

TÉCNICA ANTI-WINDUP PARA CONTROLADORES P+RESSONANTES APLICADOS A INVERSORES DE TENSÃO MONOFÁSICOS COM FILTRO LC NA SAÍDA

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: claudiosoares@gmail.com, mezaroba@joinville.udesc.br

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

Abstract – This paper presents a compensation technique for P+Resonant controllers under saturation of control action. The impacts of saturation (windup) on the performance of these controllers are analyzed in detail, where an adaptation of conditional integration technique is suggested for mitigation of the problem. Simulation results are carried out to show the improvement provided by the technique over the performance of P+Resonant controllers under saturation.

Keywords – Resonant controller, saturation, windup, anti-windup techniques

Resumo – Este artigo apresenta uma técnica de compensação para os controladores P+Ressonantes sujeitos à saturação da ação de controle. Os impactos da saturação (*windup*) sobre o desempenho destes controladores são analisados em detalhes, sendo proposta uma adaptação da técnica de integração condicional para mitigação do problema. Resultados de simulação são utilizados para demonstrar a melhoria proporcionada pela técnica no desempenho dos controladores P+Ressonantes sujeitos à saturação.

Palavras-Chave – Controlador Ressonante, saturação, *windup*, técnicas *anti-windup*

1 Introdução

Os controladores com ação ressonante têm recebido grande destaque nas aplicações conectadas à rede de energia elétrica devido a sua capacidade de eliminar o erro de fase nas frequências de interesse (SERA et al., 2005). A eliminação do erro de fase é uma consequência do princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975) aplicado a sinais do tipo senoidal (FUKUDA; YODA, 2001). Dentre estes controladores, destaca-se o controlador P+Ressonante, o qual tem sido empregado nos inversores conectados à rede (FUKUDA; IMAMURA, 2005), nos retificadores de tensão com fator de potência unitário (SATO et al., 1998), nos filtros ativos de potência (LENWARI et al., 2006) e nos acionamentos para motores de alto desempenho (ZMOOD; HOLMES, 2003), entre outras aplicações.

Os controladores ressonantes são normalmente projetados com base na teoria de sistema lineares, onde se desconsideram todas as não-linearidades do sistema. Contudo, os sistemas de controle estão sujeitos a restrições físicas que podem limitar a atuação dos controladores. O caso mais usual de restrição é a saturação, a qual limita os valores máximos e mínimos permitidos para a ação de controle (PENG; VRANCIC; HANUS, 1996). A negligência dos impactos da saturação pode resultar em significativa degradação do desempenho do sistema (STEIN, 2003).

Os impactos negativos da saturação da ação de controle são conhecidos pelo termo *windup*, enquanto que as técnicas sugeridas para contorná-los como *anti-windup* (ASTRÖM; RUNDQWIST, 1989). Uma forma de abordar o problema é considerar as limitações do atuador durante o projeto do controlador através de técnicas não-lineares. Por outro lado, é possível projetar o controlador sem levar em consideração a saturação da ação de controle e então modificar a sua estrutura durante a etapa de implementação com o objetivo de reduzir os impactos da saturação sobre o sistema. O desenvolvimento deste trabalho se baseia neste último tipo de abordagem por ser a mais utilizada devido a sua simplicidade.

O estudo das técnicas *anti-windup* tem atraído o interesse da comunidade por décadas, conforme revisão bibliográfica publicada por BERNSTEIN e MICHEL (1995) e o livro lançado recentemente por HIPPE (2006). Contudo, as técnicas propostas para a etapa de implementação costumam focar suas análises nos controladores com ação integral, sendo que o problema pode se manifestar em qualquer controlador que contenha pólos instáveis ou muito próximos ao eixo imaginário, tais como os controladores ressonantes.

Este artigo avalia os impactos do *windup* sobre os controladores P+Ressonantes aplicados a inversores de tensão monofásico. O artigo também avalia a influência do projeto do controlador nos impactos do *windup* e propõe uma adaptação da técnica de integração condicional como solução para reduzir os impactos do *windup* sobre os controladores ressonantes.

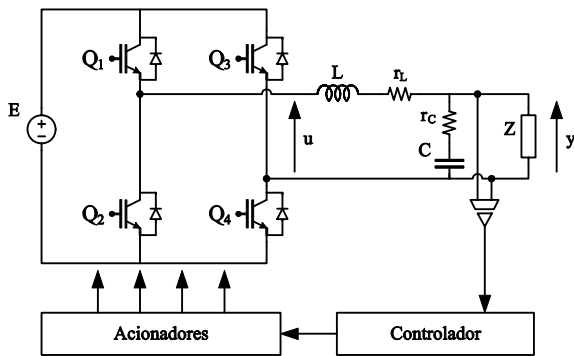


Figura 1: Inversor monofásico com filtro LC

tes. Resultados de simulação são apresentados para mostrar as vantagens introduzidas pela técnica *anti-windup* proposta.

1 Descrição da Planta

A estrutura típica de um inversor monofásico com filtro LC na saída é apresentada na Figura 1, onde o inversor de ponte completa, o filtro LC de saída e a carga (representada pela impedância Z) são a planta a ser controlada. Esta planta pode ser modelada como um sistema linear e invariante no tempo, assumindo a carga como sendo puramente resistiva ($Z = R$) e que o conversor é modulado por largura de pulso com uma frequência de comutação muito maior do que as frequências do sinal de referência e natural do filtro. Desta forma, chega-se a uma simples função de transferência de 2ª ordem para a planta:

$$G_p(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2} \quad (1)$$

onde $\xi_d = (r_L CR + L) / 2\sqrt{LCR(r_L + R)}$, $\omega_n^2 = 1/LC$ e $\omega_d^2 = \sqrt{(r_L + R)/LCR}$.

Os parâmetros ξ_d e ω_d foram escolhidos com o objetivo de simplificar a análise do impacto do *windup* sobre o sistema, sendo os valores iguais a 1,5 e 1,0 rad/s respectivamente. A frequência escolhida para o sinal de referência ω_r foi de $2\pi \cdot 0,01$ rad/s, a qual é bem inferior à frequência natural da planta.

2 Controladores ressonantes

O princípio do modelo interno estabelece as condições necessárias e suficientes para extinção do erro de saída em regime permanente. Segundo este princípio, a extinção do erro em regime permanente para um determinado tipo de sinal é garantida quando o modelo do sinal é inserido no caminho direto da malha do sistema (FRANCIS; WONHAM, 1975).

Os controladores ressonantes (SATO et al., 1998) são baseados no princípio do modelo interno e são utilizados nos sistemas com excitação ou distúr-

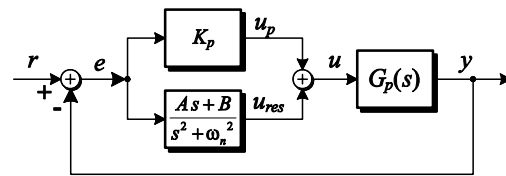


Figura 2: Sistema sem saturação da ação de controle

bios do tipo senoidal. A estrutura mais simples do controlador ressonante é o P+Ressonante, cujo modelo matemático é apresentado em (2).

$$G_c(s) = K_p + \frac{As+B}{s^2 + \omega_n^2} = K_c \left(1 + \frac{A's+B'}{s^2 + \omega_n^2} \right) \quad (2)$$

O controlador P+Ressonante é aplicado ao sistema de controle da Figura 2, sendo composto de uma parcela proporcional $u_p(t)$ e uma parcela ressonante $u_{res}(t)$, e relacionadas respectivamente ao primeiro e segundo termos de (2). A frequência de ressonância do controlador é definida pelo parâmetro ω_n , expresso em rad/s. A parcela proporcional possui um ganho igual a K_p enquanto que o ganho K_{res} da parcela ressonante pode ser definido como sendo a amplitude do sinal senoidal gerado pelo seu modelo, tal como expresso por:

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{As+B}{s^2 + \omega_n^2} \right\} = K_{res} \sin(\omega_n t + \phi) \quad (3)$$

$$K_{res} = \sqrt{A^2 + (B/\omega_n)^2} \quad (4)$$

$$\tan \phi = \frac{B/\omega_n}{A} \quad (5)$$

3 Projeto do Controlador P+Ressonante

O controlador P+Ressonante $G_{cl}(s)$ foi projetado no domínio da frequência considerando um par de pólos complexos e conjugados sobre o eixo imaginário exatamente na frequência do sinal de referência ω_r . A frequência de corte foi especificada uma década acima da frequência ω_r e um par de zeros complexos e conjugados com coeficiente de amortecimento igual a 0,7 foi adicionado ao controlador para ajustar a margem de fase, resultando em aproximadamente 80° de margem. Os ganhos resultantes do controlador $G_{cl}(s)$ são especificados na Tabela 1 e a resposta em frequência do sistema a malha aberta é apresentada na Figura 3.

A resposta do sistema em malha fechada ao sinal senoidal é apresentada na Figura 4 e na Figura 5. A parcela ressonante $v_{res}(t)$ assume toda a energia necessária para a operação do sistema conforme o erro $e(t)$ se anula. No final, o controlador aciona a planta com uma onda senoidal cujo defasamento e amplitude são adequados à anulação do erro.

Tabela 1: Definição do controlador $G_{cl}(s)$

$G_{cl}(s)$	$K_p = 1,83$ $\omega_n = 2\pi \cdot 0,01$	$K_{res} = 4,90 \times 10^{-1}$ $A = 4,87 \times 10^{-1}$	$K_c = 1,83$ $B = 5,77 \times 10^{-2}$
-------------	--	--	---

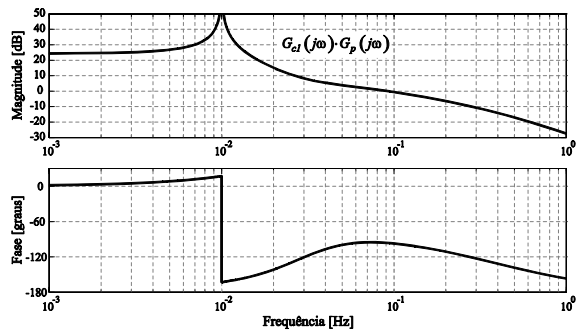


Figura 3: Resposta em frequência do sistema em malha aberta

4 Impacto da saturação da ação de controle no desempenho dos controladores

Os sistemas de controle geralmente possuem algum tipo de restrição, sendo muito comum a saturação da ação de controle. A saturação descreve os limites de operação máxima e mínima permitidos para o atuador e pode ser modelada conforme mostrado na Figura 6, sendo descrita matematicamente por:

$$u(t) = \begin{cases} u_{\max} & ; v(t) > u_{\max} \\ v(t) & ; u_{\min} \leq v(t) \leq u_{\max} \\ u_{\min} & ; v(t) < u_{\min} \end{cases} \quad (6)$$

Os parâmetros utilizados na análise do impacto

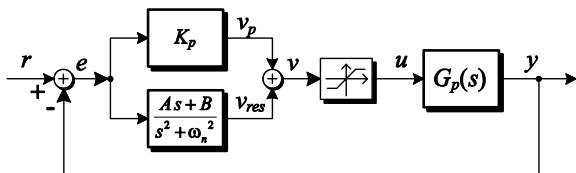


Figura 6: Sistema com saturação da ação de controle

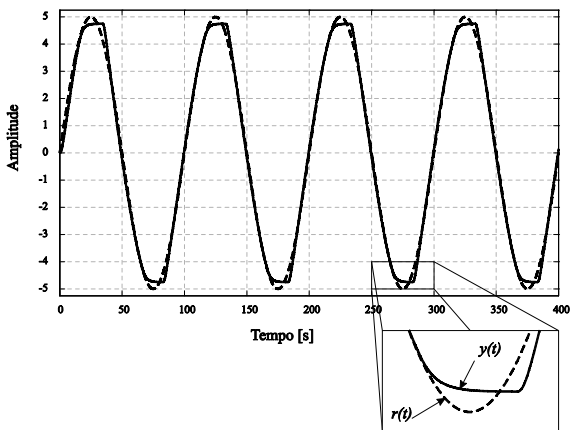


Figura 7: Resposta do sistema com saturação da ação de controle 5% abaixo da sua amplitude

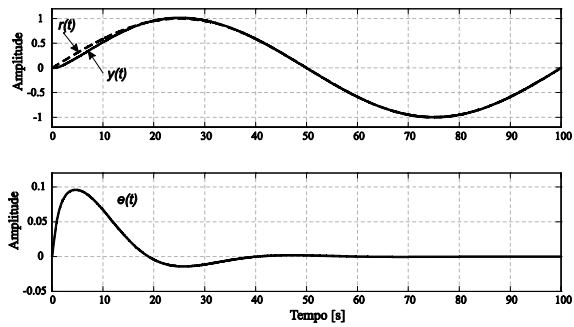


Figura 4: Resposta do sistema a uma excitação senoidal

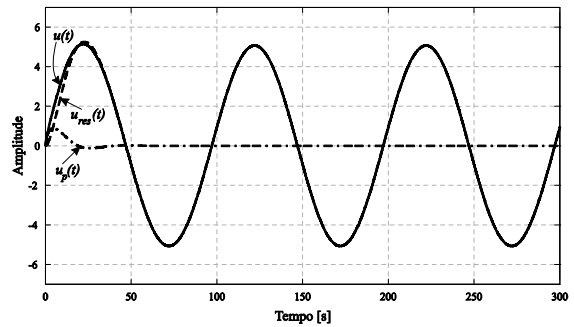


Figura 5: Ação de controle $u(t)$ sem saturação

da saturação da ação de controle são apresentados na Tabela 2, onde o limite de saturação foi definido 5% abaixo da amplitude do sinal de entrada. O controlador utilizado na análise é o mesmo especificado na Tabela 1. Os resultados da simulação são apresentados na Figura 7 e na Figura 8.

O sistema não consegue mais seguir o sinal de referência $r(t)$ nos instantes próximos aos picos, provocando um achatamento no sinal de saída $y(t)$. A perda de desempenho do sistema acontece quando o sinal de controle $v(t)$ extrapola os limites de operação do atuador, ou seja, durante a saturação da ação de controle $u(t)$. Seguindo este raciocínio, a falta de capacidade do sistema deveria deixar de ser um problema quando o sinal de referência $r(t)$ retorna e cruza pelo sinal de saída $y(t)$. Entretanto, o fenômeno observado na Figura 7 é um prolongamento do achatamento do sinal de saída $y(t)$, contribuindo para uma

Tabela 2: Especificação dos limites de saturação

$r(t) = A \sin(2\pi f t)$	$A = 5,00$	$f = 0,01$
Limites de saturação	$u_{\max} = 4,75$	$u_{\min} = -4,75$

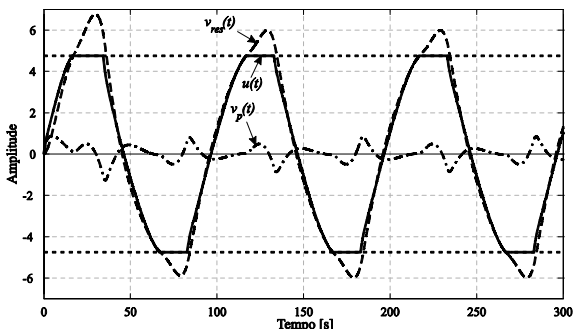


Figura 8: Sinais internos do controlador P+ressonante com saturação

Tabela 3: Influência dos limites de saturação

$r(t) = A \sin(2\pi f t)$	$A = 5,00$	$f = 0,01$
Limites de saturação	$u_{\max} = 4,00$	$u_{\min} = -4,00$

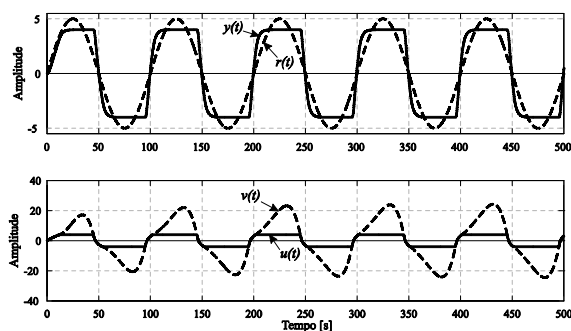


Figura 9: Instabilidade provocada pela saturação da ação de controle 20 % abaixo da sua amplitude

deformação ainda maior da sua forma de onda.

Para compreender este comportamento, é preciso analisar os impactos da saturação sobre a parcela ressonante $v_{res}(t)$ na Figura 8. A saturação da ação de controle $u(t)$ promove a quebra da malha de controle e, então, o erro decorrente da deformação do sinal de saída acaba provocando um desvio acentuado na parcela ressonante $v_{res}(t)$. O desvio da parcela ressonante prolonga a duração da saturação da ação de controle e também aumenta o tempo de acomodação até a recuperação do sinal de saída.

Este fenômeno é semelhante ao problema de *windup* observado nos controladores com ação integral. O problema acontece por causa da quebra da malha de realimentação durante a saturação da ação de controle. O fenômeno *windup* não está restrito aos pólos marginalmente estáveis, mas também a pólos com parte real negativa localizados próximos ao eixo imaginário, tais como os controladores por atraso de fase e os quasi-ressonantes.

5 Influências sobre a saturação da ação de controle

A influência da saturação da ação de controle e do projeto do controlador P+ressonante no desempenho do sistema é analisada nesta seção. Para tanto, analisa-se individualmente a influência de cada um dos parâmetros do controlador, como segue.

5.1 Influência dos limites de saturação

A saturação da ação de controle pode gerar des-

Tabela 4: Especificação dos controladores P+Ressonantes

$G_{c1}(s)$	$K_p = 1,83$	$K_{res} = 4,90 \cdot 10^{-1}$	$K_c = 1,83$
$G_{c2}(s)$	$K_p = 1,83$	$K_{res} = 3,43 \cdot 10^{-1}$	$K_c = 1,83$
$G_{c3}(s)$	$K_p = 1,83$	$K_{res} = 6,37 \cdot 10^{-1}$	$K_c = 1,83$
$G_{c4}(s)$	$K_p = 1,28$	$K_{res} = 4,90 \cdot 10^{-1}$	$K_c = 1,28$
$G_{c5}(s)$	$K_p = 2,37$	$K_{res} = 4,90 \cdot 10^{-1}$	$K_c = 2,37$
$G_{c6}(s)$	$K_p = 1,28$	$K_{res} = 3,43 \cdot 10^{-1}$	$K_c = 1,28$
$G_{c7}(s)$	$K_p = 2,37$	$K_{res} = 6,37 \cdot 10^{-1}$	$K_c = 2,37$

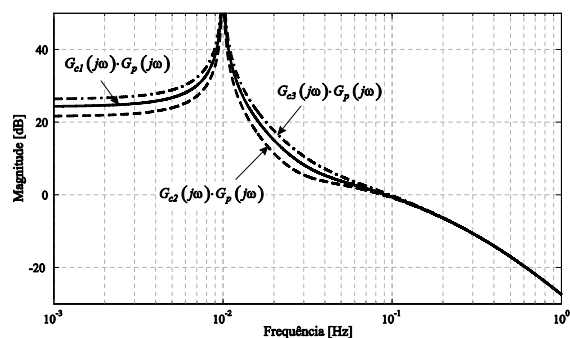


Figura 10: Resposta em frequência para controladores com diferentes ganhos nas baixas frequências

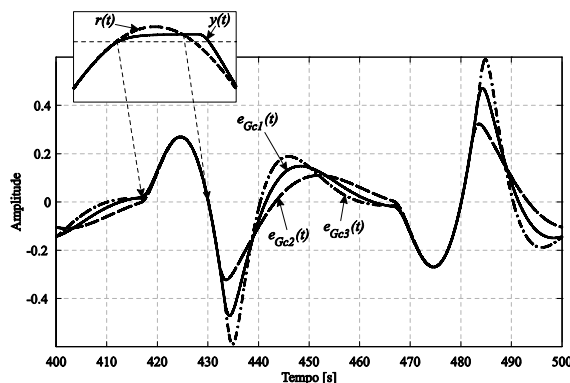


Figura 11: Influência do ganho nas baixas frequências sobre o desempenho dos controladores P+Ressonantes saturados

de uma simples degradação no desempenho do sistema, conforme demonstrado na seção anterior, até mesmo a perda da estabilidade.

O sistema da Figura 6 foi simulado novamente reduzindo os limites de saturação conforme as especificações da Tabela 3, enquanto que o controlador utilizado continua sendo o mesmo controlador $G_{c1}(s)$ definido na Tabela 1.

O impacto causado pela redução dos limites de saturação é tão grande que o sistema se tornou instável. A amplitude da parcela ressonante $v_{res}(t)$ aumenta ciclo após ciclo na Figura 9, enquanto que a forma de onda do sinal de saída $y(t)$ foi completamente deformada, transformando-se numa onda quase quadrada.

5.2 Influência do ganho nas baixas frequências

Com o objetivo de avaliar a influência dos ganhos do controlador sobre os impactos da saturação, alteraram-se os parâmetros do controlador $G_{c1}(s)$ conforme especificado na Tabela 4. A análise da influência do projeto do controlador foi dividida em três etapas: análise do ganho K_{res} , do ganho K_p e do ganho K_c .

Os controladores $G_{c2}(s)$ e $G_{c3}(s)$ redefinem o parâmetro K_{res} visando manipular o ganho nas baixas frequências. As respostas em frequência dos sistemas em malha aberta obtidas para os novos valores de K_{res} são comparadas na Figura 10. Observa-se que o aumento de K_{res} tem como resultado um aumento do ganho nas baixas frequências e a conservação do comportamento nas altas frequências. Além disso, o

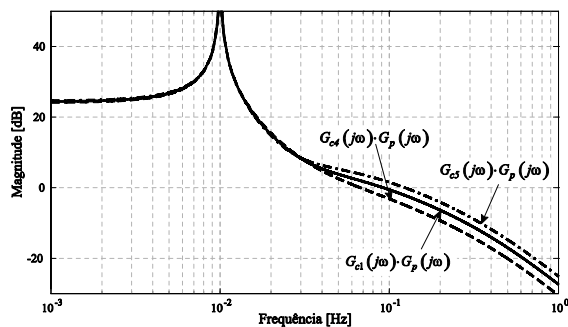


Figura 12: Resposta em frequência para controladores com diferentes ganhos nas altas frequências

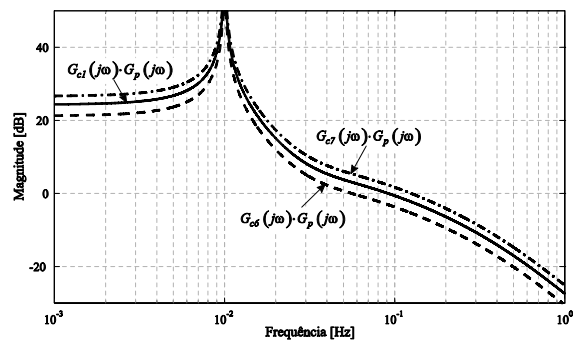


Figura 14: Resposta em frequência para diferentes ganhos do controlador P+Ressonante

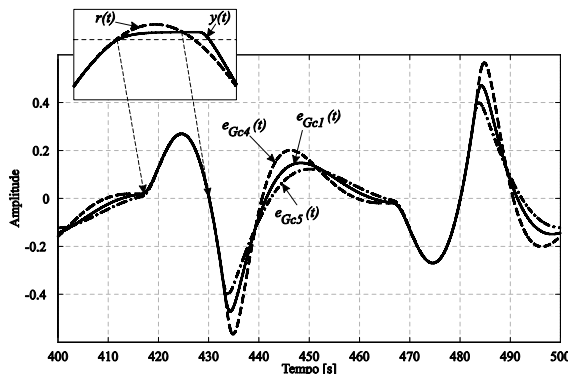


Figura 13: Influência do ganho nas altas frequências sobre o desempenho dos controladores P+Ressonantes saturados

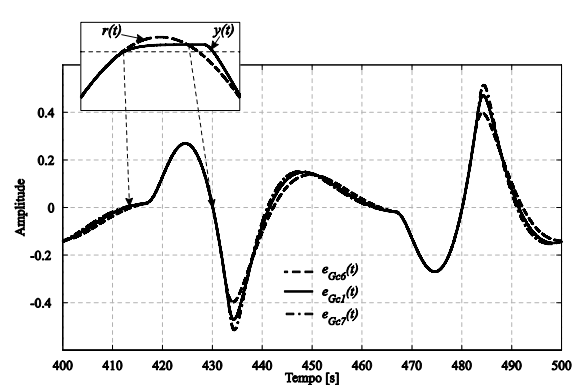


Figura 15: Influência do ganho do controlador sobre o desempenho dos controladores P+Ressonantes saturados

aumento do ganho K_{res} causa um desvio maior da parcela ressonante durante a saturação, que é justamente a origem do fenômeno *windup* conforme demonstrado na Seção 3. Portanto, quanto maior o ganho K_{res} , maior será o impacto do *windup* sobre o sistema e mais acentuado é o pico do sinal de erro na Figura 11.

5.3 Influência do ganho nas altas frequências

O procedimento de análise da influência do ganho nas altas frequências é semelhante ao adotado na seção anterior. Os controladores $G_{c4}(s)$ e $G_{c5}(s)$ redefinem o parâmetro K_p visando manipular o ganho nas altas frequências. As respostas em frequência dos sistemas em malha aberta obtidas para os novos valores de K_p são comparadas na Figura 12. O aumento de K_p tem como resultado um aumento do ganho nas altas frequências e a conservação do comportamento nas baixas frequências.

O aumento do ganho nas altas frequências acelera a recuperação inicial do sistema após a saída da saturação, reduzindo momentaneamente a amplitude do sinal de erro na Figura 13. Porém, a redução da amplitude do erro tende a retardar a recuperação da parcela ressonante e, conseqüentemente, a aumentar o tempo de convergência do sistema. Portanto, o aumento do ganho nas altas frequências tende a prolongar o efeito *windup* sobre o sistema.

5.4 Influência do ganho do controlador

A influência do ganho do controlador pode ser facilmente analisada variando-se K_c em (2), a qual tem impacto direto tanto em K_p como K_{res} , apesar de A' e B' permanecerem constantes. Os controladores $G_{c6}(s)$ e $G_{c7}(s)$ redefinem o parâmetro K_c visando manipular o ganho do controlador $G_{c1}(s)$. As respostas em frequência dos sistemas em malha aberta obtidas para os novos valores de K_c são comparadas na Figura 14. O aumento de K_c tem como resultado um aumento do ganho em toda faixa de frequência.

O aumento do ganho do controlador aumenta tanto o ganho K_p da parcela proporcional como o ganho K_{res} da parcela ressonante. Conforme destacado nas Seções 4.2 e 4.3, o aumento de K_{res} propicia um desvio maior da parcela ressonante durante a saturação enquanto que o aumento de K_p tende a retardar a recuperação da parcela ressonante após a saída da saturação.

Portanto, o aumento do ganho K_c do controlador tende a agravar os impactos do *windup* sobre o sistema. Como mostra a Figura 15, quanto maior o ganho do controlador mais acentuado é o pico do sinal de erro na saída da saturação e mais lenta a convergência da parcela ressonante.

Por fim, constata-se que o impacto negativo provocado pela saturação da ação de controle em controladores P+Ressonantes está diretamente relacionado com o projeto deste controlador. Como puderam ser observados, os impactos negativos são aumentados quando o controlador é projetado para ter melhor

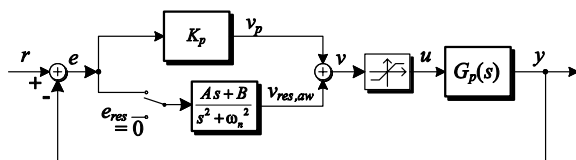


Figura 16: Técnica da atualização condicional proposta

desempenho dinâmico. Logo, o uso de técnicas *anti-windup* surge como a melhor alternativa para a melhoria do desempenho de controladores P + Ressonantes sujeitos à saturação.

6 Técnica de atualização condicional proposta

As técnicas conhecidas como *anti-windup* foram desenvolvidas para amenizar os efeitos do *windup* sobre o sistema. O problema costuma ser tratado somente na fase de implementação através de modificações na estrutura de controle, as quais só atuam durante a ocorrência da saturação da ação de controle.

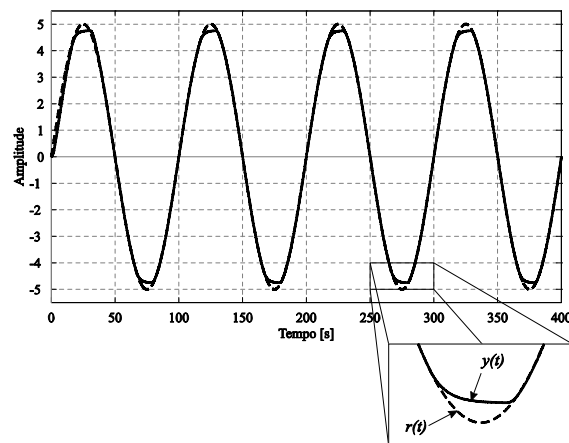
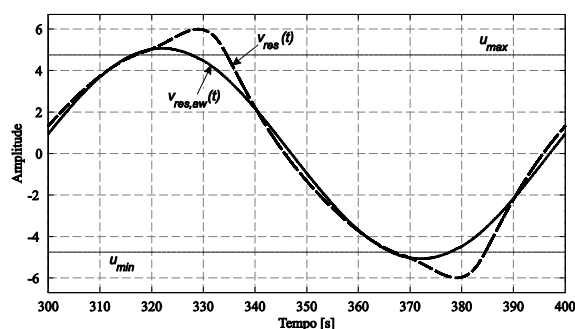
O objetivo das técnicas *anti-windup* é evitar que os estados instáveis dos controladores divirjam significativamente durante a saturação da ação de controle devido à quebra da malha de realimentação. Para isso, as técnicas *anti-windup* monitoram a ocorrência da saturação da ação de controle e podem até utilizar a diferença entre a saída do controlador $v(t)$ e a entrada da planta $u(t)$ como realimentação.

Várias técnicas foram desenvolvidas como alternativas para minimizar os impactos do *windup* em controladores com ação integral. Dentre as técnicas *anti-windup* clássicas, é possível destacar: a integração condicional (RUNDQWIST, 1991), o cálculo reverso ou *back calculation* (FERTIK; ROSS, 1967 apud RUNDQWIST, 1991), a técnica do observador ou *observer technique* (ASTRÖM; RUNDQWIST, 1989) e a técnica de condicionamento ou *conditioning technique* (PENG; VRANCIC; HANUS, 1996).

Neste trabalho, é apresentada a técnica de atualização condicional, tendo como base a técnica de integração condicional desenvolvida para os controladores com ação integral. Como o sistema entra e sai repetidamente da saturação, a idéia proposta pela atualização condicional é não perturbar a parcela ressonante durante a saturação e deixar que o controlador convirja sozinho nos momentos em que não estiver saturado.

Em controladores com ação integral, a técnica da integração condicional previne o afastamento da parcela integral através do cancelamento da integração sob determinadas condições de operação. A integração pode ser cancelada, por exemplo, quando a amplitude do sinal de erro ultrapassa um determinado limite ou simplesmente na ocorrência da saturação da ação de controle. Neste caso, o cancelamento da integração é realizado através da anulação do sinal de erro aplicado ao integrador.

No caso dos controladores ressonantes, é o sinal de erro aplicado à parcela ressonante que deve ser anulado, tal como apresentado na Figura 16. A con-

Figura 17: Resultado de simulação do controlador $G_{cl}(s)$ empregando a técnica *anti-windup* da atualização condicionalFigura 18: Comparação dos sinais das parcelas ressonantes $v_{res}(t)$ sem atualização condicional e $v_{res,aw}(t)$ com atualização condicional

dição de operação escolhida para controlar a anulação do sinal de erro foi durante a ocorrência da saturação e quando o sinal de erro $e(t)$ tiver o mesmo sinal da ação de controle $u(t)$, ou seja:

$$e_{res}(t) = \begin{cases} 0, & u(t) \neq v(t) \wedge \text{sign}(e(t)) = \text{sign}(u(t)) \\ e(t), & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (7)$$

A análise do sentido do desvio através da comparação do sinal de erro $e(t)$ com o sinal de comando $u(t)$ permite uma recuperação mais rápida do sistema, pois possibilita a diminuição da amplitude do sinal de controle mesmo durante a saturação.

7 Resultados de Simulação

A técnica de atualização condicional apresentada na Figura 16 e utilizando as regras definidas em (7) foi simulada utilizando o controlador $G_{cl}(s)$ da Tabela 1 e as limitações definidas na Tabela 2. Portanto, as condições de operação são as mesmas utilizadas na demonstração do fenômeno *windup* para os controladores ressonantes na Seção 3.

A técnica proposta não consegue evitar o achatamento do sinal de saída $y(t)$ na Figura 17, visto que esta é uma limitação física do atuador. Entretanto, o sinal de saída consegue convergir instantaneamente após o término da saturação, definido quando o sinal

de referência $r(t)$ retorna e cruza pelo sinal de saída $y(t)$.

As melhorias obtidas pela técnica da atualização condicional são decorrentes da característica periódica do sistema. Como o sistema entra e sai repetidamente da saturação, o segredo da técnica é não perturbar a parcela ressonante $v_{res,aw}(t)$ durante a saturação da ação de controle e deixar que o controlador P+Ressonante somente ajuste $v_{res,aw}(t)$ nos intervalos de tempo dentro dos limites de operação. A comparação da resposta $v_{res,aw}(t)$, definida na Figura 16, com a resposta $v_{res}(t)$, definida na Figura 7, deixa claro que o impacto do *windup* vem da degradação da parcela ressonante durante a saturação.

Qualquer outra técnica *anti-windup* clássica utilizaria a diferença entre $u(t)$ e $v(t)$ para corrigir os modos instáveis do controlador e, conforme exposto acima, iria perturbar a parcela ressonante durante a saturação. A técnica da atualização condicional apresenta o melhor resultado justamente porque não altera o estado da parcela ressonante e, portanto, se posiciona como uma boa alternativa para o controlador P+Ressonante.

8 Conclusão

Neste trabalho analisa-se o efeito *windup* decorrente da saturação da ação de controle nos controladores P+Ressonantes. Conforme análise realizada, observou-se que os impactos negativos da saturação são aumentados conforme o controlador é projetado para ter um melhor desempenho dinâmico.

Para mitigar este problema, neste trabalho é proposta uma técnica *anti-windup* denominada de atualização condicional. Esta técnica é uma adaptação da técnica de integração condicional aplicada aos controladores com ação integral.

O princípio da técnica é simplesmente não perturbar a parcela ressonante durante a saturação e deixar que o sistema convirja sozinho fora da saturação. Os resultados de simulação demonstram que a técnica é simples e promove uma significativa melhoria no desempenho de controladores P+ Ressonantes em sistemas sujeitos à saturação da ação de controle.

Agradecimentos

O desenvolvimento deste trabalho foi apoiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), Brasil.

Referências Bibliográficas

- Aström, K. J. and Rundqwist, L. (1989). Integrator windup and how to avoid it. In: *Proceedings of American Control Conference*, Pittsburgh, 1989. (s.l.):IEEE, p. 1689–1693.
- Bernstein, D. S. and Michel, A. N. (1995). A chronological bibliography on saturation actuators. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 5, p. 375–380.
- Francis, B. A. and Wonham, W. M. (1975). The internal model principle for linear multivariable regulators. *Appl. Math. and Opt.*, Vol. 2, pp. 170–194.
- Fukuda, S. and Imamura, R. (2005). Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 52, n. 2, p. 420–426.
- Fukuda, S. and Yoda, T. (2001). A Novel Current-Tracking Method for Active Filters Based on a Sinusoidal Internal Model. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, n. 3, p. 888–895.
- Hippe, P. (2006) *Windup in Control: Its effects and their prevention*. Germany: Springer.
- Lenwari, W. et al. (2006) A High Performance Harmonic Current Control for Shunt Active Filters Based on Resonant Compensators. In: *Proceedings of 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Paris, 2006. (s.l.):IEEE, p. 2109–2114.
- Peng, Y. and Vrancic, D. and Hanus, R. (1996). Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers. *IEEE Control System Magazine*, Vol. 16, n. 4, p. 48–57.
- Rundqwist, L. (1991). *Anti-reset windup for PID controllers*. Doctoral Dissertation (PhD), Lund Institute of Technology.
- Sato, Y. et al. (1998). A New Control Strategy for Voltage-Type PWM Rectifiers to Realize Zero Steady-State Control Error in Input Current. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, n. 3, p. 480–486.
- Sera, D. et al. (2005). Low-cost digital implementation of proportional-resonant current controllers for PV inverter applications using delta operator. In: *Proceedings of 31st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Raleigh, North Carolina, 2005. (s.l.):IEEE, p. 2517–2522.
- Stein, G. (2003). Respect the unstable: the practical, physical (and sometimes dangerous) consequences of control must be respected, and the underlying principles must be clearly and well taught. *IEEE Control System Magazine*, Vol. 23, n. 4, p. 12–25.
- Zmood, D. N. and Holmes, D. G. (2003). Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-State Error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, n. 3, p. 814–822.