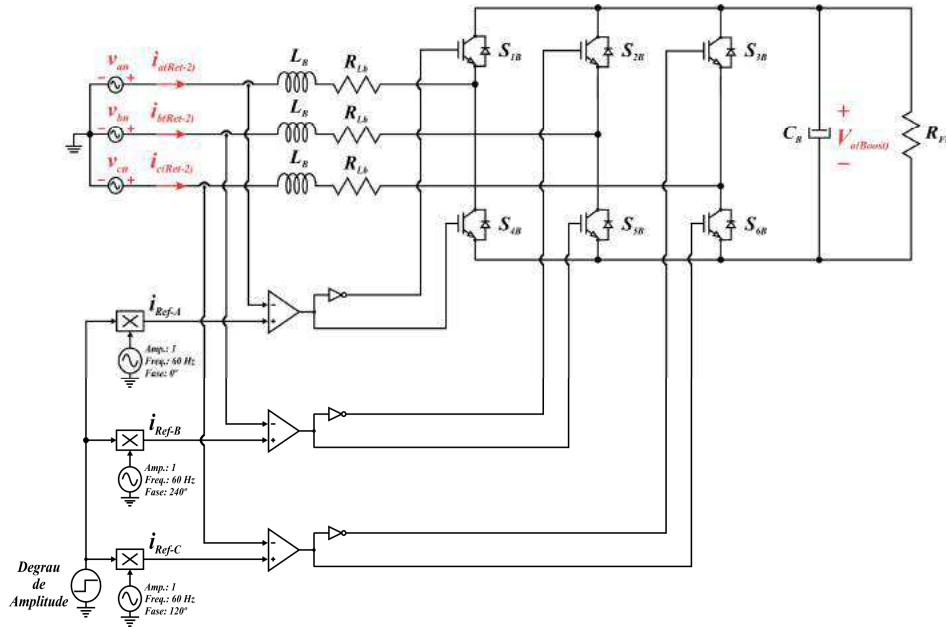


Fig. 4.9 – Execução da solução do modelo matemático do conversor Boost para o degrau nas amplitudes das referências de corrente.

Considerando cada uma das condições dos interruptores do circuito do conversor Boost apresentadas na Tab. 3.7, as equações diferenciais que definem o comportamento do conversor Boost levando em consideração as resistências dos enrolamentos dos indutores são dadas por:

- Condição 1 - interruptores  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$  e  $S_{3B}$  em condução e  $S_{4B}$ ,  $S_{5B}$  e  $S_{6B}$  bloqueados:

$$\frac{di_{a(Ref-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{LB}}{L_B} \cdot i_{a(Ref-2)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (4.8)$$

$$\frac{di_{b(Ref-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{LB}}{L_B} \cdot i_{b(Ref-2)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (4.9)$$

$$\frac{di_{c(Ref-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{LB}}{L_B} \cdot i_{c(Ref-2)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (4.10)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (4.11)$$

- Condição 2 - interruptores  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$  e  $S_{6B}$  em condução e  $S_{3B}$ ,  $S_{4B}$  e  $S_{5B}$  bloqueados:

$$\frac{di_{a(Ref-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{LB}}{L_B} \cdot i_{a(Ref-2)}(t) - \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (4.12)$$

$$\frac{di_{b(Ref-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{LB}}{L_B} \cdot i_{b(Ref-2)}(t) - \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (4.13)$$



$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{c(Ret-2)}(t) + \frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (4.14)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_B} \cdot i_{c(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (4.15)$$

- Condição 3 - interruptores  $S_{1B}$ ,  $S_{3B}$  e  $S_{5B}$  em condução e  $S_{2B}$ ,  $S_{4B}$  e  $S_{6B}$  bloqueados:

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{a(Ret-2)}(t) - \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (4.16)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{b(Ret-2)}(t) + \frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (4.17)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{c(Ret-2)}(t) - \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (4.18)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_B} \cdot i_{b(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (4.19)$$

- Condição 4 - interruptores  $S_{1B}$ ,  $S_{5B}$  e  $S_{6B}$  em condução e  $S_{2B}$ ,  $S_{3B}$  e  $S_{4B}$  bloqueados:

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{a(Ret-2)}(t) - \frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (4.20)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{b(Ret-2)}(t) + \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (4.21)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{c(Ret-2)}(t) + \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (4.22)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = \frac{1}{C_B} \cdot i_{a(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (4.23)$$

- Condição 5 - interruptores  $S_{2B}$ ,  $S_{3B}$  e  $S_{4B}$  em condução e  $S_{1B}$ ,  $S_{5B}$  e  $S_{6B}$  bloqueados:

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{a(Ret-2)}(t) + \frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (4.24)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{b(Ret-2)}(t) - \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (4.25)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{c(Ret-2)}(t) - \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (4.26)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_B} \cdot i_{a(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (4.27)$$

- Condição 6 - interruptores  $S_{2B}$ ,  $S_{4B}$  e  $S_{6B}$  em condução e  $S_{1B}$ ,  $S_{3B}$  e  $S_{5B}$  bloqueados:

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{a(Ret-2)}(t) + \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (4.28)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{b(Ret-2)}(t) - \frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (4.29)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{c(Ret-2)}(t) + \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (4.30)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = \frac{1}{C_B} \cdot i_{b(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (4.31)$$

- Condição 7 - interruptores  $S_{3B}$ ,  $S_{4B}$  e  $S_{5B}$  em condução e  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$  e  $S_{6B}$  bloqueados:

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{a(Ret-2)}(t) + \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (4.32)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{b(Ret-2)}(t) + \frac{1}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (4.33)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{c(Ret-2)}(t) - \frac{2}{3 \cdot L_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (4.34)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = \frac{1}{C_B} \cdot i_{c(Ret-2)}(t) - \frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (4.35)$$

- Condição 8 - interruptores  $S_{4B}$ ,  $S_{5B}$  e  $S_{6B}$  em condução e  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$  e  $S_{3B}$  bloqueados:

$$\frac{di_{a(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{a(Ret-2)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{an}(t) \quad (4.36)$$

$$\frac{di_{b(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{b(Ret-2)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{bn}(t) \quad (4.37)$$

$$\frac{di_{c(Ret-2)}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lb}}{L_B} \cdot i_{c(Ret-2)}(t) + \frac{1}{L_B} \cdot v_{cn}(t) \quad (4.38)$$

$$\frac{dv_{o(Boost)}(t)}{dt} = -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \cdot v_{o(Boost)}(t) \quad (4.39)$$

Com base em (4.8) a (4.39), define-se o vetor de estados composto pelas variáveis de estado ( $x_B$ ) para o modelo matemático do conversor Boost, onde:

$$x_B(t) = \begin{bmatrix} i_{a(Ret-2)}(t) \\ i_{b(Ret-2)}(t) \\ i_{c(Ret-2)}(t) \\ v_{o(Boost)}(t) \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

O vetor de entrada  $u_B$  é definido pelas fontes de tensão presentes no circuito. Deste modo:

$$u_B(t) = \begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Uma vez definidos  $x_B$  e  $u_B$ , substitui-se (4.8) a (4.41) na equação matricial fornecida por (4.1) para determinar as matrizes de sistema e de entrada do sistema utilizado na solução do modelo matemático do conversor Boost, considerando cada uma das condições de operação dos interruptores definidas pela Tab. 3.7:

$$A_{B1} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

$$A_{B2} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & 0 & -\frac{1}{3 \cdot L_B} \\ 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & -\frac{1}{3 \cdot L_B} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & \frac{2}{3 \cdot L_B} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_B} & -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$$A_{B3} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & 0 & -\frac{1}{3 \cdot L_B} \\ 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & \frac{2}{3 \cdot L_B} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & -\frac{1}{3 \cdot L_B} \\ 0 & -\frac{1}{C_B} & 0 & -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

$$A_{B4} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & 0 & -\frac{2}{3 \cdot L_B} \\ 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & \frac{1}{3 \cdot L_B} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & \frac{1}{3 \cdot L_B} \\ \frac{1}{C_B} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

$$A_{B5} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & 0 & \frac{2}{3 \cdot L_B} \\ 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & -\frac{1}{3 \cdot L_B} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & -\frac{1}{3 \cdot L_B} \\ -\frac{1}{C_B} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

$$A_{B6} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & 0 & \frac{1}{3 \cdot L_B} \\ 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & -\frac{2}{3 \cdot L_B} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & \frac{1}{3 \cdot L_B} \\ 0 & \frac{1}{C_B} & 0 & -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

$$A_{B7} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & 0 & \frac{1}{3 \cdot L_B} \\ 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & \frac{1}{3 \cdot L_B} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & -\frac{2}{3 \cdot L_B} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_B} & -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

$$A_{B8} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lb}}{L_B} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{FB} \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

$$B_{B1} = B_{B2} = B_{B3} = B_{B4} = B_{B5} = B_{B6} = B_{B7} = B_{B8} = B_B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_B} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_B} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_B} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

Definidas as variáveis manipulada e controlada do sistema do conversor Boost, implementou-se um algoritmo na plataforma do *software Matlab®* responsável por realizar o método de integração trapezoidal definido por (4.5) e desenvolver a solução do modelo matemático do conversor Boost operando em malha aberta, conforme apresentado no Apêndice A.

Para a solução do modelo matemático é necessário definir as condições que determinam a utilização de cada uma das matrizes de sistema e de entrada apresentadas por (4.42) a (4.50). Para a chamada das matrizes de sistema e de entrada utilizadas pelo código de solução do modelo matemático do conversor Boost nos cálculos de  $M$  e  $N$ , primeiramente gerou-se três referências senoidais ( $i_{Ref-A}$ ,  $i_{Ref-B}$  e  $i_{Ref-C}$ ) que são comparadas através da técnica de controle por histerese com as correntes nos indutores determinadas pela solução do modelo matemático ( $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{b(Ret-2)}$  e  $i_{c(Ret-2)}$ ), seguindo a seguinte lógica:

- Se  $i_{Ref-A}$  for menor que  $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{Ref-B}$  for menor que  $i_{b(Ret-2)}$  e  $i_{Ref-C}$  for menor que  $i_{c(Ret-2)}$ , utilizam-se as matrizes  $A_{B1}$  e  $B_B$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{Ref-A}$  for menor que  $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{Ref-B}$  for menor que  $i_{b(Ret-2)}$  e  $i_{Ref-C}$  for maior ou igual a  $i_{c(Ret-2)}$ , utilizam-se as matrizes  $A_{B2}$  e  $B_B$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{Ref-A}$  for menor que  $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{Ref-B}$  for maior ou igual a  $i_{b(Ret-2)}$  e  $i_{Ref-C}$  for menor que  $i_{c(Ret-2)}$ , utilizam-se as matrizes  $A_{B3}$  e  $B_B$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{Ref-A}$  for menor que  $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{Ref-B}$  for maior ou igual a  $i_{b(Ret-2)}$  e  $i_{Ref-C}$  for maior ou igual a  $i_{c(Ret-2)}$ , utilizam-se as matrizes  $A_{B4}$  e  $B_B$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;

- Se  $i_{Ref-A}$  for maior ou igual a  $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{Ref-B}$  for menor que  $i_{b(Ret-2)}$  e  $i_{Ref-C}$  for menor que  $i_{c(Ret-2)}$ , utilizam-se as matrizes  $A_{B5}$  e  $B_B$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{Ref-A}$  for maior ou igual a  $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{Ref-B}$  for menor que  $i_{b(Ret-2)}$  e  $i_{Ref-C}$  for maior ou igual a  $i_{c(Ret-2)}$ , utilizam-se as matrizes  $A_{B6}$  e  $B_B$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{Ref-A}$  for maior ou igual a  $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{Ref-B}$  for maior ou igual a  $i_{b(Ret-2)}$  e  $i_{Ref-C}$  for menor que  $i_{c(Ret-2)}$ , utilizam-se as matrizes  $A_{B7}$  e  $B_B$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{Ref-A}$  for maior ou igual a  $i_{a(Ret-2)}$ ,  $i_{Ref-B}$  for maior ou igual a  $i_{b(Ret-2)}$  e  $i_{Ref-C}$  for maior ou igual a  $i_{c(Ret-2)}$ , utilizam-se as matrizes  $A_{B8}$  e  $B_B$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;

Uma vez estabelecidas as condições que determinam a utilização das matrizes de sistema e de entrada, estabeleceu-se a execução do degrau de amplitude das referências de corrente para o instante 0,35 segundo de simulação. É importante destacar que para o intervalo de tempo de simulação entre 0 a 0,35 segundo, é definido uma amplitude zero para as referências de corrente, e portanto, ao estabelecer as condições para as chamadas das matrizes de sistema e de entrada pelo algoritmo, a solução do modelo promove o comportamento do conversor Boost como um retificador trifásico tradicional de seis pulsos com indutores do lado CA, onde a tensão  $V_{o(Boost)}$  fica dependente das amplitudes das tensões trifásicas de alimentação e das quedas de tensão consideradas no modelo do circuito.

Deste modo, definiu-se que a partir do instante 0,35 segundo de simulação é estabelecido um valor fixo de amplitude para as referências senoidais e então é verificado o comportamento da resposta da tensão no capacitor de saída do conversor Boost mediante este degrau de amplitude. Segundo a solução do modelo matemático, para a condição normal de suprimento da rede CA trifásica de alimentação, onde a estrutura Ret-2 processa cerca de 27% da potência ativa total de saída, um valor igual a 5,05 para as amplitudes das correntes senoidais impostas nos indutores do conversor Boost permite a regulação da tensão no capacitor de saída em 350 V.

A Fig. 4.10 ilustra o comportamento da resposta transitória da tensão no capacitor de saída do conversor Boost no instante da execução do degrau de amplitude das referências de corrente, permitindo perceber que a resposta do sistema em malha aberta apresenta uma característica bastante amortecida, podendo ser equiparada à resposta de um sistema de controle de primeira ordem.

Estabelecendo-se a consideração da resposta de sistema de primeira ordem, a Fig. 4.10 fornece as informações necessárias para a estimativa da função de transferência aproximada do sistema em malha aberta do conversor Boost  $G_{vi(eq)}(S)$ , a qual relaciona a tensão  $V_{o(Boost)}$  com a variação das amplitudes das referências de corrente. As informações obtidas com a resposta são: o valor em regime permanente da tensão  $V_{o(Boost)}$  após o degrau ( $\Delta V_{o(Boost)(rp)}$ ); o tempo necessário para a resposta da tensão  $V_{o(Boost)}$  atingir 98% do seu valor em regime permanente ( $\Delta T_s$ ); e o valor final das amplitudes das correntes após o degrau ( $\Delta Amp$ ).

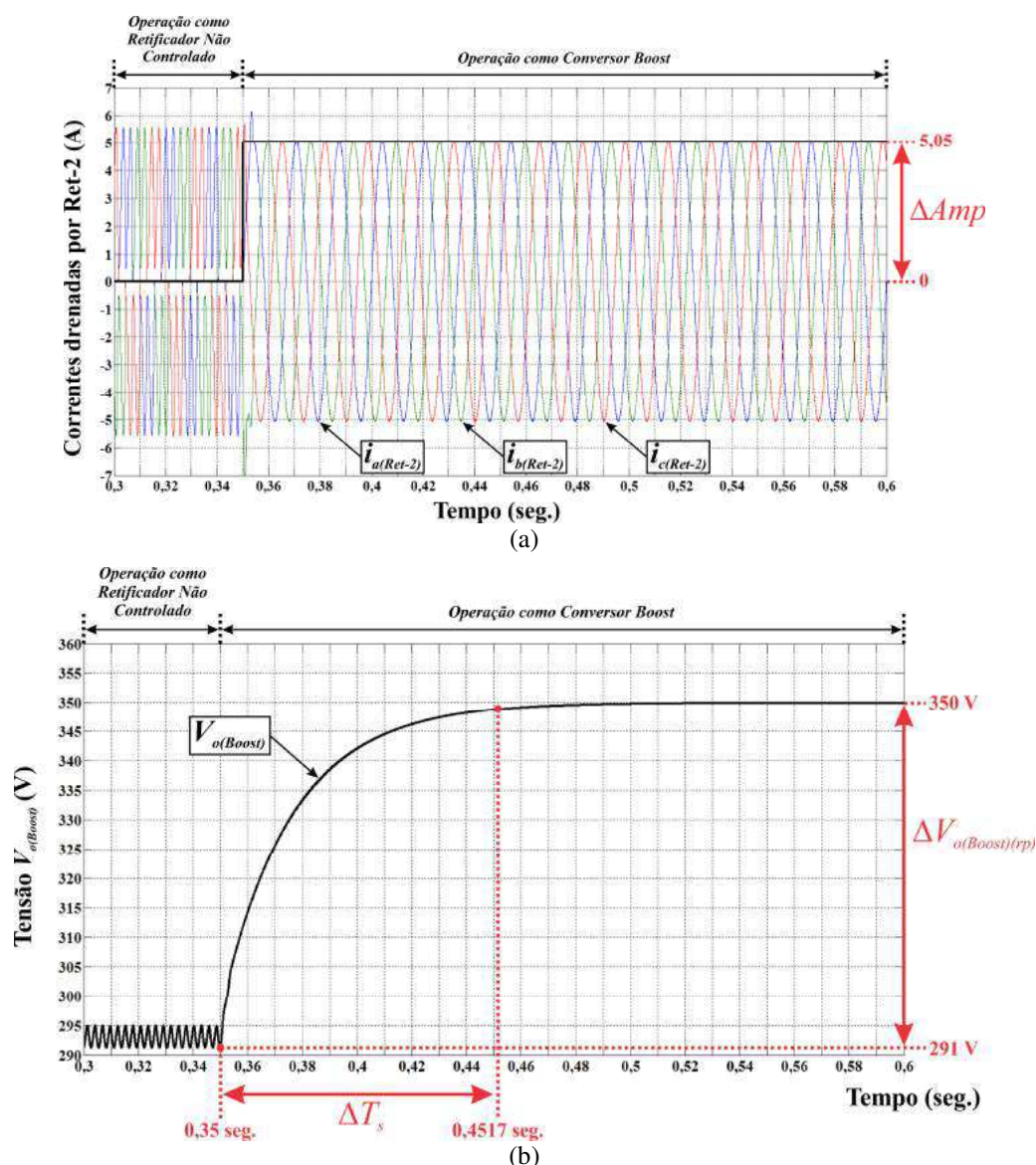


Fig. 4.10 – Formas de onda (a) das respostas das correntes drenadas por Ret-2 e (b) da resposta de  $V_{o(Boost)}$  ao degrau de amplitude das referências de corrente.

Através das informações obtidas pelas Fig. 4.10 e dos conceitos sobre sistemas de controle de 1ª ordem abordados em [52]-[54], considera-se a obtenção da função de

transferência do sistema equivalente do conversor Boost operando em malha aberta a partir de (4.51).

$$G_{vi(eq)}(s) = K \cdot \frac{a}{s + a} \quad (4.51)$$

Sendo:

$$a = \frac{4}{\Delta T_s} \quad (4.52)$$

$$K = \frac{\Delta V_{o(Boost)(mp)}}{\Delta Amp} \quad (4.53)$$

Onde  $a$  é a frequência do polo do sistema de primeira ordem.

Com base em (4.51), a função de transferência do sistema em malha aberta do conversor Boost para a condição normal de suprimento da rede CA trifásica de alimentação é definida por (4.54).

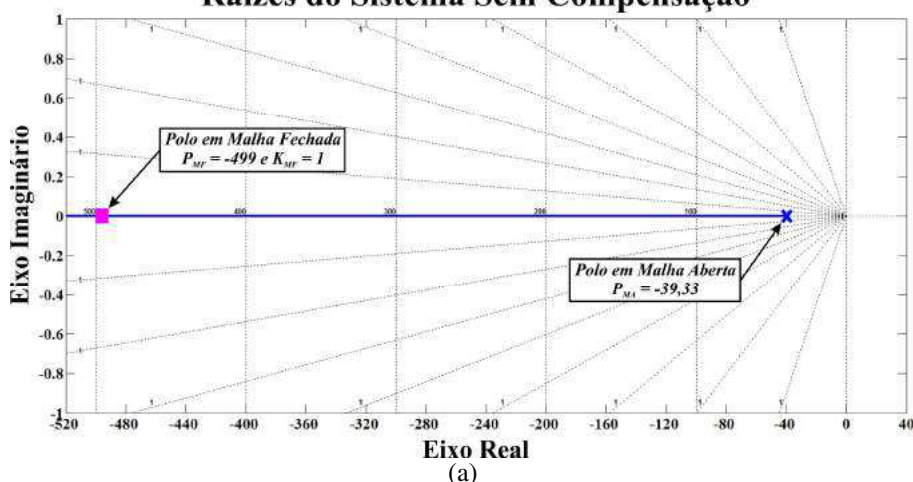
$$G_{vi(eq)}(s) = 11,683 \cdot \frac{39,33}{s + 39,33} \quad (4.54)$$

Para o projeto do controlador de tensão do conversor Boost utilizou-se a *toolbox* *SISOTOOL* do *Matlab*® (SISO – *Single Input Single Output*), que permite a visualização do lugar geométrico das raízes, dos diagramas de Bode e da resposta ao degrau para o sistema em malha fechada, sendo possível ainda promover a inserção de polos e zeros adicionais do controlador para fazer com que o sistema atenda às especificações de projeto para a resposta ao degrau. A Fig. 4.11 ilustra o lugar geométrico das raízes, os diagramas de Bode e a resposta a um degrau de amplitude 350 (amplitude da tensão de referência estabelecida em 350V) para o sistema do conversor Boost operando em malha fechada sem compensação.

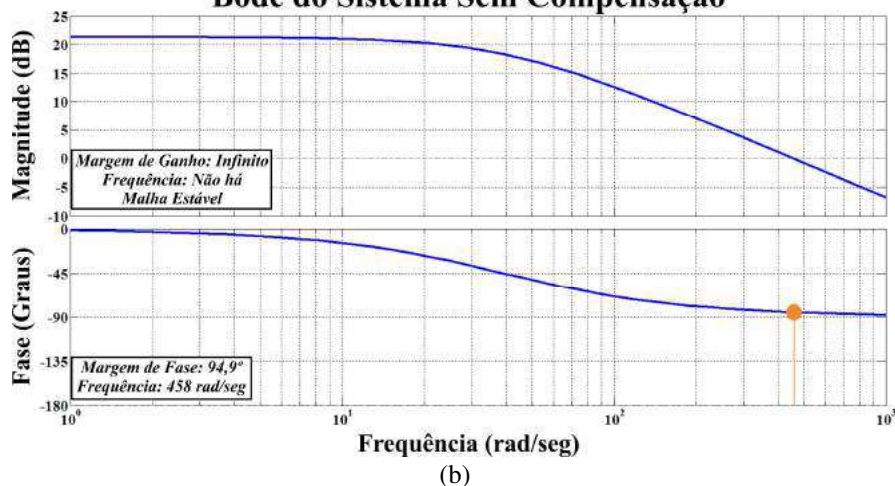
É possível observar através da Fig. 4.11 que o sistema em malha fechada sem compensação é sempre estável para qualquer valor de ganho positivo em malha fechada conforme determina a margem de ganho infinita da resposta de magnitude em frequência. O sistema em malha fechada sem compensação opera também com alta margem de fase e uma frequência de passagem por 0 dB relativamente baixa, o que determina uma resposta ao degrau bastante amortecida e estabelece que o sistema opere como um filtro para altas frequências. A Fig. 4.11 permite perceber também que o sistema em malha fechada sem compensação apresenta um tempo de acomodação consideravelmente rápido apesar de um erro em regime permanente significativo.



### Conversor Boost: Lugar Geométrico das Raízes do Sistema Sem Compensação



### Conversor Boost: Diagramas de Bode do Sistema Sem Compensação



### Conversor Boost: Resposta ao Degrau do Sistema em Malha Fechada Sem Compensação

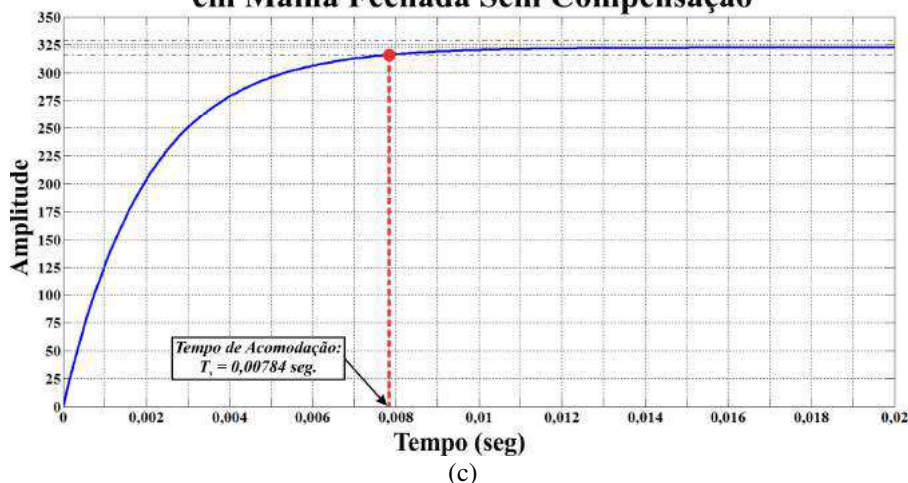


Fig. 4.11 – Sistema do conversor Boost em malha fechada sem compensação: (a) lugar geométrico das raízes, (b) diagramas de Bode e (c) resposta ao degrau.

Visto às informações fornecidas pela Fig. 4.11, torna-se necessário projetar um controlador de tensão que permita que o sistema em malha fechada do conversor Boost opere com:

- Erro em regime permanente nulo, que por sua vez é obtido através da inserção do polo do controlador na origem;
- Margem de fase superior a  $60^\circ$  para que o sistema opere com resposta amortecida e estável;
- Tempo de acomodação reduzido o suficiente para que em condições de afundamentos temporários de tensão, a tensão de saída do conversor Boost não reduza a um valor inferior a 10% do valor determinado pela referência de tensão estabelecida em 350 V.
- Frequência de passagem por 0 dB inferior a no mínimo um décimo da frequência de chaveamento do conversor. Apesar da técnica de controle adotada ser a histerese, que por sua vez determina uma frequência de chaveamento variável, conforme será demonstrado no Capítulo 6, foi estabelecido uma frequência de 50 kHz para a amostragem dos sinais sensorizados e enviados para o processador digital de sinais utilizado na implementação da estratégia de controle digital, o que limita a frequência de chaveamento do conversor Boost em 25 kHz.

Para a definição do tempo de acomodação necessário para a resposta do sistema em malha fechada após a compensação, primeiramente é necessário verificar o tempo que a tensão na saída do conversor Boost leva para sofrer uma queda de 10% do seu valor nominal durante uma condição de afundamento temporário de tensão. Como condição de afundamento temporário de tensão, definiu-se o pior caso analisado neste projeto onde as tensões trifásicas de alimentação sofrem uma redução de 50% em seus valores nominais.

A Fig. 4.12 demonstra o comportamento da tensão  $V_{o(Boost)}$  determinada pela solução do modelo matemático quando é estabelecido uma redução de 50% nas amplitudes das tensões trifásicas de alimentação. Para o intervalo de tempo inferior a 0,35 segundo, a tensão  $V_{o(Boost)}$  é controlada em 350 V através das amplitudes das referências de corrente definidas com valor igual a 5,05 e, a partir do instante 0,35 segundo, foi definida a condição de afundamento de tensão.

Nota-se que a tensão  $V_{o(Boost)}$  leva cerca de 12,8 milissegundos para decair até o valor de 315 V, o que corresponde a uma redução de 10% no valor nominal de operação

determinado em 350 V (35 V de queda), e demora cerca de 170,4 milissegundos para decair até seu valor em regime permanente que corresponde em aproximadamente 246,1 V (103,9 V de queda). Desta forma, para evitar que a tensão caia para um valor inferior a 315 V durante um afundamento de 50% nas amplitudes das tensões trifásicas de alimentação, é necessário projetar um controlador de tensão que garanta que o sistema do conversor Boost em malha fechada apresente uma resposta ao degrau de amplitude 350 que leve menos que 12,8 milissegundos para atingir o valor de 35 V e menos que 170,4 milissegundos para atingir o valor em regime permanente de 350 V.

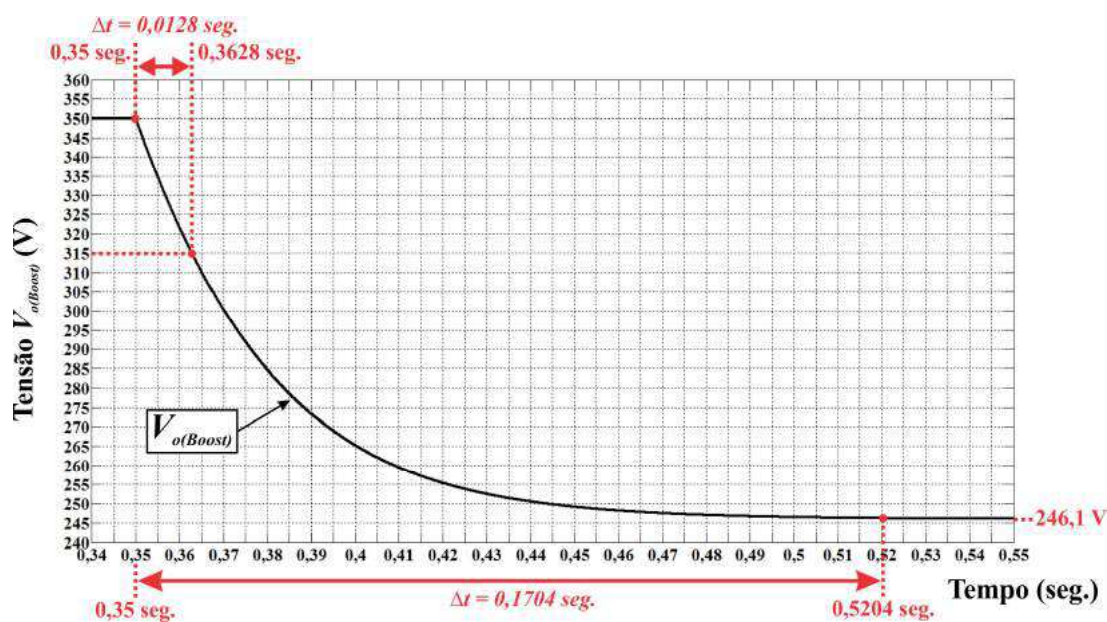


Fig. 4.12 – Tempo de queda da tensão  $V_{o(Boost)}$  durante a ocorrência de um afundamento de 50% nas amplitudes das tensões trifásicas de alimentação.

Para atender às especificações de projeto requeridas para o sistema após a compensação:

- Alocou-se um polo posicionado na origem ( $P_{C1}$ ) para a anulação do erro em regime permanente;
- Posicionou-se um zero real ( $Z_c$ ) com frequência igual 39,33 rad/seg. para anular o efeito do polo de primeira ordem do sistema em malha aberta;
- Ajustou-se um polo real ( $P_{C2}$ ) na frequência de 250 rad/seg. e o ganho em malha fechada ( $K_{MF}$ ) para o valor 50, de forma a fazer com que o sistema compensado opere como um sistema de segunda ordem com ultrapassagem percentual inferior a 2%, margem de fase superior a 60°, baixa frequência de passagem por 0 dB para atenuar os ruídos em alta frequência provocados pelo chaveamento dos interruptores do circuito e resposta ao degrau com tempo de acomodação suficientemente rápido

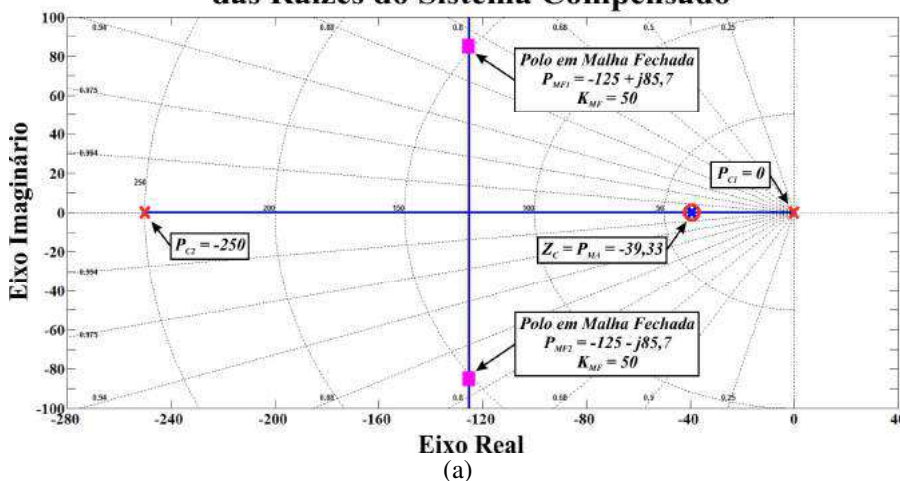
para atender os critérios estabelecidos pela queda da tensão  $V_{o(Boost)}$  em condição de um afundamento de tensão com redução de 50% nas amplitudes das tensões trifásicas de alimentação.

A função de transferência do controlador de tensão do conversor Boost é definido por (4.55) e o lugar geométrico das raízes, resposta em frequência e resposta ao degrau para o sistema em malha fechada compensado são apresentados pela Fig. 4.13.

$$C_{v(B)}(s) = \frac{u_{v(B)}(s)}{e_{v(B)}(s)} = K_{MF} \cdot \frac{(s + Z_C)}{(s + P_{C1}) \cdot (s + P_{C2})} = 50 \cdot \frac{(s + 39,33)}{s \cdot (s + 250)} \quad (4.55)$$

Percebe-se que o controlador de tensão projetado atendeu aos requisitos para o projeto do sistema em malha fechada compensado, uma vez que o erro em regime permanente da resposta ao degrau foi reduzido a zero; a margem de fase do sistema manteve-se com valor superior a  $60^\circ$  ( $70,9^\circ$ ); a resposta ao degrau apresentou um tempo para atingir 10% do seu valor final inferior a 12,8 milissegundos (3,4 milissegundos) e um tempo de acomodação inferior a 170,4 milissegundos (26,1 milissegundos); e a frequência de passagem por 0 dB permaneceu com valor relativamente baixo (86,8 rad/seg.), definindo um sistema capaz de atenuar os ruídos de alta frequência provenientes do chaveamento dos interruptores.

### Conversor Boost: Lugar Geométrico das Raízes do Sistema Compensado





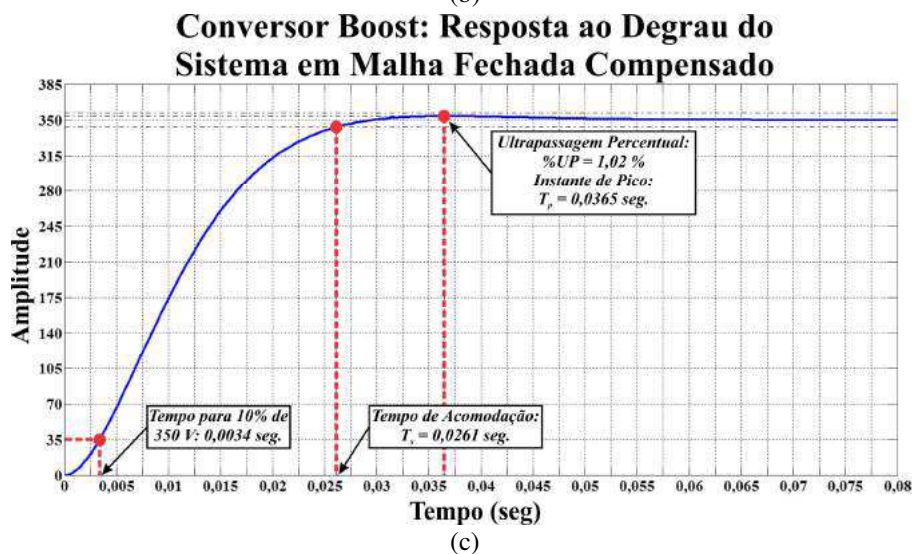
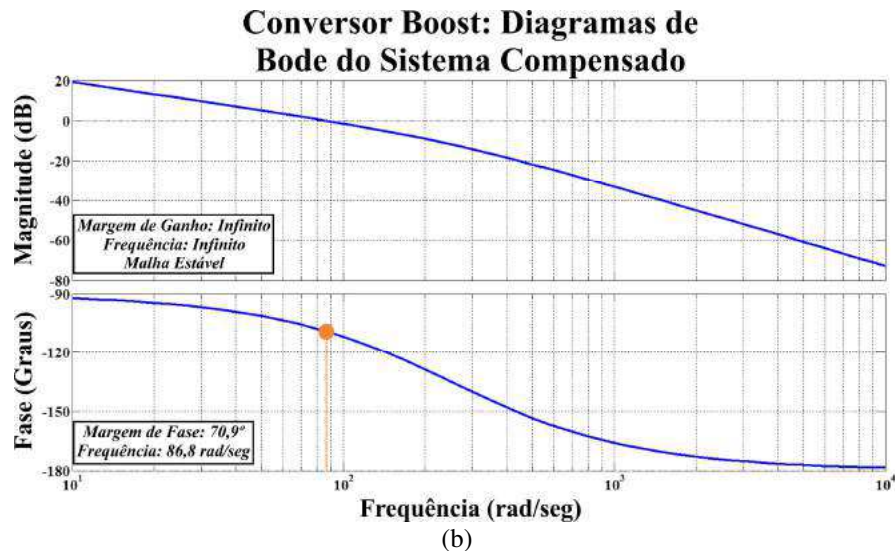


Fig. 4.13 – Sistema do conversor Boost em malha fechada compensado: (a) lugar geométrico das raízes, (b) diagramas de Bode e (c) resposta ao degrau.

#### 4.3.1.1. Projeto do Controlador PI da Estrutura PLL

Conforme citado na seção 4.2.2.1, o controlador proporcional-integral da estrutura PLL é responsável por definir a proporcionalidade entre o sinal  $V_{CC}$  adicionado a  $V_{DS}$ , adiantando ou atrasando a referência senoidal para atraca-la em fase com a tensão de fase. A velocidade de atracamento da referência senoidal com a tensão de fase depende de dois parâmetros presentes na função de transferência do controlador PI: o ganho  $K$  e a constante de tempo  $\tau$ , conforme pode ser verificado por (4.56).

$$G_{pi}(s) = \frac{v_{CC}(s)}{v_{Mult(med)}(s)} = K \cdot \frac{1 + \tau \cdot s}{\tau \cdot s} \quad (4.56)$$

Para um valor fixo de ganho  $K$ , quanto menor for a constante de tempo  $\tau$ , mais rápida será a velocidade de atracamento da referência senoidal com a tensão de fase.

Partindo dessa premissa, semelhante ao que foi realizado em [44], fixou-se o valor do ganho  $K$  em 1 e verificou-se o comportamento transitório da estrutura PLL e a velocidade de atracamento para uma faixa de valores de  $\tau$  de modo a determinar o valor da constante de tempo que garante a melhor operação da estrutura PLL.

Para isso simulou-se a estrutura apresentada na Fig. 4.14 utilizando a plataforma *PSim*® onde variou-se o valor da constante de tempo entre 0.004 e 0.013 seg. e verificou-se o resultado da multiplicação da referência gerada  $i(t)^*$  com o sinal senoidal da tensão de entrada de teste  $v(t)$  fixada com valor de pico unitário, frequência de 60 Hz e ângulo de fase de  $90^\circ$ . Como em regime permanente a referência senoidal estará atracada com o sinal de entrada da estrutura PLL, a multiplicação de  $v(t)$  e  $i(t)^*$  gerará em regime permanente um sinal cuja frequência é o dobro da frequência do sinal de entrada e cujo valor de pico será igual a 1. Posto que a velocidade com qual o valor de pico do resultado da multiplicação de  $v(t)$  e  $i(t)^*$  atinge o valor unitário é igual à velocidade de atracamento entre  $i(t)^*$  e  $v(t)$ , o objetivo do projeto é inicialmente verificar a resposta transitória e o tempo que a multiplicação de  $v(t)$  e  $i(t)^*$  leva para atingir o valor unitário para cada valor de  $\tau$ , e assim estabelecer um valor ótimo para o ajuste da constante de tempo do controlador PI para que a estrutura PLL apresente a resposta mais rápida e menos oscilatória.

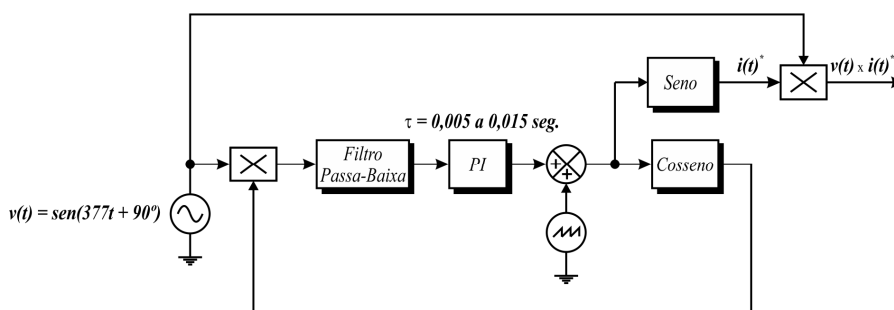


Fig. 4.14 – Diagrama esquemático para teste da velocidade de resposta da estrutura PLL.

Antes de realizar a análise para o projeto do compensador PI, primeiramente foi necessário definir o tipo de filtro Passa-Baixa utilizado na estrutura PLL. Para este filtro, optou-se pela utilização de um filtro de 2ª ordem com ganho unitário, fator de amortecimento  $\zeta$  de 0,8 e frequência de corte  $f_c$  de 12 Hz (frequência angular de corte  $\omega_c$  de 75,4 rad/seg.), frequência esta que deve ser inferior a 60 Hz pois o objetivo deste filtro é deixar passar somente o nível CC do sinal de sua entrada. Sua função de transferência é definida por (4.57).

$$G_{filtro}(s) = \frac{v_{Mult(med)}(s)}{v_{Mult}(s)} = K \cdot \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_c \cdot s + \omega_c^2} = \frac{5685,16}{s^2 + 120,64 \cdot s + 5685,16} \quad (4.57)$$

A Fig. 4.15 ilustra o resultado da multiplicação da referência senoidal  $i(t)^*$  pela tensão de teste  $v(t)$  através da variação da constante de tempo do controlador PI, onde é possível realmente perceber que quanto menor o valor de  $\tau$ , mais rápida é a resposta da estrutura PLL. Entretanto para valores de  $\tau$  inferiores a 0,008 seg., mantendo o ganho  $K$  constante em 1, a resposta do PLL tende a oscilar, apresentando oscilações a ponto de demorar mais de 18 ciclos na frequência de 120 Hz para se estabilizar quando da utilização de uma constante de tempo igual a 0,004 seg..

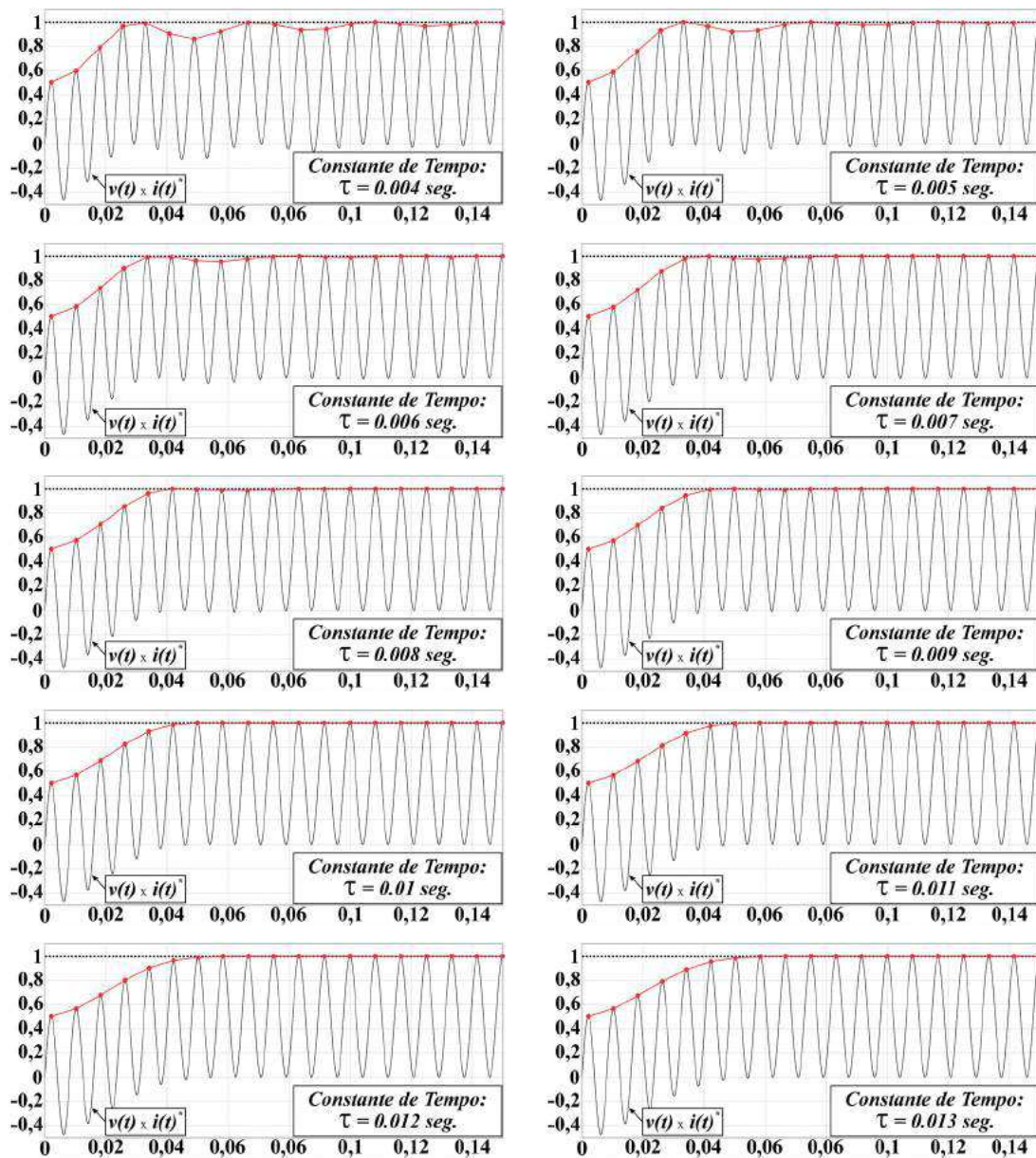


Fig. 4.15 – Resposta da estrutura PLL diante da variação da constante de tempo do controlador PI.

Para valores de  $\tau$  superiores a 0,008 seg., por sua vez, a resposta transitória de saída do PLL passa a apresentar uma característica bastante amortecida apesar de se tornar mais lenta à medida que a constante de tempo aumenta. Deste modo, considerou-se o valor de  $\tau$  igual a 0,01 seg. como valor ótimo de operação, pois é o valor de constante de tempo do controlador PI que garante a resposta do PLL mais rápida e amortecida quando da utilização de um ganho  $K$  unitário.

Por fim, substituindo os valores de  $K$  igual a 1 e de  $\tau$  igual a 0,01 seg. em (4.56), chega-se na função de transferência do controlador PI da estrutura PLL através de (4.58).

$$G_{pi}(s) = \frac{v_{CC}(s)}{v_{Mult(med)}(s)} = 1 \cdot \frac{1 + 0,01 \cdot s}{0,01 \cdot s} = \frac{s + 100}{s} \quad (4.58)$$

#### 4.3.2. Projeto do Controlador de Tensão do Conversor Full-Bridge

Para a solução do modelo matemático e o consequente projeto do controlador de tensão do conversor Full-Bridge considerou-se o circuito equivalente apresentado na Fig. 3.4 (a) como sistema de análise. Mais uma vez, implementou-se um algoritmo na plataforma do *software Matlab*<sup>®</sup> responsável por realizar o método de integração trapezoidal definido por (4.5) e desenvolver a solução do modelo matemático do circuito apresentado na Fig. 3.4 (a) operando em malha aberta, conforme apresentado no Apêndice B.

Para o estabelecimento da solução do modelo matemático para o circuito equivalente da Fig. 3.4 (a), é necessário primeiramente definir quais são as variáveis manipulada e controlada do sistema. Segundo o que foi definido para estratégia de controle e conforme pode ser observado no diagrama de blocos do sistema equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge em malha fechada apresentado na Fig. 4.16 (a), o controlador de tensão é responsável por interpretar o sinal de erro entre a referência de tensão  $V_o^*$  e a tensão no barramento CC, o que permite a atuar no sistema através da variação da razão cíclica de operação dos interruptores do circuito de potência do conversor Full-Bridge. Desta forma, o objetivo do controle do conversor Full-Bridge é manipular a razão cíclica de operação dos interruptores para controlar a tensão  $V_o$ , que por sua vez é definida pela soma das tensões  $V_{Cfb}$  e  $V_{Cnc}$ .

Assim, pode-se definir que o sistema em malha aberta do circuito equivalente da Fig. 3.4 (a), levando em consideração a amplitude unitária da onda dente-de-serra utilizada no controle PWM e o ganho unitário do sensor de tensão, é representado através de uma função de transferência  $G_{RNC\_FB(eq)}(S)$  que relaciona a tensão regulada no



barramento CC ( $V_o(s)$  – variável controlada) com a variação da razão cíclica de operação dos interruptores do circuito do conversor Full-Bridge ( $D(s)$  – variável manipulada), conforme pode ser visualizado na Fig. 4.16 (b).

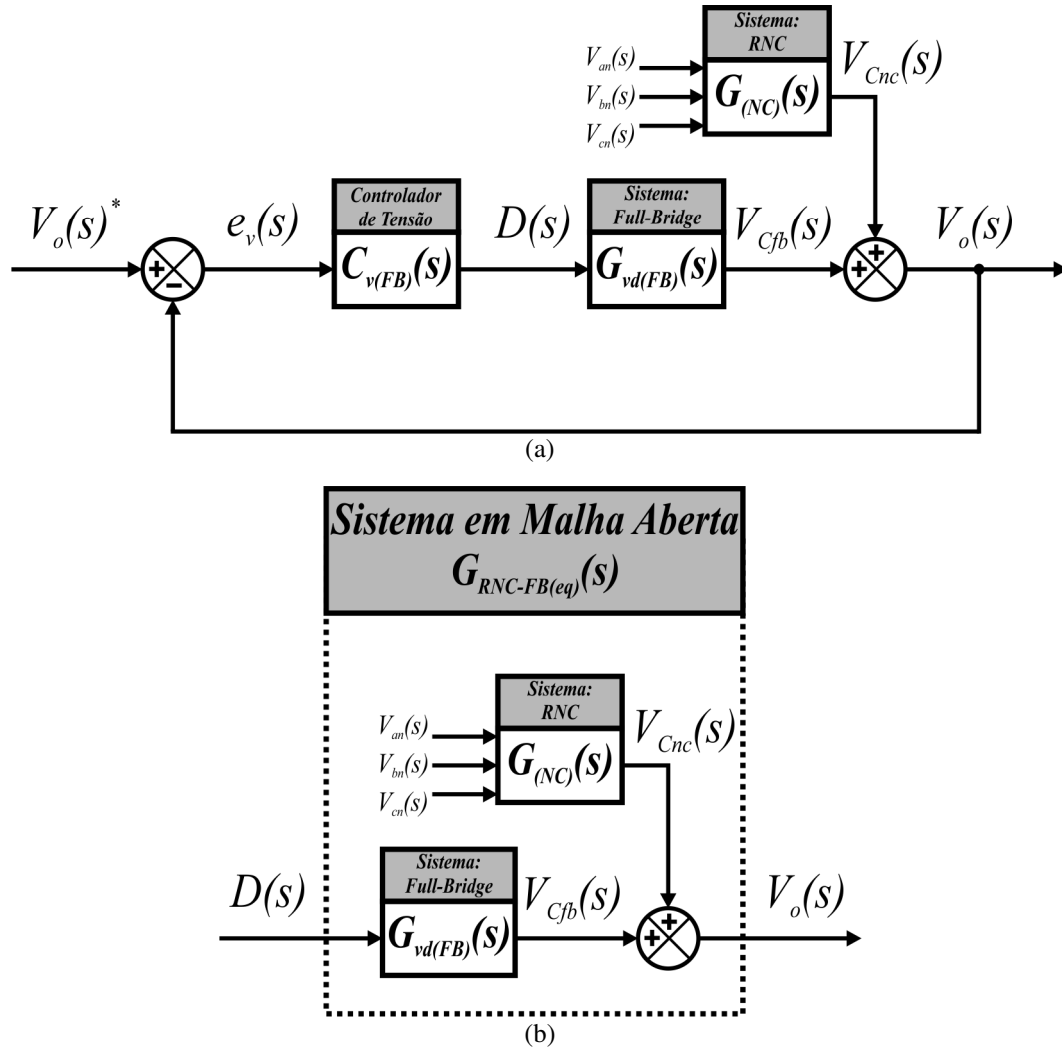


Fig. 4.16 – Diagrama de blocos do sistema do circuito equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge: (a) em malha fechada e (b) em malha aberta.

Desta forma, o propósito da análise do sistema equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge conectados em série através de seus capacitores de saída é promover a solução do modelo matemático de tal maneira que seja possível estabelecer um degrau na razão cíclica de operação dos interruptores do conversor Full-Bridge e verificar o comportamento da tensão no barramento CC. A resposta da tensão  $V_o$  a esse degrau de razão cíclica permite, portanto, estimar a função de transferência do sistema em malha aberta de maneira a fornecer informações necessárias para o projeto do controlador de tensão através do fechamento da malha.

Para facilitar a modelagem e a implementação do algoritmo de solução do modelo matemático, optou-se por dividir o circuito equivalente da Fig. 3.4 (a) em dois circuitos

distintos, porem dependentes um do outro devido à associação série de seus capacitores de saída, conforme ilustrado na Fig. 4.17.

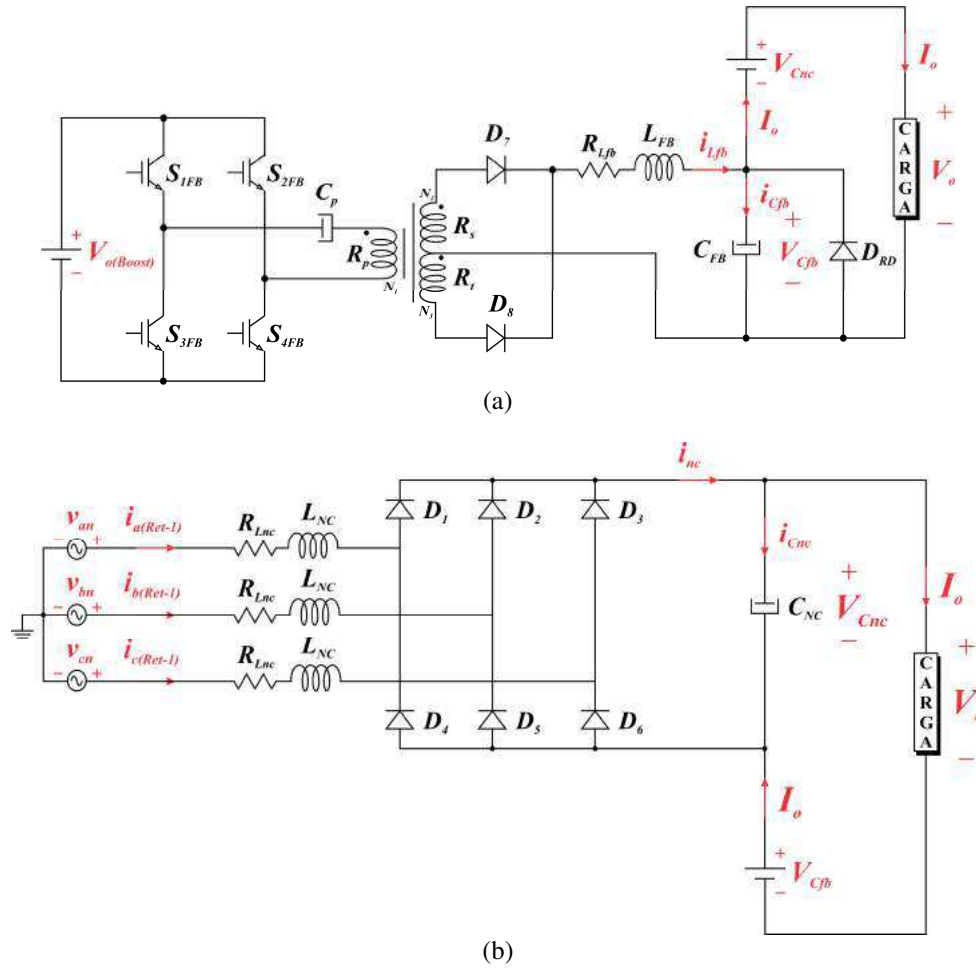


Fig. 4.17 – Circuito equivalente para a composição entre o retificador não controlado e o conversor Full-Bridge (a) considerando a tensão  $V_{Cnc}$  como entrada do sistema e (b) a tensão  $V_{Cfb}$  como entrada do sistema.

Inicialmente analisou-se o circuito equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge conforme apresentado na Fig. 4.17 (a), onde algumas considerações necessárias para facilitar a modelagem matemática foram adotadas:

- Devido ao alto valor do capacitor  $C_{NC}$ , a tensão  $v_{Cnc}$  foi considerada no modelo matemático como uma fonte de tensão constante, sendo caracterizada, portanto, como uma entrada do sistema.
- Como as relações de transformação entre primário e secundário e entre primário e terciário do transformador são unitárias, as relações de espiras foram omitidas do equacionamento matemático;
- As resistências dos enrolamentos do primário, secundário e terciário do transformador ( $R_p, R_s$  e  $R_t$ ) e a resistência do enrolamento do indutor  $L_{FB}$

( $R_{Lfb}$ ), cujos valores foram obtidos na prática, foram consideradas no modelo matemático;

- Com relação ao transformador, considerou-se que todo o fluxo magnético enlaçado pelos enrolamentos fica confinado no núcleo, não havendo, portanto, dispersão de fluxo magnético (circuito equivalente do transformador com indutância de dispersão nula); e que a impedância de magnetização do circuito equivalente do transformador é muito maior que as resistências dos enrolamentos, fazendo com que o ramo de magnetização seja visto pelo sistema sob carga como um circuito em aberto.

Considerando cada uma das condições dos interruptores do circuito do conversor Full-Bridge apresentadas na Tab. 3.4, as equações diferenciais que definem o comportamento do circuito equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge ilustrado na Fig. 4.17 (a) são dadas por:

- Condição 1 - interruptores  $S_{1FB}$  e  $S_{4FB}$  em condução e  $S_{2FB}$  e  $S_{3FB}$  bloqueados:

$$\frac{di_{Lfb}(t)}{dt} = -\frac{R_p + R_s + R_{Lfb}}{L_{FB}} \cdot i_{Lfb}(t) - \frac{1}{L_{FB}} \cdot v_{Cp}(t) - \frac{1}{L_{FB}} \cdot v_{Cfb}(t) + \frac{1}{L_{FB}} \cdot V_{o(Boost)}(t) \quad (4.59)$$

$$\frac{dv_{Cp}(t)}{dt} = \frac{1}{C_p} \cdot i_{Lfb}(t) \quad (4.60)$$

$$\frac{dv_{Cfb}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{FB}} \cdot i_{Lfb}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot v_{Cfb}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot V_{Cnc}(t) \quad (4.61)$$

- Condições 2 e 4 – interruptores  $S_{1FB}$ ,  $S_{2FB}$ ,  $S_{3FB}$  e  $S_{4FB}$  bloqueados:

$$\frac{di_{Lfb}(t)}{dt} = -\frac{R_s + R_t + 4 \cdot R_{Lfb}}{4 \cdot L_{FB}} \cdot i_{Lfb}(t) - \frac{1}{L_{FB}} \cdot v_{Cfb}(t) \quad (4.62)$$

$$\frac{dv_{Cp}(t)}{dt} = 0 \quad (4.63)$$

$$\frac{dv_{Cfb}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{FB}} \cdot i_{Lfb}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot v_{Cfb}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot V_{Cnc}(t) \quad (4.64)$$

- Condição 3 - interruptores  $S_{2FB}$  e  $S_{3FB}$  em condução e  $S_{1FB}$  e  $S_{4FB}$  bloqueados:

$$\frac{di_{L_{fb}}(t)}{dt} = -\frac{R_p + R_t + R_{L_{fb}}}{L_{FB}} \cdot i_{L_{fb}}(t) + \frac{1}{L_{FB}} \cdot v_{C_p}(t) - \frac{1}{L_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) + \frac{1}{L_{FB}} \cdot V_{o(Boost)}(t) \quad (4.65)$$

$$\frac{dv_{C_p}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_p} \cdot i_{L_{fb}}(t) \quad (4.66)$$

$$\frac{dv_{C_{fb}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{FB}} \cdot i_{L_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot v_{C_{fb}}(t) - \frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \cdot V_{C_{nc}}(t) \quad (4.67)$$

Com base em (4.59) a (4.67) define-se o vetor de estados composto pelas variáveis de estado do circuito equivalente da Fig. 4.17 (a) ( $x_{FB}$ ), onde:

$$x_{FB}(t) = \begin{bmatrix} i_{L_{fb}}(t) \\ v_{C_p}(t) \\ v_{C_{fb}}(t) \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

Como a tensão de saída do RNC para o circuito equivalente da Fig. 4.17 (a) não assume o papel de variável de estado, esta é considerada como uma entrada do sistema assim como a tensão de alimentação do conversor Full-Bridge ( $V_{o(Boost)}$ ), de tal modo que o vetor de entrada  $u_{FB}$  é dado por (4.69).

$$u_{FB}(t) = \begin{bmatrix} V_{o(Boost)}(t) \\ v_{C_{nc}}(t) \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

Uma vez definidos  $x_{FB}$  e  $u_{FB}$ , substitui-se (4.59) a (4.69) na equação matricial fornecida por (4.1) para determinar as matrizes de sistema e de entrada para cada uma das condições de operação do conversor Full-Bridge:

$$A_{FB1} = \begin{bmatrix} -\frac{R_p + R_s + R_{L_{fb}}}{L_{FB}} & -\frac{1}{L_{FB}} & -\frac{1}{L_{FB}} \\ \frac{1}{C_p} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{FB}} & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \end{bmatrix} \quad (4.70)$$

$$B_{FB1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{FB}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

$$A_{FB2e4} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_t + 4 \cdot R_{Lfb}}{4 \cdot L_{FB}} & 0 & -\frac{1}{L_{FB}} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{FB}} & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \end{bmatrix} \quad (4.72)$$

$$B_{FB2e4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \end{bmatrix} \quad (4.73)$$

$$A_{FB3} = \begin{bmatrix} -\frac{R_p + R_t + R_{Lfb}}{L_{FB}} & \frac{1}{L_{FB}} & -\frac{1}{L_{FB}} \\ -\frac{1}{C_p} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{FB}} & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \end{bmatrix} \quad (4.74)$$

$$B_{FB3} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{FB}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{FB}} \end{bmatrix} \quad (4.75)$$

Para promover a solução do modelo matemático do circuito equivalente da Fig. 4.17 (a) a fim de verificar o comportamento da tensão no barramento CC a partir de um degrau na razão cíclica de operação dos interruptores do conversor Full-Bridge, é necessário definir as condições que determinam a utilização de cada uma das matrizes de sistema e de entrada apresentadas em (4.70) a (4.75). Para isso, gerou-se através do comando *square* do *Matlab*<sup>®</sup> duas ondas quadradas ( $V_{gS1-4}$  e  $V_{gS2-3}$ ) de amplitude unitária e frequência de 25 kHz, defasadas em metade do período na frequência de 25 kHz ( $T_{ch}$ ), cuja razão cíclica depende da amplitude desejada para a tensão  $V_o$ .

De acordo com a Fig. 4.18, é possível perceber os intervalos nos quais as matrizes de sistema e de entrada para cada uma das quatro condições de operação dos interruptores do conversor Full-Bridge serão utilizadas nos cálculos de  $M$  e  $N$  empregados no

desenvolvimento do método de integração trapezoidal determinado por (4.5), o que estabelece a seguinte lógica para a solução do modelo matemático:

- Se  $V_{gs1-4}$  for maior que zero e  $V_{gs2-3}$  for igual a zero, utilizam-se as matrizes  $A_{FB1}$  e  $B_{FB1}$  para os cálculos de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $V_{gs1-4}$  e  $V_{gs2-3}$  forem iguais a zero, utilizam-se as matrizes  $A_{FB2e4}$  e  $B_{FB2e4}$  para os cálculos de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $V_{gs1-4}$  for igual a zero e  $V_{gs2-3}$  for maior que zero, utilizam-se as matrizes  $A_{FB3}$  e  $B_{FB3}$  para os cálculos de  $M$  e  $N$ .

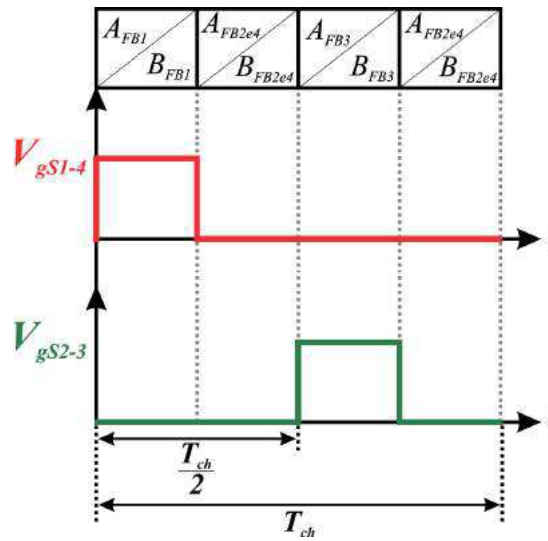


Fig. 4.18 – Lógica para a chamada das matrizes de sistema e de entrada no algoritmo de solução do modelo matemático do conversor Full-Bridge.

Após definir a modelagem do circuito da Fig. 4.17 (a), em segunda instância do processo de modelagem matemática e solução do modelo, considerou-se como sistema de análise o circuito equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge apresentado na Fig. 4.17 (b), onde a tensão  $v_{cfb}$ , por ser controlada, é vista pelo RNC como uma fonte de tensão constante, sendo caracterizada como uma entrada do sistema.

Para a configuração da Fig. 4.17 (b), o vetor de estados composto pelas variáveis de estado ( $x_{NC}$ ) para o modelo matemático do RNC é definido por (4.76).

$$x_{NC}(t) = \begin{bmatrix} i_{a(Ret-I)}(t) \\ i_{b(Ret-I)}(t) \\ i_{c(Ret-I)}(t) \\ v_{Cnc}(t) \end{bmatrix} \quad (4.76)$$

Conforme foi observado pela modelagem matemática do conversor Boost apresentada na subseção 4.3.1, ao se impor uma amplitude zero para as referências de

corrente, as condições para as chamadas das matrizes de sistema e de entrada pelo algoritmo promovem o comportamento do conversor Boost como um retificador trifásico tradicional de seis pulsos com indutores do lado CA. Seguindo a mesma analogia, considerou-se como matrizes de sistema do RNC as matrizes  $A_{B1}$ ,  $A_{B2}$ ,  $A_{B3}$ ,  $A_{B4}$ ,  $A_{B5}$ ,  $A_{B6}$ ,  $A_{B7}$  e  $A_{B8}$ , onde a indutância  $L_b$  é substituída por  $L_{NC}$ , a resistência dos enrolamentos  $R_{Lb}$  dos indutores são substituídas por  $R_{Lnc}$  e o capacitor  $C_B$  é substituído por  $C_{NC}$ . Assim:

$$A_{NC1} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{NC}} \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

$$A_{NC2} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & 0 & -\frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & -\frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & \frac{2}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{NC}} & -\frac{1}{R_o \cdot C_{NC}} \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

$$A_{NC3} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & 0 & -\frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & \frac{2}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & -\frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & -\frac{1}{C_{NC}} & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{NC}} \end{bmatrix} \quad (4.79)$$

$$A_{NC4} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & 0 & -\frac{2}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & \frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_B} & \frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ \frac{1}{C_{NC}} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{NC}} \end{bmatrix} \quad (4.80)$$

$$A_{NC5} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & 0 & \frac{2}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & -\frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & -\frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ -\frac{1}{C_{NC}} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{NC}} \end{bmatrix} \quad (4.81)$$

$$A_{NC6} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & 0 & \frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & -\frac{2}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & \frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & \frac{1}{C_{NC}} & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{NC}} \end{bmatrix} \quad (4.82)$$

$$A_{NC7} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & 0 & \frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & \frac{1}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & -\frac{2}{3 \cdot L_{NC}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{NC}} & -\frac{1}{R_o \cdot C_{NC}} \end{bmatrix} \quad (4.83)$$

$$A_{NC8} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lnc}}{L_{NC}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{NC}} \end{bmatrix} \quad (4.84)$$

Conforme mencionado, como a tensão de saída do conversor Full-Bridge para o circuito equivalente da Fig. 4.17 (b) não assume o papel de variável de estado, esta é considerada como uma entrada do sistema assim como as tensões trifásicas de alimentação, e desta maneira, o vetor de entrada  $u_{NC}$  é dado por (4.85).



$$u_{NC}(t) = \begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \\ v_{Cfb}(t) \end{bmatrix} \quad (4.85)$$

Com a inserção da tensão  $v_{Cfb}$  em série com a tensão  $v_{Cnc}$ , a matriz de entrada  $B_{NC}$  do sistema é definida por (4.86).

$$B_{NC} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{NC}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{NC}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{NC}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_{NC}} \end{bmatrix} \quad (4.86)$$

Para a chamada das matrizes de sistema e de entrada para os cálculos de  $M$  e  $N$  utilizados pelo código de solução do modelo matemático do circuito equivalente da Fig. 4.17 (b), estabeleceu-se a mesma lógica utilizada para o conversor Boost, entretanto, foi considerado que as referências senoidais apresentam amplitude zero. Sendo assim:

- Se  $i_{a(Ret-1)}$  for maior que zero,  $i_{b(Ret-1)}$  for maior que zero e  $i_{c(Ret-1)}$  for maior que zero, utilizam-se as matrizes  $A_{NC1}$  e  $B_{NC}$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{a(Ret-1)}$  for maior que zero,  $i_{b(Ret-1)}$  for maior que zero e  $i_{c(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero, utilizam-se as matrizes  $A_{NC2}$  e  $B_{NC}$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{a(Ret-1)}$  for maior que zero,  $i_{b(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero e  $i_{c(Ret-1)}$  for maior que zero, utilizam-se as matrizes  $A_{NC3}$  e  $B_{NC}$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{a(Ret-1)}$  for maior que zero,  $i_{b(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero e  $i_{c(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero, utilizam-se as matrizes  $A_{NC4}$  e  $B_{NC}$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{a(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero,  $i_{b(Ret-1)}$  for maior que zero e  $i_{c(Ret-1)}$  for maior que zero, utilizam-se as matrizes  $A_{NC5}$  e  $B_{NC}$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{a(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero,  $i_{b(Ret-1)}$  for maior que zero e  $i_{c(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero, utilizam-se as matrizes  $A_{NC6}$  e  $B_{NC}$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;

- Se  $i_{a(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero,  $i_{b(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero, e  $i_{c(Ret-1)}$  for maior que zero, utilizam-se as matrizes  $A_{NC7}$  e  $B_{NC}$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;
- Se  $i_{a(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero,  $i_{b(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero e  $i_{c(Ret-1)}$  for menor ou igual a zero, utilizam-se as matrizes  $A_{NC8}$  e  $B_{NC}$  para o cálculo de  $M$  e  $N$ ;

Para a condição normal de suprimento da rede CA trifásica de alimentação, a tensão no barramento CC é regulada em 400 V e a tensão de saída do RNC apresenta um valor aproximado de 293 V, o que implica em uma tensão de aproximadamente 107 V no capacitor de saída do conversor Full-Bridge. Desta forma, assumindo que a tensão aplicada na entrada do conversor Full-Bridge é constante e igual a 350 V e que as quedas de tensão nas resistências dos enrolamentos do transformador e do indutor  $L_{FB}$  influenciam no valor final da tensão de saída do conversor Full-Bridge, pela solução do modelo matemático é necessária uma razão cíclica de operação dos interruptores igual a 0,1845 para que a tensão  $V_o$  seja regulada em 400 V. Caso as resistências dos enrolamentos não fossem consideradas no equacionamento matemático, a razão cíclica de operação para a solução do modelo poderia ser determinada através de (3.4).

Uma vez definidas as metodologias de chamadas das matrizes de entrada e de sistema para os sistemas equivalentes apresentados na Fig. 4.17, o algoritmo de solução do modelo matemático desenvolvido no *Matlab*® e apresentado no Apêndice B promove que a tensão  $v_{Cfb}$  determinada pela solução do modelo da Fig. 4.17 (a) seja utilizada como parâmetro de entrada na solução do sistema da Fig. 4.17 (b), e de maneira semelhante, a tensão  $v_{Cnc}$  determinada pela solução do modelo da Fig. 4.17 (b) seja utilizada como parâmetro de entrada na solução do sistema da Fig. 4.17 (a), podendo-se assim, definir a solução completa do sistema equivalente da Fig. 3.4 (a).

Desta forma, estabeleceu-se no instante igual a 0,04 segundo de simulação um degrau de razão cíclica de 0 para 0,1845 e verificou-se as respostas das tensões no barramento CC e na saída do conversor Full-Bridge determinadas pela solução do modelo matemático. Durante os instantes de simulação inferiores a 0,04 segundo, a razão cíclica é igual a zero e, portanto, o algoritmo de execução da solução do modelo determina uma tensão nula para  $v_{Cfb}$  de forma a representar a condução do diodo de roda livre  $D_{RD}$ . A partir do instante 0,04 segundo, a solução do modelo determina a operação do sistema segundo as condições de operação dos interruptores do conversor Full-Bridge, sendo a condição do diodo de roda livre desabilitada.

A Fig. 4.19 ilustra os comportamentos das respostas transitórias das tensões no barramento CC e na saída do conversor Full-Bridge no instante da execução do degrau de razão cíclica, o que permite perceber que a resposta do sistema em malha aberta do circuito equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge apresenta uma característica de respostas de sistemas de segunda ordem superamortecidos ou criticamente amortecidos, podendo ser aproximada em uma resposta de sistemas de primeira ordem com pequeno atraso de tempo (tempo morto), conforme pode ser observado pela Fig. 4.20.

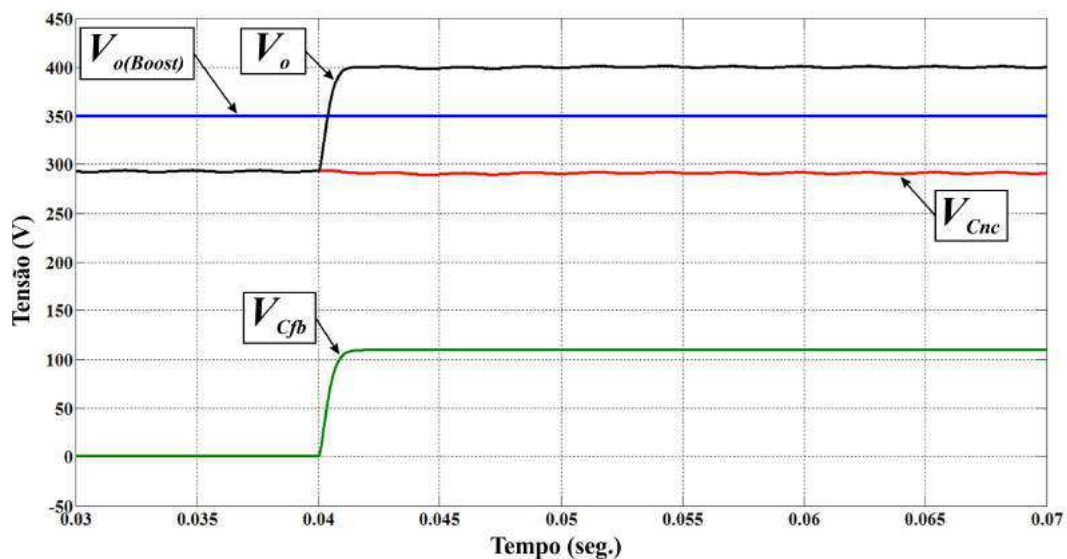


Fig. 4.19 – Respostas transitórias das tensões no barramento CC e na saída do conversor Full-Bridge durante um degrau de razão cíclica.

A Fig. 4.20 fornece as informações necessárias para a estimativa da função de transferência aproximada do sistema em malha aberta do circuito equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge operando em malha aberta  $G_{RNC-FB(eq)}(S)$ , tais como o valor em regime permanente da tensão  $V_o$  após o degrau ( $\Delta V_{o(rp)}$ ); o tempo que a resposta da tensão no barramento leva para começar a responder ao degrau, também chamado de atraso de transporte ( $\Delta\theta$ ); o tempo necessário para a resposta da tensão  $V_o$  atingir 98% do seu valor em regime permanente ( $\Delta T_s$ ) após o atraso de transporte; e o valor final da razão cíclica após o degrau ( $\Delta D$ ).

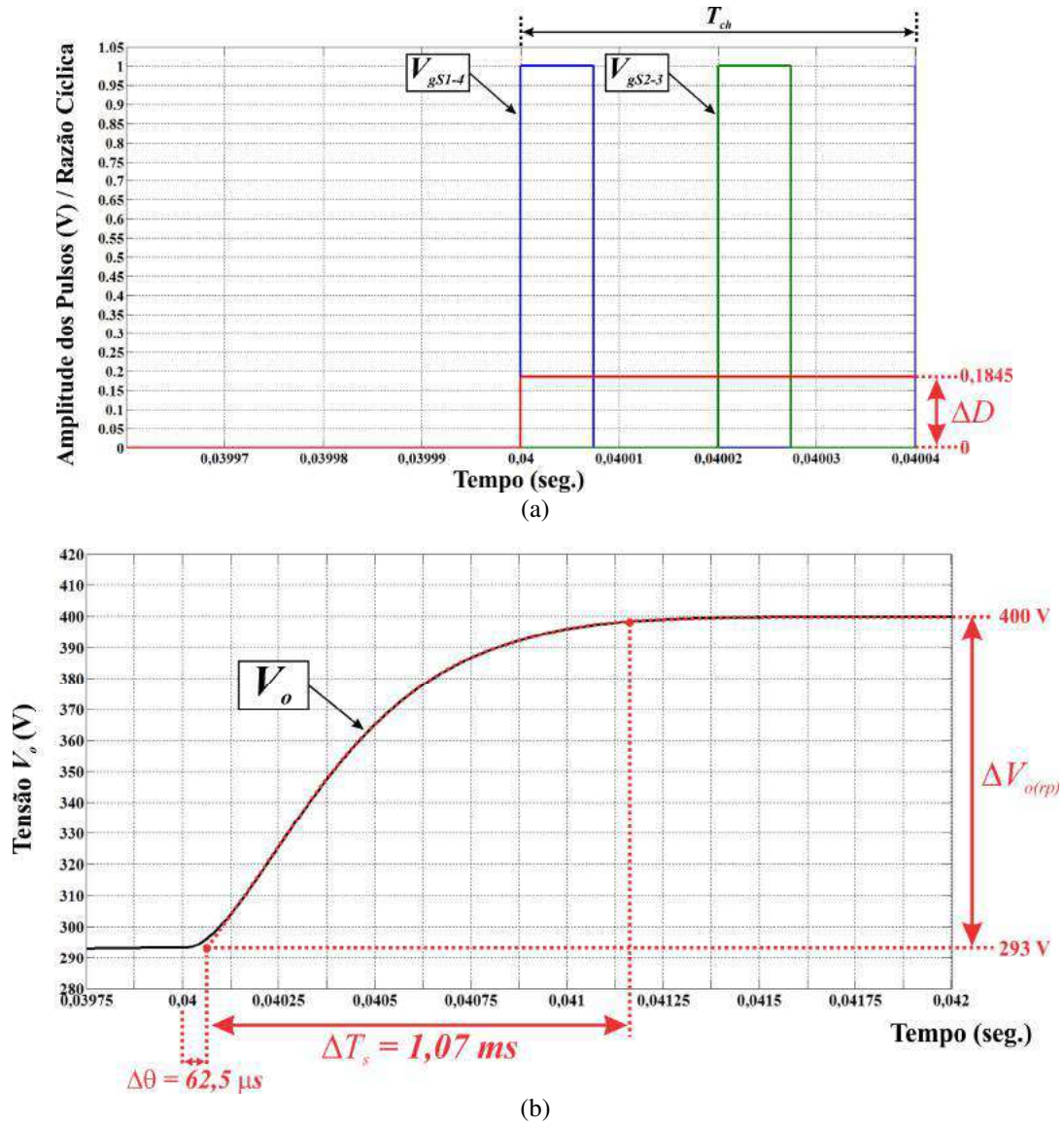


Fig. 4.20 – Formas de onda (a) do degrau de razão cíclica e (b) da resposta da tensão no barramento CC ao degrau de razão cíclica.

Através das informações obtidas pela Fig. 4.20, representa-se o comportamento do sistema do circuito equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge operando em malha aberta através de uma função de transferência de primeira ordem com tempo morto dada por (4.87).

$$G_{RNC-FB(eq)}(s) = K \cdot \frac{a}{s + a} \cdot e^{-\Delta\theta s} \quad (4.87)$$

Sendo:

$$a = \frac{4}{\Delta T_s} \quad (4.88)$$

$$K = \frac{\Delta V_{o(rp)}}{\Delta D} \quad (4.89)$$

Onde  $a$  é a frequência do polo do sistema de primeira ordem e  $e^{-\Delta\theta s}$  representa a transformada de Laplace para o atraso no tempo.

Para valores pequenos de atraso de transporte [53], é possível substituir  $e^{-\Delta\theta s}$  pela aproximação de primeira ordem utilizando a série de Taylor para funções exponenciais:

$$e^{-\Delta\theta s} = \frac{1}{e^{\Delta\theta s}} = \frac{1}{1 + \Delta\theta s + \frac{(\Delta\theta s)^2}{2} + \frac{(\Delta\theta s)^3}{6} + \dots} \approx \frac{1}{1 + \Delta\theta s} \quad (4.90)$$

Substituindo a aproximação representada por (4.90) em (4.87), tem-se que:

$$G_{RNC-FB(eq)}(s) = K \cdot \frac{a}{(s + a) \cdot (1 + \Delta\theta \cdot s)} \quad (4.91)$$

Com base em (4.91), a função de transferência aproximada do sistema em malha aberta do circuito equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge para condições normais de suprimento da rede CA trifásica de alimentação é definida por (4.92).

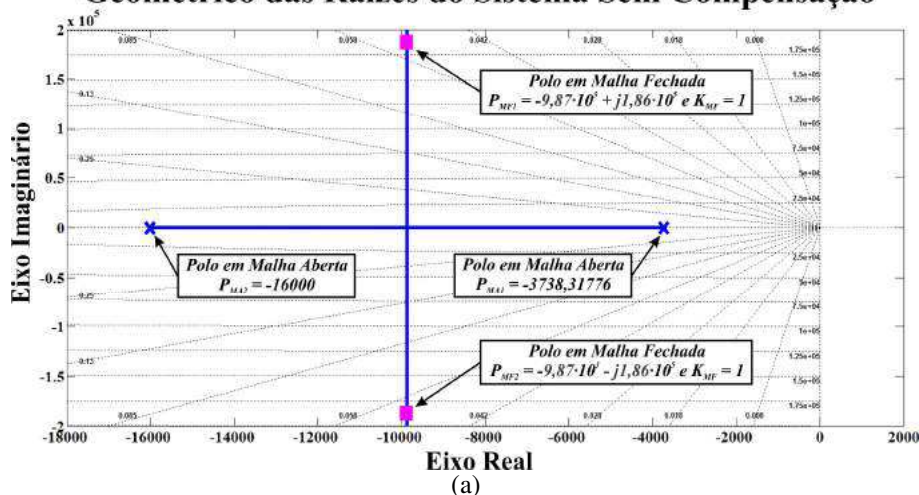
$$G_{RNC-FB(eq)}(s) = \frac{34688346883,5}{s^2 + 19738,317757 \cdot s + 59813084,1122} \quad (4.92)$$

Assim como foi realizado para o conversor Boost, utilizou-se a *toolbox* *SISOTOOL* do *Matlab*® para o projeto do controlador de tensão do conversor Full-Bridge. A Fig. 4.21 demonstra as características do sistema equivalente para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge operando em malha fechada sem compensação em termos de lugar geométrico das raízes, de diagramas de Bode e de resposta a um degrau de amplitude 400, amplitude esta definida pela referência de tensão no barramento CC.

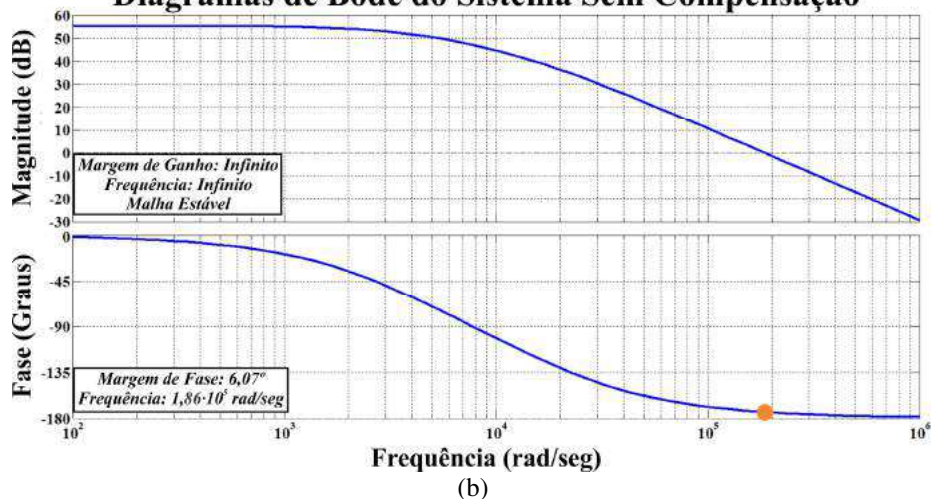
Observa-se através da Fig. 4.21 que apesar do sistema em malha fechada sem compensação ser sempre estável para qualquer valor de ganho positivo em malha fechada conforme determina a margem de ganho infinita da resposta de magnitude em frequência, o mesmo apresenta uma característica de resposta transitória ao degrau muito oscilatória, rápida e com elevada ultrapassagem percentual para o ganho em malha fechada igual a 1 devido à baixa margem de fase e à alta frequência de passagem por 0 dB.



### Composição entre RNC e Conversor Full-Bridge: Lugar Geométrico das Raízes do Sistema Sem Compensação



### Composição entre RNC e Conversor Full-Bridge: Diagramas de Bode do Sistema Sem Compensação



### Composição entre RNC e Conversor Full-Bridge: Resposta ao Degrau do Sistema em Malha Fechada Sem Compensação

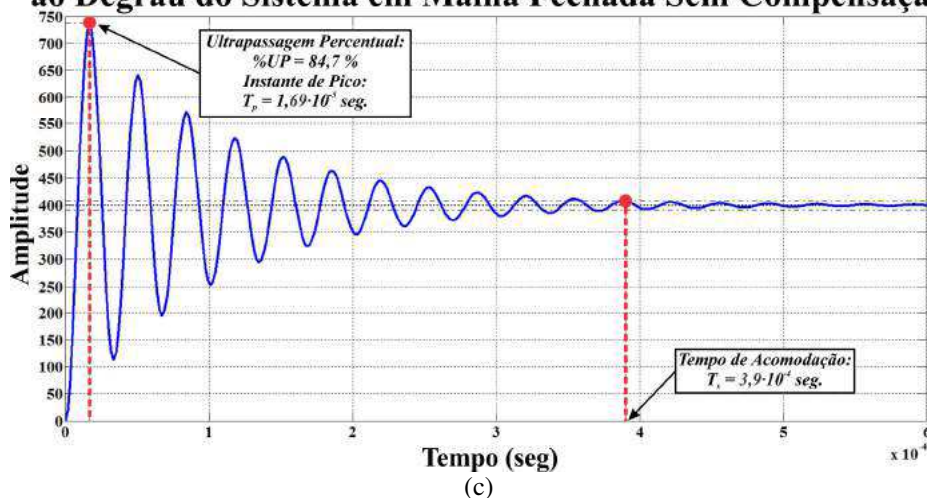


Fig. 4.21 – Sistema para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge em malha fechada sem compensação: (a) lugar geométrico das raízes, (b) diagramas de Bode e (c) resposta ao degrau.

Visto às informações fornecidas pela Fig. 4.21, torna-se necessário projetar um controlador de tensão que permita que o sistema em malha fechada da composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge opere com:

- Garantia de erro em regime permanente nulo;
- Margem de fase superior a  $60^\circ$  para que o sistema opere com resposta amortecida e estável;
- Tempo de acomodação reduzido o suficiente para que em condições de afundamentos temporários de tensão o controle da tensão de saída do conversor Full-Bridge seja rápido o suficiente para acompanhar a queda da tensão de saída do RNC;
- Frequência de passagem por 0 dB inferior a no máximo um décimo da frequência de chaveamento do conversor Full-Bridge de sorte a determinar uma resposta com reduzida ultrapassagem percentual e estabelecer que o sistema funcione como um filtro para ruídos em alta frequência.

Como critério para definir o tempo de acomodação necessário para a resposta da tensão no barramento CC quando da operação do sistema para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge em malha fechada, verificou-se o tempo que a tensão no barramento CC determinada pela solução do modelo matemático leva para cair para um valor igual a 90% do seu valor nominal durante uma condição de afundamento temporário de tensão onde as tensões trifásicas de alimentação sofrem uma redução de 50% em seus valores nominais. É importante destacar que a queda da tensão no barramento CC durante a condição de afundamento de tensão é uma consequência da queda da tensão na saída de Ret-1, que por sua vez está condicionada às características dos elementos passivos do circuito do RNC e das amplitudes das tensões trifásicas de alimentação.

O comportamento da tensão  $V_o$  determinado pela solução do modelo matemático quando é estabelecido uma redução de 50% nas amplitudes das tensões trifásicas de alimentação é ilustrado na Fig. 4.22. Para o intervalo de tempo inferior a 0,08 segundo de solução do modelo, a tensão  $V_o$  é controlada em 400 V através da razão cíclica de operação dos interruptores do conversor Full-Bridge definida em 0,1845 e a partir do instante 0,08 segundo, foi definida a condição de afundamento de tensão.

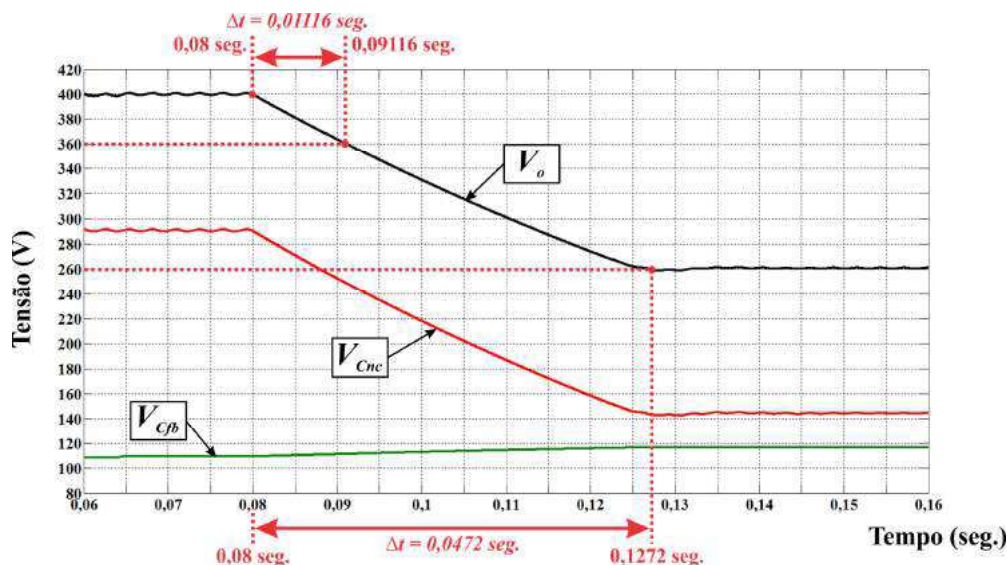


Fig. 4.22 – Tempo de queda da tensão  $V_o$  durante a ocorrência de uma redução de 50% nas amplitudes das tensões trifásicas de alimentação.

Percebe-se que a tensão no barramento CC leva cerca de 11,16 milissegundos para atingir 90% do seu valor nominal correspondido por 360 V, e demora aproximadamente 47,2 milissegundos para decair até seu valor em regime permanente que corresponde em aproximadamente 260 V. Desta forma, análoga à análise realizada para o projeto do controlador de tensão do conversor Boost, para evitar que a tensão no barramento CC caia para um valor inferior a 360 V durante um afundamento de 50% nas amplitudes das tensões trifásicas de alimentação, é necessário projetar um controlador de tensão que garanta que o sistema para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge operando em malha fechada apresente uma resposta ao degrau de amplitude 400 que leve menos de 11,16 milissegundos para atingir o valor de 40 V e menos de 47,2 milissegundos para atingir o valor em regime permanente de 400 V.

A utilização de um simples compensador Proporcional-Integral (PI) como controlador de tensão foi suficiente para atender às especificações de projeto requeridas para o sistema após a compensação. Sua especificação consistiu em:

- Alocar um polo ( $P_C$ ) posicionado na origem para a anulação do erro em regime permanente;
- Inserir um zero real ( $Z_C$ ) na frequência de 1000 rad/seg. e ajustar o ganho em malha fechada ( $K_{MF}$ ) em um valor igual a 0,008 de forma a fazer com que o sistema compensado opere com resposta ao degrau com ultrapassagem percentual inferior a 2% e com tempo de acomodação suficientemente rápido para atender os critérios estabelecidos pela queda da tensão  $V_o$  em condição de um afundamento de tensão com redução de

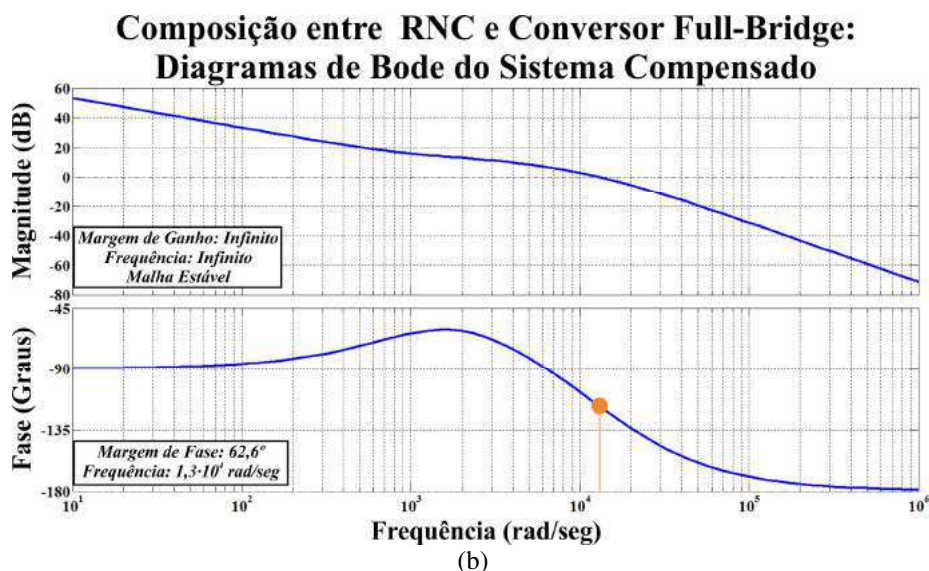
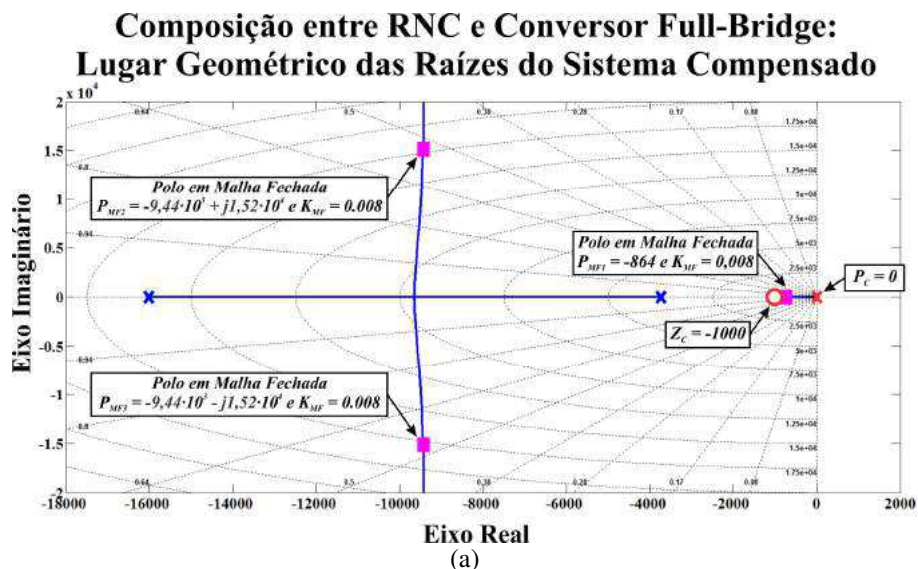


50% nas amplitudes das tensões trifásicas de alimentação. Além disso, os ajustes do zero  $Z_C$  e do ganho  $K_{MF}$  garantem que o sistema em malha fechada opere com margem de fase superior a  $60^\circ$  e frequência de passagem por 0 dB inferior a um décimo da frequência de chaveamento, permitindo que o próprio sistema atenuar os ruídos em alta frequência provocados pelo chaveamento dos interruptores do circuito.

Visto às especificações de projeto adotadas, a função de transferência do controlador de tensão do conversor Full-Bridge é definida por (4.93).

$$C_{v(FB)}(s) = \frac{u_{v(FB)}(s)}{e_{v(FB)}(s)} = K_{MF} \cdot \frac{(s + Z_C)}{(s + P_C)} = 0,008 \cdot \frac{(s + 1000)}{s} \quad (4.93)$$

O lugar geométrico das raízes, a resposta em frequência e a resposta ao degrau para o sistema em malha fechada compensado são apresentados na Fig. 4.23.



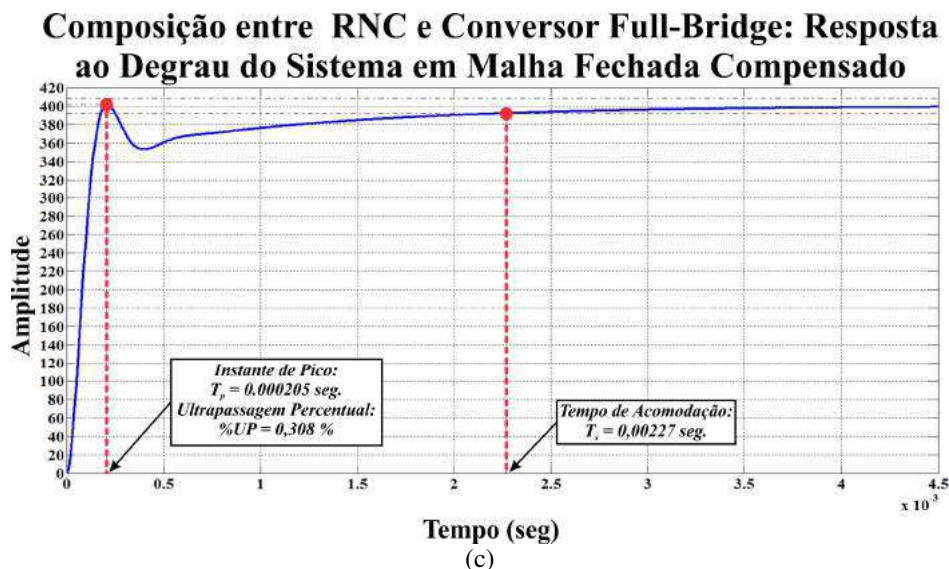


Fig. 4.23 – Sistema para a composição entre o RNC e o conversor Full-Bridge em malha fechada compensado: (a) lugar geométrico das raízes, (b) diagramas de Bode e (c) resposta ao degrau.

Conforme observado na Fig. 4.23, o controlador de tensão projetado atendeu aos requisitos para o projeto do sistema em malha fechada compensado, onde o erro em regime permanente da resposta ao degrau manteve-se nulo; a margem de fase do sistema manteve-se com valor superior a  $60^\circ$  ( $62,6^\circ$ ); a resposta ao degrau apresentou um instante de pico de 205 microssegundos, demonstrando que a resposta ao degrau do sistema compensado atinge 10% do seu valor em um intervalo de tempo inferior a 11,16 milissegundos, e um tempo de acomodação inferior a 47,2 milissegundos (2,27 milissegundos); e a frequência de passagem por 0 dB apresentou o valor inferior a um décimo da frequência angular de chaveamento ( $1,3 \cdot 10^4$  rad/seg.).

#### 4.4. Considerações finais

Este capítulo teve por objetivo demonstrar as estratégias de controle adotadas para os conversores Boost e Full-Bridge. O controle para imposição de correntes de linha de entrada foi baseado na técnica de controle por histerese onde as correntes de linha adquiridas são comparadas diretamente com as referências de corrente geradas através da utilização de PLLs para sincronismo com as tensões trifásicas de alimentação, sendo as amplitudes destas referências dependentes da informação fornecida pelo controlador de tensão utilizado no controle da tensão no capacitor de saída do conversor Boost. O controle da tensão no barramento CC, por sua vez, é dependente do processamento do erro entre a tensão  $V_o$  e a referência de tensão estabelecida em 400V realizado pelo controlador de tensão do conversor Full-Bridge, que atua na razão cíclica

de operação dos interruptores do circuito para garantir que a soma das tensões  $V_{Cfb}$  e  $V_{Cnc}$  estabeleçam uma tensão de 400 V no barramento CC em qualquer condição de carga e/ou de suprimento da rede CA de alimentação.

Foi realizada uma modelagem matemática no Espaço de Estados tanto para o conversor Boost como para a associação entre o RNC e o conversor Full-Bridge conectados em série através de seus capacitores de saída e foi estabelecida a solução das variáveis de estado de ambos os sistemas através do método de integração trapezoidal. Foi realizada uma avaliação para a definição das variáveis manipuladas e controladas dos sistemas e de posse da solução dos modelos matemáticos, estabeleceu-se degraus nas variáveis manipuladas com o objetivo de verificar o comportamento das respostas das variáveis controladas, e assim, poder estimar as funções de transferências em malha aberta dos sistemas do conversor Boost e da associação entre o RNC e o conversor Full-Bridge. Devido às características transitórias das respostas aos degraus obtidas, foi possível estimar e representar o sistema em malha aberta do conversor Boost através da função de transferência de um sistema de primeira ordem e o sistema em malha aberta da associação entre o RNC e o conversor Full-Bridge através da função de transferência de um sistema de primeira ordem com tempo morto.

Uma vez obtidas as funções de transferências em malha aberta, fechou-se a malha dos sistemas e realizou-se os projetos dos controladores de tensão, onde o foco dos projetos foi a alocação de polos e zeros e o ajuste do ganho em malha fechada de sorte a garantirem que os requisitos de erro em regime permanente, ultrapassagem percentual, tempo de acomodação da resposta ao degrau, margem de fase e frequência de passagem por 0 dB da resposta em frequência fossem atendidos. Vale salientar que os tempos de resposta transitórias dos sistemas em malha fechada após a compensação foram projetados para garantir que as tensões  $V_{o(Boost)}$  e  $V_o$  não decaiam abaixo de 90% dos seus valores nominais durante os transitórios provocados por condições de afundamentos temporários de tensão.

Por fim, é necessário destacar que apesar dos critérios para o tempo de acomodação das respostas dos sistemas compensados dos conversores Boost e Full-Bridge utilizados nos projetos dos controladores terem sido definidos para a condição nominal de operação do RHT, as tensões  $V_{o(Boost)}$  e  $V_o$  tendem a apresentar uma queda mais lenta diante de condições de afundamentos temporários de tensão quando do funcionamento do RHT alimentando cargas com baixas potências, o que torna os

controladores projetados hábeis a controlar os conversores Boost e Full-Bridge tanto com condição nominal de carga como para condições de cargas inferiores à nominal.

# Capítulo 5 – Resultados de Simulação Computacional

## 5.1. Considerações Iniciais

Para validar o projeto dos controladores de tensão apresentados no capítulo 4, este capítulo apresenta os principais resultados de simulação computacional do RHT operando para a imposição de correntes de linha de entrada senoidais com baixo conteúdo harmônico e regulação da tensão no barramento CC utilizando a técnica de compensação série de tensão, tanto para condições normais de suprimento da fonte trifásica de alimentação como para condições de afundamentos temporários de tensão.

Dado que a estrutura do RHT foi projetada para uma potência de 5 kW, todos os resultados de simulação pertinentes à operação normal do retificador e à operação diante de afundamentos de tensão dos tipos A, B, C, D, E, F e G são apresentados para esta condição de carga.

## 5.2. Esquemático de Simulação

Para corroborar com a teoria exposta no Capítulo 4, utilizou-se o software *PSim*<sup>®</sup> para validar a estratégia de controle proposta e para a simulação do comportamento do Retificador Híbrido Trifásico perante condições normais de suprimento da rede elétrica e condições de afundamentos temporários de tensão.

Através do esquemático do circuito de potência apresentado na Fig. 5.1 é possível visualizar todos os sensoriamentos necessários para o correto funcionamento do circuito de controle do RHT.

Análogo ao que foi apresentado no Capítulo 4, o esquemático do circuito de controle ilustrado na Fig. 5.2 demonstra as lógicas de controle implementadas para o conversor Boost, o conversor Full-Bridge e os PLLs utilizados na geração das referências senoidais. Visto que as estratégias de controle dos conversores Boost e Full-Bridge são implementadas digitalmente na prática, optou-se por realizar a simulação utilizando blocos de implementação discreta das funções de transferências dos controladores de

tensão, do filtro Passa-Baixa e do PI da estrutura PLL, e blocos de ZOH (*Zero-Order Hold* – Sustentador de Ordem Zero) em cascata com os sinais sensorizados para que, independente do passo de integração da simulação, o controle identifique esses sinais através de amostras definidas na frequência de amostragem ajustada. Conforme será justificado no Capítulo 6, devido à quantidade de comandos a serem executados no código de controle do RHT implementado digitalmente na prática, optou-se por utilizar uma frequência de 50 kHz para a amostragem dos sinais sensorizados.

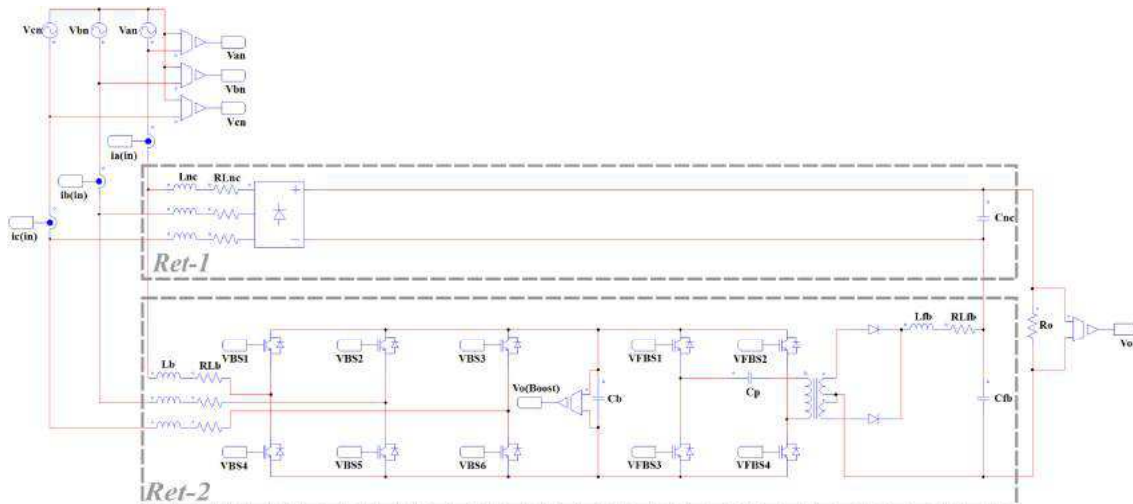


Fig. 5.1 – Diagrama esquemático de simulação do circuito de potência do RHT no *software PSim®*.

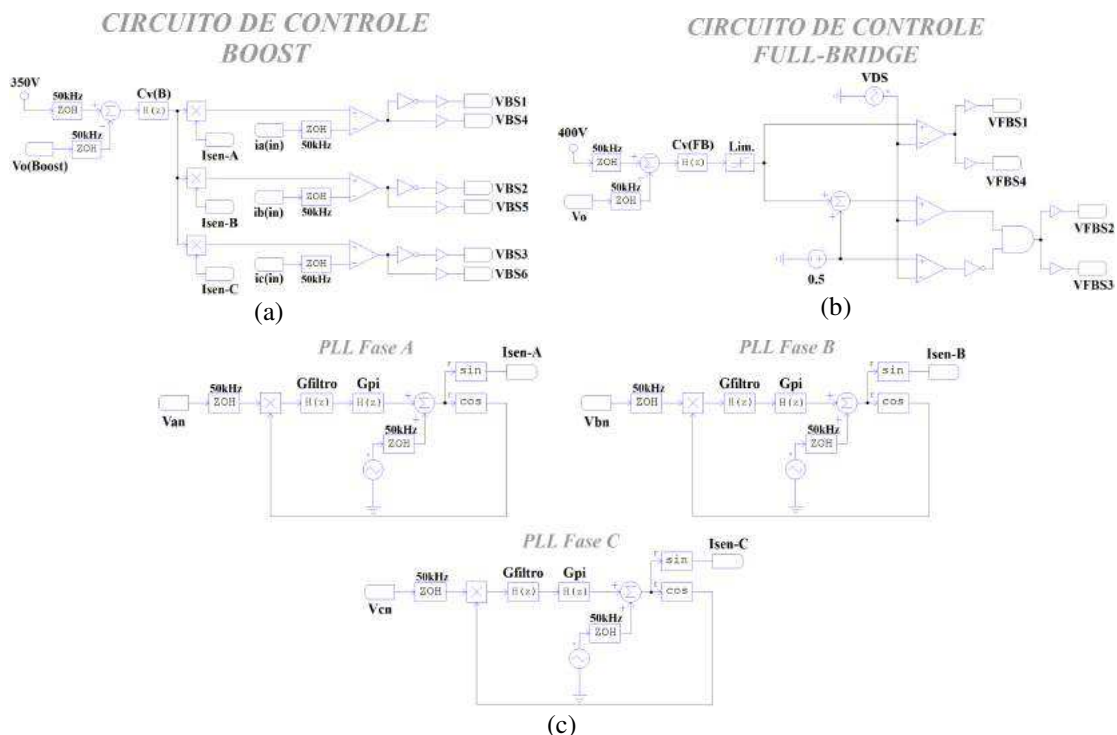


Fig. 5.2 – Diagrama esquemático de simulação no *software PSim®* do circuito de controle do (a) conversor Boost; do (b) conversor Full-Bridge; e dos (c) PLLs.



Para a frequência de amostragem de 50 kHz, utilizou-se o método de Transformação Bilinear (Tustin ou Regra Trapezoidal) [55] para a discretização das funções de transferência dos controladores de tensão dos conversores Boost e Full-Bridge, do filtro Passa-Baixa e do controlador PI da estrutura PLL definidas por (4.55), (4.93), (4.57) e (4.58), respectivamente, obtendo-se a funções de transferências no domínio Z determinadas por (5.1), (5.2), (5.3) e (5.4), respectivamente, e utilizadas na simulação computacional.

$$C_{v(B)}(z) = \frac{u_{v(B)}(z)}{e_{v(B)}(z)} = \frac{0,00049894928 + 3,923192 \cdot 10^{-7} \cdot z^{-1} - 0,00049855696 \cdot z^{-2}}{1 - 1,9950125 \cdot z^{-1} + 0,99501247 \cdot z^{-2}} \quad (5.1)$$

$$C_{v(FB)}(z) = \frac{u_{v(FB)}(z)}{e_{v(FB)}(z)} = \frac{0,00808 - 0,00792 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.2)$$

$$G_{\text{filtro}}(z) = \frac{v_{\text{Mult}(med)}(z)}{v_{\text{Mult}}(z)} = \frac{5,6780391 \cdot 10^{-7} + 1,1356078 \cdot 10^{-6} \cdot z^{-1} + 5,6780391 \cdot 10^{-7} \cdot z^{-2}}{1 - 1,9975879 \cdot z^{-1} + 0,99759017 \cdot z^{-2}} \quad (5.3)$$

$$G_{pi}(z) = \frac{v_{CC}(z)}{v_{\text{Mult}(med)}(z)} = \frac{1,001 - 0,999 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.4)$$

De posse da função de transferência discreta  $C_{v(FB)}(z)$  e de modo a simular o efeito do *Phase Shift* implementado na estratégia de controle do conversor Full-Bridge, conforme apresentado no Capítulo 4, desenvolveu-se o circuito de controle ilustrado na Fig. 5.2(b) e posteriormente de forma mais detalhada na Fig. 5.3. A lógica de habilitação dos pulsos enviados para os interruptores é demonstrada na Fig. 5.4.

O princípio do controlador de tensão e do limitador utilizado para definir o valor máximo da razão cíclica de operação dos interruptores em 0,49 segue conforme foi exposto na explicação da estratégia de controle apresentada no Capítulo 4. Para a geração do sinal de pulso enviado às chaves  $S_{IFB}$  ( $V_{GSIFB}$ ) e  $S_{4FB}$  ( $V_{GS4FB}$ ), basta comparar a saída  $u_{v(FB)}$  saturada com uma onda dente-de-serra ( $V_{DS}^*$ ) na frequência de 25 kHz e amplitude unitária, onde, enquanto  $u_{v(FB)}$  saturado for maior que  $V_{DS}^*$ , são enviados níveis altos de pulso para  $S_{IFB}$  e  $S_{4FB}$ , e caso contrário, são enviados níveis baixos de pulso.

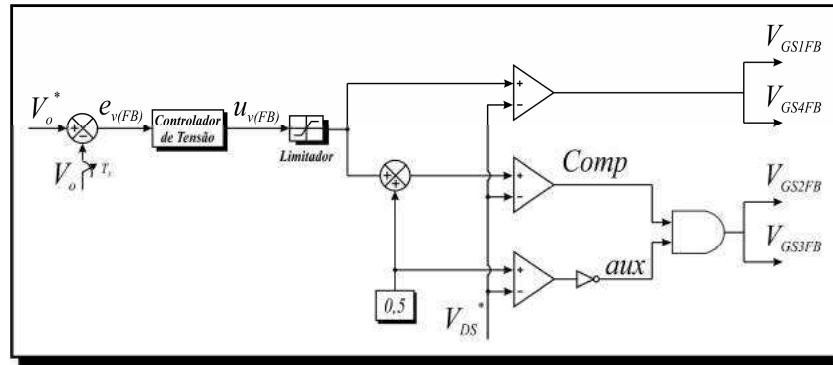


Fig. 5.3 – Forma detalhada do circuito de controle do conversor Full-Bridge desenvolvido para simulação.

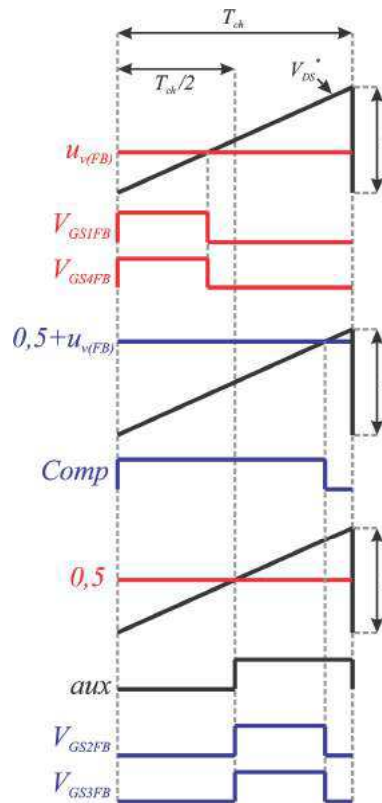


Fig. 5.4 – Lógica de variação dos sinais de gatilho dos interruptores  $S_{1FB}$ ,  $S_{2FB}$ ,  $S_{3FB}$  e  $S_{4FB}$  do conversor Full-Bridge utilizados na simulação computacional.

Uma vez que a lógica de chaveamento de  $S_{1FB}$  e  $S_{4FB}$  descrita anteriormente garante o trabalho destes interruptores para a primeira metade do período de chaveamento ( $T_{ch}$ ), torna-se necessário agora estabelecer o chaveamento dos interruptores  $S_{2FB}$  e  $S_{3FB}$  para a segunda metade de  $T_{ch}$  pois, sempre que  $S_{1FB}$  e  $S_{4FB}$  estiverem conduzindo,  $S_{2FB}$  e  $S_{3FB}$  estarão bloqueados, e vice-versa. Para a geração do sinal de pulso enviado à chave  $S_{2FB}$  ( $V_{GS2FB}$ ), primeiramente soma-se um sinal constante de amplitude 0,5 à saída  $u_{v(FB)}$  saturada do controlador de tensão de tal forma que o resultado desta soma seja comparado à  $V_{DS}^*$ , dando origem ao sinal *Comp*. Paralelamente à geração do sinal *Comp*, gera-se um sinal auxiliar (*aux*) resultado da lógica NOT da comparação direta entre o sinal contínuo



de amplitude  $0,5$  e  $V_{DS}^*$ . Os sinais de gatilho  $V_{GS2FB}$  e  $V_{GS3FB}$  são então gerados através de uma lógica *AND* entre os sinais *Comp* e *aux*. Portanto, conforme pode ser observado pela Fig. 5.4, somente haverá nível alto de pulso a ser enviado aos interruptores  $S_{2FB}$  e  $S_{3FB}$  quando *Comp* e *aux* apresentarem ambos níveis lógicos altos.

### 5.3. Resultados de Simulação do RHT sob Condições Normais de Suprimento da Rede Elétrica

Esta seção destina-se a apresentar os principais resultados de simulação computacional referentes à operação do RHT sob condições normais de suprimento da rede CA de alimentação. As Fig. 5.5, Fig. 5.6 e Fig. 5.7 demonstram como são realizadas as composições das correntes de linha de entrada das fases A, B e C, respectivamente. Observa-se que as correntes de entrada são os resultados das combinações das correntes drenadas por cada fase de Ret-1 e de Ret-2. Percebe-se ainda, que são justamente as correntes de linha impostas por Ret-2 que determinam a forma de onda senoidal das correntes resultantes.

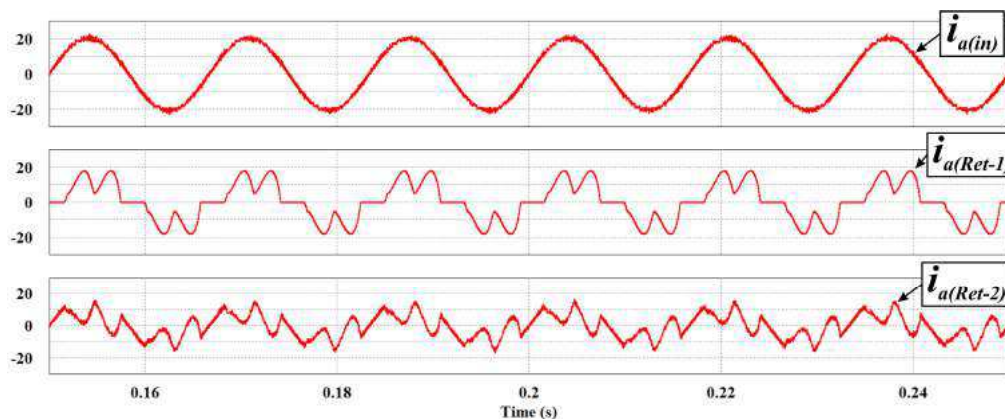


Fig. 5.5 – Fase A: Correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{a(Ret-1)}$  e  $i_{a(Ret-2)}$ .

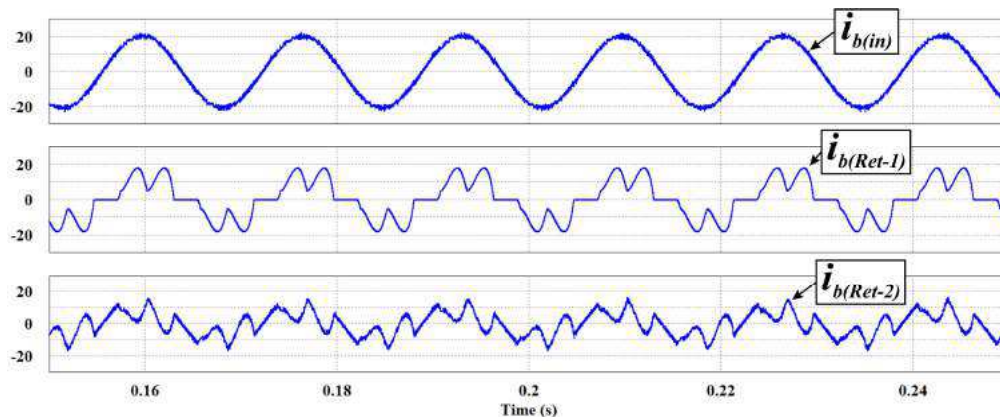


Fig. 5.6 – Fase B: Correntes  $i_{b(in)}$ ,  $i_{b(Ret-1)}$  e  $i_{b(Ret-2)}$ .

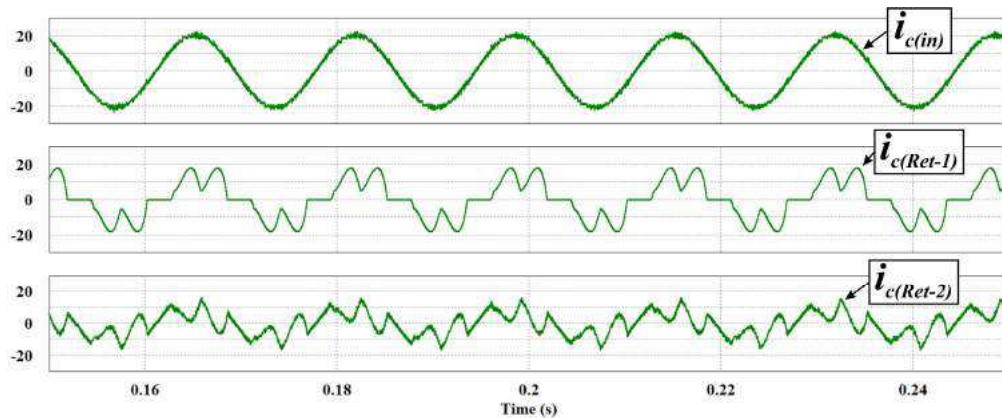


Fig. 5.7 – Fase C: Correntes  $i_{c(in)}$ ,  $i_{c(Ret-1)}$  e  $i_{c(Ret-2)}$ .

A Fig. 5.8 ilustra as correntes de linha de entrada das três fases, demonstrando que as formas de onda das correntes são senoidais e em fase com a tensão de entrada, assegurando baixa distorção harmônica de corrente e elevado fator de potência.

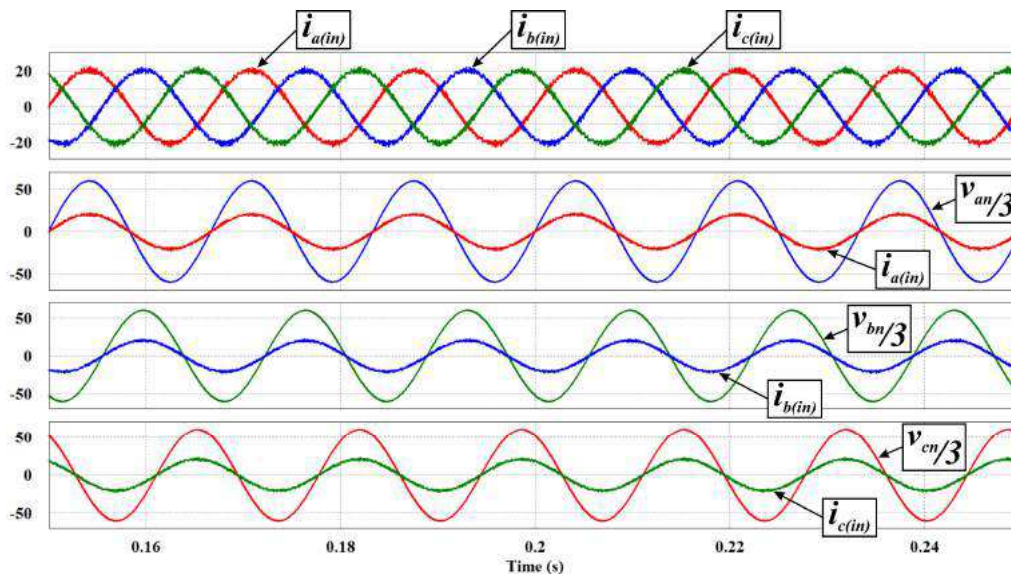


Fig. 5.8 – Correntes de linha de alimentação das fases A, B e C e demonstração das correntes de linha em fase com as tensões F-N.

Em virtude de as correntes de linha de entrada impostas apresentarem valores eficazes de aproximadamente 15 A, a Fig. 5.9 demonstra as análises de distorção harmônica total de corrente para cada fase do sistema CA tomando por base a norma IEC 61000-3-2, cujos critérios se aplicam a correntes de entrada com valores eficazes inferiores a 16 A [56]. A referida análise foi possível utilizando-se o vetor de pontos de cada sinal de corrente obtido no software *PSim*<sup>®</sup> e calculando-se sua DHT através do código matemático [49] desenvolvido no *software Matlab*<sup>®</sup> apresentado no Apêndice C. Através das Fig. 5.8 e Fig. 5.9, nota-se a eficácia da solução proposta no que diz respeito à imposição de correntes de alimentação senoidais e à mitigação do conteúdo harmônico

das correntes de linha de entrada levando em consideração a conformidade com a norma IEC 61000-3-2.

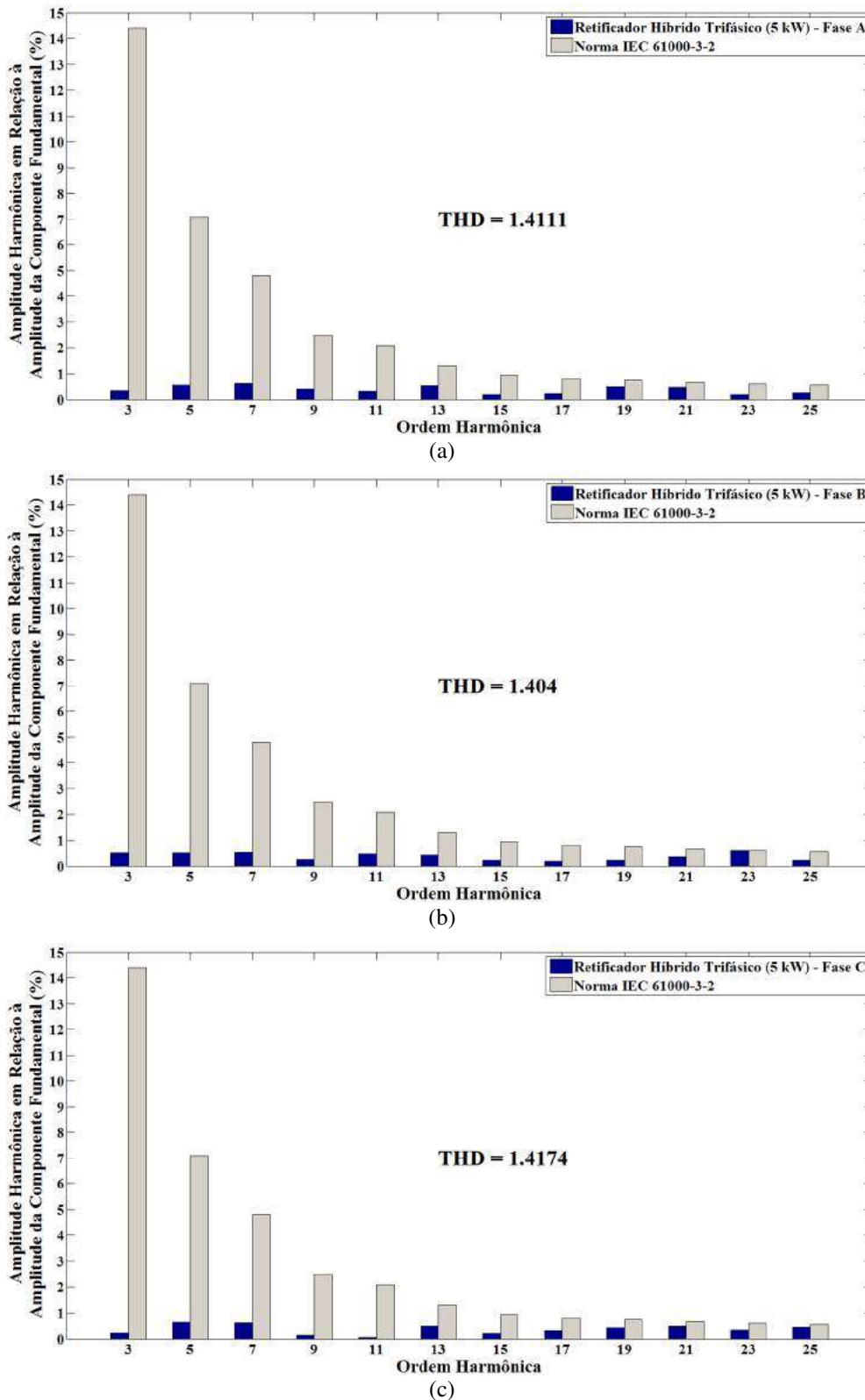


Fig. 5.9 – Espectros harmônicos das correntes (a)  $i_{a(in)}$ ; (b)  $i_{b(in)}$ ; e (c)  $i_{c(in)}$ , determinados pelo software *Maltab*<sup>®</sup>.

Com relação à compensação série de tensão no barramento CC, a Fig. 5.10 demonstra as tensões nos capacitores  $C_{NC}$  e  $C_{FB}$ , a tensão de saída do conversor Boost e a tensão no barramento CC, comprovando que, para condições normais de operação, a tensão de saída de Ret-1 (em torno de 293 V) somada à tensão de saída controlada de Ret-2 (em torno de 107 V) resulta em uma tensão de 400 V no barramento CC, ficando evidente a eficácia do controle de tensão do conversor Full-Bridge para a compensação série de tensão. Vale destacar que o conversor Boost é controlado para impor uma tensão de 350 V para a alimentação do conversor Full-Bridge, o que permite um controle da tensão no barramento CC durante a ocorrência de um afundamento simétrico de aproximadamente 80% nas tensões trifásicas de alimentação, desde que a estrutura Ret-2 seja projetada para a ocorrência de tal distúrbio.

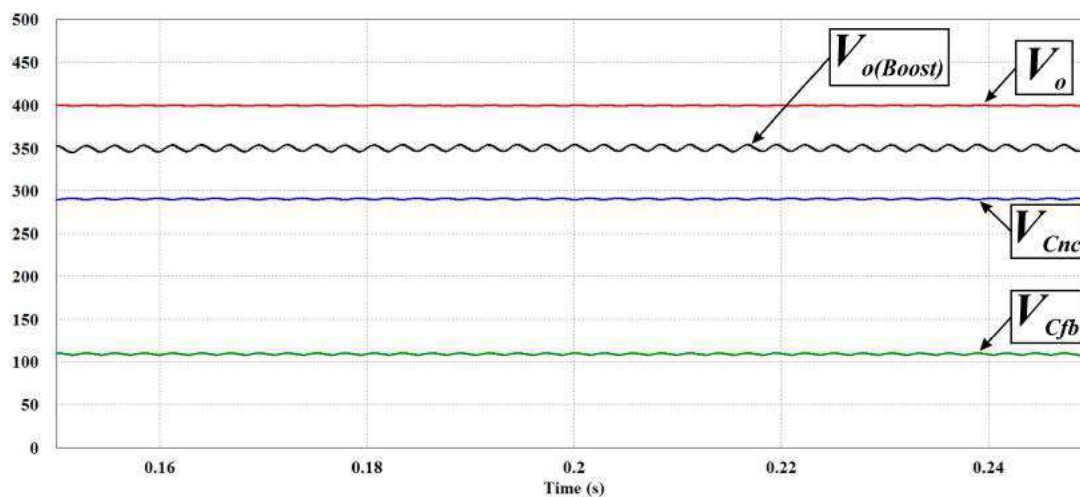


Fig. 5.10 – Tensão no barramento CC ( $V_o$ ), tensão de saída do conversor Boost ( $V_{o(Boost)}$ ), tensão de saída de Ret-1 ( $V_{Cnc}$ ), e tensão de saída de Ret-2 ( $V_{Cfb}$ ).

Através da Fig. 5.11, pode-se verificar que, para uma potência ativa média de saída total do RHT de 5 kW, em condições normais de suprimento da rede CA, a estrutura Ret-1 processa uma potência média de 3,660 kW, o que corresponde a 73% da potência ativa média total. A estrutura Ret-2, por sua vez, processa em torno de 1,340 kW, correspondendo a 27% da potência ativa média total.



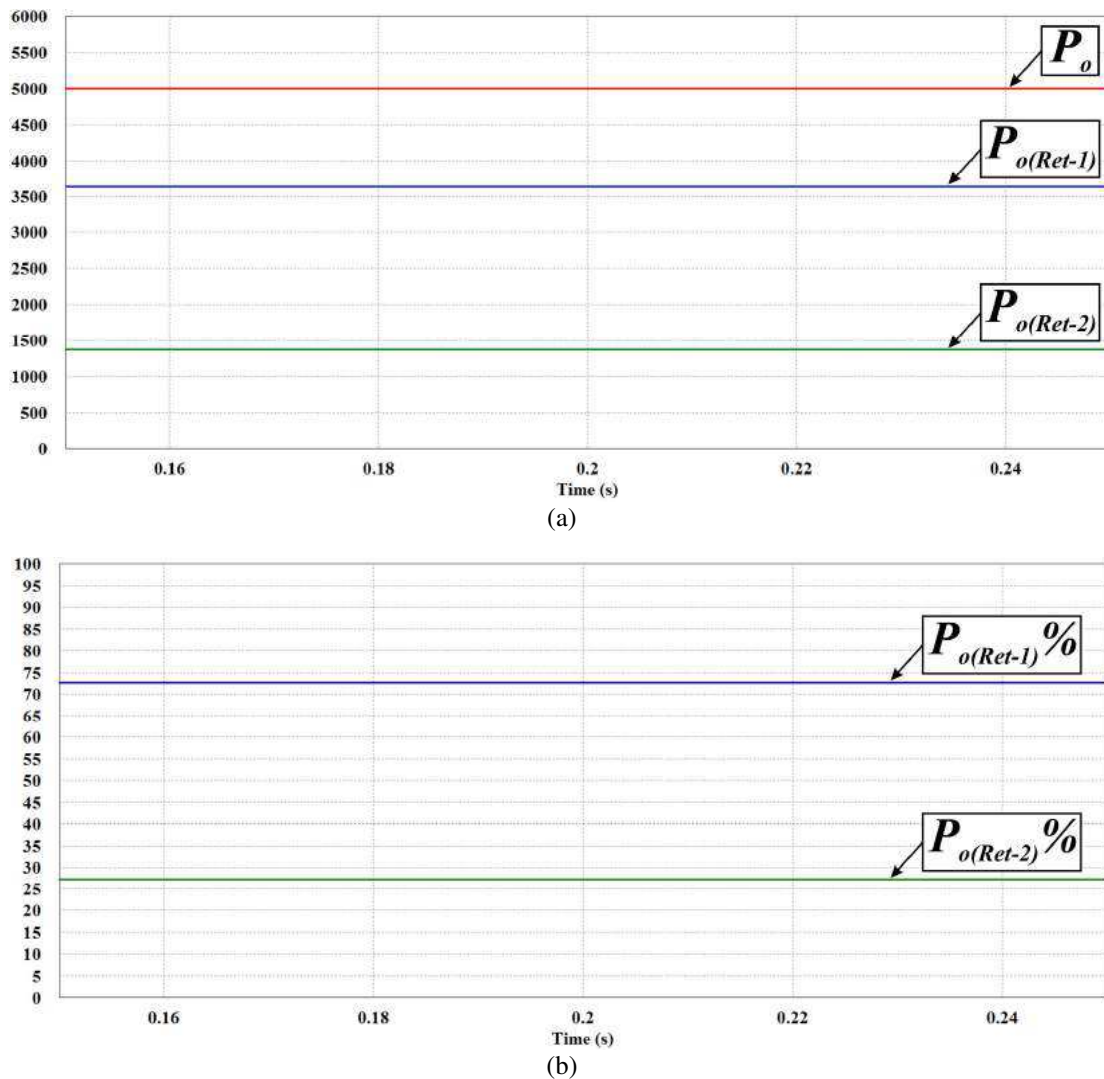


Fig. 5.11 – (a) Potências ativas de saída processadas pelo retificador híbrido trifásico ( $P_o$ ), por Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}$ ) e por Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}$ ); e (b) percentual de divisão de processamento de potência entre Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ).

Para verificar o desempenho dinâmico do retificador híbrido trifásico, aplicou-se um degrau de carga de 2,5 kW para 5 kW e o resultado sobre o comportamento das correntes de linha de entrada, da tensão no barramento CC e do processamento de potência entre cada grupo retificador durante o transitório é apresentado na Fig. 5.12. Nota-se que o controle é rápido o suficiente para estabelecer que a magnitude da corrente imposta pelo conversor Boost aumente acompanhando o aumento da corrente drenada pelo retificador não controlado, a ponto que as correntes de linha de entrada entrem em regime permanente a partir do segundo ciclo após o degrau, mantendo, portanto, a divisão de potência ativa processada entre as unidades retificadoras e a tensão no barramento CC. Percebe-se que apesar da queda na tensão de saída do conversor Boost durante o transitório do degrau de carga, a tensão no barramento CC é mantida constante em 400 V antes, durante e após o degrau em virtude da eficácia da compensação série de tensão.

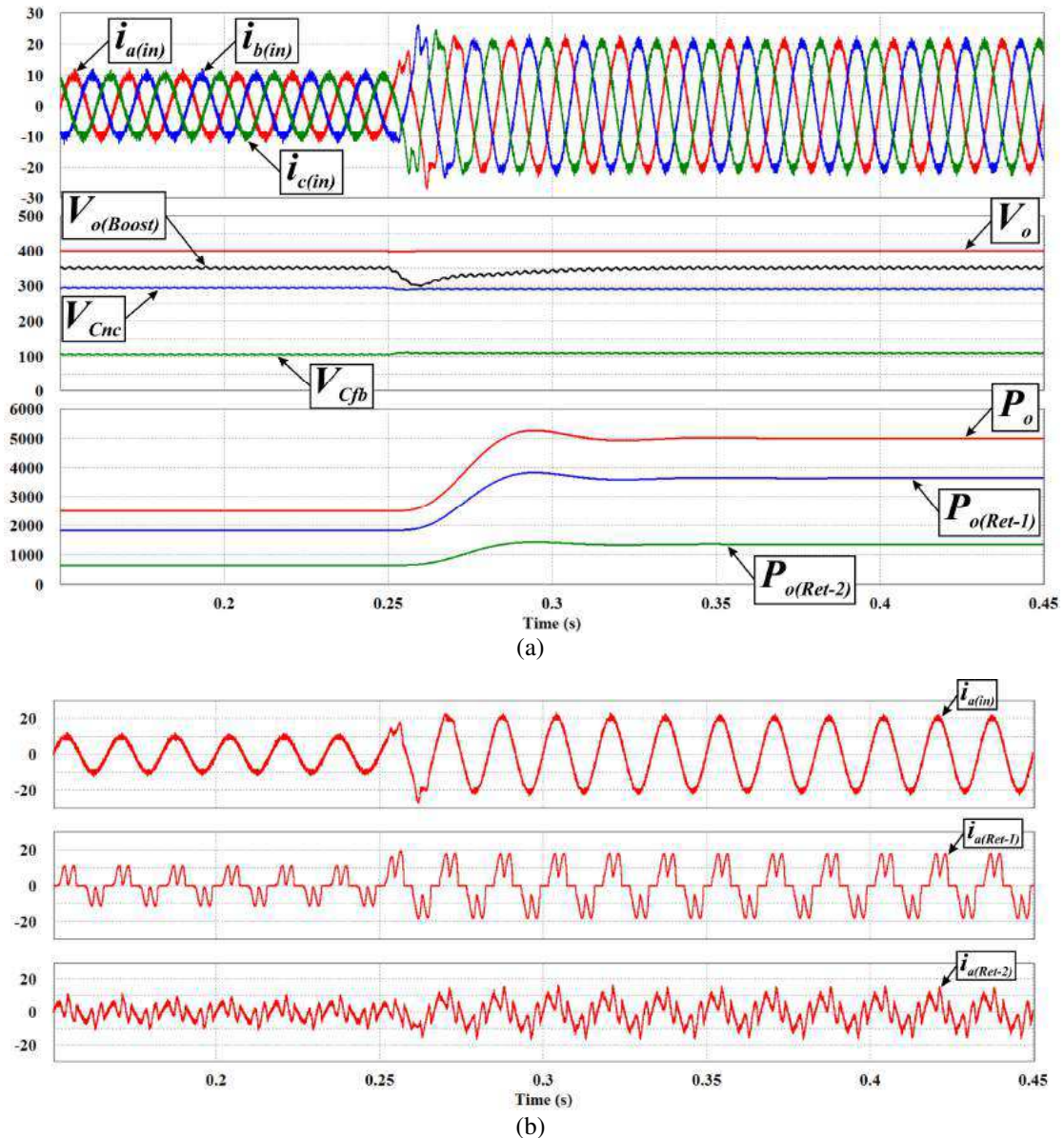


Fig. 5.12 – Resposta dinâmica durante um degrau de carga de 2,5 kW para 5 kW: (a) correntes de linha de entrada, tensões e potências de saída do RHT, Ret-1 e Ret-2; e (b) correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{a(Ret-1)}$  e  $i_{a(Ret-2)}$ .

#### 5.4. Resultados de Simulação do RHT sob Condições de Afundamentos de Tensão

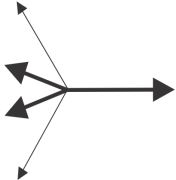
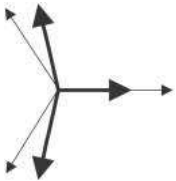
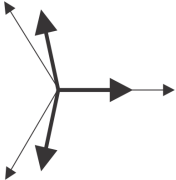
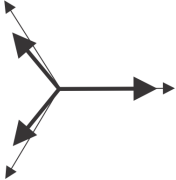
A norma IEEE Std 1159 [57], define afundamento de tensão como um decréscimo entre 0,1 e 0,9 p.u. no valor eficaz da tensão, com duração entre 0,5 ciclo a 1 minuto. Em relação à magnitude do afundamento, a norma recomenda sua caracterização pela menor tensão remanescente expressa em percentual, como por 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 p.u. são considerados como interrupções de fornecimento de energia.

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 [58]. Curto circuitos, caracterizados por faltas trifásicas, bifásicas, bifásicas à terra e monofásicas respondem pela maioria das ocorrências dos afundamentos de tensão, entretanto, destaca-se também como causas destes distúrbios, partidas de grandes motores e descargas atmosféricas [58]. Assim, dependendo do tipo de curto-circuito, da conexão do transformador e da carga, Bollen [59] 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 [58]. As Tab. 5.1 e Tab. 5.2 ilustram as representações matemáticas dos sete tipos de afundamentos associados aos seus diagramas fasoriais, em que, o valor do parâmetro  $h$  ( $0 \leq h \leq 1$ ) define a magnitude das tensões de fase e o ângulo de fase [58].

Tab. 5.1 – Representação matemática dos afundamentos de tensão que não implicam em deslocamento de fase nas tensões fase-neutro.

<i>Tipo de Afundamento</i>	<i>Tensões de Fase</i>	<i>Diagrama Fasorial</i>
<i>Tipo A</i>	$V_{an} = h \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$	
	$V_{bn} = h \cdot V_p \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$	
	$V_{cn} = h \cdot V_p \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$	
<i>Tipo B</i>	$V_{an} = h \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$	
	$V_{bn} = V_p \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$	
	$V_{cn} = V_p \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$	
<i>Tipo E</i>	$V_{an} = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$	
	$V_{bn} = h \cdot V_p \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$	
	$V_{cn} = h \cdot V_p \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$	

Tab. 5.2 – Representação matemática para os afundamentos de tensão que implicam em deslocamento de fase nas tensões fase-neutro.

<i>Tipo de Afundamento</i>	<i>Tensões de Fase</i>	<i>Diagrama Fasorial</i>
<i>Tipo C</i>	$V_{an} = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$	
	$V_{bn} = \sqrt{\left(-\frac{I}{2}\right)^2 + \left(-\frac{h \cdot \sqrt{3}}{2}\right)^2} \cdot V_p \cdot \text{sen}\left\{\omega \cdot t + \left[\pi + \tan^{-1}(h \cdot \sqrt{3})\right]\right\}$	
	$V_{cn} = \sqrt{\left(-\frac{I}{2}\right)^2 + \left(\frac{h \cdot \sqrt{3}}{2}\right)^2} \cdot V_p \cdot \text{sen}\left\{\omega \cdot t + \left[\pi + \tan^{-1}(-h \cdot \sqrt{3})\right]\right\}$	
<i>Tipo D</i>	$V_{an} = h \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$	
	$V_{bn} = \sqrt{\left(-\frac{h}{2}\right)^2 + \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2} \cdot V_p \cdot \text{sen}\left\{\omega \cdot t + \left[\pi + \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{3}}{h}\right)\right]\right\}$	
	$V_{cn} = \sqrt{\left(-\frac{h}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2} \cdot V_p \cdot \text{sen}\left\{\omega \cdot t + \left[\pi + \tan^{-1}\left(-\frac{\sqrt{3}}{h}\right)\right]\right\}$	
<i>Tipo F</i>	$V_{an} = h \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$	
	$V_{bn} = \sqrt{\left(-\frac{h}{2}\right)^2 + \left[-\frac{(2+h)}{\sqrt{12}}\right]^2} \cdot V_p \cdot \text{sen}\left\{\omega \cdot t + \left[\pi + \tan^{-1}\left(\frac{2 \cdot (2+h)}{h \cdot \sqrt{12}}\right)\right]\right\}$	
	$V_{cn} = \sqrt{\left(-\frac{h}{2}\right)^2 + \left[\frac{(2+h)}{\sqrt{12}}\right]^2} \cdot V_p \cdot \text{sen}\left\{\omega \cdot t + \left[\pi + \tan^{-1}\left(-\frac{2 \cdot (2+h)}{h \cdot \sqrt{12}}\right)\right]\right\}$	
<i>Tipo G</i>	$V_{an} = \frac{(2+h)}{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$	
	$V_{bn} = \sqrt{\left[-\frac{(2+h)}{6}\right]^2 + \left(-\frac{h \cdot \sqrt{3}}{2}\right)^2} \cdot V_p \cdot \text{sen}\left\{\omega \cdot t + \left[\pi + \tan^{-1}\left(\frac{3 \cdot h \cdot \sqrt{3}}{2+h}\right)\right]\right\}$	
	$V_{cn} = \sqrt{\left[-\frac{(2+h)}{6}\right]^2 + \left(\frac{h \cdot \sqrt{3}}{2}\right)^2} \cdot V_p \cdot \text{sen}\left\{\omega \cdot t + \left[\pi + \tan^{-1}\left(-\frac{3 \cdot h \cdot \sqrt{3}}{2+h}\right)\right]\right\}$	

Durante a ocorrência de um afundamento do *Tipo A* com variação de 50% nas amplitudes das tensões de alimentação (parâmetro  $h$  igual a 0,5), a Fig. 5.13 ilustra as formas de onda das tensões de fase; das correntes de linha de entrada; das tensões no barramento CC, na saída do conversor Boost, na saída de Ret-1 e na saída de Ret-2; e o percentual de processamento de potência ativa de cada grupo retificador. Devido à maior severidade do afundamento do *Tipo A* em relação aos demais tipos, a tensão de saída do conversor Boost apresenta uma queda durante o transitório do distúrbio, o que implica



em queda na tensão de saída do conversor Full-Bridge e consequentemente na tensão do barramento CC. Entretanto, a queda na tensão  $V_o$  durante o transitório do afundamento de tensão é inferior a 10% da tensão nominal em regime permanente, o que não acarreta em prejuízo às cargas CC conectadas ao barramento CC.

Considerando o parâmetro  $h$  igual a 0,5, as Fig. 5.14 a Fig. 5.19 ilustram as formas de onda das tensões de fase; das correntes de linha de entrada; das tensões no barramento CC, na saída do conversor Boost, na saída de Ret-1 e na saída de Ret-2; e o percentual de processamento de potência ativa total do RHT e de cada grupo retificador durante a ocorrência de afundamentos do Tipo B, C, D, E, F e G, respectivamente.

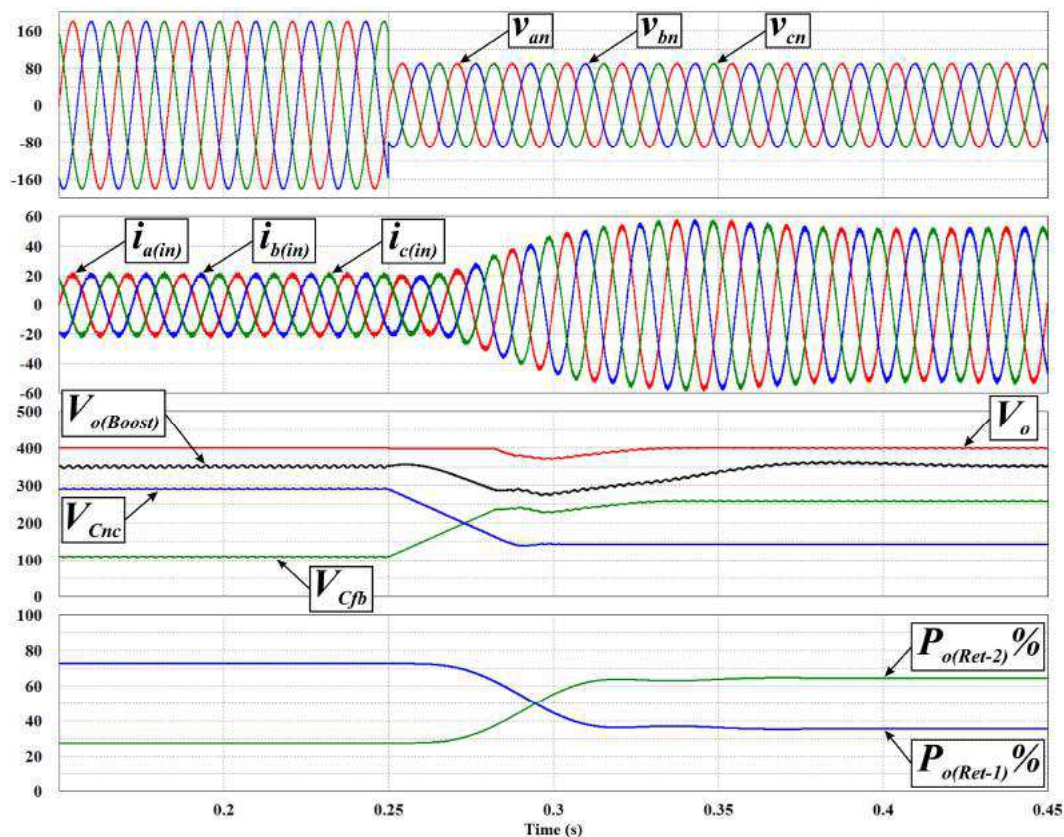


Fig. 5.13 – Afundamento do Tipo A: Tensões de fase; correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$ ; tensões  $V_o$ ,  $V_{o(Boost)}$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ).

Nota-se através das Fig. 5.13 a Fig. 5.19 que a estratégia de controle se demonstrou eficaz no que diz respeito à compensação série de tensão no barramento CC durante a ocorrência de afundamentos temporários de tensão, de modo que, apesar da queda da tensão de saída de Ret-1, a tensão de saída de Ret-2 eleva-se fornecendo um barramento CC com tensão constante de 400 V à carga.

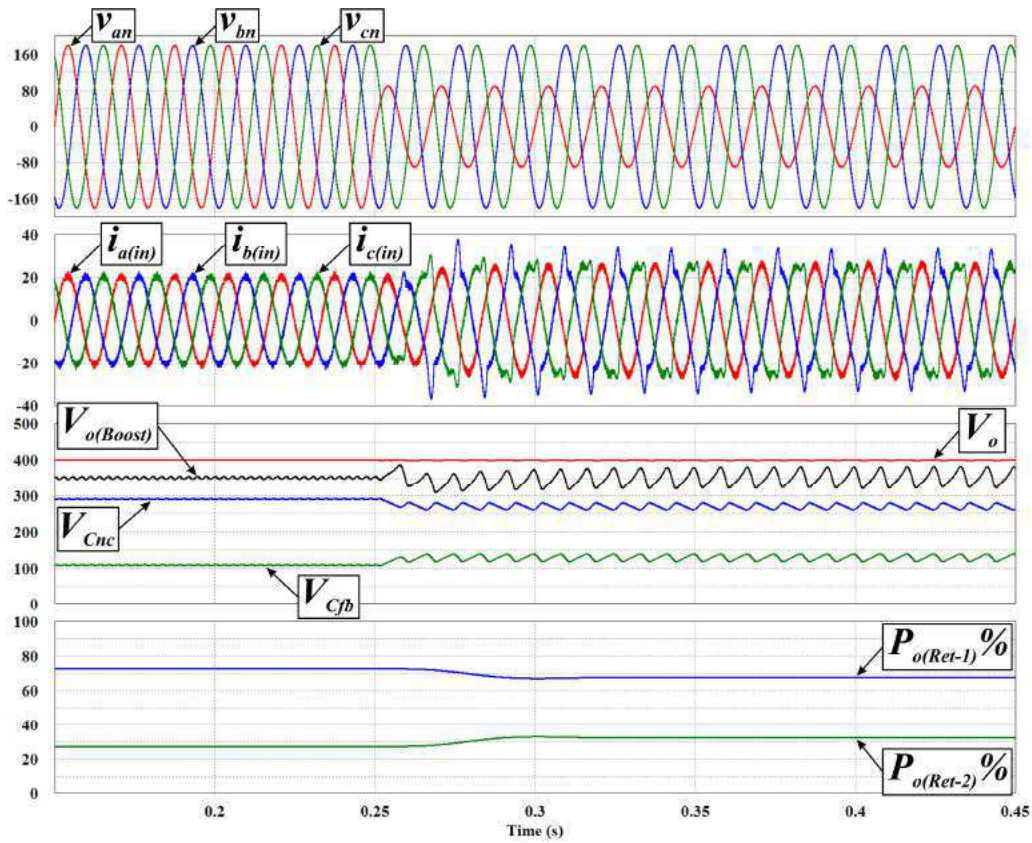


Fig. 5.14 – Afundamento do Tipo B: Tensões de fase; correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$ ; tensões  $V_o$ ,  $V_{o(Boost)}$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ).

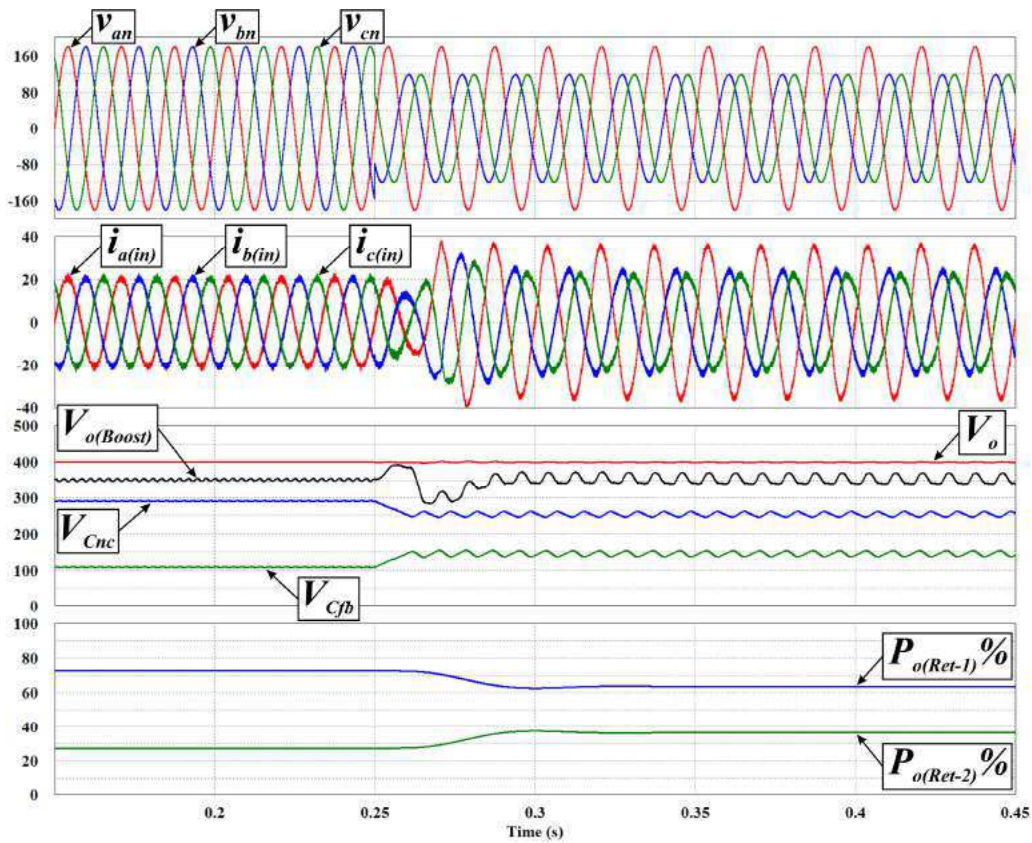


Fig. 5.15 – Afundamento do Tipo C: Tensões de fase; correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$ ; tensões  $V_o$ ,  $V_{o(Boost)}$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ).



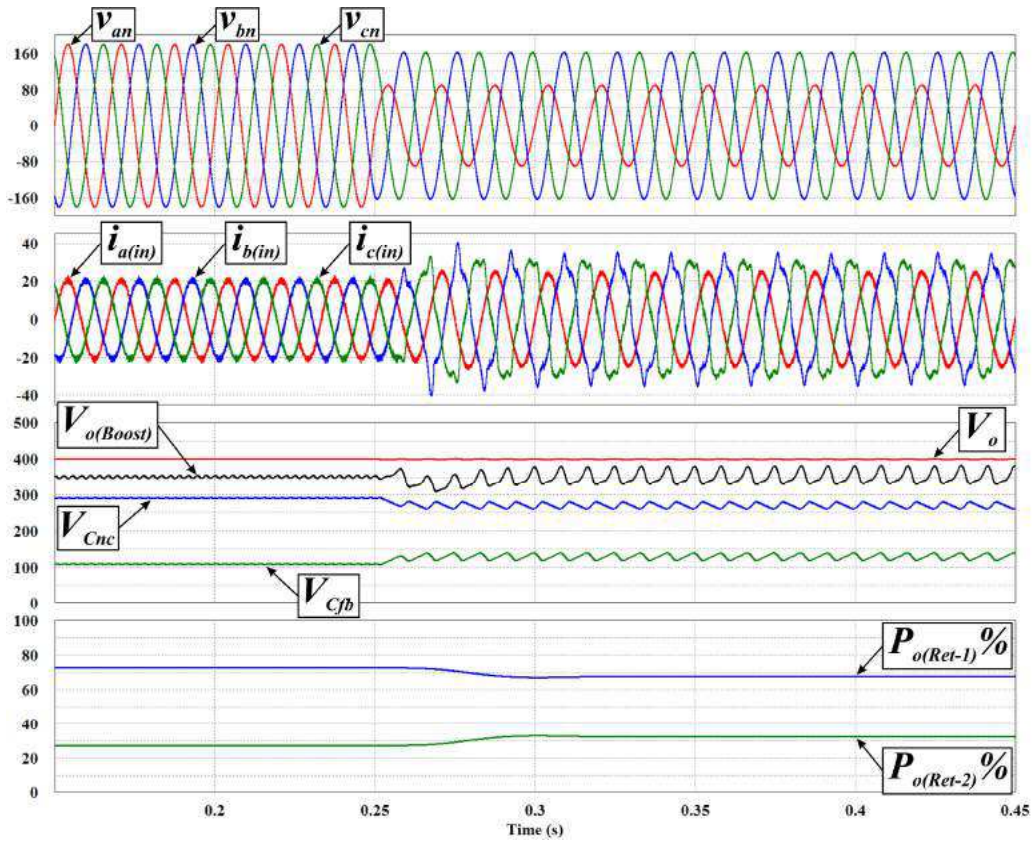


Fig. 5.16 – Afundamento do Tipo D: Tensões de fase; correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$ ; tensões  $V_o$ ,  $V_{o(Boost)}$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ).

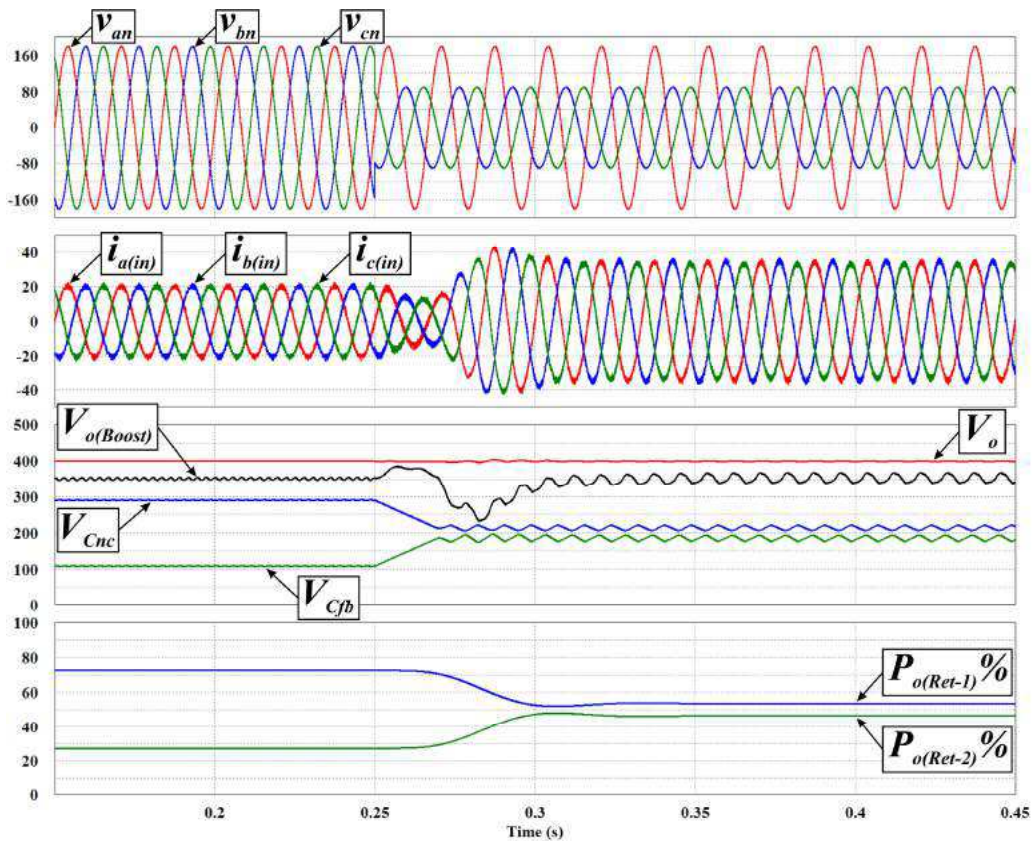


Fig. 5.17 – Afundamento do Tipo E: Tensões de fase; correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$ ; tensões  $V_o$ ,  $V_{o(Boost)}$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ).

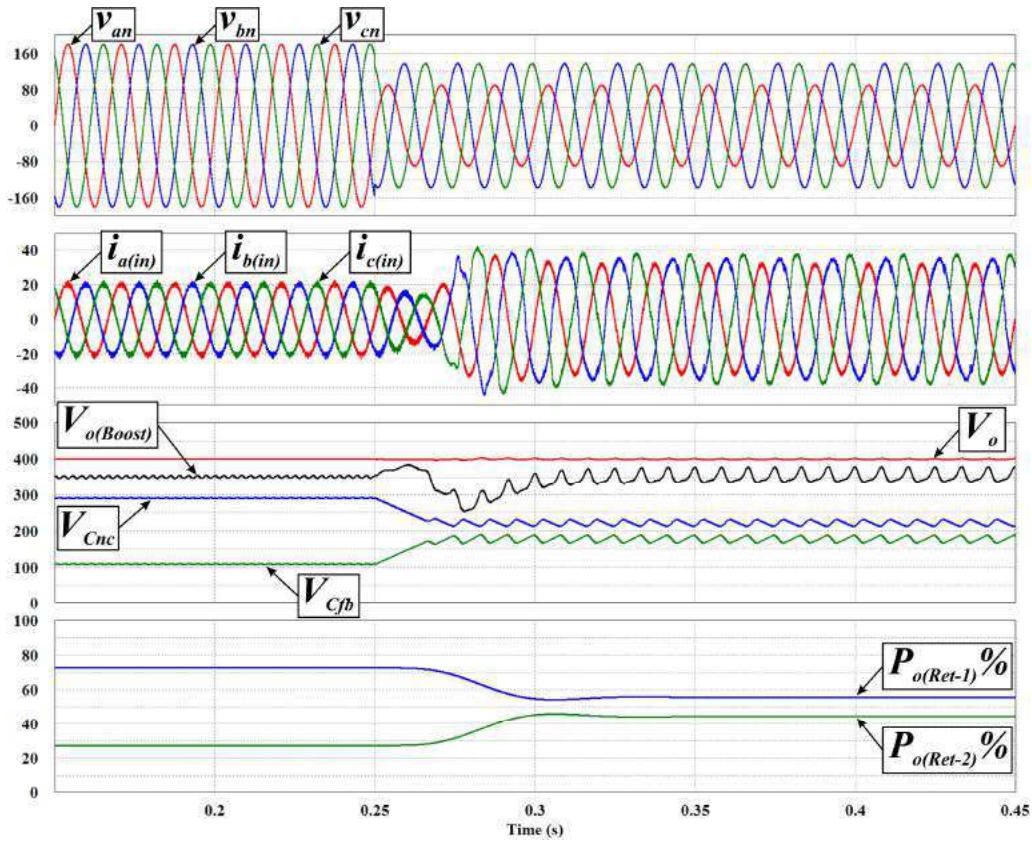


Fig. 5.18 – Afundamento do Tipo F: Tensões de fase; correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$ ; tensões  $V_o$ ,  $V_{o(Boost)}$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ).

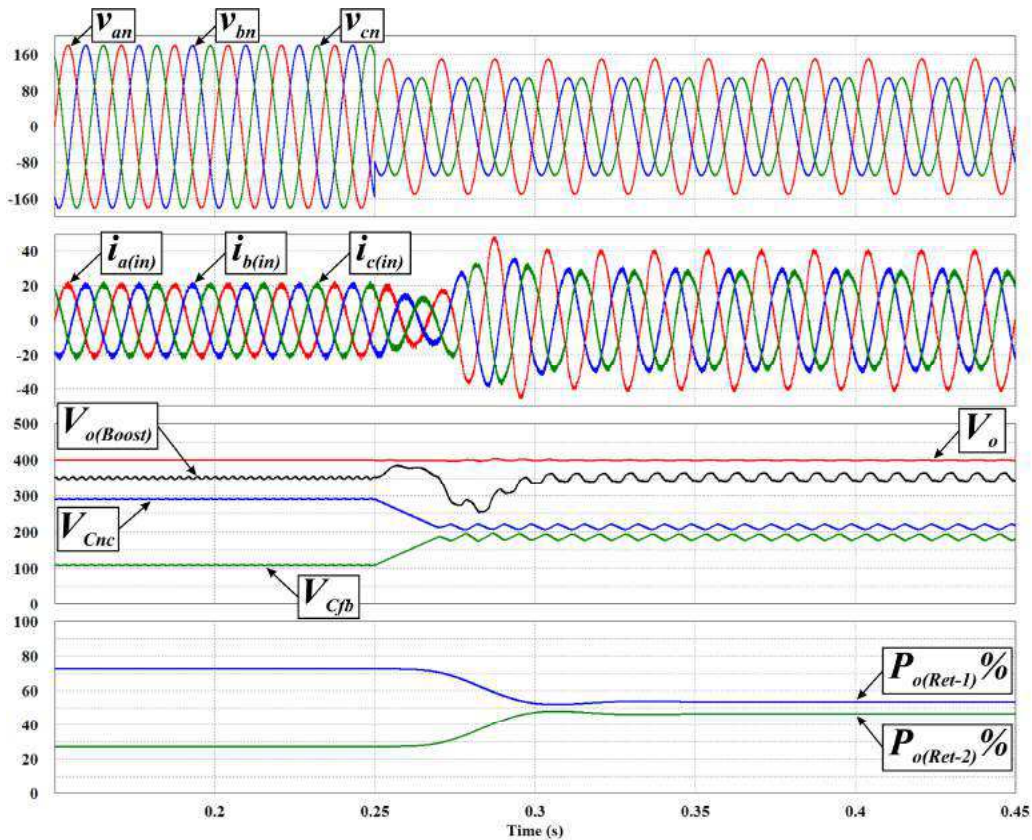


Fig. 5.19 – Afundamento do Tipo G: Tensões de fase; correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$ ; tensões  $V_o$ ,  $V_{o(Boost)}$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$ ; e percentuais de processamento de potência por parte de Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}\%$ ) e de Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}\%$ ).



No que tange o controle de corrente, a imposição de correntes de linha de entrada senoidais é realizada durante a ocorrência de afundamentos temporários de tensão, onde os PLLs são capazes de estabelecer referências senoidais em fase com as tensões de fase mesmo durante a ocorrência de afundamentos de tensão assimétricos que implicam na variação do ângulo de fase das tensões de alimentação. Destaca-se ainda que, apesar do processamento de potência por parte de Ret-1 cair em decorrência da diminuição da amplitude das tensões de fase, Ret-2 consegue suprir a potência adicional entregue à carga de tal forma que a potência ativa total de saída permaneça constante em 5 kW.

## 5.5. Considerações finais

Para justificar o princípio de funcionamento do RHT apresentado no Capítulo 3 e demonstrar a eficácia da estratégia de controle proposta no Capítulo 4, os principais resultados de simulação computacional envolvendo a operação do RHT sob condição de carga de 5 kW são demonstrados neste capítulo. Testes computacionais de desempenho da estrutura do RHT envolvendo a imposição de correntes de linha de entrada, variações de carga e a regulação do barramento CC diante de afundamentos temporários de tensão dos tipos A, B, C, D, E, F e G, conforme indicado por [59], foram desenvolvidos.

Com relação à imposição de correntes de linha de entrada senoidais, o RHT demonstrou-se capaz de garantir reduzida distorção harmônica de corrente e elevado fator de potência, garantindo correntes com amplitudes harmônicas em conformidade com a norma IEC 61000-3-2 a partir do processamento de apenas 27% da potência nominal por parte da estrutura retificadora Ret-2, o que determina o potencial para um elevado rendimento da estrutura global visto ao alto rendimento apresentado por retificadores trifásicos não controlados semelhantes ao utilizado para a estrutura retificadora Ret-1.

Em virtude da utilização da inovadora técnica de compensação série de tensão, a regulação da tensão no barramento CC foi proporcionada de forma eficaz mesmo diante da severidade de um afundamento do tipo A com redução de 50% nas amplitudes das tensões trifásicas de alimentação. Essa capacidade de controlar a tensão no barramento CC mesmo diante de distúrbios severos da rede CA de alimentação faz do RHT uma excelente escolha para aplicações envolvendo a manutenção de barramentos CC em microrredes a partir da energia fornecida pela rede de distribuição pública em CA. Além disso, como o controle da tensão no barramento CC é dado pela regulação da tensão no capacitor de saída do conversor Full-Bridge, em condições de intermitências resultantes

da microgeração, este mesmo conversor é capaz de mitigar quaisquer oscilações de tensão provenientes de problemas relacionados às instabilidades naturais das fontes alternativas de energia, à inserção e remoção de grandes cargas CC e aos curtos-circuitos internos na microrrede, garantindo uma tensão regulada de 400 V para a distribuição da energia elétrica em CC.

Em suma, mesmo utilizando uma técnica de controle simples e de fácil implementação, o RHT proposto é uma estrutura altamente capaz de reduzir de maneira considerável o conteúdo harmônico presente nas correntes drenadas da rede CA e de dar elevada suportabilidade a afundamentos temporários de tensão, o que permite o fornecimento de um barramento CC estável para a alimentação de cargas CC, principalmente aquelas cargas que são sensíveis às distúrbios da rede de distribuição de energia elétrica que foram mencionadas no Capítulo 1.

# Capítulo 6 – Resultados Experimentais

## 6.1. Considerações Iniciais

Para validar as proposições desta tese, este capítulo apresenta o protótipo de laboratório do Retificador Híbrido Trifásico proposto, operando com carga de 4,5 kW para condições normais de suprimento da rede elétrica e com carga de 1,3 kW em condições de afundamentos temporários de tensão. A redução na potência processada se fez necessária visto às limitações de potência da fonte programável utilizada nos testes experimentais para condições de afundamentos temporários de tensão.

São apresentados os principais resultados experimentais que validam a estratégia de controle implementada com a finalidade de promover a mitigação do conteúdo harmônico das correntes de linha de entrada drenadas e a regulação da tensão no barramento CC através da técnica de compensação série de tensão.

Entre outros resultados experimentais, são apresentadas as formas de onda das correntes de linha de entrada e das correntes drenadas por Ret-1 e Ret-2; o comportamento do RHT diante de um degrau de carga; as comparações entre os níveis de DHT das correntes de linha de entrada e a norma IEC 61000-3-2; e o comportamento da tensão no barramento CC diante de condições de afundamentos de tensão dos tipos A, B, C, D, E, F e G.

## 6.2. Protótipo Experimental

Com base no arranjo topológico apresentado na Fig. 6.1, desenvolveu-se nas dependências do NUPEP um protótipo de laboratório do Retificador Híbrido Trifásico proposto neste trabalho, conforme ilustrado na Fig. 6.2.

O protótipo foi projetado para a potência nominal de 5 kW, entretanto, por limitações de carga, foi possível coletar resultados experimentais durante condições normais de suprimento da rede elétrica para uma potência de 4,5 kW. É importante destacar que, devido a limitações da fonte programável, realizou-se ensaios experimentais para uma carga de 1,3 kW quando da ocorrência de condições de afundamentos temporários de tensão. Apesar das limitações, os resultados experimentais demonstraram-se perfeitamente satisfatórios e suficientes para validar a estratégia de controle e a

operação do RHT. O resumo dos parâmetros do protótipo construído é apresentado na Tab. 6.1.

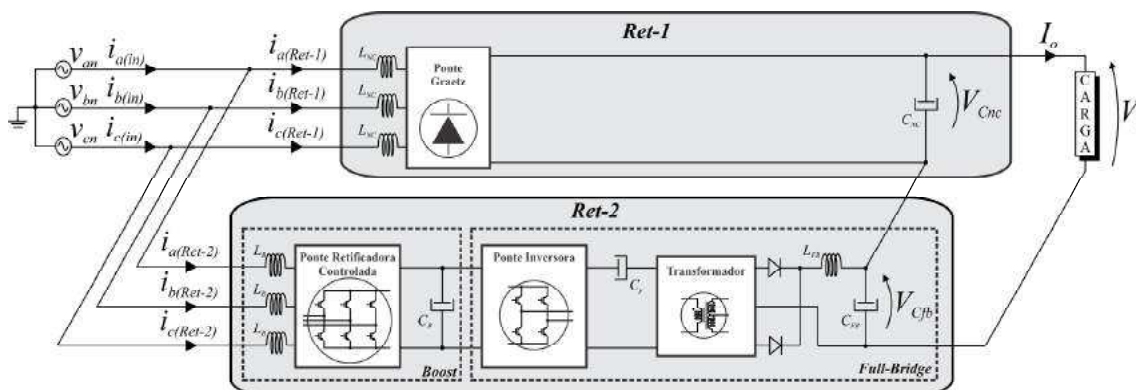


Fig. 6.1 – Arranjo topológico do circuito de potência do RHT.

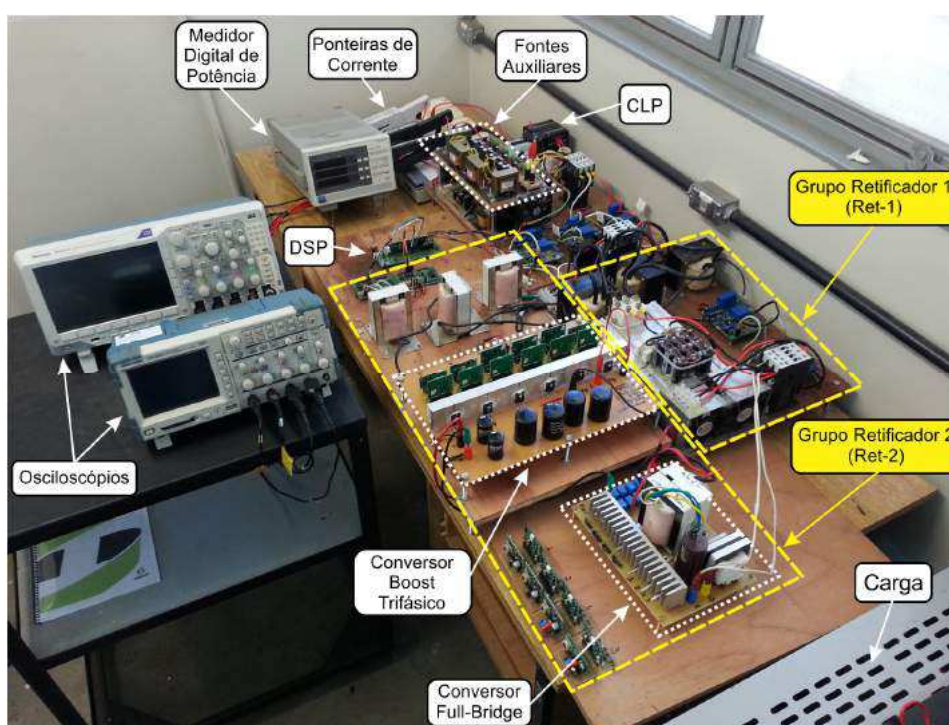


Fig. 6.2 – Protótipo do retificador híbrido trifásico desenvolvido em laboratório.

Alguns equipamentos e módulos foram utilizados em conjunto com o protótipo do RHT a fim de garantir o perfeito funcionamento da estrutura. Entre esses equipamentos e módulos, podem-se destacar os *Módulos de Sensoriamento* responsáveis por fornecer informações sobre os sinais de corrente e tensão sensoriados que são necessários para o controle; o *Processador Digital de Sinais (Digital Signal Processor – DSP)* utilizado para embarcar o algoritmo de controle do RHT apresentado no Apêndice D; as *Placas de Conversão de Sinais* utilizadas para adequar os sinais de pulsos enviados pelo DSP para níveis admissíveis pelos interruptores do circuito de potência do RHT; os *Gate-Drivers* responsáveis pelo acionamento e proteção dos interruptores; as *Fontes Auxiliares*



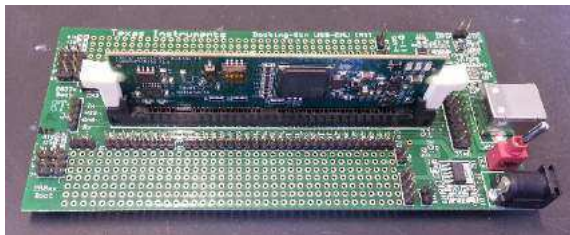
utilizadas na alimentação dos módulos de sensoriamento e *gate-drivers*; um *Controlador Lógico Programável (CLP)* responsável por comandar o seccionamento do circuito de potência através de contadores; e uma *Fonte Programável Trifásica* utilizada para a alimentação do circuito de potência do RHT e para ensaios experimentais envolvendo afundamentos temporários de tensão.

Tab. 6.1 – Resumo dos parâmetros do protótipo do retificador híbrido trifásico implementado.

Componentes	Ret-1	Ret-2	
		Boost	Full-Bridge
Ponte Retificadora	Modelo SKD 62/12 da SEMIKRON®	-	-
Indutores	3 Indutores $L_{NC} = 900 \mu\text{H}$	3 Indutores $L_B = 2 \text{ mH}$	$L_{FB} = 200 \mu\text{H}$
Capacitores	$C_{NC} = 3150 \mu\text{F}$	$C_B = 600 \mu\text{F}$	$C_p = 3,3 \mu\text{F}$ $C_{FB} = 270 \mu\text{F}$
Ponte Retificadora Controlada	-	6 Interruptores Modelo C2M0080120D da CREE®	-
Ponte Inversora	-	-	4 Interruptores Modelo C2M0080120D da CREE®
Diodo	-	-	3 Diodos Modelo C3D10065 da CREE®
Potência Ativa Média Máxima Processada (Operação Normal – 4,5 kW)	$P_{Ret-1( med )} = 3,3 \text{ kW}$ (73 %)	$P_{Ret-2( med )} = 1,2 \text{ kW}$ (27 %)	
Potência Ativa Média Máxima Processada (SAG – 1,3 kW)	$P_{Ret-1( med )} = 455 \text{ W}$ (35 %)	$P_{Ret-2( med )} = 845 \text{ W}$ (65 %)	


A Tab. 6.2 traz as características do DSP utilizado para implementação digital do algoritmo de controle utilizado para promover a imposição de correntes de linha de entrada senoidais e o controle da tensão de saída no barramento CC através da estrutura do RHT.

Tab. 6.2 – Especificações do DSP TMS320F28335 da TEXAS INSTRUMENTS®.

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

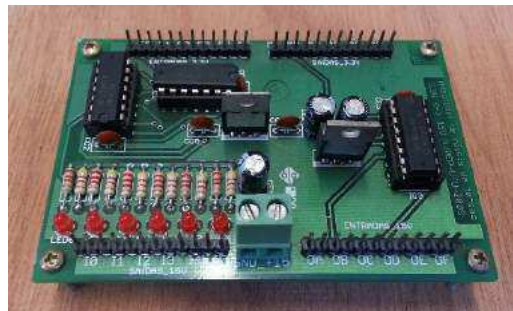
A Tab. 6.3 demonstra as características do Módulo de Aquisição e Condicionamento de Sinais de corrente e de tensão. O módulo foi implementado nas dependências do NUPEP e possui dois sensores de efeito Hall, um de tensão e outro de corrente. Tem por função a leitura e tratamento de sinais de tensão e corrente para que estes possam ser interpretados pelo DSP, posto que os sinais de saída do módulo trabalham na faixa de 0 a 3,3 V, faixa esta compatível com os níveis admissíveis pelo conversor analógico-digital do DSP.

Tab. 6.3 – Especificações do módulo para aquisição e condicionamento de sinais de corrente e de tensão.

	Máxima alimentação +15 (relação ao <i>gnd</i> )	15,2 V
	Máxima alimentação -15 (relação ao <i>gnd</i> )	-15,2 V
	Mínima alimentação +15 (relação ao <i>gnd</i> )	14,8 V
	Mínima alimentação -15 (relação ao <i>gnd</i> )	-14,8 V
	Máxima corrente eficaz nominal de medição	50 A
	Faixa de medição de corrente	-70 A a +70 A
	Máxima tensão eficaz nominal de medição	500 V
	Faixa de medição de tensão	-500 V a +500 V
	Faixa de tensão do sinal de saída	0 a 3,3 V
	Nível de offset	1,5 V

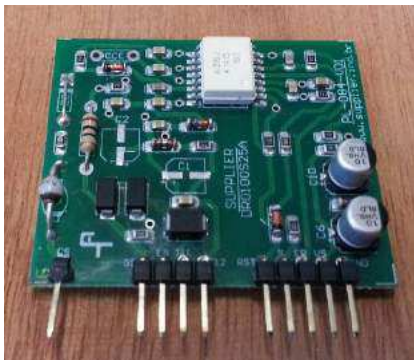
Uma vez que os *gate-drivers* utilizados no acionamento dos interruptores do circuito de potência do RHT trabalham com sinais de gatilho na faixa de 0 a 15 V e o DSP fornece sinais com amplitude entre 0 e 3,3 V, um módulo de conversão dos sinais, também desenvolvido nas dependências do NUPEP, se fez necessário para a conversão dos sinais de pulso enviados pelos DSP aos interruptores do circuito. A Tab. 6.4 demonstra as características do referido módulo.

Tab. 6.4 – Especificações do módulo de conversão dos sinais de saída do DSP da faixa de 0 a 3,3 V para a faixa de 0 a 15 V.

	Portas de Entrada	12
	Faixa de tensão dos sinais de entrada	0 a 3,3 V
	Portas de Saída	12
	Faixa de tensão dos sinais de saída	0 a 15 V


A Tab. 6.5 demonstra as características do *gate-driver* utilizado para o acionamento dos interruptores dos conversores Boost e Full-Bridge que compõem o Grupo Retificador 2 (Ret-2).

Tab. 6.5 – Especificações do *Gate-Driver DRO100S25A* da *SUPPLIER®*.

	Frequência máxima de comutação	100 kHz
	Corrente máxima de pico de saída	2,5 V
	Tensão de monitoramento entre coletor e emissor	1000 V
	Resistor de Gate	7,5 $\Omega$
	Tensão de teste de isolamento entre primário e secundário	2500 V
	Faixa de tensão de alimentação	14,4 V a 15,6 V
	Faixa de tensão de gate ligado	12,5 V a 18 V
	Faixa de tensão de gate desligado	-12 V a -7 V
	Faixa de tensão de referência para proteção de curto-circuito	6,5 V a 7,5 V

A Tab. 6.6 traz as especificações do CLP programado em linguagem LADDER para promover o acionamento dos contadores utilizados no seccionamento do circuito de potência do RHT. O seccionamento dos grupos retificadores Ret-1 e Ret2, bem como da carga se fez necessário durante os testes de funcionamento de cada grupo retificador e durante o processo de pré-carga dos capacitores.

Tab. 6.6 – Especificações do CLP *SYSMAC CPE* da *OMRON®*.

	Tensão de alimentação	100 V a 220 V CA
	Número de porta de entrada	8
	Número de portas de saída	6
	Tipo de saída	Relé

Por fim, as informações técnicas referentes à fonte trifásica programável utilizada para a alimentação do circuito do RHT e para os ensaios envolvendo afundamentos temporários de tensão são apresentadas na Tab. 6.7.

Tab. 6.7 – Especificações da Fonte trifásica programável *FCATHQ 450-22-100* da *SUPPLIER*®.

	
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	12 A
Potência máxima de saída	4,5 kVA
Frequência de saída	15-1000Hz (fundamental)
Número de harmônicos permitidos	51
Largura de banda da saída	0-3.000Hz
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, sobre-tensões (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. Implementação do Código de Controle

No que tange a implementação do algoritmo de controle e a configuração dos principais registradores do DSP *TMS320F28335*® da *TEXAS INSTRUMENTS*® que definem o correto funcionamento da estratégia de controle do RHT, este tópico detalha as principais ações tomadas para a geração do código de controle apresentado no Apêndice D.

Além da configuração dos registradores que definem o *clock* de operação do processador do DSP e da declaração das variáveis de controle definidas segundo os diagramas esquemáticos das estratégias de controle dos conversores Full-Bridge e Boost ilustrados na Fig. 4.1 e na Fig. 4.3, respectivamente, foi realizada a configuração dos registradores responsáveis pela habilitação dos pinos de propósito geral (GPIO) que



podem ser definidos como pinos de entrada digital ou pinos de saída digital ou pinos de saída PWM.

Conforme observado na Fig. 6.3, os pinos 00, 01, 02, 03, 04 e 05 foram habilitados como pinos de saída digital e foram configurados pelo algoritmo de controle para fornecerem os sinais de pulsos enviados para os interruptores  $S_{4B}$ ,  $S_{1B}$ ,  $S_{5B}$ ,  $S_{2B}$ ,  $S_{6B}$  e  $S_{3B}$  do conversor Boost, respectivamente. Os pinos 06 e 08 foram habilitados como pinos de saída PWM e foram configurados para fornecerem os sinais de gatilho dos interruptores  $S_{1FB}/S_{4FB}$  e  $S_{2FB}/S_{3FB}$  do conversor Full-Bridge, respectivamente, seguindo a lógica de *Phase-Shift* implementada na estratégia de controle. Os pinos 31 e 32, por sua vez, foram configurados como pinos de entrada digital e foram utilizados para habilitar/desabilitar os controles dos conversores Boost e Full-Bridge através de chaves analógicas conectadas externamente ao DSP.

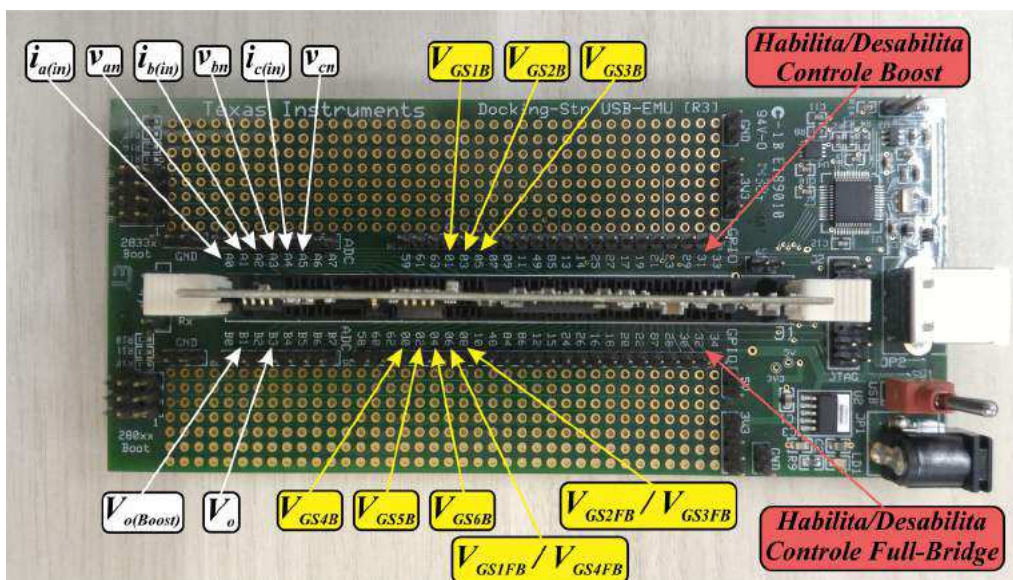


Fig. 6.3 – Atribuições dos pinos de GPIO configurados no algoritmo de controle embarcado no DSP.

Em seguida foi necessário realizar a configuração dos registradores que determinam a habilitação dos pinos das entradas de conversão analógico-digital (ADC) que foram definidos para receber os sinais de corrente e tensão sensorizados. Os pinos A0, A1, A2, A3, A4 e A5 foram configurados para receber os sinais sensorizados  $i_{a(in)}$ ,  $v_{an}$ ,  $i_{b(in)}$ ,  $v_{bn}$ ,  $i_{c(in)}$  e  $v_{cn}$ , respectivamente, e os pinos B1 e B3 foram configurados para receber os sinais sensorizados  $V_{o(Boost)}$  e  $V_o$ , respectivamente, conforme ilustrado na Fig. 6.3.

As estratégias de controle dos conversores Boost e Full-Bridge, por sua vez, são implementadas dentro de uma função de interrupção que é chamada sempre que ocorre a geração, por parte do ADC, das amostras sensorizadas. Desta forma, toda vez que uma

amostra é gerada para cada um dos sinais de tensão e corrente sensorizados, o algoritmo de controle implementado na interrupção é executado e os sinais de gatilho dos interruptores dos conversores Boost e Full-Bridge são gerados.

Dado que o código da estratégia de controle é executado sempre que ocorre a ação de amostragem, é necessário garantir que o período de amostragem definido pela frequência de amostragem configurada seja sempre maior que o tempo gasto pelo DSP para estabelecer a amostragem dos sinais e executar o código da interrupção, impedindo-se assim, que ocorra a sobreposição de amostras e a falha na execução do algoritmo de controle.

Visto a isso, para definir a maior frequência de amostragem a ser configurada no algoritmo, foi necessário primeiramente gerar o código de controle para uma frequência de amostragem qualquer, embarcar esse código no DSP e definir um pino de saída digital que seja setado em nível lógico alto sempre que a primeira linha de código da interrupção for executada, e setado em nível lógico baixo sempre que última linha de código da interrupção for executada. Assim, o tempo que essa saída digital permanecer em nível lógico alto determinará o tempo de execução do código da estratégia de controle, podendo-se assim definir a frequência máxima de amostragem necessária para permitir que as amostras sejam geradas e o código seja executado em um tempo menor que o período de amostragem.

A Fig. 6.4 demonstra que o tempo gasto pelo DSP para gerar as amostras dos sinais sensorizados e executar o código da estratégia de controle é de 11,52 microssegundos, o que determina que a frequência de amostragem a ser configurada no algoritmo seja de no máximo 86 kHz. Para deixar uma janela de tempo de execução maior para possíveis novas inserções de linhas de código, optou-se por utilizar a frequência de amostragem de 50 kHz, definindo-se assim, um tempo limite de 20 microssegundos para a geração das amostras e a execução do código da estratégia de controle do RHT.

Além disso, já que a utilização de uma estratégia de controle baseada em histerese para o conversor Boost torna possível a ocorrência de frequências de chaveamento variáveis nos interruptores do circuito de potência, a escolha de uma frequência de amostragem igual a 50 kHz garante que essas frequências de chaveamento sejam limitadas em 25 kHz. Isso ocorre, pois, os sinais de pulsos enviados para os interruptores apresentarão somente níveis baixos ou níveis altos durante toda a janela de 20 microssegundos, o que limita a frequência de chaveamento e impede que frequências muito altas sejam impostas sobre os interruptores.

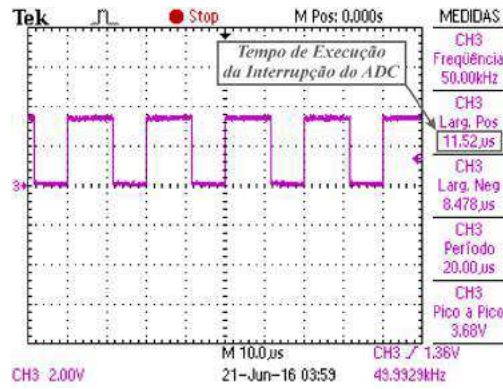


Fig. 6.4 – Tempo gasto pelo DSP para geração das amostras e para execução do código da estratégia de controle do RHT.

Além da escolha e configuração da frequência de amostragem, para o desenvolvimento do algoritmo de execução da estratégia de controle do RHT implementado na função de interrupção do código de controle, foi necessário também definir as equações de diferenças [55] que determinam, através de linhas de código, o comportamento dos controladores de tensão dos conversores Boost e Full-Bridge, do filtro Passa-Baixa e do controlador PI da estrutura PLL. Essas equações de diferenças são determinadas a partir da multiplicação cruzada dos dois lados de cada uma das equações que definem as funções de transferência discretas representadas por (5.1) a (5.4). Os produtos dessas multiplicações cruzadas resultam nas equações definidas por (6.1) a (6.4).

$$u_{v(B)}(z) = [1,9950125 \cdot z^{-1} - 0,99501247 \cdot z^{-2}] \cdot u_{v(B)}(z) + [0,00049894928 + 3,923192 \cdot 10^{-7} \cdot z^{-1} - 0,00049855696 \cdot z^{-2}] \cdot e_{v(B)}(z) \quad (6.1)$$

$$u_{v(FB)}(z) = z^{-1} \cdot u_{v(FB)}(z) + [0,00808 - 0,00792 \cdot z^{-1}] \cdot e_{v(FB)}(z) \quad (6.2)$$

$$v_{Mult(med)}(z) = [1,9975879 \cdot z^{-1} - 0,99759017 \cdot z^{-2}] \cdot v_{Mult(med)}(z) + [5,6780391 \cdot 10^{-7} + 1,1356078 \cdot 10^{-6} \cdot z^{-1} + 5,6780391 \cdot 10^{-7} \cdot z^{-2}] \cdot v_{Mult}(z) \quad (6.3)$$

$$v_{CC}(z) = z^{-1} \cdot v_{CC}(z) + [1,001 - 0,999 \cdot z^{-1}] \cdot v_{Mult(med)}(z) \quad (6.4)$$

Sendo a multiplicação de uma variável discreta por  $z^{-k}$  representada pela k-ésima amostra passada dessa variável, obtém-se as equações de diferenças dos controladores de tensão dos conversores Boost e Full-Bridge, do filtro Passa-Baixa e do controlador PI da estrutura PLL reescrevendo-se (6.1) a (6.4) da seguinte forma:

$$u_{v(B)[n]} = 1,9950125 \cdot u_{v(B)[n-1]} - 0,99501247 \cdot u_{v(B)[n-2]} + 0,00049894928 \cdot e_{v(B)[n]} + 3,923192 \cdot 10^{-7} \cdot e_{v(B)[n-1]} - 0,00049855696 \cdot e_{v(B)[n-2]} \quad (6.5)$$



$$u_{v(FB)[n]} = u_{v(FB)[n-1]} + 0,00808 \cdot e_{v(FB)[n]} - 0,00792 \cdot e_{v(FB)[n-1]} \quad (6.6)$$

$$v_{Mult(med)[n]} = 1,9975879 \cdot v_{Mult(med)[n-1]} - 0,99759017 \cdot v_{Mult(med)[n-2]} + \\ + 5,6780391 \cdot 10^{-7} \cdot v_{Mult[n]} + 1,1356078 \cdot 10^{-6} \cdot v_{Mult[n-1]} + 5,6780391 \cdot 10^{-7} \cdot v_{Mult[n-2]} \quad (6.7)$$

$$v_{CC[n]} = v_{CC[n-1]} + 1,001 \cdot v_{Mult(med)[n]} - 0,999 \cdot v_{Mult(med)[n-1]} \quad (6.8)$$

Onde  $u_{v(B)[n]}$ ,  $u_{v(FB)[n]}$ ,  $v_{Mult(med)[n]}$  e  $v_{CC[n]}$  representam as amostras de  $u_{v(B)}$ ,  $u_{v(FB)}$ ,  $v_{Mult(med)}$  e  $v_{CC}$  que se deseja determinar no momento de execução do código durante a interrupção do ADC;  $u_{v(B)[n-1]}$ ,  $u_{v(FB)[n-1]}$ ,  $v_{Mult(med)[n-1]}$  e  $v_{CC[n-1]}$  representam as amostras de  $u_{v(B)}$ ,  $u_{v(FB)}$ ,  $v_{Mult(med)}$  e  $v_{CC}$  determinadas no processo de amostragem anterior ao atual; e  $u_{v(B)[n-2]}$ ,  $u_{v(FB)[n-2]}$ ,  $v_{Mult(med)[n-2]}$  e  $v_{CC[n-2]}$  representam as amostras de  $u_{v(B)}$ ,  $u_{v(FB)}$ ,  $v_{Mult(med)}$  e  $v_{CC}$  determinadas à dois processos de amostragem anteriores ao atual.

Conforme pode ser verificado no algoritmo de controle apresentado no Apêndice D, além da elaboração de linhas de códigos para definir a chamada de cada estratégia de controle, da configuração das pinos digitais de propósito geral, da configuração das saída PWM e das implementações das equações de diferenças dos controladores de tensão dos conversores Boost e Full-Bridge, do filtro Passa-Baixa e do controlador PI da estrutura PLL, ao final do algoritmo foram desenvolvidas também linhas de códigos que desabilitam os sinais de gatilhos dos interruptores dos circuitos dos conversores Boost e Full-Bridge em condições de sobrecorrentes e curtos-circuitos.

#### 6.4. Resultados Experimentais do RHT Operando sob Condições Normais de Suprimento da Rede Elétrica (Potência de 4,5 kW)

Para validar inicialmente a eficácia da estratégia de controle do ponto de vista de imposição de correntes de linha de entrada senoidais, a Fig. 6.5 demonstra como são realizadas as composições das correntes de linha de entrada das fases A, B e C. Observa-se que, assim como foi exposto nos resultados de simulação computacional apresentados no Capítulo 5, as correntes de entrada são os resultados das combinações das correntes drenadas por cada fase de Ret-1 e de Ret-2 e que são justamente as correntes de linha impostas por Ret-2 que determinam a forma de onda senoidal das correntes resultantes.

A Fig. 6.6 apresenta as correntes de linha de entrada das fases A, B e C, o que reforça a eficácia do controle quanto à imposição de correntes de linha de entrada senoidais e à consequente mitigação do conteúdo harmônico dessas correntes.

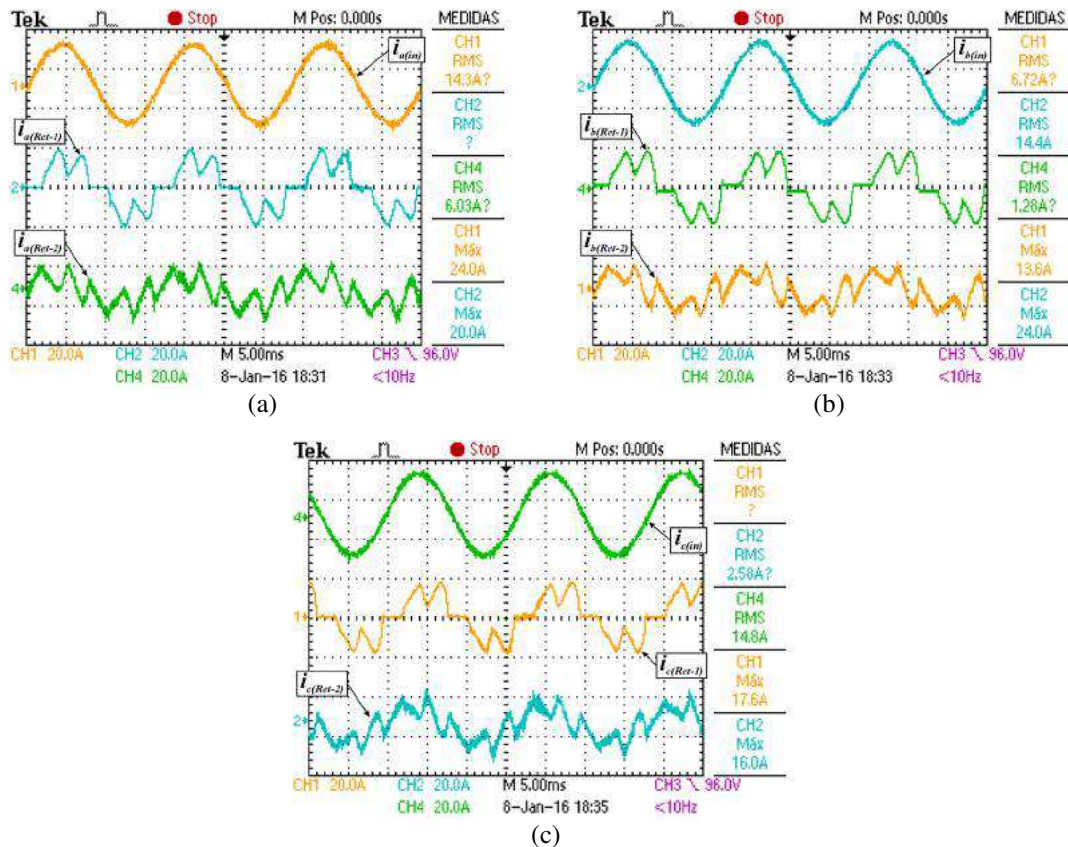


Fig. 6.5 – Correntes de linha de entrada drenadas pelo RHT, por Ret-1 e por Ret-2 para (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.

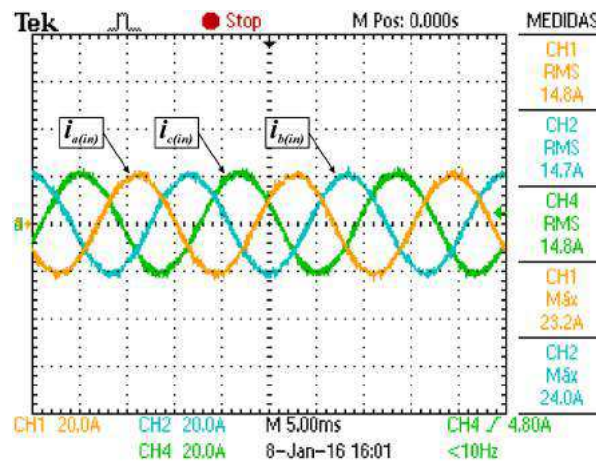
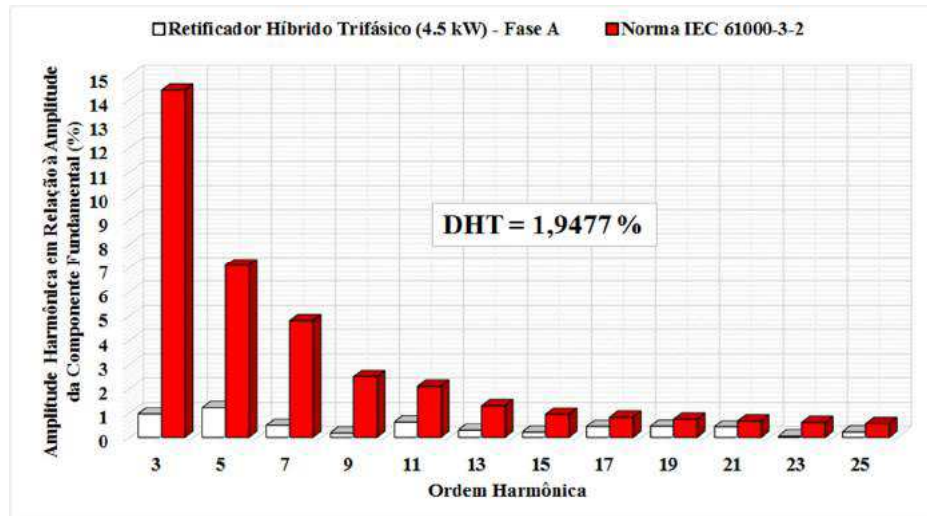


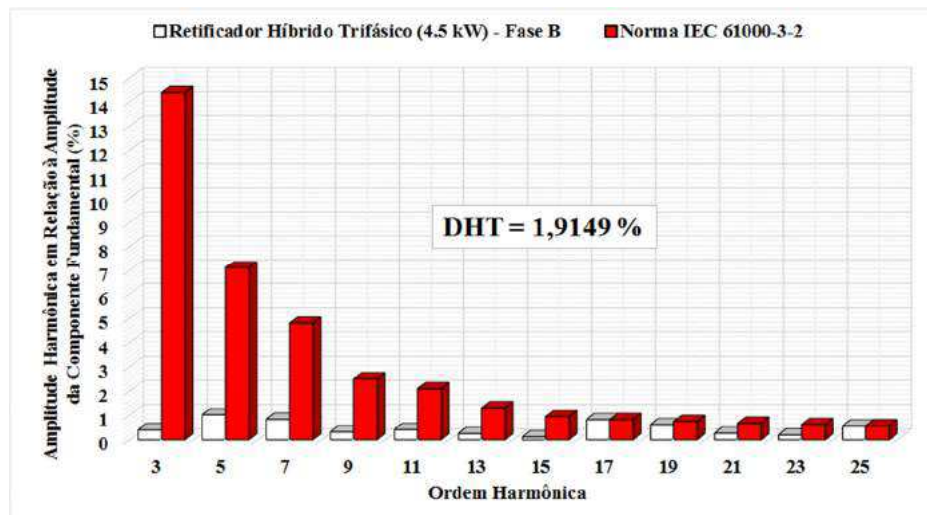
Fig. 6.6 – Correntes de linha de alimentação das fases A, B e C.

A partir do vetor de pontos dos valores de cada uma das correntes obtidos através dos resultados extraídos do osciloscópio *TPS 2024B* da *Tektronix®*, foi possível determinar a distorção harmônica das correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  e comparar o conteúdo harmônico dessas correntes com a norma IEC 61000-3-2. Conforme pode ser observado pela Fig. 6.7, os conteúdos harmônicos das correntes de linha de entrada impostas pelo RHT demonstraram-se em conformidade com a norma da IEC e a Distorção Harmônica Total (DHT) de cada corrente apresentou-se com valor satisfatório e bastante reduzido, o

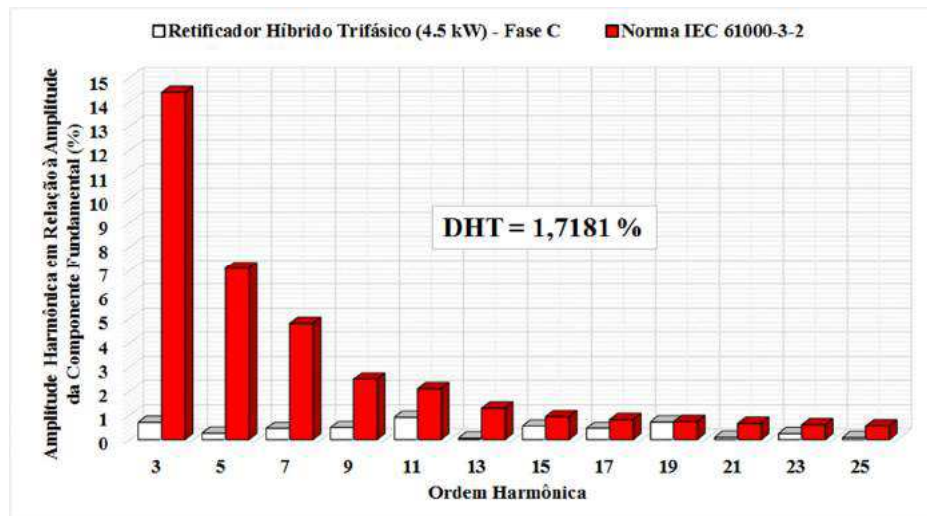
que mais uma vez comprova o excelente funcionamento do RHT e de sua estratégia de controle.



(a)



(b)



(c)

Fig. 6.7 – Distorção harmônica total e comparação, em relação à normal IEC 61000-3-2, das amplitudes harmônicas das correntes (a)  $i_{a(in)}$ , (b)  $i_{b(in)}$  e (c)  $i_{c(in)}$ .

Já que a conformidade das amplitudes harmônicas das correntes de linha de entrada em relação à norma da IEC foi estabelecida, verificou-se também a implicação da imposição dessas correntes em termos de correção de fator de potência. Como é possível verificar através da Fig. 6.8, as correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  apresentaram-se em fase com as tensões F-N  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ , respectivamente, o que demonstra a correta funcionalidade do PLL implementado para atracar as referências senoidais com as tensões fase-neutro.

Para fortalecer a ideia de correção de fator de potência proporcionada pela estratégia de controle do RHT, utilizou-se o medidor digital de potência WT230 da Yokogawa® para medir as potências ativa e aparente por fase e consequentemente medir o fator de potência por fase, conforme pode ser verificado através da Fig. 6.9. Nota-se que o fator de potência por fase apresentou-se muito próximo do valor unitário.

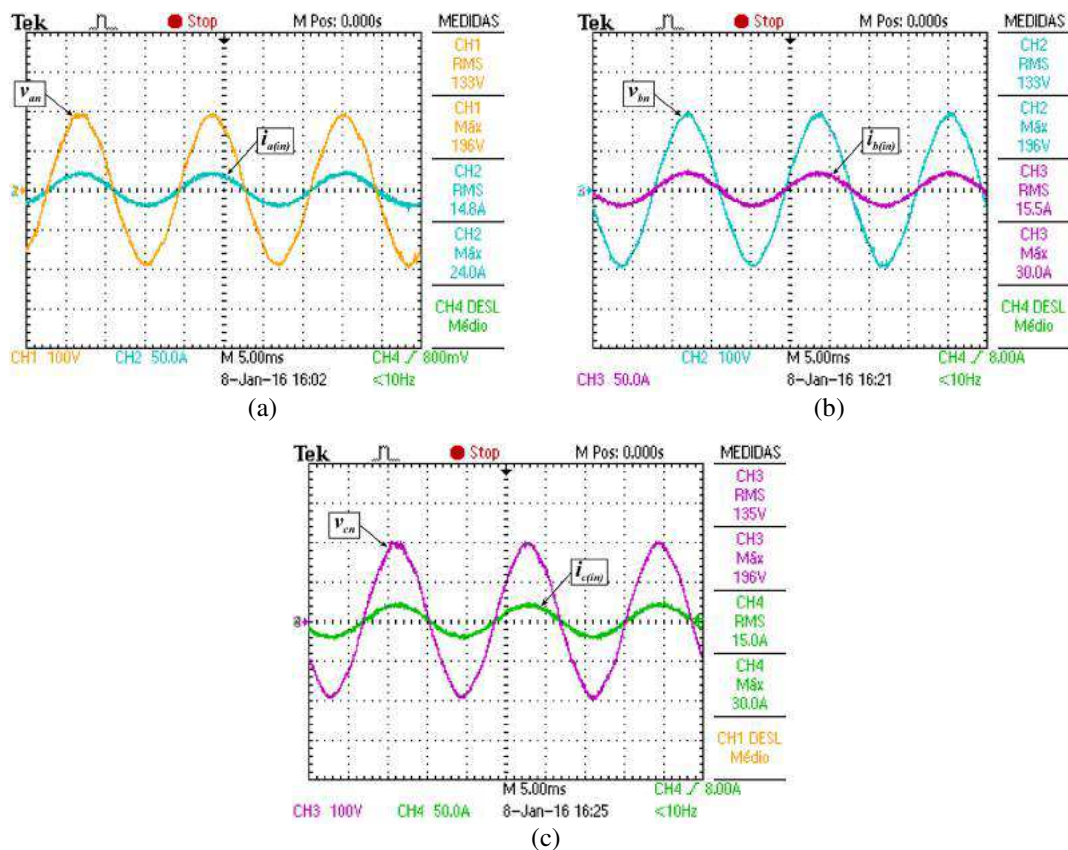


Fig. 6.8 – Correntes de linha em fase com as tensões F-N para (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.



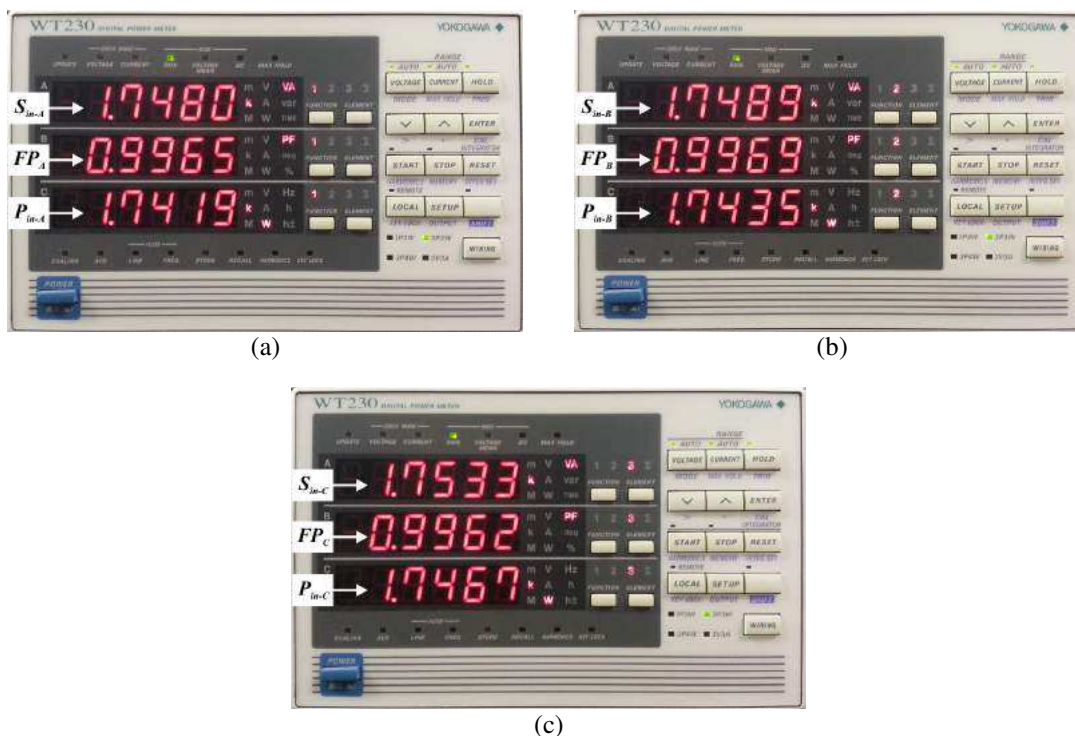


Fig. 6.9 – Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.

Ensaios experimentais envolvendo variações de carga processada pelo RHT foram realizados, e, através da obtenção do vetor de pontos das formas de onda das correntes de linha de entrada pelo osciloscópio *TPS 2024B* da *Tektronix*<sup>®</sup> e a utilização do medidor digital de potência *WT230* da *Yokogawa*<sup>®</sup>, foi possível determinar a distorção harmônica total média entre as correntes impostas e o fator de potência médio entre os valores obtidos por fase durante a variação da potência da carga aplicada ao RHT. O gráfico apresentado na Fig. 6.10 ilustra o comportamento da distorção harmônica total média e o fator de potência médio entre os valores obtidos por fase, o que permite perceber que a distorção harmônica total, apesar de pequena para a carga de 1,3 kW, sofreu uma redução considerável quando da operação do RHT para uma carga de 4,5 kW, e que o fator de potência médio a partir de 2,2 kW de carga apresentou uma elevação considerável, com valor bem próximo do unitário. Este gráfico ilustra a eficácia da estratégia de controle adotada e demonstra o ótimo papel da topologia de conversor adotada para o RHT em termos de mitigação de conteúdo harmônico de corrente e correção de fator de potência.

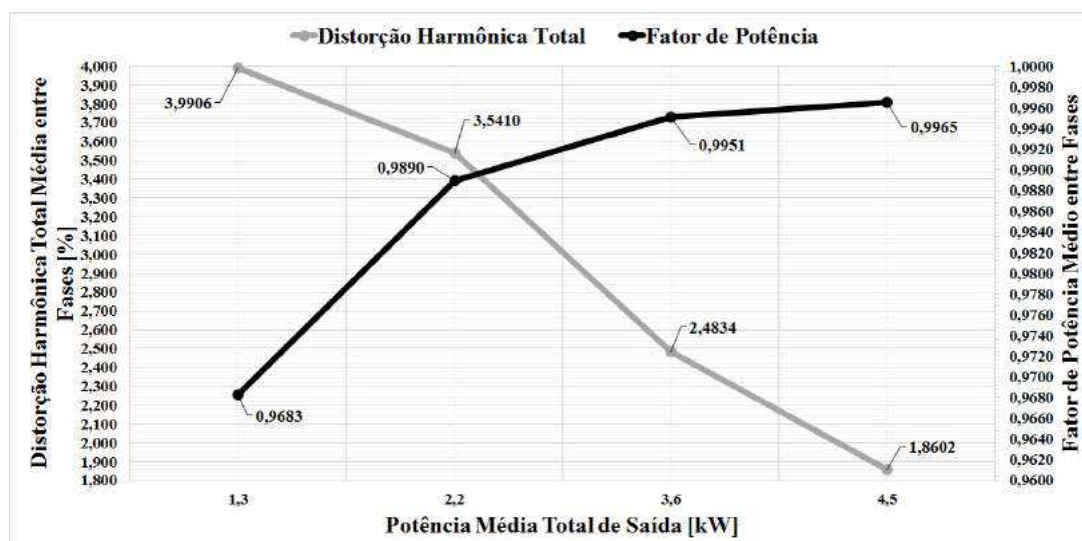


Fig. 6.10 – Distorsão harmônica total média e fator de potência médio em função da potência ativa média total processada.

Conforme mencionado, além de estabelecer a imposição de correntes de linha de entrada senoidais, o RHT também é responsável pelo controle da tensão no barramento CC. O objetivo da estratégia é controlar a tensão no capacitor de saída de Ret-2 de tal forma que essa tensão somada à tensão no capacitor de saída de Ret-1 (compensação série de tensão no barramento CC) resulte em uma tensão controlada no barramento CC em 400 V. A Fig. 6.11 demonstra as tensões nos capacitores de saída de Ret-1 ( $V_{Cnc}$ ), de Ret-2 ( $V_{Cfb}$ ) e do conversor Boost ( $V_{o(Boost)}$ ), e a tensão no barramento CC ( $V_o$ ) controlada em 400 V durante condições normais de suprimento da rede elétrica. Observa-se que, conforme esperado, o controle promove a compensação série de tensão no barramento CC e a tensão total aplicada à carga é o resultado da soma entre  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$ . Vale salientar que a tensão  $V_{o(Boost)}$  é controlada em 350 V e aplicada à entrada do conversor Full-Bridge, o que permite, dependendo da carga processada, que a tensão no barramento CC seja controlada em 400 V mesmo que a tensão no capacitor de saída de Ret-1 caia para 50 V durante condições de afundamentos temporários de tensão.

Através da utilização do medidor digital de potência WT230 da Yokogawa® foi possível medir a potência ativa média total processada por cada grupo retificador durante condições normais de suprimento da rede CA e uma carga com potência de aproximadamente 4,5 kW, conforme pode ser verificado pela Fig. 6.12. Nota-se que assim como foi previsto nos resultados de simulação computacional, a estrutura Ret-1 é responsável por mais de 73% da potência ativa média total processada pelo RHT, restando menos de 27% para a estrutura Ret-2.

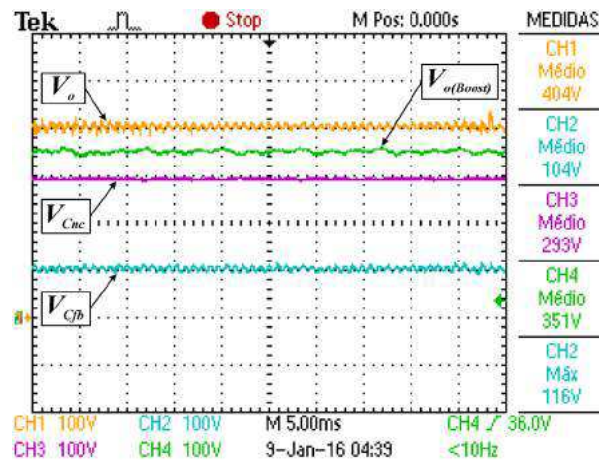


Fig. 6.11 – Tensão no barramento CC ( $V_o$ ), tensão de saída do conversor Boost ( $V_{o(Boost)}$ ), tensão de saída de Ret-1 ( $V_{Cnc}$ ), e tensão de saída de Ret-2 ( $V_{Cfb}$ ).



(a)



(b)

Fig. 6.12 – Potências ativas de saída processadas pelo retificador híbrido trifásico ( $P_o$ ), por Ret-1 ( $P_{o(Ret-1)}$ ) e por Ret-2 ( $P_{o(Ret-2)}$ ) e percentual de processamento de potência ( $P_{o(Ret-1)}\%$  e  $P_{o(Ret-2)}\%$ ).

## 6.5. Resultados Experimentais do RHT Operando Diante de Degrau de Carga Processada (2,4 kW para 4,5 kW)

Para verificar o desempenho dinâmico do retificador híbrido trifásico, aplicou-se um degrau de carga de 2,4 kW para 4,5 kW no instante  $t_{DEGRAU}$ . O comportamento das correntes de linha de entrada é apresentado na Fig. 6.13 e as respostas dinâmicas das correntes drenadas pela fase A do RHT, de Ret-1 e de Ret-2 durante o transitório de carga são apresentadas na Fig. 6.14. Percebe-se que a estratégia de controle atua no RHT tão rapidamente quanto necessário para que a magnitude da corrente imposta pelo conversor Boost aumente acompanhando o aumento da corrente drenada pelo retificador não controlado e mantendo as correntes de linha de entrada do RHT com aspecto senoidal após o segundo ciclo posterior à ocorrência do degrau.



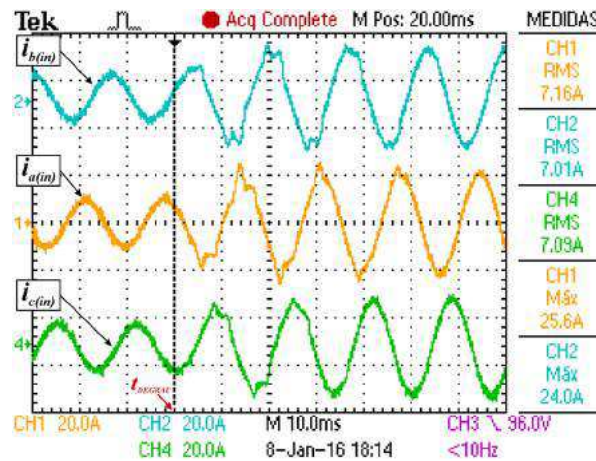


Fig. 6.13 – Respostas dinâmicas das correntes de linha de entrada durante um degrau de carga de 2,4 kW para 4,5 kW.

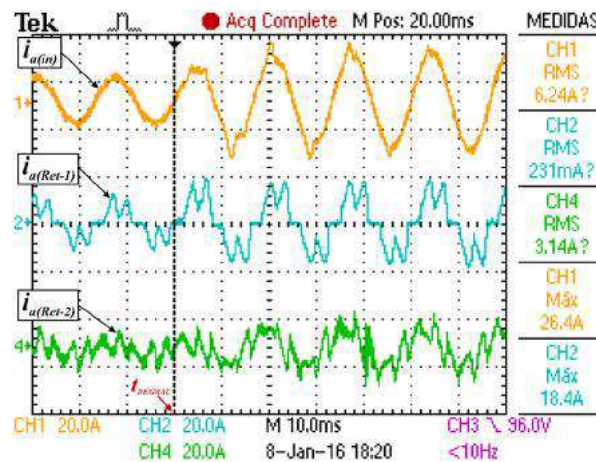


Fig. 6.14 – Respostas dinâmicas das correntes de linha de entrada drenadas pela fase A do RHT, de Ret-1 e de Ret-2 durante um degrau de carga de 2,4 kW para 4,5 kW.

Os desempenhos dinâmicos da tensão no barramento CC e das tensões nos capacitores de saída de Ret-1, Ret-2 e do conversor Boost durante o transitório de carga também foram verificados e são apresentados na Fig. 6.15. Nota-se que apesar da tensão  $V_{o(Boost)}$  apresentar uma queda durante o transitório, a mesma se mantém constante em 350 V em regime permanente, o que não implica em nenhuma queda na tensão do capacitor de saída do conversor Full-Bridge. A tensão  $V_{Cnc}$  apresentou uma pequena redução após o degrau, entretanto a estratégia de controle promoveu um aumento na tensão  $V_{Cfb}$  proporcional a essa queda de tal forma que a tensão  $V_o$  se manteve constante em 400 V. Em termos de aplicações voltadas para microrredes, as respostas das tensões  $V_{Cfb}$  e  $V_o$  diante de um degrau de carga ilustram o comportamento esperando quando da ocorrência de reduções de fornecimento de energia por parte de fontes renováveis de energia e de conexões de cargas de alta potência em barramentos de distribuição de energia em CC. Assim, constata-se que o RHT, juntamente à sua característica de

compensação série de tensão, é uma excelente alternativa para dar suportabilidade a oscilações de tensão em barramentos CC utilizados por microrredes para a distribuição de energia elétrica.

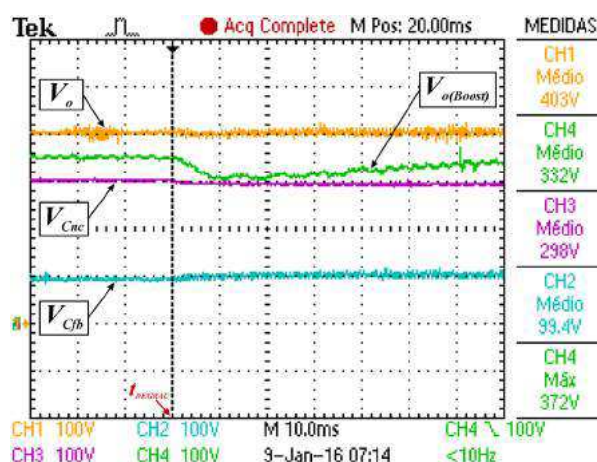


Fig. 6.15 – Respostas dinâmicas da tensão no barramento CC e das tensões nos capacitores de saída de Ret-1, de Ret-2 e do conversor Boost durante um degrau de carga de 2,4 kW para 4,5 kW.

## 6.6. Resultados Experimentais do RHT Operando sob Condições de Afundamentos de Tensão (Potência de 1,3 kW)

Os testes envolvendo afundamentos temporários de tensão foram realizados tomando por base a classificação apresentada no estudo detalhado por Bollen [59], o qual classifica os afundamentos temporários de tensão em sete tipos, denominados de *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F* e *G*, cujas características dependem do tipo de curto circuito, da conexão do transformador e da carga. Conforme foi apresentado na Tab. 5.1, Bollen define o parâmetro  $h$  ( $0 \leq h \leq 1$ ), o qual determina o valor da magnitude das tensões de fase e o ângulo de fase durante a ocorrência de cada tipo de afundamento.

Vale destacar que para os testes envolvendo afundamentos de tensão utilizou-se a fonte trifásica programável *FCATHQ 450-22-100* da *SUPPLIER*® cujas características encontram-se detalhadas na Tab. 6.7. Durante estes testes foi necessário reduzir a potência da carga de 4,5 kW para 1,3 kW visto à limitação da corrente máxima fornecida pela referida fonte. Isso se fez necessário pois durante a ocorrência de determinados tipos de afundamentos de tensão, a estratégia de controle atua no RHT para que o controle da tensão no capacitor de saída do conversor Boost seja realizada através do aumento da amplitude das correntes de linha de entrada impostas, o que implica na atuação da proteção da fonte contra sobrecorrentes para cargas de potência mais alta.

As subseções que se seguem apresentam os resultados experimentais pertinentes à operação do RHT durante a ocorrência dos sete tipos de afundamentos de tensão para o parâmetro  $h$  igual a 0,5.

### 6.6.1. Afundamento de Tensão do Tipo A

Tomando por base a Tab. 5.1 para o parâmetro  $h$  igual a 0,5 e levando em consideração que as tensões F-N em condições normais de suprimento da rede CA apresentam valor de pico igual a 180 V, (6.1) a (6.3) apresentam as expressões matemáticas no domínio do tempo para as tensões F-N durante a ocorrência de um afundamento de tensão do tipo A.

$$v_{an}(t) = 90 \cdot \sin(377 \cdot t) \quad (6.1)$$

$$v_{bn}(t) = 90 \cdot \sin(377 \cdot t + 240^\circ) \quad (6.2)$$

$$v_{cn}(t) = 90 \cdot \sin(377 \cdot t + 120^\circ) \quad (6.3)$$

A Fig. 6.16 ilustra as tensões F-N durante a ocorrência do afundamento de tensão do tipo A tanto em regime permanente como durante o transitório do afundamento que ocorre no instante  $t_{SAG}$ . Nota-se que para este tipo de afundamento, as tensões não sofrem mudanças de fase e suas amplitudes são reduzidas pela metade.

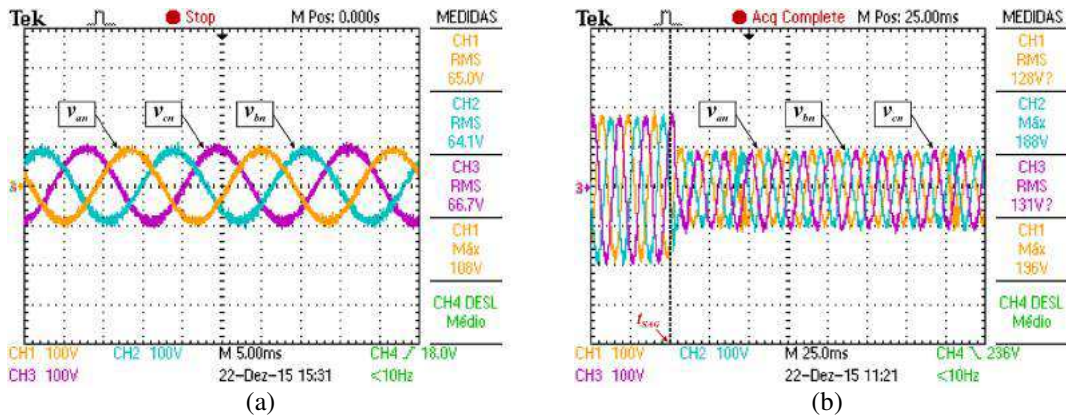


Fig. 6.16 – Afundamento de tensão do tipo A: Tensões F-N  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

O comportamento das correntes de linha de entrada durante o afundamento de tensão do tipo A é apresentado na Fig. 6.17. Após o instante  $t_{SAG}$ , a estratégia de controle atua no RHT de tal forma que as amplitudes das correntes de linha de entrada sejam aumentadas para compensar a tensão na saída do conversor Boost e mantê-la em 350 V. A velocidade desse aumento na amplitude das correntes depende da velocidade de



descarga do capacitor de saída de Ret-1 ( $C_{NC}$ ) após o instante  $t_{SAG}$ , como é possível observar na Fig. 6.18.

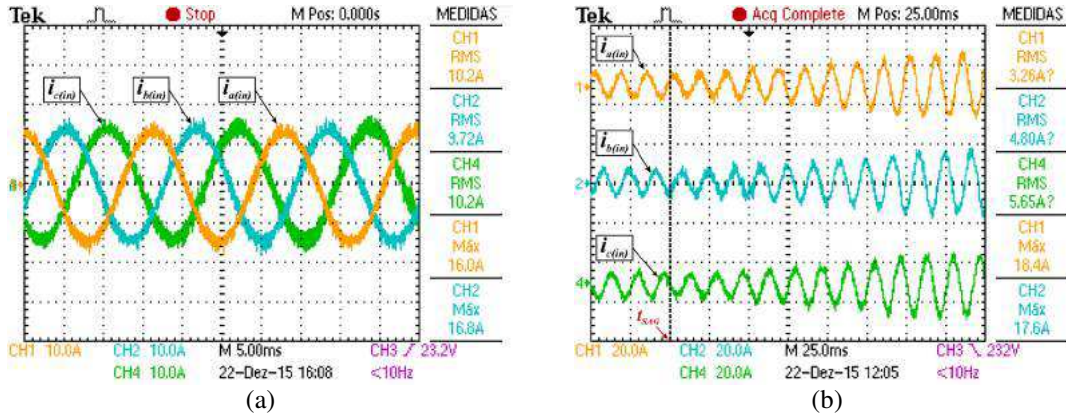


Fig. 6.17 – Afundamento de tensão do tipo A: Correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

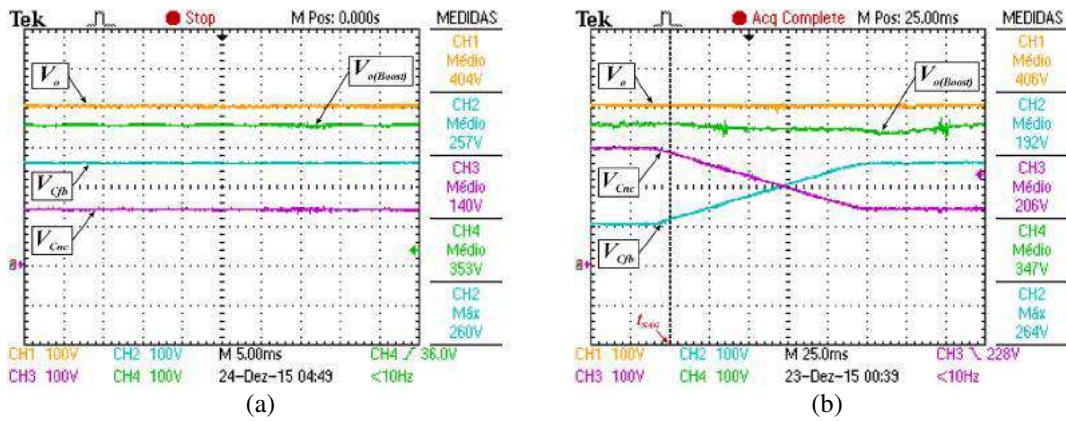


Fig. 6.18 – Afundamento de tensão do tipo A: Tensões  $V_o$ ,  $V_{o(Boost)}$ ,  $V_{cnc}$  e  $V_{cfb}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

Como a tensão de saída de Ret-1 sofre uma queda durante o afundamento das tensões F-N, conforme demonstrado na Fig. 6.18, a estratégia de controle atua no conversor Full-Bridge para controlar a tensão  $V_{cfb}$ , que ao ser somada à tensão  $V_{cnc}$ , mantém a tensão no barramento CC constante em 400 V durante o distúrbio, evidenciando mais uma vez a eficácia do controle e da estrutura do RHT ao operar para a realização da compensação série de tensão no barramento CC.

Visto que o afundamento de tensão do tipo A é o mais severo devido à redução drástica que o mesmo provoca na tensão do capacitor de saída de Ret-1, para compensar tal distúrbio da rede CA e manter a tensão no barramento CC controlada em 400 V é necessário que a estrutura Ret-2 processe em torno de 65% da potência total entre à carga, conforme pode ser observado pela Fig. 6.19.

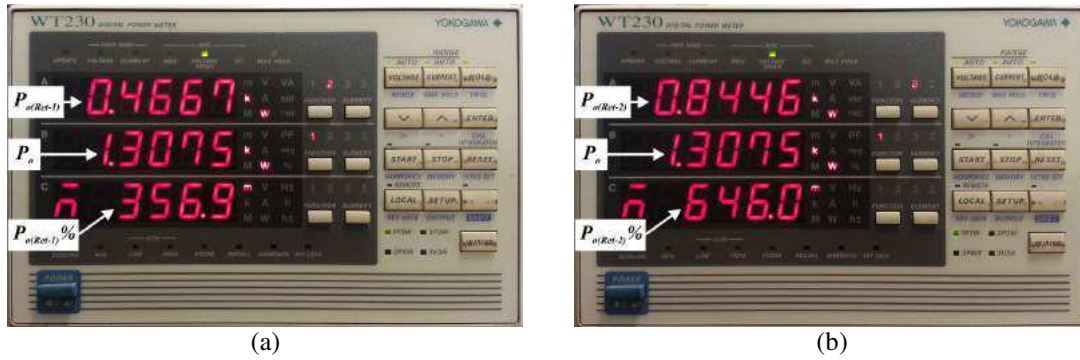


Fig. 6.19 – Afundamento de tensão do tipo A: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.

### 6.6.2. Afundamento de Tensão do Tipo B

Mantendo o parâmetro  $h$  igual a 0,5, (6.4) a (6.6) apresentam as expressões matemáticas no domínio do tempo para as tensões F-N durante a ocorrência de um afundamento de tensão do tipo B.

$$v_{an}(t) = 90 \cdot \sin(377 \cdot t) \quad (6.4)$$

$$v_{bn}(t) = 180 \cdot \sin(377 \cdot t + 240^\circ) \quad (6.5)$$

$$v_{cn}(t) = 180 \cdot \sin(377 \cdot t + 120^\circ) \quad (6.6)$$

A Fig. 6.20 ilustra as tensões F-N durante a ocorrência do afundamento de tensão do tipo B tanto em regime permanente como durante o transitório do afundamento que ocorre no instante  $t_{SAG}$ . Para este tipo de afundamento, somente uma das fases é reduzida pela metade do seu valor de pico e, assim como para o afundamento do tipo A, as tensões não sofrem mudanças de fase.

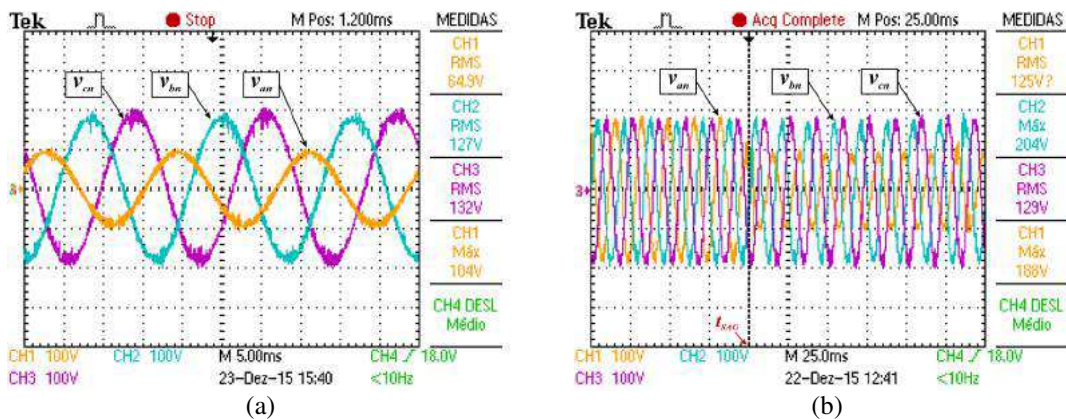


Fig. 6.20 – Afundamento de tensão do tipo B: Tensões F-N  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

O comportamento das correntes de linha de entrada e o comportamento das tensões de saída do conversor Boost, das estruturas Ret-1 e Ret-2 e do RHT durante o

afundamento de tensão do tipo B são apresentados na Fig. 6.21 e na Fig. 6.22, respectivamente. Como o afundamento do tipo B é bem menos severo que o afundamento do tipo A, a queda na tensão  $V_{Cnc}$  é muito pequena e o RHT consegue regular facilmente a tensão  $V_o$  em 400 V, o que implica em um pequeno aumento nas amplitudes das correntes de linha de entrada durante o distúrbio para poder manter em 350 V a tensão de saída do conversor Boost.

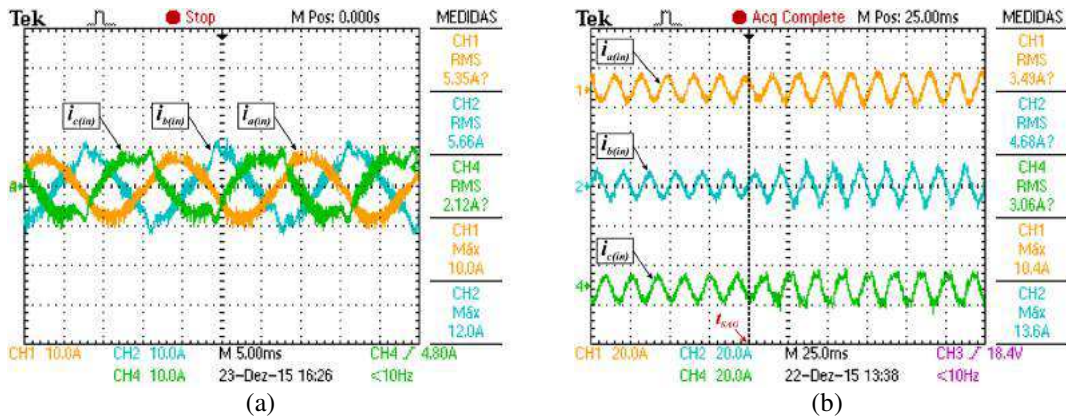


Fig. 6.21 – Afundamento de tensão do tipo B: Correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

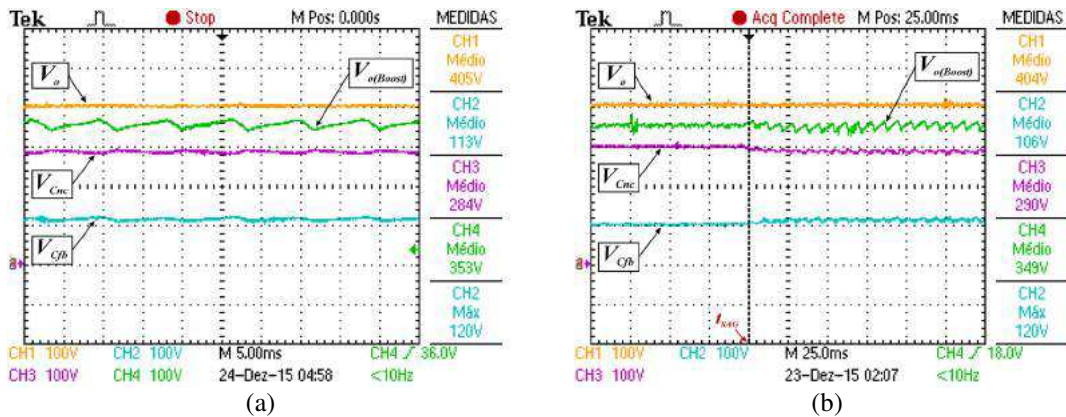


Fig. 6.22 – Afundamento de tensão do tipo B: Tensões  $V_o$ ,  $V_{o(Boost)}$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

Visto à severidade reduzida do afundamento do tipo B e à necessidade de um pequeno aumento na tensão de saída do conversor Full-Bridge, o processamento de potência por parte da estrutura Ret-2 fica em cerca de apenas 29%, conforme pode ser observado pela Fig. 6.23.





Fig. 6.23 – Afundamento de tensão do tipo B: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.

### 6.6.3. Afundamento de Tensão do Tipo C

Para o valor de 0,5 configurado para o parâmetro  $h$ , (6.7) a (6.9) apresentam as expressões matemáticas no domínio do tempo para as tensões F-N durante a ocorrência de um afundamento de tensão do tipo C. Além de promover uma redução significativa nas amplitudes de duas tensões F-N, o afundamento do tipo C é responsável também por promover uma variação na fase das mesmas.

$$v_{an}(t) = 180 \cdot \text{sen}(377 \cdot t) \quad (6.7)$$

$$v_{bn}(t) = 119,06 \cdot \text{sen}(377 \cdot t + 220,9^\circ) \quad (6.8)$$

$$v_{cn}(t) = 119,06 \cdot \text{sen}(377 \cdot t + 139,1^\circ) \quad (6.9)$$

A Fig. 6.24 ilustra as tensões F-N durante a ocorrência do afundamento de tensão do tipo C tanto em regime permanente como durante o transitório do afundamento que ocorre no instante  $t_{SAG}$ . Observa-se que há um defasamento angular provocado nas tensões  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$  por este tipo de afundamento de tensão.

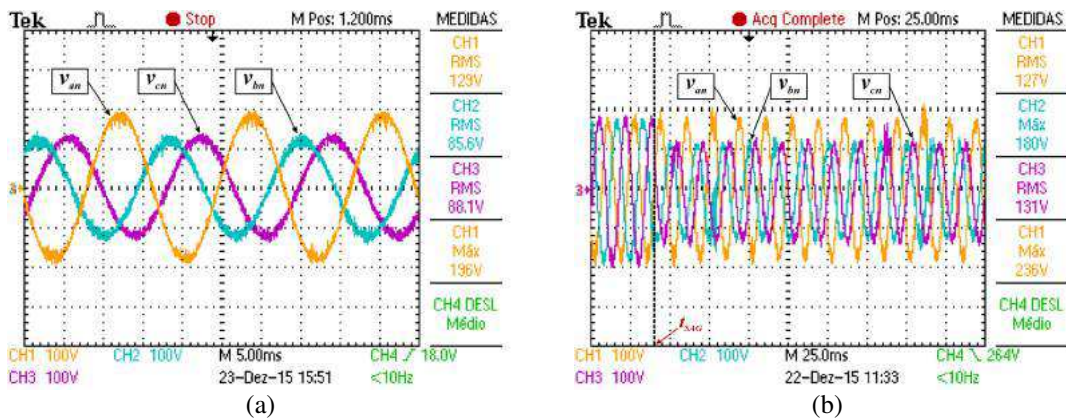


Fig. 6.24 – Afundamento de tensão do tipo C: Tensões F-N  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.



O comportamento das correntes de linha de entrada durante o afundamento de tensão do tipo C é apresentado na Fig. 6.25. Mais uma vez o PLL implementado na estratégia de controle comprova sua eficácia também durante a ocorrência desse tipo de afundamento, uma vez que as correntes de linha de entrada mantiveram-se em fase com as respectivas tensões F-N.

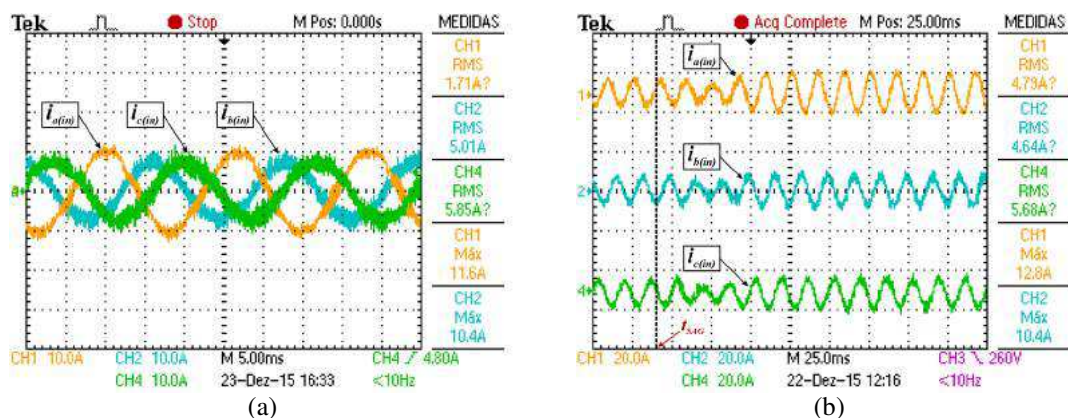


Fig. 6.25 – Afundamento de tensão do tipo C: Correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

Assim como pode ser percebido pela Fig. 6.26, apesar de uma severidade reduzida em relação ao afundamento do tipo A, a estratégia de controle atuou no RHT de tal modo que a tensão  $V_o$  manteve-se controlada em 400 V durante a ocorrência do afundamento do tipo C, além de promover o controle da tensão de saída do conversor Boost em 350 V. Mais uma vez a compensação série de tensão é perfeitamente visível durante o afundamento, sendo que há um aumento na tensão  $V_{Cfb}$  em consequência da redução da tensão  $V_{Cnc}$ .

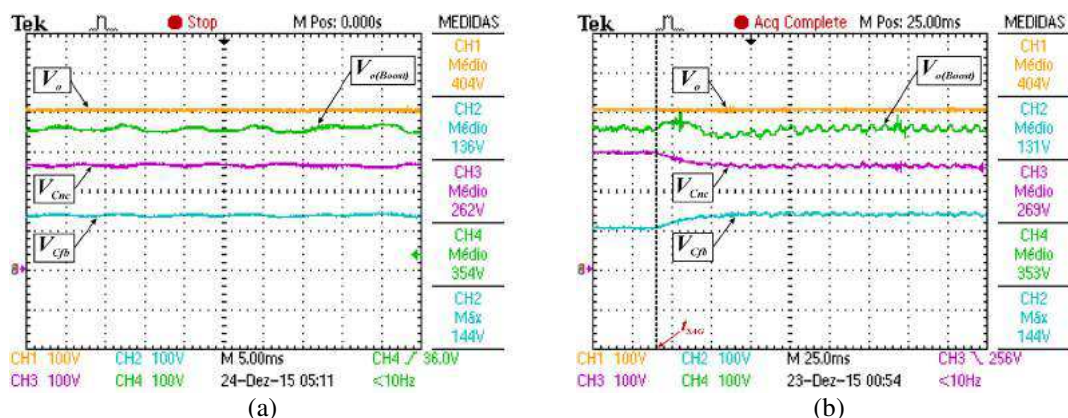


Fig. 6.26 – Afundamento de tensão do tipo C: Tensões  $V_o$ ,  $V_o(Boost)$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

A Fig. 6.27 ilustra a divisão do processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2 durante a ocorrência do afundamento do tipo C. Foi necessário um processamento de

aproximadamente 35% por parte de Ret-2 para promover a compensação série de tensão no barramento CC e garantir que a tensão  $V_o$  permanecesse controlada em 400 V.



Fig. 6.27 – Afundamento de tensão do tipo C: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.

#### 6.6.4. Afundamento de Tensão do Tipo D

As expressões matemáticas no domínio do tempo para as tensões F-N durante a ocorrência de um afundamento de tensão do tipo D para o parâmetro  $h$  igual a 0,5 são apresentadas por (6.10) a (6.12). Apesar do afundamento do tipo D promover uma redução de amplitude e oferecer variações de ângulo de fase das tensões F-N, é um tipo de afundamento de baixa severidade assim como o afundamento do tipo B.

$$v_{an}(t) = 90 \cdot \sin(377 \cdot t) \quad (6.10)$$

$$v_{bn}(t) = 162,25 \cdot \sin(377 \cdot t + 253,9^\circ) \quad (6.11)$$

$$v_{cn}(t) = 162,25 \cdot \sin(377 \cdot t + 106,1^\circ) \quad (6.12)$$

As tensões F-N durante a ocorrência do afundamento de tensão do tipo C tanto em regime permanente como durante o transitório do afundamento que ocorre no instante  $t_{SAG}$  são ilustradas na Fig. 6.28. É permitido constatar que são pequenas tanto a redução na amplitude como a variação no ângulo de fase provocadas nas tensões  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ , sendo mais acentuado o afundamento presente na tensão da fase A.

A Fig. 6.29 ilustra o comportamento das correntes de linha de entrada durante o afundamento de tensão do tipo D. Percebe-se que a estratégia de controle tenta promover a imposição de correntes de linha de entrada próximas da característica senoidal e em fase com as tensões F-N durante a ocorrência do afundamento.

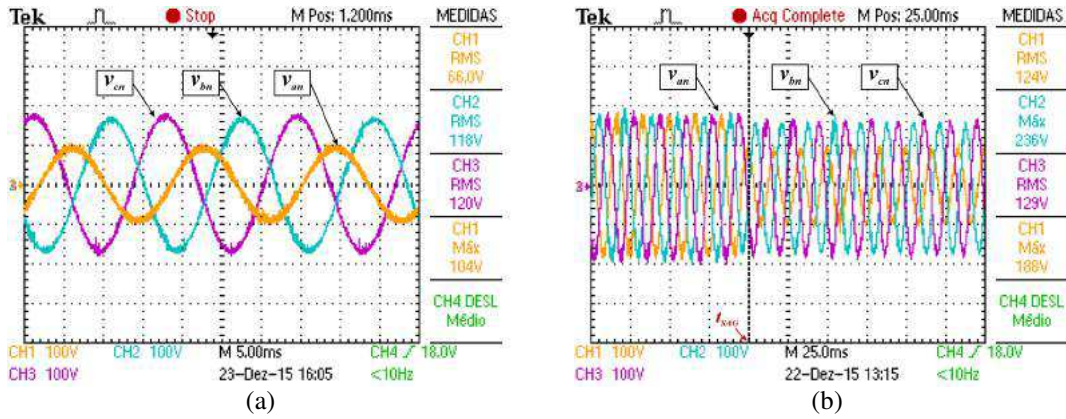


Fig. 6.28 – Afundamento de tensão do tipo D: Tensões F-N  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

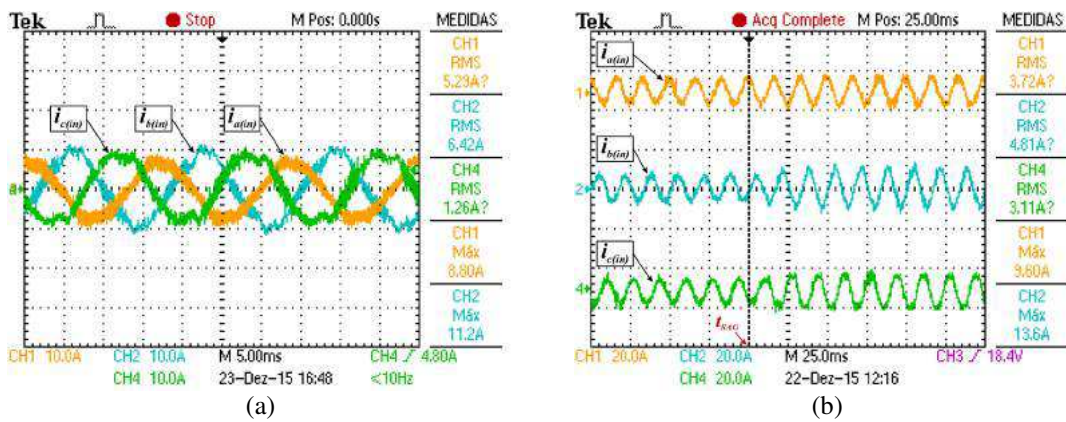


Fig. 6.29 – Afundamento de tensão do tipo D: Correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

Devido à severidade reduzida do afundamento do tipo D, a queda da tensão de saída da estrutura Ret-1 é muito pequena e o RHT consegue regular facilmente a tensão  $V_o$  em 400 V visto ao reduzido aumento na tensão  $V_{Cfb}$ , o que implica na necessidade de um pequeno aumento nas amplitudes das correntes de linha de entrada durante o distúrbio para poder manter a tensão  $V_{o(Boost)}$  em 350 V, conforme evidenciado na Fig. 6.30.

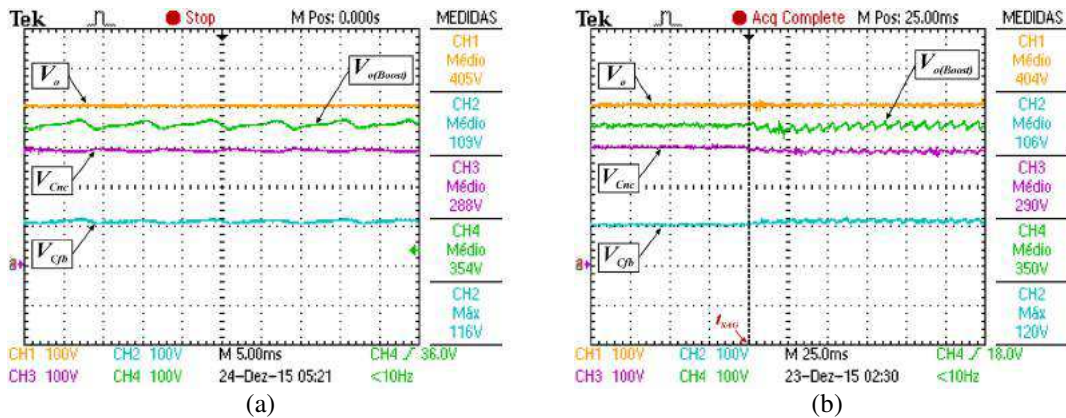


Fig. 6.30 – Afundamento de tensão do tipo D: Tensões  $V_o$ ,  $V_{o(Boost)}$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.



A divisão do processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2 durante a ocorrência do afundamento do tipo D é demonstrada na Fig. 6.31. Assim como o afundamento do tipo B, foi necessário um processamento abaixo de 29% por parte de Ret-2 para promover a compensação série de tensão no barramento CC.



Fig. 6.31 – Afundamento de tensão do tipo D: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.

### 6.6.5. Afundamento de Tensão do Tipo E

Considerando o valor de 0,5 para o parâmetro  $h$ , as expressões matemáticas no domínio do tempo para as tensões F-N durante a ocorrência de um afundamento de tensão do tipo E são apresentadas por (6.13) a (6.15). Apesar de não promover variação de defasamento angular, o afundamento do tipo E apresenta uma severidade intermediária visto que provoca uma redução de 50% nas amplitudes de duas tensões F-N.

$$v_{an}(t) = 180 \cdot \sin(377 \cdot t) \quad (6.13)$$

$$v_{bn}(t) = 90 \cdot \sin(377 \cdot t + 240^\circ) \quad (6.14)$$

$$v_{cn}(t) = 90 \cdot \sin(377 \cdot t + 120^\circ) \quad (6.15)$$

A Fig. 6.32 demonstra o efeito do afundamento do tipo E sobre as tensões F-N, tanto em regime permanente como durante o transitório do afundamento que ocorre no instante  $t_{SAG}$ .

É possível perceber através da Fig. 6.33 o perfeito funcionamento do PLL e da estratégia de controle diante da imposição de correntes de linha de entrada senoidais e em fase com as tensões F-N durante a ocorrência do afundamento do tipo E. Assim como para todos os tipos de afundamentos anteriormente apresentados, após o instante  $t_{SAG}$ , a estratégia de controle atua no RHT de tal forma que as amplitudes das correntes de linha de entrada sejam aumentadas para compensar a tensão na saída do conversor Boost e mantê-la em 350 V.

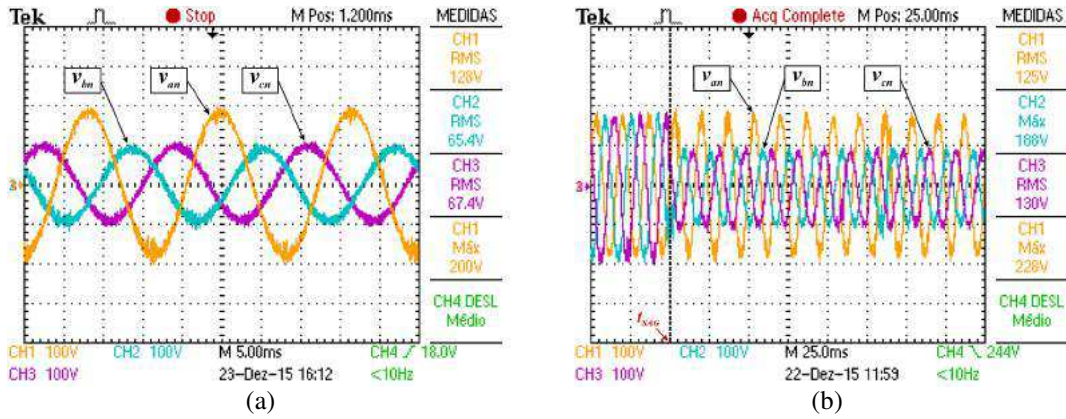


Fig. 6.32 – Afundamento de tensão do tipo E: Tensões F-N  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

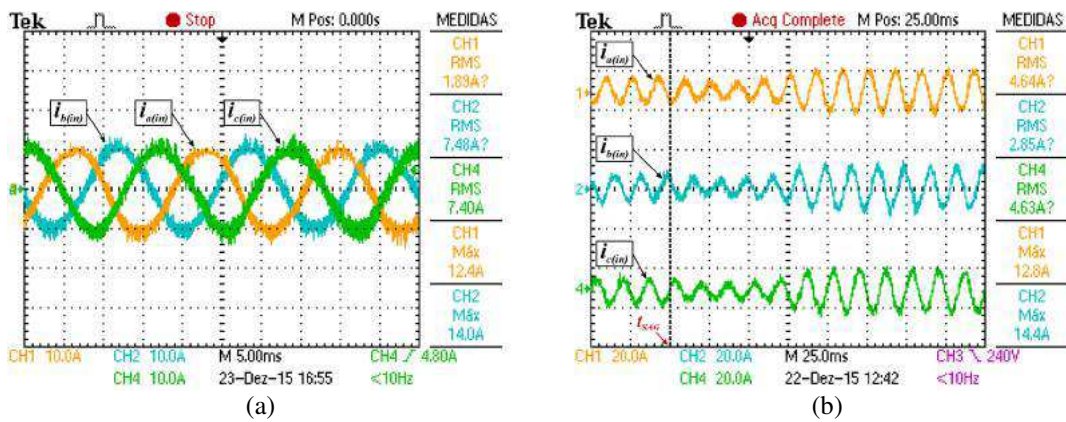


Fig. 6.33 – Afundamento de tensão do tipo E: Correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

Como pode-se notar na Fig. 6.34, o afundamento do tipo E promove uma redução significativa na tensão de saída da estrutura Ret-1, o que implica em considerável aumento na tensão de saída do conversor Full-Bridge. Mais uma vez, a compensação série é realizada satisfatoriamente e a tensão  $V_o$  é mantida constante em 400 V.

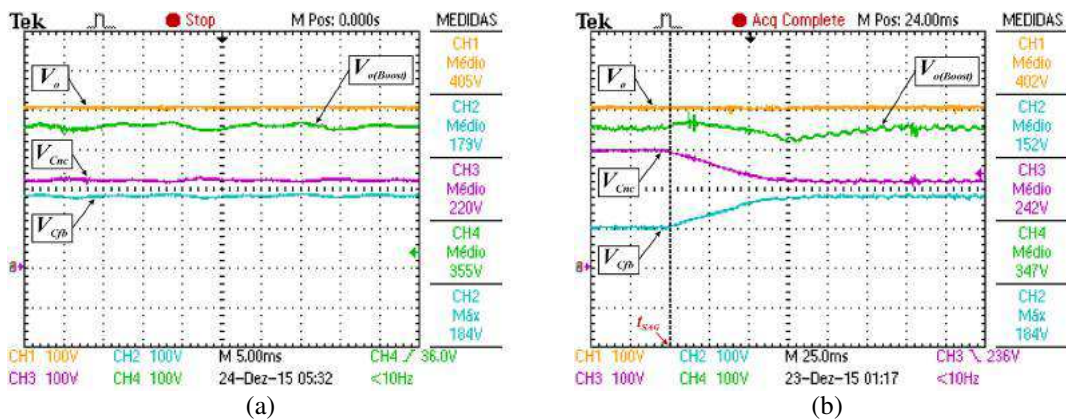


Fig. 6.34 – Afundamento de tensão do tipo E: Tensões  $V_o$ ,  $V_o(Boost)$ ,  $V_{cnc}$  e  $V_{cfb}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

A Fig. 6.35 demonstra a divisão do processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2 durante a ocorrência do afundamento do tipo E. Apesar desse tipo de afundamento de tensão não ser tão rigoroso quanto o afundamento do tipo A, é necessário que a estrutura Ret-2 processe cerca de 45% da potência ativa total entregue à carga para promover a compensação série de tensão no barramento CC.

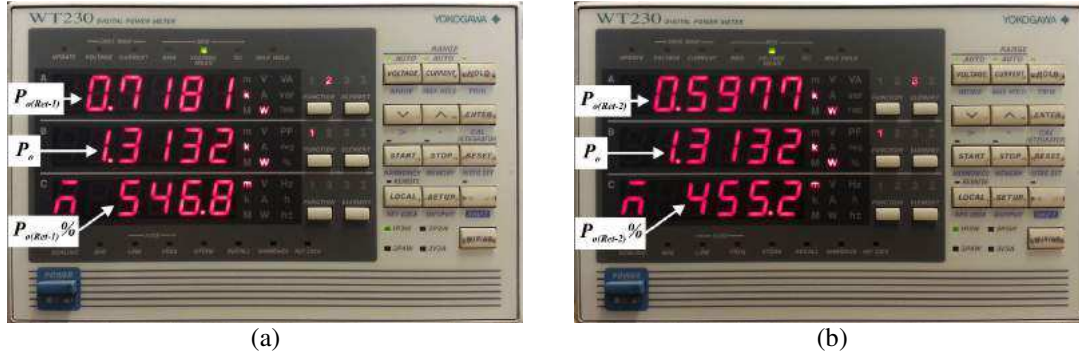


Fig. 6.35 – Afundamento de tensão do tipo E: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.

#### 6.6.6. Afundamento de Tensão do Tipo F

Para o mesmo valor de 0,5 para o parâmetro  $h$ , as expressões matemáticas no domínio do tempo para as tensões F-N durante a ocorrência de um afundamento de tensão do tipo F são representadas por (6.16) a (6.18).

$$v_{an}(t) = 90 \cdot \sin(377 \cdot t) \quad (6.16)$$

$$v_{bn}(t) = 137,47 \cdot \sin(377 \cdot t + 250,9^\circ) \quad (6.17)$$

$$v_{cn}(t) = 137,47 \cdot \sin(377 \cdot t + 109,1^\circ) \quad (6.18)$$

O comportamento das tensões F-N durante o afundamento do tipo F, tanto em regime permanente como durante o transitório do afundamento que ocorre no instante  $t_{SAG}$  é apresentado na Fig. 6.36. Esse tipo de afundamento apresenta um nível de severidade semelhante ao do afundamento do tipo E e além disso promove a modificação no ângulo de fase entre as tensões F-N, o que implica em uma melhor atuação do PLL implementado na estratégia de controle.



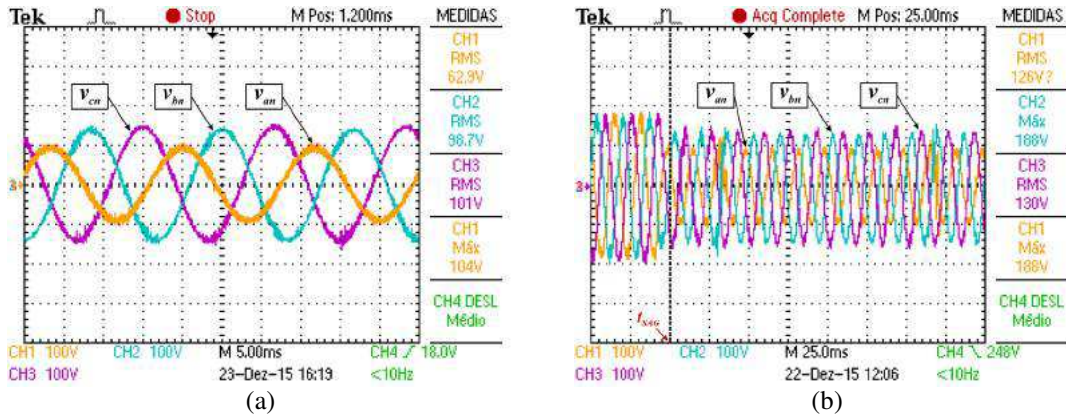


Fig. 6.36 – Afundamento de tensão do tipo F: Tensões F-N  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

A Fig. 6.37 ilustra o comportamento das correntes de linha de entrada durante o afundamento do tipo F. Assim como previsto para os outros tipos de afundamentos, o PLL foi responsável por atracar as correntes impostas através das referências senoidais com as tensões F-N mesmo diante da condição de variação de fase angular provocada pelo afundamento do tipo F. Além disso, após o instante  $t_{SAG}$ , a estratégia de controle atua no RHT de tal forma que as amplitudes das correntes de linha de entrada sejam aumentadas para compensar a tensão  $V_{o(Boost)}$  e mantê-la em 350 V.

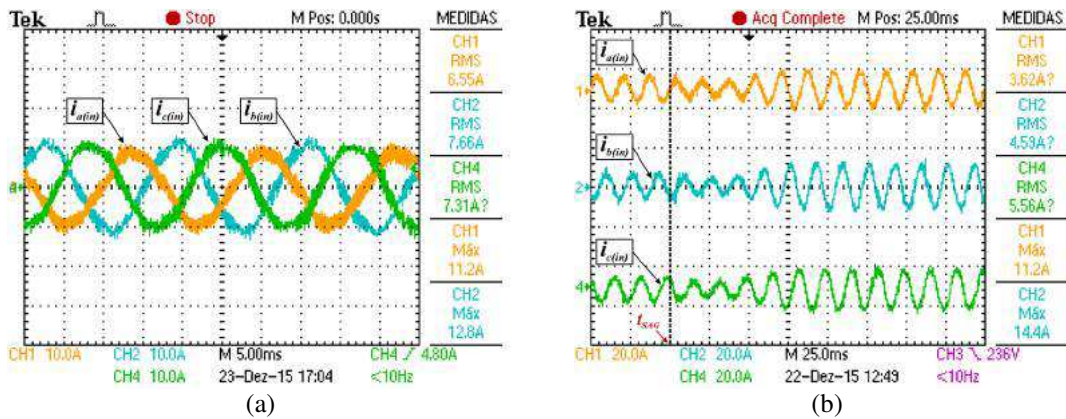


Fig. 6.37 – Afundamento de tensão do tipo F: Correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

Mais uma vez, do mesmo modo que acontece no afundamento do tipo E, uma redução significativa na tensão de saída da estrutura Ret-1 é percebida através da Fig. 6.38, o que implica em um considerável aumento na tensão do capacitor de saída da estrutura Ret-2 para realizar a compensação série de maneira eficaz e controlar a tensão no barramento CC em 400 V.



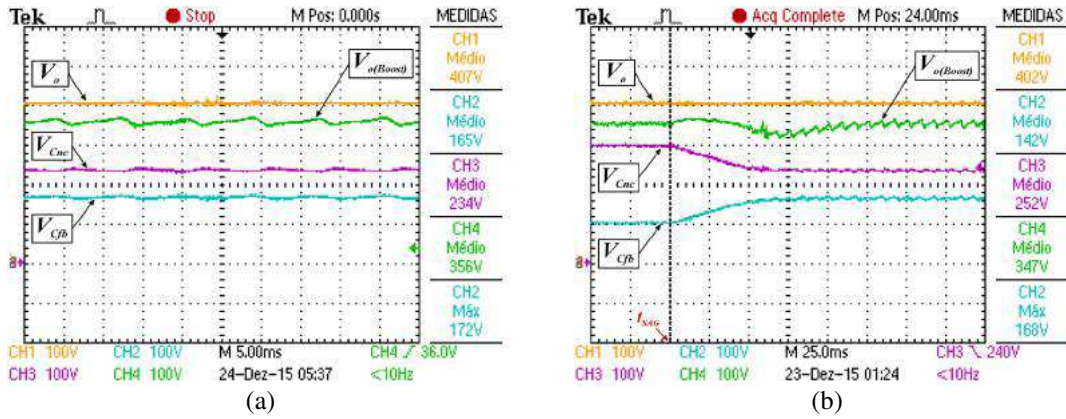


Fig. 6.38 – Afundamento de tensão do tipo F: Tensões  $V_o$ ,  $V_o(Boost)$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

Assim como previsto nos resultados de simulação apresentados no Capítulo 5, para a compensação da tensão no barramento CC durante a ocorrência do afundamento do tipo F é necessário que cerca de 42% da potência ativa total requerida pela carga seja processada pelo grupo retificador Ret-2, conforme pode ser observado pela Fig. 6.39.



Fig. 6.39 – Afundamento de tensão do tipo F: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.

### 6.6.7. Afundamento de Tensão do Tipo G

Para finalizar os resultados envolvendo afundamentos temporários de tensão, as expressões matemáticas no domínio do tempo para as tensões F-N durante a ocorrência de um afundamento de tensão do tipo G para o parâmetro  $h$  igual a 0,5 são representadas por (6.19) a (6.21). O afundamento do tipo G promove variação tanto nas amplitudes como nos ângulos de fase da tensões F-N, sendo um tipo de afundamento tão rigoroso quanto os afundamentos do tipo E e F.

$$v_{an}(t) = 150 \cdot \sin(377 \cdot t) \quad (6.19)$$

$$v_{bn}(t) = 108,16 \cdot \sin(377 \cdot t + 226,1^\circ) \quad (6.20)$$

$$v_{cn}(t) = 108,16 \cdot \sin(377 \cdot t + 133,9^\circ) \quad (6.21)$$

A Fig. 6.40 ilustra o efeito do afundamento do tipo G sobre o comportamento das tensões F-N, tanto em regime permanente como durante o transitório do afundamento que ocorre no instante  $t_{SAG}$ .

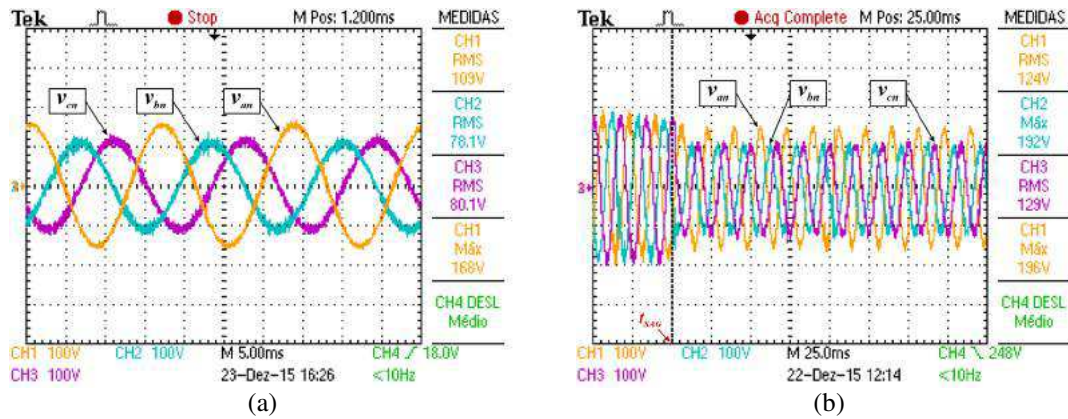


Fig. 6.40 – Afundamento de tensão do tipo G: Tensões F-N  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

A Fig. 6.41 demonstra o comportamento das correntes de linha de entrada durante o afundamento do tipo G. O PLL implementado mais uma vez permitiu que as correntes de linha de entrada se encontrassem atracadas com as tensões F-N e a estratégia de controle foi capaz de atuar no RHT para impor correntes de linha de entrada muito próximas do formato senoidal, assegurando baixa distorção harmônica.

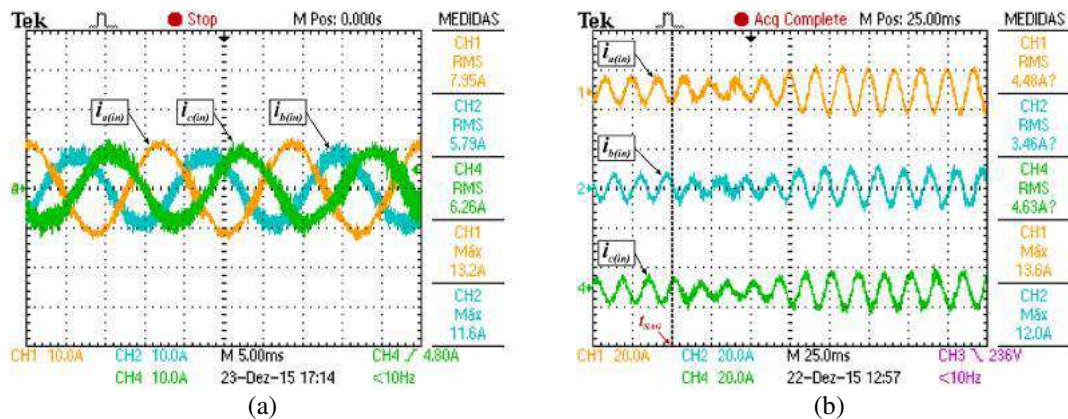


Fig. 6.41 – Afundamento de tensão do tipo G: Correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

Com relação à compensação série de tensão no barramento CC, a Fig. 6.42 permite visualizar o correto funcionamento do controle, sendo necessário um aumento considerável na tensão  $V_{Cfb}$  para compensar a queda na tensão  $V_{Cnc}$  e manter a tensão  $V_o$  em 400 V.

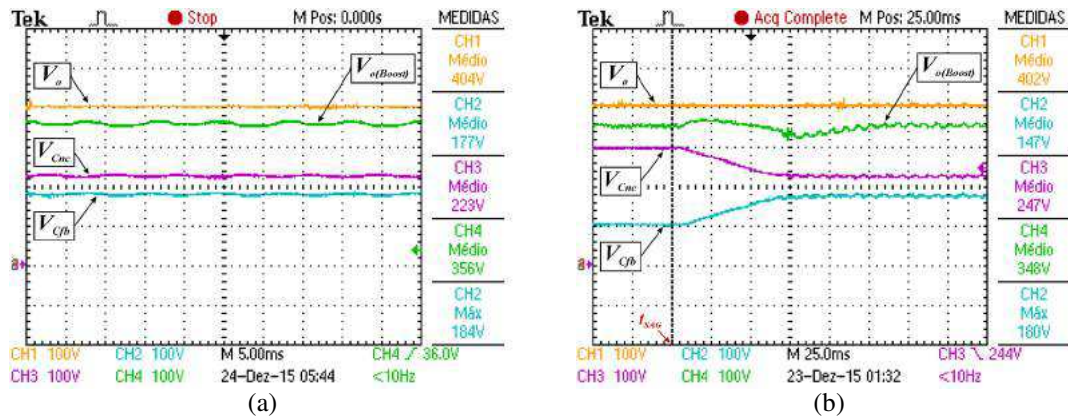


Fig. 6.42 – Afundamento de tensão do tipo G: Tensões  $V_o$ ,  $V_{o(Boost)}$ ,  $V_{Cnc}$  e  $V_{Cfb}$  durante (a) o regime permanente e (b) durante o transitório.

Assim como no afundamento do tipo E, de acordo com a Fig. 6.43, para que a compensação série da tensão no barramento CC seja realizada durante o afundamento tipo G para o parâmetro  $h$  igual a 0,5, cerca de 45% da potência ativa total entregue à carga deve ser processada pela estrutura Ret-2.

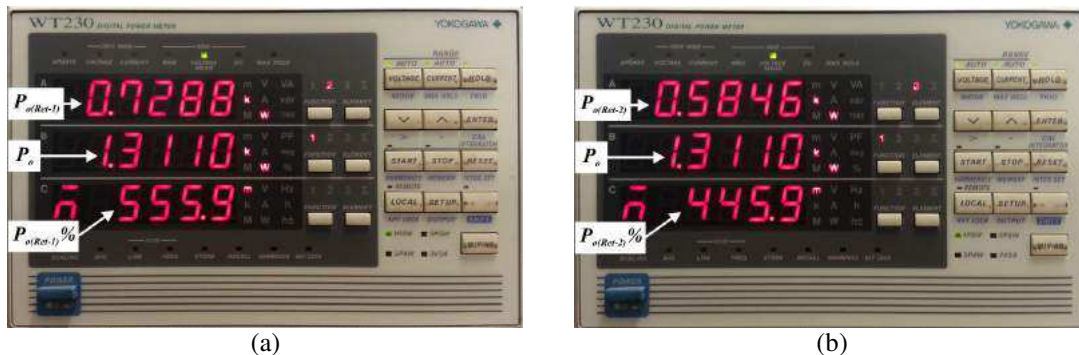


Fig. 6.43 – Afundamento de tensão do tipo G: Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2.

## 6.7. Análise de Divisão de Processamento de Potência, de Fator de Potência por Fase e de Rendimento em Função da Potência de Saída e do tipo de Afundamento de Tensão

Através da utilização do medidor digital de potência WT230 da Yokogawa® foi possível levantar os resultados experimentais (Apêndice E) necessários para a análise de divisão de processamento de potência, de fator de potência e de rendimento do RHT. A Fig. 6.44 demonstra o comportamento da divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2 em função da potência total entregue à carga e em função do tipo de afundamento temporário de tensão ao qual o RHT foi submetido. Observa-se que em condições normais de suprimento da rede CA, a divisão de processamento de potência fica em torno de 73% para Ret-1 e 27% para Ret-2 independente da condição de carga.



Percebe-se ainda que apesar do processamento de potência por parte de Ret-1 cair em decorrência da diminuição da amplitude de uma ou mais tensões F-N durante a ocorrência dos tipos de afundamentos de tensão, o grupo retificador Ret-2 consegue suprir a potência adicional entregue à carga, e desta forma a potência ativa total de saída permanece constante.

A Fig. 6.45, por sua vez, ilustra o comportamento do fator de potência por fase em função da potência total entregue à carga e em função do tipo de afundamento temporário de tensão ao qual o RHT foi submetido. Nota-se que para uma carga de 4,5 kW em condições normais de suprimento da rede CA, o fator de potência é muito próximo do valor unitário, o que justifica a eficácia do PLL implementado e do controle adotado para fins de imposição de correntes de linha de entrada senoidais e correção de fator de potência. Para condições de afundamentos de tensão, a estratégia de controle adotada para o conversor Boost foi capaz de manter o fator de potência por fase em valores altos mesmo durante a ocorrência de afundamentos que provocam alterações no ângulo de fase das tensões F-N, e, como consequência, obteve-se uma redução significativa do conteúdo harmônico das correntes de linha de entrada impostas. Essa premissa é válida pois quanto menor o conteúdo harmônico presente nas correntes de linha de entrada, menor é o valor eficaz das mesmas e, portanto, a potência aparente requerida pelo sistema é reduzida. Como o fator de potência é inversamente proporcional à potência aparente requerida, quanto menor for essa potência, maior será o fator de potência por fase.

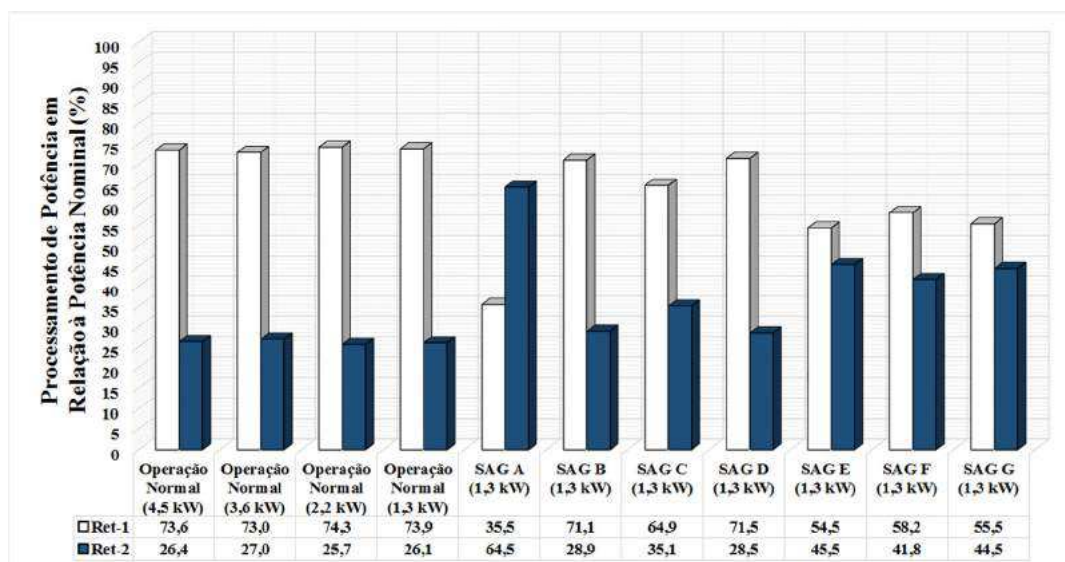


Fig. 6.44 – Divisão de processamento de potência entre Ret-1 e Ret-2 em função da potência total de saída e do tipo de afundamento de tensão.

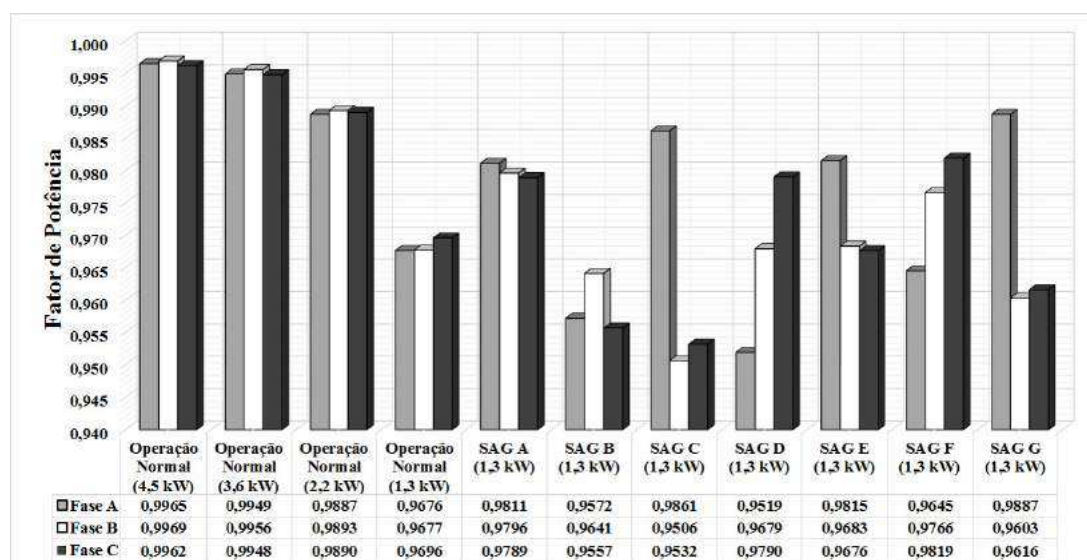


Fig. 6.45 – Fator de potência por fase em função da potência total de saída e do tipo de afundamento de tensão.

Em termos de rendimento, a Fig. 6.46 apresenta o resultado do cálculo do rendimento da estrutura do RHT para a condição de carga de 4,5 kW a partir da medição das potências ativas médias de entrada e saída utilizando o medidor digital de potência WT230 da Yokogawa®, em que se percebe que o rendimento global da estrutura se apresentou em 86,44%. A Fig. 6.47 ilustra uma comparação do rendimento do RHT obtido experimentalmente (Apêndice E) em função da potência ativa média de saída e do tipo de afundamento de tensão.

Apesar do rendimento obtido para a carga de 4,5 kW mostrar-se inferior a 90%, diversos trabalhos presentes na literatura envolvendo a utilização única de topologias de conversores Full-Bridge [60]-[64] apresentaram rendimentos inferiores a 92% para cargas inferiores a 2 kW, o que leva à conclusão de que, assumindo-se que a estrutura Ret-1 apresente um rendimento próximo de 100%, o conversor Boost trifásico utilizado na estrutura Ret-2 deve apresentar um rendimento em torno de 94% para que a estrutura global do RHT apresente um rendimento próximo de 86,5%. Logo duas estruturas com rendimentos relativamente altos ( $\eta_{Boost} = 94\%$  e  $\eta_{Full-Bridge} = 92\%$ ) conectados em cascata podem implicar em redução no rendimento global da estrutura final. Entretanto, é importante salientar que o protótipo do RHT desenvolvido em laboratório foi elaborado com dimensões maiores para facilitar a obtenção de resultados experimentais, o que implica na utilização de uma quantidade maior de placas e fios de cobre para realização das conexões do circuito de potência, o que por sua vez determinam maiores perdas e a consequente redução do rendimento.



Fig. 6.46 – Rendimento do RHT para a condição de carga de 4,5 kW.

Para condições normais de suprimento da rede CA trifásica de alimentação, percebe-se através da Fig. 6.47 que o RHT apresentou rendimentos próximos do valor médio de 87% para uma ampla faixa de cargas, o que implica em um rendimento médio constante e alto para a estrutura do RHT trabalhando com uma extensa margem de potências quando construído de forma mais compacta para redução de perdas. Para condições de afundamentos de tensão, principalmente para os mais severos (tipos A, E e F), o rendimento cai consideravelmente, o que, entretanto, não representa uma preocupação significativa pois os afundamentos temporários de tensão são distúrbios da rede CA de curta duração.

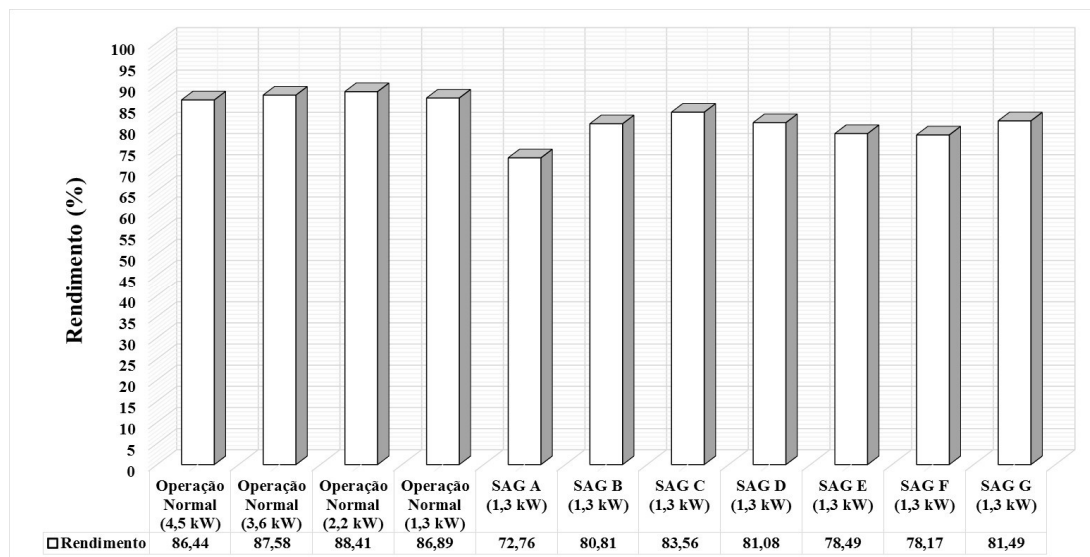


Fig. 6.47 – Rendimento do RHT em função da potência total de saída e do tipo de afundamento de tensão.

Em suma, para o desenvolvimento de um produto final, é possível estabelecer reduções significativas nas dimensões e no peso do protótipo pois as estruturas retificadoras que compõem o RHT são passíveis de apresentar dimensões bastante reduzidas visto à utilização de elementos magnéticos que trabalham em frequências elevadas, o que permite o aumento da robustez e do rendimento global da estrutura tanto



em condições normais de suprimento da rede CA como em condições de afundamentos temporários de tensão. Além disso, a divisão de processamento de potência para a condição normal de suprimento da rede CA, estabelecida em aproximadamente 73% para Ret-1 e 27% para Ret-2, determina que a utilização da uma estrutura retificadora Ret-2 mais compacta determina um aumento considerável no rendimento global do RHT.

## 6.8. Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo do RHT operando em condições normais de suprimento da rede elétrica com carga de 4,5 kW e em condições de afundamentos temporários de tensão dos tipos A, B, C, D, E, F e G com carga de 1,3 kW.

Em relação às simulações apresentadas no Capítulo 5, os resultados experimentais obtidos foram bastante satisfatórios, comprovando que a estrutura do RHT é realmente capaz de impor correntes de linha de entrada senoidais com baixo conteúdo harmônico e em conformidade com a norma IEC 61000-3-2 para condições normais de operação e de fornecer suportabilidade a afundamentos temporários de tensão através da técnica de compensação série de tensão no barramento CC. É importante ressaltar que a estratégia de controle digital utilizada mostrou-se muito eficaz e de fácil implementação, permitindo atuar no RHT de modo a promover a imposição de correntes de linha de entrada com forma de onda muito próximas da senoidal e em fase com as tensões F-N diante de condições de afundamentos temporários de tensão que promovem variações de ângulo de fase, assegurando baixa distorção harmônica de corrente e elevado fator de potência mesmo durante a ocorrência de tais distúrbios da rede CA.

Devido ao fato dos controladores de tensão utilizados nas estratégias de controle dos conversores Boost e Full-Bridge terem sido projetados para a condição nominal de operação e para a pior condição de afundamento temporário de tensão, os mesmos controladores funcionaram satisfatoriamente para condições envolvendo cargas com potências reduzidas, o que garante o funcionamento das estratégias de controle para uma ampla faixa de cargas.

Uma análise das potências processadas pelos conversores envolvidos na estrutura foi mostrada nos resultados experimentais. Verificou-se que em condições normais de operação e suprimento de tensão, a estrutura Ret-2 processa aproximadamente 27 % da potência total, sendo o restante, 73%, processada pelo retificador trifásico não controlado

de seis pulsos, o que assegura a robustez da estrutura e promove condições para operações com rendimentos altos para a estrutura global do RHT.

Por fim, em conformidade com as conclusões estabelecidas através dos resultados de simulação computacionais apresentados no Capítulo 5, os resultados experimentais realmente comprovaram a eficácia da compensação série de tensão para a regulação da tensão no barramento CC, o que torna a estrutura do RHT muito viável para dar suportabilidade a oscilações de tensão em barramentos CC utilizados na distribuição de energia elétrica em microrredes. Em suma, a compensação série de tensão, cujo objetivo é fazer com que o conversor Full-Bridge imponha uma tensão em seu capacitor de saída que somada à tensão no capacitor de saída do RNC promova uma tensão regulada em 400 V no barramento CC, torna o RHT uma estrutura retificadora apta a compensar as oscilações de tensão que podem ocorrer devido aos problemas das microrredes abordados no Capítulo 1, como a conexão excessiva de microfontes em sistemas com poucas cargas, as intermitências das fontes renováveis de energia devido às condições da natureza e a conexão e desconexão de cargas de alta potência, garantindo assim, um barramento CC regulado para a alimentação das diversas cargas sensíveis a perturbações presentes nas microrredes.

# Capítulo 7 – Conclusões Gerais

Com a finalidade de sintetizar os estudos desenvolvidos e os principais resultados alcançados, uma avaliação conclusiva acerca dos trabalhos realizados durante a pesquisa em pauta é apresentada neste capítulo final.

Assim sendo, foi apresentada uma nova estrutura de retificador híbrido trifásico (RHT) capaz de dar suportabilidade para a regulação de tensão em barramentos CC utilizados na alimentação de cargas CC sensíveis a perturbações tanto da rede CA de alimentação quanto de microrredes de distribuição em CC, sendo essa estrutura proposta para mitigar o conteúdo harmônico das correntes de linha drenadas da rede CA, assegurar um elevado fator de potência e regular a tensão no barramento CC durante condições normais de suprimento da rede CA de alimentação, durante condições de afundamentos temporários de tensão que ocorrem nas tensões trifásicas da rede CA de alimentação e também durante oscilações de tensão provocadas pelas instabilidades naturais das fontes alternativas de energia conectadas à microrredes de distribuição de energia elétrica em corrente contínua.

O arranjo do RHT desenvolvido para tal fim consiste da associação de duas estruturas retificadoras, sendo a primeira, denominada de Ret-1, composta pelo circuito passivo de um retificador trifásico não controlado de seis pulsos com indutores do lado CA, e a segunda, denominada de Ret-2, composta por um conversor Boost trifásico totalmente controlado com indutores do lado CA ligado em paralelo com a rede elétrica para promover a imposição de correntes de linha de entrada senoidais, e cascadeado a um conversor CC-CC Full-Bridge isolado cuja saída é ligada em série com a saída de Ret-1, promovendo regulação da tensão no barramento CC do RHT através da inovadora técnica de compensação série de tensão.

Foi estabelecido um método alternativo ao tradicional método de modelagem por Espaço de Estados Médio [58] para a determinação das funções de transferência em malha aberta das estruturas retificadoras que compõem o circuito de potência do RHT, que por sua vez são utilizadas no fechamento da malha e nos projetos dos controladores de tensão. O método utilizado nesta tese se baseou no levantamento das funções de transferência em malha aberta das estruturas retificadoras a partir das respostas ao degrau das variáveis de estado dos sistemas obtidas através de solução numérica utilizando integração

trapezoidal. Isso permitiu uma análise gráfica para estabelecer a aproximação do sistema em malha aberta do conversor Boost em um sistema de primeira ordem e do sistema em malha aberta da associação entre o retificador não controlado e o conversor Full-Bridge em um sistema de primeira ordem com tempo morto, facilitando assim o projeto dos controladores.

Conforme evidenciado nos resultados de simulações computacionais e nos resultados experimentais, as aproximações realizadas para a determinação das funções de transferência em malha aberta das estruturas retificadoras e as considerações para o projeto dos controladores de tensão demonstraram-se coerentes, visto que as estratégias de controle aplicadas ao RHT permitiram que as funcionalidades de imposição de correntes de linha de entrada senoidais e de regulação de tensão no barramento CC fossem atendidas para cargas de diferentes potências.

Os resultados experimentais envolvendo o protótipo do RHT desenvolvido em laboratório demonstraram que a estratégia de controle digital embarcada no DPS TMS320F28335 da *Texas Instruments*<sup>®</sup> garante que o conversor Boost estabeleça a imposição de correntes de linha senoidais na entrada do RHT, assegurando elevado fator de potência e distorção harmônica total das correntes em conformidade com a norma IEC 61000-3-2 a partir do processamento de apenas 27% da potência nominal por parte da estrutura retificadora Ret-2, além de promover que o conversor Boost regule a tensão na entrada do conversor Full-Bridge em 350 V tanto para a condição normal de operação como para a condição de afundamento de tensão.

Além disso, os resultados experimentais destacaram que a estratégia de controle implementada permite que o conversor Full-Bridge imponha em seu capacitor de saída uma tensão que garanta que a soma das tensões de saída de Ret-1 e de Ret-2 promova a regulação da tensão no barramento CC em 400 V tanto em condições normais de suprimento da rede CA como em condição de afundamentos temporários de tensão dos tipos A, B, C, D, E, F e G. Essa característica de regulação de tensão através da compensação série de tensão torna o RHT muito atraente para aplicações envolvendo a regulação da tensão em barramentos CC a partir da energia fornecida pela rede CA, permitindo a compensação das oscilações causadas pelas intermitências dos sistemas de microgeração que compõem as microrredes que utilizam esses barramentos CC para a distribuição da energia elétrica.

Por fim, visto às funcionalidades apresentadas pela operação do RHT, propõe-se como investigações futuras sobre o tema abordado nesta tese:

- A implementação de outras formas de controle para imposição de correntes de linha de entrada que garantam uma frequência fixa de comutação dos interruptores do conversor Boost, como por exemplo o controle PWM ou o controle por histerese constante, além do estudo de técnicas de comutação suave para utilização nos interruptores do conversor Full-Bridge, afim de promover melhorias no rendimento da estrutura do RHT;
- A implementação de uma estrutura PLL com Oscilador Controlado por Tensão (em inglês VCO, *Voltage Controlled Oscillator* [65], [66]) para a geração de referências senoidais atracadas não somente em fase, mas também em frequência com as tensões da rede CA de alimentação, garantindo que as pequenas variações de frequência das tensões trifásicas não interfiram no fator de potência e no conteúdo harmônico das correntes de linha de entrada drenadas pelo RHT;
- A alteração do layout do conversor Full-Bridge através da substituição dos diodos por interruptores de potência conforme apresentado em [67], [68], para tornar o RHT uma estrutura bidirecional em termos de fluxo de potência, permitindo a injeção da potência excedente no barramento CC, quando houver, na rede CA trifásica de alimentação. Através dessa alteração, propõe-se também a conexão da estrutura do RHT modificado no barramento CC fornecido pela microunidade fotovoltaica de 10,58 kWp implementada no NUPEP, permitindo avaliar melhor tanto as características de regulação da tensão no barramento CC diante das intermitências da geração fotovoltaica como as novas características de bidirecionalidade do fluxo de potência.

Estas opções de continuação da pesquisa já estão sendo analisadas e desenvolvidas por alunos de mestrado vinculados ao NUPEP e nortearão as pesquisas para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

# Referências Bibliográficas

- [1] Xavier, G. A. "Simulação de Micro-Redes de Energia Elétrica Com Geração Fotovoltáica e Armazenamento de Energia". 2011. 75 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Agrícola, Universidade Federal de Viçosa, Viçosa, 2011.
- [2] Imecs, M.; Szabo, C.; Incze, I. I. "Modelling and simulation of controlled bi-directional power electronic converters in a DC energy distribution line with AC grid- and motor-side active filtering". 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Sept. 2007, pp. 1-10.
- [3] Lasseter, R. H.; Piagi, P. "Microgrid: A conceptual solution". IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, vol. 6, Aachen, Jun. 2004, pp. 4285–4290.
- [4] Batista, P. M. P. "Gestão integrada de microgeração e armazenamento distribuído em redes de distribuição BT". 2010. 63 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2010.
- [5] Rikos, E.; Tselepis, S.; Hoyer-Klick, C.; Schroedter-Homscheidt, M.;. "Stability and Power Quality Issues in Microgrids Under Weather Disturbances". IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, vol. 1, no. 3, Sept. 2008, pp. 170-179.
- [6] Baran, M.; Mahajan, N. R. "DC distribution for industrial systems: opportunities and challenges". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 6, Nov.-Dec. 2003, pp. 1596–1601.
- [7] Engelen, K.; Shun, E. L.; Vermeyen, P.; Pardon, I.; D'hulst, R.; Driesen, J; Belmans, R. "The Feasibility of Small-Scale Residential DC Distribution Systems". IEEE Industrial Electronics Conference, Paris, Nov. 2006, pp.2618-2632.



- [8] Elshaer, M.; Mohamed, A.; Mohammed, O. “Grid Connected DC Distribution System for Efficient Integration of Sustainable Energy Sources”. 2011 Power Systems Conference and Exposition (PSCE), Phoenix, Mar. 2011, pp. 1-9.
- [9] Steimer, P. K. “Enabled by High Power Electronics - Energy Efficiency, Renewables and Smart Grids”. 2010 International Power Electronics Conference (IPEC), Sapporo, Jun. 2010, pp. 11-15.
- [10] Wu, T. F.; Chang, C. H.; Lin, L. C.; Yu, G. R.; Chang, Y. R. “DC-Bus Voltage Control With a Three-Phase Bidirectional Inverter for DC Distribution Systems”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 4, Apr. 2013, pp. 1890-1899.
- [11] Salomonsson, D.; Sannino, A. “Low-Voltage DC Distribution System for Commercial Power Systems With Sensitive Electronic Loads”. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, no. 3, Jul. 2007, pp. 1620-1627.
- [12] Kakigano, H.; Miura, Y.; Ise, T. “Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 12, Dec. 2010, pp. 3066-3075.
- [13] Anand, S.; Fernandes, B. G. “Optimal Voltage Level for DC Microgrids”. 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, Nov. 2010, pp. 3034-3039.
- [14] Li, P.; Liu, J.; Li, X.; Tian, C.; Jie, J. “Detection of Power Quality Disturbances in Microgrid Based on Generalized Morphological Filter and Backward Difference”. 2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT), Weihai, Jul. 2011, pp. 1663-1666.
- [15] Loh, P. C.; Li, D.; Chai, Y. K.; Blaabjerg, F. “Hybrid AC–DC Microgrids With Energy Storages and Progressive Energy Flow Tuning”. 2012 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), Vol. 1, Harbin, Jun. 2012, pp. 120-127.

- [16] Huayllas, T. E. D. C.; Ramos, D. S.; Vasquez-Arnez, R. L. "Microgrid Systems: Current Status and Challenges". 2010 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, Sao Paulo, Nov. 2010, pp. 7-12.
- [17] Ricchiuto, D.; Mastromauro, R. A.; Liserre, M.; Trintis, I.; Munk-Nielsen, S. "Overview of Multi-DC-Bus Solutions for DC Microgrids". 2013 4th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Rogers, Jul. 2013, pp. 1-8.
- [18] Brandão, D. I. "Sistema de Geração Fotovoltaico Multifuncional". 2013. 144 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual Paulista, Bauru, 2013.
- [19] Costa, P. M. A. "Regulação da Integração de Microgeração e Microredes em Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica". 2008. 315 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2008.
- [20] Gomes, M. F. "Microgeração e gestão de energia em ambientes residenciais". 2008. 133 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Mecânica, Universidade de Aveiro, Aveiro, 2008.
- [21] Marinho, G. S. P. "Apresentação de uma Indústria Sucroalcooleira sob os Conceitos de Microrrede de Energia Elétrica". 2011. 195 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2011.
- [22] Hartono, B. S.; Budiyanto, Y.; Setiabudy, R. "Review of Microgrid Technology". 2013 International Conference on QiR (Quality in Research), Yogyakarta, Jun. 2013, pp. 127-132.
- [23] Kroposki, B.; Basso, T.; DeBlasio, R. "Microgrid Standards and Technologies". 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, Pittsburgh, Jul. 2008, pp. 1-4.

- [24] Vilathgamuwa, D. M.; Chiang, L. P.; Wei, L. Y. "Protection of microgrids during utility voltage sags". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 5, Oct. 2006, pp. 1427–1436.
- [25] Zhao, B.; Yu, Q.; Sun, W. "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distribution in Microgrid". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 11, Nov. 2012, pp. 4667-4680.
- [26] Scortegagna, R. G. "Conversor Elevador de Tensão Flyback Intercalado Aplicado à Conexão entre Fontes de Energias Renováveis e um Microgrid CC". 2015. 110 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2015.
- [27] Ghareeb, A. T.; Mohamed, A. A.; Mohammed, O. A. "DC Microgrids and Distribution Systems: An Overview". 2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Vancouver, Jul. 2013, pp. 1-5.
- [28] Lee, M.; Choi, W.; Kim, H.; Cho, B. H. "Operation Schemes of Interconnected DC Microgrids Through an Isolated Bi-directional DC-DC Converter". 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, Mar. 2015, pp. 2940-2945.
- [29] Nussbaumer, T.; Kolar, J. W. "Comparison of 3-Phase Wide Output Voltage Range PWM Rectifiers". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, Dec. 2007, pp. 3422-3425.
- [30] Molina, J. M.; Alou, P.; Oliver, J. A.; Silva, M.; Cobos, J. P. "Three-Phase Buck type Rectifier Topology integrated with Current Fed Full-Bridge". 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, Mar. 2015, pp. 84-91.
- [31] Kasper, M.; Chen, C. W.; Bortis, D.; Kolar, J. W.; Deboy, G. "Hardware Verification of a Hyper-Efficient (98%) and Super-Compact (2.2kW/dm<sup>3</sup>) Isolated AC/DC Telecom Power Supply Module based on Multi-Cell Converter Approach". 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, Mar. 2015, pp. 65-71.

- [32] Albader, M. W.; Enjeti, P. "A Modular Three Phase Power Factor Correction (PFC) Approach with Two Single Phase PFC Stages and an Electronic Phase Shifter". 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, Mar. 2015, pp. 79-83.
- [33] Alves, R.L.; Font, C.H.I.; Barbi, I. "A Novel Unidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier System Employing Boost Topology". 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife, Jun. 2005, pp. 487-493.
- [34] Alves, R.L.; Barbi, I. "Analysis and Implementation of a Hybrid High-Power-Factor Three-Phase Unidirectional Rectifier". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 3, Mar. 2009, pp. 632-640.
- [35] Font, C. H. I., "Retificadores Trifásicos Híbridos Bidirecionais com Fator de Potência Unitário", 2009. 225 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- [36] 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, Melbourne, Nov. 2011, pp. 1474-1479.
- [37] Soeiro, T. B.; Kolar, J. W. "Analysis of High-Efficiency Three-Phase Two- and Three-Level Unidirectional Hybrid Rectifiers". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 9, Sept. 2013, pp. 3589-3601.
- [38] Wang, Q.; Zhang, X.; Burgos, R.; Boroyevich, D.; White, A.; Kheraluwala, M. "Design and implementation of interleaved Vienna rectifier with greater than 99% efficiency". 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, Mar. 2015, pp. 72-78.
- [39] 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.

- [40] 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.
- [41] 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.
- [42] 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. 9, no. 4, Nov. 2013, pp. 1947-1963.
- [43] 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*, vol. 49, no. 6, Nov.-Dec. 2013, pp. 242-2436.
- [44] Lima, G. B. "Proposta de Retificadores Híbridos com Suportabilidade a Afundamentos de Tensão Utilizando Técnica de Compensação Série de Tensão no Barramento CC". 2015. 205 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2015.
- [45] IEC 61000-3-2, "Part 3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current lower than 16A per phase)", International Electrotechnical Commission, second edition, 2000-08.
- [46] IEC 61000-3-4, "Part 3-4: Limits for harmonic current emissions (equipment input current greather than 16A per phase)", International Electrotechnical Commission, first edition, 1998-10.
- [47] Barbi, I., "Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas", Florianópolis: Ed. do Autor, 2001. 334 p.

- [48] Borgonovo, D., "Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park", 2001. 175 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- [49] 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. Cap. 4.
- [50] 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.
- [51] Larico, H. R. E.. "Conversor Boost Controlado em Corrente Aplicado ao Retificador Monofásico". 2007. 181 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.
- [52] Nise, N. S., "Engenharia de Sistemas de Controle", 6 ed., Editora LTC, 2009.
- [53] Ogata, K., "Engenharia de Controle Moderno" - 3 ed., Rio de Janeiro: LTC, 2000.
- [54] Dorf, R. C. et. al., "Sistemas de Controle Moderno", 12 ed., Rio de Janeiro: LTC, 2013.
- [55] Ogata, K.. "Discrete-Time Control Systems". 2ª Ed. Prentice Hall. 1995.
- [56] Leao, R. P. S.; Sampaio, R. F.; Antunes, F. L. M., "Harmônicos em Sistemas Elétricos", Rio de Janeiro: Elsevier, 2014. 354 p.
- [57] IEEE Std 1159-1995 – IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality, New York.
- [58] Costa, A. V., "Proposta De Técnica Para Aumento De Suportabilidade A Afundamentos Temporários De Tensão Em Acionamentos De Velocidade Variável", 2013. 200 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2014.



- [59] Bollen M. H. J., "Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions". New York: IEEE Press, 2000.
- [60] Wang, K.; Zhu, L.; Qu, D.; Odendaal, H. Lai, J.; Lee, F. C. "Design, implementation, and experimental results of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability". IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, v. 2, 2000.
- [61] Qiao, C.; Smedley, K. M.. "An isolated full bridge boost converter with active soft switching". IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, v. 2, 2001.
- [62] Zhao, C; Xu, D; Fan; H. "A PWM plus phase-shift control bidirectional DC-DC converter". IEEE Transactions on Power Electronics, 3 ed., v. 19, 2004.
- [63] Yang, R. S.; Chang, L. K; Chen, H. C.. "An Isolated Full-Bridge DC–DC Converter With 1-MHz Bidirectional Communication Channel". IEEE Transactions on Industrial Electronics, 9 ed., v. 58, 2010.
- [64] Wu, T. F.; Yang, J. G.; Kuo, C. L.; Wu, Y. C.. "Soft-Switching Bidirectional Isolated Full-Bridge Converter With Active and Passive Snubbers". IEEE Transactions on Industrial Electronics, 3 ed., v. 61, 2013.
- [65] Filho, R. M. S.; Seixas, P. F.; Cortizo, P. C.; Torres, L. A. B.; Souza, A. F. "Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 8, Aug. 2008, pp. 2923-2932.
- [66] Gupta, A.; Porippireddi, A.; Srinivasa, V. U.; Sharma, A.; Kadam, M. "Comparative Study of Single Phase PLL Algorithms for Grid Synchronization Applications" International Journal Of Electronics And Communication Technology (IJECT), vol. 3, no. 4, Dec. 2012, pp. 237 - 245.
- [67] Mishima , T.; Hiraki, E. "A Dual Voltage Power System by Battery/Supercapacitors Hybrid Configuration". 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife, Jun. 2005, pp. 1845-1850.

- [68] Yamamoto, K.; Hiraki, E.; Tanaka, T.; Nakaoka, M.; Mishima, T. “Bidirectional DC-DC Converter with Full-bridge / Push-pull circuit for Automobile Electric Power Systems”. 2006. PESC '06. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, Jun. 2006, pp. 1-5.

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

## **Artigos Completos Publicados em Periódicos**

- 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.
- 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.

## **Trabalhos Completos Publicados em Anais de Congressos**

- Lima, G. B.; Rodrigues, D. B.; Costa, A. V.; Freitas, L. C.; Coelho, E. A. A.; Farias, V. J.; Freitas, L. C. G. “Grid connected dc distribution network deploying high power density rectifier for dc voltage stabilization”. 2016 IEEE Applied

Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016, Long Beach. p. 3585-3590.

- 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”. 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”. 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”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2012, Orlando. APEC 2012, 2012. p. 1469-1476.
- 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”. 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”. 10th IEEE/IAS International

Conference on Industry Applications, 2012, Fortaleza. INDUSCON 2012, 2012. p. 1-8.

- Rodrigues, D. B.; Freitas, L. C. ; Coelho, E. A. A. ; Vieira Junior, J. B. ; Freitas, L. C. G. ; Farias, V. J. ; Costa, A. V. “Hybrid Three-Phase Rectifier With High Power Factor And Voltage Sags Ride-Through Capability For Utility Interface Of Adjustable Speed Drives”. XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - XI COBEP, 2011, Natal - RN. Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian, 2011. p. 582-588.
- Costa, A. V. ; Rodrigues, D. B. ; Freitas, L. C. ; Vieira Junior, J. B. ; Coelho, E. A. A. ; Farias, V. J. ; Freitas, L. C. G. “Hybrid High-Power Rectifier With Reduced THDI And Voltage Sag Ride-Through Capability”. IAS Annual Meeting, 2011, Orlando, Florida USA. Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2011 IEEE, 2011. p. 1-6.
- Costa, A. V. ; Rodrigues, D. B. ; Freitas, L. C. ; Vieira Junior, J. B. ; Coelho, E. A. A. ; Farias, V. J. ; Freitas, L. C. G. “Proposta de Técnica para Aumento de Suportabilidade a Afundamentos Temporários de Tensão em Acionamentos de Velocidade Variável”. 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.
- 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”. Brazilian Power Electronics Conference, 2011, Natal. COBEP 2011, 2011. p. 568-574.
- Lima, G. B.; Rodrigues, D. B.; Freitas, L. C. G. “Retificador Híbrido Monofásico com Controle Baseado em DSP”. VIII CEEL - Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2010, Uberlândia. VIII CEEL, 2010. p. 1-6.

## 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  
Número 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 – Código Matemático para

## Solução do Modelo Matemático do

### Conversor Boost

```
clc
clear all
close all

%% Parâmetros do Circuito de Potência
RLb = 0.4;
Lb = 2000e-6;
Cb = 600e-6;
Vo_boost = 350;
Po = 5000; % Potência Total de Saída
Pfb_normal = 0.27 * Po; % Potência Total Processada pelo Full-Bridge em Condição Normal
de Suprimento da Rede CA

% Condição Normal de Suprimento da Rede CA
Rfb = (Vo_boost^2)/Pfb_normal;
Vp = 180;
Step = 5.05;

clc;
fprintf('ESPERE A REALIZAÇÃO DOS CÁLCULOS...');

%% Parametros de Integração
el = 4;
f = 60;
ciclos = 42;
T = 1/60;
tmax = ciclos*T; %Tempo máximo de simulação
deltaT = 1e-7; %Passo de integração
t = 0:deltaT:tmax; %vetor tempo com intervalo deltat

%% Tensão de Entrada
Isen_A = sin(2*pi*f*t);
Isen_B = sin(2*pi*f*t-((2*pi)/3));
Isen_C = sin(2*pi*f*t+((2*pi)/3));
Van = Vp*Isen_A;
Vbn = Vp*Isen_B;
Vcn = Vp*Isen_C;

%% Matriz de Sistema e de Entrada
AB1 = [-RLb/Lb 0 0 0;0 -RLb/Lb 0 0;0 0 -RLb/Lb 0;0 0 0 (-1/(Rfb*Cb))];
AB2 = [-RLb/Lb 0 0 (-1/(3*Lb));0 -RLb/Lb 0 (-1/(3*Lb));0 0 -RLb/Lb (2/(3*Lb));0 0 -
(1/Cb) (-1/(Rfb*Cb))];
AB3 = [-RLb/Lb 0 0 (-1/(3*Lb));0 -RLb/Lb 0 (2/(3*Lb));0 0 -RLb/Lb (-1/(3*Lb));0 -(1/Cb)
0 (-1/(Rfb*Cb))];
AB4 = [-RLb/Lb 0 0 (-2/(3*Lb));0 -RLb/Lb 0 (1/(3*Lb));0 0 -RLb/Lb (1/(3*Lb));(1/Cb) 0 0
(-1/(Rfb*Cb))];
AB5 = [-RLb/Lb 0 0 (2/(3*Lb));0 -RLb/Lb 0 (-1/(3*Lb));0 0 -RLb/Lb (-1/(3*Lb));-(1/Cb) 0 0
0 (-1/(Rfb*Cb))];
AB6 = [-RLb/Lb 0 0 (1/(3*Lb));0 -RLb/Lb 0 (-2/(3*Lb));0 0 -RLb/Lb (1/(3*Lb));0 (1/Cb) 0
(-1/(Rfb*Cb))];
AB7 = [-RLb/Lb 0 0 (1/(3*Lb));0 -RLb/Lb 0 (1/(3*Lb));0 0 -RLb/Lb (-2/(3*Lb));0 0 (1/Cb)
(-1/(Rfb*Cb))];
AB8 = [-RLb/Lb 0 0 0;0 -RLb/Lb 0 0;0 0 -RLb/Lb 0;0 0 0 (-1/(Rfb*Cb))];
BB = [1/Lb 0 0;0 1/Lb 0;0 0 1/Lb;0 0 0];

%% Condições Iniciais
```

```

ia_Ret2(1) = 0;
ib_Ret2(1) = 0;
ic_Ret2(1) = 0;
Vo_Boost(1) = 300;
Iref_A(1) = 0;
Iref_B(1) = 0;
Iref_C(1) = 0;
Amp(1) = 0;

%% Expressão da integração trapezoidal
%-----
%[dx/dt] = [A]*[x] + [B]*f(t) ---- Equação de Estado

% [x(t) = [M]*[x(t-deltaT)] + [N]*{f(t-deltaT) + f(t)} --- Solução da Equação de Estado

% [M] = {[[I] - 0.5*deltaT*[A]]^-1}*{[I]+0.5*deltaT*[A]}
% [N] = {[[I] - 0.5*deltaT*[A]]^-1}*{0.5*deltaT*[B]}
%-----

for i=2:length(t)
%% Condição de Análise de SAG
%   if(i>(length(t)/2))
%       Van(i) = Van(i)/2;
%       Vbn(i) = Vbn(i)/2;
%       Vcn(i) = Vcn(i)/2;
%   end
%   Amp(i) = Step;

%% Condição de Step de Amplitude
Amp(i) = 0;
if(i>(length(t)/2))
    Amp(i) = Step;
end

%% Referência Senoidal de corrente
Iref_A(i) = Isen_A(i) * Amp(i);
Iref_B(i) = Isen_B(i) * Amp(i);
Iref_C(i) = Isen_C(i) * Amp(i);

%% Condições das Chaves
%% 1ª) S1(ON); S2(ON); S3(ON); S4(OFF); S5(OFF); S6(OFF)
if ((Iref_A(i) < ia_Ret2(i-1)) && (Iref_B(i) < ib_Ret2(i-1)) && (Iref_C(i) <
ic_Ret2(i-1)))
    I = eye(3);
    a = (I - 0.5*deltaT*AB1);
    M = inv(a)*(I + 0.5*deltaT*AB1);
    b = (I - 0.5*deltaT*AB1);
    N = inv(b)*(0.5*deltaT*BB);
end

%% 2ª) S1(ON); S2(ON); S3(OFF); S4(OFF); S5(OFF); S6(ON)
if ((Iref_A(i) < ia_Ret2(i-1)) && (Iref_B(i) < ib_Ret2(i-1)) && (Iref_C(i) >=
ic_Ret2(i-1)))
    I = eye(3);
    a = (I - 0.5*deltaT*AB2);
    M = inv(a)*(I + 0.5*deltaT*AB2);
    b = (I - 0.5*deltaT*AB2);
    N = inv(b)*(0.5*deltaT*BB);
end

%% 3ª) S1(ON); S2(OFF); S3(ON); S4(OFF); S5(ON); S6(OFF)
if ((Iref_A(i) < ia_Ret2(i-1)) && (Iref_B(i) >= ib_Ret2(i-1)) && (Iref_C(i) <
ic_Ret2(i-1)))
    I = eye(3);
    a = (I - 0.5*deltaT*AB3);
    M = inv(a)*(I + 0.5*deltaT*AB3);
    b = (I - 0.5*deltaT*AB3);
    N = inv(b)*(0.5*deltaT*BB);
end

%% 4ª) S1(ON); S2(OFF); S3(OFF); S4(OFF); S5(ON); S6(ON)
if ((Iref_A(i) < ia_Ret2(i-1)) && (Iref_B(i) >= ib_Ret2(i-1)) && (Iref_C(i) >=
ic_Ret2(i-1)))
    I = eye(3);
    a = (I - 0.5*deltaT*AB4);
    M = inv(a)*(I + 0.5*deltaT*AB4);
    b = (I - 0.5*deltaT*AB4);

```

```

        N = inv(b)*(0.5*deltaT*BB);
    end

%% 5ª) S1(OFF); S2(ON); S3(ON); S4(ON); S5(OFF); S6(OFF)
    if ((Iref_A(i) >= ia_Ret2(i-1)) && (Iref_B(i) < ib_Ret2(i-1)) && (Iref_C(i) <
ic_Ret2(i-1)))
        I = eye(e1);
        a = (I - 0.5*deltaT*AB5);
        M = inv(a)*(I + 0.5*deltaT*AB5);
        b = (I - 0.5*deltaT*AB5);
        N = inv(b)*(0.5*deltaT*BB);
    end

%% 6ª) S1(OFF); S2(ON); S3(OFF); S4(ON); S5(OFF); S6(ON)
    if ((Iref_A(i) >= ia_Ret2(i-1)) && (Iref_B(i) < ib_Ret2(i-1)) && (Iref_C(i) >=
ic_Ret2(i-1)))
        I = eye(e1);
        a = (I - 0.5*deltaT*AB6);
        M = inv(a)*(I + 0.5*deltaT*AB6);
        b = (I - 0.5*deltaT*AB6);
        N = inv(b)*(0.5*deltaT*BB);
    end

%% 7ª) S1(OFF); S2(OFF); S3(ON); S4(ON); S5(ON); S6(OFF)
    if ((Iref_A(i) >= ia_Ret2(i-1)) && (Iref_B(i) >= ib_Ret2(i-1)) && (Iref_C(i) <
ic_Ret2(i-1)))
        I = eye(e1);
        a = (I - 0.5*deltaT*AB7);
        M = inv(a)*(I + 0.5*deltaT*AB7);
        b = (I - 0.5*deltaT*AB7);
        N = inv(b)*(0.5*deltaT*BB);
    end

%% 8ª) S1(OFF); S2(OFF); S3(OFF); S4(ON); S5(ON); S6(ON)
    if ((Iref_A(i) >= ia_Ret2(i-1)) && (Iref_B(i) >= ib_Ret2(i-1)) && (Iref_C(i) >=
ic_Ret2(i-1)))
        I = eye(e1);
        a = (I - 0.5*deltaT*AB8);
        M = inv(a)*(I + 0.5*deltaT*AB8);
        b = (I - 0.5*deltaT*AB8);
        N = inv(b)*(0.5*deltaT*BB);
    end

%% Integração Trapezoidal
    x = M*[ia_Ret2(i-1);ib_Ret2(i-1);ic_Ret2(i-1);Vo_Boost(i-1)] + N*[Van(i-1) +
Van(i);Vbn(i-1) + Vbn(i);Vcn(i-1) + Vcn(i)];
    ia_Ret2(i) = x(1);
    ib_Ret2(i) = x(2);
    ic_Ret2(i) = x(3);
    Vo_Boost(i) = x(4);

end

%% Gráficos
figure
plot(t,ia_Ret2,t,ib_Ret2,t,ic_Ret2,t,Amp);
legend('Corrente ia_Ret2','Corrente ib_Ret2','Corrente ic_Ret2');
title('Correntes de Linha de Entrada');
xlabel('Tempo');
grid on;

figure
plot(t,Vo_Boost);
legend('Tensão de Saída Vo(Boost)');
grid on;
clc;

```

# Apêndice B – Código Matemático para Solução do Modelo Matemático do Circuito Equivalente para a Composição entre o RNC e o Conversor Full-Bridge

```
clc
clear all
close all

%% Parâmetros do Circuito de Potência: RNC
RLnc = 0.1;
Lnc = 900e-6;
Cnc = 3150e-6;
Vp = 180;
Ro = 32;

%% Parâmetros do Circuito de Potência: Full-Bridge
Rp = 1;
Rs = 1;
Rt = 1;
RLfb = 0.6;
Lfb = 200e-6;
Cp = 3.3e-6;
Cfb = 270e-6;
N1 = 1;
N2 = 1;
Step1 = 0;
Step2 = 0.1845;

%%
clc;
fprintf('ESPERE A REALIZAÇÃO DOS CÁLCULOS...');

%% Parametros de Integração
f = 60;
fs = 25000;
ciclos = 4.8;
T = 1/60;
tmax = ciclos*T; %Tempo máximo de simulação
deltaT = 50e-9; %Passo de integração
t = 0:deltaT:tmax; %vetor tempo com intervalo deltat

%% Tensões Trifásicas de Alimentação
Van = Vp*sin(2*pi*f*t);
Vbn = Vp*sin(2*pi*f*t-((2*pi)/3));
Vcn = Vp*sin(2*pi*f*t+((2*pi)/3));

%% Matriz de Sistema e de Entrada: RNC
Anc1 = [-RLnc/Lnc 0 0 0;0 -RLnc/Lnc 0 0;0 0 -RLnc/Lnc 0;0 0 0 (-1/(Ro*Cnc))];
Anc2 = [-RLnc/Lnc 0 0 (-1/(3*Lnc));0 -RLnc/Lnc 0 (-1/(3*Lnc));0 0 -RLnc/Lnc
(2/(3*Lnc));0 0 -(1/Cnc) (-1/(Ro*Cnc))];
Anc3 = [-RLnc/Lnc 0 0 (-1/(3*Lnc));0 -RLnc/Lnc 0 (2/(3*Lnc));0 0 -RLnc/Lnc (-
1/(3*Lnc));0 -(1/Cnc) 0 (-1/(Ro*Cnc))];
Anc4 = [-RLnc/Lnc 0 0 (-2/(3*Lnc));0 -RLnc/Lnc 0 (1/(3*Lnc));0 0 -RLnc/Lnc
(1/(3*Lnc));(1/Cnc) 0 0 (-1/(Ro*Cnc))];
```



## Apêndice B – Código Matemático para Solução do Modelo Matemático do Circuito Equivalente para a Composição entre o RNC e o Conversor Full-Bridge



```

Anc5 = [-RLnc/Lnc 0 0 (2/(3*Lnc)); 0 -RLnc/Lnc 0 (-1/(3*Lnc)); 0 0 -RLnc/Lnc (-1/(3*Lnc)); -(1/Cnc) 0 0 (-1/(Ro*Cnc))];
Anc6 = [-RLnc/Lnc 0 0 (1/(3*Lnc)); 0 -RLnc/Lnc 0 (-2/(3*Lnc)); 0 0 -RLnc/Lnc (1/(3*Lnc)); 0 (1/Cnc) 0 (-1/(Ro*Cnc))];
Anc7 = [-RLnc/Lnc 0 0 (1/(3*Lnc)); 0 -RLnc/Lnc 0 (1/(3*Lnc)); 0 0 -RLnc/Lnc (-2/(3*Lnc)); 0 (1/Cnc) (-1/(Ro*Cnc))];
Anc8 = [-RLnc/Lnc 0 0 0; 0 -RLnc/Lnc 0 0; 0 0 -RLnc/Lnc 0; 0 0 0 (-1/(Ro*Cnc))];
Bnc = [1/Lnc 0 0 0; 0 1/Lnc 0 0; 0 0 1/Lnc 0; 0 0 0 (-1/(Ro*Cnc))];

%% Matriz de Sistema e de Entrada: Full-Bridge
AFB1 = [- (Rp+Rs+RLfb)/Lfb -(1/Lfb) -(1/Lfb); (1/Cp) 0 0; (1/Cfb) 0 (-1/(Ro*Cfb))];
AFB2e4 = [- (Rs+Rt+(4*RLfb))/(4*Lfb) 0 -(1/Lfb); 0 0 0; (1/Cfb) 0 (-1/(Ro*Cfb))];
AFB3 = [- (Rp+Rt+RLfb)/Lfb (1/Lfb) -(1/Lfb); -(1/Cp) 0 0; (1/Cfb) 0 (-1/(Ro*Cfb))];
BFB1 = [(1/Lfb) 0; 0 0; 0 (-1/(Ro*Cfb))];
BFB2e4 = [0 0; 0 0; 0 (-1/(Ro*Cfb))];
BFB3 = [(1/Lfb) 0; 0 0; 0 (-1/(Ro*Cfb))];

%% Condições Iniciais: RNC
ia_Ret1(1) = 0;
ib_Ret1(1) = 0;
ic_Ret1(1) = 0;
vCnc(1) = 293;
Vo(1) = 0;

%% Condições Iniciais: Full-Bridge
iLfb(1) = 0;
vCp(1) = 0;
vCfb(1) = 0;
VgS1_4(1) = 0;
VgS2_3(1) = 0;
D(1) = Step1;
Vo_Boost(1) = 350;

%% Expressão da integração trapezoidal
%-----
%[dx/dt] = [A]*[x] + [B]*f(t) ---- Equação de Estado

% [x(t) = [M]*[x(t-deltaT)] + [N]*{f(t-deltaT) + f(t)} --- Solução da Equação de Estado

% [M] = {( [I] - 0.5*deltaT*[A] )^-1} * { [I] + 0.5*deltaT*[A] }
% [N] = {( [I] - 0.5*deltaT*[A] )^-1} * { 0.5*deltaT*[B] }
%-----

for i=2:length(t)
%% Condição de Análise de SAG (Declarar ciclos = 9.6 para melhor visualização)
% Step1 = Step2;
% if(i>(length(t)/2))
% Van(i) = Van(i)/2;
% Vbn(i) = Vbn(i)/2;
% Vcn(i) = Vcn(i)/2;
% end

%% Solução do Modelo Matemático: RNC
vCfb(i) = vCfb(i-1);
Inc = eye(4);
% Condições para as chamadas das Matrizes de Sistema e de Entrada
if (ia_Ret1(i-1) > 0) && (ib_Ret1(i-1) > 0) && (ic_Ret1(i-1) > 0)
aNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc1);
Mnc = inv(aNC)*(Inc + 0.5*deltaT*Anc1);
bNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc1);
Nnc = inv(bNC)*(0.5*deltaT*Bnc);
end

if (ia_Ret1(i-1) > 0) && (ib_Ret1(i-1) > 0) && (ic_Ret1(i-1) <= 0)
aNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc2);
Mnc = inv(aNC)*(Inc + 0.5*deltaT*Anc2);
bNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc2);
Nnc = inv(bNC)*(0.5*deltaT*Bnc);
end

if (ia_Ret1(i-1) > 0) && (ib_Ret1(i-1) <= 0) && (ic_Ret1(i-1) > 0)
aNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc3);
Mnc = inv(aNC)*(Inc + 0.5*deltaT*Anc3);
bNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc3);
Nnc = inv(bNC)*(0.5*deltaT*Bnc);
end
end

```



## Apêndice B – Código Matemático para Solução do Modelo Matemático do Circuito Equivalente para a Composição entre o RNC e o Conversor Full-Bridge



```

if (ia_Ret1(i-1) > 0) && (ib_Ret1(i-1) <= 0) && (ic_Ret1(i-1) <= 0)
    aNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc4);
    Mnc = inv(aNC)*(Inc + 0.5*deltaT*Anc4);
    bNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc4);
    Nnc = inv(bNC)*(0.5*deltaT*Bnc);
end

if (ia_Ret1(i-1) <= 0) && (ib_Ret1(i-1) > 0) && (ic_Ret1(i-1) > 0)
    aNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc5);
    Mnc = inv(aNC)*(Inc + 0.5*deltaT*Anc5);
    bNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc5);
    Nnc = inv(bNC)*(0.5*deltaT*Bnc);
end

if (ia_Ret1(i-1) <= 0) && (ib_Ret1(i-1) > 0) && (ic_Ret1(i-1) <= 0)
    aNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc6);
    Mnc = inv(aNC)*(Inc + 0.5*deltaT*Anc6);
    bNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc6);
    Nnc = inv(bNC)*(0.5*deltaT*Bnc);
end

if (ia_Ret1(i-1) <= 0) && (ib_Ret1(i-1) <= 0) && (ic_Ret1(i-1) > 0)
    aNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc7);
    Mnc = inv(aNC)*(Inc + 0.5*deltaT*Anc7);
    bNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc7);
    Nnc = inv(bNC)*(0.5*deltaT*Bnc);
end

if (ia_Ret1(i-1) <= 0) && (ib_Ret1(i-1) <= 0) && (ic_Ret1(i-1) <= 0)
    aNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc8);
    Mnc = inv(aNC)*(Inc + 0.5*deltaT*Anc8);
    bNC = (Inc - 0.5*deltaT*Anc8);
    Nnc = inv(bNC)*(0.5*deltaT*Bnc);
end

% Integração Trapezoidal: Solução do Modelo Matemático do RNC
x = Mnc*[ia_Ret1(i-1);ib_Ret1(i-1);ic_Ret1(i-1);vCnc(i-1)] + Nnc*[Van(i-1) +
Van(i);Vbn(i-1) + Vbn(i);Vcn(i-1) + Vcn(i);vCfb(i-1) + vCfb(i)];
ia_Ret1(i) = x(1);
ib_Ret1(i) = x(2);
ic_Ret1(i) = x(3);
vCnc(i) = x(4);

%% Solução do Modelo Matemático: Full-Bridge

Vo_Boost(i) = 350;

% Pulsos
if (i < (length(t)/2))
    VgS1_4(i) = 0.5+0.5*square(2*pi*fs*(i/length(t))*tmax,Step1*100);
    VgS2_3(i) = 0.5+0.5*square(2*pi*fs*(i/length(t))*tmax+pi,Step1*100);
    D(i) = Step1;
else
    VgS1_4(i) = 0.5+0.5*square(2*pi*fs*(i/length(t))*tmax,Step2*100);
    VgS2_3(i) = 0.5+0.5*square(2*pi*fs*(i/length(t))*tmax+pi,Step2*100);
    D(i) = Step2;
end

Ifb = eye(3);
% Condições das Chaves
% 1ª) S1(ON); S2(OFF); S3(OFF); S4(ON)
if ((VgS1_4(i) > 0) && (VgS2_3(i) == 0))
    aFB = (Ifb - 0.5*deltaT*AFB1);
    Mfb = inv(aFB)*(Ifb + 0.5*deltaT*AFB1);
    bFB = (Ifb - 0.5*deltaT*AFB1);
    Nfb = inv(bFB)*(0.5*deltaT*BFB1);
end

% 2ª e 4ª) S1(OFF); S2(OFF); S3(OFF); S4(OFF)
if ((VgS1_4(i) == 0) && (VgS2_3(i) == 0))
    aFB = (Ifb - 0.5*deltaT*AFB2e4);
    Mfb = inv(aFB)*(Ifb + 0.5*deltaT*AFB2e4);
    bFB = (Ifb - 0.5*deltaT*AFB2e4);
    Nfb = inv(bFB)*(0.5*deltaT*BFB2e4);
end

```





## Apêndice B – Código Matemático para Solução do Modelo Matemático do Circuito Equivalente para a Composição entre o RNC e o Conversor Full-Bridge



```
% 3ª) S1(OFF); S2(ON); S3(ON); S4(OFF)
if ((VgS1_4(i) == 0) && (VgS2_3(i) > 0))
    aFB = (Ifb - 0.5*deltaT*AFB3);
    Mfb = inv(aFB)*(Ifb + 0.5*deltaT*AFB3);
    bFB = (Ifb - 0.5*deltaT*AFB3);
    Nfb = inv(bFB)*(0.5*deltaT*BFB3);
end

x = Mfb*[iLfb(i-1);vCp(i-1);vCfb(i-1)] + Nfb*[Vo_Boost(i-1) + Vo_Boost(i);vCnc(i-1)
+ vCnc(i)];
iLfb(i) = x(1);
vCp(i) = x(2);
vCfb(i) = x(3);
Vo(i) = vCfb(i) + vCnc(i);

%% Condição Diodo de Roda livre (Desabilitar durante análise de SAG)
if (i<(length(t)/2))
    vCfb(i) = 0;
end

end

%% Gráficos
figure
plot(t,Vo_Boost,t,vCfb,t,vCnc,t,Vo);
grid on;
clc;

figure
plot(t,VgS1_4,t,VgS2_3,t,D);
grid on;
axis([0.03996 0.04004 -0.2 1.2]);
clc;
```

# Apêndice C – Código Matemático para

## Determinação da Distorção Harmônica

### Total das Correntes de Linha de Entrada

```
clc;
close all;
clear all;
H = 25;
f = 60;

%% Fase A (5 kW - Operação Normal)
load Ia5000; %Arquivo com vetor de pontos da Simulação ou do Osciloscópio
tempo = Ia5000(:,1);
corrente = Ia5000(:,2);
t = tempo;
onda = corrente;
t1 = 0.16;
T = 1/f; %periodo
W = 2*pi*f;

% Rotina para encontrar os pontos t1 e t1+T a partir do tempo inicial
x = find(t <= t1);
xi = x(length(x));

t1 = t1+T;
x = find(t <= t1);
xf = x(length(x));

% Cálculo THD

%Coef. a0
a0 = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf));

%Coefs. an e bn para n > 0
a = [];
b = [];
n=1;
while n<=H
    a(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*cos(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    b(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*sin(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    n=n+2;
end

An = sqrt(a.^2 + b.^2);
Calc = (An(2:H)*100)/An(1);

An_percentagem = [];
n=1;
m = 1;
while n<=25
    if mod(n,2) == 0
        An_percentagem(m) = Calc(n);
        m = m+1;
    end
    n=n+1;
end
An_norma = [14.4 7.1 4.8 2.5 2.1 1.3 0.94 0.82 0.74 0.67 0.61 0.56];
Fin = (-atan(b/a) + pi/2 )*180/pi; %+pi/2 para passar para seno
disp(' ');
disp('THD aproximado Fase A (2.3 kW):');
```

```

thd = sqrt(sum(An(2:length(An)).^2))/An(1)*100

x = [An_percentagem;An_norma];

figure
bar(x',1)
legend('Retificador Híbrido Trifásico (5 kW) - Fase A','Norma IEC 61000-3-2')
ylabel('Amplitude Harmônica em Relação à Amplitude da Componente Fundamental (%)')
xlabel('Ordem Harmônica')
T = num2str(thd);
T = strcat('THD = ',T);
text(length(An_percentagem)/2,max(An_percentagem),T);

%% Fase B (5 kW - Operação Normal)
load Ib5000; %Arquivo com vetor de pontos da Simulação ou do Osciloscópio
tempo = Ib5000(:,1);
corrente = Ib5000(:,2);
t = tempo;
onda = corrente;
t1 = 0.159;
T = 1/f; %periodo
W = 2*pi*f;

% Rotina para encontrar os pontos t1 e t1+T a partir do tempo inicial
x = find(t <= t1);
xi = x(length(x));

t1 = t1+T;
x = find(t <= t1);
xf = x(length(x));

% Cálculo THD

%Coef. a0
a0 = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf));

%Coefs. an e bn para n > 0
a = [];
b = [];
n=1;
while n<=H
    a(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*cos(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    b(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*sin(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    n=n+2;
end

An = sqrt(a.^2 + b.^2);
Calc = (An(2:H)*100)/An(1);

An_percentagem = [];
n=1;
m = 1;
while n<=25
    if mod(n,2) == 0
        An_percentagem(m) = Calc(n);
        m = m+1;
    end
    n=n+1;
end
An_norma = [14.4 7.1 4.8 2.5 2.1 1.3 0.94 0.82 0.74 0.67 0.61 0.56];
Fin = (-atan(b/a) + pi/2)*180/pi; %+pi/2 para passar para seno
disp(' ');
disp('THD aproximado Fase A (2.3 kW):');
thd = sqrt(sum(An(2:length(An)).^2))/An(1)*100

x = [An_percentagem;An_norma];

figure
bar(x',1)
legend('Retificador Híbrido Trifásico (5 kW) - Fase B','Norma IEC 61000-3-2')
ylabel('Amplitude Harmônica em Relação à Amplitude da Componente Fundamental (%)')
xlabel('Ordem Harmônica')
T = num2str(thd);
T = strcat('THD = ',T);
text(length(An_percentagem)/2,max(An_percentagem),T);

%% Fase C (5 kW - Operação Normal)

```

```
load Ic5000; %Arquivo com vetor de pontos da Simulação ou do Osciloscópio
tempo = Ic5000(:,1);
corrente = Ic5000(:,2);
t = tempo;
onda = corrente;
t1 = 0.163;
T = 1/f; %periodo
W = 2*pi*f;

% Rotina para encontrar os pontos t1 e t1+T a partir do tempo inicial
x = find(t <= t1);
xi = x(length(x));

t1 = t1+T;
x = find(t <= t1);
xf = x(length(x));

% Cálculo THD

%Coef. a0
a0 = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf));

%Coefs. an e bn para n > 0
a = [];
b = [];
n=1;
while n<=H
    a(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*cos(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    b(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*sin(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    n=n+2;
end

An = sqrt(a.^2 + b.^2);
Calc = (An(2:H)*100)/An(1);

An_percentagem = [];
n=1;
m = 1;
while n<=25
    if mod(n,2) == 0
        An_percentagem(m) = Calc(n);
        m = m+1;
    end
    n=n+1;
end
An_norma = [14.4 7.1 4.8 2.5 2.1 1.3 0.94 0.82 0.74 0.67 0.61 0.56];
Fin = (-atan(b/a) + pi/2)*180/pi; %+pi/2 para passar para seno
disp(' ');
disp('THD aproximado Fase A (2.3 kW):');
thd = sqrt(sum(An(2:length(An)).^2))/An(1)*100

x = [An_percentagem;An_norma];

figure
bar(x',1)
legend('Retificador Híbrido Trifásico (5 kW) - Fase C','Norma IEC 61000-3-2')
ylabel('Amplitude Harmônica em Relação à Amplitude da Componente Fundamental (%)')
xlabel('Ordem Harmônica')
T = num2str(thd);
T = strcat('THD = ',T);
text(length(An_percentagem)/2,max(An_percentagem),T);
```

# Apêndice D – Código de Controle do RHT

## Embarcado no DPS TMS320F28335

```

/*****
// This code is created by SimCoder Version 9.1 for TI F28335 Hardware Target
//
// SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009-2011
//
// Date: October 23, 2015 13:43:24
*****/
#include<math.h>
#include"PS_bios.h"
typedef float DefaultType;
#define GetCurTime() PS_GetSysTimer()

interrupt void Task();

DefaultType      Comp_FB = 0.0;

DefaultType ADC_A0, ADC_A1, ADC_A2, ADC_A3, ADC_A4, ADC_A5, ADC_B1, ADC_B3;
DefaultType Boost_Ctrl, FB_Ctrl;
DefaultType Pulso_S1B, Pulso_S4B, Pulso_S2B, Pulso_S5B, Pulso_S3B, Pulso_S6B;

//##### INÍCIO DECLARAÇÃO VARIÁVEIS #####

int start_Boost;
int start_FB;
int teste_offset = 1;

float Vref = 400;
float Vref_B = 350;

float Imax = 20;
float UvB_max = 20;
float Dmax = 0.45;

float Fa = 50000;

// FILTRO 2ª ORDEM: K = 1, amort = 0.8 e fc = 12 Hz, Amostragem: 50 kHz
float b0_pll = 5.6780391E-007;
float b1_pll = 1.1356078E-006;
float b2_pll = 5.6780391E-007;
float a1_pll = -1.9975879;
float a2_pll = 0.99759017;

// PI: K = 1 e T = 0.01 seg., Amostragem: 50 kHz
float b0_PI_pll = 1.001;
float b1_PI_pll = -0.999;

// PLL FASE A
float Vmult_a_ant2 = 0;
float Vmult_a_ant1 = 0;
float Vmult_a = 0;

float Vmult_med_a_ant2 = 0;
float Vmult_med_a_ant1 = 0;
float Vmult_med_a = 0;

float erro_plla_ant1 = 0;
float erro_plla = 0;

float ang_a = 0;
float Vcc_a = 0;

```

```

float Vds_cc_a = 0;
float PI_2 = 6.283185307179586476;
float Isen_ant = 0;
float Isen_a = 0;
float Vcross_a = 0;

// PLL FASE B
float Vmult_b_ant2 = 0;
float Vmult_b_ant1 = 0;
float Vmult_b = 0;

float Vmult_med_b_ant2 = 0;
float Vmult_med_b_ant1 = 0;
float Vmult_med_b = 0;

float erro_pll_b_ant1 = 0;
float erro_pll_b = 0;

float ang_b = 0;
float Vcc_b = 0;
float Vds_cc_b = 0;
float Isen_b = 0;
float Vcross_b = 0;

// PLL FASE C
float Vmult_c_ant2 = 0;
float Vmult_c_ant1 = 0;
float Vmult_c = 0;

float Vmult_med_c_ant2 = 0;
float Vmult_med_c_ant1 = 0;
float Vmult_med_c = 0;

float erro_pll_c_ant1 = 0;
float erro_pll_c = 0;

float ang_c = 0;
float Vcc_c = 0;
float Vds_cc_c = 0;
float Isen_c = 0;
float Vcross_c = 0;

// VARIÁVEIS CONTROLE DO BOOST
float Iref_A;
float Iref_B;
float Iref_C;

float evB=0;
float evB_Ant=0;
float evB_Ant2=0;

float UvB=0;
float UvB_Ant=0;
float UvB_Ant2=0;

float VgS1B = 0;
float VgS2B = 0;
float VgS3B = 0;
float VgS4B = 0;
float VgS5B = 0;
float VgS6B = 0;

// Controlador Boost = 50*((s + 39.33)/(s^2 + 250*s)), Amostragem: 50 kHz
float b0_b = 0.00049894928;
float b1_b = 3.923192E-007;
float b2_b = -0.00049855696;
float a1_b = -1.9950125;
float a2_b = 0.99501247;

// VARIÁVEIS CONTROLE DO FULL-BRIDGE
float evFB=0;
float evFB_Ant=0;
float evFB_Ant2=0;

```



```

float UvFB=0;
float UvFB_Ant=0;
float UvFB_Ant2=0;

// Controlador Full-Bridge = 0.008*((s + 1000)/s), Amostragem: 50 kHz
float b0_fb = 0.00808;
float b1_fb = -0.00792;

//Aquisições
float Van = 0;
float Vbn = 0;
float Vcn = 0;
float Vo_Boost = 0;
float Vo = 0;
float Ia_in = 0;
float Ib_in = 0;
float Ic_in = 0;

// Ganhos Sensores
float G_Ia_in = 18.23;
float G_Van = 275;
float G_Ib_in = 18.5;
float G_Ic_in = 18;
float G_Vo_Boost = 354;
float G_Vo = 354;

float offset_Ia_in = 0;
float offset_Ib_in = 0;
float offset_Ic_in = 0;
float offset_Van = 0;
float offset_Vbn = 0;
float offset_Vcn = 0;
float offset_Vo_Boost = 0;
float offset_Vo = 0;

//##### FIM DECLARAÇÃO VARIÁVEIS #####
interrupt void Task()
{
    PS_SetDigitOutBitB((Uint32)1 << (33 - 32));

    PS_EnableIntr();

    ADC_A0 = PS_GetDcAdc(0);
    ADC_A1 = PS_GetDcAdc(1);
    ADC_A2 = PS_GetDcAdc(2);
    ADC_A3 = PS_GetDcAdc(3);
    ADC_A4 = PS_GetDcAdc(4);
    ADC_A5 = PS_GetDcAdc(5);
    ADC_B1 = PS_GetDcAdc(9);
    ADC_B3 = PS_GetDcAdc(11);
    Boost_Ctrl = (PS_GetDigitInA() & ((Uint32)1 << 31)) ? 1 : 0;
    FB_Ctrl = (PS_GetDigitInB() & ((Uint32)1 << (32 - 32))) ? 1 : 0;
    {
        start_Boost = Boost_Ctrl;
        start_FB = FB_Ctrl;

        //##### AQUISIÇÕES #####
        if (teste_offset == 1)
        {
            offset_Ia_in = ADC_A0;
            offset_Van = ADC_A1;
            offset_Ib_in = ADC_A2;
            offset_Vbn = ADC_A3;
            offset_Ic_in = ADC_A4;
            offset_Vcn = ADC_A5;
            offset_Vo_Boost = ADC_B1;
            offset_Vo = ADC_B3;
        }
        else
        {
            Ia_in = -(ADC_A0 - offset_Ia_in)*G_Ia_in;
            Van = -(ADC_A1 - offset_Van);
            Ib_in = -(ADC_A2 - offset_Ib_in)*G_Ib_in;

```

```

    Vbn = -( ADC_A3 - offset_Vbn);
    Ic_in = -(ADC_A4 - offset_Ic_in)*G_Ic_in;
    Vcn = -(ADC_A5 - offset_Vcn);
    Vo_Boost = (ADC_B1 - offset_Vo_Boost)*G_Vo_Boost;
    Vo = (ADC_B3 - offset_Vo)*G_Vo;
}

//##### INÍCIO IMPLEMENTAÇÃO PLL #####

//***** PLL Fase A *****
//----- Filtro Segunda Ordem -----
Vmuilt_a_ant2 = Vmuilt_a_ant1;
Vmuilt_a_ant1 = Vmuilt_a;
Vmuilt_a = Van* Vcoss_a;
Vmuilt_med_a_ant2 = Vmuilt_med_a_ant1;
Vmuilt_med_a_ant1 = Vmuilt_med_a;
Vmuilt_med_a = -a1_pll*Vmuilt_med_a_ant1 - a2_pll*Vmuilt_med_a_ant2 +
b0_pll*Vmuilt_a + b1_pll*Vmuilt_a_ant1 + b2_pll*Vmuilt_a_ant2;

//-----PI-----
erro_plla_ant1 = erro_plla;
erro_plla = Vmuilt_med_a;
Vcc_a = Vcc_a + b0_PI_pll*erro_plla + b1_PI_pll*erro_plla_ant1;
ang_a = ang_a + PI_2/833;

if (ang_a >= PI_2)
{ang_a = ang_a - PI_2;}

Vds_cc_a = Vcc_a + ang_a;
Vcoss_a = cos(Vds_cc_a);
Isen_a = sin(Vds_cc_a);

//***** PLL Fase B *****
//----- Filtro Segunda Ordem -----
Vmuilt_b_ant2 = Vmuilt_b_ant1;
Vmuilt_b_ant1 = Vmuilt_b;
Vmuilt_b = Vbn* Vcoss_b;
Vmuilt_med_b_ant2 = Vmuilt_med_b_ant1;
Vmuilt_med_b_ant1 = Vmuilt_med_b;
Vmuilt_med_b = -a1_pll*Vmuilt_med_b_ant1 - a2_pll*Vmuilt_med_b_ant2 +
b0_pll*Vmuilt_b + b1_pll*Vmuilt_b_ant1 + b2_pll*Vmuilt_b_ant2;

//-----PI-----
erro_pll_b_ant1 = erro_pll_b;
erro_pll_b = Vmuilt_med_b;
Vcc_b = Vcc_b + b0_PI_pll*erro_pll_b + b1_PI_pll*erro_pll_b_ant1;
ang_b = ang_b + PI_2/833;

if (ang_b >= PI_2)
{ang_b = ang_b - PI_2;}

Vds_cc_b = Vcc_b + ang_b;
Vcoss_b = cos(Vds_cc_b);
Isen_b = sin(Vds_cc_b);

//***** PLL Fase C *****
//----- Filtro Segunda Ordem -----
Vmuilt_c_ant2 = Vmuilt_c_ant1;
Vmuilt_c_ant1 = Vmuilt_c;
Vmuilt_c = Vcn* Vcoss_c;
Vmuilt_med_c_ant2 = Vmuilt_med_c_ant1;
Vmuilt_med_c_ant1 = Vmuilt_med_c;
Vmuilt_med_c = -a1_pll*Vmuilt_med_c_ant1 - a2_pll*Vmuilt_med_c_ant2 +
b0_pll*Vmuilt_c + b1_pll*Vmuilt_c_ant1 + b2_pll*Vmuilt_c_ant2;

//-----PI-----
erro_pll_c_ant1 = erro_pll_c;
erro_pll_c = Vmuilt_med_c;
Vcc_c = Vcc_c + b0_PI_pll*erro_pll_c + b1_PI_pll*erro_pll_c_ant1;
ang_c = ang_c + PI_2/833;

if (ang_c >= PI_2)
{ang_c = ang_c - PI_2;}

```

```

Vds_cc_c = Vcc_c + ang_c;
Vcoss_c = cos(Vds_cc_c);
Isen_c = sin(Vds_cc_c);

//##### FIM IMPLEMENTAÇÃO PLL #####

//##### INÍCIO CONTROLE BOOST #####
if (start_Boost == 1) // Habilita Controle Boost
{
    evB_Ant2 = evB_Ant;
    evB_Ant = evB;
    evB = Vref_B - Vo_Boost;
    UvB_Ant2 = UvB_Ant;
    UvB_Ant = UvB;
    UvB = -a1_b*UvB_Ant - a2_b*UvB_Ant2 + b0_b*evB + b1_b*evB_Ant +
b2_b*evB_Ant2;

    // Limitação UvB
    if (UvB >= UvB_max)
    {UvB = UvB_max;}

    if (UvB <= 0)
    {UvB = 0;}

    Iref_A = Isen_a * UvB;
    Iref_B = Isen_b * UvB;
    Iref_C = Isen_c * UvB;

    if(Iref_A > Ia_in)
    {
        VgS1B = 0;
        VgS4B = 1;
    }
    else
    {
        VgS1B = 1;
        VgS4B = 0;
    }

    if(Iref_B > Ib_in)
    {
        VgS2B = 0;
        VgS5B = 1;
    }
    else
    {
        VgS2B = 1;
        VgS5B = 0;
    }

    if(Iref_C > Ic_in)
    {
        VgS3B = 0;
        VgS6B = 1;
    }
    else
    {
        VgS3B = 1;
        VgS6B = 0;
    }
}

if (start_Boost == 0) // Desabilita Controle Boost
{
    VgS1B = 0;
    VgS2B = 0;
    VgS3B = 0;
    VgS4B = 0;
    VgS5B = 0;
    VgS6B = 0;
    evB = 0;
    evB_Ant = 0;
    UvB = 0;
}

```

```

//##### FIM CONTROLE BOOST #####

//##### INÍCIO CONTROLE FULL-BRIDGE #####
if (start_FB == 1) // Habilita Controle Full-Bridge
{
    evFB_Ant = evFB;
    evFB = Vref - Vo;
    UvFB = UvFB + b0_fb*evFB + b1_fb*evFB_Ant;

    if (UvFB >= Dmax)
    {UvFB = Dmax;}

    if (UvFB <= 0)
    {UvFB = 0;}
}

if (start_FB == 0) // Desabilita Controle Full-Bridge
{
    UvFB = 0;
    evFB = 0;
    evFB_Ant = 0;
    UvFB = 0;
}

//##### FIM CONTROLE FULL-BRIDGE #####

//##### INÍCIO PROTEÇÃO #####
if ((Ia_in >= Imax) || (Ib_in >= Imax) || (Ic_in >= Imax))
{
    VgS1B = 0;
    VgS2B = 0;
    VgS3B = 0;
    VgS4B = 0;
    VgS5B = 0;
    VgS6B = 0;
    UvFB = 0;
    UvB = 0;
}

if ((Ia_in <= -Imax) || (Ib_in <= -Imax) || (Ic_in <= -Imax))
{
    VgS1B = 0;
    VgS2B = 0;
    VgS3B = 0;
    VgS4B = 0;
    VgS5B = 0;
    VgS6B = 0;
    UvFB = 0;
    UvB = 0;
}

//##### FIM PROTEÇÃO #####

Pulso_S1B = VgS1B;
Pulso_S4B = VgS4B;
Pulso_S2B = VgS2B;
Pulso_S5B = VgS5B;
Pulso_S3B = VgS3B;
Pulso_S6B = VgS6B;
Comp_FB = UvFB;

PS_SetPwm4Rate(Comp_FB);
PS_PwmSetPhase(5, 0.5);
PS_SetPwm5Rate(Comp_FB);
}

(Pulso_S1B == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 1) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1
<< 1);
(Pulso_S4B == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 0) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1
<< 0);
(Pulso_S2B == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 3) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1
<< 3);

```

```

        (Pulso_S5B == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 2) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1
<< 2);
        (Pulso_S3B == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 5) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1
<< 5);
        (Pulso_S6B == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 4) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1
<< 4);

        PS_ExitTimer1Intr();

        PS_ClearDigitOutBitB((Uint32)1 << (33 - 32));
    }

    void Initialize(void) // Configura PWM
    {
        PS_SysInit(30, 10);
        PS_StartStopPwmClock(0);
        PS_InitTimer(0, 0xffffffff);
        PS_InitPwm(4, 0, 25000*1, 0*1e6, PWM_TWO_OUT, 9793);
        PS_SetPwmPeakOffset(4, 1, 0, 1.0/1);
        PS_SetPwmIntrType(4, ePwmNoAdc, 1, 0);
        PS_SetPwmVector(4, ePwmNoAdc, Task);
        PS_SetPwm4Rate(0);
        PS_StartPwm(4);

        PS_InitPwm(5, 0, 25000*1, 0*1e6, PWM_TWO_OUT, 9793);
        PS_SetPwmPeakOffset(5, 1, 0, 1.0/1);
        PS_SetPwmIntrType(5, ePwmNoAdc, 1, 0);
        PS_SetPwm5Rate(0);
        PS_StartPwm(5);

        PS_ResetAdcConvSeq();
        PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 0, 1.0);
        PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 1, 1.0);
        PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 2, 1.0);
        PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 3, 1.0);
        PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 4, 1.0);
        PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 5, 1.0);
        PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 9, 1.0);
        PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 11, 1.0);
        PS_AdcInit(0, !0);

        PS_InitDigitIn(31, 100);
        PS_InitDigitIn(32, 100);

        PS_InitDigitOut(1);
        PS_InitDigitOut(0);
        PS_InitDigitOut(3);
        PS_InitDigitOut(2);
        PS_InitDigitOut(5);
        PS_InitDigitOut(4);
        PS_InitDigitOut(33);
        PS_InitDigitOut(34);

        PS_InitTimer(1,20);
        PS_SetTimerIntrVector(1, Task);
        PS_StartStopPwmClock(1);
    }

    void main()
    {
        Initialize();
        PS_EnableIntr();
        PS_EnableDbgm();
        for (;;) {
        }
    }

```

# Apêndice E – Medições de Rendimento, Potência Aparente, Fator de Potência e Potência Ativa por Fase Durante Condições de Afundamentos de Tensão



(a)



(b)



(c)



(d)



(e)



(f)



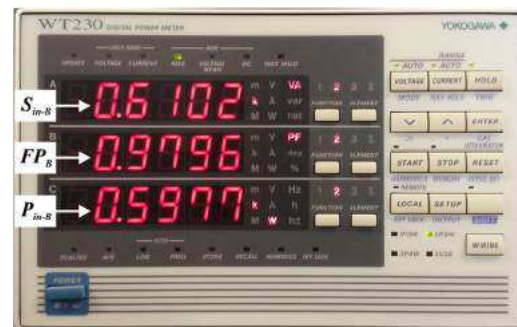


(g)

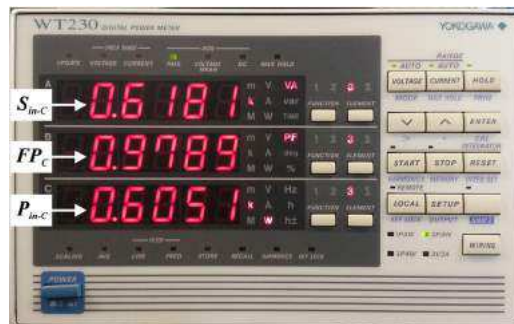
Fig. E1 – Rendimento para a condição de afundamento de tensão: (a) Tipo A, (b) Tipo B, (c) Tipo C, (d) Tipo D, (e) Tipo E, (f) Tipo F, (g) Tipo G.



(a)



(b)



(c)

Fig. E2 – Afundamento de tensão do tipo A: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.



(a)



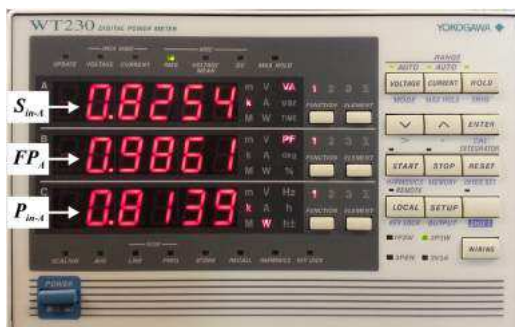
(b)



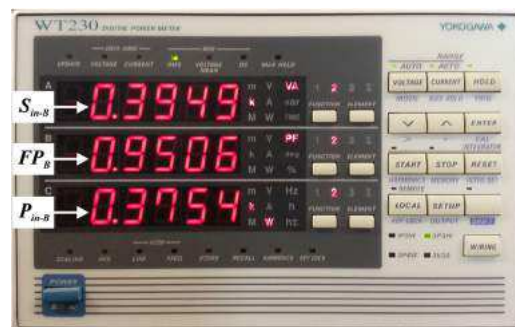


(c)

Fig. E3 – Afundamento de tensão do tipo B: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.



(a)



(b)



(c)

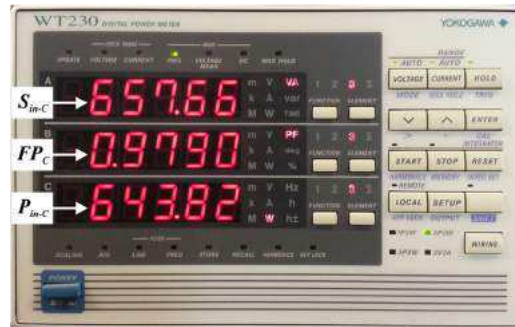
Fig. E4 – Afundamento de tensão do tipo C: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.



(a)



(b)



(c)

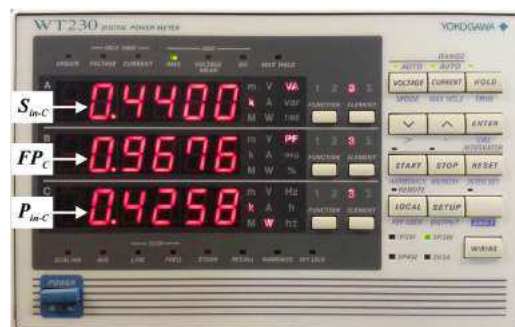
Fig. E5 – Afundamento de tensão do tipo D: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.



(a)



(b)



(c)

Fig. E6 – Afundamento de tensão do tipo E: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.



(a)

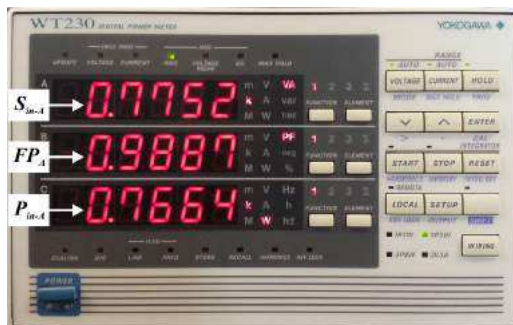


(b)



(c)

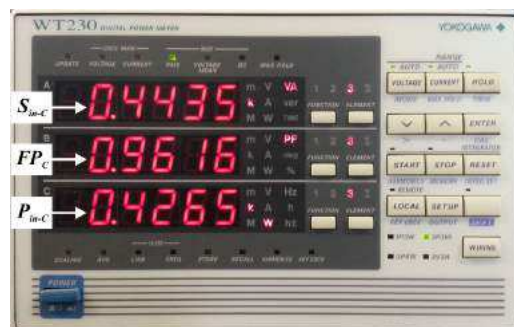
Fig. E7 – Afundamento de tensão do tipo F: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.



(a)



(b)



(c)

Fig. E8 – Afundamento de tensão do tipo G: Potência aparente, fator de potência e potência ativa por fase: (a) fase A, (b) fase B e (c) fase C.