

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 759

**COMPARAÇÃO QUANTITATIVA DE  
MÉTODOS DE PARALELISMO DE MÓDULOS  
FOTOVOLTAICOS COM A REDE ELÉTRICA  
PARA GERAÇÃO DISTRIBUIDA ATRAVÉS  
DO CONTROLE DE CONVERSORES DE POTÊNCIA**

**Fábio Simim Collares**

DATA DA DEFESA: 01/11/2012

**Universidade Federal de Minas Gerais**

**Escola de Engenharia**

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

**COMPARAÇÃO QUANTITATIVA DE MÉTODOS DE  
PARALELISMO DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS COM A REDE  
ELÉTRICA PARA GERAÇÃO DISTRIBUIDA ATRAVÉS DO  
CONTROLE DE CONVERSORES DE POTÊNCIA**

Fábio Simim Collares

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. Porfírio Cabaleiro Cortizo

Belo Horizonte - MG

Novembro de 2012

**"Comparação Quantitativa de Métodos de Paralelismo de Módulos Fotovoltaicos com a Rede Elétrica para Geração Distribuída Através do Controle de Conversores de Potência"**

**Fábio Simim Collares**

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 grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 01 de novembro de 2012.

Por:



---

**Prof. Dr. Porfirio Cabaleiro Cortizo**  
DELT (UFMG) - Orientador



---

**Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes**  
DELT (UFMG)



---

**Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior**  
DELT (UFMG)

## **AGRADECIMENTOS**

Ao Professor Porfírio Cabaleiro Cortizo pela orientação, oportunidade, competência, excepcional ajuda, incentivo e disponibilidade, que foram fundamentais para tornar possível a conclusão deste trabalho. Agradeço ainda pela contínua colaboração e apoio ao meu crescimento profissional desde os anos de graduação, e por ser uma eterna referência.

Aos professores do Grupo de Eletrônica de Potência (GEP) do DELT da UFMG, sempre dispostos a contribuir para o desenvolvimento e crescimento do grupo e dos alunos a ele pertencentes, e por criarem e manterem os alicerces de uma estrutura sólida e renomada com excelência em ensino e pesquisa.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG, seu corpo docente e funcionários, pelo trabalho realizado e por garantirem um ensino e desenvolvimento de qualidade, formando profissionais completos e de destaque.

Aos meus pais, Francisco e Ana, pelo amor incondicional, cuidados, motivação, eterno apoio, ensinamentos e todo o sacrifício que fizeram e fazem para que eu tenha a possibilidade de progredir cada vez mais. Aos meus irmãos, Patrícia e Felipe, pela amizade, presença e incentivo. À Thalita, pelo amor, compreensão, e por enfrentar comigo os momentos difíceis, me encorajando a seguir em frente.

À Universidade Federal de Minas Gerais, pela qualidade do ensino e por disponibilizar a infraestrutura requerida para o desenvolvimento do trabalho.

## RESUMO

O presente trabalho desenvolve, analisa e simula o paralelismo de um sistema fotovoltaico monofásico de estágio duplo com a rede de distribuição elétrica através de técnicas de controle de injeção de corrente utilizando controladores Proporcional Integral e Proporcional Ressonante, bem como a técnica de *droop* de tensão e frequência para determinar a potência injetada na rede, comparando os resultados obtidos.

São também apresentadas e simuladas técnicas para a supressão do 3º harmônico da corrente injetada na rede elétrica, proveniente do 2º harmônico introduzido na tensão do barramento de corrente contínua devido à conversão c.c. / c.a. Além das tradicionais técnicas de aumento do capacitor do barramento c.c. e da amostragem síncrona em 120 Hz da tensão c.c. para tal fim, são propostas neste trabalho duas novas abordagens para a supressão do 2º/3º harmônico nos sistemas PV monofásicos de estágio duplo: O uso de compensador Proporcional e de compensador Repetitivo para a rejeição harmônica. Os resultados simulados são discutidos comparativamente levando em consideração o desempenho em termos de conteúdo harmônico, comportamento dinâmico, confiabilidade e complexidade de cada método.

Realiza-se adicionalmente um estudo e simulação de diferentes técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência frente a variações de temperatura e nível de irradiação solar, e classifica-se o desempenho dos métodos considerando o tempo de convergência ao ponto de máxima potência em face de transitórios, a existência ou não de erros em regime permanente, e a presença ou não de oscilações em torno do ponto ótimo em estado estacionário. Utiliza-se, além dos algoritmos convencionais Perturba & Observa e Condutância Incremental, o método denominado Perturba & Observa Modificado, que consiste em uma versão melhorada do tradicional onde se utiliza incremento adaptativo.

Um estudo completo dos sistemas fotovoltaicos em paralelo com a rede de distribuição elétrica é desenvolvido considerando o arranjo de módulos solares modelados, o filtro de entrada, o conversor c.c./c.c., o barramento c.c., o conversor c.c./c.a., o filtro de saída, o acoplamento comum com a rede, cargas locais, a medição e amostragem das grandezas elétricas, o controle dos conversores, e as

lógicas de interface com a concessionária de acordo com as definições de norma. Os resultados das simulações são comentados e comparados aos limites estabelecidos por norma para acoplamento com a rede, considerando-se quesitos de desligamento, religamento, tensão e frequência nominal, conteúdo harmônico, componente contínua e fator de potência.

## ABSTRACT

This project develops, analyzes and simulates the parallel connection between a single-phase double-stage photovoltaic system and the utility by means of current injection control techniques using Proportional Integral and Proportional Resonant controllers, and also by means of the voltage and frequency droop technique to determinate the injected power to the utility, comparing the results.

Techniques to suppress the 3<sup>rd</sup> harmonic component of the current supplied to the utility, caused by the 2<sup>nd</sup> harmonic overlapped to the dc bus voltage due to the dc/ac conversion, are also presented and simulated. In addition to the usage of the traditional dc bus capacitor increasing and synchronous sampling (120 Hz) of the dc voltage techniques for such end, this project proposes two novel approaches for suppressing the 2<sup>nd</sup> / 3<sup>rd</sup> harmonic component in the single-phase double-stage PV systems: The usage of Repetitive and Resonant compensators for the harmonic rejection. The simulated results are comparatively discussed in terms of harmonic content, dynamic behavior, reliability and complexity of each method.

In addition, a study and simulation of different maximum power point tracking techniques in the presence of temperature and solar intensity transients is performed. The performance of the methods is classified according to the time it takes to converge to the maximum power point in the presence of such transients, the existence or not of steady state errors, and the presence or not of oscillations around the optimized point of operation. Apart from the conventional algorithms as Perturb & Observe and Incremental Conductance, this project makes usage of the Modified Perturb & Observe method which consists of an improved version of the traditional one, presenting an adaptive increment.

A complete study of the parallel coupling of photovoltaic systems to the utility is developed considering the modeled solar module array, the input filter, the dc/dc converter, the dc bus, the dc/ac converter, the output filter, the utility common coupling point, local loads, measurement and sampling of the electrical parameters, the converters' control, and the utility interface logics according to standard definitions. The simulation results are compared to the utility coupling standards' established limits that include features like grid disconnection, reconnection, rated voltage and frequency, harmonic content, direct current component and power factor.

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta i_{m\acute{a}x}$	Amplitude máxima do <i>ripple</i> da corrente no indutor do <i>Boost</i>
$C_{dc}$	Capacitor do barramento de corrente contínua
$C_{in}$	Capacitor do filtro de entrada
$C_{out}$	Capacitor do filtro de saída
$D_b$	Diodo do <i>Boost</i>
$E_{ativa}$	Energia relativa  potência ativa
$E_g$	<i>Gap</i> de energia do semicondutor
$E_{reativa}$	Energia relativa  potência reativa
$G_{m\acute{o}d}$	Condutância do módulo / arranjo fotovoltaico
$I_h$	Amplitude da corrente do harmônico <i>h</i>
$I_D$	Corrente do diodo da célula solar
$I_{MPP}$	Corrente do módulo/arranjo no ponto de máxima potência
$I_{PV,EP}$	Corrente foto-gerada no ensaio padrão
$I_{PV}$	Corrente foto-gerada
$I_{SC}$	Corrente de curto-circuito da célula, módulo ou arranjo fotovoltaico
$I_{anterior}$	Corrente do arranjo de módulos fotovoltaicos na iterao anterior do algoritmo
$I_{cl}$	Corrente da célula solar
$I_{m\acute{o}d}$	Corrente do arranjo de módulos fotovoltaicos

$I_{SR,EP}$	Corrente de saturação reversa no ensaio padrão
$I_{SR}$	Corrente de saturação reversa do diodo
$K_{FT}$	Constante do fator de tensão do arranjo fotovoltaico
$K_T$	Coeficiente de variação da corrente com a temperatura
$L_{Boost}$	Indutor do <i>Boost</i>
$L_{in}$	Indutor do filtro de entrada
$L_{out}$	Indutor do filtro de saída
$N_{sen}$	Número de amostras simuladas por período de senóide
$P_{DC}$	Potência através do barramento de corrente contínua
$P_{anterior}$	Potência do arranjo de módulos fotovoltaicos na iteração anterior do algoritmo
$P_{injetada}$	Potência injetada na rede de distribuição elétrica
$P_{máx}$	Potência máxima do módulo / arranjo fotovoltaico
$P_{mód}$	Potência do arranjo de módulos fotovoltaicos
$R_p$	Resistência paralelo da célula solar
$R_s$	Resistência série da célula solar
$S_1, S_2, S_3, S_4$	Chaves do Inversor
$S_b$	Chave do <i>Boost</i>
$T_{EP}$	Temperatura no ensaio padrão
$T_S$	Passo de simulação
$T_{SW}$	Período de chaveamento dos conversores
$T_{ZOH}$	Período de amostragem dos seguradores de ordem zero

$V_h$	Amplitude da tensão do harmônico $h$
$V_D$	Tensão nos terminais do diodo
$V_{DC}$	Tensão do barramento de corrente contínua
$V_{MPP}$	Tensão do módulo/arranjo no ponto de máxima potência
$V_{OC}$	Tensão de circuito aberto da célula, módulo ou arranjo fotovoltaico
$V_{anterior}$	Tensão do arranjo de módulos fotovoltaicos na iteração anterior do algoritmo
$V_{cél}$	Tensão da célula solar
$V_{cc,ref}$	Tensão de referência para controle da tensão do barramento de corrente contínua
$V_{mód}$	Tensão do arranjo de módulos fotovoltaicos
$V_{nominal}$	Tensão nominal da rede de distribuição elétrica
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento dos conversores
$f_{nominal}$	Frequência nominal da rede de distribuição elétrica
$m_a$	Índice de modulação em amplitude do inversor
$n_{mód}$	Número de módulos fotovoltaicos em série
$n_p$	Número de células solares em paralelo
$n_{s,mód}$	Número de células solares em série por módulo
$n_s$	Número de células solares em série
$\eta_{mód}$	Eficiência do módulo fotovoltaico
$\lambda_{EP}$	Nível de irradiação solar no ensaio padrão
$\omega_h$	Frequência angular do harmônico $h$

$\Delta V_{DC}$	Varição da tensão do barramento de corrente contínua
$\Delta D$	Varição do ciclo de trabalho
$\Delta G$	Varição da condutância
$\Delta I$	Varição da corrente
$\Delta P$	Varição da potência
$\Delta V$	Varição da tensão
$\Delta t$	Incremento de tempo ou tempo de simulação
$D$	Ciclo de Trabalho / <i>Duty Cycle</i>
$FP$	Fator de Potência
$G$	Ganho do algoritmo Perturba & Observa Modificado
$T$	Temperatura de operação
$eV$	Elétron – Volt
$f$	Frequência da rede de distribuição elétrica
$k$	Constante de Boltzmann
$n$	Fator de idealidade
$q$	Carga do elétron
$t$	Tempo ou Tempo de simulação
$\lambda$	Nível de irradiação solar em $W/m^2$
$\omega$	Frequência angular da rede de distribuição elétrica
$\phi$	Ângulo de fase
$\delta$	Ângulo de potência ( <i>Droop</i> )
$E$	Tensão do inversor ( <i>Droop</i> )

$V$	Tensão da rede ( <i>Droop</i> )
$M$	Inclinação da reta $P X \omega$ ( <i>Droop</i> )
$W$	Inclinação da reta $Q X E$ ( <i>Droop</i> )

## LISTA DE ACRÔNIMOS

ABENS	Associação Brasileira de Energia Solar
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
CB	Comitê Brasileiro
CE	Comissão de Estudos
CondInc	Condutância Incremental
DC	Corrente Contínua / <i>Direct Current</i>
DOE	Departamento de Energia dos Estados Unidos
DOU	Diário Oficial da União
EP	Ensaio Padrão
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FFT	Transformada Rápida de Fourier / <i>Fast Fourier Transform</i>
FIT	Falhas no Tempo / <i>Failures In Time</i>
FPA	Filtro Passa-altas
FT	Função de transferência
FV	Fotovoltaico
GD	Geração Distribuída
GT-GDSF	Grupo de Trabalho de Geração Distribuída com Sistemas Fotovoltaicos
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>

mP&O	Perturba & Observa modificado
MPP	Ponto de Máxima Potência / <i>Maximum Power Point</i>
MPPT	Rastreador do Ponto de Máxima Potência / <i>Maximum Power Point Tracker</i>
MTBF	Tempo Médio Entre Falhas / <i>Mean Time Between Failures</i>
NOCT	Temperatura nominal de funcionamento da célula
P&D	Pesquisa e Desenvolvimento
P&O	Perturba & Observa
PCC	Ponto de Conexão Comum
PCH	Pequena Central Hidrelétrica
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PMI	Princípio do Modelo Interno
PN	Projeto de Norma
PRODIST	Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PV	Fotovoltaico / <i>Photovoltaic</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso / <i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	Raiz Média Quadrada / <i>Root Mean Square</i>
STC	Condição de ensaio padrão / <i>Standard Test Condition</i>
THD	Distorção Harmônica Total / <i>Total Harmonic Distortion</i>
ZOH	Segurador de Ordem Zero / <i>Zero Order Hold</i>

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1: CÉLULA FOTOVOLTAICA COM JUNÇÃO <i>PV</i> ATRAVÉS DO PROCESSO DE CAVIDADE <i>N</i> . .....	31
FIGURA 2.2: CIRCUITO EQUIVALENTE DE UMA CÉLULA SOLAR IDEAL SEM PERDAS. ....	33
FIGURA 2.3: CIRCUITO EQUIVALENTE DE UMA CÉLULA SOLAR REAL COM PERDAS. ....	34
FIGURA 2.4: PAINEL SOLAR FOTOVOLTAICO. ....	36
FIGURA 2.5: CURVA <i>I X V</i> DE UM MÓDULO <i>PV</i> COM 48 CÉLULAS EM SÉRIE E 5 EM PARALELO, OPERANDO A $T = 60^{\circ}\text{C}$ E $\lambda = 800 \text{ W}/\text{m}^2$ . .....	37
FIGURA 2.6: CURVA <i>P X V</i> DE UM MÓDULO <i>PV</i> COM 48 CÉLULAS EM SÉRIE E 5 EM PARALELO, OPERANDO A $T = 60^{\circ}\text{C}$ E $\lambda = 800$ $\text{W}/\text{m}^2$ . ....	38
FIGURA 2.7: CURVAS <i>P X V</i> DO ARRANJO DA TABELA II MEDIANTE VARIAÇÕES DE $\lambda$ . ....	42
FIGURA 2.8: CURVAS <i>I X V</i> DO ARRANJO DA TABELA II MEDIANTE A VARIAÇÕES DO NÍVEL DE IRRADIAÇÃO SOLAR $\lambda$ . ....	43
FIGURA 2.9: CURVAS <i>P X V</i> DO ARRANJO DA TABELA II MEDIANTE A VARIAÇÕES DA TEMPERATURA DE OPERAÇÃO $T$ . ....	44
FIGURA 2.10: CURVAS <i>I X V</i> DO ARRANJO DA TABELA II MEDIANTE A VARIAÇÕES DA TEMPERATURA DE OPERAÇÃO $T$ . ....	45
FIGURA 3.1: SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE ELÉTRICA NA CONFIGURAÇÃO DE INVERSOR CENTRAL. ....	49
FIGURA 3.2: FLUXOGRAMA DO ALGORITMO MPPT DA TENSÃO CONSTANTE. ....	52
FIGURA 3.3: FLUXOGRAMA DO ALGORITMO MPPT PERTURBA & OBSERVA. ....	53
FIGURA 3.4: FLUXOGRAMA DO ALGORITMO MPPT DA CONDUTÂNCIA INCREMENTAL. ....	55
FIGURA 3.5: MALHAS DE CONTROLE DO PARALELISMO PARA O MÉTODO DE INJEÇÃO DE CORRENTE COM $\text{PI}$ . ....	59
FIGURA 3.6: MALHAS DE CONTROLE DO PARALELISMO PARA O MÉTODO DE INJEÇÃO DE CORRENTE COM COMPENSADOR PROPORCIONAL RESSONANTE. ....	62
FIGURA 3.7: MALHAS DE CONTROLE DO PARALELISMO PARA O MÉTODO DE INJEÇÃO DE CORRENTE COM CONTROLADOR POR HISTERESE. .....	63
FIGURA 3.8: FUNCIONAMENTO DO CONTROLE DE CORRENTE POR HISTERESE. ....	63
FIGURA 3.9: MALHAS DE CONTROLE DO PARALELISMO PARA O MÉTODO DE INJEÇÃO DE CORRENTE COM COMPENSADOR REPETITIVO. ....	65
FIGURA 3.10: PARALELISMO ENTRE INVERSOR E REDE ATRAVÉS DE UMA IMPEDÂNCIA $Z$ . ....	65
FIGURA 3.11: CURVAS DE DECAIMENTO DE FREQUÊNCIA $X$ POTÊNCIA ATIVA E TENSÃO $X$ POTÊNCIA REATIVA PARA O MÉTODO <i>DROOP</i> . .....	67
FIGURA 3.12: MALHAS DE CONTROLE DO PARALELISMO PARA O MÉTODO DE <i>DROOP</i> DE FREQUÊNCIA E TENSÃO. ....	67
FIGURA 3.13: TOPOLOGIA SIMULADA DO SISTEMA FOTOVOLTAICO ACOPLADO À REDE DE DISTRIBUIÇÃO ELÉTRICA. ....	75
FIGURA 3.14: DIAGRAMA DO CONTROLADOR REPETITIVO REAL REALIZÁVEL EM TEMPO DISCRETO. ....	81
FIGURA 3.15: DIAGRAMA DE BODE DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE UM COMPENSADOR RESSONANTE (A) IDEAL E (B) FISICAMENTE REALIZÁVEL. ....	83
FIGURA 4.1: SISTEMA FOTOVOLTAICO COMPLETO SIMULADO EM PARALELO COM A REDE DE DISTRIBUIÇÃO ELÉTRICA. ....	90
FIGURA 4.2: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO MODELO DO ARRANJO FOTOVOLTAICO SIMULADO. ....	91
FIGURA 4.3: CURVAS CARACTERÍSTICAS DO ARRANJO FOTOVOLTAICO SIMULADO NAS CONDIÇÕES ATMOSFÉRICAS DA TABELA VI. ....	92

FIGURA 4.4: SIMULAÇÃO DAS GRANDEZAS ELÉTRICAS EM FUNÇÃO DO TEMPO PARA O ARRANJO DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS NAS CONDIÇÕES ATMOSFÉRICAS DA TABELA VI. ....	93
FIGURA 4.5: CURVAS CARACTERÍSTICAS PARA O ARRANJO PV SIMULADO COM $\lambda = 500 \text{ W/M}^2$ E $T = 55^\circ\text{C}$ . ....	94
FIGURA 4.6: TENSÃO E CORRENTE SIMULADAS PARA O ARRANJO FOTOVOLTAICO MEDIANTE A VARIAÇÃO DA IRRADIAÇÃO SOLAR. ....	95
FIGURA 4.7: POTÊNCIA SIMULADA PARA O ARRANJO FOTOVOLTAICO MEDIANTE A VARIAÇÃO DA IRRADIAÇÃO SOLAR. ....	95
FIGURA 4.8: CURVAS CARACTERÍSTICAS PARA O ARRANJO PV SIMULADO COM $\lambda = 1000 \text{ W/M}^2$ E $T = 80^\circ\text{C}$ ....	96
FIGURA 4.9: VARIAÇÕES NA TENSÃO E CORRENTE FORNECIDAS PELO ARRANJO FOTOVOLTAICO MEDIANTE UM DEGRAU DE TEMPERATURA DE TRABALHO DE $55^\circ\text{C}$ PARA $80^\circ\text{C}$ . ....	97
FIGURA 4.10: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA PARTE DA SIMULAÇÃO CONTENDO O ARRANJO PV, O FILTRO DE ENTRADA, O CONVERSOR BOOST E O CONTROLE COM ALGORITMO MPPT. ....	98
FIGURA 4.11: POTÊNCIA, TENSÃO, CORRENTE E MODULANTE DO CICLO DE TRABALHO SIMULADOS NA INICIALIZAÇÃO DO SISTEMA PV UTILIZANDO O MPPT PERTURBA & OBSERVA. ....	101
FIGURA 4.12: POTÊNCIA E MODULANTE DO CICLO DE TRABALHO DO SISTEMA PV SIMULADOS COM O P&O – AMPLIAÇÃO NO REGIME PERMANENTE. ....	102
FIGURA 4.13: OSCILAÇÕES EM REGIME PERMANENTE NAS CURVAS CARACTERÍSTICAS UTILIZANDO O MPPT PERTURBA & OBSERVA COM (A) $\Delta D = 0,0025$ E (B) $\Delta D = 0,00025$ . ....	102
FIGURA 4.14: POTÊNCIA, TENSÃO, CORRENTE E MODULANTE DO CICLO DE TRABALHO SIMULADOS NA INICIALIZAÇÃO DO SISTEMA PV UTILIZANDO O MPPT CONDUTÂNCIA INCREMENTAL. ....	104
FIGURA 4.15: POTÊNCIA E MODULANTE DO CICLO DE TRABALHO DO SISTEMA PV SIMULADOS COM O CONDINC – AMPLIAÇÃO NO REGIME PERMANENTE. ....	104
FIGURA 4.16: RESPOSTA DINÂMICA DA POTÊNCIA E MODULANTE DO CICLO DE TRABALHO PARA VÁRIOS $G$ COM MPPT MP&O, MEDIANTE DEGRAU DE $\lambda=1000 \text{ W/M}^2$ PARA $\lambda=600 \text{ W/M}^2$ . ....	106
FIGURA 4.17: DESTAQUES DA CURVA DE POTÊNCIA PARA OS VÁRIOS $G$ USANDO O MPPT MP&O, MEDIANTE DEGRAU DE $\lambda=1000 \text{ W/M}^2$ PARA $\lambda=600 \text{ W/M}^2$ . ....	106
FIGURA 4.18: POTÊNCIA, TENSÃO, CORRENTE E MODULANTE DO CICLO DE TRABALHO SIMULADOS NA INICIALIZAÇÃO DO SISTEMA PV COM MPPT MP&O, $G = 0,00025$ . ....	107
FIGURA 4.19: POTÊNCIA E MODULANTE DO CICLO DE TRABALHO DO SISTEMA PV SIMULADOS COM O MP&O, $G = 0,00025$ – AMPLIAÇÃO NO REGIME PERMANENTE.....	108
FIGURA 4.20: COMPARAÇÃO ENTRE AS TÉCNICAS MPPT MEDIANTE VARIAÇÃO DA IRRADIAÇÃO SOLAR.....	109
FIGURA 4.21: AMPLIAÇÃO DE TRECHOS SELECIONADOS DA FIGURA 4.20 PARA OS ALGORITMOS MPPT SIMULADOS.....	110
FIGURA 4.22: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA INVERSÃO E PARALELISMO COM A REDE, SIMULADOS PARA O SISTEMA FOTOVOLTAICO. ....	111
FIGURA 4.23: MALHAS SIMULADAS DE CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO C.C. E DA CORRENTE DE SAÍDA DO INVERSOR. ....	112
FIGURA 4.24: (A) FORMA DE ONDA E (B) FTT DA CORRENTE INJETADA NA REDE COM PI PARA $\lambda = 1000 \text{ W/M}^2$ E $T = 55^\circ\text{C}$ , SEM SUPRESSÃO DO 3º HARMÔNICO.....	113
FIGURA 4.25: TENSÃO SIMULADA NO BARRAMENTO C.C. PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITOR DESTE BARRAMENTO. ....	114
FIGURA 4.26: (A) FORMA DE ONDA E (B) FFT DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA, USANDO CAPACITOR C.C. DE $6 \text{ mF}$ E UM CONTROLADOR PI. ....	115
FIGURA 4.27: CURVAS SIMULADAS PARA AS TENSÕES DE REFERÊNCIA, CONTÍNUA E AMOSTRADA DO BARRAMENTO C.C. ....	116

FIGURA 4.28: AÇÃO DE CONTROLE DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE TENSÃO COM E SEM A AMOSTRAGEM COM O SEGURADOR DE ORDEM ZERO.....	116
FIGURA 4.29: (A) FORMA DE ONDA E (B) FFT DA CORRENTE SIMULADA INJETADA NA REDE COM AMOSTRAGEM SÍNCRONA (120 Hz) DA TENSÃO C.C. PARA SUPRESSÃO DO 3° HARMÔNICO NA CORRENTE. ....	117
FIGURA 4.30: MALHA DE CONTROLE SIMULADA COM COMPENSADOR REPETITIVO.....	118
FIGURA 4.31: CURVAS DA MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO C.C. USANDO O CONTROLE REPETITIVO. ....	118
FIGURA 4.32: (A) FORMA DE ONDA E (B) FFT DA CORRENTE SIMULADA INJETADA NA REDE COM CONTROLE REPETITIVO PARA SUPRESSÃO DO 3° HARMÔNICO.....	119
FIGURA 4.33: MALHA DE CONTROLE SIMULADA COM CONTROLADOR P + RESSONANTE. ....	120
FIGURA 4.34: (A) FORMA DE ONDA E (B) FFT DA CORRENTE SIMULADA INJETADA NA REDE COM CONTROLE PROPORCIONAL RESSONANTE NA MALHA DE CORRENTE. ....	120
FIGURA 4.35: CORRENTE INJETADA NA REDE MEDIANTE A UM DEGRAU DE $\lambda = 1000 \text{ W/M}^2$ PARA $\lambda = 430 \text{ W/M}^2$ UTILIZANDO TRÊS MÉTODOS DE CONTROLE. ....	123
FIGURA 4.36: CORRENTE INJETADA E TENSÃO DA REDE ELÉTRICA UTILIZANDO CONTROLE PROPORCIONAL RESSONANTE E PI COM AMOSTRAGEM SÍNCRONA DA TENSÃO. ....	124
FIGURA 4.37: POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA ABSORVIDAS PELA REDE ELÉTRICA COM A INJEÇÃO DE CORRENTE USANDO CONTROLADOR PI E PROPORCIONAL RESSONANTE. ....	125
FIGURA 4.38: SIMULAÇÃO DE INJEÇÃO DE POTÊNCIA NA REDE ELÉTRICA MEDIANTE VARIAÇÕES DE INTENSIDADE SOLAR E TEMPERATURA. ....	127
FIGURA 4.39: POTÊNCIA ATIVA E REATIVA ENTREGUES NA SAÍDA DO INVERSOR DO SISTEMA PV MEDIANTE DEGRAU DE $\lambda = 1000$ PARA $300 \text{ W/M}^2$ USANDO PI+ZOH, P+RESSONANTE E PI+REPETITIVO. ....	128
FIGURA 4.40: FLUXO DE POTÊNCIA ATIVA NO SISTEMA PV CONECTADO À REDE E COM CARGA, MEDIANTE VARIAÇÃO DE $\lambda=1000$ PARA $400 \text{ W/M}^2$ E DE T = 55 PARA 75°C USANDO PI+ZOH. ....	129
FIGURA 4.41: FLUXO DE POTÊNCIA REATIVA NO SISTEMA PV CONECTADO À REDE E COM CARGA, MEDIANTE VARIAÇÃO DE $\lambda=1000$ PARA $400 \text{ W/M}^2$ E DE T = 55 PARA 75°C USANDO PI+ZOH. ....	130
FIGURA 4.42: MALHAS DE CONTROLE SIMULADAS PARA A TÉCNICA DE DROOP DE TENSÃO E FREQUÊNCIA.....	131
FIGURA 4.43: (A) TENSÃO DA REDE ELÉTRICA E CORRENTE INJETADA NA REDE COM DROOP, E (B) FFT DA CORRENTE INJETADA.....	132
FIGURA 4.44: POTÊNCIA ATIVA E REATIVA ABSORVIDAS PELA REDE ELÉTRICA SIMULADAS COM A TÉCNICA DE DROOP. ....	132
FIGURA 4.45: GRANDEZAS ELÉTRICAS INJETADAS NA REDE MEDIANTE DEGRAU DE $\lambda = 400 \text{ W/M}^2$ PARA $1000 \text{ W/M}^2$ USANDO DROOP. ....	133
FIGURA 4.46: LÓGICA DE DESLIGAMENTO/RELIGAMENTO DO ACOPLAMENTO COM A REDE DE ACORDO COM OS NÍVEIS DE TENSÃO E FREQUÊNCIA. ....	135
FIGURA 4.47: DESLIGAMENTO/RELIGAMENTO SIMULADOS EM TERMOS DE TENSÃO DA REDE, COMANDO DA CHAVE DE ACOPLAMENTO, CORRENTE E POTÊNCIA INJETADAS NA REDE DURANTE SOBRETENSÃO. ....	136
FIGURA 4.48: FFT DA CORRENTE INJETADA NA REDE PARA T = 80°C E $\lambda = 300 \text{ W/M}^2$ , COM PI + ZOH.....	137

# LISTA DE TABELAS

TABELA I: DADOS ESPECIFICADOS DE PAINÉIS SOLARES DE BAIXA POTÊNCIA DE FABRICANTES DISTINTAS. ....	40
TABELA II: DADOS DO ARRANJO PV SIMULADO PARA A OBTENÇÃO DAS CURVAS CARACTERÍSTICAS MEDIANTE A DIFERENTES CONDIÇÕES ATMOSFÉRICAS. ....	41
TABELA III: LIMITES TOLERADOS DE DESVIO DA TENSÃO DA REDE DE DISTRIBUIÇÃO ELÉTRICA NO PONTO DE CONEXÃO COMUM DE ACORDO COM PN 03:082.01-001 E IEC 61727. ....	70
TABELA IV: LIMITES TOLERADOS DE DESVIO DA FREQUÊNCIA DA REDE DE DISTRIBUIÇÃO ELÉTRICA NO PONTO DE CONEXÃO COMUM DE ACORDO COM PN 03:082.01-001 E IEC 61727. ....	72
TABELA V: LIMITES TOLERADOS PARA O CONTEÚDO HARMÔNICO DA CORRENTE INJETADA NA REDE DE DISTRIBUIÇÃO ELÉTRICA DE ACORDO COM PN 03:082.01-001 E IEC 61727. ....	73
TABELA VI: VALORES PADRÕES UTILIZADOS PARA OS PARÂMETROS NAS SIMULAÇÕES. ....	88
TABELA VII: RESUMO DOS RESULTADOS SIMULADOS OBTIDOS COM OS DIFERENTES MÉTODOS DE SUPRESSÃO DO 3º HARMÔNICO. ..	121

# SUMÁRIO

<b>AGRADECIMENTOS .....</b>	<b>4</b>
<b>RESUMO .....</b>	<b>5</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>7</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS .....</b>	<b>8</b>
<b>LISTA DE ACRÔNIMOS .....</b>	<b>13</b>
<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>15</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>18</b>
<b>SUMÁRIO .....</b>	<b>19</b>
<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>22</b>
1.1 MOTIVAÇÃO.....	22
1.2 OBJETIVOS.....	24
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO .....	26
1.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO .....	28
<b>2. MÓDULOS FOTOVOLTAICOS .....</b>	<b>29</b>
2.1 INTRODUÇÃO .....	29
2.2 CÉLULAS SOLARES .....	29
2.2.1 <i>Aspecto Construtivo e Princípio Físico.....</i>	<i>29</i>
2.2.1.1 Junção P-N: Aspectos construtivos.....	31
2.2.1.2 Princípio de Funcionamento .....	32
2.2.2 <i>Circuito Equivalente e Modelo Matemático.....</i>	<i>33</i>
2.3 MÓDULOS PV .....	35
2.3.1 <i>Escalonamento das características elétricas .....</i>	<i>36</i>
2.3.2 <i>Curva característica .....</i>	<i>37</i>
2.3.3 <i>Variações com a Irradiação Solar e Temperatura .....</i>	<i>40</i>
2.3.3.1 Variação da irradiação solar .....	40
2.3.3.2 Variação da temperatura de trabalho .....	43
2.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO .....	45
<b>3. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA .....</b>	<b>47</b>
3.1 INTRODUÇÃO .....	47
3.2 APLICAÇÃO DA ENERGIA GERADA .....	47
3.3 CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO .....	48
3.4 CLASSIFICAÇÃO DO SISTEMA PV E O PARALELISMO COM A REDE .....	49

3.5	O RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA – MPPT.....	50
3.5.1	Algoritmo MPPT: Tensão Constante.....	51
3.5.2	Algoritmo MPPT: Perturba & Observa.....	52
3.5.3	Algoritmo MPPT: Condutância Incremental.....	54
3.5.4	Algoritmo MPPT: Perturba & Observa Modificado.....	56
3.6	O ESTÁGIO DO PARALELISMO COM A REDE.....	58
3.6.1	Paralelismo pela injeção de corrente usando PI.....	58
3.6.2	Paralelismo pela injeção de corrente usando Proporcional Ressonante.....	60
3.6.3	Paralelismo pela injeção de corrente usando controle por histerese.....	62
3.6.4	Paralelismo pela injeção de corrente usando controlador repetitivo.....	64
3.6.5	Paralelismo por Droop de Tensão e Frequência.....	65
3.7	NORMAS PARA PARALELISMO COM A REDE ELÉTRICA.....	68
3.7.1	IEC 61727 / PN 03:082.01-001 – Requisitos de Conexão.....	69
3.7.1.1	Tensão nominal, sobretensão e subtensão.....	69
3.7.1.2	Corrente c.c. e fator de potência.....	70
3.7.1.3	Frequência nominal, sobrefrequência e subfrequência.....	71
3.7.1.4	Harmônicos e distorção da forma de onda.....	72
3.7.1.5	Ilhamento, perda e religamento da rede.....	73
3.8	SISTEMA FOTOVOLTAICO SIMULADO.....	74
3.8.1	Arranjo PV e filtro de entrada.....	75
3.8.2	Conversor c.c./c.c.....	76
3.8.3	Barramento c.c. e Inversor.....	76
3.8.3.1	O problema do 2º harmônico da tensão.....	78
3.8.3.1.1	Aumento do capacitor.....	79
3.8.3.1.2	Amostragem síncrona.....	80
3.8.3.1.3	Compensador Repetitivo Modificado.....	81
3.8.3.1.4	Compensador Ressonante.....	82
3.8.4	Filtro de saída e Rede de distribuição elétrica.....	84
3.9	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO.....	84
<b>4.</b>	<b>FORNECIMENTO DE POTÊNCIA ATIVA À REDE DE DISTRIBUIÇÃO – SIMULAÇÃO E RESULTADOS.....</b>	<b>87</b>
4.1	INTRODUÇÃO.....	87
4.2	ARRANJO DE MÓDULOS PV.....	91
4.2.1	Curvas Características Simuladas.....	92
4.2.2	Impacto da variação das condições atmosféricas.....	94
4.2.2.1	Simulando a variação da irradiação solar.....	94
4.2.2.2	Simulando a variação da temperatura.....	96
4.3	CONVERSOR C.C./C.C. – MPPT.....	98
4.3.1	MPPT através do algoritmo do Perturba & Observa.....	100
4.3.2	MPPT através do algoritmo da Condutância Incremental.....	103

4.3.3	<i>MPPT através do algoritmo Perturba &amp; Observa Modificado</i> .....	105
4.3.4	<i>Comparação simultânea dos algoritmos simulados</i> .....	108
4.4	<b>INVERSOR E PARALELISMO COM A REDE ATRAVÉS DO CONTROLE DE INJEÇÃO DE CORRENTE</b> .....	111
4.4.1	<i>Controle da tensão do barramento c.c. e da corrente de saída do inversor</i> .....	112
4.4.2	<i>Supressão do 3º harmônico – Capacitor do barramento c.c.</i> .....	114
4.4.3	<i>Supressão do 3º harmônico – Taxa de amostragem da tensão</i> .....	115
4.4.4	<i>Supressão do 3º harmônico – Repetitivo Modificado</i> .....	117
4.4.5	<i>Supressão do 3º harmônico – Proporcional Ressonante</i> .....	119
4.4.6	<i>Resumo comparativo das técnicas de supressão</i> .....	121
4.4.7	<i>Simulando o Paralelismo com PI, Repetitivo e P+Ressonante</i> .....	124
4.4.7.1	Variações atmosféricas .....	126
4.4.7.2	Adição de Carga .....	128
4.5	<b>PARALELISMO COM A REDE ATRAVÉS DO DROOP DE TENSÃO E FREQUÊNCIA</b> .....	130
4.6	<b>ADEQUAÇÃO ÀS NORMAS</b> .....	134
4.6.1	<i>Sobre/Subtensão e frequência, desligamento/religamento e anti-ilhamento</i> .....	134
4.6.2	<i>Corrente c.c.</i> .....	137
4.6.3	<i>Fator de Potência</i> .....	137
4.6.4	<i>Conteúdo harmônico</i> .....	138
4.7	<b>CONCLUSÕES DO CAPÍTULO</b> .....	138
<b>5.</b>	<b>CONCLUSÕES GERAIS</b> .....	<b>142</b>
<b>6.</b>	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	<b>146</b>
<b>APÊNDICE A – PROJETO DOS CONVERSORES E FILTROS</b> .....		<b>153</b>
A.1	PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA .....	153
A.2	PROJETO DOS ELEMENTOS PASSIVOS DOS CONVERSORES .....	155
A.2.1	<i>Projeto do indutor</i> .....	155
A.2.2	<i>Projeto do capacitor</i> .....	156
A.3	PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA .....	157
A.3.1	<i>Projeto do Indutor</i> .....	157
A.3.2	<i>Projeto do Capacitor</i> .....	159

# 1. INTRODUÇÃO

---

Este capítulo tem como propósito apresentar o escopo deste documento em termos da motivação para a realização do trabalho em questão, os objetivos que ele busca alcançar e como o documento é organizado.

## 1.1 MOTIVAÇÃO

Existe hoje uma crescente demanda de energia elétrica, tanto em nível nacional, quanto em nível internacional, devido à constante expansão do setor industrial e aumento da potência requerida, bem como a disseminação de equipamentos eletroeletrônicos no ambiente doméstico e comercial. A matriz energética vem enfrentando problemas para acompanhar este crescimento, visto que o aumento do suprimento de energia elétrica depende da instalação de novas estações geradoras e/ou expansão das estações existentes, o que pode significar altos investimentos, implementação de complicadas infraestruturas e altos impactos ambientais.

Considerando reduzir os possíveis impactos e aumentar a agilidade de instalação de potência elétrica disponível, há uma tendência atual em investir em implementação de estações geradoras de menor potência próximas a centros de carga específicos, para atuação principalmente como geração de ponta, complementando as grandes plantas geradoras (geralmente remotas) para potência de base. Dá-se o nome a essa configuração de sistema de geração distribuída (GD), ou geração dispersa.

Fontes comumente consideradas para utilização na geração de energia elétrica em sistemas de geração distribuída são células de hidrogênio, energia eólica, biomassa, pequenas centrais hidrelétricas (PCH) e energia solar.

A energia solar vem ganhando espaço nos últimos anos, pois vem superando suas limitações em relação à eficiência energética e alto custo. As principais vantagens que a tornam atraente como fonte de energia são suas características de baixíssimo impacto ambiental e sua disponibilidade virtualmente infinita, diferentemente das principais fontes energéticas de geração elétrica atuais.

Adicionalmente, os sistemas de geração de energia elétrica a partir da energia solar, denominados sistemas fotovoltaicos (PV - *Photovoltaic*), não possuem partes móveis, utilizando componentes eletrônicos estáticos, o que aumenta consideravelmente sua vida útil, diminuindo, portanto, a frequência das manutenções necessárias, além de garantir um grau de robustez maior ao sistema. Dessa forma, a tecnologia apresenta baixos índices de FIT (*Failures In Time* – Falhas no Tempo) e altos índices de MTBF (*Mean Time Between Failure* – Tempo médio entre falhas).

Ao realizar-se o paralelismo de sistemas fotovoltaicos (FV) com a rede elétrica para a geração distribuída, devem ser observados dois principais pontos: A maximização da energia disponível e os requisitos normativos da rede à qual se está acoplando. O primeiro ponto é particularmente importante ao se considerar a eficiência reduzida das células PV, sendo necessário todo o tempo retirar a máxima potência disponível da irradiação solar incidente de forma a garanti-la como uma fonte energética economicamente viável. O segundo ponto, por sua vez, visa a conformidade com os requisitos de qualidade de energia e segurança ditados pelas companhias elétricas e normas dos órgãos reguladores. É neste contexto de requerimentos de eficiência energética cada vez maior e de regulamentações de qualidade da energia injetada na rede cada vez mais rígidas, que surge este trabalho.

Tendo o aprimoramento dos pontos acima ressaltados como motivação, este projeto desenvolve, simula, analisa e compara diferentes métodos de paralelismo de plantas solares com a rede de distribuição elétrica, no intuito de contribuir para o conhecimento e avanço do uso das células solares na geração distribuída. Propõe ainda dois novos métodos para atenuar a componente de 3º harmônico da corrente elétrica injetada na rede de distribuição que surge através da referência de amplitude fornecida pela malha de controle da tensão c.c. Esses métodos são o uso de um compensador repetitivo modificado do tipo *plug in* na malha de tensão contínua para atenuar a componente de 120 Hz do erro e o uso de um compensador ressonante na malha de corrente que rejeita a componente de 180 Hz da referência. Com isso, avaliam-se duas novas abordagens para garantir a qualidade da energia injetada na rede elétrica e os quesitos das normas vigentes.

## 1.2 OBJETIVOS

Os objetivos deste trabalho podem ser divididos em primários e secundários. Os objetivos primários, que retratam melhor a relevância do trabalho e configuram sua principal motivação, são:

- Desenvolvimento e simulação de paralelismo entre módulos fotovoltaicos e a rede elétrica através do controle da corrente fornecida à rede pelo inversor e do rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo de módulos.
- Desenvolvimento e simulação de um controlador proporcional ressonante para a malha de controle de corrente injetada, e comparação com o método utilizando o PI quanto ao desempenho e principais aspectos.
- Proposta do uso de um compensador repetitivo modificado para atenuação do 2º harmônico no erro da malha de tensão do barramento c.c. e consequente supressão do 3º harmônico na corrente injetada na rede. Simulação e análise dos resultados desta abordagem.
- Proposta do uso do compensador ressonante na malha de corrente também para suprimir o 3º harmônico na corrente injetada na rede. Simulação e análise dos resultados desta abordagem.
- Simulação e análise comparativa de técnicas tradicionais e sugeridas para a supressão do 2º harmônico na tensão do barramento c.c. e do 3º harmônico na corrente injetada na rede.
- Desenvolvimento e simulação de paralelismo entre módulos fotovoltaicos e a rede elétrica através da técnica de *droop* de tensão e frequência para controle do inversor, e do rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo de módulos.

Os objetivos secundários, por sua vez, são aqueles alcançados como partes integrantes dos objetivos primários ou mesmo as bases e alicerces para as principais finalidades do projeto. São eles:

- Estudo de técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo de painéis solares buscando a máxima eficiência em condições externas específicas.
- Simulação de diferentes técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência dos módulos solares para controle do conversor c.c. do sistema fotovoltaico, e a comparação entre estas.
- Simulação e estudo do impacto do nível de irradiação solar e da temperatura no funcionamento dos módulos fotovoltaicos.
- Descrição das etapas implementadas do sistema fotovoltaico simulado e estudado.
- Estudo dos princípios de funcionamento das células solares, seu acoplamento em módulos e arranjos, sua modelagem matemática e seu circuito equivalente.
- Estudo dos sistemas fotovoltaicos completos configurando os arranjos de módulos solares, os conversores de potência e a carga a ser acoplada.
- Estudo do paralelismo dos módulos fotovoltaicos com a rede elétrica em termos das diferentes configurações dos módulos e conversores, e das regulamentações vigentes e aspectos relativos ao acoplamento de plantas solares ao sistema de distribuição de energia elétrica.
- Estudo de técnicas de controle para regulação de grandezas elétricas em conversores de potência.

Estes objetivos são os responsáveis por guiar o desenvolvimento e escrita desta dissertação.

### **1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO**

O texto desta dissertação de mestrado é dividido em seis capítulos (Conclusões Finais e Referências Bibliográficas inclusos) de forma a garantir uma boa organização dos tópicos e otimizar a continuidade dos conteúdos abordados. Contém ainda um apêndice para complementar o trabalho.

Este primeiro capítulo tem como propósito introduzir os aspectos do trabalho, apresentando a motivação do projeto desenvolvido e o contexto no qual surge a demanda de pesquisa e desenvolvimento na área de tecnologias fotovoltaicas. Dita também os objetivos primários e secundários do projeto de dissertação de mestrado, explicitando os propósitos e caminhos a serem trilhados ao longo do trabalho, bem como descreve a organização do texto como um todo para melhor transparência e versatilidade durante a leitura.

O capítulo 2 objetiva descrever as bases e fundamentos da tecnologia fotovoltaica para a geração da energia elétrica, focando no funcionamento dos módulos solares em si. Ele descreve o princípio físico e formalismo matemático que rege o comportamento das células solares, o escalonamento dessas células em módulos e arranjos fotovoltaicos, e as características dos módulos em termos de curvas descritivas e impactos das variações das condições ambientais no desempenho do arranjo.

O capítulo 3 muda o foco para os módulos (discutidos no capítulo anterior) agora aplicados em sistemas fotovoltaicos completos, incluindo o arranjo, os conversores requeridos e as cargas, em especial a rede de distribuição elétrica. Discute-se sobre as possíveis configurações e topologias dos sistemas fotogeradores de energia elétrica, com suas vantagens/desvantagens, bem como diferentes métodos de realização e controle do paralelismo com a rede de distribuição através do ponto de acoplamento comum. Adicionalmente, se discursa sobre os métodos utilizados para maximizar o aproveitamento dos módulos solares através do rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo para dadas condições atmosféricas, bem como as características intrínsecas de cada algoritmo

específico com essa finalidade. Em seguida, ditam-se as normas vigentes sobre o paralelismo entre sistemas fotovoltaicos e a rede de distribuição elétrica, assim como as recomendações dessas normas em termos de frequência, tensão, corrente, fator de potência, harmônicos e ilhamento. Por fim, introduz-se o sistema fotovoltaico a ser simulado no capítulo posterior, com a topologia adotada e suas características intrínsecas. Durante essa introdução, são propostos dois novos métodos para suprimir o componente de 3º harmônico da corrente injetada na rede, inerente à topologia utilizada para os conversores.

O capítulo 4 é voltado para a simulação em si do paralelismo de um sistema fotovoltaico com a rede de distribuição elétrica, bem como para a análise dos resultados desta simulação. Descreve-se cada etapa da simulação, desde o parque de módulos fotovoltaicos até o ponto de conexão comum com a rede elétrica. Apresenta-se o impacto da alteração dos parâmetros atmosféricos externos sobre as grandezas elétricas simuladas no tempo. Investiga-se comparativamente a performance das técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência através da simulação. Simula-se o paralelismo através da operação dos conversores com as diferentes técnicas de controle das malhas de tensão e corrente, bem com os diferentes métodos de supressão do 3º harmônico da corrente (tradicionais e propostos), e analisam-se os resultados realizando uma comparação do desempenho de cada método. Analisa-se o desempenho do sistema utilizando o controle de potência ativa e reativa com a técnica de *Droop* de tensão e frequência. Por fim, verifica-se a conformidade do paralelismo simulado com as recomendações normativas.

O capítulo 5 apresenta as conclusões finais sobre o trabalho desenvolvido, comentando o conhecimento agregado, simulações realizadas e os resultados obtidos.

O capítulo 6 consiste nas referências bibliográficas que auxiliaram no desenvolvimento do projeto.

Por fim, o apêndice A descreve o projeto dos elementos passivos do sistema fotovoltaico simulado, tais como indutores e capacitores dos filtros de entrada e saída, como complemento ao trabalho.

## **1.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO**

Foi introduzido neste capítulo o projeto de dissertação de mestrado realizado em termos de seus aspectos gerais. Argumentou-se sobre a crescente demanda de energia no cenário mundial e o desenvolvimento rumo à geração distribuída, em especial com energia solar, como motivação para o trabalho. Descreveram-se também os objetivos primários e secundários do estudo e simulações desenvolvidas, para melhor determinação da relevância do projeto. Por fim, comentou-se sobre a organização do texto em seus seis capítulos e um apêndice, bem como se introduziu em termos gerais os conteúdos abordados em cada um deles.

## 2. MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

---

### 2.1 INTRODUÇÃO

O instrumento responsável por converter a energia solar incidente em energia elétrica é chamado de módulo fotovoltaico, ou *photovoltaic (PV) module*. O princípio físico envolvido nessa conversão é o efeito fotoelétrico, que permite com que fótons incidentes sobre uma junção semicondutora transfira energia necessária para liberação de pares elétron/buraco de forma a criar uma diferença de potencial elétrico que impulsiona uma corrente em circuito fechado.

Este capítulo dedica-se a apresentar as células solares, unidades constituintes dos módulos fotovoltaicos. Dedicar-se também à representação das células solares em termos de circuito equivalente, que permite representar o fenômeno físico com precisa formalidade matemática para análise de circuitos elétricos. Finalmente, o capítulo descreve o aspecto dos módulos fotovoltaicos em si, construídos a partir de associações das células solares de forma a se obter as especificações de corrente, tensão e potência desejados.

### 2.2 CÉLULAS SOLARES

Conforme mencionado anteriormente, as células solares, também chamadas de células fotovoltaicas, são as unidades básicas dos módulos solares fotovoltaicos, e permitem a conversão de luz incidente do sol diretamente em corrente elétrica. São constituídas de semicondutores (normalmente silício) adequadamente dopados e funcionam através do efeito fotoelétrico.

#### 2.2.1 Aspecto Construtivo e Princípio Físico

O elemento base constituinte das células fotovoltaicas são os semicondutores. Esses materiais, geralmente cristalinos, possuem propriedades intermediárias entre os isolantes e condutores. Quando puros, são chamados de intrínsecos.

Um semicondutor intrínseco pode ser considerado um sólido covalente isolante quando próximo do zero absoluto (zero Kelvin), pois nessa condição sua banda de valência está cheia e sua banda de condução está completamente vazia. Sua banda proibida (intervalo de energia entre as bandas de condução e de valência), porém, é menor do que 2 eV, sendo 1,14 eV para o silício e 0,67 eV para o germânio [30]. O aumento da temperatura, entretanto, permite a excitação térmica dos elétrons da camada de valência, ou seja, eles recebem energia térmica suficiente para vencer o *gap* de energia entre as bandas e migram da banda de valência para a banda de condução, causando o aumento significativo da condutividade do material. Da mesma forma, os elétrons que migram para a banda de condução deixam buracos, de carga positiva, na banda de valência, os quais também contribuem para o aumento da condutividade do semicondutor.

Portanto, a condutividade de um semicondutor cresce consideravelmente com a temperatura, sendo que para o silício, por exemplo, o número de elétrons excitados aumenta por um fator de aproximadamente  $10^9$  ao se dobrar a temperatura (de 300K para 600K) [30].

Para aumentar a condutividade dos semicondutores, adicionalmente à condutividade intrínseca, isto é, à condutividade proveniente da excitação térmica, costuma-se recorrer ao processo de dopagem desse material. A dopagem consiste em adicionar impurezas à estrutura cristalina do semicondutor, sendo essas impurezas átomos com valências de tamanhos diferentes das do elemento constituinte do material em questão.

O silício é um elemento com 4 elétrons em sua banda de valência, portanto, ao dopar-se o cristal com impurezas pentavalentes, como o elemento fósforo, os elétrons na camada de valência do silício formarão ligações covalentes com apenas 4 dos 5 elétrons na camada de valência do fósforo, deixando o elétron sobressalente “livre” (na verdade, fracamente ligado), necessitando apenas de pouca energia para migrar para a banda de condução, aumentando assim a condutividade do material.

Esses semicondutores dopados que possuem elétrons livres, ou seja, possuem carga predominantemente negativa, são chamados tipo *n*. De forma análoga, quando um cristal de silício é dopado com elementos trivalentes, como o Boro, o material fica com excesso de buracos livres, e, conseqüentemente, com carga predominantemente positiva, tornando-se um semicondutor dopado do tipo *p*.

### 2.2.1.1 Junção P-N: Aspectos construtivos

As células solares fotovoltaicas são construídas a partir de uma junção  $pn$ , isto é, uma junção entre semicondutores do tipo  $n$  e do tipo  $p$ , geralmente realizada através de crescimento em cristal único do semicondutor.

Sempre que regiões de difusão tipo  $n$  e tipo  $p$  são colocadas próximas uma da outra, cria-se uma junção  $pn$ . Uma célula solar é construtivamente semelhante a um diodo de junção  $pn$ , no qual se utiliza um substrato de silício intrínseco, que é dopado, através de difusão ou implantação de íons, com impurezas aceitadoras, tornando-se um substrato tipo  $p$ . A partir deste, utilizando-se uma máscara específica de dióxido de silício ( $\text{SiO}_2$ ), cria-se uma chamada cavidade  $n$  no mesmo cristal do semicondutor através da difusão de impurezas doadoras, como átomos de fósforos. Está formada assim a junção  $pn$ . A Figura 2.1 mostra uma célula fotovoltaica com junção  $pn$  criada a partir do processo de cavidade  $n$ .

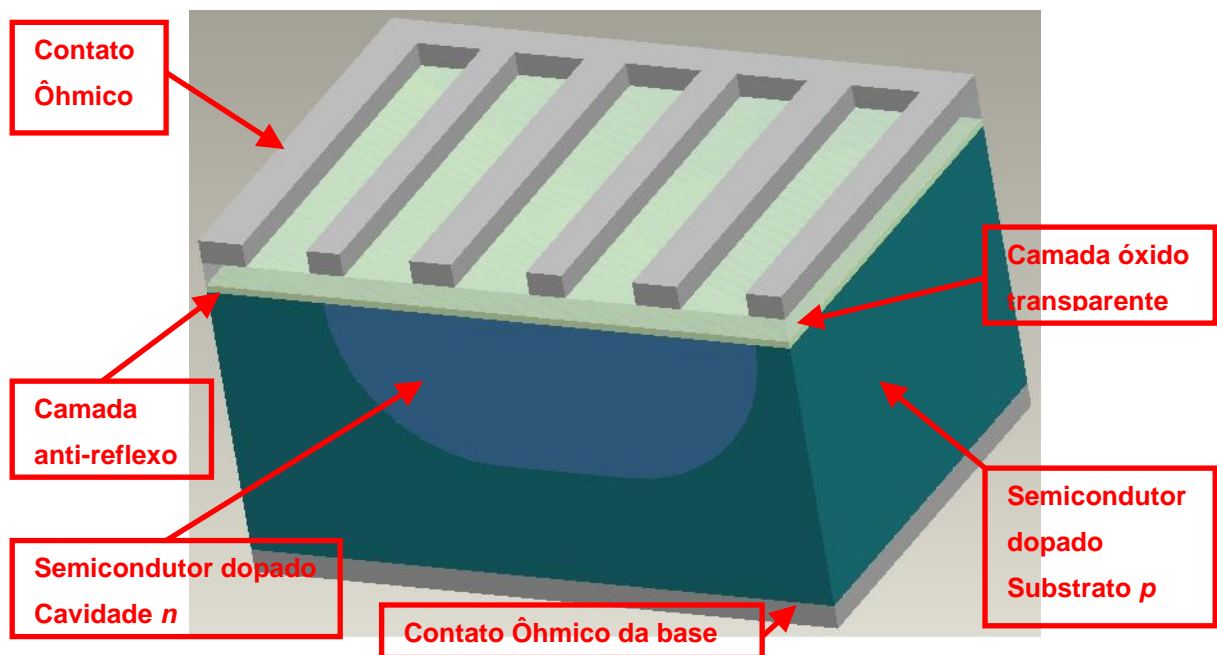


Figura 2.1: Célula Fotovoltaica com junção  $pn$  através do processo de cavidade  $n$ .

Nas células solares, a parte do cristal tipo  $n$  geralmente é aquela que fica exposta ao sol, ficando na parte superior e deve, portanto absorver o máximo de luz possível. Como os contatos elétricos (usualmente de alumínio) são impressos nas faces do cristal, aplica-se uma fina camada de nitreto de silício (ou outro material

anti-reflexível) na face superior para reduzir as perdas por reflexão na célula. O silício tipo  $p$  normalmente localiza-se na parte inferior do dispositivo.

### 2.2.1.2 Princípio de Funcionamento

Ao se estabelecer uma junção  $pn$ , próximo à superfície de interface entre as regiões  $n$  e  $p$  é gerada uma corrente de difusão de elétrons livres, ou seja, os elétrons livres da região  $n$  migram para região  $p$ , onde encontram buracos livres e se recombinam com estes. Essa recombinação de pares elétron-buraco, em conjunto com a difusão, leva ao estabelecimento de uma região de depleção (ou barreira de potencial, na qual a quantidade de portadores é reduzida), pois há um acúmulo de elétrons no lado  $p$  e de buracos no lado  $n$  da junção. Dessa forma, é gerado um campo elétrico resultante da diferença de potencial que inibe o movimento de cargas na região. O equilíbrio é alcançado quando a barreira de potencial elétrico passa a impedir todo o fluxo de elétrons do lado  $n$  para o  $p$ .

É nessa condição que entra o papel da energia solar na geração da eletricidade nas células fotovoltaicas, que é regida pelo efeito fotoelétrico. Os fótons (pacotes de energia em forma de luz) incidentes dos raios solares, com energia igual ou superior ao *gap* de energia entre a banda de valência e de condução do material em questão, são absorvidos, levando à transição de elétrons de uma banda à outra, e à consequente geração de pares elétron-buraco na região da junção. Os elétrons recém chegados à banda de condução e seus pares buracos na banda de valência são então acelerados pelo campo elétrico da região de depleção, que conduz os primeiros até o material tipo  $n$  e os últimos até o material do tipo  $p$ .

Essa difusão dos portadores leva à tensão de circuito aberto nos contatos externos da célula solar. Se houver conexão com um circuito externo, essa tensão resultará no estabelecimento de uma foto-corrente elétrica, gerada a partir da luz solar. Entretanto, nem todos os portadores deslocados pelo campo elétrico chegam à extremidade, fazendo parte da corrente do circuito externo. Parte dos portadores é recombinada durante o percurso dentro da célula, o que reduz sua eficiência energética juntamente com as perdas por reflexão, perdas por energia não aproveitada dos fótons que geram calor, perdas ôhmicas, perdas por sombreamento frontal e perdas pelo gradiente elétrico interno da mesma. Notam-se assim as barreiras que levam à baixa eficiência inerente à tecnologia de células fotovoltaicas.

## 2.2.2 Circuito Equivalente e Modelo Matemático

Conforme explicitado nas seções anteriores, as células fotovoltaicas, assim como os diodos, são construtivamente formadas por junções *pn*. Devido a este fato, as características e o princípio de funcionamento desses dois elementos são consideravelmente semelhantes. Dessa forma, a princípio, uma célula solar poderia ser representada por um diodo comum. Não obstante, existe a necessidade de retratar a característica da célula PV de fornecer corrente quando se incidem raios solares sobre a mesma. Para tanto, modela-se este comportamento através de uma fonte dependente de corrente em paralelo com um diodo. Constrói-se assim o circuito equivalente de uma célula PV ideal, conforme pode ser visto na Figura 2.2.

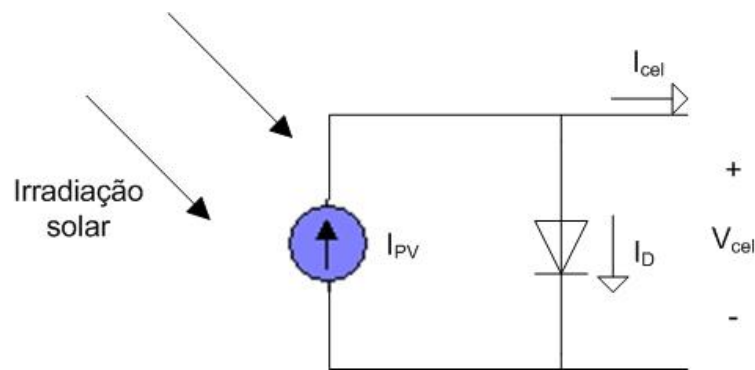


Figura 2.2: Circuito equivalente de uma célula solar ideal sem perdas.

Um circuito equivalente que representa de forma mais fiel uma célula solar real pode ser visto na Figura 2.3. Neste circuito são adicionadas duas resistências ao modelo da célula ideal, uma em série com o diodo modelando as perdas resistivas devido ao corpo do material, à região de depleção e aos contatos metálicos nas extremidades, e outra em paralelo com o diodo, representando as correntes de fuga da junção.

De acordo com o circuito apresentado na Figura 2.2, a corrente  $I_{cel}$  de fato entregue por cada célula fotovoltaica está explicitada na equação 2.1.

$$I_{cel} = I_{PV} - I_D \quad (2.1)$$

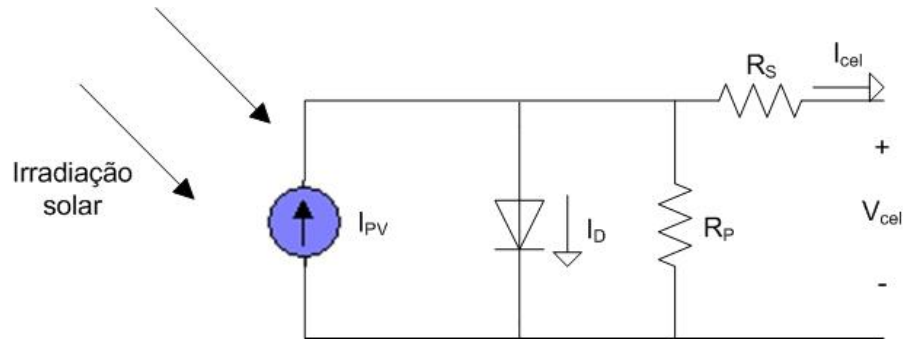


Figura 2.3: Circuito equivalente de uma célula solar real com perdas.

A corrente  $I_{PV}$  refere-se à foto-corrente induzida pela radiação solar incidente sobre a célula, ou seja, é a fonte de energia elétrica obtida pela conversão da energia solar. A corrente  $I_D$  é dada pela convencional equação do diodo (Equação (2.2)) [6].

$$I_D = I_{sr} \left( e^{\frac{qV_D}{kTn}} - 1 \right) \quad (2.2)$$

Na equação 2.2,  $I_{sr}$  refere-se à corrente de saturação reversa do diodo,  $V_D$  é a tensão nos terminais do diodo,  $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$  é a constante de Boltzmann,  $q = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$  é a carga do elétron,  $T$  é a temperatura, e  $n$  é o fator de idealidade do diodo.

A corrente de saturação reversa  $I_{sr}$ , por sua vez, é descrita pela equação (2.3) [2], relacionada com valores na condição de Ensaio Padrão, identificados pelas letras  $_{EP}$  subscritas. O ensaio padrão caracteriza a célula a uma temperatura de  $25^\circ\text{C}$  sob intensidade de irradiação solar de  $1000 \text{ W/m}^2$ .

$$I_{sr} = I_{sr,EP} \left( \frac{T}{T_{EP}} \right)^3 e^{\left( \frac{qE_g}{nk} \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_{EP}} \right) \right)} \quad (2.3)$$

Percebe-se da equação 2.3 que a corrente de saturação reversa da junção cresce consideravelmente com a temperatura. Os termos contidos nesta equação incluem:

$I_{sr,EP}$  = Corrente de saturação reversa do ensaio padrão

$T$  = Temperatura da célula

$T_{EP}$  = Temperatura do ensaio padrão

$E_g$  = *Gap* de energia do semicondutor

A corrente fotovoltaica também é dependente da temperatura, crescendo proporcionalmente com esta, conforme se observa na equação (2.4) [2]. Não obstante, observa-se que a foto-corrente também é proporcional à intensidade de irradiação solar, sendo estes dois fatores extremamente relevantes e responsáveis pelas oscilações da potência fornecida pelas células fotovoltaicas no tempo.

$$I_{PV} = [I_{PV,EP} + K_T \cdot (T - T_{EP})] \frac{\lambda}{\lambda_{EP}} \quad (2.4)$$

Na equação (2.4),  $I_{PV}$ , conforme já mencionado, refere-se à corrente fotovoltaica (vulgo corrente de curto-circuito da célula).  $I_{PV,EP}$  refere-se à corrente de curto-circuito para o ensaio padrão,  $K_T$  refere-se ao coeficiente de variação da corrente com a temperatura, e  $\lambda$  configura a intensidade de radiação solar, sendo  $\lambda_{EP}$  esta grandeza para condições de ensaio padrão.

## 2.3 MÓDULOS PV

Do circuito equivalente da Figura 2.2 pode-se perceber que a tensão de circuito aberto de uma célula fotovoltaica é limitada àquela gerada pela junção *pn* e é, portanto, muito pequena para alimentação de quaisquer aplicações realistas. A corrente das células também possui suas limitações. Dessa forma, para utilizar-se das tecnologias das células solares em aplicações residenciais e industriais, as mesmas são agrupadas em painéis/módulos.

Como se pode imaginar, a associação série de células solares leva ao aumento da tensão disponível nos terminais do módulo, enquanto a associação em paralelo das células resulta em um aumento da capacidade de corrente do painel, contribuindo ambos os casos para aumento da capacidade de potência fornecida pelo sistema. De uma forma geral, os painéis solares são construídos com ambos os tipos de associação, de acordo com os requerimentos de corrente, tensão e potência das aplicações a que são destinados. A Figura 2.4 mostra um painel fotovoltaico de 66 células.



Figura 2.4: Painel solar fotovoltaico.

De forma análoga, um arranjo fotovoltaico pode ser formado de diversos painéis solares conectados em série e paralelo, permitindo-se assim chegar a níveis ainda mais altos de tensão e corrente e, conseqüentemente, de potência fornecida, tornando a gama de aplicações ainda mais abrangente.

### 2.3.1 Escalonamento das características elétricas

Como um arranjo/módulo fotovoltaico é, basicamente, uma agregação de células fotovoltaicas, a expressão de corrente da equação (2.1) ainda se aplica a este, porém, escalada pelo número de células em paralelo  $n_p$ . A característica  $I \times V$  de uma célula fotovoltaica pode ser representada também, e muitas vezes o é na literatura, usando-se a tensão como variável dependente em função da corrente, conforme mostrado na equação (2.5) [2]. Porém, para um arranjo/módulo PV, temos  $n_s$  células em série que levam ao escalonamento dessa tensão e  $n_p$  células em paralelo fazendo o mesmo para as correntes, resultando na equação (2.6), onde  $V_{mód}$  e  $I_{mód}$  representam grandezas do módulo ou arranjo fotovoltaico.

$$V_{cel} = \frac{nkT}{q} \ln \left[ \frac{-I_{cel} + I_{PV} + I_{SR}}{I_{SR}} \right] \quad (2.5)$$

$$V_{mód} = \frac{n_s nkT}{q} \ln \left[ \frac{-I_{mód} + n_p I_{PV} + n_p I_{SR}}{n_p I_{SR}} \right] \quad (2.6)$$

A tensão da expressão (2.6), entretanto, retrata células ideais, sem considerar as perdas resistivas na resistência série de cada célula. Para uma expressão de tensão do arranjo mais fiel às condições reais, se subtrai de (2.6) um termo relativo à queda de tensão causada pelos resistores série do conjunto de células solares ligadas no sistema, estando este devidamente ponderado com o número de células série  $n_s$  e paralelo  $n_p$  do arranjo PV em questão, obtendo-se assim a equação (2.7).

$$V_{mód} = \frac{n_s n k T}{q} \ln \left[ \frac{-I_{mód} + n_p I_{PV} + n_p I_{sr}}{n_p I_{sr}} \right] - I_{mód} \frac{n_s R_s}{n_p} \quad (2.7)$$

### 2.3.2 Curva característica

Tendo em vista a equação (2.7) pode-se traçar a curva característica da corrente em função da tensão (Curva I X V) do módulo/arranjo fotovoltaico, para determinados valores de irradiação solar e temperatura. A Figura 2.5 apresenta uma curva típica de um módulo PV com 48 células em série e 5 em paralelo, operando a uma temperatura de 60°C e sob um nível de irradiação solar de 800 W/m<sup>2</sup>. Nessa curva, consegue-se identificar especificações cruciais a serem utilizadas no momento de seleção do módulo solar para uma aplicação em particular.

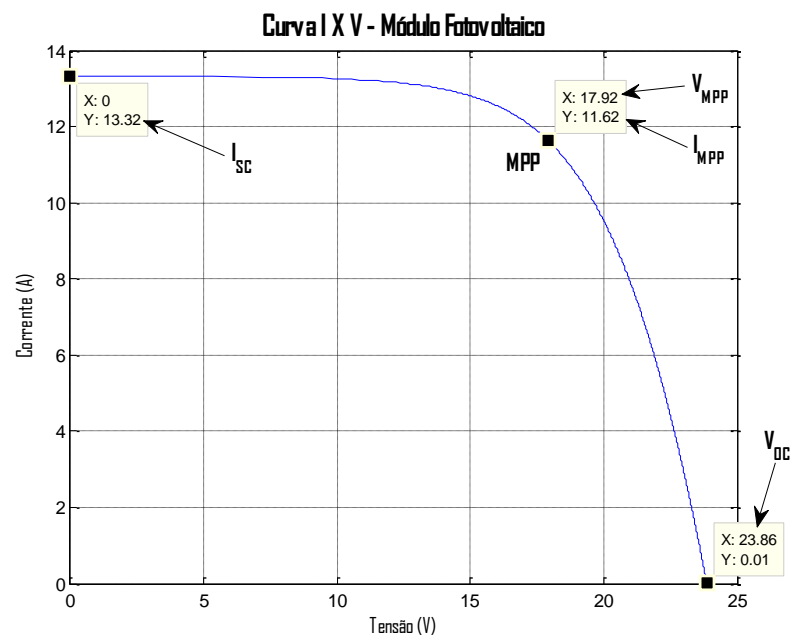


Figura 2.5: Curva I X V de um módulo PV com 48 células em série e 5 em paralelo, operando a  $T = 60^{\circ}\text{C}$  e  $\lambda = 800 \text{ W/m}^2$ .

Outra curva comumente utilizada para descrever o comportamento de um módulo fotovoltaico é a curva de potência  $P_{mód}$  em função da tensão  $V_{mód}$ . A Figura 2.6 apresenta um exemplo desta curva ( $P_{mód} \times V_{mód}$ ) para o mesmo painel da Figura 2.5 e mesmas condições de temperatura e insolação.

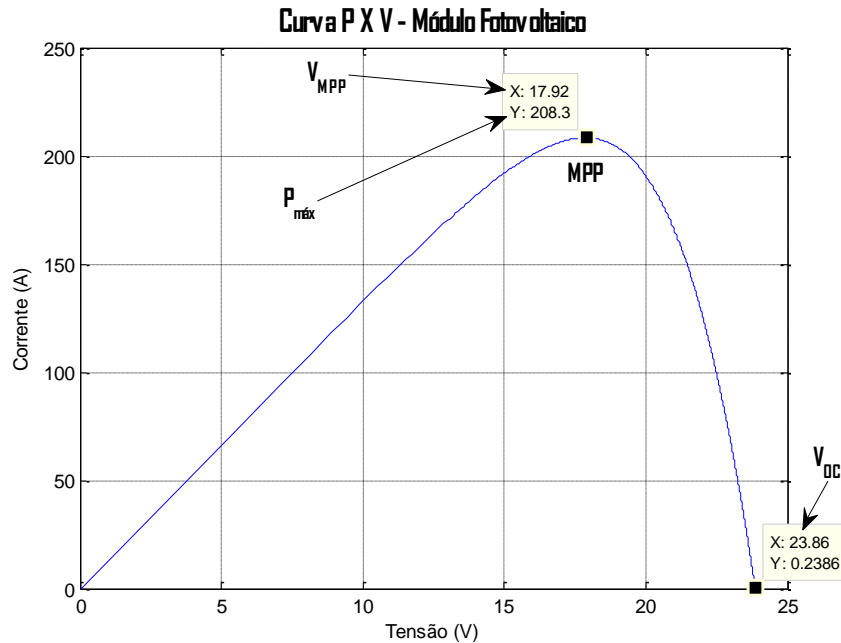


Figura 2.6: Curva P X V de um módulo PV com 48 células em série e 5 em paralelo, operando a  $T = 60^{\circ}\text{C}$  e  $\lambda = 800 \text{ W/m}^2$ .

Os principais parâmetros do módulo PV, obtidos pelas curvas características I X V e P X V, estão explicitados nas Figuras 2.5 e 2.6, e são:

Tensão de Circuito Aberto  $V_{OC}$ : A tensão de circuito aberto refere-se à máxima tensão fornecida pelo módulo PV a uma determinada temperatura e nível de irradiação solar, sendo esta a tensão nos seus terminais quando nenhuma corrente está sendo fornecida, justificando o nome “circuito aberto”.

Corrente de Curto-circuito  $I_{SC}$ : A corrente de curto-circuito refere-se à máxima corrente fornecida pelo módulo PV a uma determinada temperatura e nível de irradiação solar, sendo esta corrente fornecida nos instantes em que a tensão nos terminais do arranjo ou painel é nula. Nesses instantes, como não há tensão entre os terminais, a corrente que passa pelo diodo em antiparalelo ( $I_D$ ) nas células solares que constituem o módulo também é nula, fazendo com que a expressão

(2.1) se reduza a apenas  $I_{cél} = I_{PV}$ , ou seja, a corrente de curto circuito do sistema nada mais é do que a corrente foto-gerada de cada célula (equação 2.4) multiplicada pelo número de células em paralelo  $n_p$ .

Ponto de Máxima Potência MPP: Na curva de um módulo PV existe um ponto no qual a combinação corrente e tensão fornecem a máxima potência que este módulo tem capacidade de disponibilizar. Esse é o ponto de operação mais interessante para a grande maioria das aplicações, visto que utiliza a maior capacidade possível do sistema fotovoltaico.

Corrente  $I_{MPP}$ , Tensão  $V_{MPP}$  e Potência  $P_{max}$  no MPP: Conforme se pode deduzir, esta tensão e corrente representam os valores das grandezas no ponto de máxima potência, ou seja, representam a corrente fornecida e a tensão nos terminais do módulo no ponto de operação mais comumente desejado. A potência  $P_{max}$  nada mais é do que a potência máxima que o painel pode fornecer, disponível no MPP. Esses valores são geralmente fornecidos pelo fabricante como os valores nominais dessas grandezas elétricas.

Das Figuras 5 e 6, portanto, baseado nas definições dos parâmetros acima, observa-se que a potência máxima que o módulo em questão pode entregar quando operando a 60°C e sob irradiação solar de 800 W/m<sup>2</sup> é  $P_{máx} = 208,3$  W, aplicando uma tensão de  $V_{MPP} = 17,92$  V e corrente de  $I_{MPP} = 11,62$  A em seus terminais. Este é seu ponto de máxima potência MPP nas condições climáticas citadas.

Percebe-se ainda da Figura 2.5 que, para valores mais baixos de tensão  $V_{mód}$ , a corrente  $I_{mód}$  permanece virtualmente constante e próxima à corrente de curto-circuito  $I_{SC} = 13,32$  A do módulo, mesmo mediante as grandes variações desta tensão. Essa região de operação do módulo PV é comumente denominada região de corrente constante. Analogamente, para valores menores de corrente  $I_{mód}$  tem-se a região de tensão constante, onde a tensão  $V_{mód}$  varia pouco com as variações de corrente, e seu valor aproxima-se cada vez mais da tensão de circuito aberto  $V_{OC} = 23,86$  V à medida que a corrente diminui. O ponto de máxima potência, como nota-se, não está na região de tensão constante ou na região de corrente constante. A corrente  $I_{MPP}$  e tensão  $V_{MPP}$  são, portanto, respectivamente menores do que a corrente de curto-circuito e tensão de circuito aberto do sistema, assim como

quaisquer outros valores essas grandezas possam assumir durante a operação do módulo.

### 2.3.3 Variações com a Irradiação Solar e Temperatura

Os valores de  $V_{OC}$ ,  $V_{SC}$ , MPP,  $V_{MPP}$ ,  $I_{MPP}$ , e mesmo a curva característica  $I \times V$  de um módulo fotovoltaico variam com a temperatura e com a intensidade de irradiação solar. Seus valores são, portanto, geralmente especificados pelo fabricante para determinada condição de ensaio padrão (STC – *Standard Test Condition*). A Tabela I exemplifica os dados especificados no *datasheet* de duas diferentes fabricantes de painéis solares, a saber, Suntech e Yingli Solar, para módulos de baixa potência (até 240W). O fabricante pode ainda disponibilizar essas grandezas no ponto chamado de temperatura nominal de funcionamento da célula (NOCT), que configura uma irradiação solar de  $800\text{W/m}^2$ , temperatura ambiente de  $20^\circ\text{C}$  e velocidade de vento de  $1\text{m/s}$ .

Tabela I: Dados especificados de painéis solares de baixa potência de fabricantes distintas.

ESPECIFICAÇÕES	FABRICANTE	
	YINGLI SOLAR	SUNTECH
Tensão de Máxima Potência ( $V_{MPP}$ )	18,0 V	29,6 V
Corrente de Máxima Potência ( $I_{MPP}$ )	7,77 A	8,11 A
Tensão de Circuito Aberto ( $V_{OC}$ )	22,5 V	36,9 V
Corrente de Curto Circuito ( $I_{SC}$ )	8,40 A	8,46 A
Potência máxima ( $P_{max}$ ) em condições de ensaio padrão (STC)	140 W	240 W
Eficiência do módulo ( $\eta_{mód}$ )	14 %	14,5 %
Tolerância de Potência	$\pm 3$ %	0/+5 %

STC: Irradiação de  $1000\text{W/m}^2$ , temperatura do módulo de  $25^\circ\text{C}$ , AM=1,5.

#### 2.3.3.1 Variação da irradiação solar

Com o objetivo de demonstrar a variação das características dos módulos fotovoltaicos com a irradiação solar incidente, simularam-se as curvas características para um arranjo PV de 18 módulos, cada um com 36 células em série e 10 em

paralelo, variando-se a intensidade de irradiação de  $100 \text{ W/m}^2$  a  $1000 \text{ W/m}^2$ , em degraus de  $100 \text{ W/m}^2$ , totalizando 10 diferentes curvas. Os dados do arranjo simulado estão na Tabela II (com exceção de  $\lambda$ , variado conforme descrito).

Tabela II: Dados do arranjo PV simulado para a obtenção das curvas características mediante a diferentes condições atmosféricas.

PARÂMETROS	SÍMBOLOS	VALOR
Coeficiente de variação corrente/temperatura	$K_T$	$1,7 \times 10^{-3} \text{ A/K}$
Corrente de saturação reversa – Ensaio Padrão	$I_{sr,EP}$	$5 \times 10^{-6} \text{ A}$
Fator de idealidade	$n$	1,7
Resistência série por célula	$R_s$	$10 \text{ m}\Omega$
Corrente fotogerada por célula – Ensaio Padrão	$I_{PV,EP}$	$3,27 \text{ A}$
Número de módulos em paralelo	$n_p$	10
Número de células em série, por módulo	$n_{s,mód}$	36
Número de módulos	$n_{mód}$	18
Número de células em série, total	$n_s$	$18 \times 36 = 648$
Nível de Irradiação Solar	$\lambda$	$1000 \text{ W/m}^2$
Temperatura de Trabalho	$T$	$60^\circ\text{C}$

O primeiro conjunto de curvas características (com diferentes níveis de insolação) do arranjo, para a potência em função da tensão, pode ser vista na Figura 2.7. Percebe-se claramente destas curvas que, à medida que se aumenta a irradiação solar  $\lambda$ , a capacidade de fornecer potência do arranjo fotovoltaico cresce consideravelmente.

A Figura 2.7 apresenta ainda uma curva sobreposta passando pelos pontos de máxima potência de cada curva  $P \times V$  com diferente valor de  $\lambda$ . Duas marcações de ponto de máxima potência, uma para a curva com  $\lambda = 500 \text{ W/m}^2$  e outra para a curva com  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$ , evidenciam o aumento da capacidade de potência com o nível de insolação no MPP. Para a primeira, a potência máxima é de 3,38 kW, em contraste com os 7,12 kW da última. Nota-se ainda que a tensão  $V_{MPP}$  na qual o ponto de máxima potência ocorre também aumenta, embora com menor sensibilidade, com a maior intensidade dos raios solares (231,2 V para  $\lambda = 500 \text{ W/m}^2$ , e 244,1 V para  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$ ).

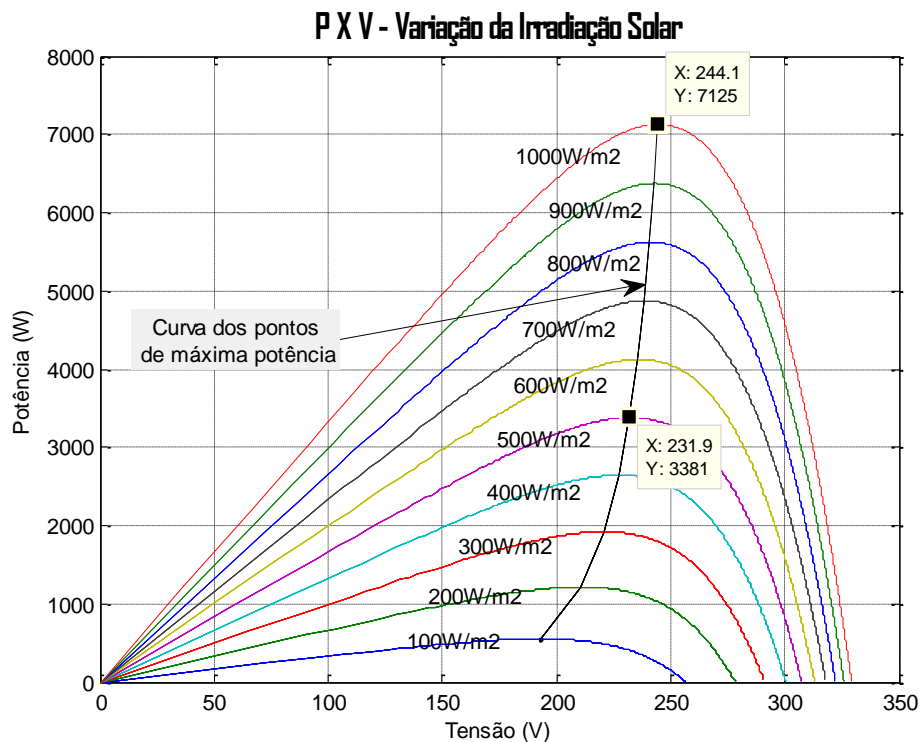


Figura 2.7: Curvas P X V do arranjo da Tabela II mediante variações de  $\lambda$ .

A Figura 2.8, por sua vez, retrata o conjunto de curvas da corrente do arranjo PV em função da tensão, para os diferentes valores de irradiação solar. Desse conjunto de curvas confirma-se o suave aumento da tensão  $V_{MPP}$  para  $\lambda$  maiores, e nota-se que a corrente no ponto de máxima potência  $I_{MPP}$  virtualmente dobra com o dobro da intensidade de irradiação solar ( $I_{MPP} = 14,58$  A para  $\lambda = 500$  W/m<sup>2</sup>, e  $I_{MPP} = 29,19$  A para  $\lambda = 1000$  W/m<sup>2</sup>). Estão ainda marcados na figura os pontos de tensão e corrente nula para a situação de  $\lambda = 1000$  W/m<sup>2</sup>, nos quais obtemos, respectivamente, a corrente de curto circuito  $I_{SC} = 33,3$  A e a tensão de circuito aberto  $V_{OC} = 329,2$  V do arranjo fotovoltaico. Estes parâmetros também aumentam com o aumento da irradiação solar.

As informações obtidas das Figuras 2.7 e 2.8 fornecem o resultado esperado para o comportamento do sistema PV em função da intensidade da irradiação solar, quando se considera a equação (2.4).

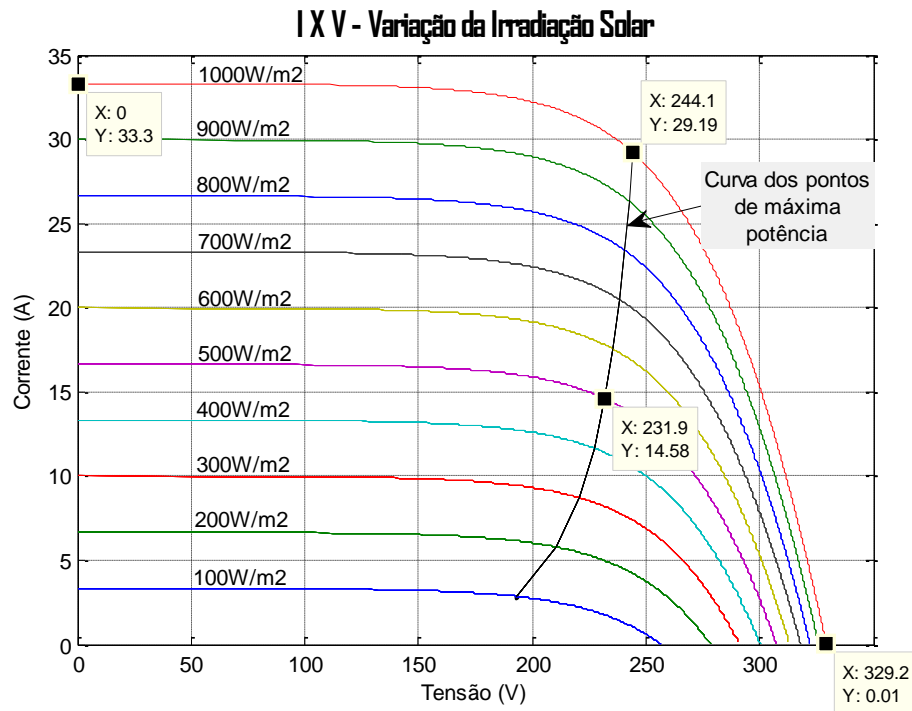


Figura 2.8: Curvas I X V do arranjo da Tabela II mediante a variações do nível de irradiação solar  $\lambda$ .

### 2.3.3.2 Variação da temperatura de trabalho

A temperatura de operação à qual estão sujeitas as células de um módulo fotovoltaico também altera os valores de suas grandezas elétricas. O mesmo arranjo PV simulado para as curvas de variação de radiação solar na seção anterior foi novamente simulado para variações de temperatura. Desta vez, manteve-se a irradiação solar  $\lambda$  constante e igual a  $1000 \text{ W/m}^2$ , e variou-se a temperatura de trabalho de  $10^\circ\text{C}$  a  $80^\circ\text{C}$  em degraus de  $10^\circ\text{C}$ , obtendo-se assim um conjunto de 8 curvas para os diagramas característicos do arranjo. Como se trata do mesmo conjunto de módulos simulado anteriormente, os parâmetros da Tabela II novamente se aplicam (com exceção da temperatura de trabalho, agora variável).

A Figura 2.9 mostra o conjunto de curvas  $P \times V$ , cada uma com uma temperatura de operação diferente, para o arranjo fotovoltaico em questão. Observa-se dessa figura que, ao contrário do que acontece para a variação de irradiação solar, a potência que o sistema PV é capaz de fornecer no MPP decresce com o aumento da temperatura de trabalho. Outro detalhe que vale notar é que, para variações de temperatura, se os módulos estiverem trabalhando a baixas tensões

(abaixo de aproximadamente 175 V para o exemplo da figura), não ocorrem variações significativas de potência fornecida. Por outro lado, para variações de irradiação solar, a variação da potência é considerável para toda a curva, inclusive para tensões um pouco mais baixas, conforme se entende da Figura 2.7.

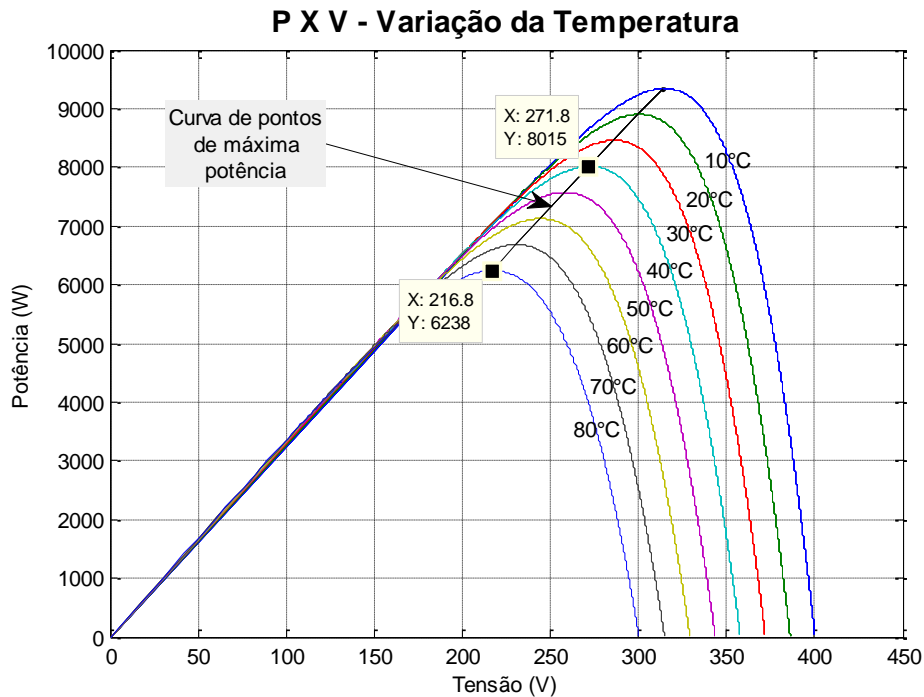


Figura 2.9: Curvas P X V do arranjo da Tabela II mediante a variações da temperatura de operação T.

Ainda na Figura 2.9 está explícita a magnitude da variação de potência com a temperatura. Como se pode observar, a máxima potência do arranjo PV para uma temperatura de trabalho de 40°C é de 8,02 kW e ocorre a uma tensão de 271,8 V, enquanto que para um ponto de operação bem mais quente, a uma temperatura de 80°C, a máxima potência decresce em menor proporção, para 6,24 kW, ocorrendo a uma tensão (também inferior) de 216,8 V.

O conjunto de curvas  $I \times V$  para as diversas temperaturas encontra-se na Figura 2.10. Nesta nota-se um comportamento justamente contrário àquele para variação de irradiação solar. Aqui há pouca variação na corrente de curto circuito (aumenta pouco com a temperatura) e muita variação na tensão de circuito aberto com a temperatura (decrece bastante com a temperatura). A corrente de  $I_{MPP} = 29,49$  A e a tensão de  $V_{MPP} = 271,8$  V do ponto de máxima potência a 40°C de

temperatura de trabalho caem respectivamente para  $I_{MPP} = 28,77$  A e  $V_{MPP} = 216,8$  V ao aquecerem-se as células até os  $80^{\circ}\text{C}$ .

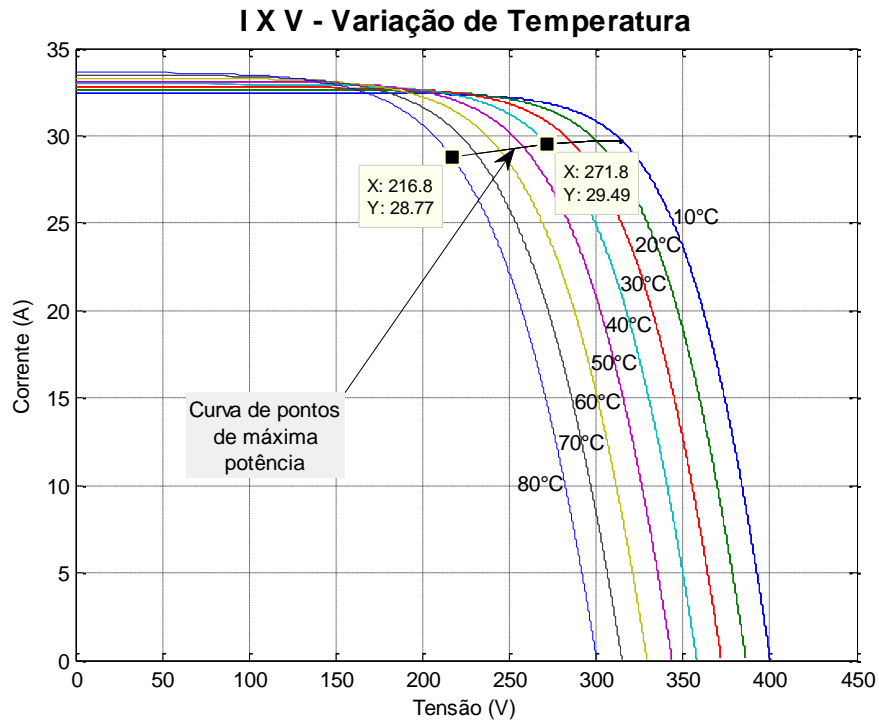


Figura 2.10: Curvas I X V do arranjo da Tabela II mediante a variações da temperatura de operação T.

## 2.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo introduziram-se os aspectos dos arranjos de módulos fotovoltaicos, dispositivos formados em sua essência por células solares capazes de absorver a energia proveniente da irradiação incidente do sol e convertê-la em energia elétrica, se tornando assim, uma das fontes de energia mais limpas existentes.

Realizou-se a descrição das células fotovoltaicas, unidades constituintes e responsáveis pelo funcionamento dos módulos PV. Entendeu-se o processo físico e construtivo das células que levam à conversão dos raios solares em corrente elétrica, que envolve o efeito fotoelétrico em conjunto com a teoria de semicondutores, permitindo a migração de elétrons para a banda de condução e buracos para a banda de valência, e assim, a movimentação das cargas elétricas. Baseado nos princípios de funcionamento apresentou-se o formalismo matemático

que descreve o comportamento de tais células solares, permitindo assim criar os alicerces utilizados para a posterior simulação de sistemas PV apresentada nesta dissertação. Concluiu-se que, a partir das equações matemáticas e do conceito de funcionamento das células solares, é possível representá-las em termos de circuito elétrico equivalente, permitindo assim abordá-las e trabalhar com as mesmas usando técnicas de análise de circuitos elétricos / eletrônicos.

Com o entendimento da unidade constituinte, i.e. da célula solar, abordaram-se por fim os aspectos dos módulos e arranjos fotovoltaico. Averiguou-se como a associação das células solares permite a obtenção de módulos capazes de atender aplicações reais em termos de potência, corrente e tensão, e como estes módulos em si podem ser agrupados em arranjos para expandir ainda mais as capacidades elétricas do sistema. Feito isso, viu-se como essas associações de células em módulos e arranjos são considerados matematicamente e os principais parâmetros e curvas características que os especificam. Esses parâmetros e curvas são a base de escolha dos módulos específicos dos fabricantes de acordo com a aplicação desejada. Finalmente, simulou-se uma configuração/arranjo de módulos específica para a obtenção das curvas características mediante variação do nível de insolação e temperatura de trabalho. Com essas curvas concluiu-se que o aumento da irradiação solar contribui consideravelmente para o aumento da capacidade de potência do arranjo e desloca o ponto de máxima potência para um ponto de maior corrente e (ligeiramente) maior tensão. Concluiu-se ainda que o aumento da temperatura de trabalho, por outro lado, acarreta na redução da capacidade de potência e do MPP do arranjo (sendo, porém, pouco significativa para tensões menores), e na redução da tensão neste ponto de operação. A simulação comprovou o comportamento esperado de acordo com as equações do sistema.

## **3. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA**

---

### **3.1 INTRODUÇÃO**

A energia fotovoltaica é uma fonte de energia limpa e infinitamente disponível, conforme já mencionado. Frente à condição atual de regulamentações ambientais cada vez mais estritas e a preocupação com o esgotamento e alto grau de poluição das fontes energéticas principais e tradicionais, essas duas características são extremamente desejáveis. Portanto, a energia solar fotovoltaica é uma excelente candidata para a utilização em sistemas de geração distribuída de energia elétrica.

Tendo isto em vista, descrevem-se neste capítulo formas de paralelismo de parques fotovoltaicos com a rede de distribuição elétrica, contemplando diferentes métodos de controle de injeção de potência na rede, bem como diferentes técnicas de maximização da energia drenada dos módulos solares. Adicionalmente, introduz-se a topologia do sistema PV simulado e propõem-se dois métodos para a supressão do 3º harmônico inerente à corrente injetada na rede.

### **3.2 APLICAÇÃO DA ENERGIA GERADA**

A energia foto-gerada pode ser utilizada para as mais diversas aplicações, desde que seja corretamente dimensionada para os quesitos de potência, tensão e corrente, bem como os padrões de qualidade aceitáveis. Não obstante, costuma-se classificar o tipo de conexão a que se destina o sistema PV em autônomo, híbrido e conectado à rede.

Esse tipo de classificação reflete o propósito e parâmetros do sistema, sendo os sistemas fotovoltaicos autônomos aqueles nos quais se utiliza da energia gerada pelos arranjos PV para a alimentação exclusiva de cargas locais e bancos de bateria, este último com propósito de armazenamento para uso posterior. Já os sistemas híbridos são caracterizados por conter múltiplas fontes geradoras de diferentes tipos como turbinas eólicas, células combustível, PCHs e até térmicas.

Podem ainda englobar o uso em conjunto de energia fotogerada e geradores a diesel. Nenhuma das classificações citadas acima, porém, é o foco deste trabalho.

A tendência mundial em desenvolver soluções para suprir o déficit de energia impulsiona a utilização de fontes alternativas de energia para geração distribuída, entre elas, a energia solar fotovoltaica. É nesse sentido que a terceira aplicação dos sistemas fotovoltaicos, e também a mais relevante para este trabalho, consiste na conexão destes com a rede elétrica para o fornecimento de energia elétrica complementar à dos geradores de base, como termoelétricos e hidroelétricos.

Como são conectados diretamente à rede de distribuição das concessionárias de energia, os sistemas fotovoltaicos conectados à rede devem obedecer a padrões estabelecidos de qualidade de energia e requisitos funcionais. Portanto, seu funcionamento e dimensionamento correto são extremamente críticos.

### **3.3 CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO**

Ao ligar-se um arranjo PV à rede de distribuição elétrica, conecta-se uma fonte c.c. a outra fonte c.a., portanto, como era de se esperar, um inversor faz-se necessário à topologia. Adicionalmente, mediante as constantes variações das propriedades elétricas dos módulos solares em função do ambiente, usa-se colocar um conversor c.c. entre o arranjo e o inversor, de forma a controlar o ponto de operação do módulo e garantir máxima eficiência. Existem diferentes formas de conectar tais componentes para obter a funcionalidade desejada, tendo cada configuração suas vantagens e desvantagens.

As principais configurações utilizadas para o arranjo dos módulos solares com os conversores são as topologias do inversor central, dos inversores em linha (*String Inverters*), dos inversores por módulo e de *team-concept* [32][33][34].

A topologia do inversor central dedica um único inversor para todo o arranjo série-paralelo de módulos solares, sendo vantajoso em termos de simplicidade, robustez e custo. A topologia dos inversores em linha possui um conversor ligado a cada *string* de módulos PV, tendo esses inversores suas saídas conectadas em paralelo. Similarmente, a dos inversores por módulo, conforme o nome já diz, possui um conversor dedicado a cada módulo PV. Essas duas configurações apresentam vantagem em situações de sombreamento parcial, uma vez que possuem

rastreamento do ponto de máxima potência para cada *string* (ou módulo) e são mais versáteis em termos de escalonamento. Já a configuração Team-Concept nada mais é do que uma topologia de inversores por módulo com adição de chaves *bypass* entre os ramos antes de cada estágio de inversor, permitindo-se controlar o sistema de acordo com as condições externas, em especial o nível de insolação, para trabalhar como configuração de inversor central ou como configuração de Inversores por módulo [33][34].

Neste trabalho é adotada a configuração do inversor central (Figura 3.1), pois é uma topologia que apresenta bom compromisso entre a energia extraída e a complexidade do projeto dos conversores de potência [35], além de possuir uma menor quantidade de dispositivos, tendendo assim a maior confiabilidade (maior MTBF e menor FIT).

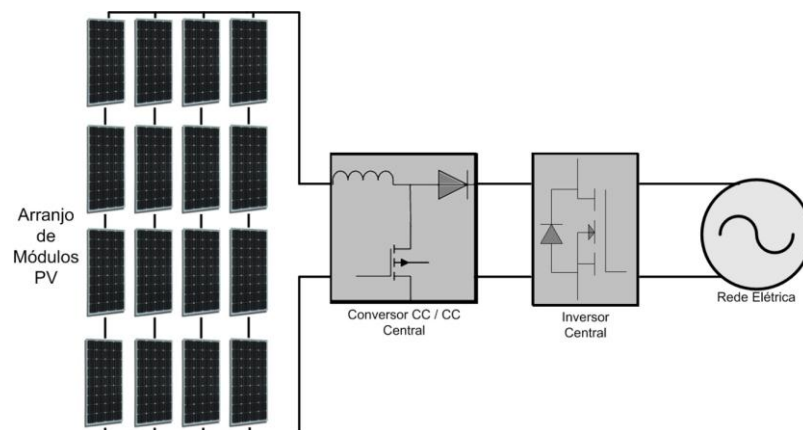


Figura 3.1: Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica na configuração de inversor central.

### 3.4 CLASSIFICAÇÃO DO SISTEMA PV E O PARALELISMO COM A REDE

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica dividem-se em dois subgrupos: Os de estágio único, onde o arranjo de módulos solares é conectado através do inversor diretamente à rede de distribuição elétrica; e os de estágio duplo, nos quais existe o estágio adicional do conversor c.c./c.c. (e conseqüentemente um barramento de corrente contínua) entre os módulos e o inversor.

A configuração de estágio único, por possuir apenas um estágio conversor de potência, naturalmente exibe um grau de liberdade a menos do que a de estágio duplo (dois conversores). Visto que os sistemas PV devem preocupar-se tanto com a

função de extrair a máxima potência possível dos painéis solares dadas as condições ambientais, quanto com a de injetar esta potência na rede elétrica, a configuração de estágio duplo torna-se mais apta para a tarefa, pois permite o controle independente do conversor c.c./c.c. e do inversor. Dessa forma, o controle do primeiro atua unicamente no rastreamento do ponto de máxima potência dos módulos PV, enquanto o do segundo foca-se em regular a corrente injetada na rede de distribuição elétrica, permitindo também até contornar funções secundárias como a regulação do fator de potência e filtragem ativa de harmônicos [37].

O estágio do conversor c.c./c.c. introduz ainda a vantagem de adequação do nível da tensão, visto que os arranjos de módulos nem sempre exibem valores de tensão (que inclusive variam com a irradiação solar e temperatura) compatíveis com os requeridos para a conexão com a rede elétrica através do estágio inversor. Dessa forma, o conversor c.c./c.c. permite a elevação (ou redução, dependendo do caso) da tensão de entrada para adequar-se ao requerido pelo estágio seguinte.

Dadas as vantagens relatadas acima, nas simulações realizadas neste trabalho utilizou-se a configuração de estágio duplo, adotando-se o *Boost* como conversor c.c./c.c., visto que a tensão do barramento c.c. necessária para a inversão foi controlada em um valor superior ao da saída dos módulos. Esse conversor é, portanto, controlado para funcionar como rastreador do ponto de máxima potência.

### **3.5 O RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA – MPPT**

Para dadas condições ambientais de temperatura e nível de irradiação solar, os arranjos fotovoltaicos podem operar em diversos pontos de corrente, tensão e potência, como se pode notar das Figuras 2.7, 2.8, 2.9 e 2.10. No intuito de maximizar a eficiência do sistema, permitindo-o trabalhar utilizando toda a sua capacidade dentro dos limites impostos pelas variáveis não controláveis do ambiente externo, esforços são feitos no sentido de levar o arranjo solar a trabalhar em seu ponto de máxima potência, sendo este o pico das curvas nas Figuras 2.7 e 2.9. O ponto de máxima potência do arranjo específico simulado nas Figuras 2.7, 2.8, 2.9 e 2.10 citadas acima está explicitado nas mesmas, para cada nível de temperatura e insolação.

O rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT – do inglês *Maximum Power Point Tracking*) em um sistema fotovoltaico precisa ser controlado através do ajuste de algum grau de liberdade da configuração que de fato desloca o ponto de operação sobre a curva  $I \times V$ . Para tanto, conforme comentado na seção anterior, usualmente aplica-se o MPPT para ajustar o ciclo de trabalho (*duty cycle*) de um conversor c.c./c.c. alocado na saída do arranjo de módulos (um Boost, no caso deste trabalho). Dessa forma, o duty cycle incrementado causa uma reação nos módulos fazendo deslocar seu ponto de trabalho no sentido de alcançar o MPP. A lógica de busca do ponto de máxima potência é definida pelo algoritmo de MPPT utilizado. Os algoritmos mais comuns são o da Tensão Constante, o Perturba & Observa, e o da Condutância Incremental [2][5][7][31][32][33].

### 3.5.1 Algoritmo MPPT: Tensão Constante

O método da tensão constante é extremamente simples, e resume-se à aplicação de um ganho constante à tensão amostrada. Ele parte da constatação, obtida empiricamente, que a relação entre a tensão de circuito aberto e a tensão no ponto de máxima potência do arranjo de painéis em uma determinada condição de temperatura e nível de irradiação solar permanece aproximadamente constante mediante variação desses parâmetros externos [38]. A equação (3.1) demonstra esse comportamento linear, onde  $K_{FT}$  é a constante do fator de tensão, propriedade específica do arranjo PV, obtida através da média dos valores medidos para os módulos em diferentes condições ambientais e meteorológicas de operação.

$$V_{MPP} \cong K_{FT} V_{OC} \quad (3.1)$$

Com o valor da constante do fator de tensão tabelado ou fornecido pelo fabricante, a determinação do ponto de máxima potência fica atrelada apenas à determinação da tensão de circuito aberto do arranjo de módulos para os valores correntes de insolação e temperatura. Esse valor deve, portanto, ser medido. Porém, para se medir a tensão  $V_{OC}$ , é necessário de fato colocar o sistema PV nessa condição através da desconexão dos terminais do mesmo aos terminais do conversor. Dessa forma, é requerida uma chave adicional para desligar

periodicamente o sistema, para a realização da amostragem de tensão. Uma vez com o valor de  $V_{OC}$ , obtém-se a tensão de ponto de máxima potência através da equação (3.1) que se torna referência para uma malha de controle de tensão. O erro entre a tensão de operação do painel e a  $V_{MPP}$  é usado para incrementar/decrementar o ciclo de trabalho da chave do conversor, ajustando-se assim a tensão do conjunto de módulos fotovoltaicos. A Figura 3.2 mostra o fluxograma deste algoritmo.

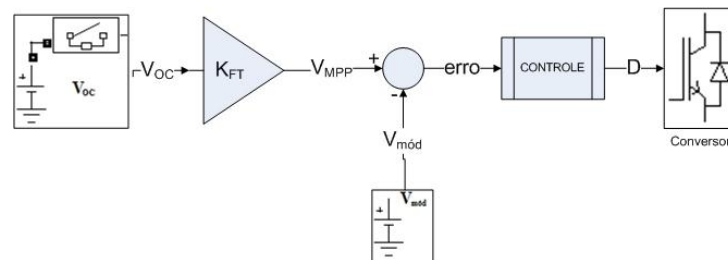


Figura 3.2: Fluxograma do algoritmo MPPT da tensão constante.

O algoritmo da tensão constante, como se pode imaginar, tem um desempenho pouco satisfatório, visto que, além de introduzir uma nova chave (custo adicional) que produz faltas momentâneas, e consequentes transitórios, no sistema periodicamente ao ser aberta, ainda possui um erro de regime permanente que não pode ser eliminado. Esse erro deve-se ao fato da equação (3.1) configurar apenas uma aproximação, ou seja, a razão entre a tensão de máxima potência e a tensão de circuito aberto não é de fato constante para as diversas situações, o que faz com que  $V_{MPP}$  usado no controle tenha sempre um erro em relação ao valor real dessa grandeza. Dessa forma, ponto de máxima potência nunca é realmente alcançado sem erro. Como vantagem, além da simplicidade, pode-se citar a velocidade, visto que este método de MPPT possui convergência mais rápida do que a dos métodos apresentados a seguir.

### 3.5.2 Algoritmo MPPT: Perturba & Observa

O algoritmo MPPT perturba & observa (P&O), como o próprio nome indica, consiste basicamente em perturbar o sistema através do incremento do ciclo de trabalho do conversor c.c. e observar se essa alteração causa um aumento ou redução da potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico. Caso ocorra um aumento de

potência fornecida, realiza-se outro incremento no mesmo sentido e mede-se a potência novamente. Caso a potência fornecida pelos módulos seja inferior à da última iteração, perturba-se o ciclo de trabalho no sentido contrário, e realiza-se a análise novamente. Ultimamente, o sistema fica oscilando nos arredores do ponto de máxima potência. A Figura 3.3 mostra fluxograma do algoritmo P&O.

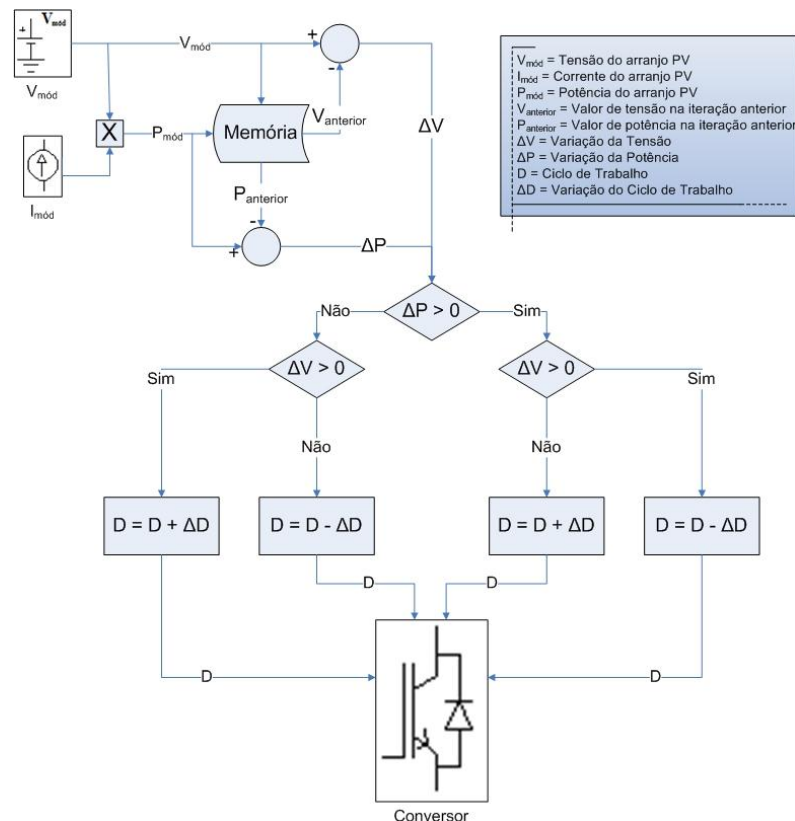


Figura 3.3: Fluxograma do algoritmo MPPT Perturba & Observa.

Naturalmente, como é necessário determinar a potência fornecida pelos módulos a cada iteração, o método do perturba & observa requer a medição da corrente e da tensão na saída do arranjo.

Um parâmetro a ser considerado ao utilizar-se a técnica P&O é o passo de incremento do ciclo de trabalho. O tamanho deste passo deve ser escolhido como um compromisso entre a velocidade do rastreamento do ponto de máxima potência e o *ripple* em regime permanente neste ponto. Quanto maior o incremento, maior será a velocidade com a qual se aproximará assintoticamente do MPP, porém maior será também a amplitude da oscilação nos arredores do mesmo.

O rastreamento do ponto de máxima potência usando o Perturba & Observa é comumente utilizado por apresentar um algoritmo de controle não muito complexo e

um bom desempenho. Seu grande contra é o erro em regime permanente devido às oscilações ao redor do ponto de máxima potência.

### 3.5.3 Algoritmo MPPT: Condutância Incremental

O algoritmo MPPT denominado método da Condutância Incremental (CondInc) tem a lógica um pouco mais complexa e leva em consideração a condutância instantânea do módulo em comparação com sua condutância incremental.

A potência fornecida pelo arranjo de módulos é dada pela equação (3.2).

$$P_{mód} = V_{mód} I_{mód} \quad (3.2)$$

Para determinarmos como ela varia com a tensão, derivamos a equação (3.2) em relação a essa variável. O resultado está na equação (3.3).

$$\frac{dP_{mód}}{dV_{mód}} = I_{mód} + V_{mód} \frac{dI_{mód}}{dV_{mód}} \quad (3.3)$$

Reajustando, obtemos a equação (3.4).

$$\frac{1}{V_{mód}} \frac{dP_{mód}}{dV_{mód}} = \frac{I_{mód}}{V_{mód}} + \frac{dI_{mód}}{dV_{mód}} \quad (3.4)$$

Ao observarem-se as Figuras 2.6, 2.7 e 2.9 percebe-se que o ponto de máxima potência ocorre onde a derivada da potência com a tensão é nula, ou seja, no pico das curvas. Neste ponto o valor da condutância  $G_{mód} = I_{mód}/V_{mód}$  do arranjo é igual em módulo à sua condutância incremental  $dG_{mód} = dI_{mód}/dV_{mód}$ , conforme se deduz da aplicação do zero à equação (3.4). O resultado encontra-se na equação (3.5).

$$\frac{I_{mód}}{V_{mód}} + \frac{dI_{mód}}{dV_{mód}} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{I_{mód}}{V_{mód}} = -\frac{dI_{mód}}{dV_{mód}} \quad (3.5)$$

É através da averiguação das equações (3.4) e (3.5) que o método da condutância incremental opera. Basicamente determina-se, comparando a condutância com a condutância incremental, em qual lado do pico na curva da Figura 2.6 o arranjo de painéis está operando, ou seja, se a derivada de  $P_{mód}$  com  $V_{mód}$  é positiva ou negativa. Descoberto isso, incrementa-se o ciclo de trabalho do conversor c.c./c.c. no sentido de deslocar o ponto de operação para o pico da curva  $P \times V$ . A Figura 3.4 apresenta o fluxograma do método da Condutância Incremental para rastreamento do ponto de máxima potência.

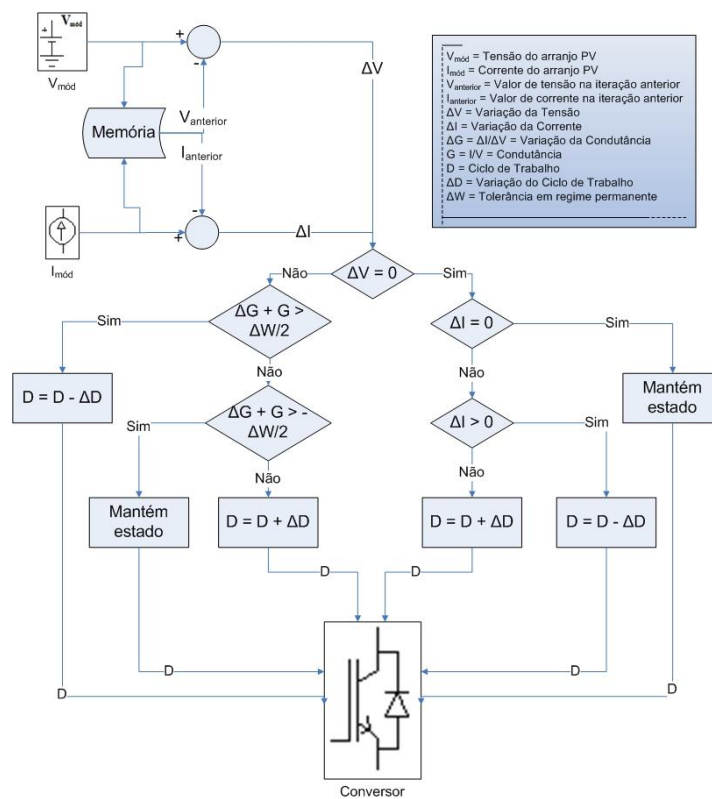


Figura 3.4: Fluxograma do algoritmo MPPT da Condutância Incremental.

Diferentemente da técnica do Perturba & Observa (e da técnica da tensão constante), a técnica da Condutância Incremental, pelo menos na teoria, permite a operação do arranjo PV de fato no ponto de máxima potência. Isso é possível porque quando se verifica a condição da equação (3.5), o controle não incrementa o ciclo de trabalho e mantém o mesmo estado, pois já se está no MPP. Na prática, a soma do termo de condutância com o de condutância incremental dificilmente será nula, ou seja, a condição da equação (3.5) provavelmente não será satisfeita. Isso se deve a diversos fatores, dos quais podemos citar: as grandezas serem discretas

(pois o dispositivo de controle provavelmente será digital), erros de arredondamento, ruído, e erros de medição. Por essa razão, pode-se adaptar o código do algoritmo de forma a manter um pequeno intervalo no qual a condição de MPP é considerada como satisfeita e o estado é mantido [31]. Isso, entretanto, reintroduz as características de erro em estado permanente e/ou oscilação em torno do ponto de máxima potência, dependendo do tamanho do intervalo implementado. Assim sendo, este intervalo denominado  $\Delta W$  (vide fluxograma da Figura 3.4), deve ser finamente ajustado para o melhor ponto de compromisso entre erro em regime permanente e oscilações em torno do MPP.

Como um todo, o MPPT da Condutância Incremental apresenta boa performance e eficiência, além de permitir alcançar de fato o ponto de máxima potência sem erro de regime permanente (pelo menos em teoria). Ele peca em complexidade superior a dos outros métodos e no fato de demandar maior esforço computacional, uma vez que requer divisões de grandezas em seu código a cada iteração.

### **3.5.4 Algoritmo MPPT: Perturba & Observa Modificado**

O algoritmo Perturba e Observa Modificado (mP&O) para rastreamento do ponto de máxima potência consiste em uma otimização do método Perturba & Observa convencional. O mP&O se baseia na ideia de permitir convergência mais rápida ao MPP do arranjo e, em contrapartida, garantir menor oscilação em regime permanente quando comparado ao P&O. Para tanto, é necessário que o tamanho do incremento do ciclo de trabalho do conversor c.c./c.c. seja variável, ou seja, possua maior valor quando o sistema opera longe do MPP e menor valor nos arredores desse ponto.

A lógica de funcionamento é a mesma daquela apresentada no fluxograma da Figura 3.3. Entretanto o incremento do ciclo de trabalho não é mais um valor constante pré-determinado  $\Delta D$ , ele varia com a variação da potência em função da tensão. O valor de  $\Delta D$  para o algoritmo Perturba & Observa Modificado é obtido a cada iteração através da equação (3.6), onde  $G$  é um valor de ganho a ser determinado empiricamente para o sistema.

$$\Delta D = G \times \frac{|\Delta P_{mód}|}{|\Delta V_{mód}|} \quad (3.6)$$

A equação (3.6) garante que, quando maior a variação da potência medida em função da tensão devido ao incremento do ciclo de trabalho anterior, maior será o próximo incremento. Com isso, quando o sistema estiver trabalhando próximo ao ponto de máxima potência, a derivada da potência em função da tensão será quase nula (Figura 2.6), levando a um incremento/decremento pequeno do *duty cycle*, reduzindo assim a amplitude das oscilações em regime permanente inerentes ao método P&O. Analogamente, quando distante do MPP, a variação da potência com a tensão aumenta, levando a um incremento/decremento maior do *duty cycle* por (3.6), permitindo um tempo de convergência satisfatório para o método.

Teoricamente o algoritmo do Perturba & Observa modificado possui grande vantagem, pois permite bom desempenho, tanto dinâmico quanto em estado estacionário. Entretanto, a determinação do ganho  $G$  da equação (3.6) pode ser bastante custosa, visto que um valor mal selecionado para este parâmetro pode levar a fraco desempenho ou até mesma à instabilidade, dependendo das variações atmosféricas a que está sujeito o sistema [1]. O mP&O é perigosamente sensível às condições iniciais pois, mediante determinado transitório, são estas quem ditarão o valor inicial do incremento  $\Delta D$  de (3.6). Com isso existe a possibilidade da razão  $|\Delta P_{mód}|/|\Delta V_{mód}|$  retornar um valor infinito, levando à instabilidade do método. É importante ressaltar que são consideradas como condições iniciais quaisquer estados em regime permanente estável a que está sujeito o sistema imediatamente antes do transitório, não se limitando portanto à inicialização do conversor PV.

A calibração do método mP&O é realizada por simulação. Varrem-se diferentes valores para o ganho  $G$  e se simula o MPPT para cada uma das condições, onde são avaliados comparativamente dois aspectos: O desempenho do método em termos de redução da oscilação em regime permanente na condição nominal; e a suavidade e velocidade de convergência do rastreador durante transitórios. Essa calibração é ilustrada na seção 4.3.3 do capítulo seguinte, onde se determina por simulação o valor do ganho a ser utilizado para o mP&O no sistema fotovoltaico deste trabalho.

## **3.6 O ESTÁGIO DO PARALELISMO COM A REDE**

A conexão do sistema com a rede elétrica, realizada através do inversor, vem sendo realizada de diversas formas na literatura para sistemas monofásicos, cada qual com suas vantagens e desvantagens específicas. Nesta seção são apresentados alguns dos métodos de paralelismo.

### **3.6.1 Paralelismo pela injeção de corrente usando PI**

Pode-se realizar o controle do paralelismo dos sistemas fotovoltaicos com a rede de distribuição elétrica através do controle da corrente injetada nesta. Essa abordagem requer portanto uma malha de controle para a corrente. Não obstante, uma malha de controle da tensão do barramento de corrente contínua é também necessária, pois é tal malha que regula a transferência da potência entre os estágios/conversores do sistema. Adicionalmente, ela determina uma referência para a tensão de saída do MPPT, e estando esta fixa, as variações no ciclo de trabalho do conversor c.c./c.c. levam a alterações em sua tensão de entrada, permitindo assim caminhar em direção ao ponto ótimo.

Assim sendo, a tensão do barramento c.c. é medida, comparada a determinada referência, e o erro encontrado é fornecido como entrada para o controlador da malha em questão. A ação de controle deste controlador é então fornecida como referência para a malha de controle da corrente de saída do inversor, transmitindo assim a informação da dinâmica da potência de entrada do sistema PV baseado no aumento ou diminuição (ou até continuidade de estado) da tensão no capacitor do barramento c.c. Dessa forma, a malha de corrente torna-se responsável por traduzir a variação na potência de entrada em corrente injetada na rede, adequando o valor da potência de saída e transferindo (idealmente) toda a potência recebida para a concessionária.

A referência aplicada pela malha de tensão configura, entretanto, apenas a amplitude da corrente de saída desejada. Naturalmente, de forma a garantir que o fluxo de potência esteja no sentido arranjo PV -> Rede de Distribuição Elétrica, e não o contrário, e que essa potência seja quase que completamente ativa (fator de potência igual a 1), é necessário estabelecer uma referência correta de fase. Com

esse intuito, multiplica-se a amplitude de referência por uma senóide unitária sincronizada com a rede (ou defasada de  $180^\circ$ , dependendo da referência escolhida para a medição da corrente de saída e da tensão da rede), garantindo-se assim que a referência de corrente vise injeção de potência na rede com fator de potência unitário. Para obter tal senóide unitária com mesma frequência e fase da concessionária, necessita-se implementar um circuito de sincronismo PLL (*Phase Locked Loop*) com a rede.

Com o produto da amplitude de referência proveniente da malha de tensão e da senóide sincronizada fornecida pelo PLL, se tem a corrente final a ser usada como referência para a malha de controle. A resultante do produto é então comparada com a corrente medida na saída do inversor. O erro obtido passa por um controlador proporcional integral (PI) cuja ação de controle é a modulante do PWM que comanda as chaves do inversor. A Figura 3.5 apresenta as malhas de controle para o método de injeção utilizando controlador PI.

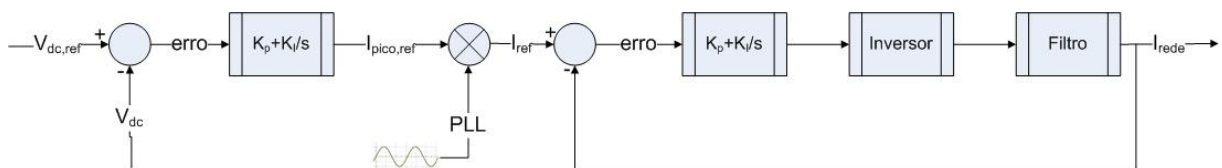


Figura 3.5: Malhas de controle do paralelismo para o método de injeção de corrente com PI.

Esse método de paralelismo é bastante interessante por permitir a injeção de potência através da aplicação de um controle proporcional integral tradicional, sendo direto e intuitivo. Possui, entretanto, suas limitações.

Nos sistemas de controle, o Princípio do Modelo Interno (PMI) de Francis e Wonham [50] dita que a saída controlada rastreia uma classe de comandos de referência com erro zero em regime permanente se o gerador para essas referências está incluso no sistema de malha fechada estável. Determina-se como gerador de comando de uma referência o compensador capaz de gerar tal referência como saída mediante entrada nula e determinadas condições iniciais.

O controlador PI é, portanto, capaz de rastrear com erro zero em regime permanente uma entrada em degrau  $1/s$  devido ao seu componente integrador  $1/s$ , que é o gerador deste comando de referência. Este controlador, entretanto, não consegue seguir uma entrada senoidal com erro nulo. Dessa forma, o lado negativo do uso do controlador PI na malha de corrente injetada reflete-se na existência de

um pequeno erro em regime permanente ao rastrear uma referência senoidal e na pobre capacidade de rejeição de distúrbios deste compensador [40][41][42].

### 3.6.2 Paralelismo pela injeção de corrente usando Proporcional Ressonante

Alternativamente ao uso de um controlador Proporcional-Integral para controlar a corrente de saída do inversor, pode-se utilizar um controlador chamado Proporcional Ressonante (P + Ressonante).

A determinação da função de transferência da componente ressonante do controlador P + Ressonante é realizada da seguinte forma: Ao invés de realizar a transformada  $dq$  dos sinais da malha de controle, levando-os do referencial estacionário para o síncrono e controlando-os com um PI neste referencial (comumente feito nos sistemas trifásicos e não diretamente aplicável para o caso monofásico), transforma-se o PI ideal do referencial síncrono para o referencial estacionário através da transformada (3.7), onde  $H_{DC}$  é a FT do PI e  $H_{AC}$  é o resultado desta no referencial estacionário [39].

$$H_{AC}(s) = H_{DC}(s - j\omega) + H_{DC}(s + j\omega) \quad (3.7)$$

A aplicação de (3.7) a um PI ideal leva à função de transferência  $H_{PR}(s)$  do filtro proporcional ressonante que se encontra na eq. (3.8), onde  $K_P$  é o ganho proporcional,  $K_I$  é o ganho integral, e  $\omega_0$  é a frequência de ressonância desejada ( $2\pi 60$  rad/s no caso da frequência da rede).

$$H_{PR}(s) = K_P + \frac{2K_I s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (3.8)$$

A função de transferência da equação (3.8) configura um controlador P + Ressonante ideal, que exhibe ganho infinito na frequência de ressonância selecionada e, pelo Princípio do Modelo Interno, por ser um gerador de referência periódica nessa frequência, consegue impor erro nulo em regime permanente para a entrada senoidal na frequência de interesse, superando assim o PI.

Um ganho (e conseqüente fator de qualidade) infinito, porém, tornam a realização física deste filtro impraticável em termos de estabilidade. Assim sendo, utiliza-se a aproximação da eq. (3.9) para a implementação real, onde se introduz o parâmetro  $\omega_c$ , denominado frequência de corte. A adição desse parâmetro resulta em pequena ampliação da faixa passante do compensador e redução do ganho na frequência de ressonância, tornando-o estabilizável.

$$H_{PR}(s) = K_P + \frac{2K_I\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (3.9)$$

Como resultado, o compensador real exibe ainda alto (mas não infinito) ganho na frequência de ressonância e baixo ganho nas demais, não herdando entretanto a característica indesejável do filtro ideal de rejeitar frequências ainda muito próximas da nominal, um problema para redes onde a frequência varia um pouco dentro dos limites das normas.

Outra grande vantagem do P + Ressonante encontra-se na possibilidade de usar compensadores para filtragem harmônica seletiva, em vista da facilidade do ajuste da frequência de ressonância. A função de transferência  $H_h(s)$  de tais compensadores, a serem introduzidos em paralelo ao da eq. (3.8), encontra-se na eq. (3.10), onde  $h$  é a ordem harmônica a ser compensada e  $K_{ih}$  é o ganho ressonante individual [39][41].

$$H_h(s) = \sum_{h=3,5,7} \frac{2K_{ih}s}{s^2 + (h\omega_0)^2} \quad (3.10)$$

A versão não ideal desses compensadores é dada pela equação (3.11).

$$H_h(s) = \sum_{h=3,5,7} \frac{2K_{ih}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_0)^2} \quad (3.11)$$

A malha de controle com o P + Ressonante e compensadores da equação (3.11) é apresentada na Figura 3.6.

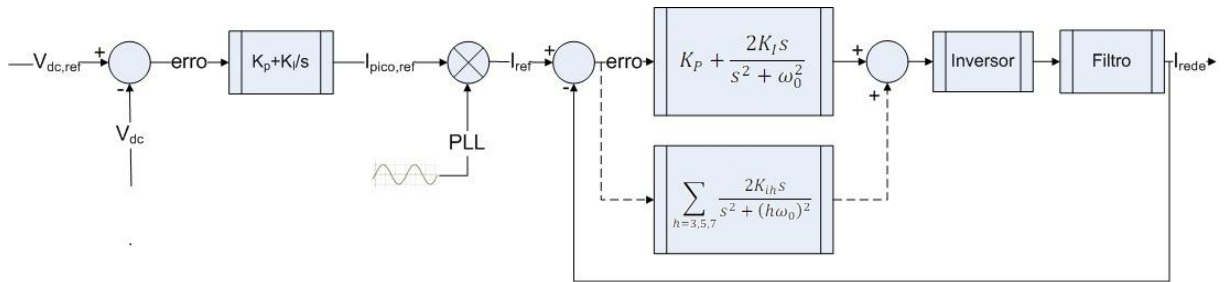


Figura 3.6: Malhas de controle do paralelismo para o método de injeção de corrente com compensador proporcional ressonante.

Considere-se a presença de distúrbios entre os blocos “Inversor” e “Filtro” da figura, como, por exemplo, o usual conteúdo harmônico na tensão da rede. A resposta em frequência em malha fechada do compensador P+Ressonante e compensadores harmônicos, para tais distúrbios como entrada, possui picos de rejeição nas frequências compensadas devido ao alto ganho destes compensadores em tais frequências, o que faz deste método excelente em termos de rejeição a distúrbios [39][40][41][42]. Dessa forma, utilizando compensadores para o 3<sup>o</sup>, 5<sup>o</sup> e 7<sup>o</sup> harmônico em adição ao P+Ressonante, garante-se rejeição dos distúrbios mais significativos passíveis de serem introduzidos pela rede.

O restante deste método de paralelismo, contemplando o controle da tensão do barramento c.c., o PLL e a referência da malha de corrente, é equivalente ao do caso anterior, variando apenas o compensador usado na malha de controle da corrente do inversor, como se observa da Figura 3.6.

Sumarizando, o método de injeção de corrente através de um controlador de corrente proporcional ressonante permite erro nulo em regime permanente, rejeição de distúrbios, e compensação harmônica seletiva.

### 3.6.3 Paralelismo pela injeção de corrente usando controle por histerese

A malha de controle da corrente injetada na rede das seções anteriores pode ser modificada ainda, conforme se observa da literatura [43], substituindo-se o controlador PI ou P + Ressonante por um controlador por histerese. A malha de controle de corrente torna-se então conforme a Figura 3.7. A malha de tensão do barramento c.c. é mantida conforme nos dois métodos já apresentados.

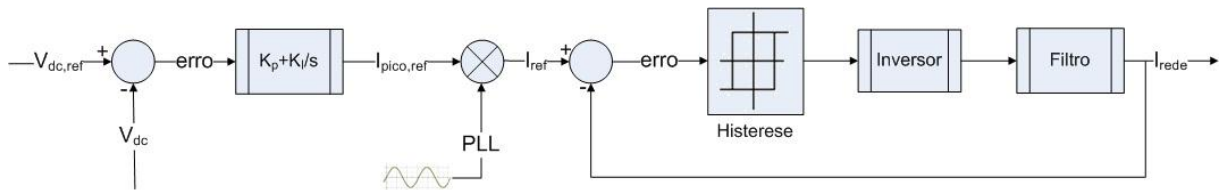


Figura 3.7: Malhas de controle do paralelismo para o método de injeção de corrente com controlador por histerese.

No controle por histerese, o erro entre a corrente medida na saída do inversor e sua referência é comparado em módulo com a banda de histerese  $B_{hist}$ . A princípio, o erro está dentro do limite da banda e um par de chaves do inversor ponte completa está conduzindo (comandados ativos), levando o indutor na saída desse conversor a ter tensão positiva em seus terminais, o que resulta no crescimento de sua corrente. Ao atingir determinado valor de corrente, o erro da malha torna-se superior à banda de histerese, levando o controle a alternar a condução/comando para o segundo par de chaves. Com isso, a tensão nos terminais do indutor passa a ser negativa e sua corrente começa a decrescer, diminuindo o erro e posteriormente fazendo-o crescer novamente no sentido contrário. Quando o módulo do erro é mais uma vez superior à banda de histerese, as chaves são novamente alternadas, recomeçando um novo ciclo. A Figura 3.8 dá uma ideia do funcionamento descrito.

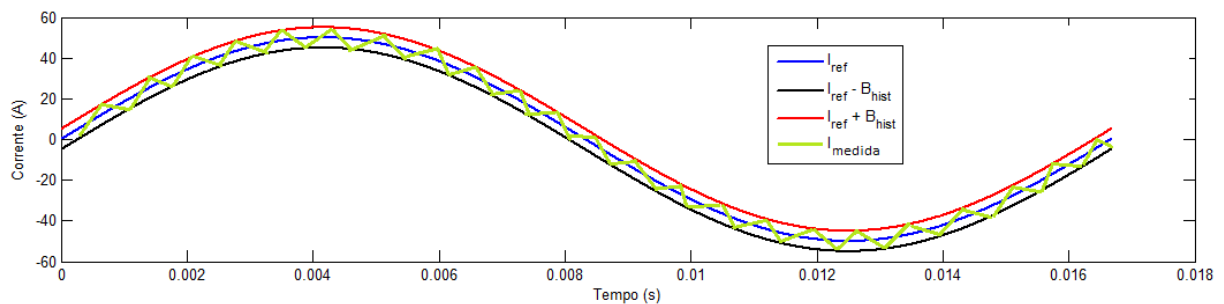


Figura 3.8: Funcionamento do controle de corrente por histerese.

O crescimento e decrescimento alternado da corrente no indutor que se encontra na saída do inversor gera o ripple de alta frequência dessa grandeza. Surge daí a principal desvantagem do controle por histerese, que é a frequência de chaveamento variável dos conversores, visto que a alternância entre os transistores chaveados não ocorre em períodos constantes, pois é determinada pela comparação entre erro e banda de histerese. Esse tipo de variação torna mais árduo o projeto do filtro para a atenuação dos componentes de alta frequência da corrente

injetada na rede [43]. As principais vantagens deste tipo de controle são indubitavelmente sua implementação e ajuste simples.

### 3.6.4 Paralelismo pela injeção de corrente usando controlador repetitivo

Assim como o Proporcional Ressonante, outro controlador, denominado Repetitivo, é capaz de rastrear a corrente de referência com erro nulo de amplitude e fase. O compensador repetitivo ideal é um atrasador puro  $z^{-N}$  em realimentação positiva, cuja função de transferência em tempo discreto é dada pela equação (3.12), onde  $N$  é o número de amostras no período arbitrário  $T_{arb}$  ( $N = T_{arb}/T_s$ ).

$$H_{Rep}(z) = \frac{1}{1 - z^{-N}} \quad (3.12)$$

Como o atrasador puro no tempo discreto possui um número infinito de polos no círculo unitário (ou no eixo imaginário, caso no tempo contínuo) [47], novamente pelo Princípio do Modelo Interno, o compensador repetitivo é capaz de rastrear com erro zero qualquer sinal de referência periódico, incluindo a senóide de 60 Hz da rede na referência da malha de corrente, uma vez que é gerador desses sinais.

Um atrasador puro com espectro de frequência infinito, entretanto, não é estabilizável para plantas estritamente próprias. É portanto necessário limitar a banda de frequência rastreável pelo compensador para tornar possível a estabilidade. Isso pode ser obtido com o uso do compensador repetitivo modificado [49] conforme detalhado na seção 3.8.3.1.3 adiante. Alternativamente, pode-se utilizar o próprio controlador PI em série na malha para agir como um filtro passa-baixas, garantindo uma faixa de passagem finita. Essa configuração de malha pode ser vista na Figura 3.9, onde se apresenta um dos métodos de utilização do Repetitivo.

O compensador PI, apesar de contribuir para a estabilidade, reduz a capacidade de rastreamento do repetitivo. Portanto, um compromisso deve ser feito entre estes dois aspectos no intuito de garantir o melhor desempenho para a aplicação.

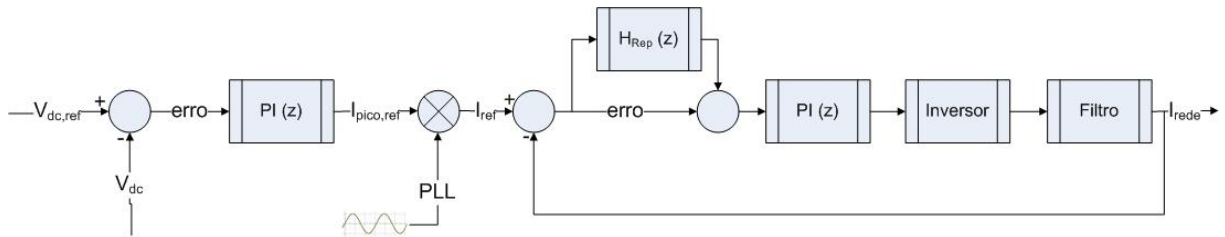


Figura 3.9: Malhas de controle do paralelismo para o método de injeção de corrente com compensador repetitivo.

### 3.6.5 Paralelismo por *Droop* de Tensão e Frequência

As técnicas retratadas até então se utilizam do controle da corrente de saída do inversor para regular a potência injetada na rede de distribuição elétrica. O método do *droop* de tensão e frequência [44][45][46], conforme o nome sugere, utiliza uma abordagem diferente. Considere a Figura 3.10, que retrata o paralelismo entre o inversor do sistema PV (tensão  $E$ ) e a rede elétrica (tensão  $V$ ) através de uma impedância  $Z$ . As equações (3.13) e (3.14) representam as potências ativa  $P$  e reativa  $Q$  sendo injetadas na rede, onde  $\delta$  é a fase entre  $E$  e  $V$ , e  $\theta$  é o ângulo entre tensão e corrente.

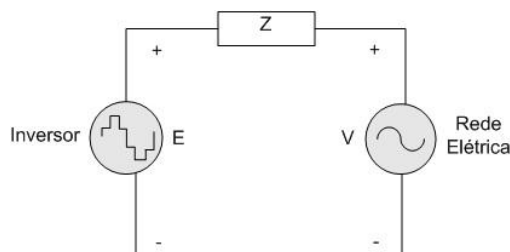


Figura 3.10: Paralelismo entre inversor e rede através de uma impedância  $Z$ .

$$P = \frac{(EV \cos(\delta) - V^2) \cos(\theta) + EV \sin(\delta) \sin(\theta)}{Z} \quad (3.13)$$

$$Q = \frac{(EV \cos(\delta) - V^2) \sin(\theta) - EV \sin(\delta) \cos(\theta)}{Z} \quad (3.14)$$

Normalmente, a impedância de linha  $Z$  é predominantemente indutiva, fazendo valer a condição  $X \gg R$ , onde  $X$  é a reatância e  $R$  a resistência. Para esses casos, pode-se desprezar  $R$ , fazendo com que  $\theta = \pi/2$  e levando as equações (3.13) e (3.14) a tomarem as formas (3.15) e (3.16), respectivamente.

$$P = \frac{EV \sin(\delta)}{X} \quad (3.15)$$

$$Q = \frac{EV \cos(\delta) - V^2}{X} \quad (3.16)$$

Considerando ainda que o ângulo de potência  $\delta$  é muito pequeno, como normalmente o é, tem-se  $\sin(\delta) \approx \delta$  e  $\cos(\delta) \approx 1$ , o que transforma as equações (3.15) e (3.16) em (3.17) e (3.18), respectivamente.

$$P \approx \frac{EV\delta}{X} \quad (3.17)$$

$$Q \approx \frac{V(E - V)}{X} \quad (3.18)$$

De (3.17) e (3.18) nota-se que  $P$  e  $Q$  podem ser tratadas como grandezas desacopladas e independentes, e que estas dependem predominantemente do ângulo de potência  $\delta$  e da diferença de tensão  $E-V$ , respectivamente. Assim sendo, uma vez que o controle de frequência controla dinamicamente o ângulo de potência [44], a técnica do *droop* utiliza o controle da tensão e da frequência do inversor para regular as potências ativa e reativa injetadas na rede de distribuição elétrica.

Analogamente, as equações acima demonstram que a técnica do *droop* permite também controlar as potências ativa e reativa no intuito de realizar compensação de tensão e frequência da rede elétrica, sendo esta uma grande vantagem deste método em relação aos outros.

As curvas de decaimento (*droop*) que refletem a influência da frequência e tensão nas potências são aquelas dadas por (3.19) e (3.20) [44][45][46], onde  $M$  e  $W$  são as inclinações de retas, e  $P_0$ ,  $Q_0$ ,  $\omega_0$  e  $E_0$  são as respectivas grandezas em um ponto arbitrário conforme visto na Figura 3.11.

$$\omega = \omega_0 - M(P - P_0) \quad (3.19)$$

$$E = E_0 - W(Q - Q_0) \quad (3.20)$$

Pequenas variações de frequência e tensão são suficientes para causar grandes variações nas potências ativa e reativa fornecidas, respectivamente. Dessa forma, permitindo variações na rede elétrica pequenas o suficiente para ainda

respeitar os requisitos de norma, pode-se realizar o controle da potência ativa e reativa conforme necessário com o método de *droop*.

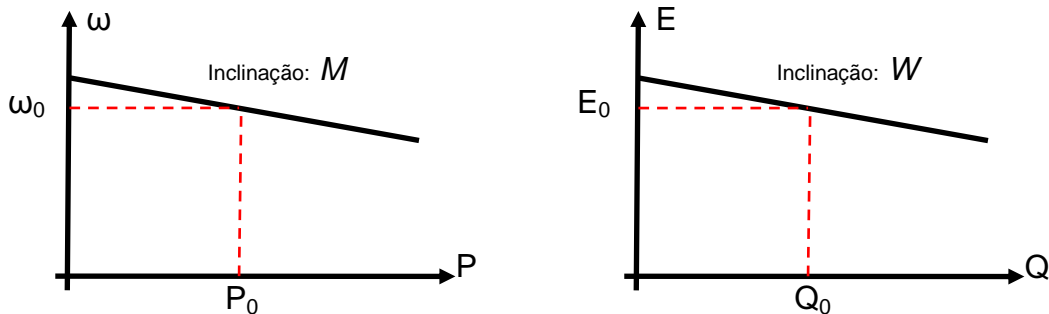


Figura 3.11: Curvas de decaimento de Frequência X Potência Ativa e Tensão X Potência Reativa para o método *Droop*.

A Figura 3.12 mostra o diagrama de blocos da malha de controle para este método. Note que a malha de controle da tensão do barramento c.c. também é necessária aqui, e é a responsável por fornecer a referência de potência ativa para os casos onde se utiliza o *droop* para injetar potência real na rede. As malhas de potência basicamente constroem as curvas de decaimento, onde o erro das potências são multiplicados pelas respectivas inclinações de retas e adicionados à tensão e frequência de referência da rede. Isso resulta, por parte da potência ativa, no valor de frequência  $\omega$  de (3.19), e por parte da reativa na tensão  $E$  de (3.20). Integrando-se  $\omega$  o ângulo de potência  $\delta$  é obtido, e através dele e de  $E$  constrói-se o sinal da modulante a ser usada para controlar o inversor.

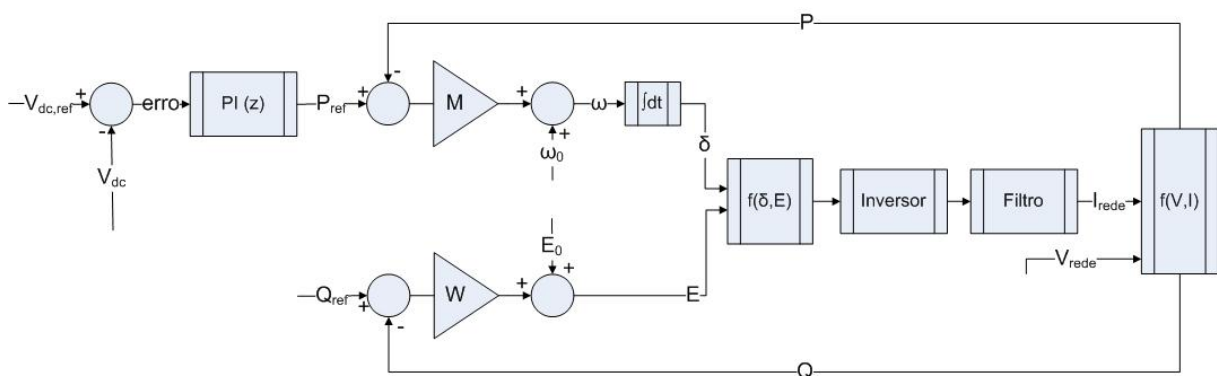


Figura 3.12: Malhas de controle do paralelismo para o método de *Droop* de frequência e tensão.

### 3.7 NORMAS PARA PARALELISMO COM A REDE ELÉTRICA

A conexão de unidades geradoras de energia às redes elétricas existentes de transmissão e distribuição deve, conforme era de se esperar, obedecer a requisitos e regulamentações específicos, o que previne acoplamento de plantas geradoras que venham a prejudicar a qualidade ou disponibilidade do sistema elétrico. Isso, evidentemente, não é diferente quando o paralelismo é realizado com arranjos fotovoltaicos.

O Comitê Brasileiro de Eletricidade ABNT/CB-03 da ABNT, através da Comissão de Estudo de Sistemas de Conversão Fotovoltaica de Energia Solar CE-03:082.01, elaborou projetos de norma baseados em normas IEC para estabelecer requisitos de conexão e ensaios de sistemas PV conectados à rede [48].

Um desses projetos de norma é o PN 03:082.01-001 – Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características dos inversores para conexão à rede elétrica de distribuição, baseado na norma IEC 61727 Ed. 2.0 b - *Photovoltaic (PV) systems – Characteristics of the utility interface*. Este tem como objetivo estabelecer os requisitos elétricos do inversor monofásico ou polifásico, com potência igual ou inferior a 1 MW, a ser utilizado na conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica de distribuição.

Outro projeto de norma do comitê relativo ao paralelismo de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição é o PN 03:082.01-002 - Procedimento de ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Este projeto de norma foi transformado na norma em vigor ABNT NBR IEC 62116:2012, com data de publicação em 06/03/2012, estando válida a partir de 06/04/2012. Esta norma é idêntica à IEC 62116 Ed. 1.0 b e tem como objetivo fornecer um procedimento de ensaio para avaliar o desempenho das medidas de prevenção de ilhamento utilizadas em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica [48].

Outras normas relativas não somente à conexão de sistemas PV com a rede elétrica de distribuição, mas a módulos fotovoltaicos em geral podem ser encontradas em [48].

### **3.7.1 IEC 61727 / PN 03:082.01-001 – Requisitos de Conexão**

AIEC 61727, na qual é baseado o PN 03:082.01-001, apresenta recomendações para sistemas PV de até 10kVA tanto para compatibilidade na conexão com a rede de distribuição quanto na segurança pessoal e proteção de equipamento nessas configurações. Essa norma aborda tópicos como tensão nominal, oscilações, injeção de corrente c.c., frequência nominal, harmônicos, distorção de forma de onda, fator de potência, perda de tensão da rede, sobretensão, subtensão, sobrefrequência, subfrequência, proteção de ilhamento, resposta ao retorno da rede, aterramento, proteção de curto-circuito, isolamento e chaveamento [22]. Os tópicos mais relevantes para este trabalho são discutidos em maior detalhe a seguir.

#### **3.7.1.1 Tensão nominal, sobretensão e subtensão**

A IEC 61727 se expressa em termos bem gerais a respeito da tensão nominal, limitando-se a dizer que esta deve ser compatível com a rede elétrica, uma vez que os sistemas PV conectados à rede geralmente controlam a corrente injetada nesta e não exercem a função de regulação de tensão. Dessa forma, os limites estabelecidos de sobre ou subtensão são aplicados na função de proteção a condições anormais de funcionamento da rede de distribuição elétrica.

Já o projeto de norma PN 03:082.01-001, por sua vez, especifica melhor os quesitos de tensão nominal, ainda que baseado na norma IEC, trazendo-os para o contexto do cenário de distribuição de energia elétrica nacional. Assim sendo, o PN 03:082.01-001 dita que a tensão nominal da conexão deve ser compatível com os valores nominais estabelecidos pelo PRODIST (Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) para a rede de distribuição elétrica nacional [24].

No que concernem as sobretensões e subtensões, o PN 03:082.01-001 manteve as recomendações da IEC 61727 inalteradas, e os limites de desvio da tensão nominal a serem mantidos estão apresentados na Tabela III. A medição de tensão deve ocorrer no ponto de conexão à rede de distribuição e corresponder ao valor RMS (*Root Mean Square* – Raiz Média Quadrada) desta grandeza. Nota-se,

portanto, que o controle do sistema fotovoltaico deve ser capaz de ler o valor RMS da tensão da rede, identificar valores fora das faixas estabelecidas na Tabela III, e comandar o desligamento da conexão dentro dos tempos também especificados nesta tabela de acordo com o nível do desvio ocorrido. É evidente da Tabela que, quanto maior o desvio do valor da tensão nominal, mais rápida deve ser a resposta do sistema PV em cessar o fornecimento de energia à rede elétrica.

Tabela III: Limites tolerados de desvio da tensão da rede de distribuição elétrica no ponto de conexão comum de acordo com PN 03:082.01-001 e IEC 61727.

<b>Tensão (ponto de conexão comum)</b>	<b>Tempo máximo para o desligamento</b>
$V < 0,5 \times V_{nominal}$	$t = 0,1 \text{ segundo}$
$0,5 \times V_{nominal} \leq V < 0,85 \times V_{nominal}$	$t = 2,0 \text{ segundos}$
$0,85 \times V_{nominal} \leq V \leq 1,10 \times V_{nominal}$	$\infty$ ( <i>operação contínua</i> )
$1,10 \times V_{nominal} \leq V \leq 1,35 \times V_{nominal}$	$t = 2,0 \text{ segundos}$
$1,35 \times V_{nominal} \leq V$	$t = 0,05 \text{ segundo}$

O propósito da tolerância de tempo para cessar o fornecimento de energia à rede elétrica é de evitar chaveamentos de desligamento desnecessários durante transitórios muito rápidos, ou seja, não é mandatório ao sistema fotovoltaico desligar a conexão com o sistema de distribuição caso a tensão retorne à faixa normal de operação em um tempo inferior ao tempo máximo para o desligamento [22]. Note que o controle do sistema PV deve permanecer conectado à rede no intuito de identificar o momento de retorno das condições aceitáveis da rede de distribuição e assim comandar a lógica de religamento. Em redes de distribuição elétrica mais instáveis onde ocorram grandes variações de tensão, mediante a acordo com a distribuidora local, é possível ajustar-se os valores da Tabela III de modo a adequar os limites à realidade de funcionamento do sistema em questão, evitando assim desligamentos constantes.

### 3.7.1.2 Corrente c.c. e fator de potência

O fornecimento de corrente contínua à rede de distribuição elétrica pode levar a diversos problemas como saturação de transformadores, superaquecimento, danos e mau funcionamento do sistema e das cargas. Devido a esse fato, tanto a

IEC 61727 quanto o PN 03:082.01-001 (que não apresentou alterações com relação ao primeiro), apresentam uma restrição para garantir a compatibilidade com a rede elétrica e segurança dos equipamentos.

As normas declaram que o sistema fotovoltaico não deve, sob nenhuma condição operacional ou circunstância, injetar corrente c.c. na rede de distribuição elétrica superior em valor a 1% da corrente nominal de saída do inversor [22][24].

No que concerne o fator de potência, a IEC determina que o sistema fotovoltaico deve exibir um fator de potência superior a 0,9 quando a saída for superior a 50% da potência nominal do inversor [22]. Nota-se que a maioria dos sistemas PV projetados para fornecimento de potência à rede elétrica tendem a operar próximos a um fator de potência unitário, dada geralmente uma pequena diferença devido ao filtro passivo de saída. A norma dita ainda que sistemas especialmente projetados para injetar reativos na rede, ou seja, construídos com o objetivo de compensar potência reativa, podem operar fora do limite de 0,9 desde que haja aprovação da concessionária de energia elétrica.

O projeto de norma PN 03:082.01-001, entretanto, é um pouco mais restrito com relação ao fator de potência. Ele adota os mesmos conceitos da IEC 61727, alterando porém o limite de 0,9 para 0,92, estando assim de acordo com o que é determinado pelo PRODIST para as redes de distribuição.

Vale notar que a IEC 61727 define fator de potência (calculado em um período) conforme mostra a equação (3.21), onde  $E_{ativa}$  é a energia em kWh (relativa à potência ativa) e  $E_{reativa}$  é a energia em kVARh (relativa à potência reativa).

$$FP = \frac{E_{ativa}}{\sqrt{E_{ativa}^2 + E_{reativa}^2}} \quad (3.21)$$

### 3.7.1.3 Frequência nominal, sobrefrequência e subfrequência

A abordagem da norma IEC61727 (e do projeto de norma PN 03:082.01-001) com relação à frequência é qualitativamente bastante semelhante à da tensão. A frequência nominal de saída do sistema fotovoltaico deve ser compatível com a da rede elétrica, e sincronizada com esta, e existe uma faixa de variação dentro da qual a operação é permitida. As se ultrapassarem os limites dessa faixa, situação de

sobre ou subfrequência é configurada e a conexão do arranjo PV com a rede de distribuição deve ser interrompida dentro de um intervalo de tempo específico baseado na magnitude da variação.

Enquanto a norma IEC caracteriza a faixa permitida de funcionamento como  $\pm 1$  Hz da frequência nominal, sendo o desligamento necessário em até 0,2 segundo em caso de sub/sobrefrequência, o projeto de norma altera esses valores, criando limites superiores e inferiores divergentes. Os limites/faixa para ambos os documentos encontram-se explicitados na Tabela IV.

A PN 03:082.01-001 também adiciona ao quesito da frequência nominal do sistema PV que este deve ser compatível com o valor nominal de 60 Hz da rede de distribuição elétrica nacional, em concordância com o PRODIST.

Tabela IV: Limites tolerados de desvio da frequência da rede de distribuição elétrica no ponto de conexão comum de acordo com PN 03:082.01-001 e IEC 61727

<b>Frequência (ponto de conexão comum)</b>	<b>Tempo máximo para o desligamento</b>
<b>De acordo com a norma IEC 61727</b>	
$f < f_{nominal} - 1 \text{ Hz}$	$t = 0,2 \text{ segundo}$
$f_{nominal} - 1 \text{ Hz} \leq f \leq f_{nominal} + 1 \text{ Hz}$	$\infty$ (operação contínua)
$f > f_{nominal} + 1 \text{ Hz}$	$t = 0,2 \text{ segundo}$
<b>De acordo com o projeto de norma PN 03:082.01-001</b>	
$f < 57,5 \text{ Hz}$	$t = 0,2 \text{ segundo}$
$57,5 \text{ Hz} \leq f \leq 60,5 \text{ Hz}$	$\infty$ (operação contínua)
$f > 60,5 \text{ Hz}$	$t = 0,2 \text{ segundo}$

#### 3.7.1.4 Harmônicos e distorção da forma de onda

Apesar dos requisitos de limites de taxa de distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) e de harmônicos específicos serem geralmente estabelecidos pelas concessionárias de energia elétrica, a norma IEC 61727 (e o PN 03:082.01-001 nos mesmos termos) determina tolerância para esses parâmetros com relação ao paralelismo de sistemas fotovoltaicos com a rede elétrica.

Os limites/tolerâncias são relativos ao conteúdo harmônico da corrente injetada na rede de distribuição e contemplam harmônicos ímpares, pares e o THD,

conforme mostra a Tabela V. Os valores em porcentagem se referem à condição de potência nominal do inversor.

Tabela V: Limites tolerados para o conteúdo harmônico da corrente injetada na rede de distribuição elétrica de acordo com PN 03:082.01-001 e IEC 61727.

<b>Harmônico</b>	<b>Limite de Distorção</b>
<b>Harmônicos Ímpares</b>	
3° ao 9°	Inferior a 4,0 %
11° ao 15°	Inferior a 2,0 %
17° ao 21°	Inferior a 1,5 %
23° ao 33°	Inferior a 0,6 %
<b>Harmônicos Pares</b>	
2° ao 8°	Inferior a 1,0 %
10° ao 32°	Inferior a 0,5 %
<b>Taxa de Distorção Harmônica Total</b>	
THD (%)	Inferior a 5,0 %

A norma IEC ressalta que a medição de harmônicos é bastante complicada visto que distorções na corrente injetada podem ser oriundas de distorções na tensão da rede de distribuição elétrica à qual o sistema PV está conectado. Assim sendo, devem ser eliminados do conteúdo harmônico da corrente injetada todos e quaisquer harmônicos consequentes da distorção harmônica da tensão presente na rede elétrica antes da conexão à planta solar. Somente após essa subtração o conteúdo harmônico da corrente deve ser enquadrado nos limites da tabela [22].

### **3.7.1.5 Ilhamento, perda e religamento da rede**

Quando existe a conexão de uma unidade geradora, como uma planta fotovoltaica, à rede elétrica de distribuição e esta passa a ficar inativa por determinado motivo, seja devido a alguma falta ou mesmo a algum desligamento intencional para manutenção, configura-se uma situação denominada de ilhamento. O ilhamento, portanto, reflete uma circunstância na qual não existe tensão/potência

no ponto de conexão devido à rede elétrica, mas a planta geradora (no caso desse trabalho, o sistema PV) ainda está conectada e fornecendo energia a este ponto.

O ilhamento traduz uma situação de risco. Caso haja a necessidade de manutenção na rede de distribuição adjacente ao ponto de conexão comum, a concessionária irá desligá-la para que o técnico possa ter acesso a ela. Estando ainda ligado o fornecimento de potência ao ponto de conexão pelo sistema fotovoltaico, o operador pode não estar ciente desse fato e acessar a rede para realizar o trabalho requerido, expondo-se assim a risco de injúria e/ou morte. O mesmo ocorre caso haja rompimento nas vias de distribuição nos arredores do ponto de conexão e a concessionária isole eletricamente a área. A população corre risco de tocar alguma linha rompida que ainda esteja “viva” devida à potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico. Não obstante, o ilhamento pode ainda resultar em danos a equipamentos e ao sistema fotovoltaico caso tenha ocorrido, por exemplo, um curto no lado da rede que a levou a ser desligada via abertura de disjuntor.

Com base nesses argumentos, devido ao perigo inerente ao ilhamento, a norma IEC 61727 prevê que o sistema fotovoltaico deve mandatoriamente parar de fornecer energia à rede de distribuição elétrica como medida de proteção em até 2 segundos após a perda desta.

Já no que concerne o religamento, o controle do sistema fotovoltaico deve, naturalmente, esperar até perceber a disponibilidade da tensão e frequência da rede de distribuição dentro dos parâmetros aceitáveis de acordo com as Tabelas III e IV, e para isso precisa ser capaz de medi-la mesmo após a desconexão. Não obstante, o sistema PV deve esperar de 20 segundos a 5 minutos após o retorno das condições normais de operação da rede elétrica antes de realizar o religamento e retomar o fornecimento de potência no ponto de conexão comum. O atraso no religamento é dependente das condições locais [22]. Esse atraso ajuda a evitar religamentos desnecessários devido a retomadas transitórias de tensão e frequência.

### **3.8 SISTEMA FOTOVOLTAICO SIMULADO**

Conforme já comentado, o sistema fotovoltaico a ser simulado neste trabalho consiste em um sistema monofásico de estágio duplo, devido à sua capacidade estendida de controle resultante da vantagem de se ter um conversor

exclusivamente para o MPPT e outro para controlar a injeção de potência na rede através do paralelismo. A Figura 3.13 apresenta a topologia simulada, onde são destacadas as diferentes seções e as grandezas elétricas medidas principais para o controle.

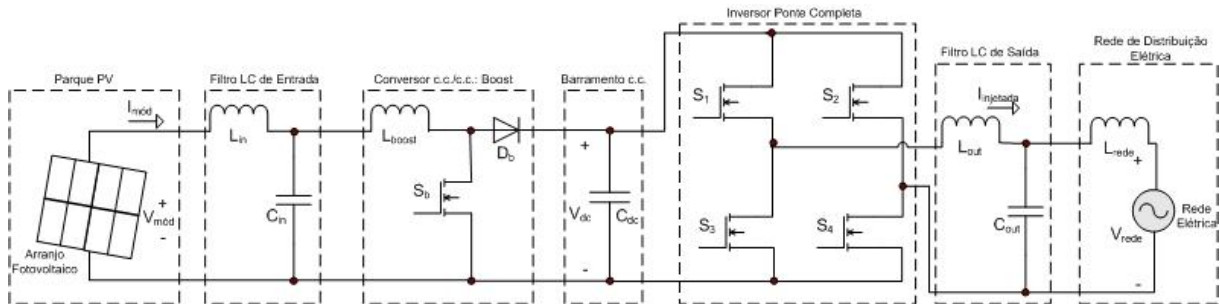


Figura 3.13: Topologia simulada do sistema fotovoltaico acoplado à rede de distribuição elétrica.

Os detalhes da simulação em si, bem como os resultados desta, são apresentados no capítulo 4, onde são comentados os métodos de acoplamento comum utilizados para o sistema. Aqui são apresentados os aspectos da configuração utilizada.

### 3.8.1 Arranjo PV e filtro de entrada

A seção do parque PV consiste em um arranjo fotovoltaico composto de 10 módulos em paralelo, 18 módulos em série e 36 células em série por módulo solar, consistindo em  $36 \times 18 = 648$  células série ao todo.

Os parâmetros de arranjo de módulos são aqueles listados na Tabela II. Para todos os efeitos considera-se como operação nominal deste arranjo sua condição avaliada como melhor caso, que consiste em operação sob um nível de irradiação solar de  $1000 \text{ W/m}^2$  e temperatura de  $55^\circ\text{C}$ . Nestas condições, o parque PV fornece  $7348 \text{ W}$ .

É previsto um filtro passivo de segunda ordem (filtro LC) de entrada entre o arranjo solar e o conversor c.c./c.c., conforme mostrado na Figura 3.13, no intuito de limitar a amplitude das variações de alta frequência às quais os painéis fotovoltaicos estão sujeitos.

### 3.8.2 Conversor c.c./c.c.

No estágio do conversor c.c./c.c. utiliza-se um conversor elevador (*Boost*) como rastreador do ponto de máxima potência. Essa escolha baseia-se na consideração de que a tensão nominal da rede a ser acoplada ao sistema é de  $220V_{RMS}$  ( $311 V_{pico}$ ). Isso restringe a tensão do barramento c.c. a valores superiores a este (escolhido como 390V conforme mostrado posteriormente). Uma vez que na condição de operação nominal do arranjo fotovoltaico a tensão de circuito aberto é de aproximadamente 335 V, e no ponto de máxima potência é de aproximadamente 252 V, o *Boost* torna-se a melhor opção para garantir a adequação de tensão desejada. A equação (3.22) apresenta a transformação de tensão do conversor Boost (desprezado o efeito do filtro de entrada), onde  $V_{mód}$  é a tensão do arranjo solar,  $V_{dc}$  é a tensão do barramento c.c., e  $D$  é o ciclo de trabalho.

$$V_{dc} = \frac{V_{mód}}{1 - D} \quad (3.22)$$

Por (3.22) nota-se que, se for estabelecido como limite para o *Boost*, por exemplo, os ciclos de trabalho  $D = 0,1$  a  $D = 0,9$ , as tensões limites do arranjo fotovoltaico para obter os 390 V do barramento de corrente contínua seriam 19,5 V (mínimo) e 370,5 V (máximo), o que consiste uma faixa bastante satisfatória para trabalho do sistema. Os elementos passivos do conversor *Boost* simulado são projetados no Apêndice A.

### 3.8.3 Barramento c.c. e Inversor

O barramento de corrente contínua, naturalmente, consiste em um capacitor (ou arranjo série-paralelo de capacitores para obter determinada capacitância) e faz o elo entre o estágio c.c. do sistema PV com o estágio de inversão, após o qual ocorre o acoplamento comum com a rede.

Justamente por fazer a interface entre os dois conversores, o controle da tensão do capacitor do barramento é essencial para garantir a transferência da potência. Este controle não somente permite a fixação de uma referência para a malha de controle de corrente do inversor, mas também torna possível o

funcionamento correto do MPPT no estágio anterior. Como a razão entre as tensões de entrada e saída do *Boost* é determinada pelo ciclo de trabalho conforme (3.22), a tensão de saída controlada fixa permite que a variação do ciclo de trabalho pelo MPPT varie ultimamente sua tensão de entrada, que é a tensão do arranjo de módulos.

Para definição da tensão de referência do barramento, considera-se que se está conectando o sistema a uma rede de distribuição monofásica de 220 Volts nominais. Portanto o valor de pico da tensão em condições nominais é  $220V \times \sqrt{2} = 311,13V$ . Utilizando no sistema um inversor de ponte completa, chaveado com um PWM de quatro pulsos em 3 níveis, define-se a tensão do barramento baseado no índice de modulação em amplitude  $m_a$  desejado para o inversor.

A escolha desse índice não é trivial, visto que quanto maior o seu valor, menor a tensão do barramento c.c., a qual resulta em menores perdas de chaveamento nos MOSFETs e melhor eficiência. Deseja-se, portanto, manter o valor de  $m_a$  o mais próximo possível de 1. Entretanto, o controle do inversor necessita de uma margem para a excursão desse parâmetro durante transitórios sem que ocorra saturação, no intuito de reajustar a corrente de saída e a tensão do barramento. Além disso, a tensão na saída do inversor é normalmente um pouco maior do que os 220 V da distribuidora. Caso se mantenha o índice muito próximo de 1, poderão ocorrer sobre-modulações, resultando em distorções na corrente injetada na rede.

Assim sendo, de forma a aplicar um índice de modulação alto o suficiente para garantir boa eficiência, mantendo ao mesmo tempo certa margem para variações sem sobre-modulação, escolhe-se um índice de modulação em amplitude  $m_a = 0,8$ , do qual se obtém a tensão de referência  $V_{cc,ref}$  para o barramento de corrente contínua conforme a equação (3.23).

$$m_a = \frac{220\sqrt{2}}{V_{cc,ref}} = 0,8 \Rightarrow V_{cc,ref} = \frac{220\sqrt{2}}{m_a} = 388,91V \Rightarrow 390V \quad (3.23)$$

Define-se assim a tensão de 390 V para o barramento de corrente contínua. O projeto do capacitor do barramento encontra-se no Apêndice A. Existe, porém, um agravante no controle desta tensão, devido a uma componente harmônica de 2ª ordem no capacitor.

### 3.8.3.1 O problema do 2º harmônico da tensão

Considere que no lado a.c. do sistema a tensão é dada por  $v(t) = V\cos(\omega t)$  e a corrente por  $i(t) = I\cos(\omega t + \varphi)$ , onde  $V$  e  $I$  são as amplitudes dos sinais senoidais. A potência monofásica é dada pela equação (3.24).

$$p(t) = vi = VI\cos(\omega t)\cos(\omega t + \varphi) \quad (3.24)$$

Aplicando-se a identidade trigonométrica da equação (3.25) em (3.24), obtém-se a equação (3.26).

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{\cos(a+b) + \cos(a-b)}{2} \quad (3.25)$$

$$p(t) = \frac{VI}{2} [\cos(2\omega t + \varphi) + \cos(\varphi)] \quad (3.26)$$

De (3.26) fica evidente que a potência do lado alternado do sistema PV (após inversor) possui uma componente c.c. e uma componente harmônica de 2ª ordem (120 Hz). Como essa potência é toda entregue pelo lado contínuo do sistema, o mesmo valor existe antes do inversor (salvo perdas). Portanto, devido à conversão c.c./c.a. do sistema, uma componente de 2º harmônico é sobreposta à tensão do barramento c.c. Essa oscilação de 120 Hz, apesar de ser um pouco atenuada pelo capacitor  $C_{dc}$  (que é um filtro passa-baixas), é significativa o suficiente para comprometer a qualidade da corrente injetada na rede elétrica através das malhas de controle.

Não tomada nenhuma providência, a oscilação de 2º harmônico no capacitor será transferida para a ação de controle do PI da malha de tensão do barramento, pois será sempre um erro na comparação com a referência contínua de 390 V. Isto é um grande problema, visto que na maioria dos métodos de paralelismo essa ação de controle é multiplicada por uma senóide de 60 Hz de valor unitário e o resultado é fornecido como referência para a malha de corrente do inversor. Considerando o erro no sinal de controle igual a  $B\cos(2\omega t + \varphi)$ , a multiplicação pela senóide unitária pura de 60 Hz resulta em um sinal sobreposto conforme a equação (3.27), onde se utilizou a identidade trigonométrica de (3.25).

$$B \cos(2\omega t + \emptyset) \times \cos(\omega t) = \frac{B}{2} [\cos(3\omega t + \emptyset) + \cos(\omega t + \emptyset)] \quad (3.27)$$

Nota-se de (3.27) que aparecerá sobreposto à referência da malha de corrente uma componente de 3ª ordem (180 Hz). Em sistemas trifásicos os harmônicos triplos são normalmente eliminados devido à configuração do sistema. Aqui, porém, como se trata de um sistema monofásico, o harmônico de 3ª ordem será transferido para a ação de controle da corrente e injetado na saída pelo inversor. Portanto, o componente harmônico de 2ª ordem na tensão do barramento c.c. acaba resultando em uma componente de 3ª ordem na corrente injetada de fato na rede de distribuição elétrica.

Para suprimir essa componente harmônica de 180 Hz, algumas providências podem ser tomadas de forma a mitigar o efeito do 2º harmônico do barramento c.c. Dois métodos usualmente adotados são o aumento do capacitor do barramento c.c. e a amostragem síncrona da tensão deste barramento. Não obstante, neste trabalho propõem-se dois adicionais métodos para a supressão do 3º harmônico, sendo eles:

- Compensador Ressonante
- Compensador Repetitivo Modificado

### 3.8.3.1.1 Aumento do capacitor

A primeira e mais evidente solução do problema do 2º harmônico é o aumento do capacitor do barramento c.c., uma solução simples e direta para diminuir a amplitude das oscilações de 120 Hz da tensão e, conseqüentemente, de 180 Hz na corrente. Essa solução, porém, possui suas desvantagens.

A atenuação do 2º harmônico de tensão aumenta à medida que cresce o capacitor, necessitando assim que este elemento seja muito grande para que a oscilação torne-se desprezível. Um dos problemas de capacitores grandes é que aumentam o tamanho e peso do conversor, além do custo. Muitas vezes usam-se associações série e paralelo de elementos para alcançar a capacitância desejada e os capacitores eletrolíticos, entretanto, são elementos com uma das maiores taxas de falhas FIT em conversores de potência. Dessa forma, o acréscimo do número de capacitores inevitavelmente leva ao aumento de falhas no tempo FIT e diminuição

do tempo médio entre falhas MTBF do conversor, comprometendo sua confiabilidade.

Outra complicação associada ao aumento do capacitor se deve ao fato de quanto maior o elemento, maior sua constante de tempo, naturalmente. Assim sendo, capacitores grandes levam muito tempo para carregar / descarregar, prejudicando a dinâmica do conversor.

### **3.8.3.1.2 Amostragem síncrona**

O segundo método consiste na amostragem síncrona em 120 Hz da tensão do barramento de corrente contínua antes de compará-la com a referência contínua de 390 V na malha de controle da tensão. Para tanto, utiliza-se um segurador de ordem zero na tensão medida cuja frequência de amostragem seja equivalente à frequência da componente harmônica, ou seja, 120 Hz. Com isso, amostra-se uma única vez em cada ciclo do harmônico e mantém-se o valor amostrado até o próximo ciclo, ignorando-se assim as oscilações do 2º harmônico. O sinal de tensão filtrado é então comparado à referência de tensão do barramento e o PI realiza o controle sem transferir o harmônico para sua saída rumo à malha de corrente, uma vez que ele já não mais o enxerga como um erro em sua entrada.

Deve-se atentar para o momento no ciclo de 120 Hz no qual é realizada a amostragem da tensão real do capacitor, visto que a escolha desse momento define se a tensão lida será no pico negativo, no positivo, ou em algum valor médio da oscilação.

Essa solução exhibe a grande vantagem de remover a componente harmônica indesejada sem a necessidade de aumentar a quantidade e tamanho dos elementos passivos do sistema eletrônico de potência. Ela apresenta, entretanto, a desvantagem de retardar a dinâmica do conversor, deixando o controle mais lento, uma vez que a ação de controle da malha de tensão responderá em uma frequência mais baixa, que é a frequência de amostragem de 120 Hz, diminuindo assim a banda de passagem. É, portanto, necessário novamente realizar um compromisso entre resposta transitória e qualidade da energia injetada na rede de distribuição elétrica.

### 3.8.3.1.3 Compensador Repetitivo Modificado

A utilização do compensador repetitivo foi apresentada como método de controle para o paralelismo na seção 3.6.4.

Neste trabalho, entretanto, é proposta sua utilização para a remoção do 3º harmônico da corrente de saída. Para tanto se utiliza esse tipo de compensador na malha de tensão c.c. ao invés de usá-lo na malha de corrente como sugere a Figura 3.9. Ao ser alocado na malha de tensão, o compensador é sintonizado para resultar na rejeição do sinal periódico de 2º harmônico da tensão.

Conforme já comentado, uma vez que o compensador repetitivo ideal da equação (3.12) possui uma banda de frequência infinita ele não é estabilizável para plantas estritamente próprias como o conversor fotovoltaico desenvolvido. Dessa forma, adicionam-se filtros passa-baixas para garantir margem de estabilidade do sistema realimentado pela limitação da banda de frequência rastreável pelo repetitivo, em uma configuração denominada Compensador Repetitivo Modificado.

A Figura 3.14 apresenta o diagrama deste controlador repetitivo real realizável já no tempo discreto. Ele é usado aqui como do tipo *plug in*, ou seja, é colocado paralelamente na malha de tensão, lendo o sinal de erro da malha como entrada e adicionando o sinal compensado de saída ao próprio erro, antes do PI.

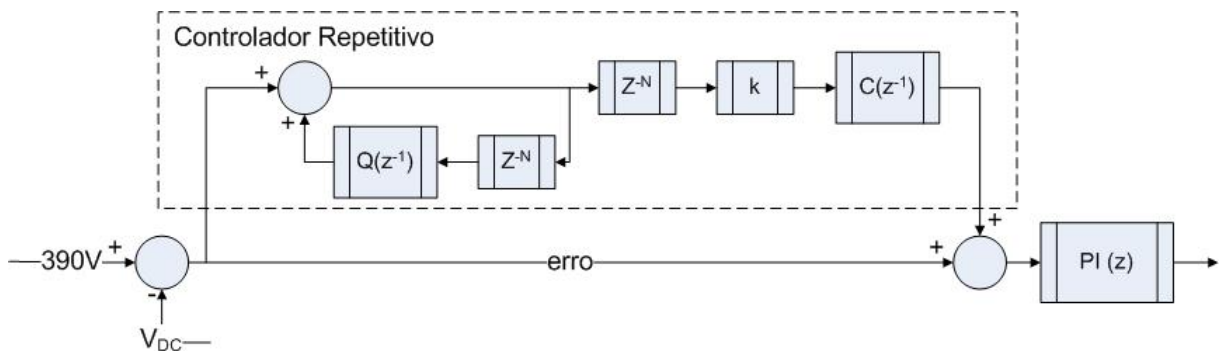


Figura 3.14: Diagrama do controlador repetitivo real realizável em tempo discreto.

Na Figura 3.14 as funções de transferência  $Q(z^{-1})$  e  $C(z^{-1})$  representam os filtros passa-baixas introduzidos para a obtenção do controlador repetitivo modificado estabilizável. O filtro  $C(z^{-1})$  é também utilizado para ajustar a defasagem e o ganho entre os sinais de entrada e saída do controlador. O ganho  $k$ , por sua vez, é ajustado para a determinação do compromisso entre o desempenho dinâmico e

estabilidade do controle. Adiciona-se ainda o atrasador  $z^{-N}$  a  $C(z^{-1})$  para torna-lo causal.

Devido à capacidade do compensador repetitivo de seguir sinais periódicos com erro nulo em regime permanente, sua utilização na malha de tensão c.c. como *plug in* tendo o erro da tensão como entrada permite o rastreamento da componente de 120 Hz neste erro. Portanto, com o objetivo de realizar a supressão do 2º harmônico da tensão c.c., é necessário ajustar-se finamente  $C(z^{-1})$  para garantir uma defasagem de 180º entre o sinal de erro de entrada rastreado pelo compensador e a saída deste. Com isso o repetitivo fornece como ação de controle a componente de 120 Hz do erro invertida, que é adicionada ao erro original, resultando assim na anulação (redução) do 2º harmônico (erro compensado). Uma vez que o erro compensado é o que de fato é enxergado pelo controlador PI da malha, os 120 Hz reduzidos deste erro garantem menor oscilação na ação de controle do PI fornecida como amplitude de referência para a malha de corrente, o que por sua vez reduz o 3º harmônico da corrente de saída.

O método do compensador repetitivo para a supressão dos harmônicos não apresenta a desvantagem de aumento do peso e FIT do conversor devido ao maior número de capacitores. Possui também a vantagem de sofrer baixa influência de variações paramétrica [49]. Seu ponto negativo reside na maior complexidade e ajuste mais trabalhoso, além da dinâmica mais lenta, uma vez que consiste no atraso do sinal periódico e posterior compensação e contém filtros passa-baixas em sua composição.

#### **3.8.3.1.4 Compensador Ressonante**

O outro método proposto por este trabalho para suprimir o 3º harmônico da corrente de saída consiste em utilizar o compensador ressonante não somente para anular o erro em regime permanente ao rastrear a senóide, e sim para também rejeitar a componente de 180 Hz do sinal de referência da malha.

Diferentemente das técnicas apresentadas até então para mitigar o efeito do 3º harmônico na corrente injetada, o compensador ressonante age diretamente nesta componente da corrente, ao invés de atenuar a componente de 2º harmônico da tensão c.c., que é sua fonte.

A filtragem harmônica seletiva comentada na seção 3.6.2 onde se ajustam os compensadores de 2ª ordem adicionais para rejeitar determinados harmônicos, entretanto, não pode ser empregada para eliminar o 3º harmônico da corrente de referência e deve necessariamente não estar presente para esta componente em específico ao realizar o paralelismo. Isto porque o compensador harmônico de 180 Hz resultaria em um ganho infinito em malha fechada do controlador para o sinal de referência como entrada (distúrbio nulo) na frequência especificada e, ao mesmo tempo, faria com que o ganho de malha fechada para o distúrbio como entrada (referência nula) tenha pico de rejeição na frequência ajustada. Assim sendo, um compensador de 3º harmônico como da equação (3.10) na malha, apesar de rejeitar os distúrbios de 180 Hz da tensão da rede, faria com que a corrente de saída seguisse com erro nulo o 3º harmônico existente na referência da malha de corrente.

Não obstante, a utilização do compensador proporcional ressonante apenas para os 60 Hz, devido à sua característica passa-faixas, resulta na rejeição da componente de 180 Hz na referência da corrente. A Figura 3.15 apresenta o diagrama de Bode das funções de transferência de compensadores ressonantes tal como dadas pelas equações (3.8) e (3.9), contemplando tanto o compensador ideal quanto o fisicamente realizável.

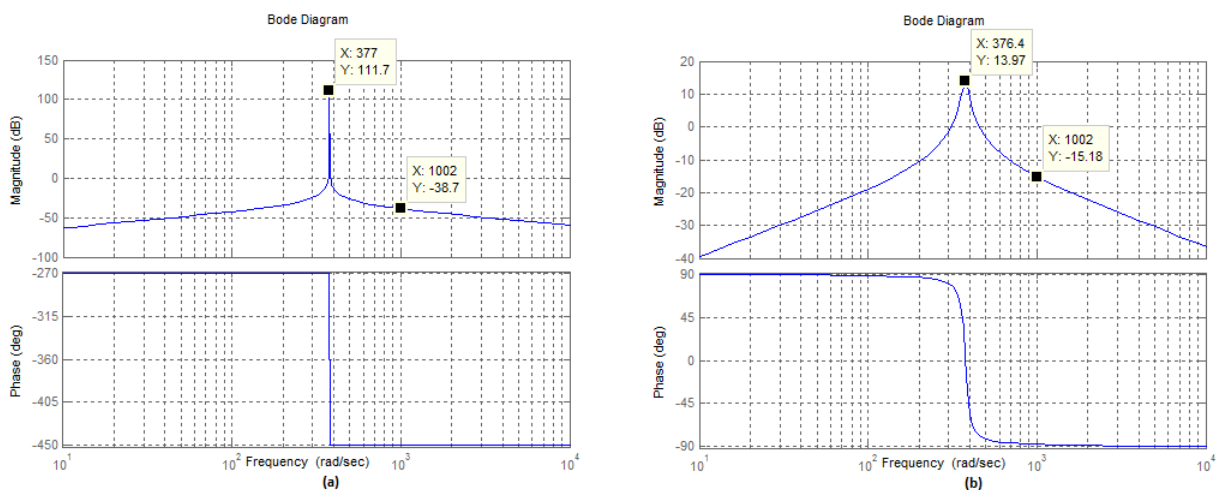


Figura 3.15: Diagrama de Bode da função de transferência de um compensador ressonante (a) ideal e (b) fisicamente realizável.

A resposta em frequência do compensador ressonante (tanto ideal quanto real) na Figura 3.15 deixa clara sua característica de ganho amplificado na frequência da rede e ganho mínimo nas demais frequências, o que o faz obter erro

zero para a corrente em 60 Hz (377 rad/s) e a rejeitar a componente de 180 Hz (1131 rad/s). Como nota-se do compensador de fato realizável da Figura 3.15(b), a diferença entre o ganho em 180 e 60 Hz (29,15 dB) é grande o suficiente para rejeitar o 3º harmônico com folga dentro dos limites aceitáveis.

O compensador ressonante garante melhor desempenho dinâmico do que a técnica da amostragem síncrona e não causa os prejuízos físicos introduzidos pelo aumento do capacitor, porém também requer ajuste mais fino e desenvolvimento mais complexo. Possui a grande vantagem de atribuir erro zero em regime permanente para 60 Hz na malha de corrente e de não requerer, como ocorre nos outros casos, a tomada de qualquer providência na malha de tensão. Assim sendo, a simples utilização do controlador da corrente garante a rejeição do 3º harmônico. Por fim, permite boa rejeição de distúrbios através da filtragem harmônica seletiva. Não se deve, entretanto, utilizar um compensador adicional para o 3º harmônico.

### **3.8.4 Filtro de saída e Rede de distribuição elétrica**

Após o estágio de conversão c.c./c.a. é previsto um filtro LC de saída cujo projeto é realizado no apêndice A. Esse filtro, evidentemente, complementa a atenuação do conteúdo harmônico injetado na rede de distribuição elétrica.

A rede de distribuição elétrica considerada para a simulação consiste em uma rede monofásica de 220 V de tensão nominal, valor compatível com o estabelecido pelo PRODIST para sistemas de distribuição elétrica nacional [24]. Salvo quando explicitamente mencionado no texto, considera-se a rede como uma barramento infinito com frequência igual a 60 Hz e fase nula. A indutância atribuída à rede é de 50  $\mu$ H, o que corresponde a uma corrente de curto circuito da rede de 11,7 kA.

## **3.9 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO**

O objetivo geral desse capítulo foi de descrever os sistemas solares fotovoltaicos conectados à rede elétrica, apresentando suas variações, configurações, métodos de operação, normas de funcionamento e técnicas de controle para viabilizar o acoplamento e paralelismo com a uma rede de distribuição

monofásica de energia elétrica, além de propor dois novos métodos para suprimir o 3º harmônico da corrente injetada na rede.

Começou-se por citar brevemente as diferentes aplicações dos sistemas PV. Em seguida aprofundou-se um pouco mais na configuração de paralelismo com a rede de distribuição elétrica, descrevendo-se diversas opções de topologia que apresentam vantagens e desvantagens específicas. Algumas topologias permitem maior versatilidade, escalonamento e reestruturação, mas possuem limitações quanto ao valor da tensão gerada. Outras possuem melhores rendimentos em ambientes onde as condições atmosféricas são pouco variáveis e são mais simples, mas menos versáteis. Outros fatores considerados são o preço, a robustez, a complexidade de controle e a taxa de falhas.

Continua-se o capítulo apresentando diferentes métodos que podem ser utilizados para garantir maior eficiência nos sistemas fotovoltaicos. Os chamados rastreadores do ponto de máxima potência (MPPT) permitem deslocar o ponto de operação do arranjo de módulos solares para aquele no qual a maior potência é gerada para as condições presentes de temperatura e intensidade de irradiação solar. Algoritmos diferentes de MPPT usam princípios diversos para a determinação do ponto de máxima potência, e exibem um compromisso entre eficiência, velocidade e complexidade. São apresentados quatro algoritmos rastreadores e destacadas as características destes: O algoritmo da Tensão Constante prova-se uma técnica simples, porém, com erro em regime permanente. O chamado Perturba & Observa se mostra um método eficiente e pouco complexo, mas que apresenta oscilação ao redor do MPP. Já o algoritmo da Condutância Incremental é um pouco mais complexo, porém exibe a possibilidade de trabalhar de fato no MPP, pelo menos em teoria. O quarto e último método é o Perturba & Observa Modificado, o qual adiciona ao P&O tradicional a capacidade de ganho adaptativo, permitindo melhor desempenho tanto em transitórios quanto em condições de regime permanente, ao custo de maior complexidade e forte dependência das condições iniciais.

Posteriormente chegou-se à seção do capítulo onde se descreveram diferentes métodos de realização de paralelismo com a rede elétrica. A maioria destes métodos é baseada no controle direto da corrente injetada na rede de distribuição elétrica, onde o tipo de compensador é variado de forma a se ajustar às necessidades da aplicação de acordo com os parâmetros positivos e negativos de

cada abordagem. O paralelismo por injeção de corrente utilizando um controlador PI para a malha desta grandeza tem desenvolvimento mais simples e direto, porém tem uma pobre rejeição de distúrbios e, pelo Princípio do Modelo Interno de Francis e Wonham [50], não consegue remover o erro em regime permanente em componentes alternados. A utilização de um compensador ressonante na malha de corrente torna possível obtenção do erro zero para a frequência da rede (novamente de acordo com o PMI [50]) e melhora a performance ao rejeitar distúrbios, além de permitir filtragem ativa seletiva, mas requer um projeto e ajuste de ganho mais complicados. Características semelhantes também são válidas para o compensador repetitivo. O compensador por histerese é bastante simples, mas apresenta o prejuízo de frequência variável de chaveamento. A última técnica apresentada consiste no *droop* de frequência e tensão, onde é possível controlar tanto a potência ativa e a reativa injetadas na concessionária, permitindo inclusive utilizar o sistema para compensar a tensão da rede.

Na seção seguinte, exibem-se características descritas por normas para ditar a operação de sistemas fotovoltaicos conectados em paralelo com a rede de distribuição elétrica. Normas IEC e ABNT definem parâmetros aceitáveis de sobretensão, subtensão, sobrefrequência, subfrequência, corrente c.c., harmônicos, fator de potência, entre outros, para esse tipo de conexão. Exibe-se ainda a definição de ilhamento e seus riscos no paralelismo com a rede, bem como os requisitos para a desconexão e o religamento do ponto de conexão comum entre a rede elétrica da concessionária e o sistema PV.

Por fim, introduz-se o sistema fotovoltaico simulado em termos de seus conversores e seções constituintes. Disserta-se sobre o problema do 2º harmônico na tensão do capacitor do barramento c.c. devido à conversão c.c./c.a., e apresentam-se diferentes métodos para neutralizar a complicação em questão. É neste contexto que propõem-se duas novas abordagens para suprimir o 3º harmônico da corrente resultante dessa componente de 120 Hz da tensão: O uso de um compensador repetitivo tipo *plug in* na malha de tensão c.c. para compensar o 2º harmônico do erro; e o uso de um compensador ressonante na malha de corrente de saída para filtrar naturalmente os 180 Hz devido à sua resposta em frequência específica. Descrevem-se as principais características dessas novas técnicas propostas, e discutem-se os princípios que sustentam sua aplicação.

## 4. FORNECIMENTO DE POTÊNCIA ATIVA À REDE DE DISTRIBUIÇÃO – SIMULAÇÃO E RESULTADOS

---

### 4.1 INTRODUÇÃO

Com o intuito de estudar, desenvolver e comparar técnicas de paralelismo de sistemas solares fotovoltaicos com a rede de distribuição elétrica, simulou-se neste capítulo o comportamento do sistema completo apresentado na seção 3.8 do capítulo anterior. A simulação engloba desde a modelagem dos módulos e arranjos solares até o ponto de conexão comum com a rede elétrica, contemplando filtros, conversor c.c./c.c., inversor e cargas atreladas, bem como as técnicas controle dos conversores para otimizar a operação. Uma comparação entre o desempenho e características das técnicas, baseada nos resultados da simulação, é apresentada no decorrer do texto.

A simulação foi realizada com o Simulink do Matlab, e o sistema completo simulado encontra-se na Figura 4.1, onde não são mostrados os detalhes dos subsistemas de controle, variável de acordo com a técnica utilizada para gerenciar a potência fornecida. Para a simulação da parte de potência, utilizou-se a biblioteca SimPowerSystems do Matlab.

As simulações aqui realizadas, exceto quando explicitamente mencionado, utilizam os valores dos parâmetros conforme descritos na Tabela VI. Essa tabela contém os valores dos componentes utilizados no sistema PV, os valores dos ganhos dos diferentes controladores empregados, os parâmetros de simulação e das técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência, os dados das células solares e dos módulos fotovoltaicos que as constituem, as condições ambientais consideradas nominais de operação em termos do nível de irradiação solar incidente e temperatura de operação das células, bem como quaisquer outros parâmetros considerados relevantes para a simulação do paralelismo do sistema PV com a rede de distribuição elétrica.

Tabela VI: Valores padrões utilizados para os parâmetros nas simulações.

PARÂMETRO	SÍMBOLO	VALOR
Passo de Simulação	$T_s$	508,63 ns
Nível de irradiação solar	$\lambda$	1000 W/m <sup>2</sup>
Temperatura de Operação	$T$	55 °C
Taxa de Amostragem	$T_{ZOH}$	32,55 $\mu$ s
Frequência de Chaveamento	$f_{sw}$	15360 Hz
Incremento do ciclo de trabalho do <i>boost</i>	$\Delta D$	0,0025
Ganho do MPPT mP&O	$G$	0,00025
Tolerância em regime do MPPT CondInc	$\Delta W$	0,04
Indutor do filtro de entrada	$L_{in}$	200 $\mu$ H
Capacitor do filtro de entrada	$C_{in}$	10 $\mu$ F
Resistor do capacitor do filtro de entrada	$R_{C_{in}}$	5 $\Omega$
Indutor do <i>Boost</i>	$L_{boost}$	1,25 mH
Capacitor do barramento	$C_{dc}$	1,20 mF
Indutor do filtro de saída	$L_{out}$	600 $\mu$ H
Capacitor do filtro de saída	$C_{out}$	30 $\mu$ F
Resistor do capacitor do filtro de saída	$R_{C_{out}}$	750 m $\Omega$
Indutância de dispersão da rede	$L_{rede}$	50 $\mu$ H
Tensão da rede de distribuição elétrica	$Rede$	220 V <sub>RMS</sub>
Frequência da rede de distribuição elétrica	$f_{rede}$	60 Hz
Coef. variação corrente/temperatura da célula solar	$K_T$	1,7 X 10 <sup>-3</sup> A / K
Corrente saturação reversa célula – Ensaio Padrão	$I_{sr,EP}$	5 X 10 <sup>-6</sup> A
Fator de idealidade da célula solar	$n$	1,7
Resistência série por célula solar	$R_s$	10 m $\Omega$
Corrente fotogerada por célula solar – Ensaio Padrão	$I_{PV,EP}$	3,27 A
Número de módulos em paralelo	$n_p$	10
Número de células em série, por módulo	$n_{s,mód}$	36
Número de módulos em série	$n_{mód}$	18
Total de módulos	$n_{mód,total}$	180
Número de células em série, total	$n_s$	648
Ganho proporcional do PI de tensão (PI corrente)	$k_p$	0,25

Ganho Integral do PI de tensão (PI corrente)	$k_I$	3
Ganho proporcional do PI de corrente	$k_p$	0,03
Ganho Integral do PI de corrente	$k_I$	200
Ganho proporcional PI de tensão (P+Ressonante)	$k_p$	0,08
Ganho Integral do PI de tensão (P+Ressonante)	$k_I$	50
Ganho proporcional do P+Ressonante	$k_p$	0,03
Ganho Integral do P+Ressonante	$k_I$	5
Frequência de corte do P+Ressonante	$\omega_c$	15 rad/s
Ganho do filtro $C(z^{-1})$ do repetitivo	$K_C$	1,2
Ganho do filtro $Q(z^{-1})$ do repetitivo	$K_Q$	0,95
Ganho proporcional do PI de corrente (Droop)	$k_p$	10
Ganho Integral do PI de corrente (Droop)	$k_I$	8000
Ganho proporcional do PI de tensão c.a. (Droop)	$k_p$	0,25
Ganho Integral do PI de tensão c.a. (Droop)	$k_I$	1500
Ganho proporcional do PI de tensão c.a. (Droop)	$k_p$	0,005
Ganho Integral do PI de tensão c.a. (Droop)	$k_I$	0,5
Inclinação da reta $P \times \omega$ (Droop)	$M$	$4,0212 \times 10^{-4}$
Inclinação da reta $Q \times E$ (Droop)	$W$	$9,1 \times 10^{-4}$
Ganho proporcional do PI de tensão c.c. (Droop)	$k_p$	15
Ganho Integral do PI de tensão c.c. (Droop)	$k_I$	300
2º Indutor do filtro $LCL$ de saída (somente Droop)	$L_{out,2}$	600 $\mu$ H

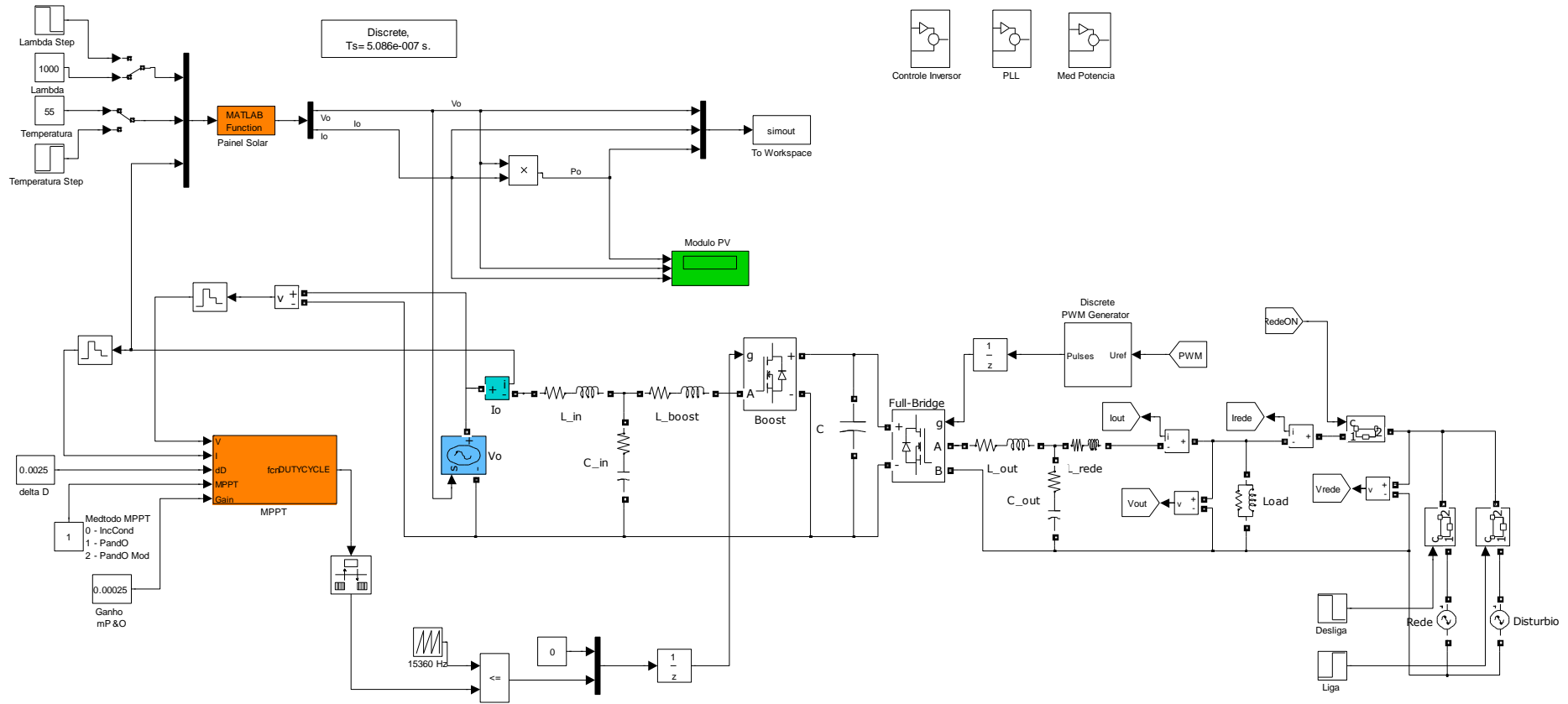


Figura 4.1: Sistema fotovoltaico completo simulado em paralelo com a rede de distribuição elétrica.

## 4.2 ARRANJO DE MÓDULOS PV

A modelagem do arranjo de módulos fotovoltaicos para a simulação utiliza as equações (2.1), (2.2), (2.3), (2.4), (2.5), (2.6) e (2.7) apresentadas no capítulo 2 deste documento.

A Figura 4.2 apresenta o diagrama esquemático desta parte da simulação.

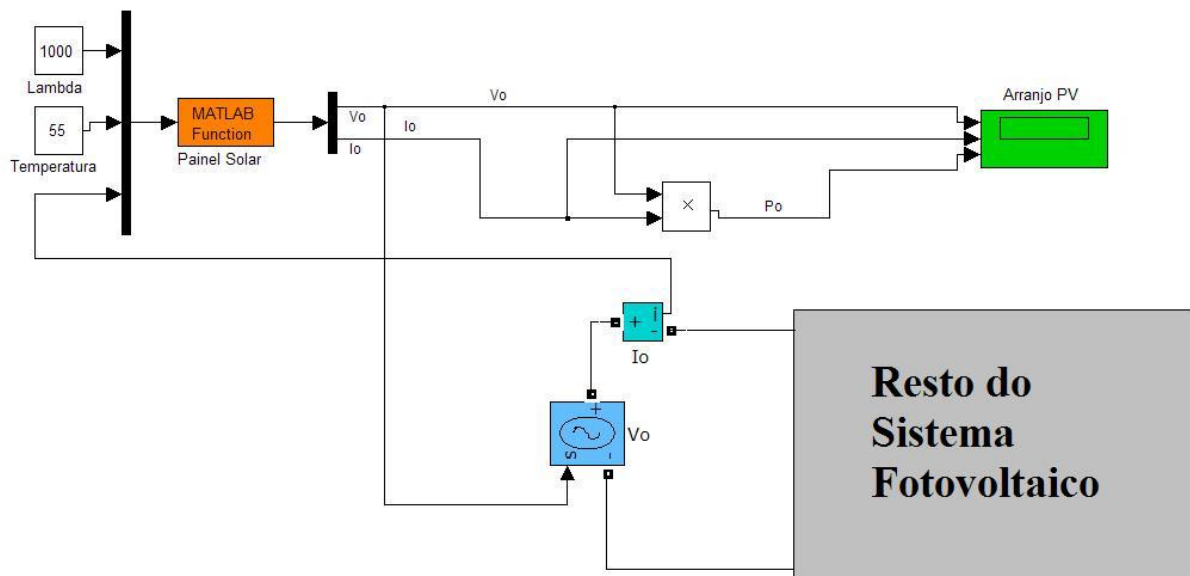


Figura 4.2: Diagrama esquemático do modelo do arranjo fotovoltaico simulado.

Nota-se da Figura 4.2 que o arranjo fotovoltaico modelado corresponde a uma fonte de tensão controlada de acordo com valores obtidos para a curva do arranjo fotovoltaico modelado. Os parâmetros de entrada do modelo são o nível de irradiação solar e a temperatura de operação (externos), que influenciam nas curvas característica do arranjo de painéis solares, e a própria corrente do arranjo devido à fonte de tensão.

Os parâmetros intrínsecos do arranjo fotovoltaico simulado podem ser alterados no bloco Painel Solar, sendo eles divididos em parâmetros de cada célula solar, parâmetros do módulo, e do arranjo de módulos. Os parâmetros da célula incluem o coeficiente de variação da corrente com a temperatura, a corrente de saturação reversa medida em condições de ensaio padrão para o diodo equivalente, fator de idealidade, e resistência série da célula. Os parâmetros de módulo constituem a corrente de curto-circuito, a tensão de circuito aberto e o número de

células em paralelo e em série. Já para o arranjo de módulos, define-se o número de módulos em série.

Adicionalmente aos parâmetros acima, existem ainda definidos no bloco as constantes necessárias para os cálculos matemáticos, sendo elas: Temperatura de referência do ensaio padrão  $T_{EP} = 25^{\circ}C$ , *gap* de energia do silício  $E_g = 1,11 eV$ , carga do elétron  $q = 1,60 \times 10^{-19} C$  e constante de Boltzmann  $k = 1,38 \times 10^{-23} m^2kg/s^2K$ . Por fim, utilizam-se também os dados de entrada, ou seja, a intensidade de irradiação solar  $\lambda$ , a temperatura de operação  $T$ , e a corrente do arranjo realimentada.

Com os parâmetros, constantes e dados de entrada citados, o bloco Painel Solar calcula a corrente fotogerada das células, a corrente de saturação reversa e a tensão do arranjo, e limita a corrente do arranjo à curva característica deste.

#### 4.2.1 Curvas Características Simuladas

Através da simulação do arranjo de módulos fotovoltaico da Figura 4.2 utilizando os parâmetros das Tabelas II e VI, obtêm-se as curvas características deste arranjo, mostradas na Figura 4.3.

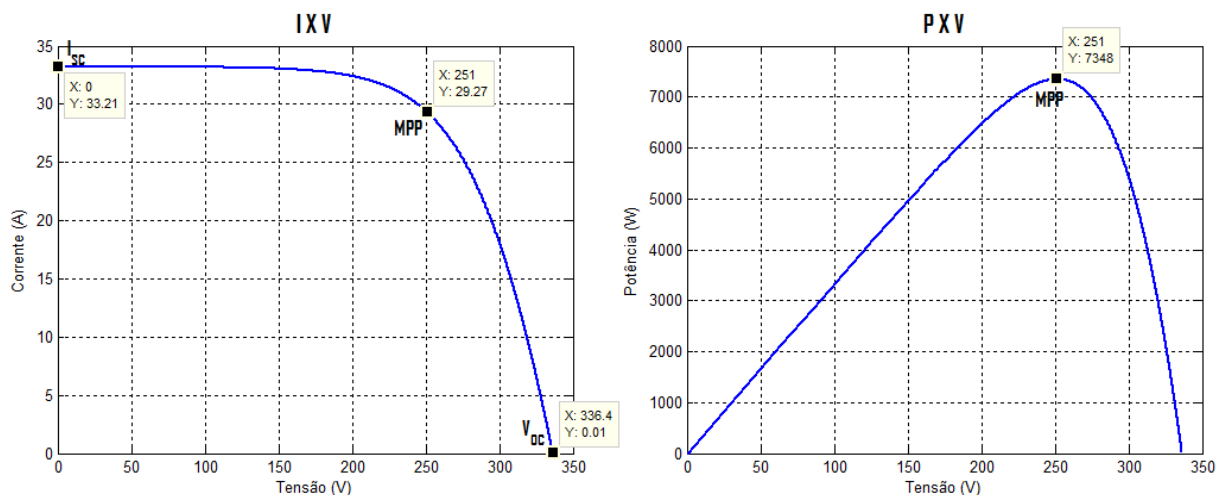


Figura 4.3: Curvas características do arranjo fotovoltaico simulado nas condições atmosféricas da Tabela VI.

Através de inspeção visual das curvas da Figura 4.3, pode-se ver que o ponto de máxima potência do arranjo de módulos nas condições descritas de temperatura

e insolação ocorre para uma corrente  $I_{MPP}$  de 29,27 A e tensão  $V_{MPP}$  de 251 V, o que configura em uma potência máxima  $P_{m\acute{a}x}$  de 7348 W. Pode-se ainda notar uma tensão de circuito aberto  $V_{OC}$  de 336,4 V e uma corrente de curto-circuito  $I_{SC}$  de 33,21 A.

A simulação do arranjo de módulos permite também visualizar o comportamento das grandezas no tempo. A Figura 4.4 mostra a potência fornecida em função do tempo, bem como as respectivas tensão e corrente nesta condição de operação, enquanto controla-se o conversor para deixar os módulos fotovoltaicos operando no ponto de máxima potência. Nota-se desta figura que a potência máxima fornecida pelo arranjo corresponde de fato ao valor lido na curva P X V da Figura 4.3 (7348 W), e que a tensão e corrente também estão de acordo com o valor esperado para o MPP em condições de temperatura de 55°C e irradiação 1000 W/m<sup>2</sup>.

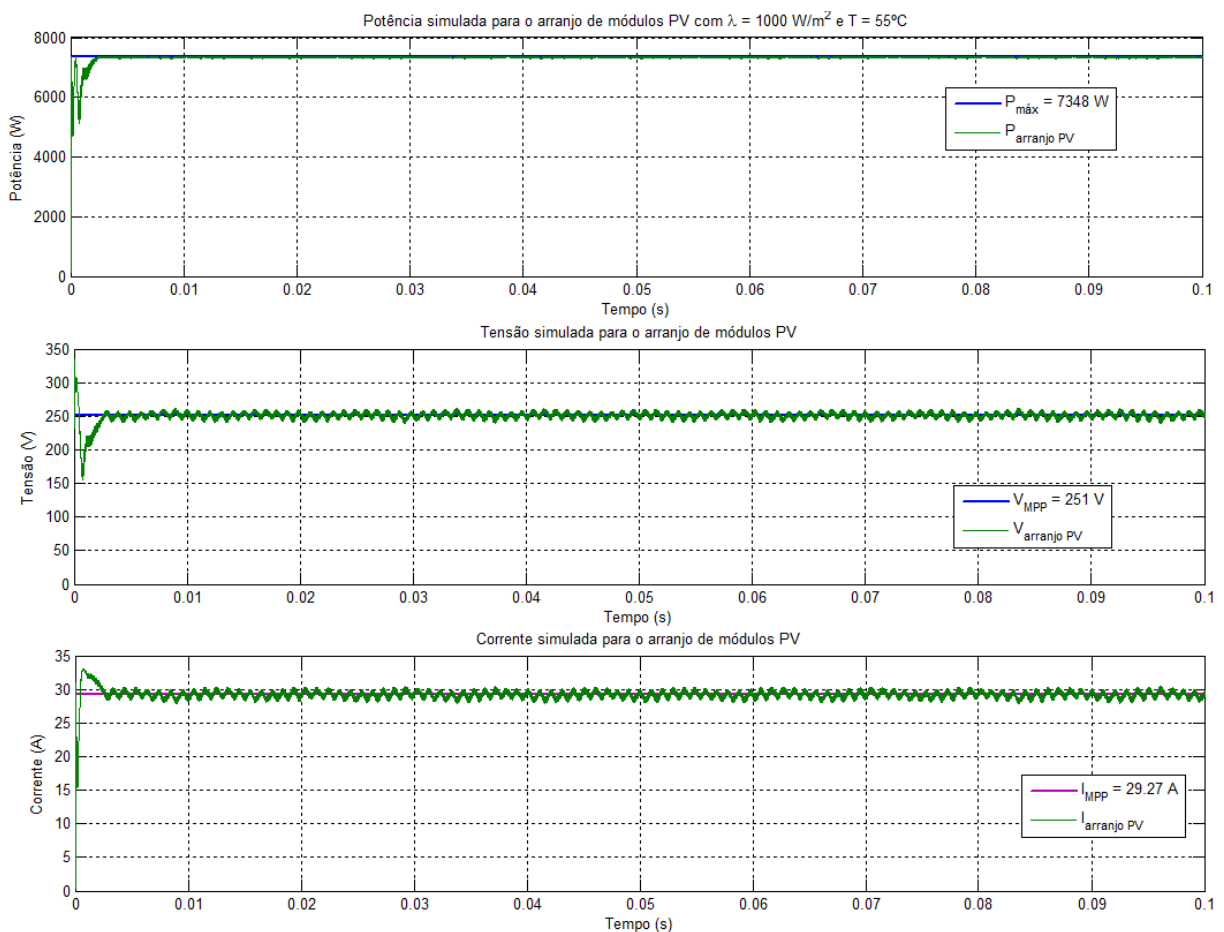


Figura 4.4: Simulação das grandezas elétricas em função do tempo para o arranjo de módulos fotovoltaicos nas condições atmosféricas da Tabela VI.

## 4.2.2 Impacto da variação das condições atmosféricas

Conforme já comentado, as variações atmosféricas têm efeitos consideráveis sobre as curvas de operação dos módulos fotovoltaicos, como se observa das Figuras 2.7, 2.8, 2.9 e 2.10. Através da simulação dos módulos, pode-se verificar agora o comportamento das grandezas elétricas no tempo mediante tais variações.

### 4.2.2.1 Simulando a variação da irradiação solar

Primeiramente, aplica-se um degrau de nível de irradiação solar  $\lambda$  durante a simulação da operação, mantendo-se a temperatura constante em  $T = 55^\circ\text{C}$ . O degrau ocorre no tempo de simulação  $t = 0,1$  s, onde se reduz o parâmetro de entrada da insolação de  $1000 \text{ W/m}^2$  para a metade desse valor,  $500 \text{ W/m}^2$ . Para este novo ponto de operação, as curvas característica  $P \times V$  e  $I \times V$  do arranjo solar podem ser vistas na Figura 4.5, onde nota-se que a potência máxima corresponde a  $3497 \text{ W}$ , sendo portanto bem menor do que os  $7348 \text{ W}$  anteriores, e que a principal variação ocorre para a corrente dos módulos.

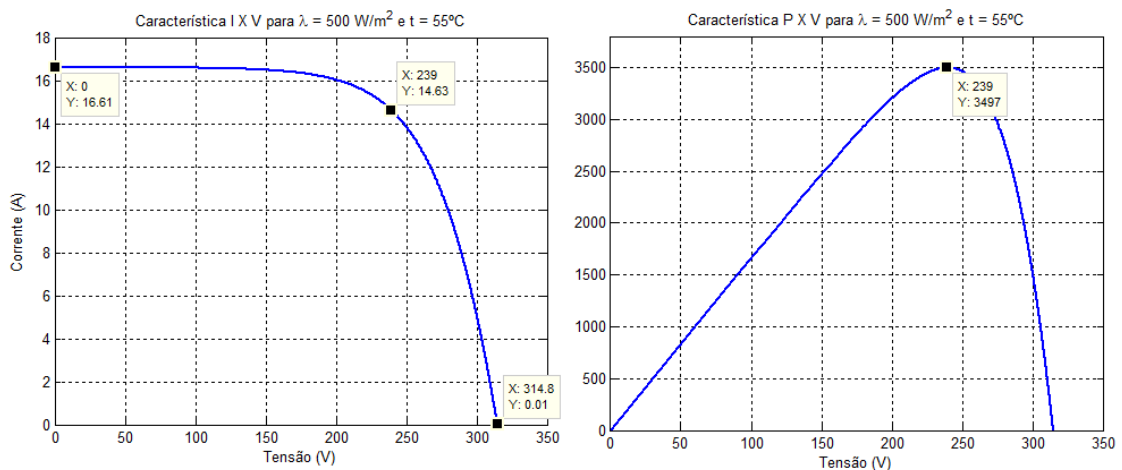


Figura 4.5: Curvas características para o arranjo PV simulado com  $\lambda = 500 \text{ w/m}^2$  e  $T = 55^\circ\text{C}$ .

As variações na tensão e na corrente simuladas com o degrau podem ser observadas na Figura 4.6, onde o tempo total de simulação foi 0,2 s. Para ambos os níveis de insolação, o arranjo está trabalhando no ponto de máxima potência para aquela condição. Conforme se observa da figura, a corrente  $I_{\text{mód}}$  do arranjo fotovoltaico segue a variação da irradiação solar e também cai para

aproximadamente a metade do valor em  $t = 0,1$  s, indo de 29,27 A para 14,63 A. Já para a tensão  $V_{mód}$ , observa-se uma dependência bem menor do grau de insolação. A queda de  $\lambda$  pela metade resultou em uma diminuição de tensão de apenas 4,78%, caindo esta de 251 V para 239 V.

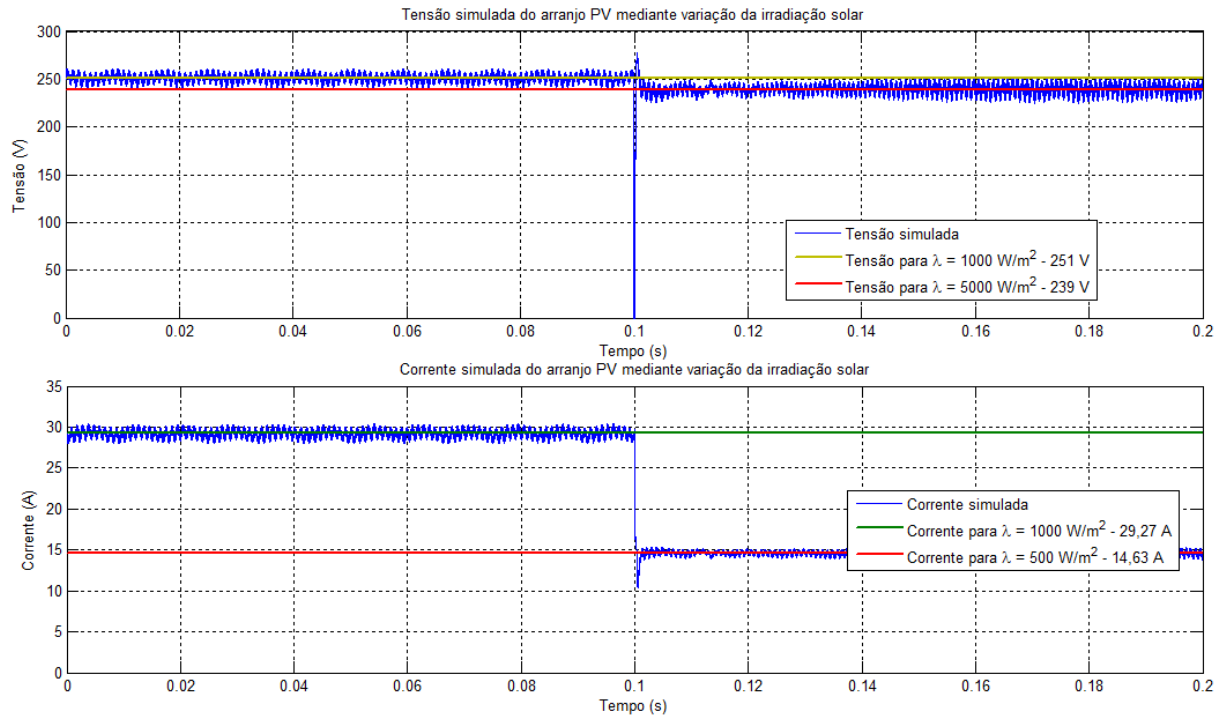


Figura 4.6: Tensão e corrente simuladas para o arranjo fotovoltaico mediante a variação da irradiação solar.

No intuito de comprovar o efeito da variação solar na potência fornecida pelo arranjo de módulos no MPP conforme sugere a Figura 4.5, a Figura 4.7 mostra a simulação no tempo do impacto nesta grandeza.

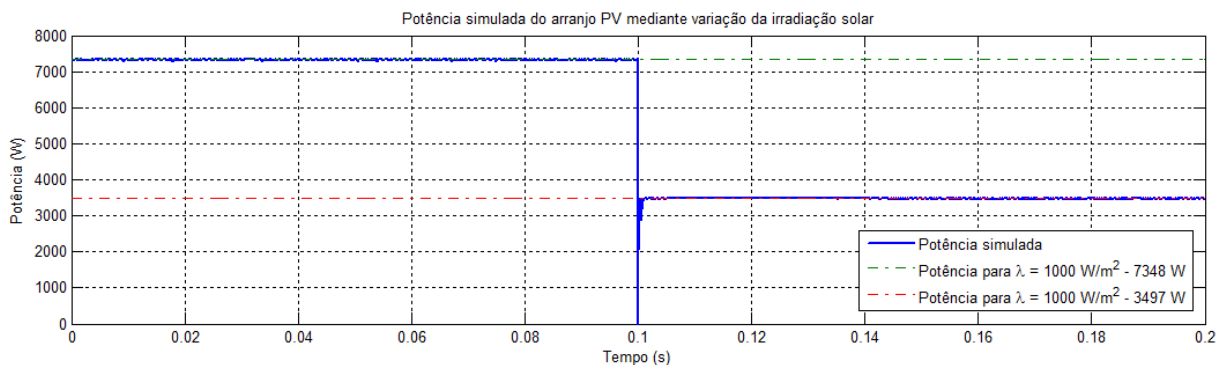


Figura 4.7: Potência simulada para o arranjo fotovoltaico mediante a variação da irradiação solar.

Pode-se perceber da Figura 4.7 que a potência máxima fornecida pelos módulos PV cai dos 7348 W anteriores (com  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$ ) para 3497 W (com  $\lambda = 500 \text{ W/m}^2$ ), ou seja, para menos da metade do valor inicial. Isso era de se esperar devido à brusca queda da corrente fornecida, adicionada também da queda, ainda que pequena, da tensão nos terminais do arranjo.

Conclui-se portanto que a potência máxima que um conjunto de módulos fotovoltaicos é capaz de fornecer é fortemente dependente da intensidade de irradiação solar local, especialmente devido à corrente fotogerada, que cai praticamente na mesma proporção que o nível de insolação, conforme se esperava de acordo com a equação (2.4). A tensão nos terminais do arranjo também cai com a redução dos níveis de densidade de potência solar, porém em menor proporção.

#### 4.2.2.2 Simulando a variação da temperatura

Mantendo-se agora a densidade de potência solar constante em  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$ , simula-se novamente o arranjo PV, aplicando-se desta vez um degrau aumentando a temperatura de funcionamento de  $T = 55^\circ\text{C}$  para  $T = 80^\circ\text{C}$ , permitindo-se assim visualizar o impacto dessa grandeza externa nos valores das propriedades elétricas do sistema fotovoltaico. Na condição de  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$  e  $T = 80^\circ\text{C}$ , as curvas características do módulo são aquelas da Figura 4.8.

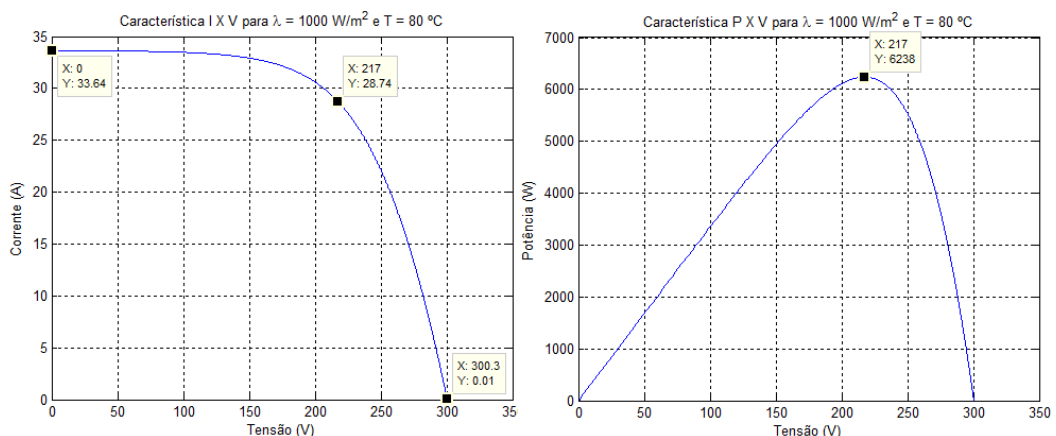


Figura 4.8: Curvas características para o arranjo PV simulado com  $\lambda = 1000 \text{ w/m}^2$  e  $T = 80^\circ\text{C}$

Ao simular as grandezas no tempo, o degrau de temperatura é aplicado, assim como na seção anterior, em  $t = 0,1 \text{ s}$ , e o tempo total de simulação é mais

uma vez igual a  $t = 0,2$  s. A Figura 4.9 apresenta a corrente, tensão e potência simuladas em função do tempo, com o conjunto de módulos operando no ponto de máxima potência para ambas as condições de temperatura. Em oposição ao que ocorre para as variações da intensidade de irradiação solar, com a variação da temperatura a grandeza elétrica que se altera consideravelmente é a tensão, apresentando a corrente apenas um pequeno desvio de seu valor anterior.

Pode-se notar da Figura 4.9 que um aumento de 45% da temperatura de funcionamento das células (de  $55^{\circ}\text{C}$  para  $80^{\circ}\text{C}$ ) causou apenas 1,81 % de queda na corrente fotogerada média (530 mA de variação). Já a tensão, por sua vez, reagiu de forma mais agressiva, caindo dos 251 V iniciais para 217 V, representando uma queda de 13,55%.

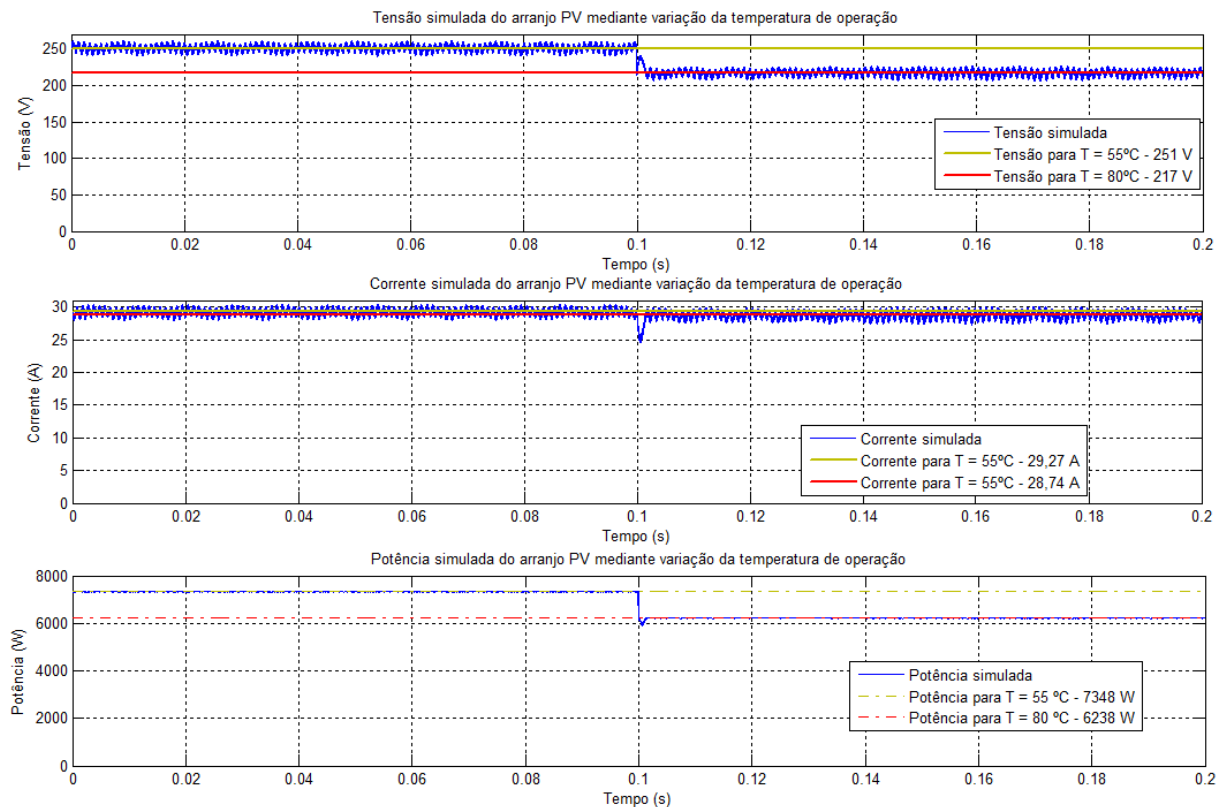


Figura 4.9: Variações na tensão e corrente fornecidas pelo arranjo fotovoltaico mediante um degrau de temperatura de trabalho de  $55^{\circ}\text{C}$  para  $80^{\circ}\text{C}$ .

No que concerne à reação da potência máxima fornecida pelo arranjo ao aumento da temperatura de operação, pode-se observar uma variação na potência de 7348 W para 6238 W, o que representa uma queda de 15,11%. Conclui-se, portanto, que quanto maior a temperatura de operação das células solares, menor

será a potência máxima que o arranjo de módulo consegue fornecer, devido especialmente à redução da tensão disponível. Observa-se também que a proporção inversa entre a temperatura e a tensão não é linear.

### 4.3 CONVERSOR C.C./C.C. – MPPT

Conforme discutido anteriormente, no intuito de melhorar o desempenho e utilizar o potencial máximo do arranjo de módulos solares, dadas certas condições atmosféricas, introduz-se no sistema fotovoltaico um conversor c.c./c.c. cujo controle rastreia o ponto de máxima potência dos módulos através de algoritmos MPPT como os descritos na seção 3.5.

Nas simulações realizadas neste trabalho, conforme apresentado no capítulo 3, utiliza-se como conversor c.c./c.c. o tipo *Boost*, devido aos motivos já apontados na seção 3.8.2. O diagrama esquemático desta parte da simulação está explicitado na Figura 4.10, contendo o filtro LC de entrada, o conversor *Boost* e o controle com o algoritmo de MPPT.

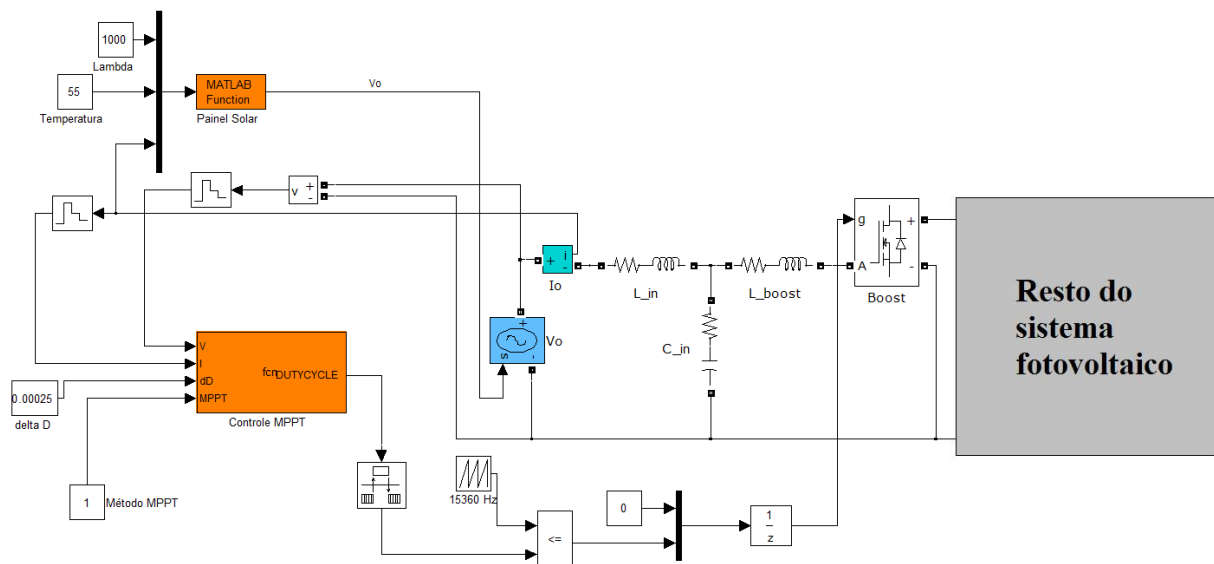


Figura 4.10: Diagrama esquemático da parte da simulação contendo o arranjo PV, o filtro de entrada, o conversor Boost e o controle com algoritmo MPPT.

Pode-se observar da figura, além do arranjo de módulos fotovoltaicos apresentado na seção 4.2, o conversor *Boost*, seu controle através do algoritmo MPPT e da comparação com uma onda dente de serra de 15360 Hz, e as medições

de corrente e tensão necessárias ao cálculo do ponto de operação. Note que o valor 15360 Hz da portadora foi escolhido de forma a configurar um período múltiplo do passo de simulação do modelo  $T_s$ , dado pela equação (4.1) ( $128 \times T_s = 1/15360$  Hz). Nesta equação,  $f = 60$  Hz refere-se à frequência da rede de distribuição elétrica e  $N_{sen} = 2^{15}$  refere-se ao número de amostras desejado em cada ciclo/período desta senóide.

$$T_s = \frac{1}{f \times N_{sen}} = \frac{1}{60 \times 2^{15}} = 5,0863 \times 10^{-7} s \quad (4.1)$$

Na Figura 4.10, o bloco controle MPPT possui a lógica do algoritmo de rastreamento de máxima potência implementada. Este tem como parâmetros de entrada a tensão medida do arranjo, a corrente medida do arranjo, o tamanho desejado para o passo de incremento  $\Delta D$  do ciclo de trabalho a cada iteração do MPPT, e o método MPPT selecionado para o controle.

A saída do bloco controle MPPT é a modulante a ser comparada com a portadora dente-de-serra de 15360 Hz, gerando assim a modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) que comanda a abertura/fechamento da chave do *Boost*. Portanto, é através do ciclo de trabalho  $D$  do conversor *Boost* que se desloca o ponto de operação dos módulos para o MPP.

Percebe-se da Figura 4.10 que a corrente e a tensão medidas são amostradas há uma determinada taxa através dos blocos Seguradores de Ordem Zero (ZOH – *Zero Order Hold*), o que permite a discretização dessas grandezas para processamento digital em um sistema real. A taxa com a qual se amostra a tensão e a corrente do arranjo fotovoltaico afeta o desempenho do MPPT, pois caso sejam subdimensionadas diminuem a resolução da medição, podendo fazer com que o algoritmo MPPT de controle não enxergue todas as variações relevantes das grandezas elétricas, levando à diminuição da eficiência do algoritmo devido à falta de ajuste mediante a variações rápidas. Em contrapartida, uma amostragem superdimensionada permite que o *ripple* de chaveamento da corrente/tensão seja levado em conta na tomada de decisão de incremento do algoritmo MPPT, ou seja, este incrementa/decrementa o ciclo de trabalho baseado em uma variação das oscilações em alta frequência, e não a uma eventual mudança do valor médio das grandezas, como deveria. Esse comportamento também gera ineficiência visto que

aumenta as oscilações do ciclo de trabalho e causa incrementos/decrementos em sentidos equivocados. A taxa de amostragem, portanto, dos ZOH e de trabalho dos componentes digitais do sistema tais como os controladores aqui simulados foi escolhida como sendo o dobro da frequência de chaveamento, ou seja,  $2 \times 15360 \text{ Hz} = 30720 \text{ Hz}$ , o que equivale a um período de amostragem  $T_{ZOH} = 64 \times T_S$ . Garantem-se assim duas amostragens em cada período de chaveamento de alta frequência, resultando na leitura das grandezas no valor médio do *ripple*.

Conforme já explicitado nos capítulos anteriores, o método de rastreamento do ponto de máxima potência pode ser baseado em diferentes algoritmos, cada qual com suas particularidades. O capítulo 3, seção 3.5, exemplifica e discursa sobre diferentes algoritmos. Os algoritmos Perturba & Observa, Condutância Incremental e Perturba & Observa Modificado são os utilizados nas simulações deste trabalho devido às suas características de desempenho e implementação. O algoritmo da Tensão Constante não é simulado neste projeto devido ao baixo desempenho e ao fato de não ser estritamente um MPPT.

#### 4.3.1 MPPT através do algoritmo do Perturba & Observa

Primeiramente, simula-se o sistema solar fotovoltaico com o algoritmo Perturba & Observa da Figura 3.3. O nível de irradiação solar simulado foi de  $1000 \text{ W/m}^2$  e a temperatura das células simulada foi de  $55^\circ\text{C}$ . Também se utilizou no barramento c.c. um capacitor grande o suficiente para mitigar os efeitos do segundo harmônico devido à conversão c.c./c.a., de forma a tornar possível a posterior comparação das técnicas de rastreamento em termos também de oscilação em regime permanente.

Os aspectos mais interessantes a serem observados na simulação dos métodos são a resposta dinâmica e a oscilação em regime permanente. A Figura 4.11 mostra o comportamento do sistema e resposta transitória na inicialização com o MPPT P&O, em termos de corrente, tensão e potência. Mostra também a modulante do ciclo de trabalho da chave do conversor *Boost*, onde foram usados dois diferentes valores para o passo de incremento do *duty cycle*  $\Delta D$ .

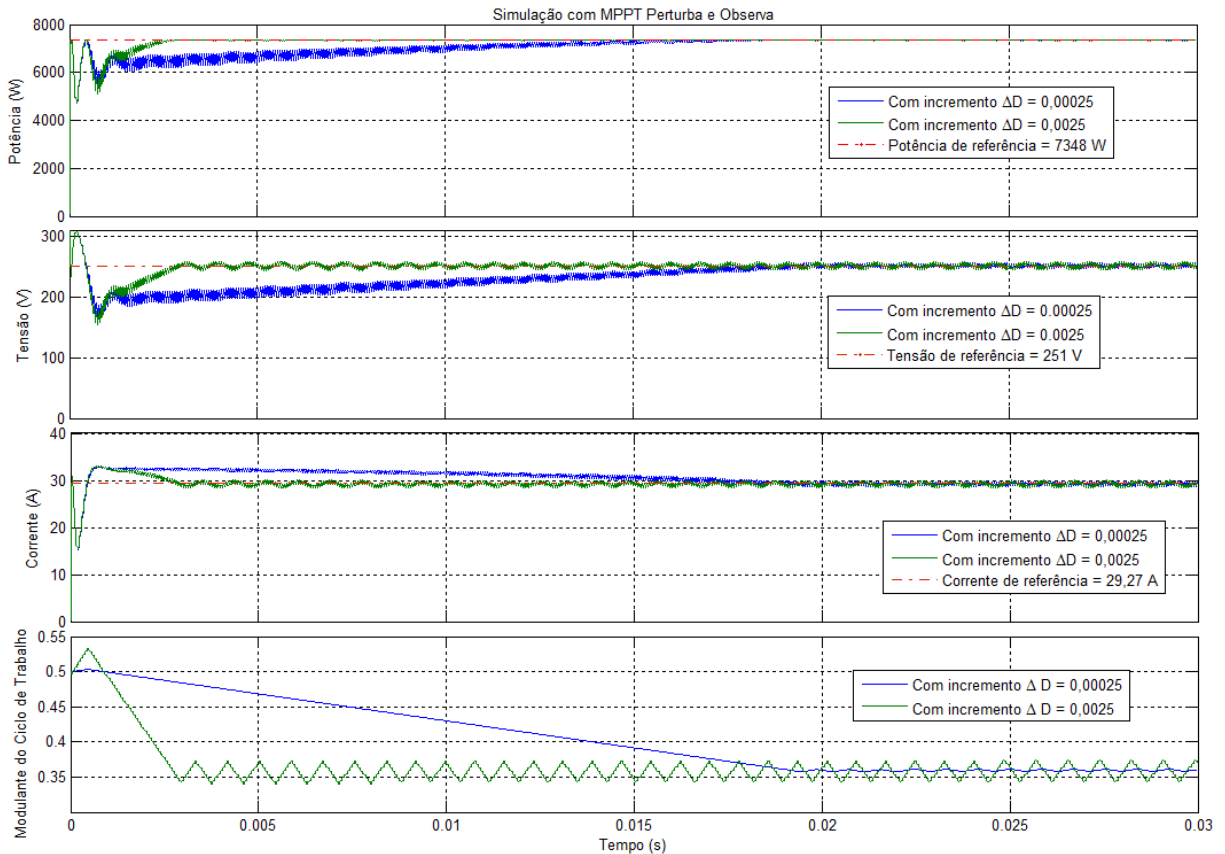


Figura 4.11: Potência, tensão, corrente e modulante do ciclo de trabalho simulados na inicialização do sistema PV utilizando o MPPT Perturba & Observa.

Pode-se observar da Figura 4.11 que as grandezas elétricas na inicialização do sistema levam em torno de 20 ms para estabilizar (pouco mais do que um ciclo de senóide da rede) nos valores finais utilizando o P&O com um incremento de 0,00025 a cada iteração, e apenas aproximados 3 ms (inferior a 1/5 do período da rede) utilizando um incremento 10 vezes maior (0,0025), ou seja, o último é 6,7 vezes mais rápido do que anterior, exibindo um desempenho dinâmico bem superior. O compromisso, naturalmente, reside nas oscilações em regime permanente.

A Figura 4.12 mostra novamente a potência e o ciclo de trabalho simulados com o perturba & observa, porém, ampliados após atingirem o regime permanente. Nesta figura percebe-se claramente a diferença na amplitude das oscilações em regime permanente ao se variar o tamanho do incremento da modulante do ciclo de trabalho. Para evidenciar ainda mais essa diferença, e ao mesmo tempo reafirmar que a simulação está trabalhando de fato no ponto de máxima potência, a Figura 4.13 reinterpreta as oscilações da Figura 4.12 sobre as curvas características do arranjo de módulos solares.

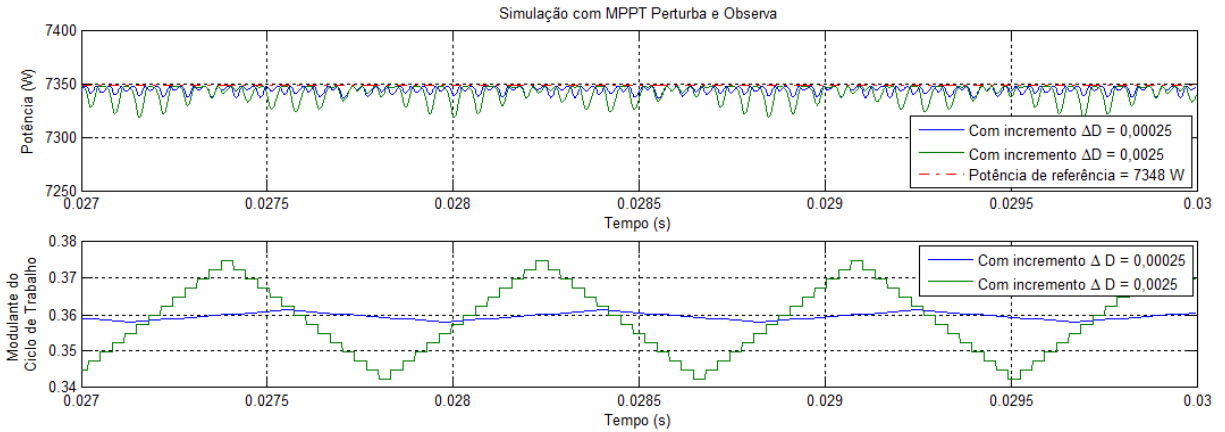


Figura 4.12: Potência e modulante do ciclo de trabalho do sistema PV simulados com o P&O – ampliação no regime permanente.

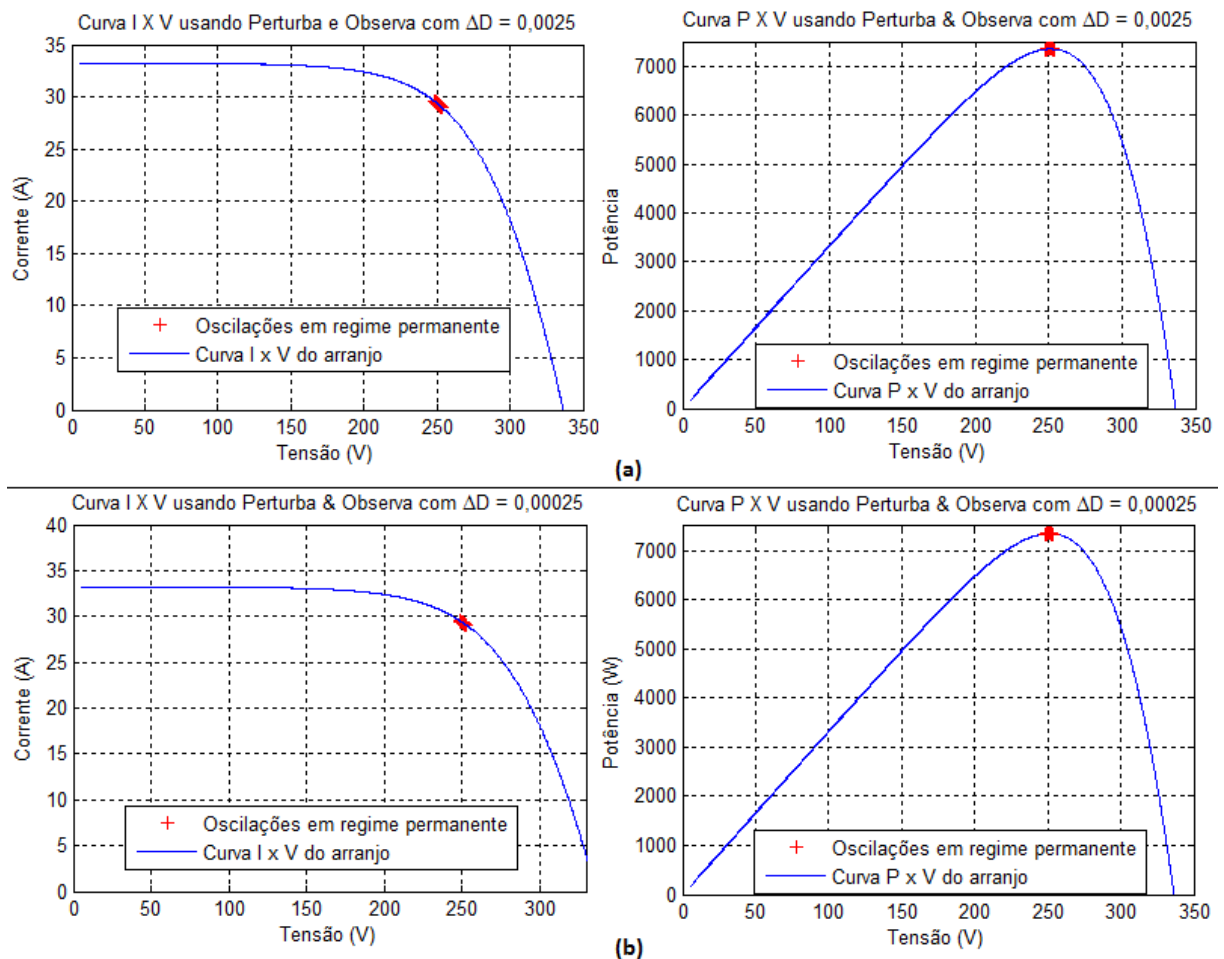


Figura 4.13: Oscilações em regime permanente nas curvas características utilizando o MPPT Perturba & Observa com (a)  $\Delta D = 0,0025$  e (b)  $\Delta D = 0,00025$ .

Pela Figura 4.13 pode-se observar que a utilização do tamanho de incremento inferior (0,00025) realmente leva a oscilações menores de potência em regime

permanente, confirmando aquilo já apresentado na Figura 4.12. Entretanto, nota-se que, em termos de valores absolutos das grandezas, a oscilação é bastante reduzida mesmo ao se utilizar o incremento  $\Delta D$  um pouco maior (de 0,0025), sendo durante todo o regime permanente inferior a 0,5%. Dessa forma, deve haver um compromisso, considerando a aplicação e disponibilidade de luz solar (tanto tempo e taxa de variação quanto intensidade), entre o desempenho dinâmico desejado e a variação em regime permanente requerida.

### 4.3.2 MPPT através do algoritmo da Condutância Incremental

Realiza-se como passo seguinte a simulação do método da Condutância Incremental da Figura 3.4 como algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência. Os parâmetros de simulação são os mesmos utilizados na seção anterior para o método P&O, com a adição do parâmetro de tolerância em regime permanente  $\Delta W$  (vide seção 3.5.3), escolhido propositalmente como 0,05 através de ajuste por simulação para obtenção de resultados interessantes para discussão.

A Figura 4.14 exhibe o transitório de inicialização das grandezas elétricas simuladas para o algoritmo CondInc. Nota-se da figura que em termos de comportamento dinâmico, o desempenho simulado do CondInc é na realidade bem semelhante ao do P&O visto na Figura 4.11, salvo pela convergência um pouco mais rápida do primeiro (mas ainda sim bem próxima) do que os 3 ms ( $\Delta D = 0,0025$ ) e 20 ms ( $\Delta D = 0,00025$ ) apresentados pelo Perturba & Observa, como se se pode observar com mais facilidade pela curva da modulante. Esse comportamento é natural, uma vez que o ponto inicial é o mesmo e o tamanho do incremento também, resultando no mesmo sentido de deslocamento da modulante e com o mesmo passo.

A grande diferença entre os algoritmos está, entretanto, nas oscilações de regime permanente. Fica claro ao comparar as Figuras 4.14 e 4.11 que as oscilações da modulante do ciclo de trabalho e, conseqüentemente, das grandezas elétricas, são bem inferiores em amplitude para o CondInc. Isso fica mais evidente ainda ao analisar-se a Figura 4.15, que mostra em destaque as grandezas no regime permanente.

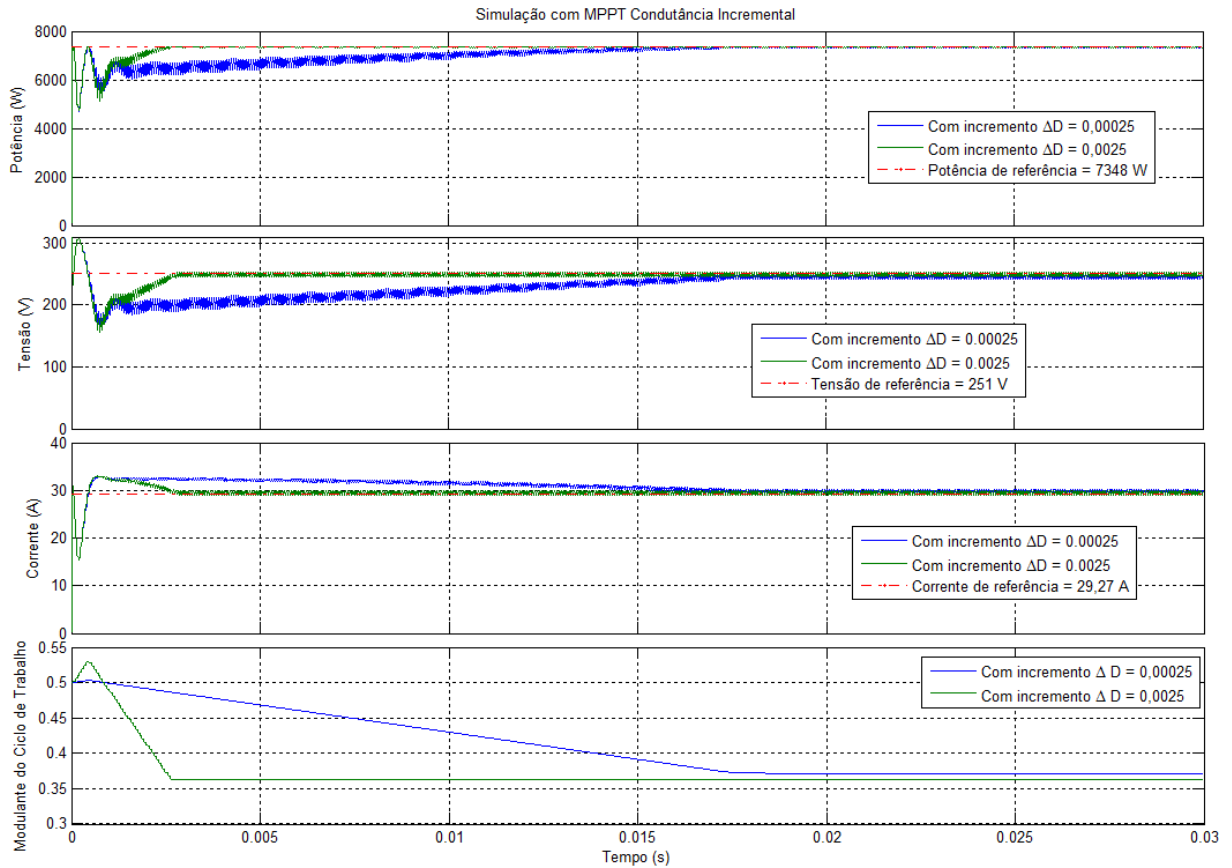


Figura 4.14: Potência, tensão, corrente e modulante do ciclo de trabalho simulados na inicialização do sistema PV utilizando o MPPT Condutância Incremental.

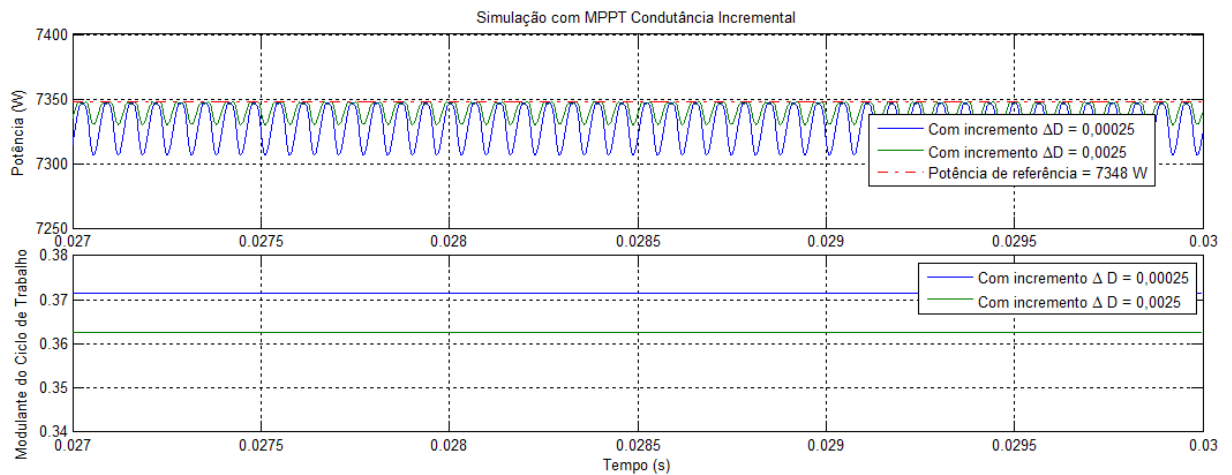


Figura 4.15: Potência e modulante do ciclo de trabalho do sistema PV simulados com o CondInc – ampliação no regime permanente.

Pode-se claramente visualizar da modulante do *Duty Cycle* na Figura 4.15 que, ao atingir o regime permanente, não há mais incrementos e o ciclo de trabalho fica constante para o CondInc, ao contrário do que ocorre na Figura 4.12 (com

algoritmo P&O) onde a modulante fica oscilando em torno do MPP conforme inerente à técnica do Perturba e Observa. Nota-se também da Figura 4.15 que a potência não oscila como a da 4.12, ou seja, o valor médio mantém-se o mesmo durante o regime, pois não se altera o ponto de trabalho.

Percebe-se ainda da Figura 4.15 que existe um erro em regime permanente para a potência e que este é diferente para os dois casos de valores não coincidentes de incremento, uma vez que o ponto de estado estacionário da modulante é diferente para cada caso. Isso se deve à tolerância introduzida pelo parâmetro  $\Delta W$ , que permite considerar-se operação no ponto de máxima potência com um pequeno desvio para compensar a não ocorrência da condição (3.5) em sistemas reais. Na Figura 4.15, a simulação com incremento menor acabou resultando em erro em estado estacionário maior, pois o incremento reduzido fez com que o MPPT atingisse a faixa de erro permissível em um ponto mais distante do verdadeiro MPP do que para o outro caso, onde o passo estendido fez com que a transição da faixa proibida para a permitida tivesse um ponto final posicionado mais próximo do ponto ótimo.

### **4.3.3 MPPT através do algoritmo Perturba & Observa Modificado**

O último algoritmo com o qual se simula o sistema é o algoritmo Perturba & Observa Modificado, apresentado na seção 3.5.4. Os parâmetros de simulação se mantêm os mesmos das duas últimas seções, porém, conforme já comentado, o método mP&O exige um parâmetro extra: O ganho  $G$  da equação (3.6). Esse ganho deve ser ajustado empiricamente, ou, no caso deste trabalho, por simulação. Portanto, simulou-se o funcionamento do sistema usando o mP&O com diferentes valores de  $G$ .

A Figura 4.16 mostra a curva de resposta dinâmica da potência e da modulante do ciclo de trabalho, para os vários  $G$ , quando aplicado um degrau de nível de irradiação solar de  $1000 \text{ W/m}^2$  para  $600 \text{ W/m}^2$ . Percebem-se desta figura as diferentes dinâmicas e qualidades em regime permanente. É notável das curvas da modulante do ciclo de trabalho que um ganho  $G = 0,0005$  apresenta uma dinâmica consideravelmente oscilatória e que os ganhos menores possuem dinâmica

claramente mais lenta. O ganho  $G = 0,00025$  parece demonstrar uma dinâmica ágil com uma oscilação sustentável.

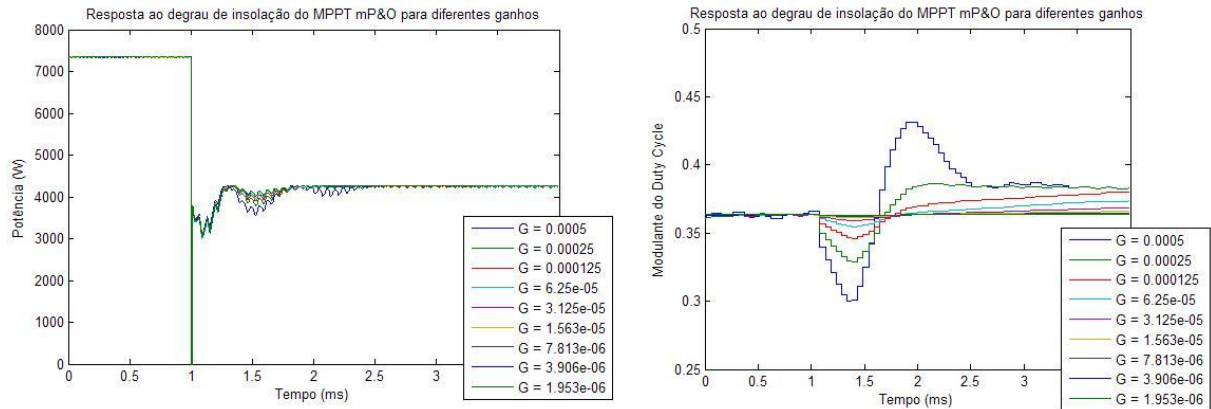


Figura 4.16: Resposta dinâmica da potência e modulante do ciclo de trabalho para vários  $G$  com MPPT mP&O, mediante degrau de  $\lambda=1000 \text{ W/m}^2$  para  $\lambda=600 \text{ W/m}^2$ .

No intuito de analisar melhor o comportamento da potência, a Figura 4.17 apresenta a primeira curva da Figura 4.16 ampliada na etapa transitória e permanente das curvas de potência.

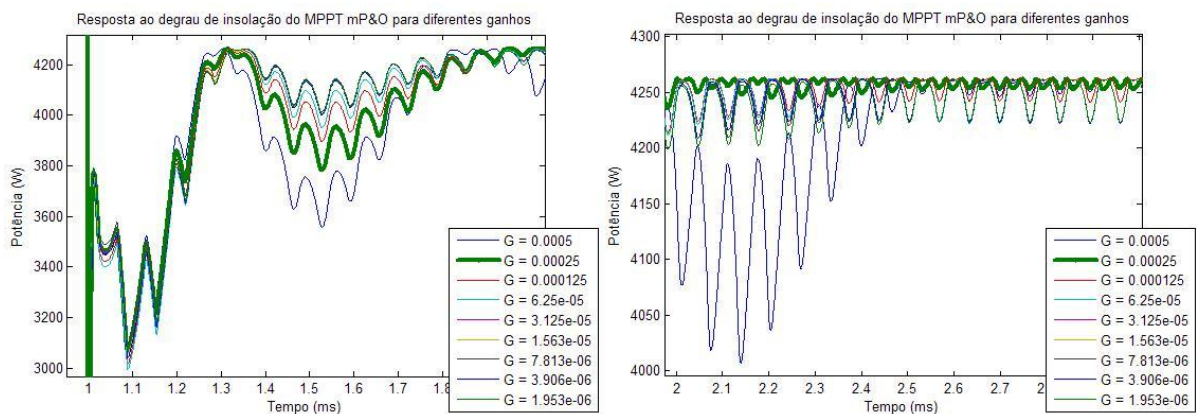


Figura 4.17: Destaques da curva de potência para os vários  $G$  usando o MPPT mP&O, mediante degrau de  $\lambda=1000 \text{ W/m}^2$  para  $\lambda=600 \text{ W/m}^2$ .

Fica evidente dessa figura que o ganho  $G = 0,00025$  é a escolha mais apropriada dentre as apresentadas para o método, visto que resulta na menor oscilação em regime permanente e em uma resposta transitória rápida, com um nível de oscilação aceitável. Valores de ganho superiores a  $0,0005$  simulados

levaram à instabilidade do sistema e conseqüente não-convergência ao ponto de máxima potência.

Utilizando-se, portanto, o ganho  $G = 0,00025$  para o algoritmo, simulou-se o sistema com o mP&O. A Figura 4.18 apresenta o transitório de inicialização das grandezas elétricas.

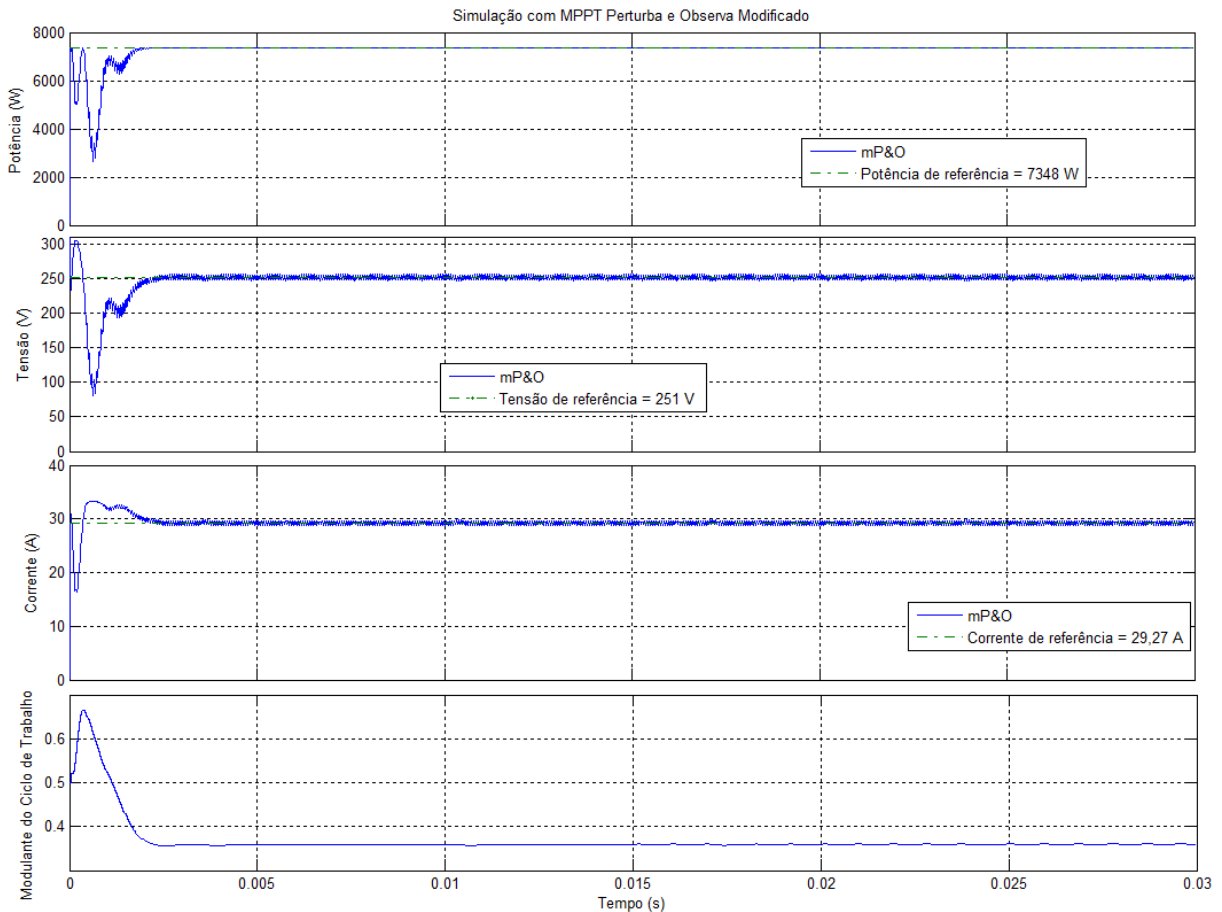


Figura 4.18: Potência, tensão, corrente e modulante do ciclo de trabalho simulados na inicialização do sistema PV com MPPT mP&O,  $G = 0,00025$ .

Fica evidente da figura que o sistema, saindo do repouso, atinge o regime permanente mais rapidamente com o algoritmo Perturba & Observa Modificado do que com os outros dois métodos anteriores (mesmo quando estes usaram o incremento menor  $\Delta D = 0,00025$ ), chegando nesse estado após 2,2 ms. Não obstante, o algoritmo apresentou excepcional desempenho também em regime permanente, conforme se pode notar com mais destaque na Figura 4.19.

A Figura 4.19, ao ser comparada com as Figuras 4.15 e 4.12, não deixa dúvidas que usando o algoritmo mP&O a potência teve maior sucesso em alcançar e

se manter no MPP em regime permanente, uma vez que não apresentou erro em estado estacionário como para o CondInc e nem oscilações grandes como para o P&O.

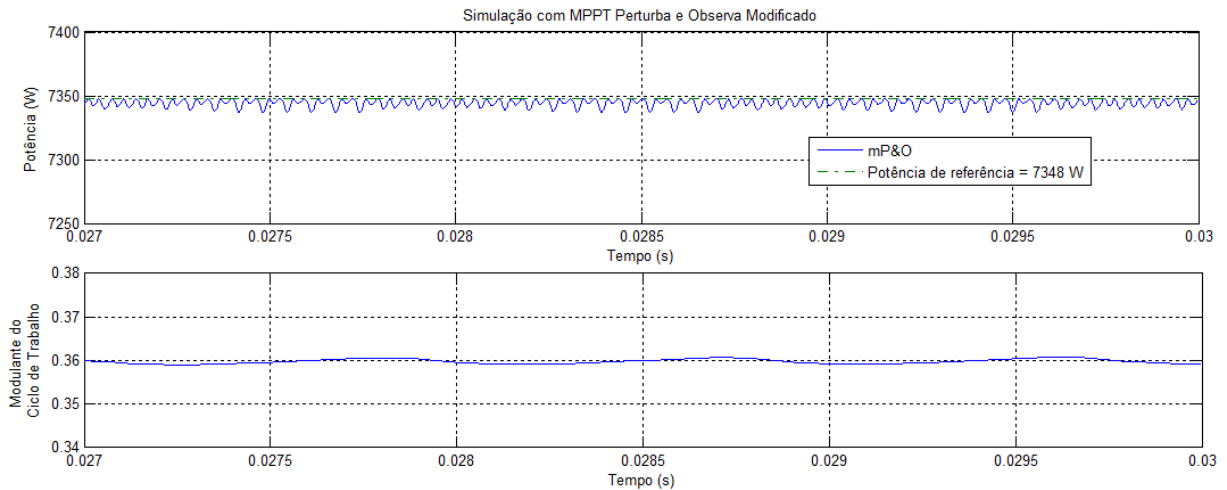


Figura 4.19: Potência e modulante do ciclo de trabalho do sistema PV simulados com o mP&O,  $G = 0,00025$  – ampliação no regime permanente.

O Algoritmo Perturba & Observa Modificado, portanto, demonstrou o melhor desempenho entre as técnicas MPPT simuladas tanto em resposta dinâmica como em regime permanente, o que é característica inerente do método.

#### 4.3.4 Comparação simultânea dos algoritmos simulados

Com os resultados de simulações apresentados nas três últimas seções, já foi possível discursar sobre as vantagens e desempenho de cada método. Foi possível determinar que o método do Perturba & Observa Modificado convergiu mais rapidamente do que os outros dois para o ponto de máxima potência, bem como que sua performance em estado também se destacou.

Entretanto, no intuito de verificar de forma simultânea o desempenho dos três algoritmos em se adaptar a variações climáticas, rastreando o novo ponto de regime, submeteu-se o sistema simulado com as três técnicas a uma variação de irradiação solar consistindo em dois degraus: o primeiro de  $1000 \text{ W/m}^2$  para  $300 \text{ W/m}^2$  no tempo de simulação  $t = 10 \text{ ms}$ , e o segundo de  $300 \text{ W/m}^2$  para  $800 \text{ W/m}^2$  em  $t = 20 \text{ ms}$ , onde a temperatura permanece constante em  $55^\circ\text{C}$ . Para esta temperatura, a

máxima potência com  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$  é a já apresentada  $P_{m\acute{a}x} = 7348 \text{ W}$ , e para  $\lambda = 300 \text{ W/m}^2$  e  $\lambda = 800 \text{ W/m}^2$  tem-se respectivamente  $P_{m\acute{a}x} = 1992 \text{ W}$  e  $P_{m\acute{a}x} = 5804 \text{ W}$ .

Vale ressaltar que as variações reais de insolação não consistem em degraus e sim em senóides em função da posição do sol (salvo em situações de sobreamento, onde a posição das nuvens é dada por sistema caótico e a taxa de redução de  $\lambda$  depende da densidade destas), e são geralmente muito mais lentas do que como estão sendo simuladas aqui. Portanto, o perfil de variação usado é exclusivamente para testar a eficácia comparativa dos MPPT. Os parâmetros de simulação dos algoritmos foram, conforme aplicável,  $\Delta D = 0,0025$ ,  $G = 0,00025$  e  $\Delta W = 0,04$ . A Figura 4.20 mostra os resultados da simulação em termos da potência do arranjo e da modulante do *duty cycle* em função do tempo.

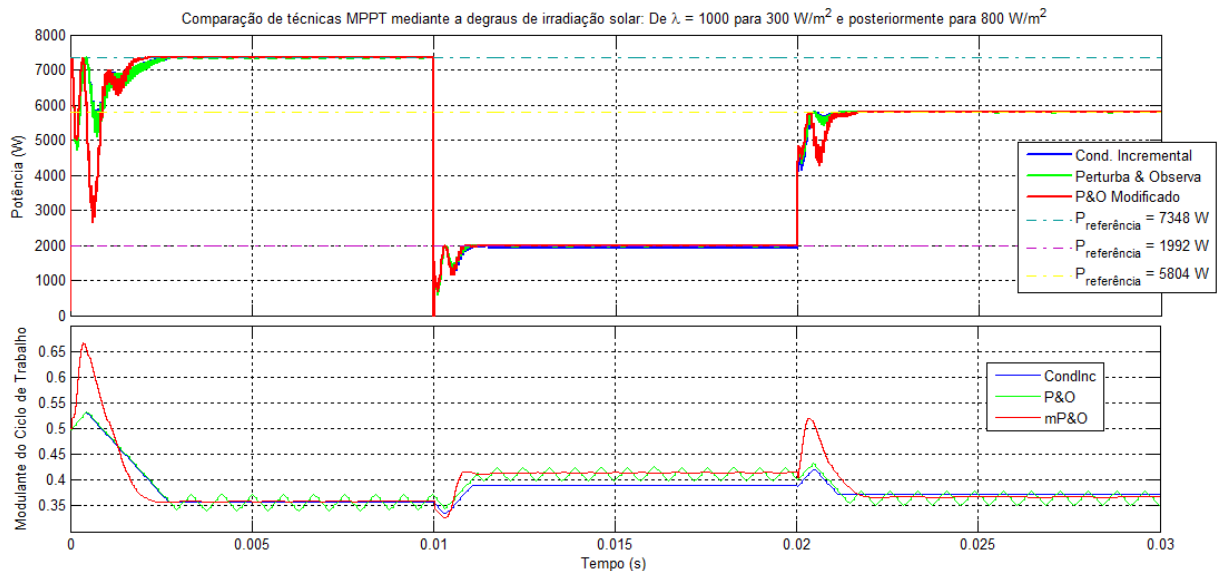


Figura 4.20: Comparação entre as técnicas MPPT mediante variação da irradiação solar.

É possível observar da figura que os três métodos foram capazes de rastrear em tempo hábil os novos pontos de máxima potência mediante variações climáticas. Assim como nas seções anteriores, o método Perturba & Observa Modificado apresentou dinâmica mais rápida na inicialização, enquanto o Condutância Incremental e o Perturba & Observa convencional mostraram desempenho semelhante nessa etapa. Percebe-se que o mesmo ocorre na transição de  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$  para  $\lambda = 300 \text{ W/m}^2$ , onde o mP&O novamente chega a regime primeiro. Para o degrau para  $\lambda = 800 \text{ W/m}^2$ , entretanto, o Perturba & Observa Modificado chega mais lentamente que os outros métodos no novo ponto de operação, o que se deve,

conforme já comentado, à dependência sensível do método às condições iniciais. Ao observar o comportamento da modulante do *duty cycle* com cada algoritmo, claramente percebe-se a característica oscilatória em torno do MPP do P&O e o erro em regime permanente do CondInc devido à tolerância em regime permanente. O mP&O mostra novamente o melhor desempenho.

Essas constatações podem ser novamente confirmadas na Figura 4.21, que possui ampliações de trechos de descida e subida, e do regime permanente da Figura 4.20.

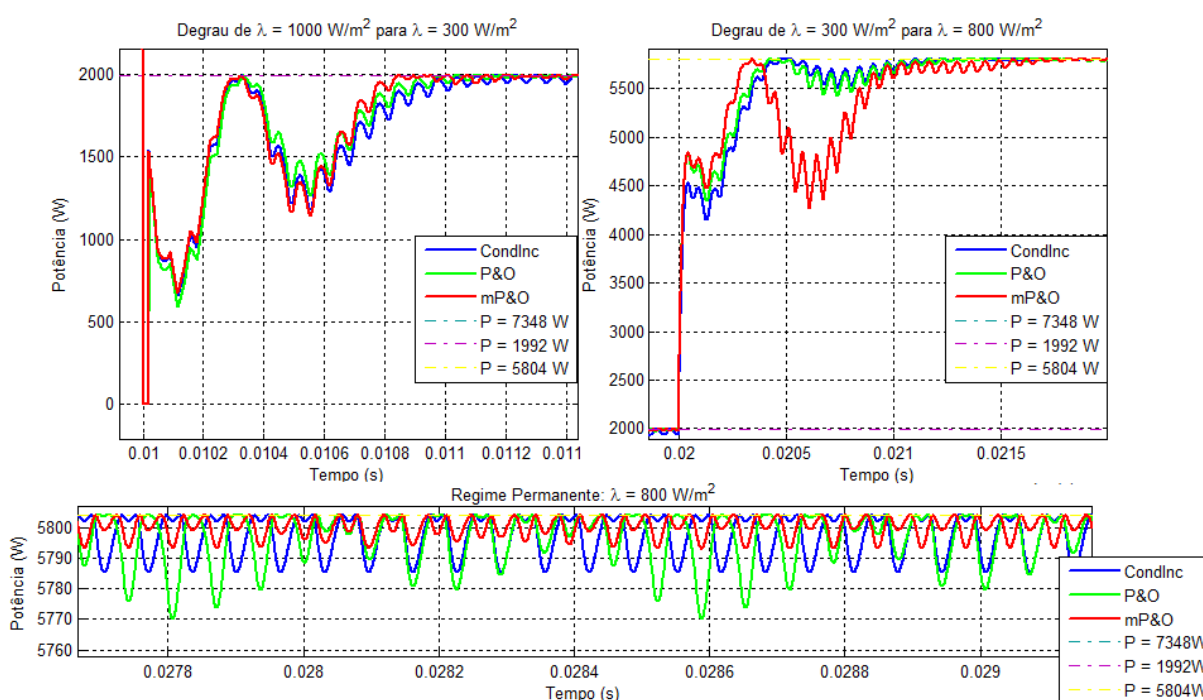


Figura 4.21: Ampliação de trechos selecionados da Figura 4.20 para os algoritmos MPPT simulados.

A Figura 4.21 mostra que o comportamento dinâmico do Perturba & Observa Modificado é em geral mais agressivo do que dos outros dois algoritmos, o que se deve ao seu ganho variável, que é conseqüentemente maior no momento do transitório. Vê-se também com mais detalhe que, em regime permanente, a potência apresentou um valor médio oscilante usando o Perturba & Observa convencional e um pequeno erro no valor médio com o Condutância Incremental, sendo desta forma mais fiel à referência com o mP&O.

#### 4.4 INVERSOR E PARALELISMO COM A REDE ATRAVÉS DO CONTROLE DE INJEÇÃO DE CORRENTE

O estágio seguinte no sistema fotovoltaico simulado consiste em realizar a conversão das grandezas contínuas do barramento c.c., após o MPPT, em corrente alternada, controlando a saída de forma a realizar o paralelismo com a rede elétrica. Para tanto, é necessário a utilização de um inversor, um filtro, e medidores da tensão do capacitor do barramento c.c., da rede elétrica e da corrente no indutor do filtro que se encontra na saída do inversor. A Figura 4.22 mostra o diagrama esquemático da parte da simulação do sistema PV voltada para a inversão e paralelismo com a rede.

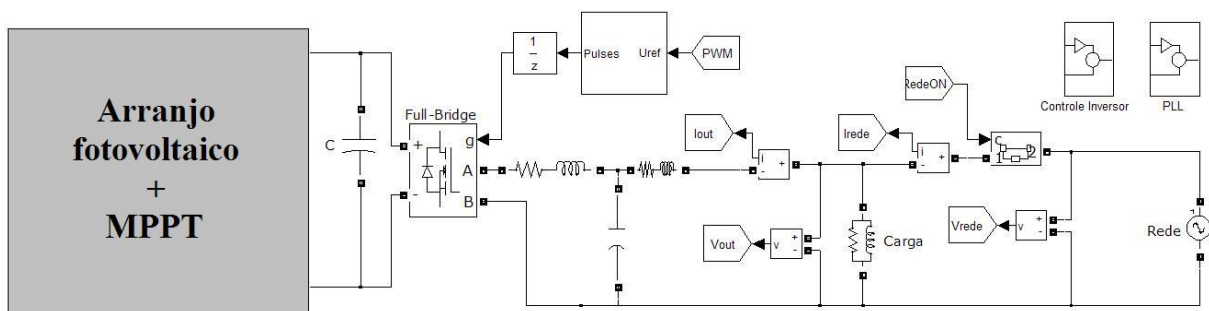


Figura 4.22: Diagrama esquemático da inversão e paralelismo com a rede, simulados para o sistema fotovoltaico.

O objetivo principal do paralelismo com a rede de distribuição elétrica é permitir a transferência da potência captada pelos módulos fotovoltaicos a esta. Portanto, a potência entregue ao barramento c.c. pelos arranjos solares em conjunto com o MPPT deve ser realocada diretamente em sentido à rede ou eventuais cargas acopladas desde que a rede esteja ligada. Desta forma, é necessário controlar o sistema de forma a garantir que toda a potência sendo injetada no barramento de corrente contínua seja encaminhada para a saída, impedindo assim o aumento contínuo da tensão deste barramento através da carga do capacitor. Para tanto, realiza-se o controle não somente da corrente de saída do inversor, como da tensão do capacitor no barramento c.c.

#### 4.4.1 Controle da tensão do barramento c.c. e da corrente de saída do inversor

A Figura 4.23 apresenta a malha de controle simulada da tensão do barramento c.c., juntamente com a malha de controle de corrente do inversor integrada. Conforme já mencionado, o valor escolhido de referência (390 V conforme seção 3.8.3) é comparado com a tensão realimentada medida no capacitor do barramento c.c., da qual o erro passa por um controlador PI. A ação de controle desse controlador é então alimentada à malha de corrente para o controle da corrente elétrica de saída do inversor.

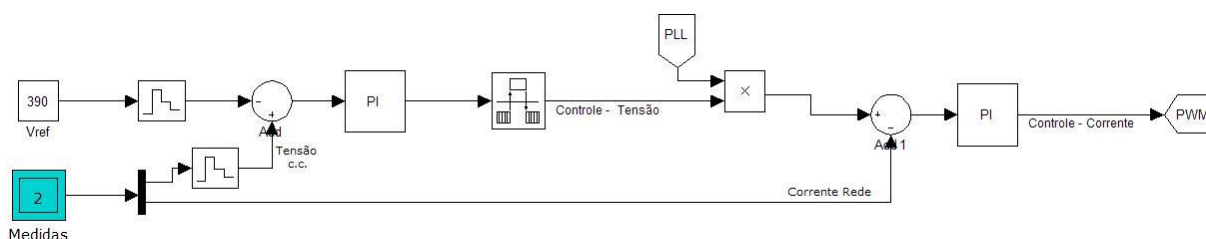


Figura 4.23: Malhas simuladas de controle da tensão do barramento c.c. e da corrente de saída do inversor.

A amplitude da corrente de referência a ser aplicada pelo conversor é portanto fornecida pela malha de controle da tensão do barramento c.c. conforme indica a Figura 4.23. Esse valor é multiplicado pela senóide unitária em sincronismo com a rede elétrica fornecida pelo PLL monofásico, criando-se a corrente de referência a ser comparada com a corrente na saída do inversor. O erro obtido passa por um controlador (na Figura 4.23, um PI por exemplo), cuja ação de controle é a modulante do PWM que comanda as chaves do inversor, ou seja, é comparada com a portadora com frequência de 15360 Hz.

Conforme já descrito na seção 3.8.3.1, a conversão c.c./c.a. introduz uma componente de 2<sup>o</sup> harmônico na tensão do barramento c.c. que resulta em uma componente de 3<sup>o</sup> harmônico na referência da malha da corrente de saída do inversor, a qual precisa ser eliminada com as técnicas propostas na seção anterior a fim de manter a distorção harmônica da corrente injetada na rede dentro dos padrões de norma. Portanto, foram simuladas diferentes abordagens para solucionar o problema da componente harmônica de 2<sup>a</sup> ordem na tensão do capacitor.

A Figura 4.24(a) mostra a forma de onda da corrente injetada na rede (na saída do inversor, após o filtro de saída) simulada para um nível de irradiação solar de  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$  e uma temperatura de operação  $55^\circ\text{C}$ , quando não foi tomada nenhuma providência para suprimir o 3º harmônico desta grandeza e utilizou-se um controlador PI também na malha de corrente. A Figura 4.24(b), por sua vez, mostra a resposta em frequência desta corrente simulada. O espectro na frequência foi obtido através de uma Transformada Rápida de Fourier (*FFT – Fast Fourier Transform*). A forma de onda da corrente deixa evidente a existência de distorção devido a harmônicos sobrepostos à fundamental, o que é confirmado pela FFT, onde nota-se que a presença da componente harmônica de 3ª ordem é bem significativa, correspondendo a 5,58% do valor da fundamental, e que a Taxa de Distorção Harmônica Total é de  $\text{THD} = 5,61\%$ . O valor da corrente fundamental é de  $32,14 \text{ A}_{\text{rms}}$  /  $45,46 \text{ A}_{\text{pico}}$ .

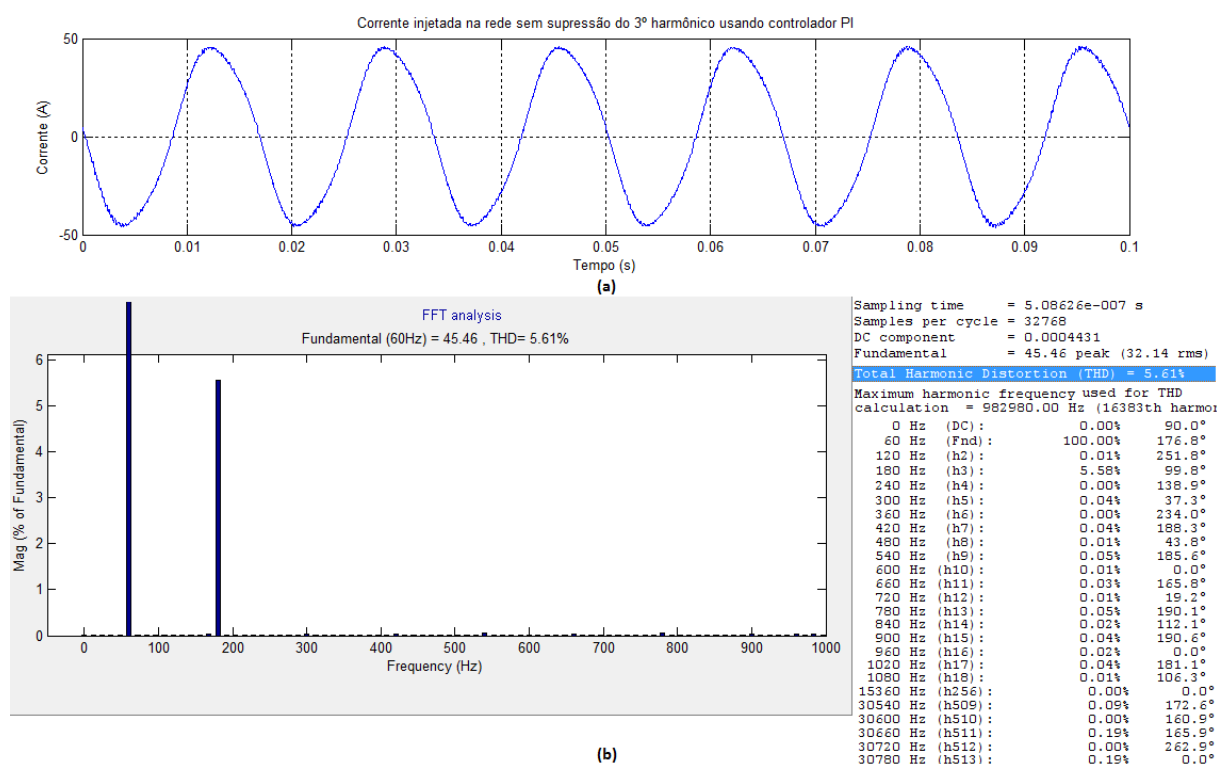


Figura 4.24: (a) Forma de onda e (b) FTT da corrente injetada na rede com PI para  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$  e  $T = 55^\circ\text{C}$ , sem supressão do 3º harmônico.

Pode-se notar ainda na Figura 4.24(b) o comportamento característico de chaveamento PWM a três níveis, onde aparecem harmônicos (em pequeno valor,

devido à filtragem) nos arredores do dobro da frequência de chaveamento (30720 Hz), e não aparecem na frequência de chaveamento em si (15360 Hz).

A corrente injetada da Figura 4.24 não satisfaz os requisitos de distorção harmônica da norma IEC 61727 tanto em termos da THD, que deve ser inferior a 5%, quanto em termos de 3º harmônico, que deve ser inferior a 4%. Portanto, para suprimir a componente harmônica de 180 Hz (e melhorar consequentemente a THD), são utilizados na simulação os métodos propostos na seção 3.8.3.1.

#### 4.4.2 Supressão do 3º harmônico – Capacitor do barramento c.c.

A técnica mais direta e simples para suprimir o 3º harmônico da corrente, conforme já comentado, é aumentando o capacitor do barramento c.c. para atenuar a componente de 120 Hz da tensão. A Figura 4.25 mostra a tensão simulada no barramento c.c. utilizando o capacitor de 1,2 mF calculado de acordo com o projeto no Apêndice A juntamente com esta mesma grandeza utilizando-se um capacitor 5 vezes maior (6,0 mF) e outro 10 vezes maior (12 mF). Pode-se notar claramente a diminuição da amplitude da componente de 2º harmônico com o aumento da capacitância.

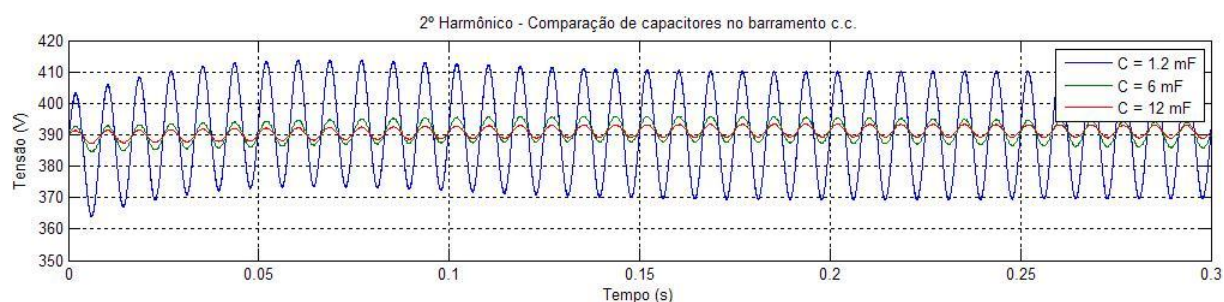


Figura 4.25: Tensão simulada no barramento c.c. para diferentes valores de capacitor deste barramento.

As Figuras 4.26(a) e (b) mostram respectivamente a corrente injetada na rede elétrica e sua FFT usando no barramento c.c. o capacitor de 6 mF. Nota-se uma componente harmônica de 3ª ordem de apenas 1,11 % da fundamental, muito reduzida em comparação àquela da Figura 4.24(b), onde se usou o capacitor de 1,2 mF. A THD também caiu para 1,31 % com a capacitância maior.

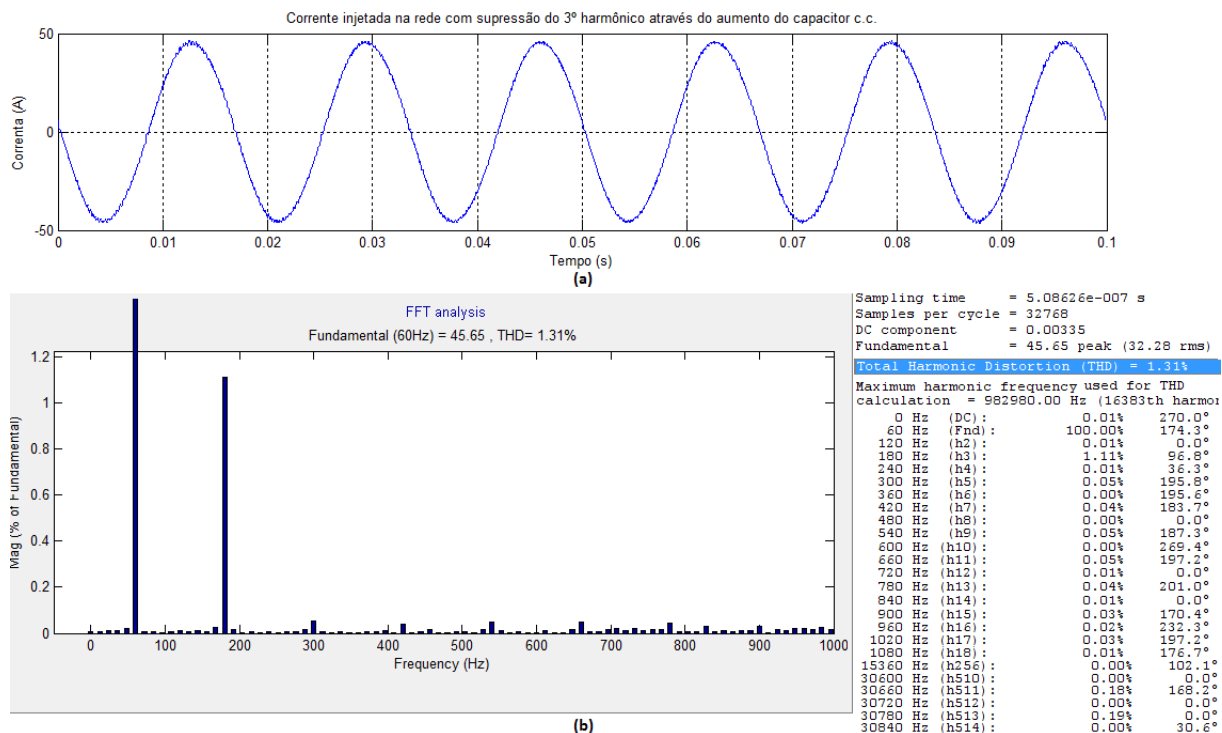


Figura 4.26: (a) Forma de onda e (b) FFT da corrente injetada na rede elétrica, usando capacitor c.c. de 6 mF e um controlador PI.

É evidente que o aumento da capacitância contorna o problema do conteúdo harmônico, estando em concordância com a norma com bastante folga. Entretanto, é um compromisso que deve ser feito levando-se em conta a resposta dinâmica, o tamanho, o peso, o custo e a confiabilidade do conversor de potência.

#### 4.4.3 Supressão do 3º harmônico – Taxa de amostragem da tensão

Outra maneira relatada na seção 3.8.3.1 de superar o problema do 2º harmônico na tensão do barramento de corrente contínua é através da amostragem sincronizada em 120 Hz dessa grandeza elétrica antes de compará-la com a referência na malha de controle. Esse método é aqui denominado de PI + ZOH.

A Figura 4.27 mostra a tensão de referência da malha de controle, a tensão do barramento c.c. e a tensão do barramento amostrada, ao realizar a simulação do sistema. Pode-se perceber da figura que a componente de 120 Hz não está presente na tensão amostrada, que é a tensão que de fato é utilizada pelo controle.

Pode-se perceber ainda que as amostragens são realizadas no cruzamento das oscilações com o valor médio, sendo portanto fiel à componente c.c. da tensão.

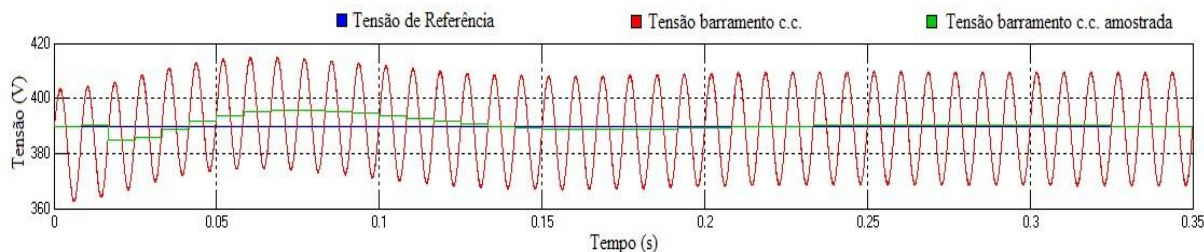


Figura 4.27: Curvas simuladas para as tensões de referência, contínua e amostrada do barramento c.c.

A Figura 4.28, por sua vez, mostra a ação de controle do controlador proporcional integral da malha de tensão com e sem a amostragem com o segurador de ordem zero. Nota-se da figura que a ação de controle com os ZOH não é oscilante com o 2º harmônico como anteriormente. Entretanto, tem seu valor alterado a uma frequência de 120 Hz, ficando incapaz de ajustes muito rápidos.

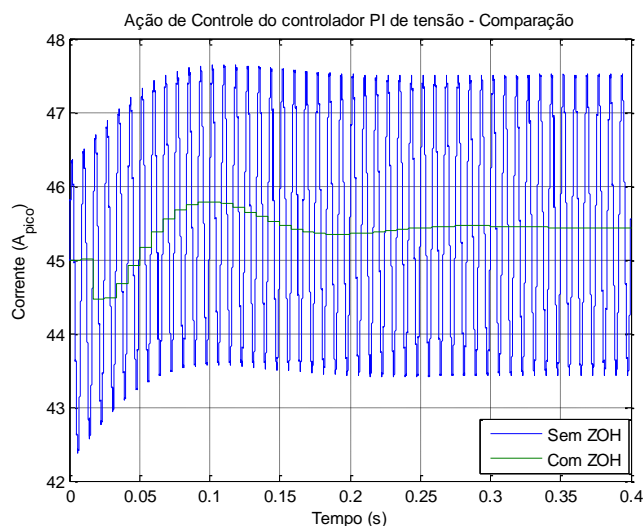


Figura 4.28: Ação de controle do controlador PI da malha de tensão com e sem a amostragem com o segurador de ordem zero.

As Figuras 4.29(a) e (b) mostram respectivamente a forma de onda e a FFT da corrente injetada na rede com a simulação usando a tensão do barramento amostrada sincronamente para o controle. A corrente apresentou uma componente de 3º harmônico de 0,34 %, ou seja, bem inferior ao caso sem providências (5,58 %

- Figura 4.24(b)) e inferior ainda ao caso com aumento do capacitor do barramento (1,11% - Figura 4.26(b)). Conseqüentemente, seu desempenho em suprimir o terceiro harmônico foi superior ao da solução anterior. A taxa de distorção harmônica total da corrente simulada seguiu o mesmo caminho, apresentando o menor valor até então, 0,74%.

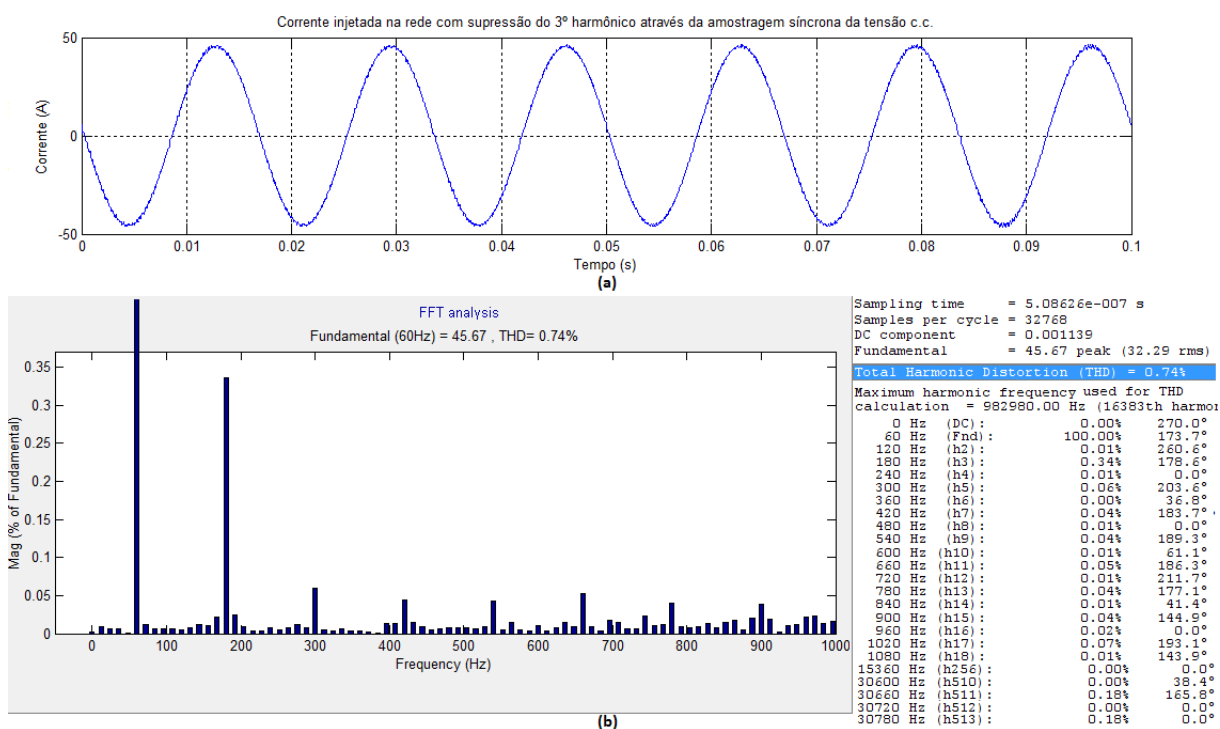


Figura 4.29: (a) Forma de onda e (b) FFT da corrente simulada injetada na rede com amostragem síncrona (120 Hz) da tensão c.c. para supressão do 3º harmônico na corrente.

#### 4.4.4 Supressão do 3º harmônico – Repetitivo Modificado

Conforme proposto e descrito na seção 3.8.3.1.3, pode-se utilizar um compensador repetitivo na malha de tensão para compensar a componente de 2º harmônico no erro do barramento de corrente contínua e assim mitigar o efeito do 3º harmônico na corrente de saída. Foi portanto realizada a simulação deste método onde a malha de controle simulada foi aquela da Figura 4.30. Nesta malha utilizam-se controladores PI para a corrente do inversor e tensão c.c., adicionando à malha desta última um compensador repetitivo digital tipo *plug in*.



As Figuras 4.32(a) e (b) mostram a forma de onda e a FFT da corrente injetada na rede utilizando-se o método do compensador repetitivo para supressão do 3º harmônico. A THD encontrada foi de apenas 1,76 %, muito inferior aos 5,61 % encontrados sem o compensador. O mesmo ocorre para a componente de 3º harmônico, igual agora a apenas 1,63 % em comparação aos 5,58 % sem o repetitivo. Esses valores satisfazem com bastante margem os requisitos da norma IEC 61727 em termos de conteúdo harmônico.

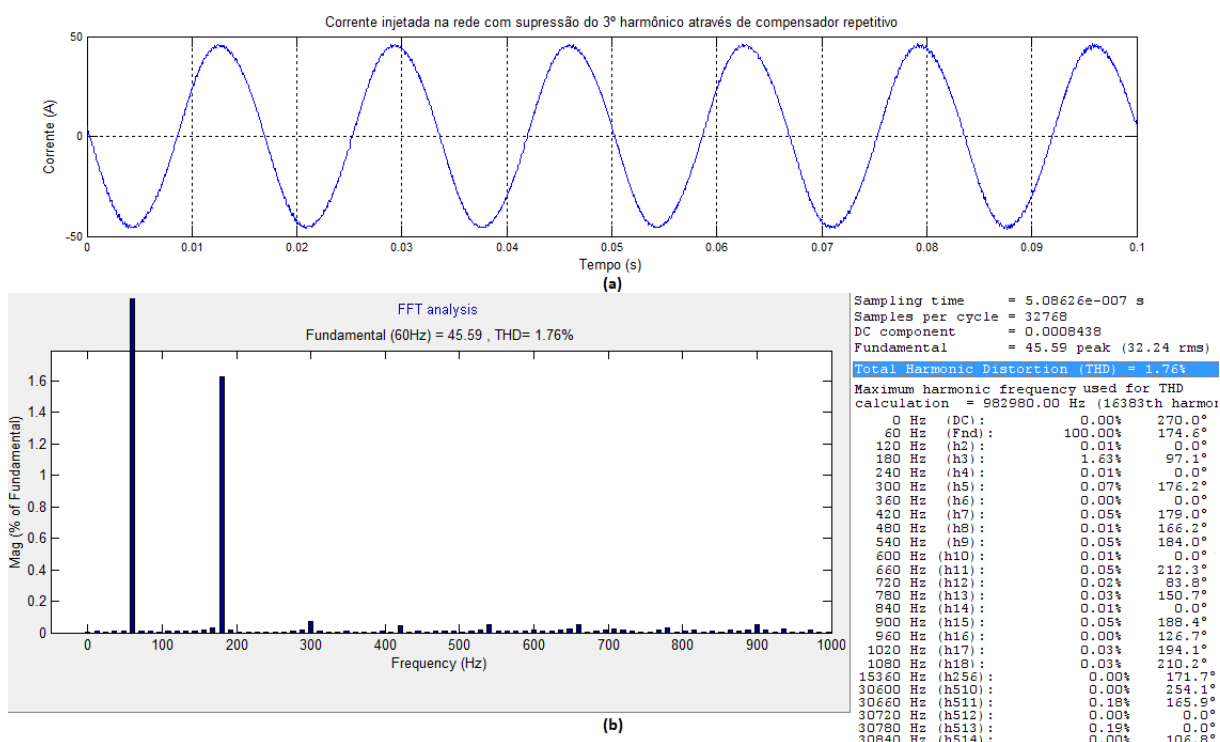


Figura 4.32: (a) Forma de onda e (b) FFT da corrente simulada injetada na rede com controle repetitivo para supressão do 3º harmônico.

#### 4.4.5 Supressão do 3º harmônico – Proporcional Ressonante

Diferente do que acontece com os métodos anteriores, a utilização do controlador proporcional ressonante não tem como único e principal objetivo suprimir o 3º harmônico de corrente proveniente do 2º harmônico da tensão, sendo este comportamento uma consequência de seu uso. Da mesma forma, enquanto os métodos anteriores atacam a componente de 120 Hz da tensão do barramento c.c., reduzindo assim também a componente de 180 Hz da corrente, o controlador

ressonante filtra de fato o 3º harmônico na malha de corrente, não agindo diretamente sobre a tensão c.c. A Figura 4.33 apresenta a malha simulada para o controle com compensador proporcional ressonante, onde os parâmetros  $n_0$ ,  $n_1$ ,  $n_2$ ,  $d_1$  e  $d_2$  do compensador têm seus valores derivados da digitalização da função de transferência da equação (3.9) através da transformada bilinear da equação (4.2), sendo  $T_{sp}$  o período de amostragem.

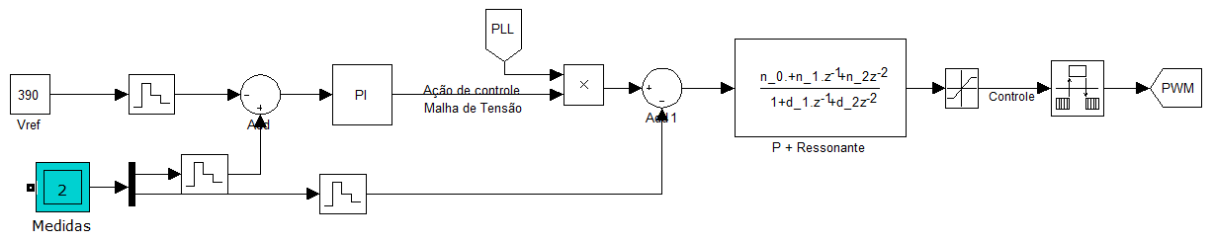


Figura 4.33: Malha de controle simulada com controlador P + Ressonante.

A forma de onda e FFT da corrente injetada na rede simulada com o compensador proporcional ressonante na malha de corrente podem ser vistas nas Figuras 4.34(a) e (b), onde nota-se uma THD de 2,27 % (contra os 5,61 % originais) e uma componente de 180 Hz de 2,17% (contra os 5,58 % originais).

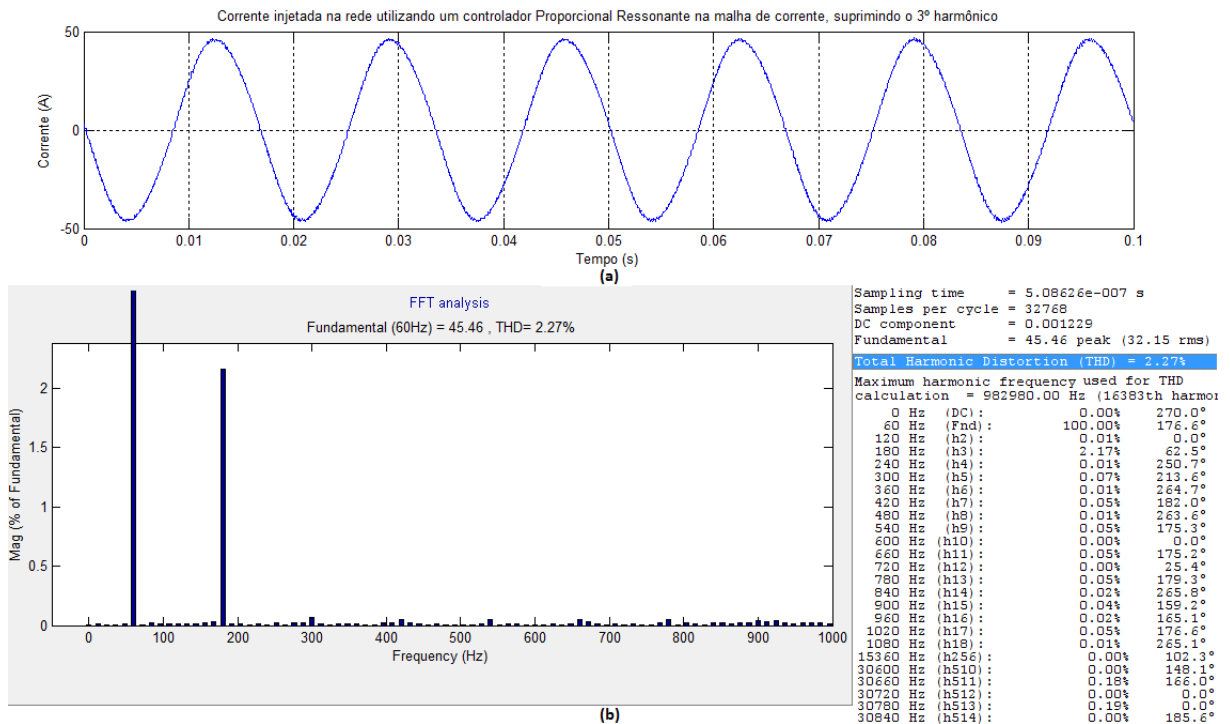


Figura 4.34: (a) Forma de onda e (b) FFT da corrente simulada injetada na rede com controle proporcional ressonante na malha de corrente.

$$s = \frac{2}{T_{sp}} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.2)$$

Os resultados obtidos com o compensador P + Ressonante são muito bons, uma vez que acarretam em uma grande redução do conteúdo harmônico total e de 180 Hz, mantendo-os com uma boa margem dentro dos limites da norma sem se tomar nenhuma providência diretamente na malha de tensão c.c. Em adição, o método ainda permite erro zero em 60 Hz, permitindo um fator de potência ótimo na saída.

#### 4.4.6 Resumo comparativo das técnicas de supressão

Com os resultados das simulações obtidos nas seções anteriores, pode-se visualizar o desempenho de cada um dos métodos de supressão do 3º harmônico da corrente injetada na rede, bem como foi possível discutir os pontos positivos e limitações de cada técnica. A Tabela VII apresenta um resumo dos resultados simulados obtidos com cada solução, em termos da taxa de distorção harmônica total, da componente DC, da fundamental de 60 Hz (pico e RMS) e da componente de 180 Hz (3º harmônico) da corrente injetada na rede.

Tabela VII: Resumo dos resultados simulados obtidos com os diferentes métodos de supressão do 3º harmônico.

Método	THD (%)	DC (%)	DC (mA)	Fundamental pico (A)	Fundamental RMS (A)	3º h (%)	3º h (A)
PI	5,61	0,00	0,443	45,46	32,14	5,58	2,54
PI + Capacitor	1,31	0,01	3,35	45,65	32,28	1,11	0,51
PI + ZOH	0,74	0,00	1,14	45,67	32,29	0,34	0,16
Repetitivo	1,76	0,00	0,844	45,59	32,24	1,63	0,74
P + Ressonante	2,27	0,00	1,23	45,46	32,15	2,17	0,99

Pode-se notar da tabela que no que concerne à distorção harmônica (total e de 180 Hz), todos os métodos empregados foram bem sucedidos em reduzir os índices para valores em concordância com a norma IEC 61727, e que a amostragem síncrona apresentou o melhor desempenho, seguida do aumento do capacitor, do

repetitivo e, por fim, do proporcional ressonante. Esse quesito, entretanto não é o único a ser avaliado.

Conforme já comentado, o aumento do capacitor do barramento c.c., apesar de seu excelente desempenho em termos de conteúdo harmônico, aumenta o FIT do conversor, diminui seu MTBF, aumenta o tamanho e peso, e piora a dinâmica do sistema.

A amostragem síncrona, por sua vez, apresenta ótima rejeição do harmônico em questão, porém também limita a banda passante da malha de tensão, comprometendo assim a dinâmica. Introduce ainda a complicação da necessidade do ajuste correto do momento de amostragem da tensão c.c. de forma a garantir o valor médio dessa grandeza, uma vez que a amostragem nos momentos errados resulta na introdução de erro em regime permanente.

O uso do compensador repetitivo, apesar do desempenho de rejeição de harmônicos um pouco inferior ao dos outros dois casos (mas ainda assim muito bom), não apresenta os prejuízos físicos ao conversor como o método do aumento do capacitor, nem requer o ajuste do ponto correto de amostragem como demanda a amostragem síncrona. Outra grande vantagem é sua robustez a variações paramétricas [49]. Esse tipo de compensador, porém, reduz bastante a dinâmica do controle, uma vez que consiste em um atrasador do sinal do erro da malha e ainda apresenta dois filtros passa-baixas em sua implementação digital real (Figura 3.14). É necessário ressaltar a possibilidade do ajuste dos filtros do repetitivo para um compromisso entre desempenho dinâmico e grau de atenuação.

O compensador proporcional ressonante teve desempenho inferior ao rejeitar o 3º harmônico, mas ainda assim permaneceu com boa margem dentro dos limites aceitáveis. Ele não apresenta o ponto negativo dos métodos anteriores relativo ao comportamento dinâmico lento e ainda, por ser um compensador de 2ª ordem, possui um desempenho superior em termos de rejeição de distúrbios [39][40][41][42]. Além do mais, o uso do controlador proporcional ressonante na malha de corrente introduz erro zero em 60 Hz, ao contrário do PI, permitindo assim fator de potência unitário.

A Figura 4.35 permite uma visualização comparativa da resposta dinâmica entre os métodos de maior interesse para a supressão do harmônico: Amostragem síncrona, compensador repetitivo e compensador ressonante.

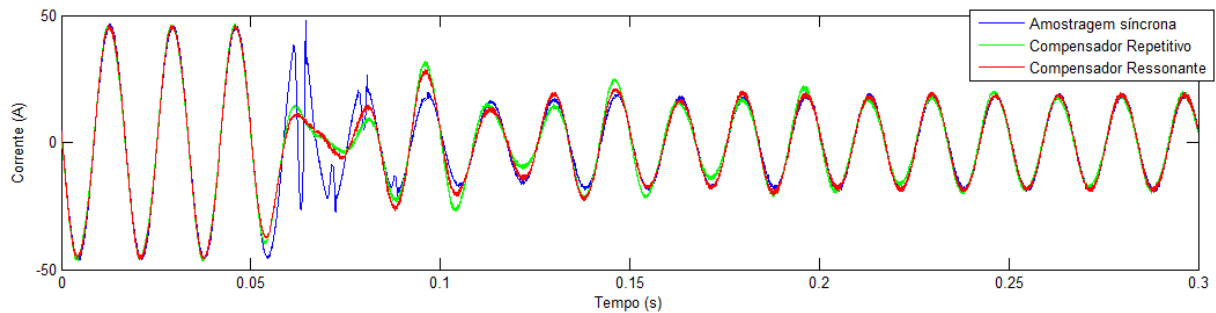


Figura 4.35: Corrente injetada na rede mediante a um degrau de  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$  para  $\lambda = 430 \text{ W/m}^2$  utilizando três métodos de controle.

A Figura 4.35 apresenta as correntes injetadas na rede usando cada um dos métodos mediante a aplicação de um degrau de variação da radiação solar de  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$  para  $\lambda = 430 \text{ W/m}^2$ , onde se utilizou para o MPPT o método P&O. Pode-se notar que a transição entre os dois pontos de operação é realizada de forma mais suave e também mais rápida utilizando-se o compensador ressonante. A convergência com a amostragem síncrona é mais lenta e turbulenta no início, uma vez que o controlador da tensão enxerga as mudanças apenas a uma frequência de 120 Hz. Já a simulação com o compensador repetitivo é a que mais demora para convergir para o novo ponto de operação, conforme esperado, visto que este método requer o aprendizado pelo controlador do novo sinal a ser compensado. A diferença entre o tempo de convergência dos três diferentes métodos é, entretanto, pouco significativa, especialmente ao se considerar a dinâmica usualmente lenta dos sistemas PV.

É interessante ressaltar ainda que, no tempo gasto pelas correntes para alcançar o novo ponto de operação na Figura 4.35, está incluso também o tempo que o MPPT demorou para se ajustar ao novo estado.

O melhor método para a supressão do 3º harmônico na corrente injetada deve ser definido de acordo com a aplicação, com a robustez da rede de distribuição elétrica local, com as condições climáticas da região, com o nível de distorção harmônica tolerado, com o tamanho requerido do conversor, com a simplicidade desejada para o controle, e até com o fator de potência demandado. Por exemplo, a dinâmica reduzida de técnicas como o PI + ZOH e o Repetitivo podem não ser de fato um problema devido à variação lenta das condições climáticas, mas podem ser um revés para transitórios mais rápidos da rede elétrica em regiões onde a robustez da distribuidora deixa a desejar. Alternativamente, o Proporcional Ressonante é uma

excelente escolha quando os fatores críticos são o fator de potência da energia injetada na rede e a rejeição a distúrbios. Porém, em situações onde a restrição primária é de que o controle seja o mais simples possível e não há limitação para o peso do conversor, pode-se utilizar o capacitor de tamanho elevado para solucionar o problema.

#### 4.4.7 Simulando o Paralelismo com PI, Repetitivo e P+Ressonante

No intuito de verificar o modelo e a simulação do sistema fotovoltaico em paralelo com a rede elétrica no detalhe, utilizando o controle das seções anteriores, simula-se o circuito da Figura 4.22 a princípio para um nível de irradiação solar de  $1000 \text{ W/m}^2$ , temperatura de operação de  $55^\circ\text{C}$ , sem cargas adicionais, e considerando que a rede encontra-se em condições normais de operação, ou seja, tensão de  $220 \text{ V}_{\text{RMS}}$  e frequência de  $60 \text{ Hz}$ . Utilizou-se para controle da corrente tanto o Proporcional Ressonante quanto o PI, este último com amostragem síncrona do barramento c.c., para fins comparativos. A Figura 4.36 mostra os resultados simulados para a tensão da rede de distribuição elétrica e a corrente injetada nesta utilizando os dois métodos de controle.

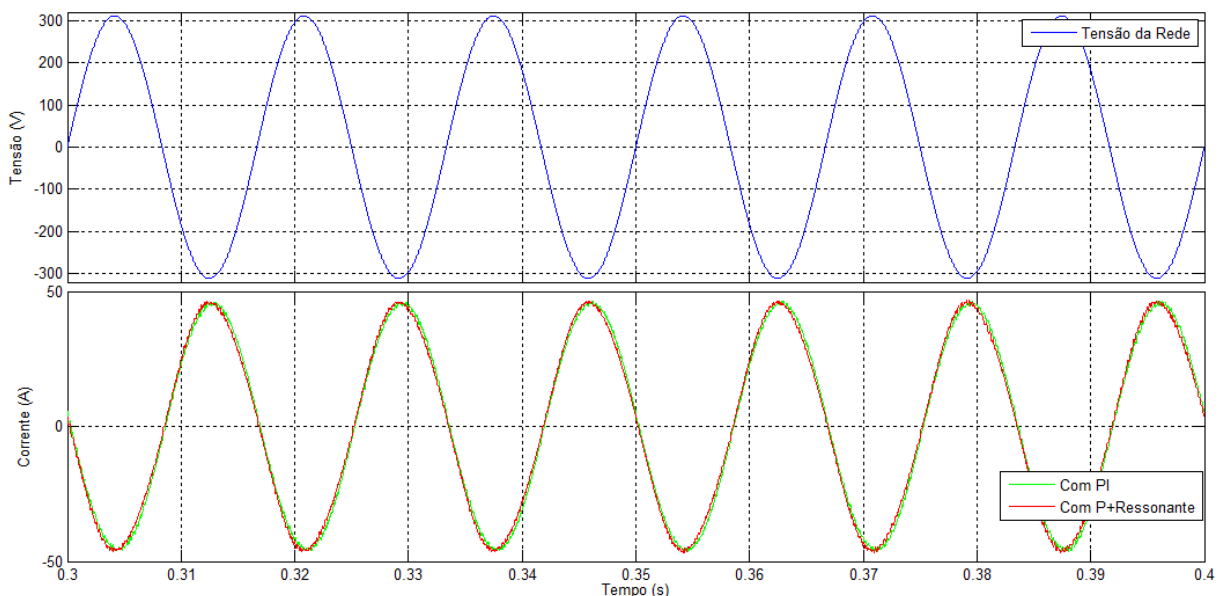


Figura 4.36: Corrente injetada e tensão da rede elétrica utilizando controle Proporcional Ressonante e PI com amostragem síncrona da tensão.

A Figura 4.36 mostra claramente que as correntes estão defasadas de  $180^\circ$  da tensão da rede, o que indica que esta última está de fato absorvendo a corrente, conforme esperado. Pode-se notar ainda da figura que existe uma defasagem bem pequena entre a corrente injetada com o PI + ZOH e com o P + Ressonante. Isso se deve ao já mencionado fato de o controlador Proporcional Integral não conseguir rastrear uma referência alternada sem erro em regime permanente. Já o Proporcional Ressonante foi sintonizado para rastrear a componente de 60 Hz. Portanto, a defasagem presente deve-se ao erro em regime permanente com o controle PI. O valor RMS da corrente injetada (fundamental) é aquele da Tabela VII, ou seja,  $32,29 A_{RMS}$  para o PI+ZOH e  $32,15 A_{RMS}$  para o P + Ressonante.

A Figura 4.37 apresenta as potências ativa e reativa absorvidas pela rede elétrica com a injeção de corrente usando o PI e o Proporcional Ressonante.

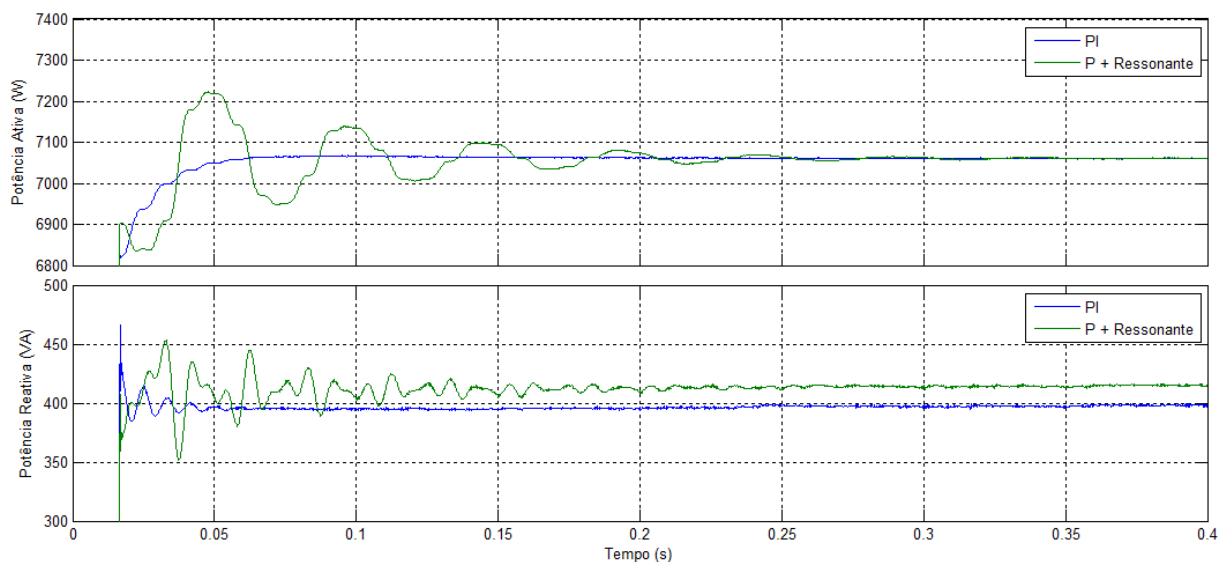


Figura 4.37: Potências ativa e reativa absorvidas pela rede elétrica com a injeção de corrente usando controlador PI e Proporcional Ressonante.

Nota-se da figura que a potência ativa injetada na rede é basicamente a mesma para ambos os métodos de controle, sendo de 7061 W. O compensador ressonante exibe um comportamento mais oscilatório na inicialização.

Já para a potência reativa, houve uma pequena divergência de valor absorvido pela rede para cada caso, sendo 396,10 VAR para o PI e 413,70 VAR para o P + Ressonante. A quantidade de reativos entregue à rede deve-se predominantemente ao capacitor  $C_{out} = 30 \mu F$  do filtro LC de saída, o qual resulta no

fornecimento de aproximadamente 547,40 VAR. A diferença para os controladores é resultado, portanto, dos reativos indutivos do sistema. Como o controle da corrente de saída considera na realidade a corrente no indutor  $L_{out}$  do filtro entre o inversor e o capacitor (e não a injetada na rede) para a compensação, o erro de fase em regime permanente na saída do inversor obtido com o PI resulta na absorção pelo sistema dos 17,6 VAR extras em comparação com o caso que usa o P + Ressonante.

Dessa forma, o sistema fotovoltaico absorve  $547,40 - 396,10 = 151,30$  VAR com controle de corrente usando PI e  $547,40 - 413,70 = 133,70$  VAR usando o P + Ressonante, sendo o restante fornecido pelo capacitor direcionado à rede.

#### 4.4.7.1 Variações atmosféricas

É importante garantir que o controle do sistema fotovoltaico em paralelo com a rede de distribuição elétrica é capaz de se ajustar às variações atmosféricas. Já foi mostrado neste documento que a simulação do MPPT é capaz de rastrear o novo ponto de operação de máxima potência ao enfrentar as variações. Cabe portanto ao controle do inversor garantir que a máxima potência disponível no barramento de corrente contínua continue a ser transferida para a rede de distribuição elétrica no novo ponto de operação. Com intuito de demonstrar a capacidade do sistema proposto via simulação, aplica-se um degrau de nível de irradiação solar de  $400 \text{ W/m}^2$  para  $1000 \text{ W/m}^2$  no tempo  $t = 0,1\text{s}$  de simulação e outro degrau de temperatura de operação, de  $T = 55^\circ\text{C}$  para  $T = 83^\circ\text{C}$ , no tempo de simulação  $t = 0,6\text{s}$ . A Figura 4.38 mostra as curvas simuladas da corrente, da potência ativa e da potência reativa injetadas na rede de distribuição elétrica.

Pode-se notar da Figura 4.38 que a corrente injetada inicialmente é a menor delas, igual a 12,2 A (RMS da fundamental), o que reflete na potência ativa fornecida, que é de 2,58 kW. A potência reativa é de 640 VAR com o PI e 502,5 VAR com o P+Ressonante. Quando ocorre o degrau súbito de nível de irradiação solar, o ponto de operação é alterado, e os novos valores de corrente, potência ativa e reativa são, respectivamente,  $32,3 A_{RMS}$ , 7,057 kW e 431,8 VAR com PI (409 VAR com P + Ressonante). Por fim, mediante à variação da temperatura de operação de  $55^\circ\text{C}$  para  $83^\circ\text{C}$ , a corrente injetada na rede é reduzida para  $27,45 A_{RMS}$ , correspondente a uma potência ativa de 5,86 kW e reativas de 474,5 VAR (PI) e 455,1 VAR (P + Ressonante).

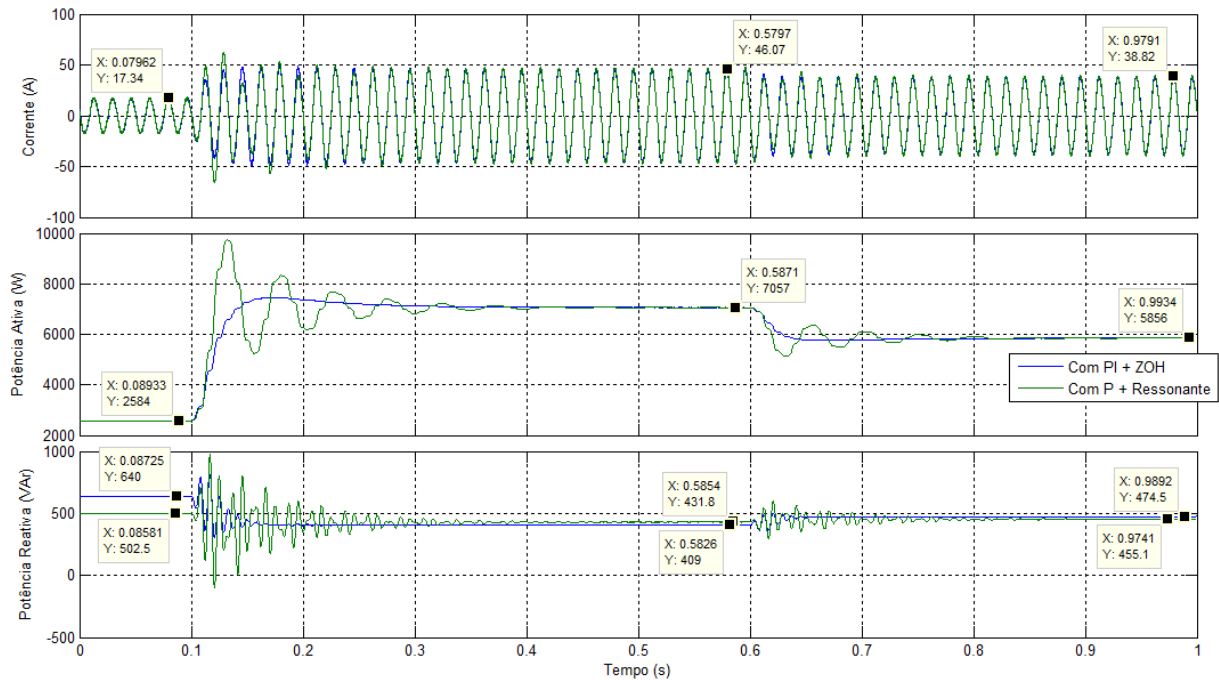


Figura 4.38: Simulação de injeção de potência na rede elétrica mediante variações de intensidade solar e temperatura.

Fica evidente da figura a capacidade do controle em mudar o ponto de operação de acordo com as condições atmosféricas e potência de entrada do barramento c.c. para ambos os controladores testados.

No intuito ainda de visualizar as potências ativa e reativa de fato fornecidas na saída do inversor, isto é, antes do filtro de saída, simulou-se novamente o sistema PV mediante degrau de nível de irradiação solar de  $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$  para  $\lambda = 300 \text{ W/m}^2$  no tempo de simulação  $t = 0,2\text{s}$ . As potências resultantes podem ser observadas na Figura 4.39, onde se consideraram desta vez três tipos de controle: PI na malha de corrente com amostragem síncrona na malha de tensão c.c.; Proporcional ressonante na malha de corrente; e PI na malha de corrente com compensador repetitivo na malha de tensão c.c.

Pode-se notar na comparação das Figuras 4.38 e 4.39 que as potências reativas na última estão mais próximas de zero do que na primeira, uma vez que naquela não são apresentados os reativos fornecidos pelo filtro de saída.

Percebe-se ainda da Figura 4.39 que o método P + Ressonante apresenta em ambas as condições o melhor fator de potência devido ao menor erro de fase na malha de corrente em regime permanente garantido pelo compensador ressonante. O comportamento oscilante do P + Ressonante é observado também com o PI +

Repetitivo, onde este último apresenta maior *overshoot*, mas tempo de convergência semelhante ao do primeiro.

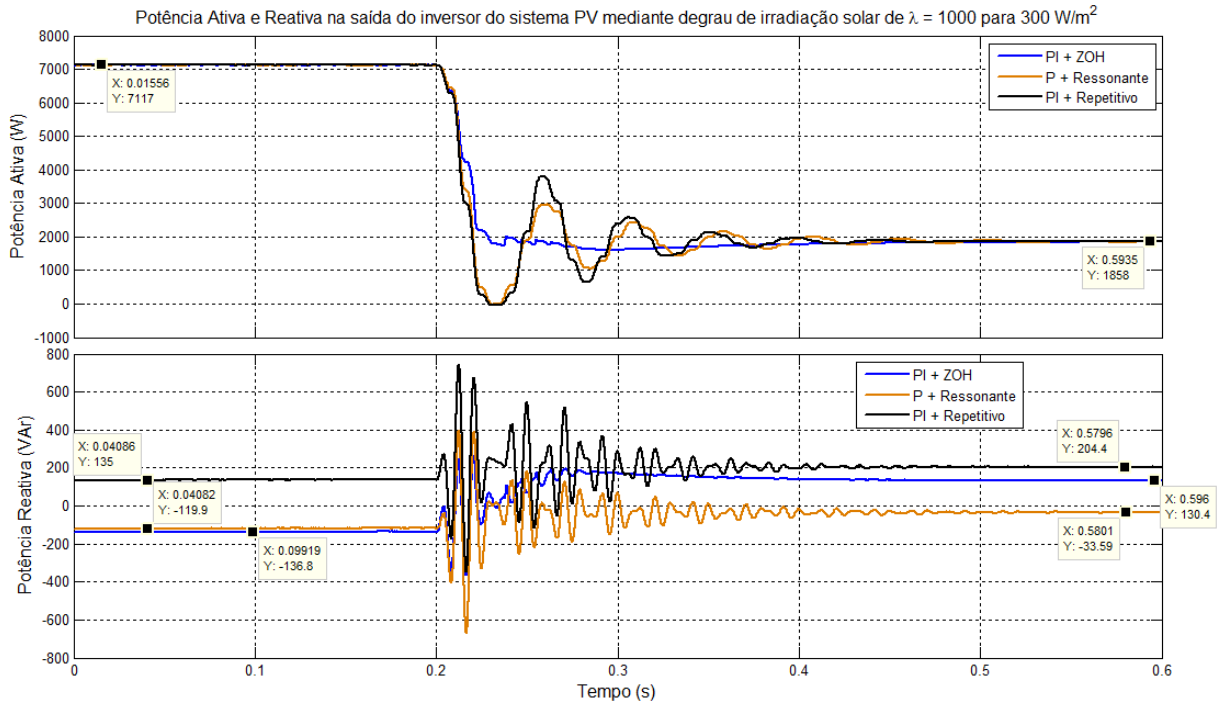


Figura 4.39: Potência ativa e reativa entregues na saída do inversor do sistema PV mediante degrau de  $\lambda = 1000$  para  $300 \text{ W/m}^2$  usando PI+ZOH, P+Ressonante e PI+Repetitivo.

#### 4.4.7.2 Adição de Carga

Muitas vezes é interessante utilizar o sistema fotovoltaico de geração distribuída para alimentar uma carga local, mantendo ao mesmo tempo o paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica. Com isso, tem-se a possibilidade de, caso haja nível de insolação favorável, suprir toda a energia requerida pela carga e transferir o excedente gerado para a rede. Analogamente, em condições atmosféricas desfavoráveis onde a potência fotogerada é inferior àquela requerida pela carga, pode-se drenar o restante da potência necessária da rede de distribuição, permitindo assim a alimentação contínua da carga.

Assim sendo, simulou-se o paralelismo com a rede juntamente com a alimentação de uma carga RL (Figura 4.22) de 5,636 kVA, sendo 5 kW e 2,6 kVAR (fator de potência 0,8872 indutivo). Inicialmente as condições atmosféricas referem-se a um nível de irradiação solar de  $1000 \text{ W/m}^2$  e temperatura de operação de  $55^\circ\text{C}$ . No tempo  $t = 0,3$  s as condições atmosféricas são alteradas para  $\lambda = 400 \text{ W/m}^2$  e  $T =$

75°C. A Figura 4.40 mostra a potência ativa fornecida pelo sistema PV, absorvida pela carga e injetada/fornecida pela rede. Para melhor visualização, foram exibidas as curvas apenas utilizando o controle com PI + amostragem síncrona.

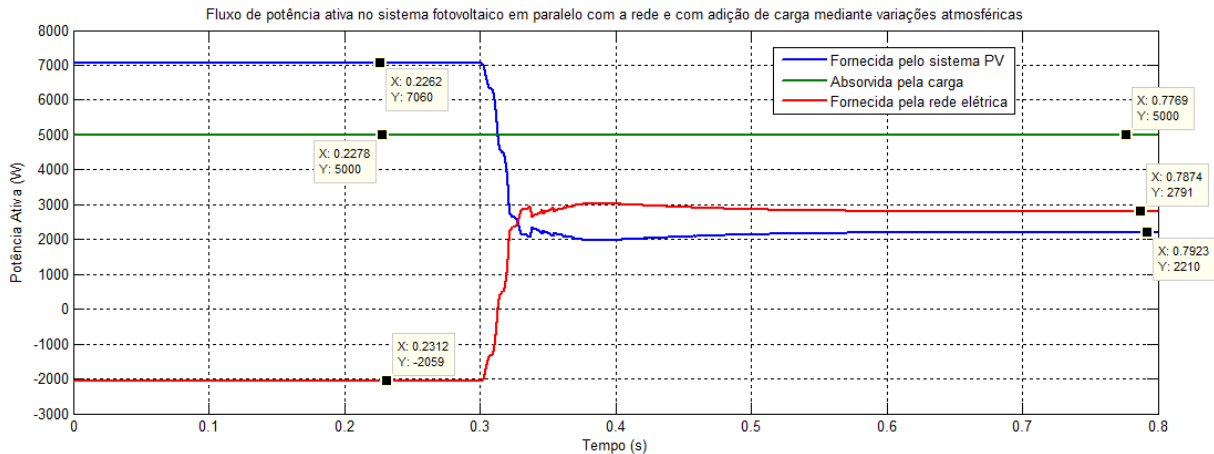


Figura 4.40: Fluxo de potência ativa no sistema PV conectado à rede e com carga, mediante variação de  $\lambda=1000$  para  $400 \text{ W/m}^2$  e de  $T = 55$  para  $75^\circ\text{C}$  usando PI+ZOH.

Pode-se observar da figura que a princípio a potência ativa fornecida pelo inversor (após o filtro de saída, vinda do arranjo PV, passando pelo barramento c.c.) é de 7,06 kW, sendo que desses 5 kW são encaminhados para a carga, e os 2,06 kW restantes são injetados na rede de distribuição, o que justifica o valor negativo da potência fornecida pela rede. Após  $t = 0,3 \text{ s}$  a situação se inverte, ou seja, a carga continua necessitando e absorvendo seus 5 kW de potência, mas o sistema fotovoltaico é capaz de entregar apenas 2,21 kW nas condições atmosféricas vigentes, obrigando a carga a drenar o restante (2,79 kW) da rede elétrica (potência fornecida pela rede passa a ser positiva).

A Figura 4.41, por sua vez, apresenta o fluxo de potência reativa entre sistema PV, carga e rede, para a mesma simulação que originou as curvas de potência ativa da Figura 4.40. Vê-se da figura que a carga requer constantemente seus 2,6 kVAr. Nas condições iniciais, o sistema PV fornece seus quase 400 VAR disponíveis, ficando os outros 2,2 kVAr sob responsabilidade da rede elétrica. Após as mudanças atmosféricas, a capacidade de fornecimento de reativos do sistema PV aumenta um pouco, chegando aos 660 VAR, mas a maior quantidade de potência reativa continua sendo suprida pela rede de distribuição (1,94 kVAr).

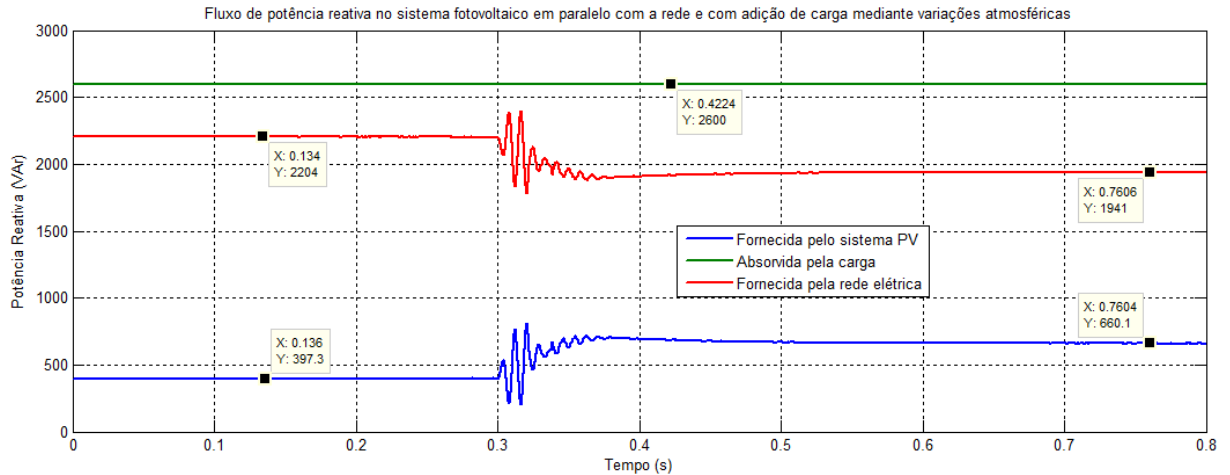


Figura 4.41: Fluxo de potência reativa no sistema PV conectado à rede e com carga, mediante variação de  $\lambda=1000$  para  $400 \text{ W/m}^2$  e de  $T = 55$  para  $75^\circ\text{C}$  usando PI+ZOH.

#### 4.5 PARALELISMO COM A REDE ATRAVÉS DO *DROOP* DE TENSÃO E FREQUÊNCIA

O paralelismo entre o sistema fotovoltaico e a rede elétrica através do inversor pode também ser realizado usando, além das diferentes maneiras de injeção de corrente apresentadas, a técnica de *Droop* de tensão e frequência da seção 3.6.5. Portanto, simulou-se também o acoplamento com a rede de distribuição elétrica utilizando esta técnica.

O controle de potência ativa e reativa é realizado conforme o diagrama da Figura 3.12. Entretanto, apenas as malhas de potência não são o suficiente para garantir o funcionamento correto do método. É necessária a introdução de uma malha externa de tensão c.c. e malhas internas de tensão e corrente de saída.

A malha externa de tensão no capacitor do barramento c.c. tem os mesmos moldes dos métodos anteriores, utilizando um controlador PI. Ela é requerida pois é a responsável por determinar através do aumento / diminuição da carga do capacitor c.c. a referência de potência que deve ser injetada na rede, caminhando assim para o equilíbrio. As malhas internas realizam o controle do inversor, uma vez que as malhas de controle da potência ativa e reativa fornecem apenas a referência (magnitude e fase) da tensão a ser aplicada na saída desse conversor.

Outro ponto a se considerar na utilização do *droop* é a necessidade do uso de um indutor no filtro de saída (entre o inversor e a rede) grande o suficiente para realizar o desacoplamento das malhas de  $P$  e  $Q$ , conforme seção 3.6.5., deixando-as



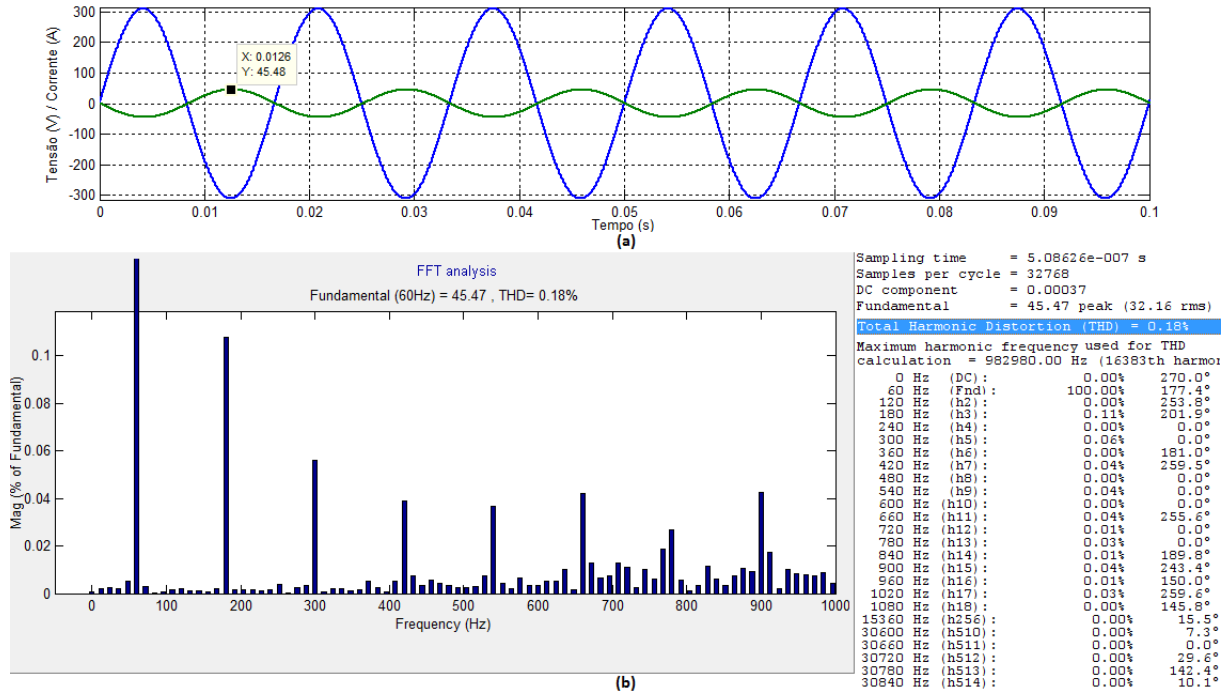


Figura 4.43: (a) Tensão da rede elétrica e corrente injetada na rede com *droop*, e (b) FFT da corrente injetada.

Pode-se perceber ao comparar a Figura 4.43(b) com os dados da Tabela VII que o THD = 0,18 % e a componente de 3º harmônico de 0,11 % do *droop* são os menores entre todas as técnicas. Este comportamento é esperado devido a duas particularidades discutidas acima para esta técnica: A utilização de um filtro de 3ª ordem (*LCL*) na saída em comparação ao de 2ª ordem (*LC*) usado nos controles anteriores, o que resulta em melhor atenuação; e a inexistência de influência direta do 2º harmônico do barramento c.c. sobre a corrente injetada na rede elétrica.

A Figura 4.44 apresenta a potência ativa e reativa absorvidas pela rede de distribuição elétrica, simuladas novamente com a técnica de *droop*.

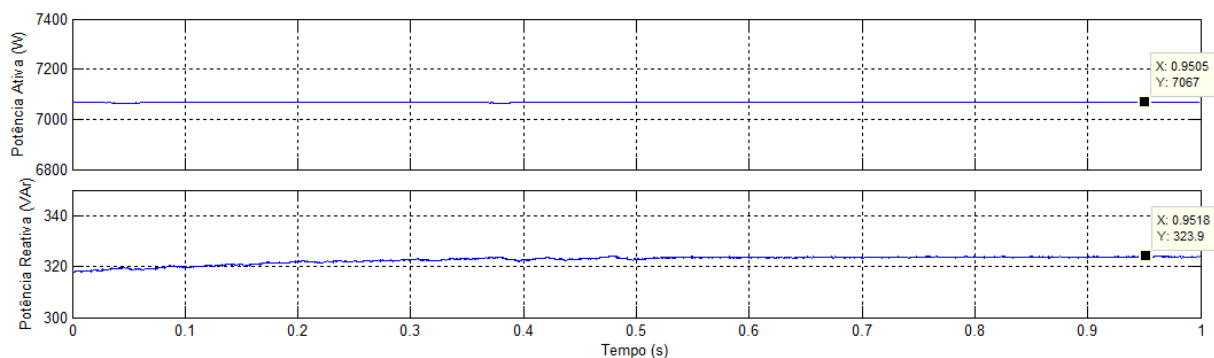


Figura 4.44: Potência ativa e reativa absorvidas pela rede elétrica simuladas com a técnica de *droop*.

Pode-se notar da figura que a potência ativa fornecida para a rede é 7,07 kW, ou seja, o valor entregue para a rede elétrica é compatível com o obtido com os métodos de injeção de corrente. A potência reativa, por sua vez é inferior à dos casos anteriores. Como método do *droop* permite controle também da potência reativa fornecida pelo sistema PV, os reativos da Figura 4.44 são exclusivamente devidos ao capacitor e dois indutores do filtro *LCL* de saída, uma vez que a referência escolhida para a malha de reativos do decaimento foi nula (Figura 4.42).

Para atentar-se ao comportamento dinâmico do *droop*, a Figura 4.45 mostra as grandezas elétricas injetadas na rede mediante degrau de radiação solar de 400 W/m<sup>2</sup> para 1000 W/m<sup>2</sup> no tempo de simulação  $t = 0,2$  s.

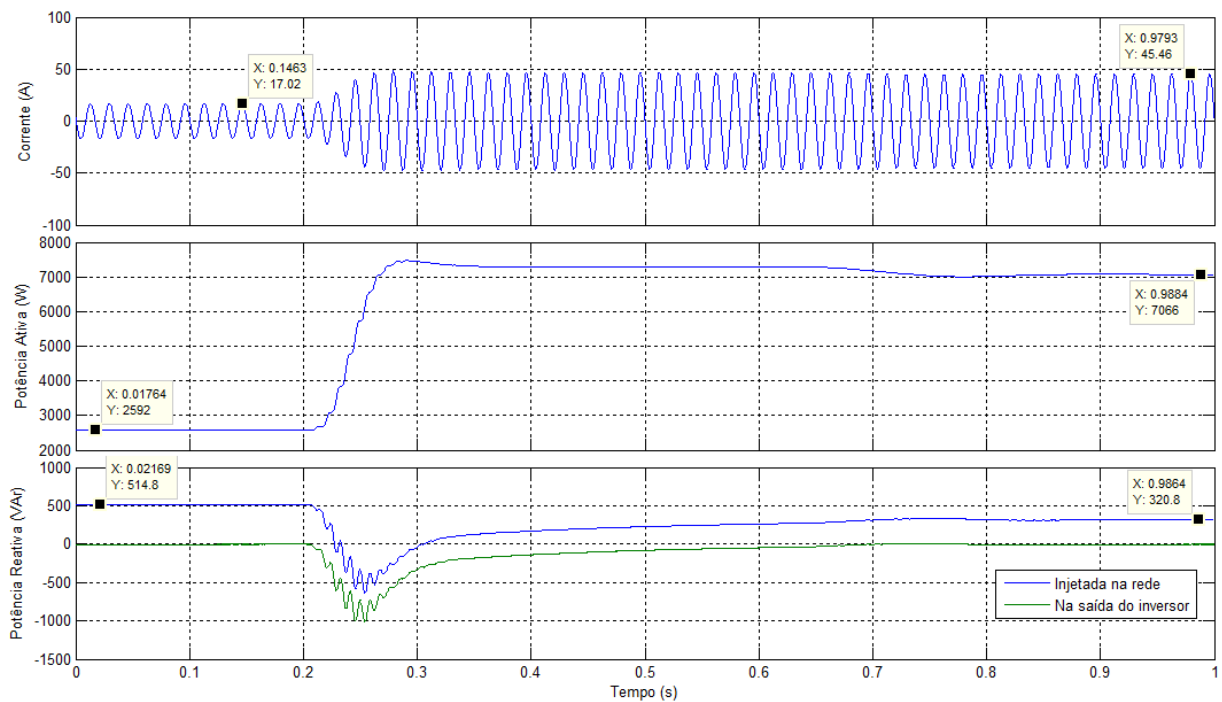


Figura 4.45: Grandezas elétricas injetadas na rede mediante degrau de  $\lambda = 400$  W/m<sup>2</sup> para 1000 W/m<sup>2</sup> usando *droop*.

Pode-se notar da figura que a dinâmica com o *droop* é mais lenta do que com os métodos de injeção de corrente (Figura 4.38), demorando por volta de 0,5 s para chegar a regime novamente, enquanto os métodos anteriores levaram cerca de 0,3 s. Os valores de corrente e potência ativa são, entretanto, condizentes com os dos métodos anteriores. A curva de potência reativa da Figura 4.45 permite ainda evidenciar a capacidade do método *droop* em controlar a quantidade de reativos fornecidos / absorvidos pelo sistema PV. Nota-se da figura que a potência reativa

proveniente do conversor é nula antes e depois do degrau, conforme determinado pela referência na Figura 4.42. Os reativos injetados na rede, entretanto, não são nulos devido aos elementos passivos do filtro de saída, uma vez que o controle é realizado de fato na saída do inversor.

A técnica de *droop*, portanto, satisfaz os requisitos de paralelismo com a rede assim como as de controle de injeção de corrente. Entretanto, possui as ressalvas de apresentar dinâmica mais lenta, necessitar de mais malhas de controle (malhas de tensão e corrente além das de potência), o que torna seu ajuste mais complexo, e de demandar um filtro de saída maior. Como consequência do filtro *LCL* de saída, é claro, a técnica exhibe uma corrente injetada na rede com qualidade superior à de todos os outros métodos simulados. Sua grande vantagem, porém, reside na possibilidade de se controlar também a potência reativa. Com isso, existe a possibilidade de garantir fator de potência unitário mesmo após o filtro de saída através do ajuste do controlador para absorver os reativos resultantes fornecidos pelo filtro em determinado ponto de operação. Adicionalmente, pode-se usar o paralelismo do sistema PV com a rede não só para geração distribuída, mas também para regulação da tensão da rede de distribuição elétrica da concessionária.

## **4.6 ADEQUAÇÃO ÀS NORMAS**

Funcionalmente os resultados das simulações até aqui se provaram satisfatórios. Entretanto, é necessário também quantizá-los frente às normas estabelecidas para conexão dos sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição elétrica, em especial a IEC 61727 e o PN 03:082.01-001. Os quesitos de operação e definições de limites de qualidade citados nesta seção devem ser respeitados e colocados à prova pela simulação apresentada.

### **4.6.1 Sobre/Subtensão e frequência, desligamento/religamento e anti-ilhamento**

No que concernem às determinações de variações de frequência e tensão da rede de distribuição elétrica, a norma dita que o sistema PV deve se desconectar da mesma em caso de desvios do valor nominal conforme as Tabelas III e IV dentro do

tempo especificado também nestas tabelas. Dessa forma, o sistema aqui simulado possui uma lógica adicional que permite avaliar esses limites, analisando a tensão e frequência da concessionária. A Figura 4.46 apresenta o circuito com esta lógica.

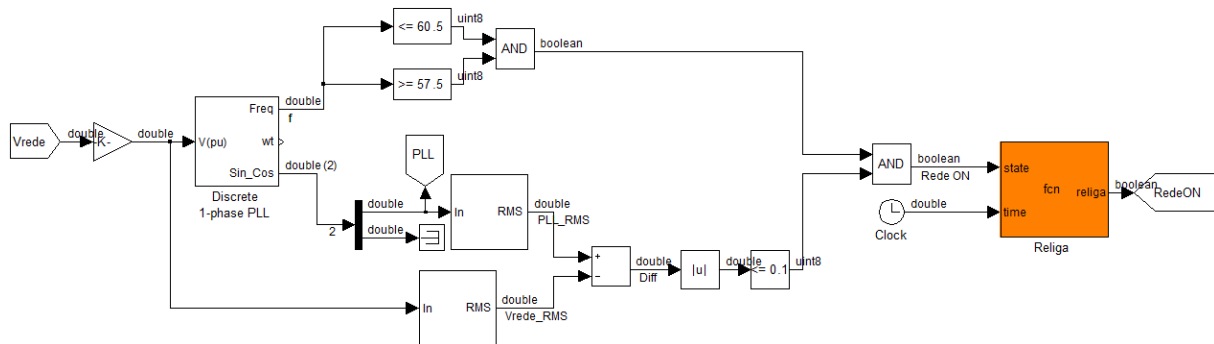


Figura 4.46: Lógica de desligamento/religamento do acoplamento com a rede de acordo com os níveis de tensão e frequência.

Na Figura 4.46, a mesma PLL utilizada no controle de corrente injetada fornece a frequência real da rede. Para a tensão, como o menor tempo de reação/desconexão especificado nas tabelas é de  $t = 0,05$ , pode-se tranquilamente avaliar o nível de desvio desta grandeza por seu valor RMS, o qual necessita de tempo igual a um período de senoide para ser calculado ( $t = 1/60 \text{ Hz} = 16,67 \text{ ms}$ ). Com os valores medidos de tensão e frequência, estes são comparados com os limites superiores e inferiores estabelecidos e, caso estejam fora da faixa definida, resultam no envio de um comando de abertura da chave que faz a interface do sistema PV com a rede elétrica.

No que concerne o religamento, conforme já mencionado, as normas ditam que o sistema fotovoltaico deve esperar de 20 segundos a 5 minutos depois de retomadas as condições normais da rede para voltar a fornecer potência a esta. A lógica na simulação que permite a introdução deste critério encontra-se no bloco 'Religa' da Figura 4.46. Esse bloco detecta o tempo de simulação e o momento em que a lógica anterior define a volta das condições de operação normais da concessionária, e, a partir disso, permite que o acoplamento com a rede seja retomado apenas após passado o tempo mínimo definido. O limite mínimo de tempo pode ser ajustado dependendo das restrições específicas da concessionária em questão. Durante a operação normal, o bloco 'Religa' permite o *bypass* da lógica de detecção de anomalias para a chave no ponto de conexão comum.

De forma a colocar à prova os limites estabelecidos de sub/sobretensão e também de religamento, a Figura 4.47 apresenta os resultados de simulação onde ocorre uma sobretensão na rede de distribuição elétrica de  $1,40 \times V_{\text{nominal}}$  (um aumento no valor da tensão RMS dos 220 V nominais para 308 V) no tempo de simulação  $t = 0,1$  s, e a rede retoma sua condição nominal em  $t = 0,4$  s. Para a simulação do religamento, como é inviável esperar 20 segundos simulados após a restauração da rede para permitir o acoplamento novamente, configurou-se o controle para esperar 0,2 segundos, o que permite averiguar o funcionamento da funcionalidade e também da capacidade de variar este parâmetro.

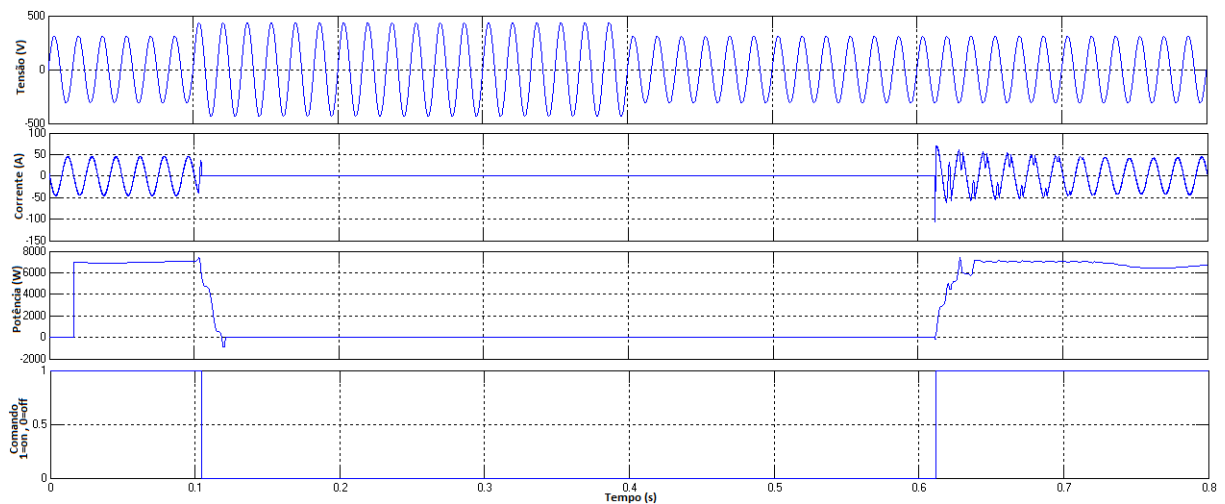


Figura 4.47: Desligamento/religamento simulados em termos de tensão da rede, comando da chave de acoplamento, corrente e potência injetadas na rede durante sobretensão.

A Figura 4.47 demonstra que o sistema consegue eficientemente desligar a conexão com a rede elétrica dentro dos limites de tempo do pior caso da Tabela III, uma vez que a não conformidade na tensão da concessionária ocorre em  $t = 0,1$  s e a chave é efetivamente aberta (corrente nula) em  $t = 0,1055$  s, ou seja,  $\Delta t = 5,5$  ms depois.

O religamento também é realizado efetivamente na simulação da Figura 4.47. Apesar de a rede voltar à sua condição nominal no tempo  $t = 0,4$  s de simulação, o controle percebe essa transição e aguarda os 0,2 segundos definidos para autorizar o religamento do sistema fotovoltaico à rede elétrica, e a partir de então a potência volta a fluir regularmente para a concessionária.

## 4.6.2 Corrente c.c.

A corrente c.c. injetada na rede de distribuição, por norma, deve ser inferior a 1% do valor nominal da corrente. Pela Tabela VII, a componente c.c. da corrente simulada com todos os métodos foi inferior a 0,01% do seu valor nominal, estando com folga dentro do limite imposto pela norma (o mesmo ocorre para o droop na Figura 4.43(b)). A norma, porém, diz que o limite deve ser respeitado sob qualquer condição de operação o que torna interessante a simulação e cálculo do valor da componente para outro valor de corrente injetada. A Figura 4.48 mostra a FFT da corrente injetada na rede quando a temperatura de operação é de 80°C e o nível de irradiação solar é de apenas 300 W/m<sup>2</sup>, utilizando controle por injeção de corrente com PI e amostragem síncrona da tensão. Nessa condição a potência fornecida à rede de distribuição elétrica é de 2,6 kW.

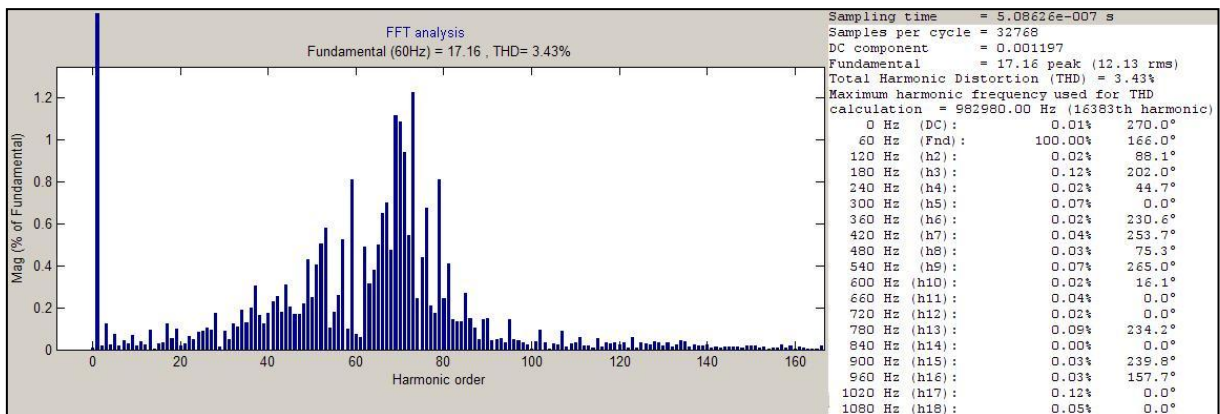


Figura 4.48: FFT da corrente injetada na rede para  $T = 80^{\circ}\text{C}$  e  $\lambda = 300 \text{ W/m}^2$ , com PI + ZOH.

Conforme mostra a Figura, mesmo em condições de operação distantes da nominal, o sistema é capaz de respeitar a restrição da norma em termos da componente contínua da corrente injetada, sendo esta novamente igual a apenas 0,01%.

## 4.6.3 Fator de Potência

O fator de potência conforme descrito na seção 3.7.1.2 deve ser superior a 0,92 caso se injete na rede uma corrente superior a 50% do valor nominal do inversor. Para avaliar-se o sistema simulado nesse quesito, é interessante utilizar as

curvas mostradas na Figura 4.38. Considere primeiramente a condição nominal, onde a potência ativa e reativa simuladas foram iguais a 7057 W e 409 VAR respectivamente. Aplicando esses valores à equação (3.21), encontra-se  $FP = 0,9983$ , ou seja, muito acima do limite.

Para garantir a adequação do sistema ao especificado pelas normas, realiza-se o cálculo também para a etapa em que a potência ativa é 2584 W (36,6% da nominal). Para este caso, a potência reativa injetada foi de 640 VAR. Esses valores resultam em um fator de potência  $FP = 0,9707$ , ou seja, o sistema consegue entregar potência à rede elétrica com fator de potência satisfatório à norma mesmo para correntes menores do que 50% da nominal, que é o limite estabelecido para o critério.

#### **4.6.4 Conteúdo harmônico**

Para o conteúdo harmônico, a Tabela V dá as diretrizes das normas. Observando a Tabela VII (exceto PI puro) e a FFT da Figura 4.43(b) nota-se que todos os componentes harmônicos nelas aparentes respeitam os limites impostos por norma.

No intuito de garantir que o mesmo ocorre para pontos de operação bem inferiores ao nominal, pode-se observar a FFT da Figura 4.48, onde a potência entregue à rede de distribuição elétrica é de apenas 2,6 kW e ainda sim os limites harmônicos são respeitados.

É importante ressaltar que, caso não seja utilizado nenhum dos métodos simulados para a supressão do 3º harmônico da corrente, os limites da norma em termos de conteúdo harmônico não são mais respeitados, conforme se pode observar da Figura 4.24(b).

### **4.7 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO**

Neste capítulo simulou-se o funcionamento de um sistema solar fotovoltaico completo, assim como seu paralelismo com a rede de distribuição elétrica, analisando-se comparativamente o desempenho deste em termos dos resultados obtidos. O sistema fotovoltaico simulado é de 7 kW nominais de potência e

contempla os módulos e arranjo solares modelados, o filtro de entrada, o conversor c.c./c.c., o barramento de corrente contínua, o conversor c.c./c.a., o filtro de saída, o acoplamento com a rede de distribuição elétrica, cargas locais, medição e amostragem das grandezas elétricas relevantes, o controle de tensão do barramento c.c. e corrente de saída do inversor, e a lógica de controle de desligamento/religamento do paralelismo com a rede baseado nas condições de operação desta em comparação com valores normatizados. A simulação foi realizada com o Simulink do Matlab.

Começa-se por descrever a modelagem desenvolvida para o agrupamento de módulos fotovoltaicos, a qual é realizada através das equações dos modelos de células solares estudados nos capítulos anteriores. Mostra-se então a interface das equações e parâmetros utilizados com o circuito elétrico simulado, permitindo a criação da parte da simulação que emula um parque solar fotovoltaico para geração de energia elétrica. O arranjo de módulos é então colocado à prova através da simulação de suas curvas e desempenho mediante variações de temperatura e nível de irradiação, sendo os resultados obtidos condizentes com o de um parque solar fotovoltaico real.

Em seguida simulou-se o rastreador do ponto de máxima potência, que consiste no conversor c.c./c.c. (Boost) em conjunto com a lógica dos algoritmos rastreadores. Foram implementados e simulados três diferentes algoritmos para o MPPT: O Perturba & Observa, o da Condutância Incremental, e o Perturba & Observa Modificado. Ao compararem-se os resultados das três diferentes técnicas simuladas de rastreamento, observou-se que o Perturba & Observa Modificado, por ser adaptativo, apresenta melhor desempenho tanto dinâmico quanto em regime permanente, apresentando convergência mais rápida na maior parte dos casos e não apresentando oscilações ou erro em estado estacionário, como ocorre para as outras técnicas. Seu ponto franco reside na forte dependência das condições iniciais, que pode prejudicar sua performance dependendo da variação ocorrida. O Perturba & Observa convencional e o Condutância Incremental apresentaram resultados pouco divergentes em termos de velocidade de convergência. Em regime permanente, é claramente observável a oscilação do P&O nos arredores do ponto de máxima potência, conforme inerente ao método, e também o erro em regime do CondInc, introduzido pela faixa de tolerância definida para o algoritmo no intuito de

impedir a oscilação deste método também em torno do ponto máximo devido à incapacidade de satisfazer a igualdade da equação (3.5) em sistemas reais.

Seguindo adiante, o paralelismo do sistema PV com a rede elétrica através do controle da corrente injetada foi simulado. Comentou-se novamente sobre o problema do 2º harmônico da tensão c.c. e 3º harmônico da corrente de saída do inversor e simulou-se a injeção de corrente sem qualquer providência para suprimir tal conteúdo. Os resultados mostraram que, sem utilizar alguma das técnicas já mencionadas no capítulo anterior, a corrente injetada não estava em conformidade com a norma IEC 61727. Portanto, para suprimir a componente de 3º harmônico da corrente injetada na rede e conseqüentemente reduzir o THD, simularam-se as técnicas tradicionais do aumento da capacitância e da amostragem síncrona do barramento c.c., bem como as técnicas propostas por este trabalho, que fazem uso do compensador repetitivo e do compensador ressonante. Os resultados mostraram que todos os métodos de supressão simulados atenuaram o conteúdo harmônico suficientemente para manter a corrente em concordância com a norma tanto em termos de THD quanto com relação ao harmônico específico de 180 Hz.

No que concerne o amortecimento do conteúdo harmônico, o método da amostragem síncrona apresentou o melhor desempenho. Este método, entretanto, compromete a dinâmica do controle limitando a banda passante e requer ajuste de amostragem no momento correto para evitar erro em regime permanente. Ficando em segundo lugar na seqüência, o aumento do capacitor também apresentou excelente performance de rejeição. Suas desvantagens, entretanto, também são bem significativas, uma vez que o uso desse método resulta no aumento do peso do conversor e diminuição da confiabilidade do mesmo, além de prejudicar a dinâmica do sistema. O método do compensador repetitivo mostrou-se bastante promissor e apresenta a vantagem de boa robustez mediante variações paramétricas. Seu revés reside em sua dinâmica um pouco mais lenta devido aos atrasos e filtros passa-baixas em sua configuração. Por fim, o método do compensador proporcional ressonante, apesar de atenuar os harmônicos em menor escala que as técnicas anteriores, mostrou bom desempenho por ser capaz de realizar uma função que não é sua primária, conseguindo portanto atribuir erro zero na malha de corrente do inversor e ainda rejeitar o 3º harmônico introduzido pela malha de corrente.

Com isso, as técnicas propostas dos compensadores repetitivo e ressonante, considerando-se as vantagens e desvantagens apresentadas, configuraram

escolhas mais interessantes do que os métodos tradicionais para a supressão harmônica.

O próximo passo foi a simulação do paralelismo através do método de *droop* de tensão e frequência, que se mostrou também satisfatório, apesar de ser mais lento do que os outros métodos. Esta técnica exige a necessidade de utilizar um indutor maior no filtro de saída para o controle das potências, onde se usou um filtro *LCL*. Este filtro, por outro lado, garante uma atenuação mais agressiva do conteúdo harmônico da corrente de saída. Com isso, o *LCL*, juntamente com o não aparecimento da componente de 180 Hz na malha de corrente do inversor, permitiu ao *droop* apresentar o melhor THD e maior rejeição de 3º harmônico entre todas as técnicas para a corrente injetada. O *droop* é ainda o único método que permite o controle também da potência reativa do sistema PV, característica que pode ser utilizada para otimizar o fator de potência mesmo após o filtro ou até mesmo para regular a tensão da rede. Possui, finalmente, a complicação de demandar, além das malhas de potência ativa e reativa, ajuste de malhas de tensão e corrente do inversor.

Por fim, simularam-se os métodos de paralelismo mediante variações atmosféricas e cargas locais, e também se testou o sistema PV simulado frente os requisitos de desligamento, religamento, tensão, frequência, componente c.c. e fator de potência sugeridos pela norma IEC 61727 e pelo projeto de norma PN 03:082.01-001, que ditam as características da interface de sistemas fotovoltaicos com a rede elétrica. O sistema PV simulado mostrou-se conforme em todos os requisitos.

## 5. CONCLUSÕES GERAIS

---

Neste trabalho foi desenvolvido e simulado o paralelismo entre módulos fotovoltaicos e a rede elétrica através do controle de injeção de corrente utilizando controladores Proporcional Integral e Proporcional Ressonante, assim como através de controle de potência com a técnica de *droop* de tensão e frequência. Foram propostas duas técnicas para a supressão do 2º harmônico na tensão do barramento c.c. e do 3º harmônico na corrente injetada na rede baseadas no uso de um compensador repetitivo e de um compensador ressonante, respectivamente, as quais foram simuladas em comparação com os tradicionais métodos de amostragem síncrona da tensão c.c. e do aumento da capacitância. Simultaneamente, simularam-se os algoritmos MPPT Perturba & Observa, Condutância Incremental, e Perturba & Observa modificado para o rastreamento do ponto de máxima potência.

Através da análise dos resultados simulados foi possível realizar a comparação do desempenho e principais vantagens e desvantagens de diferentes métodos de paralelismo de sistemas fotovoltaicos com a rede de distribuição elétrica, bem como das diferentes técnicas (propostas e tradicionais) para lidar com o problema do 3º harmônico da corrente injetada na rede proveniente do 2º harmônico introduzido na tensão do barramento de corrente contínua devido à conversão c.c. / c.a.

Começou-se o trabalho introduzindo e descrevendo o comportamento dos módulos e células fotovoltaicas em termos de princípios físicos e formalismo matemático que permitem seu modelamento e determinam sua operação, base essencial para o desenvolvimento dos demais tópicos do projeto.

Em seguida realizou-se um estudo dos sistemas fotovoltaicos completos com o arranjo de módulos solares descritos, conversores de potência, elementos passivos e controle, visando o acoplamento comum com a rede de distribuição de energia elétrica para a geração distribuída. Foram introduzidos os diferentes métodos de controle do paralelismo com suas limitações, vantagens, descrição e requerimentos. Descreveu-se também a metodologia de diferentes algoritmos de rastreamento do ponto de máxima através do conversor c.c./c.c. no intuito de otimizar a eficiência dos arranjos fotovoltaicos mediante condições atmosféricas externas, apontando-se comparativamente seus pontos positivos e negativos.

Adicionalmente, apresentaram-se as normas vigentes sobre o paralelismo entre sistemas fotovoltaicos e a rede de distribuição elétrica, assim como as recomendações dessas normas em termos de frequência, tensão, corrente, fator de potência, harmônicos e ilhamento.

Com isso, introduziu-se o sistema fotovoltaico completo simulado, discursou-se sobre o problema do 2º harmônico na tensão do capacitor do barramento c.c., sua consequência em forma de 3º harmônico na corrente de saída do inversor, e propuseram-se maneiras de suprimir esse conteúdo harmônico para garantir a qualidade da energia inserida na rede dentro das recomendações de norma.

Foram realizadas as simulações do sistema fotovoltaico em paralelo com a rede de distribuição elétrica contemplando o arranjo de módulos solares modelados, o filtro de entrada, o conversor c.c./c.c., o barramento c.c., o conversor c.c./c.a., o filtro de saída, o acoplamento com a rede, cargas locais, a medição e amostragem das grandezas elétricas, o controle de tensão / corrente / potência (dependente do método), e a lógica de controle de desligamento/religamento do paralelismo com a rede de acordo com as condições da concessionária frente aos limites normativos. A simulação foi realizada em partes.

Simulou-se primeiro três métodos MPPT: Perturba & Observa, Condutância Incremental e Perturba & Observa Modificado. As simulações foram realizadas frente a variações de temperatura e irradiação solar, permitindo a comparação do comportamento dinâmico dos algoritmos e também seu desempenho em regime permanente. Os resultados obtidos por simulação mostraram claramente a supremacia do método Perturba & Observa Modificado, que, por ser adaptativo, mostrou convergência (em geral) mais rápida durante os transitórios, e menor erro em regime permanente. É um método, porém, bastante sensível às condições iniciais, o que pode prejudicar sua dinâmica em determinadas condições. O algoritmo da Condutância Incremental apresentou tempo de convergência bem próximo ao do Perturba & Observa convencional. Em regime permanente, o P&O apresenta naturalmente as oscilações inerentes ao algoritmo em torno do MPP, enquanto o CondInc apresenta um pequeno erro em regime permanente devido à faixa de tolerância introduzida em sua implementação real, necessária para impedir oscilações como a do P&O devido a nunca satisfazer a igualdade da equação (3.5).

Em seguida foi simulado o paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica através do controle de injeção de corrente. Simularam-se as técnicas do

aumento da capacitância, da amostragem síncrona do barramento c.c., do compensador repetitivo e do compensador ressonante para suprimir a componente de 3º harmônico da corrente injetada na rede. Os resultados de simulação mostraram que, sem que seja tomada nenhuma providência para a supressão do harmônico, a corrente injetada na rede não satisfaz os requisitos da norma IEC 61727 tanto relativo à THD quanto ao componente de 180 Hz em si. Em contrapartida, todos os métodos de supressão sugeridos simulados atenuaram o conteúdo harmônico suficientemente para manter a corrente em concordância, e ainda com boa margem, com os requisitos normativos. O método que apresentou o melhor desempenho em termos de conteúdo harmônico foi o da amostragem síncrona da tensão. Este, porém, além de ter a dinâmica mais lenta, requer ajuste de amostragem no momento correto para evitar erro em regime permanente. O aumento do capacitor c.c. é um método simples e eficaz, mas aumenta o peso e diminui a confiabilidade do conversor, assim como sua dinâmica. O método repetitivo é eficaz e tem uma boa robustez a variações paramétricas, mas também possui dinâmica lenta. O método do compensador proporcional ressonante apresentou menor atenuação para o 3º harmônico do que os outros, embora ainda eficaz. Sua grande vantagem encontra-se no fato de que a rejeição da componente de 180 Hz é apenas consequência da sua função de transferência, ou seja, não é necessária nenhuma providência na malha de tensão quando se usa o P + Ressonante na malha de corrente, lá presente para remover o erro em regime permanente que aparece com o PI. Em geral, os métodos propostos dos compensadores repetitivo e ressonante mostraram-se mais interessantes para a rejeição do 3º harmônico do que os métodos convencionais, considerando-se suas vantagens e limitações citadas.

A simulação do paralelismo com o método de *droop* de frequência e tensão apresentou resultados também dentro dos conformes, controlando-se a potência ativa e reativa fornecidas à rede de distribuição elétrica. O *droop* mostrou-se dinamicamente mais lento do que os métodos utilizando injeção de corrente, mas tem como grande vantagem a possibilidade de regular também a potência reativa injetada, podendo utilizar o paralelismo de parques fotovoltaicos com a rede para regulação de tensão. Utiliza também um filtro *LCL* na saída ao invés do *LC*, que aumenta o peso e tamanho do sistema, mas, ao mesmo tempo, reduz o conteúdo harmônico da corrente de saída.

O comportamento do estágio inversor do paralelismo frente mudanças atmosféricas em conjunto também com a introdução de cargas locais ocorreu conforme esperado, havendo convergência para os novos pontos de operação com os corretos fluxos de potência, seja utilizando controlador PI, P + Ressonante ou *droop*.

Por fim, os resultados das simulações deixaram claro que o desempenho do sistema fotovoltaico está completamente de acordo com as recomendações da norma IEC 61727 e do projeto de norma PN 03:082.01-001, que ditam as características da interface de sistemas fotovoltaicos com a rede elétrica.

As propostas para continuidade deste trabalho são:

- Implementação experimental do sistema fotovoltaico e métodos de controle propostos, em especial com os compensadores repetitivo e ressonante.
- Realizar a regulação da tensão da rede de distribuição elétrica através do paralelismo com o sistema fotovoltaico proposto utilizando a técnica de droop de tensão e frequência.
- Realizar análise através de simulação da robustez do controlador repetitivo implementado para rejeição do 2º harmônico em termos de variações paramétricas.
- Realizar análise da capacidade de rejeição de distúrbios e filtragem ativa de harmônicos de baixa frequência (5º, 7º) do controlador proporcional ressonante com compensadores paralelos.
- Extensão da análise ao uso de conversores multiníveis nos sistemas fotovoltaicos acoplados à rede elétrica com estratégia de controle baseada em equilíbrio de energia.
- Investigação e simulação do controle do paralelismo através da técnica de controle não-linear baseada na função de Lyapunov.

## 6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [1] A. Pandey, N. Dasgupta, A. K. Mukerjee, "High-Performance Algorithms for Drift Avoidance and Fast Tracking in Solar MPPT System", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, June 2008.
- [2] C. Hua, J. Lin, C. Shen, "Implementation of a DSP-Controlled Photovoltaic System with Peak Power Tracking", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 1, February 1998.
- [3] R. Kadri, J. Gaubert, G. Champenois, M. Mostefaï, "Design of a Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System Based on Deadbeat Current Control with LCL Filter", *14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2010*.
- [4] B. Cougo, P. C. Cortizo, F. F. Rocha, G. G. B. Coelho, P. F. Seixas, L. de V. B. Machado Neto, "A Photovoltaic System for Remote Fault Detection in Distribution Lines Using a Novel MPPT Algorithm", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2007*.
- [5] L. V. B. M. Neto, C. V. T. Cabral, A. S. A. C. Diniz, P. C. Cortizo, D. O. Filho, "Desenvolvimento de Conversor Eletrônico para Máxima Transferência de Potência em Sistemas Fotovoltaicos Aplicados à Eletrificação Rural", *Encontro de Energia no Meio Rural*, Ano 5, 2004.
- [6] N. Mohan, T. M. Underland, W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, 2ª Edição, Nova Iorque, 1995.
- [7] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, N. C. Voulgaris, "Development of a Microcontroller-Based, Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 1, January 2001.

- [8] J. Li, F. Zhuo, J. Liu, X. Wang, B. Wen, L. Wang, S. Ni, "Study on Unified Control of Grid-connected Generation and Harmonic Compensation in Dual-stage High-capacity PV system", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2009.
- [9] Y. Lingzhi, L. Ming, L. Xiang, D. Dong, Y. Zhezhi, "Research of three-loop Control Method Of PV Grid-connected Inverter", *Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, 2010.
- [10] H. Xiao, S. Xie, C. Yang, "Transformerless Split-inductor Neutral point clamped Three-level PV Grid-Connected Inverter", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010.
- [11] T. Zhao, H. Wang, Z. Ju, X. Wei, X. Li, S. Zhang, "The distributed maximum power point tracking method And Application In The PV grid-connected generation", 2010 International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application.
- [12] H. Xiao, S. Xie, "Transformerless Split-Inductor Neutral Point Clamped Three-Level PV Grid-Connected Inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, April 2012.
- [13] X. Guo, J. Chen, Q. Liu, "Real-time and grid-connected control of PV power system", *The International Conference on Advanced Power System Automation and Protection*, 2011.
- [14] R. G. Wandhare, V. Agarwal, "Advance Control Scheme and Operating Modes for Large Capacity Centralised PV-Grid Systems to Overcome Penetration Issues", *37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, 2011.
- [15] R. Marouani, K. Echaieb, A. Mami, "Sliding Mode Controller for Buck-Boost dc-dc Converter in PV Grid-Connected System", *16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, 2012.

- [16] G. R. Walker, P. C. Sernia, "Cascaded DC–DC Converter Connection of Photovoltaic Modules", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.19,no. 4, July 2004.
- [17] Programa ALTENER, "Energia Fotovoltaica - Manual sobre Tecnologias, Projecto e Instalação", GREENPRO, Janeiro de 2004.
- [18] R. M. G. Castro, Introdução à Energia Fotovoltaica, Universidade Técnica de Lisboa - Instituto Superior Técnico - DEEC / Secção de Energia, Janeiro de 2004.
- [19] Y. Kuo, T. Liang, J. Chen, "Novel Maximum-Power-Point-Tracking Controller for Photovoltaic Energy Conversion System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 3, June 2001.
- [20] C. Hua, C. Shen, "Study of Maximum Power Tracking Techniques and Control of DC/DC Converters for Photovoltaic Power System", *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1998.
- [21] N. Pongratananukul, T. Kasparis, "Tool for Automated Simulation of Solar Arrays Using General-Purpose Simulators", *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, 2004.
- [22] International Standard CEI/IEC 61727:2004, *Photovoltaic (PV) systems – Characteristics of the utility interface*, [www.iec.ch](http://www.iec.ch), 12/2004.
- [23] ABNT NBR 10899, Energia solar fotovoltaica – Terminologia, CE-03:082.01 - Comissão de Estudo de Sistemas de Conversão Fotovoltaica de Energia Solar, 2005.
- [24] PN 03:082.01-001, *Sistemas Fotovoltaicos (FV) – Características da Conexão à Rede Elétrica*, CE-03:082.01 - Comissão de Estudo de Sistemas de Conversão Fotovoltaica de Energia Solar.

[25] United States Department of Energy, SunShot Initiative, EERE Energy Efficiency & Renewable Energy, [www.eere.energy.gov/solar/sunshot/](http://www.eere.energy.gov/solar/sunshot/), data de acesso: 05/04/2011.

[26] IDEAL – Instituto para o Desenvolvimento de Energias Alternativas da América Latina, *América do Sol*, <http://www.americadosol.org>, data de acesso: 16/08/2011.

[27] ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica, *SIGEL – Sistema de Informações Georreferenciadas do Setor Elétrico*, <http://sigel.aneel.gov.br>, data de acesso: 22/04/2011.

[28] ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica, *BIG – Banco de Informações de Geração*, [www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=15](http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=15), data de acesso: 22/04/2011.

[29] Nota Técnica EPE – Empresa de Pesquisa Energética, *Análise da Inserção da Geração Solar na Matriz Elétrica Brasileira*, Rio de Janeiro - Maio de 2012. [www.epe.gov.br/geracao/Documents/Estudos\\_23/NT\\_EnergiaSolar\\_2012.pdf](http://www.epe.gov.br/geracao/Documents/Estudos_23/NT_EnergiaSolar_2012.pdf).

[30] R. Eisberg, R. Resnick, *Física Quântica – Átomos, Moléculas, Núcleos e Partículas*, Editora Campus/Elsevier, 23ª Tiragem.

[31] Julio Igor López Seguel, “Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Agosto de 2009.

[32] Tamás Kerekes, “Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems”, PhD Thesis, Aalborg University, Institute of Energy Technology, Denmark, August 2009.

[33] Johninson Imhoff, “Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, 2007.

- [34] J. Myrzik, M. Calais, "String and Module Integrated Inverters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems – A Review", *IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 2, 2003, pp. 8.
- [35] C. Meza, J. Negroni, D. Biel, F. Guinjoan, "Energy-Balance Modeling and Discrete Control for Single-Phase Grid-Connected PV Central Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, July 2008.
- [36] B. Sahan, A. Vergara, N. Henze, A. Engler, P. Zacharias, "A Single-Stage PV Module Integrated Converter Based on a Low-Power Current-Source Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, July 2008.
- [37] Z. Wang, S. Fan, Y. Zheng, M. Cheng, "Control of a Six-Switch Inverter Based Single-phase Grid-Connected PV Generation System With Inverse Park Transform PLL", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2012.
- [38] D. Hohm, M. Ropp, "Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms Using an Experimental, Programmable, Maximum Power Point Tracking Test Bed", *IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 2000, pp. 1699 - 1702.
- [39] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, P. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters" *IEEE Proc.-Electronics Power Applications*, Vol. 153, No. 5, September 2006.
- [40] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, M. Liserre, "A New Control Structure for Grid-Connected LCL PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation", *19<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2004.
- [41] H. Cha\*, T. Vu, J. Kim, "Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2009.

- [42] D. Sera, T. Kerekes, M. Lungeanu, P. Nakhost, R. Teodorescu, G. Andersen, M. Liserre, "Low-Cost Digital Implementation of Proportional-Resonant Current Controllers for PV Inverter Applications Using Delta Operator", *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2005.
- [43] Yi Lingzhi, L. Ming, L. Xiang, D. Dong, Y. Zhezhi, "Research of three-loop Control Method Of PV Grid-connected Inverter", *Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, 2010.
- [44] J.. Vasquez, R. Mastromauro, J. Guerrero, M. Liserre, "Voltage Support Provided by a Droop-Controlled Multifunctional Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, November 2009.
- [45] R. A. Mastromauro, M. Liserre, A. Dell'Aquila, J. M. Guerrero, J. C. Vázquez, "Droop Control of a Multifunctional PV Inverter", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2008.
- [46] Rubens M. S. Filho, "Contribuição ao Controle Digital do Paralelismo sem Comunicação de Sistemas de Energia Ininterrupta", Tese de Doutorado, UFMG, Setembro de 2009.
- [47] R. Mastromauro, M. Liserre, A. Dell'Aquila, "Study of the Effects of Inductor Nonlinear Behavior on the Performance of Current Controllers for Single-Phase PV Grid Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, May 2008.
- [48] ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas, *Catálogo de Normas*, <http://www.abntcatalogo.com.br/>, data de acesso: 15/03/2011.
- [49] Lenin Martins Ferreira Moraes, "Estudo, análise e implementação de formas de onda de tensão sintetizadas através de PWM, com estágio de ignição e de correção de fator de potência para reatores eletrônicos para lâmpadas HPS", Tese de Doutorado, UFMG, Maio de 2007.

- [50] B. A. Francis, W. M. Wonham, "The internal model principle for linear multivariable regulators", *Appl. Math. Opt.*, vol. 2, pp. 170-194, 1975.
- [51] L. Morais, R. Filho, P. Cortizo, S. Seleme, P. Garcia, P. Seixas, "PLL-based repetitive control applied to the single-phase power factor correction using boost converter", *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, 2009.
- [52] Sergio Alejandro Díaz Contreras, "Contribuição ao Estudo de Inversores Entrelaçados Aplicado a Sistemas de Energia Ininterrupta", Dissertação de Mestrado, UFMG, Junho de 2010.
- [53] S. Contreras, P. Cortizo, M. Mendes, R. Filho, "Analysis of digital controllers for equilibrated current distribution in an interleaved inverter", *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2010.
- [54] E. Coelho, P. Cortizo, P. Garcia, "Small signal stability for single phase inverter connected to stiff AC system", *34<sup>th</sup> IAS Annual Meeting IEEE Industry Applications Conference*, 1999.

## APÊNDICE A – PROJETO DOS CONVERSORES E FILTROS

Com o intuito de especificar o sistema fotovoltaico e determinar os parâmetros para a simulação, realiza-se o projeto deste contemplando os filtros de entrada e saída, o indutor do conversor c.c./c.c., e o capacitor do barramento de corrente contínua na entrada do conversor c.c./c.a. Considera-se para isso como potência nominal de operação a máxima quando o arranjo de módulos fotovoltaicos recebe uma incidência de radiação solar de  $1000 \text{ W/m}^2$  e encontra-se a uma temperatura de operação de  $55^\circ\text{C}$ , ou seja,  $7348 \text{ W}$ .

### A.1 PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA

Para a determinação dos valores dos componentes passivos do filtro LC de 2ª ordem de entrada, considera-se que o *boost* é uma fonte de corrente de alta frequência (na frequência de chaveamento) conforme a Figura A.1, uma vez que o propósito desse filtro é de fato impedir que as oscilações em alta frequência da corrente introduzidas pelo *boost* atinjam o arranjo solar.

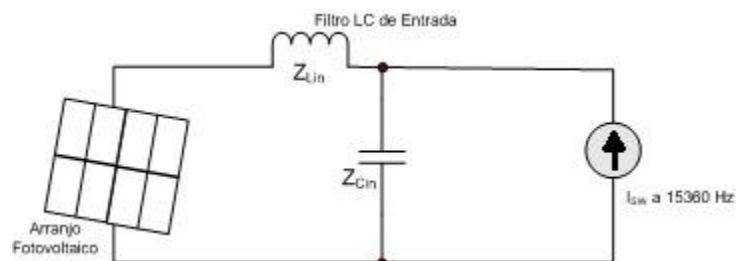


Figura A.1: Circuito para determinação do filtro de entradas.

Considerando o circuito da figura, deseja-se que virtualmente toda a corrente de alta frequência passe pela impedância do capacitor do filtro, e nada passe pela impedância do indutor. Para quantizar, determina-se que apenas 5% da corrente (em  $15360 \text{ Hz}$ ) deverá passar pelo indutor, ou seja, a relação de impedâncias deve ser como em (A.1).

$$Z_{Cin} = 0,05 \times Z_{Lin} \quad (\text{A.1})$$

Em termos da frequência angular de chaveamento  $\omega_{SW}$ , obtêm-se a equação (A.2).

$$\frac{1}{\omega_{SW}C_{in}} = 0,05 \times \omega_{SW}L_{in} \quad (A.2)$$

Resolvendo para o indutor, obtém-se (A.3).

$$L_{in} = \frac{1}{0,05 \times \omega_{SW}^2 \times C_{in}} \quad (A.3)$$

Escolhendo para o filtro de entrada um capacitor  $C_{in} = 10 \mu F$ , e atribuindo-se os valores em (A.3), obtém-se o indutor do filtro em (A.4).

$$L_{in} = \frac{1}{0,05 \times (2\pi \times 15360 \text{ Hz})^2 \times 10 \mu F} = 215 \mu H \rightarrow 200 \mu H \quad (A.4)$$

Determina-se assim o valor dos elementos do filtro de entrada. A impedância destes em alta frequência é dada por (A.5), onde nota-se que o valor para C é apenas 5,4% do valor para L.

$$Z_{L_{in}} = 19,3 \Omega, \quad Z_{C_{in}} = 1,04 \Omega \quad (A.5)$$

A frequência de corte  $f_c$  para o filtro passivo em questão é mostrada na equação (A.6).

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_{in} \times C_{in}}} = 3,5 \text{ kHz} \quad (A.6)$$

A componente DC da corrente injetada pelo arranjo solar, naturalmente, enxerga o indutor do filtro como uma impedância nula e o capacitor como uma impedância infinita, conforme desejado.

## A.2 PROJETO DOS ELEMENTOS PASSIVOS DOS CONVERSORES

O projeto dos elementos passivos do *Boost* utilizado no MPPT e do inversor contempla o indutor  $L_{boost}$  e o capacitor  $C_{dc}$  do barramento de corrente contínua entre os conversores (vide Figura A.2).

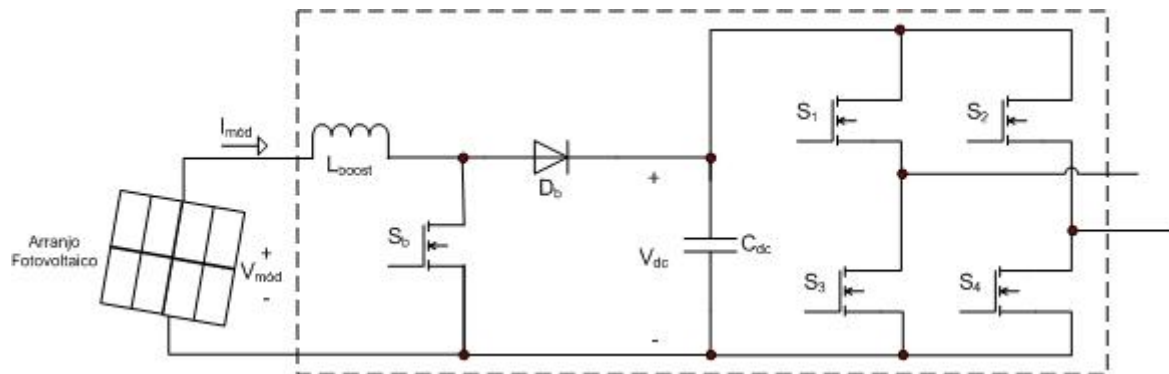


Figura A.2: Circuito dos painéis solares, filtro, *boost* e inversor.

### A.2.1 Projeto do indutor

O indutor  $L_{boost}$  do *Boost* é projetado baseado na amplitude permissível para o *ripple* de alta frequência da corrente. A Figura A.3 mostra a curva da corrente no indutor da Figura A.2 no modo de condução contínua, bem como o comando da chave  $S_b$ .

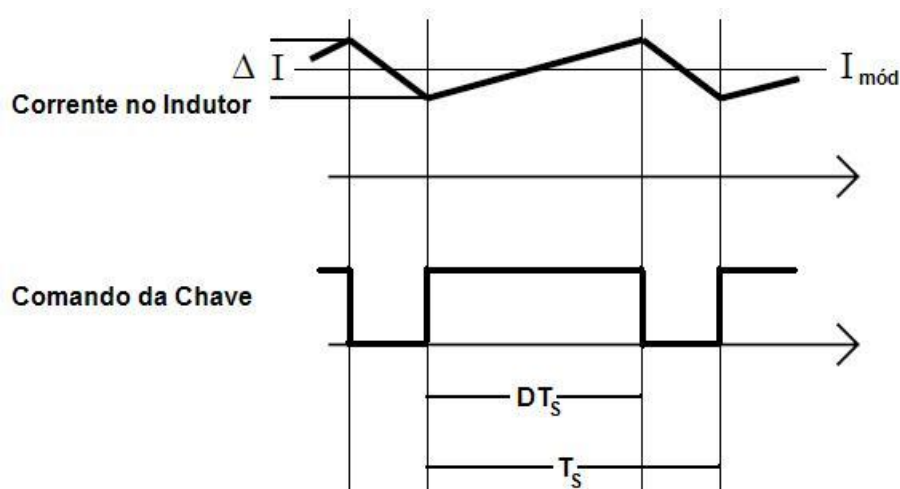


Figura A.3: Comando da chave e corrente no indutor do *boost*.

Da figura, no pico da triangular que representa a amplitude máxima do *ripple* de alta frequência, a equação (A.7) traduz o comportamento do indutor, onde  $V_{mód}$  é a tensão do arranjo de módulos fotovoltaicos aplicada no momento sobre o indutor,  $\Delta i_{máx}$  é a amplitude do *ripple* de corrente e  $\Delta t$  é o incremento de tempo.

$$V_{mód} = L_{boost} \frac{dI_{mód}}{dt} = L_{boost} \frac{\Delta i_{máx}}{\Delta t} \quad (A.7)$$

Para um determinado ciclo de trabalho  $D$  e período de chaveamento  $T_{SW}$ , o incremento  $\Delta t = D \times T_{SW}$ . Substituindo essa expressão em (A.7) e rearranjando para  $L_{boost}$ , obtém-se a equação (A.8), onde  $f_{SW} = 1/T_{SW}$  é a frequência de chaveamento do *Boost*.

$$L_{boost} = \frac{V_{mód} \times D \times T_{SW}}{\Delta i_{máx}} = \frac{V_{mód} \times D}{\Delta i_{máx} \times f_{SW}} \quad (A.8)$$

Considerando que no ponto de máxima potência para condições nominais a tensão do módulo é  $V_{mód} \approx 250V$  e sabendo que a frequência de chaveamento utilizada é de 15360 Hz, escolhe-se um *ripple* máximo de corrente de 6,5 A (aproximadamente 20% da corrente nominal no MPP). Para o duty cycle, como este é variado pelo MPPT, considera-se o ponto médio  $D = 0,5$  para o cálculo. Aplicando-se esses valores a (A.8), obtém-se o valor do indutor conforme equação (A.9).

$$L_{boost} = \frac{250V \times 0,5}{6,5A \times 15360Hz} = 1,25 \text{ mH} \quad (A.9)$$

## A.2.2 Projeto do capacitor

Para estabelecer o valor do capacitor  $C_{dc}$  a ser utilizado, utiliza-se a expressão (A.10) [32], onde o índice  $_{DC}$  representa grandezas relativas ao barramento de corrente contínua.

$$C_{dc} = \frac{P_{DC}}{2 \times \omega \times V_{DC} \times \Delta V_{DC}} \quad (A.10)$$

Para os cálculos, considera-se a potência do barramento c.c. igual à potência nominal do arranjo de módulos  $P_{DC} = P_{nominal} \approx 7345 W$ , a frequência angular da rede  $\omega = 2\pi \times 60 Hz$  e a tensão do barramento c.c.  $V_{DC} = 390 V$  (conforme descrito na seção 3.8.3, equação (3.23)). Escolheu-se um *ripple*  $\Delta V_{DC} = 20V \approx 5\%$ . O capacitor do barramento c.c. é, portanto, obtido aplicando-se estes valores à equação (A.10), cujo resultado pode ser visto na equação (A.11).

$$C_{dc} = \frac{7345 W}{2 \times 2\pi \times 60 Hz \times 390 V \times 20 V} = 1,20 mF \quad (A.11)$$

### A.3 PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA

O filtro de saída do conversor do sistema fotovoltaico consiste em um filtro LC de 2ª ordem cujo principal intuito é atenuar as componentes de alta frequência da corrente injetada na rede provenientes da saída do inversor. Para este filtro, começa-se pelo projeto do indutor, denominado  $L_{out}$ .

#### A.3.1 Projeto do Indutor

As tensões em cada lado dos terminais do indutor a ser projetado são respectivamente a da saída do inversor e a da rede (Figura 3.10, com  $Z = L_{out}$ ). Considerando-se que foi utilizado um PWM a três níveis para o estágio inversor e analisando o ciclo positivo da senóide da rede (ambos os ciclos levam ao mesmo resultado), têm-se duas situações: Tensão de saída do inversor igual à tensão do barramento c.c. e igual a zero. As equações para o indutor em cada caso são a (A.12) e (A.13) respectivamente, onde  $V_{rede}$  é a tensão da rede,  $\Delta i_{L_{out}}$  é a amplitude da variação na corrente do indutor durante o chaveamento, e  $t_1$  e  $t_2$  são os tempos de permanência de cada um dos dois estados estado do período de chaveamento.

$$V_{DC} - V_{rede} = \frac{L_{out} \times \Delta i_{L_{out}}}{t_1} \quad (A.12)$$

$$0 - V_{rede} = \frac{L_{out} \times (-\Delta i_{L_{out}})}{t_2} \quad (A.13)$$

Rearranjando (A.12) e (A.13) em termos dos tempos de condução, obtém-se (A.14) e (A.15).

$$t_1 = \frac{L_{out} \times \Delta i_{L_{out}}}{V_{DC} - V_{rede}} \quad (A.14)$$

$$t_2 = \frac{L_{out} \times \Delta i_{L_{out}}}{V_{rede}} \quad (A.15)$$

Uma vez que  $t_1 + t_2 = T_{SW}$ , onde  $T_{SW}$  é o período de chaveamento do inversor, ao somar-se as equações (A.14) e (A.15) obtém-se a equação (A.16) abaixo.

$$T_{SW} = L_{out} \times \Delta i_{L_{out}} \left[ \frac{1}{V_{DC} - V_{rede}} + \frac{1}{V_{rede}} \right] = \frac{L_{out} \times \Delta i_{L_{out}} \times V_{DC}}{V_{rede}(V_{DC} - V_{rede})} \quad (A.16)$$

Rearranjando (A.16) para o indutor, obtém-se (A.17), onde  $f_{SW} = 1/T_{SW}$  é a frequência de chaveamento do inversor.

$$L_{out} = \frac{V_{rede}(V_{DC} - V_{rede})}{\Delta i_{L_{out}} \times V_{DC} \times f_{SW}} \quad (A.17)$$

O ponto de operação que maximiza a equação (A.17) (maior indutor) é o momento no qual  $V_{rede} = \frac{V_{DC}}{2}$ , cujo resultado pode ser visto em (A.18).

$$L_{out} = \frac{V_{DC}}{4 \times \Delta i_{L_{out}} \times f_{SW}} \quad (A.18)$$

Sabendo que a tensão do barramento c.c. é 390 V, a frequência de chaveamento é 15360 Hz, e escolhendo o *ripple* máximo de corrente de aproximadamente 10 A, obtém-se o tamanho do indutor do filtro de saída conforme (A.19).

$$L_{out} = \frac{390 \text{ V}}{4 \times 10,5 \text{ A} \times 15360 \text{ Hz}} = 600 \mu\text{H} \quad (A.19)$$

### A.3.2 Projeto do Capacitor

Escolhido o indutor do filtro de saída, escolhe-se o capacitor de modo a criar o filtro passa-baixas  $LC$  de segunda ordem cuja frequência de corte seja a desejada. A frequência de corte  $f_c$  do filtro é dada por (A.20).

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_{out} \times C_{out}}} \quad (\text{A.20})$$

Rearranjando para o capacitor, tem-se:

$$C_{out} = \frac{1}{L_{out}} \left[ \frac{1}{2\pi \times f_c} \right]^2 \quad (\text{A.21})$$

Escolhendo-se uma frequência de corte inferior a uma década da frequência de chaveamento, como, por exemplo, 1200 Hz, obtém-se o valor do capacitor do filtro de saída em (A.22).

$$C_{out} = \frac{1}{600 \mu H} \left[ \frac{1}{2\pi \times 1200 \text{ Hz}} \right]^2 \approx 30 \mu F \quad (\text{A.22})$$

Estão assim projetados os elementos passivos dos filtros e conversores simulados.