Gleison Viana Silva

Estratégias de Controle para Redução de Ondulação de Tensão em Inversores Fotovoltaicos Monofásicos de Dois Estágios

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, em associação ampla entre o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais e a Universidade Federal de São João Del Rei, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Allan Fagner Cupertino Coorientador: Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira

> Belo Horizonte, MG 2022



FOLHA DE ASSINATURAS

Emitido em 04/07/2022

ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO Nº 5/2022 - PPGEL (11.52.08)

(Nº do Protocolo: NÃO PROTOCOLADO)

(Assinado digitalmente em 02/09/2022 13:08) ALLAN FAGNER CUPERTINO PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO DEE (11.56.08) Matrícula: 1060874

(Assinado digitalmente em 01/09/2022 21:02) HEVERTON AUGUSTO PEREIRA ASSINANTE EXTERNO CPF: 064.409.996-80

(Assinado digitalmente em 02/09/2022 09:51) ERICK MATHEUS DA SILVEIRA BRITO ASSINANTE EXTERNO CPF: 042.479.155-25 (Assinado digitalmente em 01/09/2022 19:48) FERNANDO LESSA TOFOLI ASSINANTE EXTERNO CPF: 032.255.956-16

(Assinado digitalmente em 06/09/2022 17:18) LUCAS SANTANA XAVIER ASSINANTE EXTERNO

CPF: 132.571.847-51

Para verificar a autenticidade deste documento entre em https://sig.cefetmg.br/documentos/ informando seu número: 5, ano: 2022, tipo: ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO, data de emissão: 01/09/2022 e o código de verificação: 7e45679165

Silva, Gleison Viana

S586e Estratégias de controle para redução de ondulação de tensão em inversores fotovoltaicos monofásicos de dois estágios / Gleison Viana Silva. – 2022.

69 f. : il.

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Allan Fagner Cupertino.

Coorientador: Heverton Augusto Pereira.

Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais em associação ampla com a Universidade Federal de São João del-Rei.

1. Energia solar. 2. Sistemas de energia fotovoltaica. 3. Inversores elétricos. I. Cupertino, Allan Fagner. II. Pereira, Heverton Augusto. III. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. IV. Universidade Federal de São João del-Rei. V. Título.

CDD: 621.47

 \grave{A} Deus, minha família e mentores

Agradecimentos

Agradeço a Deus por ter me sustentado nesta trajetória. Agradeço a minha familia, pelo suporte e incentivo. Ao meu orientador, pela dedicação e ensinamentos.

"Feliz o homem que acha sabedoria, e o homem que adquire conhecimento". Provérbios 3;13

Resumo

Inversores fotovoltaicos monofásicos têm sido amplamente empregados em sistemas fotovoltaicos com potência nominal inferior a 10 kW. Dentre as diversas topologias de inversores disponíveis, aquelas baseadas em topologias de duplo estágio de conversão são populares na indústria. É sabido que os inversores monofásicos apresentam uma ondulação de segundo harmônico na tensão de barramento c.c. devido ao fato de a potência instantânea não ser constante. Esta ondulação de tensão pode provocar variações na tensão terminal do arranjo fotovoltaico, reduzindo a eficiência do seguimento do ponto de potência máxima, mesmo em inversores com dois estágios de conversão (com conversor c.c./c.c.). Inicialmente, este trabalho investiga a partir de modelos analíticos a redução de eficiência causada pela ondulação de segundo harmônico. Estes modelos são validados a partir de simulações computacionais. É demonstrado que ondulações de tensão superiores a 10% pico a pico no capacitor de entrada do inversor pode levar a uma perda de eficiencia de seguimento de potência máxima da ordem de 1%. Em seguida, este trabalho investiga duas técnicas de controle para redução da ondulação nos terminais do módulo fotovoltaico em inversores de duplo estágio de conversão sem a necessidade de medições adicionais. A primeira técnica é baseada em uma normalização em tempo real do sinal de controle do conversor c.c./c.c. A segunda técnica é baseada na adição de um controlador ressonante de segundo harmônico. O estudo de caso baseia-se em um inversor fotovoltaico de 4.4 kVA/220 V com entrada para duas séries fotovoltaicas. Os resultados indicam que ambas as técnicas são capazes de realizar a atenuação da ondulação de tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico, resultando em ganhos de eficiência da ordem de 0,74% para a estratégia baseada em controle ressonante e 0,95% para a técnica de normalização proposta. Como vantagens, a estratégia de normalização apresenta uma maior simplicidade, visto que não requer a modificação da estrutura de controle do conversor c.c./c.c.

Palavras-chaves: Sistemas fotovoltaicos, Inversor monofásico, Ondulação de tensão, Controle.

Abstract

Single-phase photovoltaic inverters have been widely used in photovoltaic systems with a rated power of less than 10 kW. Among the many inverter topologies available, those based on double-conversion stage topologies are popular in the industry. It is known that single-phase inverters exhibit a second harmonic ripple at the dc-link voltage. Because the instantaneous power is not constant. This voltage ripple can cause variations in the terminal voltage of the photovoltaic array, reducing the efficiency of the maximum power point tracking, even in inverters with two conversion stages (with c.c./c.c. converter). Initially, this work investigates from analytical models the efficiency reduction caused by second harmonic component. These models are validated through computer simulations. Voltage ripples greater than 10% peak to peak at the inverter input capacitor have been shown to lead to a maximum power tracking efficiency loss of the order of 1%. Besides, this work then investigates two control techniques to reduce the ripple in the terminals of the photovoltaic module. The inverters studied are of double-conversion stage and the techniques do not require additional measurements. The first technique is based on a real-time normalization of the c.c./c.c converter control signal. The second technique is based on the addition of a second-harmonic resonant controller. The case study is based on a 4.4 kVA/220 V photovoltaic inverter with input for two photovoltaic strings. The results indicate that both techniques are capable of performing the attenuation of the voltage ripple at the terminals of the photovoltaic arrangement, resulting in efficiency gains in the order of 0.74% for the strategy based on resonant control and 0.95% for the proposed normalization technique. As advantages, the normalization technique seems more simple than the second one, since it does not require modification of the control structure of the c.c./c.c converter.

Key-words: Photovoltaic Systems, Single Phase Inverter, Voltage Ripple, Control.

Lista de ilustrações

Figura 1 –	Dados da Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica referente à garação distribuído no Brasil no período de 2017 o 2021 (Abgelor 2022)	10
Figura 2 –	Potência instalada por classe de consumo no Brasil (MW), em que observa-se que até 2021, o maior consumidor é a classe residencial	10
	(Absolar 2022)	19
Figura 3 –	Estrutura e principais controles do sistema fotovoltaico monofásico de	20
Figura 4 –	Levantamento relacionando os fabricantes de inversores comerciais	20
Figura 5 –	Flutuação na potência extraída dos módulos fotovoltaicos causada pela ondulação de tensão de harmônico. Note que o módulo opera fora do	21
Figura 6 –	ponto de máxima potência	22
Figura 7 $$ –	tensão e na corrente do módulo fotovoltaico	22
Figura 8 –	correspondem a 2017.(Cupertino; Pereira, 2021)	26
Figura 9 –	enquanto em (b) observa-se um inversor de dois estágios	27 28
Figura 10 –	Curva característica que representa o comportamento elétrico de um módulo fotovoltaico.	20 29
Figura 11 –	Fundamento do rastreamento de máxima potência: (a) Circuito MPPT tensão; (b) Operação básica do algoritmo MPPT para abordagem baseada em tensão.(Cupertino; Pereira, 2021)	30
Figura 12 –	Estrutura de controle do inversor em ponte completa em coordenadas estacionárias.	31
Figura 13 –	Estrutura de controle convencional do conversor c.c./c.c. boost	32

Figura 14 –	Simplificações do circuito do conversor c.c./c.c. para compreensão	
	do mecanismo de propagação do segundo harmônico ocasionado pelo	
	controle convencional. (a) Modelo assumindo a tensão do barramento	
	c.c. controlada. (b) Modelo médio do conversor	36
Figura 15 –	Comportamento da tensão, corrente e potência do arranjo fotovoltaico,	
	variando de acordo com a derivada demonstrada na Fig. 5, Sendo: (a) é	
	a tensão do módulo fotovoltaico (b) a corrente do módulo fotovoltaico e	
	(c) a potência do módulo fotovoltaico	38
Figura 16 –	Dados de validação do modelo, comparando os resultados obtidos via	
	simulação com os resultados analíticos. Em (a) observa-se a tensão do	
	barramento c.c. e em (b) a tensão de entrada do arranjo fotovoltaico.	
	Em (c) o detalhe da tensão do barramento c.c. obtida via simulação e	
	em (d) o detalhe da tensão de entrada do arranjo fotovoltaico obtida	
	via simulação.	40
Figura 17 –	Comparação entre a eficiência obtida via modelo matemático com a	
	eficiência obtida em software de simulação (PLECS)	41
Figura 18 –	Proposta de estrutura de controle do conversor c.c./c.c. para atenuação	
	da ondulação em sistema monofásico. (a) Esquema baseado em	
	normalização da planta. (b) Esquema baseado em controle ressonante .	42
Figura 19 –	Perfil de irradiância empregado nas simulações computacionais. Uma	
	rampa de 500 $/m^2$ para 1000 W $/m^2$ é realizada no instante 2 segundos.	44
Figura 20 –	Resultados obtidos para o controle convencional para uma variação de	
	irradiância de acordo com o perfil da Fig. 19: (a) tensão do barramento	
	c.c.; (b) detalhe da tensão do barramento c.c.; (c) tensão da primeira	
	série fotovoltaica; (d) detalhe da tensão da primeira série fotovoltaica;	
	(e) tensão da segunda série fotovoltaica; (f) detalhe da tensão da segunda	
	série fotovoltaica.	46
Figura 21 –	Resultados obtidos para a técnica de normalização para uma variação de	
	irradiância de acordo com o perfil da Fig. 19: (a) tensão do barramento	
	c.c.; (b) detalhe da tensão do barramento c.c.; (c) tensão da primeira	
	série fotovoltaica; (d) detalhe da tensão da primeira série fotovoltaica;	
	(e) tensão da segunda série fotovoltaica; (f) detalhe da tensão da segunda	
	série fotovoltaica.	47
Figura 22 –	Resultados obtidos para a técnica baseada de controle ressonante para	
	a variação de irradiância de acordo com o perfil da Fig. 19: (a) tensão	
	do barramento c.c.; (b) detalhe da tensão do barramento c.c.; (c) tensão	
	da primeira série fotovoltaica; (d) detalhe da tensão da primeira série	
	fotovoltaica; (e) tensão da segunda série fotovoltaica; (f) detalhe da	
	tensão da segunda série fotovoltaica.	48

Figura 23 –	Resultados obtidos para o controle convencional: (a) Potência da	
	primeira série fotovoltaica; (b) detalhe da potência do primeiro arranjo	
	fotovoltaico; (c) Potência da segunda série fotovoltaica; (d) detalhe da	
	potência do segundo arranjo fotovoltaico; (e) razão cíclica do conversor	
	c.c./c.c.; (f) detalhe da razão cíclica. $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	49
Figura 24 –	Resultados obtidos para a técnica de normalização: (a) Potência da	
	primeira série fotovoltaica; (b) detalhe da potência do primeiro arranjo	
	fotovoltaico; (c) Potência da segunda série fotovoltaica; (d) detalhe da	
	potência do segundo arranjo fotovoltaico; (e) razão cíclica do conversor	
	c.c./c.c.; (f) detalhe da razão cíclica. $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	50
Figura 25 –	Resultados obtidos para a técnica baseada em controle ressonante: (a)	
	Potência da primeira série fotovoltaica; (b) detalhe da potência do	
	primeiro arranjo fotovoltaico; (c) Potência da segunda série fotovoltaica;	
	(d) detalhe da potência do segundo arranjo fotovoltaico; (e) razão cíclica	
	do conversor c.c./c.c.; (f) detalhe da razão cíclica	51
Figura 26 –	Resultados de tensão obtidos para uma irradiância fixa de 1000 W/m^2 no	
	primeiro arranjo fotovoltaico e uma variação de irradiância no segundo	
	arranjo fotovoltaico de acordo com o perfil da Fig. 19: (a) apresenta a	
	tensão da primeira série fotovoltaica; (b) detalhe da tensão da primeira	
	série fotovoltaica; (c) tensão da segunda série fotovoltaica; (d) detalhe	
	da tensão da segunda série fotovoltaica	52
Figura 27 –	Resultados de potência obtidos para uma irradiância fixa de 1000 $\rm W/m^2$	
	no primeiro arranjo fotovoltaico e uma variação de irradiância no segundo	
	arranjo fotovoltaico de acordo com o perfil da Fig. 19: (a) potência da	
	primeira série fotovoltaica; (b) detalhe da potência da primeira série	
	fotovoltaica; (c) potência da segunda série fotovoltaica; (d) detalhe da	
	potência da segunda série fotovoltaica	53

Lista de tabelas

Tabela 1 –	Parâmetros do inversor fotovoltaico utilizado em simulações e	
	experimentos	39
Tabela 2 –	Ganhos dos controladores do inversor fotovoltai co simulado. $\ .\ .\ .$	40
Tabela 3 –	Comparação das eficiências estáticas e dinâmica do MPPT para as	
	técnicas investigadas	50

Lista de abreviaturas e siglas

MPPT	Seguimento do ponto de máxima potência
c.a.	Corrente Alternada
C.C.	Corrente Contínua
FV	Fotovoltaico
D	Razão cíclica
С	Capacitância
G	Irradiância
MW	Megawatt
kW	kilowatt
LC	Indutivo capacitivo
LCL	Indutivo capacitivo indutivo
P&O	Perturba e observa
IGBT	Transistor bipolar de porta isolada
MOSFET	Transistor de efeito de campo de semicondutor de óxido metálico
PMR	Controlador multi-ressonante
PWM	Modulação por largura de pulso
PLECS	Software de simulação de circuito
CR	Controlador ressonante
PI	Proporcional integral
MAF	Filtro média móvel
SOGI	Integrador generalizado de segunda ordem
DSP	Processador de sinais digitais
kVA	quilovolt-ampere

NOTC	Temperatura nominal de operação da célula
T_a	Temperatura ambiente
T_m	Temperatura do módulo fotovoltaico
ms	milissegundos
Hz	hertz

Lista de símbolos

f_{mppt}	Frequência de amostragem
v_{oc}	Tensão de circuito aberto
I_{sc}	Corrente de curto circuito
v_{mp}	Tensão máxima
i_{mp}	Corrente máxima
v_{pv}	Tensão do arranjo fotovoltaico
i_{pv}	Corrente do arranjo Fotovoltaico
ω	Frequência da rede elétrica
C_f	Capacitância do filtro LCL
L_f	Indutância do filtro LCL
L_g	Indutância do filtro LCL
L_b	Indutância do conversor <i>boost</i>
C_{pv}	Capacitor do arranjo fotovoltaico
C_{dc}	Capacitor do barramento c.c.
R_d	Resistência de amortecimento do filtro LCL
C_b	Capacitância do conversor <i>boost</i>
v_g	Tensão da rede
i_g	Corrente da rede
V_{dc}	Tensão do barramento c.c.
p_{mp}	Ponto de máxima potência
p_{pv}	Potência do arranjo fotovoltaico
v_{pv}	Tensão do arranjo fotovoltaico
k	ganho de normalização

η_s	Eficiência estática
η_d	Eficiência dinâmica
S_n	Potência nominal
f_{sb}	Frequência de comutação conversor $boost$
f_{sw}	Frequência de comutação do inversor
Q^*	Potência reativa de referência
V_{dc}^*	Tensão de referência do barramento c.c.
V_s^*	Tensão sintetizada pelo inversor
d'	Razão cíclica
$v_{g,lphaeta}$	Componentes da tensão da rede em coordenadas estacionárias
\bar{p}_g	Potência média
\tilde{p}_g	Potência oscilante
\widehat{V}_{g}	Tensão de pico da rede
\widehat{I}_{g}	Corrente de pico da rede

Sumário

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Contexto e relevância	18
1.2	Oscilação de segundo harmônico em inversores fotovoltaicos	
	monofásicos	21
1.3	Objetivos	23
1.4	Publicação alcançada	24
1.5	Organização do texto	24
2	REVISÃO DE LITERATURA	25
2.1	Arquiteturas de inversores para sistemas fotovoltaicos	25
2.2	Rastreador do Ponto de Potência Máxima	28
2.3	Controle do inversor em ponte completa	31
2.4	Controle dos conversores c.c./c.c. boost	32
2.5	Conclusões do Capítulo	33
3	MODELAGEM MATEMÁTICA E ESTRATÉGIA DE CONTROLE	
	PROPOSTA	34
3.1	Origem da oscilação do segundo harmônico	34
3.2	Mecanismo de propagação do segundo harmônico causado pela	
	estratégia de controle convencional	35
3.3	Perda de eficiência ocasionada pelo 2º harmônico	37
3.4	Validação dos modelos propostos	39
3.5	Estratégia de controle proposta	42
3.6	Conclusões do capítulo	43
4	RESULTADOS	44
4.1	Conclusões do Capítulo	51
5	CONCLUSÕES	54
5.1	Trabalhos Futuros	54

REFERENCES		-		•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	ļ	56	Ì
------------	--	---	--	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	----	---

1 Introdução

1.1 Contexto e relevância

No Brasil, a geração de eletricidade é predominantemente realizada por hidrelétricas e termelétricas. Além disso, as linhas de transmissão percorrem grandes distâncias para transportar energia destas usinas até centros urbanos em todo o país. A consequência deste modelo para a sociedade brasileira foi de um aumento médio na tarifa de energia elétrica aos consumidores, entre 1995 e 2018, de mais de 50% acima da inflação. No total, os reajustes médios acumulados somaram 557% em 20 anos, fazendo da eletricidade brasileira a quinta mais cara do mundo (ABSOLAR, 2019).

Nos últimos anos, houve uma crescente demanda e instalação de sistemas fotovoltaicos (FV), devido à procura por sistemas energéticos mais econômicos e mais sustentáveis, sendo motivado pela necessidade de controle de emissão de carbono, redução no impacto ambiental e melhor custo-benefício da energia elétrica. Atualmente, a matriz elétrica brasileira possui uma geração de 196.633 MW, sendo a energia solar fotovoltaica responsável por 8,5% desta geração que representa 17.468 MW (ABSOLAR, 2022). Analisando os dados de geração distribuída no Brasil, houve um crescimento de 98%, quando se compara os dados de 2017 e 2021. Quando se compara a evolução anual entre 2020 e 2021, houve um crescimento de 45% na instalação de sistemas fotovoltaicos, conforme observa-se na Fig. 1.

Na Fig. 2 observa-se os dados de potência instalada no Brasil por classe de consumo (Absolar Fev, 2022). Dentre as classes de consumo, a potência instalada mais representativa é a residencial. É importante ressaltar que uma parcela considerável das residências é



Potência instalada (MW) - GD

Figura 1 – Dados da Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica referente à geração distribuída no Brasil no período de 2017 a 2021 (Absolar 2022).



Figura 2 – Potência instalada por classe de consumo no Brasil (MW), em que observa-se que até 2021, o maior consumidor é a classe residencial (Absolar 2022).

alimentada com tensão monofásica (uma fase e um neutro), ou bifásica (duas fases e um neutro).

Os sistemas fotovoltaicos dividem-se em três grupos: sistemas on grid (conectados à rede), sistemas off grid (desconectados da rede) e sistemas híbridos, que apresentam características dos sistemas on grid e off grid. O sistema de geração de energia fotovoltaica on grid é composto basicamente do módulo fotovoltaico, inversor e caixa de junção. No caso dos sistemas off grid, por estarem desconectados da rede, utilizam baterias para armazenamento de energia. Em ambos os casos é possível utilizar o rastreador solar, que pode ser utilizado como um componente opcional, onde proporciona o melhor aproveitamento da irradiância solar, permitindo que o sistema gere mais energia. A função do módulo fotovoltaico é converter a energia solar em energia elétrica. O inversor tem como função, o sincronismo com a rede elétrica, controlando a injeção de potência ativa e reativa, garantindo a proteção do sistema fotovoltaico em caso de falhas na rede elétrica. Já a caixa de junção tem a função de proteção dos módulos contra surtos e demais danos elétricos, bem como os dispositivos de seccionamento e manobra do sistema.

Dentre os componentes, o inversor é um elemento essencial no sistema fotovoltaico, devido a sua função de interface entre os módulos fotovoltaicos e a rede elétrica (Pinho; Galdino, 2014). O módulo fotovoltaico gera energia elétrica em forma de corrente contínua (c.c.) e o inversor converte em corrente alternada (c.a.), injetando-a na rede elétrica. Dentre as funções desempenhadas pelo inversor fotovoltaico, este é responsável por realizar o seguimento do ponto de potência máxima dos módulos fotovoltaicos (do inglês, *maximum power point tracking* - MPPT) e monitorar as condições da rede elétrica e do arranjo fotovoltaico (Guo et al., 2020).

Quanto ao número de fases, os inversores FV podem ser monofásicos ou trifásicos.

Os inversores FV monofásicos são comumente empregados em sistemas com potência nominal inferior a 10 kW. Quanto ao estágio de conversão, os inversores FV podem apresentar estágio único ou duplo estágio de conversão. Neste último caso, um conversor c.c./c.c. é comumente empregado. Assim, o equipamento pode apresentar uma maior faixa de variação de tensão de entrada, o que resulta em uma maior flexibilidade na quantidade de painéis FV em série. Além disso, múltiplos conversores c.c./c.c. são empregados quando o inversor apresenta mais de um MPPT. A estrutura de um sistema fotovoltaico *on grid* monofásico ou bifásico de dois estágios é demonstrada na Fig. 3.

Em relação ao conversor do primeiro estágio, este inversor apresenta o conversor c.c./c.c. *boost*, responsável por efetuar o seguimento da potência máxima do arranjo fotovoltáico. A referência (Coelho; Santos; Martins, 2012) apresenta uma comparação entre conversores c.c./c.c. e suas aplicações.



Figura 3 – Estrutura e principais controles do sistema fotovoltaico monofásico de dois estágios conectado a rede.

A Fig. 4 mostra os resultados de uma pesquisa realizada nesta dissertação, que relaciona os inversores monofásicos comerciais disponíveis no mercado brasileiro, levando-se em consideração o número de MPPT e a potência nominal do inversor. A base de dados considera 21 fabricantes e 152 modelos de inversores. Desta base de dados, 70 inversores apresentam 1 MPPT, 69 inversores apresentam 2 MPPTs e 13 inversores apresentam 3 MPPTs. Observa-se que, os inversores de 1 MPPT apresentam uma ampla faixa de potência, entretanto, concentra-se o fornecimento em maior quantidade para os modelos de 1 a 5 kW. Por sua vez, os inversores de 2 MPPTs com potência inferior a 1 kW não estão disponíveis no mercado. Já os inversores de 3 MPPTs encontra-se distribuído entre as potências, porém, com poucas opções de fabricantes.

Sabe-se que o inversor é um componente crítico do sistema fotovoltaico em termos de confiabilidade. Estatísticas obtidas em usinas fotovoltaicas indicam que o inversor é responsável por 50% das falhas em campo, sendo 26% destas, associadas aos capacitores eletrolíticos empregados nos barramentos de corrente contínua (Falck et al., 2018). No caso de inversores monofásicos, este é um fator crítico devido a existência do segundo



Figura 4 – Levantamento relacionando os fabricantes de inversores comerciais monofásicos, número de MPPT e potência.

harmônico na tensão e corrente do barramento c.c. (Choi et al., 2009). A propagação do segundo harmônico de tensão dentro do inversor e seu efeito na performance do sistema fotovoltaico é o foco desta pesquisa.

1.2 Oscilação de segundo harmônico em inversores fotovoltaicos monofásicos

Os inversores fotovoltaicos apresentam uma ondulação de segundo harmônico no barramento c.c. devido ao fato da potência instantânea não ser constante em sistemas monofásicos. Esta ondulação de tensão pode provocar variação na tensão terminal dos módulos fotovoltaicos, reduzindo assim a eficiência do seguimento do ponto de potência máxima, mesmo em inversores com dois estágios de conversão (com conversor c.c./c.c.).

Como mostrado na Fig. 5, a oscilação de tensão nos terminais do módulo fotovoltaico gera uma flutuação na potência extraída dos módulos fotovoltaicos. Note que os módulos passam a operar fora do ponto de potência máxima em regime permanente. Esse fator pode reduzir a precisão do MPPT e a eficiência do sistema, conforme investigado em (Wu et al., 2011). Portanto, do ponto de vista do MPPT, é desejável que a tensão nos terminais dos módulos fotovoltaicos seja constante, com objetivo de eliminar a oscilação e reduzir as perdas de energia.

Este problema está presente em inversores comerciais. A Fig. 6 mostra a operação de um microinversor comercial operando conectado à rede elétrica. Foram realizadas aquisições da tensão e corrente nos terminais do módulo fotovoltaico, conforme a Fig. 6 (a). Os dados obtidos ilustrados na Fig. 6 (b) e 6 (c) evidenciam a presença de uma ondulação



Figura 5 – Flutuação na potência extraída dos módulos fotovoltaicos causada pela ondulação de tensão de harmônico. Note que o módulo opera fora do ponto de máxima potência.

de segundo harmônico na tensão e na corrente. Esse fator pode reduzir a precisão do MPPT e a eficiência do sistema.



Figura 6 – Medições de tensão e corrente obtidas através de ensaio em laboratório, utilizando um módulo de 48 W e um microinversor comercial de 300 W conectado à rede elétrica (a) Montagem experimental; (b) Medição de tensão e corrente do módulo fotovoltiaco. (c) Ondulação presente na tensão e na corrente do módulo fotovoltaico.

A solução direta para o problema de ondulação de tensão do barramento c.c. seria aumentar a capacitância instalada (Silva et al., 2022). No entanto, essa abordagem tem impacto direto no custo e no volume do inversor. Por outro lado, a proposta apresentada em (Zeng et al., 2017) sugere um circuito de desacoplamento passivo LC, onde a ondulação é atenuada, melhorando a precisão MPPT e tornando possível a aplicação de pequenos capacitores no circuito. Contudo, o filtro implementado resulta em alguns desafios de controle e afeta o volume do inversor FV. Em (Guo et al., 2020) sugere-se a aplicação de um circuito de desacoplamento de energia LC com aplicação de controle de modo deslizante. Entretanto, faz-se necessário a instalação de filtros adicionais, pois, ao aplicar esse controle, surge uma ressonância entre o circuito LC e o capacitor do barramento c.c.

Outra abordagem é atenuar o segundo harmônico no capacitor de entrada (terminais FV) através de esquemas de controle. De fato, esta abordagem só é possível quando sistemas de duplo estágio de conversão são empregados. As referências (Kim and Jun-Ho Choi and Ki-Young, 2014) e (Jeong et al., 2013) empregam o uso da ação feed-foward para redução da ondulação. Contudo, tal técnica requer a implementação de funções trigonométricas em tempo real.

Por sua vez, (Kan et al., 2019) e (Gu et al., 2014) propõe a utilização de um controlador proporcional integral ressonante no controle da tensão do arranjo fotovoltaico. A referência (Jeong; Kim; Lee, 2013) utiliza a técnica de controle ressonante aliado a uma ação *feed foward*. A parcela ressonante é responsável por atenuar a ondulação de segundo harmônico. Entretanto, isto insere o desafio adicional de ajustar e implementar o controlador ressonante. Esta técnica inclui desafios associados ao método de discretização, capacidade de se adaptar a variações de frequência e dificuldade de implementação nos processadores digitais de sinais de ponto fixo comumente empregados em alguns inversores comerciais.

Tendo em vista os desafios supracitados, a literatura apresenta uma lacuna em termos de estratégias simplificadas para reduzir a ondulação de tensão de segundo harmônico nos terminais de entrada do inversor fotovoltaico de dois estágios. Este é o ponto de investigação da presente dissertação.

1.3 Objetivos

Este trabalho propõe uma estratégia de redução da ondulação de segundo harmônico em inversores fotovoltaicos de duplo estágio de conversão. A proposta é baseada em uma técnica de normalização em tempo real do sinal de modulação. A proposta é comparada com uma técnica de controle convencional e a técnica baseada em controle ressonante. A técnica proposta não requer nenhuma medição adicional, e emprega apenas a medição da tensão do barramento c.c. (já empregada no controle do inversor). O desempenho é avaliado por meio de simulações. O estudo de caso baseia-se em um inversor fotovoltaico de 4.4 kVA com entrada para duas séries fotovoltaicas.

1.4 Publicação alcançada

Os resultados da presente dissertação resultaram no seguinte artigo em conferência:

Silva, G. V. et al. Estratégia de controle para redução de ondulação de tensão em inversores fotovoltaicos monofásicos de dois estágios. Congresso Brasileiro de Energia Solar (CBENS), 2022.

1.5 Organização do texto

A dissertação está organizada em cinco capítulos, dispostos conforme a descrição a seguir.

- No capítulo 1, é feita uma introdução do assunto, apresentando os dados de crescimento do setor fotovoltaico. Apresenta-se o sistema estudado e a origem do segundo harmônico em inversores fotovoltaicos monofásicos. Por fim, os objetivos e publicação alcançada.
- O capítulo 2, apresenta-se as arquiteturas de inversores, bem como suas características.
 O circuito do inversor objeto de estudo nesta dissertação é demonstrado. As curvas características e os fundamentos do rastreamento de máxima potência. O diagrama do controle do inversor (c.c./c.a) e o controle do *boost* (c.c./c.c.) e a modelagem matemática dos controles.
- O capítulo 3, apresenta-se a modelagem matemática para: Estratégia de controle investigada, origem da oscilação do segundo harmônico, mecanismo de propagação da estratégia de controle convencional e a perda causada pelo segundo harmônico.
- O capítulo 4, desmontra-se e discute os resultados.
- O capítulo 5, as conclusões.

2 Revisão de Literatura

2.1 Arquiteturas de inversores para sistemas fotovoltaicos

Em relação a arquitetura, os inversores FV podem ser classificados em cinco tipos:

- Microinversor: Aplicação em pequenos sistemas e residências;
- Inversor *string*: Sistema residencial;
- Otimizador de energia + inversor string: Aplicação em pequenos sistemas e residência;
- Inversor Multi-*string*: Sistema residencial e comercial;
- Inversor central: Sistema comercial e plantas solares.

As características de cada inversor, arquitetura e aplicações são sumarizadas na Fig. 7. Nesta dissertação, utiliza-se o inversor multi-string. Em relação aos interruptores semicondutores empregados, a maioria dos inversores string são baseados em IGBTs, pois apresentam custo inferior quando comparado ao MOSFET, para os mesmos parâmetros de tensão e corrente.

Com objetivo de facilitar a compreensão dos estágios de processamento de energia e do sistema de controle, apresenta-se na Fig. 8 que compara a estrutura de inversores de um estágio e de duplo estágio de conversão.

Segundo (Femia et al., 2008) a tensão de entrada de inversores monofásicos conectados à rede geralmente está entre 180V e 500V. Para alimentar o inversor dentro da sua faixa de operação, utiliza-se uma relação dos módulos conectados em série, enquanto um número de conjuntos idênticos é conectado em paralelo para fornecer a potência desejada. Se a tensão de entrada for suficientemente elevada para permitir alimentar um conversor c.c./c.a. conectado a rede, então um único estágio de conversão pode ser empregado.

O conversor de um estágio tem a vantagem de reduzir o número de componentes e a complexidade do sistema, porém dificulta a isolação entre os módulos fotovoltaicos e a rede elétrica. Para resolver o problema da falta de isolação entre os módulos e a rede, é possível inserir um transformador de isolação na saída do conversor c.c./c.a., entretanto, essa solução aumenta o volume e peso do transformador.



Figura 7 – Visão geral das principais arquiteturas de sisteams fotovoltaicos. Os dados de participação de mercado, eficiência e os custos estimados correspondem a 2017.(Cupertino; Pereira, 2021)

O sistema com dois estágios permite o desacoplamento entre os módulos fotovolticos e a rede elétrica. Além disso, proporiciona a flexibilidade da faixa de tensão de entrada do sistema fotovoltaico. O primeiro estágio é responsável por alimentar um barramento de tensão contínua, enquanto o segundo estágio realiza a conexão com a rede. No mercado, muitos inversores são baseados em topologias de dois estágios, uma vez que o estágio c.c./c.c. aumenta a faixa de tensão de entrada do equipamento.

No inversor de dois estágios, o primeiro (c.c./c.c.) é responsável por regular a tensão de entrada, e seu controle responsável pelo seguimento do ponto de máxima potência. Em relação ao segunda estágio (c.c./c.a.) têm como função fornecer potência para rede, e o controle é composto por duas malhas de controle em cascata, sendo uma malha interna e uma malha externa. A malha externa faz o controle da tensão do barramento c.c., enquanto a malha interna é responsável pelo controle da corrente injetada na rede.

A Fig. 9 apresenta o sistema investigado nessa dissertação. Este inversor apresenta dois conversores c.c./c.c. *boost* reponsáveis por efetuar o seguimento da potência máxima do arranjo fotovoltaico. Estes conversores são conectados ao barramento c.c. do inversor em ponte completa. Um filto LCL é instalado na saída do inversor com a finalidade de atenuar os harmônicos gerados pela comutação e atender aos requisitos de qualidade de



 Figura 8 – Estrutura e controles principais para um inversor monofásico conectado a rede.
 Em (a) observa-se a estrutura de um inversor de único estágio, enquanto em (b) observa-se um inversor de dois estágios.

energia.



Figura 9 – Inversor fotovoltaico monofásico de dois estágios com dois MPPT baseados em conversores c.c./c.c. boost e no inversor em ponte completa. Note que a estratégia de controle proposta para o conversor c.c./c.c. emprega a medição da tensão no barramento c.c.

2.2 Rastreador do Ponto de Potência Máxima

O desempenho do módulo fotovoltaico depende de fatores externos onde o controle não é trivial. Para análise desse desempenho, é importante determinar as curvas características do módulo. O comportamento elétrico é apresentado na Fig. 10. Alguns pontos importantes para análise dessa curva são os valores de tensão de circuito aberto do módulo, determinado por (V_{oc}) , a corrente de curto-circuito (I_{sc}) e os valores de tensão e corrente que correspondem ao ponto de máxima potência do módulo (P_{mp}) . Obtém-se o ponto de máxima potência, a partir dos pontos V_{mp} e I_{mp} . Outro ponto importante, é o deslocamento do ponto máximo de potência, sendo que o valor de tensão no ponto máximo de potência varia em função dos níveis de irradiância e temperatura do módulo.

Para especificação de um sistema, um único módulo fotovoltaico dificilmente será capaz de gerar a energia necessária para uma determinada carga. Sendo assim, os módulos são associados, com objetivo de elevar a potência gerada no sistema fotovoltaico. O agrupamento dos módulos fotovoltaicos do mesmo tipo pode ser por ligação em série, paralela ou mista, obtendo assim, resultados diferentes para tensão ou corrente. A associação dos módulos em série resulta em uma adição das tensões aos terminais dos módulos, para um mesmo valor de corrente. A associação em paralelo, resulta em adição de corrente para um mesmo valor de tensão. Já a configuração mista utiliza os dois tipos de ligação, com



objetivo de obter valores de corrente e tensão desejáveis.

Figura 10 – Curva característica que representa o comportamento elétrico de um módulo fotovoltaico.

Para obter a máxima transferência de potência dos módulos fotovoltaicos para a rede, utiliza-se um algoritmo de MPPT (*maximum power point tracker*) no esquema de controle. Esse algoritmo iterativo mede a tensão e/ou corrente do arranjo fotovoltaico e fornece uma referência à malha de controle, sempre com objetivo de ajustá-lo ao ponto de máxima eficiência da curva de potência. Sendo assim, o controle é responsável por impor a referência nos terminais do módulo fotovoltaico. Em (Lyden; Sarah; Haque, 2015), vários algoritmos MPPT são propostos e detalhados. Recentemente, verificou-se que os parâmetros do algoritmo MPPT também podem afetar a qualidade da energia do inversor. Para mais detalhes, ver (Sangwongwanich et al., 2018).

Os algoritmos mais populares são baseados na abordagem *hill climbing*, em que a tensão de referência (ou corrente) é incrementada e o comportamento da potência de saída é observada. Se a potência de saída aumenta, a referência é incrementado na mesma direção. Caso contrário, a referência é incrementada na direção oposta. Portanto, a resposta do inversor fotovoltaico oscilará em torno do ponto de potência máxima.

O comportamente do algoritmo pode ser observado na Fig. 11 (Cupertino; Pereira, 2021). O desempenho dos algoritmos MPPT são afetado por dois parâmetros: a frequência de amostragem f_{mppt} e o incremento de tensão Δv . Quanto maior o f_{mppt} , maior a largura de banda necessária para o estágio de potência. Por outro lado, Δv afeta a velocidade e a precisão do MPPT. Assim, algumas referências na literatura propõem algoritmos MPPT



Figura 11 – Fundamento do rastreamento de máxima potência: (a) Circuito MPPT tensão; (b) Operação básica do algoritmo MPPT para abordagem baseada em tensão.(Cupertino; Pereira, 2021)

com incremento de tensão variável (Lyden; Sarah; Haque, 2015).

Nesta dissertação, utilizou-se a técnica P&O (perturba e observa) para obtenção do ponto máximo de potência, em que, periodicamente incrementa ou decrementa a tensão, comparando a potência de saída com o seu valor anterior. Se a potência aumenta, a direção da perturbação continua na mesma direção na próxima varredura. Quando o ponto máximo de potência é alcançado, o algoritmo oscilará em torno dele. Neste caso, o algoritmo MPPT calcula a tensão máxima do ponto de potência e um conversor de fonte de tensão é empregado.

2.3 Controle do inversor em ponte completa

A estrutura de controle do inversor em ponte completa é apresentada na Fig. 12 e é a mesma empregada em (Xavier; Cupertino; Pereira, 2018). Note a presença de uma estrutura em cascata. A malha externa é responsável pelo controle da tensão do barramento c.c. enquanto a malha interna é responsável pelo controle da corrente injetada na rede elétrica.



Figura 12 – Estrutura de controle do inversor em ponte completa em coordenadas estacionárias.

O quadrado da tensão do barramento c.c. é controlado por meio de um controlador proporcional integral (PI). Esta malha computa a potência que deve ser injetada na rede elétrica P^* . Note que um filtro médio móvel (MAF) é empregado. Este filtro é ajustado para eliminar a segundo harmônico de tensão no barramento c.c. e impedir que ele afete o desempenho do controle. Em seguida, a referência de corrente é computada a partir da teoria da potência instantânea (Cupertino; Pereira, 2021):

$$i_g^* = \frac{2v_{g,\alpha}}{v_{g,\alpha}^2 + v_{g,\beta}^2} P^* + \frac{2v_{g,\beta}}{v_{g,\alpha}^2 + v_{g,\beta}^2} Q^*,$$
(2.1)

sendo Q^* a referência de potência reativa e $v_{g,\alpha\beta}$ são as componentes da tensão da rede em coordenadas estacionárias. Tais componentes podem ser calculadas a partir do uso de um integrador generalizado de segunda ordem (SOGI), conforme apresentado em (Cioboratu; Teodorescu; Blaabjerg, 2006). Por sua vez, um controlador proporcional multiressonante (PMR) regula a corrente injetada na rede (Zhou; Wang; Yang, 2016). Neste caso são empregadas ressonâncias na frequência fundamental e na frequência do terceiro harmônico. Isto permite eliminar a corrente de terceiro harmônico que é um outro problema causado pela ondulação da tensão no barramento c.c. (Liu et al., 2019). Outras referências apresentam controladores não lineares para compensação harmônico, como o controlador de histerese, o controlador de modo deslizante, o controlador baseado em passividade, o controlador *dead-beat*, redes neurais e lógica *fuzzy* (Zhou; Wang; Yang, 2016) e (Zahira; Fathima, 2012). Por fim, uma ação *feed-foward* da tensão da rede é somada a saída do controlador de corrente. v_s^* denota a tensão (em Volts) que deve ser sintetizada pelo inversor. Este sinal é normalização e enviado para um modulador PWM unipolar. O ganho de normalização k é dado por:

$$k = \frac{1}{v_{dc}^*} \tag{2.2}$$

O ajuste dos controladores de tensão e corrente seguem a metodologia proposta em (Xavier; Cupertino; Pereira, 2018).

2.4 Controle dos conversores c.c./c.c. boost

A estrutura convencional de controle dos conversores c.c./c.c. é apresentada na Fig.13. Neste caso, medições da tensão e da corrente do arranjo fotovoltaico $(v_{pv} e i_{pv})$ são utilizadas. Estes sinais passam por filtros média móvel (MAF) ajustados para remover a componente de segundo harmônico. Em seguida, um algoritmo de MPPT calcula qual a tensão deve ser imposta nos terminais do arranjo fotovoltaico. Neste trabalho, o algoritmo perturba e observa (P&O) com passo de tensão fixo é empregado. Um controlador PI é utilizado. Por fim, o sinal de saída do controlador é normalizado para cálculo da razão cíclica. A modulação por largura de pulso (PWM) é empregada para calcular o comando do interruptor do conversor.



Figura 13 – Estrutura de controle convencional do conversor c.c./c.c. boost.

Assumindo que a tensão de barramento c.c. é controlada pelo inversor em ponte completa, é possível obter a simplificação da Fig. 11, sendo que o barramento c.c. é substituído por uma fonte de tensão constante v_{dc}^* . Por sua vez, a tensão média v sintetizada nos terminais AB é dada por:

$$v = d' v_{dc}^*, \tag{2.3}$$

sendo d' = 1 - d é o complemento da razão cíclica do conversor v_{dc}^* é a tensão de referência do barramento c.c. Portanto, se o controlador é ajustado para calcular a tensão v^* , este sinal deve ser normalizado pelo ganho k, dado pela Eq. 2.2.

É importante notar que:

- Na estratégia de controle convencional, a medição da tensão do barramento c.c. não é empregada;
- O ganho k é constante uma vez que a tensão de barramento c.c. é definida pela tensão da rede elétrica nominal. Portanto, a normalização não requer uma divisão em

tempo real. Além disso, esta variável também é empregada no controle do inversor, isto é, não resulta em nenhum cálculo adicional;

 Se os filtros operam corretamente, a ondulação de tensão e corrente não afeta o controle e os sinais v* e d' não apresentarão ondulação.

2.5 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo, apresentou-se as características e arquiteturas de um inversor FV monofásico de dois estágios com dois MPPT baseados em conversores c.c./c.c. *boost*, responsáveis por efetuar o seguimento da potência máxima do arranjo FV. Além disso, utiliza-se um filtro LCL para atenuar harmônicos gerados pela comutação.

Em relação ao ponto de máxima potência, utilizou-se o algoritmo P&O (perturba e observa). Em sua operação, o algoritmo mede a tensão do arranjo FV e fornece uma referência ao esquena de controle, ajustando-o ao ponto de máxima eficiência da curva de potência e tensão.

A estrutura de controle do inversor em ponte completa e do conversor c.c./c.c. *boost* foram apresentadas. A estrutura do inversor em ponte completa apresenta uma estrutura em cascata, com controle da tensão do barramento c.c. e da corrente injetada na rede elétrica. Já a estrutura do conversor c.c./c.c. *boost* realiza medições de tensão e corrente do arranjo FV, e o algoritmo de MPPT calcula a tensão que deve ser imposta nos terminais do arranjo fotovoltaico.

Apesar da sua simplicidade, esta estratégia apresenta uma desvantagem. A ondulação de segundo harmônico da tensão de barramento c.c. resultará em uma ondulação de segundo harmônico na tensão v_{pv} . Este fenômeno será melhor detalhado no próximo capítulo, que é dedicado a modelagem dos efeitos do segundo harmônico de tensão no inversor fotovoltaico de dois estágios.

3 Modelagem matemática e estratégia de controle proposta

Neste capítulo, será realizada uma análise do efeito da ondulação (2ω) no desempenho de um inversor fotovoltaico monofásico de dois estágios. São feitas as seguintes considerações:

- As perdas de potência no conversor são desprezadas;
- A frequência de comutação do inversor e dos conversores c.c./c.c. é suficientemente elevada;
- A tensão da rede e a corrente do inversor são puramente senoidais.

Partindo-se destas considerações, a tensão e corrente de saída do inversor são dadas por:

$$v_g = \widehat{V}_g \cos\left(\omega t\right). \tag{3.1}$$

$$i_g = \hat{I}_g \cos\left(\omega t - \varphi\right). \tag{3.2}$$

sendo ω é a frequência da rede elétrica em radianos por segundo ($\approx 377 \text{ rad/s}$ em sistemas de 60 Hz).

3.1 Origem da oscilação do segundo harmônico

A potência instantânea fornecida à rede pelo inversor pode ser calculada por (Cupertino; Pereira, 2021):

$$p_g = v_g i_g = \bar{p}_g + \tilde{p}_g = \frac{\hat{V}_g \hat{I}_g}{2} \cos(\varphi) + \frac{\hat{V}_g \hat{I}_g}{2} \cos(2\omega t - \varphi).$$

$$(3.3)$$

onde (\bar{p}_g) e (\tilde{p}_g) são as potências média e oscilante transferidas para a rede elétrica, respectivamente. Desprezando as perdas de potência e assumindo que a flutuação de energia no tempo será absorvida pelo capacitor do barramento c.c., pode-se obter que:

$$\tilde{p}_g = v_{dc} C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt},\tag{3.4}$$

onde C_{dc} é a capacitância do barramento c.c. Neste ponto, deve-se lembrar que o objetivo é encontrar uma expressão para a ondulação no capacitor. A solução de (3.4) pode ser significativamente simplificada se a ondulação de tensão do capacitor for considerada pequena. Nessas condições:

$$\tilde{p}_g = v_{dc} C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \approx v_{dc}^* C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt}.$$
(3.5)

Solucionando (3.5) para v_{dc} obtém-se que:

$$v_{dc} = v_{dc}^* + \underbrace{\frac{\hat{V}_g \hat{I}_g}{4\omega C v_{dc}^*}}_{\Delta v_{dc}} \sin(2\omega t - \varphi)$$
(3.6)

onde Δv_{dc} é o valor da ondulação da tensão de barramento c.c. Note que a ondulação pico a pico da tensão é igual a $2\Delta v_{dc}$.

Como conclusões parciais, podem-se citar:

- A ondulação da tensão de barramento c.c. é uma função da potência aparente processada (proporcional ao produto $V_g I_g$).
- A frequência da rede afeta a ondulação. Para o mesmo valor de C_{dc} , sistemas de 50 Hz tendem a ter mais ondulação que sistemas de 60 Hz;
- O aumento da capacitância permite que a ondulação seja reduzida. Contudo, isto aumenta o custo e o volume do barramento c.c. do inversor.

Nota-se que se esta ondulação aparece nos terminais do módulo fotovoltaico, haverá uma perda de eficiência na extração da potência máxima, conforme destacado na Fig. 5. Portanto, em sistemas monofásicos, a utilização de inversores de 2 estágios é recomendada (Wu et al., 2011).

3.2 Mecanismo de propagação do segundo harmônico causado pela estratégia de controle convencional

Para compreender o mecanismo de propagação do segundo harmônico causado pela estratégia de controle convencional, considera-se novamente o modelo simplificado para controle do conversor c.c./c.c., apresentado novamente na Fig. 14(a). Note que em termos



Figura 14 – Simplificações do circuito do conversor c.c./c.c. para compreensão do mecanismo de propagação do segundo harmônico ocasionado pelo controle convencional. (a) Modelo assumindo a tensão do barramento c.c. controlada.
(b) Modelo médio do conversor.

de valores médios ao longo de um período de comutação, o conversor pode ser representado pela Fig. 14(b).

Considera-se que a ondulação é absorvida pelo capacitor e assumindo que a frequência de comutação do conversor c.c./c.c. é muito maior que a frequência da rede elétrica, pode-se desconsiderar os efeitos de filtragem causados pelos elementos passivos do conversor c.c./c.c. Neste caso, a tensão nos terminais dos módulos fotovoltaicos pode ser calculada a partir da tensão do barramento c.c. por:

$$v_{pv} \approx d' v_{dc} = d' v_{dc}^* + \underbrace{\frac{d' \hat{V}_g \hat{I}_g}{4\omega C v_{dc}^*}}_{\Delta v_{pv}} \sin(2\omega t - \varphi), \qquad (3.7)$$

onde Δv_{pv} é o valor da ondulação da tensão do arranjo fotovoltaico.

Considerando-se o conversor c.c./c.c. ideal e que o controle convencional é empregado, o valor em regime permanente d' (denotado por D') será dado por:

$$D' = \frac{v_{pv}^*}{v_{dc}^*}.$$
 (3.8)

Note que sob condições climáticas constantes, v_{pv}^* converge para a tensão do ponto de potência máxima do arranjo fotovoltaico. Sob estas condições, D' é essencialmente constante, apresentando apenas pequenas variações causadas pelo próprio algoritmo de MPPT. Desta forma, como D' pode ser assumido constante, uma ondulação na tensão de barramento c.c. resulta em uma ondulação na tensão dos módulos fotovoltaicos.

3.3 Perda de eficiência ocasionada pelo 2º harmônico

Supondo que nenhuma estratégia de atenuação da ondulação nos terminais do arranjo é empregada, a razão cíclica do conversor *boost* pode ser aproximada pela equação (3.8). Sob estas condições, a relação (3.7) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$v_{pv} = v_{pv}^* + \underbrace{D'\Delta V_{dc}}_{\Delta V_{pv}} \sin\left(2\omega t - \varphi\right).$$
(3.9)

A Fig. 15 (a) ilustra a tensão do arranjo fotovoltaico, considerando que a ondulação de segundo harmônico (associada a característica monofásica do inversor) não é compensada e há a presença de uma componente de alta frequência associada a comutação do conversor c.c./c.c. *boost*. Note que esta variação de tensão resulta na excursão de um trecho da curva do arranjo fotovoltaico, conforme apresentado inicialmente na Fig. 5. Desta forma, a corrente do arranjo fotovoltaico apresenta uma forma de onda similar àquela apresentada na Fig. 15 (b). Percebe-se que a corrente do arranjo não é senoidal, uma vez que seu comportamento elétrico não é linear. Espera-se, portanto, que a potência instantânea extraída dos módulos fotovoltaicos apresente um comportamento similar a Fig.15 (c).

A diferença entre a potência do ponto de potência máxima (dependende das condições climáticas) e a potência instantânea extraída do arranjo deve ser interpretada como uma parcela de energia solar que não foi convertida em eletricidade. Isto, no final do dia, resulta em um montante de energia que não é aproveitado.

Esta seção pretende quantificar qual a quantidade de energia que deixa de ser convertida por causa da ondulação de segundo harmônico. Para tal, será utilizada a eficiência estática do MPPT, que pode ser calculada (Haeberlin; Scharerf, 2009):

$$\eta_s = \int \frac{p_{pv}(t)}{p_{mpp}} dt, \qquad (3.10)$$

onde $p_{mpp} = v_{mpp}i_{mpp}$ é a potência máxima disponível para uma dada irradiância e temperatura (condições estáticas) e P_{pv} é a potência de saída do arranjo fotovoltaico.

Para estimar a eficiência estática de forma analítica, esta dissertação propõe a seguinte aproximação para p_{pv} :

$$p_{pv}(t) \approx \begin{cases} \frac{p_{mpp} + p_2}{2} + \frac{p_{mpp} - p_2}{2} \cos(4\omega t), se \ v_{pv} > v_{mpp} \\ \frac{p_{mpp} + p_1}{2} + \frac{p_{mpp} - p_1}{2} \cos(4\omega t), se \ v_{pv} < v_{mpp} \end{cases},$$
(3.11)

onde p_{mpp} é o ponto de máxima potência, v_{pv} é a tensão de entrada do arranjo fotovoltaico e v_{mpp} a tensão máxima. p_1 e p_2 são os valores de potência gerados pelo arranjo fotovoltaico nas tensões $v_{pv} - \Delta V_{pv}$ e $v_{pv} + \Delta V_{pv}$, respectivamente. Esta aproximação assume que ondulação na potência instantânea tem uma característica senoidal de quarto harmônico, resultante dos produtos dos componentes de segundo harmônico existentes na tensão e na corrente do arranjo fotovoltaico.



Figura 15 – Comportamento da tensão, corrente e potência do arranjo fotovoltaico, variando de acordo com a derivada demonstrada na Fig. 5, Sendo: (a) é a tensão do módulo fotovoltaico (b) a corrente do módulo fotovoltaico e (c) a potência do módulo fotovoltaico

3.4 Validação dos modelos propostos

Os modelos matemáticos propostos foram validados por meio de simulações de um inversor fotovoltaico de dois estágios no software PLECS. Este inversor apresenta dois conversores *boost*. Na entrada de cada conversor *boost* é conectado uma série de 8 módulos fotovoltaicos modelo KD250GX-LFB2, fabricado pela Kyocera. Os parâmetros utilizados na simulação do modelo são apresentados na Tabela 1.

Parâmetro	Valor
Tensão da rede (linha) V_g	220 V
Potência nominal (S_n)	4,4 kVA
Frequência de comutação do do inversor (f_{sw})	20 kHz
Indutância do filtro LCL (L_f)	$0.5 \mathrm{mH}$
Indutância do filtro LCL (L_g)	0.5 mH
Capacitância do filtro LCL (C_f)	$3 \ \mu F$
Resistência de amortecimento do filtro LCL (R_d)	$1 \text{ m}\Omega$
Tensão do barramento c.c. (v_{dc})	360 V
Capacitância do barramento c.c. (C_{dc})	0.8 mF
Indutância do conversor boost (L_b)	$980 \ \mu H$
Capacitância do conversor boost (C_b)	$180 \ \mu F$
Frequência de comutação do conversor boost (f_{sb})	20 kHz
Frequência de amostragem (f_{sample})	20 kHz

Tabela 1 – Parâmetros do inversor fotovoltaico utilizado em simulações e experimentos.

Para rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) considera-se o algoritmo P&O tradicional (Lyden; Sarah; Haque, 2015), em que periodicamente incrementa-se ou decrementa-se a tensão e compara-se a potência de saída com seu valor anterior. Segundo (Schmidt et al., 2009) os algoritmos implementados têm sua dinâmina definida principalmente por dois parâmetros: o passo da tensão e a frequência de amostragem do algoritmo MPPT . Os valores típicos de f_{mppt} estão na faixa de 1 a 10 Hz, tendo o valor de compensação para incremento de tensão dado por (Cupertino; Pereira, 2021):

$$\frac{250}{100} v_{mpp} f_{mppt} \le \Delta_v \le \frac{250}{10} v_{mpp} f_{mppt}.$$
(3.12)

Na implementação do algoritmo, considerou-se uma frequência de amostragem de 10 Hz e um passo fixo de tensão de 3 volts, conforme as diretrizes propostas por (Schmidt et al., 2009).

Na implementação dos controles dos conversores eletrônicos considerou-se uma frequência de amostragem igual à frequência de comutação. Os atrasos de implementação digital são incluídos na simulação. Os controladores são discretizados pelo método de Tustin (Yepes et al., 2011). Por fim, utiliza-se filtros de média móvel com uma janela de 120 Hz para que a ondulação de baixa frequência não afete o desempenho das estratégias de controle. Os ganhos dos controladores empregados na simulação são apresentados na Tabela 2. A metodologia de ajuste dos controladores é apresentada em (Cupertino; Pereira, 2021).

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional do controle do conversor c.c./c.c.	0
Ganho integral do controle do conversor c.c./c.c.	75,4
Ganho proporcional do controle de tensão do barramento c.c.	-0,14
Ganho integral do controle de tensão do barramento c.c.	-12,4
Ganho proporcional do controle de corrente da rede	1,16
Ganho ressonante do controle de corrente	135,92

Tabela 2 – Ganhos dos controladores do inversor fotovoltaico simulado.

A Fig.16 compara os resultados analíticos, os resultados obtidos via simulação e somente a componente de segundo harmônico. Na Fig.16 (a) demonstra-se os resultados da ondulação de tensão no capacitor do barramento c.c. Nota-se que o modelo proposto representa bem a ondulação de tensão no barramento de corrente contínua. Na Fig.16 (b) observa-se a tensão no capacitor de entrada do arranjo fotovoltaico e na Fig. 16 (c) e (d) apresenta-se o detalhe das formas de onda obtidas via simulação para a tensão do barramento c.c. e tensão de entrada do arranjo fotovoltaico, respectivamente. Na tensão de entrada do arranjo fotovoltaico, respectivamente. Na tensão de entrada do arranjo fotovoltaico, observa-se diferenças maiores entre a simulação e o modelo matemático. Esta diferença é atribuida a dois fenômenos que foram desprezados no modelo analítico: A ondulação de alta frequência da tensão do capacitor e o fato das perdas do conversor nao terem sido consideradas.



Figura 16 – Dados de validação do modelo, comparando os resultados obtidos via simulação com os resultados analíticos. Em (a) observa-se a tensão do barramento c.c. e em (b) a tensão de entrada do arranjo fotovoltaico. Em (c) o detalhe da tensão do barramento c.c. obtida via simulação e em (d) o detalhe da tensão de entrada do arranjo fotovoltaico obtida via simulação.

Para o cálculo da eficiência estática considerou-se as condições os arranjos fotovoltaicos operando com uma irradiância constante de 1000 W/ m^2 , temperatura ambiente de 25°C e a temperatura do módulo calculada a partir da expressão 3.13.

$$T_m = T_a + \frac{(NOCT - T_a)G}{800}.$$
 (3.13)

onde T_a é a temperatura ambiente, NOCT é a temperatura nominal de operação da célula e G é a irradiância solar em W/m².

Para cálculo da eficiência, adotou-se um período de integração de 0,5 segundo após o sistema entrar em regime permanente. Considerou-se diferentes valores de capacitância C_{pv} para se obter diferentes valores de ondulação na simulação. Os resultados comparando o modelo matemático de eficiência e as simulações são apresentados na Fig. 17. Nota-se uma boa aderência entre os resultados obtidos. Os resultados revelam que uma ondulação de tensão de 10% na tensão do arranjo fotovoltaico resulta em uma perda de eficiência superior a 1%. Isto demonstra a importância de compensar a ondulação da tensão no arranjo fotovoltaico.



Figura 17 – Comparação entre a eficiência obtida via modelo matemático com a eficiência obtida em software de simulação (PLECS).

3.5 Estratégia de controle proposta

A propagação do segundo harmônico pode ser evitada se a razão cíclica d' do conversor c.c./c.c. variar de forma sincronizada com a tensão do barramento v_{dc} . Neste cenário, a tensão dos módulos fotovoltaicos não apresentaria a ondulação de segundo harmônico descrita na Eq. (3.13). Isto pode ser obtido a partir da normalização em tempo real do sinal de controle v^* pela tensão do barramento c.c., como segue:

$$d' = \frac{v^*}{v_{dc}(t)}.$$
 (3.14)

Neste caso, a estrutura de controle proposta é apresentada na Fig. 18(a). Note que o único requisito adicional de implementação é a utilização de um operador de divisão, que aparece destacada. É importante notar que a tensão de barramento c.c. já é medida para fins de controle do inversor. Portanto, o esquema proposto requer apenas adequações nos parâmetros de controle do sistema, sem necessidade de medições adicionais.



Figura 18 – Proposta de estrutura de controle do conversor c.c./c.c. para atenuação da ondulação em sistema monofásico. (a) Esquema baseado em normalização da planta. (b) Esquema baseado em controle ressonante

A estrutura de controle tem como proposta substituir o ganho $k = \frac{1}{v_{dc}^*}$ por uma normalização em tempo real. Este esquema, pode ser entendido como uma linearização da planta de controle de conversor. Em teoria, esta técnica leva a uma forma de onda sem ondulação em v_{pv} . No entanto, isso não é observado na prática devido ao atraso causado pelo modulador PWM e pela implementação digital. Na verdade, esta estratégia de mitigação de ondulação opera essencialmente em malha aberta. Apesar de simples, esta proposta permite melhorar o desempenho do seguimento do ponto de potência máxima do inversor fotovoltaico, como será exposto no próximo capítulo. Uma alternativa ao esquema de linearização é a estrutura em malha fechada apresentada Fig. 18(b), inspirada nas propostas (Kan et al., 2019; Gu et al., 2014; Jeong; Kim; Lee, 2013). Nesta abordagem, o controlador ressonante (CR) ajustado na frequência do segundo harmônico é responsável por rejeitar a parturbação que a ondulação v_{dc} causa na tensão v_{pv} . Uma vez que a perturbação acontece em uma frequência específica (segundo harmonico), basta a inclusão de um único controlador ressonante. Como desafios, inclue-se o projeto do controlador e a implementação do controlador ressonante em microprocessadores de ponto fixo, comumente encontrados em inversores comerciais.

3.6 Conclusões do capítulo

Neste capítulo, apresentou-se a origem da ondulação de segundo harmônico, bem como modelos matemáticos para quantificar a perda de eficiência causada por este comportamento. Os modelos matemáticos desenvolvidos foram capazes de descrever a ondulação e a perda de eficiência inerente aos inversores monofásicos. Observou-se que valores de ondulação relativamente pequenos podem resultar em uma redução significativa de eficiência. Para reduzir a oscilação, uma estratégia de linearização é proposta e confrontada com uma estratégia baseada em controle ressonante. No próximo capítulo, os resultados são apresentados.

4 Resultados

Com a finalidade de testar as técnicas de controle proposta, simulações foram implementadas no software PLECS 4.4.5. O MATLAB R2019a foi empregado para plotagem dos resultados. As condições de irradiância simuladas são apresentadas na Fig. 19. É realizado uma rampa de irradiância de 500 W// m^2 para 1000 W// m^2 . A temperatura ambiente simulada foi de 25°C e a temperatura do módulo fotovoltaico é calculada a partir da expressão contida em (Ross; Smokler, 1986).

E importante ressaltar que esta abordagem gera uma variação rápida na temperatura do módulo fotovoltaico, o que não reflete uma situação prática. Contudo, esta abordagem permite avaliar a performance do algoritmo de MPPT, uma vez que a variação de temperatura vai resultar em uma variação significante da tensão do ponto de máxima potência. Outros modelos diferentes para o módulo térmico PV podem ser encontrados na literatura (Lobera; Valkealahti, 2013).



Figura 19 – Perfil de irradiância empregado nas simulações computacionais. Uma rampa de 500 $/m^2$ para 1000 W $/m^2$ é realizada no instante 2 segundos.

A Figs. 20, 21 e 22 apresentam a tensão do barramento c.c. (v_{dc}) e as tensões das séries fotovoltaicas (v_{pv}) . Observa-se que após a variação de irradiância, a ondulação da tensão v_{dc} aumenta. Esta observação é coerente com o resultado analítico apresentado na Eq. (3.6), que mostra que a ondulação depende da potência injetada pelo inversor e da capacitância. Existe uma ligeira diferença de ondulação de tensão entre o controle convencional, normalizado e ressonante. Isto ocorre na técnica convencional, onde observa-se que o capacitor c_{dc} absorve parte da ondulação e uma parcela da potência oscilante é absorvida pelo capacitor c_{pv} . Consequentemente a corrente média que o conversor injeta no barramento c.c. corresponde ao valor médio da corrente no díodo, tendo um perfil correspondente a flutuação de 120Hz. Para obter os resultados da técnica convencional, a conexão elétrica entre os capacitores c_{dc} e c_{pv} foi desacoplada, mantendo a potência injetada no barramento c.c. Este efeito na corrente do diodo do conversor *boost* afeta a ondulação do capacitor do barramento c.c., algo que não é considerado no modelo analítico desenvolvido nesta tese.

Os detalhes de v_{dc} mostrados na Fig. 20 (b), 21 (b) e 22 (b) revelam que esta ondulação é de segundo harmônico, visto que o período é aproximadamente 8 ms. Nota-se também que após a rampa de irradiância a ondulação de tensão aumenta, uma consequência direta do aumento de potência processada pelo inversor. Em relação a tensão das séries fotovoltaicas, é possível perceber a ondulação de segundo harmônico na estrutura convencional. A ondulação pico a pico é de aproximadamente 22 Volts.

Por outro lado, quando a técnica de normalização ou a técnica baseada em controle ressonante é aplicada, a ondulação nas tensões é praticamente eliminada, como pode ser observado comparando-se os detalhes das Fig. 20 (d), 21 (d) e 22 (d) e Fig. 20 (f), 21 (f) e 22 (f). Além disso, observa-se degraus nas tensões $v_{pv,1}$ e $v_{pv,2}$ devido ao algoritmo de MPPT que busca o ponto de máxima potência incrementando e decrementando a tensão. O regime permanente é alcançado a partir de três segundos.



Figura 20 – Resultados obtidos para o controle convencional para uma variação de irradiância de acordo com o perfil da Fig. 19: (a) tensão do barramento c.c.; (b) detalhe da tensão do barramento c.c.; (c) tensão da primeira série fotovoltaica; (d) detalhe da tensão da primeira série fotovoltaica; (e) tensão da segunda série fotovoltaica; (f) detalhe da tensão da segunda série fotovoltaica.

Em relação a potência do arranjo fotovoltaico, as Figs. 23, 24 e 25 revelam um aumento da potência gerada após a rampa de irradiância, uma vez que o algoritmo de MPPT busca o ponto de potência máxima dos arranjos. Observa-se também que com o aumento da potência gerada, a ondulação também aumenta. A potência extraída máxima corresponde a aproximadamente 1883 W, que é a potência máxima gerada pelo arranjo nas condições simuladas.

Analisando a Fig. 23 (a)(c) verifica-se que em determinados instantes o arranjo fotovoltaico opera distante do ponto de máxima potência, o que não ocorre quando a técnica de normalização ou controle ressonante é aplicada, como ilustrado na Fig. 24 (a)(c) e Fig. 25 (a)(c).

Durante o transitório de variação de irradiância, observa-se um aumento na ondulação transitória da potência para a técnica convencional, Fig. 23 (a) e (c). Isto acontece porque uma vez que a irradiância e temperatura do módulo aumentam, a tensão de máxima potência final tende a ser menor que o valor inicial. Neste caso, o inversor opera a direita do ponto de máxima potência, uma região onde a derivada da curva potência versus tensão é maior (veja a Fig. 5). Portanto, uma mesma flutuação de tensão



Figura 21 – Resultados obtidos para a técnica de normalização para uma variação de irradiância de acordo com o perfil da Fig. 19: (a) tensão do barramento c.c.; (b) detalhe da tensão do barramento c.c.; (c) tensão da primeira série fotovoltaica; (d) detalhe da tensão da primeira série fotovoltaica; (e) tensão da segunda série fotovoltaica; (f) detalhe da tensão da segunda série fotovoltaica.

no arranjo fotovoltaico tende a gerar uma maior flutuação de potência. Isto faz com que a técnica convencional apresente uma menor eficiência do MPPT. Note ainda que esta perda de eficiência não é relacionada com o algoritmo de MPPT em si, mas com o efeito da ondulação de segundo harmônico na potência extraída dos arranjos fotovoltaicos.

Por fim, a Fig. 23 (e), Fig. 24 (e) e Fig. 25 (e) permitem observar o comportamento da razão cíclica para cada técnica investigada. A técnica de controle convencional não percebe a ondulação de tensão, pois as medições de tensão e corrente do arranjo são realizadas utilizando filtros média móvel ajustados para 120 Hz. Neste caso, os harmônicos de baixa e alta frequência são atenuados. Isto é importante para que a ondulação não confunda o algoritmo de MPPT e propague oscilasções adicionais. Neste caso, a razão cíclica não apresenta ondulação. Seu valor muda apenas de acordo com a decisão do algoritmo de MPPT. Quando as técnica de normalização ou controle ressonante são implementadas, uma ondulação de segundo harmônico é inserida na razão cíclica do conversor de forma que a tensão dos arranjos fotovoltaicos permanecem praticamente livre de ondulações de segundo harmônico.

Um segundo conjunto de resultados é obtido considerando-se que os arranjos



Figura 22 – Resultados obtidos para a técnica baseada de controle ressonante para a variação de irradiância de acordo com o perfil da Fig. 19: (a) tensão do barramento c.c.; (b) detalhe da tensão do barramento c.c.; (c) tensão da primeira série fotovoltaica; (d) detalhe da tensão da primeira série fotovoltaica; (e) tensão da segunda série fotovoltaica; (f) detalhe da tensão da segunda série fotovoltaica.

fotovoltaicos 1 e 2 apresentam condições de operação diferentes. Neste caso, simulou-se um cenário em que a irradiância do arranjo 1 é igual a 1000 W/m² e a irradiância do arranjo 2 varia novamente de acordo com o perfil da Fig. 19. A Fig. 26 apresenta os resultados para as 3 técnicas considerando a a tensão do primeiro e segundo arranjo fotovoltaico. Em relação as técnicas de controle, observa-se que tanto o controle por normalização, quanto o controle ressonante, proporciona a redução da ondulação na estrutura convencional. A variação de tensão observado na tensão do segundo arranjo é devido ao algoritmo de MPPT que busca o ponto de potência máxima, incrementando e decrementando a tensão.

Observa-se também um aumento da ondulação de tensão do primeiro arranjo após a variação de irradiância no segundo arranjo. Isto ocorre devido ao acoplamento dos dois conversores no barramento c.c. do inversor. Um aumento na ondulação do barramento c.c. causado pelo aumento de potência gerada em qualquer um dos arranjos vai afetar a ondulação da tensão nos terminais destes.

A Fig. 27 apresenta a potência extraída dos dois arranjos fotovoltaicos para as três técnicas avaliadas. A Fig. 27 (a), apresenta a potência do primeiro arranjo fotovoltaico,



Figura 23 – Resultados obtidos para o controle convencional: (a) Potência da primeira série fotovoltaica; (b) detalhe da potência do primeiro arranjo fotovoltaico; (c) Potência da segunda série fotovoltaica; (d) detalhe da potência do segundo arranjo fotovoltaico; (e) razão cíclica do conversor c.c./c.c.; (f) detalhe da razão cíclica.

simulado com irradiância fixa de 1000 W/m². A Fig. 27 (c), apresenta a potência do segundo arranjo fotovoltaico, simulado com perfil de irradiância variando de 500 W/m² para 1000 W/m² no instante 2 segundos, conforme a Fig. 19, se percebe o aumento da potência gerada, com o aumento da irradiância. Em relação as técnicas de controle, observa-se que tanto o controle por normalização, quanto o controle ressonante, proporciona a redução da ondulação na estrutura convencional.

Finalmente, as eficiências estática (η_s) e dinâmica (η_d) das ténicas investigadas foi calculada por meio de simulações. A eficiência estática considerou a operação em regime permanente para irradiâncias de 500 W/m² e 1000 W/m² e um período de integração de 1.5 a 2 segundos. Por sua vez, a eficiência dinâmica considerou um período de integração de 1.8 a 2.3 segundos e o perfil de irradiância da Fig. 19.

Os resultados de eficiência estática e dinâmica são apresentados na Tab. 3. Quanto a eficiência estática, observa-se que a eficiência de extração da potência máxima apresenta uma variação de 0,22% para uma irradiância de 500 W/m² e 0,74% para uma irradiância de 1000 W/m² . Os resultados foram similares entre as técnicas de normalização e controle ressonante.



Figura 24 – Resultados obtidos para a técnica de normalização: (a) Potência da primeira série fotovoltaica; (b) detalhe da potência do primeiro arranjo fotovoltaico; (c) Potência da segunda série fotovoltaica; (d) detalhe da potência do segundo arranjo fotovoltaico; (e) razão cíclica do conversor c.c./c.c.; (f) detalhe da razão cíclica.

Tabela 3 – Comparação das eficiências estáticas e dinâmica do MPPT para as técnicas investigadas.

Técnica	$\eta_s, G = 500 \text{ W/m}^2$	$\eta_s, G = 1000 \text{ W/m}^2$	η_d
Convencional	99,58~%	99,08~%	97,10%
Estratégia por normalização	$99,\!80~\%$	$99,\!82~\%$	98,05%
Estratégia por controle ressonante	99,80~%	$99{,}82~\%$	97,84%
Variação (normalização vs convencional)	$0,\!22~\%$	$0{,}74~\%$	0,95%
Variação (ressonante vs convencional)	$0,\!22~\%$	$0{,}74~\%$	0,74%

Nota-se que o ganho em termos de eficiência é maior para maiores valores de irradiância. Isto acontece porque a ondulação de segundo harmônico nos terminais do arranjo fotovoltaico é proporcional à potência processada. Deve-se notar que em qualquer condição, a eficiência do seguidor do ponto de potência máxima depende da ondulação de tensão. Esta ondulação tem duas componentes: uma de segundo harmônico e uma componente de alta frequência. Para valores maiores de irradiância, o efeito do segundo harmônico é dominante, de forma que as técnicas investigadas resultam em um maior ganho de eficiência.



Figura 25 – Resultados obtidos para a técnica baseada em controle ressonante: (a) Potência da primeira série fotovoltaica; (b) detalhe da potência do primeiro arranjo fotovoltaico; (c) Potência da segunda série fotovoltaica; (d) detalhe da potência do segundo arranjo fotovoltaico; (e) razão cíclica do conversor c.c./c.c.; (f) detalhe da razão cíclica.

Por sua vez, o ganho de eficiência dinâmica é de 0,74% quando aplicado a técnica de controle ressonante e 0,95% quando aplicado a técnica de normalização. Estes números evidenciam o melhor desempenho da técnica proposta, que possui melhor eficiência e menor esforço em termos de projeto e implementação do controlador. Deve ser ressaltado, que estes ganhos seriam maiores se a ondulação de tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico fosse maior, oque estaria associado a utilização de capacitâncias menores no inversor.

4.1 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo, apresentou-se os resultados obtidos através de simulações. Comparou-se a estratégia de controle convencional, a técnica de normalização proposta e o controle ressonante. Como resultado, obtém-se a tensão do barramento c.c. (v_{dc}) , a tensão dás séries fotovoltaicas $(v_{pv,1})$ e $(v_{pv,2})$, a potência das séries fotovoltaicas $(p_{pv,1})$ e $(p_{pv,2})$ e a razão cíclica (d). As simulações foram realizadas em condições de irradiância fixa (500 W/m² e 1000 W/m²) e irradiancia variando de acordo com a rampa da Fig. 19. Além dos resultados obtidos, compara-se a eficiência estática e dinâmica para cada técnica, e os resultados mostram o desempenho e viabilidade de aplicação da técnica proposta.



Figura 26 – Resultados de tensão obtidos para uma irradiância fixa de 1000 W/m^2 no primeiro arranjo fotovoltaico e uma variação de irradiância no segundo arranjo fotovoltaico de acordo com o perfil da Fig. 19: (a) apresenta a tensão da primeira série fotovoltaica; (b) detalhe da tensão da primeira série fotovoltaica; (c) tensão da segunda série fotovoltaica; (d) detalhe da tensão da segunda série fotovoltaica.

O próximo capítulo apresenta as conclusões desta dissertação.



Figura 27 – Resultados de potência obtidos para uma irradiância fixa de 1000 W/m² no primeiro arranjo fotovoltaico e uma variação de irradiância no segundo arranjo fotovoltaico de acordo com o perfil da Fig. 19: (a) potência da primeira série fotovoltaica; (b) detalhe da potência da primeira série fotovoltaica; (c) potência da segunda série fotovoltaica; (d) detalhe da potência da segunda série fotovoltaica.

5 Conclusões

O presente trabalho investigou os efeitos da ondulação de segundos harmônico em inversores monofásicos. Foram apresentados modelos analíticos que permitem estimar a ondulação de tensão e seus impactos na eficiência estática do arranjo fotovoltaico. Esta análise revelou que ondulações superiores a 10% pico a pico no capacitor de entrada do inversor pode levar a uma perda de eficiência de seguimento de potência máxima da ordem de 1%. Isto demonstra a importância do trabalho desenvolvido.

Em seguida, foi realizada a proposta de uma técnica de controle para mitigação dos efeitos da ondulação de segundo harmônico na tensão de barramento c.c./c.c. de inversores monofásicos. A técnica é baseada na normalização do sinal de controle de conversor c.c./c.c. em tempo real. A complexidade adicional da técnica proposta resume-se ao cálculo de uma divisão em tempo real. Não é necessário nenhuma modificação no controlador, nem a implementação de um controlador ressonante adicional ou cálculos baseados em funções trigonométricas. Além disso, nenhuma modificação de hardware é necessária.

A estratégia proposta foi comparada com a implementação convencional e com a técnica baseada em controle ressonante. Os resultados obtidos com a aplicação da técnica convencional foram similares ao controle ressonante, porém, a técnica proposta não requer o esforço de projeto e implementação do controlador.

Com a aplicação da técnica convencional, o arranjo fotovoltaico opera fora do ponto de máxima potência em vários instantes, o que não ocorre quando a técnica de normalização é aplicada, onde a potência extraída é processada na potência máxima dos módulos. Os resultados demonstram que as oscilações nas tensões (em torno de 10% da potência máxima) das séries fotovoltaicas foram praticamente eliminadas quando a técnica de normalização é aplicada. Além disso, a técnica proposta apresentou ganhos de eficiência estática e dinâmica próximos a técnica de controle ressonante, possibilitando aumentar a quantidade de energia gerada pelo sistema fotovoltaico.

5.1 Trabalhos Futuros

Os tópicos que na visão do autor, podem ser derivados dessa dissertação de mestrado:

- Melhoria no modelo analítico da tensão do barramento c.c. para a técnica convencional, considerando o efeito da corrente do diodo do conversor *boost*;
- Implementação da técnica proposta em um inversor fotovoltaico comercial;

- Avaliação do esforço computacional da técnica proposta em comparação com a técnica baseada em controle ressonante;
- Avaliação das perdas de energia no conversor c.c./c.c. *boost* para as técnicas convencional e proposta;
- Análise do impacto da razão cíclica na estimativa de vida útil das chaves do conversor.
- Proposta de outras ténicas para compensação da ondulação de segundo harmônico.

References

ABSOLAR. acessado em 10-05-2019:

https://www.absolar.org.br/artigos/geracao-distribuida-solar-fotovoltaica-o-novo-sempre-vem/. In: 2019 ABSOLAR, Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica. 2019. p. 1. 18

ABSOLAR. Infográfico acessado em: https://www.absolar.org.br/mercado/infografico/. In: 2022 ABSOLAR, Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica. 2022. p. 1. 18

Choi, W.; Song, S.; Park, S.; Kim, K.; Lim, Y. Photovoltaic module integrated converter system minimizing input ripple current for inverter load. In: *INTELEC 2009 - 31st International Telecommunications Energy Conference*. 2009. p. 1–4. 21

Cioboratu, M.; Teodorescu, R.; Blaabjerg, F. A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator. In: 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference. 2006. p. 1–6. 31

Coelho, R. F.; Santos, W. M. dos; Martins, D. C. Influence of power converters on pv maximum power point tracking efficiency. In: 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications. 2012. p. 1–8. 20

Cupertino, A.; Pereira, H. Design, analysis, and applications of renewable energy systems. *Advances in nonlinear dynamics and chaos (ANDC)*, p. Chapter 21, 09 2021. 9, 26, 29, 30, 31, 34, 39, 40

Falck, J.; Felgemacher, C.; Rojko, A.; Liserre, M.; Zacharias, P. Reliability of power electronic systems: An industry perspective. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 12, n. 2, p. 24–35, 2018. 20

Femia, N.; Lisi, G.; Petrone, G.; Spagnuolo, G.; Vitelli, M. Distributed maximum power point tracking of photovoltaic arrays: Novel approach and system analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 7, p. 2610–2621, 2008. 25

Gu, B.; Dominic, J.; Zhang, J.; Zhang, L.; Chen, B.; Lai, J. Control of electrolyte-free microinverter with improved mppt performance and grid current quality. In: 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014. 2014. p. 1788–1792. 23, 43

Guo, B.; Su, M.; Sun, Y.; Wang, H.; Liu, B.; Zhang, X.; Pou, J.; Yang, Y.; Davari, P. Optimization design and control of single-stage single-phase pv inverters for mppt improvement. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 12, p. 13000–13016, 2020. 19, 23

Haeberlin, H.; Scharerf, P. New procedure for measuring dynamic mpp-tracking efficiency at grid-connected pv inverters. 24th European Photovoltaic Solar Energy Conference, p. 3631–3637, 09 2009. 37

Jeong; Hae-Gwang, K.; Gwang-Seob, L.; Kyo-Beum. Second-order harmonic reduction technique for photovoltaic power conditioning systems using a proportional-resonant controller. *Energies*, v. 6, p. 79–96, 01 2013. 23

Jeong, H.; Kim, G.; Lee, K. Second-order harmonic reduction technique for photovoltaic power conditioning systems using a proportional-resonant controller. *Energies ISSN* 1996-1073, v. 6, 2013. 23, 43

Kan, S.; Ruan, X.; Dang, H.; Zhang, L.; Huang, X. Second harmonic current reduction in front-end dcdc converter for two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 7, p. 6399–6410, 2019. 23, 43

Kim and Jun-Ho Choi and Ki-Young, K. A low frequency input current reduction scheme of a two-stage single-phase inverter with dc-dc boost converter. In: 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014. 2014. p. 2351–2358. 23

Liu, B.; Dongran Song and He, D.; Song, S.; Yang, J.; Su, M.; Lu, Y.; Chen, Y.; Liu, H. A modified modulation for single-phase photovoltaic/battery inverter to improve ac power quality with low dc-link capacitance. *International Journal of Electrical Power Energy Systems*, v. 110, p. 705–712, 09 2019. 31

Lobera, D.; Valkealahti, S. Modelo térmico dinâmico de sistemas solares pv em condições climáticas variáveis. *Solar Energy*, 2013. 44

Lyden; Sarah; Haque, M. Maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems: A comprehensive review and comparative analysis. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 52, p. 1504–1518, 12 2015. 29, 30, 39

Pinho, J.; Galdino, M. Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos. *CEPEL-CRESESB*, p. 216–241, 03 2014. 19

Ross, R.; Smokler, M. Electricity from photovoltaic solar cells: Flat-plate solar array project: Final report: Volume 6. *Engineering sciences and reliability*, v. 6, 1986. 44

Sangwongwanich, A.; Yang, Y.; Sera, D.; Soltani, H.; Blaabjerg, F. Analysis and modeling of interharmonics from grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 10, p. 8353–8364, 2018. 29

Schmidt, H.; Burger, B.; Bussemas, U.; Elies, S. How fast does an mpp tracker really need to be? 24th European Photovoltaic Solar Energy Conference, Hamburg, Germany, p. 3273–3276, 01 2009. 39

Silva, R.; da Silveira, D.; de Barros, R.; Callegari, J.; Cupertino, A.; Pereira, H. Third-harmonic current injection for wear-out reduction in single-phase pv inverters. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 37, n. 1, p. 120–131, 2022. 23

Wu, T.; Chang, C.; Lin, L.; Kuo, C. Power loss comparison of single- and two-stage grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 26, n. 2, p. 707–715, 2011. 21, 35

Xavier, L.; Cupertino, A.; Pereira, H. Ancillary services provided by photovoltaic inverters: Single and three phase control strategies. *Computers Electrical Engineering*, v. 70, 03 2018. 31, 32

Yepes, A.; Freijedo, F.; Lopez, ; Doval-Gandoy, J. High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 2, p. 563–576, 2011. 39

Zahira, R.; Fathima, A. P. A technical survey on control strategies of active filter for harmonic suppression. *International Conference on Communication Technology and System Design*, 2012. 31

Zeng, J.; Zhuo, M.; Cheng Hao and Kim, T.; Winstead Vincent and Wu, L. Power pulsation decoupling for a two-stage single-phase photovoltaic inverter with film capacitor. In: 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2017. p. 468–474. 23

Zhou, K.; Wang, D.; Yang, Y. Periodic control of power electronic converters. *IET Press*, 2016. 31

Biografia



Gleison Viana Silva, nascindo em Belo Horizonte-MG. Bacharel em Engenharia de Controle e Automação (2017), pós graduado em Ciência de Dados (2020) e mestrando em Engenharia elétrica (2022). Experiência em Eletrônica industrial, Business Intelligence e gestão de projetos.

> E-mail: gleison.vianaa@gmail.com Website: https://www.gesep.ufv.br/