

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEL  
Em Associação Ampla com  
Universidade Federal de São João del-Rei

---

**COMPARAÇÃO DE CONTROLADORES RESSONANTE E  
REPETITIVO PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTES  
HARMÔNICAS EM INVERSORES FOTOVOLTAICOS**

---

**Victor Clévio de Barros**

**Orientador :** Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira

Belo Horizonte, MG  
2018.

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEL  
Em Associação Ampla com  
Universidade Federal de São João del-Rei

---

**COMPARAÇÃO DE CONTROLADORES RESSONANTE E  
REPETITIVO PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTES  
HARMÔNICAS EM INVERSORES FOTOVOLTAICOS**

---

**Victor Clévio de Barros**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais e Universidade Federal de São João del-Rei como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Orientador :** Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira

Belo Horizonte, MG  
2018.

B277c Barros, Victor Clévio de  
Comparação de controladores ressonante e repetitivo para  
compensação de correntes harmônicas em inversores fotovoltaicos. /  
Victor Clévio de Barros. – – Belo Horizonte, 2018.  
xv, 47 f. : il.

Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação  
Tecnológica de Minas Gerais, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica em associação ampla com a Universidade  
Federal de São João Del Rei, 2018.

Orientador: Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira

#### Bibliografia

1. Sistemas de Energia Fotovoltaica. 2. Controladores Elétricos –  
PID. 3. Energia Elétrica – Qualidade. I. Pereira, Heverton Augusto. II.  
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. III. Título

CDD 621.3191



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL REI  
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS  
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**Victor Clévio de Barros**

**“Comparação de Controladores Ressonante e Repetitivo para Compensação de Correntes Harmônicas em Inversores Fotovoltaicos.”**

Dissertação nº 177 apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – Associação Ampla entre a Universidade Federal de São João Del-Rei e o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais em 21 de Setembro de 2018 como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada pela Banca Examinadora constituída pelos professores:

---

Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira (Orientador)  
Universidade Federal de Viçosa

---

Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa  
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

---

Prof. Dr. Giovani Guimarães Rodrigues  
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

---

Prof. Dr. Victor Flores Mendes  
Universidade Federal de Minas Gerais

*Á Deus,  
aos meus familiares  
e amigos.*

---

---

# Agradecimentos

---

Gostaria de agradecer primeiramente à Deus, pela presença constante em minha vida, a minha esposa Cintia, por me apoiar, e estar ao meu lado sempre, a minha sogra Cecília e ao meu sogro Joanito, a minha madrinha Silvania pelo apoio incondicional, a minha mãe Perpetua que nunca mediu esforço ao meu favor, aos meus amigos, em especial ao Lucas Xavier que me ajudou diversas vezes, à madrinha do Victor Clévio, Ana Paula, ao meu orientador Heverton pelo apoio, suporte prestado e confiança em mim depositada. Por fim, quero agradecer a equipe de professores da pos-graduação em engenharia elétrica do CEFET-MG, em especial ao professor Giovani, e a equipe de professores da UFSJ-CAP, em especial aos professores José Eloi e Erico.

*”Se fiz descobertas valiosas, foi mais por ter paciência do que qualquer outro talento.”*

Isaac Newton

---

# Resumo

---

A partir dos anos 70, o mundo percebeu sua enorme dependência por combustíveis fósseis. Nos anos posteriores, buscou-se tornar viáveis outras fontes de energias, principalmente renováveis. Neste contexto, sistemas fotovoltaicos começaram a ser desenvolvidos, como uma forma alternativa de geração de energia. Os sistemas fotovoltaicos não são totalmente utilizados em boa parte do dia e não são utilizados no período noturno. Assim, esses sistemas podem ser aproveitados nesses momentos para compensar correntes harmônicas indesejadas da rede elétrica, provenientes de cargas não lineares. Neste contexto, este trabalho apresenta um estudo comparativo com o controlador proporcional multi-ressonante e o controlador repetitivo, empregados em sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados à rede elétrica durante a compensação de correntes harmônicas. As simulações propostas utilizam uma estrutura adaptativa de detecção de correntes harmônicas presente na rede elétrica. Para a detecção, são utilizadas estruturas SOGI (*Second Order Generalized Integrator*) e SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame- Phase Locked Loop*) em cascata. O sistema utilizado foi projetado para um inversor de 4 kW, e para a compensação de correntes harmônicas de 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> ordem. O estudo possui três objetivos principais: avaliar o desempenho do Controlador Proporcional Multi-Ressonante na compensação de correntes harmônicas; avaliar o desempenho do Controlador Repetitivo na compensação de correntes harmônicas; e, por fim, comparar a capacidade de compensar correntes harmônicas de cada um desses controladores.

**Palavras chaves:** Fotovoltaico, Compensação de Correntes Harmônicas, SOGI, SRF-PLL, Controlador Repetitivo e Controlador Proporcional Multi-Ressonante.

---

# Abstract

---

From the 1970s, the world realized its enormous dependence on fossil fuels. In the following years, other sources of energy, mainly renewable, were made viable. In this context, photovoltaic systems began to be developed as an alternative form of energy generation. Photovoltaic systems are not fully utilized for much of the day and are not used at night time. Thus, these systems can be used in these moments to compensate for unwanted harmonic currents of the electric power system, coming from non-linear loads. In this context, this work presents a comparative study on proportional resonant and repetitive controllers used in single-phase photovoltaic systems connected to the power system during the harmonic current compensation. The proposed simulations use an adaptive harmonic current detection structure. For the detection, Second Order Generalized Integrator (SOGI) and SRF-PLL (Synchronous Reference Frame-Phase Locked Loop) structures are used in cascade. The system used was designed for an inverter of 4 kW, and for the compensation of harmonic currents of 3<sup>o</sup> and 5<sup>o</sup> orders. The study has three main objectives: to evaluate the performance of the Multi-Resonant Proportional Controller in the compensation of harmonic currents; to evaluate the performance of the Repetitive Controller in the compensation of harmonic currents; and, finally, to compare the ability to compensate harmonic currents of each of these controllers.

**Keyword:** Photovoltaic, Compensation of Harmonic Currents, SOGI, SRF-PLL, Repetitive Controller and Multi-Resonant Proportional Controller.

---

# Lista de Figuras

---

1.1	Usina Solar de Assú RN. . . . .	2
2.1	Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. . . . .	7
2.2	Estratégia de controle do inversor fotovoltaico. . . . .	8
2.3	Estrutura de Detecção baseado em duas (SOGI-PLL). . . . .	10
2.4	Diagrama de Bode do Controlador Ressonante ( $\omega_r = 2\pi 60$ ). . . . .	12
2.5	Diagrama de Nyquist de $G(s)P_L(s)$ para $h = 1$ e diversos valores de $K_p$ . . .	15
2.6	Diagrama de Nyquist de $G(s)P_L(s)$ para $h = 3$ e diversos valores de $K_p$ . . .	15
2.7	Diagrama de Nyquist de $G(s)P_L(s)$ para $h = 5$ e diversos valores de $K_p$ . . .	16
2.8	Controlador Repetitivo. . . . .	17
2.9	Controlador Repetitivo na Realimentação. . . . .	17
2.10	Controlador Repetitivo aplicado a Sistemas Periódicos. . . . .	18
2.11	Ganho do Controlador Repetitivo. . . . .	19
2.12	Controlador Repetitivo para Harmônicos Impares. . . . .	19
2.13	Controlador Repetitivo Utilizado. . . . .	20
2.14	Diagrama de Bode do filtro com o atraso com $\omega_c = 300Hz$ . . . . .	21
2.15	Diagrama de Bode do filtro com o atraso com $\omega_c = 8kHz$ . . . . .	22
3.1	Diagrama do Controlador Proporcional Multi-Ressonante. . . . .	25
3.2	Diagrama do Controlador Repetitivo. . . . .	26
3.3	Instantes das Compensações. . . . .	27
4.1	Controle da tensão do barramento do inversor sem compensação. . . . .	29
4.2	Controle de corrente CPMR sem compensação. . . . .	29
4.3	Controle da tensão do barramento do inversor com compensação de harmônicos. . . . .	29
4.4	Corrente na rede antes da compensação CPMR. . . . .	30
4.5	Corrente na saída do inversor antes da compensação utilizando o CPMR. . .	30
4.6	Corrente na rede com compensação do terceiro harmônico CPMR. . . . .	31

4.7	Corrente na saída do inversor com compensação do terceiro harmônico utilizando o CPMR. . . . .	31
4.8	Corrente na rede com compensação dos dois harmônicos utilizando o CPMR.	31
4.9	Corrente na saída do inversor com compensação dos dois harmônicos CPMR.	32
4.10	Controle de corrente com compensação de do terceiro harmônicos utilizando o CPMR. . . . .	32
4.11	Controle de corrente com compensação dos dois harmônicos de corrente utilizando o CPMR. . . . .	33
4.12	Controle da tensão do barramento do inversor sem compensação. . . . .	33
4.13	Controle de corrente com o CR, sem compensação. . . . .	34
4.14	Corrente na rede antes da compensação CR. . . . .	34
4.15	Corrente na saída do inversor antes da compensação CR. . . . .	35
4.16	Corrente na rede com compensação do terceiro harmônico CR. . . . .	35
4.17	Corrente na saída do inversor com compensação do terceiro harmônico CR.	35
4.18	Corrente na rede com compensação dos dois harmônicos CR. . . . .	36
4.19	Corrente na saída do inversor com compensação dos dois harmônicos CR. .	36
4.20	Controle da tensão do barramento do inversor com compensação de harmônicos. . . . .	36
4.21	Controle de corrente com compensação de do terceiro harmônicos. . . . .	37
4.22	Controle de corrente com compensação dos dois harmônicos de corrente. .	37
4.23	Comparação da corrente na rede após a compensação dos dois harmônicos.	38
4.24	Comparação da corrente na saída do inversor com compensação dos dois harmônicos. . . . .	38
4.25	Comparação da corrente na rede após a compensação dos dois harmônicos, com 5 A de terceiro. . . . .	39
4.26	Comparação do CPMR e CR quando compensando o 3° harmônico, para diferentes níveis de corrente harmônica . . . . .	40
4.27	Comparação do CPMR e CR quando compensando o 5° harmônico, para diferentes níveis de corrente harmônica. . . . .	40
4.28	Comparação da distorção harmônica individual para diferentes níveis de corrente em quinto harmônico do CPMR e CR. . . . .	41

---

---

# Lista de Tabelas

---

3.1	Parâmetros do Sistema . . . . .	24
3.2	Parâmetros dos Controladores . . . . .	25
3.3	Controladores Comparados . . . . .	26

---

# Lista de Símbolos

---

$V_{PAC}$	Tensão no PAC
$V_{pv}$	Tensão na Saída da Planta Solar
$i_s$	Corrente na saída do inversor
$I_s$	Amplitude da corrente na saída do inversor
$R_f$	Resistência do filtro LCL
$L_f$	Indutância do filtro LCL
$R_r$	Resistência da Rede
$L_r$	Indutância da Rede
$s$	Operador de Laplace
$C_{cc}$	Capacitância do barramento CC
$C_f$	Capacitância do filtro LCL
$V_{cc}$	Tensão do barramento CC
$i_c$	Corrente no capacitor do barramento CC
$P$	Número de Polos
$Z$	Número de Zeros
$h$	Ordem harmônica
$f_f$	Frequência da rede
$\omega_f$	Frequência angular da rede
$f_s$	Frequência de chaveamento
$\omega_c$	Frequência de corte do filtro
$\zeta$	Fator de amortecimento
$\omega_i$	Frequência de corte da malha de corrente

$T_r$	Tempo de subida
$U_p$	Utrapassagem percentual
$T_s$	Tempo de acomodação
$k_{icc}$	Ganho integral do Barramento cc
$k_{pcc}$	Ganho proporcional do Barramento cc
$k_{pd1}$	Ganho proporcional do detector 1
$K_{id1}$	Ganho integral do detector 1
$k_{pd2}$	Ganho proporcional do detector 2
$K_{id2}$	Ganho integral do detector 2
$k_{ps}$	Ganho proporcional da Estrutura de Sincronismo
$k_i$	Ganho integral da Estrutura de Sincronismo
$k$	Ganho da Estrutura de Sincronismo
$K_p$	Ganho proporcional do controlador ressonante
$K_{ih}$	Ganho integral do controlador ressonante
$K_{pr}$	Ganho proporcional do controlador repetitivo
$K_{ir}$	Ganho integral do controlador repetitivo

## Sobrescritos

- \* Valor de referência
- j Unidade imaginária

## Subscritos

- $d$  grandezas referidas ao eixo direto
- $q$  grandezas referidas ao eixo em quadratura
- 0 grandezas referidas a seqüência zero

---

# Lista de Abreviações

---

CR	Controlador Repetitivo
CPMR	Controlador Proporcional Multi-Ressonante
PWM	Modulação por largura de pulso ( <i>Pulse With Modulation</i> )
SFV	Sistema Fotovoltaico
CPU	Unidade Central de Processamento
THD	Taxa de distorção harmônica
P&D	Pesquisa e Desenvolvimento
IHM	Interface Homem Máquina
IGBTs	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
APF	Filtros de Potência Ativa
FFT	Transformada de Fourier Rápida
PMI	Princípio do Modelo Interno

PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
SOGI	<i>Second Order Generalized Integrator</i>
SRF-PLL	<i>Synchronous Reference Frame-Phase Locked Loop</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supplies</i>
PACS	<i>Programmable AC Sources</i>
PI	Controlador Proporcional Integral
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
LPF	<i>Low pass filter</i>
LMI	Desigualdades Matriciais Lineares
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
FT	Função de Transferência

---

---

# Sumário

---

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Inversores Fotovoltaicos . . . . .	3
1.2	Detecção e Eliminação de Correntes Harmônicas . . . . .	3
1.3	Controladores . . . . .	4
1.4	Objetivos . . . . .	5
1.5	Organização do Texto . . . . .	6
<b>2</b>	<b>Inversores Fotovoltaicos na Compensação de Correntes Harmônicas</b>	<b>7</b>
2.1	Sistema Fotovoltaico . . . . .	7
2.2	Estratégia de Controle Convencional . . . . .	8
2.3	Detecção de Correntes Harmônicas . . . . .	9
2.4	Controlador Proporcional Multi-Ressonante . . . . .	11
2.5	Controlador Repetitivo . . . . .	16
<b>3</b>	<b>Estudo de Caso</b>	<b>24</b>
3.1	Pârametros do Sistema Fotovoltaico Utilizado . . . . .	24
3.2	Comparação de Controladores . . . . .	26
<b>4</b>	<b>Resultados</b>	<b>28</b>
4.1	Controlador Proporcional Multi-Ressonante . . . . .	28
4.1.1	Sem Compensação de Correntes Harmônicas . . . . .	28
4.1.2	Com Compensação de Correntes Harmônicas . . . . .	28
4.2	Controlador Repetitivo . . . . .	32
4.2.1	Sem Compensação de Correntes Harmônicas . . . . .	33
4.2.2	Com Compensação de Correntes Harmônicas . . . . .	34
4.3	Comparação . . . . .	38
<b>5</b>	<b>Conclusões e Propostas de Continuidade</b>	<b>42</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>44</b>

# Introdução

---

No século XX, com a crise de energia na década de 70, o mundo percebeu a sua enorme dependência por combustíveis fósseis. Neste contexto, surgiu a necessidade de tornar viáveis outras fontes de energias, principalmente as renováveis. Nas décadas seguintes, foram realizadas ações direcionadas ao aproveitamento de outras fontes energéticas, como, por exemplo, a energia solar fotovoltaica. Melhorias na fabricação, no desempenho e na qualidade dos módulos fotovoltaicos foram algumas das ações que ajudaram a reduzir custos e abriram oportunidades para aplicações terrestres em zonas remotas, distantes das redes elétricas (JANNUZZI; VARRELA, 2009). Antes da década de 70, a maior parte dos sistemas fotovoltaicos existentes tinha como principal finalidade gerar energia elétrica para satélites espaciais (NASCIMENTO, 2004).

O início da década de 90 ficou marcado pelo crescimento das aplicações dos sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica para uso residencial e comercial. Tal avanço ocorreu especialmente em países desenvolvidos, preocupados em reduzir a dependência energética dos combustíveis fósseis (JANNUZZI; VARRELA, 2009). Nesse sentido, a preocupação era, em especial, com a intensificação do efeito estufa na atmosfera, que já apresentava como efeito colateral o derretimento das calotas polares (MENDONÇA, 2001).

Assim, a maioria dos sistemas solares fotovoltaicos instalados no mundo decorreu de programas governamentais, que auxiliaram a implantação desses sistemas, através de incentivos fiscais e/ou financeiros. Esses incentivos são importantes uma vez que essa energia tem um valor mais elevado, quando comparada às energias geradas através de outras formas convencionais (JANNUZZI; VARRELA, 2009).

Segundo (JANNUZZI; VARRELA, 2009), o Brasil possui vários desafios para as próximas décadas, dentre esses, buscar soluções para atender os crescentes requisitos de serviços de energia. As crescentes pressões ambientais sobre a exploração do potencial hidráulico localizado na região amazônica e os recursos energéticos cada vez mais distantes dos centros de carga, são alguns dos desafios encontrados. Para satisfazer esses critérios, significativos esforços de políticas públicas para inserção de novas tecnologias, pesquisa e desenvolvimento (P&D), deverão ser iniciados imediatamente para atender a esperada demanda de energia em 2030-2050.

Em 2009, pouco tinha sido feito no Brasil para a promoção do uso de sistemas fotovoltaicos. Apesar de o país dispor de grande potencial energético, até aquele momento,

os poucos programas criados com tal finalidade, não conseguiram incentivar a criação e consolidação de um mercado para o uso desta tecnologia, tampouco o desenvolvimento da indústria nacional de equipamentos e serviços (JANNUZZI; VARRELA, 2009).

Desde 2012 esse cenário vem se modificando. A ANEEL publicou a resolução 482/2012, que estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuídas aos sistemas de distribuição de energia elétrica e o sistema de compensação de energia (ANEEL, 2013). E em 2015 publicou a resolução 687/2015, com o objetivo de aprimorar o que foi estabelecido na resolução 482 de 2012. As novas regras, determinaram que será considerado microgeração a instalação de geradores com potência de até 75 kW. Acima dessa potência até o valor de 5 MW, será considerado minigeração. Além disso, a ANEEL criou também a geração distribuída, que permite que diferentes consumidores se unam em consórcio ou cooperativa, instalem um micro ou minigerador e utilizem a energia gerada para reduzir as suas contas de energia elétrica (ANEEL, 2015).

Assim, a energia fotovoltaica se revela uma fonte promissora, tanto para as áreas distantes e ainda não eletrificadas, como também para os grandes centros urbanos, onde demandas de ar-condicionado elevam as curvas de carga, apresentando excelente sincronidade com a geração solar. O aumento da utilização dessa fonte através de geração distribuída, seja no meio urbano ou rural, num país de dimensões continentais como o Brasil, auxiliará no suprimento dessa crescente demanda, de forma sustentável, além de permitir uma maior diversificação da matriz energética (MONTENEGRO et al., 2013).

Mesmo com todas as dificuldades, a utilização de sistemas fotovoltaicos no Brasil vem crescendo, e, ao lado de sistemas eólicos, se tornando cada vez mais importante para a matriz energética brasileira (JANNUZZI; VARRELA, 2009). Na Figura 1.1 é apresentada a Usina Solar de Assú no Rio Grande do Norte, que começou a ser construída em 31 de março de 2017 e entrou em operação em 27 de dezembro do mesmo ano (CERNE, 2017).



Figura 1.1: Usina Solar de Assú RN.  
Fonte:(CERNE, 2017)

## 1.1 Inversores Fotovoltaicos

Em todo sistema fotovoltaico (SFV) conectado à rede elétrica existe um conversor eletrônico, conhecido como inversor, que é responsável pela conversão da corrente contínua para corrente alternada entre outras funções. Isso significa que esse dispositivo eletrônico é capaz de converter a tensão contínua (cc) gerada pelos painéis solares, para uma tensão alternada (ca), possibilitando, assim, a conexão desse sistema à rede elétrica.

Atualmente, existem vários inversores de frequência disponíveis. Porém, sua estrutura básica é comum para a maioria dos fabricantes, podendo assim, ser separada em Unidade Central de Processamento (UCP), Interface Homem Máquina (IHM), Interface Eletrônica e Etapa de Potência (FRANCHI, 2009).

A UCP tem como base de processamento um microcontrolador ou ainda um microprocessador. Pode ser considerada o cérebro do inversor de frequência, pois é neste bloco que todos os dados do sistema e parâmetros ficam armazenados. A UCP também é responsável pela geração da lógica de pulsos para os transistores. A IHM é responsável pela interação entre o usuário e máquina. A interface eletrônica permite a comunicação com dispositivos externos. Neste bloco, poderá existir: módulos de redes de comunicação, entradas para sinais analógicos, entradas digitais, saídas programáveis, etc. A etapa de potência é constituída pelo retificador trifásico de potência, que através do barramento cc, alimenta um módulo com seis ou quatro IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Esta etapa é comum a todos os inversores fotovoltaicos (FRANCHI, 2009).

Em sistemas monofásicos, normalmente são utilizados quatro IGBTs, que são geralmente comutados por largura de pulsos em uma certa frequência, conhecida como frequência de chaveamento. Esse processo gera harmônicos na rede, porém, esses não são danosos ao sistema elétrico, uma vez que são componentes de alta frequência e serão filtrados antes na saída do inversor. Entretanto, outros equipamentos domésticos e industriais injetam componentes harmônicos de baixa frequência no sistema elétrico, os quais podem causar diversos problemas (FRANCHI, 2009).

Dependendo da amplitude das correntes harmônicas presentes na rede de distribuição, esses harmônicos podem provocar problemas na qualidade da energia, além de danificar capacitores de potência, causar o sobreaquecimento de transformadores e aumento da corrente de neutro (GEURY; PINTO; GYSELINCK, 2016). Visando solucionar tais desvantagens, várias topologias de filtros de potência ativa (APF) e seus métodos de controle foram estudados extensivamente no passado (DESAI; RATHORE, 2016).

## 1.2 Detecção e Eliminação de Correntes Harmônicas

Nesta seção, será apresentado, inicialmente, vários estudos distintos de detecção de corrente e tensão harmônica, e, posteriormente, alguns estudos, onde os autores objetivam eliminar ou suprimir correntes harmônicas.

Um método de detecção de harmônicos utilizando filtro Kalman é apresentado em

(DESAI; RATHORE, 2016). Esse método é muito preciso e rápido ao estimar a amplitude e a frequência das formas de onda da tensão e corrente, mesmo na presença de ruídos significativos. No entanto, o filtro Kalman tem pouca sensibilidade a distúrbios e uma baixa relação sinal-ruído. Por isso, na presença de um sinal com vários harmônicos, o filtro torna-se lento e a complexidade para sua utilização aumenta.

Outros métodos de detecção de harmônicos utilizando transformada de Fourier podem ser encontrados em (GEURY; PINTO; GYSELINCK, 2016), onde é afirmado que de todos os métodos utilizando transformada de Fourier, o único que teve bons resultados práticos é a Transformada Rápida de Fourier (FFT). Outra transformada utilizada na detecção de harmônicos é a Wavelet. Em (BIRICIK; KOMURCUGIL, 2016), essa técnica é utilizada no desenvolvimento de uma plataforma aberta de detecção para pesquisa com diferentes algoritmos de análise harmônica.

Atualmente, os esforços nessa área propõem vários métodos distintos para eliminação de correntes e tensões harmônicas. Um método utilizando dois inversores de frequência é apresentado em (HE et al., 2017), onde o autor busca com um dos inversores suprimir todos os harmônicos presentes ao mesmo tempo, enquanto o outro inversor funciona normalmente injetando apenas potência ativa. As duas desvantagens desse método são o custo e a complexidade do código necessário.

Outras propostas são apresentadas em (BONALDO; PAREDES; POMILIO, 2016), (PEREIRA et al., 2015) e (XAVIER et al., 2015b), onde é aplicada a teoria da energia conservativa, para decompor a corrente em três componentes ortogonais: ativa, reativa e residual. Em (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984), (AKAGI; NABAE, 2018) e (HERRERA; SALMERON, 2009), são utilizadas a teoria de potência instantânea para separar a corrente em média e as componentes oscilantes.

Neste contexto, (XAVIER A. F. CUPERTINO; PEREIRA, 2017) propõe a utilização do inversor presente no sistema fotovoltaico em seu período ocioso, para compensação no ponto de conexão, de correntes harmônicas de baixa frequência. Uma vez que o inversor não é utilizado em boa parte do dia, devido a intempéries climáticas, e também no período noturno, pela ausência de luz solar, é possível aumentar seu fator de utilização. Assim, é apresentada uma forma de detecção de harmônicos adaptativa, que detecta os harmônicos de maior amplitudes presentes na rede.

## 1.3 Controladores

A introdução de um controlador em um determinado sistema visa a modificação de sua dinâmica, manipulando a relação entrada/saída através da atuação sobre um ou mais dos seus parâmetros, com o objetivo de satisfazer certas especificações com relação a sua resposta (OGATA, 1990).

Para a utilização de sistemas fotovoltaicos em seu período ocioso, na compensação de correntes harmônicas, são necessários controladores e outros equipamentos. A escolha dos controladores e de seus ganhos tem fundamental importância, uma vez que modificam

significativamente a resposta do sistema como um todo, e, assim, sua capacidade de suprimir e eliminar correntes harmônicas.

Um dos controladores utilizados é o ressonante, que é baseado no conceito de controlador PMI (Princípio do Modelo Interno). O controlador ressonante visa garantir o seguimento de referência e/ou a rejeição à perturbação. Para isso, adiciona-se à malha de controle, na planta ou no controlador, um termo que apresenta ganho elevado na frequência que se deseja seguir e/ou rejeitar.

Ao garantir *a priori* a estabilidade em malha fechada, o erro será nulo naquela frequência, mantendo os sinais com amplitude finita em qualquer ponto da malha de controle, o que leva ao seguimento de referência ou rejeição de perturbação. Esse controlador foi apresentado em (CHEN, 2009).

Em (BIRICIK et al., 2014), um método de controle alternativo é proposto para melhorar a eficiência de supressão harmônica de um filtro de potência ativa, em um sistema de potência distorcida e desequilibrada. Para compensar as perturbações causadas pelas cargas não lineares desequilibradas. Esse método utiliza um filtro de auto-ajuste para processar a tensão da rede, além disso, as correntes a serem compensadas, são obtidas pela implementação de outro sistema fotovoltaico, utilizado para separar as correntes fundamental e harmônicas.

Outro compensador amplamente utilizado em sistemas fotovoltaicos são os Controladores Repetitivos, que utilizam informações de erro em tempo passado para gerar a ação de controle atual. Esse tipo de controle é utilizado para rastreamento de referência e eliminação de distúrbios de carga que se repetem periodicamente. Em sistemas UPS (Uninterruptible Power Supplies) e PACS (Programmable AC Sources), esse tipo de controlador pode ser utilizado para eliminação das componentes harmônicas de saída ocasionadas pela presença de cargas não lineares (ESCOBAR et al., 2007). O primeiro relato de utilização do controlador repetitivo se deu em (INOUE; NAKANO, 1981), onde esse controlador foi utilizado para controle de um *Proton Synchrotron*.

Nesse trabalho o Controlador Repetitivo foi utilizado em conjunto com o Controlador Proporcional Integral (PI), esse controlador é utilizado também em outras malhas de controle presentes nesse trabalho. A atuação de um controlador PI corresponde à soma de uma ação proporcional com uma ação integral. Desta forma pode-se melhorar a resposta transitória com a contribuição da ação proporcional, enquanto a ação integral corrige o erro de estado estacionário (OGATA, 1990).

## 1.4 Objetivos

Nesse sentido, o presente trabalho apresenta um estudo comparando o desempenho do Controlador Proporcional Multi-Ressonante com o desempenho do Controlador Repetitivo, aplicando-se esses compensadores a um sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica.

Assim, este trabalho de mestrado tem os seguintes objetivos:

- Avaliar o desempenho do Controlador Proporcional Multi-Ressonante na compensação de correntes harmônicas.
- Avaliar o desempenho do Controlador Repetitivo na compensação de correntes harmônicas.
- Comparar a capacidade de compensar correntes harmônicas de cada um desses controladores.

Este trabalho é parte do esforço da equipe do Gerência de Especialistas em Sistemas Elétricos de Potência (GESEP/UFV), do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG) e da Universidade Federal de São João Del-Rei (UFSJ) no sentido de desenvolver soluções em geração e qualidade de energia com sistemas fotovoltaicos.

## 1.5 Organização do Texto

Este trabalho é dividido em cinco capítulos. No primeiro, é realizada uma contextualização histórica da utilização de sistemas fotovoltaico (SFV) no Brasil e no mundo. No capítulo 2, são detalhados os componentes do sistema fotovoltaico. Além de ser apresentadas as estratégias de controle utilizadas em SFVs, um estudo sobre os Controladores Proporcionais Multi-Ressonantes, esse controlador é baseado nos conceitos do princípio do modelo interno, o controlador ressonante necessita garantir o seguimento de referência e/ou a rejeição à perturbação. E um estudo sobre os Controladores Repetitivos, que foi inicialmente proposto, como uma forma alternativa de garantir o seguimento de referência periódica e a rejeição de perturbações, também de natureza periódica. Nesse capítulo é apresentado também um detalhamento da estrutura de detecção utilizada. O capítulo 3 é dedicado a apresentação dos parâmetros do SFV utilizado e as propostas de estudos de casos. O quarto capítulo é inteiramente dedicado a compensação de harmônicos de corrente. Inicialmente são apresentadas as respostas do sistema com o CPMR, e em seguida, as respostas com o CR, por fim, a comparação das respostas desses dois controladores na compensação de correntes harmônicas. O quinto e último capítulo, apresenta as conclusões deste trabalho.

# Inversores Fotovoltaicos na Compensação de Correntes Harmônicas

## 2.1 Sistema Fotovoltaico

Na Figura 2.1 é apresentada a topologia convencional de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. O painel fotovoltaico é responsável pela conversão da energia luminosa em energia elétrica (CASTRO, 2007). Geralmente, esse equipamento é composto por várias células de silício que ao serem expostas aos fótons presentes na luz, geram o efeito fotovoltaico. Isto é, aparece uma diferença de potencial em seu interior, que interage com os elétrons dos átomos do silício, gerando, assim, uma corrente elétrica contínua (CASTRO, 2007).

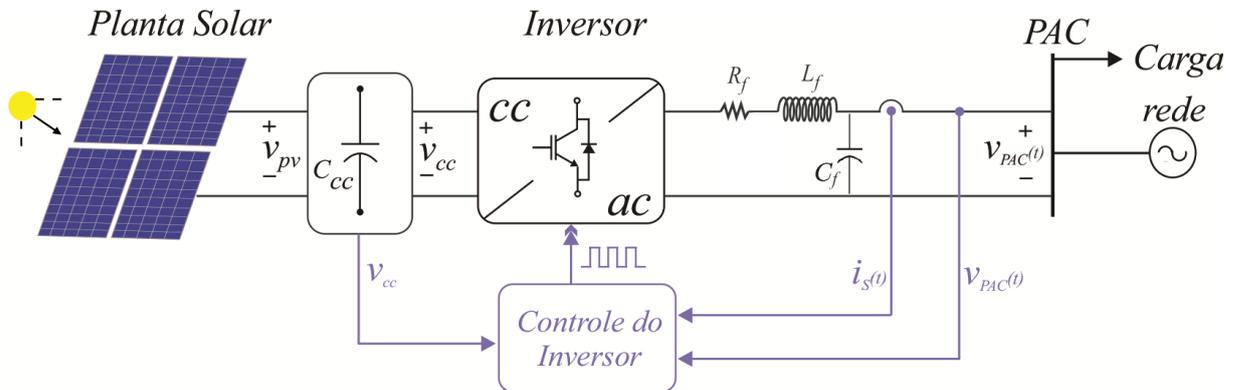


Figura 2.1: Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.

Antes de conectar o sistema fotovoltaico à rede elétrica, é necessário converter a tensão contínua dos painéis fotovoltaicos em alternada. Para isso, utiliza-se inversores fotovoltaicos, que geralmente são chaveados por modulação de largura de pulso. Estes geram harmônicos que devem ser atenuados para a conexão do sistema à rede. A atenuação, por sua vez, geralmente é feita com a utilização de um filtro passivo. Os mais tradicionais na literatura são o filtro L e o filtro LCL (XAVIER, 2015).

Apesar de a utilização do filtro L ser mais simples e barata, neste trabalho é utilizado

o filtro LCL, pois, apresenta uma boa relação custo/benefício (PEÑA-ALZOLA et al., 2014). É possível projetá-lo para ter a mesma capacidade de atenuação de harmônicos e utilizar indutores menores que o filtro L. Porém, a utilização do filtro LCL eleva a dificuldade no projeto do controlador, uma vez que problemas de estabilidade devido ao efeito da ressonância do filtro devem aparecer (PEÑA-ALZOLA et al., 2014).

No bloco Controle do Inversor presente na Figura 2.1, encontra-se a estratégia de controle da tensão do barramento cc, controle da potência reativa, e a estratégia de controle da corrente que será injetada pelo inversor. O controle de corrente será explorado com mais detalhes na Seção 2.2.

## 2.2 Estratégia de Controle Convencional

Na Figura 2.2 é apresentada a estratégia de controle utilizada. Inicialmente, a tensão de referência do barramento é comparada com a tensão do barramento cc, gerando, assim, um sinal de erro, que posteriormente é utilizado no controlador proporcional integrativo (PI), originando a amplitude da referência de corrente  $I_s^*$ . Essa corrente de referência é sincronizada com a tensão do PAC ( $V_{PAC}(t)$ ), no bloco Circuito de Sincronismo, e, por fim, multiplicada com a amplitude da corrente de referência, gerando, assim, o sinal de referência de corrente  $i_s^*(t)$  a ser injetada pelo inversor. Esse sinal é comparado com a corrente injetada na rede. E o sinal de erro produzido será utilizado no controle de corrente.

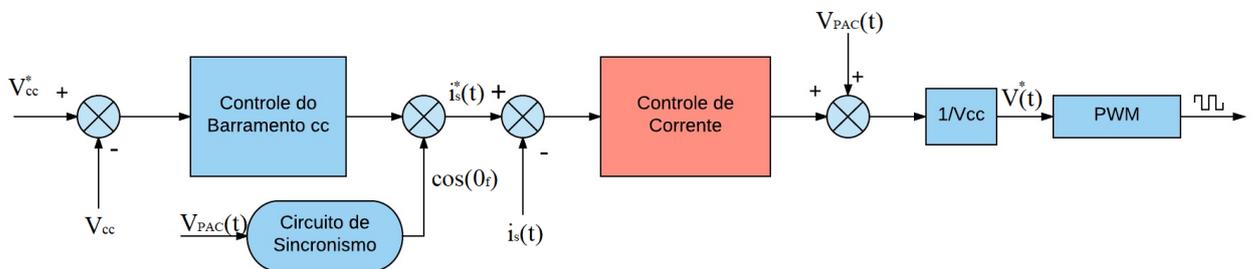


Figura 2.2: Estratégia de controle do inversor fotovoltaico.

No bloco Circuito de Sincronismo é utilizada uma estrutura denominada *second order generalized integrator* (SOGI), e uma *synchronous reference frame* (SRF-PLL) em cascata, para encontrar o ângulo de fase da rede e sincronizar, assim, com a tensão da rede. A SOGI é baseada em filtros adaptativos (KAZMIERKOWSKI, 2011), que geram dois sinais em quadratura filtrados na frequência  $\omega$  de retorno da PLL. A função de transferência dos dois sinais da SOGI é dado por:

$$\begin{aligned} G_\alpha &= \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2}, \\ G_\beta &= \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Onde,  $k = \sqrt{2}$ .

A SRF-PLL utiliza a transformada Park para transformar a tensão  $\alpha\beta$  para o sistema dq. A SRF é um sistema não linear (XAVIER et al., 2015a), e sua função de transferência é dado por:

$$G_{SRF} = \frac{k_{ps}s + k_i}{s^2 + k_{ps}s + k_i}. \quad (2.2)$$

Onde,  $k_{ps} = 2\zeta\omega_n$  e  $k_i = (\omega_n)^2$ .

No entanto, para uma variação grande na frequência, esta abordagem não é válida e essa função de transferência não representa o sistema (GOLESTAN; GUERRERO, 2015). Em (GOLESTAN; GUERRERO, 2015), a dinâmica da SRF-PLL é modelada pela seguinte equação diferencial não linear:

$$\ddot{\theta}_e + \dot{\theta}_e k_{ps} \sin\theta_e + k_{ps} \cos\theta_e + k_i \sin\theta_e = \ddot{\theta}_{in}. \quad (2.3)$$

Onde  $\theta_e = \theta_h - \theta_{in}$  é o erro da fase.

A solução dessa equação diferencial não é uma tarefa fácil, e para dois ou mais componentes harmônicos a solução desta equação é ainda mais complexa (GOLESTAN; GUERRERO, 2015). Em (BARRROS; PEREIRA; CUPERTINO, 2017) pode ser encontrado um gráfico tri-dimensional da função de transferência da Equação 2.2, tendo como variáveis, os valores de  $\zeta$  e  $\omega_n$ .

## 2.3 Detecção de Correntes Harmônicas

Além de ser empregada na estrutura de sincronismo, a SOGI em cascata com a SRF-PLL é utilizada também na detecção de correntes harmônicas. O método adaptativo proposto consiste em pelo menos duas estruturas similares em cascata, composta cada uma por uma SOGI-PLL e um SRF-PLL, como ilustrado na Figura 2.3 (XAVIER et al., 2015a). A frequência fundamental  $\omega_n$  é fornecida à SOGI pela SRF-PLL através de uma retroalimentação, fazendo com que a estrutura seja adaptativa a variações de frequência. Além disso, essa estrutura de detecção é composta por duas etapas, sendo cada etapa processada separadamente em uma das duas estruturas.

O sinal de entrada  $i_L(t)$  é composto pela corrente fundamental  $i_f(t)$ , além das cor-

rentes harmônicas  $i_{Lh}(t)$ , daí a necessidade de pelo menos duas etapas.

$$i_L(t) = I_f \cos(\theta_f(t)) + I_{Lh} \cos(\theta_h(t)). \quad (2.4)$$

A primeira estrutura é responsável por detectar a corrente fundamental  $i_f(t)$ , tal como sua frequência (para os padrões brasileiros  $\omega_f = 2\pi 60$  rad/s) e amplitude.

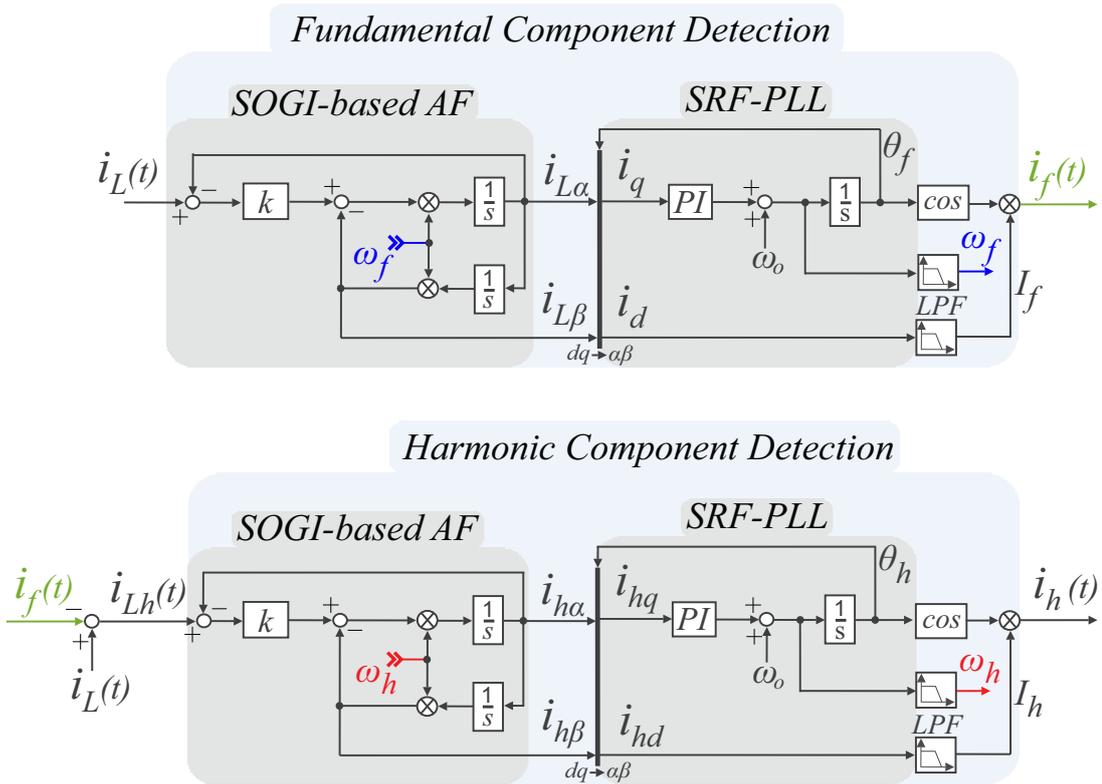


Figura 2.3: Estrutura de Detecção baseado em duas (SOGI-PLL).

Fonte:(XAVIER et al., 2015a).

Para isso, a posição angular do eixo de quadratura  $dq$  é ajustada, forçando  $i_q$  tender para zero (GOLESTAN; GUERRERO, 2015). Portanto, a amplitude da componente fundamental  $I_f$  é igual à componente de eixo direta  $i_d$ , filtrada por um filtro passa-baixa (LPF). Assim apenas a amplitude da componente fundamental é encontrada. Ao final dessa primeira etapa, o sinal filtrado  $i_f(t)$  é reconstruído. Esse sinal apresenta a amplitude da corrente fundamental  $I_f$  e a frequência fundamental da rede como pode ser observado em (2.5). Por fim, esse sinal é subtraído do sinal de entrada, restando apenas as correntes harmônicas.

$$i_f(t) = I_f \cos(\theta_f(t)). \quad (2.5)$$

Na segunda etapa, o sinal  $i_{Lh}$  composto apenas pelas correntes harmônicas é pro-

cessado. O processo é similar ao ocorrido na primeira etapa, mas, a segunda estrutura encontra a frequência e a amplitude do harmônico com maior amplitude presente em  $i_{Lh}$ . Ao final, o sinal  $i_h$  composto pelo harmônico de maior amplitude é reconstruído e pode ser utilizado para eliminação desse harmônico da rede.

$$i_h(t) = I_h \cos(\theta_h(t)). \quad (2.6)$$

Com a utilização de outra estrutura similar, é possível detectar o próximo harmônico com maior amplitude presente na rede. Neste trabalho será estudado apenas sinais com fundamental, terceiro e quinto harmônico, assim, a estrutura de detecção utilizada é composta por três SOGI e SRF-PLL em cascata.

Depois de ser detectado, isolado e reconstruído, o sinal contendo cada corrente harmônica é somado à referência de corrente na malha de controle. Isso faz com que o inversor sintetize na rede uma corrente de mesma amplitude e frequência, defasada em  $180^\circ$ , assim, a corrente harmônica presente na rede é cancelada com a corrente harmônica injetada pelo inversor.

Antes de sintetizar a corrente na rede, através da tensão sintetizada pelo inversor, o erro da corrente de referência passa por um controlador. Os mais utilizados na literatura são: proporcional integral (PI) (BONALDO; POMILIO, 2013), proporcional ressonante (CHEN, 2009) e controlador repetitivo (INOUE; NAKANO, 1981). O controlador repetitivo e o controlador proporcional multi-ressonante, que é um tipo de controlador ressonante, serão apresentados detalhadamente nas seções 2.4 e 2.5.

## 2.4 Controlador Proporcional Multi-Ressonante

Baseado nos conceitos do controlador PMI (Princípio do Modelo Interno), o controlador ressonante necessita garantir o seguimento de referência e/ou a rejeição à perturbação. Para isso adiciona-se à malha de controle, na planta ou no controlador, um termo que apresenta ganho infinito na frequência que se deseja seguir e/ou rejeitar. Ao garantir *a priori* a estabilidade em malha fechada, o erro será nulo naquela frequência, mantendo os sinais com amplitude finita em qualquer ponto da malha de controle. Tal fato leva ao seguimento de referência ou rejeição à perturbação. Esse controlador foi apresentado em (CHEN, 2009).

O Princípio do Modelo Interno proposto inicialmente por Francis e Wonham (1976), define que para se seguir um determinado sinal com erro nulo em regime permanente, deve-se inserir na malha de controle do sistema um bloco gerador com as mesmas características dos sinais a serem seguidos e/ou rejeitados. Com isso, o sistema de controle é capaz de seguir ou rejeitar perturbações que possuam as mesmas características do sinal de referência (JUNIO, 2014). Assim, essa implementação do controlador ressonante produz um ganho infinito sempre que o erro possui uma frequência  $\omega_r$ . No entanto, para pequenas variações de frequência, o valor da ação de controle decai drasticamente, praticamente não

exercendo nenhuma ação sobre o sinal de erro. Esse valor será ilustrado posteriormente na Figura 2.4.

Através da Série de Fourier pode-se representar qualquer sinal periódico a partir da soma ponderada de co-senoides (JUNIO, 2014). Assim, pode-se considerar o sinal de referência descrito por:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{n_r} a_{ri} \cos(\omega_{ri} + \varphi_{ri}). \quad (2.7)$$

Onde  $n_r$ , é o número de componentes em diferentes frequências.

Segundo (JUNIO, 2014), no domínio da frequência cada termo do somatório contribui com:

$$R(s) = \frac{s}{s^2 + (\omega_{ri})^2}. \quad (2.8)$$

Vale ressaltar que o primeiro termo é a componente cc que dará origem à parcela proporcional do controlador.

A Figura 2.4, apresenta o Diagrama de Bode dessa estrutura, onde é possível observar um ganho muito elevado na frequência  $\omega_r$ . Por este motivo recebe o nome de frequência de ressonância. Um raciocínio análogo ao desenvolvido para esse controlador de uma única referência pode ser aplicado para manipular sinais periódicos de referências mais complexas, tendo  $n$  componentes senoidais em diferentes frequências. Para esse caso, o problema pode ser tratado utilizando-se  $n$  controladores ressonantes, ou seja um controlador de ressonâncias múltiplas ou Múltiplo Ressonante (JUNIO, 2014).

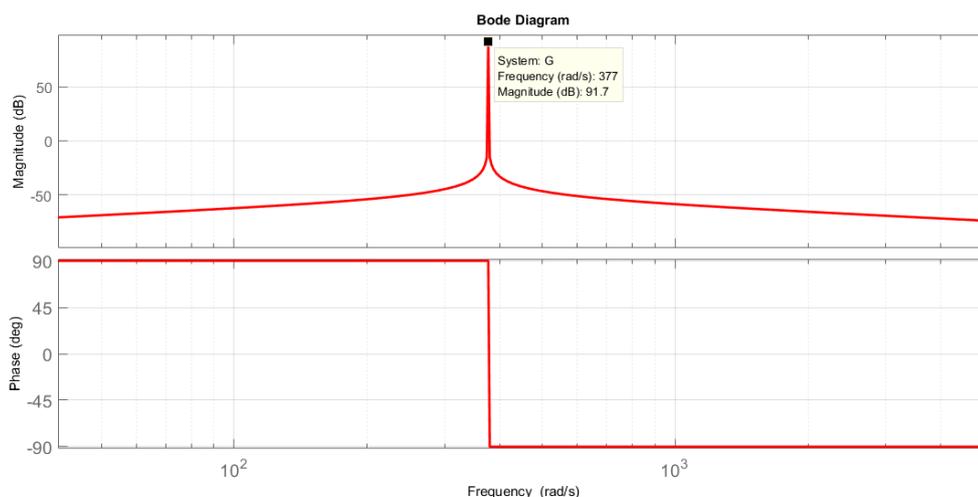


Figura 2.4: Diagrama de Bode do Controlador Ressonante ( $\omega_r = 2\pi 60$ ).

É importante ressaltar que o espectro de um sinal contínuo tem infinitas componentes de frequência e, neste caso, existe um erro de seguimento que diminui conforme  $n_r$  aumenta.

Existem vários métodos de sintonia dos controladores ressonantes bem documentados em (MANO, 2010), (BONAN et al., 2010), (HASANZADEH, 2011), (ZENG et al., 2005) e (ZORBAA; LECCI, 2005). Em (MANO, 2010) e (BONAN et al., 2010), a formulação do problema de síntese de parâmetros dos controladores ressonantes é realizada utilizando o método de D-Estabilidade, rejeição de distúrbios minimizando a norma  $H_\infty$  e o ferramental de Desigualdades Matriciais Lineares (LMI); nos artigos (HASANZADEH, 2011) e (ZENG et al., 2005), é usado o método LQR (*Linear Quadratic Regulator*) para o projeto do controle ressonante; o autor (ZORBAA; LECCI, 2005), utiliza um método computacional de otimização, *particle swarm optimisation*. Um método mais simples é apresentado em (CARVALHO, 2013), onde uma nova proposta de sintonia para múltiplos controladores ressonantes. Neste trabalho um método de complexidade comparada ao método proposta por Ziegler-Nichols é obtida, e utilizada para ajuste dos parâmetros dos controladores, através de uma formulação cujos argumentos são os parâmetros do inversor a ser controlado.

Para verificar a estabilidade do controlador aplicado ao trabalho, inicialmente, utilizaremos o critério de estabilidade de Nyquist. Esse critério foi desenvolvido em 1932 por Harry Nyquist nos laboratórios Bell, durante um estudo de instabilidades em amplificadores realimentados (UFRGS, 2010). O critério de estabilidade de Nyquist tem como principal vantagem sobre os outros métodos (Critério RH e Lugar das Raízes), a garantia da estabilidade absoluta e relativa do sistema operando em malha fechada. Outra vantagem é não precisar da função de transferência explícita do sistema em malha aberta.

Para entendermos o método de Nyquist, considere que  $P$  representa o número de pólos e  $Z$  o número de zeros de uma função de transferência  $G(s)$ , envolvidos por um caminho fechado, percorrido a partir de um ponto arbitrário  $s_0$ , localizado sobre o caminho fechado do plano  $s$  no sentido horário (UFRGS, 2010). Então, o número líquido de vezes que o caminho fechado mapeado no plano  $G(s)$  envolverá a origem do plano  $G(s)$  será  $N$ , onde:

$$N = Z - P, \text{ ou } P = Z - N.$$

Assim, a estabilidade do sistema de controle dependerá da localização das raízes da equação característica no plano  $s$ , ou seja, da localização dos polos de malha fechada (UFRGS, 2010).

O critério de estabilidade de Nyquist originalmente proposto, considera como caminho fechado no plano  $s$ , ou seja, todo o semi-plano direito do plano  $s$ . O que pode ser empregado para determinar a diferença líquida entre o número polos de  $1 + G(s)H(s)$  localizados no semi-plano direito do plano  $s$ . A origem  $(0, 0)$  do plano  $1 + G(s)H(s)$  coincide com o ponto  $-1 + j0$  no eixo real do plano  $G(s)H(s)$ , podendo-se realizar a análise de estabilidade empregando o princípio de Nyquist, avaliando-se o número líquido dos envoltimentos do ponto  $-1 + j0$  no plano  $G(s)H(s)$ .

O CPMR utilizado neste trabalho é composto por três parcelas: uma proporcional; um controlador ressonante sintonizado na frequência fundamental da rede e controladores ressonantes sintonizados em cada ordem harmônica presente na corrente harmônica da carga. A função de transferência de um controlador proporcional multi-ressonante genérico, pode ser representada por:

$$G_{PMR} = K_p + \sum_{h=1} K_{ih} \frac{s}{s^2 + (h\omega_f)^2} \quad (2.9)$$

Onde  $K_p$  é o ganho proporcional,  $h$  é a ordem harmônica,  $\omega_f$  é a frequência fundamental e  $K_{ih}$  é o ganho integral sintonizado na frequência harmônica do sistema, segundo (XAVIER, 2015).

Segundo (XAVIER, 2015), a função de transferência da planta pode ser aproximada por:

$$P(s) = \frac{1}{L_f s + R_f} \quad (2.10)$$

Onde  $L_f$  e  $R_f$  é a indutância e a resistência em série equivalente do filtro *LCL*, presente na planta.

Finalmente, utilizando  $G_{PMR}(s)P(s)$  e o diagrama de Nyquist, é possível aferir que para  $K_p > 0$  o diagrama não circunda o ponto  $-1 + j0$ . Logo, segundo Nyquist, para valores positivos de  $K_p$  o sistema será estável. Com o intermédio de recursos computacionais, comprovou-se esse resultado para  $K_p = 15, 29, 100$  e  $1000$ . Utilizando o Critério RH, o mesmo resultado pode ser encontrado, ou seja, o sistema é estável se  $K_p > 0$ .

Nas Figuras 2.5, 2.6 e 2.7, são apresentados os resultados para diferentes valores de  $K_p$  e  $h = 1, 3$  e  $5$ .

Analisando a frequência de cruzamento para  $K_p = 29$  temos que  $f_c = 580Hz$ , que é menor que dez vezes a frequência de chaveamento ( $f_s = 12kHz$ ), atendendo assim, segundo (XAVIER, 2015), todas as especificações de projeto. (YEPES et al., 2011) afirma que o parâmetro  $K_{ih}$  deve ser ajustado para obter um compromisso adequado entre filtragem seletiva e resposta dinâmica. Um ganho integral idêntico foi selecionado para todas as ordens harmônicas, para alcançar a mesma largura de banda para todas elas. Desta forma, uma compensação semelhante entre seletividade e resposta transitória é assegurada para cada frequência de ressonância. Na verdade, é uma prática comum para sintonizar controladores proporcionais ressonantes a escolha de  $K_{ih}$  idênticos para todas as ordens harmônicas. Devido a todos esses aspectos, foi selecionado um  $K_{ih} = 2000$  (YEPES et al., 2011).

Assim basta definir um valor  $K_p$  maior que zero para garantir a estabilidade do sistema em malha fechada. Segundo (YEPES et al., 2011),  $K_p$  pode ser dimensionado de acordo com os parâmetros do filtro LCL e a frequência de chaveamento  $f_s$ , ou seja:

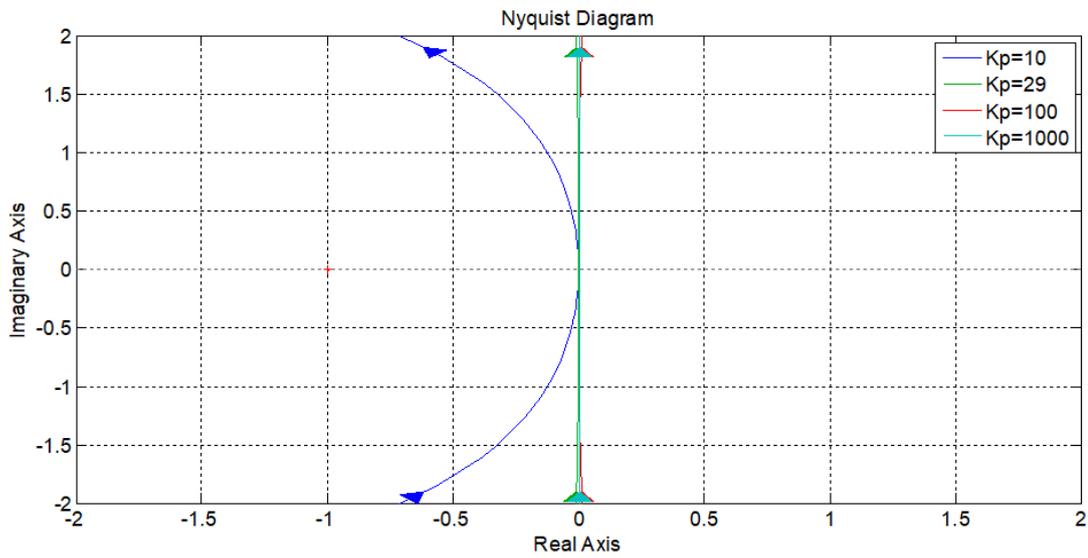


Figura 2.5: Diagrama de Nyquist de  $G(s)P_L(s)$  para  $h = 1$  e diversos valores de  $K_p$ .

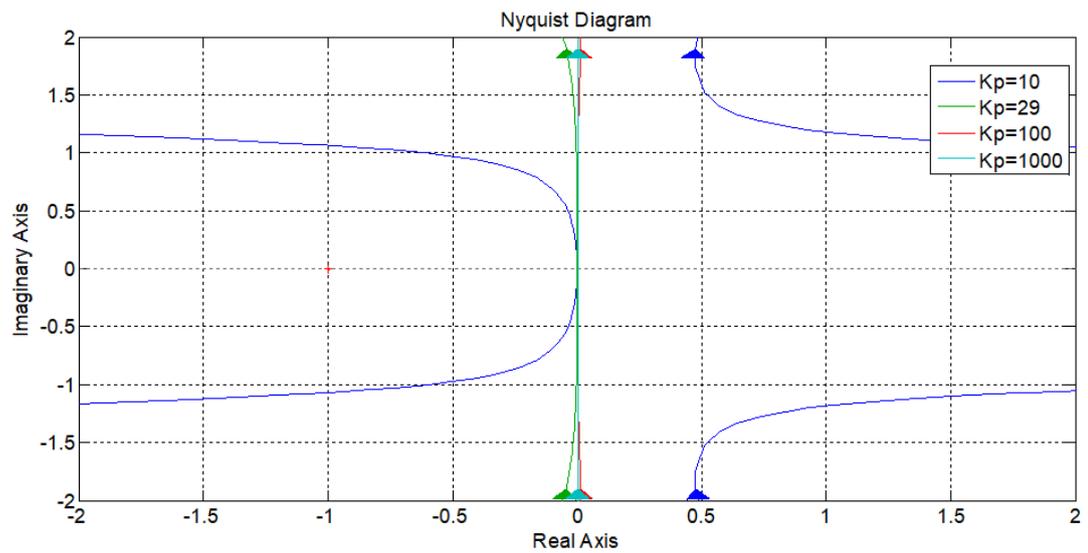


Figura 2.6: Diagrama de Nyquist de  $G(s)P_L(s)$  para  $h = 3$  e diversos valores de  $K_p$ .

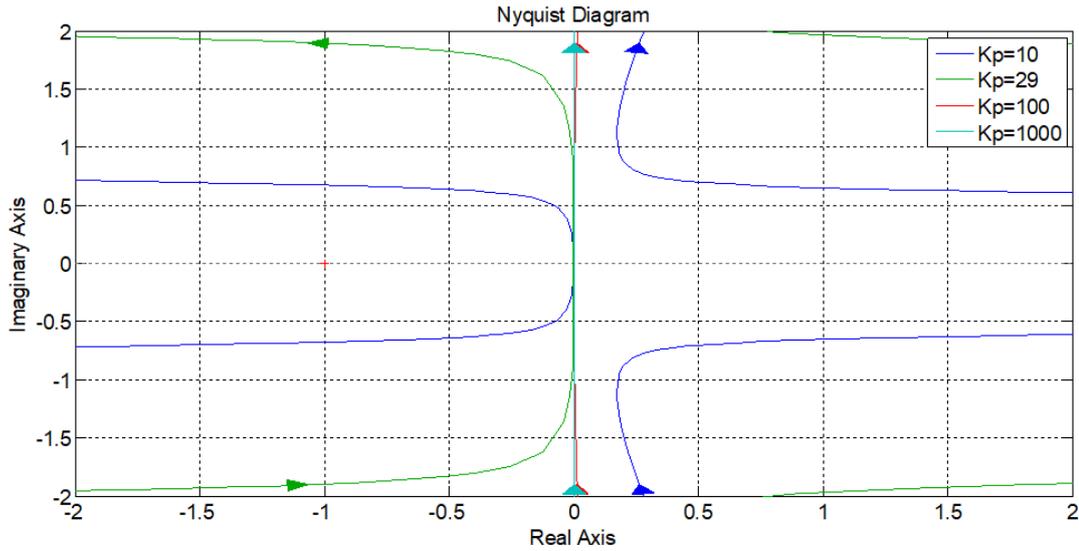


Figura 2.7: Diagrama de Nyquist de  $G(s)P_L(s)$  para  $h = 5$  e diversos valores de  $K_p$ .

$$k_p = \left( \frac{R_f}{(1 - \rho^{-1})\sqrt{2}} \sqrt{2 + 2(\rho^{-2})} - (1 + \sqrt{5})\rho^{-1} \right) \quad (2.11)$$

Onde  $\rho = R_f T_s L_f^{-1}$  e  $T_s = f_s^{-1}$  sendo  $f_s$  a frequência de chaveamento.

## 2.5 Controlador Repetitivo

O controlador repetitivo foi inicialmente proposto em (INOUE; NAKANO, 1981), como uma forma alternativa de garantir o seguimento de referência periódica e a rejeição de perturbações, também de natureza periódica. A grande vantagem deste tipo de controlador é que o seguimento/rejeição é garantida para qualquer sinal com período fundamental  $\tau$  independente de seu conteúdo harmônico.

A ideia básica por trás desse controlador é o armazenamento do erro de seguimento durante um período completo e a consequente realimentação deste sinal de erro no sistema através de um controlador apropriado (YAMAMOTO; HARA, 1987).

O controlador repetitivo, assim como o ressonante, também é baseado no princípio do modelo interno que estabelece que para um sistema possuir erro nulo em regime permanente na presença de qualquer referência ou distúrbio de carga, esses sinais devem estar presentes na malha fechada estável do sistema de controle. Esse conceito pode ser facilmente estendido para sistemas que possuam entradas periódicas (SILVA; SILVA, 2012).

Usualmente, o controlador repetitivo é empregado em sistemas de controle operando em tempo discreto, pois, o atraso  $e^{-sT}$  pode ser facilmente implementado por meio do operador  $z^{-N}$ , onde  $N$  é número de amostras existentes em um período do sinal de entrada, e em (LEYVA-RAMOS et al., 2005) é apresentado uma implementação analógica desse controlador. Uma possível forma de implementação contínua desse controlador é mostrada

na Figura 2.8.

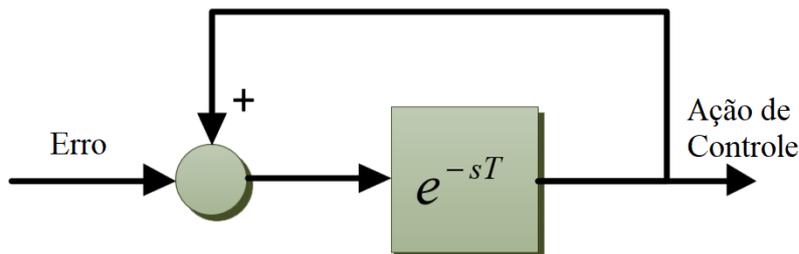


Figura 2.8: Controlador Repetitivo.

E a sua função de transferência é:

$$G_{CR} = \frac{1}{1 - e^{-\tau s}}. \quad (2.12)$$

Logo, o controlador apresentará ganho infinito para sinais com frequência fundamental  $\omega_0 = 2\pi/\tau \text{ rad/s}$  e também para todos os sinais que apresentem frequências múltiplas inteiras de  $\omega_0$ . A vantagem dessa topologia, é que a função de transferência do controlador (2.12), não apresenta atraso em seu numerador, o que garante uma atuação mais rápida da estratégia de controle.

Esse tipo de controle é utilizado para rastreamento de referência e eliminação de distúrbios de carga que se repetem periodicamente no tempo. Em sistemas *UPS* e *PACS*, ele pode ser utilizado para eliminação das componentes harmônicas da tensão na saída, ocasionadas pela presença de cargas não lineares (ESCOBAR et al., 2007).

Outra estrutura de controle onde utiliza-se esse controlador com o atraso na realimentação positiva, é apresentado na Figura 2.9.

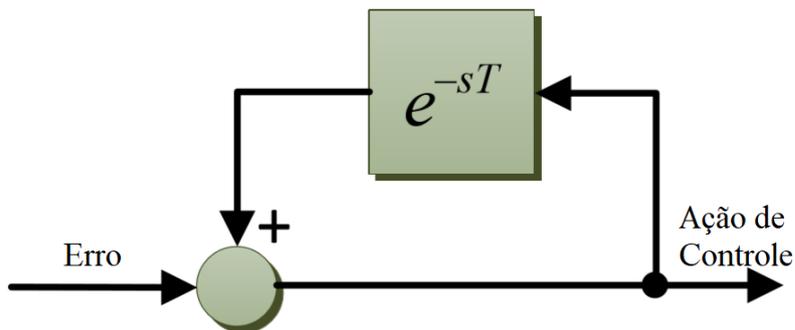


Figura 2.9: Controlador Repetitivo na Realimentação.

E a sua função de transferência é:

$$G_{CR} = \frac{e^{-\tau s}}{1 - e^{-\tau s}}. \quad (2.13)$$

O controlador repetitivo apresenta resposta transitória lenta em função do atraso empregado no caminho de realimentação. Para compensar esse fato, o controlador repetitivo é normalmente utilizado em combinação com algum outro tipo de controle que ofereça rapidez em regime transitório (SILVA; SILVA, 2012).

Neste caso, para a obtenção de erro nulo em regime permanente, baseado no PMI, cada modelo da  $k$ -ésima componente harmônica do sinal de entrada deve estar presente na malha fechada estável do sistema, em uma estrutura semelhante a da Figura 2.10.

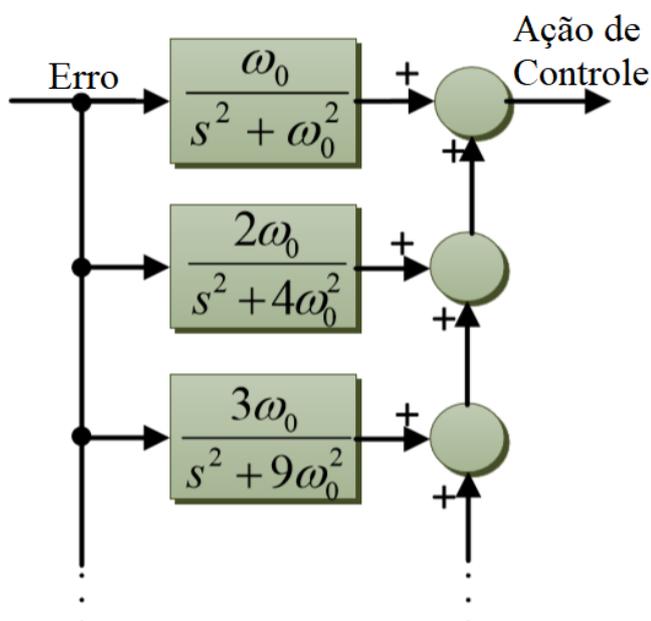


Figura 2.10: Controlador Repetitivo aplicado a Sistemas Periódicos.

Na Figura 2.11 é apresentada a curva do ganho em dB, em função da frequência em Hz, do controlador repetitivo em cuja estrutura foi utilizado um atraso de 1/60s.

É possível observar na Figura 2.11 que os picos, (teoricamente infinitos), ocorrem na frequência zero, 60Hz e nas frequências múltiplas (120Hz, 180Hz, ...,  $\infty$ ). Essa curva fornece indicativo sobre o funcionamento desse tipo de controlador. Na presença das frequências para as quais o controlador foi sintonizado, é fornecida significativa ação de controle com objetivo de eliminar essas componentes do erro do sistema, garantindo, assim, erro nulo em regime permanente. Em sistemas de controle que possuam distúrbios de carga com harmônicos ímpares apenas, comuns em sistemas baseados em eletrônica de potência, a presença de polos sintonizados em frequências múltiplas pares da componente fundamental não acarreta melhoria alguma em seu desempenho. Nesses sistemas, o controlador repetitivo para harmônicos ímpares, ilustrado na Figura 2.12, pode ser utilizado.

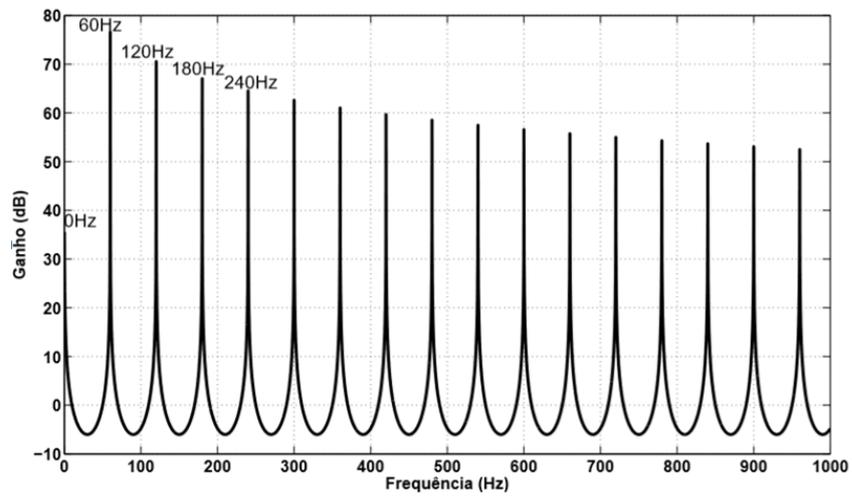


Figura 2.11: Ganho do Controlador Repetitivo.

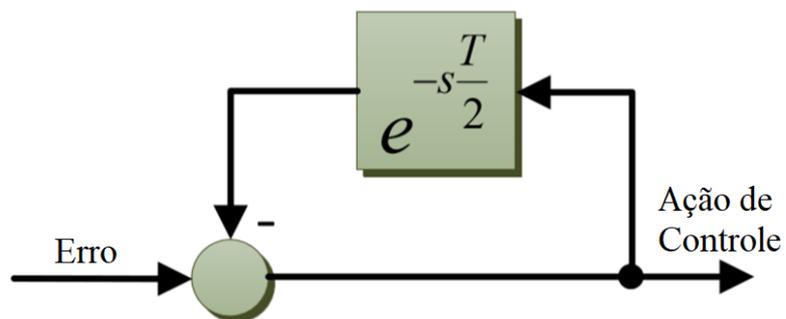


Figura 2.12: Controlador Repetitivo para Harmônicos Impares.

Em contraste com o controlador repetitivo clássico, nesse controlador, o caminho de realimentação possui sinal negativo e o atraso presente na estrutura é igual à metade do período da componente fundamental. Pode-se mostrar facilmente que seus polos são posicionados em  $s = \pm j\omega_0(2k + 1)$  para  $k = 0, 1, 2, \dots, \infty$ , na frequência fundamental e nas componentes harmônicas ímpares. Em função de utilizar metade do tempo de atraso, sua resposta dinâmica é duas vezes mais rápida que o controlador clássico. Outra diferença importante, é a ausência do polo na origem, fato que deve ser levado em conta no desenvolvimento da malha de controle (SILVA; SILVA, 2012).

O controlador repetitivo supre a deficiência do controlador  $PI$ , que não consegue regular grandezas periódicas. Com isso, uma grande gama de sistemas que possuem referências ou distúrbios de carga repetitivos, ou periódicos, podem se beneficiar dessa estratégia de controle. A sua principal desvantagem é a lentidão em regime transitório, que pode ser explicada pela presença do atraso de um período, presente na estrutura apresentada na Figura 2.8, (SILVA; SILVA, 2012).

Na figura 2.13 é apresentada a topologia do controlador repetitivo utilizado neste trabalho. Como a grande maioria dos sistemas baseados em eletrônica de potência apresenta apenas componentes harmônicas ímpares em sua corrente, no sistema fotovoltaico estudado temos apenas a presença de harmônicos ímpares. Por esse motivo, foi utilizada a proposta para sistemas com harmônicos ímpares apresentada na Figura 2.12, um filtro passa baixas é adicionado em série com o atraso do controlador repetitivo. Esse filtro tem o objetivo de limitar a faixa de passagem do controlador e reduzir, assim, o requisito não realista de eliminar todas as frequências harmônicas múltiplas da componente fundamental, além de evitar a amplificação de ruídos. Em função da faixa de passagem limitada dos elementos da malha de controle, essa tarefa se torna inviável. A adição do filtro torna-se, então, essencial para evitar instabilidade na interação entre as malhas de tensão e corrente.

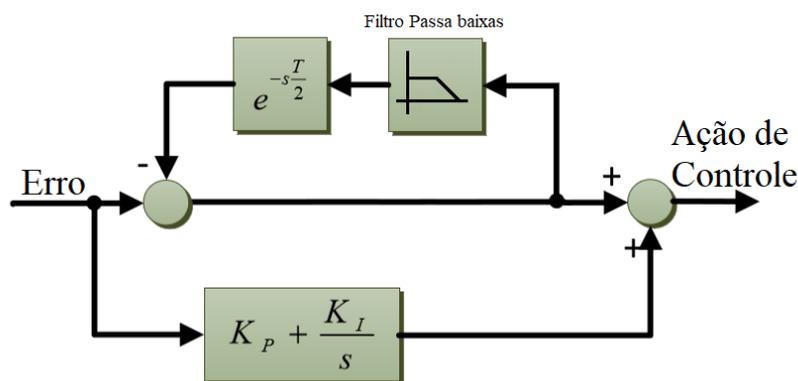


Figura 2.13: Controlador Repetitivo Utilizado.

Para determinar a função de transferência do filtro passa baixas, as condições desejáveis para o filtro são: possuir frequência de corte inferior à frequência de corte da malha de corrente e possuir características de fase nula em sua faixa de passagem, para que

não haja deslocamento no posicionamento dos pólos do controlador repetitivo segundo (SILVA; SILVA, 2012).

O filtro escolhido é um passa baixa de segunda ordem cuja função de transferência é:

$$G_F(s) = \frac{e^{\tau s}}{\frac{s^2}{\omega_c} + \frac{2\zeta s}{\omega_c} + 1} \quad (2.14)$$

Onde  $\omega_c$  é a frequência de corte do filtro e  $\zeta$  é o seu fator de amortecimento,  $\omega_c$  deve ser inferior a  $\omega_i$  (frequência de corte da malha de corrente). Neste trabalho é utilizado o valor de 300Hz para esse parâmetro, pois através dos diagramas de Bode do filtro com o atraso, Figuras 2.14 e 2.15, não é possível notar diferença significativa na fase, além de auxiliar na redução de ruídos, e essa escolha não altera os resultados encontrados via simulações que serão apresentados no Capítulo 4.  $\zeta$  deve ser definido de forma que o filtro possua o menor sobre-sinal possível em sua resposta transitória. Com esse objetivo,  $\zeta = 0,7$  é escolhido por promover rapidez de resposta com baixos valores de sobre-sinal. O avanço ( $e^{\tau s}$ ) é utilizado para compensar o atraso de fase promovido pelo filtro de segunda ordem, evitando, assim, que haja deslocamento dos pólos do controlador repetitivo em relação às frequências para as quais foram sintonizados. A escolha do avanço é utilizada para compensar o atraso de fase inerente ao filtro (SILVA; SILVA, 2012).

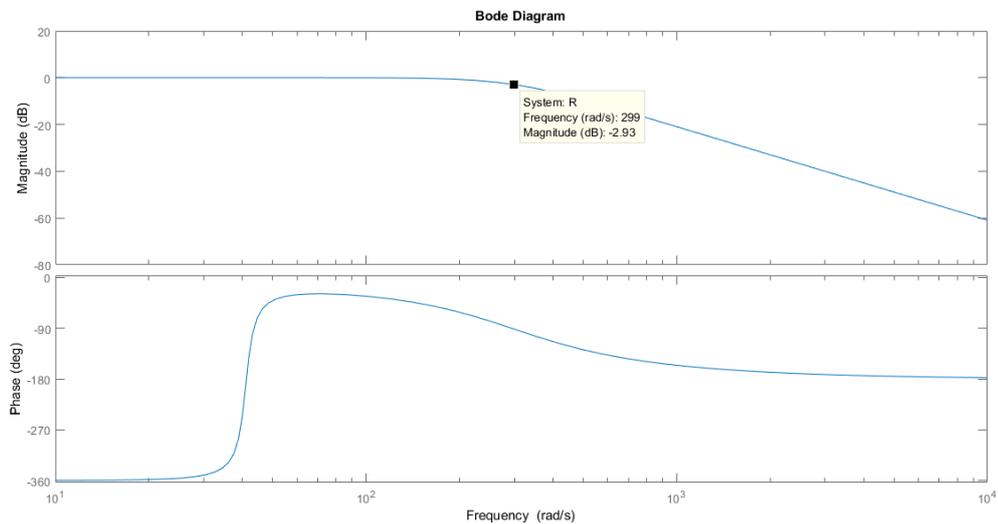


Figura 2.14: Diagrama de Bode do filtro com o atraso com  $\omega_c = 300Hz$ .

Além do filtro, em função da deficiência do controlador repetitivo em regime transitório, adicionou-se, também, um controlador cuja característica seja a rapidez de resposta dinâmica em paralelo com o controlador e repetitivo. Nesse trabalho foi escolhido o controlador do tipo PI, pois garante dois parâmetros para modificar a resposta dinâmica do

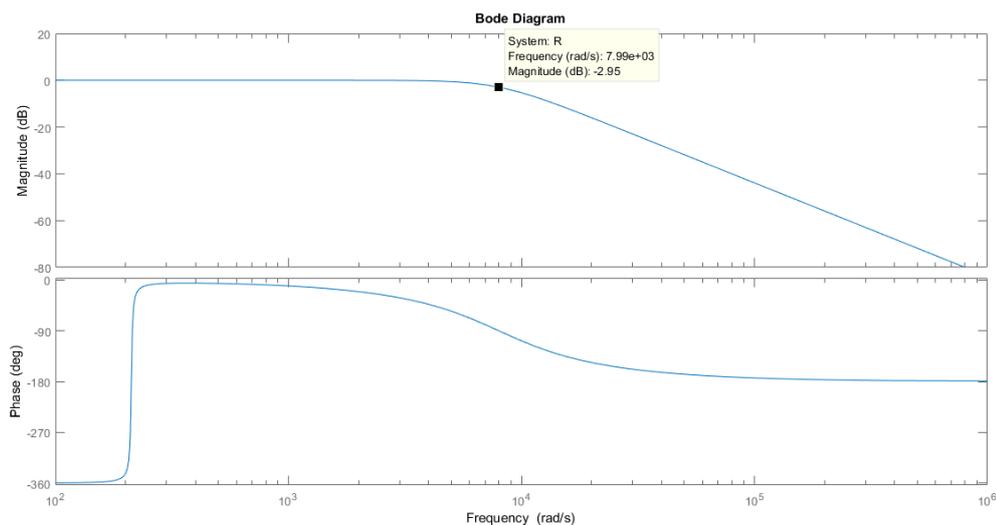


Figura 2.15: Diagrama de Bode do filtro com o atraso com  $\omega_c = 8kHz$ .

controlador. A ação proporcional é o ganho  $k_{pr}$  que segundo (SILVA; SILVA, 2012), possibilita que o sistema de controle possua rapidez em regime transitório. Os polos presentes na frequência zero (ação integral  $k_{ir}$  do controlador PI) e múltiplas ímpares da componente fundamental (polos do controlador repetitivo) atuam na característica de regime permanente do controlador possibilitando erro nulo nas frequências para as quais os polos estão sintonizados.

Para sintonia dos ganhos do controlador repetitivo segundo (SILVA; SILVA, 2012), podemos ignorar a parcela ressonante e considerar apenas o controlador (PI) em série com a planta, assim, sua função de transferência em malha fechada é:

$$G_{CR}(s)P(s) = \frac{k_{pr}s + k_{ir}}{L_f s^2 + (k_{pr} + R_f)s + k_{ir}}. \quad (2.15)$$

Para sintonia dos ganhos, foram escolhidos alguns requisitos de desempenho.

- Tempo de subida ( $T_r = 0,000166$ ).
- Ultrapassagem percentual ( $U_p = 13,8\%$ ).
- Tempo de acomodação ( $T_s = 0,000592$ ).

O tempo de subida foi escolhido com base no período fundamental, ou seja, como a frequência da rede é 60 Hz, o período é 0,0166 segundos, logo  $T_r = 0,01 \times 0,0166$ . O tempo de acomodação utilizado é 3,65 desse valor, geralmente utiliza-se valores perto de 4 vezes o valor  $T_r$ , e valores de ultrapassagem percentual próximos a 0,1 da amplitude do sinal acomodado.

Da teoria de controle clássico, temos  $t_r = \frac{1,8}{\omega_n}$ , logo  $\omega_n = 10.843,37$ , como  $k_{ir} = (\omega_n)^2 L_f$  temos que  $k_{ir} = 117.588,75$ . Temos também que o tempo de acomodação  $T_s = \frac{4}{\zeta\omega_n}$ , então  $\zeta\omega_n = 6.756,756$ ,  $2\zeta\omega_n = \frac{k_{pr}+R_f}{L_f}$  daí  $k_{pr} = 8,5135$ .

Nos próximos capítulos serão apresentados mais detalhes e resultados sobre os controladores utilizados.

## Estudo de Caso

### 3.1 Parâmetros do Sistema Fotovoltaico Utilizado

Neste capítulo serão apresentados todos os valores dos parâmetros e dos componentes inerentes ao sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica utilizado nas simulações. As simulações foram realizadas utilizando o *software* PLECS, com um tempo total de simulação de 3,0 segundos. Na Tabela 3.1 são apresentados os parâmetros do filtro, da rede e do inversor.

Tabela 3.1: Parâmetros do Sistema

Sistema	Parâmetros	Valores
Inversor	Potência Nominal	4 kW
	Frequência de Chaveamento $f_s$	12 kHz
Filtro	$L_f$	1 mH
	$R_f$	5 $\Omega$
	$C_f$	3,0205 $\mu$ F
Rede	Tensão (RMS)	220V
	$L_r$	291,78 $\mu$ H
	$R_r$	1,1 m $\Omega$
	Frequência Fundamental	60 Hz
Barramento cc	Capacitor $C_{cc}$	10 mF
	Tensão $V_{cc}$	420 V

Nesse trabalho, para simular os painéis fotovoltaicos, utilizou-se uma fonte de corrente controlada, e seu controle foi feito por uma constante calculada através da potência do inversor dividida pela tensão no barramento cc. Essa escolha não impacta os resultados, pois, o objetivo desse trabalho é comparar o desempenho de dois controladores na compensação de harmônicos de corrente, para um mesmo barramento cc.

Na Tabela 3.2 são apresentados os parâmetros utilizados nos controladores presentes na estrutura de sincronismo, no detector de harmônicos, controle de reativo, e no controle do barramento cc.

O controlador da terceira estrutura do detector de harmônicos utiliza os mesmos parâmetros da segunda estrutura.

Tabela 3.2: Parâmetros dos Controladores

Controlador	Parâmetros	Valor
Barramento cc	$k_{pcc}$	0,14
	$k_{icc}$	50
Detector 1	$k_{pd1}$	26,66
	$k_{id1}$	355,31
Detector 2	$k_{pd2}$	30
	$k_{id2}$	400
Estrutura de Sincronismo	$k_{ps}$	40,56
	$k_i$	400
	$k$	$\sqrt{2}$

Para representar os harmônicos de corrente que serão compensados, utilizou-se duas fontes de corrente conectadas ao PAC, emulando um terceiro e quinto harmônico de 3 A no sistema, além de uma terceira fonte de corrente com 10 A de fundamental, representando a carga.

Como nesse trabalho será acrescentado apenas o terceiro e quinto harmônico de corrente. O controlador proporcional multi-ressonante e o controlador repetitivo serão compostos por 3 estruturas, como pode ser observado nas Figuras 3.1 e 3.2. Os valores dos ganhos do controlador ressonante serão apresentados na Tabela 3.3, juntamente com os ganhos do controlador repetitivo.

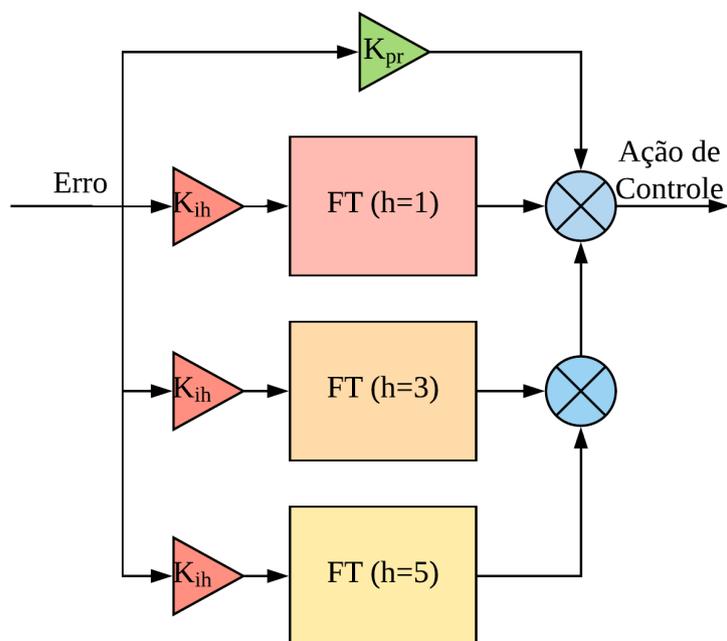


Figura 3.1: Diagrama do Controlador Proporcional Multi-Ressonante.

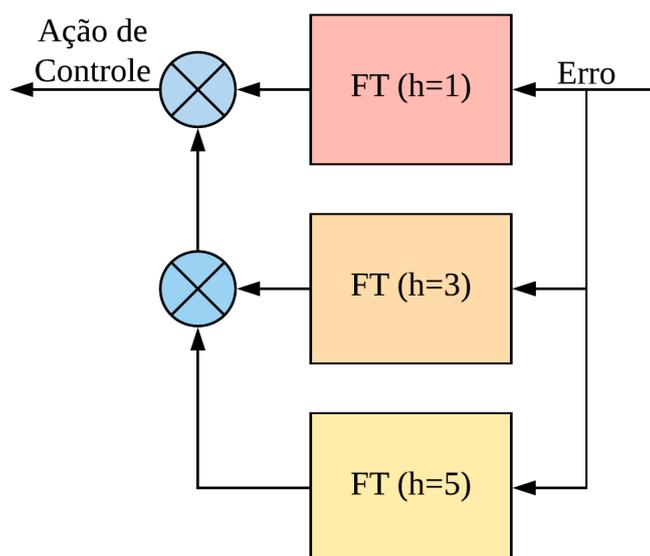


Figura 3.2: Diagrama do Controlador Repetitivo.

Tabela 3.3: Controladores Comparados

Controlador	Parâmetros	Valor
Multi-Ressonante	$K_p$	29
	$K_{ih}$	2000
Repetitivo	$K_{pr}$	8,51
	$K_{ir}$	117578,75

## 3.2 Comparação de Controladores

No capítulo 4, serão apresentadas os resultados das simulações realizadas. Primeiramente, serão apresentados os resultados com o controlador Proporcional Multi-Ressonante e com o Controlador Repetitivo, separados por seções. No início das seções serão apresentados os resultados dos sistemas fotovoltaicos apenas com uma fonte de corrente de 10 A, emulando a carga. Serão apresentadas a tensão no barramento do inversor, o controle da corrente e por fim a corrente fornecida ao PAC e a rede elétrica. O inversor entrega ao PAC, uma corrente de aproximadamente 20 A, mas existe uma carga consumindo 10 A fixo, espera-se que o sistema entregue a rede aproximadamente 10 A, ou seja uma potência de 1555,6 W será fornecida à rede.

O objetivo desse trabalho é comparar a capacidade de compensar correntes harmônicas do controlador multi-ressonante com a do controlador repetitivo, assim, será estudado o acréscimo do terceiro e quinto harmônico de corrente. Com o objetivo de analisar separadamente a compensação de cada um desses harmônicos. Eles serão compensados em instantes distintos. Em 0,7 segundos, será o início da compensação do terceiro harmônico, e em 1,5 segundos a compensação do quinto harmônico. Na Figura 3.3 é apresentado um diagrama com os instantes que se iniciam a compensação de cada corrente harmônica.

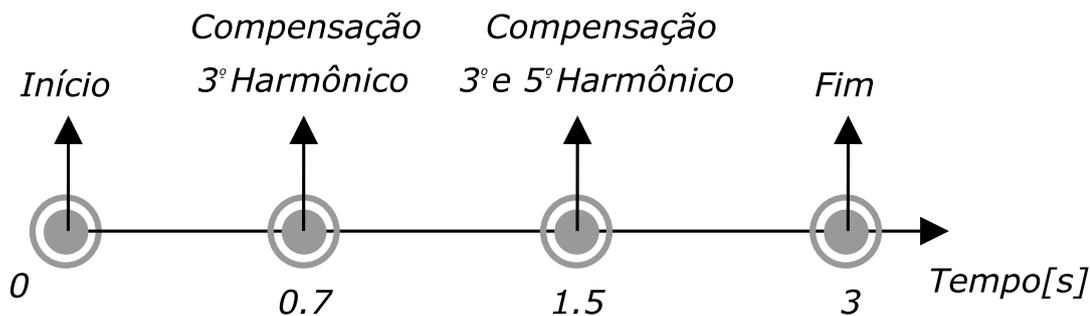


Figura 3.3: Instantes das Compensações.

Esses resultados comprovarão o funcionamento adequado do sistema com os controladores CPMR e CR, na presença de correntes harmônicas, além de validar o projeto desses controladores.

Logo, no capítulo 4, serão apresentados todos os resultados encontrados, com ênfase à compensação de correntes harmônicas para cada controlador. Assim, a comparação é realizada entre as respostas esperadas e as respostas encontradas. Por fim, será modificado a amplitude apenas do terceiro harmônico para 5A, e a comparação do espectro de Fourier da corrente na rede, após a compensação das correntes harmônicas, para os dois casos estudados será apresentada.

# Resultados

---

Neste capítulo, serão apresentadas as respostas dos sistemas fotovoltaicos com o CPMR, e com o CR, e por fim, a comparação entre as respostas dos dois controladores na compensação de correntes harmônicas. No início de cada seção, serão apresentados os resultados apenas com uma fonte de corrente de 10 A na frequência fundamental, emulando a carga. Como na seção 3.1, citou-se que para emular as correntes harmônicas foi adicionado ao PAC, duas fontes de corrente com 3 A, uma para adicionar o terceiro harmônico e a outra o quinto harmônico de corrente. Logo, será apresentando o espectro de Fourier da corrente na rede e na saída do inversor antes da compensação, as respostas dos sistemas com a compensação apenas do terceiro harmônico de corrente, e por fim, a resposta com a compensação dos dois harmônicos de corrente.

## 4.1 Controlador Proporcional Multi-Ressonante

### 4.1.1 Sem Compensação de Correntes Harmônicas

A Figura 4.1, apresenta a tensão e a referência de tensão do barramento cc, sem a compensação de correntes harmônicas. Como pode ser visto na Figura 4.1, a estratégia de controle mantém a tensão no barramento do inversor próximo a 420 V, com uma variação máxima de 1 V, de *ripple*. Todos os resultados e figuras dessa seção foram gerados com a utilização do CPMR.

Através da Figura 4.2, é possível comparar a corrente de referência e a corrente sintetizado pelo inversor no PAC, sem a presença de correntes harmônicas. Nota-se, que o valor das duas correntes são semelhante para todos os instantes de tempo.

### 4.1.2 Com Compensação de Correntes Harmônicas

A Figura 4.3, apresenta a tensão no barramento cc, com a compensação das correntes harmônicas. Comparando a Figura 4.3 com a Figura 4.1, é possível notar variações nos instantes que se iniciam as compensações das correntes harmônicas. Todos os resultados e figuras dessa seção foram gerados com a utilização do CPMR.

Na Figura 4.4 é possível observar o espectro de Fourier da corrente na rede antes

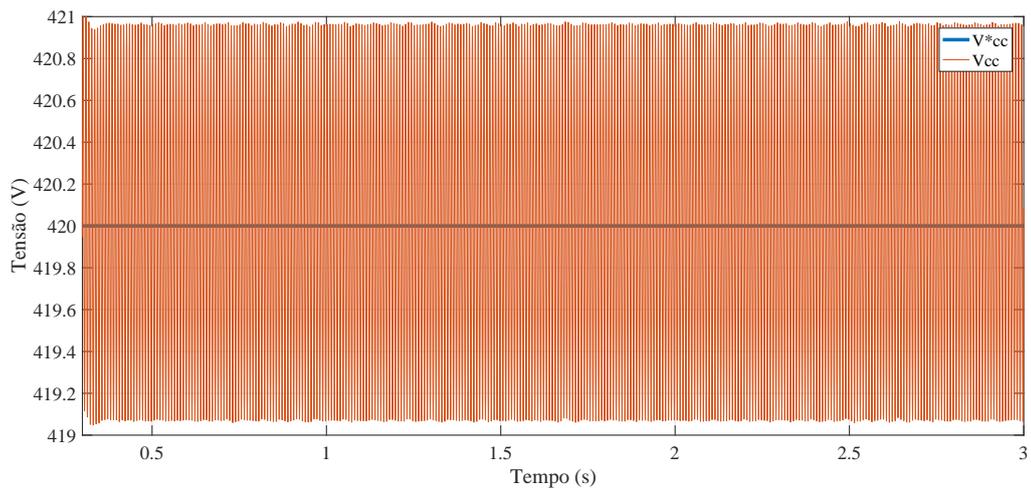


Figura 4.1: Controle da tensão do barramento do inversor sem compensação.

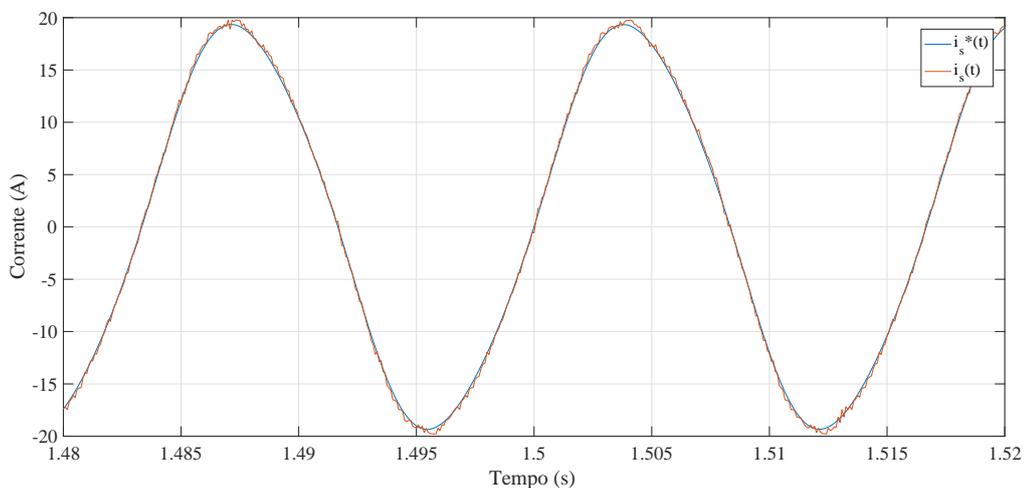


Figura 4.2: Controle de corrente CPMR sem compensação.

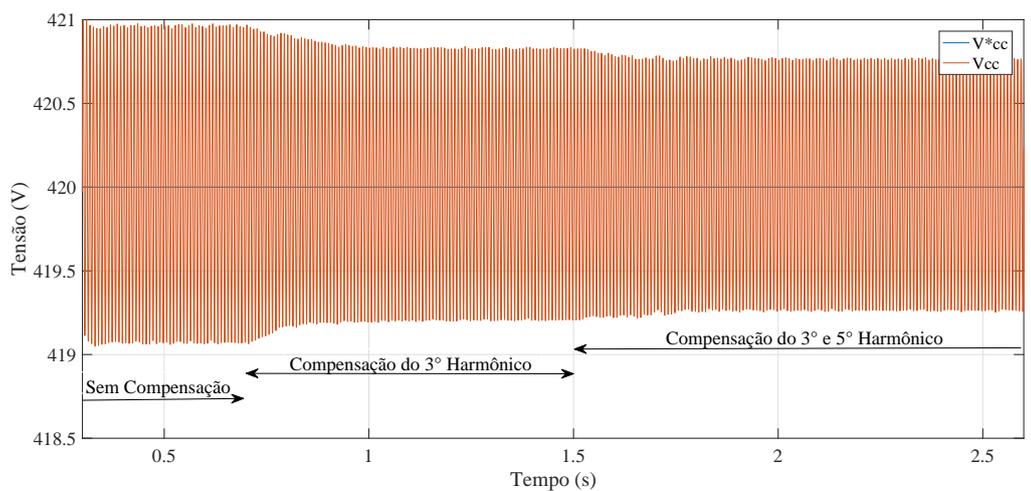


Figura 4.3: Controle da tensão do barramento do inversor com compensação de harmônicos.

da compensação, e na Figura 4.5, o espectro de Fourier da corrente na saída do inversor também antes da compensação. Além disso, é possível visualizar os dois harmônicos de corrente acrescentados, e notar que, a corrente fornecida à rede é de aproximadamente 9 A em fundamental. Na Figura 4.5 nota-se que o inversor injeta no PAC antes da compensação aproximadamente 19 A em fundamental e 0,73 A em terceiro harmônico. Essa corrente de terceiro harmônico, sintetizada pelo inversor na rede, é devido as oscilações no barramento cc, e justifica a amplitude mais elevada do terceiro harmônico na Figura 4.4.

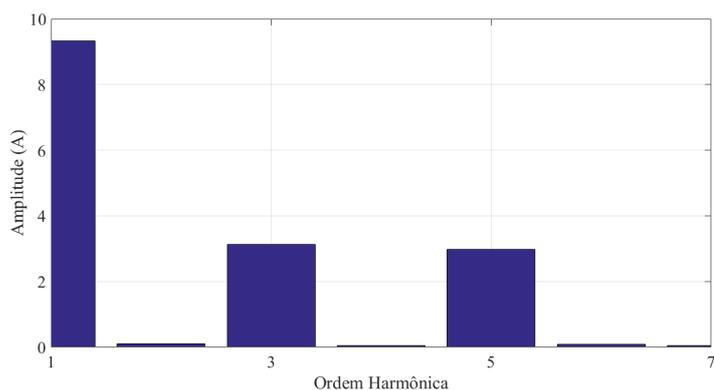


Figura 4.4: Corrente na rede antes da compensação CPMR.

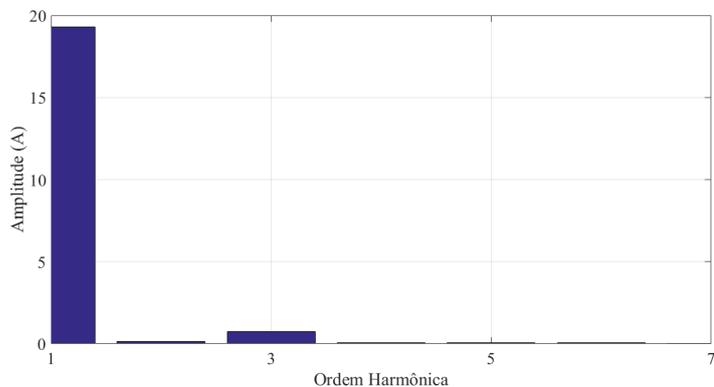


Figura 4.5: Corrente na saída do inversor antes da compensação utilizando o CPMR.

A compensação do terceiro harmônico foi iniciada no instante 0,7 segundos. Na Figura 4.6, é possível notar uma diminuição na amplitude desse harmônico na rede, lembrando que seu valor inicial era superior a 3 A.

Nesse mesmo instante o inversor sintetiza no PAC 2,83 A de terceiro harmônico e 19,1 A de fundamental, esses resultados podem ser encontrados na Figura 4.7. Logo, aproximadamente 0,9 A de corrente em terceiro harmônico ainda está presente na rede, além, dos 3 A de corrente em quinto harmônico, que será compensada a partir do instante 1,5 segundos.

A Figura 4.8, apresenta o espectro da corrente na saída da rede no instante 2,0

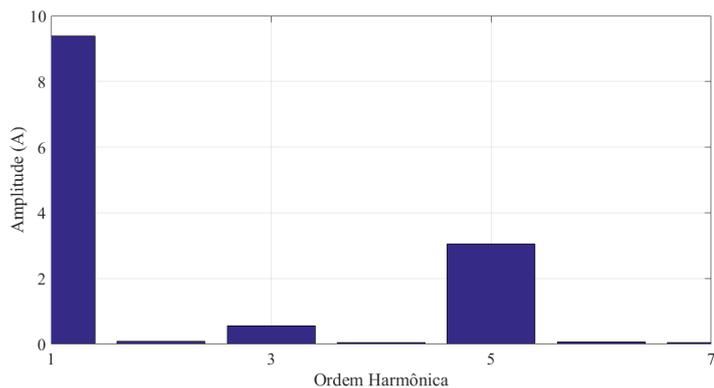


Figura 4.6: Corrente na rede com compensação do terceiro harmônico CPMR.

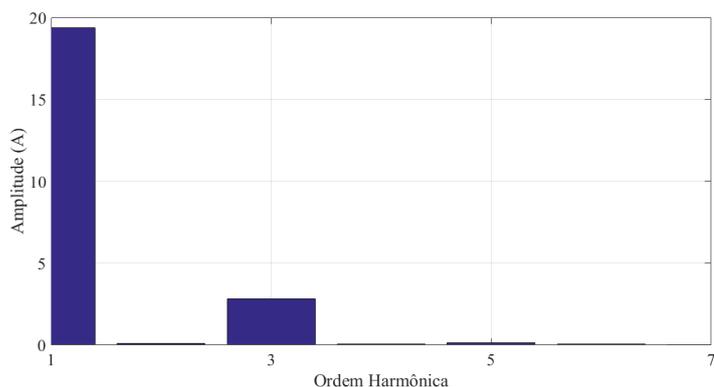


Figura 4.7: Corrente na saída do inversor com compensação do terceiro harmônico utilizando o CPMR.

segundos, ou seja, após a compensação das duas correntes harmônicas inseridas. É possível notar que aproximadamente toda a corrente em quinto harmônico é suprimida, restando apenas 0,07 A dos 3 A iniciais, ou seja 2,3% do valor inicial, o que representa uma redução de 97,7%. O terceiro harmônico foi reduzido para 0,59185 A, o que representa 19,7% do valor inicial ou seja, uma redução de 80,3%.

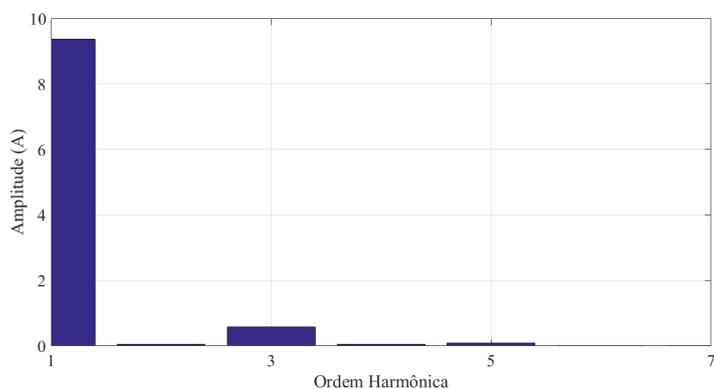


Figura 4.8: Corrente na rede com compensação dos dois harmônicos utilizando o CPMR.

Na Figura 4.9, podemos notar o espectro das duas correntes harmônicas sintetizadas

pelo inversor para compensar as correntes harmônicas presentes na rede.

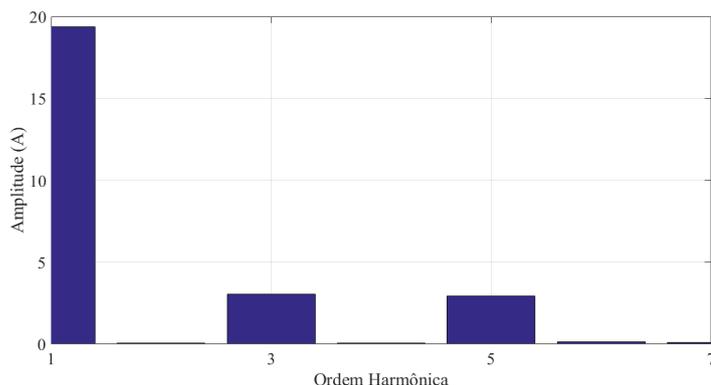


Figura 4.9: Corrente na saída do inversor com compensação dos dois harmônicos CPMR.

As Figuras 4.10 e 4.11, apresentam as correntes de referências e sintetizada pelo inversor no PAC, nos instantes anteriores aos que se iniciam as compensações de correntes harmônicas. A Figura 4.10, é uma ampliação no instante 0,75 segundos, pois, como o início da compensação do terceiro harmônico de corrente é em 0,7 segundos, e o sistema leva aproximadamente 0,085 segundos para alcançar o regime permanente.

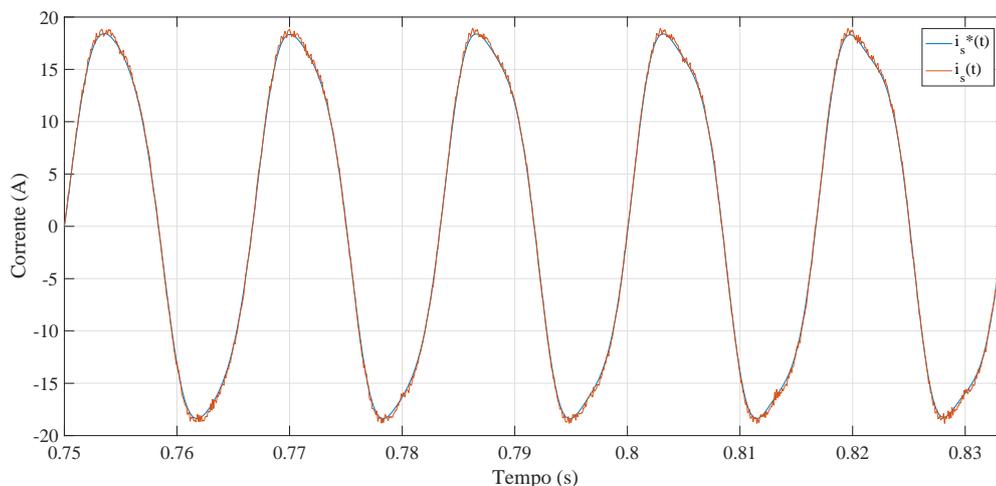


Figura 4.10: Controle de corrente com compensação de do terceiro harmônicos utilizando o CPMR.

A Figura 4.11, é uma ampliação da no instante 1,62 segundo, objetivando apresentar as alterações na corrente após o início da compensação do quinto harmônico.

## 4.2 Controlador Repetitivo

Nesta seção, serão apresentados os resultados com o Controlador Repetitivo. Os resultados foram retirados nos mesmos instantes que os apresentados na seção 4.1 com o

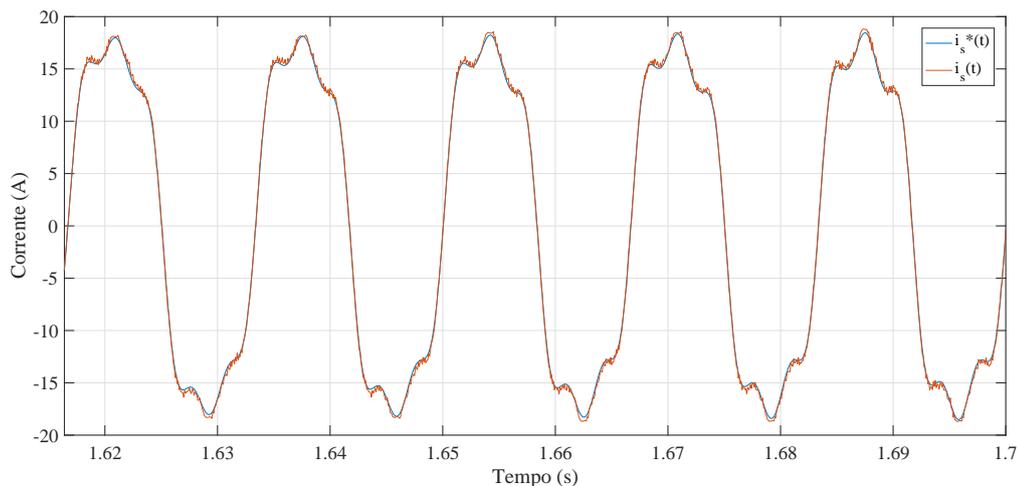


Figura 4.11: Controle de corrente com compensação dos dois harmônicos de corrente utilizando o CPMR.

CPMR, alterando-se apenas o controlador utilizado nas simulações.

#### 4.2.1 Sem Compensação de Correntes Harmônicas

Assim como foi feito na seção anterior, inicialmente será apresentado na Figura 4.12 a tensão no barramento cc e a referência de tensão sem compensação das correntes harmônicas.

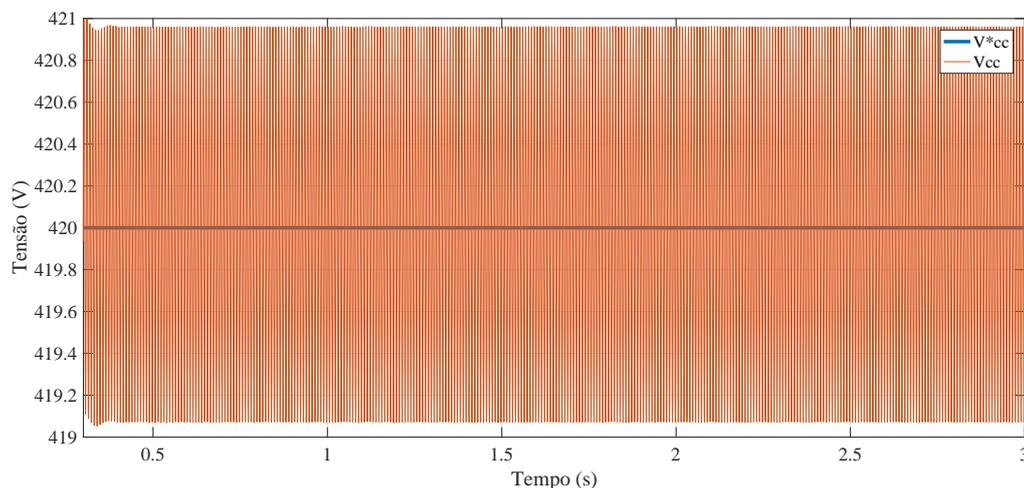


Figura 4.12: Controle da tensão do barramento do inversor sem compensação.

Através da Figura 4.13, é possível comparar a corrente de referência e a corrente sintetizado pelo inversor no PAC sem as correntes harmônicas.

Comparando as Figuras 4.13 e 4.2, é possível aferir, que a resposta de controle nos dois casos é bem semelhante.

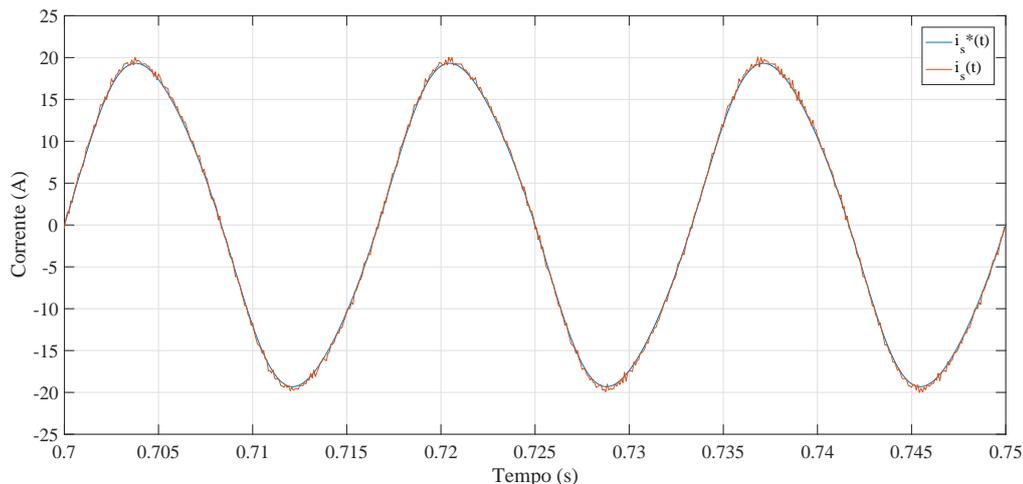


Figura 4.13: Controle de corrente com o CR, sem compensação.

### 4.2.2 Com Compensação de Correntes Harmônicas

Na Figura 4.14 é apresentado o espectro de Fourier da corrente na rede antes da compensação. Como a resposta dos dois controladores sem a compensação é semelhante, quase não é possível notar diferença entre as Figuras 4.4 e 4.14.

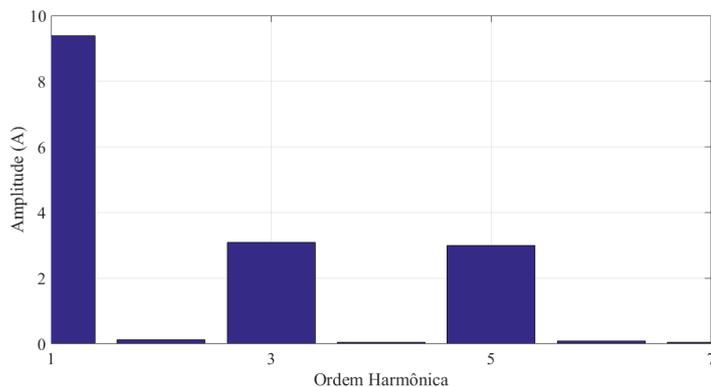


Figura 4.14: Corrente na rede antes da compensação CR.

O mesmo ocorre com a resposta presente na saída do inversor, sem compensação, com a utilização do Controlador Repetitivo, quando comparada a resposta do Controlador Proporcional Multi-Ressonante. Esse resultado pode ser observado através da comparação das Figuras 4.15 e 4.5.

A Figura 4.16, apresenta a corrente na rede após a compensação do terceiro harmônico, é possível notar uma diminuição na amplitude desse harmônico.

A corrente na saída do inversor nesse instante é apresentada na Figura 4.17, o inversor sintetiza no PAC, 2,87 A em terceiro harmônico e 19,13 A em fundamental. Logo, aproximadamente 0,8 A de corrente em terceiro harmônico e 3A em quinto, ainda estão presentes na rede.

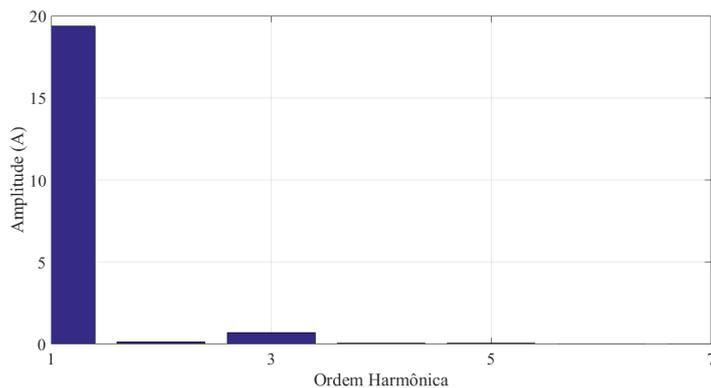


Figura 4.15: Corrente na saída do inversor antes da compensação CR.

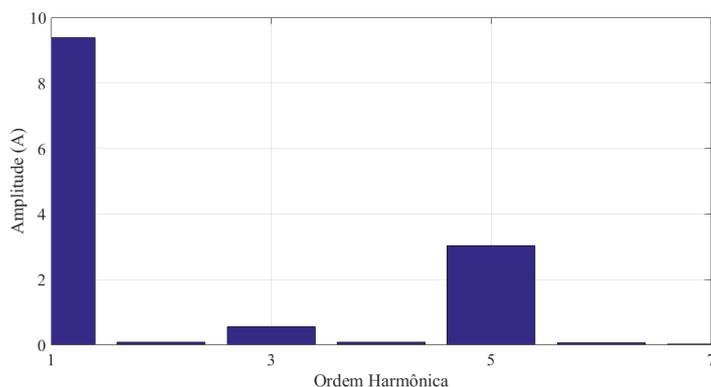


Figura 4.16: Corrente na rede com compensação do terceiro harmônico CR.

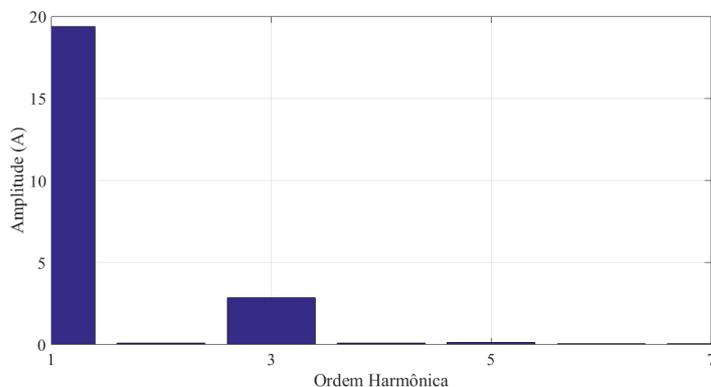


Figura 4.17: Corrente na saída do inversor com compensação do terceiro harmônico CR.

Esses 3 A de corrente em quinto harmônico, começam a ser compensados, no instante 1,5 segundos, e a resposta da corrente na saída da rede após essa compensação é apresentada na Figura 4.18. O valor do terceiro harmônico de corrente nesse instante é 0,5966 A, ou seja 19,88% do valor inicial, e a amplitude do quinto harmônico é 0,1 A, o que representa 3,33% do valor inicial.

Na Figura 4.19, é apresentada a resposta em frequência na saída do inversor, após a compensação dos dois harmônicos de corrente. É possível notar que o inversor injeta na rede uma corrente de 3,08 A em terceiro harmônico, e uma corrente de 3,085 A em quinto harmônico.

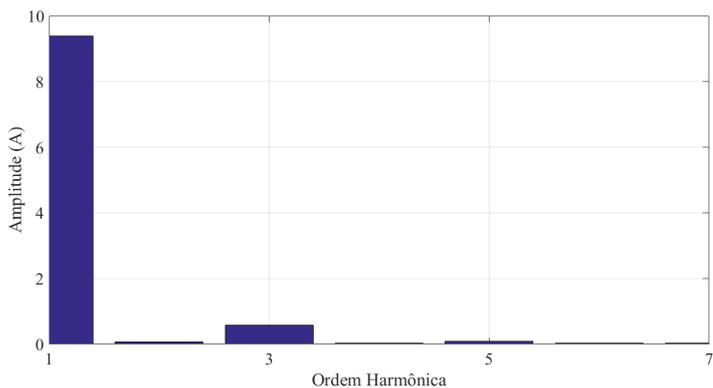


Figura 4.18: Corrente na rede com compensação dos dois harmônicos CR.

Por fim, na Figura 4.20 é apresentada a tensão de referência e a tensão no barramento cc, após a compensação de correntes harmônicas com a utilização do CR.

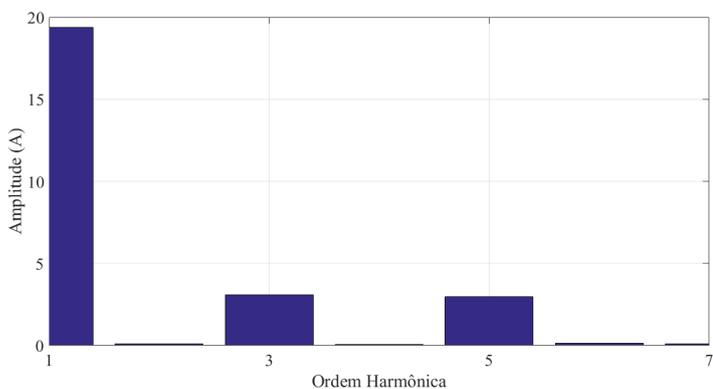


Figura 4.19: Corrente na saída do inversor com compensação dos dois harmônicos CR.

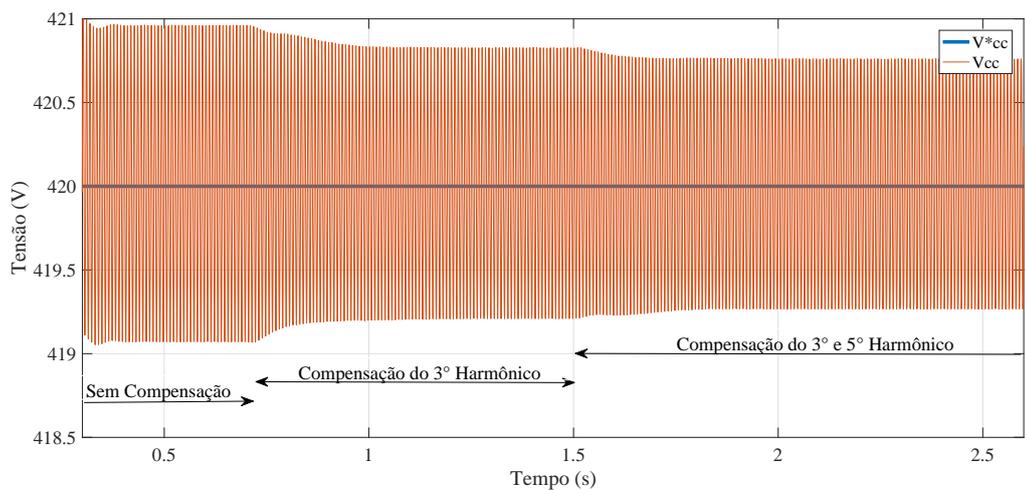


Figura 4.20: Controle da tensão do barramento do inversor com compensação de harmônicos.

Nas Figuras 4.21 e 4.22, são apresentadas as correntes de referência e as correntes na

saída da rede, nos instantes próximos aos que se iniciam as compensações de correntes harmônicas.

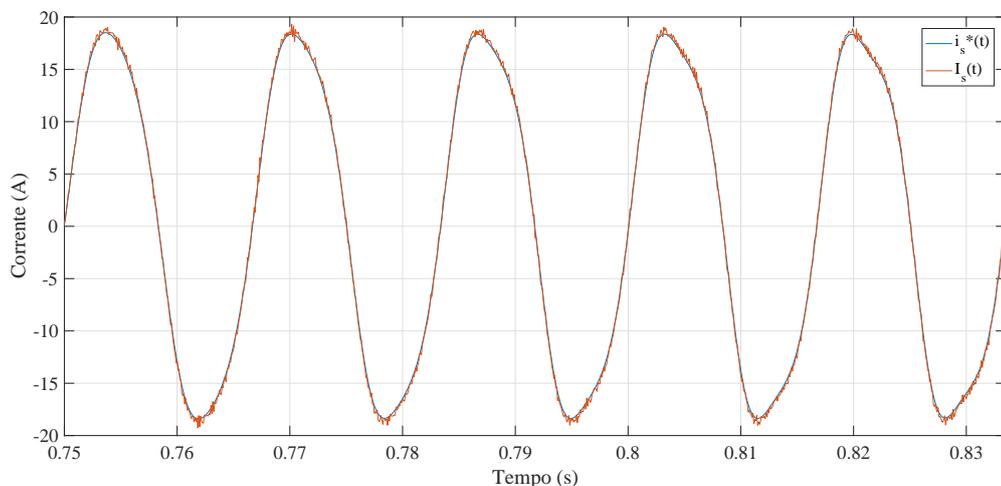


Figura 4.21: Controle de corrente com compensação de do terceiro harmônicos.

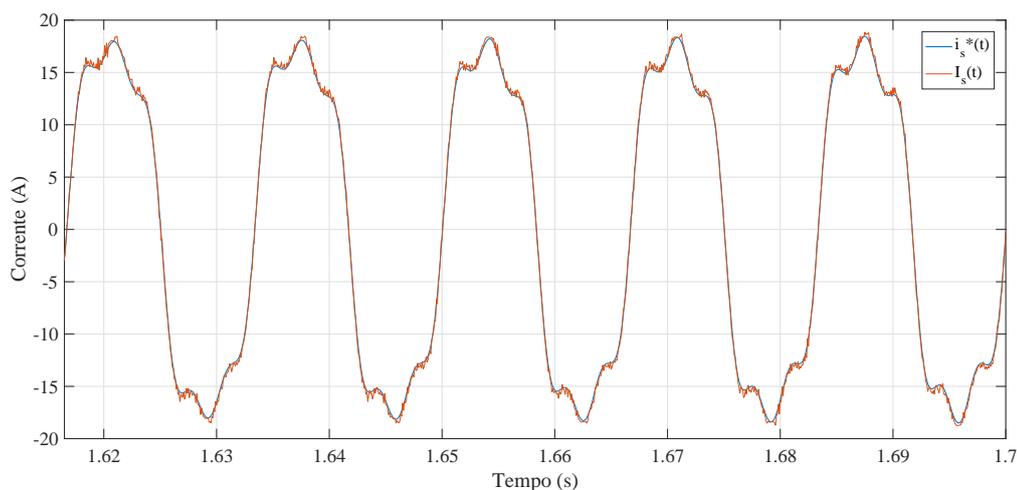


Figura 4.22: Controle de corrente com compensação dos dois harmônicos de corrente.

É possível notar uma diminuição de 19% da amplitude das correntes de referência, e assim, na corrente sintetizada no PAC pelo inversor. A resposta transitória com os dois controladores é ultra curta, com pouca ultrapassagem percentual, quase não sendo possível notar diferença, quando comparados aos resultados apresentados sem a compensação de correntes harmônicas.

Na próxima seção, serão apresentados os resultados comparando a resposta dos dois controladores, com ênfase no terceiro e quinto harmônico de corrente, após a compensação.

### 4.3 Comparação

A Figura 4.23, é a junção ampliada nos harmônicos de interesse das Figuras 4.8 e 4.18, ou seja, apresenta as correntes harmônicas após a compensação nos dois casos estudados. Através dessa imagem, é possível notar que o CPMR apresenta uma redução de 30% a mais para o quinto harmônico, e 0,8% para o terceiro. A diferença no terceiro harmônico é quase imperceptível na figura, pois com o CPMR sua amplitude é 0,59185 A e com o CR é 0,5966 A, ou seja uma diferença de 0,00475 A. A diferença em quinto harmônico é maior pois o CPMR, apresenta ao final da compensação, 0,07 A de corrente em quinto harmônico, por outro lado, com o CR, a amplitude do quinto harmônico é 0,1 A, uma diferença de 0,03 A.

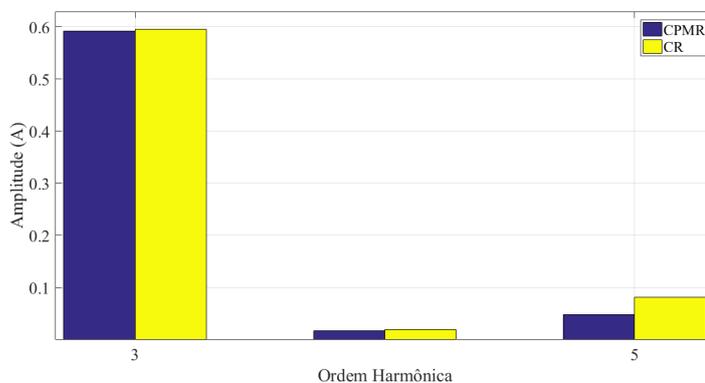


Figura 4.23: Comparação da corrente na rede após a compensação dos dois harmônicos.

A Figura 4.24 apresenta a comparação da corrente sintetizada pelos inversores nos dois casos, para compensar as correntes harmônicas presentes na rede.

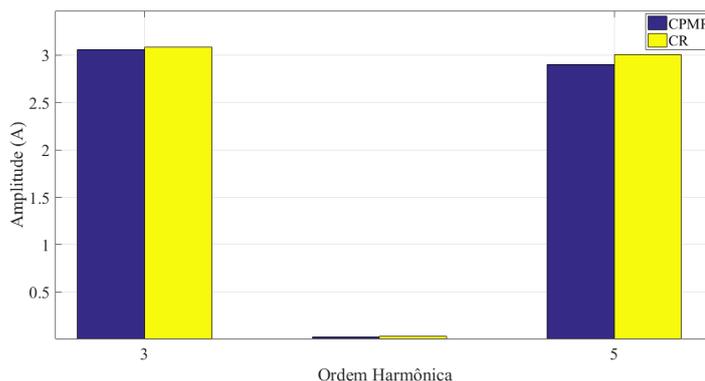


Figura 4.24: Comparação da corrente na saída do inversor com compensação dos dois harmônicos.

A distorção harmônica total inicial para os dois casos era de 47,45%, com a utilização do controlador CPMR esse valor reduziu para 7,98%, e com o a utilização do CR na compensação, esse valor reduziu para 8,19%.

Por fim, será alterada a amplitude do terceiro harmônico para 5 A, mantendo a amplitude do terceiro em 3 A, A Figura 4.25 mostra, a comparação do espectro de Fourier, da corrente na rede, após a compensação dos harmônicos de corrente, com a utilização dos dois controladores estudados. Em amarelo a resposta do sistema com o CR, e em roxo a resposta do sistema com o CPMR, sobre as mesmas condições.

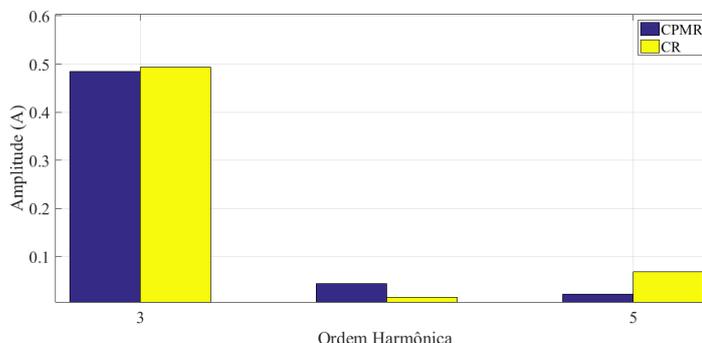


Figura 4.25: Comparação da corrente na rede após a compensação dos dois harmônicos, com 5 A de terceiro.

O THD com o CPMR foi de 6,90% e com o CR foi de 7,14%. É possível notar, uma diminuição de 0,1 A em terceiro harmônico nos dois casos, se comparada a Figura 4.25 com a Figura 4.23, sendo ainda possível observar que o sistema com o CPMR não apresenta quinto harmônico nesse caso.

Nas Figuras 4.26 e 4.27, são apresentados dois gráficos contendo a distorção harmônica total, para uma corrente fundamental com 9,15 amperes e diversos valores de corrente harmônica, para os dois controladores estudados. Na Figura 4.26, temos os resultados apenas para o terceiro harmônico, enquanto na Figura 4.27 pode ser observado os resultados para uma corrente em terceiro harmônico fixa com 3 amperes e diversos valores de corrente em quinto harmônico. Na Figura 4.26, foi acrescentado e compensado apenas uma única corrente harmônica, enquanto na Figura 4.27, foi compensado os 3 amperes em terceiro harmônico juntamente com a corrente em quinto harmônico.

Através dos dois gráficos, podemos observar que para todos os valores de corrente e ordem harmônica, o CPMR apresenta o THD menor quando comparado ao CR. Os valores de THD mais elevados para o quinto harmônico podem ser justificados pelas oscilações do barramento cc, logo o próprio inversor injeta na rede aproximadamente 0,7 amperes em terceiro harmônico. Na Figura 4.28 é apresentado a taxa de distorção harmônica individual para o quinto harmônico.

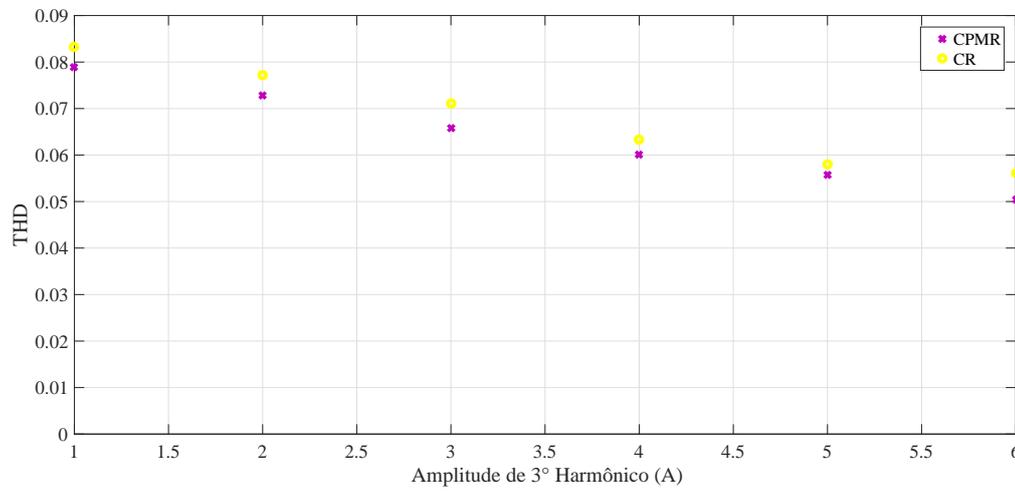


Figura 4.26: Comparação do CPMR e CR quando compensando o 3º harmônico, para diferentes níveis de corrente harmônica

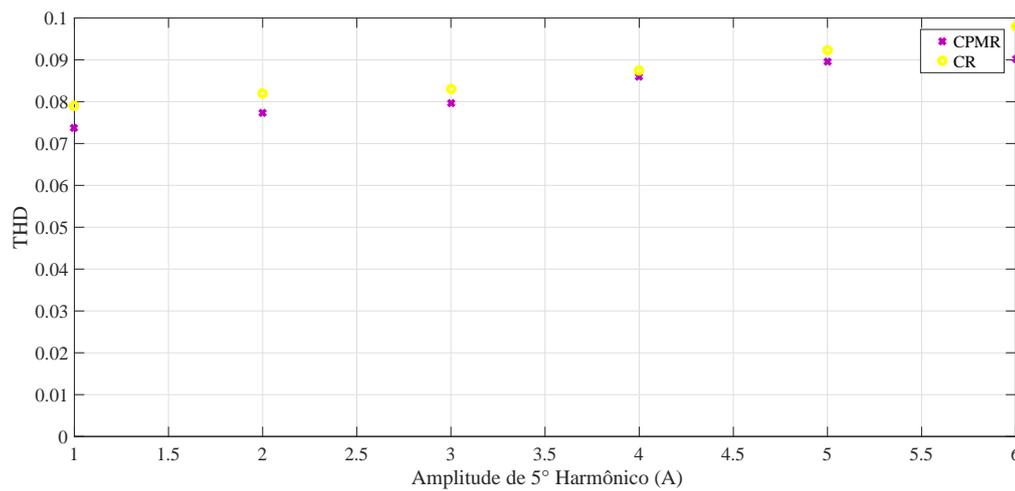


Figura 4.27: Comparação do CPMR e CR quando compensando o 5º harmônico, para diferentes níveis de corrente harmônica.

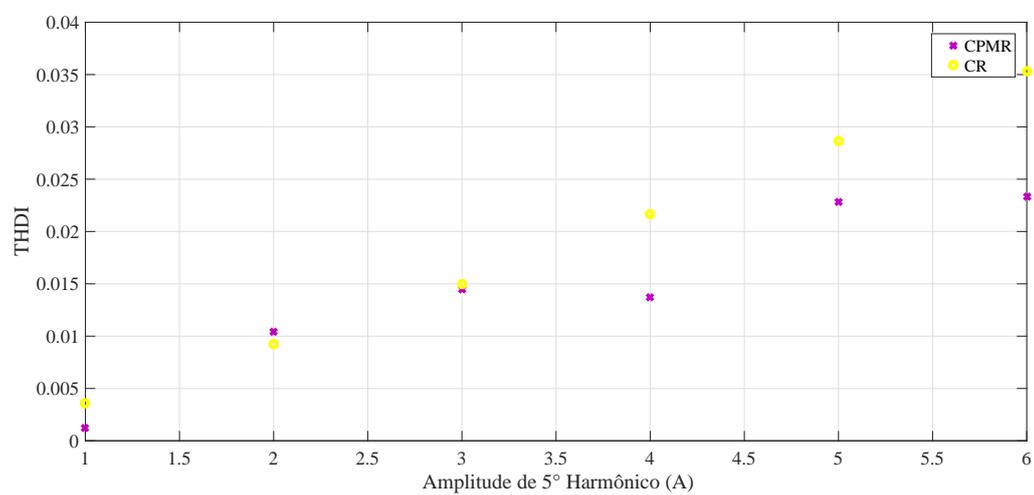


Figura 4.28: Comparação da distorção harmônica individual para diferentes níveis de corrente em quinto harmônico do CPMR e CR.

# Conclusões e Propostas de Continuidade

---

Neste trabalho, foram apresentadas duas estratégias de controle para sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados a rede elétrica. O Controlador Proporcional Multi-Ressonante e o Controlador Repetitivo, esses controladores foram empregados na compensação do terceiro e do quinto harmônico de correntes presentes na rede elétrica.

O foco deste trabalho foi avaliar o desempenho do Controlador Proporcional Multi-Ressonante e do Controlador Repetitivo na compensação de harmônicos de corrente, e comparar a resposta desses dois controladores, para isso, simulações foram realizadas com a utilização de cada um dessas controladores, sempre mantendo-se o mesmo sistema fotovoltaico e alterando apenas, os controladores e seus respectivos ganhos. Para comprovar o correto funcionamento dos dois controladores utilizados, são apresentados os mais variados resultados, com destaque para a corrente na saída do sistema e a corrente injetada no PAC pelo inversor.

As simulações comprovam a adequação dos dois controladores para o caso proposto. Na compensação de correntes harmônicas o Controlador Proporcional Multi-Ressonante apresentou uma melhora de 0,8% na compensação do terceiro harmônico de corrente, e uma redução de 30% a mais no quinto harmônico de correntes quando comparado ao Controlador Repetitivo.

Analisando o THD para os dois controladores estudados, temos uma redução de aproximadamente 40%, quando comparamos a corrente sem a compensação de harmônico, com a corrente na rede após a compensação de correntes harmônicas.

## Proposta de Continuidade

As etapas primordiais para a continuidade deste trabalho são:

- Utilizar outro sistema mais realista para simular os painéis fotovoltaicos;
- Implementação do Conversor boost e um algoritmo de MPPT;
- Análises de estabilidade dos dois controladores discretos;

- Implementação do Controlador Proporcional Multi-Ressonante em tempo discreto;
- Implementação do Controlador Repetitivo em tempo discreto;
- Utilização de outras ordens de harmônicos de corrente.

## **Publicações Realizadas Durante o Mestrado**

Durante a realização deste trabalho o autor publicou o seguinte artigo:

- BARROS, Victor Clévio; PEREIRA, Heverton Augusto e CUPERTINO, Allan F. Limiar de detecção de correntes harmônicas utilizando estruturas SOGI-PLL adaptativas. Em: XII Congresso Brasileiro de Qualidade de Energia, Curitiba 2017.

---

# Referências Bibliográficas

---

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 3, p. 625–630, May 1984. ISSN 0093-9994.

AKAGI, Y. K. H.; NABAE, A. Instantaneous p-q power theory for compensating nonsinusoidal systems. In: *International School on Nonsinusoidal Currentes and Compensations*. [S.l.: s.n.], 2018.

ANEEL. *Resolução normativa Nº 482*. 2013. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>>.

ANEEL. *Resolução normativa Nº 687*. 2015. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>.

BARRROS, V. C.; PEREIRA, H. A.; CUPERTINO, A. F. Limiar de detecção de correntes harmônicas utilizando estruturas sogi-pll adaptativas. In: *CBQEE-2017*. [S.l.: s.n.], 2017. ISSN 2236-8531.

BIRICIK, S.; KOMURCUGIL, H. Three-level hysteresis current control strategy for three-phase four-switch shunt active filters. *IET Power Electronics*, v. 9, n. 8, p. 1732–1740, 2016. ISSN 1755-4535.

BIRICIK, S. et al. Real-time control of shunt active power filter under distorted grid voltage and unbalanced load condition using self-tuning filter. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 7, p. 1895–1905, July 2014. ISSN 1755-4535.

BONALDO, J. P.; PAREDES, H. K. M.; POMILIO, J. A. Control of single-phase power converters connected to low-voltage distorted power systems with variable compensation objectives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 3, p. 2039–2052, March 2016. ISSN 0885-8993.

BONALDO, J. P.; POMILIO, J. A. Multi-functional use of single-phase power converters. In: *2013 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6.

BONAN, G. et al. Robust control design of multiple resonant controllers for sinusoidal tracking and harmonic rejection in uninterruptible power supplies. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 303–308. ISSN 2163-5137.

- CARVALHO, F. M. de. Método alternativo para sintonia de múltiplos controladores ressonantes aplicados em sistemas ininterruptos de energia. In: *UFRGS*. [S.l.: s.n.], 2013.
- CASTRO, R. M. Introdução à energia fotovoltaica. *DEEC/Secção de Energia, Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, Dissertação de Mestrado*, 2007.
- CERNE. *Aneel autoriza operação comercial de 30MW em usina solar no Rio Grande do Norte*. 2017. Disponível em: <<http://cerne.org.br/aneel-autoriza-operacao-comercial-de-30mw-em-usina-solar-no-rio-grande-do-norte/>>.
- CHEN, C. T. *Linear System Theory and Design*. [S.l.: s.n.], 2009.
- DESAI, V. A.; RATHORE, S. Harmonic detection using kalman filter. In: *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 858–863.
- ESCOBAR, G. et al. Repetitive-based controller for a ups inverter to compensate unbalance and harmonic distortion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 1, p. 504–510, Feb 2007. ISSN 0278-0046.
- FRANCHI, C. M. Inversores de frequência: teoria e aplicações. *Editora Érica Ltda, 2ª edição, São Paulo*, 2009.
- GEURY, T.; PINTO, S.; GYSELINCK, J. Direct control method for a pv system integrated in an indirect matrix converter-based upqc. In: *2016 IEEE Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 117–122.
- GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M. Conventional synchronous reference frame phase-locked loop is an adaptive complex filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 3, p. 1679–1682, March 2015. ISSN 0278-0046.
- HASANZADEH, A. Optimal lqr-based multi-loop linear control strategy for ups inverter applications using resonant controller. In: *Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC)*. [S.l.: s.n.], 2011.
- HE, J. et al. Simultaneous microgrid voltage and current harmonics compensation using coordinated control of dual-interfacing converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 4, p. 2647–2660, April 2017. ISSN 0885-8993.
- HERRERA, R. S.; SALMERON, P. Present point of view about the instantaneous reactive power theory. *IET Power Electronics*, v. 2, n. 5, p. 484–495, Sept 2009. ISSN 1755-4535.
- INOUE, T.; NAKANO, M. High accuracy control of a proton synchrotron magnet power supply. In: *Proc. of 8th IFA world Congress*. [S.l.: s.n.], 1981.
- JANNUZZI, G. M.; VARRELA, F. K. de O. M. Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica no brasil: Panorama da atual legislação. In: *International Energy Iniciative*. [S.l.: s.n.], 2009.
- JUNIO, J. F. B. Aplicação de controladores ressonantes e repetitivos para estabilização lateral em elevadores de alta velocidade. In: *PUCRS*. [S.l.: s.n.], 2014.

- KAZMIERKOWSKI, M. P. Grid converters and power electronics (review of "grid converters for photovoltaic and wind power systems: Teodorescu, r., et al.; 2011) [book news]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 5, n. 2, p. 54–54, June 2011. ISSN 1932-4529.
- LEYVA-RAMOS, J. et al. Analog circuits to implement repetitive controllers for tracking and disturbance rejection of periodic signals. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, v. 52, n. 8, p. 466–470, Aug 2005. ISSN 1549-7747.
- MANO, O. Projeto de controladores ressonantes para sistemas ininterruptos de energia para assintótico de sinais de referência senoidais e rejeição de harmônicos, dissertação de mestrado. In: *PUCRS*. [S.l.: s.n.], 2010.
- MENDONÇA, F. A intensificação do efeito estufa planetário e a posição dos países no cenário internacional. *RA E GA. O espaço geográfico em análise*, n. 5, p. 99–124, 2001.
- MONTENEGRO, A. d. A. et al. Avaliação do retorno do investimento em sistemas fotovoltaicos integrados a residências unifamiliares urbanas no brasil. *Dissertação de Mestrado, UFSC*, 2013.
- NASCIMENTO, C. A. Princípio de funcionamento da célula fotovoltaica. In: *UFLA*. [S.l.: s.n.], 2004.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno - Segunda Edição*. [S.l.: s.n.], 1990.
- PEÑA-ALZOLA, R. et al. Lcl-filter design for robust active damping in grid-connected converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 10, n. 4, p. 2192–2203, Nov 2014. ISSN 1551-3203.
- PEREIRA, H. A. et al. Adaptive saturation for a multifunctional three-phase photovoltaic inverter. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–10.
- SILVA, A. F. B. O.; SILVA, S. M. Aplicação de controle repetitivo em inversor pwm monofásico com filtro lc de saída utilizado em fonte programável ca. In: . [S.l.: s.n.], 2012.
- UFRGS. *Sistemas e Sinais - Departamento de Engenharia Elétrica*. [S.l.: s.n.], 2010.
- XAVIER A. F. CUPERTINO, J. T. d. R. V. F. M. L. S.; PEREIRA, H. A. Adaptive current control strategy for harmonic compensation in single-phase solar inverters. *Electric Power Systems Research*, v. 142, n. 11, p. 84–95, 2017.
- XAVIER, L. S. Inversores monofásicos multifuncionais aplicados à usinas solares. In: *UFV*. [S.l.: s.n.], 2015.
- XAVIER, L. S. et al. A novel adaptive current harmonic control strategy applied in multifunctional single-phase solar inverters. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

- XAVIER, L. S. et al. Saturation scheme for single-phase photovoltaic inverters in multifunctional operation. In: *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1392–1397. ISSN 2163-5137.
- YAMAMOTO, Y.; HARA, S. Relationships between internal and external stability for infinite-dimensional systems with applications to a servo problem. In: *26th IEEE Conference on Decision and Control*. [S.l.: s.n.], 1987. v. 26, p. 1558–1563.
- YEPES, A. G. et al. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 11, p. 5231–5250, Nov 2011. ISSN 0278-0046.
- ZENG, J. et al. Robust design of the self-tuning resonant controller for ac current control systems. In: *2005 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 783–788.
- ZORBAA, A.; LECCI, A. Particle swarm optimisation of resonant controller parameters for power converters. In: *IET power electronics*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 235–241.