

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

VICENTE WIEDERKEHR LEORATO

**SÍNTESE DE CONTROLADORES
DROOP PARA PARALELISMO DE UPS**

Porto Alegre

2019

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

VICENTE WIEDERKEHR LEORATO

**SÍNTESE DE CONTROLADORES DROOP PARA
PARALELISMO DE 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

2019

VICENTE WIEDERKEHR LEORATO

**SÍNTESE DE CONTROLADORES DROOP PARA
PARALELISMO DE 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

Aprovado em 04 de julho de 2019.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano
UFRGS

Prof. Dr. Ivan Muller
UFRGS

Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores
UFRGS

Dedico este trabalho ao meu pai e à minha mãe.

AGRADECIMENTOS

Sou grato ao meu pai e à minha mãe, que sempre me deram suporte e apoio incondicional. Agradeço, também, a todos meus familiares e amigos que me incentivaram durante o curso. Sou grato ao Jeferson por todo empenho dedicado para transmitir seus conhecimentos. Por fim, expresso minha gratidão a Deus, que viabilizou tudo isto.

"Não podemos resolver nossos problemas com o mesmo pensamento que tínhamos quando os criamos".

Albert Einstein

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de controladores *droop* para a operação de sistemas ininterruptos de energia em paralelo em uma configuração *off-grid*. O sistema foi dividido em dois laços, um interno responsável pela regulação da tensão de saída e um externo responsável pela regulação das potências. Dois controladores internos distintos foram implementados para o seguimento da referência, um PID projetado para atender as atenuações das distorções harmônicas especificadas na IEC 62040-3 e um ressonante projetado por LMI (do termo em inglês, *Linear Matrix Inequalities*). O laço externo é composto por um controlador do tipo *droop* que altera a fase da referência do controlador interno para regular a potência ativa e a amplitude da mesma para o controle da potência reativa. O controle da potência reativa se dá por um controlador proporcional, enquanto o ajuste da potência ativa é realizado por um controlador proporcional integral da fase para ambos controladores internos. Para fins de comparação, foi também implementado um ajuste de fase do sinal de referência puramente proporcional à potência ativa. Verificou-se o comportamento do sistema para duas UPS de 3,5kVA partido com defasagem de 1,5 graus entre suas referências e aplicou-se os testes de carga especificados na norma IEC 62040-3 para uma carga de 7kVA. Todos resultados foram obtidos mediante co-simulações computacionais realizadas com os *software* Matlab/Simulink e PSIM.

Palavras-chave: Paralelismo de UPS; Paralelismo de no-breaks; *Off-grid*; Controlador *droop*; Controlador ressonante; Controlador PID;

ABSTRACT

This paper presents the development of droop controllers applied to the parallelism of uninterrupted power supplies systems in off-grid configuration. The system was divided in two loops, the inner one responsible for the output voltage regulation and the external one responsible for the power regulation. Two different inner controllers were implemented in order to track the reference, a PID designed to comply the individual harmonic distortions attenuations specified by the norm IEC 62040-3 and a resonant designed by the solution of an optimization problem under linear matrix inequalities - lmi constraints. The external loop is composed of a droop controller that changes the phase of the inner controller reference to control the active power and its amplitude to control the reactive power. The reactive power control is purely proportional, while the active power controller assumes a proportional integral structure. Also a purely proportional adjust of the phase was implemented for the resonant controller. The behavior of the system was verified for two UPS of 3,5kVA starting with a gap of 1,5 degrees between their references and load tests were applied as specified in the norm IEC 62040-3 for a 7kVA load. All results were obtained through a co-simulation with the software Matlab/Simulink and PSIM.

Keywords: UPS parallelism; No-breaks parallelism; Off-grid; Droop controller; Resonant controller; PID controller;

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Modelo elétrico da UPS.	17
Figura 2 – Tolerância da variação da tensão de saída durante mudança súbita de carga.	20
Figura 3 – Carga não linear.	20
Figura 4 – Diagrama de uma UPS com controlador droop e um controlador interno.	23
Figura 5 – Diagrama de duas UPS com controladores droop em paralelo.	24
Figura 6 – Representação elétrica equivalente de UPS em paralelo.	24
Figura 7 – Curva da potência reativa x Amplitude da tensão da referência.	26
Figura 8 – Curva da Potência Ativa x Frequência.	26
Figura 9 – Droop com LPF e ajuste da potência real pela frequência.	27
Figura 10 – Droop com LPF e ajuste da potência real pela fase.	29
Figura 11 – Modelo do laço interno.	29
Figura 12 – Sistema com controlador PID interno.	31
Figura 13 – Variação da posição dos polos da planta em função de $Y_0(t)$	33
Figura 14 – Carga não linear.	34
Figura 15 – Carga linear.	34
Figura 16 – Implementação do sistema no Simulink	36
Figura 17 – LGR para PID com $Y_0 = -0,038$	38
Figura 18 – Resposta degrau para PID com $Y_0 = -0,038$	38
Figura 19 – Droop proporcional com controlador ressonante - Potências reais (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.	41
Figura 20 – Droop proporcional com controlador ressonante - Potências reativas (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.	42
Figura 21 – Droop proporcional com controlador ressonante - Potências aparentes (Calculadas por P e Q da Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.	42
Figura 22 – Droop proporcional integral com controlador ressonante - Potências reais (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.	44
Figura 23 – Droop proporcional integral com controlador ressonante - Potências reativas (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.	44
Figura 24 – Droop proporcional integral com controlador ressonante - Potências aparentes (Calculadas por P e Q da Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.	45

Figura 25 – Droop proporcional integral com controlador PID - Potências reais (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.	46
Figura 26 – Droop proporcional integral com controlador PID - Potências reativas (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.	47
Figura 27 – Droop proporcional integral com controlador PID - Potências aparentes (Calculadas por P e Q da Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.	47
Figura 28 – Sistema de detecção dos picos da tensão.	50
Figura 29 – Potência real - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional e carga linear.	52
Figura 30 – Potência reativa - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional e carga linear.	52
Figura 31 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga linear.	53
Figura 32 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional durante regime permanente e com carga linear.	54
Figura 33 – Potência real - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional e carga não linear.	55
Figura 34 – Potência reativa - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional e carga não linear.	55
Figura 35 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear.	56
Figura 36 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional durante regime permanente e com carga não linear.	56
Figura 37 – Potência real - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional integral e carga linear.	57
Figura 38 – Potência reativa - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional integral e carga linear.	58
Figura 39 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga linear.	58

Figura 40 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante regime permanente e com carga linear.	59
Figura 41 – Potência real - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional integral e carga não linear.	60
Figura 42 – Potência reativa - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional integral e carga não linear.	60
Figura 43 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear.	61
Figura 44 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante regime permanente e com carga não linear.	61
Figura 45 – Potência real - controlador interno PID, com controle de fase proporcional integral e carga linear.	62
Figura 46 – Potência reativa - controlador interno PID, com controle de fase proporcional integral e carga linear.	63
Figura 47 – Controlador interno PID - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga linear.	63
Figura 48 – Controlador interno PID - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante regime permanente e com carga linear.	64
Figura 49 – Potência real - controlador interno PID, com controle de fase proporcional integral e carga não linear.	65
Figura 50 – Potência reativa - controlador interno PID, com controle de fase proporcional integral e carga não linear.	65
Figura 51 – Controlador interno PID - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear.	66
Figura 52 – Controlador interno PID - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante regime permanente e com carga não linear.	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Limites IHD da tensão de saída em regime.	19
Tabela 2 – Especificações dos parâmetros das UPS.	32
Tabela 3 – Tabela da otimização do droop com controle proporcional na fase e controlador interno ressonante.	41
Tabela 4 – Tabela da otimização do droop com controle proporcional integral na fase e controlador interno ressonante.	43
Tabela 5 – Tabela da otimização do droop com controle proporcional integral na fase e controlador interno PID.	46
Tabela 6 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional de fase e controlador interno ressonante para o teste da carga linear.	51
Tabela 7 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional de fase e controlador interno ressonante para o teste da carga não linear	54
Tabela 8 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional integral de fase e controlador interno ressonante para o teste da carga linear.	57
Tabela 9 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional integral de fase e controlador interno ressonante para o teste da carga não linear.	59
Tabela 10 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional integral de fase e controlador interno PID para o teste da carga linear.	62
Tabela 11 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional integral de fase e controlador interno PID para o teste da carga não linear.	64

LISTA DE ABREVIATURAS

ALS	<i>Average Load-Sharing</i>
IHD	<i>Individual Harmonic Distortions</i>
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
LMI	<i>Linear Matrix Inequalities</i>
LPF	<i>Low-Pass Filter</i>
PID	Proporcional Integral Derivativo
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortions</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
2	UPS	17
2.1	MODELAGEM MATEMÁTICA	17
2.2	NORMAS DE DESEMPENHO	18
2.3	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	22
3	MÉTODOS DE CONTROLE	23
3.1	DROOP	23
3.1.1	CONTROLE DA POTÊNCIA REATIVA PELA AMPLITUDE DA REFERÊNCIA	25
3.1.2	CONTROLE DA POTÊNCIA ATIVA PELA FREQUÊNCIA DA REFERÊNCIA	26
3.1.3	CONTROLE DA POTÊNCIA ATIVA PELA FASE DA REFERÊNCIA	28
3.2	CONTROLADOR INTERNO	28
3.2.1	CONTROLADOR RESSONANTE	30
3.2.2	PID	30
3.3	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	31
4	PROJETO DOS CONTROLADORES	32
4.1	DESCRIÇÃO DO SISTEMA	32
4.2	AMBIENTE DE SIMULAÇÃO	35
4.3	PROJETO DO CONTROLADOR INTERNO	35
4.3.1	CONTROLADOR RESSONANTE	35
4.3.2	CONTROLADOR PID FEEDFORWARD	37
4.4	PROJETO DO CONTROLADOR EXTERNO	38
4.4.1	MEDIÇÃO DAS POTÊNCIAS	39
4.4.2	CONTROLADOR RESSONANTE COM DROOP PROPORCIONAL NA FASE	40
4.4.3	CONTROLADOR RESSONANTE COM DROOP PI NA FASE	43
4.4.4	CONTROLADOR PID COM DROOP PI NA FASE	45
4.5	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	47
5	RESULTADOS	49
5.1	RESSONANTE COM DROOP PROPORCIONAL NA FASE	50
5.1.1	CARGA LINEAR	51
5.1.2	CARGA NÃO LINEAR	54
5.2	RESSONANTE COM DROOP PROPORCIONAL INTEGRAL NA FASE	56

5.2.1	CARGA LINEAR	56
5.2.2	CARGA NÃO LINEAR	59
5.3	PID COM DROOP PROPORCIONAL INTEGRAL NA FASE	61
5.3.1	CARGA LINEAR	61
5.3.2	CARGA NÃO LINEAR	64
5.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	66
6	CONCLUSÃO	68
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	70

1 INTRODUÇÃO

A geração de energia distribuída oriunda de fontes renováveis é uma tendência para o futuro. No entanto, este método de geração perde grande parte de sua funcionalidade caso não haja uma forma de armazenamento energético. Neste cenário surgem as UPS (do termo em inglês, *Uninterrupted Power Supplies*) permitindo que fontes de energia como a solar sejam capazes de alimentar uma carga com maior confiabilidade, não dependendo exclusivamente da disponibilidade de geração.

As UPS armazenam sua energia em baterias e fazem o uso de inversores para converter a tensão CC armazenada em um sinal senoidal semelhante ao da rede elétrica. Nesta conversão, é fundamental o controle do chaveamento do inversor, de forma que a tensão de saída seja uma senoide de amplitude e frequência reguladas. A necessidade de métodos avançados de controle é verificada quando a UPS alimenta cargas não lineares, tais como retificadores, nos quais a corrente da carga apresenta componentes harmônicas da frequência fundamental da rede elétrica. Três métodos de controle bastante utilizados para seguimento de sinais senoidais são os controladores ressonantes (PEREIRA et al., 2014), repetitivos (LORENZINI et al., 2018) e PID (WILLMANN, 2007). Nesta primeira topologia, a magnitude da resposta em frequência do controlador apresenta picos de ganho infinito nas frequências que se deseja seguir os sinais e rejeitar os distúrbios. Já no segundo, utiliza-se um atraso equivalente a um período do sinal fundamental em um laço de realimentação positiva para compensar todas harmônicas múltiplas inteiras da frequência fundamental. Nesta configuração, no entanto, é necessário acoplar um filtro passa baixa para melhorar as margens de estabilidade do sistema em malha fechada e, essa adição, adiciona um erro de seguimento devido a atenuação gerada nas altas frequências. O PID ganha espaço por sua simplicidade e ampla utilização na indústria, porém sem garantias formais de seguimento e rejeição dos sinais senoidais ou harmônicos.

A fim de avaliar a qualidade do sistema, será utilizada a norma IEC 62040-3. Nesta, são definidas as cargas que devem ser utilizadas nos testes e como estes devem ser realizados. Diversas especificações técnicas são fornecidas, das quais, serão utilizados os limites das distorções das harmônicas, da frequência e da tensão.

Com o intuito de garantir uma confiabilidade maior à alimentação de uma carga, é possível a utilização de várias UPS em paralelo. Além disso, nessa configuração torna-se possível alimentar uma carga cuja potência seja maior do que uma única UPS seria capaz de fornecer. A literatura especializada oferece uma grande variedade de técnicas para a operação em paralelo entre as UPS, conforme detalhado em (GUERRERO et al., 2008). O controle centralizado consiste em dividir a corrente total fornecida à carga pelo número de UPS e realimentar o controlador do inversor com a diferença entre este valor médio e o valor da corrente da própria UPS. Já na topologia baseada no princípio Mestre-Escravo, o mestre controla a tensão sobre a carga e os escravos atuam como fonte de corrente seguindo

a referência fornecida pelo mestre. O método considerado mais robusto é o ALS (do termo em inglês, *Average Load-Sharing*), onde a corrente ou a potência média fornecida à carga é conhecida pelas UPS, sendo utilizada em conjunto com uma referência sincronizada externamente para dividir de forma adequada a potência fornecida à carga. Uma outra técnica conhecida como 3C consiste de realizar um laço de referências, na qual a corrente de uma UPS sempre serve de base para a seguinte.

Todas estas alternativas apresentadas anteriormente possuem como desvantagem comum a necessidade de uma linha crítica de comunicação entre as UPS. No entanto, existe um princípio de sistemas de potência de grande escala capaz de contornar esta necessidade. Neste, assume-se que, para pequenas defasagens em uma linha indutiva, a potência real seja dependente da defasagem angular entre as referências das UPS e que a potência reativa seja proporcional a amplitude da tensão gerada. Este método de controle é chamado de *droop*, onde o controle de cada UPS é dividido em dois laços, o externo responsável pela distribuição das potências e o interno responsável pela regulação da tensão. A componente reativa é ajustada pela amplitude da referência interna, enquanto a potência ativa pode ser modificada a partir do controle da sua frequência ou da diferença de fase entre as UPS. As diferentes técnicas para o controle da componente real podem ser encontradas nas referências (GUERRERO et al., 2002) e (GUERRERO et al., 2004).

Neste trabalho, estudou-se o desempenho do *droop* para diferentes controladores internos. Um dos controladores internos testado foi o PID com um laço *feedforward*. O projeto do PID teve como base a referência (BERTOLDI, 2019), que especifica as atenuações mínimas da função de transferência do distúrbio em malha fechada para as componentes harmônicas mais relevantes. O outro controlador foi um ressonante com três modos sintonizado por LMI (do termo em inglês, *Linear Matrix Inequalities*) conforme (PEREIRA et al., 2014). Para o controlador interno ressonante, realizou-se, também, a comparação entre um controle proporcional e proporcional integral no laço da potência ativa.

Para a obtenção dos resultados, o modelo do sistema foi criado nos *software* Matlab/Simulink e PSIM. Foram consideradas duas UPS de 3,5kVA partindo com defasagem de 1,5 graus entre suas referências e que, após atingir o regime, foram submetidas aos testes de carga especificados na IEC 62040-3 para cargas nominais de 7kVA.

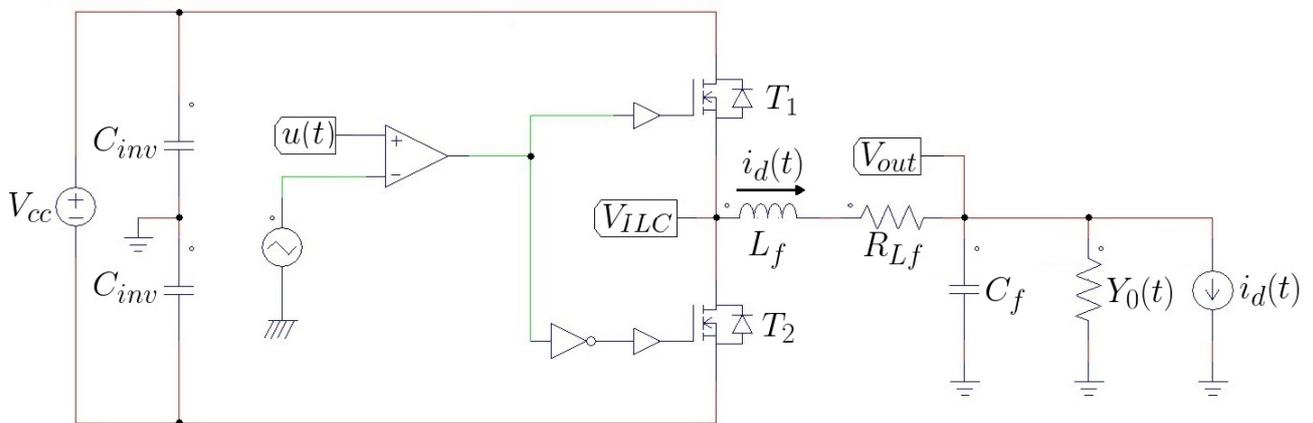
2 UPS

Os controladores internos são os principais responsáveis por garantir que os sistemas atenderão às exigências analisadas da IEC 62040-3. O controlador externo, no entanto, é de extrema importância prática, pois controla a potência de saída das UPS e evita sobrecargas. Para garantir que o sistema atenda a norma, ajustou-se, primeiramente, o controlador interno. Neste capítulo, estudou-se o esquemático elétrico, a modelagem matemática e as normas das UPS para fundamentar o desenvolvimento do controlador interno.

2.1 MODELAGEM MATEMÁTICA

As UPS, em sua grande maioria, utilizam baterias para armazenar energia. Desta forma, é necessário realizar a conversão da tensão contínua armazenada em alternada. Neste trabalho, optou-se pela utilização de um inversor monofásico com topologia em meia ponte e um filtro LC de segunda ordem acoplado à saída, conforme utilizado em (BERTOLDI, 2019). Na Figura 1 é apresentado o inversor considerado, no qual a bateria é representada pela fonte de tensão V_{cc} e a não idealidade do indutor L_f é modelada pelo resistor R_{Lf} em série com este. O sinal do PWM (do termo em inglês, *Pulse Width Modulation*) foi gerado comparando o sinal de controle $u(t)$ com uma onda triangular.

Figura 1 – Modelo elétrico da UPS.



Fonte: Autor

A carga conectada a V_{out} pode ser representada como uma admitância em paralelo com uma fonte de corrente (PEREIRA et al., 2014). Estes termos serão tratados respectivamente como $Y_0(t)$ e $i_d(t)$, sendo $Y_0(t)$ responsável pela modelagem da componente linear da carga e $i_d(t)$ pelas componentes harmônicas geradas pelas cargas não lineares.

Considerando o modelo médio, o valor médio da tensão de entrada do filtro V_{ILC} é proporcional ao valor médio do sinal de controle $u(t)$, isto é, o efeito do chaveamento se

resume a um ganho K_{pwm} . Visando a representação do valor médio dos sinais no espaço de estados, foi escolhido o vetor

$$x_p(t) = \begin{bmatrix} i(t) & v_{out}(t) \end{bmatrix}^T, \quad (1)$$

o qual resulta na formulação:

$$\begin{cases} \dot{x}_p(t) = A(Y_0(t)) \cdot x_p(t) + B_p \cdot u(t) + B_{Id} \cdot i_d(t) \\ y_p(t) = C \cdot x_p(t) \\ e(t) = r(t) - y_p(t) \end{cases}. \quad (2)$$

Neste caso, a saída corresponde à tensão $v_{out}(t)$, $r(t)$ é uma referência senoidal idêntica à tensão nominal da rede elétrica e $e(t)$ é o erro de seguimento de referência. Baseado na Teoria de Circuitos, as matrizes da representação do sistema no espaço de estados são dadas por:

$$A(Y_0(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_f}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_0(t)}{C_f} \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, B_{Id} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, D = 0. \quad (3)$$

Note que a matriz A é dependente da admitância de carga Y_0 , ou seja, a dinâmica do sistema é alterada quando ocorre uma variação na carga. Assume-se que a admitância de carga varia entre limites conhecidos, isto é,

$$Y_{min} \leq Y_0(t) \leq Y_{max}. \quad (4)$$

As funções de transferência do sinal de controle na saída e do distúrbio na saída são representadas respectivamente por

$$G(s, Y_0) = C(sl - A(Y_0))^{-1} B_p \quad (5)$$

e

$$G_{id}(s, Y_0) = C(sl - A(Y_0))^{-1} B_{id} \quad (6)$$

para um dado valor constante de $Y_0(t)=Y_0$.

2.2 NORMAS DE DESEMPENHO

A referência (IEC, 2011), que é a norma IEC 62040-3, serve como base para a definição dos critérios de qualidade exigidos de uma UPS, tanto em regime permanente

como em períodos transitórios. As exigências para a UPS que está operando em regime são desvios máximos de frequência entre $\pm 2\%$, THD (do termo em inglês, *Total Harmonic Distortion*) da tensão de saída menor ou igual a 8% e variações máximas da tensão RMS (do termo em inglês, *Root Mean Square*) nominal entre $\pm 10\%$. Além de definir um limite máximo para a THD, a norma define limites para a distorção causada individualmente por cada harmônica. Estas componentes são chamadas de IHD (do termo em inglês, *Individual Harmonic Distortions*) e seus limites estão especificados na Tabela 1.

Tabela 1 – Limites IHD da tensão de saída em regime.

Odd harmonics non-multiple of 3		Odd harmonics multiple of 3 ^a		Even harmonics	
Harmonic order n	Harmonic voltage %	Harmonic order n	Harmonic voltage %	Harmonic order n	Harmonic voltage %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
$17 \leq n \leq 49$	$2,27 \times (17/n) - 0,27$	$21 \leq n \leq 45$	0,2	$10 \leq n \leq 50$	$0,25 \times (10/n) + 0,25$
NOTE All of the harmonic levels in this table are assumed not to occur simultaneously.					
^a The levels given for odd harmonics that are multiples of three apply to zero sequence harmonics. Also, on a three-phase network without a neutral conductor or without load connected between line and ground, the values of the 3rd and 9th harmonics may be much lower than the compatibility levels, depending on the unbalance of the system.					

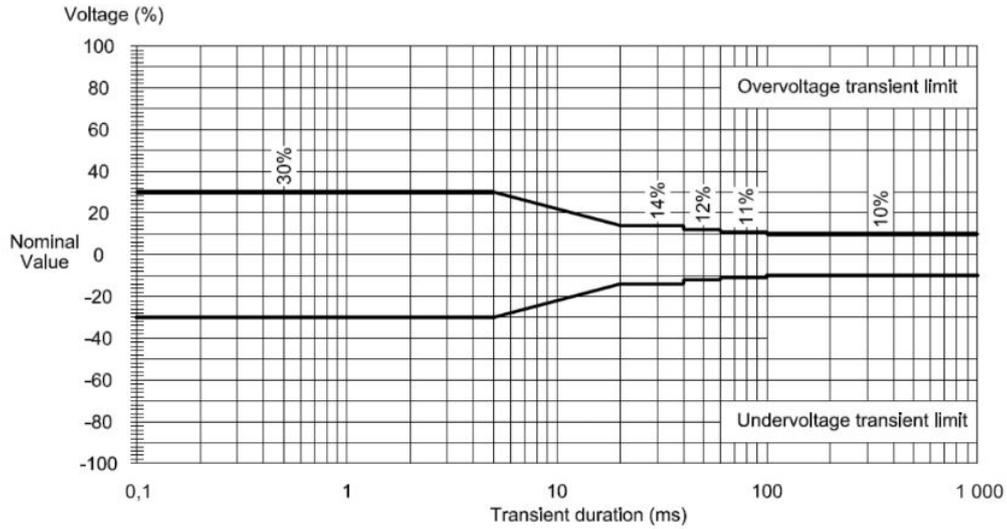
Fonte: IEC 62040-3 (IEC, 2011)

Do ponto de vista de resposta transitória, são definidas algumas curvas que estabelecem os máximos desvios da tensão nominal quando uma mudança súbita de carga ocorre. Existem três diferentes classificações para estas variações transitórias, sendo a mais restritiva delas a classificação 1. Esta está representada na Figura 2 e especifica que o máximo desvio que a tensão pode apresentar durante os primeiros 5 ms nos quais ocorre a variação de carga é de $\pm 30\%$.

O teste para este comportamento dinâmico deve ser realizado para duas cargas distintas. O procedimento para cargas lineares define que resistores devem ser conectados às saídas das UPS. Já para cargas não lineares, um resistor em série com um retificador de onda completa alimentando uma carga RC é utilizado. A topologia da carga não linear está representada na Figura 3.

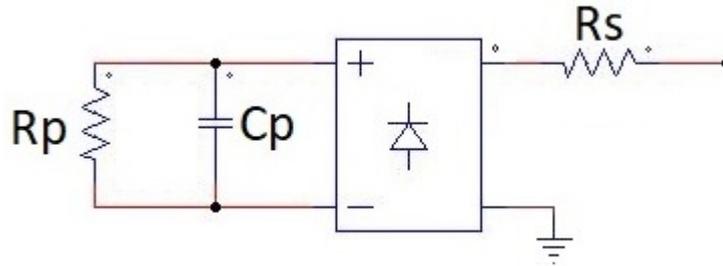
O procedimento especificado para o teste com cargas lineares define que a UPS deve estar operando a vazio e, então, uma carga resistiva equivalente a potência nominal do equipamento deve ser adicionada. Esta carga deve ser removida em duas etapas. A primeira retirada de carga deve corresponder a 80% da potência ativa nominal e a segunda aos 20% restantes. Para as alterações das cargas, dois fatores importante são que o sistema

Figura 2 – Tolerância da variação da tensão de saída durante mudança súbita de carga.



Fonte: IEC 62040-3 (IEC, 2011)

Figura 3 – Carga não linear.



Fonte: Autor

sempre precisa estar em regime e estas mudanças devem ocorrer no instante de pico da tensão de saída. Os valores dos resistores para um sistema genérico são definidos por

$$Carga\ linear \left\{ \begin{array}{l} R_1 = \frac{V_{O_{RMS}}^2}{0.2 \cdot S \cdot \phi} \quad \Omega \\ R_2 = \frac{V_{O_{RMS}}^2}{0.8 \cdot S \cdot \phi} \quad \Omega \end{array} \right. \quad (7)$$

onde S é a potência aparente e ϕ é o fator de potência do equipamento. Desta forma, R_1 corresponde a 20% e R_2 a 80% da potência nominal.

Para cargas não lineares, existe uma distinção de procedimentos para UPS com mais ou menos do que 4kVA. Para potências nominais superiores a 4kVA, deve-se realizar

três adições de 33% e, depois, remove-las uma a uma. Para esta configuração, os valores dos componentes são obtidos por

$$Carga\ não\ linear\ de\ 33\%\ do\ nominal \left\{ \begin{array}{l} R_S = \frac{0,04 \cdot V_{O_{RMS}}^2}{0,33 \cdot S} \quad \Omega \\ R_P = \frac{(1,22 \cdot V_{O_{RMS}})^2}{0,66 \cdot 0,33 \cdot S} \quad \Omega \\ C_P = \frac{7,5}{f \cdot R_P} \quad F \end{array} \right. \quad (8)$$

Já para sistemas com potências inferiores, deve-se adicionar uma carga equivalente a 25% do valor nominal e, após o sistema atingir o regime permanente, uma segunda adição equivalente a 75% do valor nominal é realizada. O teste também especifica a remoção das cargas, sendo a carga de 75% removida antes da de 25%. Os valores dos componentes são definidos por

$$Carga\ não\ linear\ de\ 25\%\ do\ nominal \left\{ \begin{array}{l} R_{S1} = \frac{0,04 \cdot V_{O_{RMS}}^2}{0,25 \cdot S} \quad \Omega \\ R_{P1} = \frac{(1,22 \cdot V_{O_{RMS}})^2}{0,66 \cdot 0,25 \cdot S} \quad \Omega \\ C_{P1} = \frac{7,5}{f \cdot R_{P1}} \quad F \end{array} \right. \quad (9)$$

e

$$Carga\ não\ linear\ de\ 75\%\ do\ nominal \left\{ \begin{array}{l} R_{S2} = \frac{0,04 \cdot V_{O_{RMS}}^2}{0,75 \cdot S} \quad \Omega \\ R_{P2} = \frac{(1,22 \cdot V_{O_{RMS}})^2}{0,66 \cdot 0,75 \cdot S} \quad \Omega \\ C_{P2} = \frac{7,5}{f \cdot R_{P2}} \quad F \end{array} \right. \quad (10)$$

Assim como no teste para cargas lineares, deve-se esperar o sistema entrar em regime e o chaveamento deve ocorrer nos instantes de pico de tensão.

Os valores de todos componentes utilizados nas cargas foram definidos conforme a norma. Isto, no entanto, não garante que a potência aparente demandada atingirá o valor nominal do equipamento. O valor máximo atingido tem bastante relação com o fator de potência da especificação do sistema.

2.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

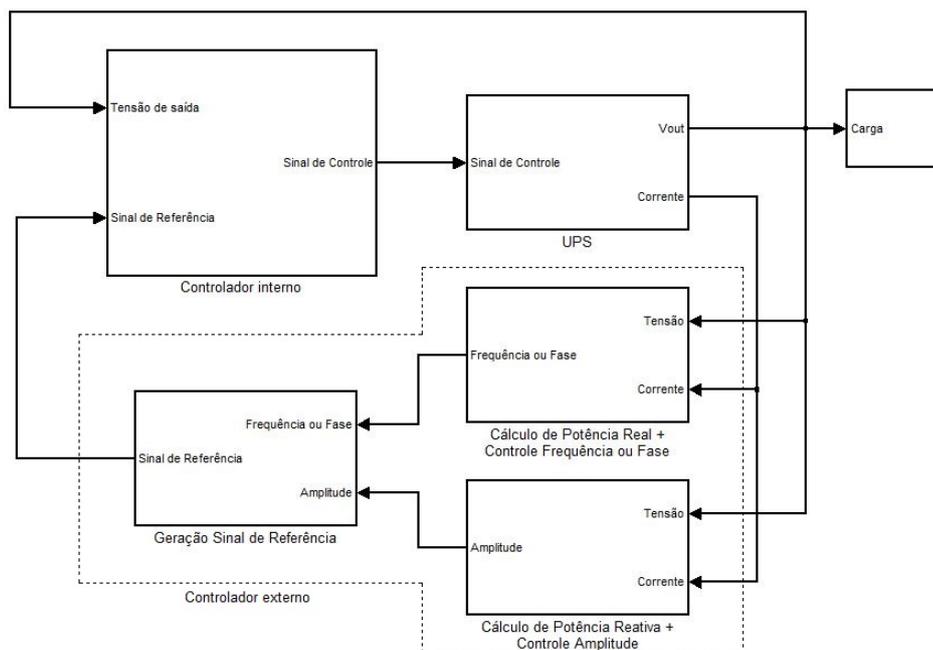
Neste capítulo, foi definido o modelo matemático da UPS e as especificações da IEC 62040-3. Após estas definições genéricas sobre o sistema, o próximo capítulo do trabalho aborda a fundamentação teórica na qual os controladores desenvolvidos estão embasados.

3 MÉTODOS DE CONTROLE

O controle da operação paralela de UPS sem comunicação entre elas assume que cada UPS é capaz de regular a potência fornecida individualmente. Nesta configuração, o controle de cada uma delas pode ser separado em duas partes. O controlador externo é responsável pela divisão da potência fornecida à carga. No caso da técnica *droop*, a regulação de potência é feita a partir do ajuste do sinal de referência $r(t)$. No laço interno foram utilizadas duas metodologias diferentes, controladores PID e ressonantes. Ambos atuam no chaveamento dos transistores de modo que a tensão de saída siga a referência gerada pelo controlador externo.

A Figura 4 ilustra a topologia de paralelismo de uma UPS isolada. A mesma topologia é replicada nas demais UPS que alimentam a carga. Uma visão geral do sistema é apresentado na Figura 5.

Figura 4 – Diagrama de uma UPS com controlador droop e um controlador interno.

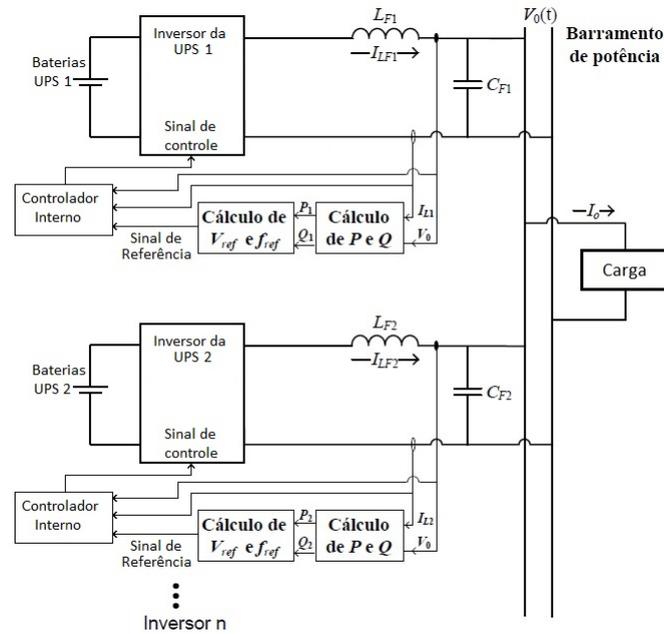


Fonte: Autor

3.1 DROOP

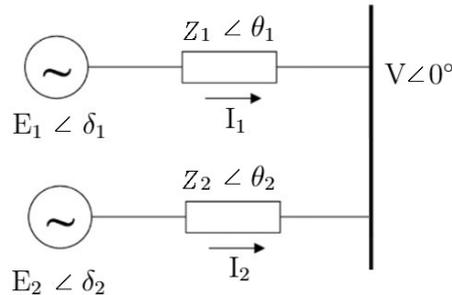
O funcionamento da técnica *droop* baseia-se em um princípio bastante utilizado em sistemas de potência de grande porte, vide referência (GROSS, 1986). Considerando que ambas UPS apresentarão uma impedância equivalente de saída, segue que o barramento de potência pode ser representado de forma simplificada, conforme a Figura 6. Nesta, E_i e δ_i com $i = 1; 2$, representam, respectivamente, a amplitude e a fase do sinal de referência da i -ésima UPS.

Figura 5 – Diagrama de duas UPS com controladores droop em paralelo.



Fonte: Autor

Figura 6 – Representação elétrica equivalente de UPS em paralelo.



Fonte: Autor

Para esse sistema, as potências ativas e reativas fornecidas pela i -ésima UPS podem ser obtidas respectivamente por:

$$P_i = \left(\frac{E_i \cdot V}{Z_i} \cdot \cos \delta_i - \frac{V^2}{Z_i} \right) \cdot \cos \theta_i + \frac{E_i \cdot V}{Z_i} \cdot \sin \delta_i \cdot \sin \theta_i \quad (11)$$

e

$$Q_i = \left(\frac{E_i \cdot V}{Z_i} \cdot \cos \delta_i - \frac{V^2}{Z_i} \right) \cdot \sin \theta_i + \frac{E_i \cdot V}{Z_i} \cdot \sin \delta_i \cdot \cos \theta_i. \quad (12)$$

Note que a impedância de saída da UPS está diretamente relacionada ao seu filtro LC. Supondo que a resistência série do indutor é muito pequena, então esta impedância tem característica predominantemente complexa, ou seja, $Z_i \approx jX_i$. Além disso, assumindo

que a defasagem δ_i é pequena, tem-se que as relações (11) e (12) podem ser simplificadas para:

$$P_i \approx \frac{E_i \cdot V}{X_i} \cdot \sin \delta_i \approx \frac{E_i \cdot V}{X_i} \cdot \delta_i \quad (13)$$

$$Q_i \approx \frac{E_i \cdot V \cdot \cos \delta_i - V^2}{X_i} \approx \frac{V}{X_i} \cdot (E_i - V) \quad (14)$$

Com estas equações, percebe-se que a fase possui um efeito predominante sobre a potência real, enquanto a diferença $(E - V)$ é preponderante na potência reativa. Assim, o método *droop* controla ambas as potências.

3.1.1 CONTROLE DA POTÊNCIA REATIVA PELA AMPLITUDE DA REFERÊNCIA

Esta parte do controlador visa apenas a distribuição da potência reativa. O controlador *droop* da i -ésima UPS reduz o valor de E_i conforme a potência reativa de seu módulo aumenta. Este comportamento é representado matematicamente por

$$E_i = E^* - n_i \cdot Q_i \quad (15)$$

onde E^* é uma constante definida para centralizar a operação em 127 Volts RMS e n_i é o ganho do controlador proporcional.

De acordo com a equação (14), Q_i é proporcional à diferença $(E_i - V)$. Uma análise simplificada poderia ser feita considerando um sistema que opera em torno de uma determinada amplitude da tensão de saída V_a , a potência reativa fornecida pela i -ésima UPS para essa condição pode ser aproximada por

$$Q_{ia} \approx \frac{V_a}{X_i} \cdot (E_{ia} - V_a). \quad (16)$$

Um pequeno desbalanço ΔQ_i da potência reativa de uma UPS faz com que o *droop* altere o valor de E_i desta UPS da seguinte forma:

$$E_{ia} + \Delta E_i = E^* - n_i \cdot (Q_{ia} + \Delta Q_i) \rightarrow \Delta E_i = -n_i \cdot \Delta Q_i. \quad (17)$$

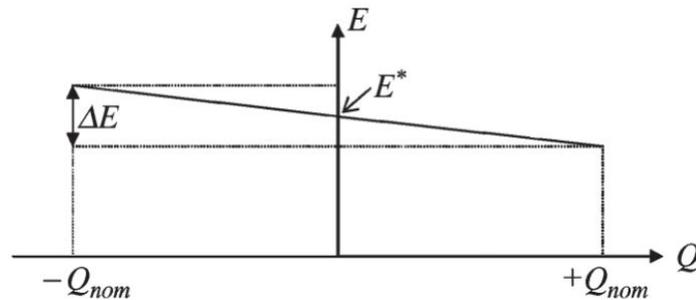
A potência Q_i que a UPS desbalanceada forneceria inicialmente seria $Q_{ia} + \Delta Q_i$. Com o controlador *droop*, no entanto, esse desvio da potência reativa seria realimentado de modo que

$$Q_i \approx \frac{V_a}{X_i} \cdot (E_i - V_a) = \frac{V_a}{X_i} \cdot ((E_{ia} - n \cdot \Delta Q_i) - V_a). \quad (18)$$

Assim, percebe-se que o *droop* faz com que o desbalanço ΔQ_i seja subtraído do valor da potência reativa que a UPS fornece. Cabe ressaltar que esta é uma análise simplificada, pois, na prática, todas as UPS sofreriam alterações durante os períodos transitórios.

A Figura 7 ilustra o comportamento da amplitude da referência gerada pelo *droop* em função da potência reativa.

Figura 7 – Curva da potência reativa x Amplitude da tensão da referência.



Fonte: Josep M. Guerrero; Control of Distributed Uninterruptible Power Supply System

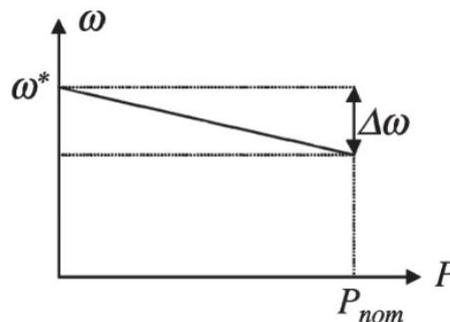
3.1.2 CONTROLE DA POTÊNCIA ATIVA PELA FREQUÊNCIA DA REFERÊNCIA

Este é o método clássico de controle da potência ativa adotado nos controladores *droop*, no qual a frequência é reduzida conforme a potência real aumenta. Este controle costuma ser proporcional, de modo que a frequência angular da referência gerada pelo *droop* da *i*-ésima UPS em função de sua potência ativa é descrita por

$$\omega_i = \omega^* - m_i \cdot P_i \quad (19)$$

sendo ω^* uma constante ajustada para centralizar a operação em 60Hz e m_i o ganho do controlador. Esta relação gerada pelo *droop* entre frequência do sinal de referência e potência ativa está ilustrada na Figura 8.

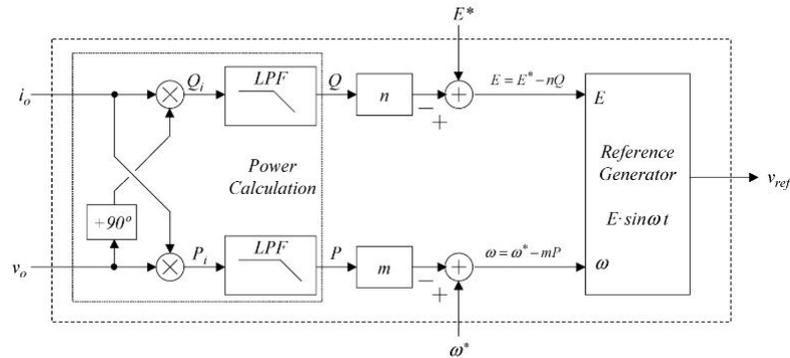
Figura 8 – Curva da Potência Ativa x Frequência.



Fonte: Josep M. Guerrero; Control of Distributed Uninterruptible Power Supply System.

Para o correto funcionamento desta estratégia, é necessária a separação das dinâmicas dos controladores interno e externo. O princípio básico é que o *droop* só ajuste o sinal de referência quando a saída de tensão estiver em regime permanente. Esta separação costuma ser realizada por um filtro passa baixas, este é utilizado no cálculo das potências conforme referência (GUERRERO et al., 2005) da qual foi retirada a Figura 9.

Figura 9 – Droop com LPF e ajuste da potência real pela frequência.



Fonte: Josep M. Guerrero; Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control

Na Figura 6, a defasagem entre a referência gerada pelo *droop* para uma UPS e a tensão de saída está representada por δ_i . Embora esta configuração altere a frequência da referência E_i , a frequência de V também é alterada. Assim, δ_i tende a ser um valor constante em regime permanente.

Uma análise simplificada pode ser realizada para ilustrar a compensação realizada pelo *droop*. Ao se considerar um sistema de UPS idênticas em regime que operam em torno da frequência angular ω_a , as fases das referências geradas pelos *droops* para os controladores internos podem ser obtidas em radianos por

$$F_a = \omega_a \cdot t. \quad (20)$$

A fase de $V \angle 0^\circ$ pode ser estimada por

$$F_V = \omega_a \cdot t - \delta_a \quad (21)$$

e, assim, pode-se analisar a compensação realizada pelo *droop* para o desbalanço de potência em uma UPS. A frequência angular da referência da i -ésima UPS em regime é definida por

$$\omega_{ai} = \omega^* - m_i \cdot P_{ai} \quad (22)$$

e para uma UPS com desbalanço de potência

$$(\omega_{ai} + \Delta\omega_i) = \omega^* - m_i \cdot (P_{ai} + \Delta P_i) \rightarrow \Delta\omega_i = -m_i \cdot \Delta P_i. \quad (23)$$

Assim, δ_i será alterado pelo *droop* de modo que

$$\delta_i = F_i - F_V = (\omega_{ai} + \Delta\omega_i) \cdot t - (\omega_a \cdot t - \delta_a) = \delta_a - m_i \cdot \Delta P_i \cdot t \quad (24)$$

Desta forma, o controlador externo reduz o valor de δ_i ao passar do tempo. Por consequência, a potência ativa fornecida por aquela UPS diminui, conforme equação (13). Cabe ressaltar que esta é uma análise simplificada, pois, na prática, tanto as frequências das referências das outras UPS quanto a frequência de V seriam alteradas ao mesmo tempo.

3.1.3 CONTROLE DA POTÊNCIA ATIVA PELA FASE DA REFERÊNCIA

Esta configuração não altera diretamente a frequência do sistema, alterando apenas a fase do sinal de referência. O fundamento é análogo ao controle pela frequência, se uma UPS fornece mais potência, a fase de sua referência deve ser reduzida. A diferença principal é que, enquanto o método do controle pela frequência gera uma variação de fase dada por $-m_i \cdot P_i \cdot t$, o controle pela fase gera um sinal de compensação dado por

$$\delta(t) = m_1 \cdot P(t) + m_2 \int_0^t P(\tau) \cdot d\tau. \quad (25)$$

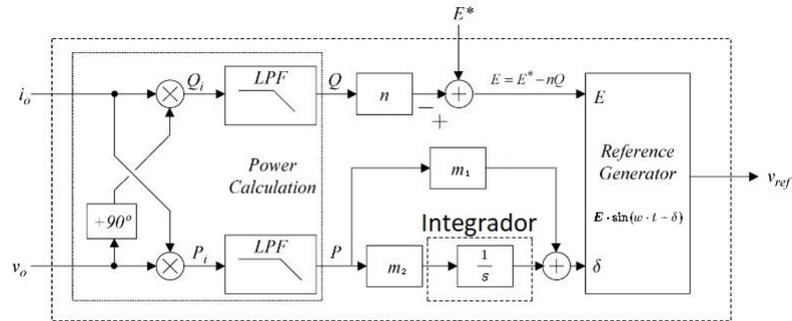
onde $\delta(t)$ é subtraído da fase da referência conforme a Figura 10. Esta mostra o controlador externo com o ajuste proporcional integral da fase em função da potência ativa, na qual ω é mantido constante no valor nominal da frequência da rede elétrica.

Considerando que as potências são filtradas pelos LPF (do termo em inglês, *low-pass filters*) para separar as dinâmicas, variações lentas de $P(t)$ fazem com que a compensação do sistema em regime possa ser aproximado por $\delta = m_1 \cdot P + m_2 \cdot P \cdot t$. Desta forma, a componente integral do ajuste da fase, em regime permanente, se assemelha à técnica do droop baseada no controle da potência ativa pela frequência.

3.2 CONTROLADOR INTERNO

O controlador do laço interno é responsável por garantir o seguimento da referência gerada pelo laço externo e atenuar os eventuais distúrbios causados por cargas não lineares. Considere as funções de transferência $G(s)$ e $G_{id}(s)$ definidas em (5) e (6) e um controlador

Figura 10 – Droop com LPF e ajuste da potência real pela fase.



Fonte: Adaptado de Josep M. Guerrero; Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control.

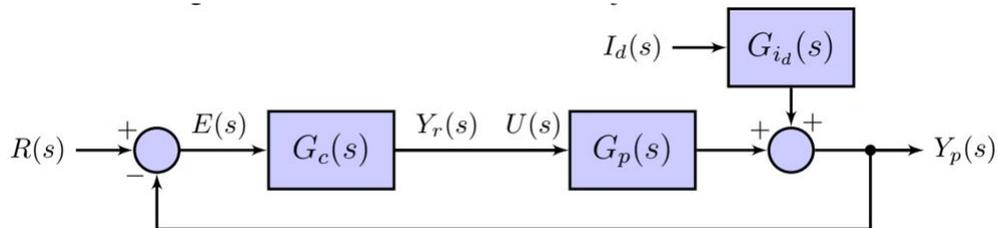
qualquer representado por $G_C(s)$. Baseado no diagrama de blocos da Figura 11, as funções de transferência da saída em função da referência e em função do distúrbio são:

$$T_r(s) = \frac{G_C(s) \cdot G(s)}{G_C(s) \cdot G(s) + 1} \quad (26)$$

e

$$T_{Id}(s) = \frac{G_{Id}(s)}{G_C(s) \cdot G(s) + 1}. \quad (27)$$

Figura 11 – Modelo do laço interno.



Fonte: (BERTOLDI, 2019)

O seguimento de um dado sinal senoidal de frequência ω_r com erro nulo será garantido se $|T_r(j\omega_r)| = 1$ e $\angle T_r(j\omega_r) = 0^\circ$. Da mesma forma, este tipo de sinal será rejeitado se $|T_{id}(j\omega_r)| = 0$.

Como a norma IEC não exige erro nulo de seguimento e rejeição, em (BERTOLDI, 2019) são apresentados limites mínimos de atenuação necessários para que as restrições de IHD da norma sejam atendidas. Assim, assume-se que o controlador $G_C(s)$ escolhido seja capaz de fornecer, pelo menos os limites apresentados nesta referência.

3.2.1 CONTROLADOR RESSONANTE

A função de transferência de um controlador ressonante com apenas um módulo e projetado para a frequência angular w_r é

$$G_C(s) = \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2}. \quad (28)$$

Note que (28) garantiria erro nulo de seguimento para senoides de frequência angular w_r rad/s. Há, no entanto, a possibilidade da compensação com mais harmônicas pela simples soma de funções de transferência idênticas a (28), sintonizadas nas demais frequências de interesse, conforme a equação (29).

$$G_{CM}(s) = \frac{\omega_{r1}^2}{s^2 + \omega_{r1}^2} + \frac{\omega_{r2}^2}{s^2 + \omega_{r2}^2} + \dots + \frac{\omega_{rk}^2}{s^2 + \omega_{rk}^2} \quad (29)$$

A implementação de controladores com estas funções apresenta um problema prático devido a presença de polos sobre o eixo imaginário. Desta forma, é sugerido em (PEREIRA et al., 2014) a inserção de zeros para a estabilização do sistema em malha fechada. Nestas novas equações, dois termos são adicionados ao numerador de cada um dos módulos da função de transferência apresentada na equação (29), resultando em

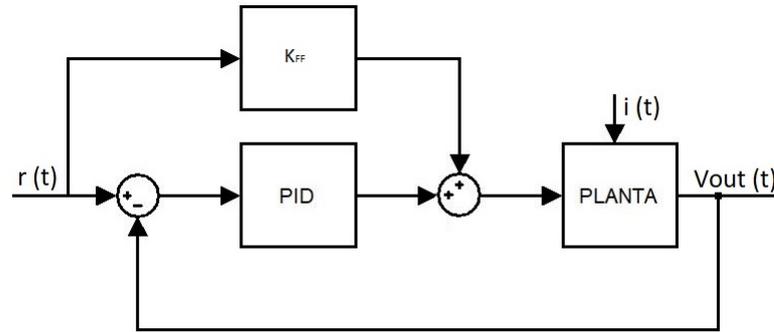
$$G_{CMR}(s) = \frac{\alpha_2 \cdot s^2 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_0}{s^2 + \omega_{r1}^2} + \dots + \frac{\alpha_{(3k-1)} \cdot s^2 + \alpha_{(3k-2)} \cdot s + \alpha_{(3k-3)}}{s^2 + \omega_{rk}^2} \quad (30)$$

O método de projeto do controlador ressonante é análogo ao apresentado em (PEREIRA et al., 2014). Neste método, a síntese de controlador ressonante é convertida em um problema de realimentação de estados. Nesta formulação, a síntese do controlador é realizada pela solução de um problema de otimização com restrições na forma de desigualdades lineares matriciais (LMIs) que garantem a estabilidade e desempenho robusto do sistema em malha fechada.

3.2.2 PID

A Figura 12 ilustra a topologia do controlador interno considerada, composta de um controlador PID e um ganho de *feedforward* multiplicando o sinal de referência. Nesta configuração, o laço de *feedforward* é responsável por garantir o seguimento da referência senoidal no caso ideal e o PID será ajustado de forma a fornecer a atenuação necessária pra atender a norma IEC 62040-3.

Figura 12 – Sistema com controlador PID interno.



Fonte:Autor

O ganho K_{FF} da alimentação *feedforward* foi determinado de forma a compensar a magnitude da planta na frequência do sinal de referência, ou seja,

$$K_{FF} = \frac{1}{|G(j\omega_r)|}. \quad (31)$$

O controlador PID possui três parâmetros livres. Estes são: K_p , ganho da parcela proporcional, K_I , ganho da ação integral e K_D , ganho da ação derivativa. A determinação destes ganhos pode ser feita pelos métodos clássicos como LGR ou equação diofantina (OGATA, 2003). A equação do PID utilizado é:

$$C_{PID} = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D \cdot s}{(s + p)} \quad (32)$$

sendo $(s + p)$ um polo em alta frequência alocado de forma a filtrar os ruídos da componente derivativa.

3.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Foi desenvolvido, neste capítulo, uma fundamentação teórica dos controladores utilizados. Estes controladores foram divididos em dois grupos, os controladores internos que são responsáveis por garantir que a tensão de saída da UPS siga a referência senoidal gerada pelo *droop* e os controladores externos que distribuem as potências através do ajuste da referência. No próximo capítulo, os valores dos componentes e as especificações das UPS são definidos e, com o uso destes, os controladores são projetados.

4 PROJETO DOS CONTROLADORES

Os controladores foram projetados com a base teórica desenvolvida nos capítulos anteriores. Neste capítulo, começou-se especificando as UPS utilizadas. Como os controladores internos eram os principais responsáveis por garantir que os sistemas atenderiam às exigências da norma, eles foram definidos antes dos controladores *droop*.

4.1 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Na Tabela 2 estão as especificações de cada uma das UPS. Com estes valores, pode-se obter as funções de transferência da planta conforme definido em (5) e (6).

Tabela 2 – Especificações dos parâmetros das UPS.

Símbolo	Especificações das UPS	Valor
S	Potência aparente de saída	3,5 KVA
Φ	Fator de potência da saída	0,7
f	Frequência da tensão de saída	60 Hz
f _s	Frequência de chaveamento do PWM	10,8 kHz
V _{CC}	Tensão das baterias V _{CC}	520 V
V _{ORMS}	Valor eficaz da tensão de saída	127 V
C _{inv}	Capacitâncias do barramento CC	6600 μ F
L _f	Indutância do filtro de saída	1 mH
R _{Lf}	Resistência do indutor do filtro de saída	15 m Ω
C _f	Capacitância do filtro de saída	300 μ F

Fonte: Autor

O comportamento do sistema varia em função da carga, assim, foram obtidos os resultados para $Y_0 = Y_0_{Vazio} = 0$ e $Y_0 = Y_0_{Nominal} = 0,152$. O comportamento da planta em função da referência e em função do distúrbio para as admitâncias especificadas são:

$$G(s, 0) = \frac{3.333 \cdot 10^6}{s^2 + 15 \cdot s + 3.333 \cdot 10^6}, G(s, 0, 152) = \frac{3.333 \cdot 10^6}{s^2 + 521,3 \cdot s + 3.341 \cdot 10^6} \quad (33)$$

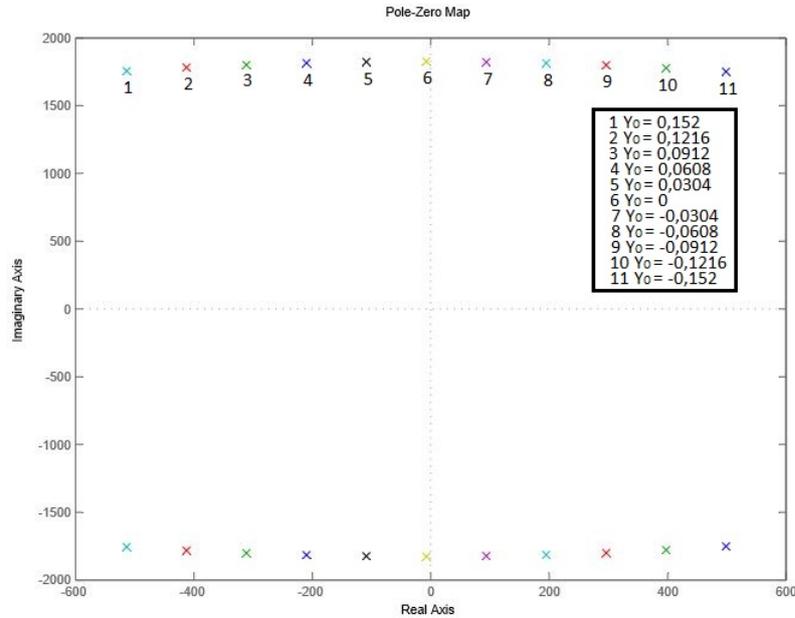
e

$$G_{id}(s, 0) = \frac{-3333 \cdot s - 5 \cdot 10^4}{s^2 + 15 \cdot s + 3.333 \cdot 10^6}, G_{id}(s, 0, 152) = \frac{-3333 \cdot s - 5 \cdot 10^4}{s^2 + 521,3 \cdot s + 3.341 \cdot 10^6}. \quad (34)$$

Na Figura 13 são apresentados os polos do sistema de $G(s, Y_0)$ quando Y_0 varia de $-Y_0_{Nominal}$ a $+Y_0_{Nominal}$. Os valores negativos de Y_0 foram considerados, pois refletem o caso em que a UPS está consumindo potência (atuando como carga) em vez de injetar potência na carga. Isso pode acontecer em transitórios durante a operação em paralelo ou

caso os controladores do *droop* não estejam adequadamente sintonizados. Note que para valores negativos de Y_0 os polos de $G(s, Y_0)$ estão no semiplano direito, ou seja, a planta é instável em malha aberta. Também é possível observar que o módulo da parte real dos polos aumenta conforme Y_0 também aumenta.

Figura 13 – Variação da posição dos polos da planta em função de $Y_0(t)$.



Fonte: Autor

Duas UPS de 3,5kVA operando em paralelo foram utilizadas neste trabalho, desta forma, considerou-se a potência total do sistema de 7kVA. Seguindo a metodologia do cálculo das cargas apresentada na Seção 2.2 (equações (7) e (8)) e os parâmetros da Tabela 2, segue que

$$Carga\ linear \left\{ \begin{array}{l} R_1 = \frac{127^2}{0.2 \cdot 7k \cdot 0.7} = 16,46 \ \Omega \\ R_2 = \frac{127^2}{0.8 \cdot 7k \cdot 0.7} = 4,11 \ \Omega \end{array} \right. \quad (35)$$

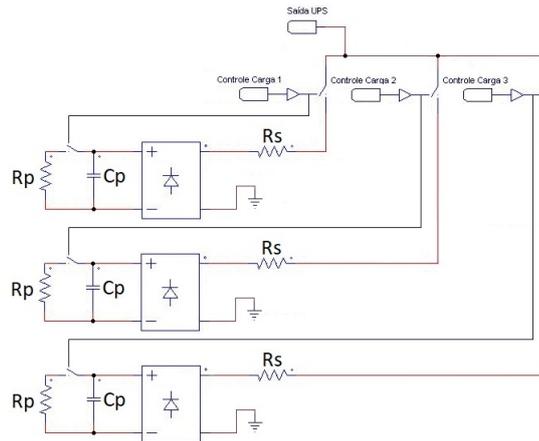
e

$$Carga\ não\ linear\ de\ 33\% \text{ do nominal} \left\{ \begin{array}{l} R_S = \frac{0,04 \cdot 127^2}{0,33 \cdot 7k} = 0,28 \ \Omega \\ R_P = \frac{155^2}{0,66 \cdot 0,33 \cdot 7k} = 15,746 \ \Omega \\ C_P = \frac{7,5}{60 \cdot 15,746} = 0,00794 \ F \end{array} \right. \quad (36)$$

As cargas a serem adicionadas nos testes para cargas não lineares e lineares seguem respectivamente nas Figuras 14 e 15. No teste das cargas não lineares, a norma sugere que

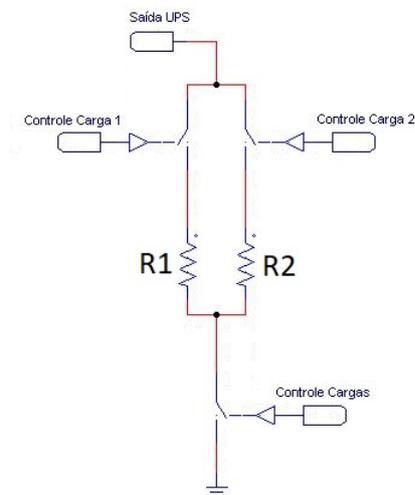
estas devem permanecer conectadas a uma fonte semelhante à saída do sistema utilizado antes de serem chaveadas. Isto é feito para que não ocorram grandes picos de corrente oriundos da conexão de capacitores descarregados. Conforme pode ser observado na Figura 14, optou-se por adicionar chaves responsáveis por manter a tensão inicial dos capacitores nas simulações realizadas.

Figura 14 – Carga não linear.



Fonte: Autor

Figura 15 – Carga linear.



Fonte: Autor

Deseja-se atender as especificações da norma sobre os limites das distorções harmônicas, logo a referência (BERTOLDI, 2019) define as mínimas atenuações considerando a carga não linear projetada para UPS de 3,5kVA. Assim, a função de transferência $T_{id}(s)$ que relaciona a saída com o distúrbio para o sistema em malha fechada deve apresentar os seguintes ganhos em decibéis: $-9,35$ para a 3^a harmônica; $-4,95$ para a 5^a harmônica; $-1,63$ para a 7^a harmônica e $-2,97$ para a 9^a harmônica.

4.2 AMBIENTE DE SIMULAÇÃO

A implementação do sistema foi realizada e uma visão genérica da organização do sistema está registrada na Figura 16. Esta imagem foi retirada do ambiente computacional do Simulink. Nesta ilustração, há diversos blocos e, cada um destes, modela uma parte do sistema de interesse. Os blocos azuis, verdes e vermelhos compõem os controladores, enquanto o bloco laranja é responsável pela comunicação do Simulink com o PSIM.

As simulação realizada no PSIM fornecem, como parâmetro de saída, as correntes e tensões das UPS. Estes valores são utilizados pelos blocos verdes para o cálculo das potências. Os blocos vermelhos são responsáveis pela geração das referências com base nas potências de cada UPS. Desta forma, o *droop* de cada UPS foi dividido em dois blocos, um responsável pelo cálculo das potências e outro responsável pela geração da referência.

Os blocos azuis são os controladores internos responsáveis pela geração do sinal de controle e seguimento da referência gerada pelo controlador externo. Percebe-se que estes monitoram os parâmetros de saída das UPS e a referência gerada pelo *droop*. Para a implementação com o controlador interno PID, a corrente não era utilizada pelos blocos azuis.

Uma das principais premissas do funcionamento de UPS em paralelo com os controladores *droop* é que a única conexão entre os sistemas ocorra na saída das UPS. Percebe-se pela Figura 16 que, de fato, não há comunicação entre os controladores.

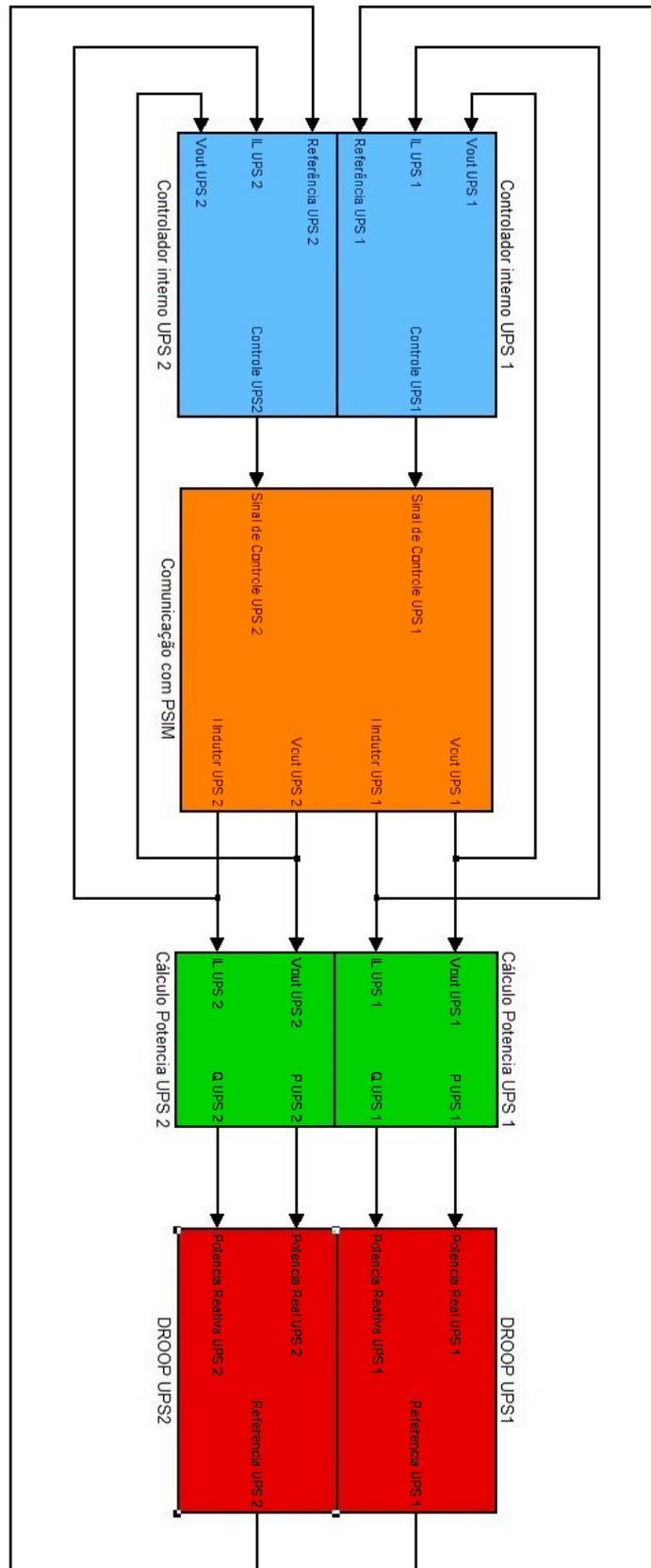
4.3 PROJETO DO CONTROLADOR INTERNO

4.3.1 CONTROLADOR RESSONANTE

Embora a norma especifique que o sistema possa demorar 100 milissegundos para entrar em regime após uma variação de carga, é necessário separar as dinâmicas dos controladores. Assim, o tempo de acomodação do controlador ressonante foi reduzido ao máximo. Pois, desta forma, poderia-se diminuir o tempo de acomodação do *droop* mantendo a separação das dinâmicas. O controlador ressonante foi projetado de forma que o tempo de acomodação do laço interno em malha fechada fosse de aproximadamente 9 milissegundos.

Definiu-se os limites mínimo e máximo de Y_0 para os quais se garantiu a estabilidade do sistema com o controlador interno ressonante respectivamente como -0,07595 e 0,30380. Estes valores correspondem à metade e ao dobro das admitâncias nominais. Para a escolha destes valores, realizou-se simulações experimentais e, com base nestas, deixou-se uma margem grande de segurança. Pois, verificou-se que a atuação fora limites estabelecidos rapidamente tornava os sistema instável.

Figura 16 – Implementação do sistema no Simulink



Fonte: Autor

Os parâmetros especificados para o desenvolvimento do controlador ressonante foram: $r = 5000$; $\alpha = 150$; $\theta = \pi/2$; $Y_0 = -0,07595$. Os valores dos ganhos para atender a estas especificações foram $K_i = -4.0035$; $K_e = 1.8611$ e $K_{ress} = [1117.5 \quad -48.9 \quad 814.6 \quad -26.8 \quad 481 \quad 306.7]$.

4.3.2 CONTROLADOR PID FEEDFORWARD

Conforme apresentado na Seção 3.2.2, o ganho feedforward deve ser ajustado de forma a compensar o ganho de $G(j\omega)$ na frequência de interesse. Nesta equação, embora $G(j\omega)$ seja dependente da admitância de carga, a variação da magnitude $G(j\omega, Y_0)$ para $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 60$ rad/s entre os casos extremos de carga máxima e sistema a vazio foi de 0,004. Optou-se por utilizar o valor de $G(j\omega)$ para o caso mais crítico, que é a operação sob potência nominal, resultando em

$$K_{FF} = 0,9615. \quad (37)$$

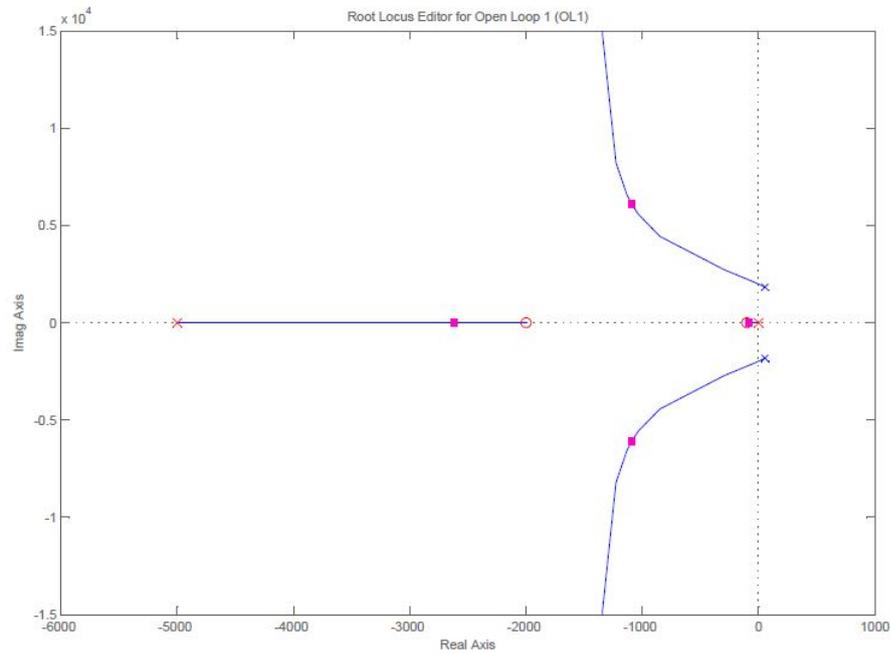
O controlador PID foi projetado com o auxílio da ferramenta rltool do Matlab de modo que fosse estável para admitâncias negativas. Projetou-se, inicialmente, controladores estáveis para valores de admitâncias negativas de até -0,304. Para que o sistema possuísse esta margem de segurança, no entanto, o desempenho do PID era prejudicado. Após algumas iterações, constatou-se que $Y_{0MIN} = -0,038$ balanceava um bom desempenho do controlador PID com uma margem de segurança satisfatória. Buscou-se balancear um baixo tempo de acomodação com amplitudes de sinal de controle dentro dos limites aceitáveis. Na Figura 17 é apresentado o LGR resultante, de forma que a função de transferência e os ganhos do controlador são dados por:

$$T_{PID} = \frac{12.5 \cdot s^2 + 26250 \cdot s + 2.5e006}{s^2 + 5000 \cdot s}; \quad K_P = 5,15; \quad K_I = 500; \quad K_D = 7,35; \quad p = 5000 \quad (38)$$

Ainda com o auxílio da função rltool do Matlab, analisou-se a resposta ao degrau do sistema em malha fechada. Após os mesmos 9 milissegundos que o controlador ressonante demora para se acomodar, o erro entre a referência e a saída é de 8,1% para o sistema com o controlador PID. Outro fator a ser observado nestes resultados é o alto *overshoot*, que se deve aos grandes valores das componentes imaginárias no LGR. Os resultados constam na Figura 18. O erro é de aproximadamente 2% após 26,7 milissegundos.

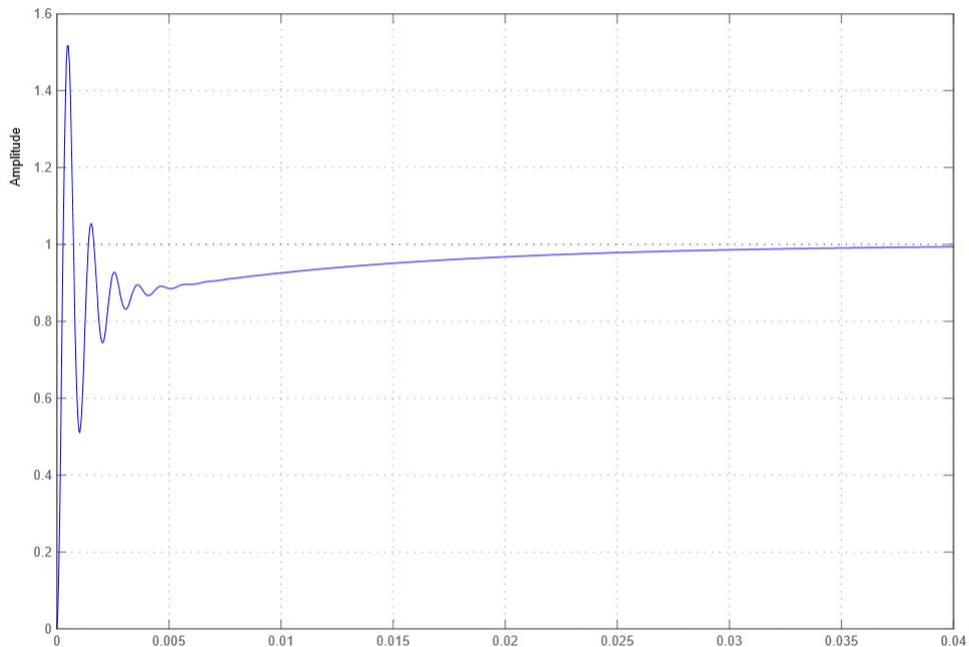
Baseando-se na equação (27), a magnitude da função de transferência do distúrbio em malha fechada com o controlador proposto foi obtida, resultando em -14,9dB para a 3ª harmônica; -10,7dB para a 5ª harmônica; -7,9dB para a 7ª harmônica; -5,3dB para a 9ª harmônica. Comparando com os limites apresentados em (BERTOLDI, 2019), é possível verificar que o controlador PID proposto é capaz de atender os limites de IHD da norma IEC 62040-3 nas referidas harmônicas.

Figura 17 – LGR para PID com $Y_0 = -0,038$.



Fonte: Autor

Figura 18 – Resposta degrau para PID com $Y_0 = -0,038$.



Fonte: Autor

4.4 PROJETO DO CONTROLADOR EXTERNO

Nesta seção serão apresentados os valores de ganho estabelecidos para o controlador *droop* considerando os controladores ressonantes e PID no laço interno. Também serão comparadas as implementações do *droop* de potência ativa com ($m2 \neq 0$) e sem ($m2=0$)

o termo integral. Os ganhos são determinados empiricamente a partir de simulações em Matlab e PSIM.

4.4.1 MEDIÇÃO DAS POTÊNCIAS

O ganho proporcional da fase torna o sistema bastante sensível a oscilações de potência, incluindo as que surgem devido a própria alteração da fase do *droop*. Além disso, é requisito de projeto que a dinâmica de correção da potência do laço externo seja significativamente mais lenta que a do laço interno. Assim, o cálculo da potência ativa e reativa para o controle do *droop* foi implementado conforme

$$P(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t V(\omega \cdot t) \cdot I(\omega \cdot t) dt \quad (39)$$

e

$$Q(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t V(\omega \cdot t - \frac{\pi}{2}) \cdot I(\omega \cdot t) dt \quad (40)$$

onde T é o período da frequência fundamental. Este método para o cálculo das potências, no entanto, não garante a separação das dinâmicas do laço interno e externo. Para realizar esta separação, os sinais de potência foram filtrados por um filtro passa baixas cujo tempo de acomodação para um degrau é 160 milissegundos. Conforme verificado nas Seções 4.2.1 e 4.2.2, os laços internos apresentam tempos aproximados de acomodação de 9 e 26,7 milissegundos, ou seja, o controlador *droop* é muito mais lento. A função de transferência do filtro passa baixas utilizado está representado na equação (41).

$$H(s) = \frac{1}{0,04 \cdot s + 1} \quad (41)$$

A constante de tempo deste filtro tem grande impacto na dinâmica do sistema. Valores pequenos deste parâmetro deixam o *droop* mais rápido, mas também diminuem a separação das dinâmicas. Esta interação entre as dinâmicas dos controladores interno e externo pode, inclusive, levar o sistema à instabilidade.

Tendo em vista que a corrente do indutor é utilizada no controlador ressonante, optou-se por realizar o controle do *droop* com base na corrente do indutor evitando assim, um sensor adicional para a medição da corrente de carga. A compensação da potência reativa demandada pelo capacitor do filtro que, nesta configuração, aparece para o *droop* como carga pode ser realizada pela alteração de E^* . O método de cálculo das potências reativas não considera as interações entre componentes de frequências diferentes. Assim, a condição estipulada de que a potência aparente das medições realizadas para o controle não ultrapasse os 3,5kVA não garante que pequenos períodos transitórios de sobrecarga não ocorram. No apêndice G constam as potências aparentes de saída das UPS sem o

capacitor sendo considerado como carga e com a consideração das harmônicas para todos os resultados que serão obtidos no próximo capítulo.

4.4.2 CONTROLADOR RESSONANTE COM DROOP PROPORCIONAL NA FASE

As simulações foram realizadas para diferentes parâmetros do *droop*, nas quais se considerou a condição de partida com 1,5 graus de defasagem entre os sinais de referência de cada UPS e carga não linear nominal. Utilizou-se como meta que o pico de potência aparente das potências medidas para o controle não ultrapassasse os 3,5kVA durante a partida gerando os resultados apresentados na Tabela 3. Percebeu-se que o aumento do ganho n resultava numa diminuição do pico da potência aparente e que, a partir de um dado valor, o pico da corrente permanecia estacionário. O aumento do controle proporcional da fase melhora a distribuição da potência real, no entanto, para um ganho de 0,00035, o sistema já é instável.

Visando manter o pico de S dentro do valor admissível e ainda obter uma certa margem em relação ao limite da estabilidade, foi escolhida a configuração de ganhos do caso 6. As simulações de potência ativa, reativa e aparente são apresentadas nas Figuras 19, 20 e 21. É possível observar que a dinâmica da potência P é basicamente governada pela dinâmica do filtro de medição das potências. Por outro lado, a dinâmica de Q é cerca de duas vezes mais lentas. não podendo ser melhorada uma vez que o valor de n já está próximo ao limite da estabilidade.

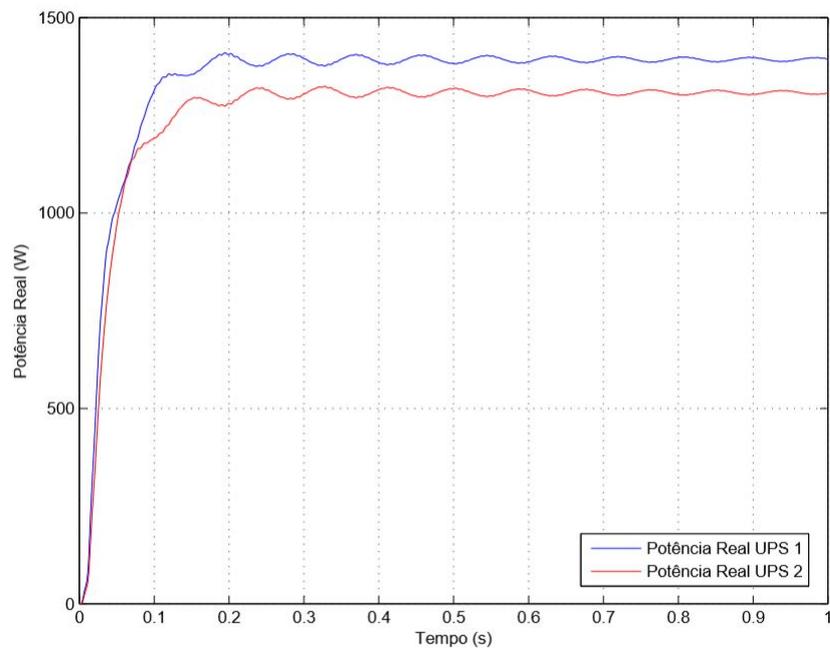
Diversas simulações foram realizadas para a otimização dos ganhos dos controladores *droop*. Os picos de potências aparentes calculados pelas potências utilizadas pelos controladores externos foram registrados. Este procedimento foi realizado para as três combinações de controladores desenvolvidas sendo estas: Controlador interno ressonante com ajuste puramente proporcional da fase; Controlador interno ressonante com ajuste proporcional integral da fase e controlador interno PID com ajuste proporcional integral da fase. Em todos os casos, a escolha dos ganhos foi escolhida de forma a balancear o tempo de acomodação, o pico de potência aparente e as oscilações transitórias.

Tabela 3 – Tabela da otimização do droop com controle proporcional na fase e controlador interno ressonante.

Carga não linear nominal de uma UPS de 3,5KVA			Carga não linear nominal de uma UPS de 3,5KVA		
Caso	Parâmetro	Valor	Caso	Parâmetro	Valor
1	m1	0,0003	4	m1	0,0003
	n	1/50000		n	1/25000
	Pico de S	4003		Pico de S	3529
2	m1	0,0003	5	m1	0,00025
	n	1/40000		n	1/25000
	Pico de S	3786		Pico de S	3731
3	m1	0,0003	6	m1	0,00031
	n	1/30000		n	1/25000
	Pico de S	3596		Pico de S	3476

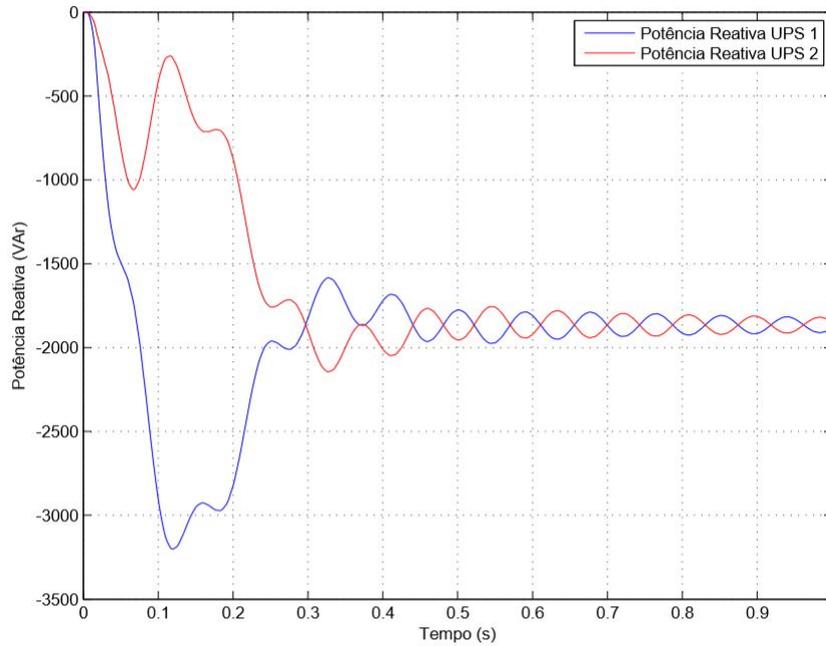
Fonte: Autor

Figura 19 – Droop proporcional com controlador ressonante - Potências reais (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.



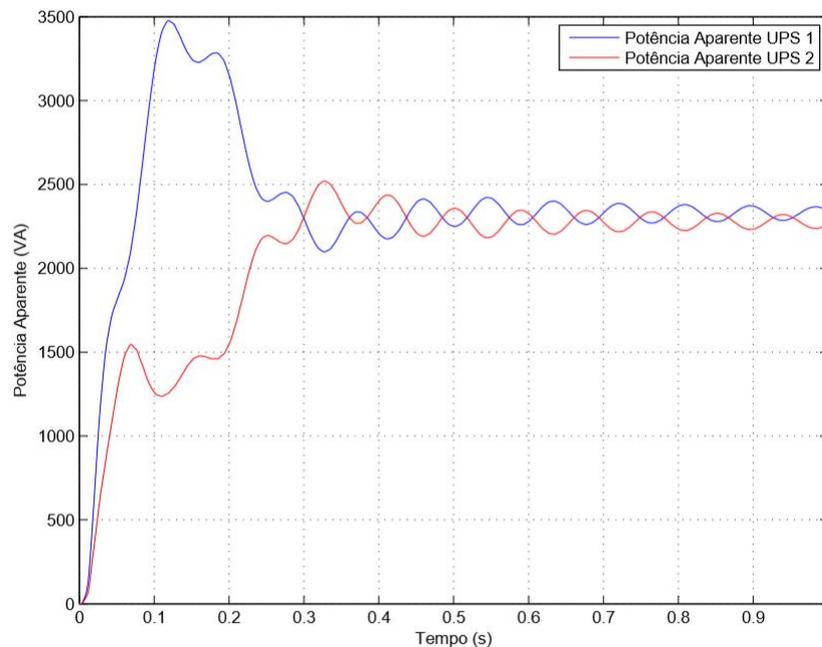
Fonte: Autor

Figura 20 – Droop proporcional com controlador ressonante - Potências reativas (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.



Fonte: Autor

Figura 21 – Droop proporcional com controlador ressonante - Potências aparentes (Calculadas por P e Q da Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.



Fonte: Autor

Uma nova simulação, na qual não havia carga conectada durante a partida, foi realizada. Os resultados estão no apêndice A. Com esses resultados, verificou-se que o

limite o mínimo e o máximo de Y_0 utilizados no projeto do ressonante também garantiam a estabilidade para partidas com até 1,5 graus de defasagem para um controlador *droop* com apenas ganho proporcional de fase.

4.4.3 CONTROLADOR RESSONANTE COM DROOP PI NA FASE

Utilizou-se as mesmas considerações anteriores para a definição dos ganhos do *droop* com a adição do controle PI da fase. A Tabela 4 registra os picos de potência aparente da frequência fundamental em função dos valores dos ganhos utilizados.

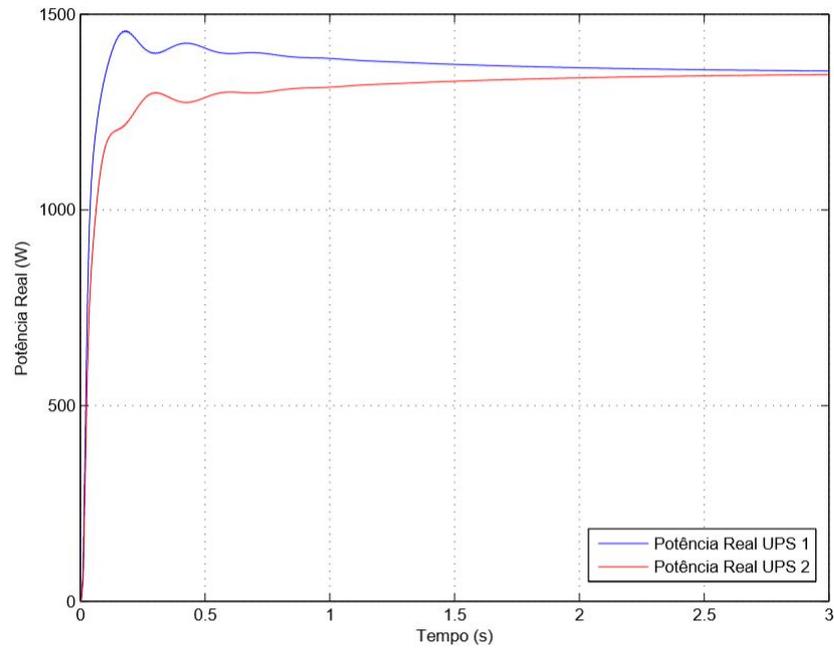
Os parâmetros do último teste atenderam as especificações definidas. As Figuras 22, 23 e 24 representam, respectivamente, as potências reais, reativas e aparentes da componente fundamental das UPS durante a partida com os parâmetros do caso 8. Observe que a introdução da ação integral faz com a potência P convirja efetivamente para o mesmo valor em ambas UPS, às custas de um aumento significativo no tempo de acomodação.

Tabela 4 – Tabela da otimização do droop com controle proporcional integral na fase e controlador interno ressonante.

Carga não linear nominal de uma UPS de 3,5KVA			Carga não linear nominal de uma UPS de 3,5KVA		
Caso	Parâmetro	Valor	Caso	Parâmetro	Valor
1	m1	0,00014	5	m1	0,00014
	m2	1/6250		m2	1/7500
	n	1/35000		n	1/25000
	Pico de S	3921		Pico de S	3560
2	m1	0,00014	6	m1	0,00015
	m2	1/6250		m2	1/7500
	n	1/30000		n	1/25000
	Pico de S	3762		Pico de S	3620
3	m1	0,00014	7	m1	0,00013
	m2	1/6250		m2	1/7500
	n	1/25000		n	1/25000
	Pico de S	3569		Pico de S	3509
4	m1	0,00014	8	m1	0,000125
	m2	1/6500		m2	1/7500
	n	1/25000		n	1/25000
	Pico de S	3567		Pico de S	3494

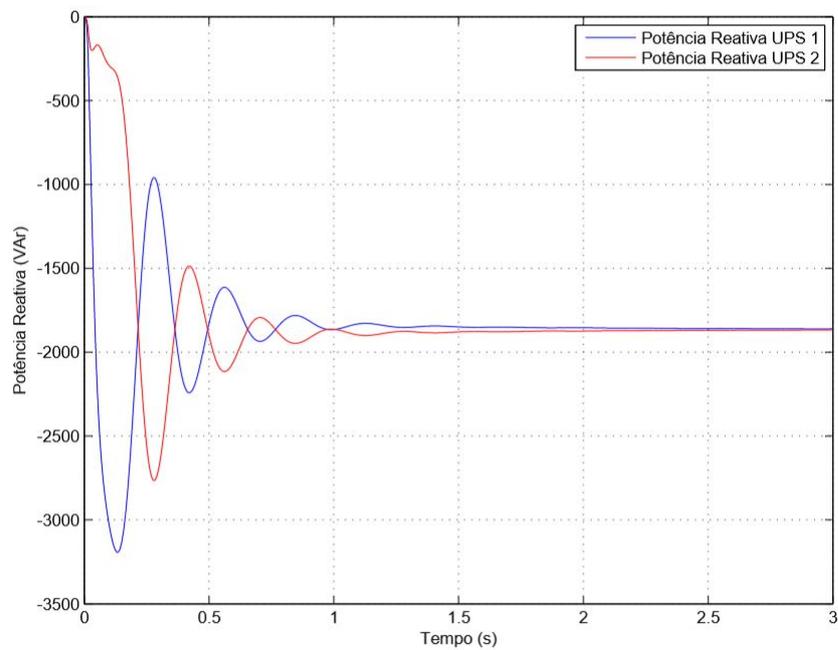
Fonte: Autor

Figura 22 – Droop proporcional integral com controlador ressonante - Potências reais (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.



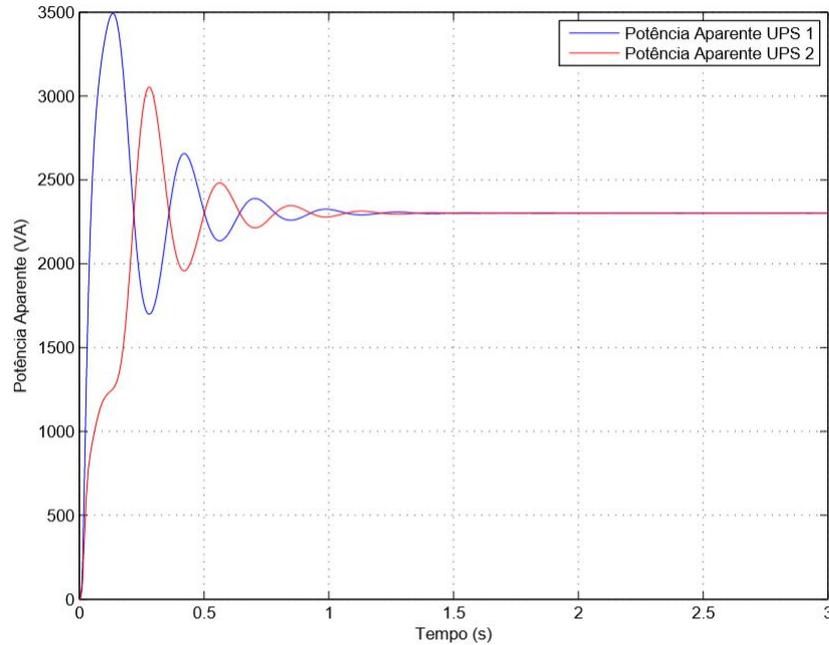
Fonte: Autor

Figura 23 – Droop proporcional integral com controlador ressonante - Potências reativas (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.



Fonte: Autor

Figura 24 – Droop proporcional integral com controlador ressonante - Potências aparentes (Calculadas por P e Q da Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.



Fonte: Autor

Realizou-se o mesmo teste sem cargas conectadas. Assim, buscou-se garantir a estabilidade nos casos extremos. Os gráficos das potências ativas, reativas e aparentes para a partida a vazio com defasagem seguem no apêndice B. Com os resultados desta simulação, verificou-se que o limite máximo e mínimo de Y_o definidos no projeto do controlador ressonante não era ultrapassado para partidas com até 1,5 graus de defasagem e um *droop* com controle de fase proporcional integral.

4.4.4 CONTROLADOR PID COM DROOP PI NA FASE

Conforme apresentado na seção anterior, a potência P entre as UPS converge para o mesmo valor apenas para o caso onde $m_2 \neq 0$. Assim, o caso com o *droop* sem a ação integral no ajuste da fase não será considerado. A Tabela 5 registra os picos da potência aparente da frequência fundamental em função dos parâmetros do *droop*. Embora vários resultados tenham apresentados valores de pico iguais, ocorreram diferenças significativas em termos de tempo de acomodação e amplitude da oscilação. O melhor resultado entre estes foi o do caso 3, pois menores oscilações nas potências reativas foram obtidas.

As Figuras 25, 26 e 27 representam, respectivamente, as potências reais, reativas e aparentes da componente fundamental na partida com os parâmetros do caso 3. Se comparado ao controlador ressonante, tanto o pico de potência quanto o tempo de acomodação são menores para o controlador PID. Isso se justifica pelo fato do controlador ressonante ser mais agressivo, garantindo o seguimento e a rejeição com erro nulo nas

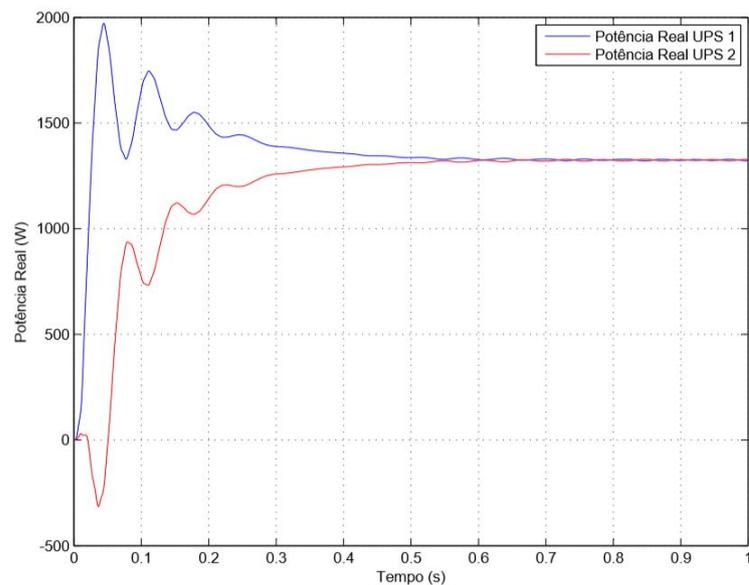
Tabela 5 – Tabela da otimização do droop com controle proporcional integral na fase e controlador interno PID.

Carga não linear nominal de uma UPS de 3,5KVA			Carga não linear nominal de uma UPS de 3,5KVA		
Caso	Parâmetro	Valor	Caso	Parâmetro	Valor
1	m1	2,00E-06	4	m1	8,00E-06
	m2	1/7500		m2	1/7500
	n	1/25000		n	1/15000
	Pico de S	3245		Pico de S	2760
2	m1	4,00E-06	5	m1	8,00E-06
	m2	1/7500		m2	1/7500
	n	1/25000		n	1/20000
	Pico de S	3065		Pico de S	2762
3	m1	8,00E-06	6	m1	8,00E-06
	m2	1/7500		m2	01/5000
	n	1/25000		n	1/25000
	Pico de S	2760		Pico de S	2801

Fonte: Autor

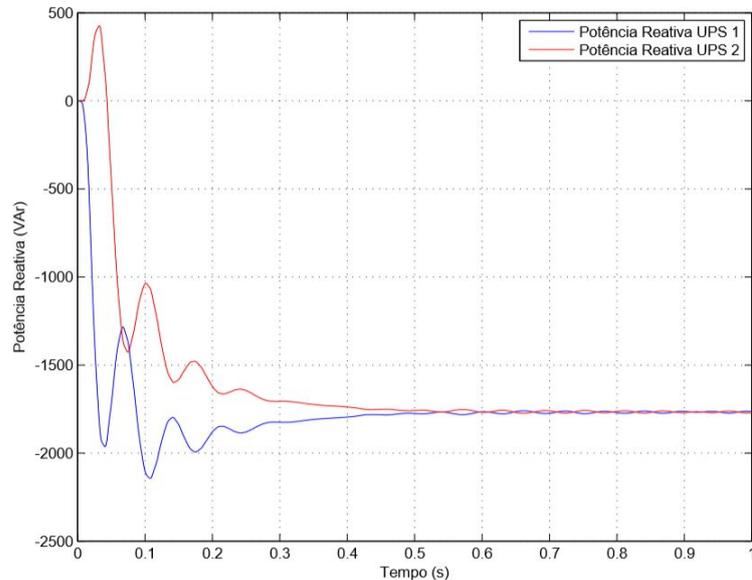
frequências de interesse. Uma maneira de relaxar essas condições seria através do uso de controladores ressonantes de ganho finito, conforme apresentado em (BERTOLDI, 2019). A partida do sistema sem carga também foi realizada e verificou-se que o projeto estava estável. O comportamento das potências para esta partida encontra-se no apêndice C.

Figura 25 – Droop proporcional integral com controlador PID - Potências reais (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.



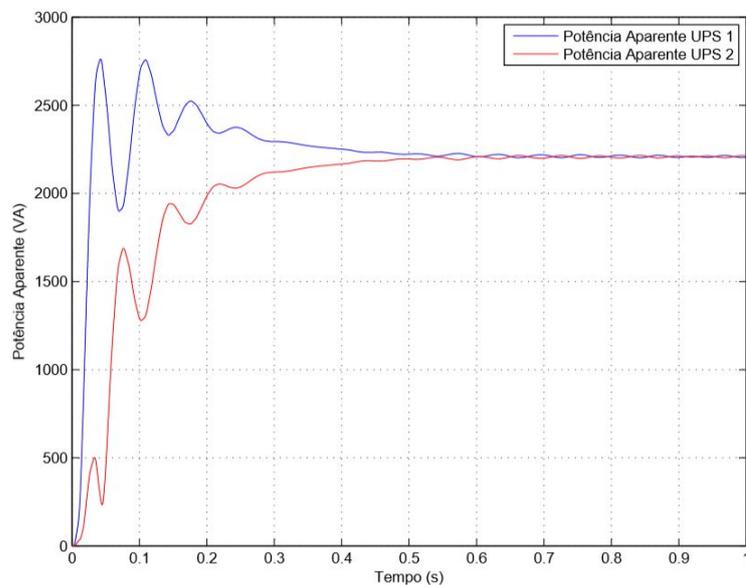
Fonte: Autor

Figura 26 – Droop proporcional integral com controlador PID - Potências reativas (conforme Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.



Fonte: Autor

Figura 27 – Droop proporcional integral com controlador PID - Potências aparentes (Calculadas por P e Q da Seção 4.3.1) durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear nominal de uma UPS.



Fonte: Autor

4.5 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foi definido os valores dos componentes das UPS e suas especificações de saída. Com o uso destes valores, os controladores foram desenvolvidos. O projeto dos controladores internos tem como base métodos como LMI e LGR, enquanto a definição

dos ganhos do controlador externo foi feita de forma empírica. No próximo capítulo foram realizadas simulações, nas quais as UPS partem com defasagens entre suas referências e, após a condição de regime permanente ser atingida, são realizados os testes de carga especificados pela IEC 62040-3.

5 RESULTADOS

Após a escolha dos parâmetros dos controladores interno e externo, foram realizadas as simulações de duas UPS operando em paralelo para diferentes situações. No teste para cargas lineares, utilizou-se o resistor de 20% da potência nominal para a partida. Com a carga não linear, uma das cargas equivalente a 33% do valor nominal foi utilizada durante a partida. Aos 4 segundos, quando o sistema já estava em regime, a carga conectada durante a partida era removida e, então, o procedimento de teste definido pela norma era realizado.

Três degraus equivalentes a 33% da carga foram utilizados no teste com carga não linear. Os degraus aditivos ocorreram no primeiro pico de tensão subsequente aos instantes 7, 9 e 11 segundos. Os degraus subtrativos ocorreram nos picos após os 19, 21 e 23 segundos.

Para o teste realizado com carga linear, o degrau aditivo ocorreu no primeiro pico de tensão após os 7 segundos. Os degraus subtrativos de -80% e -20% da carga nominal ocorreram respectivamente nos picos de tensão após os 12 e 17 segundos.

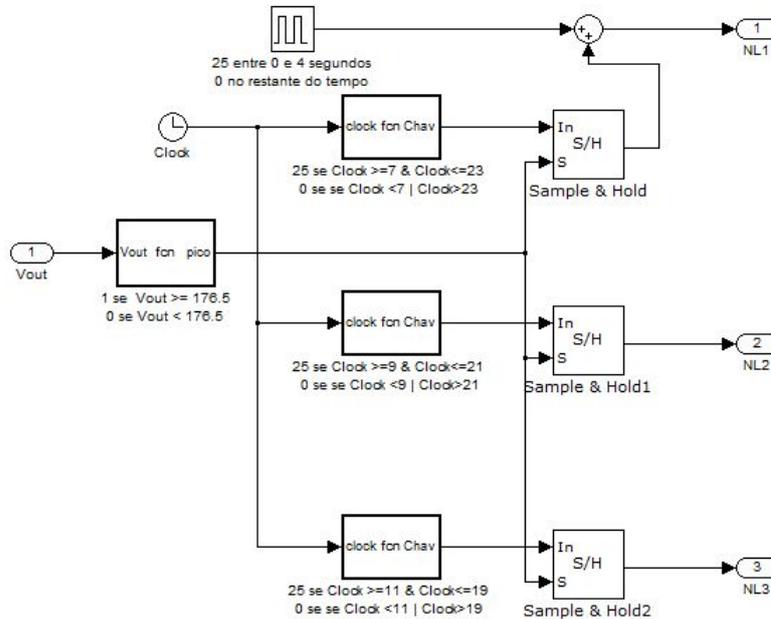
Como o sistema variava a fase e a amplitude da referência com o tempo, precisou-se desenvolver uma forma de detectar os picos da tensão de saída e realizar o chaveamento nestes instantes. O sistema desenvolvido apresentou um erro máximo de 3,1 Volts entre a tensão de pico e a tensão na qual ocorreu o chaveamento para o controlador ressonante e 6,2 volts para o controlador PID. A diferença entre estes erros ocorreu devido aos desvios maiores da tensão RMS do controlador PID. A organização do sistema para formar o sinal de chaveamento está representado na Figura 28.

Estas simulações foram realizadas para os seguintes casos:

- Controlador interno ressonante com *droop* proporcional e carga linear;
- Controlador interno ressonante com *droop* proporcional e carga não linear;
- Controlador interno ressonante com *droop* proporcional integral na fase e carga linear;
- Controlador interno ressonante com *droop* proporcional integral na fase e carga não linear;
- Controlador interno PID com *droop* proporcional integral na fase e carga linear;
- Controlador interno PID com *droop* proporcional integral na fase e carga não linear;

Em todas as simulações, foi considerado que a indutância de uma das UPS é 5% maior do que o valor nominal informado na Tabela 2. Os controladores permaneceram projetados para os valores nominais do indutor.

Figura 28 – Sistema de detecção dos picos da tensão.



Fonte: Autor

Sobre o sistema apresentado na Figura 28, alguns pontos importantes podem facilitar o entendimento do sistema. De forma geral: NL1, NL2 e NL3 correspondem aos sinais chamados de "Controle Carga" na Figura 14; Os blocos aos quais o *clock* está conectado servem para o ajuste do tempo de adição ou remoção das cargas; O bloco ao qual *Vout* está conectado monitora a tensão de saída para garantir que o chaveamento ocorra nos instantes de pico de tensão e é realizada a soma de uma onda quadrada em NL1 para que haja carga durante a partida.

5.1 RESSONANTE COM DROOP PROPORCIONAL NA FASE

O controle de fase proporcional apresentou oscilações menores da potência reativa. Isto se deve ao fato da fase permanecer fixa após o período transitório inicial. Há, no entanto, uma diferença fixa da potência real e esta pode ser estimada por

$$\Delta W = \frac{\delta_0}{m1} \quad (42)$$

onde ΔW é a diferença, em Watts, da potência fornecida pelas UPS, $m1$ é o ganho proporcional do ajuste da fase e δ_0 é a defasagem inicial entre as referências, em radianos.

Esta equação evidencia uma das desvantagens do controle proporcional. Para a redução do erro de distribuição das potências é necessário o aumento do ganho proporcional. Este aumento, no entanto, acarreta em maiores oscilações durante períodos transitórios.

Pode-se modificar o filtro da potência real para reduzir estas oscilações, mas isto acarreta em um maior tempo de acomodação.

Para a implementação na prática deste controlador, seria necessário desenvolver um método de compensação para os possíveis desvios de clock entre os sistemas. Os gráficos do comportamento das tensões e das correntes durante as variações de carga para esse sistema constam no apêndice D.

5.1.1 CARGA LINEAR

Na Tabela 6, estão registrados os valores da THD e das IHDs da tensão de saída em regime permanente. Estes resultados foram obtidos para as três diferentes condições de carga do *droop* com controle ressonante e ajuste proporcional da fase. Conforme esperado, o conteúdo harmônico é mínimo uma vez que a carga é linear.

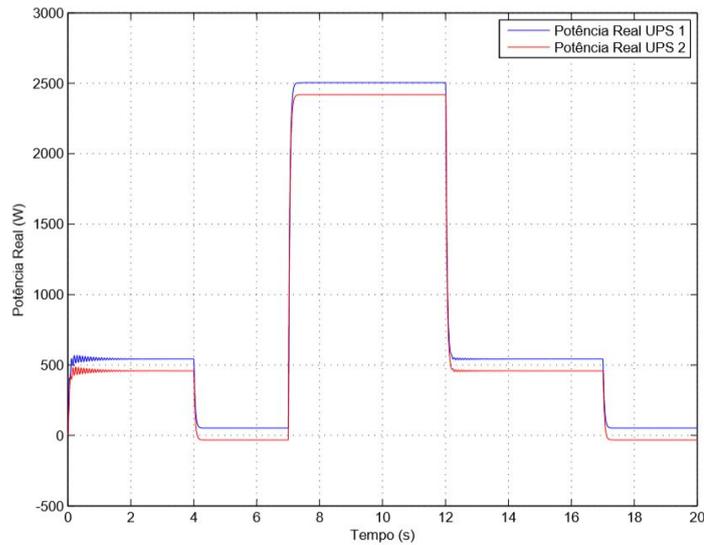
Tabela 6 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional de fase e controlador interno ressonante para o teste da carga linear.

Componente	Vazio	1/5 P _{MAX}	P _{MAX}	IEC 62040-3
THD [%]	0,249	0,245	0,248	8,0
IHD - 3 ^a [%]	0,002	0,002	0,003	5,0
IHD - 5 ^a [%]	0,000	0,000	0,000	6,0
IHD - 7 ^a [%]	0,059	0,065	0,119	5,0
IHD - 9 ^a [%]	0,165	0,158	0,140	1,5
IHD - 11 ^a [%]	0,036	0,038	0,054	3,5
IHD - 13 ^a [%]	0,080	0,073	0,061	3,0
IHD - 15 ^a [%]	0,057	0,057	0,053	0,3

Fonte: Autor

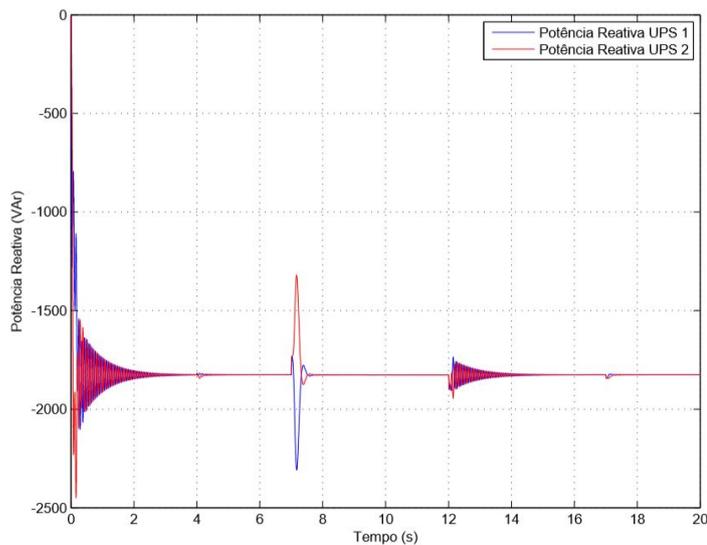
As potências calculadas conforme especificado na Seção 4.3.1 estão registradas nas Figuras 29 e 30. Percebe-se que o erro da potência ativa não é compensado e, devido aos altos ganhos do controle proporcional, ocorrem períodos de grandes oscilações nas componentes reativas.

Figura 29 – Potência real - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional e carga linear.



Fonte: Autor

Figura 30 – Potência reativa - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional e carga linear.



Fonte: Autor

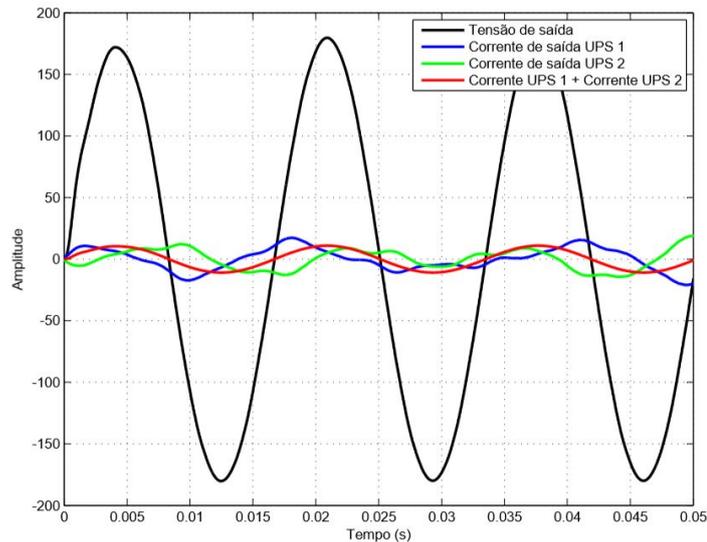
O comportamento da potência reativa é capacitivo, isto se deve ao fato da corrente utilizada para o cálculo ser medida no indutor do filtro LC conforme Figura 5. Desta forma, a potência demandada pelo capacitor do filtro LC da saída, que na realidade faz parte da UPS, está embutida nos valores mostrados.

Foi registrado o comportamento das UPS durante a partida para o *droop* com controle proporcional de fase e controlador interno ressonante. As Figuras 31 e 32 demonstram, respectivamente, as formas de onda da tensão e corrente durante a partida e durante o regime. Nas condições mostradas, a potência da carga corresponde a 20% da potência

máxima. Percebe-se que, mesmo durante o período transitório, as correntes de saída das UPS se combinam para atender de forma adequada a carga. Nota-se que as correntes de saída são devidamente distribuídas e entram em fase após a condição de regime ser atingida, sendo pequenas as oscilações de componentes harmônicas não desejadas.

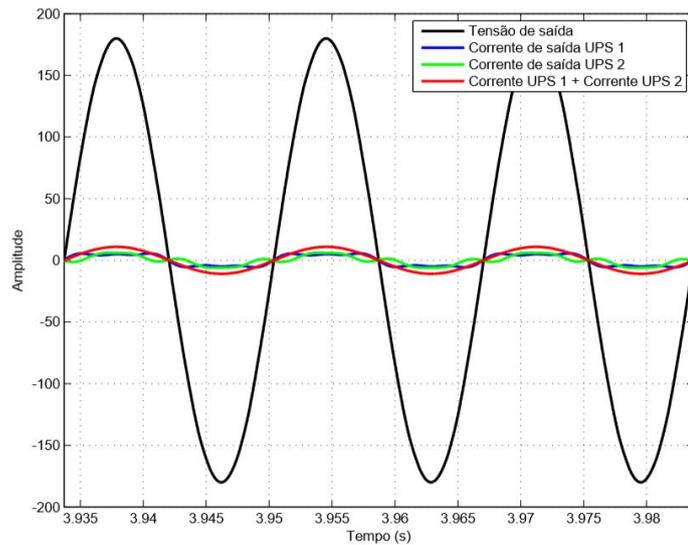
Na Figura 31, percebe-se uma diferença entre as formas das correntes das UPS. Este comportamento surge devido a defasagem inicial entre as referências das UPS. Os controladores internos tentam garantir o seguimento da referência, mas, como as referências são diferentes, surge um desbalanço das correntes entre as UPS até que o controlador externo realize as compensações na fase e na amplitude.

Figura 31 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga linear.



Fonte: Autor

Figura 32 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional durante regime permanente e com carga linear.



Fonte: Autor

5.1.2 CARGA NÃO LINEAR

A mesma análise do *droop* com controle de fase proporcional e controlador interno ressonante foi realizada para a carga não linear, os valores da THD e das IHDs da tensão de saída em regime permanente estão registradas na Tabela 7. Percebe-se que, mesmo para a carga não linear, as componentes da terceira e da quinta harmônica apresentaram baixos valores de distorção por serem compensadas pelo controlador ressonante. Além disso, os valores de THD e IHD atendem os limites definidos na norma IEC62040-3 para as componentes mais significativas.

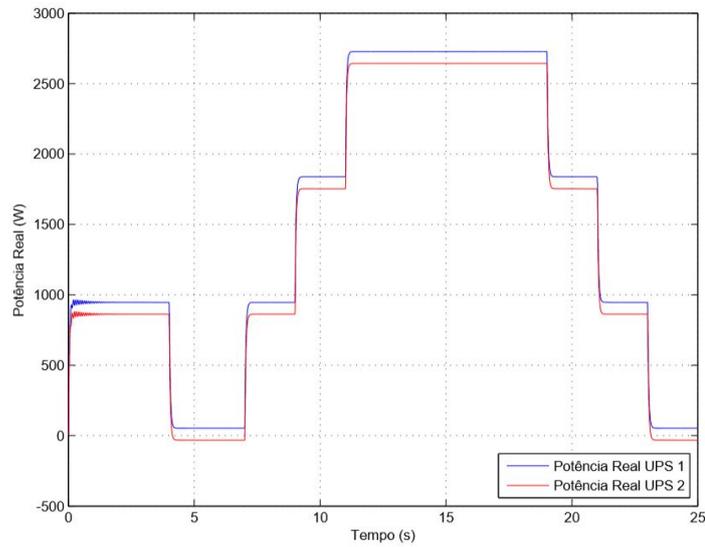
Tabela 7 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional de fase e controlador interno ressonante para o teste da carga não linear

Componente	Vazio	1/3 PMAX	2/3 PMAX	PMAX	IEC 62040-3
THD [%]	0,255	2,113	3,372	4,370	8,0
IHD - 3 ^a [%]	0,002	0,003	0,003	0,004	5,0
IHD - 5 ^a [%]	0,000	0,001	0,001	0,002	6,0
IHD - 7 ^a [%]	0,059	1,812	2,888	3,695	5,0
IHD - 9 ^a [%]	0,162	0,612	0,964	1,316	1,5
IHD - 11 ^a [%]	0,038	0,687	1,233	1,683	3,5
IHD - 13 ^a [%]	0,082	0,487	0,597	0,622	3,0
IHD - 15 ^a [%]	0,054	0,165	0,267	0,486	0,3

Fonte: Autor

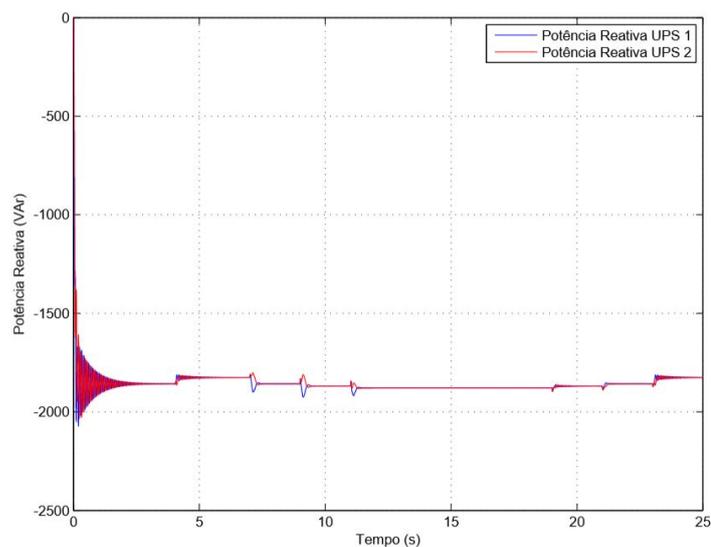
As potências calculadas conforme especificado na Seção 4.3.1 estão registradas nas Figuras 33 e 34.

Figura 33 – Potência real - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional e carga não linear.



Fonte: Autor

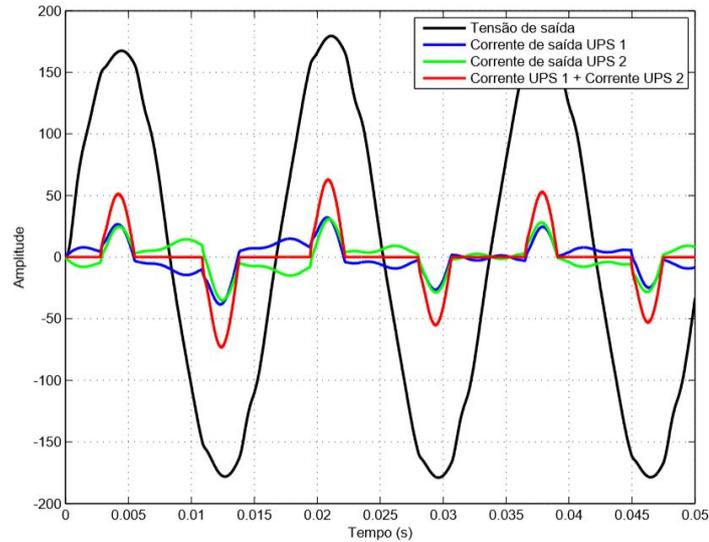
Figura 34 – Potência reativa - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional e carga não linear.



Fonte: Autor

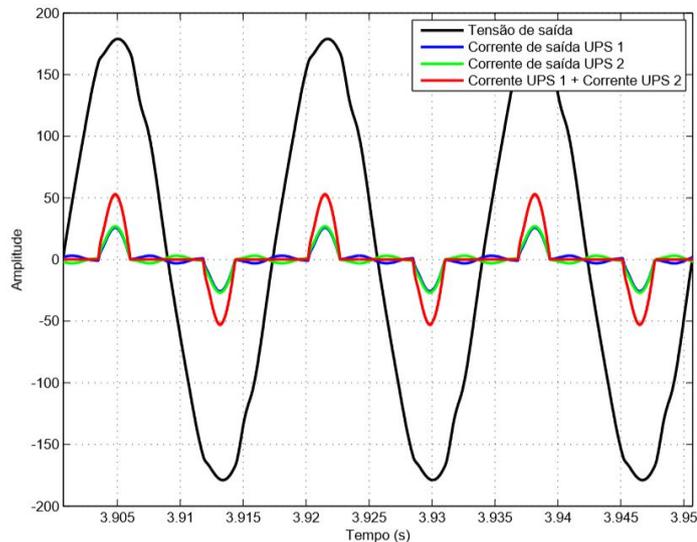
As Figuras 35 e 36 demonstram, respectivamente, as formas de onda de tensão e corrente das UPS durante a partida e durante o regime. Estas evidenciam que o sistema foi capaz de dividir as correntes da forma adequada mesmo para a carga não linear.

Figura 35 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear.



Fonte: Autor

Figura 36 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional durante regime permanente e com carga não linear.



Fonte: Autor

5.2 RESSONANTE COM DROOP PROPORCIONAL INTEGRAL NA FASE

5.2.1 CARGA LINEAR

Na Tabela 8, estão registrados os valores da THD e das IHDs da tensão de saída em regime para o *droop* com controle proporcional integral da fase e controlador ressonante. Os resultados foram gerados para as três diferentes condições de carga do teste. Novamente,

as distorções para a carga linear foram muito baixas e todos os limites da norma IEC 62040-3 foram atendidos.

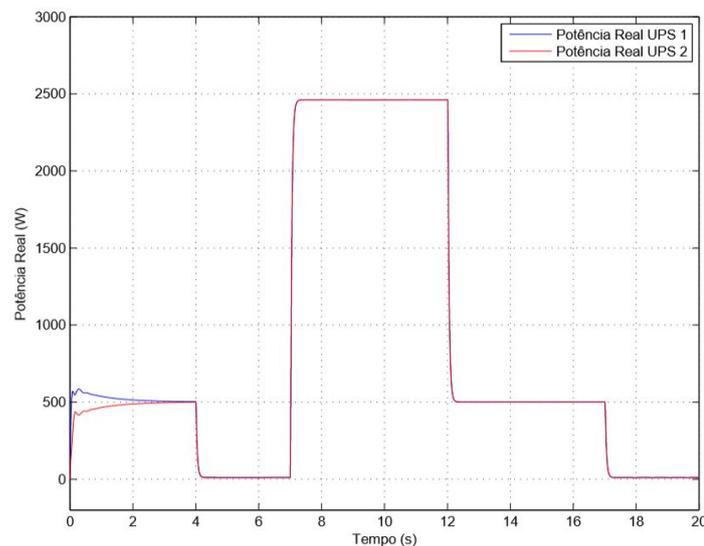
Tabela 8 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional integral de fase e controlador interno ressonante para o teste da carga linear.

Componente	Vazio	1/5 PMAX	PMAX	IEC 62040-3
THD [%]	0,238	0,257	0,553	8,0
IHD - 3 ^a [%]	0,002	0,008	0,045	5,0
IHD - 5 ^a [%]	0,000	0,004	0,021	6,0
IHD - 7 ^a [%]	0,059	0,067	0,120	5,0
IHD - 9 ^a [%]	0,162	0,159	0,142	1,5
IHD - 11 ^a [%]	0,038	0,048	0,055	3,5
IHD - 13 ^a [%]	0,079	0,082	0,064	3,0
IHD - 15 ^a [%]	0,057	0,053	0,055	0,3

Fonte: Autor

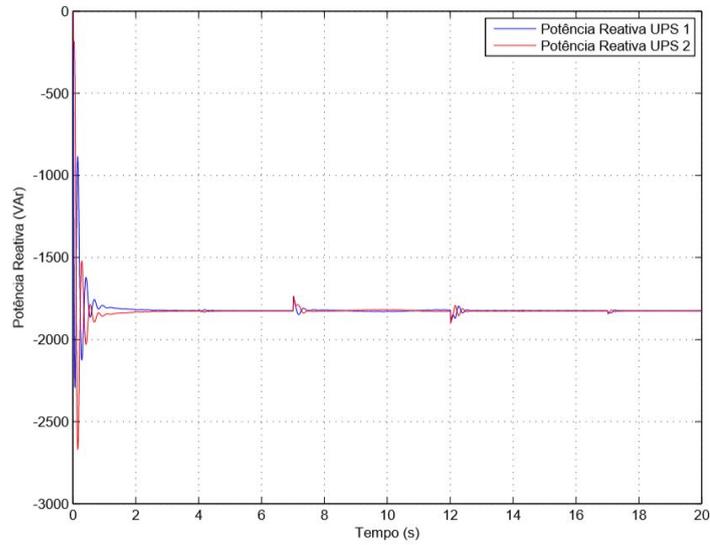
Nas Figuras 37 e 38 estão registradas as potências calculadas conforme especificado na Seção 4.3.1. Percebe-se que o controle proporcional integral zera o erro de distribuição da potência real. O transitório de partida está de acordo com o apresentado no capítulo anterior.

Figura 37 – Potência real - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional integral e carga linear.



Fonte: Autor

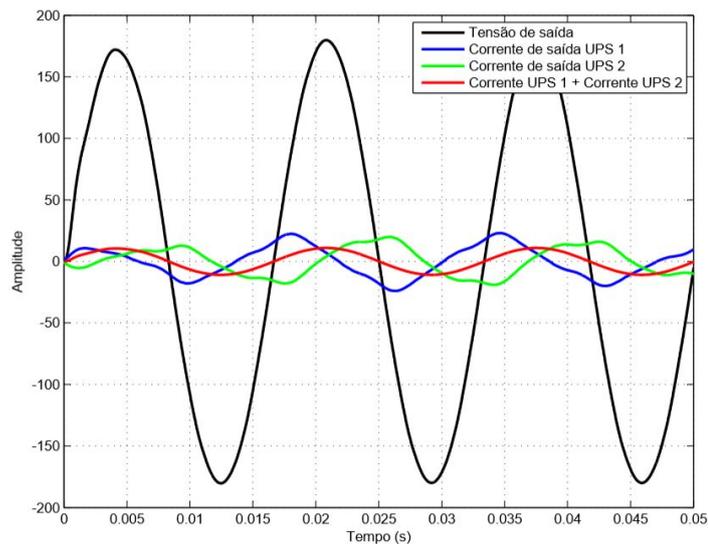
Figura 38 – Potência reativa - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional integral e carga linear.



Fonte: Autor

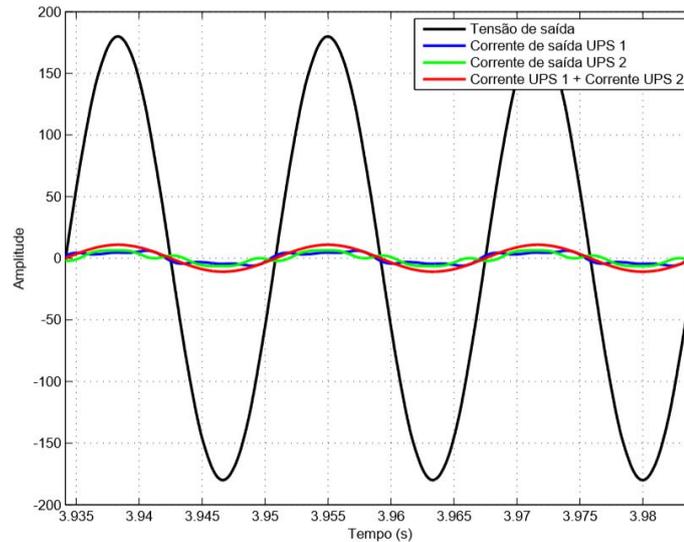
As Figuras 39 e 40 demonstram, respectivamente as formas de onda de tensão e corrente das UPS durante a partida e durante o regime. Em ambos os casos, a potência da carga corresponde a 20% da potência máxima. Pode-se perceber a correta divisão das correntes entre as UPS e que a carga corrente fornecida a carga sempre é adequada.

Figura 39 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga linear.



Fonte: Autor

Figura 40 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante regime permanente e com carga linear.



Fonte: Autor

5.2.2 CARGA NÃO LINEAR

Na Tabela 9 constam os valores da THD e das IHDs da tensão de saída em regime para o *droop* com controle proporcional integral da fase e carga não linear. Os resultados foram gerados para as diferentes condições de carga. Conforme esperado, o *droop* com ação integral possui pouca influência no desempenho em regime permanente do laço interno, sendo os valores obtidos da mesma ordem de grandeza dos apresentados na Tabela 7.

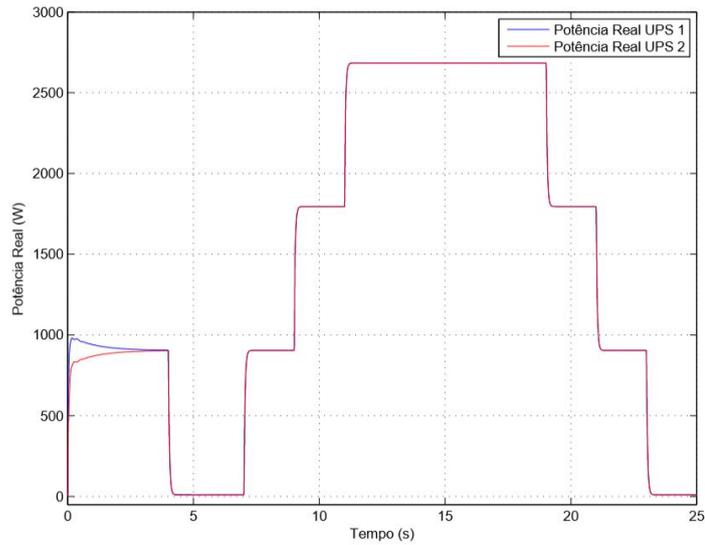
Tabela 9 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional integral de fase e controlador interno ressonante para o teste da carga não linear.

Componente	Vazio	1/3 PMAX	2/3 PMAX	PMAX	IEC 62040-3
THD [%]	0,259	2,160	3,315	4,380	8,0
IHD - 3ª [%]	0,002	0,018	0,038	0,063	5,0
IHD - 5ª [%]	0,000	0,011	0,027	0,048	6,0
IHD - 7ª [%]	0,061	1,811	2,885	3,680	5,0
IHD - 9ª [%]	0,165	0,612	0,961	1,315	1,5
IHD - 11ª [%]	0,040	0,692	1,237	1,680	3,5
IHD - 13ª [%]	0,083	0,485	0,593	0,618	3,0
IHD - 15ª [%]	0,051	0,163	0,267	0,487	0,3

Fonte: Autor

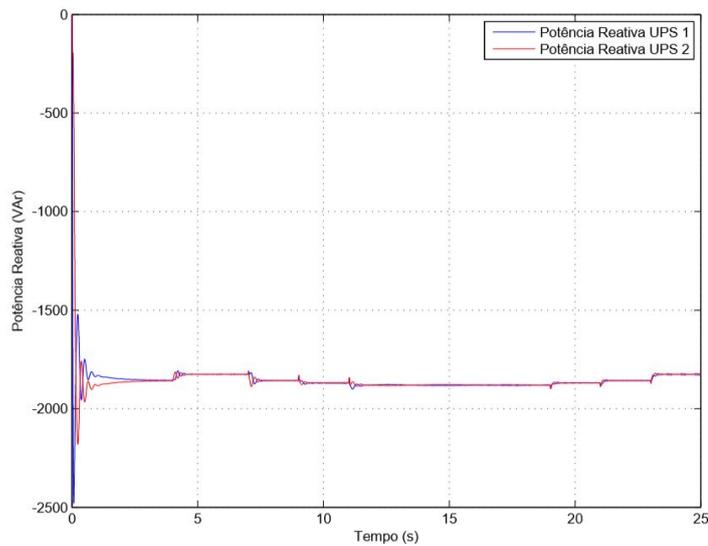
As potências calculadas conforme especificado na Seção 4.3.1 estão registradas nas Figuras 41 e 42. Para esse sistema, embora os gráficos registrem variações muito pequenas, foi verificada uma maior oscilação de potência aparente de saída das UPS. Isto pode ser verificado no apêndice G.

Figura 41 – Potência real - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional integral e carga não linear.



Fonte: Autor

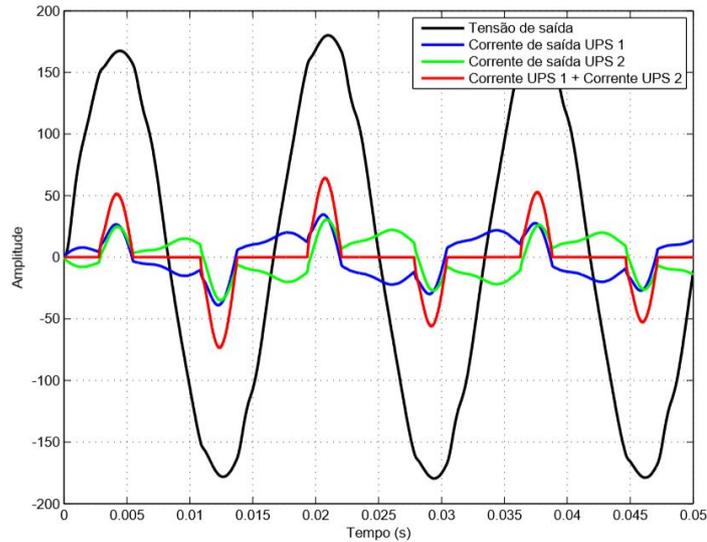
Figura 42 – Potência reativa - controlador interno ressonante, com controle de fase proporcional integral e carga não linear.



Fonte: Autor

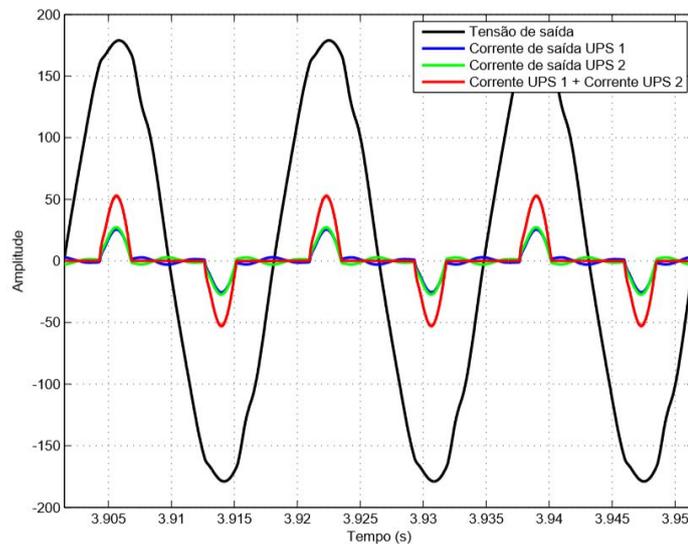
As Figuras 43 e 44 demonstram, respectivamente, o comportamento das UPS durante a partida e durante o regime para o *droop* com controle proporcional integral da fase e com controlador interno ressonante. Em ambos os casos, a potência da carga corresponde a um terço da potência máxima. Mesmo para a carga não linear, o sistema foi capaz de dividir de forma adequada as correntes, entrando em fase em regime permanente.

Figura 43 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear.



Fonte: Autor

Figura 44 – Controlador interno ressonante - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante regime permanente e com carga não linear.



Fonte: Autor

5.3 PID COM DROOP PROPORCIONAL INTEGRAL NA FASE

5.3.1 CARGA LINEAR

Na Tabela 10, os valores do THD e das IHDs da tensão de saída em regime estão registrados para as três diferentes condições de carga do teste linear realizado com o controlador interno PID. É possível notar que a combinação do controlador PID com o

termo feedforward foi capaz de garantir o seguimento de forma adequada do sinal senoidal de referência para as principais componentes harmônicas.

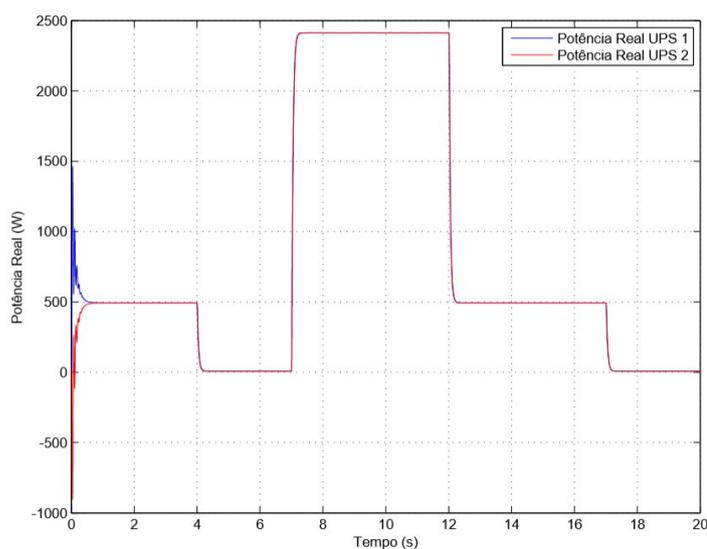
Tabela 10 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional integral de fase e controlador interno PID para o teste da carga linear.

Componente	Vazio	1/5 PMAX	PMAX	IEC 62040-3
THD [%]	0,125	0,170	0,495	8,0
IHD - 3 ^a [%]	0,050	0,081	0,150	5,0
IHD - 5 ^a [%]	0,031	0,039	0,030	6,0
IHD - 7 ^a [%]	0,022	0,024	0,019	5,0
IHD - 9 ^a [%]	0,023	0,018	0,018	1,5
IHD - 11 ^a [%]	0,022	0,021	0,020	3,5
IHD - 13 ^a [%]	0,026	0,027	0,020	3,0
IHD - 15 ^a [%]	0,027	0,026	0,027	0,3

Fonte: Autor

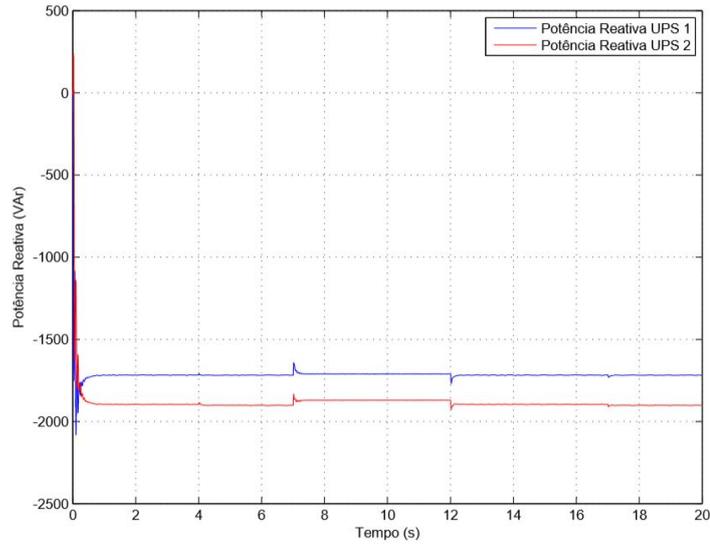
As potências calculadas conforme especificado na Seção 4.3.1 estão registradas nas Figuras 45 e 46. Percebe-se que, para o controlador PID, o *droop* não é capaz de compensar a componente reativa medida da potência que surge devido aos 5% de diferença entre os indutores. O comportamento da potência aparente, que pode ser verificado no apêndice G, de saída das UPS para esta configuração ultrapassou os 3,5kVA durante a partida.

Figura 45 – Potência real - controlador interno PID, com controle de fase proporcional integral e carga linear.



Fonte: Autor

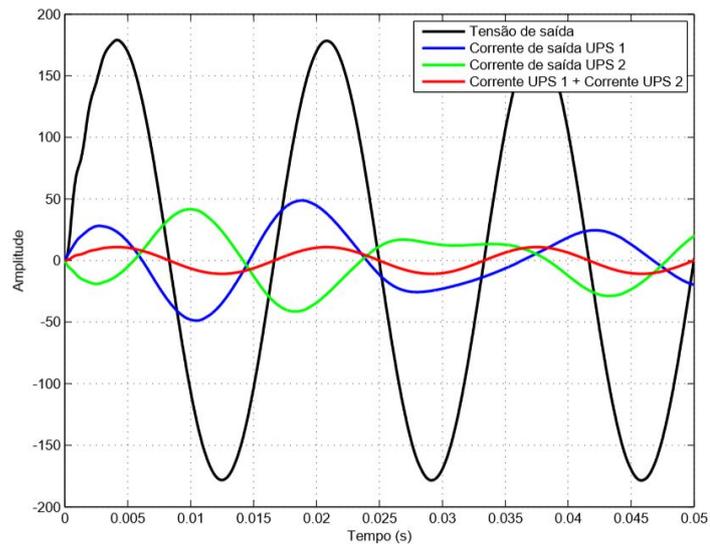
Figura 46 – Potência reativa - controlador interno PID, com controle de fase proporcional integral e carga linear.



Fonte: Autor

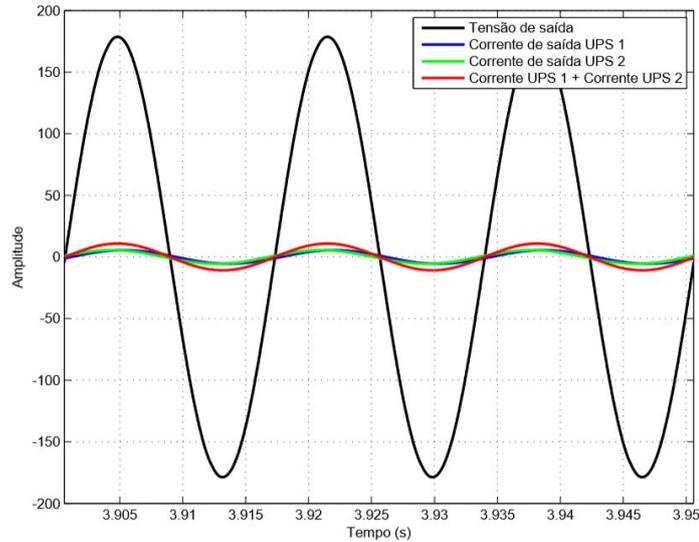
As Figuras 47 e 48 demonstram, respectivamente, as formas de onda de tensão e corrente das UPS durante a partida e durante o regime para a carga linear e controlador interno PID. Em ambos os casos, a potência da carga corresponde a 20% da potência máxima.

Figura 47 – Controlador interno PID - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga linear.



Fonte: Autor

Figura 48 – Controlador interno PID - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante regime permanente e com carga linear.



Fonte: Autor

5.3.2 CARGA NÃO LINEAR

Na Tabela 11, os valores do THD e das IHDs da tensão de saída em regime estão registrados para as quatro diferentes condições de carga existentes no teste não linear. Conforme previsto pela referência (BERTOLDI, 2019), as atenuações da 3^a, 5^a, 7^a e 9^a harmônicas foram suficientes para atender a norma. Por outro lado, os índices de IHD da 3a e 5a harmônica são significativamente maiores do que os apresentados na Tabela 8, evidenciando assim o papel do controlador ressonante na rejeição das harmônicas.

Tabela 11 – Componentes harmônicas do droop com controle proporcional integral de fase e controlador interno PID para o teste da carga não linear.

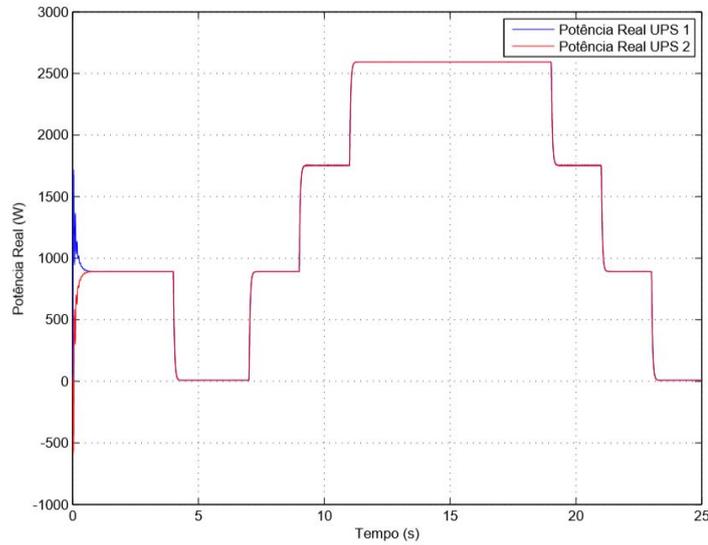
Componente	Vazio	1/3 PMAX	2/3 PMAX	PMAX	IEC 62040-3
THD [%]	0,166	1,767	3,125	4,273	8,0
IHD - 3 ^a [%]	0,050	0,885	1,693	2,445	5,0
IHD - 5 ^a [%]	0,032	0,997	1,788	2,420	6,0
IHD - 7 ^a [%]	0,022	0,732	1,130	1,335	5,0
IHD - 9 ^a [%]	0,023	0,295	0,360	0,493	1,5
IHD - 11 ^a [%]	0,022	0,255	0,645	1,003	3,5
IHD - 13 ^a [%]	0,025	0,579	0,934	1,125	3,0
IHD - 15 ^a [%]	0,028	0,413	0,718	1,115	0,3

Fonte: Autor

As potências calculadas conforme especificado na Seção 4.3.1 do *droop* para a simulação com carga não linear seguem nas Figuras 49 e 50. Novamente, o sistema com controlador interno PID não foi capaz de compensar a componente da potência reativa. Este erro surge dos 5% de diferença entre os indutores e, caso essa diferença seja retirada,

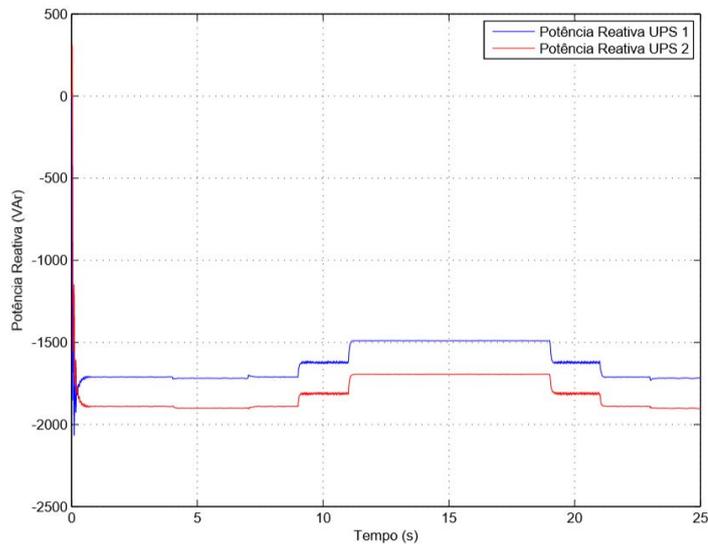
o PI do controle da fase deixa ambos sistemas em sincronia e as variáveis de controle das UPS se igualam.

Figura 49 – Potência real - controlador interno PID, com controle de fase proporcional integral e carga não linear.



Fonte: Autor

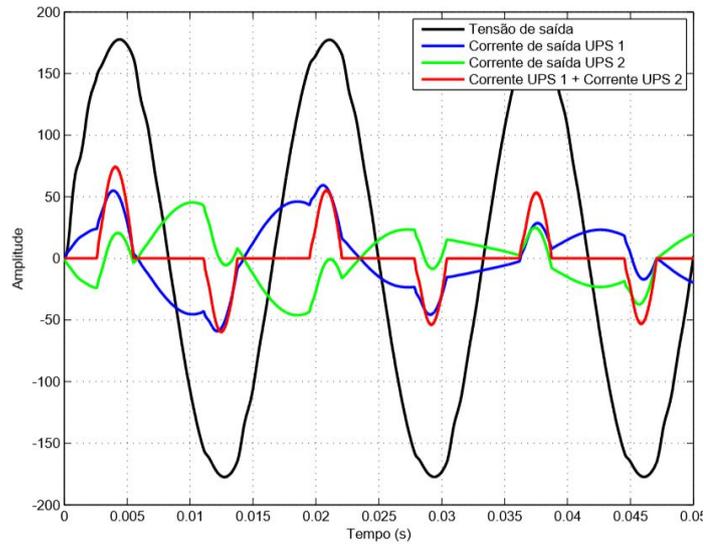
Figura 50 – Potência reativa - controlador interno PID, com controle de fase proporcional integral e carga não linear.



Fonte: Autor

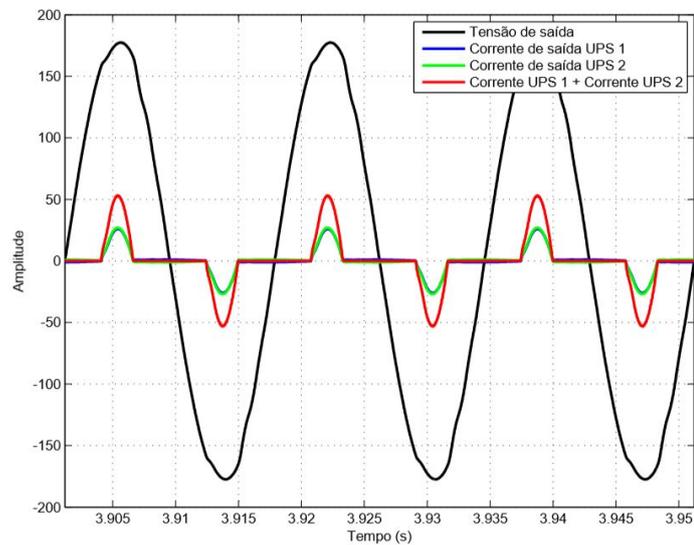
As Figuras 51 e 52 demonstram, respectivamente, as formas de onda de tensão e corrente das UPS com controlador interno PID durante a partida e durante o regime. Em ambos os casos, a potência da carga corresponde a um terço da potência máxima.

Figura 51 – Controlador interno PID - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante partida com defasagem de 1,5 graus e carga não linear.



Fonte: Autor

Figura 52 – Controlador interno PID - Tensão de saída e correntes das UPS em paralelo com controlador droop proporcional integral na fase durante regime permanente e com carga não linear.



Fonte: Autor

5.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, os resultados obtidos mediante as simulações foram apresentados para os controladores desenvolvidos no capítulo anterior. Realizou-se a partida com defasagem entre as referências das UPS e, em sequência, os testes de carga da norma foram aplicados. Em todos os casos, os controladores *droop* se mostraram capazes de distribuir as

potências. Outro fato a ser observado é que, com exceção da 15ª componente harmônica, as condições analisadas da IEC 62040-3 foram atendidas.

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi estudado o método *droop* de paralelismo de UPS considerando uma abordagem multi-malha. Para a malha interna, que garante o seguimento do sinal de referência e a rejeição dos distúrbios harmônicos, foi avaliado o uso de controladores ressonantes e PID com feedforward. O método de projeto destes controladores foi por LMIs e LGR, respectivamente. Já na malha externa, responsável por regular a distribuição das potências entre as UPS, foram considerados controladores proporcionais e proporcionais integrais. O método de projeto foi empírico baseado em simulações.

Os resultados demonstraram a capacidade das UPS controladas pelo *droop* de partir com defasagem inicial de até 1,5 graus entre suas referências. O controle pela fase foi capaz de compensar o erro inicial e garantir de forma robusta um bom comportamento durante as variações de carga. O fator mais crítico desta condição é o fluxo de potência reativa entre as UPS.

Verificou-se, também, que apenas o controle proporcional seria capaz de, com certas limitações, dividir a potência entre as UPS. Esta configuração, no entanto, apresenta um erro em regime permanente entre as potências ativas das UPS que é proporcional ao atraso inicial. Este sistema, no entanto, é mais sensível a incertezas da planta.

A carga é um fator a ser ponderado na escolha do controlador interno. Verificou-se a capacidade do ressonante de rejeitar os distúrbios de forma muito mais robusta para as frequências com compensação. Esta melhora, no entanto, aumenta a complexidade e o custo do controlador para cada módulo ressonante adicionado. Assim, o controle ressonante pode ser indicado para equipamentos muito sensíveis às oscilações na rede. Por sua vez, o controlador PID foi capaz de atender os limites da norma com uma estrutura simples, também se mostrando viável para a aplicação proposta.

Algumas oscilações oriundas das distorções harmônicas foram verificadas para o controlador interno ressonante com controle de fase proporcional integral e carga não linear, mas, mesmo assim, o sistema se mostrou robusto para a divisão das potências. Com os resultados, verificou-se a viabilidade de uma medição única da corrente no indutor.

Como sugestão para trabalhos futuros envolvendo a determinação dos ganhos do controlador externo, há a síntese conjunta dos ganhos do *droop* e do controlador interno baseada em LMI. Um outra opção seria abordar uma forma sistemática para a definição dos ganhos do *droop* por métodos como LGR ou controle baseado em dados.

Seria possível, também, estudos sobre a robustez do sistema frente as incertezas práticas dos componentes das UPS. Neste trabalho, considerou-se unicamente um erro de 5% em um dos indutores. Os efeitos das imprecisões de *clock*, da presença de impedâncias nas linhas que conectam as UPS e de diferentes filtros de saída poderiam ser analisados

para esse sistema. Por fim, outra alternativa seria a implementação do *droop* com base na transformações de domínios.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS (ABNT). NBR 15014: conversor a semicondutor: sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak): segurança e desempenho. Rio de Janeiro, 2005.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS (ABNT). NBR 15014: conversor a semicondutor: sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak): terminologia. Rio de Janeiro, 2003.

BERTOLDI, Rodrigo. Controlador Múltiplo-ressonante De Ganho Finito Aplicado a Fontes Ininterruptas de Energia. 2019. 123 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Escola de Engenharia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre.

BRABANDERE, Karel De; BOLSENS, Bruno; KEYBUS, Jeroen Van den; WOYTE, Achim; DRIESEN, Johan; BELMANS, Ronnie; A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters. IEEE Transactions on Power Electronics (Volume: 22 , Issue: 4 , July 2007).

CHANDORKAR, Mukul C.; DIVAN, Deepak; ADAPA, Rambabu; Control of parallel connected inverters in standalone AC supply systems. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume: 29 , Issue: 1 , Jan/Feb 1993).

FLORES, Jeferson Vieira. Metodologias para a garantia de seguimento e rejeição de sinais. 2010.

GROSS, C.A. Power System Analysis. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 1986.

GUERRERO, Josep M., ALCALA, Jose Matas; MIRET, Jaume; Steady-state invariant-frequency control of parallel redundant uninterruptible power supplies. IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the], Volume: 1

GUERRERO, Josep M., MATAS, José, VICUÑA, Luis García de, BERBEL, N., SOSA, J. (2005). Wireless-Control Strategy for Parallel Operation of Distributed-Generation Inverters. ISIE [International Symposium on Industrial Electronics, 2005]

Guerrero, Josep M., Member, S., Hang, L., e Uceda, J. (2008). Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(8):2845–2859.

GUERRERO, Josep M., VICUÑA, Luis García de; MATAS, José; CASTILLA, Miguel; MIRET, Jaume; A Wireless Controller to Enhance Dynamic Performance of Parallel Inverters in Distributed Generation Systems. IEEE Transactions on Power Electronics (Volume: 19 , Issue: 5 , Sept. 2004)

GUERRERO, Josep M., VICUÑA, Luis García de, MATAS, José; CASTILLA, Miguel; MIRET, Jaume; Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (Volume: 52, Issue: 4 , Aug. 2005)

HASANZADEH, Amin; ONAR, Omer C.; MOKHTARI, Hossein; KHALIGH, Alireza. A Proportional-Resonant Controller-Based Wireless Control Strategy With a Reduced Number of Sensors for Parallel-Operated UPSs. *IEEE Transactions on Power Delivery* (Volume: 25 , Issue: 1 , Jan. 2010).

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). IEC62040-3: Uninterruptible Power Systems (UPS) - Part 3: method of specifying the performance and test requirements. Geneva, 2011.

KEIEL, G. Projeto em tempo discreto de controladores ressonantes aplicados a fontes ininterruptas de energia. 2017. 135 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Escola de Engenharia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, 2017.

LORENZINI, Charles, Desenvolvimento de um controlador ressonante-repetitivo aplicado a fontes ininterruptas de energia. 2015. 116 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Escola de Engenharia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre.

Lorenzini, Charles, FLORES, Jeferson Vieira; PEREIRA, Luís Fernando Alves; PEREIRA, Luís Aalberto. Resonant-repetitive controller with phase correction applied to uninterruptible power supplies. *CONTROL ENGINEERING PRACTICE* , v. 77, p. 118-126, 2018.

OGATA, K.: Engenharia de Controle Moderno - 4ª Edição, 2003, Prentice-Hall. (OGATA, 2003)

PEREIRA, L. F. A. et al. Multiple Resonant Controllers for Uninterruptible Power Supplies – A Systematic Robust Control Design Approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, v.61, n.3, p.1528–1538, Mar. 2014.

TULADHAR, A., JIN, H., UNGER, T., and MAUCH, K. (1998) Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of line impedance effect. In *APEC'98*, Pages 321-328.

WILLMANN, G. et al. Multiple-loop H-infinity control design for uninterruptible power supplies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, v.54, n.3, p.1–12, Jun. 2007.

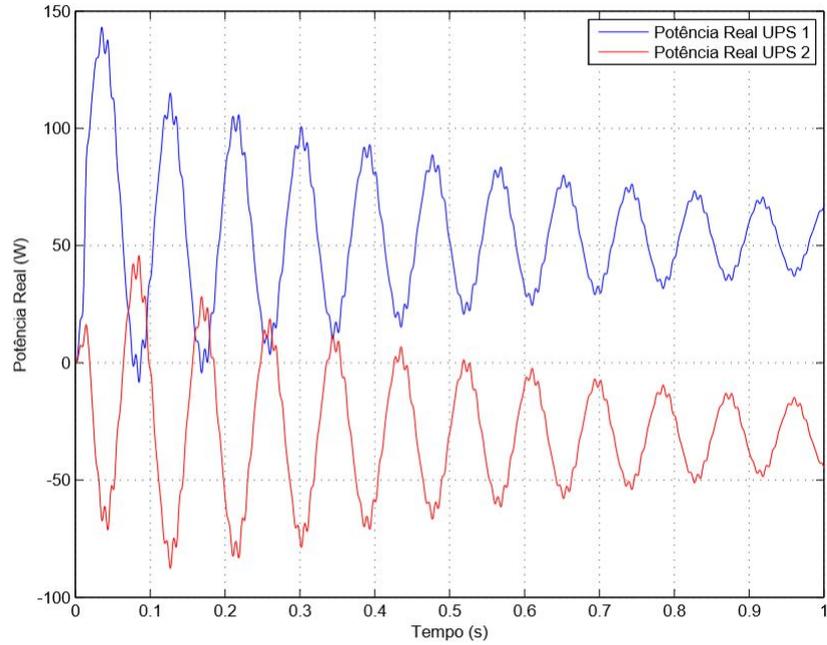
YAO, Wei; CHEN, Min; MATAS, José; GUERRERO, Josep M.; QIAN, Zhao-Ming; Design and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Considering the Impact of

the Complex Impedance on the Power Sharing; IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume: 58 , Issue: 2 , Feb. 2011).

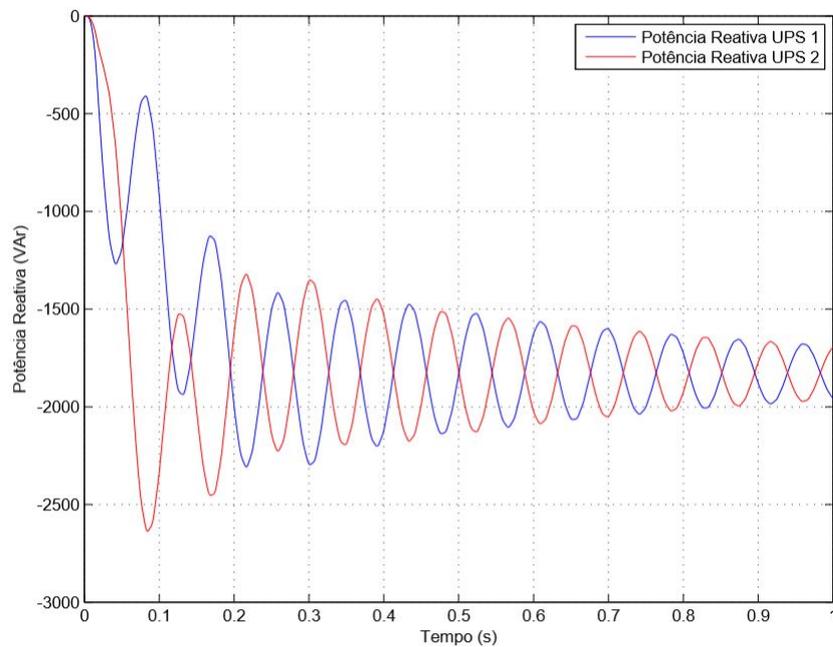
ZHANG, Chi; GUERRERO, Josep M.; QUINTERO, Juan Carlos Vasquez; COELHO, Ernane A. A.; Control Architecture for Parallel-Connected Inverters in Uninterruptible Power Systems; IEEE Transactions on Power Electronics (Volume: 31 , Issue: 7 , July 2016)

APÊNDICE A

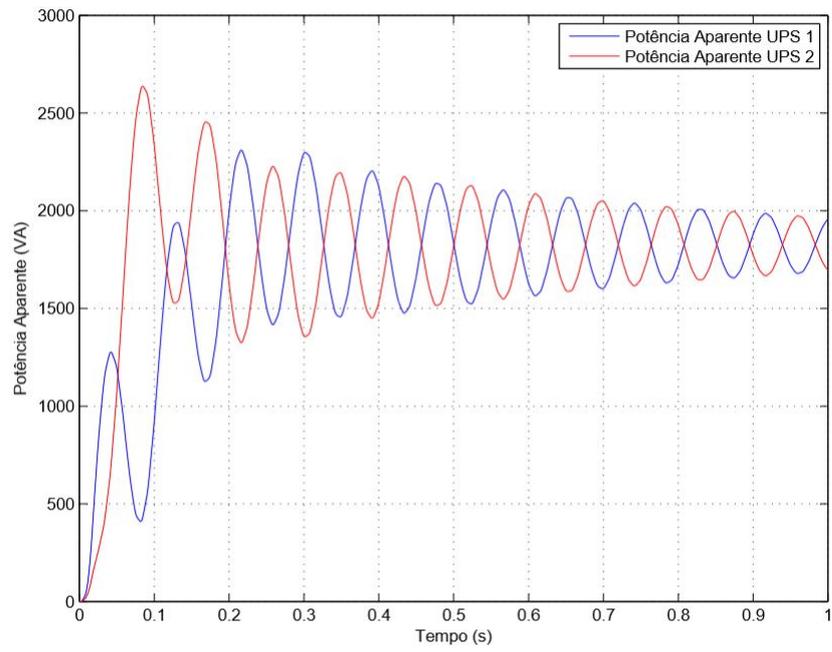
Controlador interno ressonante com droop proporcional na fase - Potências reais durante partida com defasagem de 1,5 graus e sem carga.



Controlador interno ressonante com droop proporcional na fase - Potências reativas durante partida com defasagem de 1,5 graus e sem carga.

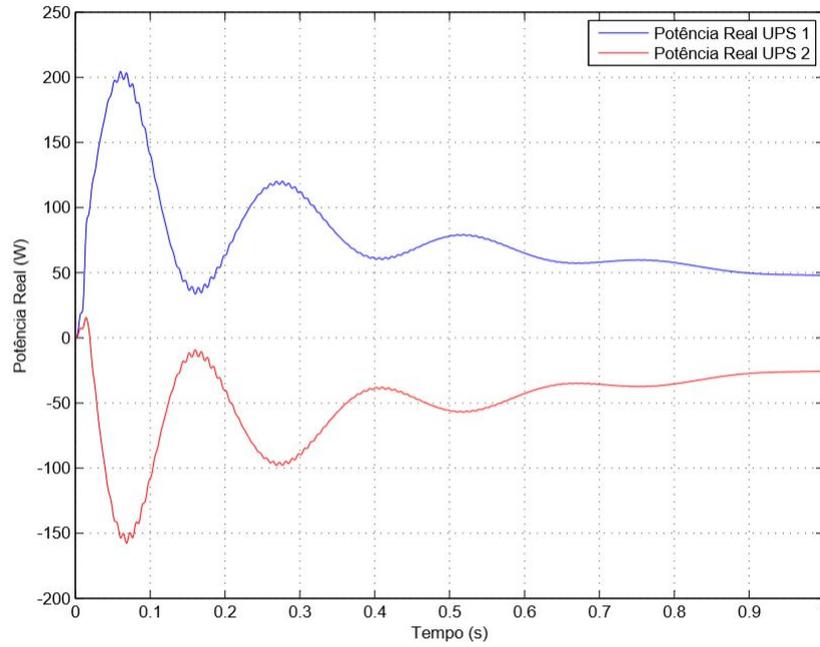


Controlador interno ressonante com droop proporcional na fase - Potências aparentes durante partida com defasagem de 1,5 graus e sem carga.

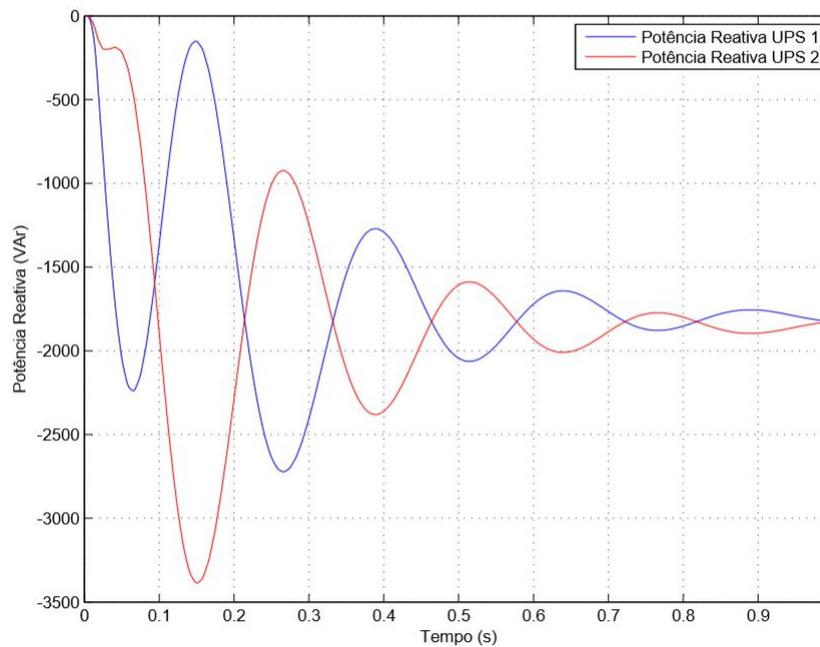


APÊNDICE B

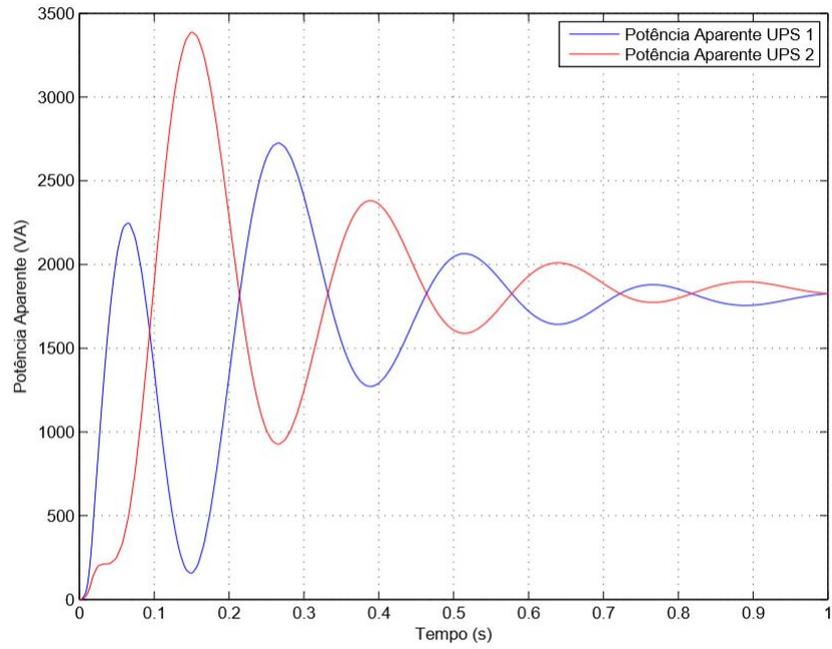
Controlador interno ressonante com droop proporcional integral na fase - Potências reais durante partida com defasagem de 1,5 graus e sem carga.



Controlador interno ressonante com droop proporcional integral na fase - Potências reativas durante partida com defasagem de 1,5 graus e sem carga.

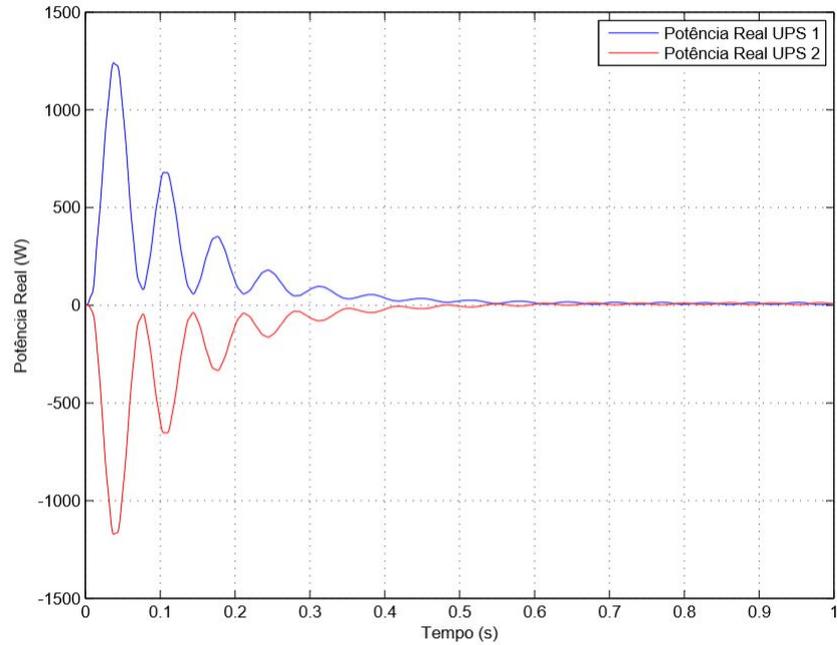


Controlador interno ressonante com droop proporcional integral na fase - Potências aparentes durante partida com defasagem de 1,5 graus e sem carga.

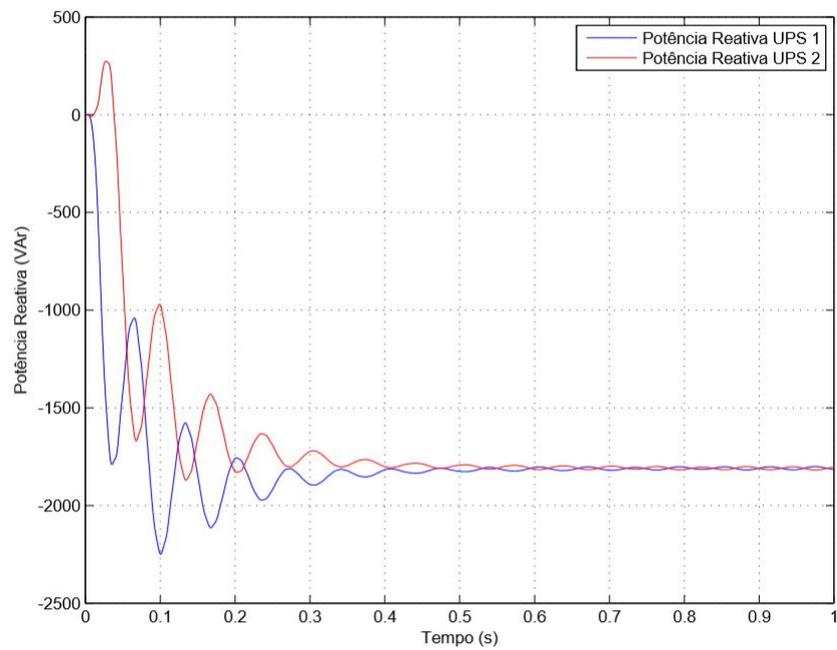


APÊNDICE C

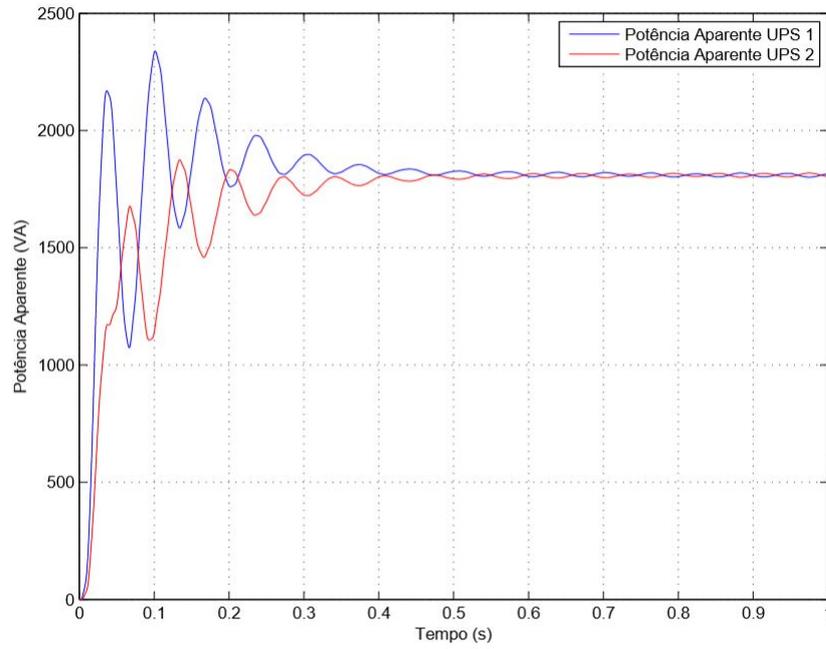
Controlador interno PID com droop proporcional integral na fase - Potências reais durante partida com defasagem de 1,5 graus e sem carga.



Controlador interno PID com droop proporcional integral na fase - Potências reativas durante partida com defasagem de 1,5 graus e sem carga.

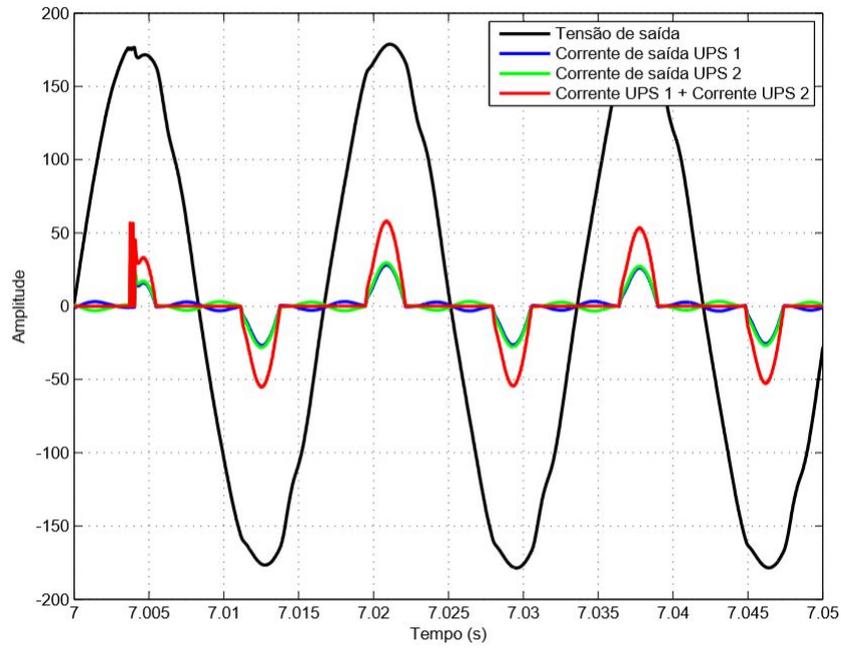


Controlador interno PID com droop proporcional integral na fase - Potências aparentes durante partida com defasagem de 1,5 graus e sem carga.

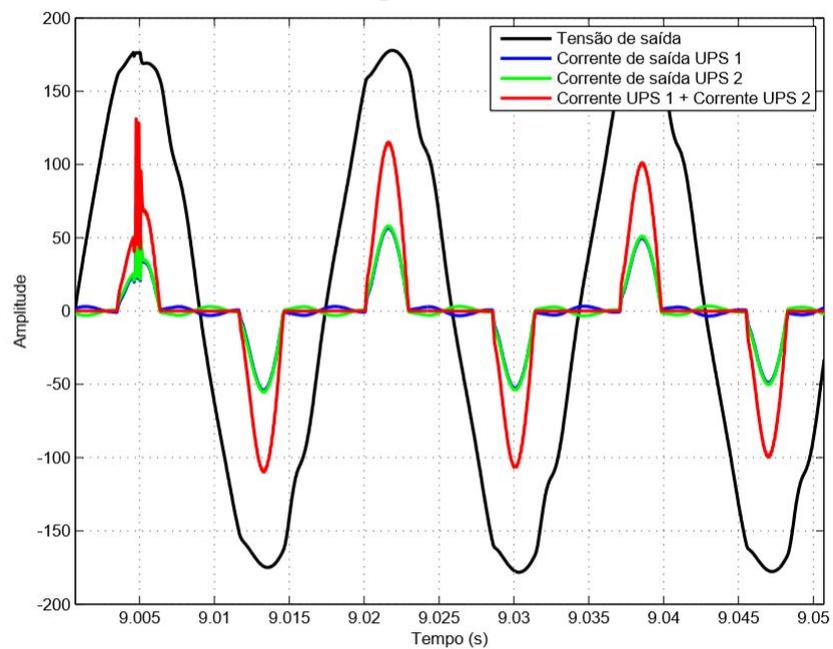


APÊNDICE D

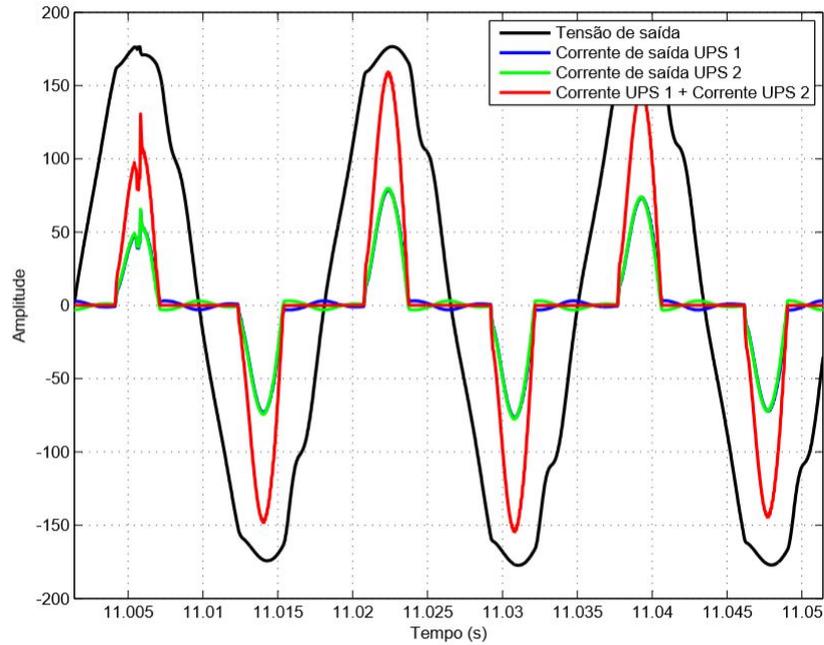
Primeiro degrau aditivo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional.



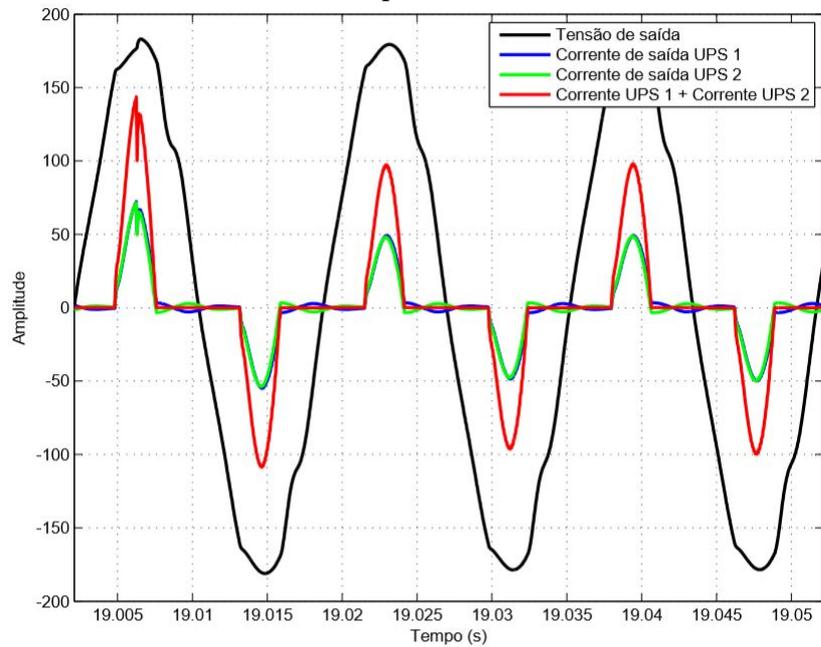
Segundo degrau aditivo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional.



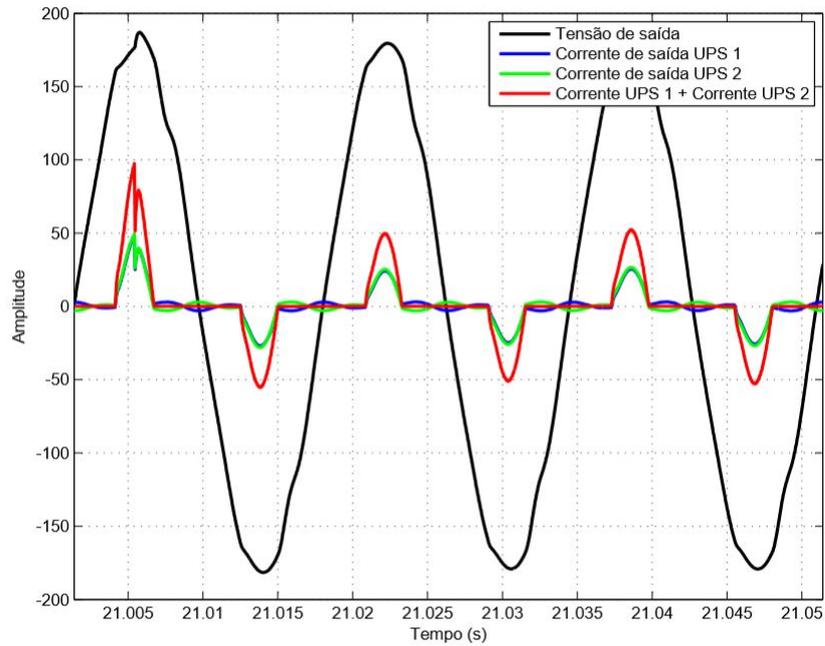
Terceiro degrau aditivo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional.



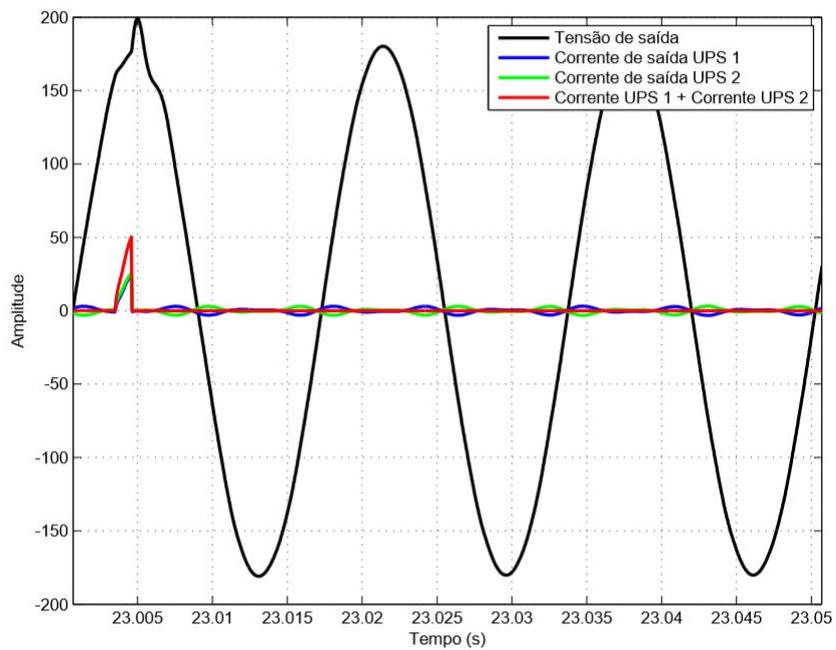
Primeiro degrau subtrativo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional.



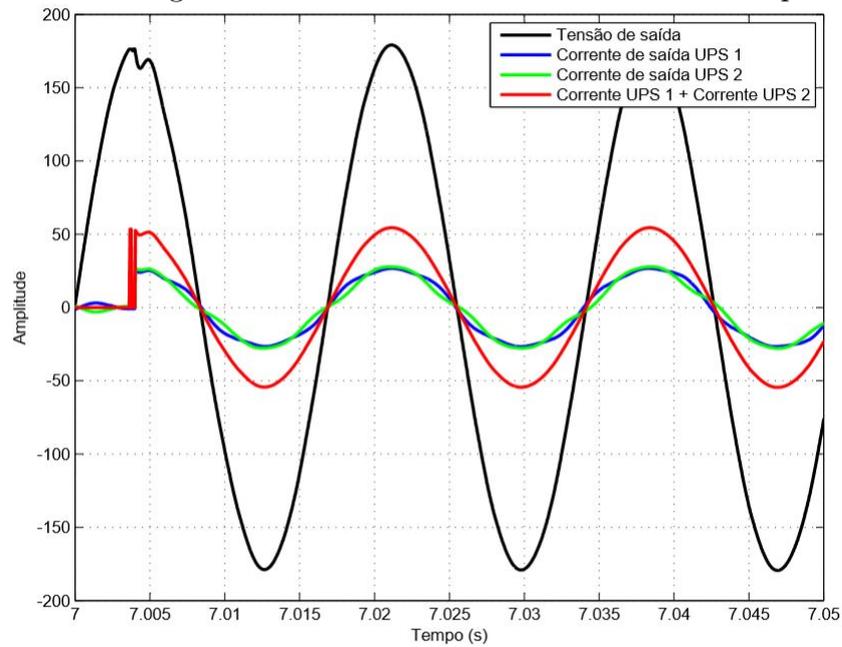
Segundo degrau subtrativo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional.



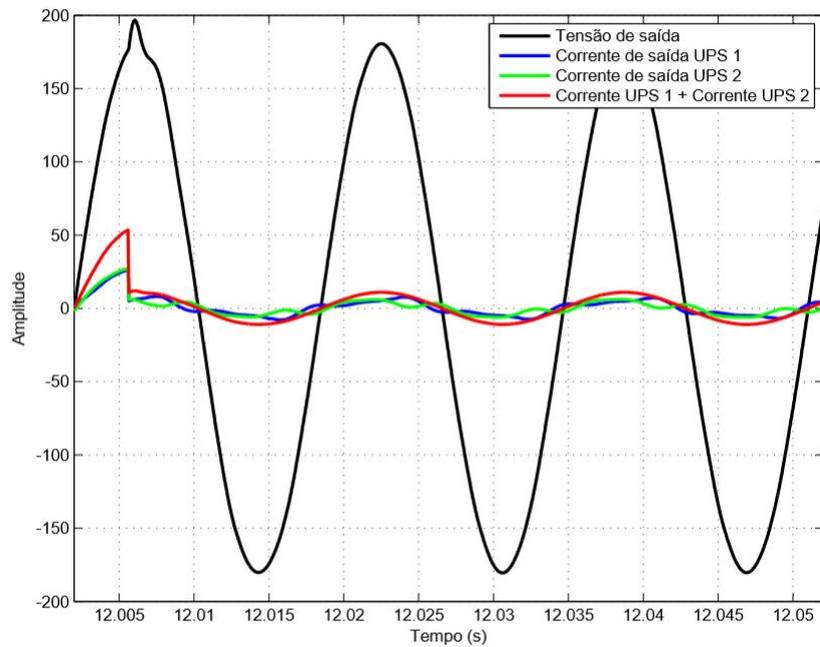
Terceiro degrau subtrativo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional.



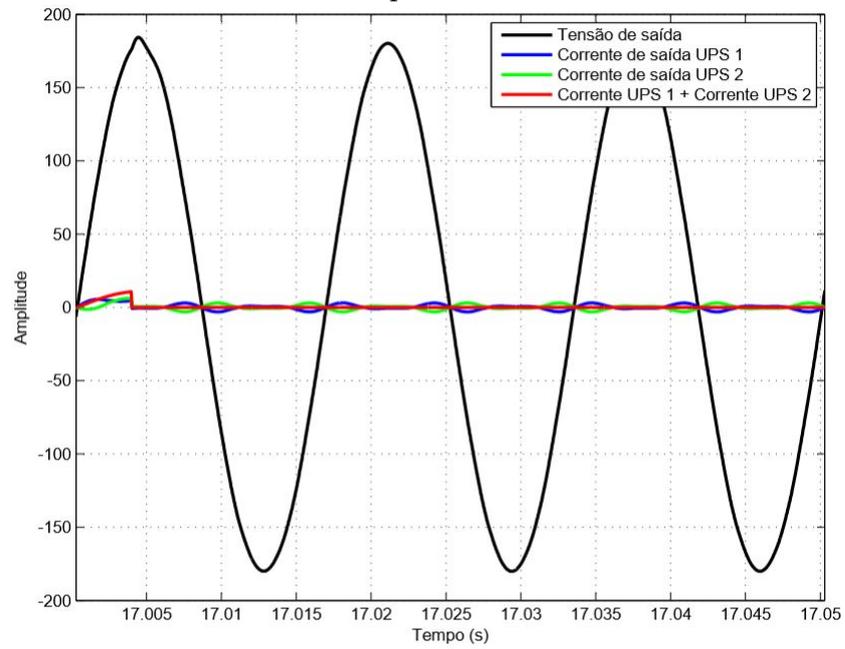
Degrau aditivo de carga linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional.



Primeiro degrau subtrativo de carga linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional.

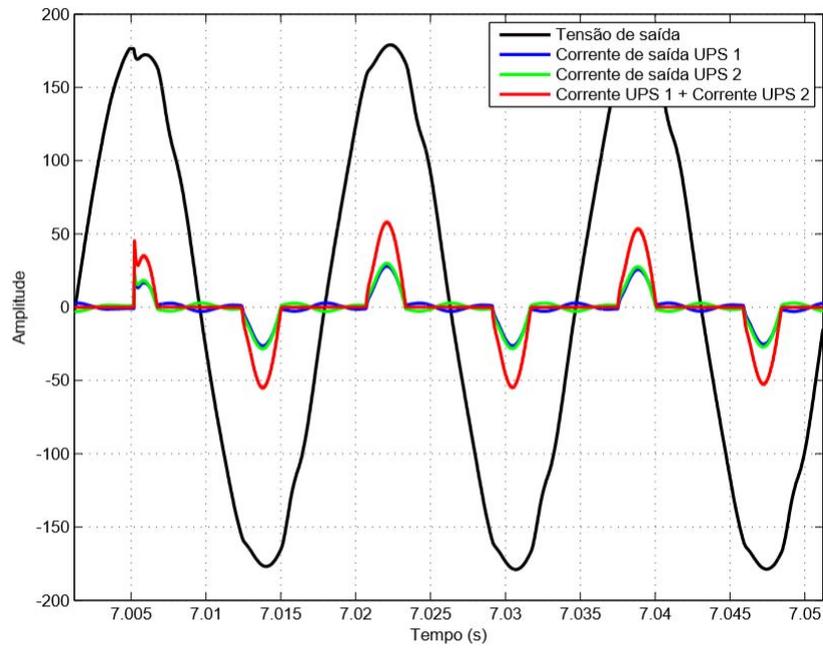


Segundo degrau subtrativo de carga linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional.

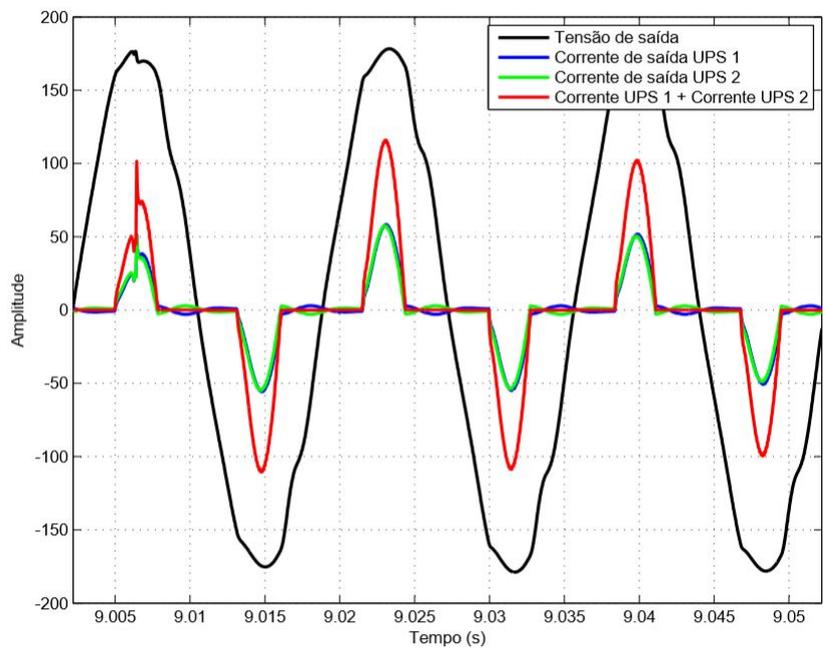


APÊNDICE E

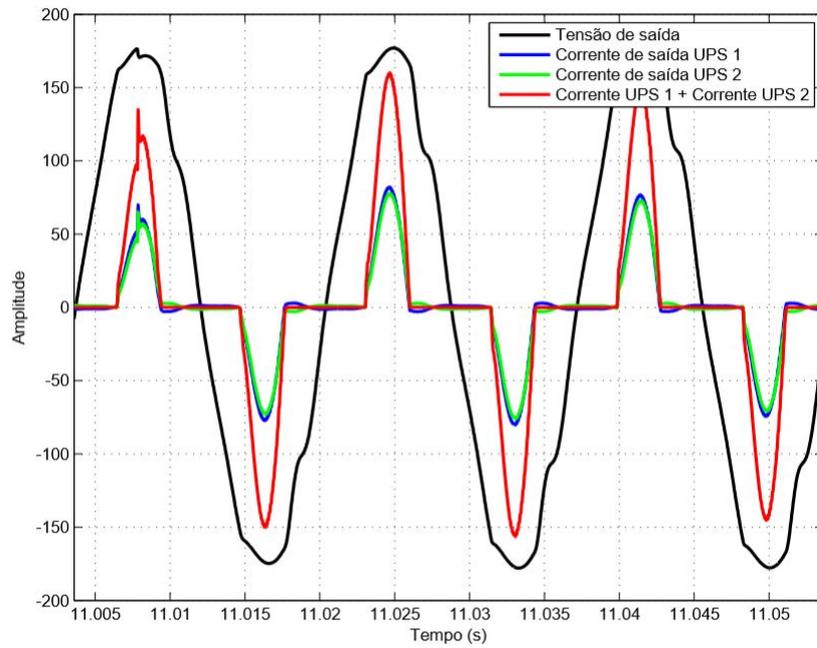
Primeiro degrau aditivo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional integral.



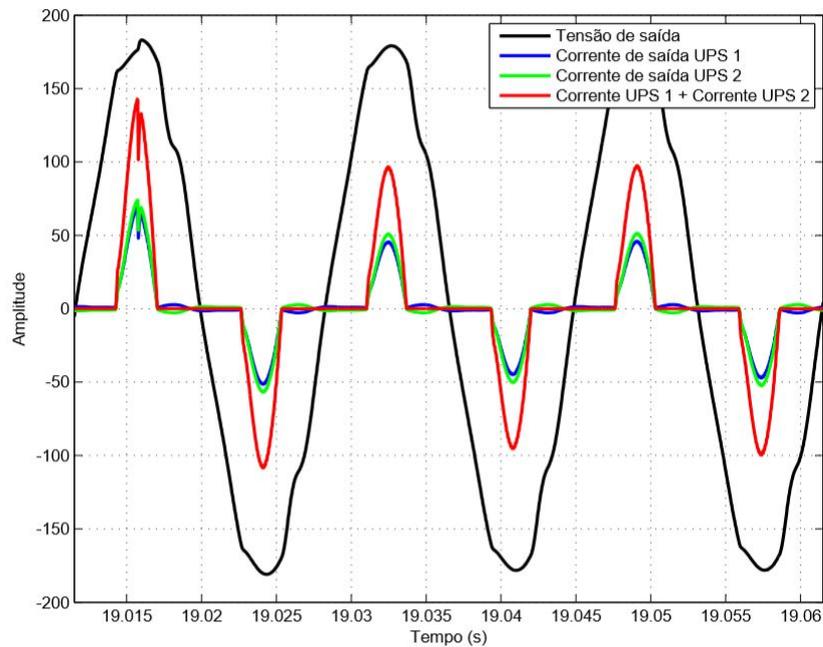
Segundo degrau aditivo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional integral.



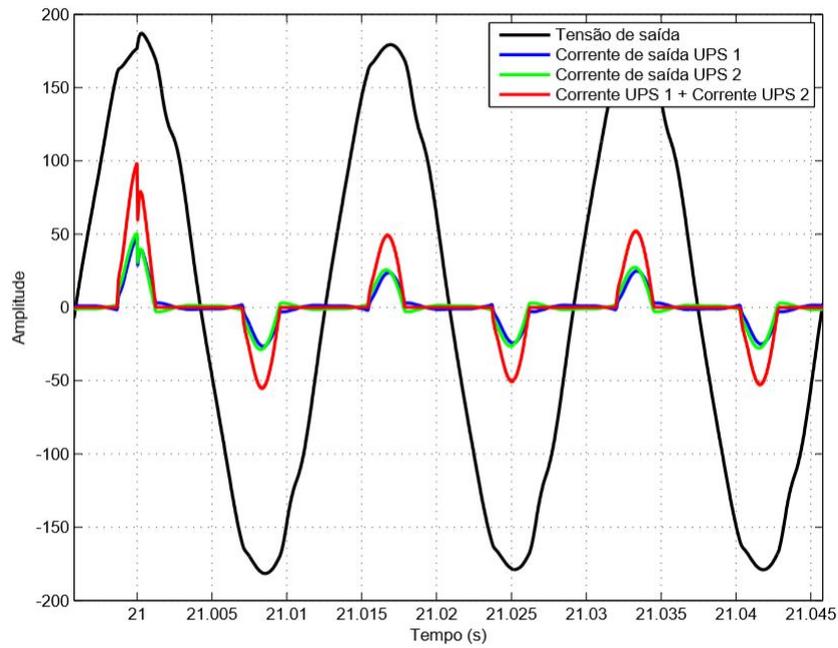
Terceiro degrau aditivo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop
Proporcional integral.



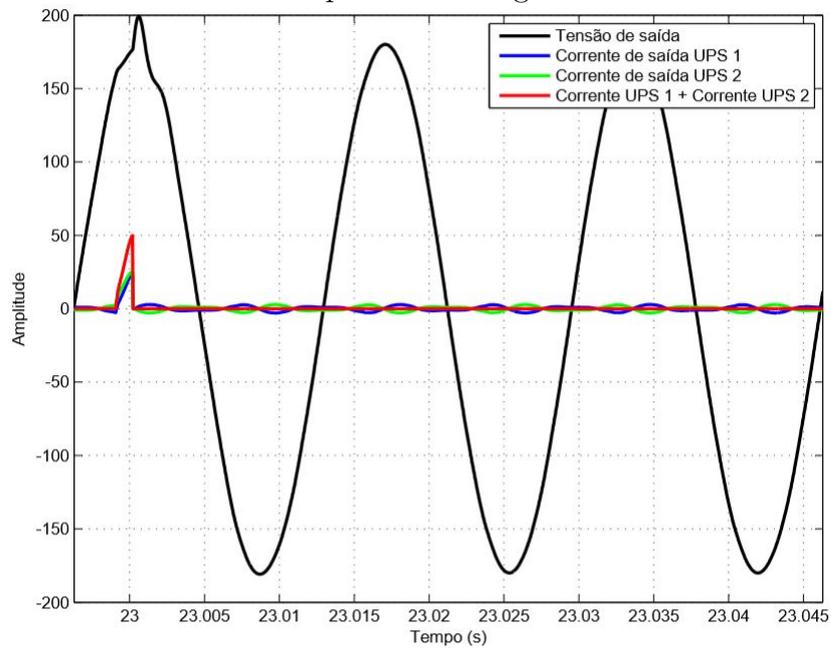
Primeiro degrau subtrativo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop
Proporcional integral.



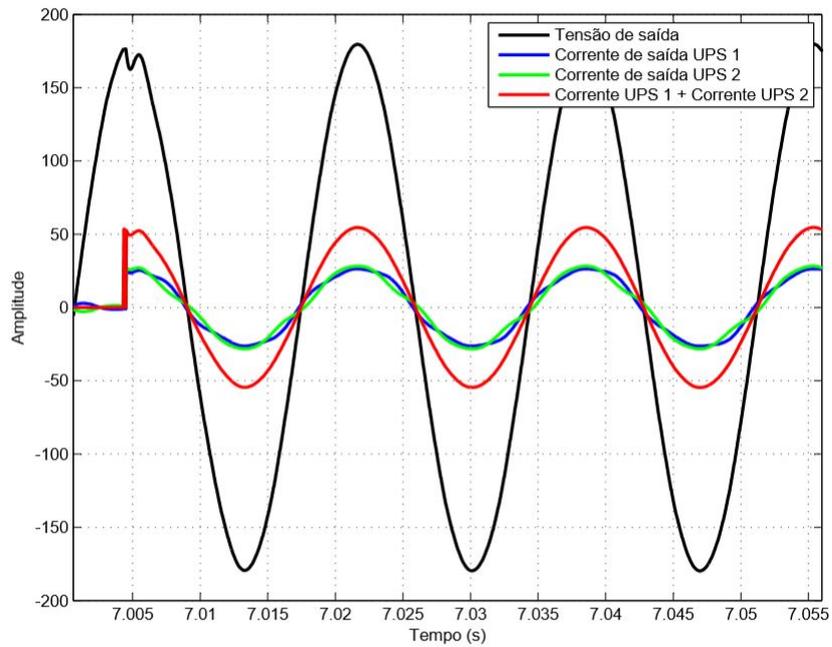
Segundo degrau subtrativo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional integral.



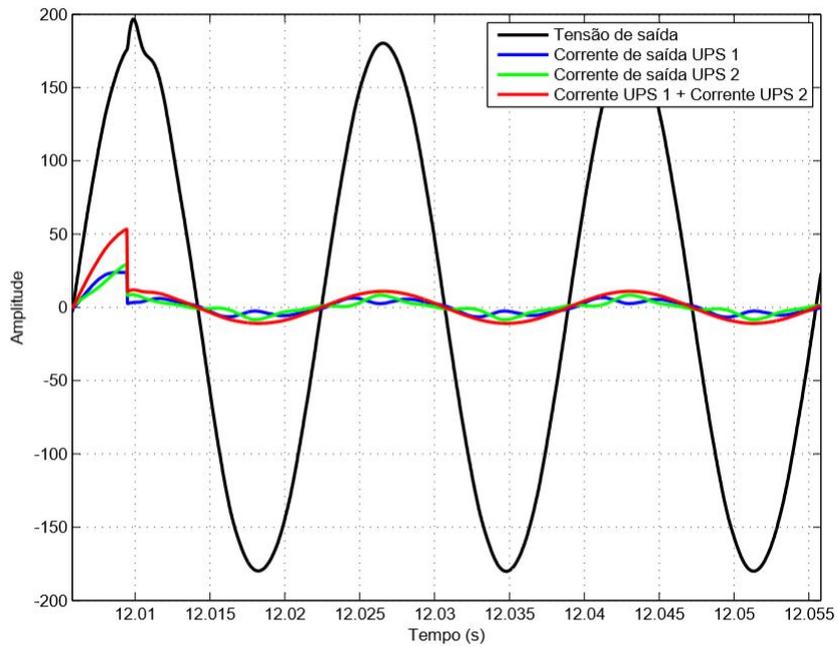
Terceiro degrau subtrativo de carga não linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional integral.



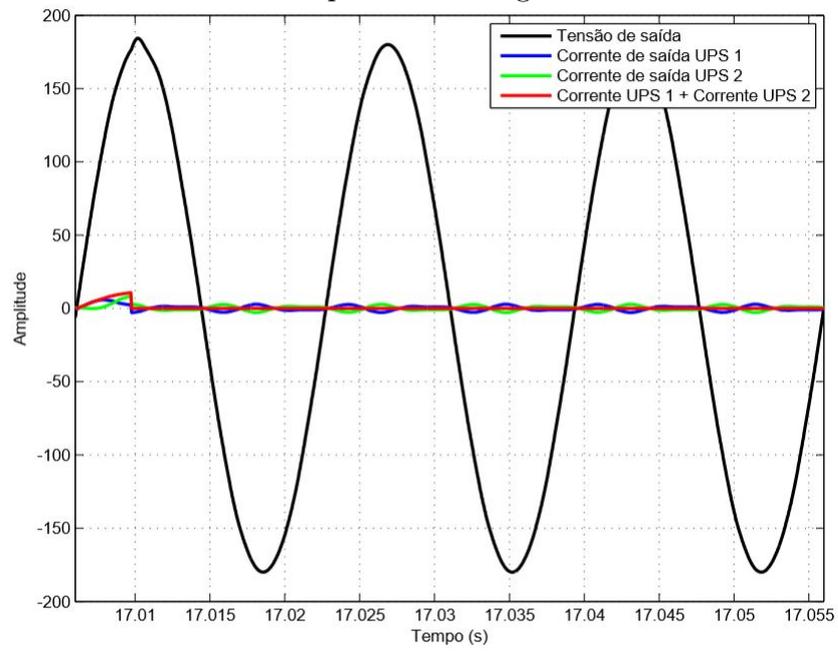
Degrau aditivo de carga linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional integral.



Primeiro degrau subtrativo de carga linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional integral.

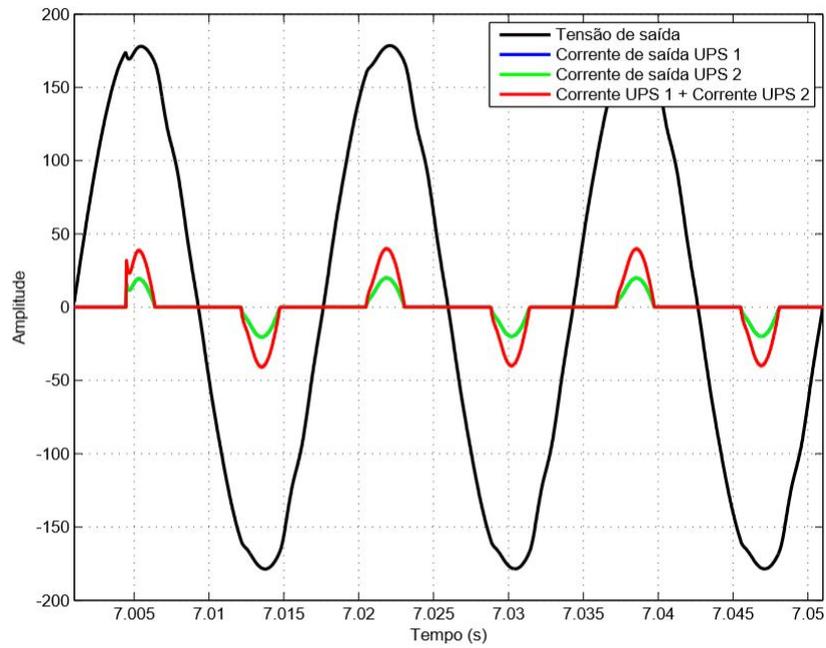


Segundo degrau subtrativo de carga linear - Controlador ressonante com Droop Proporcional integral.

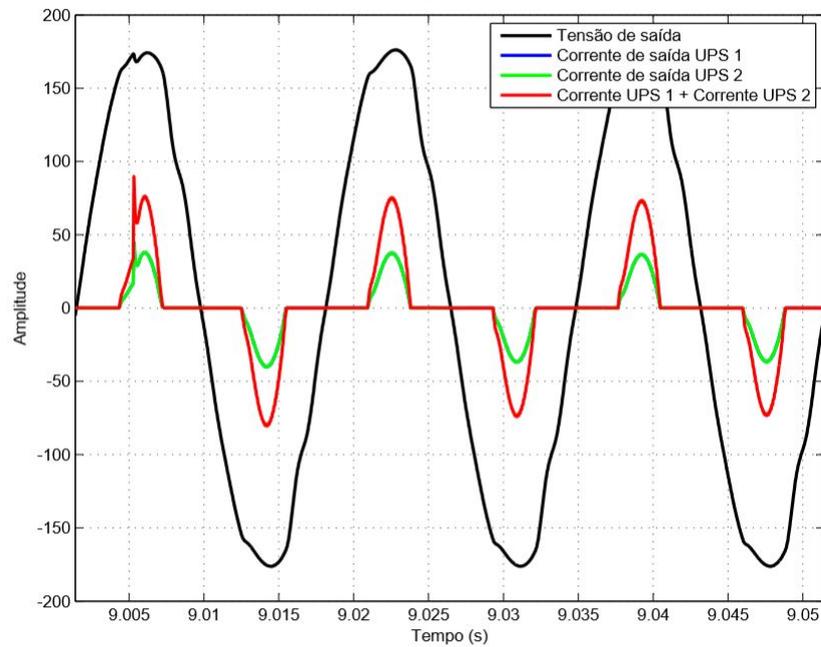


APÊNDICE F

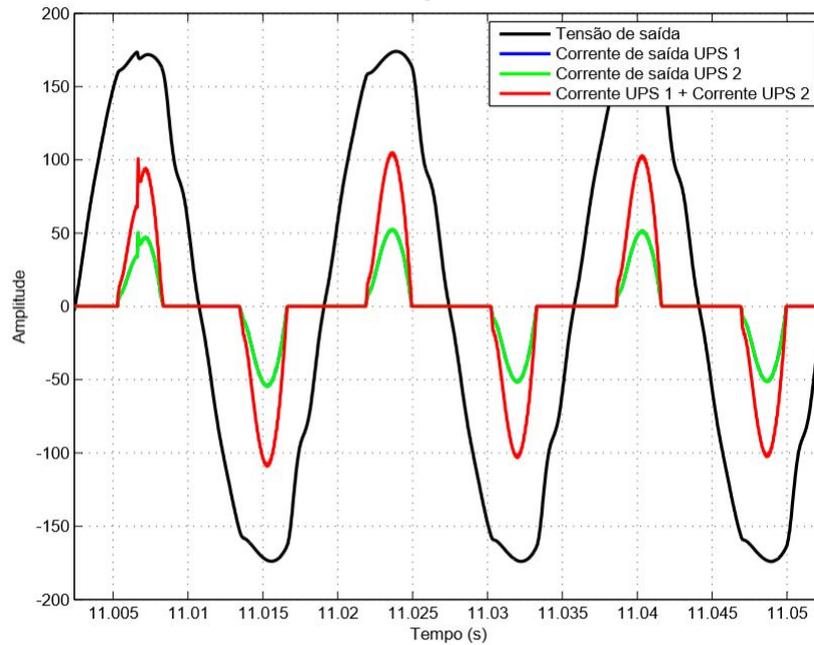
Primeiro degrau aditivo de carga não linear - Controlador PID com Droop Proporcional integral.



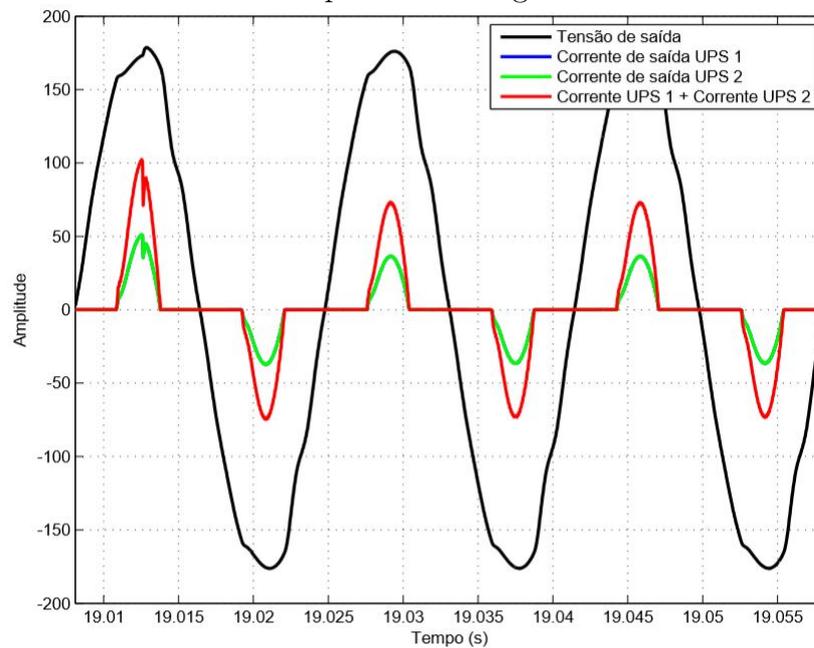
Segundo degrau aditivo de carga não linear - Controlador PID com Droop Proporcional integral.



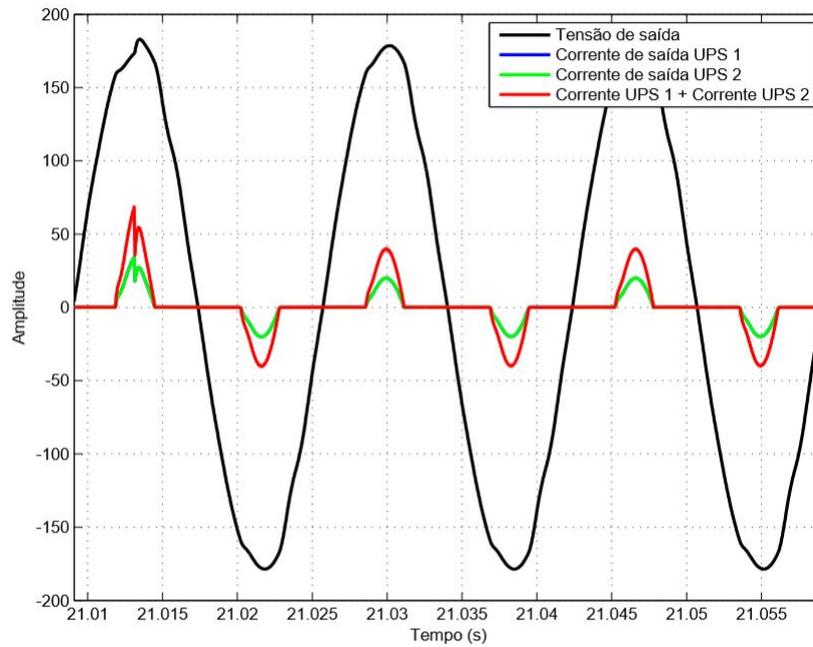
Terceiro degrau aditivo de carga não linear - Controlador PID com Droop Proporcional integral.



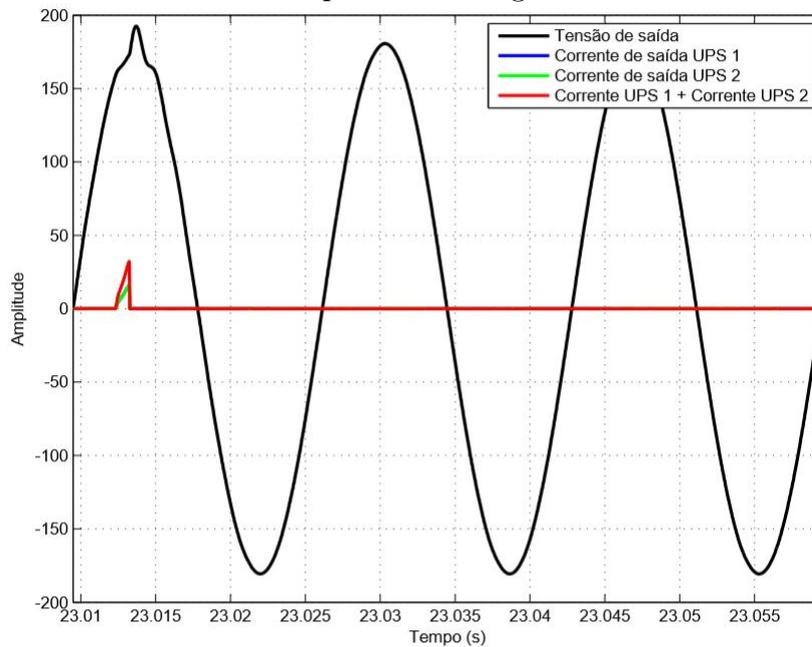
Primeiro degrau subtrativo de carga não linear - Controlador PID com Droop Proporcional integral.



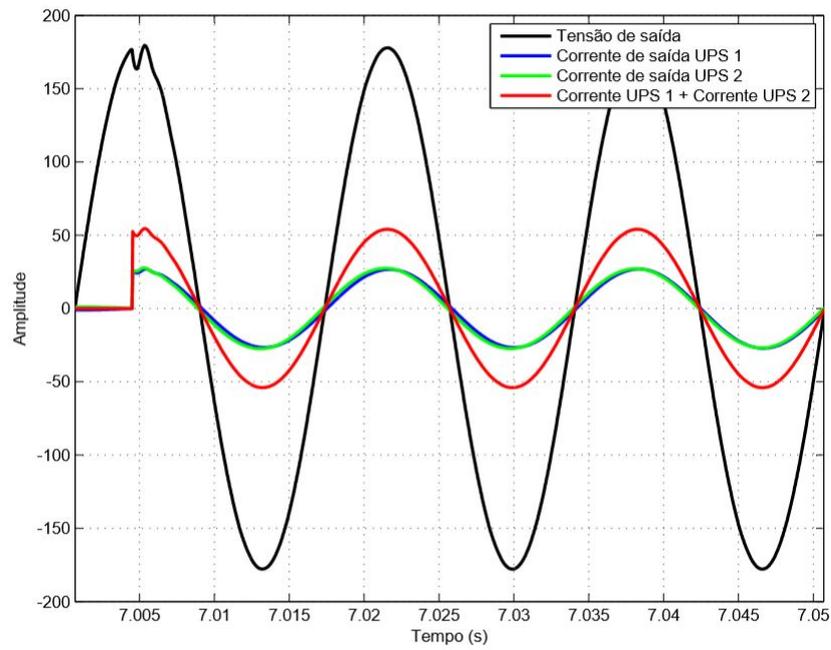
Segundo degrau subtrativo de carga não linear - Controlador PID com Droop
Proporcional integral.



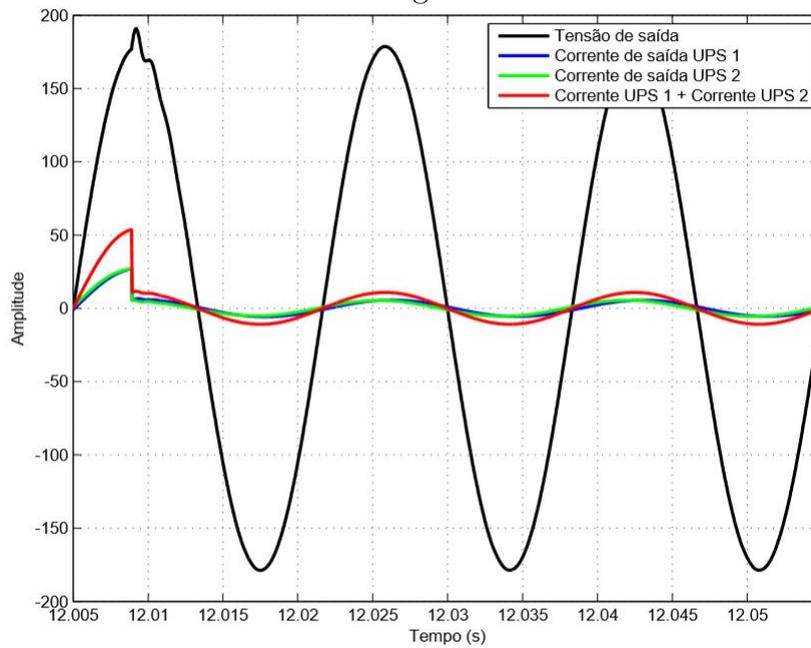
Terceiro degrau subtrativo de carga não linear - Controlador PID com Droop
Proporcional integral.



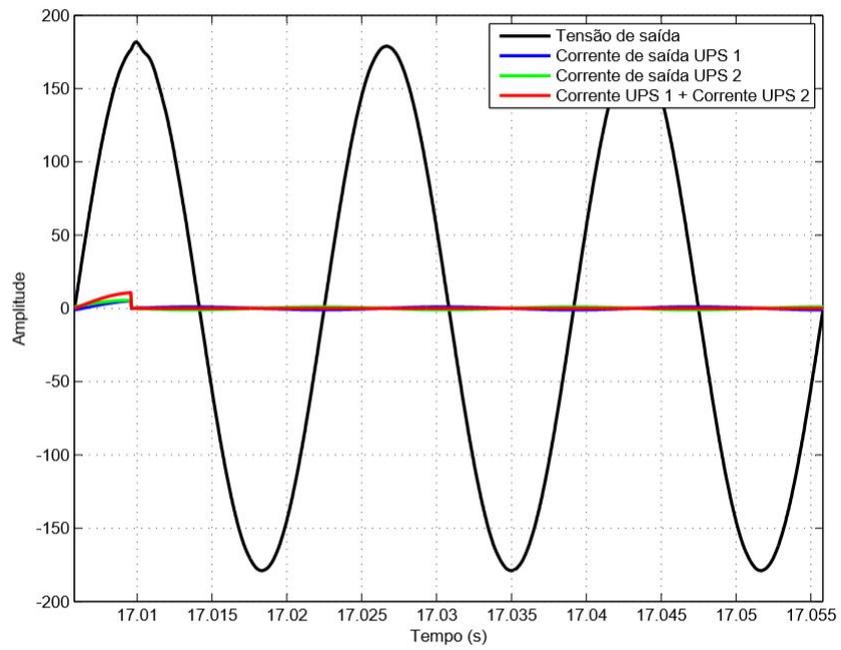
Degrau aditivo de carga linear - Controlador PID com Droop Proporcional integral.



Primeiro degrau subtrativo de carga linear - Controlador PID com Droop Proporcional integral.

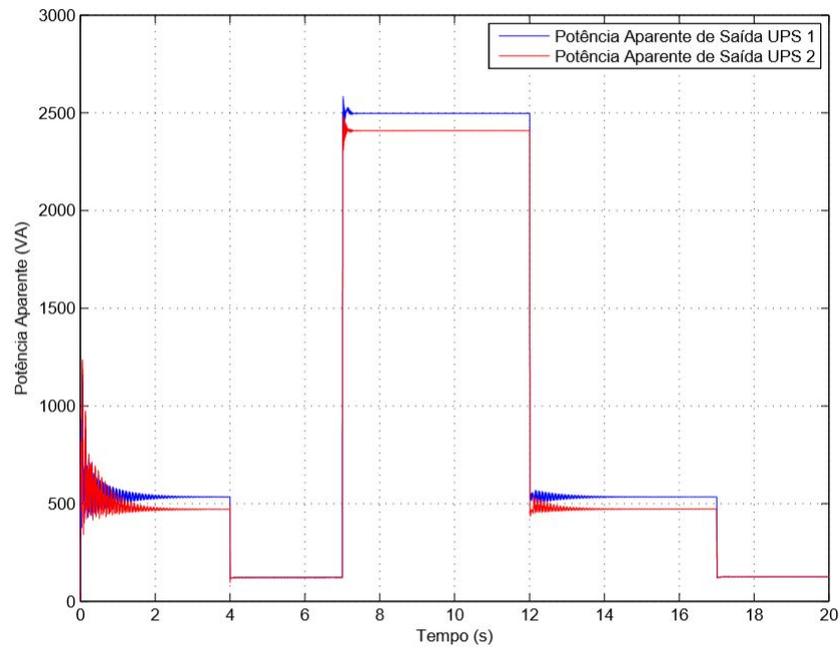


Segundo degrau subtrativo de carga linear - Controlador PID com Droop Proporcional integral.

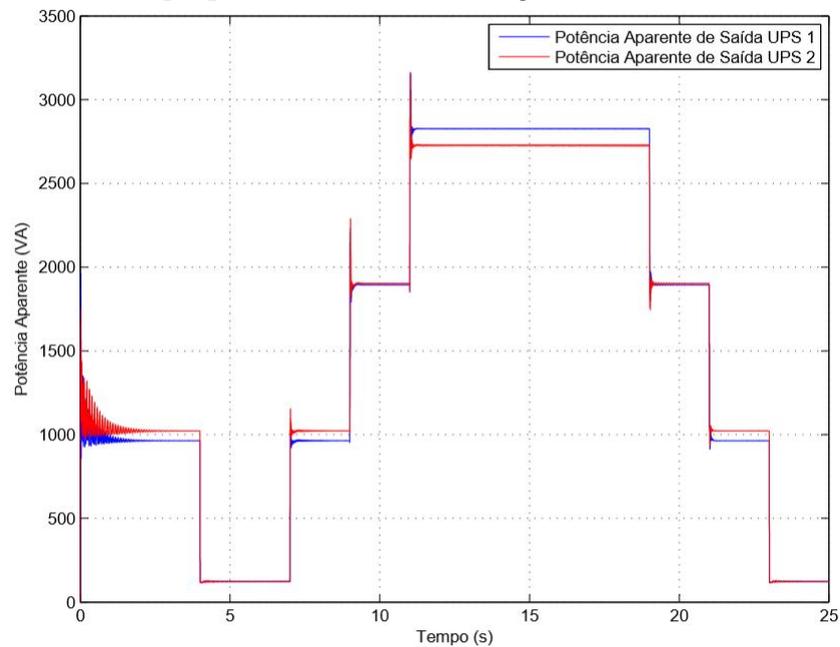


APÊNDICE G

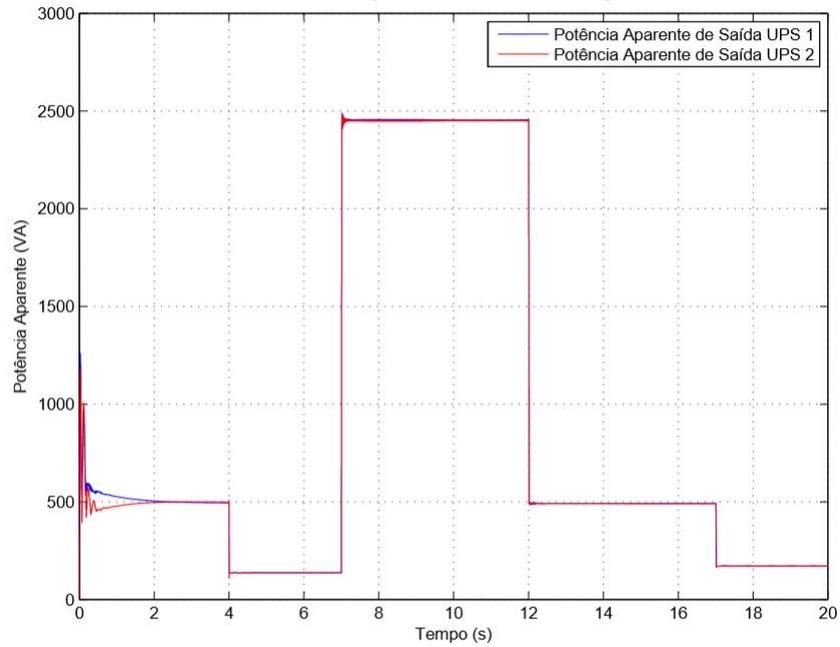
Potência aparente de saída das UPS com controlador interno ressonante, droop proporcional de fase e carga linear.



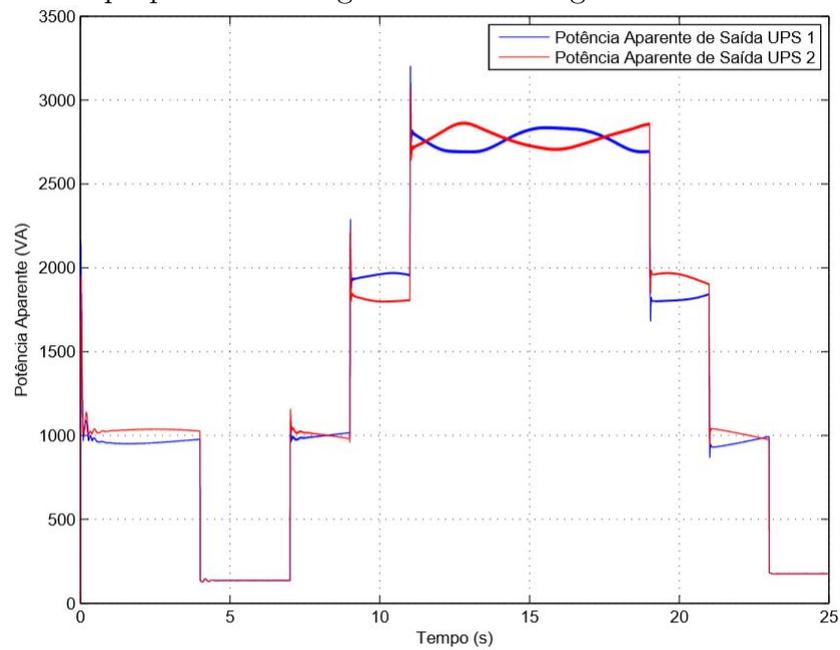
Potência aparente de saída das UPS com controlador interno ressonante, droop proporcional de fase e carga não linear.



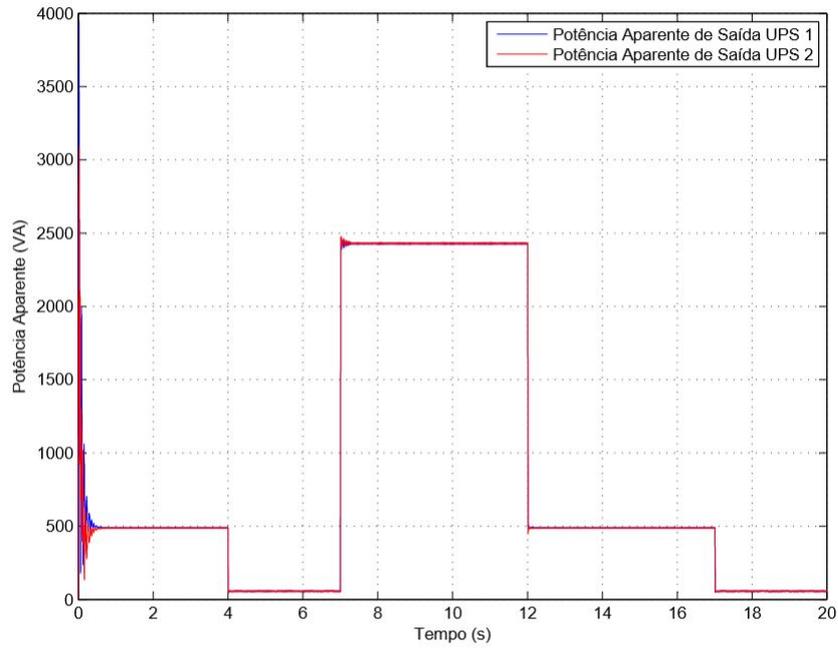
Potência aparente de saída das UPS com controlador interno ressonante, droop proporcional integral de fase e carga linear.



Potência aparente de saída das UPS com controlador interno ressonante, droop proporcional integral de fase e carga não linear.



Potência aparente de saída das UPS com controlador interno PID, droop proporcional integral de fase e carga linear.



Potência aparente de saída das UPS com controlador interno PID, droop proporcional integral de fase e carga não linear.

