

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



PROJETO E ANÁLISE DE UM RETIFICADOR HÍBRIDO
TRIFÁSICO COM ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA
IMPOSIÇÃO DE CORRENTES DE LINHA SENOIDAIS
UTILIZANDO DSP TMS320F28335

DANILLO BORGES RODRIGUES

ABRIL
2013

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

**PROJETO E ANÁLISE DE UM RETIFICADOR HÍBRIDO
TRIFÁSICO COM ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA
IMPOSIÇÃO DE CORRENTES DE LINHA SENOIDAIS
UTILIZANDO DSP TMS320F28335**

Danillo Borges Rodrigues¹

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), perante a banca de examinadores abaixo, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Banca Examinadora:

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

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

Rene Pastor Torrico Bascope, Dr. (UFC)

Luciano Coutinho Gomes, Dr. (UFU)

¹ A Bolsa de Estudos, para esta pesquisa, foi concedida pela CAPES, Brasil.

“O homem erudito é criador de fatos que já existem, mas o homem sábio é criador de valores que não existem e que ele faz existir”

Albert Einstein

Dedicatória

Aos meus pais Nivaldo e Adma,

Ao meu irmão Daniel,

Às minhas avós Laudelina e Maria,

À minha esposa Jeissiele,

À toda minha família por sempre acreditar na 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.

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 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.

Ao meu irmão Daniel, pelo apoio e 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.

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

Aos meus amigos de trabalho Admarço, Gustavo, Welker, Fabrício, Fernando, Renato, Lucas, Leandro, Pedro Augusto, Daniel e todos os outros amigos de graduação.

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

Resumo

Devido ao considerável aumento dos dispositivos eletrônicos que processam potência nos vários segmentos da indústria, torna-se necessário controlar e limitar o conteúdo harmônico de corrente injetado nos sistemas de distribuição através do desenvolvimento de conversores pré-reguladores. Neste contexto, este trabalho apresenta uma análise do retificador híbrido trifásico desenvolvido para correção do fator de potência, que será utilizado como uma interface para conversores eletrônicos. A estrutura proposta é composta por um retificador trifásico de seis pulsos (Ponte de Graetz) com uma conexão em paralelo de conversores SEPIC monofásicos com cada braço do retificador trifásico. A principal característica da estrutura proposta é a técnica de divisão de processamento de potência que garante robustez, redução de custos e alta confiabilidade. Neste trabalho, é apresentada uma discussão completa sobre a contribuição de potência dos retificadores controlados e também uma análise completa sobre a distorção harmônica total de corrente. Uma análise por modelagem matemática utilizando variáveis de estado é apresentada. Resultados experimentais para um protótipo de laboratório de 5 kW utilizando uma técnica de controle baseada em DSP são apresentados, corroborando com a análise teórica.

Palavras-chave

Retificadores Híbridos, Correção de Fator de Potência, Distorção Harmônica, DSP.

Abstract

Due to the considerable increase of electronic power processing devices in various segments of industry it becomes necessary to control and limit the current harmonic content injected into the distribution systems through the development of pre-regulator converters. In this context, this paper presents an analysis of a hybrid three-phase rectifier developed for power factor correction to be used as an utility interface of power electronics converters. The proposed structure is composed of an ordinary three-phase six-pulse diode-bridge rectifier (Graetz Bridge) with a parallel connection of single-phase SEPIC converters in each three-phase rectifier leg. The main feature of the proposed structure is the power sharing technique which assures robustness, cost reduction and high reliability. In this work, is presented a complete discussion about the controlled rectifier's power contribution and also a complete analysis concerning the total harmonic distortion of current. Mathematical modeling analysis using state variables is presented. Experimental results of 5 kW laboratory prototype using DSP-based control technique are presented in order to corroborate with the theoretical analysis.

Key-words

Hybrid Rectifiers, Power Factor Correction, Harmonic Distortion, DSP.

Sumário

1 Introdução Geral	21
1.1 Introdução	21
1.2 Estrutura da Dissertação.....	23
2 Operação, Equacionamento e Estratégia do Controle	25
2.1 Considerações Iniciais.....	25
2.2 Princípio de Funcionamento do Retificador Híbrido Trifásico.....	25
2.2.1 Etapas de Operação.....	27
2.3 Projeto e Dimensionamento do Retificador Trifásico Não Controlado de Seis Pulsos (Ret-1).....	30
2.4 Projeto dos Conversores Chaveados (Ret-2).....	38
2.5 Resumo do Dimensionamento dos Componentes do RHT.....	41
2.6 Técnica de Controle	42
2.7 Considerações Finais.....	45
3 Desenvolvimento e Solução do Modelo Matemático Proposto	46
3.1 Considerações Iniciais.....	46
3.2 Modelagem do RHT pelo Método de Espaços de Estado.....	46
3.2.1 Circuito equivalente para a condição 1 dos interruptores (S_1 , S_2 e S_3 fechados).....	51
3.2.2 Circuito equivalente para a condição 2 dos interruptores (S_1 e S_2 fechados e S_3 aberto).....	54
3.2.3 Circuito equivalente para a condição 3 dos interruptores (S_1 e S_3 fechados e S_2 aberto).....	57
3.2.4 Circuito equivalente para a condição 4 dos interruptores (S_1 fechado e S_2 e S_3 abertos).....	60
3.2.5 Circuito equivalente para a condição 5 dos interruptores (S_1 aberto e S_2 e S_3 fechados).....	63
3.2.6 Circuito equivalente para a condição 6 dos interruptores (S_1 e S_3 abertos e S_2 fechado).....	66
3.2.7 Circuito equivalente para a condição 7 dos interruptores (S_1 e S_2 abertos e S_3 fechado).....	69

3.2.8 Circuito equivalente para a condição 8 dos interruptores (S_1 , S_2 e S_3 abertos)	72
3.3 Adaptação da Estratégia de Controle para a solução do Modelo Matemático	75
3.4 Método de Integração para a Solução do Modelo Matemático.....	80
3.5 Simulação Computacional Utilizando o <i>Matlab</i> [®]	82
3.6 Simulação Computacional Utilizando o <i>PSim</i> [®]	90
3.7 Considerações Finais.....	95
4 Implementação da Estratégia de Controle Utilizando DSP.....	96
4.1 Considerações Iniciais.....	96
4.2 Fluxograma do Código de Controle	96
4.3 Etapas de Execução do Código de Controle	98
4.3.1 Criação das Variáveis e Constantes	98
4.3.2 Configuração do Sistema de Controle do DSP.....	100
4.3.3 Configuração dos Pinos de Propósito Geral	101
4.3.4 Configuração do Conversor Analógico-Digital (ADC).....	103
4.3.5 Configuração dos Registros ePWM.....	105
4.3.6 Chamada da Rotina de Interrupção.....	106
4.3.6.1 Armazenamento das Amostras em Variáveis	106
4.3.6.2 Retificação de I_{inA} , I_{inB} e I_{inC}	107
4.3.6.3 Módulo de Sincronismo	107
4.3.6.4 Geração das Referências Senoidais I_{RefA} , I_{RefB} e I_{RefC} ...	108
4.3.6.5 Módulo de Geração de Pulsos.....	109
4.3.6.6 Incremento de $cont$ e Cálculo do Valor Médio de I_o	110
4.4 Considerações Finais.....	110
5 Análise Experimental	112
5.1 Considerações Iniciais.....	112
5.2 Protótipo Experimental de 5 kW	112
5.2 Resultados Experimentais	122
5.4 Considerações Finais.....	133
6 Conclusões Gerais.....	135
Referências Bibliográficas	138
Apêndice A – Código Matemático para Solução do Modelo	143
Apêndice B – Algoritmo de Controle.....	162

Lista de Figuras

Fig. 2.1 – Arranjo topológico do retificador híbrido trifásico.	26
Fig. 2.2 – Composição das formas de onda teóricas das correntes i_{a1} , i_{a2} , $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ e das tensões de linha e de saída V_o	27
Fig. 2.3 – Circuito equivalente de Ret-1 para o intervalo de tempo de t_1 até t_2	30
Fig. 2.4 – Circuito equivalente de Ret-1 para o intervalo de tempo de t_2 até t_4	32
Fig. 2.5 – Circuito equivalente de Ret-1 para o intervalo de tempo de t_4 até t_5	33
Fig. 2.6 – Visualização dos intervalos de tempo de operação do retificador trifásico não controlado através das formas de onda teóricas das correntes $i_{Ret-1}(t)$ e $I_{o(Ret-1)}$	35
Fig. 2.7 – Circuito do conversor SEPIC da fase A.	39
Fig. 2.8 – Diagrama esquemático do circuito de controle.	42
Fig. 2.9 – Fluxograma da estratégia de controle desenvolvida baseada no controlador de corrente por histerese.	43
Fig. 3.1 – Circuito do retificador híbrido trifásico.	47
Fig. 3.2 – Circuito simplificado do retificador híbrido trifásico para análise do modelo matemático.	49
Fig. 3.3 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 1.	51
Fig. 3.4 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 2.	54
Fig. 3.5 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 3.	57
Fig. 3.6 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 4.	60
Fig. 3.7 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 5.	63
Fig. 3.8 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 6.	66
Fig. 3.9 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 7.	69
Fig. 3.10 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 8.	72
Fig. 3.11 – Representação do percentual de potência processada por cada grupo retificador em relação à variável k	83
Fig. 3.12 – Representação do percentual de DHT das correntes de linha de entrada em relação à variável k	84
Fig. 3.13 – Fase A: (a) Formas de onda da corrente de linha de entrada ($i_{a(in)}(t)$), da corrente drenada por Ret-1 ($i_{a1}(t)$) e da corrente drenada por Ret-2 ($i_{a2}(t)$) determinadas	

pela solução da modelagem matemática, e (b) DHT da corrente $i_{a(in)}(t)$ em comparação com a norma IEC 61000-3-2.	85
Fig. 3.14 – Fase B: (a) Formas de onda da corrente de linha de entrada ($i_{b(in)}(t)$), da corrente drenada por Ret-1 ($i_{b1}(t)$) e da corrente drenada por Ret-2 ($i_{b2}(t)$) determinadas pela solução da modelagem matemática, e (b) DHT da corrente $i_{b(in)}(t)$ em comparação com a norma IEC 61000-3-2.	86
Fig. 3.15 – Fase C: (a) Formas de onda da corrente de linha de entrada ($i_{c(in)}(t)$), da corrente drenada por Ret-1 ($i_{c1}(t)$) e da corrente drenada por Ret-2 ($i_{c2}(t)$) determinadas pela solução da modelagem matemática, e (b) DHT da corrente $i_{c(in)}(t)$ em comparação com a norma IEC 61000-3-2.	86
Fig. 3.16 – (a) Forma de onda da tensão no capacitor de saída C_o , e (b) formas de ondas das correntes no indutor equivalente L_{eq} e na carga.	87
Fig. 3.17 – (a) Potência ativa média de saída processada por Ret-1, Ret-2 e pelo retificador híbrido trifásico, e (b) contribuições percentuais de processamento de potência ativa de cada grupo retificador.	88
Fig. 3.18 – Diagrama esquemático de simulação do circuito de potência do RHT no <i>software PSim</i> [®] : (a) Ret-1 e (b) Ret-2.	91
Fig. 3.19 – Diagrama esquemático de simulação no <i>software PSim</i> do circuito de controle de corrente de malha fechada das fases (a) A, (b) B e (c) C, e o (d) diagrama para determinação do valor médio da corrente de carga e do ganho kL	92
Fig. 3.20 – Simulação no <i>PSim</i> [®] : (a) Formas de onda da corrente $i_{a(in)}(t)$ e das correntes drenadas pela Fase A de Ret-1 e Ret-2, (b) Formas de onda da corrente $i_{b(in)}(t)$ e das correntes drenadas pela Fase B de Ret-1 e Ret-2 e (c) Formas de onda da corrente $i_{c(in)}(t)$ e das correntes drenadas pela Fase C de Ret-1 e Ret-2.	93
Fig. 3.21 – Simulação no <i>PSim</i> [®] : Formas de onda da corrente do retificador não controlado após a ponte retificadora, da corrente de carga e da tensão de saída.	93
Fig. 3.22 – Simulação no <i>PSim</i> [®] : (a) Potência ativa média de saída processada por Ret-1, Ret-2 e pelo retificador híbrido trifásico, e (b) contribuições percentuais de processamento de potência ativa de cada grupo retificador.	94
Fig. 3.23 – Simulação no <i>PSim</i> [®] : Resposta dinâmica durante um degrau de carga de 2,5 kW para 5 kW: (a) correntes de linha de entrada e (b) correntes $i_{a(in)}$, i_{a1} e i_{a2}	94
Fig. 4.1 – Fluxograma (a) do algoritmo de controle, (b) da rotina de interrupção do ADC, (c) do módulo de sincronismo e (d) do módulo de geração de pulsos.	98

Fig. 4.2 – Geração das referências senoidais defasadas de 120°	109
Fig. 5.1 – Arranjo topológico do circuito de potência do RHT	113
Fig. 5.2 – Planejamento do protótipo do retificador híbrido trifásico implementado em laboratório	113
Fig. 5.3 – 1º Nível: Alimentação trifásica, proteção e sensoriamentos de tensão e corrente	114
Fig. 5.4 – 2º Nível: Retificador trifásico não controlado de seis pulsos	115
Fig. 5.5 – 3º, 4º e 5º Níveis: Conversor SEPIC e <i>Gate-Driver</i> para acionamento da chave-IGBT	115
Fig. 5.6 – 6º Nível: DSP, conversor CC/CC e carregador de baterias para alimentação de duas baterias de 12 V	116
Fig. 5.7 – Módulo de aquisição e condicionamento de sinais de corrente e de tensão: (a) primeiro, (b) segundo e (c) terceiro estágios	120
Fig. 5.8 – (a) Protótipo do retificador híbrido trifásico desenvolvido em laboratório e equipamentos de medição; e (b) apresentação dos níveis do protótipo	122
Fig. 5.9 – Fase A: (a) Correntes $i_{a(in)}$ e i_{a1} ; (b) correntes $i_{a(in)}$ e i_{a2} ; (c) somatório das correntes i_{a1} e i_{a2} , resultando em $i_{a(in)}$; e (d) corrente $i_{a(in)}$ em fase com a tensão v_{an}	123
Fig. 5.10 – Fase B: (a) Correntes $i_{b(in)}$ e i_{b1} ; (b) correntes $i_{b(in)}$ e i_{b2} ; (c) somatório das correntes i_{b1} e i_{b2} , resultando em $i_{b(in)}$; e (d) corrente $i_{b(in)}$ em fase com a tensão v_{bn}	123
Fig. 5.11 – Fase C: (a) Correntes $i_{c(in)}$ e i_{c1} ; (b) correntes $i_{c(in)}$ e i_{c2} ; (c) somatório das correntes i_{c1} e i_{c2} , resultando em $i_{c(in)}$; e (d) corrente $i_{c(in)}$ em fase com a tensão v_{cn}	124
Fig. 5.12 – Correntes de linha de alimentação das fases A, B e C	124
Fig. 5.13 – Espectro harmônico da corrente $i_{a(in)}$ determinado pelos <i>software</i> (a) <i>TPS2PWR1</i> e (b) <i>Matlab</i> ®	125
Fig. 5.14 – Espectro harmônico da corrente $i_{b(in)}$ determinado pelos <i>software</i> (a) <i>TPS2PWR1</i> e (b) <i>Matlab</i> ®	125
Fig. 5.15 – Espectro harmônico da corrente $i_{c(in)}$ determinado pelos <i>software</i> (a) <i>TPS2PWR1</i> e (b) <i>Matlab</i> ®	126
Fig. 5.16 – Tensão na carga (V_o), corrente na carga (I_o), corrente de Ret-1, após a ponte retificadora (I_{Ret-1}), e potência ativa total processada pelo retificador híbrido trifásico (P_o)	127

Fig. 5.17 – Arranjo para medição e determinação do rendimento global da estrutura e do processamento de potência de cada grupo retificador usando equipamentos <i>Yokogawa WT230</i> [®]	127
Fig. 5.18 – (a) Curva de rendimento do RHT em função da potência de saída e (b) comparação entre o rendimento do RHT em relação aos conversores PWM apresentados em [11] (curva 1), [12] (curva 2) e [28] (curva 3).....	128
Fig. 5.19 – Curvas de distorção harmônica total de corrente e fator de potência em função da potência de saída.	129
Fig. 5.20 – Resposta dinâmica durante um degrau de carga de 2,5 kW para 5 kW: (a) tensão no barramento CC e correntes de linha de entrada $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$; (b) tensão no barramento CC e correntes $i_{a(in)}$, i_{a1} e i_{a2}	130
Fig. 5.21 – (a) Bancada com equipamentos de medição e RHT conectado ao (b) sistema composto pelo inversor de frequência, motor e freio eletromagnético.	131
Fig. 5.22 – Formas de onda (a) das correntes de linha de entrada $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$; (b) das correntes de linha i_{Ma} , i_{Mb} e i_{Mc} no motor; (c) das tensões de linha v_{Mab} , v_{Mbc} e v_{Mca} no motor; e (d) da tensão no barramento CC e da tensão de linha v_{Mab} do motor, obtidas através da conexão do sistema composto pelo inversor de frequência, motor e freio eletromagnético ao barramento CC fornecido pelo RHT.....	132
Fig. 5.23 – Formas de onda das correntes de linha de entrada $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ no início da atuação dos conversores SEPIC, obtidas através da conexão do sistema composto pelo inversor de frequência, motor e freio eletromagnético ao barramento CC fornecido pelo RHT.	132

Lista de Tabelas

Tab. 2.1 – Especificação de projeto do retificador trifásico não controlado de seis pulsos (Ret-1).....	30
Tab. 2.2 – Considerações de projeto do retificador trifásico não controlado de seis pulsos (Ret-1).	30
Tab. 2.3 – Especificação de projeto dos conversores chaveados (Ret-2).....	39
Tab. 2.4 – Considerações de projeto dos conversores chaveados (Ret-2).....	39
Tab. 2.5 – Resumo do dimensionamento dos componentes.....	41
Tab. 3.1 – Possíveis condições dos interruptores do circuito.....	48
Tab. 3.2 – Características das correntes nos indutores e das tensões nos capacitores....	88
Tab. 3.3 – Características das correntes e tensões nos semicondutores.	89
Tab. 4.1 – Variáveis criadas para a execução do código de controle.....	99
Tab. 4.2 – Configuração do <i>HISPCP</i> (<i>High-Speed Peripheral Clock Prescaler</i>).....	100
Tab. 4.3 – Configuração do <i>GPAMUX</i> (<i>GPIO A Register Bit to I/O Mapping</i>).	101
Tab. 4.4 – Configuração do <i>GPBMUX</i> (<i>GPIO B Register Bit to I/O Mapping</i>).	102
Tab. 4.5 – Configuração dos registros <i>GPADIR</i> (<i>GPIO Port A Direction</i>), <i>GPASET</i> (<i>GPIO A Data Set Register</i>) e <i>GPACLEAR</i> (<i>GPIO A Data Clear Register</i>).	102
Tab. 4.6 – Configuração dos registros <i>GPBDIR</i> (<i>GPIO Port B Direction</i>), <i>GPBSET</i> (<i>GPIO B Data Set Register</i>) e <i>GPBCLEAR</i> (<i>GPIO B Data Clear Register</i>).	103
Tab. 4.7 – Configuração do <i>ADCMAXCONV</i> (<i>ADC Maximum Conversion Channels Register</i>).	104
Tab. 4.8 – Configuração do <i>ADCCHSELQSEQn</i> (<i>ADC Input Channel Select Sequencing Control Registers</i>).	105
Tab. 5.1 – Indutores L_1 , L_2 e L_3	116
Tab. 5.2 – Ponte retificadora trifásica: <i>SKD 62/12</i> da <i>SEMIKRON</i> [®]	117
Tab. 5.3 – Capacitor de saída C_o	117
Tab. 5.4 – Indutores L_4 , L_6 e L_8	117
Tab. 5.5 – Ponte retificadora monofásica: <i>TB358</i> da <i>TAITRON</i> [®]	118

Tab. 5.6 – Chaves S_1 , S_2 e S_3 : IGBT <i>SK60GAR125</i> da <i>SEMITOP</i> [®] 2	118
Tab. 5.7 – Capacitores C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 , C_6 , C_7 , C_8 e C_9	118
Tab. 5.8 – Indutores L_5 , L_7 e L_9	118
Tab. 5.9 – Diodos D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 , D_6 , D_7 , D_8 e D_9 : <i>APT15D100K</i> da <i>ADVANCED POWER TECHNOLOGY</i> [®]	119
Tab. 5.10 – <i>Gate-Driver SKHI 10/12</i> da <i>SEMIKRON</i> [®]	119
Tab. 5.11 – DSP <i>TMS320F28335</i> [®] da <i>TEXAS INSTRUMENTS</i> [®]	119
Tab. 5.12 – Módulo para aquisição e condicionamento de sinais de corrente e de tensão.	120
Tab. 5.13 – Resumo dos parâmetros do protótipo do retificador híbrido trifásico implementado.	121
Tab. 5.14 – Motor de indução <i>W21</i> da <i>WEG</i> [®]	130
Tab. 5.15 – Inversor de frequência <i>CFW-09</i> da <i>WEG</i> [®]	131

Simbologia

A	- Matriz de sistema
ADC	- <i>Analogic – Digital Converter</i>
$ADCCHSELQSEQn$	- <i>ADC Input Channel Select Sequencing Control Registers</i>
$ADCMAXCONV$	- <i>ADC Maximum Conversion Channels Register</i>
$ADCRESULTn$	- <i>ADC Conversion Result Buffer Registers</i>
B	- Matriz de entrada
C	- Matriz de saída
C_{1-2}	- Capacitores do conversor SEPIC da fase A
C_{3-4}	- Capacitores do conversor SEPIC da fase B
C_{5-6}	- Capacitores do conversor SEPIC da fase C
C_{5-6}	- Capacitor equivalente à disposição em série de C_1 e C_2 , ou C_3 e C_4 ou C_5 e C_6
C_o	- Capacitor de saída
CA	- Corrente alternada
CC	- Corrente contínua
D	- razão cíclica
D_{1-3}	- Diodos do converso SEPIC da fase A
D_{4-6}	- Diodos do converso SEPIC da fase B
D_{7-9}	- Diodos do converso SEPIC da fase C
DHT	- Distorção Harmônica Total
DHT_1	- Distorção Harmônica Total
DSP	- <i>Digital Signal Processor</i>
ΔI_{Ls1}	- Ondulação de corrente nos indutores L_4 , L_6 e L_8
ΔI_{Ls2}	- Ondulação de corrente nos indutores L_5 , L_7 e L_9
ΔV_{Co}	- Ondulação de tensão no capacitor de saída C_o
ΔV_{Cs}	- Ondulação de tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 e C_6
Δt	- Passo de integração utilizado na solução do modelo matemático
E	- Matriz de ação avante
FP	- Fator de potência.
f	- Frequência da rede (60 Hz)
f_a	- Frequência de amostragem

- f_s - Frequência de chaveamento
- GPACLEAR* - *GPIO A Data Clear Register*
- GPBCLEAR* - *GPIO B Data Clear Register*
- GPADIR* - *GPIO Port A Direction*
- GPBDIR* - *GPIO Port B Direction*
- GPAMUX1* - *GPIO A Register Bit to I/O Mapping*
- GPBMUX1* - *GPIO B Register Bit to I/O Mapping*
- GPASET* - *GPIO A Data Set Register*
- GPBSET* - *GPIO B Data Set Register*
- HISPCP* - *High-Speed Peripheral Clock Prescaler*
- HSPCLK* - *High-Speed Peripheral Clock*
- i_{a1} - Corrente drenada pela fase A de Ret-1
- i_{a2} - Corrente drenada pelo conversor SEPIC da fase A
- $i_{a(in)}$ - Corrente de linha de entrada da fase A
- i_{b1} - Corrente drenada pela fase B de Ret-1
- i_{b2} - Corrente drenada pelo conversor SEPIC da fase B
- $i_{b(in)}$ - Corrente de linha de entrada da fase B
- i_{c1} - Corrente drenada pela fase C de Ret-1
- i_{c2} - Corrente drenada pelo conversor SEPIC da fase C
- $i_{c(in)}$ - Corrente de linha de entrada da fase C
- IEC* - *International Electrotechnical Commission*
- i_{L4} - Corrente no indutor L_4
- i_{L5} - Corrente no indutor L_5
- i_{L6} - Corrente no indutor L_6
- i_{L7} - Corrente no indutor L_7
- i_{L8} - Corrente no indutor L_8
- i_{L9} - Corrente no indutor L_9
- i_{Leq} - Corrente no indutor equivalente L_{eq}
- $i_{Leq(med)}$ - Valor médio da corrente no indutor equivalente L_{eq}
- i_{Ma} - Corrente da linha A do motor
- i_{Mb} - Corrente da linha B do motor
- i_{Mc} - Corrente da linha C do motor
- I_o - Corrente de saída
- $I_{o(med)}$ - Valor médio da corrente de saída

- $I_{o(Ret-1)}$ - Contribuição da corrente de carga por parte de Ret-1
- $I_{o(Ret-2)}$ - Contribuição da corrente de carga por parte de Ret-2
- $I_{o(sepic)}$ - Contribuição da corrente de carga por parte de cada conversor SEPIC
- I_{Ref} - Referência senoidal resultante da multiplicação de k_L e $|i_{sen}|^*$
- I_{Ref-A} - Referência senoidal da fase A
- I_{Ref-B} - Referência senoidal da fase B
- I_{Ref-C} - Referência senoidal da fase C
- $I_{Ret-1(med)}$ - Valor médio da corrente que circula pelo lado CC de Ret-1
- $|i_{sen}|^*$ - Onda senoidal retificada criada digitalmente pelo *software Matlab*®
- k - Constante
- k_L - Resultado da multiplicação entre $I_{o(med)}$ e k
- L_1 - Indutor de filtro da fase A de Ret-1
- L_2 - Indutor de filtro da fase B de Ret-1
- L_3 - Indutor de filtro da fase C de Ret-1
- L_4 - Indutor de entrada do SEPIC da fase A
- L_5 - Indutor de magnetização do SEPIC da fase A
- L_6 - Indutor de entrada do SEPIC da fase B
- L_7 - Indutor de magnetização do SEPIC da fase B
- L_8 - Indutor de entrada do SEPIC da fase C
- L_9 - Indutor de magnetização do SEPIC da fase C
- L_{eq} - Indutor equivalente igual a duas vezes o valor de cada indutor de filtro de Ret-1, utilizado na solução do modelo matemático
- P_{120° - Número de posições do vetor I_{sen} equivalente a um defasamento de 120°
- P_{180° - Número de posições do vetor I_{sen} equivalente a um defasamento de 180°
- P_{240° - Número de posições do vetor I_{sen} equivalente a um defasamento de 240°
- P_o - Potência ativa total de saída
- $P_{o(med)}$ - Valor médio da potência ativa total de saída
- P_{Ret-1} - Potência ativa processada pelo retificador trifásico não controlado de seis pulsos
- $P_{Ret-1(med)}$ - Valor médio da potência ativa processada pelo retificador trifásico não controlado de seis pulsos
- P_{Ret-2} - Potência ativa processada pelos conversores chaveados
- $P_{Ret-2(med)}$ - Valor médio da potência ativa processada pelos conversores chaveados

P_{sepic} - Potência ativa processada por cada conversor SEPIC
 PWM - *Pulse Width Modulation*
 R - Resistência de carga
 $Ret-1$ - Retificador trifásico não controlado de seis pulsos
 $Ret-2$ - Conversores chaveados (SEPIC)
 RHT - Retificador híbrido trifásico
 RM_a - Ponte retificadora monofásica do SEPIC da fase A
 RM_b - Ponte retificadora monofásica do SEPIC da fase B
 RM_c - Ponte retificadora monofásica do SEPIC da fase C
 RT - Ponte retificador trifásica de Ret-1
 S_1 - Interruptor do conversor SEPIC da Fase A
 S_2 - Interruptor do conversor SEPIC da Fase B
 S_3 - Interruptor do conversor SEPIC da Fase C
 $SYSCLOCKOUT$ - Frequência nominal de saída do DSP
 T - Período para a frequência da rede
 T_a - Período de amostragem
 T_s - Período de chaveamento
 $TBPRD$ - *Time-Base Period*
 u - Vetor de entrada
 v_{ab} - Tensão entre as fases A e B
 v_{ac} - Tensão entre as fases A e C
 v_{an} - Tensão entre a fase A e o neutro
 $|V_{an(med)}|$ - Valor médio tensão de fase v_{an} retificada
 v_{ba} - Tensão entre as fases B e A
 v_{bc} - Tensão entre as fases B e C
 v_{bn} - Tensão entre a fase B e o neutro
 v_{ca} - Tensão entre as fases C e A
 v_{cb} - Tensão entre as fases C e B
 v_{cn} - Tensão entre a fase C e o neutro
 v_{Co} - Tensão no capacitor de saída C_o
 $v_{Co(med)}$ - Valor médio da tensão no capacitor de saída C_o
 v_{GS1} - Sinal de gatilho enviado para a chave S_1
 v_{GS2} - Sinal de gatilho enviado para a chave S_2
 v_{GS3} - Sinal de gatilho enviado para a chave S_3

- v_{Mab} - Tensão entre as linhas A e B do motor
- v_{Mbc} - Tensão entre as linhas B e c do motor
- v_{Mca} - Tensão entre as linhas C e A do motor
- $V_{o(max)}$ - Valor máximo da tensão de saída
- $V_{o(min)}$ - Valor mínimo da tensão de saída
- V_o - Tensão de saída
- V_p - Valor de pico das tensões de fase de entrada
- V_{Ret} - Tensão na saída da ponte retificadora trifásica RT , utilizada na solução do modelo matemático considerando-se os indutores do lado CC
- x - Vetor de estados
- $\dot{x}$ - Derivada do vetor de estados
- y - Vetor resposta
- ω - Frequência angular

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Introdução

Devido ao considerável aumento de dispositivos que processam eletronicamente a energia elétrica em sistemas elétricos residenciais, industriais e de distribuição, e até mesmo nos sistemas elétricos de modernas aeronaves e navios, constata-se a necessidade de controle e mitigação do conteúdo harmônico de corrente e tensão injetados nestes sistemas, pois, quanto maior o nível de distorção harmônica de corrente, maior será o nível de distorção harmônica de tensão, assim como maior será o valor eficaz de corrente circulando através de cabos e dispositivos de proteção e alimentação, devido ao considerável aumento de potência aparente requerida. Diante do exposto, sabendo que as componentes harmônicas tanto de corrente quanto de tensão, não contribuem para a produção de potência ativa que os conversores estáticos devem fornecer à carga propriamente dita, pode-se afirmar que a consequente redução do fator de potência de uma determinada instalação está atrelada ao aumento da potência aparente drenada da rede de alimentação [1]. Portanto, conclui-se que a falta de controle sobre o conteúdo harmônico injetado nos sistemas provoca substanciais perdas de eficiência e consideráveis prejuízos financeiros, além de interferências eletromagnéticas e sensibilização indesejável de dispositivos de proteção ocasionando paradas intempestivas de processos de produção até mesmo interrupções no fornecimento de energia elétrica.

Assim, a fim de oferecer uma opção alternativa para o controle do conteúdo harmônico de corrente injetado na rede elétrica [2]-[6], este trabalho apresenta uma nova versão da estrutura retificadora híbrida trifásica primeiramente apresentada em [7]-[9] como uma nova estrutura de Retificador Multipulsos. Esta se destina a propiciar um barramento em corrente contínua (CC) para alimentação de cargas eletrônicas, como por exemplos dispositivos de acionamento de velocidade variável (AVVs), intermediando a

conexão com o sistema de alimentação em corrente alternada (CA). O conversor em pauta foi concebido associando um conversor SEPIC (*Single-Ended Primary-Inductor Converter*), em paralelo com cada braço de um retificador trifásico de seis pulsos, resultando em um conversor pré-regulador capaz de operar com imposição de forma de onda de corrente de linha de entrada programável.

Não obstante aos avanços alcançados, a presente dissertação de mestrado volta-se para a implementação de uma nova estratégia de controle para imposição de correntes de linha de entrada senoidais utilizando o DSP (*Digital Signal Processor*) *TMS320F28335* da *Texas Instruments*[®]. Desta forma, os conversores chaveados são capazes de impor a forma de onda desejada, assegurando alto fator de potência e reduzida distorção harmônica total de corrente (DHT_I) de tal sorte que 60% da potência total de saída é processada pelo retificador seis pulsos não controlado, o qual foi denominado Ret-1, e 40% é processada pelos três conversores chaveados, os quais compõe o grupo retificador denominado Ret-2. A divisão de potência entre os grupos retificadores assegura alta confiabilidade operacional e robustez à estrutura, além de contribuir para um expressivo aumento de rendimento quando comparado com o rendimento alcançado com retificadores PWM unidirecionais com seis ou três interruptores [10]-[15], como será demonstrado neste trabalho.

No que tange à estratégia de controle adotada, destaca-se que a imposição de corrente nos indutores de entrada dos conversores SEPIC se baseia na técnica denominada Histerese Bang-Bang [16], [17]. A opção pela utilização de um controlador de corrente por histerese se deve principalmente à sua robustez diante de variações de carga, assim como pela excelente resposta dinâmica durante condições transitórias, como pode ser observado em trabalhos correlatos [18]-[20].

Deve-se ressaltar ainda o fato de a utilização de técnicas de controle digital para aplicações envolvendo eletrônica de potência propiciam significativas vantagens, pois permitem uma maior versatilidade e flexibilidade operacional, e ainda garantem uma redução considerável dos circuitos de controle, uma vez que extensos circuitos de comando que utilizam componentes discretos podem ser substituídos por um único dispositivo capaz de realizar, digitalmente, múltiplas funções [16]-[20].

Concluindo, destaca-se que, neste trabalho, será apresentada uma análise de modelagem matemática utilizando a técnica de espaço de estados, a qual foi realizada a fim de se obter as matrizes de estado utilizadas na análise computacional onde foram determinados os esforços de corrente e de tensão nos elementos semicondutores.

Adicionalmente, determinou-se o ponto ótimo de operação para que maior rendimento e o atendimento às normas que determinam o máximo conteúdo de corrente de linha são alcançados. Para validar a análise teórica realizada, um protótipo de 5 kW foi construído e avaliado em laboratório.

Vale destacar os resultados alcançados nesta pesquisa foram reportados em nove artigos científicos, sendo duas publicações em periódicos, uma nacional [21] e outro internacional [22], além de sete publicações em anais de congressos nacionais e internacionais [23]-[28].

1.2 Estrutura da Dissertação

Este trabalho está dividido em seis capítulos, incluindo este introdutório, além de dois apêndices.

No Capítulo 2 apresenta-se a estrutura topológica em foco, destacando as principais etapas de operação e a análise matemática realizada para o dimensionamento dos elementos passivos (indutores e capacitores) que compõe o circuito de potência. Apresenta-se ainda, uma breve descrição teórica acerca da técnica de controle desenvolvida.

Complementando o Capítulo 2, o Capítulo 3 apresenta a metodologia adotada para a solução do modelo matemático desenvolvido para o retificador em pauta utilizando a técnica de espaços de estado. Um código matemático baseado na estratégia de controle relatada anteriormente foi desenvolvido e analisado utilizando a plataforma computacional *Matlab*[®] e resultados são comparados com simulações computacionais obtidos com a plataforma *PSim*[®] a fim de evidenciar a eficácia da modelagem matemática desenvolvida.

O Capítulo 4 se destina a descrever detalhadamente o processo de implementação da estratégia de controle adotada através do desenvolvimento do algoritmo de controle implementado no DSP. São demonstradas passo a passo as configurações dos principais registros, a criação das variáveis de controle e a elaboração do código de controle executado no DSP de forma a estabelecer a operação correta do conversor.

Por fim, no Capítulo 5 são apresentados os principais resultados experimentais obtidos com a construção de um protótipo de 5 kW em laboratório, de modo a 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 análise de rendimento, que por sua vez, comprova ser uma das principais características operacionais do conversor apresentado.

Concluindo esta dissertação de mestrado, no Capítulo 6 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 continuação dos trabalhos.

Os apêndices são reservados para apresentação do código do programa desenvolvido para a solução do modelo matemático no *software Maltlab*[®] e do algoritmo de controle do RHT desenvolvido em linguagem ‘C’ para implementação no DSP.

Capítulo 2

Operação, Equacionamento e Estratégia do Controle

2.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo são apresentados o princípio de funcionamento do retificador híbrido trifásico proposto com ênfase em cada etapa de operação, os critérios para o dimensionamento dos componentes utilizados no conversor; bem como uma explicação detalhada da estratégia de controle adotada.

O objetivo da estratégia de controle é a obtenção de correntes de linha de entrada senoidais com reduzida DHT, garantindo elevado fator de potência, alto rendimento e confiabilidade da estrutura.

2.2 Princípio de Funcionamento do Retificador Híbrido Trifásico

O retificador híbrido trifásico proposto é constituído de uma combinação em paralelo de dois grupos retificadores. O primeiro é um retificador não controlado de seis pulsos e o segundo é composto de três conversores chaveados SEPIC ligados um em cada braço do retificador não controlado e interconectados com o neutro. Esta estrutura é uma nova versão das estruturas retificadoras apresentadas como novos retificadores multipulsos em [29], onde se utilizou indutâncias altas do lado CC, acarretando em um maior peso e volume dos elementos magnéticos, a fim de se estabelecer correntes de linha de entrada de doze pulsos.

Os conversores chaveados são capazes de impor correntes de linha de entrada senoidais, assegurando alto fator de potência e reduzida DHT₁. Nesta estrutura, uma característica importante a ser destacada é que 60% da potência total de saída é

processada pelo retificador trifásico de seis pulsos, nomeado Ret-1, e 40% é processada pelos três conversores chaveados, nomeados 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 SEPIC, reduzindo o volume, peso e o tamanho da estrutura proposta. Vale ressaltar ainda que o sensoriamento das correntes no lado CA para imposição de correntes senoidais de alimentação, em comparação com [29], possibilitou uma considerável redução do peso e volume dos elementos magnéticos os quais foram deslocados para o lado CA do retificador.

Conforme ilustrado na Fig. 2.1, 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_{a1} , i_{b1} e i_{c1}) e as correntes impostas nos conversores chaveados (i_{a2} , i_{b2} e i_{c2}). Neste contexto, pode-se concluir que as formas de onda das correntes de linha de entrada dependem das correntes impostas pelos conversores chaveados, as quais determinam a melhoria da DHT das correntes de linha drenadas da rede CA. Desta foram, tem-se que:

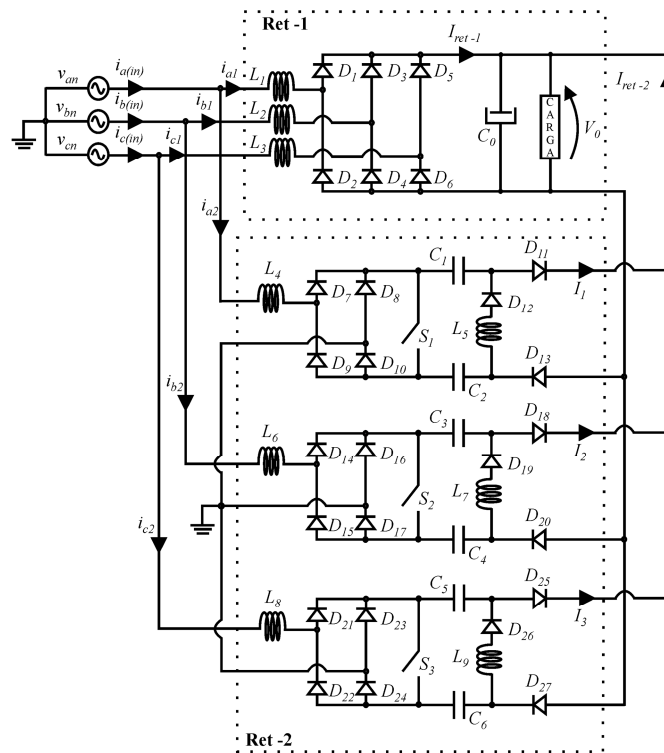


Fig. 2.1 – Arranjo topológico do retificador híbrido trifásico.

$$i_{a(in)}(t) = i_{a1}(t) + i_{a2}(t) \quad (2.1)$$

$$i_{b(in)}(t) = i_{b1}(t) + i_{b2}(t) \quad (2.2)$$

$$i_{c(in)}(t) = i_{c1}(t) + i_{c2}(t) \quad (2.3)$$

A título de exemplo, para a fase A, conforme referência exemplo da Fig. 2.2, a corrente i_{a1} 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_{a2} é aquela imposta de acordo com a referência desejada. Portanto, tem-se que a composição das correntes i_{a1} e i_{a2} (i_{a1} somada a i_{a2}), assume a forma de onda senoidal ($i_{a(in)}$), se assim for desejado, cujo espectro harmônico deve estar em conformidade com a norma internacional IEC 61000-3-2.

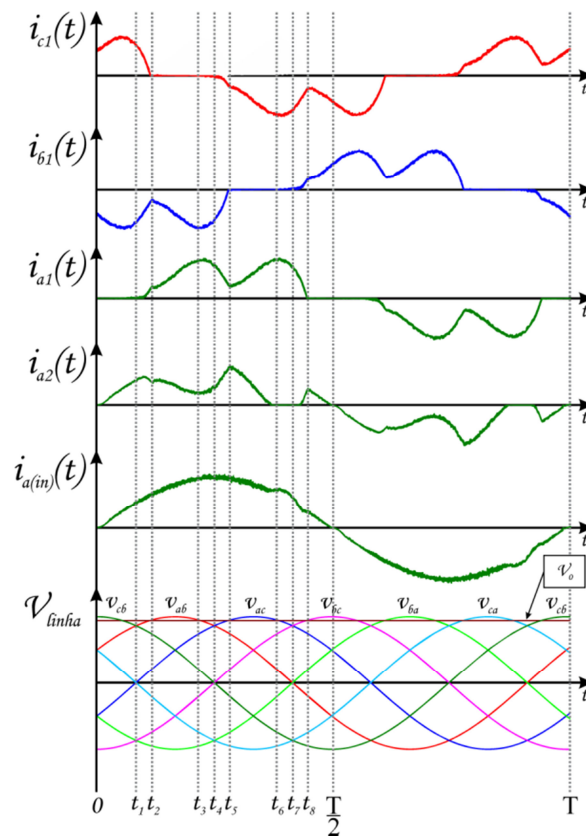


Fig. 2.2 – Composição das formas de onda teóricas das correntes i_{a1} , i_{a2} , $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ e das tensões de linha e de saída V_o .

2.2.1 Etapas de Operação

Percebe-se através da Fig. 2.2 que, para cada semiciclo de onda, o funcionamento do retificador híbrido trifásico segue nove etapas de operação. É possível notar que há intervalos em que a corrente de linha de entrada é igual à corrente de Ret-1, ou igual à

corrente do conversor SEPIC de Ret-2, ou pela corrente de ambos os grupos retificadores.

As etapas para a composição da corrente de linha de entrada da fase A são descritas abaixo. Vale ressaltar que estas 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, uma vez que a tensão no barramento CC é maior que as tensões de linha de entrada v_{ab} e v_{ac} , polarizando reversamente o diodo D_1 da ponte retificadora trifásica. O conversor chaveado da fase A, portanto, assume a parcela de potência exigida pela carga e a corrente i_{a2} cresce seguindo a referência senoidal imposta. Neste intervalo, portanto, a corrente de linha de entrada da fase A é igual à corrente drenada pelo conversor SEPIC ligado a esta fase;
- *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, 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_5), uma vez que o mesmo operou durante a atuação da tensão v_{cb} . O efeito da comutação se finaliza no instante t_2 , momento em que a corrente de linha da fase C do retificador não controlado se anula. A fase A do retificador não controlado de seis pulsos chega a entrar em operação, contribuindo com potência entregue à carga, havendo, portanto um pequeno decréscimo na corrente i_{a2} ;
- *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, uma vez que a tensão de linha v_{ab} é maior que a tensão no barramento CC durante este intervalo de tempo. Portanto, a corrente i_{a1} continua crescendo, ao mesmo tempo em que decai a contribuição de potência do conversor SEPIC da fase A. O crescimento de i_{a1} e o decréscimo de i_{a2} ocorrem até o instante em que a tensão de linha v_{ab} se torna menor que a tensão na carga;

- *Para o intervalo de t_3 a t_4 :* a tensão de linha v_{ab} encontra-se menor que a tensão no barramento CC, o que faz com que a corrente i_{a1} decaia, forçando o controle a garantir a volta do crescimento da corrente i_{a2} a fim de determinar uma corrente de linha de entrada senoidal na fase A. No fim deste intervalo, observa-se um novo efeito de comutação, que se inicia no instante t_4 ;
- *Para o intervalo de t_4 a t_5 :* ocorre novamente o efeito da comutação, em que os diodos D_4 e D_6 conduzem simultaneamente devido ao início da atuação da tensão de linha v_{ac} . Neste intervalo o crescimento negativo da corrente da fase C do retificador não controlado força o decréscimo da corrente i_{a1} , que se iguala em módulo à i_{c1} no instante t_5 . Com a queda de i_{a1} , a corrente i_{a2} , por sua vez, cresce seguindo a referência senoidal até atingir o seu valor máximo no instante t_5 ;
- *Para o intervalo de t_5 a t_6 :* uma vez 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 do conversor SEPIC desta fase. Esta etapa se finaliza quando a corrente i_{a2} atinge zero no instante t_6 ;
- *Para o intervalo de t_6 a t_7 :* a referência senoidal é um pouco menor que a corrente i_{a1} , o que desabilita o conversor chaveado da fase A. Neste intervalo a corrente de linha de entrada da fase A é igual à própria corrente i_{a1} , pois há contribuição de potência por parte da fase A somente através do retificador não controlado;
- *Para o intervalo de t_7 a t_8 :* ocorre novamente o efeito de comutação, aonde os diodos D_1 e D_3 conduzem simultaneamente devido ao início da atuação da tensão v_{bc} . Com isto, a corrente i_{a1} tende a zero até o instante t_8 , onde o diodo D_1 encontra-se reversamente polarizado. Com a redução da contribuição de potência por parte de i_{a1} , a corrente i_{a2} cresce seguindo a referência senoidal;
- *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, uma vez que a tensão no barramento CC é maior que as tensões de linha v_{ab} e v_{ac} , polarizando reversamente o diodo D_1 da ponte retificadora trifásica. Neste intervalo, a corrente de linha de entrada da fase A é igual à corrente i_{a2} , uma vez que somente o conversor chaveado contribui com potência entregue à carga.

2.3 Projeto e Dimensionamento do Retificador Trifásico Não Controlado de Seis Pulsos (Ret-1)

As especificações e considerações de projeto do retificador não controlado são apresentadas nas Tab. 2.1 e 2.2. Para o projeto de Ret-1 é considerado uma tensão constante na carga e igual a V_o e definida uma potência total de saída P_o processada pelo retificador híbrido trifásico de 5 kW.

Tab. 2.1 – Especificação de projeto do retificador trifásico não controlado de seis pulsos (Ret-1).

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

Tab. 2.2 – Considerações de projeto do retificador trifásico não controlado de seis pulsos (Ret-1).

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

Uma vez que os indutores L_1 , L_2 e L_3 apresentam o mesmo valor de indutância, logo:

$$L_1 = L_2 = L_3 = L \quad (2.4)$$

Conforme dito anteriormente, para o intervalo de tempo de t_1 até t_2 , devido ao efeito de comutação, os diodos D_1 , D_4 e D_5 da ponte retificadora trifásica conduzem simultaneamente. Para este intervalo, o circuito equivalente de Ret-1 é apresentado na Fig. 2.3.

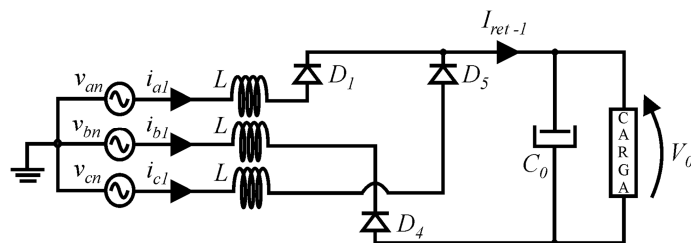


Fig. 2.3 – Circuito equivalente de Ret-1 para o intervalo de tempo de t_1 até t_2 .

Por análise de malhas na Fig. 2.3, duas equações são obtidas e representadas por (2.5) e (2.6).

$$v_{an}(t) - L \cdot \frac{di_{al}(t)}{dt} - V_o + L \cdot \frac{di_{bl}(t)}{dt} - v_{bn}(t) = 0 \quad (2.5)$$

$$v_{an}(t) - L \cdot \frac{di_{al}(t)}{dt} + L \cdot \frac{di_{cl}(t)}{dt} - v_{cn}(t) = 0 \quad (2.6)$$

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

$$i_{bl}(t) = -i_{al}(t) - i_{cl}(t) \quad (2.7)$$

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

$$\frac{di_{bl}(t)}{dt} = -\frac{di_{al}(t)}{dt} - \frac{di_{cl}(t)}{dt} \quad (2.8)$$

Isolando-se a derivada de $i_{cl}(t)$ na Eq. (2.6) tem-se que:

$$\frac{di_{cl}(t)}{dt} = \frac{di_{al}(t)}{dt} - \frac{v_{an}(t)}{L} + \frac{v_{cn}(t)}{L} \quad (2.9)$$

Substituindo (2.8) e (2.9) em (2.5), obtêm-se a equação da derivada de $i_{al}(t)$.

$$\frac{di_{al}(t)}{dt} = -\frac{V_o}{3 \cdot L} + \frac{v_{an}(t)}{L} = -\frac{V_o}{3 \cdot L} + \frac{V_p}{L} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.10)$$

Conforme observado na Fig. 2.2, no instante t_1 , a corrente $i_{al}(t)$ é zero e, portanto, sua derivada em relação ao tempo também é zero, uma vez que não havia variação de corrente imediatamente antes de t_1 . Assim, o tempo t_1 pode ser calculado a partir da Eq. (2.10), igualando-se a derivada de $i_{al}(t)$ a zero.

$$t_1 = \frac{\text{sen}^{-1}\left(\frac{V_o}{3 \cdot V_p}\right)}{\omega} \quad (2.11)$$

$$t_1 = \frac{\text{sen}^{-1}\left(\frac{293}{3 \cdot 180}\right)}{377} = 1,5213 \text{ ms}$$

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 (2.10).

$$\int_0^{i_{al}(t)} di_{al}(t) = \int_{t_1}^t \left[-\frac{V_o}{3 \cdot L} + \frac{V_p}{L} \cdot \text{sen}(\omega t) \right] \cdot dt \quad (2.12)$$

$$i_{al}(t) = \frac{1}{L} \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t) + \cos(\omega t_1)] \right\} \quad (2.13)$$

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

$$i_{a1}(t_2) = \frac{I}{L} \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} \quad (2.14)$$

Para o intervalo de tempo de t_2 até t_4 , apenas os diodos D_1 e D_4 da ponte retificadora trifásica conduzem, e o circuito equivalente de Ret-1 é apresentado pela Fig. 2.4.

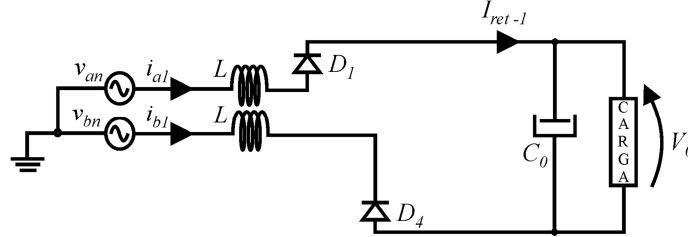


Fig. 2.4 – Circuito equivalente de Ret-1 para o intervalo de tempo de t_2 até t_4 .

Por análise de malhas na Fig. 2.4, obtém-se (2.15).

$$v_{an}(t) - L \cdot \frac{di_{a1}(t)}{dt} - V_o + L \cdot \frac{di_{b1}(t)}{dt} - v_{bn}(t) = 0 \quad (2.15)$$

Por análise nodal, tem-se que a corrente $i_{b1}(t)$ é representada por:

$$i_{b1}(t) = -i_{a1}(t) \quad (2.16)$$

A derivada de $i_{b1}(t)$ pode ser definida por:

$$\frac{di_{b1}(t)}{dt} = -\frac{di_{a1}(t)}{dt} \quad (2.17)$$

Substituindo (2.17) em (2.15), obtém-se a equação da derivada de $i_{a1}(t)$.

$$\frac{di_{a1}(t)}{dt} = -\frac{V_o}{2 \cdot L} + \frac{v_{ab}(t)}{2 \cdot L} = -\frac{V_o}{2 \cdot L} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot L} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.18)$$

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 (2.18).

$$\int_{i_{a1}(t_2)}^{i_{a1}(t)} di_{a1}(t) = \int_{t_2}^t \left[-\frac{V_o}{2 \cdot L} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot L} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right] \cdot dt \quad (2.19)$$

$$i_{a1}(t) = \frac{I}{L} \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[-\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} + i_{a1}(t_2) \quad (2.20)$$

onde $i_{a1}(t_2)$ é definida pela Eq. (2.14).

Para o tempo t_4 , a corrente $i_{a1}(t)$ é determinada por:

$$i_{a1}(t_4) = \frac{I}{L} \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[-\cos\left(\omega t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} + i_{a1}(t_2) \quad (2.21)$$

Para o intervalo de tempo de t_4 até t_5 ocorre um novo efeito de comutação, os diodos D_1 , D_4 e D_6 da ponte retificadora trifásica conduzem simultaneamente. Para este intervalo, o circuito equivalente de Ret-1 é apresentado na Fig. 2.5.

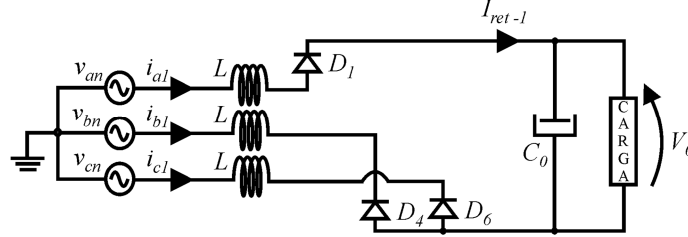


Fig. 2.5 – Circuito equivalente de Ret-1 para o intervalo de tempo de t_4 até t_5 .

Por análise de malhas na Fig. 2.5, dois tipos de equações de malha podem ser obtidos, as quais são representadas por (2.22) e (2.23).

$$v_{an}(t) - L \cdot \frac{di_{a1}(t)}{dt} - V_o + L \cdot \frac{di_{b1}(t)}{dt} - v_{bn}(t) = 0 \quad (2.22)$$

$$v_{bn}(t) - L \cdot \frac{di_{b1}(t)}{dt} + L \cdot \frac{di_{c1}(t)}{dt} - v_{cn}(t) = 0 \quad (2.23)$$

Por análise nodal, tem-se que a corrente $i_{c1}(t)$ é representada por:

$$i_{c1}(t) = -i_{a1}(t) - i_{b1}(t) \quad (2.24)$$

Pela regra da soma de derivadas, a derivada de $i_{c1}(t)$ pode ser definida por:

$$\frac{di_{c1}(t)}{dt} = -\frac{di_{a1}(t)}{dt} - \frac{di_{b1}(t)}{dt} \quad (2.25)$$

Isolando-se a derivada de $i_{b1}(t)$ na Eq. (2.23) tem-se que:

$$\frac{di_{b1}(t)}{dt} = \frac{di_{c1}(t)}{dt} + \frac{v_{bn}(t)}{L} - \frac{v_{cn}(t)}{L} \quad (2.26)$$

Substituindo (2.25) e (2.26) em (2.22), obtêm-se a equação da derivada de $i_{a1}(t)$.

$$\frac{di_{a1}(t)}{dt} = -\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot L} + \frac{v_{an}(t)}{L} = -\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot L} + \frac{V_p}{L} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.27)$$

Substituindo (2.26) e (2.27) em (2.25), obtêm-se a equação da derivada de $i_{c1}(t)$.

$$\frac{di_{c1}(t)}{dt} = \frac{V_o}{3 \cdot L} + \frac{v_{cn}(t)}{L} = \frac{V_o}{3 \cdot L} + \frac{V_p}{L} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.28)$$

Conforme observado na Fig. 2.2, no instante t_4 , a corrente $i_{c1}(t)$ é zero e, portanto sua derivada em relação ao tempo também é zero, uma vez que não havia variação de

corrente imediatamente antes àquele instante. Com base nisto, o tempo t_4 pode ser calculado a partir da Eq. (2.28), igualando-se a derivada de $i_{cl}(t)$ a zero.

$$t_4 = \frac{\text{sen}^{-1}\left(-\frac{V_o}{3 \cdot V_p}\right) - \frac{2\pi}{3}}{\omega} \quad (2.29)$$

$$t_4 = \frac{\text{sen}^{-1}\left(-\frac{293}{3 \cdot 180}\right) - \frac{2\pi}{3}}{377} = 4,2991 \text{ ms}$$

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 (2.27).

$$\int_{i_{al}(t_4)}^{i_{al}(t)} di_{al}(t) = \int_{t_4}^t \left[-\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot L} + \frac{V_p}{L} \cdot \text{sen}(\omega t) \right] \cdot dt \quad (2.30)$$

$$i_{al}(t) = \frac{1}{L} \left\{ -\frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot (t - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t) + \cos(\omega t_4)] \right\} + i_{al}(t_4) \quad (2.31)$$

onde $i_{al}(t_4)$ é definida pela Eq. (2.21).

Conforme observado na Fig. 2.2, no instante t_5 , a corrente $i_{al}(t_5)$ se iguala ao valor de $i_{al}(t_2)$.

$$\frac{1}{L} \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} = \frac{1}{L} \left\{ -\frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot (t_5 - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_5) + \cos(\omega t_4)] \right\} + i_{al}(t_4) \quad (2.32)$$

$$-\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] + \frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot (t_5 - t_4) - \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_5) + \cos(\omega t_4)] - L \cdot i_{al}(t_4) = 0 \quad (2.33)$$

Sendo $L \cdot i_{al}(t_4)$ determinada através da multiplicação da Eq. (2.21) por L :

$$L \cdot i_{al}(t_4) = -\frac{V_o}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[-\cos\left(\omega t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] + L \cdot i_{al}(t_2) \quad (2.34)$$

E $L \cdot i_{al}(t_2)$ determinada através da multiplicação da Eq. (2.14) por L :

$$L \cdot i_{al}(t_2) = -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \quad (2.35)$$

Como pode ser visualizado pela Fig. 2.6, o tempo t_2 pode ser representado pela Eq. (2.36).

$$t_2 = t_5 - \frac{T}{6} \quad (2.36)$$

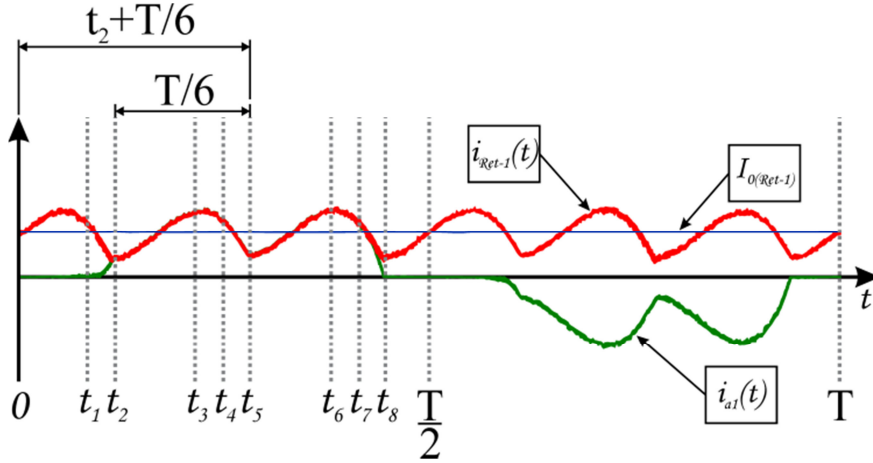


Fig. 2.6 – Visualização dos intervalos de tempo de operação do retificador trifásico não controlado através das formas de onda teóricas das correntes $i_{Ret-1}(t)$ e $I_{O(Ret-1)}$.

Substituindo (2.36) em (2.33), (2.34) e (2.35):

$$\begin{aligned} & -\frac{V_o}{3} \cdot \left[\left(t_5 - \frac{T}{6} \right) - t_1 \right] + \frac{V_p}{\omega} \cdot \left\{ -\cos \left[\omega \cdot \left(t_5 - \frac{T}{6} \right) \right] + \cos(\omega t_1) \right\} \\ & + \frac{2V_o}{3} \cdot (t_5 - t_4) - \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_5) + \cos(\omega t_4)] - L \cdot i_{a1}(t_4) = 0 \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$L \cdot i_{a1}(t_4) = -\frac{V_o}{2} \cdot \left[t_4 - \left(t_5 - \frac{T}{6} \right) \right] + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left\{ -\cos \left(\omega t_4 + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left[\omega \cdot \left(t_5 - \frac{T}{6} \right) + \frac{\pi}{6} \right] \right\} + L \cdot i_{a1}(t_2) \quad (2.38)$$

$$L \cdot i_{a1}(t_2) = -\frac{V_o}{3} \cdot \left[\left(t_5 - \frac{T}{6} \right) - t_1 \right] + \frac{V_p}{\omega} \cdot \left\{ -\cos \left[\omega \cdot \left(t_5 - \frac{T}{6} \right) \right] + \cos(\omega t_1) \right\} \quad (2.39)$$

Através da solução numérica da Eq. 2.37, utilizando o *software Matlab*[®], obtêm-se o instante t_5 .

$$t_5 = 4,7201 \text{ ms} \quad (2.40)$$

Logo o tempo t_2 pode ser calculado substituindo (2.40) em (2.36).

$$t_2 = 4,7201 \cdot 10^{-3} - \frac{16,667 \cdot 10^{-3}}{6} = 1,9423 \text{ ms}$$

Analisando a Fig. 2.6, observa-se que a forma de onda traçada entre os tempos t_2 e t_5 se repete seis vezes ao longo de um ciclo completo da rede. É possível observar também que para este intervalo de tempo, a corrente $i_{Ret-1}(t)$ coincide com a corrente $i_{a1}(t)$, e, portanto, é possível determinar o valor médio da corrente do retificador trifásico não controlado através da Eq. (2.41).

$$I_{Ret-1}(med) = \frac{I}{t_5 - t_2} \cdot \int_{t_2}^{t_5} i_{a1}(t) dt \quad (2.41)$$

Entretanto, como a forma de onda da corrente $i_{a1}(t)$ é diferente para os intervalos de t_2 até t_4 e de t_4 até t_5 , deve-se dividir a integral que determina o valor médio de $i_{Ret-I}(t)$ em duas partes, sendo uma parte definida pela integral da Eq. (2.20) no intervalo de t_2 até t_4 e pela integral da Eq. (2.31) no intervalo de t_4 até t_5 . Portanto:

$$I_{Ret-I(med)} = \frac{I}{t_5 - t_2} \cdot (I_1 + I_2) \quad (2.42)$$

onde:

$$I_1 = \int_{t_2}^{t_4} \frac{I}{L} \cdot \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[-\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt + \int_{t_2}^{t_4} i_{a1}(t_2) \cdot dt \quad (2.43)$$

$$I_2 = \int_{t_4}^{t_5} \frac{I}{L} \cdot \left\{ -\frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot (t - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t) + \cos(\omega t_4)] \right\} \cdot dt + \int_{t_4}^{t_5} i_{a1}(t_4) \cdot dt \quad (2.44)$$

Sendo:

$$\int_{t_2}^{t_4} i_{a1}(t_2) \cdot dt = \int_{t_2}^{t_4} \frac{I}{L} \cdot \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} \cdot dt \quad (2.45)$$

$$\int_{t_4}^{t_5} i_{a1}(t_4) \cdot dt = \int_{t_4}^{t_5} \frac{I}{L} \cdot \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[-\cos\left(\omega t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt + \int_{t_4}^{t_5} i_{a1}(t_2) \cdot dt \quad (2.46)$$

$$\int_{t_4}^{t_5} i_{a1}(t_2) \cdot dt = \int_{t_4}^{t_5} \frac{I}{L} \cdot \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} \cdot dt \quad (2.47)$$

Substituindo (2.45) em (2.43):

$$I_1 = \frac{I}{L} \cdot \left\{ \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[-\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt \right. \\ \left. + \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} \cdot dt \right\} \quad (2.48)$$

Substituindo (2.46) e (2.47) em (2.44):

$$I_2 = \frac{I}{L} \cdot \left\{ \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot (t - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t) + \cos(\omega t_4)] \right\} \cdot dt \right. \\ \left. + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[-\cos\left(\omega t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt \right. \\ \left. + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} \cdot dt \right\} \quad (2.49)$$

Logo, o valor médio da corrente do $i_{Ret-I}(t)$ é determinado substituindo-se (2.48) e (2.49) em (2.42).

$$I_{Ret-1(med)} = \frac{I}{L \cdot (t_5 - t_2)} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \left[-\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot (t - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t) + \cos(\omega t_4)] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[-\cos\left(\omega t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} dt \end{aligned} \right\} \quad (2.50)$$

Como o valor da corrente de carga fornecida pelo retificador trifásico não controlado de seis pulsos $I_{o(Ret-1)}$ é igual ao valor médio da corrente $I_{Ret-1}(t)$, tem-se que:

$$I_{o(Ret-1)} = \frac{I}{L \cdot (t_5 - t_2)} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \left[-\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot (t - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t) + \cos(\omega t_4)] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[-\cos\left(\omega t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} dt \end{aligned} \right\} \quad (2.51)$$

O valor do indutor L é então determinado por (2.52), onde, desenvolvendo-se as integrais, chega-se na Eq. (2.53).

$$L = \frac{I}{(t_5 - t_2) \cdot I_{o(Ret-1)}} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \left[-\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_2}^{t_4} \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot (t - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t) + \cos(\omega t_4)] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_o}{2} \cdot (t_4 - t_2) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[-\cos\left(\omega t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \cdot dt \\ & + \int_{t_4}^{t_5} \left\{ -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \right\} dt \end{aligned} \right\} \quad (2.52)$$

$$L = \frac{I}{(t_5 - t_2) \cdot I_{o(Ret-1)}} \left\{ \begin{aligned} & -\frac{V_o}{4} \cdot (t_4^2 - t_2^2) + \frac{V_o}{2} \cdot t_2 \cdot (t_4 - t_2) - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega^2} \cdot \left[\text{sen}\left(\omega t_4 + \frac{\pi}{6}\right) - \text{sen}\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot (t_4 - t_2) \cdot \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \\ & -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) \cdot (t_4 - t_2) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \cdot (t_4 - t_2) \\ & -\frac{2 \cdot V_o}{6} \cdot (t_3^2 - t_4^2) + \frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot t_4 \cdot (t_3 - t_4) - \frac{V_p}{\omega^2} \cdot [\text{sen}(\omega t_3) - \text{sen}(\omega t_4)] + \frac{V_p}{\omega} \cdot (t_3 - t_4) \cdot \cos(\omega t_4) \\ & -\frac{V_o}{2} \cdot (t_4 - t_2) \cdot (t_3 - t_4) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \omega} \cdot \left[-\cos\left(\omega t_4 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \cdot (t_3 - t_4) \\ & -\frac{V_o}{3} \cdot (t_2 - t_1) \cdot (t_3 - t_4) + \frac{V_p}{\omega} \cdot [-\cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_1)] \cdot (t_3 - t_4) \end{aligned} \right\} \quad (2.53)$$

Substituindo a expressão de L determinada em (2.53) na Eq. (2.4), estabelecem-se os valores de L_1 , L_2 e L_3 .

$$L_1 = L_2 = L_3 = L = \frac{I}{(4,7201 \cdot 10^{-3} - 1,9423 \cdot 10^{-3}) \cdot 10,24} \left\{ \begin{aligned} & -\frac{293}{4} \cdot [(4,2991 \cdot 10^{-3})^2 - (1,9423 \cdot 10^{-3})^2] + \frac{293}{2} \cdot (1,9423 \cdot 10^{-3}) \cdot (4,2991 \cdot 10^{-3} - 1,9423 \cdot 10^{-3}) \\ & -\frac{\sqrt{3} \cdot 180}{2 \cdot 377^2} \cdot \left[\text{sen}\left(377 \cdot 4,2991 \cdot 10^{-3} + \frac{\pi}{6}\right) - \text{sen}\left(377 \cdot 1,9423 \cdot 10^{-3} + \frac{\pi}{6}\right) \right] \\ & +\frac{\sqrt{3} \cdot 180}{2 \cdot 377} \cdot (4,2991 \cdot 10^{-3} - 1,9423 \cdot 10^{-3}) \cdot \cos\left(377 \cdot 1,9423 \cdot 10^{-3} + \frac{\pi}{6}\right) \\ & -\frac{293}{3} \cdot (1,9423 \cdot 10^{-3} - 1,5213 \cdot 10^{-3}) \cdot (4,2991 \cdot 10^{-3} - 1,9423 \cdot 10^{-3}) \\ & +\frac{180}{377} \cdot [-\cos(377 \cdot 1,9423 \cdot 10^{-3}) + \cos(377 \cdot 1,5213 \cdot 10^{-3})] \cdot (4,2991 \cdot 10^{-3} - 1,9423 \cdot 10^{-3}) \\ & -\frac{2 \cdot 293}{6} \cdot [(4,7201 \cdot 10^{-3})^2 - (4,2991 \cdot 10^{-3})^2] + \frac{2 \cdot 293}{3} \cdot 4,2991 \cdot 10^{-3} \cdot (4,7201 \cdot 10^{-3} - 4,2991 \cdot 10^{-3}) \\ & -\frac{180}{377^2} \cdot [\text{sen}(377 \cdot 4,7201 \cdot 10^{-3}) - \text{sen}(377 \cdot 4,2991 \cdot 10^{-3})] \\ & +\frac{180}{377} \cdot (4,7201 \cdot 10^{-3} - 4,2991 \cdot 10^{-3}) \cdot \cos(377 \cdot 4,2991 \cdot 10^{-3}) \\ & -\frac{293}{2} \cdot (4,2991 \cdot 10^{-3} - 1,9423 \cdot 10^{-3}) \cdot (4,7201 \cdot 10^{-3} - 4,2991 \cdot 10^{-3}) \\ & +\frac{\sqrt{3} \cdot 180}{2 \cdot 377} \cdot \left[-\cos\left(377 \cdot 4,2991 \cdot 10^{-3} + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(377 \cdot 1,9423 \cdot 10^{-3} + \frac{\pi}{6}\right) \right] \cdot (4,7201 \cdot 10^{-3} - 4,2991 \cdot 10^{-3}) \\ & -\frac{293}{3} \cdot (1,9423 \cdot 10^{-3} - 1,5213 \cdot 10^{-3}) \cdot (4,7201 \cdot 10^{-3} - 4,2991 \cdot 10^{-3}) \\ & +\frac{180}{377} \cdot [-\cos(377 \cdot 1,9423 \cdot 10^{-3}) + \cos(377 \cdot 1,5213 \cdot 10^{-3})] \cdot (4,7201 \cdot 10^{-3} - 4,2991 \cdot 10^{-3}) \end{aligned} \right\} = 1,1134 \text{ mH}$$

O capacitor de saída C_o pode ser calculado através da Eq. (2.54) [30].

$$C_o = \frac{P_o}{6 \cdot f \cdot (V_{o(max)}^2 - V_{o(min)}^2)} \quad (2.54)$$

$$C_o = \frac{5000}{6 \cdot 60 \cdot (296,5^2 - 289,5^2)} = 3370,5 \mu F$$

2.4 Projeto dos Conversores Chaveados (Ret-2)

Com base em [31] e nas especificações e considerações de projeto dos conversores chaveados apresentadas nas Tab. 2.3 e 2.4, é possível dimensionar os componentes que compõem os conversores chaveados do retificador híbrido trifásico. Nesta seção é apresentado apenas o dimensionamento do conversor SEPIC conectado à fase A, ilustrado na Fig. 2.7, uma vez que os três conversores chaveados apresentam as mesmas especificações.

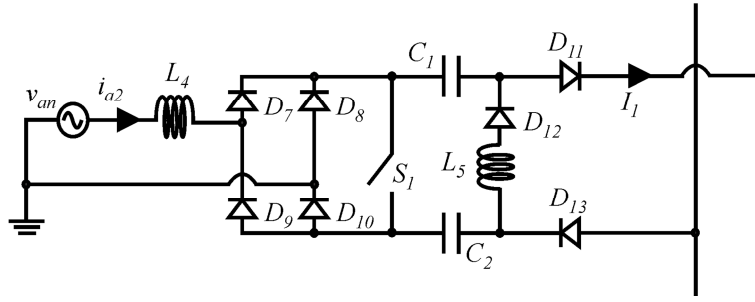


Fig. 2.7 – Circuito do conversor SEPIC da fase A.

Para o cálculo da razão cíclica média do conversor SEPIC, primeiramente é preciso determinar o valor médio da tensão de entrada do conversor chaveado, que para o SEPIC da fase A, é o valor médio da tensão de fase $V_{an}(t)$ retificada.

Tab. 2.3 – Especificação de projeto dos conversores chaveados (Ret-2).

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

Tab. 2.4 – Considerações de projeto dos conversores chaveados (Ret-2).

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

$$|V_{an(medio)}| = \frac{1}{(T/2)} \cdot \int_0^{T/2} V_p \cdot \sin(\omega t) \cdot dt \quad (2.55)$$

$$|V_{an(medio)}| = \frac{1}{(T/2)} \cdot \frac{V_p}{\omega} \cdot \left[-\cos\left(\frac{\omega \cdot T}{2}\right) + \cos(0) \right] \quad (2.56)$$

$$|V_{an(medio)}| = \frac{I}{(16,667 \cdot 10^{-3}/2)} \cdot \frac{180}{377} \cdot \left[-\cos\left(\frac{377 \cdot 16,667 \cdot 10^{-3}}{2}\right) + 1 \right] = 114,5865$$

A razão cíclica média pode ser calculada através do ganho estático do conversor SEPIC:

$$\frac{V_o}{|V_{an(medio)}|} = \frac{D}{1-D} \quad (2.57)$$

$$D = \frac{V_o}{|V_{an(medio)}| + V_o} \quad (2.58)$$

$$D = \frac{293}{114,5865 + 293} = 0,7188$$

O indutor de entrada L_4 pode ser dimensionado por:

$$L_4 = \left(\frac{|V_{an(medio)}|}{\Delta I_{Ls1}} \right) \cdot D \cdot T_s \quad (2.59)$$

$$L_4 = \left(\frac{114,5865}{3,413} \right) \cdot 0,7188 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 1,2 \text{ mH}$$

O indutor L_5 pode ser dimensionado por:

$$L_5 = \left(\frac{V_o}{\Delta I_{Ls2}} \right) \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (2.60)$$

$$L_5 = \left(\frac{293}{7,5} \right) \cdot (1 - 0,7188) \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 549,2 \mu\text{H}$$

Chamando de C_{eq} o capacitor equivalente à disposição em série de C_1 e C_2 :

$$C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.61)$$

Entretanto, os capacitores C_1 e C_2 apresentam capacitâncias iguais, logo:

$$C_1 = C_2 = 2 \cdot C_{eq} \quad (2.62)$$

O capacitor de acoplamento C_{eq} , por sua vez, é determinado pela Eq. (2.63).

$$C_{eq} = \left[\frac{|V_{an(medio)}| \cdot D^2 \cdot T_s}{R_o \cdot \Delta V_{cs} \cdot (1-D)} \right] \quad (2.63)$$

Mas:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_{sepic}} \quad (2.64)$$

Substituindo (2.64) em (2.63), tem-se que:

$$C_{eq} = \left[\frac{|V_{an(medio)}| \cdot D^2 \cdot T_s \cdot P_{sepic}}{V_o^2 \cdot \Delta V_{cs} \cdot (1 - D)} \right] \quad (2.65)$$

$$C_{eq} = \left[\frac{114,5865 \cdot 0,7188^2 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 666,67}{293^2 \cdot 7,325 \cdot (1 - 0,7188)} \right] = 11,16 \mu F$$

Pela Eq. (2.62), tem-se que:

$$C_1 = C_2 = 2 \cdot 11,16 \cdot 10^{-6} = 22,32 \mu F$$

Como os conversores SEPIC das fases B e C apresentam as mesmas especificações do conversor SEPIC da fase A, logo:

$$L_4 = L_6 = L_8 = 1,2 mH$$

$$L_5 = L_7 = L_9 = 549,2 \mu H$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 22,32 \mu F$$

2.5 Resumo do Dimensionamento dos Componentes do RHT

A Tab. 2.5 apresenta o resumo do dimensionamento dos componentes do retificador híbrido trifásico.

Tab. 2.5 – Resumo do dimensionamento dos componentes.

Componentes	Dimensionamento
Indutores L_1, L_2 e L_3	1,1134 mH
Indutores L_4, L_6 e L_8	1,2 mH
Indutores L_5, L_7 e L_9	549,2 μH
Capacitores C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 e C_6	22,32 μF
Capacitor de Saída C_o	3370,5 μF

Na prática, utilizaram-se os indutores L_1, L_2, L_3, L_4, L_6 e L_8 com indutâncias iguais a 1 mH, os indutores L_5, L_7 e L_9 com indutâncias iguais a 500 μH , os capacitores de acoplamento C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 e C_6 com capacitâncias iguais a 22 μF e utilizou-se, para o capacitor de saída C_o , sete capacitores de 470 μF em paralelo, totalizando uma capacitância de 3290 μF .

2.6 Técnica de Controle

A técnica de controle utilizada para o retificador híbrido trifásico consiste em impor correntes de linha de entrada senoidais de forma a garantir uma baixa distorção harmônica e um elevado fator de potência na entrada, limitando a potência ativa processada pelos conversores chaveados em 40% da potência total. Desta forma, é possível assegurar que 60% da potência entregue à carga seja processada pelo retificador trifásico de seis pulsos não controlado. Não é executado o controle da tensão no barramento CC, sendo seu valor definido pelo valor de pico das tensões de linha de alimentação e pelo valor do seno do ângulo em que os diodos da ponte retificadora trifásica de Ret-1 são polarizados diretamente. Diante dessa perspectiva, o diagrama esquemático que ilustra a estratégia de controle proposta é apresentado na Fig. 2.8.

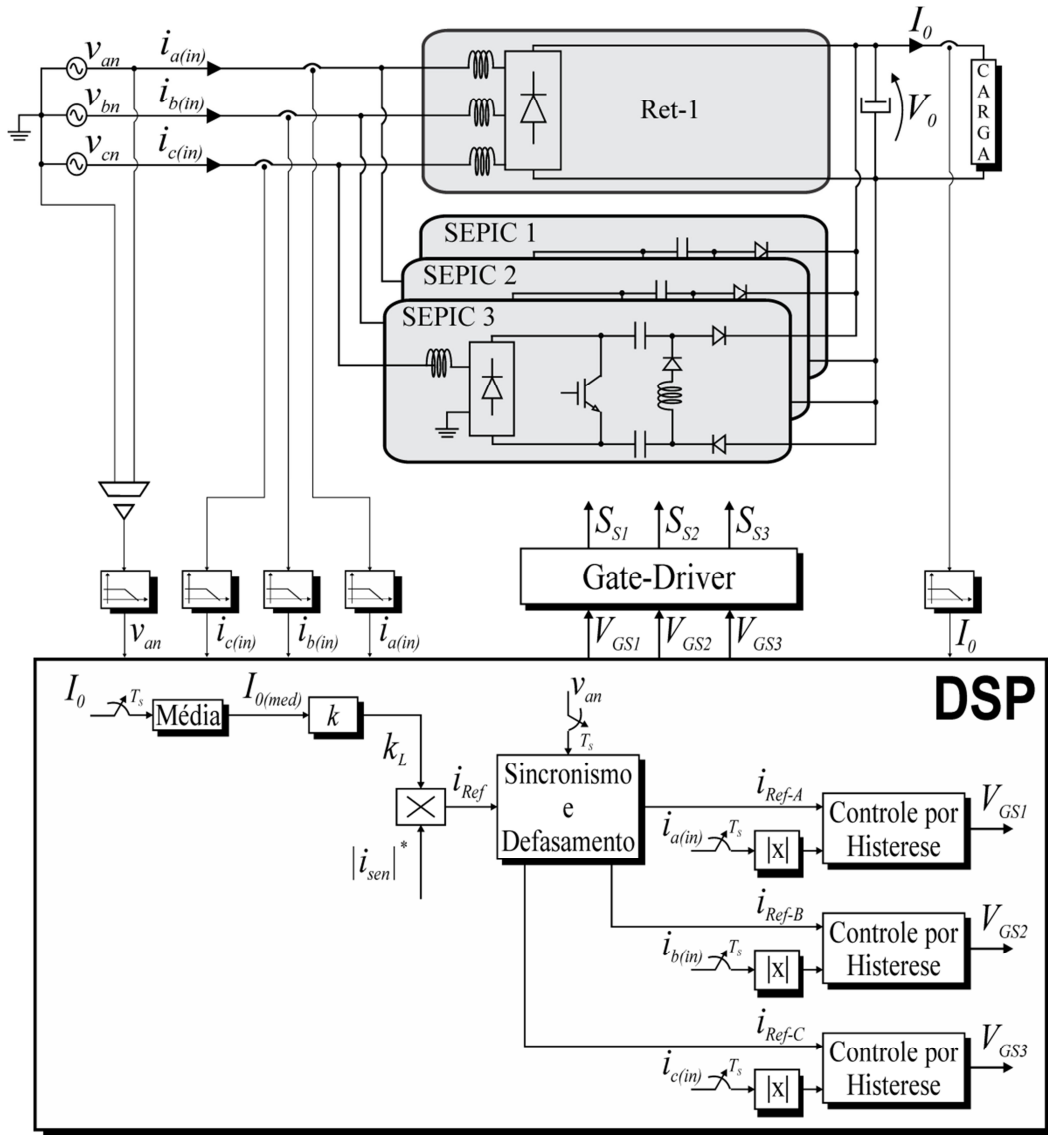


Fig. 2.8 – Diagrama esquemático do circuito de controle.

O fluxograma que descreve a técnica de controle desenvolvida é apresentado na Fig. 2.9, onde os retângulos indicam os processos a serem executados, os losangos definem as estruturas condicionais e os círculos representam as conexões entre pontos distantes do fluxograma.

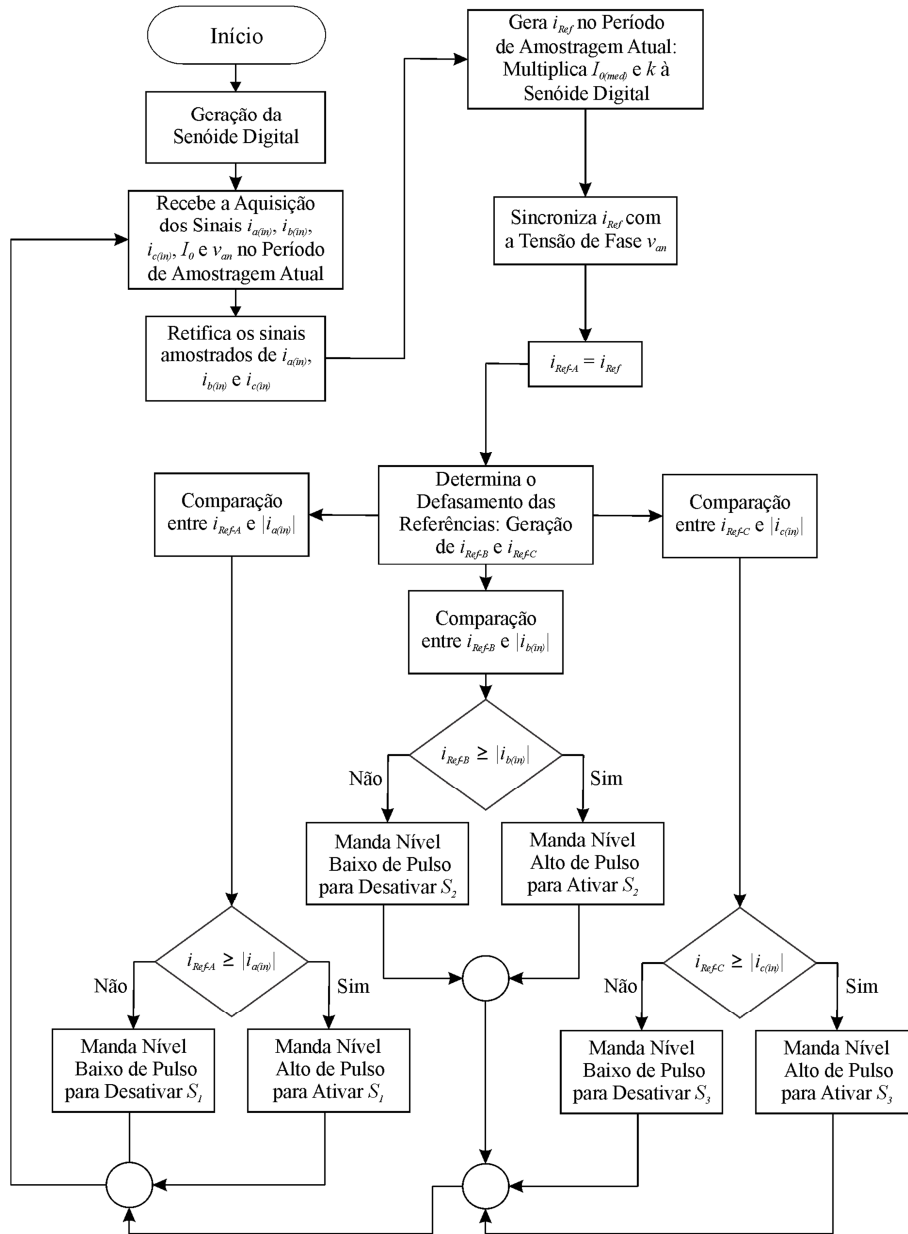


Fig. 2.9 – Fluxograma da estratégia de controle desenvolvida baseada no controlador de corrente por histerese.

A validação do modelo discreto desenvolvido foi realizada por intermédio de algoritmos desenvolvidos em linguagem ‘C’ os quais foram implementados utilizando o processador digital de sinais TMS320F28335 da Texas Instruments® [32]. O TMS320F28335 é um controlador digital que tem capacidade de processamento e

funções periféricas específicas para controle, sendo que suas características principais, relacionadas à aplicação em eletrônica de potência, são:

- Arquitetura de ponto flutuante de 32 bits, o que garante uma maior precisão no armazenamento e manipulação de variáveis;
- Conversor analógico/digital (A/D) ultra-rápido, na faixa de 80 ns, que permite aquisição de sinais em frequências elevadas;
- 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.

Durante a execução do algoritmo de controle, primeiramente, inicializam-se todas as variáveis e constantes necessárias durante a execução do programa. Na sequência, configuram-se todos os registros necessários para o funcionamento do DSP, incluindo o conversor A/D e as interrupções necessárias.

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

Concomitantemente, o algoritmo de controle gera duas constantes essenciais para o bom funcionamento do controle: os ganhos $I_{o(med)}$ e k . O ganho $I_{o(med)}$ representa o valor médio da corrente de carga calculada a cada amostragem de I_o . Este ganho, uma vez multiplicado à referência senoidal, determina que a amplitude da mesma varie conforme as alterações de carga. O ganho k , por sua vez, é um ganho fixo determinado pela modelagem matemática como sendo igual a 1,113, conforme será demonstrado no Capítulo 3. Durante condições normais de alimentação, o ganho k garante que os conversores chaveados processem apenas 40% da potência ativa média total e determina um nível de DHT_I para as correntes de linha de entrada em conformidade com a norma IEC 61000-3-2. O resultado da multiplicação de $I_{o(med)}$ e k dá origem ao sinal k_L .

A referência final de corrente (i_{Ref}) é determinada portanto, pela multiplicação de $|i_{sen}|^*$ pelo ganho k_L . Uma vez gerado o sinal i_{Ref} , o módulo de sincronismo e defasamento detecta a passagem por zero da tensão F-N da fase A e estabelece que o sinal i_{Ref} seja iniciado na sua posição zero toda vez que ocorrer essa passagem; estabelece a referência senoidal da fase A (i_{Ref-A}) como sendo igual ao sinal i_{Ref} , e cria as referências senoidais das fases B (i_{Ref-B}) e C (i_{Ref-C}) defasadas de 240° e 120° , respectivamente, em relação a i_{Ref} . Portanto, a aquisição da tensão da fase A é utilizada exclusivamente para o estabelecimento do sincronismo entre a referência senoidal e v_{an} .

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

2.7 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado o princípio de operação do retificador híbrido trifásico, com ênfase em cada intervalo de funcionamento, e demonstrou-se também todo o equacionamento necessário para o dimensionamento dos componentes indutivos e capacitivos presentes em sua estrutura topológica.

Para fins de obtenção de correntes de linha de entrada trifásicas senoidais com taxa de distorção harmônica em conformidade com a norma IEC61000-3-2, elaborou-se uma técnica de controle simples, cuja execução é realizada utilizando o processador digital de sinais TMS320F28335. A estratégia de controle estabelece ainda um percentual de processamento de potência para cada uma das estruturas retificadoras (Ret-1 e Ret-2) que compõem o retificador híbrido trifásico, de forma a garantir uma alta confiabilidade operacional e robustez.

Capítulo 3

Desenvolvimento e Solução do Modelo Matemático Proposto

3.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo é apresentado o modelo matemático do retificador híbrido trifásico proposto, destacando a metodologia de cálculo por espaços de estado utilizada para a determinação das formas de ondas características das correntes de linha de entrada, tanto do RHT em si, como do retificador trifásico não controlado de seis pulsos e dos conversores SEPIC.

Resultados de simulação computacional utilizando a plataforma *PSim*[®] são apresentados a fim de estabelecer uma comparação com os resultados provenientes da solução do modelo matemático desenvolvido no *software* matemático *Matlab*[®].

3.2 Modelagem do RHT pelo Método de Espaços de Estado

Conforme conceituado em [33], *na engenharia de controle, uma representação em espaço de estados é um modelo matemático de um sistema físico composto de um conjunto de variáveis de entrada, de saída e de estado relacionadas entre si por meio de equações diferenciais de primeira ordem. Para representação do número de entradas, saídas e estados, as variáveis são expressas em vetores e as equações diferenciais e algébricas são escritas na forma matricial.* Neste contexto, o retificador híbrido trifásico apresentado na Fig. 3.1 pode ser representado no espaço de estados pelas seguintes equações matriciais [34]:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (3.1)$$

$$y = C \cdot x + E \cdot u \quad (3.2)$$

Onde x é o vetor de estado, composto pelas variáveis de estado, cujo número depende da quantidade de elementos armazenadores de energia no sistema [33], que no caso do RHT, são as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores; $\dot{x}$ 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 do sistema; 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.

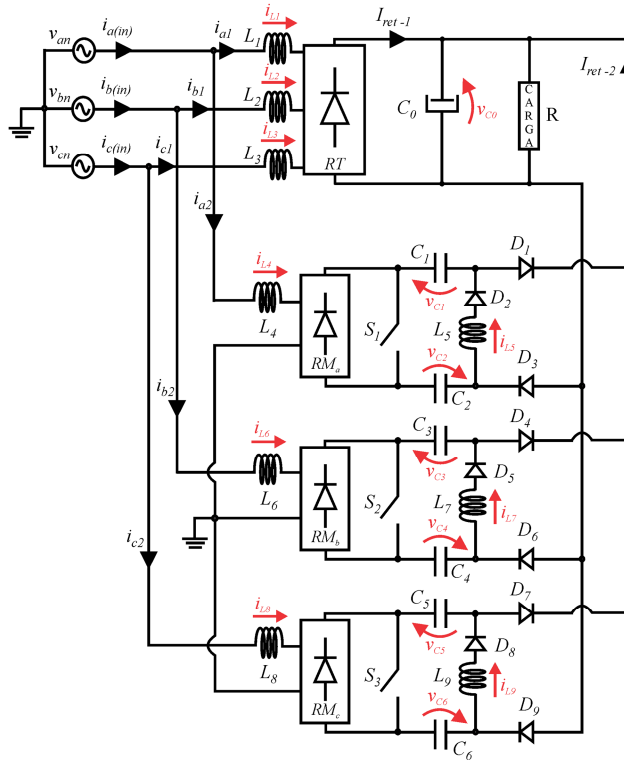


Fig. 3.1 – Circuito do retificador híbrido trifásico.

Conforme visualizado na Fig. 3.1, o circuito do RHT é composto por três chaves (S_1 , S_2 e S_3), permitindo-o trabalhar com oito diferentes condições de circuito, conforme ilustra a Tab. 3.1. Assim, torna-se necessário realizar uma análise de circuitos elétricos de forma a equacionar os circuitos equivalentes para as oito diferentes condições dos interruptores determinando, desta forma, as matrizes de sistema (A) e de entrada (B). Para dar início aos equacionamentos necessários e facilitar a análise por espaços de estado, definiu-se um circuito equivalente para a estrutura topológica apresentada da Fig. 3.1.

Tab. 3.1 – Possíveis condições dos interruptores do circuito.

Condição	S1	S2	S3
1	Fechado	Fechado	Fechado
2	Fechado	Fechado	Aberto
3	Fechado	Aberto	Fechado
4	Fechado	Aberto	Aberto
5	Aberto	Fechado	Fechado
6	Aberto	Fechado	Aberto
7	Aberto	Aberto	Fechado
8	Aberto	Aberto	Aberto

No circuito simplificado ilustrado na Fig. 3.2, foram retirados os diodos das pontes retificadoras monofásicas (RM_a , RM_b e RM_c) e da ponte retificadora trifásica (RT); as tensões de fase de entrada foram substituídas pelas tensões retificadas $|v_{an}|$, $|v_{bn}|$ e $|v_{cn}|$; a tensão retificada pela ponte retificadora trifásica foi substituída por uma onda retificada de seis pulsos (V_{Ret}); os indutores de entrada dos conversores SEPIC foram transferidos do lado CA para o lado CC do circuito; e os indutores de entrada do retificador trifásico não controlado de seis pulsos foram transferidos para o lado CC na forma de um indutor de indutância equivalente a duas vezes o valor da indutância do lado CA, onde:

$$L_{eq} = 2 \cdot L_1 = 2 \cdot L_2 = 2 \cdot L_3 \quad (3.3)$$

A utilização de L_{eq} com valor de indutância igual a duas vezes o valor da indutância do lado CA se deve ao fato de, conforme evidenciado no Capítulo 2, quando uma tensão de linha está atuante sobre o retificador trifásico não controlado de seis pulsos, duas tensões de fase estão ativas, determinando um caminho de circulação da corrente pelo circuito de Ret-1 através de duas indutâncias.

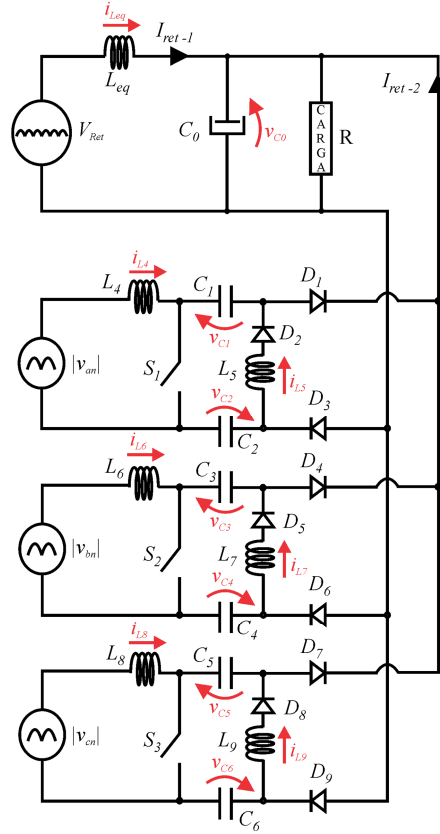


Fig. 3.2 – Circuito simplificado do retificador híbrido trifásico para análise do modelo matemático.

Uma vez definidas as variáveis de estado como sendo as correntes nos indutores e as tensões sobre os capacitores, tem-se que o vetor de estados é dado pela Eq. (3.4) e o vetor composto pelas derivadas das variáveis de estado é estabelecido pela Eq. (3.5).

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{L_{eq}}(t) \\ i_{L_4}(t) \\ i_{L_5}(t) \\ i_{L_6}(t) \\ i_{L_7}(t) \\ i_{L_8}(t) \\ i_{L_9}(t) \\ v_{C_0}(t) \\ v_{C_1}(t) \\ v_{C_2}(t) \\ v_{C_3}(t) \\ v_{C_4}(t) \\ v_{C_5}(t) \\ v_{C_6}(t) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} di_{L_{eq}}(t)/dt \\ di_{L_1}(t)/dt \\ di_{L_2}(t)/dt \\ di_{L_3}(t)/dt \\ di_{L_4}(t)/dt \\ di_{L_5}(t)/dt \\ di_{L_6}(t)/dt \\ dv_{C_1}(t)/dt \\ dv_{C_2}(t)/dt \\ dv_{C_3}(t)/dt \\ dv_{C_4}(t)/dt \\ dv_{C_5}(t)/dt \\ dv_{C_6}(t)/dt \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

O vetor de entrada, por sua vez, é representado pelas fontes de alimentação do sistema. Portanto, tem-se que:

$$u(t) = \begin{bmatrix} V_{Ret}(t) \\ |v_{an}(t)| \\ |v_{bn}(t)| \\ |v_{cn}(t)| \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Obtidos os vetores de estado e de entrada, é necessário então estabelecer os equacionamentos para cada um dos circuitos definidos pelas condições dos interruptores do RHT, conforme apresentado na Tab. 3.1, a fim de se determinar as matrizes de sistema (A) e de entrada (B) necessárias para a solução do modelo matemático.

3.2.1 Circuito equivalente para a condição 1 dos interruptores (S_1 , S_2 e S_3 fechados)

A Fig. 3.3 ilustra o circuito equivalente do RHT para a condição 1 dos interruptores, onde S_1 , S_2 e S_3 estão fechados e, como consequência, os diodos D_1 , D_3 , D_4 , D_6 , D_7 e D_9 estão bloqueados.

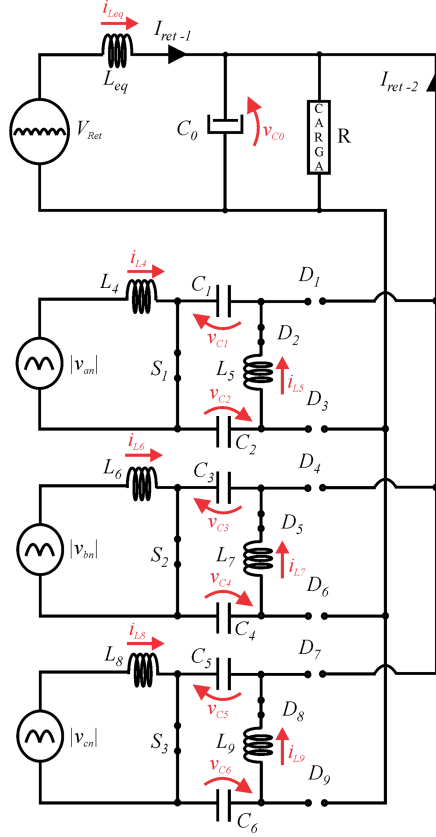


Fig. 3.3 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 1.

Analisando o circuito da Fig. 3.3 pelo método de Kirchhoff das malhas, tem-se que as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L_{eq}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} \cdot v_{C_0}(t) + \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_{Ret}(t) \quad (3.7)$$

$$\frac{di_{L_4}(t)}{dt} = \frac{1}{L_4} \cdot |v_{an}(t)| \quad (3.8)$$

$$\frac{di_{L_5}(t)}{dt} = \frac{1}{L_5} \cdot v_{C_1}(t) + \frac{1}{L_5} \cdot v_{C_2}(t) \quad (3.9)$$

$$\frac{di_{L_6}(t)}{dt} = \frac{1}{L_6} \cdot |v_{bn}(t)| \quad (3.10)$$

$$\frac{di_{L_7}(t)}{dt} = \frac{1}{L_7} \cdot v_{C_3}(t) + \frac{1}{L_7} \cdot v_{C_4}(t) \quad (3.11)$$

$$\frac{di_{L_8}(t)}{dt} = \frac{1}{L_8} \cdot |v_{cn}(t)| \quad (3.12)$$

$$\frac{di_{L_9}(t)}{dt} = \frac{1}{L_9} \cdot v_{C_5}(t) + \frac{1}{L_9} \cdot v_{C_6}(t) \quad (3.13)$$

Analisando agora o circuito da Fig. 3.3 pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões sobre os capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{dv_{C_o}(t)}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot i_{Leq}(t) - \frac{1}{R \cdot C_o} \cdot v_{C_o}(t) \quad (3.14)$$

$$\frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_1} \cdot i_{L_5}(t) \quad (3.15)$$

$$\frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_2} \cdot i_{L_5}(t) \quad (3.16)$$

$$\frac{dv_{C_3}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_3} \cdot i_{L_7}(t) \quad (3.17)$$

$$\frac{dv_{C_4}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_4} \cdot i_{L_7}(t) \quad (3.18)$$

$$\frac{dv_{C_5}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_5} \cdot i_{L_9}(t) \quad (3.19)$$

$$\frac{dv_{C_6}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_6} \cdot i_{L_9}(t) \quad (3.20)$$

Com base em (3.7) a (3.20), é possível distinguir as matrizes de sistema e de entrada para a condição 1 dos interruptores do RHT:

$$A_I = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_{eq} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_5 & 1/L_5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_7 & 1/L_7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_9 & 1/L_9 \\ 1/C_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$B_I = \begin{bmatrix} 1/L_{eq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

3.2.2 Circuito equivalente para a condição 2 dos interruptores (S_1 e S_2 fechados e S_3 aberto)

A Fig. 3.4 ilustra o circuito equivalente do RHT para a condição 2 dos interruptores, onde S_1 e S_2 estão fechados e S_3 está aberto e, como consequência, os diodos D_1 , D_3 , D_4 e D_6 estão bloqueados e os diodos D_7 e D_9 estão conduzindo.

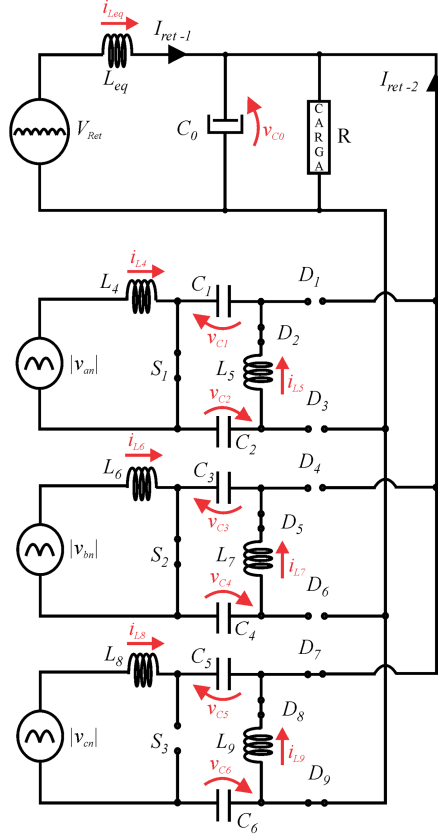


Fig. 3.4 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 2.

Analisando o circuito da Fig. 3.4 pelo método de Kirchhoff das malhas, tem-se que as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L_{eq}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} \cdot v_{C_0}(t) + \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_{Ret}(t) \quad (3.23)$$

$$\frac{di_{L_4}(t)}{dt} = \frac{1}{L_4} \cdot |v_{an}(t)| \quad (3.24)$$

$$\frac{di_{L_5}(t)}{dt} = \frac{1}{L_5} \cdot v_{C_1}(t) + \frac{1}{L_5} \cdot v_{C_2}(t) \quad (3.25)$$

$$\frac{di_{L_6}(t)}{dt} = \frac{1}{L_6} \cdot |v_{bn}(t)| \quad (3.26)$$

$$\frac{di_{L7}(t)}{dt} = \frac{1}{L_7} \cdot v_{C3}(t) + \frac{1}{L_7} \cdot v_{C4}(t) \quad (3.27)$$

$$\frac{di_{L8}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_8} \cdot v_{C6}(t) - \frac{1}{L_8} \cdot v_{C3}(t) - \frac{1}{L_8} \cdot v_{C6}(t) + \frac{1}{L_8} \cdot |v_{cn}(t)| \quad (3.28)$$

$$\frac{di_{L9}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_9} \cdot v_{C6}(t) \quad (3.29)$$

Analisando agora o circuito da Fig. 3.4 pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões sobre os capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{dv_{C6}(t)}{dt} = \frac{1}{C_6} \cdot i_{Leq}(t) + \frac{1}{C_6} \cdot i_{L8}(t) + \frac{1}{C_6} \cdot i_{L9}(t) - \frac{1}{R \cdot C_6} \cdot v_{C6}(t) \quad (3.30)$$

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_1} \cdot i_{L5}(t) \quad (3.31)$$

$$\frac{dv_{C2}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_2} \cdot i_{L5}(t) \quad (3.32)$$

$$\frac{dv_{C3}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_3} \cdot i_{L7}(t) \quad (3.33)$$

$$\frac{dv_{C4}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_4} \cdot i_{L7}(t) \quad (3.34)$$

$$\frac{dv_{C5}(t)}{dt} = \frac{1}{C_5} \cdot i_{L8}(t) \quad (3.35)$$

$$\frac{dv_{C6}(t)}{dt} = \frac{1}{C_6} \cdot i_{L8}(t) \quad (3.36)$$

Com base em (3.23) a (3.36), é possível distinguir as matrizes de sistema e de entrada para a condição 2 dos interruptores do RHT:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_{eq} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_5 & 1/L_5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_7 & 1/L_7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_8 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_8 & -1/L_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_0 & 1/C_0 & -1/(R \cdot C_0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1/L_{eq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

3.2.3 Circuito equivalente para a condição 3 dos interruptores (S_1 e S_3 fechados e S_2 aberto)

A Fig. 3.5 ilustra o circuito equivalente do RHT para a condição 3 dos interruptores, onde S_1 e S_3 estão fechados e S_2 está aberto e, como consequência, os diodos D_1 , D_3 , D_7 e D_9 estão bloqueados e os diodos D_4 e D_6 estão conduzindo.

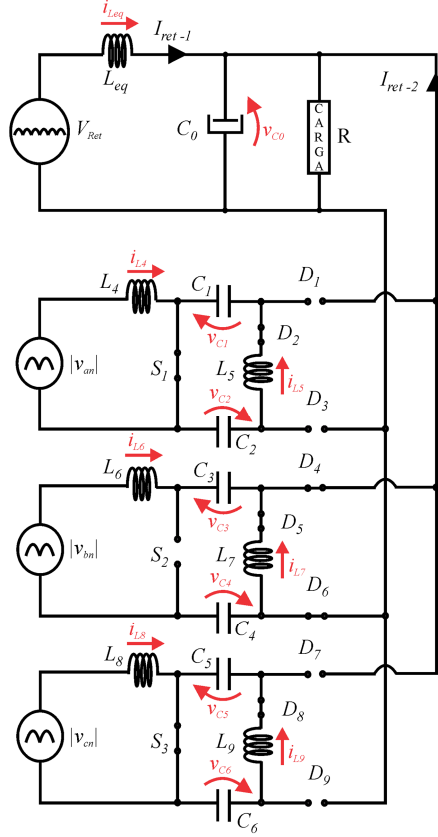


Fig. 3.5 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 3.

Analisando o circuito da Fig. 3.5 pelo método de Kirchhoff das malhas, tem-se que as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L_{eq}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} \cdot v_{C_0}(t) + \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_{Ret}(t) \quad (3.39)$$

$$\frac{di_{L_4}(t)}{dt} = \frac{1}{L_4} \cdot |v_{an}(t)| \quad (3.40)$$

$$\frac{di_{L_5}(t)}{dt} = \frac{1}{L_5} \cdot v_{C_1}(t) + \frac{1}{L_5} \cdot v_{C_2}(t) \quad (3.41)$$

$$\frac{di_{L_6}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_6} \cdot v_{C_0}(t) - \frac{1}{L_6} \cdot v_{C_3}(t) - \frac{1}{L_6} \cdot v_{C_4}(t) + \frac{1}{L_6} \cdot |v_{bn}(t)| \quad (3.42)$$

$$\frac{di_{L7}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_7} \cdot v_{C_o}(t) \quad (3.43)$$

$$\frac{di_{L8}(t)}{dt} = \frac{1}{L_8} \cdot |v_{cn}(t)| \quad (3.44)$$

$$\frac{di_{L9}(t)}{dt} = \frac{1}{L_9} \cdot v_{C3}(t) + \frac{1}{L_9} \cdot v_{C6}(t) \quad (3.45)$$

Analisando agora o circuito da Fig. 3.5 pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões sobre os capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{dv_{C_o}(t)}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot i_{L_{eq}}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L6}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L7}(t) - \frac{1}{R \cdot C_o} \cdot v_{C_o}(t) \quad (3.46)$$

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_1} \cdot i_{L5}(t) \quad (3.47)$$

$$\frac{dv_{C2}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_2} \cdot i_{L5}(t) \quad (3.48)$$

$$\frac{dv_{C3}(t)}{dt} = \frac{1}{C_3} \cdot i_{L6}(t) \quad (3.49)$$

$$\frac{dv_{C4}(t)}{dt} = \frac{1}{C_4} \cdot i_{L6}(t) \quad (3.50)$$

$$\frac{dv_{C5}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_5} \cdot i_{L9}(t) \quad (3.51)$$

$$\frac{dv_{C6}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_6} \cdot i_{L9}(t) \quad (3.52)$$

Com base em (3.39) a (3.52), é possível distinguir as matrizes de sistema e de entrada para a condição 3 dos interruptores do RHT:

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_{eq} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_5 & 1/L_5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_6 & 0 & 0 & -1/L_6 & -1/L_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_9 & 1/L_9 \\ 1/C_o & 0 & 0 & 1/C_o & 1/C_o & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_o) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} 1/L_{eq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

3.2.4 Circuito equivalente para a condição 4 dos interruptores (S_1 fechado e S_2 e S_3 abertos)

A Fig. 3.6 ilustra o circuito equivalente do RHT para a condição 4 dos interruptores, onde S_1 está fechado e S_2 e S_3 estão abertos e, como consequência, os diodos D_1 e D_3 estão bloqueados e os diodos D_4, D_6, D_7 e D_9 estão conduzindo.

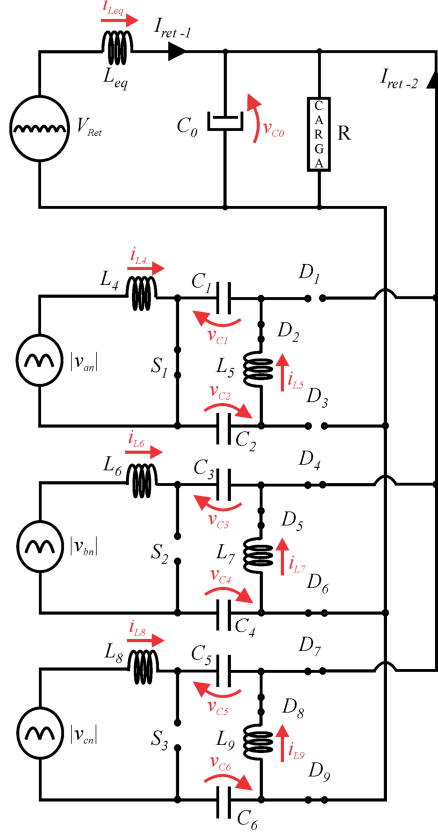


Fig. 3.6 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 4.

Analisando o circuito da Fig. 3.6 pelo método de Kirchhoff das malhas, tem-se que as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L_{eq}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} \cdot v_{C_0}(t) + \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_{Ret}(t) \quad (3.55)$$

$$\frac{di_{L_4}(t)}{dt} = \frac{1}{L_4} \cdot |v_{an}(t)| \quad (3.56)$$

$$\frac{di_{L_5}(t)}{dt} = \frac{1}{L_5} \cdot v_{C_1}(t) + \frac{1}{L_5} \cdot v_{C_2}(t) \quad (3.57)$$

$$\frac{di_{L_6}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_6} \cdot v_{C_0}(t) - \frac{1}{L_6} \cdot v_{C_3}(t) - \frac{1}{L_6} \cdot v_{C_4}(t) + \frac{1}{L_6} \cdot |v_{bn}(t)| \quad (3.58)$$

$$\frac{di_{L7}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_7} \cdot v_{C_o}(t) \quad (3.59)$$

$$\frac{di_{L8}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_8} \cdot v_{C_o}(t) - \frac{1}{L_8} \cdot v_{C_3}(t) - \frac{1}{L_8} \cdot v_{C_6}(t) + \frac{1}{L_8} \cdot |v_{cn}(t)| \quad (3.60)$$

$$\frac{di_{L9}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_9} \cdot v_{C_o}(t) \quad (3.61)$$

Analisando agora o circuito da Fig. 3.6 pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões sobre os capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{dv_{C_o}(t)}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot i_{L_{eq}}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L_6}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L_7}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L_8}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L_9}(t) - \frac{1}{R \cdot C_o} \cdot v_{C_o}(t) \quad (3.62)$$

$$\frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_1} \cdot i_{L_5}(t) \quad (3.63)$$

$$\frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_2} \cdot i_{L_5}(t) \quad (3.64)$$

$$\frac{dv_{C_3}(t)}{dt} = \frac{1}{C_3} \cdot i_{L_6}(t) \quad (3.65)$$

$$\frac{dv_{C_4}(t)}{dt} = \frac{1}{C_4} \cdot i_{L_6}(t) \quad (3.66)$$

$$\frac{dv_{C_5}(t)}{dt} = \frac{1}{C_5} \cdot i_{L_8}(t) \quad (3.67)$$

$$\frac{dv_{C_6}(t)}{dt} = \frac{1}{C_6} \cdot i_{L_8}(t) \quad (3.68)$$

Com base em (3.55) a (3.68), é possível distinguir as matrizes de sistema e de entrada para a condição 4 dos interruptores do RHT:

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_5} & \frac{1}{L_5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_6} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_6} & -\frac{1}{L_6} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_8} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_8} & -\frac{1}{L_8} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_9} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_0} & 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{(R \cdot C_0)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

$$B_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_8} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

3.2.5 Circuito equivalente para a condição 5 dos interruptores (S_1 aberto e S_2 e S_3 fechados)

A Fig. 3.7 ilustra o circuito equivalente do RHT para a condição 5 dos interruptores, onde S_1 está aberto e S_2 e S_3 estão fechados e, como consequência, os diodos D_4 , D_6 , D_7 e D_9 estão bloqueados e os diodos D_1 e D_3 estão conduzindo.

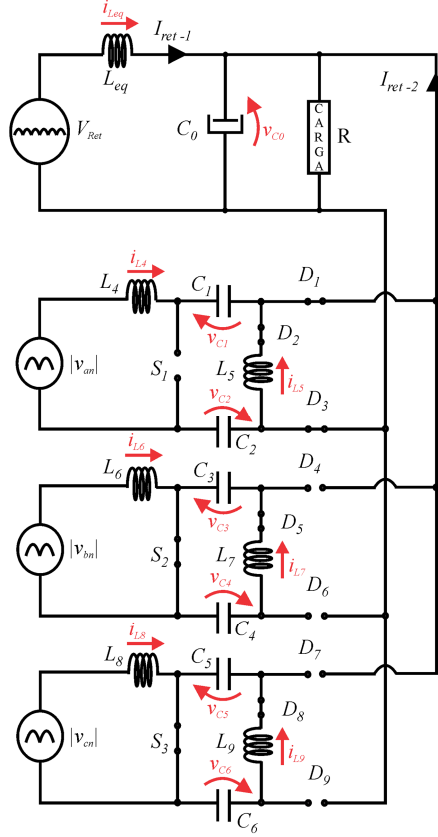


Fig. 3.7 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 5.

Analisando o circuito da Fig. 3.7 pelo método de Kirchhoff das malhas, tem-se que as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L_{eq}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} \cdot v_{C_0}(t) + \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_{Ret}(t) \quad (3.71)$$

$$\frac{di_{L_4}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_4} \cdot v_{C_0}(t) - \frac{1}{L_4} \cdot v_{C_1}(t) - \frac{1}{L_4} \cdot v_{C_2}(t) + \frac{1}{L_4} \cdot |v_{an}(t)| \quad (3.72)$$

$$\frac{di_{L_5}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_5} \cdot v_{C_0}(t) \quad (3.73)$$

$$\frac{di_{L_6}(t)}{dt} = \frac{1}{L_6} \cdot |v_{bn}(t)| \quad (3.74)$$

$$\frac{di_{L7}(t)}{dt} = \frac{1}{L_7} \cdot v_{C3}(t) + \frac{1}{L_7} \cdot v_{C4}(t) \quad (3.75)$$

$$\frac{di_{L8}(t)}{dt} = \frac{1}{L_8} \cdot |v_{cn}(t)| \quad (3.76)$$

$$\frac{di_{L9}(t)}{dt} = \frac{1}{L_9} \cdot v_{C3}(t) + \frac{1}{L_9} \cdot v_{C6}(t) \quad (3.77)$$

Analisando agora o circuito da Fig. 3.7 pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões nos capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{dv_{C_o}(t)}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot i_{Leq}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L4}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L5}(t) - \frac{1}{R \cdot C_o} \cdot v_{C_o}(t) \quad (3.78)$$

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot i_{L4}(t) \quad (3.79)$$

$$\frac{dv_{C2}(t)}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot i_{L4}(t) \quad (3.80)$$

$$\frac{dv_{C3}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_3} \cdot i_{L7}(t) \quad (3.81)$$

$$\frac{dv_{C4}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_4} \cdot i_{L7}(t) \quad (3.82)$$

$$\frac{dv_{C5}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_5} \cdot i_{L9}(t) \quad (3.83)$$

$$\frac{dv_{C6}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_6} \cdot i_{L9}(t) \quad (3.84)$$

Com base em (3.71) a (3.84), é possível distinguir as matrizes de sistema e de entrada para a condição 5 dos interruptores do RHT:

$$A_5 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_4} & -\frac{1}{L_4} & -\frac{1}{L_4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_7} & \frac{1}{L_7} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_9} & \frac{1}{L_9} \\ \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{(R \cdot C_o)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.85)$$

$$B_5 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_8} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

3.2.6 Circuito equivalente para a condição 6 dos interruptores (S_1 e S_3 abertos e S_2 fechado)

A Fig. 3.8 ilustra o circuito equivalente do RHT para a condição 6 dos interruptores, onde S_1 e S_3 estão abertos e S_2 está fechado e, como consequência, os diodos D_4 e D_6 estão bloqueados e os diodos D_1, D_3, D_7 e D_9 estão conduzindo.

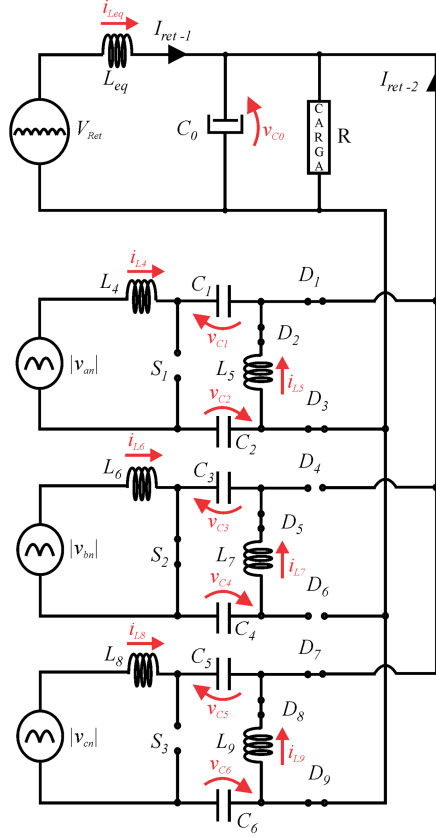


Fig. 3.8 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 6.

Analisando o circuito da Fig. 3.8 pelo método de Kirchhoff das malhas, tem-se que as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L_{eq}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} \cdot v_{C_0}(t) + \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_{Ret}(t) \quad (3.87)$$

$$\frac{di_{L_4}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_4} \cdot v_{C_0}(t) - \frac{1}{L_4} \cdot v_{C_1}(t) - \frac{1}{L_4} \cdot v_{C_2}(t) + \frac{1}{L_4} \cdot |v_{an}(t)| \quad (3.88)$$

$$\frac{di_{L_5}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_5} \cdot v_{C_0}(t) \quad (3.89)$$

$$\frac{di_{L_6}(t)}{dt} = \frac{1}{L_6} \cdot |v_{bn}(t)| \quad (3.90)$$

$$\frac{di_{L7}(t)}{dt} = \frac{1}{L_7} \cdot v_{C3}(t) + \frac{1}{L_7} \cdot v_{C4}(t) \quad (3.91)$$

$$\frac{di_{L8}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_8} \cdot v_{C6}(t) - \frac{1}{L_8} \cdot v_{C3}(t) - \frac{1}{L_8} \cdot v_{C6}(t) + \frac{1}{L_8} \cdot |v_{cn}(t)| \quad (3.92)$$

$$\frac{di_{L9}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_9} \cdot v_{C6}(t) \quad (3.93)$$

Analisando agora o circuito da Fig. 3.8 pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões sobre os capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{dv_{C6}(t)}{dt} = \frac{1}{C_6} \cdot i_{Leq}(t) + \frac{1}{C_6} \cdot i_{L4}(t) + \frac{1}{C_6} \cdot i_{L3}(t) + \frac{1}{C_6} \cdot i_{L8}(t) + \frac{1}{C_6} \cdot i_{L9}(t) - \frac{1}{R \cdot C_6} \cdot v_{C6}(t) \quad (3.94)$$

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot i_{L4}(t) \quad (3.95)$$

$$\frac{dv_{C2}(t)}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot i_{L4}(t) \quad (3.96)$$

$$\frac{dv_{C3}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_3} \cdot i_{L7}(t) \quad (3.97)$$

$$\frac{dv_{C4}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_4} \cdot i_{L7}(t) \quad (3.98)$$

$$\frac{dv_{C5}(t)}{dt} = \frac{1}{C_5} \cdot i_{L8}(t) \quad (3.99)$$

$$\frac{dv_{C6}(t)}{dt} = \frac{1}{C_6} \cdot i_{L8}(t) \quad (3.100)$$

Com base em (3.87) a (3.100), é possível distinguir as matrizes de sistema e de entrada para a condição 6 dos interruptores do RHT:

$$A_6 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_{eq} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_4 & -1/L_4 & -1/L_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_7 & 1/L_7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_8 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_8 & -1/L_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_o & 1/C_o & 1/C_o & 0 & 0 & 1/C_o & 1/C_o & -1/(R \cdot C_o) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.101)$$

$$B_6 = \begin{bmatrix} 1/L_{eq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.102)$$

3.2.7 Circuito equivalente para a condição 7 dos interruptores (S_1 e S_2 abertos e S_3 fechado)

A Fig. 3.9 ilustra o circuito equivalente do RHT para a condição 7 dos interruptores, onde S_1 e S_2 estão abertos e S_3 está fechado e, como consequência, os diodos D_7 e D_9 estão bloqueados e os diodos D_1 , D_3 , D_4 e D_6 estão conduzindo.

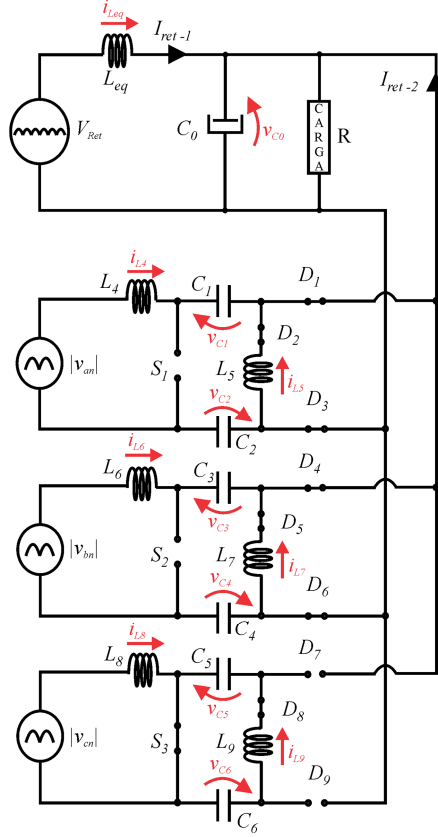


Fig. 3.9 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 7.

Analisando o circuito da Fig. 3.9 pelo método de Kirchhoff das malhas, tem-se que as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L_{eq}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} \cdot v_{C_0}(t) + \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_{Ret}(t) \quad (3.103)$$

$$\frac{di_{L_4}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_4} \cdot v_{C_0}(t) - \frac{1}{L_4} \cdot v_{C_1}(t) - \frac{1}{L_4} \cdot v_{C_2}(t) + \frac{1}{L_4} \cdot |v_{an}(t)| \quad (3.104)$$

$$\frac{di_{L_5}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_5} \cdot v_{C_0}(t) \quad (3.105)$$

$$\frac{di_{L_6}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_6} \cdot v_{C_0}(t) - \frac{1}{L_6} \cdot v_{C_3}(t) - \frac{1}{L_6} \cdot v_{C_4}(t) + \frac{1}{L_6} \cdot |v_{bn}(t)| \quad (3.106)$$

$$\frac{di_{L7}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_7} \cdot v_{C_o}(t) \quad (3.107)$$

$$\frac{di_{L8}(t)}{dt} = \frac{1}{L_8} \cdot |v_{cn}(t)| \quad (3.108)$$

$$\frac{di_{L9}(t)}{dt} = \frac{1}{L_9} \cdot v_{C5}(t) + \frac{1}{L_9} \cdot v_{C6}(t) \quad (3.109)$$

Analisando agora o circuito da Fig. 3.9 pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões sobre os capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{dv_{C_o}(t)}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot i_{L_{eq}}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L4}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L5}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L6}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L7}(t) - \frac{1}{R \cdot C_o} \cdot v_{C_o}(t) \quad (3.110)$$

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = \frac{1}{C1} \cdot i_{L4}(t) \quad (3.111)$$

$$\frac{dv_{C2}(t)}{dt} = \frac{1}{C2} \cdot i_{L4}(t) \quad (3.112)$$

$$\frac{dv_{C3}(t)}{dt} = \frac{1}{C3} \cdot i_{L6}(t) \quad (3.113)$$

$$\frac{dv_{C4}(t)}{dt} = \frac{1}{C4} \cdot i_{L6}(t) \quad (3.114)$$

$$\frac{dv_{C5}(t)}{dt} = -\frac{1}{C5} \cdot i_{L9}(t) \quad (3.115)$$

$$\frac{dv_{C6}(t)}{dt} = -\frac{1}{C6} \cdot i_{L9}(t) \quad (3.116)$$

Com base em (3.103) a (3.116), é possível distinguir as matrizes de sistema e de entrada para a condição 7 dos interruptores do RHT:

$$A_7 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_4} & -\frac{1}{L_4} & -\frac{1}{L_4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_6} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_6} & -\frac{1}{L_6} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_9} & \frac{1}{L_9} \\ \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & 0 & 0 & -\frac{1}{(R \cdot C_0)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.117)$$

$$B_7 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_8} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.118)$$

3.2.8 Circuito equivalente para a condição 8 dos interruptores (S_1 , S_2 e S_3 abertos)

A Fig. 3.10 ilustra o circuito equivalente do RHT para a condição 8 dos interruptores, onde S_1 , S_2 e S_3 estão abertos e, como consequência, os diodos D_1 , D_3 , D_4 , D_6 , D_7 e D_9 estão conduzindo.

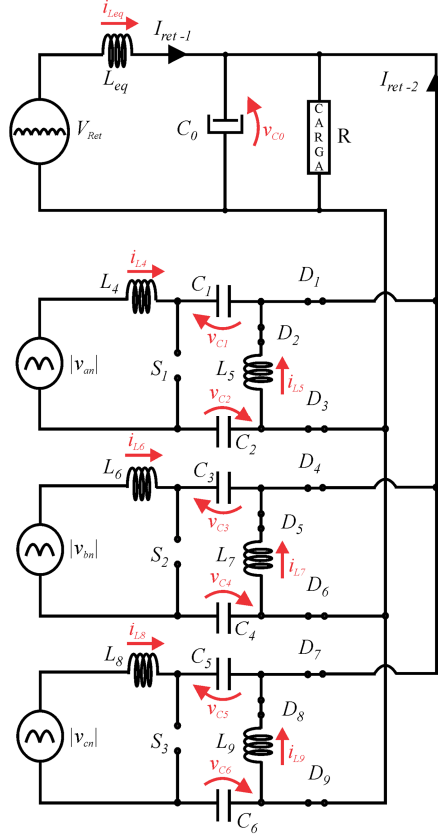


Fig. 3.10 – Circuito simplificado do RHT para os interruptores na condição 8.

Analisando o circuito da Fig. 3.10 pelo método de Kirchhoff das malhas, tem-se que as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L_{eq}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} \cdot v_{C_0}(t) + \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_{Ret}(t) \quad (3.119)$$

$$\frac{di_{L_4}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_4} \cdot v_{C_0}(t) - \frac{1}{L_4} \cdot v_{C_1}(t) - \frac{1}{L_4} \cdot v_{C_2}(t) + \frac{1}{L_4} \cdot |v_{an}(t)| \quad (3.120)$$

$$\frac{di_{L_5}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_5} \cdot v_{C_0}(t) \quad (3.121)$$

$$\frac{di_{L_6}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_6} \cdot v_{C_0}(t) - \frac{1}{L_6} \cdot v_{C_3}(t) - \frac{1}{L_6} \cdot v_{C_4}(t) + \frac{1}{L_6} \cdot |v_{bn}(t)| \quad (3.122)$$

$$\frac{di_{L7}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_7} \cdot v_{C_o}(t) \quad (3.123)$$

$$\frac{di_{L8}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_8} \cdot v_{C_o}(t) - \frac{1}{L_8} \cdot v_{C3}(t) - \frac{1}{L_8} \cdot v_{C_o}(t) + \frac{1}{L_8} \cdot |v_{cn}(t)| \quad (3.124)$$

$$\frac{di_{L9}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_9} \cdot v_{C_o}(t) \quad (3.125)$$

Analisando agora o circuito da Fig. 3.10 pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões sobre os capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_o}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_o} \cdot i_{L_{eq}}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L4}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L5}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L6}(t) \\ &+ \frac{1}{C_o} \cdot i_{L7}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L8}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L9}(t) - \frac{1}{R \cdot C_o} \cdot v_{C_o}(t) \end{aligned} \quad (3.126)$$

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot i_{L4}(t) \quad (3.127)$$

$$\frac{dv_{C2}(t)}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot i_{L4}(t) \quad (3.128)$$

$$\frac{dv_{C3}(t)}{dt} = \frac{1}{C_3} \cdot i_{L6}(t) \quad (3.129)$$

$$\frac{dv_{C4}(t)}{dt} = \frac{1}{C_4} \cdot i_{L6}(t) \quad (3.130)$$

$$\frac{dv_{C5}(t)}{dt} = \frac{1}{C_5} \cdot i_{L8}(t) \quad (3.131)$$

$$\frac{dv_{C6}(t)}{dt} = \frac{1}{C_6} \cdot i_{L8}(t) \quad (3.132)$$

Com base em (3.119) a (3.132), é possível distinguir as matrizes de sistema e de entrada para a condição 8 dos interruptores do RHT:

$$A_s = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_{eq} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_4 & -1/L_4 & -1/L_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_6 & 0 & 0 & -1/L_6 & -1/L_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_8 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_8 & -1/L_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_o & 1/C_o & 1/C_o & 1/C_o & 1/C_o & 1/C_o & 1/C_o & -1/(R \cdot C_o) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.133)$$

$$B_s = \begin{bmatrix} 1/L_{eq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.134)$$

Uma vez determinadas todas as matrizes de sistema e de entrada, é possível estabelecer a adaptação da estratégia de controle voltada para a solução do modelo matemático a fim de se determinar os valores das variáveis de estado.

3.3 Adaptação da Estratégia de Controle para a solução do Modelo Matemático

Conforme descrito no Capítulo 2, a referência senoidal (i_{Ref}) é obtida, primeiramente, a partir de uma senoide pura e retificada criada digitalmente ($|i_{sen}|^*$). Uma vez determinado $|i_{sen}|^*$, calcula-se o valor médio da corrente de carga $I_{o(med)}$, criando-se o sinal k_L a partir da multiplicação entre $I_{o(med)}$ e a constante k .

$$k_L = I_{o(med)} \cdot k \quad (3.135)$$

Vale ressaltar que o valor de $I_{o(med)}$ determina que a amplitude da referência senoidal varie conforme as alterações de carga e a constante k garante que os conversores chaveados processem apenas 40% da potência ativa média entregue à carga e determina um nível de DHT para as correntes de linha de entrada em conformidade com a norma IEC 61000-3-2.

O resultado final de i_{Ref} é dado então pela multiplicação entre $|i_{sen}|^*$ e k_L .

$$i_{Ref} = |i_{sen}|^* \cdot k_L \quad (3.136)$$

Diferentemente do que foi estabelecido na estratégia de controle, onde foi criada somente uma referência senoidal e em seguida o módulo de sincronismo e defasamento que estabelecia uma referência senoidal específica para o controle de cada fase do RHT, para a solução do modelo matemático deu-se origem a três sinais de referência senoidais e defasadas de 120° .

$$i_{Ref - A} = |i_{sen(0^\circ)}|^* \cdot k_L = \left| \sin(\omega \cdot t) \right| \cdot k_L \quad (3.137)$$

$$i_{Ref - B} = |i_{sen(-120^\circ)}|^* \cdot k_L = \left| \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right| \cdot k_L \quad (3.138)$$

$$i_{Ref - C} = |i_{sen(+120^\circ)}|^* \cdot k_L = \left| \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right| \cdot k_L \quad (3.139)$$

Conforme ilustrado na Fig. 3.1 e na Fig. 3.2, para o modelo matemático desenvolvido, os sinais das correntes de linha de entrada do RHT ($i_{a(in)}(t)$, $i_{b(in)}(t)$ e $i_{c(in)}(t)$), os sinais das correntes drenadas por Ret-1 ($i_{a1}(t)$, $i_{b1}(t)$ e $i_{c1}(t)$) e os sinais das correntes drenadas por Ret-2 ($i_{a2}(t)$, $i_{b2}(t)$ e $i_{c2}(t)$) dependem da tensão de linha atuante na saída da ponte retificadora trifásica RT ($V_{Ret}(t)$). Sendo:

$$v_{ab}(t) = v_{an}(t) - v_{bn}(t) \quad (3.140)$$

$$v_{ac}(t) = v_{an}(t) - v_{cn}(t) \quad (3.141)$$

$$v_{bc}(t) = v_{bn}(t) - v_{cn}(t) \quad (3.142)$$

$$v_{ba}(t) = v_{bn}(t) - v_{an}(t) \quad (3.143)$$

$$v_{ca}(t) = v_{cn}(t) - v_{an}(t) \quad (3.144)$$

$$v_{cb}(t) = v_{cn}(t) - v_{bn}(t) \quad (3.145)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{ab}(t)$ e $V_{cn}(t)$ é positivo, então:

$$i_{a(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t) \quad (3.146)$$

$$i_{a1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.147)$$

$$i_{a2}(t) = i_{Ls}(t) \quad (3.148)$$

$$i_{b(in)}(t) = -[i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t)] \quad (3.149)$$

$$i_{b1}(t) = -i_{Leq}(t) \quad (3.150)$$

$$i_{b2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.151)$$

$$i_{c(in)}(t) = i_{Ls}(t) \quad (3.152)$$

$$i_{c1}(t) = 0 \quad (3.153)$$

$$i_{c2}(t) = i_{Ls}(t) \quad (3.154)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{ab}(t)$ e $V_{cn}(t)$ é negativo, então:

$$i_{a(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t) \quad (3.155)$$

$$i_{a1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.156)$$

$$i_{a2}(t) = i_{Ls}(t) \quad (3.157)$$

$$i_{b(in)}(t) = -[i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t)] \quad (3.158)$$

$$i_{b1}(t) = -i_{Leq}(t) \quad (3.159)$$

$$i_{b2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.160)$$

$$i_{c(in)}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.161)$$

$$i_{c1}(t) = 0 \quad (3.162)$$

$$i_{c2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.163)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{ac}(t)$ e $V_{bn}(t)$ é positivo, então:

$$i_{a(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t) \quad (3.164)$$

$$i_{a1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.165)$$

$$i_{a2}(t) = i_{Ls}(t) \quad (3.166)$$

$$i_{b(in)}(t) = i_{Ls}(t) \quad (3.167)$$

$$i_{b1}(t) = 0 \quad (3.168)$$

$$i_{b2}(t) = i_{L\delta}(t) \quad (3.169)$$

$$i_{c(in)}(t) = -[i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t)] \quad (3.170)$$

$$i_{c1}(t) = -i_{Leq}(t) \quad (3.171)$$

$$i_{c2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.172)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{ac}(t)$ e $V_{bn}(t)$ é negativo, então:

$$i_{a(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t) \quad (3.173)$$

$$i_{a1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.174)$$

$$i_{a2}(t) = i_{Ls}(t) \quad (3.175)$$

$$i_{b(in)}(t) = -i_{L\delta}(t) \quad (3.176)$$

$$i_{b1}(t) = 0 \quad (3.177)$$

$$i_{b2}(t) = -i_{L\delta}(t) \quad (3.178)$$

$$i_{c(in)}(t) = -[i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t)] \quad (3.179)$$

$$i_{c1}(t) = -i_{Leq}(t) \quad (3.180)$$

$$i_{c2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.181)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{bc}(t)$ e $V_{an}(t)$ é positivo, então:

$$i_{a(in)}(t) = i_{Ls}(t) \quad (3.182)$$

$$i_{a1}(t) = 0 \quad (3.183)$$

$$i_{a2}(t) = i_{Ls}(t) \quad (3.184)$$

$$i_{b(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{L\delta}(t) \quad (3.185)$$

$$i_{b1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.186)$$

$$i_{b2}(t) = i_{L\delta}(t) \quad (3.187)$$

$$i_{c(in)}(t) = -[i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t)] \quad (3.188)$$

$$i_{c1}(t) = -i_{Leq}(t) \quad (3.189)$$

$$i_{c2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.190)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{bc}(t)$ e $V_{an}(t)$ é negativo, então:

$$i_{a(in)}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.191)$$

$$i_{a1}(t) = 0 \quad (3.192)$$

$$i_{a2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.193)$$

$$i_{b(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{L\delta}(t) \quad (3.194)$$

$$i_{b1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.195)$$

$$i_{b2}(t) = i_{L\phi}(t) \quad (3.196)$$

$$i_{c(in)}(t) = -[i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t)] \quad (3.197)$$

$$i_{c1}(t) = -i_{Leq}(t) \quad (3.198)$$

$$i_{c2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.199)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{ba}(t)$ e $V_{cn}(t)$ é positivo, então:

$$i_{a(in)}(t) = -[i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t)] \quad (3.200)$$

$$i_{a1}(t) = -i_{Leq}(t) \quad (3.201)$$

$$i_{a2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.202)$$

$$i_{b(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{L\phi}(t) \quad (3.203)$$

$$i_{b1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.204)$$

$$i_{b2}(t) = i_{L\phi}(t) \quad (3.205)$$

$$i_{c(in)}(t) = i_{Ls}(t) \quad (3.206)$$

$$i_{c1}(t) = 0 \quad (3.207)$$

$$i_{c2}(t) = i_{Ls}(t) \quad (3.208)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{ba}(t)$ e $V_{cn}(t)$ é negativo, então:

$$i_{a(in)}(t) = -[i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t)] \quad (3.209)$$

$$i_{a1}(t) = -i_{Leq}(t) \quad (3.210)$$

$$i_{a2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.211)$$

$$i_{b(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{L\phi}(t) \quad (3.212)$$

$$i_{b1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.213)$$

$$i_{b2}(t) = i_{L\phi}(t) \quad (3.214)$$

$$i_{c(in)}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.215)$$

$$i_{c1}(t) = 0 \quad (3.216)$$

$$i_{c2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.217)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{ca}(t)$ e $V_{bn}(t)$ é positivo, então:

$$i_{a(in)}(t) = -[i_{Leq}(t) + i_{Ls}(t)] \quad (3.218)$$

$$i_{a1}(t) = -i_{Leq}(t) \quad (3.219)$$

$$i_{a2}(t) = -i_{Ls}(t) \quad (3.220)$$

$$i_{b(in)}(t) = i_{L\phi}(t) \quad (3.221)$$

$$i_{b1}(t) = 0 \quad (3.222)$$

$$i_{b2}(t) = i_{L6}(t) \quad (3.223)$$

$$i_{c(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{L8}(t) \quad (3.224)$$

$$i_{c1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.225)$$

$$i_{c2}(t) = i_{L8}(t) \quad (3.226)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{ca}(t)$ e $V_{bn}(t)$ é negativo, então:

$$i_{a(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{L4}(t) \quad (3.227)$$

$$i_{a1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.228)$$

$$i_{a2}(t) = i_{L4}(t) \quad (3.229)$$

$$i_{b(in)}(t) = -i_{L6}(t) \quad (3.230)$$

$$i_{b1}(t) = 0 \quad (3.231)$$

$$i_{b2}(t) = -i_{L6}(t) \quad (3.232)$$

$$i_{c(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{L8}(t) \quad (3.233)$$

$$i_{c1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.234)$$

$$i_{c2}(t) = i_{L8}(t) \quad (3.235)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{cb}(t)$ e $V_{an}(t)$ é positivo, então:

$$i_{a(in)}(t) = i_{L4}(t) \quad (3.236)$$

$$i_{a1}(t) = 0 \quad (3.237)$$

$$i_{a2}(t) = i_{L4}(t) \quad (3.238)$$

$$i_{b(in)}(t) = -[i_{Leq}(t) + i_{L6}(t)] \quad (3.239)$$

$$i_{b1}(t) = -i_{Leq}(t) \quad (3.240)$$

$$i_{b2}(t) = -i_{L6}(t) \quad (3.241)$$

$$i_{c(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{L8}(t) \quad (3.242)$$

$$i_{c1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.243)$$

$$i_{c2}(t) = i_{L8}(t) \quad (3.244)$$

Se $V_{Ret}(t)$ é igual a $V_{cb}(t)$ e $V_{an}(t)$ é negativo, então:

$$i_{a(in)}(t) = -i_{L4}(t) \quad (3.245)$$

$$i_{a1}(t) = 0 \quad (3.246)$$

$$i_{a2}(t) = -i_{L4}(t) \quad (3.247)$$

$$i_{b(in)}(t) = -[i_{Leq}(t) + i_{L6}(t)] \quad (3.248)$$

$$i_{b1}(t) = -i_{Leq}(t) \quad (3.249)$$

$$i_{b2}(t) = -i_{L6}(t) \quad (3.250)$$

$$i_{c(in)}(t) = i_{Leq}(t) + i_{L8}(t) \quad (3.251)$$

$$i_{c1}(t) = i_{Leq}(t) \quad (3.252)$$

$$i_{c2}(t) = i_{L8}(t) \quad (3.253)$$

A corrente na carga é dada por:

$$i_o(t) = \frac{v_{Co}(t)}{R} \quad (3.254)$$

Onde $i_{a(in)}(t)$ é a corrente de linha de entrada da fase A; $i_{a1}(t)$ é a corrente drenada pela fase A de Ret-1; $i_{a2}(t)$ é a corrente drenada pelo conversor chaveado da fase A; $i_{b(in)}(t)$ é corrente de linha de entrada da fase B; $i_{b1}(t)$ é corrente drenada pela fase B de Ret-1; $i_{b2}(t)$ é a corrente drenada pelo conversor chaveado da fase B; $i_{c(in)}(t)$ é a corrente de linha de entrada da fase C; $i_{c1}(t)$ é a corrente drenada pela fase C de Ret-1; $i_{c2}(t)$ é a corrente drenada pelo conversor chaveado da fase C; $i_{Leq}(t)$ é a corrente que circula pelo indutor equivalente L_{eq} do retificador trifásico não controlado de seis pulsos; $i_{L4}(t)$ é a corrente no indutor L_4 ; $i_{L6}(t)$ é a corrente no indutor L_6 ; $i_{L8}(t)$ é a corrente no indutor L_8 ; $i_o(t)$ é a corrente na carga; $v_{Co}(t)$ é a tensão na carga; e R é a resistência de carga.

3.4 Método de Integração para a Solução do Modelo Matemático

Análogo ao que foi exposto na seção 3.1, o vetor de estados pode ser determinado integrando-se a Eq. (3.1):

$$\int_0^t \left[\frac{dx(t)}{dt} \right] \cdot dt = \int_0^t [A \cdot x(t) + B \cdot u(t)] \cdot dt \quad (3.255)$$

$$x(t) = x(0) + \int_0^t [A \cdot x(t) + B \cdot u(t)] \cdot dt \quad (3.256)$$

Através da aplicação do método de integração trapezoidal na Eq. (3.256), é possível determinar a solução do modelo matemático do RHT através da Eq. (3.257).

$$x(t) = M \cdot x(t - \Delta t) + N \cdot [u(t) + u(t - \Delta t)] \quad (3.257)$$

Sendo que:

$$M = \left(I - \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right)^{-1} \cdot \left(I + \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right) \quad (3.258)$$

$$N = \left(I - \frac{I}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right)^{-1} \cdot \left(\frac{I}{2} \cdot \Delta t \cdot B \right) \quad (3.259)$$

Onde Δt é o passo de integração e I é a matriz identidade de ordem igual ao número de variáveis de estado.

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 estabelecidas pela Tab. 3.1, é possível determinar os valores de M e N e utiliza-los na solução do modelo matemático de acordo com a lógica do controle estabelecida.

Sendo assim, para cada passo de cálculo, os sinais das referências senoidais (i_{Ref-A} , i_{Ref-B} e i_{Ref-C}) serão comparados com os respectivos sinais das correntes de linha de entrada retificadas ($|i_{a(in)}|$, $|i_{b(in)}|$ e $|i_{c(in)}|$), a fim de se estabelecer quais matrizes de sistema e de entrada serão utilizados nos cálculos de M e N .

Portanto:

- Se $i_{Ref-A}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{a(in)}(t-\Delta t)|$, $i_{Ref-B}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{b(in)}(t-\Delta t)|$ e $i_{Ref-C}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{c(in)}(t-\Delta t)|$, utilizam-se as matrizes A_1 e B_1 para o cálculo de M e N ;
- Se $i_{Ref-A}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{a(in)}(t-\Delta t)|$, $i_{Ref-B}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{b(in)}(t-\Delta t)|$ e $i_{Ref-C}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{c(in)}(t-\Delta t)|$, utilizam-se as matrizes A_2 e B_2 para o cálculo de M e N ;
- Se $i_{Ref-A}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{a(in)}(t-\Delta t)|$, $i_{Ref-B}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{b(in)}(t-\Delta t)|$ e $i_{Ref-C}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{c(in)}(t-\Delta t)|$, utilizam-se as matrizes A_3 e B_3 para o cálculo de M e N ;
- Se $i_{Ref-A}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{a(in)}(t-\Delta t)|$, $i_{Ref-B}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{b(in)}(t-\Delta t)|$ e $i_{Ref-C}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{c(in)}(t-\Delta t)|$, utilizam-se as matrizes A_4 e B_4 para o cálculo de M e N ;
- Se $i_{Ref-A}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{a(in)}(t-\Delta t)|$, $i_{Ref-B}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{b(in)}(t-\Delta t)|$ e $i_{Ref-C}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{c(in)}(t-\Delta t)|$, utilizam-se as matrizes A_5 e B_5 para o cálculo de M e N ;
- Se $i_{Ref-A}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{a(in)}(t-\Delta t)|$, $i_{Ref-B}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{b(in)}(t-\Delta t)|$ e $i_{Ref-C}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{c(in)}(t-\Delta t)|$, utilizam-se as matrizes A_6 e B_6 para o cálculo de M e N ;

- Se $i_{Ref-A}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{a(in)}(t-\Delta t)|$, $i_{Ref-B}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{b(in)}(t-\Delta t)|$ e $i_{Ref-C}(t-\Delta t)$ for maior ou igual a $|i_{c(in)}(t-\Delta t)|$, utilizam-se as matrizes A_7 e B_7 para o cálculo de M e N ;
- Se $i_{Ref-A}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{a(in)}(t-\Delta t)|$, $i_{Ref-B}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{b(in)}(t-\Delta t)|$ e $i_{Ref-C}(t-\Delta t)$ for menor que $|i_{c(in)}(t-\Delta t)|$, utilizam-se as matrizes A_8 e B_8 para o cálculo de M e N ;

3.5 Simulação Computacional Utilizando o *Matlab*[®]

Foi elaborado um código matemático¹ utilizando o *software Matlab*[®] a fim de executar o método de integração numérico necessário para a determinação dos valores das variáveis de estado para cada passo de integração (Δt), e consequentemente conferir as formas de onda das correntes de linha de entrada, bem com das correntes drenadas por Ret-1 e Ret-2.

Como parâmetros de entrada para a execução do código matemático, foram informados os valores das capacitâncias e indutâncias do circuito, o valor da resistência de carga, as matrizes de sistema e de entrada para cada condição dos interruptores do circuito do RHT e os valores iniciais das variáveis de estado. Utilizou-se também, um passo de integração de 4 μs e executaram-se os cálculos para a obtenção de 5 ciclos de simulação.

Conforme mencionado anteriormente, o ganho k é uma constante que ajusta a amplitude das referências de corrente e, possibilitando um controle direto no DHT das correntes de linha CA de entrada bem como o percentual de potência ativa processada por Ret-1 e Ret-2. Através de processos iterativos, seguindo a lógica descrita na solução do modelo matemático proposto, foi possível traçar o gráfico da parcela de contribuição de cada grupo retificador (Ret-1 e Ret-2) do RHT em função da constante k , conforme ilustrado na Fig. 3.11. Este gráfico foi determinado calculando-se primeiramente, para diferentes valores de k , o valor médio das potências processadas por Ret-1 e Ret-2, determinados pelas expressões (3.260) a (3.262) à cada iteração dos cálculos realizados pelo código matemático, e em seguida pelo cálculo dos percentuais de processamento de potência através das equações (3.263) e (2.264).

¹ Ver Apêndice A – Código Matemático para Solução do Modelo

$$P_{o(med)} = \frac{V_{Co(med)}}{R} \quad (3.260)$$

$$P_{Ret-1(med)} = i_{L_{eq}(med)} \cdot V_{Co(med)} \quad (3.261)$$

$$P_{Ret-2(med)} = P_{o(med)} - P_{Ret-1(med)} \quad (3.262)$$

$$P_{Ret-1(\%)} = \frac{P_{Ret-1(med)}}{P_{o(med)}} \cdot 100\% \quad (3.263)$$

$$P_{Ret-2(\%)} = \frac{P_{Ret-2(med)}}{P_{o(med)}} \cdot 100\% \quad (3.264)$$

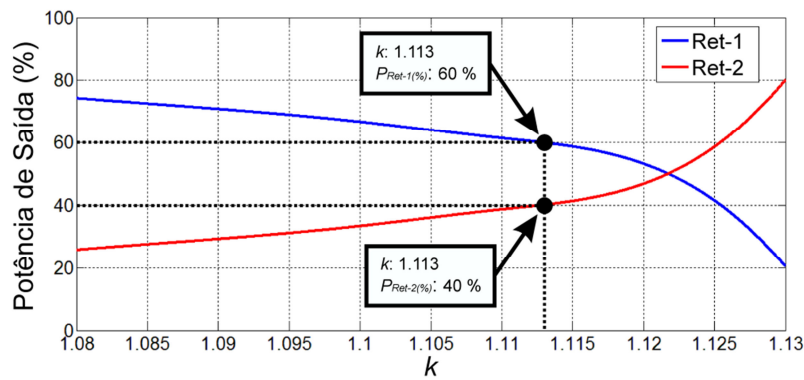


Fig. 3.11 – Representação do percentual de potência processada por cada grupo retificador em relação à variável k .

Foram realizados também cálculos iterativos para a determinação do valor médio das distorções harmônicas totais das correntes de linha de entrada para diferentes valores de k . Os cálculos consistiram em primeiramente estabelecer, através do algoritmo matemático, a transformada de Fourier nas formas de onda das correntes de alimentação CA e em seguida determinar o valor eficaz das componentes harmônicas que compõem estas correntes. De posse dos valores eficazes das componentes harmônicas de corrente, realizou-se o cálculo do DHT, até a 25ª harmônica, das correntes de linha de entrada através das Eq. (3.265) a (3.267) e determinou-se a média destes valores de distorção harmônica através da expressão (3.268).

$$DHT_a = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{25} i_{a(in)_n}}{i_{a(in)_1}}} \quad (3.265)$$

$$DHT_b = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{25} \dot{i}_{b(in)n}}{\dot{i}_{b(in)1}}} \quad (3.266)$$

$$DHT_c = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{25} \dot{i}_{c(in)n}}{\dot{i}_{c(in)1}}} \quad (3.267)$$

$$DHT_{(medio)} = \frac{DHT_a + DHT_b + DHT_c}{3} \quad (3.268)$$

Onde m representa a ordem harmônica.

Calculando-se o DHT médio das correntes de linha de entrada para diferentes valores de k , foi possível traçar o gráfico ponto a ponto da distorção harmônica total das correntes de alimentação CA em função da constante k , conforme ilustrado na Fig. 3.12.

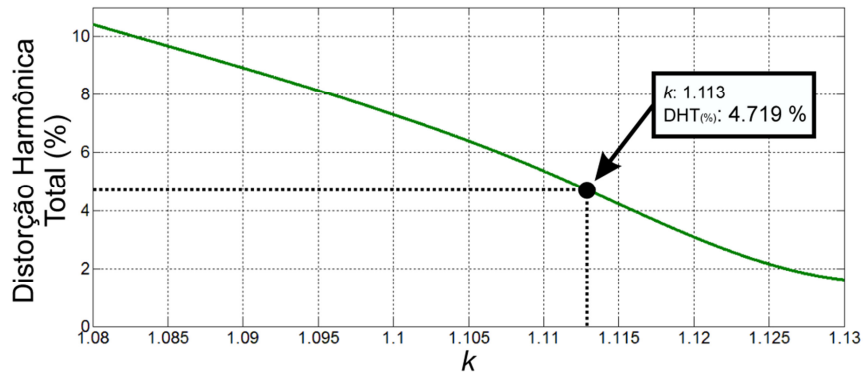


Fig. 3.12 – Representação do percentual de DHT das correntes de linha de entrada em relação à variável k .

É possível perceber através das Fig. 3.11 e 3.12 que para um valor de k igual a 1,113, os conversores chaveados processam cerca de 40% da potência ativa média total, garantindo um DHT médio das correntes de linha de entrada em torno de 4.719%. Observa-se ainda que para um valor muito grande de k , os conversores chaveados assumem toda a potência entregue à carga, determinando por consequência, um menor DHT das correntes CA de alimentação, entretanto, em detrimento da redução do rendimento global da estrutura.

As Fig. 3.13 a 3.15 mostram as formas de onda das correntes de linha de entrada ($i_{a(in)}(t)$, $i_{b(in)}(t)$ e $i_{c(in)}(t)$) e as contribuições de cada grupo retificador ($i_{a1}(t)$, $i_{a2}(t)$, $i_{b1}(t)$, $i_{b2}(t)$, $i_{c1}(t)$, e $i_{c2}(t)$) determinadas pela solução do modelo matemático para o RHT

processando 5 kW de potência de saída e o ganho k igual a 1,113. Percebe-se que as correntes de entrada são muito próximas da forma senoidal e os espectros harmônicos das formas de ondas obtidas estão em conformidade com a norma IEC 61000-3-2.

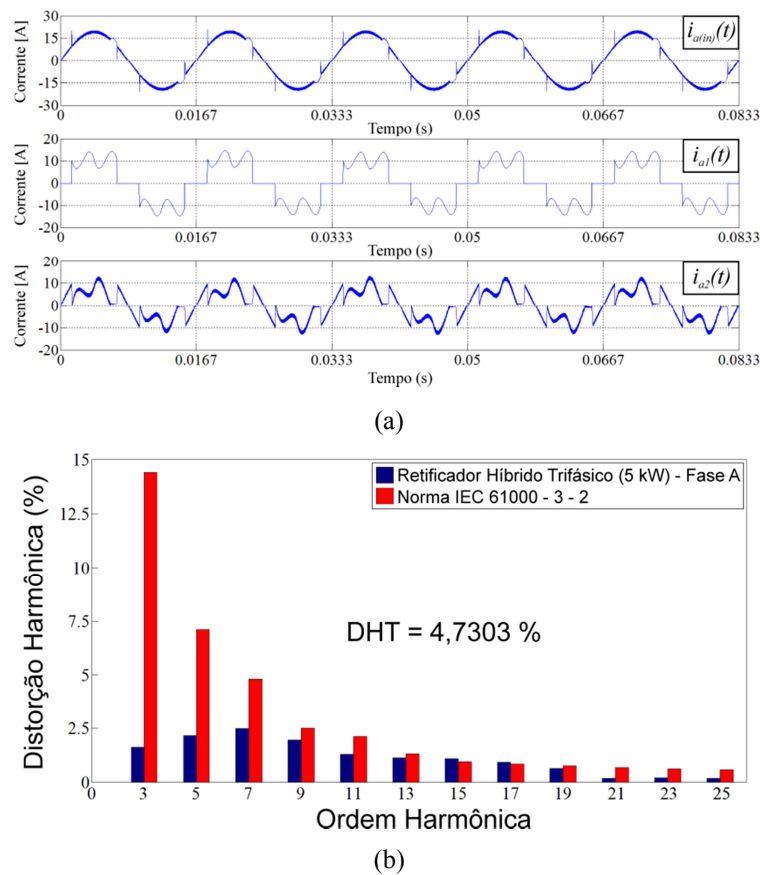
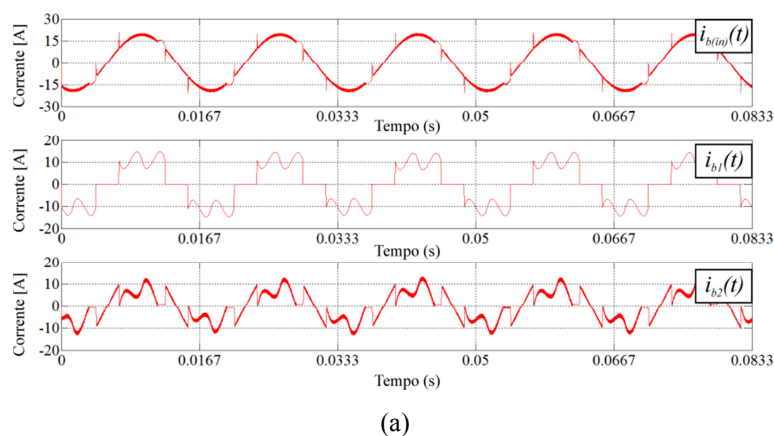


Fig. 3.13 – Fase A: (a) Formas de onda da corrente de linha de entrada ($i_{a(in)}(t)$), da corrente drenada por Ret-1 ($i_{a1}(t)$) e da corrente drenada por Ret-2 ($i_{a2}(t)$) determinadas pela solução da modelagem matemática, e (b) DHT da corrente $i_{a(in)}(t)$ em comparação com a norma IEC 61000-3-2.



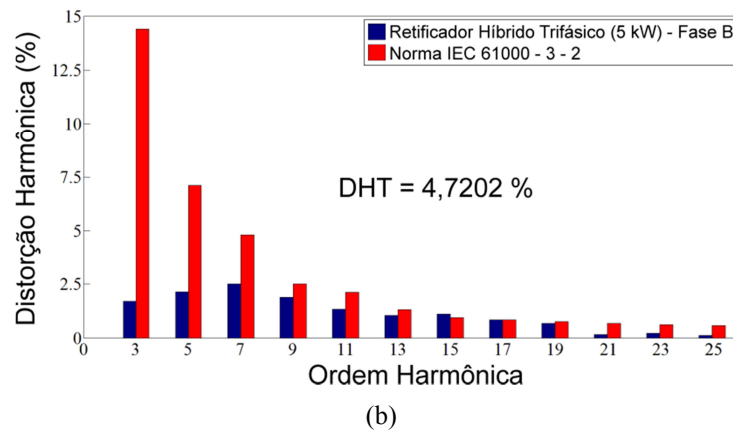


Fig. 3.14 – Fase B: (a) Formas de onda da corrente de linha de entrada ($i_{b(in)}(t)$), da corrente drenada por Ret-1 ($i_{b1}(t)$) e da corrente drenada por Ret-2 ($i_{b2}(t)$) determinadas pela solução da modelagem matemática, e (b) DHT da corrente $i_{b(in)}(t)$ em comparação com a norma IEC 61000-3-2.

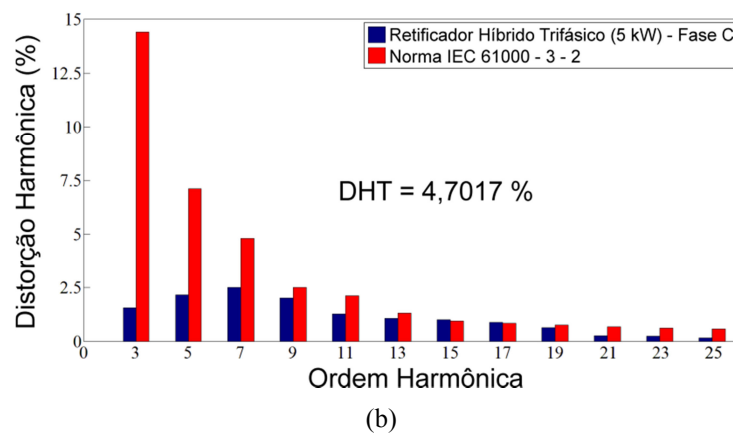
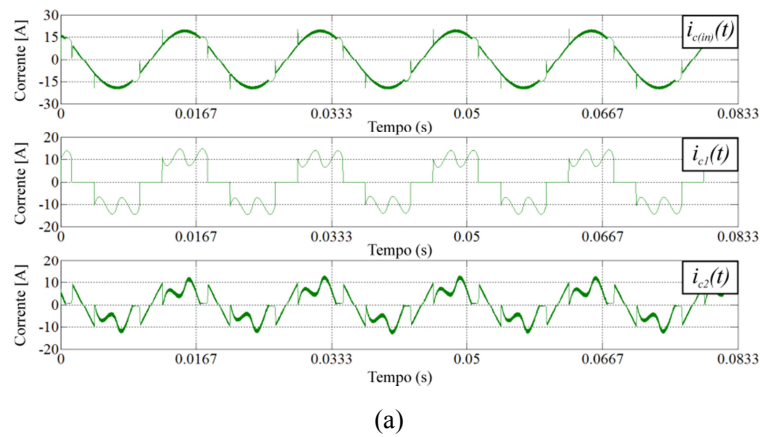


Fig. 3.15 – Fase C: (a) Formas de onda da corrente de linha de entrada ($i_{c(in)}(t)$), da corrente drenada por Ret-1 ($i_{c1}(t)$) e da corrente drenada por Ret-2 ($i_{c2}(t)$) determinadas pela solução da modelagem matemática, e (b) DHT da corrente $i_{c(in)}(t)$ em comparação com a norma IEC 61000-3-2.

Portanto, o valor de k igual a 1,113 é capaz de determinar um espectro harmônico das correntes de linha de entrada em conformidade com a norma IEC 61000-3-2,

garantindo o mínimo de processamento de potência por parte de Ret-2, que para atender à referida norma, foi de 40% da potência ativa média total de saída.

A Fig. 3.16 ilustra as formas de onda da tensão no barramento CC ($v_{Co}(t)$), da corrente de Ret-1 ($i_{Leq}(t)$) e da corrente na carga ($I_o(t)$). Utilizando o código matemático desenvolvido no *Matlab*[®] para a solução do modelo, foi possível calcular os valores médios de $v_{Co}(t)$, $i_{Leq}(t)$ e $I_o(t)$ para 5 ciclos simulados e através das Eq. (3.260), (3.261) e (3.262) foram determinadas as potências ativa média processadas pelo RHT e por cada grupo retificador. A Fig. 3.17 demonstra as potências $P_{o(med)}$, $P_{Ret-1(med)}$ e $P_{Ret-2(med)}$ bem como as contribuições percentuais de Ret-1 e Ret-2 em relação à potência ativa média processada pelo RHT. Conforme mencionado anteriormente, o ganho k igual a 1,113 utilizado na estratégia de controle desenvolvida para a solução do modelo matemático garante um percentual de processamento de potência de 60% para Ret-1 e de 40% para Ret-2 e uma DHT das correntes de linha de entrada em conformidade com a norma.

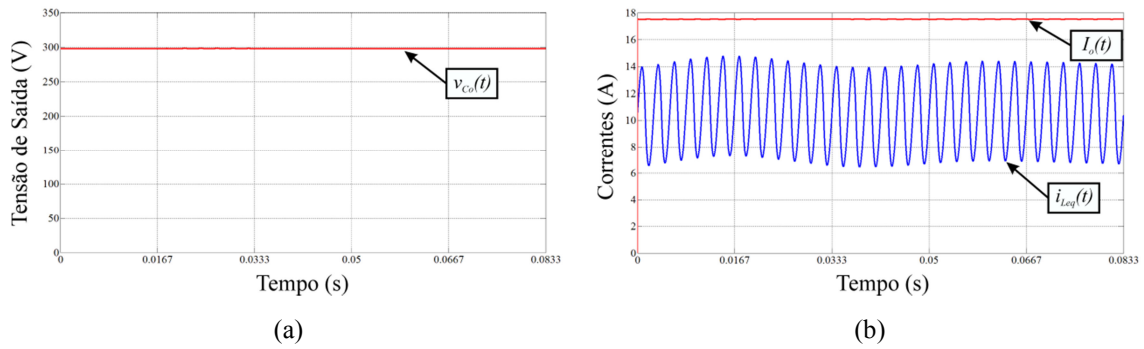
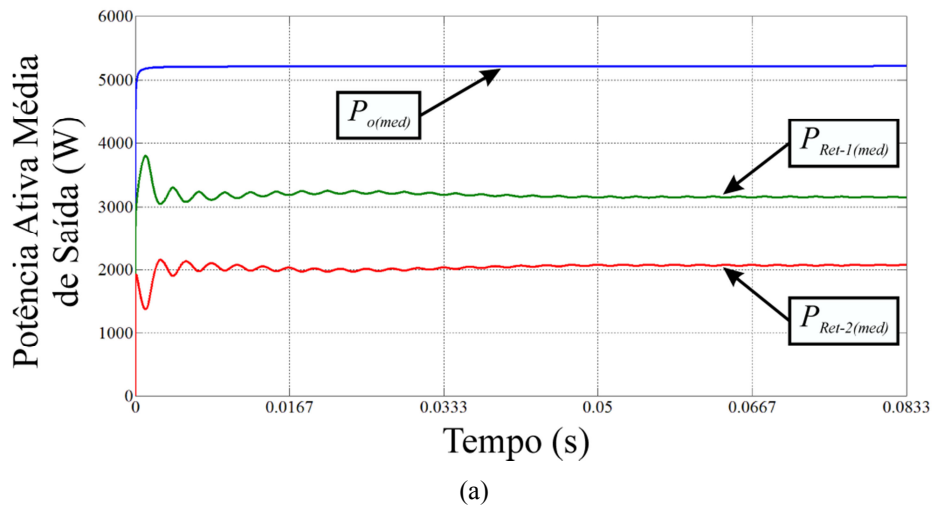


Fig. 3.16 – (a) Forma de onda da tensão no capacitor de saída C_o , e (b) formas de ondas das correntes no indutor equivalente L_{eq} e na carga.



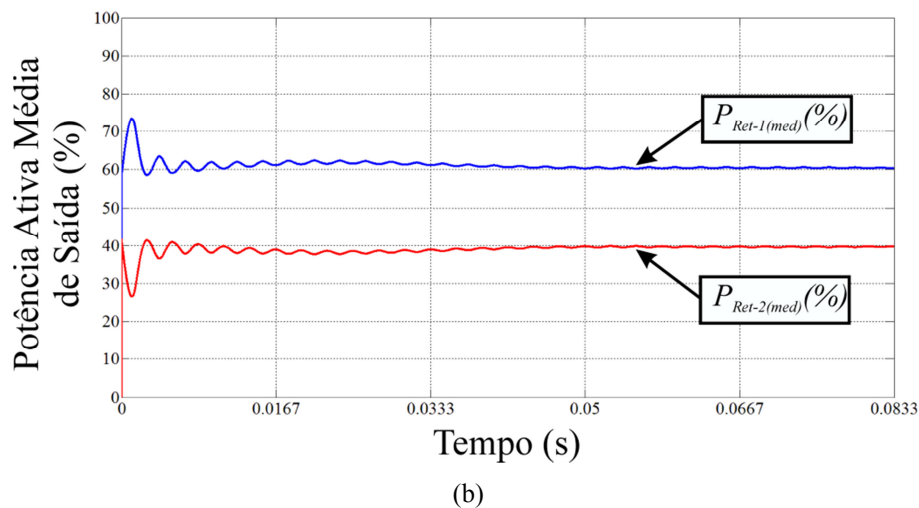


Fig. 3.17 – (a) Potência ativa média de saída processada por Ret-1, Ret-2 e pelo retificador híbrido trifásico, e (b) contribuições percentuais de processamento de potência ativa de cada grupo retificador.

A Tab. 3.2 fornece os valores médios, de pico e eficazes das correntes nos indutores e das tensões nos capacitores, calculados a partir dos valores instantâneos das variáveis de estado determinados pela solução do modelo matemático.

Tab. 3.2 – Características das correntes nos indutores e das tensões nos capacitores.

Componentes	Parâmetro	Característica	Valor
Indutores L_1, L_2 e L_3	Corrente	Valor Médio	0 A
		Valor de Pico	14,7 A
		Valor Eficaz	12,57 A
Indutores L_4, L_6 e L_8	Corrente	Valor Médio	0 A
		Valor de Pico	13,25 A
		Valor Eficaz	8,82 A
Indutores L_5, L_7 e L_9	Corrente	Valor Médio	2,57 A
		Valor de Pico	20,5 A
		Valor Eficaz	5,2 A
Capacitor C_o	Tensão	Valor Médio	297,7 V
		Valor de Pico	297,9 V
	Corrente	Valor Eficaz	9,39 A
Capacitores C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 e C_6	Tensão	Valor Médio	43,3 V
		Valor de Pico	92,5 V

São efetuados também os cálculos dos valores médios, de pico e eficazes das correntes e tensões nas chaves, nos diodos e nas pontes retificadoras que compõem o circuito do RHT e os valores são apresentados na Tab. 3.3.

Tab. 3.3 – Características das correntes e tensões nos semicondutores.

Componentes	Parâmetro	Característica	Valor
Chaves S_1 , S_2 e S_3	Corrente	Valor Médio	5,53 A
		Valor de Pico	30 A
		Valor Eficaz	11,59 A
	Tensão	Valor Médio	110,6 V
		Valor de Pico	477,8 V
		Valor Eficaz	280,9 V
Diodos D_1 , D_3 , D_4 , D_6 , D_7 e D_9	Corrente	Valor Médio	1,66 A
		Valor de Pico	26,59 A
		Valor Eficaz	6,44 A
	Tensão	Valor Médio	93,53 V
		Valor de Pico	238,9 V
		Valor Eficaz	180,7 V
Diodos D_2 , D_5 e D_8	Corrente	Valor Médio	1,34 A
		Valor de Pico	20,7 A
		Valor Eficaz	4,29 A
	Tensão	Valor Médio	0 V
		Valor de Pico	0 V
		Valor Eficaz	0 V
Ponte Retificadora Trifásica RT	Corrente	Valor Médio	21,1 A
		Valor de Pico	14,77 A
		Valor Eficaz	15,39 A
	Tensão	Valor Médio	297,7 V
		Valor de Pico	311,7 V
		Valor Eficaz	421,4 V
Pontes Retificadoras Monofásicas RM_a , RM_b e RM_c	Corrente	Valor Médio	5,28 A
		Valor de Pico	13,25 A
		Valor Eficaz	8,82 A
	Tensão	Valor Médio	114,6 V
		Valor de Pico	180 V
		Valor Eficaz	180 V

A determinação dos valores encontrados na Tab. 3.2 e na Tab. 3.3 serviu para o projeto dos indutores e especificação dos capacitores e semicondutores presentes no circuito de potência do protótipo de 5 kW do RHT construído em laboratório.

Em suma, o desenvolvimento da modelagem matemática mediante a representação do RHT no espaço de estados foi de grande utilidade, pois permitiu a determinação do parâmetro k , essencial para a garantia da conformidade do espectro harmônico das correntes de linha de entrada com a norma IEC 61000-3-2, determinando o mínimo de processamento de potência por parte dos conversores SEPIC. Além disso, através da solução do modelo matemático foi possível determinar os valores eficazes, médios e de pico das correntes e tensões nos diversos componentes do circuito de potência do RHT, permitindo, na prática, a especificação e dimensionamento dos mesmos.

3.6 Simulação Computacional Utilizando o *PSim*[®]

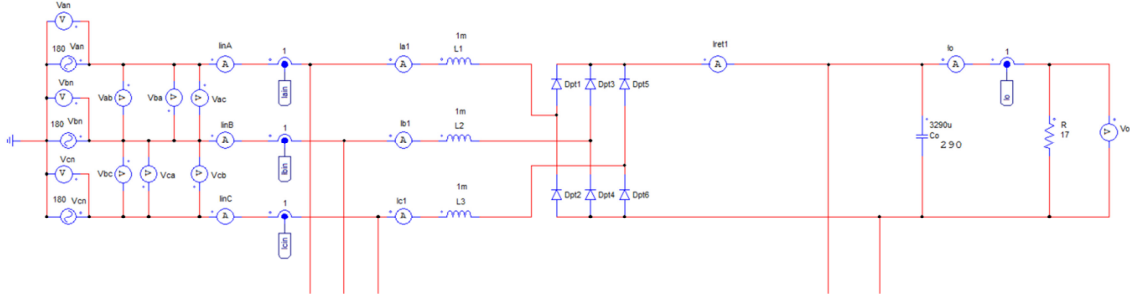
Para fins de comparação com a solução do modelo matemático do retificador híbrido trifásico, simulações realizadas no *software PSim*[®] são apresentadas. Destaca-se a operação da estrutura sob condições normais de suprimento da rede CA, impondo alto fator de potência e baixa DHT_I na entrada CA do retificador.

É importante ressaltar que na simulação utilizando o *PSim*[®], foram mantidos o passo de integração da simulação igual a 4 μ s, as tensões de alimentação de fase iguais a 127 V eficaz, a resistência de carga igual a 17 Ω e o valor do ganho k igual a 1,113, conforme determinado pela solução da modelagem matemática. A única diferença entre circuito simulado no *PSim*[®] e o circuito equivalente considerado para a solução do modelo matemático foi a utilização dos indutores de Ret-1 e de Ret-2 do lado CA, seguindo a estrutura topológica original do projeto. A Fig. 3.18 ilustra o esquemático da simulação do circuito de potência do RHT no *PSim*[®] e a Fig. 3.19 o esquemático da simulação do circuito de controle.

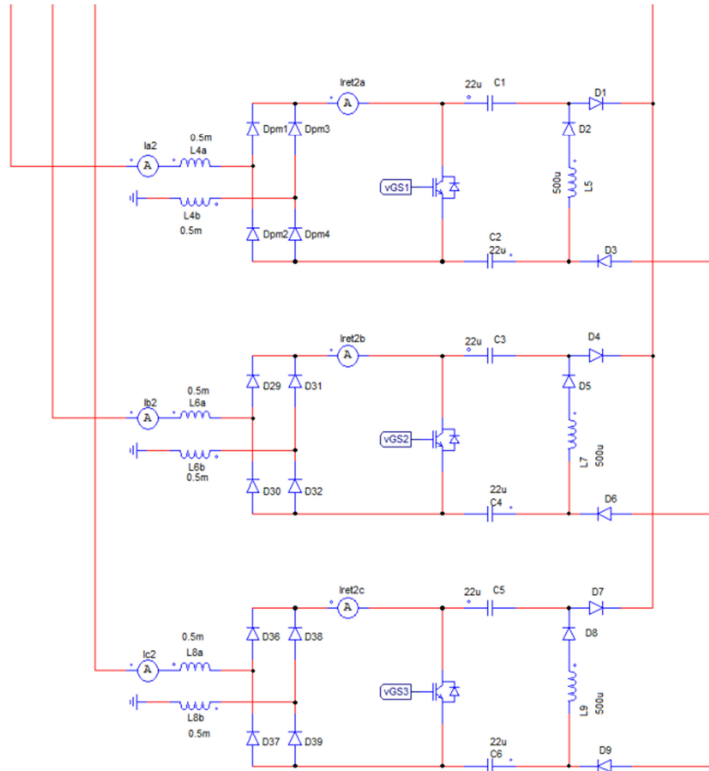
Através do esquemático do circuito de potência apresentado na Fig. 3.18 é possível visualizar os sensoriamentos das correntes de linha de entrada e da corrente de carga utilizados no circuito de controle do RHT.

Análogo ao que foi apresentado no Capítulo 2 referente à explicação da estratégia de controle, o esquemático do circuito de controle ilustrado na Fig. 3.19 demonstra a determinação do valor médio da corrente de carga submetendo-se o sinal da corrente de carga a um filtro passa baixa. Este valor da corrente de carga é então multiplicado ao valor de k , dando origem ao sinal kL . O sinal kL é multiplicado às referências senoidais de corrente de amplitude unitária $isen_a$, $isen_b$ e $isen_c$, dando origem às referências

senoidais realimentadas $iRef_A$, $iRef_B$ e $iRef_C$. Os sinais de gatilho $vGS1$, $vGS2$ e $vGS3$ das chaves dos conversores SEPIC são gerados através da comparação, seguindo a técnica de histerese, entre os sinais sensorizados das correntes de linha de entrada $iain$, $ibin$ e $icin$ retificados e as respectivas referências realimentadas.



(a)



(b)

Fig. 3.18 – Diagrama esquemático de simulação do circuito de potência do RHT no software *PSim*[®]: (a) Ret-1 e (b) Ret-2.

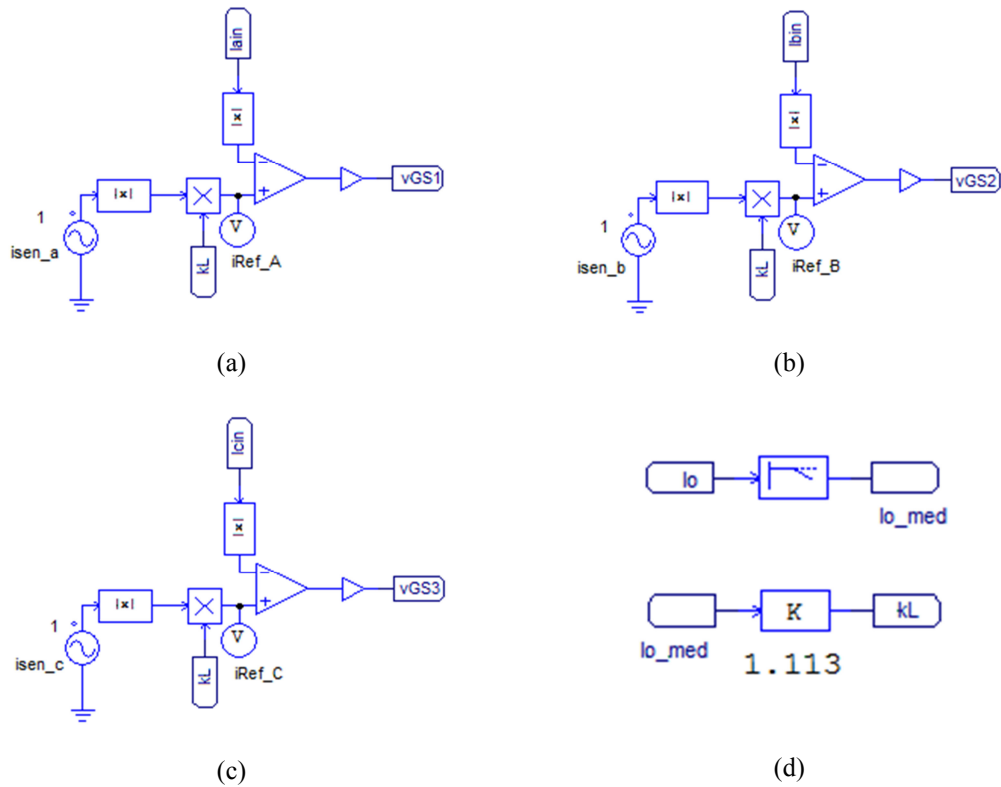
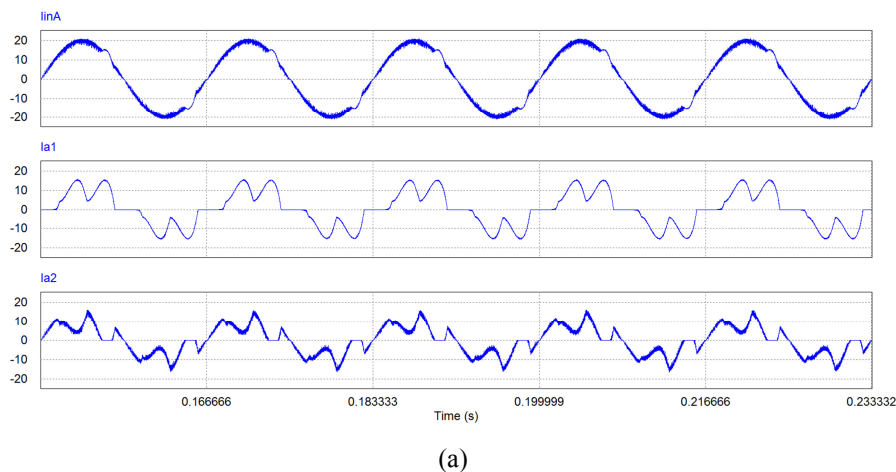
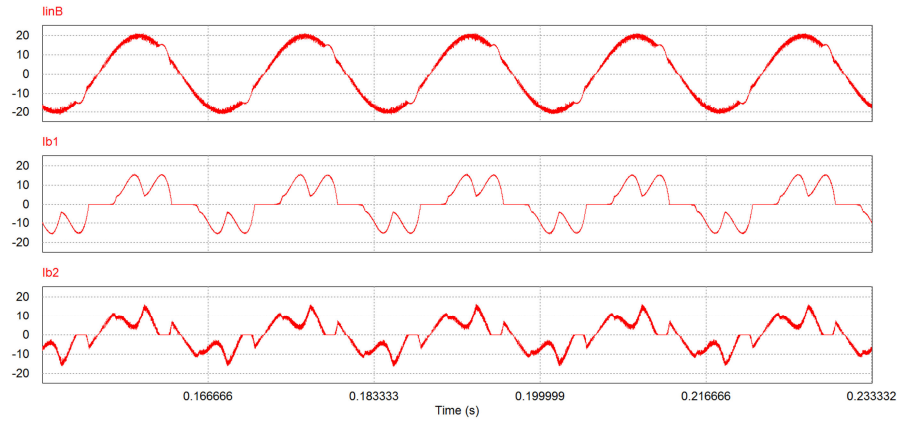


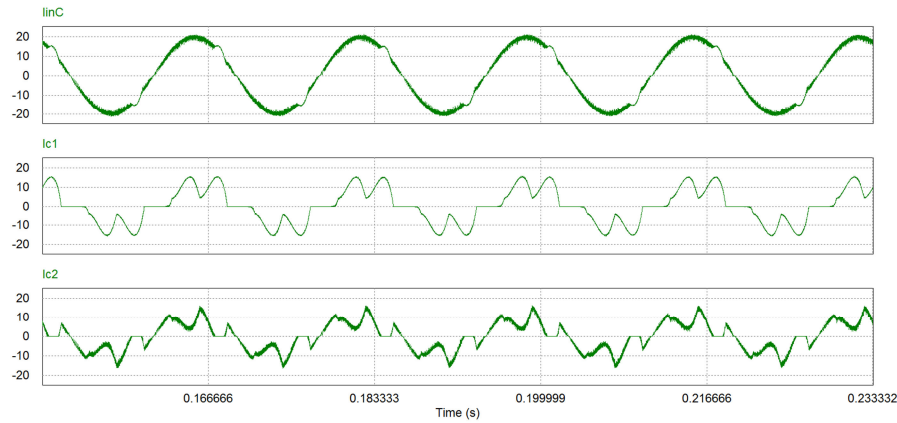
Fig. 3.19 – Diagrama esquemático de simulação no *software PSim* do circuito de controle de corrente de malha fechada das fases (a) A, (b) B e (c) C, e o (d) diagrama para determinação do valor médio da corrente de carga e do ganho kL .

A Fig. 3.20 ilustra as formas de onda das correntes $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ e das correntes drenadas por Ret-1 e por Ret-2. As formas de onda da tensão de saída, da corrente no retificador trifásico não controlado de seis pulsos após a ponte retificadora e da corrente na carga são ilustradas na Fig. 3.21. E por último, a Fig. 3.22 apresenta as potências ativa média processadas pelo RHT e por cada grupo retificador, bem como suas contribuições percentuais.





(b)



(c)

Fig. 3.20 – Simulação no *PSim*[®]: (a) Formas de onda da corrente $i_{a(in)}(t)$ e das correntes drenadas pela Fase A de Ret-1 e Ret-2, (b) Formas de onda da corrente $i_{b(in)}(t)$ e das correntes drenadas pela Fase B de Ret-1 e Ret-2 e (c) Formas de onda da corrente $i_{c(in)}(t)$ e das correntes drenadas pela Fase C de Ret-1 e Ret-2.

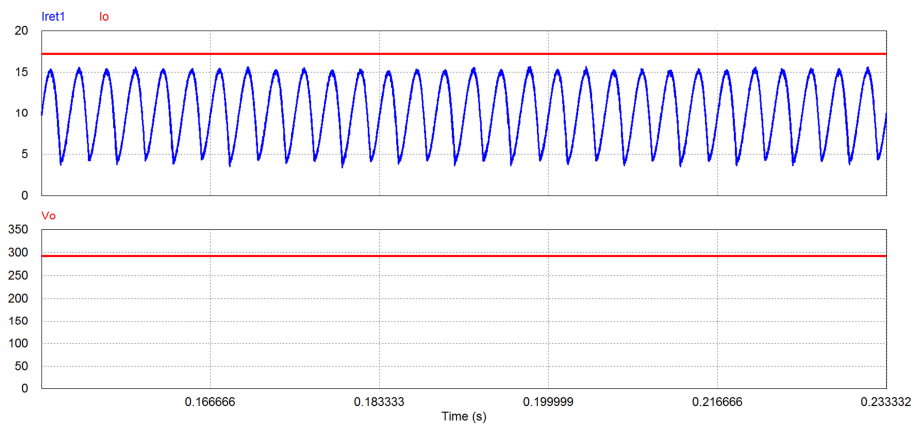


Fig. 3.21 – Simulação no *PSim*[®]: Formas de onda da corrente do retificador não controlado após a ponte retificadora, da corrente de carga e da tensão de saída.

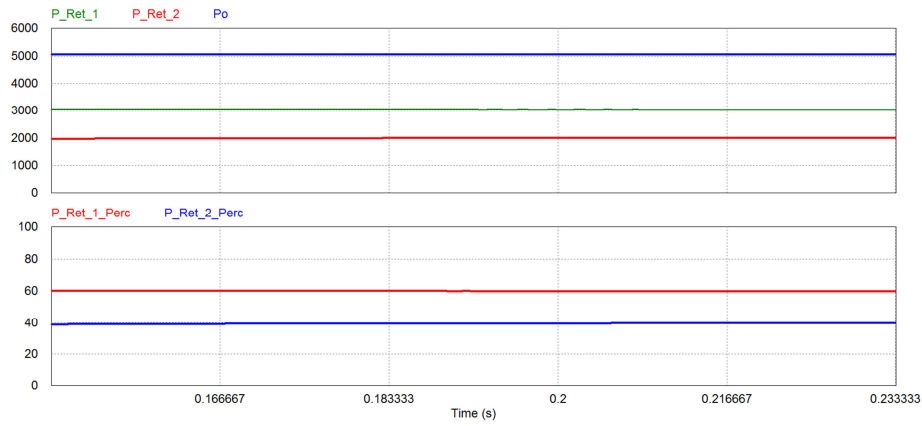


Fig. 3.22 – Simulação no *PSim*[®]: (a) Potência ativa média de saída processada por Ret-1, Ret-2 e pelo retificador híbrido trifásico, e (b) contribuições percentuais de processamento de potência ativa de cada grupo retificador.

Através do *PSim*[®], realizou-se a simulação do comportamento dinâmico do RHT quanto a variações de carga, conforme visualizado na Fig. 3.23. Nota-se que o controle determina uma resposta bastante rápida quando o RHT é submetido a um degrau de carga de 2,5 kW para 5 kW.

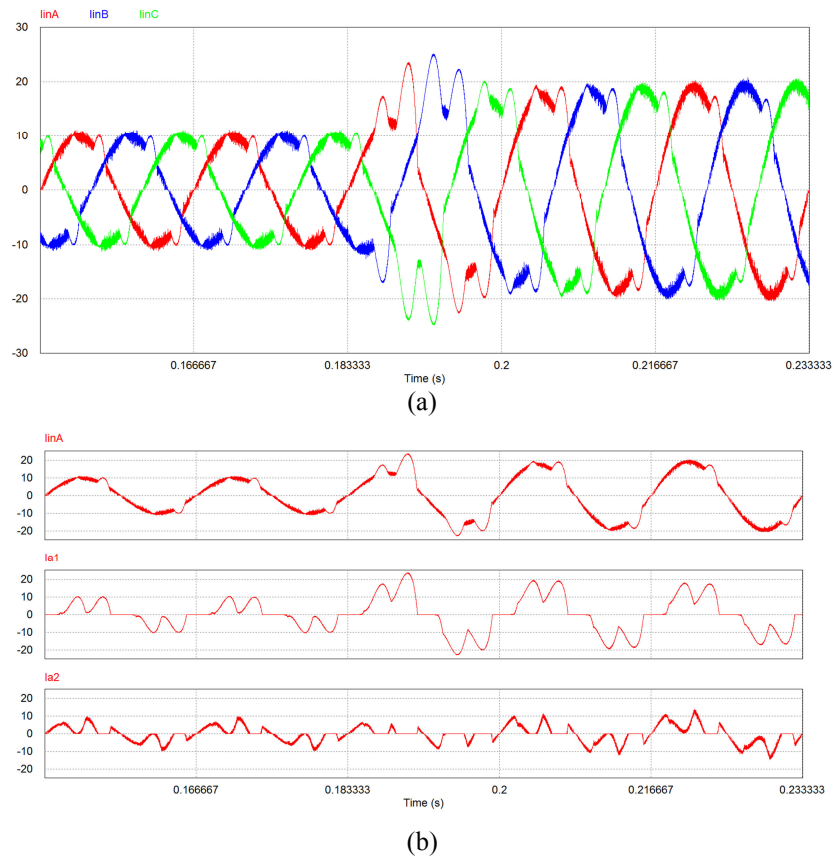


Fig. 3.23 – Simulação no *PSim*[®]: Resposta dinâmica durante um degrau de carga de 2,5 kW para 5 kW: (a) correntes de linha de entrada e (b) correntes $i_{a(in)}$, i_{a1} e i_{a2} .

Pode ser observado através dos resultados de simulação computacional que as correntes de linha de entrada drenadas pelo Ret-1 considerado no modelo matemático apresentam picos de corrente no instante da mudança de atuação da tensão de linha de entrada, o que não ocorre na simulação realizada pelo *PSim*[®]. Isto ocorre devido à inexistência do efeito de comutação dos diodos da ponte retificadora, uma vez que foram consideradas a utilização dos indutores do lado CC e a substituição da ponte retificadora trifásica por uma tensão contínua nomeada de V_{Ret} . Apesar desta diferença, o ganho k igual a 1,113 especificado através do modelo matemático funcionou perfeitamente na simulação utilizando o *PSim*[®], o que também determinou um percentual de processamento de potência de 60% para Ret-1 e de 40% para Ret-2, conforme esperado, quando da utilização de indutores do lado CA.

3.7 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada a modelagem matemática do retificador híbrido trifásico proposto através da metodologia de espaços de estado. Foi demonstrado o critério utilizado para a discriminação das variáveis de estado e todo o equacionamento necessário para a determinação das matrizes de sistema e de entrada utilizadas na solução do modelo matemático.

A solução do modelo matemático permitiu estabelecer o valor do ganho k , utilizado para garantir a divisão de processamento de potência entre os grupos retificadores que compõem o RHT, bem como certificar que as correntes de linha de entrada apresentem um percentual de distorção harmônica em conformidade com a normal IEC 61000-3-2.

Foi realizada uma comparação entre as formas de onda das variáveis de estado calculadas através da solução do modelo e as formas de onda provenientes da simulação do RHT no *software PSim*[®]. O ganho k utilizado, determinado através do modelo matemático onde foram considerados os indutores do RHT do lado CC, demonstrou-se eficaz quando da sua utilização na simulação do *PSim*[®], ficando evidenciado que, mesmo com os indutores realocados no lado CA na simulação computacional do *PSim*[®], o ganho k igual a 1,113 garantiu que o percentual de processamento de potência permanecesse em apenas 40% para os conversores SEPIC, ficando a maior parte da potência ativa média processada pelo retificador trifásico não controlado de seis pulsos.