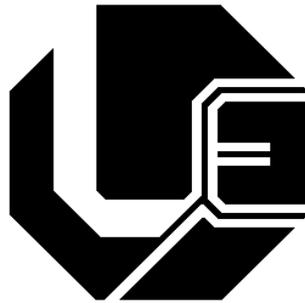


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Um Novo Retificador Híbrido MultiPulsos sem a  
Utilização de Transformadores Defasadores e/ou  
Transformadores de Interfase

Luiz Carlos Gomes de Freitas

Março

2006

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

**Um Novo Retificador Híbrido MultiPulsos sem a  
Utilização de Transformadores Defasadores e/ou  
Transformadores de Interfase**

**Luiz Carlos Gomes de Freitas<sup>1</sup>**

Tese de doutorado submetida à Universidade Federal de Uberlândia - Faculdade de Engenharia Elétrica, perante a banca de examinadores abaixo, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Ciências.

Banca examinadora:

Ernane Antônio Alves Coelho, Dr. - Orientador (UFU)

João Batista Vieira Jr., Dr. (UFU)

João Carlos de Oliveira, Dr. (UFU)

Valdeir José Farias, Dr. (UFU)

Vera Lúcia Donizete de Souza Franco, Dra. (UFU)

Falcondes José Mendes de Seixas, Dr. (UNESP/FEIS)

Carlos Alberto Canesin, Dr. (UNESP/FEIS)

---

<sup>1</sup>A bolsa de estudo para esta pesquisa foi concedida pela CAPES, Brasil.

# Dedicatória

*Aos meus pais Luiz Carlos e Maria Aparecida,  
Ao meu avô e pai João Gomes de Moura,  
Aos meus irmãos Geraldo Rubens, Pedro Augusto e Fábio,  
Às minhas irmãs Carolina e Zulmária,  
À minha esposa Elisângela,  
À toda minha família,  
pelo incentivo, apoio e por nunca terem duvidado que este dia chegaria.*

# Agradecimentos

Essa é primeira vez que me arrisco em escrever alguma coisa com caráter filosófico. Faço isso ao completar 30 anos de idade e, como vocês já perceberam, ao concluir o meu trabalho de doutoramento em engenharia elétrica.

No dia do meu aniversário, fui perguntado se havia chegado aos 30 anos da forma com a qual eu sonhara ou planejara. Naquele momento não tive resposta para tal pergunta, até então não me dava conta se tudo aquilo que estava acontecendo comigo - completar três anos de casado (estando feliz), receber um título de doutor e passar no concurso do CEFET-GO - havia sido realmente planejado.

Nos dias que se seguiram, comecei a pensar em uma resposta para aquela pergunta. Comecei então a recordar o dia em que decidi me formar em engenharia elétrica. Estava em Uberaba, tinha 21 anos de idade e percebi a necessidade de vir para Uberlândia, mais precisamente para a Universidade Federal de Uberlândia, trabalhar com o meu pai, Luiz Carlos de Freitas, mais conhecido como Pratinha. Começava então uma mudança na forma como nós nos relacionávamos, de conturbados conflitos para uma relação entre Mestre e Discípulo. Obviamente, naquele momento eu ainda não havia percebido isso, mas, como ele dizia, “se você não sabe o que fazer, faça o que eu digo, eu garanto”. Creio ser essa a primeira lição de um discípulo, reconhecer em seu mestre um líder.

Essa mudança não se deu de forma tranqüila e pacífica, como podem testemunhar nossos colegas de trabalho e, sobretudo, os colegas de *racha* do Praia Clube e da AABB, onde as discussões futebolísticas sobre o posicionamento correto dentro de campo e uma ou outra jogada eram marcadas por discussões digamos, um pouco mais fervorosas.

Ao longo desses 9 anos temos filosofado sobre tudo, desde o verdadeiro significado de

ZVT e ZCS, lembrando que ele, o Pratinha, foi o verdadeiro inventor do ZVT e não o Fred Lee - e ai de quem discordar - até os mirabolantes complôs da nação *Yanke* para perpetuar seu domínio sobre os países Latino-Americanos. Meu pai é um cara extremamente inteligente.

Devido a sua grande franqueza, pode ser amado ou odiado com extrema facilidade, dependendo apenas de que lado ele esteja, e ele está sempre do lado do que julga ser certo, doe a quem doer. Nunca foi e nunca será um homem que almeja fazer parte das famosas *panelas*, portanto aqueles mesmos admiradores que ele acabara de ganhar, desaparecem num piscar de olhos, “eu sou assim Luiz Carlos, se quiserem conviver comigo dessa maneira tudo bem, se não, eu me basto”. Auto-confiança, auto-conhecimento e uma sabedoria diferenciada, lhe permitem ser aquela pessoa capaz de dizer tudo aquilo que nós não queremos ouvir mas, no fundo, no fundo, sabemos que é verdade. Além de pai, um amigo e tanto.

Eu gostaria de agradecer a todos, família, esposa, amigos e professores do Núcleo de Eletrônica de Potência mas percebi que esse era o momento certo de expressar a minha admiração pelo meu pai, meu melhor amigo e mestre. Aos 30 anos percebo que fiz a escolha certa, cheguei aos 30 com a certeza de que fiz o meu melhor. Bem orientado e com paciência, fui conquistando uma coisa de cada vez, e posso dizer que sim, cheguei aos 30 tendo alcançado o que havia planejado a 9 anos atrás e, de quebra, sendo abençoado com uma esposa formidável que, segundo meu pai, e hoje eu concordo com ele, foi decisiva para que eu tomasse a decisão de vir para Uberlândia.

Para finalizar, gostaria de compartilhar um pensamento de meu pai que eu adoro e diz mais ou menos assim: “A vida é cheia de picos de extrema felicidade seguidos de picos de depressão. Portanto, vive melhor aquele que vive moderadamente e encontra a felicidade em sua rotina”. Mas sem um show de rock n’ roll por ano não dá né pai!

Muito obrigado Pai.

---

# Resumo

**Gomes de Freitas**, L. C. *Um Novo Retificador Híbrido MultiPulsos sem a Utilização de Transformadores Defasadores e/ou Transformadores de Interfase* FEELT-UFU, Uberlândia - Brasil, 2006.

Recentemente, no intuito de se melhorar a qualidade dos sistemas de distribuição de energia elétrica e atender às especificações impostas por normas internacionais, tem-se dedicado uma atenção especial ao desenvolvimento de melhores estruturas de conversores CA-CC ou simplesmente retificadores.

Os retificadores trifásicos a diodo ou retificadores trifásicos não-controlados são as estruturas mais comuns e amplamente utilizadas na indústria e no meio rural, viabilizando um estágio CC intermediário para a conexão de outros circuitos eletrônicos. Entretanto, essas estruturas não atendem às restrições impostas por normas internacionais como por exemplo as *IEC 61000-3-4* e a *IEEE 519-1992*.

Nesse sentido, filtros passivos bastante caros e pesados, estruturas complexas de correção do fator de potência ou filtros ativos têm que ser instalados para mitigar a inerente distorção harmônica de corrente presente na rede CA de alimentação, devido a conexão desses equipamentos. Assim, nos últimos anos, têm-se observado um grande interesse por parte dos pesquisadores que atuam na área de eletrônica de potência em desenvolver novas estruturas de conversores CA-CC capazes de reduzir a distorção harmônica da corrente drenada da rede CA de distribuição e, conseqüentemente, garantir elevado fator de potência de entrada.

Neste contexto, os retificadores de 12 pulsos e seus múltiplos têm se apresentado como sendo ótimas opções técnicas visto que os mesmos garantem um bom desempenho do

conjunto retificador. Todavia, estes conversores necessitam de circuitos magnéticos tais como transformadores ou auto-transformadores defasadores, transformadores de interfase e/ou transformadores bloqueadores de harmônicos.

Estes equipamentos são pesados, caros, o projeto não é simples e são feitos para uma aplicação bastante específica. Além disso, a eliminação dos transformadores de interfase é particularmente desejável quando existem componentes harmônicos de tensão pré-existentes na rede CA de alimentação. Isto se deve a fato de os harmônicos de tensão provocarem mudanças na tensão do barramento CC levando a maiores complicações no projeto dos transformadores de interfase.

Alternativamente, esta tese de doutorado apresenta uma nova concepção de retificador multipulsos. Esta nova estrutura é resultado da associação em paralelo de conversores chaveados com cada braço de um retificador de seis pulsos não-controlado, assim, a forma de onda da corrente drenada da rede CA de alimentação assume a forma de onda desejada e imposta por uma estratégia de controle adequada. Portanto, o conversor CA-CC proposto foi denominado Retificador Híbrido Multipulsos (RHM).

Em síntese, trata-se de um conceito bastante inovador no que se refere aos retificadores multipulsos. Esta nova estrutura é capaz de operar com elevado fator de potência de entrada e reduzida distorção harmônica de corrente CA de alimentação sem utilizar transformadores ou auto-transformadores defasadores, transformadores de interfase ou transformadores bloqueadores de harmônicos.

## **Palavras-chave**

Correção do Fator de Potência, Retificadores de 12 Pulsos, Retificadores Multipulsos, Retificadores Híbridos.

---

# Abstract

*Gomes de Freitas, L. C. A New Hybrid Multipulse Rectifier without Using Phase-shifting Transformers or Inter-phase Transformers, FEELT-UFU, Uberlândia - Brazil, 2006.*

Recently, in order to improve the distribution of electrical energy, and to provide agreement with the power quality standards, especial emphasis on power quality has demanded performance improvement of rectifier structures as a front end power processor.

Three-phase diode-bridge rectifiers are very popular in several industrial and rural applications, where an intermediate DC link provides energy for other electronic circuits. However, such standard diode-bridge rectifiers do not meet harmonic current content restrictions, as imposed by several international standards such as *IEC 61000-3-4* and *IEEE 519-1992*.

Thus, expensive and bulky passive filters or complex power factor correction and active filter structures must be installed to compensate the inherent harmonic current distortion. Therefore, in the past few years, there has been a tremendous interest in achieving low harmonic current distortion in three-phase AC to DC converters, motivating researches of several front-end multipulse rectifiers.

Several structures of multipulse rectifiers have been applied in three-phase applications for mitigation of the input current harmonic content. However, these converters need magnetic circuits such as inter-phase transformers, current balancing transformers or harmonic blocking transformers.

They have complex design, are heavy, bulky, expensive and only made by special

order. Besides, elimination of interphase transformers is particularly desirable when there are preexisting harmonic voltages in the three-phase power source, because those harmonic voltages cause changes in the DC output leading to further complication in the design of interphase transformers.

Therefore, in this thesis, controlled rectifiers operating in parallel to standard three-phase diode-bridge rectifier are proposed in contrast to expensive and complex schemes, as long as the overall converter behave as a current source controlled with a suitable strategy. The fundamental idea behind a front-end programmable rectifier is the imposition of a suitable input line current waveform in order to provide low  $THD_I$  and high input power factor.

In conclusion, this work proposes a new concept of multipulse hybrid rectifier for ultra clean power applications. This innovative programmable three-phase power factor correction hybrid multipulse power rectifier is capable to provide ultra clean power without the need of phase-shift transformers, inter-phase transformers, current balancing transformers or harmonic blocking transformers.

## **Keywords**

Power Factor Correction, 12-pulse Rectifiers, Multipulse Rectifiers, Hybrid Rectifiers.

---

# Sumário

<b>Sumário</b>	<b>x</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xiv</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xxiii</b>
<b>Simbologia</b>	<b>xxiii</b>
<b>1 Introdução Geral</b>	<b>1</b>
1.1 Considerações Iniciais . . . . .	7
1.2 Estrutura da Tese . . . . .	8
1.2.1 Capítulo 2 . . . . .	8
1.2.2 Capítulo 3 . . . . .	8
1.2.3 Capítulo 4 . . . . .	9
1.2.4 Capítulo 5 . . . . .	10
1.2.5 Capítulo 6 . . . . .	10
1.2.6 Capítulo 7 . . . . .	10
1.2.7 Capítulo 8 . . . . .	11
1.2.8 Capítulo 9 . . . . .	11
1.2.9 Apêndice A . . . . .	11
<b>2 Aspectos Tecnológicos de Retificadores Trifásicos</b>	<b>12</b>
2.1 Introdução . . . . .	12

---

2.2	Técnicas Passivas para Redução do Conteúdo Harmônico da Corrente CA de Alimentação . . . . .	15
2.2.1	Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado CA . . . . .	15
2.2.2	Retificador Trifásico com Filtro LC no Lado CC . . . . .	16
2.3	Técnicas Ativas para Redução do Conteúdo Harmônico da Corrente CA de Alimentação . . . . .	17
2.3.1	Retificadores Trifásicos Não-controlados Associados a um Conversor CC-CC . . . . .	17
2.3.2	Retificadores PWM Trifásicos . . . . .	18
2.3.3	Retificadores Multipulsos . . . . .	21
2.3.4	Retificadores Multipulsos Utilizando Auto-transformadores Defasadores	27
2.3.5	Retificadores Multipulsos Controlados a Tiristor . . . . .	29
2.3.6	Retificadores de 12 Pulsos com Fonte de Tensão Auxiliar Inserida na Estrutura . . . . .	30
2.3.7	Retificadores Híbridos . . . . .	33
2.4	Conclusão . . . . .	36
<b>3</b>	<b>Apresentação do Retificador Híbrido Multipulsos (RHM) Proposto</b>	<b>37</b>
3.1	Introdução . . . . .	37
3.2	Princípios Fundamentais de Operação . . . . .	39
3.3	Escolha dos Conversores Chaveados . . . . .	44
3.4	Conclusão . . . . .	48
<b>4</b>	<b>Análise das Correntes da Rede CA de Alimentação</b>	<b>50</b>
4.1	Introdução . . . . .	50
4.2	Análise Harmônica da Corrente CA de Alimentação do Retificador de Seis Pulsos (Ret-1) . . . . .	51
4.2.1	Componentes Harmônicos dos Pulsos Positivos da Corrente $i_{a1}$ . . .	53
4.2.2	Componentes Harmônicos dos Pulsos Negativos da Corrente $i_{a1}$ . .	55
4.2.3	Componentes Harmônicos da Corrente $i_{a1}$ . . . . .	58

---

---

4.3	Análise Harmônica da Corrente CA de Alimentação dos Conversores Chaveados (Ret-2) . . . . .	61
4.3.1	Componentes Harmônicos dos Pulsos Positivos da Corrente $i_{a2}$ . . .	63
4.3.2	Componentes Harmônicos dos Pulsos Negativos da Corrente $i_{a2}$ . .	65
4.3.3	Componentes Harmônicos da Corrente $i_{a2}$ . . . . .	68
4.4	Análise Harmônica da Corrente CA de Alimentação do RHM . . . . .	72
4.4.1	Distorção Harmônica da Corrente CA de Alimentação do RHM . .	73
4.5	Conclusão . . . . .	78
<b>5</b>	<b>Análise da Potência Ativa Processada pelo RHM</b>	<b>79</b>
5.1	Introdução . . . . .	79
5.2	Potência Ativa Média de Entrada . . . . .	81
5.3	Potência Ativa Média Processada pelo RHM Operando com Correntes de 12 Pulsos Impostas . . . . .	84
5.3.1	Potência Ativa Média Processada pelo Grupo de Conversores Chaveados (Ret-2) . . . . .	85
5.3.2	Potência Ativa Média Processada pelo Retificador de Seis pulsos Não-controlado (Ret-1) . . . . .	88
5.4	Potência Ativa Média Processada pelo RHM Operando com Correntes Senoidais Impostas . . . . .	90
5.4.1	Potência Ativa Média Processada pelo Grupo de Conversores Chaveados (Ret-2) . . . . .	90
5.4.2	Potência Ativa Média Processada pelo Retificador de Seis pulsos Não-controlado (Ret-1) . . . . .	92
5.5	Conclusão . . . . .	93
<b>6</b>	<b>Utilização dos Conversores <i>SEPIC</i> e <i>Boost</i> para Compor o Grupo Retificador 2</b>	<b>95</b>
6.1	Introdução . . . . .	95
6.2	Imposição de uma Corrente CA de Alimentação de 12 Pulsos . . . . .	96

---

---

6.2.1	Estratégia de Controle . . . . .	97
6.3	Resultados de Simulação . . . . .	98
6.3.1	RHM Utilizando Conversores <i>SEPIC</i> Modificados . . . . .	99
6.3.2	RHM Utilizando Conversores <i>Boost</i> . . . . .	105
6.4	Imposição de uma Corrente CA de Alimentação Senoidal . . . . .	109
6.4.1	Estratégia de Controle . . . . .	110
6.5	Resultados de Simulação . . . . .	112
6.5.1	RHM Utilizando Conversores <i>SEPIC</i> Modificados . . . . .	113
6.5.2	RHM Utilizando Conversores <i>Boost</i> . . . . .	121
6.6	Imposição de uma Corrente CA de Alimentação Trapezoidal . . . . .	126
6.6.1	Resultados de Simulação . . . . .	127
6.7	Imposição de uma Corrente CA de Alimentação de 20 Pulsos . . . . .	130
6.7.1	Resultados de Simulação . . . . .	131
6.8	Conclusão . . . . .	133
<b>7</b>	<b>Implementação do Protótipo do RHM operando com Corrente CA de Alimentação de 12 Pulsos Imposta</b>	<b>135</b>
7.1	Introdução . . . . .	135
7.2	Estratégia de Controle Implementada em Laboratório . . . . .	136
7.3	Resultados Experimentais . . . . .	138
7.3.1	RHM Utilizando Conversores <i>SEPIC</i> Modificados . . . . .	139
7.3.2	RHM Utilizando Conversores <i>Boost</i> . . . . .	145
7.4	Conclusão . . . . .	152
<b>8</b>	<b>Avaliação do RHM sob Condições Não-ideais de Alimentação</b>	<b>154</b>
8.1	Introdução . . . . .	154
8.2	Ensaio Realizados no Laboratório de Qualidade de Energia . . . . .	156
8.2.1	Condições Ideais de Alimentação . . . . .	157
8.2.2	Condições Não-Ideais de Alimentação . . . . .	158
8.3	Conclusão . . . . .	162

---

---

<b>9</b>	<b>Conclusões Gerais</b>	<b>164</b>
<b>A</b>	<b>Programas Desenvolvidos no Matlab</b>	<b>178</b>
A.1	Programas Utilizados no Capítulo 4 . . . . .	178

---

# Lista de Figuras

2.1	(a) Retificador trifásico em ponte de <i>Graetz</i> (b) Principais formas de onda de entrada .	13
2.2	(a) Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CA (b) Principais formas de onda de entrada. . . . .	16
2.3	(a) Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CC (b) Principais formas de onda de entrada. . . . .	16
2.4	Retificador de seis pulsos não-controlado associado a um conversor <i>Boost</i> . . . . .	17
2.5	Retificador PWM trifásico clássico. . . . .	19
2.6	Retificador PWM unidirecional trifásico. . . . .	20
2.7	Retificador de 12 pulsos convencional operando com cargas independentes. . . . .	23
2.8	Retificador de 12 pulsos convencional operando com carga em comum. . . . .	26
2.9	Retificador multipulsos não-controlado sem a utilização de IPTs. . . . .	27
2.10	Retificador multipulsos não-controlado utilizando auto-transformador e sem utilizar IPTs.	29
2.11	Retificador multipulsos controlado a tiristor para aplicações de potências bastante elevadas.	30
2.12	Retificador de 12 pulsos a diodos com reduzida distorção harmônica da corrente de alimentação, assistido por uma fonte auxiliar de tensão. . . . .	31
2.13	Conversor CA-CC passivo de 24 pulsos com inerente balanceamento de carga através da injeção de harmônicos de tensão. . . . .	32
2.14	Retificador híbrido utilizando retificadores de seis pulsos não-controlados cascateados por conversores <i>Boost</i> . . . . .	35
3.1	Diagrama de blocos esquemático da proposta de um novo retificador híbrido multipulsos	38
3.2	Forma de onda teórica corrente CA de alimentação com forma de onda de 12 pulsos. . .	40

3.3	Formas de ondas teóricas do RHM no modo de operação de a) 12 pulsos b) Trapezoidal c) 20 pulsos d) Senoidal. . . . .	43
3.4	Retificador híbrido multipulsos (RHM) utilizando conversores <i>Boost</i> modificados conec- tados diretamente à rede CA trifásica. . . . .	44
3.5	Retificador híbrido multipulsos (RHM) utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados. . . .	46
3.6	Retificador híbrido multipulsos (RHM) utilizando conversores <i>Boost</i> . . . . .	47
4.1	RHM proposto destacando-se o retificador de seis pulsos não-controlado (Ret-1). . . . .	52
4.2	Forma de onda teórica da corrente $i_{a1}$ . . . . .	53
4.3	Forma de onda da corrente $i_{a1}$ obtida através da série de Fourier apresentada na Eq.4.15. . . . .	61
4.4	RHM proposto destacando-se os conversores chaveados (Ret-2). . . . .	62
4.5	Forma de onda teórica da corrente $i_{a2}$ - Análise matemática das correntes CA de ali- mentação . . . . .	62
4.6	Forma de onda da corrente $i_{a2}$ . . . . .	72
4.7	Forma de onda da corrente $i_{a(in)}$ . . . . .	74
4.8	Gráfico da $DHT_I$ da corrente CA de alimentação do RHM para $0 \leq k \leq 1$ . . . . .	74
4.9	Corrente CA de alimentação do RHM quando: (a) $k = 0$ (b) $k = 1$ . . . . .	75
4.10	DHT da corrente CA de alimentação do RHM operando como um retificador de 12 Pulsos convencional para $0,3 \leq k \leq 0,36$ . . . . .	76
5.1	Circuito simplificado do RHM proposto. . . . .	81
5.2	(a) Circuito simplificado de um conversor chaveado (b) Formas de onda teóricas - Cor- rente de 12 pulsos imposta . . . . .	85
5.3	Potências processadas pelos Ret-1 e Ret-2 em função da constante de proporcionalidade $k$ - RHM operando como um retificador de 12 pulsos. . . . .	89
5.4	(a) Circuito simplificado de um conversor chaveado (b) Formas de onda teóricas - Cor- rente senoidal imposta. . . . .	90
5.5	Potência processada por Ret-1 e Ret-2 em função da constante de proporcionalidade $k$ - Modo de operação com corrente senoidal imposta . . . . .	93

6.1	Diagrama de blocos esquemático representando a estratégia de controle PWM em malha fechada - Corrente de 12 Pulsos Imposta. . . . .	98
6.2	Circuito implementado no Schematic do Pspice - Utilizando Conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente de 12 Pulsos Imposta. . . . .	101
6.3	(a) Potência ativa processada por Ret-2 em função de k (b) $DHT_I$ em função de k - Corrente CA de alimentação de 12 pulsos imposta - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados. . . . .	101
6.4	Correntes de linha: do Ret-1 ( $i_{a1}$ ), do Ret-2 ( $i_{a2}$ ) e do RHM ( $i_{a(in)}$ ) - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente de 12 Pulsos Imposta. . . . .	102
6.5	Corrente CA de alimentação do RHM $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente de 12 Pulsos Imposta. . . . .	103
6.6	Tensão fase-neutro $V_{an}$ e corrente CA de alimentação $i_{a(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente de 12 Pulsos Imposta. . . . .	103
6.7	Espectro harmônico das correntes de linha de 12 pulsos - (a) corrente $i_{a(in)}$ (b) corrente $i_{b(in)}$ e (c) corrente $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados. . . . .	104
6.8	Potência processada por cada grupo retificador em função de k, impondo uma corrente CA de alimentação de 12 pulsos - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados. . . . .	105
6.9	Circuito implementado no Schematic do Pspice - Utilizando Conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 Pulsos Imposta. . . . .	106
6.10	(a) Potência ativa processada por Ret-2 em função de k (b) $DHT_I$ em função de k - Corrente CA de alimentação de 12 pulsos imposta - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> . . . . .	107
6.11	Correntes de linha: do Ret-1 ( $i_{a1}$ ), do Ret-2 ( $i_{a2}$ ) e do RHM ( $i_{a(in)}$ ) - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 Pulsos Imposta. . . . .	107
6.12	Correntes CA de alimentação do RHM: $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 Pulsos Imposta. . . . .	108
6.13	Tensão fase-neutro $V_{an}$ e corrente CA de alimentação $i_{a(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 Pulsos Imposta. . . . .	108

---

6.14	Espectros harmônicos das correntes de linha do RHM proposto - (a) corrente $i_{a(in)}$ (b) corrente $i_{b(in)}$ e (c) corrente $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	109
6.15	Potência processada por cada grupo retificador em função de k, impondo uma corrente CA de alimentação de 12 pulsos. . . . .	110
6.16	Diagrama de blocos esquemático representando a estratégia de controle PWM em malha fechada - Corrente de Senoidal Imposta. . . . .	111
6.17	(a) Potência ativa processada pelo Ret-2 em função de k, impondo uma corrente CA de alimentação Senoidal (b) $DHT_I$ das correntes de alimentação - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados. . . . .	113
6.18	Correntes de linha: do Ret-1 ( $i_{a1}$ ), do Ret-2 ( $i_{a2}$ ) e do RHM ( $i_{a(in)}$ ) - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente Senoidal Imposta. . . . .	114
6.19	Correntes CA de alimentação do RHM: $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente Senoidal Imposta. . . . .	114
6.20	Tensão fase-neutro $V_{an}$ e corrente CA de alimentação $i_{a(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente Senoidal Imposta. . . . .	115
6.21	Espectros harmônicos das correntes de linha do RHM proposto - (a) $i_{a(in)}$ (b) $i_{b(in)}$ e (c) $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente Senoidal Imposta. . . . .	115
6.22	Correntes CA de alimentação do RHM: $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente Senoidal Imposta - Indutância de Linha de $100\mu\text{H}$ . . . . .	116
6.23	Tensão fase-neutro $v_{an}$ e corrente CA de alimentação $i_{a(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente Senoidal Imposta - Indutância de Linha de $100\mu\text{H}$ . . . . .	117
6.24	Espectros harmônicos das correntes de linha do RHM proposto - (a) corrente $i_{a(in)}$ (b) corrente $i_{b(in)}$ e (c) corrente $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente Senoidal Imposta - Indutância de Linha de $100\mu\text{H}$ . . . . .	117
6.25	Potência processada por cada grupo retificador em função de k, impondo uma corrente CA de alimentação senoidal - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados. . . . .	118

---

- 6.26 Corrente CA de alimentação do RHM  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  - RHM utilizando conversores *SEPIC* modificados - Corrente quase Senoidal Imposta -  $k = 0,54$  - Indutância de Linha de  $100\mu\text{H}$ . . . . . 119
- 6.27 Tensão fase-neutro  $V_{an}$  e corrente CA de alimentação  $i_{a(in)}$  - RHM utilizando conversores *SEPIC* modificados - Corrente quase Senoidal Imposta -  $k = 0,54$  - Indutância de Linha de  $100\mu\text{H}$ . . . . . 119
- 6.28 Espectro Harmônico das correntes de linha do RHM: (a) corrente  $i_{a(in)}$  (b) corrente  $i_{b(in)}$  e (c) corrente  $i_{c(in)}$  - RHM utilizando conversores *SEPIC* modificados - Corrente quase Senoidal Imposta -  $k = 0,54$  - Indutância de Linha de  $100\mu\text{H}$ . . . . . 120
- 6.29 Correntes CA de alimentação quase senoidais - correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$ ,  $i_{c(in)}$  e corrente de neutro, respectivamente - RHM utilizando conversores *SEPIC* modificados - Corrente quase Senoidal Imposta -  $k = 0,54$  - Indutância de Linha de  $100\mu\text{H}$ . . . . . 120
- 6.30 (a) Potência ativa processada pelo Ret-2 em função de  $k$ , impondo uma corrente CA de alimentação Senoidal (b)  $DHT_I$  das correntes de alimentação - RHM utilizando conversores *Boost*. . . . . 121
- 6.31 Corrente de linha do Ret-1 ( $i_{a1}$ ), corrente de linha do Ret-2 ( $i_{a2}$ ) e corrente CA de alimentação do RHM ( $i_{a(in)}$ ) - RHM utilizando conversores *Boost* - Corrente Senoidal Imposta. . . . . 122
- 6.32 Corrente CA de alimentação do RHM  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  - RHM utilizando conversores *Boost* - Corrente Senoidal Imposta. . . . . 122
- 6.33 Tensão fase-neutro  $V_{an}$  e corrente CA de alimentação  $i_{a(in)}$  - RHM utilizando conversores *Boost* - Corrente Senoidal Imposta. . . . . 123
- 6.34 Espectro Harmônico das correntes de linha do RHM proposto, operando com corrente CA de alimentação Senoidal - (a) corrente  $i_{a(in)}$  (b) corrente  $i_{b(in)}$  e (c) corrente  $i_{c(in)}$  - RHM utilizando conversores *Boost* - Corrente Senoidal Imposta. . . . . 124
- 6.35 Correntes CA de alimentação do RHM  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  - RHM utilizando conversores *Boost* - Corrente Senoidal Imposta - Indutância de Linha de  $100\mu\text{H}$ . . . . . 124
- 6.36 Tensão fase-neutro  $v_{an}$  e corrente CA de alimentação  $i_{a(in)}$  - RHM utilizando conversores *Boost* - Corrente Senoidal Imposta - Indutância de Linha de  $100\mu\text{H}$ . . . . . 125
-

6.37	Espectros harmônicos das correntes de linha do RHM proposto - (a) $i_{a(in)}$ (b) $i_{b(in)}$ e (c) $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente Senoidal Imposta - Indutância de Linha de $100\mu\text{H}$ . . . . .	125
6.38	Potência processada por cada grupo retificador em função de $k$ , impondo uma corrente CA de alimentação senoidal - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> . . . . .	126
6.39	Formas de onda teórica das corrente no RHM e da rede CA de alimentação, com forma de onda trapezoidal . . . . .	126
6.40	Correntes de linha: do Ret-1 ( $i_{a1}$ ), do Ret-2 ( $i_{a2}$ ) e do RHM ( $i_{a(in)}$ ) - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente Trapezoidal Imposta. . . . .	128
6.41	Tensão fase-neutro $v_{an}$ e corrente CA de alimentação $i_{a(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente Trapezoidal Imposta. . . . .	128
6.42	Correntes CA de alimentação do RHM: $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente Trapezoidal Imposta. . . . .	128
6.43	Distorção harmônica total de corrente do RHM proposto operando com corrente CA de alimentação trapezoidal - (a) corrente $i_{a(in)}$ (b) corrente $i_{b(in)}$ e (c) corrente $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente trapezoidal Imposta. . . . .	129
6.44	Formas de onda teórica das corrente no RHM e da rede CA de alimentação, com forma de onda de 20 pulsos. . . . .	131
6.45	Correntes de linha: do Ret-1 ( $i_{a1}$ ), do Ret-2 ( $i_{a2}$ ) e do RHM ( $i_{a(in)}$ ) - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente de 20 pulsos Imposta. . . . .	131
6.46	Tensão fase-neutro $V_{an}$ e corrente CA de alimentação $i_{a(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente de 20 pulsos Imposta. . . . .	132
6.47	Correntes CA de alimentação do RHM: $i_{a(in)}$ , $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente de 20 pulsos Imposta. . . . .	132
6.48	Espectros harmônicos das corrente do RHM proposto - (a) corrente $i_{a(in)}$ (b) corrente $i_{b(in)}$ e (c) corrente $i_{c(in)}$ - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente de 20 pulsos Imposta. . . . .	133
7.1	Controle implementado em laboratório para impor correntes de 12 pulsos na rede CA de alimentação. . . . .	138

---

7.2	Ensaio realizado em laboratório - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados. . . . .	139
7.3	Protótipo implementado em laboratório - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados.	140
7.4	Correntes CA de alimentação: (a) retificador de seis pulsos não-controlado $i_{a2}$ (Ret-1) (b) conversor Boost conectado à fase A $i_{a2}$ (Ret-2) . . . . .	141
7.5	(a) Corrente de linha de alimentação $i_{a(in)}$ (b) Ch.2 - Corrente de linha de alimentação $i_{a(in)}$ and Ch.1 - tensão fase-neutro $v_{an}$ . . . . .	142
7.6	(a) Ref.A - Correntes CA de alimentação: $i_{a1}$ (Ret-1), $i_{a2}$ (Ret-2) (b) Correntes de linha de alimentação: Ref.A - $i_{a(in)}$ , Ref.B - $i_{b(in)}$ , and Ch.2 - $i_{c(in)}$ e Ch.1 - tensão fase-neutro ( $v_{an}$ ) . . . . .	142
7.7	(a)Ch.1 - Tensão nos terminais + e - da ponte retificadora trifásica ( $V_{DC}$ ), Ch.2 - Corrente no indutor de filtro $L_F$ ( $I_{Lf}$ ), Ch.M - Potência média de saída do retificador não-controlado (Ret-1) - Ch.1 x Ch.2 (b) Ch.1 - Tensão no barramento CC ( $V_0$ ), Ch.2 - Corrente na carga resistiva $R_0$ ( $I_0$ ), Ch.M - Potência média na carga ( $P_0$ ) - Ch.1 x Ch.2	143
7.8	Resumo dos dados relativos à fase A - Resultados Experimentais - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	144
7.9	Resumo dos dados relativos à fase B - Resultados Experimentais - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	144
7.10	Resumo dos dados relativos à fase C - Resultados Experimentais - RHM utilizando conversores <i>SEPIC</i> modificados - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	145
7.11	Ensaio realizado em laboratório - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> . . . . .	145
7.12	Protótipo implementado em laboratório - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> . . . . .	146
7.13	Correntes CA de alimentação: (a) retificador de seis pulsos não-controlado $i_{a2}$ (Ret-1) (b) conversor <i>Boost</i> conectado à fase A $i_{a2}$ (Ret-2) - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	147
7.14	(a) Corrente de linha de alimentação $i_{a(in)}$ (b) Ch.2 - Corrente de linha de alimentação $i_{a(in)}$ and Ch.1 - tensão fase-neutro $v_{an}$ ) - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	148

---

7.15	(a) Ref.A - Correntes CA de alimentação: $i_{a1}$ (Ret-1), $i_{a2}$ (Ret-2) (b) Correntes de linha de alimentação: Ref.A - $i_{a(in)}$ , Ref.B - $i_{b(in)}$ , and Ch.2 - $i_{c(in)}$ e Ch.1 - tensão fase-neutro ( $v_{an}$ ) - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	149
7.16	(a)Ch.1 - Tensão nos terminais + e - da ponte retificadora trifásica ( $V_{DC}$ ), Ch.2 - Corrente no indutor de filtro $L_F$ ( $I_{L_f}$ ), Ch.M - Potência média de saída do retificador não-controlado (Ret-1) - Ch.1 x Ch.2 (b) Ch.1 - Tensão no barramento CC ( $V_0$ ), Ch.2 - Corrente na carga resistiva $R_0$ ( $I_0$ ), Ch.M - Potência média na carga ( $P_0$ ) - Ch.1 x Ch.2) - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	150
7.17	Resumo dos dados relativos à fase A - Resultados Experimentais - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	151
7.18	Resumo dos dados relativos à fase B - Resultados Experimentais - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	152
7.19	Resumo dos dados relativos à fase C - Resultados Experimentais - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	152
8.1	Foto do ensaio realizado no Laboratório de Qualidade de Energia da FEELT-UFU - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	156
8.2	Tensão fase-neutro ( $v_{an}$ ) e corrente de linha ( $i_{a(in)}$ ) - Condições ideais de alimentação - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	157
8.3	Resumo do ensaio realizado no laboratório de qualidade de energia simulando condições ideais de alimentação. . . . .	158
8.4	Condições de não-idealidade programadas na fonte trifásica da HP - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	159
8.5	(a) Tensão $v_{an}$ (b) Ref.B - Corrente $i_{a(in)}$ , Ref.A - Tensão $v_{an}$ - Condições não-ideais de alimentação - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	160
8.6	Resumo do ensaio realizado no laboratório de qualidade de energia simulando condições não-ideais de alimentação. . . . .	161
8.7	Correntes de linha (a) Corrente $i_{a(in)}$ (b) Ref.A - Corrente $i_{b(in)}$ , Ref.B - Corrente $i_{c(in)}$ - Condições não-ideais de alimentação - RHM utilizando conversores <i>Boost</i> - Corrente de 12 pulsos imposta. . . . .	162

# Lista de Tabelas

6.1	Limites da IEC 61000-3-4 - Estágio 1: Emissão de correntes para conexão simplificada de equipamentos ( $S_{equ} \leq S_{SC}/33$ ) . . . . .	99
6.2	Parâmetros Ajustados - Simulação do RHM operando com correntes de linha de 12 pulsos imposta - Utilização de conversores <i>SEPIC</i> modificados . . . . .	100
6.3	Parâmetros Ajustados - Simulação do RHM operando com corrente de linha de 12 pulsos imposta - Utilização de conversores <i>Boost</i> alimentados por transformadores . . . . .	106
6.4	Resumo - Resultados de Simulação - RHM Utilizando Conversores <i>SEPIC</i> - Corrente Trapezoidal Imposta. . . . .	129
6.5	Resumo - Resultados de Simulação - RHM Utilizando Conversores <i>SEPIC</i> - Corrente de 20 Pulsos Imposta. . . . .	132
7.1	Parâmetros Ajustados - Protótipo do RHM Utilizando Conversores <i>SEPIC</i> Modificados - Corrente CA Alimentação de 12 Pulsos Imposta . . . . .	140
7.2	Parâmetros Ajustados - Protótipo do RHM Utilizando Conversores <i>Boost</i> - Corrente CA Alimentação de 12 Pulsos Imposta . . . . .	146

# Simbologia

## CAPÍTULO 1

*CA* – Corrente Alternada;

*IPT* – Inter-phase Transformer (Transformador de Interfase);

*RHM* – Retificador Híbrido Multipulsos;

*DHT<sub>I</sub>* – Distorção Harmônica Total de Corrente;

*PWM* – Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso);

*Ret – 1* – Grupo Retificador 1 / Retificador de seis pulsos não-controlado;

*Ret – 2* – Grupo Retificador 2 / Conversores chaveados;

*FP* – Fator de Potência.

## CAPÍTULO 2

*CC* – Corrente Contínua;

*UPS* – Uninterruptible Power Supply (Fonte de Alimentação Contínua);

*PFC* – Power Factor Correction (Correção do Fator de Potência).

### **CAPÍTULO 3**

$i_{a(in)}$  – Corrente CA de alimentação do RHM (fase A);

$i_{a1}$  – Corrente CA de alimentação do Ret-1 (fase A);

$i_{a2}$  – Corrente CA de alimentação do Ret-2 (fase A);

$i_{b(in)}$  – Corrente CA de alimentação do RHM (fase B);

$i_{b1}$  – Corrente CA de alimentação do Ret-1 (fase B);

$i_{b2}$  – Corrente CA de alimentação do Ret-2 (fase B);

$i_{c(in)}$  – Corrente CA de alimentação do RHM (fase C);

$i_{c1}$  – Corrente CA de alimentação do Ret-1 (fase C);

$i_{c2}$  – Corrente CA de alimentação do Ret-2 (fase C);

$\omega$  – Frequência angular;

$k$  – Constante de proporcionalidade entre o valor de pico das correntes  $i_{a2}$ ,  $i_{b2}$  e  $i_{c2}$  e o valor de pico das correntes  $i_{a1}$ ,  $i_{b1}$  e  $i_{c1}$ ;

---

$I_{Ret-1}$  – Corrente que flui através do indutor de filtro do Ret-1;

$I_1$  – Corrente de saída do conversor chaveado conectado na fase A;

$I_2$  – Corrente de saída do conversor chaveado conectado na fase B;

$I_3$  – Corrente de saída do conversor chaveado conectado na fase C;

$I_{Ret-2}$  – Corrente de saída do Ret-2;

## CAPÍTULO 4

$W_1$  – Largura do pulso das correntes  $i_{a1}$ ,  $i_{b1}$  e  $i_{c1}$ ;

$I_{1P}$  – Valor de pico das correntes  $i_{a1}$ ,  $i_{b1}$  e  $i_{c1}$ ;

$n$  – Ordem harmônica;

$A_0$  e  $A_n$  – Coeficientes da série de *Fourier*;

$F_P$  – Série de *Fourier* dos pulsos positivos da corrente;

$F_N$  – Série de *Fourier* dos pulsos negativos de corrente;

$F_{i_{a1}}$  – Série de *Fourier* da corrente  $i_{a1}$ ;

$I_n$  – Valor rms da componente harmônica de ordem n;

$W_2$  – Largura do pulso das correntes  $i_{a2}$ ,  $i_{b2}$  e  $i_{c2}$ ;

---

$F_{i_{a1}}$  – Série de *Fourier* da corrente  $i_{a2}$ ;

$I_{2P}$  – Valor de pico das correntes  $i_{a2}$ ,  $i_{b2}$  e  $i_{c2}$ ;

## CAPÍTULO 5

$P_{Ret-1}$  – Potência ativa média processada pelo Ret-1;

$P_{Ret-2}$  – Potência ativa média processada pelo Ret-2;

$v_{an}$  – Tensão fase-neutro de alimentação (fase A);

$v_{bn}$  – Tensão fase-neutro de alimentação (fase B);

$v_{cn}$  – Tensão fase-neutro de alimentação (fase C);

$V_P$  – Valor de pico das tensões  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ ;

$I_P$  – Valor de pico das correntes  $i_{a(in)}$ ,  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$ ;

$p_a$  – Potência ativa instantânea da Fase A;

$p_b$  – Potência ativa instantânea da Fase B;

$p_c$  – Potência ativa instantânea da Fase C;

$p_t$  – Potência ativa instantânea trifásica;

---

$\cos\theta$  – Ângulo de deslocamento entre as fundamentais da corrente e tensão de alimentação;

$P_T$  – Potência ativa trifásica de entrada;

$P_0$  – Potência ativa nominal de saída;

$P_{Conv.Chaveado1}$  – Potência ativa média processada pelo conversor chaveado conectado à Fase A;

## CAPÍTULO 6

$I_{L_{F1}}$  – Corrente que flui através do indutor de filtro 1 do Ret-1, quando o RHM utiliza conversores *SEPIC* modificados;

$V_{REF}$  – Sinal de referência de corrente;

$V_S$  – Onda de tensão *dente de serra*;

$L_1$  – Indutor de entrada do conversor chaveado conectado à Fase A;

$S_1$  – Interruptor do conversor chaveado conectado à Fase A;

---

# Capítulo 1

## Introdução Geral

Nas últimas décadas tem sido crescente a utilização de cargas não-lineares em todos os setores de consumo de energia elétrica (residenciais, comerciais e industriais). Tal fato se deve à notável evolução da *Eletrônica de Potência* e conseqüentemente, da viabilização de novos dispositivos mais flexíveis, compactos e eficientes no desempenho de tarefas essenciais.

Por outro lado, é importante observar que um dos principais inconvenientes advindos do uso destes dispositivos eletrônicos, operando em conexão com a rede de corrente alternada, é a distorção harmônica presente na corrente drenada do sistema secundário de distribuição em corrente alternada (CA) [1], [2].

Invariavelmente, a conexão destas cargas, definidas como cargas não-lineares (cargas que drenam correntes CA não-senoidais), com o sistema de alimentação em corrente alternada, é propiciada por um retificador em ponte completa ou mista (diodos e tiristores), sendo que a configuração monofásica somente é adequada para aplicações de baixa potên-

cia (até cerca de 1 kW) e a trifásica para aplicações de potências mais elevadas (dezenas de kW).

Estas estruturas retificadoras apresentam, tipicamente, elevado volume de filtro capacitivo que drena uma corrente com substancial conteúdo harmônico e, em conseqüência, provoca nos ramais de distribuição o aumento da distorção harmônica da tensão ao longo do alimentador [3], [4].

As conseqüências provocadas pela distorção harmônica na tensão de alimentação e reduzido fator de potência destas cargas, tem sido objeto de inúmeras publicações onde ficam evidentes os prejuízos causados tanto para as concessionárias de distribuição de energia elétrica, quanto para os consumidores, comprometendo o desempenho de todo o sistema elétrico [1], [5], [6].

Em virtude do considerável aumento destes dispositivos de processamento eletrônico de energia elétrica nos mais diversos segmentos da indústria, informática, comércio, hospitais, entre outros, assim como, nos inúmeros equipamentos de uso residencial, torna-se necessário o controle e limitação deste conteúdo harmônico de corrente nos sistemas de distribuição.

No Brasil, o real conceito de fator de potência ainda não é perfeitamente entendido (muitas vezes é erroneamente definido igual ao fator de deslocamento entre as componentes fundamentais de tensão e corrente) e, como conseqüência, o seu controle é tão somente exercido de forma global nos sistemas elétricos, não havendo ainda, nenhuma restrição para a taxa de distorção harmônica individual destas citadas cargas não-lineares, em função da inexistência de normas técnicas rigorosas em vigor no país. Entretanto, o

---

PROCEL - Programa de Conservação de Energia no Brasil, estabelece metas de redução de desperdício que são consideradas no planejamento formal do setor elétrico [1].

Dentre as medidas tomadas até agora, merecem destaque o incentivo ao uso de equipamentos/componentes tais como:

- Lâmpadas fluorescentes compactas;
- Controle de iluminação através de dimmers;
- Controladores de velocidade variável para motores;
- Compensação de potência reativa através de bancos de capacitores;
- Controladores de temperatura para chuveiros.

Estas medidas, apesar de contribuírem para redução de desperdícios, resultam, no contexto da qualidade da energia, em efeitos negativos sobre o sistema elétrico, conforme apresentado em [1].

O principal distúrbio causado por estes tipos de equipamentos é a injeção de componentes harmônicas, implicando numa redução do fator de potência, entre outros problemas. Portanto, observa-se que a definição errônea do fator de potência, sem a preocupação com o conteúdo harmônico de corrente drenada por estes dispositivos eletrônicos, tem levado o sistema elétrico nacional a conviver com substancial perda de eficiência, assim como, tem causado substanciais perdas financeiras que poderiam ser empregadas para o aumento da capacidade de geração e transmissão, bem como, na melhoria e ampliação da rede de distribuição de energia elétrica.

Neste contexto, em função de restrições impostas por normas internacionais, tais como as IEC61000-3-2 [7], e IEC61000-3-4 [8], para aplicações monofásicas e trifásicas

---

em baixas potências, o conversor *Boost* tornou-se uma opção clássica para operação como pré-condicionador retificador de elevado fator de potência, até alguns poucos kW [9], [10], [11], [12], [13], [14].

Entretanto, para aplicações que requerem potências na faixa de dezenas de kW, onde imperam as estruturas trifásicas, o conversor Boost não se torna adequado, principalmente pelo elevado custo e volume, além de problemas relacionados com Interferência Eletromagnética e reduzida confiabilidade operacional [15], [16], [17], [18].

Em sistemas retificadores de elevadas potências, onde se utilizam estruturas trifásicas clássicas para se promover a redução da distorção harmônica da corrente de entrada e, conseqüentemente, obter-se elevado fator de potência, os retificadores de 12 pulsos e seus múltiplos têm se apresentado como sendo ótimas opções técnicas, visto que os mesmos garantem um bom desempenho do conjunto retificador, assim como robustez.

Em contrapartida, somente através do uso de transformadores defasadores ou autotransformadores defasadores e transformadores especiais tais como, *IPT - Inter-phase Transformer* (no lado CC) ou *LIT - Line-side Inter-phase Transformer* (no lado CA), tem sido possível a implementação de retificadores multipulsos capazes de operarem com reduzida distorção harmônica na corrente de entrada e elevado fator de potência [19], [20], [21], [22].

A utilização de transformadores defasadores em retificadores trifásicos faz com que o conjunto, como um todo, apesar da robustez da estrutura, se torne muito volumoso, pesado e de elevado custo, limitando sua implementação tanto de forma operacional quanto econômica, para aplicações em dezenas de kW.

---

Nesse sentido, apesar das vantagens inerentes ao uso de transformadores defasadores na construção de retificadores multipulsos, estes sistemas apresentam as seguintes principais desvantagens:

- Necessidade de se utilizar IPTs;
- Complexidade de projeto;
- Estruturas volumosas e caras.

Por outro lado, a utilização de auto-transformadores defasadores promove uma sensível redução do peso e volume da estrutura [19], [20], [23], [24], [25], [26] e [27], entretanto, a utilização de IPTs ou a associação de conversores CC-CC no lado CC de cada unidade retificadora, é imprescindível para que se garanta a divisão igualitária da corrente de carga entre cada grupo retificador e, conseqüentemente, reduzida  $DHT_I$ .

Destaca-se ainda que, a eliminação dos IPTs é particularmente desejável quando existem componentes harmônicos de tensão no sistema trifásico de alimentação [25], [28], [29], [30]. Isto acontece porque harmônicos de tensão provocam mudanças na tensão do barramento CC fazendo com que o projeto dos IPTs se torne bastante complicado [31].

Portanto, a necessidade de se utilizar filtros para compensar componentes harmônicos de tensão pré-existentes em sistemas desbalanceados, aumenta, ainda mais, o custo e o volume das estruturas retificadoras trifásicas que operam na configuração de múltiplos pulsos de corrente CA de alimentação.

No sentido de oferecer uma opção alternativa para contornar estes problemas, é proposto neste trabalho uma nova concepção de retificador híbrido multipulsos (RHM).

A estrutura é composta por um retificador de seis pulsos não-controlado convencional,

---

associado a retificadores controlados (chaveados) conectados em paralelo com cada braço do retificador de seis pulsos convencional.

Os retificadores controlados são capazes de comporem os 12 pulsos ou mais da corrente de alimentação, garantindo elevado fator de potência com reduzida  $DHT_I$  (Distorção Harmônica Total de Corrente) na entrada, tal como nos retificadores de 12 pulsos e multipulsos convencionais, porém, sem a necessidade de se utilizar transformadores ou auto-transformadores defasadores [32], [33], [34], [35].

Uma importante característica do RHM proposto neste trabalho é o fato de que o conjunto de retificadores controlados processa entre 20% e 45% da potência ativa total de saída, dependendo da DHT da corrente CA de entrada desejada.

Para exemplificar uma das vantagens da técnica proposta, destaca-se que, para garantir uma DHT menor que 5% na corrente CA de entrada (correntes senoidais), os retificadores controlados deverão processar em torno de 45% da potência ativa nominal, sendo que o restante será processado através do retificador de seis pulsos não-controlado. Esta característica operacional do RHM proposto torna-o atrativo do ponto de vista técnico, científico e comercial.

O fato de que os retificadores controlados processam menos que 50% da potência ativa total de saída, faz com que a robustez, a confiabilidade e a eficiência da estrutura proposta seja sensivelmente aumentada e, portanto, esta nova concepção topológica de retificador multipulsos é adequada para aplicações de elevada potência (até cerca de 50 kW), apresentando diversas vantagens quando comparada com os retificadores multipulsos convencionais que se utilizam de transformadores defasadores ou auto-transformadores

---

defasadores, com o propósito de obtenção de elevado fator de potência e atendimento às normas de Distorção Harmônica.

Além disso, a técnica apresentada neste trabalho pode ser utilizada para melhorar o fator de potência de entrada e reduzir  $DHT_I$  de instalações elétricas industriais já existentes. Isso se deve ao fato de que a associação em paralelo de conversores chaveados com retificadores de seis e doze pulsos convencionais promove uma sensível melhora na forma de onda da corrente de entrada, sem alterar a instalação principal.

## 1.1 Considerações Iniciais

Os objetivos deste trabalho englobam a análise, o desenvolvimento e implementação de um novo retificador híbrido multipulsos de elevada potência e reduzida  $DHT_I$ . No sentido de demonstrar a viabilidade técnica e econômica do RHM proposto, construiu-se em laboratório, dois protótipos com duas configurações topológicas distintas, uma utilizando conversores *SEPIC* modificados e outro utilizando conversores *Boost* alimentados através de transformador.

Destaca-se que as duas estruturas analisadas em laboratório, constituem um equipamento bastante inovador e de grande interesse prático para as empresas diretamente relacionadas com o uso e/ou produção de equipamentos eletrônicos de elevada potência.

Os trabalhos publicados durante a pesquisa [32], [33], [34], [35] introduzem importantes e inovadores conhecimentos tecnológicos para a comunidade científica mundial, contribuindo, portanto, com o desenvolvimento da pesquisa em Eletrônica de Potência,

---

tanto no Brasil quanto no exterior.

## 1.2 Estrutura da Tese

Este trabalho está dividido em 9 capítulos incluindo este capítulo introdutório.

### 1.2.1 Capítulo 2

O objetivo deste capítulo é apresentar uma breve discussão sobre os problemas operacionais causados ao sistema de distribuição devido a presença de componentes harmônicas na corrente CA de alimentação. Neste contexto, são apresentadas algumas técnicas, ativas e passivas, encontradas na literatura especializada e comumente utilizadas para mitigar a Distorção Harmônica da Corrente CA de alimentação.

Dentre as diversas técnicas apresentadas, destaca-se as estruturas de Retificadores Trifásicos PWM, os Retificadores Mutipulsos e uma breve introdução sobre os Retificadores Híbridos Multipulsos (RHM). Neste sentido, são apresentados os conceitos básicos, as principais vantagens e desvantagens de cada técnica, fornecendo informações bastante úteis para um estudo comparativo entre as principais técnicas utilizadas para mitigar a DHT da Corrente CA de alimentação.

### 1.2.2 Capítulo 3

Neste capítulo é apresentado o conversor proposto, denominado Retificador Híbrido Multipulsos (RHM). A estrutura apresentada é composta por um retificador trifásico de

---

seis pulsos não-controlado (Grupo Retificador 1 - Ret-1), associado a conversores chaveados/controlados (Grupo Retificador 2 - Ret-2) conectados em paralelo com cada braço do retificador de seis pulsos não-controlado.

Esta nova estrutura é capaz de operar com uma forma de onda de corrente CA de alimentação imposta, proporcionando elevado fator de potência (FP) e reduzida distorção harmônica total nas correntes de entrada.

Destaca-se que a forma de onda final da corrente CA de alimentação depende da forma de onda e do valor de pico da corrente imposta nos conversores chaveados. Portanto, é definido neste capítulo, uma constante de proporcionalidade  $k$  que representa a razão entre o valor de pico da corrente imposta nos conversores chaveados ( $I_{2P}$ ) e o valor de pico da corrente drenada da rede CA de alimentação pelo Ret-1 ( $I_{1P}$ ).

### 1.2.3 Capítulo 4

Na operação com correntes CA de alimentação de 12 pulsos impostas, a  $DHT_I$  alcançada depende do valor da constante de proporcionalidade  $k$ . Assim, o desempenho do RHM proposto, no que se refere a DHT da corrente CA de alimentação alcançada, deve ser analisado para que se comprove que o mesmo apresenta a mesma eficiência observada nos retificadores de 12 pulsos convencionais no que diz respeito ao cancelamento de harmônicos de ordens  $12n \pm 1$ .

Desta forma, este capítulo apresenta uma análise harmônica das correntes CA de alimentação de 12 pulsos impostas utilizando-se o teorema da *Série de Fourier*.

---

### 1.2.4 Capítulo 5

Este capítulo apresenta uma análise matemática cujo objetivo é obter equações que possam representar o comportamento de cada grupo retificador (Ret-1 e Ret-2), no que se refere à parcela de potência ativa que é processada por cada um deles e, conseqüentemente, entregue à carga.

### 1.2.5 Capítulo 6

Para ilustrar o desempenho do Retificador Híbrido Multipulsos (RHM) proposto, neste capítulo são apresentados resultados de simulação referentes a quatro diferentes modos de operação, impondo correntes CA de alimentação de 12 pulsos, trapezoidais, de 20 pulsos e senoidais.

### 1.2.6 Capítulo 7

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos quando da implementação em laboratório de dois protótipos de 6 kW do RHM proposto, operando como um retificador de 12 pulsos convencional.

Foram implementadas duas estruturas, uma utilizando conversores *SEPIC* modificados e outra utilizando conversores *Boost* conectados em paralelo com cada braço do retificador trifásico de seis pulsos convencional.

Para a implementação da estrutura proposta utilizando conversores *Boost*, foram utilizados três transformadores isoladores monofásicos para a alimentação dos mesmos. Além disso, a estratégia de controle implementada em laboratório é descrita detalhadamente

---

neste capítulo.

### 1.2.7 Capítulo 8

O protótipo do RHM utilizando conversores *Boost* e operando como um retificador de 12 pulsos convencional, foi ensaiado no Laboratório de Qualidade de Energia da FEELT e os resultados experimentais são apresentados no Capítulo 8.

O objetivo é avaliar o desempenho da estrutura proposta, operando com correntes de 12 pulsos impostas, em condições não-ideais de alimentação. Neste caso, considerou-se uma situação prática encontrada em sistemas industriais onde a rede CA de alimentação apresenta 1% de desbalanceamento e 2,5% de componente harmônica de 5ª ordem de tensão.

Assim, pode-se comprovar mais uma vantagem com relação aos retificadores multi-pulsos convencionais que, nessas condições, requerem um projeto bastante complexo e maiores investimentos, para operarem corretamente.

### 1.2.8 Capítulo 9

Conclusões gerais sobre o trabalho

### 1.2.9 Apêndice A

Programas desenvolvidos no software *Matlab*®.

---

# Capítulo 2

## Aspectos Tecnológicos de Retificadores Trifásicos

### 2.1 Introdução

Devido à notável evolução da eletrônica de potência e conseqüentemente a viabilização de novos dispositivos mais flexíveis, compactos e eficientes, nota-se que é cada vez maior o número de cargas elétricas que utilizam algum tipo de conversor eletrônico de potência ou, simplesmente conversores estáticos, para processar e controlar o fluxo de energia elétrica. Atualmente, estima-se que, no Brasil, aproximadamente 50% da energia elétrica é processada eletronicamente antes de ser realmente utilizada [1].

É importante ressaltar que um dos principais inconvenientes dos conversores estáticos, operando em conexão com a rede de CA, é a distorção presente na forma de onda da corrente drenada do sistema. Desta maneira, observa-se que o sinal da corrente CA de

alimentação não possui apenas a componente na frequência fundamental (60Hz) em sua composição, mas também, componentes cujas frequências são múltiplas da fundamental, estes componentes recebem a denominação de *Harmônicos*.

A grande maioria dos conversores estáticos operam através de uma fonte de alimentação em CA, mas, sempre requerem um estágio de entrada de conversão CA-CC, denominados retificadores. Estas estruturas apresentam, tipicamente, elevado volume de filtro capacitivo que drenam uma corrente com substancial conteúdo harmônico e, em consequência, apresentam reduzido fator de potência para o sistema de CA.

A estrutura mais simples para tais retificadores, desde que não seja necessário o controle da tensão contínua ou tensão no barramento CC, é a de uma ponte retificadora trifásica a diodos (configuração *Graetz*) com um filtro capacitivo, conhecido como retificador trifásico de seis pulsos não-controlado. Esta estrutura topológica é ilustrada na Fig. 2.1.

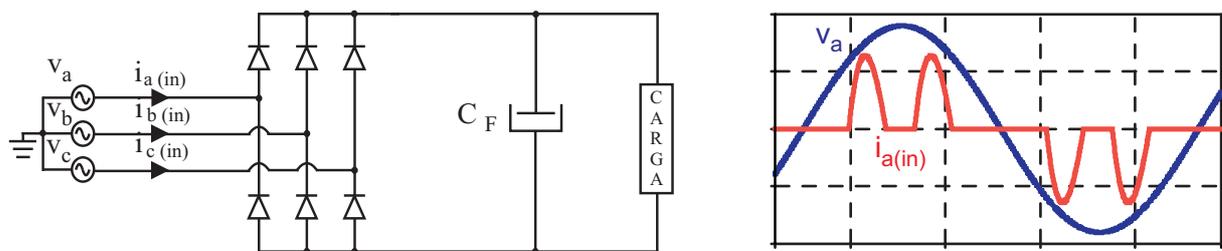


Figura 2.1: (a) Retificador trifásico em ponte de *Graetz* (b) Principais formas de onda de entrada

Devido a sua grande aplicabilidade industrial, como por exemplo em sistemas UPS, fontes para telecomunicação, controladores de velocidade de motores, entre outros, o retificador de onda completa, seja monofásico ou trifásico na configuração *Graetz*, é a estrutura mais comum relacionada a problemas com componentes harmônicos de corrente presentes

no sistema de CA (em torno de 130% de  $DHT_I$ ) [3], [4], [19], [20].

No sentido de ilustrar a importância do controle ou a redução do conteúdo harmônico de corrente individual destes dispositivos, são listados a seguir alguns problemas originados pela presença de componentes harmônicos de corrente no sistema de CA [1], [5]:

- perdas adicionais e aquecimento em máquinas elétricas e capacitores;
  - perdas adicionais em sistemas de transmissão e distribuição devido ao aumento das perdas joules em função de um significativo conteúdo de harmônicos de corrente;
  - devido a ressonância entre bancos de capacitores, utilizados para correção do fator de potência, e o sistema, podem ocorrer sobretensões capazes de danificar os bancos de capacitores e até mesmo os transformadores e demais dispositivos de proteção de sistemas de distribuição;
  - mau funcionamento de disjuntores termomagnéticos devido ao aumento da temperatura interna provocado pela variação do valor eficaz de corrente;
  - funcionamento não confiável de disjuntores eletrônicos projetados para responder a valores de crista, devido a variação do valor de crista da corrente;
  - interferências eletromagnéticas em sistemas de telecomunicação e circuitos telefônicos;
  - aumento de corrente no neutro;
  - erros em instrumentos convencionais de medição de consumo de energia elétrica;
  - aumento de perdas em condutores (efeito pelicular e efeito de proximidade);
  - redução da vida útil de lâmpadas incandescentes, devido a sua sensibilidade à variações de tensão;
  - necessidade de sobredimensionamento de transformadores devido ao aumento das perdas
-

por histerese, correntes parasitas ou correntes de *Focault* e o aquecimento adicional. Estudos comprovam que, na presença de harmônicos, um transformador é capaz de fornecer apenas 69% de sua potência aparente nominal [1].

Neste contexto, este capítulo pretende abordar, de forma ilustrativa, as principais técnicas passivas e ativas utilizadas para redução do conteúdo harmônico da corrente CA de alimentação de grupos retificadores trifásicos. Essa abordagem torna-se necessária para que se possa compreender melhor os avanços alcançados nos últimos anos através de pesquisas realizadas acerca de retificadores trifásicos.

## 2.2 Técnicas Passivas para Redução do Conteúdo Harmônico da Corrente CA de Alimentação

### 2.2.1 Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado CA

Em sistemas retificadores de elevadas potências, onde se utilizam estruturas trifásicas clássicas, para se promover a redução da distorção harmônica da corrente CA de entrada, pode-se utilizar indutores, no lado CC ou no lado CA, para melhorar a forma de onda da corrente CA de entrada.

A adição de um indutor na entrada da ponte retificadora faz com que a distorção harmônica de corrente seja reduzida e o fator de potência seja melhorado. Entretanto, apesar de serem simples, confiáveis e apresentarem baixas perdas, filtros indutivos são volumosos, pesados, apresentam resposta dinâmica ruim e, em conjunto com filtros capacitivos, afe-

---

tam a forma de onda da componente fundamental da corrente CA de alimentação, além de possuírem um dimensionamento nada simples.

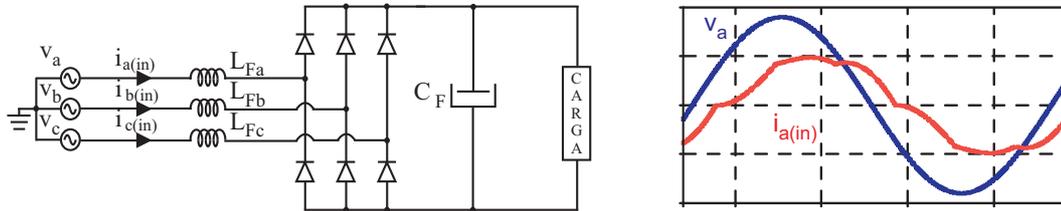


Figura 2.2: (a) Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CA (b) Principais formas de onda de entrada.

### 2.2.2 Retificador Trifásico com Filtro LC no Lado CC

Retificadores trifásicos com filtro LC no lado CC, conforme apresentado na Fig. 2.3, utilizam um indutor de filtragem  $L_F$  bastante volumoso uma vez que o mesmo precisa conduzir a máxima corrente de carga sem que haja a saturação do núcleo. Neste caso a  $DHT_I$  da rede CA de alimentação está em torno de 30% e o fator de potência pode chegar a 0,95.

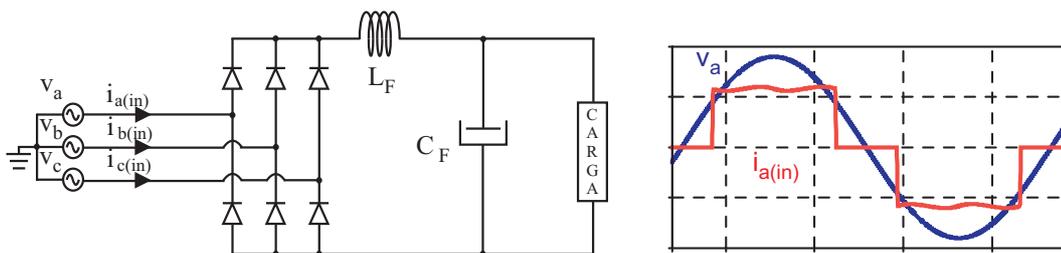


Figura 2.3: (a) Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CC (b) Principais formas de onda de entrada.

## 2.3 Técnicas Ativas para Redução do Conteúdo Harmônico da Corrente CA de Alimentação

### 2.3.1 Retificadores Trifásicos Não-controlados Associados a um Conversor CC-CC

Retificadores de seis pulsos não-controlados associados a um conversor CC-CC são considerados retificadores em dois estágios. Frequentemente, esses conversores são utilizados em aplicações industriais de baixa potência.

O conversor CC-CC mais comum, utilizado para compor o segundo estágio, é o conversor *Boost* operando em modo de condução descontínua ou no modo de condução contínua, conforme ilustrado na Fig. 2.4.

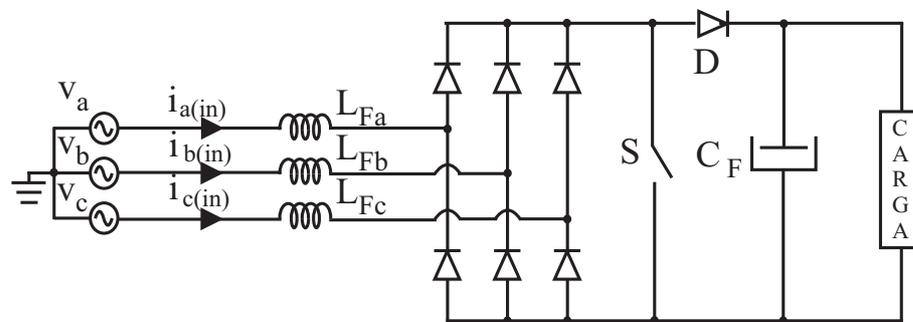


Figura 2.4: Retificador de seis pulsos não-controlado associado a um conversor *Boost*.

Empregando-se técnicas de controle adequadas, uma corrente CA de entrada pode ser imposta com forma de onda senoidal. Entretanto, sabe-se que, em função do chaveamento em alta frequência, a corrente CA de entrada é composta por uma componente fundamental (60 Hz) somada a componentes harmônicos de alta frequência, que são múltiplas da frequência de chaveamento.

Mas, como a frequência de chaveamento é estabelecida na faixa de dezenas de kHz, essas componentes harmônicas de corrente podem ser facilmente filtradas através do emprego de pequenos filtros LC posicionados antes dos indutores *Boost* de entrada [36]. Desse modo, tem-se a estrutura ilustrada na Fig. 2.4, operando com elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica da corrente drenada da rede CA.

Esta estrutura, operando no modo de condução descontínua, apresenta como principal desvantagem, os grandes esforços de corrente que o interruptor é submetido, o que limita a sua utilização a aplicações abaixo de uma dezena de kW. Essa é uma característica comum aos retificadores trifásicos associados a conversores CC-CC, com ou sem isolamento em alta frequência [37], [38].

Nesse sentido, em aplicações de média potência (até 10 kW), mesmo operando em modo contínuo, o rendimento da estrutura não é satisfatório uma vez que toda a potência é processada por um único conversor CC-CC.

### **2.3.2 Retificadores PWM Trifásicos**

Na última década (1990s), as técnicas de modulação por largura de pulso (PWM), aplicadas a retificadores trifásicos totalmente controlados, se tornaram uma unanimidade para aplicações de média e alta potência, garantindo elevado fator de potência de entrada e reduzida  $DHT_I$  [39]. Embora sejam mais caros quando comparados com estruturas de conversores CA-CC que empregam controles convencionais, a utilização de conversores controlados por PWM apresentam as seguintes principais vantagens:

- Operação com frequência fixa de chaveamento;
-

- Projeto preciso de filtros LC de alta frequência;
- Reduzida taxa de distorção harmônica da corrente CA de entrada ( $DHT_I$ );
- Elevado fator de potência;
- Operação em frequências elevadas, proporcionando reduzidos peso e volume;
- Elimina a necessidade de se utilizar filtros de baixa frequência no lado CA.

A topologia mais comum encontrada na literatura é ilustrada na Fig.2.5. Esta topologia é uma das mais conhecidas devido a sua utilização como inversor trifásico [40]. Entretanto, conversores bidirecionais têm sua confiabilidade prejudicada devido ao risco de curto-circuito no barramento CC, desta maneira, torna-se necessária a implementação do tempo morto para comandar os interruptores, levando a uma maior complexidade de projeto.

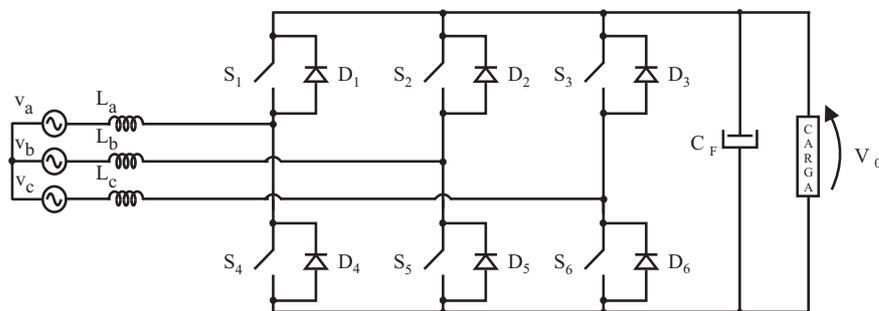


Figura 2.5: Retificador PWM trifásico clássico.

Logo, em aplicações onde a bidirecionalidade de energia não é necessária, topologias unidirecionais em potência (empregam menor número de interruptores) tornam-se mais atrativas em função de sua robustez, da redução dos custos e menor complexidade de projeto. Neste contexto, diversas estruturas topológicas têm sido apresentadas na literatura [41], [42], [43], como por exemplo, é ilustrada na Fig.2.6 uma topologia clássica de

retificador PWM unidirecional trifásico [39].

Neste caso, trata-se de um retificador trifásico de elevado fator de potência obtido através da conexão de três módulos monofásicos, onde cada módulo é constituído de um conversor *Boost* PFC modificado conectado a cada fase do sistema CA de alimentação.

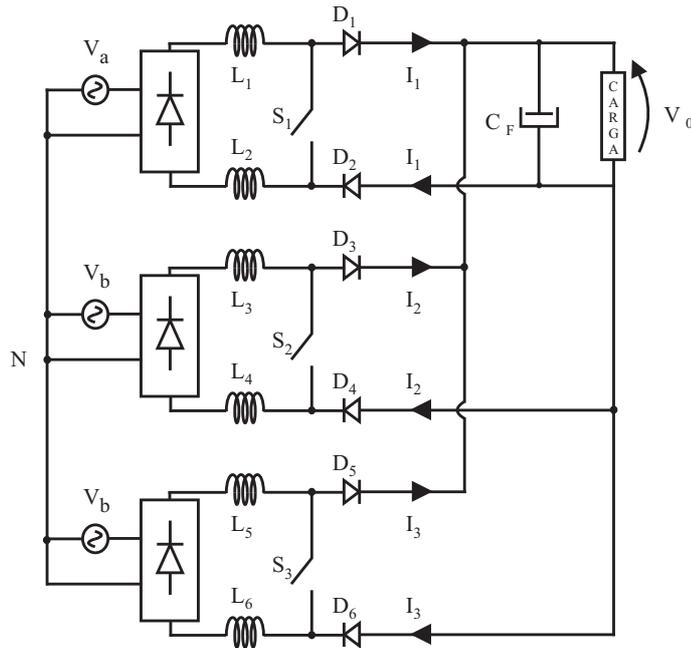


Figura 2.6: Retificador PWM unidirecional trifásico.

Destaca-se que toda a potência que é transferida para a carga é processada ativamente, inviabilizando, portanto, a utilização dessa estrutura em aplicações de elevadas potências (dezenas de kW) uma vez que o rendimento global da estrutura fica comprometido em função dos grandes esforços a que são submetidos os dispositivos semicondutores. Assim, apesar das inerentes vantagens dos retificadores PWM unidirecionais trifásicos, o emprego dessas estruturas apresenta como principal desvantagem a sua limitação para aplicações de média potência (até 10 kW).

Concluindo, em aplicações onde níveis mais elevados de tensão CC são necessários,

surtem os chamados retificadores trifásicos unidirecionais a três níveis [41] e alguns retificadores multipulsos [44].

### **2.3.3 Retificadores Multipulsos**

O termo *Multipulsos* não é precisamente definido. Em princípio, pode-se imaginar que este termo se refere simplesmente a mais de um pulso. Entretanto, na linguagem utilizada pelos profissionais que atuam na indústria da eletrônica de potência, este termo está relacionado aos conversores que operam em sistemas trifásicos fornecendo mais de seis pulsos em corrente contínua, considerando-se um período da rede CA de alimentação.

Retificadores multipulsos envolvem múltiplos conversores conectados de maneira que os harmônicos gerados por um conversor são cancelados pelos harmônicos gerados por outro conversor. Neste sentido, harmônicos relacionados com o número de conversores, são eliminados da rede CA de alimentação.

Conversores multipulsos são uma simples e eficiente técnica para redução de componentes harmônicos em eletrônica de potência. Estes conversores têm sido amplamente utilizados em aplicações de elevada potência nas indústrias eletroquímicas. A expansão no uso de conversores de potência em controladores de frequência variável estimulou o desenvolvimento de métodos multipulsos em aplicações de potências menores ou iguais a 75 kW [19].

Para explicar a operação básica de conversores multipulsos, deve-se considerar que o circuito CC é filtrado de maneira que a corrente CC não é afetada por qualquer oscilação de tensão causada por variação da carga. Isto é verdade para cargas passivas e para a

---

maioria dos conversores que operam como fontes CC para inversores alimentados em fonte de tensão. Isto não é verdade para inversores que operam como fonte de corrente uma vez que a utilização de filtros e controle funcionais pode ser insuficiente para impedir que oscilações CC na carga possam afetar a oscilação CC total. Neste caso, a corrente CA de entrada irá conter um grande conteúdo harmônico incluindo subharmônicos, que são múltiplos não inteiros da frequência fundamental e não podem ser cancelados por simples métodos multipulsos.

Sistemas multipulsos têm duas principais vantagens que são alcançadas simultaneamente:

- Redução de componentes harmônicos da corrente CA de entrada;
- Redução de oscilação de tensão no barramento CC de saída.

A redução de componentes harmônicos da corrente CA de entrada é importante considerando-se o impacto que os conversores têm no sistema como um todo. Além disso, é essencial que os limites de distorção harmônica da corrente CA de entrada, impostos por normas internacionais, sejam atendidos.

Para conversores utilizados em inversores de frequência variável do tipo fonte de tensão, a oscilação de tensão no lado CC tem pouca influência, em termos práticos, no projeto do indutor de filtro do lado CC. A tensão no barramento CC fornecida ao inversor é usualmente filtrada utilizando-se grandes capacitores eletrolíticos.

Métodos Multipulsos são caracterizados por utilizarem múltiplos conversores ou múltiplos dispositivos semicondutores operando com uma carga CC comum. Neste contexto, transformadores defasadores são mecanismos essenciais para se obter o cancelamento de

---

componentes harmônicos ímpares como, por exemplo, de 5ª e 7ª ordens, ou então de 11ª e 13ª ordens e assim por diante.

A princípio, métodos multipusos podem ser implementados com múltiplos conversores alimentando cargas independentes, conforme ilustrado na Fig. 2.7. Neste caso, tem-se duas cargas independentes alimentadas por dois grupos retificadores, cada um deles tendo seu próprio transformador. Portanto, tem-se dois conversores CA-CC de seis pulsos alimentados por dois transformadores  $\Delta/\Delta$  e  $\Delta/Y$ , respectivamente.

Assim, uma ponte retificadora trifásica é alimentada por um transformador  $\Delta/Y$  que produz um arranjo trifásico cujas tensões secundárias são adiantadas de  $30^\circ$  com relação às tensões de linha de entrada. Por outro lado, a segunda ponte retificadora trifásica é alimentada através de um transformador  $\Delta/\Delta$  e, portanto, as tensões nos enrolamentos secundários não apresentam nenhum defasamento angular em relação às tensões nos enrolamentos primários.

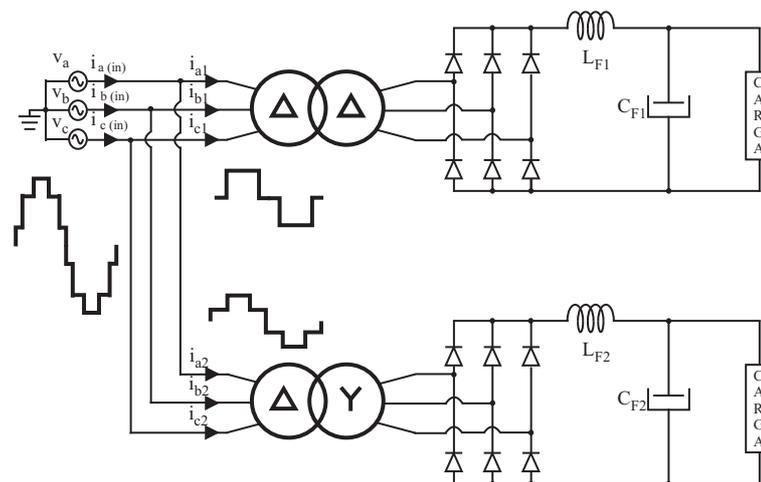


Figura 2.7: Retificador de 12 pulsos convencional operando com cargas independentes.

Idealmente, a componente fundamental das correntes CA de entrada estará em fase

com as tensões do sistema. Entretanto, alguns componentes harmônicos de corrente são diferentemente defasados em função dos transformadores utilizados, como analisado em [19] e [45].

A relação entre os ângulos de fase dos componentes harmônicos de corrente é indicada nas equações (2.1) (transformador  $\Delta/\Delta$ ) e (2.2) (transformador  $\Delta/Y$ ) das correntes CA de alimentação de cada grupo retificador ilustrado na Fig. 2.7.

$$i_{a1} = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot I_{a1(pico)} \left[ \begin{array}{l} \cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \\ - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \dots \end{array} \right] \quad (2.1)$$

$$i_{a2} = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot I_{a2(pico)} \left[ \begin{array}{l} \cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) - \frac{1}{7} \cos(7\omega t) + \\ + \frac{1}{11} \cos(11\omega t) - \frac{1}{13} \cos(13\omega t) + \dots \end{array} \right] \quad (2.2)$$

Devido ao defasamento angular entre as tensões dos enrolamentos secundários dos transformadores, as correntes de uma ponte retificadora estão em antifase em relação às correntes da outra ponte retificadora. Portanto, pode-se dizer que alguns componentes harmônicos das correntes CA de alimentação de um grupo retificador são supridos pelo segundo grupo retificador. Caso os dois grupos retificadores alimentem cargas iguais, alguns componentes harmônicos específicos são eliminados da rede CA trifásica de alimentação.

Assim, na Fig. 2.7, considerando-se que a amplitude das correntes CA de entrada  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$  sejam apropriadas, os componentes harmônicos de corrente de 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> ordens podem ser canceladas e o sistema enxergará uma corrente CA de alimentação ( $i_{a(in)}$ ) de 12 pulsos. Em situações práticas, as cargas não serão precisamente balanceadas, entretanto, esta

---

técnica torna possível se obter um reduzido conteúdo harmônico de corrente no sistema uma vez que múltiplos conversores são conectados à rede CA de alimentação. Em [19] e [23] são apresentados métodos para se obter conversores CA-CC de 12, 18 e 24 pulsos.

As cargas ilustradas na Fig. 2.7 podem ser interconectadas em paralelo para garantir uma correta divisão da corrente de carga entre os grupos retificadores. Entretanto, para tornar possível a operação independente de cada grupo retificador e manter cada dispositivo semicondutor conduzindo corrente elétrica por  $120^\circ$  (um terço do período da rede CA), é necessário o emprego de transformadores de interfase ou *IPT - Inter-phase Transformers*.

Estes transformadores absorvem, instantaneamente, diferenças de tensão entre as pontes retificadoras. Isto garante que cada dispositivo semicondutor permaneça conduzindo por  $120^\circ$  e, portanto, tem-se o correto balanceamento da corrente de carga entre os grupos retificadores, mas, com algumas limitações práticas [19].

A figura 2.8 ilustra um conversor de 12 pulsos obtido a partir de dois retificadores convencionais de seis pulsos. Analogamente, um conversor de 18 pulsos pode ser obtido através da conexão de três conversores de seis pulsos em paralelo, em conjunto com IPTs [19], [24].

Outros métodos para se obter conversores multipulsos através da conexão de grupos retificadores de 3 pulsos em paralelo para aplicações de elevada corrente são apresentados em [19]. Se o princípio teórico básico da operação de conversores multipulsos é obtido considerando-se ideais os componentes e o sistema CA trifásico de alimentação, então, as características operacionais de conversores multipulsos alimentados através de fontes de

---

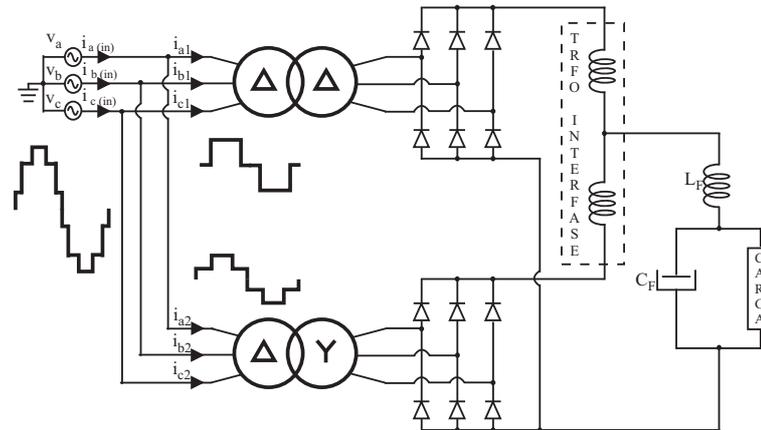


Figura 2.8: Retificador de 12 pulsos convencional operando com carga em comum.

tensão defasadas são universais [19]. Portanto, todos os conversores multipulsos ideais têm a mesma performance com relação aos componentes harmônicos da corrente CA de entrada.

Arranjos específicos de conversores multipulsos podem incluir conexões em série ou em paralelo de múltiplos conversores, com períodos de condução iguais ou menores que  $120^\circ$  [19] e [29].

Existem outros arranjos topológicos para se obter conversores multipulsos sem a utilização de transformadores de interfase (IPTs) [19] e [20]. A eliminação de IPTs é particularmente desejada em função da complexidade de projeto desses dispositivos e de suas limitações práticas [19]. Em sistemas trifásicos com componentes harmônicos de tensão pré-existent, observam-se alterações na tensão no barramento CC, as quais em muito dificultam o projeto dos transformadores de interfase [20], [29], [31].

Através de arranjos específicos de transformadores defasadores, pode-se eliminar o uso de IPTs. Estes conversores são projetados de maneira que um grupo retificador influencia a operação do outro grupo retificador, e o período de condução dos dispositivos

semicondutores não é limitado a  $120^\circ$ , conforme apresentado em [25] e ilustrado na Fig. 2.9.

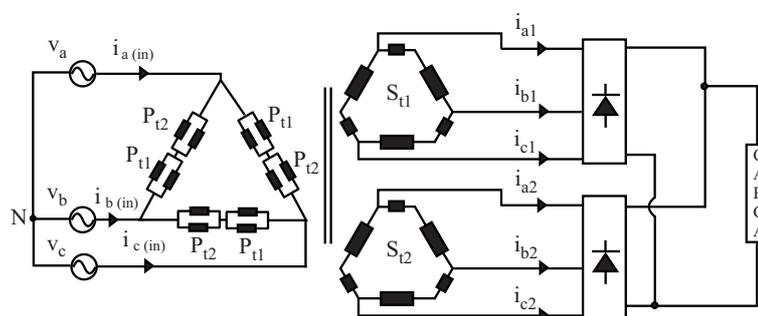


Figura 2.9: Retificador multipulsos não-controlado sem a utilização de IPTs.

Da mesma maneira, a conexão em série de conversores de seis pulsos também torna possível obter conversores multipulsos sem a utilização de IPTs. Nestes casos, o período de condução de cada dispositivo semiconductor pode ser mantido em  $120^\circ$ , mas, a não ser que a aplicação requeira a conexão em série desses dispositivos para suportar a tensão aplicada, perdas extras serão causadas em função da queda de tensão que é sensivelmente aumentada [19].

### 2.3.4 Retificadores Multipulsos Utilizando Auto-transformadores Defasadores

Conforme apresentado até agora, para se obter correntes CA de entrada de múltiplos pulsos e, conseqüentemente, reduzida DHT e elevado fator de potência, é necessário utilizar transformadores defasadores. Estes equipamentos devem ser projetados para suprir a potência ativa total entregue à carga fazendo com que o tamanho, o peso e o custo final dessas estruturas seja bastante considerável.

Assim, a obtenção de retificadores multipulsos de tamanho, peso e custos reduzidos

tem sido objeto de bastante interesse por parte de diversos pesquisadores que atuam na área. Nesse sentido, em [19], [20], [24], [25], [26] e [27], são apresentados diversos arranjos de auto-transformadores defasadores projetados para drenarem correntes de múltiplos pulsos da rede CA de alimentação.

Nos auto-transformadores, os enrolamentos são conectados de maneira que os KVAs transmitidos para a carga através do acoplamento magnético são apenas uma pequena fração da potência total requerida. Portanto, obtém-se um transformador fisicamente menor, de custo reduzido e de maior eficiência quando comparado com transformadores convencionais, porém, perde-se o isolamento entre a carga e a rede CA.

Deve-se destacar que, nesses casos, a utilização de IPTs se torna imprescindível para garantir a correta operação do grupo retificador e, conseqüentemente, obter correntes CA de entrada com reduzida DHT.

Em [24] é apresentada uma técnica alternativa para a utilização de auto-transformadores eliminando-se os IPTs. Nesse caso, foi obtido um conversor de 18 pulsos onde os IPTs foram substituídos por conversores *Boost* modificados associados a retificadores trifásicos não-controlados, conforme mostrado na Fig.2.10.

Nessa estrutura, os conversores *Boost* modificados garantem a correta divisão da corrente de carga entre os grupos retificadores e ainda tornam possível o controle da tensão no barramento CC. Entretanto, cada conversor *Boost* deve ser projetado para processar 1/3 da potência ativa total requerida pela carga, o que pode comprometer a utilização desta estrutura em aplicações de dezenas de kW.

---

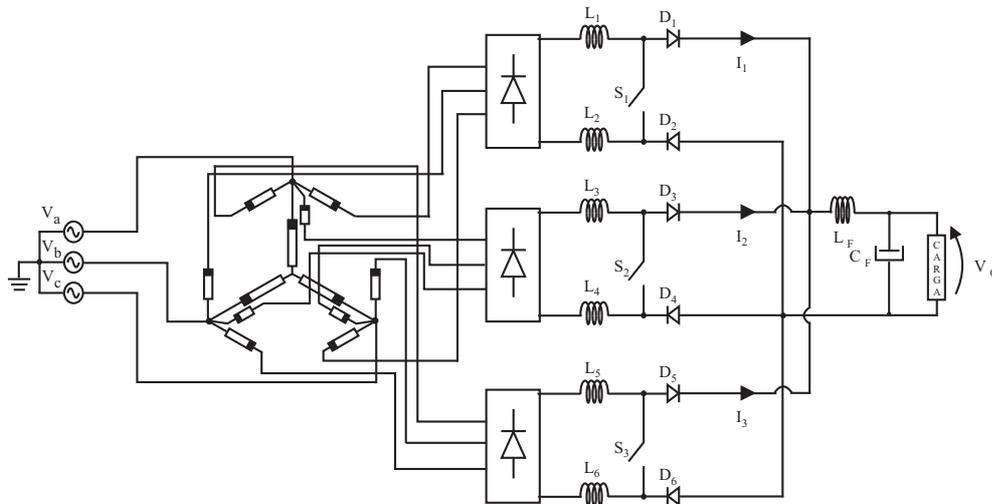


Figura 2.10: Retificador multipulsos não-controlado utilizando auto-transformador e sem utilizar IPTs.

### 2.3.5 Retificadores Multipulsos Controlados a Tiristor

Retificadores controlados a tiristor, apesar de serem robustos e tornarem possível o controle da tensão no barramento CC, são bastante complexos em função dos circuitos de acionamento dos tiristores. Além disso, apresentam elevada DHT da corrente CA de alimentação. Entretanto, em aplicações de elevada potência (acima de 100 kVA) como por exemplo subestações de médio, retificadores trifásicos controlados a tiristor utilizando transformadores defasadores são uma unanimidade [44]. Neste caso, o emprego de transformadores defasadores é indispensável para que se consiga reduzir a  $DHT_I$  da rede CA de alimentação.

Em aplicações de baixa tensão (30V - 60V) e elevada corrente (6000 A), retificadores controlados a tiristor (Fig. 2.11) tornaram-se praticamente imbatíveis uma vez que transformadores defasadores especiais foram desenvolvidos com intuito de reduzirem a DHT da corrente CA de alimentação [28].

Destá maneira, desenvolveram-se retificadores trifásicos controlados extremamente ro-

bustos, drenando correntes praticamente senoidais da rede CA além de tornar possível o controle da tensão no barramento CC.

Portanto, justifica-se o emprego de tiristores, com circuitos de comando bastante complexos, e transformadores especiais bastante volumosos, pesados e caros devido a robustez e confiabilidade da estrutura.

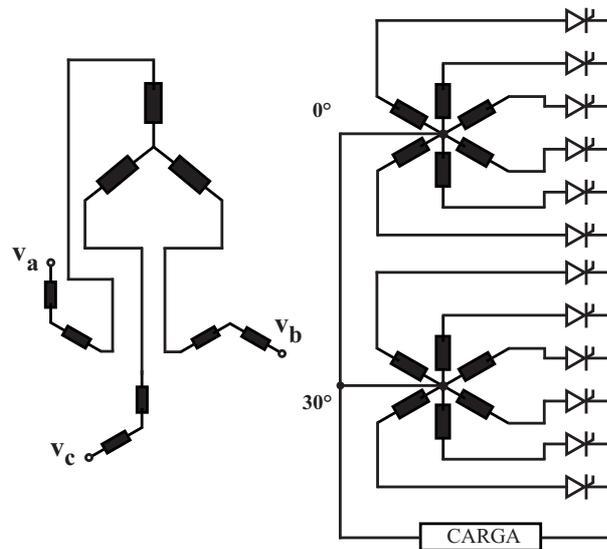


Figura 2.11: Retificador multipulsos controlado a tiristor para aplicações de potências bastante elevadas.

### 2.3.6 Retificadores de 12 Pulsos com Fonte de Tensão Auxiliar Inserida na Estrutura

Conforme descrito na seção 2.3.2, a conexão em série de dois conversores de seis pulsos torna possível a obtenção de um conversor de 12 pulsos, sem a utilização de transformadores de interfase. No intuito de melhorar a performance dos retificadores de 12 pulsos, alguns autores utilizam a inserção de uma fonte auxiliar monofásica na estrutura para obterem uma operação semelhante à dos retificadores de 24 pulsos [46], [47].

Primeiramente, em [46], os autores apresentaram a estrutura ilustrada na Fig. 2.12. Esta topologia é utilizada para impor uma corrente CA de alimentação com forma de onda muito próximas de uma senoide. Conseqüentemente, as principais vantagens dessa estrutura são:

- Consegue-se um  $DHT_I$  de aproximadamente 3%;
- A conexão em série das duas pontes retificadoras torna possível a divisão igualitária da corrente de carga entre os dois grupos retificadores eliminando-se, portanto, a necessidade de se utilizar IPTs.

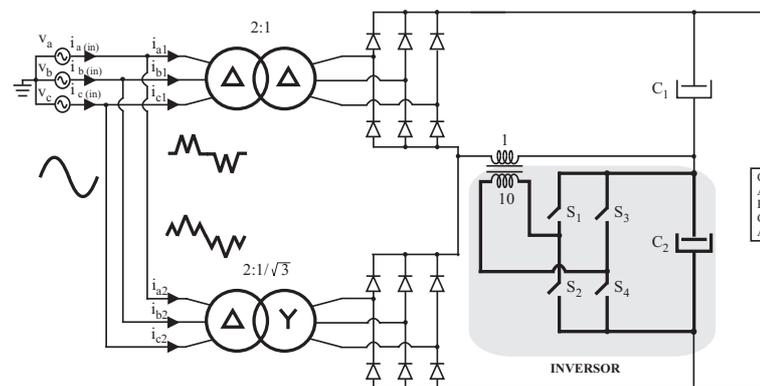


Figura 2.12: Retificador de 12 pulsos a diodos com reduzida distorção harmônica da corrente de alimentação, assistido por uma fonte auxiliar de tensão.

Apesar de conseguirem uma  $DHT_I$  extremamente reduzida e, além disso, eliminarem a necessidade de se utilizar IPTs, essa estrutura apresenta consideráveis desvantagens, tais como:

- São necessários dois transformadores de potência, um  $\Delta/\Delta$  e um  $Y/\Delta$  que devem ser projetados para que cada um seja capaz de suprir aproximadamente 50% da potência total de saída, portanto, o tamanho, peso, volume e custo da estrutura são acrescidos;
- A conexão em série provoca uma queda de tensão acentuada nos diodos das pontes

retificadoras fazendo com que a tensão no barramento CC seja reduzida sensivelmente;

- Necessidade de se empregar um circuito injetor ativo, acrescentando em quatro interruptores e os respectivos circuitos de comando.

A figura 2.13 ilustra o trabalho apresentado em [47] onde os autores utilizaram uma técnica passiva para melhorar a operação de um retificador de 12 pulsos com conexão série.

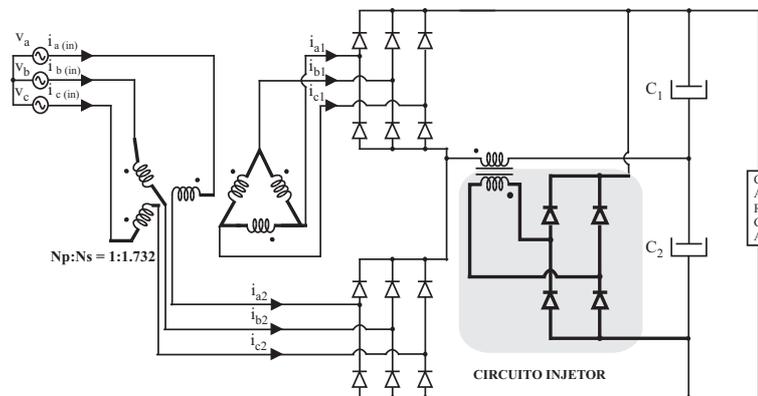


Figura 2.13: Conversor CA-CC passivo de 24 pulsos com inerente balanceamento de carga através da injeção de harmônicos de tensão.

Essa estrutura consiste de dois retificadores de seis pulsos conectados em série, um deles é alimentado por um transformador  $Y/\Delta$  e o outro é conectado em série com os enrolamentos primários do mesmo transformador. Logo, o mesmo deve ser projetado para suprir aproximadamente 50% da potência ativa total de saída.

O ajuste da relação de transformação do transformador utilizado faz com que os dois retificadores de seis pulsos operem com correntes de mesma amplitude mas, defasadas de  $30^\circ$ .

O circuito injetor de tensão, conectado entre os pontos médios dos capacitores do barramento CC e das pontes retificadoras, é utilizado para injetar uma forma de onda de

tensão quadrada cuja frequência é seis vezes a frequência da rede CA de alimentação. Desta maneira, cria-se na saída dos principais retificadores, uma forma de onda complementar de três níveis fazendo com que a forma de onda da tensão no lado direito dos indutores de entrada seja de 24 pulsos.

As vantagens desta estrutura são:

- Consegue-se uma  $DHT_I$  de aproximadamente 3%, utilizando-se apenas um transformador defasador  $Y/\Delta$ ;
- Não utiliza IPTs;
- Utiliza uma técnica passiva para implementação do circuito injetor que processa apenas 2% da potência de saída.

As desvantagens desta estrutura são:

- Necessita-se de um transformador defasador  $Y/\Delta$  que deve ser projetado para suprir aproximadamente 50% da potência total de saída. Portanto o tamanho, peso, volume e custo da estrutura são acrescidos;
- A conexão em série provoca uma queda de tensão acentuada nos diodos das pontes retificadoras, fazendo com que a tensão no barramento CC seja reduzida sensivelmente;
- Necessidade de se empregar um circuito injetor.

### **2.3.7 Retificadores Híbridos**

Retificador híbrido é o termo utilizado para nomear um grupo retificador trifásico resultado da associação em paralelo de retificadores de seis pulsos não-controlados com conversores chaveados, com características de fonte de corrente de entrada [32], [33], [34],

---

[35]. Desta maneira, consegue-se aliar a robustez e a eficiência dos retificadores não-controlados, com a capacidade que os conversores chaveados têm de impor correntes CA de alimentação na forma de onda desejada.

Deste modo, tem-se conversores bastante compactos operando conjuntamente com retificadores de seis pulsos convencionais, impondo correntes CA de alimentação com reduzida DHT, operando em conformidade com as normas IEEE 519-1992 e IEC61000-3-4. Destaca-se aqui o fato de que os retificadores controlados processam parte da potência ativa que é entregue à carga e, portanto, não devem ser classificados como filtros ativos, os quais processam apenas energia reativa.

A principal característica dos retificadores híbridos é que apenas parte da potência total de saída deve ser processada pelos retificadores controlados, no intuito de se obterem elevado fator de potência de entrada e reduzida  $DHT_I$ . Esta importante característica faz com os retificadores híbridos sejam ideais para aplicações de dezenas de kW, podendo substituir equipamentos que empregam transformadores defasadores e/ou transformadores de interfase [19].

Para ilustrar o que foi exposto até agora, na Fig.2.14 é apresentada a topologia proposta em [30]. Neste trabalho, os autores propuseram um retificador híbrido resultado da associação em paralelo de dois retificadores trifásicos com um estágio CC-CC (conversor *Boost*). O primeiro deles é conectado diretamente à rede CA e o segundo é alimentado através de um transformador  $Y/\Delta$ .

A principal vantagem dessa estrutura é a operação com correntes senoidais impostas e o controle da tensão no barramento CC. Entretanto, este retificador apresenta as seguintes

---

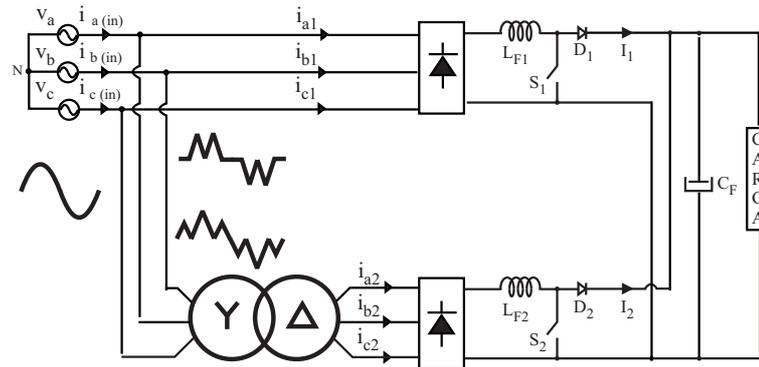


Figura 2.14: Retificador híbrido utilizando retificadores de seis pulsos não-controlados cascateados por conversores *Boost*.

desvantagens:

- Cada conversor *Boost* processa 50% da potência total de carga, o que limita o emprego desta estrutura em até 10 kW;
- Estrutura cara, volumosa e pesada, uma vez que o segundo conversor *Boost* é alimentado por um transformador com potência nominal de cerca de 60% da potência ativa total de carga.

No sentido de oferecer uma opção alternativa para contornar estes problemas, será apresentado neste trabalho uma nova concepção de retificador híbrido multipulsos, onde conversores *SEPIC* modificados ou conversores *Boost* monofásicos são associados em paralelo com cada braço de um retificador trifásico de seis pulsos não-controlado. Estas novas estruturas se caracterizam por serem capazes de operar com uma forma de onda da corrente CA de alimentação imposta.

A principal idéia de um retificador híbrido multipulsos com corrente de alimentação pré-estabelecida é a imposição de uma forma de onda de corrente adequada com os conversores controlados (chaveados) contribuindo com apenas uma pequena fração da energia

total requerida pela carga.

Desta maneira, a operação do grupo retificador com elevado fator de potência e reduzida taxa de distorção harmônica na corrente de alimentação é alcançada, utilizando-se uma estrutura bastante compacta e de elevado rendimento, ideal para aplicações de até cerca de 50 kW.

## 2.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados diversos conceitos e diversas formas de se obterem retificadores trifásicos de elevado fator de potência e reduzida taxa de distorção harmônica na corrente CA de alimentação.

Considerando-se a utilização de múltiplos conversores para se alcançar uma redução do conteúdo harmônico da corrente CA de alimentação, foram apresentadas algumas das principais estruturas de retificadores multipulsos propostas nos últimos dez anos de pesquisa na área.

Portanto, o objetivo deste capítulo foi proporcionar uma revisão geral e apresentar o estado da arte sobre o tema, para uma futura análise comparativa com a estrutura de retificador híbrido multipulsos proposta neste trabalho.

---

# Capítulo 3

## Apresentação do Retificador Híbrido Multipulsos (RHM) Proposto

### 3.1 Introdução

Esta tese propõe uma nova concepção de retificador híbrido multipulsos (RHM) de elevada potência e reduzida taxa de distorção harmônica de corrente.

A estrutura proposta, ilustrada na Fig.3.1, é composta por um retificador de seis pulsos não-controlado convencional (Ret-1), associado a retificadores controlados/chaveados (Ret-2).

Os retificadores controlados são capazes de comporem os 12 pulsos ou mais da corrente CA de alimentação, garantindo elevado fator de potência com reduzida  $DHT_I$  na rede CA de alimentação, tal como nos retificadores de 12 pulsos e multipulsos convencionais, porém, sem a necessidade de utilização de transformadores defasadores e/ou transformadores de

interfase (IPTs).

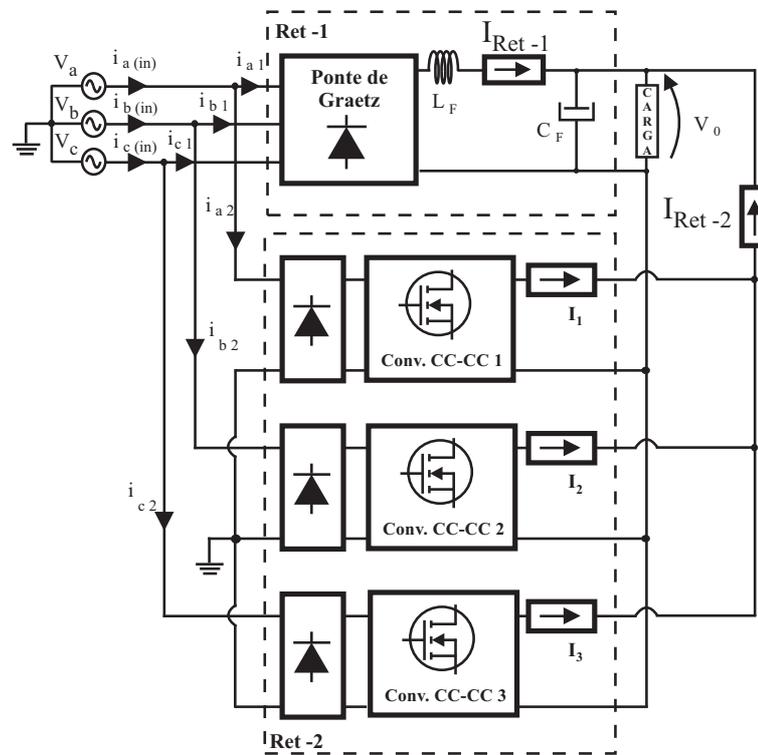


Figura 3.1: Diagrama de blocos esquemático da proposta de um novo retificador híbrido multipulsos

Uma importante característica da estrutura proposta é o fato de que o conjunto de retificadores controlados (Ret-2) processa entre 20% e 45% da potência ativa total de saída, dependendo da  $DHT_I$  da corrente de entrada desejada. Por exemplo, caso seja necessário a imposição de correntes CA de alimentação senoidais, os retificadores controlados deverão processar no máximo 45% da potência nominal, sendo que o percentual restante será processado através de um simples retificador de seis pulsos não-controlado.

Esta característica operacional do RHM proposto torna-o bastante atrativo do ponto de vista técnico, científico e comercial. Isto quer dizer que, torna-se possível a implementação de um equipamento que agrega a robustez, a simplicidade e a confiabilidade dos retificadores não-controlados, com a operação em alta frequência dos conversores chavea-

dos, desta maneira, consegue-se reduzir o volume e o peso do grupo retificador como um todo proporcionando a escalada em potência até a faixa de 50kW, onde a alimentação através de transformadores não se faz necessária.

Neste contexto, foram estudadas duas topologias de retificadores híbridos multipulso, uma utilizando conversores *SEPIC* modificados e outra utilizando conversores *Boost* alimentados por transformador. Essas duas topologias de retificadores controlados foram utilizadas para compor o grupo retificador 2 (Ret-2).

## 3.2 Princípios Fundamentais de Operação

Conforme ilustrado na Fig. 3.1, o retificador híbrido proposto neste trabalho é constituído de uma combinação em paralelo de dois grupos retificadores. O primeiro é um retificador não-controlado de seis pulsos (Ret-1) e o segundo é composto por três conversores CA-CC (Ret-2) capazes de imporem uma determinada corrente de entrada, acompanhando a forma de onda da referência imposta (desejada).

Resulta desta combinação na corrente da linha A, as correntes  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$ , sendo que  $i_{a1}$  é a corrente clássica dos retificadores de seis pulsos não-controlados, enquanto que a corrente  $i_{a2}$  é aquela imposta pela referência desejada. Portanto, a forma de onda da corrente  $i_{a2}$  é diretamente responsável pela característica final da forma de onda da corrente CA de alimentação, promovendo uma sensível redução de sua DHT. Desta forma, tem-se que:

$$i_{a(in)}(t) = i_{a1}(t) + i_{a2}(t) \quad (3.1)$$

$$i_{b(in)}(t) = i_{b1}(t) + i_{b2}(t) \quad (3.2)$$

$$i_{c(in)}(t) = i_{c1}(t) + i_{c2}(t) \quad (3.3)$$

Onde:

$i_{a(in)}(t), i_{b(in)}(t), i_{c(in)}(t)$  - Correntes CA de alimentação do RHM proposto;

$i_{a1}(t), i_{b1}(t), i_{c1}(t)$  - Correntes CA de alimentação do retificador de seis pulsos não-controlado;

$i_{a2}(t), i_{b2}(t), i_{c2}(t)$  - Correntes CA de alimentação dos conversores controlados.

Portanto, tem-se que a composição das correntes  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$  ( $i_{a1}$  somada a  $i_{a2}$ ), assume a forma de 12 pulsos ( $i_a(in)$ ), se assim for desejado, conforme referência exemplo da Fig. 3.2.

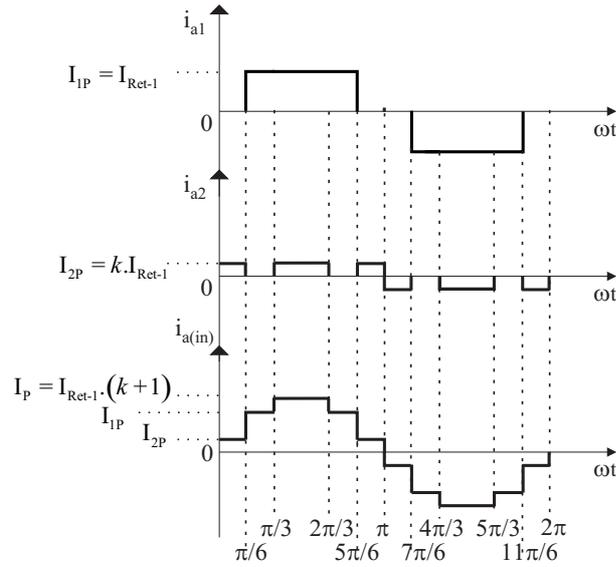


Figura 3.2: Forma de onda teórica corrente CA de alimentação com forma de onda de 12 pulsos.

Para que a performance do conversor proposto seja a mesma dos retificadores de 12 pulsos convencionais, ou seja, para que os harmônicos presentes na rede CA sejam de ordens  $12n \pm 1$ , o valor de pico da corrente  $i_{a2}$  ( $I_{2P}$ ) deve ser proporcional ao valor de pico da corrente  $i_{a1}$  ( $I_{1P}$ ).

Além disso, deve-se destacar que, para que não haja circulação de corrente pelo neutro do sistema, as correntes da rede de alimentação CA devem ser impostas de tal sorte que  $i_a(in) + i_b(in) + i_c(in) = 0$ . Assim, tem-se que:

$$i_{a2} = \begin{cases} k \cdot I_{1P} & \text{quando } 0 \leq \omega t \leq \pi/6, \pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3 \text{ e } 5\pi/6 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{quando } \pi/6 \leq \omega t \leq \pi/3 \text{ e } 2\pi/3 \leq \omega t \leq 5\pi/6 \end{cases} \quad (3.4)$$

Onde:

$I_{1P}$  - Valor de pico da corrente CA de alimentação do retificador de seis pulsos não-controlado ( $i_{a1}$ );

$k$  - Constante de proporcionalidade que representa a relação entre o valor de pico da corrente  $i_{a1}$  e o valor de pico da corrente  $i_{a2}$  ( $k = I_{2P}/I_{1P}$ ).

Esta é uma limitação do RHM proposto quando o quarto fio do sistema (neutro) é utilizado na configuração apresentada na Fig.3.1.

Destaca-se aqui o fato de que o RHM proposto pode operar sem a utilização do neutro, entretanto, o melhor desempenho do conversor proposto é alcançada quando o ponto comum da alimentação CA dos três conversores chaveados é conectado ao neutro do sistema, conforme ilustrado na Fig.3.1.

Outro aspecto importante e que deve ser destacado em relação à operação do retificador proposto, é que a corrente imposta nos conversores chaveados ( $i_{a2}$ ) pode assumir qualquer forma e valor desejado. Esta característica garante maior flexibilidade quanto à forma de onda da corrente CA de alimentação imposta, ( $i_{a(in)}$ ), o que permite alcançar  $DHT_I$  inferiores àsquelas observadas em retificadores multipulsos convencionais, sem a

necessidade de se processar grande parcela da potência ativa total fornecida à carga.

Neste contexto, a corrente  $i_{a2}$  pode ser imposta de diversas formas dependendo da  $DHT_I$  desejada, conforme ilustrado na Fig. 3.3. Esta propriedade operacional dos conversores chaveados com corrente totalmente controlada, permite impor uma corrente  $i_{a2}$  que, somada a  $i_{a1}$ , resulta em uma corrente de entrada  $i_{a(in)}$  tal como a observada em retificadores PWM trifásicos por exemplo, conforme ilustrado na Fig. 3.3(d). Neste caso, consegue-se drenar correntes senoidais do sistema CA de alimentação, porém, não é necessário a implementação de estratégias de controle complexas que encarecem e dificultam a implementação dos retificadores PWM trifásicos convencionais [39], [42], [43].

Para ilustrar o exposto nos parágrafos anteriores, as Figs. 3.3(b), (c) e (d), ilustram a composição da forma de onda da corrente  $i_{a(in)}$ , quando deseja-se impor uma corrente CA de alimentação trapezoidal, de 20 pulsos e senoidal, respectivamente.

A principal questão é que, quanto menor a  $DHT_I$  desejada, maior será a potência a ser processada pelos conversores chaveados (Ret-2). No limite, para que se tenha uma corrente de entrada  $i_{a(in)}$  senoidal, os conversores chaveados deverão processar cerca de 45% da potência total entregue à carga.

Desta forma, pode-se buscar otimizar o projeto minimizando-se a potência processada pelos conversores controlados (maior eficiência e confiabilidade), de tal forma a serem atendidos os limites impostos por normas internacionais [8], [48], obtendo-se o maior rendimento global possível para a estrutura proposta.

Destaca-se que os conversores chaveados com correntes totalmente controladas, mostrados na Fig. 3.1, processam a energia que é transferida para a carga e, portanto, não se

---

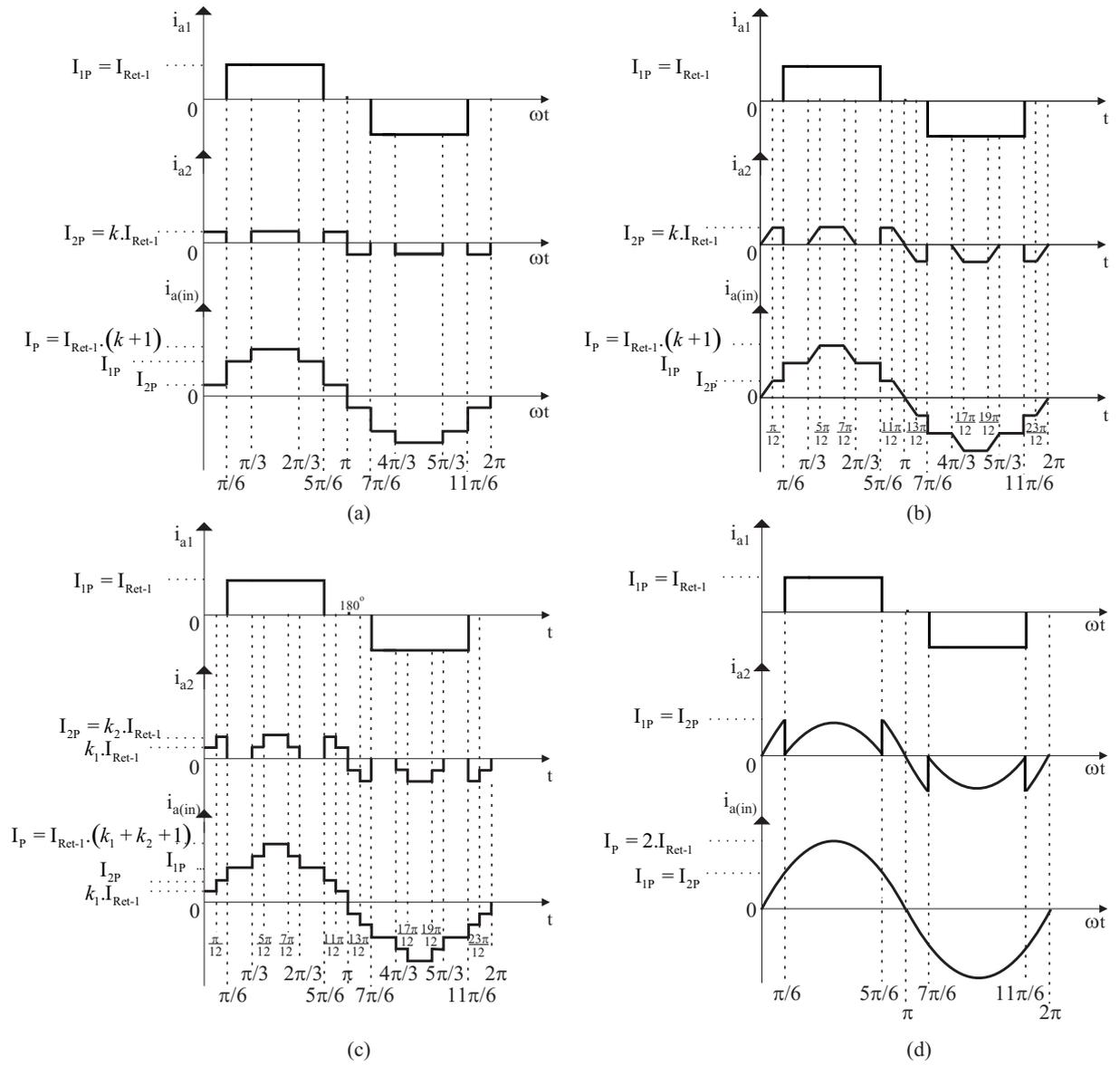


Figura 3.3: Formas de ondas teóricas do RHM no modo de operação de a) 12 pulsos b) Trapezoidal c) 20 pulsos d) Senoidal.

encaixam na categoria de *Compensadores Estáticos*, o que torna esta proposta inédita, tanto nos aspectos operacionais quanto com relação às topologias propostas.

### 3.3 Escolha dos Conversores Chaveados

Tradicionalmente, conversores *Boost* têm sido utilizados como estágio de entrada para correção do fator de potência, entretanto, para operarem em paralelo com um retificador de seis pulsos não-controlado (Ret-1), conversores *Boost* não-isolados são tecnicamente inviáveis.

Isto quer dizer que, mesmo que conversores *Boost* modificados, conforme ilustrado na Fig.3.4, sejam utilizados para compor o grupo retificador 2, não é possível impor uma corrente no indutor *Boost* na forma de onda desejada. Este fato é observado em duas situações diferentes, conversores *Boost* alimentados com tensões de linha e alimentados com tensões fase-neutro.

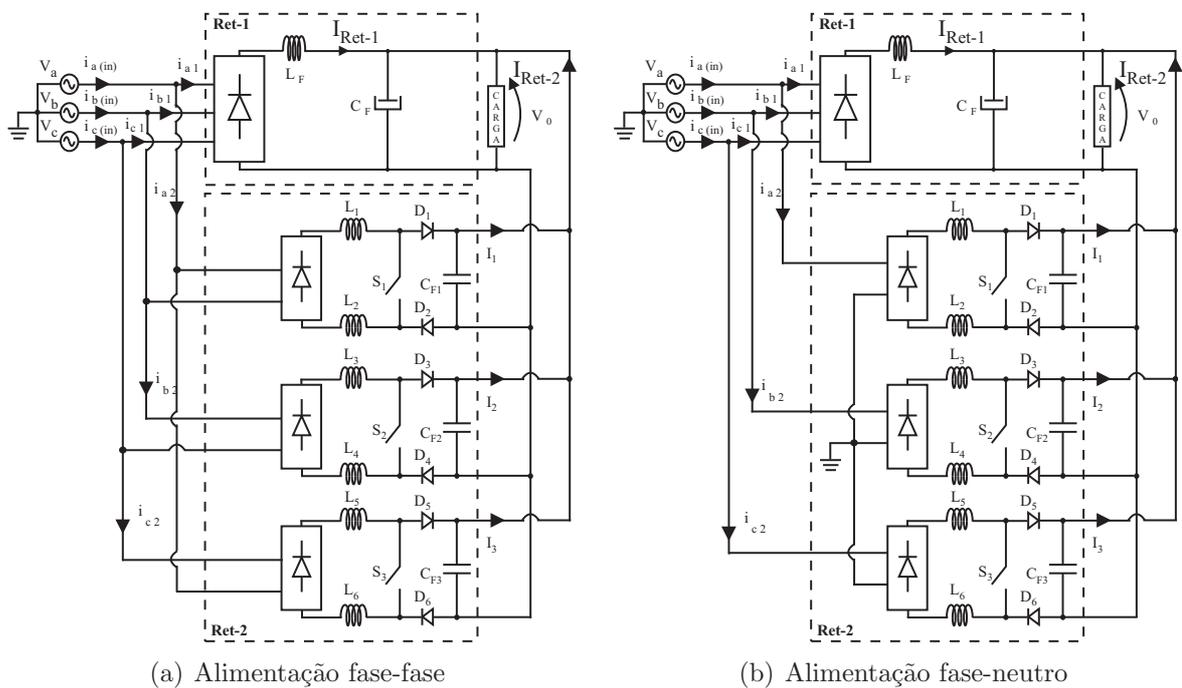


Figura 3.4: Retificador híbrido multipulsos (RHM) utilizando conversores *Boost* modificados conectados diretamente à rede CA trifásica.

Primeiramente, caso os conversores *Boost* modificados sejam alimentados com ten-

sões de linha (Fig.3.4(a)), sabe-se que, durante o intervalo de tempo em que a tensão de entrada dos conversores *Boost* (Ret-2) assume valores próximos do valor da tensão no barramento CC, a corrente no indutor *Boost* continua crescendo, mesmo quando o interruptor é mantido aberto.

Por outro lado, quando os conversores *Boost* modificados são alimentados com tensões fase-neutro (Fig.3.4(b)), garante-se que a tensão de entrada é sempre menor que a tensão no barramento CC, mas, ainda assim, o controle da corrente imposta é perdido.

Isto acontece porque quando o interruptor do conversor *Boost* está aberto, o diodo de roda livre está polarizado diretamente conectando o conversor *Boost* ao barramento CC. Neste momento ocorre a transferência de energia do conversor *Boost* para a carga. Entretanto, a corrente do conversor *Boost* retorna através do grupo negativo de diodos da ponte retificadora trifásica (Ret-1), fazendo com que seu controle seja perdido. Desta maneira, a composição da forma de onda da corrente de linha de entrada não é realizada conforme desejado.

Esses são os principais motivos de não se utilizar conversores *Boost* não-isolados associados em paralelo com um retificador trifásico não-controlado, no intuito de compor o RHM apresentado neste trabalho.

Em contrapartida, o conversor *SEPIC* se comporta naturalmente como fonte de corrente permitindo que sua corrente de entrada possa ser imposta através de uma estratégia de controle adequada. Ao contrário do que acontece com os conversores *Boost*, quando o interruptor  $S_n$  ( $n=1, 2, 3$ ) é mantido aberto, o capacitor série do conversor *SEPIC* garante, em qualquer condição de operação, a isolação dos dois circuitos (Ret-1 e Conver-

---

sor CA-CC) e, conseqüentemente, tem-se o decrescimento da corrente que flui através do indutor de entrada do conversor *SEPIC*. Portanto, a imposição da corrente do conversor *SEPIC* na forma de onda desejada não depende do valor da tensão no barramento CC.

Para otimizar a operação do conversor *SEPIC* quando utilizado para compor o grupo retificador 2 (Ret-2), foram feitas algumas modificações em sua topologia, conforme ilustrado na Fig.3.5.

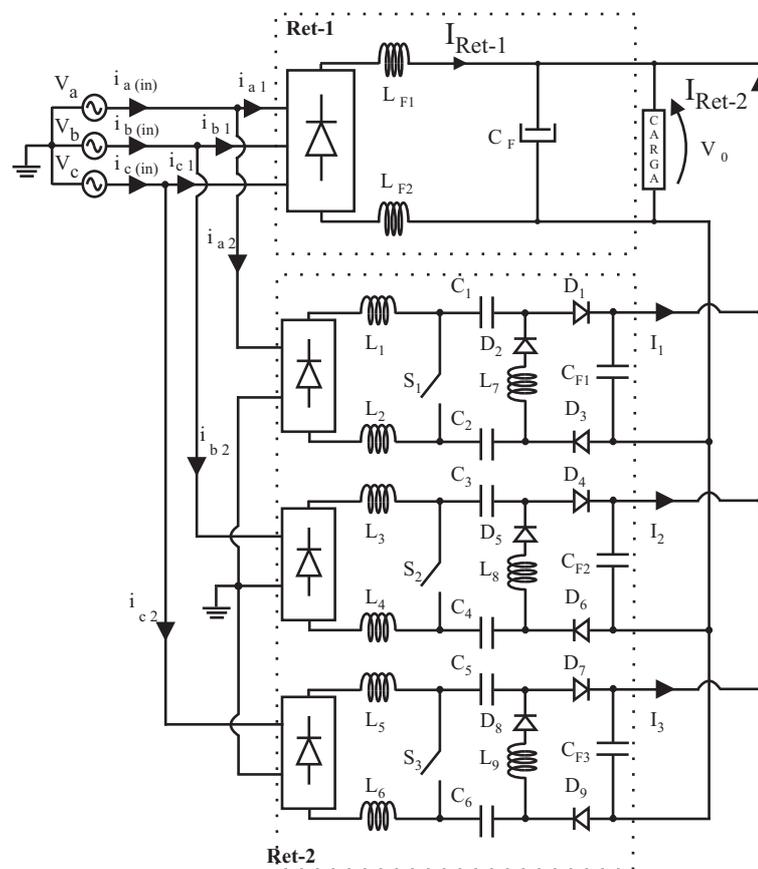


Figura 3.5: Retificador híbrido multipulsos (RHM) utilizando conversores *SEPIC* modificados.

Deve-se destacar que, quando os conversores *Boost* são alimentados através de transformadores, conforme apresentado na Fig. 3.6, tem-se um isolamento galvânico que torna possível a utilização destes conversores para compor a estrutura de retificador híbrido

multipulsos proposta. Neste caso, garante-se que:

- A tensão de alimentação dos conversores *Boost* será sempre menor que a tensão do barramento CC;
- A corrente de cada conversor *Boost* é forçada a retornar pelo circuito do conversor *Boost* uma vez que a mesma fica confinada ao circuito do enrolamento secundário de cada transformador isolador.

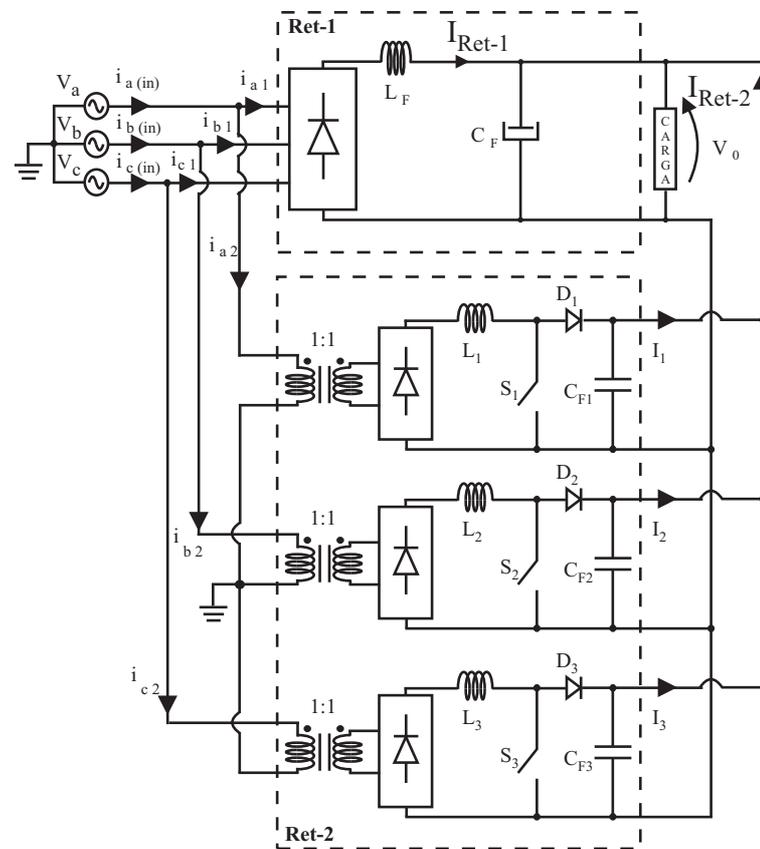


Figura 3.6: Retificador híbrido multipulsos (RHM) utilizando conversores *Boost*.

Portanto, devido a utilização de transformadores isoladores para alimentação dos conversores *Boost*, a corrente de cada conversor *Boost* ( $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_3$ ) é forçada a retornar pelo circuito do conversor *Boost* ao invés de retornar pelos diodos da ponte retificadora

trifásica do retificador não-controlado (Ret-1). Portanto, o controle da corrente de entrada do conversor *Boost* é assegurado tornando possível a composição da forma de onda da corrente de linha de alimentação conforme desejado (12 pulsos, Trapezoidal, 20 pulsos ou Senoidal).

Destaca-se ainda o fato de que, quando comparado com a estrutura de retificador híbrido multipulsos que utiliza conversores *SEPIC* modificados, a estrutura que utiliza conversores *Boost* alimentados por transformadores apresenta como principais desvantagens maiores peso, volume e custo em função dos transformadores requeridos para esta aplicação.

### 3.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um novo retificador híbrido multipulsos (RHM) capaz de operar com reduzida distorção harmônica total da corrente de entrada ( $DHT_I$ ) e alcançar um fator de potência muito próximo da unidade.

O sistema proposto é constituído de conversores chaveados conectados em paralelo com cada perna de um tradicional retificador de seis pulsos não-controlado, tornando possível a operação do conjunto com uma corrente de entrada pré-determinada.

A faixa de potência dos conversores em paralelo (Ret-2) é uma fração da potência total, podendo variar de 20% a 45% da potência ativa de saída, dependendo da  $DHT_I$  desejada. Isto quer dizer que, para impor correntes senoidais na rede CA de alimentação, apenas 45% da potência ativa nominal do conjunto será processada pelos conversores chaveados,

---

---

o que faz com que instalações de elevada potência sejam economicamente viáveis com um rápido retorno do investimento quando o RHM proposto é utilizado.

Este conversor permite a obtenção de uma corrente CA de alimentação com múltiplos pulsos, eliminando-se a necessidade de se utilizar transformadores defasadores e IPTs, fazendo com que o projeto e a implementação de tal dispositivo sejam facilitados consideravelmente. Portanto, pode-se dizer que a estrutura proposta pode trazer benefícios econômicos para instalações de elevada potências mais elevadas.

---

# Capítulo 4

## Análise das Correntes da Rede CA de Alimentação

### 4.1 Introdução

Objetivando a redução da distorção harmônica total da corrente CA de alimentação, o Retificador Híbrido Multipulsos apresentado neste trabalho é capaz de operar drenando correntes de 12 pulsos, trapezoidais, de 20 pulsos e senoidais.

A operação do RHM proposto com correntes trapezoidais e de 20 pulsos são extensões da operação com correntes de 12 pulsos impostas, apresentando apenas uma pequena diferença na  $DHT_I$  alcançada.

Por outro lado, a operação do RHM com correntes senoidais impostas, apresenta a sua melhor performance alcançando níveis bastante reduzidos de  $DHT_I$ , desta forma, todas as restrições impostas pela norma IEC61000-3-4 são respeitadas.

Nesse sentido, a operação com correntes senoidais impostas dispensa uma análise harmônica das formas de onda das correntes CA de alimentação. Entretanto, quando RHM proposto opera drenando, da rede CA de alimentação, correntes de múltiplos pulsos, a análise harmônica das correntes CA de alimentação se faz necessária uma vez que os harmônicos eliminados dependem da forma de onda imposta nos conversores chaveados utilizados para compor o grupo retificador 2 (Ret-2).

No modo de operação com correntes de 12 pulsos impostas, a  $DHT_I$  alcançada depende do valor de pico da corrente imposta nos conversores chaveados.

A corrente CA de alimentação de 12 pulsos é uma função contínua que se repete periodicamente, portanto, utilizando-se o teorema de *Fourier*, este capítulo apresenta uma análise harmônica das correntes CA de alimentação de 12 pulsos impostas objetivando comprovar que todos os harmônicos pares e os harmônicos ímpares de ordens  $n = 3, 5, 7, 9, 15, 17, 19, 21, 27, \text{etc.}$ , são eliminados da rede CA de alimentação.

Esta análise pode ser estendida para os casos em que o RHM proposto opera com correntes trapezoidais e de 20 pulsos impostas, porém, não se faz necessário fazer esta abordagem.

## 4.2 Análise Harmônica da Corrente CA de Alimentação do Retificador de Seis Pulsos (Ret-1)

Na figura 4.1, é ilustrado em destaque o retificador de seis pulsos convencional utilizado para compor o RHM proposto neste trabalho. Assim, desconsiderando as não idealidades

---

do circuito, este conversor apresenta impedância zero de entrada (sistema CA) e uma indutância infinita no lado CC. Nessas condições, as correntes de linha consistem de pulsos retangulares positivos, negativos e periódicos de largura  $W_1 = 2\pi/3$  que se repetem na frequência da rede CA de alimentação (60Hz)[45].

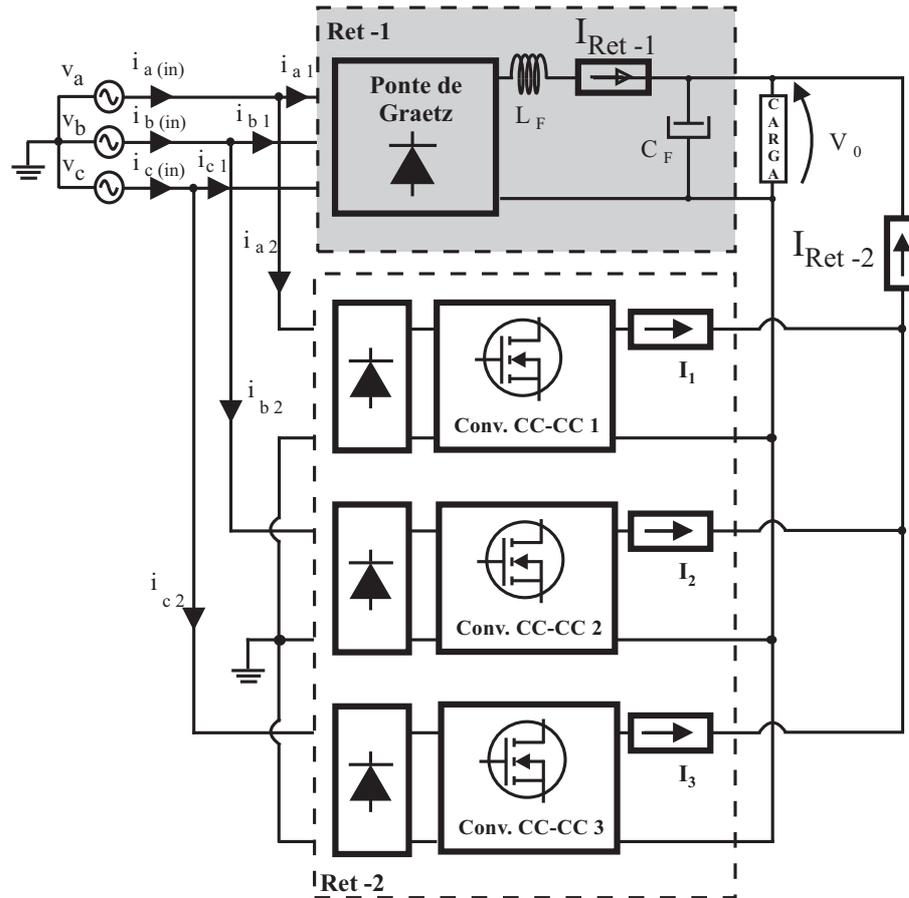


Figura 4.1: RHM proposto destacando-se o retificador de seis pulsos não-controlado (Ret-1).

No sentido de obter a série de Fourier da corrente CA de alimentação deste conversor, a forma de onda de corrente CA apresentada na Fig.4.2 é analisada considerando-se a origem no centro do pulso.

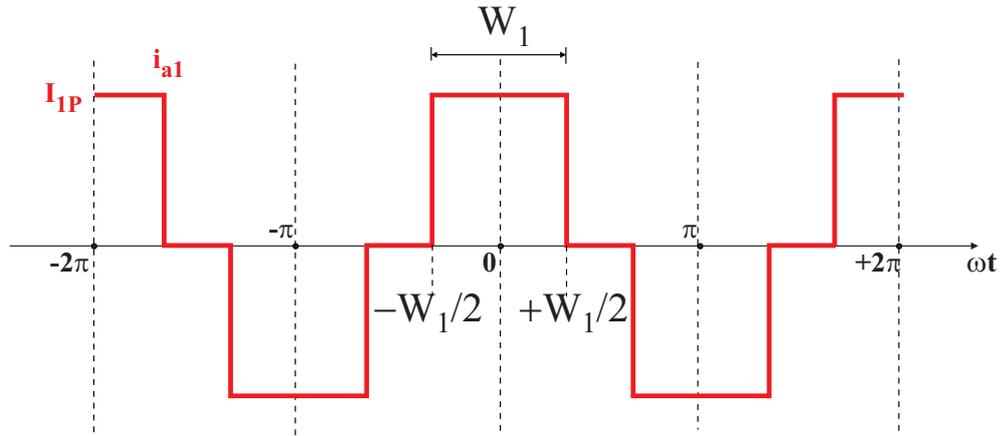


Figura 4.2: Forma de onda teórica da corrente  $i_{a1}$ .

### 4.2.1 Componentes Harmônicos dos Pulsos Positivos da Corrente $i_{a1}$

Considerando-se apenas os pulsos positivos da forma de onda teórica da corrente  $i_{a1}$ , ilustrada na Fig.4.2,  $i_{a1}(\omega t)$  se apresenta como sendo uma função *par* ( $f(x) = f(-x)$ ) e, portanto, a série de Fourier correspondente aos pulsos positivos terá apenas termos em cosseno. Por definição, a série de Fourier de uma função *par* é dada por:

$$F = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n\omega t) \quad (4.1)$$

Os coeficientes  $A_0$  e  $A_n$  são calculados pelas eqs.4.2 e 4.3, respectivamente.

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) d(\omega t) \quad (4.2)$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t \quad (4.3)$$

Onde  $n = 1 \rightarrow \infty$ .

Assim, considerando-se a amplitude da corrente  $i_{a1}$  igual a  $I_{1P}$ , o coeficiente  $A_0$  da série de Fourier correspondente aos pulsos positivos da corrente  $i_{a1}$ , é calculado como segue:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-W_{1/2}}^{+W_{1/2}} i_{a1}(\omega t) d\omega t \quad (4.4)$$

$$A_0 = \frac{I_{1P}}{2\pi} \left[ \frac{W_1}{2} - \left( -\frac{W_1}{2} \right) \right]$$

Logo, o coeficiente  $A_0$  da série de Fourier correspondente aos pulsos positivos da corrente  $i_{a1}$  é dado por:

$$A_0 = \frac{W_1}{2\pi} \cdot I_{1P} \quad (4.5)$$

Analogamente, o coeficiente  $A_n$  da série de Fourier correspondente aos pulsos positivos da corrente  $i_{a1}$ , é calculado como segue:

$$A_n = \frac{2}{T} \int_{-W_{1/2}}^{+W_{1/2}} i_{a1}(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t \quad (4.6)$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_{-W_{1/2}}^{+W_{1/2}} I_{1P} \cdot \cos(n\omega t) d\omega t$$

$$A_n = \frac{I_{1P}}{\pi} \left[ \frac{1}{n} \cdot \text{sen}(n\omega t) \Big|_{-W_{1/2}}^{+W_{1/2}} \right]$$


---

$$A_n = \frac{I_{1P}}{n \cdot \pi} \left[ \text{sen} \left( n \frac{W_1}{2} \right) - \text{sen} \left( -n \frac{W_1}{2} \right) \right]$$

Se,  $\text{sen}(x) = -\text{sen}(-x)$ , o coeficiente  $A_n$  vale:

$$A_n = \frac{2}{n \cdot \pi} \cdot I_{1P} \cdot \text{sen} \left( n \frac{W_1}{2} \right) \quad (4.7)$$

Logo, a série de Fourier correspondente aos pulsos positivos da corrente  $i_{a1}$  é dada por:

$$F_P = \frac{W_1}{2\pi} \cdot I_{1P} + \left\{ \frac{2}{\pi} \cdot I_{1P} \left[ \begin{aligned} &\text{sen} \left( \frac{W_1}{2} \right) \cdot \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \text{sen} \left( \frac{2W_1}{2} \right) \cdot \cos(2\omega t) + \\ &+ \frac{1}{3} \text{sen} \left( \frac{3W_1}{2} \right) \cdot \cos(3\omega t) + \frac{1}{4} \text{sen} \left( \frac{4W_1}{2} \right) \cdot \cos(4\omega t) + \dots \end{aligned} \right] \right\}$$

$$F_P = \frac{2}{\pi} \cdot I_{1P} \left[ \begin{aligned} &\frac{W_1}{4} + \text{sen} \left( \frac{W_1}{2} \right) \cdot \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \text{sen} \left( \frac{2W_1}{2} \right) \cdot \cos(2\omega t) + \\ &+ \frac{1}{3} \text{sen} \left( \frac{3W_1}{2} \right) \cdot \cos(3\omega t) + \frac{1}{4} \text{sen} \left( \frac{4W_1}{2} \right) \cdot \cos(4\omega t) + \dots \end{aligned} \right] \quad (4.8)$$

### 4.2.2 Componentes Harmônicos dos Pulsos Negativos da Corrente $i_{a1}$

O conversor CA-CC trifásico ilustrado na Fig.4.1 drena, da rede CA de alimentação, pulsos positivos e pulsos negativos, conforme ilustrado na Fig. 4.2.

Nesse sentido, aplicando-se as equações 4.2 e 4.3 nos pulsos negativos, obtém-se as seguintes equações:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi - W_1/2}^{\pi + W_1/2} i_{a1}(\omega t) d\omega t \quad (4.9)$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_{\pi - W_1/2}^{\pi + W_1/2} i_{a1}(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t \quad (4.10)$$

Assim, o coeficiente  $A_0$  da série de Fourier correspondente aos pulsos negativos da corrente  $i_{a1}$  é dado pela equação 4.11.

$$A_0 = -\frac{1}{2\pi} \cdot I_{1P} \left[ \left( \pi + \frac{W_1}{2} \right) - \left( \pi - \frac{W_1}{2} \right) \right]$$

$$A_0 = -\frac{W_1}{2\pi} \cdot I_{1P} \quad (4.11)$$

O coeficiente  $A_n$  da série de Fourier correspondente aos pulsos negativos da corrente  $i_{a1}$  é calculado como segue:

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_{\pi - W_1/2}^{\pi + W_1/2} I_{1P} \cdot \cos(n\omega t) d\omega t$$

$$A_n = -\frac{1}{\pi} \cdot I_{1P} \left[ \frac{1}{n} \cdot \text{sen}(nW_1 t) \Big|_{\pi - W_1/2}^{\pi + W_1/2} \right]$$

$$A_n = -\frac{1}{n \cdot \pi} \cdot I_{1P} \left\{ \text{sen} \left[ n \left( \pi + \frac{W_1}{2} \right) \right] - \text{sen} \left[ n \left( \pi - \frac{W_1}{2} \right) \right] \right\}$$

Se,

$$\text{sen}(a + b) = \text{sen}(a) \cos(b) + \text{sen}(b) \cos(a)$$

$$\text{sen}(a - b) = \text{sen}(a) \cos(b) - \text{sen}(b) \cos(a)$$

Então,

$$A_n = -\frac{1}{n \cdot \pi} \cdot I_{1P} \left[ \cos(n\pi) \text{sen}\left(\frac{nW_1}{2}\right) + \cos(n\pi) \text{sen}\left(\frac{nW_1}{2}\right) \right]$$

$$A_n = \frac{2}{n \cdot \pi} \cdot I_{1P} \cdot \text{sen}\left(n\frac{W_1}{2}\right) \cdot [-\cos(n\pi)]$$

Se,

$$-\cos(n\pi) = \begin{cases} 1 & \text{quando } n = 1, 3, 5, \dots \\ -1 & \text{quando } n = 2, 4, 6, \dots \end{cases}$$

Logo, o coeficiente  $A_n$  da série de Fourier correspondente aos pulsos negativos da corrente  $i_{a1}$  é dado por:

$$A_n = \frac{2}{n \cdot \pi} \cdot I_{1P} \cdot \text{sen}\left(n\frac{W_1}{2}\right) \cdot (-1)^{n+1} \quad (4.12)$$

Portanto, a série de Fourier correspondente aos pulsos negativos da forma de onda teórica da corrente  $i_{a1}$  é dada por:

$$F_N = \frac{2}{\pi} \cdot I_{1P} \left[ -\frac{W_1}{4} + \text{sen}\left(\frac{W_1}{2}\right) \cdot \cos(\omega t) - \frac{1}{2} \text{sen}\left(\frac{2W_1}{2}\right) \cdot \cos(2\omega t) + \right. \\ \left. + \frac{1}{3} \text{sen}\left(\frac{3W_1}{2}\right) \cdot \cos(3\omega t) - \frac{1}{4} \text{sen}\left(\frac{4W_1}{2}\right) \cdot \cos(4\omega t) + \dots \right] \quad (4.13)$$

### 4.2.3 Componentes Harmônicos da Corrente $i_{a1}$

A corrente de linha do retificador de seis pulsos não-controlado (Ret-1) consiste de pulsos positivos e pulsos negativos de maneira que  $F(\omega t + \pi) = -F(\omega t)$ . Conseqüentemente, a série de Fourier da corrente CA de alimentação do Ret-1 ( $i_{a1}$ ) pode ser obtida combinando-se as equações 4.8 e 4.13, de forma que:

$$F_{i_{a1}} = F_P + F_N \quad (4.14)$$

Portanto, a série de Fourier da corrente  $i_{a1}$  é dada por:

$$F_{i_{a1}} = \frac{4}{\pi} \cdot I_{1P} \left[ \begin{array}{l} \text{sen} \left( \frac{W_1}{2} \right) \cdot \cos(\omega t) + \frac{1}{3} \text{sen} \left( \frac{3W_1}{2} \right) \cdot \cos(3\omega t) + \\ + \frac{1}{5} \text{sen} \left( \frac{5W_1}{2} \right) \cdot \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \text{sen} \left( \frac{7W_1}{2} \right) \cdot \cos(7\omega t) + \dots \end{array} \right] \quad (4.15)$$

Conforme mostrado na Eq.4.15, a componente CC da série de Fourier de cada grupo de pulsos, positivos e negativos, foi eliminada. Além disso, trata-se de uma equação genérica, onde  $W_1$  pode variar de 0 à  $\pi$ .

Desta maneira, a representação, no domínio da frequência, da corrente CA de alimentação (Fase A) do retificador de seis pulsos não-controlado pode ser obtida substituindo-se  $W_1 = 2 \cdot \pi/3$  na Eq.4.15. Assim, a corrente  $i_{a1}$  no domínio da frequência é:

$$i_{a1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_{1P} \left[ \begin{array}{l} \cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \\ + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \frac{1}{17} \cos(17\omega t) + \frac{1}{19} \cos(19\omega t) - \\ - \frac{1}{23} \cos(23\omega t) + \frac{1}{25} \cos(25\omega t) - \dots \end{array} \right] \quad (4.16)$$

Analogamente, as correntes  $i_{b1}$  e  $i_{c1}$  no domínio da frequência são:

$$i_{b1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_{1P} \left[ \begin{array}{l} \cos(\omega t - 120^\circ) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t - 120^\circ) - \\ - \frac{1}{11} \cos(11\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t - 120^\circ) - \\ - \frac{1}{17} \cos(17\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{19} \cos(19\omega t - 120^\circ) - \\ - \frac{1}{23} \cos(23\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{25} \cos(25\omega t - 120^\circ) - \dots \end{array} \right] \quad (4.17)$$

$$i_{c1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_{1P} \left[ \begin{array}{l} \cos(\omega t + 120^\circ) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t + 120^\circ) - \\ - \frac{1}{11} \cos(11\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t + 120^\circ) - \\ - \frac{1}{17} \cos(17\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{19} \cos(19\omega t + 120^\circ) - \\ - \frac{1}{23} \cos(23\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{25} \cos(25\omega t + 120^\circ) - \dots \end{array} \right] \quad (4.18)$$

Conforme apresentado nas Eqs.4.16, 4.17 e 4.18, pode-se concluir que:

---

- Não há componentes harmônicos de ordem 3;
- Os componentes harmônicos presentes são de ordens  $6n \pm 1$ , onde  $n$  é um número inteiro positivo e diferente de zero;
- Os componentes harmônicos de ordens  $6n + 1$  são de seqüência positiva;
- Os componentes harmônicos de ordens  $6n - 1$  são de seqüência negativa;
- O valor rms do componente fundamental é dado pela equação 4.19;

$$I_1 = \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \cdot \left( \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right) \cdot I_{1P} \quad (4.19)$$

- O valor rms do componente harmônico de ordem  $n$  é dado pela equação 4.20

$$I_n = \frac{I_1}{n} \quad (4.20)$$

No intuito de convalidar a veracidade da Eq.4.16 e, conseqüentemente, das Eqs. 4.17 e 4.18, utilizou-se o software *Matlab*<sup>®</sup> para plotar a forma de onda descrita pela série de Fourier apresentada na Eq.4.15.

Nesse sentido, a Fig.4.3 ilustra a forma de onda da corrente  $i_{a1}$  considerando-se até os componentes harmônicos de orden  $n = 200$ .

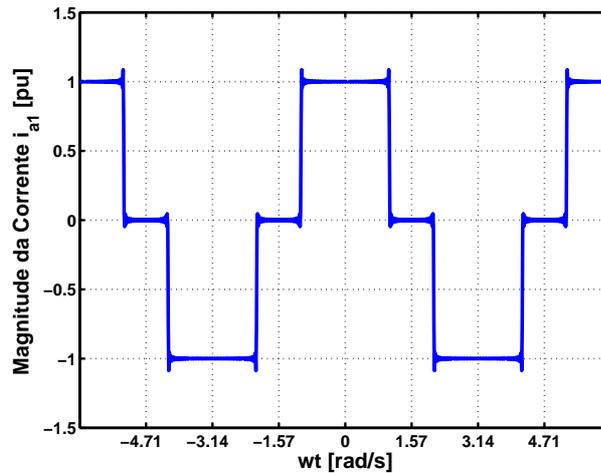


Figura 4.3: Forma de onda da corrente  $i_{a1}$  obtida através da série de Fourier apresentada na Eq.4.15.

### 4.3 Análise Harmônica da Corrente CA de Alimentação dos Conversores Chaveados (Ret-2)

Na figura 4.4, são apresentados em destaque os três módulos de conversores chaveados monofásicos utilizados para compor RHM proposto neste trabalho. Estes conversores operam como fontes de corrente totalmente controlada cuja corrente de entrada assume uma forma de onda determinada pela referência de corrente imposta, conforme apresentado no Capítulo 3.

Quando o RHM proposto opera como um retificador de 12 pulsos convencional, a corrente de entrada dos conversores chaveados, drenada da rede CA de alimentação, assume a forma de onda ilustrada na Fig.4.5.

Portanto, as correntes de linha ( $i_{a2}$ ,  $i_{b2}$  e  $i_{c2}$ ) consistem de pulsos retangulares positivos, negativos e periódicos sendo que a largura do pulso central é  $W_2 = W_1/2$ .

Assim como acontece com os pulsos da corrente  $i_{a1}$ , os pulsos da corrente  $i_{a2}$  também



chaveados (Ret-2), a forma de onda de corrente CA apresentada na Fig.4.5 será analisada considerando-se a origem no centro do pulso principal. Desta maneira, garante-se que a série de Fourier da corrente  $i_{a2}$  estará sincronizada, no tempo, com a série de Fourier da corrente  $i_{a1}$ .

### 4.3.1 Componentes Harmônicos dos Pulsos Positivos da Corrente $i_{a2}$

Aplicando-se as equações 4.2 e 4.3 nos pulsos positivos da corrente  $i_{a2}$ , obtém-se as seguintes equações:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-3W_2/2}^{+3W_2/2} i_{a2}(\omega t) d\omega t \quad (4.21)$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_{-3W_2/2}^{+3W_2/2} i_{a2}(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t \quad (4.22)$$

Considerando-se a amplitude da corrente  $i_{a2}$  igual a  $k \cdot I_{1P}$ , o coeficiente  $A_0$  da série de Fourier correspondente aos pulsos positivos da corrente  $i_{a2}$ , é calculado como segue:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{-3W_2/2}^{-W_2} (k \cdot I_{1P}) d\omega t + \int_{-W_2/2}^{+W_2/2} (k \cdot I_{1P}) d\omega t + \int_{+W_2}^{+3W_2/2} (k \cdot I_{1P}) d\omega t \right]$$

$$A_0 = \frac{k \cdot I_{1P}}{2\pi} \left( -W_2 + \frac{3W_2}{2} + \frac{W_2}{2} + \frac{W_2}{2} + \frac{3W_2}{2} - W_2 \right)$$

Logo, o coeficiente  $A_0$  da série de Fourier correspondente aos pulsos positivos da cor-

---

rente  $i_{a1}$  é dado por:

$$A_0 = \frac{\omega_2}{\pi} \cdot k \cdot I_{1P} \quad (4.23)$$

O coeficiente  $A_n$  da série de Fourier correspondente aos pulsos positivos da corrente  $i_{a2}$  é calculado como segue:

$$A_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{-3W_2/2}^{-W_2} (k \cdot I_{1P}) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t + \int_{-W_2/2}^{+W_2/2} (k \cdot I_{1P}) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t + \int_{+W_2}^{+3W_2/2} (k \cdot I_{1P}) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t \right]$$

$$A_n = \frac{k \cdot I_{1P}}{\pi} \left[ \frac{1}{n} \cdot \text{sen}(n\omega t) \Big|_{-3W_2/2}^{-W_2} + \frac{1}{n} \cdot \text{sen}(n\omega t) \Big|_{-W_2/2}^{+W_2/2} + \frac{1}{n} \cdot \text{sen}(n\omega t) \Big|_{+W_2}^{+3W_2/2} \right]$$

$$A_n = \frac{k \cdot I_{1P}}{n \cdot \pi} \left[ \text{sen}(-nW_2) - \text{sen}(n \cdot 3W_2/2) + \text{sen}(n \cdot W_2/2) - \text{sen}(-n \cdot W_2/2) + \text{sen}(n \cdot 3W_2/2) - \text{sen}(nW_2) \right]$$

Se,  $\text{sen}(x) = -\text{sen}(-x)$ , o coeficiente  $A_n$  é

$$A_n = \frac{2}{n \cdot \pi} (k \cdot I_{1P}) [-\text{sen}(nW_2) + \text{sen}(n \cdot 3W_2/2) + \text{sen}(n \cdot W_2/2)] \quad (4.24)$$

Utilizando-se a Eq.4.1, a série de Fourier correspondente aos pulsos positivos da corrente  $i_{a2}$  é dada por:

---

$$F_P = \frac{2}{\pi} (k \cdot I_{1P}) \left[ \begin{array}{l} \frac{W_2}{2} - \text{sen}(W_2) \cdot \cos(\omega t) + \text{sen}(3W_2/2) \cdot \cos(\omega t) + \\ + \text{sen}(W_2/2) \cdot \cos(\omega t) - \frac{1}{2} \text{sen}(2W_2) \cdot \cos(2\omega t) + \\ + \frac{1}{2} \text{sen}(3W_2) \cdot \cos(2\omega t) + \frac{1}{2} \text{sen}(W_2) \cdot \cos(2\omega t) - \\ - \frac{1}{3} \text{sen}(3W_2) \cdot \cos(3\omega t) + \frac{1}{3} \text{sen}(9W_2/2) \cdot \cos(3\omega t) + \\ + \frac{1}{3} \text{sen}(3W_2/2) \cdot \cos(3\omega t) - \frac{1}{4} \text{sen}(4W_2) \cdot \cos(4\omega t) - \\ - \frac{1}{4} \text{sen}(6W_2) \cdot \cos(4\omega t) + \frac{1}{4} \text{sen}(2W_2) \cdot \cos(4\omega t) - \dots \end{array} \right] \quad (4.25)$$

### 4.3.2 Componentes Harmônicos dos Pulsos Negativos da Corrente $i_{a2}$

Cada conversor chaveado ilustrado na Fig.4.4 drena, da rede CA de alimentação, uma corrente que apresenta pulsos positivos e pulsos negativos, conforme ilustrado na Fig. 4.5.

Desta maneira, aplicando-se as equações 4.2 e 4.3 nos pulsos negativos, obtém-se as seguintes equações:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-3W_2/2}^{\pi+3W_2/2} i_{a2}(\omega t) d\omega t \quad (4.26)$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_{\pi-3W_2/2}^{\pi+3W_2/2} (k \cdot I_{1P}) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t \quad (4.27)$$

Assim, o coeficiente  $A_0$  da série de Fourier correspondente aos pulsos negativos da corrente  $i_{a2}$  é calculado como segue:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{\pi-3W_2/2}^{\pi-W_2} -(k \cdot I_{1P}) d\omega t + \int_{\pi-W_2/2}^{\pi+W_2/2} -(k \cdot I_{1P}) d\omega t + \int_{\pi+W_2}^{\pi+3W_2/2} -(k \cdot I_{1P}) d\omega t \right]$$

$$A_0 = -\frac{k \cdot I_{1P}}{2\pi} \left( -W_2 + \frac{3W_2}{2} + \frac{W_2}{2} + \frac{W_2}{2} + \frac{3W_2}{2} - W_2 \right)$$

Logo, o coeficiente  $A_0$  da série de Fourier correspondente aos pulsos negativos da corrente  $i_{a2}$  é dado por:

$$A_0 = -\frac{W_2}{\pi} (k \cdot I_{1P}) \quad (4.28)$$

O coeficiente  $A_n$  da série de Fourier correspondente aos pulsos negativos da corrente  $i_{a2}$  é calculado como segue:

$$A_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\pi-3W_2/2}^{\pi-W_2} -(k \cdot I_{1P}) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t + \int_{\pi-W_2/2}^{\pi+W_2/2} -(k \cdot I_{1P}) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t + \int_{\pi+W_2}^{\pi+3W_2/2} -(k \cdot I_{1P}) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t \right]$$

$$A_n = -\frac{1}{\pi} (k \cdot I_{1P}) \left[ \begin{array}{l} \text{sen}(n\pi - nW_2) - \text{sen}(n\pi - n \cdot 3W_2/2) + \\ + \text{sen}(n\pi + n \cdot W_2/2) - \text{sen}(n\pi - n \cdot W_2/2) + \\ + \text{sen}(n\pi + n \cdot 3W_2/2) - \text{sen}(n\pi + nW_2) \end{array} \right]$$


---

Se,

$$\text{sen}(a + b) = \text{sen}(a) \cos(b) + \text{sen}(b) \cos(a)$$

$$\text{sen}(a - b) = \text{sen}(a) \cos(b) - \text{sen}(b) \cos(a)$$

Então,

$$A_n = -\frac{1}{\pi} (k \cdot I_{1P}) \cdot [-2 \cos(n\pi)] [\text{sen}(nW_2) - \text{sen}(n \cdot 3W_2/2) - \text{sen}(n \cdot W_2/2)]$$

Se,

$$-\cos(n\pi) = \begin{cases} 1 & \text{quando } n = 1,3,5, \dots \\ -1 & \text{quando } n = 2,4,6, \dots \end{cases}$$

Assim, o coeficiente  $A_n$  da série de Fourier correspondente aos pulsos negativos da corrente  $i_{a2}$  é dado por:

$$A_n = -\frac{2}{\pi} (k \cdot I_{1P}) \cdot [\text{sen}(nW_2) - \text{sen}(n \cdot 3W_2/2) - \text{sen}(n \cdot W_2/2)] \cdot (-1)^{n+1} \quad (4.29)$$

Portanto, a série de Fourier correspondente aos pulsos negativos da forma de onda teórica da corrente  $i_{a2}$  é dada por:

---

$$F_N = \frac{2}{\pi} (k \cdot I_{1P}) \left[ \begin{array}{l} -\frac{W_2}{2} - \text{sen}(W_2) \cdot \cos(\omega t) + \text{sen}(W_2/2) \cdot \cos(\omega t) + \\ + \text{sen}(3W_2/2) \cdot \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \text{sen}(2W_2) \cdot \cos(2\omega t) - \\ - \frac{1}{2} \text{sen}(W_2) \cdot \cos(2\omega t) - \frac{1}{2} \text{sen}(3W_2) \cdot \cos(2\omega t) - \\ - \frac{1}{3} \text{sen}(3W_2) \cdot \cos(3\omega t) + \frac{1}{3} \text{sen}(3W_2/2) \cdot \cos(3\omega t) + \\ + \frac{1}{3} \text{sen}(9W_2/2) \cdot \cos(3\omega t) + \frac{1}{4} \text{sen}(4W_2) \cdot \cos(4\omega t) - \\ - \frac{1}{4} \text{sen}(2W_2) \cdot \cos(4\omega t) - \frac{1}{4} \text{sen}(6W_2) \cdot \cos(4\omega t) - \dots \end{array} \right] \quad (4.30)$$

### 4.3.3 Componentes Harmônicos da Corrente $i_{a2}$

A série de Fourier da corrente  $i_{a2}$  pode ser obtida através da combinação das Eqs.4.25 e 4.30, assim:

$$F_{i_{a2}} = F_P + F_N \quad (4.31)$$

Logo, tem-se que:

$$F_{i_{a2}} = \frac{4}{\pi} (k \cdot I_{1P}) \left[ \begin{aligned} & -\text{sen}(W_2) \cdot \cos(\omega t) + \text{sen}(W_2/2) \cdot \cos(\omega t) + \\ & + \text{sen}(3W_2/2) \cdot \cos(\omega t) - \frac{1}{3} \text{sen}(3W_2) \cdot \cos(3\omega t) + \\ & + \frac{1}{3} \text{sen}(3W_2/2) \cdot \cos(3\omega t) + \frac{1}{3} \text{sen}(9W_2/2) \cdot \cos(3\omega t) - \\ & - \frac{1}{5} \text{sen}(5W_2) \cdot \cos(5\omega t) + \frac{1}{5} \text{sen}(5W_2/2) \cdot \cos(5\omega t) + \\ & + \frac{1}{5} \text{sen}(15W_2/2) \cdot \cos(5\omega t) - \frac{1}{7} \text{sen}(7W_2) \cdot \cos(7\omega t) + \\ & + \frac{1}{7} \text{sen}(7W_2/2) \cdot \cos(7\omega t) + \frac{1}{7} \text{sen}(21W_2/2) \cdot \cos(7\omega t) - \\ & - \frac{1}{9} \text{sen}(9W_2) \cdot \cos(9\omega t) + \frac{1}{9} \text{sen}(9W_2/2) \cdot \cos(9\omega t) + \\ & + \frac{1}{9} \text{sen}(27W_2/2) \cdot \cos(9\omega t) - \frac{1}{11} \text{sen}(11W_2) \cdot \cos(11\omega t) + \dots \end{aligned} \right] \quad (4.32)$$

Portanto, a equação 4.32 mostra que todos os componentes harmônicos de ordem par são cancelados.

Além disso, substituindo-se  $W_2 = W_1/2 = \pi/3$  na Eq.4.32 a série de Fourier da corrente  $i_{a2}$  é dada por:

$$F_{i_{a2}} = \frac{4}{\pi} (k \cdot I_{1P}) \left[ \begin{aligned}
 & -\text{sen}(W_2) \cdot \cos(\omega t) + \text{sen}(W_2/2) \cdot \cos(\omega t) + \\
 & + \text{sen}(3W_2/2) \cdot \cos(\omega t) - \frac{1}{5} \text{sen}(5W_2) \cdot \cos(5\omega t) + \\
 & + \frac{1}{5} \text{sen}(5W_2/2) \cdot \cos(5\omega t) + \frac{1}{5} \text{sen}(15W_2/2) \cdot \cos(5\omega t) - \\
 & - \frac{1}{7} \text{sen}(7W_2) \cdot \cos(7\omega t) + \frac{1}{7} \text{sen}(7W_2/2) \cdot \cos(7\omega t) + \\
 & + \frac{1}{7} \text{sen}(21W_2/2) \cdot \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \text{sen}(11W_2) \cdot \cos(11\omega t) + \\
 & + \frac{1}{11} \text{sen}(11W_2/2) \cdot \cos(11\omega t) + \frac{1}{11} \text{sen}(33W_2/2) \cdot \cos(11\omega t) - \\
 & - \frac{1}{13} \text{sen}(13W_2) \cdot \cos(13\omega t) + \frac{1}{13} \text{sen}(13W_2/2) \cdot \cos(13\omega t) + \\
 & + \frac{1}{13} \text{sen}(39W_2/2) \cdot \cos(13\omega t) - \frac{1}{17} \text{sen}(17W_2) \cdot \cos(17\omega t) - \\
 & + \frac{1}{17} \text{sen}(17W_2/2) \cdot \cos(17\omega t) + \frac{1}{17} \text{sen}(51W_2/2) \cdot \cos(17\omega t) - \dots
 \end{aligned} \right] \quad (4.33)$$

Para obter a representação final da corrente  $i_{a2}$  no domínio da frequência, basta substituir  $W_2 = \pi/3$  na Eq.4.33. Desta maneira, os componentes harmônicos de ordens  $n = 3, 9, 15$ , etc., são eliminados e, portanto, a corrente  $i_{a2}$  no domínio da frequência é dada por:

$$i_{a2} = \frac{4}{\pi} (k \cdot I_{1P}) \left[ \begin{aligned} & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \cos(\omega t) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{7} \cos(7\omega t) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{13} \cos(13\omega t) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{17} \cos(17\omega t) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{19} \cos(19\omega t) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{23} \cos(23\omega t) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{25} \cos(25\omega t) + \dots \end{aligned} \right] \quad (4.34)$$

Analogamente, as correntes  $i_{b2}$  e  $i_{c2}$  no domínio da frequência são:

$$i_{b2} = \frac{4}{\pi} (k \cdot I_{1P}) \left[ \begin{aligned} & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \cos(\omega t - 120^\circ) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{5} \cos(5\omega t - 120^\circ) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{7} \cos(7\omega t - 120^\circ) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{11} \cos(11\omega t - 120^\circ) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{13} \cos(13\omega t - 120^\circ) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{17} \cos(17\omega t - 120^\circ) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{19} \cos(19\omega t - 120^\circ) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{23} \cos(23\omega t - 120^\circ) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{25} \cos(25\omega t - 120^\circ) + \dots \end{aligned} \right] \quad (4.35)$$

$$i_{c2} = \frac{4}{\pi} (k \cdot I_{1P}) \left[ \begin{aligned} & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \cos(\omega t + 120^\circ) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{5} \cos(5\omega t + 120^\circ) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{7} \cos(7\omega t + 120^\circ) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{11} \cos(11\omega t + 120^\circ) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{13} \cos(13\omega t + 120^\circ) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{17} \cos(17\omega t + 120^\circ) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{19} \cos(19\omega t + 120^\circ) + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{23} \cos(23\omega t + 120^\circ) + \\ & \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) \cdot \frac{1}{25} \cos(25\omega t + 120^\circ) + \dots \end{aligned} \right] \quad (4.36)$$

Conforme apresentado nas Eqs.4.34, 4.35 e 4.36, pode-se concluir que:

- Não há componentes harmônicos de ordem 3;
- Não há componentes harmônicos de ordem par.

Para convalidar a veracidade da Eq.4.33 e, conseqüentemente, das Eqs.4.34, 4.35 e 4.36, utilizou-se o software *Matlab*<sup>®</sup> para plotar a forma de onda descrita pela série de Fourier da corrente  $i_{a2}$ . Nesse sentido, a Fig.4.6 ilustra a forma de onda da corrente  $i_{a2}$  considerando-se componentes harmônicas de orden  $n = 200$ .

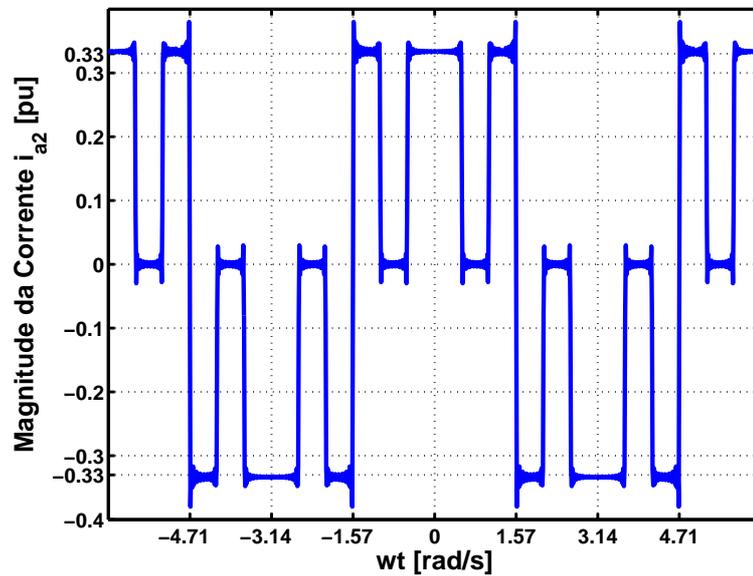


Figura 4.6: Forma de onda da corrente  $i_{a2}$ .

## 4.4 Análise Harmônica da Corrente CA de Alimentação do RHM

Conforme apresentado no Capítulo 3, a corrente CA de alimentação (Fase A) do RHM proposto operando como um retificador de 12 pulsos convencional é resultado da

---

combinação das correntes  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$ .

No intuito de controlar a DHT da corrente CA do RHM proposto, o valor de pico da corrente ( $i_{a2}$ ) imposta nos conversores chaveados (Ret-2) deve ser proporcional ao valor de pico da corrente CA de alimentação ( $i_{a1}$ ) do retificador de seis pulsos não-controlado (Ret-1).

Conseqüentemente, estabeleceu-se uma constante de proporcionalidade entre essas duas correntes. Portanto, tem-se que  $I_{2P} = k \cdot I_{1P}$ , onde o valor de pico de  $i_{a2}$  é igual a  $I_{2P}$  e o valor de pico de  $i_{a1}$  é igual a  $I_{1P}$ ). Nesse sentido, a forma de onda final da corrente  $i_{a(in)}$  depende dos valores atribuídos à constante de proporcionalidade  $k$ .

Desta maneira, utilizou-se o software *Matlab*<sup>®</sup> para plotar a forma de onda obtida através da soma entre a série de Fourier da corrente  $i_{a1}$  e a série de Fourier da corrente  $i_{a2}$ , equações 4.15 e 4.33 respectivamente.

Portanto, é apresentado na Fig.4.7, a forma de onda da corrente  $i_{a(in)}$  considerando-se até os componentes harmônicos de ordem  $n = 200$  e fazendo  $k$  igual a  $1/3$  ( $I_{2P} = 1/3 \cdot I_{1P}$ ).

#### 4.4.1 Distorção Harmônica da Corrente CA de Alimentação do RHM

No sentido de ilustrar a operação do RHM apresentado neste trabalho com relação à  $DHT_I$  alcançada, foram criados dois programas utilizando-se o software *Matlab*<sup>®</sup>, um para calcular a distorção harmônica total de qualquer forma de onda periódica, desenvolvido em [49], e outro para plotar um gráfico da corrente CA de alimentação do RHM ( $i_{a(in)}$ ) em relação à  $DHT_I$ , este segundo programa foi desenvolvido nesta tese de doutorado. Os

---

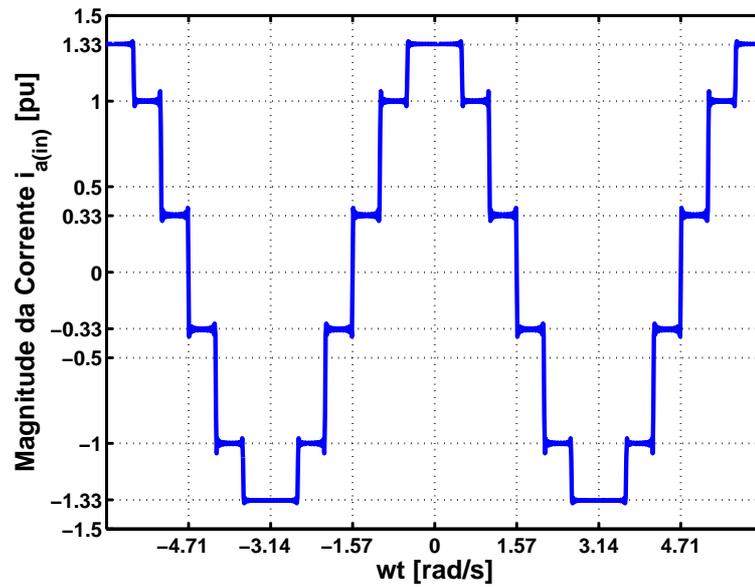


Figura 4.7: Forma de onda da corrente  $i_{a(in)}$ .

resultados obtidos são apresentados na Fig.4.8.

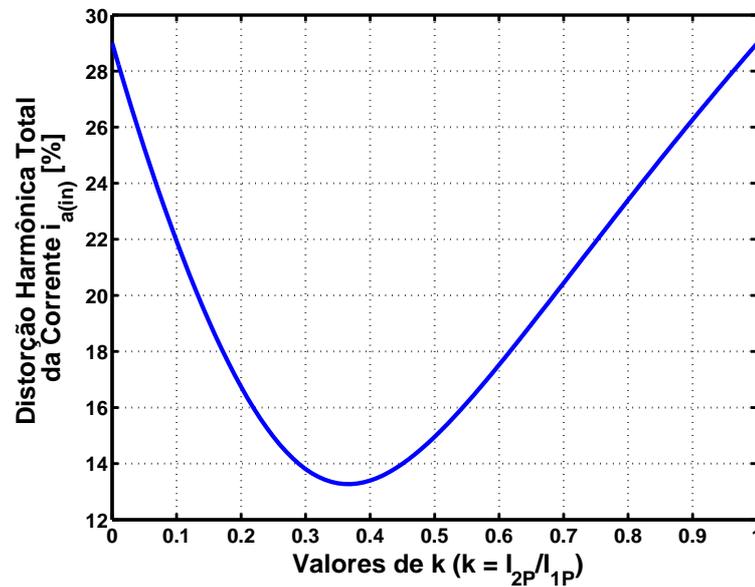


Figura 4.8: Gráfico da  $DHT_I$  da corrente CA de alimentação do RHM para  $0 \leq k \leq 1$

Destaca-se que, quando  $k = 0$  ou seja, a corrente imposta nos conversores chaveados é zero, a corrente  $i_{a(in)}$  assume a forma de onda típica de um retificador de seis pulsos

não-controlado mostrada na Fig.4.9(a). Portanto, a  $DHT_I$  resultante é em torno de 29%, conforme esperado.

Por outro lado, quando  $k = 1$ , o valor de pico da corrente imposta nos conversores chaveados é igual ao valor de pico da corrente CA de alimentação do Ret-1, conseqüentemente, a corrente  $i_{a(in)}$  assume a forma de onda típica de um retificador de seis pulsos não-controlado alimentado por um transformador  $\Delta/Y$ , conforme apresentado na Fig.4.9(b). Portanto, a  $DHT_I$  resultante é em torno de 29%, conforme esperado.

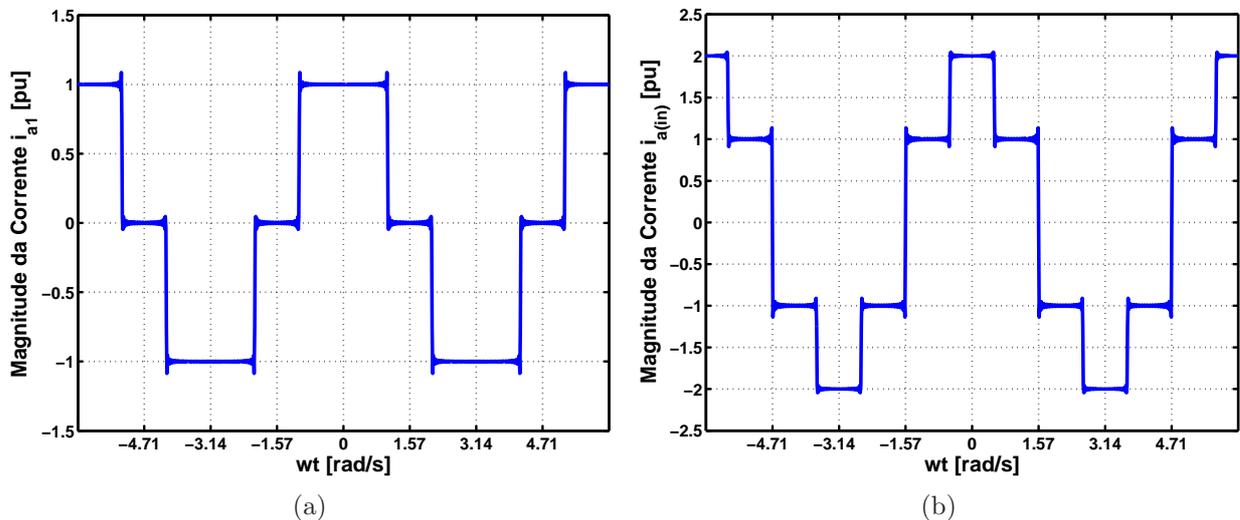


Figura 4.9: Corrente CA de alimentação do RHM quando: (a)  $k = 0$  (b)  $k = 1$

Com relação à Fig.4.8, observa-se que a medida que a contribuição dos conversores chaveados é aumentada, a  $DHT_I$  alcançada diminui sensivelmente até alcançar o seu valor ótimo, onde  $k$  assume valores entre 0,3 e 0,4 e a  $DHT_I$  alcançada fica abaixo de 14%.

Portanto, conclui-se que o ponto ótimo de operação do RHM operando como um retificador de 12 pulsos convencional é alcançado quando o valor de pico da corrente

imposta nos conversores chaveados é em torno de  $1/3$  do valor de pico da corrente CA de alimentação do Ret-1 ( $I_{1P}$ ).

Para ilustrar que a forma de onda da corrente  $i_{a(in)}$  apresenta componentes harmônicos de ordem  $12n \pm 1$  quando  $0,33 \leq k \leq 0,36$ , utilizou-se o software *Mathcad*<sup>®</sup> para obter os resultados apresentados na Fig.4.10.

Observa-se que a magnitude dos componentes harmônicos de ordens  $n = 5, 7, 17, 19, \text{etc.}$ , em relação ao valor de pico da componente fundamental da corrente  $i_{a(in)}$  são extremamente reduzidas e, portanto, pode-se considerar que, matematicamente, o RHM proposto opera da mesma maneira que os retificadores de 12 pulsos convencionais que utilizam transformadores defasores para conseguir o cancelamento de tais componentes harmônicos.

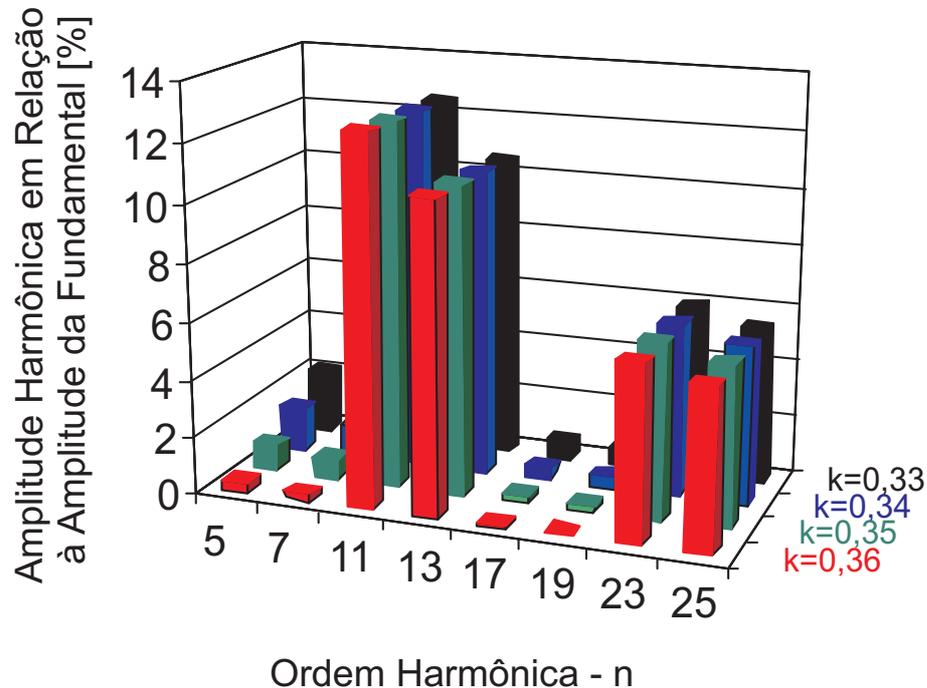


Figura 4.10: DHT da corrente CA de alimentação do RHM operando como um retificador de 12 Pulsos convencional para  $0,3 \leq k \leq 0,36$ .

Concluindo, pode-se afirmar que, para  $0,33 \leq k \leq 0,36$ , a corrente CA de alimentação do RHM proposto operando como um retificador de 12 pulsos convencional é dada por:

$$i_{a(in)} = \frac{I_{1P}}{\pi} \left\{ \begin{array}{l} + \left[ 4k \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) + 2\sqrt{3} \right] \cdot \cos(\omega t) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) - 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) + 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{13} \cos(13\omega t) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) - 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{23} \cos(23\omega t) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) + 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{25} \cos(25\omega t) + \dots \end{array} \right\} \quad (4.37)$$

Analogamente, as correntes  $i_{b(in)}$  e  $i_{c(in)}$  no domínio da frequência são:

$$i_{b(in)} = \frac{I_{1P}}{\pi} \left\{ \begin{array}{l} + \left[ 4k \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) + 2\sqrt{3} \right] \cdot \cos(\omega t - 120^\circ) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) - 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{11} \cos(11\omega t - 120^\circ) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) + 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{13} \cos(13\omega t - 120^\circ) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) - 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{23} \cos(23\omega t - 120^\circ) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) + 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{25} \cos(25\omega t - 120^\circ) + \dots \end{array} \right\} \quad (4.38)$$

$$i_{c(in)} = \frac{I_{1P}}{\pi} \left\{ \begin{array}{l} + \left[ 4k \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) + 2\sqrt{3} \right] \cdot \cos(\omega t + 120^\circ) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) - 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{11} \cos(11\omega t + 120^\circ) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) + 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{13} \cos(13\omega t + 120^\circ) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} \right) - 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{23} \cos(23\omega t + 120^\circ) + \\ + \left[ 4k \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{3}{2} \right) + 2\sqrt{3} \right] \cdot \frac{1}{25} \cos(25\omega t + 120^\circ) + \dots \end{array} \right\} \quad (4.39)$$

## 4.5 Conclusão

Neste capítulo realizou-se uma análise harmônica das correntes CA de alimentação do RHM proposto.

Utilizando-se o teorema de *Fourier*, as correntes de linha da fase A do retificador de seis pulsos não-controlado (Ret-1) e dos conversores chaveados (Ret-2) foram obtidas através de um somatório de harmônicos.

Com as correntes de linha do Ret-1 e do Ret-2 devidamente equacionadas, a corrente de linha do RHM proposto operando como um retificador de 12 pulsos convencional também foi obtida através de um somatório de harmônicos. Os resultados foram estendidos para a demais correntes apenas modificando a posição angular.

Desenvolveram-se programas utilizando-se o software *Matlab*<sup>®</sup> que tornaram possível a obtenção das formas de ondas de correntes representadas pelas séries de *Fourier* obtidas, o que validou as equações desenvolvidas.

O conteúdo harmônico da corrente de 12 pulsos dreanda da rede CA de alimentação foi apresentado graficamente para diversos valores da constante de proporcionalidade  $k$ , convalidando a teoria de que a menor  $DHT_I$  é alcançada quando o valor de pico da corrente imposta nos conversores chaveados é em torno 1/3 do valor de pico da corrente CA de alimentação do retificador de seis pulsos não-controlado.

---

# Capítulo 5

## Análise da Potência Ativa Processada pelo RHM

### 5.1 Introdução

A principal característica do Retificador Híbrido Multipulsos (RHM) proposto neste trabalho é que, para se obter elevado fator de potência de entrada e reduzida distorção harmônica total na corrente CA de alimentação ( $DHT_I$ ), apenas parte da potência total entregue à carga precisa ser processada pelos retificadores controlados.

A potência ativa média de saída é resultado da soma das potências processadas pelo retificador de seis pulsos não-controlado ( $P_{Ret-1}$ ) e pelo conjunto de retificadores controlados ( $P_{Ret-2}$ ). Isso quer dizer que, para uma dada condição de carga, a potência ativa média processada pelo grupo retificador 1 (Ret-1) varia de acordo com o aumento ou diminuição da contribuição do grupo retificador 2 (Ret-2).

Nesse sentido, este capítulo apresenta uma análise matemática realizada para obter equações que possam representar o comportamento de cada grupo retificador no que se refere à parcela de potência ativa que é processada por cada um deles.

Conforme apresentado no Capítulo 3, a forma de onda da corrente de linha do RHM é resultado da soma entre a corrente CA de alimentação do Ret-1 ( $i_{a1}$ ) com a corrente CA de alimentação que é imposta nos conversores chaveados ( $i_{a2}$ ), assim, a forma de onda final da corrente de linha do RHM ( $i_{a(in)}$ ) depende da forma de onda que é imposta à corrente  $i_{a2}$ .

Os conversores chaveados que compõem o Ret-2 são conversores que apresentam característica de fonte de corrente e, portanto, a potência processada pelo Ret-2 é proporcional à amplitude máxima da corrente imposta em cada conversor chaveado. Logo, a potência ativa média do grupo de conversores chaveados ( $P_{Ret-2}$ ) deve ser calculada em função do valor de pico da corrente CA de alimentação imposta em cada conversor chaveado.

No Capítulo 4 ficou demonstrado que o cancelamento dos componentes harmônicos de ordens  $12n \pm 1$  depende do valor de pico da corrente imposta nos conversores chaveados. Portanto, a potência processada por tais conversores será calculada em função da constante de proporcionalidade  $k$ , que representa a relação entre o valor de pico da corrente CA de alimentação de cada conversor chaveado ( $I_{2P}$ ) e o valor de pico da corrente CA de alimentação do Ret-1 ( $I_{1P}$ ). Utilizando-se o software *Matlab*<sup>®</sup>, foram plotados gráficos que representam a contribuição de potência ativa de cada grupo retificador.

---

## 5.2 Potência Ativa Média de Entrada

Para analisar matematicamente o RHM proposto, do ponto de vista das correntes de linha de entrada, a tensão de saída é considerada constante.

A análise matemática que se segue é baseada no circuito simplificado apresentado na Fig.5.1.

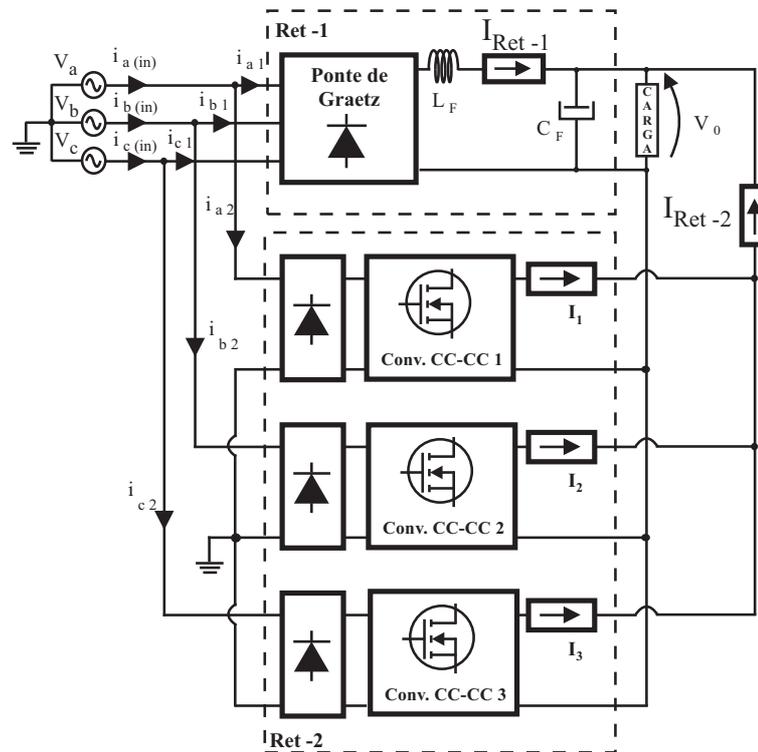


Figura 5.1: Circuito simplificado do RHM proposto.

Desconsiderando-se as não idealidades do circuito e assumindo que o RHM drene da rede CA de alimentação, correntes senoidais equilibradas, as tensões, as correntes e as potências ativas instantâneas da rede CA trifásica de alimentação são apresentadas nas Eqs.5.1 a 5.8.

$$v_{an}(t) = V_P \cdot \text{sen}\omega t \quad (5.1)$$

$$v_{bn}(t) = V_P \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \quad (5.2)$$

$$v_{cn}(t) = V_P \cdot \text{sen}(\omega t - 240^\circ) \quad (5.3)$$

Onde:

$V_P$  - Valor de pico da tensão fase-neutro.

$$i_a(t) = I_P \cdot \text{sen}(\omega t - \theta) \quad (5.4)$$

$$i_b(t) = I_P \cdot \text{sen}(\omega t - \theta - 120^\circ) \quad (5.5)$$

$$i_c(t) = I_P \cdot \text{sen}(\omega t - \theta - 240^\circ) \quad (5.6)$$

Onde:

$I_P$  - Valor de pico da corrente de linha.

A potência ativa instantânea por fase é dada por:

$$p(t) = v(t) \times i(t) \quad (5.7)$$

Conseqüentemente, a potência ativa trifásica instantânea é dada por:

$$p_T(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) \quad (5.8)$$

---

Onde:

$p_a(t)$  - Potência ativa instantânea da fase A;

$p_b(t)$  - Potência ativa instantânea da fase B;

$p_c(t)$  - Potência ativa instantânea da fase C.

Portanto, substituindo as Eqs.5.1 a 5.6 em 5.8, tem-se que:

$$p_T(t) = V_P \cdot I_P \left[ \begin{array}{l} \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t - \theta) + \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \cdot \text{sen}(\omega t - \theta - 120^\circ) + \\ + \text{sen}(\omega t - 240^\circ) \cdot \text{sen}(\omega t - \theta - 240^\circ) \end{array} \right]$$

Se,

$$\text{sen}A \cdot \text{sen}B = \frac{1}{2} \cdot [\cos(A - B) - \cos(A + B)]$$

Então,

$$p_T(t) = \frac{V_P \cdot I_P}{2} \cdot \left[ \begin{array}{l} 3 \cdot \cos\theta - \cos(2\omega t - \theta) - \cos(2\omega t - \theta - 120^\circ) - \\ - \cos(2\omega t - \theta + 120^\circ) \end{array} \right]$$

Portanto, para correntes CA de alimentação senoidais, a potência ativa trifásica de entrada do RHM proposto é dada por:

$$P_T = 3 \cdot \frac{V_P \cdot I_P}{2} \cdot \cos\theta \quad (5.9)$$

Onde:

---

$\cos\theta$  - Ângulo de deslocamento entre os componentes fundamentais da corrente e tensão de alimentação.

### 5.3 Potência Ativa Média Processada pelo RHM Operando com Correntes de 12 Pulsos Impostas

Desconsiderando-se as perdas, tem-se que:

$$P_T = P_0 \quad (5.10)$$

Onde:

$P_T$  - Potência ativa trifásica de entrada;

$P_0$  - Potência ativa nominal de saída.

Sendo que,

$$P_0 = P_{Ret-1} + P_{Ret-2} \quad (5.11)$$

Onde:

$P_{Ret-1}$  - Potência ativa média processada pelo retificador trifásico de seis pulsos não-controlado (Ret-1);

$P_{Ret-2}$  - Potência ativa média processada pelos conversores chaveados (Ret-2).

---

### 5.3.1 Potência Ativa Média Processada pelo Grupo de Conversores Chaveados (Ret-2)

Quando o RHM opera como um retificador de 12 pulsos convencional, o fator de potência alcançado é muito próximo da unidade (em torno de 0,98). Assim, sem incorrer em erros significativos, o cálculo da potência ativa média processada pelo Ret-2 é realizado considerando-se que o fator de potência de entrada é unitário.

Por definição, a potência ativa média é dada por:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \tag{5.12}$$

A tensão nos terminais da ponte retificadora de cada conversor chaveado associado em paralelo com cada braço do retificador trifásico não-controlado, e a corrente imposta nos conversores chaveados são apresentadas nas Figs.5.2(a) e 5.2(b), respectivamente.

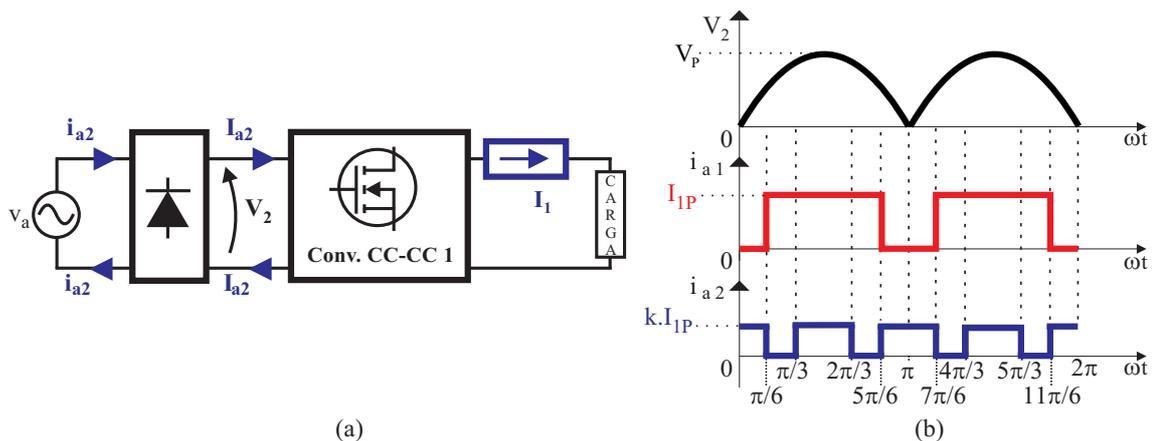


Figura 5.2: (a) Circuito simplificado de um conversor chaveado (b) Formas de onda teóricas - Corrente de 12 pulsos imposta

Desta maneira, tem-se que a potência ativa média processada por cada conversor

chaveado, no modo de operação com corrente de 12 pulsos imposta, é dada por:

$$P_{\text{Conv.Chaveado} - 1} = \frac{1}{\pi} \left[ \begin{array}{l} \int_0^{\pi/6} V_P \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot I_{2P} d\omega t + \\ + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_P \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot I_{2P} d\omega t + \\ + \int_{5\pi/6}^{\pi} V_P \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot I_{2P} d\omega t \end{array} \right] \quad (5.13)$$

Onde:

$I_{2P}$  - Valor de pico da corrente de linha de entrada do Ret-2 ( $i_{a2}$ ).

Conforme apresentado anteriormente, o valor de pico da corrente  $i_{a2}$  é proporcional ao valor de pico da corrente  $i_{a1}$ , portanto tem-se que:

$$I_{2P} = k \cdot I_{1P} \quad (5.14)$$

Se  $I_P = I_{1P} + I_{2P}$ , então:

$$I_P = I_{1P} \cdot (k + 1) \quad (5.15)$$

Onde:

$I_{1P}$  - Valor de pico da corrente de linha de entrada do retificador de seis pulsos não-controlado ( $i_{a1}$ );

k - Constante de proporcionalidade entre o valor de pico da corrente de linha de entrada

do conversor chaveado e o valor de pico da corrente de linha de entrada retificador de seis pulsos não-controlado;

$I_P$  - Valor de pico da corrente de linha de entrada do RHM ( $i_{a(in)}$ ).

Logo,

$$P_{\text{Conv.Chaveado} - 1} = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\pi/6} V_P \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (k \cdot I_{1P}) d\omega t + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_P \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (k \cdot I_{1P}) d\omega t + \int_{5\pi/6}^{\pi} V_P \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (k \cdot I_{1P}) d\omega t \right] \quad (5.16)$$

Resolvendo a Eq.5.16, sendo que grupo de retificadores controlados (Ret-2) é composto por três conversores chaveados, a potência ativa média de entrada do Ret-2 é dada por:

$$P_{\text{Ret-2}} = 3 \cdot V_P \cdot I_{1P} \cdot \left( \frac{1,268 \cdot k}{\pi} \right) \quad (5.17)$$

Deste modo, considerando-se fator de potência de entrada unitário, a parcela de contribuição do Ret-2 em relação à potência ativa média entregue à carga é dada por:

$$\frac{P_{\text{Ret} - 2}}{P_0} = \frac{3 \cdot V_P \cdot I_{1P} \cdot \left( \frac{1,268 \cdot k}{\pi} \right)}{\left( \frac{3}{2} \right) \cdot V_P \cdot I_{1P} \cdot (k + 1)} \quad (5.18)$$

Onde:

$I_P = I_{1P} \cdot (k + 1)$  - valor de pico da corrente CA de alimentação do RHM.

Portanto, a parcela da potência total de saída que é processada pelo conjunto de conversores chaveados (Ret-2) no modo de operação com corrente de 12 pulsos imposta é dada por:

$$\frac{P_{\text{Ret-2}}}{P_0} = 2,536 \cdot \left[ \frac{k}{\pi \cdot (k+1)} \right] \quad (5.19)$$

### 5.3.2 Potência Ativa Média Processada pelo Retificador de Seis pulsos Não-controlado (Ret-1)

Sabe-se que [50] a potência total de saída do retificador trifásico não-controlado é dada por:

$$P_{\text{Ret-1}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_P \cdot I_{1P} \quad (5.20)$$

Onde:

$V_P$  - valor de pico da tensão fase-neutro da rede CA de alimentação;

$I_{1P}$  - valor de pico da corrente CA de alimentação do Ret-1.

Entretanto, a medida que a potência processada por Ret-2 varia, a potência processada por Ret-1 também varia, ou seja, apesar da tensão média nos terminais da ponte retificadora trifásica permanecer constante, a corrente média no indutor de filtro do Ret-1 ( $I_{L_F} = I_{1P}$ ) varia em função do aumento ou diminuição da contribuição dos conversores chaveados (Ret-2). Portanto, a parcela de potência processada por Ret-1 é dada por:

$$P_{\text{Ret} - 1} = P_0 - P_{\text{Ret} - 2} \quad (5.21)$$

Logo,

$$\frac{P_{\text{Ret} - 1}}{P_0} = 1 - \left\{ 2,536 \cdot \left[ \frac{k}{\pi \cdot (k + 1)} \right] \right\} \quad (5.22)$$

Concluindo, é apresentado na Fig.5.5 um gráfico ilustrando a contribuição do Ret-1 e do Ret-2 em função de valores de k, onde  $k = I_{2P}/I_{1P}$ . Observa-se que para  $k = 1/3$ , condição de melhor DHT para a corrente de 12 Pulsos imposta, o grupo de retificadores controlados (Ret-2) processa em torno de 20% da potência ativa média entregue à carga.

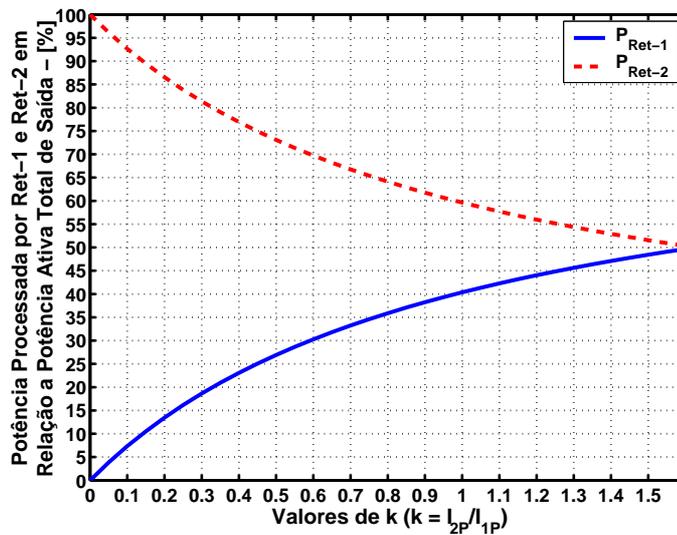


Figura 5.3: Potências processadas pelos Ret-1 e Ret-2 em função da constante de proporcionalidade k - RHM operando como um retificador de 12 pulsos.

## 5.4 Potência Ativa Média Processada pelo RHM Operando com Correntes Senoidais Impostas

### 5.4.1 Potência Ativa Média Processada pelo Grupo de Conversores Chaveados (Ret-2)

A tensão nos terminais da ponte retificadora de cada conversor chaveado associado a cada braço do retificador trifásico não-controlado é apresentada na Fig.5.4(a). A corrente imposta nos conversores chaveados é apresentada na Fig.5.4(b).

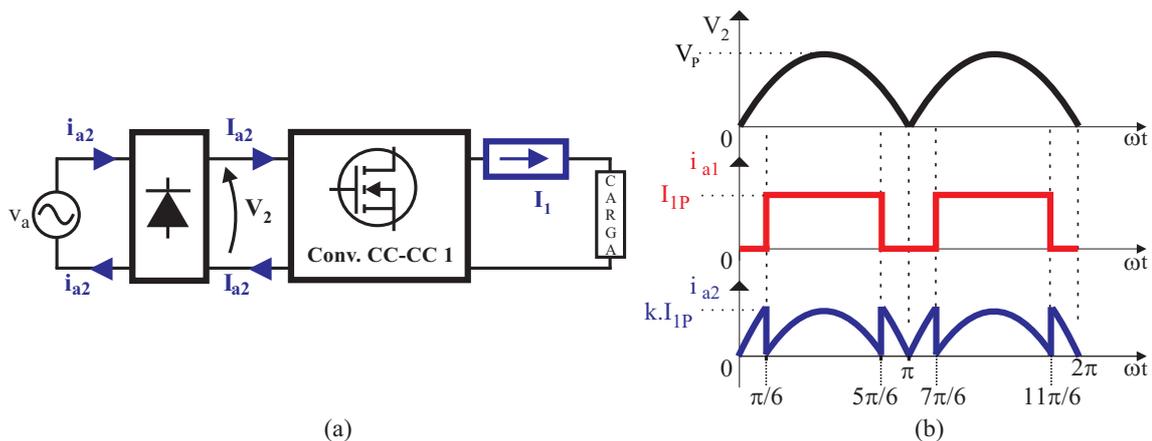


Figura 5.4: (a) Circuito simplificado de um conversor chaveado (b) Formas de onda teóricas - Corrente senoidal imposta.

Desta maneira, tem-se que a potência ativa média processada por cada conversor chaveado no modo de operação com corrente senoidal imposta é dada por:

$$P_{\text{Conv.Chaveado} - 1} = \frac{1}{\pi} \left[ \begin{aligned} & \int_0^{\pi/6} [V_P \cdot \text{sen}(\omega t)] \cdot [I_P \cdot \text{sen}(\omega t)] d\omega t + \\ & + \int_{\pi/6}^{5\pi/6} [V_P \cdot \text{sen}(\omega t)] \cdot [I_P \cdot \text{sen}(\omega t) - I_{1P}] d\omega t + \\ & + \int_{5\pi/6}^{\pi} [V_P \cdot \text{sen}(\omega t)] \cdot [I_P \cdot \text{sen}(\omega t)] d\omega t \end{aligned} \right] \quad (5.23)$$

Onde:

$I_P$  - Valor de pico da corrente de CA alimentação do RHM ( $i_{a(in)}$ ).

Logo, a potência ativa média processada por cada conversor chaveado é calculada como segue:

$$P_{\text{Conv.Chaveado} - 1} = \frac{1}{\pi} \left[ \begin{aligned} & V_P \cdot I_P \int_0^{\pi/6} \text{sen}^2(\omega t) d\omega t + V_P \cdot I_P \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \text{sen}^2(\omega t) d\omega t + \\ & + V_P \cdot I_{1P} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} d\omega t + V_P \cdot I_P \int_{5\pi/6}^{\pi} \text{sen}^2(\omega t) d\omega t \end{aligned} \right]$$

Se,

$$I_P = I_{1P} + I_{2P} = I_{1P} \cdot (k + 1)$$

E,

$$I_{2P} = k \cdot I_{1P}$$


---

Então, a potência ativa média processada por cada conversor chaveado é dada por:

$$P_{\text{Conv.Chaveado} - 1} = \frac{1}{\pi} V_P \cdot I_{1P} \cdot (k + 1) \cdot \left[ \frac{\pi}{2} - \frac{\sqrt{3}}{(k + 1)} \right] \quad (5.24)$$

Portanto, a potência ativa média processada pelo grupo de conversores chaveados (Ret-2) é dada por:

$$P_{\text{Ret} - 2} = \frac{3}{\pi} V_P \cdot I_{1P} \cdot (k + 1) \cdot \left[ \frac{\pi}{2} - \frac{\sqrt{3}}{(k + 1)} \right] \quad (5.25)$$

A imposição de correntes senoidais na rede CA de alimentação garante que o fator de potência de entrada seja muito próximo da unidade.

Desta maneira, dividindo-se a Eq.5.25 pela Eq.5.9, tem-se que, a parcela de contribuição do Ret-2 em relação à potência ativa média entregue a carga, no modo de operação com corrente senoidal imposta, é dada por:

$$\frac{P_{\text{Ret} - 2}}{P_0} = 1 - \left[ \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi \cdot (k + 1)} \right] \quad (5.26)$$

### **5.4.2 Potência Ativa Média Processada pelo Retificador de Seis pulsos Não-controlado (Ret-1)**

Conforme apresentado na seção anterior, potência ativa média processada pelo Ret-1 é dada pela equação 5.21.

Portanto, a parcela de potência ativa média processada pelo Ret-1 em relação à potência ativa média entregue à carga é calculada substituindo-se a Eq.5.26 na Eq.5.21.

---

Desse modo, tem-se que:

$$\frac{P_{\text{Ret-1}}}{P_0} = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi \cdot (k + 1)} \quad (5.27)$$

Concluindo, é apresentado na Fig.5.5 um gráfico ilustrando a contribuição do Ret-1 e do Ret-2 em função de valores de  $k$ , onde  $k = I_{2P}/I_{1P}$ .

Observa-se que para  $k = 1$ , condição que torna possível a imposição de uma corrente CA de alimentação perfeitamente senoidal, o grupo de conversores chaveados (Ret-2) processa em torno de 45% da potência ativa total de saída do RHM proposto.

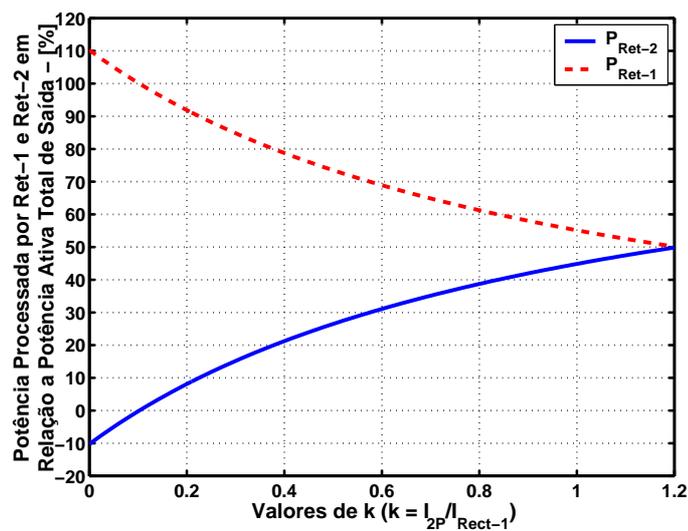


Figura 5.5: Potência processada por Ret-1 e Ret-2 em função da constante de proporcionalidade  $k$  - Modo de operação com corrente senoidal imposta

## 5.5 Conclusão

Neste capítulo foram desenvolvidas equações que descrevem o comportamento dos grupos retificadores (Ret-1 e Ret-2) no que se refere à parcela de potência ativa que é

processada por eles.

Utilizando-se o conceito de potência ativa média para o cálculo da contribuição de cada grupo retificador, comprovou-se que quando o RHM proposto opera como um retificador de 12 pulsos convencional ( $k = 1/3$ ), os conversores chaveados processam em torno de 20% da potência ativa média entregue à carga.

Por outro lado, na operação com correntes senoidais impostas na rede CA de alimentação, demonstrou-se que os conversores chaveados processam no máximo 45% da potência ativa média entregue à carga.

---