

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CRISTIANO PORPORATTI ZIMMERMANN

**CONTROLADORES REPETITIVOS APLICADOS A FILTROS
ATIVOS DE POTÊNCIA SOB VARIAÇÕES DE CARGA E DE
FREQUÊNCIA DA REDE**

DISSERTAÇÃO

PATO BRANCO

2016

CRISTIANO PORPORATTI ZIMMERMANN

**CONTROLADORES REPETITIVOS APLICADOS A FILTROS
ATIVOS DE POTÊNCIA SOB VARIAÇÕES DE CARGA E DE
FREQUÊNCIA DA REDE**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica - Área de concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Rafael Cardoso

Co-orientador: Emerson Giovani Carati

PATO BRANCO

2016

- Z73c Zimmermann, Cristiano Porporatti .
Controladores repetitivos aplicados a filtros ativos de potência sob variações de carga e de frequência da rede / Cristiano Porporatti Zimmermann. -- 2016.
99 f. : il. ; 30 cm.
- Orientador: Prof. Dr. Rafael Cardoso
Coorientador: Prof. Dr. Emerson Giovani Carati
Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Pato Branco, PR, 2016.
Bibliografia: 87-90.
1. Filtros Elétricos ativos. 2. Controladores elétricos. 3. Energia elétrica – Controle de qualidade. I. Cardoso, Rafael, orient. II. Carati, Emerson Giovani, coorient. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.
- CDD (22. ed.) 621.3



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Pato Branco
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



TERMO DE APROVAÇÃO

Título da Dissertação n° 031

Controladores repetitivos aplicados a filtros ativos de potência sob variações de carga e de frequência da rede

por

Cristiano Porporatti Zimmermann

Dissertação apresentada às quatorze horas do dia três de outubro de dois mil e quatorze, como requisito parcial para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (Área de Concentração: Sistemas e Processamento de Energia), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Pato Branco. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho APROVADO.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Márcio Stefanello
UNIPAMPA/ALEGRETE

Prof. Dr. Emerson Giovanni Carati
UTFPR/PB
(Coorientador)

Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein
UTFPR/PB

Prof. Dr. Rafael Cardoso
UTFPR/PB
(Orientador)

Prof. Dr. Emerson Giovanni Carati
Coordenador do PPGEE

A minha filha, fonte de minhas forças, amor e esperança. A minha esposa pela paciência e compreensão. Aos meus pais (in memoriam) pela educação, valores e princípios.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer à minha esposa Josiane pela paciência e compreensão, à minha filha Isadora, fonte de toda minha perseverança e entusiasmo, aos meus pais (in memoriam) pelos valores passados e pela construção dos principais pilares morais que me orientam.

Aos professores Rafael Cardoso e Emerson Giovani Carati pelas orientações, profissionalismo, atenção e dedicação durante o curso desse trabalho. À todos os professores do PPGEE, em especial aos professores Carlos Marcelo de Oliveira Stein, Jean Carlos Cardozo da Silva e Jean Patric da Costa pelos ensinamentos e contribuições.

À Unochapecó, pela flexibilização de carga horária e por me possibilitar financeiramente realizar esse trabalho. Estendo esse agradecimento à todos colegas de trabalho da Unochapecó, pelo incentivo e apoio.

Aos colegas e amigos do PPGEE, Everton Luiz Aguiar, Uilian José Dreyer, Cleidimar Nardi, Flavio Grando, Vinicius Pegorini, Géremi Gilson Dranka, Silvio Teston, Fabio Dalla Vecchia, Diana Martinello, Sávio Alencar Maciel, Renato Gregolon Scortegagna, pelas boas conversas e sugestões. Em especial, gostaria de agradecer aos colegas Everton Luiz de Aguiar e Cleidimar Nardi, pelo auxílio e colaboração na obtenção dos resultados experimentais.

À Deus, o Grande Engenheiro do Universo.

‘...Quando se tardará a conseguir que a absoluta maioria dos habitantes de nosso planeta alcance esse nível de maturação mental que acabamos de mencionar? Não sabemos, e é possível que essa espera seja maior que o tempo que se consumiu para conseguir o nível atual, mas, não haja dúvida, o Super-Homem algum dia chegará, assim como chegou o Homem. E o Super Homem não renegará sua origem animal nem se empenhará em aparentar aquilo que não é: mas saberá reduzir as distâncias entre as fantasias de seus sonhos e suas realizações práticas. Nesse dia, da palavra ao ato não haverá grande distância, do prometido ao cumprido mediará apenas a distância axiológica; a coação do grupo será imperceptível; a competição se transformará em cooperação; não haverá luta pela vida e sim emulação na vida; não se aspirará a ser rico, famoso, poderoso, genial nem santo... aspirar-se-á a fazer da própria vida uma obra harmônica, que por isso será justa e bela, em relação com a grande Vida Universal, da qual nós somos, apenas, breves e íntimos momentos.’

Emilio Myra y Lopez

RESUMO

Zimmermann, Cristiano P.. CONTROLADORES REPETITIVOS APLICADOS A FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA SOB VARIAÇÕES DE CARGA E DE FREQUÊNCIA DA REDE. 99 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2016.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento e adaptação de técnicas para minimizar os efeitos das variações de carga e de frequência da rede em controladores repetitivos aplicados a filtros ativos de potência. Para minimizar os efeitos provenientes de sinais aperiódicos decorrentes da conexão ou desconexão de cargas não lineares é elaborada uma técnica que diferencia cargas lineares de não lineares. Esta técnica opera de forma a só reinicializar o controlador quando o erro devido ao transitório for de valor considerável ou quando ocorrer a transição de carga não linear para linear. Também é desenvolvido um algoritmo de adaptação do ganho do controlador repetitivo baseado em uma função de adaptação sigmóide, com intuito de minimizar os efeitos provocados por ruído aleatório no sistema de medição. Na sequência, são analisados os efeitos da variação de frequência e apresentados os principais métodos de compensação deste problema. Entre as soluções apresentadas, encontra-se o método da alteração do número de amostras por período e o método da variação da taxa de amostragem. O primeiro possui a vantagem de utilizar técnicas de projeto lineares e invariantes no tempo. Já o segundo método, por variar a frequência de amostragem, deve ser analisado sob um aspecto de sistema variante no tempo, o que acarreta em maior complexidade na prova de estabilidade. Os algoritmos de reinicialização e adaptação do ganho do controlador repetitivo são analisados sob variação da frequência da rede. Para a compensação da variação da rede, utiliza-se o método do truncamento do número de amostras e o da variação da taxa de amostragem. Por fim, para validar os algoritmos desenvolvidos são realizados testes em uma plataforma experimental.

Palavras-chave: Filtros Ativos de Potência, Controle Repetitivo, Qualidade de Energia.

ABSTRACT

Zimmermann, Cristiano P.. REPETITIVE CONTROLLERS APPLIED TO ACTIVE POWER FILTERS UNDER LOAD VARIATIONS AND LINE FREQUENCY DEVIATIONS. 99 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2016.

This work presents the development and modification of techniques to reduce the effects of load variation and mains frequency deviation in repetitive controllers applied to active power filters. To minimize the effects of aperiodic signals resulting from the connection or disconnection of non-linear loads is developed a technique which recognizes linear and nonlinear loads, and operates to reset the controller only when the error due to the transition of considerable value, and the transition is from non-linear to linear load. An algorithm to adapt the gain of the repetitive controller, based on a sigmoid function adaptation, in order to minimize the effects caused by random noise in the measurement system is also used. This work also analyzes the effects of frequency variation and presents the main methods to cope with this situation. Some solutions are the change in the number of samples per period and the variation of the sampling rate. The first has the advantage of using linear design techniques and results in a time invariant system. The second method changes the sampling frequency and leads to a time variant system that demands a difficult analysis of stability. The proposed algorithms were tested using the methods of truncation of the number of samples and the method of changing the sampling rate of the system to compensate possible frequency variations of the grid. Experimental results are presented to validate the proposal.

Keywords: Active Power Filters, Repetitive Control, Power Quality.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Classificação dos métodos de controle de corrente	20
FIGURA 2	– Filtro ativo paralelo	24
FIGURA 3	– Diagrama de blocos do sistema em coordenadas dq	26
FIGURA 4	– Carga não linear utilizada para testes	27
FIGURA 5	– Sistema em malha fechada com controlador ressonante	29
FIGURA 6	– Diagrama de blocos de um controlador repetitivo em malha fechada	29
FIGURA 7	– Gráfico do lugar das raízes do controlador repetitivo em tempo discreto ..	30
FIGURA 8	– Diagrama de Bode do controlador repetitivo em tempo discreto	31
FIGURA 9	– Vista ampliada da localização dos polos de $G_c(z)$ e $G_{RP}(z)$	32
FIGURA 10	– Diagrama de Bode do controlador $G_{RP}(z)$	33
FIGURA 11	– Diagrama de blocos de ação de controle repetitiva prototipada	33
FIGURA 12	– Diagrama de blocos de ação de controle repetitiva <i>plugin</i> convencional ...	34
FIGURA 13	– Diagrama de blocos de ação de controle repetitiva <i>plugin</i> modificada	34
FIGURA 14	– Controlador repetitivo com filtro $q(z)$ implementado na configuração <i>plugin</i>	34
FIGURA 15	– Controlador repetitivo sobre variação de carga	35
FIGURA 16	– Fluxograma do algoritmo de reinicialização do controlador repetitivo	36
FIGURA 17	– Erro nos eixos d e q relativo à troca de carga	37
FIGURA 18	– Exemplo de reinicialização do controlador repetitivo	37
FIGURA 19	– Reinicialização do controlador repetitivo	38
FIGURA 20	– Exemplo da figura 20 sem reinicialização do controlador repetitivo	38
FIGURA 21	– Função sigma modificada	40
FIGURA 22	– Efeito da variação de frequência em controladores repetitivos	41
FIGURA 23	– Filtro ativo operando com frequência nominal de projeto	41
FIGURA 24	– Filtro ativo operando com frequência 59 Hz	42
FIGURA 25	– Efeito da variação de frequência na corrente de referência	42
FIGURA 26	– Filtro ativo operando com frequência 59,9 Hz	43
FIGURA 27	– Fluxograma do algoritmo de contagem do número de amostras baseado em <i>DCZ</i>	44
FIGURA 28	– Efeitos da variação de frequência na DHT_i em controladores repetitivos	45
FIGURA 29	– Corrente da carga para o filtro ativo operando com frequência nominal ...	45
FIGURA 30	– Filtro ativo operando com frequência 59 Hz sem e com compensação de frequência	46
FIGURA 31	– Filtro ativo operando com frequência 59,5 Hz sem e com compensação de frequência	46
FIGURA 32	– Filtro ativo operando com frequência 59,7 Hz sem e com compensação de frequência	46
FIGURA 33	– Filtro ativo operando com frequência 60,3 Hz sem e com compensação de frequência	47
FIGURA 34	– Filtro ativo operando com frequência 60,5 Hz sem e com compensação de frequência	47
FIGURA 35	– Filtro ativo operando com frequência 61 Hz sem e com compensação de frequência	47

FIGURA 36	– Diagrama de blocos do sistema de pré-compensação da planta	49
FIGURA 37	– Diagrama de blocos do sistema com correção da taxa de amostragem	50
FIGURA 38	– Simulação com método de variação da taxa de amostragem	50
FIGURA 39	– Exemplo correntes de referência nos eixos d e q para carga não linear	53
FIGURA 40	– Exemplo correntes de referência nos eixos d e q para carga linear	53
FIGURA 41	– Corrente de referência no eixo d com ruído aleatório presente	54
FIGURA 42	– Fluxograma do algoritmo de reinicialização proposto	55
FIGURA 43	– Reinicialização do controlador repetitivo durante desconexão de cargas não lineares e na permanência de apenas cargas lineares	56
FIGURA 44	– Formas de onda das corrente de carga e corrente compensada com lógica de reinicialização modificada durante conexão de carga não linear	56
FIGURA 45	– Erro em coordenadas dq do controlador repetitivo durante conexão de carga não linear	57
FIGURA 46	– Formas de onda das corrente de carga e corrente compensada com lógica de reinicialização convencional	57
FIGURA 47	– Influência do ruído aleatório nos erros dos eixos d e q e na corrente compensada	58
FIGURA 48	– Reinicialização do controlador repetitivo devido a presença de ruído aleatório	58
FIGURA 49	– Função sigmóide	59
FIGURA 50	– Evolução da função $\gamma(k)$	60
FIGURA 51	– Gráfico de adaptação do ganho	61
FIGURA 52	– Fluxograma controlador repetitivo adaptativo	62
FIGURA 53	– Adaptação do ganho conforme variação de carga	63
FIGURA 54	– Corrente compensada durante variação de carga não linear para linear com adaptação do ganho	63
FIGURA 55	– Adaptação do ganho durante distúrbio aleatório	64
FIGURA 56	– Efeitos da adaptação do ganho em cargas puramente resistivas	66
FIGURA 57	– Comportamento da ação de controle repetitiva nos eixos síncronos dq para cargas resistivas.	67
FIGURA 58	– Função de adaptação $\gamma(k)$ e adaptação do ganho no eixo d para carga resistiva.	67
FIGURA 59	– Função de adaptação $\gamma(k)$ e adaptação do ganho no eixo q para carga resistiva.	68
FIGURA 60	– Diagrama de blocos do controlador repetitivo com lógica de reinicialização e adaptação do ganho	69
FIGURA 61	– Fluxograma do controlador repetitivo com lógica de reinicialização e adaptação do ganho	70
FIGURA 62	– Adaptação do ganho com lógica de reinicialização	71
FIGURA 63	– Vista ampliada da corrente durante transitório 1 da figura 62 (a)	71
FIGURA 64	– Vista ampliada da corrente durante transitório 2 da figura 62	71
FIGURA 65	– Efeitos da variação de frequência na adaptação do ganho	72
FIGURA 66	– Erros nos eixos dq devido a variação de frequência	73
FIGURA 67	– Efeitos da variação de frequência na adaptação do ganho	73
FIGURA 68	– Efeitos da variação de frequência na adaptação do ganho	74
FIGURA 69	– Diagrama esquemático da plataforma experimental	77
FIGURA 70	– Alteração entre cargas não lineares com o algoritmo de reinicialização proposto. Desconexão de uma carga não linear	79

FIGURA 71 – Alteração entre cargas não lineares com o algoritmo de reinicialização proposto. Conexão de uma carga não linear	79
FIGURA 72 – Comportamento da corrente compensada para variação de carga não linear para linear com o algoritmo de reinicialização convencional.	80
FIGURA 73 – Comportamento da corrente compensada para variação de carga não linear para linear com o algoritmo de reinicialização proposto.	81
FIGURA 74 – Lógica de reinicialização convencional na presença de ruído aleatório ...	82
FIGURA 75 – Carga linear com controlador repetitivo sem adaptação do ganho do controlador repetitivo	83
FIGURA 76 – Carga linear com adaptação do ganho do controlador repetitivo	83
FIGURA 77 – Sistema dinâmico baseado no princípio do modelo interno	93
FIGURA 78 – Sistema dinâmico baseado no princípio do modelo interno	94
FIGURA 79 – Diagrama de um sistema em malha fechada com controlador ressonante ..	95
FIGURA 80 – Sistema com múltiplos controladores ressonantes	96

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– Distorções Harmônicas de Tensão - PRODIST	14
TABELA 2	– Métodos de detecção da harmônicas	18
TABELA 3	– Parâmetros do sistema	27
TABELA 4	– Parâmetros do sistema para resultados experimentais	77

LISTA DE SIGLAS

FAP	Filtro Ativo de Potência (<i>Active Power Filter</i>)
UPS	Fonte Ininterrupta de Energia (<i>Uninterrupted Power Supply</i>)
VSRPC	Controlador Repetitivo de Estrutura Variável
Q	Potência reativa
D	Potência distorcida
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
DHT_i	Distorção Harmônica Total de Corrente
DHT_v	Distorção Harmônica Total de Tensão
UPQC	Compensadores Universais de Qualidade de Energia (<i>Unified Power Quality Conditioner</i>)
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
VCO	Oscilador Controlado por Tensão
RMRAC	Controlador Adaptativo e Robusto por Modelo de Referência
VS-RMRAC	Controlador Adaptativo Robusto de Estrutura Variável por Modelo de Referência
PCC	Ponto de Conexão Comum
LIT	Linear e Invariante no Tempo
LVT	Linear e Variante no Tempo
LQG	Linear Quadrático Gaussiano

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	9
1.1 MOTIVAÇÃO	9
1.2 REVISÃO DE LITERATURA	12
1.2.1 Harmônicas e qualidade de energia elétrica	12
1.2.2 Normas Referentes a Qualidade de Energia Elétrica	13
1.2.3 Filtros Ativos	14
1.2.3.1 Métodos de sincronismo	16
1.2.3.2 Técnicas utilizadas para gerar as referências de corrente	18
1.2.3.3 Controladores	19
1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO	21
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	22
1.5 RESUMO DO CAPÍTULO	22
2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA E APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA	23
2.1 INTRODUÇÃO	23
2.2 MODELO MATEMÁTICO	23
2.3 CONTROLADORES REPETITIVOS	28
2.3.1 Definição	28
2.3.2 Controlador Repetitivo em Tempo Discreto	30
2.4 O PROBLEMA DA VARIAÇÃO DE CARGA E A PRESENÇA DE SINAIS ALEATÓRIOS EM FAP	34
2.4.1 Controlador Repetitivo com Lógica de Reinicialização (RLRPC)	36
2.5 CONTROLADOR REPETITIVO ADAPTATIVO (ARPC)	38
2.6 EFEITOS DAS VARIAÇÕES DE FREQUÊNCIA EM CONTROLADORES REPETITIVOS	40
2.6.1 Truncamento do número de amostras de cada ciclo para o inteiro mais próximo ...	43
2.6.2 Adaptação da taxa de amostragem	48
2.7 RESUMO DO CAPÍTULO	50
3 CONTROLE REPETITIVO ADAPTATIVO COM LÓGICA DE REINICIALIZAÇÃO	52
3.1 INTRODUÇÃO	52
3.2 CONTROLE REPETITIVO COM LÓGICA DE REINICIALIZAÇÃO MODIFICADA (MRLRPC)	52
3.3 CONTROLE REPETITIVO ADAPTATIVO	59
3.3.1 Adaptação do ganho do controlador repetitivo	59
3.3.2 Considerações sobre adaptação do ganho	65
3.3.3 Solução híbrida	69
3.4 EFEITOS DA VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA NA ADAPTAÇÃO DO GANHO E REINICIALIZAÇÃO DO CONTROLADOR REPETITIVO	72
3.5 RESUMO DO CAPÍTULO	74
4 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL	76

4.1	INTRODUÇÃO	76
4.2	PLATAFORMA EXPERIMENTAL	76
4.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	78
4.3.0.1	Variações entre cargas não lineares	78
4.3.0.2	Comparação entre os algoritmos de reinicialização convencional e proposto neste trabalho, para variações de cargas não lineares para lineares	79
4.3.0.3	Adaptação do ganho do controlador repetitivo	82
4.4	RESUMO DO CAPÍTULO	83
5	CONCLUSÕES	85
	REFERÊNCIAS	87
	Apêndice A – FILTRO DE KALMAN	91
A.1	FILTRO DE KALMAN	91
A.1.1	Identificação de frequência	93
	Apêndice B – DEDUÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONTROLADOR REPETITIVO	95
B.1	RELAÇÃO ENTRE CONTROLADORES RESSONANTES E CONTROLADORES REPETITIVOS	95

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os elementos que motivam o desenvolvimento desse trabalho, o qual está concentrado na utilização de controladores repetitivos aplicados a filtros ativos de potência, submetidos tanto à variação de carga como de frequência da rede elétrica. Na sequência é realizada uma breve revisão de literatura sobre elementos básicos para compreensão do trabalho. Para finalizar, são descritos os objetivos que se pretendem alcançar com a elaboração desta dissertação.

1.1 MOTIVAÇÃO

O desenvolvimento de novas tecnologias, especialmente o aumento da utilização de dispositivos semicondutores de potências chaveados, trouxe muitas conveniências técnicas como também benefícios econômicos para diversos setores. Por outro lado, por possuírem uma característica de carga não linear, tais dispositivos exercem forte influência no que diz respeito a qualidade de energia da rede elétrica na qual estão conectados. A descrição dos efeitos e das causas referentes à esses distúrbios estão largamente difundidos na literatura, como em (DUGAN et al., 1996) e (FUCHS; MASOUM, 2008). Este fato levou a elaboração de requisitos mais rigorosos em relação a qualidade de energia, como os especificados nas normas (IEC..., 2009) e (IEEE..., 1993).

Convencionalmente, filtros passivos são utilizados para se reduzir os níveis de distorção harmônica dentro dos limites estabelecidos. Tais dispositivos, possuem o inconveniente de necessitarem um filtro para cada componente harmônica que se deseja compensar. Para suprir tais limitações, a utilização de filtros ativos de potência se apresentam como uma solução muito eficiente. Filtros ativos de potência (FAP) são uns dos condicionadores de energia mais populares e aplicados na compensação de harmônicos de tensão e/ou corrente.

Dentre as topologias de FAP, a configuração em paralelo é a mais recomendada quando se deseja compensar harmônicos de corrente, reativos e desbalanceamento de carga. Nesses dispositivos, a eficácia e o desempenho do sistema estão intimamente atrelados à técnica de

controle utilizada. O fato que leva o sistema de controle ser tão importante nessas aplicações, se deve ao elevado conteúdo harmônico e às variações bruscas impostas pela corrente de referência, correspondendo à valores elevados de di/dt (BUSO et al., 1998). Em virtude disto, diversos trabalhos abordando soluções e novas técnicas de controle têm sido desenvolvidos, como pode ser verificado em (AKAGI et al., 1984), (BUSO et al., 1998), (MATTAVELLI; MARAFÃO, 2004) e (STEFANELLO, 2010).

Devido a característica periódica de uma diversidade de distúrbios provenientes de cargas não lineares, diferentes esquemas utilizando controladores repetitivos têm sido aplicados no controle de FAP (MATTAVELLI; MARAFÃO, 2004), (GRINO et al., 2007). No entanto, um controlador repetitivo convencional pode apresentar problemas quando estão presentes distúrbios não periódicos, como por exemplo, conexão ou desconexão de cargas e perturbações aleatórias presentes na rede elétrica. Nestes casos, a característica integral cíclica do controlador repetitivo pode inserir sinais de compensação que acarretam em um aumento da taxa de distorção harmônica.

Alguns trabalhos na literatura, voltados para conversores PWM operando como fonte ininterrupta de energia (UPS), têm abordado estes aspectos. Dentre estes trabalhos, destacam-se (CARATI, 2003), (RECH; PINHEIRO, 2004) e (GNOATTO, 2011). Em (CARATI, 2003) e (GNOATTO, 2011), são empregados algoritmos de adaptação do ganho do controlador repetitivo, os quais variam o ganho do controlador para erros periódicos até a margem de estabilidade e o mantém próximo de zero para sinais aleatórios e aperiódicos. Em (RECH; PINHEIRO, 2004) é utilizada uma lógica baseada no erro de rastreamento para reinicializar o controlador. Esse algoritmo apresenta-se muito útil em determinadas situações, principalmente quando são desconectadas cargas não lineares e restam apenas cargas lineares conectadas no sistema, já em outras ocasiões, em que cargas não lineares permaneçam conectadas, a reinicialização do controlador pode acarretar em um maior tempo de acomodação.

Neste trabalho, propõe-se uma solução híbrida baseada na adaptação do ganho e reinicialização do controlador repetitivo. Adicionalmente, são realizadas alterações em ambos os algoritmos de forma a garantir um melhor desempenho do conversor PWM operando como FAP. Nesta proposta, a função sigma-modificada é substituída por uma função sigmóide no algoritmo de adaptação. A lógica de reinicialização é baseada em uma função conjunta entre valor do erro e identificação do tipo de carga conectada ao sistema, de forma a garantir que a reinicialização do controlador ocorra apenas quando houver uma mudança de carga não linear para linear.

Outro ponto fundamental, quando se trata de controladores repetitivos aplicados a

filtros ativos de potência, é a possibilidade de variações da frequência da rede, o que prejudica o perfeito sincronismo entre o período do controlador repetitivo e o período do sinal de referência (MICHELS et al., 2012). Tal condição implica diretamente na capacidade de compensação do controlador. Como o controlador repetitivo baseia-se no número de amostras armazenadas durante um período, caso ocorra variações de frequência, no próximo ciclo serão inseridos sinais de compensação errôneos.

Na literatura, encontram-se alguns trabalhos abordando soluções para controladores repetitivos com sinais de referência com frequência variável. Em (HU, 1992) e (SUN et al., 2002) são apresentadas soluções baseadas em controladores repetitivos de estrutura variável (VSRPC) aplicados à sistemas de controle mecânicos, tais como unidades de disco rígido e manipuladores robóticos. Para aplicação em conversores PWM, em (MICHELS et al., 2012) é apresentada uma síntese comparativa entre as principais técnicas utilizadas em conversores PWM, como a proposta por (OLM et al., 2010) que trabalha com variação da taxa de amostragem, a utilizada por (MICHELS et al., 2009), que atua na alteração do tamanho dos *buffers* circulares do controlador repetitivo e a proposta por (CAO; LEDWICH, 2002), que utiliza uma solução baseada no ajuste de uma taxa de amostragem fictícia.

Entre os trabalhos encontrados que abordam adaptação do ganho e reinicialização do controlador repetitivo, nenhum aborda os efeitos da variação de frequência da rede em seu funcionamento. Como durante variações da frequência da rede os erros nos eixos síncronos d e q apresentam elevados valores, a lógica convencional de reinicialização do controlador repetitivo acaba reinicializando o controlador consecutivamente, inviabilizando sua aplicação nessas condições. Da mesma forma, como o algoritmo de adaptação do ganho é baseado no número de amostras por período, com variações da frequência da rede, o mesmo não funciona adequadamente. Neste trabalho, os algoritmos propostos são analisados sob variações da frequência da rede, utilizando-se como solução para o problema, tanto a técnica de truncamento do número de amostras proposta por (MICHELS et al., 2009), como o da variação da taxa de amostragem proposta por (OLM et al., 2010), especificamente em filtros ativos de potência.

Desta forma, além de propor soluções para melhorar a resposta do sistema sob variações de carga, questões como variações de frequência da rede e ruído aleatório presente nos instrumentos de medição, circunstâncias estas que ocorrem regularmente em aplicações práticas de filtros ativos de potência, são abordadas juntas em um mesmo trabalho.

1.2 REVISÃO DE LITERATURA

1.2.1 HARMÔNICAS E QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA

A existência de harmônicas no sistema elétrico de potência está intimamente atrelada ao tipo de carga que o sistema está suprindo. Muitos dispositivos conectados à rede elétrica possuem uma relação não linear entre tensão e corrente, ou seja, a corrente elétrica drenada pela carga não é proporcional à tensão aplicada. Tal fenômeno gera uma distorção na forma de onda de corrente, a qual idealmente deveria ser puramente senoidal. Essa corrente, ao passar pela impedância em série do sistema, causa uma queda de tensão respectiva à cada harmônica de corrente, o que gera uma distorção na forma de onda de tensão no barramento de carga.

As distorções harmônicas podem ser divididas basicamente em cinco tipos primários: deslocamento CC, harmônicas, inter-harmônicas, *notching* e ruído (IEEE. . . , 2009).

- Entende-se por deslocamento CC a presença de uma componente de tensão ou corrente CC em um sistema de potência CA. Este fenômeno pode ocorrer como resultado de uma retificação de meia-onda (DUGAN et al., 1996), (FUCHS; MASOUM, 2008). Como consequência desse fenômeno, pode-se citar o aumento de saturação, aquecimento de transformadores, entre outros problemas (IEEE. . . , 2009);
- Harmônicas são tensões ou correntes senoidais com frequência que são múltiplos inteiros da frequência fundamental do sistema;
- Inter-harmônicas são tensões ou correntes que possuem componentes de frequência que não são múltiplos inteiros da frequência fundamental. Entre as principais fontes de inter-harmônicos estão os conversores estáticos de frequência, cicloconversores e fornos de indução;
- *Notching* é um distúrbio de tensão periódico causado pela operação normal de dispositivos eletrônicos de potência quando ocorre comutação de corrente entre uma fase e outra. Os equipamentos que mais contribuem para o surgimento do *notching* são conversores CA-CC trifásicos (IEEE. . . , 2009);
- Entende-se por ruídos, sinais elétricos indesejados com conteúdo espectral de banda larga, normalmente inferiores a 200 kHz, sobrepostos sobre a tensão ou corrente do sistema de alimentação;
- E sub-harmônicas componentes com frequência abaixo da frequência fundamental.

Em circuitos não lineares e na presença de componentes harmônicas de n -ésima ordem de tensão e corrente, algumas questões devem ser consideradas. Sob condições não senoidais, cada componente harmônica exerce influência sobre as potências aparente, ativa e reativa. Além disso, conceitos como fluxo de potência reativa no sistema sofrem alterações, pois os mesmos só são válidos para o estado estacionário senoidal (DUGAN et al., 1996). Neste contexto, atribui-se a Q apenas os componentes reativos que são conservados, e para os componentes não conservados, introduziu-se a quantidade D , denominada potência distorcida. A quantidade D é obtida pelo produto do cruzamento entre as componentes de tensão e corrente de frequências diferentes.

1.2.2 NORMAS REFERENTES A QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA

Através de acordos formais entre a indústria, usuários e governo, foram definidos procedimentos adequados para gerar, medir, testar, fabricar e consumir energia elétrica. No âmbito da qualidade de energia elétrica, esses documentos estão disponíveis em três níveis de aplicabilidade: orientações, recomendações e normalizações (DUGAN et al., 1996) e (FUCHS; MASOUM, 2008). As orientações e recomendações ilustram os problemas relativos a qualidade de energia e os procedimentos possíveis para suas soluções. No Brasil, a ANEEL, através de uma série de normativas formulou o PRODIST, cujo módulo 8 refere-se à qualidade de energia elétrica. Entre as normas internacionais de maior relevância referentes a qualidade de energia elétrica estão a série IEC-61000 e a IEEE-519.

A IEC 61000 é uma das referências mais utilizadas na Europa, sendo dividida em partes e subdivididas em seções. Entre suas principais seções tem-se a IEC-61000-2-2, que inclui níveis compatíveis de harmônicas para sistemas residenciais de baixa tensão; IEC-61000-2-4 para plantas industriais; IEC-61000-3-2 que define limites de emissão de correntes harmônicas para equipamentos conectados em baixa tensão com correntes menores que 16 A por fase, IEC-61000-3-4 para limites de emissão de correntes harmônicas para equipamentos conectados em baixa tensão com correntes maiores que 16 A por fase e IEC-61000-3-6 que define limites para média e alta tensão. A IEC 61000-3-2 aplica limites de qualidade de energia conforme quatro classes:

- Classe A: equipamentos com alimentação trifásica equilibrada, aparelhos de uso doméstico, excluindo classe D; ferramentas, exceto as portáteis, equipamentos de áudio; e todos os demais não incluídos nas seguintes classes;
- Classe B: ferramentas portáteis;

- Classe C: Dispositivos de iluminação;
- Classe D: Computadores pessoais, aparelhos de vídeo e aparelhos de televisão.

Já a IEC 61000-3-4 pode ser aplicada a qualquer equipamento eletroeletrônico cuja corrente de entrada seja maior que 16 A.

A IEEE-519, difere da IEC 61000-3-2 uma vez que os limites estabelecidos se referem aos valores medidos no ponto de acoplamento comum e não para cada equipamento de forma individual. Existem dois critérios que são utilizados pela IEEE-519 para avaliar distorções harmônicas: limite DHT_i que se pode transmitir/injetar no sistema e DHT_v , proveniente da rede de energia elétrica e que a concessionária pode fornecer para o usuário.

O PRODIST faz menção apenas a distorções harmônicas de tensão conforme tabela 1.

Tabela 1: Valores de referências globais das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental).

Tensão nominal no barramento	Distorção harmônica total de tensão [%]
$V_N \leq 1 \text{ kV}$	10
$1 \text{ kV} < V_N \leq 13,8 \text{ kV}$	8
$3,8 \text{ kV} < V_N \leq 69 \text{ kV}$	6
$69 \text{ kV} < V_N < 230 \text{ kV}$	3

Fonte: PRODIST Módulo 8 .

1.2.3 FILTROS ATIVOS

O princípio básico de funcionamento de um filtro ativo de potência foi proposto inicialmente por (SASAKI; MACHIDA, 1971), o qual consistia no cancelamento de harmônicas de corrente através da injeção de correntes com a mesma amplitude e com fase invertida das harmônicas de corrente da carga. Como um amplificador linear era utilizado para gerar essas correntes de compensação, não era viável sua implementação em um sistema de potência real devido sua baixa eficiência (PENG et al., 1988). O conceito de filtro ativo de potência utilizado hoje, o qual é baseado na atuação de dispositivos semicondutores de potência por modulação PWM, foi originalmente proposto por (GYUGYI; STRYCULA, 1976).

Conforme (HABROUK et al., 2000), pode-se classificar os filtros ativos de potência segundo os seguintes critérios:

- Taxa de potência e velocidade requerida para resposta do sistema compensado;
- Configurações e conexões do circuito de potência;

- Parâmetros do sistema a serem compensados (harmônicas de corrente, harmônicas de tensão, fator de potência, desbalanceamento de sistema trifásico, entre outros);
- Técnicas de controle empregadas;
- Técnicas utilizadas para estimar as referências de corrente/tensão.

A maior parte das aplicações de filtros ativos concentram-se na faixa de baixa potência, visto que em média e alta potência, por estarem conectados em redes de alta tensão, surgem problemas relativos a isolação dos conversores com a rede, elevado nível de corrente a ser controlada e com a velocidade de comutação dos dispositivos de potência (HABROUK et al., 2000).

Relativo a configuração e conexão do circuito de potência, surgem várias topologias geralmente atreladas a quais variáveis se deseja compensar, como por exemplo: compensação de harmônicas de tensão e corrente, compensação de potência ativa, compensação de correntes e de tensões de sequência zero e negativa, regulação de tensão e compensação múltipla (HABROUK et al., 2000). Pode-se dividir essas configurações basicamente em: filtros ativos paralelo, filtros ativos série, combinação entre filtros ativos paralelos e série, e a combinação entre filtros ativos com filtros passivos, a qual denomina-se filtros híbridos.

Os filtros ativos paralelos constituem a classe de filtros mais importantes e utilizadas em processos industriais. São utilizados quando a variável a ser compensada é a corrente da rede, podendo atuar na redução das distorções harmônicas de corrente, compensação de reativos, desequilíbrio de carga e também no fornecimento de potência ativa para o sistema (AKAGI et al., 1984) e (WATANABE et al., 2004). Os filtros ativos série são constituídos basicamente de um conversor de tensão conectado em série com o sistema de distribuição através de transformadores, atuando no sentido de isolar a carga dos principais distúrbios de tensão. Muitos sistemas utilizam filtros ativos série e paralelo em conjunto, possuindo, dessa forma, a característica das duas topologias incorporadas. Tais condicionadores de energia são denominados compensadores estáticos série-paralelo e devido a sua capacidade de compensar diversos distúrbios são tratados como compensadores universais de qualidade de energia (UPQC). Os condicionadores UPQC, combinam as características dos filtros ativos série/paralelo simultaneamente. Nesta topologia, o filtro ativo série suprime e isola distorções de tensão tais como harmônicas de tensão, desbalanceamento de tensão, cintilação de tensão, subtensão e sobretensão. O filtro ativo paralelo cancela os distúrbios referentes a corrente, tais como harmônicas de corrente, desbalanceamento de carga, corrente de neutro e compensação de reativos (EMADI et al., 2005).

1.2.3.1 MÉTODOS DE SINCRONISMO

Em muitos dos métodos de detecção de harmônicas, é necessária a obtenção do ângulo de fase instantânea em tempo real para poder assegurar o sincronismo entre corrente de referência e corrente gerada para compensação. Um dos métodos mais simples para obtenção de fase é o *Phase Locked Loop* (PLL). Sua configuração básica consiste em um sistema em malha fechada que inclui um detector de fase, um filtro passa-baixas e um oscilador controlado por tensão. O bloco detector de fase gera um sinal de saída proporcional à diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal gerado pelo oscilador interno do PLL. Dependendo do tipo de detector de fase, componentes alternadas de alta frequência podem aparecer juntamente com o ângulo de diferença de fase do sinal CC. Para eliminar tais problemas, é utilizado o filtro-passa baixas ou um controlador proporcional integral. O bloco do oscilador controlado por tensão (VCO) gera em sua saída um sinal CA, cuja frequência é deslocada em relação a um determinado centro de frequência, w_c , como uma função do sinal de entrada fornecido. O inconveniente de um PLL básico é que quando aplicado à sistemas sujeitos a uma grande quantidade de harmônicas e que sejam sujeitos a transitórios, acaba por não apresentar um bom desempenho.

Neste trabalho, será utilizada a metodologia de sincronismo trifásico baseada em filtro de Kalman proposta por (CARDOSO et al., 2008), a qual, para sistemas com elevado conteúdo harmônico é uma solução muito eficiente.

Conforme modelo de harmônicas apresentado no apêndice A, respectivo ao filtro de Kalman, deduz-se

$$x_{1k} = A_{1k} \sin(w_k t_k + \theta_{1k}), \quad (1)$$

$$x_{2k} = A_{1k} \cos(w_k t_k + \theta_{1k}), \quad (2)$$

que são decomposições ortogonais do fasor de tensão fundamental. Sendo sua fase instantânea dada por

$$\varphi_{v1k} = w_k t_k + \theta_{1k}. \quad (3)$$

Para obtenção dos sinais de sincronismo, as tensões de sequência positiva da tensão fundamental da rede são referenciadas em coordenadas α , β , ou seja,

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^+ \\ v_{\beta}^+ \end{bmatrix}_k = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix}_k. \quad (4)$$

As componentes de fase de sequência positiva são obtidas pelo método das componentes simétricas dado abaixo,

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix}_k = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a1_k} \\ v_{b1_k} \\ v_{c1_k} \end{bmatrix}_k, \quad (5)$$

onde $\alpha = e^{j120^\circ}$.

Definindo-se $\alpha = e^{\pm j120^\circ} = -\left(\frac{1}{2}\right) \pm \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) e^{j90^\circ}$, com

$$\begin{aligned} v_{a_k}^+ &= \frac{1}{3}v_{a1_k} - \frac{1}{6}(v_{b1_k} + v_{c1_k}) + \frac{\sqrt{3}}{6}(v_{b1_k}^\perp - v_{c1_k}^\perp), \\ v_{b_k}^+ &= -v_{a1_k}^\perp - v_{c1_k}^\perp, \\ v_{c_k}^+ &= \frac{1}{3}v_{c1_k} - \frac{1}{6}(v_{a1_k} + v_{b1_k}) + \frac{\sqrt{3}}{6}(v_{a1_k}^\perp - v_{b1_k}^\perp), \end{aligned} \quad (6)$$

os valores de v_{a1_k} , v_{b1_k} e v_{c1_k} e os componentes em quadratura $v_{a1_k}^\perp$, $v_{b1_k}^\perp$ e $v_{c1_k}^\perp$ são obtidos diretamente do filtro de Kalman conforme (1) e (2), portanto,

$$\sin(\varphi_{v_{\alpha k}^+}) = \frac{v_{\alpha k}^+}{A_{v_{\alpha\beta k}^+}} \quad (7)$$

e

$$\cos(\varphi_{v_{\alpha k}^+}) = \frac{v_{\beta k}^+}{A_{v_{\alpha\beta k}^+}}, \quad (8)$$

onde

$$A_{v_{\alpha\beta k}^+} = \sqrt{(v_{\alpha k}^+)^2 + (v_{\beta k}^+)^2}. \quad (9)$$

Através das equações (7) e (8) pode-se obter a fase instantânea da fundamental de tensão de sequência positiva (CARDOSO, 2008), sendo a mesma dada por

$$\varphi_{v_{\alpha k}^+} = \arctan\left(\frac{v_{\alpha k}^+}{v_{\beta k}^+}\right). \quad (10)$$

1.2.3.2 TÉCNICAS UTILIZADAS PARA GERAR AS REFERÊNCIAS DE CORRENTE

Uma estimação exata e rápida da frequência fundamental da linha, fase e o conteúdo harmônico da corrente drenada por uma carga não linear é de extrema importância na geração do sinal de referência utilizado no controle de filtros ativos. Diversos algoritmos para estimação de harmônicas são encontrados na literatura e podem ser divididos, basicamente, em algoritmos baseados no domínio do tempo e baseados no domínio da frequência, conforme demonstrado na tabela 2.

Tabela 2: Classificação dos métodos de detecção da harmônicas.

Domínio	Método
Frequência	Transformada discreta de Fourier (DFT)
	Transformada Rápida de Fourier (FFT)
	Transformada discreta de Fourier recursiva (RDFT)
Tempo	Eixo de referência síncrona dq fundamental
	Eixo de referência síncrona dq individual
	Teoria da potência instantânea pq e variantes
	Filtro de Kalman

Fonte: (ASIMINOAEI et al., 2007).

Entre as técnicas que operam no domínio da frequência, uma das mais utilizadas para detecção de harmônicas e identificação de frequência é o da Transformada Discreta de Fourier Recursiva (RDFT). A vantagem na utilização desta técnica é a fácil implementação digital. Entretanto, apresenta desvantagens como sensibilidade à variações na frequência fundamental do sinal e na taxa de amostragem (CARDOSO, 2008). Uma análise mais detalhada pode ser encontrada em (GREEN; MARKS, 2005) e (ASIMINOAEI et al., 2007).

Devido ao menor tempo de processamento, as técnicas no domínio do tempo estão entre as mais utilizadas. Neste grupo, destacam-se as técnicas baseadas na teoria pq (AKAGI et al., 1984) e no referencial síncrono dq . Para sistemas submetidos a ruído de medição e com alto conteúdo harmônico presente na variável a ser medida, um dos métodos mais eficientes é o baseado na estimação via Filtro de Kalman, o qual utiliza técnicas estocásticas recursivas na estimação ótima das variáveis de estado do sistema (CARDOSO et al., 2008).

Na teoria da potência instantânea proposta por Akagi et al. (1984), as correntes e tensões instantâneas são convertidas para o referencial $\alpha\beta$. Através da multiplicação dessas componentes, obtém-se as potências instantâneas real e imaginária. Ambas variáveis possuem uma parcela CC e CA, dependentes da potência ativa, reativa e distorção harmônica. As componentes CC derivam das parcelas de potência ativa e reativa relativas a frequência nominal.

As componentes CA são provenientes do conteúdo harmônico presentes na formas de onda de corrente e tensão. Para separar as parcelas CA e CC, utiliza-se um filtro passa-altas. Com base nas componentes CA, encontra-se o valor das correntes de referência no referencial $\alpha\beta$ e, após a transformação inversa, determinam-se as correntes de referência em componentes abc . A limitação desse método se dá sob condições de tensões distorcidas, o que gera fluxo de correntes também distorcidas no sistema (HUANG; WU, 1999).

No método de referência síncrona, as correntes de carga em coordenadas abc são transformadas por meio da transformada de Park para o referencial síncrono dq . Da mesma forma que no método das potências instantâneas, as componentes fundamentais de corrente tornam-se níveis CC, enquanto as componentes harmônicas são componentes CA. Para obtenção das correntes de referência, também é necessário a utilização de um filtro passa-altas e de transformações inversas para se obter as correntes de referência.

Em estudos realizados por (CÁRDENAS et al., 2003), verificou-se que para condições ideais da rede de alimentação as técnicas de potência instantânea e a de referencial síncrono possuem desempenho semelhante. No entanto, para tensão de rede distorcida e equilibrada, o referencial síncrono possui desempenho superior.

Na geração de referência de corrente por meio de filtro de Kalman, as componentes harmônicas das correntes de carga são estimadas através do filtro de Kalman. Com base nestas estimativas, a corrente de referência pode ser obtida de duas formas: através do somatório das componentes que se deseja compensar, conforme equação (11), ou por meio da subtração das correntes fundamentais estimadas pelas respectivas correntes medidas, conforme equação (12) (CARDOSO et al., 2008).

$$i_{jH_k}^{ref} = \sum_{m=2,3,\dots}^n i_{jm_k}, \quad j = a, b, c. \quad (11)$$

$$i_{jH_k}^{ref} = i_{jk} - i_{j1_k}, \quad j = a, b, c. \quad (12)$$

1.2.3.3 CONTROLADORES

O estudo da teoria de controle é um dos temas mais importantes quando se trata de filtros ativos de potência paralelos. Para compensar a corrente distorcida drenada por cargas não lineares, o filtro ativo e o controle de sua corrente devem possuir a capacidade de acompanhar variações repentinas da corrente de referência, correspondentes aos altos valores de $\frac{di}{dt}$ (BUSO et al., 1998). Em virtude disso, técnicas de controle convencionais não apresentam bom

desempenho, fato que tem motivado, ultimamente, o desenvolvimento de uma diversidade de trabalhos nessa área. Basicamente, pode-se dividir os métodos de controle de corrente conforme representação da figura 1.

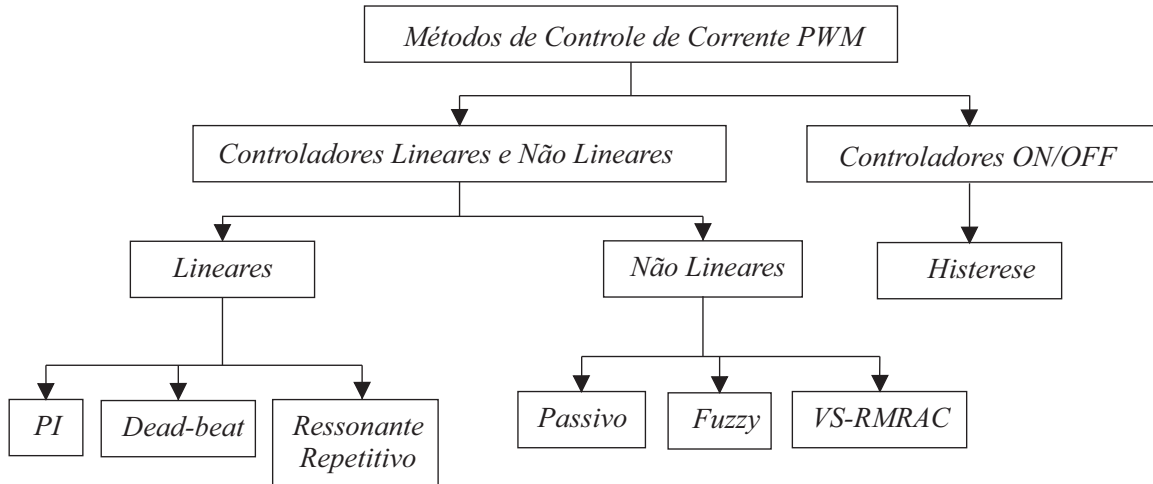


Figura 1: Classificação dos métodos de controle de corrente.

Os controladores de corrente por histerese operam através de uma comparação entre o erro de corrente e a banda de histerese fixada. Por mais que sejam extremamente robustos, possuem diversas características indesejáveis devido a frequência de modulação variável, tais como, dificuldade no projeto do filtro de saída e ressonâncias indesejáveis (BUSO et al., 1998).

Os controladores PI clássicos comumente são utilizados no controle de corrente de inversores, principalmente por sua simplicidade de implementação e projeto. Entretanto, por possuírem uma capacidade de rejeição de distúrbios periódicos inadequada, acabam por não serem muito eficientes. Algumas técnicas de controle de FAP utilizam diversos controladores PI incorporados em seu modelo, devendo ser aplicado um controlador para cada harmônica que se deseja compensar. Tais métodos não se tornam atrativos devido à dificuldade de sintonia dos diversos controladores utilizados.

O controlador *Deadbeat* possui uma rápida resposta transitória e boa regulação, mas não é recomendado em aplicações sujeitas a utilização de cargas desconhecidas.

Os controladores ressonantes são similares aos controladores PI, com a diferença que são utilizados para rastrear sinais de referência senoidais. Como cada controlador ressonante compensa apenas uma harmônica, para aplicação em filtros ativos de potência, seriam necessários vários controladores ressonantes, o que cairia no mesmo problema dos controladores PI, com a diferença de não necessitarem das transformadas de Park.

Os controladores repetitivos possuem a característica de infinitos controladores

ressonantes e operam com um ciclo de atraso. Como uma diversidade de cargas não lineares são periódicas, tornam-se um alternativa eficiente para o controle de FAP.

Além dos controladores convencionais comentados, controladores mais complexos, como os controladores adaptativos robustos por modelo de referência (RMRAC) (GRÜNDLING et al., 1997), foram aplicados a conversores PWM. Estes controladores utilizam uma lei adaptativa para compensar os efeitos das variações paramétricas e das dinâmicas não modeladas (MICHELS, 2006). Outras variações dessa lei de controle foram aplicadas diretamente no controle de FAP, como o controlador adaptativo robusto de estrutura variável por modelo de referência (VS-RMRAC) proposta por (STEFANELLO, 2010), a qual alia a robustez em relação à dinâmicas não modeladas do controlador RMRAC e a rápida resposta do controlador de estrutura variável.

1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

Com o intuito de obter um melhor desempenho de controladores repetitivos aplicados a filtros ativos de potência paralelos e, de forma a garantir que os níveis de DHT_i permaneçam dentro dos limites estabelecidos por norma, os objetivos almejados neste trabalho são: melhorar a tempo de acomodação durante transitórios ocorridos pela conexão ou desconexão de caras não lineares e lineares; reduzir os efeitos do ruído aleatório sobre a ação de controle repetitiva quando o FAP estiver apenas compensando reativos; e por fim, analisar os efeitos das variações de frequência da rede elétrica no desempenho do controlador repetitivo quando aplicado a filtros ativos paralelos e verificar as soluções mais adequadas. Para isso, dividiu-se o trabalho conforme os seguintes objetivos específicos:

- Desenvolver um algoritmo que possibilite a reinicialização do controlador repetitivo somente durante transitórios ocorridos devido a desconexão de cargas não lineares e na permanência de apenas cargas lineares;
- Desenvolver um algoritmo de adaptação do ganho do controlador repetitivo que melhor se adeque à aplicações de filtros ativos de potência paralelos;
- Estudar soluções para o problema de variação de frequência do sinal de referência em controladores repetitivos aplicados a filtros ativos de potência conectados em paralelo;
- Propor uma solução híbrida entre adaptação do ganho e reinicialização do controlador repetitivo, juntamente com um algoritmo que possibilite o bom funcionamento do controlador mesmo sob variações da frequência da rede.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho foi organizado com o intuito de viabilizar ao leitor o entendimento do assunto de interesse, o qual aborda os efeitos da variação de carga, presença de ruído aleatório e influência da variação de frequência em controladores repetitivos aplicados a filtros ativos de potência paralelos. Para isso, o trabalho foi estruturado da seguinte maneira:

- O presente capítulo apresentou as motivações que levaram a elaboração desta dissertação, a revisão de literatura e os objetivos específicos;
- No capítulo 2, são descritos os seguintes itens: sistema, modelagem matemática da planta, princípios de funcionamento do controlador repetitivo adaptativo, algoritmo de reinicialização convencional e os efeitos da variação de carga e da variação da frequência da rede em controladores repetitivos aplicados a filtros ativos de potência;
- No capítulo 3, são apresentadas as propostas desta dissertação para o problema da variação de carga em controladores repetitivos. São analisados os principais métodos para compensação da variação da frequência em controladores repetitivos e os mesmos são testados em conversores PWM operando como filtro ativo de potência paralelo. Também, verifica-se o comportamento dos algoritmos propostos neste trabalho quando submetidos a estas variações de frequência;
- No capítulo 4 são apresentados os resultados experimentais que validam os algoritmos propostos;
- As conclusões sobre os trabalhos realizados e sugestões para trabalhos futuros são apresentadas no capítulo 5.

1.5 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os pontos relevantes e que motivaram a elaboração deste trabalho, contextualizando-o com o estado da arte. Na revisão de literatura, abordou-se brevemente as principais definições sobre harmônicas e normas referentes à qualidade de energia elétrica. Realizou-se, também, uma revisão sucinta sobre filtros ativos de potência, sendo esses classificados conforme suas configurações e conexões do circuito de potência, parâmetros do sistema a serem compensados, técnicas de controle empregadas e técnicas utilizadas para gerar as correntes de referência. Para finalizar foram apresentados os principais objetivos deste trabalho bem como sua organização.

2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA E APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, primeiramente, são apresentados o diagrama esquemático do sistema, o respectivo modelo matemático e os conceitos fundamentais sobre controladores repetitivos. Na sequência, serão abordadas algumas das soluções propostas na literatura para minimizar os efeitos provocados por sinais aperiódicos em controladores repetitivos, sendo as mesmas analisadas sob uma perspectiva da ocorrência desses sinais durante transitórios decorrentes da conexão ou desconexão de cargas não lineares. Para tal, duas metodologias são discutidas, a de reinicialização e a de adaptação do ganho do controlador repetitivo. Posteriormente, são analisados os efeitos da variação de frequência do sinal de referência/distúrbio em controladores repetitivos. Por fim, os métodos de truncamento do número de amostra e o da variação da taxa de amostragem são aplicados a filtros ativos de potência a fim de reduzir os efeitos da variação de frequência.

2.2 MODELO MATEMÁTICO

Para a determinação do modelo matemático, foi utilizado o circuito simplificado apresentado na figura 2. A abordagem utilizada para a elaboração do modelo foi proposta por (MENDALEK; AL-HADDAD, 2000).

Aplicando as equações de Kirchhoff na saída do conversor da figura 2, obtém-se as equações (13), (14) e (15):

$$V_{an}(t) = L_f \frac{di_{af}(t)}{dt} + R_f i_{af}(t) + V_{aM}(t) + V_{Mn}(t), \quad (13)$$

$$V_{bn}(t) = L_f \frac{di_{bf}(t)}{dt} + R_f i_{bf}(t) + V_{bM}(t) + V_{Mn}(t), \quad (14)$$

$$V_{cn}(t) = L_f \frac{di_{cf}(t)}{dt} + R_f i_{cf}(t) + V_{cM}(t) + V_{Mn}(t). \quad (15)$$

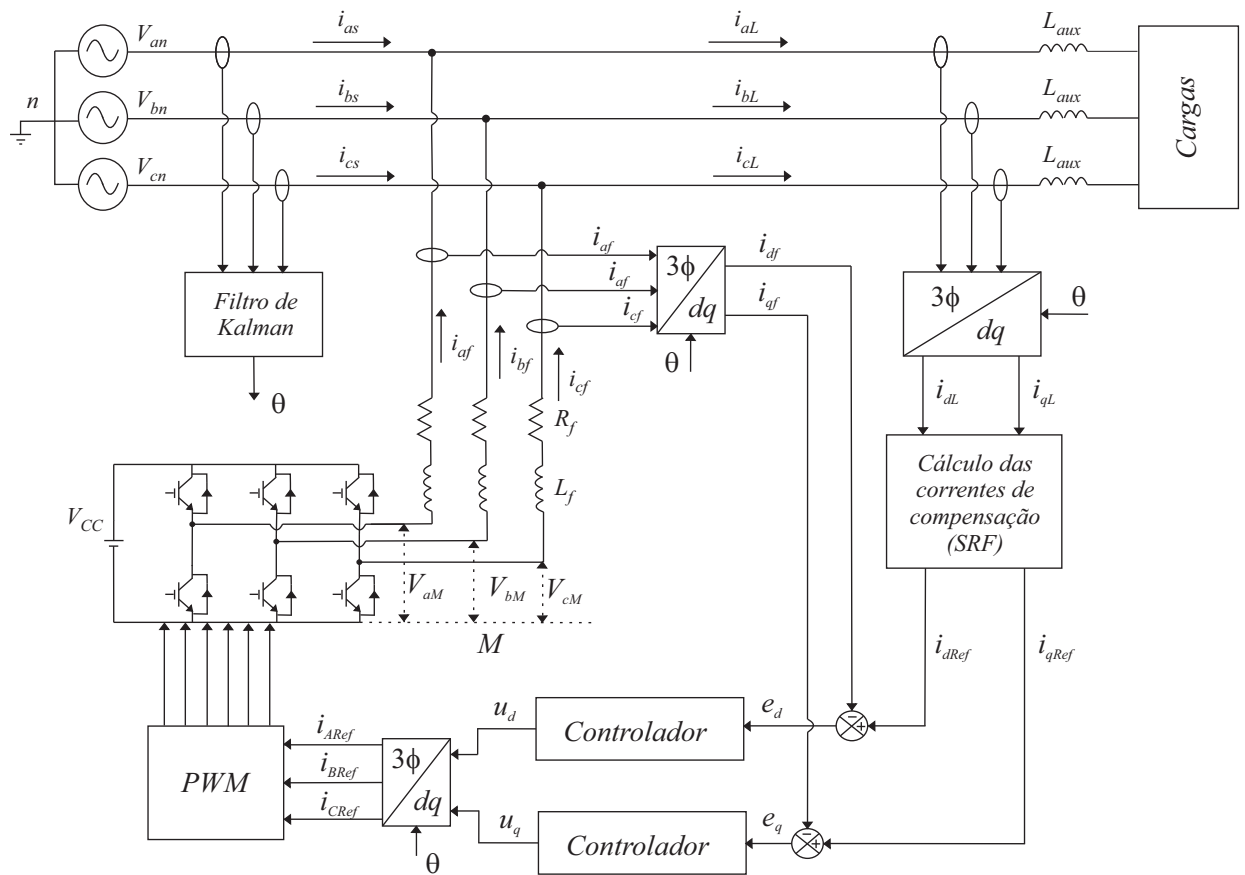


Figura 2: Esquema básico de um filtro ativo paralelo.

Levando em consideração que o sistema trifásico em questão seja equilibrado, a soma das tensões trifásicas no PCC e a soma das correntes de compensação, serão iguais a zero. Isto é,

$$V_{an}(t) + V_{bn}(t) + V_{cn}(t) = 0, \quad (16)$$

$$i_{af}(t) + i_{bf}(t) + i_{cf}(t) = 0. \quad (17)$$

Na condição de regime permanente, substituindo as tensões trifásicas de (13)-(15) em (16), determina-se a relação (18)

$$V_{Mn}(t) = -\frac{1}{3} \sum_{K=a,b,c} V_{KM}(t). \quad (18)$$

A relação entre a tensão do barramento CC e as tensões de saída do inversor é dada por 19. Nesta equação, $k=a, b$ e c , respectivamente, e C_k é uma função relativa ao chaveamento dos IGBTs.

$$V_{KM}(t) = C_k V_{CC}. \quad (19)$$

Rearranjando as equações (13)-(15) e utilizando as equações (18) e (19) obtemos a equação diferencial (20)

$$\frac{di_{Kf}(t)}{dt} = \frac{1}{L_f}V_{Kn}(t) - \frac{R_f}{L_f}i_{Kf}(t) - \frac{1}{L_f}d_{nK}V_{CC}, \quad (20)$$

na qual a função do estado de chaveamento d_k é dada por

$$d_{nK} = \left(C_K - \frac{1}{3} \sum_{K=a,b,c} C_K \right). \quad (21)$$

O modelo dinâmico do FAP paralelo trifásico em termos de espaço de estados pode ser representado conforme (22)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} - \frac{V_{cc}}{L_f} \begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Uma vez que a estratégia de controle utilizada é realizada em eixos síncronos dq , é necessária a transformação do modelo matemático apresentado em (22) para o referido referencial. Para isso, utiliza-se a transformada de Park definida em (23),

$$\begin{bmatrix} F_d & F_q \end{bmatrix}^T = K \begin{bmatrix} F_a & F_b & F_c \end{bmatrix}^T, \quad (23)$$

sendo

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (24)$$

onde $\theta = \omega t$ e ω é a frequência angular fundamental da rede elétrica. Aplicando a transformada de Park no modelo matemático (22) obtém-se (25)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{df} \\ i_{qf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{df} \\ i_{qf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dn} \\ V_{qn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{V_{cc}}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{dn} \\ d_{qn} \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Na figura 3, o modelo matemático (25) está representado na forma de diagrama de

blocos. Como pode ser visto, existe um acoplamento entre as variáveis i_{df} e i_{qf} , efeito esse indesejável para o projeto do controlador. Com o objetivo de desacoplar as variáveis mencionadas, reescreve-se o sistema de equações diferenciais (25) conforme (26). Por meio destas alterações, a ação de controle pode ser definida como exposto em (27). Com base nisso, a igualdade (28) também é válida e as correntes i_{df} e i_{qf} podem ser controladas independentemente.

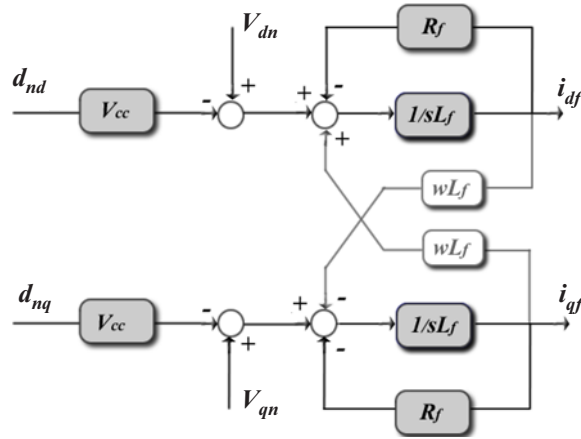


Figura 3: Diagrama de blocos do sistema em coordenadas dq.

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_{df}}{dt} + R_f i_{df} &= L_f w i_{qf} - V_{cc} d_{dn} + V_{dn}, \\ L_f \frac{di_{qf}}{dt} + R_f i_{qf} &= -L_f w i_{df} - V_{cc} d_{qn} + V_{qn}, \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} u_{dfpwm} &= L_f w i_{qf} - V_{cc} d_{dn} + V_{dn}, \\ u_{qfpwm} &= -L_f w i_{df} - V_{cc} d_{qn} + V_{qn}, \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_{df}}{dt} + R_f i_{df} &= u_{dfpwm}, \\ L_f \frac{di_{qf}}{dt} + R_f i_{qf} &= u_{qfpwm}. \end{aligned} \quad (28)$$

Com o sistema desacoplado, a função de transferência da planta pode ser representada por (29),

$$G_p(s) = \frac{I_{df}(s)}{U_{dfpwm}(s)} = \frac{I_{qf}(s)}{U_{qfpwm}(s)} = \frac{1/L_f}{s + R_f/L_f}. \quad (29)$$

Para ilustrar os efeitos provenientes da desconexão e conexão de cargas não lineares, optou-se por utilizar um retificador trifásico não controlado de 6 pulsos com filtro capacitivo, conforme o apresentado na figura 4 (a). Este tipo de carga foi escolhida por apresentar

um alto nível de distorção harmônica de corrente, por acarretar em transitórios com valores consideráveis quando conectadas ao sistema e, também, devido a característica periódica de seus distúrbios, conforme pode ser verificado na figura 4 (b). Além disso, as cargas utilizadas foram escolhidas de forma a garantir um degrau relevante entre conexões e desconexões e com intuito de possibilitar uma boa visualização dos problemas levantados. Também foram inseridas indutâncias auxiliares L_{aux} no lado da carga, para auxiliarem efetivamente na compensação.

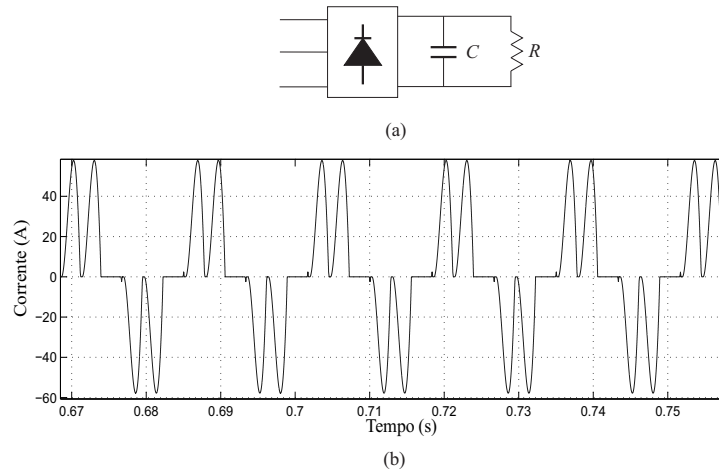


Figura 4: Carga não linear utilizada para testes: (a) Desenho esquemático da carga. (b) Forma de onda de corrente de um retificador trifásico de 6 pulsos.

Na tabela 3 são apresentados os valores das cargas e dos principais parâmetros utilizados nas simulações. A carga 1 é linear e é formada por um resistor em série com um indutor. As cargas 2 e 3 são não lineares e compostas por um retificador trifásico não controlado com filtro capacitivo e carga resistiva.

Tabela 3: Principais parâmetros do sistema utilizados para simulação

Parâmetros	Símbolo	Valores	Unidade
Tensão de fase	V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}	110	Vrms
Tensão barramento CC	V_{cc}	400	Vcc
Frequência da Rede	f	60	Hz
Frequência da Amostragem	f_s	12	kHz
Indutor (carga 1 - linear)	L_{c1}	7	mH
Resistência (carga 1 - linear)	R_{c1}	5	Ω
Capacitor do retificador (carga 2 - não linear)	C_{c2}	2200	μF
Resistência do retificador (carga 2 - não linear)	R_{c2}	12	Ω
Capacitor do retificador (carga 3 - não linear)	C_{c3}	470	μF
Resistência do retificador (carga 3 - não linear)	R_{c3}	12	Ω
Indutância do filtro	L_f	2,4	mH
Resistência interna do indutor do filtro	R_f	0,1	Ω
Indutância auxiliar	L_{aux}	0,2	mH

2.3 CONTROLADORES REPETITIVOS

2.3.1 DEFINIÇÃO

Uma grande quantidade de distúrbios provenientes de sistemas com comandos repetitivos, tais como, cargas não lineares e operações de robôs industriais possuem característica cíclicas, ou seja, são sinais periódicos. Como exemplo pode-se citar a corrente apresentada na figura 4 (b).

Como esses sinais se repetem a cada período, uma forma de compensar tais efeitos é utilizar algum algoritmo de aprendizagem que possa calcular um sinal de compensação e inseri-lo no próximo ciclo de forma a anular os distúrbios indesejados. Os controladores repetitivos, por possuírem tal característica, são muito utilizados na rejeição de distúrbios e no rastreamento de referenciais cíclicos. A teoria de controle repetitivo foi proposta inicialmente por Inoue e Iwai (1981), e pode ser dividida em duas categorias, princípio baseado no modelo interno ou princípio baseado no modelo externo (CARATI, 2003), (MICHELS, 2006).

O princípio do modelo interno proposto por Francis e Wonham (1976) estabelece que a saída controlada seguirá um conjunto de entradas de referência/distúrbios sem erro de regime permanente se o modelo, que gera essas referências/distúrbios, é incluído em um sistema em malha fechada estável. Como exemplo do princípio do modelo interno, considere-se o sistema com uma entrada senoidal demonstrado na figura 5 (a). Para que o erro em regime permanente seja zero, deve-se inserir um compensador com modelo interno senoidal na função de transferência da planta (MATTAVELLI; MARAFÃO, 2004). Tais controladores são denominados controladores ressonantes, os quais realizam rastreamento assintótico sem erros de estado estacionário para entradas senoidais (XU et al., 2012).

Considerando que um sinal periódico pode ser representado por uma combinação linear de exponenciais complexas/senóides harmonicamente relacionadas, para uma entrada contendo um sinal periódico com N harmônicas, deve-se incluir na função de transferência da planta, N controladores ressonantes respectivos a cada harmônica de frequência que compõem o sinal, como pode ser visto na figura 5 (b). A dedução relacionando controladores ressonantes e repetitivos é apresentada no apêndice B.

Um controlador contendo o modelo interno

$$G_c(s) = \frac{e^{-Ts}}{1 - e^{-Ts}} \quad (30)$$

é denominado controlador repetitivo, o qual funciona como um gerador periódico que produz

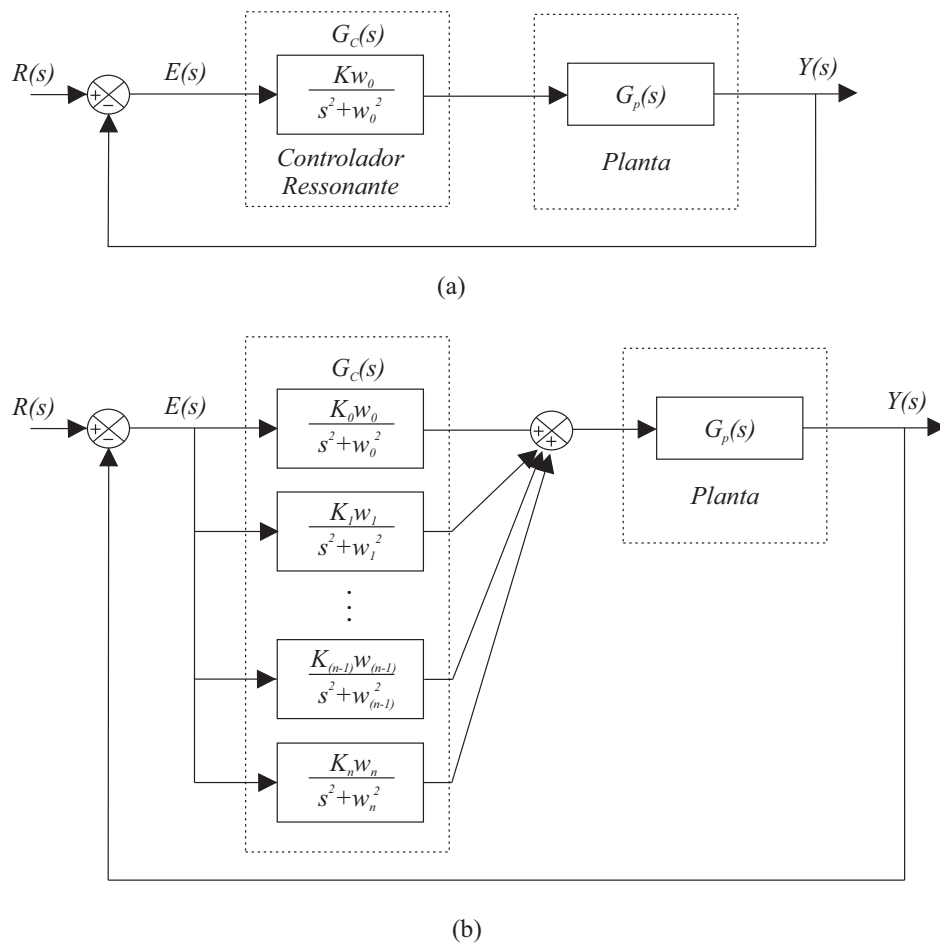


Figura 5: (a) Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada com controlador ressonante. (b) Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada com múltiplos controladores ressonantes.

um padrão repetitivo em um período T (CARATI, 2003), e possui um infinito número de polos no eixo imaginário: $jk\omega_T : k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, e $\omega_T = 2\pi/T$.

Na figura 6 é apresentado o diagrama de blocos de um sistema em malha fechada contendo um controlador repetitivo, sendo que a função de transferência (30) está representada pelo diagrama em malha fechada equivalente.

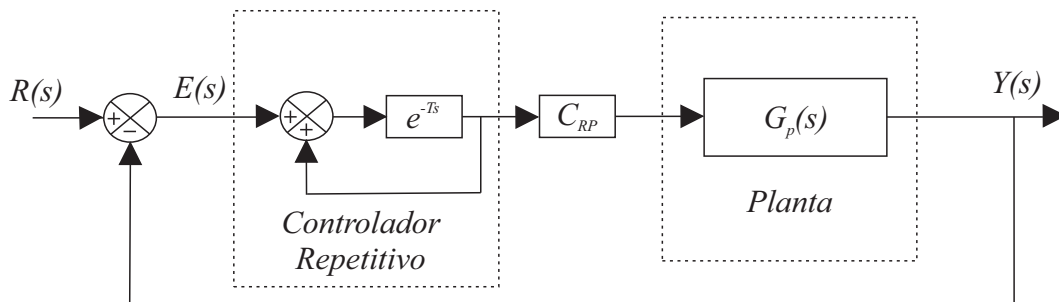


Figura 6: Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada com controlador repetitivo.

2.3.2 CONTROLADOR REPETITIVO EM TEMPO DISCRETO

Considerando o controlador repetitivo da equação (30), e a definição $z = e^{sT}$, o equivalente em tempo discreto pode ser definido como

$$G_c(z) = \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}}, \quad (31)$$

na qual:

$$N = \frac{T}{t_s}, \quad N \in \mathbb{N} \quad (32)$$

e t_s é o período de discretização.

A localização dos pólos e zeros para $G_c(z)$ no plano complexo está representada na figura 7, onde considerou-se $T = 16,66666667s$ e $t_s = 83,3333333 \mu s$. Como pode-se verificar, da mesma forma que em tempo contínuo os pólos estão localizados sobre o eixo imaginário j do plano complexo S , no plano complexo de tempo discreto Z , os pólos estão dispostos sobre o círculo de raio unitário.

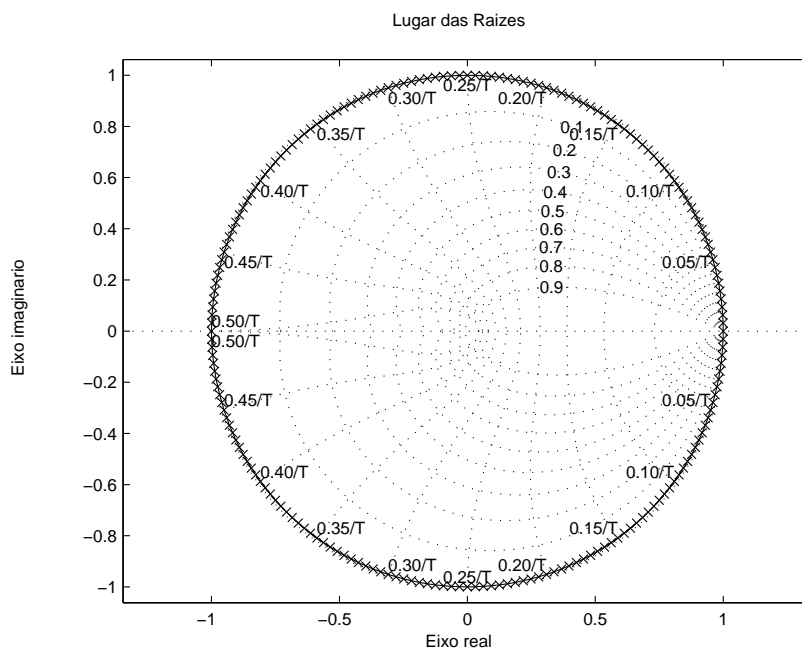


Figura 7: Gráfico do lugar das raízes do controlador repetitivo em tempo discreto $G_c(z)$ para $T = 16,66666667s$ e $t_s = 83,3333333 \mu s$.

Na figura 8 é apresentado o diagrama de Bode de $G_c(z)$. Pode-se verificar através desta resposta em frequência, que $G_c(z)$ possui altos ganhos para frequência fundamental e suas harmônicas, o que comprova sua utilização como um gerador periódico.

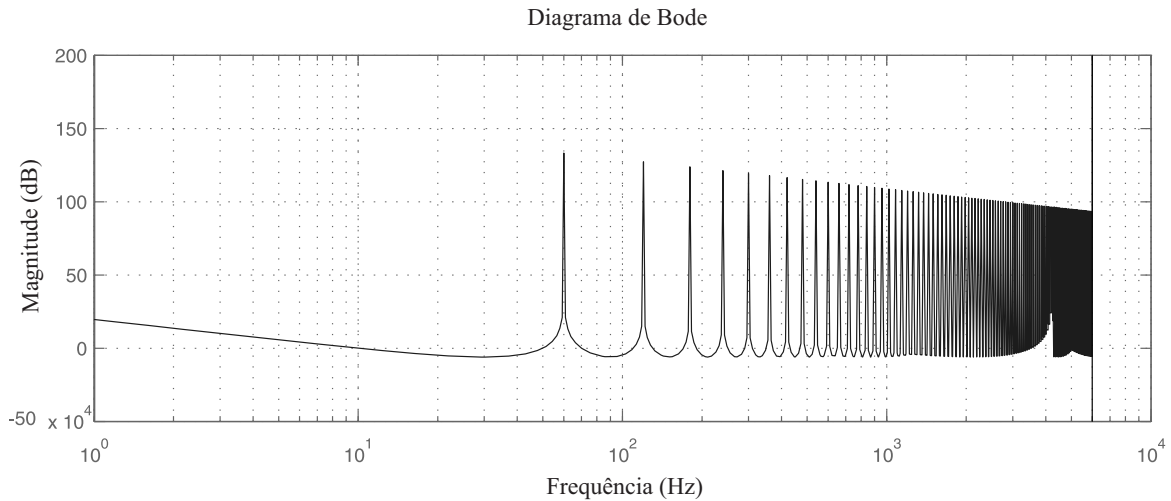


Figura 8: Diagrama de Bode do controlador repetitivo em tempo discreto $G_c(z)$ para $T = 16,66666667s$ e $t_s = 83,33333333 \mu s$.

Em função da localização dos polos de malha aberta do controlador repetitivo estarem localizados sobre o círculo de raio unitário do plano Z, ou seja, no limite de estabilidade, a presença de dinâmicas não modeladas podem afetar a sensibilidade da estabilidade global do sistema (CARATI, 2003). Para aumentar a margem de estabilidade da planta em malha fechada, termos adicionais são inseridos à equação (31). Para isso, (TOMIZUKA et al., 1989) e (CHEW; TOMIZUKA, 1990) propõem a utilização de um filtro $q(z)$, no qual $\|q(z)\|_\infty \leq 1$, conforme estrutura definida por

$$G_{RP}(z) = \frac{C_{RP}z^{-N}z^d}{1 - q(z)z^{-N}}, \quad (33)$$

onde C_{RP} representa o ganho do controlador e $0 \leq d < N$, $N \in \mathbb{N}$ é utilizado para compensar o atraso de transporte (CARATI, 2003).

O filtro $q(z)$ pode ser uma simples constante q , que atenuará todas as frequências de forma geral, ou um filtro passa-baixas, o qual contribui para atenuação apenas das altas frequências do sinal de erro, aumentando dessa forma a robustez do sistema (CARATI, 2003), (MICHELS et al., 2009). A estrutura do filtro $q(z)$ passa-baixas pode ser dada por

$$q(z) = \frac{\sum_{i=0}^m \rho_i z^i + \sum_{i=1}^m \rho_i z^{-i}}{\rho_0 + 2 \sum_{i=1}^m \rho_i}, \quad (34)$$

onde ρ_i e ρ_0 são os coeficientes do filtro, sendo os mesmos escolhidos de forma que $\rho_0 > \rho_1 > \dots > \rho_j$ com $j = 1, 2, \dots, m$, $m < \frac{N}{2} \in \mathbb{N}$, onde m é a ordem do filtro.

Em situações práticas que utilizam o filtro $q(z)$ como uma constante, é recomendável que $0,95 \leq q < 1$, pois para valores menores que 0,95, as harmônicas de baixa ordem são atenuadas além do necessário, o que acaba prejudicando a compensação. Para implementação de $q(z)$ como filtro passa-baixas de primeira ordem, geralmente considera-se $m = 1$, o que resulta em

$$q(z) = \frac{\rho_1 z + \rho_0 + \rho_1 z^{-1}}{\rho_0 + 2\rho_1}. \quad (35)$$

Um filtro passa-baixas com deslocamento nulo bastante utilizado na prática pode ser dado por

$$q(z) = \frac{z + 2 + z^{-1}}{4} = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}. \quad (36)$$

Para ilustrar os efeitos da adição do filtro $q(z)$ na estabilidade do controlador repetitivo, apresenta-se, na figura 9, uma comparação entre o controlador repetitivo $G_c(z)$ e $G_{RP}(z)$, sendo utilizado para isso o filtro $q(z)$ apresentado na equação (36). Como pode ser visualizado, os polos de $G_{RP}(z)$ são ligeiramente deslocados para o interior do círculo de raio unitário, o que garante uma condição de operação mais adequada.

No entanto, analisando-se a resposta em frequência de $G_{RP}(z)$ apresentada na figura 10, pode-se verificar que os distúrbios periódicos de alta frequência não são perfeitamente eliminados devido ao ganho reduzido do controlador nessas frequências. Logo, embora o filtro $q(z)$ aumente a estabilidade relativa do controlador, uma ponderação entre desempenho e robustez do sistema deve ser levada em consideração durante o projeto do controlador.

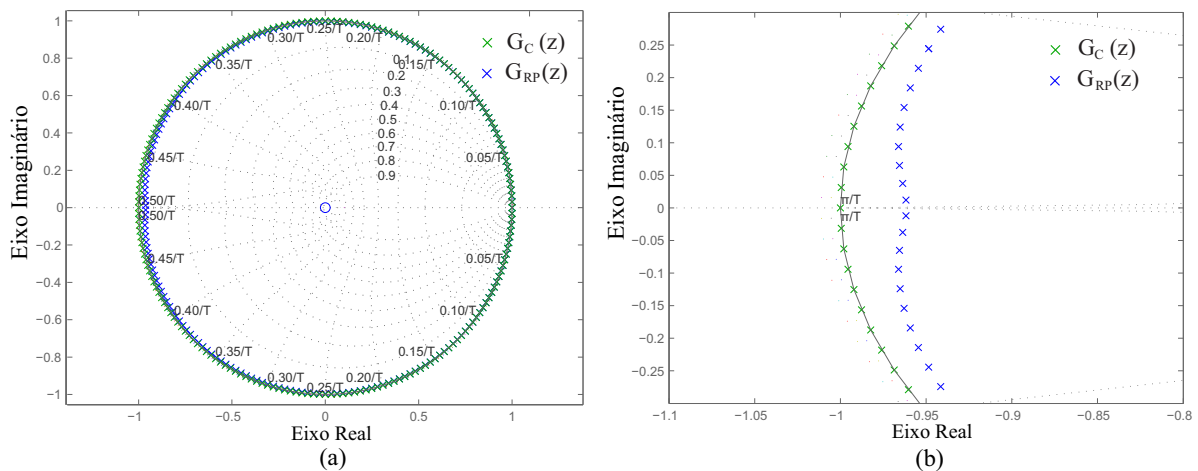


Figura 9: Comparação entre o lugar das raízes de $G_c(z)$ e $G_{RP}(z)$: (a) Polos de $G_c(z)$ e $G_{RP}(z)$. (b) Vista ampliada da localização dos polos de $G_c(z)$ e $G_{RP}(z)$.

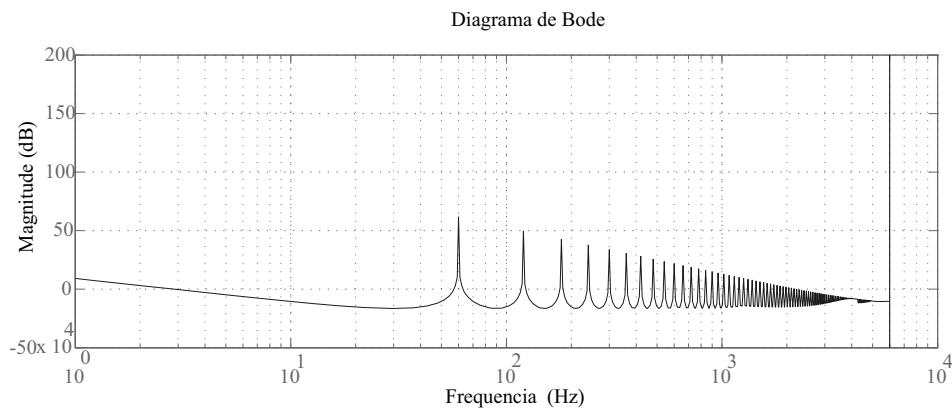


Figura 10: Diagrama de Bode do controlador $G_{RP}(z)$ com filtro $q(z)$.

Aplicando a transformada Z inversa na equação (33), e considerando $q(z)$ igual à uma constante $q(z)$, obtém-se a equação da ação de controle repetitiva em tempo discreto (37).

$$u_{RP}(k) = C_{RP} \cdot e(k - N + d) + q(z) \cdot u_{RP}(k - N). \quad (37)$$

Conforme a localização em que o controlador repetitivo é inserido na malha de controle, este pode assumir diferentes funções. Caso seja inserido diretamente na malha de realimentação, seu funcionamento é associado à de um controlador de ação instantânea (MICHELS, 2006). Tal topologia é denominada de controlador repetitivo prototipado ou *prototype repetitive controller* (TOMIZUKA et al., 1989) e está ilustrado na figura 11.

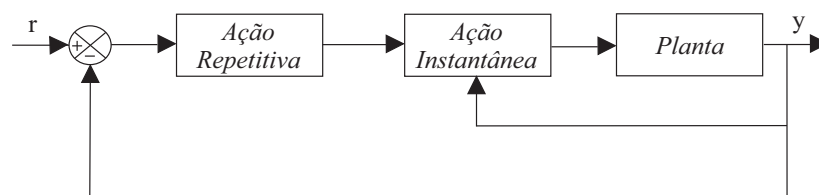


Figura 11: Diagrama de blocos de ação de controle repetitiva prototipada.

Caso seja inserido conforme figuras 12 e 13, o controlador repetitivo se comporta como uma ação de controle auxiliar à ação de controle principal e é denominado controlador de ação repetitiva auxiliar ou *plugin repetitive controller* (KEMPF et al., 1993). A configuração *plugin* possui o conveniente de permitir o projeto independente das ações de controle instantânea e auxiliar, o que acaba simplificando sua aplicação no controle de conversores estáticos (MICHELS, 2006).

O controlador repetitivo utilizado neste trabalho foi implementado sob a topologia *plugin* e com filtro $q(z)$ incorporado, conforme diagrama de blocos apresentado na figura 14.

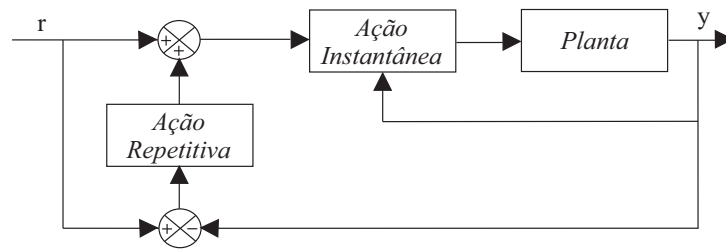


Figura 12: Diagrama de blocos de ação de controle repetitiva *plugin* convencional.

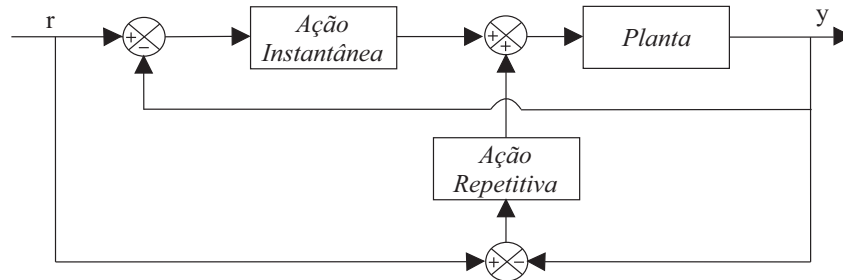


Figura 13: Diagrama de blocos de ação de controle repetitiva *plugin* modificada.

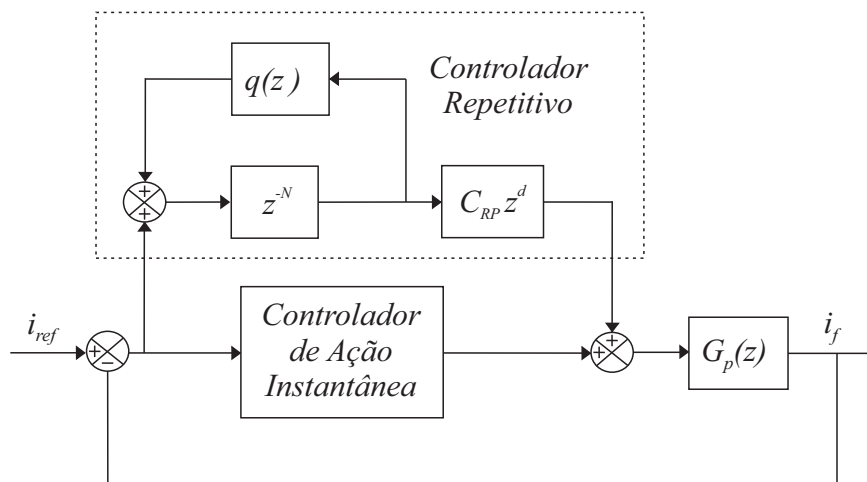


Figura 14: Controlador repetitivo com filtro $q(z)$ implementado na configuração *plugin*.

2.4 O PROBLEMA DA VARIAÇÃO DE CARGA E A PRESENÇA DE SINAIS ALEATÓRIOS EM FAP

A ação de controle repetitiva utiliza como base os erros dos ciclos anteriores e, no caso de FAPs, durante a desconexão ou conexão de novas cargas, tende a inserir sinais de compensação desnecessários, como pode ser verificado na figura 15. Nesta figura, no instante $t=1,24$ s, a carga que inicialmente era não linear passa a ser linear. Sendo a carga não linear composta pelas cargas 1, 2 e 3 e, a carga linear, pela carga 1. Nesta figura, I_{aS} representa a corrente da fonte na fase a e I_{aL} a corrente da fase a drenada pela carga.

Em virtude das características do controlador repetitivo mencionas, questões como

velocidade com que o sistema se recompõe após um distúrbio, funcionamento sob influência de sinais aleatórios e/ou não periódicos, exigem um estudo mais detalhado, pois tais questões implicam diretamente nos níveis aceitáveis de DHT_i permitido por normas.

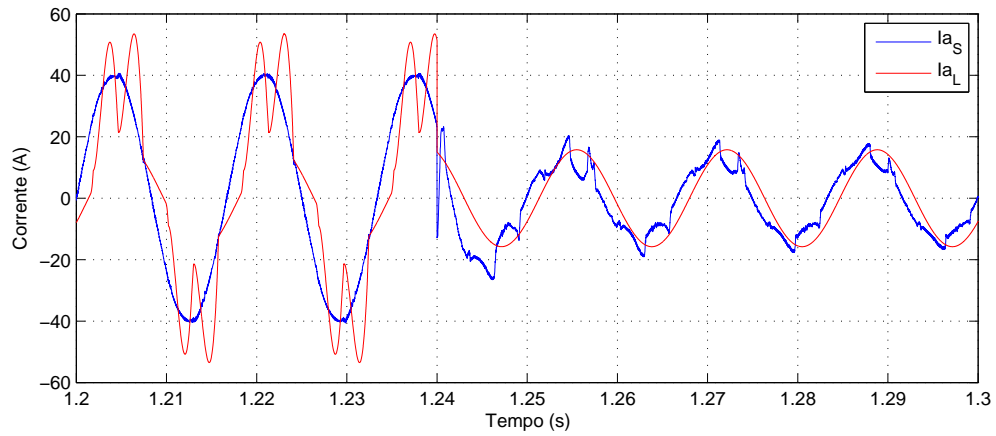


Figura 15: Efeito da desconexão de uma carga não linear, permanecendo conectada apenas cargas lineares para um sistema compensado com controlador repetitivo.

2.4.1 CONTROLADOR REPETITIVO COM LÓGICA DE REINICIALIZAÇÃO (RLRPC)

O algoritmo de reinicialização do controlador repetitivo proposto por Rech e Pinheiro (2004) baseia-se na diferença entre o valor absoluto do erro de rastreamento $|e(k)|$ no momento em que ocorre o distúrbio e o valor absoluto do erro de rastreamento $|e(k-N)|$ no mesmo ponto respectivo à um período anterior. Caso a diferença seja maior que o valor limite e_{lim} estipulado, o *buffer* do controlador é zerado. O algoritmo apresentado na figura 16 descreve o procedimento.

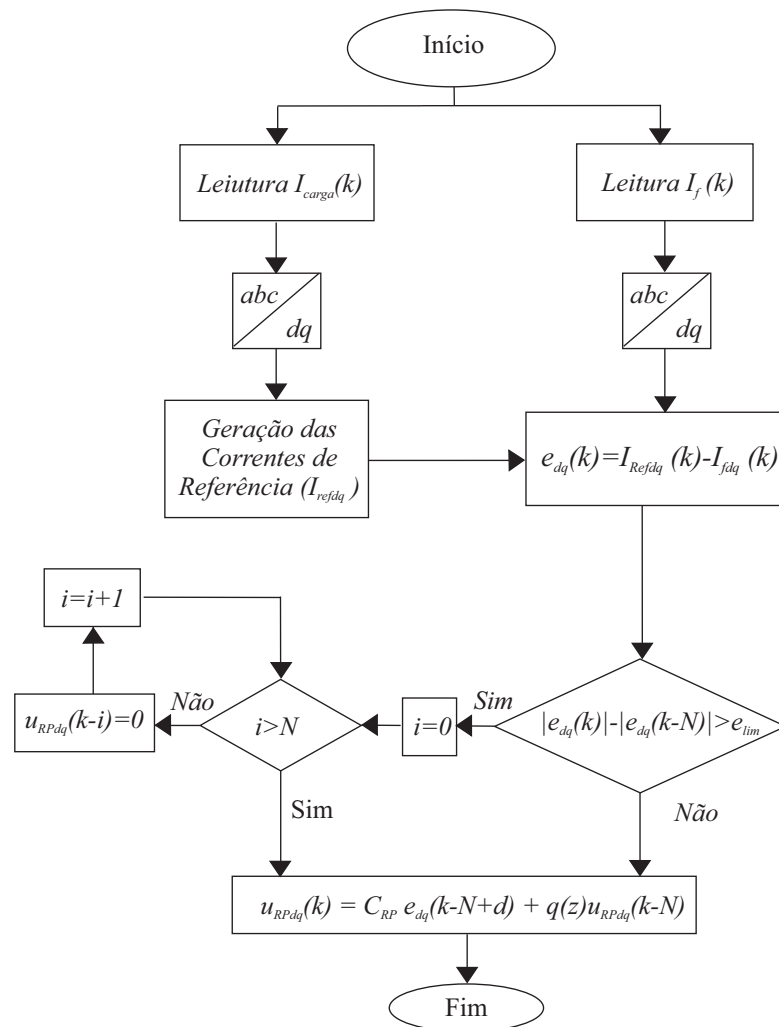


Figura 16: Fluxograma do algoritmo de reinicialização do controlador repetitivo.

Na figura 17 estão demonstrados os erros nos eixos síncronos d e q respectivos ao exemplo da figura 15. Como pode ser verificado, no momento da desconexão da carga, o erro em ambos os eixos se eleva consideravelmente. Na prática, dois pontos devem ser considerados, o valor utilizado para e_{lim} e o número de amostras que são utilizadas para comparação. Caso o valor e_{lim} seja estipulado muito baixo, na presença de ruído aleatório, o algoritmo tende a reiniciar o controlador consecutivamente. E se for fixado em um valor elevado, a reinicialização

pode não atuar.

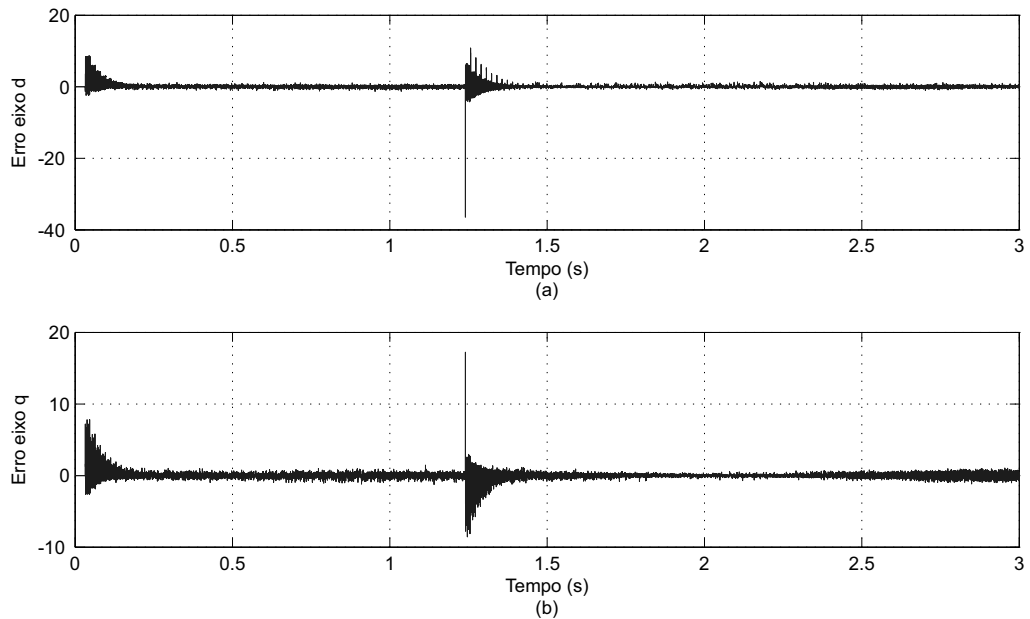


Figura 17: Erro nos eixos d e q relativo à variação de carga não linear para linear: (a) Erro no eixo d . (b) Erro no eixo q .

Aplicando-se o algoritmo de reinicialização no exemplo exposto na figura 15, obtém-se o resultado demonstrado na figura 18. Como pode ser visto, para o caso em que haja a desconexão de cargas não lineares e reste apenas cargas lineares conectadas no sistema, o algoritmo de reinicialização desenvolvido por Rech e Pinheiro (2004) apresenta um ótimo resultado.

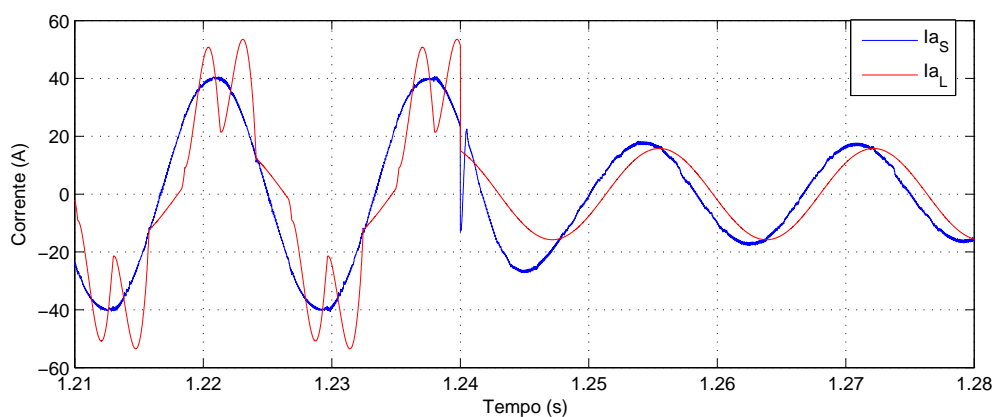


Figura 18: Exemplo de aplicação da lógica de reinicialização do controlador repetitivo.

Já para situações nas quais cargas não lineares permaneçam conectadas, a reinicialização do controlador repetitivo acaba por prejudicar ainda mais a forma de onda de corrente fornecida pela fonte, como pode ser verificado na comparação entre as figuras 19 e 20.

Nessas figuras, no instante igual a 2 s, a carga linear 1 é desconectada, permanecendo conectadas as cargas não lineares 2 e 3.

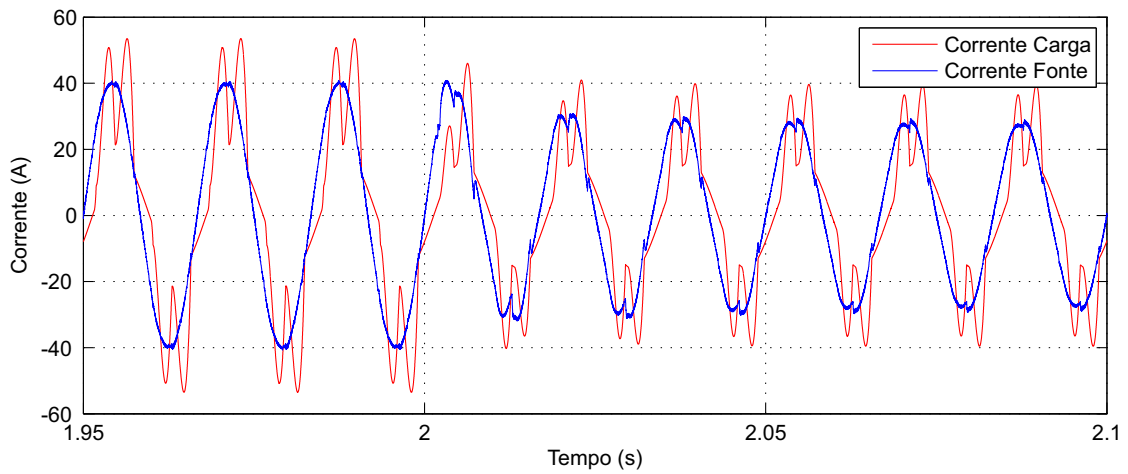


Figura 19: Reinicialização do controlador repetitivo durante desconexão de carga não linear restando conectada carga não linear.

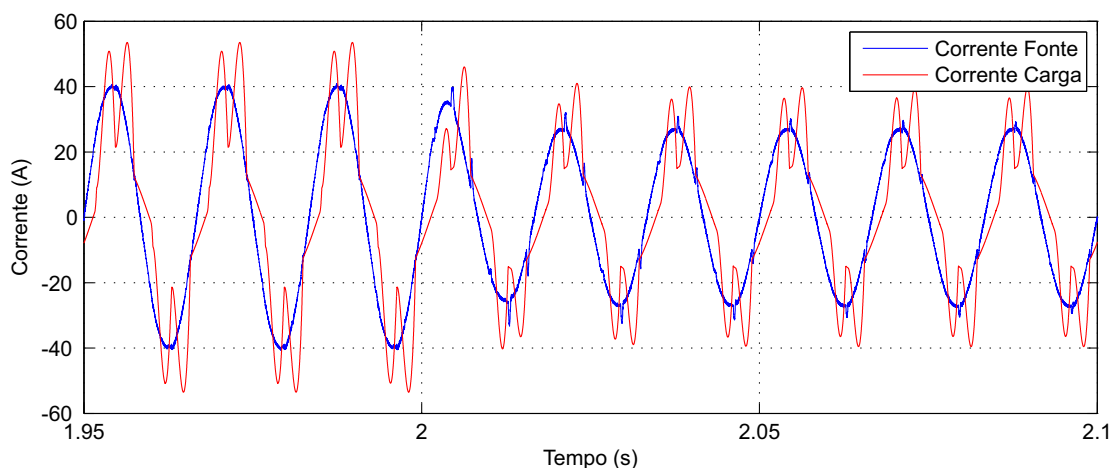


Figura 20: Controle repetitivo convencional, sem reinicialização, para o mesmo caso da figura 19.

Comparando-se as duas figuras, verifica-se que para este caso a reinicialização do controlador não se mostra necessária, visto que a DHT_i apresentada após o transitório na figura 20 é menor que o da figura 19, e em apenas 3 ciclos após a desconexão da carga 1, já é menor que 5%.

2.5 CONTROLADOR REPETITIVO ADAPTATIVO (ARPC)

Os controladores repetitivos convencionais operam com um valor de ganho constante, o que garante bons resultados quando o tipo de carga conectada ao sistema possuir características cíclicas. Já na presença de distúrbios aperiódicos, entre eles os ruídos aleatórios

presentes no sistema de medição, ganhos elevados do controlador repetitivo acabam por aumentar ainda mais as taxas de *DHT* do sistema. Outro caso em que o ganho do controlador repetitivo interfere no bom desempenho do FAP, é quando o mesmo está operando apenas como compensador estático de reativos para a correção de fator de potência de cargas lineares. Neste caso, uma ação de controle repetitiva com ganho elevado, acaba por prejudicar o bom desempenho do sistema de controle, pois estaria apenas tentando compensar o ruído proveniente do próprio chaveamento do conversor e o ruído aleatório presente no sistema elétrico. Desta forma, um algoritmo que possa adaptar o ganho do controlador para as possibilidades descritas, se torna muito conveniente.

O trabalho de (CARATI, 2003) propôs a utilização de um algoritmo de adaptação do tipo gradiente para a adaptação do ganho do controlador repetitivo aplicado em sistemas ininterruptos de energia. O algoritmo de adaptação proposto baseia-se em uma função do tipo sigma modificada, de forma a garantir que o controlador mantenha o sistema estável e com certo nível de robustez.

Considerando a lei de controle dada em (37), a lei de controle com adaptação do parâmetro C_{RP} é definida por

$$u_{ARPC}(k) = C_{RP}(k) \cdot e(k - N + d) + q \cdot u_{RP}(k - N), \quad (38)$$

onde $C_{RP}(k)$ é o ganho do controlador repetitivo a ser adaptado. Esse ganho é dado por uma função sigma modificada descrita por

$$C_{RP}(k) = \begin{cases} 0 & \text{se } \gamma_{SR}(k) < \gamma_0 \\ \bar{C}_{RP} \frac{\gamma_{SR}(k) - \gamma_0}{2\gamma_0} & \text{se } \gamma_0 \leq \gamma_{SR}(k) \leq 3\gamma_0 \\ \bar{C}_{RP} & \text{se } \gamma_{SR}(k) > 3\gamma_0 \end{cases}, \quad (39)$$

onde $\gamma_{SR}(k)$ representa o somatório quadrático do somatório dos erros respectivos à um período anterior ao ponto de amostragem k . O valor de $\gamma_{SR}(k)$ é dado por

$$\gamma_{SR}(k) = \sum_{i=1}^N S_{RPC}^2(k - i). \quad (40)$$

As constantes γ_0 e \bar{C}_{RP} são escolhidas de forma a garantir a estabilidade em malha fechada do sistema.

A função sigma modificada pode ser ilustrada conforme a figura 21.

Para se evitar variações rápidas de $\gamma_{SR}(k)$, é utilizada a equação

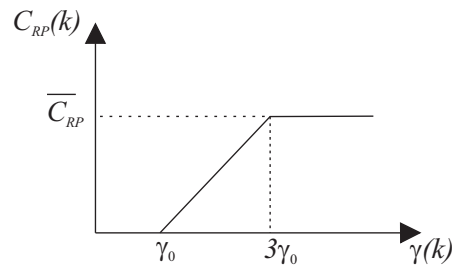


Figura 21: Função sigma modificada.

$$\gamma_{SR}(k) = \alpha_{SR}\gamma_{SR}(k-1) + \beta_{SR} \sum_{i=1}^N S_{RPC}^2(k-i) \quad (41)$$

onde $\gamma_{SR}(k)$ e β_{SR} são projetados conforme a dinâmica desejada. Na equação (41), $\gamma_{SR}(k) \in \mathbb{R}$ e $0 << \gamma_{SR}(k) < 1$, e $\beta_{SR} \in \mathbb{R}$ (CARATI, 2003).

Tal algoritmo se mostrou muito eficiente no controle de sistemas ininterruptos de energia, como pode ser verificado em (CARATI, 2003) e posteriormente em (GNOATTO, 2011). Para aplicações em filtros ativos de potência, propõe-se nesse trabalho uma alteração da função de adaptação, de forma a garantir que para cargas não lineares o ganho possua pequenas variações, estando este próximo ao limite de estabilidade. Da mesma forma, para cargas lineares também se deseja pequenas variações, só que para este caso com ganhos próximos de zero. No capítulo 3, estas questões são apresentadas em detalhes.

2.6 EFEITOS DAS VARIAÇÕES DE FREQUÊNCIA EM CONTROLADORES REPETITIVOS

Os controladores repetitivos são projetados para operarem com valores constantes do número de amostras N por período e da frequência de amostragem f_s . Desta forma para que os controladores repetitivos possuam um bom desempenho, a seguinte condição deve ser satisfeita (MICHELS et al., 2012),

$$f = \frac{f_s}{N} \quad (42)$$

onde $N \in \mathbb{N}$, f é a frequência fundamental e f_s é a frequência de amostragem.

Como os FAP estão conectados no sistema elétrico de distribuição, variações da frequência da rede podem ocorrer, acarretando em um não cumprimento da equação (42). Na figura 22, é apresentado o gráfico de magnitude da resposta em frequência de um controlador repetitivo projetado para operar em 60 Hz. Nota-se que o ganho para 59 Hz e 61 Hz (e

suas harmônicas), é muito menor que o ganho na frequência fundamental e suas harmônicas. Conseqüentemente a capacidade de rejeição nessas condições decai consideravelmente.

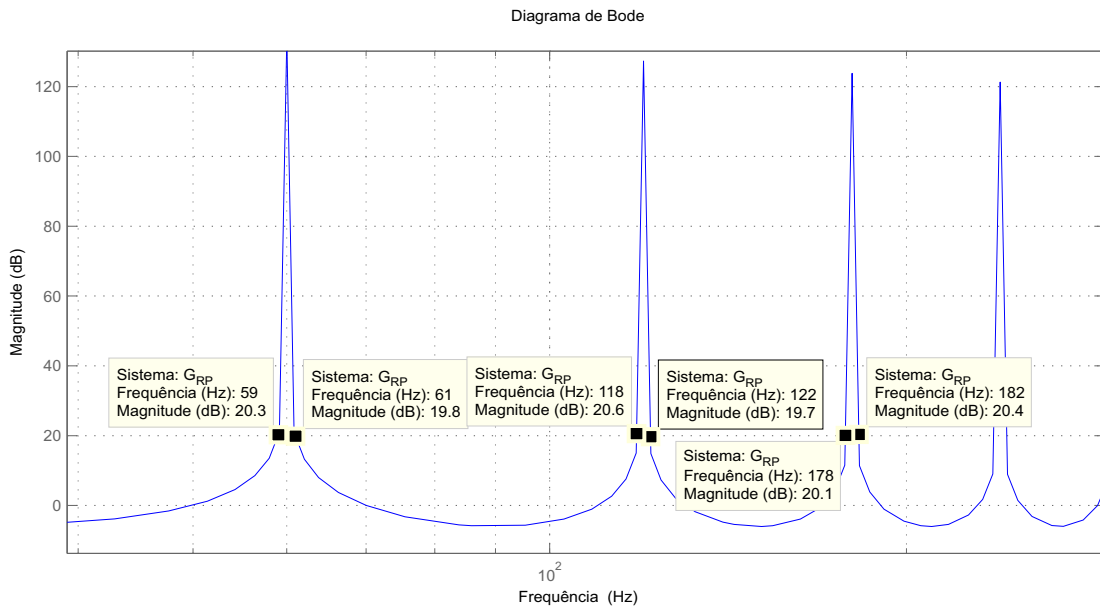


Figura 22: Efeitos da variação de frequência no modelo interno de controladores repetitivos.

Para verificar como essas variações afetam o desempenho do controlador, toma-se como referência um sistema operando com frequência da rede igual a de projeto do controlador repetitivo (60 Hz). Neste sistema, considerou-se como carga, as cargas 1, 2 e 3 apresentadas na tabela 3. As formas de onda da corrente de carga e da corrente compensada estão apresentadas na figura 23. A DHT_i para a corrente compensada é de 2,2%.

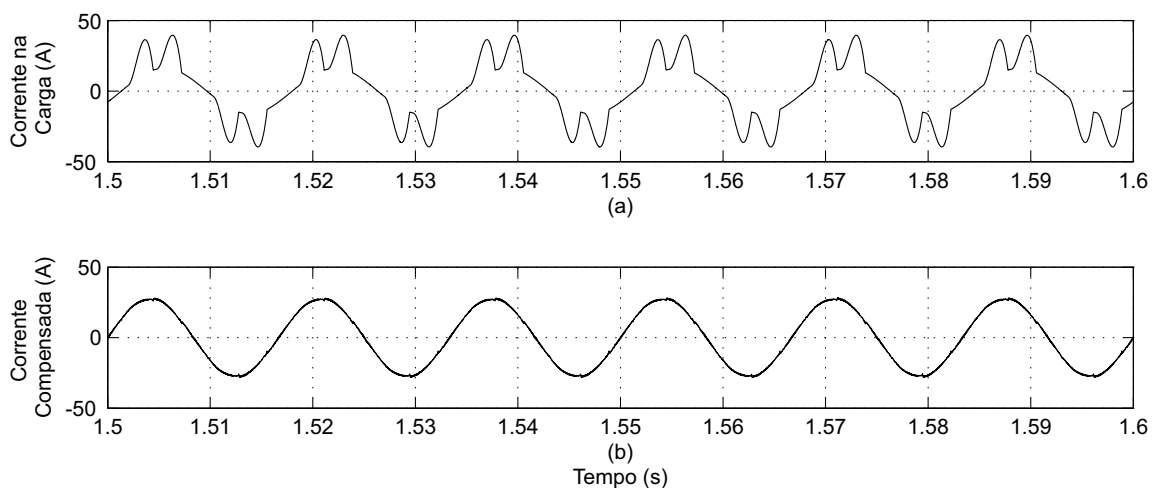


Figura 23: Filtro ativo operando sob frequência nominal de projeto.

Considerando-se uma variação de frequência de 1 Hz abaixo na frequência nominal, a DHT_i da corrente compensada passa para 9,23%. A corrente compensada, neste caso, é apresentada na figura 24.

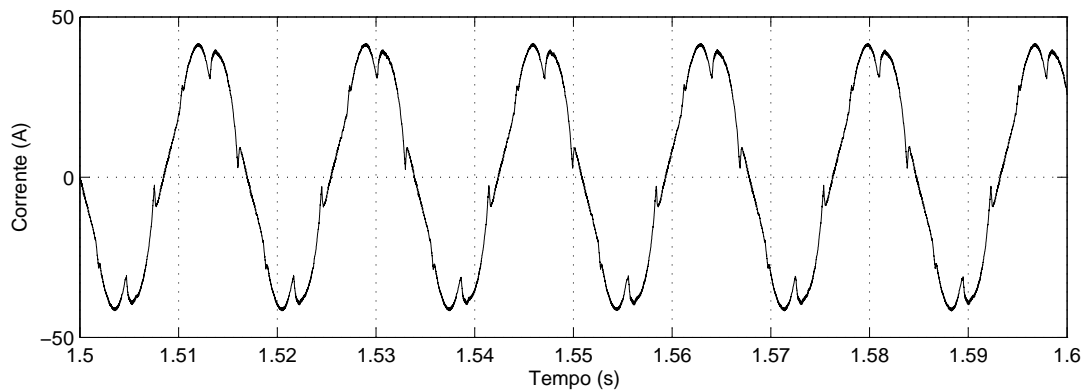


Figura 24: Filtro ativo operando sob frequência de 59 Hz.

O motivo deste aumento na taxa de distorção harmônica de corrente se deve ao fato de que a corrente de compensação do FAP não consegue seguir efetivamente a corrente de referência, tal efeito pode ser visualizado perfeitamente na figura 25.

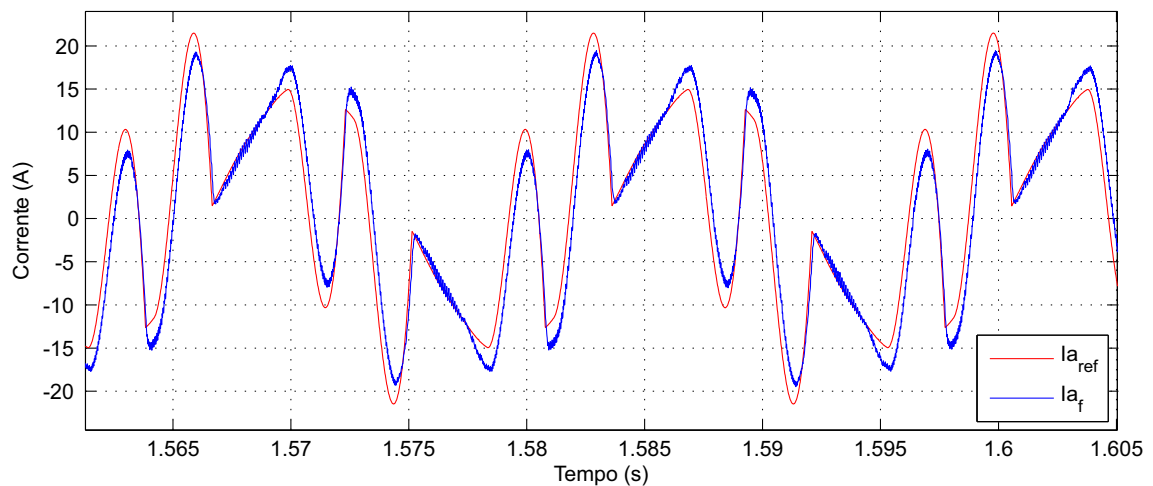


Figura 25: Efeito da variação de frequência na corrente de referência.

Como visto anteriormente, conforme o desvio de frequência aumenta em relação a frequência nominal e suas harmônicas, o ganho diminui, e a corrente gerada para compensação não consegue rastrear adequadamente a corrente de referência. No caso de um aumento de 1 Hz na frequência nominal da rede, o efeito é praticamente o mesmo, pois como pode ser visto na figura 22 a atenuação é praticamente a mesma, e em consequência a DHT_i é semelhante. Já para uma pequena variação de frequência de 0,1 Hz, a qual é admissível pelas normas vigentes, a DHT_i passa para 3,2%. A forma de onda da corrente compensada, para este caso, está ilustrada na figura 26.

Frente a esta questão de queda de desempenho na compensação, duas formas de se manter a condição apresentada na equação (42) válida são: ajustar o valor de N ou ajustar o valor de f_s . Nas soluções que utilizam a variação de N , como as propostas por (MICHELS et

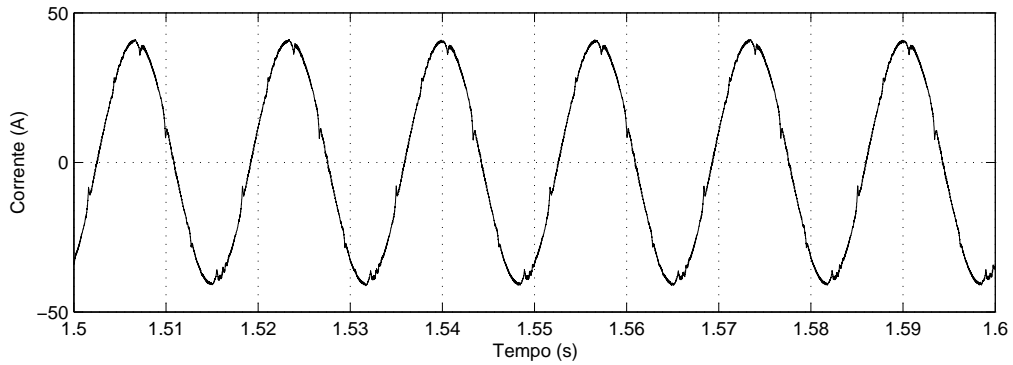


Figura 26: Filtro ativo operando sob frequência de 59,9 Hz.

al., 2009), (HU, 1992) e (SUN et al., 2002) acabam por terem erros provenientes ao truncamento do valor de N , o que acarreta em um certo aumento no nível da DHT_i . Entre as soluções que variam o valor da frequência de amostragem, como a proposta por (OLM et al., 2010), devido ao fato de N permanecer constante, os erros são bem menores, mas em compensação, o sistema deixa de ser invariante no tempo e passa a ser variante no tempo, o que afeta a estabilidade do sistema (RAMOS et al., 2013). Na sequência os dois métodos são discutidos.

2.6.1 TRUNCAMENTO DO NÚMERO DE AMOSTRAS DE CADA CICLO PARA O INTEIRO MAIS PRÓXIMO

No algoritmo proposto por (MICHELS et al., 2009), a ação de controle repetitiva (37) é reescrita da seguinte forma

$$u_{RP}(k) = C_{RP}.e(s) + q(z).u_{RP}(r) \quad (43)$$

na qual r e s são ponteiros utilizados nos *buffers* circulares respectivos aos índices $k-n$ e $k-n-d$. Para determinar o número de amostras em cada ciclo, é utilizado um detector de cruzamento por zero (DCZ), considerando que o sinal de tensão da rede não possui ruídos e harmônicas que possam afetar a determinação do período. Além disso, tal algoritmo foi desenvolvido levando-se em consideração aplicações em UPS monofásicas e utiliza a tensão de fase da rede elétrica para aplicação do algoritmo DCZ proposto, como pode ser visto no fluxograma apresentado na figura 27. Nesta figura, v_{rede} é a tensão de uma das fases da rede elétrica, $m(k)$ é o número de amostras entre dois cruzamentos por zero e $N(k)$ é o número de amostras por período.

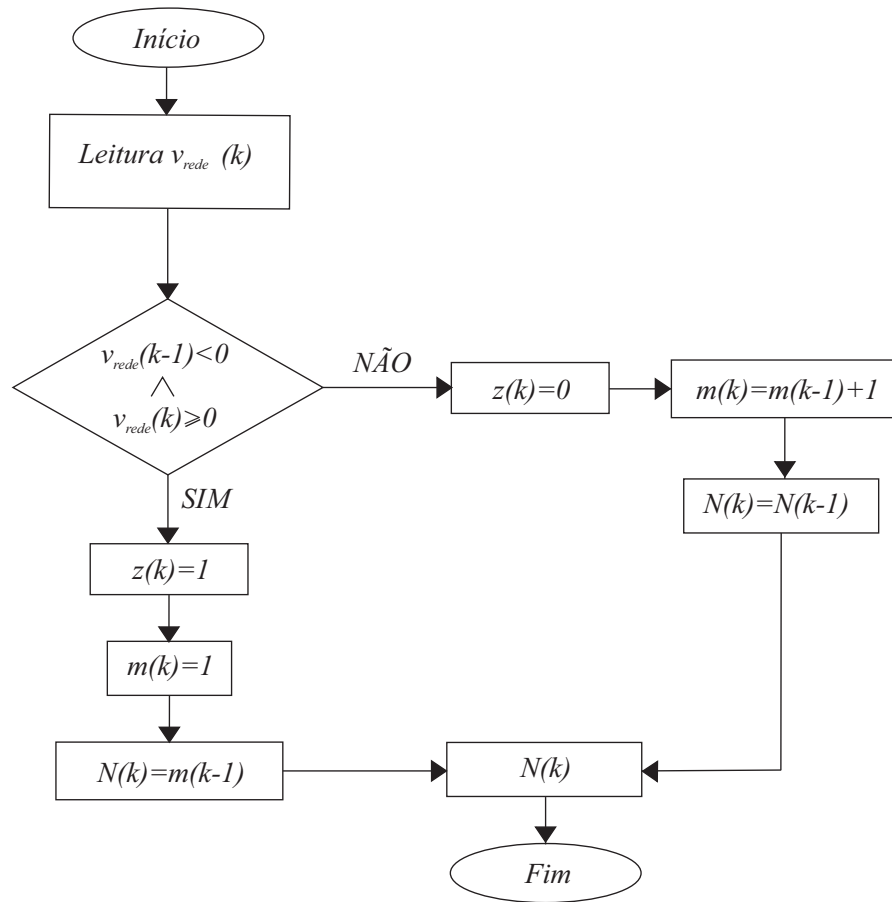


Figura 27: Fluxograma do algoritmo de contagem do número de amostras baseado em um detector de cruzamento por zero.

Segundo (MICHELS et al., 2009) a alteração do tamanho dos *buffers* circulares são determinados conforme os seguintes princípios:

- Se $z(k) = 1$ e $n(k) < n(k-1)$, o comprimento dos *buffers* circulares são decrementados em $n(k-1) - n(k)$ posições, cujas posições são removidas no final do *buffer*. Os ponteiros são atualizados para $r = r + 1$ e $s = s + 1 + n(k) - n(k-1)$;
- Se $z(k) = 1$ e $n(k) > n(k-1)$, o comprimento dos *buffers* circulares são incrementados em $n(k) - n(k-1)$ posições incluídas no final do *buffer*. Cujos valores iniciais são nulos. Os ponteiros são atualizados para $r = 1$ e $s = s + 1 + n(k) - n(k-1)$;

O valor base de N é dado por

$$N = \frac{f_s}{f}. \quad (44)$$

Como segurança, um valor máximo para N é estipulado, sendo determinado por

$$N = \frac{f_s}{f_{1\min}}, \quad (45)$$

onde $f_{1\min}$ é o valor mínimo de frequência estimado em projeto que o algoritmo pode compensar. Apenas para teste de funcionalidade do algoritmo, como o mesmo foi elaborado para sistemas monofásicos, foi considerado a tensão da rede na fase a . Na figura 28 é elaborada uma comparação para uma faixa de variação de frequência entre 59 a 61 Hz, para o controlador repetitivo convencional e para o controlador repetitivo com adaptação do número de amostras, conforme algoritmo proposto por (MICHELS et al., 2009).

Para efeitos de comparação, na figura 29, apresenta-se a corrente de carga e a corrente vista pela fonte com o sistema operando com 60 Hz, e as respectivas DHT_i . Nas figuras 30, 31, 32, 33, 34, 35 pode se visualizar o comportamento do controlador com mudanças na frequência da rede de 60 Hz para, 59 Hz, 59,5 Hz, 59,7 Hz, 60,3 Hz, 60,5 Hz e 61 Hz, respectivamente, tanto para sistemas sem compensação como com compensação de frequência.

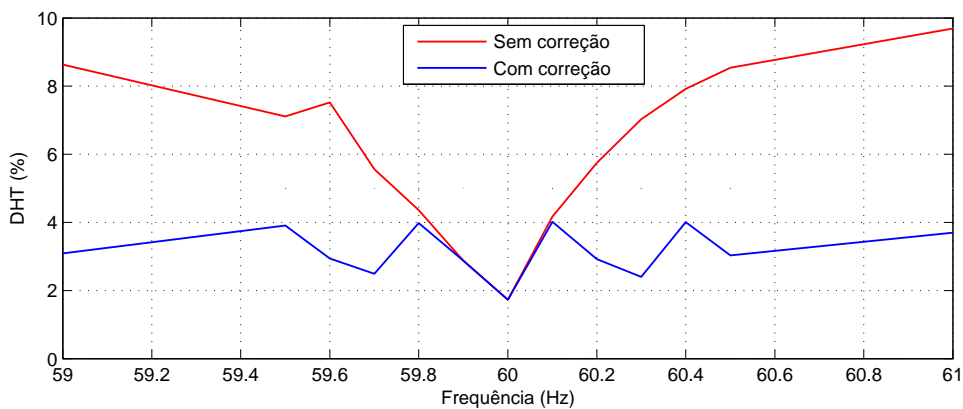


Figura 28: Efeitos da variação de frequência em controladores repetitivos na DHT_i sem correção e com compensação pelo método de truncamento do número de amostras.

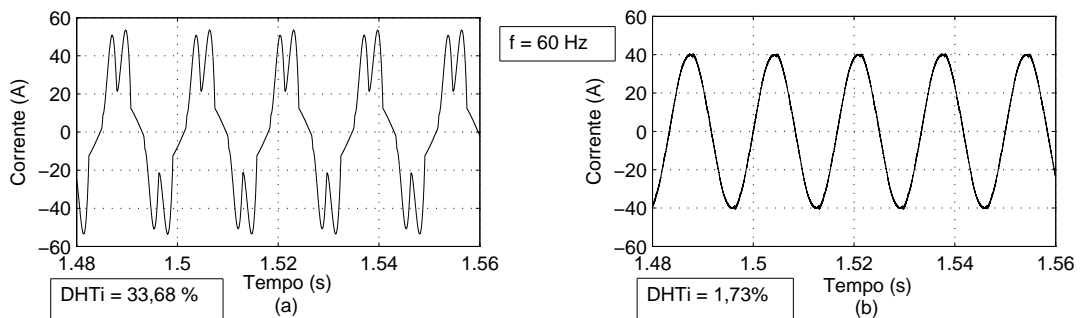


Figura 29: Filtro ativo operando com frequência de 60 Hz: (a) Corrente drenada pela carga, composta pelas cargas 1, 2 e 3. (b) Corrente compensada.

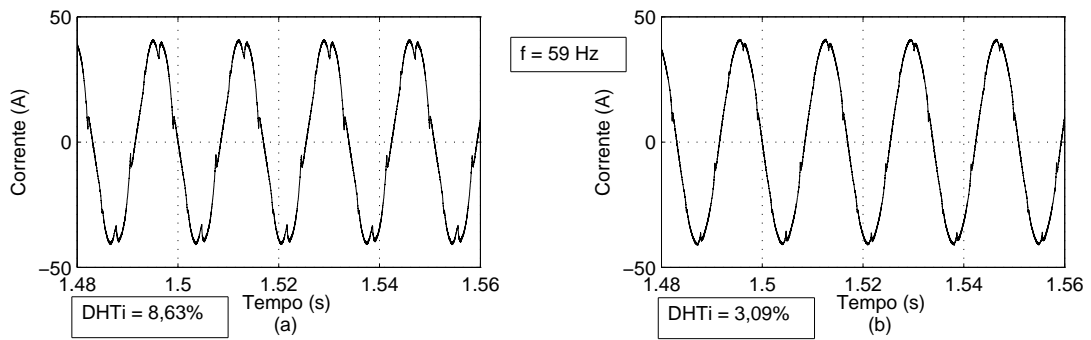


Figura 30: Filtro ativo operando com frequência 59 Hz. (a) Sem compensação. (b) Com compensação.

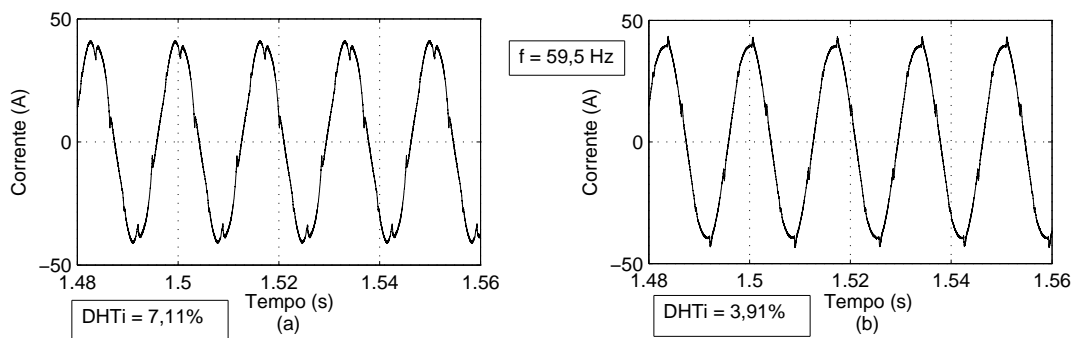


Figura 31: Filtro ativo operando com frequência 59,5 Hz. (a) Sem compensação. (b) Com compensação.

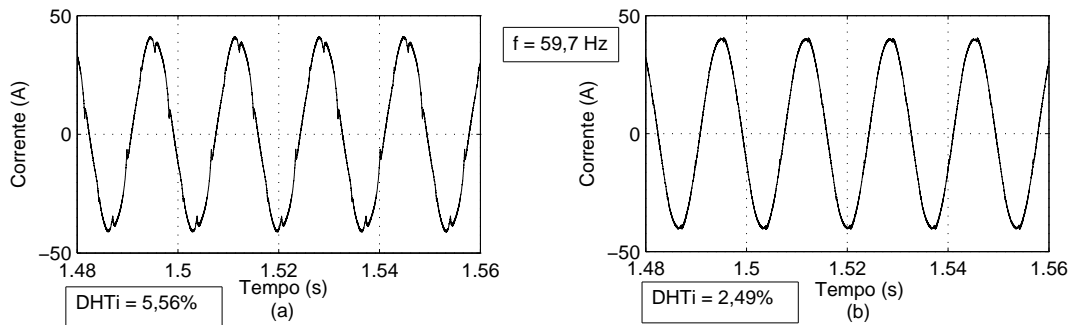


Figura 32: Filtro ativo operando com frequência 59,7 Hz. (a) Sem compensação. (b) Com compensação.

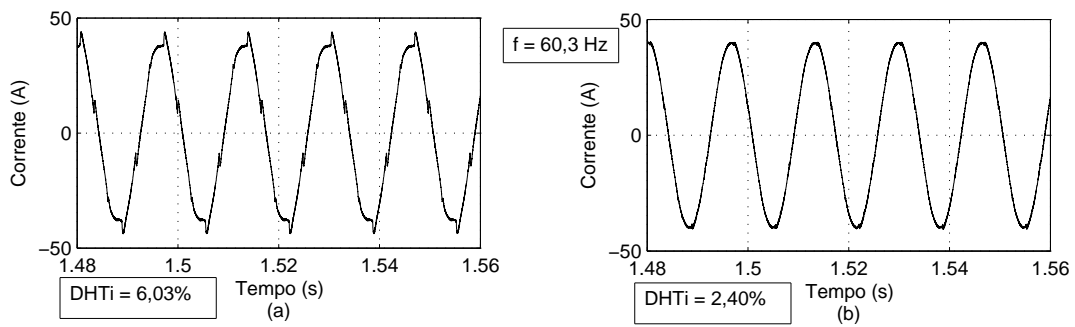


Figura 33: Filtro ativo operando com frequência 60,3 Hz. (a) Sem compensação. (b) Com compensação.

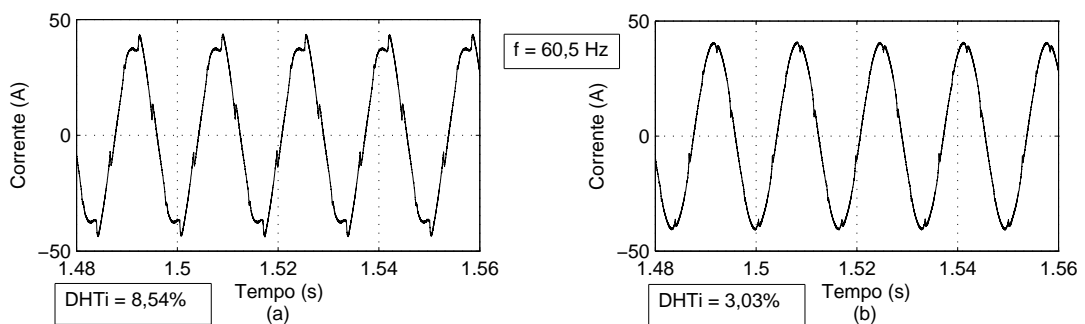


Figura 34: Filtro ativo operando com frequência 60,5 Hz. (a) Sem compensação. (b) Com compensação.

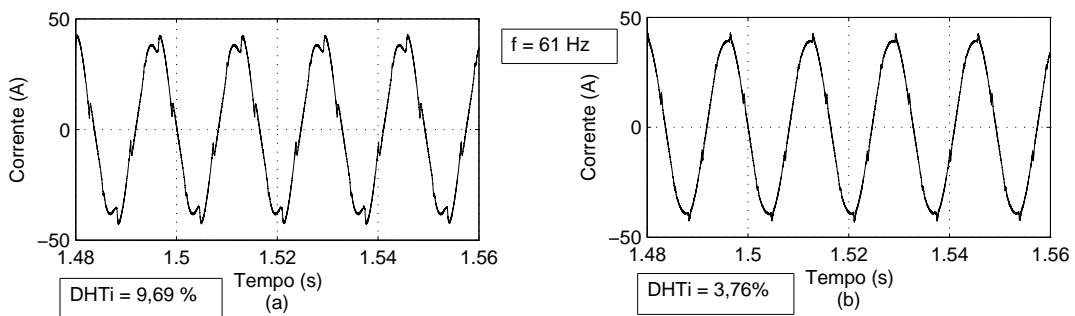


Figura 35: Filtro ativo operando com frequência 61 Hz. (a) Sem compensação. (b) Com compensação.

Como pode ser verificado, mesmo durante o maior truncamento do valor de N , a DHT_i fica abaixo de 5%, o que viabiliza a aplicação deste método no controle de filtros ativos de potência baseado em controladores repetitivos.

2.6.2 ADAPTAÇÃO DA TAXA DE AMOSTRAGEM

A concepção de adaptar a taxa de amostragem do controlador repetitivo de acordo com o período do sinal de referência/distúrbio, permite manter o valor constante de N conforme definido em projeto. Tal abordagem, possui como principais vantagens a qualidade na reconstrução do sinal em tempo contínuo e o baixo custo computacional. Em contrapartida, implica em uma mudança de sistema linear e invariante no tempo (LIT) para um sistema linear e variante no tempo (LVT), o que pode ocasionar instabilidade em malha fechada. Na literatura, alguns trabalhos abordam soluções para esta questão, como pode ser verificar em (HANSON; TSAO, 2000), (SALA, 2005) e (RAMOS et al., 2013). Em (RAMOS et al., 2013), apresenta-se soluções tanto para prova de estabilidade em controladores repetitivos sob variação da frequência do sinal de referência/distúrbio, como também metodologias de projeto levando em consideração duas abordagens: técnicas de controle robusto e pré-compensação da planta.

Tanto para análise de estabilidade como para projeto através de técnicas de controle robusto, a taxa de amostragem não uniforme é tratada como se fosse um período de amostragem nominal afetado por um distúrbio adicional. Ou seja, o controlador repetitivo é projetado para garantir estabilidade em malha fechada para uma taxa de amostragem nominal, e o problema se concentra em quantificar o montante de distúrbio devido à amostragem aperiódica que o sistema pode ser submetido de forma que se preserve a estabilidade. Por esta técnica tratar de sistemas LVT e utilizar técnicas de controle robusto, sua abordagem se torna complexa e foge aos propósitos deste trabalho. Deste modo, apenas a técnica de pré-compensação da planta será abordada.

O método de pré-compensação da planta apresentado por (RAMOS et al., 2013) utiliza a inserção de um compensador que tende a anular os efeitos da variação da taxa de amostragem e força o sistema em malha fechada a se comportar como se estivesse submetido a um período de amostragem nominal. Desta forma, uma vez que a estabilidade do sistema é assegurada, pode-se tratar o sistema como sendo LTI, o que facilita o projeto do controlador.

O controlador repetitivo é projetado e implementado para providenciar estabilidade em malha fechada para uma taxa de amostragem nominal $T_s = \bar{T}$ para uma planta LIT

$$G_p(z, \bar{T}) \triangleq \frac{Num(z, \bar{T})}{Den(z, \bar{T})}, \quad (46)$$

onde \bar{T} é a taxa de amostragem nominal.

Para manter o valor constante de N , conforme a variação do período do sinal de

referência/distúrbio T_p , a taxa de amostragem do controlador T_s é dada por

$$T_s = \frac{T_p}{N}, \quad (47)$$

Portanto, a representação em tempo discreto para a planta $G_p(s)$ do sistema LVT é dada por

$$G_p(z, T_s) = \frac{Num(z, T_s)}{Den(z, T_s)}. \quad (48)$$

As mudanças na estrutura causadas pela variação de T_s são canceladas com a adição do compensador

$$C(z, T_s) = G_p(z, \bar{T})G_p^{-1}(z, T_s). \quad (49)$$

Na figura 36 está apresentado através de diagrama de blocos a configuração de controle utilizada com a inserção do compensador $C(z, T_s)$.

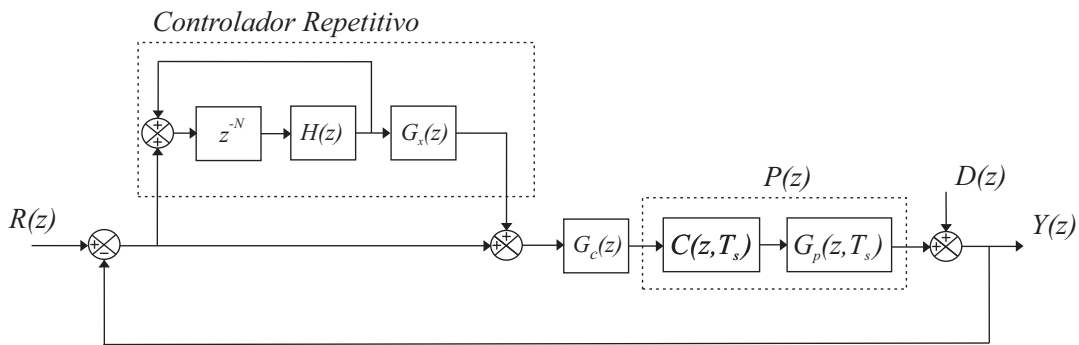


Figura 36: Diagrama de blocos do sistema de pré-compensação de planta para controladores repetitivos submetido à variação de frequência do sinal de referência/distúrbio.

Conforme figura 36, conclui-se que $P(z)$ é

$$P(z) \triangleq C(z, T_s)G_p(z, T_s) = G_p(z, \bar{T}). \quad (50)$$

sendo T_s igual ao valor nominal de amostragem e o compensador não sofre nenhuma alteração. Na figura 37, é apresentada, através de diagrama de blocos, de que forma é realizada a atualização da taxa de amostragem no sistema.

Na figura 38 é apresentada a simulação para a mesma carga utilizada no método anterior, ou seja, as cargas 1, 2 e 3 simultaneamente, considerando uma frequência de rede abaixo de seu valor nominal de 60 Hz. Neste caso, o sistema opera a 59 Hz. Nesta situação a frequência de amostragem passa de 12 kHz para 11,8 kHz. Como pode se verificar, a DHT_i é menor que o método de truncamento do número de amostras. Para outras variações, como as

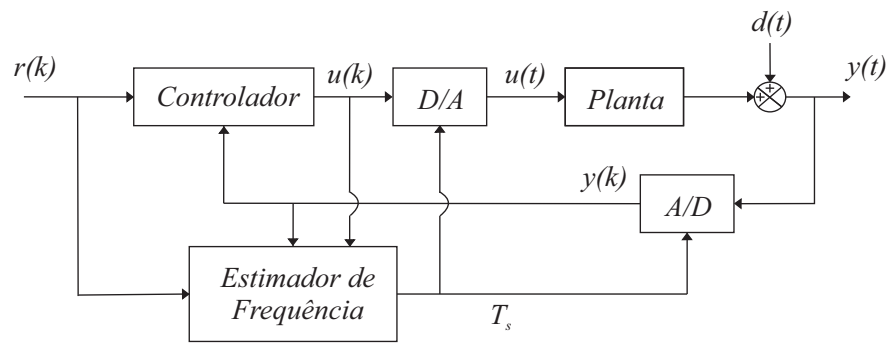


Figura 37: Diagrama de blocos do sistema com variação da taxa de amostragem.

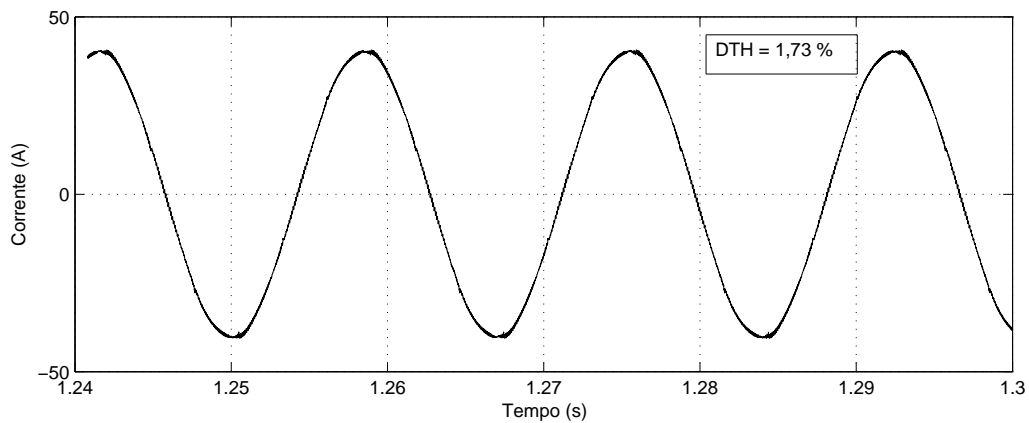


Figura 38: Simulação com método de variação da taxa de amostragem para uma frequência da rede igual a 59 Hz.

apresentadas no método do truncamento do número de amostras, a DHT_i e as formas de onda de corrente permanecem praticamente as mesmas quando comparadas as figuras apresentadas na figura 38.

2.7 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, inicialmente, foram apresentados o modelo matemático do FAP utilizado e os fundamentos sobre controladores repetitivos. Os controladores repetitivos foram analisados quando submetidos à variações de carga e de frequência da rede, sendo também revisadas as principais técnicas para suprimir os distúrbios ocasionados por tais variações.

Neste capítulo, pôde-se verificar a dinâmica do sistema e observar as principais características dos distúrbios gerados durante os transitórios ocasionados por conexões ou desconexões de cargas lineares e não lineares.

Na sequência, apresentou-se os algoritmos de reinicialização e de adaptação do ganho do controlador repetitivo, descrevendo-se quais as vantagens e limitações de cada um na

minimização desses efeitos. O algoritmo de reinicialização convencional proposto por (RECH; PINHEIRO, 2004), se mostrou eficiente na ocorrência de mudança entre cargas não lineares e lineares. Nestes casos, o tempo de acomodação diminuiu consideravelmente. Já quando o controlador repetitivo foi reinicializado durante variações entre cargas não lineares, o mesmo não obteve bons resultados. O algoritmo de adaptação do ganho apresentou um ótimo resultado para sistemas submetidos a ruído aleatório, principalmente devido ao fato de manter valores baixos de ganho para cargas lineares e valores altos de ganho para cargas não lineares. Essas características se mostraram muito importante quando o FAP está operando apenas no modo de compensação estática de reativos, pois nessas ocasiões, não há existência de erros cíclicos, e o controlador repetitivo acaba atuando de forma a amplificar os ruídos aleatórios.

Por fim, analisou-se a influência da variação de frequência no desempenho de controladores repetitivos, sendo descritas duas das principais técnicas utilizadas para minimizar esse problema, o de truncamento do número de amostras e o de variação da taxa de amostragem. O método de variação da taxa de amostragem se mostrou mais preciso, porém altera o sistema originalmente LIT para LVT, o que exige atenção em sua utilização. O método de truncamento do número de amostras, mesmo não sendo tão preciso, manteve o nível de DHT_i abaixo de 5%, o que o torna muito atrativo em aplicações práticas devido a simplicidade de implementação.

3 CONTROLE REPETITIVO ADAPTATIVO COM LÓGICA DE REINICIALIZAÇÃO

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, inicialmente, apresenta-se a modificação realizada no algoritmo convencional de reinicialização do controlador repetitivo, a qual consiste na adição de uma lógica que diferencia cargas lineares de não lineares e garante a reinicialização do controlador apenas quando restam conectadas ao sistema cargas lineares. Na sequência, apresenta-se uma nova função de adaptação, que garante pequenas variações no ganho do controlador repetitivo tanto para sinais periódicos como não periódicos, sendo que, para os primeiros, o valor do ganho é próximo do limite máximo de estabilidade e, para o segundo, o valor do ganho é próximo de zero. Posteriormente, é proposta uma solução híbrida entre os dois algoritmos desenvolvidos. Por fim, os algoritmos são avaliados durante variações de frequência da rede, sendo realizadas comparações com os algoritmos convencionais.

3.2 CONTROLE REPETITIVO COM LÓGICA DE REINICIALIZAÇÃO MODIFICADA (MRLRPC)

Como pode ser visto no capítulo anterior, a reinicialização não é adequada para todos os casos. Quando ocorre conexão de cargas não lineares, a reinicialização acaba por aumentar a DHT_i nos ciclos posteriores ao transitório. Dessa forma, com o intuito de minimizar tais efeitos, propõe-se um algoritmo que reinicie o controlador apenas quando restam cargas lineares conectadas ao sistema.

O algoritmo proposto, consiste em identificar através das correntes de referência do FAP, qual o tipo de carga está conectada ao sistema. Quando cargas não lineares estão conectadas, as correntes de referência nos eixos d e q possuem uma forma de onda oscilante, conforme demonstrado na figura 39. Quando apenas cargas lineares estão conectadas, as formas de onda de corrente nos eixos síncronos d e q idealmente são constantes e se comportam de acordo com a figura 40.

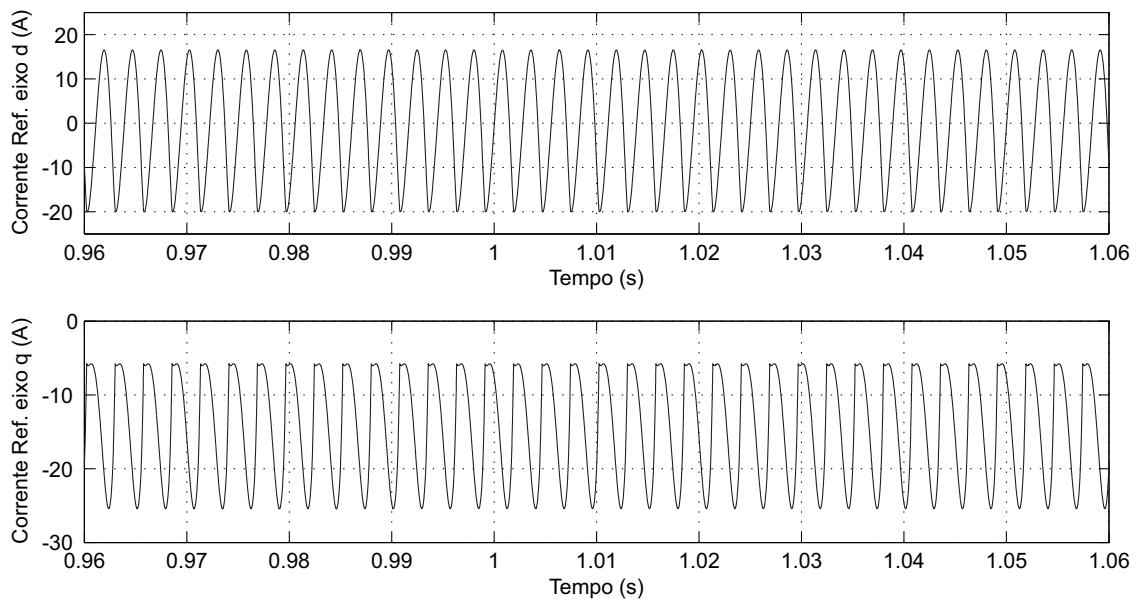


Figura 39: Exemplo correntes de referência nos eixos d e q para carga não linear.

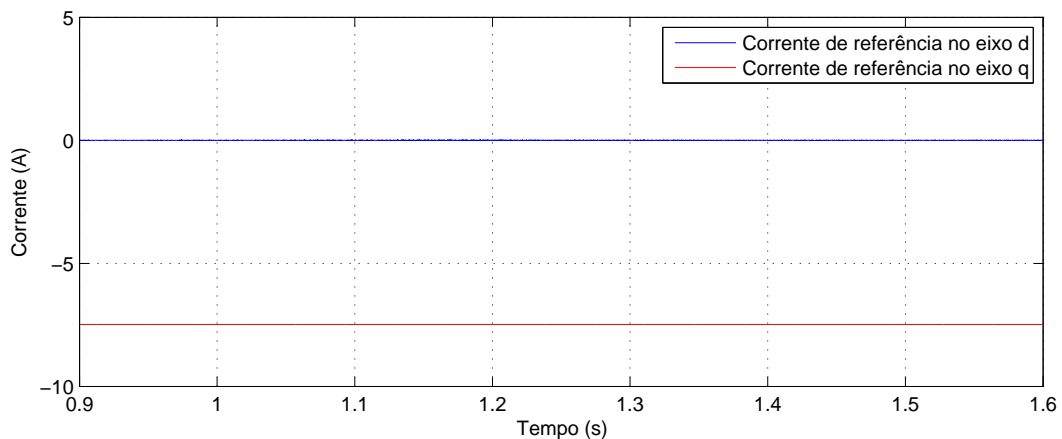


Figura 40: Exemplo correntes de referência nos eixos d e q para carga linear.

Para diferenciar cargas lineares de não lineares, elaborou-se um algoritmo que avalia o valor da derivada da corrente de referência em coordenadas dq . Idealmente, quando apenas cargas lineares estão conectadas, as correntes de carga referenciadas nos eixos síncronos dq são constantes, pois são compostas apenas pela componente harmônica fundamental. Dessa forma, a derivada dessas funções é praticamente nula. O mesmo não ocorre para cargas não lineares, pois as formas de onda das correntes tanto no eixo d como q , além de conter a componente fundamental, englobam juntamente todas as harmônicas que compõe o sinal. Assim sendo, as derivadas em ambos os eixos possuem valores elevados, caracterizando o tipo de carga como não linear.

No entanto, em sistemas reais com cargas lineares, dificilmente obtém-se valores próximos de zero para a derivada, devido a influência que o ruído aleatório exerce nesta

operação. Como esses sinais possuem um conteúdo harmônico de banda larga, a utilização de um filtro passa-baixas atenua consideravelmente seus efeitos.

Os ruídos aleatórios presentes nos sistemas de medição caracterizam-se por serem de alta frequência, e considerando a compensação de harmônicas até 51ª ordem, fixa-se a frequência de corte para o filtro passa-baixas de segunda ordem em 3100 Hz. Dessa forma, eliminam-se grande parte dos ruídos aleatórios. Na figura 41 (a) está apresentada a referência de corrente para uma carga linear no eixo de referência síncrono d , a qual após passar pelo filtro passa baixas, assume a forma de onda da figura 41 (b).

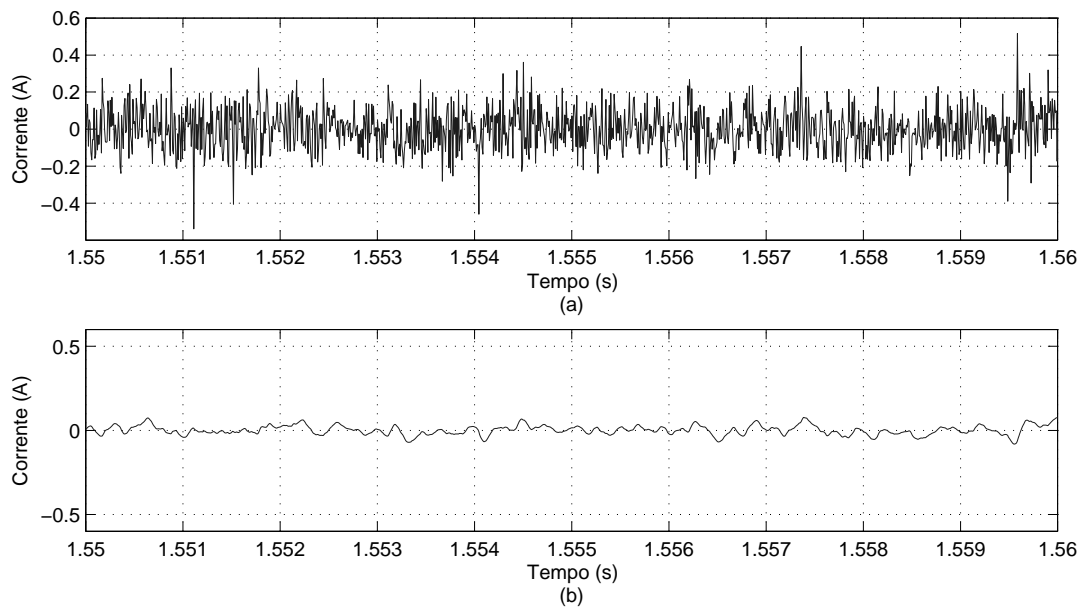


Figura 41: Corrente no eixo d para carga linear com ruído aleatório presente: (a) Corrente de referência. (b) Corrente do item (a) após passar pelo filtro passa-baixas.

Para garantir que valores constantes da corrente de referência, que podem ocorrer por pequenos instantes de tempo em certos tipos de cargas não lineares, não reiniciem o controlador, a condição de derivada próxima de zero é analisada por um determinado número de amostras. Na figura 42, está apresentado um fluxograma do algoritmo de reinicialização proposto neste trabalho. Nesta figura, $f_{Reinicializa}(k)$ é a função que determina a reinicialização do controlador repetitivo, $f_{Ddq}(k)$ é a derivada da corrente de referência nos eixos síncronos d ou q após passarem pelo filtro passa-baixas de segunda ordem, $e(k)$ é o erro de rastreamento, e_{lim} é o valor limite para ser comparado com o erro de rastreamento e f_{Dlim} é o valor limite por meio do qual se considera a função derivada próxima de zero. Nas simulações que seguem, $e_{lim} = 4 A$ e $f_{Dlim} = 0,5 A$.

A figura 43 demonstra o resultado do controlador repetitivo com a lógica de

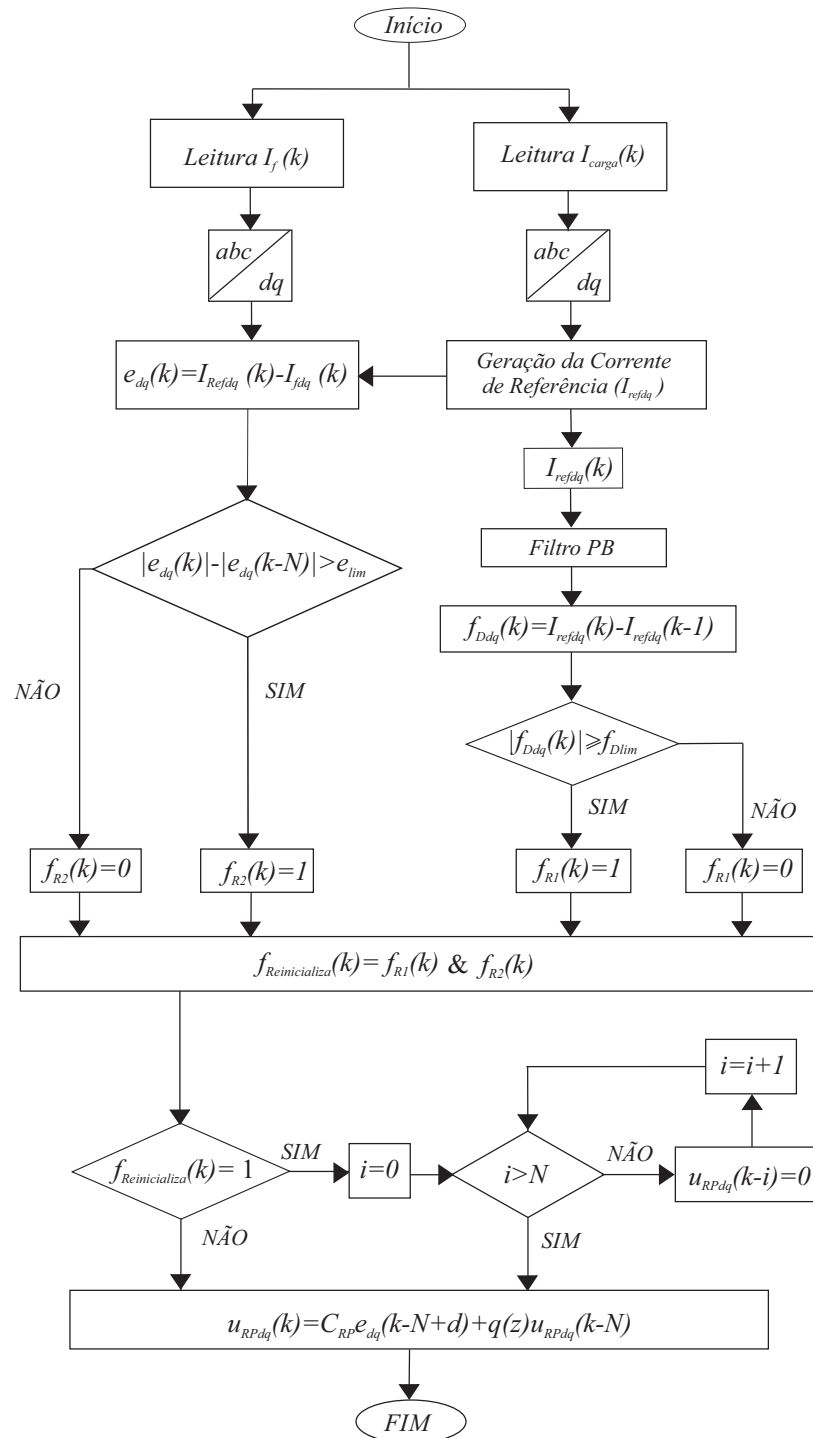


Figura 42: Fluxograma do algoritmo de reinicialização proposto.

reinicialização proposta durante uma variação de carga não linear para linear. Neste exemplo, inicialmente, estão conectadas as cargas 1, 2 e 3, sendo que no instante de tempo $t=2$ s, as cargas 2 e 3 são desconectadas. Nesta situação, o filtro ativo opera apenas como compensador estático de reativos.

Na figura 44, o algoritmo é testado para variação entre cargas não lineares. Neste

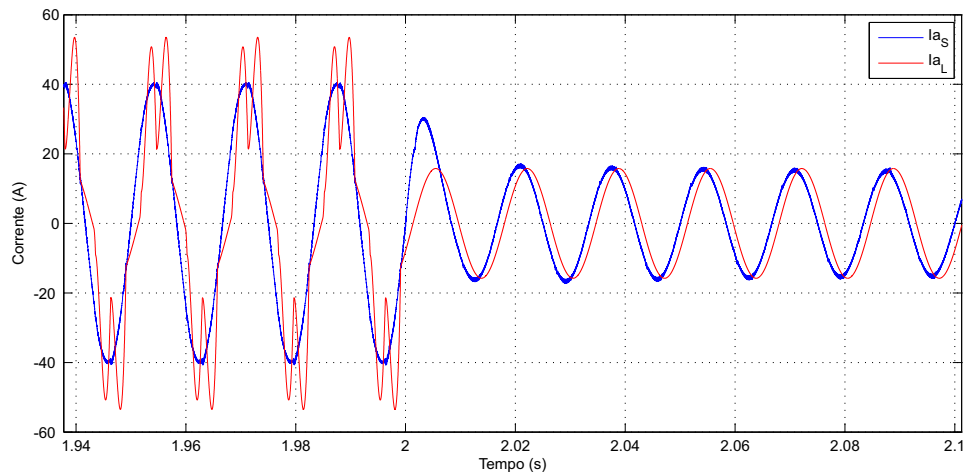


Figura 43: Formas de onda da corrente de carga e corrente compensada com lógica de reinicialização proposta durante desconexão das cargas 2 e 3, no instante $t=2$ s, restando apenas a carga linear 1.

exemplo, inicialmente as cargas 1 e 2 estão conectadas, sendo que no instante de tempo $t=2$ s, a carga 3 é conectada ao sistema. Como pode ser verificado, não ocorre reinicialização do controlador repetitivo e a forma de onda de corrente logo após o transitório já assume valores baixos de DHT_i .

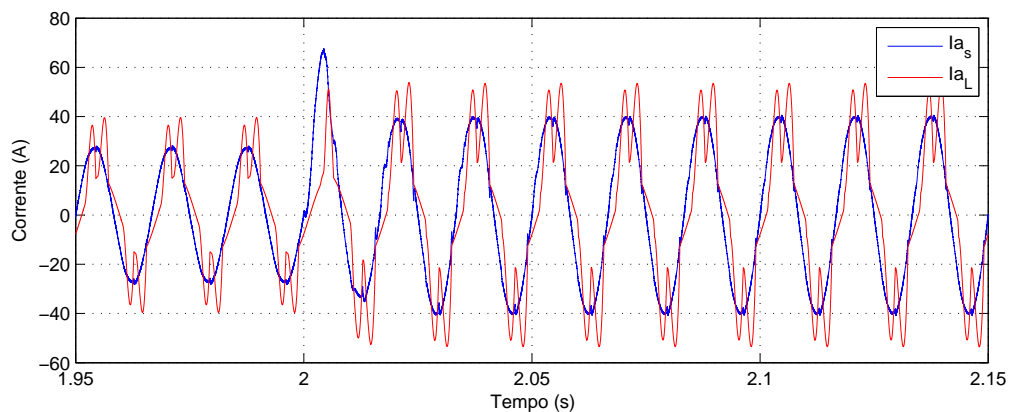


Figura 44: Formas de onda da corrente de carga e corrente compensada com lógica de reinicialização proposta durante conexão de carga não linear no instante de tempo $t=2$ s.

Caso apenas a lógica de reinicialização convencional for utilizada, com certeza o controlador será reinicializado, visto o elevado valor de erro decorrente da conexão desta nova carga, como pode se verificar na figura 45. Na figura 46, para efeitos de comparação, é apresentado o mesmo exemplo da figura 44 com a utilização do algoritmo de reinicialização convencional.

Outro ponto que deve ser levado em consideração, em aplicações práticas, é a

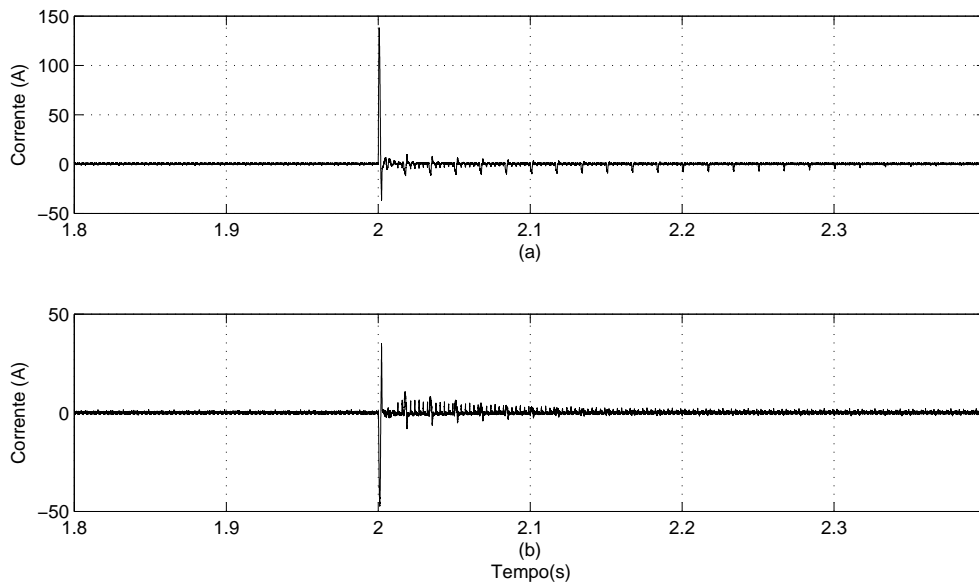


Figura 45: Erro em coordenadas dq do controlador repetitivo durante conexão de carga não linear: (a) Eixo d . (b) Eixo q .

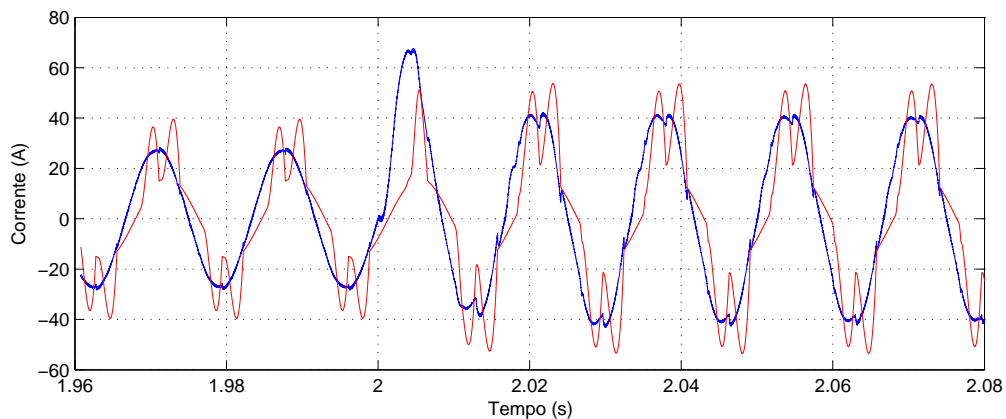


Figura 46: Formas de onda da corrente de carga e corrente compensada com lógica de reinicialização convencional durante conexão de carga não linear no instante de tempo $t=2$ s.

presença de ruído aleatório presente no sistema de medição. Dependendo do nível de ruído e do valor limite estabelecido pela lógica convencional de reinicialização, o algoritmo acaba reinicializando o controlador repetitivo indevidamente, e em certos casos, diversas vezes consecutivamente.

A figura 47 ilustra a corrente compensada e os erros nos eixos síncronos dq quando as cargas 1, 2 e 3 estão conectadas e sob presença de ruído aleatório de aproximadamente 1,25% do valor da corrente drenada pela carga. Entre os instantes 1,10 s a 1,11 s, o valor do ruído aleatório passa para 7,5% em relação à corrente da carga. Utilizando a lógica proposta neste trabalho, como durante o distúrbio ocorrido a carga conectada é não linear, o controlador repetitivo não

é reinicializado, como pode ser verificado na mesma figura.

Na figura 48, para efeitos de comparação, o mesmo caso é simulado utilizando-se o algoritmo proposto por (RECH; PINHEIRO, 2004). A reinicialização não é necessária e acaba danificando a forma de onda da corrente compensada. Como o *buffer* do controlador é zerado, são necessários em torno de 10 ciclos para que o controlador repetitivo volte a compensar adequadamente.

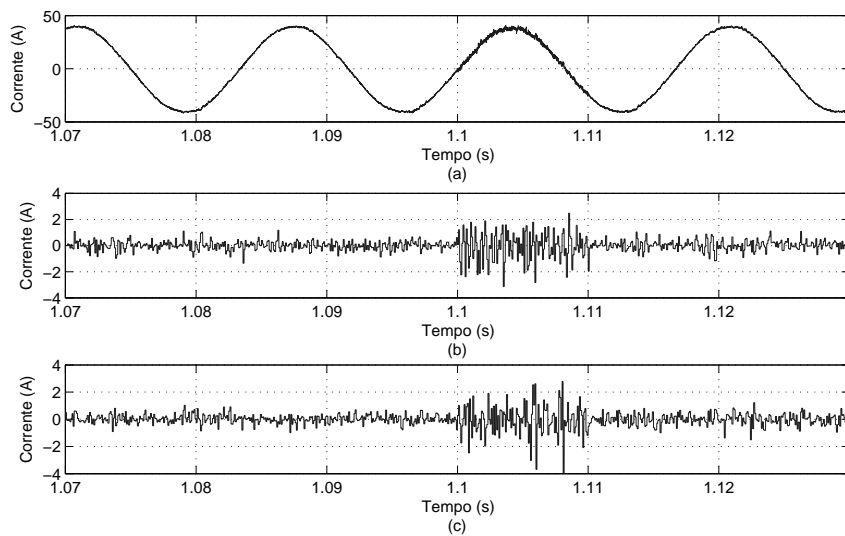


Figura 47: Influência do ruído aleatório com a utilização do método de reinicialização proposto: (a) Na corrente compensada. (b) No erro do eixo d . (c) No erro do eixo q .

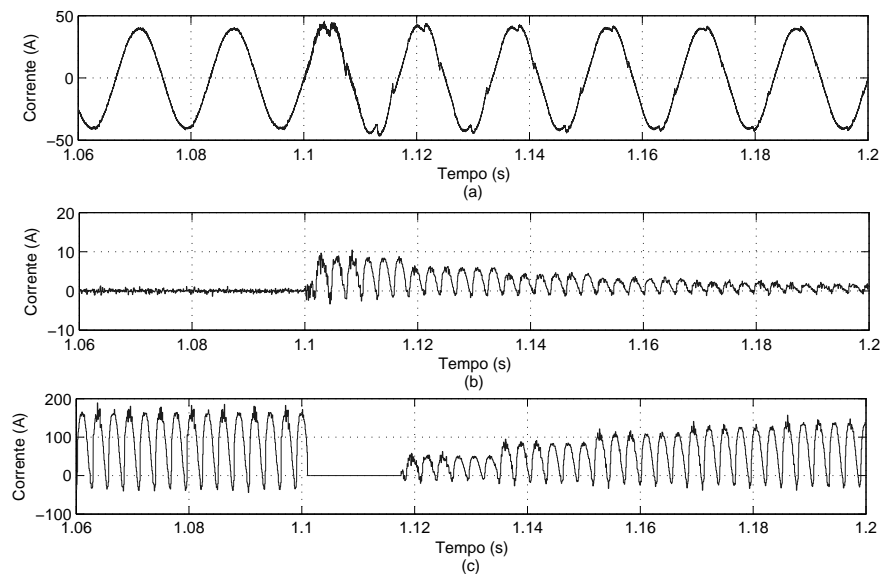


Figura 48: Influência do ruído aleatório com a utilização do método de reinicialização de (RECH; PINHEIRO, 2004): (a) Corrente compensada. (b) Erro no eixo d . (c) Ação de controle repetitiva no eixo d .

3.3 CONTROLE REPETITIVO ADAPTATIVO

3.3.1 ADAPTAÇÃO DO GANHO DO CONTROLADOR REPETITIVO

Neste trabalho, o algoritmo de adaptação é semelhante ao proposto por (CARATI, 2003), modificando-se apenas a função de adaptação e a função $\gamma(k)$. Como função de adaptação, optou-se por utilizar uma função sigmóide, que é definida por

$$f(x, a, b) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-b)}}, \quad (51)$$

na qual os parâmetros a e b determinam a inclinação da curva na transição entre zero e um. O gráfico da função sigmóide é ilustrado na figura 49, onde utilizou-se $a=2$ e $b=4$.

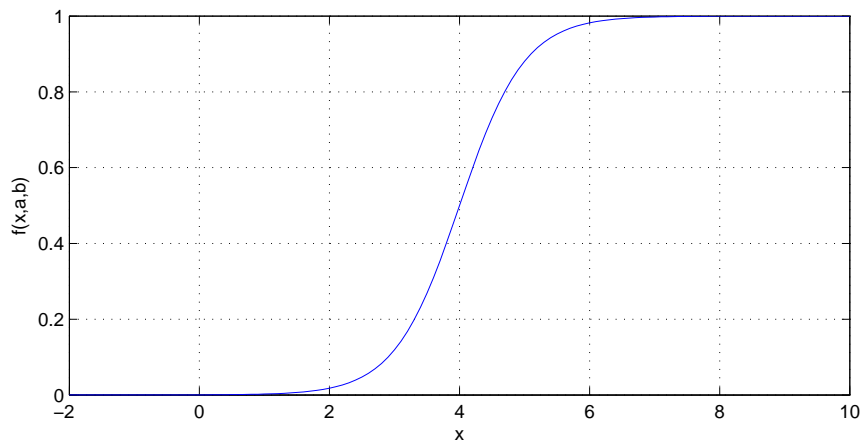


Figura 49: Função sigmóide para $a = 2$ e $b = 4$.

Essa função foi escolhida por garantir uma pequena variação do ganho quando a função $\gamma(k)$, definida por,

$$\gamma(k) = \sum_{i=1}^N |S_{erros}(k-i)|, \quad (52)$$

estiver abaixo de a . Esta região é caracterizada por representar sinais aleatórios (ruídos) e sinais não periódicos. Já para valores próximos a um, região em que a função $\gamma(k)$ representa erros periódicos, a função sigmóide possui uma pequena variação do ganho, o que garante que, para erros cíclicos, o controlador opere com ganhos próximos ao limite de estabilidade permitido. Na equação (52), o somatório dos erros S_{erros} é determinado por

$$S_{erros}(k) = \sum_{i=0}^k e(k-iN). \quad (53)$$

Utilizando-se as equações (51) e (52), define-se o ganho $C_{ARP}(k)$, isto é,

$$C_{ARP}(k) = \frac{1}{1 + e^{-a(\gamma(k)-b)}} \bar{\lambda}, \quad (54)$$

onde $\bar{\lambda}$ é o ganho máximo para garantir a estabilidade do sistema. Para definir qual a margem de estabilidade do maior valor de ganho permitido pelo controlador repetitivo, foi utilizado o método do lugar das raízes, obtendo-se um valor limite de 0,3 para $\bar{\lambda}$.

Na figura 50 está representada a função $\gamma(k)$ dividida por 1000. Nesta simulação, inicialmente, estão conectadas as cargas 1, 2 e 3 e, no instante tempo $t=2$ s, apenas a carga linear 1 permanece conectada. Pode se verificar que quando a característica da carga é não linear o valor da função $\gamma(k)$ é alto e, para cargas lineares, nas quais não ocorrem distúrbios cíclicos, o valor é baixo.

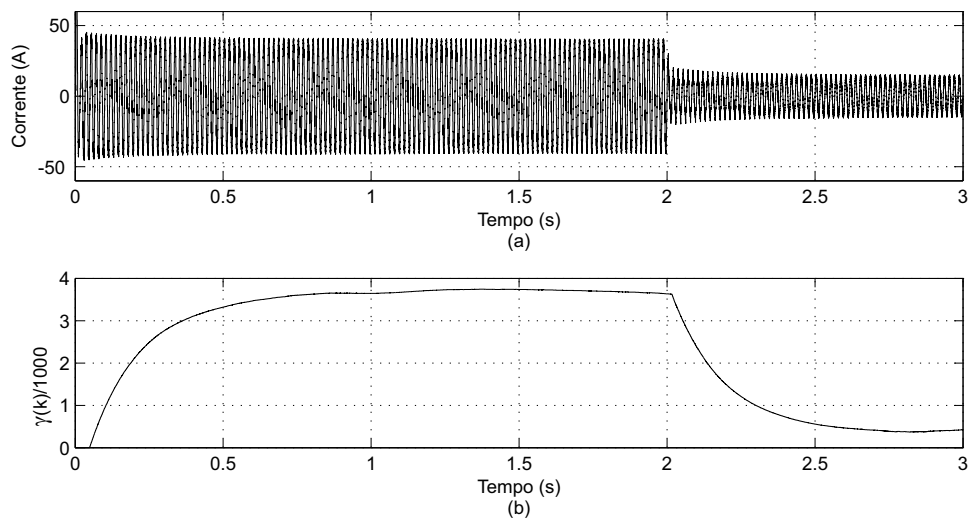


Figura 50: Evolução da função $\gamma(k)$ para variação de carga não linear para linear.

Com base nesse exemplo, definiu-se os parâmetros da função sigmóide como $a = 0,9$ e $b = 2.1$. Na figura 51 é apresentado o ganho adaptado para o exemplo da figura 50 utilizando-se a função de adaptação apresentada na equação (54).

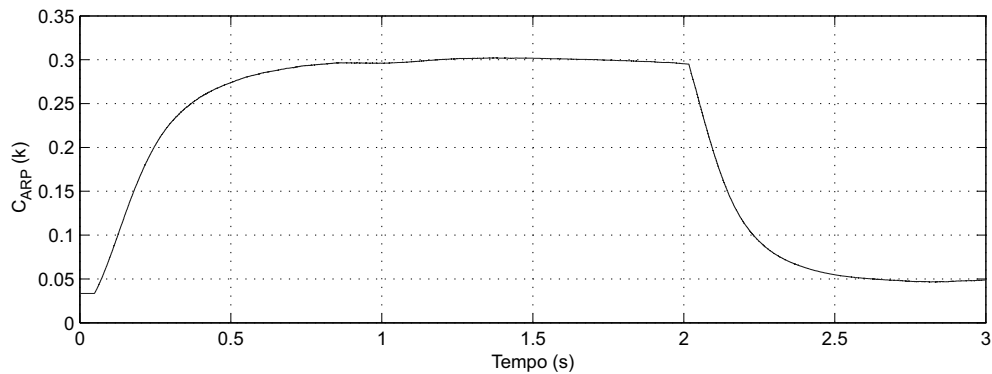


Figura 51: Gráfico de adaptação do ganho para o exemplo da figura 50.

Na figura 52 pode-se visualizar a sequência lógica do algoritmo de adaptação do ganho do controlador repetitivo proposto.

Na figura 53, apresenta-se a aplicação do algoritmo de adaptação do ganho durante as seguintes situações: primeiramente, as três cargas da Tabela 1 estão conectadas; após 1 s, desconecta-se a carga 2; posteriormente, após 1,5 s, desconecta-se a carga 3, restando somente a carga linear 1 conectada. Na sequência, a carga 2 é conectada novamente.

Pode-se verificar que, para carga linear, que o ganho do controlador opera com valores baixos e que para cargas não lineares, os valores dos ganhos tendem ao limite de estabilidade. Embora a adaptação do ganho seja fundamental, durante o transitório ocorrido devido a desconexão de cargas não lineares restando apenas cargas lineares conectadas, mesmo com a redução do ganho, a compensação só se torna efetiva após vários ciclos, como pode ser verificado na figura 54. Uma solução para esse caso seria a reinicialização do controlador repetitivo, o que sugere uma solução híbrida entre adaptação de ganho e reinicialização do CRP.

Outro ponto fundamental da adaptação do ganho, pode se verificar em sistemas submetidos a uma quantidade relevante de ruído aleatório. Nestes casos, quando o FAP estiver operando apenas na compensação de reativos, altos ganhos do controlador repetitivo acabam aumentando a $DHT_i\%$ da corrente entregue para fonte pois, como dito anteriormente, o controlador repetitivo não consegue compensar sinais aperiódicos. Na figura 55, está apresentada a forma de onda da corrente compensada, com presença de ruído aleatório de aproximadamente 2% do valor da corrente drenada pela carga. No instante de tempo $t=2,3$ s ocorre um distúrbio aleatório de 3 ms, com máximo valor de pico na ordem de 10% do valor da corrente drenada pela carga. Como pode ser verificado nesta figura, os efeitos desse distúrbio surtem pouco efeito no próximo ciclo, visto que o valor do ganho do controlador repetitivo,

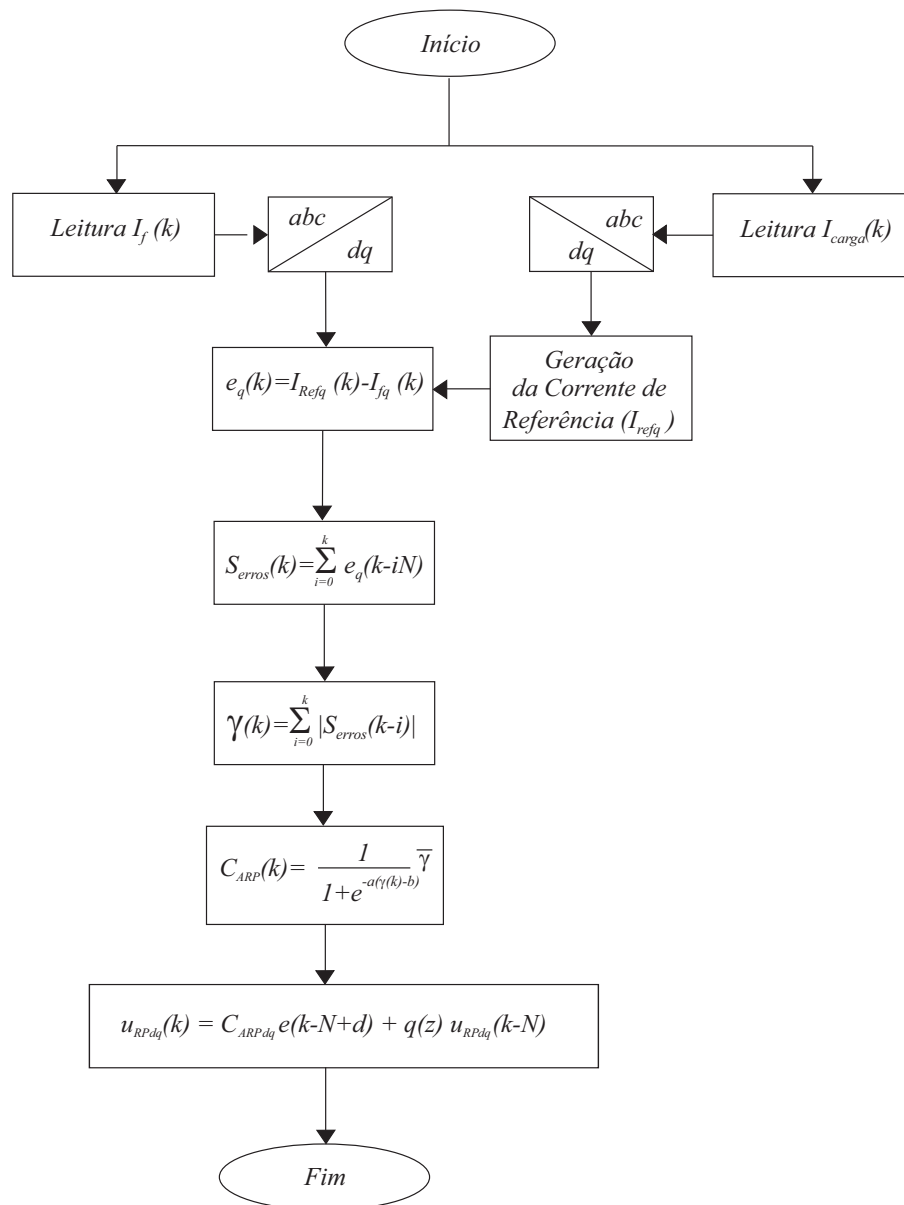


Figura 52: Fluxograma do controlador repetitivo com adaptação do ganho.

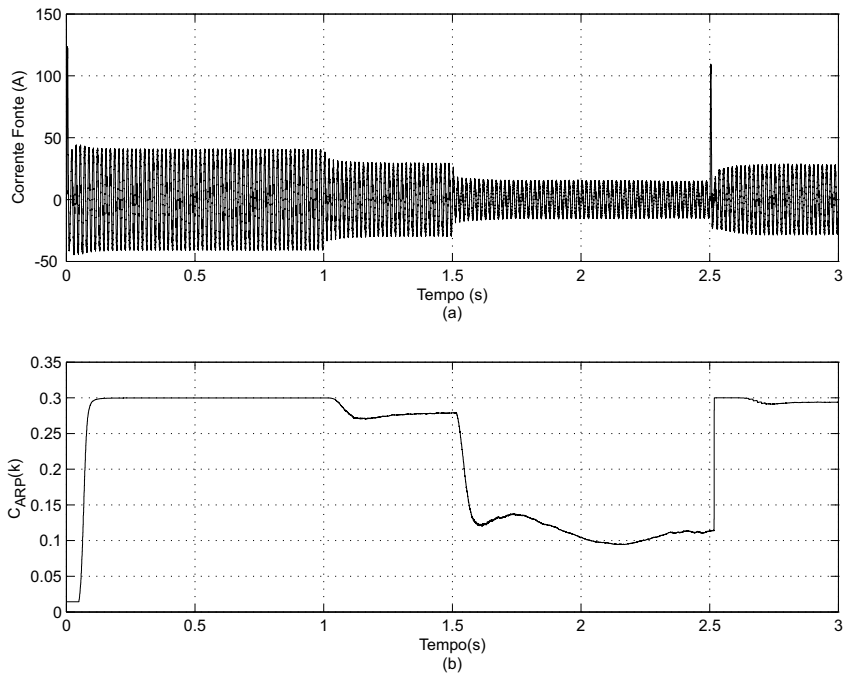


Figura 53: Adaptação do ganho conforme variação de carga.

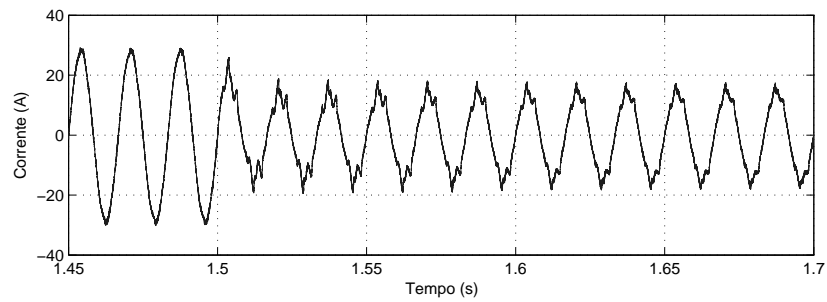


Figura 54: Corrente compensada durante variação de carga não linear para linear com adaptação do ganho para o exemplo da figura 53.

manteve-se abaixo de 0,1.

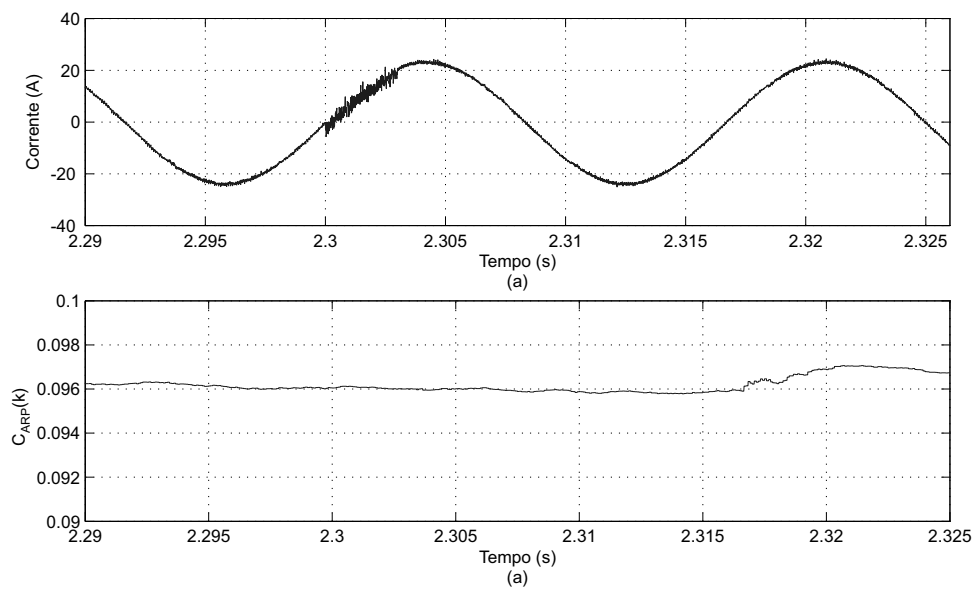


Figura 55: Adaptação do ganho durante distúrbio aleatório: (a) Corrente compensada na presença de ruído aleatório. (b) Adaptação do ganho.

3.3.2 CONSIDERAÇÕES SOBRE ADAPTAÇÃO DO GANHO

Como o sistema de controle está desacoplado, as adaptações de ganho para os ambos os eixos síncronos direto e em quadratura podem ser as mesmas. No entanto, algumas considerações devem ser levadas em conta. Em momentos em que apenas cargas resistivas permanecerem conectadas ao sistema, a referência de corrente em ambos os eixos síncronos dq serão iguais a zero. Nesse caso, surge uma corrente circulante no indutor do filtro do conversor proveniente da rede elétrica, conforme apresentado nas figuras 56 (a), (b) e (c). Como pode ser visto, para valores de ganho do controlador repetitivo próximos de zero, o valor dessa corrente assume seu maior valor, como apresentado na figura 56 (a). A medida que o ganho do controlador repetitivo aumenta, o valor dessa corrente diminui. No entanto, as componentes aperiódicas de alta frequência acabam intensificando-se devido a ação de controle repetitiva, como pode ser visto nas figuras 56 (b) e (c).

Essa corrente, por possuir uma característica periódica, faz com que a ação de controle repetitiva intensifique sua ação de forma a tentar eliminar este efeito. Como pode ser visto na figura 57. A ação de controle que tenta minimizar tal efeito está associada ao eixo direto. Dessa forma, a ação de controle repetitiva no eixo direto possui um elevado valor, devido ao caráter periódico do erro acumulado. Em virtude disto, a diferença do valor da função $\gamma(k)$ para cargas lineares e não lineares não apresenta diferença significativa de forma com que a função sigmoide consiga sintetizar valores altos de ganho para cargas não lineares e valores baixos para cargas lineares, como pode ser verificado nas figuras 58 (a) e 58 (b). Logo, o ideal é que o ganho do controlador repetitivo, para esses casos, seja o mínimo possível, mas suficiente para que possa limitar o valor da corrente circulante pelo indutor.

Considerando agora, o eixo síncrono q como base para a função de adaptação, obtém-se os resultados apresentados na figura 59. Como pode ser visto, o valor da função $\gamma(k)$ relativa ao eixo q , continua diferenciando cargas lineares de não lineares, o que possibilita que a função sigmoide estabeleça ganhos altos para cargas não lineares e ganhos baixos para cargas lineares. Logo, como base para o cálculo de adaptação do ganho se utilizou nesse trabalho o eixo síncrono q .

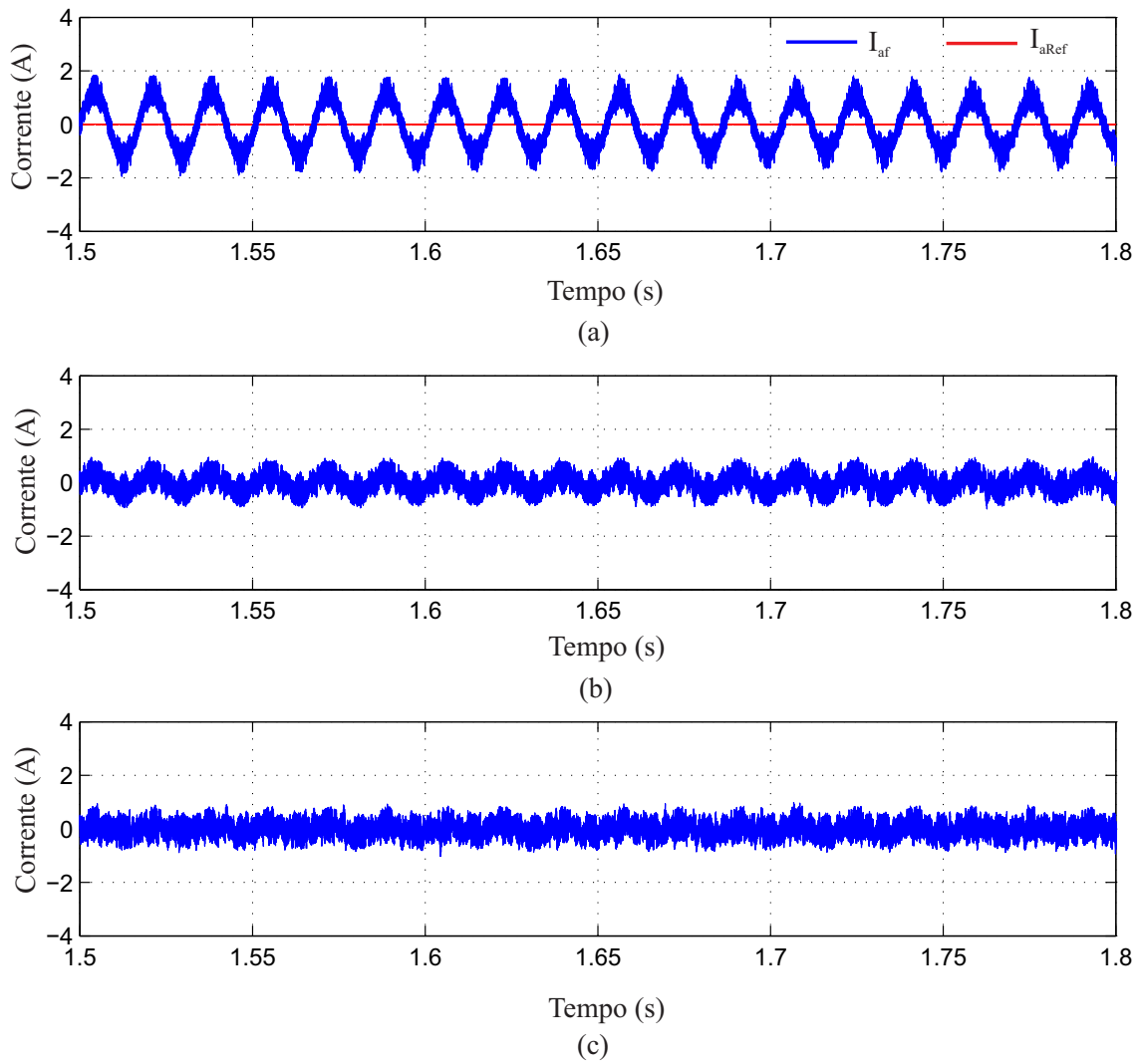


Figura 56: Efeitos da adaptação do ganho do controlador repetitivo com cargas puramente resistivas: (a) Ganho de 0,05. (b) Ganho de 0,15. (c) Ganho de 0,3.

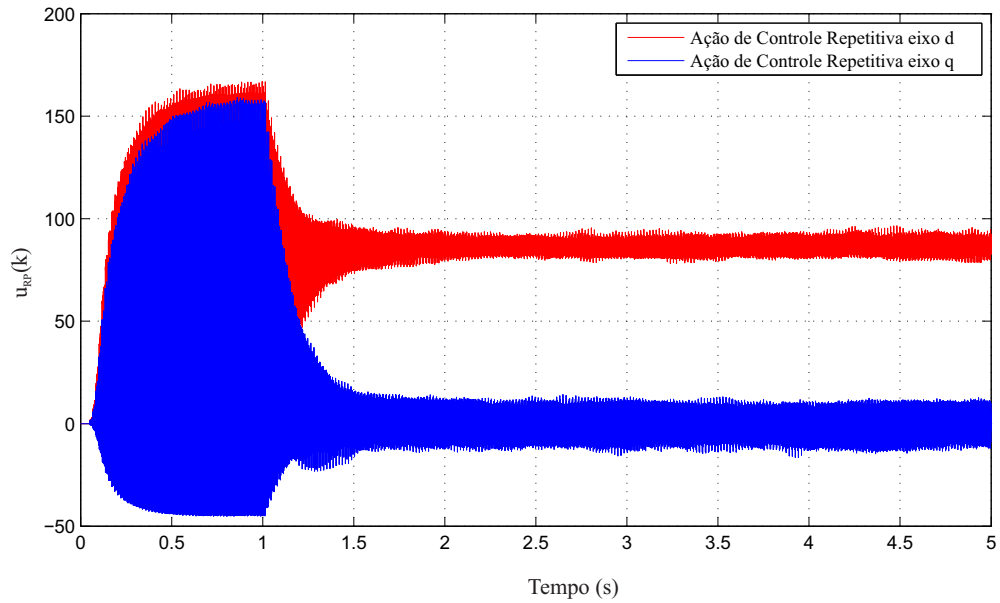


Figura 57: Ação de controle repetitiva em eixos síncronos dq quando apenas cargas resistivas estiverem conectadas ao sistema.

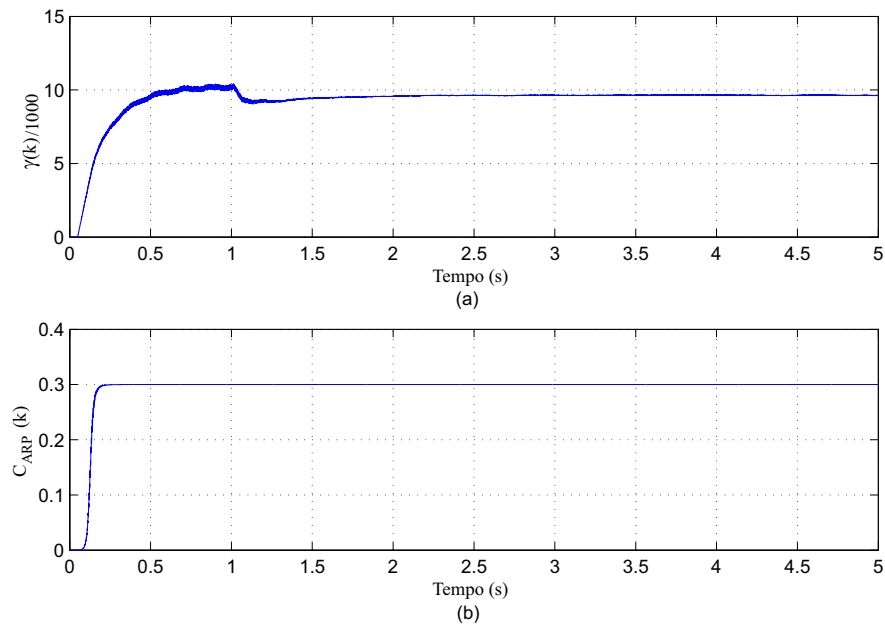


Figura 58: Função de adaptação $\gamma(k)$ e adaptação do ganho no eixo síncrono d para carga resistiva: (a) Função $\gamma(k)/1000$. (b) Ganho do controlador repetitivo.

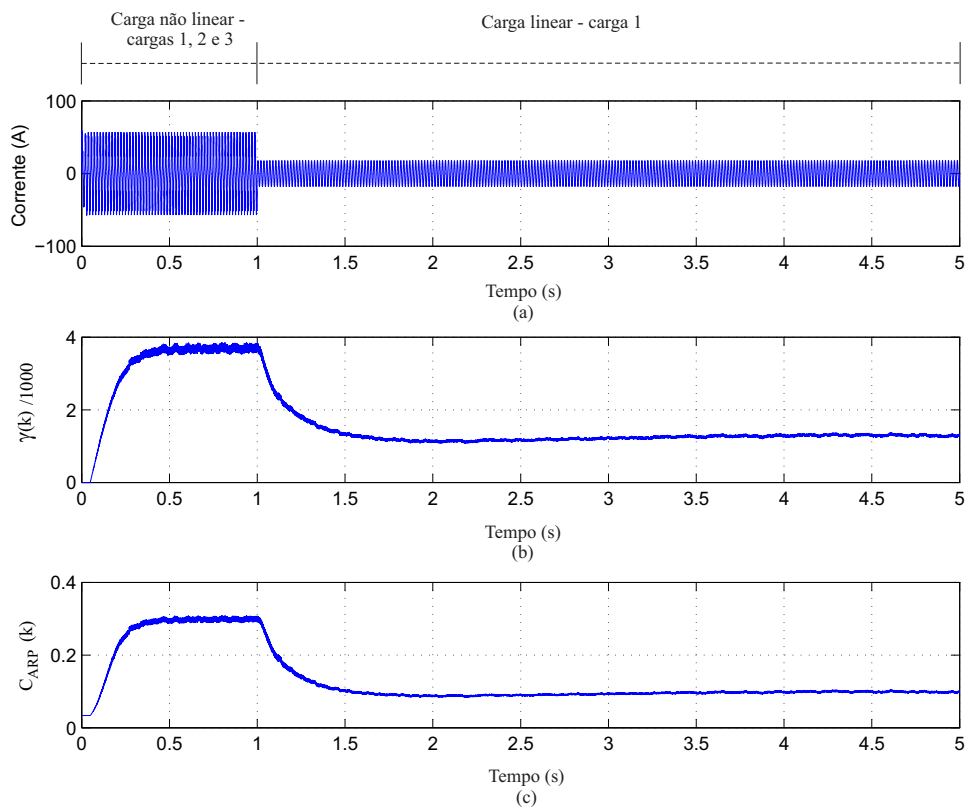


Figura 59: Função de adaptação $\gamma(k)$ e adaptação do ganho no eixo síncrono q para carga resistiva: (a) Corrente da carga. (b) Função $\gamma(k)/1000$. (c) Ganho do controlador repetitivo

3.3.3 SOLUÇÃO HÍBRIDA

Como ambos algoritmos propostos nesta seção possuem características distintas e que se mostraram importantes, cada qual com suas vantagens, o ideal é que operem de forma híbrida. Através do diagrama de blocos e do fluxograma apresentados nas figuras 60 e figura 61, respectivamente, pode-se visualizar de que forma o controlador proposto foi implementado. Tanto a lógica de reinicialização como o algoritmo de adaptação utilizaram os valores da malha de controle do eixo síncrono q como base para seus cálculos e monitoramento de distúrbio.

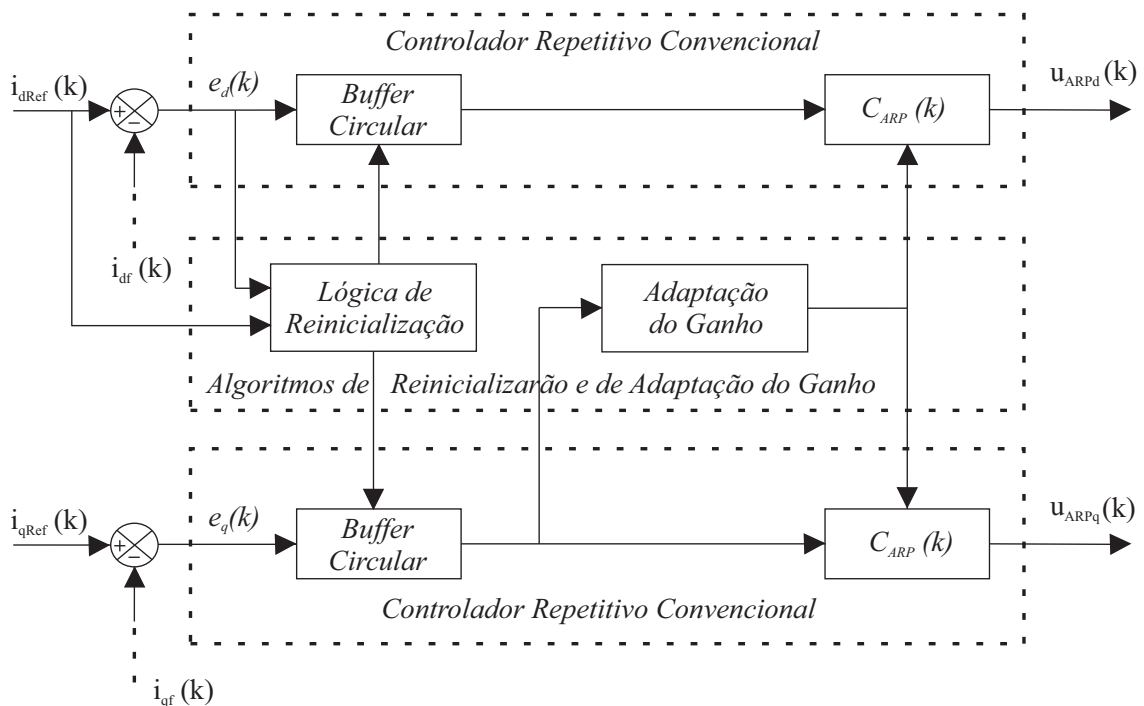


Figura 60: Diagrama de blocos do controlador repetitivo com lógica de reinicialização e adaptação do ganho.

Na figura 62 apresenta-se a corrente compensada e a adaptação do ganho utilizando-se o algoritmo proposto. Inicialmente, as cargas de teste 1, 2 e 3 estão conectadas. No instante de tempo $t=1$ s, a carga não linear 2 é desconectada. Na sequência, no instante de tempo $t=1,5$ s, a carga não linear 3 também é desconectada, restando apenas a carga linear 1. No instante $t=2,5$ s, a carga não linear 3 é conectada novamente.

Nas figura 63 e 64 pode-se visualizar as vistas ampliadas da corrente apresentada na figura 62 nos instantes $t=1$ s e $t=1,5$ s. Como pode ser verificado, durante a transição entre cargas não lineares o controlador não foi reinicializado, mesmo neste instante havendo um valor de erro considerável. Já durante o transitório decorrente da transição entre carga não linear e linear, o controlador repetitivo foi reinicializado e o ganho neste mesmo instante passou a assumir valores baixos.

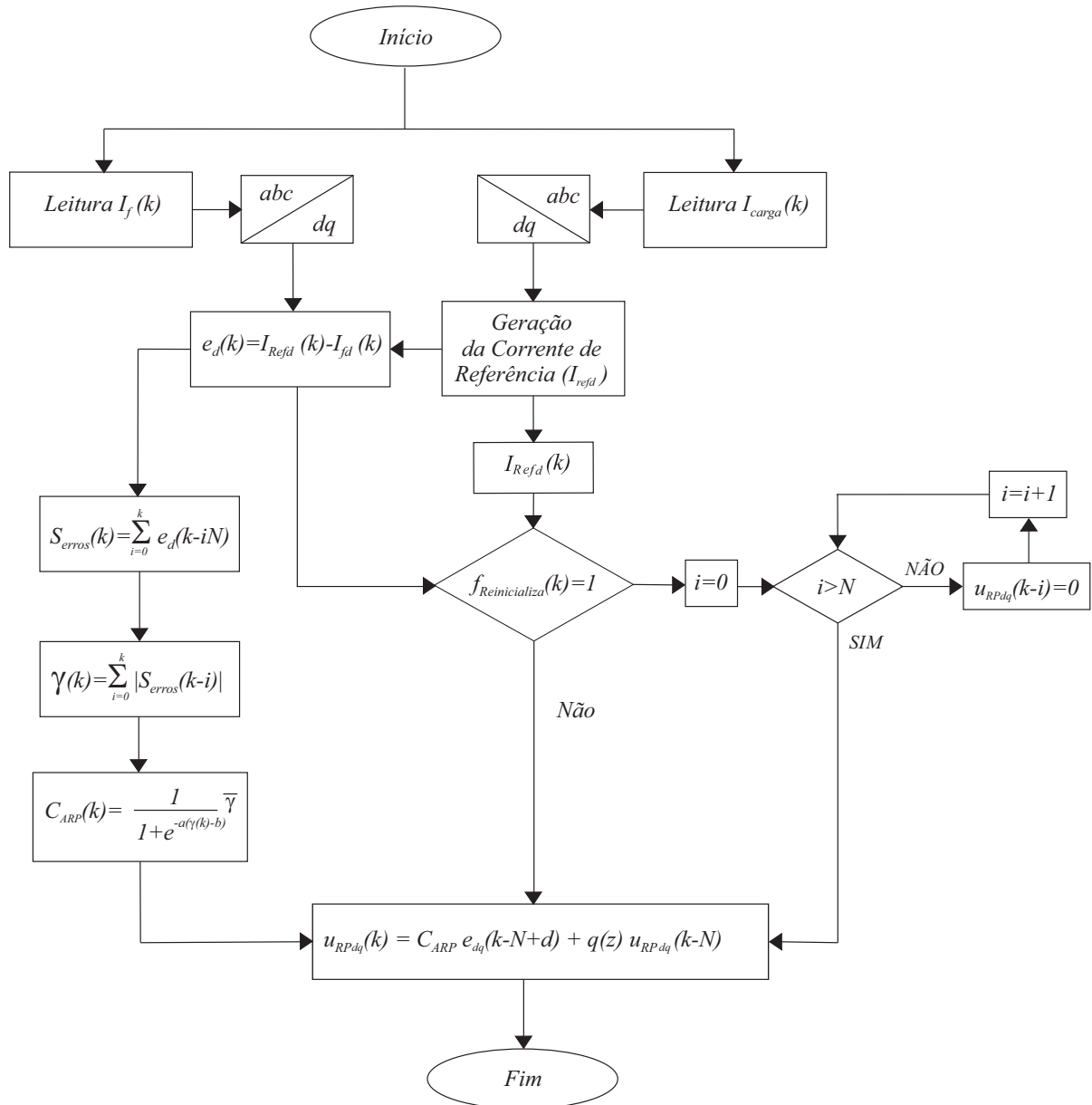


Figura 61: Fluxograma do controlador repetitivo com lógica de reinicialização e adaptação do ganho.

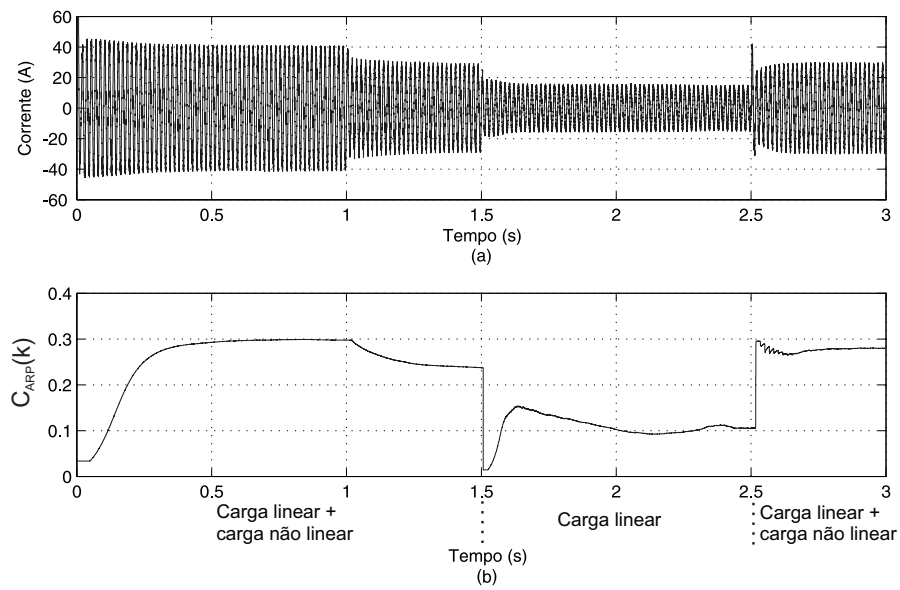


Figura 62: Adaptação do ganho com lógica de reinicialização: (a) Corrente compensada. (b) Adaptação do ganho.

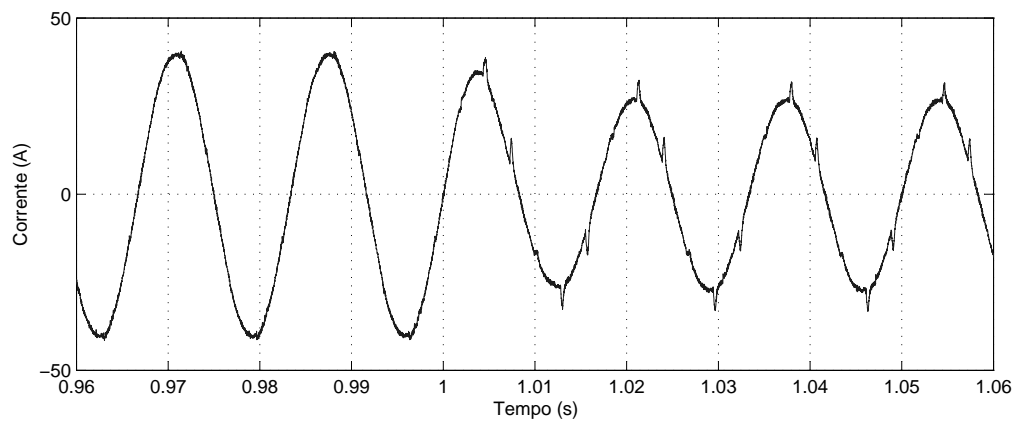


Figura 63: Vista ampliada da corrente da figura 62 (a) entre os instantes $t=0,98$ s e $t=1,08$ s.

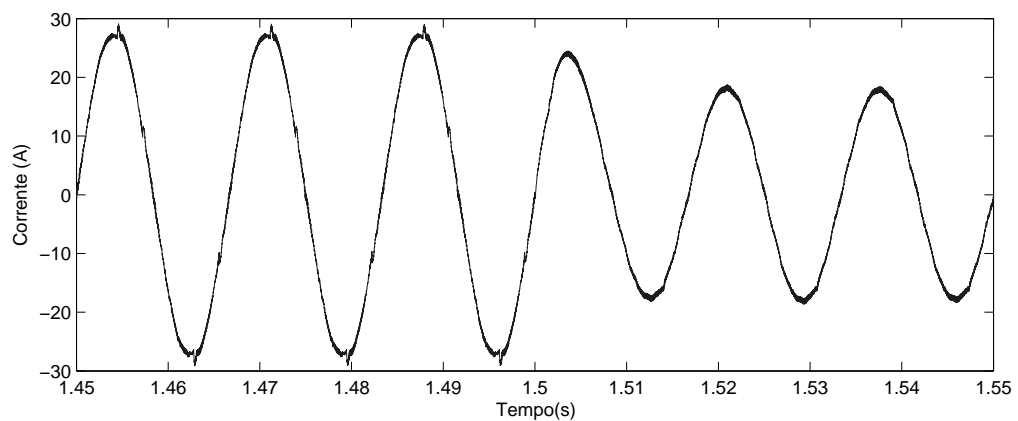


Figura 64: Vista ampliada da corrente da figura 62 (a) entre os instantes $t=1,45$ s e $t=1,55$ s.

3.4 EFEITOS DA VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA NA ADAPTAÇÃO DO GANHO E REINICIALIZAÇÃO DO CONTROLADOR REPETITIVO

Como o algoritmo de adaptação do ganho também é baseado no número de amostras por período, quando ocorre variação da frequência da rede, o mesmo sofre forte influência. Para demonstrar tal efeito, o mesmo caso apresentado na figura 62 é simulado novamente quando a frequência da rede for de 59 Hz. O resultado é apresentado na figura 65. Como pode ser verificado, a adaptação do ganho sofreu uma mudança brusca. Mesmo na presença de erros cíclicos, o ganho permaneceu baixo, semelhante ao ganho adaptado para carga linear.

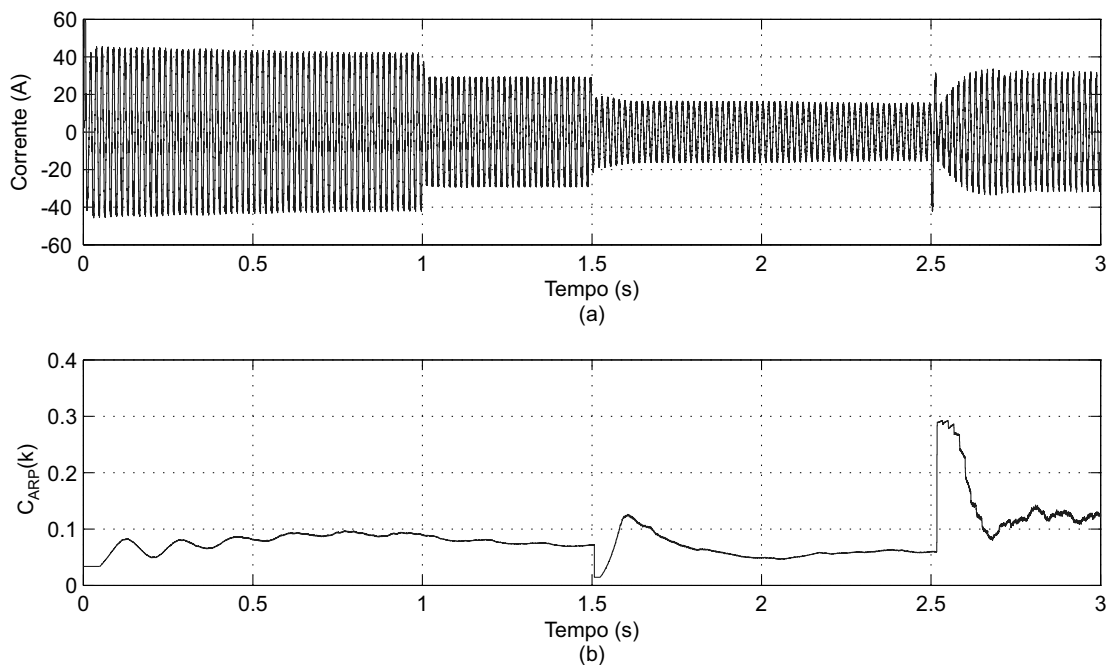


Figura 65: Efeitos da variação de frequência na adaptação do ganho: (a) Corrente compensada. (b) Ganho adaptado do controlador repetitivo.

Utilizando-se o mesmo caso como exemplo, na figura 66, estão demonstrados os erros representados no referencial dq , onde pode-se verificar que os erros em ambos os eixos se mantiveram com elevado valor. Para o algoritmo convencional de reinicialização, isso implicaria em reinicializações consecutivas e inviabilizaria ainda mais a aplicação desta lógica. Também pode ser verificado que, mesmo com o elevado valor de erro, como o algoritmo de reinicialização proposto neste trabalho baseia-se na identificação da carga, o controlador repetitivo apenas foi reinicializado durante a transição entre carga não linear e linear. Logo, pode-se concluir que o algoritmo de reinicialização proposto, mesmo sob variação de frequência da rede, se mantém estável.

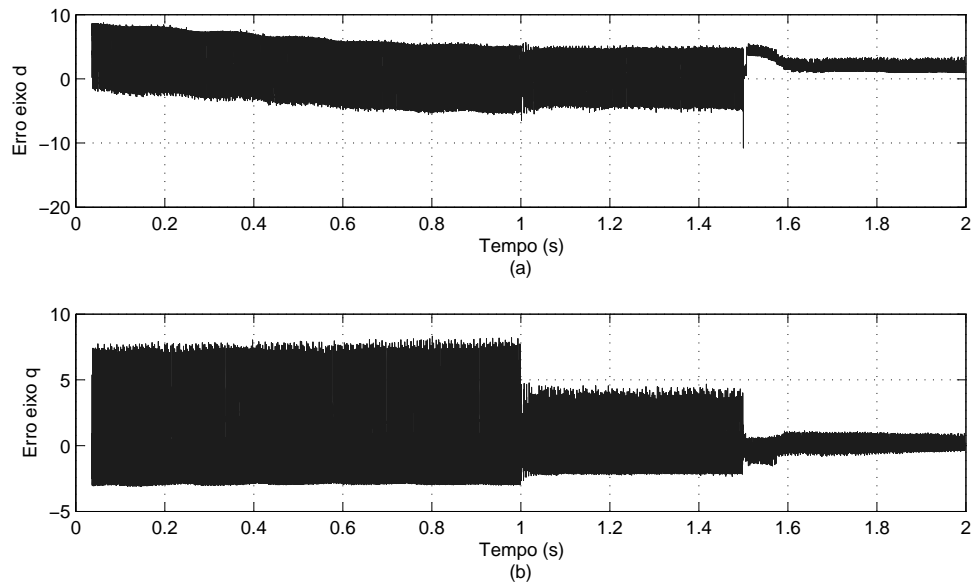


Figura 66: Erros nos eixos dq devido a variação de frequência: (a) Erro no eixo d . (b) Erro no eixo q .

Na figura 67 é aplicada a solução para variação de frequência pelo método do truncamento do número de amostras apresentada no capítulo 2, sem alterar a estrutura de adaptação do ganho.

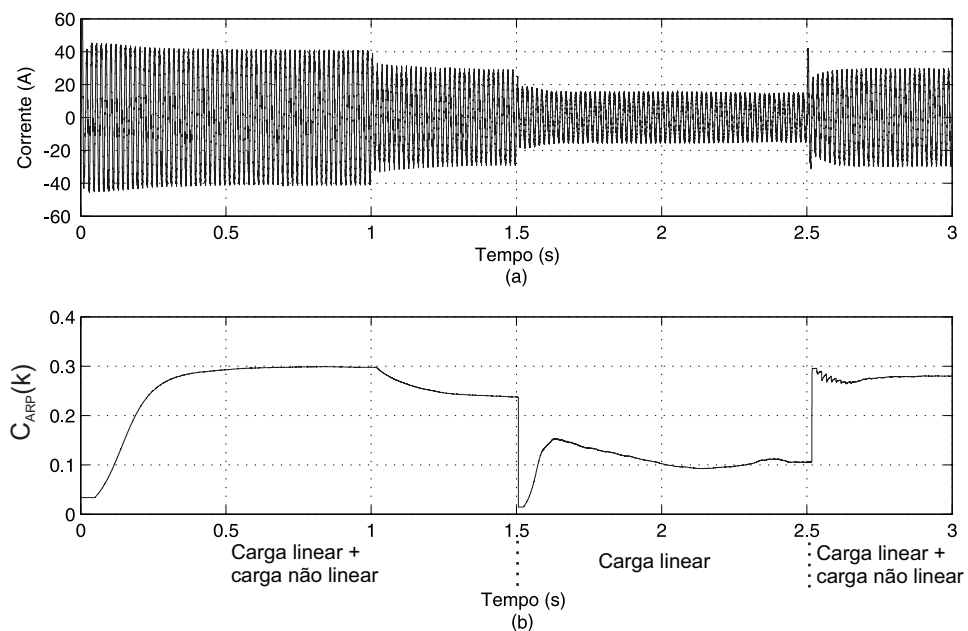


Figura 67: Efeitos da variação de frequência na adaptação do ganho com algoritmo de compensação da variação de frequência pelo método do truncamento do número de amostras: (a) Corrente compensada. (b) Adaptação do ganho.

Como pode ser verificado, apenas com a utilização de um algoritmo para compensação da variação de frequência, a adaptação do ganho assumiu uma postura mais próxima do

ideal. Logo, pode se concluir que o algoritmo de adaptação do ganho, no mínimo necessita da correção aplicada ao controlador repetitivo para compensar variações de frequência para funcionar corretamente.

Caso a solução de truncamento do número de amostras seja utilizada, uma solução mais precisa seria alterar juntamente com o comprimento dos *buffers* do controlador repetitivo, o valor de N utilizado na função γ da adaptação do ganho. Se for utilizada a solução baseada na variação da taxa de amostragem, o mesmo não é necessário, como pode ser visto na figura 68.

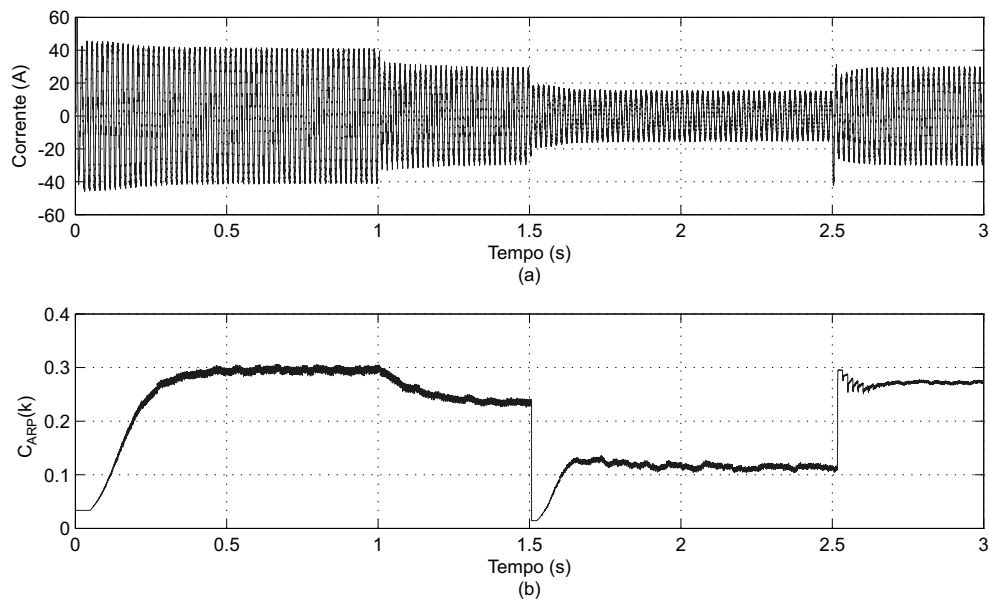


Figura 68: Efeitos da variação de frequência na adaptação do ganho com algoritmo de variação da taxa de amostragem: (a) Corrente compensada. (b) Adaptação do ganho.

3.5 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foram apresentados os algoritmos de reinicialização do controlador repetitivo modificado e o de adaptação do ganho, sendo os mesmos analisados durante conexões e desconexões de cargas não lineares e lineares. Para cada caso foram feitas comparações com os algoritmos convencionais e verificadas as contribuições de cada um. O algoritmo de reinicialização se mostrou eficiente principalmente por incluir uma etapa de identificação do tipo de carga conectada, o que garante a reinicialização do controlador repetitivo apenas quando houver erros de rastreamento com valores consideráveis e a carga conectada for linear. No algoritmo de adaptação do ganho, a função sigma modificada foi substituída por uma função sigmóide, com o intuito de suavizar as alterações de ganho próximas das regiões limites. Por fim, os algoritmos foram integrados de forma híbrida e analisados durante variações de

frequência. Nestas circunstâncias, a lógica de reinicialização apresentada obteve êxito, pois se baseia no tipo de carga conectada. Já a lógica convencional está suscetível a reinicializar o controlador consecutivamente quando ocorrer variações consideráveis de frequência. Verificou-se também que para o bom funcionamento do algoritmo de adaptação, a utilização de técnicas para compensação de variação de frequência em controladores repetitivos é fundamental.

4 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, inicialmente, é apresentada uma visão geral do sistema utilizado para realização dos testes experimentais. Na sequência, os algoritmos desenvolvidos neste trabalho são analisados sob variações entre cargas não lineares e na transição entre cargas não lineares para lineares. São também realizadas comparações com a lógica de reinicialização convencional do controlador repetitivo. Por último, verifica-se a importância da adaptação do ganho do controlador repetitivo na presença de apenas cargas lineares.

4.2 PLATAFORMA EXPERIMENTAL

Com intuito de validar as propostas apresentadas neste trabalho, implementou-se um protótipo monofásico de um filtro ativo de potência em paralelo. Na figura 69, apresenta-se uma visão geral da plataforma implementada para obtenção dos resultados experimentais. Para validação dos algoritmos propostos, optou-se pela utilização de um sistema monofásico, o qual reduz o número de variáveis envolvidas sem comprometer a comprovação dos métodos propostos. A parte referente a rede de energia elétrica, foi implementada colocando-se um transformador isolador de 220/380 V entre a rede elétrica e um variac, o qual é regulado para operar com tensão de saída de 127 Vrms. Entre o variac e a carga, utilizou-se um indutor (L_{aux}) de 6 mH, conforme esquema da figura 69. A inclusão deste indutor introduz certa inércia na variação da corrente de carga, o que auxilia na compensação da corrente fornecida pela fonte.

A medição das correntes é feita por transdutores de corrente de efeito *Hall*. Os sinais medidos são enviados para uma placa de condicionamento de sinais para adaptá-los ao nível de tensão de operação do processador digital de sinais (DSP). Nesta etapa, ruídos de alta frequência e de modo comum são atenuados. Os sinais de saída do processador referentes a ação de controle são enviados para uma placa de pré-*drive*, a qual condiciona o sinal PWM proveniente do DSP a níveis adequados para o *drive* de acionamento dos IGBTs. O conversor monofásico

foi implementado em uma topologia em ponte completa com um filtro L na saída. O barramento CC é garantido por duas fontes Agilent modelo N5770A conectadas em série. Estas fontes têm capacidade de corrente de 10 A e de tensão de 150 V cada. O filtro L foi projetado utilizando-se núcleos de ferrite, de forma a operar em altas frequências sem comprometer a eficiência do mesmo.

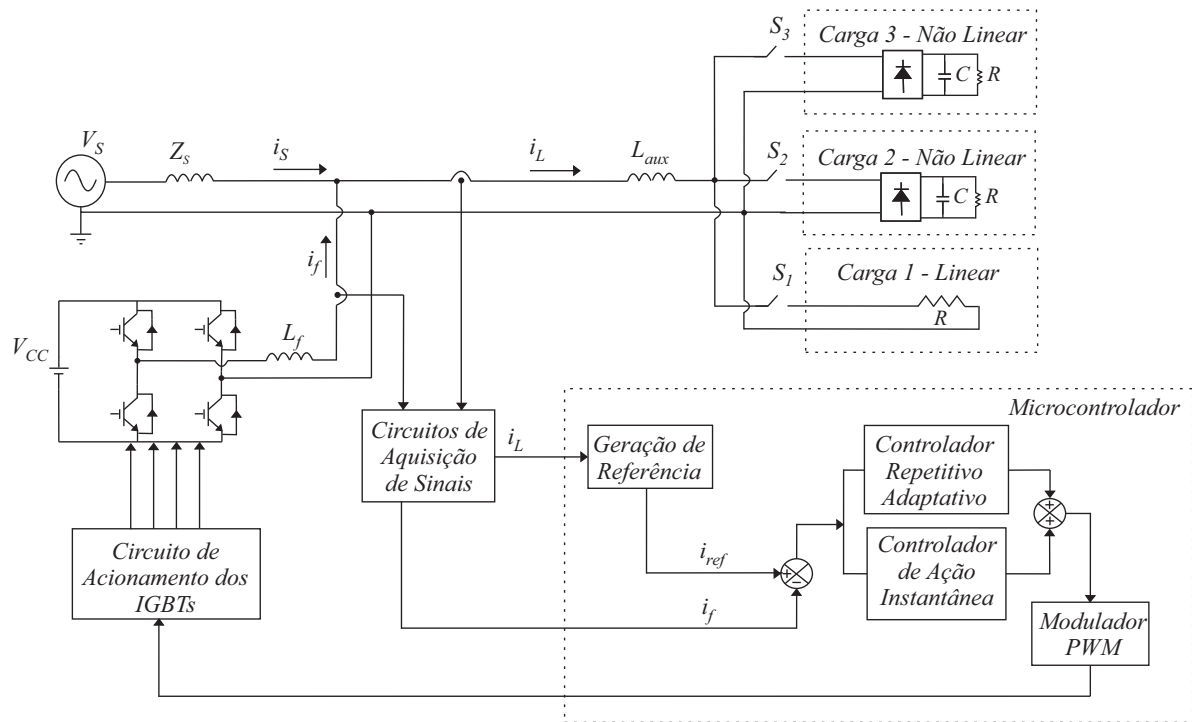


Figura 69: Diagrama esquemático da plataforma experimental.

Na tabela 4 são apresentados os valores dos principais parâmetros do sistema e das cargas utilizadas.

Tabela 4: Principais parâmetros do sistema utilizados para obtenção dos resultados experimentais

Parâmetros	Símbolo	Valores	Unidade
Tensão de fase	V_{aN}	127	Vrms
Tensão barramento CC	V_{cc}	300	Vcc
Frequência da Rede	f	60	Hz
Frequência da Amostragem	f_s	12	kHz
Frequência de Chaveamento	$f_{chaveamento}$	12	kHz
Resistência (carga 1 - linear)	R_1	300	Ω
Capacitor do retificador (carga 2 - não linear)	C_2	500	μF
Resistência do retificador (carga 2 - não linear)	R_2	150	Ω
Capacitor do retificador (carga 3 - não linear)	C_3	1000	μF
Resistência do retificador (carga 3 - não linear)	R_3	300	Ω
Indutância do filtro	L_f	15	mH
Indutância auxiliar	L_{aux}	6	mH

4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Primeiramente, os algoritmos propostos neste trabalho são aplicados durante variações entre cargas não lineares, tanto para conexão como para desconexão. Posteriormente, tais algoritmos são testados quando ocorre desconexão de cargas não lineares e na permanência de apenas cargas lineares. Para este caso, é realizada comparação com a lógica convencional proposta por Rech e Pinheiro (2004). Também verifica-se o comportamento da lógica convencional na presença de ruído aleatório no sistema de medição. Por fim, verifica-se a influência dos altos ganhos do controlador repetitivo quando o mesmo opera apenas com cargas lineares, provando-se a importância da adaptação do ganho.

É importante salientar, que como o FAP está conectado à rede de energia elétrica, variações na frequência da rede na ordem de 0,1 Hz em torno na frequência nominal são normais. Mesmo não sendo utilizado nenhum algoritmo de compensação para variação de frequência da rede nesta etapa, a compensação não sofre alterações consideráveis, e os resultados experimentais puderam ser obtidos com bom desempenho.

4.3.0.1 VARIAÇÕES ENTRE CARGAS NÃO LINEARES

Nas figuras 70 e 71, pode-se visualizar os resultados obtidos com os algoritmos propostos nesta dissertação quando submetidos a variações de cargas não lineares. Na figura 70, inicialmente, as cargas 1 e 3 estão conectadas e na sequência a carga linear 1 é desconectada, permanecendo apenas a carga não linear 3. Na figura 71, inicialmente, estão conectadas as cargas 1 e 3. Num segundo instante, a carga não linear 2 é conectada. Conforme pode-se verificar, para ambos os casos o controlador não é reinicializado, pois ocorre uma variação entre cargas não lineares. Através destes experimentos, verifica-se a funcionalidade do algoritmo proposto, visto que a reinicialização do controlador nestas circunstâncias, acabaria por atrasar em alguns ciclos a perfeita compensação da forma de onda de corrente vista pela fonte. Nas figuras que se seguem, as correntes de carga e da fonte estão representadas pelos canais 2 e 4, respectivamente.

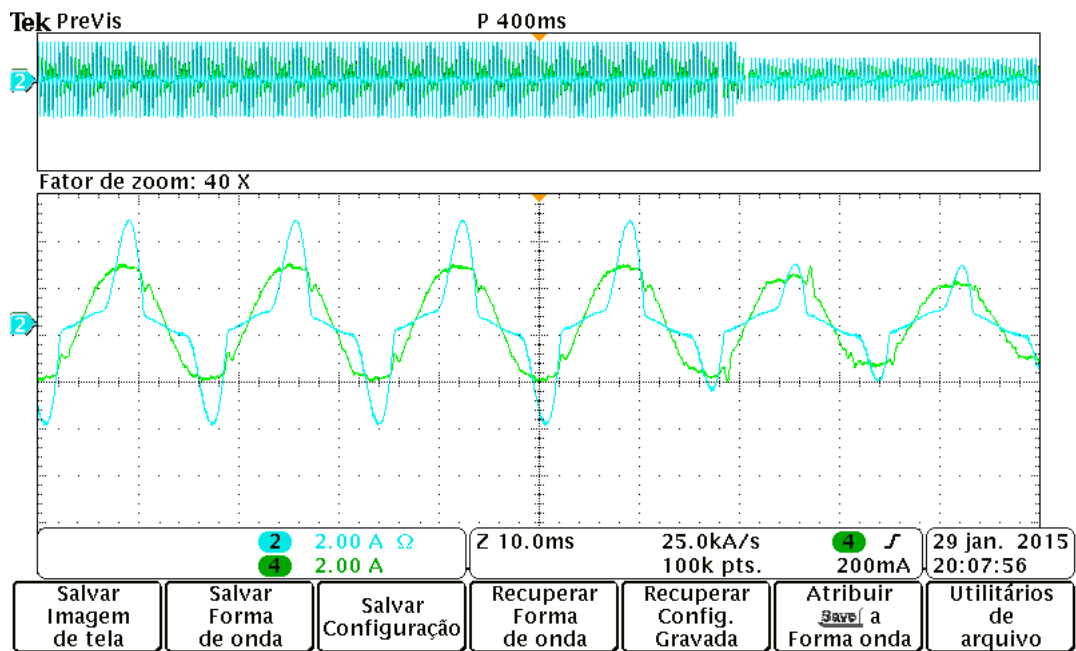


Figura 70: Alteração entre cargas não lineares com o algoritmo de reinicialização proposto (desconexão da carga linear 3).

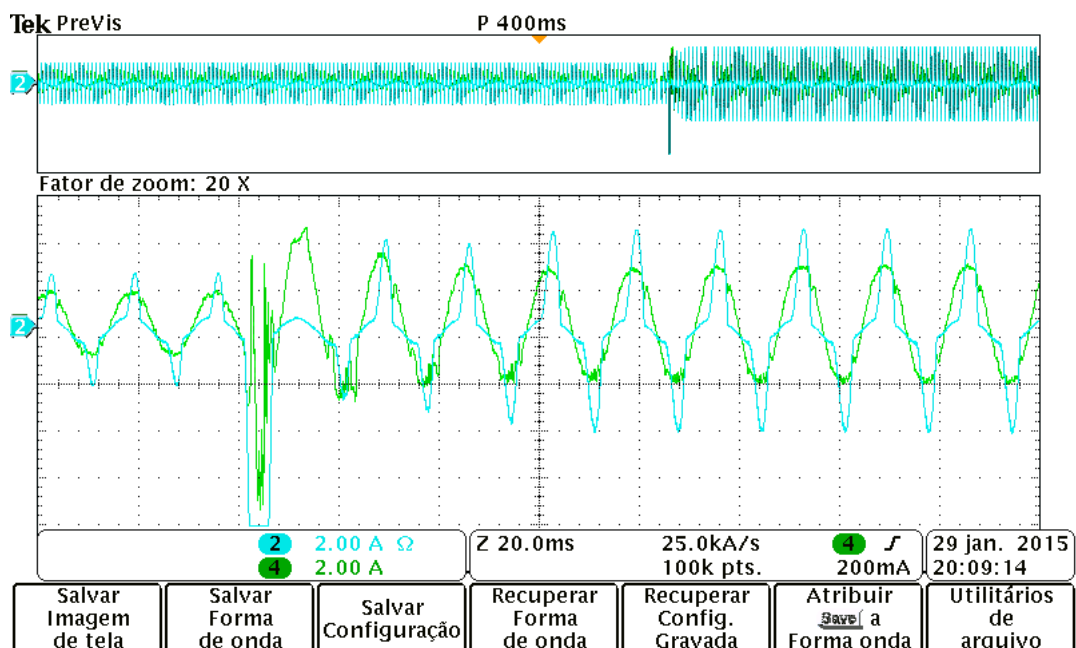


Figura 71: Alteração entre cargas não lineares com o algoritmo de reinicialização proposto (conexão da carga não linear 2).

4.3.0.2 COMPARAÇÃO ENTRE OS ALGORITMOS DE REINICIALIZAÇÃO CONVENCIONAL E PROPOSTO NESTE TRABALHO, PARA VARIAÇÕES DE CARGAS NÃO LINEARES PARA LINEARES

Na figura 72, está apresentado o comportamento da corrente compensada para variação entre carga não linear e linear utilizando-se o algoritmo de reinicialização convencional

proposto por (RECH; PINHEIRO, 2004). Neste resultado, inicialmente, estão conectadas cargas não lineares e lineares. Em um certo instante as cargas não lineares são desconectadas permanecendo apenas a carga linear 1 conectada. Neste caso, o controlador não foi reinicializado, o que acarreta em uma certa deformação da forma de onda nos ciclos seguintes.

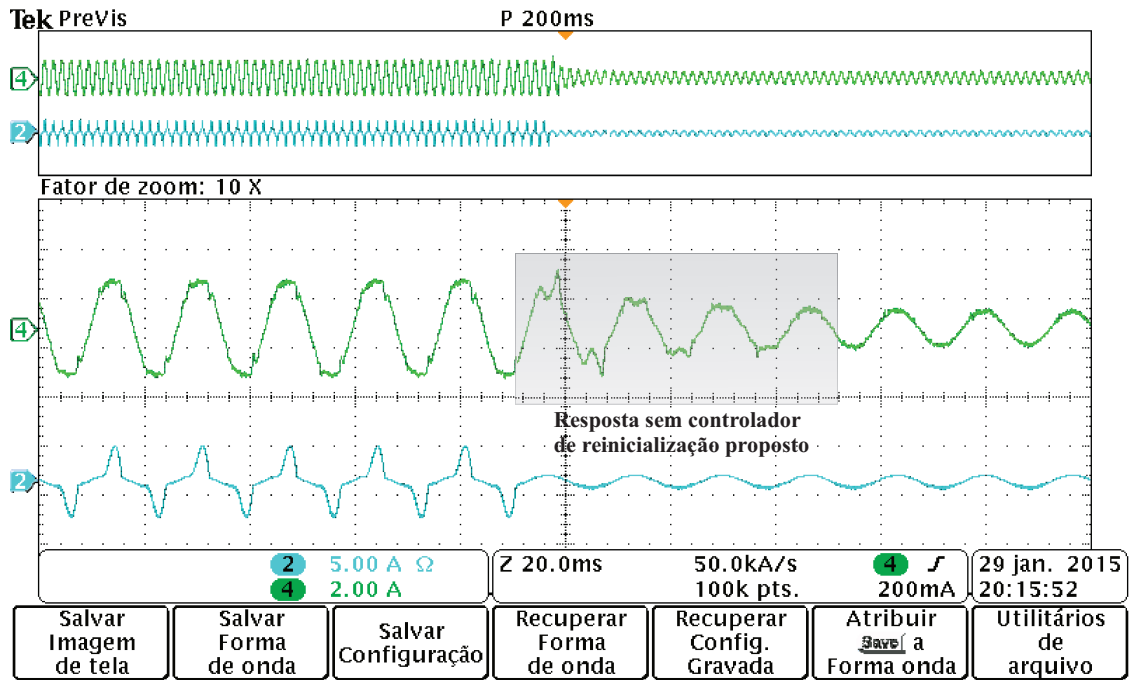


Figura 72: Comportamento da corrente compensada para variação de carga não linear para linear com o algoritmo de reinicialização convencional.

Na figura 73, apresenta-se o resultado do mesmo teste porém, com o algoritmo de reinicialização proposto neste trabalho. Como o mesmo identifica a presença de carga linear, a reinicialização do controlador é habilitada, eliminando-se dessa forma a influência dos erros cíclicos calculados anteriormente para a carga não linear. Como pode ser verificado, este procedimento se mostra muito eficiente pois, logo após o transitório, a forma de onda da corrente da fonte assume valores com baixo conteúdo harmônico.

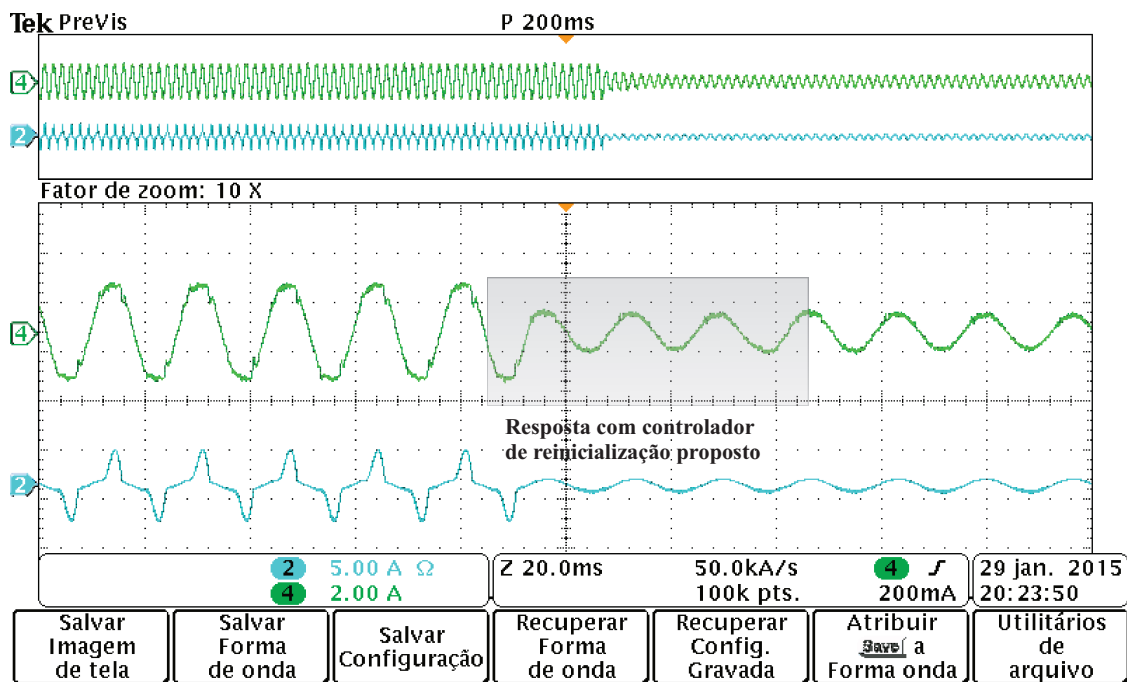


Figura 73: Comportamento da corrente compensada para variação de carga não linear para linear com o algoritmo de reinicialização proposto.

A presença de ruído aleatório em aplicações práticas nas quais são utilizados os filtros ativos de potência acaba trazendo algumas implicações para o bom funcionamento da lógica de reinicialização que apenas considera o erro de rastreamento. Por mais que sejam utilizados filtros nas placas de condicionamento de sinais, ou filtros digitais no algoritmo de controle, dificilmente consegue-se eliminar todos ruídos e, uma ponderação sempre deve ser feita levando-se em conta os efeitos que estes causam no sinal original, tais como defasagem do sinal e rapidez na resposta da ação de controle.

Conforme o algoritmo apresentado na figura 16, se o valor de e_{lim} for estipulado muito alto, o controlador repetitivo nunca será reinicializado. Se for utilizado um valor muito baixo, a ação de controle será reinicializada continuamente. Na figura 74, apresenta-se a forma de onda da corrente vista pela fonte quando o algoritmo de reinicialização convencional está sendo utilizado, levando-se em consideração um valor de e_{lim} igual a 30% do valor da ação de controle.

Pode-se verificar que o controlador é reinicializado diversas vezes em um curto intervalo de tempo, o que acaba comprometendo a qualidade da forma de onda de corrente vista pela fonte.

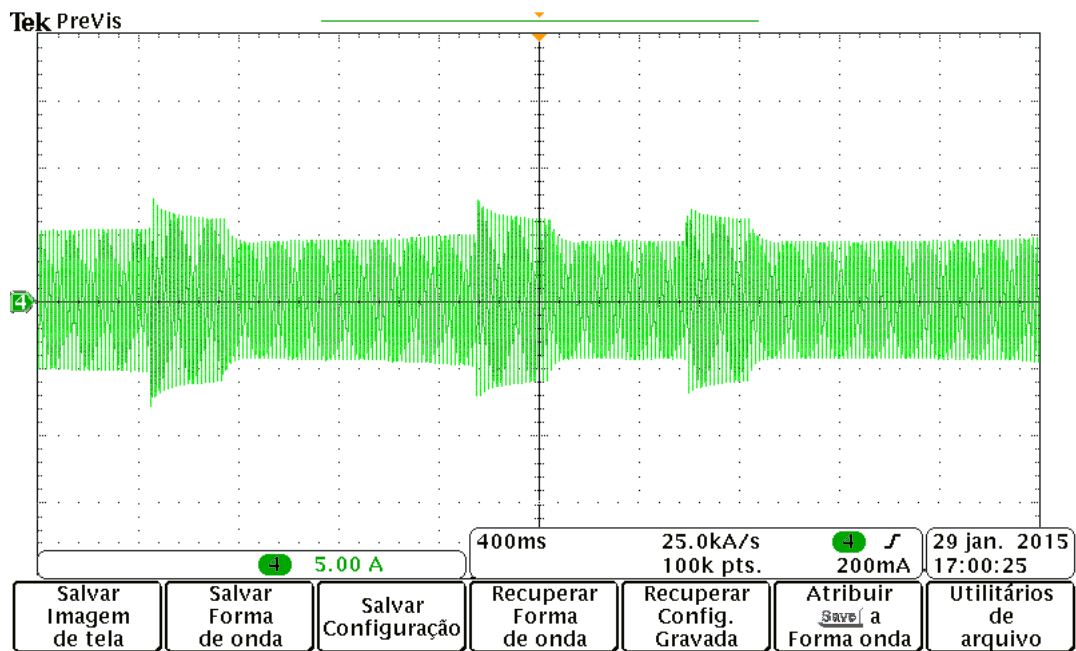


Figura 74: Reinicialização do controlador repetitivo na presença de ruído aleatório utilizando algoritmo de reinicialização convencional.

4.3.0.3 ADAPTAÇÃO DO GANHO DO CONTROLADOR REPETITIVO

Na figura 75, são expostas as formas de ondas da corrente de carga, canal 4, corrente da fonte, canal 3, e corrente inserida pelo filtro ativo, canal 2 do osciloscópio, para uma carga linear. Neste caso, o ganho do controlador repetitivo foi fixado em 0,3, o que acarreta em um aumento da TDH_i da corrente da fonte, pois o controlador repetitivo tenta compensar o ruído aleatório presente no sistema de medição.

Na figura 76, o algoritmo de adaptação, por ser baseado no somatório dos erros periódicos, estabelece um ganho baixo, que no caso apresentado fica em torno de 0,1. Dessa forma, diminui o efeito indesejado da presença de ruído aleatório em controladores repetitivos.

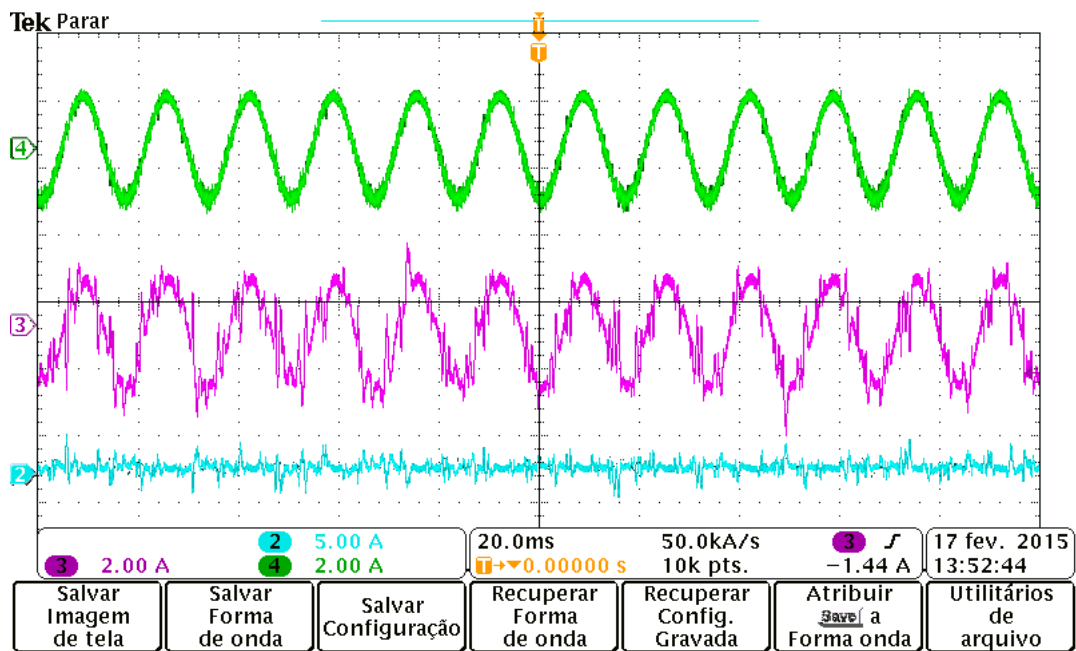


Figura 75: Correntes da carga (canal 4), da fonte (canal 3) e do filtro (canal 2), para carga linear, com controlador repetitivo sem adaptação do ganho.

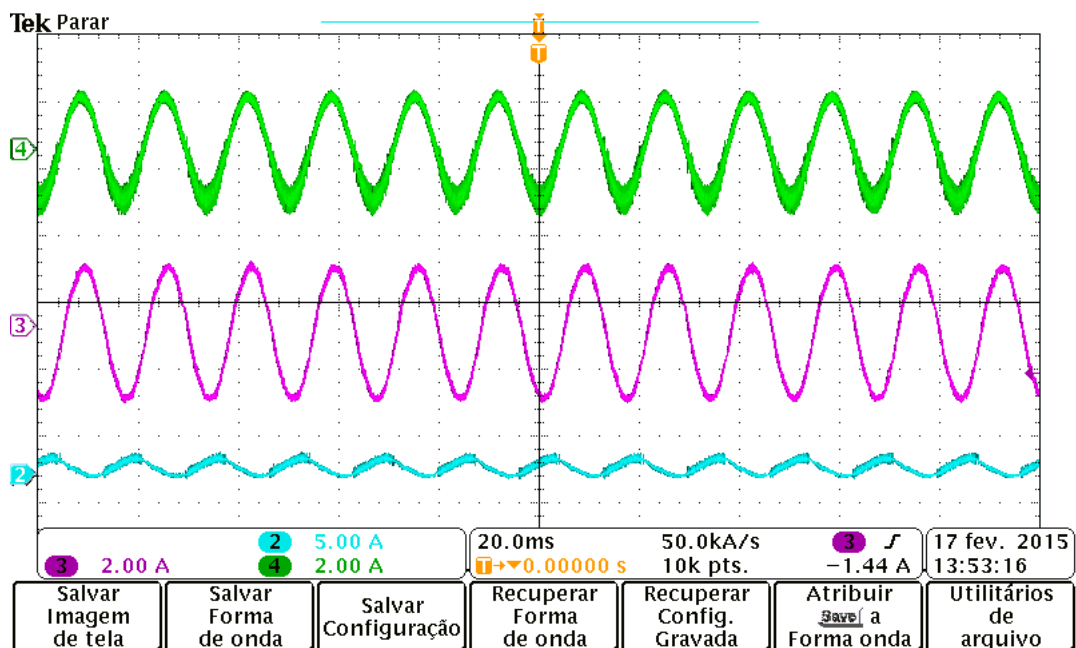


Figura 76: Correntes da carga (canal 4), da fonte (canal 3) e do filtro (canal 2), para carga linear, com adaptação do ganho do controlador repetitivo.

4.4 RESUMO DO CAPÍTULO

Este capítulo teve como propósito validar os algoritmos desenvolvidos nesse trabalho. Inicialmente, fez-se uma descrição da plataforma de testes utilizada. Na sequência, foram apresentados os resultados experimentais obtidos para os casos de variações entre cargas não

lineares e de não linear para linear. Por fim, foram realizadas comparações em sistemas com apenas cargas lineares conectadas sem e com adaptação do ganho do controlador repetitivo.

5 CONCLUSÕES

Neste trabalho foram apresentadas contribuições na adaptação e desenvolvimento de estratégias de controle repetitivo aplicadas a filtros ativos de potência trifásicos conectados em paralelo com a rede elétrica, submetidos a variações de carga e de frequência da rede. Foram abordadas as diferenças entre a dinâmica de controladores repetitivos convencionais e os controlares repetitivos com algoritmos de adaptação do ganho e reinicialização incluídas. Também foram analisadas as principais técnicas para solucionar o problema da variação de frequência do sinal de referência/distúrbio em controladores repetitivos aplicados a FAP. Por fim, os algoritmos propostos foram analisados sob variação da frequência da rede, tanto para o método de truncamento do número de amostras como para o algoritmo de variação da taxa de amostragem.

Verificou-se que uma solução híbrida entre adaptação do ganho e reinicialização do controlador repetitivo garante um tempo de estabilização bastante rápido quando cargas não lineares são desconectadas e restam apenas cargas lineares conectadas ao sistema. Outro ponto importante do algoritmo proposto é a garantia de que durante transição entre cargas não lineares não ocorra a reinicialização do controlador. Concluiu-se também, a funcionalidade da adaptação do ganho do controlador repetitivo o qual, para cargas com características cíclicas, mantém-se com valor elevado e para sinais aleatórios e não periódicos apresenta valor reduzido.

Para o problema de variação da frequência da rede, ambos os algoritmos testados se mostraram eficientes. O método de truncamento do número de amostras de cada ciclo para o inteiro mais próximo manteve o nível de DHT_i abaixo dos limites estipulados por norma. Tal técnica, além de ser de fácil implementação, mantém as metodologias de projeto e análise de estabilidade de sistemas lineares e invariante no tempo, o que o torna muito atrativo em aplicações práticas. A técnica de variação da taxa de amostragem é a que obtém o menor valor de DHT_i considerando os dois métodos testados. Essa abordagem, é vista sob duas metodologias de projeto: técnicas de controle robusto e utilização de pré-compensação da planta. Na metodologia que utiliza técnicas de controle robusto, considera o sistema como sendo linear e variante no tempo, o que torna as técnicas de projeto e análise de estabilidade

mais complexas. Na técnica de pré-compensação da planta, por utilizar uma configuração do sistema de controle que proporciona a utilização de técnicas de controle linear e invariante no tempo, se mostra mais simples e não menos eficiente.

Verificou-se que sem nenhuma técnica para compensar a variação de frequência da rede, o algoritmo convencional de reinicialização do controlador repetitivo não funciona corretamente, pois devido aos elevados valores do erro de rastreamento referenciado aos eixos d e q decorrentes deste problema, a lógica iria reinicializar consecutivamente o controlador, o que inviabilizaria sua aplicação. No algoritmo apresentado neste trabalho, mesmo havendo um erro de rastreamento elevado, a reinicialização do controlador repetitivo apenas ocorrerá durante variações entre carga não linear e linear, aumentando consideravelmente a robustez do algoritmo de reinicialização. Outro algoritmo que sofre forte influência com a variação da frequência da rede é o de adaptação do ganho do controlador, pois também baseia-se no número de amostras por período. Pode-se verificar que apenas com a compensação de frequência tanto pelo método do truncamento do número de amostras como pelo variação da taxa de amostragem, o algoritmo de adaptação do ganho surtiu bom efeito.

Levando-se em consideração que em aplicações práticas, dificilmente, um filtro ativo de potência não esteja submetido às circunstâncias apresentadas, os métodos expostos neste trabalho se mostram de grande utilidade quando forem utilizados controladores repetitivos no controle de FAP.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; KANASAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA20, n. 3, p. 625 – 630, May 1984.
- ASIMINOAEI, L.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Detection is key: Harmonic detection methods for active power filter applications. **IEEE Industry Applications Magazine**., v. 13, n. 4, p. 22 – 33, July 2007.
- BUSO, S.; MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. Comparison of current control techniques for active filter applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, n. 5, p. 722 – 729, October 1998.
- CAO, Z.; LEDWICH, G. F. Adaptative repetitive control to track variable periodic signals with fixed sampling rate. **IEEE Transaction Control System Tech**, v. 7, n. 3, p. 378 – 384, September 2002.
- CARATI, E. G. **Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência e Controle Repetitivo em Tempo Discreto: Uma Abordagem Entrada/Saída**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2003.
- CÁRDENAS, V.; MORAN, L.; BAHAMONDES, A.; DIXON, J. Comparative analysis of real time reference generation techniques for four wire shunt active power filters. **IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference**, v. 2, p. 791 – 796, June 2003.
- CARDOSO, R. **Algoritmos para Sincronismo, Análise da Qualidade de Energia e Geração de Referências para Filtros Ativos de Potência: Uma Abordagem Estocástica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.
- CARDOSO, R.; CAMARGO, R. F. de; PINHEIRO, H.; GRUNDLING, H. A. Kalman filter based synchronisation methods. **IET Generation, Transmission and Distribution**, v. 2, n. 4, p. 542 – 550, July 2008.
- CHEW, K.; TOMIZUKA, M. Digital control of repetitive errors in disk-drive systems. **IEEE Control Syst. Mag.**, v. 10, n. 1, p. 16 – 20, January 1990.
- DUGAN, R. C.; MCGRANAGAHN, M. F.; SANTOSO, S.; BEATY, H. W. **Electrical Power Systems Quality**. 1st. ed. New York: McGraw-Hill, 1996.
- EMADI, A.; NASIRI, A.; BEKIAROV, S. B. **Uninterruptible Power Supplies and Active Filters**. New York: CRC PRESS, 2005.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. **Automatica**, v. 12, n. 5, p. 457 – 465, September 1976.
- FUCHS, E. F.; MASOUM, M. A. S. **Power Quality in Power Systems and Electrical Machines**. 1. ed. [S.l.]: Elsevier Academic Press, 2008. ISBN 978-0-12-369536-9.

GNOATTO, C. L. **Estratégias de Controle Repetitivo para Aplicação em Sistemas de Alimentação Ininterrupta de Energia**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Via do Conhecimento, km 1, Pato Branco-Paraná, 2011.

GREEN, T. C.; MARKS, J. H. Control techniques for active power filters. **IEEE Proceedings-Electric Power Applications**, v. 152, n. 2, p. 369 – 381, March 2005.

GRINO, R.; CARDONER, R.; COSTA-COSTELLÓ, R.; FOSSAS, E. Digital repetitive control of a three-phase four wire shunt active filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 3, p. 1495 – 1503, June 2007.

GRÜNDLING, H. A.; CARATI, E. G.; PINHEIRO, J. R. A robust model reference controller for ups applications. **IEEE 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation**, New Orleans, LA, v. 2, p. 901 – 905, November 1997.

GYUGYI, L.; STRYCUDA, E. C. Active AC power filters. **Proceedings of the IEEE/IAS Annual Meeting**, p. 529–535, 1976.

HABROUK, M. E.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active power filters: A review. **Proceedings of the IEEE Electric Power Application**, v. 147, n. 5, p. 403 – 413, September 2000.

HANSON, R. D.; TSAO, T. C. Periodic sampling interval repetitive control and its application to variable spindle speed noncircular turning process. **Journal of Dynamic Systems Measurement and control**, v. 3, n. 122, p. 560 – 566, June 2000.

HEMERLY, E. M. **Controle por Computador de Sistemas Dinâmicos**. 2. ed. São Paulo: Editora Edgard Blucher LTDA, 2000. ISBN 85-212-0266-0.

HU, J.-S. Variable structure digital repetitive controller. **American Control Conference**, Chicago, IL, USA, p. 2686 – 2690, June 1992.

HUANG, S. J.; WU, J. C. A control algorithm for three-phase three-wired active power filters under nonideal mains voltages. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 4, p. 753 – 760, July 1999.

IEC Electromagnetic compatibility, Part 3, Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current less or equal to 16 A per phase). **IEC Std 61000-3-2**, p. 65, April 2009.

IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality. **IEEE Std 1159-2009**, p. c1–81, June 2009.

IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. **IEEE Std 519-1992**, p. 1–112, April 1993.

INOUE, T.; IWAI, M. N. S. High accuracy control of servomechanism for repeated contouring. **10 An. Symp. on Incr. Mot. Cont. Syst. and Dev.**, Urbana-Champaign, p. 285 – 292, 1981.

KEMPF, C.; MESSNER, W.; AND, M. T. Comparison of four discrete-time repetitive control algorithm. **IEEE Control Systems Magazine**, v. 13, n. 6, p. 48 – 54, August 1993.

MATTAVELLI, P.; MARAFÃO, F. Repetitive based control for selective harmonic compensation in active power filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 5, p. 1018 – 1024, August 2004.

MENDALEK, N.; AL-HADDAD, K. Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame. **Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Powers**, Orlando, FL, v. 1, p. 30 – 35, October 2000.

MICHELS, L. **Metodologia de Projeto de Fontes Ininterruptas de Energia Monofásicas Empregando Controladores de Ação Repetitiva Auxiliar no Estágio de Saída**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.

MICHELS, L.; STEFANELLO, M.; GRÜDLING, H. A. Análise comparativa de controladores repetitivos modificados para aplicação em inversores pwm. **SBA Controle & Automação**, v. 23, n. 3, p. 263 – 276, June 2012.

MICHELS, L.; STEFANELLO, M.; GRÜNDLING, H. A. Controlador repetitivo para inversores pwm com referência de frequência variável. **SBA Revista Controle & Automação**, v. 20, n. 3, July/September 2009.

OLM, M. J.; RAMOS, G. A.; COSTA-COSTELLÓ, R.; CARDONER, R. Odd-harmonic repetitive control of an active filter under varying network frequency: Control design and stability analysis. **Proceedings of American Control Conference**, Baltimore, MD, p. 1749 – 1754, June/July 2010.

PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. A new approach to harmonic compensation in power system. **IEEE Conference Record of the Industry Applications Society Annual Meeting**, Pittsburgh, PA, USA, v. 1, n. 6, p. 874 – 880, October 1988.

RAMOS, G. A.; COSTA-COSTELLÓ, R.; OLM, J. M. **Digital Repetitive Control under Varying Frequency Conditions**. New York: Springer, 2013. ISBN 978-3-642-37778-5.

RECH, C.; PINHEIRO, J. R. New repetitive control system of PWM inverters with improved dynamic performance under non-periodic disturbances. **35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**, v. 1, p. 54 – 60, June 2004.

SALA, A. Computer control under time-varying sampling period: An LMI fridding approach. **Automatica**, v. 12, n. 41, p. 2077 – 2082, August 2005.

SASAKI, H.; MACHIDA, T. A new method to eliminate AC harmonic currents by magnetic compensation - considerations on basic design. **IEEE Trans. PAS**, v. 90, n. 5, p. 2009 – 2019, September 1971.

STEFANELLO, M. **Controle Adaptativo Robusto de Estrutura Variável por Modelo de Referência Aplicado A Filtros Ativos de Potência**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2010.

SUN, M.; ZHOU, J.; WANG, Y. Discrete-time variable structure repetitive control. **IEEE International Conference on Industrial Technology**, v. 2, p. 718 – 723, December 2002.

TOMIZUKA, M.; TSAO, T.; CHEW, K. Analysis and synthesis of discrete-time repetitive controllers. **Journal of Dynamic Systems, measurement and control American Society of Mechanical Engineers**, v. 13, n. 11, p. 353 – 358, September 1989.

WATANABE, E. H.; AKAGI, H.; AREDES, M. The p-q theory for active filter control: Some problems and solutions. **SBA Revista Controle & Automação**, v. 15, n. 1, January/March 2004.

XU, M. X.; XU, D.; CHEN, M.; NI, J.; ZHANG, T. Understanding repetitive control and resonant control. **3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**, Aalborg, p. 621 – 627, June 2012.

APÊNDICE A – FILTRO DE KALMAN

A.1 FILTRO DE KALMAN

A estimação é uma das questões mais importantes na teoria de controle e suas aplicações, especialmente quando se trata de controle de sistemas contendo incertezas. Entre os principais métodos de estimação estocástica, pode-se citar o filtro de Kalman, sendo sua principal aplicação em controle de sistemas, a determinação das estimativas de estado necessárias para controladores do tipo Linear Quadrático Gaussiano (LQG) (HEMERLY, 2000). No trabalho apresentado por (CARDOSO, 2008), é proposta a utilização de filtros de Kalman para determinação das referências de corrente em filtros ativos de potência e metodologias de sincronismo monofásico e trifásico.

Considere um sistema dinâmico representado pelo seguinte modelo estocástico:

$$x_{k+1} = \Phi_k x_k + \Gamma_k \gamma_k \quad (55)$$

$$y_k = F_k x_k + v_k \quad (56)$$

$$\dim x_k = n \times 1, \dim y_k = r \times 1, \dim \gamma_k = p \times 1, \quad (57)$$

onde γ_k e v_k são sequências de ruído branco gaussiano, não correlacionados, com médias e covariâncias dadas por

$$E \{ \gamma_i \} = 0, E \{ \gamma_i \gamma_j^T \} = Q_i \delta_{ij}, \quad (58)$$

$$E \{ v_i \} = 0, E \{ v_i v_j^T \} = R_i \delta_{ij}, \quad (59)$$

$$E \{ \gamma_i v_j^T \} = 0, E \{ \gamma_i x_j^T \} = 0, E \{ v_i x_j^T \} = 0, \forall i, j, \quad (60)$$

onde $E \{ \cdot \}$ representa o operador matemático esperança e δ_{ij} denota a função delta de Kronecker. As matrizes Φ_k, I_k e F_k têm dimensões adequadas.

Considerando-se $\hat{x}_{k+1|k}$ como estimativa do vetor de estados x_{k+1} , calculado no instante t_k , a equação de filtragem é dada por (HEMERLY, 2000)

$$\hat{x}_{k+1|k} = \Phi_k \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - F_k \hat{x}_{k|k-1}) \quad (61)$$

onde

$$K_k = \Phi_k P_{k|k-1} F_k^T (F_k P_{k|k-1} F_k^T + R_k)^{-1} \quad (62)$$

é denominado o ganho de Kalman, e

$$P_{k+1|k} = \Phi_k P_{k|k-1} \Phi_k^T - K_k F_k P_{k|k-1} \Phi_k^T + \Gamma_k Q_k \Gamma_k^T \quad (63)$$

é a matriz de covariância dos erros do vetor x_{k+1} , calculado no instante de tempo t_k , isto é

$$P_{k+1|k} \triangleq E \{ (x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})^T \}. \quad (64)$$

Um modelo matemático utilizado no filtro de Kalman (61) para um sinal de tensão contendo harmônicas é apresentado por (CARDOSO, 2008). Neste modelo, considera-se um sinal S_k com n componentes harmônicas e dado por

$$S_k = \sum_{i=1}^n A_{ik} \sin(i\omega_k t_k + \theta_{ik}) \quad (65)$$

onde A_{ik} , $i\omega_k$ e θ_{ik} são a amplitude, frequência angular e a fase de cada componente harmônica i no instante t_k . A representação em variáveis de estado para tal modelo é dada por

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} M_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & M_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \vdots \\ \gamma_{2n-1} \\ \gamma_{2n} \end{bmatrix}_k \quad (66)$$

$$y_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + v_k \quad (67)$$

onde

$$M_m = \begin{bmatrix} \cos(mw_k T_s) & \sin(mw_k T_s) \\ -\sin(mw_k T_s) & \cos(mw_k T_s) \end{bmatrix}. \quad (68)$$

A.1.1 IDENTIFICAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Para o funcionamento correto do filtro de Kalman é necessário o conhecimento exato da frequência nominal da rede em tempo real, pois caso o valor de frequência considerado em projeto seja distinta da real, as estimativas do filtro serão erradas (CARDOSO et al., 2008). O método de identificação de frequência proposto por (CARDOSO et al., 2008), baseia-se no princípio do modelo interno, conforme sistema dinâmico estável em malha fechada apresentado na figura 77.

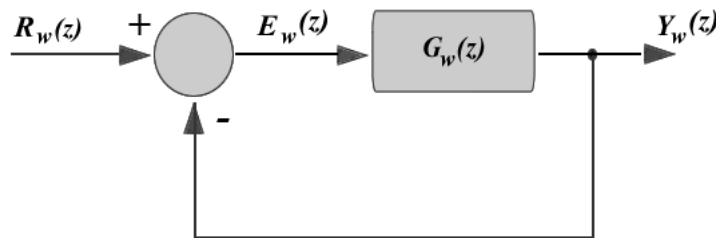


Figura 77: Sistema dinâmico baseado no princípio do modelo interno.

Uma opção para $G_w(z)$ é dada por

$$G_w(z) = \frac{K_w z^2 - \cos(wT_s)z}{z^2 - 2\cos(wT_s)z + 1} \quad (69)$$

onde w é o valor da frequência angular da rede. A função de transferência G_w pode ser realizada através do sistema recursivo dado por

$$\begin{bmatrix} x_{w1} \\ x_{w2} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 2\cos(w_k T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{w1} \\ x_{w2} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 0 \\ K_w \end{bmatrix} \epsilon_{wk} \quad (70)$$

$$y_{wk} = \begin{bmatrix} -1 & \cos(w_k T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{w1} \\ x_{w2} \end{bmatrix}_k + K_w \varepsilon_{wk} \quad (71)$$

onde w_k , em $k = 0$, é inicializado com o valor nominal da frequência angular da tensão da rede, e é atualizada por

$$w_{k+1} = w_k - K_u \varepsilon_k \quad (72)$$

onde K_u e K_v são ganhos escalares. Para detalhes sobre sintonização e determinação dos ganhos vide (CARDOSO, 2008). Na figura 78 está apresentado o diagrama de blocos do sistema de identificação de frequência utilizado.

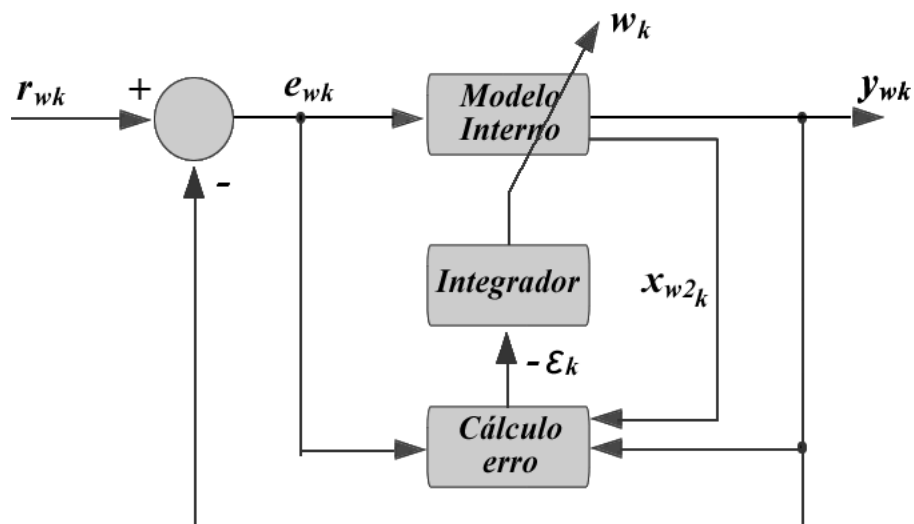


Figura 78: Sistema dinâmico baseado no princípio do modelo interno.

onde

$$\varepsilon_k = \frac{K_w \sin(w_k T_s) x_{w2k} e_{wk}}{[\sin(w_k T_s) x_{w2k}]^2 + [y_{wk}]^2}. \quad (73)$$

APÊNDICE B – DEDUÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONTROLADOR REPETITIVO

B.1 RELAÇÃO ENTRE CONTROLADORES RESSONANTES E CONTROLADORES REPETITIVOS

Os controladores ressonantes realizam rastreamento assintótico sem erros de estado estacionário para entradas senoidais (XU et al., 2012). O diagrama de blocos em malha fechada com o modelo interno de um controlador ressonante para uma entrada senoidal está representado na figura 79.

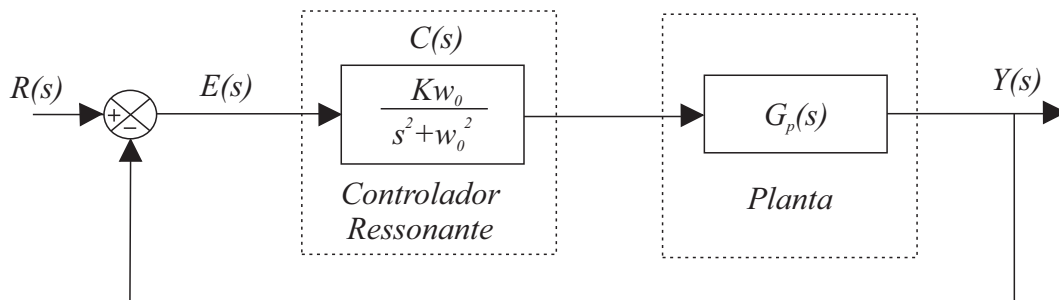


Figura 79: Diagrama de um sistema em malha fechada com controlador ressonante.

Considerando que um sinal periódico pode ser representado por uma combinação linear de exponenciais complexas/senóides harmonicamente relacionadas, para uma entrada contendo um sinal periódico com N harmônicas, deve-se incluir na função de transferência da planta, N controladores ressonantes respectivos a cada harmônica de frequência que compõem o sinal, como pode ser visto na figura 80.

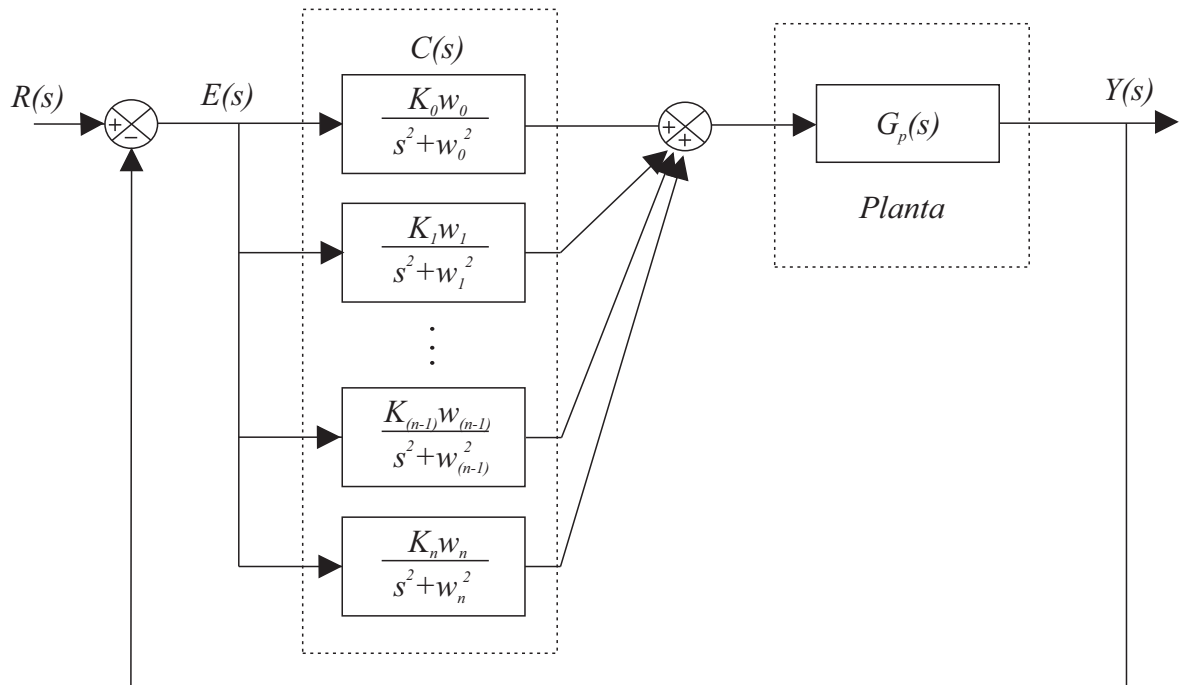


Figura 80: Diagrama de um sistema em malha fechada com múltiplos controladores ressonantes.

A dedução que se segue, relacionando controladores ressonantes e repetitivos, foi proposta por (XU et al., 2012). Se forem considerados múltiplos controladores ressonantes, pode-se representar $C(s)$ como:

$$C_1(s) = \frac{A_1(2\pi/L)}{s^2 + (2\pi/L)^2} + \frac{A_2(4\pi/L)}{s^2 + (4\pi/L)^2} + \dots + \frac{A_n(2N\pi/L)}{s^2 + (2N\pi/L)^2}, \quad (74)$$

$$= \frac{\sum_{n=1}^N \frac{A_n L}{2n\pi} + \sum_{i=1}^{N-1} \left(\frac{\sum_{n=1}^N \frac{A_n L}{2\pi} \left(\sum_{a_2=1, a_2 \neq n}^N a_2 \left(\sum_{a_3=a_2, a_3 \neq n}^N a_3 \left(\dots \left(\sum_{a_i=a_{i-1}, a_i \neq n}^N a_i \right) \right) \right) \right) \right)}{N!} s^{2(N-1)}}{\prod_{n=1}^N \left(1 + \left(\frac{Ls}{2n\pi} \right)^2 \right)}. \quad (75)$$

Incorporando um integrador e um atraso de meio ciclo ao controlador $C_1(s)$, obtém-se o controlador $C(s)$

$$C(s) = \frac{C_1(s)}{s \cdot e^{Ls/2}} = \frac{\sum_{n=1}^N \frac{A_n L^2}{2n\pi} + \sum_{i=1}^{N-1} \left(\frac{\sum_{n=1}^N \frac{A_n L^2}{2\pi} \left(\sum_{a_2=1, a_2 \neq n}^N a_2 \left(\sum_{a_3=a_2, a_3 \neq n}^N a_3 \left(\dots \left(\sum_{a_i=a_{i-1}, a_i \neq n}^N a_i \right) \right) \right) \right) \right)}{Ls \cdot e^{Ls/2} \prod_{n=1}^N \left(1 + \left(\frac{Ls}{2n\pi} \right)^2 \right)} s^{2(N-i)} \quad (76)$$

Se o numerador da equação (76) for constante, então $A_1, A_2, A_3, \dots, A_n$ satisfazem a equação (77),

$$\sum_{i=1}^{N-1} \frac{\left(\sum_{n=1}^N \frac{A_n L^2}{2\pi} \left(\sum_{a_2=1, a_2 \neq n}^N a_2 \left(\sum_{a_3=a_2, a_3 \neq n}^N a_3 \left(\dots \left(\sum_{a_i=a_{i-1}, a_i \neq n}^N a_i \right) \right) \right) \right) \right)}{N!} = 0. \quad (77)$$

Logo, a partir de (77) um sistema de $N - 1$ equações pode ser obtido. Isto é,

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\sum_{n=1}^N \frac{A_n L^2}{2\pi}}{N!} = 0 \\ \frac{\left(\sum_{n=1}^N \frac{A_n L^2}{2\pi} \left(\sum_{a_2=1, a_2 \neq n}^N a_2 \right) \right)}{N!} = 0 \\ \dots \\ \frac{\left(\sum_{n=1}^N \frac{A_n L^2}{2\pi} \left(\sum_{a_2=1, a_2 \neq n}^N a_2 \left(\sum_{a_3=a_2, a_3 \neq n}^N a_3 \left(\dots \left(\sum_{a_i=a_{i-1}, a_i \neq n}^N a_i \right) \right) \right) \right) \right)}{N!} = 0. \\ \dots \\ \frac{\left(\sum_{n=1}^N \frac{A_n L^2}{2\pi} \left(\sum_{a_2=1, a_2 \neq n}^N a_2 \left(\sum_{a_3=a_2, a_3 \neq n}^N a_3 \left(\dots \left(\sum_{a_{N-1}=a_{N-2}, a_{N-1} \neq n}^N a_{N-1} \right) \right) \right) \right) \right)}{N!} = 0 \end{array} \right. \quad (78)$$

Resolvendo o sistema linear (78), obtém-se

$$C(s) = \frac{K}{Ls \cdot e^{Ls/2} \prod_{n=1}^{\infty} \left(1 + \left(\frac{Ls}{2n\pi} \right)^2 \right)}. \quad (79)$$

Considerando que a função seno-hiperbólica pode ser representada como

$$\sinh(\pi s) = \frac{e^{\pi s} - e^{-\pi s}}{2} = \pi s \prod_{n=1}^{\infty} \left(1 + \frac{s^2}{n^2} \right), \quad (80)$$

tem-se,

$$\sinh\left(\frac{Ls}{2}\right) = \frac{e^{Ls/2} - e^{-Ls/2}}{2} = \frac{e^{Ls} - 1}{2 \cdot e^{Ls/2}}. \quad (81)$$

Como

$$\frac{\sinh\left(\frac{Ls}{2}\right)}{\frac{Ls}{2}} = \prod_{n=1}^{\infty} \left[1 + \left(\frac{Ls}{2n\pi} \right)^2 \right], \quad (82)$$

substituindo a equação (81) na equação (82) e comparando com a o denominador da equação (79), tem-se,

$$L \cdot e^{Ls/2} \cdot \prod_{n=1}^{\infty} \left(1 + \left(\frac{Ls}{2n\pi} \right)^2 \right) = (e^{Ls} - 1). \quad (83)$$

Logo,

$$C(s) = \frac{K}{L \cdot e^{Ls/2} s \cdot \prod_{n=1}^{\infty} \left(1 + \left(\frac{Ls}{2n\pi}\right)^2\right)} = \frac{K}{e^{Ls} - 1} = \frac{K \cdot e^{-Ls}}{1 - e^{-Ls}}. \quad (84)$$

Um controlador contendo o modelo interno

$$\frac{e^{-Ls}}{1 - e^{-Ls}} \quad (85)$$

é denominado controlador repetitivo, o qual funciona como um gerador periódico que produz um padrão repetitivo em um período L (CARATI, 2003).