

**GESEP – Gerência de Especialistas em Sistemas Elétricos de Potência**



***Título:***

INVERSORES MONOFÁSICOS MULTIFUNCIONAIS APLICADOS À USINAS SOLARES

***Autor:***

LUCAS SANTANA XAVIER

***Orientador:***

Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira

***Membros:***

Prof. Dr. José Tarcísio de Resende

Prof. M.Sc. Allan Fagner Cupertino

Prof. Dr. André Gomes Torrês

***Aprovação:***

4 de Dezembro de 2015

UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA  
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCAS SANTANA XAVIER

**INVERSORES MONOFÁSICOS MULTIFUNCIONAIS APLICADOS À  
USINAS SOLARES**

VIÇOSA  
2015

LUCAS SANTANA XAVIER

**INVERSORES MONOFÁSICOS MULTIFUNCIONAIS APLICADOS À  
USINAS SOLARES**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira

VIÇOSA  
2015



**LUCAS SANTANA XAVIER**

**INVERSORES MONOFÁSICOS MULTIFUNCIONAIS APLICADOS À  
USINAS SOLARES**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 04 de Dezembro de 2015.

**COMISSÃO EXAMINADORA**

---

**Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira - Orientador**  
Universidade Federal de Viçosa

---

**Prof. Dr. José Tarcísio de Resende - Membro**  
Universidade Federal de Viçosa

---

**Prof. M.Sc. Allan Fagner Cupertino - Membro**  
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

---

**Prof. Dr. André Gomes Torrês - Membro**  
Universidade Federal de Viçosa

*“Trabalha com gosto e terás o gosto do trabalho”*

*Benjamin Franklin*

*Aos meus pais, Maurício e Beatriz, e aos meus irmãos Daniel e Marina.*

## *Agradecimentos*

Primeiramente, agradeço aos meus pais, Maurício e Beatriz, e aos meus irmãos, Marina e Daniel e a todos os meus parentes pela confiança, incentivo e apoio nos momentos em que mais precisei. Agradeço minha namorada Josiane, que teve muita compreensão na minha jornada e que me faz feliz.

Agradeço aos professores Heverton Augusto Pereira e Allan Fagner Cupertino pela paciência e pelo imenso conhecimento científico e da vida que obtive durante esses anos com vocês. Participar da empresa GESEP-Energias Alternativas com vocês está sendo uma experiência incrível na minha vida.

Agradeço a todos os professores do departamento de engenharia elétrica pelos valiosos conhecimentos passados em sala de aula. Conhecimentos que irei levar comigo durante minha vida profissional.

Agradeço a todos os meus professores do ensino fundamental e médio, sem o conhecimento e os ensinamentos deles eu não conseguiria chegar até esse ponto da vida.

Agradeço aos integrantes do GESEP e todos aos meus amigos que me apoiaram e no qual passei grandes momentos durante essa jornada (Ramon Marquioli Domingos, Raphael Gomes Faé, Paulo Victor, Marco Túlio, Professor Fábio Xavier, Fernando Abreu, George Almeida, Luiz Amicky, Anacleto De Angeli, Rodrigo Salomão, Ariosvaldo Andrade, Luis Otávio, Luan Carllite, Thálisson Travenzoli, Brisa Ribeiro, Guilherme Luis, Italo Inácio, Acácio Machado, Pedro Wagner, Lucas Yule, João Farias, José Olímpio, Leonardo Rezende, Shirleny Freitas, Camilo Gomes).



## *Resumo*

A instalação de sistemas de geração de energia fotovoltaica tem crescido em todo o mundo nos últimos anos, principalmente em sistemas denominados por geração distribuída. A possibilidade de gerar energia nas proximidades das unidades consumidoras permite reduzir os impactos das longas linhas transmissão e dar apoio à matriz energética de um país. Um elemento fundamental dos sistemas fotovoltaicos conectados à rede é o conversor eletrônico conhecido como inversor. Este componente tem como principal função injetar toda a potência gerada pelos painéis solares na rede elétrica. Porém, devido à variação em irradiância solar, os inversores tem uma margem de corrente que não é explorada durante o dia. Aliado a este fato, o número de cargas não lineares e reativas vem aumentando, causando diversos impactos na qualidade de energia elétrica. Por isso, alguns trabalhos tem proposto a operação multifuncional dos inversores fotovoltaicos. Este conceito é baseado em agregar à estratégia de controle convencional outras funções, tais como a compensação de potência reativa e correntes harmônicas. Entretanto, um importante fato e pouco relatado na literatura é a necessidade de técnicas para compensar parcialmente a potência reativa e correntes harmônicas, garantindo que o inversor trabalhe abaixo da corrente nominal. Dessa forma, este trabalho propõem um esquema de saturação dinâmica da corrente do inversor durante a operação multifuncional. As principais estruturas, que compõem a estratégia de controle do inversor são modeladas no trabalho, tais como: o controlador da malha externa de tensão; a estrutura de sincronismo baseado no SOGI-PLL; o método de detecção da corrente da carga para a operação multifuncional; o controlador da corrente do inversor. Simulações em ambiente Matlab/Simulink são realizadas para validar a performance da estratégia de controle do inversor na operação multifuncional. Os resultados mostram uma importante melhoria no índice de qualidade do sistema elétrico.

## *Abstract*

In recent years, the photovoltaic power generation have been rising around the world, especially in distributed generation. The possibility of generating energy close to the consumer units can reduce the impacts of long transmission lines and support the energy mix of a country. An important element of grid-connected photovoltaic systems is the PWM inverter. The main function of this component is to inject the power generated by the solar plant into the electrical grid. However, due to variations in solar irradiance, inverters have a current margin, which is not explored during the day. Furthermore, the number of non-linear and reactive loads has been increasing, causing several impacts on the grid power quality. Hence, some works have proposed the multifunctional operation of photovoltaic inverters. This concept is based on include other functions to the conventional control strategy, such as reactive power and harmonic current compensation. However, an important fact and less related in literature is the need for techniques to compensate partially the reactive power and harmonic current, ensuring that the inverter works below the rated current. Thereby, this paper proposes a dynamic saturation scheme for inverter current during multifunctional operation. The main structures that compose the inverter control strategy are modeled at this work, such as mainly: the voltage outer loop controller; the synchronism structure based on SOGI-PLL; the load current detection method for multifunction operation; the inverter current controller. Simulations in Matlab/Simulink are made to validate the performance of the inverter control strategy in the multifunctional operation. The results show a strongly improvement in the electrical system power quality index.

# *Sumário*

1	Introdução .....	15
1.1	A Geração Distribuída e o Sistema Fotovoltaico .....	15
1.2	Inversor Fotovoltaico.....	16
1.3	Definição do Problema .....	18
1.4	Objetivos.....	18
1.5	Organização do Trabalho.....	19
2	Inversor Fotovoltaico Monofásico .....	20
2.1	Estrutura de Controle Convencional .....	20
2.2	Modelagem de um Painel Fotovoltaico .....	22
2.2.1	A Célula Fotovoltaica .....	22
2.2.2	Circuito Elétrico Equivalente .....	23
2.3	Seguidor de Máxima Potência .....	25
2.4	Estrutura de Sincronismo.....	26
2.4.1	SRF-PLL .....	27
2.4.2	SOGI-PLL.....	28
3	Operação Multifuncional do Inversor Fotovoltaico Monofásico ....	30
3.1	Modelagem do controle do Conversor Boost .....	33
3.2	Modelagem do Controle do Barramento cc do Inversor .....	37
3.3	Teoria da Potência Conservativa (TPC) .....	38
3.4	Saturação Dinâmica da Corrente do Inversor .....	42
3.4.1	Saturação da Corrente Reativa .....	42
3.4.2	Saturação da Corrente Harmônica.....	44
3.5	Controlador Proporcional Multi-Ressonante .....	45
3.5.1	Análise de Estabilidade do Controle de Corrente .....	46
4	Estudo de Caso .....	50
5	Conclusões .....	58
5.1	Proposta de Continuidade .....	59
5.2	Produção Científica Resultante desta Pesquisa.....	59
	Referências Bibliográficas.....	60

## *Lista de Figuras*

Figura 1 – Evolução da potência acumulada instalada de sistemas fotovoltaicos no Brasil [3] .....	16
Figura 2– Evolução da potência acumulada instalada de sistemas fotovoltaicos na Europa [6] .....	16
Figura 3 – Estrutura convencional do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica .....	20
Figura 4 – Estratégia de controle convencional do inversor fotovoltaico monofásico.....	21
Figura 5 – Estrutura física de uma célula solar [22]. .....	23
Figura 6 – Modelo elétrico equivalente do painel solar [22]. .....	23
Figura 7 – Ilustração do ponto de máxima potência de um painel fotovoltaico.....	24
Figura 8 – Estrutura completa do SRF-PLL.....	27
Figura 9 –Linearização do SRF-PLL.....	28
Figura 10 –Estrutura completa do SOGI-PLL.....	29
Figura 11 – Diagrama de Bode do filtro adaptativo SOGI para três valores de ganho $kS$ (a) $H\alpha(s)$ (b) $H\beta s$ .....	29
Figura 12 – Sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica para a operação multifuncional do inversor .....	31
Figura 13 – Malha de controle da tensão de saída do boost do estágio cc/cc .....	32
Figura 14 – Malha de controle da tensão do barramento cc e da corrente do inversor .....	33
Figura 15 – (a) Curva $ipv \times vpv$ do painel solar e a linearização no ponto de máxima potência nominal $(V, I)$ (b) Circuito equivalente dos módulos solares correspondente ao ponto linearizado .....	34
Figura 16 – Conversor <i>boost</i> usado no estágio cc/cc.....	34
Figura 17 – Modelo da malha do barramento cc do inversor.....	37
Figura 18 – Cargas conectadas ao PAC para verificar a aplicação da TPC (a) Carga puramente resistiva (b) Carga resistiva e indutiva (c) Carga resistiva, indutiva e não linear. ....	40
Figura 19 – Detecção do conteúdo da corrente da carga para uma carga puramente resistiva (a) Corrente da carga (b) Componente ativa da corrente da carga (c) Componente reativa (d) Componente harmônica. Parâmetros: $RR = 0,0183\ m\Omega$ ; $LR = 0,0291\ mH$ ; $vPAC = 220\ V$ ; $ff = 60\ Hz$ .....	41
Figura 20 – Detecção do conteúdo da corrente da carga para uma carga resistiva e indutiva (a) Corrente da carga (b) Componente ativa da corrente da carga (c) Componente reativa (d) Componente harmônica. Parâmetros: $RR = 0,0183\ m\Omega$ ; $LR = 0,0291\ mH$ ; $vPAC = 220\ V$ ; $ff = 60\ Hz$ .....	41
Figura 21 – Detecção do conteúdo da corrente da carga para uma carga resistiva, indutiva e harmônica (a) Corrente da carga (b) Componente ativa da corrente da carga (c) Componente reativa (d) Componente harmônica. Parâmetros: $RR = 0,0183\ m\Omega$ ; $LR = 0,0291\ mH$ ; $vPAC = 220\ V$ ; $ff = 60\ Hz$ ; Carga não linear sendo representada por uma fonte de corrente emulando um quinto harmônico com 5A de amplitude.....	41

Figura 22 – Saturação da corrente reativa da carga durante a aplicação do método de detecção de corrente baseado na TPC .....	42
Figura 23 – Circunferências de raio <i>in</i> para exemplificar o cálculo fasorial utilizado para determinar o limite de saturação do saturador 2 (a) Inversor injetando zero de corrente ativa (b) Inversor injetando 50% da potência ativa nominal (c) Inversor injetando potência ativa nominal .....	43
Figura 24 – Malha de saturação da corrente harmônica .....	44
Figura 25 – Operação do algoritmo detector de pico.....	45
Figura 26 – Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente do inversor.....	46
Figura 27 – Diagrama de Nyquist de $[KPr + KifRf(z)]PL(z)$ para três diferentes valores de $KPr$ , é considerado somente frequências positivas (a) Visão geral do diagrama (b) Detalhe em torno do ponto crítico. Parâmetros: $Kif = 2000$ , $Lf = 8\text{ mH}$ , $Rf = 0,5$ , $Ts = 112000\text{ s}$ , $\omega f = 2\pi 60\text{ rad/s}$ .....	47
Figura 28 – Diagrama de Nyquist de $[KPr + Ki3R3(z)]PL(z)$ para três diferentes valores de $KPr$ , é considerado somente frequências positivas (a) Visão geral do diagrama (b) Detalhe em torno do ponto crítico. Parâmetros: $Ki3 = 2000$ , $Lf = 8\text{ mH}$ , $Rf = 0,5$ , $Ts = 112000\text{ s}$ , $\omega f = 2\pi 60\text{ rad/s}$ .....	48
Figura 29 – Diagrama de Nyquist de $[KPr + Ki5R5(z)]PL(z)$ para três diferentes valores de $KPr$ , é considerado somente frequências positivas (a) Visão geral do diagrama (b) Detalhe em torno do ponto crítico. Parâmetros: $Ki5 = 2000$ , $Lf = 8\text{ mH}$ , $Rf = 0,5$ , $Ts = 112000\text{ s}$ , $\omega f = 2\pi 60\text{ rad/s}$ .....	49
Figura 30 – (a) Perfil da irradiância solar durante a simulação (b) Dinâmica do controle da tensão da planta solar <i>v<sub>pv</sub></i> , detectada pelo algoritmo MPPT .....	52
Figura 31 – (a) Controle da corrente <i>i<sub>L</sub></i> no indutor do conversor <i>boost</i> (b) Controle da tensão do barramento do inversor <i>v<sub>cc</sub></i> em 420 V.....	52
Figura 32 – Resposta do SOGI-PLL na detecção da informação do ângulo da rede (a) Frequência da rede detectada (a) Ângulo da rede detectado pela estrutura de sincronismo....	52
Figura 33 – Dinâmica da potência ativa ( <i>P</i> ) e potência reativa ( <i>Q</i> ) durante a operação multifuncional do inversor (a) Potência da carga (b) Potência do inversor (c) Potência da rede .....	53
Figura 34 – Dinâmica do fator <i>K<sub>ch</sub></i> ajustado para ponderar a compensação harmônica .....	54
Figura 35 – Detalhe das correntes do sistema no instante 1,2 segundos (a) Corrente da carga (b) Corrente do inversor (c) Corrente da rede.....	54
Figura 36 – Detalhe das correntes do sistema no instante 2 segundos (a) Corrente da carga (b) Corrente do inversor (c) Corrente da rede.....	55
Figura 37 – Detalhe das correntes do sistema no instante 3,5 segundos (a) Corrente da carga (b) Corrente do inversor (c) Corrente da rede.....	55
Figura 38 – Detalhe da referência de corrente do inversor para o índice de irradiância solar em $800\text{ W/m}^2$ , no intervalo de tempo $5 < t < 6.5$ segundos (a) Com saturação dinâmica (b) Sem saturação dinâmica.....	56

Figura 39 – Espectros das correntes do sistema no instante 3,5 segundos para um sistema com saturação dinâmica ( $S = 1$ ) e um sistema sem saturação dinâmica ( $S = 0$ ) (a) Corrente da carga (b) Corrente do inversor (c) Corrente da rede ..... 56

Figura 40 – Dinâmica do erro do controle da simulação do estudo de caso (a) Sistema com saturação dinâmica da corrente de referência do inversor (b) Sistema com somente um saturador simples na malha de referência de corrente e sem saturação dinâmica ..... 57

## *Lista de Tabelas*

Tabela 1- Parâmetros do painel solar SM48KSM utilizado neste trabalho.....	25
Tabela 2 - Parâmetros do Sistema.....	50
Tabela 3 – Parâmetros dos controladores do sistema.....	51

# ***1 Introdução***

## ***1.1 A Geração Distribuída e o Sistema Fotovoltaico***

A principal estrutura de geração de energia adotada pelo Brasil baseia-se em grandes usinas hidrelétricas conectadas aos centros consumidores através de longas linhas de transmissão [1]. As principais desvantagens dessas estruturas são as perdas de energia nas transmissões devido ao comprimento da linha, aumento do custo da energia e redução da confiabilidade do sistema elétrico como um todo [2]. Além disso, uma matriz energética pouco diversificada, pode acarretar em uma dependência do recurso utilizado para a geração de energia. Neste contexto, pode-se citar a crise hídrica no Brasil e os impactos desse fato na geração de energia pelas hidrelétricas.

A geração distribuída vem mudando este conceito de geração de energia. Como o crescimento econômico resulta em um aumento no consumo de energia elétrica, a possibilidade de gerar energia em proximidade das unidades consumidoras permite reduzir os impactos das longas linhas de transmissão e dar apoio à matriz energética de um país [1], [3]. Porém, a implementação, por exemplo, de usinas hidrelétricas e termelétricas próximas a centros urbanos podem ser inviáveis por questões ambientais e econômicas. Isto tem impulsionado os investimentos em fontes renováveis, principalmente a geração eólica e fotovoltaica [3], [4].

Apesar da maioria das projeções internacionais indicarem que a energia fotovoltaica pode ocupar uma parcela significativa das matrizes energéticas de vários países, as projeções para a instalação no Brasil estão muito abaixo de países como Alemanha, Estados Unidos, China, Japão, Austrália [3]. A Figura 1 mostra a evolução da potência acumulada instalada em geradores fotovoltaicos no Brasil. As projeções indicam números muito inferiores em relação às projeções da Europa, como mostrado na Figura 2. Por exemplo, é possível notar que a capacidade instalada no Brasil em 2019 será de, aproximadamente, 0,16 % da projeção do pior cenário da Europa, no mesmo ano. Curiosamente, de acordo com a referência [1], a irradiância solar nos maiores parques de geração de energia fotovoltaica europeus são menores do que em locais com baixa irradiância no território brasileiro.

Um dos motivos da energia solar fotovoltaica ainda não ser muito explorada no Brasil é devido, principalmente, ao alto custo associado à importação de equipamentos, já que não existem dispositivos com tecnologia 100% nacional [5]. Como será visto a seguir, os



dispositivos que integram o sistema fotovoltaico podem contribuir para uma melhoria do índice de qualidade da energia do sistema elétrico quando não estão operando na potência nominal. Dessa forma, além de injetar potência, o sistema fotovoltaico pode contribuir para eliminar perdas no sistema, o que pode apresentar um impacto econômico em relação a redução do consumo de energia.

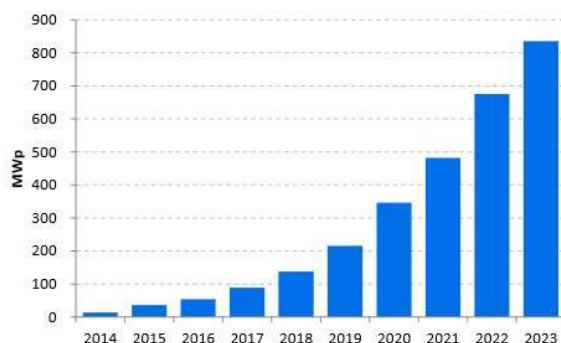


Figura 1 – Evolução da potência acumulada instalada de sistemas fotovoltaicos no Brasil [3]

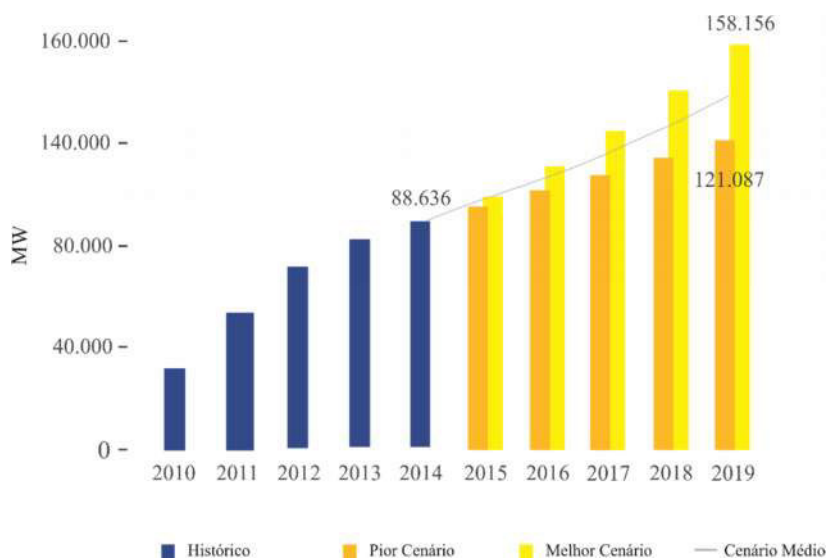


Figura 2– Evolução da potência acumulada instalada de sistemas fotovoltaicos na Europa [6]

## 1.2 Inversor Fotovoltaico

O elemento básico de um sistema fotovoltaico conectado na rede elétrica é o inversor estático, no qual conecta a fonte (painéis solares) à rede de distribuição, isto é, este equipamento é um dispositivo eletrônico capaz de converter a tensão (cc) gerada pelos painéis para um sinal de tensão alternada (ca), utilizado na rede [7].

Na maioria das aplicações, os inversores monofásicos e trifásicos trabalham injetando toda a potência gerada na rede elétrica e com fator de potência unitário. Em particular, no caso dos sistemas fotovoltaicos, devido à variação da irradiância solar durante o dia, em poucas situações os inversores trabalham injetando potência nominal. Desta forma os inversores apresentam uma margem de atuação (em termos de corrente) que não é explorada ao longo do ciclo diário de funcionamento e que poderia ser utilizada para correção de fator de potência e a compensação de harmônicos gerados por cargas não lineares [8], [9].

O crescente desenvolvimento tecnológico atrelados a utilização de equipamentos elétricos e eletrônicos com características não lineares na relação corrente e tensão (cargas não lineares) causam diversos impactos na qualidade de energia elétrica. Dispositivos como os usados para o acionamento de motores industriais, lâmpadas eletrônicas, computadores, tiristores e outros mais causam, no sistema elétrico, altos níveis de correntes harmônicas, responsáveis por grande parte das perdas de energia [10]. Outro fator responsável por perdas de energia é o alto índice de potência reativa na rede devido ao uso, principalmente, de cargas indutivas como motores industriais, por exemplo. Assim, a preocupação de várias instalações, principalmente em âmbito industrial, é a relação entre a potência ativa e reativa consumida da rede. Um fator de potência abaixo de 0,92 pode acarretar, além de altas perdas, multas estipuladas pelas concessionárias de energia [11].

Neste contexto, alguns trabalhos na literatura propõem a utilização multifuncional de inversores PWM monofásicos e trifásicos [8], [12]. Este conceito consiste em agregar ao algoritmo de controle do inversor a capacidade de compensar potência reativa e trabalhar como filtro ativo de potência (FAP), compensando aos harmônicos gerados por cargas não lineares [8], [9]. Esta estratégia permite que um sistema fotovoltaico melhore os índices de qualidade de energia de uma determinada instalação. Assim, se o sistema fotovoltaico já está instalado, uma modificação no algoritmo de controle pode ser uma solução interessante se comparada com a instalação de filtros passivos (para reduzir os impactos dos harmônicos na rede) e bancos de capacitores (para correção de fator de potência).

### 1.3 Definição do Problema

Alguns fatores são importantes para que o inversor trabalhe em modo multifuncional com segurança e eficiência, tais como:

- A estratégia de controle de corrente do inversor e o tipo de controlador utilizado;
- A estratégia utilizada para detecção da corrente reativa e harmônica de cargas conectadas no ponto de acoplamento comum (PAC), para que se possa compensar a potência reativa e corrente harmônica;
- A limitação de corrente do inversor e a estratégia de saturação de corrente utilizada durante a operação multifuncional, principalmente, para a saturação durante a compensação de harmônicos, visto que, na presença de várias frequências no sinal de corrente, a determinação de um limite de saturação para um saturador simples se torna uma metodologia complexa;
- O gerenciamento de quais funções serão executadas pelo inversor devido à limitação de corrente das chaves semicondutoras.

O primeiro tópico envolve o tipo de controlador utilizado durante a operação multifuncional do inversor, uma vez que, devido à compensação de correntes harmônicas, a corrente de referência apresenta várias frequências e controladores convencionais tal como o proporcional-integral apresentam uma largura de banda limitada. O segundo item relaciona o tipo de método de detecção utilizado de forma a realizar uma compensação seletiva de cada distúrbio no ponto de acoplamento comum. Os dois últimos estudos envolve a limitação de corrente do inversor durante a operação multifuncional, de forma a preservar o tempo de vida desse dispositivo que apresenta um alto custo de aquisição e manutenção.

### 1.4 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é a implementação de um controle de inversor multifuncional fotovoltaico monofásico com saturação dinâmica de corrente. O controle é modelado para fazer a compensação parcial de potência reativa e de corrente harmônica com o objetivo de não ultrapassar o limite de corrente do inversor durante a operação.

A motivação para a realização deste trabalho vem da necessidade de técnicas para limitação da corrente dos inversores fotovoltaicos. Estes dispositivos são equipamentos com

um elevado custo de aquisição e manutenção, por isso, os responsáveis pela utilização e os fabricantes desses equipamentos devem zelar para sua adequada operação.

Deste modo, o desenvolvimento de estratégias de compensação parcial de potência reativa e corrente harmônica é uma das frentes de estudos a respeito dos inversores multifuncionais. Este ainda é um tema em aberto na literatura. Além disso, estudos como esses contribuem para o desenvolvimento de tecnologia nacional de inversores e do sistema fotovoltaico como um todo.

### **1.5 Organização do Trabalho**

Este trabalho está dividido em 5 capítulos. Neste primeiro capítulo foi apresentado uma contextualização do sistema fotovoltaico e as justificativas que motivam este trabalho, assim como seus objetivos.

O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica sobre a técnica convencional de controle de corrente do inversor fotovoltaico e a modelagem das estruturas básicas necessárias presentes na malha fechada. No terceiro capítulo é mostrado as modificações na estratégia de controle convencional do sistema fotovoltaico para a operação multifuncional, tais como: o controlador de corrente, o método de detecção e um esquema de saturação dinâmica da corrente do inversor proposto por esse trabalho.

O capítulo 4 apresenta os resultados de simulação obtidos que validam a estratégia de controle modelada no capítulo 3. Finalmente, no capítulo 5 são feitas as conclusões e as propostas de continuidade desse trabalho.

## 2 Inversor Fotovoltaico Monofásico

### 2.1 Estrutura de Controle Convencional

A topologia convencional de conexão da planta solar à rede monofásica é mostrada na Figura 3. O estágio cc/cc é responsável por fornecer estabilidade na tensão nos terminais do módulo solar, esse estágio será discutido com mais detalhes no próximo capítulo. Antes de conectar o sistema fotovoltaico ao sistema elétrico, a tensão contínua dos painéis solares deve ser convertida em tensão alternada. Para essa finalidade, é utilizado o inversor fotovoltaico monofásico [13].

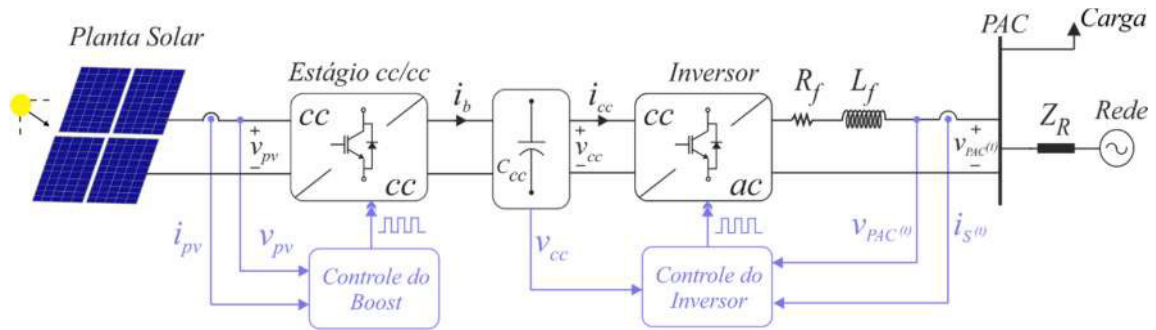


Figura 3 – Estrutura convencional do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica

Conversores PWM geram harmônicos que devem ser atenuados para a conexão do sistema com a rede. Geralmente, a conexão é realizada por meio de um filtro passivo. Dentre as topologias apresentadas na literatura, os mais tradicionais são: o filtro indutivo (tipo L) [14] [7] e o filtro LCL [13], [8].

A ligação do sistema fotovoltaico à rede através de um filtro L é uma solução atrativa em termo de facilidade, uma vez que é necessário somente a conexão de um indutor em série com o sistema. Contudo, na prática a conexão através do filtro LCL apresenta uma melhor relação custo-benefício, pois com indutâncias mais reduzidas, é possível projetá-lo para ter a mesma capacidade, de atenuação de harmônicos, do filtro do tipo L. Porém, a utilização do filtro LCL torna um sistema mais complexo a controlar, devido ao problema de estabilidade que existe devido ao efeito da ressonância do filtro [15]. Assim, visando obter uma modelagem simplificada dos controladores do inversor, neste trabalho o filtro L é utilizado. Porém, a modelagem aqui apresentada, pode ser aplicada à sistemas com filtros LCL, visto que, a resposta em frequência de um filtro L é aproximadamente a mesma em relação ao filtro do tipo

LCL desde que, a ressonância deste, seja amortecida. Logo, geralmente, pode-se modelar o filtro LCL como um filtro do tipo L [16].

Para o projeto do indutor do filtro L, a referência [14] considera o sistema sem carga e despreza-se a resistência em série equivalente do indutor. Dessa forma, é possível obter a seguinte relação para a indutância do filtro [14]:

$$L_f = \frac{V_{PAC,RMS}}{2\sqrt{6}f_s I_{ripple}} \quad (1)$$

onde  $V_{PAC,RMS}$  é o valor RMS da tensão no ponto de acoplamento comum (PAC),  $f_s$  é a frequência de chaveamento do conversor. Neste trabalho, é adotado um *ripple* em torno de 2.5% da corrente nominal.

A estratégia de controle convencional do inversor monofásico é mostrado na Figura 4 [8], [13]. Nesta malha fechada é realizada o controle da tensão do barramento cc ( $v_{cc}$ ) e da corrente injetada pelo inversor  $i_s(t)$ . A referência de tensão é fornecida por um algoritmo seguidor de máxima potência da planta solar. A corrente a ser injetada pelo inversor é sincronizada com a tensão do PAC  $v_{PAC}(t)$ , gerando assim, a referência de corrente do inversor  $i_s^*(t)$ . Dessa forma, o controle de corrente do inversor é realizado. Para eliminar a influência da tensão do PAC é somado, ao controle de corrente, a tensão  $v_{PAC}$  (*feedforward*). Além disso, a saída do controlador é multiplicado pelo termo  $v_{cc}^{-1}$ , para tornar os ganhos do controlador de corrente independente da tensão do barramento cc. A tensão de referência  $v^*(t)$  resultante é utilizada no PWM para modulação dos pulsos do conversor.

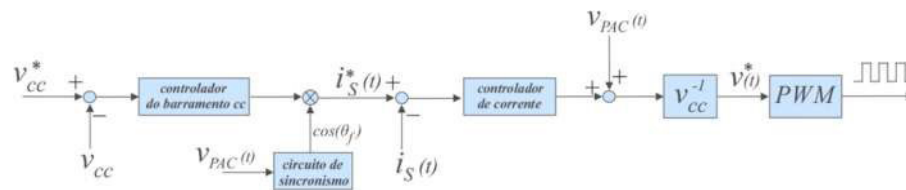


Figura 4 – Estratégia de controle convencional do inversor fotovoltaico monofásico.

Em aplicações monofásicas, os principais tipos de controladores utilizados na literatura são: proporcional integral (PI) [8], [9], proporcional ressonante (PR) [17], [18] e controlador repetitivo [19], [20].

A estratégia de controle convencional do inversor fotovoltaico é ajustada para extrair a máxima potência da planta solar e injetá-la na rede com fator de potência unitário. Porém, devido à variação da irradiância solar durante o dia, o inversor apresenta uma margem de corrente não utilizada. Dessa forma, alguns trabalhos na literatura propõem a operação multifuncional do inversor fotovoltaico, em que consiste da utilização dessa margem de atuação para compensar reativos e atuar como filtro ativo de potência, compensando harmônicos no PAC [8], [9]. Estes serviços auxiliares do inversor são discutidos em detalhes no próximo capítulo.

## **2.2 Modelagem de um Painel Fotovoltaico**

### **2.2.1 A Célula Fotovoltaica**

A energia solar fotovoltaica é obtida através da conversão da luz solar em eletricidade. O dispositivo responsável por essa conversão são as células solares, que são conectadas em série e em paralelo nos painéis solares. Cada célula gera uma potência em torno de 1 a 2 W. Portanto, em aplicações práticas e comerciais, as células são conectadas em série e em paralelo formando os módulos fotovoltaicos.

O funcionamento de uma célula solar é baseado no efeito fotoelétrico, descoberto por Edmond Becquerel em 1839 e explicado, posteriormente, por Albert Einstein em 1915 [21]. Quando o fóton incide sobre a junção do material semicondutor e transfere uma quantidade mínima de energia, o elétron passa da banda de valência para a banda de condução. Dessa forma, será gerada uma corrente elétrica [22].

As células de silício monocristalino (m-Si) e silício policristalino (p-Si) representam cerca de 85% do mercado atual [5], [23]. Células fotovoltaicas de silício são compostas de uma fina camada de silício conectado a terminais elétricos. O silício é dopado para formar a junção *p-n*. A Figura 5 ilustra a estrutura física de uma célula solar [22], [24].

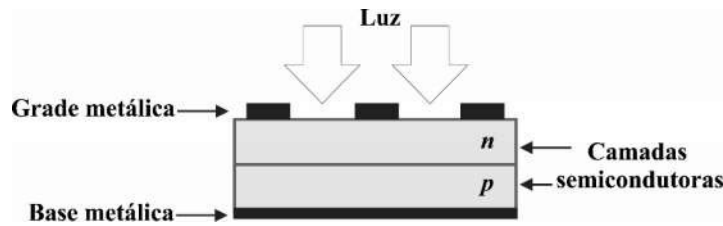


Figura 5 – Estrutura física de uma célula solar [22].

## 2.2.2 Circuito Elétrico Equivalente

Um painel fotovoltaico pode ser representado por um circuito elétrico equivalente [22], [24], conforme mostrado na Figura 6. Dessa forma, as características da corrente  $I$  nos terminais de uma painel fotovoltaico são representadas por

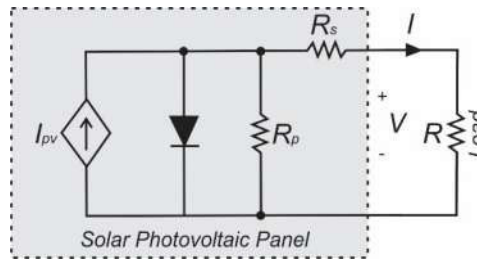


Figura 6 – Modelo elétrico equivalente do painel solar [22].

$$I = I_{pv} - I_0 \left( e^{\frac{V+R_s I}{V_t a}} - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (2)$$

onde  $R_s$  representa a resistência elétrica entre os contatos elétricos da célula,  $R_p$  é responsável por modelar a corrente de fuga do diodo [25]. Um algoritmo para ajuste dessas resistências é proposto por [22].  $I_{pv}$  é a corrente gerada pela incidência da luz,  $I_0$  é a corrente de saturação reversa do diodo,  $a$  representa a constante de idealidade do diodo e  $V_t$  é a tensão térmica do painel e pode ser calculada por

$$V_t = \frac{N_s k T}{q} \quad (3)$$

onde  $N_s$  é o número células conectadas em série,  $k$  é a constante de Boltzmann [1,  $3806503 \times 10^{-23}$  J/K],  $T$ [K] é a temperatura de operação e  $q$  é a carga do elétron [1,  $60217646 \times 10^{-19}$  C].



A corrente fotoelétrica gerada é diretamente proporcional à irradiância [ $\text{W}/\text{m}^2$ ] e varia linearmente com a temperatura, de acordo com a seguinte expressão

$$I_{pv} = (I_{pv_n} + K_i \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad (4)$$

onde  $I_{pv_n}$  é a corrente fotoelétrica nominal para a irradiância nominal ( $G_n$ ) e temperatura nominal ( $T_n$ ), normalmente especificados em  $1000 \text{ W}/\text{m}^2$  e  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ , respectivamente. Sendo  $\Delta T = T - T_n$ ,  $G$  é o valor de irradiância na superfície do dispositivo,  $K_i$  é o coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito [ $\text{A}/\text{K}$ ] [24].

A corrente de saturação reversa do diodo,  $I_0$  pode ser aproximada pela seguinte relação

$$I_0 = \frac{I_{sc_n} + K_i \Delta T}{\exp\left(\frac{V_{oc_n} + K_v \Delta T}{a V_t}\right) - 1} \quad (5)$$

sendo  $I_{sc_n}$  a corrente de curto-circuito nominal,  $V_{oc_n}$  a tensão de circuito aberto nominal e  $K_v$  é o coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto [ $\text{V}/\text{K}$ ].

O circuito equivalente do painel solar modelado resulta no comportamento elétrico apresentado na Figura 7. Pode ser observado o ponto de circuito aberto do módulo ( $V_{OC}, 0$ ), o ponto de curto circuito do módulo ( $0, I_{SC}$ ) e o ponto de máxima potência do módulo ( $V_{mp}, I_{mp}$ ).

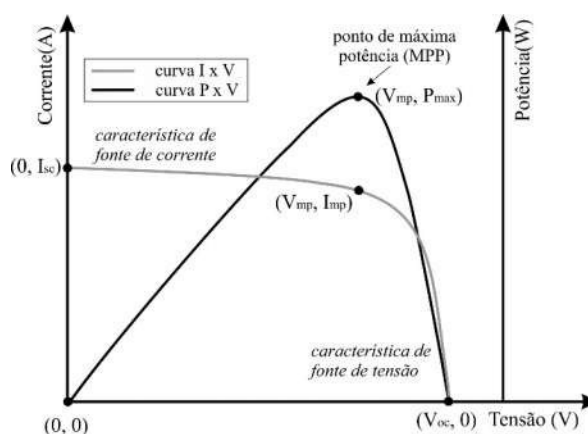


Figura 7 – Ilustração do ponto de máxima potência de um painel fotovoltaico.

Este trabalho utiliza o circuito equivalente modelado acima devido à sua semelhança com o comportamento elétrico dos módulos reais, o que permite a avaliação, em ambiente de simulação, o comportamento do sistema durante variações de irradiância solar. A Tabela 1 apresenta os parâmetros do painel SM48KSM, produzido pela empresa Kyocera, que serão utilizados neste trabalho.

Tabela 1- Parâmetros do painel solar SM48KSM utilizado neste trabalho

Parâmetros	Valor
Potência Máxima	48 W
Tensão na Potência Máxima	18,6 V
Corrente na Potência Máxima	2,59 A
Tensão de Circuito Aberto	22,1 V
Corrente de Curto-Circuito	2,89 A
Constante de idealidade do diodo $\alpha$	1
Coefficiente $K_i$	0,00166 A/K
Coefficiente $K_v$	-0,07 V/K
Resistência Série $R_s$	0,21 $\Omega$
Resistência Paralela $R_p$	108,93 $\Omega$

### 2.3 Seguidor de Máxima Potência

As células fotovoltaicas apresentam um baixo rendimento de geração de energia elétrica se comparada à outros meios de geração. Por exemplo, em 1998 a eficiência de conversão da energia solar em elétrica, através das células solares de silício monocristalino, obteve uma melhora de 18,6% para 24% [26]. Mesmo com os avanços tecnológicos, a eficiência dessas células solares atualmente se encontram estagnada em torno desses valores [27]. Existem tecnologias de células fotovoltaicas mais eficientes, porém apresentam elevado custo de produção em relação à de silício.

Por isso, para não ter uma eficiência ainda menor, procura-se extrair a máxima potência dos módulos fotovoltaicos para um dado valor de irradiância e temperatura. Por essa razão, em sistemas fotovoltaicos, são de suma importância algoritmos de rastreamento do ponto de

máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT), que controlam a tensão do painel mantendo-o operando em torno do ponto de máxima potência, ilustrado na Figura 7.

Vários algoritmos de MPPT tem sido proposto na literatura, tais como: *Perturbation and Observation* (P&O) [28], dP-P&O [29] e *Modified P&O* (MP&O) [30]. Devido à baixa complexidade e pouco requerimento computacional, o método de MPPT mais tradicional é o P&O. Este algoritmo incrementa, ou decrementa, periodicamente a tensão dos módulos fotovoltaicos e compara a potência de saída com o valor medido na amostragem anterior. Por exemplo, se a potência gerada aumenta, a perturbação da tensão dos módulos solares prossegue na mesma direção. Quando o algoritmo detecta um decaimento da potência gerada, o sistema alcançou o ponto de máxima potência e o algoritmo oscila sobre este [28], [31].

Entretanto, para rápidas mudanças na irradiância solar, o algoritmo P&O pode rastrear a máxima potência para a direção errada. Isto pode acontecer quando há uma rápida variação nas condições de insolação. Se a mudança na irradiância solar causar uma maior mudança na potência do que a causada pelo incremento na tensão, o algoritmo MPPT pode interpretar a mudança de potência como efeito de sua própria ação e rastrear para a direção errada, em relação ao ponto de máxima potência [29]. Dessa forma, variações do método P&O são propostas na literatura com o objetivo de resolver o problema causado pela rápida mudança na irradiância solar.

Um desses métodos é o dP-P&O, proposto em [29]. Este algoritmo determina o correto rastreamento do ponto de máxima potência por meio de uma medição adicional entre duas amostragens de potência. Dessa forma durante rápidas mudanças da irradiância solar, a ação do algoritmo de MPPT interpreta corretamente se a alteração da potência é causada por fatores atmosféricos ou pela ação do próprio algoritmo. Dessa forma, como neste trabalho são realizadas rápidas mudanças na irradiância solar, o algoritmo MPPT dP-P&O é utilizado.

## **2.4 Estrutura de Sincronismo**

O circuito de sincronismo é responsável por garantir que a potência extraída da planta fotovoltaica seja injetada no sistema com o fator de potência unitário. Isto envolve, na estratégia de controle convencional, a sincronização da corrente de saída do inversor com a rede para gerar uma referência de corrente senoidal [13].

O circuito de sincronismo deve ser capaz de rejeitar distúrbios indesejáveis na tensão da rede além de ter uma estrutura simples para reduzir o esforço computacional. A estrutura mais utilizada na literatura é o SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame Phase-locked loop*) [7], [32], [33]. A seguir é descrita a estrutura SRF-PLL proposta em [34].

### 2.4.1 SRF-PLL

A estrutura da SRF-PLL é mostrada na Figura 8. A transformada de Park é usada para transformar as tensões em coordenada abc para o sistema  $dq$ . O ângulo do sinal de entrada é estimado, por essa estrutura de malha fechada, anulando componente de quadratura da tensão de entrada, isto é, igualando o fasor espacial resultante da tensão de entrada à componente de eixo direto [34].

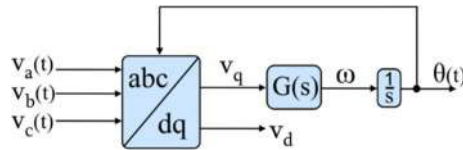


Figura 8 – Estrutura completa do SRF-PLL.

Para um sistema equilibrado, as componentes de eixo direto e de quadratura da rede podem ser escritas como:

$$\begin{aligned} V_d &= V \cos(\omega_f t + \theta_0 - \theta(t)) \\ V_q &= V \sin(\omega_f t + \theta_0 - \theta(t)) \end{aligned} \quad (6)$$

onde  $V$  é o valor de pico em volts da tensão de entrada,  $\omega_f$  é a frequência fundamental,  $\theta_0$  é o ângulo de fase da componente fundamental da rede. Nota-se que,  $V_d = V$  e  $V_q = 0$  quando  $\theta(t) = \omega_f t + \theta_0$ . Analisando-se a estrutura mostrada na Figura 8, pode-se observar que:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = G(s)V_q \quad (7)$$

onde  $G(s)$  é a função de transferência do controlador proporcional-integral (PI), com função de transferência dado por:

$$G(s) = k_{p\_pll} \frac{1 + s\tau_i}{s\tau_i} \quad (8)$$

Aplicando-se a relação (6) e (7), é obtido a relação (9). Nota-se uma dinâmica não linear do circuito de sincronismo. Para linearizar este sistema é considerado que  $\theta(t) \approx \omega_f t + \theta_0$  e

sabendo-se que  $\text{sen } \gamma \approx \gamma$  para  $\gamma \approx 0$ . Dessa forma, pode-se reescrever a relação (9) da forma mostrado em (10).

$$\omega = G(s) V \text{sen}(\omega_f t + \theta_0 - \theta(t)) \quad (9)$$

$$\omega = G(s) V (\omega_f t + \theta_0 - \theta(t)) \quad (10)$$

A relação (10) pode ser representada pelo diagrama de blocos da Figura 7. A função de transferência em malha fechada, mostrada na Figura 7, é dada por:

$$H(s) = \frac{G(s)V}{s + G(s)V} \quad (11)$$

A relação de malha fechada (11) pode ser reescrita no formato da expressão (12).

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_m s + \omega_m^2}{s^2 + 2\xi\omega_m s + \omega_m^2} \quad (12)$$

sendo

$$\omega_m = \sqrt{\frac{k_{p\_pll} V}{\tau_i}} \quad e \quad \xi = \frac{k_{p\_pll} V}{2\omega_m} = \frac{\sqrt{k_{p\_pll} \tau_i V}}{2} \quad (13)$$

A relação (13) permite obter os ganhos do controlador. Geralmente considera-se  $\xi = 1/\sqrt{2}$ . Quanto maior de  $\omega_m$  maior será a banda da PLL e conseqüentemente mais rápida é a sincronização, porém, maior será a sensibilidade da estrutura à distúrbios na rede.

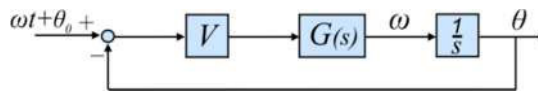


Figura 9 –Linearização do SRF-PLL.

Para aplicações em sistemas monofásicos, é necessário um gerador de sinais em quadratura para gerar as entradas da SRF-PLL, emulando um sistema trifásico. Este trabalho utiliza o SOGI (*Second Order Generalized Integrator*) em conjunto com a SRF-PLL.

## 2.4.2 SOGI-PLL

A estrutura completa do SOGI-PLL é mostrado na Figura 10. Essa estrutura é baseada na característica de filtro adaptativo SOGI [7], [32]. Esse filtro gera dois sinais em quadratura filtrados na frequência  $\omega$  de retorno da PLL. Por isso, geralmente, essa estrutura é utilizada para

aplicações onde a tensão da rede apresenta distorções. As funções de transferência do SOGI é dado por

$$\begin{cases} H_\alpha(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k_S \omega s}{s^2 + k_S \omega s + \omega^2} \\ H_\beta(s) = \frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{k_S \omega^2}{s^2 + k_S \omega s + \omega^2} \end{cases} \quad (14)$$

onde  $k_S$  é o ganho do SOGI. As relações em

(14) sugerem que o SOGI é um filtro passa banda, centrada na frequência  $\omega$ , cuja a largura de banda depende unicamente do ganho  $k_S$ .

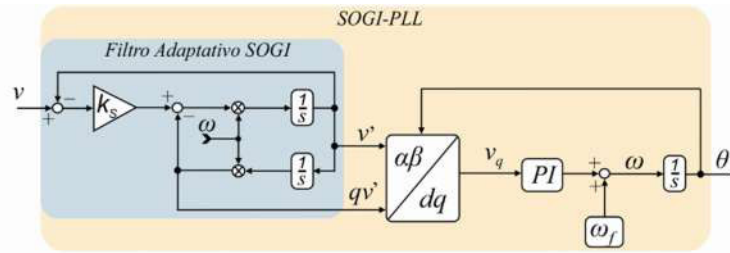


Figura 10 –Estrutura completa do SOGI-PLL.

A Figura 11 mostra o diagrama de Bode das funções de transferência do filtro adaptativo SOGI para três diferentes valores de  $k_S$ . Quando  $k_S = \sqrt{2}$ , uma ótima relação entre tempo de resposta e sobressinal é alcançado, resultando em uma resposta criticamente amortecida [7].

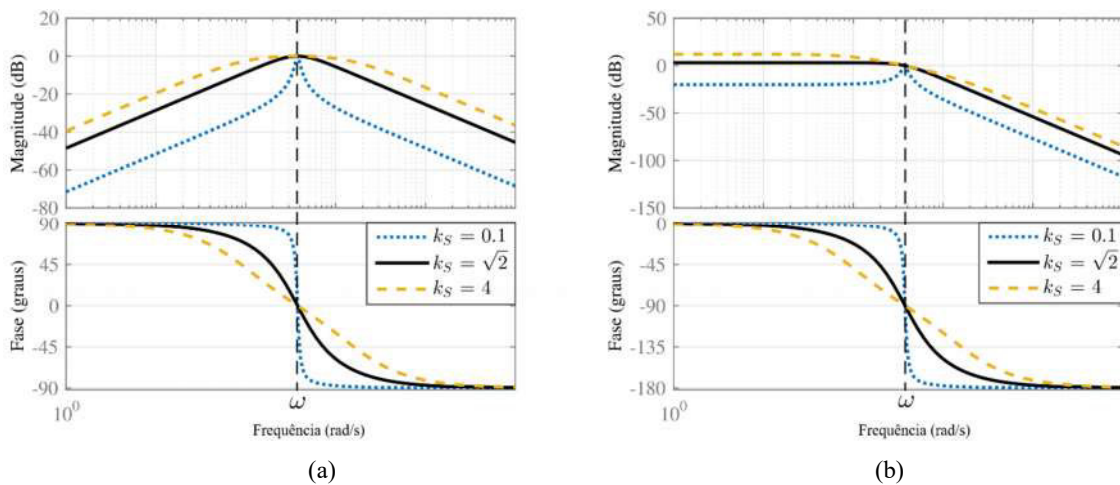


Figura 11 – Diagrama de Bode do filtro adaptativo SOGI para três valores de ganho  $k_S$  (a)  $H_\alpha(s)$  (b)  $H_\beta(s)$

### ***3 Operação Multifuncional do Inversor Fotovoltaico***

#### ***Monofásico***

Como discutido no capítulo anterior, no modo de operação convencional, os inversores PWM fotovoltaicos são projetados para extrair a máxima potência da planta solar para injetá-la na rede com fator de potência unitário. Porém, devido a variações da irradiância solar, esses dispositivos trabalham abaixo da corrente nominal em certas horas do dia. Portanto, existe uma margem de atuação do inversor, em termos de corrente, que pode ser explorado para serviços auxiliares, tais como: compensação de reativo e compensação de corrente harmônica de cargas reativas e não lineares conectadas no PAC, respectivamente. Esse fato caracteriza a operação multifuncional do inversor solar fotovoltaico [8], [9].

Alguns fatores devem ser definidos para utilizar o inversor fotovoltaico para compensar potência reativa e correntes harmônicas de uma instalação. O primeiro fator é o método de detecção da corrente da carga a ser utilizado. Na literatura, os principais métodos utilizados são: método baseado na Teoria da Potência Conservativa (TPC) [8], [9], [35]; método baseado na Teoria da Potência Instantânea [36], [37]; método baseado na Teoria das Componentes Simétricas Instantâneas [38]. Neste trabalho, a TPC é utilizada para realizar a detecção do conteúdo da corrente da carga para ser realizada a compensação de potência reativa e harmônicos. Por meio dessa teoria é possível separar as componentes de corrente da carga relacionadas a cada tipo de distúrbios, permitindo uma compensação seletiva [8], [35].

O segundo fator a ser definido para a operação multifuncional é sobre a limitação de corrente dos conversores. Os inversores PWM tem um limite de corrente que não pode ser excedido para preservar a sua vida útil. Na operação multifuncional, geralmente, a referência de corrente é composta por: corrente ativa, devido à extração de energia do sistema fotovoltaico; reativa, devido a compensação de potência reativa; corrente harmônica, devido à compensação das oscilações indesejadas do PAC. Se a forma de onda resultante apresentar um valor de pico maior do que o limite de corrente do inversor, então essa referência de corrente precisa ser saturada [9], [39]. Porém, no caso da compensação de harmônico, o uso de um saturador simples pode ocasionar a injeção de conteúdo harmônico de baixa ordem, devido à dificuldade de se estabelecer os limites de saturação na presença de distorções na referência de corrente do

inversor. Por isso, técnicas para compensar parcialmente a potência reativa e corrente harmônica, de cargas conectadas no PAC, são necessárias.

Outro fator importante para a operação multifuncional é o tipo de controlador utilizado. Em aplicações monofásicas com compensação de harmônico, vários trabalhos usam o controlador proporcional multi-ressonante (PMR), devido à presença de sinais de diferentes frequências na referência de corrente do inversor [9], [18], [20]. Nessas condições, o controlador convencional PI apresenta erro em regime permanente devido a sua capacidade limitada de rastrear sinais com múltiplas frequências. Neste trabalho, devido a compensação de corrente harmônica, é utilizado o controlador PMR para realizar o controle da corrente do inversor.

O sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica para a operação multifuncional, estudado neste trabalho, é mostrado na Figura 12. Onde, ao contrário da Figura 3, é realizado a medição da corrente da carga para a compensação de potência reativa e correntes harmônicas. A medição dessa corrente é realizada em termos da corrente da rede e do inversor, para garantir que a corrente de todas as cargas conectadas ao PAC sejam extraídas.

O sistema de dois estágios relatado na literatura [24], [7], [40] permite um desacoplamento entre os módulos fotovoltaicos e a rede elétrica. Neste trabalho, o primeiro estágio é baseado no conversor *boost*, que é responsável por extrair a máxima potência do sistema fotovoltaico, através do algoritmo MPPT, e alimentar o capacitor do barramento de tensão contínua do inversor. Por outro lado, o estágio cc/ca é responsável por conectar o sistema à rede. As vantagens de se utilizar o sistema de dois estágios é garantir estabilidade na extração da máxima potência da planta solar, uma vez que a presença de oscilações de 120 Hz no barramento do inversor monofásico pode desestabilizar o rastreamento de máxima potência sem a utilização do estágio cc/cc.

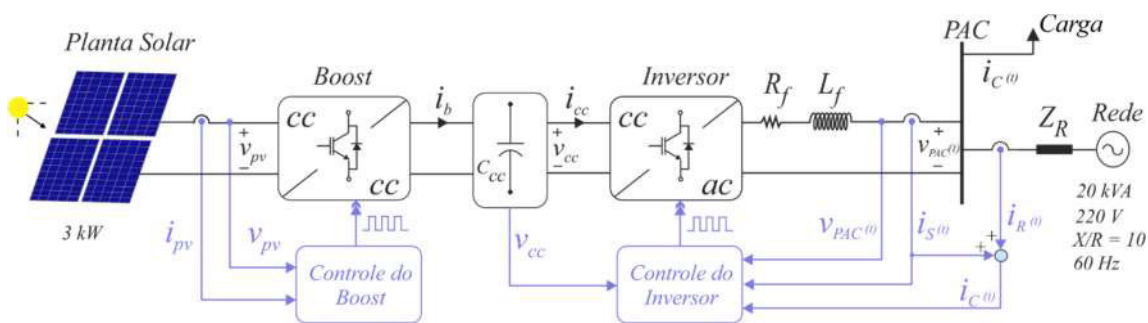


Figura 12 – Sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica para a operação multifuncional do inversor



A malha de controle do conversor *boost* é mostrado na Figura 13, do qual consiste de uma malha externa sintonizada para controlar a tensão  $v_{pv}$  do barramento da planta solar e uma malha interna, sintonizada para controlar a corrente  $i_L$  no indutor do *boost*. A tensão de referência para o controle deste estágio é calculado pelo algoritmo MPPT dP-P&O. Dessa forma, a planta solar entrega a máxima potência para o sistema em vários níveis de irradiância solar e temperatura.

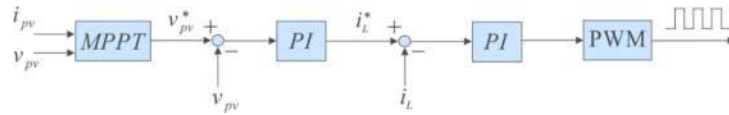


Figura 13 – Malha de controle da tensão de saída do boost do estágio cc/cc

O controle do inversor é mostrado na Figura 14. A estratégia é similar à convencional mostrada na Figura 4. Porém, a estratégia de compensação de potência reativa e corrente harmônica de cargas conectadas no PAC é adicionada. O método de detecção baseado na TPC é utilizado para extrair a informação da corrente harmônica  $i_{ch}(t)$  e reativa  $i_{cr}(t)$  da carga, gerando o sinal de corrente de referência da carga  $i_c^*(t)$ , dado por (15). Dessa forma, a referência de corrente do inversor  $i_s^*(t)$  é gerada somando  $i_c^*(t)$  com a componente de corrente ativa  $i_a^*(t)$ , devido a extração de potência da planta solar.

O saturador 1 é responsável por impedir que o pico da referência de corrente do inversor seja maior do que a corrente nominal  $i_n$  do dispositivo nos transitórios após alguma perturbação no sistema. Na compensação harmônica, somente a atuação desse saturador pode causar uma injeção de harmônicos indesejáveis na rede elétrica, devido à complexidade de se encontrar um limite de saturação adequado. Dessa forma, é incluído um método de saturação dinâmica da corrente de referência do inversor, como será discutido nas próximas seções.

$$i_c^*(t) = i_{ch}(t) + i_{cr}(t) \quad (15)$$

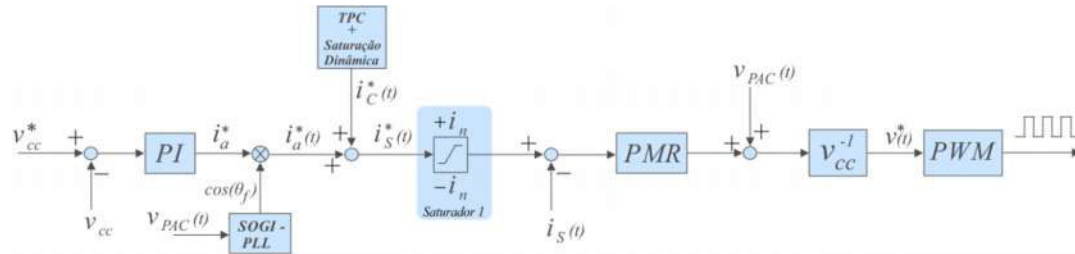


Figura 14 – Malha de controle da tensão do barramento cc e da corrente do inversor

### 3.1 Modelagem do controle do Conversor Boost

Para estudar o efeito da conexão entre o conversor *boost* e a planta solar é necessário obter o modelo linear do módulo solar. A linearização do modelo do painel solar é realizada, preferivelmente, em torno do ponto de máxima potência nominal ( $V, I$ ), devido ao fato de que, em várias horas do dia, o sistema está operando em torno deste ponto. Em [24], é descrito com detalhe o método de linearização utilizado, aqui só é considerado alguns pontos principais.

A linearização do modelo do painel solar em um ponto, tem origem na equação (16). Esta equação foi apresentada no capítulo 2 na modelagem matemática do painel solar. Porém, para padronizar as notações deste capítulo, as variáveis  $I$  e  $V$  da equação original são substituídas por  $i_{pv}$  e  $v_{pv}$ .

$$i_{pv} = I_{pv} - I_0 \left( e^{\frac{v_{pv} + R_s i_{pv}}{V_t a}} - 1 \right) - \frac{v_{pv} + R_s i_{pv}}{R_p} \quad (16)$$

A Figura 15(a) mostra a curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  e a linearização desta no ponto de máxima potência nominal de um módulo solar, que pode ser representada pelo circuito equivalente mostrado na Figura 15(b) [24], onde  $R_{eq}$  é dado por:

$$R_{eq} = -\frac{1}{m} \frac{N_s}{N_p} \quad (17)$$

onde  $m$  é a inclinação da reta que passa no ponto onde é realizada a linearização da curva  $i_{pv} \times v_{pv}$ ,  $N_s$  é o número de painéis conectados em série e  $N_p$  o número de painéis conectados em paralelo. É importante notar que, a conexão do conversor *boost* com os módulos solares depende fortemente do ponto escolhido para linearização [24]. Normalmente, o sistema é

projetado para operar na máxima potência nominal e posteriormente outros pontos de operação podem ser analisados para as devidas adequações.

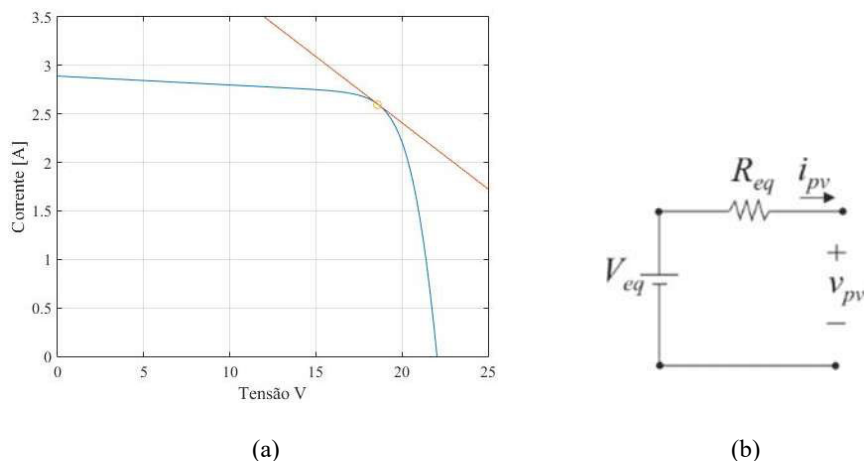


Figura 15 – (a) Curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  do painel solar e a linearização no ponto de máxima potência nominal ( $V, I$ ) (b) Circuito equivalente dos módulos solares correspondente ao ponto linearizado

De posse do modelo linear do painel solar, pode ser desenvolvido o modelo de pequenos sinais do conversor *boost* alimentado pelos módulos solares, como mostrado na Figura 16. Este modelo visa descrever o comportamento da tensão de entrada do conversor  $v_{pv}$  com relação à variável de controle da malha externa, que é a corrente no indutor  $i_L$  do *boost*. Por sua vez, esta corrente é descrita pela variável de controle da malha interna, que é o ciclo de trabalho do conversor  $d$  (*duty cycle*). Dessa forma, é possível projetar os ganhos dos controladores da malha externa e interna do controle do *boost*, ilustrado pelo diagrama de blocos da Figura 13. Nesta modelagem, a saída do *boost*, que é o barramento do inversor, é representado como uma fonte de tensão contínua  $v_{cc}$ . Como convenção, no modelo desenvolvido abaixo, a notação  $\bar{v}$ , representa o valor médio da variável dentro de um período de chaveamento do conversor, a notação maiúscula  $V$  denota o valor em estado estacionário cc e a perturbação de pequeno sinal é representada pela notação  $\tilde{v}$ .

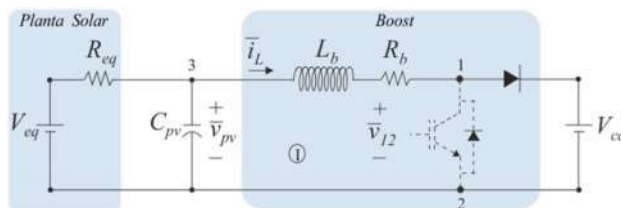


Figura 16 – Conversor *boost* usado no estágio cc/cc.

A equação das correntes médias do nó 3 é dada por:

$$\frac{V_{eq} - \bar{v}_{pv}}{R_{eq}} - C_{pv} \frac{d\bar{v}_{pv}}{dt} - \bar{i}_L = 0 \quad (18)$$

Pela Figura 16, quando o transistor está ligado  $\bar{v}_{12} = 0$ , caso contrário  $\bar{v}_{12}$  é igual à tensão  $V_{cc}$  de saída do conversor. Dessa forma, pode-se escrever a seguinte relação:

$$\bar{v}_{12} = (1 - d)V_{cc} \quad (19)$$

As variáveis de pequenos sinais necessárias para esta modelagem são apresentadas com as definições em (20).

$$\bar{v}_{pv} = V_{pv} + \tilde{v}_{pv} \ ; \ \bar{i}_L = I_L + \tilde{i}_L \ ; \ d = D + \tilde{d} \quad (20)$$

Aplicando as definições (20) em (18), leva a seguinte equação:

$$\frac{V_{eq}}{R_{eq}} - \frac{V_{pv}}{R_{eq}} - \frac{\tilde{v}_{pv}}{R_{eq}} - C_{pv} \frac{d\tilde{v}_{pv}}{dt} - I_L - \tilde{i}_L = 0 \quad (21)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (21) e considerando somente os pequenos sinais, obtém a seguinte equação:

$$-\frac{\tilde{v}_{pv}(s)}{R_{eq}} - C_{pv}s\tilde{v}_{pv}(s) - \tilde{i}_L(s) = 0 \quad (22)$$

Através da equação (22), é encontrada umas das funções de transferência da planta do modelo do conversor *boost* utilizado neste trabalho. A função de transferência  $G_{vi}(s)$ , que relaciona a variável de saída  $\tilde{v}_{pv}$  com a variável de controle  $\tilde{i}_L$ , é dada por:

$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_{pv}(s)}{\tilde{i}_L(s)} = -\frac{1}{C_{pv}s + \frac{1}{R_{eq}}} \quad (23)$$

Considerando a tensão no capacitor de entrada do conversor *boost* controlada em  $V_{pv}$ , a equação das tensões médias na malha I é dada por:

$$V_{pv} - L_b \frac{d\bar{i}_L}{dt} - \bar{i}_L R_b - \bar{v}_{12} = 0 \quad (24)$$

Substituindo (19) em (24) e aplicando as definições (20), leva a seguinte equação:

$$V_{pv} - L_b \frac{d\tilde{i}_L}{dt} - I_L R_b - \tilde{i}_L R_b - V_{cc} + V_{cc} D + V_{cc} \tilde{d} = 0 \quad (25)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (25) e considerando somente os pequenos sinais, obtém a seguinte equação:

$$-L_b s \tilde{i}_L(s) - \tilde{i}_L(s) R_b + V_{cc} \tilde{d}(s) = 0 \quad (26)$$

A partir de (26), a segunda função de transferência da planta  $G_{id}(s)$ , que relaciona a corrente no indutor com o ciclo de trabalho do conversor é encontrada sendo como:

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_{cc}}{L_b s + R_b} \quad (27)$$

Considerando a função de transferência do controlador PI da malha de controle da corrente do indutor no conversor *boost* é  $(K_{p_i} + K_{i_i}/s)$ . O ajuste do controlador é realizado pela alocação de polos de forma a cancelar o polo da planta. Isto resulta nos seguintes ganhos do controlador:

$$\begin{cases} K_{p_i} = \frac{2\pi f_{ci} L_b}{V_{cc}} \\ K_{i_i} = \frac{2\pi f_{ci} R_b}{V_{cc}} \end{cases} \quad (28)$$

onde  $f_{ci}$  é a frequência de corte da malha. Seu valor é geralmente limitado uma década abaixo da frequência de chaveamento do conversor  $f_{sb}$  para que se possa desprezar os atrasos no gerados pelo conversor e sensores, por exemplo.

Analogamente, considerando que a função de transferência do controlador PI da tensão do capacitor de entrada do conversor *boost* é  $(K_{p_v} + K_{i_v})$ , utilizando  $G_{vi}(s)$ , e alocando os polos da mesma forma como mostrado em (28). Isto resulta nos seguintes ganhos do controlador da tensão no capacitor de entrada do conversor:

$$\begin{cases} K_{p_v} = -2\pi f_{cv} C_{pv} \\ K_{i_v} = \frac{-2\pi f_{cv}}{R_{eq}} \end{cases} \quad (29)$$

onde  $f_{cv}$  é a frequência de corte da malha de tensão. Essa frequência é ajustada cinco vezes abaixo da frequência de corte da malha de corrente para garantir o funcionamento do controle em cascata.

### 3.2 Modelagem do Controle do Barramento cc do Inversor

A modelagem do controle do barramento é baseada na análise abordada em [5]. De acordo com a Figura 12, a equação da tensão do barramento cc do inversor é dado por:

$$C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} = i_b - i_{cc} \quad (30)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (30), obtém-se que:

$$C_{cc} v_{cc}(s) = i_b(s) - i_{cc}(s) \quad (31)$$

Considerando que as perdas no conversor são desprezíveis, em regime permanente, pode-se dizer a potência de entrada do inversor é igual à de saída, dessa forma tem-se a seguinte relação:

$$v_{cc}^* i_{cc} = \frac{v_{PAC,pico} i_{S,pico}}{2} \quad (32)$$

Deste modo, considerando-se a malha de corrente rápida o suficiente e desprezando o termo  $i_b(s)$  na relação (30) por não ser uma variável controlada, pode-se representar a dinâmica do barramento cc de acordo com a Figura 17.

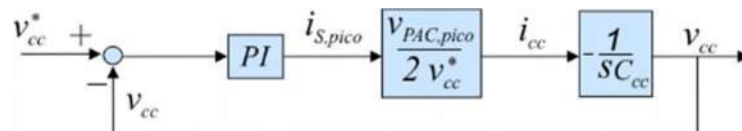


Figura 17 – Modelo da malha do barramento cc do inversor

Como a função de transferência de um controlador PI é representada por  $-(K_{P_{cc}} + \frac{K_{i_{cc}}}{s})$ , pode ser obtido da Figura 17 que:

$$\frac{v_{cc}(s)}{v_{cc}^*(s)} = \frac{(K_{P_{cc}}s + K_{i_{cc}})G}{C_{cc}s^2 + K_{P_{cc}}Gs + K_{i_{cc}}G} \quad (33)$$

onde  $G = \frac{v_{PAC,pico}}{2v_{cc}^*}$ .

O ajuste do controlador é realizado pelo método de alocação de polos. Os ganhos do controlador são ajustado de forma que os polos da função de transferência de malha fechada do sistema sejam reais, garantindo uma resposta de baixo sobressinal. Deste modo, sendo  $f_{cc1} = 15 \text{ Hz}$  e  $f_{cc2} = \frac{f_{cc1}}{10}$  as frequências de polo desejadas, os ganhos do controle do barramento são:

$$K_{P_{cc}} = \frac{2\pi}{G}(f_{cc1} + f_{cc2})C_{cc} \quad (34)$$

$$K_{i_{cc}} = \frac{4\pi^2}{G}f_{cc1}f_{cc2}C_{cc} \quad (35)$$

É importante destacar que é utilizado um filtro passa-baixa de primeira ordem com frequência de corte de 15 Hz na medição da tensão  $v_{cc}$  do barramento cc do inversor, para atenuar as oscilações sobre a tensão, como a de 120 Hz presente neste sinal, por exemplo.

### 3.3 Teoria da Potência Conservativa (TPC)

A Teoria da Potência Conservativa consiste em separar um sinal de corrente em três componentes ortogonais: a componente de corrente ativa, reativa e harmônica. A descrição detalhada sobre a TPC é mostrada em [35], [41].

Supondo a tensão do PAC livre de oscilações, de acordo com a TPC, a potência ativa é dada por:

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_{PAC}(t)i_c(t)dt \quad (36)$$

onde  $i_C(t)$  é corrente da carga,  $T$  representa o inverso da frequência fundamental da rede. A corrente ativa ( $i_{Ca}$ ) pode ser definida por:

$$i_{Ca}(t) = \frac{P}{V^2} v_{PAC}(t) \quad (37)$$

onde  $V$  é o valor RMS da tensão  $v_{PAC}(t)$ . A corrente ativa é definida como a corrente mínima necessária para transportar potência ativa ( $P$ ) através de uma rede [35].

A TPC estabelece um novo termo, denominado de energia reativa ( $W$ ), essa energia é dada por:

$$W = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \hat{v}_{PAC}(t) i_C(t) dt \quad (38)$$

onde  $\hat{v}_{PAC}(t)$  é a integral imparcial da tensão do PAC, como sugere (39).

$$\hat{v}_{PAC}(t) = \int_0^t v_{PAC}(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^{t+T} \int_0^t v_{PAC}(t) d\tau dt \quad (39)$$

A corrente reativa  $i_{Cr}(t)$  é definida como a corrente mínima necessária para transportar energia reativa através de uma rede e é definida por:

$$i_{Cr}(t) = \frac{W}{\hat{V}^2} \hat{v}_{PAC}(t) \quad (40)$$

onde  $\hat{V}$  é o valor RMS de  $\hat{v}_{PAC}(t)$ .

Por final, para uma tensão  $v_{PAC}(t)$  livre de oscilações, a corrente harmônica é definida por:

$$i_{Ch}(t) = i_C(t) - i_{Ca}(t) - i_{Cr}(t) \quad (41)$$

Vale ressaltar, que a componente de corrente harmônica representa a não linearidade da carga, e esta não transporta potência ativa nem potência reativa [35].

Para exemplificar a detecção das componentes ortogonais da corrente da carga através da TPC, são considerados três diferentes cargas conectadas ao PAC. A primeira carga é puramente resistiva, como mostrado na Figura 18(a). A segunda carga é resistiva e indutiva, como mostrado na Figura 18(b). Uma carga não linear é introduzida sendo representada por



uma fonte de corrente emulando um quinto harmônico com 5A de amplitude. A tensão no PAC é de 220 V e a frequência fundamental é de 60 Hz.

Para a carga puramente resistiva, aplicando a TPC na corrente da carga  $i_c(t)$ , somente a componente ativa é detectada como esperado (Figura 19(b)). As componentes reativa e harmônica são zero, como ilustrado na Figura 19(c) e Figura 19(d), respectivamente.

Para a carga resistiva e indutiva, a TPC detecta a componente ativa e reativa como mostrado na Figura 20(b) e Figura 20(c). Com a adição de uma carga não linear, representada pela fonte de corrente, a TPC detecta as três componentes ortogonais, como ilustrado na Figura 21(b-d). Esta estratégia é usada para gerar a referência a referência de corrente reativa e harmônica para a operação multifuncional do inversor fotovoltaico, permitindo uma compensação seletiva dos distúrbios da rede.

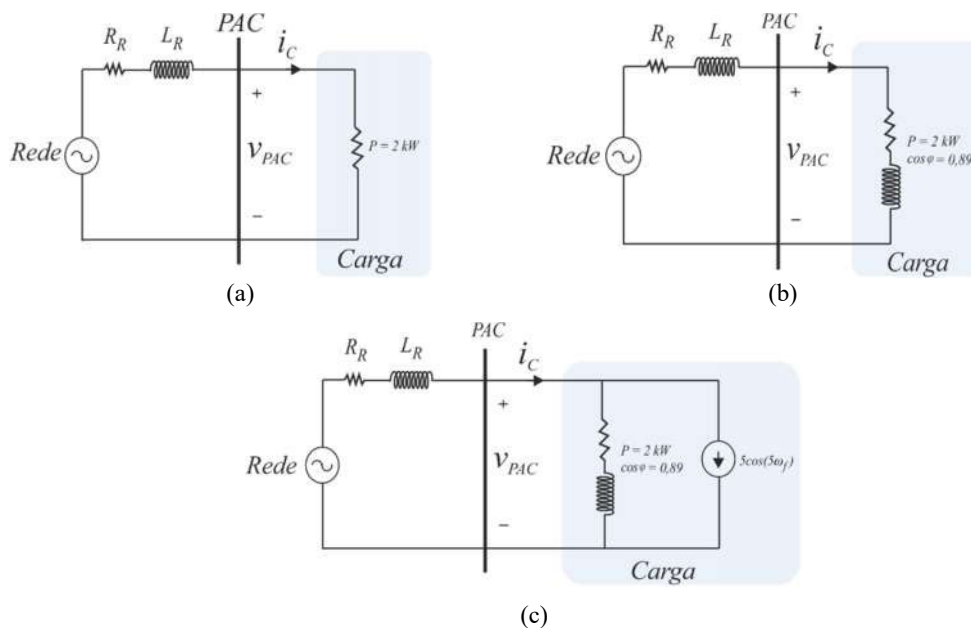


Figura 18 – Cargas conectadas ao PAC para verificar a aplicação da TPC (a) Carga puramente resistiva (b) Carga resistiva e indutiva (c) Carga resistiva, indutiva e não linear.

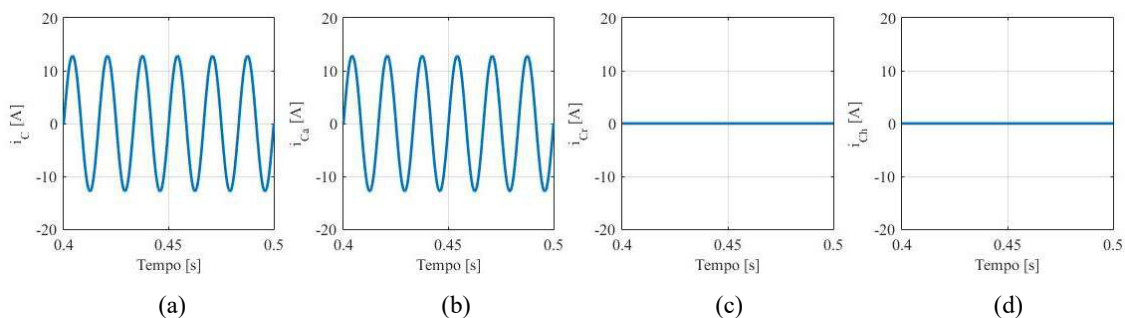


Figura 19 – Detecção do conteúdo da corrente da carga para uma carga puramente resistiva (a) Corrente da carga (b) Componente ativa da corrente da carga (c) Componente reativa (d) Componente harmônica. Parâmetros:  $R_R = 0,0183\ m\Omega$ ;  $L_R = 0,0291\ mH$ ;  $v_{PAC} = 220\ V$ ;  $f_f = 60\ Hz$

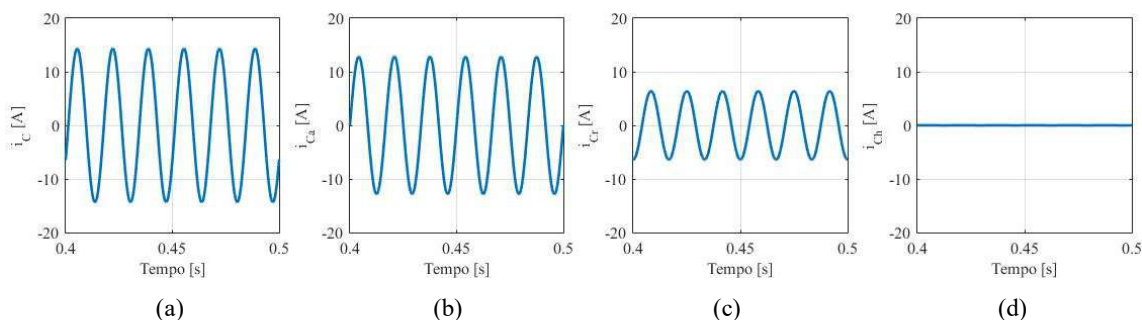


Figura 20 – Detecção do conteúdo da corrente da carga para uma carga resistiva e indutiva (a) Corrente da carga (b) Componente ativa da corrente da carga (c) Componente reativa (d) Componente harmônica. Parâmetros:  $R_R = 0,0183\ m\Omega$ ;  $L_R = 0,0291\ mH$ ;  $v_{PAC} = 220\ V$ ;  $f_f = 60\ Hz$

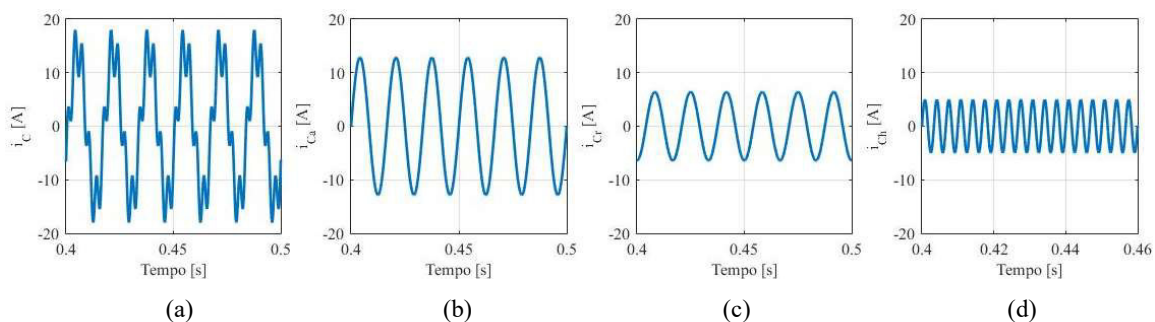


Figura 21 – Detecção do conteúdo da corrente da carga para uma carga resistiva, indutiva e harmônica (a) Corrente da carga (b) Componente ativa da corrente da carga (c) Componente reativa (d) Componente harmônica. Parâmetros:  $R_R = 0,0183\ m\Omega$ ;  $L_R = 0,0291\ mH$ ;  $v_{PAC} = 220\ V$ ;  $f_f = 60\ Hz$ ; Carga não linear sendo representada por uma fonte de corrente emulando um quinto harmônico com 5A de amplitude

### 3.4 Saturação Dinâmica da Corrente do Inversor

Com o objetivo de assegurar que a corrente do inversor não exceda a corrente nominal, é proposta a saturação dinâmica da corrente desse dispositivo. Esta estratégia proporciona a compensação parcial da potência reativa e corrente harmônica de cargas conectadas no PAC.

A saturação dinâmica proporciona uma hierarquia de funções do inversor fotovoltaico. Neste trabalho, a prioridade do inversor é a injeção de potência ativa no sistema, seguido pela compensação de potência reativa e, por último, a compensação harmônica da carga. Portanto, a saturação da corrente do inversor é realizada na seguinte ordem: primeiro na corrente harmônica detectada da carga; seguido pela componente de corrente reativa detectada. Ambas saturações ocorrem na aplicação da TPC para detectar as componentes de corrente reativa e harmônica.

Portanto, se o inversor estiver injetando toda potência ativa pelo qual foi projetado, não é realizada nem a compensação de potência reativa nem de corrente harmônica. Por outro lado, se o inversor não estiver injetando a potência ativa nominal, existe uma margem corrente que pode ser utilizada para a compensação de potência reativa. Se ainda houver margem de corrente, pode ser realizada a compensação da corrente harmônica.

#### 3.4.1 Saturação da Corrente Reativa

A saturação da corrente reativa é realizada durante a aplicação da TPC para detectar a corrente reativa da carga  $i_{Cr}(t)$ , como mostrado na Figura 22. A saturação é realizada na corrente eficaz da componente reativa. Dessa forma, o limite de saturação do saturador 2 pode ser encontrado por um cálculo fasorial, dado por:

$$i_{Cr,RMS}^2 + i_{a,RMS}^{*2} \leq i_{n,RMS}^2 \quad (42)$$

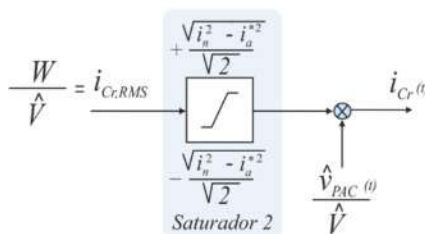


Figura 22 – Saturação da corrente reativa da carga durante a aplicação do método de detecção de corrente baseado na TPC

Nota-se que, a soma da corrente eficaz da componente reativa detectada  $i_{Cr,RMS}$  com o valor eficaz da corrente injetada ativa pelo inversor, cujo o pico é de  $i_a^*$ , deve ser menor ou igual do que o valor eficaz da corrente nominal do inversor, cujo o valor de pico é  $i_n$ .

Para exemplificar o cálculo fasorial do limite de saturação do saturador 2 através da relação (42), são considerados três circunferências de raio  $i_n$  cada, representando três casos de injeção de potência ativa pelo sistema fotovoltaico no PAC, como mostrado na Figura 23. Nas circunferências, as variáveis de corrente e tensão são consideradas como valores de pico.

A Figura 23(a) mostra o caso em que a potência ativa injetada pelo sistema fotovoltaico é zero, neste caso, o limite de saturação do saturador 2 é  $\pm i_n$ . Logo, o inversor pode injetar uma corrente reativa igual à nominal.

Quando o inversor injeta 50% da potência nominal, o limite de saturação do saturador 2 é reajustado pela relação (42) de forma a garantir que a referência de corrente do inversor  $i_s^*$ , estimada pela soma fasorial entre a corrente ativa  $i_a^*$  e a corrente reativa  $i_{Cr}$ , não exceda a corrente nominal do dispositivo. Esse caso é mostrado na Figura 23(b).

A Figura 23(c) mostra o caso em que a potência ativa injetada pelo sistema fotovoltaico é igual a nominal do inversor. Neste caso, o limite de saturação do saturador 2 é zero, isto é, a corrente reativa que pode ser injetada pelo inversor é nula de forma que a referência de corrente do não ultrapasse a nominal.

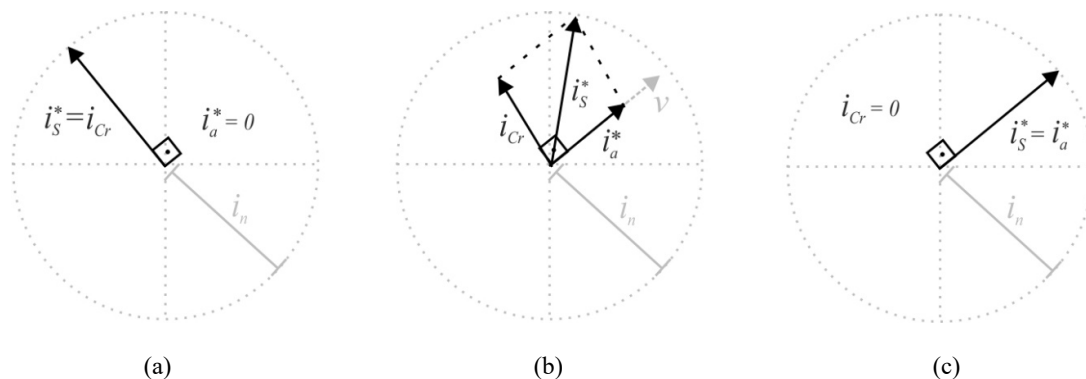


Figura 23 – Circunferências de raio  $i_n$  para exemplificar o cálculo fasorial utilizado para determinar o limite de saturação do saturador 2 (a) Inversor injetando zero de corrente ativa (b) Inversor injetando 50% da potência ativa nominal (c) Inversor injetando potência ativa nominal

### 3.4.2 Saturação da Corrente Harmônica

Quando existe múltiplas frequências no sinal de corrente da carga, encontrar uma expressão analítica dos limites de saturação se torna complexa. Por isso, este trabalho propõe um método para ponderar a compensação harmônica de acordo com o valor de pico da corrente de referência do inversor.

O esquema de saturação proposto é apresentado na Figura 24. A corrente de referência do inversor  $i_s^*(t)$  é encontrada somando as seguintes componentes: componente harmônica detectada da carga  $i_{ch}(t)$ ; componente reativa detectada da carga  $i_{cr}(t)$ , já saturada através do saturador 2; corrente ativa, devido a potência ativa extraída do sistema fotovoltaico  $i_a^*(t)$ .

O valor máximo de  $i_s^*(t)$  é encontrado por um algoritmo detector de pico. Esse algoritmo particiona meio período do sinal de corrente em um vetor e extrai o seu máximo  $i_{S,pico}^*$ . O funcionamento do detector de pico é mostrado na Figura 25.

O valor de pico da corrente de referência do inversor é comparado com a corrente nominal  $i_n$ . O erro resultante passa por um controlador PI com *anti-windup*, com limite de saturação entre 0 e 1. Dessa forma, a ação do controlador, através do fator  $K_{ch}$ , pondera a compensação de harmônico. Assim a referência de corrente da carga  $i_c^*(t)$  é encontrada adicionando a componente reativa  $i_{cr}(t)$  com a componente harmônica  $i_{ch}^*(t)$ , ambas já saturadas.

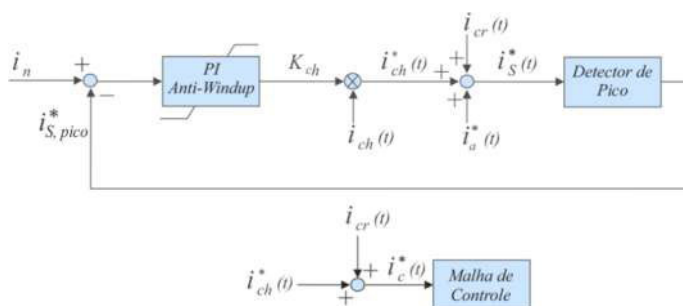


Figura 24 – Malha de saturação da corrente harmônica

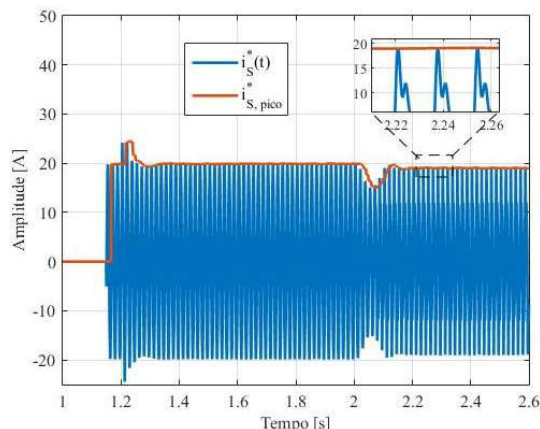


Figura 25 – Operação do algoritmo detector de pico

### 3.5 Controlador Proporcional Multi-Ressonante

O sistema de controle de corrente utilizado neste trabalho é baseado no controlador proporcional multi-ressonante (PMR), composto por: um controlador proporcional, um controlador ressonante sintonizado na frequência fundamental e controladores ressonantes sintonizados para cada ordem harmônica presente na corrente de referência do inversor. A função de transferência do PMR é dado por:

$$G_c(s) = K_p^r + \sum_{h=1} K_{ih} \frac{R_h}{s^2 + (h\omega_f)^2} \quad (43)$$

onde  $K_p^r$  é o ganho proporcional,  $h$  é a ordem harmônica,  $\omega_f$  é a frequência fundamental,  $K_{ih}$  é o ganho integral sintonizado na frequência harmônica do sistema. A função transferência descrita em (43) fornece ganhos infinitos em malha aberta na frequência de ressonância  $h\omega_f$ , assegurando em malha fechada, o rastreamento pelo controlador das componentes que oscilam no sistema, respectivamente [42]. Dessa forma, um termo  $K_{ih}R_h(s)$  é necessário para cada ordem harmônica que se deseja controlar.

O método de discretização utilizado em  $R_h(s)$  é o *Tustin* com *prewarping*. Essa técnica elimina o deslocamento dos polos durante a discretização do sistema [16]. Dessa forma, a função de transferência de  $R_h(s)$  no domínio  $z$  é dado por:

$$R_h(z) = \frac{\sin(h\omega_f T_s)}{2h\omega_f} \frac{1 - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos(h\omega_f T_s) + z^{-2}} \quad (44)$$

onde  $T_s$  é o período de amostragem.

### 3.5.1 Análise de Estabilidade do Controle de Corrente

Considerando a planta solar, o conversor *boost* e o capacitor do barramento cc do inversor sendo representados por uma fonte de tensão contínua e negligenciando a carga e a impedância da rede, a planta pode ser modelada como:

$$P_L(z) = \frac{\left(1 - e^{-\frac{R_f T_s}{L_f}}\right) z^{-2}}{\left(1 - z^{-1} e^{-\frac{R_f T_s}{L_f}}\right) R_f} \quad (45)$$

onde  $L_f$  e  $R_f$  é a indutância e a resistência série equivalente do filtro L, respectivamente [42], [16]. Assim, o diagrama de blocos simplificado do controle de corrente do inversor é mostrado na Figura 26. A rejeição do erro pode ser quantificada pela seguinte relação:

$$S(z) = \frac{E(z)}{i_s^*(z)} = \frac{1}{1 + G_c(z)P_L(z)} \quad (46)$$

onde  $E(z)$  é o erro expresso como  $i_s^*(z) - i_s(z)$ . A função  $1 + G_c(z)P_L(z)$  representa a distância da função de transferência de malha aberta  $G_c(z)P_L(z)$  ao ponto crítico  $-1 + 0j$  para cada frequência no diagrama de Nyquist. Para controladores ressonantes aplicados em sistemas simples, a mínima distância  $\eta_h$  de  $[K_p^r + K_{ih}R_h(z)]P_L(z)$  ao ponto crítico no diagrama de Nyquist é mais confiável e compacto indicador de estabilidade do sistema do que a análise por meio dos ganhos de fase e margem [42], [16]. Em geral, a resposta do transitório se torna mais oscilatória, isto é, apresenta um amortecimento menor, se a trajetória no diagrama de Nyquist é mais próxima do ponto crítico.

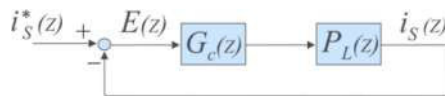


Figura 26 – Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente do inversor

Além de encontrar uma admissível mínima distância  $\eta_h$  do ponto crítico, o ganho  $K_p^r$  é definido para assegurar que a frequência de *crossover* ( $f_c$ ) de  $K_p^r P_L(z)$  seja menor do que dez vezes a frequência de chaveamento. Isto assegura uma eficaz filtragem dos harmônicos gerados pelo chaveamento do inversor.

Para determinar o valor de  $K_p^r$  de forma a ter um admissível  $\eta_h$ , é realizado uma análise de estabilidade do sistema com um controlador PMR ajustado para controlar um sinal de corrente com conteúdo de frequência de 60 Hz (fundamental), 180 Hz e 300 Hz. Dessa forma, três controladores ressonantes em paralelo são necessários.

A estabilidade da malha fechada mostrada na Figura 26, é analisada através do diagrama de Nyquist da malha aberta  $G_c(z)P_L(z)$  para cada controlador ressonante, uma vez que  $G_c(z)P_L(z)$  é estável se, e somente se,  $[K_p^r + K_{ih}R_h(z)]P_L(z)$  é estável para toda ordem harmônica  $h$  presente no sinal a controlar [16]. É importante ressaltar que, de acordo com os critérios de estabilidade de Nyquist, o sistema é estável se a trajetória não circunda o ponto crítico  $-1+0j$  [43], [44].

A Figura 27 mostra o diagrama de Nyquist para o controlador proporcional-ressonante sintonizado na frequência fundamental  $[K_p^r + K_{if}R_f(z)]P_L(z)$  para três valores de  $K_p^r$  (15, 29 e 50). Para valores altos de  $K_{ih}$ , o efeito desse parâmetro sobre a estabilidade do sistema pode ser negligenciado.

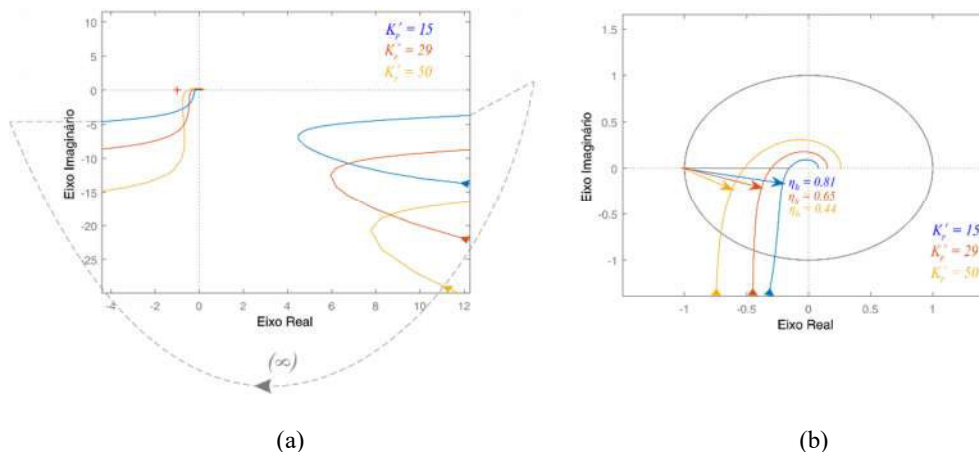


Figura 27 – Diagrama de Nyquist de  $[K_p^r + K_{if}R_f(z)]P_L(z)$  para três diferentes valores de  $K_p^r$ , é considerado somente frequências positivas (a) Visão geral do diagrama (b) Detalhe em torno do ponto crítico. Parâmetros:

$$K_{if} = 2000, L_f = 8 \text{ mH}, R_f = 0,5, T_s = \frac{1}{12000} \text{ s}, \omega_f = 2 \pi 60 \text{ rad/s.}$$



O diagrama Nyquist para o controlador proporcional-ressonante sintonizado na frequência de terceiro  $[K_p^r + K_{i3}R_3(z)]P_L(z)$  e quinto harmônico  $[K_p^r + K_{i5}R_5(z)]P_L(z)$  para diferentes valores de  $K_p^r$ , como é mostrado na Figura 28 e Figura 29, respectivamente. Nota-se que, o ponto crítico não é circundado em nenhum dos três controladores, logo o sistema é estável para todos os valores de  $K_p^r$  mostrados. Para  $K_p^r = 15$ , a mínima distância é 0,81 para os controladores PR sintonizados na frequência fundamental e terceiro harmônico, para o quinto harmônico a mínima distância reduziu-se para 0,75. Isto mostra que, aumentando a ordem harmônica a ser controlada, a mínima distância do ponto crítico diminui. Logo, para valores menores valores de  $K_p^r$ , menor é a margem de ordem harmônica que pode ser controlada sem afetar consideravelmente a dinâmica de resposta e estabilidade do controlador.

Para  $K_p^r = 50$ , o controlador PMR apresenta uma distância menor do ponto crítico em relação aos outros ganhos e quanto mais próximo desse ponto mais a resposta do transitório se torna oscilante. Para  $K_p^r = 29$  a mínima distância é de 0,65 para as três ordens harmônicas, o que permite uma maior margem de frequência que poder controlada, caso o controlador for ajustado para esse fim. Além disso, a frequência de *crossover* ( $f_c = 580$  Hz) é menor do que dez vezes a frequência de chaveamento, atendendo as mínimas especificações de projeto.

Para garantir a mínima distância do ponto crítico de forma a obter uma margem de estabilidade e também, assegurar uma margem de frequência de atuação do controlador ressonante, para este trabalho é escolhido  $K_p^r = 29$ .

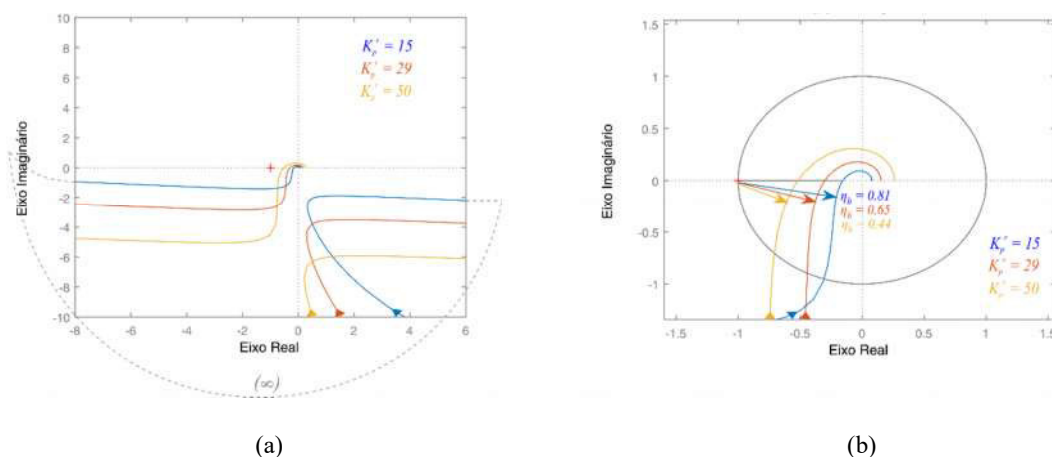


Figura 28 – Diagrama de Nyquist de  $[K_p^r + K_{i3}R_3(z)]P_L(z)$  para três diferentes valores de  $K_p^r$ , é considerado somente frequências positivas (a) Visão geral do diagrama (b) Detalhe em torno do ponto crítico. Parâmetros:  $K_{i3} = 2000$ ,  $L_f = 8$  mH,  $R_f = 0,5$ ,  $Ts = \frac{1}{12000}$  s,  $\omega_f = 2 \pi 60$  rad/s.

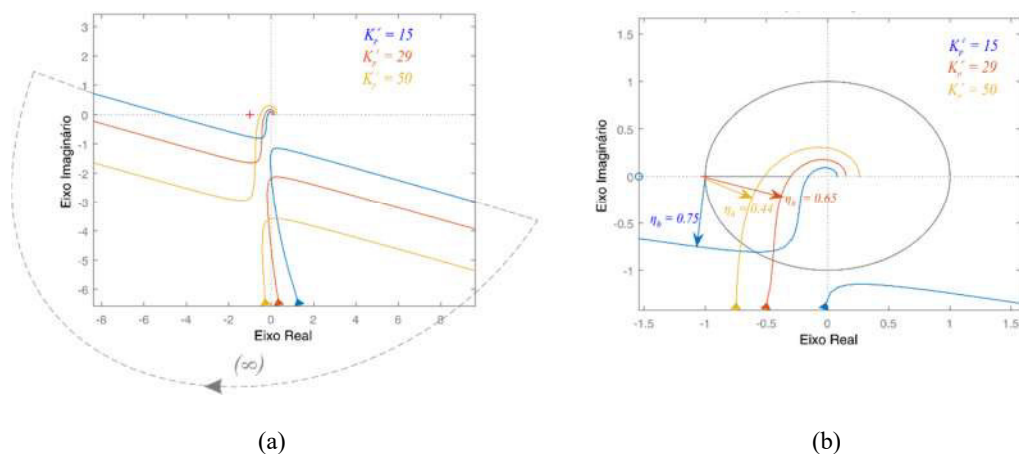


Figura 29 – Diagrama de Nyquist de  $[K_p^r + K_{i5}R_5(z)]P_L(z)$  para três diferentes valores de  $K_p^r$ , é considerado somente frequências positivas (a) Visão geral do diagrama (b) Detalhe em torno do ponto crítico. Parâmetros:

$$K_{i5} = 2000, L_f = 8 \text{ mH}, R_f = 0,5, Ts = \frac{1}{12000} \text{ s}, \omega_f = 2 \pi 60 \text{ rad/s}.$$

## 4 *Estudo de Caso*

O estudo de caso da operação multifuncional do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica é realizado em ambiente Matlab/Simulink com tempo de simulação de 6,5 segundos. A planta solar é composta por 4 *strings* paralelos com 16 painéis em série, sendo a potência de 48 W cada. Os parâmetros de simulação do sistema são apresentados na Tabela 2. Os ganhos dos controladores do sistema são mostrados na Tabela 3. A frequência de amostragem da malha de controle do inversor e do *boost* são de 12 kHz e 18 kHz, respectivamente.

Tabela 2 - Parâmetros do Sistema.

Sistema	Parâmetros	Valor
Inversor	Potência Nominal	3 kW
	Frequência de Chaveamento $f_s$	12 kHz
Boost	$C_{pv}$	0,5 mF
	$L_b$	5 mH
	Frequência de Chaveamento $f_{sb}$	18 kHz
	$R_b$	10 mΩ
Filtro L	$L_f$	8 mH
	$R_f$	0,5 Ω
Rede	Tensão (RMS)	220 V
	$L_R$	291,78 μH
	$R_R$	1,1 mΩ
	Frequência Fundamental $f_f$	60 Hz

Tabela 3 – Parâmetros dos controladores do sistema.

Controle	Parâmetros	Valor
Controlador PI da Malha de Saturação Harmônica	$K_i^{mh}$	3,1
	$K_p^{mh}$	0,05
Controlador do Barramento cc do inversor	$K_{icc}$	2,4
	$K_{pcc}$	0,28
Controlador de Corrente do Inversor	$K_p^r$	29
	$K_{if} = K_{i3} = K_{i5}$	2000
Controladores do conversor boost	$K_{pv}$	- 1,1310
	$K_{iv}$	-75,3982
	$K_{pi}$	0,1346
	$K_{ii}$	0,2693

A carga total conectada ao PAC é composta por uma carga de 3,6 kVA, com fator de potência de 0,83 indutivo, e por uma carga não linear representadas por duas fontes de corrente, emulando um terceiro e quinto harmônico de 5A e 3A no sistema, respectivamente.

O perfil da irradiância solar, durante a simulação, é mostrada na Figura 30(a). A dinâmica do controle da tensão  $v_{pv}$  do barramento da planta solar é ilustrada na Figura 30(b). A tensão de referência  $v_{pv}^*$  é o sinal correspondente à de máxima potência da planta solar, extraída pelo algoritmo MPPT, presente no controle do conversor *boost*.

A dinâmica do controle da corrente  $i_L$  no conversor *boost* do indutor é mostrado na Figura 31(a). A tensão do barramento cc do inversor é detalhada na Figura 30(b). Como pode ser visto, a estratégia de controle mantém a tensão no barramento do inversor em 420 V e oscilações podem ser notadas durante variações na irradiância solar.

A informação do ângulo da rede detectada pela estrutura SOGI-PLL para o sincronismo do inversor é mostrada na Figura 32(a). É possível notar a frequência fundamental da rede (60 Hz) sendo detectada, como mostrado na Figura 32(b).

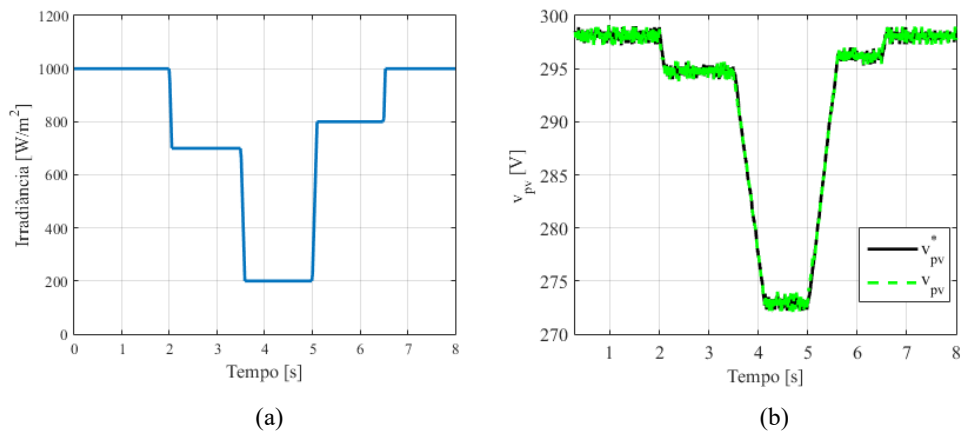


Figura 30 – (a) Perfil da irradiância solar durante a simulação (b) Dinâmica do controle da tensão da planta solar  $v_{pv}$ , detectada pelo algoritmo MPPT

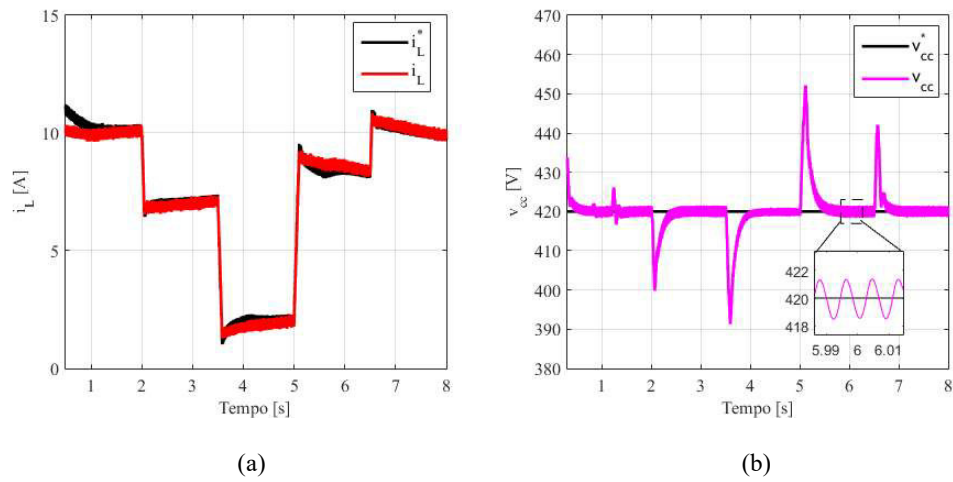


Figura 31 – (a) Controle da corrente  $i_L$  no indutor do conversor *boost* (b) Controle da tensão do barramento do inversor  $v_{cc}$  em 420 V.

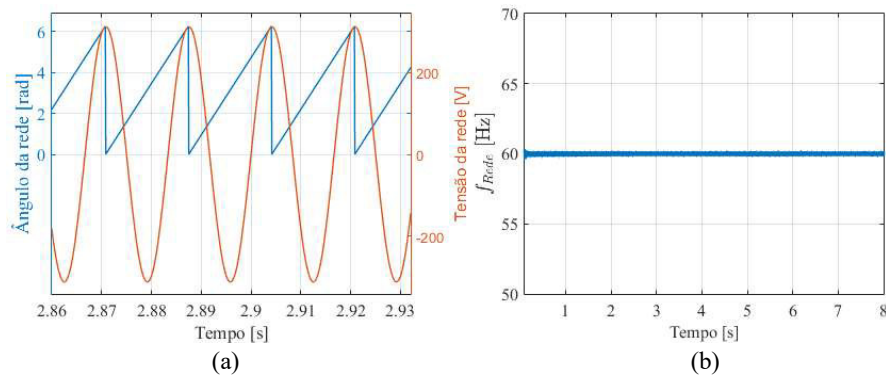


Figura 32 – Resposta do SOGI-PLL na detecção da informação do ângulo da rede (a) Frequência da rede detectada (a) Ângulo da rede detectado pela estrutura de sincronismo.

A potência ativa  $P$  e reativa  $Q$  injetada na rede pelo inversor, bem como a potência da carga, são mostradas na Figura 33. A compensação de potência reativa é iniciada em 0,8 segundos. Observe que, o inversor apresenta margem em termos de corrente para compensar parcialmente a potência reativa da carga (Figura 33(a)) entre 0,8 e 2 segundos e após 6,5 segundos, como mostrado na Figura 33(b). Entretanto, o inversor compensa, aproximadamente, toda potência reativa da carga entre 2 e 6,5 segundos. Dessa forma, potência reativa da rede vai a zero, como retratado na Figura 33(c). A potência ativa injetada pelo inversor é dependente do índice de irradiação solar.

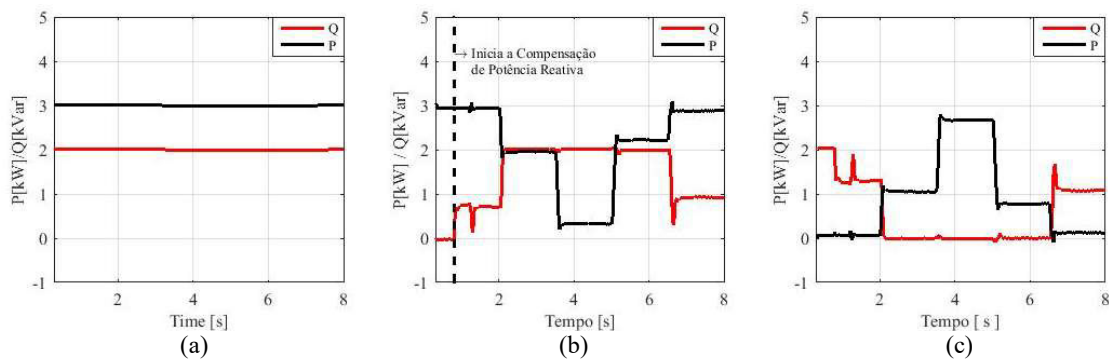


Figura 33 – Dinâmica da potência ativa ( $P$ ) e potência reativa ( $Q$ ) durante a operação multifuncional do inversor (a) Potência da carga (b) Potência do inversor (c) Potência da rede

A compensação da corrente harmônica da carga é habilitada em 1.2 segundo. Porém, nesse instante, o fator  $K_{ch}$  é zero, garantindo que o inversor opere abaixo da corrente nominal, como mostrado na Figura 34. Para este instante, os detalhes das formas de onda e a taxa de distorção harmônica (TDH) da corrente da carga, inversor e rede são mostradas na Figura 35. Como neste instante  $K_{ch}$  é, aproximadamente, zero e o inversor fornece toda a potência ativa para a carga, como mostrado na Figura 33, assim, a rede injeta todo o conteúdo harmônico presente na corrente da carga. Por isso, a TDH da corrente da rede é de 67,12 %.

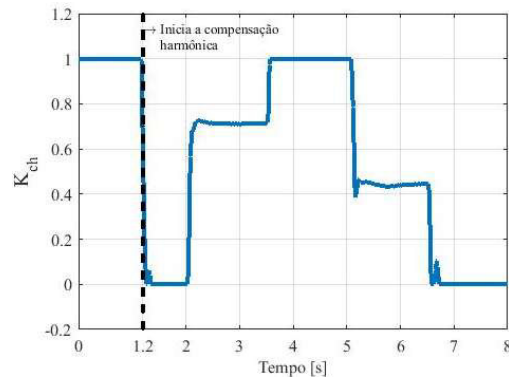


Figura 34 – Dinâmica do fator  $K_{ch}$  ajustado para ponderar a compensação harmônica

A partir de 2 segundos, o inversor apresenta margem de corrente para compensar toda potência ativa da carga, devido à diminuição da irradiância solar para  $700 \text{ W/m}^2$ , como detalhado na Figura 33(b). Além disso, o inversor passou a ter margem de corrente para compensar, aproximadamente, 75 % do conteúdo harmônico da carga, como pode ser visto na Figura 34. Devido a este fato, a forma de onda da rede, a partir deste instante, torna-se menos distorcida em relação ao intervalo de tempo anterior, como mostrado no detalhe das formas de onda das correntes na Figura 36. O índice de TDH da corrente da rede diminui de 67,12 % para 20,69 %.

Devido à diminuição da irradiância solar para  $200 \text{ W/m}^2$  em 3,5 segundos, o inversor apresenta margem de corrente para compensar, aproximadamente, 100 % do conteúdo harmônico da carga, como pode ser visto na Figura 34. Neste instante, a TDH da corrente da rede reduz de 20,69 % para 0,98%. A redução das oscilações na corrente da rede pode ser visto na Figura 37.

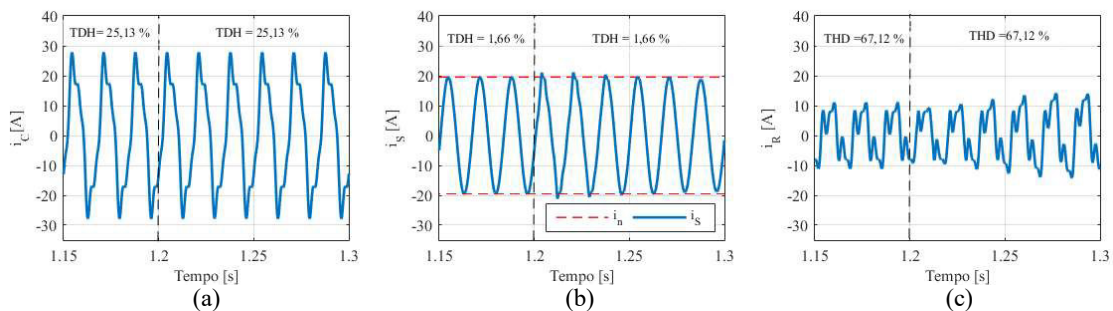


Figura 35 – Detalhe das correntes do sistema no instante 1,2 segundos (a) Corrente da carga (b) Corrente do inversor (c) Corrente da rede

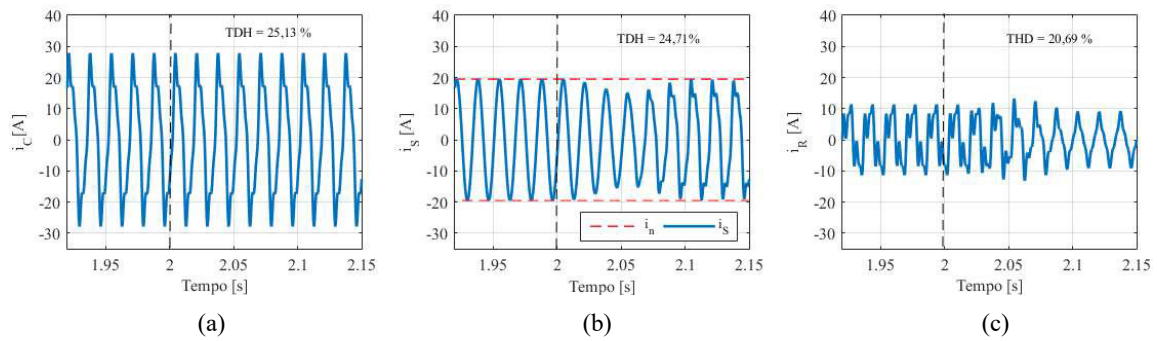


Figura 36 – Detalhe das correntes do sistema no instante 2 segundos (a) Corrente da carga (b) Corrente do inversor (c) Corrente da rede

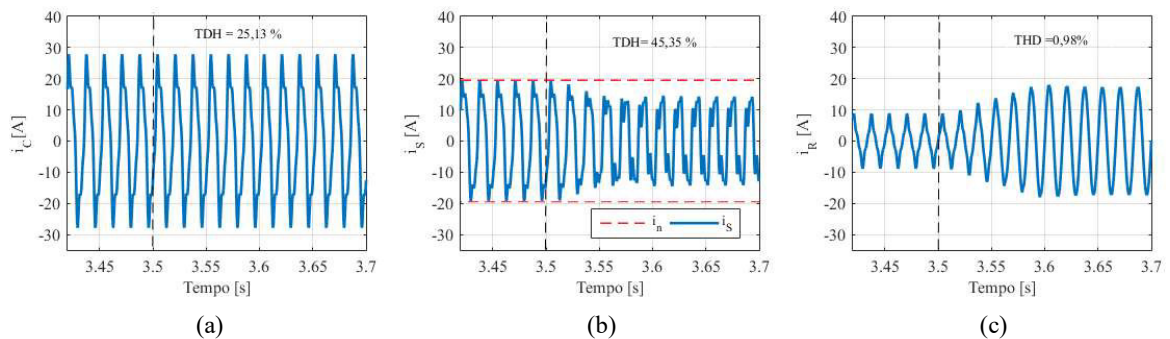


Figura 37 – Detalhe das correntes do sistema no instante 3,5 segundos (a) Corrente da carga (b) Corrente do inversor (c) Corrente da rede

A irradiância solar aumenta para  $800 \text{ W/m}^2$  em 5 segundos e o fator  $K_{ch}$  pondera a compensação harmônica em 40 %, aproximadamente, como mostrado na Figura 34. Em regime permanente, a ação do fator  $K_{ch}$  impede a ação do saturador 1 presente na malha de controle, como ilustrado na Figura 38. Com saturação dinâmica, o fator  $K_{ch}$  recalcula a porcentagem do harmônico a ser compensado de forma a garantir que a referência de corrente do inversor não sature, como mostrado na Figura 38(a). Por outro lado, sem a saturação dinâmica, o inversor compensa todo o harmônico da carga, mesmo sem haver margem de corrente para isso. Dessa forma, a referência de corrente é saturada, como mostrado na Figura 38(b).

No mesmo ciclo detalhado na Figura 38, os espectros das correntes do sistema durante a operação multifuncional com e sem saturação dinâmica são retratados na Figura 39. É possível observar que, sem saturação dinâmica, o inversor compensa a maioria do conteúdo de terceiro e quinto harmônico da carga. Entretanto, a ação do saturador 1, sob a corrente de referência do inversor, contribui para o surgimento de outros harmônicos ímpares indesejáveis no sistema, tais como sétimo e nono harmônico por exemplo. Mesmo utilizando controladores ressonantes sintonizados somente para o terceiro e quinto harmônico isto acontece devido aos pequenos



ganhos fora da frequência de ressonância do controlador PMR, que não suprimem por completo as indesejáveis componentes harmônicas devido a ação do saturador 1. O erro do controlador PMR com e sem a saturação dinâmica, para o mesmo estudo de caso, é mostrado na Figura 40. Nota-se que, o maior erro acontece para o sistema sem saturação dinâmica da corrente do inversor.

Com a saturação dinâmica, a compensação do terceiro e quinto harmônico da carga é parcial, dessa forma o saturador 1 não age sobre a forma de onda da referência de corrente do inversor, impedindo o surgimento de harmônicos ímpares indesejáveis no sistema, como mostrado na Figura 39. Esses harmônicos extras, injetados pelo inversor, são refletidos na corrente da rede, podendo causar danos e perdas de energia no sistema de potência.

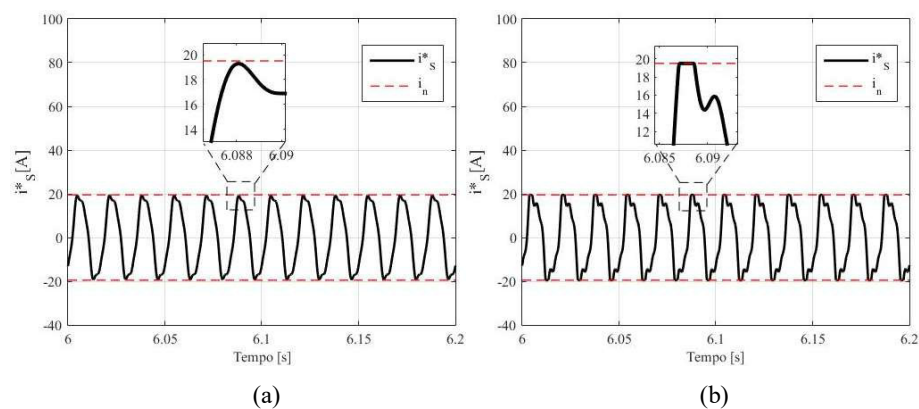


Figura 38 – Detalhe da referência de corrente do inversor para o índice de irradiação solar em  $800 \text{ W/m}^2$ , no intervalo de tempo  $5 < t < 6.5$  segundos (a) Com saturação dinâmica (b) Sem saturação dinâmica

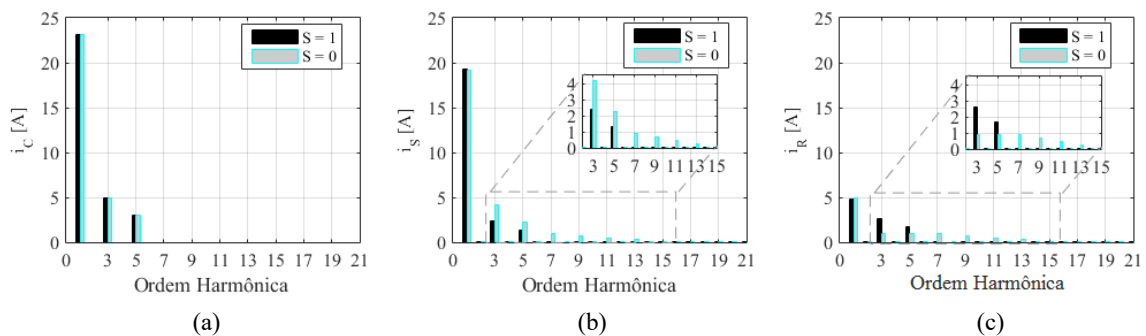


Figura 39 – Espectros das correntes do sistema no instante 3,5 segundos para um sistema com saturação dinâmica ( $S = 1$ ) e um sistema sem saturação dinâmica ( $S = 0$ ) (a) Corrente da carga (b) Corrente do inversor (c) Corrente da rede

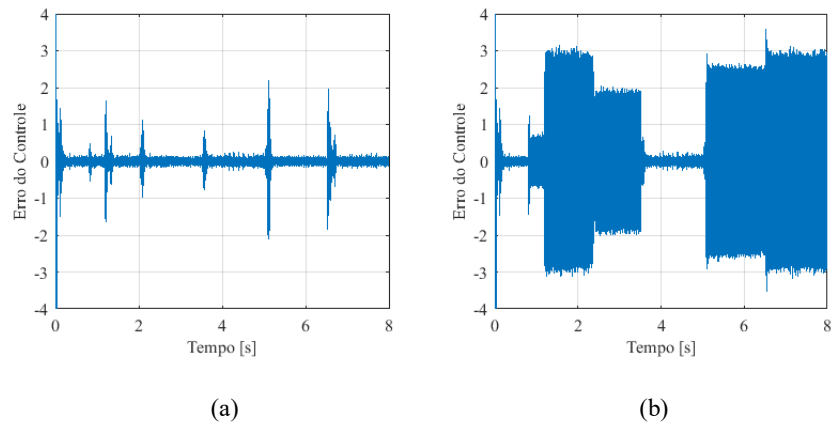


Figura 40 – Dinâmica do erro do controle da simulação do estudo de caso (a) Sistema com saturação dinâmica da corrente de referência do inversor (b) Sistema com somente um saturador simples na malha de referência de corrente e sem saturação dinâmica

## 5 *Conclusões*

Este trabalho apresentou um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica baseado na operação multifuncional do inversor para a compensação de potência reativa e corrente harmônica de cargas conectadas no ponto de conexão. Esta estratégia oferece suporte para o sistema elétrico com a crescente instalação de cargas não lineares e o aumento por demanda de potência reativa, por exemplo.

Um esquema de saturação dinâmica da corrente do inversor foi proposta com o objetivo de compensar parcialmente a potência reativa e corrente harmônica da carga durante a operação multifuncional. Com a saturação dinâmica proposta, uma hierarquia de funções do inversor é estabelecida seguindo a seguinte ordem: injetar a potência ativa da planta solar; compensar potência reativa; compensar corrente harmônica. Uma função somente é realizada se houver margem de corrente após a realização da função precedente. Esta estratégia garante que o inversor opere abaixo da corrente nominal. Resultados de simulações mostraram que, mesmo com compensação parcial, a estratégia de controle reduziu consideravelmente fluxo de potência reativa no sistema elétrico e a taxa de distorção harmônica na corrente da rede.

Dessa forma, se vários sistemas fotovoltaicos são instalados no sistema elétrico como um todo, mesmo com modificações na estratégia de controle para compensação parcial de harmônicos e potência reativa pode resultar em considerável redução de perdas de energia na rede.

Este trabalho mostrou a versatilidade do sistema fotovoltaico pois, além de reduzir os impactos ambientais, pode, reduzir perdas de energia relacionadas à presença de correntes harmônicas e excedente de potência reativa na rede. Tornando o sistema elétrico como um todo mais confiável, o que serve como base para o crescimento industrial de qualquer país.

## 5.1 Proposta de Continuidade

As propostas de continuidade para este trabalho são:

- Modelar a malha da saturação dinâmica da corrente harmônica para que se possa sintonizar os ganhos do controlador proporcional-integral com maior precisão;
- Implementação de novas técnicas de detecção da corrente da carga para a operação multifuncional do inversor;
- Validação da estratégia de controle em uma bancada experimental;
- Estudo sobre distorções na já presentes na tensão da rede.

## 5.2 Produção Científica Resultante desta Pesquisa

XAVIER, L. S.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A. Adaptive saturation scheme for a multifunctional single-phase photovoltaic inverter. Industry Applications (INDUSCON), 2014 11th IEEE/IAS International Conference on, 7-10 Dec. 2014. 1-8.

XAVIER, L. S. et al. Saturation scheme for single-phase photovoltaic inverters in multifunctional operation. 24th Int. Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Buzios, Brazil, June 2015. 1392-1397.

PEREIRA, H. A. et al. Single-phase multifunctional inverter with dynamic saturation scheme for partial compensation of reactive power and harmonics. 17th European Conference Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 8-10 Sept. 2015.

## *Referências Bibliográficas*

- [1] ABINEE. Propostas para Inserção da Energia Solar Fotovoltaica na Matriz Elétrica Brasileira. ABINEE, [S.I.], n. 1, 2012.
- [2] SIMOES, M. G. et al. A Comparison of Smart Grid Technologies and Progresses in Europe and the U.S. IEEE Trans. Ind. Appl., v. 48, n. 4, p. 1154-1162, 2012.
- [3] EPE. Inserção da Geração Fotovoltaica Distribuída no Brasil – Condicionantes e Impactos. Empresa de Pesquisa Energética. Rio de Janeiro, p. 34-37. Outubro de 2014.
- [4] REN21. Renewables 2015 Global Status Report. Paris. 2015.
- [5] CUPERTINO, A. F. Desenvolvimento de um Simulador de Módulos Fotovoltaicos Para Testes de Conversores Estáticos. Tese de Mestrado, UFMG: Belo Horizonte, 2015.
- [6] EUROPE, S. P. Global Market Outlook For Solar Power 2015 - 2019. [S.I.]. 15.
- [7] TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Chichester, U.K.: John Wiley-IEEE, 2011.
- [8] BONALDO, J. P.; ANTENOR POMILIO, J. Multi-functional use of single-phase power converters. IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LA), 15-17 April 2013. 1-6.
- [9] BONALDO, J. P.; MORALES PAREDES, H. K.; ANTENOR POMILIO, J. Flexible operation of grid-tied single-phase power converter. Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), Oct. 2013 27-31. 987-992.
- [10] YAO, Z.; XIAO, L. Control of Single-Phase Grid-Connected Inverters With Nonlinear Loads. IEEE Trans. Ind. Electron., v. 60, n. 4, p. 1384-1389, 2013.
- [11] ANEEL. RESOLUÇÃO ANEEL Nº 456. Agência Nacional de Energia Elétrica, 29 DE NOVEMBRO 2000.
- [12] DOMINGOS, R. M. Inversores Trifásicos Multifuncionais: Estratégia de Controle de Corrente para Compensação Reativa e Harmônica com Saturação Dinâmica. UFV: Viçosa, 2015.
- [13] CIBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. . Control of single-stage single-phase PV inverter. European Conference on Power Electronics and Applications, Sept. 2005.
- [14] PONNALURI, S.; KRISHNAMURTHY, V.; KANETKAR, V. Generalized system design and analysis of PWM based power electronic converters. Industry Applications Conference, Conference Record of the 2000 IEEE, v. 3, p. 1972-1979, 2000.
- [15] PENA-ALZOLA, R. et al. LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters. IEEE Trans. Ind. Informat., v. 10, n. 4, p. 2192-2203, Nov. 2014.
- [16] YEPES, A. G. Digital resonant current controllers for voltage source. Vigo: University of Vigo, 2011.
- [17] CUPERTINO, A. F. et al. Use of control based on passivity to mitigate the harmonic distortion level of inverters. IEEE PES Conf. on Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LA), April 2013. 1-7.
- [18] HE, J. et al. Active Harmonic Filtering Using Current-Controlled, Grid-Connected DG Units With Closed-Loop Power Control. IEEE Trans. Power Electron., v. 29, n. 2, p. 642-653, Feb. 2014.
- [19] CHEN, D.; ZHANG, J.; QIAN, Z. An Improved Repetitive Control Scheme for Grid-Connected Inverter With Frequency-Adaptive Capability. IEEE Trans. Ind. Electron., v. 60, n. 2, p. 814-823, 2013.
- [20] YANG, Y.; ZHOU, K.; BLAABJERG, F. Frequency Adaptability of Harmonics Controllers for Grid-Interfaced Converters. International Journal of Control, v. 0, n. 0, p. 1–15, 2015.
- [21] MOLLER, H. J. Semiconductors for Solar Cells. [S.I.]: Artech House, 1993.
- [22] VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. IEEE Trans. Power Electron., v. 24, n. 5, p. 1198-1208, 2009.
- [23] CRESESB. Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos. [S.I.]: CRESESB, 2014.
- [24] VILLALVA, M. G. Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. Tese de Doutorado: UNICAMP: Campinas, 2010.
- [25] PRIYANKA; LAL, M.; SINGH, S. A new method of determination of series and shunt resistances of silicon solar cells. Solar Energy Materials and Solar, v. 91, n. 2-3, p. 137–142, 2007.

- [26] ZHAO, J. et al. Novel 19.8% efficient honeycomb textured multicrystalline and 24.4% monocrystalline silicon solar cell. *Applied Physics Letters*, v. 73, n. 14, p. 1991-1993, 1998.
- [27] GREEN, M. A. et al. Solar cell efficiency tables (version 46). *Progress in Photovoltaics Research and Applications*, v. 23, n. 7, p. 805--812, 2015.
- [28] HUSSEIN, K. H. et al. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, v. 142, n. 1, p. 59-64, Jan 1995.
- [29] SERA, D. et al. Improved MPPT method for rapidly changing environmental conditions. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, v. 2, p. 1420-1425, 9-13 July 2006.
- [30] LIU, C.; WU, B.; CHEUNG, R. Advanced Algorithm for MPPT Control of Photovoltaic Systems. *Canadian Solar Buildings Conference*, August 20-24, 2004.
- [31] HOHM, D. P.; ROPP, M. E. Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms. *Prog. Photovolt: Res.*, v. 11, p. 47-62, 2003.
- [32] CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator. *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 2006. 1-6.
- [33] GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M. Conventional Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop is an Adaptive Complex Filter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 62, n. 3, p. 1679-1682, 2015.
- [34] KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 58-63, 1997.
- [35] PAREDES, H. K. M. Teoria de Potência Conservativa: Uma Nova Abordagem para o Controle Cooperativo de Condicionadores de Energia e Considerações Sobre Atribuição de Responsabilidades. Tese de Doutorado. UNICAMP: [s.n.], 2011.
- [36] AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. IA20, n. 3, p. 625-630, May 1984.
- [37] AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, v. 1, 2007. p. 109 - 220.
- [38] TUMMURU, N. R.; MISHRA, M. K.; SRINIVAS, S. Multifunctional VSC Controlled Microgrid Using Instantaneous Symmetrical Components Theory. *IEEE Trans. Sustain. Energy*, v. 5, n. 1, p. 313-322, 2014.
- [39] QIAN, T. et al. Adaptive saturation scheme to limit the capacity of a shunt active power filter. *IEEE Conf. on Control Applications*, Aug. 2005. 1674-1679.
- [40] BLAABJERG, F. et al. Power Electronics in Renewable Energy Systems. *12th Int. Power Electronics and Motion Control Conference*, Aug. 2006. 1-17.
- [41] PAREDES, H. K. M. et al. Shunt active compensation based on the Conservative Power Theory current's decomposition. *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Sept. 2011. 788-794.
- [42] 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 Trans. Ind. Electron.*, v. 58, n. 11, p. 5231-5250, 2011.
- [43] BASIC, D.; RAMSDEN, V. S.; MUTTIK, P. K. Harmonic filtering of high-power 12-pulse rectifier loads with a selective hybrid filter system. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 48, n. 6, p. 1118-1127, 2001.
- [44] BOJOI, R. et al. Frequency-domain analysis of resonant current controllers for active power conditioners. *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Nov. 2008. 3141-3148.