

# UMA CONTRIBUIÇÃO AO ENSINO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E SUAS CONSEQUÊNCIAS NA QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

Claudionor Francisco do Nascimento<sup>a</sup>  
Azauri Albano de Oliveira Jr<sup>b</sup>  
Alessandro Goedel<sup>c</sup>  
Ivan Nunes da Silva<sup>d</sup>  
Paulo José Amaral Serni<sup>e</sup>

## RESUMO

O artigo tem como objetivo contribuir para a motivação do aluno valendo-se do ensino de conceitos modernos envolvidos com a engenharia elétrica, tais como a distorção harmônica e a qualidade da energia elétrica. Tal abordagem é alcançada com base em um estudo detalhado sobre as características de duas cargas não lineares monofásicas amplamente utilizadas no aprendizado de eletrônica de potência. Essas cargas possuem circuitos eletrônicos simples, mas apresentam uma corrente com um conteúdo harmônico bastante complexo, podendo operar com elevada distorção harmônica, baixo fator de potência e apresentar desempenho que compromete a qualidade da energia.

*Palavras-chave:* Ensino de engenharia. Harmônicos. Qualidade da energia.

## ABSTRACT

The paper aims at presenting a contribution to the student motivation based on teaching modern concepts related to the electrical engineering, such as the harmonic distortion and power quality. This approach is achieved by a detailed study about the characteristics of two single-phase nonlinear loads widely used in power electronic learning. These loads have simple electronic circuits, but they present a complex harmonic current content and can operate with high harmonic distortion, low power factor and perform in a way that may jeopardize the power quality.

*Key words:* Engineering education. Harmonics, Power quality.

---

<sup>a</sup> Professor, Doutor, Dep. de Eng. Elétrica, Unesp-FEB, Av. Eng. Luiz Edmundo Carrijo Coube 14-01, CEP 17033-360, Bauru - SP. Fone: (14) 3103 6115. E-mail: claudionor\_fr@feb.unesp.br

<sup>b</sup> Professor, Doutor, Dep. de Eng. Elétrica, EESC-USP, Av. Trabalhador São-Carlense 400, CEP 13566-590, São Carlos - SP. Fone: (16) 3373 9329. E-mail: azaurijr@sel.eesc.usp.br

<sup>c</sup> Professor, Doutor, Dep. de Eletrotécnica, UTFPR-CP, Av. Alberto Carazzai 1640, CEP 86300-000, Cornélio Procópio - PR. Fone: (43) 3520 4060. E-mail: agoedel@utfpr.edu.br

<sup>d</sup> Professor, Doutor, Dep. de Eng. Elétrica, EESC-USP, Av. Trabalhador São-Carlense 400, CEP 13566-590, São Carlos - SP. Fone: (16) 3373 9367. E-mail: insilva@sel.eesc.usp.br

<sup>e</sup> Professor, Doutor, Dep. de Eng. Elétrica, Unesp-FEB, Av. Eng. Luiz Edmundo Carrijo Coube 14-01, CEP 17033-360, Bauru - SP. Fone: (14) 3103 6115. E-mail: paulojas@feb.unesp.br

## INTRODUÇÃO

Desde a criação do primeiro SCR (*Silicon Controlled Rectifier*), introduzido em 1957, a eletrônica de potência tem sido uma área em franco desenvolvimento e que a cada dia ganha uma importância maior. Esta área tem experimentado uma forte evolução durante as últimas quatro décadas. O uso de conversores estáticos de potência gradualmente conquistou as mais diversas aplicações, tais como acionadores de velocidade variável, dispositivos a arco, fontes chaveadas, retificadores, entre outros.

A eletrônica de potência tem uma característica multidisciplinar, requerendo, assim, conhecimento em várias áreas da engenharia elétrica, tais como eletrônica, sistemas de controle automático, sistemas de potência, entre outras (OLIVEIRA JR et al., 2005). Um número expressivo de desafios é apresentado no ensino desta disciplina, entre os quais o de despertar o interesse dos estudantes de engenharia e tecnologia para esta área, concatenar o conhecimento adquirido em disciplinas anteriores e manter o nível de ensino de acordo com as necessidades do mercado de trabalho e inovações tecnológicas. Assim, o ensino de eletrônica de potência possibilita ao aluno o contato com temas de relevância tecnológica, o que, de acordo com Ribeiro e Belhot (2002), pode diminuir a resistência às mudanças no ensino de engenharia em virtude da introdução nas aulas de técnicas inovadoras para problemas novos.

Vários trabalhos já têm se preocupado com a motivação dos estudantes em aprender ativamente, principalmente usando o método de experiências *hands-on*, como é o caso do trabalho de Chu et al. (2008). Além disso, existem trabalhos que tratam da relação pesquisa-ensino nas universidades, como é o caso do artigo de Prince et al. (2007). Há, ainda, a busca de mudança na filosofia das aulas de laboratório, principalmente na metodologia baseada no processo de melhora contínua, conforme o trabalho de Plaza e Medrano (2007). Dessa forma, segundo Belhot (2005), devem-se buscar novos métodos e técnicas de ensino com o objetivo de alcançar a eficácia educacional.

Para introduzir a discussão de um importante problema de engenharia para os alunos de graduação é apresentado no trabalho de Oliveira Jr et al. (2005) uma plataforma de simulação para demonstrar os conceitos sobre filtros ativos de potência. Portanto, é fundamental incluir teorias e aplicações modernas aos alunos.

Um dos problemas mais atuais que têm sido abordados por especialistas da área de eletrô-

nica de potência e engenheiros de sistemas de energia, trata-se da distorção harmônica produzida pela utilização de conversores estáticos de potência.

A crescente utilização de equipamentos baseados nesses conversores desperta a importância da relação entre esta área da engenharia elétrica e a qualidade da energia elétrica (QEE). Mesmo proporcionando um controle eficiente do fluxo de energia, essas cargas produzem correntes harmônicas, o que acarreta o proporcional aumento das perturbações em sistemas elétricos e, em consequência, resulta na piora da QEE (DUGAN et al., 1996).

A idéia principal proposta neste artigo é que um estudo teórico do conteúdo harmônico de cargas não lineares comuns ao dia-a-dia dos estudantes, acompanhado de obtenção de resultados de simulação e práticos dos mesmos, permita uma melhor compreensão dos fenômenos envolvidos neste problema atual. Essa compreensão pode despertar um maior interesse no assunto com o objetivo de aumentar a qualidade no ensino e na pesquisa. Dessa forma, o artigo pretende contribuir para o processo de construção do conhecimento dos alunos de engenharia elétrica.

Neste trabalho é apresentado um estudo sobre o conteúdo harmônico da corrente de um regulador de intensidade luminosa de lâmpadas incandescentes (*dimmer*), o qual é implementado através de um conversor estático de potência denominado “controlador CA” e de um retificador de onda completa a diodos com filtro capacitivo. Estes dois sistemas realizados por meio de conversores estáticos são de grande utilização para a realização de equipamentos comerciais. Dessa forma, um estudo detalhado desses sistemas, do ponto de vista da eletrônica de potência e da QEE, deve contribuir para o ensino e aprendizagem dos conceitos fundamentais sobre a relação entre estas duas importantes áreas da engenharia elétrica (OLIVEIRA JR et al., 2005).

Para que os estudantes tenham uma melhor compreensão da validade da teoria envolvida nos problemas desta área é utilizado um *software* poderoso e bastante aplicado atualmente pelos alunos (Matlab/Simulink®), assim como a montagem de uma bancada prática bastante simples, também usando um sistema de aquisição de dados (LabView®) encontrado em diversas aplicações de engenharia elétrica.

Assim, a organização deste trabalho está dividida em sete partes: em primeiro lugar, são apresentados os conceitos básicos sobre quali-

dade da energia; em segundo, é introduzida a análise de Fourier; em terceiro, é apresentada a bancada de testes; em quarto, os princípios do controlador CA serão relatados; em quinto, o retificador de onda completa é estudado; em sexto, o comportamento das duas cargas no PAC é apresentado. Finalmente, as conclusões do trabalho são descritas.

### A QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

A QEE é um assunto atual e importante do ponto de vista da preservação e otimização da energia, o que justifica o ensino dos seus diversos aspectos num curso de graduação em engenharia elétrica. Atualmente este tema é ministrado nos cursos de pós-graduação, deixando, assim, grande parte dos estudantes sem o conhecimento dos conceitos básicos da QEE. Dessa forma, torna-se fundamental a introdução deste problema aos alunos de graduação, o que pode ser feito nas aulas de eletrônica de potência.

A falta de QEE pode ser definida como qualquer alteração na forma de onda ou problema manifestado na tensão, na corrente ou no desvio de frequência que resulte em falhas ou alterações no funcionamento esperado de equipamentos dos consumidores. Segundo a IEEE Std 1159 (1995), a QEE está baseada no conceito de energizar e aterrar um equipamento de tal forma que seja apropriado para a operação daquele equipamento. Além disso, o termo “qualidade da energia” (*power quality*) refere-se a uma ampla variedade de fenômenos eletromagnéticos que caracterizam a tensão e a corrente num dado tempo e numa dada localização no sistema de potência.

De acordo com Dugan et al. (1996), um dos principais problemas relacionados à QEE é a distorção da corrente ou tensão de um sistema elétrico de potência. Essa distorção é geralmente expressa em termos de frequências harmônicas, as quais são múltiplos inteiros da frequência fundamental (IEEE STD 519, 1992). A distorção harmônica é geralmente quantificada pelo parâmetro distorção harmônica total (*total harmonic distortion* - THD), que é uma medida efetiva do valor da distorção harmônica da corrente ou tensão. A THD de corrente pode ser representada pela equação (1). As amplitudes das correntes harmônicas  $\{I_n\}$  e fundamental  $\{I_1\}$  podem ser obtidas usando a série de Fourier.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \tag{1}$$

A THD depende da amplitude dos componentes harmônicos em relação ao componente fundamental da fonte de alimentação CA (60 Hz). A Figura 1 apresenta um período completo do componente fundamental de uma corrente e dois componentes harmônicos de ordem ímpar (3ª e 5ª). Na Figura 1 estão representadas três formas de ondas senoidais com as suas respectivas amplitudes, ângulos de fase e frequência (60 Hz, 180 Hz e 300 Hz).

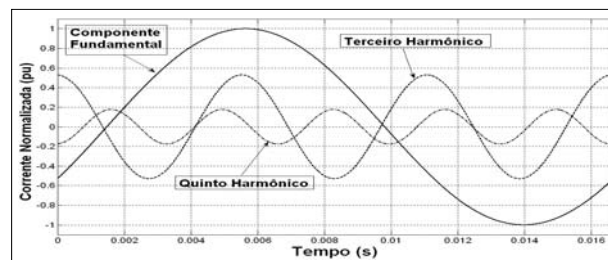


Figura 1 - Exemplo de componentes harmônicos de uma corrente

Para Nascimento et al. (2006), a potência reativa gerada pela corrente de carga não-linear causa o fator de deslocamento (FD) do sistema ( $\cos\theta_1$ ). Já a distorção harmônica, quantificada pela THD, é responsável pelo fator de distorção (FDist) do sistema. Assim, o FD e o FDist modificam o fator de potência (FP) do sistema, que pode ser calculado utilizando-se a equação (2).

$$FP = FDist.FD = \frac{1}{\sqrt{1+(THD)^2}} \cos\theta_1 \tag{2}$$

O baixo FP e a elevada distorção harmônica podem causar a limitação da potência máxima drenada da linha de alimentação CA (DUGAN, et al., 1996).

Observa-se na literatura que em sistemas monofásicos a distorção harmônica gerada pelas cargas não lineares individualmente é de pequena potência, porém, quando usadas em grande quantidade em sistemas elétricos, podem causar problemas significativos de distorção. Essa poluição não está restrita somente aos ambientes industriais, mas também está presente em ambientes residenciais e comerciais. Ademais, o fluxo de corrente não linear pelo sistema resulta numa série de efeitos indesejáveis, tais como o baixo fator de potência e perdas adicionais nos condutores (DUGAN et al., 1996).

A discussão dos parâmetros de QEE, modificados pela distorção harmônica gerada por cargas não lineares conhecidas, pode trazer ao aluno de engenharia elétrica a motivação necessária para a busca de novos conhecimentos (COSTA et al., 2007).

### A DETERMINAÇÃO HARMÔNICA

A análise de Fourier tem como objetivo converter uma forma de onda no domínio do tempo em seus componentes no domínio da frequência. A série de Fourier é um caso particular da transformada de Fourier, que estabelece a relação entre uma função no domínio do tempo e aquela no domínio da frequência nos casos em que a função considerada é periódica. Geralmente, os fundamentos da série de Fourier são apresentados aos alunos de engenharia elétrica nas disciplinas que tratam de circuitos elétricos, isto é, o enfoque é dado na representação do sinal periódico em uma série de Fourier (COSTA et al., 2007). Por outro lado, a eletrônica de potência prioriza a análise de sinais gerados pelo chaveamento dos semicondutores, o qual gera harmônicos de tensão e/ou corrente.

Assim, a função periódica  $x(t)$  com período fundamental  $T_0$  (frequência angular  $\omega = 2\pi f_0$ ) é representada como uma série de Fourier em:

$$x(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi n f_0 t) + b_n \sin(2\pi n f_0 t) \quad (3)$$

Os coeficientes  $a_n$  e  $b_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) desta série podem ser calculados por:

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \cos(2\pi n f_0 t) dt \quad (4)$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \sin(2\pi n f_0 t) dt \quad (5)$$

Na forma vetorial tem-se:

$$A_n \angle \phi_n = a_n + j b_n \quad (6)$$

onde as amplitudes e ângulos de fase são dados por:

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (7)$$

$$\phi_n = \arctg \left( \frac{b_n}{a_n} \right) \quad (8)$$

Para dados amostrados é utilizada a transformada discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform* - DFT), que é uma modificação da transformada de Fourier. A DFT é representada por:

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) e^{-j2\pi kn/N} \quad (9)$$

$$x(t_n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi kn/N} \quad (10)$$

As funções no domínio do tempo e frequência são assumidas como funções periódicas com  $N$  amostras por período. Assim, é nesta forma que a transformada de Fourier é avaliada em sistemas computacionais.

Reescrevendo a equação (9) e considerando  $W = e^{-j2\pi/N}$ , tem-se a matriz:

$$[X(k)] = \frac{1}{N} [W^{kn}] [x(t_n)] \quad 11$$

O cálculo de  $N$  componentes de frequência com base em  $N$  amostras, portanto, requer um total de  $N^2$  multiplicações complexas para executar a equação (9).

Para grandes valores de  $N$ , o tempo computacional e o custo para executar  $N^2$  multiplicações complexas da DFT podem se tornar proibitivos. Portanto, é utilizada a transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT). A FFT utiliza as similaridades de muitos elementos da matriz  $[W^{kn}]$  e produz os mesmos componentes de frequência usando somente multiplicações  $(N/2) \log_2 N$  para executar a equação (11) (NASCI-MENTO, 2007). Existem cursos que ensinam os conceitos sobre um processador digital de sinais funcionando como um analisador de espectro, conforme proposto por Sansaloni et al. (2007), o que possibilita a verificação de uma aplicação prática dos conceitos estudados sobre a FFT.

### A BANCADA DE TESTES

Para levantar os dados experimentais é utilizada a bancada de testes da Figura 2. Esta bancada tem como finalidade obter os dados de tensão e corrente de um controlador CA comercial (*dimmer*), alimentando um conjunto de três lâmpadas incandescentes de 100 W (220 V) cada, e de um retificador monofásico em ponte completa com filtro capacitivo de 470  $\mu F$  e carga resistiva de 730  $\Omega$ . Os dados foram coletados pela placa

de aquisição NI-DAQ USB 6009 (National Instruments®) e o *software* usado é o LabView®. O sensor Hall de corrente utilizado e as limitações no ângulo de disparo prático são detalhados em Nascimento (2007). Na simulação e apresentação dos resultados foi usado o programa Matlab/Simulink®. É importante salientar que existem *softwares* similares ao Matlab®, os quais são de baixo custo e até gratuitos. Existem duas alternativas: o Scilab e o GNU Octave. Ambos são bem parecidos com o Matlab® e estão disponíveis tanto para o sistema Linux como para o Windows®, principalmente, são programas *open source* de livre distribuição.

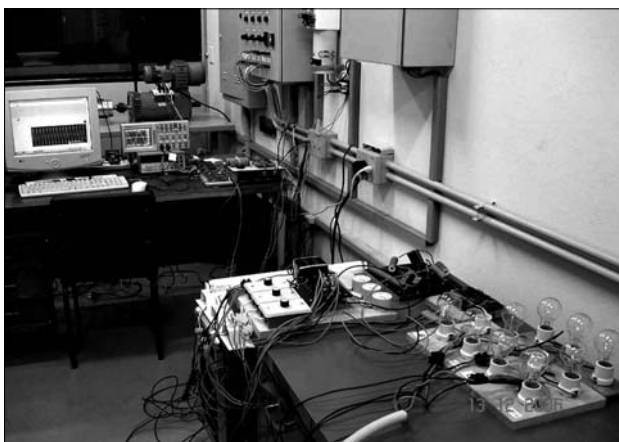


Figura 2 - Bancada de testes

A bancada de testes da Figura 2 foi escolhida em razão da sua simplicidade na forma construtiva; pode ser reproduzida em outros laboratórios, inclusive com a substituição de seus equipamentos, dispositivos e sensores por outros de menor custo. O circuito montado, apresentado na Figura 2, foi projetado de tal forma que garanta a segurança do aluno durante o levantamento dos dados. As curvas de corrente e tensão obtidas na prática têm como objetivo servir para a comparação com os resultados obtidos na simulação, o que motiva os estudantes a aprenderem ativamente (CHU et al., 2008).

### O CONTROLADOR CA

A análise de um circuito eletrônico passa pelo conhecimento dos seus componentes semicondutores. As disciplinas de eletrônica básica, geralmente, têm como objetivo demonstrar o funcionamento linear dos dispositivos semicondutores e circuitos eletrônicos, preocupando-se muito pouco com as aplicações envolvendo cha-

ves semicondutoras. No entanto, na eletrônica de potência os dispositivos semicondutores utilizam o conceito de chave aberta (corrente igual a zero) e chave fechada (tensão igual a zero) para controlar o fluxo de energia sem perdas.

O controlador CA apresentado na Figura 3 representa uma carga não linear para a fonte de tensão. É formado por uma chave semicondutora (TRIAC A), uma fonte de tensão senoidal  $\{v_s(t)\}$ , um circuito de disparo e um conjunto de lâmpadas incandescentes que possuem um comportamento resistivo (carga  $R_L$ ). As amplitudes e fases dos componentes harmônicos deste sistema variam tanto com o ângulo de disparo do TRIAC quanto com o comportamento da resistência  $R_L$  do conjunto de lâmpadas, o qual é variável com a temperatura. A Figura 4 apresenta a forma de onda distorcida de tensão  $\{v_L(t)\}$  aplicada à carga  $R_L$  do controlador CA para um ângulo de disparo  $\alpha = 90^\circ$ .

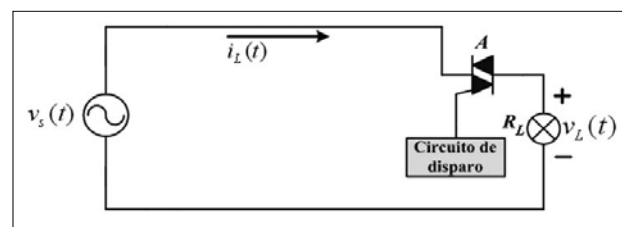


Figura 3 - Sistema com um controlador CA

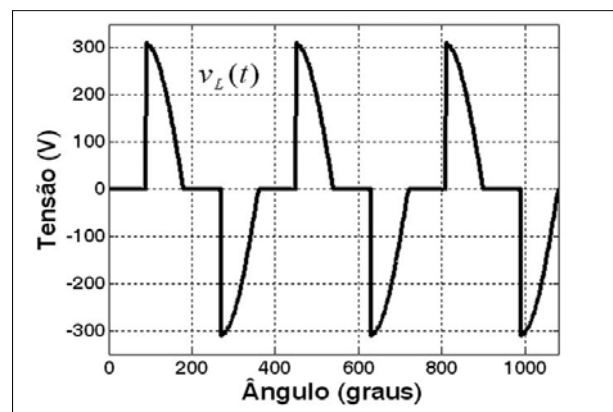


Figura 4 - Forma de onda distorcida da tensão aplicada às lâmpadas (simulação)

A série de Fourier da tensão, onde  $V$  é a tensão de pico da fonte, calculada até o  $n$ -ésimo harmônico ( $n$  ímpar), aplicada à carga, descrita como segue:

$$v_L(t) = \frac{V}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} [\cos 2\alpha' - 1] \cos \omega t + \frac{1}{2} [\text{sen} 2\alpha' + 2\pi - 2\alpha'] \text{sen} \omega t + \sum_{n=3}^{\infty} \left[ \frac{\cos(n+1)\alpha' - \cos(n+1)\pi}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha' - \cos(n-1)\pi}{n-1} \right] \cos n\omega t + \sum_{n=3}^{\infty} \left[ \frac{\text{sen}(n+1)\alpha'}{n+1} - \frac{\text{sen}(n-1)\alpha'}{n-1} \right] \text{sen} n\omega t \right\} \quad (12)$$

A representação da corrente de carga  $i_L(t)$  é obtida usando a tensão  $v_L(t)$  aplicada à resistência  $R_L$ , como mostra a equação (13).

$$i_L(t) = \frac{v_L(t)}{R_L} \quad (13)$$

A resistência total das lâmpadas varia com a temperatura e, conseqüentemente, com a tensão RMS (*Root Mean Square*), que, por sua vez, varia com o ângulo de disparo do TRIAC, conforme a equação (14). A Figura 5 apresenta o comportamento da tensão RMS e da resistência das lâmpadas em função do ângulo de disparo  $\alpha'$  do TRIAC. A tensão RMS pode ser determinada aproximadamente por meio da amplitude da tensão harmônica  $\{V_n\}$  na carga, conforme a equação (14).

$$V_{RMS} = V \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha'}{2\pi} + \frac{\text{sen} 2\alpha'}{4\pi}} \cong \sqrt{\sum_{n=1}^N \frac{V_n^2}{2}} \quad (14)$$

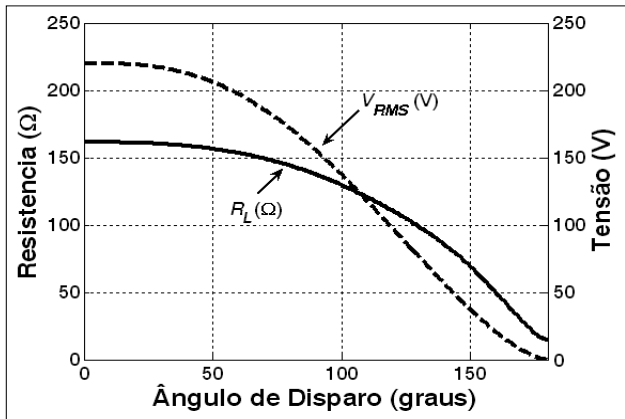


Figura 5 - Tensão RMS e  $R_L$  (simulação)

A amplitude do  $n$ -ésimo componente harmônico de corrente  $\{I_n\}$  é dada por:

$$I_n = \frac{V_n}{R_L} \quad (15)$$

A Figura 6 mostra a variação não linear da corrente RMS  $\{I_{RMS}\}$  da carga, que pode ser calculada usando a equação (16).

$$I_{RMS} \cong \sqrt{\sum_{n=1}^N \frac{I_n^2}{2}} \quad (16)$$

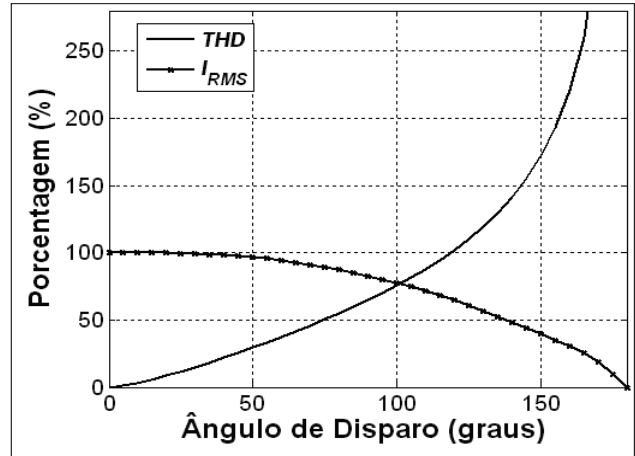


Figura 6 - Corrente RMS e THD (simulação)

A Figura 6 também ilustra a variação da THD de corrente em função do ângulo de disparo do controlador CA.

A variação das amplitudes do componente fundamental e dos cinco primeiros harmônicos da carga do sistema em função do ângulo de disparo do controlador CA é apresentada na Figura 7. Observa-se que acima de 150° todas as amplitudes se aproximam do valor do componente fundamental elevando a distorção, mas com menor impacto no sistema em virtude de suas pequenas amplitudes. No entanto, no sistema prático existem limitações construtivas no ajuste do ângulo de disparo. Para um ajuste abaixo de 22° não existe variação na forma de onda, ao passo que para um ajuste acima 130° a forma de onda torna-se assimétrica.

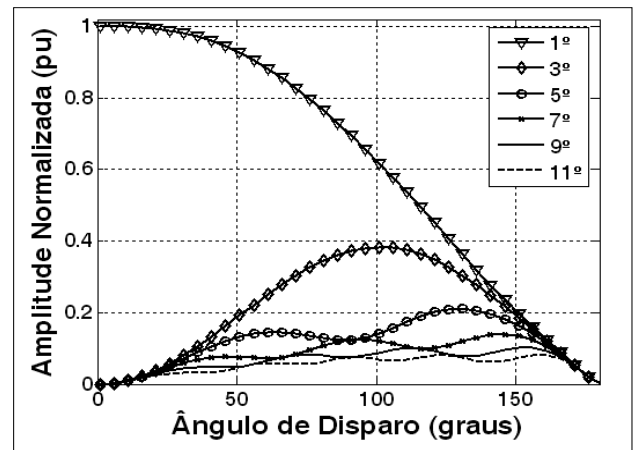


Figura 7 - Variação das amplitudes de corrente (simulação)

A Figura 8 mostra a corrente e a tensão de alimentação de um controlador CA, levantadas de forma experimental. O ângulo de disparo é ajustado para  $\alpha' = 54^\circ$ . Nesta mesma condição de funcionamento foram obtidas por simulação a corrente e a tensão, ilustradas na Figura 9.

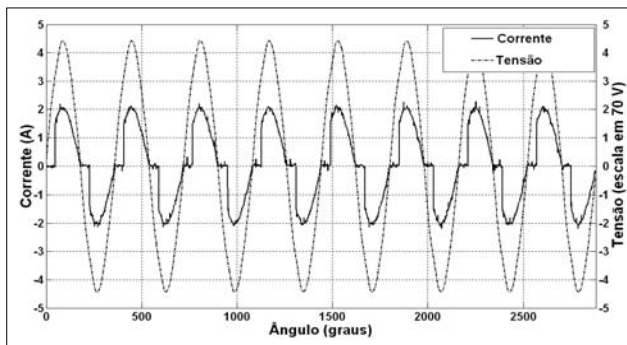


Figura 8 - Tensão da fonte e corrente do controlador (experimental)

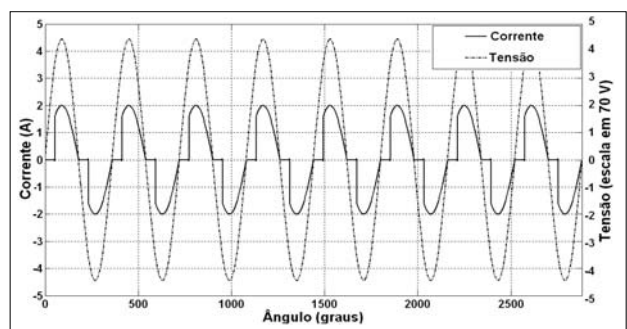


Figura 9 - Tensão da fonte e corrente do controlador (simulação)

Nas Figuras 10 e 11 são apresentados os espectros harmônicos da corrente drenada da fonte com  $\alpha' = 54^\circ$ . A Figura 10 ilustra os componentes harmônicos experimentais e a Figura 11, o resultado de simulação.

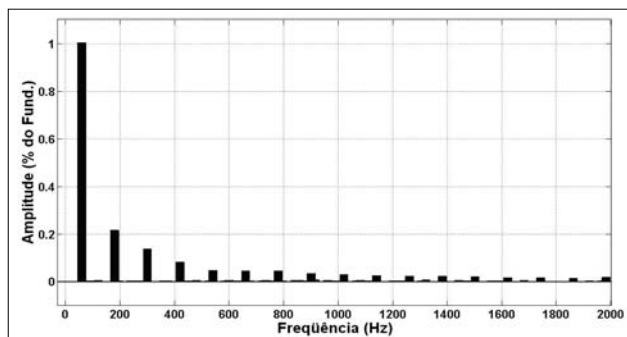


Figura 10 - Conteúdo harmônico do controlador (experimental)

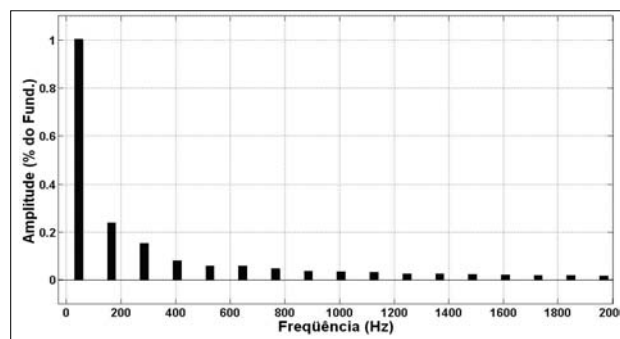


Figura 11 - Conteúdo harmônico do controlador (simulação)

### O RETIFICADOR MONOFÁSICO

Um retificador de onda completa é definido nas disciplinas básicas de eletrônica do curso de engenharia elétrica. Geralmente, são apresentadas as características de condução dos diodos, do armazenamento de energia no capacitor e de outros aspectos do circuito, mas sem a preocupação com os problemas relacionados com os harmônicos gerados por tal carga não linear. Nesta seção, o enfoque é na caracterização do retificador como uma fonte de distorção harmônica para o sistema elétrico, ou seja, é demonstrado o seu funcionamento como uma fonte de problemas que afetam a QEE.

O circuito clássico de um retificador monofásico de onda completa é formado por uma ponte de diodos, uma carga resistiva e um filtro capacitivo de alisamento, conforme apresentado na Figura 12. Tal tipo de circuito é muito utilizado em razão da sua simplicidade, principalmente na etapa de entrada de muitas fontes chaveadas, isto é, antes da conversão de CC para CC destas fontes. No entanto, este retificador possui a imperfeição de drenar uma corrente pulsante com alto conteúdo harmônico, distorcendo a sua forma de onda (NASCIMENTO, 2007). A Figura 13 ilustra o circuito equivalente.

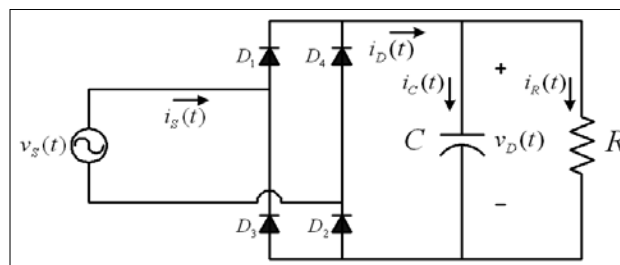


Figura 12 - Circuito do retificador monofásico de onda completa

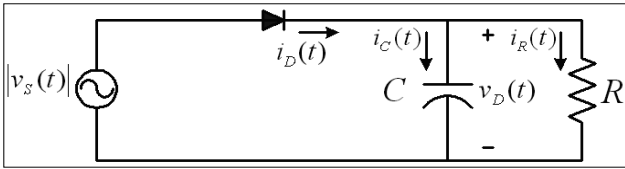


Figura 13 - Circuito equivalente do retificador

Na utilização tradicional, o capacitor de filtro possui valor elevado (cerca de 470 µF), o que resulta numa baixa tensão de ondulação (*ripple*) na carga (5 pu).

As formas de onda do funcionamento básico de um retificador monofásico estão ilustradas na Figura 14. A tensão retificada de saída é praticamente contínua em virtude da presença do capacitor de filtro, que eleva o valor médio da tensão em relação a uma carga puramente resistiva.

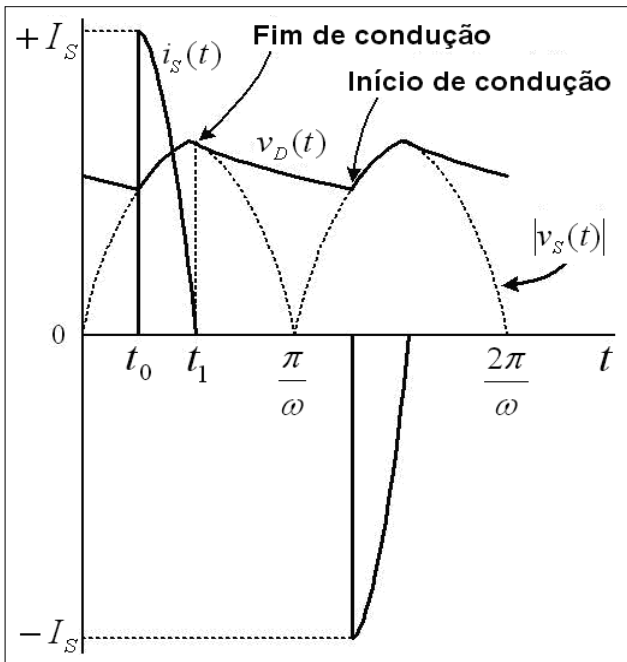


Figura 14 - Corrente da fonte e tensão de saída do retificador

Num circuito ideal de um retificador, o capacitor carrega-se com a tensão de entrada quando os diodos estão conduzindo, portanto  $v_D = |v_s|$ . Assim que a tensão de entrada  $|v_s|$  começa a se tornar menor do que a tensão armazenada no capacitor, em  $t_1$ , os diodos bloqueiam e a corrente de saída é fornecida pelo capacitor. Dessa forma, o capacitor começa a se descarregar exponencialmente, de acordo com a constante de tempo  $\tau$  ( $\tau = RC$ ), até que a tensão de entrada  $|v_s|$  se torne novamente maior, em  $t_0$ , recarregando o capacitor (NASCIMENTO, 2007).

A expressão analítica da corrente de entrada  $i_s(t)$  é determinada com base nos parâmetros do circuito e de uma função de excitação.

Considerando um retificador ideal, quando os diodos começam a conduzir em  $t_0$ , a tensão de saída é:

$$v_D = V \text{sen } \omega t \tag{17}$$

A corrente drenada da fonte de tensão no instante  $t_0 \leq t \leq t_1$  pode ser expressa como a soma das correntes no resistor de carga e no capacitor de alisamento da seguinte forma:

$$i_D = i_C + i_R \tag{18}$$

A corrente que circula pelo resistor é calculada por:

$$i_R = \frac{v_D}{R} = \frac{V \text{sen } \omega t}{R} \tag{19}$$

A corrente no capacitor é:

$$i_C = C \frac{dv_D}{dt} = C\omega V \cos \omega t \tag{20}$$

Assim, a corrente  $i_D$  é expressa como:

$$i_D = V \left[ \frac{1}{R} \text{sen } \omega t + C\omega \cos \omega t \right] \tag{21}$$

O tempo  $t_1$  pode ser encontrado no instante que a corrente se anula, isto é, em  $i_D = 0$ , como a seguir:

$$0 = V \left[ \frac{1}{R} \text{sen } \omega t_1 + C\omega \cos \omega t_1 \right] \tag{22}$$

Reescrevendo a equação (22), tem-se:

$$\frac{\text{sen } \omega t_1}{\cos \omega t_1} = \text{tg } \omega t_1 = -RC\omega \tag{23}$$

Portanto, o instante de tempo  $\{t_1\}$  em que os diodos são bloqueados é mostrado na equação (24). O ângulo do fim de condução dos diodos é  $\beta = \omega t_1$ , definido na equação (25).

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \arctg(-RC\omega) \tag{24}$$

$$\beta = \omega t_1 = \arctg(-RC\omega) \tag{25}$$

No intervalo  $t_1 < t \leq T/2 + t_0$ , todos os diodos estão fora de operação, isto é, bloqueados, e o capacitor está descarregando através do resistor de carga. Dessa forma, a tensão da carga é igual à tensão no capacitor, dada por:

$$v_D = A e^{-t/RC} \tag{26}$$



Com base na equação (26) obtém-se a constante  $A$ , pois para  $t = t_1$  tem-se  $v_D = V \text{sen}(\omega t_1)$ . Assim, a tensão no capacitor é:

$$v_D = V \text{sen}(\omega t_1) e^{-(\omega t - \omega t_1)/(RC\omega)} \quad (27)$$

No instante em que a tensão  $v_D$  cruza a curva  $V_m \text{sen}(\omega t)$ , no próximo semiciclo, define-se o instante de tempo  $t_0$ . Portanto:

$$V \text{sen}(\omega t_0 + \pi) = V \text{sen}(\omega t_1) e^{-[(\pi + \omega t_0 - \omega t_1)/(RC\omega)]} \quad (28)$$

Reescrevendo a equação (28), tem-se:

$$\text{sen}(\omega t_0) = -\text{sen}(\omega t_1) e^{-[(\pi + \omega t_0 - \omega t_1)/(RC\omega)]} \quad (29)$$

O instante  $t_0$  é determinado na equação (30). O início de condução dos diodos pode ser representado pelo ângulo  $\alpha = \omega t_0$ , conforme a equação (31).

$$t_0 = \frac{1}{\omega} \arcsen[\text{sen}(\omega t_1) e^{-[(\pi + \omega t_0 - \omega t_1)/(RC\omega)]}] \quad (30)$$

$$\alpha = \omega t_0 = \arcsen(\text{sen}(\omega t_1) e^{-[(\pi + \omega t_0 - \omega t_1)/(RC\omega)]}) \quad (31)$$

As curvas de  $\alpha$  e  $\beta$  são ilustradas na Figura 15. O capacitor é mantido em 1000  $\mu\text{F}$  e varia-se o resistor de 100  $\Omega$  a 1500  $\Omega$ . Com o aumento da constante de tempo  $\tau$  há um estreitamento no pulso de corrente drenado pelo retificador e, conseqüentemente, a piora no conteúdo harmônico da corrente drenada, como mostram as Figuras 16 e 17.

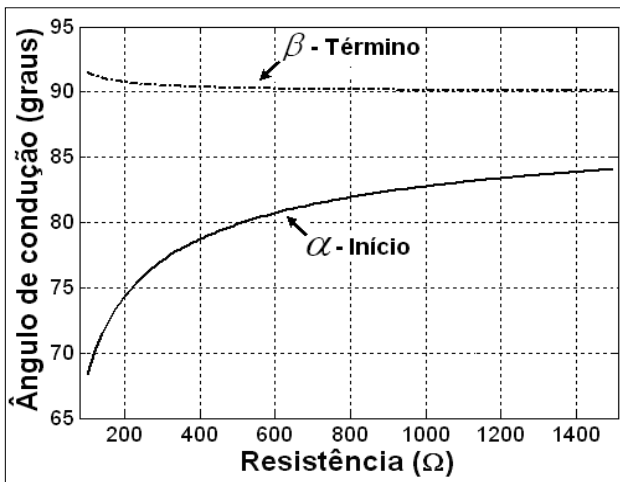


Figura 15 - Variação do início e término de condução dos diodos

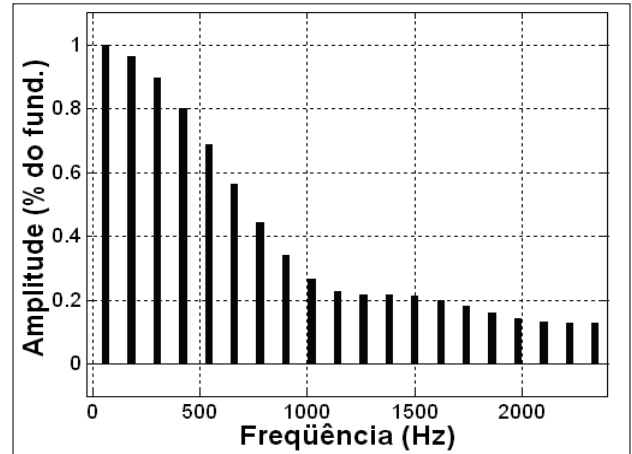


Figura 16 - Conteúdo harmônico da corrente para a constante de tempo  $\tau$  de baixo valor

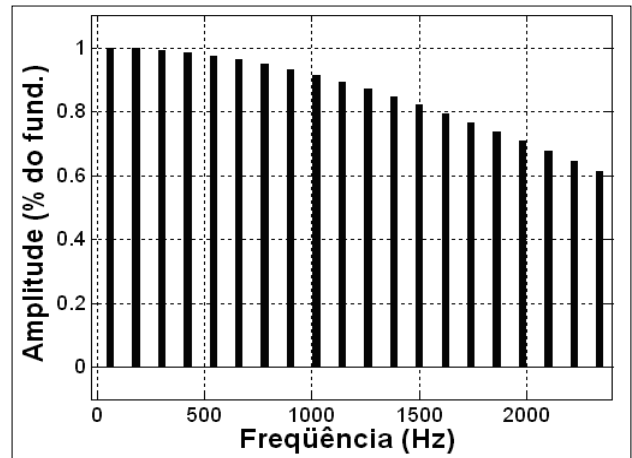


Figura 17 - Conteúdo harmônico da corrente para a constante de tempo  $\tau$  de alto valor

Após os cálculos necessários, obtém-se os coeficientes da série Fourier, conforme as equações (32) e (33). As correntes estudadas têm valor médio nulo.

$$a_n = \frac{1}{2R} \left[ \frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\beta - \cos(n-1)\alpha}{(n-1)} \right] + \frac{C\omega}{2} \left[ \frac{\text{sen}(n+1)\beta - \text{sen}(n+1)\alpha}{(n+1)} + \frac{\text{sen}(n-1)\beta - \text{sen}(n-1)\alpha}{(n-1)} \right] \quad (32)$$

$$b_n = \frac{1}{2R} \left[ \frac{\text{sen}(n+1)\alpha - \text{sen}(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\text{sen}(n-1)\beta - \text{sen}(n-1)\alpha}{(n-1)} \right] + \frac{C\omega}{2} \left[ \frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\beta}{(n-1)} \right] \quad (33)$$

Os coeficientes das equações (32) e (33) são indeterminados para  $n = 1$ . Neste caso, recalculando chega-se às equações (34) e (35).

$$a_1 = \frac{1}{4R} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] + \frac{C\omega}{4} [\sin(2\beta) - \sin(2\alpha) + 2\beta - 2\alpha] \quad (34)$$

$$b_1 = \frac{1}{4R} [\sin(2\alpha) - \sin(2\beta) + 2\beta - 2\alpha] + \frac{C\omega}{4} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] \quad (35)$$

Portanto, a corrente do retificador pode ser calculada pela equação (36), com  $n$  ímpar.

$$i_L(t) = \frac{2V}{\pi} \left\{ \left[ \frac{1}{4R} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] + \frac{C\omega}{4} [\sin(2\beta) - \sin(2\alpha) + 2\beta - 2\alpha] \right] \cos(\omega t) + \left[ \frac{1}{4R} [\sin(2\alpha) - \sin(2\beta) + 2\beta - 2\alpha] + \frac{C\omega}{4} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] \right] \sin(\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{2R} \left( \frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\beta - \cos(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) + \frac{C\omega}{2} \left( \frac{\sin(n+1)\beta - \sin(n+1)\alpha}{(n+1)} + \frac{\sin(n-1)\beta - \sin(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) \right] \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{2R} \left( \frac{\sin(n+1)\alpha - \sin(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\sin(n-1)\beta - \sin(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) + \frac{C\omega}{2} \left( \frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\beta}{(n-1)} \right) \right] \sin(n\omega t) \right\} \quad (36)$$

A série de Fourier da equação (36) sofre algumas mudanças quando são consideradas as impedâncias presentes na fonte. Neste trabalho é considerado somente o efeito resistivo  $\{R_2\}$  medida na saída da fonte. A resistência  $R_2$  atenua o valor de pico entre  $t_0$  e  $t_1$ . Dessa forma, considerando o efeito de  $R_2$ , deduzem-se as equações (37) e (38), que representam a solução geral para a tensão e corrente, respectivamente. Utilizando esta corrente, chega-se à série de Fourier da equação (39).

$$v_D = C_1 e^{-k_1 t} + \frac{k_2}{k_1 + \omega} [k_1 \sin(\omega t) + \omega \cos(\omega t)] \quad (37)$$

$$i_D = C_2 e^{-k_1 t} + \frac{1}{R_2} \left[ \left( V_m - \frac{k_1 k_2}{k_1^2 + \omega^2} \right) \sin(\omega t) + \frac{\omega k_2}{k_1^2 + \omega^2} \cos(\omega t) \right] \quad (38)$$

$$i_L(t) = \frac{2}{\pi} \left\{ \left[ \frac{C_2}{k_1^2 + 1} e^{-k_1 \beta} [-k_1 \cos(\beta) - \sin(\beta)] - e^{-k_1 \alpha} [-k_1 \cos(\alpha) - \sin(\alpha)] \right] + \frac{k_3}{4} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] + \frac{k_4}{4} [\sin(2\beta) - \sin(2\alpha) + 2\beta - 2\alpha] \right\} \cos(\omega t) + \left[ \frac{C_2}{k_1^2 + 1} e^{-k_1 \beta} [-k_1 \sin(\beta) - \cos(\beta)] - e^{-k_1 \alpha} [-k_1 \sin(\alpha) - \cos(\alpha)] \right] \sin(\omega t) + \frac{k_3}{4} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] + \frac{k_4}{4} [\sin(2\alpha) - \sin(2\beta) + 2\beta - 2\alpha] \sin(\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{C_2}{k_1^2 + n^2} e^{-k_1 \beta} [-k_1 \cos(n\beta) - n \sin(n\beta)] - e^{-k_1 \alpha} [-k_1 \cos(n\alpha) - n \sin(n\alpha)] \right] + \frac{k_3}{2} \left( \frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\beta - \cos(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) + \frac{k_4}{2} \left( \frac{\sin(n+1)\beta - \sin(n+1)\alpha}{(n+1)} + \frac{\sin(n-1)\beta - \sin(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) \right] \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{C_2}{k_1^2 + n^2} e^{-k_1 \beta} [-k_1 \sin(n\beta) - n \cos(n\beta)] - e^{-k_1 \alpha} [-k_1 \sin(n\alpha) - n \cos(n\alpha)] \right] + \frac{k_3}{2} \left( \frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\beta}{(n-1)} \right) + \frac{k_4}{2} \left( \frac{\sin(n+1)\alpha - \sin(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\sin(n-1)\beta - \sin(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) \right] \sin(n\omega t) \left\} \quad (39)$$

onde:

$$C_1 = e^{-k_1 t_0} \left[ -\frac{1}{R_1} k_3 \sin(\omega t_0) + k_4 \cos(\omega t_0) \right] \quad (40)$$

$$C_2 = e^{-k_1 t_0} [k_3 \sin(\omega t_0) + k_4 \cos(\omega t_0)] \quad (41)$$

$$k_1 = \frac{1}{C} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R} \right) \quad (42)$$

$$k_2 = \frac{V}{R_2 C} \quad (43)$$

$$k_3 = \frac{1}{R_2} \left( V - \frac{k_1 k_2}{k_1^2 + \omega^2} \right) \quad (44)$$

$$k_4 = \frac{1}{R_2} \left( \frac{\omega k_2}{k_1^2 + \omega^2} \right) \quad (45)$$

$$k_5 = \left( \frac{k_1}{\omega} \right) \quad (46)$$

As Figuras 18 e 19 apresentam apenas dois ciclos da tensão de alimentação CA das formas de onda do circuito com um retificador. Comparando a forma de onda da Figura 18 com a da Figura 19, verifica-se que o modelo matemático do circuito proposto neste artigo obteve êxito em relação à amplitude do sinal, à forma de onda e aos ângulos  $\alpha$  e  $\beta$ . Na Figura 18 a forma de onda da corrente experimental possui assimetria entre o pulso positivo e o negativo. Além disso, a forma de onda obtida na prática apresenta algumas variações na sua forma senoidal, as quais podem ocorrer por causa das características do transformador instalado no prédio do laboratório.

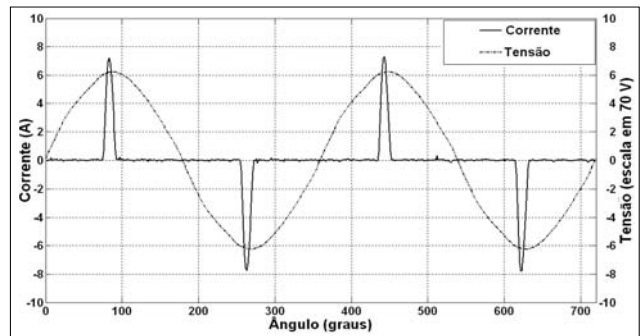


Figura 18 - Tensão e corrente do retificador (experimental)

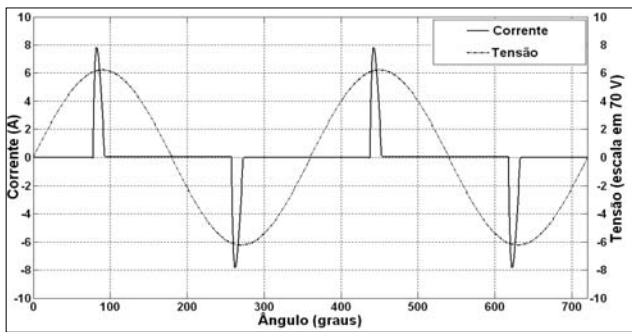


Figura 19 - Tensão e corrente do retificador (simulação)

Na Figura 20 são ilustradas as amplitudes dos componentes da corrente prática, que possuem as mesmas características das amplitudes obtidas na simulação, apresentadas na Figura 21. No entanto, as amplitudes da Figura 20 apresentam componentes de ordem par (0,02%).

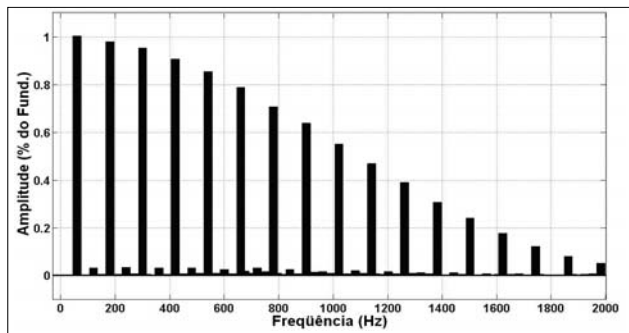


Figura 20 - Conteúdo harmônico do retificador (experimental)

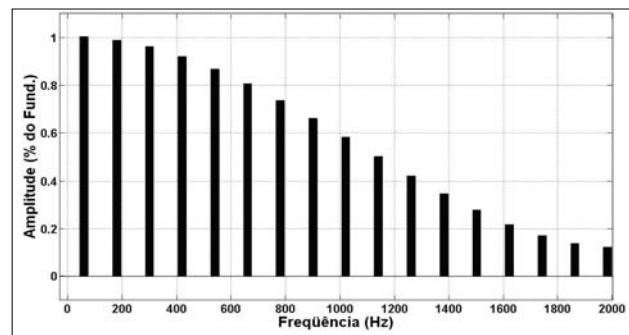


Figura 21 - Conteúdo harmônico do retificador (simulação)

## A CORRENTE RESULTANTE

Nas seções anteriores foram consideradas as contribuições da corrente do controlador CA e do retificador separadamente, o que geralmente é feito nas disciplinas que tratam destes circuitos. Nesta seção as correntes do controlador CA e do retificador são somadas no ponto de acoplamento comum (PAC) do sistema, conforme a Figura 22. Portanto, a corrente total é  $i_s(t) = i_L(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t)$ .

Os resultados desta seção possibilitam ao aluno identificar e analisar o problema de QEE no PAC. Dessa forma, após a realização de alguns estudos extras, a possível solução para tal problema pode ser alcançada pelo aluno.

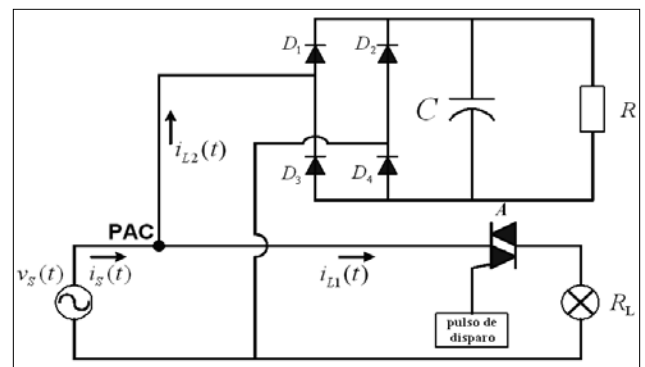


Figura 22 - Sistema com um controlador CA e um retificador conectados ao PAC.

A corrente  $i_L(t)$  solicitada pelas cargas e a tensão  $v_s(t)$  (PAC) são mostradas na Figura 23.

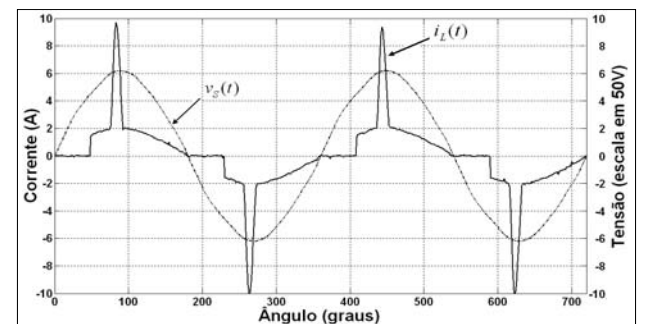


Figura 23 - Corrente de carga  $i_L(t)$  no PAC do sistema (experimental)

O comportamento do componente fundamental e dos cinco primeiros harmônicos da corrente de carga é mostrado na Figura 24. As amplitudes do controlador CA resultantes da variação do ângulo de disparo, somadas às amplitudes do retificador, resultam em valores que sempre são diferentes de zero.

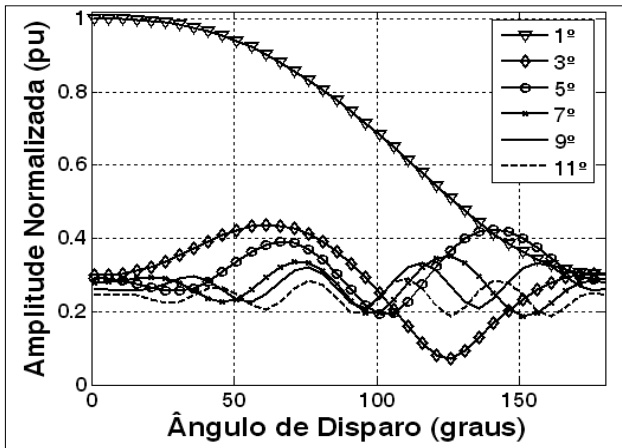


Figura 24 - Variação das amplitudes de corrente no PAC (simulação)

Os ângulos de fase fundamental de cada carga e de ambas no PAC são mostrados na Figura 25. No PAC a fase varia de um valor inicial positivo ( $\theta_1 = 2^\circ$ ), passando por um valor máximo negativo ( $\theta_1 = -33^\circ$ ) e voltando a ter um valor positivo ( $\theta_1 = 6^\circ$ ). Nota-se também que a fase do retificador é constante e a do controlador CA varia de forma negativa.

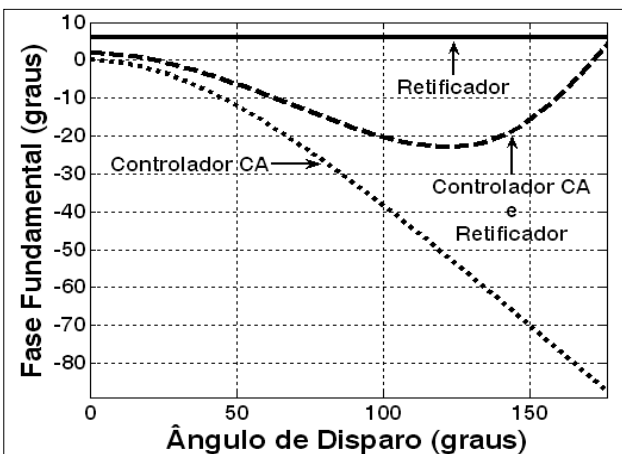


Figura 25 - Variação dos ângulos de fase da corrente fundamental (simulação)

Para apresentar as características harmônicas das cargas não lineares estudadas são mostradas na Figura 26 as curvas da THD. A THD do retificador é constante (251%), mas a THD do controlador CA varia exponencialmente com o ângulo de disparo. A THD no PAC possui uma característica singular, pois sai de um valor diferente de zero (76%) e cresce exponencialmente até o ângulo de 78°, chegando a 113%. Após este

ângulo, a THD cai para 92% no ângulo de 90° e, em seguida, o seu valor começa a subir até chegar ao patamar da THD do retificador, pois neste ponto tem-se praticamente somente a contribuição dos harmônicos do retificador. É importante salientar que os ângulos de início e fim de condução dos diodos do retificador coincidem com os ângulos da queda da THD.

A Figura 27 apresenta o FP das cargas não-lineares. O FP do retificador é baixo e constante (0,3677). Ao passo que o FP do controlador CA inicialmente tem um valor unitário (carga resistiva), que diminui com o aumento do ângulo de disparo. A curva que representa o FP no PAC apresenta uma variação nos mesmos ângulos de disparo da THD, mas sai de um valor cerca de 0,8 e torna-se constante quando atinge o valor do retificador.

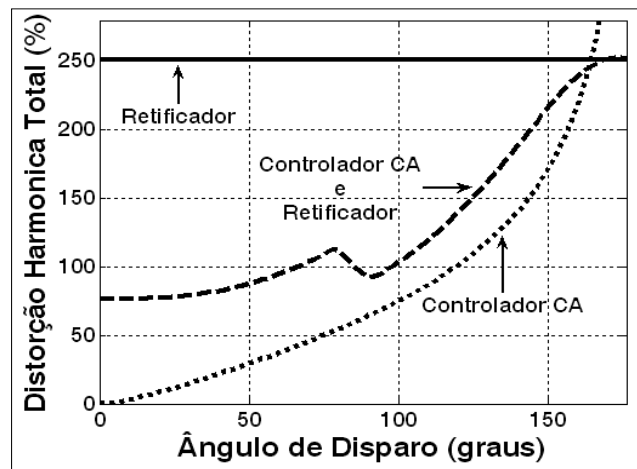


Figura 26 - THD das correntes (simulação)

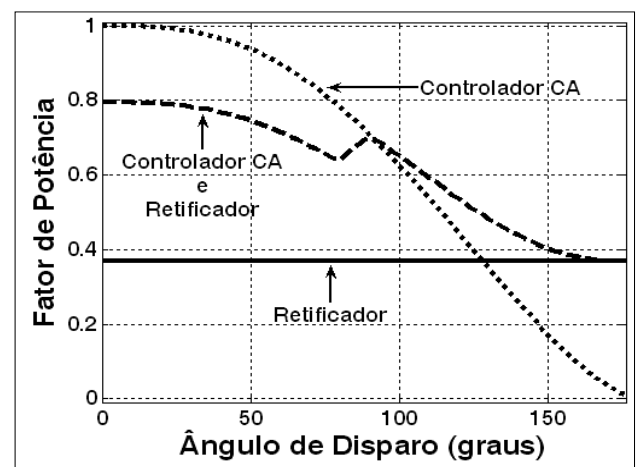


Figura 27 - FP das cargas (simulação)

## CONCLUSÕES

Este artigo apresentou o estudo de duas cargas não lineares monofásicas de ampla utilização prática, do ponto de vista dos impactos que as mesmas introduzem em relação à QEE do sistema no qual estão inseridas. A apresentação da teoria básica dessas cargas e dos respectivos comportamentos harmônicos (práticos e simulados) contribui para o ensino e a aprendizagem de um importante aspecto da área de eletrônica de potência. Este trabalho procura mostrar que a apresentação de um problema extremamente atual pode ser utilizada para despertar o interesse de alunos de graduação e/ou pós-graduação de cursos de engenharia elétrica para a relação entre a área de eletrônica de potência e a de QEE. A utilização de circuitos simples, muito usados na construção de equipamentos atuais e comuns ao dia-a-dia dos estudantes, e a obtenção de seus respectivos comportamentos harmônicos são de fácil verificação por meio de bancadas de laboratório e de *softwares* de simulação, ambos comuns na prática diária da maioria dos cursos de engenharia elétrica. Uma sequência possível e também relativamente simples de ser implementada a esses estudos, que se pautaram principalmente na análise de sistemas com inserção de equipamentos de eletrônica de potência, constitui-se na busca de soluções para melhoria da QEE, conforme apresentado em Oliveira Jr et al. (2005).

## REFERÊNCIAS

BELHOT, R. V. A didática no ensino de engenharia. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENSINO DE ENGENHARIA, XXXIII, 2005, Campina Grande. Campina Grande: ABENGE, 2005. CD-ROM.

CHU, R. H.; LU, D. D. -C.; SATHIAKUMAR, S. Project-based lab teaching for power electronics and drives. *IEEE Transactions on Education*, New York, NY, v. 51, n. 1, p. 108-113, 2008.

COSTA, L. R. J.; HOKALA, M.; LEHTOVUORI, A. Applying the problem-based learning approach to teach elementary circuit analysis. *IEEE Transactions on Education*, New York, NY, v. 50, n. 1, p. 41-48, 2007.

DUGAN, R. D.; MCGRANAGHAN, M. F.; BEATY, H. W. *Electrical power systems quality*, New York: McGraw-Hill, 1996.

IEEE STD 519-1992 IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems (ANSI) of IEEE Standards Board. New York, USA, 1992.

IEEE STD 1159-1995 IEEE Recommended practice for monitoring electric power quality of IEEE Standards Board. New York, USA, 1995.

NASCIMENTO, C. F. *Determinação do conteúdo harmônico de corrente baseada em redes neurais artificiais para cargas não-lineares monofásicas*. 2007. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Escola de Engenharia de São Carlos, USP, São Carlos.

NASCIMENTO, C. F. et al. Compensation current of active power filter generated by artificial neural network approach. In: ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 32, 2006, Paris. *Anais*. Paris: IEEE IES, 2006. p. 4392-4397.

OLIVEIRA JR, A. A. et al. Introducing the learning of active power filters using the software Matlab-Simulink. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 36, 2005, Recife. *Anais*. Recife: IEEE PELS, 2005. p. 108-113.

PLAZA, I.; MEDRANO, C. T. Continuous improvement in electronic engineering education. *IEEE Transactions on Education*, New York, NY, v. 50, n. 3, p. 259-265, 2007.

PRINCE, M. J.; FELDER, R. M.; BRENT, R. Does faculty research improve undergraduate teaching? an analysis of existing and potential synergies. *Journal of Engineering Education*, Washington, DC, v. 96, n. 4, p. 283-294, 2007.

RIBEIRO, L. R. C.; BELHOT, R. V. A gestão da qualidade e o ensino de engenharia. *Revista de Ensino de Engenharia - ABENGE*, Brasília DF, v. 21, n. 2, p. 17-25, 2002.

SANSALONI, T. et al. FFT spectrum analyser project for teaching digital signal processing. *IEEE Transactions on Education*, New York, NY, v. 50, n. 3, p. 229-235, 2007.

## DADOS BIOGRÁFICOS



### **Claudionor Francisco do Nascimento**

É engenheiro eletricitista (1991) pela Universidade Estadual Paulista (Unesp-FEB); mestre (2003) e Doutor em Engenharia Elétrica (2007) pela Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo (USP). É professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Unesp-FEB desde 2007. Suas áreas de interesse são eletrônica de potência, qualidade da energia elétrica e ensino de engenharia elétrica. É membro da Sobraep.

### **Azauri Albano de Oliveira Júnior**



É engenheiro eletricitista/eletrônico (1977) pela Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo (USP); mestre em Engenharia Elétrica (1984) pela EESC-USP e Doutor em Engenharia Elétrica (1991) pela Escola Politécnica da USP. É coordenador do Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência (Lacep) do Departamento de Engenharia Elétrica da EESC-USP e coordenador da Comissão Coordenadora do Curso de Engenharia Elétrica da EESC-USP. É professor do Departamento de Engenharia Elétrica da EESC-USP desde 1977. Suas áreas de interesse são eletrônica de potência, acionamento e controle de máquinas elétricas e ensino de Engenharia Elétrica. É membro da Abenge e da Sobraep.

### **Alessandro Goedel**



É engenheiro eletricitista (1996) pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS-DEE); mestre em Engenharia Industrial (2003) pela Universidade Estadual Paulista (Unesp-FEB) e Doutor em Engenharia Elétrica (2007) pela Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo (USP). É professor do Departamento de Eletrotécnica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR-CP) desde 2007. Suas áreas de

interesse são acionamento de máquinas, sistemas inteligentes e ensino de engenharia elétrica. É membro da SBA e da IEEE.

### **Ivan Nunes da Silva**



É engenheiro eletricitista (1992) e bacharel em Ciência da Computação (1991) pela Universidade Federal de Uberlândia; mestre (1995) e Doutor em Engenharia Elétrica (1997) pela Universidade Estadual de Campinas (Unicamp). É coordenador do Laboratório de Automação Inteligente de Processos e Sistemas (Laips). É professor associado do Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo (USP) desde 2004. Suas áreas de interesse são sistemas inteligentes, identificação de processos e ensino de engenharia. É membro da SBA e IEEE, sendo atualmente editor associado da revista *Controle & Automação*.

### **Paulo José Amaral Serni**



É engenheiro eletricitista (1987) pela Faculdade de Engenharia e Tecnologia; mestre (1992) e Doutor em Engenharia Elétrica (1999) pela Universidade Estadual de Campinas (Unicamp). É professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual Paulista (Unesp-FEB) desde 1987. Suas áreas de interesse são acionamento de máquinas, sistemas inteligentes, qualidade da energia elétrica e ensino de engenharia elétrica. É membro da Sobraep.