

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

GUILHERME DA SILVA CASA NOVA

**Controlador Ressonante e Repetitivo de Ganho  
Escalonado Aplicado a UPS**

Porto Alegre

2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

GUILHERME DA SILVA CASA NOVA

**Controlador Ressonante e Repetitivo de Ganho  
Escalonado Aplicado a UPS**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores

Porto Alegre

2016

GUILHERME DA SILVA CASA NOVA

## **Controlador Ressonante e Repetitivo de Ganho Escalonado Aplicado a UPS**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

---

**Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores**  
Orientador - UFRGS

---

**Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho**  
Chefe do Departamento de Engenharia Elétrica (DELET) - UFRGS

Aprovado em 8 de dezembro de 2016.

BANCA EXAMINADORA

---

**Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores**  
UFRGS

---

**Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira**  
UFRGS

---

**Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano**  
UFRGS

*Dedico este trabalho à minha família.*

*Always do right. This will gratify some people and astonish the rest.*

Mark Twain

# Resumo

O objetivo deste trabalho é aplicar uma técnica de ganho escalonado para os controladores Ressonante e Repetitivo em um sistema *UPS* (do termo em inglês, *Uninterruptible Power Supplies*) e comparar com as técnicas anteriores sem escalonamento. Primeiramente, se estabeleceu a norma *IEC 62040-3* a ser seguida para critérios de desempenho, o sistema *UPS* e os controladores Ressonante e Repetitivo. Se definiu de maneira geral a estratégia de ganho escalonado e então se adaptou para o sistema de controle da *UPS*. Com os controladores Ressonante e Repetitivo de ganho escalonado, foram feitos dois conjuntos de simulações: com 100% de carga-não linear para avaliar a regulação de saída, *THD* (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) e *IHD* (do inglês, *Individual Harmonic Distortion*); e com degraus aditivos e subtrativos de carga linear para avaliar o desempenho transitório. Para o Controlador Ressonante com Escalonamento e 100% de carga não-linear, o melhor resultado foi obtido com três modos ressonantes, com uma redução relativa de 13,17 % da regulação de saída e 7,04 % da *THD*. Para o Controlador Repetitivo com Escalonamento e 100 % de carga não-linear, os resultados se mostraram mais promissores para a Correção 3 quando o filtro passa-baixas estava com frequência de corte  $\omega_c$  de 500 rad/s, gerando uma redução relativa de 34,44 % na regulação de saída e 13,57 % da *THD*. Os ensaios com carga linear avaliando o transitório não resultaram em melhora significativa se comparado ao caso sem escalonamento.

**Palavras-chave:** UPS, Controlador Ressonante; Controlador Repetitivo; Ganho Escalonado.

# Abstract

This work aim is to apply an scheduling gain technique for the Resonant and Repetitive controllers in a Uninterruptible Power Supplies (UPS) system and compare it with the previous techniques without the scheduling gain. First of all, was established the IEC 62040-3 to be followed for performance criteria, the UPS system and Resonant and Repetitive controllers. The gain scheduling strategy was defined and then adapted to the UPS Control system. With the Resonant and Repetitive controllers, two sets of simulations were executed: 100% non-linear load to evaluate the output regulation, THD and IHD; and with linear load additive and subtractive steps to evaluate transient performance. For the Scheduling Resonant Controller and 100% non-linear load, the best result was obtained with three resonant modes, with a relative reduction of 13.17% in the output regulation and 7.04% in THD. For the Repetitive Controller with Scheduling and 100% of non-linear load, the results were more promising for Correction 3 when the low pass filter was with a cut-off frequency of  $\omega_c$  500 rad/s, performing a relative reduction of 34.44% in the output regulation and 13.57% in THD. The linear load tests evaluating the transitory did not result in improvement compared to the case without scheduling.

**Keywords:** UPS, Resonant Controller, Repetitive Controller, Scheduling Gain.

# Lista de Figuras

Figura 1 – Perfil 1: Desempenho Dinâmico de Saída para Cargas Críticas e Sensíveis.	18
Figura 2 – Modelo Elétrico Simplificado da UPS com Carga.	19
Figura 3 – Diagrama de Bode do Controlador Ressonante com $\omega_0 = 60 \text{ Hz}$ .	20
Figura 4 – Diagrama de Blocos do Sistema Controlador Ressonante-Planta.	22
Figura 5 – Diagrama de Blocos do Controlador Repetitivo.	24
Figura 6 – Diagrama de Blocos do Controlador Repetitivo com Filtro Passa Baixas.	25
Figura 7 – Diagrama de Blocos do Sistema Controlador Repetitivo-Planta.	27
Figura 8 – Ambiente Geral de Simulação	33
Figura 9 – Interface de Conexão entre <i>Simulink</i> e <i>PSIM</i>	33
Figura 10 – Modelo da UPS com Carga: <i>PSIM</i> .	34
Figura 11 – Corrente de Carga Linear	34
Figura 12 – Corrente de Carga Não-Linear.	35
Figura 13 – Bloco 'Ponderação do Ganho'- Controle pela carga.	35
Figura 14 – Bloco 'Escalonamento'.	36
Figura 15 – Bloco 'Ponderação de Ganho' - Controle baseado na corrente.	37
Figura 16 – Tensão de Saída para o Controlador Ressonante com 3 Modos Ressonantes com e sem Escalonamento e 100 % de carga não-linear.	41
Figura 17 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Aditivo com o Controlador Ressonante de Três Modos.	42
Figura 18 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Subtrativo com o Controlador Ressonante de Três Modos.	42
Figura 19 – Tensão de Saída para o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem Escalonamento e 100 % de Carga não-linear ( $\alpha = 30$ ).	46
Figura 20 – Tensão de Saída para o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem Escalonamento e 100 % de carga não-linear ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ).	47
Figura 21 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Aditivo com o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem escalonamento ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ).	48
Figura 22 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Subtrativo com o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem escalonamento ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ).	48
Figura 23 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Aditivo com o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem escalonamento ( $\alpha = 30$ ).	49
Figura 24 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Subtrativo com o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem escalonamento ( $\alpha = 30$ ).	49
Figura 25 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Aditivo com o Controlador Ressonante de Três Modos - Implementação baseada na Carga e Corrente.	50



Figura 26 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Subtrativo com o Controlador Ressonante de Três Modos - Implementação baseada na Carga e Corrente. . . . .	51
Figura 27 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Aditivo com o Controlador Repetitivo Correção 3 ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ) - Implementação baseada na Carga e Corrente. . . . .	51
Figura 28 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Subtrativo com o Controlador Repetitivo Correção 3 ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ) - Implementação baseada na Carga e Corrente. . . . .	52

# Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do Sistema <i>UPS</i> . . . . .	38
Tabela 2 – Ganhos para o Controlador Ressonante Sem Escalonamento. . . . .	39
Tabela 3 – Ganhos para o Controlador Ressonante Com Escalonamento. . . . .	39
Tabela 4 – Resultados para o Controlador Ressonante Sem Escalonamento com 100% de carga não-linear. . . . .	40
Tabela 5 – Resultados para o Controlador Ressonante Com Escalonamento com 100% de carga não-linear. . . . .	40
Tabela 6 – Comparação entre os métodos: Percentuais de Redução Relativa dos Parâmetros para os Ressonantes. . . . .	40
Tabela 7 – Parâmetros para o Controlador Repetitivo com Escalonamento ( $\alpha = 30$ )	43
Tabela 8 – Parâmetros para o Controlador Repetitivo com Escalonamento ( $\omega_c = 500$ )	43
Tabela 9 – Parâmetros para o Controlador Repetitivo sem Escalonamento ( $\alpha = 30$ )	43
Tabela 10 – Parâmetros para o Controlador Repetitivo sem Escalonamento ( $\omega_c = 500$ )	43
Tabela 11 – Resultados para o Controlador Repetitivo Sem Escalonamento e 100% de carga não-linear ( $\alpha = 30$ ). . . . .	44
Tabela 12 – Resultados para o Controlador Repetitivo com Escalonamento e 100% de carga não-linear ( $\alpha = 30$ ). . . . .	44
Tabela 13 – Comparação entre os métodos: Percentuais de Redução Relativa dos Parâmetros ( $\alpha = 30$ ). . . . .	44
Tabela 14 – Resultados para o Controlador Repetitivo Sem Escalonamento e 100% de carga não-linear ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ). . . . .	45
Tabela 15 – Resultados para o Controlador Repetitivo Com Escalonamento e 100% de carga não-linear ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ). . . . .	45
Tabela 16 – Comparação entre os métodos: Percentuais de Redução Relativa dos Parâmetros ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ). . . . .	46
Tabela 17 – Resultados para o Controlador Ressonante com Escalonamento, 100% de carga não-linear e $K_{min}$ . . . . .	57
Tabela 18 – Resultados para o Controlador Repetitivo com Escalonamento, 100 % de carga não-linear e $K_{min}$ ( $\alpha = 30$ ). . . . .	57
Tabela 19 – Resultados para o Controlador Repetitivo Com Escalonamento, 100% de carga não-linear $K_{min}$ ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ). . . . .	57

# Lista de Abreviaturas e Siglas

BIBO	Bounded Input-Bounded Output
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
IEC	International Electrotechnical Commission
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IHD	Individual Harmonic Distortion
LMI	Linear matrix inequality
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PWM	Pulse-Width Modulation
RMS	Root Mean Square
THD	Total Harmonic Distortion
UFRGS	Universidade Federal do Rio Grande do Sul
UPS	Uninterruptible Power Supply

# Lista de Símbolos

$VR_{nl}$	Regulação de tensão com carga não linear
$A_{(i)}$	$i$ -ésima linha da matriz $A$
$A_{(i,j)}$	Elemento localizado na $i$ -ésima linha, $j$ -ésima coluna da matriz $A$
$A'$	Transposta da matriz $A$
$I$	Matriz identidade
$0_{n \times m}$	Matriz de dimensão $n \times m$ com todos os seus elementos nulos
$\mathbb{R}$	Conjunto dos números reais
$\text{Re}(a)$	Parte real do número complexo $a$
$\text{Im}(b)$	Parte imaginária do número complexo $b$
$\mathbb{N}$	Conjunto dos números naturais
$\mathbb{R}^n$	Espaço euclidiano de ordem $n$
$\mathbb{R}^{n \times m}$	Espaço das matrizes reais de dimensão $n \times m$
$\text{He}(AW)$	Bloco hermitiano $AW + W' A'$
$\alpha$	Garante um decaimento exponencial para a trajetória do sistema
$C_1$ e $C_2$	Capacitores do barramento CC
$C_f$	Capacitância do filtro LC da UPS
$K$	Ganho associado ao sistema UPS/Controle
$K_{min}$	Ganho para carga Mínima
$K_{max}$	Ganho para carga Máxima
$K_{PWM}$	Constante de equivalência da geração do PWM
$L_f$	Indutância do filtro LC da UPS
$R_{L_f}$	Resistência série do indutor $L_f$
$V_{CC}$	Tensão do barramento CC

$V_{ref}$	Tensão eficaz de referência
$\omega_c$	Frequência de corte do filtro $F_{rpb}(s)$

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
<b>2</b>	<b>CONCEITOS FUNDAMENTAIS: NORMAS APLICÁVEIS, SISTEMA UPS E CONTROLADORES</b>	<b>17</b>
<b>2.1</b>	<b>Normas Aplicáveis</b>	<b>17</b>
<b>2.2</b>	<b>Modelagem da UPS</b>	<b>18</b>
2.2.1	Descrição do Sistema	18
2.2.2	Modelagem Matemática	19
<b>2.3</b>	<b>Estratégias de Controle para UPS</b>	<b>20</b>
2.3.1	Controlador Ressonante	20
2.3.1.1	Espaço de Estados	21
2.3.1.2	Projeto de Ganhos do Controlador	22
2.3.2	Controlador Repetitivo	23
2.3.2.1	Correção 2	25
2.3.2.2	Correção 3	25
2.3.2.3	Espaço de Estados	26
2.3.2.4	Projeto de Ganhos do Controlador	26
<b>2.4</b>	<b>Estratégias de Controle para Ganho Escalonado</b>	<b>28</b>
<b>3</b>	<b>GANHO ESCALONADO PARA UPS</b>	<b>30</b>
<b>3.1</b>	<b>Controlador Ressonante Escalonado</b>	<b>31</b>
<b>3.2</b>	<b>Controlador Repetitivo Escalonado</b>	<b>32</b>
<b>3.3</b>	<b>Ambiente de Simulação</b>	<b>32</b>
<b>3.4</b>	<b>Implementação Baseada na Carga</b>	<b>33</b>
<b>3.5</b>	<b>Implementação Baseada na Corrente de Saída</b>	<b>36</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>38</b>
<b>4.1</b>	<b>Parâmetros da UPS</b>	<b>38</b>
<b>4.2</b>	<b>Controlador Ressonante Escalonado</b>	<b>38</b>
4.2.1	Ensaio com Carga Não-Linear	39
4.2.2	Ensaio com Carga Linear	41
<b>4.3</b>	<b>Controlador Repetitivo Escalonado</b>	<b>43</b>
4.3.1	Ensaio com Carga Não-Linear	43
4.3.2	Ensaio com Carga Linear	47
<b>4.4</b>	<b>Comparação entre Implementação Baseada na Carga e Corrente de Saída</b>	<b>50</b>

5	CONCLUSÕES . . . . .	53
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS . . . . .	55
	APÊNDICE A – RESULTADOS PARA O CONTROLADOR RES- SONANTE E REPETITIVO ESCALONADO (GA- NHO MÍNIMO) . . . . .	57
A.1	Controlador Ressonante Escalonado com Ganho Mínimo . . . . .	57
A.2	Controlador Repetitivo Escalonado com Ganho Mínimo . . . . .	57

# 1 Introdução

Fontes ininterruptas de energia, também conhecidas por *UPS* (do inglês *Interruptible Power Supply*) ou Nobreak, foram projetadas e desenvolvidas visando o fornecimento ininterrupto de energia para cargas críticas.

De modo a garantir certos requisitos de desempenho, normas técnicas foram criadas de modo a estabelecer limites, como máxima taxa de distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion - THD*), de distorção harmônica individual (do inglês, *Individual Harmonic Distortion - IHD*), regulação de saída e desempenho transitório. O foco deste trabalho para balizar esses limites é a norma *IEC 62040-3* (IEC, 2011). A definição da topologia, parâmetros e da terminologia da *UPS* fica a cargo da Norma NBR 15014 ((ABNT), 2003).

Para atender aos requisitos de desempenho, são necessárias técnicas de controle. Devido a simplicidade de sua estrutura, o controlador PID (proporcional, integral e derivativo) ainda é muito utilizada por fabricantes de *UPS* (RECH et al., 2001), porém tem pobre robustez quando se deseja seguir referências senoidais e/ou rejeitar distúrbios periódicos. Por tal razão, quando o sistema *UPS* tem por objetivo garantir a alimentação ininterrupta de cargas críticas, com seguimento de referências senoidais e submetido aos critérios de desempenho da norma *IEC 62040-3*, é necessário estruturas de controle mais avançadas. Para o propósito deste trabalho, os controladores que suprem essa necessidade são os que se baseiam no Modelo do Princípio Interno (FRANCIS; WONHAM, 1975): o Controlador Ressonante (FUKUDA; YODA, 2001) (LORENZINI, 2015) e o Repetitivo (ZHANG et al., 2003)(LORENZINI, 2015).

Para fins de aprimorar o desempenho dos Controladores Ressonante e Repetitivo, conforme apresentado em (LORENZINI, 2015), se fará a modificação e adaptação dos mesmos para escalonarem os ganhos conforme a carga de saída da UPS.

A importância de controladores de ganho escalonado e suas aplicações estão bem estabelecidas em diversos trabalhos, como em (SCORLETTI; GHAOUI, 1998), (SHAMMA; ATHANS, 1991) e (WANG; BALAKRISHNAN, 2002), onde se analisa e aplicam as técnicas tradicionais de ganho escalonado. Essas técnicas determinam os ganhos para uma configuração com um arbitrário número de pontos no Polítopo a ser analisado, e então utiliza técnicas de interpolação para escalonar o ganho para todo o domínio. Contudo, em certas aplicações, é mais adequado para melhor desempenho do sistema que, ao invés de uma interpolação feita a priori, seja feita uma estimativa ou medição em tempo real de algum parâmetro que escale os ganhos.



Para sistemas *UPS* é de interesse que os ganhos sejam escalonados com base na carga, e que as informações sobre a carga não se limitem apenas as dadas a priori, como os limites mínimos e máximos. Então, se busca um parâmetro que possa ser medido ou estimado em tempo real e que seja utilizado para escalonar os ganhos dos controladores. No caso da *UPS*, esse parâmetro é a corrente de saída.

No presente trabalho será seguida a abordagem de (MONTAGNER et al., 2005), onde se propõem, para um sistema linear variante no tempo qualquer, uma técnica de escalonamento que envolve um parâmetro variante no tempo, adaptando-a para o *Sistema UPS* aqui apresentado.

A implementação e simulação da parte de potência (*UPS* e seus parâmetros) será utilizando o programa *PSIM*. Em conjunto com este, será feita a implementação e simulação da parte de controle com o programa *MATLAB*, onde os resultados serão obtidos e apresentados.

## 2 Conceitos Fundamentais: Normas Aplicáveis, Sistema UPS e Controladores

Essa primeira parte descreve as normas que devem ser seguidas para avaliar o desempenho de uma *UPS*. A formulação elétrica e matemática deste sistema, como serão executados os testes e como se define as cargas utilizadas para a avaliação de desempenho também serão pormenorizados. E, por fim, serão definidas as Estratégias de Controle para *UPS* e Ganho Escalonado.

### 2.1 Normas Aplicáveis

A norma NBR 15014 ((ABNT), 2003) determina a topologia, parâmetros e terminologia da *UPS*. Os três tipos de topologias definidas são: *stand-by*, interativo e *online* de dupla conversão. Todos os três tipos são estruturados, basicamente, da mesma maneira: um retificador, banco de baterias e um inversor na saída. Este trabalho utilizará a topologia *on-line* de dupla conversão.

Dentre as normas que regulamentam a operação e condições de desempenho de *UPS's*, a relevante para este trabalho é a *IEC 62040-3* (IEC, 2011), que define requisitos de desempenho para *UPSs* monofásicas ou trifásicas com tensão *RMS* de saída menor ou igual a 1000V.

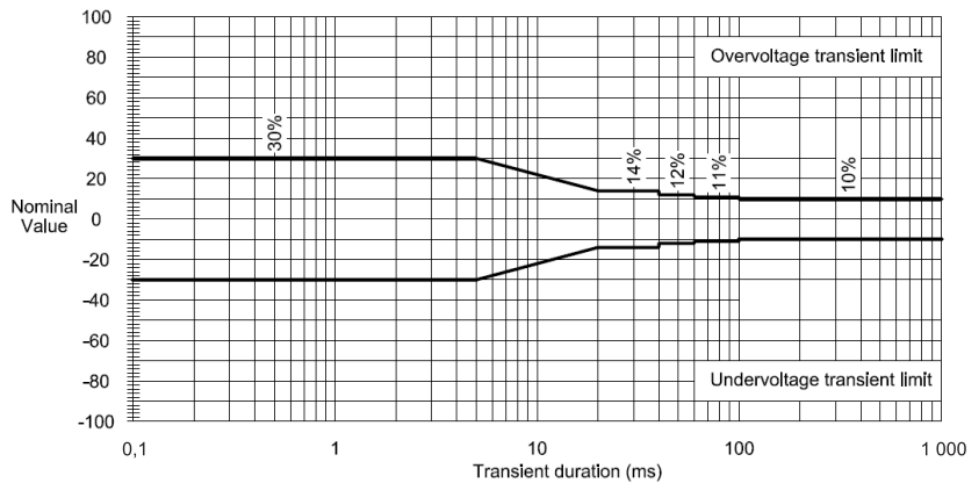
Os testes de desempenho devem ser realizados com cargas lineares e não-lineares. As cargas lineares são puramente resistivas e as não-lineares possuem elementos capacitivos e indutivos, de modo a consumir potência aparente.

Em condições de regime permanente, a vazio e com 100% da carga, a *THD* de saída deve ser menor que 8% e a regulação  $\pm 10$  % da tensão nominal. Além, as *IHD's* de terceira, quinta, sétima e nona ordem devem ser menores que, 5%, 6%, 5% e 1,5%, respectivamente.

O desempenho transitório é avaliado quando se retira ou adiciona degraus de carga linear em intervalos de tempo iguais. O perfil de comportamento da diferença entre a tensão de saída com carga e a vazio, deve estar de acordo com a Figura 1. O transitório é considerado como o tempo até o sistema retornar a suas condições nominais de operação após a adição ou retirada de carga. Os parâmetros, valores de resistência (cargas lineares), capacitância e indutância (cargas não-lineares), são determinados de acordo com o ANEXO E da *IEC 62040-3*.

O sistema começa com ensaio a vazio, então são adicionados 20% de carga, o sistema volta a operar em regime permanente e mais 80 % são adicionados. Após, se retira os 80% e por fim os outros 20%, de modo que o sistema volta ao vazio e encerra-se o teste.

Figura 1 – Perfil 1: Desempenho Dinâmico de Saída para Cargas Críticas e Sensíveis.



Fonte: (IEC, 2011)

## 2.2 Modelagem da UPS

A seguir será desenvolvido um modelo matemático no espaço de estados que representa o estágio de saída de uma *UPS*.

### 2.2.1 Descrição do Sistema

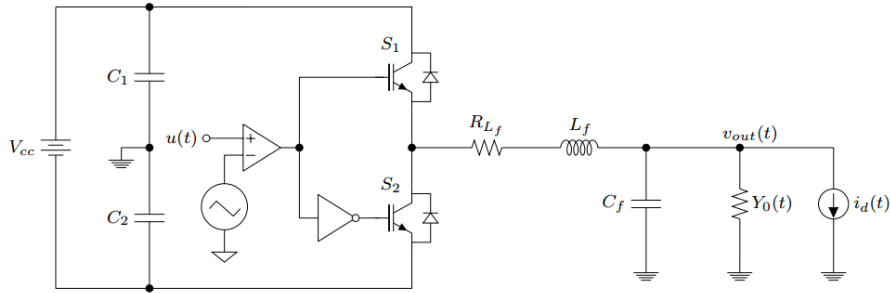
O modelo elétrico será baseado na *UPS on line* de dupla conversão. Como o foco deste trabalho são as características dinâmicas e estáticas de saída da *UPS*, o conjunto de baterias e retificação será representado por uma tensão contínua  $V_{cc}$  e por dois capacitores,  $C_1$  e  $C_2$ , conforme a Figura 2.

De acordo com a Figura 2, a saída do inversor é controlada por dois transistores *IGBT* (do termo em inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*) S1 e S2, que são acionados pela modulação por largura de pulso (do termo em inglês *Pulse Wide Modulation - PWM*), gerada pela comparação da onda triangular com o sinal de controle  $u(t)$ .

A tensão de saída  $v_{out}(t)$  é obtida através do filtro passa-baixas LC, composto por  $L_f$  e  $R_{L_f}$  (considerando a não idealidade do indutor) e o capacitor  $C_f$ .

De acordo com (PEREIRA et al., 2014), as cargas de saída da UPS são representadas pela admitância  $Y_0(t)$  (cargas lineares) e pela fonte de corrente  $i_d(t)$  (distúrbios periódicos

Figura 2 – Modelo Elétrico Simplificado da UPS com Carga.



Fonte: (LORENZINI, 2015)

não lineares), dado por

$$Y_0(t) \in \Delta, \Delta \in := \{Y_0(t) \in \mathbb{R} : Y_{min} \leq Y_0(t) \leq Y_{max}\} \quad (2.1)$$

onde  $Y_{min}$  representa a carga mínima e  $Y_{max}$  a carga máxima.

## 2.2.2 Modelagem Matemática

Para a modelar o sistema no espaço de estados considerando o modelo médio do inversor, os efeitos do chaveamento de  $S_1$  e  $S_2$  são simplificados por um ganho  $K_{PWM}$  multiplicado pelo sinal de controle  $u(t)$ , conforme (CHEN et al., 2007). Então

$$K_{PWM} = \frac{V_{cc}/2}{V_{tri}} \quad (2.2)$$

onde  $V_{tri}$  é a amplitude de pico da portadora triangular usada para gerar o PWM.

Defini-se o vetor de estados pela corrente no indutor  $i(t)$  e tensão do capacitor  $v_{out}(t)$ , de modo que  $x_p(t) = [i(t) \ v_{out}(t)]'$ . Segundo (PEREIRA et al., 2014), as equações que descrevem o comportamento dinâmico de uma UPS são

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= A_p(Y_o(t))x_p(t) + B_p + B_{d_p}i_d(t) \\ y_p(t) &= C_p x_p(t) \\ e(t) &= r(t) - y_p(t) \end{aligned} \quad (2.3)$$

onde  $y_p(t)$  é tensão de saída a ser controlada,  $r(t)$  é a referência de tensão a ser seguida por  $y_p(t)$  e  $e(t)$  é o erro de seguimento. As matrizes que descrevem o sistema no espaço de estados,  $A_p(Y_o(t))$ ,  $B_p$ ,  $B_{d_p}$  e  $C_p$ , são obtidas através da teoria de circuitos:

$$A_p(Y_o(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_f}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_o(t)}{C_f} \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, B_{d_p} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}, C_p = [0 \ 1] \quad (2.4)$$

onde pode ser representada na forma  $A_p(Y_o(t)) = A_0 + \Delta A Y_0(t)$  e

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_f}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}, \quad \Delta A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

## 2.3 Estratégias de Controle para UPS

Nesta Seção são apresentados os dois tipos de controladores, Ressonante e Repetitivo, que serão o foco deste trabalho. Os dois controladores baseiam-se no Princípio do Modelo Interno (FRANCIS; WONHAM, 1975), o qual garante o seguimento de referência com erro nulo e rejeição de perturbações periódicas, quando o sistema realimentado em malha fechada é assintoticamente estável e o controlador apresenta as mesmas características de frequência do sinal de interesse (FUKUDA; YODA, 2001).

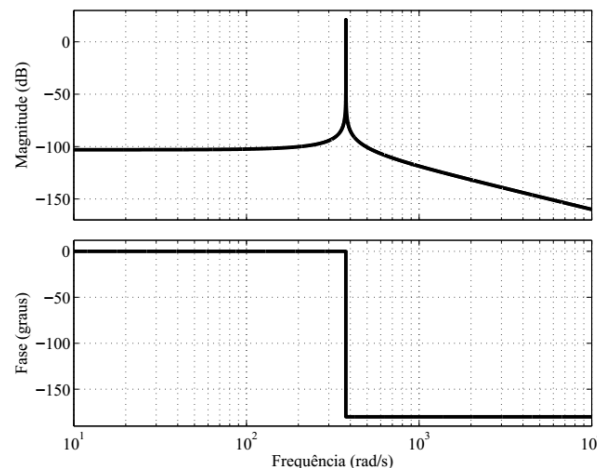
### 2.3.1 Controlador Ressonante

Para um sistema estável em malha fechada seguir uma referência senoidal com frequência  $\omega_0$  e erro nulo, deve-se inserir na malha de controle uma função de transferência que apresente ganho infinito na frequência de interesse, o que também garanta rejeição a perturbações periódicas nessa mesma frequência. Portanto, se insere o termo

$$F_c(s) = \frac{1}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.6)$$

onde na frequência  $\omega_0$  têm-se um pico de magnitude infinita no sinal a ser seguido e/ou rejeitado, conforme a Figura 3.

Figura 3 – Diagrama de Bode do Controlador Ressonante com  $\omega_0 = 60 \text{ Hz}$ .



Fonte: (LORENZINI, 2015)

Para garantir a estabilidade em malha fechada, é necessário inserir dois zeros em (2.6) (PEREIRA et al., 2014). Logo, a função de transferência do controlador ressonante é alterada para

$$F_{rs}(s) = \frac{k_2(s^2 + \omega_0^2) + k_4sk_3}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.7)$$

onde  $k_2$ ,  $k_3$  e  $k_4$  são parâmetros a serem determinados.

### 2.3.1.1 Espaço de Estados

Conforme (PEREIRA; CARVALHO; FLORES, 2013), a função de transferência (2.7) pode ser representada em espaço de estados por

$$\begin{aligned} \dot{x}_{rs} &= A_{rs}x_{rs}(t) + B_{rs}u_{rs}(t) \\ y_{rs} &= C_{rs}x_{rs}(t) + D_{rs}u_{rs}(t) \end{aligned} \quad (2.8)$$

onde  $x_{rs}(t) = [x_{rs1}(t) \ x_{rs2}(t)]' \in \mathbb{R}^2$  é o vetor de estados do controlador ressonante;  $u_{rs}(t)$  e  $y_{rs}(t)$  são, respectivamente, os sinais de entrada e saída do controlador e, as matrizes, são definidas por:

$$A_{rs} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0^2 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{rs} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad C_{rs} = [k_3 \quad k_4], \quad D_{rs} = [k_2] \quad (2.9)$$

A formulação no espaço de estados aumentado será utilizada para representar a conexão da planta e do controlador, definidos em (2.3) e (2.8), respectivamente. Com essa informação e assumindo  $x(t) = [x'_p(t)x'_r(t)]'$ , se modela o espaço de estados em malha fechada para o sistema completo

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(Y_o(t)) + BK)x(t) + B_qq(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (2.10)$$

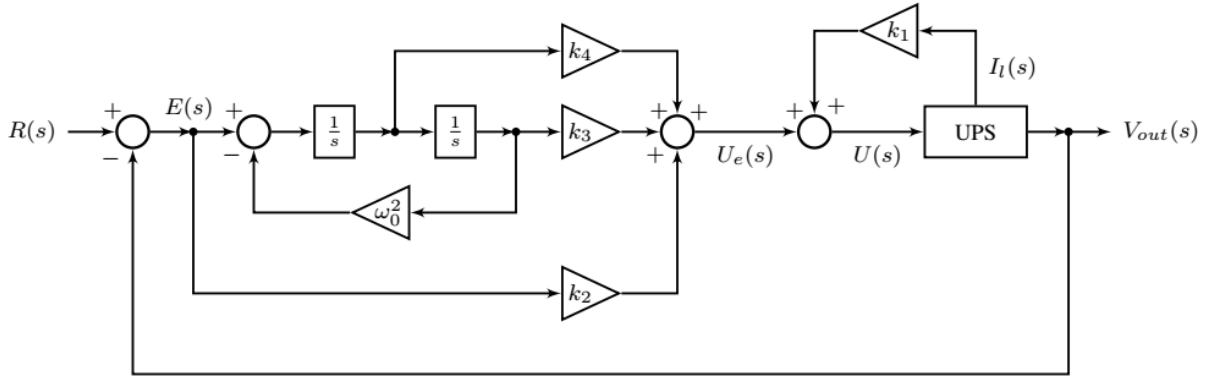
onde  $q(t) = [r(t) \ i_d(t)]' \in \mathbb{R}^2$  e as matrizes são dadas por:

$$A(Y_o(t)) = \begin{bmatrix} A_p(Y_o(t)) & 0_{2 \times 2} \\ -B_{rs}C_p & A_{rs} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_p \\ 0_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad B_q = \begin{bmatrix} B_pk_2 & B_{d_p} \\ B_{rs} & 0_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad C = [C_p \quad 0_{1 \times 2}] \quad (2.11)$$

O diagrama de blocos do sistema em malha fechada está representado na Figura 4.

É garantida a rejeição de perturbações e erro de seguimento nulo apenas para a frequência  $\omega_0$ . Quando se aplica uma carga não-linear no sistema, são geradas harmônicas múltiplas ímpares de  $\omega_0$ , sendo assim necessário colocar em paralelo mais de um controlador ressonante para rejeitar as outras harmônicas, dependendo da necessidade da aplicação.

Figura 4 – Diagrama de Blocos do Sistema Controlador Ressonante-Planta.



Fonte: (LORENZINI, 2015)

### 2.3.1.2 Projeto de Ganhos do Controlador

Para sistemas lineares, a estabilidade interna implica em estabilidade *BIBO* (CHEN, 1995), de modo que o termo  $q(t)$  em (2.10) pode ser desprezado, resultando em:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= (A(Y_o(t)) + BK)x(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Considerando a metodologia de posicionamento de polos apresentada em (CHILALI; GAHINET, 1996), um conjunto de restrições na forma de *LMI's* são descritas para assegurar que os polos de malha fechada do sistema estejam contidos na interseção de três regiões do polo complexo, definidas por:

$$\begin{aligned} R_{CR} &= \{p_i \in \mathbb{C} : \text{Re}(p_i) \leq -\sigma, \sigma \in \mathbb{R}^+\} \\ R_{DR} &= \{p_i \in \mathbb{C} : |p_i| \leq r, r \in \mathbb{R}^+\} \\ R_{NF} &= \{p_i \in \mathbb{C} : \frac{\text{Im}(p_i)}{\text{Re}(p_i)} \leq \theta, \theta \in \mathbb{R}^+\} \end{aligned} \quad (2.13)$$

onde  $p_i$ ,  $i = 1, \dots, 4$  denota os polos,  $\sigma$  está relacionado com tempo de acomodação,  $\theta$  determina o coeficiente de amortecimento por  $\zeta = \cos(\theta)$  e  $r$  restringe a frequência natural do sistema em malha fechada.

Além da restrição quanto ao posicionamento dos polos, em (PEREIRA; CARVALHO; FLORES, 2013) é proposta a função custo (2.14) como medida de desempenho transitório.

$$J(z(t)) = \int_0^{\infty} z(t)' z(t) dt \quad (2.14)$$

onde  $z(t)$  é a saída de desempenho  $z(t) := C_z x(t) + D_z u(t)$ , sendo  $C_z$  e  $D_z$  matrizes a serem determinadas.

Com as restrições impostas em (2.13) e conforme apresentado em (PEREIRA; CARVALHO; FLORES, 2013), pode-se enunciar o Teorema 1.

**Teorema 1** *Considere  $\sigma$ ,  $r$  e  $\theta$  escalares positivos definidos a priori. Caso exista uma matriz simétrica positiva definida  $W \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ , uma matriz  $G \in \mathbb{R}^{1 \times 4}$  e um escalar positivo  $\lambda$  satisfazendo as seguintes inequações:*

$$\begin{aligned}
 L_1 \otimes Q + M_1 \otimes (A(Y_{min})W + BG) + M_1' \otimes (A(Y_{min})W + BG)' &< 0 \\
 L_1 \otimes Q + M_1 \otimes (A(Y_{max})W + BG) + M_1' \otimes (A(Y_{max})W + BG)' &< 0 \\
 L_2 \otimes Q + M_2 \otimes (A(Y_{min})W + BG) + M_2' \otimes (A(Y_{min})W + BG)' &< 0 \\
 L_2 \otimes Q + M_2 \otimes (A(Y_{max})W + BG) + M_2' \otimes (A(Y_{max})W + BG)' &< 0 \\
 L_3 \otimes Q + M_3 \otimes (A(Y_{min})W + BG) + M_3' \otimes (A(Y_{min})W + BG)' &< 0 \\
 L_3 \otimes Q + M_3 \otimes (A(Y_{max})W + BG) + M_3' \otimes (A(Y_{max})W + BG)' &< 0 \\
 \begin{bmatrix} He(A(Y_{min})W + BG) & WC'_z + Y'D'_z \\ C_zW + D_zY & -\lambda I_{n_z} \end{bmatrix} &< 0 \\
 \begin{bmatrix} He(A(Y_{max})W + BG) & WC'_z + Y'D'_z \\ C_zW + D_zY & -\lambda I_{n_z} \end{bmatrix} &< 0
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

onde  $\otimes$  indica o produto de Kronecker e

$$L_1 = 2\sigma, \quad M_1 = 1, \quad L_2 = \begin{bmatrix} -r & 0 \\ 0 & -r \end{bmatrix}, \quad L_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{2.16}$$

$$L_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad M_3 = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{cos}(\theta) \\ -\text{cos}(\theta) & \text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

então o sistema (2.12) com  $K = GW^{-1}$  é assintoticamente estável para todo  $Y_{min} \leq Y_0(t) \leq Y_{max}$ , de tal forma que os polos em malha fechada estão confinados em (2.13) e a função custo (2.14) satisfaz  $\|z(t)\|_2^2 \leq \lambda V(0)$  com  $V(0) = x(0)'W^{-1}x(0)$

A partir do problema conjunto de alocação dos polos (2.13) e da minimização função de custo (2.14), chega-se ao valor de  $K$  pela seguinte otimização convexa:

$$\min_{W, Y, \lambda} \lambda \text{ sujeito a (2.15)} \tag{2.18}$$

e, por fim

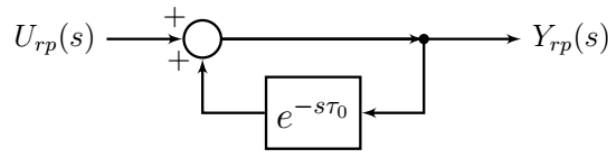
$$K = \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 & k_3 & k_4 \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

### 2.3.2 Controlador Repetitivo

Primeiramente introduzido em (INOUE; NAKANO; IWAI, 1981), o Controlador Repetitivo possui um elemento de atraso de período fundamental  $\tau_o$  na malha de realimentação, conforme a Figura 5.



Figura 5 – Diagrama de Blocos do Controlador Repetitivo.



**Fonte:** (LORENZINI, 2015)

Com base no diagrama de blocos da Figura 5, se obtêm a função de transferência do controlador:

$$G_{rp}(s) = \frac{1}{1 - e^{-s\tau_0}} \quad (2.20)$$

Substituindo  $s = j\omega$  e considerando  $\omega = 2\pi k/\tau_0$  ( $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ ), aplica-se a identidade de Euler  $e^{jx} = \cos(x) + j\sin(x)$  e se conclui que a função de transferência (2.20) possui magnitude infinita para valores múltiplos inteiros de  $\omega = 2k\pi/\tau_0$  ( $k \in \mathbb{N}$ ), garantindo rejeição de distúrbios e seguimento da referência com erro nulo.

Contudo, como o controlador é aproximado por infinitos polos sobre o eixo imaginário, é então necessário um mesmo número infinitos de zeros para estabilizar o sistema em malha fechada (FLORES et al., 2011). Além disso, os ganhos infinitos em alta frequência amplificam ruídos não desejados para o desempenho do sistema. De modo a compensar esse problema, foi proposto por (HARA et al., 1988) a inclusão de um filtro passa-baixas de primeira ordem em série com a realimentação positiva do atraso na forma

$$F_{rpb}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (2.21)$$

onde  $\omega_c$  é a frequência de corte do filtro.

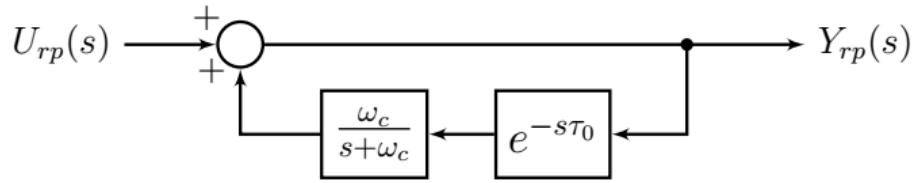
A função de transferência do controlador modificada devido a inclusão do filtro passa-baixas está em (2.22) e o digrama de blocos resultante na Figura 6.

$$G_{rp} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c}\right) e^{-s\tau_0}} \quad (2.22)$$

Devido a inclusão do filtro-passa baixas, os picos de maior magnitude do controlador não ocorrem mais em  $\omega_o$  e em seus múltiplos inteiros, o que leva o sistema em malha fechada a apresentar erro de seguimento nessa frequência. Para contornar esse problema, foi proposto em (WEISS; HÄFELE, 1999) uma correção para descolar os picos de maior magnitude o mais próximo do caso ideal (2.20). A correção consiste em um termo de atraso  $\hat{\tau}$ , de modo a modificar (2.22) para

$$G_{\hat{r}p} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c}\right) e^{-s\hat{\tau}}} \quad (2.23)$$

Figura 6 – Diagrama de Blocos do Controlador Repetitivo com Filtro Passa Baixas.



Fonte: (LORENZINI, 2015)

onde  $\hat{\tau} = \tau_0 - \frac{1}{\omega_c}$ .

Porém, conforme o valor de  $\omega_c$  diminui, o maior pico de ressonância é deslocado para valores maiores de  $\omega_0$  (LORENZINI, 2015). Complementar a essa correção, são introduzidas em (CASTRO, 2015) outras duas correções para função de transferência (2.23).

A partir de agora, segue-se a nomenclatura utilizada em (LORENZINI, 2015) para se referir as duas correções.

### 2.3.2.1 Correção 2

Essa correção visa alterar o pico de maior magnitude em (2.23), de modo a ocorrer exatamente em  $\omega_o$ . Para tal, a Correção 2 altera o atraso  $\hat{\tau}$ , corrigindo-o para:

$$\hat{\tau} = -\frac{1}{\omega_o} \left( \tan^{-1} \left( \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) - 2\pi \right) \quad (2.24)$$

### 2.3.2.2 Correção 3

Para correção da magnitude do filtro passa-baixas, calcula-se uma constante  $k_c$  e multiplica-se por (2.21) (LORENZINI, 2015). Então, a Correção 3 introduz uma nova função de transferência do controlador repetitivo

$$G_{\hat{\tau}p} = \frac{1}{1 - k_c \left( \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \right) e^{-s\hat{\tau}}} \quad (2.25)$$

onde calcula-se  $k_c$  por:

$$k_c = \frac{1}{\omega_c} \sqrt{\omega_o^2 - \omega_c^2} \quad (2.26)$$

### 2.3.2.3 Espaço de Estados

A representação pro espaço de estados da função de transferência (2.24), pode ser definida, de acordo (BONAN et al., 2011), por:

$$\begin{aligned}\dot{x}_{rp} &= A_{rp}x_{rp}(t) + A_{d_{rp}}x_{rp}(t - \tau_0) + B_{d_{rp}}u_{rp}(t - \tau_0) \\ y_{rp} &= C_{rp}x_{rp}(t) + D_{rp}u_{rs}(t)\end{aligned}\quad (2.27)$$

onde  $x_{rp}(t) \in \mathbb{R}$  é o vetor de estados do controlador repetitivo;  $u_{rp}(t)$  e  $y_{rp}(t)$  são, respectivamente, os sinais de entrada e saída do controlador. As matrizes são definidas como:

$$A_{rp} = -\omega_c, \quad A_{d_{rp}} = B_{d_{rp}} = \omega_c, \quad C_{rp} = D_{rp} = 1 \quad (2.28)$$

O espaço de estados aumentado representa a conexão da planta e do controlador, definidos em (2.3) e (2.27), respectivamente. Com essa informação e assumindo  $x(t) = [x'_p(t)x_{rp}(t)]'$ , se modela o espaço de estados em malha fechada para o sistema completo, planta e controlador. Logo

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(Y_o(t)) + BK)x(t) + A_d x(t - \tau_0) + B_h(t)h(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\quad (2.29)$$

sendo  $h(t) = [r(t) \ r(t - \tau_0) \ i_d(t)]' \in \mathbb{R}^3$  e as matrizes definidas por:

$$\begin{aligned}A(Y_o(t)) &= \begin{bmatrix} A_p(Y_o(t)) & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & A_{rp} \end{bmatrix}, \quad A_d = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 1} & 0_{1 \times 1} \\ -B_{d_{rp}}C_p & A_{d_{rp}} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_p \\ 0_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \\ B_q &= \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} & B_{d_p} \\ B_{d_{rp}} & 0_{1 \times 1} \end{bmatrix}, \quad C = [C_p \ 0_{1 \times 1}], \quad B_h = \begin{bmatrix} (k_2 + k_3)B_p & 0_{2 \times 1} & B_q \\ 0_{1 \times 1} & B_{d_{rp}} & 0_{1 \times 1} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (2.30)$$

O diagrama de blocos do sistema em malhada fechada, controlador repetitivo-planta, está na Figura 7.

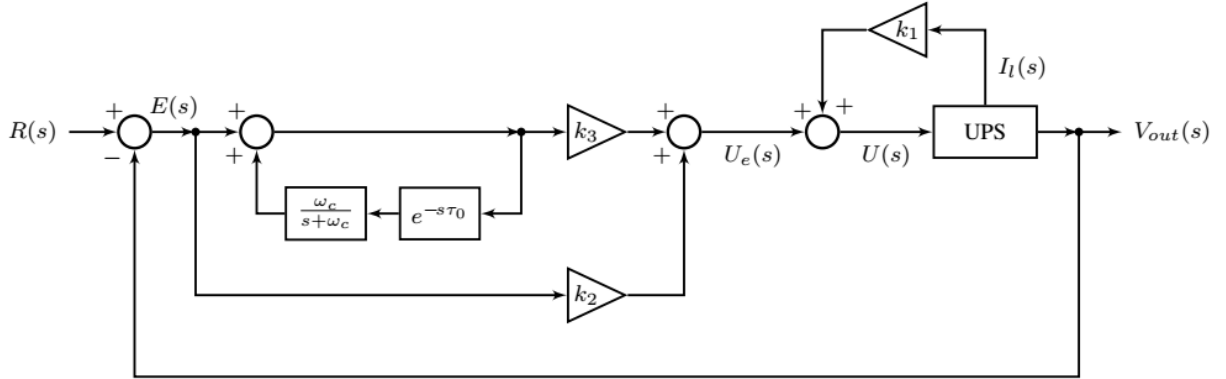
### 2.3.2.4 Projeto de Ganhos do Controlador

Conforme (YAMAMOTO; HARA, 1988), demonstra-se que  $h(t)$  em (2.29) pode ser desconsiderado. Então:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= (A(Y_o(t)) + BK)x(t) + A_d x(t - \tau_0) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\quad (2.31)$$

Em (LORENZINI, 2015), se adapta as *LMI's* para o caso do controlador repetitivo, usando a mesma métrica de desempenho transitório em (2.14). Então, enuncia-se o Teorema 2:

Figura 7 – Diagrama de Blocos do Sistema Controlador Repetitivo-Planta.



Fonte: (LORENZINI, 2015)

**Teorema 2** *Suponha  $\omega_c$  e  $\alpha$  escalares positivos definidos a priori. Caso existam matrizes simétricas positiva definidas  $W, S \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ , uma matriz  $G \in \mathbb{R}^{1 \times 3}$  e um escalar positivo  $\lambda$  satisfazendo as seguintes inequações*

$$\begin{bmatrix} He(A(Y_{min})W + BG) + S + 2\alpha W & e^{\alpha\tau_0} A_d W & WC'_z + G' D'_z \\ * & -S & 0 \\ * & * & -\lambda I_{n_z} \end{bmatrix} < 0$$

$$\begin{bmatrix} He(A(Y_{max})W + BG) + S + 2\alpha W & e^{\alpha\tau_0} A_d W & WC'_z + G' D'_z \\ * & -S & 0 \\ * & * & -\lambda I_{n_z} \end{bmatrix} < 0 \quad (2.32)$$

então o sistema em malha fechada (2.31) com  $K = GW^{-1}$  é assintoticamente estável para todo  $Y_{min} \leq Y_0(t) \leq Y_{max}$  e a função custo (2.14) satisfaz

$$V(0) = x(0)' W^{-1} x(0) + \int_{-\tau_0}^0 x(\theta)' W^{-1} S W^{-1} x(\theta) d\theta \quad (2.33)$$

E, se obtém os ganhos do controlador através do seguinte problema de otimização convexa:

$$\min_{W, S, G, \lambda} \lambda \text{ sujeito a (2.32)} \quad (2.34)$$

E, por fim, chega-se a

$$K = GW^{-1} = [K_1 \ K_2 \ K_3]$$

$$k_1 = K_1, \quad k_2 = -K_2 - K_3 \frac{D_{rp}}{C_{rp}}, \quad k_3 = \frac{K_3}{C_{rp}} \quad (2.35)$$

onde  $C_{rp}$  e  $D_{rp}$  são escalares.

## 2.4 Estratégias de Controle para Ganho Escalonado

O objetivo agora é apresentar a formulação de ganhos de realimentação que não sejam fixos, e sim dependentes de algum parâmetro variante no tempo.

Supondo um sistema linear incerto dado por

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(\alpha(t))x(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{2.36}$$

onde  $x(t)$  é o vetor de estados,  $u(t)$  o vetor de entrada e  $y(t)$  o vetor de saída do sistema. As matrizes  $B$  e  $C$  são reais, com dimensões adequadas e conhecidas. A matriz  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$  e está definida no interior do Politopo  $P$  (MONTAGNER et al., 2005):

$$\begin{aligned}P &= \{A(\alpha(t)) : A(\alpha(t)) \\ &= \sum_{j=1}^N \alpha_j(t)A_j, \sum_{j=1}^N \alpha_j(t) = 1, \alpha_j(t) \geq 0, j = 1, \dots, N\}\end{aligned}\tag{2.37}$$

onde  $\alpha(t)$  é um vetor variante no tempo que pode ser medido ou estimado em tempo real. O valor de  $\alpha(t)$  define com precisão o sistema que está inserido no Politopo  $P$  formado pelas combinações de seus  $N$  vértices.

Se investiga a existência de  $u(t) = K(\alpha(t))$ , tal que o ganho  $K(\alpha(t)) \in \mathbb{R}^{m \times n}$ . Logo, defini-se o sistema em malha fechada:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= (A(\alpha(t)) + BK(\alpha(t))) x(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{2.38}$$

No caso particular onde os ganhos de realimentação do sistema em malha fechada (2.38) são fixos, ou seja,  $K(\alpha(t)) = K$ , e para garantir a estabilidade do mesmo, enuncia-se o Lema 1 a partir de (BERNUSSOU; PERES; GEROMEL, 1989):

**Lema 1** *Se existe uma matriz simétrica positiva  $W \in \mathbb{R}^{n \times n}$  e uma matriz  $Z \in \mathbb{R}^{m \times n}$  tal que*

$$A_j W + W A_j' + B Z + Z' B' < 0, \quad j = 1, \dots, N\tag{2.39}$$

*então o sistema incerto (2.38) é quadraticamente estável para todo  $A(\alpha(t)) \in P$ . Além disso, o ganho  $K$  é dado por  $K = ZW^{-1}$ .*

Essa foi basicamente a metodologia utilizada nas seções anteriores para calcular os ganhos de realimentação, com a devida formulação em *LMI's* para cada caso. Os valores de ganho estão fixados na malha de controle do sistema, o que simplifica o problema, visto que não é necessário avaliar em tempo real o parâmetro  $\alpha(t)$ . Porém, é de interesse avaliar o desempenho do sistema em malha fechada quando o ganho é variante.

Então, para calcular os ganhos de realimentação do sistema (2.38) com dependência de  $\alpha(t)$ , enuncia-se o Lema 2, cuja prova está em (MONTAGNER et al., 2005):

**Lema 2** *Se existe uma matriz simétrica positiva  $W \in \mathbb{R}^{n \times n}$  e matrizes  $Z_j \in \mathbb{R}^{m \times n}$ ,  $j = 1, \dots, N$  tal que*

$$A_j W + W A_j' + B Z_j + Z_j' B' < 0, \quad j = 1, \dots, N \quad (2.40)$$

então os ganhos de realimentação escalonados dados por

$$K(\alpha(t)) = \sum_{j=1}^N \alpha_j(t) K_j, \quad \sum_{j=1}^N \alpha_j(t) = 1, \quad \alpha_j(t) \geq 0, \quad j = 1, \dots, N \quad (2.41)$$

com

$$K_j = Z_j W^{-1} \quad (2.42)$$

garantem a estabilidade quadrática do sistema incerto (2.38) para todo  $A(\alpha(t)) \in P$ .

A diferença entre o **Lema 1** e **Lema 2** diz respeito aos graus de liberdade das *LMI's* para o cálculo do ganho  $K$ . Em (2.39) a matriz  $Z$ , a partir da qual se calcula  $K$ , é fixa, independentemente do número de vértices do Politopo  $P$ . Para (2.40), são calculadas  $Z_j$  matrizes para cada vértice do Politopo  $P$ , de modo a garantir  $K_j$  valores de ganho que serão escalonados com (2.41).

A mesma ideia será empregada nas seções seguintes para os controladores Ressonante e Repetitivo. Os limites de carga da *UPS* (2.1) serão considerados como os vértices do Politopo  $P$ . As *LMI's* do **Teorema 1** e **Teorema 2** serão modificadas, com a alteração da matriz  $G$  que agora serão matrizes  $G_j$  ( $j = 0, 1, \dots, N$ ), equivalentes as matrizes  $Z_j$  ( $j = 0, 1, \dots, N$ ) do **Lema 2**.

### 3 Ganho Escalonado para UPS

Nesta Seção será feita a adaptação e conexão do sistema *UPS* e dos controladores do presente trabalho com a teoria de ganho escalonado exposta na Seção 2.4.

Partindo da formulação do Polítopo  $P$  (2.37), têm-se que os vértices do mesmo são os limites de carga (2.1) da *UPS*. Sendo dois os vértices, pois são dois os limites de carga, então

$$\begin{aligned} A_p(Y_o(t)) &= A_0 + \Delta A Y_0(t) = \sum_{j=1}^2 \sigma_j(t) A_j \\ &= A_p(Y_{min})\sigma_1(t) + A_p(Y_{max})\sigma_2(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde  $\sigma_1(t) = 1 - \sigma_2(t)$  e  $\sigma_2(t) = \sigma(t)$ . Assim, é possível estabelecer a relação

$$A_p(Y_o(t)) = A_p(Y_{min})(1 - \sigma(t)) + A_p(Y_{max})\sigma(t) \quad (3.2)$$

onde  $\sigma(t)$  é um parâmetro linear variante no tempo e com os limites:

$$\sigma(t) \in \Delta, \Delta \in := \{\sigma(t) \in \mathbb{R} : 0 \leq \sigma(t) \leq 1\} \quad (3.3)$$

As *LMI's* (2.15) e (2.32) para os dois controladores serão alteradas para ficar em conformidade com as *LMI's* do **Lema 2**, de modo que para os extremos de carga na *UPS*, conhecidos a priori como  $Y_{min}$  e  $Y_{max}$ , serão calculados dois ganhos,  $K_{min}$  e  $K_{max}$ , respectivamente, otimizados para a carga mínima e máxima.

O escalonamento será projetado com duas técnicas distintas:

- Primeiro, sabendo a priori os valores de carga;
- Segundo, sem informação a priori da carga, será tomado como parâmetro a derivada da corrente de saída da *UPS* para determinar o valor da carga, e então criar uma função de transferência que escalonará os ganhos.

O ganho escalonado em (2.41) é adaptado para ficar de acordo com (3.2), ou seja, o Ganho Escalonado para a *UPS* é

$$K(\sigma(t)) = (1 - \sigma(t))K_{min} + \sigma(t)K_{max} \quad (3.4)$$

sendo  $\sigma(t)$  o parâmetro linear variante no tempo a ser medido em tempo real, e os ganhos  $K_{min}$  e  $K_{max}$  obtidos com as *LMI's* a serem modificadas.

### 3.1 Controlador Ressonante Escalonado

Para o controlador Ressonante, o conjunto de *LMI's* (2.15) será modificado de modo a se obter uma matriz  $G_{min}$  e outra  $G_{max}$  para cada extremo de carga, ou melhor, para cada um dos vértices do Politopo (3.1). O sistema em (2.12) é modificado para

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= (A(Y_o(t)) + BK(\sigma(t)))x(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (3.5)$$

onde agora o ganho é  $K(\sigma(t))$ , dependente de  $\sigma(t)$  e não mais fixo

Então, enuncia-se o Teorema 4:

**Teorema 3** *Considere  $\sigma$ ,  $r$  e  $\theta$  escalares positivos definidos a priori. Caso exista uma matriz simétrica positiva definida  $W \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ , matrizes  $G_{min}$  e  $G_{max} \in \mathbb{R}^{1 \times 4}$ , e um escalar positivo  $\lambda$  satisfazendo as seguintes inequações:*

$$\begin{aligned} L_1 \otimes Q + M_1 \otimes (A(Y_{min})W + BG_{min}) + M_1' \otimes (A(Y_{min})W + BG_{min})' &< 0 \\ L_1 \otimes Q + M_1 \otimes (A(Y_{max})W + BG_{max}) + M_1' \otimes (A(Y_{max})W + BG_{max})' &< 0 \\ L_2 \otimes Q + M_2 \otimes (A(Y_{min})W + BG_{min}) + M_2' \otimes (A(Y_{min})W + BG_{min})' &< 0 \\ L_2 \otimes Q + M_2 \otimes (A(Y_{max})W + BG_{max}) + M_2' \otimes (A(Y_{max})W + BG_{max})' &< 0 \\ L_3 \otimes Q + M_3 \otimes (A(Y_{min})W + BG_{min}) + M_3' \otimes (A(Y_{min})W + BG_{min})' &< 0 \\ L_3 \otimes Q + M_3 \otimes (A(Y_{max})W + BG_{max}) + M_3' \otimes (A(Y_{max})W + BG_{max})' &< 0 \\ \begin{bmatrix} He(A(Y_{min})W + BG_{min}) & WC_z' + G_{min}'D_z' \\ C_zW + D_zG_{min} & -\lambda I_{n_z} \end{bmatrix} &< 0 \\ \begin{bmatrix} He(A(Y_{max})W + BG_{max}) & WC_z' + G_{max}'D_z' \\ C_zW + D_zG_{max} & -\lambda I_{n_z} \end{bmatrix} &< 0 \end{aligned} \quad (3.6)$$

onde  $\otimes$  indica o produto de Kronecker e

$$L_1 = 2\sigma, \quad M_1 = 1, \quad L_2 = \begin{bmatrix} -r & 0 \\ 0 & -r \end{bmatrix}, \quad L_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

$$L_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad M_3 = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{cos}(\theta) \\ -\text{cos}(\theta) & \text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

então o sistema (3.5) com  $K(\sigma(t)) = (1 - \sigma(t))K_{min} + \sigma(t)K_{max}$ , sendo  $K_{min} = G_{min}W^{-1}$  e  $K_{max} = G_{max}W^{-1}$ , é assintoticamente estável para todo  $Y_{min} \leq Y_0(t) \leq Y_{max}$ , de tal forma que os polos em malha fechada estão confinados em (2.13).

E, a partir do mesma técnica de otimização convexa em (2.18), chega-se aos valores de  $K_{min}$  e  $K_{max}$ .



## 3.2 Controlador Repetitivo Escalonado

Adota-se a mesma metodologia para o caso do Controlador Ressonante Escalonado. O sistema (2.31) é modificado para

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= (A(Y_o(t)) + BK(\sigma(t)))x(t) + A_d x(t - \tau_0) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (3.9)$$

onde o ganho agora é  $K(\sigma(t))$ .

Para o cálculo dos ganhos  $G_{min}$  e  $G_{max}$ , enuncia-se o Teorema 5:

**Teorema 4** *Suponha  $\omega_c$  e  $\alpha$  escalares positivos definidos a priori. Caso existam matrizes simétricas positiva definidas  $W, S \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ , matrizes  $G_{min}$  e  $G_{max} \in \mathbb{R}^{1 \times 3}$ , e um escalar positivo  $\lambda$  satisfazendo as seguintes inequações*

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} He(A(Y_{min})W + BG_{min}) + S + 2\alpha W & e^{\alpha\tau_0}A_dW & WC'_z + G'_{min}D'_z \\ * & -S & 0 \\ * & * & -\lambda I_{n_z} \end{bmatrix} < 0 \\ & \begin{bmatrix} He(A(Y_{max})W + BG_{max}) + S + 2\alpha W & e^{\alpha\tau_0}A_dW & WC'_z + G'_{max}D'_z \\ * & -S & 0 \\ * & * & -\lambda I_{n_z} \end{bmatrix} < 0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

então o sistema em malha fechada (3.9) com  $K(\sigma(t)) = (1 - \sigma(t))K_{min} + \sigma(t)K_{max}$ , sendo  $K_{min} = G_{min}W^{-1}$  e  $K_{max} = G_{max}W^{-1}$ , é assintoticamente estável para todo  $Y_{min} \leq Y_0(t) \leq Y_{max}$ .

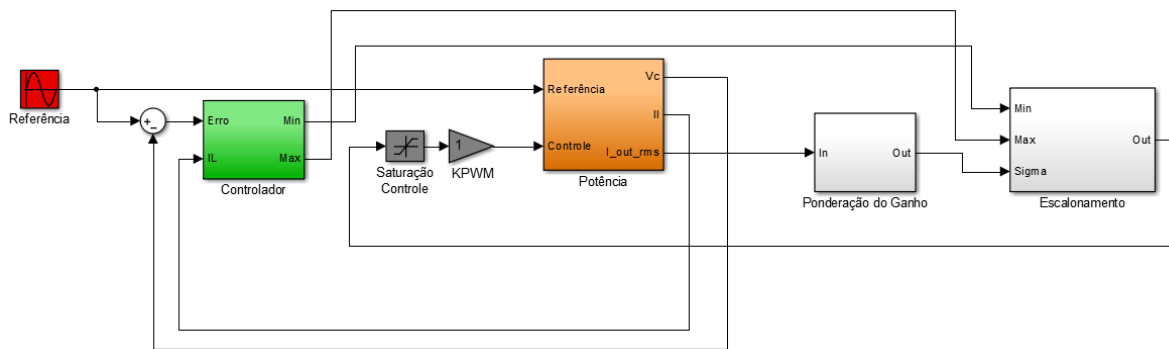
E, a partir do mesma técnica de otimização convexa em (2.18), chega-se aos valores de  $K_{min}$  e  $K_{max}$ .

## 3.3 Ambiente de Simulação

Os ambientes de simulação onde serão implementados os sistemas de controle e a UPS, são, respectivamente, através dos programas *MATLAB* (Versão 8.1.0) e *PSIM* (Versão 9.0.2) O sistema como um todo está na Figura 8. A parte de potência do ambiente de simulação está dentro do bloco 'Potência', detalhado na Figura 9. No Bloco 'Controlador', serão implementados cada um dos controladores. E, nos Blocos 'Ponderação do Ganho' e 'Escalonamento', as técnicas de escalonamento.

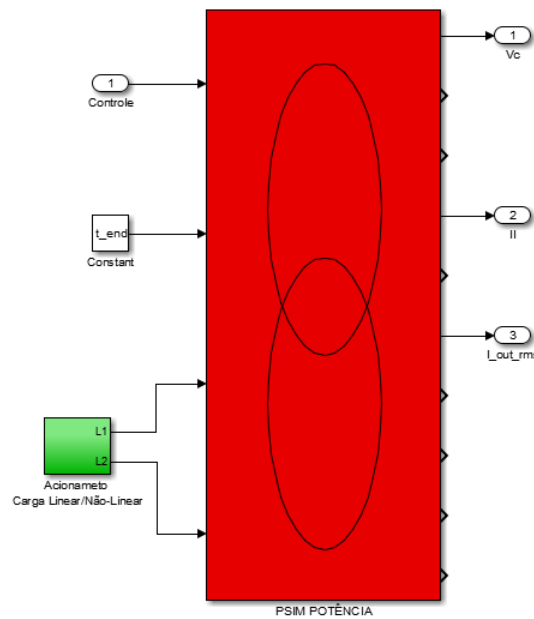
O bloco 'PSIM POTÊNCIA', mostrado em detalhes na Figura 10 e implementado a partir do circuito da Figura 2, é conectado ao ambiente de simulação através da ferramenta *SimCoupler*, que faz a interface entre o *MATLAB* e *PSIM*, assim possibilitando a co-simulação entre os dois ambientes.

Figura 8 – Ambiente Geral de Simulação



Fonte: Elaborado pelo autor

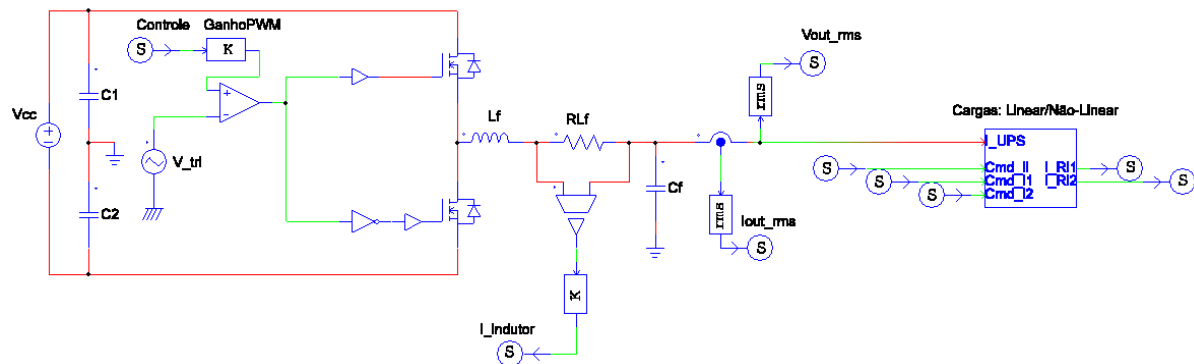
Figura 9 – Interface de Conexão entre *Simulink* e *PSIM*



Fonte: Elaborado pelo autor

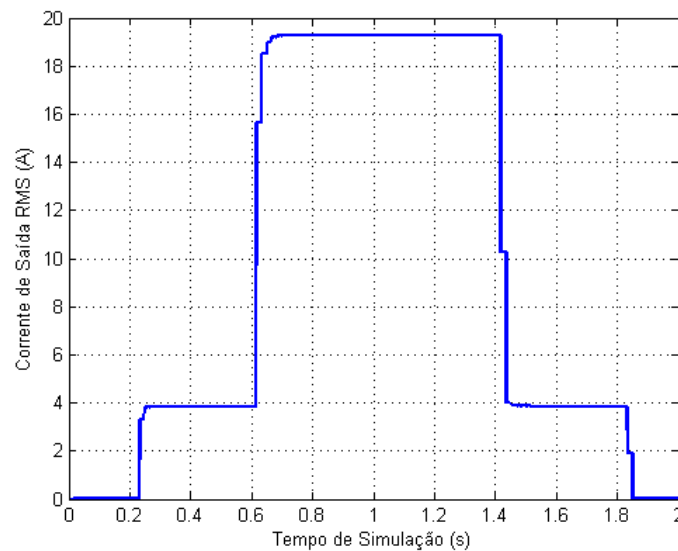
### 3.4 Implementação Baseada na Carga

Para o primeiro método de escalonamento, sabendo a priori os valores de carga, se faz uso do valor de corrente de saída da carga em *RMS* no *Simulink*, como parâmetro no tempo para saber quando escalonar os ganhos, pois a informação de relevância aqui é o instante no tempo que cada degrau de carga é adicionado ou retirado. Os gráficos para as correntes de saída *RMS*, linear e não-linear estão, respectivamente, nas Figuras 11 e 12.

Figura 10 – Modelo da UPS com Carga: *PSIM*.

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 11 – Corrente de Carga Linear

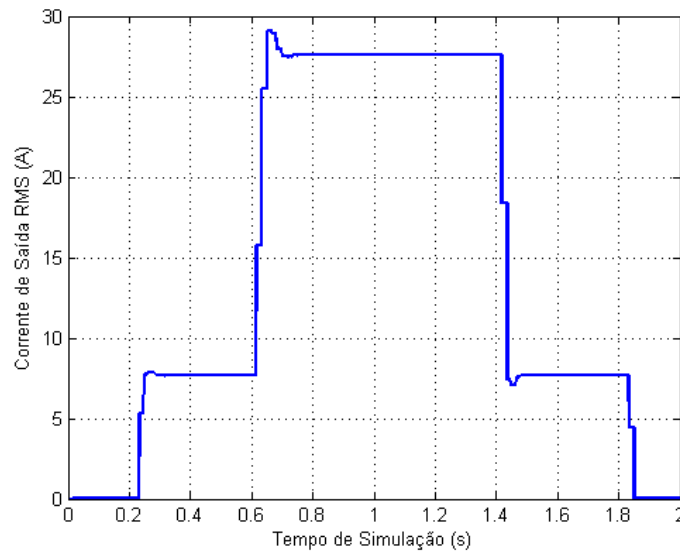


Fonte: elaborado pelo autor

Com os valores de corrente *RMS*, uma rotina *If/Else* no *MATLAB* é criada de modo a ponderar os ganhos conforme os valores para cada perfil de carga (0%, 20% e 100%). O escalonamento dos ganhos segue a seguinte lógica:

- Para o ensaio a vazio (0% de carga), apenas  $K_{min}$  é considerado no sistema em malha fechada do controlador;
- Para o ensaio com 20 % de carga, se pondera da seguinte maneira:  $0,8K_{min} + 0,2K_{max}$ ;
- E, para 100%, apenas  $K_{max}$  é considerado para o controle

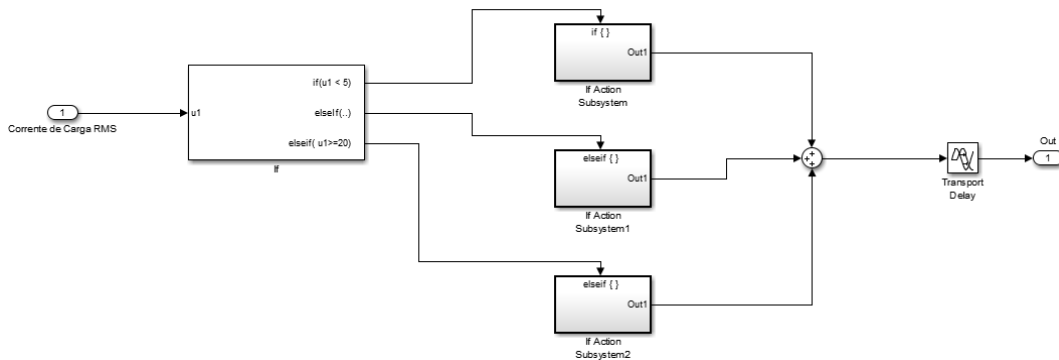
Figura 12 – Corrente de Carga Não-Linear.



Fonte: elaborado pelo autor

Na Figura 13 está o diagrama de blocos 'Ponderação do Ganho' do *Simulink* com a rotina *If/Else*.

Figura 13 – Bloco 'Ponderação do Ganho'- Controle pela carga.

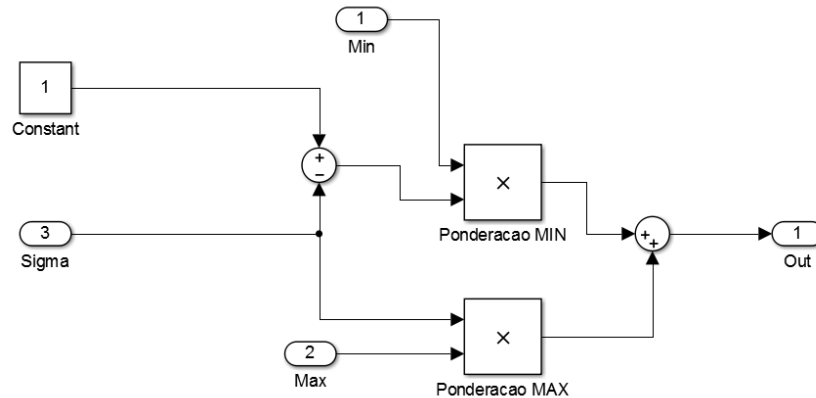


Fonte: elaborado pelo autor

A lógica de programação funciona da seguinte maneira: na entrada está o valor de corrente da carga em *RMS*. Como se sabe a priori os valores para cada perfil de carga, os mesmos estão no *loop* onde se faz a comparação. Quando o valor de corrente está abaixo do primeiro degrau (20%), a saída é 0; quando está entre 20% e 100% é 0, 2 e por fim, para 100% é 1. O valor de saída é  $\sigma(t)$ , o parâmetro variante no tempo e dentro das limitações impostas em (3.3).

Então, conecta-se a saída  $\sigma(t)$  no diagrama de blocos do *Simulink* nomeado 'Escalonamento', através da entrada 'Sigma', conforme a Figura 14, assim gerando (3.4), o Ganho Escalonado para UPS .

Figura 14 – Bloco 'Escalonamento'.



**Fonte:** elaborado pelo autor

Fica claro que, quando o sistema está operando no vazio, a equação (3.4) se reduz para  $K(\sigma(t)) = K_{min}$  ; com 20% para  $K(\sigma(t)) = (0,8K_{min} + 0,2K_{max})$  e por fim, para 100% torna-se  $K(\sigma(t)) = K_{max}$ .

### 3.5 Implementação Baseada na Corrente de Saída

Nesse segundo método, a informação sobre a carga não será conhecida a priori, apenas os seus valores extremos já descritos no trabalho. Em relação ao que foi proposto na Seção 3.4, a modificação será no bloco 'Ponderação do Ganho' (Figura 13).

Através do valor de corrente de saída da UPS e de sua derivada, pode-se obter o valor da carga, pois a derivada gera um valor a partir do pico de corrente da carga. Com esse valor pode-se estimar um escalonamento para os ganhos do controlador.

Para escalonar os ganhos proporcionalmente ao pico da corrente de saída, será feita uma ponderação com uma função linear, sendo a inclinação da curva dada pelo inverso do pico de corrente máxima na saída.

Então, para fins desta Seção, defini-se  $\sigma(t)$  como

$$\sigma(t) = \frac{|I_{pico}(t)|}{|I_{max}|} \quad (3.11)$$

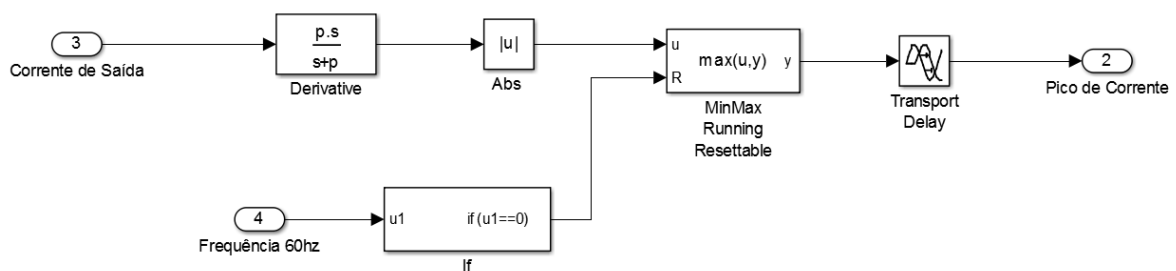
onde  $I_{pico}(t)$  é o pico de corrente da saída a partir da derivada da corrente e  $I_{max}$  o valor de pico máximo de saída a 100% da carga. Novamente, os valores de  $\sigma(t)$  estão dentro dos limites determinados em (3.3). O diagrama de blocos 'Ponderação de Ganho' no

*Simulink*, para o método presente, está na Figura 15. No bloco ‘Derivate’ está a função de transferência

$$G_c = \frac{s p}{s + p} \quad (3.12)$$

sendo  $p = 30 \pi 60 \text{rad/s}$ , visto que para os ensaios com carga não-linear se gera com significância até a 15<sup>a</sup> Harmônica ( $15 \times 2\pi 60 \text{rad/s}$ ). Nesta configuração é implementado um derivador com um filtro passa baixas para evitar amplificação de ruídos.

Figura 15 – Bloco ‘Ponderação de Ganho’ - Controle baseado na corrente.



**Fonte:** elaborado pelo autor

De modo a garantir que o valor de pico se mantenha durante cada ciclo de  $60\text{Hz}$ , usa-se o bloco *MinMax Running Resettable*. O sinal ‘Pico de Corrente’ é aplicado em (3.11). Após, conecta-se  $\sigma(t)$  no diagrama da Figura 14 (‘Escalonamento’) em ‘Sigma’ e executa-se o escalonamento conforme (3.4).

Agora, independente do valor da carga, o escalonamento será feito baseado nos valores da derivada da corrente de saída. A única informação necessária a priori, é o valor limite de carga que a *UPS* suporta, de modo a usar o valor de derivada máxima da corrente em (3.11).

## 4 Resultados

Os ensaios para obtenção dos principais resultados serão obtidos com a Implementação baseada na Corrente de Saída, organizados da seguinte maneira:

- Ensaios com 100 % de carga não-linear para determinar a  $THD$  e as  $IHD$ 's de cada controlador, comparando com o resultado obtidos sem e com escalonamento.
- Ensaios com carga linear, de modo a obter o transitório para cada controlador nos instantes que se adiciona e retira carga do sistema, comparando com e sem escalonamento, conforme o Perfil 1 da Figura 1.

E, por fim, será feito um comparativo entre as duas implementações, carga e corrente de saída, para os ensaios com carga linear.

### 4.1 Parâmetros da UPS

Os parâmetros da  $UPS$  deste trabalho estão na Tabela 1, baseados na  $UPS$  comercial de 3,5  $KVA$  montada na bancada do Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica (LASCAR) da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS).

Tabela 1 – Parâmetros do Sistema  $UPS$ .

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência aparente de saída	$S$	3,5 $kVA$
Fator de potência de saída	$\phi$	0,7
Valor eficaz da tensão de saída	$V_{0_{RMS}}$	127 $V$
Frequência da tensão de saída	$f$	60 $Hz$
Indutância do filtro de saída	$L_f$	1,0 $mH$
Resistência do indutor do filtro de saída	$R_{L_f}$	15,0 $m\Omega$
Capacitância do filtro de saída	$C_f$	300,0 $\mu F$
Admitância mínima	$Y_{min}$	0,0 $S$
Admitância máxima	$Y_{max}$	0,1519 $S$
Tensão do barramento CC	$V_{cc}$	520 $V$
Capacitâncias do barramento CC	$C_1, C_2$	6600 $\mu F$
Amplitude da portadora triangular do PWM	$V_{tri}$	260 $V$
Frequência da portadora triangular do PWM	$f_{tri}$	21,6 $kHz$

### 4.2 Controlador Ressonante Escalonado

Todas as simulações foram realizadas com os seguintes parâmetros de restrição, conforme estabelecido em (2.13):  $\sigma = 100$ ,  $r = 12000$  e  $\theta = 90^\circ$ . O problema de otimização

2.18 foi resolvido considerando as restrições (3.6) a (3.8) para as seguintes configurações de modos de ressonância: frequência fundamental; frequência fundamental e terceira harmônica; frequência fundamental, terceira e quinta harmônica.

Os resultados do controlador com o ganho escalonado serão comparados ao caso sem escalonamento, onde o problema de otimização 2.18 foi resolvido considerando as restrições (2.15) a (2.17) e as mesmas configurações de modos ressonantes. Neste caso os ganhos considerados, sem e com escalonamento, são apresentados nas Tabelas 2 e 3, respectivamente.

Tabela 2 – Ganhos para o Controlador Ressonante Sem Escalonamento.

Parâmetro	Um Modo Ressonante	Dois Modos Ressonantes	Três Modos Ressonantes
$k_1$	-3,4090	-116,5398	-11,3456
$k_2$	-1,8658	-68,7811	-8,4218
$k_3$	1992,5736	46643,2994	1311,6434
$k_4$	5017,2692	164472,6268	9519,4560
$k_5$	-	128382,9305	3460,9955
$k_6$	-	97426,7966	8047,2380
$k_7$	-	-	4231,5576
$k_8$	-	-	5609,9172

Tabela 3 – Ganhos para o Controlador Ressonante Com Escalonamento.

Parâmetro	Um Modo Ressonante	Dois Modos Ressonantes	Três Modos Ressonantes
$k_1$ (min max)	(-3,3330 -3,3087)	(-10,1907 -9,8881)	(-20,7556 -19,3884)
$k_2$ (min max)	(-1,8448 -1,8290)	(-5,9006 -5,7258)	(-15,4131 -14,2709)
$k_3$ (min max)	(1965,1320 1965,5513)	(2465,9266 2372,8885)	(2411,6219 2167,2851)
$k_4$ (min max)	(4855,2812 4808,7156)	(11183,4133 10800,8705)	(17517,7547 16106,5788)
$k_5$ (min max)	-	(7798,3940 7511,9536)	(6471,0180 5826,1151)
$k_6$ (min max)	-	(8699,8992 8420,3849)	(15175,1080 14015,6377)
$k_7$ (min max)	-	-	(8344,3123 7540,1505)
$k_8$ (min max)	-	-	(11583,0932 10799,4740)

#### 4.2.1 Ensaios com Carga Não-Linear

Os ensaios com carga não-linear visam demonstrar a regulação de saída  $VR_{nl}$ , a  $THD$  e as  $IHD$ 's com 100% de carga. Nas Tabelas 4 e 5 estão os resultados sem e com escalonamento, respectivamente.



Tabela 4 – Resultados para o Controlador Ressonante Sem Escalonamento com 100% de carga não-linear.

Parâmetro	Um Modo Ressonante [%]	Dois Modos Ressonantes [%]	Três Modos Ressonantes [%]
$VR_{nl}$	-0,984	-0,440	-0,167
THD	14,063	9,374	5,781
IHD3	8,842	0,000	0,000
IHD5	8,934	7,010	0,000
IHD7	5,889	5,395	5,146
IHD9	1,967	2,797	2,152

Tabela 5 – Resultados para o Controlador Ressonante Com Escalonamento com 100% de carga não-linear.

Parâmetro	Um Modo Ressonante [%]	Dois Modos Ressonantes [%]	Três Modos Ressonantes [%]
$VR_{nl}$	-0,882	-0,456	-0,145
THD	13,326	9,543	5,374
IHD3	9,909	0,000	0,000
IHD5	7,236	7,064	0,000
IHD7	4,920	5,564	4,810
IHD9	1,335	2,956	1,910

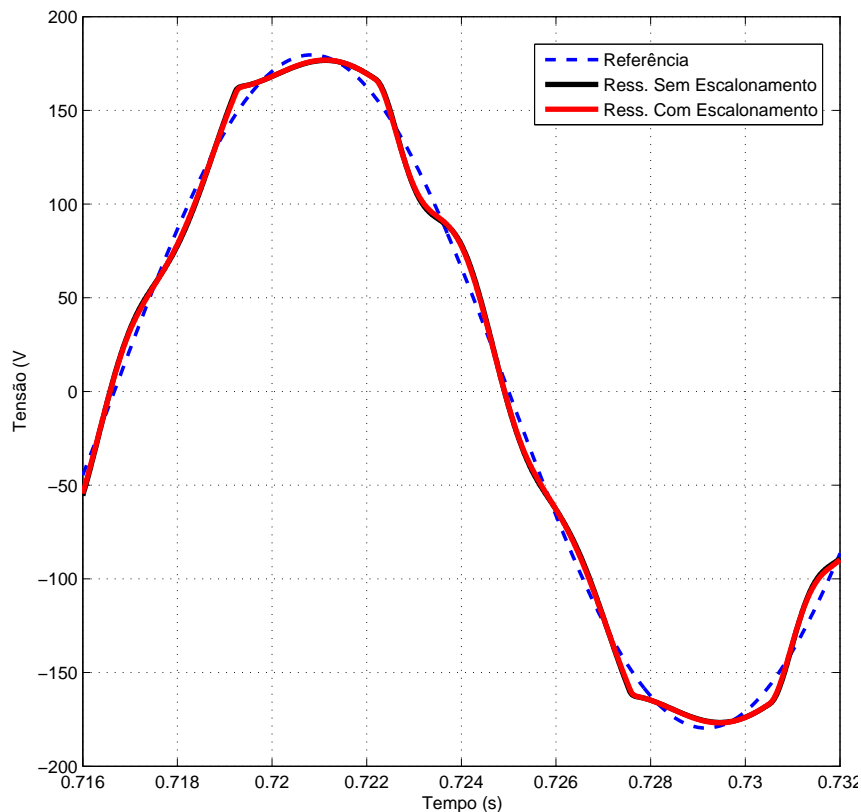
Na Tabela 6 estão os valores percentuais relativos de redução dos parâmetros analisados para o Controlador Ressonante. Para dois modos ressonantes (frequência fundamental e terceira harmônica), não houve significativa diferença para a  $THD$  e as  $IDH$ 's, o mesmo para a  $VR_{nl}$ , com uma piora na casa dos 4%. No caso de um modo ressonante e três modos ressonantes, o escalonamento se mostrou mais eficiente, com destaque para redução na casa dos 10% para a regulação de saída  $VR_{nl}$ . Nota-se que para as harmônicas colocadas em sintonia no controlador os valores das  $IDH$ 's foram zero. Na Figura 16 está o gráfico comparativo de um ciclo para o controlador com três modos ressonantes, com e sem escalonamento.

Tabela 6 – Comparação entre os métodos: Percentuais de Redução Relativa dos Parâmetros para os Ressonantes.

Parâmetro	Um Modo Ressonante [%]	Dois Modos Ressonantes [%]	Três Modos Ressonantes [%]
$VR_{nl}$	10,37	-3,64	13,17
THD	5,24	-1,80	7,04
IHD3	-12,07	0,00	0,00
IHD5	19,01	-0,77	0,00
IHD7	16,45	-3,13	6,53
IHD9	32,13	-5,68	-11,25

A título de informação, no Apêndice A.1, estão os mesmos resultados porém apenas com o valor de  $K_{min}$  na malha de controle.

Figura 16 – Tensão de Saída para o Controlador Ressonante com 3 Modos Ressonantes com e sem Escalonamento e 100 % de carga não-linear.



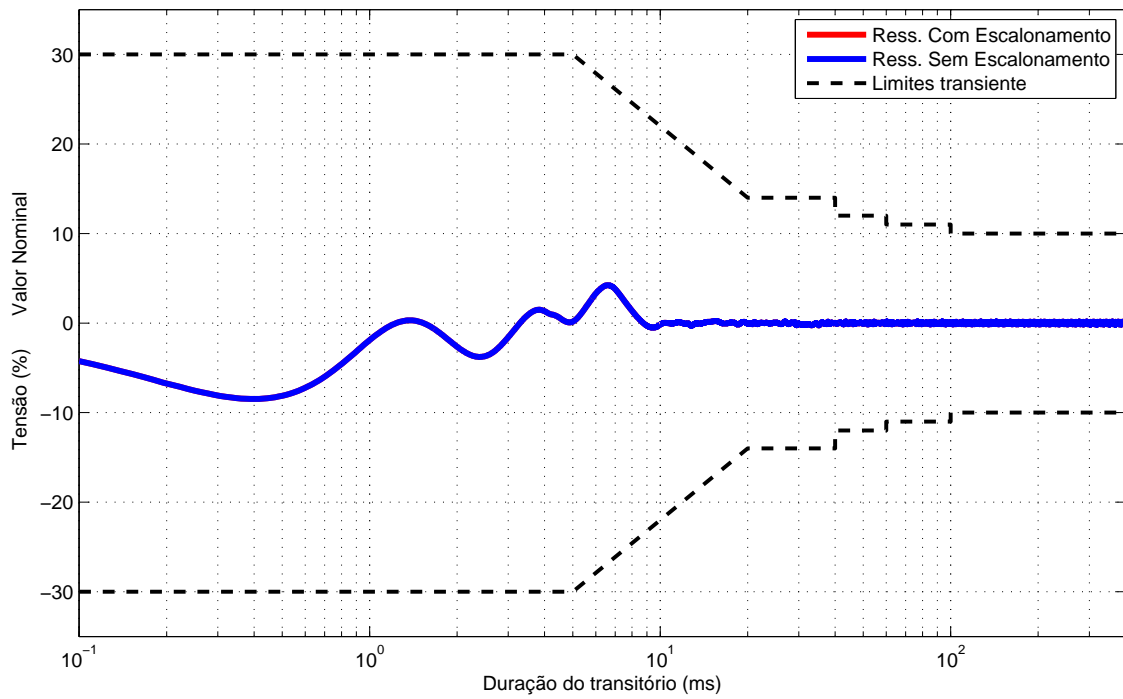
**Fonte:** elaborado pelo autor

#### 4.2.2 Ensaios com Carga Linear

Os ensaios com carga linear visam avaliar o desempenho transitório do sistema nos instantes em que se subtrai e adiciona carga, e o tempo até o sistema voltar para as condições nominais de operação, conforme o comportamento do Perfil da Figura 1.

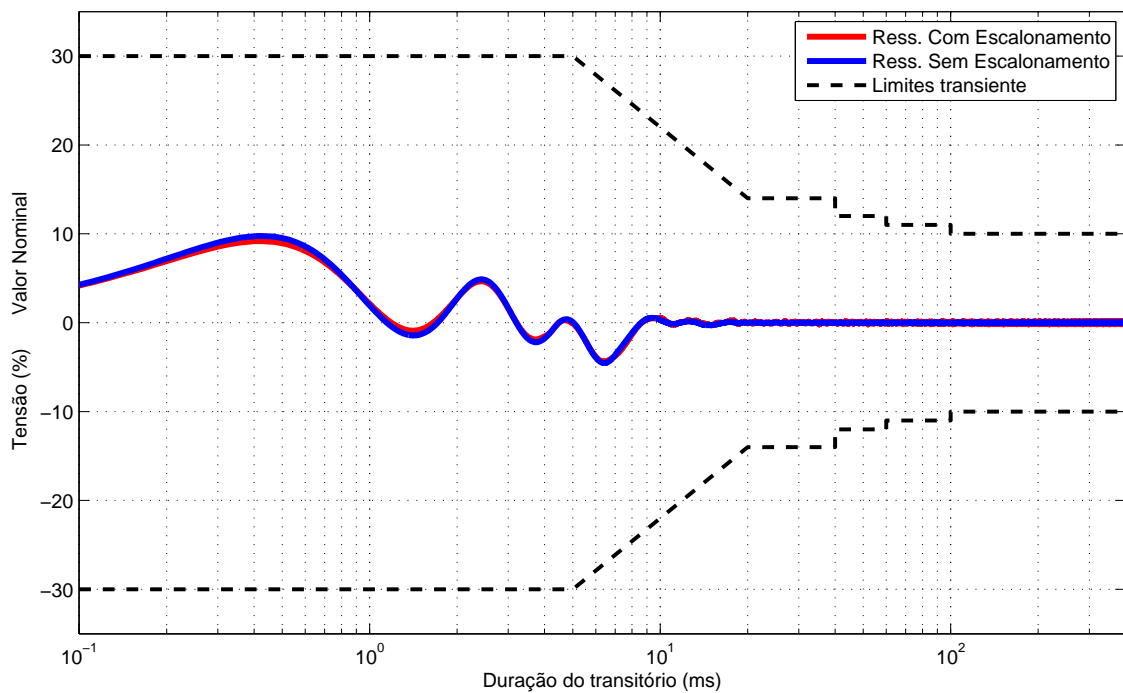
Os resultados com e sem escalonamento foram os mesmos para o desempenho transitório em todos os casos. Nas Figuras 17 e 18 estão os gráficos para o Ressonante de Três Modos com e sem escalonamento, demonstrando que em ambos os desempenhos foram praticamente iguais tanto para o degrau aditivo quanto subtrativo.

Figura 17 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Aditivo com o Controlador Ressonante de Três Modos.



Fonte: elaborado pelo autor

Figura 18 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Subtrativo com o Controlador Ressonante de Três Modos.



Fonte: elaborado pelo autor

### 4.3 Controlador Repetitivo Escalonado

Nas Tabelas 7 e 8 estão os parâmetros  $\alpha$  e  $\omega_c$  utilizados para as simulações, ajustados de modo a manter o sinal de controle no máximo valor possível sem violar o limite  $\pm V_{cc}/2$ . Os valores de ganho máximo e mínimo obtidos a partir da otimização 2.34, considerando as restrições (3.10), também estão presentes. Nas Tabelas 9 e 10 estão os mesmos parâmetros, porém com os ganhos sem escalonamento.

Tabela 7 – Parâmetros para o Controlador Repetitivo com Escalonamento ( $\alpha = 30$ )

Parâmetro	Sem Correção	Correção 2	Correção 3
$\omega_c$ [rad/s]	4250	3150	3100
$k_1$ (min max)	(-55,9479 -61,0804)	(-28,2142 -32,6162)	(-28,4429 -33,1122)
$k_2$ (min max)	(38,3519 41,0890)	(13,2231 14,6564)	(13,3034 14,8090)
$k_3$ (min max)	(58,4656 63,2364)	(29,5769 33,6216)	(30,0013 34,2695)

Tabela 8 – Parâmetros para o Controlador Repetitivo com Escalonamento ( $\omega_c = 500$ )

Parâmetro	Sem Correção	Correção 2	Correção 3
$\alpha$ [rad/s]	90	92	76
$k_1$ (min max)	(-60,175 -65,4857)	(-50,2672 -54,8530)	(-63,6498 -71,6043)
$k_2$ (min max)	(1,6131 1,3288)	(1,6290 1,3187)	(1,6290 1,2306)
$k_3$ (min max)	(186,0120 201,2027)	(140,2901 152,5283)	(201,3163 223,3466)

Tabela 9 – Parâmetros para o Controlador Repetitivo sem Escalonamento ( $\alpha = 30$ )

Parâmetro	Sem Correção	Correção 2	Correção 3
$\omega_c$ [rad/s]	4250	3150	3100
$k_1$	-56,0954	-31,1368	-30,9433
$k_2$	34,9703	14,5347	14,2394
$k_3$	58,1982	32,5478	32,835

Tabela 10 – Parâmetros para o Controlador Repetitivo sem Escalonamento ( $\omega_c = 500$ )

Parâmetro	Sem Correção	Correção 2	Correção 3
$\alpha$ [rad/s]	90	92	76
$k_1$	-54,1766	-50,3563	-45,9175
$k_2$	1,4108	1,6950	1,5203
$k_3$	152,2448	128,7282	115,3018

#### 4.3.1 Ensaios com Carga Não-Linear

Os ensaios com carga não-linear visam demonstrar a regulação de saída  $VR_{nl}$ , a  $THD$  e as  $IHD$ 's com 100% de carga. O primeiro ensaio foi executado para três valores de  $\omega_c$  e  $\alpha$  constante. O segundo, para três valores de  $\alpha$  e  $\omega_c$  constante.

Tabela 11 – Resultados para o Controlador Repetitivo Sem Escalonamento e 100% de carga não-linear ( $\alpha = 30$ ).

Parâmetro	Sem Correção [%]	Correção 2 [%]	Correção 3 [%]
$VR_{nl}$	0,362	0,235	0,122
THD	4,643	1,668	1,626
IHD3	3,249	0,759	0,690
IHD5	2,879	1,141	1,121
IHD7	1,204	0,750	0,755
IHD9	0,661	0,066	0,075

Tabela 12 – Resultados para o Controlador Repetitivo com Escalonamento e 100% de carga não-linear ( $\alpha = 30$ ).

Parâmetro	Sem Correção [%]	Correção 2 [%]	Correção 3 [%]
$VR_{nl}$	0,359	0,234	0,121
THD	4,397	1,630	1,569
IHD3	3,057	0,735	0,655
IHD5	2,734	1,116	1,078
IHD7	1,185	0,734	0,734
IHD9	0,578	0,072	0,084

Para essa primeira parte, com  $\alpha = 30$  e  $\omega_c$  com um valor elevado (entre 3000 e 4000  $rad/s$ ), têm-se na Tabela 11 os ensaios sem escalonamento, conforme apresentado em (LORENZINI, 2015). E, na Tabela 12, os resultados com o escalonamento. Para efeitos de comparação dos métodos com e sem escalonamento, a Tabela 13 expõem os percentuais de redução relativa dos parâmetros analisados.

Tabela 13 – Comparação entre os métodos: Percentuais de Redução Relativa dos Parâmetros ( $\alpha = 30$ ).

Parâmetro	Sem Correção [%]	Correção 2 [%]	Correção 3 [%]
$VR_{nl}$	0,83	0,43	0,82
THD	5,30	2,28	3,51
IHD3	5,91	3,16	5,07
IHD5	5,04	2,19	3,84
IHD7	1,58	2,13	2,78
IHD9	12,56	-9,09	-12,00

Devido a  $\omega_c$  estar na casa dos 4000  $rad/s$  Sem Correção e 3000  $rad/s$  com as Correções 2 e 3, os picos de ressonância estão muito próximos dos harmônicos gerados devido a carga não-linear, o que garante valores baixos dos parâmetros analisados.

Com os dados da Tabela 13, nota-se uma diminuição da  $THD$  e das  $IHD$ 's para o Controlador Sem Correção na faixa dos 5%, com exceção para a  $IHD9$  na qual se chegou a 12%. Para as Correções 2 e 3, a melhora foi mais modesta, e com não efetividade na última

harmônica. Nenhum dos ensaios violou os limites de desempenho impostos pela norma *IEC 62040-3*. Na Figura 19, estão o gráficos comparativos para um ciclo do Repetitivo Correção 3 com e sem escalonamento.

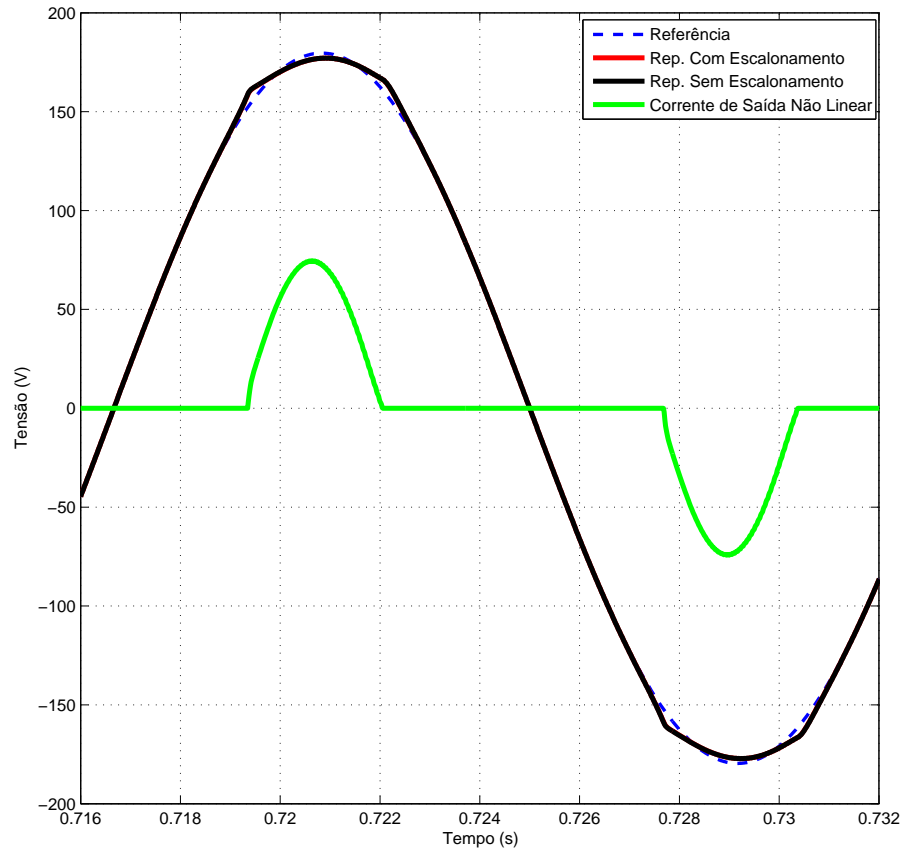
Tabela 14 – Resultados para o Controlador Repetitivo Sem Escalonamento e 100% de carga não-linear ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ).

Parâmetro	Sem Correção [%]	Correção 2 [%]	Correção 3 [%]
$VR_{nl}$	2,040	1,171	-0,090
THD	4,652	4,300	4,284
IHD3	3,770	3,461	3,344
IHD5	2,164	2,424	2,532
IHD7	0,462	0,541	0,591
IHD9	0,442	0,544	0,563

Tabela 15 – Resultados para o Controlador Repetitivo Com Escalonamento e 100% de carga não-linear ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ).

Parâmetro	Sem Correção [%]	Correção 2 [%]	Correção 3 [%]
$VR_{nl}$	1,867	1,078	-0,059
THD	4,376	4,081	3,699
IHD3	3,770	3,231	2,781
IHD5	2,086	2,325	2,273
IHD7	0,469	0,578	0,631
IHD9	0,373	0,497	0,406

Figura 19 – Tensão de Saída para o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem Escalonamento e 100 % de Carga não-linear ( $\alpha = 30$ ).



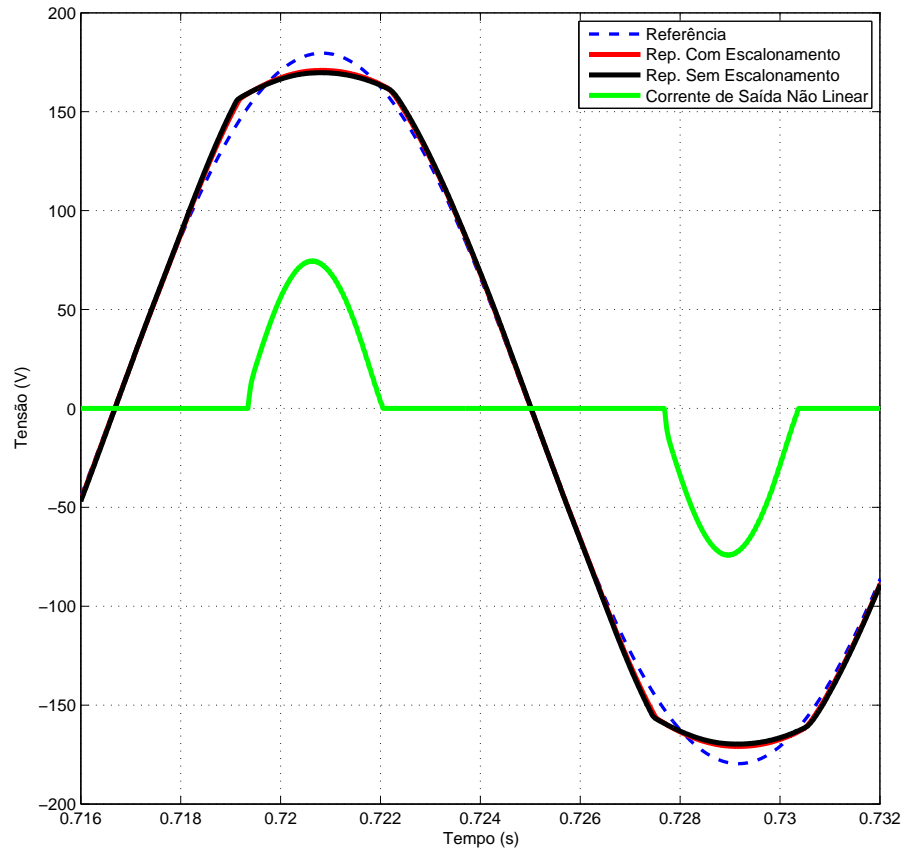
**Fonte:** elaborado pelo autor

Agora, com um valor  $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ , o filtro passa-baixas se torna menos efetivo na correção do deslocamento dos picos de ressonância, o que se torna claro devido ao aumento das  $THD$ 's,  $IHD$ 's e  $VR_{nl}$  para todos os casos, de acordo com a Tabela 14. O Escalonamento se mostrou mais efetivo nesses casos, conforme a Tabela 16, com os dados de redução percentual relativa dos parâmetros, destacando-se o escalonamento com a Correção 3.

Tabela 16 – Comparação entre os métodos: Percentuais de Redução Relativa dos Parâmetros ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ).

Parâmetro	Sem Correção [%]	Correção 2 [%]	Correção 3 [%]
$VR_{nl}$	8,48	7,86	34,44
THD	5,89	5,09	13,57
IHD3	7,37	6,62	16,74
IHD5	3,43	3,93	10,16
IHD7	-1,96	-7,04	-6,95
IHD9	15,23	7,96	27,50

Figura 20 – Tensão de Saída para o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem Escalonamento e 100 % de carga não-linear ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ).



Fonte: elaborado pelo autor

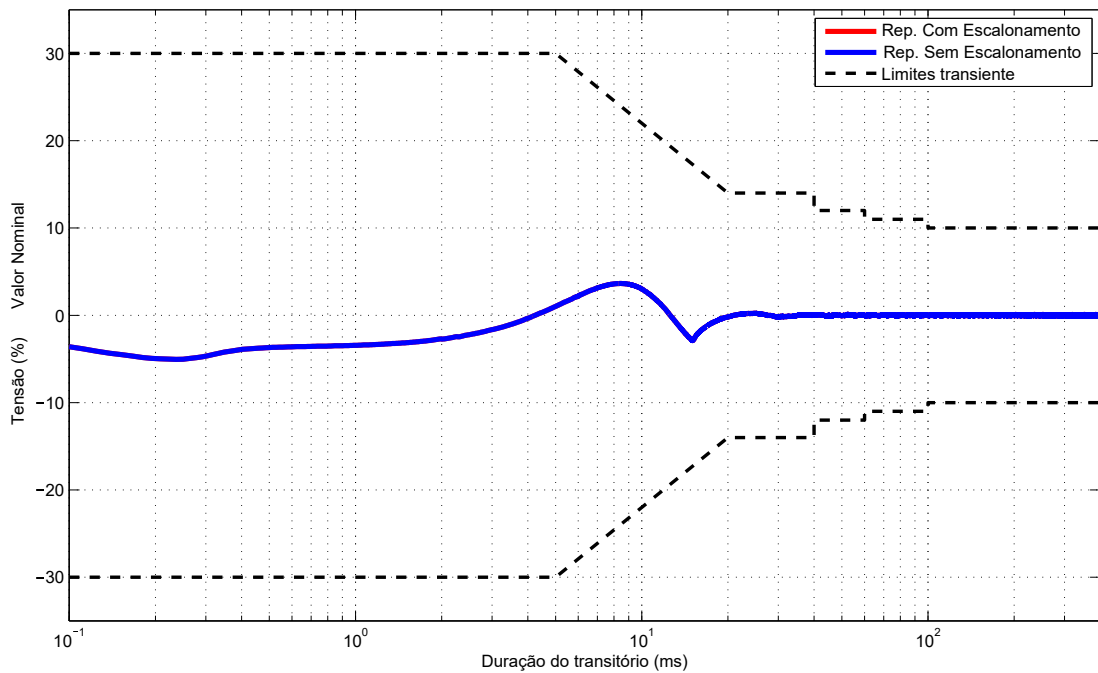
A título de informação, no Apêndice A.2, estão os mesmos resultados porém apenas com o valor de  $K_{min}$  na malha de controle.

### 4.3.2 Ensaios com Carga Linear

Os ensaios com carga linear visam avaliar o desempenho transitório do sistema nos instantes em que se subtrai e adiciona degraus de carga, e o tempo até o sistema voltar para as condições nominais de operação conforme o comportamento do Perfil da Figura 1. Nas Figuras 21 e 22 estão os gráficos comparativos para o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem Escalonamento para  $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ . Nas Figuras 23 e 24 para  $\alpha = 30$ .

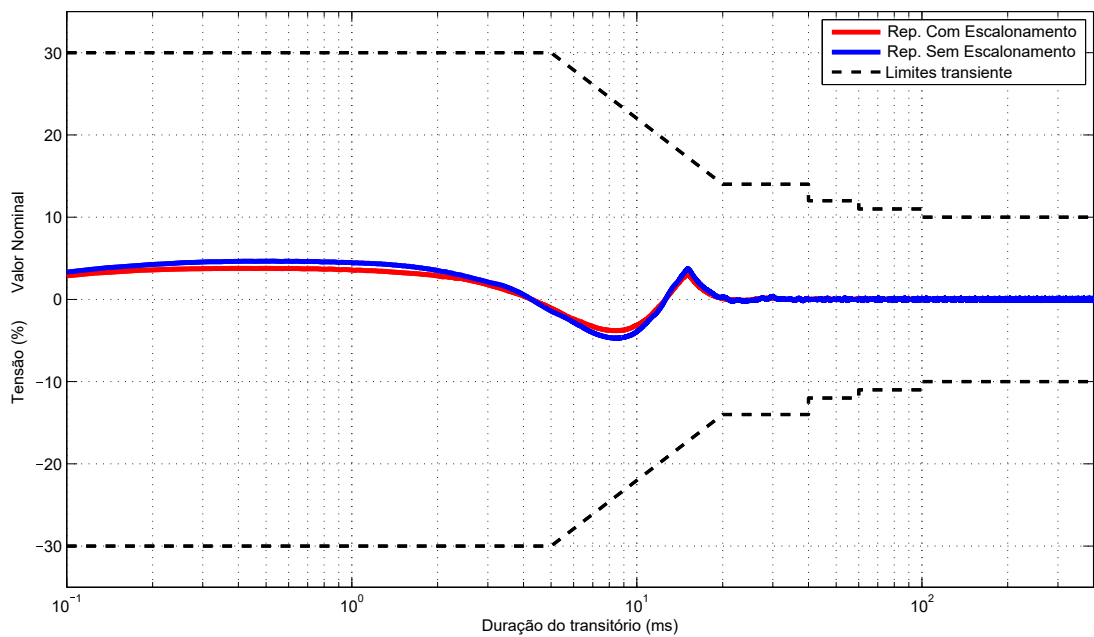


Figura 21 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Aditivo com o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem escalonamento ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ).



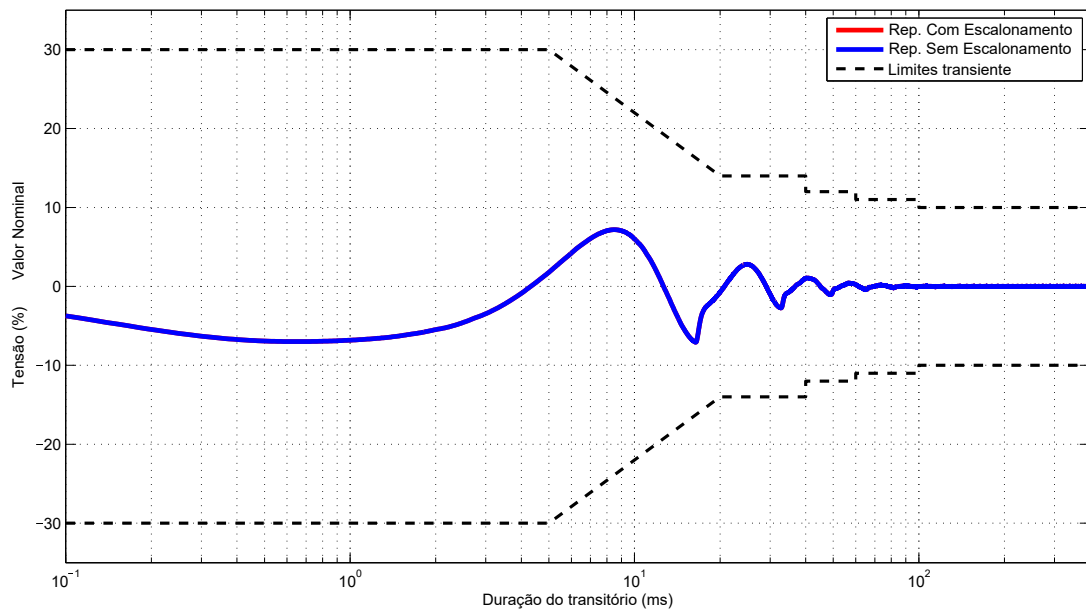
Fonte: elaborado pelo autor

Figura 22 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Subtrativo com o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem escalonamento ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ).



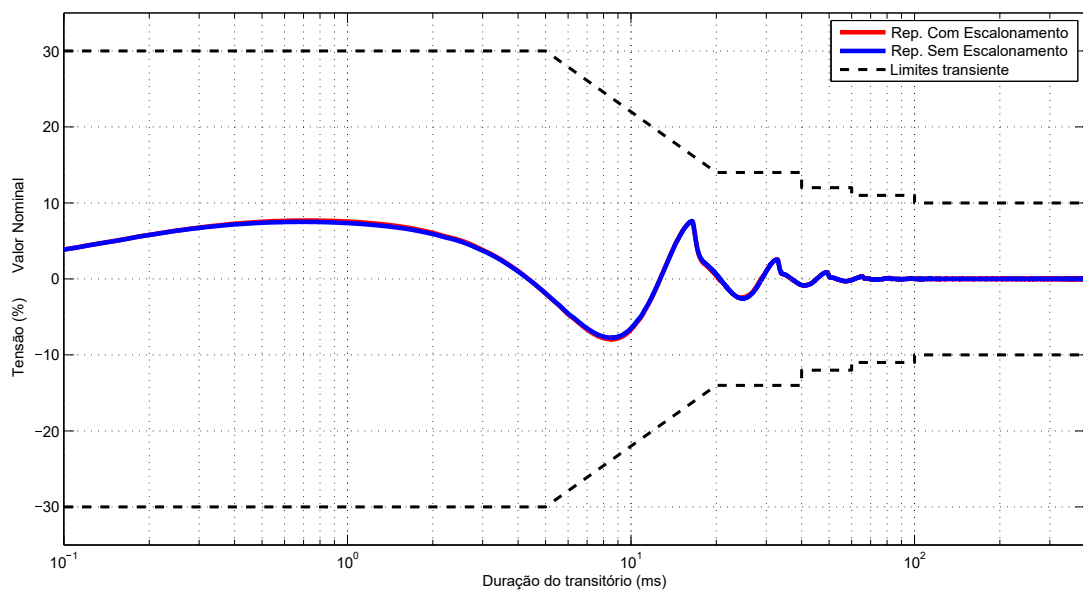
Fonte: elaborado pelo autor

Figura 23 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Aditivo com o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem escalonamento ( $\alpha = 30$ ).



Fonte: elaborado pelo autor

Figura 24 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Subtrativo com o Controlador Repetitivo Correção 3 com e sem escalonamento ( $\alpha = 30$ ).



Fonte: elaborado pelo autor

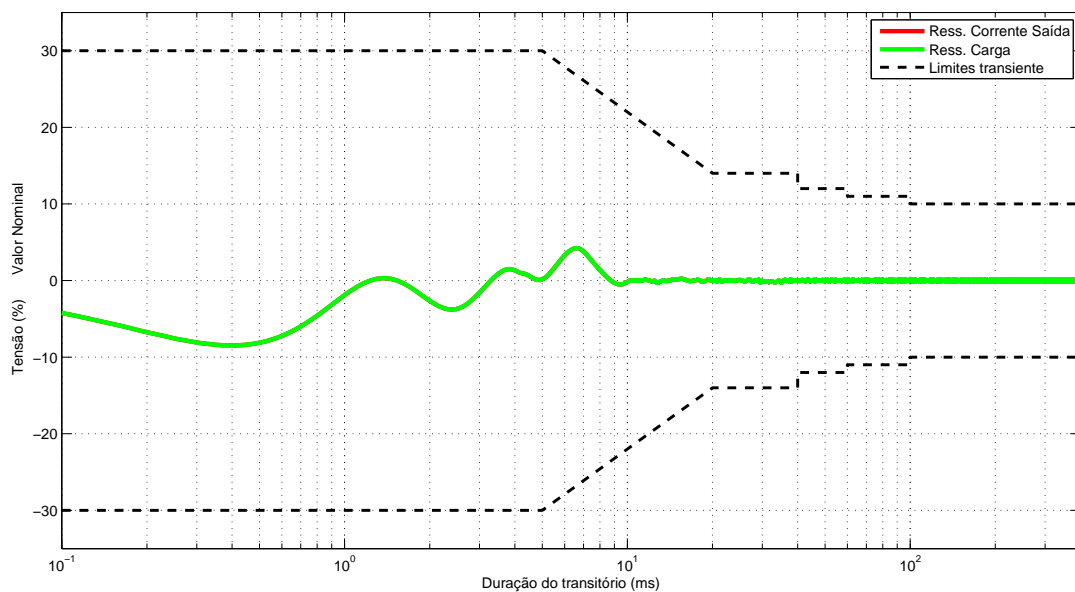
Então, nota-se que os resultados obtidos para o desempenho transitório foram praticamente os mesmos, com e sem escalonamento, para os degraus aditivos e subtrativos.

## 4.4 Comparação entre Implementação Baseada na Carga e Corrente de Saída

Todos os resultados obtidos para os ensaios com carga não-linear foram os mesmos para ambas as implementações definidas nas seções 3.4 e 3.5, baseada na carga e corrente de saída, respectivamente, pois em regime permanente os valores de ganho não mudam após serem escalonados.

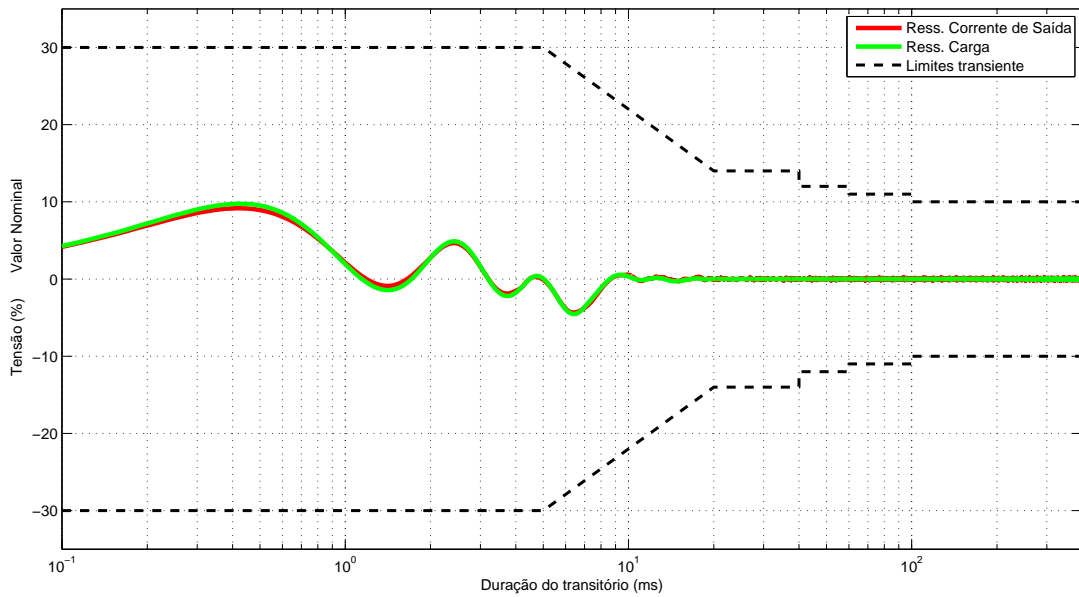
Para os ensaios com carga linear, os resultados anteriores foram obtidos com a Implementação baseada na Corrente de Saída e comparados sem e com escalonamento. Agora, compara-se as duas implementações, carga e corrente. Nas Figuras 25 e 26 estão os gráficos para o Controlador Ressonante de três modos com Escalonamento. Nas Figura 27 e 28 para o Controlador Repetitivo Correção 3 com Escalonamento para  $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ .

Figura 25 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Aditivo com o Controlador Ressonante de Três Modos - Implementação baseada na Carga e Corrente.



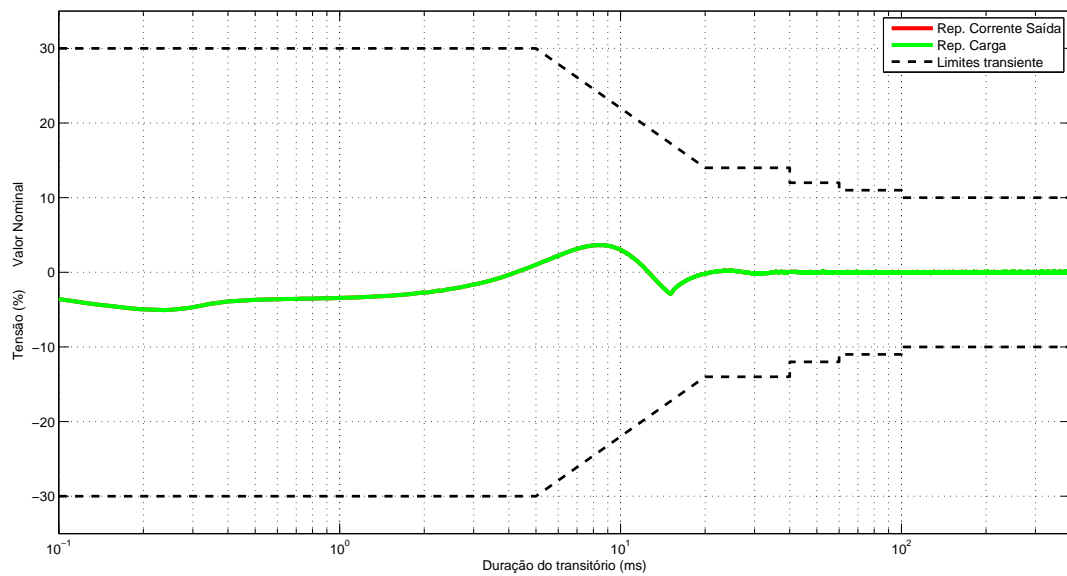
Fonte: elaborado pelo autor

Figura 26 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Subtrativo com o Controlador Ressonante de Três Modos - Implementação baseada na Carga e Corrente.



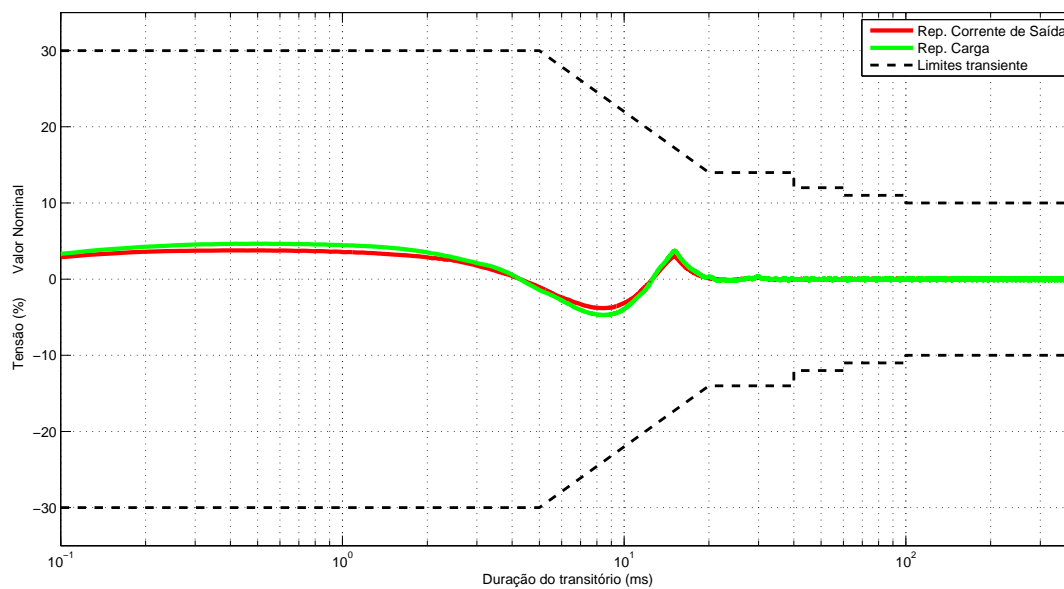
Fonte: elaborado pelo autor

Figura 27 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Aditivo com o Controlador Repetitivo Correção 3 ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ) - Implementação baseada na Carga e Corrente.



Fonte: elaborado pelo autor

Figura 28 – Perfil da Tensão de Saída para o Degrau Subtrativo com o Controlador Repetitivo Correção 3 ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ) - Implementação baseada na Carga e Corrente.



**Fonte:** elaborado pelo autor

Com base nos gráficos, nota-se que para Implementação baseada na Corrente houve uma pequena melhora no transitório quando se subtrai as cargas.

## 5 Conclusões

Esse trabalho teve como objetivo modificar dois controladores para controle de sistemas *UPS* já bem estabelecidos na literatura, como demonstrado em (LORENZINI, 2015), o Controlador Ressonante e o Repetitivo, de modo a implementar com eles o Ganho Escalonado.

A partir da estratégia geral de controle para Ganho Escalonado, detalhada na Seção 2.4, se demonstrou a diferença entre a técnica de controle com ganhos de realimentação fixos e com escalonamento, dando ênfase nas modificações necessárias nas *LMI's* de modo a ampliar os graus de liberdade das inequações para calcular novos ganhos, bem como o parâmetro linear necessário para escalar os ganhos.

Duas abordagens foram propostas para o escalonamento: a primeira sabendo a priori a carga em cada instante de tempo e a segunda tomando a derivada da corrente de saída, sem saber a priori qual carga foi aplicada. Com ambas as técnicas se chegou ao mesmos resultados com carga 100 % não-linear, pois em regime permanente os ganhos estão fixos durante aquele intervalo de tempo.

Para o Controlador Ressonante Escalonado, os ensaios com 100 % de carga não-linear demonstraram melhores resultados para o controlador com três modos ressonantes, apesar de violar os limites da norma *IEC 62040-3* na *IHD 9*. Para o controlador com um modo ressonante houve uma redução dos parâmetros na mesma ordem para o de três modos, porém o mesmo viola os limites da *IEC 62040-3* em todos os parâmetros. E, com dois modos ressonantes, o escalonamento não se mostrou efetivo e os resultados foram praticamente os mesmos obtidos sem o escalonamento.

No caso do Controlador Repetitivo com Escalonamento Sem Correção e suas respectivas Correções 2 e 3, destaque-se que sem o escalonamento e com 100% de carga não-linear todos estão dentro os limites estabelecidos pela norma *IEC 62040-3*. As simulações com  $\alpha = 30$  e  $\omega_c$  entre  $3000 \text{ rad/s}$  e  $4000 \text{ rad/s}$ , demonstraram que devido a elevado  $\omega_c$  os percentuais de redução para os parâmetros analisados foram modestos, destacando-se a redução relativa de 5% na *THD* no Repetitivo com Escalonamento Sem Correção.

Nas simulações com  $\alpha$  entre 76 e 90 e  $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ , o desempenho sem escalonamento é pior se comparado ao caso anterior, dando mais espaço para melhora com o escalonamento. Então, os percentuais de redução relativa foram maiores, sendo que para o Repetitivo Escalonado com Correção 3, o escalonamento reduziu relativamente 34,44 % da regulação de saída e 13,57 % a *THD* com 100% de carga não-linear

Para os ensaios com carga linear, que avaliaram o desempenho transitório, houve apenas uma pequena melhora para os degraus subtrativos, comparando-se a técnica sem escalonamento com a escalonada baseada na corrente de saída. Entre as duas propostas de escalonamento, a Implementação baseada na Corrente de Saída se mostrou um pouco melhor, também nos degraus subtrativos de carga.

Portanto, com base nos resultados simulados obtidos, pode-se afirmar que o escalonamento para os controladores Ressonante e Repetitivo foi efetivo para os ensaios com carga não-linear, com um melhor resultado quando o filtro passa-baixas do Controlador Repetitivo Correção 3 é  $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$  e para o Ressonante com Três Modos. Posteriormente, para fins de dar continuidade ao trabalho, pode-se implementar na prática esse controlador, discretizando e aplicando-o em sistemas *UPS* reais.

## Referências Bibliográficas

- (ABNT), A. B. D. N. T. *NBR 15014: Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) - Terminologia*. Rio de Janeiro: [s.n.], 2003. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 17.
- BERNUSSOU, J.; PERES, P.; GEROMEL, J. A linear programming oriented procedure for quadratic stabilization of uncertain systems. *Systems & Control Letters*, Elsevier, v. 13, n. 1, p. 65–72, 1989. Citado na página 28.
- BONAN, G. et al. Repetitive controller design for uninterruptible power supplies: An lmi approach. In: IEEE. *IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2011. p. 704–709. Citado na página 26.
- CASTRO, R. d. S. Controladores ressonante e repetitivo modificados para o tratamento de sinais com período variante no tempo. Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, 2015. Citado na página 25.
- CHEN, C.-T. *Linear system theory and design*. [S.l.]: Oxford University Press, Inc., 1995. Citado na página 22.
- CHEN, S. et al. Optimal design of repetitive controller for harmonic elimination in pwm voltage source inverters. In: IEEE. *INTELEC 07-29th International Telecommunications Energy Conference*. [S.l.], 2007. p. 236–241. Citado na página 19.
- CHILALI, M.; GAHINET, P. H design with pole placement constraints: an lmi approach. *IEEE Transactions on automatic control*, IEEE, v. 41, n. 3, p. 358–367, 1996. Citado na página 22.
- FLORES, J. V. et al. Síntese de controladores repetitivos chaveados: uma aplicação a fontes ininterruptas de energia (ups). *Controle & automação [recurso eletrônico]*. Campinas, SP. v. 22, n. 2, (mar./abr. 2011), p. 184–200, 2011. Citado na página 24.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied mathematics and optimization*, Springer, v. 2, n. 2, p. 170–194, 1975. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 20.
- FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for pwm invertors]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 37, n. 3, p. 888–895, 2001. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 20.
- HARA, S. et al. Repetitive control system: a new type servo system for periodic exogenous signals. *IEEE Transactions on automatic control*, IEEE, v. 33, n. 7, p. 659–668, 1988. Citado na página 24.
- IEC. *IEC 62040-3:2011 Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*. Genebra, Suíça, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 15, 17 e 18.
- INOUE, T.; NAKANO, M.; IWAI, S. High accuracy control of servomechanism for repeated contouring. In: URBANA-CHAMPAIGN. *Proceedings of the 10th Annual*



*Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices*. [S.l.], 1981. p. 285–292. Citado na página 23.

LORENZINI, C. *Desenvolvimento de um Controlador Ressonante-Repetitivo Aplicado a Fontes Ininterruptas de Energia (UPS)*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2015. Citado 10 vezes nas páginas 15, 19, 20, 22, 24, 25, 26, 27, 44 e 53.

MONTAGNER, V. et al. Lmi approach for h linear parameter-varying state feedback control. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, IET, v. 152, n. 2, p. 195–201, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 16, 28 e 29.

PEREIRA, L. F. A.; CARVALHO, F. M. de; FLORES, J. V. Alternative resonant controller design for uninterruptible power supplies (ups). In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2013. p. 3311–3316. Citado 3 vezes nas páginas 21, 22 e 23.

PEREIRA, L. F. A. et al. Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies—a systematic robust control design approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 61, n. 3, p. 1528–1538, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 18, 19 e 21.

RECH, C. et al. Analysis and design of a repetitive predictive-pid controller for pwm inverters. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*. [S.l.], 2001. v. 2, p. 986–991. Citado na página 15.

SCORLETTI, G.; GHAOUI, L. E. Improved lmi conditions for gain scheduling and related control problems. *International Journal of Robust and nonlinear control*, Chichester, West Sussex, England: Wiley, c1991-, v. 8, n. 10, p. 845–877, 1998. Citado na página 15.

SHAMMA, J. S.; ATHANS, M. Guaranteed properties of gain scheduled control for linear parameter-varying plants. *Automatica*, Elsevier, v. 27, n. 3, p. 559–564, 1991. Citado na página 15.

WANG, F.; BALAKRISHNAN, V. Improved stability analysis and gain-scheduled controller synthesis for parameter-dependent systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 47, n. 5, p. 720–734, 2002. Citado na página 15.

WEISS, G.; HÄFELE, M. Repetitive control of mimo systems using h design. *Automatica*, Elsevier, v. 35, n. 7, p. 1185–1199, 1999. Citado na página 24.

YAMAMOTO, Y.; HARA, S. Relationships between internal and external stability for infinite-dimensional systems with applications to a servo problem. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 33, n. 11, p. 1044–1052, 1988. Citado na página 26.

ZHANG, K. et al. Direct repetitive control of spwm inverter for ups purpose. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 784–792, 2003. Citado na página 15.

# APÊNDICE A – Resultados para o Controlador Ressonante e Repetitivo Escalonado (Ganho Mínimo)

## A.1 Controlador Ressonante Escalonado com Ganho Mínimo

Tabela 17 – Resultados para o Controlador Ressonante com Escalonamento, 100% de carga não-linear e  $K_{min}$ .

Parâmetro	Um Modo Ressonante [%]	Dois Modos Ressonantes [%]	Três Modos Ressonantes [%]
$VR_{nl}$	-1,984	-0,880	-0,526
THD	15,063	10,374	6,751
IHD3	9,542	0,000	0,000
IHD5	10,954	8,510	0,000
IHD7	8,989	6,395	6,148
IHD9	1,967	3,705	3,351

## A.2 Controlador Repetitivo Escalonado com Ganho Mínimo

Tabela 18 – Resultados para o Controlador Repetitivo com Escalonamento, 100 % de carga não-linear e  $K_{min}$  ( $\alpha = 30$ ).

Parâmetro	Sem Correção [%]	Correção 2 [%]	Correção 3 [%]
$VR_{nl}$	0,462	0,333	0,325
THD	4,518	1,738	1,677
IHD3	3,370	0,837	0,856
IHD5	2,865	1,221	1,184
IHD7	1,309	0,739	0,839
IHD9	0,600	0,071	0,083

Tabela 19 – Resultados para o Controlador Repetitivo Com Escalonamento, 100% de carga não-linear  $K_{min}$  ( $\omega_c = 500 \text{ rad/s}$ ).

Parâmetro	Sem Correção [%]	Correção 2 [%]	Correção 3 [%]
$VR_{nl}$	1,989	1,175	-0,120
THD	4,573	4,447	4,021
IHD3	3,976	3,227	2,891
IHD5	2,084	2,422	2,589
IHD7	0,469	0,778	0,831
IHD9	0,372	0,697	0,506