

Capítulo 8

Avaliação do RHM sob Condições Não-ideais de Alimentação

8.1 Introdução

Em sistemas industriais que possuem muitas cargas não-lineares, é muito comum encontrar de 1% a 3% de desbalanceamento nas tensões de alimentação juntamente com 2,5% a 5,0% de componentes harmônicos de tensão de 5^a e 7^a ordens [19], [31].

Dentre as cargas não-lineares mais presentes em sistemas industriais, estão os retificadores trifásicos que injetam elevado conteúdo harmônico na corrente CA de alimentação. Para mitigar a DHT das correntes de entrada, os chamados retificadores de 12 pulsos ou mais, aparecem como sendo a solução mais adotada nas últimas décadas.

Os retificadores de 12 pulsos convencionais são obtidos através da conexão em paralelo de dois retificadores de seis pulsos não-controlados, alimentados por um transformador

defasador. Comumente, esses transformadores possuem três enrolamentos, onde o enrolamento primário é conectado em Δ , e os enrolamentos secundário e terciário são conectados em Y e em Δ , respectivamente, conforme apresentado no Capítulo 2. Entretanto, para se garantir a correta divisão da corrente de carga entre os dois retificadores de seis pulsos, a utilização de transformadores de interfase (IPTs) torna-se indispensável.

Nesse sentido, encontra-se na literatura, diversos trabalhos [19], [31] que reportam os efeitos danosos de tensões de alimentação desbalanceadas e de harmônicos de tensão pré-existente no sistema, sobre os retificadores de 12 pulsos. Estudos comprovam que, nessas condições, a magnitude da tensão no barramento CC dos dois grupos retificadores, sofre alterações que comprometem o correto funcionamento dos IPTs e, conseqüentemente, do grupo retificador como um todo.

Por exemplo, comprovou-se que, cerca de 1% de diferença na magnitude das tensões nos terminais das pontes retificadoras dos dois retificadores de seis pulsos não-controlados, provoca um erro de 50% na divisão da corrente de carga e, conseqüentemente, tem-se um sensível aumento no conteúdo harmônico das correntes drenadas da rede CA de alimentação [19], [31].

Logo, torna-se necessária a utilização de reatores bloqueadores de harmônicos conectados no lado CA do grupo retificador para que o correto funcionamento dos transformadores especiais (IPTs - Inter-phase transformers) possa ser assegurado, aumentando ainda mais a complexidade e o custo da estrutura [31].

Portanto, é apresentado neste capítulo, os resultados de um ensaio realizado nas condições de anormalidades descritas anteriormente. Demonstra-se que o RHM proposto

é capaz de operar em condições reais de aplicação, mantendo a imposição de uma forma de onda de 12 pulsos nas correntes CA de alimentação.

8.2 Ensaios Realizados no Laboratório de Qualidade de Energia de Energia

A realização de um ensaio dessa natureza foi possível utilizando-se uma fonte trifásica de 5 kVA da HP, localizada no Laboratório de Qualidade de Energia da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia (FEELT-UFU). A fig.8.1 ilustra a montagem realizada para este ensaio.

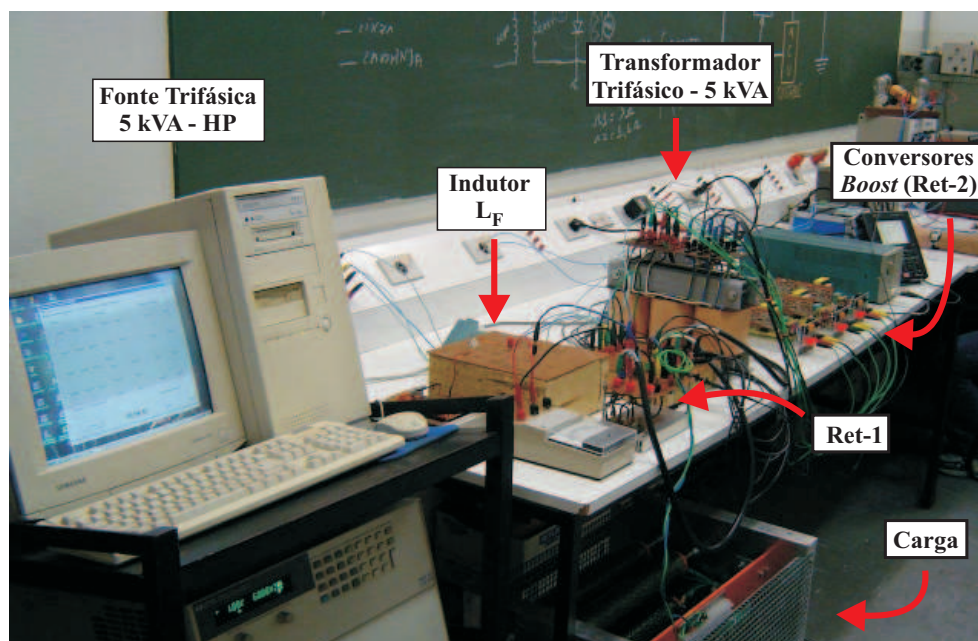


Figura 8.1: Foto do ensaio realizado no Laboratório de Qualidade de Energia da FEELT-UFU - RHM utilizando conversores *Boost* - Corrente de 12 pulsos imposta.

Avaliou-se a operação do RHM proposto, utilizando-se conversores *Boost* modificados para compor os 12 pulsos da corrente de entrada.

8.2.1 Condições Ideais de Alimentação

Primeiramente, a fonte da HP foi ajustada para fornecer tensões equilibradas e puramente senoidais. Entretanto, devido à limitação da máxima potência que a fonte foi capaz de suprir, este primeiro ensaio foi realizado em uma condição de carga bastante inferior àquela observada no Capítulo 7.

Assim, a figura 8.2 mostra a tensão, puramente senoidal, e a corrente CA de alimentação com forma de onda de 12 pulsos.

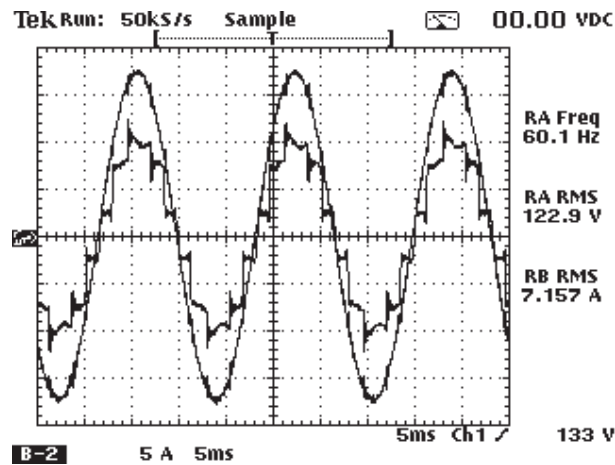


Figura 8.2: Tensão fase-neutro (v_{an}) e corrente de linha ($i_{a(in)}$) - Condições ideais de alimentação - RHM utilizando conversores *Boost* - Corrente de 12 pulsos imposta.

Conforme ilustrado na Fig.8.2, observa-se que há uma deformação na forma de onda da corrente CA de alimentação. Isto acontece em função da presença da corrente de magnetização do transformador trifásico utilizado para alimentar os conversores chaveados.

Para ilustrar o que foi exposto, é necessário destacar que a potência máxima capaz de ser fornecida pela fonte da HP utilizada está bem abaixo da potência nominal do RHM ensaiado, cerca de 2600 W. Portanto, nessas condições, observa-se que a corrente de magnetização do transformador utilizado assume valores consideráveis em relação ao

valor da corrente de linha, aparecendo, portanto, a deformação observada na forma de onda de corrente de entrada ilustrada na Fig.8.2.

Entretanto, não houve um aumento considerável na DHT_I alcançada, conforme ilustrado na Fig.8.3.

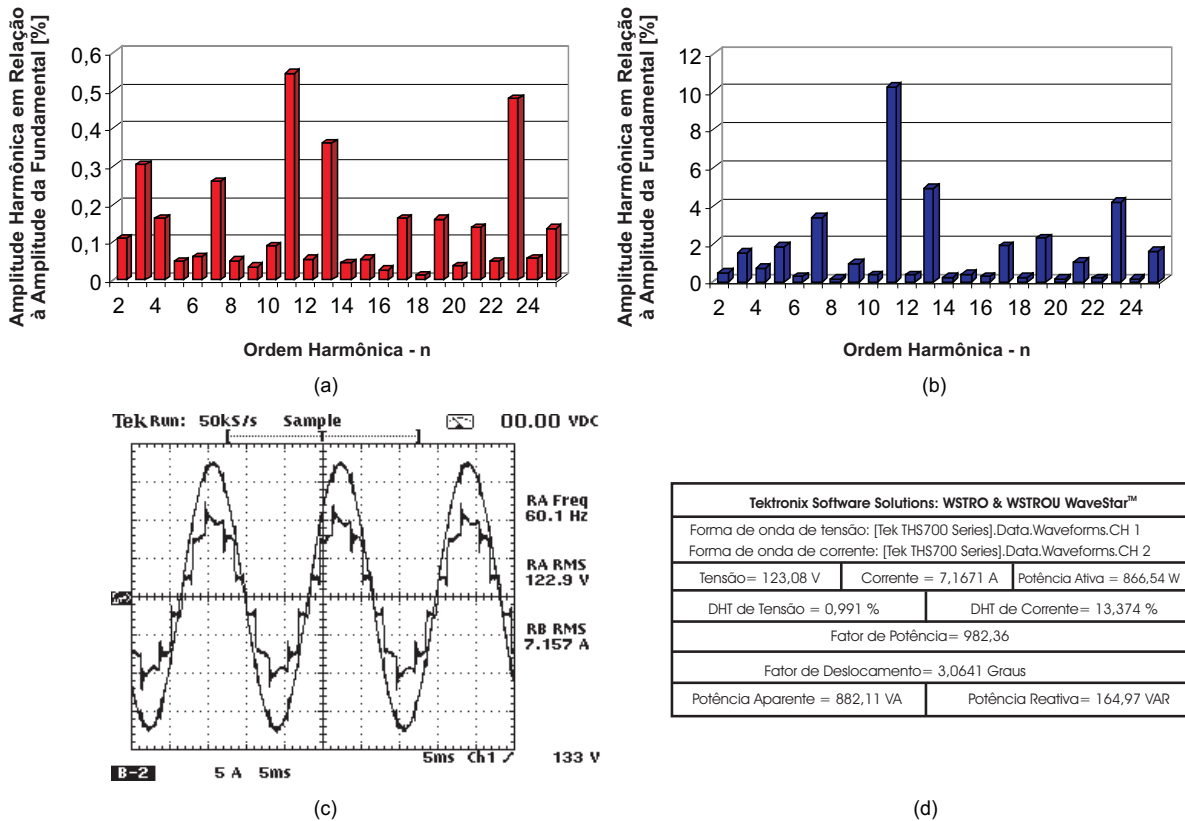


Figura 8.3: Resumo do ensaio realizado no laboratório de qualidade de energia simulando condições ideais de alimentação.

8.2.2 Condições Não-Ideais de Alimentação

Devido às limitações da fonte trifásica de 5 kVA da HP utilizada, foi possível realizar o ensaio inserindo apenas 1% de desbalanceamento e 2,5% de componente harmônico de tensão de 5ª ordem.

Na figura 8.4, são mostradas as fotografias de um equipamento de medição utilizado para monitorar os índices de qualidade de uma rede trifásica. A Fig.8.4(a) ilustra o percentual de desequilíbrio e a Fig.8.4(b) ilustra o percentual de DHT_V programados na fonte trifásica da HP.



(a) Percentual de desequilíbrio

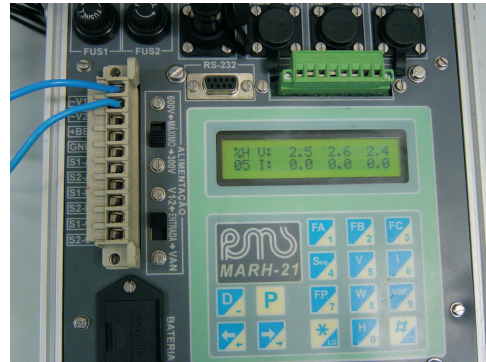
(b) Percentual de DHT_V

Figura 8.4: Condições de não-idealidade programadas na fonte trifásica da HP - RHM utilizando conversores *Boost* - Corrente de 12 pulsos imposta.

Após a inserção de, aproximadamente, 1% de desequilíbrio e 2,5% de componente harmônico de tensão de 5ª ordem, observou-se a forma de onda final da corrente CA de alimentação. Nesse sentido, a Fig.8.5(a) mostra a tensão fase-neutro (v_{an}) após a inserção de 2,5% de 5ª harmônica. Em função da presença da componente de 5ª harmônica, a forma de onda final da tensão v_{an} apresenta um pico bastante acentuado.

Na Fig.8.5(b), é apresentada a forma de onda da corrente drenada da fonte da HP, juntamente com a tensão de alimentação v_{an} . Observa-se que mesmo havendo um desbalanceamento e um elevado nível de componente harmônico de 5ª ordem nas tensões de alimentação, a corrente de linha assume os 12 pulsos conforme desejado.

Isto mostra que níveis de componentes harmônicos e de desequilíbrio de tensão pré-existente na rede trifásica de alimentação não interferem na composição dos 12 pulsos da

corrente CA de alimentação.

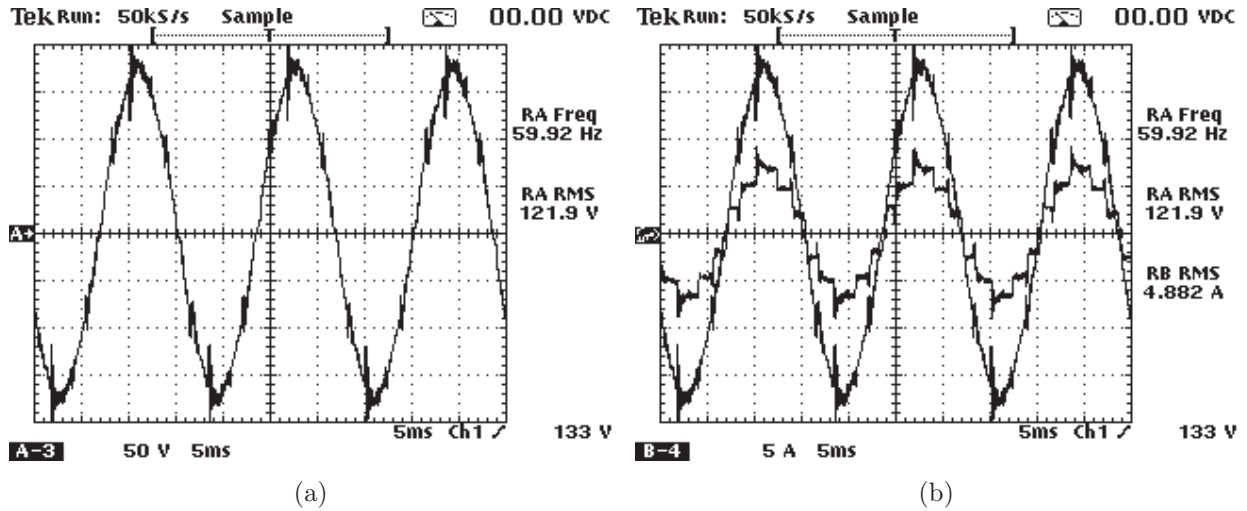


Figura 8.5: (a) Tensão v_{an} (b) Ref.B - Corrente $i_{a(in)}$, Ref.A - Tensão v_{an} - Condições não-ideais de alimentação - RHM utilizando conversores *Boost* - Corrente de 12 pulsos imposta.

Entretanto, devido à limitação deste ensaio com relação à máxima potência que a fonte da HP utilizada foi capaz de fornecer, observa-se que o valor de pico da corrente imposta nos conversores *Boost* (i_{a2}) não é de 1/3 do valor de pico da corrente de entrada do Ret-1 (i_{a1}).

Neste momento, destaca-se que, para evitar chaveamentos indevidos nos intervalos de tempo em que a corrente i_{a2} deve ser mantida igual a zero, o circuito de controle do RHM proposto foi projetado para gerar um sinal de referência de corrente com um valor mínimo, abaixo do qual a corrente imposta nos conversores chaveados é zero.

Logo, como o valor de pico da corrente imposta nos conversores chaveados é proporcional ao valor de pico da corrente de alimentação do retificador não-controlado e considerando-se que a corrente de carga está muito abaixo de seu valor nominal, não foi possível ajustar o valor de k em 1/3 para essa condição de carga. Conseqüentemente, a

DHT_I alcançada ficou um pouco acima de de 14%, conforme ilustrado na Fig.8.6.

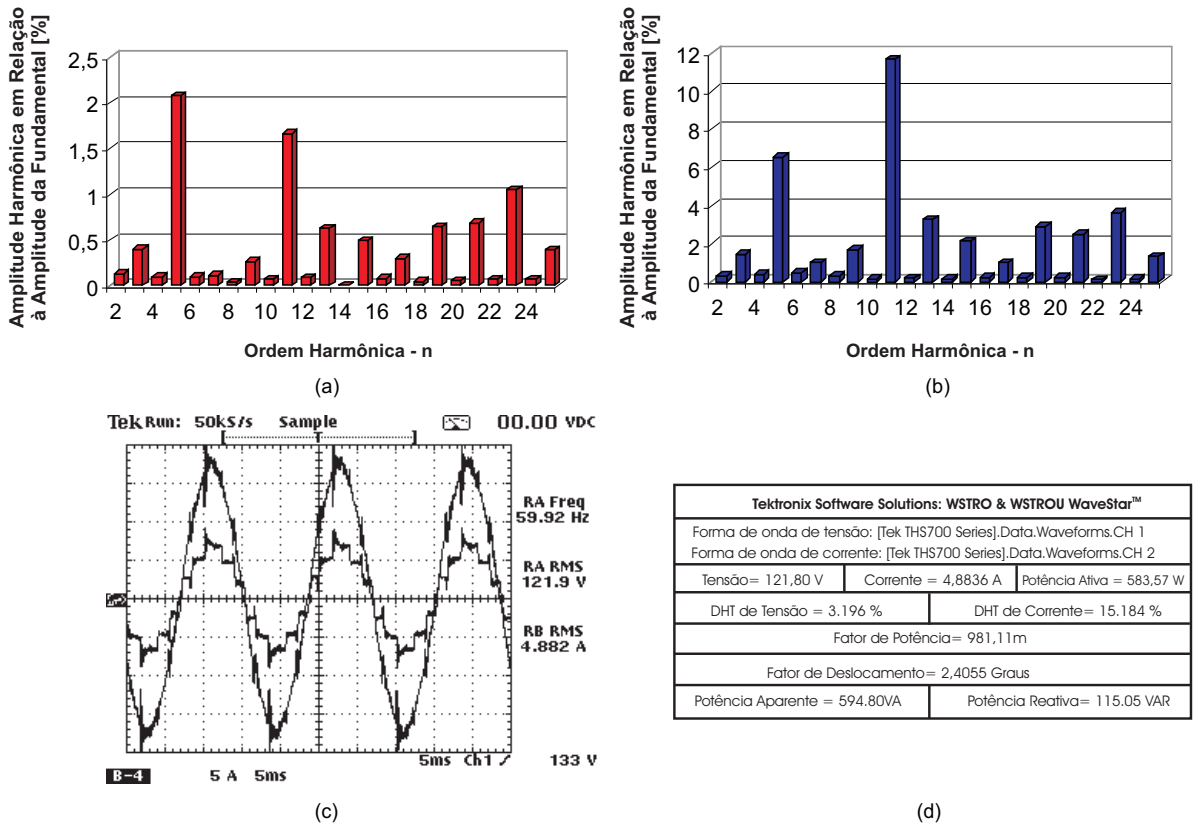


Figura 8.6: Resumo do ensaio realizado no laboratório de qualidade de energia simulando condições não-ideais de alimentação.

A figura 8.6(a) apresenta o espectro harmônico da tensão v_{an} ilustrando que magnitude do componente harmônico de tensão de 5ª ordem é cerca de 2,0%. As outros componentes harmônicos aparecem na forma de onda final em função dos ruídos provenientes do chaveamento em alta frequência.

O espectro harmônico da corrente $i_{a(in)}$ é apresentado na Fig.8.6(b), onde observa-se que, como não foi possível ajustar o valor de k em 1/3, o componente harmônico de 5ª ordem aparece de forma bastante acentuada, contribuindo para o aumento do conteúdo harmônico total da corrente CA de alimentação, conforme ilustrado na Fig.8.6(d).

As correntes de linha das fases A, B e C, são mostradas na Fig.8.7. Observa-se que as três correntes de alimentação assumem a forma de onda de 12 pulsos, entretanto, a composição ideal dos 12 pulsos das correntes CA de alimentação não foi realizada em função das limitações deste ensaio, conforme descrito anteriormente.

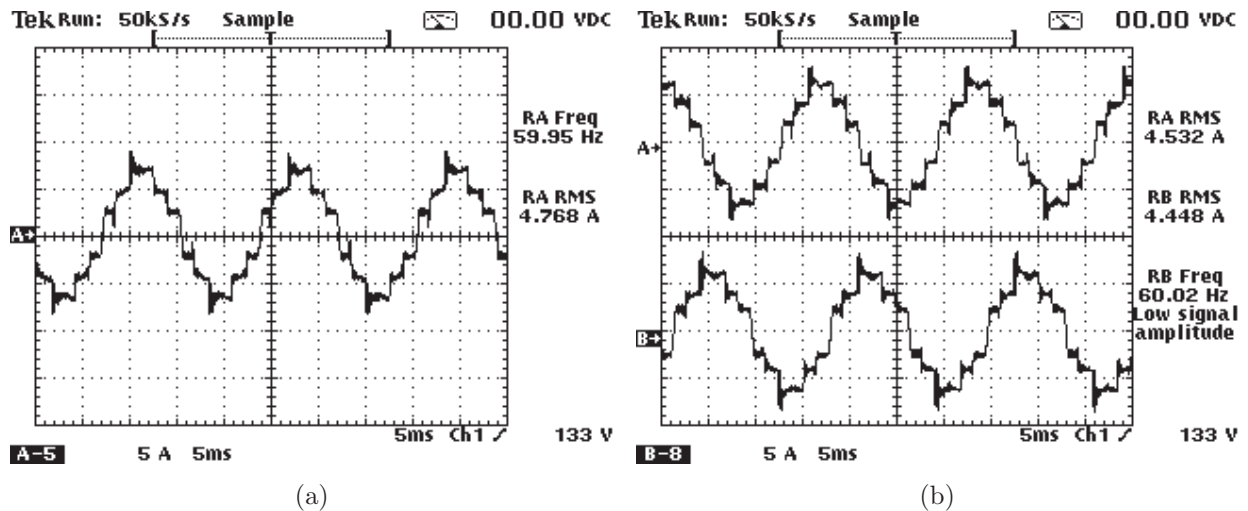


Figura 8.7: Correntes de linha (a) Corrente $i_{a(in)}$ (b) Ref.A - Corrente $i_{b(in)}$, Ref.B - Corrente $i_{c(in)}$ - Condições não-ideais de alimentação - RHM utilizando conversores *Boost* - Corrente de 12 pulsos imposta.

É importante observar que, para que a corrente CA de alimentação assuma a forma de onda desejada, basta que a corrente imposta nos conversores chaveados esteja sincronizada no tempo com a tensão fase-neutro de alimentação. Neste caso, mesmo havendo distorções nas tensões de alimentação (v_{an} , v_{bn} e v_{cn}), a soma entre as correntes de entrada do Ret-1 (i_{a1}) e do Ret-2 (i_{a2}), ocorre perfeitamente bem.

8.3 Conclusão

Este capítulo apresentou resultados experimentais referentes ao ensaio do RHM proposto realizado em condições não-ideais de alimentação. Utilizando-se uma fonte trifásica

de 5 kVA da HP, a performance do RHM utilizando conversores *Boost* foi avaliada.

Comprovou-se que, mesmo quando alimentado por tensões distorcidas (2,5% de componente harmônico de 5ª ordem) e desbalanceadas (1,0% de desequilíbrio), o RHM proposto foi capaz de operar drenando correntes de entrada de 12 pulsos.

Destaca-se que, caso sejam utilizados dispositivos digitais programáveis para a implementação da técnica de controle utilizada, o RHM proposto se torna imune a qualquer tipo de distorção que possa haver na rede CA de alimentação. Isto pode ser afirmado pois a imposição da corrente de linha na forma de onda desejada depende, exclusivamente, do sincronismo entre a corrente drenada pelo retificador de seis pulsos não-controlado e a corrente imposta nos conversores chaveados.

Capítulo 9

Conclusões Gerais

No início do trabalho, verificou-se a viabilidade de desenvolvimento do tema através de uma ampla pesquisa bibliográfica, ficando constatado que nos últimos 10 anos, as pesquisas voltadas para o desenvolvimento de retificadores multipulsos concentravam-se no desenvolvimento de transformadores ou auto-transformadores defasadores, transformadores de interfase e reatores bloqueadores de harmônicos.

Nesse sentido, no Capítulo 2 foi apresentado um breve histórico da necessidade da redução do conteúdo harmônico das correntes drenadas da rede CA de alimentação, assim como uma breve apresentação de diversos trabalhos encontrados na literatura especializada. Foram enfatizadas as vantagens e desvantagens de cada estrutura apresentada, objetivando ilustrar o que têm sido feito na linha de pesquisa que envolve os retificadores multipulsos.

Uma vez apresentado o estado da arte do tema, a estrutura proposta foi apresentada no Capítulo 3. Destacou-se as contribuições da metodologia apresentada, buscando-se sempre

referenciar os trabalhos mais importantes encontrados durante a pesquisa bibliográfica realizada.

O princípio básico de funcionamento do Retificador Híbrido Multipulsos (RHM) proposto foi apresentado, destacando-se que o mesmo é resultado da associação de conversores chaveados (Ret-2) conectados em paralelo com cada braço de um simples retificador de seis pulsos não-controlado (Ret-1).

Demonstrou-se que a forma de onda final da corrente CA de alimentação é definida pela forma de onda da corrente imposta nos conversores chaveados, mostrando que a estrutura proposta é bastante flexível no que se refere ao conteúdo harmônico da corrente de entrada que pode ser alcançado, dependendo da parcela de potência ativa que é processada pelos conversores chaveados.

Desta maneira, a primeira grande contribuição da estrutura proposta foi apresentada, ou seja, retificadores trifásicos de elevada potência, drenando correntes CA de alimentação com reduzido conteúdo harmônico, podem ser alcançados sem a utilização de transformadores e/ou auto-transformadores defasadores, transformadores de interfase ou reatores bloqueadores de harmônicos.

Neste contexto, ilustrou-se que o RHM proposto pode ser implementado em quatro diferentes modo de operação: impondo correntes de 12 pulsos, correntes trapezoidais, correntes de 20 pulsos e correntes senoidais. Ainda no Capítulo 3, mostrou-se como os conversores *SEPIC* modificados e os conversores *Boost* foram escolhidos para compor o grupo retificador 2 (Ret-2).

O Capítulo 4 concentrou-se no desenvolvimento de uma análise harmônica das cor-

rentes CA de alimentação, quando a estrutura proposta opera como um retificador de 12 pulsos convencional. Apartir das formas de ondas teóricas das correntes drenadas da rede CA de alimentação pelo Ret-1 e pelo Ret-2, desenvolveram-se expressões para essas correntes descritas através de séries de *Fourier*. Utilizando-se o software *Matlab*®, as formas de onda descritas pelas séries de *Fourier* encontradas foram plotadas, comprovando-se a validade das equações obtidas.

Uma vez que o conteúdo harmônico final da corrente CA de alimentação de 12 pulsos imposta, depende do valor de pico da corrente imposta em cada conversor chaveado, um programa desenvolvido no *Matlab* para cálculo de DHT_I foi utilizado para comprovar que, operando como um retificador de 12 pulsos convencional, a menor DHT_I é alcançada se uma relação de 1/3 for estabelecida entre o valor de pico da corrente de entrada do Ret-2 e o valor de pico da corrente de entrada do Ret-1, ficando definida a constante de proporcionalidade k ($k = I_{2P}/I_{1P}$).

Com o objetivo de quantificar a contribuição dos conversores chaveados, no que se refere à parcela de potência ativa média que é processada pelo Ret-2, foram desenvolvidas no Capítulo 5 equações que representam o comportamento do grupo retificador 2 quando são impostas, na rede CA de alimentação, correntes de 12 pulsos e senoidais.

Demonstrou-se que, impondo-se correntes de 12 pulsos com a menor DHT_I possível, o Ret-2 processa menos que 20% da potência ativa total entregue à carga. No modo de operação em que correntes senoidais são impostas na rede CA de alimentação, o Ret-2 processa no máximo 45% da potência ativa total de saída, comprovado-se uma grande contribuição da estrutura proposta.

O fato de que apenas parte da potência ativa média entregue à carga é processada pelos conversores chaveados, permite a escalada em potência até cerca de 50 kW, o que é bastante difícil e oneroso de se fazer utilizando-se retificadores PWM trifásicos unidirecionais convencionais.

No Capítulo 6 foram apresentados os principais resultados de simulação obtidos, analisando-se o RHM proposto operando com correntes CA de alimentação de 12 pulsos, senoidais, trapezoidais e de 20 pulsos.

Uma vez que o RHM proposto é adequado para aplicações de elevada potência (até cerca de 50 kW), a análise sobre o espectro harmônico da corrente CA de alimentação é realizada, levando-se em consideração os limites de DHT_I impostos pela norma *IEC 61000-3-4*. Particularmente, foram apresentados os limites chamados de *Estágio 1 - Emissão de correntes harmônicas para conexão simplificada de equipamentos* ($S_{equ} \leq S_{SC}/33$), que são válidos para aplicações em que a potência aparente da carga é menor que 3% da potência de curto-circuito do alimentador.

Ainda no Capítulo 6, apresentou-se uma breve discussão sobre a parcela de contribuição do Ret-2 e os espectros harmônicos das correntes de entrada, obtidos nos quatro diferentes modos de operação, foram comparados com a norma *IEC 61000-3-4/Estágio 1*. Assim, observou-se que os ganhos relacionados à imposição de correntes CA de alimentação trapezoidais e de 20 pulsos não justificam maiores investigações, concentrando-se o restante das análises na imposição de correntes de entrada de 12 pulsos e senoidais.

As estruturas analisadas utilizaram conversores *SEPIC* modificados e conversores *Boost* para compor o Ret-2, conseqüentemente, comprovou-se que o desempenho do RHM

proposto independe do conversor chaveado utilizado.

Dois protótipos de 6 kW do RHM proposto, operando como um retificador de 12 pulsos convencional, foram construídos e os resultados apresentados no Capítulo 7. No primeiro protótipo, conversores *SEPIC* modificados foram utilizados para compor o Ret-2 e no segundo protótipo foram utilizados conversores *Boost* alimentados através de transformadores isoladores. A estratégia de controle implementada foi apresentada detalhadamente.

Os protótipos foram então ensaiados e os resultados experimentais analisados. A imposição da corrente de entrada nos conversores chaveados, na forma de onda desejada, foi alcançada com sucesso, conseqüentemente, correntes de 12 pulsos foram impostas na rede CA de alimentação. O espectro harmônico de cada corrente de linha foi analisado ficando comprovado que a corrente CA de alimentação apresentava componentes harmônicos de ordens $12n \pm 1$, conforme esperado.

Comparando-se a magnitude de cada componente harmônica da corrente de entrada, com os limites impostos pela norma *IEC 61000-3-4/Estágio 1*, ficou claro que a implementação de filtros passivos adicionais para filtrar os componentes harmônicos de 11^a, 13^a, 23^a e 25^a ordens, são necessários para adequar a operação do novo retificador de 12 pulsos apresentado à norma *IEC 61000-3-4/Estágio 1*.

Além disso, os resultados experimentais comprovaram que a potência ativa média processada pelo Ret-1 foi em torno de 85% da potência ativa média entregue à carga, e portanto, a operação do RHM proposto como um retificador de 12 pulsos convencional, foi alcançada com os conversores chaveados processando menos que 20% da potência ativa

total de saída.

Finalizando, o protótipo do RHM utilizando conversores *Boost* foi ensaiado no Laboratório de Qualidade de Energia da FEELT e os resultados experimentais foram apresentados no Capítulo 8. Comprovou-se que, mesmo em condições não-ideais de alimentação (rede CA de alimentação com 1% de desequilíbrio e 2,5% de componente harmônico de 5ª ordem nas tensões de alimentação), o conversor proposto opera normalmente com correntes de 12 pulsos impostas. Portanto, destaca-se mais uma vantagem com relação aos retificadores multipulsos convencionais que, nessas condições, requerem um projeto bastante complexo e maiores investimentos para operarem corretamente.

Como proposta para continuidade dos trabalhos, ficam:

- projetar e implementar filtros passivos adicionais para filtrar os componentes harmônicos de 11ª, 13ª, 23ª e 25ª ordens, quando o RHM proposto opera como um retificador de 12 pulsos convencional;
 - implementar uma estratégia de controle para imposição de correntes senoidais na rede CA de alimentação, utilizando-se dispositivos lógicos programáveis ou DSP;
 - analisar a possibilidade de controlar a tensão no barramento CC através do Ret-1, utilizando-se tiristores ou através da associação de um conversor CC-CC no lado CC do Ret-1.
-

Referências Bibliográficas

- [1] Santos A. H. M. ; et al. *Conservação de Energia: Eficiência Energética de Instalações e Equipamentos*. Editora da EFEI, 2001.
- [2] Galhardo M. A. B. ; Pinho J. T. Conceitos de distorção e não-linearidades. In *V SBQEE - Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica*, p.2 – 6, 2003.
- [3] Ray W. F. ; Davis R. M. ; Weatherhogg I.D. The three-phase bridge rectifier with capacitive load. In *Third International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drivers*, p.153 – 156, 1988.
- [4] Rice D. E. A detailed analysis of six-pulse converter harmonic currents. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(2):294–304, Mar./Apr. 1994.
- [5] Resende J. W. ; Samesima M. I. ; Gomes D. B. ; Couto L. M. ; Macedo Jr. J. R. Avaliação das perdas técnicas em sistemas elétricos de distribuição suprimindo cargas não-lineares. In *V SBQEE - Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica*, p.31 – 35, 2003.

-
- [6] Tostes M. E. L. ; Moura C. C. ; Bezerra U. H. ; de Souza R. D. ; Branco S. T. M. M. Fluxo de harmônico trifásico via método somatório de corrente. In *V SBQEE - Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica*, p.97 – 102, 2003.
- [7] International Electrotechnical Commission, rue de Varembe, Genève, Switzerland. *Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current lower than 16 A per phase*, 3 edition, 1998.
- [8] International Electrotechnical Commission, rue de Varembe, Genève, Switzerland. *Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A per phase*, 3 edition, 1998.
- [9] Dixon L. High power factor pre-regulators for off-line power supplies. In *Unitrode Seminar*, p.6.1 – 6.16, 1988.
- [10] Redl R. Low-cost line harmonics reduction. In *IEEE Applied Power Electronics Conference - Seminar 7*, 1995.
- [11] Redl R. ; Erisman B. P. Reducing distortion in peak-current-controlled boost power-factor correctors. In *IEEE Applied Power Electronics Conference*, p.576 – 583, 1994.
- [12] Maksimovic D. Design of the clamped-current high-power-factor boost rectifier. In *IEEE Applied Power Electronics Conference*, p.584 – 590, 1994.
- [13] Todd P. C. Uc3854 controlled power factor correction circuit design. In *Application note U-134 - Unitrode*, p.584 – 590, 1994.
-

-
- [14] Wakabayashi F. T. ; Canesin C. A. Retificador pré-regulador boost com elevados fator de potência e rendimento, para sistemas de telecomunicações. *Revista Eletrônica de Potência*, 7(1):71–78, Novembro 2002.
- [15] Kolar J. W. ; Sun J. Three-phase power factor correction technology. In *IEEE PEC Seminars 1 and 4*, 2001.
- [16] Moschopoulos G. ; Jain P. K. ; Liu Y. F. ; Joós G. A zero-voltage-switched pwm boost converter with an energy feedforward auxiliary circuit. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(4):653–662, Julho 1999.
- [17] Jin-Hyoe Kim ; Lee D. Y. ; Choi H. S. ; Cho B. H. High performance boost pfp (power factor pre-regulator) with an improved zvt (zero voltage transition) converter. In *IEEE Applied Power Electronics Conference*, p.337 – 342, 2001.
- [18] Nakamura N. ; Shimada M. ; Myoui T. ; Sadakata H. ; Moiseev S. ; Nakaoka M. Performance evaluations on soft-switching boost power converter with a single auxiliary passive resonant snubber. In *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, p.1057 – 1062, 2001.
- [19] Pice D. A. *Power Electronic Converter Harmonics - Multipulse Methods for Clean Power*. IEEE Press, 1996.
- [20] Schaffer J. *Rectifier Circuits: Theory and Design*. New York: John Wiley & Sons-Interscience, 1965.
-

-
- [21] April G. E. ; Oliver G. A novel type of 12 pulse converter. In *IEEE Industry Application Society*, p.913 – 922, 1982.
- [22] Choi S. ; Enjeti P. N. ; Paice D. A. New 24-pulse diode rectifier system for utility interface of high power ac motor drives. In *IEEE Applied Power Electronics Conference*, p.925 – 931, 1996.
- [23] Seixas F. J. M. ; I. Barbi. Retificador trifásico isolado em alta frequência e com baixa distorção de corrente na rede. *Revista Eletrônica de Potência*, 7(1):22–29, Novembro 2002.
- [24] Seixas F. J. M. Conversores ca-cc de 12 kw com elevado fator de potência utilizando auto transformador com conexão diferencial de múltiplos pulsos. *Tese de Doutorado, UFSC*, 2001.
- [25] Dahono P. A. ; Halimi B. ; Matinius S. A transformer connection for multipulse rectifier applications. In *IEEE International Conference on Power System Technology*, p.1021 – 1024, 2002.
- [26] Choi S. ; Enjeti P. N. ; Pitel I. J. Polyphase transformer arrangements with reduced kva capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11(5):680–690, Setembro 1996.
- [27] Choi S. ; Enjeti P. N. ; Hong-Hee Lee ; Pitel I. J. A new active interphase reactor for 12-pulse rectifiers provides clean power utility interface. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(6):1304–1311, Nov./Dez. 1996.
-

-
- [28] Oliver G. ; April G. E. ; Ngandhui E. ; Guimaraes C. Novel transformer connection to improve current sharing in high-current dc rectifiers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(1):127–133, Jan./Feb. 1995.
- [29] Guimaraes C. ; Oliver G. ; April G. E. High current ac/dc converters using t-connected transformers. In *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, p.704 – 707, 1995.
- [30] Enjeti P. N. ; Jahong H. A wide input range active multi-pulse three-phase rectifier for utility interface of power electronic converters. In *IEEE Industry Applications Society - Annual Meeting*, p.2514 – 2519, 2002.
- [31] Rendusara D. A. ; Jouanne A. V. ; Enjeti P. N. ; Paice D. A. Design considerations for 12-pulse diode rectifier system operating under voltage unbalance and pre-existing voltage distortion with some corrective measures. In *IEEE Industry Applications Society - Annual Meeting*, p.8 – 12, 1995.
- [32] Gomes de Freitas L. C. ; Simões M. G. ; Canesin C. A. ; de Freitas L. C. A novel programmable pfc based hybrid rectifier for ultra clean power application. In *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, p.4803 – 4807, 2004.
- [33] Gomes de Freitas L. C. ; Coelho E. A. A. ; Finazzi A. P. ; Simões M. G. ; Canesin C. A. ; de Freitas L. C. Programmable pfc based hybrid multipulse power rectifier for utility interface of power electronic converters. In *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, p.2237 – 2243, 2005.
-

-
- [34] Gomes de Freitas L. C. ; Coelho E. A. A. ; Simões M. G. ; Canesin C. A. ; de Freitas L. C. Um novo retificador trifásico híbrido multipulsos com elevado fator de potência. *Revista Eletrônica de Potência*, 10(2):17–24, Novembro 2005.
- [35] Gomes de Freitas L. C. ; Simões M. G. ; Canesin C. A. ; de Freitas L. C. A novel programmable pfc based hybrid rectifier for ultra clean power application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Publicação prevista para: Vol.21, nº4, Julho, 2006.
- [36] Prasad A. R. ; Ziogas P. D. ; Manias S. An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6(1):83–92, Janeiro 1991.
- [37] Prasad A. R. ; Ziogas P. D. Active input current waveshaping method for three-phase diode rectifiers with zero switching losses. In *IEEE Industry Application Society - Annual Meeting*, p.932 – 938, 1991.
- [38] Prasad A. R. ; Ziogas P. D. Single-switch three-phase ac/dc converter with high power factor and wide regulation capability. In *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p.279 – 285, 1992.
- [39] Spiazzi G. ; Lee F. C. Implementation of single-phase boost power-factor-correction circuits in three-phase applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(3):365–371, Junho 1997.
-

-
- [40] Salzmann T. ; Weschta A. Progress in voltage source inverters and current source inverters. In *IEEE Industrial Applications Society*, p.577 – 583, 1987.
- [41] Borgonovo D. ; Novaes Y. R. ; Barbi I. Three-phase three-switch two level pwm rectifier. In *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p.872 – 876, 2005.
- [42] Hahn J. ; Enjeti P. N. ; Pitel I. J. A new three-phase power-factor correction (pfc) scheme using two single-phase pfc modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 38(1):123–130, Jan./Fev. 2002.
- [43] Lin B. ; Yang T. ; Lee Y. Three-phase high power factor with unidirectional power flow. In *IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, p.1375 – 1379, 2003.
- [44] Goldemberg C. ; et al. Thyristor controlled rectifiers for subway substations. In *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, p.2244 – 2250, 2005.
- [45] Arrillaga J. ; Bradley D.A. ; Bodger P.S. *Power System Harmonics*. Wiley-Interscience, 1985.
- [46] Fukuda S. ; Ohta M. An auxiliary-supply-assisted twelve-pulse diode rectifier with reduced input current harmonics. In *IEEE Industry Applications Society - Annual Meeting*, p.2237 – 2243, 2005.
- [47] Chivite-Zabalza F.J. ; Forsyth A. J. A simple, passive 24-pulse ac-dc converter with inherent load balancing using harmonic voltage injection. In *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, p.76 – 82, 2005.
-

-
- [48] IEEE Std 519-1992. *IEEE Recommended Practices and Requeriments for Harmonic Control in Electric Power System.*
- [49] Gomes L. C. Acionamento digital de motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo. *Tese de Doutorado em desenvolvimento, UFU*, 2006.
- [50] Rashid M.H. *Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações*. 1999.
- [51] Marafão J.A.G. ; Spiazzi G. ; Pomílio J.A. Implementação e controle de retificador trifásico de alta qualidade com comutação em baixa frequência. *Revista Eletrônica de Potência*, 7(1):15–21, Novembro 2002.
- [52] Soares J. O. ; de Freitas L. C. ; Canesin C. A. Digital control using fpga device, and vhdl language, applied at a hybrid three-phase multilevel hpf rectifier. In *IEEE INDUSCON - VII Conferência de Aplicações Industriais, CD – ROM*, 2006.
- [53] Gomes de Freitas L. C. ; Coelho E. A. A. ; Simões M. G. ; Canesin C. A. ; de Freitas L. C. Improved analysis of a novel programmable pfc based hybrid multipulse power rectifier for utility interface of power electronics converters. In *IEEE INDUSCON - VII Conferência de Aplicações Industriais, CD – ROM*, 2006.
- [54] Toffano Jr. R. Conversor boost sr-zvs-zcs-qrc operando com fator de potência unitário utilizando a estratégia de controle bang-bang. *Dissertação de Mestrado, UFU*, 1997.
- [55] Treviso C.H.G. Conversor sepic auto-ressonante zvs-zcs-pwm isolado com fator de potência unitário. *Dissertação de Mestrado, UFU*, 1994.
-

Apêndice A

Programas Desenvolvidos no Matlab

A.1 Programas Utilizados no Capítulo 4

O software *Matlab*[®] foi utilizado para convalidar as equações apresentadas no Capítulo 4.

Em 1 é apresentado o código fonte do programa desenvolvido para obter as formas de onda descritas pelas séries de Fourier obtidas.

Em 2 é apresentado o código fonte do programa desenvolvido para calcular conteúdo harmônico de qualquer forma de onda periódica [49].

Em 3 é apresentado o código fonte do programa desenvolvido para plotar o gráfico que ilustra a Distorção Harmônica Total da corrente CA de alimentação do RHM proposto em função dos valores de k .

```

1  wt = -2*pi:4*pi/1000:2*pi;
2
3  n = 200;          % numero de componentes harmônicos
4  p = 3;            % numero de fases do retificador
5  w = 2*pi/p;       % largura de pulso da corrente ia1
6  I = 1;            % magnitude da corrente ia1 em pu
7
8  Sp = [sin(w/2*(1:n))'.*[1./[1:n]]'] * ones(size(wt)); % Coeficiente An dos pulsos positivos de ia1
9  Sn = [sin(w/2*(1:n))'.*[1./[1:n]]'.*[-1).^[2:n+1]]'] * ones(size(wt)); % Coeficiente An dos pulsos negativos de ia1
10
11 C = cos([1:n]*wt); % cosseno de nwt da serie de Fourier
12
13 Fp = 2/pi * ( w/4 + Sp .* C); % Serie de Fourier dos pulsos positivos de ia1
14 Fn = 2/pi * ( -w/4 + Sn .* C); % Serie de Fourier dos pulsos negativos de ia1
15
16 Ia1 = I*[ sum(Fp)+sum(Fn)]';
17 figure('name','Pulso Ia1')
18 plot(wt, Ia1),grid
19 title(sprintf('p = %d e I = %.2f e n = %d',p,I,n));
20 xlabel('wt [rad/s]')
21 ylabel('I [A]')
22
23
24 I1 = 0.33*I; % valor de pico da corrente ia2
25 w = pi/3;    % largura de pulso da corrente ia2
26
27 Sp = [ [sin(3*w/2*(1:n))+sin(w/2*(1:n))-sin(w*(1:n))].*[1./[1:n]]'] * ones(size(wt)); % Coeficiente An dos pulsos positivos de ia2
28 Sn = [ [sin(3*w/2*(1:n))+sin(w/2*(1:n))-sin(w*(1:n))].*[1./[1:n]]'.*[-1).^[2:n+1]]'] * ones(size(wt)); % Coeficiente An dos pulsos
29 % negativos de ia2
30
31 Fp2 = 2/pi * ( w/2 + Sp .* C); % Serie de Fourier dos pulsos positivos de ia2
32 Fn2 = 2/pi * ( -w/2 + Sn .* C); % Serie de Fourier dos pulsos negativos de ia2
33
34 Ia2 = I1 * [sum(Fp2) + sum(Fn2)]';
35
36 figure('name','Pulso Ia2')
37 plot(wt, Ia2),grid
38 title(sprintf('w = %0.2f e I = %.2f e n = %d',w,I,n));
39 xlabel('wt [rad/s]')
40 ylabel('I [A]')
41
42 Ia_in = I*[ sum(Fp)+sum(Fn)]' + I1*[sum(Fp2) + sum(Fn2)]';
43
44 figure('name','Pulso Ia3')
45 plot(wt, Ia_in),grid
46 title(sprintf('w = %0.2f e I = %.2f e n = %d',w,I+I1,n));
47 xlabel('wt [rad/s]')
48 ylabel('I [A]')
49
50
51 figure('name','Pulso Ia')
52 plot(wt, [Ia1 Ia2 Ia_in]),grid
53 title(sprintf('w = %0.2f e I = %.2f e n = %d',w,I+I1,n));
54 xlabel('wt [rad/s]')
55 ylabel('I [A]')
56 legend('Ia1','Ia2','Ia(in)')

```

Código 1: Formas de onda teóricas das correntes i_{a1} , i_{a2} e $i_{a(in)}$.

```

1 function [Amp, Fase, DC] = Harmônicos(Sinal, Freq, FreqAmost, NHarm)
2 % Retorna dois vetores e uma Constante
3 % Amp: Amplitudes dos harmônicos desejados
4 % Fase: Fase dos harmônicos desejados
5 % DC: Nivel DC do Sinal
6 %
7 % Entrada:
8 %   Sinal: Sinal de Entrada
9 %   Freq: Frequencia Fundamental
10 %   FreqAmost: Frequencia de Amostragem
11 %   NHarm: Quantidade de Harmônicos
12
13 NP = length(Sinal);
14 FT = fft(Sinal);
15 DC = FT(1);
16 AB = abs(FT);
17 ABr= AB/max(AB);
18 DC = DC/(2*max(AB));
19
20 % Numero de Ciclos
21 Ciclos = Freq * NP / FreqAmost;
22
23 Zr = zeros(1,NP);
24 Zr(round(Ciclos+1)) = FT(round(Ciclos+1));
25 Zr(round(NP-Ciclos+1)) = FT(round(NP-Ciclos+1));
26 In = ifft(Zr);
27 Pico = max(abs(In));
28 Resp = ABr * Pico;
29 Frat = 2*pi*Freq/FreqAmost;
30 Harm = (1:NHarm)';
31 Amp = Resp(round(1+Ciclos*Harm));
32 Fase= angle(FT(round(1+Ciclos*Harm))) - Harm*Frat;

```

Código 2: Cálculo da DHT de uma forma de onda periódica.

```

1 wt = -2*pi:4*pi/1000:2*pi;
2
3 n = 200;
4 p = 3;
5 w = 2*pi/p;
6 I = 1;
7
8 Sp = [sin(w/2*(1:n))' .* [1./[1:n]]'] * ones(size(wt));
9 Sn = [sin(w/2*(1:n))' .* [1./[1:n]]' .* [(-1).^[2:n+1]]'] * ones(size(wt));
10
11 C = cos([1:n]*wt);
12
13 Fp = 2/pi * ( w/4 + Sp .* C);
14 Fn = 2/pi * ( -w/4 + Sn .* C);
15
16 Ia1 = I*[ sum(Fp)+sum(Fn)]';
17
18 w = pi/p;
19
20 k=0:0.01:1;
21 THD = zeros(size(k));
22
23 for i=1:length(k)
24     I1 = k(i)*I;
25
26     Sp = [ [sin(3*w/2*(1:n))+sin(w/2*(1:n))-sin(w*(1:n))]' .* [1./[1:n]]'] * ones(size(wt));
27     Sn = [ [sin(3*w/2*(1:n))+sin(w/2*(1:n))-sin(w*(1:n))]' .* [1./[1:n]]' .* [(-1).^[2:n+1]]'] * ones(size(wt));
28
29     Fp2 = 2/pi * ( w/2 + Sp .* C);
30     Fn2 = 2/pi * ( -w/2 + Sn .* C);
31
32     Ia2 = I1(1) * [sum(Fp2) + sum(Fn2)]';
33     Ia_in = I*[ sum(Fp)+sum(Fn)]' + I1*[sum(Fp2) + sum(Fn2)]';
34
35     [Amp,Fase,DC]=Harmônicos(Ia_in,60,30e3,25);
36
37     Irms1=Amp(1)/sqrt(2);
38     Irms=sqrt(sum(Amp.^2))/sqrt(2);
39
40     THD(i) = sqrt((Irms/Irms1)^2-1);
41 end
42
43 figure('name','THD'),plot(k,THD*100),grid

```

Código 3: Gráfico da DHT da corrente $i_{a(in)}$ em função dos valores de k.