

UM ESTUDO SOBRE A QEE NA CONVERSÃO CA/CC BASEADA NO PROJETO DE UM PRÉ-REGULADOR BOOST COM CONTROLE PREDITIVO SEM SENSOR DE CORRENTE

Antônio O. C. Neto, Joaquim H. Reis, Ernane A. A. Coelho, Luiz C. G. de Freitas

Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência

antonio.costaneto@hotmail.com, lcgfreitas@yahoo.com.br

Resumo — Este trabalho avalia a estratégia de modelo preditivo de controle (MPC) sem sensor de corrente, explorando o domínio de operação do pré-regulador boost em função da tensão de entrada e potência processada. Nessa análise, considera-se uma metodologia própria de avaliação dos indicadores de QEE – a distorção harmônica total da corrente de entrada e o fator de potência, assim como a regulação da tensão CC. Inicialmente, o estudo foi realizado a partir de condições invariáveis e ideais. Posteriormente, a metodologia considera uma entrada de tensão distorcida, com o intuito de verificar a dinâmica da corrente de entrada e tensão de saída. Além disso, o sistema foi submetido a condições transitórias, das quais foram observados os impactos sobre a estabilidade do conversor. Ao final, o MPC foi comparado com a técnica de controle por corrente média e com a norma IEC 61000-3-2, para análise da viabilidade de implementação.

Palavras-chaves — Conversão CA/CC, Modelo Preditivo, Corrente Média, Distorção Harmônica

I. INTRODUÇÃO

No contexto do Sistema Elétrico atual, as fontes CA/CC estão presentes em diversas aplicações, como carregadores de baterias, sistemas UPS (*Uninterruptible Power Supply*) e fontes chaveadas de um modo geral. Nesse aspecto, quando observadas as fontes clássicas, com o uso de um filtro capacitivo robusto acoplado à saída de uma ponte retificadora, a forma de onda da corrente revela um formato distorcido, com expressivo conteúdo harmônico. Além disso, é baixo o fator de potência. Tal condição agrava-se em sistemas monofásicos, quando a corrente CA está completamente alheia ao formato senoidal normativo, como estabelecido na IEEE 519 e IEC 1000-3-2.

Consequentemente, há um comprometimento da qualidade dos sinais elétricos nas redes adjacentes e uma redução da capacidade de transmissão de potência ativa, implicando aumento da corrente na linha e queda na eficiência do sistema [1].

Com vista nessa problemática, a denominada correção do fator de potência (PFC – *Power Factor Correction*) envolve uma série de processos afim de aumentar o *FP* e, eventualmente, reduzir a *DHT* das formas de onda em circuitos de uma forma geral, ocorre de forma passiva ou ativa.

Na forma passiva, bastante usual em circuitos lineares, a compensação atua por meio de elementos reativos (capacitores ou indutores), afim de cancelar a potência reativa no ponto de conexão comum, diminuindo a corrente e as perdas na linha [1] - [2].

Na forma ativa, a compensação pode ocorrer através de filtros ativos, destinados à compensação seletiva de correntes harmônicas, ou por intermédio da conversão CA/CC, equilibrando o controle de tensão na saída CC. Desse modo, por meio de um controle ativo, compõe-se uma forma de onda da corrente próxima do perfil senoidal na entrada CA, com *DHT* < 10% e *FP* > 0,99 para uma larga faixa operacional [2]-[3].

No caso, tais estratégias são aplicadas em conversores da Eletrônica de Potência e o controle explora os possíveis estados das chaves, por meio das diferentes respostas do circuito, conforme as combinações dos estados de condução e bloqueio, assim como da duração de cada um desses estados.

Com base nisso, a propriedade de comutação em alta frequência, embora seja uma fonte de distorção, permite regular tensões e correntes, em seus valores médios. Nesse caso, dentro de um domínio de tempo relativamente curto, é possível aplicar uma ação de controle em segmentos mínimos contidos no ciclo senoidal da rede elétrica, que caracterizem uma forma de onda próxima do perfil esperado.

Em associação ao chaveamento de alta frequência, os filtros passivos inerentes ao conversor e a estrutura de controle são projetados afim de prover alto fator de potência e baixa distorção harmônica. Na literatura, são comuns aplicações que envolvem vários aspectos relativos às diversas estruturas do controle em PFC.

Nesse contexto, a técnica de controle por corrente média é considerada uma das mais tradicionais em aplicações para pré-regulação do fator de potência, sendo amplamente desenvolvida na forma analógica com a utilização de circuitos integrados específicos, como o UC3854 [3] - [5].

Por outro lado, no campo do controle digital, há um equilíbrio delicado entre a capacidade de processamento, a complexidade do algoritmo, a frequência de amostragem – relativa ao desempenho do controlador – e o custo do dispositivo. Além disso, propriedades como as conversões entre sinais analógicos e digitais e os custos com elementos de interface, como sensores mais precisos e condicionadores para circuitos de disparo, são agravantes da implementação experimental [6].

Apesar disso, com a crescente evolução dos processadores digitais de menor custo e rápida resposta, alguns trabalhos foram desenvolvidos com o intuito de aprimorar o desempenho do conversor. Nesses casos, utilizou-se o controle digital por tratar-se de uma alternativa viável para estratégias de controle mais complexas, como aquelas baseadas em plataformas como FPGA (*Field Programmable Gate Array*) e DSP (*Digital Signal Processor*) [6]-[7].

A partir disso, algumas propostas incluem mecanismos de aprimoramento do PI linear, como algoritmos de reversão da saturação (*anti-windup*) e a estratégia *feedforward*, tal estudo é apresentado em comparação aos sistemas analógicos [8]. Entretanto, os controladores digitais tradicionais são equações do sistema que executam um processo iterativo em atraso com a dinâmica real devido ao processo de amostragem.

Alternativamente, em [9] opta-se por executar alguns conjuntos de soluções *off-line*, o que diminui os requisitos de amostragem e processamento na operação dinâmica, apesar da maior necessidade de memória permanente, numa operação pré-programada típica do controle digital. Diante dessas estratégias, destaca-se nesta proposta a utilização do controle preditivo.

O modelo preditivo de controle (MPC – *Model Predictive Control*) é uma estratégia de realimentação de estados que requer em cada instante de amostragem, a partir de um horizonte finito, a solução ótima do problema para controle em malha aberta, por meio do estado atual do sistema e das condições iniciais. Além disso, tal estratégia designa também uma gama de métodos que explicitam o modelo do processo para prever uma solução num horizonte de tempo finito [10].

Em geral, a aplicação do MPC ocorre por meio de variáveis do sistema amostradas e a sua representação em um modelo discreto para obter o próximo passo de cada entrada possível. Nesse processo, a dinâmica do sistema precisa ser suficientemente acurada afim de fornecer uma estimativa convergente à dinâmica do sistema real [10].

Na literatura, o MPC aplicado em controle de pré-reguladores do *FP* usualmente ocorre por meio das correntes amostradas e tensões em um modelo discreto do retificador para obter o próximo passo de cada entrada possível.

Algumas abordagens tratam do MPC considerando os tipos de modulação por largura de pulso digital (DPWM – *Digital Pulse Width Modulation*) [11], a comparação com outras técnicas de controle, como o PI linear e o controlador por histerese [12] e a imposição de uma ação de controle considerando o menor erro quadrático entre a referência de corrente e o valor amostrado [13].

Além disso, há comparação do boost convencional com outras topologias, como o entrelaçado com e sem ponte retificadora [14], a detecção do modo de condução e a utilização de um algoritmo misto, que intercambia o MPC conforme o nível de corrente [13] [14]. Em [15], por exemplo, o controle preditivo é explorado por um modelo não linear (NMPC – *Nonlinear Model Predictive Control*) e aproximações por Séries de Taylor, no escopo de um desenvolvimento matemático que considera funções de erro e matrizes de ganho resultantes de uma expansão polinomial.

Nesse contexto, as implementações do MPC expostas fundamentam-se em calcular os tempos de condução e bloqueio da chave, mas sempre considerando a medição da corrente de entrada. Ao contrário, em [16], a proposta simplifica o sensoriamento, requisitando apenas os dois sensores de tensão numa abordagem alternativa do MPC. Com base nisso, o presente trabalho fundamenta-se na filosofia apresentada em [16] e visa contribuir nos seguintes aspectos:

- Apresentar uma variação do MPC em que o *ripple* da tensão de saída é obtido por um filtro passa-faixa, sintonizado no dobro da frequência da rede (120 Hz) e atua efetivamente no controle;

- Realimentar o estado da tensão de entrada para adaptar o ganho do compensador de tensão e garantir operação em uma larga faixa (80 – 250Vrms), explorando a *DHT*, o *FP* e a regulação da tensão de saída CC em todo o domínio, explorando também a faixa de potência;
- Analisar, de forma teórica, a viabilidade do MPC sem sensor de corrente, tendo em vista os efeitos na QEE por meio de uma avaliação no contexto da mitigação de harmônicos e correção do *FP* sob níveis de tensão e frequência relativos a aspectos mais comuns do sistema elétrico (220V/ 60 Hz).

II. ASPECTOS DA PRÉ-REGULAÇÃO DO FP

Tradicionalmente, o controle com correção do fator de potência é feito por meio de estratégias que utilizam compensação de corrente, seja pelo seu valor médio, de pico ou utilizando técnicas como histerese [3]-[5], [17]-[18].

Em geral, tais estratégias consistem na imposição de uma forma de onda senoidal retificada para a regulação da corrente de entrada do conversor, mantendo-o com alto fator de potência e reduzida distorção harmônica. A Fig. 1 ilustra essa técnica como uma alternativa de controle aplicada ao pré-regulador boost.

Em essência, utiliza-se uma malha de controle externa para regulação da tensão de saída através de um compensador de tensão. Além disso, é comum utilizar filtros passa baixa como forma de atenuar a componente CA da tensão de saída. Nesse ponto, é gerada a referência de corrente.

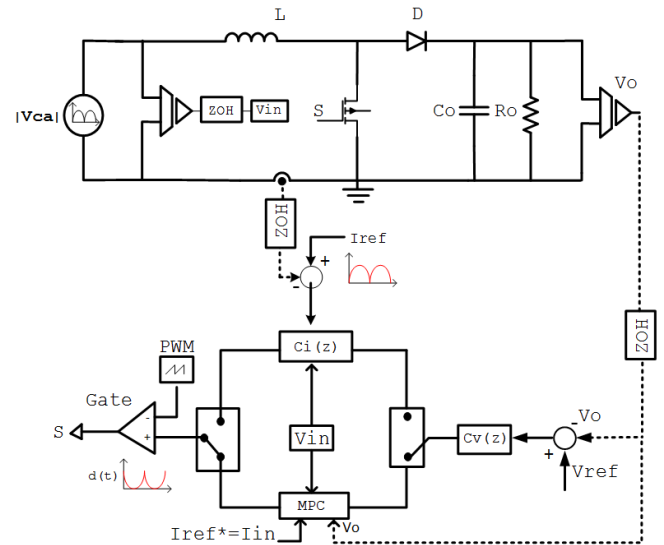


Fig. 1. Retificador boost monofásico com controle por corrente média.

Neste trabalho, o MPC considera o mesmo circuito de potência apresentado na Fig. 1, contudo o ramo de controle independe do sensoriamento da corrente de entrada, ainda que utilize as medidas das tensões senoidal retificada (V_{in}) e na saída CC.

Além disso, a implementação do controle torna-se efetiva à medida que o conversor opera no Modo de Condução Contínua (CCM – *Continuous Conduction Mode*), com uma frequência de chaveamento muito superior à da rede elétrica ($f_{chav.} \gg$

f_{rede}) para que seja possível segmentar o ciclo senoidal em uma precisão suficiente ao controle, e sobre o qual serão definidos N pontos relacionados à frequência de chaveamento, como mostrado em (1).

$$N \approx \frac{f_{chav.}}{2 \cdot f_{rede}} \quad (1)$$

De posse dessas considerações, o MPC começa pela característica relação entre as tensões de entrada (V_{in}) e saída (V_o), e a corrente no indutor (i_L), definido em (2).

$$L_{in} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - (1 - q) \cdot V_o \quad (2)$$

Em (2), $q = q(t)$ representa o estado do interruptor S , sendo que $q(t) = 1$ quando o interruptor conduz e $q(t) = 0$ quando ele está em bloqueio. A partir disso, e das etapas descritas em [16], define-se um modelo não ideal, apresentado em (3), para o pré-regulador boost, do qual resulta a expressão para a ação de controle, sendo: $d_k = d_k(i_{ref}, u, \bar{v}_{in}, k)$:

$$d_k = \frac{c_2 \cdot \Delta i_{ref}[k] + u[k] - \bar{v}_{in}[k] + r_L \cdot i_{ref}[k]}{c_1 - r_{ON} \cdot i_{ref}[k] + u[k]} \quad (3)$$

Em que:

- d_k é a razão cíclica a ser modulada para disparo do interruptor, sendo $0 < d_k < 1$;
- $\Delta i_{ref}[k] = i_{ref}[k + 1] - i_{ref}[k]$ expressa a variação da referência de corrente no indutor;
- $u[k] = V_{ripple}[t_k]$ é uma medida do *ripple* de tensão na saída;
- r_L é a resistência parasita do indutor, em ohms;
- r_{ON} é a resistência de condução do interruptor, em torno de um valor de operação, dado em ohms;
- $\bar{v}_{in}[k]$ é a tensão calculada para a entrada, a partir da forma senoidal retificada e do valor de pico medido, em V;
- $c_2 = L_{in} \cdot f_{chav}$ é uma constante de carga do indutor, função da indutância, em H, e da frequência de chaveamento, em Hz;
- $c_1 = V_D + V_{out_ref}$ é uma constante da tensão de saída, relacionando a tensão na carga CC com a queda do diodo, em V;

A implementação do algoritmo baseado no MPC ocorreu conforme a Fig.2, que representa o fluxograma relativo à técnica implementada. Na Fig.2-a, são definidas as variáveis e parâmetros do sistema, os quais estão relacionados na Tabela I. Posteriormente, o sistema aciona na passagem por zero da tensão da rede retificada para atuar o controle de corrente em sincronismo de fase, afim de prover alto *FP*. Posteriormente, o sistema entra em modo de execução da sub-rotina atribuída ao semiciclo da rede, a qual é detalhada na Fig.2-b.

Paralelamente, a sub-rotina condiciona os sinais de tensão. Na saída, o *ripple* é extraído por um filtro passa-faixa, de modo a compor o controle por meio do sinal u . Além disso, o produto do erro da tensão de saída pela de entrada são aplicados ao compensador de tensão, e resulta um nível V_{pI} que pondera a magnitude da referência de corrente.

TABELA I. PARÂMETROS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.

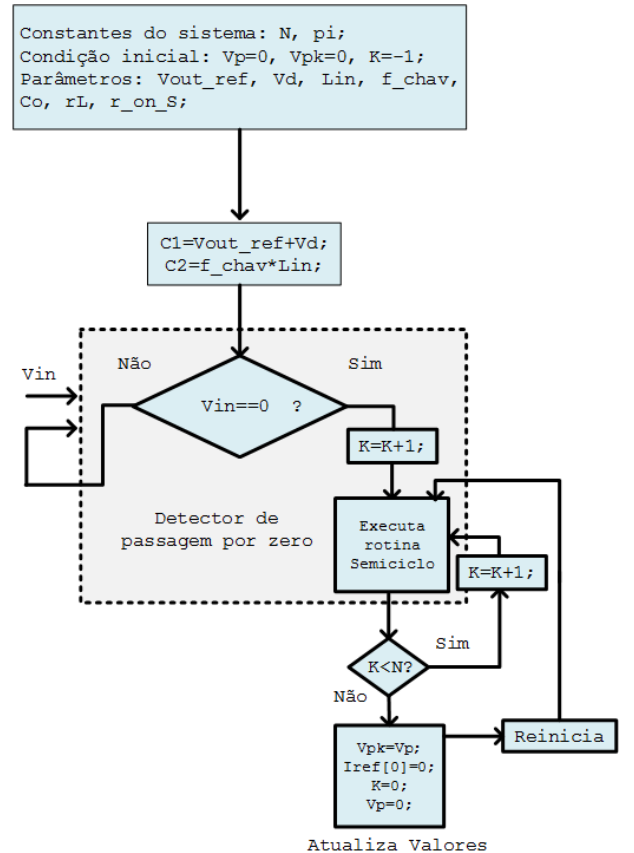
Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (CA)	80 ~ 250 Vrms
Tensão de saída (CC)	400 V
Frequência de chaveamento	48 kHz
Frequência da rede	60 Hz
Potência de saída	250 ~ 1250 W
Resistência de carga	640 ~ 128 Ω
Resistência do indutor	0,35 Ω
Resistência do interruptor (ON)	80 m Ω
Indutância	5mH
Capacitância	2200 μF
Tensão do diodo (ON)	1 V
Tensão do diodo da ponte (ON)	1,1 V

A tensão de entrada amostrada também é aplicada a um detector do valor de pico, sendo periodicamente comparada com a amostra atual. Sobre essa técnica, o valor local (V_p) – relativo à detecção do pico na iteração da rotina semiciclo é atribuído ao valor global (V_{pK}) ao final, no ponto crítico de atualização das variáveis, como posto na Fig.2-a.

Sobre a forma do sinal que é aplicado ao MPC, segue o contorno senoidal retificado F_k , definido em (4):

$$F_k = \left| \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \right| \quad (4)$$

Além disso, a saída do controle envolve uma ação *feedforward* da tensão de entrada, que incrementa a razão cíclica de modo a compensar os desvios do contorno senoidal – formato ideal estimado inicialmente pelo MPC.



(a)

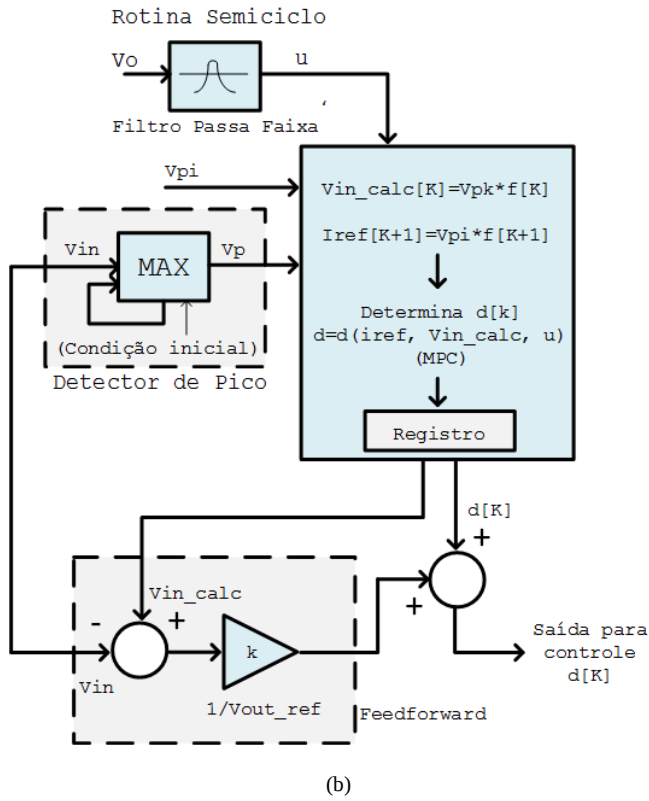


Fig. 2 Fluxograma do MPC, geral em (a) e sub-rotina semiciclo em (b).

III. INDICADORES DE QEE NO DOMÍNIO PV DO CONVERSOR

O desempenho do conversor proposto, em termos da QEE, explorou alguns indicadores de desempenho, como a DHT da corrente de entrada, o FP na entrada e a regulação da tensão de saída – para uma larga faixa de operação em termos de potência e tensão de entrada, definido domínio PV.

Para a DHT da corrente de entrada (DHT_i), a Fig.3 mostra as regiões de operação e os patamares alcançados. Com isso, um projeto para $220V_{rms}/500W$ converge para a região de 7 a 6%, ao passo que o conversor acentua as distorções para casos extremos, com potências elevadas e baixas tensões, elevando a magnitude da corrente e o ganho de tensão. Entretanto, tais valores limitam-se a 13%, ressaltando baixo desvio e uniformidade de operação nesse quesito.

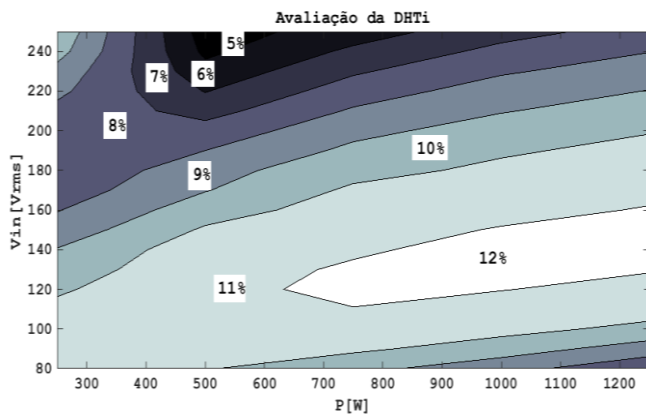


Fig. 2 Resposta da DHT_i no domínio PV

Na sequência, o patamar do FP foi expressivo, pois em todos os testes resultou em valores superiores a 0,99 – evoluindo progressivamente em consonância com a redução da DHT_i . A Fig.4 ilustra esse resultado.

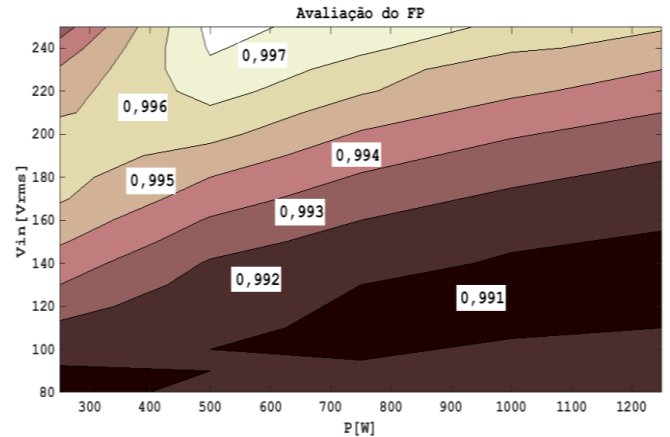


Fig. 4 Resposta do FP no domínio PV

Por outro lado, a regulação da tensão CC pressupõe adequado desempenho do controle, assim como a atuação sobre a corrente CA, na entrada. Desse modo, constata-se pela Fig.5 que as áreas de elevado ganho de tensão perdem na estabilização do ramo CC, ainda que o ramo CA possua indicadores relativamente satisfatórios, como $DHT_i < 10\%$ e $FP > 0,99$.

Nesses resultados, cabe ressaltar que as tensões maiores que 395V são todas inferiores a 400V, predominantemente 399V, em média.

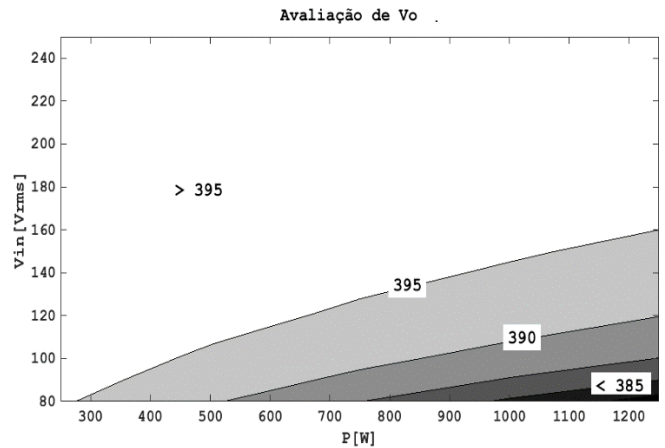


Fig. 5 Resposta da tensão de saída CC no domínio PV

Em termos de distorção da tensão, uma condição severa foi imposta à rede para avaliar a ação *feedforward*, que incrementa a razão cíclica. Nesse aspecto, um resultado sob condição nominal ($220V_{rms}/1000W$) é apresentado na Fig. 6, em que mesmo se entrada é altamente distorcida, com DHT de tensão (DHT_v) em torno de 13%, a corrente preserva a característica senoidal, com DHT na faixa de 11%. Sobre isso, trata-se de um valor próximo, porém esperado – tendo como base os resultados da Fig.2. O FP é cerca 0,997 e segue a tendência da Fig.4. A tensão CC na saída é 398V.

As características transitórias são exploradas na Fig.7 com eventos de variação de carga e afundamento de tensão CA. Primeiramente, a Fig.7-a inclui variações súbitas de carga

entre $t=1,55$ e $1,65$ s. Em $t=1,55$ s – a potência processada aumenta de 500 para 1000W em 220Vrms, a corrente da rede naturalmente aumenta e a tensão de saída cai transitoriamente de 399 para 397V, em média. A tensão de entrada permanece inalterada. Em $t=1,65$ s – a potência cai de 1000 para 500W, a corrente CA e a tensão CC retornam ao estado anterior.

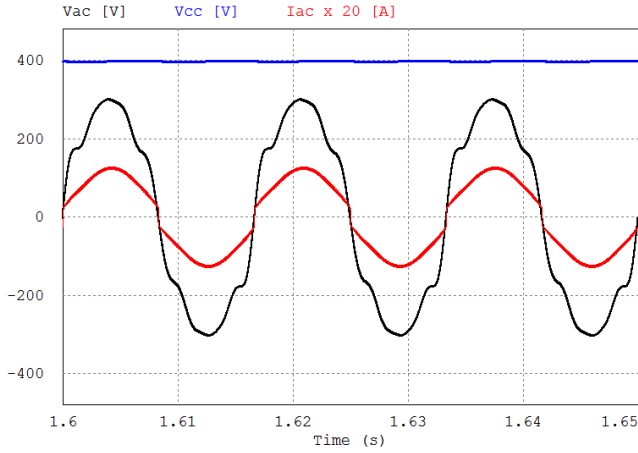


Fig. 6 Avaliação da ação *feedforward* com tensão de entrada distorcida ($DHTi = 11\%$, $DHTv = 13\%$, $FP = 0,997$ e $V_{cc}=398V$). A corrente é ampliada em 20 vezes para ajuste escala.

Além disso, um afundamento na tensão da rede – de 220 para 110Vrms – por alguns ciclos, mas mantendo constante a potência processada, é apresentado na Fig. 7-b. Inicialmente, tal evento elevou a corrente da rede, e por consequência caracterizou redução da tensão CC de 399 para 397V, em média. Nesse caso, os efeitos foram similares à elevação súbita da potência com tensão constante, corroborando a dependência entre a magnitude da corrente de entrada, o ganho de tensão e os resultados obtidos.

IV. ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O MPC E A TÉCNICA POR CORRENTE MÉDIA

No domínio do tempo, a resposta do sistema apresenta a tensão e corrente de entrada (CA), assim como a tensão de saída (CC). Com o objetivo de avaliar a técnica de controle por modelo preditivo, esta foi comparada com a de corrente média – que utiliza sensor de corrente e agrega uma malha interna para compensá-la – os resultados são apresentados numa condição de operação típica, em 220Vrms/1000W.

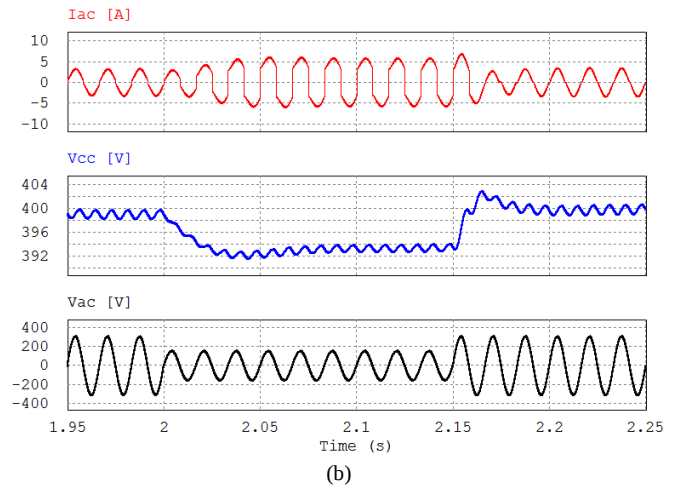
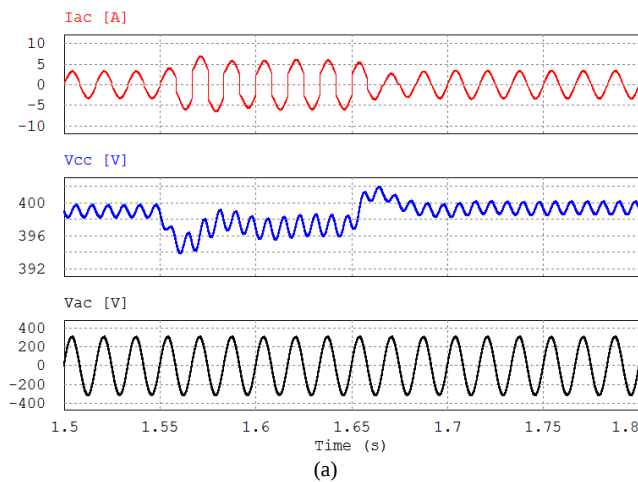


Fig. 7 Avaliação da resposta transitória do MPC, degrau de carga em (a) e da tensão da rede em (b).

A Fig.8 apresenta resultado no domínio do tempo. Na Fig. 8-a, é apresentado o resultado para o MPC com $DHTi$ em torno de 9,5%, ao passo que para a corrente média, apresentada na Fig. 8-b, tal indicador foi de cerca de 5,5%. As tensões de entrada e saída não tiveram diferenças aparentes. O FP foi maior 0,99 em ambos os casos.

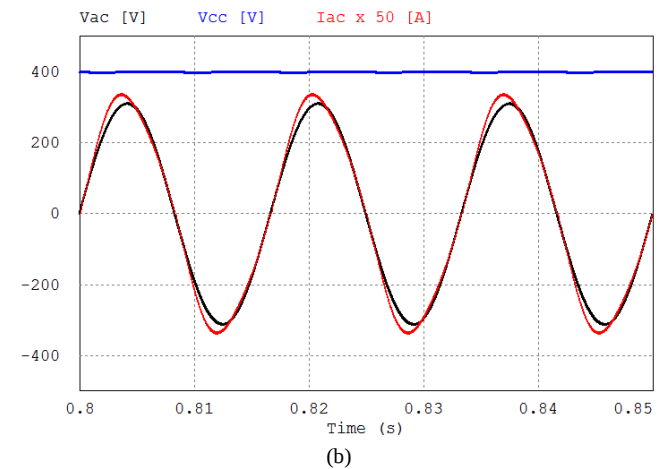
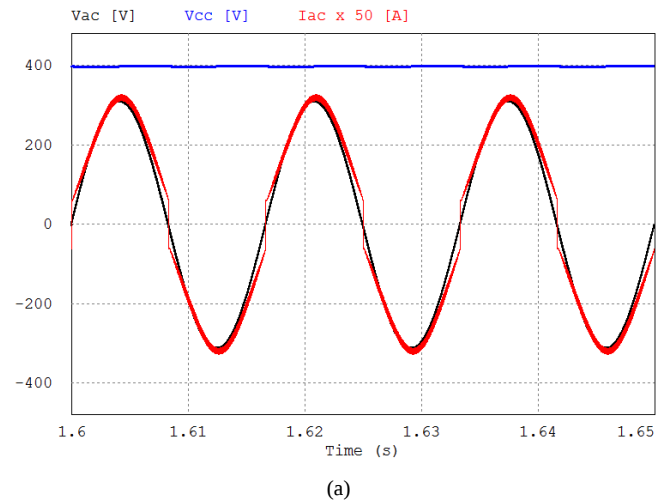


Fig. 8 Comparação do MPC (a) com a técnica de corrente média (b) para regulação do FP. A corrente é ampliada em 50 vezes para ajuste escala. As condições de teste são 220Vrms/1000W.

No contexto do conteúdo harmônico individual, a Fig.9 compara as respostas com base na norma IEC 61000-3-2, para equipamentos monofásicos com formas de onda especiais e corrente de operação até 16A. Nas condições apresentadas, o conversor absorve cerca de 6,5A, valor de pico, da rede na frequência fundamental. Com base nisso, verifica-se que, embora o MPC tenha resultados inferiores, ele enquadra-se nos limites estabelecidos, assim como a técnica por corrente média.

Nesse ponto, cabe ressaltar que a frequência de chaveamento exerce influência determinante na DHT, manifestando-se após uma larga banda de atenuação. Para o MPC, observou-se pico de 90mA nessa frequência, ao passo que a técnica por corrente média resultou em aproximados 19mA.

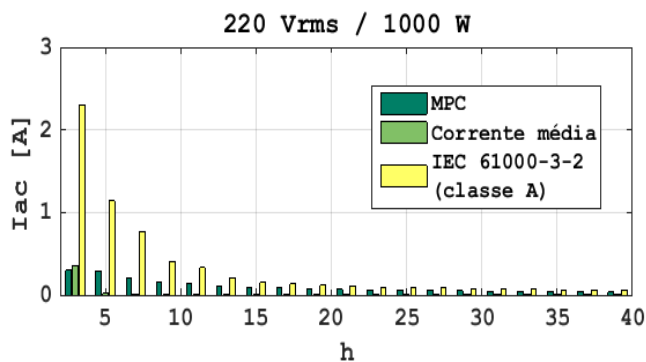


Fig. 9 Avaliação comparativa do conteúdo harmônico individual.

V. CONCLUSÃO

O presente trabalho tratou da análise de um MPC aplicado ao controle de um pré-regulador boost, o que ocorreu nos termos da QEE visando a obtenção de alto fator de potência, baixa distorção harmônica e regulação na saída num conversor CA/CC.

Além disso, a definição de um domínio de operação permitiu destacar como a magnitude da corrente de entrada interfere na DHTi, com destaque para o desempenho aquém do MPC – relativamente à técnica por corrente média – uma vez que a retirada do sensor de corrente compromete, ainda que minimamente, o desempenho e o controle, sobretudo quando as condições divergem do que foi considerado no modelo.

Sob outros critérios, como a avaliação da entrada distorcida e a análise transitória, o MPC teve resposta rápida e satisfatória. Logo, abre-se precedentes para a investigação da viabilidade do MPC tendo em vista os parâmetros envolvidos e a característica de sensoriamento simplificado, uma vez que a corrente é estimada, não amostrada.

VI. REFERÊNCIAS

- [1] A. E. Emanuel, "Power Definitions and the Physical Mechanism on Power Flow", EUA: Ed. Wiley, 2010.
- [2] R.S. Leão, R. F. Sampaio, F. L. M. Antunes, F., "Harmônicos em sistemas elétricos". 1ª Ed. Rio de Janeiro / RJ: Elsevier, 2014.
- [3] P. C. Todd, "UC3854 controlled power factor correction circuit design," U-134, *Unitrode Application Note*, pp. 3-269-3-288.
- [4] F. C. Melo, L. C. G. Freitas, "Estudo do Conversor Boost para correção do fator de potência em fontes chaveadas," IX CEEL - UFU, 2011.
- [5] F. A. Borges, L. C. G. Freitas, "Desenvolvimento de um pré-regulador com elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica de corrente para aplicações de cargas não-lineares," VIII CEEL - UFU, 2010.

- [6] P. Zumel, A. de Castro, O. García, T. Riesgo, J. Uceda, "Concurrent and Simple Digital Controller of an AC/DC Converter with Power Factor Correction", *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APPEC)*, 2002.
- [7] O. Garcia, J. A. Cobos, R. Prieto *et al.* "Single Phase Power Factor Correction: A Survey" *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 749-755, 2003.
- [8] N. Yadaiah, A. S. Kumar, Y. M. Reddy, "DSP Based control of constant frequency and Average current mode of Boost converter for Power Factor Correction (PFC)", *Advances in Power Conversion and Energy Technologies, APCET, International Conference on*, 2012.
- [9] A.P. Finazzi, L. C. G. Freitas, J. B. Vieira Jr. *et al.* "Proposta de Controle Pré-Programado Aplicado ao Conversor Boost PFC sem Sensor de Corrente," *Eletrônica de Potência, SOBRAEP*. vol. 15, no. 3, pp. 150-157, 2010.
- [10] M. Wogrin, L. Glielmo, "An MPC scheme with guaranteed stability for linear singularly perturbed systems," *Decision and Control (CDC), 2010 49th IEEE Conference on*, 2010.
- [11] Y. C. Lai, C. A. Yeh and K. M. Ho, "A Family of Predictive Digital-Controlled PFC Under Boundary Current Mode Control," *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 448- 458, 2012.
- [12] M. Pérez, J. Rodríguez and A. Coccia, "Predictive current control in a single phase PFC boost rectifier," *Industrial Technology. ICIT. IEEE International Conference on*, 2009.
- [13] J. H. Park, D. J. Kim and K. B. Lee, "Predictive Control Algorithm Including Conduction-Mode Detection for PFC Converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 9, 2016.
- [14] F. Beltrame, L. Roggia, L. Schuch *et al.*, "A Comparison of High Power Single-Phase Power Factor Correction Pre-Regulators," *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, 2010.
- [15] M. Abedi, B. M. Song and B. Erzen, "Optimum Tracking of Nonlinear-Model Predictive Control for Boost Based PFC Rectifier," *System Theory (SSST), 2011 IEEE 43rd Southeastern Symposium on*, 2011.
- [16] W. Zhang, G. Feng, Y. F. Liu *et al.*, "A Digital Power Factor Correction (PFC) Control Strategy Optimized for DSP," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1474-1485, 2004.
- [17] R. Redl and B. P. Erisman, "Reducing distortion in peak-current-controlled Boost power-factor correctors," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. Expo*, 1994, pp. 576-583.
- [18] J. Spangler and A. Behera, "A comparison between hysteretic and fixed frequency Boost converters used for power factor correction," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. Expo*, 1993, pp. 281-286.