

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1024

**INVERSORES FOTOVOLTAICOS MULTIFUNCIONAIS: ANÁLISE DA  
CAPABILIDADE DURANTE COMPENSAÇÃO HARMÔNICA**

**Victor Magno Rodrigues de Jesus**

DATA DA DEFESA: 14/12/2017

**Universidade Federal de Minas Gerais**

**Escola de Engenharia**

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**INVERSORES FOTOVOLTAICOS MULTIFUNCIONAIS: ANÁLISE  
DA CAPABILIDADE DURANTE COMPENSAÇÃO HARMÔNICA**

Victor Magno Rodrigues de Jesus

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Victor Flores Mendes

Belo Horizonte - MG

Dezembro de 2017

J58i

Jesus, Victor Magno Rodrigues de.

Inversores fotovoltaicos multifuncionais [manuscrito] : análise da capacidade durante compensação harmônica / Victor Magno Rodrigues de Jesus. - 2017.

xxviii, 130 f., enc.: il.

Orientador: Victor Flores Mendes.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Apêndices e anexos: 109-130.

Bibliografia: f. 101-107.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Inversores elétricos - Teses.  
3. Energia elétrica - Qualidade - Teses. 4. Geração de energia fotovoltaica - Teses. 5. Harmônicos (Ondas elétricas) - Teses. I. Mendes, Victor Flores. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia.  
III. Título.

CDU: 621.3(043)

*À minha família e  
aos meus amigos.*

*“A essência do conhecimento consiste em aplicá-lo, uma vez possuído.”*

Confúcio



---

---

# Agradecimentos

---

Agradeço primeiramente a Deus por me capacitar e guiar nos momentos de dificuldade. E ainda me dar força e perseverança para chegar até aqui. Agradeço aos meus pais, Magno e Sueli, ao meu irmão Guilherme e minha irmã Mylena pelo constante suporte, amor e carinho. A Andreiva, minha namorada, sem a qual nem teria entrado no mestrado, obrigado pelo amor, suporte e compreensão.

Agradeço ao professor Victor Flores Mendes, meu orientador, e ao professor Heverton Augusto Pereira, meu coorientador, pelo direcionamento e auxílio na realização do trabalho. E uma agradecimento especial ao professor Allan Fagner Cupertino pelo apoio e conhecimento transmitido. Muito obrigado a todos!

Agradeço aos amigos e companheiros de laboratório, que de uma forma ou de outra deram suporte nessa caminhada: Lucas, Valmor, Guilherme, Tiago, Clodualdo, Fred e Tora. Aos amigos de república Tchola e Jorge.

Agradeço a UFMG e ao LCCE/CPH por fornecer a estrutura e equipamentos necessários para a execução deste trabalho.



---

---

# Sumário

---

<b>Resumo</b>	<b>xiv</b>
<b>Abstract</b>	<b>xvi</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xvii</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xxii</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xxv</b>
<b>Lista de Abreviações</b>	<b>xxviii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Introdução . . . . .	1
1.2 Motivação . . . . .	3
1.3 Objetivos e Contribuições Pretendidas . . . . .	4
1.4 Metodologia . . . . .	5
1.5 Organização textual . . . . .	5
<b>2 Sistemas Fotovoltaicos</b>	<b>7</b>
2.1 Introdução . . . . .	7
2.2 Tecnologia . . . . .	7

2.2.1	Módulos Fotovoltaicos . . . . .	8
2.2.2	Conversores . . . . .	13
2.2.3	MPPT . . . . .	18
2.2.4	Controle . . . . .	19
2.2.5	Filtro . . . . .	21
2.3	Inversor Multifuncional . . . . .	23
2.4	Considerações Finais . . . . .	24
<b>3</b>	<b>Topologia Implementada</b>	<b>27</b>
3.1	Introdução . . . . .	27
3.2	Sistema Implementado . . . . .	27
3.2.1	Estrutura de controle . . . . .	28
3.2.2	Modelagem do Filtro . . . . .	33
3.2.3	Algoritmos de Seguidores de Máxima Potência . . . . .	37
3.3	Bancada Experimental . . . . .	43
3.4	Considerações Finais . . . . .	47
<b>4</b>	<b>Comparação de estratégias MPPT durante compensação de correntes harmônicas</b>	<b>49</b>
4.1	Introdução . . . . .	49
4.2	Oscilações de tensão durante compensação de correntes harmônicas . . . . .	49
4.3	Eficiência dos Algoritmos de MPPT . . . . .	57
4.3.1	Modelagem da eficiência instantânea . . . . .	58
4.3.2	Modelagem da eficiência estática . . . . .	60
4.4	Simulação e resultados . . . . .	61
4.4.1	Validação da modelagem da oscilação de tensão do barramento de c.c. . . . .	61
4.4.2	Validação da eficiência dos algoritmos MPPT . . . . .	63
4.5	Considerações Finais . . . . .	70

<b>5</b>	<b>Limites de operação dos inversores multifuncionais durante a compensação de correntes harmônicas</b>	<b>71</b>
5.1	Introdução . . . . .	71
5.2	Limites de Operação . . . . .	72
5.2.1	Limites do Barramento c.c. . . . .	72
5.2.2	Limites de Corrente do Conversor . . . . .	75
5.3	Simulação e Resultados . . . . .	78
5.3.1	Validação do Algoritmo . . . . .	78
5.3.2	Tensão do Barramento c.c. . . . .	81
5.3.3	Ordem Harmônica . . . . .	84
5.3.4	Variação paramétrica do filtro LCL . . . . .	86
5.4	Resultados Experimentais . . . . .	89
5.5	Considerações Finais . . . . .	94
<b>6</b>	<b>Conclusões e Propostas de Continuidade</b>	<b>97</b>
6.1	Propostas de Continuidade . . . . .	98
6.2	Artigos Publicados . . . . .	98
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>101</b>
<b>A</b>	<b>Desenvolvimento Matemático da Potência Oscilante</b>	<b>109</b>
<b>B</b>	<b>Algoritmos Desenvolvidos</b>	<b>115</b>
B.1	Algoritmo de Estimativa da Oscilação do Barramento de Corrente Contínua . . . . .	115
B.2	Algoritmo de Estimativa das Eficiências dos Seguidores de Máxima Potência . . . . .	119
B.3	Algoritmo de Estimativa da Tensão de Referência . . . . .	123
B.4	Algoritmo de Estimativa da curva de Capabilidade . . . . .	125
<b>A</b>	<b>Anexo: Transformada de Clarke</b>	<b>129</b>



---

---

# Resumo

---

Grande atenção tem sido voltada para o crescimento da geração distribuída. Entre as diferentes possibilidades de expansão a fonte com maior enfoque no cenário atual é a energia fotovoltaica. Os conversores eletrônicos desempenham um papel fundamental nos sistemas conectados à rede. O principal objetivo dos inversores fotovoltaicos é injetar a potência gerada na rede. Geralmente, devido às condições estocásticas do clima, os inversores operam abaixo de sua capacidade nominal durante parte do dia, e durante a noite ficam em modo de espera. Portanto, essa margem de corrente ociosa pode ser utilizada para serviços auxiliares, dentre eles a compensação de correntes harmônicas. Dessa forma, este trabalho avalia os efeitos destes serviços auxiliares no funcionamento dos sistemas. Por meio de modelagens matemáticas e simulação computacional foi possível correlacionar a compensação de correntes harmônicas com o surgimento de oscilações de potência no barramento de corrente contínua. A partir dos resultados de oscilação do barramento c.c. foram realizadas comparações entre quatro diferentes técnicas de seguidores de máxima potência. Além disso, foi analisado o comportamento de um filtro LCL de conexão à rede durante a síntese de correntes harmônicas. Para este estudo foi desenvolvido, um algoritmo que estima as limitações impostas pelo barramento de corrente contínua na compensação de correntes harmônicas devido a queda de tensão nos elementos passivos do filtro. Os resultados

mostram que apesar dos inversores multifuncionais melhorarem a qualidade da energia elétrica significativamente, precauções são recomendadas devido a severas alterações de funcionamento do sistema fotovoltaico.

**Palavras-chave:** Inversores Multifuncionais, Compensação de Correntes harmônicas, Capabilidade, Qualidade da Energia

---

---

# Abstract

---

Increased attention has been given to distributed energy generation growth provided by renewable sources. Among the different possibilities of expansion, one of the sources with great focus in the current scenario is the photovoltaic energy. The electronic power converters perform a key role in these connected to the grid systems. The main objective of a photovoltaic inverter is to inject the photovoltaic power into the ac-grid. Generally, due to variations in solar irradiance, inverters operate below their rated current. Therefore, this current margin can be used to ancillary services, such as harmonic current compensation. Hence, this work evaluates the effects of these auxiliary services on the operation of the systems. Through mathematical modeling and computational simulation, it was possible to correlate the harmonic current compensation with the appearance of energy oscillations in the DC bus. Furthermore, a comparison between four different techniques of maximum power point trackers were performed. In addition, the behavior of an LCL filter connected to the grid during harmonic current synthesis was analyzed. For this study, an algorithm was developed that estimates the limitations imposed by the DC bus in the compensation of harmonic currents due to the voltage drop in the passive elements of the filter. The results show that although multifunctional inverters significantly improve the quality of electrical energy, precautions are recommended due to severe changes in the

operation of the photovoltaic system.

***Keywords:*** *capability, energy quality, harmonic current compensation, multifunctional inverter.*

---

---

# Lista de Tabelas

---

3.1	Parâmetros do sistema fotovoltaico. . . . .	28
3.2	Parâmetros para os módulos e arranjos fotovoltaicos. . . . .	29
3.3	Parâmetros do filtro LCL projetado. . . . .	38
3.4	Parâmetros da dinâmica dos seguidores de máxima potência. . . . .	44
3.5	Parâmetros do módulo de potência utilizado. . . . .	44
3.6	Parâmetros do kit <i>Spectrum Digital</i> . . . . .	45
3.7	Parâmetros do sistema experimental. . . . .	47
4.1	Resultados da validação da modelagem da oscilação de tensão do barramento de corrente contínua. . . . .	63
4.2	Efeitos da compensação de correntes harmônicas na eficiência estática. . . . .	67
4.3	Efeito da compensação de correntes harmônicas na eficiência dinâmica. . . . .	67



---

---

# Lista de Figuras

---

1.1	Crescimento da capacidade de geração fotovoltaica instalada entre os anos de 2000 à 2016. Adaptado (EPIA, 2016) . . . . .	2
2.1	Circuito elétrico equivalente: (a) Modelo de um diodo; (b) modelo exponencial dupla. . . . .	9
2.2	Característica I-V de uma célula fotovoltaica. . . . .	10
2.3	Variações da característica da curva I-V de uma célula fotovoltaica: (a) efeito da irradiância; (b) efeito da temperatura; (c) efeito da resistência paralelo; (d) efeito da resistência série. . . . .	11
2.4	(a) Célula; (b) módulo; (c) arranjo fotovoltaico. . . . .	12
2.5	(a) Arranjo fotovoltaico com um módulo sombreado; (b) curva I-V; (c) curva P-V. . . . .	13
2.6	Configurações das topologias: (a) VSC; (b) CSI; (c) ZSI. . . . .	15
2.7	Topologias de sistema fotovoltaicos: (a) Dois estágios; (b) Um estágio. . . . .	16
2.8	(a) Inversor central; (b) Inversores <i>string</i> ; (c) Inversores <i>multi-strings</i> ; (d) Microinversores. . . . .	17
2.9	Estrutura de um controle em cascata para sistemas fotovoltaicos. . . . .	20
2.10	Ilustração da conexão dos filtros passivos à rede. . . . .	22

3.1	Inversor fotovoltaico trifásico de estágio único conectado à rede.	28
3.2	Estrutura completa de controle no referencial estacionário. . . . .	29
3.3	Esquema da detecção de correntes harmônicas. . . . .	32
3.4	Variação dos parâmetros do filtro em função de $r_q$ . (a) Indutância total; (b) Fator de potência; (c) Distorção harmônica total. . . . .	37
3.5	Processo de iteração para algoritmos baseados na metodologia <i>hill climbing</i> . . . . .	38
3.6	Fluxograma de funcionamento do algoritmo P&O. . . . .	39
3.7	Fluxograma de funcionamento do algoritmo MP&O. . . . .	40
3.8	Medição de potência entre duas amostragens do MPPT. Adaptado (SERA et al., 2006). . . . .	41
3.9	Fluxograma de funcionamento do algoritmo dP&O. . . . .	41
3.10	Fluxograma de funcionamento do algoritmo condutância incremental. . . . .	43
3.11	Sistema monofásico com filtro L de conexão à rede. . . . .	44
3.12	Partes constituintes da bancada: (a) placas de condicionamento e controle; (b) <i>varivolt</i> . . . . .	46
3.13	Partes constituintes da bancada: (a) módulo de potência; (b) filtro L de conexão à rede. . . . .	47
4.1	Oscilação de potência causada pela variação da tensão no barramento c.c.: (a) Curva PxV genérica; (b) potência instantânea.	50
4.2	Oscilação da tensão do barramento c.c. em função da unidade constante de capacitância do conversor para várias ordens harmônicas. . . . .	55
4.3	Oscilação da tensão do barramento c.c. em função da unidade constante de capacitância do conversor para diferentes valores de corrente de 5º harmônico. . . . .	56

4.4	Oscilação de tensão em função do capacitor e da magnitude da corrente de 5 <sup>o</sup> harmônico. . . . .	57
4.5	Curva característica PxV genérica. . . . .	59
4.6	Oscilação de potência instantânea e aproximação quadrática da forma de onda. . . . .	60
4.7	Topologia utilizada na simulação. . . . .	61
4.8	Oscilação de tensão do barramento de corrente contínua. . . . .	62
4.9	Resultados da simulação: (a) tensão do barramento c.c.; (b) potência fotovoltaica; (c) eficiência instantânea. . . . .	64
4.10	Eficiência estática para diferentes valores de oscilação de tensão do barramento de corrente contínua. . . . .	65
4.11	Perfil de irradiância utilizado. . . . .	66
4.12	Potência extraída do arranjo fotovoltaico para os algoritmos estudados: (a) sem compensação harmônica; (b) com compensação harmônica. . . . .	68
4.13	Eficiência instantânea para os algoritmos estudados: (a) P&O; (b) dP&O; (c) MP&O; (d) IC. . . . .	69
5.1	Modelo do filtro LCL. . . . .	72
5.2	Diagrama de fasor da tensão sintetizada. . . . .	72
5.3	Fluxograma do algoritmo implementado. . . . .	75
5.4	Exemplificação do efeito da ocorrência de diferentes ângulos da corrente harmônica. . . . .	77
5.5	Limitação imposta pela tensão do barramento c.c. para condição de 1 p.u. de corrente nominal. . . . .	78
5.6	Limitação imposta pela corrente nominal do conversor para condição de 1 p.u. de corrente nominal. . . . .	79
5.7	Resultado da tensão sintetizada para a injeção de uma corrente de 5 <sup>o</sup> harmônico na rede. . . . .	80

5.8	Resultado da tensão sintetizada para a injeção de uma corrente de 5° e 7° harmônicos na rede. . . . .	81
5.9	Efeitos da variação da tensão do barramento de corrente contínua da curva de capacidade para uma corrente de 5° harmônico. . . . .	82
5.10	Efeitos da variação da tensão do barramento de corrente contínua da curva de capacidade para uma corrente de 7° harmônico. . . . .	83
5.11	Efeitos da variação da tensão do barramento de corrente contínua da curva de capacidade para uma corrente de 7° harmônico com o conversor injetando 0 p.u. de potência ativa. . . . .	84
5.12	Efeitos da ordem harmônica na curva de capacidade de tensão do barramento c.c. . . . .	85
5.13	Limitações de compensação de correntes harmônicas em função da tensão do barramento de corrente contínua e da ordem harmônica. . . . .	86
5.14	Efeito da variação paramétrica da indutância do filtro LCL na curva de capacidade (variação de indutância entre 0,516mH e 1,915mH). . . . .	87
5.15	Efeito da variação paramétrica da indutância do filtro LCL na curva de capacidade. . . . .	88
5.16	Resultados experimental da limitação de injeção de corrente imposta pelo sistema com 5° harmônico. . . . .	90
5.17	Resultados experimental da limitação de injeção de corrente imposta pelo sistema com 5° e 7° harmônicos. . . . .	91
5.18	Tensão de referência para o PWM com injeção de 5° harmônico: (a) tensão de fase; (b) espectro harmônico. . . . .	92
5.19	Tensão de referência para o PWM com injeção de 5° e 7° harmônicos: (a) tensão de fase; (b) espectro harmônico. . . . .	93
A.1	Representação gráfica da transformada de Clarke. . . . .	130

---

---

## Lista de Símbolos

---

$I_{pv}$	Corrente nos terminais do arranjo fotovoltaico;
$V_{pv}$	Tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico;
$P_{pv}$	Potência nos terminais do arranjo fotovoltaico;
$R_s$	Resistência série do módulo fotovoltaico;
$R_p$	Resistência paralela do módulo fotovoltaico;
$I_0$	Corrente de saturação reversa;
$V_{oc}$	Tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico;
$I_{sc}$	Corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico;
$V_{mp}$	Tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico;
$I_{mp}$	Corrente de máxima potência do módulo fotovoltaico;
$K_I$	Coefficiente de variação da corrente fotoelétrica com a temperatura;
$K_v$	Coefficiente de variação da tensão de circuito aberto com a temperatura;
$G$	Irradiância solar sobre os painéis;
$T$	Temperatura dos módulos;
$G_n$	Irradiância nas condições padrão de teste ( $1000 \text{ W/m}^2$ );
$T_n$	Temperatura do módulo nas condições padrão de teste ( $25^\circ\text{C}$ );
$V_t$	Tensão térmica;
$N_s$	Número de painéis em série;
$N_p$	Número de painéis em paralelo;
$k$	Constante de Boltzmann [ $1,380650310^{-23} \text{ J/K}$ ];
$q$	Carga do elétron [ $1,6021764610^{-19} \text{ C}$ ];

$v_g$	Tensão de fase da rede;
$i_g$	Corrente de fase da rede;
$P_n$	Potência nominal;
$V_f$	Valor eficaz da tensão de fase da rede;
$v_s$	Tensão de fase sintetizada pelo conversor;
$i_s$	Corrente de fase sintetizada pelo conversor;
$i_L$	Corrente de fase da carga;
$v_{pac}$	Tensão de fase no ponto de acoplamento comum;
$C$	Capacitância do barramento de corrente contínua;
$L_f$	Indutância do filtro do lado do conversor;
$R_f$	Resistência elétrica do indutor do lado do conversor;
$L_g$	Indutância do filtro do lado da rede;
$R_g$	Resistência elétrica do indutor do lado da rede;
$C_f$	Capacitância do filtro;
$f$	Frequência da rede;
$f_s$	Frequência de chaveamento do conversor;
$V_{dc}$	Tensão no barramento de corrente contínua;
$\hat{V}_g$	Valor de pico da tensão de fase da rede;
$k_p$	Ganho proporcional do controlador;
$k_i$	Ganho integral do controlador;
$v_{s\alpha,s\beta}$	Tensão sintetizada pelo conversor no referencial estacionário;
$i_{s\alpha,s\beta}$	Corrente sintetizada pelo conversor no referencial estacionário;
$P^*$	Referência de potência ativa;
$Q^*$	Referência de potência reativa;
$\tilde{i}_{L\alpha,L\beta}$	Referência de corrente harmônica no referencial estacionário;
$k_{if}$	Ganho integral do controlador ressonante na frequência fundamental;
$k_{ih}$	Ganho integral do controlador ressonante na frequência harmônica $h$ ;
$h$	Ordem harmônica;
$\omega_f$	Frequência angular fundamental;
$r_f$	Relação entre a frequência de ressonância e a frequência de chaveamento do filtro;
$r_L$	Relação entre as indutâncias do lado do conversor e do lado da rede;
$f_{res}$	Frequência de ressonância;
$r_q$	Relação entre os valores em p.u. da indutância total e da capacitância do filtro;

$v_k$	Valor atual da tensão fotovoltaica;
$i_k$	Valor atual da corrente fotovoltaica;
$v_{ref}$	Tensão de referência do MPPT;
$f_{MPPT}$	Frequência de amostragem do MPPT;
$dP$	Diferença entre as potências medidas;
$T$	Período de amostragem;
$E_{nom}$	Energia nominal no capacitor;
$E_{max}$	Energia máxima no capacitor;
$V_{max}$	Tensão máxima do barramento de corrente contínua;
$k_{max}$	Relação entre a variação de energia devido a diferença de tensão;
$\Delta E$	Máxima variação de energia no capacitor;
$\tilde{e}_{cap}$	Energia instantânea armazenada no capacitor;
$\tilde{p}_{dc}$	Oscilação de potência;
$\bar{p}_{dc}$	Potência média;
$m_i$	Índice de modulação;
$\delta_V^+$	Ângulo de fase da função de modulação;
$I_n^\pm$	Valores das correntes de pico de sequência positiva e negativa;
$\delta_I^\pm$	Ângulo de fase das correntes;
$\Delta V$	Oscilação de tensão no barramento de corrente contínua;
$H$	Capacitância por unidade
$\eta_i$	Eficiência instantânea do MPPT;
$\eta_d$	Eficiência dinâmica do MPPT;
$\eta_{min}$	Eficiência mínima do MPPT;



---

---

# Lista de Abreviações

---

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BIG	Banco de Informações de Geração
c.c.	Corrente contínua
c.a.	Corrente alternada
CPH	Centro de pesquisa hidráulica e recursos hídricos
DHI	Distorção harmônica individual
DHT	Distorção harmônica total
EPIA	<i>European Photovoltaics Industry Association</i>
GD	Geração distribuída
GFV	Geração fotovoltaica
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IMF	Inversores multifuncionais

LCCE	Laboratório de Conversão e Controle da Energia
MPP	Ponto de máxima potência (do inglês <i>Maximum power point</i> )
MPPT	Seguidores de máxima potência (do inglês <i>Maximum power point tracker</i> )
PAC	Ponto de acoplamento comum
PWM	Modulação por largura de pulso (do inglês <i>Pulse Width Modulation</i> )
QEE	Qualidade da energia elétrica
SVPWM	Modulação PWM vetorial (do inglês <i>Space Vector PWM</i> )
SFV	Sistema fotovoltaico
VSC	<i>Voltage source converter</i>

# Introdução

---

## 1.1 Introdução

O sistema elétrico brasileiro tem, de forma consolidada há vários anos, uma estrutura de geração que se baseia em grandes centros de geração, em sua maioria hidroelétricas, conectados aos centros consumidores através de longas linhas de transmissão. Dois pontos a se atentar diante deste cenário são: a baixa diversificação da matriz energética que reduz a confiabilidade e o aumento das perdas causadas pelas longas linhas de transmissão ([AMARAL et al., 2016](#)).

Dentro desta conjuntura, as tecnologias de gerações distribuídas (GD) (fotovoltaica, eólica, células combustíveis, etc.) precisam derrubar os paradigmas das tradicionais estruturas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. Dessa forma, tais fontes aumentam a diversificação da matriz energética e trazem as unidades de geração para regiões próximas ao consumidor final. A criação de novas regulamentações para produtores independentes de energia tem impulsionado a busca para gerar energia elétrica de forma sustentável e que, por sua vez, alavanca o mercado de desenvolvimento tecnológico.

Uma tecnologia com grande enfoque no mundo, principalmente na Europa, China e Estados Unidos, é a geração fotovoltaica (GFV). A figura 1.1 ilustra o crescimento da capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos entre os anos de 2000 e 2016.

De acordo com os dados da [EPIA \(2016\)](#), a capacidade instalada encontrava-

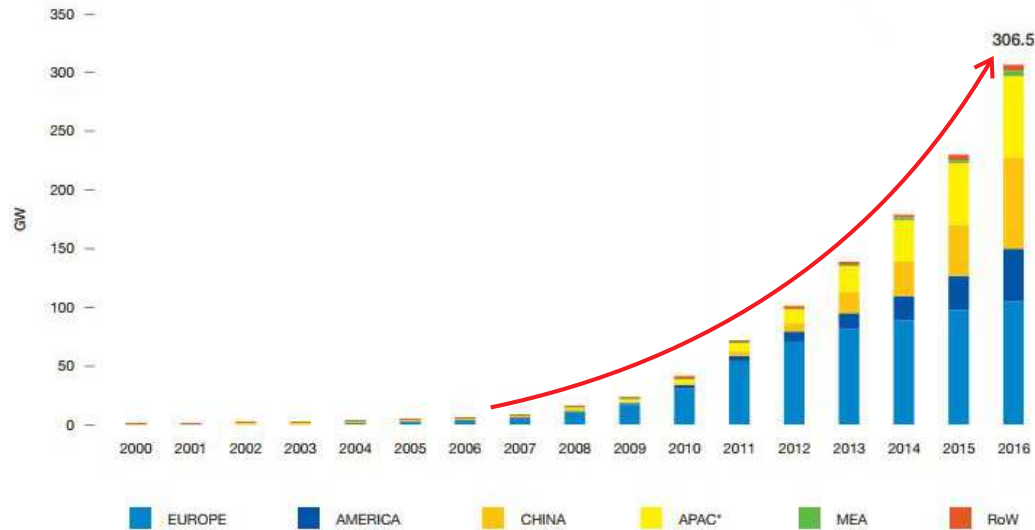


Figura 1.1: Crescimento da capacidade de geração fotovoltaica instalada entre os anos de 2000 à 2016. Adaptado (EPIA, 2016)

se concentrada majoritariamente na Europa. A partir de 2014 os países asiáticos entraram em expansão seguidos pelos países americanos, de modo que, ao final de 2016 acontece um equilíbrio das potências instaladas entre estes continentes.

No Brasil, apesar dos elevados níveis de irradiância e da grande disponibilidade de área para instalação de pequenas e/ou grandes unidades geradoras, a utilização de tal tecnologia ainda é ínfima (298,2 MW de potência instalada, o que representa aproximadamente 0,2% da capacidade instalada). Uma das razões deste potencial inexplorado no Brasil são os altos preços, inflacionados principalmente pelas importações de equipamentos. Todavia, com o passar do tempo, a tecnologia torna-se mais acessível, e com isso é esperado um crescimento da energia solar fotovoltaica para os próximos anos, sendo que 941,4 MW já estão em construção e 1.651,1 MW já estão licitadas, com construções ainda não iniciadas. Este montante representaria aproximadamente 2% da matriz energética brasileira dos dias atuais (BIG, 2017).

Outro aspecto relevante a se destacar é a necessidade de melhorar a qualidade da energia dentro do sistema de distribuição, devido principalmente ao aumento do uso de cargas não-lineares. As cargas não-lineares introduzem

componentes de diferentes frequências no sistema, causando deformação das formas de onda de tensão e corrente. Além disso, dependendo do nível de distorção, é possível observar um aumento das perdas nos transformadores, interferência em equipamentos eletrônicos, vibração em máquinas elétricas, entre outros. Devido a este impacto sobre o sistema, normas e regulamentações definem os limites de distorção harmônica individual (DHI) e total (DHT) de tensão e corrente ([ANEEL, 2017](#)).

Tendo em vista as complicações causadas pelas harmônicas de corrente e tensão, vários trabalhos propõem a operação de inversores fotovoltaicos multifuncionais com serviços ancilares, adicionando funções como:

- Injeção/absorção de potência reativa ([ZENG et al., 2016a](#); [POURES-MAEIL; MEHRASA; CATALAO, 2015a](#));
- Compensação de correntes harmônicas ([HE et al., 2017](#));
- Regulação de tensão ([MARAFÃO et al., 2015](#));
- Correção de desequilíbrio de tensão ([NEJABATKHAH; LI; WU, 2016a](#)).

Um ponto muito importante é que durante variações da irradiância solar ao longo do dia, o sistema fotovoltaico (SFV) não injeta potência nominal durante todo o dia e durante à noite ele opera em modo de espera. Assim, existe uma margem de corrente que pode ser explorada para injetar ou absorver potência reativa e também para compensar as correntes harmônicas provenientes de cargas não-lineares.

## 1.2 Motivação

Vale ressaltar que a principal função dos inversores fotovoltaicos é prover potência ativa para a rede. Tendo isso em mente, são necessários estudos dos efeitos causados pelos serviços auxiliares na eficiência dos sistemas fotovoltaicos, principalmente a compensação de correntes harmônicas. Dentre os possíveis efeitos causados no sistema em função da realização desse serviço auxiliar, podem-se destacar:

- o comportamento do filtro e as restrições provocadas por este elemento;
- o impacto no controle do barramento de corrente contínua (c.c.);
- a eficiência dos algoritmos seguidores de máxima potência (MPPT), durante a operação multifuncional;
- o impacto da operação multifuncional na eficiência do conversor;
- a oscilação de potência no barramento c.c.

Apesar dos serviços auxiliares serem altamente vantajosos para a melhoria da qualidade da energia elétrica (QEE) no ponto de acoplamento comum (PAC), esses fatores podem impactar na principal função dos SFVs. Dessa maneira, são necessárias análises complementares que assegurem as suas condições normais de operação.

### 1.3 Objetivos e Contribuições Pretendidas

Esta dissertação propõe analisar os impactos causados no SFV pela operação multifuncional dos inversores. Tem-se a ênfase na compensação de correntes harmônicas e seus efeitos sobre o filtro de conexão à rede, o barramento c.c. e na eficiência dos algoritmos MPPT. Especificamente, pode-se enumerar os seguintes objetivos:

- modelar matematicamente a expressão que relaciona a compensação harmônica com a oscilação na tensão do capacitor do barramento c.c., considerando diferentes valores de capacitores.
- desenvolver uma estratégia para estimar a mínima eficiência de técnicas MPPT durante compensação de correntes harmônicas;
- levantar os fatores que influenciam na capacidade de injeção de correntes harmônicas;
- definir os limites impostos pelo SFV na compensação de correntes harmônicas;
- validar experimentalmente os modelos obtidos para os limites do SFV.

## 1.4 Metodologia

Como mencionado, o principal objetivo deste trabalho é realizar um estudo sobre o comportamento de algumas partes dos SFVs quando submetidos a compensação de correntes harmônicas. Para analisar a influência da compensação nos sistemas fotovoltaicos serão realizadas as seguintes abordagens:

- desenvolvimento teórico e modelagem matemática;
- simulações computacionais;
- resultados experimentais para as curvas de capacidade.

Os resultados teóricos, de modelagens e simulação constituem o principal alvo deste trabalho, visto que ainda existe uma grande lacuna na literatura acerca do tema. Todavia, os resultados experimentais se fazem necessários para a validação dos resultados teóricos e de simulação.

## 1.5 Organização textual

Esta dissertação está dividida em cinco capítulos. Neste primeiro capítulo foi apresentada a contextualização, a motivação para o presente trabalho, seus objetivos e a metodologia utilizada.

No capítulo 2 é realizada uma revisão bibliográfica acerca dos SFV, detalhando cada um de seus componentes. Destacando-se o inversor multifuncional, suas principais funções e os diferentes tipos de topologias.

No capítulo 3 a topologia implementada neste trabalho é discutida, e também as técnicas de controle utilizadas e as modelagens necessárias para implementação do sistema. Por fim, a bancada experimental é apresentada e detalhada.

O capítulo 4 expõe o desenvolvimento de uma expressão matemática que relaciona a compensação de correntes harmônicas com as oscilações de tensão no barramento c.c. Este capítulo apresenta também um modelo analítico

para estimação da eficiência mínima dos algoritmos MPPT durante compensação de harmônicos. No final, é realizada uma comparação entre diferentes técnicas de MPPT durante compensação de correntes harmônicas.

O capítulo 5 apresenta o desenvolvimento de um algoritmo para definir os fatores que influenciam as limitações impostas pelo SFV e uma análise detalhada do comportamento do sistema para diferentes ordens de correntes harmônicas. Resultados experimentais serão utilizados para validar as técnicas utilizadas para se estimar a curva de capacidade.

Finalmente, no capítulo 6 são feitas as conclusões e as propostas de continuidade desse trabalho.

# Sistemas Fotovoltaicos

---

## 2.1 Introdução

Os sistemas de geração distribuída de energia fotovoltaica são introduzidos e contextualizados neste capítulo. Uma descrição detalhada dos elementos presentes no sistema é realizada. Complementarmente, serão discutidos os principais serviços auxiliares presentes nos inversores multifuncionais. Serão apresentadas as principais topologias de inversores multifuncionais, elucidando os caminhos seguidos na escolha do sistema implementado neste trabalho.

## 2.2 Tecnologia

O efeito fotovoltaico é a conversão direta da irradiação solar em eletricidade em um nível subatômico. Alguns materiais exibem esse efeito fotoelétrico que os faz absorver fótons de luz e desprender elétrons. Quando esses elétrons são capturados em um circuito fechado, uma corrente elétrica é estabelecida.

O efeito fotovoltaico foi notado pela primeira vez pelo físico francês Edmund Becquerel em 1839. Ele observou que alguns materiais ao serem expostos a luz produziam uma pequena quantidade de corrente. No começo do século seguinte, Albert Einstein descreveu a natureza da luz e do efeito fotoelétrico ao qual a tecnologia fotovoltaica é baseada, isso lhe rendeu o prêmio Nobel de física. As primeiras células fotovoltaicas foram fabricadas mais

de 100 anos depois da descoberta de Bequerel em um laboratório estadunidense. Contudo, a energia solar fotovoltaica só começou a ganhar enfoque com a corrida espacial em 1956 e com a crise do petróleo em 1973. Dessa forma, em 1978 a produção industrial de módulos fotovoltaicos já alcançava a marca de 1MW/ano. A partir daí, diversas linhas de pesquisa proporcionaram os avanços necessários para tornar a utilização dessa forma de conversão de energia viável.

Contudo, para se caracterizar um SFV são necessárias outras estruturas. As células ou módulos fotovoltaicos geram tensão contínua. Deste modo, devido às características dos sistemas elétricos, para a injeção de potência na rede é necessário um dispositivo que realize a conversão da tensão contínua em tensão alternada. Esse papel é desempenhado pelo conversor eletrônico. Além disso, para garantir a qualidade de energia entregue a rede elétrica, um filtro passivo de conexão se faz necessário. Um estudo detalhado dessas estruturas é realizado ao longo deste capítulo.

### 2.2.1 Módulos Fotovoltaicos

Boa parte das células solares são feitas dos mesmos materiais semicondutores usados na microeletrônica, como por exemplo o silício. Para as células solares, pequenas camadas de material são tratadas de modo a formar um campo elétrico, de um lado positivo e do outro negativo. Quando a luz atinge o material, os elétrons ganham energia e se desprendem do material semicondutor. Se as partes positiva e negativa da célula estão ligadas em um circuito fechado por condutores, ocorre a circulação de uma corrente elétrica, e dessa forma pode ser utilizada para energizar um equipamento.

As células fotovoltaicas têm características elétricas não-lineares, possuindo vários pontos de operação e apenas um ponto onde é possível obter a máxima potência (MPP - do inglês *Maximum power point*). Consequentemente, é importante o conhecimento das características elétricas dessas células fotovoltaicas para a obtenção contínua do MPP. O comportamento elétrico de uma célula fotovoltaica pode ser representado através de um circuito elétrico equivalente. Diversos modelos são propostos na literatura (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009; ORTIZ-CONDE; LUGO-MUNOZ; GARCIA-SANCHEZ, 2012; GOW; MANNING, 1999). A figura

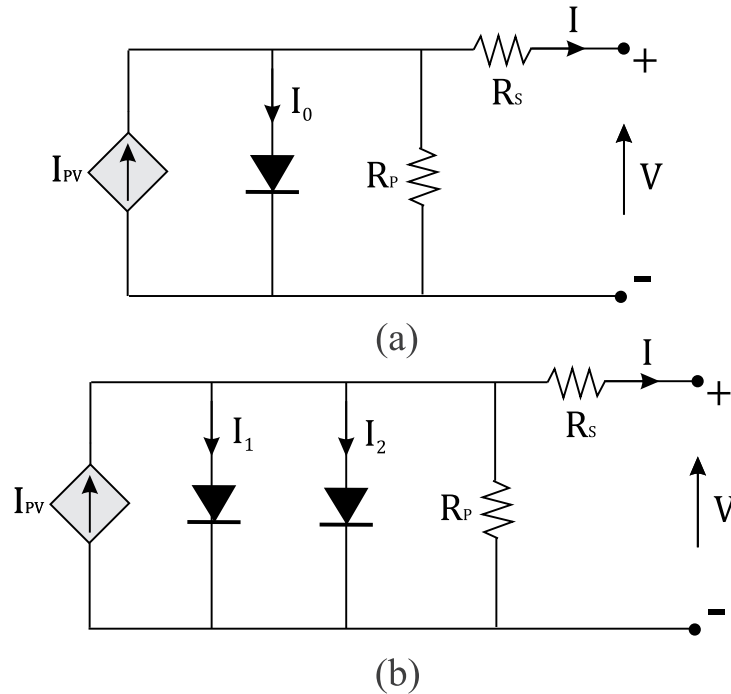


Figura 2.1: Circuito elétrico equivalente: (a) Modelo de um diodo; (b) modelo exponencial dupla.

2.1 apresenta dois modelos de circuito equivalente muito utilizados. A figura 2.1-a apresenta o modelo com um diodo e a figura 2.1-b apresenta o modelo com dois diodos, também chamado exponencial dupla.

O modelo com um diodo apresenta a abordagem mais simples para descrever o comportamento elétrico das células fotovoltaicas. Neste modelo uma fonte de corrente é colocada em paralelo com um diodo ideal. O modelo pode apresentar também as resistências em série e paralelo, que representam os mecanismos de perda das células. Alguns modelos mais elaborados como o modelo de dupla exponencial ou o modelo com múltiplos diodos, apresentados em [Ortiz-Conde, Lugo-Munoz e Garcia-Sanchez \(2012\)](#) e [Gow e Manning \(1999\)](#), respectivamente, tentam representar de forma mais detalhada os efeitos reais das células. Todavia, de acordo com [Villalva, Gazoli e Filho \(2009\)](#), [Ortiz-Conde, Lugo-Munoz e Garcia-Sanchez \(2012\)](#) o modelo com um diodo frequentemente é capaz de representar células reais de forma adequada para estudo de conexão com a rede.

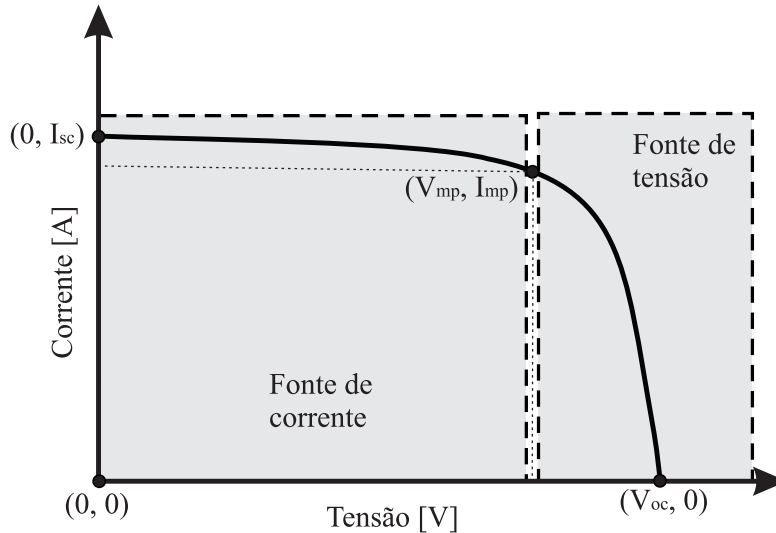


Figura 2.2: Característica I-V de uma célula fotovoltaica.

Apresenta-se na figura 2.2 uma curva I-V característica de células fotovoltaicas, onde se encontram três pontos de interesse: o ponto de circuito aberto  $(V_{oc}, 0)$ ; o ponto de curto circuito  $(0, I_{sc})$ ; e o ponto de máxima potência da célula  $(V_{mp}, I_{mp})$ . A figura exhibe também as duas regiões da curva I-V, que são separadas pelo comportamento da célula fotovoltaica como fonte de corrente e fonte de tensão.

A característica I-V pode variar conforme a alteração de alguns parâmetros, sejam eles construtivos ou climáticos, dentre os quais podem-se ressaltar:

- O efeito da irradiância: A variação da irradiância ocasiona uma alta variação na corrente de curto circuito da célula. À medida que a irradiância aumenta a corrente de curto circuito aumenta proporcionalmente, ou seja, se a irradiância dobra a corrente de curto circuito dobra também. Este efeito pode ser visto na figura 2.3-a.
- O efeito da temperatura: Como pode ser visto na figura 2.3-b, a medida que a temperatura da célula aumenta, a tensão de circuito aberto decresce consideravelmente, enquanto a corrente de curto circuito aumenta quase que insignificamente. Vale lembrar que a temperatura da célula varia não só com a temperatura ambiente, mas também com a conversão de parte da luz que recebe em calor.

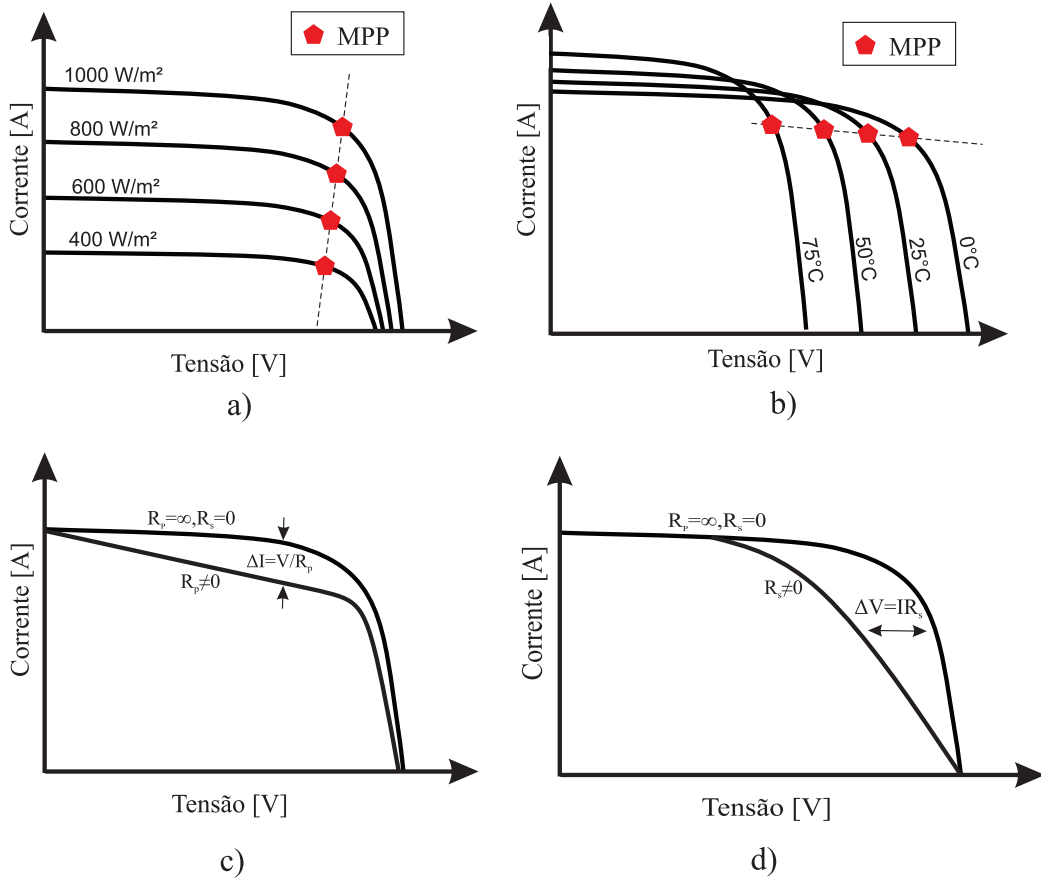


Figura 2.3: Variações da característica da curva I-V de uma célula fotovoltaica: (a) efeito da irradiância; (b) efeito da temperatura; (c) efeito da resistência paralelo; (d) efeito da resistência série.

- A resistência paralela: A figura 2.3-c apresenta uma comparação entre uma curva para uma célula ideal e uma curva com resistência paralela não infinita. Modificando-se o valor da resistência em paralelo ocasiona uma queda da corrente gerada pela célula por  $V/R_p$ .
- A resistência série: Na figura 2.3-d apresenta-se uma comparação entre a curva ideal com resistência série igual a zero e a variação da curva para resistências séries diferentes de zero. Ao se adicionar resistência série à célula causa-se uma translação da tensão para a esquerda para qualquer valor de corrente por  $V = IR_s$ .

Dentre os quatro efeitos citados, com relação a alteração do MPP, estes

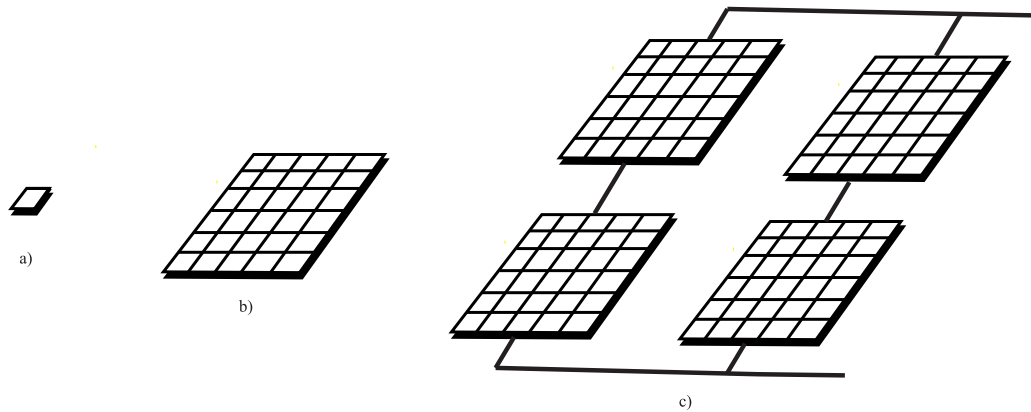


Figura 2.4: (a) Célula; (b) módulo; (c) arranjo fotovoltaico.

são classificados da seguintes forma: efeitos causados pela resistência são variações de projeto e/ou ao longo da vida útil das células; os efeitos da temperatura são variações lentas que ocorrem ao longo de um dia; e por fim os efeitos causados pela variação da irradiância podem ser considerados variações rápidas. Essas variações são importantes para as próximas seções onde serão abordados os seguidores de máxima potência.

Até então descreveu-se o comportamento de células fotovoltaicas, entretanto uma única célula produz uma tensão baixa de aproximadamente 0,5 V. São raras as aplicações para células isoladas, ainda mais se tratando de geradores fotovoltaicos, como é o caso deste trabalho. Sendo assim, a estrutura básica dos geradores são os módulos, que consistem em um número de células pré-conectadas em série e paralelo e montadas em estruturas metálicas. Dessa forma, os módulos apresentam uma tensão de saída que passa a ser condizente para o uso de SFV.

Múltiplos módulos por sua vez, podem ser conectados em série para aumentar a tensão de saída, ou em paralelo, o que aumenta a corrente de saída e são comumente chamados de arranjos. A figura 2.4 exemplifica os conceitos de células, módulos e arranjos.

O conceito de módulos fotovoltaicos traz outro grande problema à tona: o sombreamento. A potência de saída do módulo é reduzida drasticamente quando alguma das células que o compõe é sombreada. Graças à natureza estocástica do clima, sombreamento total ou parcial, podem acontecer várias

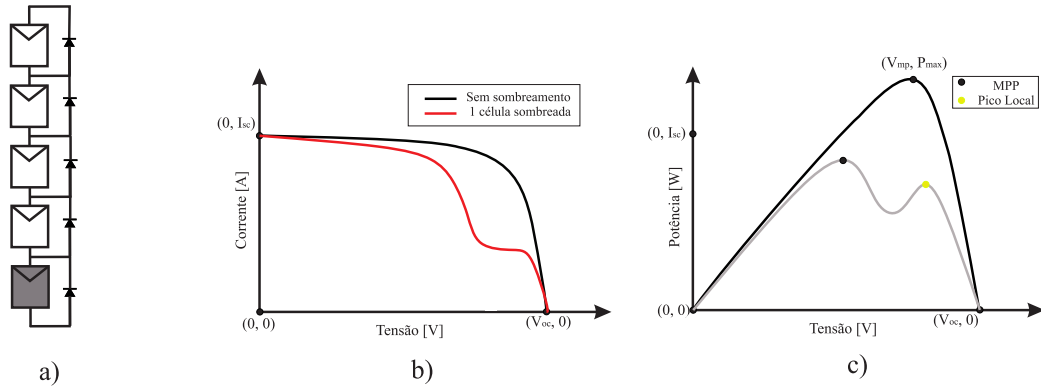


Figura 2.5: (a) Arranjo fotovoltaico com um módulo sombreado; (b) curva I-V; (c) curva P-V.

vezes durante o dia, seja ele causado pela passagem de nuvens ou da projeção da sombra de elementos nos arredores no gerador fotovoltaico.

De forma a reduzir o impacto causado pelo sombreamento, são utilizados os diodos de *bypass*. Estes diodos permitem a passagem da corrente quando uma das células ou painéis está sombreado. Além de permitir uma extração de potência maior mesmo sombreado, o diodo evita também a formação de pontos quentes nas células ou módulos sombreados. Apesar de auxiliar o sistema, o diodo de *bypass* da origem a outro problema, a deformação da curva P-V. A figura 2.5 apresenta um exemplo genérico dos efeitos do sombreamento nas curvas I-V e P-V para a configuração de arranjo mostrada.

Pode-se notar que o efeito de sombreamento parcial na curva P-V é complexo e pode ocasionar perda de eficiência dos algoritmos seguidores de potência, uma vez que existem máximos locais na curva.

### 2.2.2 Conversores

Os geradores fotovoltaicos geram corrente contínua em seus terminais. Aliado ao fato da estrutura do sistema elétrico ser em sua maioria em corrente alternada, um condicionador de potência é necessário para realizar a interface entre a geração e a rede elétrica. O dispositivo mais básico para realizar esta tarefa é o conversor eletrônico, entretanto estes podem apresentar diversas configurações e topologias.

As topologias de sistemas de geração distribuída podem ser classificadas de acordo com o circuito de potência utilizado. Alguns dos parâmetros importantes para essa classificação são:

- Tipo da fonte de potência: os circuitos podem ser monofásicos ou trifásicos. Uma das diferenças importantes se tratando de inversores multifuncionais estão relacionados aos problemas de qualidade de energia que podem ser tratados com ambos os tipos.
- Topologia do inversor: podem ser elas, *current source inverters* (CSI), *voltage source converters* (VSC) e *Z-source inverters* (ZSI). O primeiro emprega um inversor do tipo CSI modulado por PWM, e como característica utiliza um indutor no barramento c.c. A segunda topologia e mais comum, são os PWM VSI que tem como característica o uso de um capacitor no barramento c.c. A topologia ZSI difere das outras citadas aqui principalmente devido à estrutura de armazenamento, que é formada por uma impedância LC. Apresenta-se na figura 2.6 os detalhes dessas topologias.
- Configuração do circuito de potência: de acordo com [Teke e Latran \(2014a\)](#) os sistemas podem ser classificados quanto a quantidade de níveis do inversor, comumente chamados de inversores multinível. Estes ainda podem ser encontrados em várias configurações diferentes, inclusive mesclados as topologias de inversores e fontes de potência apresentados anteriormente.

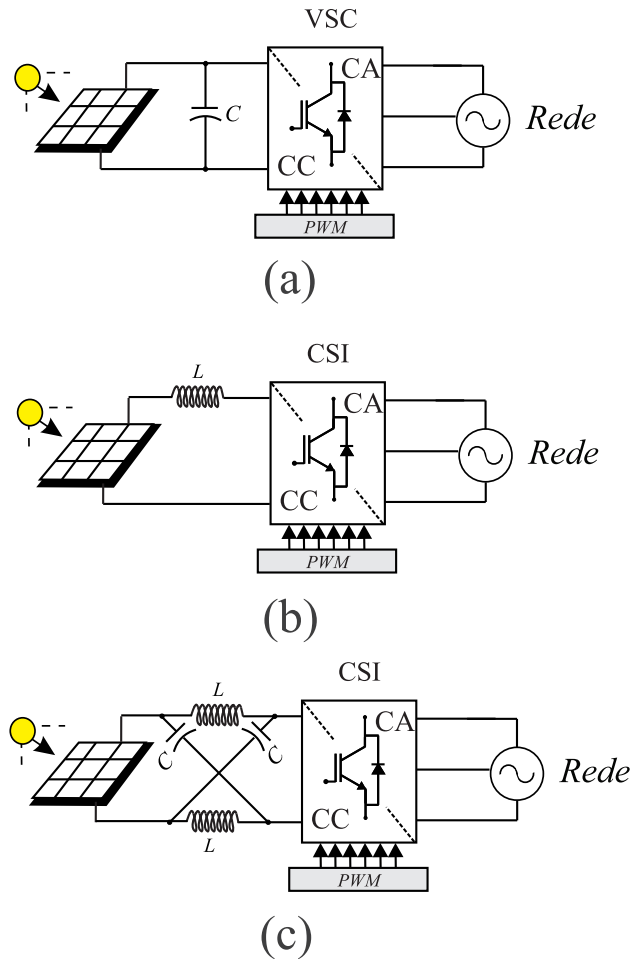


Figura 2.6: Configurações das topologias: (a) VSC; (b) CSI; (c) ZSI.

Esta revisão será focada nos sistemas de conversão utilizando-se os *voltage source converters* (VSC). Usualmente, os inversores conectados à rede podem ser compostos por um ou dois estágios de conversão. A configuração com dois estágios é largamente utilizada devido a um controle simples de operação independente. Apresenta-se na figura 2.7 exemplos de topologias de um e dois estágios de conversão.

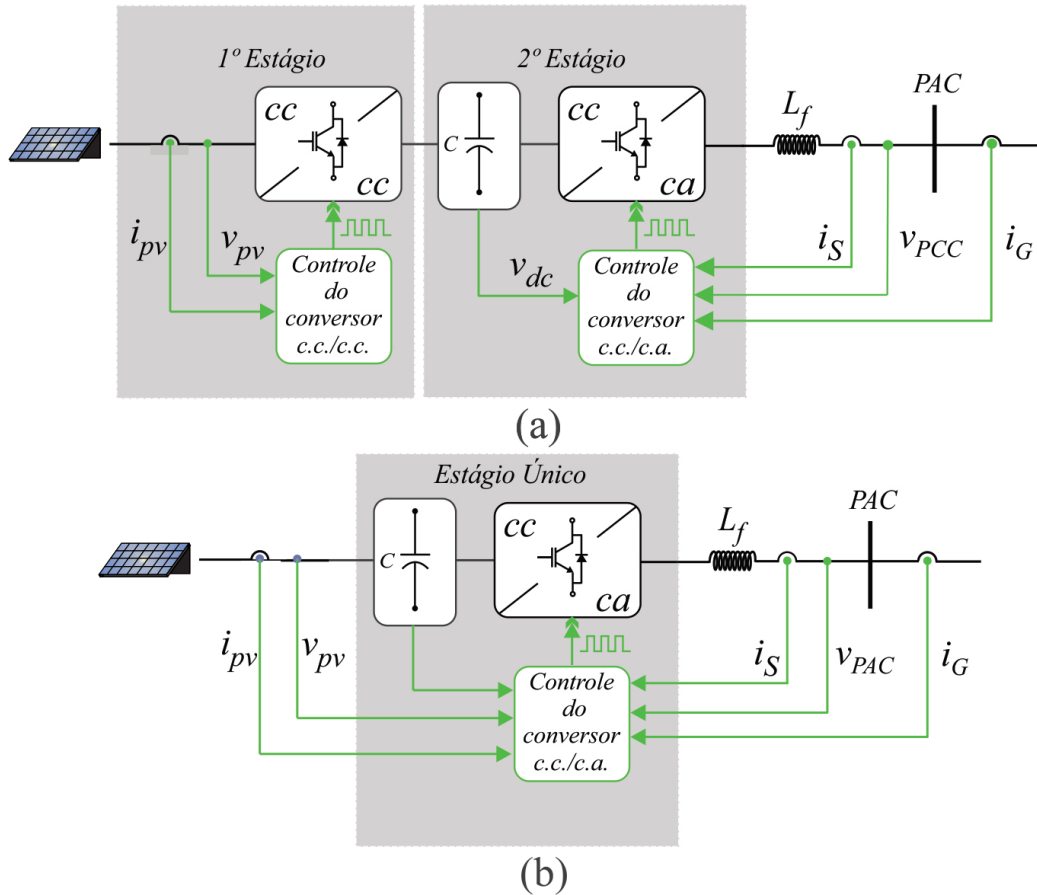


Figura 2.7: Topologias de sistema fotovoltaicos: (a) Dois estágios; (b) Um estágio.

Nessa configuração o sistema é composto pelos arranjos fotovoltaicos, um conversor c.c./c.c., que é o primeiro estágio de conversão, usado para o controle da tensão e seguir o MPP. Além disso, o uso de conversores tipicamente elevadores visa reduzir o número de módulos em série para fornecer a tensão necessária ao inversor e evitar que ele trabalhe em sobremodulação. O segundo estágio de conversão permite a conversão de potência em tensão e corrente senoidais. Apresenta-se na figura 2.7-a uma topologia genérica de um sistema com dois estágios. Segundo Shehadeh, Aly e El-Hawary (2013) quanto maior o número de estágios, menor será a eficiência total e a confiabilidade do sistema. Entrando no mérito dos conversores c.c./c.c., diversas topologias são apresentadas na literatura, entretanto, as mais utilizadas são os conversores *buck-boost*, *cúk*, SEPIC e Zeta (COELHO; SANTOS; MAR-

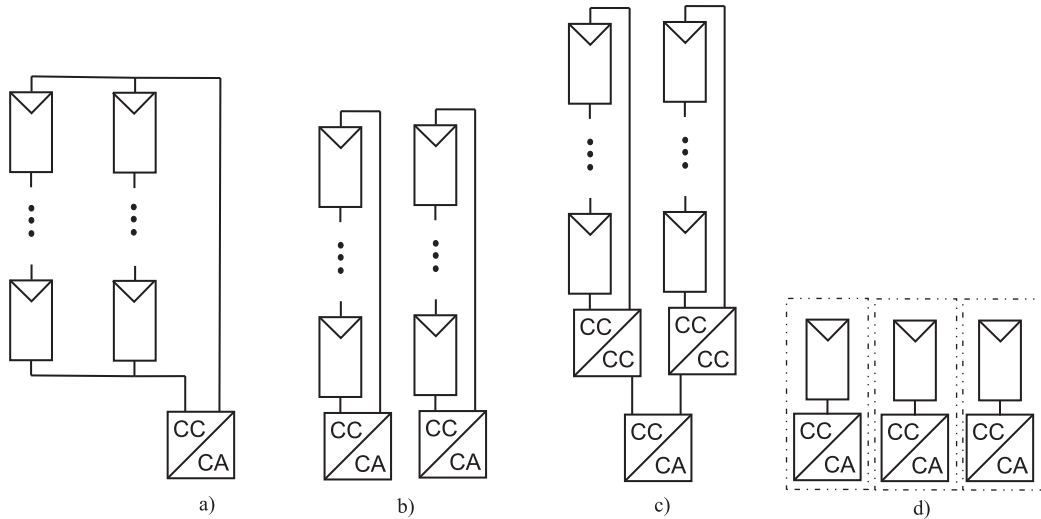


Figura 2.8: (a) Inversor central; (b) Inversores *string*; (c) Inversores *multi-strings*; (d) Microinversores.

(TINS, 2012).

A configuração com um estágio, tem como componente principal o VSC e um filtro de conexão. Nestes casos, o sistema de controle consiste em duas etapas, a primeira responsável pelo controle da tensão no barramento c.c. e extrair a máxima potência e a segunda responsável pelo controle de corrente. Apresenta-se na figura 2.7-b uma topologia genérica de um sistema de estágio único.

Apresenta-se na figura 2.8-a, os inversores trifásicos centralizados de um estágio. Uma das primeiras soluções propostas, essa topologia utiliza da conexão de um grande número de módulos à rede elétrica. Os módulos conectados em série (chamados *strings*) visam garantir uma tensão da saída grande o suficiente para que não seja necessária a sua amplificação (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005). No intuito de atingir grandes potências, vários *strings* são conectados em paralelo.

Nesta topologia o inversor é capaz de efetuar todas as tarefas, tais como: controle do MPPT; sincronização com a rede, controle de corrente; e controle do barramento c.c. Esta configuração possui algumas limitações como: cabos de conexão c.c. de alta tensão; perda de eficiência devido à centralização do algoritmos de MPPT; perdas por compatibilidade entre os módulos; perdas no

diodo de bloqueio (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005; HASSAINE et al., 2014).

Na topologia de *string*, figura 2.8-b, pode ser considerada uma versão reduzida do inversor central, onde uma única *string* é conectada ao inversor. Usualmente essa topologia é restrita para sistema monofásicos e apresenta restrições semelhantes às do inversor central, visto a necessidade de uma alta tensão de entrada. Contudo, existe a possibilidade do uso de conversores c.c.-c.c. em cada estágio de *string*. Isso elimina a necessidade de um grande número de módulos em série (MAHELA; SHAIK, 2017).

Apresenta-se a topologia *multi-string* na figura 2.8-c. Usualmente o conversor c.c.-c.c. de entrada possui uma configuração *boost*, o que permite elevar a tensão e também aumentar a eficiência total. Nesta topologia existe ainda algoritmos de MPPT dedicados para cada *string*. Sendo esta uma topologia de dois estágios (TEKE; LATRAN, 2014b).

Pode-ser visto na figura 2.8-d a topologia conhecida como microinversor. Para aplicações de baixa potência, é destinada a conectar apenas um módulo à rede, sendo a melhor topologia para resolver problemas como: otimização da potência de entrada; melhorar a eficiência de conversão; e manter a modularidade do sistema (HASSAINE et al., 2014). Outro ponto a se ressaltar é a redução do custo de manutenção que está atrelada a modularidade desse tipo de sistema.

### 2.2.3 MPPT

Na geração fotovoltaica, devido à baixa eficiência de conversão dos painéis, deseja-se que o sistema entregue a máxima potência para rede a todo momento (SANGWONGWANICH, 2014). Devido às mudanças estocásticas da condição climática, o ponto de máxima eficiência altera-se diversas vezes ao longo do dia. Desse modo, algoritmos que acompanhem essas alterações do ponto de máxima potência se fazem necessários. Diversos algoritmos são propostos na literatura, como por exemplo: perturba e observa (P&O) (MIDYA et al., 1996); perturba e observa modificado (MP&O) (LIU; CHEUNG, 2004); perturba e observa melhorado (d-P&O) (SERA et al., 2006); e condutância incremental (HUSSEIN et al., 1995). Trabalhos em Verma et al. (2016), Ka-

rami, Moubayed e Outbib (2017) apresentam uma revisão e classificação de vários algoritmos seguidores de máxima potência.

Os algoritmos MPPT têm sua dinâmica influenciada primordialmente por dois parâmetros, o passo de tensão e a frequência de amostragem do algoritmo (SCHMIDT et al., 2009). O passo de tensão é o tamanho do incremento ou decremento na tensão de referência e a frequência de amostragem é relacionado com o número de perturbações que ocorrem por minuto. O passo de tensão deve ser cuidadosamente escolhido, visto que durante rápidas variações de irradiância podem comprometer sua eficácia. Em contrapartida, passos de tensão maiores pioram a eficiência do algoritmo em regime permanente. A frequência de amostragem é limitada pela dinâmica do sistema, ou seja, o sistema deve entrar em regime permanente antes da ocorrência de uma nova perturbação na referência do algoritmo. Tipicamente frequências na ordem de 5-20 Hz são utilizadas (SCHMIDT et al., 2009).

Outro aspecto importante, o impacto da performance dos algoritmos de MPPT em SFV pode ser quantificado de duas formas: o quão bem o algoritmo se comporta durante o regime permanente (eficiência estática); e o quão preciso o algoritmo é durante eventos que mudam o MPP (eficiência dinâmica) (HAEBERLIN; SCHARERF, 2009). Adicionalmente, a eficiência estática pode ser representada em função do tempo, dessa forma é usualmente referida como eficiência instantânea. Por isso, em locais com variação constante das condições climáticas, os dois comportamentos devem ser considerados. Na seção 4.3 estes conceitos serão discutidos em detalhes.

#### 2.2.4 Controle

Estratégias de controle baseadas em duas malhas fechadas em cascata são empregadas no controle de SFV conectados à rede. A malha externa é responsável pelo controle da tensão, e visa manter o arranjo fotovoltaico no MPP. A malha interna é utilizada para o controle de corrente e responsável por estabelecer a razão cíclica para os interruptores semicondutores, de modo a gerar uma corrente senoidal em fase com a tensão da rede. Dentre os diversos esquemas de controle empregados, os mais comuns são: proporcional-integral (PI); proporcional-ressonante (PR); repetitivo; histerese; e *deadbeat*. Apresenta-se na figura 2.9 uma modelo genérico para este tipo de estrutura

de controle.

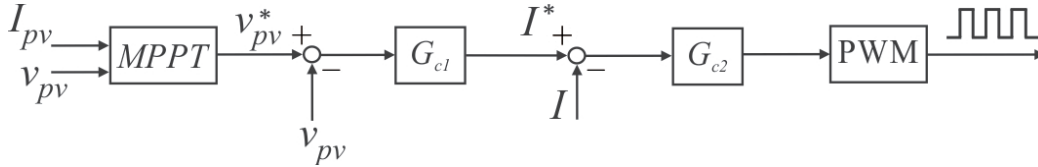


Figura 2.9: Estrutura de um controle em cascata para sistemas fotovoltaicos.

Usualmente as estruturas de controle são implementadas em uma das três coordenadas: controle em abc; controle no referencial estacionário ( $\alpha\beta$ ); ou referencial síncrono (dq). No controle em abc são utilizados um controlador para cada uma das fases controladas. Neste tipo de controle são preferidos os controladores não lineares como por exemplo o histerese ou o *deadbeat* (MAHELA; SHAIK, 2017). Essa estrutura de controle é pouco utilizada devido a alta complexidade das funções de transferências.

No controle em  $\alpha\beta$  as correntes da rede são transformadas para o referencial estacionário por meio da transformada de *Clarke*. Este tipo de controle tem a imediata vantagem de simplificar o circuito trifásico em um sistema de duas fases oscilantes. Possui também um alto ganho de corrente perto da frequência de ressonância, um alto desempenho dinâmico e um erro mínimo em regime permanente (SUHAS; RAJGURU, 2015; KUPERMAN, 2015). Os controladores ressonantes são vastamente utilizados para o controle nas coordenadas  $\alpha\beta$ .

De maneira similar ao controle em  $\alpha\beta$ , no controle em dq as tensões e correntes são transformadas. Para transformar o sistema no referencial síncrono é utilizada a transformada de *Park*. Esta transformação desacopla as correntes em duas componentes: ativa ( $i_d$ ); e reativa ( $i_q$ ). No sistema de coordenadas síncrono existe a vantagem dos sinais controlados serem contínuos (para sistemas equilibrados), o que permite a utilização de controladores PI convencionais (RAMEZANI; LI; GOLESTAN, 2017; SUHAS; RAJGURU, 2015). Em contrapartida é necessária a implementação de circuitos de sincronismo (*phase locked loop-PLL*).

Resumidamente, as técnicas de controle mais utilizadas são em  $\alpha\beta$  e dq, com controladores PR e PI, respectivamente. Segundo Mahela e Shaik

(2017), as vantagens do controle em  $\alpha\beta$  incluem erro nulo em regime permanente, alto desempenho dinâmico e alto ganho ao redor da frequência de ressonância. Como desvantagens, possui uma implementação complexa e uma dificuldade agregada na sintonia dos controladores. Já o controle em dq tem a vantagem da simplicidade no controle e na sintonia dos controladores. Todavia, o erro em regime permanente não é totalmente eliminado e possui uma baixa capacidade de compensação de harmônicas de baixa ordem (MAHELA; SHAIK, 2017).

### 2.2.5 Filtro

Dispositivos comutados, como os inversores utilizados na GD, operam com frequências entre 5 kHz e 15 kHz que causam harmônicos de alta ordem que pioram a qualidade da energia e podem causar perturbações em equipamentos sensíveis à interferências eletromagnéticas. Desta forma, é necessário a utilização de um filtro passivo que faça a conexão entre o inversor e à rede, atenuando desta forma os harmônicos gerados.

Diversas topologias são introduzidas na literatura, dentre as que possuem grande enfoque: filtro indutivo (L); indutivos-capacitivos (LC); e indutivos-capacitivos-indutivos (LCL). Apresenta-se na figura 2.10 uma ilustração da conexão das topologias de filtro citadas com à rede.

A topologia mais simples são os filtros L, que são de primeira ordem, e conseqüentemente possuem uma atenuação na região de altas frequências de apenas 20 dB/década (ELSAHARTY, 2014). Sua utilização fica confinada para aplicações de baixa potência, visto que resultam em um indutor de grande volume.

Os filtros LC são de segunda ordem com uma atenuação de 40 dB/década. Devido à significativa redução do volume, esse filtro foi proposto como uma alternativa ao filtro L. Entretanto, este filtro traz algumas desvantagens, como a existência de uma frequência de ressonância, que pode amplificar componentes harmônicas de alta ordem e também a presença de transitórios significativos de conexão (*inrush*) (BLASKO; KAURA, 1997). Dessa forma, os filtros LC tem sua maior aplicação em inversores isolados e no-breaks.

O filtro LCL têm ganhado muita atenção quando comparado aos demais

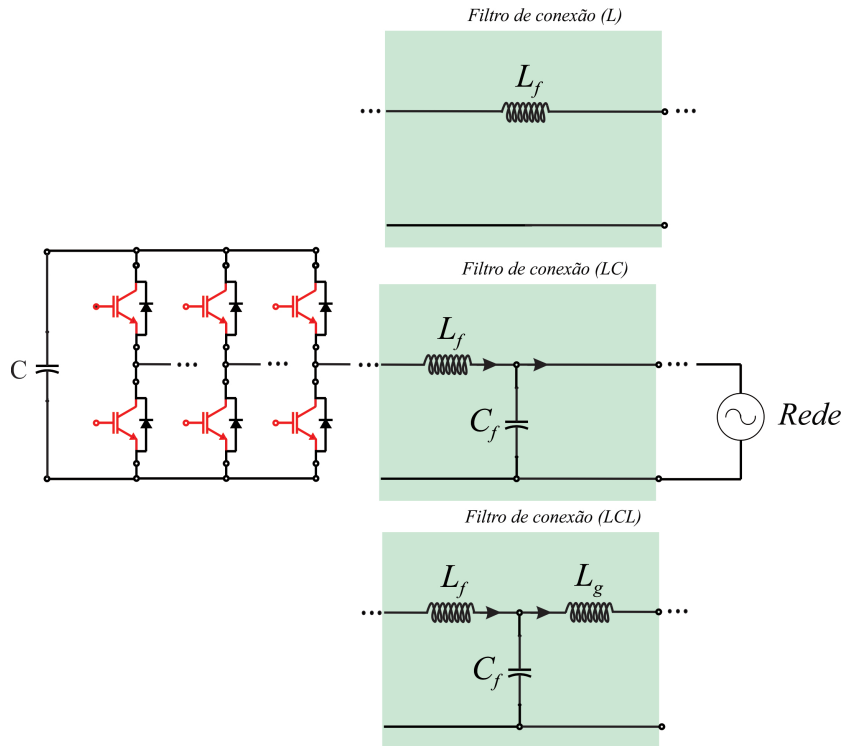


Figura 2.10: Ilustração da conexão dos filtros passivos à rede.

filtros. Ele consiste em um filtro de terceira ordem possuindo dois indutores e um capacitor. Esse filtro é amplamente utilizado por ter indutores menos volumosos e uma atenuação de 60 dB/década (BUYUK et al., 2016). Uma vantagem do filtro LCL com relação ao filtro LC é a segunda indutância que reduz os transitórios de conexão. Todavia, o filtro LCL também apresenta uma frequência de ressonância. Essa deve ser cuidadosamente analisada, visto que tende a instabilizar o controle de corrente do conversor conectado à rede (LISERRE; DELL'AQUILA; BLAABJERG, 2002). Outras topologias com melhores resultados de atenuação são propostas na literatura, todavia a complexidade dos sistemas de controle de tais métodos é uma grande desvantagem.

## 2.3 Inversor Multifuncional

As variações estocásticas da irradiância ao longo do dia podem ser vistas como uma oportunidade para otimizar o uso dos conversores de potência quando eles têm capacidade ociosa que não pode ser utilizada para injetar potência ativa no sistema (MUNIR; LI, 2013a). Inversores com serviços auxiliares para melhoria da qualidade de energia da rede elétrica são usualmente chamados de inversores multifuncionais (IMF).

O conceito do IMF tem sido extensamente reportado na literatura. Autores em Bonaldo, Paredes e Pomilio (2016) e Cirrincione, Pucci e Vitale (2008) apresentam inversores fotovoltaicos monofásicos com um técnica de controle flexível que permite seu funcionamento como um filtro de potência ativo. Por outro lado, um IMF trifásico é apresentado em Nejabatkhah, Li e Wu (2016b) com uma técnica de controle que permite a compensação de desbalanço de tensão. Em He et al. (2017) uma técnica de controle para compensação de tensões e corrente harmônicas é apresentado, considerando um inversor de dupla interface. Controles com capacidade de compensação de potência reativa são apresentados em Zeng et al. (2016b), Pouresmaeil, Mehrasa e Catalao (2015b). Diferentes topologias de IMF são apresentadas em Luo et al. (2013), He et al. (2016), Tummuru, Mishra e Srinivas (2014), Prodanovic et al. (2007) e técnicas de controle para IMF para aplicações em sistemas trifásicos e monofásicos são apresentados em Zeng et al. (2015), Xavier et al. (2017), Calderaro et al. (2015). Adicionalmente, Teke e Latran (2014a) apresenta uma revisão de topologia e técnicas de controle para IMF's usados em GD.

Com o aumento da conexão de cargas não lineares às redes de distribuição elétrica, problemas de qualidade de energia, especialmente correntes harmônicas, tem se tornado uma preocupação para o sistema de potência (MUNIR; LI, 2013b; HE et al., 2014). Portanto, compensação de correntes harmônicas podem ser adicionadas como uma função auxiliar nos IMF fotovoltaicos (TEODORESCU et al., 2006). Todavia, em aplicações com compensação de correntes harmônicas, as técnicas de controle convencionais que utilizam controladores proporcionais-integrais (PI) não são aplicáveis devido algumas desvantagens, como: incapacidade de seguir referência não senoidais sem erro em regime permanente; baixa capacidade de rejeição de perturbações em frequências variáveis (TEODORESCU et al., 2004). Vários trabalhos

propõem o uso de controladores proporcional-ressonante (PR), proporcional-ressonante adaptativo e repetitivo (HE et al., 2014; ZENG et al., 2015) devido à presença de múltiplas frequências na referência de corrente do inversor.

Apesar de todas as vantagens dos IMF com técnicas de compensação de harmônicos, envolvem-se alguns desafios em sua implementação. Primeiramente, estruturas de controle adicionais devem ser implementadas devido à presença de várias frequências na referência de corrente. Outro desafio é a escolha da técnica de detecção de corrente. Diferentes estratégias foram propostas na literatura ao longo dos anos. Em Bonaldo, Paredes e Pomilio (2016), é apresentada uma estratégia baseada na teoria da potência conservativa, onde as correntes são decompostas em três componentes ortogonais. Autores em Akagi, Kanazawa e Nabae (1984) propuseram uma estratégia baseada na teoria da potência instantânea para separar as correntes em componentes de valor médio e oscilatório. Em Xavier et al. (2017), um método de detecção adaptativo é proposto, onde é obtida a frequência das correntes com maior amplitude.

Adicionalmente, técnicas para compensação parcial de corrente harmônicas devem ser implementadas, de modo a evitar que os valores de corrente excedam os valores nominais dos dispositivos semicondutores e também sobremodulação (XAVIER; CUPERTINO; PEREIRA, 2014). Além dos desafios encontrados para implementação, compensação de correntes harmônicas podem alterar o comportamento de algumas estruturas dos SFV, como por exemplo o barramento de corrente c.c., a eficiência dos algoritmos de MPPT dentre outros. Dessa forma, o escopo deste trabalho é analisar alguns destes aspectos.

## 2.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou os conceitos presentes em um SFV. Inicialmente, foi realizada uma revisão acerca dos principais tópicos dos SFV, considerando os módulos fotovoltaicos, topologias utilizadas, técnicas de controle e filtros passivos. É possível notar que existe uma vasta literatura acerca do tema de geração fotovoltaica. A revisão busca estreitar a gama de possibilidades e explicar as escolhas realizadas para este trabalho.

Em seguida, o tema inversor multifuncional foi apresentado, onde foram ressaltadas as vantagens e desvantagens da implementação de serviços auxiliares no SFV. Apesar do inversor multifuncional melhorar aspectos da qualidade de energia significativamente, precauções são recomendadas devido a severas alterações de funcionamento do sistema fotovoltaico, além é claro da complexidade adicional, principalmente, das estruturas de controle. E por fim, foram destacados os desafios envolvidos na implantação do sistema.



# Topologia Implementada

---

## 3.1 Introdução

Este capítulo descreve o sistema implementado em ambiente virtual, onde são apresentas as modelagens e às estruturas de controle utilizadas.

Um detalhamento da bancada experimental utilizada para coleta de resultados também é realizado. Vale ressaltar que o sistema experimental é diferente do realizado em simulação e que só uma parte dos resultados presentes nesta dissertação foram comprovados experimentalmente.

## 3.2 Sistema Implementado

Para a validação do estudo, um SFV trifásico de estágio único integrado à rede por um filtro LCL é simulado utilizando o *software* PLECS. Apresenta-se o sistema completo na figura 3.1. O sistema é composto pelo arranjo fotovoltaico, capacitor do barramento de corrente contínua, um inversor de frequência e o filtro LCL.

Como a topologia estudada é de estágio único, o inversor de frequência é responsável por todas as funções de controle, como: manter a tensão do barramento de corrente contínua na referência estimada pelo algoritmo de MPPT; injeção de potência ativa na rede; controle de potência reativa; e compensação de corrente harmônica. Com características de inversor central, esta topologia foi escolhida após testes preliminares, onde constatou-se que

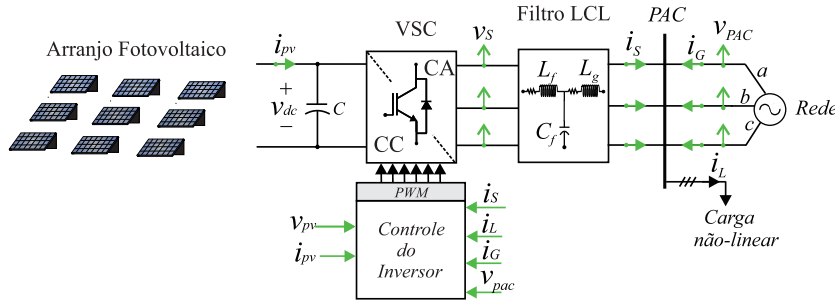


Figura 3.1: Inversor fotovoltaico trifásico de estágio único conectado à rede.

essa seria a topologia mais afetada pela compensação de harmônicos, uma vez que o arranjo fotovoltaico é diretamente conectado ao barramento c.c.

O controle é realizado no referencial estacionário e controladores PR são utilizados para o controle de corrente. Como mencionado anteriormente, o controle em  $\alpha\beta$  com controladores PR tem como vantagem erro nulo em regime permanente e altos ganhos nas proximidades das frequências de ressonância. A tabela 3.1 apresenta os parâmetros do SFV.

Tabela 3.1: Parâmetros do sistema fotovoltaico.

Parâmetro	Símbolo	valor
Potência nominal	$P_n$	20 kW
Tensão da rede	$V_g$	380 V
Frequência da rede	$f$	60 Hz
Frequência de comutação	$f_s$	12 kHz

A tabela 3.2 apresenta os parâmetros para os módulos e arranjos fotovoltaicos presentes neste trabalho.

### 3.2.1 Estrutura de controle

Apresenta-se na figura 3.2 o diagrama de blocos completo da estrutura de controle implementada no referencial estacionário.

A técnica de controle é baseada na medição da corrente do lado da rede e o controle da tensão do barramento c.c. é baseado no controle de tensão

Tabela 3.2: Parâmetros para os módulos e arranjos fotovoltaicos.

Parâmetros dos módulos	Símbolo	Valor
Potência nominal	$P_n$	250 W
Corrente de curto circuito	$i_{sc}$	8,5 A
Tensão de circuito aberto	$v_{oc}$	37,5 V
Corrente de máxima potência	$i_{mp}$	7,99 A
Tensão de máxima potência	$v_{mp}$	31,29 V
Resistência série do painel	$R_s$	0,1739
Resistência paralelo do painel	$R_p$	379,023
Parâmetros do arranjo fotovoltaico	Símbolo	Valor
Número de painéis em série	$N_s$	21
Número de painéis em paralelo	$N_p$	4
Potência do arranjo	$P_t$	21 kW
Corrente fotoelétrica	$I_{pv}$	32 A
Corrente de saturação reversa do diodo	$I_0$	3,5 $\mu$ A
Coefficiente de Temperatura da corrente de curto circuito	$k$	0,02 A/K

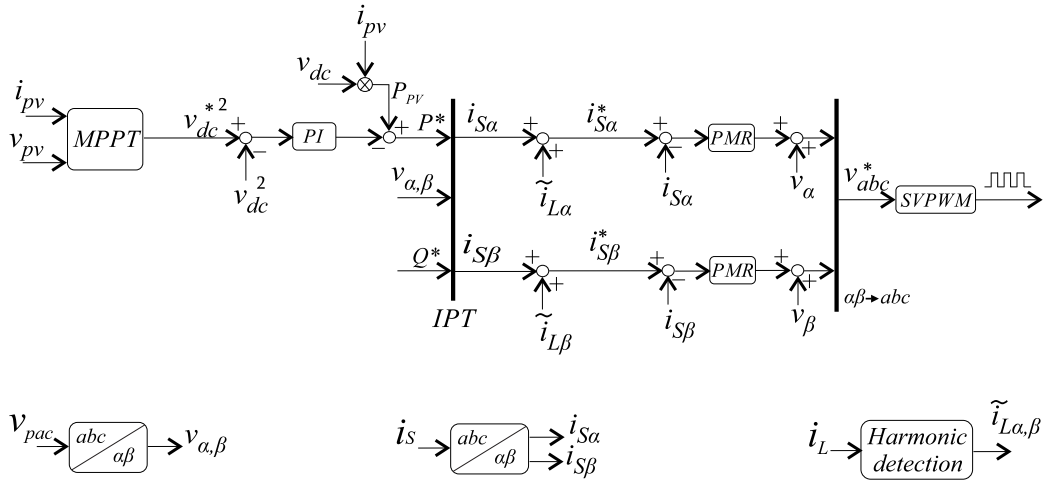


Figura 3.2: Estrutura completa de controle no referencial estacionário.

quadrado. A malha externa controla a tensão do barramento c.c. e é baseada na energia armazenada no capacitor. Sendo,

$$W = \frac{1}{2} C v_{dc}^2, \quad (3.1)$$

sendo  $C$  a capacitância do barramento c.c.

Sabe-se que a derivada no tempo de (3.1) representa potência instantânea armazenada no capacitor. Aplicando a transformada de Laplace nesta derivada. Temos que, a potência injetada na rede é dada por:

$$P_{in}(s) = P_{cap}(s) + P_{pv}(s) = \frac{1}{2}Cv_{dc}^2. \quad (3.2)$$

sendo  $P_{cap}(s)$  a potência armazenada no capacitor.

Então, considerando a potência fornecida pelos arranjos fotovoltaicos como um termo de *feedforward*, uma relação linear entre a potência injetada ( $P_{in}(s)$ ) e a tensão do barramento c.c. ao quadrado é obtida. Para o projeto do controlador,  $PI(s)$ , a malha interna é considerada ideal. A função de transferência do controlador é dada por:

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right), \quad (3.3)$$

assim, a função de transferência em malha fechada é:

$$G_d(s) = \frac{2k_p(\tau_i s + 1)}{\tau_i C s^2 + 2k_p(\tau_i s + 1)}, \quad (3.4)$$

em que  $k_p$  e  $\tau_i$  são parâmetros do controlador PI. Os polos são alocados nas frequências  $\omega_{c2}$  e  $\omega_{c3}$ . Deste modo, os ganhos do controlador podem ser calculados por:

$$k_p = \frac{(\omega_{c2} + \omega_{c3})C}{2} \quad (3.5)$$

$$k_i = \frac{(\omega_{c2}\omega_{c3})C}{2} \quad (3.6)$$

A tensão no capacitor do filtro LCL é aproximadamente igual à tensão da rede. Dessa forma, considerando-se condições equilibradas da rede elétrica, a resposta do filtro, avaliada na frequência da rede, pode ser modelada com

um circuito resistivo-indutivo simples (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005):

$$v_{sj} = Ri_{sj} + L \frac{di_{sj}}{dt} + v_{gj}, \quad (3.7)$$

sendo  $v_{sj}$  e  $v_{gj}$  representam a tensão alternada nos terminais do conversor e a tensão da rede de fases  $j = a, b, c$ , respectivamente. R e L representam a soma das resistências e indutância do filtro, respectivamente. A equação 3.7 pode ser reescrita no referencial estacionário:

$$v_{s\alpha} = Ri_{s\alpha} + L \frac{di_{s\alpha}}{dt} + v_{g\alpha}, \quad (3.8)$$

$$v_{s\beta} = Ri_{s\beta} + L \frac{di_{s\beta}}{dt} + v_{g\beta}. \quad (3.9)$$

A malha interna controla a corrente injetada no sistema de potência. As correntes fundamentais  $i_{s\alpha}$  e  $i_{s\beta}$  são calculadas por meio da teoria da potência instantânea (IPT do inglês *Instantaneous Power Theory*) utilizando-se das referências de potência ativa ( $P^*$ ) e reativa ( $Q^*$ ), como segue:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

De modo a compensar correntes harmônicas, a mesma teoria é utilizada. Através da medição das tensões e correntes da rede, e então aplicadas à teoria da potência instantânea as correntes são calculadas. As correntes obtidas são instantâneas e genéricas podendo conter desequilíbrio e/ou harmônicos. No caso mais geral, pode-se então dizer que essas correntes possuem componentes médias e oscilantes. Dessa maneira, o sinal é filtrado por um filtro passa alta e então as componentes oscilatórias são extraídas, dando origem a referência de correntes harmônicas  $\tilde{i}_{L\alpha}$  e  $\tilde{i}_{L\beta}$ . Apresenta-se na figura 3.3 o diagrama de blocos da metodologia utilizada para obtenção das referências de corrente harmônicas.

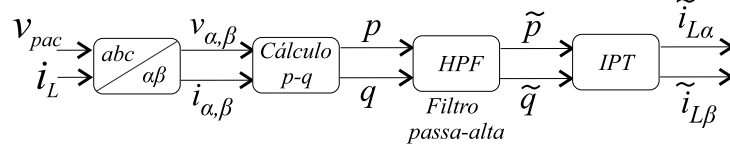


Figura 3.3: Esquema da detecção de correntes harmônicas.

Com isso, as referências de corrente fundamental,  $i_{s\alpha}$  e  $i_{s\beta}$ , e harmônicas,  $\tilde{i}_{s\alpha}$  e  $\tilde{i}_{s\beta}$ , são somadas dando origem às correntes de referência para o inversor,  $i_{s\alpha}^*$  e  $i_{s\beta}^*$ .

O sistema de controle é baseado no controlador proporcional-ressonante que é composto por: um controlador proporcional; um controlador ressonante sintonizado na frequência fundamental; e controladores ressonantes sintonizados na frequência harmônica desejada. A função de transferência do controlador é dada por:

$$G_c(s) = k_p + k_{if} \frac{s}{s^2 + \omega_f^2} + \sum_{h=2} k_{ih} \frac{s}{s^2 + h^2 \omega_f^2},$$

sendo  $k_p$  é o ganho proporcional.  $k_{if}$  e  $k_{ih}$  são os ganhos integrais sintonizados na frequência fundamental e na frequência harmônica de ordem  $h$ , respectivamente,  $\omega_f$  é a frequência angular fundamental.

Implementar o controlador PR no referencial estacionário permite que apenas uma ordem harmônica seja compensada por controlador ressonante. Segundo [Yepes et al. \(2011\)](#), os controladores ressonantes devem ser cuidadosamente ajustados, visto que algumas ordens harmônicas podem estar acima da frequências de corte da malha de corrente, o que leva a instabilidades. Essas instabilidades podem ser identificadas por meio do diagrama de *Nyquist*, como proposto em [Yepes et al. \(2011\)](#).

Por fim, neste trabalho, a implementação da modulação PWM escolhida foi a *space vector PWM* (SVPWM). Esta técnica é realizada através do cálculo da componente de sequência zero a ser adicionada ao sinal de referência. A tensão de sequência zero para esta técnica é obtida através do teste da menor magnitude entre os três sinais de referência escalonados.

Vale ressaltar que apesar da utilização do controle em referencial estacionário, em regime permanente, existe uma correlação direta com os controles no referencial síncrono e ABC. Desse modo, os resultados desenvolvidos nessa dissertação também são válidos para as outras estratégias de controle.

### 3.2.2 Modelagem do Filtro

Conforme mencionado, um filtro LCL proporciona uma solução adequada entre atenuar a frequência de comutação e ter um volume reduzido em comparação ao L e LC, o que permite redução de perdas e custo. O presente projeto foi realizado de acordo com o estudo proposto em [Liserre, Dell'Aquila e Blaabjerg \(2002\)](#) e com a revisão da literatura realizada em [Gomes, Cupertino e Pereira \(2018\)](#).

As seguintes equações de transferência são válidas para um filtro LCL com componentes passivos ideais:

$$G_{if}(s) = \frac{I_f(s)}{V_f(s)} = \frac{1}{L_f s} \frac{s^2 + Z_{LC}^2}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (3.11)$$

$$G_{ig}(s) = \frac{I_g(s)}{V_f(s)} = \frac{1}{L_f s} \frac{Z_{LC}^2}{s^2 + \omega_{res}^2}, \quad (3.12)$$

sendo,

$$\omega_{res} = 2\pi f_{res} = \sqrt{\frac{L_f + L_g}{L_f L_g C_f}} \quad (3.13)$$

$$Z_{LC} = \sqrt{\frac{1}{L_g C_f}} \quad (3.14)$$

Ao se projetar o filtro LCL alguns limites nos parâmetros devem ser introduzidos a fim de se obter melhor desempenho:

- o valor do capacitor está limitado pela potência reativa máxima que circula no sistema (geralmente deve ser inferior a 5%);
- a distorção harmônica total de corrente deve ser menor do que 5%;
- o valor total da indutância deve ser limitado a fim de reduzir a perda de tensão durante operação;
- a frequência de ressonância deve estar dentro de uma faixa que não influencie nas baixas e mais altas frequências, isto é, acima de dez vezes a frequência da rede,  $f$ , e abaixo da metade da frequência de comutação, ou seja,  $f_s$ ,  $10f < f_{res} < 0,5f_s$ .

A primeira diretriz para limitar os parâmetros do filtro é a potência reativa total. Neste projeto adotou-se uma fator de potência mínimo admissível de 0,95. Dessa forma,

$$FP_{min} = 0.95. \quad (3.15)$$

A segunda diretriz diz respeito a DHT. Para este trabalho adotou-se um DHT de 3%, visto que os modelos usados na simulação negligenciam alguns aspectos como tempo morto das chaves e distorção harmônica da rede. A indutância total do filtro deve atender a três restrições afim de respeitar os limites de queda de tensão. Sendo essas restrições,

- a indutância deve ser menor do que 0,1 p.u.;
- a indutância deve ser menor do que a de um filtro puramente indutivo;
- e por último, a indutância mínima tem relação com a oscilação de corrente no primeiro indutor.

As restrições apresentadas se traduzem nas seguintes equações:

$$L_{max,\delta_V} = \frac{L_b}{10}, \quad (3.16)$$

sendo,  $L_b$  a indutância em p.u.

Para a segunda restrição, foi considerado o projeto de filtro L apresentado por [Liserre, Dell'Aquila e Blaabjerg \(2002\)](#), dessa forma,

$$L_{max,L} = \frac{100}{6\sqrt{3}} \frac{1}{\sqrt{48}} \frac{V_{dc}}{f_s I_n} \sqrt{f(m)}, \quad (3.17)$$

sendo,

$$f(m) = \frac{3}{2}m^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}m^3 + \frac{9}{8}\left(\frac{3}{2} - \frac{9\sqrt{3}}{8\pi}m^4\right), \quad (3.18)$$

e

$$m = \frac{2\sqrt{2}}{V_{dc}} \sqrt{\left(\frac{V_n}{\sqrt{3}}\right)^2 + (2\pi f_n L_T I_n)^2}. \quad (3.19)$$

E por fim a restrição referente a oscilação de corrente no indutor do lado do conversor. De acordo com [Jalili e Bernet \(2009\)](#), um valor entre 30% e 50% é suficiente para limitar as perdas. Dessa forma, de acordo com [Jalili e Bernet \(2009\)](#), a indutância mínima para atingir estes critérios é,

$$L_{f,min} = \frac{V_g}{2\sqrt{6}f_s\delta_{if}}, \quad (3.20)$$

sendo,  $V_g$  a tensão de fase e  $\delta_{if}$  a oscilação de corrente em Amperes.

Com base na metodologia exposta e os parâmetros do sistema apresentados anteriormente nas tabelas 3.1 e 3.2 foi realizado o projeto do filtro LCL para este trabalho. [Pena-Alzola et al. \(2014\)](#) apresenta um fluxograma para realizar o projeto do filtro LCL. Primeiramente, o valor da relação entre a frequência de ressonância e a frequência de comutação ( $r_f$ ) deve ser estipulado. Este valor é escolhido com base na estratégia de amortecimento. Para este trabalho escolheu-se uma técnica passiva e foi definido  $r_f = 3$ . Dessa forma, a frequência de ressonância obtida foi  $f_{res} = 2,285kHz$ . O próximo passo é selecionar a relação entre as indutâncias do lado do conversor e do lado da rede ( $r_L$ ), a relação utilizada foi 1, de modo a obter indutâncias iguais e a mínima queda de tensão nos indutores.

Por fim, são plotadas a indutância total, o fator de potência (FP) e a THD da corrente da rede em função da relação entre os valores em p.u. da indutância total e da capacitância ( $r_q$ ). Essa metodologia foi implementada em um código no *software* MATLAB. A figura 3.4 apresenta o resultado obtido.

Foi escolhido um  $r_q$  seguindo as seguintes diretrizes propostas em [Pena-Alzola et al. \(2014\)](#):

- a relação entre a indutância e a capacitância do filtro tem um impacto na potência reativa e portanto altera o FP do filtro;
- $r_q = 1$  anula a potência reativa do filtro;
- $r_q = 1$  corresponde a mínima energia armazenada no filtro. Contudo, isso resulta em valores elevados de indutância associados a baixos valores de capacitância.

Essa escolha garante uma queda de tensão mínima nos indutores do filtro e garante uma THD da corrente da rede aceitável, de acordo com normas como a IEC 61000-3-2 e IEC 61000-3-4. A tabela 3.3 apresenta os parâmetros obtidos no projeto do filtro LCL.

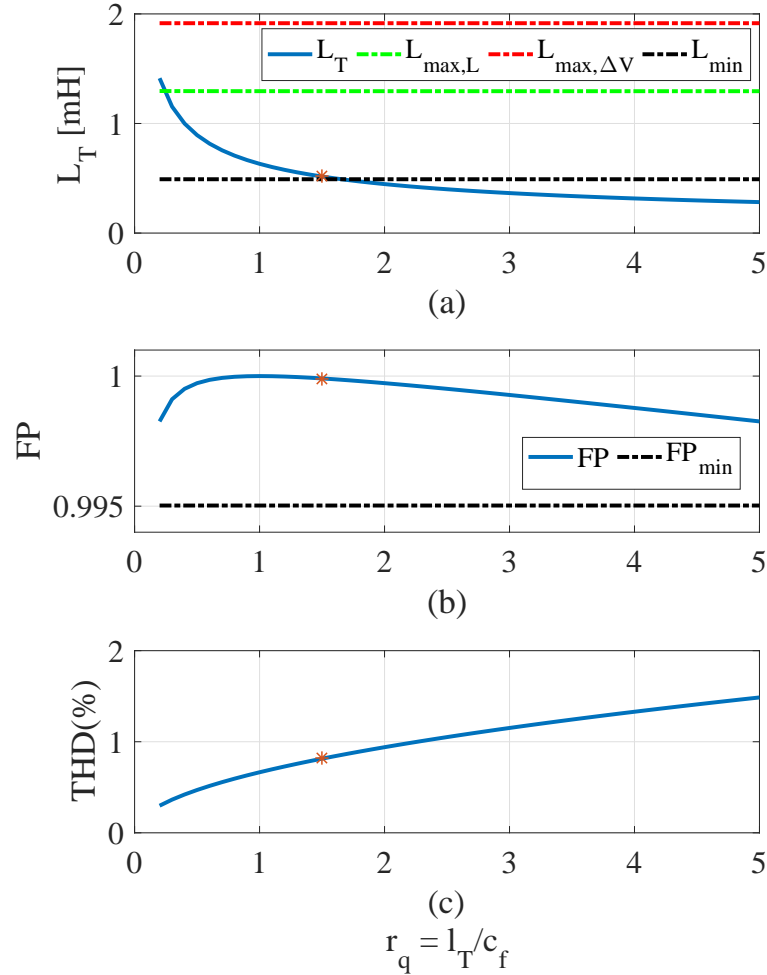


Figura 3.4: Variação dos parâmetros do filtro em função de  $r_q$ . (a) Indutância total; (b) Fator de potência; (c) Distorção harmônica total.

### 3.2.3 Algoritmos de Seguidores de Máxima Potência

Como um dos objetivos do presente trabalho é analisar o impacto da compensação de correntes harmônicas na eficiência dos algoritmos de MPPT, quatro MPPTs foram implementados.

O algoritmo Perturba e Observa (P&O) é largamente utilizado devido sua baixa complexidade de implementação. Vários outros algoritmos são baseados no P&O, como P&O modificado, *hill climbing* e *hill climbing mo-*

Tabela 3.3: Parâmetros do filtro LCL projetado.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutância do lado da rede	$L_g$	0.258 mH
Indutância do lado do conversor	$L_f$	0.258 mH
Capacitância	$C_f$	14.85 uF
Fator de potência	FP	0.999
Distorção total da corrente da rede	THD	0.8141%

dificado. Apresenta-se na figura 3.5 o processo de iteração generalizado para os algoritmos que se baseiam no na metodologia *hill climbing*.

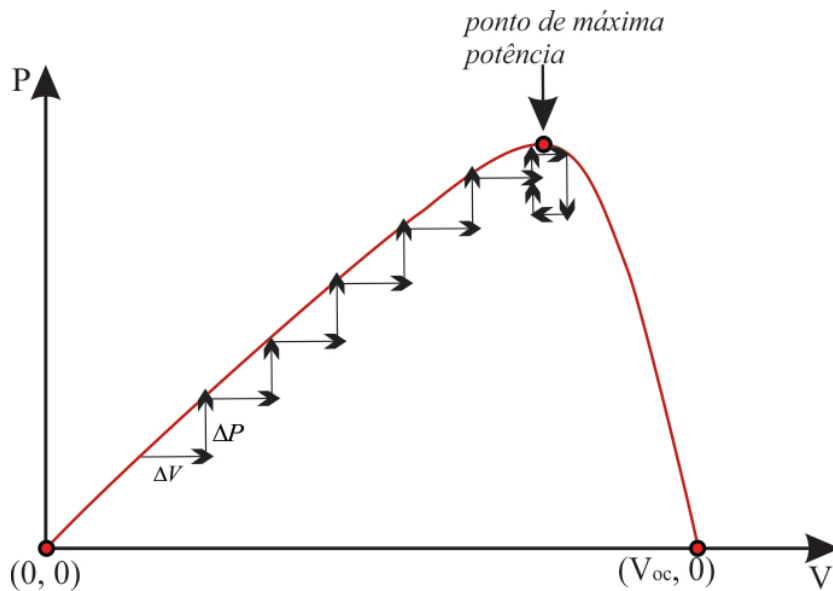


Figura 3.5: Processo de iteração para algoritmos baseados na metodologia *hill climbing*.

Periodicamente o algoritmo incrementa ou decrementa a tensão FV e compara os valores de potência obtidos com os anteriores. Se a potência entregue aumenta, a perturbação que ocorrerá no próximo ciclo será na mesma direção da anterior, caso contrário a direção da perturbação muda. Isso se traduz em uma perturbação da tensão FV todo ciclo, haja vista, quando o ponto de máxima potência é encontrado, o algoritmo começa a oscilar ao redor deste ponto (MIDYA et al., 1996). Apresenta-se na figura 3.6 o fluxo-

grama para o algoritmo P&O.

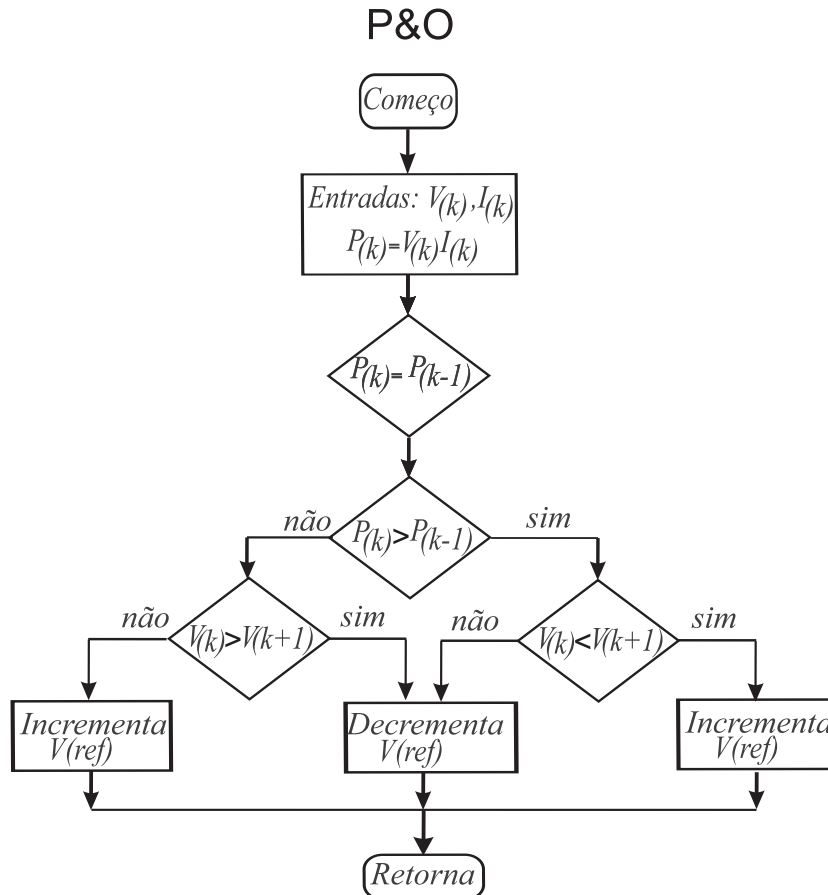


Figura 3.6: Fluxograma de funcionamento do algoritmo P&O.

O método P&O modificado (MP&O) desacopla as flutuações de potência FV causadas pelo processo de algoritmos do tipo *hill climbing* das causadas pela mudança da irradiância. Este método adiciona um processo de estimar a variação da irradiância através da perturbação para garantir a quantidade de variação de energia causada pelas condições climáticas, e então realiza a compensação no próximo período de perturbação (LIU; CHEUNG, 2004). Apresenta-se na figura 3.7 o fluxograma para o algoritmo MP&O.

Neste método existem dois modos de operação: Modo 1 para realizar a estimativa; e Modo 2 perturba o processo. O Modo 1 mede a variação de energia devido as variações na tensão e nas condições climáticas e mantém a tensão FV constante até o próximo ciclo. O Modo 2 mede a variação de

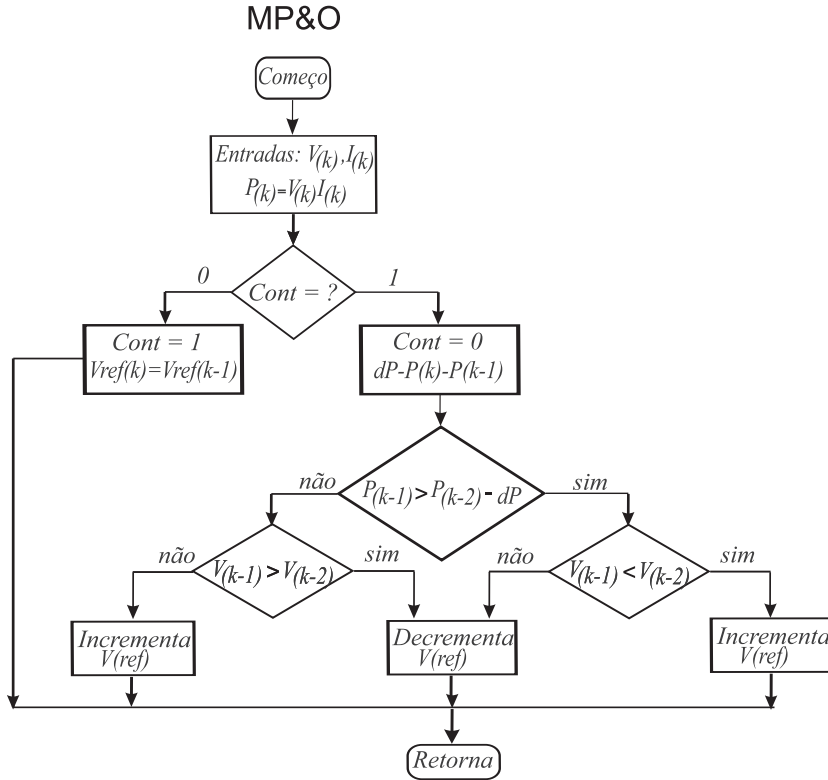


Figura 3.7: Fluxograma de funcionamento do algoritmo MP&O.

potência e determina o novo ponto baseado nos valores presente e passado de variação de energia (LIU; CHEUNG, 2004).

O algoritmo dP-P&O é uma melhoria do método P&O clássico, no sentido de que previne de seguir a direção errada durante mudanças bruscas na variação da irradiância. Para isso, este método realiza uma medição adicional de potência no meio do período de amostragem sem precisar realizar uma perturbação, esse processo pode ser visto na figura 3.8.

Considerando a taxa de potência constante durante um período, o que é uma boa aproximação na maior parte dos casos, a mudança de potência entre  $P_k$  e  $P_{k+1}$  representa apenas as mudanças causadas por variações climáticas, já que nenhuma ação de perturbação foi efetuada neste tempo pelo MPPT (SERA et al., 2006). Apresenta-se na figura 3.9 o fluxograma para o método dp-P&O.

O algoritmo para condutância incremental leva em consideração a condu-

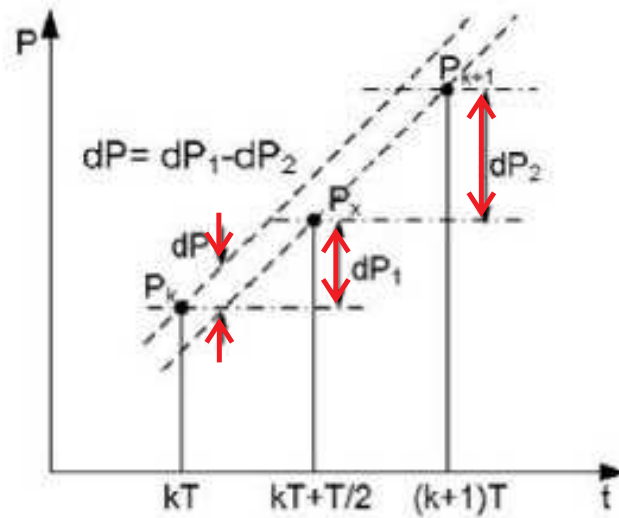


Figura 3.8: Medição de potência entre duas amostragens do MPPT. Adaptado (SERA et al., 2006).

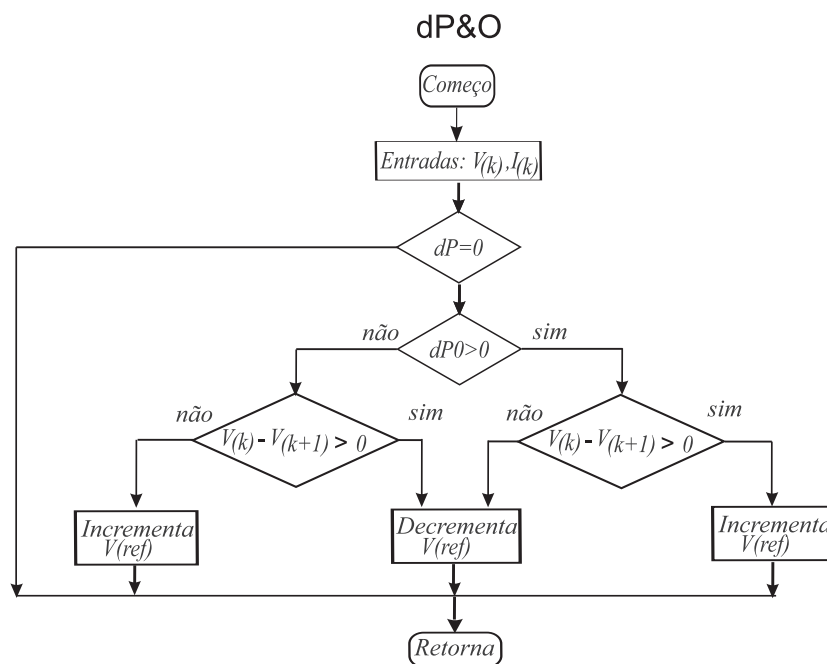


Figura 3.9: Fluxograma de funcionamento do algoritmo dP&O.

tância instantânea do módulo em comparação com a condutância incremental. Pode-se dividir o gráfico de potência por tensão (PxV) em três regiões: a primeira é o ponto de máxima potência, nesse ponto a derivada é igual a zero; a segunda região à esquerda do ponto de máxima potência a derivada é positiva; e por fim, a terceira região à direita do ponto de máxima potência a derivada é negativa (HUSSEIN et al., 1995). É dessa forma que o algoritmo opera, comparando em qual lado do pico da curva o arranjo FV está operando e realizando o incremento no sentido de deslocar o ponto de operação para o pico da curva. As equações básicas que descrevem a metodologia são:

$$\frac{dI}{dV} = \frac{-I}{V} \quad (3.21)$$

$$\frac{dI}{dV} > \frac{-I}{V} \quad (3.22)$$

$$\frac{dI}{dV} < \frac{-I}{V} \quad (3.23)$$

Então a condutância instantânea ( $\frac{I}{V}$ ) pode ser comparada com a condutância incremental ( $\frac{dI}{dV}$ ). Assim, o algoritmo incrementa ou decrementa a referência para atingir o ponto de máxima ponto de potência. Uma vez que o ponto de máxima potência é atingido, ele mantém essa posição até que ocorra uma mudança das condições atmosféricas. Apresenta-se na figura 3.10 o fluxograma para o algoritmo.

Por fim, definem-se os parâmetros dos algoritmos de MPPT segundo abordagem reportada em Schmidt et al. (2009). De acordo com (3.24),

$$\frac{0.1}{100} v_{mp} f_{MPPT} < \delta V < \frac{1}{100} v_{mp} f_{MPPT} \quad (3.24)$$

sendo,  $v_{mp}$  é a tensão no MPP e  $f_{MPPT}$  é a frequência de amostragem do algoritmo. Pelos parâmetros do arranjo modelado anteriormente, tem-se uma tensão de MPP de aproximadamente 657 V. Para uma frequência de amostragem de 10 Hz aplica-se estes valores na equação 3.24. Desse modo, apresenta-se na tabela 3.4 os resultados.



Tabela 3.4: Parâmetros da dinâmica dos seguidores de máxima potência.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Frequência de amostragem	$f_{MPPT}$	10 Hz
Passo de tensão	$\delta V$	7 V

figura 3.11 a estrutura utilizada na bancada.

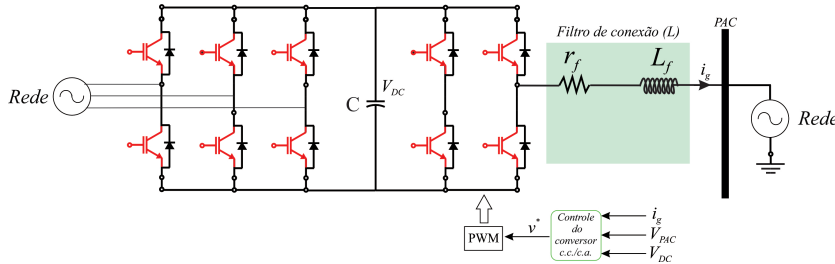


Figura 3.11: Sistema monofásico com filtro L de conexão à rede.

Para os resultados experimentais, foi emulado um sistema fotovoltaico monofásico com um filtro indutivo de conexão à rede. Mostra-se no capítulo 5 que para os resultados desejados a simplificação para um filtro L não apresenta impacto significante. Para este trabalho o controle do barramento c.c. foi dispensado. O nível de tensão do barramento c.c. foi mantido por um *varivolt* ligado a um ponte retificadora trifásica. As principais características do módulo da Semikron são apresentados na tabela 3.5.

Tabela 3.5: Parâmetros do módulo de potência utilizado.

Parâmetro	Valor
Módulo Semicondutor do Conversor do Lado da Rede	SK 30gbb 128 - 22 A para $T_j = 80^\circ C$
Módulo Semicondutor do Conversor do Lado do Inversor	SK 60gbb 128 - 44 A para $T_j = 80^\circ C$
Sensor de Corrente	LA 55-p (LEM)
Sensor de Tensão	LV 25-p (LEM)
Máxima Frequência de Comutação	15 kHz
Máxima Tensão do Barramento c.c.	750 V
Capacitância do Barramento c.c.	3,06 mF

O controle da bancada é realizado no kit eZdsp F28335, da *Spectrum Digital* (SPECTRUM, 2017). Apresentam-se na tabela 3.6 as características

deste dispositivo. Uma placa de acionamento e condicionamento dos sinais de medição baseada no DSP é utilizada, com os objetivos de comunicação com o DSP, geração de sinais complementares, indicação de condições operacionais e medição e condicionamento de sinais de tensão e corrente.

Tabela 3.6: Parâmetros do kit *Spectrum Digital*.

Parâmetro	Valor
Frequência de Operação	150 MHz
Canais de PWM	12 canais
Conversores Analógicos	16 conversores de 12bits
Memória <i>FLASH</i>	512kB

O controle e supervisão da bancada é realizado através de um computador, utilizando o *software Code Composer*. O *software* permite o acompanhamento das variáveis de interesse, mudança das referências de controle e aquisição dos resultados dos testes.

Como o principal foco do experimento é analisar o efeito da compensação de correntes harmônicas, é de extrema importância que os valores dos elementos do filtro estejam bem definidos e que a tensão do barramento c.c. esteja de acordo com o especificado. Para obtenção dos resultados experimentais, os valores de referência das correntes harmônicas são alterados em tempo real.

As partes constituintes da bancada são apresentadas nas figuras 3.12 e 3.13. Por fim, apresenta-se na tabela 3.7 os dados do sistema experimental utilizado.

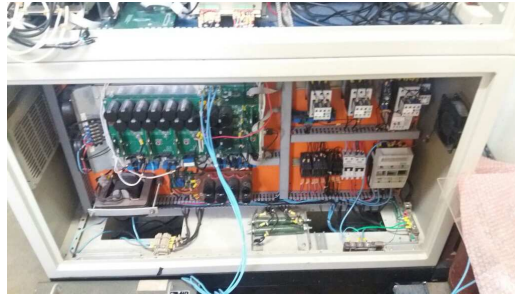


(a)



(b)

Figura 3.12: Partes constituintes da bancada: (a) placas de condicionamento e controle; (b) *varivolt*.



(a)



(b)

Figura 3.13: Partes constituintes da bancada: (a) módulo de potência; (b) filtro L de conexão à rede.

Tabela 3.7: Parâmetros do sistema experimental.

Parâmetro	Valor
Frequência de Comutação	9 kHz
Frequência de Amostragem	3 kHz
Filtro	4,2 mH/80m $\Omega$
Tensão do barramento c.c. máxima	360V
Ponto de Acoplamento Comum	127V/60 Hz

### 3.4 Considerações Finais

Este capítulo, com base nas revisões realizadas, apresentou o sistema utilizado nesse trabalho juntamente com as modelagens necessárias para simulação do sistema. O sistema implementado em ambiente virtual de acordo com as modelagens feitas aqui, será utilizado como ferramenta de análise nas próximas seções.

Uma modelagem do filtro LCL é apresentada com base na literatura acerca do tema. Os resultados do filtro mostram que existe uma margem de valores aceitáveis para a mesma condição de projeto. E ainda, os valores podem ser ajustados de acordo com necessidades específicas de design. Parte importante do trabalho realizou-se uma revisão acerca dos seguidores de máxima potência implementados. Onde é possível identificar as características específicas de cada um deste algoritmos.

O capítulo finalizou com os detalhes da bancada experimental utilizada para a coleta de resultados. Nos dois próximos capítulos são apresentados os resultados das modelagens e simulações realizadas.

# Comparação de estratégias MPPT durante compensação de correntes harmônicas

---

## 4.1 Introdução

Além dos desafios de implementação, a compensação de correntes harmônicas nos IMF podem causar mudanças no comportamento do barramento c.c. e ainda afetar as eficiências estática e dinâmica dos algoritmos MPPT. Neste capítulo, primeiramente, é realizado o desenvolvimento de uma expressão matemática que relaciona a compensação de correntes harmônicas com a ocorrência de oscilações de tensão no capacitor do barramento c.c. Posteriormente, é apresentada uma modelagem da eficiência instantânea e também é desenvolvida uma expressão para estimar a mínima eficiência durante o regime permanente dos algoritmos. Por fim, é realizada uma análise do efeito da compensação harmônica na eficiência de quatro técnicas MPPT.

## 4.2 Oscilações de tensão durante compensação de correntes harmônicas

Demonstra-se na figura 4.1-a uma curva característica P<sub>x</sub>V genérica para um módulo fotovoltaico.  $P_A$  e  $P_B$  são as potências produzidas quando a tensão oscila entre os pontos  $V_A$  para  $V_B$ , respectivamente.  $OP$  e  $MPP$

são os pontos de operação e o ponto de máxima potência, respectivamente. Apresenta-se na figura 4.1-(b) a oscilação de potência instantânea causada pela variação da tensão no barramento c.c.

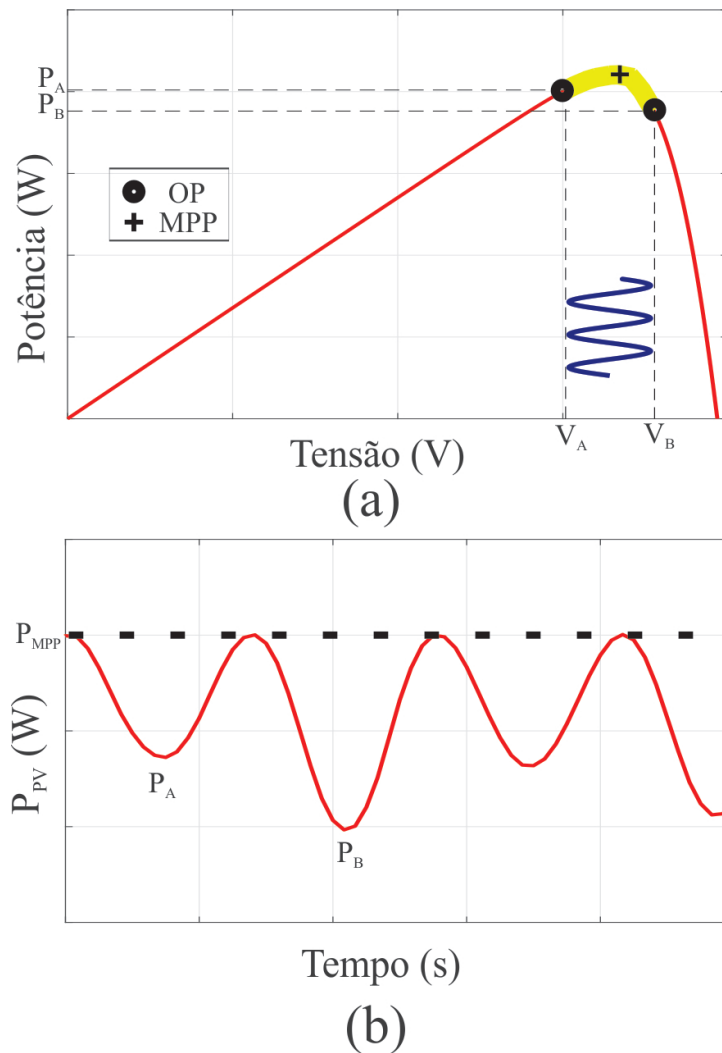


Figura 4.1: Oscilação de potência causada pela variação da tensão no barramento c.c.: (a) Curva  $P \times V$  genérica; (b) potência instantânea.

As análises presentes nesse capítulo são baseadas nos efeitos apresentados na figura 4.1. Durante o desenvolvimento das análises esse comportamento será explicado com mais detalhes.

A tensão do capacitor varia no tempo a medida que o capacitor carrega

e descarrega. Dessa forma, a oscilação de tensão é diretamente relacionada com a máxima capacidade de energia que pode ser armazenada no capacitor. A energia nominal armazenada no capacitor é dado por:

$$E_{nom} = \frac{1}{2} C v_{dc}^2, \quad (4.1)$$

e a máxima energia que pode ser armazenada pode ser representada como:

$$E_{max} = \frac{1}{2} C V_{max}^2. \quad (4.2)$$

onde  $v_{dc}^2$  é a tensão nominal do barramento de corrente contínua,  $V_{max}$  é a tensão máxima do barramento e  $C$  é o capacitor do barramento c.c.

O fator  $k_{max}$  é introduzido para relacionar a variação de energia devido a uma diferença entre a tensão nominal e a tensão máxima. Portanto,

$$E_{max} = \frac{1}{2} C V_{max}^2 = \frac{1}{2} C \bar{V}_{dc}^2 k_{max}^2 = E_{nom} k_{max}^2. \quad (4.3)$$

Desse modo, a máxima variação de energia no capacitor é dado por:

$$\Delta E = E_{max} - E_{nom} = E_{nom} (k_{max}^2 - 1). \quad (4.4)$$

Desenvolvendo (4.4),

$$k_{max} = \sqrt{1 + \frac{\Delta E}{E_{nom}}} \quad (4.5)$$

A máxima variação de energia que pode ser armazenada no capacitor pode ser definida como:

$$\Delta E = \max(\tilde{e}_{cap}), \quad (4.6)$$

onde  $\tilde{e}_{cap}$  é a energia instantânea armazenada no capacitor. Como têm-se interesse na oscilação no capacitor, a energia oscilante pode ser obtida como:

$$\tilde{e}_{cap}(t) = \int \tilde{p}_{dc} dt \quad (4.7)$$

onde  $\tilde{p}_{dc}$  é a oscilação de potência.

A potência instantânea que flui pelo capacitor pode ser representada como uma função das correntes que circulam pela rede ( $i_{a,b,c}$ ) e pela tensão sintetizada pelo inversor ( $v_{a,b,c}$ ),

$$p_{dc} = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) = \bar{p}_{dc} + \tilde{p}_{dc} \quad (4.8)$$

onde  $\bar{p}_{dc}$  é a potência média.

Como não há conexão com o neutro, em um inversor com conexão a três fios, somente correntes de sequência positiva e negativa circulam. Portanto, as correntes da rede podem ser representadas como:

$$i_x(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} I_h^+ \sin(h\omega_f t + \delta_I^+ + \theta_x) + \sum_{h=1}^{+\infty} I_h^- \sin(h\omega_f t + \delta_I^- - \theta_x), \quad (4.9)$$

onde,  $I_h^+$  e  $I_h^-$  são os valores das correntes de pico de sequência positiva e negativa, o subscrito  $x$  é referentes as fases  $abc$ , e  $\theta_x \in \{0, \frac{-2\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\}$  é referente ao ângulo de fase do sistema trifásico e  $\delta_I^\pm$  é o ângulo de fase das correntes.

Considerando que apenas tensão fundamental está sendo sintetizada e assumindo o uso de uma técnica de modulação senoidal, a tensão sintetizada pelo inversor pode ser definida como,

$$v_x(t) \approx m_i \frac{v_{dc}}{2} \cos(\omega_f t + \delta_V^+) \quad (4.10)$$

onde  $m_i$  é o índice de modulação e  $\delta_V^+$  é o ângulo de fase da função de modulação.

Considera-se somente a parte oscilatória de interesse de (4.7), desenvol-

vendo o produto e realizando as integrações necessárias de (4.8), a energia oscilante é obtida,

$$\begin{aligned} \tilde{e}_{cap}(t) = \frac{3m_i \bar{V}_{dc}}{4\omega_f} \left\{ \sum_{h=2}^{\infty} \left\{ \frac{I_h^+}{h-1} \sin[(h-1)\omega_f - \delta_V^+ + \delta_I^-] \right\} \right. \\ \left. - \sum_{h=1}^{\infty} \left\{ \frac{I_h^-}{h+1} \sin[(h+1)\omega_f - \delta_V^+ - \delta_I^+] \right\} \right\}, \end{aligned} \quad (4.11)$$

como resultado da integração das tensões e correntes de diferentes sequências ou frequências. Apresenta-se no apêndice A os detalhes nesse desenvolvimento.

Se apenas uma ordem harmônica é considerada, é possível generalizar a máxima variação de energia armazenada no capacitor, para as sequências positiva e negativa,

$$\Delta E^+ = \frac{3m_i v_{dc} I_h^+}{4\omega_f (h-1)} \quad (4.12)$$

$$\Delta E^- = \frac{3m_i v_{dc} I_h^-}{4\omega_f (h+1)} \quad (4.13)$$

Resolvendo (4.1), (4.5) e (4.12, 4.13) obtém-se,

$$k_{max} = \sqrt{1 + \frac{3m_i}{2\omega_f C} \frac{I_h^\pm}{(h \mp 1)} \frac{1}{v_{dc}}} \quad (4.14)$$

Para extrair a ondulação de tensão,

$$\Delta V = v_{dc}(k_{max} - 1) \quad (4.15)$$

$\Delta V$  é expresso em valores de pico.

Baseado em (4.14) e (4.15) as seguintes conclusões podem ser levantadas:

- as oscilações de tensão são causadas pela interação entre tensões e correntes de frequências ou sequência diferentes;
- a amplitude das oscilações de tensão é inversamente proporcional à capacitância.
- frequências mais baixas tem uma influência maior na oscilação de tensão. A compensação de correntes harmônicas de baixa ordem como 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> ordens, que são na prática comuns em sistemas elétricos, causam uma maior oscilação de tensão no barramento c.c.
- em condições equilibradas, correntes harmônicas de sequência positiva geram oscilações em  $(h - 1)\omega_f$ , por outro lado, harmônicas de sequência negativa geram oscilações em  $(h + 1)\omega_f$ . Portanto, 5<sup>o</sup> e 7<sup>o</sup> geram oscilações em  $6\omega_f$ .

O fator  $k_{max}$  depende da corrente harmônica, da frequência da rede  $\omega_f$ , da ordem harmônica e da capacitância. Como os requerimentos para redes de frequência diferentes podem ser facilmente comparados, não serão realizadas análises neste sentido. Conseqüentemente, a frequência da rede ( $f$ ) será constante,  $60Hz$ , durante todas as análises realizadas.

Uma carga de corrente harmônica  $I_h$  com frequência harmônica  $h\omega_f$  é considerada para a análise proposta. Para verificar os efeitos da ordem harmônica nas oscilações de tensão utilizou-se uma corrente harmônica genérica. Inicialmente, uma corrente harmônica de 5<sup>a</sup> ordem com amplitude igual a 0.3 p.u. é considerada. Posteriormente, a mesma amplitude é mantida e a ordem da corrente harmônica é alterada para 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 17<sup>a</sup> e 19<sup>a</sup>.

De modo a generalizar os resultados para diferentes potências de conversores, o eixo das abscissas é representado em constante de unidade de capacitância ( $H$ ). De acordo com [Sharifabadi et al. \(2016\)](#),  $H$  representa a energia armazenada por quilowatt de potência do conversor, e é definida por:

$$H = \frac{\frac{1}{2}C\bar{V}_{dc}^2}{S_n}, \quad (4.16)$$

onde  $S_n$  é a potência aparente do conversor. Apresenta-se na figura 4.2 o comportamento de  $\Delta V$  para as diferentes frequências testadas. Os resultados

foram obtidos a partir das equações 4.14 e 4.15. A figura apresenta as curvas obtidas para diferentes ordens harmônicas onde variou-se a capacitância do barramento c.c.

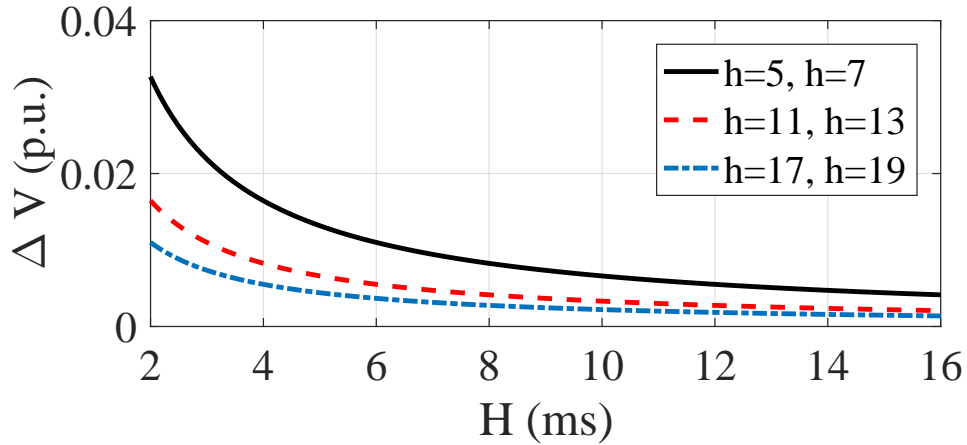


Figura 4.2: Oscilação da tensão do barramento c.c. em função da unidade constante de capacitância do conversor para várias ordens harmônicas.

Pode-se observar pelos resultados que harmônicos de 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> ordens geram uma contribuição igual para  $\Delta V$ . Harmônicos de 5<sup>a</sup> ordem são de sequência positiva e geram oscilações em  $(h + 1)\omega_f$ , e harmônicos de 7<sup>a</sup> ordem são de sequência negativa e geram oscilações em  $(h - 1)\omega_f$ . O mesmo acontece para os pares  $h = 11, 13$  e  $h = 17, 19$ . Adicionalmente, pode ser observado que frequências menores tem um maior impacto na oscilação. Por outro lado, valores de energia armazenada maiores induzem a valores de oscilações menores. Para a variação da energia armazenada os valores de capacitância do barramento c.c. foram alterados e os demais valores foram mantidos fixos.

Além disso, uma análise adicional foi realizada para verificar o efeito da amplitude da corrente harmônica em  $\Delta V$ . Foi considerado uma corrente de 5<sup>o</sup> harmônico para compensação, variando de 0.2 p.u. para 1 p.u. Apresenta-se o resultado na figura 4.3.

Um aumento da amplitude da corrente compensada aumenta a oscilação de tensão no capacitor do barramento c.c. Por fim, apresenta-se na figura 4.4 uma síntese dos efeitos do capacitor e da magnitude da corrente de 5<sup>o</sup>

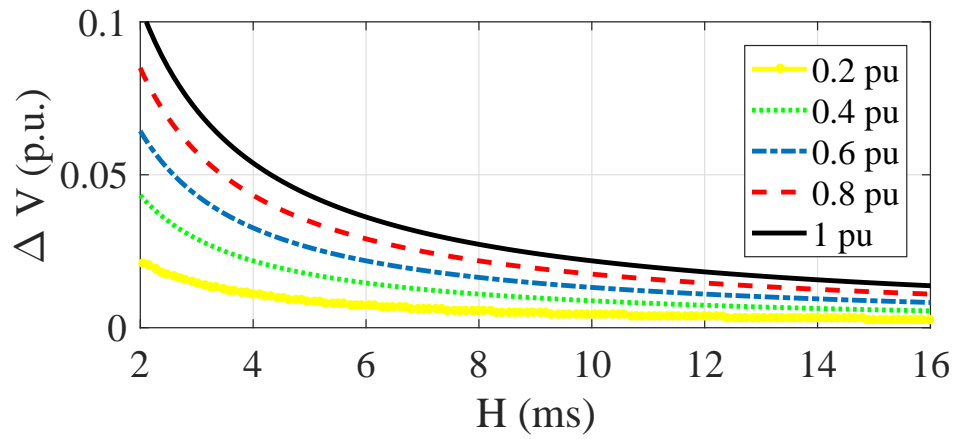


Figura 4.3: Oscilação da tensão do barramento c.c. em função da unidade constante de capacitância do conversor para diferentes valores de corrente de 5º harmônico.

harmônico nos níveis de oscilação de tensão do barramento de c.c. Os resultados foram obtidos a partir das equações 4.14 e 4.15. A figura apresenta as curvas de oscilação em função da energia armazenada e da amplitude da corrente harmônica.

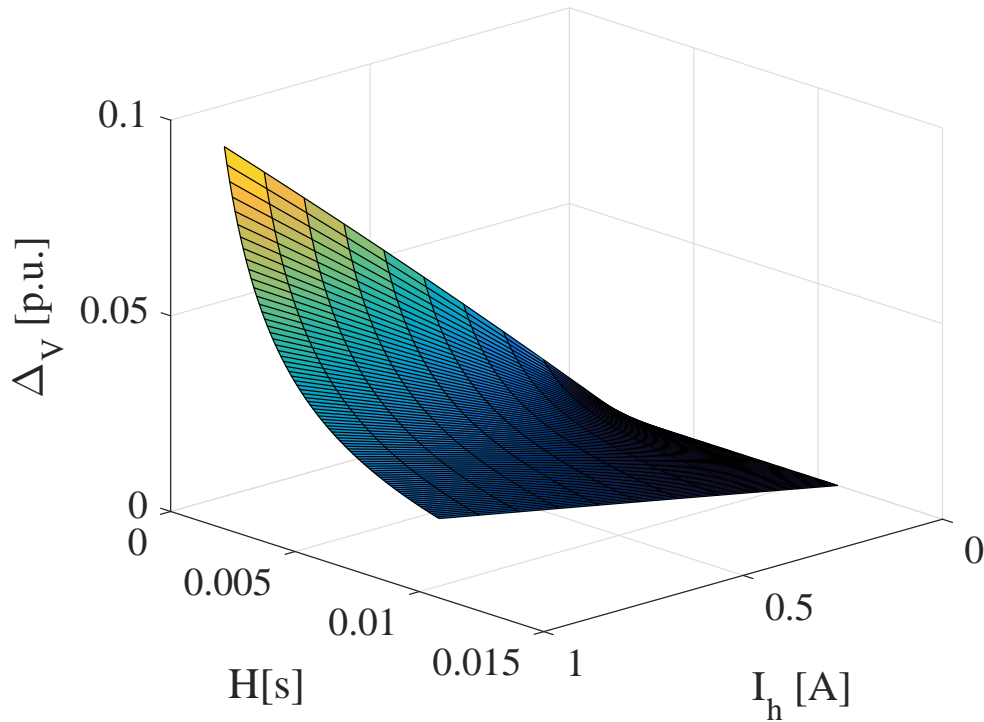


Figura 4.4: Oscilação de tensão em função do capacitor e da magnitude da corrente de 5º harmônico.

Na seção 4.4 é realizada a validação do modelo obtido através de resultados considerando a simulação completa do sistema.

### 4.3 Eficiência dos Algoritmos de MPPT

Como mencionado anteriormente, o impacto da performance dos algoritmos MPPT em SFV pode ser quantificado de duas maneiras: eficiência estática e eficiência dinâmica. Essas eficiências podem ser representadas no tempo (eficiência instantânea).

As eficiências dinâmica e estática podem ser definidas como (HAEBERLIN; SCHARERF, 2009):

$$\eta_{d,e}[\%] = 100 \int_0^T \frac{P_{pv}}{P_{ref}} dt, \quad (4.17)$$

A eficiência instantânea pode ser representada por:

$$\eta_i(t)[\%] = 100 \frac{P_{pv}}{P_{ref}}. \quad (4.18)$$

onde  $P_{pv}$  é a potência de saída medido no arranjo fotovoltaico,  $P_{ref}$  é a máximo potência disponível no arranjo e  $T$  é o período do evento.

A diferença entre as eficiências estática e dinâmica é relacionada puramente às variações climáticas. A eficiência estática está relacionada a condições onde o inversor trabalha com condições climáticas estáveis. Por outro lado, a eficiência dinâmica se refere a operação com condições climáticas variáveis., o que causa um maior desvio entre a tensão de entrada do inversor e o verdadeiro MPP ([HAEBERLIN; SCHARERF, 2009](#); [BRUNDLINGER et al., 2009](#)).

### 4.3.1 Modelagem da eficiência instantânea

Para a análise foi utilizado o modelo simplificado para os módulos fotovoltaicos, que é dado por:

$$i_{pv} = I_{pv} - I_0 - I_0 e^{kv_{pv}}, \quad (4.19)$$

onde  $I_{pv}$ ,  $I_0$  e  $k$  são constantes que dependem das características dos módulos ([RAUSCHENBACH, 1980](#)). Assim, usando (4.19), a potência de saída dos módulos é:

$$p_{pv} = i_{pv}v_{pv} = (I_{pv} - I_0)v_{pv} - I_0v_{pv}e^{kv_{pv}}. \quad (4.20)$$

Aplicando (4.20) em (4.18), a eficiência instantânea é,

$$\eta_i(t) = 100 \frac{(I_{pv} - I_0)v_{pv} - I_0v_{pv}e^{kv_{pv}}}{P_{ref}}. \quad (4.21)$$

A figura 4.5 demonstra uma curva característica PxV genérica para um módulo fotovoltaico.

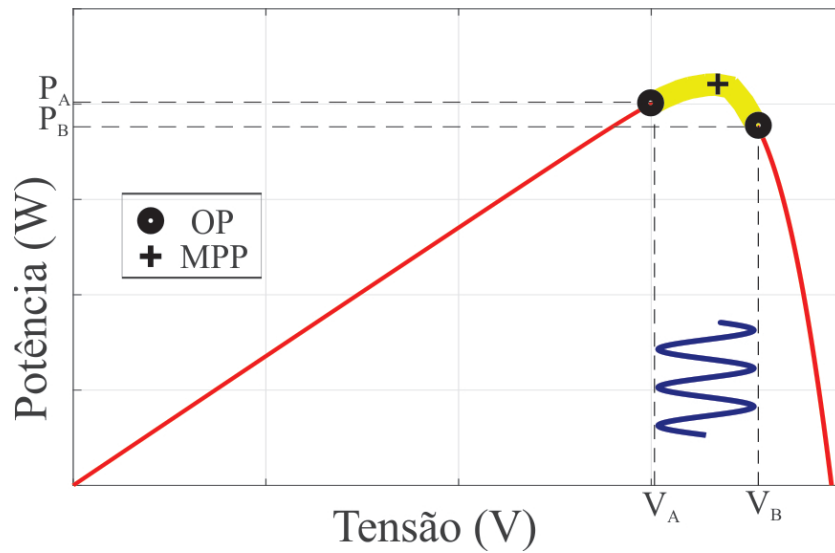


Figura 4.5: Curva característica PxV genérica.

Pode ser observado que para uma oscilação de tensão, centrada no MPP, resulta em diferentes potências quando se consideram os valores mínimo e máximo da tensão. Este efeito é resultado da forma da curva PxV. O lado direito do MPP tem uma maior inclinação. Portanto, a eficiência instantânea mínima é definida pela potência mínima de saída, representada por:

$$\eta_{min} = 100 \frac{(I_{pv} - I_0)v_{max} - I_0v_{max}e^{kv_{max}}}{P_{ref}}, \quad (4.22)$$

onde  $V_{max}$  é a tensão máxima do barramento c.c.

### 4.3.2 Modelagem da eficiência estática

Aplicando (4.17) e (4.20), a eficiência estática dos MPPT's pode ser dada por:

$$\eta_d = \frac{\int_0^T (I_{pv} - I_0)v_{pv}dt - \overbrace{\int_0^T I_0v_{pv}e^{kv_{pv}}dt}^{\text{soluo complexa}}}{\int_0^T P_{ref}dt}. \quad (4.23)$$

Como (4.23) tem uma solução complexa, aproximações podem ser realizadas. Baseado nas informações sobre o comportamento da potência instantânea, como pode ser observado na figura 4.6, uma aproximação considerando um polinômio de segunda ordem da forma,  $y = ax^2 + bx + c$  pode ser utilizado.

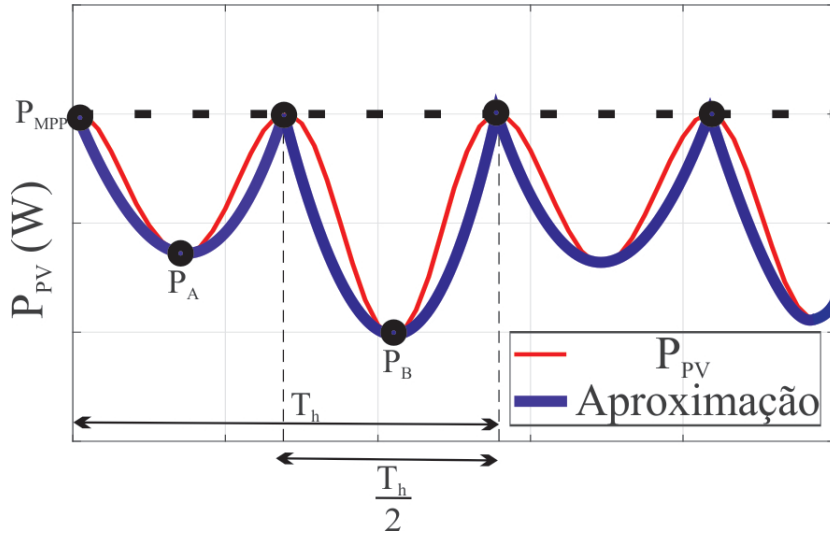


Figura 4.6: Oscilação de potência instantânea e aproximação quadrática da forma de onda.

Conseqüentemente, a eficiência estática apresentada em (4.23) pode ser aproximada da seguinte forma,

$$\eta_d = \frac{\frac{T_h}{6}(P_{MPP} - P_A) + \frac{T_h P_A}{2} + \frac{T_h}{6}(P_{MPP} - P_B) + \frac{T_h P_B}{2}}{\int_0^T P_{ref}dt} \quad (4.24)$$

onde  $T_h$  representa o período da corrente harmônica e  $P_{MPP}$  é a potência no MPP.

A aproximação obtida será discutida e utilizada para análises posteriores nas seções seguintes.

## 4.4 Simulação e resultados

A carga trifásica total conectada ao ponto de acoplamento comum  $PAC$  é composta por uma carga resistiva-indutiva e uma carga não linear, simulada por fontes de corrente injetando componentes harmônicas por fase. Os parâmetros utilizados na simulação são os mesmos apresentados na seção 2. Apresenta-se na figura 4.7 a topologia implementada na simulação.

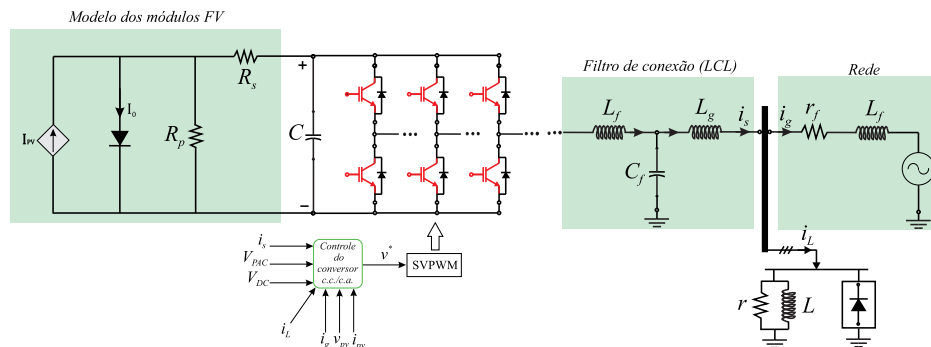


Figura 4.7: Topologia utilizada na simulação.

### 4.4.1 Validação da modelagem da oscilação de tensão do barramento de c.c.

Nesta simulação, o conteúdo harmônico injetado na rede e a tensão do barramento c.c. são alterados, visando validar o modelo matemático proposto para a oscilação de tensão do barramento. De modo a contabilizar somente os efeitos da compensação de correntes harmônicas na oscilação, utilizou-se um MPPT ideal, ou seja, a tensão de referência é definida previamente de acordo com os valores de irradiância e características dos módulos. E ainda, não sofre influência das perturbações presentes nos algoritmos de MPPT.

Apresenta-se na figura 4.8 a oscilação presente no barramento c.c. durante o período de simulação. A detecção de correntes harmônicas é habilitada aos 0,5 s. Entre  $0,5 < t < 0,6s$ , uma corrente de 5º harmônico com amplitude de 0.3 p.u. é compensada. Entre  $0,6 < t < 0,7s$ , a injeção de 5º harmônico aumenta para 0,45 p.u. Aos 0,7s, a corrente harmônica é mantida no seu último estado e a referência de tensão do barramento é decrescida em 10% do valor nominal. Durante a simulação o inversor injetava 0.8 p.u. de potência ativa para a rede. Para esta simulação foi adotada uma unidade constante de capacitância de 5,4 ms.

Preliminarmente à compensação de correntes harmônicas, não há oscilação de tensão no barramento. Após o início da compensação em 0,5s, a oscilação aparece com uma amplitude de 8,16 V, que representa 1,24%. Para o aumento da amplitude da corrente harmônica em 0,6s, a oscilação cresce para 1,87%. O decréscimo da tensão do barramento faz com que a oscilação aumente ainda mais, chegando a 2,11%. Considerando o modelo matemático obtido na equação (4.15), foram encontradas aproximações de 1,22%, 1,83% e 2,25%, respectivamente.

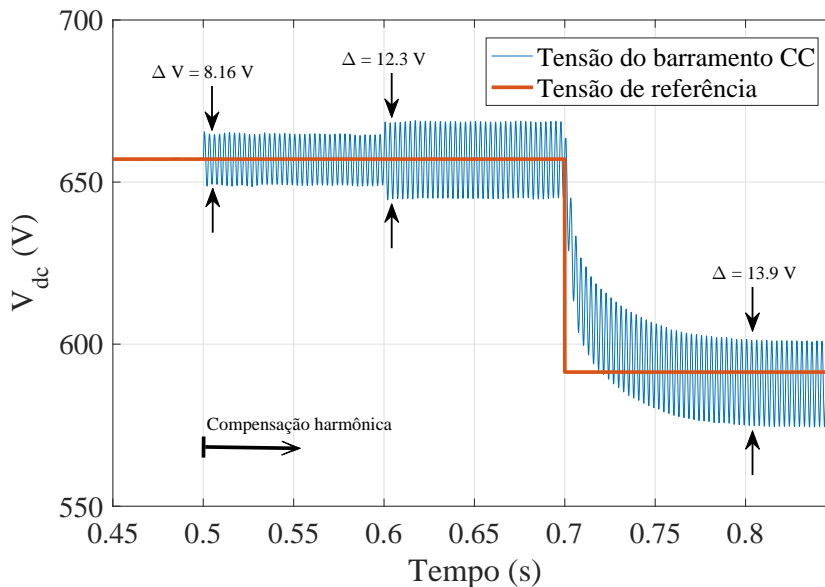


Figura 4.8: Oscilação de tensão do barramento de corrente contínua.

Destaca-se na tabela 4.1 uma validação do modelo matemático presente

na equação (4.15). Valores estimados de oscilação do barramento foram obtidos para três valores de unidades de capacitância. Os valores obtidos foram comparados com os resultados de simulação. A tabela 4.1 apresenta também o erro percentual entre as aproximações e a simulação.

Tabela 4.1: Resultados da validação da modelagem da oscilação de tensão do barramento de corrente contínua.

$h$	$H(ms)$	Oscilação		
		Modelo (%)	Simulação (%)	Erro (%)
5 – 7	5,4	1,22	1,19	2,46
	10,8	0,61	0,60	1,64
	16	0,41	0,40	2,44
11 – 13	5,4	0,61	0,61	< 0,01
	10,8	0,31	0,31	< 0,01
	16	0,20	0,20	< 0,01
17 – 19	5,4	0,41	0,44	6,82
	10,8	0,20	0,22	9,10
	16	0,14	0,17	17,65

As pequenas diferenças encontradas podem ser explicadas devido a contribuição da frequência de chaveamento e suas múltiplas, que não foram levadas em consideração durante a modelagem. Para ordens harmônicas mais altas, a restrição da banda de passagem do controle começa a ficar mais evidente. Em função disto, de modo geral, pode-se observar que os resultados de simulação validam a modelagem realizada.

#### 4.4.2 Validação da eficiência dos algoritmos MPPT

As modelagens realizadas anteriormente para as eficiências instantânea e estática são avaliadas e validadas nesta seção. É realizada também, uma comparação entre técnicas MPPT durante a compensação de correntes harmônicas.

Apresenta-se na figura 4.9 os resultados para a tensão do barramento c.c., potência instantânea e eficiência instantânea do MPPT. Aos 0,5 s a compensação de corrente harmônica é iniciada, com uma amplitude de 0,85 p.u. de 5º harmônico.

Pode ser observado que os efeitos da oscilação do barramento c.c. se propagam para a potência instantânea. Consequentemente, este efeito reduz a eficiência. A estimativa da mínima eficiência em (4.22) para o caso apresentado é de 98,9 %, e o valor simulado é de 98,7%. Pode-se concluir que a simulação se aproxima bem da estimativa utilizando do modelo matemático proposto.

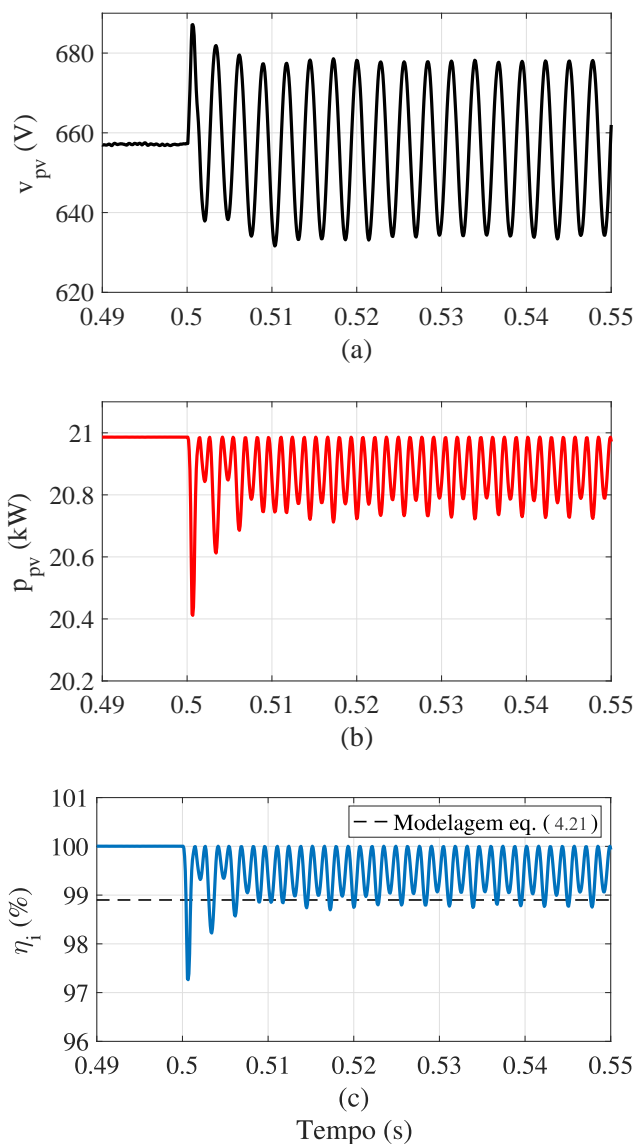


Figura 4.9: Resultados da simulação: (a) tensão do barramento c.c.; (b) potência fotovoltaica; (c) eficiência instantânea.

De modo a validar o modelo obtido em (4.24), várias simulações foram executadas, para diferentes valores de oscilação de tensão do barramento. Apresenta-se na figura 4.10 os resultados obtidos para os testes realizados. No resultado obtido é possível relacionar a oscilação de tensão do barramento c.c. com a deterioração da eficiência estática dos algoritmos, por exemplo, para uma oscilação de 5% do valor do barramento c.c., a perda de eficiência será de aproximadamente 1,2%, em comparação com uma sistema onde não ocorre oscilação de tensão.

Como pode ser observado, para valores de oscilação baixos, a curva calculada por (4.24) condiz fielmente com os resultados simulados. Todavia, com o aumento das oscilações no barramento o erro da estimativa cresce. Isso ocorre devido a aproximação realizada durante a modelagem. Contudo, como não é esperado que o barramento tenha uma oscilação tão alta, o modelo matemático proposto permite uma boa aproximação.

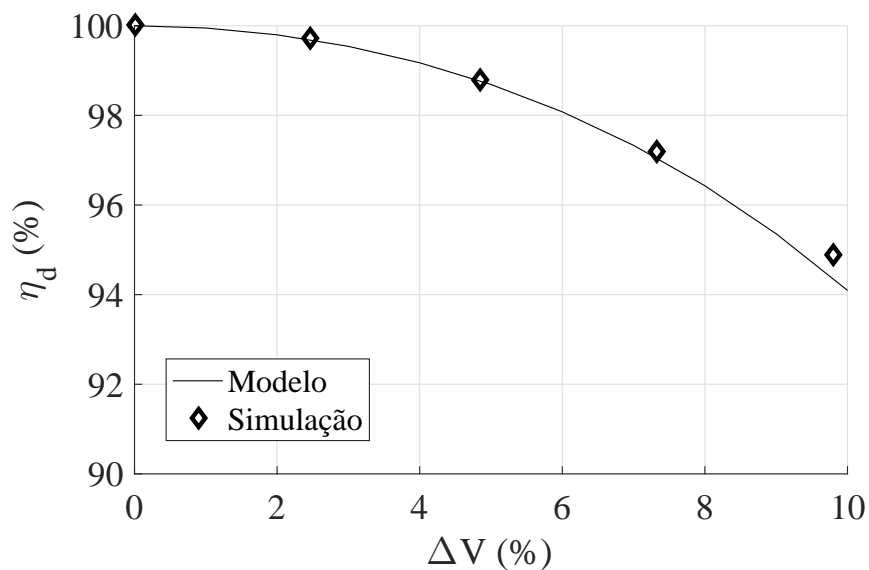


Figura 4.10: Eficiência estática para diferentes valores de oscilação de tensão do barramento de corrente contínua.

A eficiência de cada algoritmo MPPT foi analisada em detalhes. Foi utilizada uma curva de irradiância padronizada para o teste, nessa curva vários cenários são aplicados. Apresenta-se na figura 4.11 o perfil de irradiância

utilizado. A unidade constante de capacitância utilizada para estes teste foi de 0,54 ms. Uma vez que a temperatura é uma variável lenta, a mesma não foi sofre variação, e seu valor foi mantido em 50° durante todo o teste.

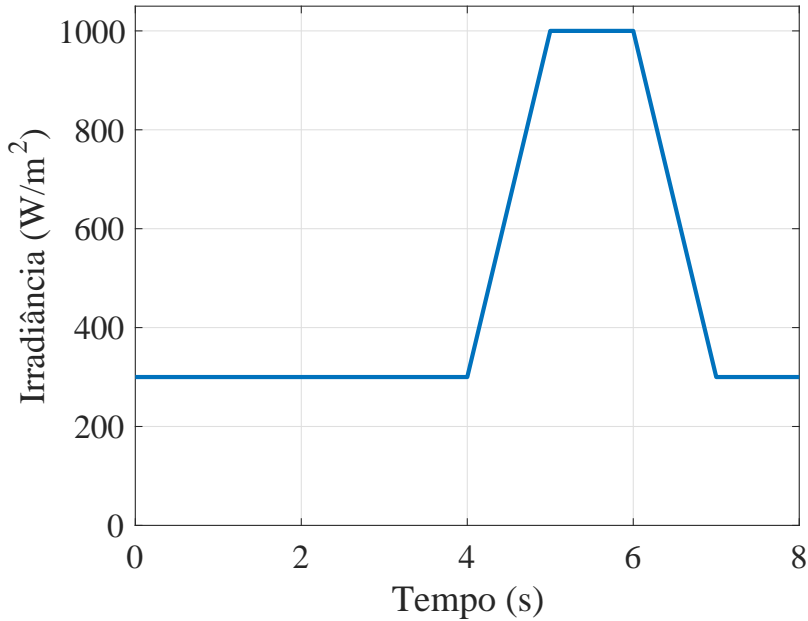


Figura 4.11: Perfil de irradiância utilizado.

Apresenta-se na tabela 4.2 os resultados da eficiência estática para os algoritmos utilizados. Apesar das performances de todos serem bastante similares, destaca-se os algoritmos P&O e condutância incremental como melhor desempenho em uma condição sem compensação de correntes harmônicas. Durante a compensação de harmônicos, o algoritmo da condutância incremental teve um melhor desempenho do que os outros algoritmos testados.

Apresenta-se na tabela 4.3 a eficiência dinâmica para os algoritmos testados. É possível notar que durante a variação de irradiância, os algoritmos apresentam um performance inferior quando comparados com o comportamento estático apresentado na tabela 4.2. Esta deterioração da performance é acentuada durante a compensação de correntes harmônicas. Isto ocorre principalmente por causa da dinâmica de controle, uma vez que, durante a variação da irradiância, o controle deve agir de acordo. Dentre os algoritmos testados, dP-P&O apresenta a melhor performance durante as mudanças na

Tabela 4.2: Efeitos da compensação de correntes harmônicas na eficiência estática.

MPPT	Eficiência (%)	
	Sem compensação	Com compensação
<i>P&amp;O</i>	99,9995	99,8865
<i>MP&amp;O</i>	99,9976	99,8859
<i>dP&amp;O</i>	99,9603	99,8181
Cond. Incr.	99,9996	99,8866

irradiância. Essa ocorrência pode estar atrelada ao fato do algoritmo realizar uma amostragem extra, entre os períodos de amostragem, que o previne de seguir a direção errada.

Tabela 4.3: Efeito da compensação de correntes harmônicas na eficiência dinâmica.

MPPT	Eficiência (%)	
	Sem compensação	Com compensação
<i>P&amp;O</i>	99,1186	98,9154
<i>MP&amp;O</i>	99,6020	99,4569
<i>dP&amp;O</i>	99,5859	99,5497
Cond. Incr.	99,5087	99,4315

Apresenta-se na figura 4.12-(a) e (b) as curvas de potência gerada sem a compensação de harmônicos e com compensação de correntes harmônicas, respectivamente. A curva obtida com o algoritmo P&O apresenta uma maior oscilação, o que torna difícil manter o sistema no MPP durante a compensação de harmônico. Todavia, todos os algoritmos testados apresentam oscilações durante a compensação de correntes harmônicas, o que diminui a potência extraída. Este resultado serve também para corroborar os resultados obtidos nas tabelas 4.2 e 4.3.

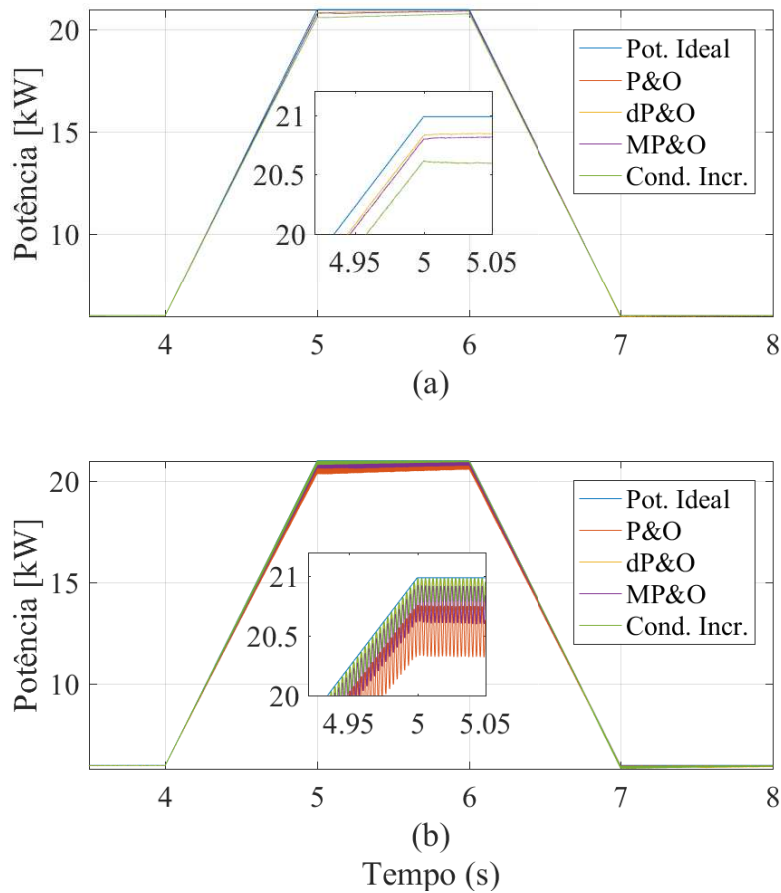


Figura 4.12: Potência extraída do arranjo fotovoltaico para os algoritmos estudados: (a) sem compensação harmônica; (b) com compensação harmônica.

Apresenta-se na figura 4.13 a eficiência instantânea para os algoritmos testados. A figura destaca o comportamento dos algoritmos durante a variação da irradiância. É possível notar uma grande diferença nas performances dos algoritmos, que são decorrentes dos diferentes comportamentos dos algoritmos devido à compensação de correntes harmônicas. Sendo assim, dP&O e IC apresentam o melhor desempenho para os testes realizados.

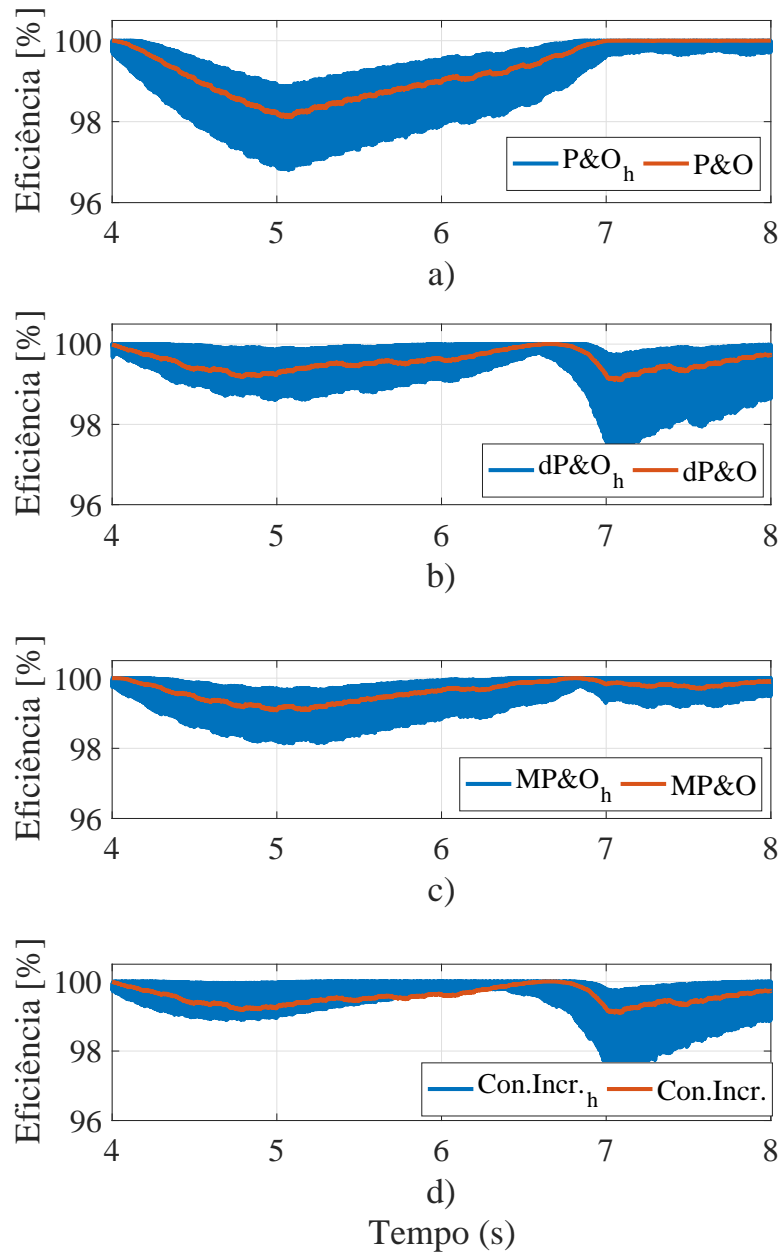


Figura 4.13: Eficiência instantânea para os algoritmos estudados: (a) P&O; (b) dP&O; (c) MP&O; (d) IC.

## 4.5 Considerações Finais

Este capítulo apresentou uma modelagem matemática que relaciona a compensação de correntes harmônicas com o surgimento de oscilações de tensão do barramento de corrente contínua. Foram realizadas análises dos efeitos das oscilações em quatro estratégias MPPT. Com isso, foi possível demonstrar a deterioração da eficiência dos algoritmos à compensação harmônica. O modelo obtido permitiu também isolar os fatores que afetam a oscilação do barramento, e conseqüentemente, altera a eficiência dos algoritmos MPPT.

Por fim, resultados de simulação mostraram que os modelos propostos conseguem estimar com uma boa precisão os impactos causados pela compensação de harmônicos. Assim sendo, os modelos obtidos podem ser usados para certificar que o barramento c.c. projetado para o conversor é capaz de realizar a compensação de correntes harmônicas. Ou ainda, a utilização dos resultados para o projeto de um barramento c.c. que permita a compensação de correntes harmônicas sem afetar demasiadamente o comportamento do inversor.

Apesar da deterioração da eficiência dos algoritmos parecer ínfimo em termos de porcentagem, esse é um efeito que poderá se estender pela vida útil do inversor e assim representar um montante considerável de energia perdida. Em outras palavras, apesar do IMF melhorar a QEE significativamente, precauções são recomendadas devido à deterioração da eficiência dos algoritmos MPPT. É válido lembrar que as análises realizadas neste capítulo podem ser estendidas para outros algoritmos.

# Limites de operação dos inversores multifuncionais durante a compensação de correntes harmônicas

---

## 5.1 Introdução

O foco deste capítulo é determinar os limites de tensão e corrente do IMF com um filtro LCL de conexão à rede durante a compensação de correntes harmônicas. Uma vez que os filtros são projetos para restringir os harmônicos que vão para a rede, estes podem influenciar a capacidade do conversor de sintetizar os harmônicos requeridos.

Por fim, é apresentado um algoritmo capaz de definir as limitações impostas pelo tensão do barramento de corrente contínua e pela corrente nominal do inversor. Os algoritmos são validados através de resultados experimentais e de simulação.

## 5.2 Limites de Operação

### 5.2.1 Limites do Barramento c.c.

Demonstra-se na figura 5.1 uma das fases do filtro LCL. Onde  $V_s$  é a tensão sintetizada pelo conversor e  $V_g$  é a tensão da rede.

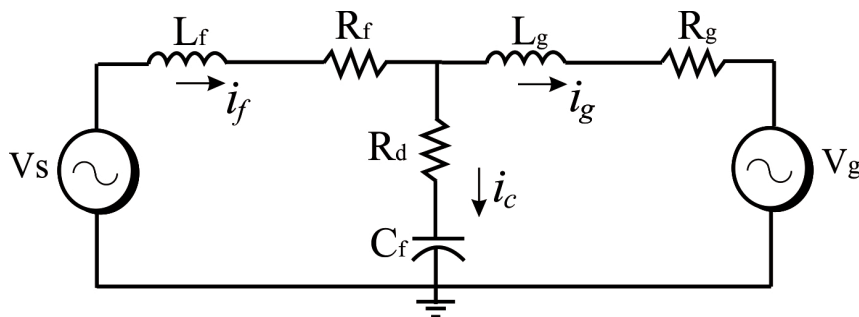


Figura 5.1: Modelo do filtro LCL.

Apresenta-se na figura 5.2 o diagrama de fasor das tensões e correntes do circuito apresentado em 5.1. Onde,  $\theta$  é o ângulo entre o PAC e a corrente injetada na rede.

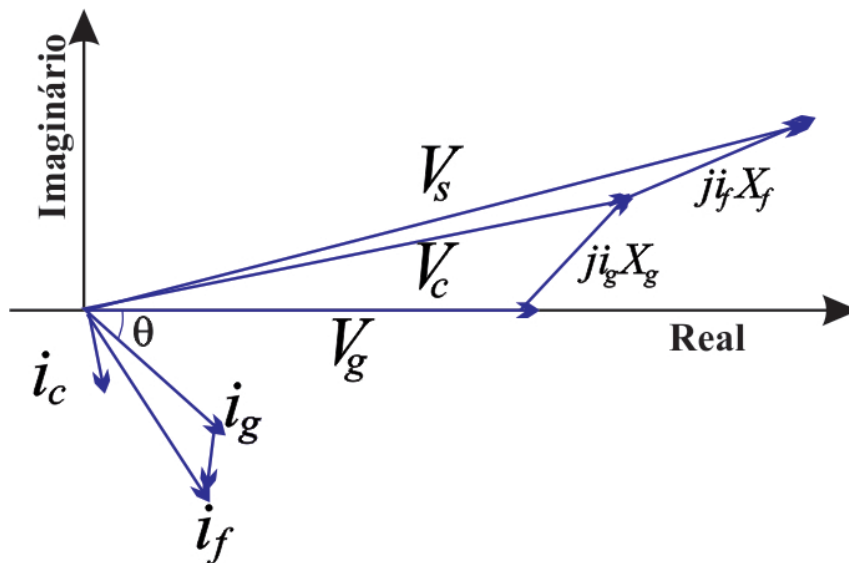


Figura 5.2: Diagrama de fasor da tensão sintetizada.

É necessário relacionar a tensão sintetizada pelo conversor em função da corrente que flui para a rede. Assim, é possível extrair as seguintes equações do circuito apresentado:

$$V_c = V_g + jX_g I_g, \quad (5.1)$$

$$I_c = \frac{V_c}{-jX_c}, \quad (5.2)$$

$$V_s = V_c + jX_f(I_c + I_g), \quad (5.3)$$

onde  $V_c$  e  $I_c$  são a tensão e a corrente no capacitor apresentado no circuito da figura 5.1, respectivamente.

Dessa forma, a equação relaciona a tensão sintetizada requerida para fazer fluir uma dada corrente para a rede é obtida. As equações 5.1, 5.2 e 5.3 também são válidas para correntes harmônicas se o termo da tensão da rede em 5.1 for descartado.

Abordando agora outro aspecto do problema, a tensão do barramento c.c. mínima requerida para prover a injeção de potência ativa na rede. Este valor mínimo deve garantir que a modulação ocorrerá na região linear, e portanto, harmônicos de baixa ordem não serão injetados na rede.

A equação que relaciona a tensão da rede, o índice de modulação e a tensão do barramento c.c. é:

$$m_i = \frac{2\hat{V}_g}{V_{dc}}, \quad (5.4)$$

Para o sistema simulado neste trabalho, considerando a técnica de modulação SVPWM, onde o índice de modulação para a região linear é de 1.1547 (UMASHANKAR et al., 2016), a tensão mínima de barramento c.c. deve ser:

$$V_{dc} = \frac{2\hat{V}_g}{1.1547} \approx 1.732V_g \approx \sqrt{3}\hat{V}_g, \quad (5.5)$$

A partir das equações deduzidas anteriormente, um algoritmo iterativo que procura a máxima corrente harmônica que pode ser sintetizada pelo conversor é implementado.

Como variáveis de entrada, a potência que flui para à rede, a tensão do barramento c.c., a ordem harmônica e as características do filtro LCL devem ser informadas. O primeiro passo é calcular por meio de 5.1, 5.2 e 5.3 a tensão do barramento c.c. necessária para fluir a potência ativa especificada. Subsequente, a corrente harmônica é iterada. Para cada valor de ângulo da corrente a ser sintetizada, uma sequência de cálculos é realizada, aumentando a amplitude da corrente até que a condição de parada seja satisfeita.

Neste caso, a condição de parada para o incremento da corrente harmônica é realizado até que o valor da tensão sintetizada seja igual ou maior do que a tensão do barramento c.c. dividida por  $\sqrt{3}$ . O algoritmo retorna então a máxima corrente harmônica que pode ser sintetizada pelo conversor sem que a tensão a ser sintetizada exceda os limites do barramento c.c.

Apresenta-se na figura 5.3 o fluxograma do algoritmo implementado. Onde  $V_1$  e  $V_h$  são as tensões fundamental e harmônica requeridas para fluir a corrente para à rede, respectivamente.  $I_h$  e  $\delta_h$  são o módulo e o ângulo da corrente harmônica a ser compensada. E ainda,  $\varphi_s$  e  $\varphi_{sh}$  são as defasagens das tensões fundamental e harmônica, respectivamente.

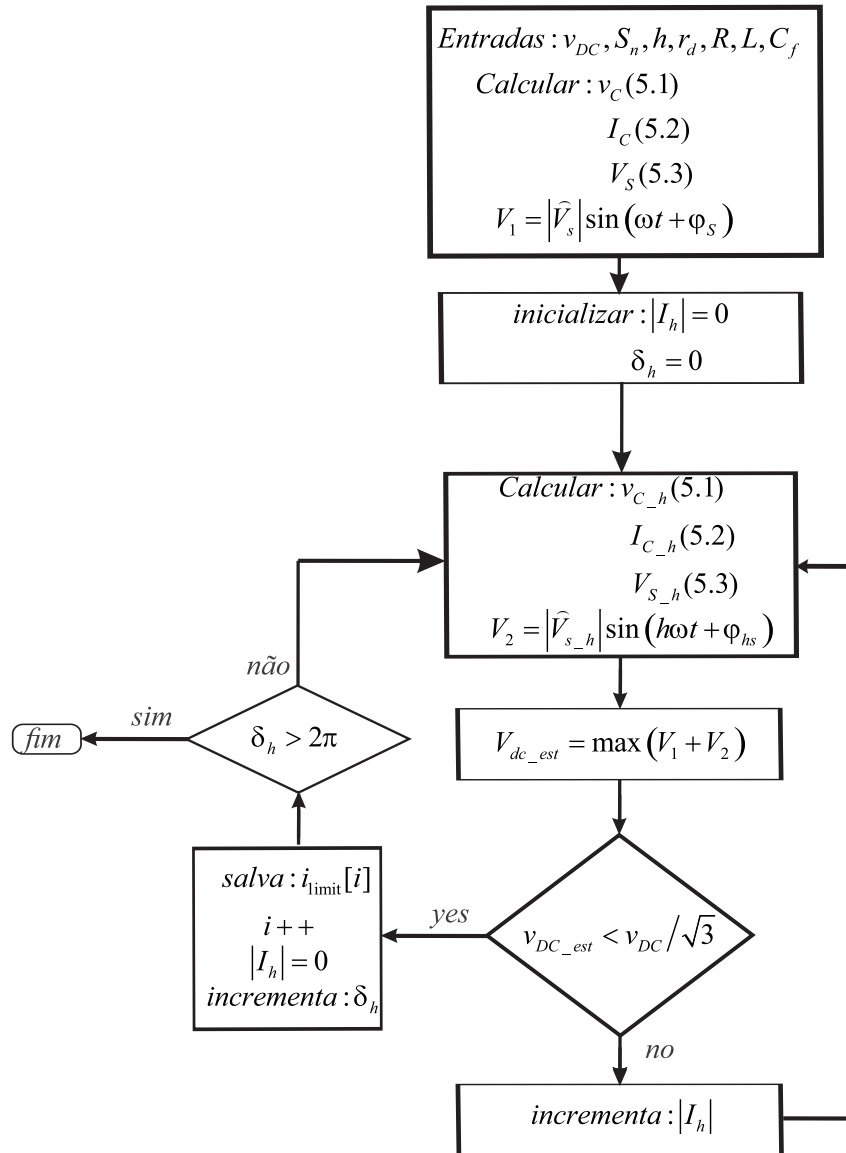


Figura 5.3: Fluxograma do algoritmo implementado.

### 5.2.2 Limites de Corrente do Conversor

Os limites de corrente impostos pelo conversor também são de grande importância para o correto funcionamento do sistema. Neste caso, uma soma vetorial direta da corrente fundamental injetada no sistema com a corrente

harmônica a ser compensada é realizada. O resultado desta soma não pode ser maior do que a corrente nominal do conversor. Na prática um fator de serviço (FS) ainda pode ser utilizado, neste trabalho adotou-se um FS de 10%.

É importante frisar que o ângulo do harmônico a ser sintetizado influencia na amplitude da corrente a ser compensada. Em alguns casos, o pico da forma de onda resultante diminui. Apresenta-se na figura 5.4 um caso genérico onde esse efeito ocorre.

Neste caso, uma corrente harmônica de quinta ordem com módulo igual a 0,25 p.u. foi somada a uma componente corrente fundamental (60 Hz) com módulo igual a 1 p.u. Na figura 5.4-a a corrente de quinto harmônico tem um ângulo de defasagem de  $90^\circ$ , a soma destas componentes resulta em uma corrente com pico de 1,2 p.u. No segundo caso, na figura 5.4-b, a corrente de quinto harmônico tem uma defasagem de  $180^\circ$ , o que resulta em uma forma de onda com pico de 1,08 p.u. A corrente para o segundo caso, estaria dentro dos limites aceitáveis para o conversor, considerado um fator de serviço de 10%.

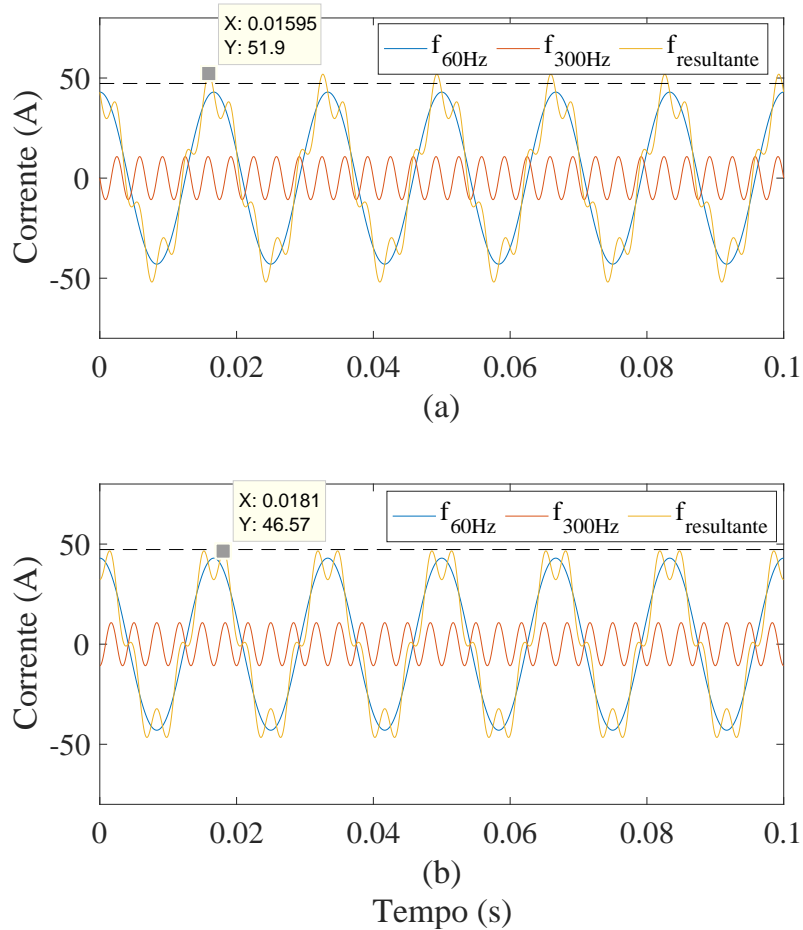


Figura 5.4: Exemplificação do efeito da ocorrência de diferentes ângulos da corrente harmônica.

Vale ressaltar que a avaliação foi feita basicamente considerando os picos da corrente, todavia um estudo mais aprofundado exigiria um estudo do estresse térmico causado às chaves semicondutoras. Ou seja, cada forma de onda resultante da combinação entre as correntes fundamental e harmônica deveria ser analisado. Entretanto, tal análise está fora do escopo deste trabalho.

## 5.3 Simulação e Resultados

A simulação foi realizada para o sistema apresentado ao longo deste trabalho e também para uma variação onde utilizou-se a tensão mínima para o barramento c.c. e um filtro projetado de acordo com a nova tensão estipulada.

### 5.3.1 Validação do Algoritmo

Primeiramente, a estimativa do algoritmo foi analisada sobre potência nominal fluindo para à rede. A limitação obtida é realizada a partir da medição do pico da forma de onda resultante da tensão a ser sintetizada pelo conversor. Apresenta-se na figura 5.5 os resultados obtidos pelo algoritmo desenvolvido e pela simulação para a limitação imposta pelo barramento c.c para uma tensão de 657 V. As figuras 5.5 e 5.6 estão representadas em diagrama polar, com as unidades representadas em p.u., e com a base de corrente igual a corrente nominal do conversor. No diagrama polar o módulo e o ângulo do gráfico representam a amplitude e o ângulo da corrente harmônica, respectivamente.

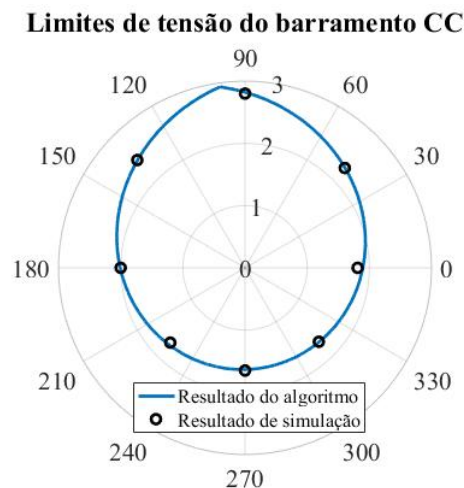


Figura 5.5: Limitação imposta pela tensão do barramento c.c. para condição de 1 p.u. de corrente nominal.

Na figura 5.6 apresenta-se os resultados de simulação e do algoritmo para os limites impostos pela corrente nominal do sistema.

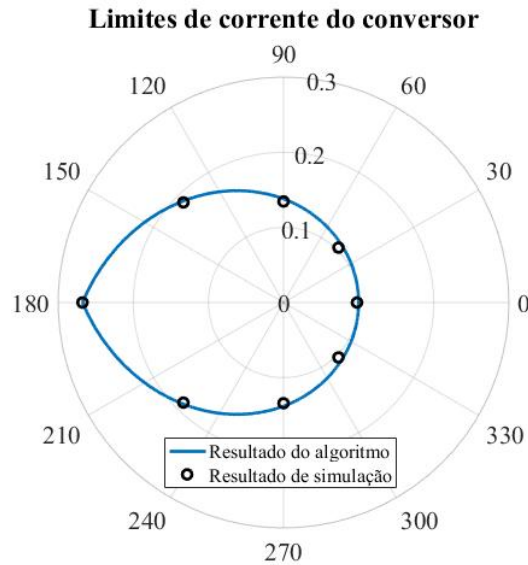


Figura 5.6: Limitação imposta pela corrente nominal do conversor para condição de 1 p.u. de corrente nominal.

Preliminarmente comparando as figuras 5.5 e 5.6 pode-se perceber que o limite imposto pela corrente do conversor corresponde a uma faixa de valores mais restrita. Por exemplo, se pegarmos a condição de injeção da corrente harmônica com ângulo  $90^\circ$ , para o limite de tensão temos uma possibilidade de injeção de aproximadamente 2.9 p.u. e para o limite de corrente do conversor temos uma possibilidade apenas 0.13 p.u. Todavia, esse resultado era esperado visto que neste caso o conversor estava injetando potência ativa nominal na rede.

A validação do algoritmo foi também realizada no domínio do tempo. A figura 5.7 apresenta a tensão sintetizada pelo conversor pela simulação e a estimativa realizada pelo algoritmo. Este resultado foi obtido através da injeção de uma corrente de 5<sup>o</sup> harmônico com amplitude de 6 A e uma defasagem de  $0^\circ$ .

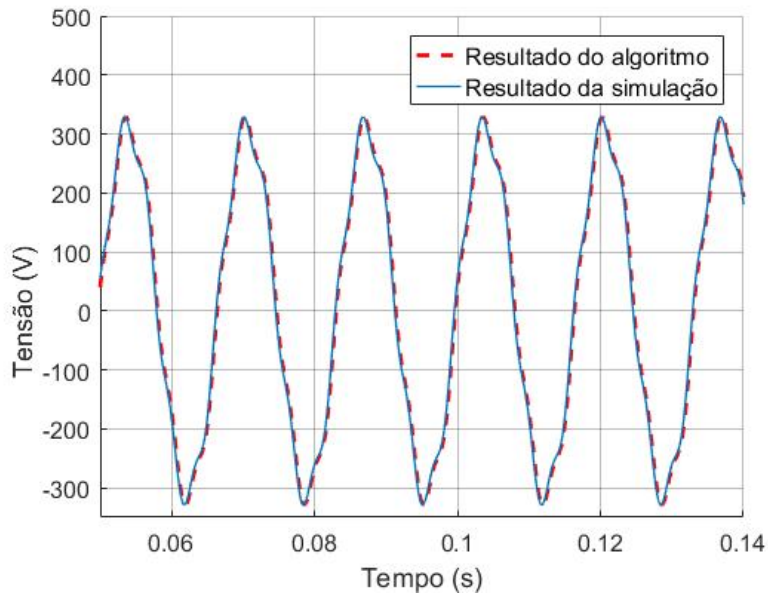


Figura 5.7: Resultado da tensão sintetizada para a injeção de uma corrente de 5º harmônico na rede.

Similarmente, a figura 5.8 apresenta o resultado obtidos para a injeção de uma combinação de 5º e 7º harmônicos, com amplitudes de 3 A e 2 A, respectivamente, ambos com defasagem de 0º. Vale ressaltar que estes resultados demonstram apenas o comportamento do algoritmo no tempo, para a compensação de uma ou duas correntes harmônicas e não os limites impostos pelo barramento.

Pode-se perceber dos resultados das figuras 5.7 e 5.8 que o algoritmo foi capaz de estimar com precisão a tensão à ser sintetizada pelo conversor, principalmente com relação a pico da forma de onda. Este resultado positivo é de extrema relevância para as análises realizadas aqui, visto que a metodologia empregada para os limites faz uso direto da estimativa do valor máximo da tensão a ser sintetizada.

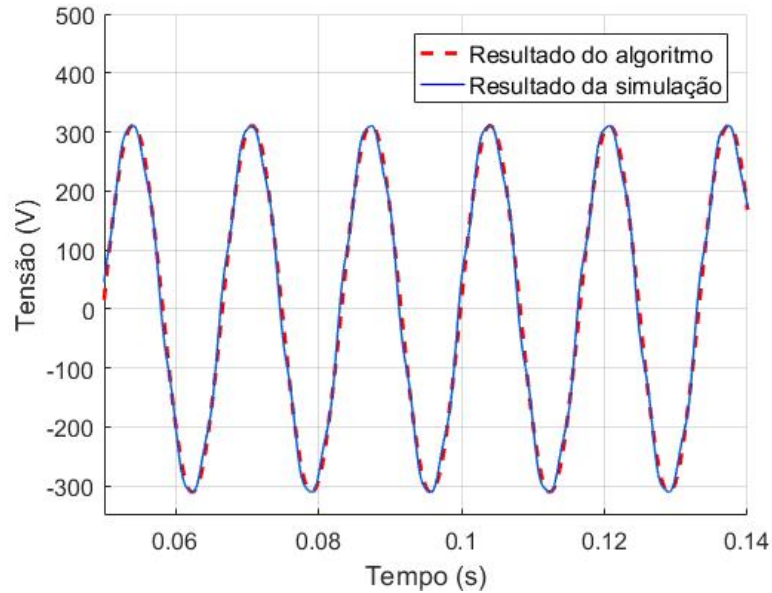


Figura 5.8: Resultado da tensão sintetizada para a injeção de uma corrente de 5<sup>o</sup> e 7<sup>o</sup> harmônicos na rede.

Vale ressaltar que para a simulação destes casos, utilizou-se uma simulação pelo valor médio, desconsiderando os efeitos causados pelo chaveamento, visto que estes efeitos também não são incorporado no algoritmo desenvolvido. Todavia, o algoritmo pode estimar com precisão a tensão de barramento necessária para sintetizar a corrente harmônica requerida e também estimar os limites de corrente do conversor. Assim sendo, a partir dessa validação, os fatores que influenciam na capacidade de injeção de harmônicos na rede serão analisados.

### 5.3.2 Tensão do Barramento c.c.

Os efeitos da variação da tensão do barramento c.c. são avaliados nesta seção. Para análise do efeito da tensão faz-se uma variação da barramento c.c. partindo de 545 V, que é um valor um pouco maior do que o necessário para injetar potência nominal na rede até 657 V, que é a tensão de projeto deste trabalho. Também é apresentado o limite de corrente do conversor para comparação destes limites.

Apresenta-se nas figuras 5.9 e 5.10 os resultados para a injeção de uma corrente de 5<sup>o</sup> e 7<sup>o</sup> harmônicos, respectivamente. Os resultados são apresentados em p.u. e como pode ser observado nas figuras 5.9 e 5.10, com um aumento da tensão do barramento c.c., a limitação imposta por este na síntese de correntes harmônicas diminui. Com uma tensão de barramento perto do limite mínimo, 545 V, ocorre uma interseção entre a curva de limite de corrente e a curva de limite de tensão do barramento. Nestes casos, a curva de capacidade efetiva do conversor é a zona compreendida na interseção das curvas dos limites de tensão e corrente.

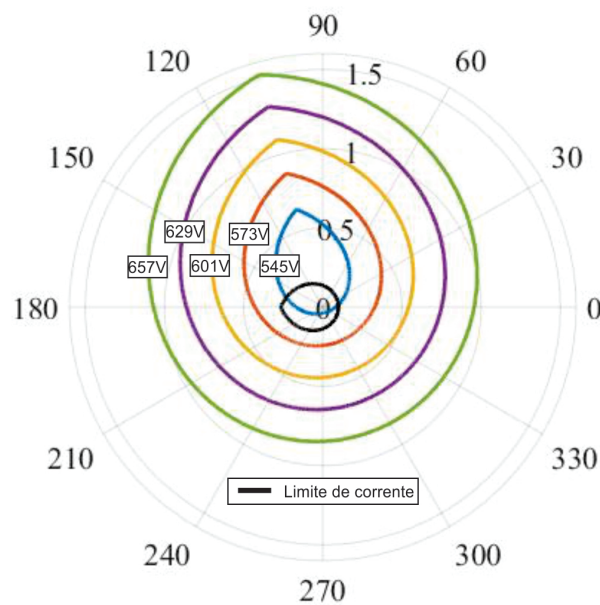


Figura 5.9: Efeitos da variação da tensão do barramento de corrente contínua da curva de capacidade para uma corrente de 5<sup>o</sup> harmônico.

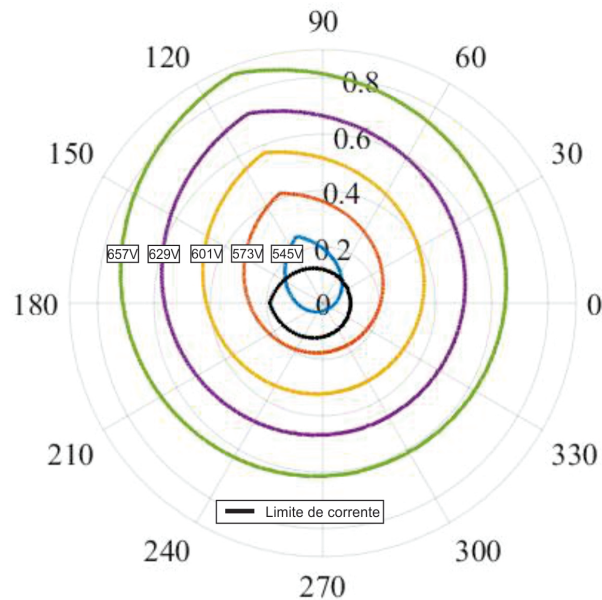


Figura 5.10: Efeitos da variação da tensão do barramento de corrente contínua da curva de capacidade para uma corrente de 7º harmônico.

Um ponto importante a se ressaltar, a limitação de corrente foi realizada para uma condição em que o conversor injeta potência ativa nominal na rede. Ao se considerar o conversor em *stand-by* o seu limite de corrente seria de 1 p.u. de corrente harmônica. Isso altera a zona compreendida pela interseção dos limites de tensão e corrente. Considera-se o resultado da figura 5.10, para qualquer valor de tensão do barramento c.c. apresentado, o limite imposto por este seria mais restrito do que o limite de corrente do conversor de 1 p.u. Pode-se observar na figura 5.11 esse comportamento explicado.

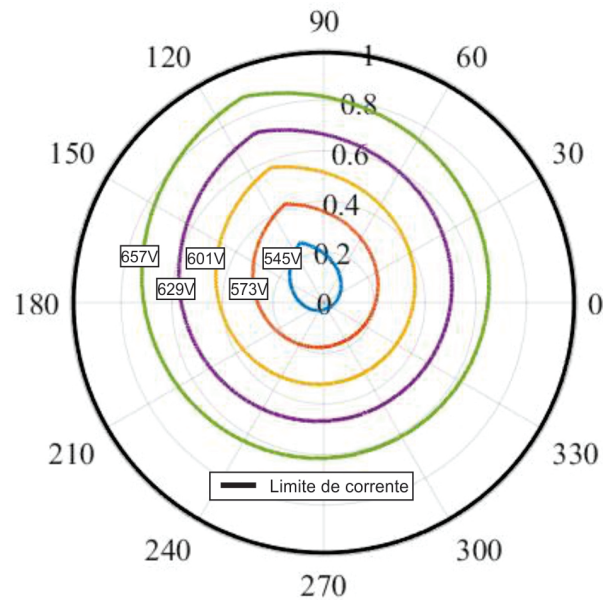


Figura 5.11: Efeitos da variação da tensão do barramento de corrente contínua da curva de capacidade para uma corrente de 7<sup>o</sup> harmônico com o conversor injetando 0 p.u. de potência ativa.

### 5.3.3 Ordem Harmônica

Devido às diferenças de impedâncias do filtro por causa da variação de frequências, é esperado que a quantidade de corrente harmônica que pode ser compensada varie para cada ordem harmônica. Nesta comparação, um barramento c.c. de 600 V foi utilizado com o inversor injetando potência nominal na rede. Apresenta-se na figura 5.12 o resultado para quatro ordens harmônicas.

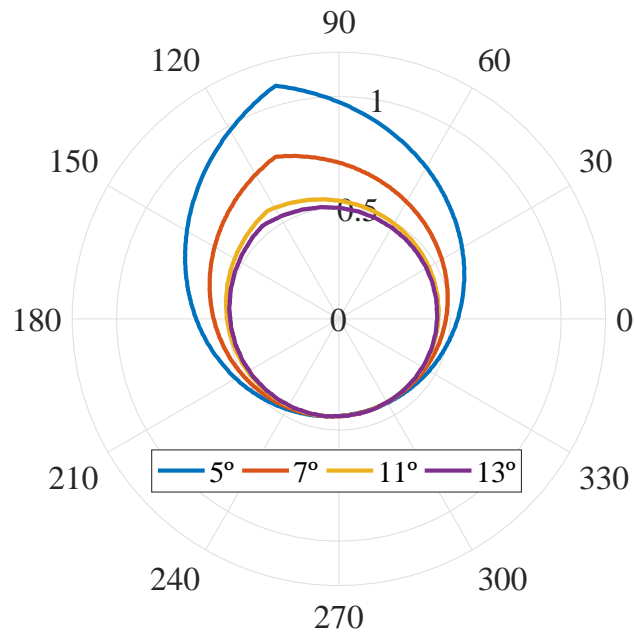


Figura 5.12: Efeitos da ordem harmônica na curva de capacidade de tensão do barramento c.c.

Pode-se notar que os limites são diferentes não só na amplitude, como também no ângulo onde o máximo ocorre. Por exemplo, para um ângulo de defasagem da corrente harmônica de  $120^\circ$  seria possível injetar uma corrente de  $5^\circ$  harmônico de aproximadamente 1 p.u., por outro lado para uma corrente de harmônica de  $13^{\text{a}}$  ordem este valor reduz para 0,5 p.u. Com relação aos máximos, as diferentes impedâncias do filtro devido às frequências das correntes harmônicas são responsáveis pelas alterações. Esse efeito será tratado mais a frente neste capítulo.

Como a análise complementar, agregou-se os resultados obtidos na seção 5.3.2 e nesta seção. Apresenta-se na figura 5.13 um gráfico que mostra as limitações de corrente harmônica compensada em função da ordem harmônica e da tensão do barramento c.c.

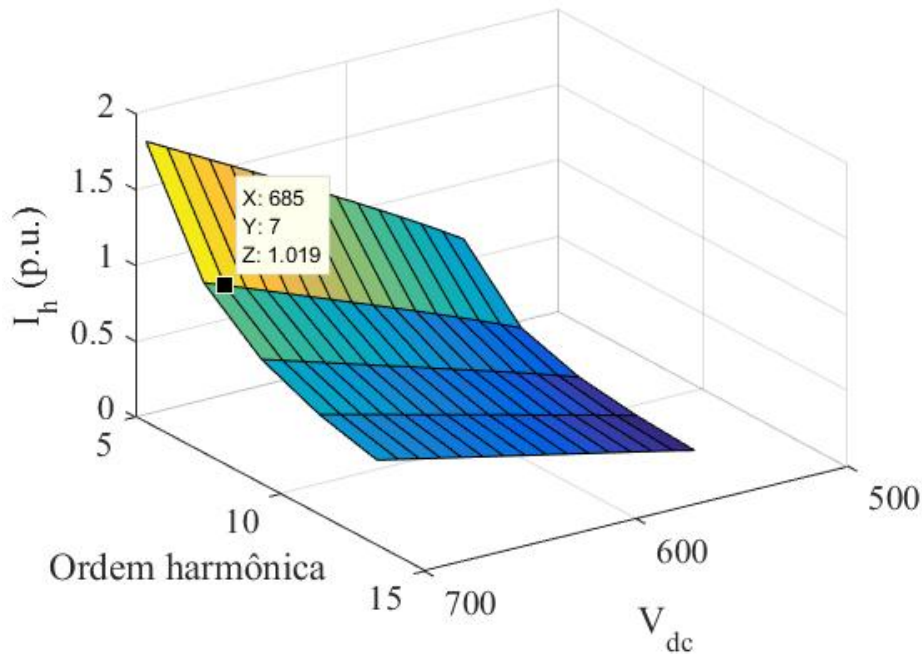


Figura 5.13: Limitações de compensação de correntes harmônicas em função da tensão do barramento de corrente contínua e da ordem harmônica.

Deve-se ressaltar que neste resultado somente o valor máximo é mostrado, independente do ângulo em que ele ocorre. Os resultados alcançados reafirmam as análises feitas anteriormente para a tensão do barramento c.c. e para a ordem harmônica da corrente. O gráfico nesta forma é interessante para um possível dimensionamento do barramento c.c. Por exemplo, se é desejado injetar 1. p.u. de corrente de 7<sup>o</sup> harmônico, seria necessário um barramento c.c. de aproximadamente 685 V.

### 5.3.4 Variação paramétrica do filtro LCL

Uma importante característica que deve ser analisada, é o efeito que a variação paramétrica dos componentes do filtro LCL têm sobre a capacidade de compensação de correntes harmônicas. Tomou-se como parâmetro para variação os valores mínimo e máximo encontrados no projeto do filtro LCL. Apresenta-se na figura 5.14 o resultado obtido da variação da indutância para

uma injeção de corrente de 5º harmônico.

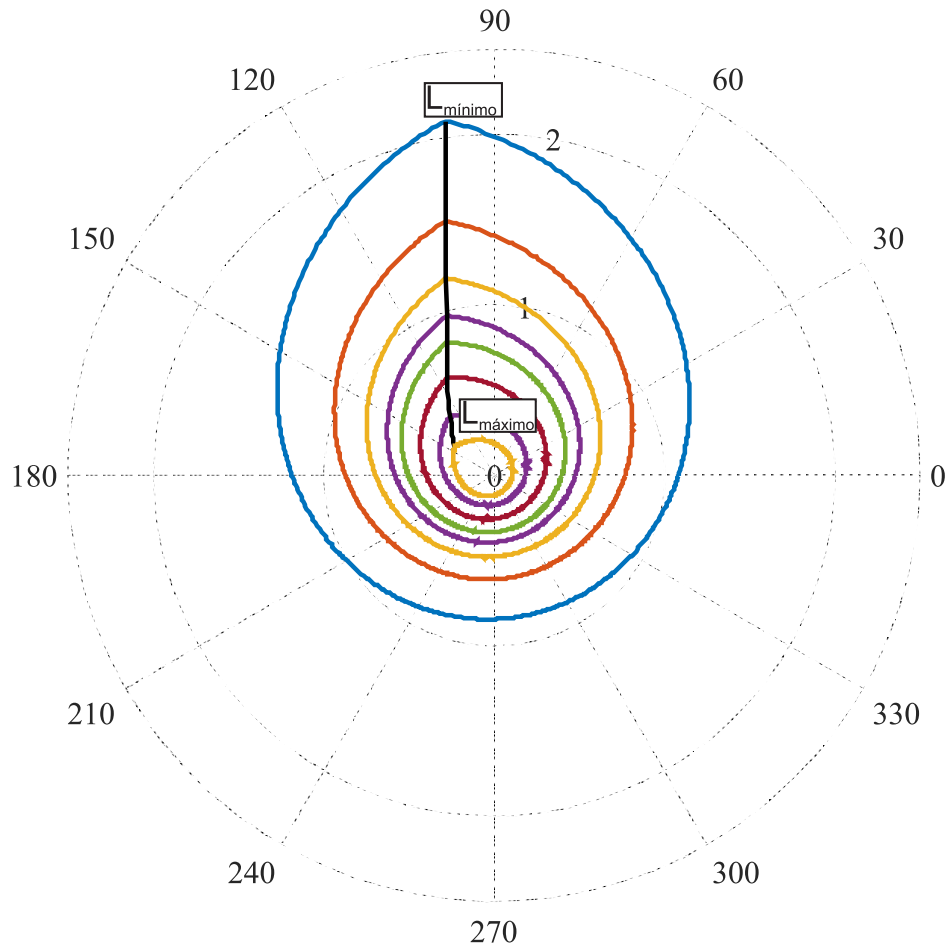


Figura 5.14: Efeito da variação paramétrica da indutância do filtro LCL na curva de capacidade (variação de indutância entre 0,516mH e 1,915mH).

Pode-se observar que, mesmo para valores de indutância estimados dentro dos limites estipulados pela metodologia, ocorre grande variação da capacidade de injetar correntes harmônicas na rede. É possível observar também a variação do ângulo de ocorrência do máximo, isso ocorre uma vez que a variação da indutância muda a defasagem causada pelo filtro LCL.

Outro ponto que se deve ressaltar, é o deslocamento que acontece na frequência de ressonância. Para os valores encontrados no projeto do filtro as frequências de ressonância são:

- 3,6 kHz para o valor mínimo de indutância (0,516mH)
- 2,3 kHz para o valor médio de indutância (1,295mH)
- 1,9 kHz para o valor máximo de indutância (1,915mH)

Pode-se notar pela variação da frequência de ressonância, que para valores de indutância dentro do projeto do filtro, a frequência de ressonância varia bastante. Para o valor máximo da indutância, a ressonância tem uma frequência de 1.9kHz, o que pode vir a ser um problema dependendo da ordem harmônica que deseja-se compensar.

Foram realizadas também simulações para variações da capacitância do filtro. Entretanto, alterações na curva de capacidade para ordens harmônicas baixas, só foram percebidas para grande variações de capacitância e que não se enquadram no escopo do trabalho. Apresenta-se na figura 5.15 o resultado obtido para a variação da capacitância para injeção de uma corrente harmônica de 5ª ordem.

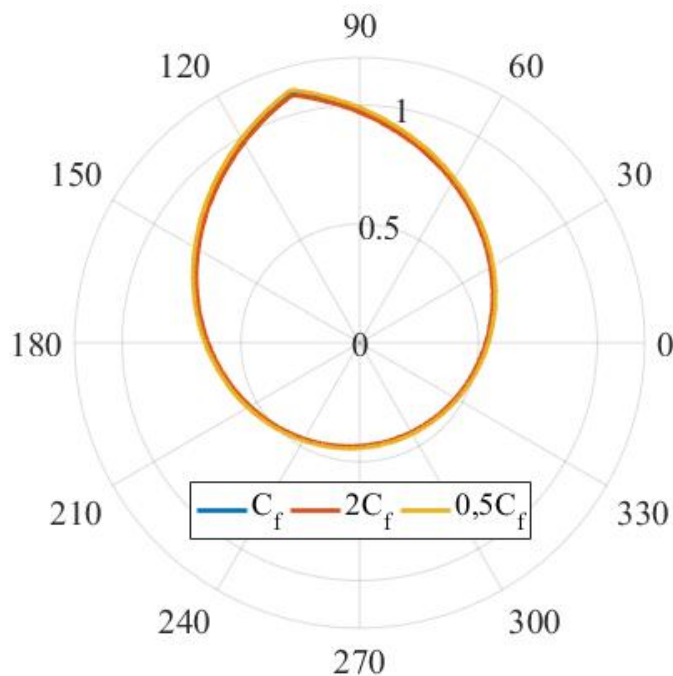


Figura 5.15: Efeito da variação paramétrica da indutância do filtro LCL na curva de capacidade.

Vale ressaltar que a alteração da capacitância também influencia na frequência de ressonância. Outra característica interessante, quanto maior a frequência da corrente harmônica compensada, maior é a influência da capacitância na curva de capacidade, ainda que essa variação seja insignificante frente as que ocorrem com a variação da indutância.

Alguns pontos que podem ser levantados após os resultados obtidos:

- A capacitância tem pouca influência sobre as margens de injeção de corrente harmônica.
- Para análise da capacidade, o filtro LCL pode ser aproximado por um filtro L com indutância igual a soma das indutâncias do filtro LCL, visto que as indutâncias são responsáveis pela alteração significativa da curva de capacidade.
- Para valores maiores de indutância também ocorre uma redução da frequência de ressonância do filtro, trazendo-a mais perto de frequências que poderiam ser compensadas.
- O fato das indutâncias serem de valor igual ( $L_f=L_g$ ), ou em outra proporção, não altera as características da curva de capacidade.

## 5.4 Resultados Experimentais

O intuito desse resultado experimental é validar o algoritmo desenvolvido para estimação da capacidade do inversor. Embasados nos resultados obtidos nesta seção pode-se afirmar que um filtro puramente indutivo é suficiente para coletar os dados necessários para avaliação da capacidade do sistema. O sistema utilizado para coleta de dados é o apresentado no capítulo 3.

Para a validação da curva de capacidade, primeiramente colocou-se uma referência de corrente fundamental de 0,4 p.u. (8 A), logo em seguida colocou-se a referência de corrente harmônica. São apresentados dois casos neste trabalho. O primeiro injeção de corrente de 5° harmônico com 8 variações de ângulo de 0° a 360°. A referência de corrente harmônica foi elevada gradualmente e a tensão de referência para o PWM foi monitorada. Apresenta-se na figura 5.16 os resultados para um barramento c.c. de 210 V.

As figuras 5.16 e 5.17 estão representadas em diagrama polar, com as unidades representadas em Ampere. No diagrama polar o módulo e o ângulo do gráfico representa a amplitude e o ângulo da corrente harmônica, respectivamente.

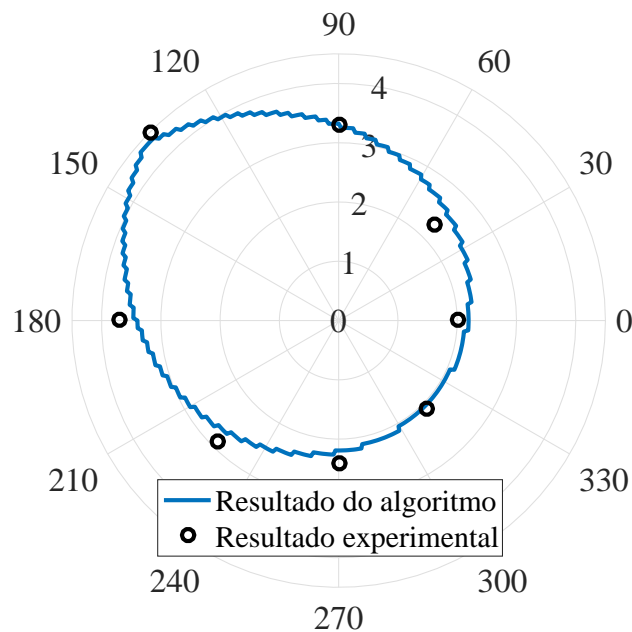


Figura 5.16: Resultados experimental da limitação de injeção de corrente imposta pelo sistema com 5º harmônico.

O segundo caso tem-se uma injeção de corrente de 7º harmônico com 8 variações de ângulo de 0º a 360º. Novamente, a referência de corrente harmônica foi elevada gradualmente e monitorou-se a tensão de referência para o PWM. Apresenta-se na figura 5.17 os resultados para um barramento c.c. de 210 V.

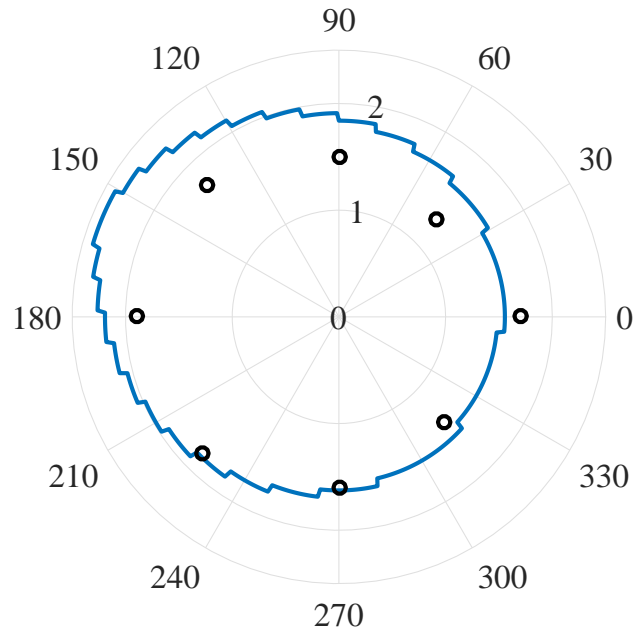


Figura 5.17: Resultados experimental da limitação de injeção de corrente imposta pelo sistema com 5º e 7º harmônicos.

Pode-se notar que para o caso com injeção de corrente de 5º harmônico a estimativa da limitação de injeção de corrente se adéqua muito bem aos resultados experimentais obtidos na bancada. Para uma injeção de 7º harmônico aparecem alguns desvios nos resultados encontrados experimentalmente. Estes erros podem ser explicados devido a oscilação com frequência de 360 Hz ocasionada pelo retificador trifásico que emula o sistema fotovoltaico. Desse modo, quanto menor são as limitações causadas, maiores serão os erros associados pela ponto retificadora trifásica.

A validação experimental do algoritmo também foi realizada no tempo. Apresenta-se nas figura 5.18 e 5.19 a tensão sintetizada pelo conversor da bancada e a aproximação realizada pelo algoritmo desenvolvido.

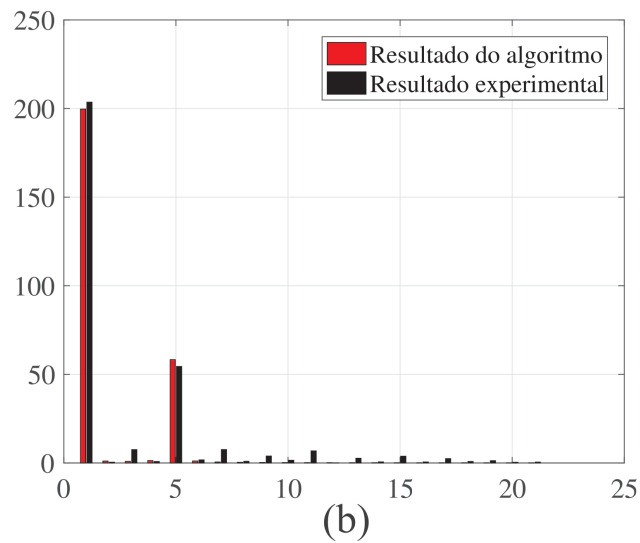
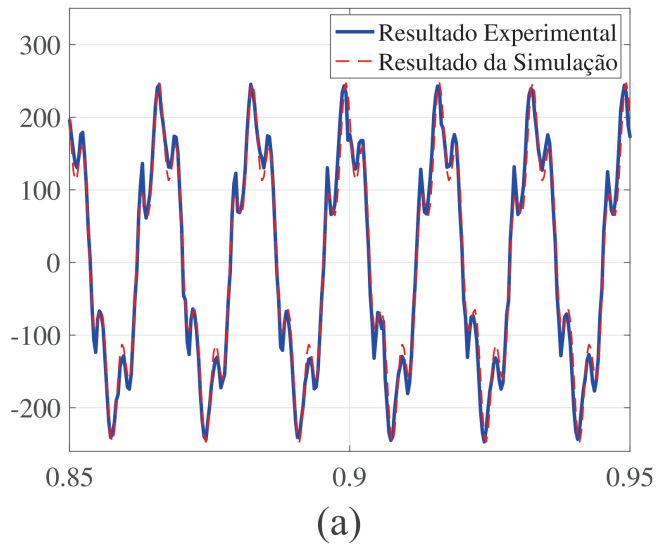
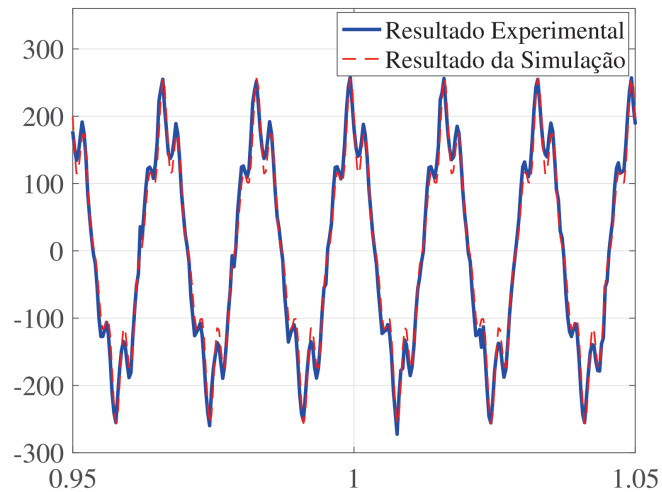
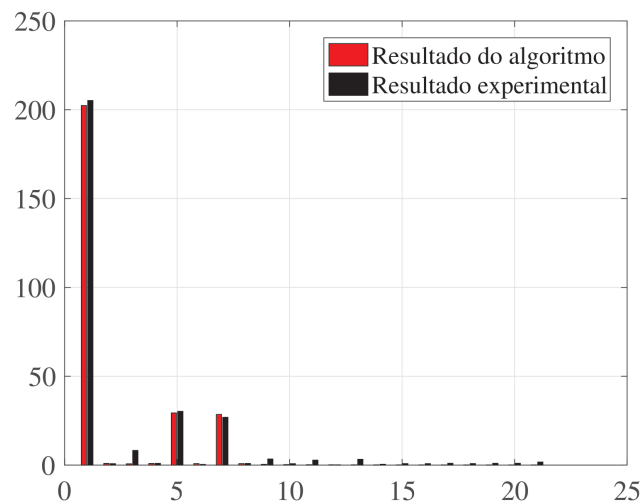


Figura 5.18: Tensão de referência para o PWM com injeção de 5<sup>o</sup> harmônico: (a) tensão de fase; (b) espectro harmônico.

Primeiramente, uma injeção de corrente de 5<sup>o</sup> harmônico com amplitude de 7 A e ângulo 0 foi realizada. A figura 5.18 apresenta os resultados no tempo e o espectro harmônico das formas de onda.



(a)



(b)

Figura 5.19: Tensão de referência para o PWM com injeção de 5<sup>o</sup> e 7<sup>o</sup> harmônicos: (a) tensão de fase; (b) espectro harmônico.

Para o segundo caso, uma injeção de corrente de 5<sup>o</sup> harmônico com amplitude de 4 A e ângulo 0 mais uma corrente de 7<sup>o</sup> harmônico com amplitude de 3 A e ângulo 0 foi realizada. A figura 5.19 apresenta os resultados no tempo e o espectro harmônico das formas de onda.

É possível notar que ambas as tensões estimadas usando a metodologia desenvolvida neste trabalho se adequam tanto na amplitude quanto na forma das ondas sintetizadas pela bancada experimental. Um reforço a esta constatação, o espectro harmônico para as formas de onda são apresentados nas figura 5.18-(b) e 5.19-(b), em ambos os casos a tensão fundamental e a tensão harmônica estão bem próximas. Todavia, na forma de onda obtida experimentalmente aparecem harmônicos distintos, que podem ter sido causados por uma série de fatores que não são levados em conta na metodologia proposta, como:

- tempo morto das chaves semicondutoras;
- não linearidades do sistema;
- controle de corrente.

Sumariamente, os resultados comprovam que a metodologia apresentada é capaz de realizar uma boa estimativa dos limites impostos pelo barramento c.c. na capacidade de injeção de correntes harmônicas, o que indica uma validação da metodologia. Todavia, as análises experimentais foram preliminares e mais estudos devem ser desenvolvidos. Mais uma vez é válido ressaltar que o resultado experimental obtido aqui foi realizado no intuito de comparação com a metodologia desenvolvida, não estando atrelado aos resultados de simulação obtidos nas seções anteriores.

## 5.5 Considerações Finais

Apresentou-se neste capítulo um algoritmo capaz de estimar a quantidade de corrente harmônica que pode ser sintetizada pelo SFV, dada as características da tensão do barramento c.c. e da configuração do filtro. O algoritmo consiste em calcular a queda de tensão no filtro e estimar a tensão de referência necessária para fluir a corrente harmônica para a rede.

De acordo com a simulação, os resultados foram satisfatórios, e mostraram que o algoritmo consegue estimar de forma adequada a tensão do barramento necessária para injetar correntes harmônicas na rede. Pode-se

---

perceber que com o aumento da tensão do barramento c.c., os limites impostos por este diminuem.

Outro aspecto que pode ser percebido, é o fato da ordem harmônica da corrente influenciar nesta limitação imposta pelo barramento. Isto ocorre principalmente devido as características do filtro, onde altas frequências causam maiores queda de tensão no filtro.

Foram realizadas análises acerca da variação paramétrica dos elementos do filtro LCL. Ficou claro que a indutância é de fato a principal responsável pelas alterações da curva de capacidade. E que mesmo dentro do limites impostos em projeto, a variação afetam de forma significativa a capacidade de compensação de correntes harmônicas.

Por fim, através da análise dos resultados experimentais, verificou-se que a metodologia proposta consegue estimar de forma adequada as limitações impostas pelo barramento c.c. na capacidade de injeção de correntes harmônicas do sistema fotovoltaico.



# Conclusões e Propostas de Continuidade

---

Neste trabalho foram apresentados alguns dos efeitos da implementação de serviços auxiliares nos sistemas fotovoltaicos, mais especificamente a compensação de correntes harmônicas. O trabalho buscou contribuir demonstrando que deve-se realizar um estudo prévio a implementação de tais serviços, visto que estes podem causar alterações no funcionamento do sistema. Devido a ausência de tópicos relacionados na literatura, as modelagens realizadas neste trabalho abrem nichos de pesquisas futuras.

Com relação as oscilações do barramento de corrente contínua, os resultados de simulação mostraram que os modelos propostos conseguem estimar com boa precisão os efeitos da compensação de correntes harmônicas no aumento dessas oscilações. E também foi possível identificar os parâmetros que influenciam no aumento da oscilação. Assim, foi possível realizar um estudo do efeito das oscilações nos algoritmos MPPT, constatando a correlação entre a compensação de harmônicos com o deterioramento da eficiências das técnicas. De uma forma geral, durante a compensação de correntes harmônicas todos os algoritmos estudados apresentaram deterioração.

Pode-se ressaltar também, que o algoritmo desenvolvido é capaz de estimar a quantidade de corrente harmônica que pode ser sintetizada pelo SFV, dada as características da tensão do barramento c.c. e da configuração do filtro. Assim, foi possível isolar os elementos que afetam a capacidade, e os efeitos provocados pela variação paramétrica dos elementos do filtro passivo comumente utilizados nesta tecnologia. Ainda, foi possível comprovar experimentalmente os resultados para as curvas de corrente de 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> or-

dens harmônicas. Corroborando dessa forma, a validade do algoritmo para os casos estudados.

Em linhas gerais, apesar do IMF melhorar a QEE significativamente, precauções são recomendadas devido a severas alterações de funcionamento do sistema fotovoltaico.

## 6.1 Propostas de Continuidade

Como propostas de continuidade deste trabalho, destaca-se:

- Estudo dos efeitos da compensação de correntes harmônicas em um sistema fotovoltaico com dois estágios;
- Formulação de uma metodologia de projetos de filtro LCL que englobe também os efeitos da compensação de correntes harmônicas;
- Generalização do algoritmo da curva de capacidade para diferentes tipos de filtro;
- Obter resultados experimentais para a oscilação de tensão do barramento de corrente contínua;
- Desenvolver uma metodologia para teste dos algoritmos seguidores de máxima potência na prática.

## 6.2 Artigos Publicados

A presente dissertação resultou nas seguintes publicações:

- V. M. R. de Jesus, L. S. Xavier, A. F. Cupertino, V. F. Mendes and H. A. Pereira, "Operating limits of three-phase multifunctional photovoltaic converters applied for harmonic current compensation," 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Florianopolis, 2017, pp. 1-8.

- V. M. R. de Jesus, L. S. Xavier, A. F. Cupertino, H. A. Pereira and V. F. Mendes, "Comparison of MPPT strategies applied in three-phase photovoltaic inverters during harmonic current compensation," 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Curitiba, 2016, pp. 1-8.

Além disso, foram publicados os seguintes artigos em áreas correlatas ao trabalho:

- L. S. Xavier, V. M. R. de Jesus, A. F. Cupertino, V. F. Mendes and H. A. Pereira, "Novel adaptive saturation scheme for photovoltaic inverters with ancillary service capability," 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Florianopolis, 2017, pp. 1-8.
- V. Ricardi, V. M. R. de Jesus, V. F. Mendes, F. R. G. Soares and F. F. V. Matos, "Low-voltage ride-through of PM synchronous wind generator under asymmetrical voltage sags with constant power," 2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), Belo Horizonte, 2016, pp. 829-835.

Ainda, o trabalho publicado no INDUSCON resultou no convite para submissão na revista IAS-IEEE que se encontra em processo de revisão.



---

## Referências Bibliográficas

---

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

AMARAL, A. B. A. et al. Solar energy and distributed generation: 2015, a year of inflection in brazil? *IEEE Latin America Transactions*, v. 14, n. 8, p. 3731–3737, Aug 2016. ISSN 1548-0992.

ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional*. 8. ed. [S.l.]: ANEEL, 2017.

BIG. *Capacidade de Geração do Brasil*. 2017. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm>>.

BLASKO, V.; KAURA, V. A novel control to actively damp resonance in input lc filter of a three-phase voltage source converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 2, p. 542–550, Mar 1997. ISSN 0093-9994.

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

BRUNDLINGER, R. et al. The new european standard for performance characterisation of pv inverters. p. 3105–3109, September 2009. ISSN 3-936338-25-6.

BUYUK, M. et al. Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter:

- A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 62, n. Supplement C, p. 46 – 69, 2016. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116300235>>.
- CALDERARO, V. et al. A smart strategy for voltage control ancillary service in distribution networks. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 30, n. 1, p. 494–502, Jan 2015. ISSN 0885-8950.
- CIRRINCIONE, M.; PUCCI, M.; VITALE, G. A single-phase dg generation unit with shunt active power filter capability by adaptive neural filtering. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 55, n. 5, p. 2093–2110, May 2008. ISSN 0278-0046.
- 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*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–8.
- ELSAHARTY, M. A. Passive l and lcl filter design method for grid-connected inverters. In: *2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 13–18. ISSN 2378-8534.
- EPIA. *Global Market Outlook for Solar Power 2017-2021*. 1. ed. [S.l.]: Solar Power Europe, 2016.
- GOMES, C. C.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A. Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on lcl filter: An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 81, p. 116 – 135, 2018. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117311206>>.
- GOW, J. A.; MANNING, C. D. Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 146, n. 2, p. 193–200, Mar 1999.
- HAEBERLIN, H.; SCHARERF, P. New procedure for measuring dynamic mpp-tracking efficiency at grid-connected pv inverters. *24th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 21-25 September 2009, Hamburg, Germany*, p. 3631–3637, June 2009. ISSN 3-936338-25-6.
- HASSAINE, L. et al. Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 30, n. Supplement C, p. 796 – 807, 2014.

ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032113007545>>.

HE, J. et al. Active harmonic filtering using current-controlled, grid-connected dg units with closed-loop power control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 2, p. 642–653, Feb 2014. ISSN 0885-8993.

HE, J. et al. A measurement method to solve a problem of using dg interfacing converters for selective load harmonic filtering. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 31, n. 3, p. 1852–1856, March 2016. ISSN 0885-8993.

HE, J. et al. Simultaneous microgrid voltage and current harmonics compensation using coordinated control of dual-interfacing converters. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 32, n. 4, p. 2647–2660, April 2017. ISSN 0885-8993.

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. ISSN 1350-2360.

JALILI, K.; BERNET, S. Design of *lcl* filters of active-front-end two-level voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 5, p. 1674–1689, May 2009. ISSN 0278-0046.

KARAMI, N.; MOUBAYED, N.; OUTBIB, R. General review and classification of different {MPPT} techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 68, Part 1, p. 1 – 18, 2017. ISSN 1364-0321.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, Sept 2005. ISSN 0093-9994.

KUPERMAN, A. Proportional-resonant current controllers design based on desired transient performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 10, p. 5341–5345, Oct 2015. ISSN 0885-8993.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an *lcl*-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, Sept 2005. ISSN 0093-9994.

LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A.; BLAABJERG, F. Stability improvements of an *lcl*-filter based three-phase active rectifier. In: *2002*

- IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 1195–1201 vol.3.
- LIU, C.; CHEUNG, R. Advanced algorithm for mppt control of photovoltaic systems. In: *2004 Canadian Solar Buildings Conference*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 1–7.
- LUO, A. et al. An improved reactive current detection and power control method for single-phase photovoltaic grid-connected dg system. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, v. 28, n. 4, p. 823–831, Dec 2013. ISSN 0885-8969.
- MAHELA, O. P.; SHAIK, A. G. Comprehensive overview of grid interfaced solar photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 68, n. Part 1, p. 316 – 332, 2017. ISSN 1364-0321. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116305871>.
- MARAFÃO, F. P. et al. Multi-task control strategy for grid-tied inverters based on conservative power theory. *IET Renewable Power Generation*, v. 9, n. 2, p. 154–165, 2015. ISSN 1752-1416.
- MIDYA, P. et al. Dynamic maximum power point tracker for photovoltaic applications. In: *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 1710–1716 vol.2. ISSN 0275-9306.
- MUNIR, S.; LI, Y. W. Residential distribution system harmonic compensation using pv interfacing inverter. *IEEE Trans. on Smart Grid*, v. 4, n. 2, p. 816–827, June 2013. ISSN 1949-3053.
- MUNIR, S.; LI, Y. W. Residential distribution system harmonic compensation using pv interfacing inverter. *IEEE Trans. on Smart Grid*, v. 4, n. 2, p. 816–827, June 2013. ISSN 1949-3053.
- NEJABATKHAH, F.; LI, Y. W.; WU, B. Control strategies of three-phase distributed generation inverters for grid unbalanced voltage compensation. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 31, n. 7, p. 5228–5241, July 2016. ISSN 0885-8993.
- NEJABATKHAH, F.; LI, Y. W.; WU, B. Control strategies of three-phase distributed generation inverters for grid unbalanced voltage compensation. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 31, n. 7, p. 5228–5241, July 2016. ISSN 0885-8993.

ORTIZ-CONDE, A.; LUGO-MUNOZ, D.; GARCIA-SANCHEZ, F. J. An explicit multiexponential model as an alternative to traditional solar cell models with series and shunt resistances. *IEEE Journal of Photovoltaics*, v. 2, n. 3, p. 261–268, July 2012.

PENA-ALZOLA, R. et al. Lcl-filter design for robust active damping in grid-connected converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 10, n. 4, p. 2192–2203, Nov 2014. ISSN 1551-3203.

POURESMAEIL, E.; MEHRASA, M.; CATALAO, J. P. S. A multifunction control strategy for the stable operation of dg units in smart grids. *IEEE Trans. on Smart Grid*, v. 6, n. 2, p. 598–607, March 2015. ISSN 1949-3053.

POURESMAEIL, E.; MEHRASA, M.; CATALAO, J. P. S. A multifunction control strategy for the stable operation of dg units in smart grids. *IEEE Trans. on Smart Grid*, v. 6, n. 2, p. 598–607, March 2015. ISSN 1949-3053.

PRODANOVIC, M. et al. Harmonic and reactive power compensation as ancillary services in inverter-based distributed generation. *IET Generation, Transmission Distribution*, v. 1, n. 3, p. 432–438, May 2007. ISSN 1751-8687.

RAMEZANI, M.; LI, S.; GOLESTAN, S. Analysis and controller design for stand-alone vsis in synchronous reference frame. *IET Power Electronics*, v. 10, n. 9, p. 1003–1012, 2017. ISSN 1755-4535.

RAUSCHENBACH, H. S. *Solar Cell Array Design Handbook*. [S.l.]: Springer Netherlandss, 1980.

SANGWONGWANICH, A. *A New Power Control Strategy for Grid-Friendly Single-Phase Photovoltaic Systems*. Dissertação (Mestrado) — Aalborg University, 2014.

SCHMIDT, H. et al. How fast does an mpp tracker really need to be? *24th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 21-25 September 2009, Hamburg, Germany*, p. 3273 – 3276, Sep 2009. ISSN 3-936338-25-6.

SEMIKRON. *Power Electronic System - SEMISTACK*. 2017. Disponível em: <<<http://www.semikron.com/>>>.

SERA, D. et al. Improved mppt method for rapidly changing environmental conditions. In: *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1420–1425. ISSN 2163-5137.

- SHARIFABADI, K. et al. *Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016.
- SHEHADEH, S. H.; ALY, H. H. H.; EL-HAWARY, M. E. An overview of inverter topologies for photovoltaic electrical energy. In: *2013 IEEE Electrical Power Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 2013.
- SPECTRUM, D. *eZdsp F28335 - Technical Reference*. 2017. Disponível em: <<<http://www.spectrumdigital.com/>>>.
- SUHAS, B. A.; RAJGURU, V. S. Various control schemes for voltage source inverter in pv grid interfaced system. In: *2015 International Conference on Energy Systems and Applications*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 441–445.
- TEKE, A.; LATRAN, M. Review of multifunctional inverter topologies and control schemes used in distributed generation systems. *Journal of Power Electronics*, v. 14, n. 2, p. 324–340, Mar 2014. ISSN 0885-8950.
- TEKE, A.; LATRAN, M. B. Review of multifunctional inverter topologies and control schemes used in distributed generation systems. *Journal of Power Electronics*, v. 14, n. 2, p. 324 – 340, 2014.
- TEODORESCU, R. et al. A new control structure for grid-connected lcl pv inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 580–586 Vol.1.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750–762, September 2006. ISSN 1350-2352.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Control of Grid Converters under Grid Faults*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- TUMMURU, N. R.; MISHRA, M. K.; SRINIVAS, S. Multifunctional vsc controlled microgrid using instantaneous symmetrical components theory. *IEEE Trans. on Sustainable Energy*, v. 5, n. 1, p. 313–322, Jan 2014. ISSN 1949-3029.
- UMASHANKAR, S. et al. Comparative evaluation of pulse width modulation techniques on effective dc link voltage utilization of grid connected inverter. In: *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 2376–2383.

- VERMA, D. et al. Maximum power point tracking (mppt) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 54, p. 1018 – 1034, 2016. ISSN 1364-0321.
- VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, May 2009. ISSN 0885-8993.
- XAVIER, L. S.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A. Adaptive saturation scheme for a multifunctional single-phase photovoltaic inverter. In: *2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–8.
- XAVIER, L. S. et al. Adaptive current control strategy for harmonic compensation in single-phase solar inverters. *Electric Power Systems Research*, v. 142, p. 84 – 95, 2017. ISSN 0378-7796.
- YEPES, A. G. et al. High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 2, p. 563–576, Feb 2011. ISSN 0885-8993.
- ZENG, Z. et al. Multi-objective control of multi-functional grid-connected inverter for renewable energy integration and power quality service. *IET Power Electronics*, v. 9, n. 4, p. 761–770, 2016. ISSN 1755-4535.
- ZENG, Z. et al. Multi-objective control of multi-functional grid-connected inverter for renewable energy integration and power quality service. *IET Power Electronics*, v. 9, n. 4, p. 761–770, 2016. ISSN 1755-4535.
- ZENG, Z. et al. Objective-oriented power quality compensation of multifunctional grid-tied inverters and its application in microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 3, p. 1255–1265, March 2015. ISSN 0885-8993.



# Desenvolvimento Matemático da Potência Oscilante

---

Em um sistema trifásico à três fios e mediante condições equilibradas da rede elétrica, as correntes no ponto de conexão no ponto de acoplamento comum podem ser escritas como:

$$i(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} I_h^+ \sin(h\omega_f t + \delta_I^+) + I_h^+ \sin(h\omega_f t + \delta_I^+ - \frac{2\pi}{3}) + I_h^+ \sin(h\omega_f t + \delta_I^+ + \frac{2\pi}{3}) \\ + I_h^- \sin(h\omega_f t + \delta_I^-) + I_h^- \sin(h\omega_f t + \delta_I^- - \frac{2\pi}{3}) + I_h^- \sin(h\omega_f t + \delta_I^- + \frac{2\pi}{3})$$

A tensão sintetizada pelo conversor também pode ser representada de forma genérica, de modo que:

$$v(t) = \sum_{m=1}^{+\infty} V_m^+ \cos(m\omega_f t + \delta_V^+) + V_m^+ \sin(m\omega_f t + \delta_V^+ - \frac{2\pi}{3}) + V_m^+ \cos(m\omega_f t + \delta_V^+ + \frac{2\pi}{3}) \\ + V_m^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^-) + V_m^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^- - \frac{2\pi}{3}) + V_m^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^- + \frac{2\pi}{3})$$

De acordo com a teoria da potência instantânea em ([TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011](#)), as potências ativa e reativa são resultado da interação dessas tensões e corrente e podem ser obtidas calculando-se o produto escalar e o produto vetorial, respectivamente. Para a potência ativa, têm-se:

$$p(t) = v.i \quad (\text{A.1})$$

Desenvolvendo [A.1](#),

$$p(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (\text{A.2})$$

Efetuando as multiplicações,

$$p(t) = \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{h=1}^{+\infty} (V_m^+ \cos(m\omega_f t + \delta_V^+) + V_m^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^-)) \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{aligned} & I_h^+ \sin(h\omega_f t + \delta_I^+) + I_h^- \sin(h\omega_f t + \delta_I^-) \\ & + (V_m^+ \cos(m\omega_f t + \delta_V^+ - \frac{2\pi}{3}) + V_m^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^- - \frac{2\pi}{3})) \\ & I_h^+ \sin(h\omega_f t + \delta_I^+ - \frac{2\pi}{3}) + I_h^- \sin(h\omega_f t + \delta_I^- - \frac{2\pi}{3}) \\ & + V_m^+ \cos(m\omega_f t + \delta_V^+ + \frac{2\pi}{3}) + V_m^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^- + \frac{2\pi}{3}) \\ & I_h^+ \sin(h\omega_f t + \delta_I^+ + \frac{2\pi}{3}) + I_h^- \sin(h\omega_f t + \delta_I^- + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Expandindo,

$$\begin{aligned}
p(t) = & \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{h=1}^{+\infty} V_m^+ I_h^+ \cos(m\omega_f t + \delta_V^+) \sin(h\omega_f t + \delta_I^+) & (A.5) \\
& + V_m^+ I_h^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^+) \sin(h\omega_f t + \delta_I^-) \\
& + V_m^- I_h^+ \cos(m\omega_f t + \delta_V^-) \sin(h\omega_f t + \delta_I^+) \\
& + V_m^- I_h^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^-) \sin(h\omega_f t + \delta_I^-) \\
& + V_m^+ I_h^+ \cos(m\omega_f t + \delta_V^+ - \frac{2\pi}{3}) \sin(h\omega_f t + \delta_I^+ - \frac{2\pi}{3}) \\
& + V_m^+ I_h^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^+ - \frac{2\pi}{3}) \sin(h\omega_f t + \delta_I^- - \frac{2\pi}{3}) \\
& + V_m^- I_h^+ \cos(m\omega_f t + \delta_V^- - \frac{2\pi}{3}) \sin(h\omega_f t + \delta_I^+ - \frac{2\pi}{3}) \\
& + V_m^- I_h^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^- - \frac{2\pi}{3}) \sin(h\omega_f t + \delta_I^- - \frac{2\pi}{3}) \\
& + V_m^+ I_h^+ \cos(m\omega_f t + \delta_V^+ + \frac{2\pi}{3}) \sin(h\omega_f t + \delta_I^+ + \frac{2\pi}{3}) \\
& + V_m^+ I_h^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^+ + \frac{2\pi}{3}) \sin(h\omega_f t + \delta_I^- + \frac{2\pi}{3}) \\
& + V_m^- I_h^+ \cos(m\omega_f t + \delta_V^- + \frac{2\pi}{3}) \sin(h\omega_f t + \delta_I^+ + \frac{2\pi}{3}) \\
& + V_m^- I_h^- \cos(m\omega_f t + \delta_V^- + \frac{2\pi}{3}) \sin(h\omega_f t + \delta_I^- + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned}$$

Das propriedades trigonométricas, sabe-se que:

$$\cos(m\omega_f t) * \sin(h\omega_f t) = \frac{1}{2} \sin([h - m]\omega_f t) + \sin([h + m]\omega_f t) \quad (A.6)$$

Assim,

$$\begin{aligned}
p(t) = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{h=1}^{+\infty} & (V_m^+ I_h^+ (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^+ + \delta_I^+) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^+ - \delta_I^+)) \\
& + (V_m^+ I_h^- (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^+ + \delta_I^-) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^+ - \delta_I^-)) \\
& + (V_m^- I_h^+ (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^- + \delta_I^+) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^- - \delta_I^+)) \\
& + (V_m^- I_h^- (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^- + \delta_I^-) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^- - \delta_I^-)) \\
& + (V_m^+ I_h^+ (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^+ + \delta_I^+ - \frac{4}{3}) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^+ - \delta_I^+)) \\
& + (V_m^+ I_h^- (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^+ + \delta_I^- - \frac{4}{3}) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^+ - \delta_I^-)) \\
& + (V_m^- I_h^+ (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^- + \delta_I^+ - \frac{4}{3}) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^- - \delta_I^+)) \\
& + (V_m^- I_h^- (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^- + \delta_I^- - \frac{4}{3}) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^- - \delta_I^-)) \\
& + (V_m^+ I_h^+ (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^+ + \delta_I^+ + \frac{4}{3}) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^+ - \delta_I^+)) \\
& + (V_m^+ I_h^- (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^+ + \delta_I^- + \frac{4}{3}) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^+ - \delta_I^-)) \\
& + (V_m^- I_h^+ (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^- + \delta_I^+ + \frac{4}{3}) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^- - \delta_I^+)) \\
& + (V_m^- I_h^- (\sin([h+m]\omega_f t + \delta_V^- + \delta_I^- + \frac{4}{3}) + \sin([h-m]\omega_f t + \delta_V^- - \delta_I^-))
\end{aligned}$$

É possível simplificar a equação de acordo com o seguinte raciocínio.  
Sejam as tensões e correntes de um sistema fictício,

$$\begin{aligned}
i_a &= \sin(\omega t) \\
i_b &= \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\
i_c &= \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_a &= \cos(\omega t) \\
v_b &= \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\
v_c &= \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})
\end{aligned}$$

A potência instantânea pode ser calculada da seguinte forma,

$$p(t) = \sin(\omega t)\cos(\omega t) + \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})\cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

Utilizando a relação trigonométrica em [A.6](#),

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{1}{2}[(\sin([5-1]\omega t) + \sin([5+1]\omega t)) \\ &\quad + (\sin([5-1]\omega t) + \sin([5+1]\omega t + \frac{4\pi}{3})) \\ &\quad + (\sin([5-1]\omega t) + \sin([5+1]\omega t - \frac{4\pi}{3}))] = \frac{3}{2}\sin(6\omega t) \end{aligned}$$

Nota-se o surgimento de uma soma de três componentes que formam um sistema trifásico equilibrado, e que portanto, sua soma é igual a zero. Isso reduz pela metade o número de termos da equação. Dessa forma, segundo ([TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011](#)), a potência instantânea que é resultado da iteração das tensões e correntes em termos das sequências, consiste em uma parte média e uma parte oscilante.

A parte oscilante é resultado da iteração de diferentes frequências e/ou sequência e a simplificação da equação anterior segue as seguintes regras:

- multiplicação de tensão e corrente de mesma sequência,  $(V_m^+ I_h^+)$  ou  $(V_m^- I_h^-)$ , resulta no termo da subtração das frequências;
- multiplicação de tensão e corrente de sequência trocadas,  $(V_m^+ I_h^-)$  ou  $(V_m^- I_h^+)$ , resulta no termo da soma das frequências;
- nos casos em que a sequência é a mesma, são excluídos os casos onde  $m = n$ , nestes casos é gerada potência média.

Assim a potência oscilante é dada por:

$$\begin{aligned}
\tilde{p} = & \frac{3}{2} \left[ \sum_{\substack{m=1, \\ m \neq h}}^{+\infty} \sum_{h=1}^{+\infty} V_m^+ I_h^+ \cos([h-m]\omega_f t + \delta_V^+ - \delta_I^+) \right. \\
& + \sum_{\substack{m=1, \\ m \neq h}}^{+\infty} \sum_{h=1}^{+\infty} V_m^- I_h^- \cos([h-m]\omega_f t + \delta_V^- - \delta_I^-) \\
& + \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{h=1}^{+\infty} V_m^+ I_h^- \cos([h+m]\omega_f t + \delta_V^+ - \delta_I^-) \\
& \left. + \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{h=1}^{+\infty} V_m^- I_h^+ \cos([h+m]\omega_f t + \delta_V^- - \delta_I^+) \right]
\end{aligned}$$

Considerando que apenas tensão fundamental está sendo sintetizada e assumindo o uso de uma técnica de modulação senoidal, a tensão sintetizada pode ser definida como,

$$v(t) \approx m_i \frac{\bar{V}_{dc}}{2} \cos(\omega_f t + \delta_V^+) \quad (\text{A.7})$$

onde os harmônicos de chaveamento são desprezados.

Assim podemos simplificar a expressão da potência oscilante,

$$\begin{aligned}
\tilde{p} = & \frac{3m_i \bar{V}_{dc}}{4\omega_f} \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{h=1}^{+\infty} I_h^+ \cos([h-m]\omega_f t + \delta_V^+ - \delta_I^+) \\
& + I_h^- \cos([h+m]\omega_f t + \delta_V^+ - \delta_I^-)
\end{aligned}$$

# Algoritmos Desenvolvidos

---

## B.1 Algoritmo de Estimativa da Oscilação do Barramento de Corrente Contínua

```
clc
clear all
close all
format short
set(0,'defaultAxesFontSize',16);
set(0,'defaultTextFontName','times');
set(0,'defaultAxesFontName','times');
%% Parâmetros do Sistema
Sb = 20e3;
Vb = 380;
Ib = (Sb/(sqrt(3)*Vb))*sqrt(2);
Vgpu = 380/Vb;
Vdc = 657;
C = 0;
n = 0;
m = (2*220*sqrt(2))/Vdc;
w = 2*pi*60;
H = ((1/2)*C*Vdc^2)/Sb;
Ihpu = 15/Ib; %%
```

```
%% Ordem Harmônica x Capacitância
```

```
%% Sequência negativa
```

```

i = 0;
ii = 0;
for n = 5:6:11
ii = ii + 1;
for C = 0.0005:0.00001:0.001
i = i + 1;
H = ((1/2)*C*Vdc^2)/Sb;
Hs(i) = H;
kmax = sqrt(1+((Vgpu*Ihpu)/(w*H*(n+1))));
Vripple2 (i,ii)= Vdc*(kmax - 1); %% Tem que ser uma matriz
end
i = 0;
end

%% Sequência positiva
i = 0;
ii = 0;
for n = 7:6:13
ii = ii + 1;
for C = 0.0005:0.00001:0.001
i = i + 1;
H = ((1/2)*C*Vdc^2)/Sb;
Hs(i) = H;
kmax = sqrt(1+((Vgpu*Ihpu)/(w*H*(n-1))));
Vripple2i (i,ii)= Vdc*(kmax - 1); %% Tem que ser uma matriz
end
i = 0;
end

%% Concatena
Ripple(:,1) = Vripple2(:,1);
Ripple(:,2) = Vripple2i(:,1);
Ripple(:,3) = Vripple2(:,2);
Ripple(:,4) = Vripple2i(:,2);
x = [5 7 11 13];
y = Hs;
%% Plotar

```

```
figure
surf(x,y,Ripple)
grid on
xlabel('h')
ylabel('H(s)')
zlabel('\Delta_V')

%% Ordem Harmônica x Corrente Harmônica
clear Vripple2 Vripple2i Ripple

%% sequência negativa
i = 0;
ii = 0;
C = 1e-3;
for n = 5:6:11
ii = ii + 1;
for Ihpu = 0:0.01:(15/Ib)
i = i + 1;
H = ((1/2)*C*Vdc^2)/Sb;
Hs(i) = H;
kmax = sqrt(1+((Vgpu*Ihpu)/(w*H*(n+1))));
Vripple2(i,ii)= Vdc*(kmax - 1); %% Tem que ser uma matriz
end
i = 0;
end
%% sequência positiva
i = 0;
ii = 0;
C = 1e-3;
for n = 7:6:13
ii = ii + 1;
for Ihpu = 0:0.01:(15/Ib)
i = i + 1;
H = ((1/2)*C*Vdc^2)/Sb;
Hs(i) = H;
kmax = sqrt(1+((Vgpu*Ihpu)/(w*H*(n-1))));
```

```

Vripple2i (i, ii)= Vdc*(kmax - 1); %% Tem que ser uma matriz
end
i = 0;
end
%% Concatenar
Ripple(:,1) = Vripple2(:,1);
Ripple(:,2) = Vripple2i(:,1);
Ripple(:,3) = Vripple2(:,2);
Ripple(:,4) = Vripple2i(:,2);
x = [5 7 11 13];
y = 0:0.01:(15/Ib);
%% Plotar
figure
surf(x,y,Ripple)
grid on
xlabel('h')
ylabel('I_h')
zlabel('\Delta_V')
title('Ripple em função da magnitude e ordem harmônica')

%%
%% Capacitância x Corrente Harmônica
n = 5;
i = 0;
ii = 0;
for Ihpu = 0:0.1:(15/Ib)
ii = ii + 1;
for C = 0.0005:0.00001:0.001
i = i + 1;
H = ((1/2)*C*Vdc^2)/Sb;
Hs(i) = H;
kmax = sqrt(1+((Vgpu*Ihpu)/(w*H*(n+1))));
Vripple2 (i, ii)= Vdc*(kmax - 1); %% Tem que ser uma matriz
end
i = 0;
end

```

```
%% Plotar
x = 0:0.1:(15/Ib);
y = Hs;
figure
surf(x,y,Vripple2)
grid on
xlabel('I_h [A]')
ylabel('H[ms]')
zlabel('\Delta_V [V]')
title('Ripple em função do capacitor e da magnitude da corrente de
```

## B.2 Algoritmo de Estimativa das Eficiências dos Seguidores de Máxima Potência

```
clc;
clear all;
close all;
set(0,'defaultAxesFontSize',16);
set(0,'defaultTextFontName','times');
set(0,'defaultAxesFontName','times');
%% Eficiência Estática
%% Parâmetros do Módulo FV
Ipv = 4*8.65;
I0 = 0.5e-5;
k = 0.020;
%% Parâmetros da Oscilação do Barramento de Corrente Contínua
ripple = 0.15;
t = 0:0.00001:1/60;
RP = 0:0.01:0.15;
%%
v_panel = 0:0.01:800;
i_panel = Ipv - I0*exp(k*v_panel);

p_panel = i_panel.*v_panel;
[a b] = max(p_panel);
vmppt = v_panel(b);
```

```

pmppt = i_panel(b)*v_panel(b);

for z = 1:length(RP)
    ripple = RP(z);
    v_dc = vmppt + ripple*vmppt*sin(2*pi*60*6*t);
    flag = 0;
    vmppA = max(v_dc);
    vmppB = min(v_dc);
    Pa = vmppA*Ipv - vmppA*I0*exp(k*vmppA);
    Pb = vmppB*Ipv - vmppB*I0*exp(k*vmppB);
    Eta_v(z) = (pmppt/3 + Pa/3 + Pb/3)/pmppt;
end
%% Plotar
figure
hold on
plot(RP*100, Eta_v*100, 'k')
axis([0 10 90 100])
grid on
hold on
xlabel('\DeltaV (%)');
ylabel('\eta_{d} (%)');
plot(2.4597,99.7068, 'kd', 'linewidth', 2)
plot(0,100, 'kd', 'linewidth', 2)
plot(4.8584,98.7877, 'kd', 'linewidth', 2)
plot(7.3212,97.1846, 'kd', 'linewidth', 2)
plot(9.8097,94.9021, 'kd', 'linewidth', 2)
legend('Model', 'Simulation')
%% Eficiência Instântanea
%%
% Parâmetros dos Módulos FV
Ipv = 4*7.99;
I0 = 0.5e-5;
k = 0.020;
ripple = 0.08;
%%
v_panel = 0:0.01:800;
i_panel = Ipv - I0*exp(k*v_panel);

```

```

plot(v_panel, i_panel);
ylim([0 Ipv*1.1]);
%% Plotar
figure;
plot(v_panel, i_panel.*v_panel, 'r', 'linewidth', 2);
ylim([0 Ipv*1.1*657]);
xlabel('Voltage [V]');
ylabel('Power [W]');
hold on;
p_panel = i_panel.*v_panel;
[a b] = max(p_panel);
grid on
vmppt = v_panel(b);
pmppt = i_panel(b)*v_panel(b);
plot(vmppt, pmppt, 'k+', 'linewidth', 2);
plot(vmppt*0.9, 1.838e4, 'ko', 'linewidth', 2);
plot(vmppt*1.1, 1.687e4, 'k*', 'linewidth', 2);
legend('OP', 'MPP');
plot([vmppt*(1-ripple), vmppt*(1+ripple)], [0 5000], 'k--', 'linewidth', 2);
plot([vmppt*(1+ripple), vmppt*(1+ripple)], [0 5000], 'k--', 'linewidth', 2);
plot([0 800], [1.838e4 1.838e4], 'k--', 'linewidth', 0.5);
plot([0 800], [1.687e4 1.687e4], 'k--', 'linewidth', 0.5);
plot([0 800], [pmppt pmppt], 'k--', 'linewidth', 0.5);
grid;
%%
t = 0:0.00001:1/60;
v_dc = vmppt + ripple*vmppt*sin(2*pi*60*6*t);
figure(5)
subplot(3,1,1);
plot(t*1000, v_dc);
hold on;
plot(t*1000, vmppt*ones(size(t)), 'k--', 'linewidth', 1);
xlim([0 max(t)*1000]);
xlabel('(a)');
ylabel('v_{pv} (V)');
legend('Inst. value', 'V_{mpp}');

```

```

grid;
flag = 0;

for ii = 1:length(t);
for jj = 1:length(v_panel)
if v_dc(ii) <= v_panel(jj) && flag ==0
p_dc(ii) = p_panel(jj);
flag = 1;
end
end
flag = 0;
end

figure(5)
subplot(3,1,2);
plot(t*1000,p_dc);
hold on;
plot(t*1000,pmppt*ones(size(t)), 'k--', 'linewidth', 1);
xlim([0 max(t)*1000])
xlabel('(b)');
ylabel('p_{pv} (W)');
legend('Inst. value', 'P_{mpp}');
grid;

figure(5)
subplot(3,1,3);
plot(t*1000,100*p_dc/pmppt);
hold on;
xlim([0 max(t)*1000])
xlabel({'(c)'; 'Time (ms)'});
ylabel('\eta_{i} (%)');

%% Aproximação da mínima eficiência
Eta_i = 100*((Ipv - I0)*((1+ripple)*vmppt) - I0*((ripple+1)*vmppt)*exp(k*

%% Plotar
plot(t*1000,ones(size(t))*Eta_i, 'k--', 'linewidth', 1);

```

```
legend('Inst. value', 'Aproximação');  
grid;
```

### B.3 Algoritmo de Estimativa da Tensão de Referência

```
clc;  
clear all;  
close all;  
format long  
set(0, 'defaultAxesFontSize', 16);  
set(0, 'defaultTextFontName', 'times');  
set(0, 'defaultAxesFontName', 'times');  
%% Parâmetros da Rede  
Vg = 127*sqrt(2);  
Ag = 0;  
%% Corrente Fundamental  
Ig_modulo = 11.3;  
Ig_angulo = deg2rad(0);  
fn = 60;  
%% Parâmetros do filtro  
Lf = 4e-3;  
rf = 100e-3;  
Xf = j*2*pi*fn*Lf + rf;  
%% Tensão Fundamental  
Vs_m = Vg*exp(j*Ag) + Xf*Ig_modulo*exp(j*Ig_angulo);  
Vs = abs(Vs_m);  
As = angle(Vs_m);  
%% Corrente de 5° Harmônico  
h = 5;  
Ih_modulo = 7;  
Ih_angulo = deg2rad(0);  
%% Parâmetros do filtro  
Xf = j*2*pi*h*fn*Lf + rf;  
%% Tensão de 5° Harmônico  
Vs_h = Ih_modulo*exp(j*Ih_angulo)*Xf;
```

---

```

Vsh = abs(Vs_h);
Ash = angle(Vs_h);
%% Corrente de 7° Harmônico
h7 = 7;
Ih_modulo = 0;
Ih_angulo = deg2rad(0);
%% Parâmetros do filtro
Xf = j*2*pi*h7*fn*Lf + rf;
%% Tensão de 5° Harmônico
Vs_h7 = Ih_modulo*exp(j*Ih_angulo)*Xf;
Vsh7 = abs(Vs_h7);
Ash7 = angle(Vs_h7);
%% Tensão de referência para o PWM
t = 0:1/3e3:10;
w = 2*pi*fn;
f_1 = Vs*cos(w*t + As);
f_h = Vsh*cos(w*h*t + Ash);
f_h7 = Vsh7*cos(w*h*t + Ash7);
Vs_s = f_1 + f_h + f_h7;
%% Importar os dados coletados do DSP
LT = importdata('log1.txt');
vetor = 0;
for ii = 1:size(LT,1)
vetor = [vetor LT(ii,:)];
end
vetor = vetor(2:end);
vetorn = vetor;
passo = 1/3e3;
u = 13;
time = 0:passo:((length(vetorn)-u)*passo);
%% Figura 2, validação com a simulação, forma de onda de tensão a ser sin
figure
plot(time, vetor(u:end), 'b', 'linewidth', 2)
hold on
plot(t, Vs_s, '--r', 'linewidth', 1)
grid on
%% THD

```

```

THDss = THD(Vs_s,5,21,60*0.06,1/3e3,60);
THDpp = THD(vetor(u:end),5,21,60*8,1/3e3,60);

data = [THDss{2} ; THDpp{2}];
figure(1)
hb = bar(THDpp{1},data')
set(hb(1), 'FaceColor','r')
set(hb(2), 'FaceColor','k')
legend('Resultado do algoritmo','Resultado experimental')

```

## B.4 Algoritmo de Estimativa da curva de Capacabilidade

```

% clc;
% clear all;
% close all;
% format long
set(0,'defaultAxesFontSize',16);
set(0,'defaultTextFontName','times');
set(0,'defaultAxesFontName','times');
%% Parâmetros da rede
Vg = 220*sqrt(2);
Ag = 0;
Ig_modulo = 30.3868562731382*sqrt(2);
Ig_angulo = deg2rad(0);
fn = 60;
Vb = 380;
Sb = 20e3;
Zb = Vb^2/Sb;
Ib = Sb/(sqrt(3)*Vn);
Vg_pu = Vg/Vb;
Ig_modulo_pu = Ig_modulo/Ib;
%% Parâmetros do filtro
XR = 40;
Lf = 2.5801e-04;
Lg = 2.5801e-04;

```

```
rf = 2*pi*fn*Lf/XR;
rg = 2*pi*fn*Lg/XR;
```

```
Cf = 1.4849e-05;
```

```
wres = sqrt((Lf + Lg)/(Lf*Lg*Cf));
fres = wres/(2*pi);
rd = 2/(Cf*wres);
rd_pu = rd/Zb;
```

```
Xf = 2*pi*fn*Lf + rf;
Xg = 2*pi*fn*Lg + rg;
Xc = 2*pi*fn*Cf;
```

```
Xf_pu = Xf/Zb;
Xg_pu = Xg/Zb;
Xc_pu = Xc/Zb;
```

```
%% Tensão Fundamental
```

```
Vc = Vg_pu*exp(j*Ag) + j*Ig_modulo_pu*exp(j*Ig_angulo)*Xg_pu;
If = Ig_modulo_pu*exp(j*Ig_angulo)*(-j/Xc_pu + rd_pu + j*Xg_pu)/(-j/Xc_pu);
Vs_m = Vc + j*Xf_pu*If;
```

```
Vs = abs(Vs_m);
As = angle(Vs_m);
```

```
%% Harmônico
```

```
h = 5;
t = 0:0.0001:0.3;
w = 2*pi*fn;
%% Parâmetros do filtro
Xf = 2*pi*h*fn*Lf + rf;
Xg = 2*pi*h*fn*Lg + rg;
Xc = 2*pi*h*fn*Cf;
```

```
Xf_pu = Xf/Zb;
Xg_pu = Xg/Zb;
```

```

Xc_pu = Xc/Zb;

%% Cálculo da Curva
for Vdc = 545/Vb:0.03:565/Vb
k = 1;
for PHI = 0:pi/(h*50):2*pi
for A=0:0.005:100/Ib
Ih_modulo = A;
Ih_angulo = PHI;

Vch = j*Ih_modulo*exp(j*Ih_angulo)*Xg_pu;
Ifh = Ih_modulo*exp(j*Ih_angulo)*(-j/Xc_pu + rd_pu + j*Xg_pu)/(-j/X
Vs_h = Vch + j*Xf_pu*Ifh;

Vsh = abs(Vs_h);
Ash = angle(Vs_h);

f_1 = Vs*sin(w*t + As);
f_h = Vsh*sin(w*h*t + Ash);
Vs_s = f_1 + f_h;

Vdc_est = max(Vs_s)*sqrt(3);
if (Vdc_est < Vdc)
Ihmax(k) = max(A*cos(h*w*t + PHI));
Ang = PHI;
Amp = A;
else if (Vdc_est > Vdc)
break
end
end

end
k = k + 1;
end
figure (1)
PHI = 0:pi/(h*50):2*pi;
polarplot((PHI),Ihmax,'linewidth',2)

```

hold on  
end

## Anexo: Transformada de Clarke

---

A transformação de Clarke converte um sistema trifásico em coordenadas ABC para um sistema ortogonal bifásico estacionário  $\alpha\beta$ . As equações (A.1) e (A.2) apresentam as transformações direta e inversa de Clark, respectivamente, onde a variável “x” pode representar uma tensão ou corrente.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}, \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad (\text{A.2})$$

A figura A.1 ilustra a representação geométrica da transformada.

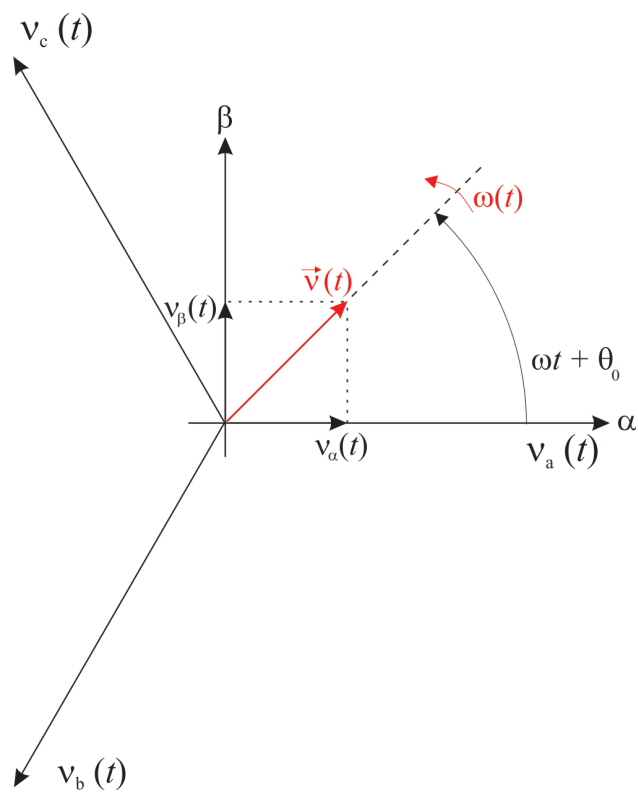


Figura A.1: Representação gráfica da transformada de Clarke.