

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
CURSO DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO**

CLYVIAN RIBEIRO BORGES

**PROJETO DE CONTROLADORES RESSONANTES PELO
MÉTODO DO RELÉ MODIFICADO**

**PORTO ALEGRE-RS
2018**

CLYVIAN RIBEIRO BORGES

Projeto de Controladores Ressonantes pelo Método do Relé Modificado

Trabalho de Conclusão do Curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, apresentado à Banca Julgadora como pré-requisito para aprovação na atividade.

Orientador: Alexandre Sanfelice Bazanella

**PORTO ALEGRE - RS
2018**

CLYVIAN RIBEIRO BORGES

Projeto de Controladores Ressonantes pelo Método do Relé Modificado

Trabalho de Conclusão do Curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, apresentado à Banca Julgadora como pré-requisito para aprovação na atividade.

PORTO ALEGRE, 23 DE NOVEMBRO DE 2018

Banca Examinadora

Prof(a). Jeferson Vieira Flores

Prof(a). Aurélio Tergolina Salton

Prof(a). Luís Alberto Pereira

Prof(a) Orientador Alexandre Sanfelice Bazanella

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço aos meus pais, Lorivaldo da Rosa Borges e Leonor Ribeiro Borges, e minha irmã, Carina Ribeiro Borges, pelo amor, carinho, suporte e motivação incondicionais durante todo o período de graduação.

Ao meu orientador, professor Alexandre Sanfelice Bazanella, por todo o acompanhamento e conselhos durante este projeto. Sua ajuda e dedicação foram fundamentais para a finalização deste trabalho.

Ao professor Luis Fernando Alves Pereira, por seu auxílio na realização deste trabalho e por todas as oportunidades que me concedeu durante a graduação.

Também agradeço ao doutorando Charles Lorenzini por todo o apoio e ajuda prestados que foram fundamentais para a conclusão deste projeto.

Finalmente, agradeço a todos os professores, familiares e amigos que de alguma forma participaram da minha vida, desfrutando de bons momentos durante todos esses anos.

RESUMO

O Este trabalho consiste na sintonia de um controlador proporcional-ressonante para fontes ininterruptas de energia de tal forma que se torne um procedimento metódico, ou seja, que o mesmo possa ser usado para outros tipos de planta sem alterações na metodologia. Para tanto, serão usados como base os métodos do tipo Ziegler-Nichols, onde não são necessários conhecimentos profundos sobre a planta e, com alguns experimentos simples, é possível realizar a sintonia de controladores PID através de um conjunto de equações. Neste trabalho, então, será utilizado o método do relé com fase ajustável, que é basicamente a junção de um relé com um integrador de ordem fracionada, para gerar um sinal oscilatório na saída da planta. A partir das características desta onda, como período e amplitude, juntamente com um conjunto de equações que serão aqui mostradas, será possível sintonizar um controlador proporcional-ressonante para planta em questão. Posteriormente, a qualidade dos sinais de saída será analisada para validação da metodologia apresentada.

Palavras-chave: Controlador proporcional-ressonante, fontes ininterruptas de energia, integrador de ordem fracionada, método do relé.

ABSTRACT

This work consists in the tuning of a proportional-resonant controller for uninterruptible power supplies in such a way that it becomes a methodical procedure, which means that it can be used for other plant types without changes in the methodology. To do so, Ziegler-Nichols-type methods will be used as a basis, where there is no need of in-depth knowledge about the plant and, with some simple experiments, it is possible to tune PID controllers through a set of equations. In this work, the phase-adjustable relay method, which is basically the junction of a relay with a fractional order integrator, will be used to generate an oscillatory signal at the plant output. From the characteristics of this wave, such as period and amplitude, along with a set of equations that will be shown here, it will be possible to tune a proportional-resonant controller for the plant in question. Subsequently, the quality of the output signals will be analyzed for validation of the presented methodology.

Keywords: Proportional-resonant controllers, uninterruptible power supply, fractioned order integrator, relay method.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Exemplo de sistema realimentado.....	16
Figura 2 – Diagrama de Bode da FT descrita em (4) com $\omega_r=377$ rad/s.....	17
Figura 3 – Experimento com sistema em MF para obtenção do ponto crítico.....	18
Figura 4 – Sinal de saída com oscilação sustentada.....	19
Figura 5 – Sistema realimentado com relé.....	19
Figura 6 – Topologia <i>online</i> de dupla conversão de uma UPS.....	22
Figura 7 – Diagrama esquemático do inversor com carga.....	23
Figura 8 – Cargas linear (a) e não-linear (b) conectadas à UPS.....	25
Figura 9 – Diagrama do sistema em MF com FOI e relé.....	26
Figura 10 – Diagrama de blocos do processo em malha fechada com o RFA.....	30
Figura 11 – Diagrama de blocos da UPS em MF com controlador PR.....	33
Figura 12 – Resposta em frequência da malha de corrente da UPS.....	34
Figura 13 – Diagrama da malha de corrente da UPS em MF com RFA.....	35
Figura 14 – Simulação RFA na malha de corrente - Ensaio A.....	36
Figura 15 – Simulação RFA na malha de corrente - Ensaio B.....	37
Figura 16 – Diagrama da UPS em MF com RFA.....	38
Figura 17 – Resposta em frequência da malha de tensão da UPS com $kc = kc60$	38
Figura 18 – Simulação RFA na malha de tensão - Ensaio A.....	39
Figura 19 – Simulação RFA na malha de tensão - Ensaio B.....	40
Figura 20 – Sinais de saída para simulações com carga linear e não linear – A.....	41
Figura 21 – Sinais de saída para simulações com carga linear e não linear – B.....	42
Figura 22 – Oscilação sustentada da malha de corrente no ensaio A.....	45
Figura 23 – Oscilação sustentada da malha de corrente no ensaio B.....	46
Figura 24 – Oscilação sustentada da malha de tensão no ensaio A.....	47
Figura 25 – Oscilação sustentada da malha de tensão no ensaio B.....	47
Figura 26 – Teste do controlador A com carga linear.....	48
Figura 27 – Teste do controlador A com carga não linear.....	48
Figura 28 – Teste do controlador B com carga linear.....	49
Figura 29 – Teste do controlador B com carga não linear.....	49
Figura 30 – Resposta em frequência da malha de corrente para o experimento A.....	55

Figura 31 – Resposta em frequência da malha de corrente para o experimento B.....	55
Figura 32 - Resposta em frequência da malha de tensão para o experimento A.....	56
Figura 33 – Resposta em frequência da malha de tensão para o experimento B	56
Figura 34 – Valores RMS da tensão para o experimento A com carga linear	57
Figura 35 – Valores de THD para o experimento A com carga linear.....	57
Figura 36 – Valores RMS da tensão para o experimento A com carga não-linear	58
Figura 37 – Valores de THD para o experimento A com carga não-linear.....	58
Figura 38 – Valores RMS da tensão para o experimento B com carga linear.....	59
Figura 39 – Valores de THD para o experimento B com carga linear	59
Figura 40 – Valores RMS da tensão para o experimento B com carga não-linear	60
Figura 41 – Valores de THD para o experimento B com carga não-linear	60

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores das cargas conectadas à <i>UPS</i>	23
Tabela 2 – Parâmetros da <i>UPS</i> presente no LASCAR.....	24
Tabela 3 – Resultados da malha de corrente no ensaio A	36
Tabela 4 – Resultados da malha de corrente no ensaio B	37
Tabela 5 – Resultados do RFA na malha de tensão no ensaio A	39
Tabela 6 – Resultados do RFA na malha de tensão no ensaio B	39
Tabela 7 – Resultados para o controlador C_{PRA}	41
Tabela 8 – Resultados para o controlador C_{PRB}	42
Tabela 9 – Resultados da malha de corrente no ensaio A	45
Tabela 10 – Resultados da malha de corrente no ensaio B	46
Tabela 11 – Resultados do RFA na malha de tensão no ensaio A	46
Tabela 12 – Resultados do RFA na malha de tensão no ensaio B	47

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
<i>EFO</i>	<i>Extended Forced Oscillation</i>
<i>FOI</i>	<i>Fractional-Order Integrator</i>
FT	Função de Transferência
<i>IEC</i>	<i>International Electronical Comission</i>
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LASCAR	Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica
MF	Malha Fechada
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PR	Proporcional-Ressonante
<i>PWM</i>	<i>Pulse-Width-Modulation</i>
RFA	Relé com Fase Ajustável
<i>RMS</i>	<i>Root Mean Square</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UFRGS	Universidade Federal do Rio Grande do Sul
<i>UPS</i>	<i>Uninterruptible Power Supply</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

\mathbb{R}	Conjunto dos números reais
\mathbb{R}^n	Espaço euclidiano de ordem n
$Re(a)$	Parte real do número complexo a
$Im(a)$	Parte imaginária do número complexo a
VR	Regulador de Tensão
THD	Distorção Harmônica Total

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	OBJETIVO GERAL	14
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	14
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	14
2	Revisão Bibliográfica	15
2.1	PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO	15
2.1.1	Controlador Ressonante	16
2.2	MÉTODO DA OSCILAÇÃO FORÇADA	18
3	Sistema UPS	21
3.1	CONCEITOS GERAIS	21
3.2	TOPOLOGIA	21
3.3	CARACTERÍSTICAS DA PLANTA E MODELAGEM	22
4	Método do Relé Modificado	26
4.1	MÉTODO DA OSCILAÇÃO FORÇADA GENERALIZADO	27
4.2	MÉTODO DO RELÉ COM FASE AJUSTÁVEL (RFA)	29
5	Projeto do Controlador Proporcional-Ressonante	32
6	Simulações	34
6.1	APLICAÇÃO DO RFA NA MALHA DE CORRENTE	34
6.1.1	Experimento A	35
6.1.2	Experimento B	36
6.2	APLICAÇÃO DO RFA NA MALHA DE TENSÃO	37
6.2.1	Experimento A	38
6.2.2	Experimento B	39
6.3	SIMULAÇÕES DOS CONTROLADORES RESSONANTES	40
6.3.1	Experimento A	41
6.3.2	Experimento B	42
6.4	CONSIDERAÇÕES GERAIS	42
7	Aplicação na UPS real	44
7.1	APLICAÇÃO DO RFA NA MALHA DE CORRENTE	44
7.1.1	Experimento A	45
7.1.2	Experimento B	45
7.2	APLICAÇÃO DO RFA NA MALHA DE TENSÃO	46
7.2.1	Experimento A	46
7.2.2	Experimento B	47
7.3	ENSAIOS COM OS CONTROLADORES RESSONANTES	48
7.3.1	Experimento A	48
7.3.2	Experimento B	49
7.4	CONSIDERAÇÕES GERAIS	50
8	Conclusões e Trabalhos Futuros	51
8.1	TRABALHOS FUTUROS	51
9	Referências	53
10	Apêndice A – Simulações com RFA na malha de corrente	55
11	Apêndice B – Simulações com RFA na malha de tensão	56
12	Apêndice C – Simulações com controlador ressonante – A	57
13	Apêndice D – Simulações com controlador ressonante – B	59

1 INTRODUÇÃO

O princípio do modelo interno é um conceito básico em sistemas de controle, sendo encontrado em diversos livros da área. Este afirma que para seguir uma dada referência, ou para rejeitar uma determinada perturbação, o controlador deve conter o modelo da referência ou perturbação. Quando as referências ou perturbações são do tipo salto, que é facilmente o caso mais comum, este modelo interno é formado por um integrador, justificando o uso generalizado de controladores do tipo proporcional-integral-derivativo (PID). Outra classe de referências e distúrbios comumente encontrados são os de natureza senoidal. Neste caso, o controlador deve ter uma frequência de ressonância igual à da referência ou distúrbio, daí a denominação de controlador ressonante.

As fórmulas de Ziegler-Nichols são um dos métodos de configuração de controladores mais difundidos e utilizados, devido à sua simplicidade e facilidade de aplicação a vários tipos de plantas, sem que seja necessário um conhecimento mais aprofundado do comportamento da mesma. Porém, seu uso é limitado à sintonia de controladores do tipo PID.

Com essa ideia em mente, este trabalho propõe-se em descrever uma metodologia baseada em ensaios do tipo Ziegler-Nichols para sintonia de um controlador proporcional-ressonante.

Dadas as características deste tipo de controlador, voltado a sinais senoidais, optou-se por utilizar um sistema *UPS* para validação do mesmo. Sendo *UPS*, ou fonte ininterrupta de energia, um componente eletrônico capaz de fornecer energia às cargas conectadas a ele mesmo após uma falha ou corte na alimentação geral do sistema, funcionando como uma grande bateria.

O uso de *UPSs* vem se tornando cada vez mais popular, devido ao grande processo de informatização das indústrias. Sendo responsáveis por manter os grandes *data centers* e computadores ligados por tempo suficiente para que possam ser corretamente desligados e não sofram danos devido a quedas de energia.

Dada a sua importância, as fontes ininterruptas de energia devem fornecer uma alimentação de qualidade para os componentes a ela conectados, necessitando assim de um controlador capaz de contornar as mudanças de carga sem que haja distúrbios no fornecimento de eletricidade.

1.1 OBJETIVO GERAL

Validar um novo procedimento metódico para sintonia de controladores do tipo proporcional-ressonante baseado em métodos do tipo Ziegler-Nichols para fontes ininterruptas de Energia.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Obter uma oscilação sustentada na malha de corrente da *UPS* no intuito de obter informações para projeto do ganho proporcional de realimentação de corrente;
- Obter uma oscilação sustentada na malha de tensão da *UPS* de tal forma a identificar o ponto cuja fase é -60° para projeto do controlador ressonante-proporcional;
- Definir e validar o conjunto de equações para a sintonia do controlador proporcional-ressonante a partir dos dados obtidos no item anterior.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Primeiramente, no capítulo a seguir, serão recapitulados alguns conceitos essenciais para o entendimento deste trabalho, que são o princípio do modelo interno, os métodos de sintonia e os controladores baseados no PMI.

No capítulo 3 será apresentada a planta *UPS*, na qual serão aplicadas todas as teorias aqui desenvolvidas. Em seguida, no capítulo 4, será definida a metodologia de identificação dos parâmetros da planta, por meio de ensaios baseados no método relé.

O capítulo 5 trata de relacionar as equações do controlador proporcional-ressonante com as informações identificadas pela metodologia do capítulo 4. Em seguida, no capítulo 6 serão aplicadas as teorias vistas nos capítulos 4 e 5 no modelo da planta *UPS*. Finalmente, no capítulo 7, o projeto do controlador proporcional ressonante será realizado na planta real.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo, serão revisados alguns tópicos essenciais para a sequência deste trabalho. Primeiramente, será discutido o princípio do modelo interno. Este conceito afirma basicamente que para seguir uma certa referência ou rejeitar um determinado tipo de perturbação, o controlador deve conter o modelo desta referência ou perturbação. Baseado neste conceito, será lembrado o funcionamento de um controlador ressonante.

Em seguida, será revisada uma das metodologias mais clássicas para o projeto de controladores. O método da oscilação forçada, também chamado de método do relé, consiste em ajustar o sinal de entrada do sistema de tal forma que a saída do mesmo tenha uma característica senoidal. A partir das informações de frequência e amplitude do sinal, é possível escolher os parâmetros do controlador desejado.

2.1 PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO

O conceito básico do PMI é gerar no interior da malha de controle um sinal com as mesmas características dos sinais que serão seguidos e/ou rejeitados durante o funcionamento do sistema. Segundo Francis et al., 1975, isso possibilita que um sistema realimentado siga a um determinado sinal de referência com erro nulo em regime permanente e/ou rejeite certas perturbações.

Para tanto, Fukuda et al. 2001 afirma que duas condições devem ser satisfeitas: o sistema deve ser assintoticamente estável em malha fechada e possuir no seu controlador os mesmos modos instáveis e marginalmente estáveis que descrevem o sinal de interesse.

Baseando-se no sistema realimentado da Figura 1, onde as funções de transferência do controlador, da planta e da perturbação são representadas respectivamente por $C(s)$, $G(s)$ e $G_d(s)$ bem como $R(s)$, $D(s)$ e $Y(s)$ representam os sinais de referência, perturbação e saída dos sistema, respectivamente.

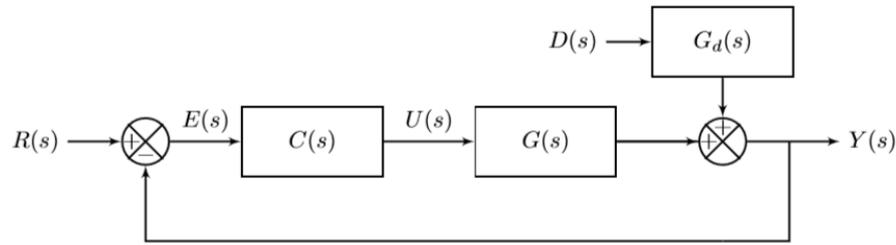


Figura 1 – Exemplo de sistema realimentado

As funções de transferência, que relacionam a referência com a saída e a entrada com a saída do sistema em malha fechada, são respectivamente:

$$T_r(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \quad e \quad T_d(s) = \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G_d(s)}{1 + C(s)G(s)}. \quad (1a),(1b)$$

Realizando uma análise no domínio da frequência similar às apresentadas em Flores, 2012 e em Lorenzini, 2015, observa-se que o seguimento com erro nulo de uma referência senoidal com frequência ω_r ocorrerá somente se:

$$|T_r(j\omega_r)| = \left| \frac{C(j\omega_r)G(j\omega_r)}{1 + C(j\omega_r)G(j\omega_r)} \right| = 1, \quad \angle T_r(j\omega_r) = 0, \quad (2a),(2b)$$

e, analogamente, somente ocorrerá a completa rejeição de uma perturbação com frequência ω_r se:

$$|T_d(j\omega_r)| = \left| \frac{G_d(j\omega_r)}{1 + C(j\omega_r)G(j\omega_r)} \right| = 0, \quad \angle T_d(j\omega_r) = 0. \quad (3a),(3b)$$

Percebe-se que as equações (2) e (3) são ambas satisfeitas quando $|C(j\omega_r)| \rightarrow \infty$. Assim, garante-se o seguimento com erro nulo de um sinal puramente senoidal e a rejeição de uma perturbação em uma dada frequência se a função de transferência do controlador apresentar ganho infinito na frequência do sinal de interesse.

Baseado neste princípio, inúmeros modelos de controladores foram desenvolvidos, como por exemplo os controladores PI e PID que garantem seguimento de referência e rejeição de sinais do tipo salto (Åström et al., 1995). Da mesma maneira, para o seguimento de uma referência do tipo senoidal, utiliza-se um controlador ressonante (Chen, 1995), que será discutido em seguida.

2.1.1 Controlador Ressonante

Durante a escolha do controlador, para satisfazer o PMI, deve-se analisar os tipos de sinais que se deseja seguir e/ou rejeitar. Considerando, então, sinais senoidais que podem ser descritos por:

$$R(s) = \frac{N_r(s)}{s^2 + \omega_r^2}, \quad D(s) = \frac{N_d(s)}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (4a),(4b)$$

onde $N_r(s)$ e $N_d(s)$ são polinômios em s dos numeradores do sinal de referência e perturbação, respectivamente, verifica-se que esses sinais têm modos instáveis em $\pm j\omega_r$. Logo, visando o PMI, o controlador que garante o seguimento de referência com erro nulo e rejeição à perturbação de sinais senoidais com frequência ω_r deve conter o mesmo par de polos complexos presente em (4). Sendo assim, obtemos:

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2}. \quad (5)$$

Avaliando a resposta em frequência do sistema descrito em (5) com $\omega_r=377$ rad/s (ou 60 Hz, equivalente à frequência da rede elétrica no Brasil), visível na Figura 2, percebe-se a existência de um pico de magnitude infinita exatamente na frequência ω_r , chamada frequência de ressonância. Sendo esta uma das características mais evidentes dos controladores ressoantes (Chen, 1995).

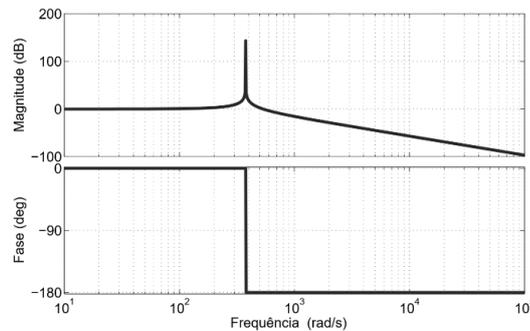


Figura 2 – Diagrama de Bode da FT descrita em (4) com $\omega_r=377$ rad/s

Com este comportamento, as condições (2) e (3) são satisfeitas. Logo, em um sistema estável em malha fechada com um controlador ressonante devidamente sintonizado na frequência de ressonância, está garantido o seguimento de referência senoidal (com mesma frequência) com erro nulo, bem como a rejeição assintótica de perturbações do mesmo tipo.

Como apresenta dois polos sobre o eixo imaginário (em $\pm j\omega_r$), Pereira et al. 2014 propõe a inserção de dois zeros. Com isso, a função de transferência do controlador ressonante de tempo contínuo resulta em:

$$C_{PR}(s) = \frac{K_p(s^2 + \omega_r^2) + K_{r1}s + K_{r2}}{s^2 + \omega_r^2} = K_p + \frac{K_{r1}s + K_{r2}}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (6)$$

sendo definido como controlador proporcional-ressonante (PR), onde ω_r é a frequência dos sinais a serem seguidos e K_p , K_{r1} e K_{r2} são os parâmetros a serem projetados.

2.2 MÉTODO DA OSCILAÇÃO FORÇADA

Dentre os métodos para sintonia de controladores baseados no PMI, dois dos mais populares foram propostos por Ziegler e Nichols (Ziegler et al., 1942). Ambos os métodos são utilizados no projeto de controladores PID. O primeiro deles, conhecido como método da resposta ao salto, baseia-se nas características da curva de saída do sistema em malha aberta após um sinal de salto aplicado na estrada do mesmo. O segundo método, que dá nome a esta seção, é baseado no conhecimento do ponto crítico da resposta em frequência do processo.

Tomando como base uma planta com função de transferência $G(s)$, o ponto crítico deste processo é o ponto de menor frequência cuja fase é de -180° , ou seja, onde o diagrama de resposta em frequência de $G(j\omega)$ traçado em forma polar cruza o eixo real negativo. Neste ponto, obtém-se duas características essenciais para o método: o período crítico T_u , ou frequência crítica ω_u , e o ganho crítico K_u , que podem ser definidos por:

$$T_u = \frac{2\pi}{\omega_u} \text{ onde } \omega_u = \min_{\omega \geq 0} \angle G(j\omega) = -\pi, \quad (7)$$

$$K_u = \frac{1}{|G(j\omega_u)|}. \quad (8)$$

Em processos que possuem ponto crítico, essas informações podem ser obtidas através do sistema operando em malha fechada juntamente com um controle proporcional, como mostra a Figura 3. O experimento consiste em aumentar o valor do ganho K até que a saída seja um sinal oscilatório sustentado como o ilustrado na Figura 4.

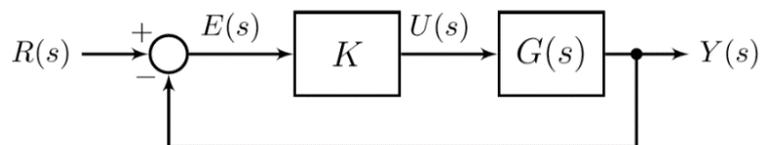


Figura 3 – Experimento com sistema em MF para obtenção do ponto crítico.

Nesta situação, o sistema em malha fechada está no limite de estabilidade, ou seja, no ponto crítico. Sendo assim, o período da oscilação sustentada é igual ao período crítico T_u e o valor de K é igual ao valor do ganho crítico K_u .

Mesmo se tratando de um ensaio simples, a identificação do ponto crítico pela alteração do ganho proporcional é difícil de ser automatizada e posta em prática. São necessários cuidados relacionados ao ganho inicial do controlador proporcional e à amplitude do sinal de saída que não pode ser controlada (Åström et al., 1995). Além de que o mesmo pode ser tornar um procedimento extremamente lento.

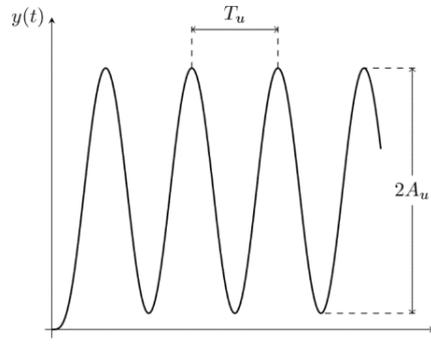


Figura 4 – Sinal de saída com oscilação sustentada

Devido a estes problemas, Åström et al., 1984 propõe um outro tipo de experimento no qual, no lugar do controlador proporcional, é utilizado um relé para fechar a malha, como ilustrado na Figura 5. O método do relé é baseado no fato da saída de muitos processos oscilarem quando o sinal de controle, $u(t)$, é uma onda quadrada definida por:

$$u(t) = d \operatorname{sign}(e(t)) + b, \quad (9)$$

onde, $d \in \mathbb{R}^+$ e $b \in \mathbb{R}$ são parâmetros a serem ajustados, para obter um sinal senoidal simétrico na saída do sistema, e $\operatorname{sign}(\cdot)$ é a função sinal definida como:

$$\operatorname{sign}(x) := \begin{cases} -1 & \text{se } x < 0, \\ 0 & \text{se } x = 0, \\ 1 & \text{se } x > 0. \end{cases} \quad (10)$$

Assim, o período crítico do processo, T_u , é igual ao período da oscilação na saída e o ganho crítico é calculado, segundo Åström et al., 1995, pela equação

$$K_u = \frac{4d}{\pi W_u}, \quad (11)$$

com W_u sendo a amplitude de pico definida na Figura 4.

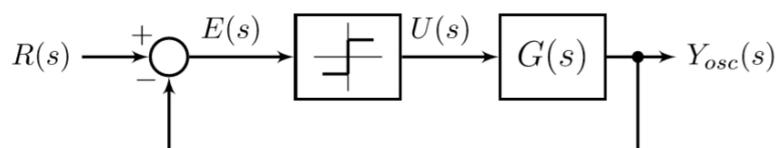


Figura 5 – Sistema realimentado com relé

De acordo com Åström et al., 1995 este método proporciona um melhor controle das oscilações de saída, inclusive permitindo o uso sem necessidade de parar o funcionamento da planta. Além de ser mais facilmente ajustado e automatizado que o procedimento citado anteriormente.

Seguindo as análises feitas em Åström et al., 1995 e Bazanella et al., 2017, conclui-se que o método da oscilação pode ser interpretado como um procedimento em que o ponto crítico do processo é identificado e reposicionado em uma localização desejada no plano complexo. Assim, o mesmo pode ser resumido em:

- 1- Identificação do ponto crítico da resposta em frequência do processo através da determinação de T_u e K_u ;
- 2- Cálculo dos parâmetros do controlador tal que:

$$C(j\omega_u)G(j\omega_u) = p, \quad (12)$$

sendo, por definição, $G(j\omega_u) = -1/K_u$, logo:

$$C(j\omega_u) = -K_u p, \quad (13)$$

onde p é uma localização predeterminada no plano complexo.

3 SISTEMA UPS

A planta escolhida para validação deste método de sintonia para controladores do tipo proporcional-ressonante é uma fonte ininterrupta de energia ou *UPS (Uninterruptible Power Supply)*.

Neste capítulo serão discutidos alguns conceitos básicos sobre a mesma, bem como a sua modelagem e, posteriormente, serão apresentados os parâmetros da planta presente no LAS-CAR, a qual foi utilizada para os experimentos aqui descritos.

3.1 CONCEITOS GERAIS

As *UPSs* surgiram da necessidade do fornecimento de energia elétrica de forma contínua e com qualidade para cargas ditas críticas, ou seja, que não podem ser interrompidas por falta de alimentação. Alguns exemplos desse tipo de carga são equipamentos de processamento de dados, como computadores e servidores (IEC, 2001). Conectar estes dispositivos a uma *UPS* possibilita um aumento do tempo de operação dos mesmos até que seja regularizada a rede elétrica ou para desligar apropriadamente os equipamentos.

Boa parte dos dispositivos que são conectados a *UPSs* possuem uma fonte chaveada na sua entrada. Devido a isso, são produzidos sinais de corrente com elevado conteúdo harmônico, o que acaba por distorcer o sinal de tensão de saída da *UPS*, como explica Sainz et al., 2008. Sendo assim, na intenção de avaliar e regulamentar a qualidades das fontes ininterruptas de energia, foram elaboradas normas nacionais e internacionais que estabelecem requisitos mínimos de desempenho e funcionamento para esses equipamentos, como por exemplo as normas ABNT, 2003 e IEC, 2011.

3.2 TOPOLOGIA

A norma NBR 15014 (ABNT, 2003) define cinco topologias diferentes para as *UPSs* estáticas, que são: *Stand-by*; interativo convencional; interativo ferroressonante; interativo de simples conversão; e *online* de dupla conversão. Todos esses tipos possuem essencialmente três blocos: um conversor CA-CC (retificador), responsável pela conversão da tensão alternada de entrada em tensão contínua; um meio de armazenamento de energia, normalmente um banco

de baterias; e um conversor CC-CA (inversor) no estágio de saída, o qual converte a tensão contínua em alternada que alimentará a carga.

A *UPS* monofásica presente no LASCAR corresponde à topologia *online* de dupla conversão, ilustrada na Figura 6 (ABNT, 2003). Esta topologia permite alimentar a carga com total controle em amplitude e frequência durante toda a utilização (ABNT, 2003), isolando-a da rede.

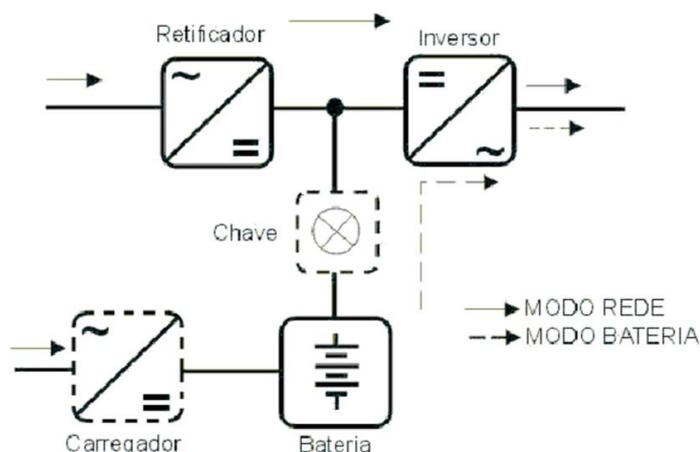


Figura 6 – Topologia *online* de dupla conversão de uma UPS

O inversor presente na *UPS* é responsável tanto pela conversão de energia como por manter a regulação de tensão dentro dos limites aceitáveis, independentemente do tipo de carga. É neste elemento que será aplicado o controlador, sendo assim o foco dos desenvolvimentos a seguir.

As características da planta utilizada encontram-se no Apêndice E, bem como sua modelagem matemática.

3.3 CARACTERÍSTICAS DA PLANTA E MODELAGEM

Um modelo simplificado da *UPS* utilizada é ilustrado na Figura 7 (Lorenzini, 2015), onde a conversão de tensão contínua para alternada é feita através de um inversor monofásico de meia ponte com um filtro passa-baixas LC de segunda ordem. O retificador e o banco de baterias são simplificados por uma fonte de tensão contínua V_{CC} associada a dois capacitores, C_1 e C_2 . O acionamento dos IGBTs, S_1 e S_2 é realizado através da modulação *PWM* do sinal de controle $u(t)$. Uma ilustração mais detalhada da *UPS* presente no LASCAR pode ser observado no Apêndice A.

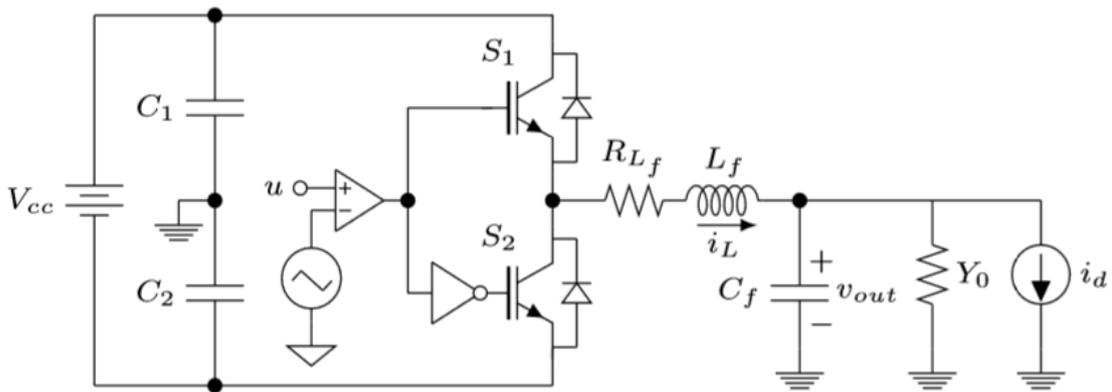


Figura 7 – Diagrama esquemático do inversor com carga

De acordo com Chen et al., 2007, o efeito da modulação *PWM* no chaveamento dos *IGBTs* pode ser representado por um ganho K_{PWM} que multiplica o sinal de controle $u(t)$. Este ganho pode ser calculado por:

$$K_{PWM} = \frac{V_{CCc}}{2\hat{V}_{tri}}, \quad (14)$$

onde \hat{V}_{tri} é a amplitude de pico da portadora triangular utilizada na modulação.

Como mostrado na Figura 7, as cargas conectadas na UPS são representadas por uma admitância $Y_0(t)$, que descreve o comportamento das cargas lineares, e uma fonte de corrente $i_d(t)$, a qual modela os distúrbios causados pelas cargas não-lineares, conectadas em paralelo.

As características elétricas, como potência de saída e valores dos componentes, da UPS monofásica presente no LASCAR podem ser vistas na Tabela 1. Já as cargas conectadas a saída de tensão são ilustradas na Figura 8 (Lorenzini, 2015) e os valores de cada componente são mostrados na Tabela 2, os quais foram escolhidos de acordo com *IEC*, 2011. Em todos os experimentos, foram utilizados os valores máximos de carga, tanto nos testes com a carga puramente linear como nos testes à carga não-linear.

Tabela 1 – Valores das cargas conectadas à UPS

R_{l1}	R_{l2}	R_{s1}	R_{s2}	C_{nl1}	C_{nl2}	R_{nl1}	R_{nl2}
32,9 Ω	8,2 Ω	737,3 m Ω	245,8 m Ω	3 mF	9 mF	41,6 Ω	13,8 Ω

Tabela 2 – Parâmetros da UPS presente no LASCAR

Símbolo	Parâmetro	Valor
S	Potência aparente de saída	3,5 kVA
$\cos \phi$	Fator de potência de saída	0,7
V_{ref}	Valor eficaz de tensão de saída	127 V
f	Frequência da tensão de saída	60 Hz
L_f	Indutância do filtro de saída	1 mH
R_{L_f}	Resistência do indutor do filtro de saída	15,0 m Ω
C_f	Capacitância do filtro de saída	300 μ F
Y_{min}	Admitância mínima	0 S
Y_{max}	Admitância máxima	0.1519 S
V_{CC}	Tensão do barramento CC	520 V
C_1, C_2	Capacitâncias do barramento CC	6600 μ F
\hat{V}_{tri}	Amplitude da portadora triangular do PWM	260 V
f_{tri}	Frequência da portadora triangular do PWM	18 kHz

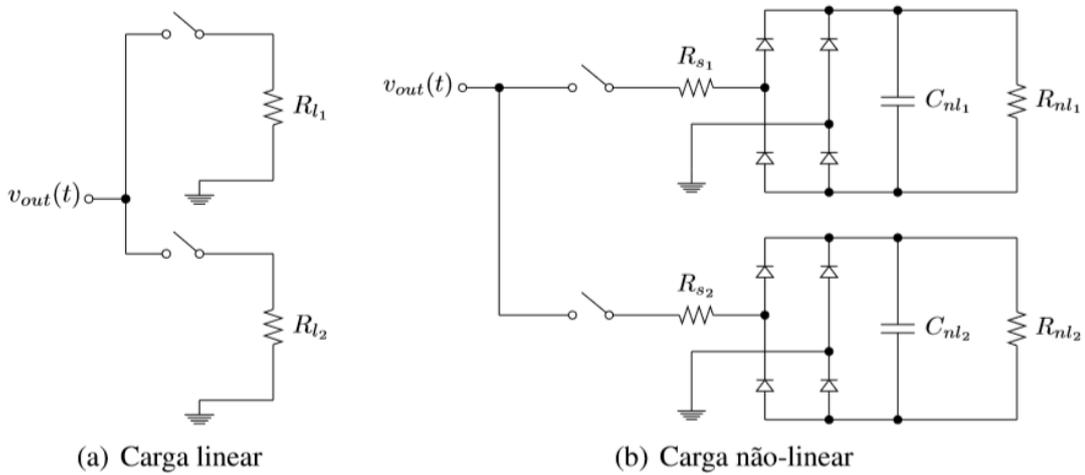


Figura 8 – Cargas linear (a) e não-linear (b) conectadas à UPS

As equações que descrevem o comportamento dinâmico do sistema são obtidas aplicando as Leis de Kirchhoff no filtro LC na saída da UPS, resultando no seguinte espaço de estados (Pereira et al., 2014):

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(Y_0(t))x(t) + Bu(t) + Ei_d(t) \\ y(t) = Cx(t) \\ e(t) = r(t) - y(t) \end{cases} \quad (15)$$

onde $x(t) \in \mathbb{R}^2$ é o vetor de estados do sistema, composto pela corrente no indutor $i_L(t)$ e pela tensão no capacitor do filtro $v_{out}(t)$, respectivamente; $y(t) \in \mathbb{R}$ é a tensão de saída do inversor; $r(t) \in \mathbb{R}$ é a referência de tensão e $e(t) \in \mathbb{R}$ é o erro de seguimento. As matrizes deste sistema são, então, dadas por:

$$A(Y_0(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_f}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_0(t)}{C_f} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}, C = [0 \quad 1]. \quad (16)$$

4 MÉTODO DO RELÉ MODIFICADO

Visto no capítulo 2, o método da oscilação forçada, proposto por Ziegler e Nichols, foi profundamente difundido na área de controle, devido aos baixos custos de implementação e diversos algoritmos prontos para uso. Porém, esses procedimentos não podem ser aplicados em plantas que não possuem ponto crítico, como por exemplo: processos estáveis de primeira e segunda ordem com fase mínima; bem como processo com grau relativo menor que três onde a curva de resposta em frequência não cruza -180° .

Devido a esta limitação de aplicações, vários métodos foram desenvolvidos para a sintonia de controladores para plantas sem ponto crítico. Em sua maioria, estes procedimentos são voltados para o projeto de controladores PI e PID, como por exemplo o proposto por Leva, 1993. Porém, estes métodos exigem experimentos mais complexos, perdendo uma das características mais interessantes daqueles de Ziegler-Nichols.

Visando solucionar essa pendência, Bazanella et al., 2017 propõe um novo procedimento para sintonia de controladores PI e PID chamado *Extended Forced Oscillation (EFO) method* ou, em tradução livre, método da Oscilação Forçada Estendido. Aplicável em diversos tipos de processos, incluindo aqueles sem ponto crítico, este método necessita de apenas um único experimento para identificação de um ponto predeterminado da resposta em frequência da planta.

Igualmente ao método da oscilação forçada, o *EFO* tem por procedimento gerar na saída do processo um sinal oscilatório sustentado. Para tanto, é utilizado uma versão modificada do método do relé, na qual se acrescenta um integrador de ordem fracionária (*FOI*) ao fechar a malha do processo, como mostra a Figura 9 (Lorenzini, 2017), onde $F(s)$ representa o *FOI*. A partir das características da onda de saída, é deduzido um conjunto de equações simples para a sintonia de controladores PI e PID (Bazanella et al., 2017).

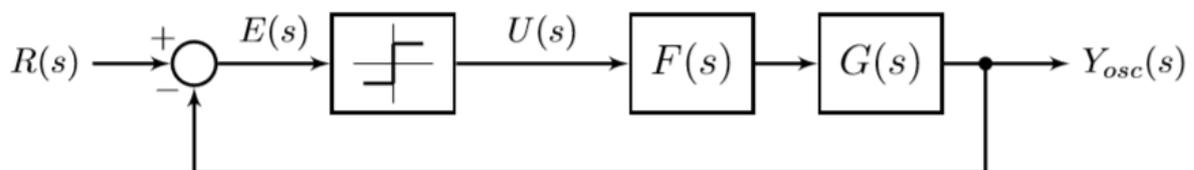


Figura 9 – Diagrama do sistema em MF com FOI e relé

Na sequência deste capítulo, será primeiramente feita uma generalização do método da oscilação forçada, que será usado como base para o projeto do controlador proporcional-ressonante. Também será introduzido o conceito do integrador de ordem fracionada para, então, aplicar o método da oscilação forçada na UPS.

No primeiro momento, serão realizados três experimentos para calcular diferentes ganhos proporcionais a serem inseridos na realimentação da malha de corrente. Em seguida, o método será aplicado na malha de tensão para, assim, identificar os parâmetros que serão utilizadas na sintonia do controlador proporcional-ressonante.

4.1 MÉTODO DA OSCILAÇÃO FORÇADA GENERALIZADO

Como visto anteriormente, o método de Ziegler-Nichols é aplicável apenas a processos com ponto crítico, isto é, cuja resposta em frequência cruza o eixo real negativo. Então, este ponto crítico é deslocado para uma posição definida por meio da inserção do controlador na função de laço aberto. Geralmente, esse procedimento de projeto garante a estabilidade do sistema em malha fechada.

Seguindo análise feita por Lorenzini, 2017, o método da oscilação forçada generalizado pode ser definido como o reposicionamento de um ponto qualquer e não exatamente o ponto crítico. Assim, dada a identificação desse ponto, o controlador deve ser projetado de tal forma que este ponto seja realocado para a localização desejada no plano complexo. Lorenzini, 2017, então resume este procedimento aos seguintes itens:

1. Identificação do ponto da resposta em frequência do processo cuja fase é φ através da frequência ω_φ e da magnitude M_φ ;
2. Cálculo do controlador de tal maneira que

$$C(j\omega_\varphi)G(j\omega_\varphi) = p, \quad (17)$$

onde p é a localização desejada no plano complexo.

Considerando $G(j\omega_\varphi) = M_\varphi \angle \varphi = M_\varphi e^{j\varphi}$ e $p = M_\rho e^{j\rho}$, obtemos o seguinte controlador:

$$C(j\omega_\varphi) = \frac{M_\rho e^{j\rho}}{M_\varphi e^{j\varphi}} = \frac{M_\rho}{M_\varphi} e^{j(\rho-\varphi)}, \quad (18)$$

ou então,

$$C(j\omega_\varphi) = \frac{M_\rho}{M_\varphi} (\cos(\rho - \varphi) + j \operatorname{sen}(\rho - \varphi)). \quad (19)$$

Em processos cuja resposta em frequência não cruza o eixo real negativo, a margem de ganho do sistema será infinita se o controlador não gerar um grande atraso de fase. Assim, no método proposto por Bazanella et al., 2017, apenas a margem de fase é levada em conta para o projeto do controlador. Logo, projeta-se o controlador de tal maneira que o sistema em malha aberta possua, na frequência identificada, a margem de fase desejada.

Nos casos onde o processo cruza o ângulo que resulta na margem de fase desejada, o controlador é projetado para que, na frequência identificada, o mesmo gere um atraso de fase pequeno e a função de transferência do sistema em malha aberta possua magnitude unitária.

Seja Δ_θ , a margem de fase desejada para o sistema, e

$$\theta \triangleq \Delta_\theta - 180^\circ, \quad (20)$$

o ângulo da resposta em frequência do processo que resulta em Δ_θ . Identifica-se a frequência ω_θ onde $\angle G(j\omega_\theta) = \theta$, cuja magnitude do processo nesta posição é $M_\theta = |G(j\omega_\theta)|$. O controlador será projetado de tal forma que

$$C(j\omega_\theta)G(j\omega_\theta) = 1 \angle \theta, \quad (21)$$

logo, a margem de fase será exatamente a desejada. Sendo assim, se $G(j\omega_\theta) = M_\theta \angle \theta$, o controlador que resulta na Equação (18) é

$$C(j\omega_\theta) = \frac{1}{M_\theta} \angle 0^\circ. \quad (22)$$

Já para processos que não cruzam o ângulo que corresponde à margem de fase desejada, deve-se identificar uma frequência com maior fase e, posteriormente, projetar o controlador de tal forma que contribua com o atraso necessário para que o sistema em malha aberta possua a margem de fase desejada.

Então, o procedimento proposto por Bazanella et al., 2017, trata de identificar uma frequência ω_φ onde $\angle G(j\omega_\varphi) = \varphi > \theta$, com magnitude $M_\varphi = |G(j\omega_\varphi)|$. Agora, o sistema deve satisfazer

$$C(j\omega_\varphi)G(j\omega_\varphi) = 1 \angle \theta. \quad (23)$$

Sendo $G(j\omega_\varphi) = M_\varphi \angle \varphi$, a fase do controlador deve ser tal que

$$\psi \triangleq \theta - \varphi, \quad (24)$$

o que resulta no seguinte controlador:

$$C(j\omega_\varphi) = \frac{1}{M_\varphi} \angle \psi, \quad (25)$$

satisfazendo, então, a condição (23), ou seja, o sistema em malha aberta possui a margem de fase desejada na frequência identificada.

É interessante observar que o controlador definido em (22) nada mais é que um caso particular do encontrado em (25), onde $\psi = 0$ e $\theta = \varphi$.

Para o seguimento deste trabalho, será adotada como margem de fase desejada o valor de 60° , o mesmo utilizado por Bazanella et al., 2017, por apresentar, segundo os autores, um bom resultado visando desempenho dinâmico e robustez. Este valor de margem será utilizado no projeto do controlador proporcional-ressonante inserido na malha de tensão da planta UPS. Para a malha de corrente, serão feitos três ensaios em diferentes frequências, como forma de descobrir qual a melhor opção para o projeto do ganho proporcional de realimentação da corrente.

Sendo assim, para obter uma margem de fase de 60° , deve-se identificar a frequência para a qual fase do processo é -120° . Porém, conhecer este valor não é trivial sem um conhecimento mais preciso da planta. Um dos objetivos deste trabalho é utilizar algum procedimento que contorne esta necessidade. O método utilizado para esta identificação será discutido no item a seguir.

4.2 MÉTODO DO RELÉ COM FASE AJUSTÁVEL (RFA)

O método do relé tradicional, como discutido anteriormente, serve para a identificação do ponto crítico de um processo. Logo, a simples utilização desse método não é viável como solução para o procedimento descrito no item anterior. Sendo assim, necessita-se de um novo tipo de ensaio capaz de identificar qualquer frequência de um processo.

Para tanto, Bazanella et al., 2017, propõe o uso de um integrador de ordem fracionária (FOI), cuja função de transferência é definida por

$$F(s) = \frac{1}{s^m}, \quad \text{com } m \in (0,1). \quad (26)$$

Esta função tem como característica possuir a fase constante, igual a $-m \times 90^\circ$. Logo, a inserção da mesma no sistema gera um atraso na fase, com o valor desse atraso sendo definido por m , como se pode verificar em

$$\angle F(j\omega) = -\angle(j\omega)^m = -\angle\left(\omega e^{\frac{j\pi}{2}}\right)^m = -\frac{\pi}{2}m \quad \forall \omega. \quad (27)$$

Assim, para um atraso de valor γ , tem-se $\gamma = -m \times 90$ que resulta em $m = -\frac{\gamma}{90}$. Por exemplo, $\gamma = -60$ logo $m = -\frac{(-60)}{90} = \frac{2}{3}$.

Contudo, a aplicação prática de um FOI não é trivial. O mais habitual é aproximar a função de ordem fracionária por uma função de ordem inteira. Sendo assim, para tornar viável

a utilização do mesmo junto a planta UPS, foi utilizado o método FOCOM (Tepljakov et al., 2011) modificado apresentado em Lorenzini, 2017.

Sendo assim, com a junção do método do relé com o FOI ilustrado na Figura 10 (Lorenzini, 2017), é possível identificar os parâmetros do processo no ponto para o qual a fase foi ajustada. O componente resultante desta junção é denominado, segundo Lorenzini, 2017, como Relé com Fase Ajustável (RFA).

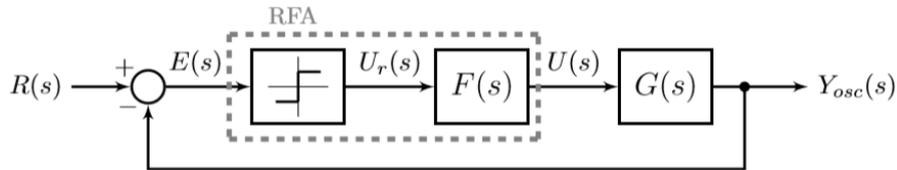


Figura 10 – Diagrama de blocos do processo em malha fechada com o RFA

Contudo a inserção do FOI deve ser levada em conta para calcular os parâmetros equivalentes àqueles apresentados em (7) e (8). Sendo assim, ao se obter a oscilação sustentada na saída do sistema, a frequência crítica será da função de transferência equivalente a $F(s)G(s)$, sendo definida por:

$$\omega_1 : \angle F(j\omega_1)G(j\omega_1) = -180^\circ. \quad (28)$$

logo, a fase e a magnitude do processo na frequência ω_1 são definidas, segundo Bazanella et al., 2017, respectivamente por

$$\angle G(j\omega_1) = -180^\circ - \angle F(j\omega_1), \quad (29)$$

$$|G(j\omega_1)| = \frac{\pi W_1}{4d|F(j\omega_1)|} = M_1. \quad (30)$$

Para aplicação da metodologia descrita no item 4.1, para a identificação do ponto onde a fase do processo cruza o ângulo φ , correspondente a frequência ω_φ e magnitude M_φ , deve-se utilizar um RFA tal que o atraso gerado pelo FOI seja

$$\gamma = -\pi - \varphi = \angle F(j\omega) \quad (31)$$

Assim, Bazanella et al., 2017, mostram que através da oscilação sustentada com frequência ω_φ , é possível identificar o ponto crítico da planta pelo procedimento do RFA, pois

$$G(j\omega_u) = \frac{\pi W_u}{4d} \angle -\pi, \quad (32)$$

nada mais é que um caso particular para

$$G(j\omega_\varphi) = \frac{\pi W_\varphi}{4d|F(j\omega_\varphi)|} \angle \varphi, \quad (33)$$

com $F(j\omega_\varphi) = 1$ e $\gamma = 0$.

Logo, aplicando um RFA tal que $\angle F(j\omega) = \gamma$ e atingindo a oscilação sustentada na saída com frequência ω_φ , a magnitude e a fase do processo serão respectivamente:

$$M_\varphi = |G(j\omega_\varphi)| = \frac{\pi W}{4d|F(j\omega_\varphi)|} \quad (34)$$

$$\angle G(j\omega_\varphi) = -\pi - \gamma = \varphi. \quad (35)$$

Através dessas características, é possível fazer o projeto dos ganhos proporcionais para a malha de corrente da UPS e a sintonia do controlador proporcional-ressonante. Estes que serão discutidos nos capítulos seguintes.

5 PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESONANTE

Neste capítulo serão desenvolvidas as equações propostas por Lorenzini, 2017 com base nos métodos desenvolvidos por Bazanella et al., 2017 e Pereira et al., 2015. Partindo da função matemática do controlador ressonante juntamente com as equações do método da oscilação forçada, o objetivo é obter um controlador em função das características do ponto crítico da planta.

Aplicando, então, a Equação (6) de maneira geral para um sinal de frequência ω qualquer obtém-se

$$C_{PR}(s) = K_p + \frac{jK_{r1}\omega + K_{r2}}{\omega_r^2 - \omega^2}. \quad (36)$$

Considerando, então, o modelo para projeto do controlador visto em (13), aplica-se a frequência crítica a Equação (33), resultando em

$$C_{PR}(j\omega_u) = K_p + \frac{jK_{r1}\omega_u + K_{r2}}{\omega_r^2 - \omega_u^2} = -K_u p, \quad (37)$$

onde p é o ponto para onde deseja-se deslocar o sistema em malha aberta no plano complexo, logo possui uma parte real e uma imaginária. Assim, pode-se transformar (37) em

$$K_p + \frac{jK_{r1}\omega_u + K_{r2}}{\omega_r^2 - \omega_u^2} = -K_u \operatorname{Re}(p) - jK_u \operatorname{Im}(p). \quad (38)$$

Pode-se, então, facilmente dividir (38) em duas outras equações. Uma igualando a parte real e outra, a parte imaginária, o que resulta em

$$K_p + \frac{K_{r2}}{\omega_r^2 - \omega_u^2} = -K_u \operatorname{Re}(p), \quad \frac{K_{r1}\omega_u}{\omega_r^2 - \omega_u^2} = K_u \operatorname{Im}(p), \quad (39)$$

de onde pode-se tirar a primeira fórmula para sintonia do controlador proporcional-ressonante

$$K_{r1} = \frac{(\omega_r^2 - \omega_u^2)K_u \operatorname{Im}(p)}{\omega_u}, \quad (40)$$

pois ω_u e K_u são os parâmetros identificados pelo método da oscilação forçada; ω_r é a frequência do sinal senoidal que se deseja seguir/rejeitar; e p é o ponto definido *a priori*.

Contudo, a parte real em (39) possui dois parâmetros a definir ainda. Logo, necessita-se de mais uma relação entre K_p e K_{r2} para defini-los. Assim, Lorenzini, 2017 propõe um rearranjo da Equação (6), considerando $\omega_r^2 < \omega_u^2$, tal que

$$C_{PR}(s) = K_p \frac{s^2 + \frac{K_{r1}}{K_p} s + \frac{K_{r2}}{K_p} + \omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} = K_p \frac{s^2 + \frac{K_{r1}}{K_p} s + \left(\frac{K_{r2}}{K_p \omega_r^2} + 1\right) \omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (41)$$

impondo uma nova restrição para que zeros, quando complexos, do controlador permaneçam no semiplano esquerdo e sobre o círculo de raio $r\omega_r$ no plano complexo, sendo $r \leq 1$ (Lorenzini, 2017). Então, essa restrição implica em

$$\frac{K_{r2}}{K_p \omega_r^2} + 1 = r^2, e \quad (42)$$

$$K_p = \frac{K_{r2}}{(r^2 - 1)\omega_r^2}. \quad (43)$$

Substituindo (43) na parte real de (39), *i. e.*,

$$K_p = -K_u Re(p) - \frac{K_{r2}}{\omega_r^2 - \omega_u^2} \quad (44)$$

obté-m-se

$$\frac{K_{r2}}{(r^2 - 1)\omega_r^2} = -K_u Re(p) - \frac{K_{r2}}{\omega_r^2 - \omega_u^2}. \quad (45)$$

Finalmente, pode-se definir as duas últimas equações que fazem parte do conjunto para sintonia do controlador proporcional-ressonante

$$K_{r2} = \frac{-K_u Re(p)(r^2 - 1)(\omega_r^2 - \omega_u^2)\omega_r^2}{r^2 \omega_r^2 - \omega_u^2} \quad (46)$$

$$K_p = \frac{-K_u Re(p)(\omega_r^2 - \omega_u^2)\omega_r^2}{r^2 \omega_r^2 - \omega_u^2} \quad (47)$$

Com os controladores calculados, pode-se aplicar os mesmos à UPS e, assim, validar a metodologia descrita para formulação apresentada neste trabalho. A Figura 11 ilustra o sistema em malha fechada com o controlador proporcional-ressonante e a UPS, juntamente com o ganho de realimentação de corrente.

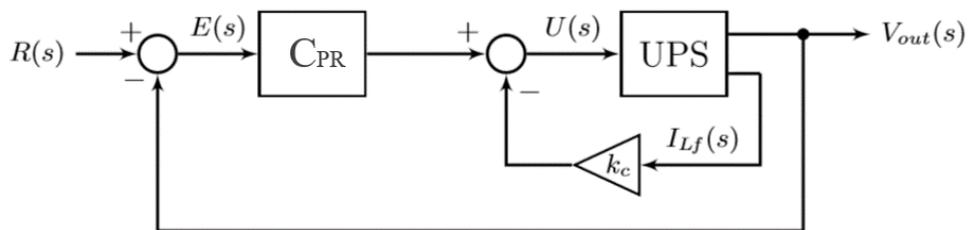


Figura 11 – Diagrama de blocos da UPS em MF com controlador PR

6 SIMULAÇÕES

Antes de aplicar o RFA na planta UPS, foram realizados dois experimentos com modelos computacionais. Para a modelagem da UPS, utilizou-se o *software PSIM*, responsável por toda a parte de potência da simulação, juntamente com o *MATLAB*, responsável pelos sinais de controle.

Como apresentado no capítulo 3, a UPS possui duas variáveis de estado, a tensão de saída e a corrente no indutor. Seguindo diversos trabalhos acadêmicos, como Lorenzini, 2015 e Carvalho, 2013, o sistema em malha fechada da UPS é caracterizado por um controlador na malha de tensão e apenas um ganho na realimentação de corrente, vide Figura 11.

Primeiramente, o RFA será aplicado à malha de corrente para cálculo do ganho de realimentação, em seguida o RFA será aplicado à malha de tensão para então utilizar-se das fórmulas descritas no capítulo 5 para o projeto do controlador ressonante.

6.1 APLICAÇÃO DO RFA NA MALHA DE CORRENTE

Como indica a Figura 12, a resposta em frequência da malha de corrente da UPS não cruza nem mesmo 90° , ou seja, não possui ponto crítico.

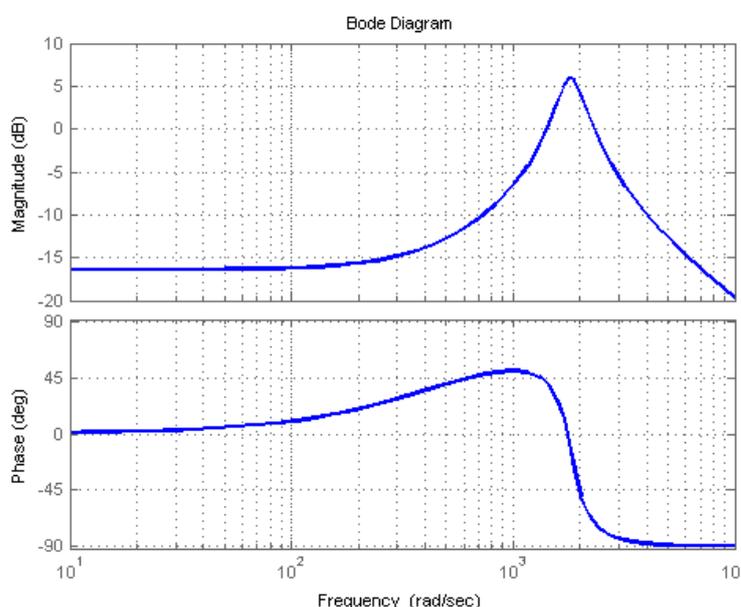


Figura 12 – Resposta em frequência da malha de corrente da UPS

Foram, então, realizados dois ensaios distintos para identificar diferentes frequências e, assim, poder avaliar o impacto da escolha do ganho de realimentação de corrente no projeto do controlador.

Para obter uma resposta mais rápida nesta malha interna da UPS, foram escolhidos os ângulos de tal forma que a suas respectivas frequências são suficientemente altas. Os ângulos nos quais serão identificadas a frequência e amplitude da onda de saída são -60° , e -80° e seus ensaios serão nomeados A e B respectivamente.

Como será projetado apenas um ganho proporcional, Lorenzini, 2017 propõe que o valor deste ganho seja o inverso da magnitude do processo na frequência identificada, ou seja, seguindo a mesma definição do ganho crítico da Equação (8), sendo calculado por

$$k_c = \frac{1}{M_\varphi} = \frac{1}{|G(j\omega_\varphi)|} = \frac{4d|F(j\omega_\varphi)|}{\pi W}, \quad (48)$$

onde k_c é o ganho proporcional, e lembrando que d é a amplitude do sinal do relé e W é a amplitude do sinal oscilatório de saída. A aplicação do RFA na malha de corrente da UPS é ilustrada no diagrama da Figura 13 (Lorenzini, 2017).

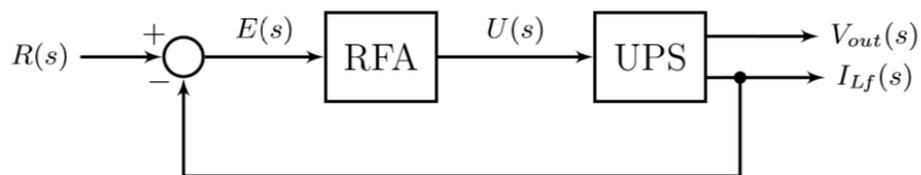


Figura 13 – Diagrama da malha de corrente da UPS em MF com RFA

6.1.1 Experimento A

No primeiro dos dois ensaios, foi identificada uma frequência tal que a fase do processo fosse -60° . Ou seja, seguindo a Equação (34), o RFA deve aplicar um atraso de fase de -120° , para que, então, o sistema possa oscilar. Logo, $\varphi = -60^\circ$ e $\gamma = -120^\circ$. A resposta em frequência do *FOI* projetado juntamente com o modelo da planta UPS pode ser vista no Apêndice A, onde percebe-se que o sistema em malha aberta $F(s)G(s)$ cruza -180° , o que garante que o sistema vai oscilar.

Com o integrador de ordem fracionária devidamente projetado, pode-se aplicar o RFA ao processo real, restando apenas a regulagem do parâmetro d até que haja uma oscilação sustentada na saída do sistema.

O sinal de saída obtido pode ser verificado na Figura 14, onde observa-se um período $T_{60} = 2,83 \text{ ms}$ e uma amplitude $W_{60} = \frac{193}{2} \text{ A} = 96,6 \text{ A}$. Com a aplicação das equações (7) e (48), chega-se na Tabela 3, que condensa todos os valores encontrados.

O valor $d = 2.000.000 \text{ V}$ pode parecer extremamente elevado, porém isto é causado pela atenuação do FOI ($|F(j\omega_{60})|$). Logo, deve-se considerar o valor após a aplicação do FOI, que é da ordem de 70 V .

Tabela 3 – Resultados da malha de corrente no ensaio A

d	b	W_{60}	$ F(j\omega_{60}) $	M_{60}	T_{60}	ω_{60}	k_{c60}
2.000.000 V	0	96,6 A	$3,46 \times 10^{-5}$	1,0963 A/V	2,83 ms	2217 rad/s	0,9121 V/A

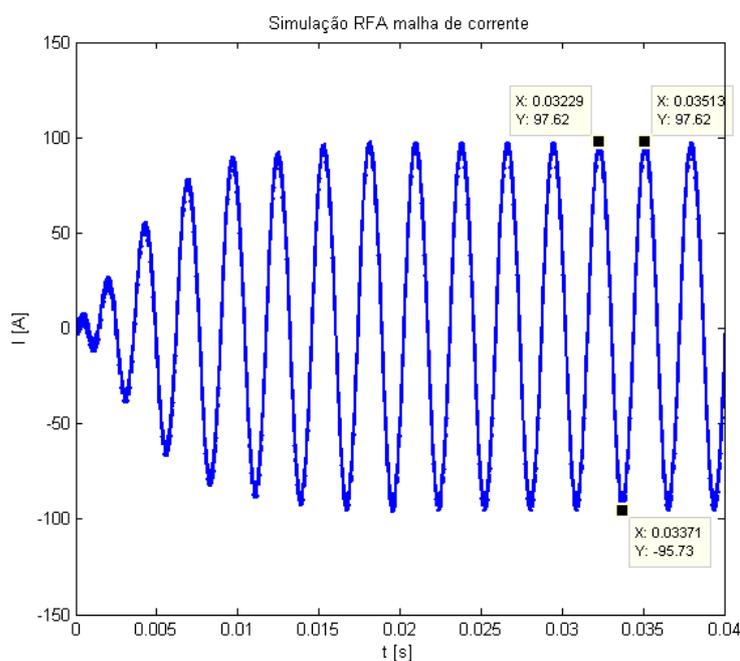


Figura 14 – Simulação RFA na malha de corrente - Ensaio A

6.1.2 Experimento B

Em seguida, realizou-se o ensaio equivalente ao ponto onde a fase do processo é -80° , resultando em um atraso de -100° para o projeto do RFA. Assim, tem-se $\varphi = -80^\circ$ para o ponto a ser identificado, e $\gamma = -100^\circ$ para o integrador de ordem fracionada. O Apêndice A apresenta a resposta em frequência da malha de corrente para este experimento.

De maneira similar ao ensaio anterior, após ajuste do parâmetro d até o valor de 800.000 V , a saída do sistema entrou em regime com uma oscilação sustentada como mostra a Figura

15. Com período ainda menor, $T_{80} = 2,28 \text{ ms}$ e amplitude $W_{80} = 94,1 \text{ A}$, o restante das características calculadas são apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Resultados da malha de corrente no ensaio B

d	b	W_{80}	$ F(j\omega_{80}) $	M_{80}	T_{80}	ω_{80}	k_{c80}
800.000 V	0	94,1A	$1,5 \times 10^{-4}$	0,6146 A/V	2,27 ms	2758 rad/s	1,627 V/A

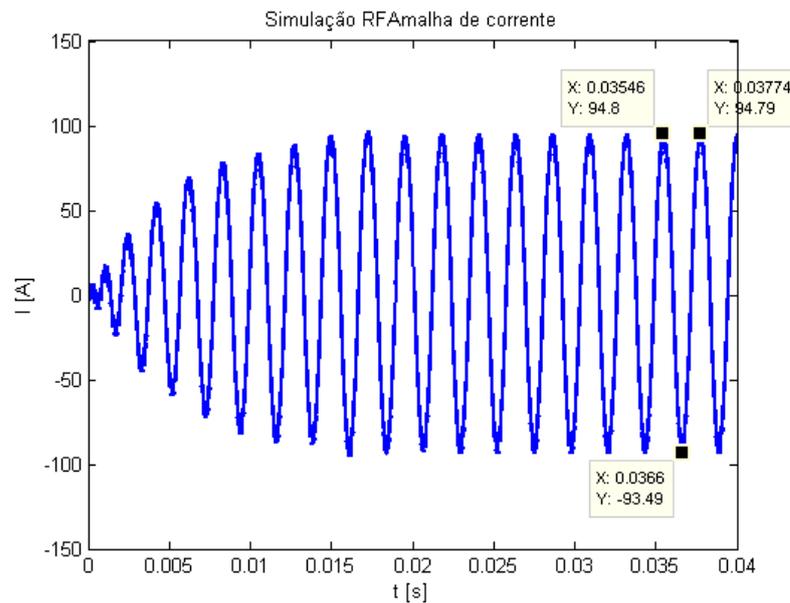


Figura 15 – Simulação RFA na malha de corrente - Ensaio B

Com os valores dos ganhos de realimentação de corrente projetados, pode-se passar a aplicação do RFA na malha de tensão da UPS.

6.2 APLICAÇÃO DO RFA NA MALHA DE TENSÃO

Dando continuidade ao projeto do controlador proporcional-ressonante, deve-se agora realizar os procedimentos do método do relé com fase ajustável para a malha de tensão. Como mencionado em 4.1, será identificada apenas a frequência equivalente a margem de fase de 60° , ou seja, o ponto no qual a resposta em frequência da planta UPS cruza -120° . Na Figura 17, onde é apresentado o diagrama de Bode para a malha de tensão da UPS, é possível observar que o processo cruza, de fato, -120° , logo deve-se projetar o RFA de tal forma que gere um atraso de -60° à planta, ou seja, $\varphi = -120^\circ$ e $\gamma = -60^\circ$.

O diagrama de blocos que representa a malha de tensão em laço fechado com o RFA é ilustrado na Figura 16. Observa-se que a corrente no indutor está sendo realimentado ao sistema

com um ganho proporcional k_c no seu laço, ganho este que foi projetado nos ensaios anteriores. Logo, serão realizados também dois ensaios na malha de tensão, um para cada valor de k_c .

Seguindo a mesma analogia, os experimentos serão separados em A e B. Começando com o resultado obtido para o ganho de realimentação de corrente $k_c = k_{c60}$. Relembrando que nesta seção, foi utilizado o mesmo projeto para RFA em todos os experimentos, sendo alterado apenas k_c o que afeta a resposta da planta, alterando os parâmetros da sintonia do controlador.

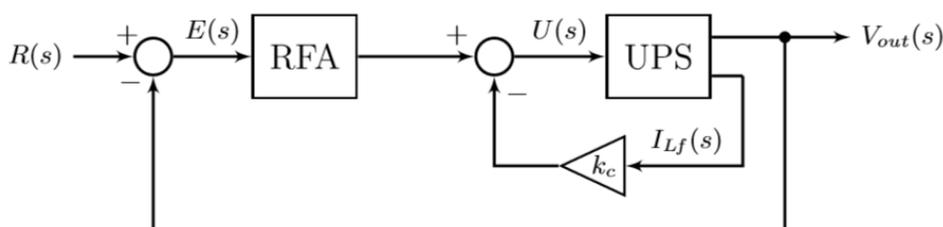


Figura 16 – Diagrama da UPS em MF com RFA

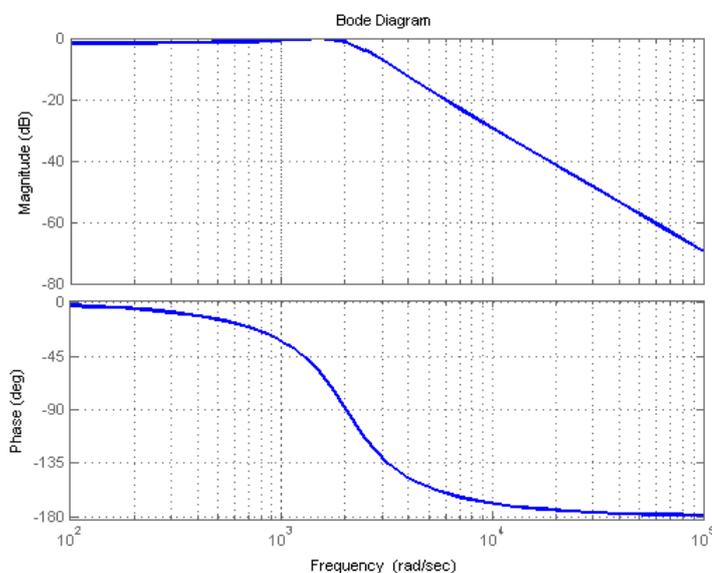


Figura 17 – Resposta em frequência da malha de tensão da UPS com $k_c = k_{c60}$

6.2.1 Experimento A

Com $k_c = k_{c60}$, foi aplicado o RFA equivalente a um atraso de -60° ao modelo da planta UPS. Ajustando, então, d para obter uma oscilação sustentada na saída de tensão do processo, foram observados os valores de período $T_{120A} = 2,69 \text{ ms}$ e amplitude do sinal de saída $W_{120A} = 131 \text{ V}$, como mostra a Figura 18. No Apêndice B encontra-se a resposta em frequência para este RFA. Assim, utilizando as mesmas equações (7), (8) e (34), obtém-se os dados apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Resultados do RFA na malha de tensão no ensaio A

d	b	W_{120A}	$ F(j\omega_{120A}) $	M_{120A}	T_{120A}	ω_{120A}
150.000 V	0	131 V	$8,6 \times 10^{-4}$	0,7976	2,69 ms	2332 rad/s

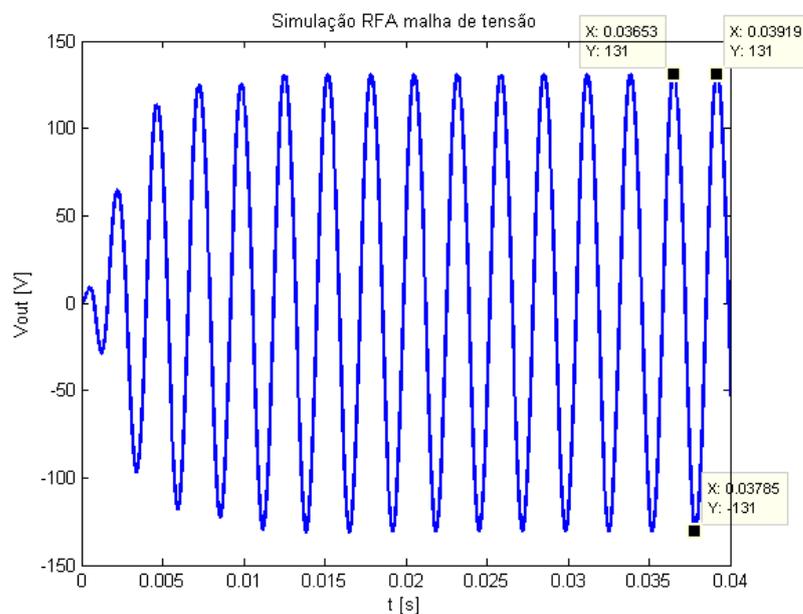


Figura 18 – Simulação RFA na malha de tensão - Ensaio A

6.2.2 Experimento B

Finalmente, realizou-se o ensaio para o último valor de ganho da realimentação de corrente, $k_c = k_{c80}$, no qual foi necessário aumentar ainda mais o valor da amplitude do sinal de saída do relé, $d = 250.000 V$, para manter a oscilação de saída em um nível parecido com os anteriores.

A Figura 19 mostra o sinal gerado na saída de tensão do sistema, bem como a Tabela 6 que apresenta as características identificadas para este experimento.

Tabela 6 – Resultados do RFA na malha de tensão no ensaio B

d	b	W_{120B}	$ F(j\omega_{120B}) $	M_{120B}	T_{120B}	ω_{120B}
250.000 V	0	125.6 V	$7,93 \times 10^{-4}$	0,4971	2,38 ms	2630 rad/s

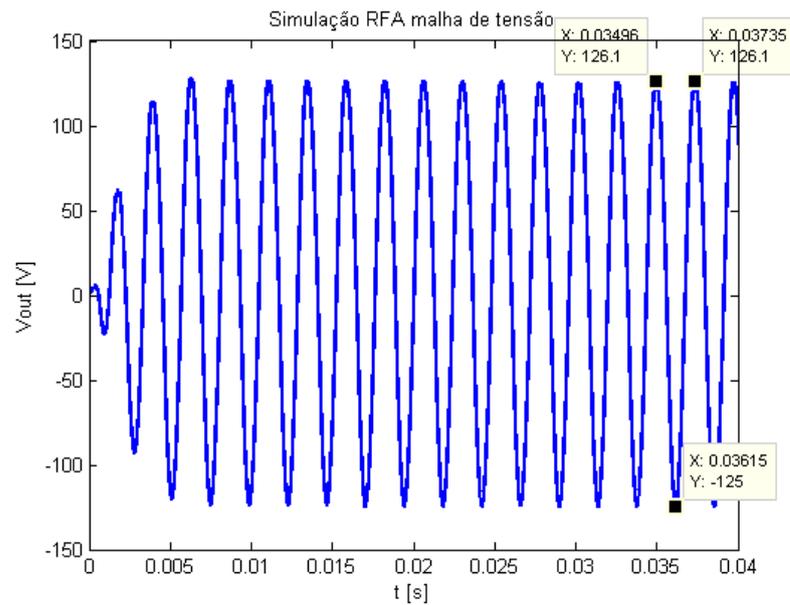


Figura 19 – Simulação RFA na malha de tensão - Ensaio B

Assim, com todos os parâmetros necessários identificados, é possível partir para a sintonia do controlador proporcional-ressonante.

6.3 SIMULAÇÕES DOS CONTROLADORES RESSONANTES

A partir das características obtidas com os ensaios do RFA chega-se aos controladores para ambos os experimentos A e B pela simples aplicação das fórmulas descritas no capítulo 5.

Para tanto, utiliza-se o ponto p definido em Bazanella et al., 2017 correspondente a $p = -0,985 + j0,174$, para que não haja uma influência significativa do controlador sobre a margem de fase desejada.

O segundo parâmetro é r , o qual Lorenzini, 2017 define como $r = 0,5$. E finalmente, escolhe-se $\omega_r = 2\pi \times 60 \text{ Hz} \cong 377 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ pois a frequência do sinal de referência utilizado na UPS é 60 Hz, que é a mesma da rede de energia distribuída no Brasil e compatível com as cargas conectas em uma aplicação real.

Então, definindo

$$K_u = \frac{1}{M_{120}} \text{ e } \omega_u = \omega_{120}, \quad (49)$$

obtem-se para o experimento A:

$$C_{PRA}(s) = \frac{1,21s^2 + 494,4s + 43010}{s^2 + 142100}, \quad k_{cA} = 0,9121 \quad (50)$$

Para o experimento B:

$$C_{PRB}(s) = \frac{1,95s^2 + 899,9s + 69300}{s^2 + 142100}, \quad k_{cB} = 1,627 \quad (51)$$

Com os controladores projetados, é possível simular o comportamento da planta UPS em funcionamento normal. Para tanto, serão realizadas duas situações de carga diferentes. A primeira com carga do tipo linear apenas e a segunda com carga não linear. As simulações têm duração de dois segundos, e o ponto de interesse situa-se próximo a um segundo de execução, onde a carga atinge valor máximo. O sinal de referência é do tipo senoidal com frequência de 60 Hz e amplitude de 127 V *RMS*. Assim, foram realizadas as simulações para ambos os experimentos.

6.3.1 Experimento A

Neste primeiro experimento, utilizou-se o controlador proposto em (50), o que resultou nos dados da Tabela 7. Os sinais de saída para as simulações com carga puramente linear e não-linear podem ser vistos na Figura 20. Já os gráficos com os valores de tensão RMS e THD são mostrados no Apêndice C (figuras 34 e 35 para carga linear e figuras 36 e 37, não-linear).

Tabela 7 – Resultados para o controlador C_{PRA}

	V_{out}	THD
Linear	127 V	0,176 %
Não-linear	127,8 V	11,2 %

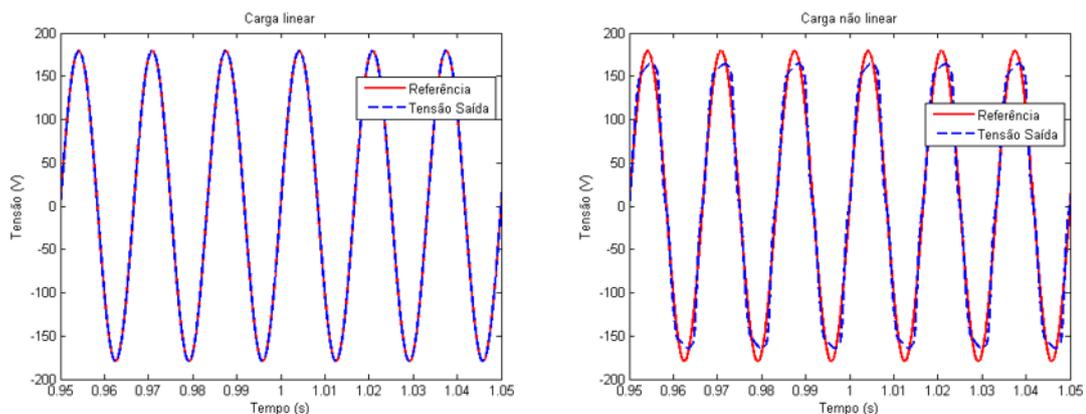


Figura 20 – Sinais de saída para simulações com carga linear e não linear – A

Como o controlador ressonante foi projetado a partir do RFA do modelo da UPS com carga linear, o sinal de saída para este caso apresenta erro praticamente nulo, com uma THD

próxima a zero. Já para o ensaio com carga não linear, há um aumento considerável na *THD* e uma diferença em relação a tensão *RMS* de 0.8 V.

6.3.2 Experimento B

Para o segundo experimento, utilizou-se o controlador proposto em (51), resultando nas informações da Tabela 8. As tensões de saída para os testes com carga puramente linear e não-linear podem ser vistas na Figura 21. Analogamente, os gráficos de tensão *RMS* e *THD* encontram-se no Apêndice D (figuras 38 e 39 para carga linear e figuras 40 e 41, não-linear).

Tabela 8 – Resultados para o controlador C_{PRB}

	V_{out}	<i>THD</i>
Linear	127 V	0,159 %
Não-linear	127,6 V	9,4 %

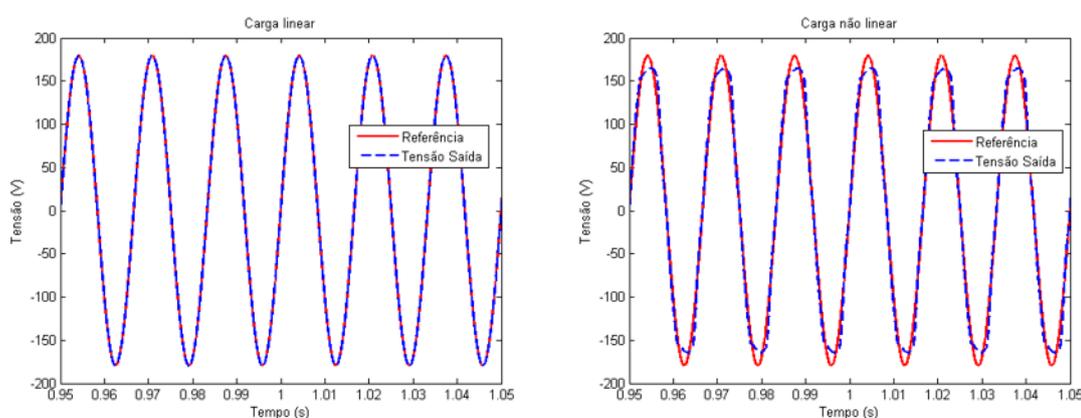


Figura 21 – Sinais de saída para simulações com carga linear e não linear – B

Para a simulação com carga linear, a tensão *RMS* tem erro nulo e o valor de *THD* é ainda menor se comparado ao Experimento A.

6.4 CONSIDERAÇÕES GERAIS

O método para o projeto do controlador proporcional-ressonante se mostrou eficaz em ambos os experimentos, apresentando resultados ótimos para os ensaios com carga puramente linear.

Já para carga não linear, como esperado, houve um aumento significativo na distorção harmônica. Este tipo de carga causa uma variação no formato da corrente absorvida, gerando, assim, uma distorção na tensão de alimentação, como visto nas figuras 22 e 23.

Outro aspecto observado é a melhoria da resposta do Experimento B em relação ao A. Como o RFA aplicada na malha de tensão em ambos os ensaios é o mesmo, o único motivo possível para este rendimento superior é o ganho de realimentação de corrente. Mesmo com uma variação pequena no valor deste ganho, os resultados apresentam uma melhoria considerável, sobretudo com relação a distorção harmônica total.

7 APLICAÇÃO NA UPS REAL

Com a validação da metodologia por meio das simulações do capítulo anterior, pôde-se então aplicar o procedimento à planta *UPS* real. Para tanto, utilizou-se uma plataforma de aquisição de dados *dSpace*, responsável por enviar o sinal de controle aos *IGBTs* da planta, bem como fazer a leitura dos níveis de tensão e corrente.

O modelo da plataforma usada foi o *DS1104 Controller Board*, o qual possui entrada para sinais analógicos e gerador de sinal *PWM*. Das características do sistema de aquisição, destacam-se:

- 4 canais de conversor A/D de 16 *bits* de precisão.;
- 4 canais de *PWM* de 16 *bits* de precisão;
- 20 portas I/O disponíveis.

A *DS1104 Controller Board* possui integração com o *MATLAB/Simulink*, proporcionando uma interface amigável para aplicar o RFA e o controlador proporcional-ressonante.

Outros equipamentos usados durante a aplicação prática foram: um analisador de qualidade de energia *FLUKE 43B* (análise de *THD*); dois multímetros *FLUKE 115 True RMS* (medições de corrente e tensão de saída); e um osciloscópio *Tektronics TDS 2014* (análise da oscilação sustentada);

O procedimento descrito a seguir é exatamente análogo ao do capítulo anterior. Primeiramente, aplica-se o método RFA na malha de corrente, para calcular o ganho de realimentação. Em seguida, o RFA é aplicado na malha de tensão e então são obtidas as informações necessárias para aplicar as equações descritas no capítulo 5.

7.1 APLICAÇÃO DO RFA NA MALHA DE CORRENTE

Seguindo a mesma lógica utilizada no capítulo anterior, foram feitos dois experimentos distintos na malha de corrente. Pelos mesmos motivos encontrados durante as simulações, as frequências e amplitudes do sinal de corrente serão identificadas à -60° e -80° , sendo cada experimento nomeado A e B respectivamente.

7.1.1 Experimento A

Analogamente à simulação, neste primeiro experimento, o RFA deve aplicar um atraso de fase de -120° , para que o sistema possa oscilar.

O sinal de saída obtido pode ser verificado na Figura 22 (onde o sinal azul é a corrente no indutor e o sinal amarelo, a tensão de saída), onde observa-se um período de oscilação $T_{60} = 2,64 \text{ ms}$ e uma amplitude $W_{60} = \frac{86,4}{2} \text{ A} = 43,2 \text{ A}$. Com aplicação das equações (7) e (36), chega-se na Tabela 9, que condensa todos os valores encontrados.

Lembrando que o valor do parâmetro d é extremamente elevado, devido a atenuação causada pelo FOI ($|F(j\omega_{60})|$). Assim, o sinal real aplicado à UPS dá-se após a passagem da onda quadrada pelo FOI, que é da ordem de 50 V.

Tabela 9 – Resultados da malha de corrente no ensaio A

d	b	W_{60}	$ F(j\omega_{60}) $	M_{60}	T_{60}	ω_{60}	k_{c60}
1.500.000 V	0	43,2 A	$3,15 \times 10^{-5}$	0.7175 A/V	2,64 ms	2380 rad/s	1,3937 V/A

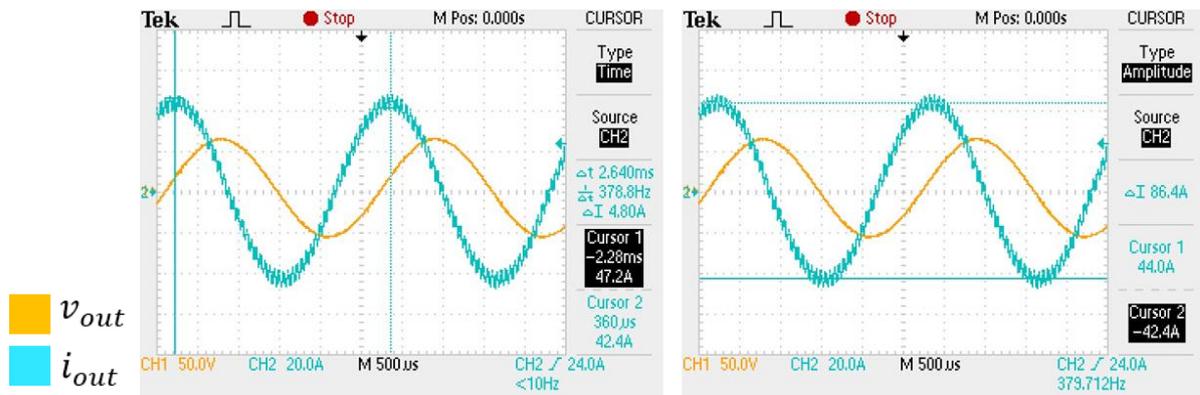


Figura 22 – Oscilação sustentada da malha de corrente no ensaio A

7.1.2 Experimento B

Em seguida, realizou-se o ensaio equivalente ao ponto onde a fase do processo é -80° , resultando em um atraso de -100° para o projeto do RFA. De maneira similar aos ensaios anteriores, após ajuste do parâmetro d até o valor de 450.000, a saída do sistema entrou em regime permanente com uma oscilação sustentada como mostra a Figura 23. Com período ainda menor, $T_{80} = 2,28 \text{ ms}$ e amplitude $W_{80} = \frac{97,6}{2} \text{ A} = 48,8 \text{ A}$, o restante das características calculadas são apresentadas na Tabela 10.

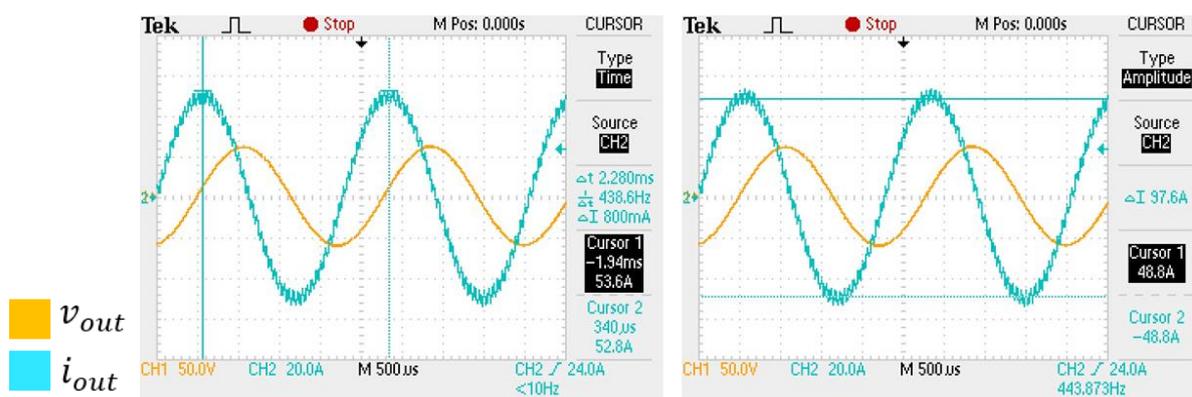


Figura 23 – Oscilação sustentada da malha de corrente no ensaio B

Tabela 10 – Resultados da malha de corrente no ensaio B

d	b	W_{80}	$ F(j\omega_{80}) $	M_{80}	T_{80}	ω_{80}	k_{c80}
450.000 V	0	48,8 A	$1,5 \times 10^{-4}$	0.5657 A/V	2,28 ms	2756 rad/s	1,7677 V/A

Mais uma vez, encontra-se uma variação considerável entre k_{c60} e k_{c80} , de aproximadamente 25%. Com os valores da realimentação obtidos, pode-se aplicar o RFA na malha de tensão da UPS.

7.2 APLICAÇÃO DO RFA NA MALHA DE TENSÃO

7.2.1 Experimento A

Ajustando a realimentação de corrente para $k_c = k_{c60}$, foi aplicado o RFA equivalente a um atraso de -60° à planta da UPS. Obteve-se, então, os valores para o período de oscilação $T_{120A} = 2,64 \text{ ms}$ e amplitude do sinal de saída $W_{120A} = 50,5 \text{ V}$, como mostra a Figura 24.

Consequentemente, aplicando as equações descritas anteriormente, obteve-se os dados mostrados na Tabela 11.

Tabela 11 – Resultados do RFA na malha de tensão no ensaio A

d	b	W_{120A}	$ F(j\omega_{120A}) $	M_{120A}	T_{120A}	ω_{120A}
13.000 V	0	50,5 V	$5,61 \times 10^{-3}$	0.5440	2,64 ms	2380 rad/s

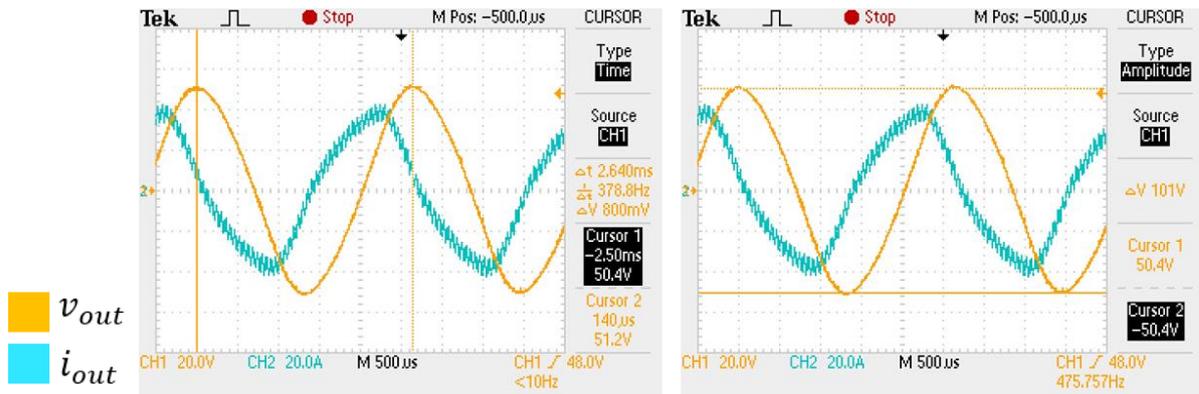


Figura 24 – Oscilação sustentada da malha de tensão no ensaio A

7.2.2 Experimento B

Como resultado do RFA aplicado à malha de tensão com $k_c = k_{c80}$, obteve-se o sinal de saída do sistema mostrado na Figura 25, bem como a Tabela 12 que apresenta as características identificadas para este experimento.

Tabela 12 – Resultados do RFA na malha de tensão no ensaio B

d	b	W_{120B}	$ F(j\omega_{120B}) $	M_{120B}	T_{120B}	ω_{120B}
17.000 V	0	56,5 V	$5,43 \times 10^{-4}$	0.4802	2,52 ms	2493 rad/s

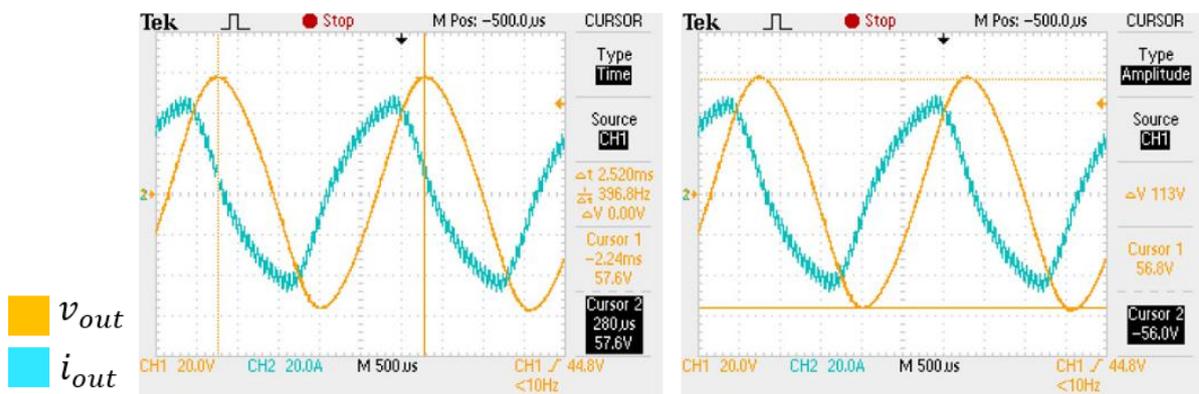


Figura 25 – Oscilação sustentada da malha de tensão no ensaio B

Com os dados obtidos a partir dos ensaios com o RFA, pode-se projetar os controladores proporcional-ressonantes para ambos os experimentos.

7.3 ENSAIOS COM OS CONTROLADORES RESSONANTES

Da mesma maneira que nas simulações, o sinal de referência é do tipo senoidal com frequência de 60 Hz e amplitude de 127 V *RMS*.

7.3.1 Experimento A

A partir das informações obtidas em 7.1.1, 7.2.1 e aplicando as equações do capítulo 5, obteve-se o seguinte controlador ressonante:

$$C_{PRA}(s) = \frac{1,776s^2 + 740,6s + 63100}{s^2 + 142130}, \quad k_{CA} = 1,3937 \quad (52)$$

Analogamente às simulações, foram feitos dois ensaios distintos. Um com carga linear e outro com carga não-linear. Os resultados obtidos podem ser verificados nas figuras 26 e 27 (onde o sinal amarelo é a tensão de saída v_{out} , o sinal azul é a corrente no indutor i_L e o sinal violeta é a corrente na carga i_{out}).

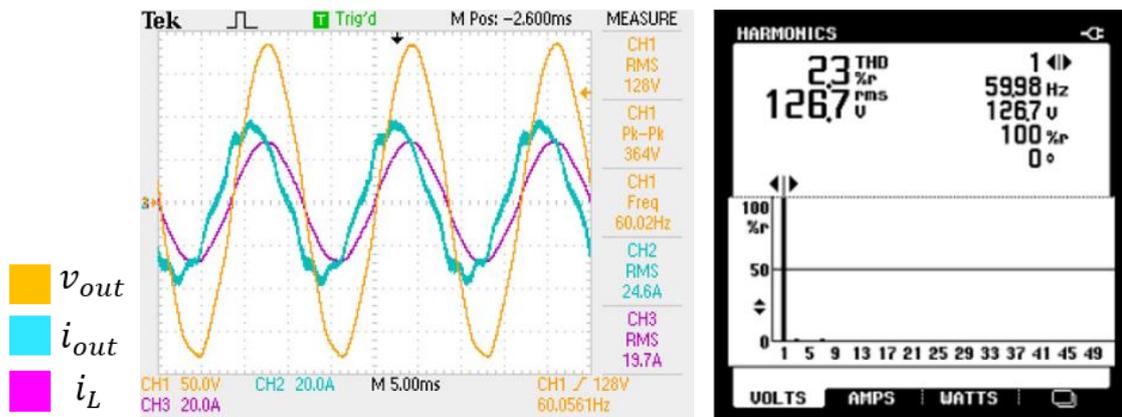


Figura 26 – Teste do controlador A com carga linear

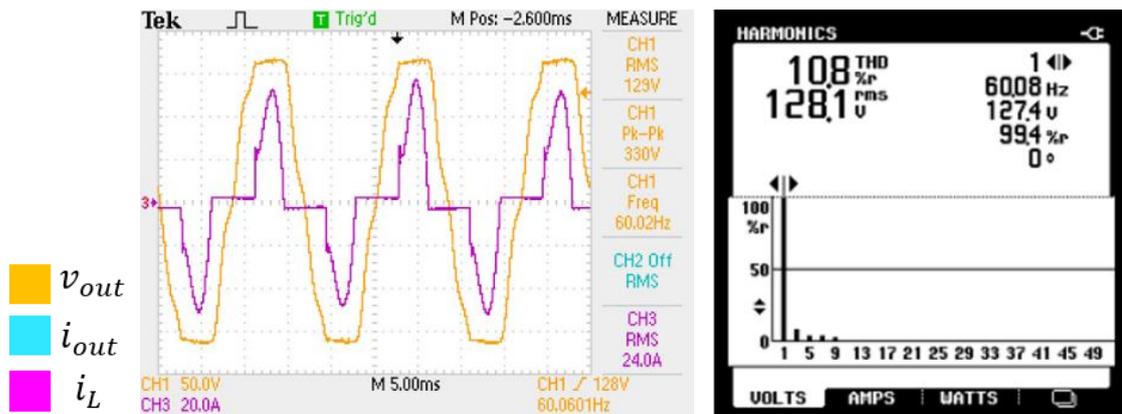


Figura 27 – Teste do controlador A com carga não linear

Em comparação com as simulações, os resultados são semelhantes. Observa-se apenas um aumento significativo na *THD* para o ensaio com carga linear. Isto pode ser explicado pela imprecisão do modelo utilizado, ou seja, nem todas as características da *UPS* são perfeitamente representadas no modelo criado no *PSIM*.

7.3.2 Experimento B

Seguindo os ensaios anteriores, obteve-se o seguinte controlador para o experimento B:

$$C_{PRB}(s) = \frac{2,015s^2 + 881s + 71610}{s^2 + 142130}, \quad k_{CC} = 1,7677 \quad (53)$$

Aplicando-o em malha fechada, como mostra a Figura 11, observou-se os sinais de tensão para carga linear e não-linear mostrados nas figuras 28 e 29 respectivamente.

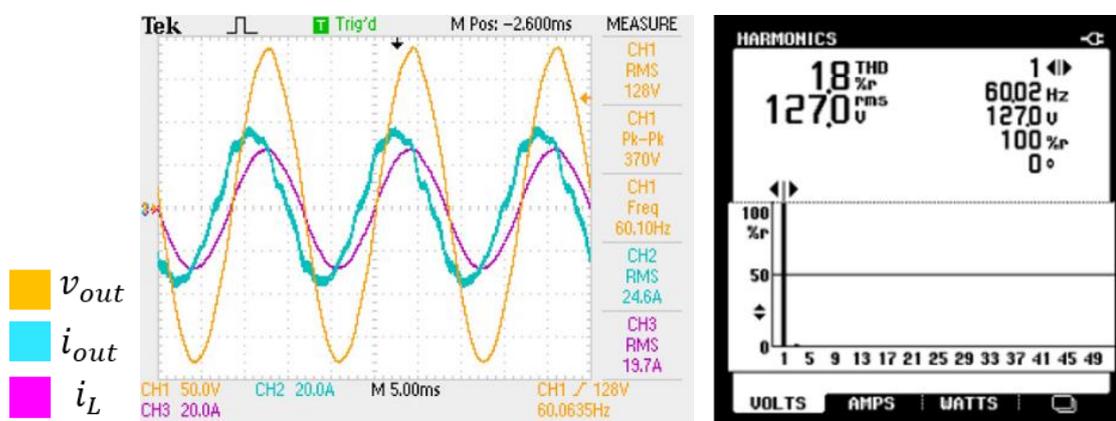


Figura 28 – Teste do controlador B com carga linear

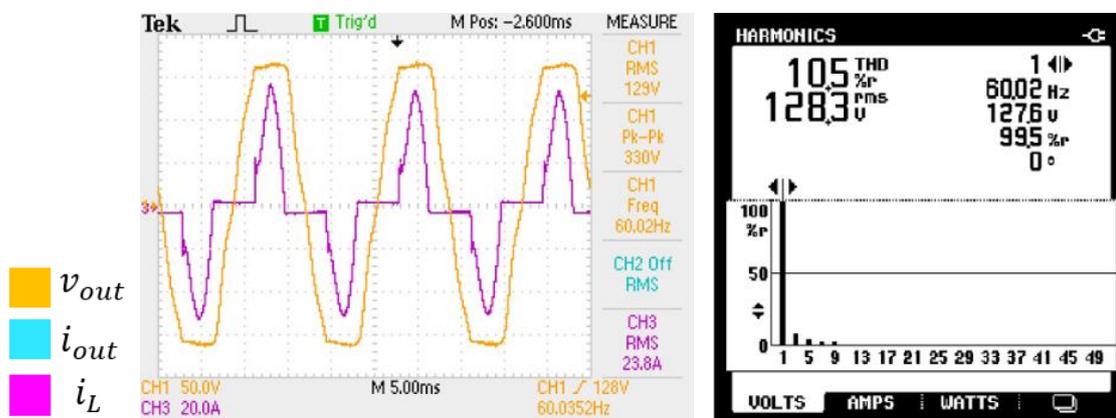


Figura 29 – Teste do controlador B com carga não linear

De maneira similar ao obtido no experimento A, também há um aumento na THD para a carga linear, pelo mesmo motivo.

7.4 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Mesmo com as diferenças entre o modelo *PSIM* e a planta *UPS* real, os resultados obtidos em todos os experimentos foram semelhantes. E ambos foram satisfatórios para provar a utilidade do RFA para o projeto de controladores proporcional-ressonantes, pois os valores de erro entre o sinal de referência e a saída em *RMS*, mesmo com carga não linear, não ultrapassaram 2%.

Outro ponto importante a se observar é a melhora significativa na THD de acordo com o aumento do ganho de realimentação da corrente. O que abre possibilidades para novos métodos, utilizando, por exemplo, múltiplos dos valores encontrados no RFA.

Finalmente, o RFA se provou um método válido para o projeto de controladores ressonantes, sobretudo para a aplicação em fontes ininterruptas de energia.

8 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho teve como objetivo validar uma metodologia para a sintonia de controladores do tipo proporcional-ressonante. Sendo que para o mesmo, diversas etapas foram necessárias. Assim, inicialmente, foi comprovada a utilidade do método do relé com fase ajustável para identificação de frequências de plantas que não oscilam naturalmente e, a partir da identificação dos pontos desejados, pode-se realizar a sintonia do controlador.

O uso do RFA se mostrou capaz de projetar um controlador proporcional-ressonante com o mínimo de informação sobre o comportamento do processo, sendo necessário apenas definir a margem de fase desejada para a função de transferência em malha aberta do sistema.

Sendo assim, esta metodologia não fica limitada à aplicação em uma fonte ininterrupta de energia, podendo ser aplicada a qualquer planta que não apresenta ponto crítico, para a qual deseja-se o seguimento de referências do tipo senoidal, bem como a rejeição de perturbações de mesma natureza.

Ainda, o conjunto de equações para sintonia de um controlador proporcional-ressonante propostas no Capítulo 5 pode ser aplicado como qualquer outro método baseado no PMI para identificação de frequências, não estando necessariamente ligado ao método do relé com fase ajustável.

Finalmente, com alguns ajustes no ganho proporcional de realimentação de corrente, a metodologia apresentada neste trabalho pode melhorar ainda mais os níveis de THD encontrados nas situações com carga não linear, respondendo às exigências impostas pelas normas responsáveis pela regulação da qualidade das fontes ininterruptas de energia, sendo um possível assunto para trabalhos futuros.

8.1 TRABALHOS FUTUROS

- Aplicação da metodologia para sintonia do controlador proporcional-ressonante a outras classes de plantas, bem como o uso das equações aqui descritas junto com outros métodos para identificação de processos;
- Realizar experimentos com diferentes relações para o ganho de realimentação de corrente, no intuito de verificar os verdadeiros impactos na escolha de um valor maior ou menor para este parâmetro

- Realização de ensaios de desempenho dinâmico do controlador para alterações das cargas de referência aplicadas às fontes ininterruptas de energia.
- Desenvolvimento de uma metodologia para a sintonia de múltiplos controladores ressonantes, com o objetivo de diminuir o impacto causado pelas harmônicas na tensão de saída.

9 REFERÊNCIAS

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS (ABNT), “NBR 15014: Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak)”. Rio de Janeiro, 2003. 5p.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T., “Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins”. *Automatica*, Tarrytown, v.20, n.5, p.645–651, Sept. 1984.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T., “PID controllers: theory, design, and tuning”. 2a ed. Research Triangle Park: ISA, 1995. 343 p.

BAZANELLA, A. S.; PEREIRA, L. F. A.; PARRAGA, A., “A New Method for PID Tuning Including Plants without Ultimate Frequency”. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, New York, v.25, n.2, p.637–644, Mar. 2017.

CARVALHO, F. M., “Método alternativo para sintonia de múltiplos controladores ressonantes aplicados em sistema ininterruptos de energia (nobreak)”. 2013. Dissertação (Mestrado) — PPGEE-UFRGS, Porto Alegre, 2013.

CHEN, C. T., “Linear System Theory and Design”. 2a ed. New York: Oxford University Press, 1995. 688p.

FLORES, J. V., “Projeto de controladores para o seguimento de referências periódicas em sistemas com atuadores saturantes”. 2012. Tese (Doutorado) – PPGEE-UFRGS, Porto Alegre, 2012.

FRANCIS, B.; WONHAM, W. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied Mathematics and Optimization*, Berlin, v.2, n.2, p.170–194, June 1975.

FUKUDA, S.; IMAMURA, R., “Application of sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, v.52, n.2, p.420–426, Apr. 2005.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). “IEC 62040-3: Uninterruptible Power Systems (UPS)”. Geneva, 2011.

LEVA, A., “PID autotuning algorithm based on relay feedback”. *IEE Proceedings D – Control Theory and Applications*, New York, v.140, n.5, p.328–338, Sept. 1993.

LORENZINI, C., “Desenvolvimento de um controlador ressonante-repetitivo aplicado a fontes ininterruptas de energia”. 2015. Dissertação (Mestrado) — PPGEE-UFRGS, Porto Alegre, 2015.

LORENZINI, C., “Metodologia de Sintonia para Controladores Baseados no Princípio do Modelo Interno”. 2017. Qualificação (Doutorado) — PPGEE-UFRGS, Porto Alegre, 2017.

PEREIRA, L. F. A.; BAZANELLA, A. S., “Tuning Rules for Proportional Resonant Controllers”. IEEE Transactions on Control Systems Technology, New York, v.23, n.5, p.2010–2017, Set. 2015.

TEPLJAKOV, A. FOMCON: Fractional-Order Modeling and Control. Disponível em: <<http://fomcon.net/>>.

TEPLJAKOV, A.; PETLENKOV, E.; BELIKOV, J. FOMCON: a MATLAB toolbox for fractional-order system identification and control. International Journal of Microelectronics and Computer Science, Lodz, v.2, n.2, p.51–62, 2011.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. Transactions of the ASME, New York, v.64, n.11, p.759–768, Nov. 1942.

10 APÊNDICE A – SIMULAÇÕES COM RFA NA MALHA DE CORRENTE

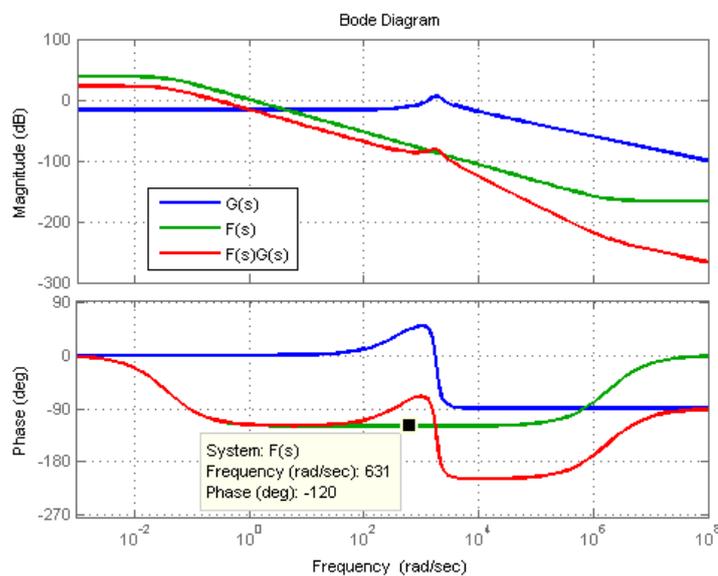


Figura 30 – Resposta em frequência da malha de corrente para o experimento A

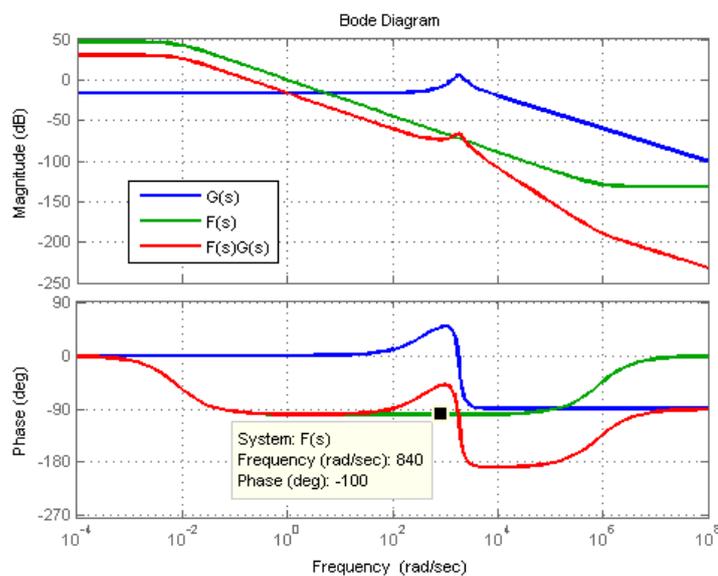


Figura 31 – Resposta em frequência da malha de corrente para o experimento B

11 APÊNDICE B – SIMULAÇÕES COM RFA NA MALHA DE TENSÃO

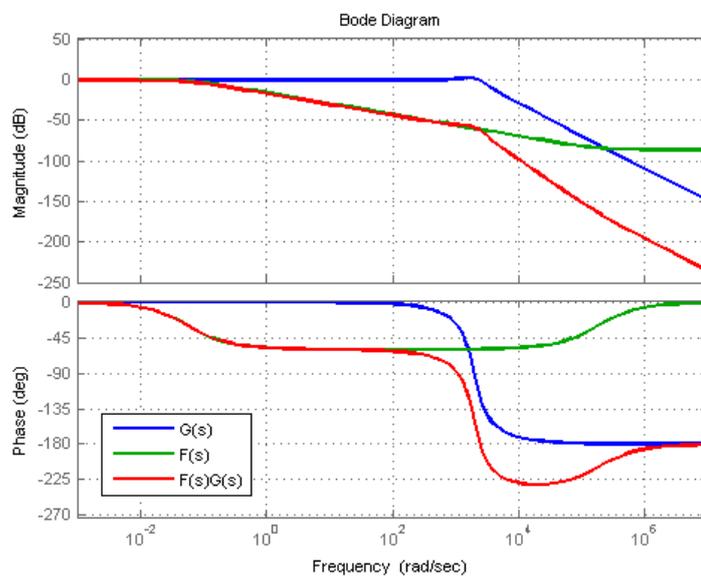


Figura 32 - Resposta em frequência da malha de tensão para o experimento A

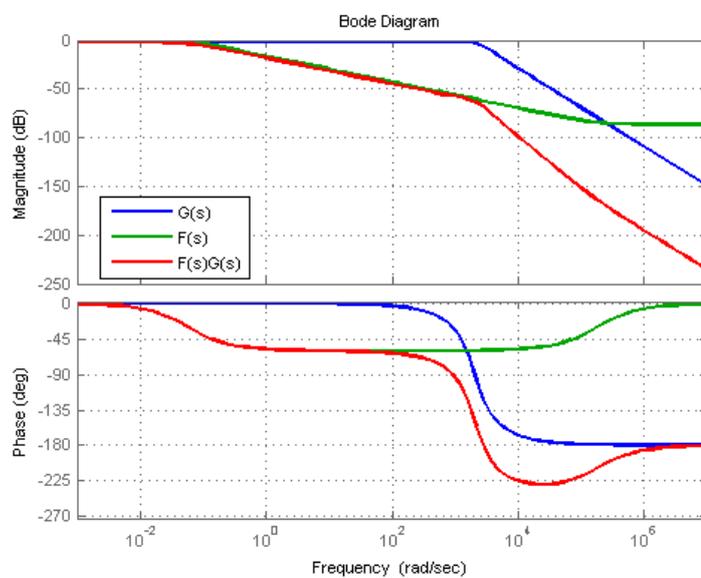


Figura 33 – Resposta em frequência da malha de tensão para o experimento B

12 APÊNDICE C – SIMULAÇÕES COM CONTROLADOR RESSONANTE – A

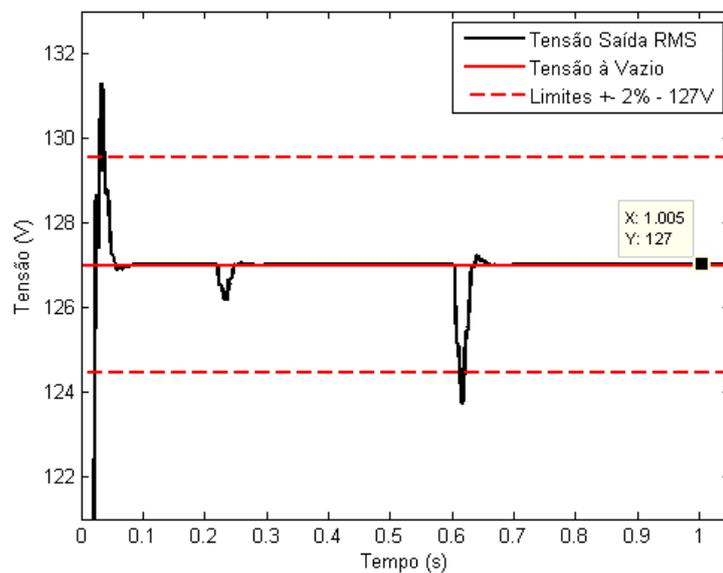


Figura 34 – Valores RMS da tensão para o experimento A com carga linear

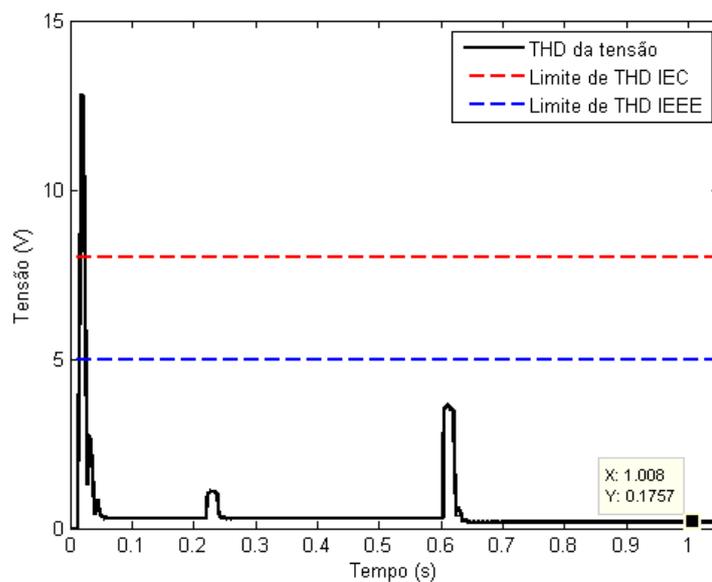


Figura 35 – Valores de THD para o experimento A com carga linear

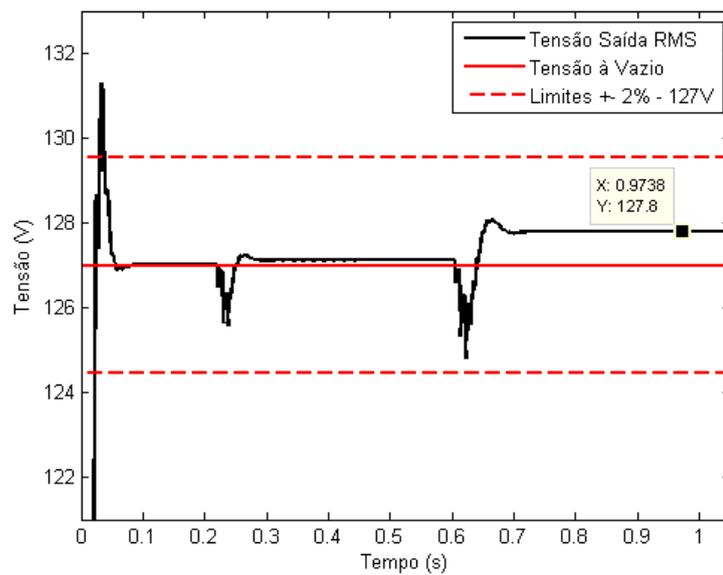


Figura 36 – Valores RMS da tensão para o experimento A com carga não-linear

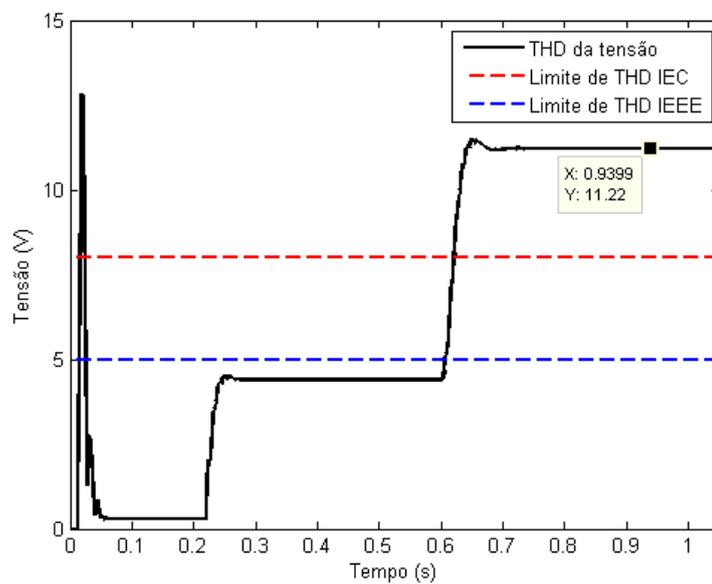


Figura 37 – Valores de THD para o experimento A com carga não-linear

13 APÊNDICE D – SIMULAÇÕES COM CONTROLADOR RESSONANTE – B

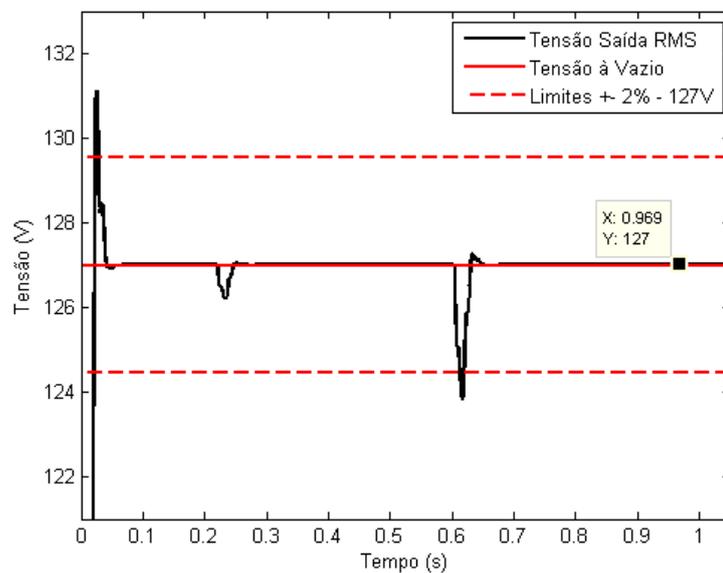


Figura 38 – Valores RMS da tensão para o experimento B com carga linear

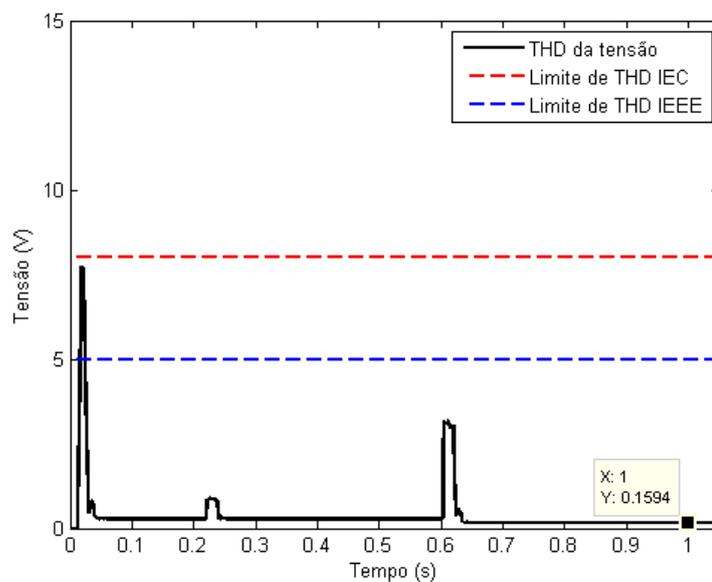


Figura 39 – Valores de THD para o experimento B com carga linear

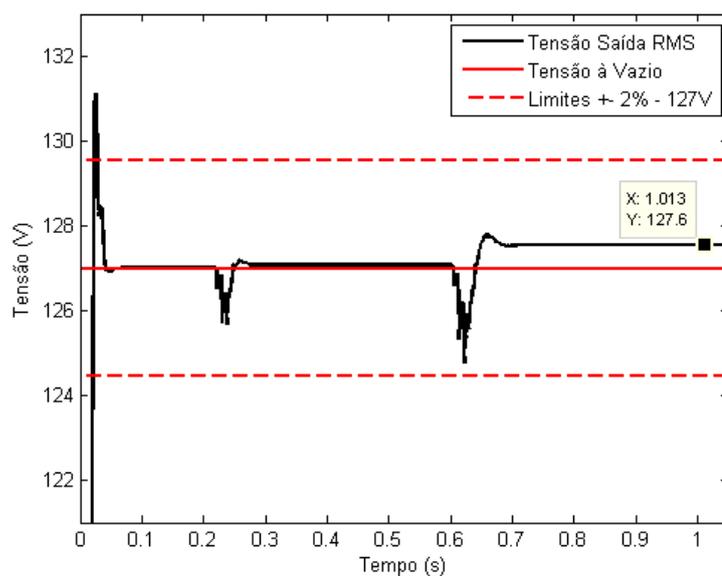


Figura 40 – Valores RMS da tensão para o experimento B com carga não-linear

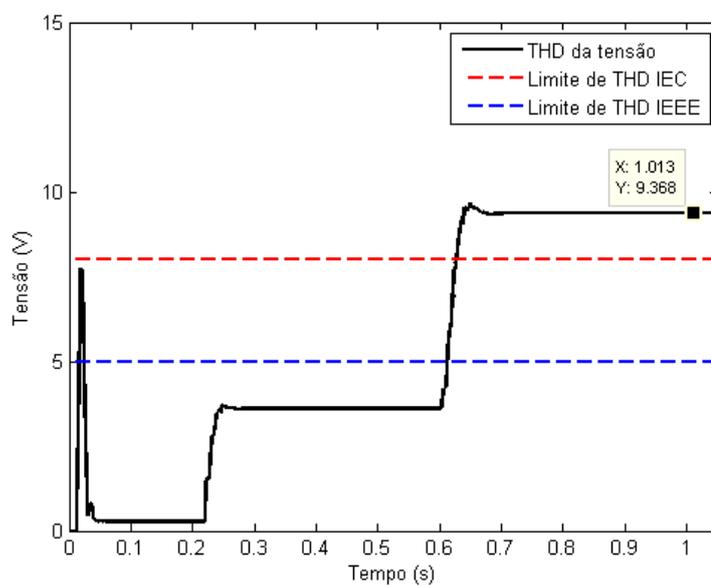


Figura 41 – Valores de THD para o experimento B com carga não-linear