

UMA ESTRATÉGIA DE CONTROLE APLICADA A RETIFICADORES PWM E FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA EM DERIVAÇÃO

Darlan A. Fernandes[§], S. R. Naidu[†], Kalina P. Medeiros[†]

[§] Departamento de Engenharia Elétrica, UFPB
CEP:58051-900, João Pessoa – PB, Brasil

[†] Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica, UFCG
CEP:58109-090, Campina Grande – PB, Brasil

Fone: +55(83)3043-4469

e-mails: darlan@ct.ufpb.br, naidu@dee.ufcg.edu.br, kalinamedeiros@gmail.com

Resumo – Neste trabalho é apresentado um algoritmo com uma estrutura simples para controlar um retificador PWM. Correntes de linha no lado c.a. com harmônicos são compensadas, e ainda, a tensão no barramento c.c. é regulada. Após a compensação das correntes de linha, o fator de potência torna-se elevado. O método de controle é efetivo mesmo quando as tensões do lado c.a. são distorcidas e desbalanceadas. O algoritmo pode ser utilizado sem modificações para o controle de um filtro ativo de potência. Resultados de simulação e experimental são apresentados para validar a técnica de controle proposta e a efetividade da metodologia.

Palavras-Chave – Ca/cc, Cc/ca, Filtro Ativo, Harmônicos, Qualidade de Energia, Retificador PWM.

A CONTROL STRATEGY FOR PWM RECTIFIERS AND SHUNT ACTIVE POWER FILTERS

Abstract – In this paper, a simple algorithm to control the PWM rectifier has been presented. Harmonics in the AC-side line currents are compensated and the DC-bus voltage is regulated. The power factor of the compensated line currents is high. The control method is effective even when the AC-side voltages are distorted and unbalanced. The algorithm may be used unmodified to control an active power filter. Simulation and experimental results have been presented to validate the control technique and the effectiveness of the methodology.

Keywords – AC/DC, Active Filtering, DC/DC, Harmonics, Power Quality, PWM Rectifier.

NOMENCLATURA

PAC	Ponto de Acoplamento Comum.
c.a.	Corrente alternada.
c.c.	Corrente contínua.
DHT	Distorção Harmônica Total.

Artigo submetido em 06/08/2011. Primeira revisão em 09/11/2011, segunda revisão em 20/11/2011. Aceito para publicação em 25/11/2011 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto.

V_{conv}	tensão de referência para o conversor.
\mathbf{v}, \mathbf{i}	vetores de tensão e corrente.
<u>subscritos</u>	
d	componente de eixo-d.
q	componente de eixo-q.
α	componente de eixo- α .
β	componente de eixo- β .
p	seqüência positiva.
ϕ	ângulo de fase.
<u>sobrescritos</u>	
1	componente fundamental.

I. INTRODUÇÃO

Existem várias aplicações industriais como acionamentos a velocidade variável, guindastes e elevadores que requerem um retificador PWM trifásico para a devida alimentação destes tipos de equipamento. O retificador fornece uma tensão constante no barramento c.c., fluxo de potência bidirecional, baixo nível de distorção harmônica e elevado fator de potência das correntes de linha no lado c.a. Realizando pequenas modificações, o circuito retificador PWM pode funcionar como um filtro ativo em derivação. Neste caso, a carga do lado c.c. é removida e uma carga é conectada no ponto de acoplamento comum (PAC). Atualmente vem sendo adotados padrões [1],[2], que limitam a injeção de correntes harmônicas na rede elétrica por consumidores industriais. Isso tem justificado o uso do retificador PWM em equipamentos de alta potência para fazer a interface com os alimentadores da rede elétrica.

Encontra-se um número significativo de trabalhos na literatura sobre o retificador PWM, incluindo uma revisão detalhada em [3]. No entanto, a maioria dos métodos de controle apresentados até o momento supõem que as tensões c.a. não são distorcidas.

Os modelos de conversores de potência nos referenciais síncronos e estacionários têm sido derivados de [4]. Os modelos com esses referenciais são utilizados para sintetizar os controladores PI nas malhas de controle de corrente e tensão. A maioria dos algoritmos de controle para o retificador PWM são baseados em laços aninhados, como também é proposto neste artigo. Em [5] propõe-se que o eixo de corrente q seja a soma de uma parcela da realimentação e uma parcela da alimentação direta que requer a estimação da potência de saída. Em [6], a saída do controlador PI que regula a tensão do barramento c.c. foi definida como a condutância do retificador. O produto da condutância e a

tensão de fase da entrada produz o sinal de referência da corrente. Algumas alternativas de controle foram propostas em [7]. As que utilizam controladores PI com laços de controle aninhados e desacopla os eixos d e q apresentaram-se como as mais atrativas. Em [8] são apresentadas algumas topologias para retificadores PWM trifásicos unidirecionais de 2 e 3 níveis. As topologias são comparadas em termos de menor quantidade de componentes e menor realização de esforço para uma posterior seleção de melhor desempenho. Análises de pequenos sinais foram utilizados em [9] para projetar o compensador de alimentação direta e o conceito de balanço de potência foi aplicado ao projeto do regulador de tensão.

O controle do retificador PWM sem o uso de sensores foi descrito em uma classe de algoritmos apresentados em [10]-[12]. As tensões no lado c.a. não são medidas, mas estimadas. O sensoriamento da tensão de entrada também foi evitado em [13] forçando as correntes de linha rastrear as formas de onda das tensões de fase.

Tensões de entrada desbalanceadas exigem considerações especiais nos algoritmos de controle. Em [14] descreve-se uma estratégia de controle que anula seletivamente os harmônicos de baixa ordem nos terminais de entrada e saída. A técnica proposta em [15] requer a medição das tensões e impedâncias de entrada e pode ser aplicada quando as tensões da fonte são intensamente desbalanceadas. Em [16] propõe-se o uso de um retificador de 4 braços para atuar com tensões da fonte desbalanceadas e oferecer operação com tolerância à falta.

Quanto à utilização do conversor como retificador ou como filtro ativo em derivação, tensões de entrada distorcidas têm recebido muito pouca atenção até o momento. Em [17] utiliza-se uma estimação de harmônicos baseada num observador para compensar as correntes do lado c.a. sob condições de distorção na entrada.

Um algoritmo de estrutura simples é apresentado neste artigo e serve para controlar o retificador PWM ou um filtro ativo em derivação. Os objetivos de controle são compensar os harmônicos das correntes do lado c.a., melhorar o fator de potência para próximo da unidade e regular a tensão do barramento c.c. A principal contribuição deste trabalho é a de promover estas correções, mesmo quando as tensões no lado c.a. do PAC apresentam-se distorcidas e desbalanceadas. Isso significa que a metodologia empregada para o sistema de controle apresentado realiza as correções mesmo na presença

das referidas perturbações. Em uma rede elétrica, tais perturbações são comuns de surgirem, uma vez que distorções estão associadas à presença de cargas não-lineares e desbalanceamentos na tensão geralmente a faltas na rede elétrica, que são situações inevitáveis.

II. ALGORITMO DE CONTROLE PROPOSTO

A. Descrição do retificador PWM

A Figura 1 mostra o retificador PWM, que é um circuito trifásico a três fios. A conexão de uma carga ao PAC no lado c.a. é realizada apenas quando o conversor funcionar como filtro. Neste momento, a carga do lado c.c. é desconectada. Um sistema de aquisição de dados mede as tensões (v_{s_a} , v_{s_b} , v_{s_c}) no lado c.a., as correntes de linha na entrada (i_{s_a} , i_{s_b} , i_{s_c}) e a tensão do barramento c.c., V_{cc} . A fonte para o circuito retificador pode não ser ideal. Ela pode conter impedância interna e as tensões podem ser desbalanceadas e distorcidas.

B. Modelo matemático

As tensões de entrada trifásicas no lado c.a. e as correntes de linha são medidas e transformadas para coordenadas- $\alpha\beta$. A transformação é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

A componente de sequência zero em (1) não é explicitada, uma vez que o circuito utilizado tanto para o retificador como para o filtro ativo é a três fios, como mostrado na Figura 1.

As tensões transformadas são (v_{s_α} , v_{s_β}) e as correntes transformadas são (i_{s_α} , i_{s_β}), respectivamente. As componentes da frequência fundamental das tensões e correntes transformadas são expressas por:

$$v_{s_\alpha}^1 = V_{ca} \cos \omega t + V_{sa} \sin \omega t \quad (2a)$$

$$v_{s_\beta}^1 = V_{cb} \cos \omega t + V_{sb} \sin \omega t \quad (2b)$$

$$i_{s_\alpha}^1 = I_{ca} \cos \omega t + I_{sa} \sin \omega t \quad (3a)$$

$$i_{s_\beta}^1 = I_{cb} \cos \omega t + I_{sb} \sin \omega t \quad (3b)$$

Os sobrescritos em (2) e (3) denotam a componente fundamental.

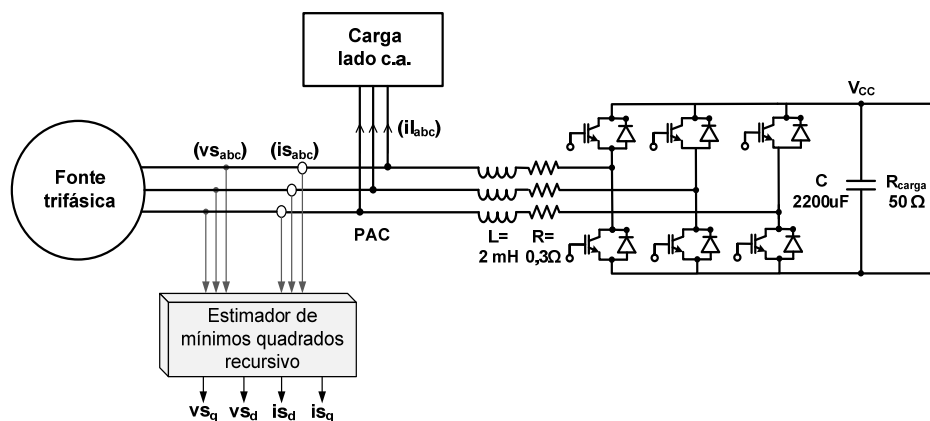


Fig. 1. Circuito do retificador PWM trifásico.

Os parâmetros de (2) e (3) são estimados a partir de um algoritmo de mínimos quadrados recursivo (MQR). A disposição dos vetores de sequência positiva e negativa de tensão ou corrente estimados, como proposto em [18], faz com que cada amplitude de (2) e (3) dependam das amplitudes e ângulos de fase desses vetores de sequência positiva e negativa. As componentes dos vetores de sequência positiva são determinadas da seguinte maneira:

$$V_{pa} = \frac{1}{2}(V_{ca} + V_{sb}) \quad (4a)$$

$$V_{pb} = \frac{1}{2}(V_{cb} - V_{sa}) \quad (4b)$$

$$I_{pa} = \frac{1}{2}(I_{ca} + I_{sb}) \quad (5a)$$

$$I_{pb} = \frac{1}{2}(I_{cb} - I_{sa}) \quad (5b)$$

Determinados estes valores, a construção dos vetores de sequência positiva no plano- $\alpha\beta$ consiste em:

$$\mathbf{vp} = (V_{pa} + jV_{pb})e^{j\omega t} \quad (6)$$

$$\mathbf{ip} = (I_{pa} + jI_{pb})e^{j\omega t} \quad (7)$$

O interesse apenas na sequência positiva é devido à necessidade de extrair as componentes fundamentais das grandezas em análise.

As componentes- $\alpha\beta$ fundamentais das tensões e correntes de sequência positiva são:

$$vp_{\alpha} = V_{pa} \cos \omega t - V_{pb} \sin \omega t \quad (8a)$$

$$vp_{\beta} = V_{pb} \cos \omega t + V_{pa} \sin \omega t \quad (8b)$$

$$ip_{\alpha} = I_{pa} \cos \omega t - I_{pb} \sin \omega t \quad (9a)$$

$$ip_{\beta} = I_{pb} \cos \omega t + I_{pa} \sin \omega t \quad (9b)$$

Finalmente, as variáveis são transformadas para coordenadas-dq. O eixo d é posicionado no plano para que esteja alinhado com o vetor de tensão de sequência positiva. Assim:

$$vp_d = \sqrt{vp_{\alpha}^2 + vp_{\beta}^2} \quad (10a)$$

$$vp_q = 0 \quad (10b)$$

$$ip_d = ip_{\alpha} \cos \phi + ip_{\beta} \sin \phi \quad (11a)$$

$$ip_q = ip_{\beta} \cos \phi - ip_{\alpha} \sin \phi \quad (11b)$$

Nas equações (10) e (11), $\cos \phi = vp_{\alpha}/vp_d$ e $\sin \phi = vp_{\beta}/vp_d$. Assim, o ângulo de fase ϕ da componente de sequência positiva é estimado. Isso faz-se necessário para a sincronização com a grandeza medida.

Um diagrama de blocos que resume as etapas utilizadas para obter as componentes dq das grandezas medidas está mostrado na Figura 2.

O modelo do retificador em componentes dq utilizado é baseado no que foi apresentado em [4]:

$$L \frac{dip_d}{dt} - \omega L ip_q + R ip_d = vl_d \quad (12a)$$

$$L \frac{dip_q}{dt} + \omega L ip_d + R ip_q = vl_q \quad (12b)$$

As equações (12) são as equações da planta e estão mostradas na Figura 3 na forma de diagramas de bloco. O lado

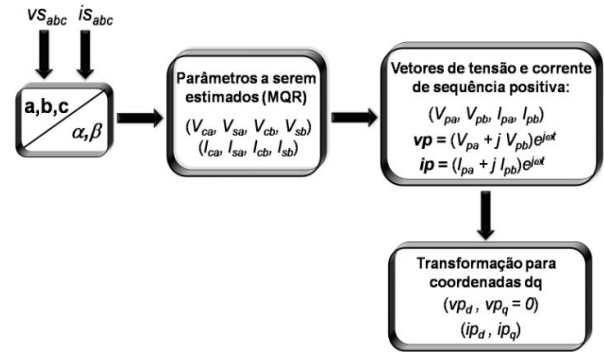


Fig. 2. Diagrama de blocos com etapas para obtenção das componentes dq a partir das medições.

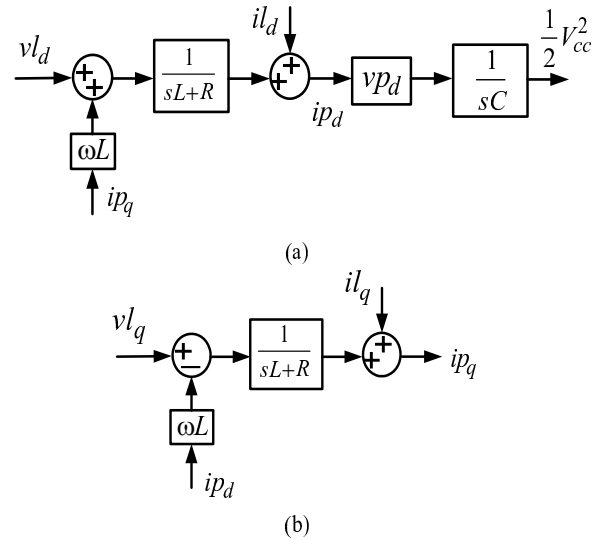


Fig. 3. Diagramas de bloco da planta. (a) Eixo d. (b) Eixo q.

direito de (12) são as componentes-dq da queda de tensão na impedância de entrada do conversor.

A partir da tensão e corrente de sequência positiva, a potência entregue pela fonte é dada por:

$$P = vp_d ip_d + vp_q ip_q$$

Como será observado no sistema de controle, o valor de referência para ip_q é escolhido como zero. Portanto, a potência entregue pela fonte pode ser aproximada por:

$$P = vp_d ip_d \quad (13)$$

C. O sistema de controle

A Figura 4 mostra o sistema de controle proposto. Este sistema regula o barramento c.c. indiretamente. Considere a potência instantânea P_c entregue ao barramento c.c. Observando que:

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C V_{cc}^2 \right) \quad (14)$$

tem-se:

$$\frac{1}{2} V_{cc}^2 = \frac{1}{C} \int P_c dt \quad (15)$$

Portanto, o sistema de controle regula $(0,5V_{cc}^2)$, como visto na Figura 4.

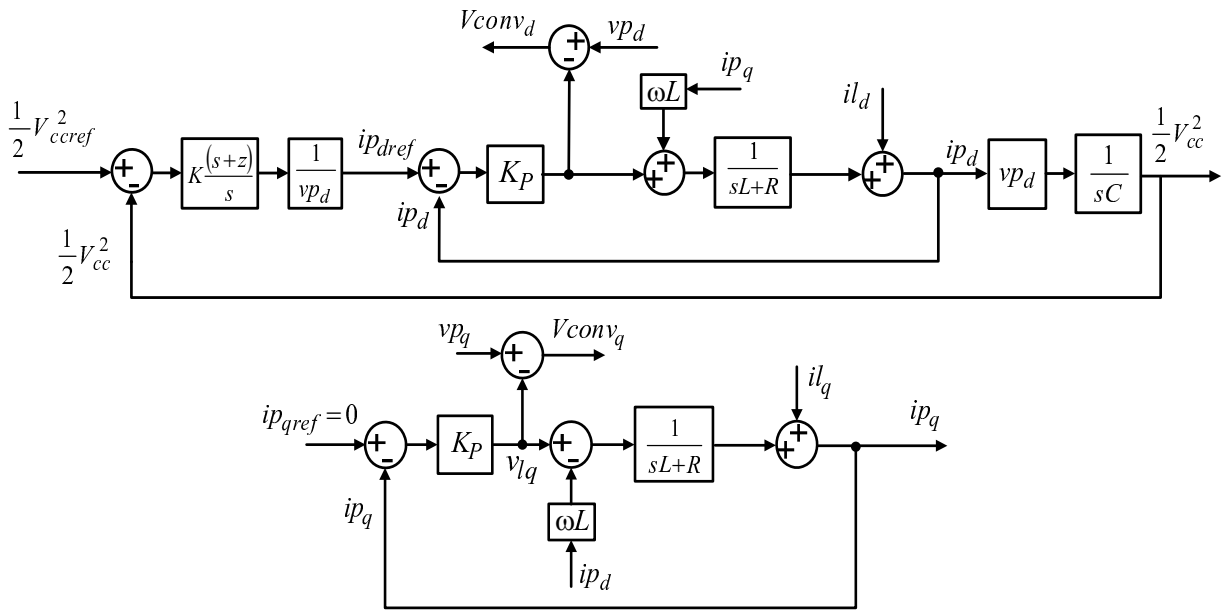


Fig. 4. Sistema de controle proposto.

O sistema de controle consiste de dois laços aninhados. Um controlador PI surge no laço externo para regular a tensão do barramento c.c. O uso de um controlador proporcional é adequado ao laço interno para compensar as correntes do lado c.a. A carga do lado c.a. é representada no diagrama de controle por (i_{ld}, i_{lq}) e é tratada como uma perturbação. Esta estratégia de controle é projetada para atender o sistema atuando como retificador PWM ou como filtro ativo. Quando atua como retificador, as correntes de carga têm valor nulo. Em relação ao ganho proporcional, $K_p = 25$ assegura que a frequência de corte do laço interno é cerca de um quinto da frequência de comutação das chaves, a qual é 10 kHz. Esta análise é observada pelas respostas em frequência da malha interna (Figura 5). Além disso, o erro de *offset* é limitado a menos de 2%. Os parâmetros do controlador PI foram escolhidos para que o laço externo seja criticamente amortecido e a largura de faixa seja aproximadamente 30 Hz. A resposta em frequência para o laço externo é mostrado na Figura 6. Analisando as bandas passantes de ambas as figuras, a largura da que representa a malha interna é maior, o que significa ter uma dinâmica mais rápida que a externa, como é de se esperar para este tipo de controle com dupla realimentação. Para os parâmetros utilizados nos controladores, existe uma margem de estabilidade que assegura possíveis variações paramétricas da rede. Isso também pode ser constatado pelo valor da sensibilidade da malha fechada interna. A sensibilidade zero representa uma condição ideal. A sensibilidade em relação à planta é de -0,0314. Este valor confirma que a variação da impedância pouco afeta a saída do sistema de controle. O sinal negativo indica uma diminuição da sensibilidade da malha fechada para um aumento da impedância [19].

Um outro aspecto a ser considerado para o caso do sistema atuando como filtro é em relação à corrente de carga. Como pode ser observado na Figura 4, esta variável é uma entrada no sistema de controle. Em uma análise mais detalhada, as

Figuras 7(a) e 7(b) ilustram a corrente i_p e a tensão do barra-

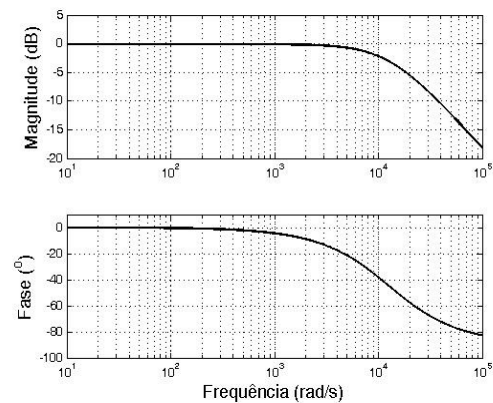


Fig. 5. Resposta em frequência da malha interna do sistema de controle proposto.

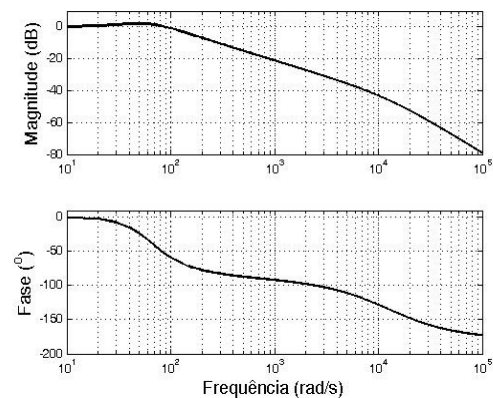


Fig. 6. Resposta em frequência da malha externa do sistema de controle proposto.

mento c.c., respectivamente, ambas em função do tempo e partindo de condições iniciais nulas, quando a corrente de carga i_l é um degrau unitário. A partir da observação destas

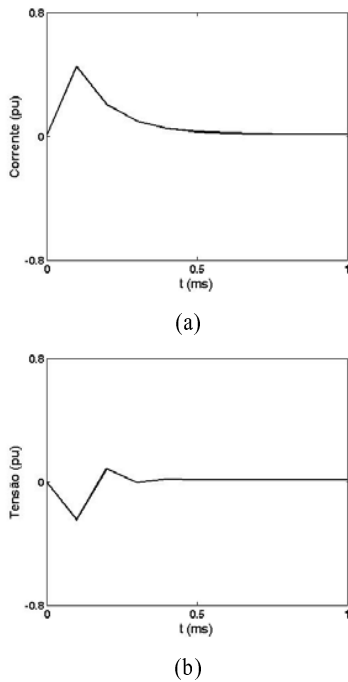


Fig. 7. Variáveis de saída do sistema de controle. (a) Decaimento de i_p com entrada i_l em degrau unitário. (b) Decaimento de $0,5V_{cc}^2$ com entrada i_l em degrau unitário.

curvas, conclui-se que o sistema de controle rejeita-as no regime permanente. De fato, é interessante que a rejeição aconteça para que o controle das correntes de linha e a tensão do barramento c.c. não sejam influenciados pela corrente de carga, que pode ser alterada em função do tipo e variações de valores da carga alimentada pela rede.

III. SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Todas as simulações foram executadas com o *software* PSCAD/EMTDC. A Figura 8 mostra os resultados de simulação para o caso de referência, ou seja, o retificador PWM conectado a fonte trifásica de 50 Vrms, 60 Hz e balanceada. O valor de referência para o barramento c.c. é 180 V. Em um determinado instante, uma mudança em degrau na carga foi simulada. A carga no barramento c.c. é inicialmente 100 Ω e foi alterada para 50 Ω . O sistema de controle corrige a corrente de linha em um período da fonte do lado c.a., como pode ser observado nas Figuras 8(c) e (d). A tensão do barramento c.c. diminui menos de 4% durante a mudança de carga, mas é regulada para o valor de referência em 16 ms.

Um protótipo experimental de baixa tensão de um retificador PWM foi construído no laboratório. A fonte de tensão é trifásica e programável com 20 μH de indutância em série para representar uma fonte não-ideal. A impedância de entrada do retificador no lado c.a. é 2 mH, 0,3 Ω por fase. A carga conectada ao barramento c.c. é uma resistência de 50 Ω /100 Ω , 900 W. Se uma outra carga é conectada no lado c.a. do PAC e a carga do barramento c.c. é desconectada, então o dispositivo funciona como um filtro ativo de potência. O algoritmo de controle foi implementado

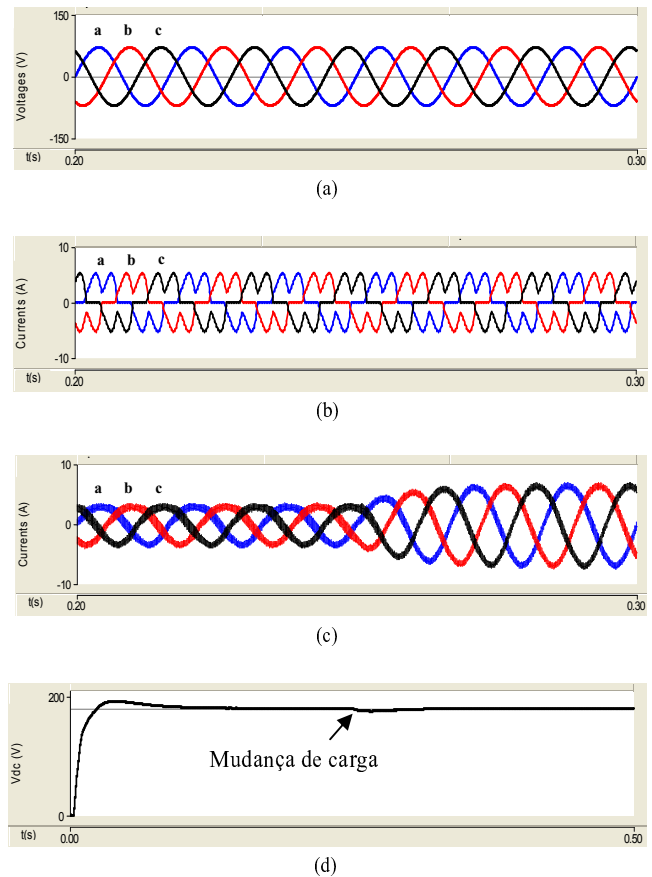


Fig. 8. Resultados de simulação para o retificador PWM, caso de referência. (a) Tensões de linha no PAC. (b) Corrente do retificador sem controle. (c) Corrente do retificador com controle. (d) Tensão do barramento c.c.

no DSP F2812 da Texas Instruments. A velocidade do clock é de 150 MHz e a taxa de amostragem é de 10 kHz em todos os experimentos.

Os resultados experimentais para o caso simulado são mostrados na Figura 9 e estão em concordância com os resultados de simulação (a mudança em degrau na carga não foi implementada no experimento).

As Figuras 10 e 11 mostram os resultados experimentais quando o retificador funciona com a fonte de tensão distorcida e desbalanceada, respectivamente. Com a fonte de tensão programável é possível gerar formas de onda senoidais ceifadas com DHT de 15%. Tensões desbalanceadas foram produzidas aumentando-se a amplitude da fase A em 10% e reduzindo o ângulo de fase entre as fases B e C para 100°. Para quantificar o grau de desequilíbrio da tensão da rede, faz-se uso do fator K [20]. Este fator pode ser representado pela razão entre as amplitudes da sequência negativa e a positiva. Para o caso em análise, $K=0,135$. O retificador PWM é capaz de compensar as correntes do lado c.a. e também manter a tensão do barramento c.c. no nível de referência. O fator de potência das correntes do lado c.a. é elevado para os valores de 0,990 e 0,995. A DHT das correntes do lado c.a. são sempre menores que 2%. Para ilustrar a redução da DHT, a Figura 12 mostra as intensidades das componentes harmônicas antes e depois da presença do retificador PWM,

para o caso da Figura 11 e ambas referentes a fase A da corrente. A faixa de frequência apresentada nos gráficos é de 1 kHz, valor a partir do qual a corrente analisada não apresenta conteúdo harmônico significativo. As amplitudes das componentes mostradas estão normalizadas com a amplitude da fundamental de cada gráfico. O valor da DHT para operação como retificador não controlado é de 47,9%. Após a operação do conversor como retificador controlado, a DHT é de 1,9%.

Observando ainda as correntes do gráfico da Figura 11(c), aparentemente existe uma grande defasagem entre as correntes corrigidas e as tensões da rede. No entanto, o fator de potência tem valor elevado. Isto se justifica pelo controle que atua para posicionar as correntes corrigidas em fase com as sequências positivas das tensões.

Quando uma outra carga é conectada ao PAC no lado c.a., o dispositivo opera como um filtro ativo de potência. O algoritmo de controle pode ser aplicado sem modificações para compensar a carga do lado c.a. A Figura 13 mostra os resultados experimentais quando uma carga retificadora a diodos é conectada nesse mesmo lado. Esta é uma carga balanceada, embora seja não-linear. O conversor é capaz de compensar as correntes de linha do lado c.a. e também regular a tensão do barramento c.c. O fator de potência das correntes de linha compensada é 0,992 e a DHT das correntes de linha caiu de 29,3% para 9%. O conteúdo harmônico antes e após a correção da distorções estão mostrados nas Figuras 14(a) e (b), respectivamente.

Finalmente, uma carga não-linear e desbalanceada foi conectada no lado c.a. e correntes de linha distorcidas e desbalanceadas foram compensadas pelo conversor. Mais especificamente, esta carga é constituída por um conjunto retificador monofásico a diodos (ponte H)-capacitor (1000 μ F/450V)-resistência(33,3 Ω /150W) conectado entre as fases A e B. Um mesmo conjunto, mas com resistência (16,7 Ω /300W), é conectado entre as fases B e C. A

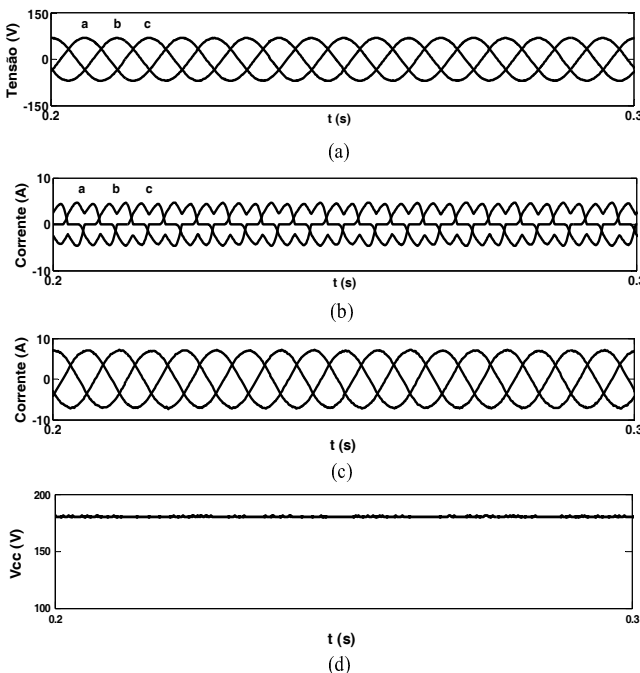


Fig. 9. Resultados experimentais para o retificador PWM, caso de referência. (a) Tensões de linha no PAC. (b) Correntes do retificador sem controle. (c) Correntes do retificador com controle. (d) Tensão do barramento c.c.

ra 15 mostra os resultados experimentais. O fator de potência das correntes de linha compensada é 0,994 e a DHT das correntes de linha foi reduzida de 42% para 9,3%. O 5º harmônico é o de maior influência para a distorção de corrente e torna-se menos de 6% da componente fundamental. O conteúdo harmônico antes e após a correção da distorções estão mostrados nas Figuras 16(a) e (b), respectivamente.

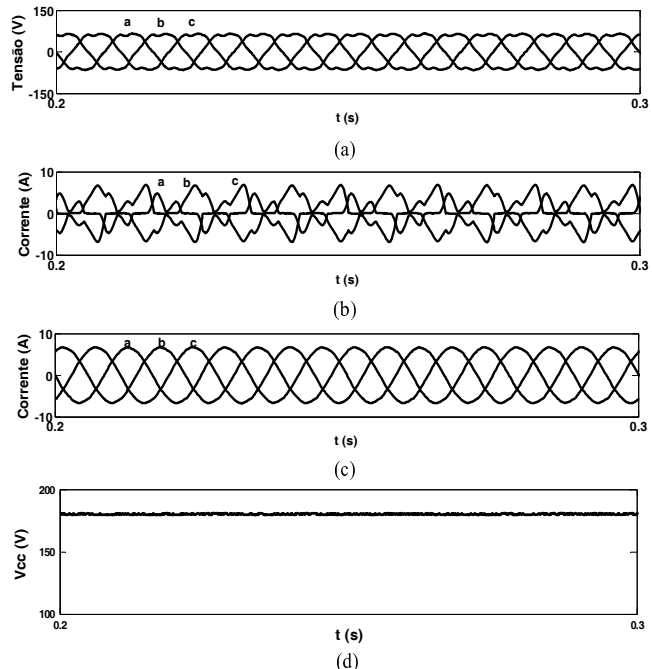


Fig. 10. Resultados experimentais para o retificador PWM com tensões distorcidas no lado c.a. (a) Tensões de linha no PAC. (b) Correntes do retificador sem controle. (c) Correntes do retificador com controle. (d) Tensão do barramento c.c.

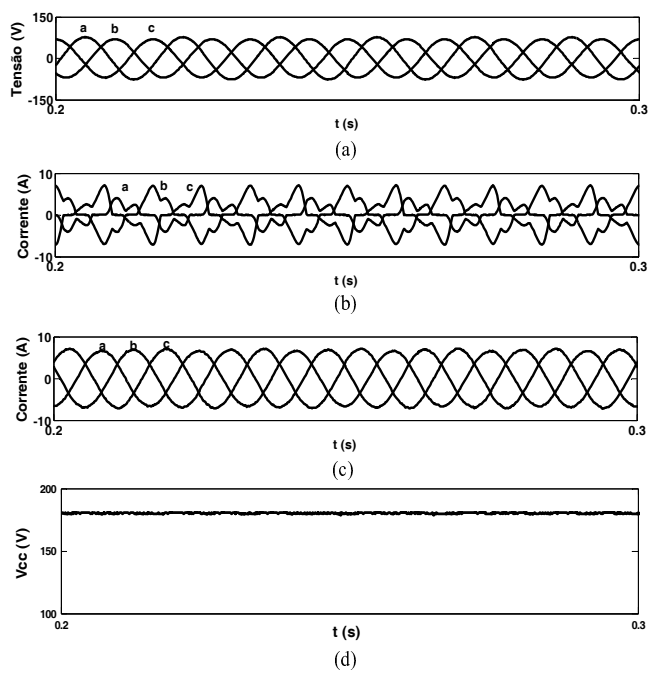


Fig. 11. Resultados experimentais para o retificador PWM com tensões desbalanceadas no lado c.a. (a) Tensões de linha no PAC. (b) Correntes do retificador sem controle. (c) Correntes do retificador com controle. (d) Tensão do barramento c.c.

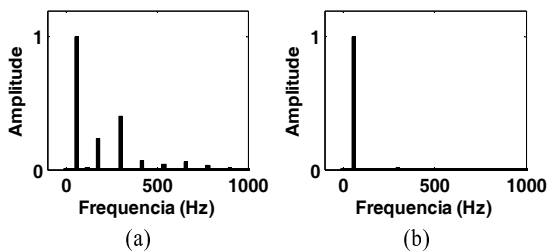


Fig. 12. Conteúdo harmônico da corrente. (a) Retificador sem controle. (b) Retificador com controle.

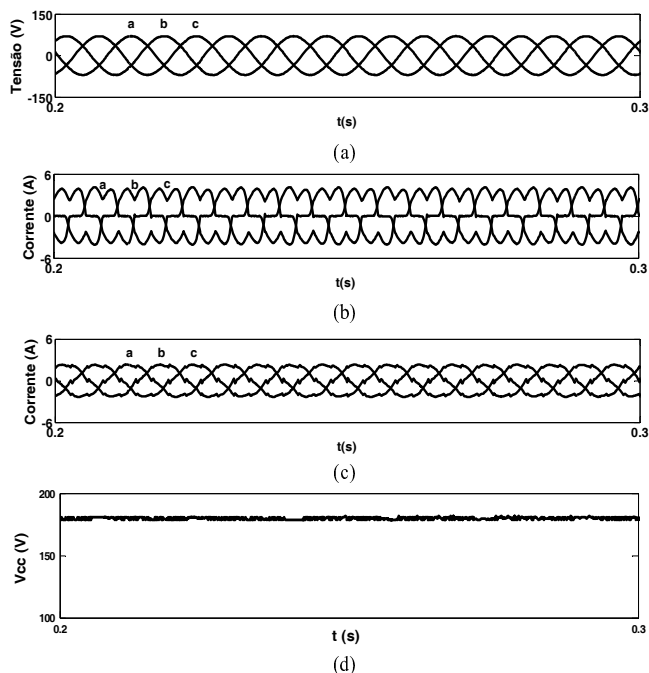


Fig. 13. Resultados experimentais para o filtro ativo de potência com carga retificadora balanceada. (a) Tensões de linha no PAC. (b) Correntes de linha sem controle. (c) Correntes de linha com controle. (d) Tensão no barramento c.c.

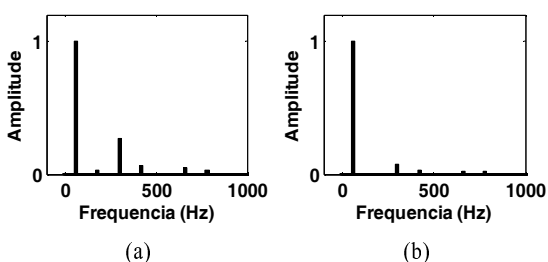


Fig. 14. Conteúdo harmônico da corrente. (a) Sem atuação do filtro ativo. (b) Com atuação do filtro ativo.

Todas ondulações apresentadas nas tensões reguladas dos barramentos c.c. não ultrapassaram 1 V, isto é, em torno de 0,6% da tensão, o que representa um valor desprezível.

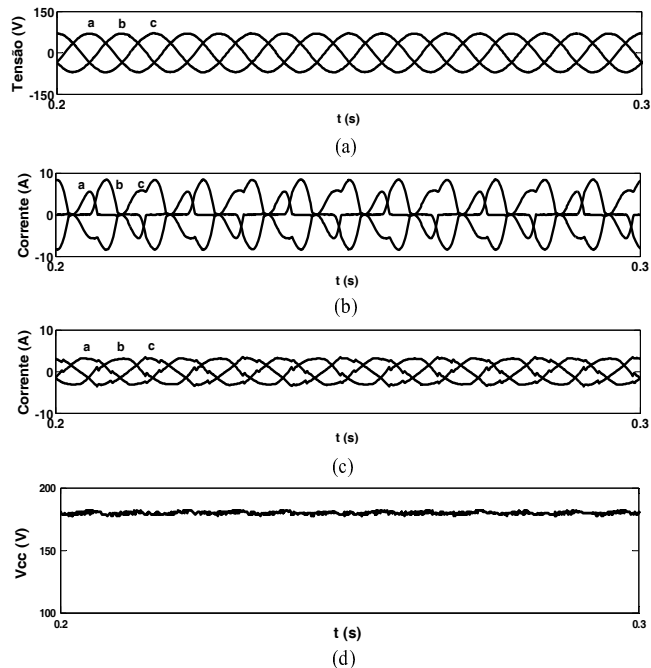


Fig. 15. Resultados experimentais para o filtro ativo de potência com carga desbalanceada e não-linear. (a) Tensões de linha no PAC. (b) Correntes de linha sem controle. (c) Correntes de linha com controle. (d) Tensão no barramento c.c.

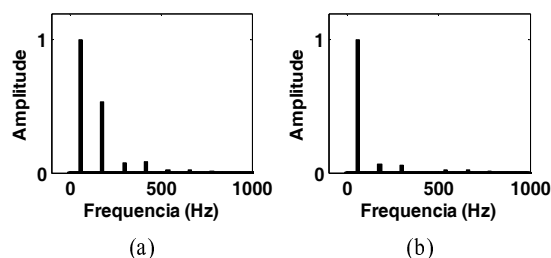


Fig. 16. Conteúdo harmônico da corrente. (a) Sem atuação do filtro. (b) Com atuação do filtro ativo.

Vale observar que os resultados apresentados são para o dispositivo atuando no processo em regime permanente. Isto se justifica devido ao propósito de correção estar voltado à mitigação de problemas sustentados, como é o caso de distorções nas correntes, correção do fator de potência e regulação do barramento c.c. Uma análise diferente seria necessária, por exemplo, para um restaurador dinâmico de tensão (DVR), o qual corrige problemas de variação de tensão de curta duração (VTCD) [21], e assim, a análise da dinâmica do dispositivo em regime transitório passa a ser imprescindível, uma vez que existe a necessidade de acomodação do controle do dispositivo em uma fração do período de tensão da rede [22].

IV. CONCLUSÕES

Uma estrutura de controle para o retificador PWM com dois laços de realimentação foi apresentado. As técnicas utilizadas para o projeto deste controlador faz com que o processamento do algoritmo de controle demande pouco esforço computacional.

As correntes de linha no lado c.a. são compensadas e a tensão do barramento c.c. é devidamente regulada. Assim, o fator de potência compensado é elevado. Um aspecto notável para as correções é que as tensões no lado c.a. no PAC podem ser distorcidas e desbalanceadas. O sistema de controle é imune a estas perturbações, e ainda, o algoritmo pode ser utilizado sem modificações para controlar um filtro ativo de potência.

Um modelo de baixa tensão do retificador PWM/filtro ativo foi montado em laboratório para validar a metodologia proposta. Cenários diversificados de configurações do sistema foram apresentados e os resultados experimentais confirmam a eficiência do algoritmo de controle, uma vez que atende os propósitos de diminuição da DHT das correntes de linha, aumenta o fator de potência para próximo da unidade e regula o barramento c.c. para o valor de referência com pequenos níveis de oscilação.

Todos os resultados experimentais foram previamente conferidos pela simulação detalhada do dispositivo. Há uma concordância satisfatória entre as simulações e experimentos.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq (processo 472399/2008-0) pelo financiamento da pesquisa e a colaboração de pesquisas realizadas no projeto CNPq processo 481950/2009-5.

REFERÊNCIAS

[1] IEEE Std. 519 – 1992, “Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”, 1992.

[2] IEEE Std. 1159 – 1995, “Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality”, 1995.

[3] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari, “A review of three-phase improved power quality AC-DC converters,” *IEEE Trans. Ind. Elect.*, vol. 51, n. 3, pp. 641-660, June 2004.

[4] V. Blasko, V. Kaura, “A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 116-185, Jan. 1997.

[5] J. W. Choi, S. K. Sul, “Fast current controller in three-phase AC-DC boost converter using d-q axis cross coupling”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no.1, pp. 179-185, Jan. 1998.

[6] C-L. Chen, C. -M. Lee, R. -J. Tu, G. -K. Horng, “A novel simplified space-vector modulated control scheme for three-phase switch-mode rectifier”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 46, no. 3, pp. 512-516, June 1999.

[7] P. Verdelho, G. D. Marques, “DC voltage control and stability analysis of PWM voltage-type reversible rectifiers”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 2, pp. 263-273, April 1998.

[8] I. Barbi, Y. R. Novaes, F. P. Souza, D. Borgonovo, “Retificadores PWM trifásicos unidirecionais com alto fator de potência”. *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol.7, no. 1, pp. 1-14, Nov 2002.

[9] M. -T. Tsai, W. I. Tsai, “Analysis and design of three-phase AC to DC converters with high power factor and near-optimum feed forward”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 3, pp. 535-543, June 1999.

[10] T. Ohnuki, O. Miyashita, P. Lataire, G. Maggetto, “Control of a three-phase PWM rectifier using estimated AC-side and DC-side voltages”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 2, pp. 222-226, March 1999.

[11] B. H. Kwon, J. H. Youm, J. W. Lim, “A line-voltage sensor less synchronous rectifier”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 14, no. 5, pp. 966-972, Sept. 1999.

[12] D. S. Lee, D. S. Lim, “AC voltage and current sensor less control of three-phase PWM rectifiers”, in *Proc. of IEEE PESC*, pp. 588-593, 2000.

[13] S. Chattopadhyay, V. Ramanarayanan, “Digital implementation of a line current shaping algorithm for three-phase high power factor boost rectifier without input voltage sensing”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 709-721, May 2004.

[14] P. N. Enjeti, S. A. Choudhury, “A new control strategy to improve the performance of a PWM AC to DC converter under unbalanced operating conditions”, *IEEE Trans. Pow. Elect.*, vol. 8, no. 4, pp. 493-500, Oct. 1993.

[15] A. V. Stankovic, T. A. Lipo, “A generalized control method for input-output harmonic elimination for the PWM boost rectifier under simultaneous unbalanced input voltages and input impedances”, *Proc. of IEEE PESC*, pp. 1309-1314, 2001.

[16] R. Zhang, F. C. Lee, D. Boroyevich, “Four-legged three-phase PFC rectifier with fault tolerant capability”, *Proc. of IEEE PESC*, pp. 359-364, 2000.

[17] K. Lee, V. Blasko, T. M. Jahns, T. A. Lipo, “Input harmonics estimation and control methods in active rectifiers”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 2, pp. 953-960, April 2010.

[18] D. A. Fernandes, S. R. Naidu, C. A. E. Coura Jr., “Instantaneous sequence-component resolution of 3-phase variables and its application to dynamic voltage restoration.” *IEEE Trans. on Instr. and Meas.*, vol. 58, no 8, pp. 2580-2587, Aug. 2009.

[19] N. S. Nise, *Engenharia de Sistemas de Controle*, LTC 5ª Edição, Rio de Janeiro, 2009.

[20] M. V. C. Costa, A. L. Ferreira, F. A. O. Nascimento, “Análise do comportamento do fator K complexo e das componentes simétricas com a variação dos fasores de tensão”, *Anais da VII Conf. Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE)*, pp. 1-6, 2007.

[21] ANEEL. Procedimentos de Distribuição (Prodist). Módulo 8. 2008.

[22] D. A. Fernandes, S. R. Naidu, “Estratégia de modulação para um inversor de tensão de quatro braços utilizado em um restaurador dinâmico de tensão”. *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol.13, no. 1, pp. 69-76, maio 2008.

DADOS BIOGRÁFICOS

Darlan A. Fernandes é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba (UFPB). Recebeu o título de engenheiro eletricitista pela UFPB, em 2002 e os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande, em 2004 e 2008, respectivamente. Atualmente, suas áreas de interesse são aplicações de circuitos eletrônicos de potência em sistemas de potência e qualidade de energia.

S. R. Naidu é professor titular da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Recebeu o título de Ph.D em Engenharia Elétrica pela Universidade de Liverpool, U.K., em 1975. Professor Naidu esteve como visitante na Universidade de British Columbia, Vancouver, e na Universidade de Wisconsin, Madison, de 1986 a 1988 e 2000 a 2001, respectivamente. Suas áreas de interesse incluem circuitos não-lineares, transitórios eletromagnéticos e aplicações de eletrônica de potência em sistemas de potência.

Kalina Pereira Medeiros é aluna de doutorado do programa de Pós-graduação em Eng Elétrica da UFCG. Recebeu o título de engenheiro eletricitista pela UFCG em 2008 e o de Mestre em engenharia elétrica pela UFCG em 2010. Suas áreas de interesse são processamento de energia, aplicação de eletrônica de potência em sistemas elétricos de potência e qualidade de energia.