

TÉCNICAS ANTI-WINDUP PARA CONTROLADORES REPETITIVOS EMPREGADOS EM INVERSORES PWM

LEANDRO MICHELS, CASSIANO RECH

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle – Universidade Federal de Santa Maria
Av. Roraima, 1000 – Camobi – CEP 97105-900 – Santa Maria/RS - Brasil
E-mails: michels@ieee.org, cassiano@ieee.org

RENAN DOS SANTOS ALMEIDA, CLAUDIO EDUARDO SOARES, MARCELLO MEZAROA

Núcleo de Processamento de Energia Elétrica - Universidade do Estado de Santa Catarina
Campus Universitário Prof. Avelino Marcante, s/n – Bom Retiro – CEP 89223-100 – Joinville/SC – Brasil
E-mails: claudio.e.soares@gmail.com, mezaroba@joinville.udesc.br

Abstract— This paper presents a compensation technique for improvement of performance of plug-in repetitive controllers under saturation of control action. The impact of saturation (windup) of these controllers is analyzed, where is presented two propositions to mitigate the problem. Simulation results are carried out to show the improvement of performance of these controllers due to presented algorithms.

Keywords— discrete-time control, repetitive control

Resumo— Este artigo apresenta técnicas de compensação para melhoria do desempenho de controladores de ação repetitiva auxiliar sujeitos à saturação da ação de controle. O impacto da saturação (*windup*) no desempenho destes controladores é analisado, sendo apresentadas duas propostas para mitigar o problema. Resultados de simulação são incluídos para mostrar a melhoria introduzida pelos algoritmos apresentados no desempenho destes controladores.

Palavras-chave — controle em tempo discreto, controle repetitivo

1 Introdução

Os inversores de tensão PWM são amplamente empregados em diversas aplicações, tal como em fontes ininterruptas de energia (*UPS - Uninterruptible Power Supply*), compensadores estáticos de reativos, filtros ativos de potência, fontes ca de potência (*AC power supplies*). Em muitas destas aplicações, os inversores estão sujeitos a distúrbios na saída de amplitude significativa, provocados por cargas não-lineares tais como retificadores não-controlados com filtro capacitivo e cargas retificadas (IEC 62040-3, 1999). Por este motivo, as especificações de projeto destes inversores normalmente exigem uma alta capacidade de rejeição de distúrbios na saída, ou seja, uma baixa impedância de saída nas frequências harmônicas destes distúrbios (BOOST E ZIOGAS, 1989).

Os controladores repetitivos têm sido usados para a redução da impedância de saída em inversores PWM com referências e cargas cíclicas (RECH et al., 2003; MARAFÃO et al., 2004; GARCÍA-CERRADA et al., 2007; BOLOGNANI et al., 2008, CHEN et al., 2008). Embora estes controladores apenas a reduzam em uma estreita faixa de frequência em torno das harmônicas múltiplas da fundamental, esta se dá exatamente nas mesmas frequências do sinal de referência e dos distúrbios provocados pelas cargas não-lineares (MICHELS e GRÜNDLING, 2005). Como estes controladores reduzem significativamente a impedância de saída nestas frequências,

o seu desempenho é excelente em regime permanente.

Outra característica interessante dos controladores repetitivos é a redução do valor máximo da ação de controle necessária para compensar os distúrbios cíclicos, em comparação com os controladores de ação instantânea (MICHELS, 2006). Esta redução se dá porque a ação repetitiva introduz de uma compensação não-causal para os distúrbios cíclicos, ou seja, a ação de controle compensa o distúrbio antes do mesmo ocorrer. Logo, estes controladores são interessantes para inversores PWM com índices de modulação elevados, pois os controladores de ação instantânea têm seus desempenhos mais afetados pela limitação da ação de controle.

Contudo, como os controladores repetitivos são projetados com base na teoria de sistemas lineares, eles não são projetados para operarem sob saturação. Neste caso, assim como os outros controladores baseados no princípio do modelo interno (FRANCIS e WONHAM, 1976), observa-se um desempenho insatisfatório de controladores repetitivos em plantas com saturação da ação de controle. Caso a saturação seja persistente, a ação de controle é crescente (*windup*), pois não há convergência do erro para o valor nulo. Logo, o sistema de controle torna-se internamente instável, embora a relação entrada-saída possa ser estável.

Com o intuito de mitigar este problema Ryu e Longman (1994) e Yang e Auslander (1997) propuseram algoritmos para solucionar o problema de saturação (*anti-windup*) aplicada a controladores repe-

titivos e baseados em aprendizado, respectivamente. A análise apresentada nestes trabalhos está focada na influência da saturação no comportamento transitório do controlador. Contudo, estes trabalhos não abordam questões relevantes associadas ao problema de saturação de controle repetitivos em regime permanente, que ocorre quando há uma saturação cíclica da ação de controle.

Este artigo apresenta uma análise do problema de saturação de controladores repetitivos no desempenho em regime permanente do sistema. Este tipo de problema tem como consequências negativas a instabilidade interna e deterioração do desempenho transitório do sistema. Adicionalmente, é proposta a extensão de algumas técnicas *anti-windup* empregadas em controladores com ação integral para controladores repetitivos. Resultados de simulação para um inversor PWM são apresentados para demonstrar a melhoria de desempenho introduzida pelos algoritmos propostos.

2 Descrição do sistema

2.1 Planta

Um inversor PWM monofásico alimentado em tensão é mostrado na Figura 1, onde o inversor em ponte completa, o filtro LC e a carga são considerados a planta que será controlada. As cargas conectadas ao inversor podem ser tanto lineares quanto não-lineares, como mostrado em detalhe na figura.

Devido à diversidade de cargas, não é possível estabelecer um modelo geral para qualquer tipo de carga. Por este motivo, para se obter um modelo linear da planta, considerou-se uma carga resistiva. Assim, assumindo que a frequência de comutação é muito maior que a frequência de modulação do inversor PWM, obtém-se um modelo linear de segunda ordem para o circuito da Figura 1, cuja função de transferência é:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G_p(s) = \frac{\omega_p^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_p s + \omega_p^2} \quad (1)$$

onde $Y(s)$ é definida como a transformada de Laplace da saída $y(t) = v_c(t)$, $U(s)$ é a transformada de Laplace da entrada do sistema $u(t) = v_{in}(t)$ e:

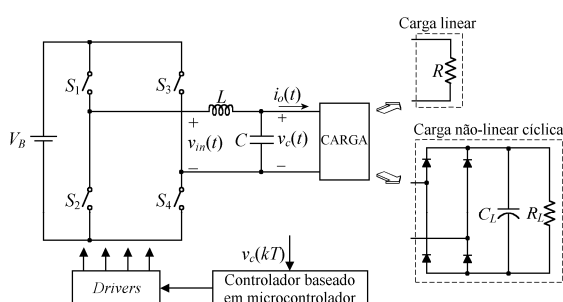


Figura 1. Inversor PWM com controle digital.

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \zeta_p = \frac{1}{2RC\omega_p} \quad (2)$$

Os interruptores são acionados e bloqueados apenas uma vez durante cada período de amostragem T_s , tal que $v_{in}(t)$ é um pulso de tensão de amplitude V_B ou $-V_B$, e largura ΔT . Contudo, na análise a seguir, considera-se que $u(t)$ é o valor médio do pulso de tensão em um período de amostragem. Dessa forma, uma função de transferência discreta pode ser obtida a partir de (1) ao usar um amostrador-retentor de ordem zero com período de amostragem T_s (ASTROM e WITTENMARK, 1997):

$$G_p(z) = \frac{b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} \quad (3)$$

2.2 Estrutura de controle

A estrutura de controle do inversor considerada neste artigo é de duas camadas, como mostrado na Figura 2. Na abordagem empregada, assume-se que o controlador repetitivo é do tipo auxiliar (*plug-in*), ou seja, o controlador de ação instantânea é usado para melhorar a resposta dinâmica e/ou aumentar a margem de estabilidade do sistema em malha fechada, enquanto que a compensação repetitiva apenas contribui com uma pequena parcela da ação de controle para melhoria do desempenho em regime permanente.

Então, considerando a estrutura de controle mostrada na Figura 2(a), a função de transferência em malha fechada é dada por:

$$G_{mr}(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{G_p(z) [G_{ff}(z) + G_c(z) + G_{rp}(z)]}{1 + G_p(z) [G_c(z) + G_{rp}(z)]} \quad (4)$$

O controlador de ação instantânea considerado é do tipo proporcional derivativo com alimentação à frente (PD-*feedforward*) preditivo que emprega somente a medição da tensão de saída (RECH et al.,

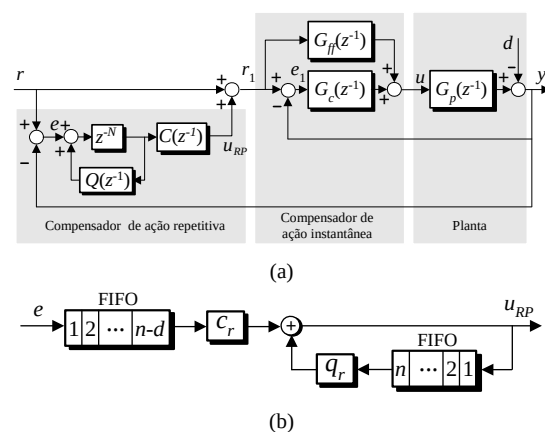


Figura 2. Sistema de controle digital. (a) Estrutura do controlador. (b) Implementação do controlador repetitivo.

2001). Esta lei de controle é dada por:

$$G_c(z) = \frac{k_1 z + k_2}{z^2} \text{ e } G_{ff}(z) = 1 \quad (5)$$

É importante salientar que qualquer controlador de ação instantânea pode ser utilizado (proporcional-derivativo, *deadbeat*, com realimentação de estados, entre outros), pois o controle repetitivo auxiliar não é dependente de uma dada estrutura de controlador de ação instantânea.

A função de transferência da ação de controle repetitiva auxiliar, empregada para gerar sinais periódicos consistindo de múltiplos harmônicos de uma mesma frequência fundamental, é dada por:

$$G_{rp}(z) = \frac{U_{rp}(z)}{E(z)} = \frac{C(z) z^{-n}}{1 - Q(z) z^{-n}} \quad (6)$$

onde $E(z)$ é a transformada z do erro $e(k) = r(k) - y(k)$. O controlador repetitivo apresentado na Figura 2(a) consiste em um conjunto de geradores de sinais periódicos descritos pela estrutura $1 / (1 - Q(z) z^{-n})$, operando em cascata a estrutura de atraso (z^{-n}) e um filtro $C(z)$. O filtro $C(z)$ é empregado para compensar os atrasos de fase entre os geradores de sinais periódicos e a saída da planta, de tal sorte a gerar a ação de compensação aos distúrbios na planta com a fase adequada.

Neste trabalho considerou-se uma estrutura simples para o controlador repetitivo, onde $C(z) = c_r z^d$ e $Q(z) = q_r$, resultando em:

$$G_{rp}(z) = \frac{U_{rp}(z)}{E(z)} = \frac{c_r z^{d-n}}{1 - q_r z^{-n}} \quad (7)$$

onde c_r é o ganho do controlador repetitivo, d é o avanço usado para compensação da fase em altas frequências, n é o número de amostras em um período do sinal de referência e q_r é uma constante menor ou igual a unidade.

2.3 Implementação do controlador

O controlador de ação instantânea apresentado na Figura 2(a) pode ser implementado através da seguinte equação de diferenças discretas:

$$u(k) = r_1(k) + k_1 e_1(k-1) + k_2 e_1(k-2) \quad (8)$$

onde $e_1(k) = r_1(k) - y(k)$ e $r_1(k) = r(k) + u_{rp}(k)$.

A implementação do controlador repetitivo é feita empregando a estrutura em blocos mostrada na Figura 2(b). Esta estrutura tem comportamento equivalente ao compensador de ação repetitiva mostrado na Figura 2(a), considerando-se $Q(z) = q_r$ e $C(z) = c_r z^d$. Este controlador é descrito pela seguinte equação de diferenças discretas:

$$u_{rp}(k) = c_r e(k+d-n) + q_r u_{rp}(k-n) \quad (9)$$

onde $e(k+d-n)$ representa o termo z^{d-n} , c_r é o ganho do filtro $C(z)$, q_r é o filtro $Q(z)$ e $u_{rp}(k-n)$ representam o termo z^{-n} , respectivamente, em (6).

A ação de controle descrita em (9) é implementada de forma recursiva através de memórias FIFO (*first-in first-out* - primeiro a entrar, primeiro a sair), com n e $n-d$ posições, respectivamente. Em software, as memórias FIFO são implementadas através de *buffers* circulares de comprimento n , resultando nas seguintes equações:

$$u_{rp} = c_r e[p] + q_r u_{rp}[q], \quad 1 \leq \{p, q\} \leq n \quad (10)$$

onde o termo $[\cdot]$ indica a posição endereçada nas memórias FIFO. Os índices p e q são os ponteiros empregados para endereçar as posições correspondentes a $k+d-n$ e $k-n$, respectivamente. Estes ponteiros são incrementados a cada intervalo de amostragem e reinicializados (valor unitário), quando se tornam maiores que n . É importante destacar que cada índice das memórias circulares corresponde a uma posição fixa no período da referência, pois o controlador repetitivo requer o sincronismo de seu período com o da referência.

3 Impacto da saturação da ação de controle em controladores repetitivos

A análise do impacto da saturação da ação de controle no desempenho de controladores repetitivos é obtida a partir de resultados de simulação com o inversor mostrado na Figura 1. Os parâmetros empregados na análise são apresentados na Tabela 1. Este controlador foi projetado com a estrutura de controle mostrada na Figura 2, cujos parâmetros são descritos na Tabela 2.

Inicialmente, com o propósito de mostrar o comportamento ideal do controlador, assume-se que a tensão do barramento CC é de $V_B = 240V$, que é maior que o valor de operação normal. Adicionalmente, considera-se que o inversor está conectado a carga não-linear cíclica mostrada na Figura 1, cujos parâmetros são descritos na Tabela 1. Como se observar na Figura 3(a), a ação de controle repetitiva não satura em regime permanente, o que resulta em um bom desempenho do controlador, cujo resultado é apresentado na Figura 3(b). Nesta situação, a carga mantenha seu comportamento periódico e a ação de controle repetitiva entra em regime permanente.

A Figura 3(c) mostra o comportamento da variável em regime permanente, onde observa-se que a amplitude máxima da variável interna é da ordem de 65. Neste caso, considerou-se que o controlador repetitivo foi implementado em um microcontrolador com cálculos em ponto fixo, onde escolheu-se a faixa dinâmica de -128 a 128 para armazenar as variáveis dos vetores u_{rp} e e . Como pode se observar, os con-

Tabela 1. Parâmetros do inversor PWM.

Frequência de comutação	$f_{sw} = 19,9 \text{ kHz}$
Indutância do filtro de saída	$L = 660 \text{ } \mu\text{H}$
Capacitância do filtro de saída	$C = 5 \text{ } \mu\text{F}$
Tensão contínua do barramento	$V_B = 200 \text{ V}$
Tensão de referência senoidal	$r = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$ $f = 60 \text{ Hz}$
Carga não-linear	$R_L = 36 \text{ } \Omega$
	$C_L = 3600 \text{ } \mu\text{F}$

Tabela 2. Parâmetros do controlador.

Frequência de amostragem	$f_{sw} = 19,9 \text{ kHz}$
Controlador PD- <i>feedforward</i> preditivo	$k_1 = -0,1610$
	$k_2 = -0,0614$
Controlador repetitivo	$c_r = 0,3$
	$q_r = 0,99$
	$d = 3$

troladores foram implementados com uma significativa margem de segurança entre os valores máximo e mínimos das variáveis (± 65) e a faixa de valores representáveis (± 128).

Por outro lado, caso $V_B = 200\text{V}$, verifica-se a saturação cíclica da ação de controle, como mostrado na Figura 4(a). A saturação resulta em um erro não-nulo na saída nos instantes de saturação da ação de controle, como mostra a Figura 4(b). Como a ação repetitiva comporta-se de forma similar a um controlador com ação integral com período de um ciclo, a saturação cíclica da mesma resulta em um aumento gradual da ação de controle repetitiva nos pontos do ciclo em que há saturação, como mostra a Figura 4(c). Desta forma, caso ocorra a saturação da ação de controle seja cíclica, haverá a divergência de um ou mais estados internos do controlador. Como consequência, ocorrerá o estouro das variáveis empregadas no controlador repetitivo, sendo sua ocorrência independente da faixa dinâmica que for escolhida para as variáveis internas do controlador. Destaca-se que os estouros ocorrerão com maior frequência quanto menor for a faixa dinâmica empregada para representar estas variáveis.

Para exemplificar este impacto, considerou-se na Figura 4(c) que a ação de controle repetitiva está armazenada em uma variável binária de 32 bits usando uma representação de valores com ponto fixo de 7 bits antes da vírgula mais um bit de sinal. Neste caso, a faixa de valores representável está aproximadamente entre -128 e aproximadamente +127. Como se pode observar nesta figura, a ação de controle repetitiva aumenta até ultrapassar os limites máximos de

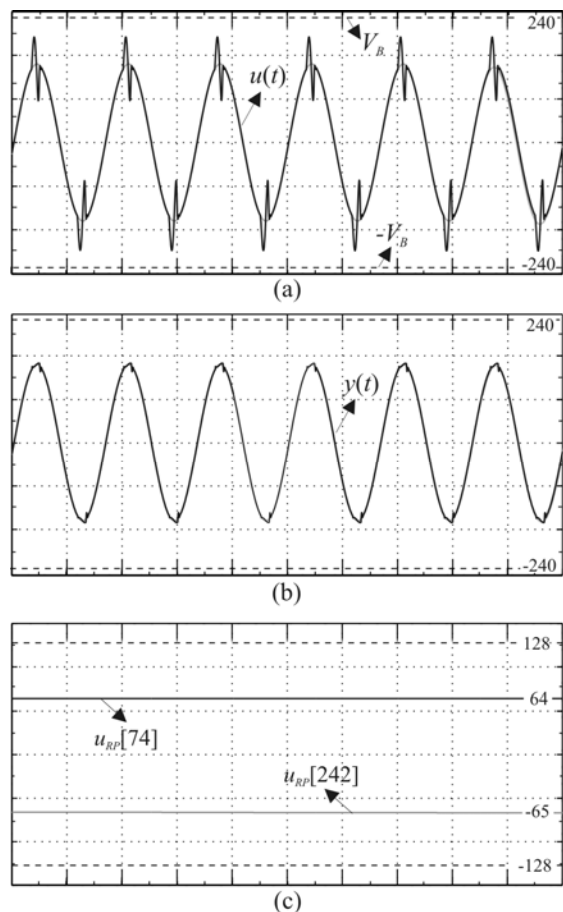


Figura 3. Resposta em regime permanente do controlador repetitivo sem saturação da ação de controle. (a) Ação de controle (100V/div, 10ms/div). (b) Tensão de saída (100V/div, 10ms/div). (c) Valor da respectiva posição da memória FIFO empregada para armazenar a ação repetitiva (50/div, 10ms/div).

representação. Neste momento, ocorre o estouro da variável, e há a inversão do sinal da variável, devido a sua representação na forma de complemento de 2, como se observa na Figura 4(c). Esta inversão reflete na modificação súbita da ação de controle (detalhe 2 da Figura 4(a)), que por consequência se reflete em distorção na tensão de saída (detalhe 2 da Figura 4(b)).

Como conclusão desta análise, observa-se que a saturação cíclica da ação de controle repetitiva resulta em instabilidade interna do controlador repetitivo, que pode degradar o desempenho em regime permanente do controlador de ação repetitiva. Além disso, pode-se inferir que o desempenho transitório também é substancialmente afetado, pois o erro durante os transitórios tende a ser muito mais significativo devido aos elevados valores da ação repetitiva armazenados nas variáveis internas do controlador.

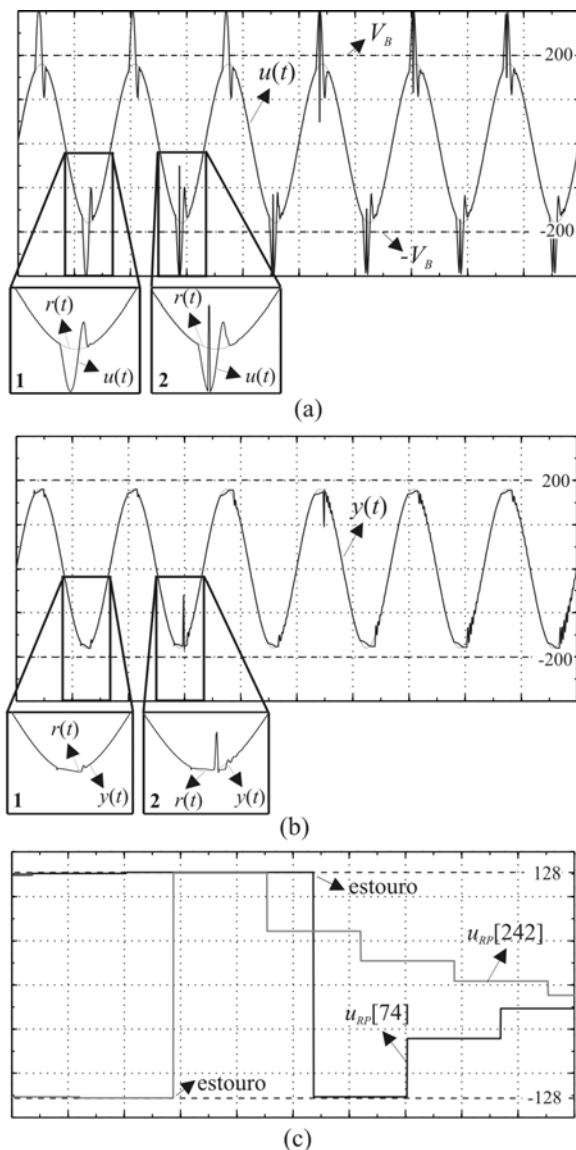


Figura 4. Resposta em regime permanente do controlador repetitivo sem saturação da ação de controle. (a) Ação de controle (100V/div, 10ms/div). (b) Tensão de saída (100V/div, 10ms/div). (c) Valor da respectiva posição da memória FIFO empregada para armazenar a ação repetitiva (50V/div, 10ms/div).

4 Controladores repetitivos com ação anti-windup

A ação anti-windup em controladores repetitivos pode ser implementada com técnicas similares às empregadas em controladores com ação integral. A Figura 5(a) e Figura 5(b) apresentam os algoritmos de integração condicional e retroação (*backtracking*), respectivamente, aplicados a controladores repetitivos (ASTROM e WITTENMARK, 1997).

A ação anti-windup por integração condicional verifica a existência de saturação da ação de controle, como mostra a Figura 5(a). Para tanto, compara-se o valor r_1 com o máximo valor da ação que pode ser gerado pelo inversor, que é limitada pela tensão barramento CC ($-V_B$ a V_B). Caso constata-se a ocorrência

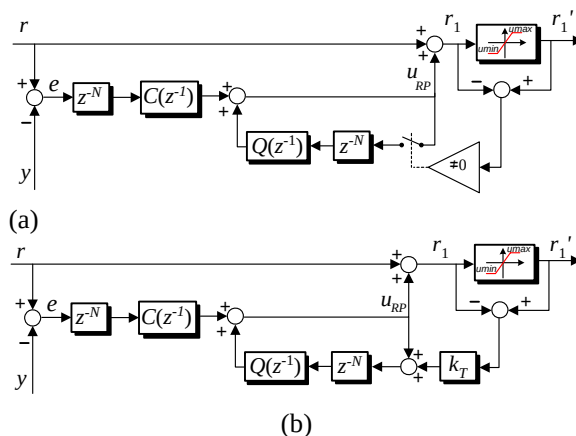


Figura 5. Controladores repetitivos com ação anti-windup.

(a) Técnica de integração condicional.

(b) Técnica de *backtracking*.

da saturação, a ação repetitiva calculada no passo atual não é armazenada, mantendo-se o último valor existente. Desta forma, garante-se que as variáveis internas do controlador se mantenham limitadas enquanto for mantida a saturação.

Outra técnica anti-windup é a técnica de rastreamento reverso (*backtracking*, também chamada de *back-calculation*), mostrada na Figura 5(b). Nesta técnica, o valor da ação repetitiva armazenada é modificado com base na diferença entre os valores de r_1 e r' multiplicado por um ganho k_T . Neste caso, o ganho k_T é um parâmetro a ser criteriosamente projetado. Para valores muito pequenos de k_T , têm-se um desempenho ruim em regime permanente, devido a pequena compensação da saturação ação de controle. Por outro lado, caso os valores de k_T sejam muito elevados, r_1' deixa de saturar, o que resulta em um aumento do erro em regime (BOHN E ATHERTON, 1995). Uma regra prática para projeto, nesta aplicação, é empregar valores de k_T próximos a unidade.

5 Resultados de simulação

A avaliação do comportamento dos controladores anti-windup propostos é realizada através de resultados de simulação. Os parâmetros do inversor PWM monofásico são dados na Tabela 1 e os parâmetros do controlador são mostrados na Tabela 2. Os ganhos do controlador PD-*feedforward* preditivo (k_1 e k_2) são calculados para alocar os dois pólos dominantes do sistema em malha fechada tal que, neste caso, o coeficiente de amortecimento seja igual a 0,4 e a banda passante do sistema em malha fechada seja 10% maior que a frequência natural do filtro de saída (RECH et al., 2001). Por outro lado, os parâmetros do controlador repetitivo foram determinados para apresentar uma rápida convergência do erro de saída para distúrbios periódicos e uma excelente resposta em regime permanente (MICHELS e GRÜNDLING, 2005).

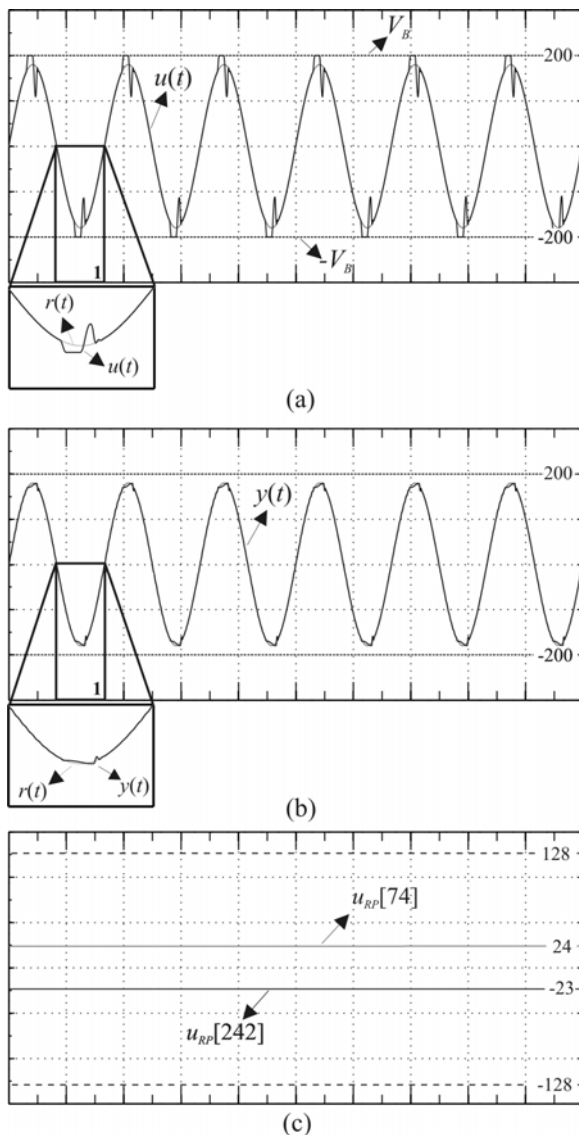


Figura 6. Resposta em regime permanente do controlador repetitivo com ação anti-windup do tipo integração condicional. (a) Ação de controle. (b) Tensão de saída. (c) Valor da respectiva posição da memória FIFO empregada para armazenar a ação repetitiva.

A Figura 6 apresenta os resultados obtidos para o controlador repetitivo empregando a técnica anti-windup de integração condicional. A Figura 6(a) apresenta a ação de controle, onde observa-se que a mesma mantém-se limitada pelos limites de atuação. Observa-se na Figura 6(b) que a tensão de saída não rastreia a referência com erro nulo, em regime permanente, devido a falta de energia de atuação. Por outro lado, este erro não resulta no aumento da ação repetitiva, como se observa na Figura 6(c). Portanto, esta técnica anti-windup atende aos seus propósitos.

A Figura 7 apresenta os resultados obtidos para o controlador repetitivo empregando a técnica anti-windup de backtracking. Para esta técnica é necessário se determinar o valor do parâmetro k_T . Resultados de simulação mostraram que para $k_T = 1$ têm-se o melhor comportamento. A Figura 7(a) apresenta a ação de controle, onde se observa que a mesma man-

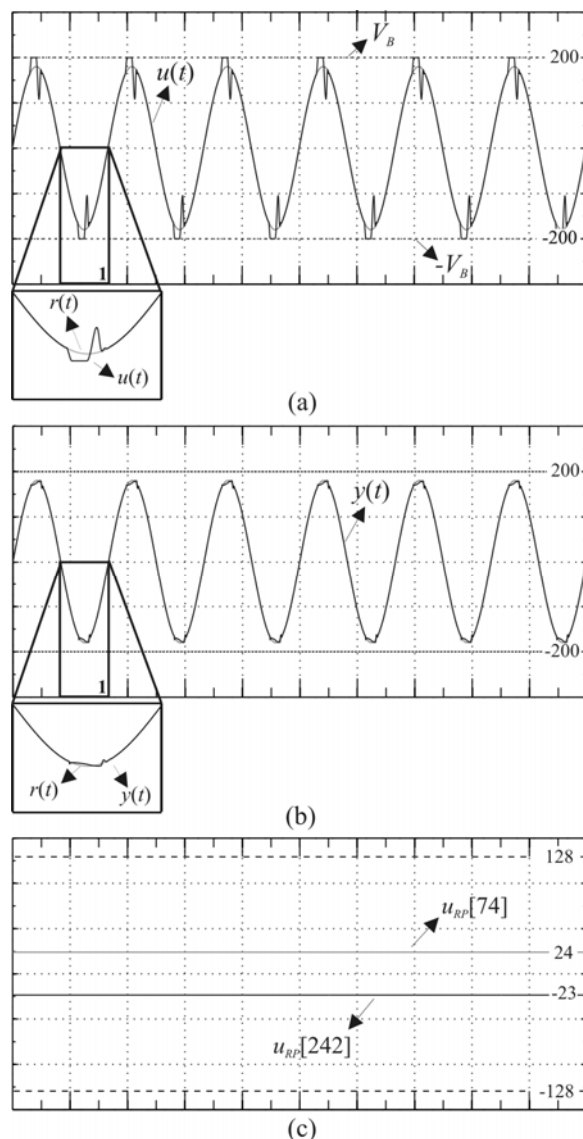


Figura 7. Resposta em regime permanente do controlador repetitivo com ação anti-windup do tipo backtracking. (a) Ação de controle. (b) Tensão de saída. (c) Valor da respectiva posição da memória FIFO empregada para armazenar a ação repetitiva.

tém-se limitada pelos limites de atuação. Assim com o caso anterior, observa-se na Figura 7(b) que a tensão de saída não rastreia a referência com erro nulo, em regime permanente, devido a falta de energia de atuação. Por outro lado, este erro não resulta no aumento da ação repetitiva, como se observa na Figura 7(c). Logo, esta técnica também resulta em um desempenho satisfatório.

6 Conclusão

Este artigo apresenta uma técnica de compensação para melhoria do desempenho de controladores de ação repetitiva sujeitos à saturação cíclica da ação de controle. O impacto da saturação (windup) no desempenho destes controladores é analisado em detalhes, sendo mostrada a degradação provocada pela divergência dos estados internos do controlador

repetitivo. Para mitigação deste problema são apresentadas duas propostas baseadas em técnicas anti-*windup* desenvolvidas previamente para os controladores com ação integral. Os resultados de simulação demonstram que o desempenho dos controladores com ação repetitiva sujeitos à saturação da ação de controle é significativamente melhorado com a introdução das técnicas propostas. Por fim, conclui-se que para este tipo de controlador a técnica de integração condicional, ao contrário do que ocorre com as técnicas anti-*windup* para controladores de ação integral, resulta em melhor desempenho.

Agradecimentos

O desenvolvimento deste trabalho foi financiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), Brasil, através do Programa Institucional de Bolsas de Iniciação Científica – PIBIC, e processo no. 478199/2009-0.

Referências Bibliográficas

- Astrom, K. J. e Wittenmark, B. (1997). *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall.
- Bolognani, S., Peretti, L., Zigliotto, M. (2008). “Repetitive-Control-Based Self-Commissioning Procedure for Inverter Nonidealities Compensation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, no. 5, pp. 1587-1596.
- Bohn, C. e Atherton, D.P. (1995). “An analysis package comparing PID anti-windup strategies”, *IEEE Control System Magazine*, vol. 15, no. 2, pp. 34-40.
- Boost, M. A. e Ziogas, P. D. (1989). Towards a zero-output impedance UPS system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 3, pp. 408-418.
- Chen, S., Lai, Y. M., Tan, S.-C., Tse, C. K. (2008). “Analysis and design of repetitive controller for harmonic elimination in PWM voltage source inverter systems”, *IET Power Electronics*, v. 1, no. 4, pp. 497-506.
- Francis, B. A. e Wonham, W. M. (1976). The internal model principle of control theory. *Automatica*, vol. 12, pp. 457-465.
- García-Cerrada, A., Pinzón-Ardila, O., Feliu-Batlle, V., Roncero-Sánchez, P., García-Gonzalez, P. (2007). “Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 237-246.
- IEC 62040-3 (1999). Uninterruptible power systems (UPS) – Part 3: Method of specifying the performance and test requirements. International Electrotechnical Commission.
- Marafão, F. P., Mattavelli, P., Buso, S., Deckmann, S. M. (2004). “Repetitive-based control for selective active filters using discrete cosine transform”, *Eletrônica de Potência*, vol. 9, no. 1, p. 29-36.
- Michels, L. e Gründling, H. A. (2005). Procedimento de Projeto de Controladores Repetitivos para o Estágio de Saída de Fontes Ininterruptas de Energia. *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 10, no. 1, pp. 39-50.
- Michels, L. (2006). Metodologia de Projeto de Fontes Ininterruptas de Energia Monofásicas Empregando Controladores de Ação Repetitiva Auxiliar no Estágio de Saída. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Maria.
- Rech, C., Pinheiro, H., Gründling, H. A., Hey, H. L., Pinheiro, J. R. (2003). Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 401-410.
- Rech, C., Pinheiro, H., Gründling, H. A., Hey, H. L., Pinheiro, J. R. (2001). “Analysis and design of a repetitive predictive-PID controller for PWM inverters”, in *IEEE PESC’01*, pp. 986-991.
- Ryu, Y. S. e Longman, R. W. (1994). “Use of anti-reset in integral control based learning and repetitive control” in *IEEE Conf. on Systems, Man and Cybernetics*, pp. 2617-2622.
- Yang, P.-H. e Auslander, D. M. (1997). “A unified approach to iterative learning control using neural networks and integral control with anti-windup”, in *IEEE ACC’97*, pp. 3742-3745.