

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEE
MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CLAUDIO EDUARDO SOARES

CONTROLADORES BASEADOS NO PRINCÍPIO DO MODELO
INTERNO COM AÇÃO ANTI-WINDUP

JOINVILLE / SC

2011

CLAUDIO EDUARDO SOARES

**CONTROLADORES BASEADOS NO PRINCÍPIO DO MODELO
INTERNO COM AÇÃO ANTI-WINDUP**

Dissertação apresentada ao curso de Mestrado Profissional em Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Leandro Michels
Co-orientador: Prof. Dr. Marcello Mezaroba

JOINVILLE, SC

2011

CLAUDIO EDUARDO SOARES

**CONTROLADORES BASEADOS NO PRINCÍPIO DO MODELO
INTERNO COM AÇÃO ANTI-WINDUP**

Dissertação apresentada ao curso de Mestrado Profissional em Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Orientador:

Prof. Dr. Leandro Michels
Universidade Federal de Santa Maria

Co-orientador:

Prof. Dr. Marcello Mezaroba
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membros:

Prof. Dr. Eduardo Félix Ribeiro Romanelli
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Dr. Yales Rômulo De Novaes
Universidade do Estado de Santa Catarina

Joinville, 28/04/2011

À Deus;
À minha esposa Elenara, por todo incentivo,
apoio e paciência;
Aos meus pais, Luis e Rut e à minha irmã
Jaqueline que compreenderam todos os
momentos de ausência.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, pelo dom da vida e todas as bênçãos recebidas.

À minha esposa Elenara, por todo apoio e compreensão em todos os momentos.

Aos meus pais Luis e Rut por todo o esforço e sacrifício dedicados na minha criação.

À minha irmã Jaqueline e ao meu cunhado Giovane pela compreensão nos momentos de ausência.

A todos os meus colegas de trabalho que de alguma forma contribuíram, seja questionando sobre o trabalho ou me auxiliando com propostas e soluções.

Ao meu chefe Luiz pela orientação e aconselhamentos a respeito desta dissertação.

Ao professor Leandro pela dedicação na orientação deste trabalho.

“Se o Senhor não construir a casa, seus construtores trabalham em vão. Se o Senhor não guardar a cidade, a sentinela vigia em vão.”

Salmos 127, 1

RESUMO

Os controladores baseados no princípio do modelo interno têm encontrado destaque no controle de sistemas devido a sua capacidade de realizar o rastreamento robusto dos sinais cujos modelos geradores estejam embutidos nas suas estruturas internas. Os controladores com ação integral, ressonantes e repetitivos são exemplos da aplicação deste princípio. Contudo, os sistemas de controle estão sujeitos a limitações físicas que restringem suas condições de operação. A saturação da amplitude da ação de controle é o tipo de limitação mais comum encontrada nos sistemas reais. Os impactos da saturação da ação de controle são conhecidos como *windup* e suas consequências para os sistemas com ação integral já foram exaustivamente analisadas. Porém, os impactos da saturação da ação de controle não se restringem a este tipo de controlador. Outros controladores baseados no princípio do modelo interno também são afetados pelo fenômeno *windup* decorrente da saturação da ação de controle. Os impactos do fenômeno *windup* sobre os controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos são investigados nesta dissertação e uma técnica *anti-windup* é sugerida para atenuar os impactos da saturação da ação de controle sobre estes controladores. A técnica *anti-windup* proposta é baseada na técnica da integração condicional, originalmente desenvolvida para os controladores com ação integral e, por isso, denominada de atualização condicional. Resultados de simulação são apresentados para validação da técnica proposta.

Palavras-chave: Princípio do modelo interno. *Windup*. *Anti-windup*. Controlador ressonante. Controlador multi-ressonante. Controlador repetitivo.

ABSTRACT

The controllers based on the internal model principle have found emphasis on control systems due to its ability to perform robust tracking of signals whose generator models are embedded in their internal structures. Controllers with integral, resonant and repetitive terms are examples of this principle. However, the control systems are subject to physical limitations that restrict their operation under certain conditions. The amplitude saturation of the control action is the most common type of restriction found in real systems. The impacts of the saturation of control action are known as windup and its consequences for systems with integral action have already been exhaustive examined. However, the impacts of saturation of control action are not restricted to this type of controller. Other controllers based on the internal model principle are also affected by the windup phenomenon due to saturation of the action control. The impacts of the windup phenomenon for resonant, multi-resonant and repetitive controllers are investigated in this dissertation and an anti-windup technique is suggested to mitigate the impacts of the control saturation on these controllers. The proposed anti-windup technique is based on the conditional integration technique, originally developed for the controllers with integral action, and it is named conditional update. Simulation results are presented to validate the proposed technique.

Keyword: Internal model principle. Windup. Anti-windup. Resonant controller. Multi-resonant controller. Repetitive controller.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Sistema de controle em malha fechada	34
Figura 2: Diagrama de Bode para o termo integral $G_I(s)$	38
Figura 3: Diagrama de Bode para os termos ressonantes $G_{SIN}(s)$ e $G_{COS}(s)$	40
Figura 4: Comparação do controlador P+Ressonante $G_{PR}(s)$ com um simples controle proporcional K_P	41
Figura 5: Influência do parâmetro K_R sobre a resposta em frequência.....	42
Figura 6: Influência do parâmetro K_R sobre a resposta transitória	42
Figura 7: Influência do fator de qualidade Q sobre $G_{PR}(s)$	43
Figura 8: Comparação do controlador P+Multi-Ressonante $G_{PMR}(s)$ com um simples controle proporcional de ganho K_P	44
Figura 9: Gerador de sinal periódico utilizado no controlador repetitivo $G_{REP}(s)$	45
Figura 10: Comparação do controlador repetitivo $G_{REP}(s)$ com um simples controle proporcional K_P	47
Figura 11: Controlador repetitivo $G_{REP}(s)$ com filtro $Q(s)$	47
Figura 12: Comparação do controlador repetitivo $G_{QREP}(s)$ com um simples controle proporcional de ganho K_P	48
Figura 13: Estrutura de controle para os controladores baseados no princípio do modelo interno.....	49
Figura 14: Sistema de controle discreto	49
Figura 15: Gerador de sinais periódico discreto.....	51
Figura 16: Controlador repetitivo discreto $G_{QREP}(z^{-1})$	51
Figura 17: Sistema de controle com ação integral e sem saturação da ação de controle	56
Figura 18: Diagrama de bode do sistema utilizando o controlador $G_C(s)$	57
Figura 19: Resposta ao degrau unitário do sistema utilizando o controlador $G_C(s)$	57
Figura 20: Sistema de controle com ação integral e submetido à saturação da ação de controle	58
Figura 21: Impacto da saturação sobre a resposta $y(t)$ do sistema.....	59
Figura 22: Fenômeno <i>windup</i> sobre a parcela integral $u_I(t)$	59
Figura 23: Impacto do parâmetro K_I na resposta em frequência	61
Figura 24: Influência do parâmetro K_I na resposta transitória.....	62
Figura 25: Influência do parâmetro K_I nos sistemas sujeitos a saturação da ação de controle	62

Figura 26: Influência do parâmetro K_I no termo integral	62
Figura 27: Impacto do parâmetro K_P na resposta em frequência.....	63
Figura 28: Influência do parâmetro K_P na resposta transitória.....	64
Figura 29: Influência do parâmetro K_P nos sistemas sujeitos a saturação da ação de controle	64
Figura 30: Influência do parâmetro K_P no termo integral	64
Figura 31: Impacto do parâmetro K_C na resposta em frequência.....	65
Figura 32: Influência do parâmetro K_C na resposta transitória.....	66
Figura 33: Influência do parâmetro K_C nos sistemas sujeitos a saturação da ação de controle	66
Figura 34: Influência do parâmetro K_C no termo integral	66
Figura 35: Técnica <i>anti-windup</i> da integração condicional.....	68
Figura 36: Resultados para a técnica anti-windup da integração condicional.....	68
Figura 37: Técnica <i>anti-windup</i> do rastreamento reverso	70
Figura 38: Resultados para a técnica <i>anti-windup</i> do rastreamento reverso	70
Figura 39: Sistema utilizado na demonstração da referência realizável.....	71
Figura 40: Demonstração da definição para a referência realizável.....	71
Figura 41: Técnica <i>anti-windup</i> do condicionamento	73
Figura 42: Resultados para a técnica <i>anti-windup</i> do condicionamento	73
Figura 43: Sistema de controle no espaço de estados com base em observadores. (a) Representação da planta no espaço de estados. (b) Observador de estados da planta. (c) Sistema de controle realimentado considerando a saturação da ação de controle.....	74
Figura 44: Técnica <i>anti-windup</i> baseada em observadores de estado. (a) Submetido a saturação da ação de controle. (b) Aplicando a técnica <i>anti-windup</i> baseada em observadores de estado.	76
Figura 45: Técnica anti-windup pela abordagem por observadores de estados	77
Figura 46: Sistema com controladores ressonantes e sem saturação da ação de controle.....	80
Figura 47: Resposta em frequência em malha aberta para o sistema com controlador P+Ressonante	81
Figura 48: Resposta transitória para o sistema com controlador P+Ressonante	81
Figura 49: Sistema com controladores ressonantes e saturação da ação de controle	82
Figura 50: Impacto da saturação transitória da ação de controle sobre os controladores ressonantes.....	84
Figura 51: Fenômeno <i>windup</i> resultante da saturação transitória da ação de controle sobre os controladores ressonantes	84

Figura 52: Impacto da saturação cíclica da ação de controle sobre os controladores ressonantes.....	86
Figura 53: Fenômeno <i>windup</i> resultante da saturação cíclica da ação de controle sobre os controladores ressonantes.....	86
Figura 54: Influência dos limites de saturação sobre os controladores ressonantes.....	88
Figura 55: Influência dos limites de saturação sobre o fenômeno <i>windup</i> nos controladores ressonantes.....	88
Figura 56: Influência do parâmetro K_{RES} na resposta em frequência do sistema $G_C G_P(s)$	90
Figura 57: Influência do parâmetro K_{RES} na resposta transitória dos controladores ressonantes	91
Figura 58: Influência do parâmetro K_{RES} nos impactos sobre o controlador ressonante decorrentes da saturação da ação de controle.....	91
Figura 59: Influência do parâmetro K_{RES} no fenômeno <i>windup</i> sobre o controlador ressonante	91
Figura 60: Influência do parâmetro K_P na resposta em frequência do sistema $G_C G_P(s)$	93
Figura 61: Influência do parâmetro K_P na resposta transitória dos controladores ressonantes	94
Figura 62: Influência do parâmetro K_P nos impactos sobre o controlador ressonante decorrentes da saturação da ação de controle.....	94
Figura 63: Influência do parâmetro K_C no fenômeno <i>windup</i> sobre o controlador ressonante	94
Figura 64: Influência do parâmetro K_C na resposta em frequência do sistema $G_C G_P(s)$	95
Figura 65: Influência do parâmetro K_C na resposta transitória dos controladores ressonantes	96
Figura 66: Influência do parâmetro K_C nos impactos sobre o controlador ressonante decorrentes da saturação da ação de controle.....	96
Figura 67: Influência do parâmetro K_C no fenômeno <i>windup</i> sobre o controlador ressonante	96
Figura 68: Técnica <i>anti-windup</i> da atualização condicional	99
Figura 69: Resultados da atualização condicional na resposta do sistema controlado por um controlador ressonante.....	99
Figura 70: Atenuação do fenômeno <i>windup</i> nos controladores ressonantes através da atualização condicional.....	99
Figura 71: Técnica <i>anti-windup</i> do rastreamento reverso aplicada a controladores ressonantes	102
Figura 72: Resultados do rastreamento reverso na resposta do sistema controlado por um controlador ressonante.....	102

Figura 73: Atenuação do fenômeno <i>windup</i> nos controladores ressonantes através do rastreamento reverso.....	102
Figura 74: Técnica <i>anti-windup</i> da atualização condicional para os controladores ressonantes	104
Figura 75: Técnica <i>anti-windup</i> da atualização condicional para os controladores multi-ressonantes.....	105
Figura 76: Técnica <i>anti-windup</i> da atualização condicional para os controladores repetitivos	106
Figura 77: Técnica <i>anti-windup</i> da atualização condicional para os controladores repetitivos discretos.....	107
Figura 78: Inversor PWM monofásico com filtro LC na saída	110
Figura 79: Estrutura de controle aplicado ao inversor de tensão PWM monofásico	112
Figura 80: Resposta em frequência para o sistema $G_{mrI}(z)$	114
Figura 81: Estrutura de controle considerando a saturação da ação de controle.....	115
Figura 82: Diagrama de Bode para o controlador ressonante	116
Figura 83: Análise do fenômeno <i>windup</i> e aplicação da atualização condicional sobre os controladores ressonantes considerando o modelo $G_P(z)$ para o inversor de tensão.....	117
Figura 84: Detalhe da oscilação no sinal de saída $y(t)$ na entrada da saturação.....	119
Figura 85: Instabilidade provocada pelo fenômeno <i>windup</i> sobre os controladores ressonantes e aplicação da atualização condicional para preservar a estabilidade do sistema	120
Figura 86: Análise do fenômeno <i>windup</i> e aplicação da atualização condicional sobre os controladores ressonantes considerando o modelo do inversor de tensão com carga linear e chaveamento PWM	121
Figura 87: Retificador de tensão como carga não-linear para o inversor de tensão composto por um controlador ressonante	122
Figura 88 Diagrama de Bode para o controlador multi-ressonante.....	123
Figura 89: Análise do fenômeno <i>windup</i> e aplicação da atualização condicional sobre os controladores multi-ressonantes considerando o modelo $G_P(z)$ para o inversor de tensão	124
Figura 90: Análise do fenômeno <i>windup</i> e aplicação da atualização condicional sobre os controladores ressonantes considerando o modelo do inversor de tensão com carga linear e chaveamento PWM	126
Figura 91: Retificador de tensão como carga não-linear para o inversor de tensão composto por um controlador multi-ressonante.....	127

Figura 92: Análise do fenômeno <i>windup</i> e aplicação da atualização condicional sobre os controladores multi-ressonantes considerando uma carga não-linear para o inversor de tensão	128
Figura 93: Magnitude da resposta em frequência para o controlador repetitivo com filtro $Q(z) = q_r$	129
Figura 94: Análise do fenômeno <i>windup</i> e aplicação da atualização condicional sobre os controladores repetitivos com filtro $Q(z) = q_r$ considerando o modelo $G_P(z)$ para o inversor de tensão	131
Figura 95: Impacto da saturação sobre cada termo integral do controlador repetitivo com filtro $Q(z) = q_r$	132
Figura 96: Magnitude da resposta em frequência para o controlador repetitivo com filtro $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$	133
Figura 97: Análise do fenômeno <i>windup</i> e aplicação da atualização condicional sobre os controladores repetitivos com filtro $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$ considerando o modelo $G_P(z)$ para o inversor de tensão	134
Figura 98: Impacto da saturação sobre cada termo integral do controlador repetitivo com filtro $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$	135
Figura 99: Análise do fenômeno <i>windup</i> e aplicação da atualização condicional sobre os controladores repetitivos considerando o modelo do inversor de tensão com carga linear e chaveamento PWM	136
Figura 100: Retificador de tensão como carga não-linear para o inversor de tensão composto por um controlador repetitivo	137
Figura 101: Análise do fenômeno <i>windup</i> e aplicação da atualização condicional sobre os controladores repetitivos considerando uma carga não-linear para o inversor de tensão	138
Figura 102: Inversor PWM monofásico alimentado por um retificador de tensão monofásico com filtro capacitivo.....	139
Figura 103: Análise do fenômeno <i>windup</i> e aplicação da atualização condicional sobre os controladores repetitivos considerando as oscilações na tensão do barramento	141

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Variações dos parâmetros do controlador $G_C(s)$	60
Tabela 2: Limites da saturação da ação de controle	87
Tabela 3: Conjunto de parâmetros para o controlador $G_C(s)$	89
Tabela 4: Parâmetros do inversor de tensão monofásico	111
Tabela 5: Controlador PD- <i>feedforward</i>	114
Tabela 6: Controlador em duas camadas constituído pelo controlador ressonante	116
Tabela 7: Controlador em duas camadas constituído pelo controlador multi-ressonante	123
Tabela 8: Controlador repetitivo com filtro $Q(z) = q_r$	129
Tabela 9: Controlador repetitivo com filtro $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$	133

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

I – Integral

BIBO – *Bounded Input – Bounded Output*

MIMO – *Multiple Inputs – Multiple Outputs*

PD – Proporcional-Derivativo

PI – Proporcional-Integral

PID – Proporcional-Integral-Derivativo

PR – Proporcional-Ressonante

PWM – *Pulse Width Modulation*

SISO – *Single Input – Single Output*

LISTA DE SÍMBOLOS

- α_0, α_1 – parâmetros do fator de atenuação $Q(z)$ para um filtro passa-baixa com deslocamento de fase nulo
- α, β – coeficientes da função de transferência para um inversor de tensão com filtro LC
- ξ – coeficiente de amortecimento da planta $G_P(s)$
- ξ_d – coeficiente de amortecimento para um inversor de tensão com filtro LC
- ξ_{des} – coeficiente de amortecimento para a função de transferência desejada $G_{DES}(s)$
- τ – fator de atenuação Q para o modelo discreto dos controladores $G_R(z)$
- $\Phi(s)$ – mínimo denominador comum dos polos instáveis de $R(s)$ e $W(s)$
- ω_1 – frequência de ressonância para os controladores ressonantes $G_{RES}(s)$
- ω_a, ω_b – faixa de frequência de interesse para o rastreamento da referência e rejeição a distúrbios
- ω_d – frequência natural não-amortecida para um inversor de tensão com filtro LC
- ω_{des} – frequência natural não-amortecida para a função de transferência desejada $G_{DES}(s)$
- ω_i – frequência de ressonância dos harmônicos dos controladores multi-ressonantes $G_{MRES}(s)$
- ω_n – frequência natural não-amortecida da planta $G_P(s)$
- ω_o – frequência de ressonância dos controladores $G_{SIN}(s)$ e $G_{COS}(s)$
- a_1, a_2 – denominadores da função de transferência discreta da planta $G_P(z)$
- A – matriz de estado
- B – matriz de entrada
- b_1, b_2 – numeradores da função de transferência discreta da planta $G_P(z)$
- c_r – ganho da ação de controle repetitiva
- C – matriz de saída
- C – capacitância do capacitor
- $C(z)$ – filtro para compensação de fase da ação repetitiva
- C_{NL} – capacitância do filtro capacitivo do retificador utilizado como carga não-linear
- d – parâmetro da compensação de fase da ação repetitiva
- $D_C(s)$ – denominador da função de transferência do controlador $G_C(s)$
- $D_P(s)$ – denominador da função de transferência da planta $G_P(s)$
- $D_R(s)$ – denominador da função de transferência do sinal $R(s)$
- D_r, D_y – matriz de ação direta para a entrada e a realimentação
- $D_W(s)$ – denominador da função de transferência do distúrbio $W(s)$

$e(t)$ – erro entre o sinal de referência $r(t)$ e a saída $y(t)$

$\overline{e(t)}$ – erro entre o sinal de referência $\overline{r(t)}$ e a saída $\overline{y(t)}$ operando sob saturação da ação de

$\widehat{e(t)}$ – erro entre o sinal de referência $\widehat{r(t)}$ e a saída $\widehat{y(t)}$ auxiliado por técnicas *anti-windup*

$\widehat{e_I(t)}$ – erro de entrada do termo integral auxiliado por técnicas *anti-windup*

$\widehat{e_R(t)}$ – erro de entrada do termo ressonante, multi-ressonante ou repetitivo auxiliado por controle

$\widehat{e_{RES}(t)}$ – erro de entrada do termo ressonante auxiliado por técnicas *anti-windup*

$E(s)$ – função de transferência do sinal de erro $e(t)$

F – matriz de estado

F_{PWM} – frequência da modulação por largura de pulso

F_s – frequência de amostragem

$G_{fb}(s)$ – controlador da realimentação da saída (*feedback*)

$G_{ff}(s)$ – controlador de ação à frente (*feedforward*)

G_r – matriz de entrada

G_y – matriz de entrada

$G_C(s)$ – função de transferência do controlador

$G_C(z)$ – função de transferência discreta do controlador de ação instantânea

$G_{COS}(s)$ – modelo de um sinal co-senoidal para os controladores baseados no princípio do modelo interno

$G_{DES}(s)$ – função de transferência desejada para o controlador PD-feedforward

$G_I(s)$ – modelo de um sinal do tipo degrau para os controladores baseados no princípio do modelo interno

$G_I(z)$ – modelo discreto de um sinal do tipo degrau para os controladores baseados no princípio do modelo interno

$G_{MR}(z)$ – função de transferência em malha fechada do laço externo

$G_{MRI}(z)$ – função de transferência em malha fechada do laço interno

$G_{MRES}(s)$ – controlador multi-ressonante

$G_P(s)$ – função de transferência da planta

$G_P(z)$ – função de transferência discreta da planta

$G_{PI}(s)$ – controlador PI

$G_{PID}(s)$ – controlador PID

$G_{PMI}(s)$ – controladores baseados no princípio do modelo interno

$G_{PMR}(s)$ – controlador proporcional-multi-ressonante
 $G_{PR}(s)$ – controlador proporcional-ressonante
 $G_{QREP}(s)$ – controlador repetitivo com fator de atenuação Q
 $G_{QRES}(s)$ – controlador *quasi*-ressonante
 $G_{QRES}(z)$ – controlador *quasi*-ressonante discreto
 $G_{QREP}(z)$ – controlador repetitivo discreto com fator de atenuação Q
 $G_R(z)$ – função de transferência discreta do controlador baseado no princípio do modelo
 $G_{REP}(s)$ – controlador repetitivo
 $G_{REP}(z)$ – controlador repetitivo discreto
 $G_{RES}(s)$ – controlador ressonante
 $G_{RES}(z)$ – controlador ressonante discreto
 $G_{SIN}(s)$ – modelo de um sinal senoidal para os controladores baseados no princípio do modelo interno
 $G_{YW}(s)$ – função de transferência em malha fechada entre a saída $Y(s)$ e o distúrbio $W(s)$
 $G_{YR}(s)$ – função de transferência em malha fechada entre a saída $Y(s)$ e a referência $R(s)$
 modelo interno
 H – matriz de saída
 $i_L(t)$ – corrente da carga não-linear
 k_1, k_2 – parâmetros do controlador PD-*feedforward*
 K – matriz de ganho de retroação de estados
 $K_{RES1,3,5,7,9}$ – ganho dos harmônicos do controlador multi-ressonante
 K_C – ganho total dos controladores PI, PID e PR
 K_I – ganho do termo integral para os controlares PI e PID
 K_P – ganho proporcional para os controladores PI e PR
 K_R – ganho do termo ressonante para os controladores ressonante
 K_{Ri} – ganho do termo ressonante para os harmônicos dos controladores PR multi-ressonante
 K_{RES} – ganho do termo ressonante para o controlador PR
 K_T – ganho da técnica *anti-windup* do rastreamento reverso
 L – indutância do indutor
 L – matriz de ganho do obeservador
 M – matriz de ganho de retroação da saturação da ação de controle
 N – número total de amostras de um período do controlador repetitivo
 $N_C(s)$ – numerador da função de transferência do controlador $G_C(s)$
 $N_P(s)$ – numerador da função de transferência da planta $G_P(s)$

$N_R(s)$ – numerador da função de transferência do sinal $R(s)$
 $N_W(s)$ – numerador da função de transferência do distúrbio $W(s)$
 p_1, p_2 – polos resultantes da função de transferência desejada $G_{DES}(s)$
 q_r – parâmetro do fator de atenuação $Q(z)$ com resposta em frequência constante
 Q – fator de qualidade dos controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos
 Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 – interruptores do inversor
 $Q(s)$ – fator de atenuação para os controladores repetitivos
 $Q(z)$ – fator de atenuação para os controladores repetitivos discretos
 $r(t)$ – sinal de referência
 r_C – resistência em série equivalente do capacitor
 r_L – resistência em série equivalente do indutor
 r_{SNL} – resistência equivalente em série do retificador utilizado como carga não-linear
 R – resistência equivalente da carga
 R_L – resistência equivalente da carga linear
 R_{NL} – resistência equivalente do retificador utilizado como carga não-linear interno
 $R(s)$ – função de transferência do sinal de referência $r(t)$
 $R_I(z)$ – sinal de referência do laço interno da estrutura de controle em duas malhas
 t_1, t_2, t_3, t_4 – instantes de tempo
 T – período do sinal de referência
 T_I – constante de tempo do controlador PI e PID
 T_T – constante de tempo da técnica *anti-windup* do rastreamento reverso
 $T(s)$ – função de transferência em malha aberta
 u_{min}, u_{max} – limites de saturação da ação de controle
 $u(t)$ – ação de controle
 $\widehat{u(t)}$ – ação de controle operando sob saturação da ação de controle
 $\widehat{u(t)}$ – ação de controle auxiliado por técnicas *anti-windup*
 $u_I(t)$ – ação de controle do integral
 $\widehat{u_I(t)}$ – ação de controle do integral operando sob saturação da ação de controle
 $\widehat{u_I(t)}$ – ação de controle do integral auxiliado por técnicas *anti-windup*
 $u_n(k_T)$ – integrador da n -ésima amostra do controlador repetitivo operando sob condições normais

$\overline{u_n(k_T)}$ – integrador da n -ésima amostra do controlador repetitivo operando sob saturação da ação de controle

$\widehat{u_n(k_T)}$ – integrador da n -ésima amostra do controlador repetitivo auxiliado por técnicas *anti-windup*

$u_P(t)$ – ação de controle do termo proporcional

$\overline{u_P(t)}$ – ação de controle do termo proporcional operando sob saturação da ação de controle

$\widehat{u_P(t)}$ – ação de controle do termo proporcional auxiliado por técnicas *anti-windup*

$u_R(t)$ – ação de controle do termo ressonante, multi-ressonante ou repetitivo

$\overline{u_R(t)}$ – ação de controle do termo ressonante, multi-ressonante ou repetitivo operando sob saturação da ação de controle

$\widehat{u_R(t)}$ – ação de controle do termo ressonante, multi-ressonante ou repetitivo auxiliado por técnicas *anti-windup*

$u_{RES}(t)$ – ação de controle do termo ressonante

$\overline{u_{RES}(t)}$ – ação de controle do termo ressonante operando sob saturação da ação de controle

$\widehat{u_{RES}(t)}$ – ação de controle do termo ressonante auxiliado por técnicas *anti-windup*

v_{in} – tensão de saída do inversor modulada por largura de pulso

v_{out} – tensão de saída do inversor filtrada pelo filtro LC

$\overline{v(t)}$ – saturação da ação de controle

$\widehat{v(t)}$ – saturação da ação de controle auxiliado por técnicas *anti-windup*

V_{DC} – tensão de entrada da planta composta por um indutor em série com um indutor

x – vetor do espaço de estado

\tilde{x} – vetor estimado do espaço de estado pelo observador de estados

V_B – tensão de barramento do inversor de tensão

w – sinal de referência realizável da técnica de condicionamento (Hanus)

$w(t)$ – distúrbio

$W(s)$ – compensação da saturação da ação de controle

$W(s)$ – função de transferência do distúrbio $w(t)$

$y(t)$ – saída da planta $G_P(s)$

$Y(s)$ – função de transferência do sinal de saída $y(t)$

$Y_R(s)$ – parcela da saída $Y(s)$ resultante do sinal de referência $R(s)$

$Y_w(s)$ – parcela da saída $Y(s)$ resultante do distúrbio $W(s)$

$\widehat{y(t)}$ – saída da planta $G_P(s)$ operando sob saturação da ação de controle

$\widehat{y(t)}$ – saída da planta $G_P(s)$ auxiliado por técnicas *anti-windup*

Z – modelo genérica da carga aplicada ao inversor de tensão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	24
1.1	OBJETIVOS	26
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	27
1.2.1	Princípio do Modelo Interno.....	27
1.2.2	Técnicas <i>Anti-Windup a Posteriori</i>	29
1.2.3	Técnicas <i>Anti-Windup</i> e o Princípio do Modelo Interno	30
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	31
2	ASPECTOS FUNDAMENTAIS DOS SISTEMAS DE CONTROLE.....	33
2.1.1	Objetivos dos Sistemas de Controle	33
2.1.2	Princípio da Realimentação	34
2.2	PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO.....	35
2.3	PRINCIPAIS CONTROLADORES EMPREGANDO O PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO	38
2.3.1	Controladores com ação integral	38
2.3.2	Controlador Ressonante.....	39
2.3.2.1	Controlador P+Ressonante	40
2.3.2.2	Controlador <i>Quasi</i> -Ressonante.....	43
2.3.2.3	Controladores Multi-Ressonantes	44
2.3.3	Controlador repetitivo.....	45
2.3.4	Estruturas de controle para os controladores baseados no princípio do modelo interno	48
2.4	CONTROLADORES DISCRETOS BASEADOS NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO	49
2.4.1	Controladores repetitivos discretos.....	51
2.5	SUMÁRIO	52

3 ANÁLISE DA SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE E TÉCNICAS ANTI-WINDUP.....	54
3.1 CONTROLADOR COM AÇÃO INTEGRAL	55
3.2 IMPACTO DA SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE.....	57
3.3 INFLUÊNCIA DO PROJETO DO CONTROLADOR NA SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE	60
3.3.1 Influência do ganho K_I sobre o controlador PI	60
3.3.2 Influência do ganho K_P sobre o controlador PI	61
3.3.3 Influência do ganho K_C sobre o controlador PI	63
3.4 TÉCNICAS DE CONTROLE ANTI-SATURAÇÃO	67
3.4.1 Integração condicional.....	67
3.4.2 Rastreamento reverso.....	69
3.4.3 Técnica do condicionamento	70
3.4.4 Abordagem por observadores de estado	74
3.5 SUMÁRIO	77
4 ANÁLISE DA SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE E TÉCNICAS ANTI-WINDUP EM CONTROLADORES RESSONANTES.....	79
4.1 CONTROLADOR RESSONANTE	80
4.2 SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE SOBRE OS CONTROLADORES RESSONANTES	82
4.2.1 Impacto da saturação transitória da ação de controle nos controladores ressonantes ..	83
4.2.2 Impacto da saturação cíclica da ação de controle nos controladores ressonantes	85
4.2.3 Análise da influência dos limites de saturação sobre o fenômeno <i>windup</i> nos controladores ressonantes	87
4.3 INFLUÊNCIA DO PROJETO DO CONTROLADOR SOBRE A SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE.....	89
4.3.1 Influência do ganho K_{RES} sobre o controlador P+Ressonante	90
4.3.2 Influência do ganho K_P sobre o controlador P+Ressonante	92

4.3.3	Influência do ganho K_C sobre o controlador P+Ressonante	95
4.4	TÉCNICAS ANTI-WINDUP PARA CONTROLADORES RESSONANTES	98
4.4.1	Atualização Condicional.....	98
4.4.2	Rastreamento reverso.....	101
4.5	EXTENSÃO DA ATUALIZAÇÃO CONDICIONAL PARA CONTROLADORES BASEADOS NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO.....	103
4.5.1	Atualização condicional em controladores ressonantes	104
4.5.2	Atualização condicional em controladores multi-ressonantes.....	105
4.5.3	Atualização condicional em controladores repetitivos	106
4.6	SUMÁRIO	107
5	APLICAÇÃO DE TÉCNICAS ANTI-WINDUP EM INVERSORES DE TENSÃO MONOFÁSICOS.....	109
5.1	DESCRIÇÃO DO SISTEMA	110
5.1.1	Definição da planta	110
5.1.2	Estrutura de controle.....	112
5.2	CONTROLADOR RESSONANTE	116
5.3	CONTROLADOR MULTI-RESSONANTE	122
5.4	CONTROLADOR REPETITIVO	129
5.4.1	Filtro $Q(z)$ definido como uma constante.....	130
5.4.2	Filtro $Q(z)$ definido como filtro passa-baixa	132
5.4.3	Simulação do inversor de tensão monofásico considerando o chaveamento PWM... 136	
5.4.4	Simulação do inversor de tensão monofásico considerando a oscilação da tensão do barramento	139
5.5	SUMÁRIO	140
6	CONCLUSÃO.....	144
	REFERÊNCIAS	147

1 INTRODUÇÃO

Sistemas de controle automático têm sido amplamente empregados nos processos industriais, na indústria aeronáutica, naval e automotiva e nos eletrodomésticos encontrados em nossos lares. Alguns dos benefícios proporcionados pelos sistemas de controle são a melhoria do desempenho, o aumento da produção, a melhoria na segurança, a diminuição do consumo de energia e a redução do desperdício de material.

Os engenheiros responsáveis pelo desenvolvimento dos sistemas de controle dispõem de uma vasta gama de técnicas lineares para análise e projeto dos sistemas. As técnicas lineares se destacam frente às técnicas não-lineares devido à sua simplicidade. Contudo, os sistemas de controle normalmente estão sujeitos a restrições físicas que limitam as condições para as quais a operação do sistema possa ser considerada linear. O caso mais comum de limitação encontrado nos sistemas de controle é a saturação, a qual representa o limite máximo e mínimo permitido para excursão da ação de controle. Exemplos típicos de saturação são as limitações de abertura das válvulas e a capacidade de sucção das bombas aplicadas nos processos industriais, o ângulo de deslocamento máximo permitido pelos lemes dos navios e aviões e os limites da razão cíclica para os conversores estáticos modulados por largura de pulso.

Os sistemas de controle são projetados para operarem dentro dos limites apropriados do atuador, considerando as condições normais de operação. Porém, grandes alterações no sinal de comando ou a ocorrência de distúrbios de grande amplitude podem levar a ação de controle à saturação, fazendo com que o sistema opere num modo para o qual não foi projetado e do qual possa não conseguir se recuperar. A negligência dos impactos da saturação da ação de controle pode resultar desde uma simples degradação do desempenho do sistema até mesmo a instabilidade (STEIN, 2003). Portanto, o bom desempenho e a operação confiável dos sistemas de controle dependem do entendimento dos efeitos da saturação e do desenvolvimento de técnicas para diminuição dos seus impactos.

Os impactos da saturação da ação de controle foram observados primeiramente nos controladores contendo ação integral (HIPPE, 2006), onde o estado do integrador continuava a divergir durante a saturação da ação de controle. O termo em inglês utilizado para descrever este fenômeno foi *integrator windup*, onde *windup* significa “*to turn a part of a machine around several times, in order to make it move or start working*”¹ (LONGMAN, 2003). Por

¹ A ação de dar corda num equipamento de forma a colocá-lo ou mantê-lo em funcionamento (tradução nossa).

causa disto, os efeitos da saturação da ação de controle são conhecidos como *windup*, enquanto que as técnicas sugeridas para contorná-los são conhecidas como *anti-windup*.

As técnicas *anti-windup* podem ser classificadas de acordo com a etapa de projeto na qual a saturação é levada em consideração. As técnicas de projeto que consideram a saturação *a priori* são baseadas nas teorias de controle não-lineares, enquanto que as técnicas *anti-windup a posteriori* modificam os controladores previamente projetados sem considerar a saturação (BERNSTEIN e MICHEL, 1995). As técnicas *anti-windup a priori* costumam ser complexas e os fundamentos matemáticos sofisticados dificultam a sua disseminação entre os engenheiros de desenvolvimento de produtos e sistemas. O escopo deste trabalho se restringe aos métodos de ação *anti-windup a posteriori*, por ser a abordagem mais utilizada na prática devido a sua simplicidade.

Devido ao problema da saturação impactar os mais variados sistemas de controle, o estudo de controladores com ação *anti-windup* tem atraído o interesse da academia por décadas (BERNSTEIN e MICHEL, 1995; HIPPE, 2006). O foco dos estudos se concentra principalmente nos controladores com ação integral, tais como o controlador PID. A concentração das análises neste tipo de controlador se justifica devido a sua vasta aplicação.

Contudo, os problemas devido à saturação da ação de controle não se restringem aos controladores com ação integral. Conforme evidenciado por Doyle et al. (1987), qualquer controlador com polos relativamente lentos ou instáveis encontrarão problemas relacionados ao fenômeno *windup*. Os controladores baseados no princípio do modelo interno possuem esta característica e por causa disso também são afetados pela saturação da ação de controle. Apesar disso, pouca literatura especializada sobre o tema foi encontrada aplicada aos controladores baseados no princípio do modelo interno (MATTAVELLI, 2001; TEODORESCU et al., 2004; HANEYOSHI, KAWAMURA e HOFT, 1998; RYU e LONGMAN, 1994).

A motivação para o estudo dos impactos da saturação da ação de controle sobre os controladores baseados no princípio do modelo interno se deve à disseminação deste tipo de controladores nas aplicações em sistemas com operação cíclica (SATO et al., 1998; FUKUDA e YODA, 2001; MATTAVELLI, 2001; ZMOOD e HOLMES, 2003; LENWARI, W. et al., 2006; LÓPEZ DE HEREDIA et al., 2006; TEODORESCU et al., 2006; LENWARI e ODAVIC, 2009; SHEN et al., 2010; RECH, 2003; MICHELS, 2006). O princípio do modelo interno estabelece as condições necessárias e suficientes para o cancelamento do erro em regime estacionário dos sistemas de controle. Um exemplo clássico deste princípio são os

controladores com ação integral. Os controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos também são exemplos de controladores baseados neste princípio.

Os controladores ressonantes e repetitivos são muito utilizados em robótica e em conversores de energia conectados à rede de energia elétrica. A aplicação deste tipo de controladores em robótica se deve à repetibilidade típica destes sistemas. Já a aplicação nos conversores de energia está relacionada às questões de qualidade de energia, cujo objetivo é melhorar a forma de onda nestes conversores mesmo quando submetidos a cargas não-lineares cíclicas.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho é analisar o impacto do *windup* sobre os controladores ressonantes e repetitivos e propor uma nova técnica *anti-windup* para estes controladores. A solução proposta é uma adaptação da técnica de integração condicional, desenvolvida originalmente para os controladores com ação integral, e que, por causa das características de repetibilidade próprias dos controladores ressonantes e repetitivos, consegue minimizar os impactos da saturação da ação de controle sobre estes controladores.

Uma prática de projeto comum nos sistemas de controle é o projeto do controlador com base nos modelos lineares do sistema, não se atendo às não-linearidades tais como a saturação da ação de controle. Um dos objetivos complementares deste trabalho é oferecer uma revisão sobre as propriedades dos controladores baseados no princípio do modelo interno, destacando as propriedades dos controladores com ação integral, ressonantes e repetitivos.

O desenvolvimento e a efetividade das técnicas *anti-windup* depende de uma avaliação ponderada dos impactos da saturação sobre os estados internos do controlador. Tal como feito no desenvolvimento das primeiras técnicas *anti-windup*, outro objetivo complementar deste trabalho é revisar as análises e técnicas originalmente propostas para os controladores com ação integral e expandir sua aplicação para os controladores ressonantes e repetitivos. As técnicas estudadas são limitadas às técnicas *anti-windup a posteriori*, onde se considera que o sistema de controle tenha sido previamente projetado.

Sumarizando, os objetivos deste trabalho são:

- Revisão das propriedades dos controladores baseados no princípio do modelo interno com foco nos controladores com ação integral, ressonante e repetitivo;
- Revisão dos impactos do *windup* e das técnicas *anti-windup a posteriori* para os controladores com ação integral;
- Análise do fenômeno *windup* sobre os controladores ressonantes e repetitivos e proposta de uma nova técnica *anti-windup* para estes controladores;

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.2.1 Princípio do Modelo Interno

Uma prática comum de projeto nos sistemas de controle é o projeto dos controladores com base em modelos lineares e nas especificações de estabilidade, desempenho e robustez (CHEN, 1993; GOODWIN, GRAEBE e SALGADO, 2000; OGATA, 1998). O rastreamento da referência e a rejeição dos distúrbios podem ser classificados como robustos quando o sistema consegue rastrear ou rejeitar assintoticamente uma classe de sinais mesmo com variações paramétricas da planta (CHEN, 1998). A solução robusta para o rastreamento do sinal de comando ou a rejeição dos distúrbios pode ser alcançada pela aplicação do princípio do modelo interno (FRANCIS e WONHAM, 1975), o qual propõe a inclusão do modelo do sinal exógeno na estrutura de controle.

Um exemplo clássico da aplicação do princípio do modelo interno é a inclusão da parcela integral nos controladores PID, cujo objetivo é o rastreamento de sinais de comando ou rejeição dos distúrbios com erro nulo em regime permanente para variações do tipo degrau (OGATA, 1998). Os controladores PID possuem uma longa história na área de controle automático e são os mais utilizados na indústria devido a sua vantajosa relação custo/benefício, intuitividade e também pela vasta literatura disponível sobre o tema (VISIOLI, 2006).

Os controladores ressonantes também são baseados no princípio do modelo interno para operação com sinais senoidais (FUKUDA e YODA, 2001). O ganho em malha aberta dos compensadores ressonantes são teoricamente infinitos nas frequências de ressonância, o que os torna aptos a rastrear sinais de comando ou rejeitar distúrbios do tipo senoidais (SATO et al., 1998).

Contudo, a dinâmica destes tipos de controladores tende a diminuir a margem de fase do sistema. A inclusão do fator de qualidade Q na parcela ressonante é apresentada em Lenwari et al. (2006) com o objetivo de melhorar a margem de estabilidade do sistema e

facilitar o projeto destes controladores, denominados controladores *quasi*-ressonantes. A adição do parâmetro Q possibilita o aumento da margem de estabilidade através do ajuste do ganho na frequência de ressonância e a adaptação da largura da banda passante.

Os controladores ressonantes podem ser encontrados nos inversores de tensão (SATO et al., 1998), nos acionadores para motores de alto desempenho (ZMOOD e HOLMES, 2003), nos retificadores de tensão com fator de potência unitário (SATO et al., 1998; MOKI e FUKUDA, 2003) e nos filtros ativos de potência (FUKUDA e IMAMURA, 2005).

Os controladores multi-ressonantes são compostos por um conjunto de controladores ressonantes ajustados para as frequências de interesse. Estes controladores são muito utilizados em conversores de energia para compensação de distorções harmônicas e podem ser encontrados nos filtros ativos de potência (MATTAVELLI, 2001; LÓPEZ DE HEREDIA et al., 2006; LENWARI e ODAVIC, 2009), nos geradores eólicos (HU, HE e WANG., 2008), nos inversores de tensão (HU e HE, 2007; KONDO e KUBOTA; 2008) e em aplicações de *smart grid* (TEODORESCU et al., 2006; SHEN et al., 2010).

Existem situações onde o sinal de referência a ser seguido ou os distúrbios a serem rejeitados são sinais periódicos, como por exemplo, no comando de robôs industriais, no acionamento de motores elétricos e nas aplicações com conversores de potência. Os controladores repetitivos oferecem uma alternativa para minimização dos erros periódicos encontrados nestes sistemas dinâmicos. A lei de controle repetitiva também é baseada no princípio do modelo interno e foi inicialmente desenvolvida por Inoue, Nakano e Iwai (1983), sendo posteriormente formulada com rigorismo por Hara et al. (1988). A partir da formulação original da lei de controle repetitiva, obtida no tempo contínuo, Tomizuka (1987) obteve a formulação equivalente em tempo discreto.

Os controladores repetitivos possuem um gerador de sinais periódicos incluído na sua estrutura e costumam ser empregados em conjunto com controladores de ação instantânea. O objetivo deste tipo de estrutura é minimizar o erro periódico em regime permanente através do controlador repetitivo e melhorar a resposta transitória com o emprego do controlador de ação instantânea (RECH, 2003).

Os controladores repetitivos possuem ganho infinito na frequência fundamental e nos seus harmônicos e conseguem rastrear sinais de comando ou rejeitar distúrbios do tipo periódicos. Contudo, a dinâmica destes tipos de controladores tende a diminuir a margem de fase do sistema tal como ocorria para os controladores ressonantes. Os controladores repetitivos do tipo filtro Q possibilitam o aumento da margem de estabilidade do sistema e são equivalentes aos controladores *quasi*-ressonantes citados anteriormente. Segundo Michels

(2006), “este algoritmo tem como vantagens [...] a rápida convergência, a pequena complexidade do código e o rápido tempo de execução”.

1.2.2 Técnicas *Anti-Windup a Posteriori*

O fenômeno do *windup* se caracteriza pela inconsistência dos estados internos do controlador causados pela diferença existente entre a ação de controle calculada e a aplicada na entrada da planta. A limitação da ação de controle provoca então um desvio dos estados internos do controlador para longe do seu ponto de operação. As técnicas *anti-windup a posteriori* propõem modificações na estrutura do controle e têm por objetivo evitar as distorções nos estados internos do controlador. Estas modificações só são habilitadas durante a saturação e não afetam a operação normal do sistema.

Os primeiros trabalhos *anti-windup* focaram nos controladores com ação integral PI e PID. Uma técnica muito simples é a integração condicional, a qual suspende a integração sob certas condições de operação (FERTIK e ROSS, 1967; GALLUN et al., 1985; PHELAN, 1977). Uma variação deste método é a limitação da parcela integral dentro de uma faixa predeterminada e definida de forma empírica considerando as condições normais de operação do sistema (PHELAN, 1977; KRIKELIS, 1980; KRIKELIS e BARKAS, 1984).

A técnica do rastreamento reverso proposta por Fertik e Ross (1967) para um controlador PI incremental sugere que o estado do integrador seja recalculado de tal forma que a saída da ação de controle esteja exatamente sobre os limites de saturação. Entretanto, a literatura não aconselha corrigir os estados internos do controlador instantaneamente, mas através de uma constante de tempo (RUNDKWIST, 1991; ASTROM e RUNDQWIST, 1989).

A técnica de condicionamento foi originalmente proposta por Hanus (1980) como uma extensão do rastreamento reverso. Esta técnica propõe o cálculo do sinal de referência realizável, o qual é definido como o sinal que levaria a ação de controle ao limite da saturação sem extrapolá-lo. A diferença entre o rastreamento reverso e a técnica de condicionamento é que enquanto a primeira recalcula os estados internos do controlador para levar a ação de controle aos limites de saturação, a técnica de condicionamento utiliza o sinal de referência realizável para reajustar os estados internos do controlador.

As soluções propostas para a saturação da ação de controle são baseadas nas várias interpretações do efeito causado pela saturação e, conseqüentemente, podem parecer diferentes numa primeira avaliação. Entretanto, numa análise mais detalhada, as várias propostas podem ser unificadas sobre um mesmo esquema onde as adaptações de certos parâmetros conduzem as propostas originais (HIPPE, 2006; RUNDQWIST, 1991). A

abordagem por observador de estados (ASTROM e WITTENMARK, 1990) proporciona esta generalização para as técnicas *anti-windup a posteriori*.

Os controladores baseados em observadores de estado são estáveis caso o observador utilize o sinal da ação de controle e a saída da planta na reconstrução dos estados. Portanto, o efeito *windup* não acontece neste tipo de controlador, mesmo na ocorrência da saturação do controlador. Portanto, uma estratégia generalista é tratar todos os controladores como sendo baseados em observadores de estado. As técnicas de condicionamento e do rastreamento reverso podem ser interpretadas como casos particulares desta abordagem.

Uma série de trabalhos sobre técnicas *anti-windup* foi desenvolvida mais recentemente, sendo propostas estruturas unificadas (KOTHARE et al., 1994) para o estudo e projeto destas técnicas, além das contribuições relevantes relacionadas à análise teórica da estabilidade (KOTHARE e MORARI, 1997; GOMES DA SILVA, REGINATTO e TARBOURIECH, 2004) e otimização dos parâmetros *anti-windup* (EDWARDS e POSTLETHWAITE, 1998). Contudo, a revisão bibliográfica procurou destacar as contribuições originais que tiveram maior contribuição na extensão das técnicas *anti-windup* para os controladores baseados no princípio do modelo interno.

1.2.3 Técnicas *Anti-Windup* e o Princípio do Modelo Interno

Uma extensa revisão bibliográfica sobre técnicas *anti-windup* foi realizada, mas muito pouco foi encontrado com respeito aos controladores baseados no princípio do modelo interno. As citações e contribuições das técnicas *anti-windup* relacionadas a estes controladores são descritas a seguir.

Mattavelli (2001) e Teodorescu et al. (2004) mencionam a utilização de técnicas *anti-windup* aplicadas aos controladores multi-ressonantes em seus trabalhos, mas não apresentam nenhuma análise ou resultado sobre o tema em seus artigos. Em Mattavelli (2001) é relatada uma limitação dos estados internos dos controladores ressonantes semelhante às técnicas de integração condicional. Teodorescu et al. (2004) utiliza uma adaptação da técnica do rastreamento reverso aplicada aos controladores com ação integral.

Haneyoshi, Kawamura e Hoft (1988) levanta a questão da saturação da ação de controle em controladores repetitivos mas não aplicam nenhum tipo de técnica *anti-windup*. O artigo só sugere que os ganhos dos controladores devem ser cuidadosamente ajustados de forma a evitar que o sistema atue numa região não-linear para o qual não foi projetado.

Já Ryu e Longman (1994) analisam o impacto da saturação sobre os controladores com ação integral baseado no aprendizado (*integral control based learning*). A técnica *anti-*

windup proposta limita os valores dos integradores para evitar o desvio de seus estados quando sujeitos à saturação da ação de controle. Esta técnica é semelhante à integração condicional mas, ao invés de analisar a saturação da ação de controle, a ideia é estabelecer limites para os valores dos estados internos do controlador. A desvantagem desta técnica é que o seu sucesso depende do conhecimento das condições de operação para o ajuste adequado destes limites de operação para os estados internos do controlador, os quais devem ser ajustados heurísticamente. O artigo também estende esta técnica para os controladores repetitivos, sem entrar em maiores detalhes sobre as particularidades destes controladores.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O primeiro capítulo apresenta uma introdução ao fenômeno do *windup* e um breve resumo dos principais trabalhos sobre o tema. A detecção do problema nos controladores PID e a sua extensão para os controladores baseados no princípio do modelo interno são descritas neste primeiro capítulo. O capítulo expõe então as motivações para este trabalho, as quais podem ser resumidas pela vasta aplicação dos controladores ressonantes e repetitivos e a pouca literatura analisando os impactos da saturação da ação de controle sobre este tipo de controlador. Uma revisão bibliográfica destacando as principais contribuições sobre as técnicas *anti-windup* encerra o capítulo, sendo destacados os artigos que de alguma forma abordaram o problema da saturação da ação de controle nos controladores baseados no princípio do modelo interno.

O objetivo do segundo capítulo é definir as bases teóricas para o trabalho. O capítulo começa com uma revisão sobre os objetivos dos sistemas de controle e quais os tipos de controladores de interesse deste trabalho. O princípio do modelo interno é então apresentado como condição necessária e suficiente para o rastreamento assintótico independente das variações paramétricas da planta. Por fim, os controladores ressonantes e repetitivos são apresentados como resultado da aplicação deste princípio.

O terceiro capítulo analisa o fenômeno do *windup* sobre os controladores com ação integral. Os impactos da saturação são analisados para este tipo de controlador e algumas técnicas *anti-windup* clássicas são apresentadas. A seleção das técnicas *anti-windup* levou em consideração sua importância tanto na evolução do tema como no entendimento da técnica *anti-windup* proposta para os controladores ressonantes e repetitivos.

O quarto capítulo traz a análise do impacto da saturação sobre os controladores ressonantes. Com base nas conclusões obtidas desta análise, uma proposta de técnica *anti-*

windup, denomina atualização condicional, é apresentada para mitigar o problema da saturação da ação de controle nestes controladores.

A técnica da atualização condicional é expandida para os controladores multi-ressonantes e repetitivos no quinto capítulo. Os impactos da saturação e os benefícios desta técnica sobre os controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos são avaliados através de simulações com o auxílio de um estudo de caso.

Por fim, o sexto e último capítulo apresenta um resumo das principais conclusões deste trabalho.

2 ASPECTOS FUNDAMENTAIS DOS SISTEMAS DE CONTROLE

Os sistemas de controle consistem basicamente de componentes que são conectados entre si com o objetivo de alcançar o resultado desejado (DORF e BISHOP, 2009). Os projetos dos sistemas de controle englobam desde o estabelecimento dos objetivos e variáveis a serem controladas, a definição das especificações, a modelagem e a análise do sistema, até a concepção da solução. Os desafios impostos pelo projeto buscam resolver os problemas através de um processo iterativo que procura conciliar o desempenho, a complexidade e o custo da solução.

Os sistemas de controle que não utilizam medições das variáveis de saída no cálculo da ação de controle são classificados como sistemas de controle em malha aberta. Os sistemas em malha aberta são mais simples e baratos devido à ausência de sensores e da realimentação, porém são pouco precisos e mais suscetíveis às perturbações.

Os sistemas de controle em malha fechada utilizam uma medição da saída do sistema de forma que o sistema é realimentado com a informação da sua saída em tempo real. O controlador associa as informações da referência e da medição da saída para ajustar o atuador e controlar o sistema. Os sistemas de controle em malha fechada são mais precisos e menos suscetíveis às perturbações e variações paramétricas, porém costumam ter um custo mais elevado e serem mais complexos devido à utilização de sensores e às implicações da realimentação.

Os sistemas de controle são classificados de acordo com o número de variáveis a serem controladas. Os sistemas SISO (*Single Input and Single Output*) são as estruturas de controle mais simples, sendo compostos de apenas uma entrada e uma saída. Por outro lado, existem sistemas de controle que exigem a consideração do inter-relacionamento entre diversas variáveis. Este tipo de sistema recebe a denominação de MIMO (*Multiple Inputs and Multiple Outputs*), sendo composto de múltiplas entradas e múltiplas saídas. O escopo deste trabalho se restringirá aos sistemas SISO por ser o tipo de estrutura mais utilizada nas aplicações dos controladores ressonantes e repetitivos, que são o foco deste trabalho.

2.1.1 Objetivos dos Sistemas de Controle

Os sistemas de controle podem ser classificados quanto ao seu objetivo. Caso o seu propósito seja manter as saídas do sistema fixas, independente dos distúrbios que possam perturbar o sistema, o objetivo do controle é denominado por regulação. Já se o propósito do controlador é fazer com que a saída do sistema siga o sinal de referência, o objetivo de

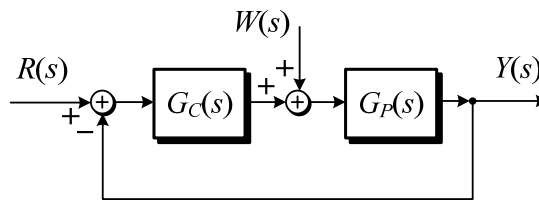


Figura 1: Sistema de controle em malha fechada

controle é definido como rastreamento (FRANKLIN, POWELL e EMAMI-NAEINI, 2005). Na prática podem ocorrer algumas sobreposições para estas definições, tais como o rastreamento de um sinal de referência constante, o qual pode ser interpretado tanto como um problema de rastreamento quanto como um problema de regulação.

O rastreamento assintótico é definido como a capacidade que um sistema tem de seguir um sinal de referência e reduzir a diferença entre a saída do sistema e o sinal de referência até sua anulação (CHEN, 1998). Em outras palavras, o sinal de erro no rastreamento assintótico deve tender a zero quando o tempo tender a infinito.

Contudo, os modelos desenvolvidos para descrever o comportamento dinâmico das plantas possuem imprecisões que impactam diretamente o desempenho do sistema, inclusive o rastreamento assintótico. O rastreamento robusto é definido como a propriedade que um sistema tem de conservar o rastreamento assintótico mesmo na presença das imprecisões inerentes à modelagem da planta (CHEN, 1998).

Por exemplo, alguns sistemas podem apresentar desvios devido às imprecisões apesar de terem sido ajustados para o rastreamento assintótico sob as condições nominais de operação. Caso o sistema consiga manter o rastreamento assintótico mesmo na presença destas imprecisões, então o sistema é capaz de realizar o rastreamento robusto da referência.

2.1.2 Princípio da Realimentação

O sistema de controle em malha fechada da Figura 1 é composto pela planta $G_P(s)$ e pelo controlador $G_C(s)$ arrançados numa estrutura com realimentação unitária. A referência do sistema é o sinal de entrada $R(s)$, o qual é comparado com a saída $Y(s)$ para promover o controle da planta $G_P(s)$ através do controlador $G_C(s)$. A função de transferência $T(s)$ definida em (1) é a função de transferência em malha aberta. A definição da função de transferência $T(s)$ é muito utilizada nas análises no domínio da frequência para investigar o comportamento do sistema em malha fechada (OGATA, 1998).

$$T(s) = G_C(s) \cdot G_P(s) \quad (1)$$

A função de transferência em malha fechada em (2) é definida como a relação entre a saída $Y(s)$ e a referência $R(s)$ e serve para avaliar a capacidade que o sistema tem de seguir o sinal de referência. A função de transferência em malha fechada em (3) é definida como a relação entre a saída $Y(s)$ e o distúrbio $W(s)$ e serve para avaliar a capacidade que o sistema tem para rejeitar os distúrbios sobre o sistema. Ambas as equações (2) e (3) são reescritas com base na função de transferência em malha aberta $T(s)$ definida em (1).

$$G_{YR}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_C(s) \cdot G_P(s)}{1 + G_C(s) \cdot G_P(s)} = \frac{T(s)}{1 + T(s)} \quad (2)$$

$$G_{YW}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{1}{1 + G_C(s) \cdot G_P(s)} = \frac{1}{1 + T(s)} \quad (3)$$

Se o módulo da função de transferência em malha aberta $T(s)$ for muito grande para uma determinada faixa de frequência de ω_a até ω_b :

$$|T(j\omega)| \gg 1 \quad \therefore \quad \omega_a < \omega < \omega_b \quad (4)$$

então as funções de transferência (2) e (3) podem ser aproximadas respectivamente por:

$$G_{YR}(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{T(j\omega)}{1 + T(j\omega)} \approx 1 \quad \therefore \quad Y(j\omega) \approx R(j\omega) \quad (5)$$

$$G_{YW}(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{W(j\omega)} = \frac{1}{1 + T(j\omega)} \approx 0 \quad \therefore \quad Y(j\omega) \approx 0 \quad (6)$$

Sendo assim, quando o módulo $T(s)$ é muito grande, o sistema é capaz de rastrear a referência $R(s)$ e rejeitar os distúrbios $W(s)$.

O projeto do controlador $G_C(s)$ pode ser orientado de forma que o módulo de $T(s)$ seja muito grande na faixa de frequência de interesse e assim possibilitar o rastreamento da referência $R(s)$ em (5) e a rejeição dos distúrbios $W(s)$ em (6) independente dos parâmetros da planta $G_P(s)$. Portanto, se o controlador $G_C(s)$ conseguir atingir este objetivo e o sistema em malha fechada for estável², o sistema é capaz de realizar o rastreamento assintótico robusto dos sinais compostos pela faixa de frequência em (4).

2.2 PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO

O princípio do modelo interno foi proposto por FRANCIS e WONHAM (1975) e estabelece as condições necessárias e suficientes para que um sistema de controle consiga

² A definição considera para estabilidade do sistema é do tipo BIBO (*Bounded Input - Bounded Output*).

rastrear a referência e rejeitar os distúrbios, ambos de forma assintótica e robusta. A análise realizada sobre as propriedades do princípio do modelo interno utiliza o mesmo sistema da Figura 1 utilizado na análise do princípio da realimentação. A planta $G_P(s)$ utilizada nesta análise é definida em (7), sendo composta dos polinômios $N_P(s)$ e $D_P(s)$.

$$G_P(s) = \frac{N_P(s)}{D_P(s)} \quad (7)$$

Primeiramente, a natureza dos sinais $R(s)$ e $W(s)$ são avaliadas. Se ambos os sinais $r(t)$ e $w(t)$ tendem a zero à medida que o tempo tende ao infinito, então o sistema é automaticamente capaz de rastrear a referência $R(s)$ e rejeitar os distúrbios $W(s)$ desde que o sistema seja estável³. Sendo assim, os sinais $R(s)$ e $W(s)$ considerados na análise do princípio do modelo interno excluem estes casos triviais.

O princípio do modelo interno considera o conhecimento prévio sobre a natureza dos sinais $R(s)$ e $W(s)$. Sejam as transformadas de Laplace (8) e (9) definidas respectivamente para os sinais $R(s)$ e $W(s)$, sendo os denominadores $D_R(s)$ e $D_W(s)$ polinômios conhecidos e os numeradores $N_R(s)$ e $N_W(s)$ polinômios desconhecidos.

$$R(s) = \mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{N_R(s)}{D_R(s)} \quad (8)$$

$$W(s) = \mathcal{L}\{w(t)\} = \frac{N_W(s)}{D_W(s)} \quad (9)$$

Seja $\Phi(s)$ o mínimo denominador comum dos polos instáveis de $R(s)$ e $W(s)$. Os polos estáveis de $R(s)$ e $W(s)$ são excluídos porque não têm influência sobre a saída $y(t)$ à medida que o tempo tende ao infinito, sendo compreendidos pelos casos triviais.

Seja o controlador $G_C(s)$ definido em (10), composto pelos polinômios $N_C(s)$ e $D_C(s)$ e contendo também o polinômio $\Phi(s)$ no seu denominador. A análise considera que o sistema em malha fechada resultante da utilização do controlador $G_C(s)$ seja estável.

$$G_C(s) = \frac{N_C(s)}{D_C(s)\Phi(s)} \quad (10)$$

A função de transferência $G_{YW}(s)$ definida em (2) é reescrita em (11) para o controlador $G_C(s)$:

³ A definição considera para estabilidade do sistema é do tipo BIBO (*Bounded Input Bounded Output*).

$$G_{YW}(s) = \frac{N_P(s)D_C(s)\Phi(s)}{D_P(s)D_C(s)\Phi(s) + N_P(s)N_C(s)} \quad (11)$$

Portanto, a saída $Y_W(s)$ excitada pelo distúrbio $W(s)$ pode ser expressa por:

$$Y_W(s) = G_{YW}(s)W(s) = \frac{N_P(s)D_C(s)\Phi(s)}{D_P(s)D_C(s)\Phi(s) + N_P(s)N_C(s)} \frac{N_W(s)}{D_W(s)} \quad (12)$$

Como todas as raízes instáveis de $D_W(s)$ são canceladas por $\Phi(s)$, todos os polos restantes de $Y_W(s)$ são estáveis. Portanto, a resposta $y_w(t)$ excitada pelo distúrbio $w(t)$ é assintoticamente rejeitada.

A função de transferência $G_{YR}(s)$ definida em (3) também é reescrita em (13) para o controlador $G_C(s)$.

$$G_{YR}(s) = \frac{N_P(s)N_C(s)}{D_P(s)D_C(s)\Phi(s) + N_P(s)N_C(s)} \quad (13)$$

O desvio da saída $Y_R(s)$ com relação ao sinal de referência $R(s)$ pode ser analisado através do erro $E(s)$ definido como segue:

$$E(s) = \mathcal{L}\{e(t)\} = \mathcal{L}\{y(t) - r(t)\} \quad (14)$$

$$E(s) = Y_R(s) - R(s) = (1 - G_{YR}(s))R(s) \quad (15)$$

$$E(s) = \frac{D_P(s)D_C(s)\Phi(s)}{D_P(s)D_C(s)\Phi(s) + N_P(s)N_C(s)} \frac{N_R(s)}{D_R(s)} \quad (16)$$

Novamente, todas as raízes instáveis de $D_R(s)$ são canceladas por $\Phi(s)$ em (16). Portanto, o erro $e(t)$ da resposta do sistema $y(t)$ com relação à referência $r(t)$ é anulado com o passar do tempo, ou seja, a referência $r(t)$ é assintoticamente rastreada pela saída $y(t)$.

Sendo assim, é possível concluir que se o controlador contiver o polinômio $\Phi(s)$ no seu denominador, então o sistema será capaz de rastrear os sinais de referência e rejeitar os distúrbios, ambos de forma assintótica e robusta. A descrição desta propriedade é conhecida como o princípio do modelo interno.

As raízes do polinômio $\Phi(s)$, o qual contém os polos instáveis de $R(s)$ e $W(s)$, impõem os mesmos desafios para o projeto do controlador $G_C(s)$ como se os zeros de $\Phi(s)$ fizessem parte dos polos da planta.

2.3 PRINCIPAIS CONTROLADORES EMPREGANDO O PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO

2.3.1 Controladores com ação integral

O exemplo clássico das propriedades do princípio do modelo interno são os controladores com ação integral, tais como os controladores integral (I), proporcional-integral (PI) e proporcional-integral-derivativo (PID). A parcela integral contida nestes controladores está definida em (17), a qual é o modelo para sinais do tipo degrau $u(t)$:

$$G_I(s) = \mathcal{L}\{u(t)\} = \frac{K_I}{s} \quad (17)$$

A resposta em frequência para a parcela integral $G_I(s)$ na Figura 2 é semelhante ao diagrama de Bode, porém os gráficos do valor do módulo e do ângulo de fase são construídos em função da frequência na escala linear ao invés da escala logarítmica. A alteração da escala de frequência permite destacar melhor a tendência do módulo de $G_I(s)$ crescer até o infinito quando a frequência tende a zero. A resposta de fase para $G_I(s)$ possui uma defasagem constante de 90° para toda faixa de frequência.

A magnitude elevada nas baixas frequências propiciada pelo termo integral $G_I(s)$ conforme a frequência tende a zero influencia diretamente a função de transferência em malha aberta $T(s)$ em (18). Portanto, o termo integral $G_I(s)$ possibilita ao sistema rastrear sinais de referência e rejeitar distúrbios do tipo constante, independente das variações paramétricas de acordo com as equações (5) e (6) apresentadas na seção 2.1.2.

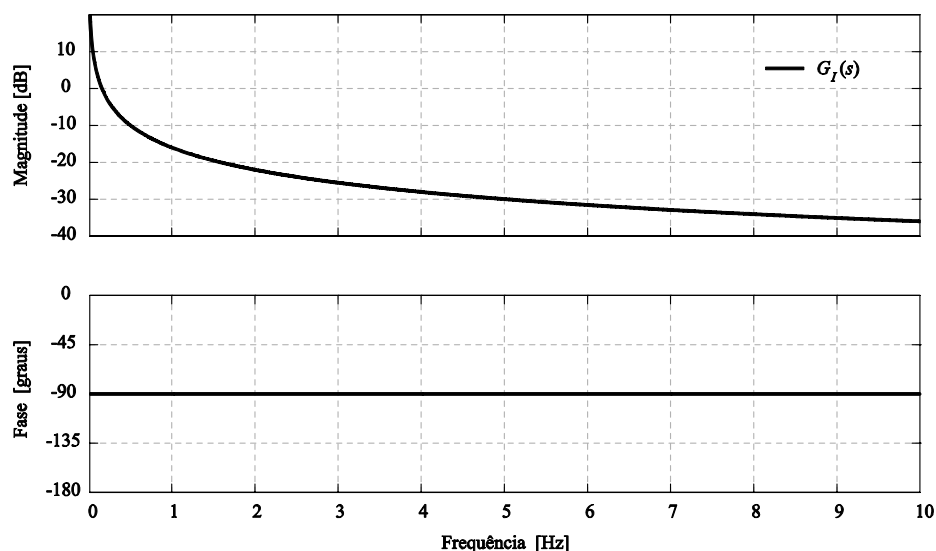


Figura 2: Diagrama de Bode para o termo integral $G_I(s)$

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} |T(j\omega)| = \lim_{\omega \rightarrow 0} |G_I(j\omega) \cdot G_P(j\omega)| = \infty \quad (18)$$

O módulo da resposta em frequência para o termo integral é extremamente elevado nas baixas frequências, especialmente quando a frequência tende a zero, mas decai rapidamente para frequências mais elevadas. Por isso, os controladores com ação integral são associados com outras estruturas para propiciar melhorias na resposta transitória, tais como o controlador PI em (19) e PID em (20). Observa-se que o princípio do modelo interno é mantido mesmo com a inclusão dos outros termos, pois o denominador do PI e PID satisfazem a condição do princípio do modelo interno.

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (19)$$

$$G_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D \cdot s \quad (20)$$

2.3.2 Controlador Ressonante

Os controladores ressonantes também são baseados no princípio do modelo interno. Estes controladores se caracterizam por possuírem na sua estrutura o modelo de um sinal senoidal. O modelo do sinal pode ser tanto uma senóide como uma co-senóide, conforme as funções de transferências $G_{SIN}(s)$ e $G_{COS}(s)$ respectivamente.

$$G_{SIN}(s) = \mathcal{L}\{K_R \cdot \sin(\omega t)\} = \frac{K_R \cdot \omega_1}{s^2 + \omega_1^2} \quad (21)$$

$$G_{COS}(s) = \mathcal{L}\{K_R \cdot \cos(\omega t)\} = \frac{K_R \cdot s}{s^2 + \omega_1^2} \quad (22)$$

O diagrama de Bode para as funções de transferências $G_{SIN}(s)$ e $G_{COS}(s)$ são comparadas na Figura 3. O gráfico da magnitude para a parcela ressonante $G_{SIN}(s)$ possui o formato de um filtro passa-baixa associada a uma ressonância na frequência ω_o e cujo pico tende ao infinito. Já o gráfico da magnitude para a parcela ressonante $G_{COS}(s)$ possui o formato de um filtro passa-faixa cujo pico tende também ao infinito na frequência de ressonância. O ganho elevado em torno do pico de ressonância decai rapidamente à medida que a frequência se desvia da frequência de ressonância ω_o para ambas as parcelas ressonantes.

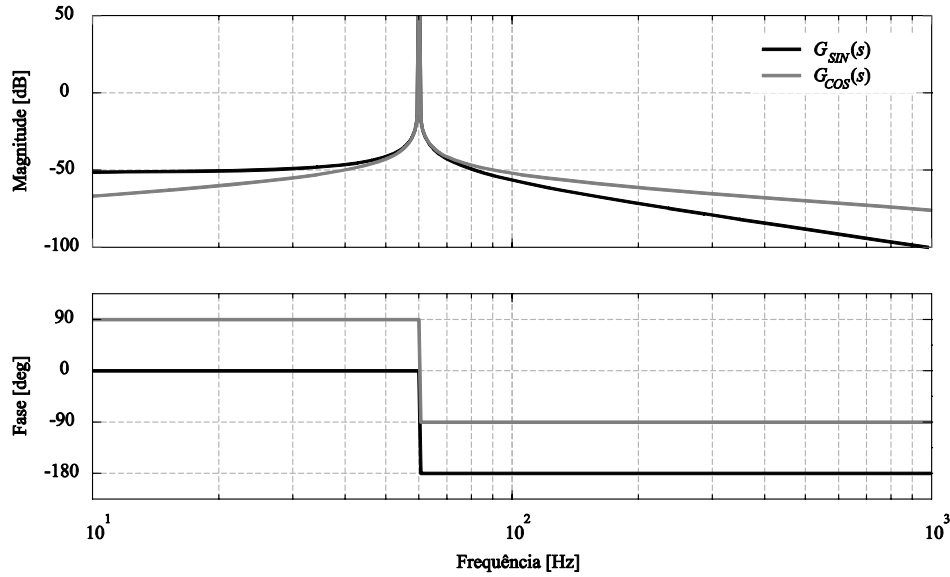


Figura 3: Diagrama de Bode para os termos ressonantes $G_{SIN}(s)$ e $G_{COS}(s)$

O pico na frequência de ressonância ω_o propiciado pelos termos ressonantes $G_{SIN}(s)$ e $G_{COS}(s)$ na Figura 3 influencia diretamente a função de transferência em malha aberta $T(s)$ em (23) e (24). Portanto, os termos ressonantes $G_{SIN}(s)$ e $G_{COS}(s)$ possibilitam ao sistema rastrear sinais de referência e rejeitar distúrbios do tipo senoidal de frequência ω_o independente das variações paramétricas de acordo com as equações (5) e (6) apresentadas na seção 2.1.2.

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_1} |T(j\omega)| = \lim_{\omega \rightarrow \omega_1} |G_{SIN}(j\omega) \cdot G_P(j\omega)| = \infty \quad (23)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_1} |T(j\omega)| = \lim_{\omega \rightarrow \omega_1} |G_{COS}(j\omega) \cdot G_P(j\omega)| = \infty \quad (24)$$

O gráfico da fase na Figura 3 para os termos ressonantes $G_{SIN}(s)$ e $G_{COS}(s)$ possuem um deslocamento de fase de 180° na frequência de ressonância ω_o . Porém, a característica da resposta de fase do termo $G_{SIN}(s)$ possui um atraso de 180° para as altas frequências enquanto que o termo $G_{COS}(s)$ possui um atraso de 90° . O maior atraso provocado por $G_{SIN}(s)$ resulta numa redução da margem de fase do sistema e na degradação da resposta transitória do sistema em malha fechada (FUKUDA e YODA, 2001). Por isso, o controlador $G_{COS}(s)$ é preferido na definição dos controladores ressonantes.

2.3.2.1 Controlador P+Ressonante

A magnitude do termo ressonante na Figura 3 é alta em torno da frequência de ressonância ω_o , mas pequena fora da sua banda de passagem. Por isso, os controladores ressonantes são associados com outras estruturas para propiciar melhorias na resposta transitória, tais como o controlador P+Ressonantes $G_{PR}(s)$ em (25).

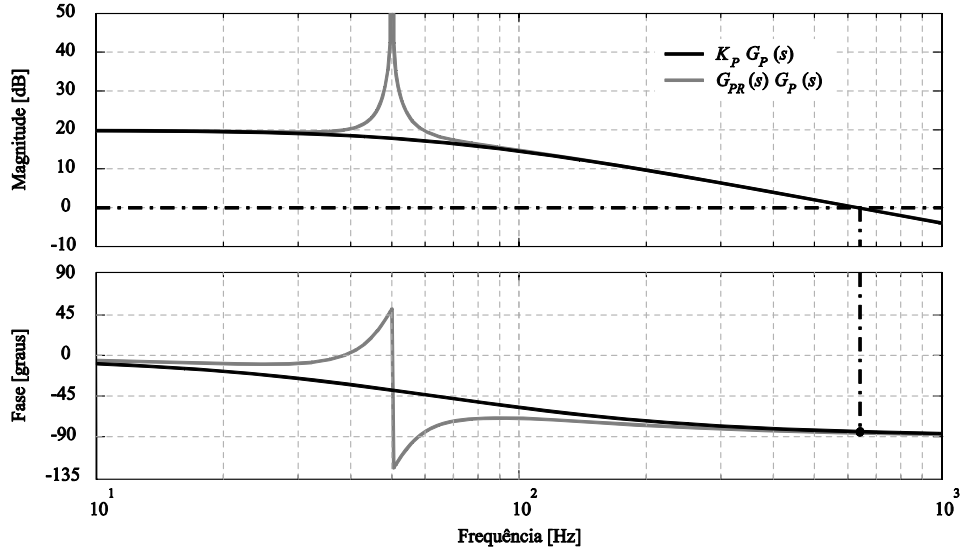


Figura 4: Comparação do controlador P+Ressonante $G_{PR}(s)$ com um simples controle proporcional K_P

$$G_{PR}(s) = K_P + G_{COS}(s) = K_P + \frac{K_R \cdot s}{s^2 + \omega_1^2} \quad (25)$$

A resposta em frequência do controlador $G_{PR}(s)$ é comparada com a resposta de um simples controlador proporcional de ganho K_P na Figura 4. Os controladores são aplicados ao sistema representado na Figura 1 sendo a planta $G_P(s)$ definida em (26). Os parâmetros utilizados na análise são $L = 5$ mH, $R = 2 \Omega$ e $V_{DC} = 200$ V para a planta, $K_P = 0,1$ para o termo proporcional, $K_R = 10$ para o termo ressonante e $\omega_1 = 2\pi 50$ rad/s para a frequência de ressonância.

$$G_P = \frac{V_{DC}}{L \cdot s + R} \quad (26)$$

A utilização do controlador proporcional K_P resulta numa margem de fase de $95,7^\circ$ para uma frequência de corte de 633 Hz. A inclusão do termo ressonante $G_{COS}(s)$ altera radicalmente o diagrama de Bode em torno da frequência de ressonância, mas tem pouco impacto fora de sua banda passante. A margem de fase, por exemplo, é ligeiramente afetada pelo controlador $G_{PR}(s)$, sendo igual a $94,3^\circ$ para uma frequência de corte de 634 Hz. Portanto, é possível concluir, neste caso, que as características da resposta transitória são definidas basicamente pelo termo proporcional K_P .

Este exemplo simples sobre as propriedades do controlador P+Ressonante no domínio da frequência permite sugerir um procedimento simples para o projeto destes controladores. Primeiramente, o parâmetro K_P do termo proporcional é ajustado de tal forma que o sistema seja estável e apresente uma boa resposta transitória. Depois, o parâmetro K_R do termo

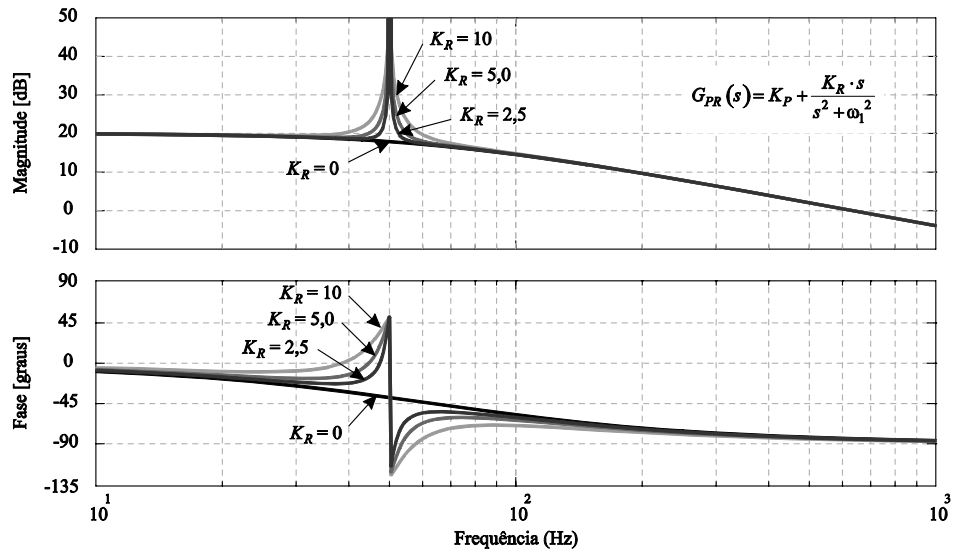


Figura 5: Influência do parâmetro K_R sobre a resposta em frequência

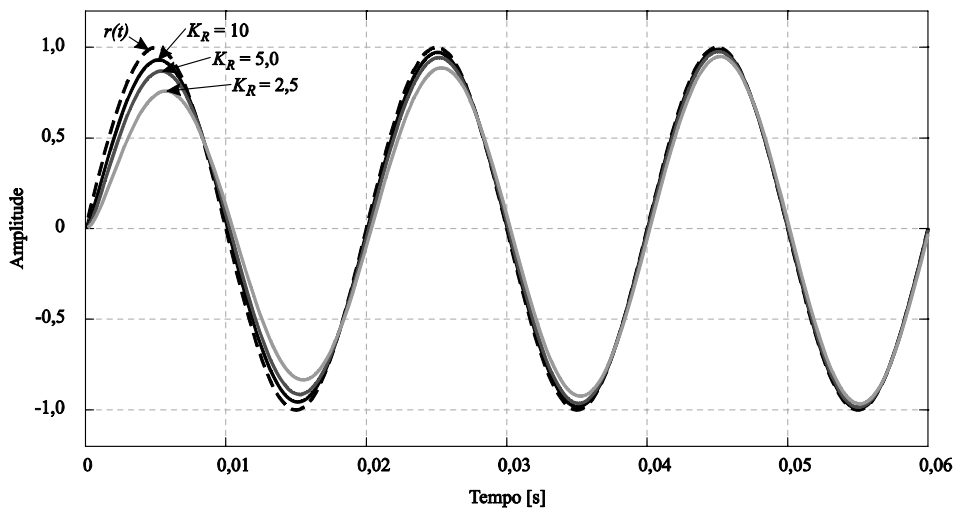


Figura 6: Influência do parâmetro K_R sobre a resposta transitória

ressonante é ajustado até a obtenção da resposta em regime permanente satisfatória, mas sem comprometer significativamente a margem de fase definida previamente pelo controlador proporcional.

Apesar da característica da resposta transitória ser determinada basicamente pelo termo proporcional, a determinação do ganho ressonante também tem impacto sobre o tempo de acomodação e a estabilidade relativa do sistema. A influência do parâmetro K_R sobre a resposta em frequência é ilustrada na Figura 5. O aumento do parâmetro K_R amplia a banda passante em torno da frequência de ressonância ω_1 , mas tende a diminuir a margem de fase do sistema.

Uma maior banda passante em torno da frequência de ressonância ω_1 tende a reduzir o tempo de acomodação da resposta transitória conforme é mostrado na Figura 6. Sendo assim,

o projeto do parâmetro K_R pode ser direcionado pelo compromisso entre a obtenção de um tempo de acomodação satisfatório e o impacto sobre a margem de fase do sistema.

Apesar da proposta de projeto ter sido realizada para um controlador P+Ressonante, é possível ampliar este conceito substituindo o termo proporcional K_P por um controlador genérico $G_{TRANS}(s)$, cujo objetivo continua sendo o de propiciar um sistema estável com uma boa resposta transitória.

2.3.2.2 Controlador *Quasi*-Ressonante

O rastreamento assintótico exige uma magnitude infinita para anulação do erro em regime permanente. Porém, normalmente se tolera nos projetos que o erro seja quase nulo, o que relaxa a necessidade se ter um ganho infinito na frequência de ressonância. O principal benefício desta flexibilidade está na possibilidade de melhorar a resposta de fase do sistema e permitir um ajuste mais adequado da margem de fase.

A introdução do fator de qualidade Q na equação (27) possibilita o ajuste do ganho e da banda passante do termo ressonante $G_{COS}(s)$:

$$G_{PQRES}(s) = K_P + \frac{K_R \cdot s}{s^2 + (\omega_1/Q) \cdot s + \omega_1^2} \quad (27)$$

A influência do fator de qualidade Q sobre o controlador $G_{PR}(s)$ é demonstrada através das comparações na Figura 7. Valores elevados para Q resultam em ganhos elevados na frequência de ressonância e transições mais abruptas de fase. Em contrapartida, valores baixos para Q reduzem o valor de pico na frequência de ressonância e resultam numa banda de transição mais suave, diminuindo o impacto do controlador ressonante sobre a margem de

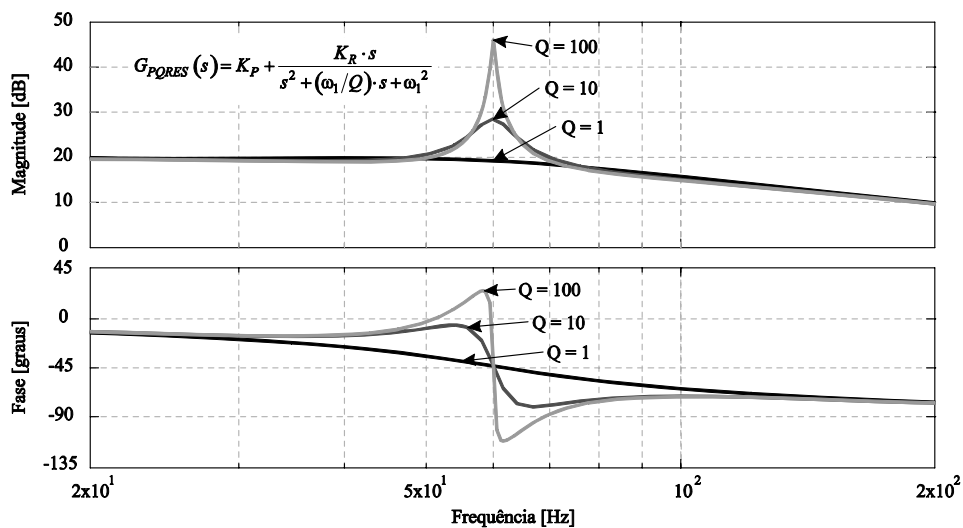


Figura 7: Influência do fator de qualidade Q sobre $G_{PR}(s)$

fase do sistema.

2.3.2.3 Controladores Multi-Ressonantes

Os controladores ressonantes podem ser associados para o rastreamento de sinais compostos por múltiplas frequências. A associação das parcelas ressonantes é denominada de controladores multi-ressonantes. Um exemplo de um termo multi-ressonante é proposto em (28) para o rastreamento assintótico de um sinal periódico composto de N frequências.

$$G_{MRES}(s) = \sum_{i=1}^N \frac{K_{Ri} \cdot s}{s^2 + \omega_i^2} \quad (28)$$

Assim como os controladores ressonantes, os termos multi-ressonantes possuem uma magnitude alta em torno das frequências de ressonância ω_i , mas pequena fora de suas bandas de passagem. Da mesma forma que os controladores ressonantes, os controladores multi-ressonantes são associados com outras estruturas para propiciar melhorias na resposta transitória, tais como o controlador P+Multi-Ressonantes $G_{PMR}(s)$ em (29).

$$G_{PMR}(s) = K_P + G_{MRES}(s) = K_P + \sum_{i=1}^N \frac{K_{Ri} \cdot s}{s^2 + \omega_i^2} \quad (29)$$

A resposta em frequência do controlador $G_{PMR}(s)$ é comparada na Figura 8 com a resposta de um simples controlador proporcional de ganho K_P . Os controladores são aplicados ao sistema da Figura 1 sendo a planta $G_P(s)$ definida em (26). Os parâmetros utilizados na análise são $L = 750 \mu\text{H}$, $R = 2 \Omega$ e $V_{DC} = 200 \text{ V}$ para a planta e $K_P = 0,1$ para o termo

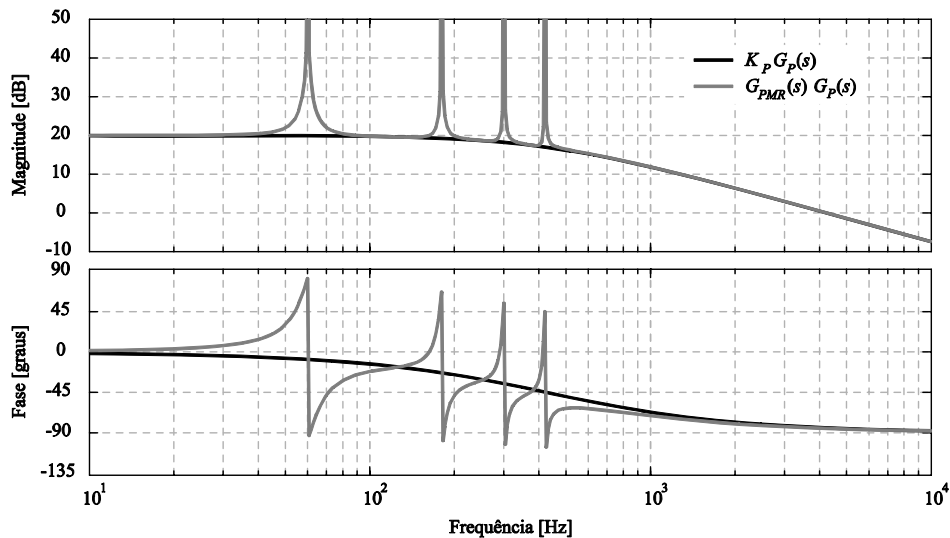


Figura 8: Comparação do controlador P+Multi-Ressonante $G_{PMR}(s)$ com um simples controle proporcional de ganho K_P

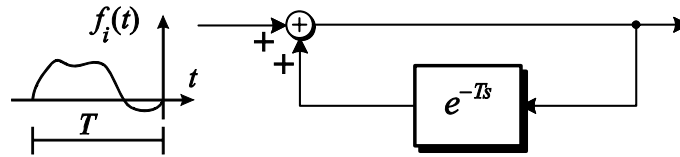


Figura 9: Gerador de sinal periódico utilizado no controlador repetitivo $G_{REP}(s)$

proporcional. Os termos multi-ressonantes foram definidos para frequência fundamental $\omega_1 = 2\pi \cdot 50$ e para os seus 3º, 5º e 7º harmônicos, sendo o ganho igual a $K_R = 10$ para todas as frequências de ressonâncias ω_i .

A magnitude da resposta em frequência na Figura 8 apresenta picos que tendem ao infinito nas frequências ω_i especificadas. Estes picos nas frequências de ressonância ω_i possibilitam o rastreamento assintótico robusto para os sinais periódicos compostos pelas frequências ω_i . Tal como acontece para os controladores ressonantes, o ganho elevado decai rapidamente à medida que a frequência se desvia das frequências de ressonâncias ω_i . As características de fase na Figura 8 também são defasadas de 180° a cada frequência de ressonância ω_i .

A análise realizada sobre os controladores ressonantes pode ser facilmente estendida para os controladores multi-ressonantes. Sendo assim, a opção por modelos de co-senóides, a associação com outras estruturas para melhoria da resposta transitória e a utilização do fator de qualidade Q são diretamente aplicáveis a estes controladores.

2.3.3 Controlador repetitivo

O controlador repetitivo utiliza o princípio do modelo interno para realizar o rastreamento assintótico de sinais periódicos. Este tipo de controlador insere na malha do sistema um gerador de sinais periódicos para uma determinada frequência, fazendo com que o erro em regime permanente para este tipo de sinal seja anulado.

Um sinal periódico de período $T = 1 / f_i$, onde f_i é a frequência fundamental, pode ser gerado através do sistema definido na Figura 9. O gerador consiste basicamente de um sistema em malha fechada com realimentação positiva sendo a realimentação submetida a um retardo de transporte e^{-sT} e a entrada do sistema constituída de uma função inicial apropriada $f_i(t)$. A função inicial $f_i(t)$ define o formato do sinal periódico e sua duração deve ser igual ao período T do sinal desejado. Um controlador composto pelo modelo de gerador de sinal periódico definido na Figura 9 é denominado controlador repetitivo $G_{REP}(s)$ e, de acordo com o princípio do modelo interno, é capaz de rastrear assintoticamente sinais periódicos de

mesma frequência. A função de transferência para o controlador repetitivo $G_{REP}(s)$ é definido por:

$$G_{REP}(s) = \frac{1}{1 - e^{-sT}} \quad (30)$$

A resposta em frequência para o controlador $G_{REP}(s)$ pode ser calculada através da substituição da exponencial complexa e^{-sT} pela fórmula de Euler, conforme demonstrado em (31). Já o módulo $|G_{REP}(s)|$ pode ser calculado através de (32).

$$G_{REP}(j\omega) = \frac{1}{1 - e^{-j\omega T}} = \frac{1}{1 - \cos(\omega T) + j \sin(\omega T)} \quad (31)$$

$$|G_{REP}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - \cos(\omega T))^2 + \sin^2(\omega T)}} = \frac{1}{\sqrt{2(1 - \cos(\omega T))}} \quad (32)$$

O controlador repetitivo $G_{REP}(s)$ é aplicado ao sistema da Figura 1 e a sua resposta em frequência é comparada na Figura 10 com a resposta de um simples controlador proporcional de ganho K_P . O modelo da planta $G_P(s)$ é definido em (26) e os parâmetros utilizados na análise são $L = 750 \mu\text{H}$, $R = 2 \Omega$ e $V_{DC} = 200 \text{ V}$ para a planta e $K_P = 0,1$ para o termo proporcional. O mesmo ganho proporcional K_P é aplicado ao controlador repetitivo $G_{REP}(s)$.

A magnitude da resposta em frequência na Figura 10 apresenta picos que tendem ao infinito na frequência fundamental f_l e nos seus harmônicos. Estes picos têm influência direta na função de transferência em malha aberta $T(s)$ em (33). Portanto, o termo repetitivo $G_{REP}(s)$ possibilita ao sistema rastrear sinais de referência e rejeitar distúrbios do tipo periódico de frequência ω_o independente da sua composição espectral e também independente das variações paramétricas da planta de acordo com as equações (5) e (6) apresentadas na seção 2.1.2.

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_l} |T(j\omega)| = \lim_{\omega \rightarrow \omega_l} |G_{REP}(j\omega) \cdot G_P(j\omega)| = \infty \quad (33)$$

Tal como acontece para os controladores ressonantes e multi-ressonantes, o ganho elevado decai rapidamente à medida que a frequência se desvia das frequências de ressonâncias. As características de fase na Figura 10 também são defasadas de 180° a cada frequência de ressonância.

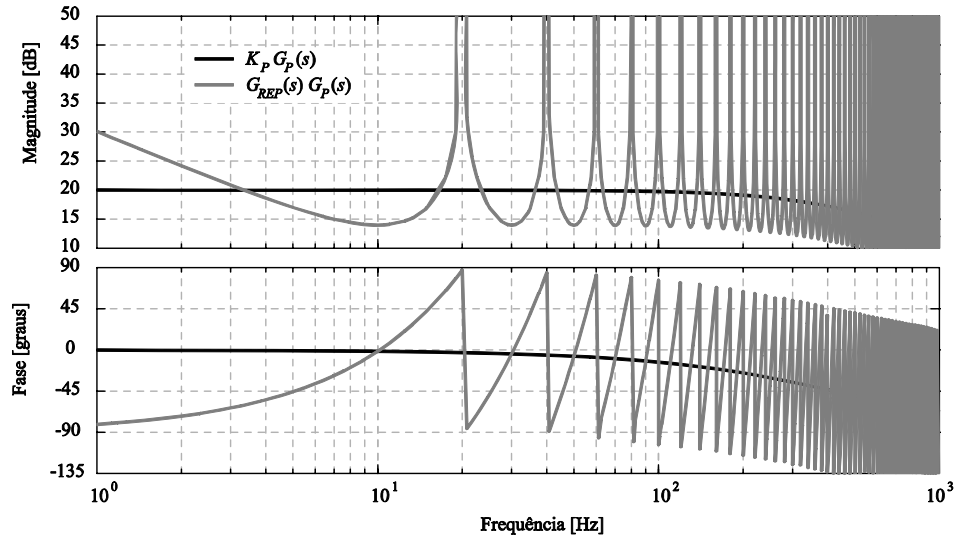


Figura 10: Comparação do controlador repetitivo $G_{REP}(s)$ com um simples controle proporcional K_P

Da mesma forma como ocorre nos controladores ressonantes, os projetos de controladores repetitivos normalmente toleram erros de pequena amplitude. O principal benefício desta flexibilidade é relaxar o requisito de magnitude infinita nas frequências de ressonância, possibilitando a melhoria de fase do sistema e permitindo um ajuste mais adequado da margem de fase.

O equivalente do fator de qualidade Q dos controladores ressonantes é o filtro $Q(s)$ inserido na realimentação do controlador repetitivo na Figura 11 e cuja função de transferência $G_{QREP}(s)$ é definida em (34). A magnitude da resposta em frequência de $Q(s)$ é projetada de forma que $|Q(s)| \leq 1$ a fim de amenizar o impacto do controlador repetitivo na resposta de fase do sistema. O impacto da inclusão do filtro $Q(s)$ na magnitude da resposta em frequência é uma atenuação dos picos de ressonância e o aparecimento de uma pequena quantidade de erro na resposta do sistema nestas frequências.

$$G_{QREP}(s) = \frac{1}{1 - Q(s)e^{-sT}} \quad (34)$$

O filtro $Q(s)$ pode ser tanto uma simples constante de atenuação ou um filtro passa-baixa. A utilização de um filtro passa-baixa geralmente é a mais indicada, pois ele reduz a capacidade de rastreamento assintótico somente para os harmônicos de ordem mais elevada

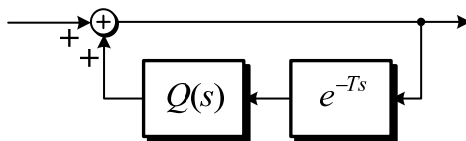


Figura 11: Controlador repetitivo $G_{REP}(s)$ com filtro $Q(s)$

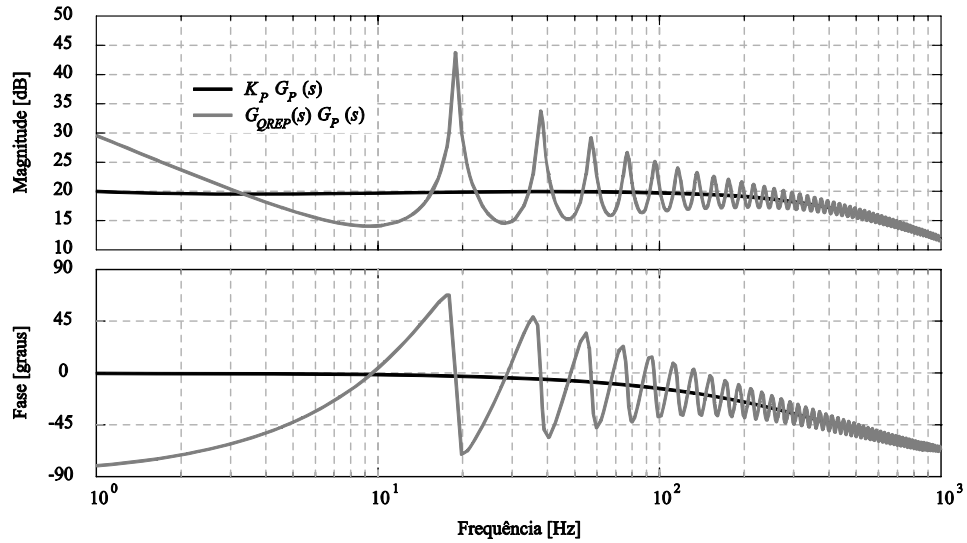


Figura 12: Comparação do controlador repetitivo $G_{QREP}(s)$ com um simples controle proporcional de ganho K_P

do sinal periódico. Um filtro passa-baixa $Q(s)$ com frequência de corte ajustada para $f_c = 50$ Hz foi adicionado ao controlador repetitivo aplicado ao sistema da Figura 1 e a resposta em frequência é apresentada na Figura 12. Os impactos na fase do sistema diminuem para as frequências mais elevadas, contribuindo para a estabilidade relativa do sistema. Os picos de ressonância na magnitude também diminuem para as frequências mais elevadas, reduzindo a capacidade do rastreamento assintótico para as altas frequências.

2.3.4 Estruturas de controle para os controladores baseados no princípio do modelo interno

Os controladores baseados no princípio do modelo interno podem ser classificados de acordo com a sua configuração em: (i) controladores prototipados ou (ii) controladores auxiliares. A Figura 13 apresenta a estrutura destes controladores onde o controlador $G_C(s)$ é o principal responsável pela ação instantânea e o controlador baseado no princípio do modelo $G_{PMI}(s)$ é o responsável pelo rastreamento assintótico em regime permanente.

A primeira configuração insere os controladores baseados no princípio do modelo interno $G_{PMI}(s)$ diretamente na malha de realimentação. Desta forma, a operação destes controladores é associada ao funcionamento do controlador de ação instantânea $G_C(s)$.

Na segunda formulação, os controladores baseados no princípio do modelo interno $G_{PMI}(s)$ se comportam como uma ação auxiliar à ação de controle principal $G_C(s)$. Nesta formulação é possível separar o projeto da lei de controle em duas etapas: (i) o projeto do controlador de ação instantânea e (ii) o projeto da ação baseada no princípio do modelo interno.

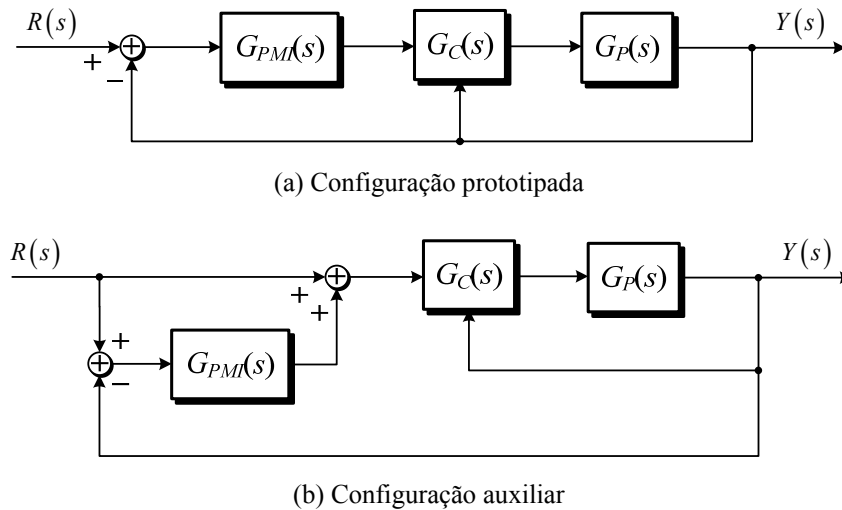


Figura 13: Estrutura de controle para os controladores baseados no princípio do modelo interno

Os controladores ressonantes P+Ressonantes e P+Multi-Ressonantes são exemplos da configuração prototipada. Já os controladores repetitivos costumam ser implementados através da configuração auxiliar devido à maior simplicidade propiciada à análise e ao projeto deste tipo de controlador (MICHELS, 2006).

2.4 CONTROLADORES DISCRETOS BASEADOS NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO

Os controladores podem ser classificados segundo a forma de implementação. Os controladores analógicos operam continuamente sobre as variáveis do sistema. Os controladores discretos operam sobre amostras de tempo discretas. Os sistemas discretos se caracterizam pela utilização de conversores analógicos-digitais para realização da amostragem e conversores digitais-analógicos para reconstrução do sinal, tal como o sistema apresentado na Figura 14.

Os controladores discretos têm sido amplamente utilizados devido às vantagens oferecidas frente aos controladores analógicos convencionais. As principais vantagens destacadas para os controladores discretos são a sua flexibilidade para alterações, a

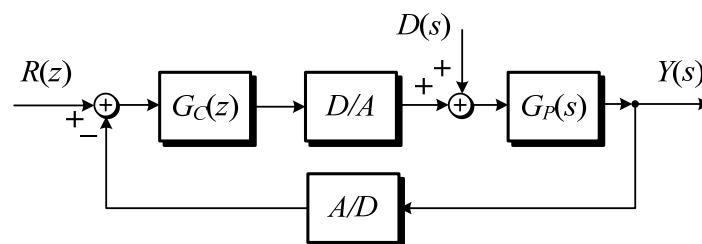


Figura 14: Sistema de controle discreto

possibilidade de implementação de leis de controle complexas, a menor sensibilidade a ruídos e a variações paramétricas dos componentes. Os controladores discretos têm como principal desvantagem a limitação da banda passante imposta pelo teorema da amostragem de Nyquist e, em algumas aplicações específicas, o controlador analógico é o único capaz de satisfazer os requisitos de banda passante.

As análises feitas neste capítulo sobre os benefícios do controle em malha fechada, as definições de regulação e rastreamento, o princípio do modelo interno e os seus principais controladores foram realizadas no domínio contínuo do tempo, mas podem ser facilmente estendidas para o domínio discreto (FADALI, 2009).

Existem basicamente duas abordagens para o projeto dos controladores discretos. Numa das abordagens, os controladores são projetados como controladores analógicos utilizando os métodos analógicos de projeto e depois são amostrados para a obtenção do equivalente discreto. A segunda abordagem converte as plantas analógicas através da amostragem para a obtenção do modelo equivalente discreto e então realiza o projeto do controlador discreto diretamente através dos métodos discretos.

Os projetos dos controladores discretos baseados no princípio do modelo interno podem utilizar as duas abordagens. Se a abordagem utilizada for o projeto no domínio contínuo, o controlador discreto é obtido da discretização do controlador analógico. A conversão é realizada através de diversas aproximações, tais como a transformação bilinear, trapezoidal, entre outras (ASTRÖM, 1990). Geralmente, todas as transformações são aplicadas ao controlador analógico e o controlador discreto que mais se aproxima do controlador analógico é selecionado.

Por outro lado, o princípio do modelo interno pode ser aplicado diretamente sobre o domínio discreto. Os modelos discretos equivalentes para os sinais do tipo degrau e senoidais são definidos em (35) e (36), respectivamente. O modelo discreto do termo *quasi*-ressonante é definido em (37). O modelo da função cosenóide foi escolhido para os termos ressonante e *quasi*-ressonante pelos mesmos motivos apresentados para os respectivos controladores analógicos.

$$G_I(z) = \mathcal{Z}\{u(t)\} = \frac{z}{z-1} \quad (35)$$

$$G_{RES}(z) = \mathcal{Z}\{\cos(\omega_1 t)\} = \frac{z(z - \cos(\omega T))}{z^2 - 2z \cos(\omega T) + 1} \quad (36)$$

$$G_{QRES}(z) = \mathcal{Z}\{e^{-\tau t} \cos(\omega_1 t)\} = \frac{z(z - e^{-\tau T} \cos(\omega T))}{z^2 - 2z e^{-\tau T} \cos(\omega T) + e^{-2\tau T}} \quad (37)$$

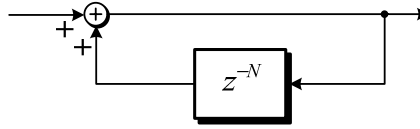
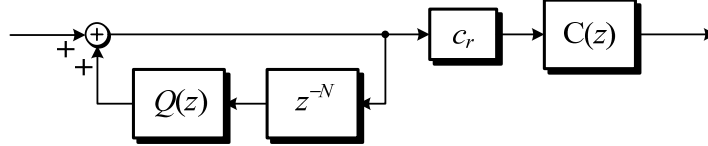


Figura 15: Gerador de sinais periódico discreto

Figura 16: Controlador repetitivo discreto $G_{QREP}(z^{-1})$

2.4.1 Controladores repetitivos discretos

Os controladores repetitivos são muito complexos para serem implementados analogicamente. Por isso, o controlador repetitivo discreto $G_{REP}(z^{-1})$ é analisado com mais detalhes.

A geração de sinais periódicos no domínio discreto pode ser realizada através do sistema representado na Figura 15 (MICHELS, 2006). O gerador de sinais periódicos consiste de um sistema em malha fechada com realimentação positiva sendo a realimentação submetida a um retardo de transporte z^{-N} , sendo N o número de amostragens do sinal periódico de período T . A função de transferência para o controlador repetitivo $G_{REP}(z)$ é dada por:

$$G_{REP}(z) = \frac{1}{1 - z^{-N}} \quad (38)$$

O controlador *quasi*-repetitivo $G_{QREP}(z)$ apresentado na Figura 16 inclui o filtro $Q(z)$, o qual tem a mesma proposta dos controladores *quasi*-ressonantes para melhoria da estabilidade relativa. O sistema ainda inclui um ganho c_r e um segundo filtro $C(z)$ cujo utilidade é descrita a seguir. A função de transferência $G_{QREP}(z)$ para este controlador é definido em (39). O projeto de $G_{QREP}(z)$ consiste na definição dos filtros $C(z^{-1})$ e $Q(z^{-1})$, assim como na definição do ganho c_r .

$$G_{QREP}(z) = \frac{1}{1 - Q(z)z^{-N}} \cdot c_r \cdot C(z) \quad (39)$$

A escolha do filtro $C(z^{-1})$ tem por objetivo compensar o atraso da planta e tem influência direta no ganho máximo c_r . As duas estruturas mais utilizadas são o modelo inverso

da planta, o qual é mais suscetível a variações paramétricas, ou um simples avanço de fase z^d , cuja principal vantagem é a simplicidade de implementação.

Idealmente, o filtro $Q(z^{-1}) = 1$ apresenta a melhor resposta na eliminação do erro em regime permanente, pois apresenta ganho infinito sobre os harmônicos do sinal periódico. Porém, para aumentar a estabilidade relativa do sistema, costuma se utilizar $Q(z^{-1}) < 1$, com valores geralmente entre 0,95 e 0,99, ou um filtro passa-baixa com deslocamento de fase nulo tal como o filtro $Q(z^{-1}) = 0,25 z + 0,5 + 0,25 z^{-1}$.

A resposta do controlador repetitivo se assemelha a resposta de um sistema não-casual, pois reage às excitações antes mesmo delas ocorrerem. Os controladores repetitivos aproveitam a repetição dos sinais periódicos e utilizam as informações dos ciclos anteriores para prever as solicitações futuras, podendo assim antecipar as ações de controle.

2.5 SUMÁRIO

Neste capítulo foram apresentados os fundamentos dos controladores baseados no princípio do modelo interno. O capítulo inicia apresentando os objetivos dos sistemas de controle, as vantagens dos sistemas de controle em malha fechada assim como as características do rastreamento assintótico e do rastreamento robusto.

O princípio do modelo interno foi apresentado e as suas propriedades analisadas. É demonstrado que os controladores baseados neste princípio inserem dentro da malha do sistema um gerador de sinal e conseguem anulação do erro em regime permanente.

O controlador com ação integral possui o modelo de um sinal degrau na sua estrutura e por isso este controlador consegue rastrear referências constantes com erro nulo em regime permanente. O termo integral possui um ganho elevado nas baixas frequências, tendendo ao infinito quando a frequência tende a zero, mas tem uma baixa magnitude nas altas frequências. Por isso, estes controladores costumam ser associados com outros controladores projetados para melhorar a resposta transitória do sistema, tais como os controladores PI e PID.

O controlador ressonante possui o modelo de um sinal senoidal na sua estrutura e por isso este controlador consegue rastrear referências senoidais com erro nulo em regime permanente. A magnitude da resposta em frequência dos controladores ressonantes tende ao infinito na frequência de ressonância, mas tem uma baixa magnitude fora da sua banda passante. Por isso, estes controladores costumam ser associados com outros controladores projetados para melhorar a resposta transitória do sistema, tais como o controlador P+Ressonante.

Como alternativa para melhorar a estabilidade relativa do sistema, foi apresentado o controlador *quasi*-ressonante. Embora este controlador atenue o pico de ressonância da magnitude da resposta em frequência, ele contribui para o aumento da margem fase propiciando uma melhoria da estabilidade relativa do sistema.

Os controladores ressonantes podem ser associados em paralelo para atuarem sobre várias frequências de ressonância, dando origem aos controladores multi-ressonantes. As mesmas propriedades analisadas para o controlador ressonante podem ser estendidas para os controladores multi-ressonantes.

O controlador repetitivo possui um gerador de sinais periódicos na sua estrutura e, por isso, este controlador consegue rastrear referências periódicas com erro nulo em regime permanente. A magnitude da resposta em frequência dos controladores repetitivos tende ao infinito na frequência de ressonância e nos seus harmônicos, por isso este tipo de controlador consegue rastrear sinais periódicos de qualquer formato, independente da sua composição espectral. De forma semelhante aos controladores *quasi*-ressonantes, um filtro $Q(s)$ é adicionado à malha de realimentação do controlador repetitivo para melhorar a estabilidade relativa do sistema.

Por fim, a análise foi estendida para os controladores discretos. Os modelos discretos para os sinais degrau e senoidal foram definidos, assim como a estrutura equivalente para o controlador repetitivo. Uma análise mais detalhada foi realizada para o controlador repetitivo discreto por ser esta a forma mais convencional de aplicação.

3 ANÁLISE DA SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE E TÉCNICAS ANTI-WINDUP

Uma vasta gama de técnicas lineares foi desenvolvida e é amplamente empregada para análise e projeto dos sistemas de controle. A difusão das técnicas lineares para o projeto dos sistemas de controle se deve à sua simplicidade, generalidade e ao domínio alcançado sobre estas técnicas frente às técnicas não-lineares. As técnicas lineares podem ser aplicadas inclusive aos sistemas não-lineares, desde que os modelos não-lineares possam ser aproximados por modelos lineares equivalentes.

Uma técnica de linearização existente é a expansão em série de Taylor das equações não-lineares em torno de um ponto de operação com a retenção apenas do termo linear (OGATA, 1998). Em virtude de serem desprezados os termos de ordem mais alta da expansão em série de Taylor, estes termos devem ser suficientemente pequenos e desviarem ligeiramente da condição de operação. Contudo, os sistemas de controle podem estar sujeitos a não-linearidades que não podem ser aproximadas por modelos lineares equivalentes.

Os sistemas de controle normalmente estão sujeitos a restrições físicas que resultam numa limitação da ação de controle. O caso mais comum de limitação encontrado nos sistemas de controle é a saturação, a qual representa o limite máximo e mínimo permitido para excursão da ação de controle. Exemplos típicos de saturação são as limitações de abertura das válvulas e a capacidade de sucção das bombas aplicadas nos processos industriais, o ângulo de deslocamento máximo permitido pelos lemes dos navios e aviões e os limites da razão cíclica para os conversores estáticos modulados por largura de pulso.

As principais causas da saturação da ação de controle são grandes distúrbios ou significativas mudanças do ponto de operação em sistemas de controle projetados para possuírem respostas dinâmicas rápidas. Nestas situações, o controlador tenta aplicar uma ação muito grande para tentar corrigir a trajetória, o que muitas vezes viola os limites de operação do atuador. Neste caso, o limite físico do atuador impõe uma restrição ao valor máximo a ação de controle. Este comportamento não é descrito pelos modelos lineares e também não pode ser aproximado por um modelo linear. Por isso, a prática mais comum nos projetos dos sistemas de controle é se desprezar estas não-linearidades e se projetar as leis de controle com base nos modelos lineares (RUNDQWIST).

A negligência dos impactos da saturação da ação de controle pode resultar desde uma simples degradação do desempenho do sistema até mesmo a consequências catastróficas

(STEIN, 2003). Portanto, a operação confiável dos sistemas de controle depende do entendimento dos efeitos da saturação e do desenvolvimento de técnicas para diminuição dos impactos causados pela saturação.

Os impactos da saturação da ação de controle são conhecidos pelo termo em inglês *windup*, enquanto que as técnicas sugeridas para contorná-los são conhecidas como *anti-windup*. O estudo de controladores com ação *anti-windup* tem atraído o interesse da academia por décadas (BERNSTEIN e MICHEL, 1995; HIPPE, 2006), com o foco dos estudos se concentrando principalmente sobre os controladores com ação integral.

Os objetivos deste capítulo são avaliar a influências dos parâmetros do controlador sobre a saturação da ação de controle e analisar as principais técnicas *anti-windup* propostas para os controladores com ação integral. O escopo se restringe às técnicas *anti-windup a posteriori*. Neste tipo de técnica, as adaptações são realizadas sobre os sistemas de controle previamente projetados e somente atuam durante a ocorrência da saturação. As técnicas *anti-windup a posteriori* são as abordagens mais comuns na prática devido a sua simplicidade.

As soluções propostas para contornar os impactos da saturação da ação de controle são baseadas nas várias interpretações do efeito causado pela saturação e que, conseqüentemente, podem parecer diferentes numa primeira avaliação. Entretanto, numa análise mais detalhada, as várias propostas podem ser unificadas, onde o ajuste de certos parâmetros leva às propostas iniciais.

3.1 CONTROLADOR COM AÇÃO INTEGRAL

Os controladores com ação integral são amplamente utilizados nos sistemas de controle devido a sua capacidade de anular o erro em regime permanente para referências constantes. O termo integral nada mais é do que a aplicação do princípio do modelo interno para sinais do tipo degrau, conforme discutido no Capítulo 2.

O caso mais comum de controladores com ação integral são os controladores PI e PID, amplamente utilizados na indústria. Neste tipo de controlador, o termo integral é o responsável pela convergência da resposta do sistema em regime permanente. A análise do impacto da saturação sobre os controladores com ação integral é mostrada com base em um exemplo. A estrutura do sistema é definida na Figura 1, sendo a planta $G_P(s)$ dada por:

$$G_P(s) = \frac{1}{s^2 + 3s + 1,2} \quad (40)$$

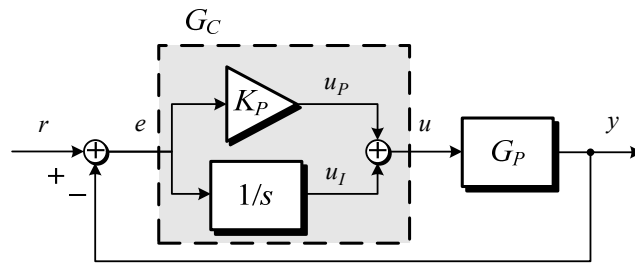


Figura 17: Sistema de controle com ação integral e sem saturação da ação de controle

O projeto do controlador $G_C(s)$ será realizado desconsiderando a saturação da ação de controle, conforme a proposta das técnicas *anti-windup a posteriori*. As especificações para o sistema de controle são erro nulo em regime permanente para referências do tipo constantes e um valor máximo de ultrapassagem de 25 % para a resposta transitória. A especificação do valor máximo de ultrapassagem está relacionada com a estabilidade relativa do sistema e estabelece um limite para os ganhos do controlador na busca de uma resposta mais rápida para o sistema. A definição do valor máximo de ultrapassagem em 25 % foi escolhida com base nas propriedades de um sistema de 2ª ordem (OGATA, 1998). A influência dos parâmetros do controlador sobre o fenômeno *windup* serão analisados na seção 3.3.

O controlador PI definido em (41) é projetado visando o atendimento das especificações do sistema. O termo integral $1/s$ presente na estrutura do controlador $G_C(s)$ possibilita a anulação do erro em regime permanente segundo o princípio do modelo interno. O termo proporcional K_P é adicionado ao controlador para melhorar a estabilidade relativa do sistema e possibilitar o atendimento das características transitórias especificadas. O controlador $G_C(s)$ resultante é expandido na Figura 17 para possibilitar a análise dos termos proporcional $u_P(t)$ e integral $u_I(t)$ sobre a resposta $y(t)$ do sistema. Os sinais de referências, erro e ação de controle são definidos respectivamente pelas legendas $r(t)$, $e(t)$ e $u(t)$.

$$G_C(s) = K_P + K_I/s \quad (41)$$

Os parâmetros projetados para o controlador foram $K_P = 2,6292$ e $K_I = 1,4082$. O módulo da resposta em frequência para o sistema na Figura 18 possui uma inclinação de -20 dB/década para as baixas frequências. Esta reta com inclinação negativa na escala logarítmica é semelhante ao pico que tende ao infinito na Figura 2 com a frequência em escala linear. O ganho infinito para a frequência 0 Hz garante a anulação do erro em regime permanente para referências e distúrbios constantes conforme demonstrado por (18).

A resposta do sistema ao degrau unitário para o sistema em malha fechada $G_{YR}(s)$ na Figura 19 é comparada com a resposta da planta $G_P(s)$ em malha aberta submetida ao mesmo

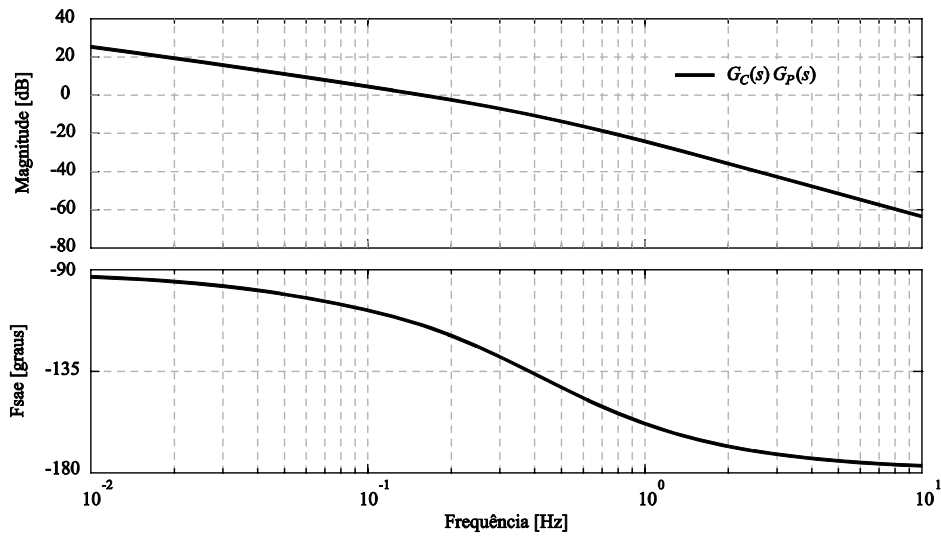


Figura 18: Diagrama de bode do sistema utilizando o controlador $G_C(s)$

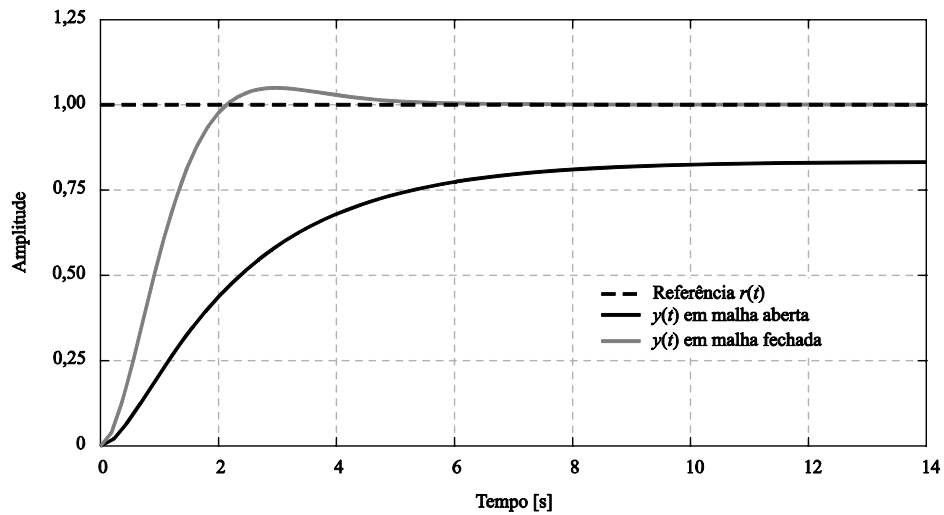


Figura 19: Resposta ao degrau unitário do sistema utilizando o controlador $G_C(s)$

degrau unitário na sua entrada. O erro em regime permanente é completamente anulado com a inclusão do termo integral. A resposta transitória também foi melhorada, com o tempo de subida reduzido para 1,4 s sem extrapolar o máximo valor de ultrapassagem de 25 %.

3.2 IMPACTO DA SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE

A saturação da ação de controle é uma limitação comumente encontrada nos sistemas de controle. O sistema da Figura 17 foi remodelado para incluir a modelagem da saturação da ação de controle na Figura 20. As legendas dos sinais do sistema sujeito à saturação são destacadas por uma barra (e.g. $\overline{y(t)}$), permitindo uma correlação direta com os sinais do sistema sem saturação. A saturação da ação de controle $\overline{v(t)}$ é modelada em (42) e representa os limites de operação para os sinais de controle.

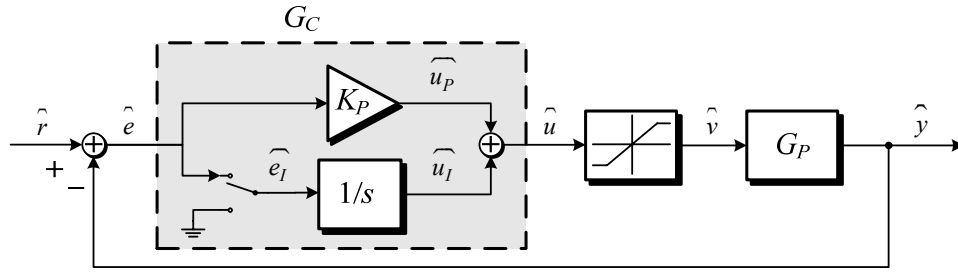


Figura 20: Sistema de controle com ação integral e submetido à saturação da ação de controle

$$\widehat{v(t)} = \begin{cases} -1,5; & \widehat{u(t)} < -1,5 \\ \widehat{u(t)}; & -1,5 \leq \widehat{u(t)} \leq 1,5 \\ 1,5; & \widehat{u(t)} \geq 1,5 \end{cases} \quad (42)$$

A resposta do sistema com a saturação da ação de controle é comparada com a resposta sem saturação na Figura 21. A saturação da ação de controle torna a resposta do sistema mais lenta. O tempo de subida é retardado devido à limitação da ação de controle $\widehat{v(t)}$ durante a saturação. Entretanto, a ação de controle $\widehat{v(t)}$ permanece saturada mesmo após a saída $\widehat{y(t)}$ atingir a referência $\widehat{r(t)}$ no instante t_1 , deixando o limite de saturação somente no instante t_2 . O máximo valor de ultrapassagem também é alterado pela saturação, sendo o seu pico localizado próximo ao término da saturação no instante t_2 .

O sinal de erro $e(t)$ e o termo integral $u_I(t)$ são separados na Figura 22 para uma análise mais detalhada sobre o impacto da saturação de controle sobre o sistema. A resposta mais lenta de $\widehat{y(t)}$ retarda a atenuação do erro $\widehat{e(t)}$ do sistema, destacados pelos instantes t_3 e t_4 . Esta diminuição da resposta dinâmica do erro $e(t)$ tende a desviar o termo integral $\widehat{u_I(t)}$ do sistema sem saturação, visto que o termo integral funciona como um elemento de memória do erro. Portanto, uma redução mais lenta na atenuação do erro $\widehat{e(t)}$ faz com que o termo integral $\widehat{u_I(t)}$ se afaste do seu valor final, que precisa ser restaurado para se obter a convergência do sistema em regime permanente.

O desvio acentuado do termo integral $\widehat{u_I(t)}$ é a causa do aumento do valor máximo de ultrapassagem pelo fenômeno *windup*. Além da deterioração do valor máximo de ultrapassagem, o desvio do termo integral $\widehat{u_I(t)}$ também provoca um atraso no tempo de acomodação. A recuperação do termo integral $\widehat{u_I(t)}$ é mais lenta ao final da saturação porque

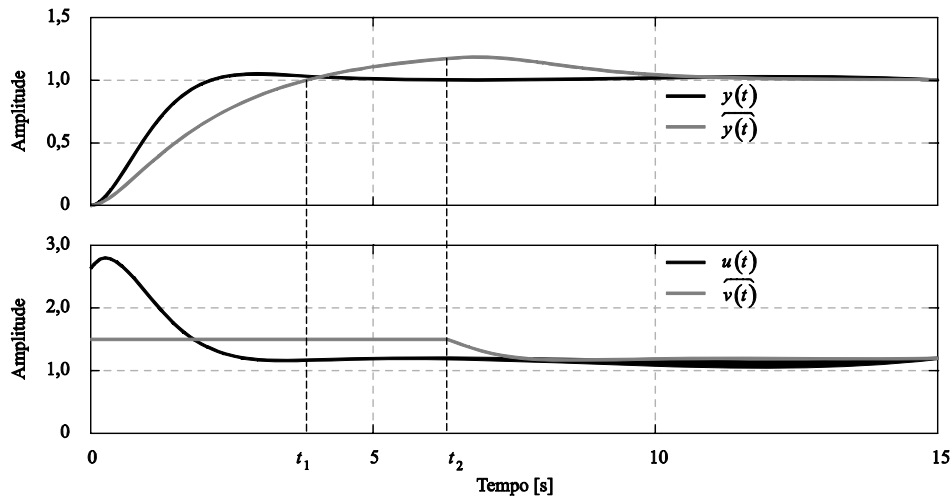


Figura 21: Impacto da saturação sobre a resposta $y(t)$ do sistema

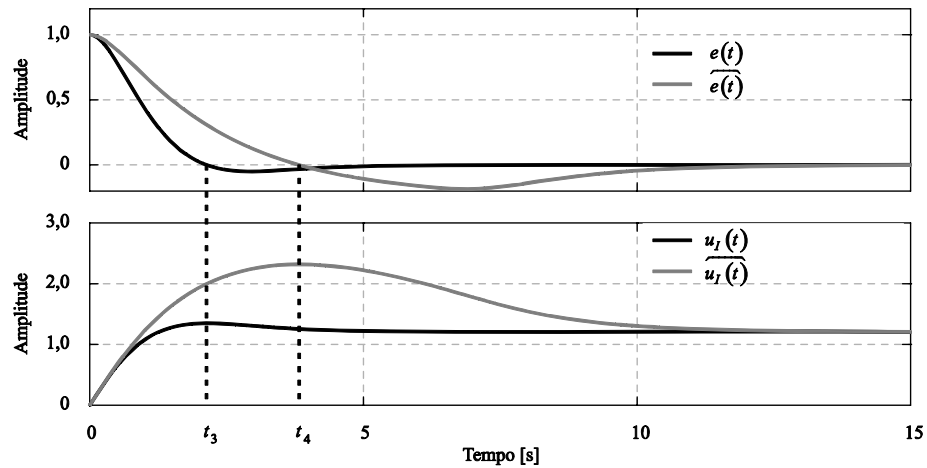


Figura 22: Fenômeno *windup* sobre a parcela integral $u_I(t)$

a magnitude do erro diminui à medida que a resposta do sistema se aproxima da resposta desejada.

Este fenômeno foi observado primeiramente nos controladores PID e ficou conhecido em inglês como *integrator windup* ou simplesmente *windup*. O fenômeno de *windup* não está restrito somente aos controladores com parcela integral. O fenômeno pode aparecer em qualquer controlador com polos sobre o eixo imaginário do plano s ou até mesmo polos estáveis com dinâmica lenta (DOYLE et al., 1987).

Outro ponto importante é que nenhuma restrição foi imposta sobre o termo integral $\overline{u_I(t)}$. Na prática, os termos integrais também podem estar sujeitos à saturação, tal como as limitações encontradas nos amplificadores operacionais utilizados na implementação dos controladores analógicos ou os limites das variáveis existentes nos controladores digitais. Porém, a saturação do termo integral já é um tipo de técnica *anti-windup* e contribui para diminuição dos impactos do fenômeno *windup*. Por isso, as simulações não levarão em

Tabela 1: Variações dos parâmetros do controlador $G_C(s)$

Parâmetros	Variação 1	Nominal	Variação 2
K_P	1.01	1.41	1.81
K_I	1.75	2.63	3.51
K_C	1.09	2.63	5.71

consideração estas limitações no termo integral para evidenciar adequadamente as propriedades do fenômeno *windup*.

3.3 INFLUÊNCIA DO PROJETO DO CONTROLADOR NA SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE

As propriedades do controlador também têm influência sobre o impacto da saturação da ação de controle sobre o sistema. A compreensão da influência do projeto do controlador sobre a ação de controle auxilia no entendimento do fenômeno do *windup*. Por isso, os parâmetros do controlador $G_C(s)$ em (41) foram modificados a fim de avaliar a influência do projeto do controlador na ação de controle e as consequências da saturação sobre o sistema.

O controlador $G_C(s)$ foi rearranjado para possibilitar a definição de um novo parâmetro, definido como K_C em (43). A análise da influência do projeto do controlador $G_C(s)$ foi dividida em três etapas, cada uma analisando o impacto de um determinado parâmetro do controlador. Os valores utilizados na análise da influência do controlador $G_C(s)$ estão definidos na Tabela 1. Em cada análise, somente um parâmetro é variado, enquanto os demais são mantidos em seus valores nominais.

$$G_C(s) = K_P + K_I/s = K_C \cdot \left(1 + K_I/K_C s\right) \quad (43)$$

3.3.1 Influência do ganho K_I sobre o controlador PI

A análise da influência do ganho K_I utiliza os valores definidos na Tabela 1 para o parâmetro K_I enquanto que o parâmetro K_P é mantido no valor nominal. A influência do ganho K_I sobre a resposta em frequência do sistema é apresentada da Figura 23. O parâmetro K_I influencia principalmente o ganho nas baixas frequências, diminuindo sua influência conforme a frequência aumenta. O impacto maior do parâmetro K_I nas baixas frequências é

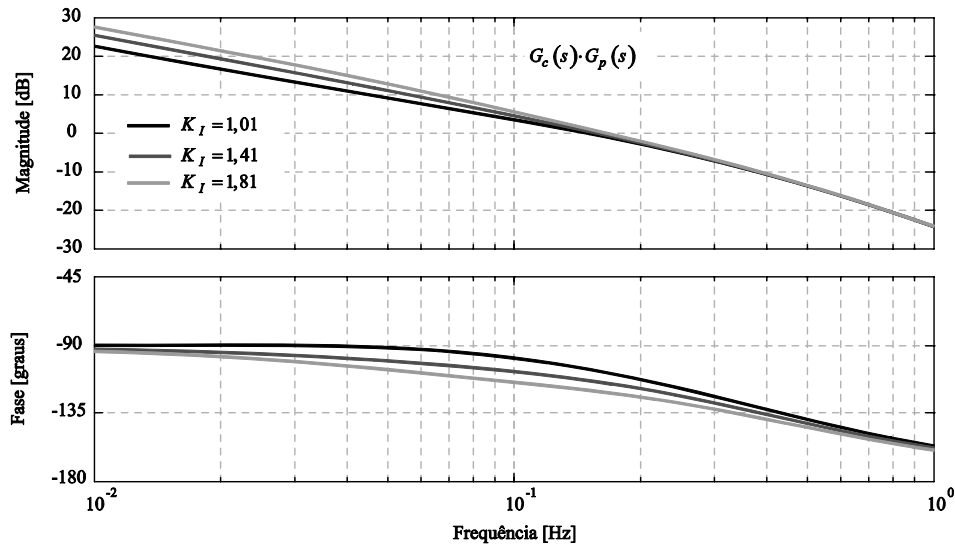


Figura 23: Impacto do parâmetro K_I na resposta em frequência

devido à influência do termo integral nas proximidades da frequência zero, conforme discutido na análise do princípio do modelo interno para os controladores com ação integral.

O aumento do parâmetro K_I amplifica a magnitude da ação de controle $u(t)$ e reduz o tempo de subida da saída $y(t)$ na Figura 24 para o sistema sem saturação da ação de controle. Porém, à medida que o parâmetro K_I aumenta, a resposta passa de superamortecida para subamortecida, indicando uma diminuição na estabilidade relativa do sistema.

O aumento do parâmetro K_I também piora o impacto do *windup*, elevando o valor máximo de ultrapassagem da saída $\widehat{y(t)}$ e prolongando o tempo da saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$. A Figura 25 mostra o desempenho deste sistema submetido à saturação da ação de controle para diferentes valores de K_I . O aumento da ação de controle é consequência do desvio acentuado do termo integral $\widehat{u_I(t)}$ causado pelo aumento dos valores do parâmetro K_I , o qual é apresentado na Figura 26.

3.3.2 Influência do ganho K_P sobre o controlador PI

A influência do parâmetro K_P sobre o impacto da saturação da ação de controle também foi analisada. A análise da influência do ganho K_P utiliza os valores definidos na Tabela 1 para o parâmetro K_P enquanto que o parâmetro K_I é mantido no valor nominal. A influência do ganho K_P sobre a resposta em frequência do sistema é apresentada da Figura 27. O aumento do parâmetro K_P na Figura 27 eleva o ganho nas altas frequências à medida que a frequência se afasta do pólo na origem definido pelo princípio do modelo interno para o termo integral.

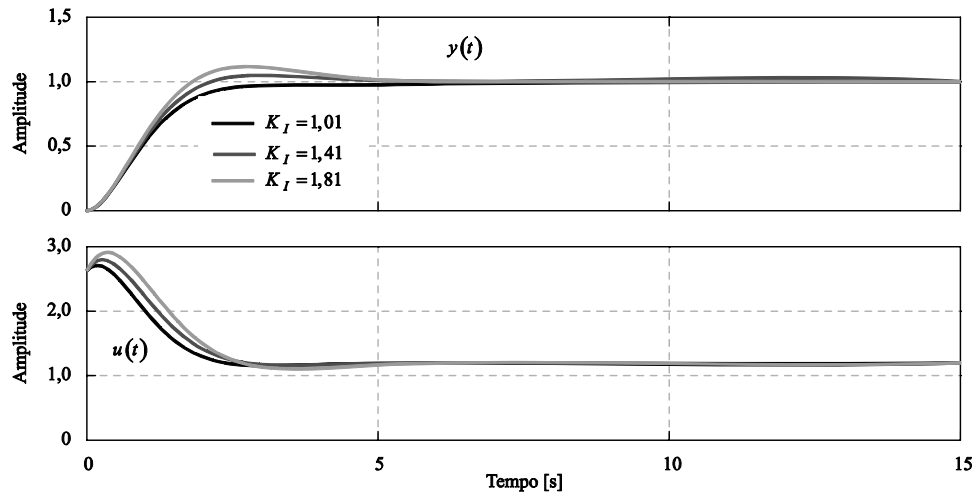


Figura 24: Influência do parâmetro K_I na resposta transitória

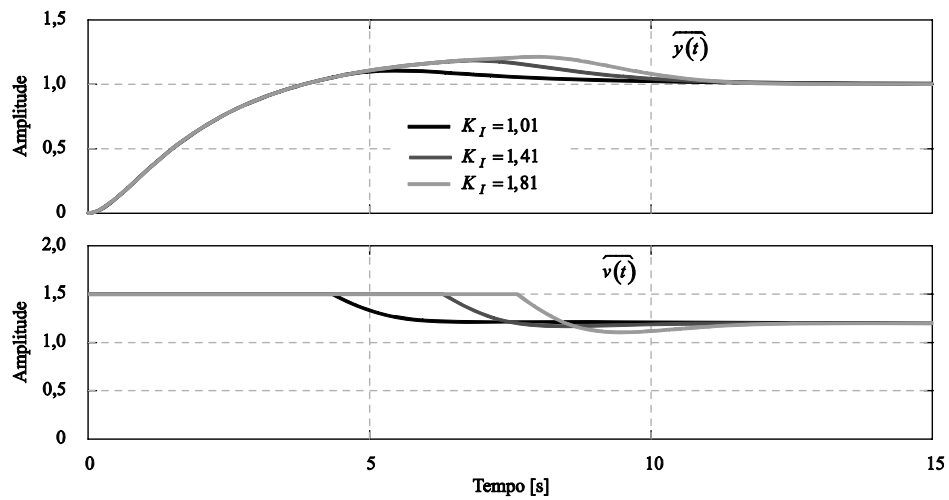


Figura 25: Influência do parâmetro K_I nos sistemas sujeitos a saturação da ação de controle

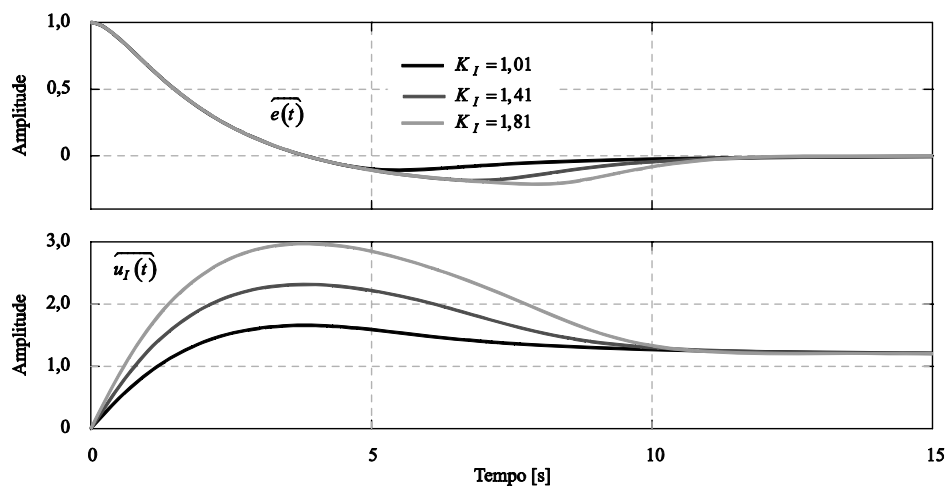


Figura 26: Influência do parâmetro K_I no termo integral

O aumento do parâmetro K_P também amplifica a magnitude da ação de controle $u(t)$ e reduz o tempo de subida para a saída $y(t)$ na Figura 28 para o sistema sem saturação da ação de controle. Porém, ao contrário da influência propiciada pelo ganho K_I , à medida que o

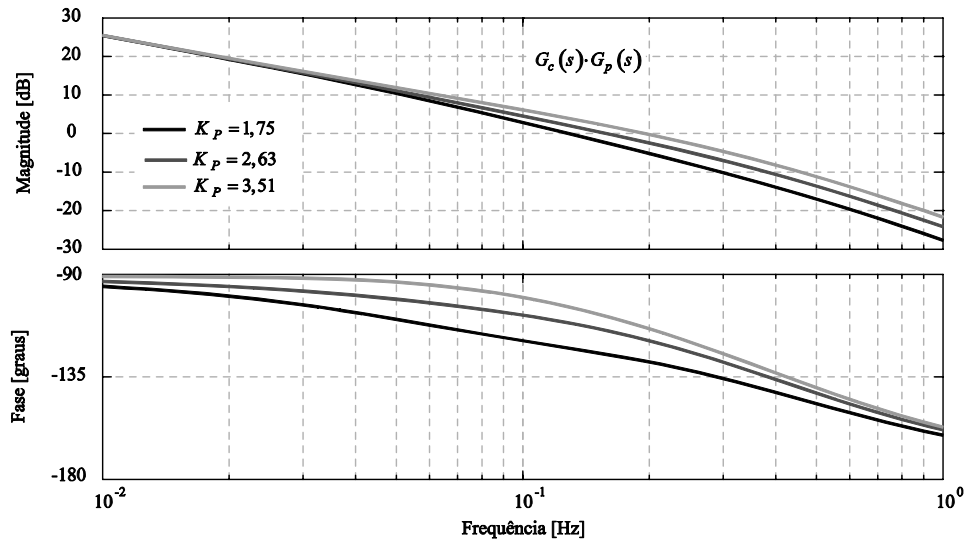


Figura 27: Impacto do parâmetro K_P na resposta em frequência

parâmetro K_P aumenta o sistema tende a diminuir o valor máximo de ultrapassagem da saída $y(t)$.

O aumento do parâmetro K_P tende a antecipar a saída da saturação na Figura 29, pois o termo proporcional $\overline{u_p(t)}$ contribui para a atenuação da ação de controle $\overline{u(t)}$ durante o valor máximo de ultrapassagem para a saída $\overline{y(t)}$. Sendo assim, quanto maior o parâmetro K_P , maior a influência do termo proporcional $\overline{u_p(t)}$ na ação de controle e mais cedo o sistema tende a sair da saturação.

Como o parâmetro K_I foi mantido constante, o comportamento da parcela integral $\overline{u_I(t)}$ na Figura 30 é idêntico durante a saturação da ação de controle. Porém, a influência do parâmetro K_P também faz com que o erro $\overline{e(t)}$ reduza mais rapidamente ao término da saturação. A amplitude menor do erro $\overline{e(t)}$, por conseguinte, atrasa a recuperação da parcela integral $\overline{u_I(t)}$ e acaba por prolongar o fenômeno do *windup*.

3.3.3 Influência do ganho K_C sobre o controlador PI

Um objetivo frequente nos projetos dos sistemas de controle é tornar a resposta do sistema mais rápida, seja pela redução do tempo de subida ou do tempo de acomodação. De uma maneira em geral, a melhoria no tempo de resposta está diretamente relacionada com o módulo do ganho e a frequência de cruzamento. Por exemplo, quanto maior é a frequência de

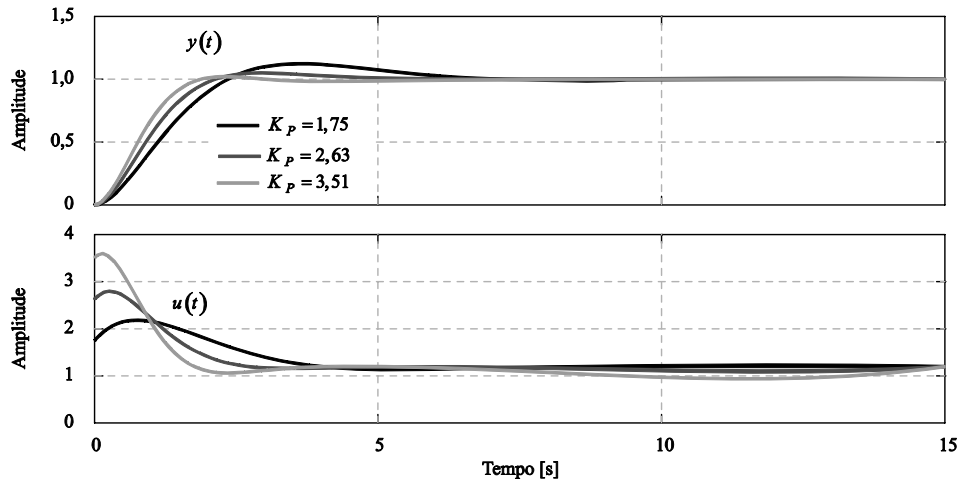


Figura 28: Influência do parâmetro K_p na resposta transitória

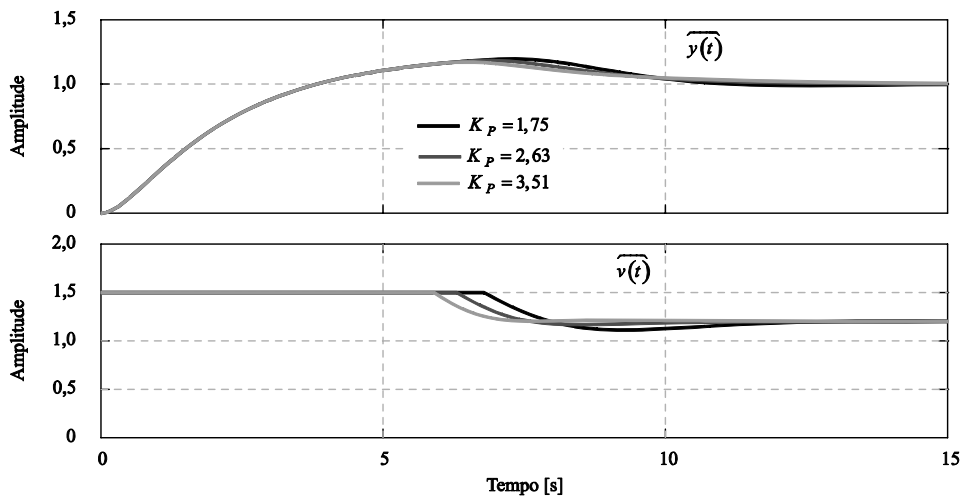


Figura 29: Influência do parâmetro K_p nos sistemas sujeitos a saturação da ação de controle

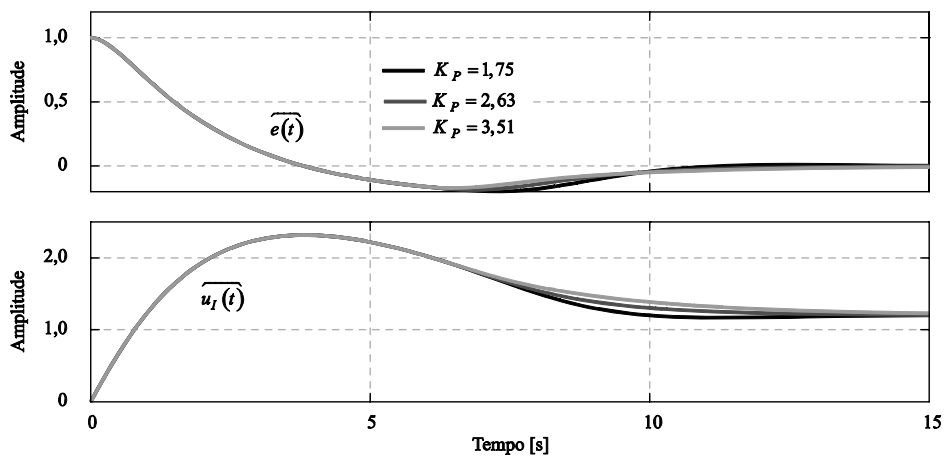


Figura 30: Influência do parâmetro K_p no termo integral

cruzamento maior a capacidade de sintetização das frequências elevadas pelo controlador e mais rápida será a resposta do sistema.

Uma maneira simples de melhorar o tempo de resposta do sistema é através da manipulação do ganho K_C do controlador $G_C(s)$. Os valores utilizados na análise para o

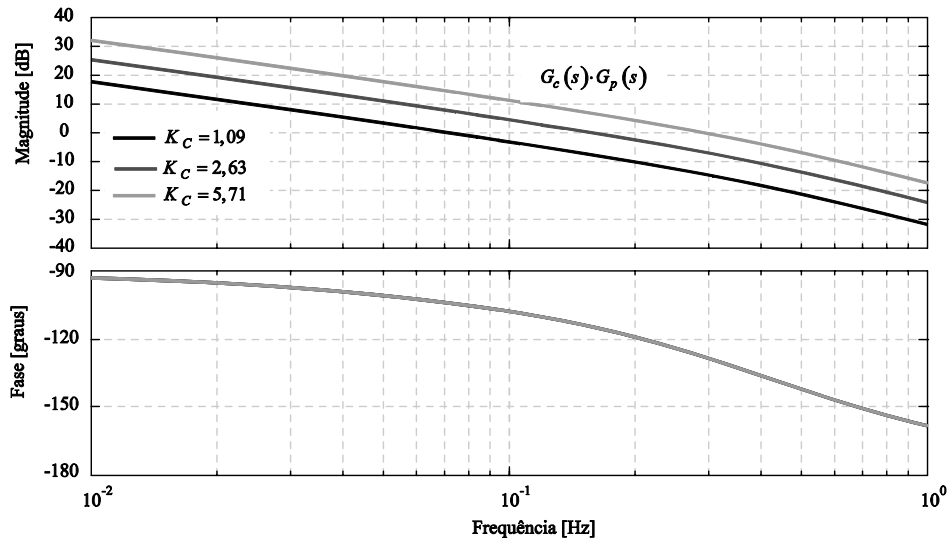


Figura 31: Impacto do parâmetro K_C na resposta em frequência

parâmetro K_C também estão definidos na Tabela 1 enquanto que a relação entre K_I e K_P é mantida constante. Quanto maior o parâmetro K_C , maior o módulo da resposta em frequência e maior a frequência de cruzamento na Figura 31. Diferente do comportamento observado nas variações dos parâmetros K_I e K_P , a variação do parâmetro K_C não afeta a resposta de fase do sistema.

O aumento do parâmetro K_C amplifica a magnitude da ação de controle $u(t)$ e reduz significativamente o tempo de subida da saída $y(t)$ na Figura 32 para o sistema sem saturação da ação de controle, pois afeta tanto o ganho K_I como o ganho K_P do controlador $G_C(s)$. Porém, à medida que o parâmetro K_C aumenta, a resposta passa de superamortecida para subamortecida, indicando uma diminuição na estabilidade relativa do sistema.

O aumento do parâmetro K_C piora significativamente o impacto do *windup*, prolongando a saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$, elevando o valor máximo de ultrapassagem e atrasando o tempo de acomodação da saída $\widehat{y}(t)$, todos estes sinais apresentados na Figura 33 para o sistema submetido à saturação da ação de controle. O aumento da ação de controle $\widehat{u}(t)$ é consequência do desvio acentuado do termo integral $\widehat{u}_I(t)$ na Figura 34 causado pelo aumento dos valores do parâmetro K_I , enquanto que o aumento do parâmetro K_P impacta na recuperação do termo integral $\widehat{u}_I(t)$ após o término da saturação, retardando o tempo de acomodação da saída $\widehat{y}(t)$.

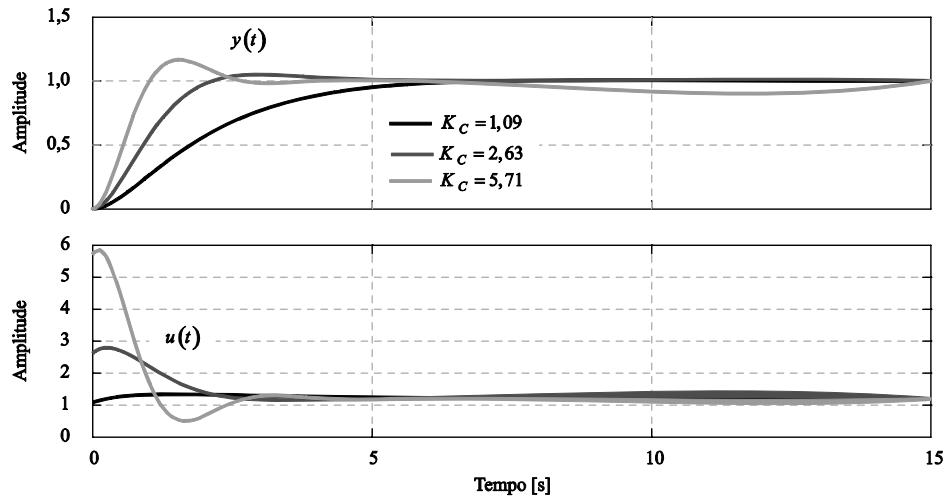


Figura 32: Influência do parâmetro K_C na resposta transitória

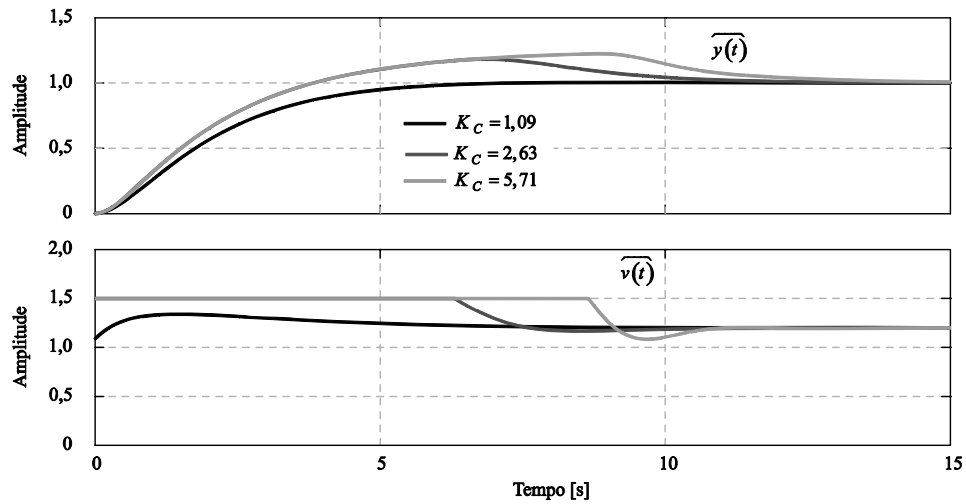


Figura 33: Influência do parâmetro K_C nos sistemas sujeitos a saturação da ação de controle

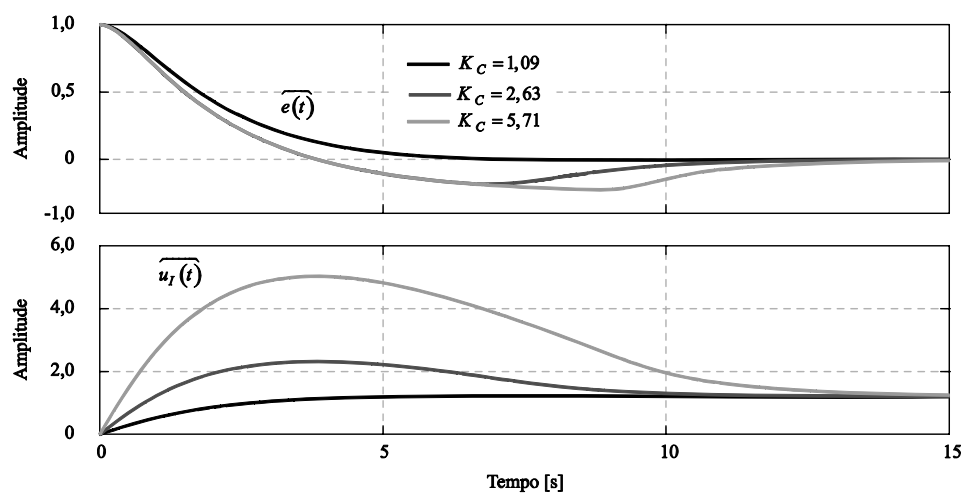


Figura 34: Influência do parâmetro K_C no termo integral

As simulações realizadas para o parâmetro K_C permitem destacar uma característica importante relacionada à saturação da ação de controle. De uma forma geral, quanto mais rápida a resposta do sistema, maior o impacto da saturação da ação de controle e as

consequências do fenômeno *windup*. Por exemplo, se o ganho K_C do sistema for reduzido significativamente, o sistema pode até evitar a saturação da ação de controle, tal como acontece na Figura 33.

Embora não haja artifícios para contornar a limitação no tempo de subida imposta pela saturação da ação de controle, existem técnicas que podem minimizar os impactos do fenômeno *windup* na resposta do sistema, reduzindo o máximo valor de ultrapassagem e adiantando o tempo de acomodação.

3.4 TÉCNICAS DE CONTROLE ANTI-SATURAÇÃO

As técnicas *anti-windup* podem ser classificadas de acordo com a metodologia de projeto como técnicas *anti-windup a priori* e *a posteriori*. Nas técnicas *anti-windup a priori*, o projeto do controle já considera a saturação desde o início do projeto. As técnicas de projeto empregadas neste tipo de abordagem são não-lineares, as quais costumam ser complexas e pouco utilizadas nas aplicações convencionais. Em contrapartida, as técnicas *anti-windup a posteriori* são aplicadas sobre os sistemas previamente projetados sem considerar a saturação da ação de controle. As técnicas *anti-windup a posteriori* são as abordagens mais comuns na prática devido a sua simplicidade e generalidade. O escopo deste estudo se restringe as técnicas *anti-windup a posteriori* devido à sua maior aplicabilidade.

As técnicas *anti-windup a posteriori* não interferem no funcionamento normal do sistema de controle, somente atuando na ocorrência da saturação da ação de controle. As técnicas *anti-windup* modificam a estrutura do controlador durante a saturação com o intuito de evitar os desvios acentuados nos estados do controlador decorrente do fenômeno *windup*, tais como os desvios demonstrados para o termo integral sob saturação.

As técnicas *anti-windup a posteriori* encontradas na literatura costumam abordar os controladores com ação integral. Algumas técnicas *anti-windup a posteriori* são apresentadas a seguir.

3.4.1 Integração condicional

A integração condicional evita o desvio do termo integral simplesmente suspendendo a integração sobre determinadas condições que propiciam o aparecimento do fenômeno *windup*. A técnica da integração condicional é representada na Figura 35 para o sistema com controlador PI. A suspensão da integração pode ser feita através da anulação do sinal de entrada do integrador.

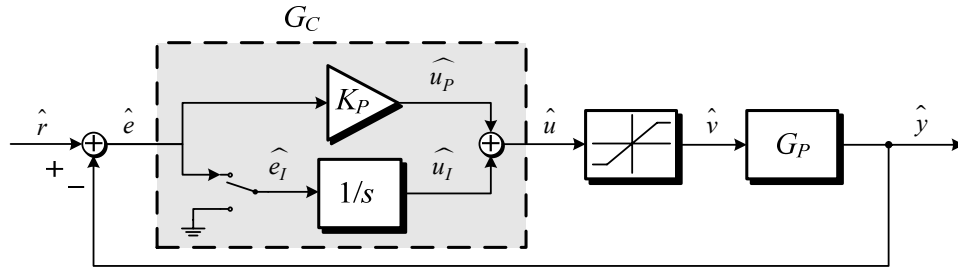


Figura 35: Técnica *anti-windup* da integração condicional

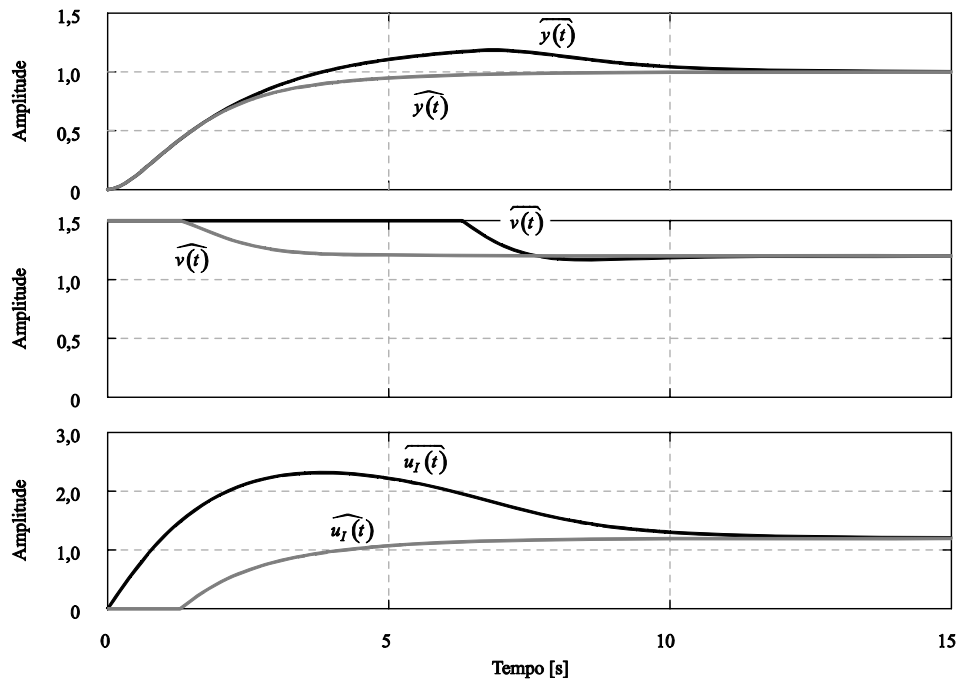


Figura 36: Resultados para a técnica *anti-windup* da integração condicional

Vários critérios para suspensão da integração foram propostos na literatura como, por exemplo, a ocorrência da saturação da ação de controle ou a limitação da amplitude do sinal de erro. Rundqwist analisou várias propostas e propôs que o melhor critério para suspensão da integração é a ocorrência da saturação associada à condição de que o erro e a ação de controle possuam o mesmo sinal de grandeza, ou seja, que ambos sejam positivos ou negativos. Esta técnica é expressa matematicamente na equação a seguir.

$$e_I(t) = \begin{cases} 0 \\ e(t) \end{cases} \quad \therefore \quad \{v(t) \neq u(t)\} \cup \{\text{sign}(u(t)) = \text{sign}(e(t))\} \quad (44)$$

Os resultados da aplicação da integração condicional ao sistema da Figura 35 sujeito a saturação da ação de controle são apresentados na Figura 36. Os sinais analisados são a saída do sistema $y(t)$, a ação de controle $u(t)$ e o termo integral $u_I(t)$. A integração condicional

suspende a atualização do termo integral $\widehat{u_I(t)}$ durante a saturação da ação de controle segundo as condições definidas em (44). Desta forma, a integração condicional evita o desvio acentuado do termo integral $\widehat{u_I(t)}$ resultante do fenômeno *windup*. A preservação do termo integral $\widehat{u_I(t)}$ através da integração condicional propicia uma melhoria da resposta $\widehat{y(t)}$ do sistema. O valor máximo de ultrapassagem é significativamente reduzido e a convergência da saída é antecipada, reduzindo o tempo de acomodação. O tempo de subida praticamente não é afetado, pois esta característica está sujeita as limitações do atuador modeladas pela saturação da ação de controle.

3.4.2 Rastreamento reverso

O rastreamento reverso foi originalmente proposto por Fertik e Ross (1967) para um controlador PI. A ideia era que o estado do controlador fosse recalculado de tal modo que a ação de controle se situasse exatamente sobre os limites de saturação. Entretanto, as análises posteriores mostraram não ser vantajoso ajustar o termo integral instantaneamente, mas que o ajuste fosse realizado dinamicamente através de uma constante de tempo T_T (RUNDQWIST, 1991).

A Figura 37 representa a técnica de rastreamento reverso para o sistema com controlador PI. Nesta técnica, a diferença entre a ação de controle $\widehat{u(t)}$ e os limites de saturação $\widehat{v(t)}$ é utilizada para ajustar o termo integral $\widehat{u_I(t)}$. A velocidade do ajuste do termo integral $\widehat{u_I(t)}$ pode ser acertada através do ganho $K_T = T_T$. Como regra geral na literatura, se propõe que T_T seja aproximadamente igual à constante de tempo T_I do integrador, a qual é definida em (45).

$$G_C(s) = K_P + K_I/s = K_P \left(1 + 1/T_I s \right) \quad (45)$$

Os resultados da aplicação do rastreamento reverso ao sistema da Figura 37 sujeito a saturação da ação de controle são apresentados na Figura 38. Os sinais analisados são a saída do sistema $y(t)$, a ação de controle $u(t)$ e o termo integral $u_I(t)$. O rastreamento reverso ajusta o termo integral $\widehat{u_I(t)}$ de tal forma que a ação de controle $\widehat{u(t)}$ se aproxime dos limites de saturação. Por isso, o termo integral $\widehat{u_I(t)}$ diminui inicialmente durante a saturação da ação de controle. Desta forma, o rastreamento reverso evita o desvio acentuado do termo integral

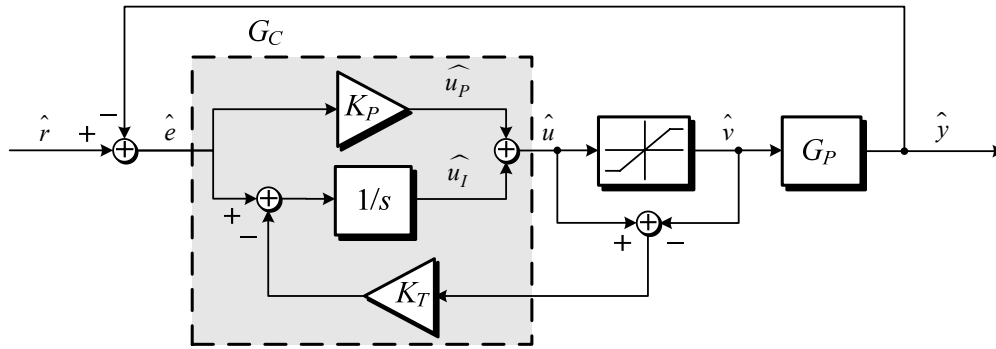


Figura 37: Técnica *anti-windup* do rastreamento reverso

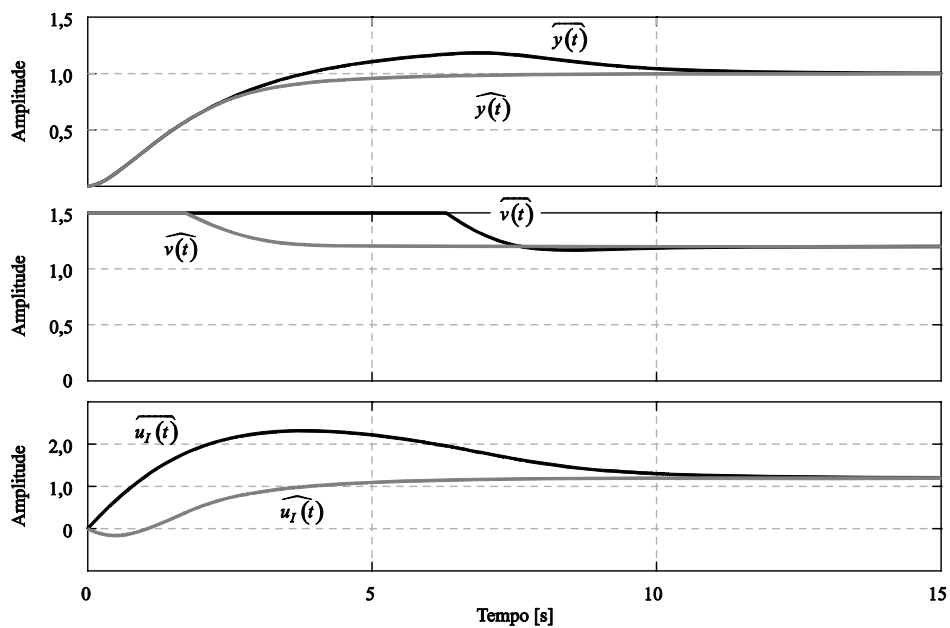


Figura 38: Resultados para a técnica *anti-windup* do rastreamento reverso

$\widehat{u_I}(t)$ resultante do fenômeno *windup*. Da mesma forma que na integração condicional, a preservação do termo integral $\widehat{u_I}(t)$ através do rastreamento reverso propicia uma melhoria da resposta $\widehat{y}(t)$ do sistema. O valor máximo de ultrapassagem é significativamente reduzido e a convergência da saída é antecipada, reduzindo o tempo de acomodação. O tempo de subida praticamente não é afetado, pois esta característica está sujeita às limitações do atuador modeladas pela saturação da ação de controle.

3.4.3 Técnica do condicionamento

A técnica do condicionamento foi proposta por Hanus (1980) e é baseada no conceito do sinal de referência realizável, do termo em inglês *realizable reference*. A referência realizável é a definição para o sinal de referência que quando aplicado no lugar do sinal

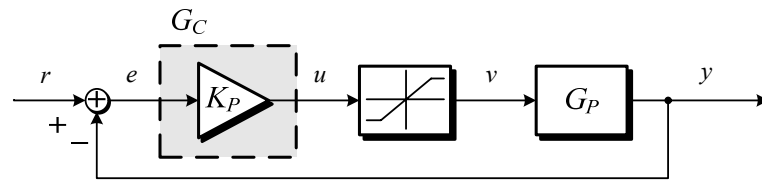


Figura 39: Sistema utilizado na demonstração da referência realizável

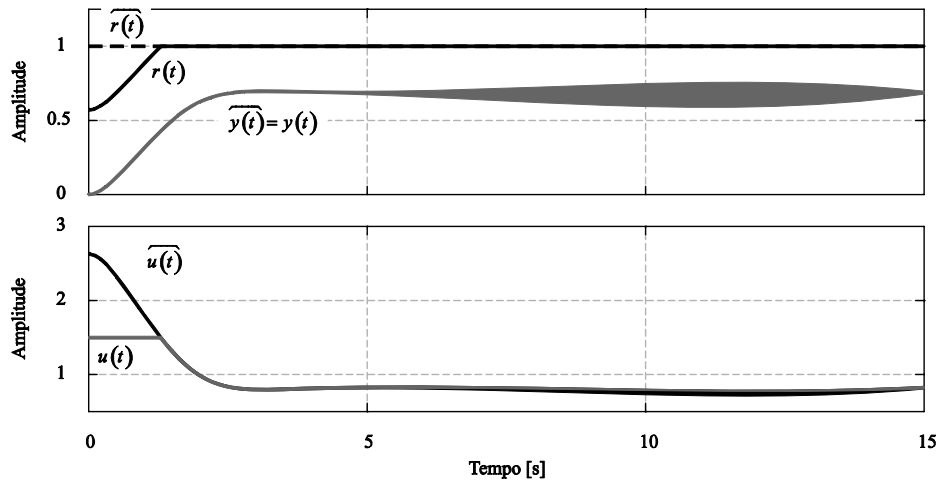


Figura 40: Demonstração da definição para a referência realizável

original faz com que a ação de controle seja sempre igual ao sinal de entrada da planta. O conceito da referência realizável é analisado para o sistema definido na Figura 39 através das formas de onda apresentadas na Figura 40. O motivo de utilizar um controlador proporcional ao invés do controlador PI até então adotado nos exemplos é para separar o problema do *windup* do conceito da referência realizável.

A Figura 40 apresenta uma comparação entre os sinais da referência $r(t)$, da ação de controle $u(t)$ e da saída da planta $y(t)$ para a referência original e a referência realizável. As legendas dos sinais para a referência original são destacadas por uma barra enquanto que para a referência realizável as legendas são normais (e.g. $\overline{y(t)}$ e $y(t)$ respectivamente). A referência original $\overline{r(t)}$ é um sinal do tipo degrau, o qual aplicado ao sistema definido na Figura 39 extrapola os limites de saturação da ação de controle $\overline{u(t)}$. O conceito da referência realizável sobre este sistema resulta no sinal $r(t)$ que ao ser aplicado ao sistema faz com que a ação de controle $u(t)$ seja sempre igual ao sinal aplicado à planta $v(t)$. Sendo assim, a não-linearidade do atuador é totalmente transferida para o sinal de referência realizável $r(t)$. Neste caso, onde o sistema é controlado por um controlador proporcional, as formas de onda da ação de controle $\overline{u(t)}$ e $u(t)$ são idênticas para ambos os sinais de referência, pois não existe o

fenômeno *windup*. Além disso, como o sinal aplicado $v(t)$ à planta é o mesmo em ambos os casos, a resposta do sistema $y(t)$ também permanece a mesma.

A ideia proposta por Hanus é utilizar o sinal de referência realizável para atenuar os impactos do *windup* sobre o sistema, pois o ajuste da referência evita a saturação da ação de controle e as consequências do fenômeno *windup*. A seguir, a técnica do condicionamento é aplicada ao sistema da Figura 20 sujeito à saturação da ação de controle e composto pelo controlador PI. O controlador PI é reescrito no espaço de estado em (46) definindo a saída do integrador como uma variável de estado x , tal como proposto por Ogata (1998). A saturação da ação de controle é incorporada à descrição do controlador.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= e = r - y \\ u &= K_p e + K_I x = K_p (r - y) + K_I x \\ v &= \text{sat}(u)\end{aligned}\tag{46}$$

A seguir, o sinal de referência original r é substituído pelo sinal de referência realizável w . A definição da referência realizável permite remover os limites de saturação definidos para o atuador.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= w - y \\ u &= K_p (w - y) + K_I x \\ v &= \text{sat}(u)\end{aligned}\tag{47}$$

Na prática, a referência realizável w não é conhecida a priori e não pode ser utilizada diretamente no cálculo da ação de controle u . Por isso, a referência real r é utilizada no cálculo da ação de controle u .

$$\begin{aligned}\dot{x} &= w - y \\ u &= K_p (r - y) + K_I x \\ v &= \text{sat}(u)\end{aligned}\tag{48}$$

Porém, a referência realizável w pode ser estimada e utilizada na atualização dos estados internos do controlador. Para isso, basta subtrair as equações da ação de controle (47) e (48), as quais resultam na seguinte relação.

$$w = r - \frac{u - v}{K_p}\tag{49}$$

Por fim, basta substituir a referência realizável w em (48) para obter o controlador PI com a técnica anti-*windup* de condicionamento.

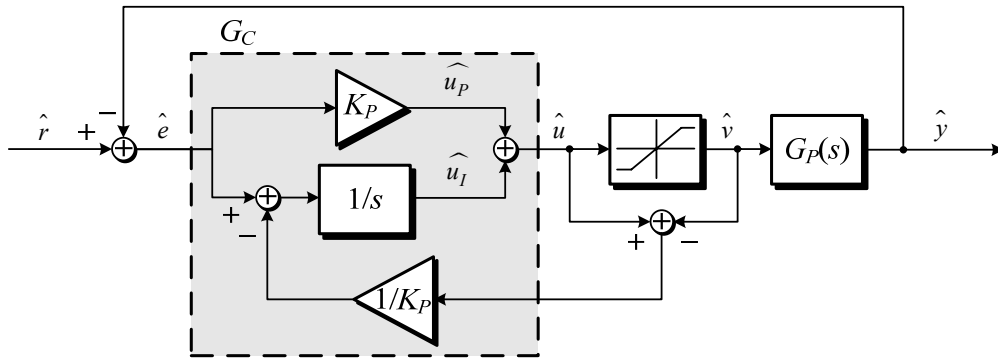


Figura 41: Técnica *anti-windup* do condicionamento

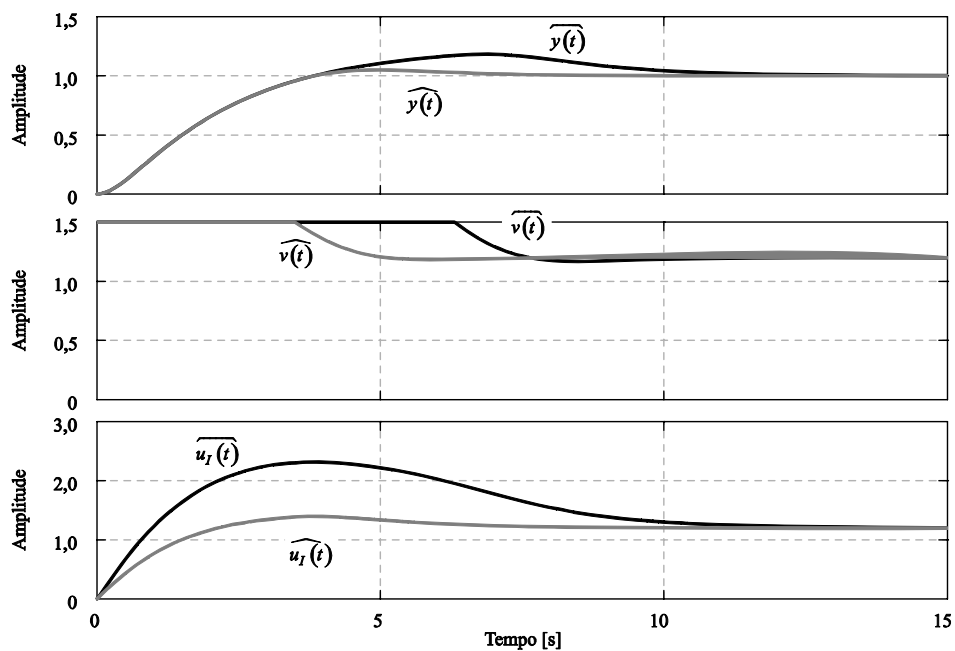


Figura 42: Resultados para a técnica *anti-windup* do condicionamento

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= r - y - \frac{u - v}{K_P} \\
 u &= K_P(r - y) + K_I x \\
 v &= \text{sat}(u)
 \end{aligned} \tag{50}$$

Apesar da diferença conceitual que existe entre a técnica de condicionamento e o rastreamento reverso, na verdade a técnica de condicionamento é um caso especial da técnica de rastreamento reverso, no qual o parâmetro $K_T = 1 / K_P$.

Os resultados da aplicação da técnica de condicionamento ao sistema da Figura 41 sujeito à saturação da ação de controle são apresentados na Figura 42. Os sinais analisados são a saída do sistema $y(t)$, a ação de controle $u(t)$ e o termo integral $u_I(t)$. A técnica de

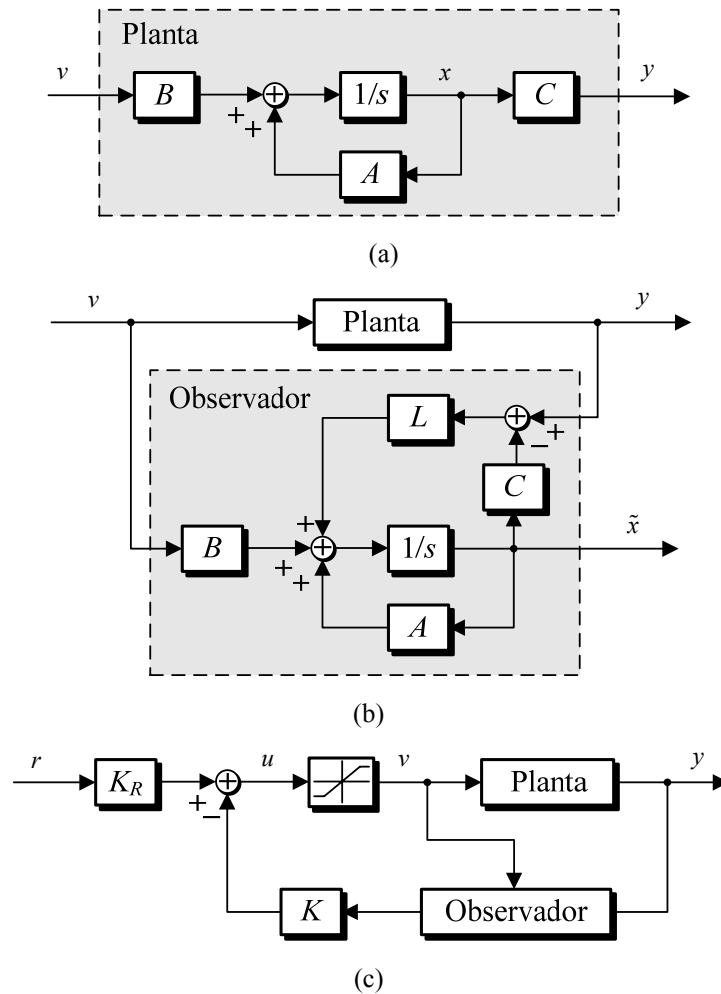


Figura 43: Sistema de controle no espaço de estados com base em observadores. (a) Representação da planta no espaço de estados. (b) Observador de estados da planta. (c) Sistema de controle realimentado considerando a saturação da ação de controle.

condicionamento ajusta o termo integral $\widehat{u_I}(t)$ respeitando as limitações do atuador, evitando o desvio acentuado caracterizado do termo integral $\widehat{u_I}(t)$ pelo fenômeno *windup*.

Da mesma forma que nas técnicas *anti-windup* apresentadas anteriormente, a preservação do termo integral $\widehat{u_I}(t)$ através da técnica do condicionamento propicia uma melhoria da resposta $\widehat{y}(t)$ do sistema. O valor máximo de ultrapassagem é significativamente reduzido e a convergência da saída é antecipada, reduzindo o tempo de acomodação. O tempo de subida praticamente não é afetado pois esta característica está sujeita às limitações do atuador modeladas pela saturação da ação de controle.

3.4.4 Abordagem por observadores de estado

A abordagem por observador das técnicas *anti-windup* foi proposta por Aström e está fundamentada nos controladores modernos definidos no espaço de estados. Estes

controladores são compostos por realimentadores de estado possivelmente associados a observadores (ASTRÖM e WITTENMARK, 1990).

Seja o sistema representado na Figura 43 (a) e definido pelas equações no espaço de estado a seguir, sendo composto pelo vetor de entrada v , pelo vetor de saída y e pelas variáveis de estado x , onde A é dita a matriz de estado, B a matriz de entrada e C a matriz de saída.

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= Ax + Bv \\ y &= Cx\end{aligned}\tag{51}$$

Seja também o observador de estados representado na Figura 43 (b) e pela equação abaixo, onde a estimativa dos estados \tilde{x} é feita através da ação de controle v , da saída real da planta y e do ganho do observador L .

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = A\tilde{x} + Bu + L(y - C\tilde{x})\tag{52}$$

Seja então o sistema de controle definido na Figura 43 (c) composto pela realimentação de estado e pelo observador definido acima, estando a ação de controle sujeita à saturação:

$$\begin{aligned}\frac{d\tilde{x}}{dt} &= (A - LC)\tilde{x} + Bv + Ly \\ u &= -K\tilde{x} + K_R r \\ v &= \text{sat}(u)\end{aligned}\tag{53}$$

O vetor de ganhos K da realimentação, o ganho K_R do ajuste da referência e o ganho L do observador são definidos pelo projeto do controlador. O projeto do observador é realizado de forma que a matriz $A - LC$ respeite as especificações de desempenho do sistema, incluindo a estabilidade. O controlador proposto em (53) não é afetado pelo fenômeno *windup* porque os estados do observador são atualizados considerando as entradas e as saídas reais do sistema, ou seja, levando em consideração a saturação da ação de controle.

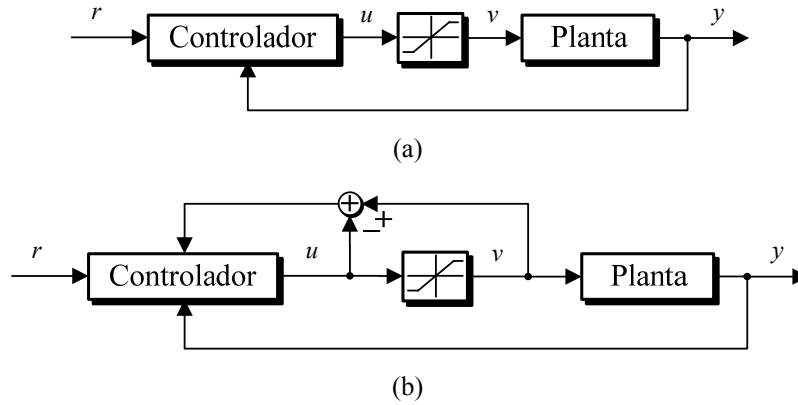


Figura 44: Técnica *anti-windup* baseada em observadores de estado. (a) Submetido a saturação da ação de controle. (b) Aplicando a técnica *anti-windup* baseada em observadores de estado.

A ideia proposta por Åström (1989) é ajustar a estrutura dos controladores durante a saturação para que se assemelhem aos controladores baseados em observadores de estado. Para isso, seja a representação do controlador no espaço de estado definido na Figura 44 (a) conforme as equações a seguir. As equações no espaço de estado consideram uma estrutura mais genérica para o controlador, onde o sinal de erro foi substituído pela realimentação da saída y e pelo sinal de referência r .

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= Fx + G_r r + G_y y \\ u &= Hx + D_r r + D_y y \\ v &= \text{sat}(u)\end{aligned}\tag{54}$$

A forma proposta para atenuação dos impactos da saturação é semelhante à proposta do rastreamento reverso, ou seja, o sistema é realimentado pela diferença entre a ação de controle e os limites de saturação $v - u$ tal como apresentado na Figura 44 (b). Sendo assim, o controlador definido em (54) pode ser reescrito por:

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= Fx + G_r r + G_y y + M(v - u) \\ &= (F - MH)x + (G_r - MD_r)r + (G_y - MD_y)y + Mu \\ u &= Hx + D_r r + D_y y \\ v &= \text{sat}(u)\end{aligned}\tag{55}$$

As equações resultantes para esta técnica *anti-windup* são semelhantes às equações do controlador baseado em observadores de estado mostradas em (53) e, por isso, esta técnica é denominada como abordagem por observador de estado. Assim como no projeto do observador no espaço de estado, a matriz $F - MH$ deve respeitar os critérios de estabilidade.

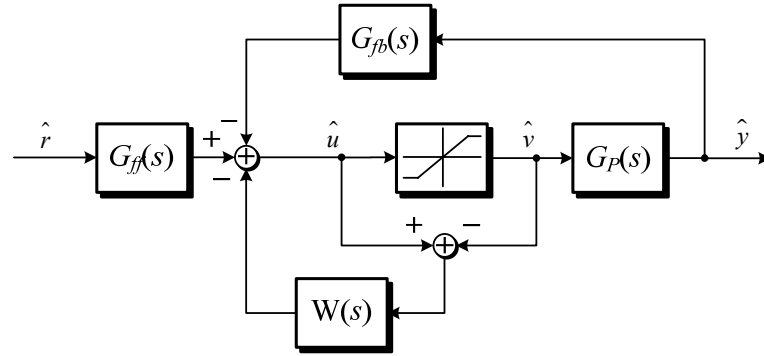


Figura 45: Técnica anti-windup pela abordagem por observadores de estados

A abordagem por observadores de estado também pode ser utilizada para os controladores modelados por função de transferência. A representação no domínio s para o controlador definido em (54) é determinada abaixo.

$$\begin{aligned} U(s) &= G_{ff}(s)R(s) - G_{fb}(s)Y(s) \\ &= \left(H(sI - F)^{-1} G_r + D_r \right) R(s) - \left(H(sI - F)^{-1} G_y + D_y \right) Y(s) \end{aligned} \quad (56)$$

O acréscimo da compensação *anti-windup* em (55) proposta na abordagem por observadores de estados resulta em (57), cuja representação em diagramas de blocos é apresentada na Figura 45 (ASTRÖM e WITTENMARK, 1990).

$$\begin{aligned} U(s) &= G_{ff}(s)R(s) - G_{fb}(s)Y(s) + W(s)(V(s) - U(s)) \\ &= G_{ff}(s)R(s) - G_{fb}(s)Y(s) + H(sI - F)^{-1} M R(s) \end{aligned} \quad (57)$$

Várias técnicas *anti-windup* podem ser analisadas através da abordagem por observadores. As próprias técnicas de rastreamento reverso e condicionamento são casos particulares desta abordagem. A técnica de rastreamento reverso é obtida através do ajuste da matriz M com $G_r \cdot D_r^{-1}$.

3.5 SUMÁRIO

Neste capítulo foram apresentados os impactos da saturação da ação de controle sobre os controladores com ação integral. A saturação da ação de controle provoca um desvio do termo integral que resulta num aumento do valor máximo de ultrapassagem e numa prolongação do tempo de acomodação. Este fenômeno foi observado primeiramente nos controladores PI e PID e foram denominados como *integrator windup*. As técnicas desenvolvidas para contornar os problemas decorrentes deste fenômeno são conhecidas como técnicas *anti-windup*.

A influência do projeto do controlador sobre os impactos do *windup* também foi analisada para um controlador PI. Os parâmetros do controlador foram variados e as consequências sobre o máximo valor de ultrapassagem e o tempo de acomodação foram comparadas. De uma forma em geral, quanto maior o ganho do controlador, maior os impactos do *windup*, pois maiores serão as amplitudes da ação de controle resultantes de uma mudança no ponto de operação.

A seguir, as técnicas *anti-windup* foram classificadas segundo a sua metodologia como técnicas *anti-windup a priori* e *a posteriori*. As análises realizadas neste trabalho se restringiram às técnicas *anti-windup a posteriori* devido a sua simplicidade, generalidade e também por serem as mais utilizadas.

As técnicas *anti-windup a posteriori* analisadas são uma seleção das técnicas *anti-windup* clássicas, sendo cada uma das técnicas proposta a partir das interpretações de cada autor sobre o fenômeno *windup* e de como atenuar os seus impactos. A técnica da integração condicional é a mais simples de todas, a qual cancela a integração sob certas condições de operação, tal como a saturação da ação de controle. A técnica do rastreamento reverso tem como princípio realizar um ajuste dos estados do controlador de forma a rastrear a saturação da ação de controle. A técnica do condicionamento utiliza a definição da referência realizável no desenvolvimento do seu conceito. A referência realizável é tal que quando aplicada ao sistema não permite a extrapolação dos limites de saturação pela ação de controle. A proposta da técnica do condicionamento é estimar qual seria esta referência realizável e utilizá-la na atualização dos estados do controlador.

A princípio, cada técnica *anti-windup* parece ser diferente tendo em vista as diferentes interpretações de como evitar o fenômeno *windup* proposta por cada uma delas. Entretanto, estas técnicas podem ser reunidas em propostas mais gerais, tais como a abordagem por observadores de estado. A abordagem por observadores é uma técnica *anti-windup* generalista, podendo as técnicas de rastreamento reverso e de condicionamento serem descritas como casos particulares.

4 ANÁLISE DA SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE E TÉCNICAS ANTI-WINDUP EM CONTROLADORES RESSONANTES

Os controladores com ação ressonante têm recebido grande destaque na área de conversão de energia elétrica por possibilitarem melhorias na qualidade da energia nas aplicações conectadas à rede de energia elétrica (SERA et al., 2005). Os controladores com ação ressonante são baseados no princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975) para sinais do tipo senoidal (FUKUDA; YODA, 2001). As características dos controladores ressonantes já foram discutidas no Capítulo 2 desta dissertação.

O controlador P+Ressonante ocupa uma posição de destaque neste tipo de estrutura, já tendo 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 costumam ser projetados com base nos modelos lineares dos sistemas a serem controlados. A utilização das técnicas lineares se deve à sua simplicidade, generalidade e ao domínio alcançado sobre estas técnicas frente às técnicas não-lineares.

Porém, os sistemas de controle normalmente estão sujeitos a restrições físicas que resultam numa limitação da ação de controle. O caso mais usual de limitação encontrado nos sistemas de controle é a saturação, a qual representa o limite máximo e mínimo permitido para excursão da ação de controle. Este comportamento não é descrito por modelos lineares e também não pode ser aproximado por um modelo linear. Uma prática comum nos projetos dos sistemas de controle é o projeto das leis de controle com base nos modelos lineares sem a consideração deste tipo de não-linearidade (RUNDQWIST, 1991).

Os impactos 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). O Capítulo 3 desta dissertação analisa o fenômeno *windup* e algumas das técnicas *anti-windup* para sistema de controle com ação integral. Embora este fenômeno tenha sido primeiramente evidenciado para os controladores com ação integral, os problemas decorrentes da ação de controle não se restringem a este tipo de controlador. Na verdade, qualquer controlador com polos relativamente lentos ou instáveis, tais como os controladores ressonantes, apresenta problemas relacionados ao fenômeno *windup* (DOYLE et al., 1987).

Os objetivos deste capítulo são avaliar os impactos da saturação do controle sobre os controladores ressonantes e as consequências do fenômeno *windup* para este tipo de controle. Uma técnica *anti-windup a posteriori* é proposta como alternativa para atenuação dos

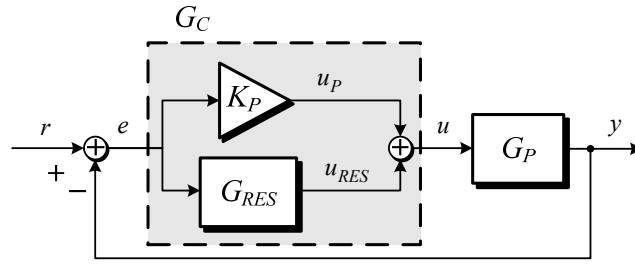


Figura 46: Sistema com controladores ressonantes e sem saturação da ação de controle

impactos da saturação da ação de controle. A solução proposta é uma adaptação da técnica de integração condicional desenvolvida originalmente para os controladores com ação integral e que, por causa das características periódicas próprias dos controladores ressonantes, consegue reduzir os impactos da saturação sobre o sistema.

4.1 CONTROLADOR RESSONANTE

A análise do impacto da saturação sobre os controladores ressonantes é realizada com base no sistema definido na Figura 1, sendo a planta $G_P(s)$ definida em (58) com fator de amortecimento ξ e frequência natural de ressonância ω_n . Os parâmetros da planta $\xi = 1,5$ e $\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot f_n = 2 \cdot \pi \cdot 10$ rad/s foram definidos de forma a permitir o rastreamento de um sinal de referência senoidal de frequência $f_1 = 1$ Hz. A especificação da frequência f_1 foi uma escolha didática apenas com o intuito de simplificar a apresentação dos resultados.

$$G_P(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{(2\pi 10)^2}{s^2 + 2 \cdot 1,5 \cdot (2\pi 10)s + (2\pi 10)^2} \quad (58)$$

O projeto do controlador $G_C(s)$ será realizado desconsiderando a saturação da ação de controle, conforme a proposta das técnicas *anti-windup a posteriori*. As especificações preliminares para o sistema de controle são a obtenção do erro nulo em regime permanente para referências senoidais de frequência f_1 com tempo de acomodação menor do que um período do sinal de referência $T = 1 / f_1$.

O controlador P+Ressonante definido em (59) é baseado no princípio do modelo interno para sinais senoidais, sendo constituído do termo ressonante em paralelo com o termo proporcional. As propriedades do controlador P+Ressonante já foram discutidas no Capítulo 2, sendo o termo ressonante $G_{RES}(s)$ responsável pelo rastreamento assintótico dos sinais senoidais.

$$G_C(s) = K_P + G_{RES}(s) = K_P + K_{RES} \frac{s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (59)$$

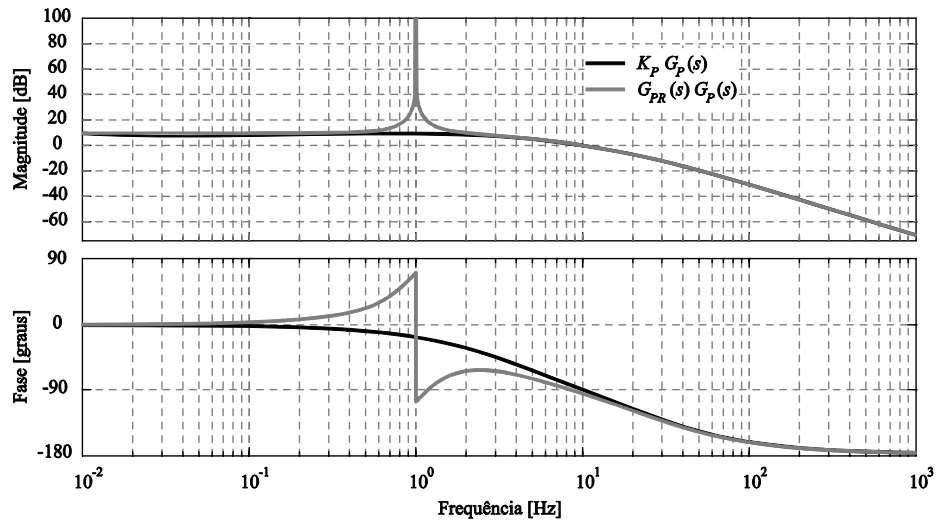


Figura 47: Resposta em frequência em malha aberta para o sistema com controlador P+Ressonante

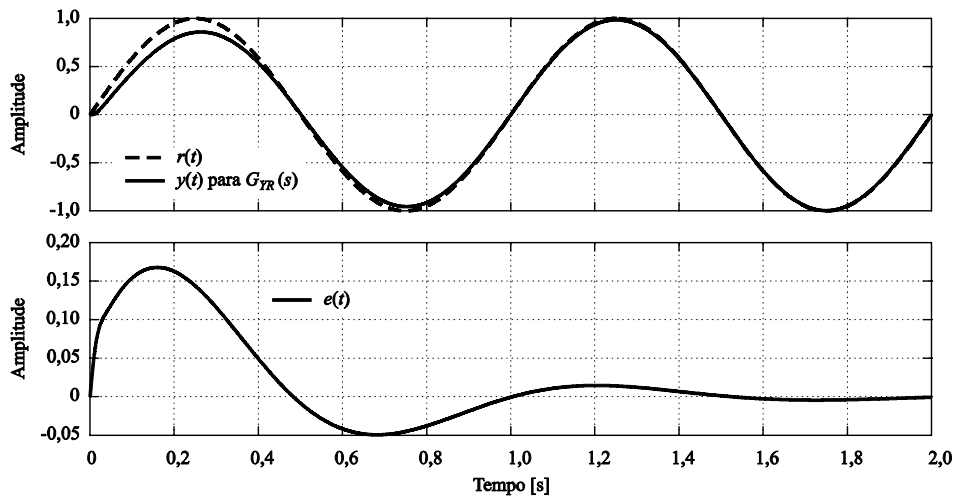


Figura 48: Resposta transitória para o sistema com controlador P+Ressonante

O termo proporcional é adicionado ao controlador para melhorar a estabilidade relativa do sistema e possibilitar o atendimento das características transitórias especificadas para o sistema. O controlador $G_C(s)$ resultante é ilustrado na Figura 46 para possibilitar a análise dos termos proporcional $u_P(t)$ e ressonante $u_{RES}(t)$ sobre a resposta $y(t)$ do sistema. Os sinais de referências, erro e ação de controle são definidos respectivamente pelas legendas $r(t)$, $e(t)$ e $u(t)$.

$$G_C(s) = K_P + G_{RES}(s) = K_P + K_{RES} \frac{s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (60)$$

Os parâmetros $K_P = 3,00$ e $K_{RES} = 17,9$ foram os valores resultantes para o controlador $G_C(s)$ de tal forma a satisfazer as especificações iniciais do sistema. A resposta em frequência do sistema em malha aberta é comparada na Figura 47 com a resposta do sistema controlado por um simples controlador proporcional com o mesmo ganho K_P . O módulo da resposta em

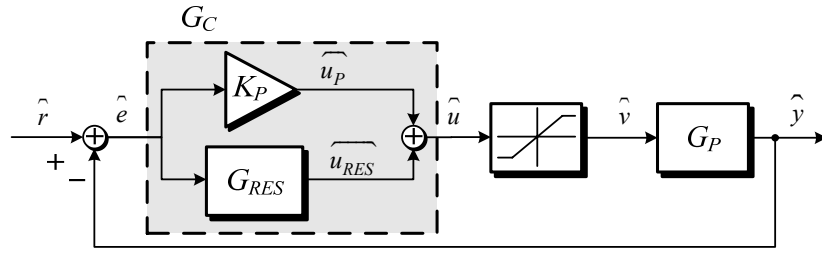


Figura 49: Sistema com controladores ressonantes e saturação da ação de controle

frequência possui um pico que tende ao infinito na frequência de ressonância f_1 , característica que possibilita a anulação do erro em regime permanente para referências e distúrbios senoidais conforme demonstrado por (24). O ganho nas baixas frequências converge para $|G_{RES}(0)|$ ao invés de tender ao infinito, pois não há mais a necessidade do rastreamento assintótico para sinais do tipo degrau.

A resposta do sistema ao sinal senoidal $r(t)$ de frequência $f_1 = 1$ Hz para o sistema em malha fechada $G_{YR}(s)$ é apresentada na Figura 48. Os erros em regime permanente $e(t)$, tanto o erro de amplitude como o erro de fase, são completamente anulados com a inclusão do termo ressonante $G_{RES}(s)$. A resposta transitória da saída $y(t)$ também atende as especificações para o tempo de acomodação não extrapolando o período de um ciclo do sinal de referência.

4.2 SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE SOBRE OS CONTROLADORES RESSONANTES

A saturação da ação de controle é uma limitação comumente encontrada nos sistemas de controle. O sistema de controle com o controlador P+Ressonante foi remodelado para incluir a saturação da ação de controle na Figura 49. As legendas dos sinais do sistema sujeito à saturação são destacadas por uma barra (e.g. $\widehat{y(t)}$), permitindo uma correlação direta com os sinais do sistema sem saturação (e.g. $y(t)$). A saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$ é modelada em (61) e define os limites de operação para os sinais de controle.

$$\widehat{v(t)} = \begin{cases} u_{\min}; & \widehat{u(t)} < u_{\min} \\ \widehat{u(t)}; & u_{\min} \leq \widehat{u(t)} \leq u_{\max} \\ u_{\max}; & \widehat{u(t)} \geq u_{\max} \end{cases} \quad (61)$$

A saturação da ação de controle e os impactos do *windup* costumam ser associados às perdas de desempenho na resposta transitória para os controladores com ação integral. Porém, as consequências da saturação sobre os controladores ressonantes precisam ser analisados

sobre duas perspectivas: quando a saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$ é apenas transitória e não se repete nos ciclos seguintes e quando a saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$ é cíclica, ou seja, se repete a cada ciclo de operação do sistema.

4.2.1 Impacto da saturação transitória da ação de controle nos controladores ressonantes

As condições de contorno consideradas nesta análise consideram que a saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$ é transitória e, sendo assim, o sinal $\widehat{v}(t)$ deve operar dentro dos limites de saturação ao fim da resposta transitória. As condições de operação que podem provocar este tipo de saturação nos controladores ressonantes são as mudanças bruscas no ponto de operação do sistema. O sinal de referência $r(t)$ definido em (62) é utilizado para analisar os impactos da saturação sobre os controladores ressonantes conforme as condições de contorno especificadas para esta análise.

$$r(t) = \begin{cases} A_1 \sin(2\pi ft + \phi_1), & t < t_0 \\ A_2 \sin(2\pi ft + \phi_2), & t \geq t_0 \end{cases} \quad (62)$$

O sinal $r(t)$ consiste num sinal senoidal que sofre alterações abruptas na sua amplitude ou fase no instante t_0 semelhante a um sinal do tipo degrau. Os parâmetros para o sinal de referência $r(t)$ foram escolhidos de tal forma a provocar uma saturação transitória da ação de controle $\widehat{v}(t)$, a qual não se repete após o sistema alcançar o regime permanente. Os limites de saturação u_{min} e u_{max} foram definidos próximos aos valores de pico encontrados para ação de controle $u(t)$ em regime permanente para o sistema equivalente sem saturação. O posicionamento dos limites de saturação u_{min} e u_{max} próximos aos valores de pico da ação de controle $u(t)$ facilita a reprodução das condições de contorno especificadas. Sendo assim, seguindo as diretrizes propostas, os valores $A_1 = 1/4$, $A_2 = 1$ e $\phi_1 = \phi_2 = 0$ foram definidos para o sinal de referência $r(t)$ e $u_{min} = -1,1$ e $u_{max} = 1,1$ para os limites de saturação.

A saída $\widehat{y}(t)$ e a ação de controle $\widehat{v}(t)$ para o sistema submetido à saturação foram comparadas na Figura 50 com a saída $y(t)$ e a ação de controle $u(t)$ do sistema equivalente sem saturação. A saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$ impede que a saída $\widehat{y}(t)$ responda com o mesmo desempenho da saída $y(t)$ nos instantes que se sucedem ao degrau da amplitude no sinal de referência $r(t)$. Além disso, o sinal de controle $\widehat{v}(t)$ permanece mais tempo saturado do que o tempo no qual a ação de controle $u(t)$ permanece acima dos limites de saturação. O

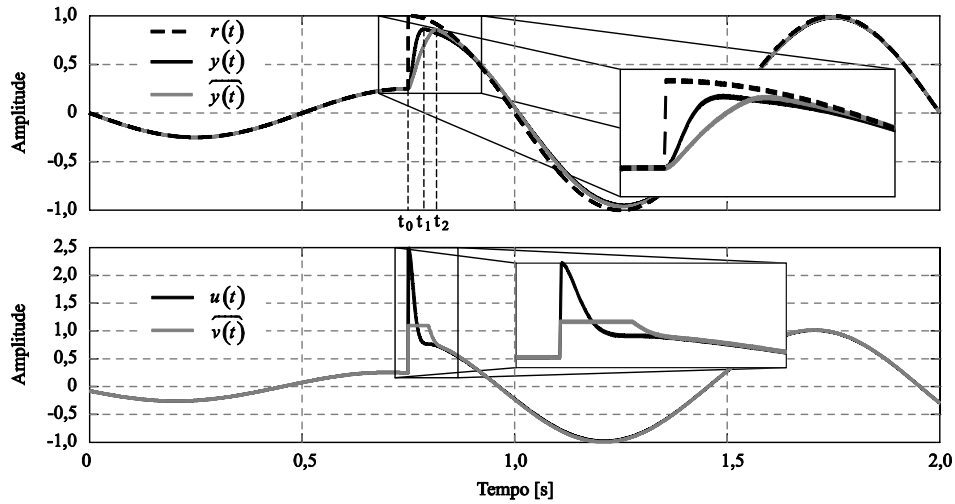


Figura 50: Impacto da saturação transitória da ação de controle sobre os controladores ressonantes

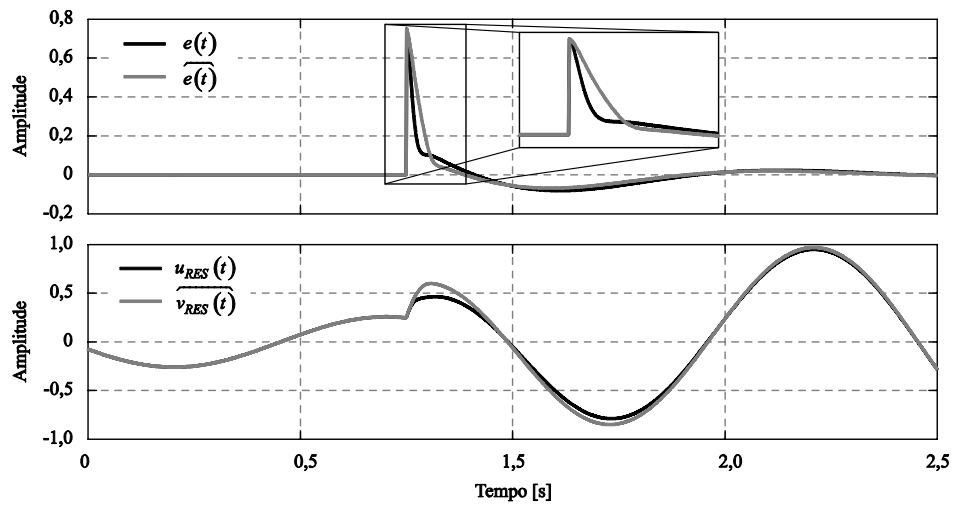


Figura 51: Fenômeno *windup* resultante da saturação transitória da ação de controle sobre os controladores ressonantes

prolongamento da saturação do sinal de controle $\overline{v(t)}$ provoca um atraso na resposta $\overline{y(t)}$ quando comparada com a resposta $y(t)$. O atraso resultante pode ser estimado através da comparação dos tempos t_0 , t_1 e t_2 que determinam os instantes nos quais os sinais $r(t)$, $y(t)$ e $\overline{y(t)}$ alcançam seus valores de pico.

O sinal de erro $\overline{e(t)}$ e o termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ são separados na Figura 51 e comparados com os respectivos sinais $e(t)$ e $u_{RES}(t)$ do sistema equivalente sem saturação para uma análise mais detalhada sobre o impacto da saturação de controle sobre o sistema. A lentidão na resposta $\overline{y(t)}$ retarda a atenuação do erro $\overline{e(t)}$ para o sistema submetido à saturação da ação de controle. Esta lentidão na diminuição da magnitude do erro $\overline{e(t)}$ tende a desviar o termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ do seu ponto de operação, visto que o termo ressonante

também funciona como um elemento de memória do erro semelhante à ação integral. Portanto, uma redução mais lenta na atenuação do erro $\overline{e(t)}$ faz com que a amplitude do termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ aumente na tentativa de compensar a limitação imposta pela saturação da ação de controle.

Apesar da perturbação causada no termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ pela saturação transitória da ação de controle, os impactos do *windup* sobre os controladores ressonantes são atenuados rapidamente pois a ação de controle $\overline{v(t)}$ opera por pouco tempo acima dos limites de saturação. Neste exemplo específico, o desvio no termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ até auxiliou na redução do erro $\overline{e(t)}$ após o fim da saturação da ação de controle.

Porém, os controladores ressonantes podem ser submetidos a condições de operação mais severas que impeçam o rastreamento assintótico dos sinais senoidais mesmo em regime permanente. Nestas condições, a ação de controle necessária para a extinção do erro em regime permanente extrapola os limites de saturação e os impactos decorrentes do fenômeno *windup* conduzem a uma degradação da resposta do sistema.

4.2.2 Impacto da saturação cíclica da ação de controle nos controladores ressonantes

As condições de contorno consideradas nesta análise consideram que a saturação da ação de controle $\overline{v(t)}$ extrapole repetidamente os limites de saturação a cada ciclo do sinal de referência $r(t)$ senoidal. As condições de operação que podem provocar este tipo de saturação nos controladores ressonantes são aquelas que quando aplicadas a um sistema equivalente sem saturação excitam uma ação de controle $u(t)$ cuja amplitude em regime permanente extrapole os limites de saturação u_{max} e u_{min} . O sinal de referência $r(t)$ definido em (63) é utilizado para analisar os impactos da saturação cíclica sobre os controladores ressonantes, sendo os limites de saturação definidos com $u_{max} = 0,9$ e $u_{min} = -0,9$.

$$r(t) = \text{sen}(2\pi f_1 t + \phi) \quad (63)$$

A saída $\overline{y(t)}$ e a ação de controle $\overline{v(t)}$ para o sistema submetido à saturação foram comparadas na Figura 52 com a saída $y(t)$ e a ação de controle $u(t)$ do sistema equivalente sem saturação. A saturação da ação de controle $\overline{v(t)}$ impede que a saída $\overline{y(t)}$ consiga seguir a referência $r(t)$ nos instantes próximos aos picos, provocando um achatamento na forma de onda da saída $\overline{y(t)}$. Apesar do achatamento, a saída $\overline{y(t)}$ tem uma amplitude maior que a

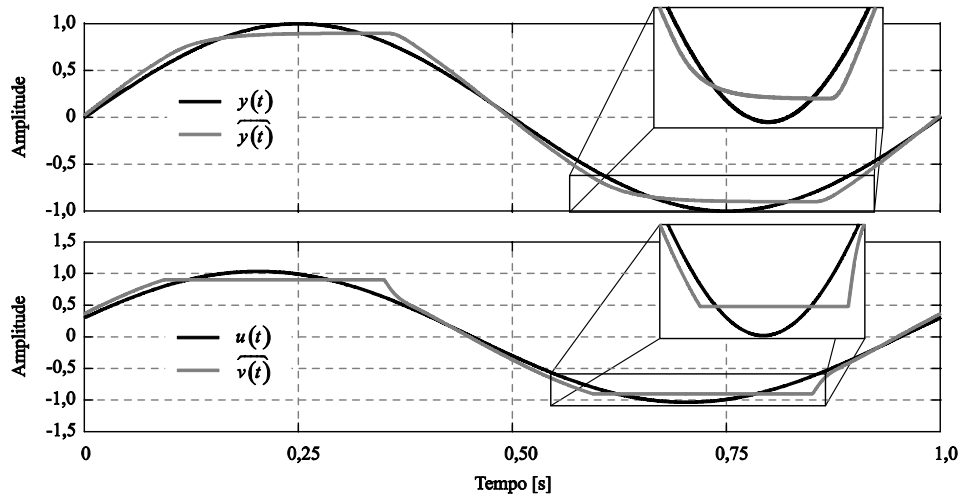


Figura 52: Impacto da saturação cíclica da ação de controle sobre os controladores ressonantes

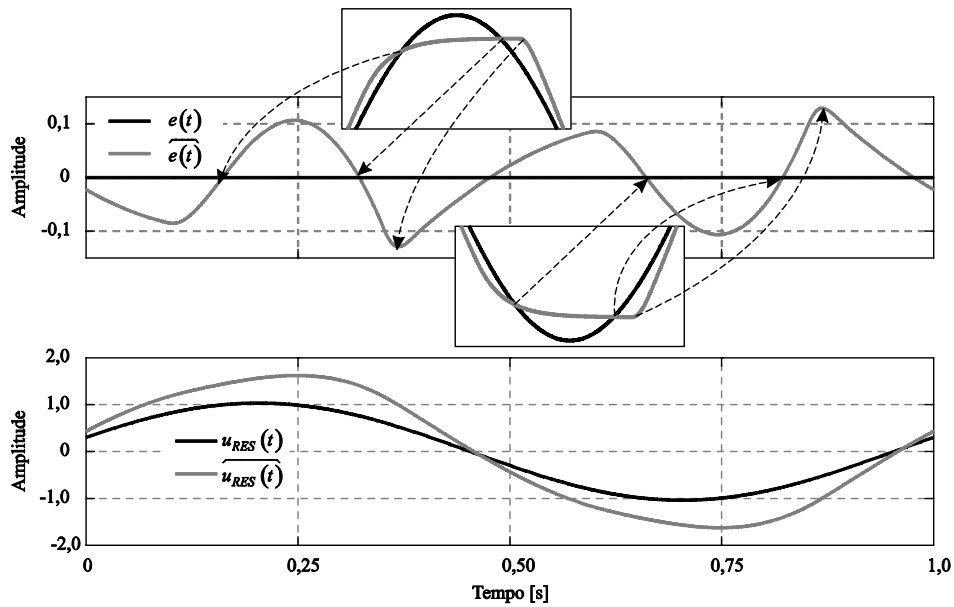


Figura 53: Fenômeno *windup* resultante da saturação cíclica da ação de controle sobre os controladores ressonantes

saída $y(t)$ visto que os valores de $\overline{y(t)}$ são maiores do que $y(t)$ tanto na entrada como na saída da saturação da ação de controle. O aumento da amplitude da saída $\overline{y(t)}$ é causado pelo aumento da amplitude da ação de controle $\overline{v(t)}$, o qual é saturado ao atingir os limites de saturação.

O sinal de erro $\overline{e(t)}$ e o termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ são separados na Figura 53 e comparados com os respectivos sinais $e(t)$ e $u_{RES}(t)$ do sistema equivalente sem saturação para uma análise mais detalhada sobre o impacto da saturação de controle sobre o sistema. A primeira diferença entre as respostas do sistema é que erro $\overline{e(t)}$ no sistema submetido à saturação da ação de controle não consegue convergir devido ao achatamento da saída $\overline{y(t)}$

Tabela 2: Limites da saturação da ação de controle

Saturação	u_{max}	u_{min}
Condição A	0,95	-0,95
Condição B	0,90	-0,90
Condição C	0,85	-0,85

que se repete a cada ciclo. O erro $\overline{e(t)}$ gerado a cada corte da saída $\overline{y(t)}$ provoca um aumento na amplitude do termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ na tentativa de compensar a limitação imposta pela saturação da ação de controle. O aumento na amplitude do termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ é o responsável pelo aumento da ação de controle $\overline{v(t)}$.

A diferença entre os sinais do termo ressonante $u_{RES}(t)$ e $\overline{u_{RES}(t)}$ diminui durante o período que o sistema opera dentro dos limites de saturação mas aumenta toda vez que o sistema extrapola os limites de saturação. O aumento da amplitude do sinal $\overline{u_{RES}(t)}$ é a resposta do controlador na tentativa de compensar o aumento do erro $\overline{e(t)}$, visto que a saída $\overline{y(t)}$ do sistema não está conseguindo atingir os picos do sinal de referência $r(t)$. Assim que a referência $r(t)$ retorna para dentro dos limites de operação do sistema, o termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ volta a convergir em direção ao sinal $u_{RES}(t)$ na tentativa de extinguir o erro $\overline{e(t)}$ em regime permanente.

Sendo assim, a saturação da ação de controle $\overline{v(t)}$ pode ser interpretada como uma perturbação sobre o termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$, desviando os estados internos do controlador ressonante da sua condição de operação em regime permanente. Os impactos da saturação sobre os controladores ressonantes são semelhantes ao fenômeno *windup* para os controladores com ação integral, visto que sua origem é decorrente dos polos marginalmente estáveis dos controladores (DOYLE et al., 1987). O fenômeno *windup* não está restrito aos sistemas marginalmente estáveis com polos sobre o eixo imaginário, mas também aos polos com parte real negativa localizados próximos ao eixo imaginário, tais como os controladores *quasi*-ressonantes.

4.2.3 Análise da influência dos limites de saturação sobre o fenômeno *windup* nos controladores ressonantes

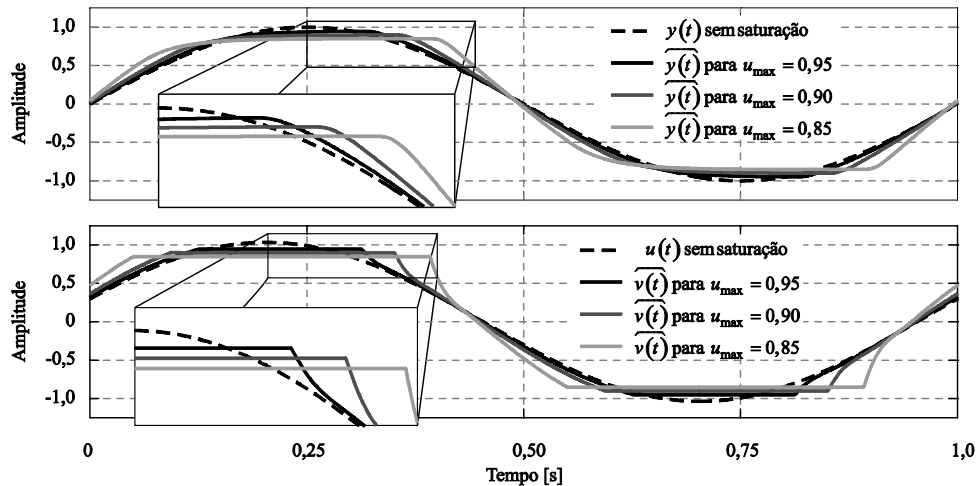


Figura 54: Influência dos limites de saturação sobre os controladores ressonantes

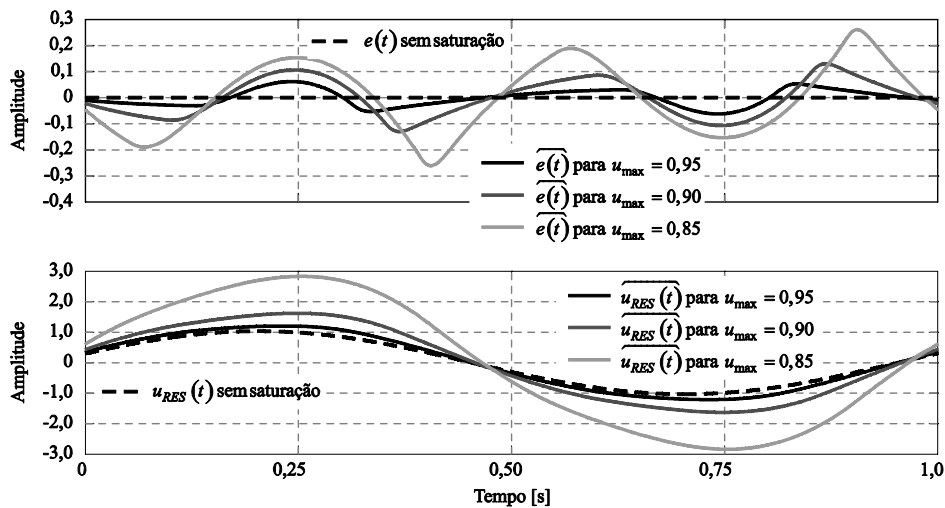


Figura 55: Influência dos limites de saturação sobre o fenômeno *windup* nos controladores ressonantes

Após a identificação dos impactos da saturação sobre os controladores ressonantes, a análise a seguir propõe investigar as consequências da variação dos limites de saturação sobre o fenômeno *windup*. Os limites de saturação u_{max} e u_{min} utilizados estão definidos na Tabela 2. A avaliação será realizada sob a perspectiva da saturação cíclica da ação de controle por ser considerada a mais severa para os controladores ressonantes.

A saída $\widehat{y}(t)$ e a ação de controle $\widehat{v}(t)$ para o sistema submetido à saturação da ação de controle são comparadas na Figura 54 com a saída $y(t)$ e ação de controle $u(t)$ do sistema equivalente sem saturação. Quanto menor a amplitude dos limites de saturação u_{max} e u_{min} , maior o desvio da saída $\widehat{y}(t)$ em relação à $y(t)$ devido ao fenômeno *windup* sobre os controladores ressonantes. O desvio na saída $\widehat{y}(t)$ é provocado pelo aumento da amplitude da ação de controle $\widehat{v}(t)$, a qual tende a permanecer mais tempo saturada quanto mais severa a saturação.

Tabela 3: Conjunto de parâmetros para o controlador $G_C(s)$

Parâmetros	Nominal	Variação 1	Variação 2
K_P	3,00	4,50	9,00
K_{RES}	17,8	35,6	53,3
K_C	3,00	4,50	9,00

Da mesma forma como foi feita a análise da saturação cíclica sobre os controladores ressonantes, o sinal de erro $\overline{e(t)}$ e o termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ são separados na Figura 54 e comparados com os respectivos sinais $e(t)$ e $u_{RES}(t)$ do sistema equivalente sem saturação para uma análise mais detalhada sobre o impacto da saturação de controle sobre o sistema. A diminuição dos limites de saturação u_{max} e u_{min} reduz o valor de pico da saída $\overline{y(t)}$ que, por sua vez, resulta num aumento da magnitude do erro $\overline{e(t)}$. O aumento do erro $\overline{e(t)}$ provoca um aumento na amplitude do sinal $\overline{u_{RES}(t)}$, visto que o termo ressonante funciona como elemento de memória semelhante às características de um integrador.

Sendo assim, quanto mais severa a saturação da ação de controle, maior o desvio provocado no termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ e maior o impacto do fenômeno *windup* na saída $\overline{y(t)}$ para os controladores ressonantes.

4.3 INFLUÊNCIA DO PROJETO DO CONTROLADOR SOBRE A SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE

As propriedades do controlador também têm influência sobre o impacto da saturação da ação de controle sobre o sistema. A compreensão da influência do projeto do controlador sobre a ação de controle auxilia na compressão do fenômeno do *windup* e na elaboração de propostas para atenuação dos seus impactos sobre o sistema. Por isso, os parâmetros do controlador $G_C(s)$ em (64) foram modificados a fim de avaliar a influência do projeto do controlador na ação de controle e as consequências da saturação sobre o sistema. O controlador $G_C(s)$ foi rearranjado para possibilitar a definição de um novo parâmetro K_C que nada mais é que o ganho do controlador.

$$G_C(s) = K_P + K_{RES} \frac{s}{s^2 + \omega_n^2} = K_C \cdot \left(1 + K_{RES} \frac{s}{s^2 + \omega_n^2} \right) \quad (64)$$

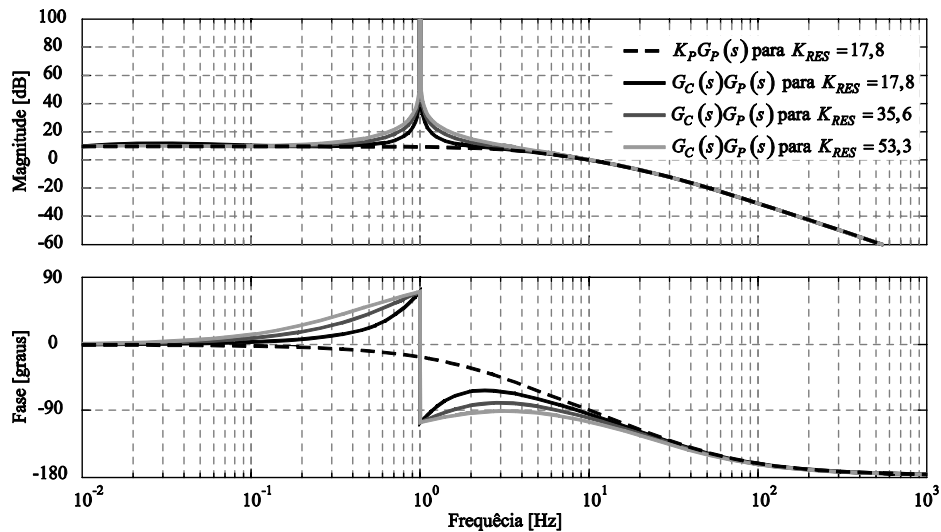


Figura 56: Influência do parâmetro K_{RES} na resposta em frequência do sistema $G_C G_P(s)$

A análise da influência do projeto do controlador $G_C(s)$ foi dividida em três etapas, cada uma analisando o impacto de um determinado parâmetro do controlador. Os valores utilizados na análise da influência do controlador $G_C(s)$ estão definidos na Tabela 3. Em cada análise, somente um parâmetro é variado enquanto os demais são mantidos em seus valores nominais. As análises são realizadas sob a perspectiva da saturação cíclica da ação de controle por ser considerada a mais severa para os controladores ressonantes.

4.3.1 Influência do ganho K_{RES} sobre o controlador P+Ressonante

A análise da influência do ganho K_{RES} utiliza os valores definidos na Tabela 3 para o parâmetro K_{RES} enquanto que o parâmetro K_P é mantido no seu valor nominal. A influência do ganho K_{RES} sobre a resposta em frequência do sistema em malha aberta é comparada na Figura 56 com a resposta do sistema equivalente $K_P G_P(s)$. O parâmetro K_{RES} influencia a magnitude e a fase da resposta em frequência apenas em torno da frequência de ressonância f_1 . Quanto maior o ganho do parâmetro K_{RES} , maior a magnitude da resposta em frequência em torno da frequência de ressonância e maior os desvios na resposta de fase com relação ao sistema $K_P G_P(s)$.

Os resultados da variação do parâmetro K_{RES} sobre o erro $e(t)$ e a ação de controle $u(t)$ são apresentados na Figura 57 para o sistema sem saturação da ação de controle da Figura 46. O aumento de K_{RES} amplifica a magnitude da ação de controle $u(t)$, diminui a amplitude do erro $e(t)$ e reduz o tempo de acomodação. O trecho do sinal próximo ao pico da ação de controle $u(t)$ foi aproximado para destacar a influência do parâmetro K_{RES} na sua amplitude.

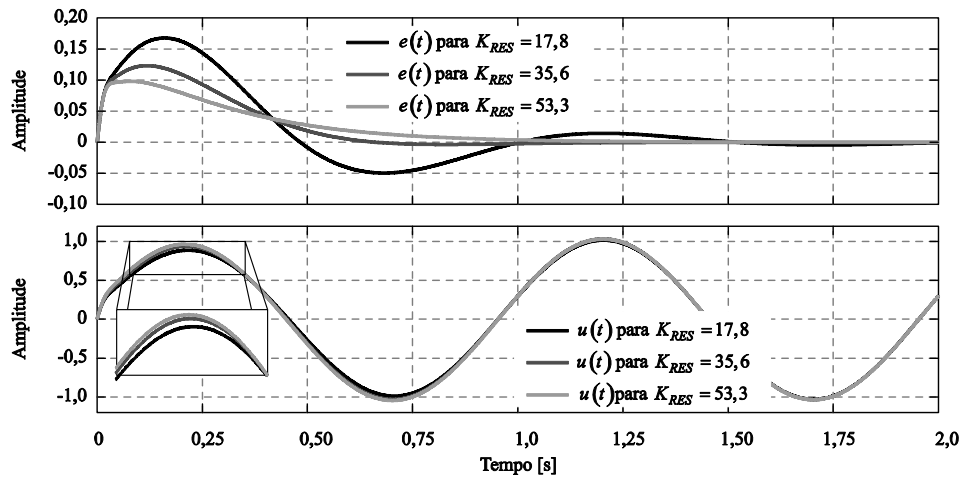


Figura 57: Influência do parâmetro K_{RES} na resposta transitória dos controladores ressonantes

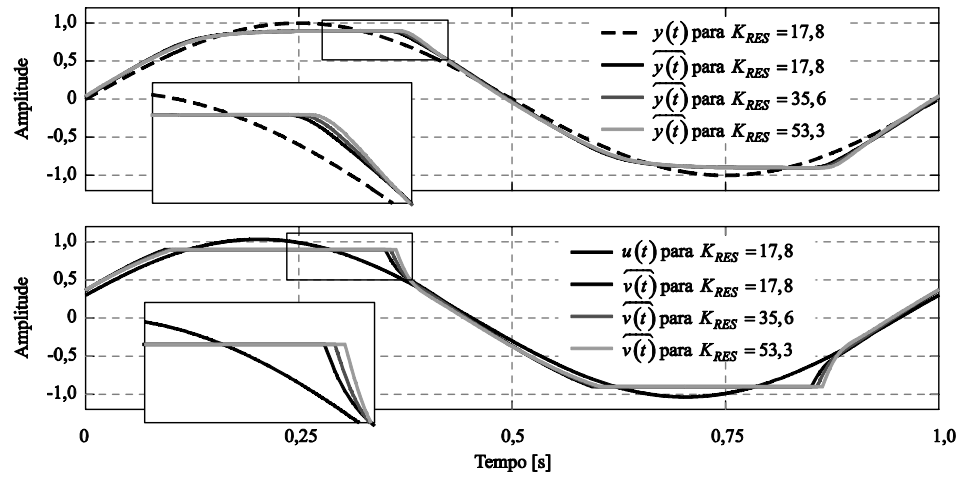


Figura 58: Influência do parâmetro K_{RES} nos impactos sobre o controlador ressonante decorrentes da saturação da ação de controle

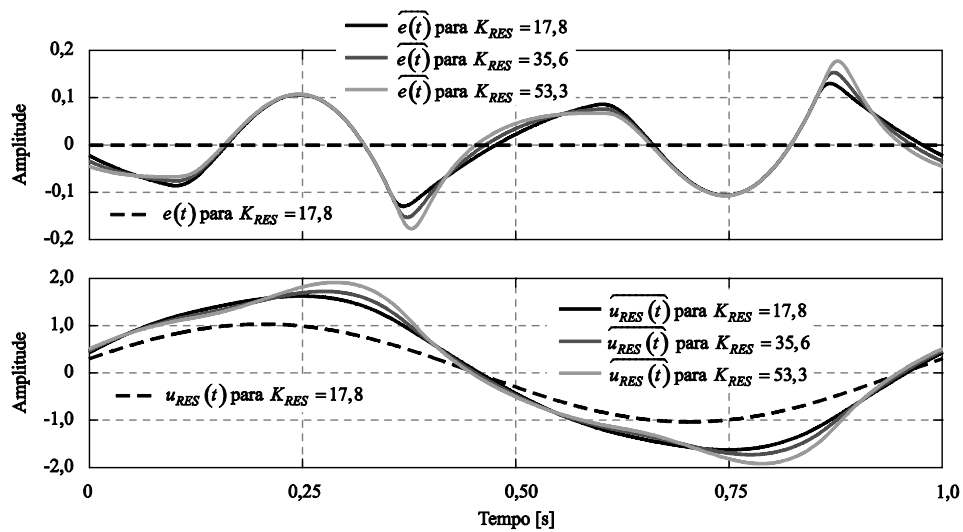


Figura 59: Influência do parâmetro K_{RES} no fenômeno *windup* sobre o controlador ressonante

As variações para o parâmetro K_{RES} foram aplicadas ao sistema sujeito à saturação da ação de controle da Figura 49. A saída $\widehat{y}(t)$ e a ação de controle $\widehat{v}(t)$ para o sistema saturado

são comparadas na Figura 58 com a saída $y(t)$ e a ação de controle $u(t)$ do sistema equivalente sem saturação. O aumento do parâmetro K_{RES} tende a aumentar a amplitude da ação de controle $\overline{v(t)}$, a qual passa mais tempo saturada e contribui na amplificação dos impactos sobre a saída $\overline{y(t)}$.

O erro $\overline{e(t)}$ e o termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ são separados na Figura 59 e comparados com os respectivos sinais $e(t)$ e $u_{RES}(t)$ do sistema equivalente sem saturação para uma análise mais detalhada sobre o impacto da saturação de controle sobre o sistema. O aumento da amplitude do sinal $\overline{u_{RES}(t)}$ é a resposta do controlador na tentativa de compensar o aumento do erro $\overline{e(t)}$, visto que a saída $\overline{y(t)}$ do sistema não está conseguindo atingir os picos do sinal de referência $r(t)$. Apesar do erro $\overline{e(t)}$ ser igual durante o achatamento da saída $\overline{y(t)}$, a variação do parâmetro K_{RES} tende a influenciar diretamente a amplitude do termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ tornando-a cada vez maior conforme o parâmetro K_{RES} aumenta.

Sendo assim, quanto maior o parâmetro K_{RES} , maior o desvio provocado no termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ e maior o impacto do fenômeno *windup* na saída $\overline{y(t)}$ sobre os controladores ressonantes.

4.3.2 Influência do ganho K_P sobre o controlador P+Ressonante

A análise da influência do ganho K_P utiliza os valores definidos na Tabela 3 para o parâmetro K_P enquanto que o parâmetro K_{RES} é mantido no valor nominal. A influência do ganho K_P sobre a resposta em frequência do sistema em malha aberta é comparada na Figura 60 com a resposta do sistema equivalente $K_P G_P(s)$, sendo K_P igual ao seu valor nominal para o sistema equivalente $K_P G_P(s)$. O parâmetro K_P influencia o ganho em praticamente todo o espectro de frequência, exceto em torno da frequência de ressonância. A resposta de fase se aproxima da resposta do sistema equivalente $K_P G_P(s)$ à medida que o parâmetro K_P aumenta e a frequência se afasta da frequência de ressonância.

Os resultados da variação do parâmetro K_P sobre o erro $e(t)$ e a ação de controle $u(t)$ são apresentados na Figura 61 para o sistema sem saturação da ação de controle da Figura 46. O aumento de K_P também amplifica a magnitude da ação de controle $u(t)$ e diminui a amplitude inicial do erro $e(t)$. O trecho do sinal próximo ao pico da ação de controle $u(t)$ foi aproximado para destacar a influência do parâmetro K_P na sua amplitude. Entretanto, o erro

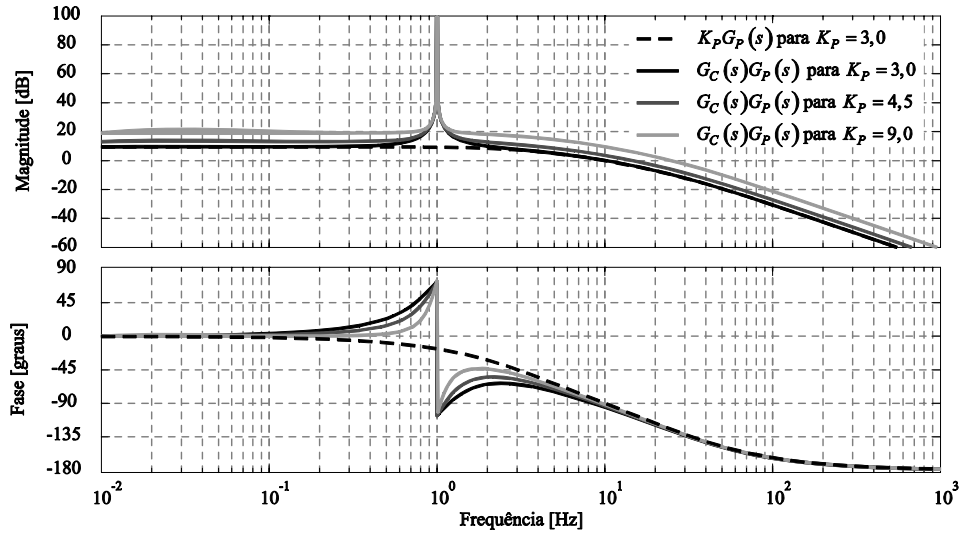


Figura 60: Influência do parâmetro K_P na resposta em frequência do sistema $G_C G_P(s)$

signal de erro $e(t)$ tende a se tornar mais oscilante, característica que acaba por prolongar o tempo de acomodação.

As variações para o parâmetro K_P foram aplicadas ao sistema sujeito à saturação da ação de controle da Figura 49. A saída $\overline{y(t)}$ e a ação de controle $\overline{v(t)}$ para o sistema saturado são comparadas na Figura 62 com a saída $y(t)$ e a ação de controle $u(t)$ do sistema equivalente sem saturação. As variações no parâmetro K_P parecem ter pouca influência sobre os impactos da saturação da ação de controle nos controladores ressonantes, visto que os sinais para a saída $\overline{y(t)}$ e a ação de controle $\overline{v(t)}$ praticamente se sobrepõem. Porém, uma análise mais detalhada dos sinais revela que o sinal da ação de controle $\overline{v(t)}$ tende a antecipar a saída da saturação à medida que o parâmetro K_P aumenta e que a saída $\overline{y(t)}$ é ligeiramente afetada por esta antecipação do sinal $\overline{v(t)}$. A antecipação do fim da saturação do sinal $\overline{v(t)}$ é provocada pela maior influência do termo proporcional, o qual compensa o desvio no termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ assim que a referência $r(t)$ cruza com a saída $\overline{y(t)}$.

O erro $\overline{e(t)}$ e o termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ são separados na Figura 63 e comparados com os respectivos sinais $e(t)$ e $u_{RES}(t)$ do sistema equivalente sem saturação para uma análise mais detalhada sobre o impacto da saturação de controle sobre o sistema. Apesar da pouca influência sobre o erro $\overline{e(t)}$ devido à antecipação do fim da saturação no sinal $\overline{v(t)}$, esta pequena diferença já é suficiente para aumentar a amplitude do termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ conforme o parâmetro K_P aumenta. Sendo assim, o aumento do termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ é

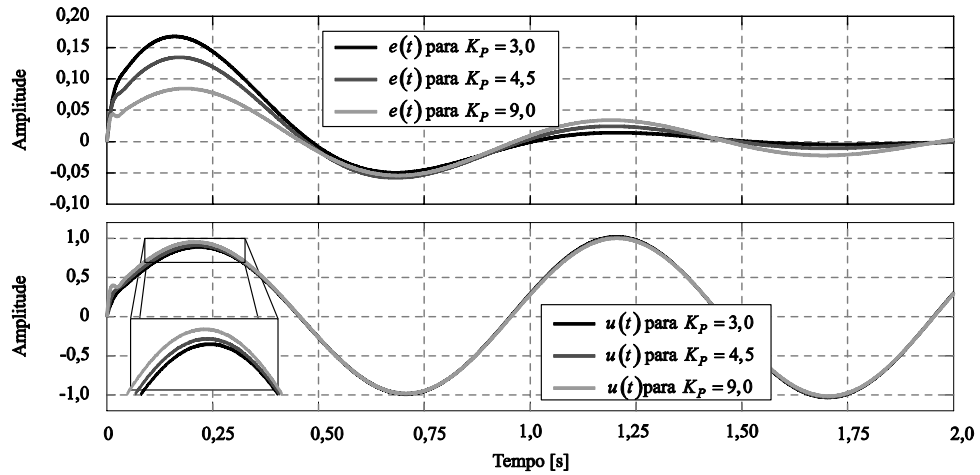


Figura 61: Influência do parâmetro K_p na resposta transitória dos controladores ressonantes

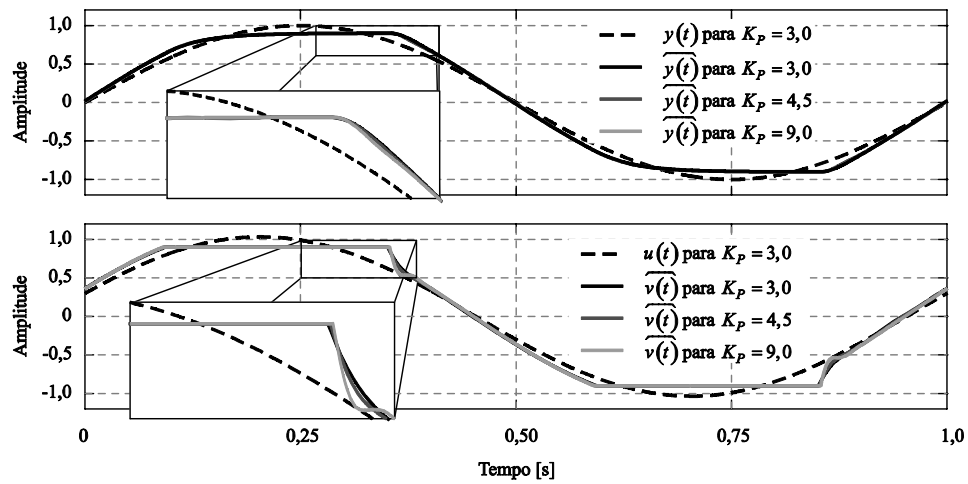


Figura 62: Influência do parâmetro K_p nos impactos sobre o controlador ressonante decorrentes da saturação da ação de controle

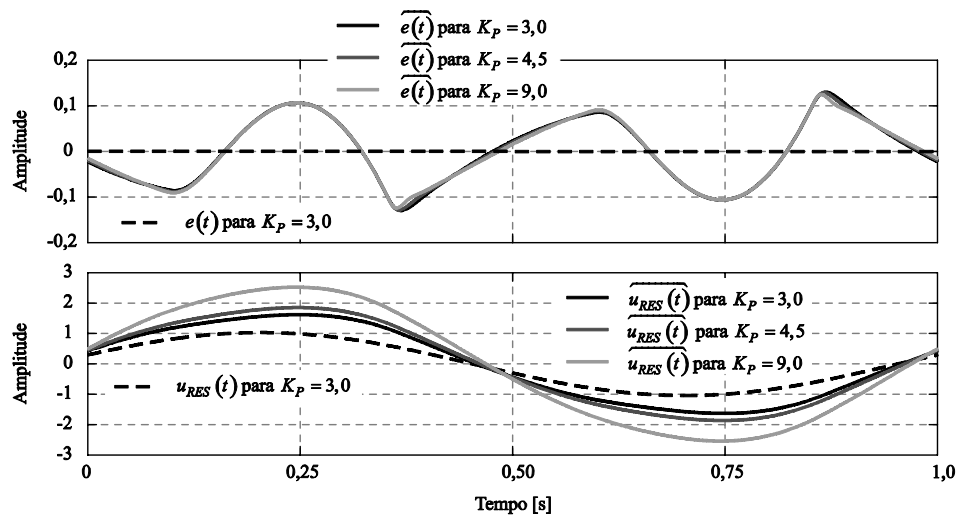


Figura 63: Influência do parâmetro K_c no fenômeno *windup* sobre o controlador ressonante

provocado pela influência do termo proporcional sobre o erro $\widehat{e}(t)$ após o fim da saturação, visto que durante o achatamento da saída o erro $\widehat{e}(t)$ e o parâmetro K_{RES} são iguais.

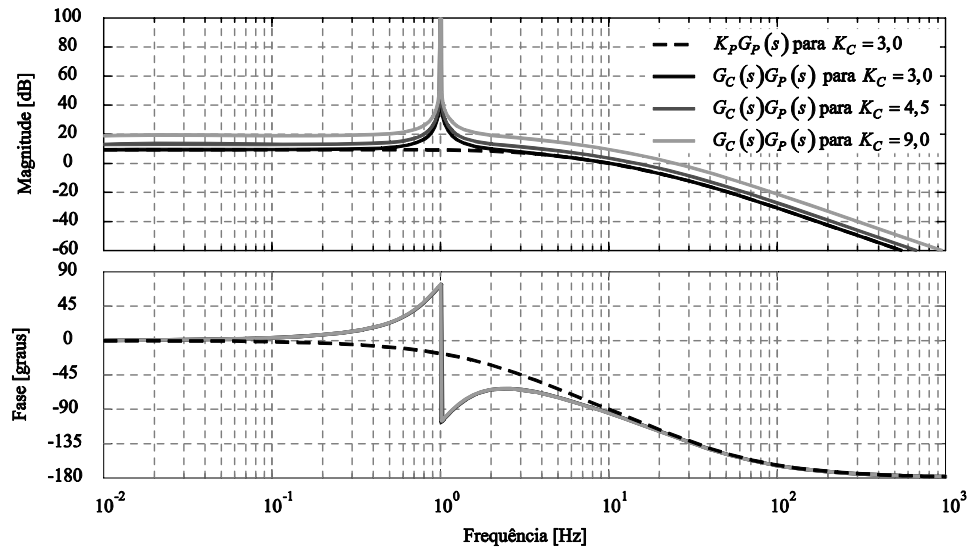


Figura 64: Influência do parâmetro K_C na resposta em frequência do sistema $G_C G_P(s)$

Sendo assim, quanto maior o parâmetro K_P maior o desvio provocado no termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ devido à antecipação do fim da saturação do sinal de controle $\overline{v(t)}$ e mais acentuado é o fenômeno *windup* sobre os controladores ressonantes.

4.3.3 Influência do ganho K_C sobre o controlador P+Ressonante

Um objetivo frequente nos projetos dos sistemas de controle é tornar a resposta do sistema mais rápida, seja pela redução do tempo de subida ou pela redução do tempo de acomodação. De uma maneira em geral, a melhoria no tempo de resposta está diretamente relacionada com o módulo do ganho e a frequência de cruzamento da resposta em frequência. Por exemplo, quanto maior é a frequência de cruzamento, maior a capacidade de sintetização das frequências elevadas pelo controlador e mais rápida será a resposta do sistema.

Uma maneira simples de melhorar o tempo de resposta do sistema é através da manipulação do ganho K_C do controlador $G_C(s)$. Os valores para o parâmetro K_C utilizados na análise também estão definidos na Tabela 3 enquanto que a relação entre K_{RES} e K_P é mantida constante. A influência do ganho K_C sobre a resposta em frequência do sistema em malha aberta é comparada na Figura 64 com a resposta do sistema equivalente $K_P G_P(s)$, sendo K_P igual ao seu valor nominal para o sistema equivalente $K_P G_P(s)$. Quanto maior o parâmetro K_C , maior a magnitude da resposta em frequência, inclusive em torno da frequência de ressonância f_l , e maior a frequência de cruzamento resultante. Diferente do comportamento observado nas variações dos parâmetros K_{RES} e K_P , a variação do parâmetro K_C não afeta a resposta de fase do sistema.

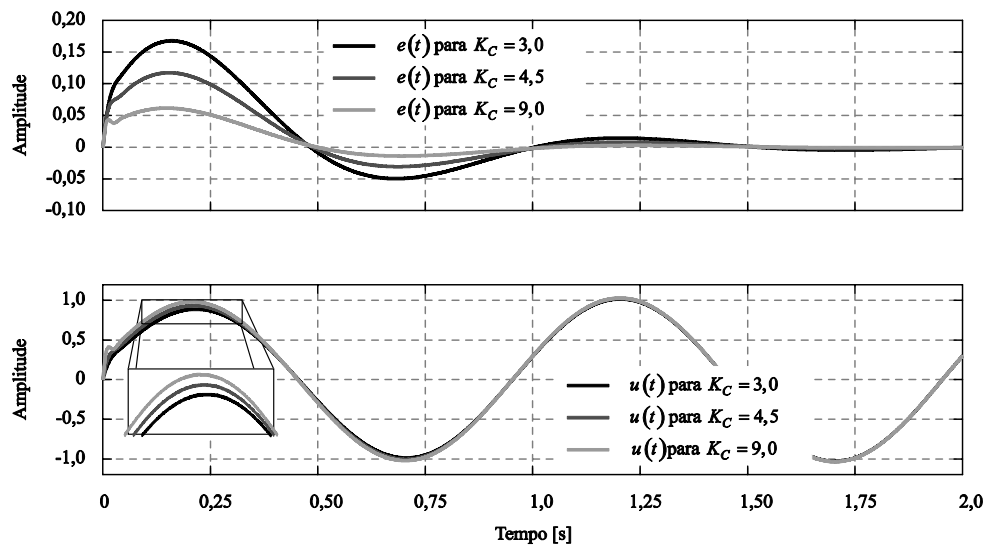


Figura 65: Influência do parâmetro K_C na resposta transitória dos controladores ressonantes

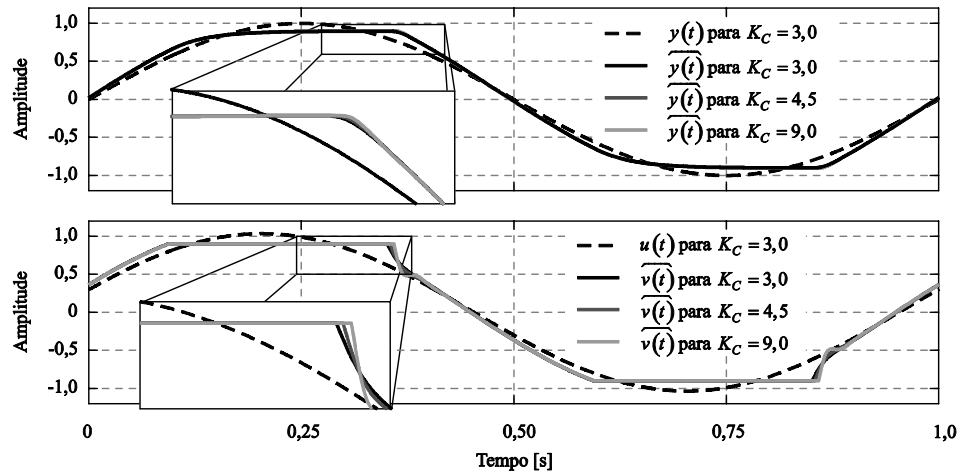


Figura 66: Influência do parâmetro K_C nos impactos sobre o controlador ressonante decorrentes da saturação da ação de controle

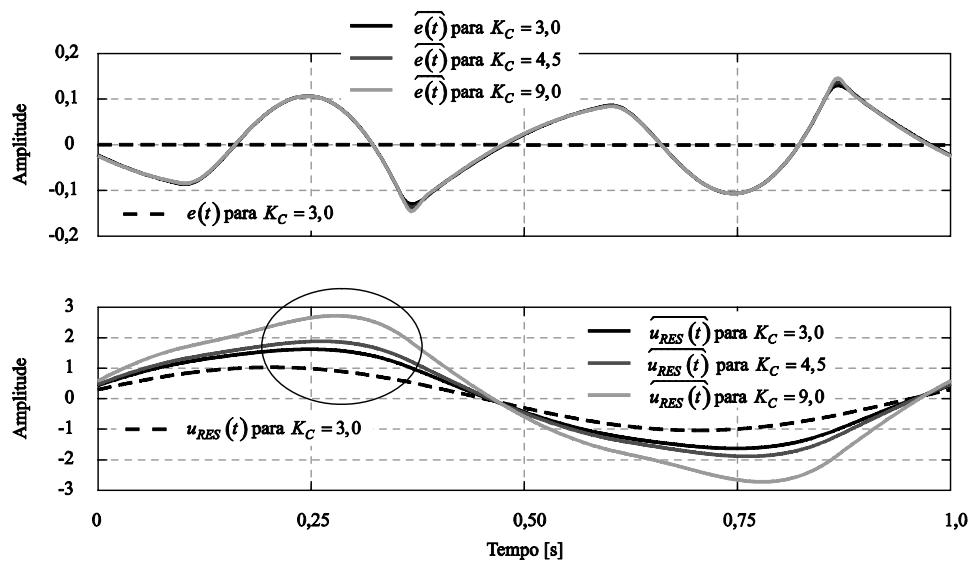


Figura 67: Influência do parâmetro K_C no fenômeno *windup* sobre o controlador ressonante

Os resultados da variação do parâmetro K_C sobre o erro $e(t)$ e a ação de controle $u(t)$ são apresentados na Figura 65 para o sistema sem saturação da ação de controle da Figura 46. O aumento de K_C amplifica a magnitude da ação de controle $u(t)$, diminui a amplitude do erro $e(t)$ e reduz o tempo de acomodação. O sinal da ação de controle $u(t)$ foi aproximado próximo ao seu pico para destacar a influência do parâmetro K_C na sua amplitude.

As variações para o parâmetro K_C foram aplicadas ao sistema sujeito a saturação da ação de controle da Figura 49. A saída $\overline{y(t)}$ e a ação de controle $\overline{v(t)}$ para o sistema saturado são comparadas na Figura 66 com a saída $y(t)$ e a ação de controle $u(t)$ do sistema equivalente sem saturação. As variações no parâmetro K_C parecem ter pouca influência sobre os impactos da saturação da ação de controle nos controladores ressonantes, visto que os sinais para a saída $\overline{y(t)}$ e a ação de controle $\overline{v(t)}$ praticamente se sobrepõem. Porém, uma análise mais detalhada da ação de controle $\overline{v(t)}$ revela que a saturação tende a se prolongar e que a ação de controle $\overline{v(t)}$ tem uma derivada maior ao término da saturação à medida que o parâmetro K_C aumenta. A saída $\overline{y(t)}$ é ligeiramente afetada pelas alterações na ação de controle $\overline{v(t)}$. O prolongamento da saturação da ação de controle $\overline{v(t)}$ é causado pelo aumento do parâmetro K_{RES} enquanto que a derivada de $\overline{v(t)}$ é afetada pelo parâmetro K_P , ambas as modificações resultantes das variações do parâmetro K_C .

O erro $\overline{e(t)}$ e o termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ são separados na Figura 67 e comparados com os respectivos sinais $e(t)$ e $u_{RES}(t)$ do sistema equivalente sem saturação para uma análise mais detalhada sobre o impacto da saturação de controle sobre o sistema. Apesar da pouca influência sobre o erro $\overline{e(t)}$, as influências dos parâmetros K_{RES} e K_P já analisadas e caracterizadas se sobrepõem na perturbação do termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ como consequência das variações realizadas sobre o parâmetro K_C . Sendo assim, quanto maior o parâmetro K_C maior o desvio provocado no termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ devido ao aumento dos parâmetros K_{RES} e K_P .

As simulações realizadas permitem destacar uma característica importante relacionada à saturação da ação de controle. De uma forma geral, quanto maiores forem os ganhos do controlador, mais acentuado é o fenômeno *windup* sobre o termo ressonante. Embora não haja artifícios para contornar o achatamento da saída do sistema imposta pela saturação da ação de

controle, existem técnicas que podem minimizar os impactos do fenômeno *windup* na resposta do sistema.

4.4 TÉCNICAS ANTI-WINDUP PARA CONTROLADORES RESSONANTES

As técnicas *anti-windup* foram desenvolvidas para amenizar os impactos da saturação da ação de controle sobre os sistemas. O objetivo destas técnicas é evitar as perturbações nos estados instáveis dos controladores durante a saturação, denominada *windup*. As técnicas *anti-windup* podem ser classificadas de acordo com a metodologia de projeto, sendo as técnicas *anti-windup a posteriori* as mais comuns. Neste tipo de abordagem, o fenômeno *windup* 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.

Várias técnicas foram desenvolvidas como alternativas para atenuar 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 (FERTIK; ROSS, 1967), a abordagem por observadores (ASTRÖM; RUNDQWIST, 1989) e a técnica de condicionamento (PENG; VRANCIC; HANUS, 1996), as quais já foram analisadas no Capítulo 3 desta dissertação.

A análise dos impactos da saturação da ação de controle sobre os controladores ressonantes mostrou que o termo ressonante é perturbado durante a saturação e que as consequências sobre o sistema são semelhantes aos impactos encontrados no fenômeno *windup* para os controladores com ação integral. Sendo assim, a análise das propriedades das técnicas *anti-windup* clássicas podem auxiliar na elaboração das propostas de técnicas *anti-windup* para os controladores ressonantes, levando em consideração as características particulares do fenômeno *windup* sobre os controladores ressonantes.

4.4.1 Atualização Condicional

Uma nova técnica *anti-windup* específica para os controladores ressonantes é proposta neste trabalho com base na técnica da integração condicional desenvolvida originalmente para os controladores com ação integral. A solução proposta leva em consideração que os sistemas ressonantes entram e saem da saturação ciclicamente e, por isso, tem a possibilidade de convergir quando o sistema está operando dentro dos limites de saturação. Por isso, a ideia principal é impedir as perturbações do termo ressonantes anulando o seu sinal de entrada durante certas condições adversas de operação, tal como a saturação, visto que o termo ressonante funciona como um elemento de memória semelhante ao integrador.

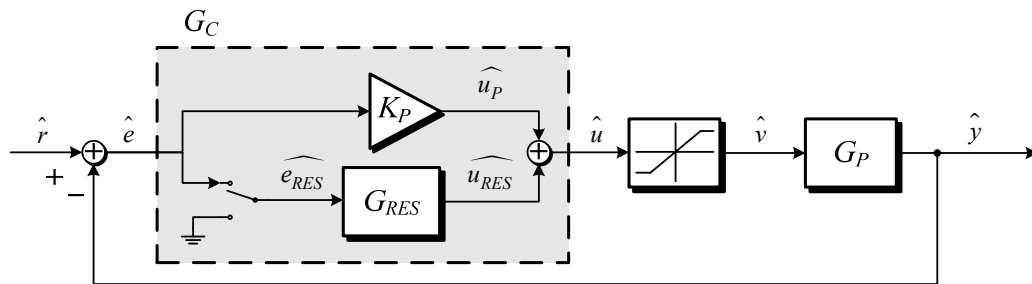


Figura 68: Técnica *anti-windup* da atualização condicional

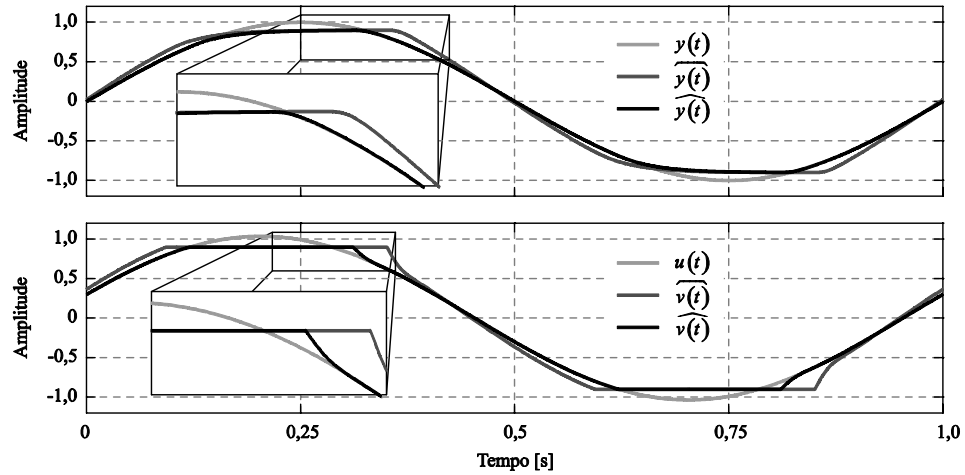


Figura 69: Resultados da atualização condicional na resposta do sistema controlado por um controlador ressonante

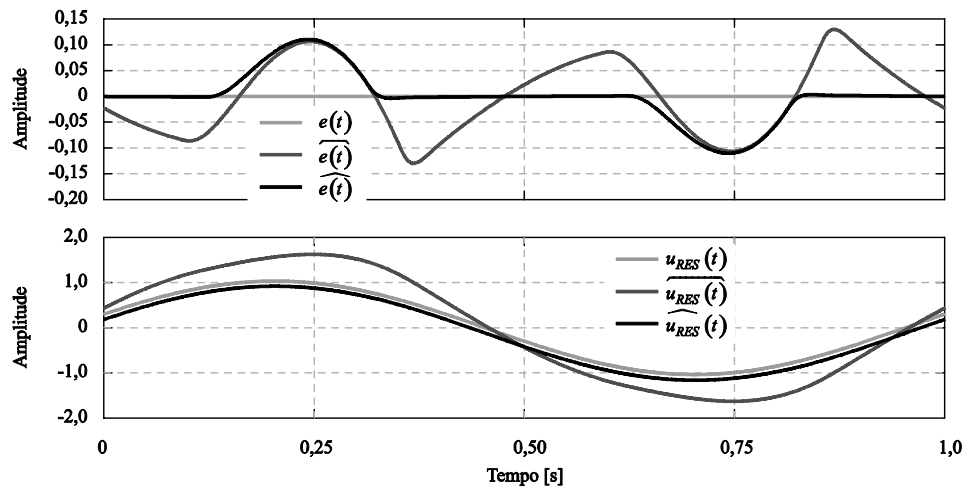


Figura 70: Atenuação do fenômeno *windup* nos controladores ressonantes através da atualização condicional

Nos 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.

A nova técnica *anti-windup* para os controladores ressonantes está representada na Figura 68 e será referenciada pelo termo atualização condicional. No caso dos controladores ressonantes, o sinal de entrada do termo ressonante é anulado durante certas condições adversas de operação. A condição para o cancelamento da atualização da parcela ressonante proposta neste artigo são duas: a saturação da ação de controle definida em (65) e a saturação da ação de controle associada à condição definida em (66) de que o erro e a ação de controle possuam o mesmo sinal de grandeza, ou seja, que ambos os sinais sejam positivos ou negativos.

$$e_{RES}(t) = \begin{cases} 0 & , v(t) \neq u(t) \\ e(t) & , \text{caso contrario} \end{cases} \quad (65)$$

$$e_{RES}(t) = \begin{cases} 0 & , \{v(t) \neq u(t)\} \cup \{\text{sign}(u(t)) \neq \text{sign}(e(t))\} \\ e(t) & , \text{caso contrario} \end{cases} \quad (66)$$

A ideia principal da atualização condicional é não perturbar o termo ressonante durante a saturação da ação de controle, anulando a perturbação causada pelo erro decorrente do achatamento da saída. Por isso, a atualização condicional só libera o sinal de erro para parcela ressonante se o sistema não está operando sob saturação, conforme definido em (65) e (66).

A análise adicional dos sinais do erro $e(t)$ e da ação de controle $u(t)$ em (66), comparando se ambos são positivos ou negativos, permite uma recuperação mais rápida do sistema, pois possibilita a diminuição da amplitude da ação de controle mesmo durante a saturação da ação de controle nestas condições.

Os resultados da aplicação da técnica *anti-windup* proposta são apresentados na Figura 69 e na Figura 70. Os sinais analisados são a saída do sistema $y(t)$, a ação de controle $u(t)$, o erro $e(t)$ e o termo ressonante $u_{RES}(t)$. Três condições de operação são comparadas nas figuras: o sistema operando sem saturação da Figura 46, o sistema submetido à saturação de controle da Figura 49 e o sistema modificado com a técnica da atualização condicional da Figura 68.

A atualização condicional suspende a atualização do termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ durante a saturação da ação de controle segundo as condições definidas em (66). Desta forma, a atualização condicional evita a perturbação do termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ resultante do fenômeno *windup* nos controladores ressonantes. A preservação do termo ressonante $\overline{u_{RES}(t)}$ através da atualização condicional propicia a manutenção da resposta $\overline{y(t)}$ do sistema após o

fim da saturação. Sendo assim, os impactos do fenômeno *windup* são completamente atenuados com a técnica proposta da atualização condicional.

O princípio fundamental da ideia da atualização condicional é evitar a perturbação do termo ressonante $\widehat{u_{RES}(t)}$ e deixar que o controlador ressonante opere somente dentro dos limites de saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$. Dessa forma, o termo ressonante $\widehat{u_{RES}(t)}$ para o sistema com a técnica da atualização condicional se sobrepõe ao termo ressonante $u_{RES}(t)$ do sistema equivalente sem saturação e os impactos do fenômeno *windup* são atenuados. Sendo assim, o prolongamento do achatamento da saída $\widehat{y(t)}$ decorrente do fenômeno *windup* sobre os controladores ressonantes é anulado e a saída $\widehat{y(t)}$ consegue seguir a referência $r(t)$ assim que o sistema volta a funcionar dentro dos limites de operação.

Qualquer técnica que tente ajustar o termo ressonante durante a saturação irá perturbar os estados internos do controlador ressonante e precisará ser corrigido ao final da saturação. Para confirmar esta condição, a técnica *anti-windup* do rastreamento reverso é aplicada ao mesmo sistema para comparação dos resultados.

4.4.2 Rastreamento reverso

O rastreamento reverso foi originalmente proposto por Fertik e Ross (1967) para um controlador PI. A ideia era que o estado do controlador fosse recalculado de tal modo que ação de controle se situasse exatamente sobre os limites de saturação. Esta técnica já foi analisada no Capítulo 3 para os controladores com ação integral.

A aplicação da técnica de rastreamento reverso é representada na Figura 71 para o sistema controlado por um controlador ressonante. Nesta técnica, a diferença entre a ação de controle $\widehat{u(t)}$ e os limites de saturação $\widehat{v(t)}$ é utilizada para ajustar o termo ressonante $\widehat{u_{RES}(t)}$ de forma a impedir o desvio acentuado deste sinal durante a saturação. O parâmetro K_T será ajustado utilizando a mesma abordagem proposta na literatura para os controladores com ação integral, ou seja, $K_T = K_{RES} / K_P$.

Os resultados da aplicação do rastreamento reverso para o controlador ressonante são apresentados na Figura 72 e na Figura 73. Os sinais analisados são a saída do sistema $y(t)$, a ação de controle $u(t)$, o erro $e(t)$ e o termo ressonante $u_{RES}(t)$. Três condições de operação são comparadas nas figuras: o sistema operando sem saturação da Figura 46, o sistema submetido à saturação de controle da Figura 49 e o sistema modificado com a técnica do rastreamento reverso da Figura 71.

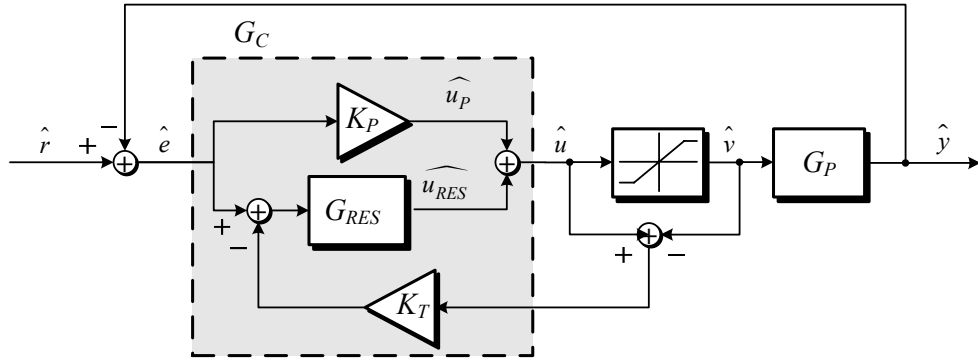


Figura 71: Técnica *anti-windup* do rastreamento reverso aplicada a controladores ressonantes

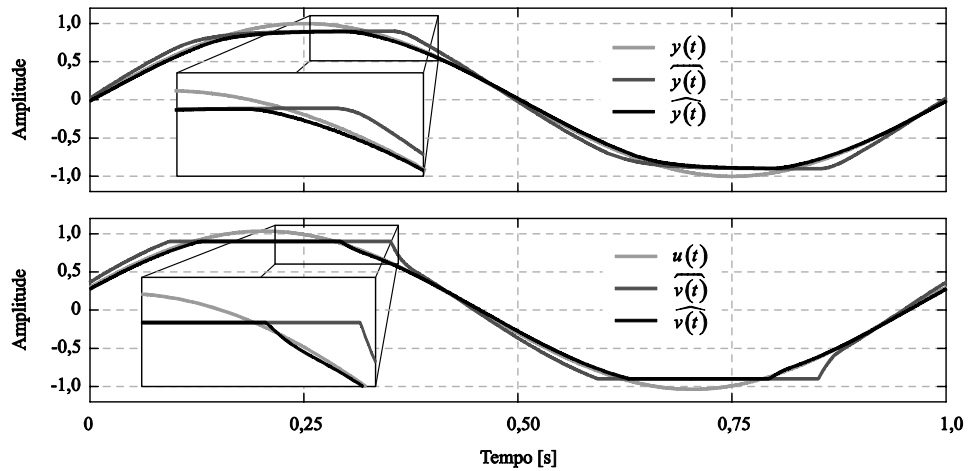


Figura 72: Resultados do rastreamento reverso na resposta do sistema controlado por um controlador ressonante

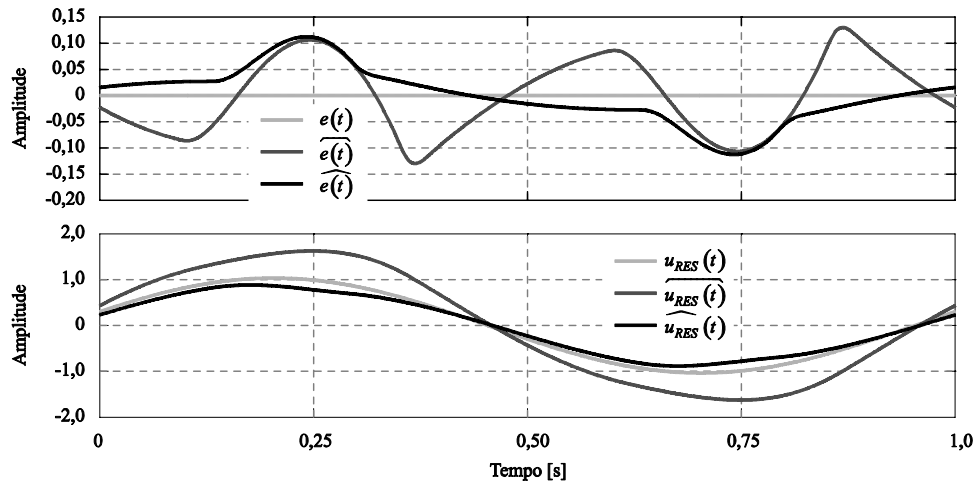


Figura 73: Atenuação do fenômeno *windup* nos controladores ressonantes através do rastreamento reverso

O rastreamento reverso ajusta o termo ressonante $\widehat{u_{RES}}(t)$ reduzindo a sua amplitude durante a saturação da ação de controle. Contudo, os ajustes realizados sobre o termo ressonante $\widehat{u_{RES}}(t)$ diminuem a amplitude da ação de controle $\widehat{v}(t)$ e, conseqüentemente, a amplitude da saída $\widehat{y}(t)$. Apesar de não apresentar mais o prolongamento do achatamento da saída $\widehat{y}(t)$ típico do fenômeno *windup* sobre os controladores ressonantes, a diminuição da

ação de controle $\widehat{v}(t)$ reduz também a amplitude da saída $\widehat{y}(t)$ após o término da saturação. Desta forma, o rastreamento reverso acaba prejudicando o desempenho dos controladores ressonantes, assim como qualquer outra técnica *anti-windup* que tente evitar a saturação da ação através do ajuste do termo ressonante.

4.5 EXTENSÃO DA ATUALIZAÇÃO CONDICIONAL PARA CONTROLADORES BASEADOS NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO

Os controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos são baseados no princípio do modelo interno e já foram analisados no Capítulo 2. Estes controladores são muito aplicados em sistemas caracterizados por operações cíclicas, tais como conversores de energia conectados à rede de energia elétrica, em robótica e no acionamento de motores.

A técnica da atualização condicional proposta neste trabalho foi desenvolvida com base nos resultados obtidos para os controladores P+Ressonantes. A técnica foi proposta após a análise do fenômeno *windup* sobre este controlador e a constatação de que o problema está na perturbação do termo ressonante durante a saturação da ação de controle. A ideia principal da técnica *anti-windup* da atualização condicional é apenas evitar a perturbação do termo ressonante durante a saturação da ação de controle. Desta forma, a técnica *anti-windup* proposta permite que o sistema realize o rastreamento assintótico somente quando o sistema estiver operando dentro dos limites de saturação. Esta condição é garantida pelas características cíclicas dos sistemas com controladores ressonantes.

A característica de periodicidade comum aos controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos motivaram a extensão da técnica da atualização condicional como alternativa para atenuação dos impactos do fenômeno *windup* sobre este conjunto de controladores baseados no princípio do modelo interno. Nesta seção serão apresentadas as estruturas propostas para aplicação da técnica *anti-windup* da atualização condicional nos controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos.

Os impactos do fenômeno *windup* sobre os controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos e os resultados da técnica *anti-windup* da atualização condicional aplicadas nestes controladores são apresentados no Capítulo 5 com o auxílio de um estudo de caso.

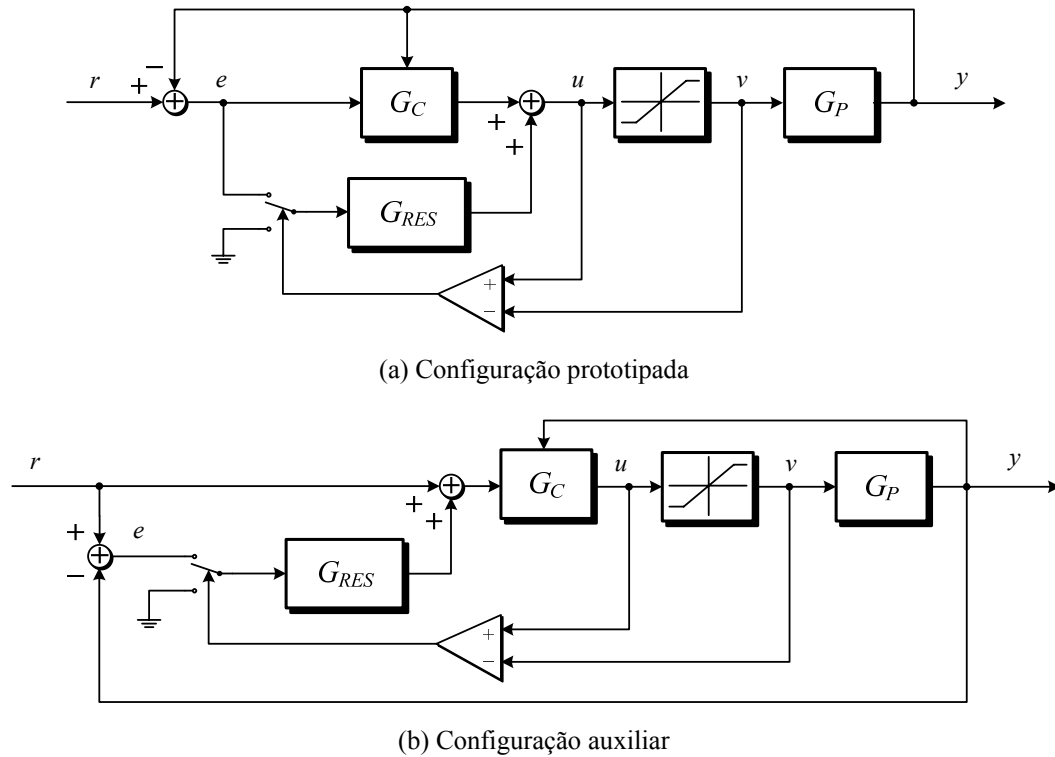
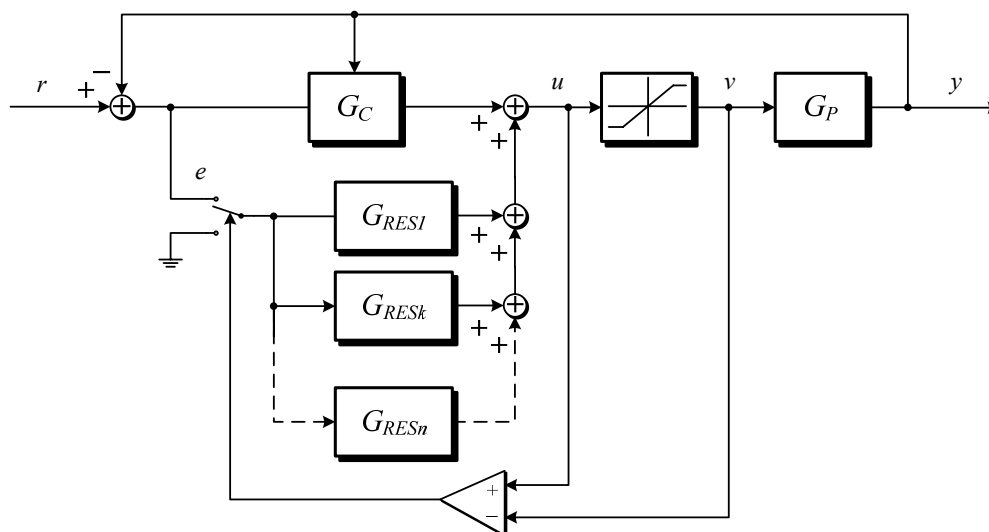


Figura 74: Técnica *anti-windup* da atualização condicional para os controladores ressonantes

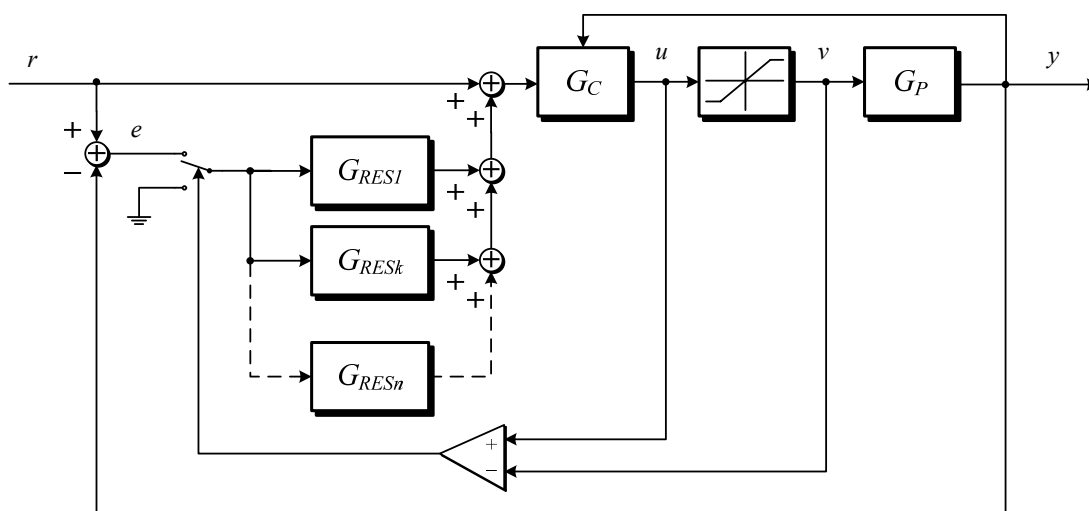
4.5.1 Atualização condicional em controladores ressonantes

A técnica *anti-windup* da atualização condicional proposta nesta dissertação foi desenvolvida para os controladores P+Ressonante. A ideia principal desta técnica é simplesmente evitar a perturbação do termo ressonante durante a saturação da ação de controle e permitir a operação normal do controlador dentro das condições normais de operação. Sendo assim, a técnica pode ser estendida para outras topologias de controladores ressonantes desde que seja possível separar o termo ressonante do restante da estrutura de controle.

A Figura 74 apresenta as estruturas de controle resultantes após a aplicação da técnica *anti-windup* da atualização condicional para as configurações prototipada e auxiliar. Em ambas as configurações, o termo ressonante é separado do restante da estrutura de forma que a anulação do erro só afete o termo ressonante. O triângulo com os sinais positivo (+) e negativo (–) dentro representa a comparação entre a ação de controle u com a ação de controle v . É esta comparação que controla a atualização do termo ressonante. A aplicação da atualização condicional para a configuração auxiliar é apresentada no Capítulo 5 com o auxílio de um estudo de caso.



(a) Configuração prototipada



(b) Configuração auxiliar

Figura 75: Técnica *anti-windup* da atualização condicional para os controladores multi-ressonantes

4.5.2 Atualização condicional em controladores multi-ressonantes

Os controladores multi-ressonantes são o resultado da associação em paralelo de vários controladores ressonantes. Sendo assim, cada termo ressonante é impactado durante a saturação da ação de controle da mesma forma como acontecia com o controlador P+Ressonante. A técnica da atualização condicional pode ser estendida para este tipo de controlador simplesmente anulando o sinal de erro para todos os termos ressonantes do controlador.

A Figura 75 apresenta a estrutura de controle resultante após a aplicação da técnica *anti-windup* da atualização condicional para as configurações prototipada e auxiliar. Em ambas as topologias, os termos ressonantes são separados do restante da estrutura de forma que a anulação do erro só afete os termos ressonantes. A aplicação da técnica nos

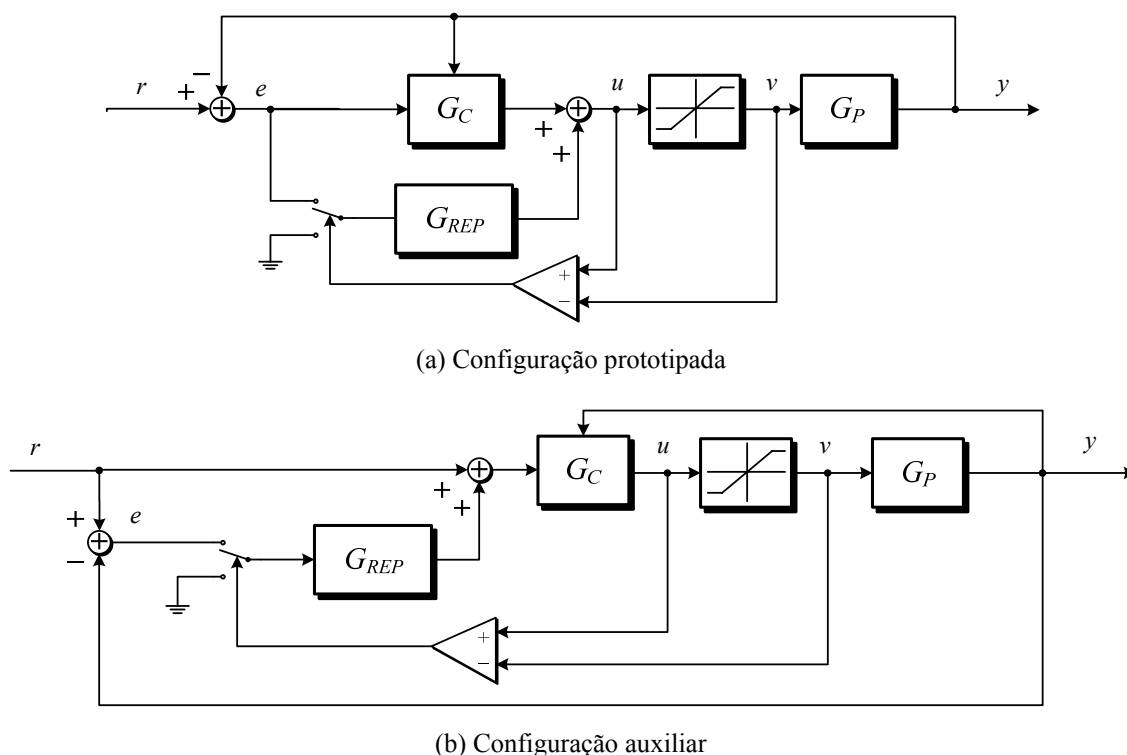


Figura 76: Técnica *anti-windup* da atualização condicional para os controladores repetitivos

controladores multi-ressonante é apresentada no Capítulo 5 com o auxílio de um estudo de caso.

4.5.3 Atualização condicional em controladores repetitivos

Os controladores repetitivos são implementados com um auxílio de um gerador de sinais periódicos, tal como a estrutura apresentada na Figura 9 no Capítulo 2. A técnica da atualização condicional pode ser estendida para este tipo de controlador simplesmente anulando o sinal de erro para o gerador de sinais periódico durante a saturação da ação de controle, tal como representado na Figura 76 para as configurações prototipada e auxiliar. Em ambas as topologias, o gerador de sinais periódico é separado do restante da estrutura de forma que a anulação do erro só afete o termo repetitivo.

Contudo, os controladores repetitivos são muito complexos para serem implementados analogicamente, sendo os seus equivalentes discretos mais utilizados. A representação da técnica da atualização condicional para o controlador repetitivo discreto é apresentada na Figura 77. O atraso adicionado à realimentação da ação de controle na análise da condição de operação da técnica *anti-windup* é decorrente de uma particularidade dos controladores repetitivos.

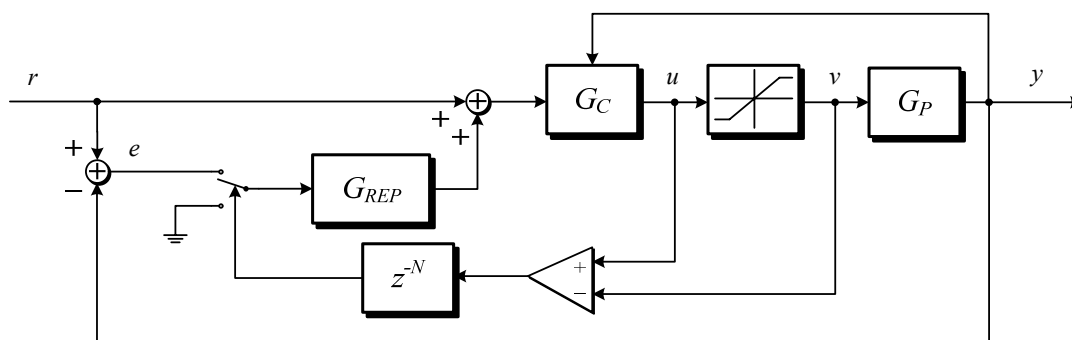


Figura 77: Técnica *anti-windup* da atualização condicional para os controladores repetitivos discretos

Os geradores de sinais periódicos discretos podem ser interpretados como integradores operando isoladamente em instantes de tempo isolados e espaçados uniformemente dentro de um período do sinal periódico. Desta forma, cada integrador só é afetado por uma única amostra do erro durante todo o período de um ciclo de operação, diferente do caso dos controladores ressonantes e multi-ressonantes onde cada amostra do erro afeta todos os estados internos dos termos ressonantes.

Por isso, levando em consideração esta característica peculiar dos controladores repetitivos, a análise da saturação da ação de controle para decidir pela anulação do sinal de erro deve ser sincronizada com a atualização do respectivo integrador do gerador de sinais periódico. A sincronização da ação de controle é feita através da inclusão de um atraso de N amostras cujo valor corresponde ao período do sinal periódico. A aplicação da técnica nos controladores repetitivos é apresentada no Capítulo 5 com o auxílio de um estudo de caso.

4.6 SUMÁRIO

Neste capítulo foram apresentados os impactos da saturação da ação de controle sobre os controladores ressonantes. A saturação da ação de controle nos controladores ressonantes precisa ser analisada sob uma nova perspectiva, onde a saturação se repete continuamente a cada ciclo de operação. A saturação da ação de controle provoca um achatamento do sinal de saída, a qual provoca um aumento na amplitude do sinal do termo ressonante semelhante ao fenômeno *windup* para os controladores com ação integral. Por sua vez, os desvios no termo ressonante também afetam o rastreamento do sinal de referência prolongando o achatamento causado na saída do sistema.

A influência do projeto do controlador sobre os impactos do *windup* também foi analisada para um controlador P+Ressonante. Os parâmetros do controlador foram variados e as consequências sobre o desempenho da resposta do sistema foram comparadas. De uma forma geral, quanto maior o ganho do controlador, maiores os impactos do *windup* sobre o

sistema, pois maiores serão as amplitudes da ação de controle resultantes dos desvios provocados no termo ressonante.

A seguir, uma técnica *anti-windup a posteriori* foi proposta para os controladores ressonantes, denominada de atualização condicional. Esta técnica foi baseada na técnica *anti-windup* da integração condicional originalmente desenvolvida para os controladores com ação integral. A atualização condicional propõe a anulação do sinal de entrada do termo ressonante $G_{RES}(s)$ durante a saturação da ação de controle como alternativa para atenuar os impactos do fenômeno *windup* sobre o termo ressonante.

Apesar da simplicidade, a atualização condicional do termo ressonante consegue anular completamente o fenômeno *windup* sobre os controladores ressonantes, pois evita a perturbação dos estados internos do controlador durante a saturação. Qualquer outra técnica *anti-windup* que tentar ajustar o termo ressonante irá prejudicar a resposta do sistema, tal como demonstrado na comparação com a técnica do rastreamento reverso aplicada aos controladores ressonantes.

Por fim, a técnica da atualização condicional foi estendida para os controladores multi-ressonantes e repetitivos. A ideia é exatamente a mesma da técnica *anti-windup* proposta originalmente para os controladores ressonantes, ou seja, o sinal de entrada do termo ressonante ou repetitivo é anulado durante a saturação da ação de controle para evitar os desvios resultantes do fenômeno *windup*.

A extensão da técnica *anti-windup* da atualização condicional é realizada de forma idêntica nos controladores multi-ressonantes. Já a aplicação desta técnica em controladores repetitivos discretos requer a sincronização da análise da ação de controle com a atualização dos seus estados internos, a qual é realizada através da inclusão de um atraso de N amostras cujo valor corresponde ao período do sinal periódico.

5 APLICAÇÃO DE TÉCNICAS ANTI-WINDUP EM INVERSORES DE TENSÃO MONOFÁSICOS

Os inversores de tensão PWM são amplamente empregados em diversas aplicações, tal como em fontes ininterruptas de energia (UPS - Uninterruptible Power Supply), filtros ativos de potência, fontes alternadas de potência (AC power supplies), etc. 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 (MICHELS, 2006). 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 ressonantes (SATO et al., 1998; MOKI e FUKUDA, 2003; FUKUDA e IMAMURA, 2005), multi-ressonantes (MATTAVELLI, 2001; LÓPEZ DE HEREDIA et al., 2006; LENWARI e ODAVIC, 2009) e repetitivos (RECH et al., 2003; MICHELS e GRÜNDLING, 2004) são controladores baseados no princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975) que tem encontrado destaque no controle dos inversores de potência.

Os inversores de tensão costumam ser acionados através das técnicas de modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) e também estão sujeitos aos impactos da saturação da ação de controle decorrentes da limitação da razão cíclica. A saturação da ação de controle não pode ser descrita por modelos lineares e nem tampouco pode ser aproximado por um modelo linear. Uma prática comum nos projetos dos sistemas de controle é o projeto das leis de controle com base nos modelos lineares sem a consideração deste tipo de não linearidade.

Os impactos 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). Embora este fenômeno tenha sido primeiramente evidenciado para os controladores com ação integral, os problemas decorrentes da saturação da ação de controle não se restringem a este tipo de controlador. Na verdade, quaisquer controladores com polos relativamente lentos ou instáveis apresentam problemas relacionados ao fenômeno *windup* (DOYLE et al., 1987), tais como os controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos.

As características dos controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos já foram discutidas no Capítulo 2 desta dissertação. O Capítulo 3 analisa o fenômeno *windup* e algumas das técnicas *anti-windup* clássicas para os controladores com ação integral. Já o

Capítulo 4 analisa o fenômeno *windup* para os controladores ressonantes e propõe uma nova técnica *anti-windup* para atenuar os impactos da saturação sobre este tipo de controlador, denominada de atualização condicional. Após a análise dos benefícios desta técnica *anti-windup* sobre os controladores ressonantes, a técnica da atualização condicional é estendida para os controladores multi-ressonantes e repetitivos.

Este capítulo propõe um estudo de caso para aplicação da técnica *anti-windup* da atualização condicional sobre os controladores ressonante, multi-ressonante e repetitivo. Os impactos do fenômeno *windup* e os resultados da aplicação da técnica *anti-windup* da atualização condicional são avaliados para os três tipos de controladores. A planta utilizada na análise é um inversor de tensão monofásico cuja carga pode ser tanto linear como não-linear. Os controladores utilizados são todos discretos.

Os sistemas foram modelados, projetados e simulados com o auxílio dos softwares MATLAB e *Simulink* da empresa *The MathWorks, Inc.* As simulações foram realizadas tanto para o modelo da planta obtido através da aproximação da modulação por largura de pulso da tensão de entrada por seu valor médio como para o inversor sendo acionado através da modulação por largura de pulso.

5.1 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

5.1.1 Definição da planta

Um inversor PWM monofásico alimentado em tensão é mostrado na Figura 78, onde o inversor em ponte completa, o filtro LC e a carga são considerados a planta a ser controlada. As cargas conectadas ao inversor podem ser tanto lineares como não-lineares. Os parâmetros do inversor são apresentados na Tabela 4.

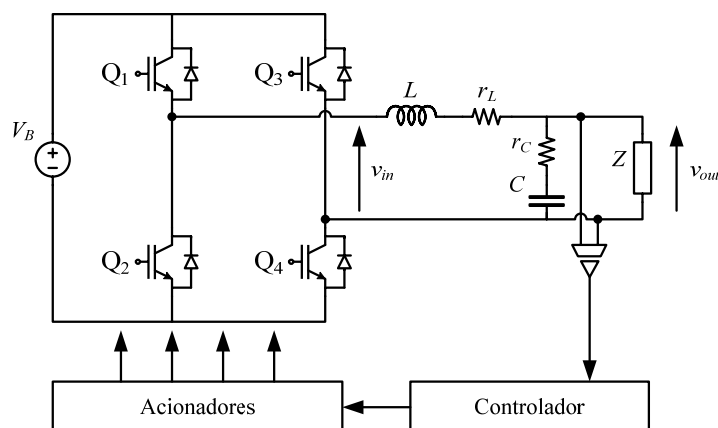


Figura 78: Inversor PWM monofásico com filtro LC na saída

Tabela 4: Parâmetros do inversor de tensão monofásico

Tensão do Barramento Nominal	$V_B = 200 \text{ V}$
	$V_{RMS} = 127 \text{ V}$
Tensão de Referência	$V_P = \sqrt{2} \ V_{RMS}$
	$f_1 = 60 \text{ Hz}$
Potência Nominal	$S = 1000 \text{ VA}$
Indutância do Filtro de Saída	$L = 1 \text{ mF}$
	$r_L = 0,1 \Omega$
Capacitância do Filtro de Saída	$C = 25 \text{ } \mu\text{F}$
	$r_C = 0 \text{ } \Omega$
Frequência de Comutação	$F_{PWM} = 6 \text{ kHz}$
Frequência de Amostragem	$F_S = 6 \text{ kHz}$
Carga Linear Resistiva	$R_L = 12 \text{ } \Omega$
	$R_{NL} = 28 \text{ } \Omega$
Carga Não-Linear	$C_{NL} = 4700 \text{ } \mu\text{F}$
	$r_{SNL} = 0,5 \text{ } \Omega$

Devido à diversidade de cargas, não é possível estabelecer um modelo geral para a planta. Por este motivo, uma carga resistiva foi utilizada para a obtenção de um modelo linear. 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:

$$G_p(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\alpha s + \beta}{s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2} \quad (67)$$

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

$$\begin{aligned} \xi_d &= 1/2 \cdot \left[(r_L + r_C)RC + r_L r_C C + L \right] / \sqrt{(r_L + R)(r_C + R)LC} \\ \omega_d^2 &= (r_L + R) / \left[(r_C + R)LC \right] \\ \alpha &= r_C R / \left[(r_C + R)L \right] \\ \beta &= R / \left[(r_C + R)LC \right] \end{aligned}$$

Caso o inversor de tensão monofásico opere sem carga, os parâmetros da função de transferência $G_p(s)$ podem ser simplificados resultando em:

$$\begin{aligned}\xi_d &= 1/2(r_L + r_C)\sqrt{C/L} \\ \omega_d^2 &= 1/LC \\ \alpha &= r_C/L \\ \beta &= 1/LC\end{aligned}$$

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, 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 (67) ao usar um amostrador do tipo retentor de ordem zero com período de amostragem T_s (ASTROM e WITTENMARK, 1997):

$$G_p(z) = \frac{b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} \quad (68)$$

O projeto dos controladores considerou a operação do inversor de tensão monofásico sem carga. A ausência de carga tende a reduzir a estabilidade relativa do sistema podendo até levar a instabilidade. A adição de carga, por sua vez, possibilita a dissipação da energia acumulada no inversor e ajuda a atenuar as oscilações da resposta do sistema, melhorando a estabilidade relativa. Portanto, é preferível projetar o sistema sem carga de forma a garantir sua estabilidade mesmo sob a condição mais severa de operação sob o ponto de vista do controle da planta.

5.1.2 Estrutura de controle

A configuração da estrutura de controle do inversor considerada neste capítulo associa o controlador baseado no princípio do modelo interno como uma estrutura auxiliar ao controlador principal, como mostrado na Figura 79. Nesta configuração, o controlador de ação

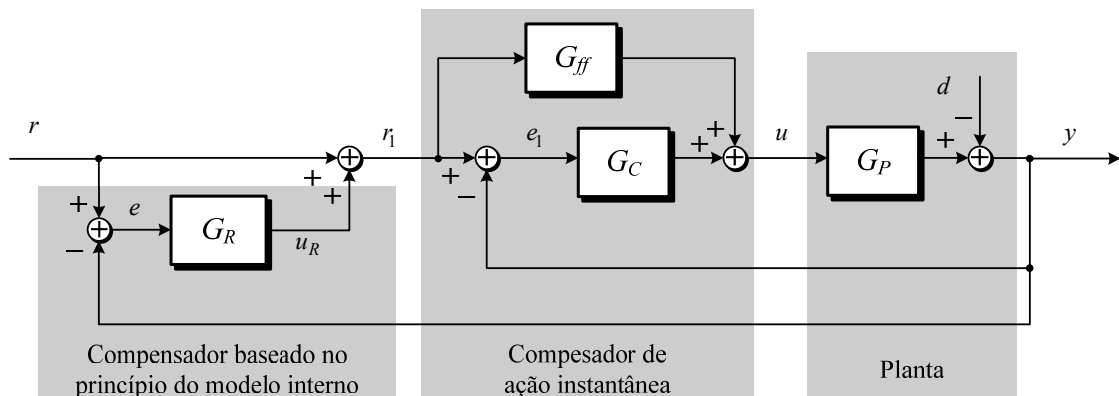


Figura 79: Estrutura de controle aplicado ao inversor de tensão PWM monofásico

instantânea é usado para melhorar a resposta dinâmica e aumentar a margem de estabilidade do sistema em malha fechada, enquanto que a compensação realizada pelos controladores baseados no princípio do modelo interno contribui para melhoria do desempenho em regime permanente.

Então, considerando a estrutura de controle mostrada na Figura 79, a função de transferência em malha fechada do laço interno para o controlador de ação instantânea é dada por:

$$G_{MR1}(z) = \frac{Y(z)}{R_1(z)} = \frac{G_P(z) [G_{ff}(z) + G_C(z)]}{1 + G_P(z) G_C(z)} \quad (69)$$

enquanto que a função de transferência do laço externo para controlador baseado no princípio do modelo interno é dada por:

$$G_{MR}(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{G_P(z) [G_{ff}(z) + G_C(z) + G_R(z)]}{1 + G_P(z) [G_C(z) + G_R(z)]} \quad (70)$$

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 do inversor. Esta lei de controle é dada por:

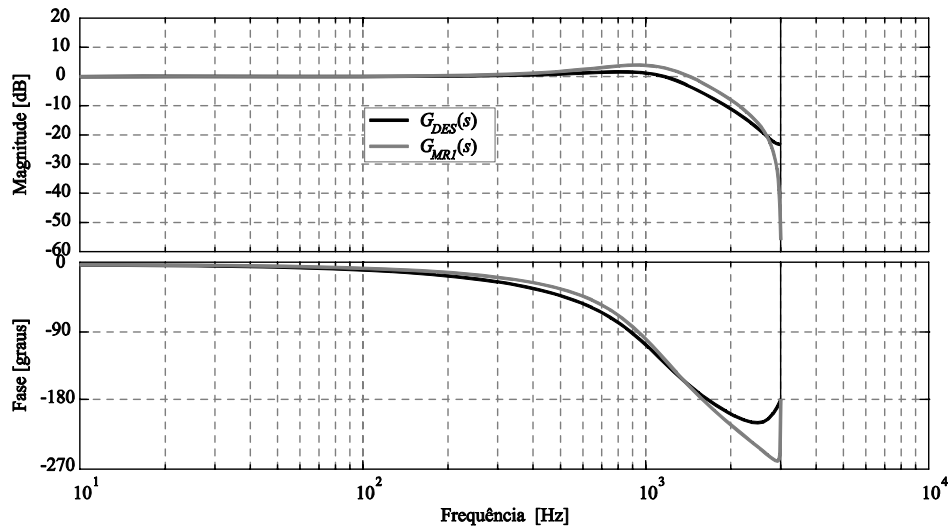
$$G_C(z) = \frac{k_1 z + k_2}{z^2} \text{ e } G_{ff}(z) = 1 \quad (71)$$

O controlador proporcional derivativo com alimentação à frente preditivo foi projetado segundo a metodologia proposta por RECH (2001). Os parâmetros k_1 e k_2 são especificados através do par de polos dominantes em malha fechada. Por sua vez, os polos dominantes podem ser especificados com base nas características desejadas para um sistema de 2ª ordem definido por:

$$G_{DES}(s) = \frac{k_{des}}{(s - p_1)(s - p_2)} = \frac{\omega_{des}^2}{s^2 + 2\zeta_{des}\omega_{des}s + \omega_{des}^2} \quad (72)$$

Tabela 5: Controlador PD-*feedforward*

Especificação dos polos dominantes	$\xi_{des} = 0,45$ $\omega_{des} = 1,1 \omega_d$
Parâmetros do controlador	$k_1 = -0,529$ $k_2 = 0,0974$

Figura 80: Resposta em frequência para o sistema $G_{mri}(z)$

Os valores resultantes para os parâmetros k_1 e k_2 são apresentados na Tabela 5. A Figura 80 compara os diagramas de Bode da função de transferência obtida $G_{MRI}(z)$ com a função de transferência desejada $G_{DES}(z)$. As respostas em frequência são muito parecidas, sendo as diferenças decorrentes da influência dos polos não dominantes.

Apesar da escolha do controlador proporcional derivativo com alimentação à frente preditivo, qualquer controlador de ação instantânea poderia ser utilizado (proporcional, PD, *deadbeat*, com realimentação de estados, entre outros), pois o princípio do modelo interno não é dependente de uma dada estrutura de controlador de ação instantânea.

Três controladores baseados no princípio do modelo interno foram projetados para $G_R(z)$: um controlador ressonante, um controlador multi-ressonante e um controlador repetitivo. Primeiramente, os controladores são submetidos a condições de operação que não conduzam a saturação da ação de controle. Depois os sistemas são submetidos à saturação da ação de controle devido à queda da tensão do barramento V_B , condição que poderia ser excitada por uma sobrecarga ou transitórios na tensão de alimentação, dando origem ao fenômeno *windup*. Por fim, a técnica *anti-windup* da atualização condicional é associada à estrutura dos controladores para atenuar os impactos do *windup*.

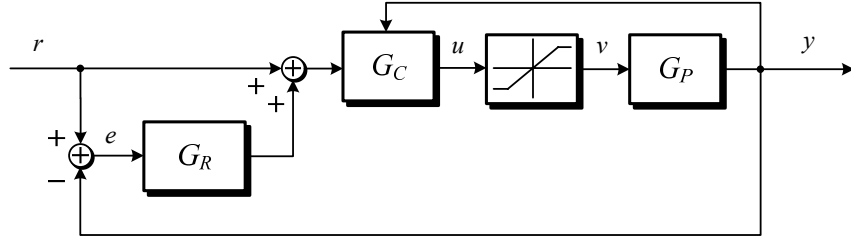


Figura 81: Estrutura de controle considerando a saturação da ação de controle

Os resultados do sistema sob condições normais de operação são comparados com os resultados do sistema submetido à saturação da ação de controle e também com os resultados alcançados através da técnica da atualização condicional. As legendas dos sinais do sistema sujeito à saturação são destacadas por uma barra (e.g. $\overline{y(t)}$), enquanto que os sinais para o sistema com a técnica *anti-windup* são destacados por um chapéu (e.g. $\widehat{y(t)}$), permitindo, desta forma, uma correlação direta destes sinais com os sinais do sistema sem saturação (e.g. $y(t)$).

As simulações são realizadas tanto sob o modelo $G_P(z)$ da planta como sob a modelagem do inversor de tensão com modulação por largura de pulso. Nas simulações do modelo $G_P(z)$ do inversor de tensão, os pulsos de tensão V_B ou $-V_B$ aplicados à carga são aproximados pelos seus valores médios $u(t)$ e a carga escolhida é do tipo resistiva, cujos valores são definidos na Tabela 4. A saturação da ação de controle é simulada através da inclusão de um bloco de saturação antes da planta $G_P(z)$ na Figura 81, cujo modelo matemático é:

$$\overline{v(t)} = \begin{cases} -V_B; & \overline{u(t)} < -V_B \\ \overline{u(t)}; & -V_B \leq \overline{u(t)} \leq V_B \\ V_B; & \overline{u(t)} \geq V_B \end{cases} \quad (73)$$

Nas simulações do inversor de tensão com modulação por largura de pulso, os limites de saturação são impostos pelos valores mínimos e máximos permitidos para a razão cíclica, dados por:

$$\overline{v(t)} = \begin{cases} 0\%; & \overline{u(t)} < 0\% \\ \overline{u(t)}; & 0\% \leq \overline{u(t)} \leq 100\% \\ 100\%; & \overline{u(t)} \geq 100\% \end{cases} \quad (74)$$

Em ambos os casos, a indução do fenômeno *windup* é feita através do ajuste da tensão do barramento V_B . Porém, a análise através do modelo $G_P(z)$ permite ajustar os limites de

Tabela 6: Controlador em duas camadas constituído pelo controlador ressonante

Frequência de Amostragem	$f_S = 6 \text{ kHz}$
Controlador PD-<i>feedforward</i>	$k_I = -0,529$
Preditivo $G_C(z)$	$k_2 = 0,0974$
Controlador Ressonante	$K_{RES} = 0,037$
$G_{PMI}(z) = G_{RES}(z)$	

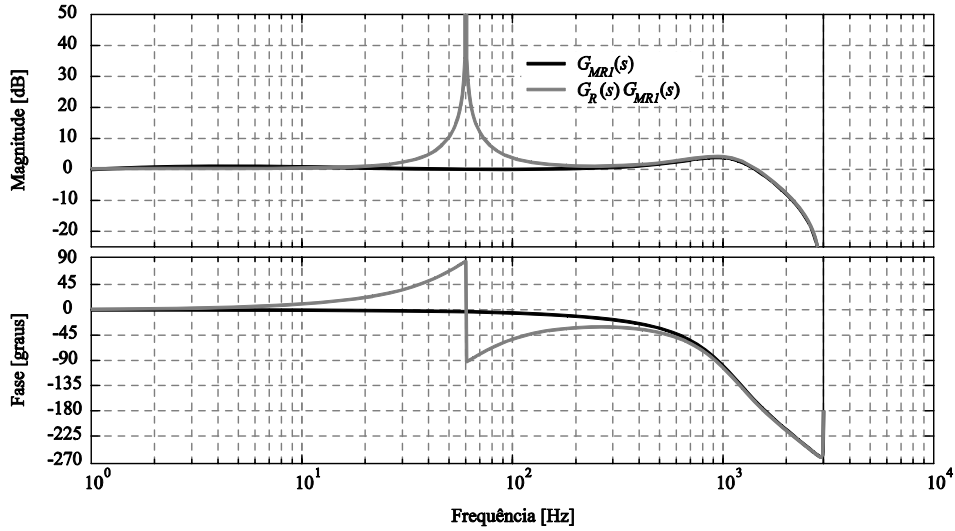


Figura 82: Diagrama de Bode para o controlador ressonante

saturação sem alterar o ganho da planta, enquanto que na segunda abordagem a alteração da tensão do barramento V_B impacta tanto nos limites de saturação como no ganho do sistema. A separação das especificações dos limites de saturação e do ganho do sistema simplifica as análises dos impactos do fenómeno *windup*.

5.2 CONTROLADOR RESSONANTE

O projeto do controlador ressonante foi realizado diretamente no domínio discreto. O controlador ressonante utilizado no sistema é definido a seguir:

$$G_R(z) = K_{RES} G_{RES}(z) = K_{RES} \cdot \frac{z(z - \cos(\omega T))}{z^2 - 2z \cos(\omega T) + 1} \quad (75)$$

A princípio, quanto maior o ganho K_{RES} mais rápida a convergência do sistema. Porém, quanto maior o ganho K_{RES} menor a estabilidade relativa do sistema. Por isso, o projeto do controlador $G_R(z)$ foi feito simplesmente através do aumento do ganho K_{RES} até uma redução máxima de 5° na margem de fase do sistema devido à inclusão do controlador

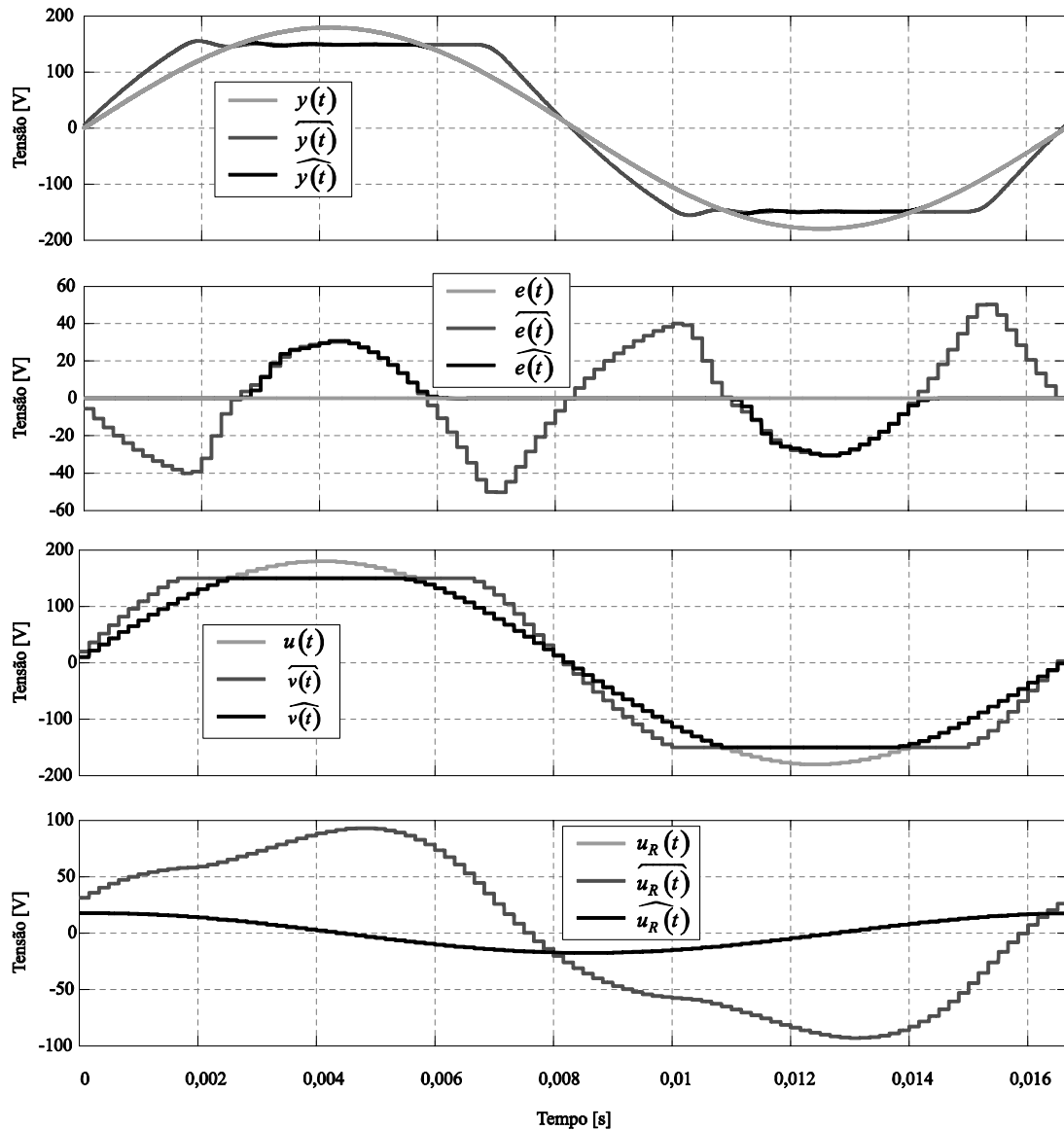


Figura 83: Análise do fenômeno *windup* e aplicação da atualização condicional sobre os controladores ressonantes considerando o modelo $G_P(z)$ para o inversor de tensão

ressonante. As especificações dos controladores utilizados nesta seção estão definidas na Tabela 6.

A resposta em frequência para o sistema resultante é comparada na Figura 82 com a resposta do sistema equivalente sem a ação de controle ressonante. A magnitude do ganho da resposta em frequência tende ao infinito em torno da frequência de ressonância $f_1 = 60$ Hz e a margem de fase é reduzida em aproximadamente 5° com a inclusão do controlador $G_R(z)$. A magnitude elevada do ganho em torno da frequência de ressonância possibilita a anulação do erro em regime permanente para sinais do tipo senoidal cuja frequência seja igual a f_1 .

A resposta do sistema para o modelo $G_P(z)$ submetido a diferentes condições de operação são comparadas na Figura 83. Os limites de saturação utilizados para provocar a

saturação da ação de controle foram de ± 150 V. Os sinais analisados são a referência $r(t)$, a saída $y(t)$, o erro $e(t)$, o termo ressonante $u_R(t)$ e as ações de controle $u(t)$ e $v(t)$.

A saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$ provoca um achatamento da saída $\widehat{y(t)}$. A saturação também provoca um aumento na amplitude dos sinais $\widehat{v(t)}$ e $\widehat{y(t)}$ quando o sistema está operando dentro dos limites saturação. O aumento na amplitude da ação de controle $\widehat{v(t)}$ contribui na extensão do achatamento da saída $\widehat{y(t)}$, desviando a resposta do sistema do sinal de referência $r(t)$ mesmo quando a referência se encontra dentro dos limites de saturação.

Conforme discutido no Capítulo 4, o aumento na ação de controle $\widehat{v(t)}$ é causado pela perturbação do termo ressonante $\widehat{u_R(t)}$ decorrente do erro $\widehat{e(t)}$ que surge durante o achatamento da saída $\widehat{y(t)}$. O aumento do termo ressonante $\widehat{u_R(t)}$ é gerado pelo controlador ressonante na tentativa de corrigir o erro $\widehat{e(t)}$ que surge devido o sistema não alcançar o pico do sinal de referência $r(t)$, ou seja, o controlador entende que a amplitude da ação de controle $\widehat{v(t)}$ precisaria ser aumentada. Este comportamento é semelhante ao fenômeno *windup* encontrado nos controladores com ação integral. Contudo, o erro $\widehat{e(t)}$ decorrente do achatamento da saída $\widehat{y(t)}$ não pode ser compensado pois é uma consequência dos limites de saturação $\widehat{v(t)}$ impostos ao sistema. A técnica *anti-windup* da atualização condicional propõe o cancelamento da atualização do termo ressonante $\widehat{u_R(t)}$ durante a saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$ de forma a evitar as perturbações resultantes do fenômeno *windup* sobre o controlador ressonante. O diagrama de blocos do controlador ressonante com a técnica da atualização condicional é apresentado na Figura 74.

O resultado da aplicação da técnica *anti-windup* proposta é que o termo ressonante $\widehat{u_R(t)}$ é preservado durante a saturação de controle e, desta forma, a saída $\widehat{y(t)}$ consegue continuar o rastreamento da referência $r(t)$ logo após o término da saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$.

Um parêntesis é realizado neste ponto para explicar a oscilação nas saídas $\widehat{y(t)}$ e $\widehat{y(t)}$ quando o sistema entra em saturação. A saturação da ação de controle se assemelha à excitação do tipo degrau unitário aplicado à planta $G_P(s)$. As saídas $y(t)$ da planta $G_P(s)$ em malha aberta são comparadas na Figura 84 para duas entradas $u(t)$, onde uma delas é a

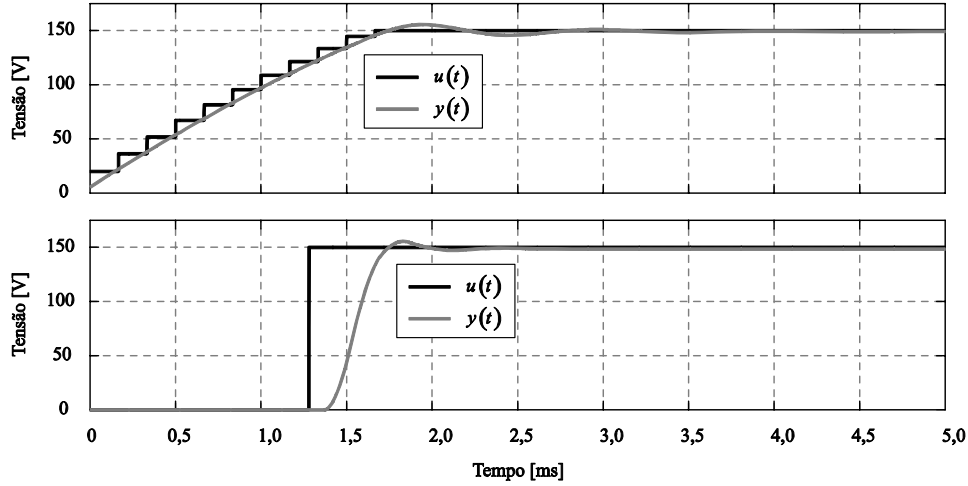


Figura 84: Detalhe da oscilação no sinal de saída $y(t)$ na entrada da saturação

reprodução da saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$ e a outra é um sinal do tipo degrau. Ambas as respostas apresentam oscilações decorrentes da característica subamortecida da planta $G_P(s)$.

O sistema com o modelo linear $G_P(z)$ foi novamente simulado com os limites de saturação reduzidos para ± 100 V. Os resultados são apresentados na Figura 85 sendo que os sinais analisados são os mesmos sinais já descritos para a Figura 83. Neste caso, a saturação da ação de controle é tão severa que o sistema não consegue compensar os distúrbios causados no termo ressonante $\widehat{u_{RES}(t)}$ e a saída $\widehat{y(t)}$ é totalmente distorcida.

O importante nesta análise é a identificação de que o sistema se tornou instável devido à saturação da ação de controle e não à amplitude alcançada pelo sinal $\widehat{u_{RES}(t)}$. Por isso a escala do gráfico com os termos ressonantes foi ajustada de tal forma a permitir a visualização dos sinais $\widehat{u_{RES}(t)}$ e $\widehat{u_{RES}(t)}$, apesar do sinal $\widehat{u_{RES}(t)}$ extrapolar os limites da figura devido a instabilidade provocada pelo fenômeno *windup*.

Mesmo sob esta condição de operação mais severa, a técnica da atualização condicional consegue atenuar os impactos do fenômeno *windup* sobre o controlador ressonante. Mais uma vez o termo ressonante $\widehat{u_R(t)}$ é preservado durante a saturação de controle e, desta forma, a saída $\widehat{y(t)}$ consegue continuar o rastreamento da referência $r(t)$ logo após o término da saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$. Os resultados são idênticos aos resultados encontrados no Capítulo 4 e demonstram a efetividade da atualização condicional na atenuação dos impactos do fenômeno *windup* nos controladores ressonantes.

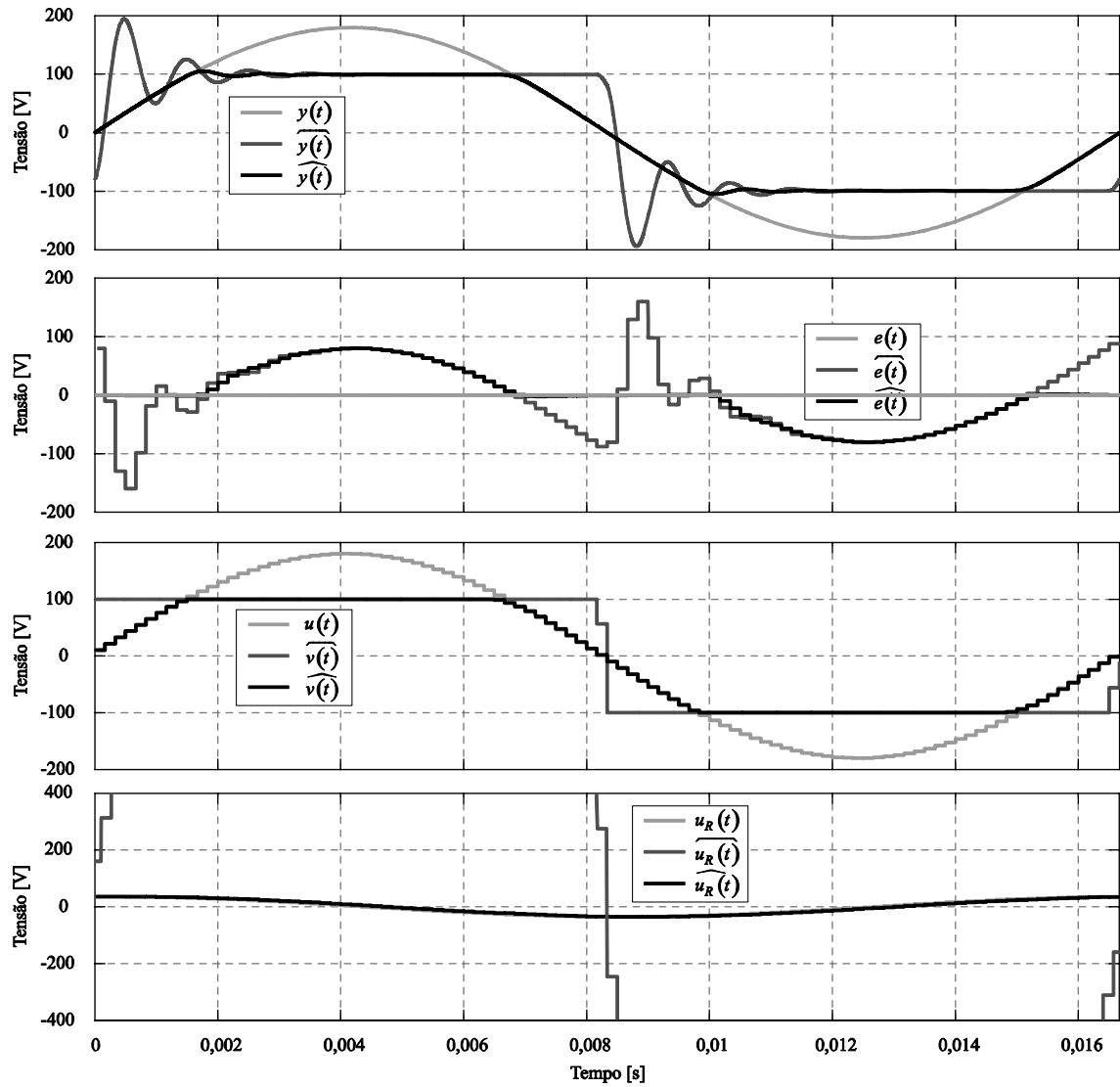


Figura 85: Instabilidade provocada pelo fenômeno *windup* sobre os controladores ressonantes e aplicação da atualização condicional para preservar a estabilidade do sistema

O inversor de tensão foi simulado mais uma vez, agora substituindo o modelo linear $G_P(z)$ pelo inversor de tensão com modulação por largura de pulso. Os resultados são apresentados na Figura 86 sendo que os sinais analisados são os mesmos já descritos para a Figura 83. A tensão de barramento V_B utilizada para provocar a saturação da ação de controle foi novamente de 150 V.

As formas de onda para a saída $y(t)$, o erro $e(t)$ e as ações de controle $u(t)$ e $v(t)$ na Figura 86 são muito parecidas com as respostas obtidas para o modelo $G_P(z)$ na Figura 83. Entretanto, a alteração do ganho do sistema afetou as amplitudes termos ressonantes $u_R(t)$, $\widehat{u_R(t)}$ e $\widehat{u_R(t)}$, alteração que poderia complicar a compreensão dos impactos do fenômeno *windup* sobre os controladores ressonantes. O detalhe que possibilita identificar a operação da

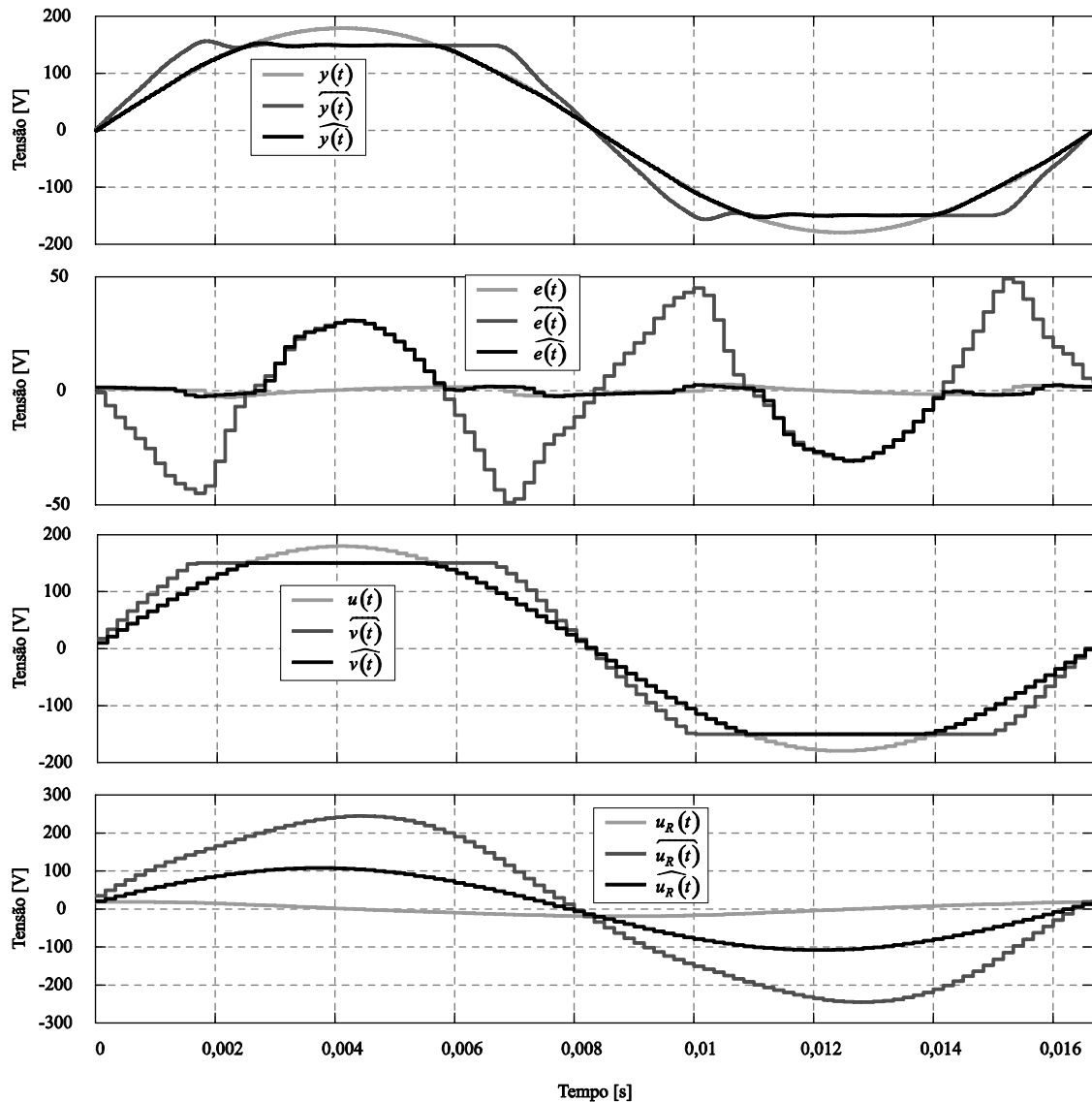


Figura 86: Análise do fenômeno *windup* e aplicação da atualização condicional sobre os controladores ressonantes considerando o modelo do inversor de tensão com carga linear e chaveamento PWM

técnica da atualização condicional é a manutenção do sinal senoidal $\widehat{u_R}(t)$ versus a distorção provocada em $\widehat{u_R}(t)$ próxima aos picos decorrentes da saturação da ação de controle.

A Figura 87 apresenta a resposta do sistema quando um retificador é aplicado como carga ao inversor de tensão monofásico. A forma de onda da corrente da carga $i_L(t)$ é ilustrada na figura junto com a tensão de saída $y(t)$. A tensão do barramento V_B do sistema é ajustada para o seu valor nominal. A saída $y(t)$ do sistema é distorcida significativamente pela carga não-linear a ponto de não atender as normas regulamentadoras existentes. Os controladores multi-ressonantes e repetitivos têm sido utilizados na melhoria da resposta dos inversores de tensão para cargas não-lineares.

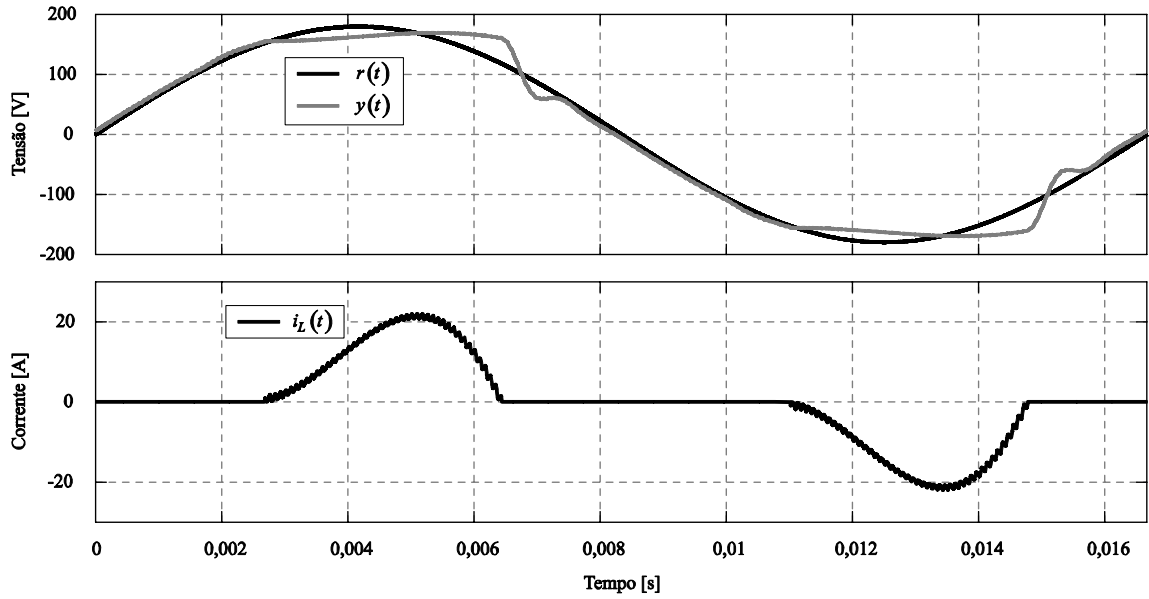


Figura 87: Retificador de tensão como carga não-linear para o inversor de tensão composto por um controlador ressonante

5.3 CONTROLADOR MULTI-RESSONANTE

O procedimento de projeto aplicado ao controlador multi-ressonante é semelhante ao procedimento realizado para o controlador ressonante. O projeto do controlador multi-ressonante também foi realizado diretamente no domínio discreto. O controlador multi-ressonante utilizado para controlar o sistema é definido apenas para os harmônicos ímpares até a 9º harmônico:

$$G_{PMI}(z) = K_{RES} G_{MRES}(z) = K_{RES1} \cdot \frac{z(z - \cos(\omega_1 T))}{z^2 - 2z \cos(\omega_1 T) + 1} + \sum_{\substack{i=3 \\ i \text{ ímpar}}}^9 K_{RESi} \cdot \frac{z(z - e^{-\tau_i T} \cos(\omega_i T))}{z^2 - 2z e^{-\tau_i T} \cos(\omega_i T) + e^{-2\tau_i T}} \quad (76)$$

A princípio, quanto maior o ganho K_{RES} mais rápida a convergência do sistema. Porém, quanto maior o ganho K_{RES} menor a estabilidade relativa do sistema. A associação em paralelo dos termos ressonantes tende a aumentar o impacto sobre a margem de fase do sistema e, por isso, os modelos utilizados para atenuação dos harmônicos pelo controlador multi-ressonante são realizadas por meio de controladores *quasi*-ressonantes. O principal benefício desta abordagem está na redução do impacto sobre a margem de fase do sistema original, i.e. sem o controlador ressonante, e, conseqüentemente, na melhoria da estabilidade relativa do sistema. Sendo assim, o projeto do controlador $G_{PMI}(z)$ foi feito simplesmente através do aumento dos ganhos K_{RESi} até uma redução máxima de 5° na margem de fase do

Tabela 7: Controlador em duas camadas constituído pelo controlador multi-ressonante

Frequência de Amostragem	$F_S = 6 \text{ kHz}$
Controlador PD-<i>feedforward</i> preditivo	$k_1 = -0,529$
$G_C(z)$	$k_2 = 0,0974$
Controlador Multi-Ressonante	$K_{RES1} = 0,011$
$G_{PMI}(z) = G_{MRES}(z)$	$K_{RES3,5,7,9} = 0,011$
	$\tau_i = 0,5027$

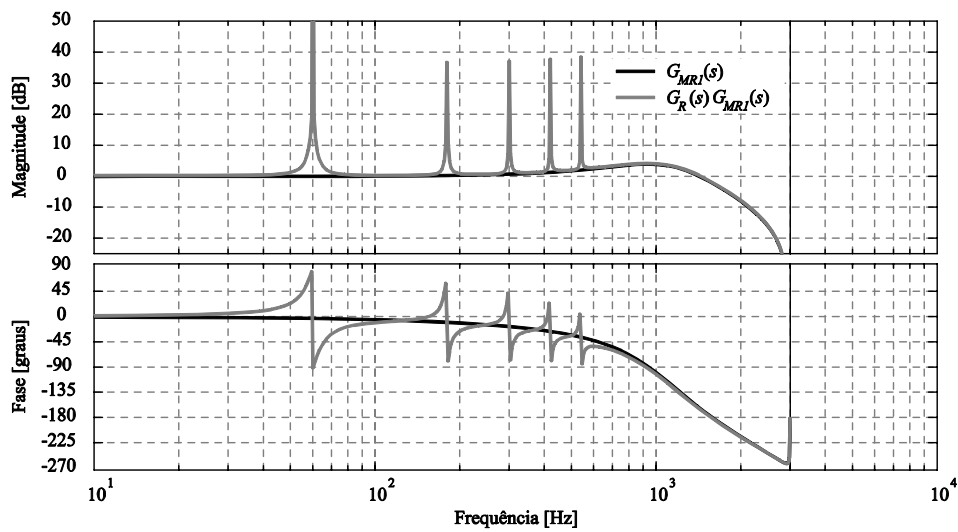


Figura 88 Diagrama de Bode para o controlador multi-ressonante

sistema. As especificações dos controladores utilizados nesta seção estão definidas na Tabela 7.

As respostas em frequência para o sistema resultante é comparada na Figura 88 com a resposta do sistema equivalente sem a ação de controle multi-ressonante. A magnitude do ganho da resposta em frequência tem picos em torno das frequências de ressonâncias $\omega_i = 2\pi f_i$, sendo que o ganho tende ao infinito em torno da frequência de ressonância fundamental f_1 e são atenuados para as componentes harmônicas f_i . Já a margem de fase é reduzida em aproximadamente 5° com a inclusão do controlador $G_R(z)$ e, desta forma, respeita as especificações do projeto. A magnitude elevada do ganho em torno dos harmônicos possibilita a anulação quase que total do erro em regime permanente para sinais cuja composição espectral seja a mesma do modelo utilizado em $G_R(z)$.

A resposta do sistema para o modelo $G_P(z)$ submetido a diferentes condições de operação são comparadas na Figura 89. O sinal de referência $r(t)$ foi configurado para destacar as propriedades do controlador multi-ressonante e os impactos da saturação da ação de controle sobre o sistema, sendo composto pela frequência fundamental f_1 , o 3° e o 5°

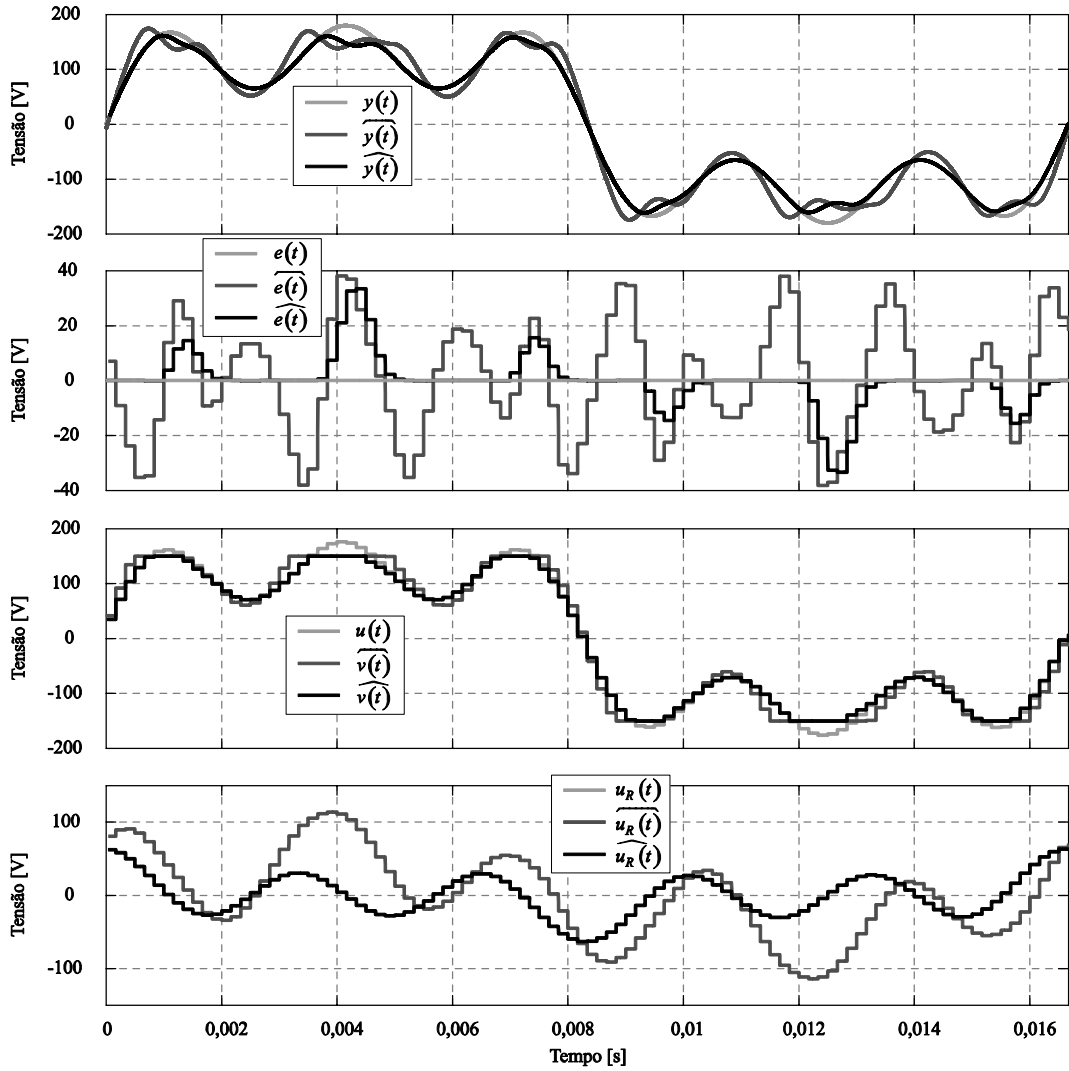


Figura 89: Análise do fenômeno *windup* e aplicação da atualização condicional sobre os controladores multi-ressonantes considerando o modelo $G_P(z)$ para o inversor de tensão

harmônicos. Os limites de saturação utilizados para provocar a saturação da ação de controle foram de ± 150 V. Os sinais analisados são a referência $r(t)$, a saída $y(t)$, o erro $e(t)$, os termos ressonantes $u_R(t)$ e as ações de controle $u(t)$ e $v(t)$.

As características da resposta do sistema com o controlador multi-ressonante são muito parecidas com as características do sistema com controlador ressonante. A saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$ provoca um achatamento da saída $\widehat{y(t)}$. A saturação também provoca um aumento na amplitude dos sinais $\widehat{v(t)}$ e $\widehat{y(t)}$ quando o sistema está operando dentro dos limites saturação. O aumento na amplitude da ação de controle $\widehat{v(t)}$ contribui na extensão do achatamento da saída $\widehat{y(t)}$ em todos os picos, desviando a resposta do sistema do sinal de referência $r(t)$ mesmo dentro dos limites de saturação.

A causa dos impactos na ação de controle $\widehat{v}(t)$ e na saída $\widehat{y}(t)$ são as mesmas encontradas nos sistemas com controladores ressonantes, porém, atuando tanto na frequência fundamental como nos harmônicos do controlador multi-ressonante. O aumento na ação de controle $\widehat{v}(t)$ é causado pela perturbação dos termos ressonantes $\widehat{u}_{Ri}(t)$ decorrente do erro $\widehat{e}(t)$ que surge durante os achatamentos da saída $\widehat{y}(t)$. O aumento dos termos ressonantes $\widehat{u}_{Ri}(t)$ é gerado pelos controladores ressonantes associados em paralelo na tentativa de corrigir o erro $\widehat{e}(t)$ que surge devido o sistema não alcançar os picos do sinal de referência $r(t)$, ou seja, o controlador entende que a amplitude da ação de controle $\widehat{v}(t)$ precisaria ser aumentada. Este comportamento é idêntico ao fenômeno *windup* descrito para os controladores ressonantes.

Contudo, o erro $\widehat{e}(t)$ decorrente do achatamento da saída $\widehat{y}(t)$ não pode ser compensado pois é uma consequência dos limites de saturação $\widehat{v}(t)$ impostos ao sistema. A técnica *anti-windup* da atualização condicional propõe o cancelamento da atualização dos termos ressonantes $\widehat{u}_{Ri}(t)$ durante a saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$ de forma a evitar as perturbações resultantes do fenômeno *windup* sobre o controlador multi-ressonante. O diagrama de blocos do controlador multi-ressonante com a técnica da atualização condicional é apresentado na Figura 75.

O resultado da aplicação da técnica *anti-windup* proposta é que o termo ressonante $\widehat{u}_R(t)$ é preservado durante a saturação de controle e, desta forma, a saída $\widehat{y}(t)$ consegue continuar o rastreamento da referência $r(t)$ logo após o término de cada saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$. Os resultados são semelhantes aos resultados encontrados para o sistema com controlador ressonante e demonstram a efetividade da atualização condicional na atenuação dos impactos do fenômeno *windup* nos controladores multi-ressonantes.

O inversor de tensão foi simulado mais uma vez, agora substituindo o modelo linear GP(z) pelo inversor de tensão com modulação por largura de pulso. A tensão de barramento VB utilizada para provocar a saturação da ação de controle foi novamente de 150 V. Os resultados são apresentados na Figura 90 sendo que os sinais analisados são os mesmos sinais já descritos para a Figura 89.

Apesar da carga do inversor ser linear e o sinal de referência $r(t)$ puramente senoidal, a saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$ excita as ressonâncias do controlador multi-ressonante

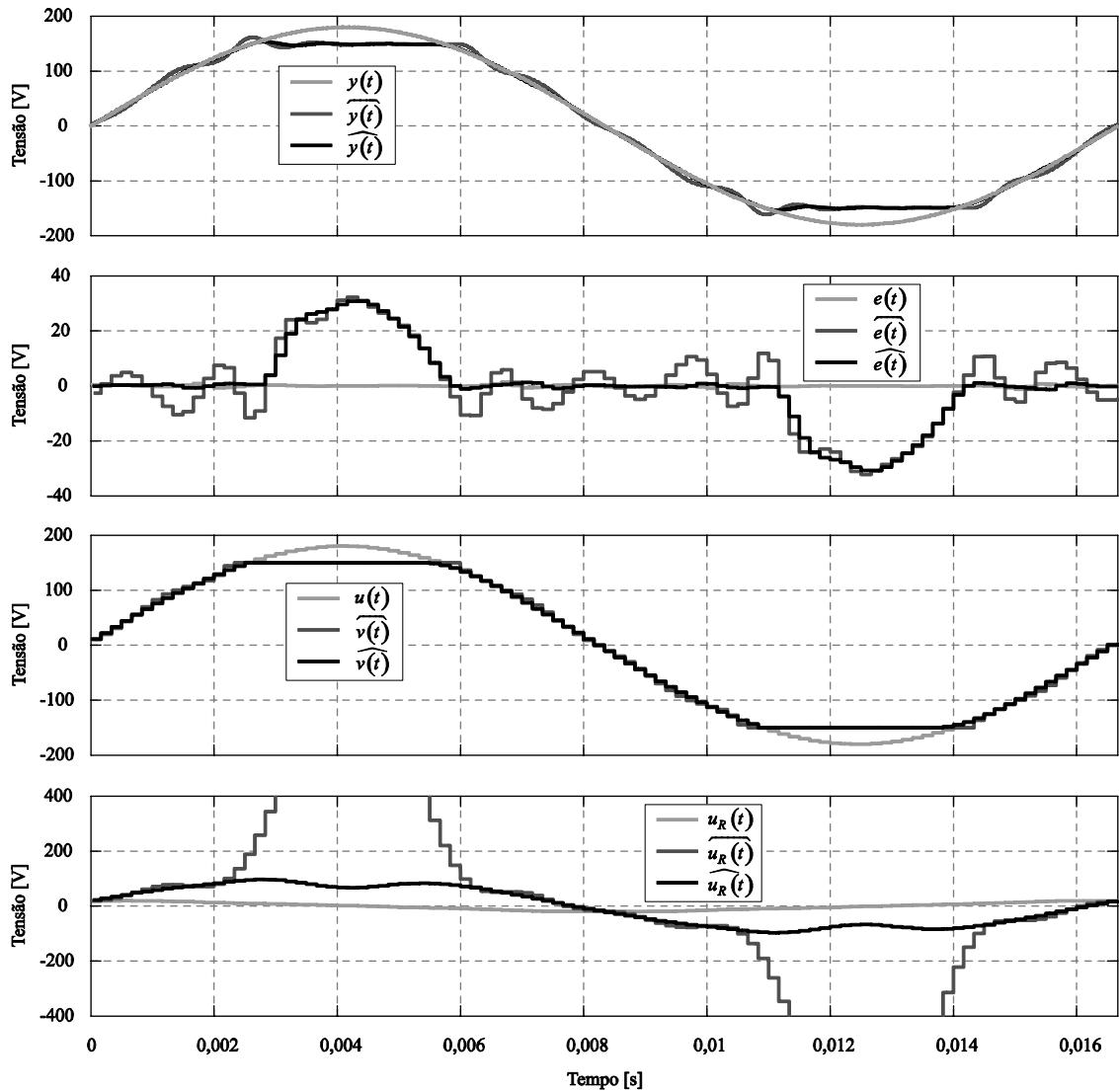


Figura 90: Análise do fenômeno *windup* e aplicação da atualização condicional sobre os controladores ressonantes considerando o modelo do inversor de tensão com carga linear e chaveamento PWM

$G_R(z)$ e faz com que a saída $\widehat{y}(t)$ oscile quando o sistema opera dentro dos limites de saturação. Neste caso, a saturação da ação de controle é tão severa que o sistema não consegue compensar os distúrbios causados no termo ressonante $\widehat{u_R}(t)$ e o sistema se torna instável. Mais uma vez a escala do gráfico com os termos ressonantes foi ajustada de tal forma a permitir a visualização dos sinais $u_R(t)$ e $\widehat{u_R}(t)$, apesar do sinal $\widehat{u_R}(t)$ extrapolar os limites da figura devido a instabilidade provocada pelo fenômeno *windup*.

Mesmo sob esta condição de operação mais severa, a técnica da atualização condicional consegue atenuar os impactos do fenômeno *windup* sobre o controlador multi-ressonante. Mais uma vez o termo ressonante $\widehat{u_R}(t)$ é preservado durante a saturação de

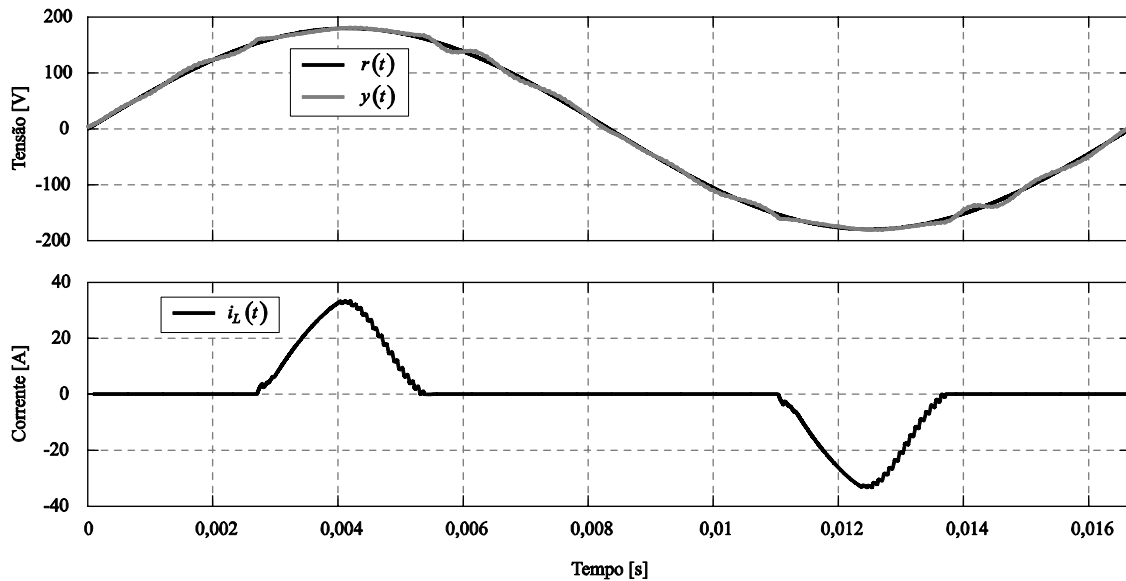


Figura 91: Retificador de tensão como carga não-linear para o inversor de tensão composto por um controlador multi-ressonante

controle e, portanto, a saída $\widehat{y(t)}$ consegue continuar o rastreamento da referência $r(t)$ logo após o término da saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$.

A Figura 91 apresenta a resposta do sistema quando um retificador é aplicado como carga ao inversor de tensão monofásico. A forma de onda da corrente da carga $i_L(t)$ é ilustrada na figura junto com a referência $r(t)$ a tensão de saída $y(t)$. A referência $r(t)$ aplicada ao sistema é um sinal senoidal de frequência f_l e a tensão do barramento V_B do sistema é ajustada para o seu valor nominal. A saída $y(t)$ do sistema é melhorada significativamente quando comparada a resposta do sistema com controlador ressonante, pois os controladores multi-ressonantes possibilitam a compensação de alguns harmônicos da carga não-linear.

A Figura 92 apresenta as respostas do sistema quando o inversor suprindo a carga não-linear é submetido a diferentes condições de operação. Os limites de saturação utilizados para provocar a saturação da ação de controle foram de ± 150 V. Os sinais analisados nestas figuras são a referência $r(t)$, a saída $y(t)$, a corrente da carga $i_L(t)$, os termos ressonantes $u_R(t)$ e as ações de controle $u(t)$ e $v(t)$.

A saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$ provoca um achatamento da saída $\widehat{y(t)}$. A saturação também provoca um aumento na amplitude dos sinais $\widehat{v(t)}$ e $\widehat{y(t)}$ quando o sistema está operando dentro dos limites saturação. O aumento na amplitude da ação de controle $\widehat{v(t)}$ contribui na extensão do achatamento e na excitação das oscilações encontradas na saída $\widehat{y(t)}$. Mais uma vez a saturação da ação de controle é tão severa que o sistema não consegue

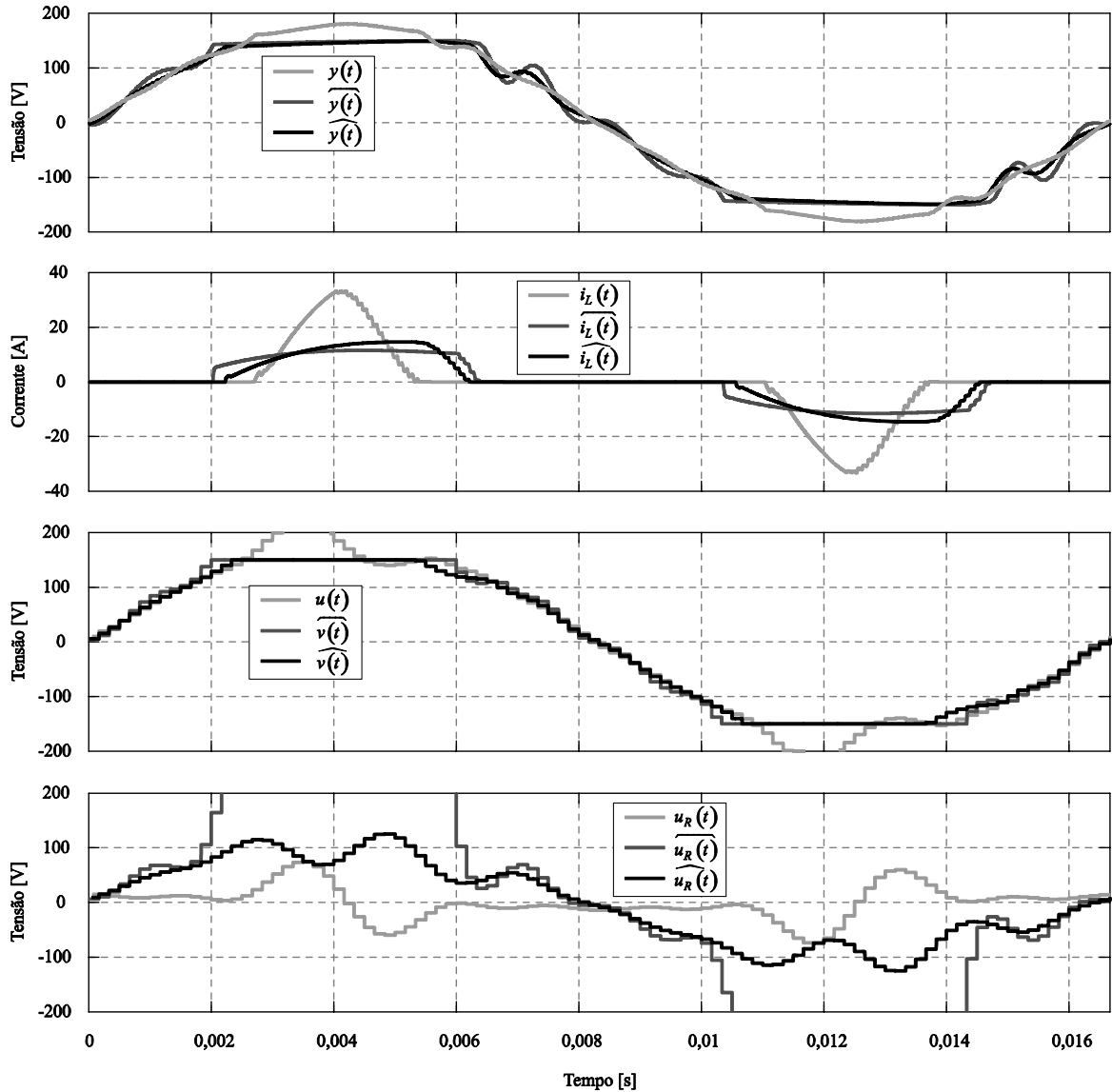


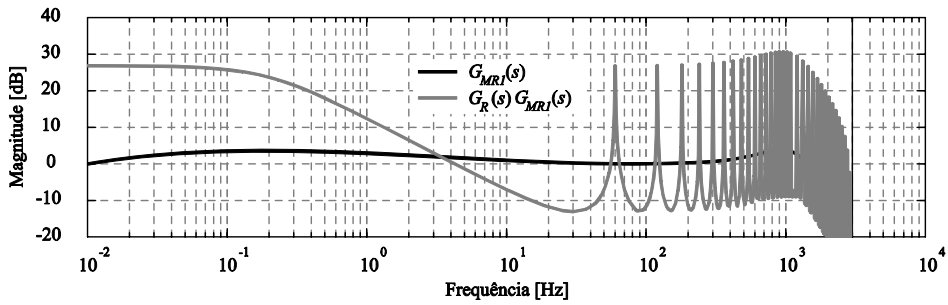
Figura 92: Análise do fenômeno *windup* e aplicação da atualização condicional sobre os controladores multi-ressonantes considerando uma carga não-linear para o inversor de tensão

compensar os distúrbios causados no termo ressonante $\widehat{u_R}(t)$ e o sistema se torna instável. A escala do gráfico com os termos ressonantes foi ajustada de tal forma a permitir a visualização dos sinais $u_R(t)$ e $\widehat{u_R}(t)$, apesar do sinal $\widehat{u_R}(t)$ extrapolar os limites da figura devido a instabilidade provocada pelo fenômeno *windup*.

A técnica *anti-windup* da atualização condicional consegue atenuar os impactos da saturação nos inversores de tensão preservando os termos ressonantes durante a saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$. Sendo assim, o sistema preserva sua estabilidade e mantém a saída $\widehat{y}(t)$ próxima da referência $r(t)$ assim que o sistema volta a operar dentro dos limites de saturação. As oscilações na saída $\widehat{y}(t)$ após o término da saturação são decorrentes dos harmônicos de mais alta ordem da carga não-linear, sendo proposta a utilização de controladores repetitivos

Tabela 8: Controlador repetitivo com filtro $Q(z) = q_r$

Frequência de Amostragem	$f_s = 6 \text{ kHz}$
Controlador PD-<i>feedforward</i> preditivo	$k_1 = -0,529$
$G_C(z)$	$k_2 = 0,0974$
Controlador repetitivo	$q_r = 0,98$
$G_R(z)$	$c_r = 0,441$
	$d = 2$

Figura 93: Magnitude da resposta em frequência para o controlador repetitivo com filtro $Q(z) = q_r$

para sua atenuação. Os resultados demonstram mais uma vez a efetividade da atualização condicional na atenuação dos impactos do fenômeno *windup* nos controladores multi-ressonantes.

5.4 CONTROLADOR REPETITIVO

A função de transferência da ação de controle repetitiva empregada para gerar sinais periódicos constituídos de múltiplos harmônicos é dada por:

$$G_R(z) = \frac{U_R(z)}{E(z)} = \frac{C(z)z^{-N}}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (77)$$

onde $E(z)$ é a transformada z do erro $e(k) = r(k) - y(k)$. O controlador repetitivo apresentado consiste em um conjunto de geradores de sinais periódicos descritos pela estrutura $1/(1 - Q(z)z^{-N})$, operando em cascata com 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 forma a propiciar uma fase adequada à ação de compensação aos distúrbios na planta.

Duas configurações para o filtro $Q(z)$ foram avaliadas: uma constante $Q(z) = q_r$ e um filtro passa-baixas $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$ com deslocamento de fase nulo. É interessante considerar as duas estruturas durante o projeto para que se possa fazer uma análise adequada de ambos. Para $Q(z) = q_r$ é recomendável que $0,95 \leq q_r \leq 0,99$. Já o caso onde $Q(z)$ é um

filtro passa-baixas, a função de transferência sugerida é dada por $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$, onde $0 < \alpha_0 < 1$, $0 < \alpha_1 < 1$, sendo sua magnitude em função da frequência dada por $Q(e^{j\omega T}) = \alpha_0 + 2\alpha_1 \cos(\omega T)$. Para assegurar uma característica passa-baixas é necessário que $\alpha_0 > 2\alpha_1$, enquanto que para garantir um ganho unitário nas baixas frequências deve-se assegurar que $\alpha_0 + 2\alpha_1 = 1$.

5.4.1 Filtro $Q(z)$ definido como uma constante

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

$$G_R(z) = \frac{U_R(z)}{E(z)} = \frac{c_r z^{d-N}}{1 - q_r z^{-N}} \quad (78)$$

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 (MICHELS, 2006). As especificações dos controladores utilizados nesta seção estão definidas na Tabela 8.

A magnitude da resposta em frequência para o sistema resultante é comparada na Figura 93 com a resposta do sistema sem a ação de controle repetitiva. A magnitude do ganho tem picos em torno das frequências de ressonâncias f_l e seus harmônicos. A magnitude elevada do ganho em torno dos harmônicos possibilita a anulação quase que total do erro em regime permanente para sinais periódicos.

As respostas do sistema para o modelo $G_P(z)$ submetido a diferentes condições de operação são comparadas na Figura 94. O sinal de referência $r(t)$ foi configurado para destacar as propriedades do controlador repetitivo e os impactos da saturação da ação de controle sobre o sistema, sendo definido como uma onda triangular de amplitude V_P . Os limites de saturação utilizados para provocar a saturação da ação de controle foram de ± 100 V. Os sinais analisados são a referência $r(t)$, a saída $y(t)$, o erro $e(t)$, os termos ressonantes $u_R(t)$ e as ações de controle $u(t)$ e $v(t)$.

A saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$ provoca um achatamento da saída $\widehat{y(t)}$. Porém, a ação de controle $\widehat{v(t)}$ só é afetada durante a saturação da ação de controle e o achatamento da saída $\widehat{y(t)}$ não é estendido além do sinal de referência $r(t)$ como acontecia com os controladores ressonantes. Isso acontece porque o gerador de sinal periódico discreto pode ser interpretado como um conjunto de integradores operando isoladamente dentro de um período

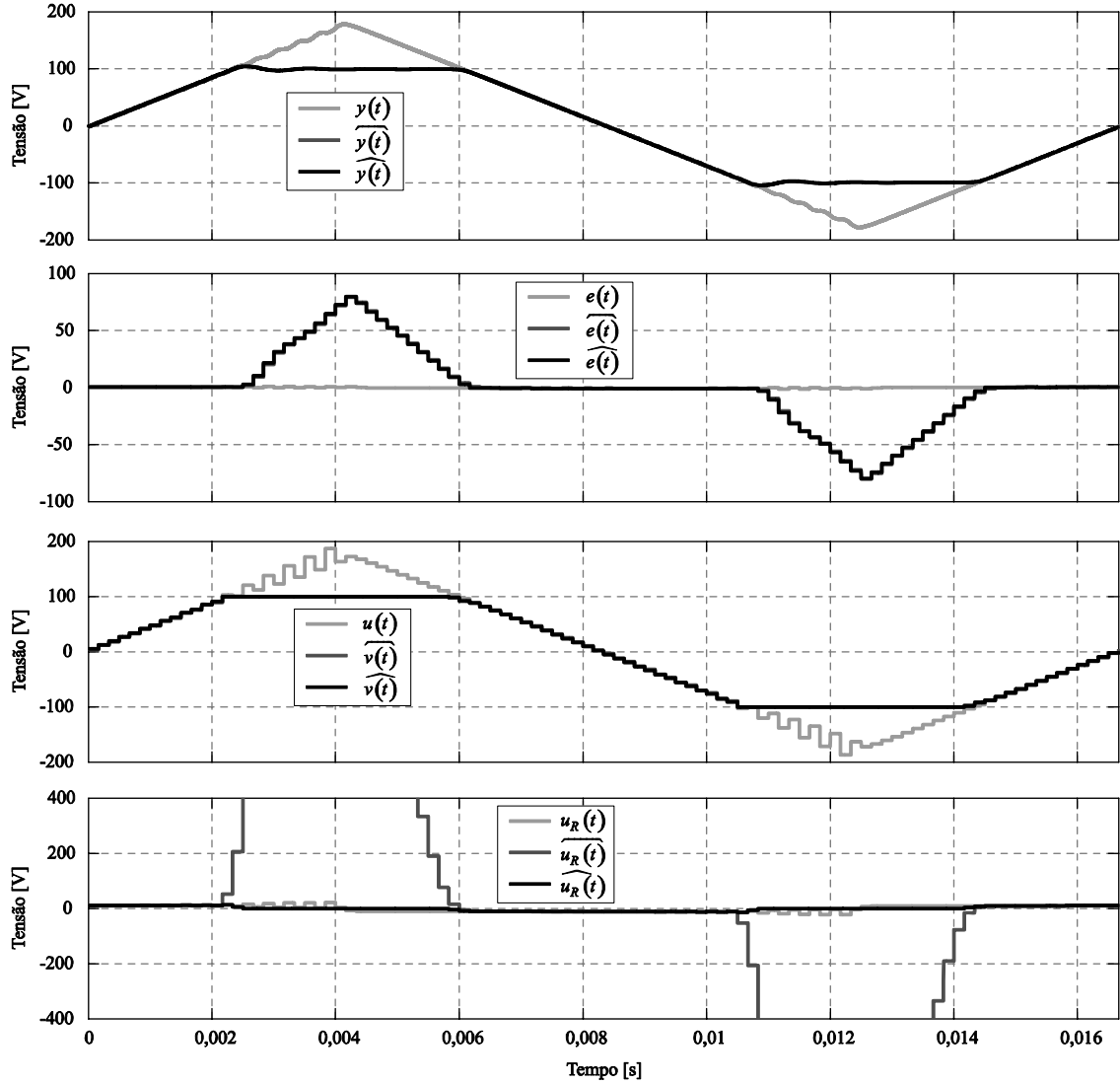


Figura 94: Análise do fenômeno *windup* e aplicação da atualização condicional sobre os controladores repetitivos com filtro $Q(z) = q_r$, considerando o modelo $G_P(z)$ para o inversor de tensão

do sinal. Desta forma, cada integrador só é afetado por uma única amostra do erro durante cada ciclo de operação. A cada integrador pode ser associado um índice i que corresponde a sua localização dentro do período de N amostras, sendo a sua respectiva ação de controle identificada por $u_{Ri}(t)$. A evolução do sinal $u_{Ri}(k_T)$ é apresentada na Figura 95 em função do número de ciclos do sinal periódico $r(t)$, ou seja, $u_{Ri}(k_T) = u_{Ri}(t_0 + k T_1)$ onde T_1 é o período do sinal de referência.

Os integradores que operam dentro dos limites de saturação $\overline{u_{R42}}(k_T)$ e $\overline{u_{R43}}(k_T)$ convergem para valores fixos em regime permanente enquanto que os integradores $\overline{u_{R44}}(k_T)$, $\overline{u_{R45}}(k_T)$ e $\overline{u_{R46}}(k_T)$ sujeitos ao erro do achatamento do sinal de saída $\overline{y(t)}$, apresentam valores extremamente elevados. O aumento da ação dos integradores $\overline{u_{Ri}}(t)$ é gerado pelo controlador repetitivo na tentativa de corrigir o erro $\overline{e(t)}$ que surge devido ao sistema não alcançar os

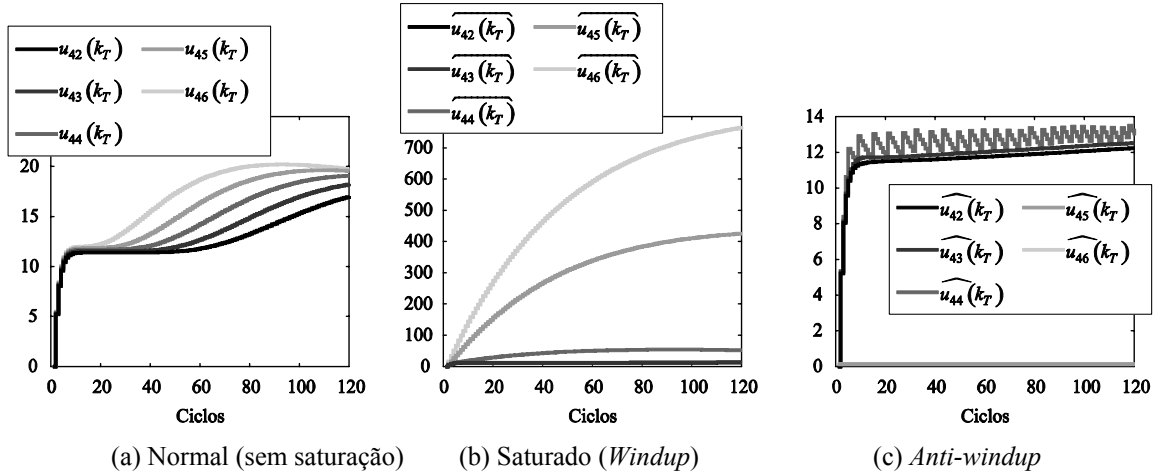


Figura 95: Impacto da saturação sobre cada termo integral do controlador repetitivo com filtro $Q(z) = q_r$

picos do sinal de referência $r(t)$, ou seja, o controlador entende que a amplitude da ação de controle $\widehat{v}(t)$ precisaria ser aumentada. Este comportamento é a ocorrência do fenômeno *windup* sobre os controladores repetitivos.

Contudo, o erro $\widehat{e}(t)$ decorrente do achatamento da saída $\widehat{y}(t)$ não pode ser compensado, pois é uma consequência dos limites de saturação $\widehat{v}(t)$ impostos ao sistema. A técnica *anti-windup* da atualização condicional propõe o cancelamento da atualização dos integradores $\widehat{u}_{Ri}(t)$ durante a saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$ de forma a evitar as perturbações resultantes do fenômeno *windup* para o controlador repetitivo. O diagrama de blocos do controlador repetitivo com a técnica da atualização condicional é apresentado na Figura 77.

O resultado da aplicação da técnica *anti-windup* proposta é que os integradores $\widehat{u}_{Ri}(t)$ na Figura 95 são preservados durante a saturação de controle e, desta forma, a ação de controle $\widehat{v}(t)$ é mantida próxima aos limites de saturação. Os resultados demonstram a efetividade da atualização condicional na atenuação dos impactos do fenômeno *windup* nos controladores repetitivos.

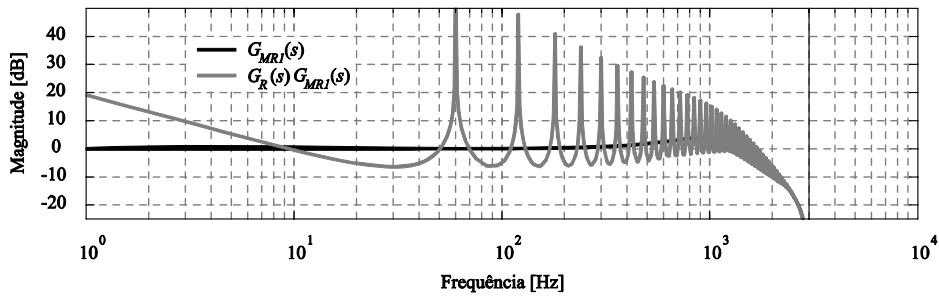
5.4.2 Filtro $Q(z)$ definido como filtro passa-baixa

Agora, a estrutura considerada para o controlador repetitivo é tal que $C(z) = c_r z^d$ e $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$, resultando em:

$$G_R(z) = \frac{U_R(z)}{E(z)} = \frac{c_r z^{-N}}{1 - [\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1}] z^{-N}} \quad (79)$$

Tabela 9: Controlador repetitivo com filtro $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$

Frequência de Amostragem	$F_S = 6 \text{ kHz}$
Controlador PD-<i>feedforward</i> preditivo	$k_I = -0,529$
$G_C(z)$	$k_2 = 0,0974$
Controlador repetitivo	$\alpha_0 = 0,50$ e $\alpha_1 = 0,25$
$G_R(z)$	$c_r = 0,954$
	$d = 2$

Figura 96: Magnitude da resposta em frequência para o controlador repetitivo com filtro $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$

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 $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$ é um filtro passa-baixa com deslocamento de fase nulo (MICHELS, 2006). As especificações dos controladores utilizados nesta seção estão definidas na Tabela 9.

A magnitude da resposta em frequência para o sistema resultante é comparada na Figura 96 com a resposta do sistema sem a ação de controle repetitiva. A magnitude do ganho tem picos em torno das frequências de ressonâncias f_l e seus harmônicos, semelhante ao comportamento do controlador repetitivo com filtro $Q(z) = q_r$. Contudo, a magnitude do ganho em torno dos harmônicos decai para os harmônicos mais elevados devido à utilização do filtro passa-baixa $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$. Mesmo assim, a magnitude elevada do ganho em torno dos harmônicos possibilita a anulação quase que total do erro em regime permanente para sinais periódicos.

A resposta do sistema para o modelo $G_P(z)$ submetido a diferentes condições de operação são comparadas na Figura 97. O sinal de referência $r(t)$ utilizado é o mesmo da análise anterior para o controlador repetitivo com filtro $Q(z) = q_r$. Os limites de saturação utilizados para provocar a saturação da ação de controle foram os mesmos $\pm 100 \text{ V}$ da análise anterior. Os sinais analisados são a referência $r(t)$, a saída $y(t)$, o erro $e(t)$, os termos ressonantes $u_R(t)$ e as ações de controle $u(t)$ e $v(t)$.

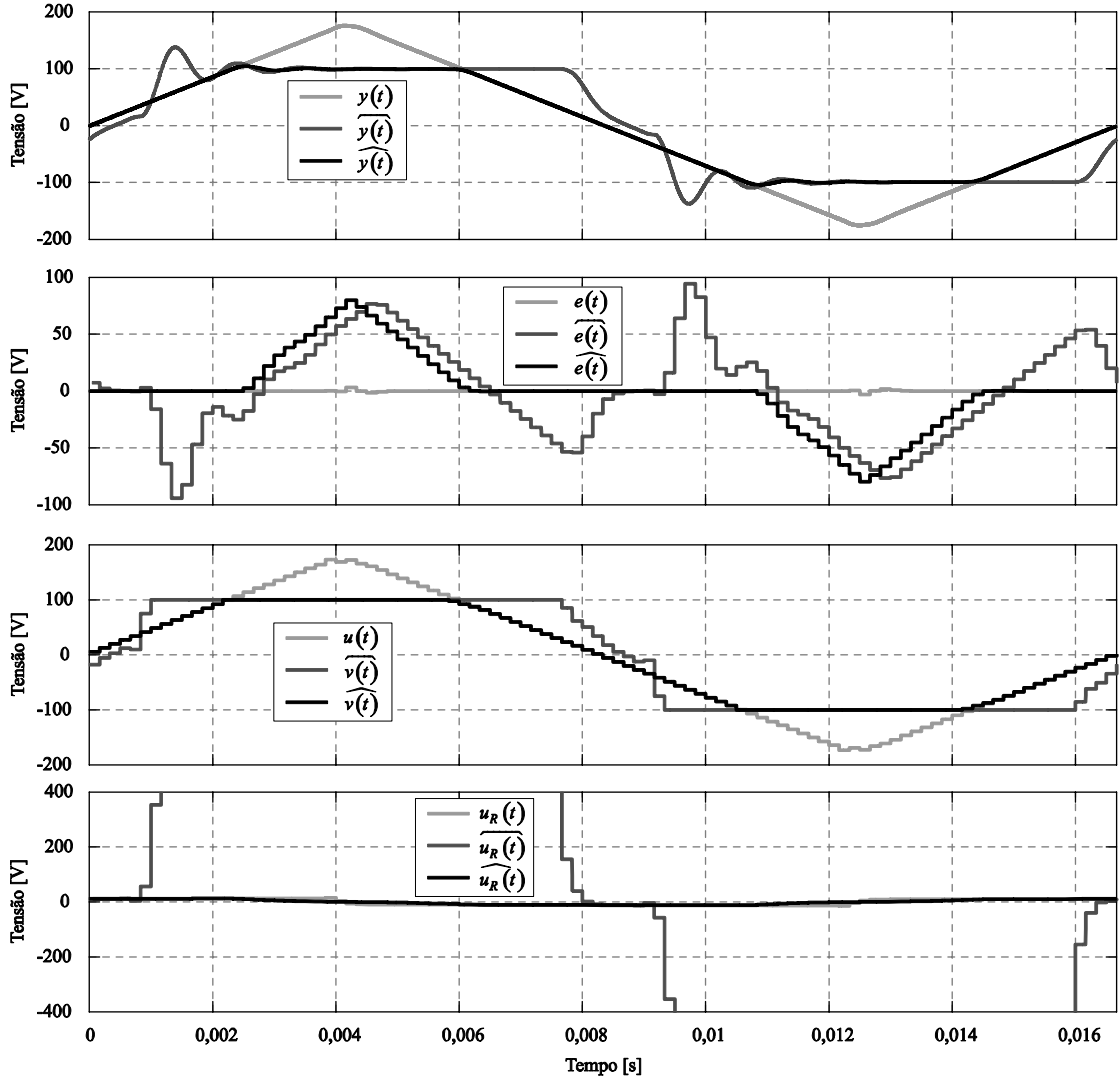


Figura 97: Análise do fenômeno *windup* e aplicação da atualização condicional sobre os controladores repetitivos com filtro $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$ considerando o modelo $G_P(z)$ para o inversor de tensão

A saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$ resulta numa resposta instável para a saída $\widehat{y}(t)$, a qual se transforma numa onda quadrada ao invés de rastrear a referência $r(t)$. A instabilidade é provocada pelo aumento na amplitude dos sinais $\widehat{v}(t)$ e $\widehat{y}(t)$ mesmo quando o sistema está operando dentro dos limites de saturação. A amplitude da ação de controle $\widehat{v}(t)$ amplia a saturação da ação de controle até quase se transformar numa onda quadrada que, por sua vez, afeta a saída $\widehat{y}(t)$ do sistema.

O espalhamento do impacto causado pelo fenômeno *windup* nos integradores do controlador repetitivo é provocado pelo filtro passa-baixa $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$ inserido na realimentação positiva dos gerados de sinais periódico $1/(1-Q(z)z^{-N})$. Apesar de cada integrador $u_{Ri}(t)$ só ser atualizado por uma única amostra de erro durante cada ciclo de operação, uma média ponderada entre os integradores $u_{Ri}(k_T)$, o integrador utilizado no passo

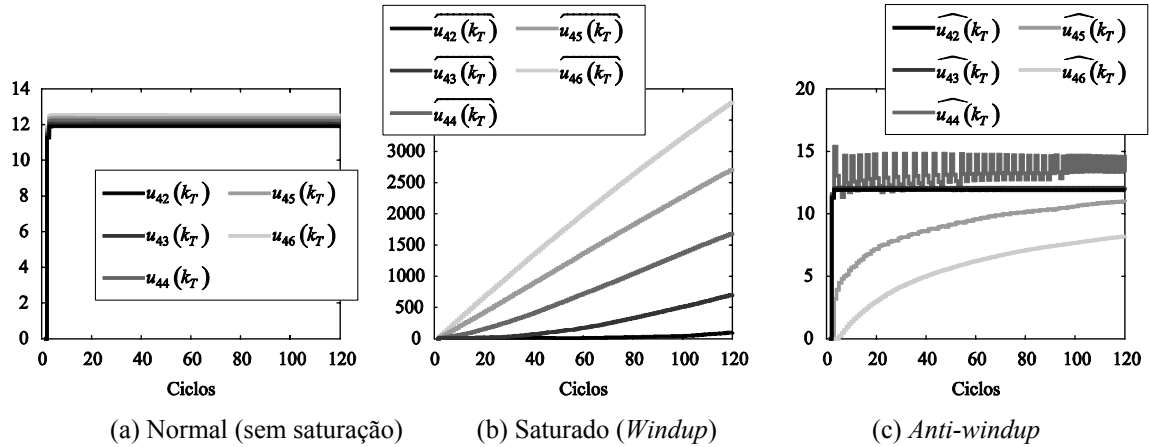


Figura 98: Impacto da saturação sobre cada termo integral do controlador repetitivo com filtro $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$

anterior $u_{Ri-1}(k_T)$ e o integrador utilizado no passo posterior $u_{Ri+1}(k_T)$ é realizada na realimentação positiva do gerador de sinais. Isto faz com que os impactos do *windup* sobre os integradores submetidos à saturação da ação de controle se propaguem para os demais integradores do controlador repetitivo. Este comportamento é destacado na Figura 98, a qual representa o comportamento dos integradores $u_{Ri}(k_T)$ em função do número de ciclos do sinal periódico $r(t)$.

Os integradores $\widehat{u_{R42}}(k_T)$ e $\widehat{u_{R43}}(k_T)$ que antes operavam dentro dos limites de integração e convergiam para valores fixos em regime permanente agora são impactados pela perturbação dos integradores $\widehat{u_{R44}}(k_T)$, $\widehat{u_{R45}}(k_T)$ e $\widehat{u_{R46}}(k_T)$ submetidos ao achatamento do sinal de saída $\widehat{y}(t)$. Desta forma, todos os integradores do controlador repetitivo são afetados pela saturação da ação de controle e o sistema se torna instável. Este exemplo demonstra mais uma vez os riscos associados à negligência dos impactos dos fenômenos *windup*.

Contudo, o erro $\widehat{e}(t)$ decorrente do achatamento da saída $\widehat{y}(t)$ não pode ser compensado, pois é uma consequência dos limites de saturação $\widehat{v}(t)$ impostos ao sistema. A técnica *anti-windup* da atualização condicional propõe o cancelamento da atualização dos integradores $\widehat{u_{Ri}}(t)$ durante a saturação da ação de controle $\widehat{v}(t)$ de forma a evitar as perturbações resultantes do fenômeno *windup* sobre o controlador. O diagrama de blocos do controlador repetitivo com a técnica da atualização condicional é apresentado na Figura 77.

O resultado da aplicação da técnica *anti-windup* proposta é que os integradores $\widehat{u_{Ri}}(t)$ na Figura 98 são preservados durante a saturação de controle e, desta forma, a ação de controle $\widehat{v}(t)$ é mantida próxima aos limites de saturação. Os resultados demonstram de uma

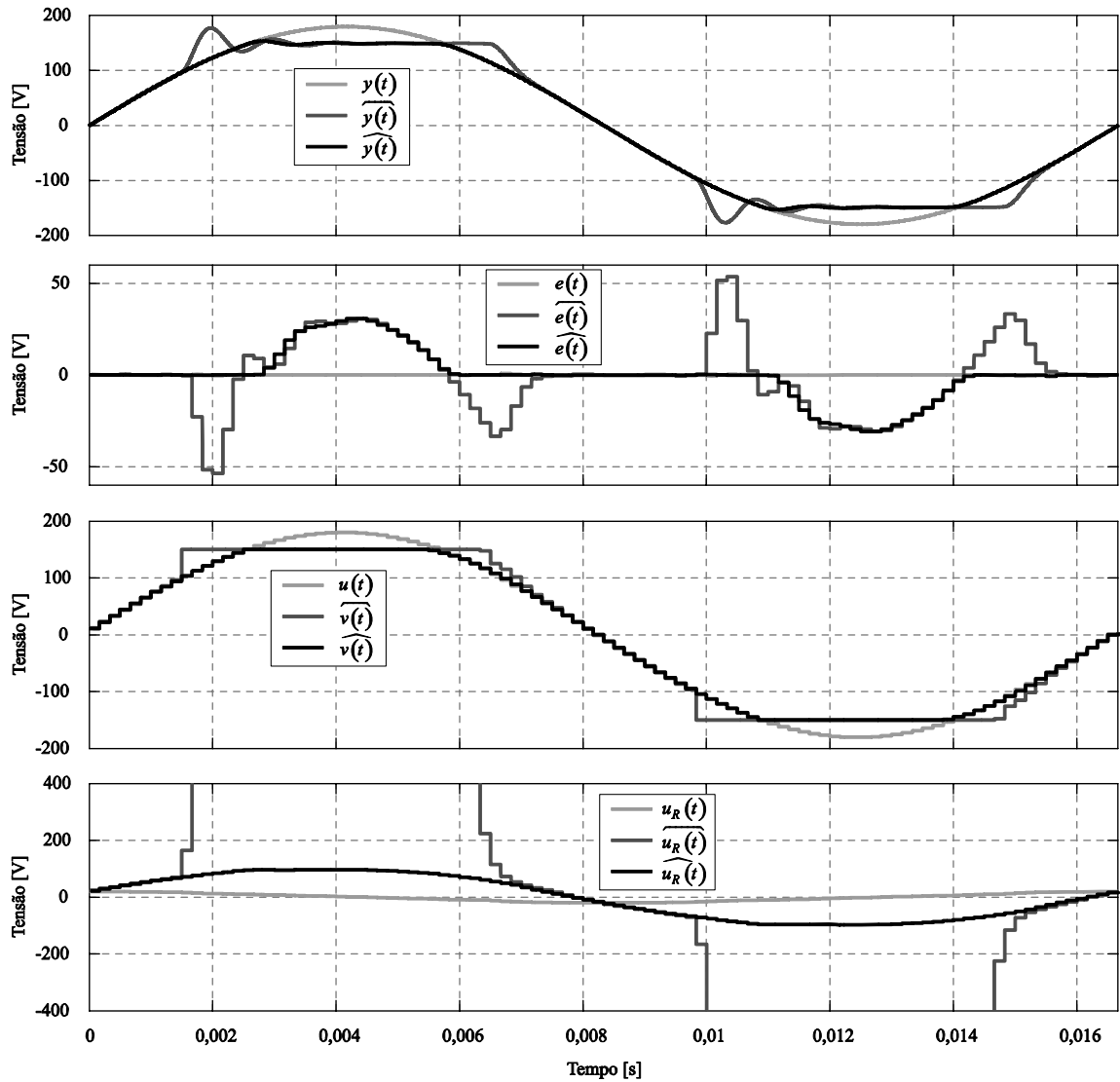


Figura 99: Análise do fenômeno *windup* e aplicação da atualização condicional sobre os controladores repetitivos considerando o modelo do inversor de tensão com carga linear e chaveamento PWM

maneira contundente a efetividade da atualização condicional na atenuação dos impactos do fenômeno *windup* nos controladores repetitivos, auxiliando inclusive na manutenção da estabilidade do sistema.

5.4.3 Simulação do inversor de tensão monofásico considerando o chaveamento PWM

O inversor de tensão foi simulado mais uma vez, agora substituindo o modelo linear $G_P(z)$ pelo com modulação por largura de pulso. O controlador repetitivo utilizado é o que utiliza o filtro passa-baixa $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$, cujos parâmetros são especificados na Tabela 9. A tensão de barramento V_B utilizada para provocar a saturação da ação de controle foi novamente de 150 V. Os sinais analisados na Figura 99 são a referência $r(t)$, a saída $y(t)$, o erro $e(t)$, os termos repetitivos $u_R(t)$ e as ações de controle $u(t)$ e $v(t)$.

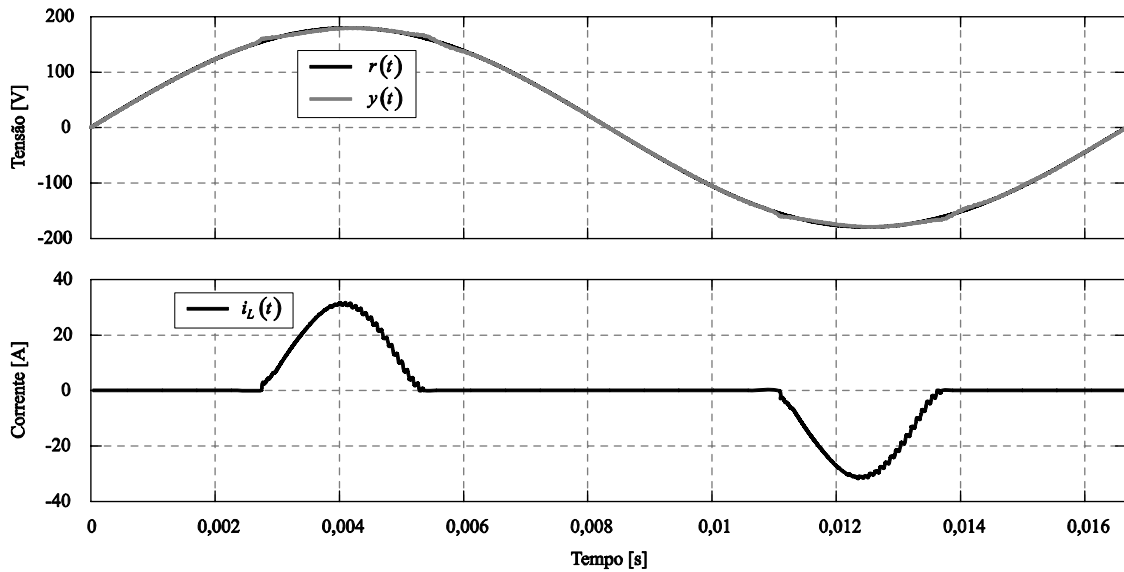


Figura 100: Retificador de tensão como carga não-linear para o inversor de tensão composto por um controlador repetitivo

As formas de onda para a saída $y(t)$, o erro $e(t)$ e as ações de controle $u(t)$ e $v(t)$ na Figura 99 são muito parecidas com as respostas obtidas para o modelo $G_P(z)$ na Figura 97. Tal como já destacado nas análises do controlador ressonante, a alteração do ganho do sistema afeta as amplitudes dos termos repetitivos $u_R(t)$, $\widehat{u_R(t)}$ e $\widehat{u_R(t)}$. Nesta simulação, o termo repetitivo $\widehat{u_R(t)}$ é apresentado num estágio transitório, sendo que a tendência é que sua amplitude continue aumentando cada vez mais com o passar do tempo, tal como a evolução dos termos integrais apresentadas na Figura 98.

A Figura 100 apresenta a resposta do sistema quando um retificador é aplicado como carga ao inversor de tensão monofásico. A forma de onda da corrente da carga $i_L(t)$ é ilustrada na figura junto com a referência $r(t)$ a tensão de saída $y(t)$. A referência $r(t)$ aplicada ao sistema é um sinal senoidal de frequência f_l e a tensão do barramento V_B do sistema é ajustada para o seu valor nominal. A saída $y(t)$ do sistema consegue rastrear a referência $r(t)$ em regime permanente, melhorando a resposta obtida com o controlador multi-ressonante. O controlador repetitivo possui um desempenho melhor porque consegue sintetizar um número maior de harmônicos da carga não-linear. Outra característica importante do controlador repetitivo proposto é que a compensação de fase realizada por $C(z)$ possibilita uma antecipação da ação de controle com base nos ciclos anteriores (MICHELS, 2006).

A Figura 101 apresenta as respostas do sistema quando o inversor suprindo a carga não-linear é submetido a diferentes condições de operação. Os limites de saturação utilizados para provocar a saturação da ação de controle foram de ± 150 V. Os sinais analisados nestas figuras são a referência $r(t)$, a saída $y(t)$, a corrente da carga $i_L(t)$, os termos ressonantes $u_R(t)$

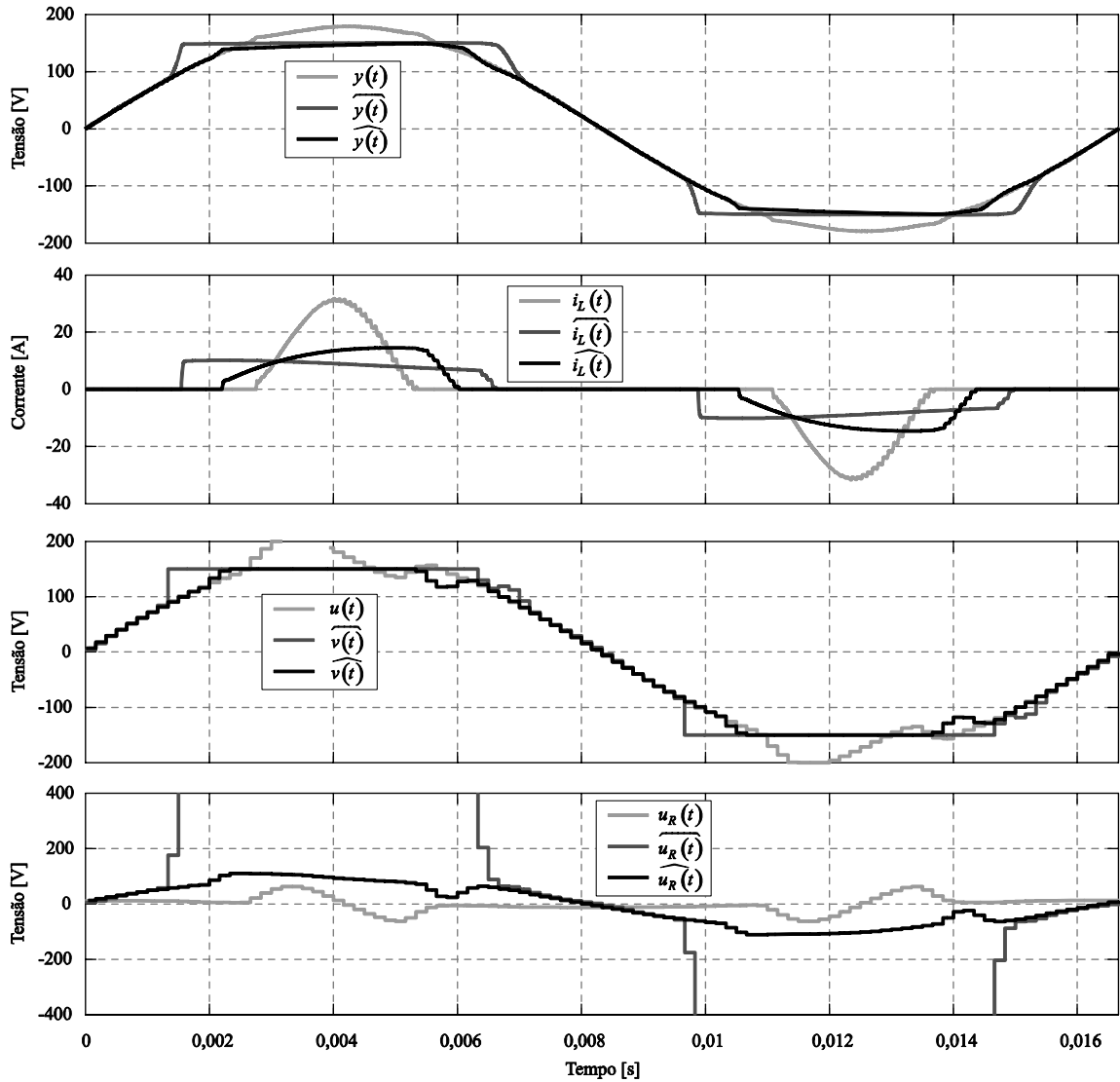


Figura 101: Análise do fenômeno *windup* e aplicação da atualização condicional sobre os controladores repetitivos considerando uma carga não-linear para o inversor de tensão

e as ações de controle $u(t)$ e $v(t)$. A saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$ resulta mais uma vez numa resposta instável para a saída $\widehat{y(t)}$, a qual se torna numa onda quadrada ao invés de rastrear a referência $r(t)$. Conforme já discutido anteriormente, a instabilidade é causada pelo filtro passa-baixa $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$ inserido na realimentação positiva do gerador de sinais periódico $1/(1-Q(z)z^{-N})$, de forma que os impactos do *windup* sobre os integradores submetidos à saturação da ação de controle são propagados para os todos integradores do controlador repetitivo.

A técnica *anti-windup* da atualização condicional consegue atenuar os impactos da saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$ preservando os integradores $\widehat{u_{Ri}(t)}$ do controlador repetitivo. Isto permite que a saída $\widehat{y(t)}$ continue o rastreamento da referência $r(t)$ assim que o

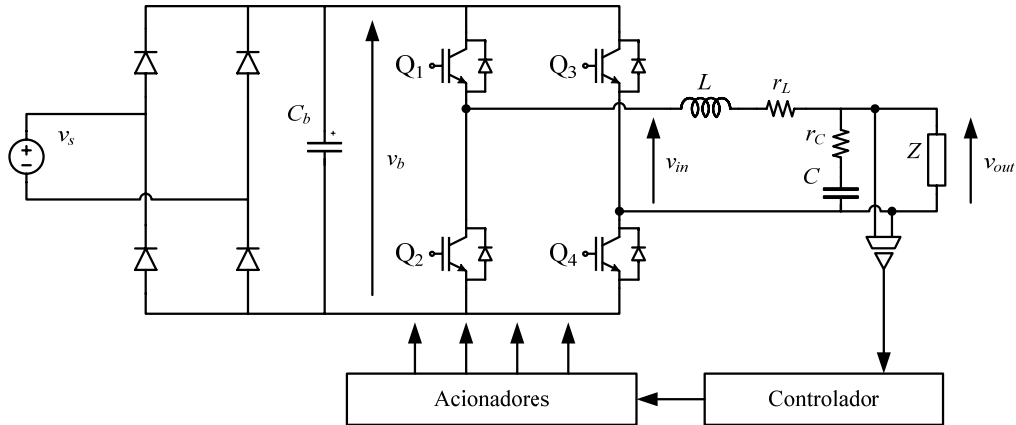


Figura 102: Inversor PWM monofásico alimentado por um retificador de tensão monofásico com filtro capacitivo

sistema volta a operar dentro dos limites de saturação. Os resultados demonstram mais uma vez a efetividade da atualização condicional na atenuação dos impactos do fenômeno *windup* nos controladores repetitivos mesmo na presença de sinais não-lineares.

5.4.4 Simulação do inversor de tensão monofásico considerando a oscilação da tensão do barramento

O inversor de tensão foi simulado mais uma vez, agora substituindo a fonte em corrente contínua V_B na Figura 78 por um retificador monofásico com filtro capacitivo $C_b = 1000 \mu\text{F}$ alimentado por $v_s(t) = V_P \sin(2\pi f_1 t)$, tal como representado na Figura 102. O controlador repetitivo utilizado continua sendo o filtro passa-baixa $Q(z) = (\alpha_1 z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1})$, cujos parâmetros são especificados na Tabela 9. A tensão de pico V_P utilizada na situação normal, i.e., sem saturação da ação de controle, foi de 200 V, enquanto que a tensão de pico utilizada para provocar a saturação da ação de controle foi de 160 V. Os sinais analisados na Figura 103 são a referência $r(t)$, a tensão de barramento $v_b(t)$, a saída $y(t)$, a corrente $i_L(t)$ da carga, os termos repetitivos $u_R(t)$ e as ações de controle $u(t)$ e $v(t)$.

A técnica *anti-windup* da atualização condicional consegue atenuar os impactos da saturação da ação de controle $\widehat{v(t)}$ preservando os integradores $\widehat{u_{Ri}(t)}$ do controlador repetitivo mesmo quando submetidos a oscilações da tensão do barramento. Isto permite que a saída $\widehat{y(t)}$ continue o rastreamento da referência $r(t)$ assim que o sistema volta a operar dentro dos limites de saturação, comportamento semelhante ao visto na simulação para os controladores multi-ressonantes com o sinal de referência composto por três harmônicos na seção 5.3. Os resultados demonstram mais uma vez a efetividade da atualização condicional

na atenuação dos impactos do fenômeno *windup* nos controladores repetitivos mesmo na presença de sinais não-lineares.

5.5 SUMÁRIO

Neste capítulo, os impactos da saturação da ação de controle foram analisados para os controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos. Estes controladores são baseados no princípio do modelo interno e devido à estabilidade marginal dos modelos dos sinais utilizados estão sujeitos ao fenômeno do *windup*. Um inversor de tensão monofásico foi utilizado como planta neste estudo de caso para avaliar os impactos do *windup* sobre os controladores baseados no princípio do modelo interno. A seleção do inversor de tensão como planta possibilita destacar as melhorias propiciadas por cada um dos três controladores ao variar a carga acionada pelo inversor, a qual pode ser linear ou não-linear.

O primeiro controlador avaliado foi o controlador ressonante. O controlador ressonante possibilita o rastreamento assintótico para sinais do tipo senoidal cuja frequência seja igual à frequência de ressonância. Porém, a saturação da ação de controle resulta numa limitação do sinal de saída que por sua vez provoca um aumento na ação de controle ressonante semelhante ao fenômeno *windup* encontrado nos controladores com ação integral. O aumento da ação de controle, por sua vez, provoca uma extensão no achatamento do sinal de saída, prejudicando o rastreamento da referência. Os impactos na ação de controle ressonante podem ser tão severos que o sistema de controle pode até se tornar instável, conforme demonstrado nas simulações para o controlador ressonante.

A perturbação na ação de controle é causada pelo modelo do sinal senoidal inserido no controlador ressonante na tentativa de anular o erro que aparece a cada pico do sinal de referência. A técnica *anti-windup* da atualização condicional propõe o cancelamento da atualização dos estados internos do controlador durante a saturação da ação de controle como alternativa para atenuar os impactos do fenômeno *windup* sobre o controlador ressonante. A preservação da ação de controle do termo ressonante durante a saturação possibilita que a saída do sistema retome o rastreamento do sinal de referência logo após o término da saturação.

O segundo controlador a ser avaliado foi o controlador multi-ressonante. O controlador multi-ressonante possibilita o rastreamento assintótico para sinais periódicos cuja composição espectral seja coberta pela associação dos controladores ressonantes. Os impactos do fenômeno *windup* sobre os controladores multi-ressonantes são semelhantes aos impactos encontrados nos controladores ressonantes. Assim como nos controladores ressonantes, os

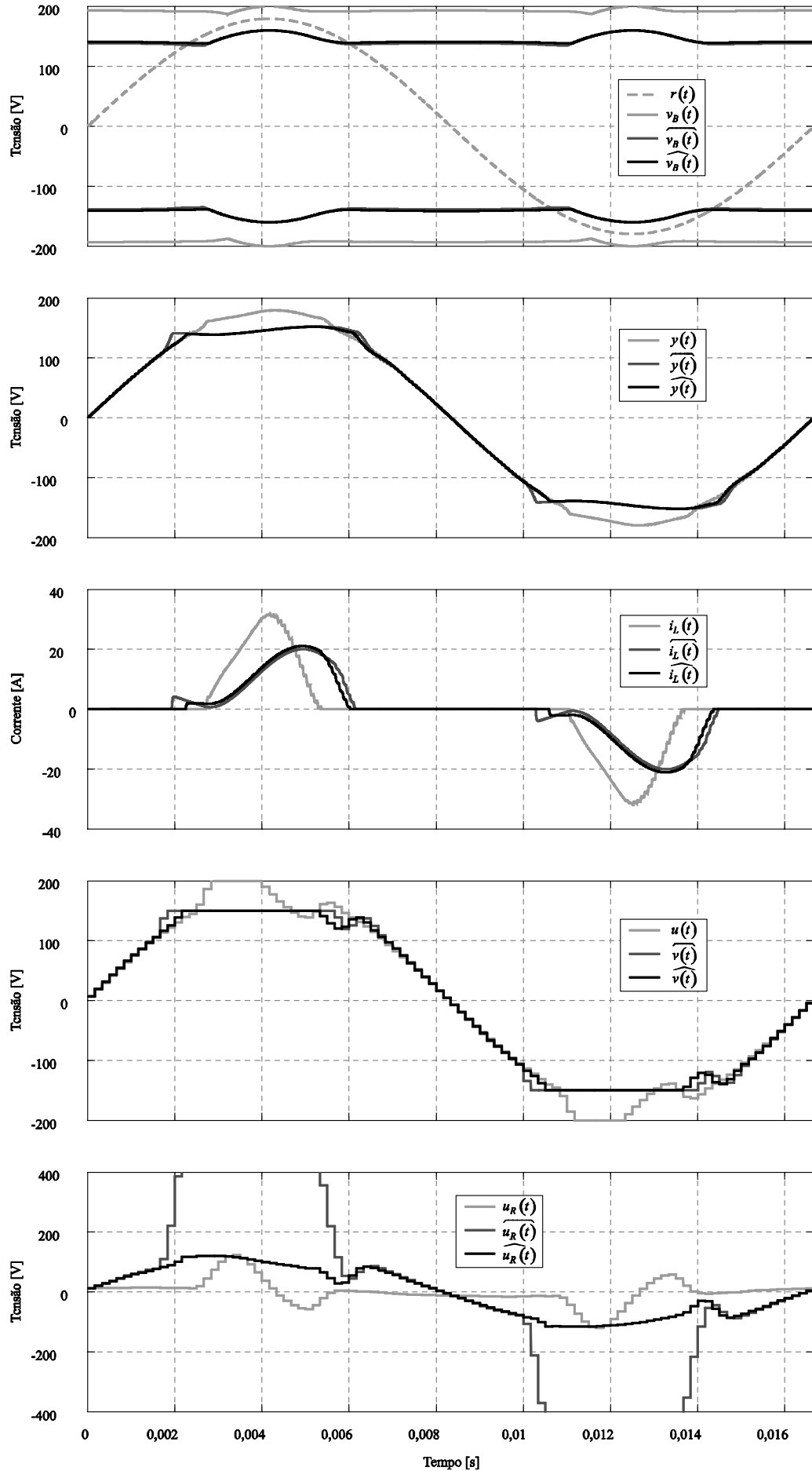


Figura 103: Análise do fenômeno *windup* e aplicação da atualização condicional sobre os controladores repetitivos considerando as oscilações na tensão do barramento

impactos na ação de controle ressonante podem ser tão severos que o sistema de controle pode até se tornar instável.

Sendo assim, considerando as semelhanças entre os controladores ressonantes e multi-ressonantes, foi proposta uma extensão da técnica *anti-windup* da atualização condicional para atenuação do fenômeno *windup* sobre os controladores multi-ressonantes. Neste caso, a técnica *anti-windup* da atualização condicional resultante propõe o cancelamento da atualização de todos os termos ressonantes que compõem o controlador multi-ressonante durante a saturação da ação de controle. A preservação da ação de controle do termo ressonante durante a saturação possibilita que a saída do sistema retome o rastreamento do sinal de referência logo após o término da saturação, tal como acontece para os controladores ressonantes.

O controlador multi-ressonante também foi utilizado para controlar o inversor de tensão alimentando um retificador de tensão com filtro capacitivo, sistema que possui uma característica não-linear. O controlador ressonante consegue melhorar o rastreamento do sinal de referência pela saída do sistema. Entretanto, a saturação da ação de controle pode levar o sistema à instabilidade. A utilização da técnica *anti-windup* da atualização condicional consegue atenuar os impactos da saturação da ação de controle sobre o sistema e permite que a saída consiga rastrear o sinal de referência dentro dos limites de saturação.

Por fim, o último controlador analisado foi o controlador repetitivo. O controlador repetitivo possibilita o rastreamento assintótico para sinais periódicos. As consequências do impacto da saturação da ação de controle são semelhantes ao impacto encontrado nos controladores ressonantes, apesar das características serem um pouco diferentes. Os controladores repetitivos podem ser interpretados como integradores agindo separadamente dentro de um período do sinal. Sendo assim, a saturação da ação de controle impactaria somente os integradores submetidos aos limites da saturação da ação de controle. Porém, filtros utilizados para melhorar a margem de estabilidade relativa do sistema podem propiciar a disseminação dos impactos do fenômeno *windup* para todos os integradores, tornando o sistema instável.

A perturbação na ação de controle é causada pelos integradores do controlador repetitivo na tentativa de anular o erro que aparece a cada pico do sinal de referência. A técnica *anti-windup* da atualização condicional propõe o cancelamento da atualização destes integradores durante a saturação da ação de controle como alternativa para atenuar os impactos do fenômeno *windup* sobre o controlador repetitivo. Mais uma vez a preservação

dos integradores durante a saturação possibilita que a saída do sistema retome o rastreamento do sinal de referência logo após o término da saturação.

6 CONCLUSÃO

Os controladores baseados no princípio do modelo interno têm se destacado no controle de sistemas devido a capacidade de realizar o rastreamento robusto dos sinais cujos modelos estejam incorporados na estrutura do controlador. Os controladores com ação integral (e.g. PI, PID), ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos são exemplos de controladores baseados no princípio do modelo interno.

Contudo, os sistemas de controle estão sujeitos a restrições físicas que delimitam suas condições de operação, tais como as limitações encontradas nos atuadores. A saturação da ação de controle é o tipo de limitação mais comum encontrada nos atuadores e representa os limites de atuação para este dispositivo. Os limites da razão cíclica utilizada nas modulações por largura de pulso, a abertura de uma válvula ou o ângulo máximo de operação de um leme são exemplos típicos da saturação da ação de controle.

Os impactos da saturação da ação de controle sobre os controladores foram primeiramente observados nos controladores PI e PID. A saturação da ação de controle provoca um desvio acentuado da parcela integral durante a saturação que resulta numa degradação das características dinâmicas do controlador, tal como o aumento do máximo valor de ultrapassagem e o atraso no tempo de acomodação. Por causa deste desvio na parcela integral, o fenômeno ficou conhecido como *integrator windup* ou simplesmente *windup*.

Porém, os impactos da saturação da ação de controle não estão restritos aos controladores com ação integral, mas afeta todos os controladores que contenham estados internos marginalmente estáveis ou muito lentos, tais como os controladores baseados no princípio do modelo interno. Por exemplo, foi demonstrado que os controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos também sofrem impactos decorrentes da saturação da ação de controle, sendo as características semelhantes às encontradas nos controladores com ação integral. A saturação da ação de controle sobre estes controladores também provoca um desvio acentuado das suas parcelas ressonantes durante a saturação que afeta a capacidade de rastreamento do sinal de referência, ou seja, características típicas de um fenômeno *windup*.

Os impactos da saturação da ação de controle sobre os controladores com ação integral costumam ser analisados com base na degradação da resposta transitória do sistema. Contudo, os impactos da saturação da ação de controle sobre os controladores ressonantes e repetitivos precisam ser considerados sob uma nova abordagem. As características cíclicas associadas aos sistemas que empregam este tipo de controlador contribuem para uma rápida atenuação dos impactos de um *windup* transitório, pois a duração da saturação da ação de controle

corresponde apenas a uma pequena parcela do período do sinal e que rapidamente é superado. Já a persistência dos limites de saturação da ação de controle por vários ciclos causam um impacto muito maior na perturbação do termo ressonante e podem até levar o sistema à instabilidade. Por isso, apesar dos benefícios alcançados com a aplicação do princípio do modelo interno em sistemas com características periódicas, é muito importante levar em conta os impactos da saturação da ação de controle sobre estes controladores para preservar a estabilidade do sistema e atenuar os impactos decorrentes do fenômeno *windup*.

O projeto do controlador também tem influência sobre os impactos do fenômeno *windup*. A princípio, quanto maiores forem os ganhos do controlador, maiores serão os impactos da saturação da ação de controle sobre os controladores baseados no princípio do modelo interno. Sendo assim, os controladores poderiam ser avaliados de acordo com as condições de operação especificadas no projeto, considerando inclusive as situações em condições extremas de operação e, caso fosse necessário, poderia ser feito o reprojeção do controlador para evitar a ocorrência da saturação da ação de controle. Porém, este tipo de abordagem envolve alguns riscos, pois a análise pode não cobrir adequadamente todas as condições de operação necessária e a ocorrência da saturação pode levar desde a degradação do desempenho do sistema até mesmo a instabilidade.

Por isso, o mais adequado é a utilização das técnicas *anti-windup* que tem por objetivo atenuar os impactos do fenômeno *windup* sobre o sistema. Muitas técnicas *anti-windup* foram desenvolvidas para aplicação em controladores com ação integral com base nas diferentes interpretações dos impactos do *windup* sobre o sistema. Esta mesma abordagem foi utilizada para desenvolver uma técnica *anti-windup* para os controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos.

Uma característica muito peculiar dos sistemas compostos pelos controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos é o seu comportamento cíclico. O sistema não fica continuamente saturado, o que permite ao controlador convergir para a condição de regime permanente durante a operação dentro dos limites de saturação. Para que isto aconteça, basta que a técnica *anti-windup* evite a perturbação da ação de controle ressonante ou repetitiva durante a saturação da ação controle, operação que pode ser implementada anulando-se a atualização dos estados internos destes controladores ou simplesmente anulando o erro de entrada para os termos ressonantes e repetitivos. Esta técnica é semelhante à técnica da integração condicional originalmente desenvolvida para os controladores com ação integral e, por isso, foi denominada de atualização condicional.

A técnica *anti-windup* da atualização condicional foi aplicada aos sistemas compostos pelos controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos. O cancelamento da atualização dos estados internos do controlador durante a saturação da ação de controle evita a perturbação sobre os termos ressonantes e repetitivos e, conseqüentemente, os impactos do *windup*. Sendo assim, os impactos da *windup* são praticamente anulados e o sistema volta a realizar o rastreamento da referência assim que o sistema deixa a saturação da ação de controle. A técnica foi submetida ao controle de um inversor de tensão monofásico acionando tanto cargas lineares como não-lineares, cujos resultados validaram a sua efetividade.

Como sugestão para trabalhos futuros são propostos os seguintes temas:

- A implementação prática da técnica *anti-windup* da atualização condicional nos controladores ressonantes, multi-ressonantes e repetitivos;
- A análise dos impactos do fenômeno *windup* em sistemas trifásicos e a aplicação das técnicas *anti-windup* neste tipo de sistema;
- A demonstração teórica das condições de estabilidade decorrentes da utilização da técnica *anti-windup* da atualização condicional.

REFERÊNCIAS

- ASTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. *Computer-Controlled Systems Theory and Design*, 2nd ed. Englewood: Prentice Hall, 1990.
- ASTRÖM, K. J.; RUNDQWIST, L. Integrator windup and how to avoid it. In: American Control Conference, 1989, Pittsburgh. *Proceedings of ...* [s.l.]:IEEE, p. 1689–1693, 1989.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied Mathematics and Optimization*, Springer-Verlag, Nova Iorque, EUA, v. 2, n. 1, p. 170–194, jan. 1975.
- BERNSTEIN, D. S.; MICHEL, A. N. A chronological bibliography on saturation actuators. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, [s.l.], vol. 5, p. 375–380, 1995.
- BOOST, M. A.; ZIOGAS, P. D. Toward a zero-output impedance ups system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, [s.l.], v. 25, n. 3, p. 408–418, maio/jun. 1989.
- CHEN, C. *Analog and Digital Control System Design: Transfer-Function, State-Space, and Algebraic Methods*. New York: Saunders College Publishing, 1993.
- CHEN, C. *Linear system theory and design*, 3rd ed. New York: Oxford University Press, 1998.
- DORF, C. R.; BISHOP, R. H. *Modern Control Systems*, 11th ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2008.
- DOYLE, J. C.; SMITH, R. S.; ENNS, D. F. Control of plants with input saturation nonlinearities. In: American Control Conference, 1987, Minneapolis, MN. *Proceedings of...* [s.l.]:IEEE, p. 1034–1039, 1987.
- BOHN, C.; ATHERTON, D.P. An Analysis Package Comparing PID Anti-Windup Strategies. *IEEE Control System Magazine*, [s.l.], v. 15, n. 2, p. 34–40, apr. 1995.
- EDWARDS, C.; POSTLETHWAITE, I. Anti-windup and bumpless transfer schemes. *Automatica*, [s.l.], v. 34, n. 2, p. 199–210, fev. 1998.
- FADALI, M. *Digital control engineering: analysis and design*. Burlington: Elsevier, 2009.
- FERTIK, H. A.; ROSS, C. W. Direct Digital Control Algorithms with Anti-Windup Feature. *ISA Transactions*, [s.l.], Chicago, EUA, v. 6, n. 4, p. 317–328, 1967.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied Mathematics and Optimization*, Springer-Verlag, Nova Iorque, EUA, v. 2, n. 1, p. 170–194, jan. 1975.
- FRANKLIN, G. F., POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*, 5th ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2005.

FUKUDA, S.; IMAMURA, R. Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, [s.l.], v. 52, n. 2, p. 420–426, apr. 2005.

FUKUDA, S.; YODA, T. A Novel Current-Tracking Method for Active Filters Based on a Sinusoidal Internal Model. *IEEE Transactions on Industry Applications*, [s.l.], v. 37, n. 3, p. 888–895, may/june 2001.

GALLUN, S.E.; MATTHEWS, C.W.; SENYARD, C. P.; SLATER, B. Windup protection and initialization for advanced digital control. *Hydrocarbon Processing*, [s.l.], p. 63–68, jun. 1985.

GOMES DA SILVA, J. M.; REGINATTO, R.; TARBOURIECH, S. Anti-windup design with guaranteed regions of stability for discrete-time linear systems with saturating controls. *Revista Controle & Automação*, [s.l.], v. 14, n. 1, p. 3–9, 2004.

GOODWIN, G. C.; GRAEBE, S. F.; SALGADO, M. E. *Control System Design*. Valparaíso: Prentice Hall, 2000.

HARA, S.; YAMAMOTO, Y.; OMATA, T.; NAKANO, M. Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals. *IEEE Transactions on Automatic Control*, [s.l.], v. 33, n. 7, p. 659–668, jul. 1988.

HANEYOSHI, T.; KAWAMURA, A.; HOFT, R. G. Waveform compensation of PWM inverter with cyclic fluctuating loads. *IEEE Transactions on Industry Applications*, [s.l.], v. 24, n. 4, p. 582–589, jul. /aug. 1988.

HANUS, R. A new technique for preventing control windup. *Journal A*, [s.l.], v. 21, n. 1, p. 15–20, 1980.

HIPPE, P. *Windup in Control: Its effects and their prevention*. Germany: Springer, 2006.

HU, J. B.; HE, Y. K.; WANG, H. S. Adaptive rotor current control for wind-turbine driven DFIG using resonant controllers in a rotor rotating reference frame. *Journal of Zhejiang University - Science A*, [s.l.], v. 9, n. 2, p. 149–155, 2008.

HU, J. B.; HE, Y. K. Multi-frequency proportional-resonant (MFPR) current controller for PWM VSC under unbalanced supply conditions. *Journal of Zhejiang University - Science A*, [s.l.], v. 8, n. 10, p. 1527–1531, 2007.

INOUE, R.; NAKANO, M.; IWAI, I. High accuracy control of a proton synchrotron magnet power supply. In: IFAC, 1983. *Proceedings of the 8th IFAC World Congress*. Laxenburg, Austria, p. 216–221, 1983.

KRIKELIS, N. J. State feedback integral control with ‘intelligent’ integrators. *International Journal of Control*, [s.l.], v. 32, n. 3, p. 465–473, 1980.

KRIKELIS, N. J.; BARKAS, S. K. Design of tracking systems subject to actuator saturation and integrator windup. *International Journal of Control*, [s.l.], v. 39, p. 667–683, 1984.

KONDO, Y.; KUBOTA, H. Design of voltage controller of single-phase inverter for harmonic rejection. In: ICEMS, 2008, Wuhan. *Proceedings of ...* [s.l]:IEEE, p. 1768–1771, 2008.

KOTHARE, M. V.; CAMPO P. J.; MORARI, M.; NETT, C. N. *A Unified Framework for the Study of Anti-Windup Designs*. Pasadena: California Institute of Technology, 1994. Technical Report.

LENWARI, W.; SUMNER, M.; ZANCHETTA, P.; CULEA, M. A High Performance Harmonic Current Control for Shunt Active Filters Based on Resonant Compensators. In: Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, 32nd, 2006, Paris. *Proceedings of ...* [s.l]:IEEE, p. 2109–2114, 2006.

LENWARI, W.; ODAVIC, M.. A Comparative Study of Two High Performance Current Control Techniques for Three-Phase Shunt Active Power Filters. In: International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2009, Taipei. *Proceedings of ...* [s.l]:IEEE, p. 962–966, 2009.

LÓPEZ DE HEREDIA, A.; ANTONIEWICZ, P.; ETXEBERRIA-OTADUI, I.; MALINOWSKI, M.; BACHA, S. A Comparative Study Between the DPC-SVM and the Multi-Resonant Controller for Power Active Filter Applications. In: Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, 32nd, 2006, Paris. *Proceedings of ...* [s.l]:IEEE, p. 1058–1063, 2006.

LONGMAN dictionary of contemporary English. 4th ed. [S.l]: Longman, 2003.

MATTAVELLI, P. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, [s.l.], v. 37, n. 1, p. 81–89, jan./fev. 2001.

MICHELS, L.; GRÜNDLING, H. A. Procedimento de projeto de controladores repetitivos aplicados em inversores para fontes ininterruptas de energia. In: SBA CBA, 2004. *Anais do XV Congresso Brasileiro de Automática*. Gramado, RS, 2004.

MICHELS, L. *Metodologia de projeto de fontes ininterruptas de energia monofásicas empregando controladores de ação repetitiva auxiliar no estágio de saída*. 2006. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.

MICHELS, L. ; RECH, C. ; ALMEIDA, R. S. ; SOARES, C. E. ; MEZAROBIA, M. Técnicas Anti-Windup para Controladores Repetitivos Empregados em Inversores PWM. In: XVIII Congresso Brasileiro de Automática, 2010, Bonito. *Anais do XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, v. 1. p. 845-851, set 2010.

MOKI, A.; FUKUDA, S. Sinusoidal Internal Model Based Control of a Three-phase Voltage Source Rectifier with Buck-Boost Operation. In: International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 5th, 2003, Singapore. *Proceedings of...* [s.l]:IEEE, v. 3, p. 1466–1470, 2003.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. [s.l]: Prentice Hall do Brasil, 1998;

PENG, Y.; VRANCIC, D.; HANUS, R. Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers. *IEEE Control System Magazine*, [s.l.], v. 16, n. 4, p. 48–57, aug. 1996.

PHELAN, R. M. *Automatic Control System*, London : Cornell University Press, 1977.

RECH, C.; PINHEIRO, H.; GRUNDLING, H. A.; HEY, H. L.; PINHEIRO, J. R. Analysis and design of a repetitive predictive-PID controller for PWM inverters. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2001, Vancouver, BC. *Proceedings of...* [s.l.]:IEEE, v. 2, p. 986–991, 2001.

RECH, C.; PINHEIRO, H.; GRUNDLING, H. A.; HEY, H. L.; PINHEIRO, J. R. Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost pwm inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, [s.l.], v. 18, n. 1, p. 401–410, jan. 2003.

RUNDQWIST, L. Anti-reset windup for PID controllers. Lund: Lund Institute of Technology, 1991.

RYU, Y. S.; LONGMAN, R. W. Use of anti-reset windup in integral control based learning and repetitive control. In: IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, 1994, San Antonio, TX. *Proceedings of...* [s.l.]:IEEE, p. 2617–2622, 1994, Vol. 3.

SATO, Y.; ISHIZUKA, T.; NEZU, K.; KATAOKA, T. A New Control Strategy for Voltage-Type PWM Rectifiers to Realize Zero Steady-State Control Error in Input Current. *IEEE Transactions on Industry Applications*, [s.l.], v. 38, n. 3, p. 480–486, mai/jun. 1998.

SHEN, G.; ZHU, X.; ZHANG, J.; XU, D. A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronic*, [s.l.], v. 57, n. 6, p. 2033–2041, jun. 2010.

SERA, D. et al. Low-cost digital implementation of proportional-resonant current controllers for PV inverter applications using delta operator. In: Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 31st, 2005, Raleigh, North Carolina, USA. *Proceedings of...* [s.l.]:IEEE, p. 2517–2522, 2005.

SOARES, C. E. ; MEZARROBA, M. ; RECH, C. ; MICHELS, L. . Técnica anti-windup para controladores P+Ressonantes. In: XVIII Congresso Brasileiro de Automática, 2010, Bonito. *Anais do XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, v. 1. p. 748–754, set 2010.

STEIN, G. 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*, [s.l.], v. 23, n. 4, p. 12–25, aug. 2003.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; BORUP, U.; LISERRE, M. A New Control Structure for Grid-Connected LCL PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation. In: Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004,. *Proceedings of...* [s.l.]:IEEE, v. 1, p. 580–586, 2004.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; LOH, P.C. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEEE Proceedings Electric Power Applications*, [s.l.], v.153, n. 5, p. 750-762, oct. 2006.

VISIOLI, A. *Practical PID Control*. Londres: Springer, 2006;

VRANCIC, D. *Some Aspects and Design of Anti-Windup and Conditioned Transfer*. Ljubljana: University of Ljubljana, 1995. Tese de Mestrado.

YUZ, J. I.; SALGADO, M. E. From classical to state-feedback-based controllers. *IEEE Control System Magazine*, [s.l.], v. 23, n. 4, p. 58–67, aug. 2003.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-State Error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, [s.l.], v. 18, n. 3, p. 814–822, may. 2003.