

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS**

ESCOLA DE ENGENHARIA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**IMPLEMENTAÇÕES DE ALGORITMOS DE  
CONTROLE E BUSCA DE MÁXIMA POTÊNCIA  
APLICADOS A CONVERSÃO DE ENERGIA  
FOTOVOLTAICA**

**LUCAS RICARDO ALMEIDA MUNIZ**

Belo Horizonte - MG  
2017

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 970

**IMPLEMENTAÇÕES DE ALGORITMOS DE CONTROLE E BUSCA DE MÁXIMA  
POTÊNCIA APLICADOS A CONVERSÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA**

**Lucas Ricardo Almeida Muniz**

DATA DA DEFESA: 20/02/2017

**Universidade Federal de Minas Gerais**

**Escola de Engenharia**

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

**IMPLEMENTAÇÕES DE ALGORITMOS DE CONTROLE E BUSCA  
DE MÁXIMA POTÊNCIA APLICADOS A CONVERSÃO DE  
ENERGIA FOTOVOLTAICA**

Lucas Ricardo Almeida Muniz

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. Marcos Antônio Severo Mendes

Belo Horizonte - MG

Fevereiro de 2017

M966i

Muniz, Lucas Ricardo Almeida.

Implementações de algoritmos de controle e busca de máxima potência aplicados a conversão de energia fotovoltaica [manuscrito] / Lucas Ricardo Almeida Muniz. – 2017.

xxvi, 166 f., enc.: il.

Orientador: Marcos Antônio Severo Mendes.

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

Anexos: f. 157-166.

Bibliografia: f. 153-156.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Geração de energia fotovoltaica - Teses. 3. Eletrônica de potência - Teses. I. Mendes, Marcos Antônio Severo. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

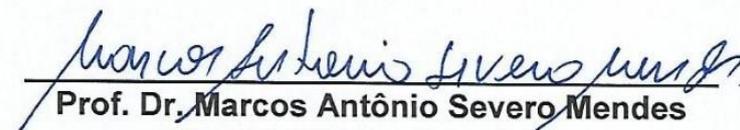
**"Implementações de Algoritmos de Controle e Busca de  
Máxima Potência Aplicados a Conversão de Energia  
Fotovoltaica"**

**Lucas Ricardo Almeida Muniz**

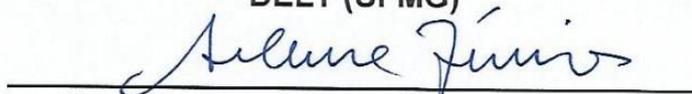
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 20 de fevereiro de 2017.

Por:

  
Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes  
DELT (UFMG) - Orientador

  
Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes  
DELT (UFMG)

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

À minha família e aos meus amigos.

# AGRADECIMENTOS

---

Primeiramente, agradeço a Deus que iluminou meus pensamentos e me ofereceu sabedoria. De forma semelhante, agradeço a toda minha família, pelos cuidados, motivação e apoio que foram essenciais para que eu fosse capaz de concluir este trabalho.

Agradeço ao Professor Marcos Antônio Severo Mendes pela orientação, colaboração e apoio ao meu crescimento profissional.

Agradeço a Gabriel Braga, diretor da PWP Lab, pela disponibilização dos equipamentos e suporte no desenvolvimento deste trabalho, também pela confiança e todo apoio.

Aos amigos Gustavo, Victor, Antônio e Ronan pela convivência, companheirismo, sugestões e pela disponibilidade em compartilhar o conhecimento e a experiência adquirida.

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.

“Cada nova descoberta da ciência é uma porta pela qual encontramos mais uma vez Deus, o autor dela.”

Albert Einstein

# RESUMO

---

Este trabalho tem como objetivo apresentar as técnicas para o projeto de um conversor *Boost* aplicado a sistemas fotovoltaicos de geração distribuída conectada à rede elétrica. Este conversor é empregado para busca de máxima potência de painéis fotovoltaicos, melhorando a eficiência do sistema independente da variação das condições climáticas e perturbações advindas da rede elétrica. Nesta pesquisa são apresentadas simulações e análises de algoritmos de busca de máxima potência convencionais. É proposto, ainda, métodos para melhorar a eficiência dos algoritmos no caso de sombreamento dos painéis fotovoltaicos. O conversor *Boost* é utilizado como estágio de interface entre os painéis fotovoltaicos e o barramento c.c. do inversor conectado à rede elétrica. Neste contexto, foram desenvolvidas equações de modelagem do sistema, cálculo dos componentes passivos, projeto de controle do conversor e realizadas simulações para análises e comparações. São também apresentadas técnicas para limitar a potência gerada e de partida do sistema de forma suave com o objetivo de evitar danos aos equipamentos. Os resultados simulados são discutidos comparativamente com os resultados experimentais, demonstrando os efeitos do dimensionamento do sistema, levando em consideração o desempenho em termos de estabilidade e máxima produção de energia.

**Palavras-chave:** Energia fotovoltaica, sistemas embarcados, eletrônica de potência, conversor *Boost*, MPPT

# ABSTRACT

---

This work objective to present the techniques for the design of a Boost converter applied to photovoltaic systems of distributed generation connected to the electric grid. This converter is used to search a maximum power of photovoltaic panels improving the system's efficiency independent of the climatic conditions variation and disturbances coming from the electric grid. In this research, simulations and analyzes of conventional maximum power search algorithms are presented. It is also proposed methods to improve the algorithms' efficiency in the case of shading of photovoltaic panels. The Boost converter is used as the interface stage between the photovoltaic panels and the c.c. bus connected to the grid. In this context, system-modeling equations, passive component calculation, converter control design and simulations were developed for analysis and comparisons. Also are presented techniques to limit the generated power and to start the system smoothly in order to avoid equipment damage. The simulated results are discussed comparatively with the experimental results, demonstrating the effects of the system design, taking into account the stability performance and maximum energy production.

**Keywords:** Solar energy, embedded systems, power electronics, MPPT, Boost converter

# LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1 Topologia do conversor para sistemas fotovoltaicos.....	31
Figura 2-1 Diagrama elétrico do painel fotovoltaico (VILLALVA, GAZOLI e RUPPERT, 2009).....	35
Figura 2-2 Curva I-V para um dado valor de $R_p$ e $R_s$ (SAMPAIO, 2010).....	36
Figura 2-3 Curva P-V característica de um painel fotovoltaico para variação da irradiância solar.....	37
Figura 2-4 Curva P-V característica de um painel fotovoltaico para variação da temperatura.....	37
Figura 2-5 - Diagrama esquemático da atuação do algoritmo MPPT.....	39
Figura 2-6 Fluxograma do algoritmo MPPT Perturba & Observa. (FEMIA <i>et al.</i> , 2005).....	40
Figura 2-7 Fluxograma do algoritmo MPPT da Condutância Incremental (ESRAM e CHAPMAN, 2007).....	42
Figura 2-8 Procedimento para execução do algoritmo da varredura.....	44
Figura 2-9 Ciclo de cálculo do algoritmo da varredura.....	44
Figura 2-10 Esquema de simulação do algoritmo híbrido para encontrar tensão de MPP nos painéis.....	46
Figura 2-11 Topologia de cálculo do algoritmo ANFIS (JANG, SUN e MIZUTANI, 1997).....	47
Figura 2-12 Fluxograma de execução do algoritmo ANFIS.....	48
Figura 2-13 Fluxograma de treinamento.....	49
Figura 2-14 Superfície de máxima potência.....	50
Figura 2-15 Resultado de simulação do modelo PV utilizado como estudo de caso.....	51
Figura 2-16 Teste algoritmo perturba e observa, ajuste de dinâmica.....	52
Figura 2-17 Teste algoritmo CondInc ajuste de dinâmica.....	52
Figura 2-18 Resposta de potência e corrente em função de variação da tensão para o arranjo do estudo de caso considerado.....	53
Figura 2-19 Conexão do arranjo de painéis fotovoltaicos sem diodos de <i>by-pass</i> .....	55
Figura 2-20 Resposta do arranjo a variação da tensão em condição de sombreamento sem diodo de <i>by-pass</i> .....	55

Figura 2-21 Resposta do arranjo ao algoritmo P&O em condição de sombreamento sem diodo de <i>by-pass</i> . .....	56
Figura 2-22 Resposta do arranjo ao algoritmo CondInc em condição de sombreamento sem diodo de <i>by-pass</i> . .....	57
Figura 2-23 Conexão do arranjo de painéis fotovoltaicos com Diodos de <i>by-pass</i> . ...	58
Figura 2-24 Resposta do arranjo a variação da tensão em condição de sombreamento com diodo de <i>by-pass</i> . .....	59
Figura 2-25 Resposta do arranjo ao algoritmo P&O em condição de sombreamento com diodo de <i>by-pass</i> . .....	60
Figura 2-26 Resposta do arranjo ao algoritmo CondInc em condição de sombreamento com diodo de <i>by-pass</i> . .....	60
Figura 2-27 Resposta do arranjo ao algoritmo da varredura em condição de sombreamento com diodo de <i>by-pass</i> . .....	62
Figura 2-28 Resposta do arranjo ao algoritmo híbrido partindo sem calibração em condição de sombreamento com diodo de <i>by-pass</i> . .....	63
Figura 2-29 Resposta do arranjo ao algoritmo híbrido partindo após calibração em condição de sombreamento com diodo de <i>by-pass</i> . .....	64
Figura 3-1 Circuito clássico do conversor <i>Boost</i> . .....	68
Figura 3-2 Curva do ganho de tensão em função da razão cíclica para o conversor <i>Boost</i> considerando perdas de condução (ERICKSON, 2004). .....	70
Figura 3-3 Forma de onda teórica para o regime contínuo (ERICKSON, 2004). .....	70
Figura 3-4 Conexão do conversor <i>Boost</i> considerado para modelagem com as variáveis de estado. .....	71
Figura 3-5 Conversor <i>Boost</i> com chave conduzindo. ....	73
Figura 3-6 Conversor <i>Boost</i> com chave em bloqueio. ....	74
Figura 3-7 Indutância crítica em função da variação da razão cíclica e da corrente no indutor. ....	81
Figura 3-8 Curva de indutância em função da corrente .....	82
Figura 3-9 Indutância crítica em função da variação da razão cíclica e da irradiância solar para 5 painéis em série. ....	83
Figura 3-10 Indutância crítica em função da variação da razão cíclica e da irradiância solar para apenas um painel. ....	83
Figura 3-11 Indutância crítica em função da variação da razão cíclica e da irradiância solar para 7 painéis em série. ....	84
Figura 3-12 <i>Ripple</i> de corrente em função da razão cíclica .....	85
Figura 3-13 Relação entre o ganho e a razão cíclica do conversor <i>Boost</i> . ....	86

Figura 3-14 Corrente no indutor do <i>Boost</i> para corrente média de 1, 2 e 3 Amperes. .....	88
Figura 3-15 Corrente no indutor do <i>Boost</i> e tensão no arranjo fotovoltaico para corrente média de 20 Amperes. ....	88
Figura 3-16 Tensão de entrada do conversor <i>Boost</i> : resposta ao degrau de 50% para 40% da razão cíclica dos modelos linearizado e chaveado com arranjo de painéis operando a 1000W/m <sup>2</sup> .....	90
Figura 3-17 Tensão de entrada do conversor <i>Boost</i> : resposta ao degrau de 50% para 40% da razão cíclica dos modelos linearizado e chaveado com arranjo de painéis operando a 200W/m <sup>2</sup> . ....	91
Figura 3-18 Topologia de controle do MCES, detalhando as malhas de controle do ICR e do <i>Boost</i> . ....	93
Figura 3-19 Malha de controle do conversor <i>Boost</i> . ....	94
Figura 3-20 Diagrama de bode da função de transferência $G_{vds}$ Para $L = 460\mu\text{H}$ ....	95
Figura 3-21 Diagrama de bode da função de transferência $G_{vds}$ Para $L = 900\mu\text{H}$ . ..	96
Figura 3-22 - Resposta ao degrau do sistema não compensado com indutância de 900 $\mu\text{H}$ e 460 $\mu\text{H}$ . ....	96
Figura 3-23 - Diagrama de bode do controlador PD.....	99
Figura 3-24 Diagrama de bode do sistema compensado em malha aberta e malha fechada apenas com controlador PD. ....	99
Figura 3-25 Diagrama de bode do controlador PI de ganho unitário.....	100
Figura 3-26 Diagrama de bode do controlador PID.....	101
Figura 3-27 - Diagrama de bode de malha aberta $T_s = G_{vds} * G_{cs}$ com controlador PID. ....	102
Figura 3-28 - Diagrama de bode do sistema compensado em malha fechada $T_s$ ...	103
Figura 3-29 Resposta ao degrau unitário do sistema compensado em malha fechada. .....	103
Figura 3-30 Diagrama de bode do sistema compensado em malha fechada utilizando $G_{vios}$ para análise das perturbações provocadas pela tensão de saída. .....	104
Figura 3-31 Diagrama de bode de malha aberta $T_s = G_{vds} * G_{cs}$ com controlador PID para proposta de aumento da frequência para 40kHz. ....	106
Figura 3-32 Resposta ao degrau unitário do sistema compensado em malha fechada para proposta de aumento da frequência para 40kHz. ....	106

Figura 3-33 Diagrama de bode do sistema compensado em malha fechada utilizando $G_{vios}$ para proposta de aumento da frequência para 40kHz. .....	107
Figura 3-34 Sinal de tensão do painel na placa de controle, destacando ruído provocado pelo chaveamento. ....	108
Figura 3-35 Diagrama de bode do filtro RC para medição de tensão do painel.....	108
Figura 3-36 Diagrama de bode de malha aberta $T_s = G_{vds} * G_{cs} * H_s$ com controlador PID mais efeito do filtro de medição.....	109
Figura 4-1 Modelo do sistema com arranjo fotovoltaico e conversor <i>Boost</i> conectado a fonte ideal para simulação do projeto do controlador.....	113
Figura 4-2 Resultado de teste de robustez do controlador na simulação do modelo chaveado do conversor <i>Boost</i> com resposta ao degrau de tensão.....	115
Figura 4-3 Resultado detalhado do teste de robustez do controlador na simulação do conversor <i>Boost</i> com resposta ao degrau de tensão. ....	115
Figura 4-4 Resultado de teste de pequenos degraus respeitando tempo de acomodação.....	116
Figura 4-5 Malha de controle do conversor <i>Boost</i> com controlador de ação <i>feedforward</i> em paralelo ao controlador PID.....	118
Figura 4-6 Resultado de simulação do conversor <i>Boost</i> da resposta ao degrau de tensão com controlador de ação <i>feedforward</i> . ....	119
Figura 4-7 Resultado de simulação do conversor <i>Boost</i> com resposta ao algoritmo MPPT. ....	121
Figura 4-8 Resposta ao algoritmo <i>MPPT</i> com ação <i>feedforward</i> . ....	121
Figura 4-9 Topologia do conversor fotovoltaico destacando interação entre conversor <i>Boost</i> e inversor conectado à rede.....	122
Figura 4-10 Circuito de pré-carga utilizado para partida do sistema. ....	124
Figura 4-11 Pré-carga do barramento c.c.: Chave $C_P$ acionada.....	125
Figura 4-12 Pré-carga do barramento c.c.: Rampa da malha de tensão até 250 volts .....	125
Figura 4-13 Resposta de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para simulação de partida do conversor <i>Boost</i> operando em <i>loop</i> de cálculo dos controladores a 15360Hz com inversor conectado à rede. ....	127
Figura 4-14 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para simulação de partida do conversor <i>Boost</i> operando em <i>loop</i> de cálculo dos controladores a 15360Hz com inversor conectado à rede.....	128

- Figura 4-15 Resposta de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para simulação de partida do conversor *Boost* operando em *loop* de cálculo dos controladores a 15360Hz mais ação *feedforward* com inversor conectado à rede. .... 129
- Figura 4-16 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para simulação de partida do conversor *Boost* operando em *loop* de cálculo dos controladores a 15360Hz mais ação *feedforward* com inversor conectado à rede. .... 129
- Figura 4-17 Resposta de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para simulação de partida do conversor *Boost* operando em *loop* de cálculo dos controladores a 40kHz com inversor conectado à rede. .... 130
- Figura 4-18 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para simulação de partida do conversor *Boost* operando em *loop* de cálculo dos controladores a 40kHz com inversor conectado à rede..... 131
- Figura 4-19 Resposta de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para operação do conversor *Boost* conectado ao inversor utilizando arranjo de apenas um painel..... 132
- Figura 4-20 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para operação do conversor *Boost* conectado ao inversor utilizando arranjo de apenas um painel. .... 133
- Figura 4-21 Resposta de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para operação do conversor *Boost* conectado ao inversor utilizando arranjo composto por 7 painéis. .... 134
- Figura 4-22 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para operação do conversor *Boost* conectado ao inversor utilizando arranjo composto por 7 painéis. .... 134
- Figura 4-23 Resposta de tensão, razão cíclica e potência do arranjo fotovoltaico para simulação de demonstração do algoritmo de limitação de potência gerada. .... 136
- Figura 4-24 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para simulação de demonstração do algoritmo de limitação de potência gerada..... 136
- Figura 4-25 *Ripple* de tensão do painel. Legenda canal 1: tensão do painel, canal 4: corrente no *Boost*. .... 137
- Figura 4-26 *Ripple* de corrente indutor para razão cíclica de 44%. Legenda canal 1: tensão do painel, canal 4: corrente no *Boost*. .... 138
- Figura 4-27 *Ripple* corrente no indutor para razão cíclica de 56%. Legenda canal 1: tensão do painel, canal 4: corrente no *Boost*. .... 138

Figura 4-28 Operação do MCES para potência dos painéis de 650W de potência instantânea. Legenda canal 1: tensão do painel, canal3: tensão no barramento c.c. do inversor, canal 4: corrente na rede. ....	139
Figura 4-29 Operação do MCES para potência dos painéis 2kW de potência instantânea. Legenda canal 1: tensão do painel, canal3: tensão no barramento c.c. do inversor, canal 4: corrente na rede. ....	139
Figura 4-30 Operação MCES com razão cíclica fixa em 50%.....	140
Figura 4-31 Operação MCES apenas com controlador PID.....	141
Figura 4-32 Operação MCES com controlador PID mais ação <i>feedforward</i> . ....	142
Figura 4-33 Dados de tensão e corrente dos painéis e razão cíclica do <i>Boost</i> obtidos ao longo do dia 18/01/2017. ....	143
Figura 4-34 Dados de potência entregue pelos painéis e potência do inversor obtidos ao longo do dia 18/01/2017. ....	143
Figura 4-35 Dados de corrente RMS e tensão no barramento c.c. do inversor obtidos ao longo do dia 18/01/2017. ....	144
Figura 4-36 33 Dados de tensão e corrente dos painéis e razão cíclica do <i>Boost</i> obtidos ao longo de uma semana, entre o dia 18/01/2017 e 25/01/2017. ....	145
Figura 4-37 Dados de potência entregue pelos painéis e potência do inversor obtidos ao longo de uma semana, entre o dia 18/01/2017 e 25/01/2017. ....	145
Figura 4-38 Dados de corrente RMS e tensão no barramento c.c. do inversor obtidos ao longo de uma semana, entre o dia 18/01/2017 e 25/01/2017. ....	146
Figura A-1 Dependência da radiação painel fotovoltaico (SOLARIA, 2011). ....	158
Figura A-2 Montagem do equipamento MCES utilizado.....	160
Figura A-3 Interface de comunicação e aquisição de dados do MCES.....	161

# LISTA DE TABELAS

---

Tabela 1 – Parâmetros do conversor <i>Boost</i> para teste do modelo chaveado de resposta ao degrau. ....	89
Tabela 2 Parâmetros do módulo S6P2G235.....	157
Tabela 3 Parâmetros do arranjo fotovoltaico do estudo de caso considerado. ....	158
Tabela 4 Parâmetros do modelo chaveado conversor <i>Boost</i> simulado.....	159

# LISTA DE SÍMBOLOS

---

$V_{oc}$	Tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico;
$I_{sc}$	Corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico;
$V_{mp}$	Tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico;
$I_{mp}$	Corrente de máxima potência do módulo fotovoltaico;
$K_I$	Coeficiente de variação da corrente fotoelétrica com a temperatura;
$K_V$	Coeficiente de variação da tensão de circuito aberto com a temperatura;
$V_{pv}$	Tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico;
$I_{pv}$	Corrente nos terminais do arranjo fotovoltaico;
$G$	Irradiância solar sobre os painéis;
$T$	Temperatura sobre os painéis;
$I_0$	Corrente de saturação reversa;
$V_t$	Tensão térmica;
$N_s$	Número de células solares em série no módulo;
$K$	Constante de Boltzmann [ $1,380650310^{-23}J/K$ ];
$Q$	Carga do elétron [ $1,6021764610^{-19}C$ ];
$R_s$	Resistência série do módulo fotovoltaico;
$R_p$	Resistência paralela do módulo fotovoltaico;
$P_{max_m}$	Potência máxima do modelo matemático do painel;
$P_{max_e}$	Potência máxima fornecida pelo fabricante;
$S_{Boost}$	Chave do conversor <i>Boost</i> ;
$C_P$	Contator principal;
$C_{PC}$	Contator de pré-carga;
$D$	Razão Cíclica;
$T_{on}$	Período interruptor do <i>Boost</i> ligado
$T_s$	Período completo de comutação do <i>Boost</i>

$v_L$	Tensão no indutor do <i>Boost</i> ;
$v_i$	Tensão de entrada do <i>Boost</i> ;
$v_o$	Tensão de saída do <i>Boost</i> ;
$R_L$	Resistência do indutor do <i>Boost</i> ;
$L$	Indutância do <i>Boost</i> ;
$i_L$	Corrente do <i>Boost</i> ;
$R_{on}$	Resistência série da chave em condução;
$V_{DI}$	Queda de tensão no diodo;
$R_{pv}$	Resistência dinâmica do painel fotovoltaico;
$C_{in}$	Capacitância de entrada do <i>Boost</i> ;
$X$	Vetor de estados no ponto quiescente de operação;
$\hat{x}$	Vetor de estados para o modelo de pequenos sinais;
$\hat{G}_{vd}$	Função transferência que relaciona a razão cíclica com tensão de entrada;
$\hat{G}_{vio}$	Função de transferência que relaciona a tensão de entrada com tensão de saída;
$\hat{V}_{pv}$	Equação de tensão nos painéis fotovoltaicos
$L_{critica}$	Indutância crítica do <i>Boost</i> ;
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento do <i>Boost</i> ;
$\Delta I_L$	<i>Ripple</i> de corrente no <i>Boost</i> ;
$D_{mpp}$	Razão cíclica para máxima potência;
$P$	Potencia nominal do conversor;
$C(s)$	Função de transferência do controlador do <i>Boost</i> ;
$V_{Ref}$	Tensão de referência do <i>Boost</i> dada pelo algoritmo de MPPT;
$G_{Ci}$	Função de transferência do controlador da malha de corrente do ICR;
$G_{Cv}$	Função de transferência do controlador da malha de tensão do ICR;
$I_{Rede}$	Medição de corrente na saída do ICR;
$V_{Rede}$	Medição de Tensão na saída do ICR;
$M(s)$	Função de transferência do modulador;
$H(s)$	Função de transferência da medição de tensão no painel;
$f_0$	Frequência natural dos pólos do <i>Boost</i> ;
$f_c$	Frequência de corte do controlador do <i>Boost</i> ;

$G_{pd}(s)$	Função de transferência do controlador PD;
$f_z$	Frequência do zero do controlador PD;
$f_p$	Frequência do polo do controlador PD;
$G_d$	Ganho do controlador PD;
$G_{pi}(s)$	Função de transferência do controlador PI;
$G_{pid}(s)$	Função de transferência do controlador PID;
$T(s)$	Função de transferência do sistema compensado;
$D_{FFW}$	Razão cíclica da ação <i>feedforward</i> ;
$V_{mpppt}$	Tensão de referência dada pelo algoritmo de busca de máxima potencia
$V_{cc}$	Tensão medida no barramento c.c. do ICR;
$C_{cc}$	Capacitância do barramento c.c. do ICR;
$V_{cc}$	Tensão medida no barramento c.c. do ICR;
$f_{Rede}$	Frequência da rede elétrica;
$P_{inv}$	Potência do inversor ICR;

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

---

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AFC	Agrupamento <i>Fuzzy</i> Adaptativo
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANFIS	Sistema de Inferência Neuro-Fuzzy Adaptativo / <i>Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System</i>
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
CondInc	Condutância Incremental
DSP	Processador Digital de Sinal / <i>Digital Signal Processor</i>
FFT	Transformada Rápida de Fourier / <i>Fast Fourier Transform</i>
FT	Função de transferência
FV	Fotovoltaico
ICR	Inversor Conectado à Rede
MCES	Módulo de Conversão de Energia Solar
MCC	Modo de Condução Contínua
MPP	Ponto de Máxima Potência / <i>Maximum Power Point</i>
MPPT	Rastreador do Ponto de Máxima Potência / <i>Maximum Power Point Tracker</i>
P&O	Perturba & Observa
PD	Proporcional Derivativo
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>

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>
THD	Distorção Harmônica Total / <i>Total Harmonic Distortion</i>

# SUMÁRIO

---

<b>AGRADECIMENTOS .....</b>	<b>VI</b>
<b>RESUMO .....</b>	<b>VIII</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>IX</b>
<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>X</b>
<b>LISTA DE TABELAS .....</b>	<b>XVI</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS .....</b>	<b>XVII</b>
<b>LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS .....</b>	<b>XX</b>
<b>SUMÁRIO .....</b>	<b>XXII</b>
<b>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO .....</b>	<b>27</b>
1.1 Contextualização do Trabalho e Motivação.....	28
1.2 Objetivos.....	29
1.3 Estrutura Proposta.....	30
1.4 Organização do Trabalho .....	32
<b>CAPÍTULO 2 - PAINÉIS FOTOVOLTAICOS E ALGORITMOS DE BUSCA DA MÁXIMA POTÊNCIA .....</b>	<b>33</b>
2.1 Considerações Iniciais.....	34
2.2 Células Fotovoltaicas.....	34
2.2.1 <i>Obtenção do Modelo do Painel fotovoltaico</i> .....	35
2.3 Algoritmos de Busca de Máxima Potência .....	38

2.3.1 Algoritmo Perturba e Observa (P&O) .....	39
2.3.2 Algoritmo Condutância Incremental.....	41
2.3.3 Algoritmo da Varredura.....	42
2.3.4 Algoritmo híbrido.....	45
2.4 Simulação dos Algoritmos .....	50
2.4.1 Ajustes dos Modelos.....	51
2.4.2 Efeito do Diodo de By-pass: .....	54
2.4.2.1 Operação Sem Diodo de by-pass:.....	54
2.4.2.2 Operação com diodo de by-pass:.....	57
2.4.3 Algoritmo Varredura.....	61
2.4.4 Algoritmo híbrido.....	62
2.5 Síntese do Capítulo .....	64
<b>CAPÍTULO 3 - PROJETO DO CONVERSOR BOOST .....</b>	<b>66</b>
3.1 Considerações Iniciais .....	67
3.2 Revisão e Modelagem do Conversor <i>Boost</i> .....	67
3.2.1 Modelo Conversor <i>Boost</i> no espaço de estados .....	70
3.2.2 Modelo Linearizado de Pequenos Sinais.....	76
3.3 Cálculo dos componentes do conversor <i>Boost</i> .....	79
3.3.1 Indutor do <i>Boost</i> .....	80
3.3.2 Capacitor de entrada do <i>Boost</i> .....	84
3.3.3 Razão cíclica .....	85
3.3.4 Capacitor do barramento <i>c.c.</i> .....	87
3.3.5 Confirmação dos cálculos.....	87
3.4 Simulação dos Modelos Linearizado e Chaveado .....	89

3.5 Projeto de Controle do Conversor <i>Boost</i> .....	91
3.5.1 Considerações sobre operação do sistema.....	92
3.5.2 Projeto da malha de tensão.....	94
3.5.2.1 Controlador proporcional-derivativo (PD).....	97
3.5.2.2 Controlador proporcional-integral (PI).....	99
3.5.2.3 Controlador proporcional-integral-derivativo (PID).....	100
3.5.2.4 Análise do efeito da perturbação no sistema em malha fechada. .....	103
3.5.2.5 Efeito da elevação da frequência do loop de cálculo dos controladores.....	104
3.5.2.6 Efeito da adição de filtro na medição da tensão do painel .....	107
3.6 Síntese do Capítulo .....	109

## **CAPÍTULO 4 - MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR**

<b>FOTOVOLTAICO .....</b>	<b>111</b>
4.1 Considerações Iniciais.....	112
4.2 Simulação do Conversor <i>Boost</i> Conectado à Fonte Ideal.....	113
4.2.1 Topologia da Simulação .....	113
4.2.2 Simulação do Sistema Compensado.....	114
4.2.3 Adição da ação <i>feedforward</i> .....	116
4.2.4 Integração entre algoritmo <i>MPPT</i> e sistema de controle.....	119
4.3 Simulação do Conversor <i>Boost</i> Conectado ao Inversor.....	122
4.3.1 Topologia da simulação.....	122
4.3.2 Processo de Partida do Inversor.....	123
4.3.2.1 Pré-carga do Barramento c.c.....	123

4.3.3 Processo de Partida do Conversor Boost.....	126
4.3.3.1 Simulação do sistema compensado com loop de cálculo de 15360Hz.....	126
4.3.3.2 Simulação do sistema compensado com loop de cálculo de 15360Hz mais ação feedforward.....	128
4.3.3.3 Simulação do sistema compensado com loop de cálculo de 40kHz .....	130
4.3.4 Demonstração de operação para diferentes arranjos de conexão dos painéis.....	131
4.3.4.1 Simulação do sistema para arranjo de um painel.....	132
4.3.4.2 Simulação do sistema para arranjo de 7 painéis.....	133
4.4 Limitador de potência dos painéis.....	135
4.5 Resultados Experimentais.....	137
4.5.1 Detalhes de operação conversor Boost.....	137
4.5.2 Operação MCES em regime permanente.....	138
4.5.3 Comparação entre modos de operação.....	140
4.5.4 Dados de operação ao longo de um dia.....	142
4.5.1 Dados de operação ao longo de uma semana.....	144
4.6 Síntese do Capítulo.....	146
<b>CAPÍTULO 5 - CONCLUSÃO.....</b>	<b>148</b>
5.1 Contribuições.....	149
5.2 Considerações Finais Sobre Algoritmos de MPPT.....	149
5.3 Considerações Finais Sobre Conversor Boost.....	150
5.4 Propostas de continuidade.....	151

5.5 Artigos Publicados .....	151
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>153</b>
<b>DADOS DO SISTEMA .....</b>	<b>157</b>
<b>ARTIGO PUBLICADO .....</b>	<b>162</b>

# Capítulo 1

## INTRODUÇÃO

---

*Este 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. São destacados também os objetivos, a estrutura proposta e a organização do trabalho.*

## 1.1 Contextualização do Trabalho e Motivação

A utilização de energia proveniente de fontes renováveis, como: solar e eólica, é utilizada em alternativa às fontes convencionais derivadas do combustível fóssil. Para a aplicação prática real da utilização da energia proveniente de fontes renováveis, é necessária uma investigação do seu desempenho para melhor eficiência e redução de custo (AMEI e TAKAYASU, 2002). Dessa forma, a energia solar vem ganhando espaço nos últimos anos, uma vez que vem superando suas limitações em relação à eficiência energética e ao alto custo. As principais vantagens que a tornam atraente como fonte de energia são suas características de baixíssimo impacto ambiental e sua grande disponibilidade. Ao contrário das principais fontes energéticas de geração elétrica atuais que são de disponibilidade limitada.

A crise hídrica do ano de 2015 revelou, mais uma vez, para sociedade brasileira o grave problema de confiar apenas no baixo custo da geração hidroelétrica. Neste ano, as usinas elétricas com fonte energética derivadas de carvão mineral foram acionadas para suprir parte da demanda do país, causando elevação dos custos de produção de energia. O Brasil possui excelentes níveis de radiação solar. De acordo com Sampaio (2010), a incidência solar é muito superior à verificada no restante do mundo, tendo em vista a sua localização no globo terrestre, fator este que privilegia o país em relação aos países hemisféricos e industrializados. Entretanto, o alto custo dos impostos para importação de equipamentos e o irrelevante fomento à pesquisa e desenvolvimento de tecnologias desafiam a implantação da produção de energia solar no Brasil. Ao contrário do Brasil, essa tecnologia é amplamente difundida em países europeus e asiáticos a mais de uma década.

Os sistemas fotovoltaicos de baixa potência podem trazer significativa contribuição no fornecimento de energia, sendo muito úteis em locais que contenham espaço para sua instalação. Esse tipo de empreendimento sempre foi muito conhecido, mas não viável para a utilização direta em abastecimento da rede elétrica. Atualmente, os sistemas solares de baixa potência vêm se popularizando e crescendo no mundo todo. Pequenos conversores solares já possuem custo relativamente baixo e podem trazer grande benefício à economia energética, sobretudo quando a economia e o controle de gastos de energia são essenciais. Outro fator relevante nestes sistemas, que viabiliza a sua utilização, é a operação em paralelo com a rede

elétrica de distribuição, de forma que, o proprietário forneça energia para rede de distribuição quando não estiver utilizando. E, ainda, consuma energia da rede quando estiver utilizando além de sua capacidade de produção, desta forma dispensando o uso de baterias que, por seu elevado custo e necessidade de troca periódica, inviabiliza financeiramente o empreendimento.

De acordo com a ANEEL, desde 17 de abril de 2012, quando entrou em vigor a Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012 (ANEEL, 2012), o próprio consumidor pode gerar sua energia elétrica a partir de fontes renováveis ou cogeração qualificada. Inclusive, fornecendo o excedente para a rede de distribuição de sua localidade. Segundo as novas regras, que começaram a valer em 1º de março de 2016, é permitido o uso de qualquer fonte renovável, além da cogeração qualificada, denominando-se microgeração distribuída a central geradora com potência instalada até 75 quilowatts (kW) e minigeração distribuída àquela com potência acima de 75 kW e menor ou igual a 5 MW (sendo 3 MW para a fonte hídrica), conectadas na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.

Tendo em vista as oportunidades de negócio criadas pelas regulamentações vigentes, a empresa PWPLab Sistemas Eletrônicos LTDA, que atua na área da eletrônica de potência e conversão de energia, desenvolveu nos últimos anos uma plataforma para conversores estáticos de energia. Esse módulo possui alto desempenho de processamento de dados e boa flexibilidade, permitindo assim, que estratégias de controle para diversos tipos de conversores sejam implementadas, como por exemplo, conversores para aplicação em energia solar e eólica. Neste trabalho, serão detalhadas técnicas utilizadas no desenvolvimento deste módulo de conversão de energia de forma a garantir um bom desempenho.

## 1.2 Objetivos

Tendo como partida o módulo de conversão de energia solar (MCES) desenvolvido pela empresa PWPLab Sistemas Eletrônicos LTDA, este trabalho busca aprimorar o módulo a partir de modelos computacionais desenvolvidos em MATLAB/Simulink e *firmware* para DSP TMS28335 implementados na linguagem C++, com algoritmos de busca de máxima potência, controle para o conversor *Boost*,

bem como demais estratégias para tornar o sistema em um produto comercial. Portanto, o objetivo principal deste trabalho é implementar um sistema de controle de chaveamento do conversor *Boost*, de forma que, este opere em cascata com inversor conectado à rede elétrica e obtenha máxima potência dos painéis fotovoltaicos.

Os objetivos específicos consistem em:

- Avaliar algoritmos de busca de máxima potência de operação dos painéis fotovoltaicos;
- Desenvolver a função transferência da malha de tensão do conversor *Boost* na aplicação fotovoltaica;
- Dimensionar valores para os componentes passivos do conversor *Boost*;
- Projetar o controlador de tensão de entrada do conversor *Boost*;
- Aplicar algoritmo de busca de máxima potência de forma integrada a malha de tensão do conversor *Boost*;
- Implementar algoritmo para partida do sistema;
- Implementar o algoritmo limitador de potência para proteção do sistema.

### 1.3 Estrutura Proposta

Na aplicação de sistemas fotovoltaicos conectado à rede, o inversor de potência é um dos principais elementos. Este tem como objetivo principal trabalhar injetando o máximo de potência gerada pelos painéis na rede elétrica e, de acordo com as normas locais vigentes, independente da variação das condições climáticas que causam perturbação na potência recebida dos painéis. A avaliação das características dos painéis fotovoltaicos apresentada no capítulo 2 explica sua operação em função da variação da temperatura, radiação e tensão, demonstrando que existe uma relação entre estas variáveis em que a potência apresenta um valor máximo. Logo, há grande interesse em fazer com que o sistema opere buscando a melhor relação entre estas variáveis, de forma que seja extraída a máxima potência da energia captada. A eletrônica de potência possui importante papel no controle das características elétricas dos painéis fotovoltaicos. O conversor elevador *Boost*, discutido no capítulo 3, é uma topologia que pode ser utilizada para satisfazer o

propósito de buscar a melhor tensão de operação dos painéis fotovoltaicos, fazendo sua interface com barramento c.c. de conversores conectados à rede elétrica. A característica que este conversor possui de variar a razão cíclica para rastrear o ponto de máxima potência é o que justifica o seu uso, ao mudar a tensão ou corrente vista pelo gerador, controlando-a para maximizar a potência produzida.

O fluxo de corrente é controlado pelo inversor conectado entre a rede elétrica e o barramento c.c. conectado na saída do *Boost*. A topologia discutida neste trabalho é apresentada na Figura 1-1, e contém um estágio dedicado ao seguimento de máxima potência que pode trabalhar dentro de uma faixa de tensão pré-estabelecida, impactando no número de painéis em série, de forma que o conversor *Boost* se limita a controlar apenas sua tensão de entrada  $V_{PV}$ , sendo esta a tensão dos painéis fotovoltaicos. Para sintonização do controlador é utilizada a função de transferência  $\hat{G}_{vd}(s)$ , que descreve neste trabalho o comportamento da tensão de entrada do conversor *Boost* em função da variação de sua razão cíclica obtida a partir do modelo médio de pequenos sinais utilizando variáveis representadas no espaço de estados. Os algoritmos de MPPT discutidos no capítulo 2 têm como resultado a tensão de referência dos painéis fotovoltaicos  $V_{Ref}$  que é utilizado na malha de controle de tensão do conversor *Boost*.

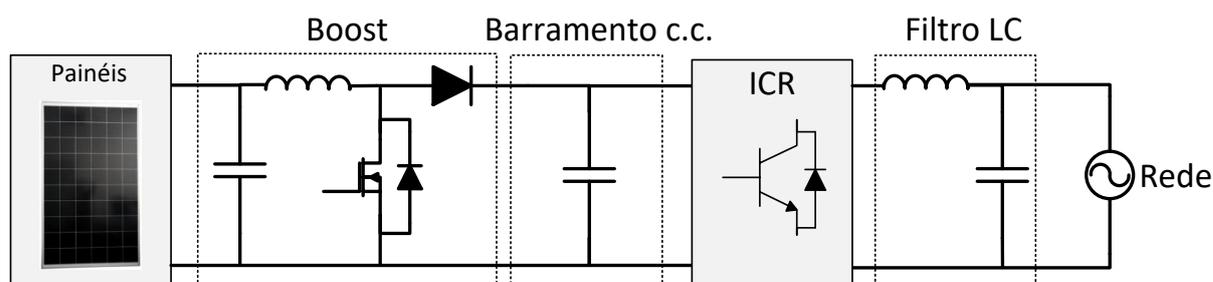


Figura 1-1 Topologia do conversor para sistemas fotovoltaicos.

Na aplicação que utiliza conversores monofásicos, ocorre *ripple* de segundo harmônico entre o barramento c.c. e a carga, que é originário da potência pulsada em 120Hz, dos instantes em que a tensão e a corrente passam por zero. Este *ripple* pode ser bastante prejudicial a obtenção de potência dos painéis fotovoltaicos se não tratado. Conforme será demonstrado no capítulo 2, a tensão aplicada aos painéis deve ser bem definida para correta extração de potência, visto que a oscilação desta tensão prejudicaria a obtenção de máxima potência, provocando redução do rendimento do

conversor fotovoltaico. O emprego de um estágio de conversão c.c./c.c. entre o barramento c.c. do conversor c.c./c.a. e os painéis cujo o controle de chaveamento deste conversor seja suficientemente eficaz para suprimir o *ripple* e controlar a tensão no lado dos painéis para que estes operem fornecendo sua máxima potência é uma solução adequada a este problema, que será discutido nos capítulos 3 e 4.

## 1.4 Organização do Trabalho

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos. O Capítulo 1 apresenta a motivação e revisão de literatura, enumera seus objetivos, em seguida discute sobre a contextualização, na qual estão inseridos o trabalho, por fim, apresenta a estrutura do texto. O capítulo 2 é destinado a uma breve apresentação do modelamento dos painéis fotovoltaicos descrevendo o princípio físico e o formalismo matemático que determina o comportamento das células fotovoltaicas. Também são apresentados algoritmos tradicionais de busca de máxima potência e propostos algoritmos que funcionem em paralelo com os demais para melhoria de desempenho, sendo estes fundamentais para a operação do conversor fotovoltaico. O capítulo 3 apresenta o modelamento matemático do conversor *Boost* voltado para aplicação do conversor fotovoltaico e o projeto do controlador de tensão dos painéis fotovoltaicos. O capítulo 4 apresenta resultados de simulação do conversor *Boost*, inicialmente considerando sua saída uma fonte ideal, em seguida, será realizada a integração do sistema compensado com o algoritmo de busca de máxima potência, então será realizada a integração do conversor *Boost* com o inversor conectado à rede, em seguida será demonstrado o funcionamento do sistema para diferentes formas de conexão dos painéis, e finalmente será apresentado um algoritmo para limitação de potência. No capítulo 5, serão discutidas as conclusões e as propostas de continuidade deste trabalho.

# Capítulo 2

## PAINÉIS FOTOVOLTAICOS E ALGORITMOS DE BUSCA DA MÁXIMA POTÊNCIA

---

---

*Este capítulo é destinado a revisão do modelo matemático dos painéis fotovoltaicos, avaliação dos algoritmos de busca de máxima potência incluindo análises e simulações.*

## 2.1 Considerações Iniciais

O propósito deste capítulo é apresentar de forma sucinta a revisão de algumas teorias utilizadas para o desenvolvimento deste trabalho, que incluem o modelamento matemático do painel fotovoltaico, algoritmos de busca de máxima potência e técnicas para se evitar máximos locais. Inicialmente, discute-se a modelagem de painéis fotovoltaicos para sistemas fotovoltaicos e suas características. Em seguida, uma revisão das principais metodologias de algoritmos MPPT para arranjos fotovoltaicos são apresentadas. São destacadas as vantagens e limitações de cada proposta. Apesar de esses temas serem amplamente discutidos na literatura, é indispensável a apresentação desses conceitos para estudo e compreensão do comportamento do sistema proposto. Este capítulo está organizado da seguinte forma: Na seção (2.2) são apresentados os conceitos para obtenção do modelo matemático do painel fotovoltaico. Na seção (2.3), são apresentados os algoritmos de MPPT perturba e observa (P&O), condutância incremental (CondInc), híbrido entre (P&O) e (ANFIS) e técnicas para evitar máximos locais provocados pelo sombreamento das células solares. Na seção (2.4), são apresentadas as simulações dos algoritmos e modelos implementados neste capítulo. Por fim, na seção (2.5) são feitas as considerações finais e discutidas as conclusões deste capítulo.

## 2.2 Células Fotovoltaicas

O Painel Fotovoltaico é um dispositivo utilizado para o processo de conversão da energia solar em energia elétrica. Segundo Sampaio (2010), dentre as fontes alternativas, a energia elétrica proveniente dos painéis é atualmente considerada como sendo a fonte de energia natural mais útil, uma vez que está disponível de forma livre como fator primário de todos os outros processos naturais de obtenção de energia. Além disso, apesar dos fenômenos de reflexão e absorção dos raios solares pela atmosfera, estima-se que a energia solar incidente sobre a superfície da terra seja da ordem de dez mil vezes maior do que o consumo energético mundial.

### 2.2.1 Obtenção do Modelo do Painel fotovoltaico

O estudo detalhado dos fenômenos físicos de conversão foge do escopo deste trabalho. Dessa forma, é apresentado o circuito equivalente simplificado de uma célula fotovoltaica na Figura 2-1, que é composta de uma fonte de corrente com um diodo em antiparalelo, uma resistência em série  $R_s$  que descreve a queda de tensão através de perdas ôhmicas no material semicondutor e uma resistência em paralelo  $R_p$  que descreve as perdas das perturbações elétricas entre as partes da frente e de trás da célula e perturbações pontuais na zona de transição PN (VILLALVA, GAZOLI e RUPPERT, 2009).

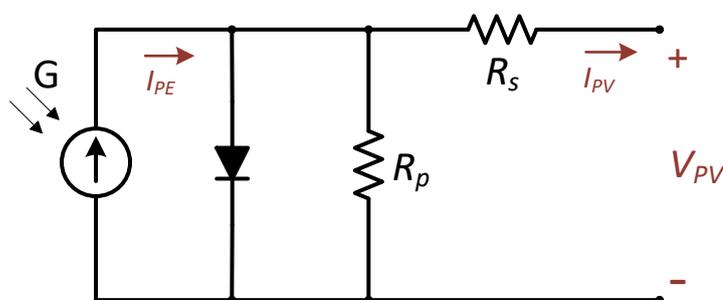


Figura 2-1 Diagrama elétrico do painel fotovoltaico (VILLALVA, GAZOLI e RUPPERT, 2009).

Analisando o princípio de funcionamento das células fotovoltaicas, em termos de um dispositivo semicondutor, quando fótons de luz incidente sobre uma célula fotovoltaica atinge a junção PN fornecem energia para que os elétrons passem da camada de valência para a de condução, atravessando a banda proibida (band gap), acumulando elétrons livres do lado N e lacunas (falta de elétrons) do lado P. Quanto maior for o número de fótons incidentes, maior será a quantidade de pares elétron-lacuna formados. Dessa forma, surge uma diferença de potencial entre o lado P e o lado N (FAHRENBRUCH e BUBE, 1983). Finalmente, conectando-se terminais elétricos ao lado P e ao lado N é possível conectar um circuito elétrico, fazendo com que os elétrons do lado N circulem para o lado P e esta energia elétrica gerada seja aproveitada.

O circuito mais básico modela o painel fotovoltaico por uma fonte de corrente em paralelo com um diodo, a equação (2.1) representa a corrente de saída de seu circuito equivalente. Em que  $I_r$  é a corrente de saturação reversa da célula,  $n$  é o fator

de idealidade da junção  $q$  é a carga do elétron  $1,6 \cdot 10^{-19}$  C,  $k$  é a constante de boltzmann ,  $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K e  $T$  a temperatura da célula (SALAS *et al.*, 2006).

$$I_{PV} = I_{PE} - I_r \left[ e^{\frac{q(V+IR_S)}{nkT}} - 1 \right] - \frac{V + IR_S}{R_p} \quad (2.1)$$

A corrente fotoelétrica de saída da célula é denominada como  $I_{PV}$ , que depende da radiação solar e pode ser descrita conforme equação (2.2). No qual  $I_{SC}$  é a corrente de curto-circuito da célula,  $\alpha_T$  é o coeficiente de temperatura e  $S$  é a irradiância incidente em  $W/m^2$ . Utilizando a equação 2.1 é possível traçar a curva característica de tensão e corrente da célula, que dependem dos valores de  $R_S$  e  $R_p$ , e dos níveis de temperatura e a radiação incidente no painel.

$$I_{PE} = [I_{SC} + \alpha_T(T - T_r)] \frac{S}{1000} \quad (2.2)$$

Assim, a curva em análise apresenta um ponto máximo de relação entre a corrente  $I$  e tensão  $V$  do módulo, conforme ilustra a Figura 2-2.

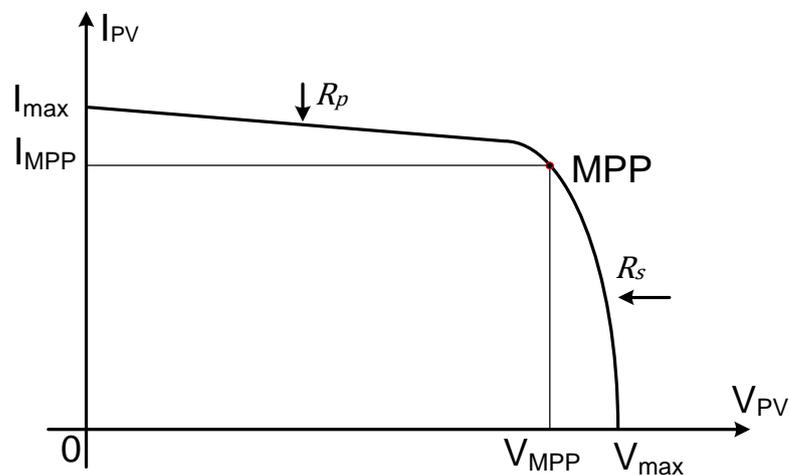


Figura 2-2 Curva I-V para um dado valor de  $R_p$  e  $R_s$  (SAMPAIO, 2010).

Para cada curva dada pelos parâmetros inerentes e externos dos painéis fotovoltaicos, existe um ponto de máxima potência que pode ser extraída do painel (MPP - *Maximum Power Point*). Conforme se observa na Figura 2-2, a resistência  $R_s$  regula a inclinação da curva após o valor de MPP, onde o painel fotovoltaico atua

como fonte de tensão. A resistência  $R_p$  regula a inclinação antes do MPP, onde o módulo comporta-se como fonte de corrente.

A variação das condições climáticas como a irradiância solar e a temperatura provocam mudanças no comportamento das variáveis elétricas dos painéis. A potência fornecida pelos painéis é proporcional ao nível de irradiância solar e inversamente proporcional à temperatura, como podem ser observados nas curvas da Figura 2-3 e Figura 2-4 obtidas a partir de cálculo computacional da equação 2.1 apenas para fins didáticos.

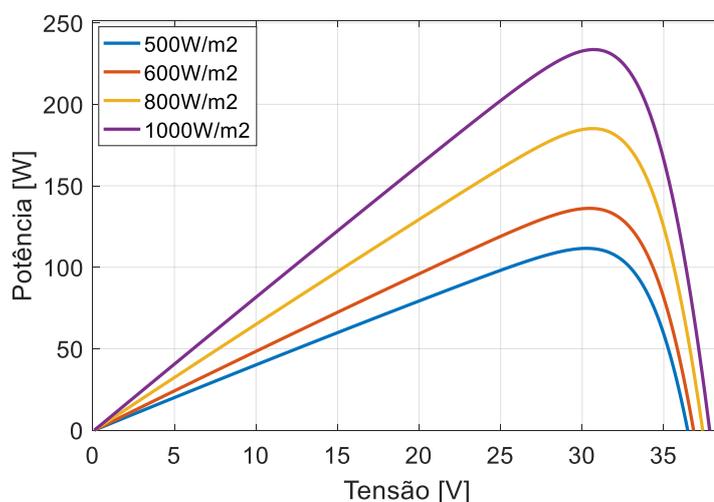


Figura 2-3 Curva P-V característica de um painel fotovoltaico para variação da irradiância solar.

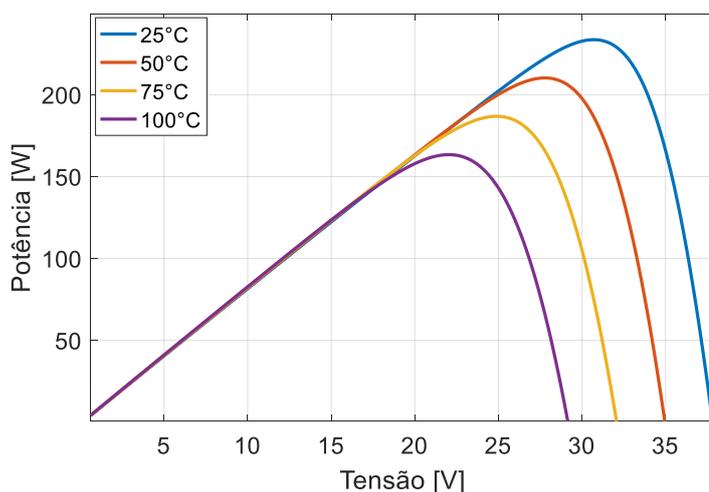


Figura 2-4 Curva P-V característica de um painel fotovoltaico para variação da temperatura.

Desta forma, é necessário determinar a tensão no painel, que em função de seus parâmetros e condições climáticas, opere fornecendo a maior quantidade de energia. Técnicas para seguidores do ponto de máxima potência (MPPT - *Maximum*

*Power Point Tracking*), são amplamente discutidos na literatura, estas técnicas podem ser implementadas através de *hardware* (analógicos ou digitais) ou através de *softwares* (algoritmos, inteligência artificial, entre outros métodos), na seção seguinte serão detalhados algoritmos escolhidos para estudo e implementação neste trabalho.

## 2.3 Algoritmos de Busca de Máxima Potência

O termo *Maximum Power Point* (MPP) é utilizado na nomenclatura técnica para designar um ponto específico de operação de um módulo ou célula fotovoltaica, para o qual, em um dado ambiente de valores de radiação solar e temperatura, a potência do módulo fotovoltaico é máxima. Para garantir o funcionamento dos módulos fotovoltaicos no ponto de máxima potência, mesmo com variações meteorológicas e variações na carga, a utilização de uma técnica que procure continuamente fazer com que o módulo opere no seu ponto de máxima potência deve ser utilizada.

O procedimento da busca de máxima potência, ou como conhecida *Maximum Power Point Tracking* (MPPT), é realizada através do emprego de algoritmos de controle no conversor que drena a energia dos módulos fotovoltaicos e consiste no rastreamento do ponto de operação em que a potência extraída do módulo é máxima, qual seja, o ponto da curva I-V para o qual o produto  $I \times V$  é máximo, independentemente das condições climáticas. Existem diversas formas de emprego e variações desta técnica, que podem incrementar a energia produzida pelo módulo de 15 a 30%.

De forma geral, os algoritmos de MPPT utilizam as medições de corrente e tensão no painel fotovoltaico como referência para verificar a potência de operação e direcionar o processamento de seus algoritmos. Têm como resultado a referência de tensão ou corrente para malha de controle do conversor que atua de forma a garantir estabilidade e rigidez dinâmica, que será discutido no capítulo 3. A Figura 2-5 apresenta o diagrama esquemático da atuação do algoritmo MPPT na malha de controle do conversor, posteriormente, será discutida a escolha de uma das técnicas de MPPT para implementação no conversor projetado para o sistema fotovoltaico.

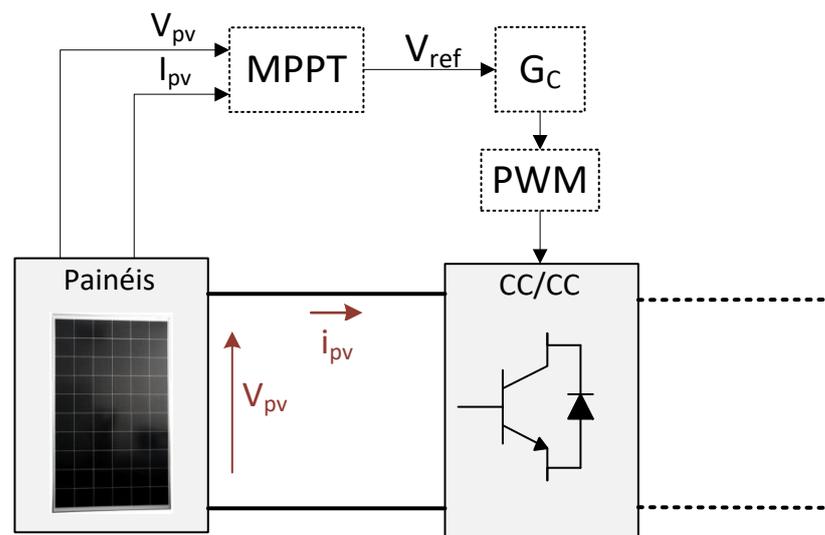


Figura 2-5 - Diagrama esquemático da atuação do algoritmo MPPT.

### 2.3.1 Algoritmo Perturba e Observa (P&O)

O algoritmo MPPT perturba e observa (P&O) descrito em (FEMIA *et al.*, 2005) consiste basicamente em perturbar o sistema através do incremento do ciclo de trabalho do conversor c.c. e observar a alteração causada, que pode ser um aumento ou uma redução da potência fornecida pelos painéis. Caso ocorra um aumento de potência, 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 2-6 mostra fluxograma do algoritmo P&O.

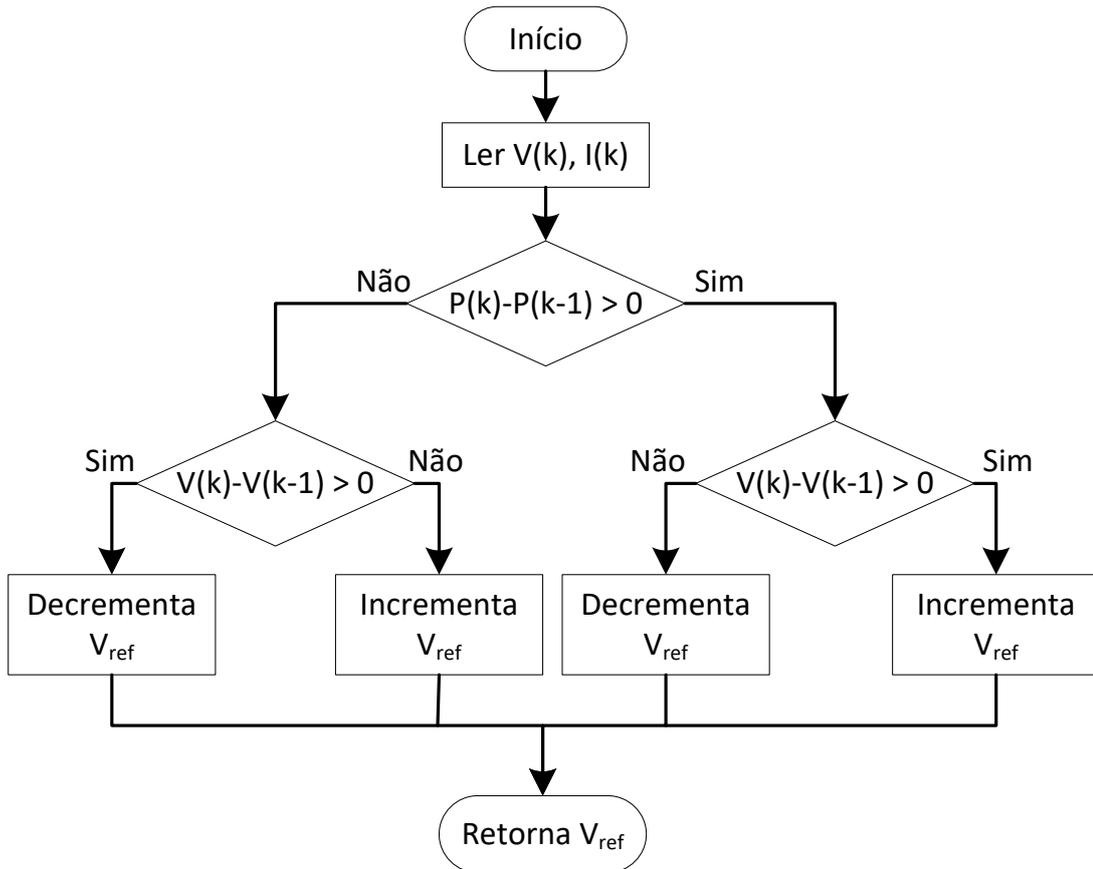


Figura 2-6 Fluxograma do algoritmo MPPT Perturba & Observa. (FEMIA *et al.*, 2005)

Para determinar a potência fornecida pelos módulos a cada iteração, o método do perturba e observa (P&O) 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 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. Se destaca como ponto negativo o erro em regime permanente devido às oscilações ao redor do ponto de máxima potência.

### 2.3.2 Algoritmo 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 (ESRAM e CHAPMAN, 2007). Primeiro determina-se em qual lado do pico o arranjo de painéis está operando observando se a derivada 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  $P \times V$ . Basicamente é analisado o ponto de derivada da potência em relação à tensão do painel. Quanto mais distante do MPP o painel operar, maior será o valor da derivada de potência pela variação da tensão. Ao analisar este valor é possível modificar a tensão do módulo com o objetivo de alcançar o ponto de derivada nula da potência em relação à tensão. Quando a potência extraída for máxima, a derivada da potência com relação à tensão será nula. Dessa forma, quando esta condição for atingida, não é mais necessário alterar a tensão de trabalho do arranjo fotovoltaico. A Figura 2-7 apresenta o fluxograma do método da Condutância Incremental para rastreamento do ponto de máxima potência.

Em comparação com a técnica do Perturba & Observa, a técnica da Condutância Incremental permite a operação do arranjo de painéis no ponto de máxima potência com menor oscilação. Na prática, a soma do termo de condutância com o de condutância incremental dificilmente será nula. Isso se deve a diversos fatores, dos quais podemos citar: as grandezas serem discretas, erros de arredondamento, ruído, e erros de medição (REISI, MORADI e JAMASB, 2013). 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. 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.

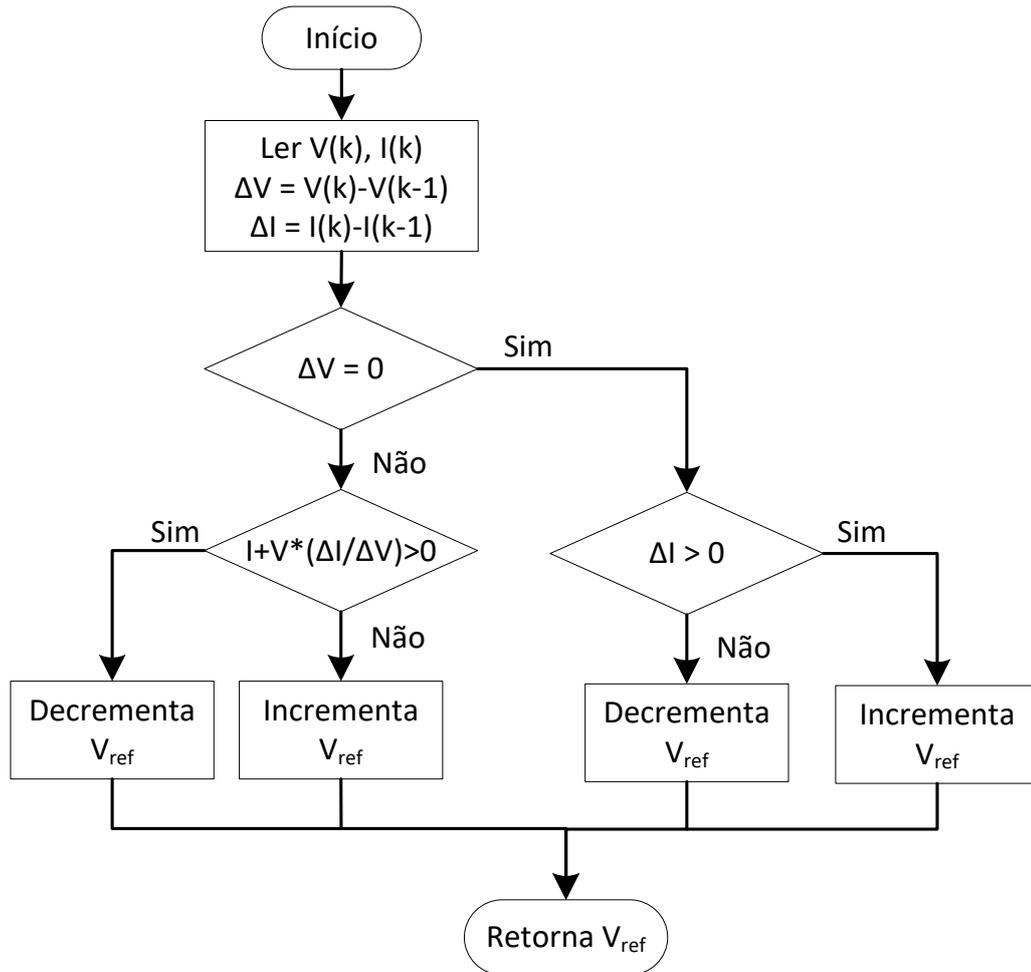


Figura 2-7 Fluxograma do algoritmo MPPT da Condutância Incremental (ESRAM e CHAPMAN, 2007).

Em termos gerais, o algoritmo da Condutância Incremental apresenta boa performance e eficiência, além de permitir alcançar de fato o ponto de máxima potência sem erro de regime permanente. Este algoritmo apresenta complexidade superior à dos outros métodos e demanda maior esforço computacional, uma vez que requer divisões de grandezas em seu código a cada iteração.

### 2.3.3 Algoritmo da Varredura

A conexão série de painéis resulta em uma maior tensão c.c. de saída. Contudo, se um dos painéis do ramo estiver sombreado, este irá limitar a corrente de todos os outros (CUPERTINO, 2015). Assim, são utilizados os conhecidos diodo de *by-pass*. Estes diodos permitem a passagem da corrente quando um dos painéis está sombreado. Entretanto, a conexão do arranjo fotovoltaico utilizando os diodos de *by-*

*pass* causa o efeito de múltiplos pontos de máxima potência quando alguns dos painéis do arranjo recebem mais irradiação solar que outros. Uma forma simples de evitar a operação em máximos locais é a utilização do método da varredura, que consiste em percorrer vários níveis de tensão do painel fotovoltaico e verificar a potência gerada para cada nível, por fim, é selecionada a tensão que se obteve a maior potência. Entretanto, deve-se ter cuidado para não permitir variações muito bruscas, como dar o passo de referência de tensão de forma a não respeitar a dinâmica do conversor.

A variação da irradiância solar no momento da varredura certamente comprometerá o resultado, pois a irradiância pode ser maior ou menor no momento em que o algoritmo passa por qualquer região da curva P-V. Dessa forma, este método deve ser utilizado de forma estratégica, com o tempo de execução curto o suficiente, respeitando a dinâmica do conversor e no momento adequado em que a irradiação não sofre muitas variações. Nessa medida, métodos tradicionais como P&O ou CondInc devem operar paralelo, e a varredura é chamada para validar sua operação. O algoritmo da varredura se inicia com a última referência de tensão do algoritmo que operava em paralelo tomada para si, então é feita uma rampa desta referência até as extremidades de tensão que podem conter o máximo global para o arranjo de painéis utilizados. Ao final da varredura, os painéis são levados à tensão que se obteve a maior potência, e o método utilizado em paralelo é retomado. A Figura 2-8 apresenta fluxograma com procedimento para execução do algoritmo da varredura, em seguida na Figura 2-9 é mostrado o fluxograma da rotina do algoritmo de varredura.

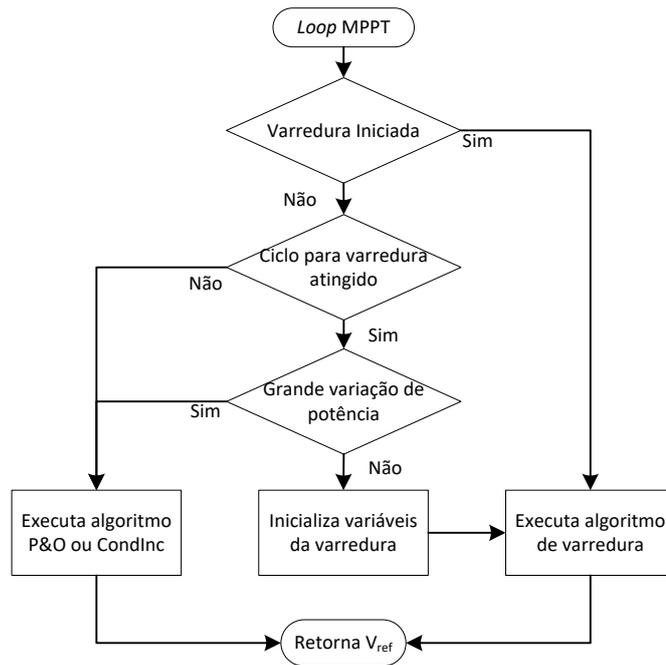


Figura 2-8 Procedimento para execução do algoritmo da varredura.

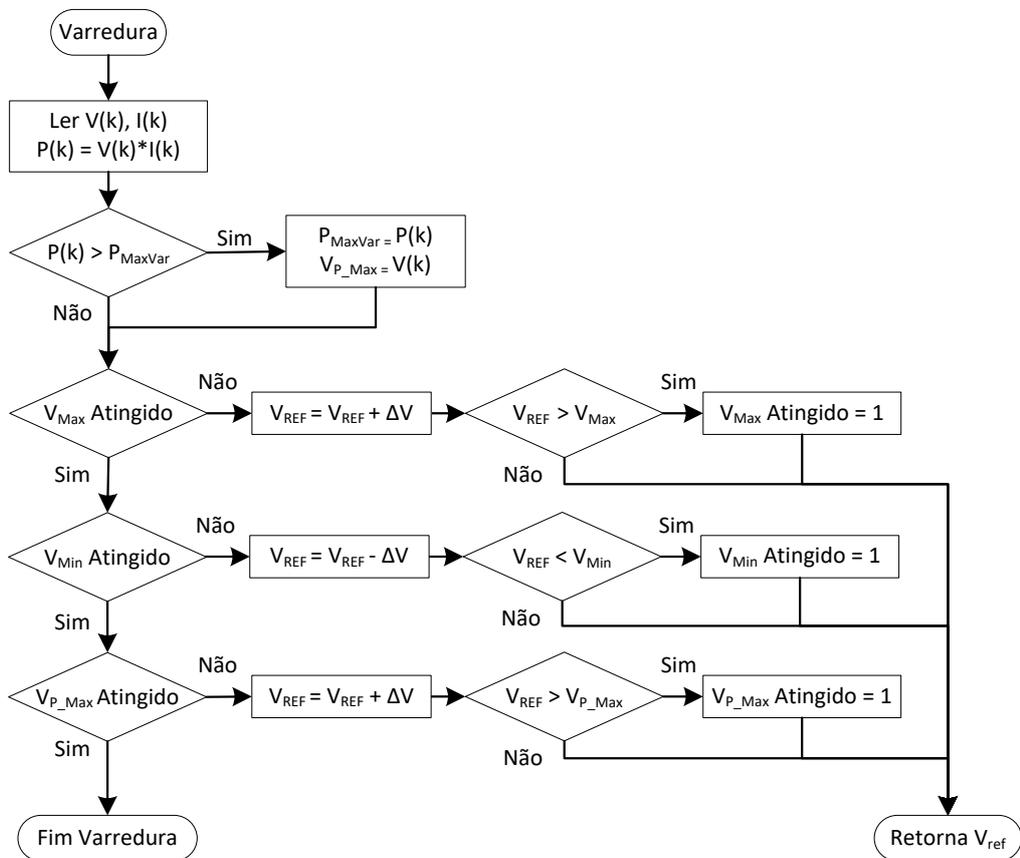


Figura 2-9 Ciclo de cálculo do algoritmo da varredura.

### 2.3.4 Algoritmo híbrido

Os algoritmos tradicionais apresentados nas subseções anteriores, bem como discutido amplamente em diversas literaturas, apresentam problemas quanto ao tempo de convergência, operação em máximos locais, causam oscilações no sistema, problemas estes que podem provocar substancialmente perda da potência gerada. Com objetivo de propor uma alternativa capaz de reduzir os problemas citados, é apresentado nesta seção, o algoritmo híbrido, que envolve a utilização dos algoritmos tradicionais da área do conhecimento da eletrônica de potência trabalhando em paralelo com algoritmo neuro-*fuzzy*, com a finalidade de melhorar o tempo de convergência para obtenção do MPP e evitar a operação em máximos locais.

O algoritmo neuro-*fuzzy* utilizado nesta seção denominado na literatura por *Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System* (ANFIS), descrito por JANG, SUN e MIZUTANI (1997), é um sistema que funciona como um *Fuzzy Inference System* (FIS), o qual é gerado a partir do treinamento de uma rede neural. Uma rede neural adaptativa é uma rede de multicamadas com propagação de sinal onde cada neurônio implementa uma função denominada função de ativação. Uma função de ativação é definida em função dos valores de entrada do neurônio. A aplicação da função resulta no valor de saída do neurônio que a implementa. A natureza das funções de ativação pode variar de neurônio para neurônio e suas escolhas dependem do contexto onde o problema a ser resolvido está inserido. O ANFIS, portanto, servirá de base para construção de um conjunto de regras nebulosas e funções de pertinência apropriadas. As regras e os parâmetros das funções de pertinência são estimados via um processo de treinamento híbrido realizado por meio de pares de entrada e saída de dados.

A partir da análise do comportamento do painel fotovoltaico com a variação da temperatura e da irradiação, percebe a possibilidade de fazer uma correlação entre estas entradas com uma saída desejada, que, neste caso, é a tensão MPP. Para isso, é necessário encontrar previamente a tensão MPP e, em seguida, fazer o ajuste dos coeficientes da rede neuro-*fuzzy* utilizado no algoritmo ANFIS com esta resposta. A Figura 2-10 apresenta a topologia do sistema utilizado nesta aplicação, em que  $G$  representa a entrada de irradiação,  $T$  a entrada de temperatura,  $V_{app}$  é a tensão total de referência para os painéis fotovoltaicos,  $P$  representa a potência instantânea nos painéis,  $V_{pv}$  e  $I_{pv}$  são a tensão e a corrente dos painéis,  $V'_{pv}$  e  $I'_{pv}$  representam a tensão e a corrente dos painéis de um ciclo de cálculo anterior. O módulo ANFIS recebe as

mesmas entradas de referências que o módulo fotovoltaico. O módulo P&O nos primeiros ciclos de funcionamento, enquanto os coeficientes do ANFIS não estão calibrados, é responsável por encontrar a tensão MPP e informar para o módulo ANFIS quando encontrar para que este execute o procedimento de calibração também conhecido como aprendizado supervisionado.

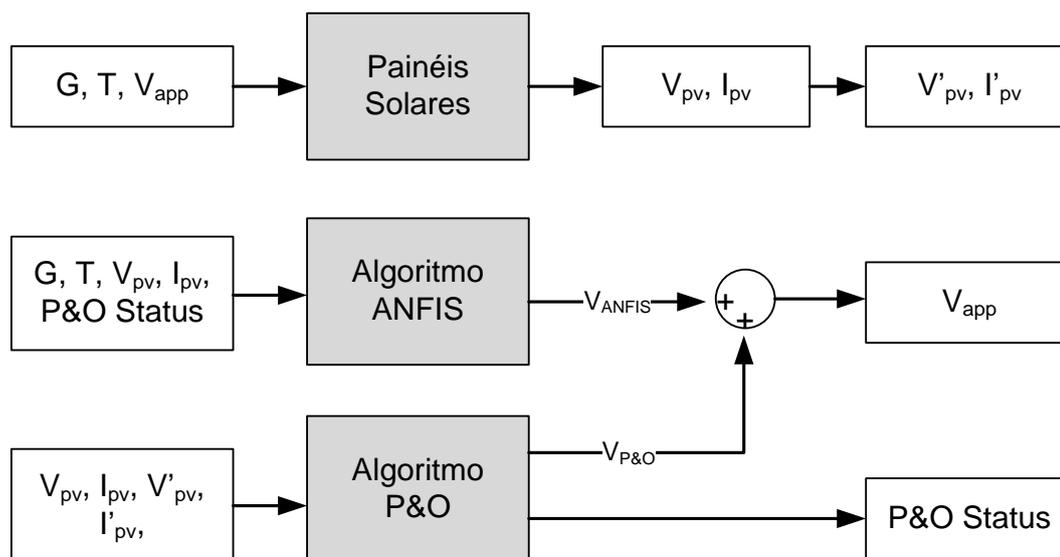


Figura 2-10 Esquema de simulação do algoritmo híbrido para encontrar tensão de MPP nos painéis.

O algoritmo ANFIS se inicia por fuzzificação de entradas, usando funções de pertinência para a operação de informação e qualificação do sistema. Essas funções de pertinência podem ser criadas em quantidade e formato suficiente para cobrir toda a gama de possíveis entradas que representam a primeira camada do sistema (JANG, SUN e MIZUTANI, 1997). A segunda camada executa o produto entre as entradas e seus respectivos pesos, a terceira camada normaliza as funções de pertinência (MFS), a quarta camada calcula uma função definida como consequente das regras *fuzzy*, e, finalmente, a última camada calcula a saída do sistema *fuzzy* somando-se as saídas de quarta camada (SHOOREHDELI, TESHNEHLAB e SEDIGH, 2006). A Figura 2-11 apresenta a topologia ANFIS descrita por JANG, SUN e MIZUTANI (1997), utilizada para modelar o sistema fotovoltaico, tal como um método de MPPT híbrido.

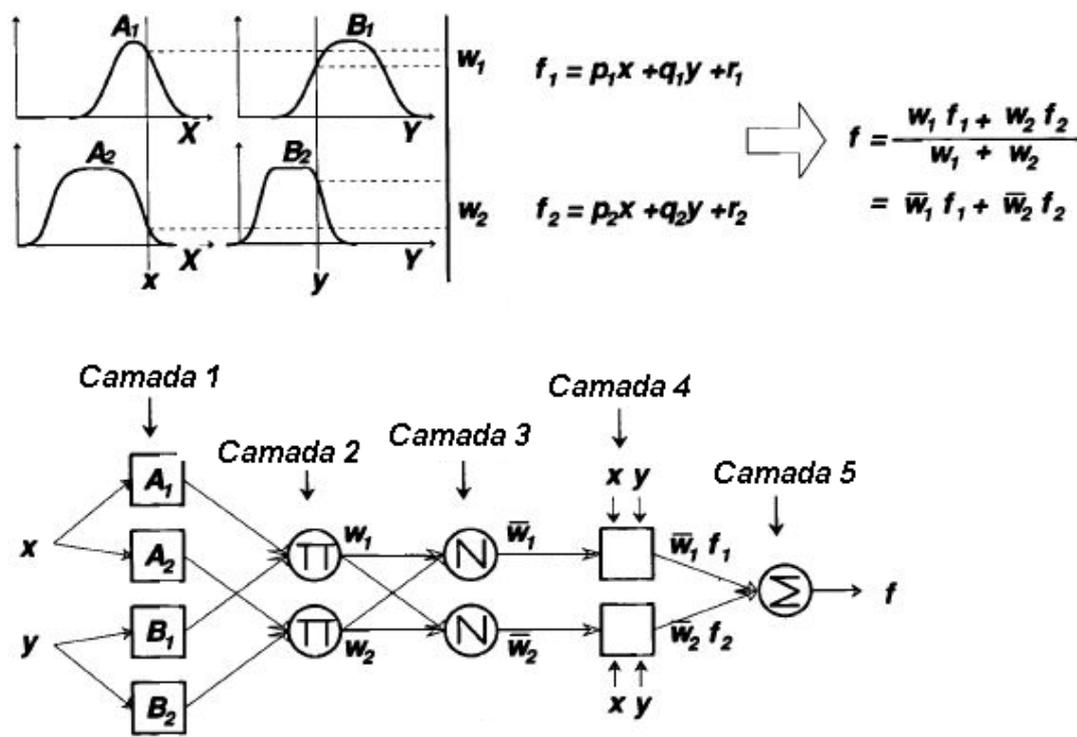


Figura 2-11 Topologia de cálculo do algoritmo ANFIS (JANG, SUN e MIZUTANI, 1997).

A Figura 2-12 apresenta o fluxograma do módulo ANFIS, em que  $G$  é a entrada de irradiação,  $T$  é a entrada de temperatura,  $V_{app}$  é a tensão total aplicada nos painéis fotovoltaicos,  $P$  representa a potência instantânea nos painéis. O algoritmo P&O pode reconhecer que a potência máxima foi atingida quando a tensão MPP oscila em torno de um ponto (FEMIA *et al.*, 2005). Dessa forma, podemos informar ao módulo ANFIS para iniciar o processo de calibração de seus coeficientes para o ponto de operação atual através do flag de indicação  $P\&O_{Status}$ .

O processo de treinamento dos coeficientes da rede neuro-fuzzy, utilizado no algoritmo ANFIS, consiste em se estimar os parâmetros das funções de pertinência encapsuladas nos neurônios da primeira camada e os parâmetros que compõem as funções polinomiais lineares que representam os consequentes das regras Takagi-Sugeno representadas pelos neurônios da quarta camada.

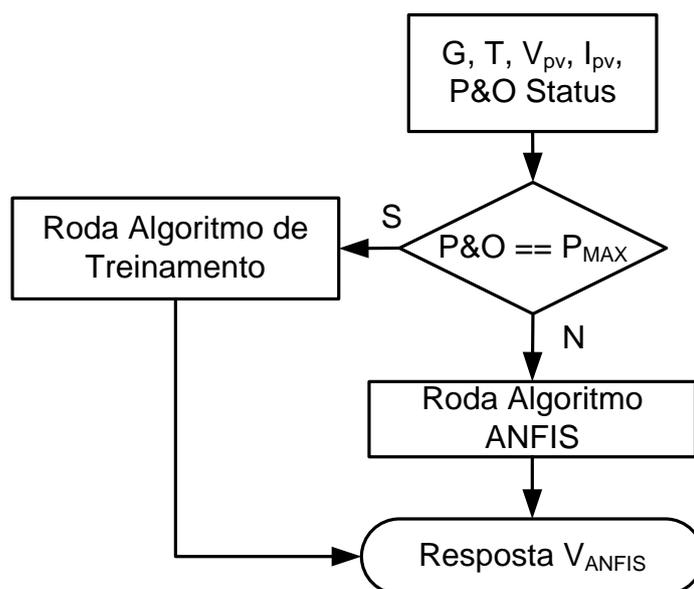


Figura 2-12 Fluxograma de execução do algoritmo ANFIS.

Para a calibração dos coeficientes da rede neuro-*fuzzy* utilizado no algoritmo ANFIS, utiliza-se o método agrupamento *fuzzy* adaptativo (AFC) proposto por RUNKLER (2005) para gerar os pesos da primeira camada. E a metodologia de aprendizagem supervisionada para gerar os pesos da quarta camada, em que o alvo da resposta de saída é a tensão MPP alcançada pelo algoritmo de P&O, então é usado o processo de aprendizado conhecido como método dos mínimos quadrados, usado para ajustar os parâmetros da quarta camada (SHOOREHDELI, TESHNEHLAB e SEDIGH, 2006). A Figura 2-13 apresenta o fluxograma de calibração dos coeficientes da rede neuro-*fuzzy* utilizado no algoritmo ANFIS, este se inicia por verificar se as entradas de G e T estão incluídos em qualquer agrupamento *fuzzy* da primeira camada. Caso não esteja incluindo, é criado um novo conjunto com um algoritmo AFC. O próximo passo é executado o algoritmo de ANFIS com o método dos mínimos quadrados, as matrizes da quarta camada dos pesos são iniciadas com zeros, assim, pode-se definir mais exatamente a dimensão do primeiro passo para a convergência dos resultados, tornando processo de formação mais rápida, que é completada quando o erro de saída está dentro dos padrões percentagem média aceitáveis para esta aplicação (inferior a 0,1%) (OTIENO, NYAKOE e WEKESA, 2009).

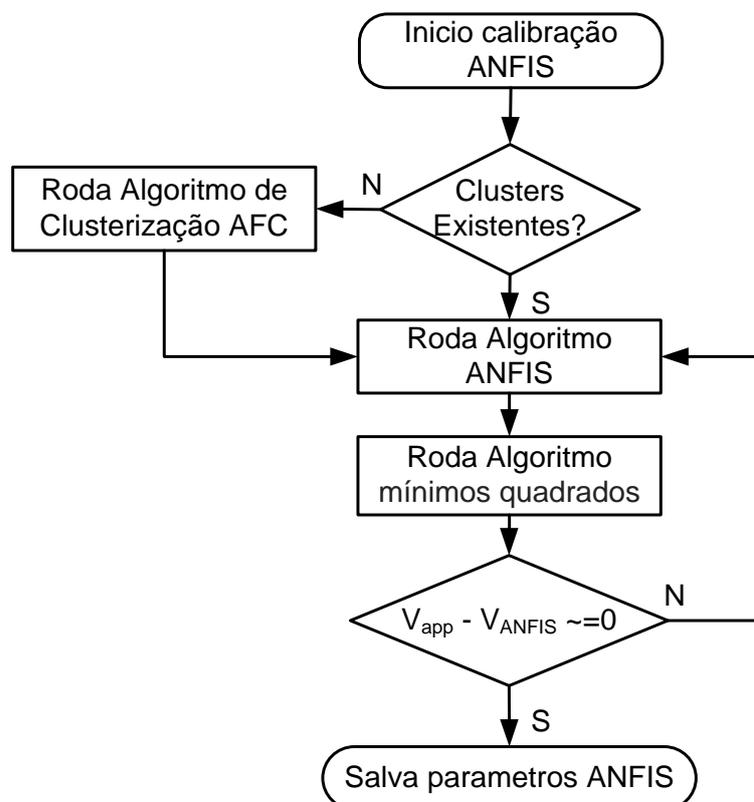


Figura 2-13 Fluxograma de treinamento.

A partir do ajuste dos coeficientes da rede neuro-*fuzzy*, o algoritmo pode determinar a tensão MPP para esse ponto de funcionamento e a sua proximidade. Se o algoritmo ANFIS calcula resposta com erro superior ao aceitável, é verificado se o ponto de operação está distante o suficiente para criar novo cluster, se não, é necessário agregar novo parâmetro nesta regra para melhorar sua resposta, como mostrado na Figura 2-13. Na metodologia proposta, o processo de treinamento é contínuo para garantir seus resultados, mesmo após a degradação dos painéis. Dessa forma, na medida em que o sistema atinge as suas diversas possibilidades de operação, é estabelecido o mapeamento denominado de superfície de máxima potência, apresentado na Figura 2-14, que determina a resposta de tensão MPP do algoritmo ANFIS a partir das entradas de temperatura e irradiação solar.

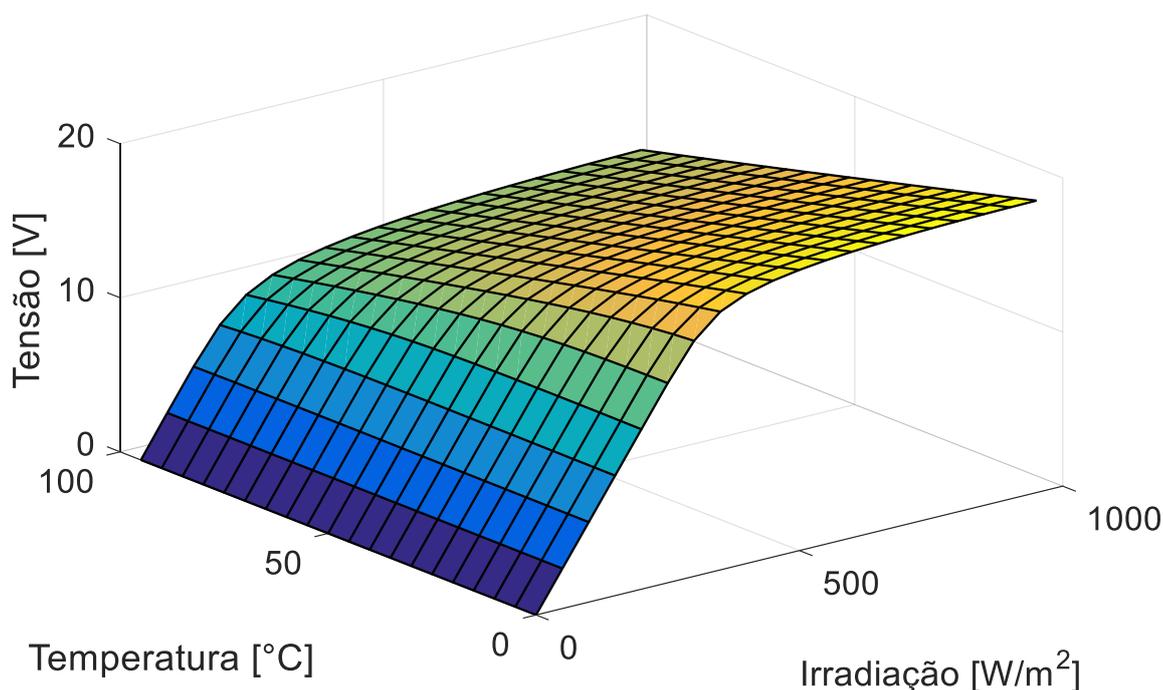


Figura 2-14 Superfície de máxima potência.

Conforme demonstrado por MUNIZ *et al.* (2015), no artigo publicado e apresentado no Apêndice B, o algoritmo híbrido apresenta resultados satisfatórios para estimação da máxima potência, podendo ser utilizado como referência de tensão para controladores dos conversores ou como auxílio a algoritmos de detecção de operação em máximos locais, evitando a necessidade da aplicação de métodos de varredura, que podem causar perdas na potência gerada. Na prática, esta metodologia apresenta o inconveniente da utilização de sensores de temperatura e irradiância posicionados juntos aos painéis fotovoltaicos.

## 2.4 Simulação dos Algoritmos

Serão mostrados, em seguida simulações das implementações dos modelos dos painéis fotovoltaicos e dos algoritmos de busca de máxima potência. É considerado o estudo de caso para sistema de geração fotovoltaica composto pela associação em paralelo de dois arranjos contendo cinco painéis em série, esta composição é considerada também na montagem real do sistema e servirá de base

para os próximos capítulos. Utilizando a modelagem por circuito equivalente para os painéis vista na seção anterior, será apresentado o funcionamento do modelo de simulação computacional desenvolvido para o rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo, utilizando as técnicas de rastreamento perturba-observa e condutância incremental.

### 2.4.1 Ajustes dos Modelos

Para o estudo e análise dos algoritmos MPPT foi considerado o módulo S6P2G235 (SOLARIA, 2011), seus dados técnicos necessários para compor o modelo computacional do painel fotovoltaico para a simulação estão contidos na Tabela 2 apresentado no Apêndice A. Ajustou-se o modelo do painel fotovoltaico para obter comportamento semelhante ao dos parâmetros apresentados. As curvas apresentadas na Figura 2-15 para as condições de irradiação solar em níveis de  $200\text{W}/\text{m}^2$  a  $1000\text{W}/\text{m}^2$  e temperatura de  $25^\circ\text{C}$  obtidas em simulação podem ser comparadas com as curvas do catálogo do fabricante apresentadas na Figura A-1 do Apêndice A.

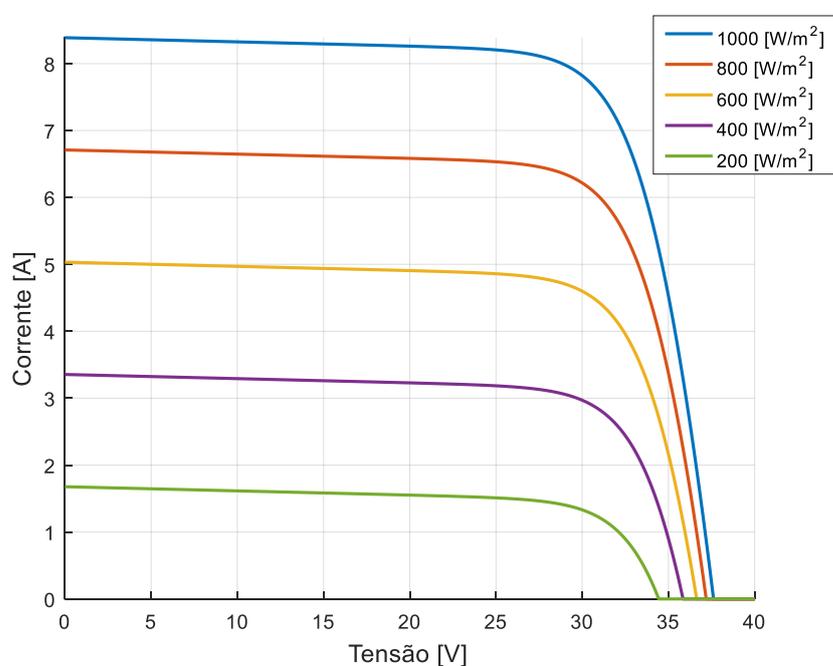


Figura 2-15 Resultado de simulação do modelo PV utilizado como estudo de caso.

Para demonstração dos algoritmos de busca de máxima potência, utiliza-se inicialmente um modelo com somente um painel (SOLARIA, 2011) operando nas condições climáticas consideradas ideais por seu *datasheet*, ou seja, 25°C e plena irradiação solar de  $1000\text{W}/\text{m}^2$ . Com a intenção de obter uma comparação justa entre os algoritmos, é feito ajuste dos seus parâmetros de passo de cálculo e ciclo de cálculo para obtenção de respostas semelhantes a uma mesma condição. A Figura 2-16 mostra o rastreamento do ponto de máxima potência para o algoritmo perturba e observa e a Figura 2-17 corresponde ao rastreamento para o algoritmo condutância incremental. Nas condições citadas ambos os algoritmos atingem a máxima potência de 235W operando com a tensão de 30,5V e corrente de 7,7A.

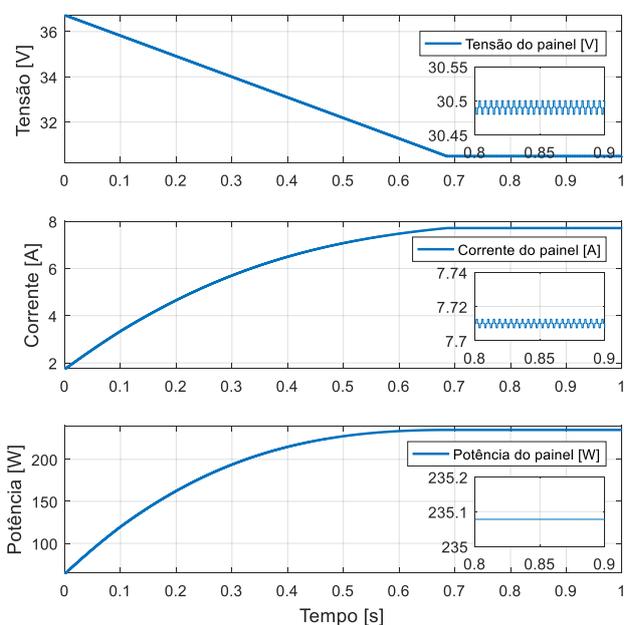


Figura 2-16 Teste algoritmo perturba e observa, ajuste de dinâmica.

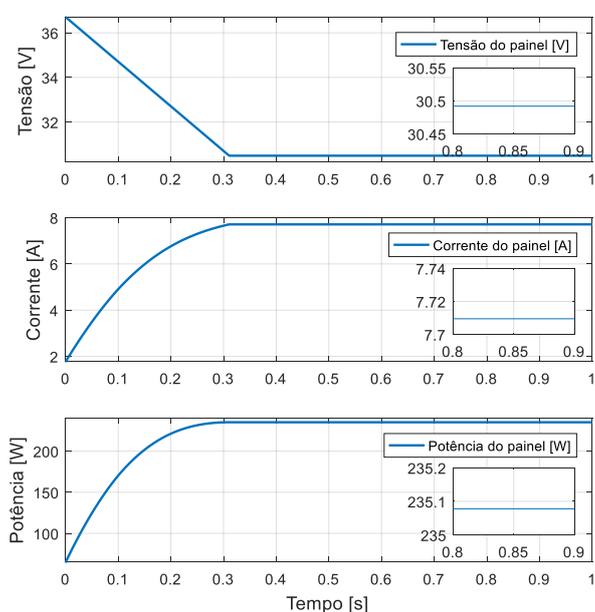


Figura 2-17 Teste algoritmo CondInc ajuste de dinâmica.

Após ajustes do modelo matemático do painel fotovoltaico e dos algoritmos de MPPT, é apresentada a configuração do arranjo composto por dois grupos em paralelo de cinco painéis em série como mostrado na Figura 2-19 e Figura 2-23. Primeiro, é realizado teste de malha aberta, gerando somente uma referência de tensão em rampa para verificar o funcionamento deste arranjo na condição de máxima irradiação solar a  $1000\text{W}/\text{m}^2$  e temperatura de 25°C, sendo esta a condição de operação descrita no *datasheet* para operar entregando 235W por painel, o que resulta em uma potência total de aproximadamente 2350W, a corrente de máxima potência  $I_{MPP}$  de 15,5A e a

tensão de máxima potência  $V_{MPP}$  de 152V, que podem ser observados na Figura 2-18. Pode ser ressaltado que a corrente  $I_{MPP}$  a tensão  $V_{MPP}$  obtidas neste arranjo são respectivamente duas e cinco vezes superiores às obtidas nos cálculos que utilizam apenas um painel, fato este que remete a conclusão de que se soma a corrente total de operação a cada grupo de painéis adicionado em paralelo e se soma a tensão total de operação a cada painel adicionado em série.

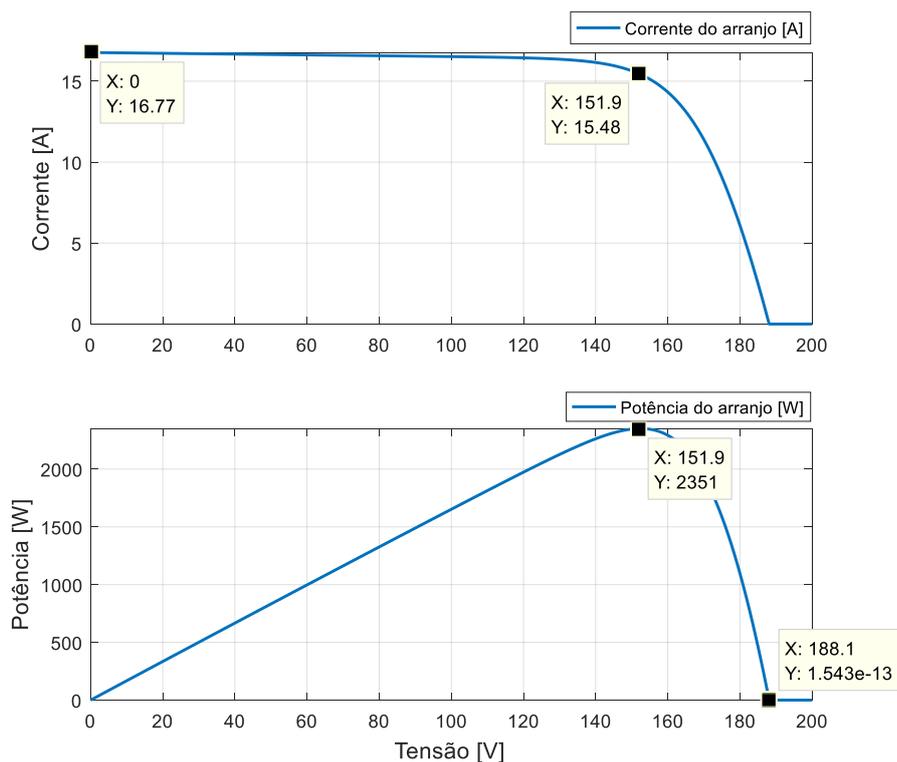


Figura 2-18 Resposta de potência e corrente em função de variação da tensão para o arranjo do estudo de caso considerado.

Até o momento foi discutido a operação dos painéis fotovoltaicos em condição ideal de funcionamento, contudo o contexto real remete a diversas condições de operação do sistema dependendo das condições climáticas e de degradação dos painéis, em que estes operam em condições de irradiação e temperatura que variam ao longo do dia e também podem variar em relação a cada painel que compõem o arranjo, fato este que provoca o efeito de operação não uniforme. Este efeito é provocado basicamente quando ocorre sombreamento em um ou mais painéis de seu ramo, causando a limitação da corrente de todos os outros e seu aquecimento devido a este operar como carga aos demais. Para evitar este problema são utilizados os diodos de *by-pass*, que são conectados em paralelo com cada painel e os diodos de

bloqueio que protegem cada ramo contra eventuais correntes reversas que são provocadas também pelo efeito de sombreamento.

### **2.4.2 Efeito do Diodo de By-pass:**

A conexão série de painéis resulta em uma maior tensão c.c. de saída. Contudo, se um dos painéis do ramo estiver sombreado, este irá limitar a corrente de todos os outros (CUPERTINO, 2015). Assim, são utilizados os conhecidos diodos de *by-pass*. Estes diodos permitem a passagem da corrente quando um dos painéis está sombreado. Nas seções 2.4.2.1 e 2.4.2.2 a seguir, é demonstrado o modo de operação do arranjo fotovoltaico em condição de sombreamento, considerando a conexão dos painéis com e sem os diodos de *by-pass*.

#### **2.4.2.1 Operação Sem Diodo de *by-pass*:**

Quando o arranjo fotovoltaico opera sem os diodos de *by-pass*, o seu comportamento se assemelha ao de um único painel, não ocorrendo anomalias na sua curva  $I \times V$  em condições de sombreamento, facilitando assim o funcionamento dos algoritmos de MPPT, entretanto o range de tensão de operação do arranjo é encurtado à medida que mais painéis entram em sombreamento. O maior problema existente neste modo de operação é a limitação da corrente causada pelos painéis sombreados devido a estes operarem como carga aos não sombreados, diminuindo também a sua vida útil. Para demonstrar a operação do arranjo fotovoltaico sem a conexão dos diodos de *by-pass*, foi considerado que em um dos ramos os últimos dois painéis operam em condição de sombreamento, recebendo irradiação de apenas  $100W/m^2$ , enquanto todos os outros recebem irradiação de  $1000W/m^2$ . Neste teste será considerada a utilização apenas dos diodos de bloqueio utilizados para proteção de corrente reversa, sua conexão é mostrada na Figura 2-19.

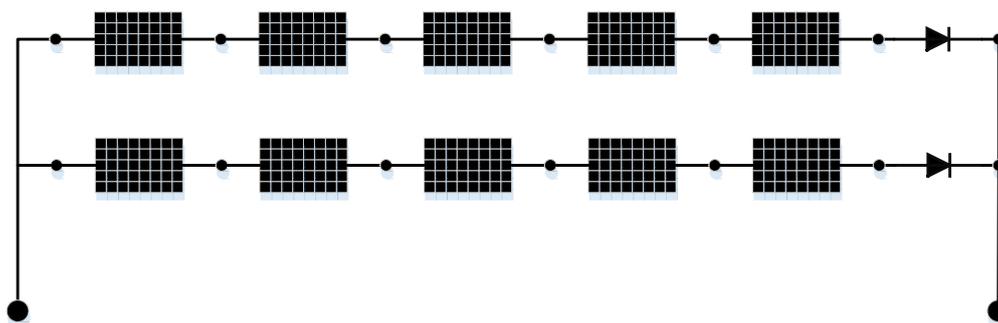


Figura 2-19 Conexão do arranjo de painéis fotovoltaicos sem diodos de *by-pass*.

Primeiro, é realizado um teste de malha aberta, gerando somente uma referência de tensão em rampa. Nestas condições, foram observados a máxima potência fornecida de 1290W, a corrente de máxima potência  $I_{MPP}$  de 12,3A e a tensão de máxima potência  $V_{MPP}$  de 105V, que podem ser analisados na Figura 2-20. Atente-se ao fato de que o sombreamento de apenas dois painéis levou a redução de quase 50% da potência gerada, causada pelo efeito grande da diminuição da tensão de máxima potência  $V_{MPP}$  provocado pelo sombreamento.

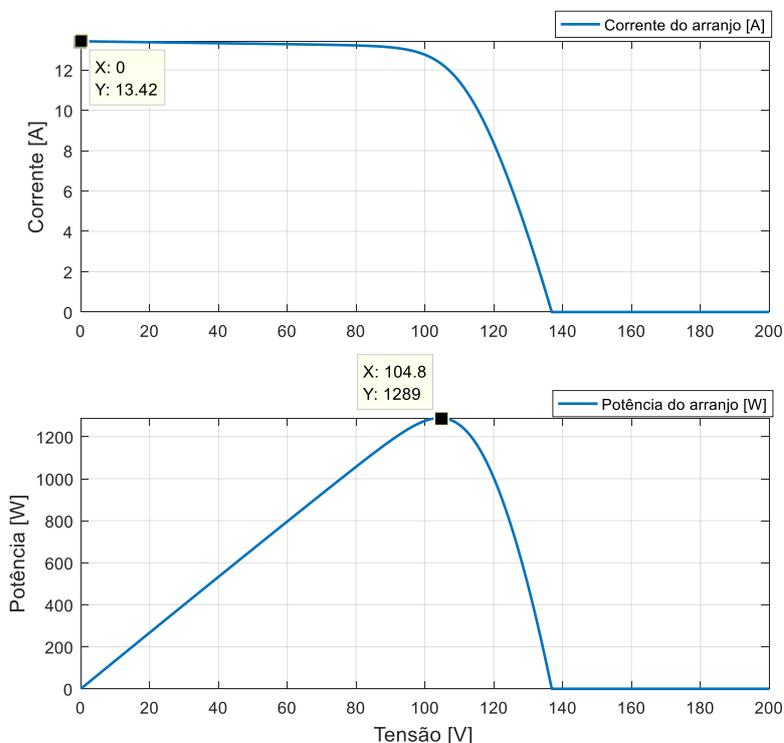


Figura 2-20 Resposta do arranjo a variação da tensão em condição de sombreamento sem diodo de *by-pass*.

Em seguida, são realizados os testes utilizando os algoritmos de MPPT, a Figura 2-21 mostra o rastreamento do ponto de máxima potência para o algoritmo perturba e observa e a Figura 2-22 corresponde ao rastreamento para o algoritmo condutância incremental. Nas condições citadas ambos os algoritmos atingem a máxima potência de 1290W operando com a tensão  $V_{MPP}$  de 104V e corrente  $I_{MPP}$  de 12,3A.

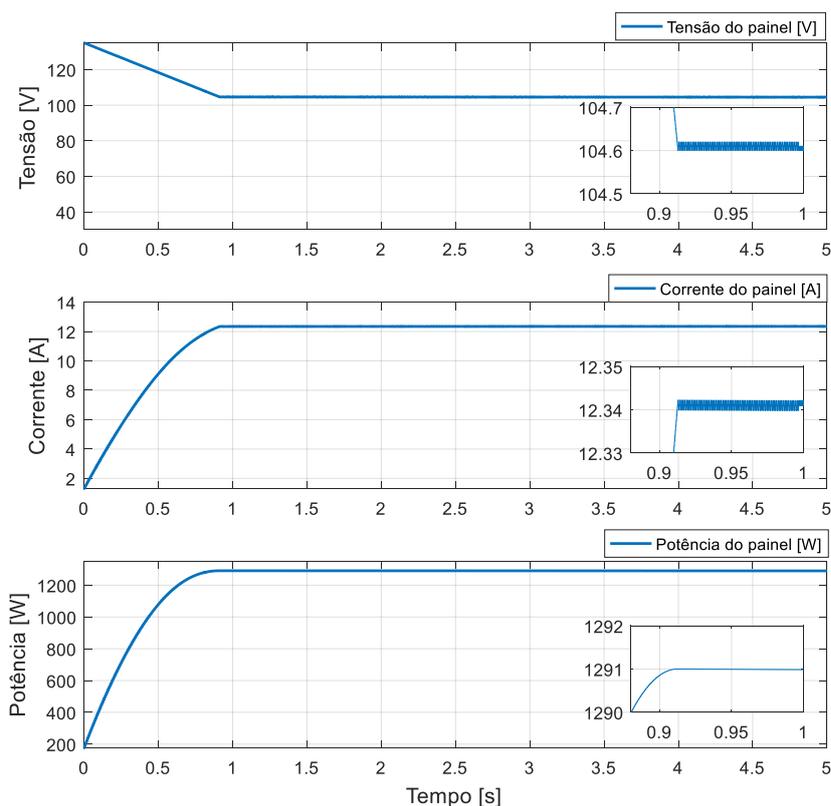


Figura 2-21 Resposta do arranjo ao algoritmo P&O em condição de sombreamento sem diodo de *by-pass*.

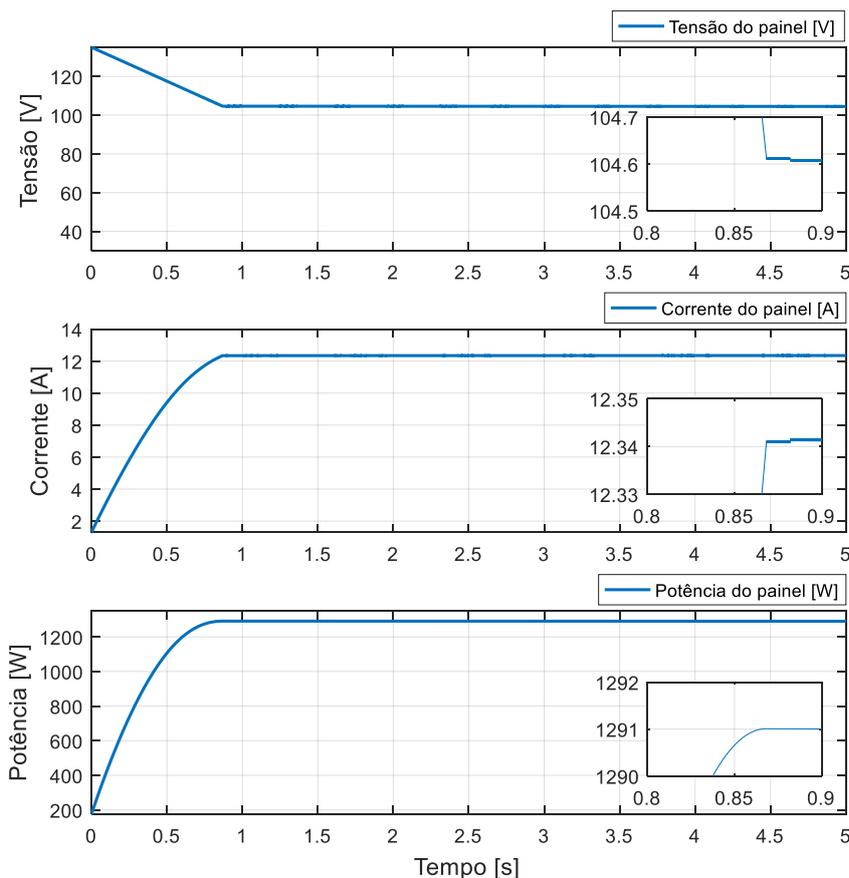


Figura 2-22 Resposta do arranjo ao algoritmo CondInc em condição de sombreamento sem diodo de *by-pass*.

#### 2.4.2.2 Operação com diodo de *by-pass*:

Na operação do arranjo fotovoltaico com os diodos de *by-pass*, ocorrem anomalias na sua curva  $I \times V$  em condições de sombreamento, provocando o aparecimento de múltiplos pontos de máxima potência, dificultando assim o funcionamento dos algoritmos de MPPT, o range de tensão de operação do arranjo é mantido desde que painéis de outros ramos não entrem também em sombreamento. Neste modo de operação os painéis sombreados não operam como carga aos demais pois a corrente pode ser desviada pelos diodos de *by-pass*, melhorando assim a sua vida útil.

Para demonstrar a operação do arranjo fotovoltaico com conexão dos diodos de *by-pass*, foi considerado que em um dos ramos os últimos dois painéis operam em condição de sombreamento, recebendo irradiação de apenas  $100\text{W}/\text{m}^2$ , enquanto todos os outros recebem irradiação de  $1000\text{W}/\text{m}^2$ . Neste teste é considerada a utilização dos diodos de *by-pass* e dos diodos de bloqueio para proteção de corrente reversa, sua conexão é mostrada na Figura 2-23.

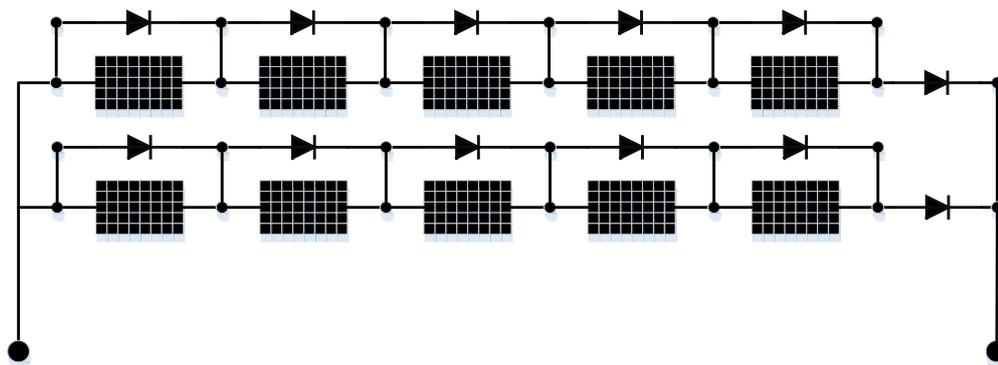


Figura 2-23 Conexão do arranjo de painéis fotovoltaicos com Diodos de by-pass.

Em seguida, é realizado o teste de malha aberta, gerando somente uma referência de tensão em rampa. Nestas condições foram observados a ocorrência da máxima potência em dois pontos de tensão diferentes, a primeira com tensão de máxima potência  $V_{MPP}$  de 104V fornecendo potência de 1289W com a corrente de máxima potência  $I_{MPP}$  de 12,3A. A segunda com tensão de máxima potência  $V_{MPP}$  de 148V fornecendo potência de 1146W com a corrente de máxima potência  $I_{MPP}$  de 7,7A, que podem ser analisados na Figura 2-24. Atenta-se também ao fato de que o sombreamento de apenas dois painéis levou a redução de quase 50% da potência gerada, causada pelo efeito grande da diminuição da tensão de máxima potência  $V_{MPP}$ , que não é resolvido pela adição do diodo de *by-pass*.

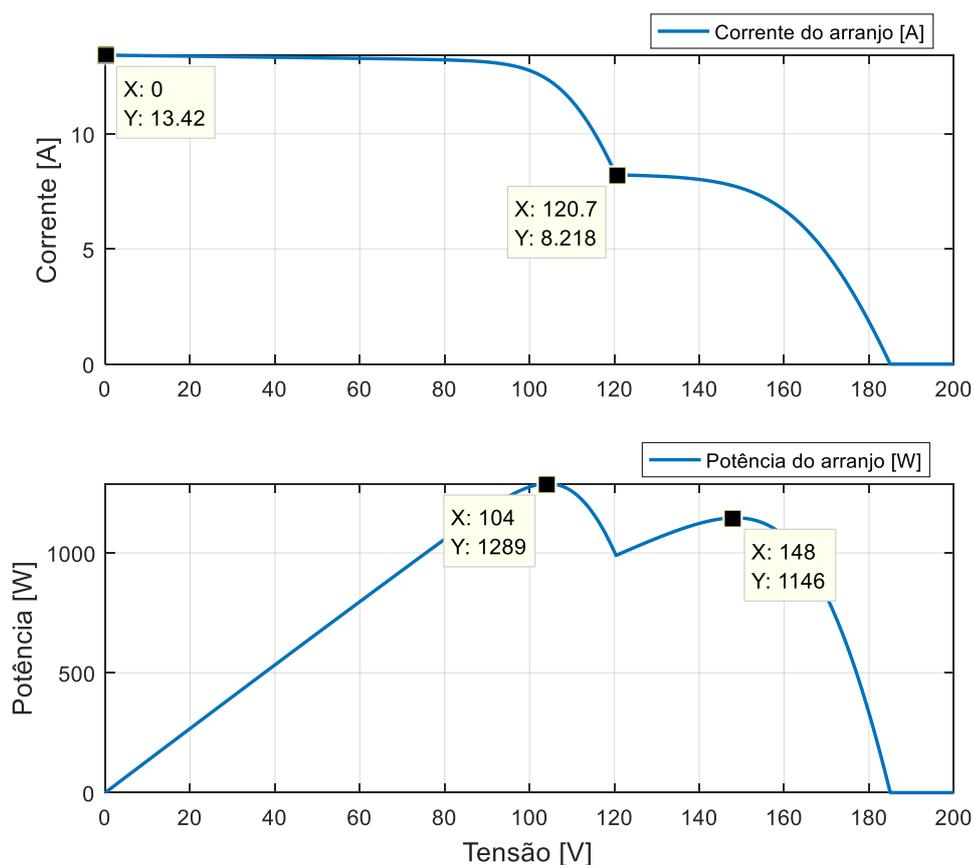


Figura 2-24 Resposta do arranjo a variação da tensão em condição de sombreamento com diodo de *by-pass*.

Para análise do efeito de múltiplos pontos de máxima potência, são realizados os testes utilizando os algoritmos de MPPT, a Figura 2-25 mostra o rastreamento do ponto de máxima potência para o algoritmo perturba e observa e a Figura 2-26 corresponde ao rastreamento para o algoritmo condutância incremental. Na operação com a conexão dos diodos de *by-pass*, ambos os algoritmos atingem a condição de máximo local com potência de 1146W operando com a tensão  $V_{MPP}$  de 148V e corrente  $I_{MPP}$  de 7,7A.

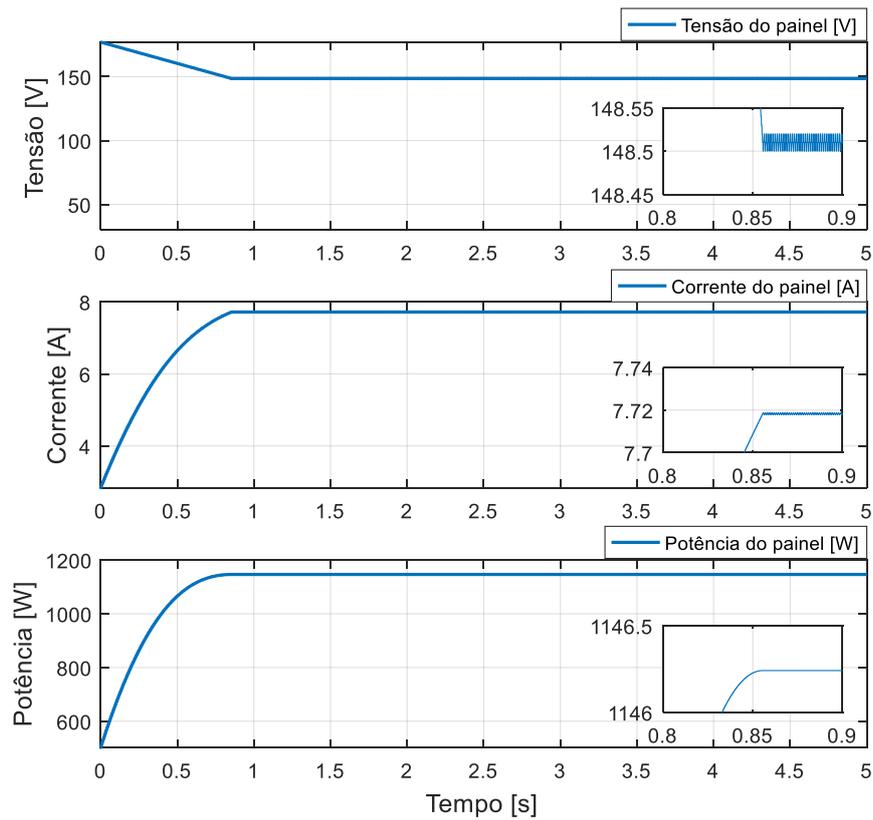


Figura 2-25 Resposta do arranjo ao algoritmo P&O em condição de sombreamento com diodo de *by-pass*.

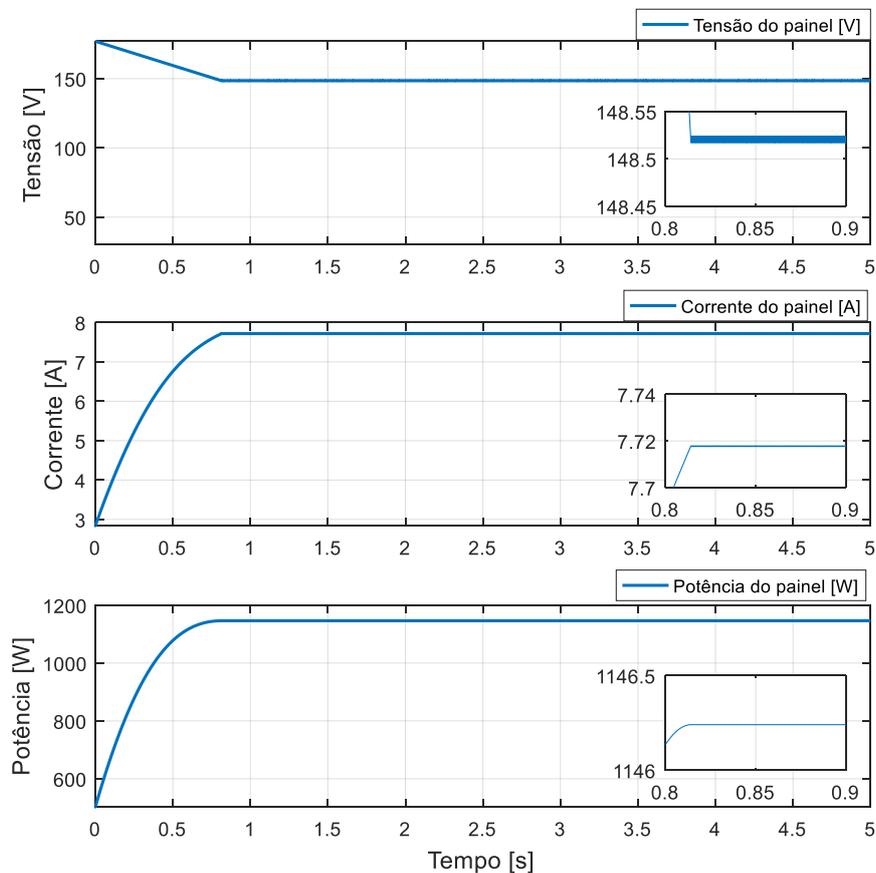


Figura 2-26 Resposta do arranjo ao algoritmo CondInc em condição de sombreamento com diodo de *by-pass*.

Pela análise das simulações, é perceptível que ambos os algoritmos P&O e CondInc apresentam problemas para encontrar o ponto de máxima potência global, quando submetidos a sombreamento e operando com diodos de *by-pass* conectados como apresentado. Este fato ocorre pela dinâmica dos algoritmos de MPPT, que mudam a direção da busca no momento em que a potência gerada passa a reduzir. Em geral, os algoritmos partem pela tensão de circuito aberto fornecida pelos painéis, isto leva os algoritmos a encontrar o primeiro ponto da máxima potência fornecido pela maior tensão, que, no caso da simulação apresentada, é um ponto de máximo local.

Uma alternativa para solucionar o problema da operação em máximo local seria utilizar o algoritmo de varredura descrito na subseção (2.3.3) em paralelo com o P&O ou CondInc, rodando em um ciclo muitas vezes mais lento para evitar concorrência entre os algoritmos. Outra alternativa seria adicionar sensores para identificar a condição de sombreamento utilizando algoritmos híbridos como o descrito na subseção (2.3.4).

### 2.4.3 Algoritmo Varredura

O algoritmo da varredura, como descrito na subseção (2.3.3), percorre uma larga faixa de tensão com o objetivo de encontrar o ponto de máxima potência global, onde os algoritmos P&O e CondInc não são capazes de atingir quando ficam presos em pontos de máxima potência local pelo comportamento da resposta de potência do arranjo quando conectados com diodos de *by-pass*.

Na simulação incluindo o algoritmo de varredura foram utilizadas as mesmas condições da subseção (2.4.2.2) onde foi considerado que em um dos ramos os últimos dois painéis operam em condição de sombreamento, recebendo irradiação de apenas  $100\text{W}/\text{m}^2$ , enquanto todos os outros recebem irradiação de  $1000\text{W}/\text{m}^2$ . A simulação inicia com o algoritmo P&O atingindo a condição de máximo local com potência de  $1146\text{W}$  operando com a tensão  $V_{\text{MPP}}$  de  $148\text{V}$  e corrente  $I_{\text{MPP}}$  de  $7,7\text{A}$ . No instante  $1,5$  segundos, inicia o algoritmo da varredura, este gera a referência de tensão em rampa percorrendo todos os pontos entre valores máximo e mínimo de tensão previamente definidos como  $170\text{V}$  e  $30\text{V}$  respectivamente, de forma a atingir grande parte das possibilidades de tensão de máxima potência para o arranjo considerado. Durante o teste é guardada a tensão  $V_{\text{MPP}}$  correspondente à maior potência encontrada, neste caso sendo de  $104\text{V}$ , que fornece uma corrente  $I_{\text{MPP}}$  de

12,3A e a potência de 1290W. O tempo que o algoritmo demora para percorrer todos os pontos depende da dinâmica que o conversor consegue trabalhar, que será discutido no capítulo 3. A Figura 2-27 apresenta o resultado da simulação do algoritmo da varredura descrito.

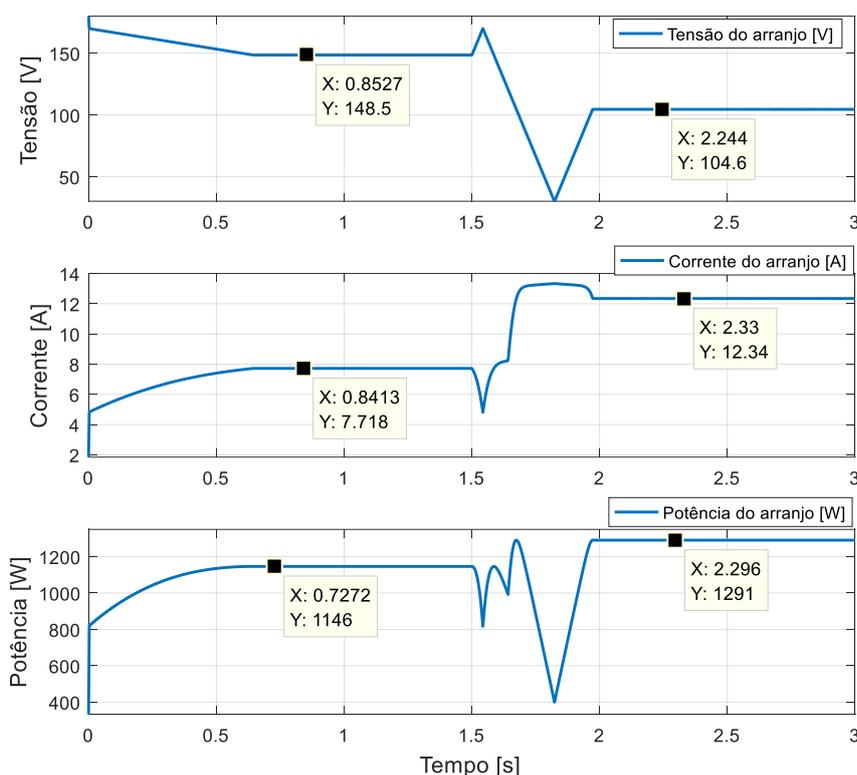


Figura 2-27 Resposta do arranjo ao algoritmo da varredura em condição de sombreamento com diodo de *by-pass*.

#### 2.4.4 Algoritmo híbrido

O algoritmo híbrido, como descrito na subseção (2.3.4), necessita previamente do auxílio de outro algoritmo que garanta operação na máxima potência, para que seja executado o procedimento de calibração. Para demonstrar seu funcionamento são realizadas simulações utilizando o algoritmo P&O e varredura como auxiliar de calibração dos parâmetros do ANFIS. As simulações mantem as mesmas condições de irradiação, temperatura e de conexão com diodos de *by-pass* utilizadas na subseção (2.4.2.2) onde foi considerado que em um dos ramos os últimos dois painéis operam em condição de sombreamento, recebendo irradiação de apenas  $100\text{W}/\text{m}^2$ , enquanto todos os outros recebem irradiação de  $1000\text{W}/\text{m}^2$ . A simulação apresentada na Figura 2-28 inicia com o algoritmo P&O atingindo a condição de máximo local com

potência de 1146W operando com a tensão  $V_{MPP}$  de 148V e corrente  $I_{MPP}$  de 7,7A. Neste momento é executado o procedimento de calibração dos parâmetros do ANFIS, sua resposta de referência de tensão passa a ser a mesma da resposta do algoritmo P&O. No instante 1,5 segundos, inicia-se o processo do algoritmo da varredura, este gera a referência de tensão em rampa percorrendo todos os pontos entre valores máximo e mínimo de tensão previamente definidos como 170V e 30V respectivamente. Após a execução do algoritmo da varredura, é encontrado novo valor de tensão  $V_{MPP}$  de 104V, que fornece potência de 1290W. Neste momento o procedimento de calibração dos parâmetros do ANFIS é executado novamente, e como a potência encontrada para as mesmas condições climáticas é superior à da calibração anterior, os novos parâmetros do ANFIS são guardados.

Para demonstrar operação do algoritmo ANFIS após o procedimento de calibração, é realizada uma segunda simulação, mostrada na Figura 2-29, em que o ANFIS inicia com seus parâmetros calibrados pela simulação anterior. Sua resposta de tensão de referência se inicia com 104V e o sistema passa a operar em máxima potência desde o instante inicial. No instante 1,5 segundos, é realizado o processo do algoritmo da varredura, para demonstrar que 104V é a máxima potência do arranjo.

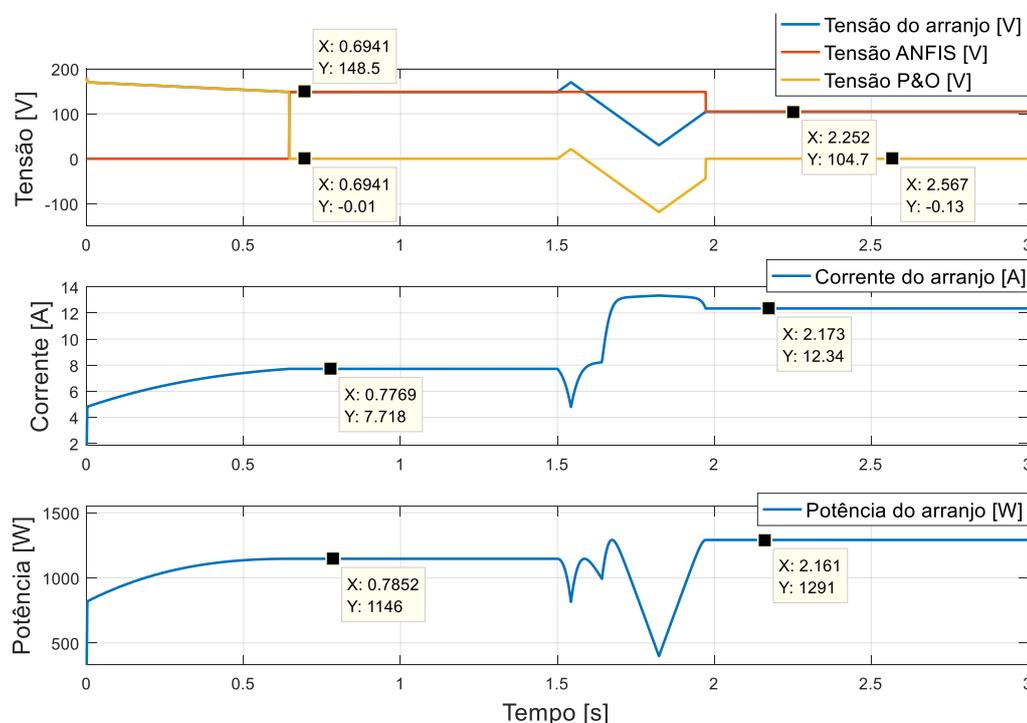


Figura 2-28 Resposta do arranjo ao algoritmo híbrido partindo sem calibração em condição de sombreamento com diodo de by-pass.

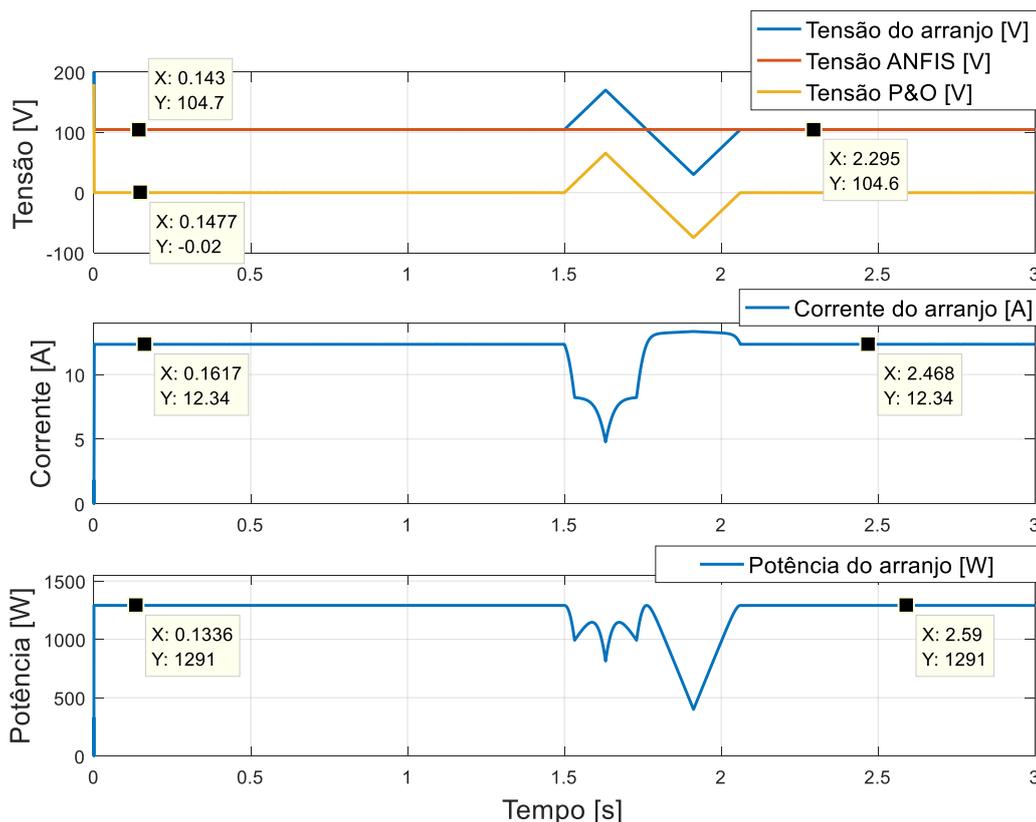


Figura 2-29 Resposta do arranjo ao algoritmo híbrido partindo após calibração em condição de sombreamento com diodo de by-pass.

## 2.5 Síntese do Capítulo

Neste capítulo, foram apresentados conceitos fundamentais relacionados a painéis fotovoltaicos e algoritmos de busca de máxima potência. Inicialmente, a modelagem de painéis fotovoltaicos para sistemas fotovoltaicos e suas características foram discutidas. Em seguida, uma revisão das principais metodologias de algoritmos MPPT para arranjos fotovoltaicos foram apresentadas. Foram destacadas as vantagens e limitações de cada proposta. De posse das limitações, foi apresentado e discutido o método da varredura com vantagens em termos de evitar perda de potência gerada para operação em condições de sombreamento, quando o sistema pode estar operando em regiões de máximos locais da curva de potência do arranjo de painéis fotovoltaicos. O capítulo finaliza com resultados de simulações realizadas para consolidação dos algoritmos de busca de máxima potência desenvolvidos para

---

aplicação no MCES. No próximo capítulo, será apresentada a modelagem do conversor *Boost* para a topologia proposta.

# Capítulo 3

## PROJETO DO CONVERSOR *BOOST*

---

*Neste Capítulo são desenvolvidas equações do modelamento do conversor Boost e o projeto do controlador de tensão dos painéis fotovoltaicos.*

### 3.1 Considerações Iniciais

O conversor elevador *Boost* pode ser utilizado para satisfazer o propósito de buscar a melhor tensão de operação dos painéis fotovoltaicos, fazendo sua interface com barramento c.c. do inversor conectado à rede elétrica. Além disso, em aplicações monofásicas, a injeção de potência na rede provoca um *ripple* de 120Hz que circula entre o barramento c.c. e a carga, através das chaves do inversor monofásico. Este *ripple* pode ser bastante prejudicial a obtenção de potência dos painéis fotovoltaicos se não tratado. O projeto do conversor *Boost* deve ser feito de forma que seja capaz de rastrear o ponto de máxima potência e suprimir as perturbações do lado do arranjo fotovoltaico para que seu uso seja justificado.

Neste capítulo será tratado a modelagem matemática do conversor *Boost* e projeto de controle de tensão aplicada ao arranjo fotovoltaico, está organizado da seguinte forma: na seção (3.2) são apresentados os conceitos para obtenção do modelo matemático do conversor *Boost* pela função de transferência  $\hat{G}_{vd}(s)$ . Na seção (3.3), são discutidos e calculados os componentes do conversor *Boost*, de forma que este opere na maior faixa possível de elevação de tensão considerando suas limitações de potência e tensão de saída. São apresentadas, ainda, simulações comparativas do modelo médio e modelo chaveado do conversor *Boost* implementado na seção (3.4). Na seção (3.5) é realizado o projeto dos controladores para o controle de tensão dos painéis fotovoltaicos em termos de estabilidade e tempo de acomodação. Por fim, na seção (3.6) é apresentado a síntese do capítulo.

### 3.2 Revisão e Modelagem do Conversor *Boost*

O *Boost* é um conversor chaveado bastante conhecido na literatura, que é capaz de produzir uma tensão c.c. de saída maior que sua tensão c.c. de entrada e contém uma estrutura cujo circuito elétrico possui comportamento matemático não-linear. O método escolhido para a obtenção deste modelo consiste na análise do conversor nos estados de funcionamento para a chave conduzindo e para a chave em bloqueio, no modo de condução contínua, representados pela condição do interruptor

principal (aberto ou fechado), obtendo-se equações para dois estados distintos (ERICKSON, 2004). A topologia do circuito do conversor *Boost* c.c./c.c. utilizada é apresentada na Figura 3-1. Sua entrada possui características de fonte de corrente devido à presença do indutor em série com a fonte de tensão. O capacitor conectado ao barramento de saída do circuito atribui características de fonte de tensão.

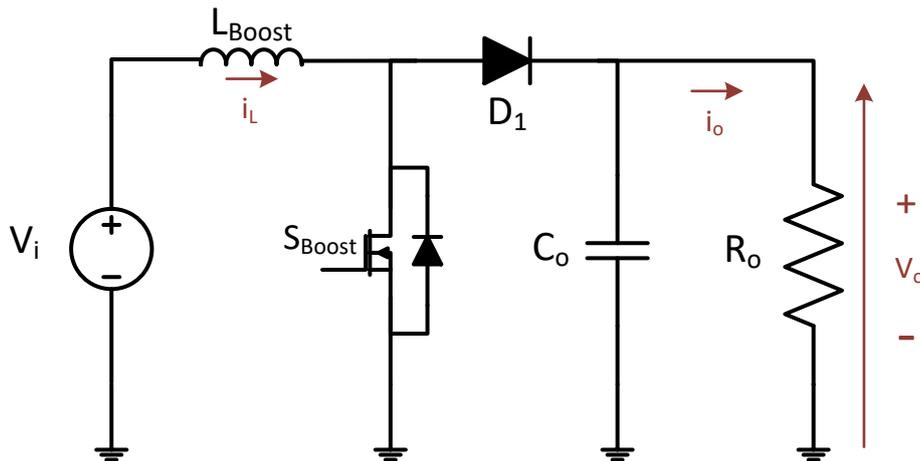


Figura 3-1 Circuito clássico do conversor *Boost*.

Um dos principais parâmetros de um conversor c.c./c.c. é o seu ganho estático de transferência que é a relação entre a sua tensão de saída e de entrada. Para um conversor do tipo *Boost*, esta análise deve ser realizada considerando a frequência de chaveamento constante. É definido o termo razão cíclica  $D$  como uma grandeza adimensional com valores estabelecidos entre zero e um, equivalendo de 0 a 100%. Esta definição é descrita na equação (3.1) como a razão entre os tempos de condução  $T_{on}$  de  $S_{Boost}$  em relação ao período do sinal de controle  $T$ .

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (3.1)$$

Uma vez que o indutor se encontra em estado estacionário, a tensão total aplicada no indutor ao longo de um período de comutação deve ser zero. Durante o subintervalo em que a chave está ligada, a tensão de entrada  $v_i$  considerada positiva é aplicada no indutor. Durante o subintervalo em que a chave está desligada, a tensão no indutor é a tensão de entrada  $v_i$  menos a tensão de saída  $v_o$ , que é considerada

negativa, portanto,  $v_o$  é maior do que  $v_i$ . A equação (3.2) descreve a tensão no indutor ao longo de um período de comutação (ERICKSON, 2004).

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = v_i * D * T_s + (v_i - v_o) * (1 - D) * T_s \quad (3.2)$$

Igualando a equação (3.2) a zero obtemos a equação (3.3).

$$v_i * D + (v_i - v_o) * (1 - D) = 0 \quad (3.3)$$

Desenvolvendo a equação (3.3), obtemos a equação (3.4).

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.4)$$

A equação descrita em (3.4) representa o ganho de tensão considerando a condição em que a potência de entrada é igual a de saída. Erickson (2004) considera as perdas provocadas pela resistência do indutor  $R_L$  e pela resistência da carga R conforme equação (3.5).

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{(1 - D)} * \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R(1 - D)^2}} \quad (3.5)$$

A Figura 3-2 apresenta a curva de ganho de tensão em função da razão cíclica para um conversor *Boost* convencional considerando perdas. Em um conversor *Boost* a corrente na chave D é descontínua, porém, a corrente de entrada pode ser contínua ou descontínua de acordo com a energia armazenada no indutor que por sua vez é definida pelo valor da própria indutância. Na Figura 3-3, temos as principais formas de onda associadas ao conversor para a corrente  $i_L$  no indutor sempre maior que zero no ciclo de chaveamento, que resulta em um modo de condução contínua.

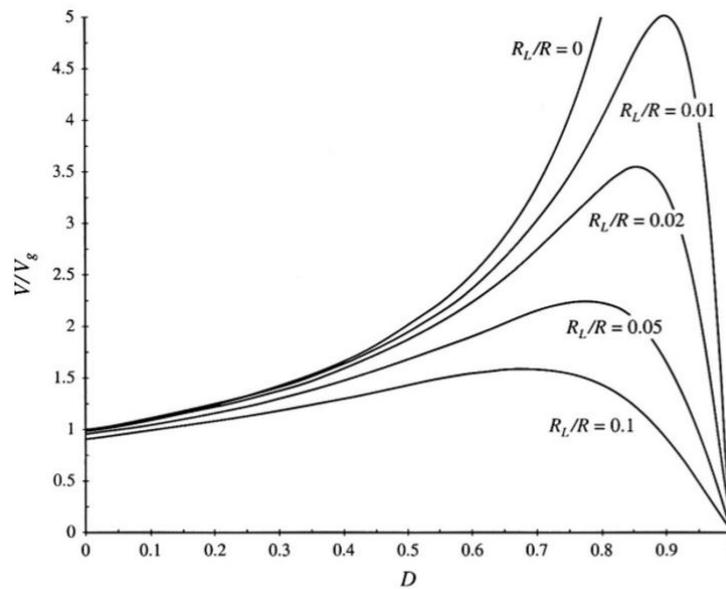


Figura 3-2 Curva do ganho de tensão em função da razão cíclica para o conversor Boost considerando perdas de condução (ERICKSON, 2004).

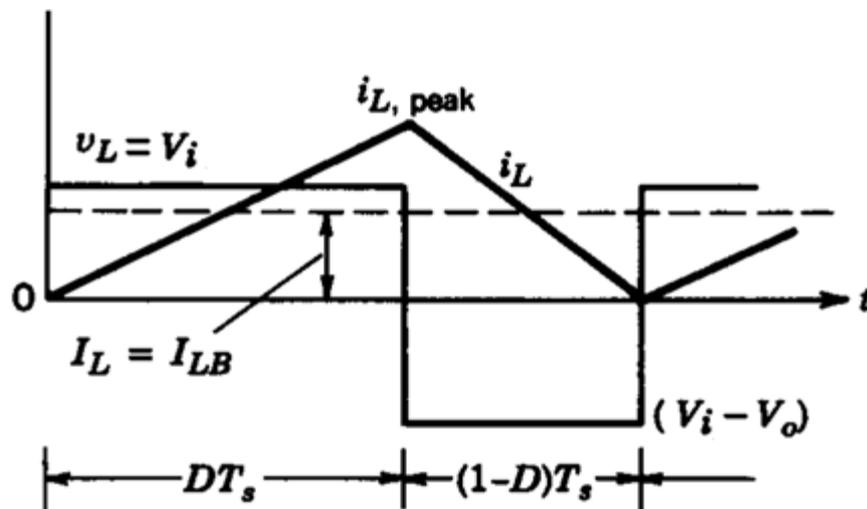


Figura 3-3 Forma de onda teórica para o regime contínuo (ERICKSON, 2004).

### 3.2.1 Modelo Conversor Boost no espaço de estados

Modelos matemáticos são necessários para, com o auxílio das ferramentas da teoria de controle, poder sintetizar leis de controle e fazer análises com simulações computacionais, com o intuito de atender os requisitos preestabelecidos como estabilidade, tempo de estabilização, amortecimento e erro em regime permanente (SILVA, 2015). De acordo com Seleme (2009), a descrição em espaço de estado é

uma forma canônica para escrever as equações diferenciais que descrevem um determinado sistema. Para uma rede linear, as derivadas das variáveis de estado são expressas como combinações lineares das entradas independentes do sistema e as variáveis de estado entre si. As variáveis de estado de um sistema físico são geralmente associadas com o armazenamento de energia e, para um circuito conversor típico, as variáveis de estado são normalmente as correntes dos indutores e as tensões dos capacitores. Um sistema linear invariante no tempo pode ser representado em espaço de estados através de uma matriz canônica, conforme equação (3.6).

$$\begin{aligned} K \frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Eu(t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Onde  $x(t)$  é o vetor de estados que representa a corrente no indutor, a tensão no capacitor, entre outras variáveis de interesse. As variáveis de entrada são representadas pelo vetor de entrada  $u(t)$ , que geralmente são fontes independentes. O vetor de saída  $y(t)$  representa as variáveis de saída, a serem mensuradas ou controladas. As matrizes A, B, C e E são constantes de proporcionalidades. A matriz K contém tipicamente os valores de capacitância e indutância mostradas na Figura 3-4.

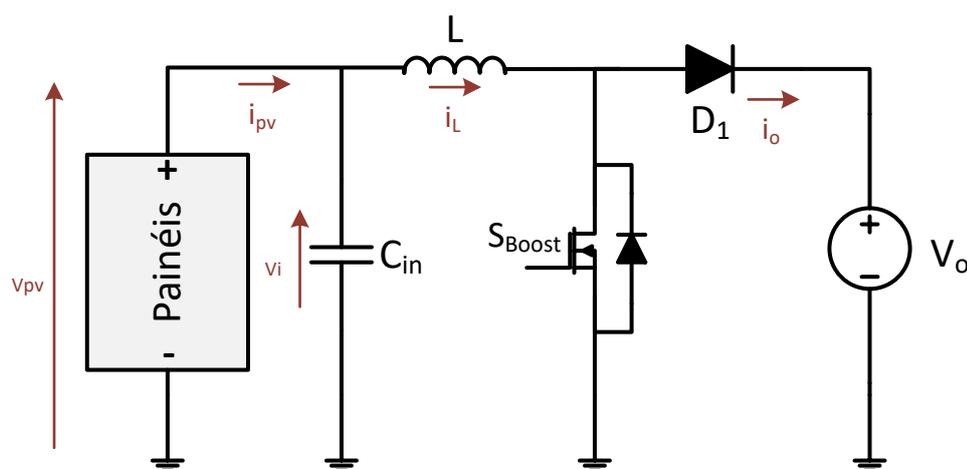


Figura 3-4 Conexão do conversor Boost considerado para modelagem com as variáveis de estado.

A fonte de corrente de entrada (Painel fotovoltaico) tem amplitude variável em função da irradiação solar, temperatura e da tensão aplicada sobre este. O conversor *Boost* poderá controlar a potência drenada do painel fotovoltaico a partir da referência tensão do algoritmo de MPPT. A tensão de saída deste conversor não será o foco, como é usual, pois esta será controlada pelo inversor conectado em cascata, desta forma é considerada como uma fonte de tensão ideal para simplificação do modelo. Neste trabalho é convencionado que a matriz de estados das variáveis elétricas a serem analisadas no conversor *Boost* serão a corrente  $i_L(t)$  no indutor e a tensão  $v_i(t)$  no capacitor de entrada  $C_{in}$ , que representam o vetor de estados  $x(t)$  como apresentado na equação (3.7).

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

A tensão de saída do conversor  $v_o$  e a corrente fornecida pelos painéis  $i_{pv}(t)$  são determinados como variáveis do vetor de entrada  $u(t)$ , conforme descrito na equação (3.8).

$$u(t) = \begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_{pv}(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Para este modelo a tensão do arranjo fotovoltaico  $V_{pv}(t)$  é convencionada como fonte dependente de tensão representado pelo vetor saída  $y(t)$  conforme a equação (3.9).

$$y(t) = [V_{pv}(t)] \quad (3.9)$$

Os painéis fotovoltaicos contêm características não lineares que dependem das variáveis climáticas como irradiância e temperatura, de acordo com o apresentado no capítulo 2. Segundo Weidong, Dunford e Palmer (2007), os painéis fotovoltaicos apresentam característica de fonte de tensão quando operam em condição de tensão mais elevada, ou seja, acima da tensão de máxima potência, e apresenta característica de fonte de corrente quando opera abaixo da tensão de máxima potência. Dessa forma, a relação da tensão com a corrente de operação dos painéis

fotovoltaicos pode ser representada por uma resistência dinâmica, definida como a tensão de operação dividido pela corrente de operação, e será representada no modelo por  $R_{pv}$ . O valor absoluto da resistência dinâmica é pequena na região de fonte de tensão e grande na região de fonte de corrente. A condição de funcionamento acabará por afetar a dinâmica do sistema. No modelo do conversor *Boost* também será considerada a queda de tensão no diodo  $V_{D1}$  quando está conduzindo e a resistência série  $R_{on}$  da chave em condução. A estrutura do conversor *Boost* no modo de condução contínua possui duas etapas de operação, a primeira quando a chave  $S_{Boost}$  está conduzindo e a segunda quando está bloqueada. Assim, a Figura 3-5 ilustra a primeira etapa de operação do conversor.

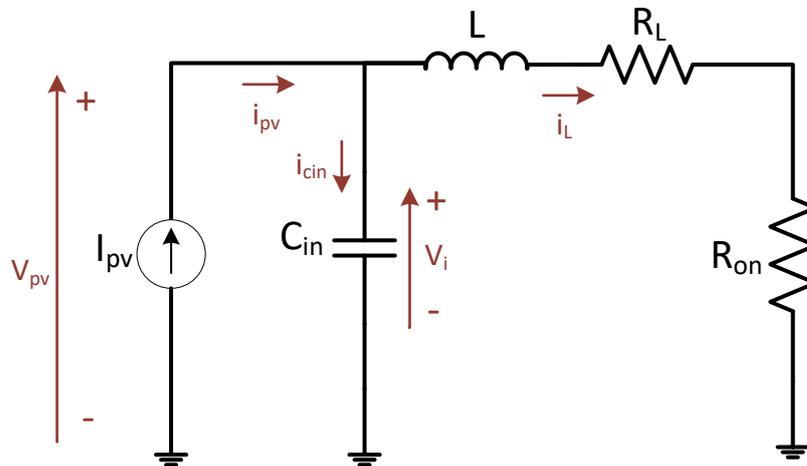


Figura 3-5 Conversor *Boost* com chave conduzindo.

Quando a chave  $S_{Boost}$  está conduzindo, o indutor  $L$  é carregado por  $i_L(t)$ , que circula também por  $R_{on}$  como mostrado no circuito da Figura 3-5. Assim, a queda de tensão no indutor é igual a tensão de entrada menos a queda de tensão em  $R_{on}$ , desta forma, aplicando as leis de Kirchhoff para corrente e tensão, pode ser escrita a equação (3.10) em forma de equações diferenciais para circuito com chave fechada.

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_L(t)}{dt} &= [v_i(t) - R_L i_L(t) - R_{on} i_L(t)] \\
 C_{in} \frac{dv_i(t)}{dt} &= \left[ \frac{v_i(t)}{R_{pv}} - i_L(t) \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

Estas equações podem ser colocadas na forma canônica, considerando como variáveis de estado a corrente no indutor  $i_L$  e a tensão no capacitor  $v_i$ . Inicialmente para o circuito com chave fechada obtemos a equação de estados em (3.11).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{on}+R_L)}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{C_{in} * R_{pv}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{in}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_{pv}(t) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$[V_{pv}(t)] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} + [0 \quad 0] \begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_{pv}(t) \end{bmatrix}$$

A segunda etapa de operação do conversor inicia quando a chave  $S_{Boost}$  é comandada para o bloqueio, conforme ilustra a Figura 3-6.

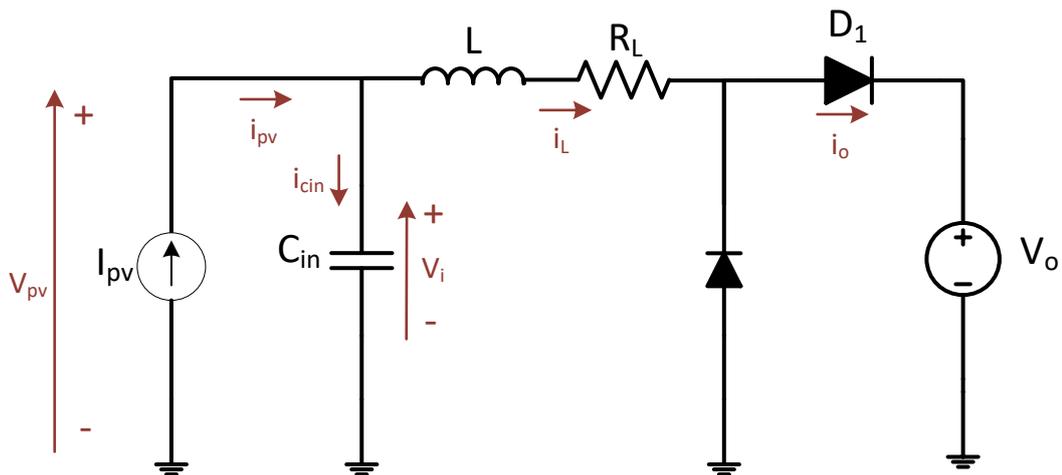


Figura 3-6 Conversor Boost com chave em bloqueio.

Quando a chave  $S_{Boost}$  está em bloqueio, o indutor L que foi carregado durante estado anterior, tem sua tensão somada à tensão de entrada conforme mostrada no circuito da Figura 3-6. Desta forma, aplicando as leis de Kirchhoff para corrente e tensão, pode ser escrita a equação (3.12) em forma de equações diferenciais para circuito com chave aberta.

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = [v_i(t) - R_L i_L(t) - v_o(t)]$$

$$C_{in} \frac{dv_i(t)}{dt} = \left[ \frac{v_i(t)}{R_{pv}} - i_L(t) \right] \quad (3.12)$$

Conseqüentemente, as matrizes de espaço de estados são expressas por (3.13).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{C_{in} * R_{pv}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{in}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_{pv}(t) \end{bmatrix} \\ [V_{pv}(t)] &= [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_i(t) \end{bmatrix} + [0 \quad 0] \begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_{pv}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Considerando mais uma vez que as frequências envolvidas são bem menores do que a de chaveamento, e que o sistema opera em equilíbrio, é definido as matrizes médias adotando a variável que representa a razão cíclica  $D$  como o tempo de chave fechada e  $D'$  o tempo de chave aberta, ou seja, o complemento da razão cíclica ( $1 - D$ ). Desta forma, as matrizes médias  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $E$  são dadas pelas equações (3.14) a (3.20), considerando  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$  e  $E_1$  para quando chave  $S_{Boost}$  está conduzindo e  $A_2$ ,  $B_2$ ,  $C_2$  e  $E_2$  para chave operando em bloqueio.

$$A = DA_1 + D'A_2 \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} A &= D \begin{bmatrix} -\frac{(R_{on} + R_L)}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{C_{in} * R_{pv}} \end{bmatrix} + D' \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{C_{in} * R_{pv}} \end{bmatrix} \\ A &= \begin{bmatrix} -\frac{DR_{on} + R_L}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{C_{in} * R_{pv}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$B = DB_1 + D'B_2 \quad (3.16)$$

$$B = D \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{in}} \end{bmatrix} + D' \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{in}} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{D-1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{in}} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$C = DC_1 + D'C_2 \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} C &= D[0 \ 1] + D'[0 \ 1] \\ C &= [0 \ 1] \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$E = DE_1 + D'E_2 = [0 \ 0] \quad (3.20)$$

Avaliando que as frequências naturais do conversor e das constantes de tempo das suas variáveis de entrada são bem menores do que a frequência de chaveamento do mesmo, podemos ignorar a dinâmica de alta frequência e considerar apenas os valores médios das variáveis ao longo de um período de chaveamento. Dessa forma, representa-se as equações de estado médias utilizando as matrizes médias de sistema e de entrada, encontradas anteriormente, zerando assim, a derivada da matriz de estado, obtém-se o vetor de estados no ponto quiescente de operação pela equação (3.21) (ERICKSON, 2004).

$$X = -A^{-1} + B * U \quad (3.21)$$

$$X = - \begin{bmatrix} -\frac{DR_{on} + R_L}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{C_{in} * R_{pv}} \end{bmatrix}^{-1} + \begin{bmatrix} D-1 & 0 \\ L & \frac{1}{C_{in}} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_{pv}(t) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

O vetor de estados do ponto quiescente de operação é dado por (3.23).

$$X = \begin{bmatrix} \frac{Dv_o + R_{pv} i_{pv} - v_o}{R_{pv} + DR_{on} + R_L} \\ -\frac{R_{pv}(D(i_{pv}R_{on} - v_o) + i_{pv}R_L + v_o)}{R_{pv} + DR_{on} + R_L} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

### 3.2.2 Modelo Linearizado de Pequenos Sinais

No modelo CA para pequenos sinais, as ondulações de tensão e corrente são desprezadas, uma vez que o conversor opera no modo de condução contínua (MCC), as ondulações são pequenas e o modelo tem a finalidade de ilustrar o valor médio das variáveis do circuito. Dessa forma, os valores médios de tensão no indutor e a corrente

no capacitor podem ser obtidos a partir do cálculo da integral em torno de ciclo de chaveamento como descrito na equação (3.24) (ERICKSON, 2004).

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (3.24)$$

A seguir são inseridas pequenas variações nos sinais e posteriormente linearizam-se as equações em torno de um ponto de operação. Com a inserção das perturbações, assume-se que cada variável é composta pelo seu valor c.c. (representado com letra inicial maiúscula) mais uma pequena variação c.a. (representado pela variável com acento circunflexo na primeira letra) sobreposta ao sinal, portanto têm-se as equações (3.25) a (3.28):

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = X_{ss} + \hat{x}(t) \quad (3.25)$$

$$\langle u(t) \rangle_{T_s} = U_{ss} + \hat{u}(t) \quad (3.26)$$

$$\langle y(t) \rangle_{T_s} = Y_{ss} + \hat{y}(t) \quad (3.27)$$

$$d(t) = D_{ss} + \hat{d}(t) \quad (3.28)$$

Onde  $X_{ss}$  e  $U_{ss}$  são os valores no ponto quiescente da razão cíclica, estados e entradas do modelo. As variáveis  $\hat{x}(t)$  e  $\hat{u}(t)$  são pequenas perturbações em torno do ponto de operação. Note que a condição para o modelo de pequenos sinais é que  $X_{ss} \gg \hat{x}(t)$  e  $U_{ss} \gg \hat{u}(t)$ . Dessa forma, as equações de estado do modelo de pequenos sinais podem ser determinadas a partir das expressões (3.29) e (3.30) (ERICKSON, 2004).

$$\hat{\dot{x}} = \mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{B}\hat{u} + \{[A_1 - A_2] * X + [B_1 - B_2] * U\} * \hat{d} \quad (3.29)$$

$$\hat{y} = \mathbf{C}\hat{x} + \mathbf{E}\hat{u} + \{[C_1 - C_2] * X + [E_1 - E_2] * U\} * \hat{d} \quad (3.30)$$

Para simplificação dos cálculos, denomina-se a matriz M e N do modelo de pequenos sinais a parcela multiplicada por  $\hat{d}$  igual a  $M_{ps}$  e  $N_{ps}$ , como mostrado em (3.31) e (3.32).

$$M_{ps} = \{[A_1 - A_2] * X + [B_1 - B_2] * U\} \quad (3.31)$$

$$N_{ps} = \{[C_1 - C_2] * X + [E_1 - E_2] * U\} \quad (3.32)$$

As equações (3.29) e (3.30) podem ser escritas na notação mostrada em (3.33) e (3.34).

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = \mathbf{A} * \hat{x}(t) + \mathbf{B} * \hat{u}(t) + M_{ps} * \hat{d}(t) \quad (3.33)$$

$$\hat{y} = \mathbf{C} * \hat{x}(t) + \mathbf{E} * \hat{u}(t) + N_{ps} * \hat{d}(t) \quad (3.34)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (3.33) obtemos (3.35).

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d\hat{x}(t)}{dt}\right\} = \mathcal{L}\{\mathbf{A} * \hat{x}(t) + \mathbf{B} * \hat{u}(t) + M_{ps} * \hat{d}(t)\} \quad (3.35)$$

Dessa forma, podemos obter a equação do vetor de estados para o modelo de pequenos sinais no domínio da frequência pela equação (3.36).

$$\hat{x}(s) = (s * I - \mathbf{A})^{-1} * [\mathbf{B} * \hat{u}(s) + M_{ps} * \hat{d}(s)] \quad (3.36)$$

Conforme o vetor de estados  $x(t)$  definido em (3.7), bem como variáveis do vetor de entrada  $u(t)$ , descrito na equação (3.8), mais o acréscimo da variável de razão cíclica, a matriz de transferência de pequeno sinal pode ser escrita de acordo com a equação (3.37).

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{v}_i(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{G}_{11}(s) & \hat{G}_{12}(s) & \hat{G}_{13}(s) \\ \hat{G}_{21}(s) & \hat{G}_{22}(s) & \hat{G}_{23}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_{pv} \\ \hat{d}(s) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Pode ser obtido a função transferência que relaciona a razão cíclica com tensão de entrada  $\hat{G}_{vd}(s)$  em (3.38).

$$\hat{G}_{vd}(s) = \hat{G}_{23}(s) = \frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{d}(s)} \quad (3.38)$$

Assim, a partir das equações (3.36) e (3.37) e manipulações algébricas feitas com auxílio do software Matlab para solucionar variáveis simbólicas, obtemos a equação (3.39), a função transferência que relaciona a tensão de entrada com razão cíclica  $\hat{G}_{vd}(s)$  utilizada para projeto do controlador de tensão dos painéis fotovoltaicos.

$$\hat{G}_{vd}(s) = \frac{-R_{pv}(v_o(R_L + R_{on} + R_{pv}) - i_{pv}R_{on}R_{pv})}{(R_{pv} + DR_{on} + R_L)(R_{pv} + DR_{on} + R_L + Ls + C_{in}R_{pv}Ls^2 + C_{in}R_{pv}(DR_{on} + R_L)s)} \quad (3.39)$$

Para análise do efeito que uma perturbação na tensão de saída causaria no sistema, é obtido também a função de transferência que relaciona a tensão de entrada pela tensão de saída na equação (3.40).

$$\hat{G}_{vio}(s) = \hat{G}_{21}(s) = \frac{\hat{v}_i(s)}{v_o(s)} \quad (3.40)$$

Mais uma vez, a partir da matriz de transferência de pequeno sinal da equação (3.37), a FT da segunda linha e primeira coluna pode ser escrita conforme (3.41).

$$\hat{G}_{vio}(s) = \frac{-R_{pv}(D - 1)}{(R_{pv} + DR_{on} + R_L + Ls + C_{in}R_{pv}Ls^2 + C_{in}R_{pv}(DR_{on} + R_L)s)} \quad (3.41)$$

A tensão de entrada do conversor *Boost* é representada pela variável  $V_{pv}$  que equivale a tensão nos painéis fotovoltaicos é obtida pela equação (3.42).

$$\hat{V}_{pv}(s) = \hat{G}_{vd}(s) * \hat{d}(s) + \hat{G}_{vio}(s) * \hat{v}_o(s) \quad (3.42)$$

### 3.3 Cálculo dos componentes do conversor Boost

Nesta seção são discutidos e calculados os componentes do conversor *Boost*, de forma que este permita operação na maior faixa possível de elevação de tensão

considerando suas limitações de potência e tensão de saída, admitindo acrescentar variedades de opções de conexão de painéis no arranjo fotovoltaico.

### 3.3.1 Indutor do *Boost*

É desejável operar no Modo de Condução Contínua (MCC), em que a corrente instantânea que passa pelo indutor é sempre maior que zero, para todo instante de tempo. O MCC é o modo de operação preferencialmente utilizado, pois maximiza eficiência e a melhor utilização dos componentes passivos e dispositivos semicondutores. O ciclo de trabalho (razão cíclica) do *Boost* também impacta no valor da mínima indutância para a operação no MCC. Quanto menor o ciclo de trabalho, menor é o valor da indutância crítica e, também, maior é a eficiência do conversor e o impacto de elementos parasitas no comportamento do *Boost* (MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 2003). Para que o *Boost* opere no MCC, o valor da indutância deve ser maior que a indutância crítica dada pela equação (3.43).

$$L_{Crítica} = \frac{D * v_i}{2 * f_{sw} * i_L} \quad (3.43)$$

Para obtenção dos valores das variáveis da equação (3.43) para o sistema em estudo, é considerada a equação (3.23) do vetor de estados para o ponto quiescente de operação do conversor *Boost*, que fornece sua tensão de entrada em função da razão cíclica, tensão de saída e corrente de entrada. Desta forma, é feita a variação da corrente de entrada e da razão cíclica para se obter a tensão de entrada do conversor, que é aplicada na equação (3.43) para se obter a curva de indutância crítica, mostrada na Figura 3-7. Pela análise deste gráfico, percebe-se que para razão cíclica em torno de 50% a indutância crítica é maior. Para razão cíclica maior, ocorre a redução da indutância crítica provocada pela diminuição da tensão de entrada. A redução da corrente causa a elevação da indutância crítica, portanto é necessário avaliar a mínima corrente de operação em MCC para escolha do indutor.

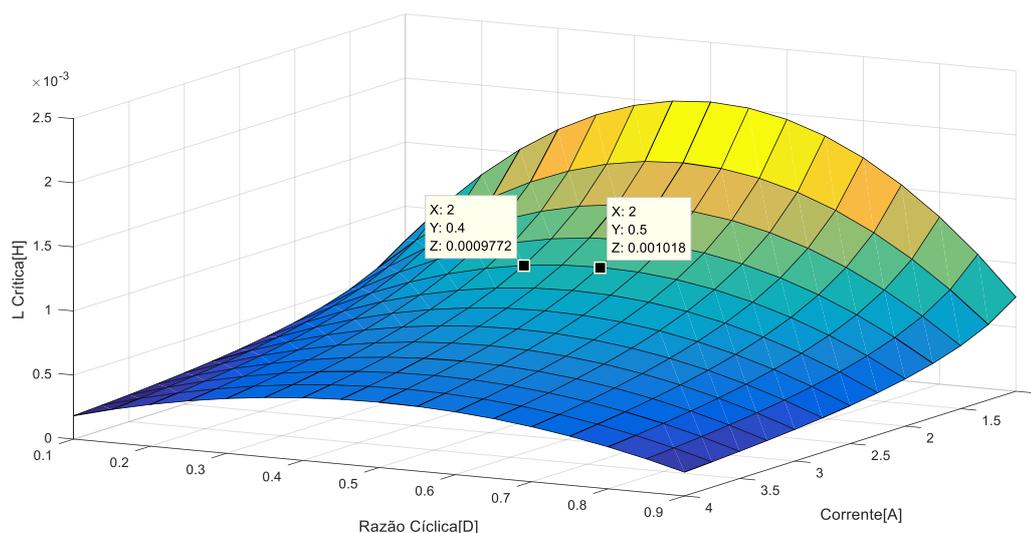


Figura 3-7 Indutância crítica em função da variação da razão cíclica e da corrente no indutor.

Neste projeto é considerado um conversor com potência de entrada pelos painéis fotovoltaicos de até 2,3kW, desta forma é estabelecido para o cálculo dos componentes passivos que a corrente de operação deve ser limitada a 20A. Para aumentar o limite desta corrente, os componentes passivos devem ser recalculados para atenderem novos requisitos. Neste caso, operar acima de 2A, já corresponde a utilizar 90% de sua faixa de operação. Avaliando o gráfico mostrado na Figura 3-7, percebe-se que a indutância crítica para o sistema considerado é menor que 1018uH para correntes superiores a 2A e eleva-se exponencialmente para correntes inferiores, portanto é escolhido o valor da indutância na faixa de 1000uH para o *Boost*. É avaliado que a utilização de indutores com núcleos magnéticos sem entreferro está sujeita as não linearidades próprias do indutor do material do núcleo. Estas não linearidades causam o efeito de diminuição da indutância com o aumento da corrente, entretanto como observado na Figura 3-7, a indutância crítica diminui com o aumento da corrente, de forma a compensar o efeito das não linearidades do indutor. Dessa forma, para o estudo de caso considerado no qual a corrente nominal pode chegar a 20A, é considerada a variação da indutância entre os valores de 1000uH a 460uH a partir de dados de ensaio do indutor físico escolhido apresentados na Figura 3-8.

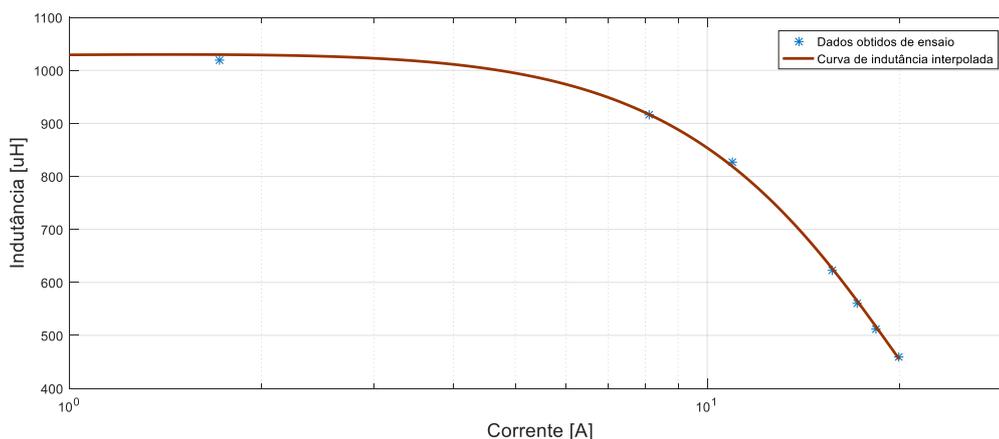


Figura 3-8 Curva de indutância em função da corrente

Para avaliação da indutância crítica do conversor *Boost* em relação a diversas topologias de conexão de painéis fotovoltaicos, são realizados cálculos de indutância crítica considerando a conexão de 1, 5 e 7 painéis em série. A indutância crítica é obtida em função da irradiância aplicada ao conjunto de painéis e da razão cíclica do conversor. Para avaliação em função da quantidade de painéis é utilizado o modelo computacional do painel descrito pela equação (2.3). Seu resultado de corrente é aplicado em cascata na equação (3.23) do vetor de estados que fornece a tensão de entrada do *Boost* em função da razão cíclica e corrente. Para obtenção de dados de indutância crítica em função da variação da razão cíclica e da irradiância solar, são aplicados os resultados das equações citadas na equação (3.43). A curva obtida e mostrada na Figura 3-9 utiliza os dados para o estudo de caso considerado neste trabalho, em que são utilizados dois arranjos em paralelo de cinco painéis modelo (SOLARIA, 2011) em série. Não se observa dados com a razão cíclica inferior a 0,3, em função da tensão do inversor não atingir a tensão de operação do arranjo considerado, desta forma este não fornece corrente. A Figura 3-10 apresenta resultados para o modelo utilizando apenas um painel, neste caso, o conversor opera apenas para ganhos bem elevados, com a razão cíclica acima de 86%. Utilizar uma quantidade maior de painéis em série no arranjo permite que estes forneçam corrente para razão cíclica menores, este caso é apresentado na Figura 3-11, em que o conversor opera utilizando 7 painéis conectados em série.

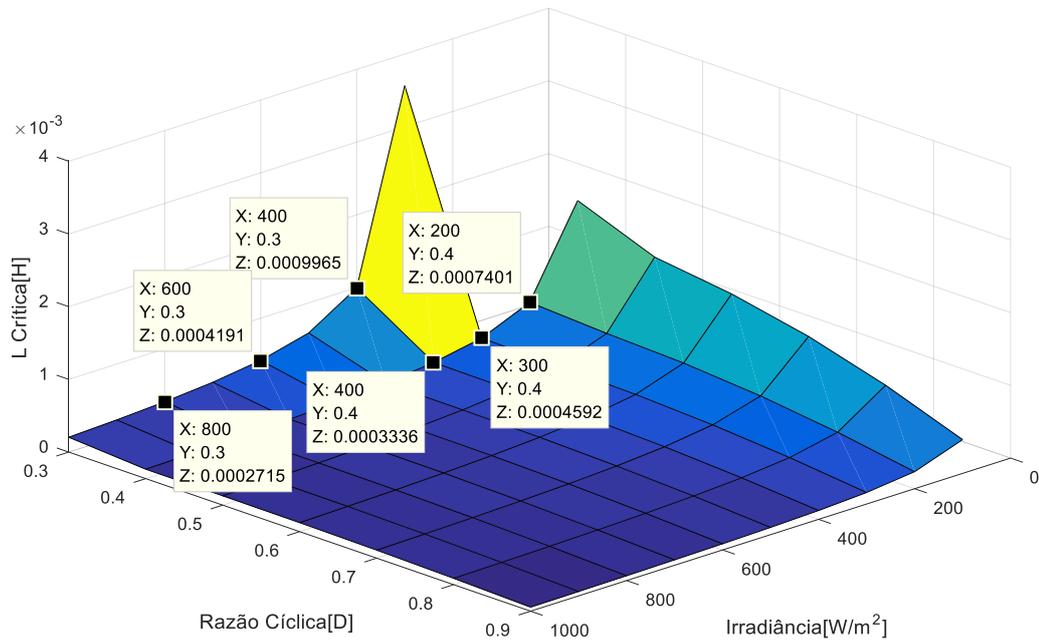


Figura 3-9 Indutância crítica em função da variação da razão cíclica e da irradiância solar para 5 painéis em série.

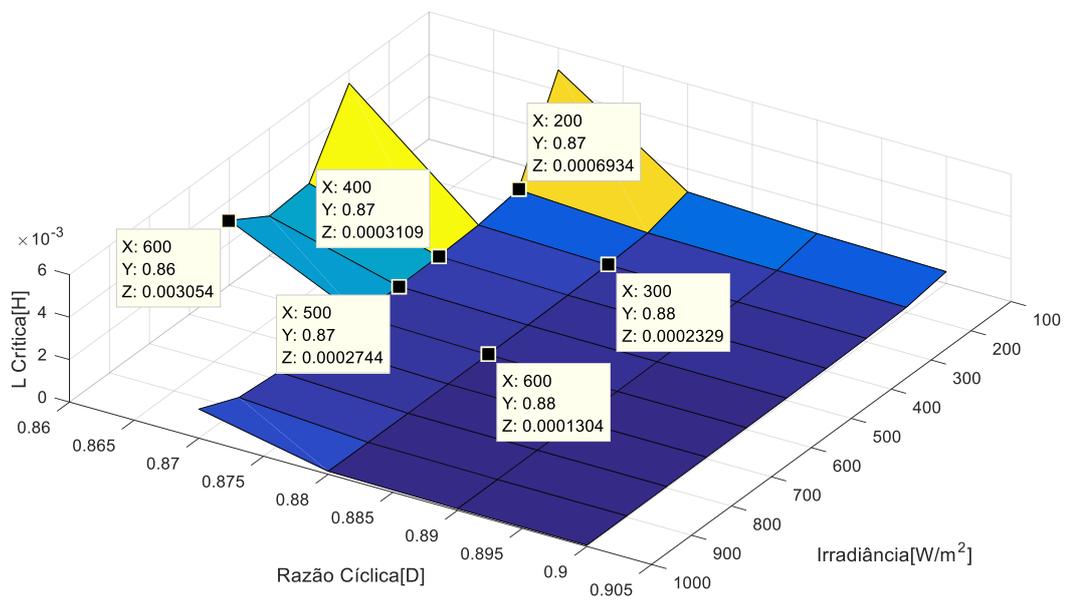


Figura 3-10 Indutância crítica em função da variação da razão cíclica e da irradiância solar para apenas um painel.

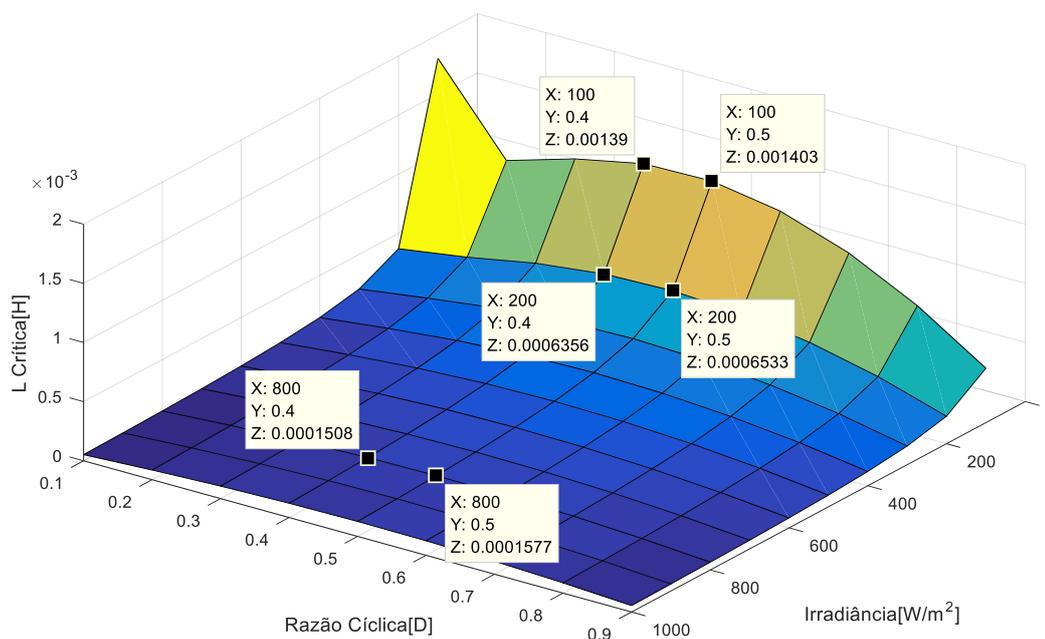


Figura 3-11 Indutância crítica em função da variação da razão cíclica e da irradiância solar para 7 painéis em série.

### 3.3.2 Capacitor de entrada do Boost

O capacitor de entrada  $C_{in}$  é projetado com objetivo de reduzir o *ripple* de tensão no arranjo fotovoltaico, que de acordo com Seguel (2009), deve ser limitado em 1% da tensão dos painéis na condição nominal de operação. Para o cálculo da capacitância de entrada é considerada a variação da corrente no indutor a partir da equação (3.44). É considerado também que a indutância varia com a corrente de acordo com os dados obtidos no ensaio do indutor utilizado apresentado na Figura 3-8, em que o efeito das não linearidades do indutor provoca redução da indutância com o aumento da corrente.

$$\Delta I_L = \frac{D * v_i}{f_{sw} * L} \quad (3.44)$$

O *ripple* de corrente dado pela equação (3.44) pode ser obtido para várias condições de operação. Para dimensionamento do capacitor é necessário saber a condição de operação que causa o maior *ripple*, que pode ser calculado em função

da variação da razão cíclica e da corrente de entrada para considerar a variação da indutância, o resultado é mostrado na Figura 3-12. Dessa forma, o valor de indutância na condição mais crítica que ocorre para corrente de 20A é de 460uH.

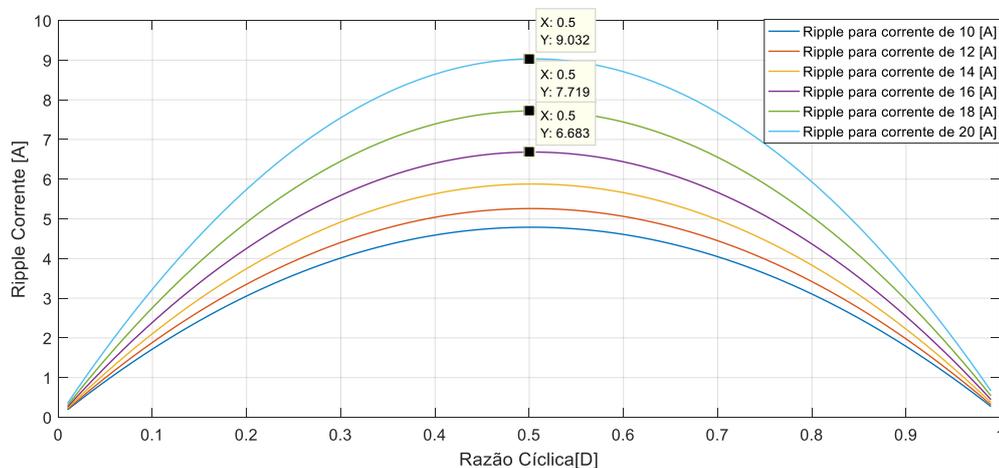


Figura 3-12 *Ripple* de corrente em função da razão cíclica

É observado na Figura 3-12 que o máximo *ripple* de corrente 9,03A ocorre para a razão cíclica de 50%. Aplicando este valor na equação (3.4) obtemos que a tensão de operação neste caso é de 125,3V considerando a tensão de saída de 250V. Para cálculo da capacitância é utilizada a equação (3.45), que informa a capacitância necessária para o conversor *Boost* operar com *ripple* de tensão próximo de 1%.

$$C_{in} = \frac{\Delta I_L}{8 * f_{sw} * \Delta V_{in}} = \frac{9,03}{8 * 15360 * 0,01 * 125,3} = 58,6\mu F \quad (3.45)$$

Após da capacitância de entrada para atingir os requisitos para minimizar o *ripple* de corrente, é escolhido um capacitor de 50uF, que garante um *ripple* satisfatório de 1,2% para correntes de 20A, e menor que 1% para correntes até 18A.

### 3.3.3 Razão cíclica

O ciclo de trabalho (razão cíclica) do conversor *Boost* definido como  $D$  na seção (3.2), é também a relação entre a tensão de entrada e de saída de acordo com a equação (3.4) para o conversor ideal. Avaliando as perdas provocadas pela resistência do indutor  $R_L$  e pela resistência da carga  $R$ , que é dado por  $v_o/i_o$ , pode ser considerada a equação (3.5) como a relação entre a tensão de entrada e de saída. O

gráfico da Figura 3-13 pode ser obtido a partir da equação (3.5) e dos dados do sistema disponíveis no Anexo A.

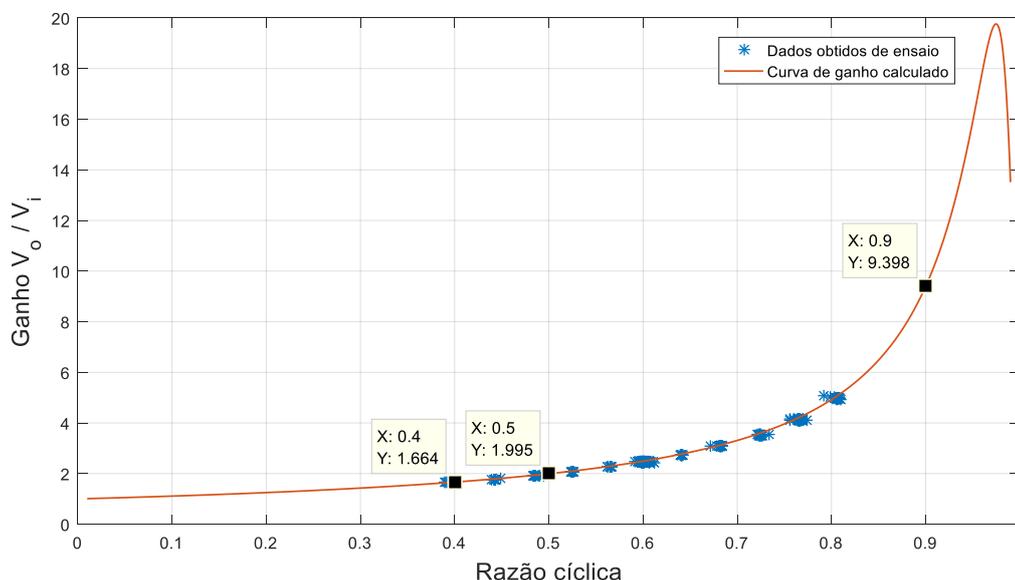


Figura 3-13 Relação entre o ganho e a razão cíclica do conversor *Boost*.

Percebe-se pelo gráfico mostrado na Figura 3-13 que para razão cíclica mais baixa existe menor inclinação da curva de ganho em relação a razão cíclica, tornando o sistema mais estável em termos de controle. Para razão cíclica mais elevada, pouca variação causa grande diferença de ganho aplicado ao sistema. Neste caso, é necessária maior margem de estabilidade nos requisitos de controle.

Para definir quantidade e a forma de ligação dos painéis, é necessário avaliar a faixa de operação do conversor. Considerando também a operação do sistema em regime de sombreamento ou com quantidade inferior de painéis em série no arranjo fotovoltaico, a tensão de máxima potência será menor, neste caso, deve ser definida a mínima tensão de operação do sistema, avaliando o máximo ganho que o conversor *Boost* consegue admitir. Neste contexto é usual limitar a razão cíclica em 0,9 para evitar que o sistema opere com perdas elevadas que comprometam o rendimento do conversor. Utilizando o ganho obtido pela curva da Figura 3-13 para a razão cíclica em 0,9 e considerando que a tensão de saída do conversor *Boost* foi determinado como 250V, define-se a mínima tensão de operação para este conversor como 27,5V.

A definição da máxima tensão de entrada no conversor *Boost* é feita a partir de sua tensão de saída, como está foi determinada em 250V, define-se que a máxima tensão de entrada para este conversor é de 250V, ou seja, a conexão dos painéis

fotovoltaicos em série e com circuito não deve ultrapassar 250V. Portanto a faixa de operação de tensão para este conversor é definida como (27,5V a 250V). Para estudo de caso, é considerado o conversor *Boost* trabalhando em torno do ponto de máxima potência para o arranjo fotovoltaico analisado na seção (2.4) em que este opera com corrente de 15,48A, tensão de entrada de 150V e tensão de saída de 250V, desta forma pode ser avaliado que a razão cíclica para máxima potência será próxima a 40% como mostrado na expressão (3.46).

$$D_{mpp} = 1 - \frac{v_i}{v_o} = 0,4 \quad (3.46)$$

### 3.3.4 Capacitor do barramento c.c.

O cálculo do capacitor do barramento c.c. é muito importante para o projeto do conversor, pois é nele que circula o *ripple* de segundo harmônico oriundo do inversor conectado à rede. Usualmente calcula-se capacitância elevada de forma que seja capaz de reduzir o *ripple* para 2% de ondulação em relação a sua tensão total, entretanto nesse trabalho pretende-se demonstrar a atenuação dos compensadores frente a esta perturbação, desta forma será escolhido um *ripple* de 20% em relação a tensão do barramento c.c. Conforme descrito por Barbi (2001), a capacitância do barramento c.c. pode ser definida pela equação (3.47), onde  $P_{inv}$  é a potência do inversor, e  $V_{cc}$  a tensão do barramento c.c. e  $f_{rede}$  é a frequência de rede.

$$C_{cc} = \frac{P_{inv}}{2 * \pi * f_{rede} * V_{cc} * \Delta V_{cc}} = \frac{2000}{2 * \pi * 60 * 250 * 0,2 * 250} = 420\mu F \quad (3.47)$$

### 3.3.5 Confirmação dos cálculos

Para confirmação dos cálculos dos componentes passivos do conversor *Boost*, foram efetuadas simulações utilizando o pacote Power Systems do MATLAB/Simulink, onde foi utilizado indutor de 1018uH, razão cíclica igual a 50%, frequência de chaveamento  $f_{sw}$  igual a 15360Hz, tensão  $v_o$  de saída do conversor como uma fonte ideal de 250 V, painel fotovoltaico representado por uma fonte de corrente continua. Para demonstração do cálculo do indutor foram efetuadas três simulações, para a corrente dos painéis de 1, 2 e 3 Amperes, mostrado na Figura 3-14. Para corrente de

1 Ampere, o conversor *Boost* opera no modo de condução descontinua, para corrente de 2 Amperes, o conversor opera no regime crítico condução, conforme cálculo da indutância crítica e o gráfico da Figura 3-7. Para corrente de 3 Amperes, ocorre o modo de condução contínua MCC.

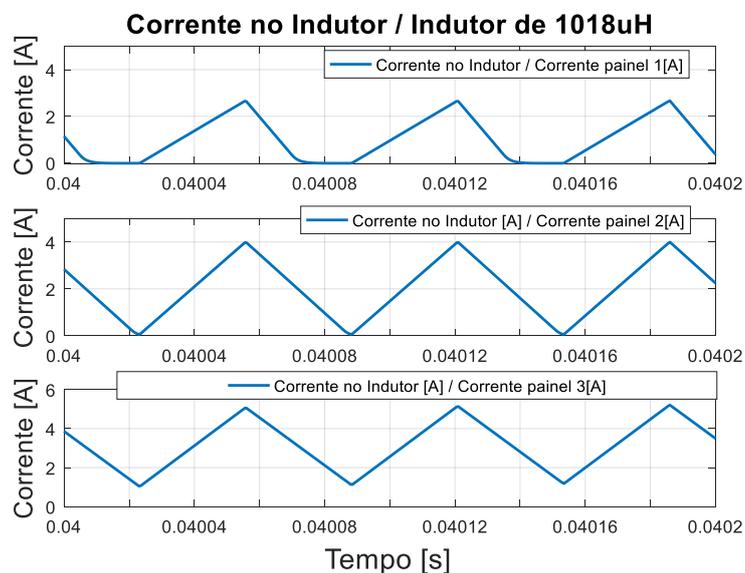


Figura 3-14 Corrente no indutor do *Boost* para corrente média de 1, 2 e 3 Amperes.

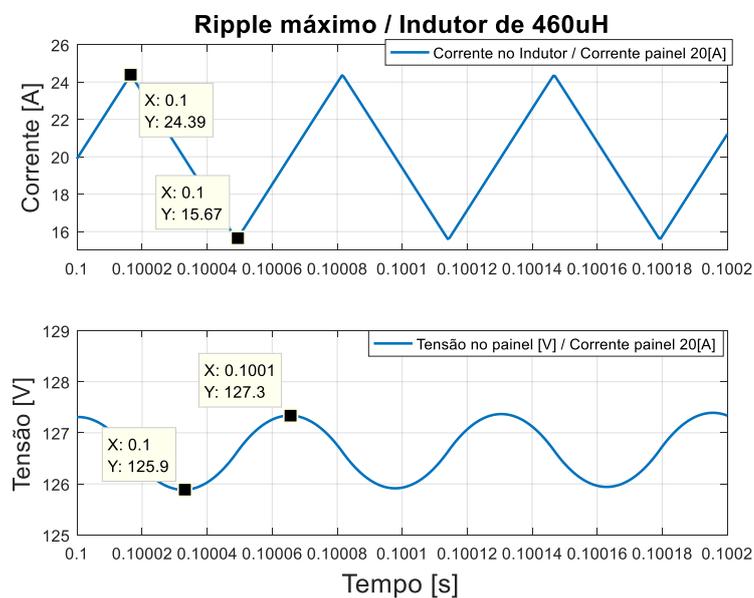


Figura 3-15 Corrente no indutor do *Boost* e tensão no arranjo fotovoltaico para corrente média de 20 Amperes.

A confirmação do cálculo do capacitor de entrada  $C_{in}$  do conversor *Boost* dada pela equação (3.45), onde se pretende *ripple* de tensão no painel próximo de 1%, é efetuada pela simulação apresentada na Figura 3-15, onde foi utilizado a corrente do painel fotovoltaico de 20 Amperes, e indutância de 460uH. É possível visualizar

também o *ripple* de corrente no indutor de 9 Amperes como mostrado anteriormente pela Figura 3-12.

### 3.4 Simulação dos Modelos Linearizado e Chaveado

Utilizando o pacote Power Systems do MATLAB/Simulink, foi implementado circuito chaveado do conversor como mostrado na Figura 3-4 para comparação com modelo linearizado para sua validação. A Tabela 1 apresenta os parâmetros do conversor *Boost* utilizado para teste de resposta ao degrau, que utiliza a razão cíclica inicial  $D_i$  de 50% e final  $D_f$  de 40%. É considerado o arranjo de painéis fotovoltaicos para estudo de caso como descrito na seção (2.4) operando com a condição de irradiância solar de  $1000\text{W}/\text{m}^2$  e  $200\text{W}/\text{m}^2$ , para estes casos são calculadas as respectivas impedâncias equivalentes  $R_{\text{PV}1000}$  e  $R_{\text{PV}200}$ . Para que toda potência seja transferida do arranjo de painéis para a carga, é considerado que a saída do conversor *Boost* esteja conectado a uma fonte ideal com a tensão de 250 V.

Tabela 1 – Parâmetros do conversor *Boost* para teste do modelo chaveado de resposta ao degrau.

Parâmetros Conversor <i>Boost</i>		
Parâmetros	Valores	Unidade
$v_o$	250	[V]
$L$	460	[uH]
$C_{in}$	50	[uF]
$R_{on}$	0,1	[ $\Omega$ ]
P	2000	[W]
$R_{\text{PV}200}$	50	[ $\Omega$ ]
$R_{\text{PV}1000}$	9.89	[ $\Omega$ ]
$T_{\text{Painel}}$	60	[ $^{\circ}\text{C}$ ]
$f_{sw}$	15360	[Hz]
$D_i$	50	[%]
$D_f$	40	[%]

A partir da equação (3.42) que representa a tensão nos painéis baseado no modelo de pequenos sinais para a função transferência do conversor *Boost* mais a influência da perturbação da tensão de saída, são montadas as simulações do modelo linearizado utilizando os parâmetros nas condições descritas na Tabela 1, foram calculadas e mostradas na equação (3.48) as funções de transferência  $\hat{G}_{vd1000}(s)$  e  $\hat{G}_{vd200}(s)$ , que relacionam a variação na razão cíclica  $\hat{D}(s)$ , com a tensão de entrada  $\hat{V}_i(s)$  para a condição de irradiância solar de  $1000W/m^2$  e  $200W/m^2$  respectivamente. Nesse modelo, a variação da irradiância solar provoca alteração da impedância equivalente  $R_{pv}$ , para avaliação desse efeito, são realizadas simulações utilizando as funções de transferência calculadas.

$$\hat{G}_{vd1000}(s) = -\frac{2.397e04}{(1.885e-06 s^2 + 0.008935 s + 95.8)} \quad (3.48)$$

$$\hat{G}_{vd200}(s) = -\frac{6.28e05}{(4.956e-05 s^2 + 0.04836 s + 2506)}$$

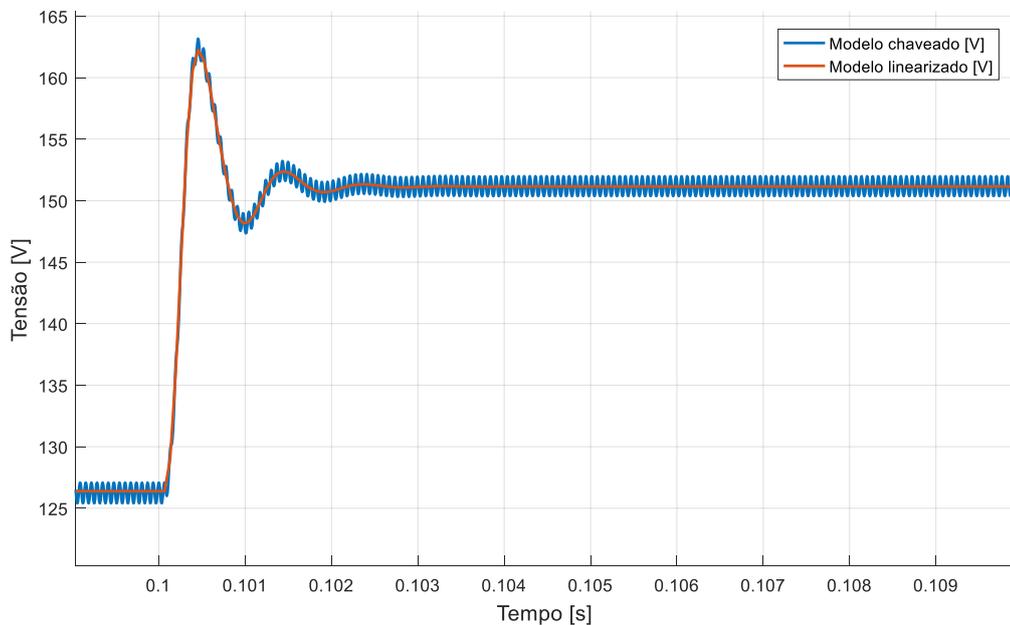


Figura 3-16 Tensão de entrada do conversor *Boost*: resposta ao degrau de 50% para 40% da razão cíclica dos modelos linearizado e chaveado com arranjo de painéis operando a  $1000W/m^2$ .

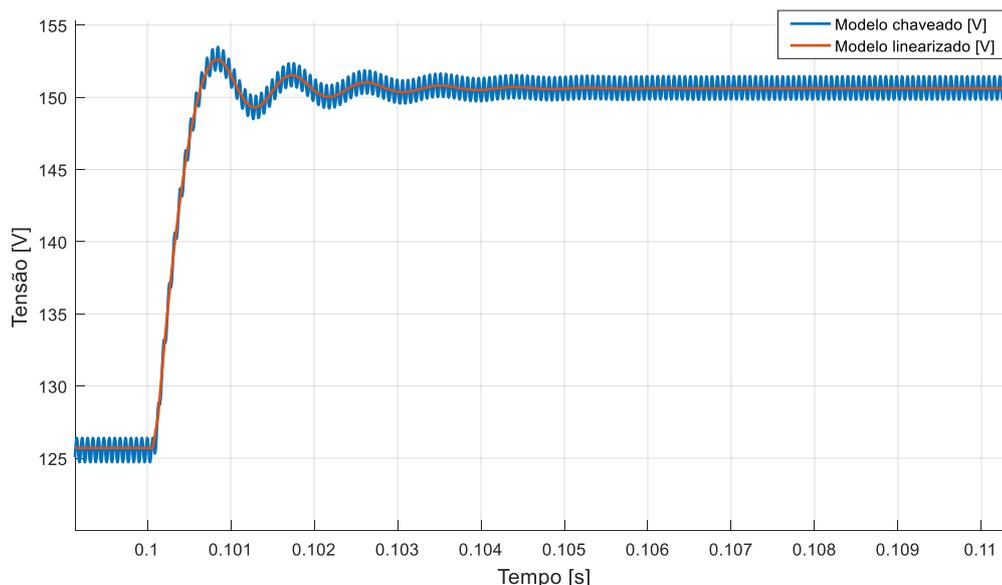


Figura 3-17 Tensão de entrada do conversor *Boost*: resposta ao degrau de 50% para 40% da razão cíclica dos modelos linearizado e chaveado com arranjo de painéis operando a  $200\text{W}/\text{m}^2$ .

A simulação do modelo com resposta ao degrau de 50% para 40% da razão cíclica dos modelos linearizado e chaveado com arranjo de painéis operando a  $1000\text{W}/\text{m}^2$  é apresentado na Figura 3-16 e para o arranjo de painéis operando a  $200\text{W}/\text{m}^2$  é apresentado na Figura 3-17. Os resultados obtidos para os casos analisados demonstram que o modelo médio representa de forma satisfatória o modelo chaveado, podendo ser utilizado para o projeto dos controladores.

### 3.5 Projeto de Controle do Conversor *Boost*

Nesta seção, é discutido e calculado o projeto do controlador de tensão para os painéis fotovoltaicos, de forma que o conversor *Boost* opere com maior faixa possível de elevação de tensão, permitindo aumentar a variedade de opções de conexão de painéis no arranjo fotovoltaico. Finalmente é discutida uma solução para o problema do *ripple* de 120Hz com a proposta de elevação da frequência de amostragem e *loop* de cálculo dos controladores.

### 3.5.1 Considerações sobre operação do sistema

Conforme mencionado anteriormente, considera-se nesta aplicação, que o inversor conectado à rede (ICR) do módulo de conversão de energia solar (MCES) controla o fluxo de corrente e tensão do barramento c.c., transformando a potência contida barramento c.c. em potência c.a. ao lado da rede elétrica de forma a garantir fator de potência unitário. O ICR trabalha com a frequência de chaveamento de 15360 Hz, sua malha de corrente utiliza uma banda passante próximo a 1kHz mais ação *feedforward* de forma a garantir que o controle seja rápido e garanta o formato senoidal na corrente de saída. Sua malha de tensão conectada em cascata da malha de corrente utiliza uma técnica de amostragem na passagem por zero da corrente a cada 120Hz. Neste trabalho é adotada a frequência de chaveamento, tanto do *Boost*, quanto do Inversor de 15360Hz, tendo em vista que esta é a mesma frequência adotada para amostragem das medições e do *loop* de cálculo dos controladores. Dessa forma, a frequência de corte é projetada oito vezes menor para garantir a atuação dos controladores. Não é objetivo deste trabalho tratar do controle do ICR, assim, estas informações são consideradas suficientes para o projeto de controle.

Para evitar concorrência entre os controladores do ICR atuando no mesmo barramento c.c., foi definido que haverá apenas a malha de tensão para o conversor *Boost*, que se limitará a controlar apenas a tensão de entrada, sendo esta a tensão dos painéis fotovoltaicos, utilizando a função de transferência  $\hat{G}_{vd}(s)$  para projetar os controladores, de forma a garantir estabilidade e oferecer dinâmicas elevadas. A Figura 3-18 mostra a topologia do MCES, apresentando em detalhe as malhas de controle do ICR e do *Boost*. Em um primeiro momento a tensão no barramento c.c. do ICR é considerada uma fonte ideal para o conversor *Boost*, as perturbações não são consideradas para o projeto da malha de tensão de seu controlador. Posteriormente é feita uma análise das perturbações introduzidas pelo ICR e modelada pela função de transferência  $\hat{G}_{vio}(s)$ .

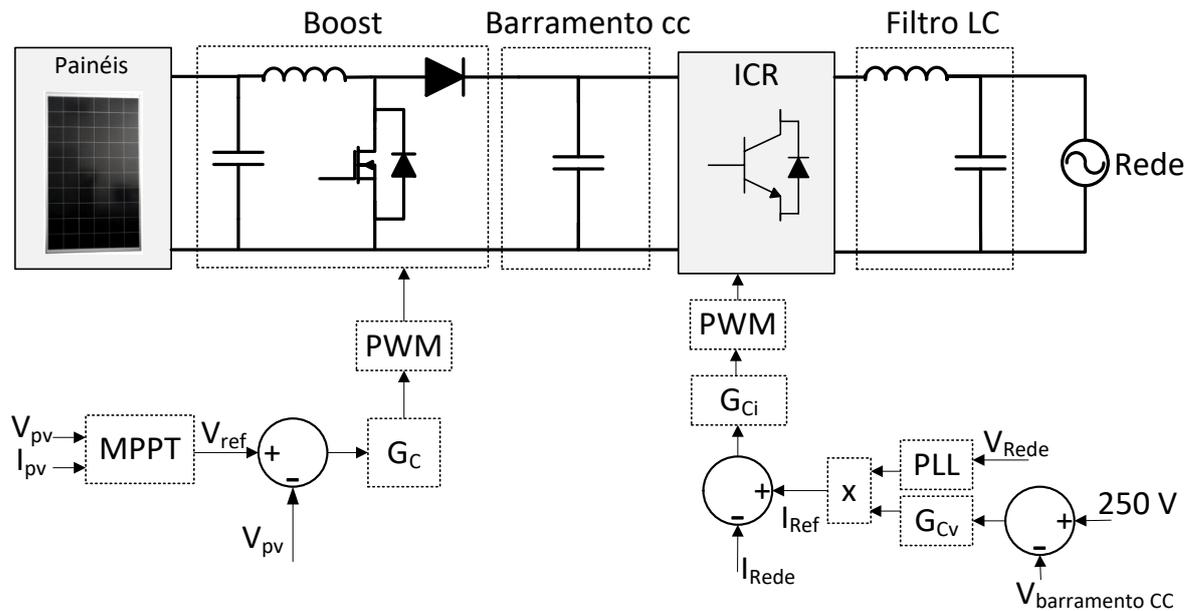
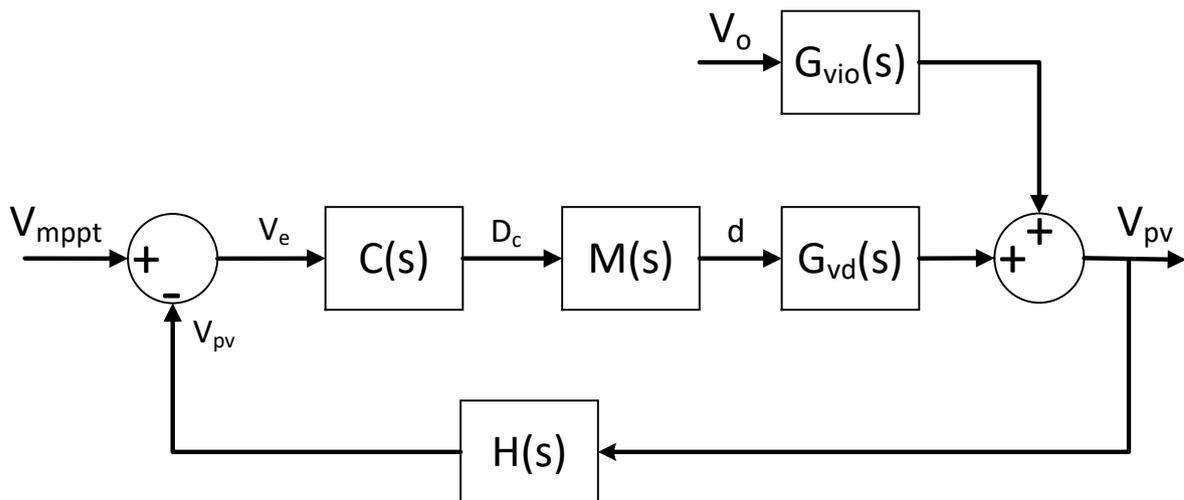


Figura 3-18 Topologia de controle do MCES, detalhando as malhas de controle do ICR e do Boost.

No diagrama de controle apresentado na Figura 3-19 a função  $\hat{G}_{vd}(s)$  representa o modelo do conversor *Boost* considerado,  $M(s)$  a função transferência do modulador,  $C(s)$  o controlador,  $H(s)$  o sensor para medição do sinal de tensão de entrada. A referência de tensão é representada por  $V_{mppt}$ , significa que o algoritmo de busca de máxima potência é responsável pela referência de tensão na entrada do conversor *Boost*. A tensão de saída do conversor é dada por  $V_o$ , e a função de transferência que relaciona a tensão de entrada com a tensão de saída é dada por  $\hat{G}_{vio}(s)$ . A tensão de entrada do conversor *Boost* é representada pela variável  $V_{pv}$  que equivale a tensão nos painéis fotovoltaicos.

Figura 3-19 Malha de controle do conversor *Boost*.

### 3.5.2 Projeto da malha de tensão

A FT  $\hat{G}_{vd}(s)$  apresentada na equação (3.39), que nesta aplicação relaciona a tensão de entrada com a razão cíclica, obtida a partir do modelo de pequenos sinais, é utilizada para determinar o sistema de controle. A partir desta FT, é gerado o diagrama de bode de malha aberta apresentado na Figura 3-20, obtidas para três condições de ponto quiescente de operação, para razão cíclica de 0,3, 0,6 e 0,9, alterando conseqüentemente a resistência dinâmica dos painéis fotovoltaicos, que recebem irradiação de  $1000\text{W}/\text{m}^2$ , neste caso a indutância do conversor pode chegar a  $460\mu\text{H}$ , considerado para corrente nominal de operação. Observa-se que a margem de fase varia entre 45 e 7 graus a uma oitava da frequência de chaveamento, ou seja, dentro da faixa de ação do controlador a ser projetado o sistema é estável, a frequência de crossover está em  $16,7\text{kHz}$ . Verifica-se também que  $\hat{G}_{vd}(s)$  apresenta par de polos complexos conjugados, que é a relação entre o capacitor de entrada e o indutor do *Boost*, apresenta frequência natural em torno de  $1,04\text{kHz}$ , representado pela equação (3.49).

$$f_0 = 1,04\text{kHz} = \frac{1}{2\pi} * \sqrt{\frac{1}{L * C_{in}}} \quad (3.49)$$

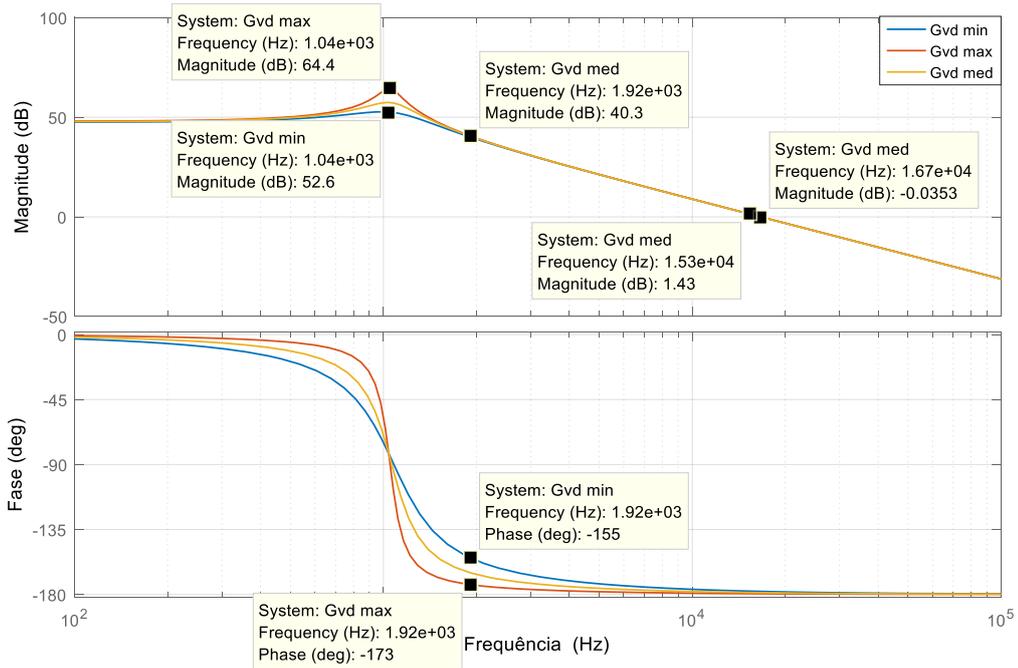


Figura 3-20 Diagrama de bode da função de transferência  $\hat{G}_{vd}(s)$  Para  $L = 460\mu\text{H}$ .

Para avaliar o efeito da variação da indutância em função da corrente média provocada pela utilização de um indutor com núcleos magnéticos sem entreferro, é obtido também o diagrama de bode para indutância de 900uH mostrado na Figura 3-21, que deve ser considerado para operação com correntes mais baixas. Neste caso, verifica-se que a frequência natural de  $\hat{G}_{vd}(s)$  reduz para 748Hz, seu ganho na frequência de ação escolhida para os controladores (1,92kHz) é de 33dB, menor em comparação ao sistema considerado para correntes mais elevadas. A Figura 3-22 apresenta resultados comparativos de resposta ao degrau entre o sistema considerado com indutância de 460uF e 900uF.

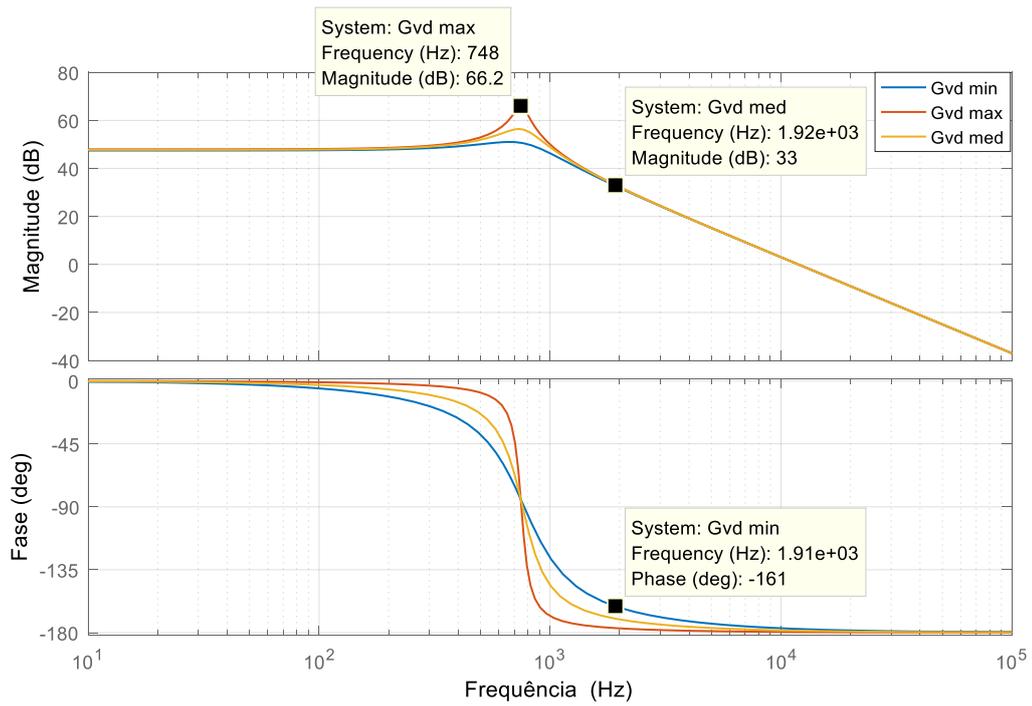


Figura 3-21 Diagrama de bode da função de transferência  $\hat{G}_{vd}(s)$  Para  $L = 900\mu\text{H}$ .

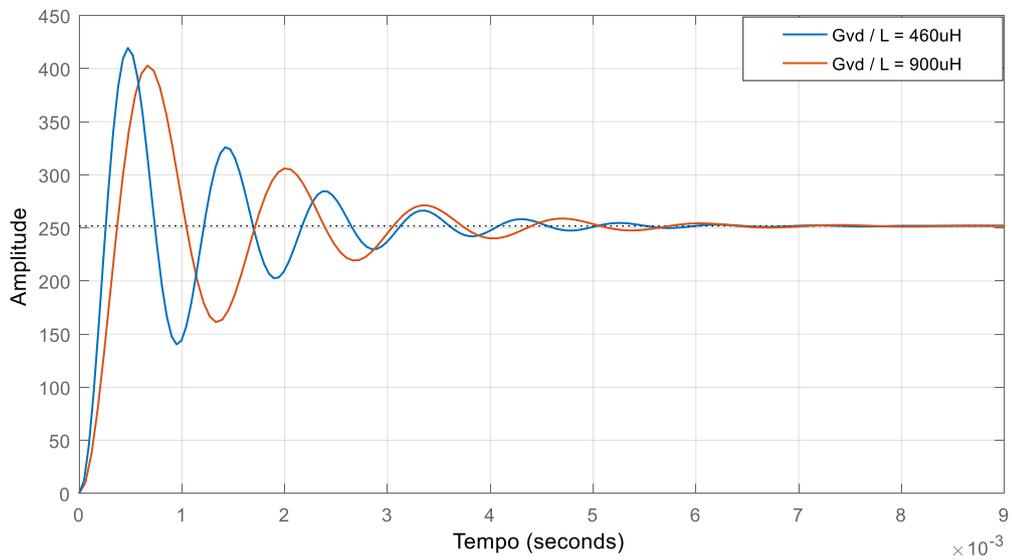


Figura 3-22 - Resposta ao degrau do sistema não compensado com indutância de 900uH e 460uH.

### 3.5.2.1 Controlador proporcional-derivativo (PD)

Portanto, para atingir os requisitos de margem de fase é necessário projetar um controlador proporcional mais derivativo (PD), que conforme descrito por ERICKSON (2004) pode ser considerado como compensador avanço de fase pela adição de um polo na frequência  $f_p$ , que faz o efeito de um filtro passa baixa para limitar o ganho derivativo em altas frequências. Para este de controlador, o máximo avanço de fase ocorre em uma frequência definida para ser a média geométrica entre as alocações do polo e do zero do compensador. Geralmente esta é definida como a frequência de corte do sistema compensado em malha aberta e é calculada para estar entre uma e duas décadas da frequência de chaveamento do conversor para garantir a ação do controlador e evitar que os harmônicos presentes não prejudiquem a operação do sistema. Entretanto, neste conversor os polos ressonantes, tanto para indutância de 460uH quanto para 900uH, se encontram dentro desta faixa de uma a duas décadas da frequência de chaveamento, desta forma, é determinado que a frequência de corte  $f_c$  deve ser projetada a uma oitava da frequência de chaveamento, como mostrado na equação (3.50). Esta estratégia é utilizada para garantir estabilidade ao sistema, mesmo este operando com ganhos elevados, permitindo aumentar a variedade de conexão, tendo em vista que quanto menor a quantidade de painéis fotovoltaicos em serie no arranjo, maior será o ganho que o conversor *Boost* terá que aplicar para elevar a tensão para o barramento c.c.

$$f_c = \frac{f_{sw}}{8} = 1,92kHz \quad (3.50)$$

Para projeto do controlador PD é considerado o sistema para correntes mais elevadas que utiliza a indutância de 460uH devido a seus pólos ressonantes estarem mais próximas a corte desejada (1,92kHz). É observado na Figura 3-20 que na frequência de corte desejada a fase pode variar entre 45 e 7 graus dependendo das condições de razão cíclica (ver indicação na Figura 3-20), devendo ser deslocada para valores em torno de 50 a 70 graus para garantir melhor estabilidade. A equação para o controlador PD pode ser representada por  $G_{pd}(s)$  na forma apresentada em (3.51).

$$G_{pd}(s) = G_d \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{w_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{w_p}\right)} \quad (3.51)$$

As frequências do polo  $w_p$  e do zero  $w_z$  podem ser calculadas de forma a obter uma determinada margem de fase na frequência desejada. Deseja-se aumentar em 45 graus a fase na frequência de 1,92kHz para compensar a margem de fase de 7 graus para o sistema operando com razão cíclica mais elevada. Desse modo, calcula-se as frequências dos polos de acordo com a equação (3.52).

$$f_z = 1,92\text{kHz} \cdot \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(45^\circ)}{1 + \text{sen}(45^\circ)}} = 795\text{Hz} \quad (3.52)$$

$$f_p = 1,92\text{kHz} \cdot \sqrt{\frac{1 + \text{sen}(45^\circ)}{1 - \text{sen}(45^\circ)}} = 4635\text{Hz}$$

O ganho do sistema em malha aberta não compensado, para na frequência de avanço de fase de 1,92kHz é de aproximadamente 40.3dB. Deseja-se que nesta frequência o ganho seja unitário em 0dB, portanto devemos reduzir o ganho nesta frequência de 40.3dB. Desta forma, o ganho  $G_d$  é obtido de acordo com equação (3.53).

$$G_d = -40.3\text{dB} \cdot \sqrt{\frac{f_z}{f_p}} = 0,0040015 \quad (3.53)$$

A partir dos cálculos realizados, é obtido o diagrama de bode do controlador PD, apresentado na Figura 3-23. Observa-se que o controlador possui fase de 45 graus e ganho de -40.3dB na frequência de 1,92kHz para que os critérios de margem de fase estabelecidos sejam atingidos. A Figura 3-24 apresenta diagrama de bode do sistema compensado em malha aberta e malha fechada apenas com controlador PD. Observa-se que o controlador atingiu os requisitos iniciais desejados, proporcionando margem de fase de 60 graus na frequência de avanço de fase de 1,92kHz para o sistema compensado em malha aberta.

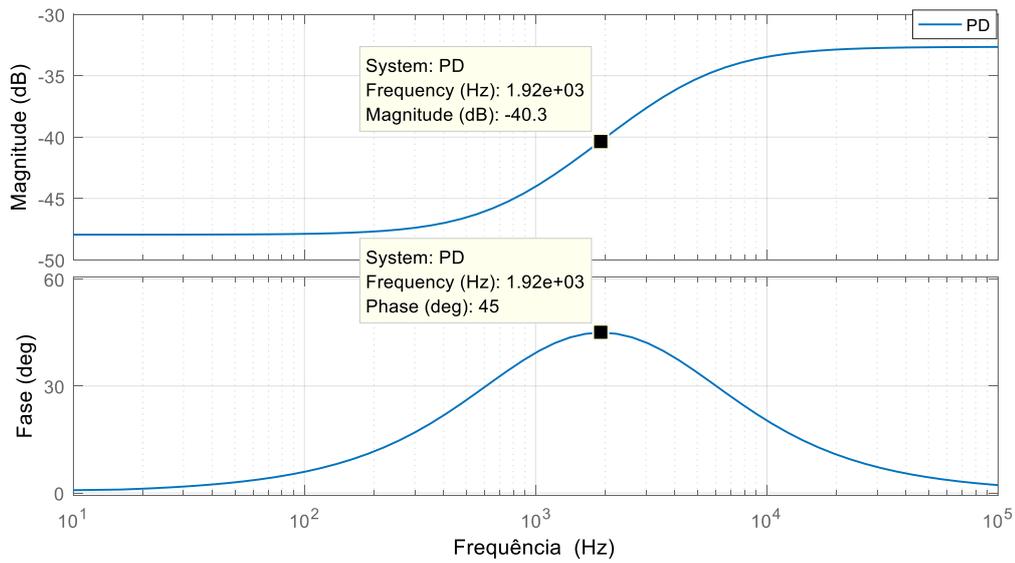


Figura 3-23 - Diagrama de bode do controlador PD.

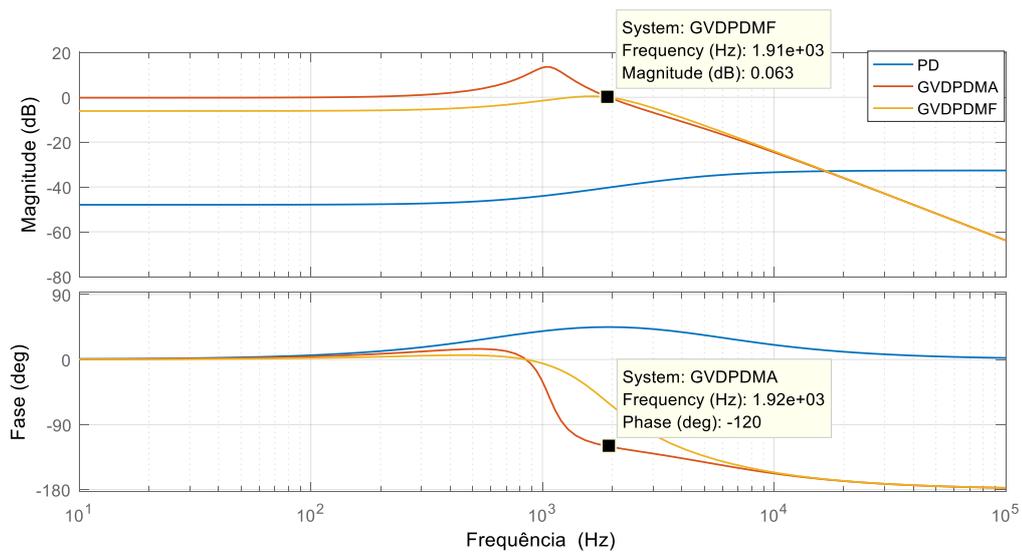


Figura 3-24 Diagrama de bode do sistema compensado em malha aberta e malha fechada apenas com controlador PD.

### 3.5.2.2 Controlador proporcional-integral (PI)

Adicionando um controlador proporcional mais integral (PI), considerado por ERICKSON (2004) como compensador de atraso de fase, pode-se aumentar os ganhos de malha aberta de baixa frequência, melhorando a rejeição às perturbações. Considerando um controlador PI de ganho unitário na forma apresentada na equação (3.54), deve-se escolher  $f_L$  de aproximadamente um décimo da frequência de corte,

de forma a não afetar a margem de fase já obtida, como mostrado na equação (3.55). Pode ser observado na Figura 3-25 que o diagrama de bode do controlador PI está de acordo com o desejado, na frequência 0Hz é aplicado atraso de fase de  $-90^\circ$ , na frequência de 192Hz onde o ganho é 3dB é aplicada a fase de  $-45^\circ$ .

$$G_{pi}(s) = \left(1 + \frac{W_L}{s}\right) \quad (3.54)$$

$$f_L = \frac{f_c}{10} = 192\text{Hz} \quad (3.55)$$

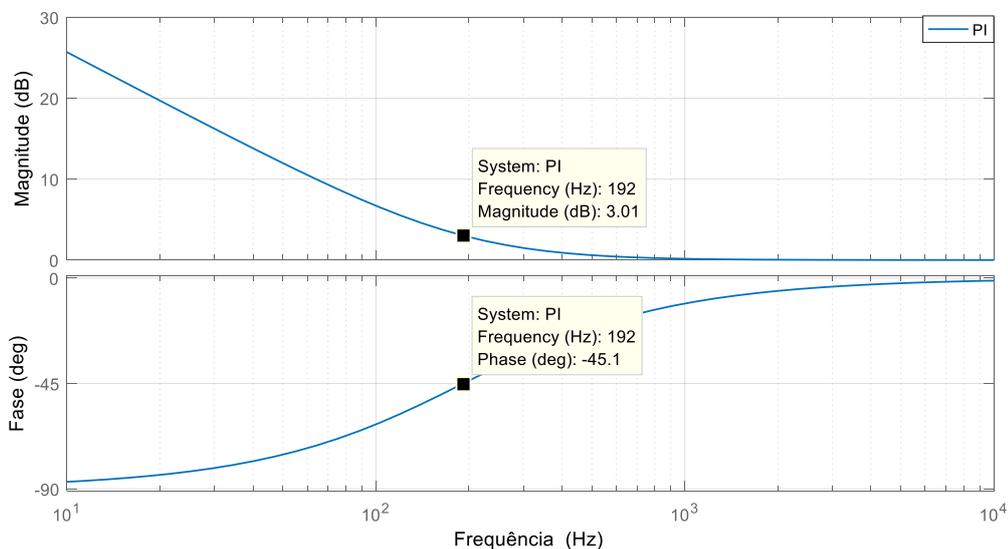


Figura 3-25 Diagrama de bode do controlador PI de ganho unitário.

### 3.5.2.3 Controlador proporcional-integral-derivativo (PID)

O controlador proporcional integral derivativo (PID), também considerado por ERICKSON (2004) para esta aplicação equivalente a um compensador avanço mais atraso de fase pela adição de um polo na frequência  $f_p$ , que faz o efeito de um filtro passa baixa, é obtido a partir da multiplicação dos dois controladores calculados anteriormente e mostrado pela equação (3.56). O ganho  $G_d$  é calculado de forma que seja o ganho do controlador para que este atinja a frequência de corte projetada. O diagrama de bode do controlador PID é apresentado na Figura 3-26. Pode ser observado que os critérios de projeto são atingidos, com o controlador PD atuando na frequência de corte, elevando a fase em  $42^\circ$  e reduzindo do ganho de  $-40,3\text{dB}$ .

$$G_c(s) = G_{pid}(s) = G_d * \frac{\left(1 + \frac{s}{w_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{w_p}\right)} * \left(1 + \frac{w_L}{s}\right) \quad (3.56)$$

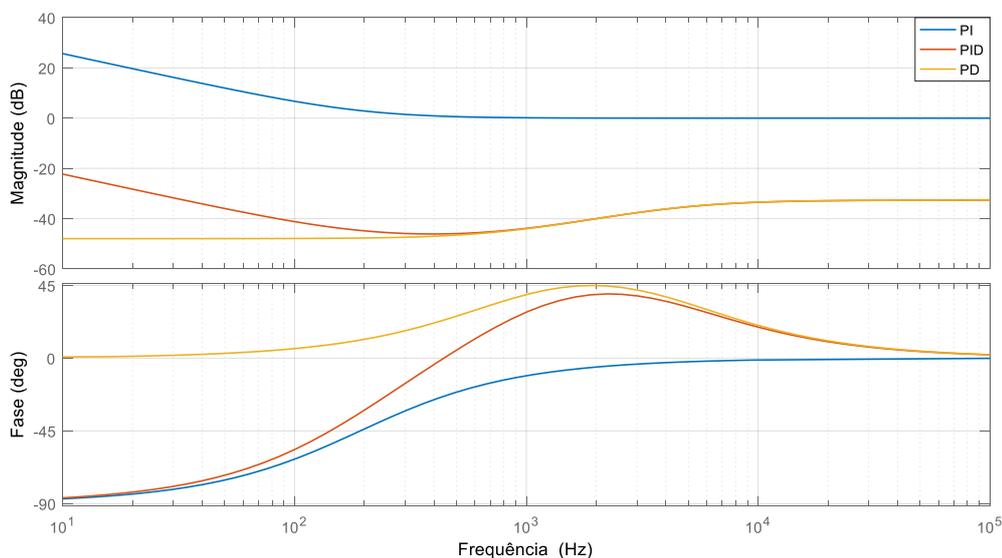


Figura 3-26 Diagrama de bode do controlador PID.

Após cálculo dos controladores, é feita análise da função transferência do sistema compensado em malha aberta, denominada  $T(s)$ . Esta função transferência é obtida pela multiplicação da função transferência  $\hat{G}_{vd}(s)$  com o controlador projetado  $G_c(s)$ , considerando as funções de transferência do sensor e do modulador  $H(s)$  e  $M(s)$  igual a um conforme mostrado na equação (3.57). A Figura 3-27 apresenta o diagrama de bode da função transferência  $T(s)$  do sistema compensado em malha aberta para o caso do sistema operando com indutância de 900uH e 460uH. Pode ser observado que a frequência de corte do sistema com indutância de 460uH ocorre em 1,92kHz, como foi projetado. Já para o sistema com indutância de 900uH, a frequência de corte ocorre em frequência menor, já que este sistema tem menor ganho em malha aberta. Ambos sistemas compensados apresentam margem de fase de  $51^\circ$  para frequência de 1,92kHz, mostrando que o projeto do controlador atinge seu objetivo de compensar ambos os sistemas de forma que estes obtenham boa margem de fase.

$$T(s) = H(s) * G_c(s) * \hat{G}_{vd}(s) * M(s) \quad (3.57)$$

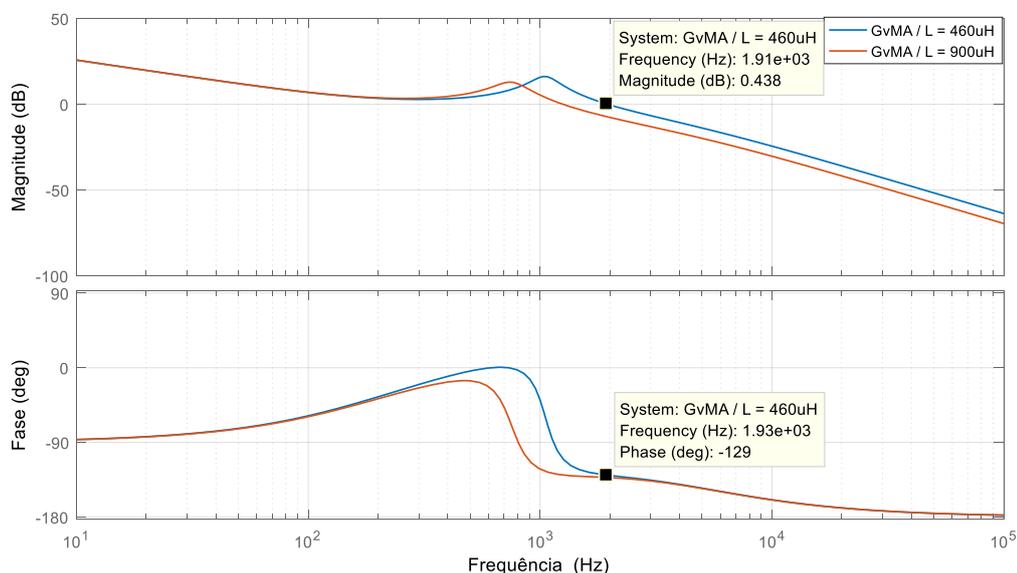


Figura 3-27 - Diagrama de bode de malha aberta  $T(s) = \hat{G}_{vd}(s) * G_c(s)$  com controlador PID.

A Figura 3-28 apresenta o diagrama de bode de  $T(s)$  em malha fechada onde observa-se ganho unitário para baixas frequências, até aproximadamente 10Hz, em seguida uma faixa de leve atenuação até um ponto de ressonância em torno de 1.9kHz. Esta ressonância não deve ser excitada por moduladores ou mudanças na referência nesta faixa de frequências. A Figura 3-29 apresenta a resposta ao degrau unitário do sistema compensado em malha fechada, a comparação entre as respostas para o sistema com indutância de 460uH e 900uH demonstra o efeito do controlador projetado, apesar do sistema considerado para baixa corrente tender a ser mais oscilatório, a resposta ao degrau apresenta resultado semelhante ao sistema considerado para correntes mais elevadas. O efeito inicial de elevação rápida da resposta do sistema é devido ao controlador derivativo, que provoca um avanço de fase nas frequências mais elevadas, em seguida o controlador integral reduz o erro de forma mais suave.

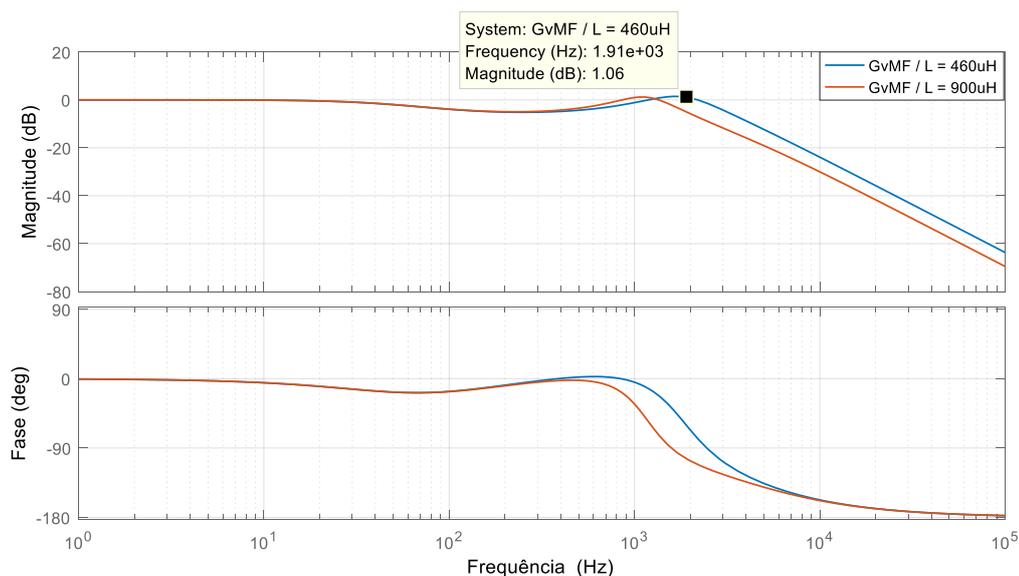


Figura 3-28 - Diagrama de bode do sistema compensado em malha fechada  $T(s)$ .

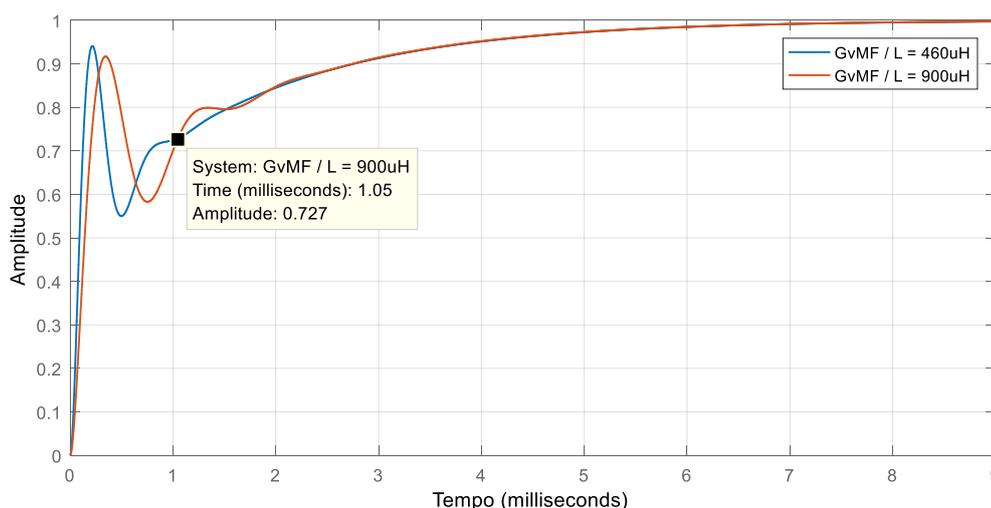


Figura 3-29 Resposta ao degrau unitário do sistema compensado em malha fechada.

### 3.5.2.4 Análise do efeito da perturbação no sistema em malha fechada.

Para análise do efeito que a perturbação provocada pelo *ripple* de 120Hz da tensão de saída causa na tensão de entrada do conversor *Boost*, é utilizada a equação (3.55) que descreve a tensão do painel para o modelo de pequenos sinais. Nesse caso, a tensão de referência para o controlador é considerada zero para que seja avaliado apenas o efeito da função de transferência  $\hat{G}_{vio}(s)$ . Então é fechada a malha com função transferência do sistema compensado de malha aberta  $T(s)$  como mostrado na equação (3.58).

$$\frac{\hat{V}_{pv}(s)}{\hat{V}_o(s)} = \frac{\hat{G}_{vio}(s)}{1 + T(s)} \quad (3.58)$$

Caso o sistema compensado em malha aberta projetado seja grande em magnitude o suficiente, ele será capaz de reduzir substancialmente as perturbações provocadas pela tensão de saída. Para o estudo de caso considerado, é obtido na Figura 3-30 o diagrama de bode do sistema compensado da função de transferência apresentado na equação (3.58). Segundo Erickson (2004), para um bom desempenho dos controladores é necessária uma atenuação de 20dB na frequência desejada. Neste caso, é verificado que o controlador projetado obtém uma atenuação de 12,8dB na frequência de 120Hz, demonstrando que não é o bastante para suprimir a perturbação nesta frequência.

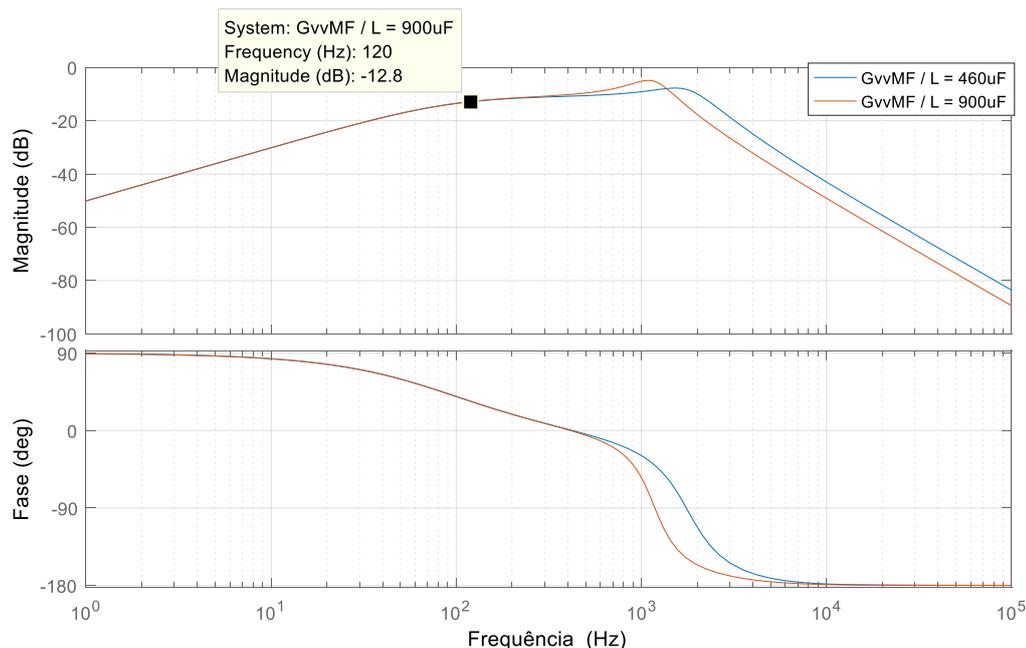


Figura 3-30 Diagrama de bode do sistema compensado em malha fechada utilizando  $\hat{G}_{vio}(s)$  para análise das perturbações provocadas pela tensão de saída.

### 3.5.2.5 Efeito da elevação da frequência do *loop* de cálculo dos controladores

O controlador projetado foi limitado pela frequência para *loop* de cálculo dos controladores da malha de controle do conversor, que utiliza a mesma frequência para chaveamento do conversor *Boost* e do inversor conectado à rede. Vale destacar a

necessidade de utilização de outros algoritmos no sistema, como conversão analógico/digital para amostragem dos sinais de sensores, algoritmos de filtros, PLL, detecção de qualidade da rede, anti-ilhamento, MPPT, comunicação com interface externa, *datalogger*, entre outros, empregados para atuarem no sistema, limitam a capacidade de cálculo do DSP e justificam a utilização de uma frequência para *loop* de cálculo dos controladores em 15360Hz.

A resposta ao degrau para o sistema compensado apresentado na Figura 3-29 mostra que seu tempo de acomodação é de 5ms, ou seja, não é rápido o suficiente para compensar a perturbação do *ripple* de 120Hz provocado pela ação do inversor conectado à rede, visto que para compensar esta perturbação seria necessária uma ação de controle pelo menos 5 vezes mais rápida que a da perturbação, ou seja o tempo de acomodação deve ser menor que 1,4ms. Simulações realizadas no sistema chaveado mostram que aumentar a frequência de corte além da projetada e manter a frequência de chaveamento, os controladores não teriam banda passante o suficiente para atuarem no sistema. Dessa forma, a frequência de corte projetada a um oitavo da frequência de chaveamento já está próxima ao limite de ação dos controladores, não sendo possível melhorar o tempo de resposta do sistema.

Tendo em vista melhorar o tempo de acomodação, é proposta a elevação da frequência de amostragem e *loop* de cálculo dos controladores para 40kHz. Utilizando a mesma metodologia empregada para o cálculo dos controladores feito anteriormente, a frequência de corte para esta proposta é calculada como 5kHz, a frequência para o controlador de atraso de fase é calculada como 500Hz e o ganho é reduzido em -21,3dB. A Figura 3-31 apresenta o diagrama de bode de malha aberta  $T(s) = \hat{G}_{vd}(s) * Gc(s)$  com controlador PID para proposta de aumento da frequência para 40kHz, mostrando a frequência de corte calculada e a margem de fase obtida de 44°. A Figura 3-32 apresenta a resposta ao degrau unitário do sistema compensado em malha fechada. Sua resposta mostra que o sistema compensado é capaz de responder em menos de 1,4ms como calculado anteriormente para compensar o efeito da perturbação provocada pelo *ripple* de 120Hz.

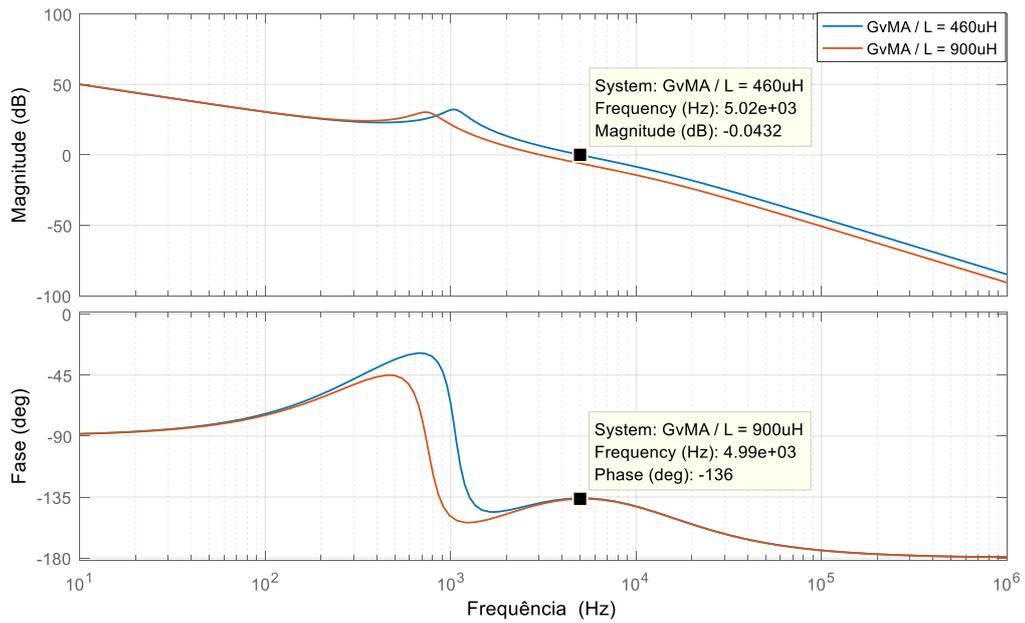


Figura 3-31 Diagrama de bode de malha aberta  $T(s) = \hat{G}_{vd}(s) * Gc(s)$  com controlador PID para proposta de aumento da frequência para 40kHz.

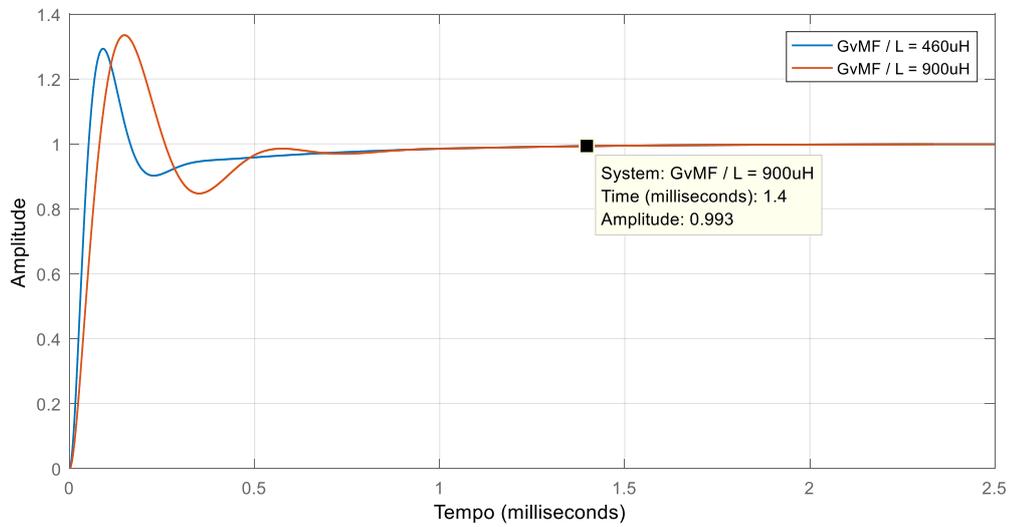


Figura 3-32 Resposta ao degrau unitário do sistema compensado em malha fechada para proposta de aumento da frequência para 40kHz.

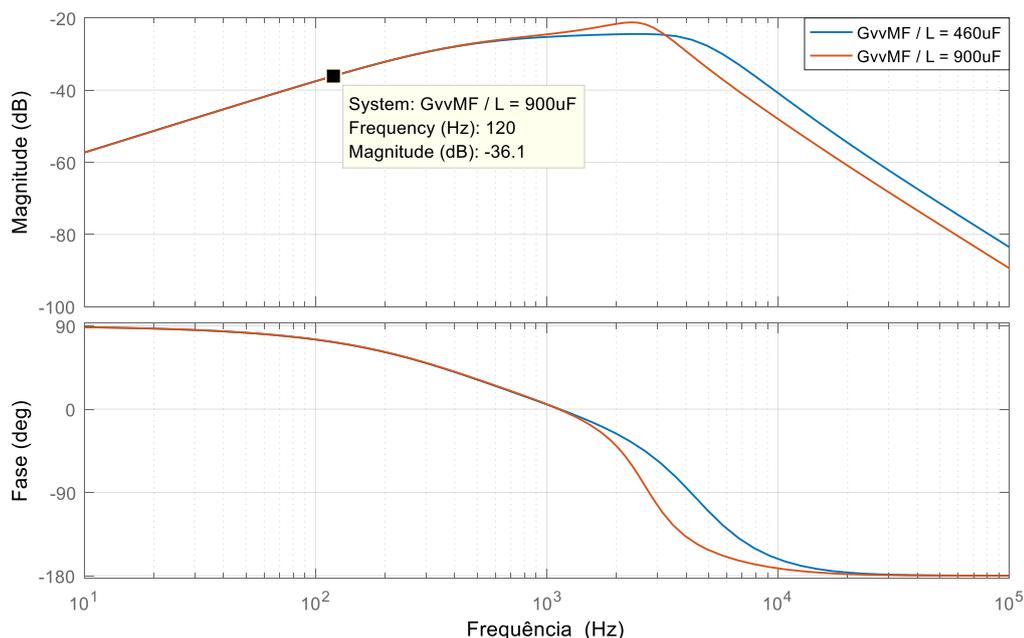


Figura 3-33 Diagrama de bode do sistema compensado em malha fechada utilizando  $\hat{G}_{vio}(s)$  para proposta de aumento da frequência para 40kHz.

Para avaliação do controlador proposto sobre aspecto da perturbação de 120Hz é obtido na Figura 3-33 o diagrama de bode do sistema compensado da função de transferência apresentado na equação (3.55). Conforme discutido na seção anterior, para um bom desempenho dos controladores é necessária uma atenuação de 20dB na frequência desejada. Nesse caso, é verificado que o controlador projetado obtém uma atenuação de 36,1dB na frequência de 120Hz, demonstrando que o controlador é suficiente para suprimir a perturbação nesta frequência. No capítulo 4 são mostradas as simulações do modelo chaveado para ambos controladores projetados, é proposta também a ação *feedforward* capaz de compensar o efeito do *ripple* mesmo para o sistema operando com 15360Hz.

### 3.5.2.6 Efeito da adição de filtro na medição da tensão do painel

Durante os testes de bancada com o conversor experimental foi constatado a existência de ruídos nas medições das variáveis provocados pelo efeito do chaveamento, a Figura 3-34 apresenta no canal 1 a medição da tensão do painel na placa de controle próximo ao DSP no modo ac, apenas com inversor conectado à rede em chaveamento. É verificado um ruído de amplitude de 74mV e frequência de 15kHz,

que representa 8% de variação da tensão do painel, ou seja, bastante significativo. Dessa forma, é necessário adicionar um filtro RC na medição da tensão do painel para atenuação deste ruído. Considerando a frequência de chaveamento de 15360Hz e a frequência de corte do controlador projetado de 1900Hz, o filtro é projetado para ter sua frequência de corte entre estas duas frequências, em 7500Hz, para garantir atenuação apropriada do ruído de chaveamento sem prejudicar o controle de tensão do painel. A Figura 3-35 apresenta o diagrama de bode do filtro de primeira ordem projetado, que oferece uma atenuação de -7dB na frequência de chaveamento, mas em contrapartida, degrada a margem de fase em  $-14^\circ$  na frequência de corte do sistema compensado.

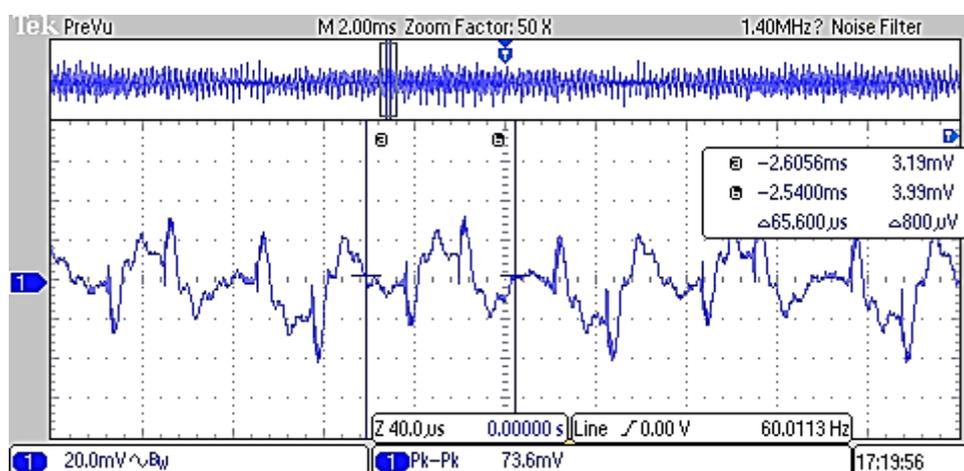


Figura 3-34 Sinal de tensão do painel na placa de controle, destacando ruído provocado pelo chaveamento.

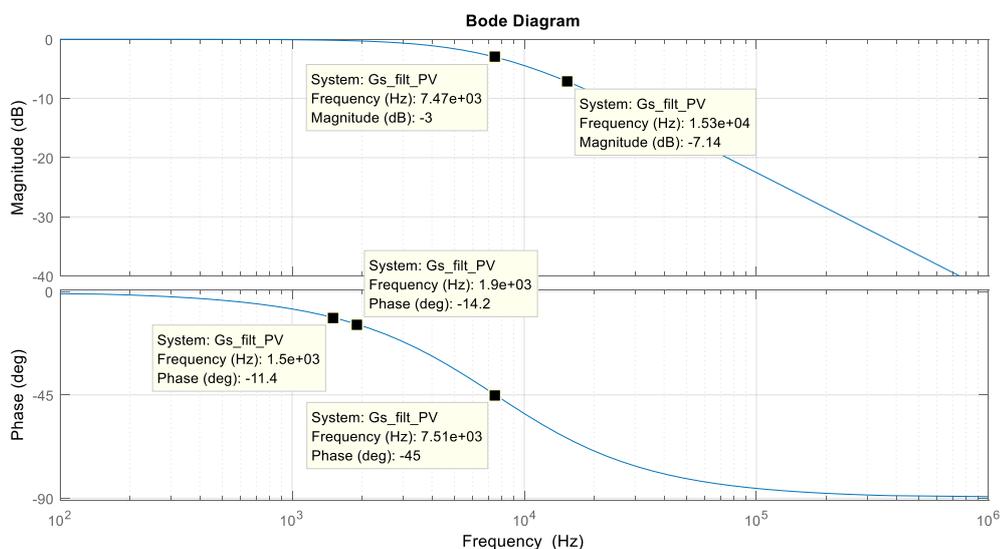


Figura 3-35 Diagrama de bode do filtro RC para medição de tensão do painel

Com objetivo de compensar o efeito da degradação da margem de fase provocado pelo filtro, é realizada uma alteração no projeto do controlador, de forma que este obtenha uma margem de fase maior para o sistema garantindo sua estabilidade em seus modos de operação. Utilizando a mesma metodologia empregada para o cálculo dos controladores, a frequência de corte é modificada para 1,5kHz, tendo em vista que para frequência de corte menor o sistema sofre menos influência da degradação da margem de fase provocada pelo filtro. A frequência para o compensador de atraso de fase é calculada como 75Hz e o ganho é reduzido em -47,5dB. A Figura 3-36 apresenta o diagrama de bode de malha aberta  $T(s) = \hat{G}_{vd}(s) * G_c(s) * H(s)$  com controlador PID para o sistema com adição do filtro de medição, mostrando a frequência de corte calculada e a margem de fase obtida de 65°.

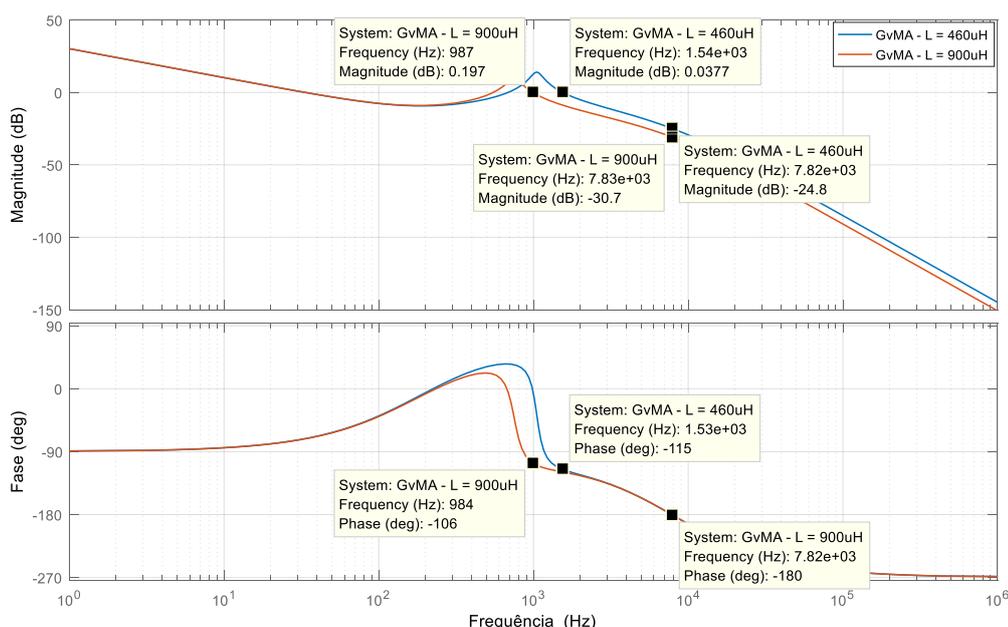


Figura 3-36 Diagrama de bode de malha aberta  $T(s) = \hat{G}_{vd}(s) * G_c(s) * H(s)$  com controlador PID mais efeito do filtro de medição.

### 3.6 Síntese do Capítulo

Neste capítulo, foram apresentados o modelamento matemático utilizando técnica de variáveis de estado para o conversor *Boost*, em que foi desenvolvida a

função de transferência de pequenos sinais da tensão de entrada em relação da razão cíclica. Foram realizadas simulações comparativas para o modelo médio de pequenos sinais e modelo chaveado desenvolvido no Matlab/Simulink. O projeto de sintonização do controlador de tensão dos painéis fotovoltaicos utilizando técnicas de controle clássico foi realizado e discutido em termos de estabilidade e tempo de acomodação. O capítulo é finalizado com discursão sobre as perturbações existentes em conversores monofásicos e proposto uma alteração no projeto dos controladores para melhorar a sua resposta. As simulações para consolidação dos controladores calculados para utilização no MCES são mostradas no capítulo 4, onde serão apresentados também o funcionamento dos algoritmos desenvolvidos, assim como uma análise comparativa entre os resultados experimentais e os de simulações.

# Capítulo 4

## MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR FOTOVOLTAICO

---

---

*Será abordado, neste capítulo, o funcionamento dos algoritmos desenvolvidos, assim como uma análise comparativa entre os resultados experimentais e os de simulações.*

## 4.1 Considerações Iniciais

O *ripple* de 120Hz é um assunto de ampla discussão na literatura da eletrônica de potência para aplicações monofásicas de injeção de potência na rede. Na aplicação do conversor fotovoltaico, este *ripple* é originário do ICR, cuja fundamental da tensão sintetizada a 60Hz provoca uma oscilação de segundo harmônico que circula entre o barramento c.c. e a carga, através das chaves do inversor monofásico. O *ripple* pode ser bastante prejudicial à obtenção de potência dos painéis fotovoltaicos se não tratado. Conforme discutido no capítulo 2, a tensão aplicada aos painéis deve ser bem definida para correta extração de potência, visto que a oscilação desta tensão prejudicaria a obtenção de máxima potência, provocando redução do rendimento do conversor fotovoltaico. Segundo Cardoso (2016), para solucionar este problema utiliza-se geralmente a adição de uma alta capacitância para o barramento c.c. em que aparece o *ripple* de 120Hz, o que geralmente implica em maior volume. Uma solução mais adequada é o emprego de um estágio de conversão c.c./c.c. entre o barramento c.c. e os painéis cujo o controle de chaveamento deste conversor seja suficientemente eficaz para suprimir o *ripple* e controlar a tensão no lado dos painéis para que estes operem fornecendo sua máxima potência.

Avaliando estabilidade e supressão da perturbação causada pelo *ripple* de 120Hz, são apresentadas e discutidas, neste capítulo, as simulações do sistema projetado realizadas via software MATLAB/Simulink. Estas serão divididas em 4 seções. A primeira delas apresenta a simulação do conversor *Boost* considerando sua saída como fonte ideal, no mesmo molde em que foi projetado no capítulo 3, com objetivo de demonstrar a operação do sistema com modelo chaveado e comparar com o modelo linearizado utilizado para projeto dos controladores, onde é proposta também a aplicação do controlador de ação *feedforward* para supressão do *ripple* de 120Hz. Em seguida, é realizada a integração do sistema compensado com o algoritmo de busca de máxima potência avaliado no capítulo 2. Neste modelo são apresentados resultados onde o sistema está sofrendo perturbações de variação de intensidade de irradiância solar e temperatura. Então é realizada a integração do conversor *Boost* com o inversor conectado à rede, onde são apresentados resultados de partida do sistema e operação em regime permanente. Por fim, será apresentado um algoritmo para limitação de potência e seus resultados. Os resultados experimentais foram

adquiridos por meio de osciloscópio de 4 canais da Tecktronics e pelo sistema de aquisição de dados implementado no módulo de controle do MCES.

## 4.2 Simulação do Conversor *Boost* Conectado à Fonte Ideal

### 4.2.1 Topologia da Simulação

Com objetivo de teste do projeto do conversor *Boost* e da sintonização dos controladores implementados seção (3.3) foi desenvolvida, utilizando as ferramentas MATLAB/Simulink, a simulação do modelo chaveado do conversor proposto. A Figura 4-1 apresenta o modelo do sistema com arranjo fotovoltaico na disposição do estudo de caso adotado neste trabalho, mostrada na Figura 2-23. O conversor *Boost* é conectado a uma fonte ideal simulando o barramento c.c. com a tensão de saída do conversor determinada em 250V definida para os testes iniciais do controlador. São considerados os valores de capacitância e indutância calculados de 50uF e 460uH respectivamente.

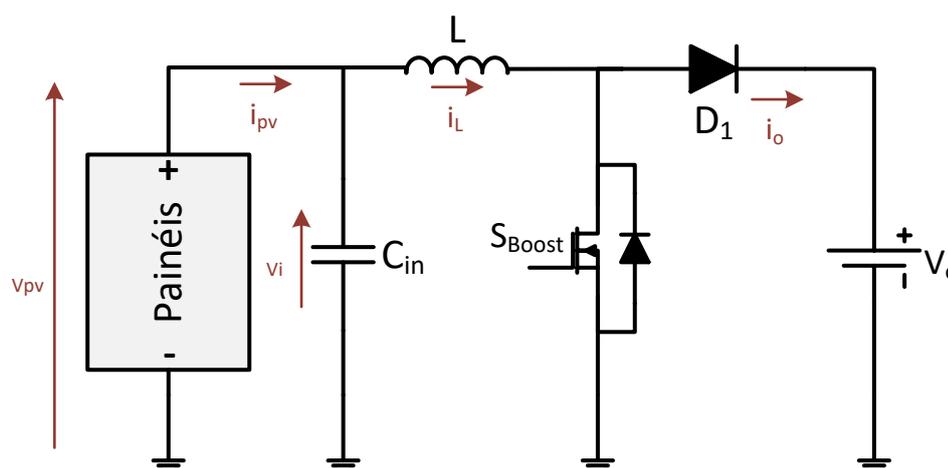


Figura 4-1 Modelo do sistema com arranjo fotovoltaico e conversor *Boost* conectado a fonte ideal para simulação do projeto do controlador.

### 4.2.2 Simulação do Sistema Compensado

A primeira simulação foi realizada com a finalidade de demonstrar a ação do controlador projetado para o ciclo de cálculo e frequência de chaveamento de 15360Hz nos pontos de operação mais críticos, ou seja, nas regiões da curva de resposta em frequência onde o sistema poderia atingir regime mais oscilatórios. Seus resultados são apresentados na Figura 4-2. É considerada a irradiância recebida pelo arranjo fotovoltaico de  $1000\text{W}/\text{m}^2$  e temperatura de  $25^\circ\text{C}$ , neste caso, a condição inicial de tensão nos painéis para circuito aberto é de 178V. A referência de tensão no instante inicial é 120V, então se observa a dinâmica da tensão do arranjo fotovoltaico que estabiliza em 120V, em função da variação da razão cíclica que estabiliza com valor próximo a 0,5. No instante ( $T = 0,1$  segundos), é realizado degrau de referência de tensão, que é levada para 30V. A ação de controle responde com constante de tempo de aproximadamente 1 milissegundo e tempo de estabilização de 5 milissegundos, como pode ser observado na Figura 4-3 onde é apresentado o resultado detalhado da resposta ao degrau da simulação. A razão cíclica passa a operar próximo a 0,9, próximo a condição de máximo ganho do conversor *Boost* projetado, demonstrando robustez e estabilidade do controlador em avaliação. O efeito inicial de resposta rápida do sistema é devido ao controlador derivativo, que provoca um avanço de fase nas frequências mais elevadas, em seguida o controlador integral reduz o erro de forma mais suave.

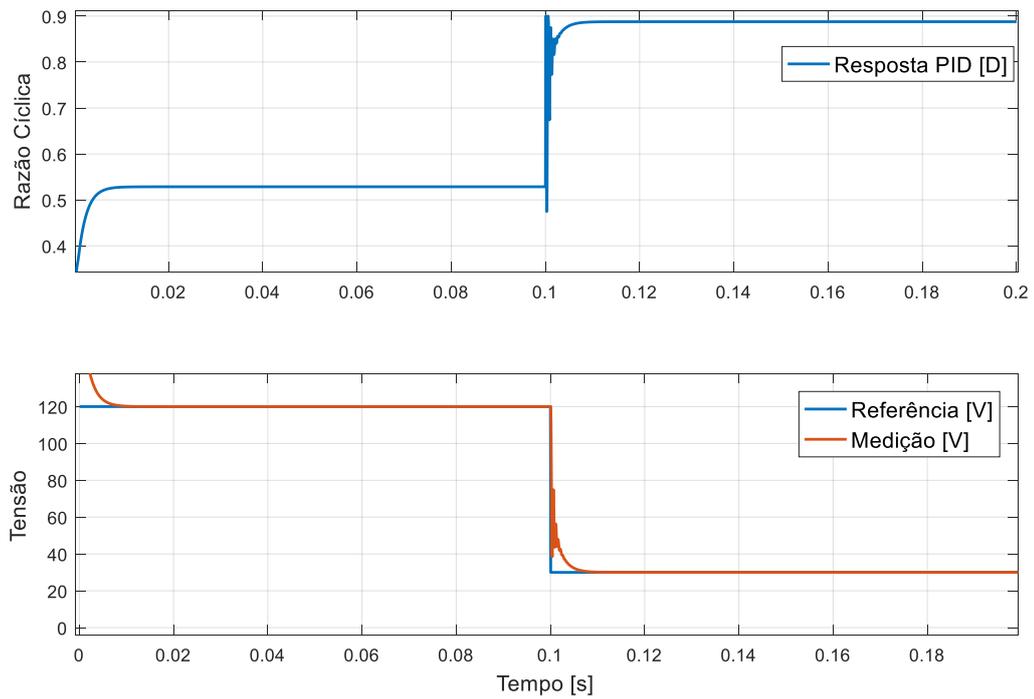


Figura 4-2 Resultado de teste de robustez do controlador na simulação do modelo chaveado do conversor *Boost* com resposta ao degrau de tensão.

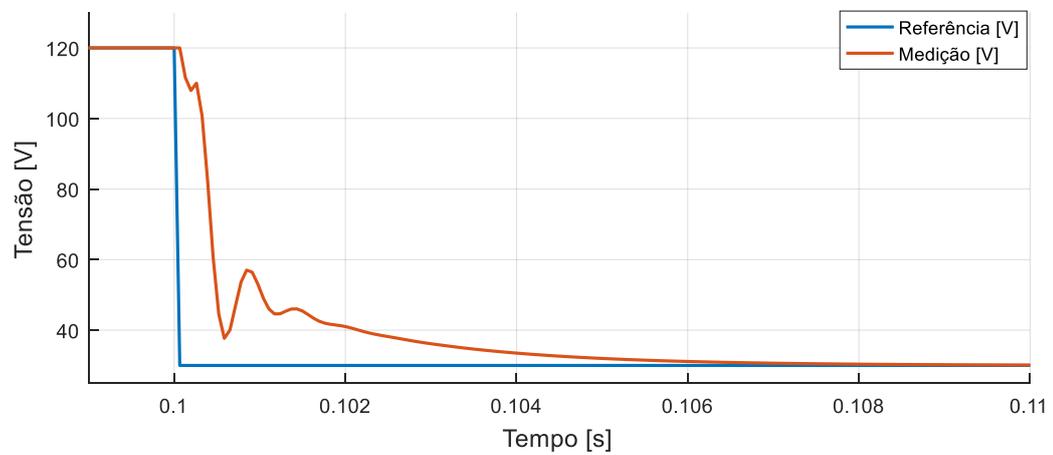


Figura 4-3 Resultado detalhado do teste de robustez do controlador na simulação do conversor *Boost* com resposta ao degrau de tensão.

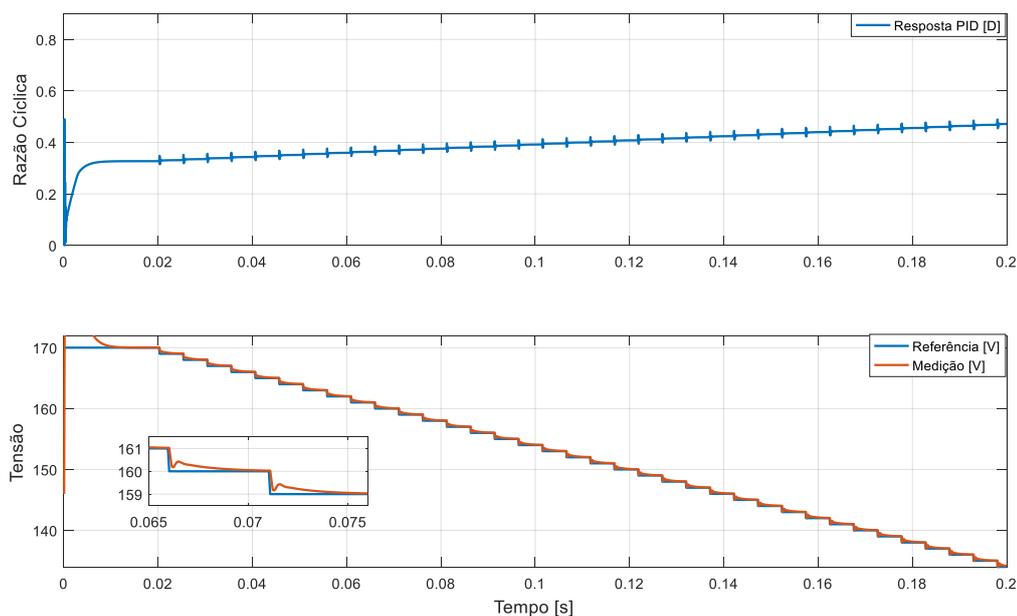


Figura 4-4 Resultado de teste de pequenos degraus respeitando tempo de acomodação.

Utilizando as mesmas condições de operação dos painéis e do conversor *Boost*, é realizada uma segunda simulação, onde são feitos pequenos degraus de 1V da referência de tensão respeitando o tempo de acomodação observado na primeira simulação de 5ms entre cada degrau. O resultado apresentado na Figura 4-4 demonstra ação do controlador e sua resposta de tensão, a dinâmica com tempo de acomodação de 5ms é comprovada e será uma informação útil para integração do algoritmo de busca de máxima potência.

### 4.2.3 Adição da ação *feedforward*

O desempenho de um sistema de controle pode ser melhorado com a combinação de um controlador PID mais a ação *feedforward* (ou ação direta) em um sistema de malha fechada. É fundamental o conhecimento sobre a planta para implementação da ação *feedforward* e melhorar o desempenho global do sistema. A ação *feedforward* muitas vezes fornecerá quantitativamente, a maior parcela do sinal da saída do controlador. A ação do controlador PID em conjunto com a ação *feedforward* servirão principalmente para compensar o erro de regime permanente, uma vez que a resposta do controlador de ação *feedforward* não é afetada pelo processo de *feedback*, neste caso, nunca ocorrerá oscilação provocada pela ação

*feedforward*, melhorando assim a resposta do sistema sem afetar a estabilidade. O controlador de ação *feedforward* pode se basear na medição de variáveis que descrevem o comportamento da planta em função da ação de controle, para que sua ação atue de forma a evitar que a perturbação tenha tempo para afetar o sistema.

De forma geral, o controlador *feedforward* apresenta benefícios significativos que justificam o esforço necessário para implementar a tecnologia. O gasto de energia pelo sistema com a utilização da ação *feedforward* é normalmente menor que outros controles. A estabilidade é aumentada de forma que a planta pode ser construída com menor custo, enquanto continua a ter boa precisão e capaz de operar com robustez. Outros benefícios da ação *feedforward* incluem menor desgaste de equipamentos, menores custos de manutenção, maior confiabilidade e redução substancial de histerese (OOSTING, 1987).

Com objetivo de melhorar tempo de resposta e robustez da ação de controle para suporte na compensação do efeito da perturbação do *ripple* de 120Hz mesmo com o sistema operando na frequência de cálculo de 15360Hz, é proposta neste trabalho a aplicação do controlador com ação *feedforward* em paralelo com o compensador PID projetado. Este controlador é desenvolvido a partir da equação (3.4) apresentada no capítulo 3, que representa o ganho de tensão do conversor *Boost* em função da razão cíclica considerando o sistema operando sem perdas. Desta forma, para definir a equação da ação *feedforward*, a variável  $D$  que representa a razão cíclica, será tomada como o resultado da ação *feedforward*. A tensão de entrada  $V_i$  será representada por  $V_{mppt}$  e  $V_o$  que é a tensão de saída do conversor *Boost* será representado por  $V_{BusDC}$  de forma a se obter a expressão (4.1). A resposta da ação *feedforward* é somada a resposta do controlador em termos de razão cíclica, que será a entrada de  $M(s)$ , a função transferência do modulador, mostrada na Figura 4-5.

$$D_{FFW} = 1 - \frac{V_{mppt}}{V_{BusDC}} \quad (4.1)$$

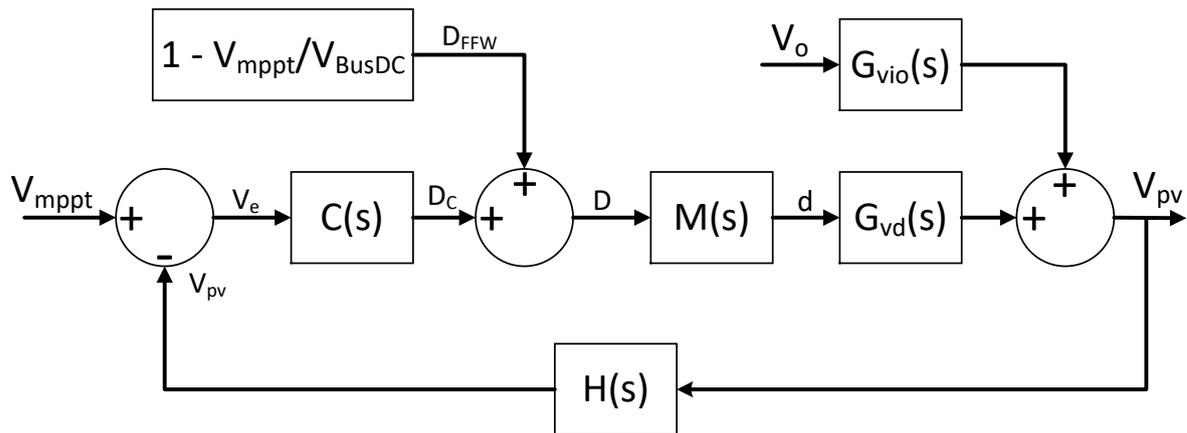


Figura 4-5 Malha de controle do conversor *Boost* com controlador de ação *feedforward* em paralelo ao controlador PID.

Para demonstrar a ação *feedforward*, é simulado o teste onde são realizados pequenos degraus de 1V da referência de tensão respeitando o tempo de acomodação observado na primeira simulação de 5ms entre cada degrau e utilizando as mesmas condições climáticas para os painéis, para o controlador projetado e do conversor *Boost*, realizadas na primeira simulação. A Figura 4-6 apresenta resultados da simulação com ação *feedforward* descrita. Pode ser observado que o conversor responde com tempo de acomodação próximo a 1ms, cinco vezes mais rápido que utilizando apenas a ação do controlador PID na comparação com a Figura 4-4. Como descrito na seção (3.3.2.4), seria necessário tempo de acomodação menor que 1,4ms para compensar o efeito da perturbação do *ripple* de 120Hz. Dessa forma, o controlador de ação *feedforward* suporta suprimir esta perturbação mesmo operando com a frequência de cálculo de 15360Hz.

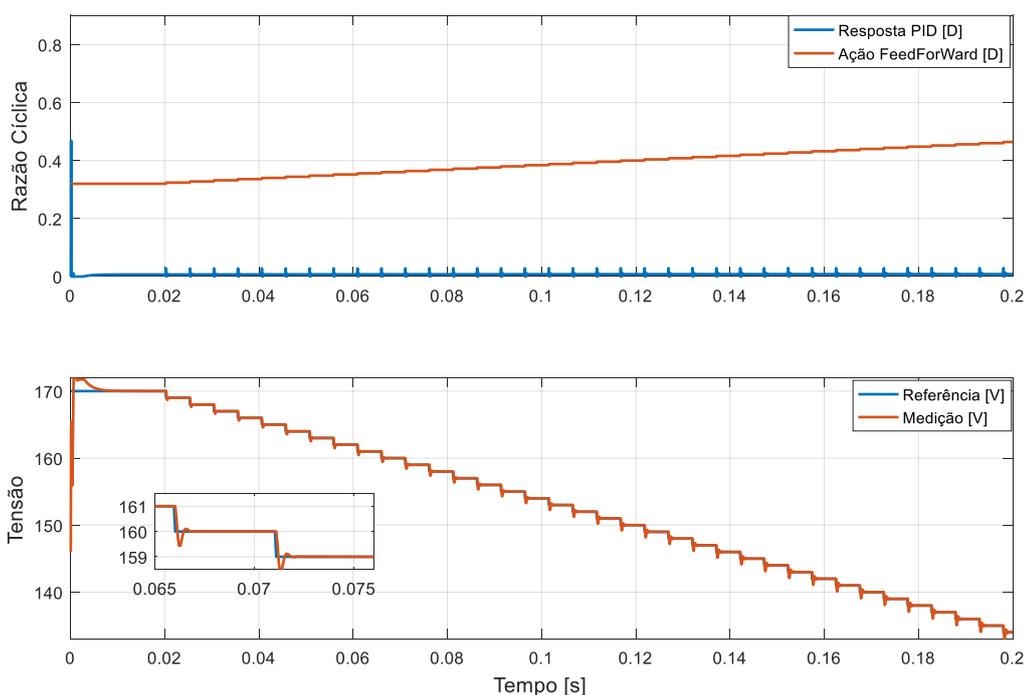


Figura 4-6 Resultado de simulação do conversor *Boost* da resposta ao degrau de tensão com controlador de ação *feedforward*.

#### 4.2.4 Integração entre algoritmo MPPT e sistema de controle

Após a sintonização e simulação do controlador de tensão de entrada do conversor *Boost*, podemos analisar seus resultados a fim de configurar a integração entre cálculos do algoritmo de busca da máxima potência e do controlador. Basicamente são definidos o período e o passo de cálculo do algoritmo MPPT em função do tempo de acomodação obtido pelo controlador a partir das simulações mostradas nas seções (4.2.2) e (4.2.3), que são observadas tempo de 5ms utilizando apenas o controlador PID e de 1ms adicionando ação *feedforward*. É importante que este tempo seja respeitado para garantir eficácia e a confiabilidade dos cálculos do algoritmo MPPT que informa a referência de tensão para a malha de controle do conversor *Boost*. Desta forma, atendendo ao pré-requisito, de que o algoritmo MPPT deve respeitar a dinâmica do sistema, de forma que o tempo de estabilização seja suficiente, será considerado o período mínimo de 5ms para atualização do algoritmo MPPT, visto que a dinâmica do sistema compensado é capaz de estabilizar em 1ms, assim é definido ciclo máximo de cálculo do algoritmo de MPPT de 200Hz.

A seguir é demonstrado, através de simulação, o funcionamento do conversor *Boost* utilizando algoritmo P&O como rastreador da máxima potência, fornecendo a referência de tensão para a malha de controle do conversor *Boost*. No instante inicial da simulação, os painéis fotovoltaicos recebem irradiância de  $1000\text{W}/\text{m}^2$  e temperatura de  $25^\circ\text{C}$ . No tempo 0,2 segundos, é feita variação da irradiância para  $500\text{W}/\text{m}^2$ , em seguida, no tempo 0,3 segundos é feita variação da temperatura para  $60^\circ\text{C}$ , é observado que a variação da temperatura afeta de forma mais intensa a tensão de máxima potência dos painéis. A Figura 4-7 apresenta resultados da simulação realizada com algoritmo MPPT informando a referência de tensão para a malha de controle do conversor *Boost* que utiliza apenas o controlador PID para gerar referência da razão cíclica. A simulação apresentada na Figura 4-8 utiliza o controlador PID mais a ação *feedforward*, que torna a resposta mais rápida. Nesta simulação, o conversor parte da tensão de circuito aberto do arranjo fotovoltaico, então o algoritmo MPPT, que opera em período de 200Hz, providencia a tensão de referência com objetivo de encontrar e operar na tensão de máxima potência. Assim como mostrado na Figura 2-18 apresentada no capítulo 2, que mostra a variação da potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico em função da variação da tensão para o estudo de caso considerado, a tensão de máxima potência obtida é de 152V. A alteração das condições climáticas durante a simulação mostra o efeito e a dinâmica de operação do algoritmo de MPPT trabalhando em conjunto com os controladores.

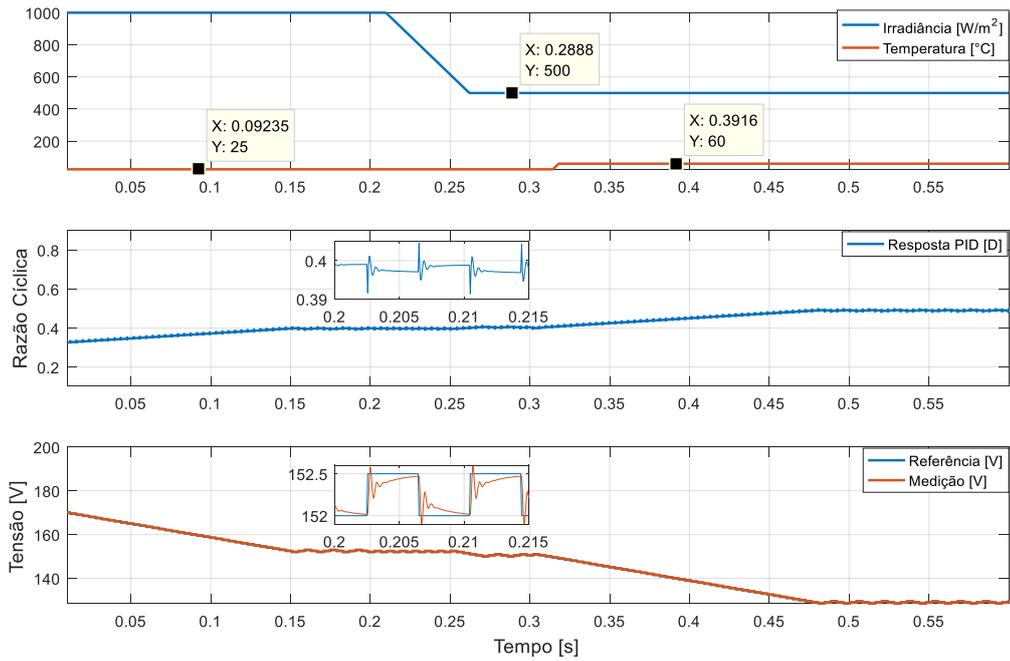


Figura 4-7 Resultado de simulação do conversor *Boost* com resposta ao algoritmo MPPT.

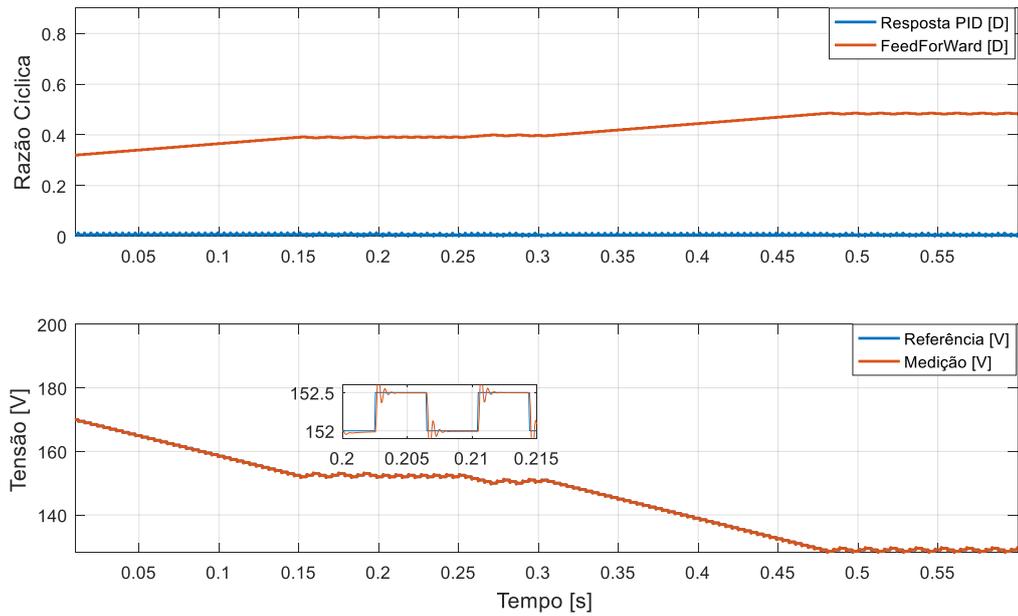


Figura 4-8 Resposta ao algoritmo *MPPT* com ação *feedforward*.

## 4.3 Simulação do Conversor *Boost* Conectado ao Inversor

### 4.3.1 Topologia da simulação

Até o momento a tensão do barramento c.c. de saída do conversor *Boost*, foi considerada como fonte ideal para simplificação do desenvolvimento dos projetos dos controladores. Nessa seção, é demonstrada a conexão do conversor *Boost* ao inversor conectado à rede (ICR) de acordo com o diagrama apresentado na Figura 4-9. Conforme mencionado na seção (3.3), é considerado nesta aplicação que o ICR do módulo de conversão de energia solar (MCES) controla o fluxo de corrente e tensão do barramento c.c., transformando a potência contida barramento c.c. em potência c.a. no lado da rede elétrica de forma a garantir fator de potência unitário. O ICR trabalha com a frequência de chaveamento de 15360 Hz, sua malha de corrente utiliza uma frequência de corte de ganho elevado, com valor superior a frequência de corte de ganho de sua malha de tensão, de forma a garantir que o controle seja rápido e garanta o formato senoidal na tensão de saída.

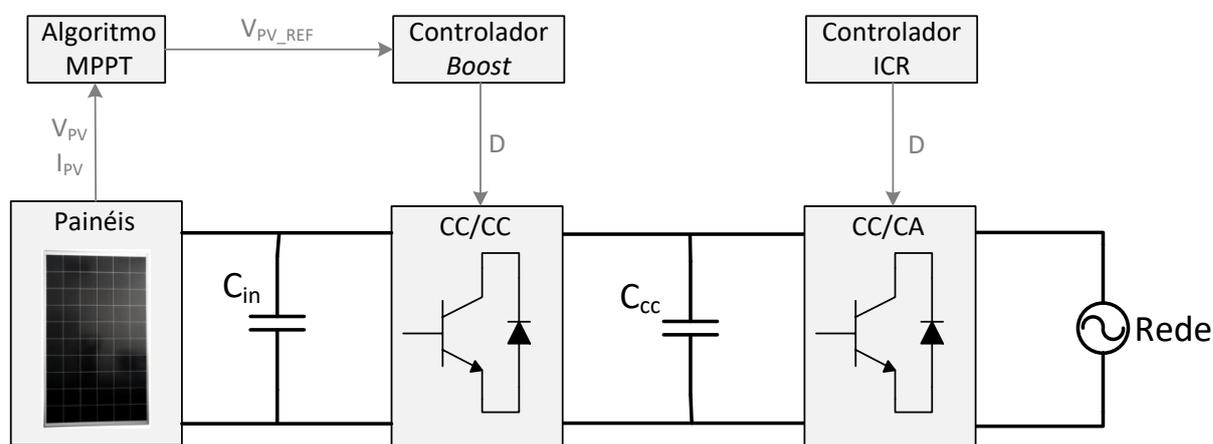


Figura 4-9 Topologia do conversor fotovoltaico destacando interação entre conversor *Boost* e inversor conectado à rede.

### 4.3.2 Processo de Partida do Inversor

Em inversores com retificador PWM conectado à rede elétrica, utiliza-se barramento c.c. com elevada capacitância de forma a garantir rigidez dinâmica suficiente para suprir a carga alimentada. Inicialmente, esses capacitores se encontram descarregados, fazendo necessário um processo de pré-carga desse barramento. Como o controle de chaveamento do conversor *Boost* utilizado nesta aplicação está voltado apenas para controle de sua tensão de entrada, é determinado que o controle do barramento c.c. está a cargo do inversor conectado à rede elétrica (ICR).

Antes de partir o sistema, faz-se necessário um processo para detecção de potência nos painéis fotovoltaicos, que pode ser feita a partir de uma simples medição da tensão dos painéis no momento em que estes se encontram com circuito aberto. O nível de tensão escolhido como patamar para inicialização do sistema deve ser determinado de forma que a potência a ser fornecida pelos painéis seja superior as perdas do sistema para que este opere de forma a injetar esta potência na rede. O inversor conectado à rede (ICR), que opera com algoritmos de monitoramento constante e o algoritmo de sincronização com a rede elétrica *Phase Locked Loop* (PLL), sinaliza para o sistema MCES que opera em condição satisfatória de funcionamento, permitindo assim a sua inicialização. Os algoritmos de monitoramento da rede e de PLL não serão explorados neste trabalho. Após as verificações para a inicialização estarem satisfeitas, é chamada a rotina de partida do sistema, que é dividido em duas etapas. A primeira será processo de pré-carga do barramento c.c., a segunda será a rampa de partida de tensão nos painéis.

#### 4.3.2.1 Pré-carga do Barramento c.c.

A operação de pré-carga do barramento c.c. é efetuada para iniciar o funcionamento do MCES. A Figura 4-10 apresenta o circuito de pré-carga utilizado na partida do sistema. Nesse processo, o contator  $C_{PC}$  de pré-carga é acionado, então o resistor de pré-carga  $R_P$  limita a corrente que passa a circular através dos diodos da ponte retificadora, que irá conduzir a corrente de carga. Após a tensão do barramento c.c. atingir regime permanente, o contator principal  $C_P$  é acionado, conectando o conversor diretamente à rede e curto circuitando os resistores de pré-carga, que neste momento já pode ser desativado.

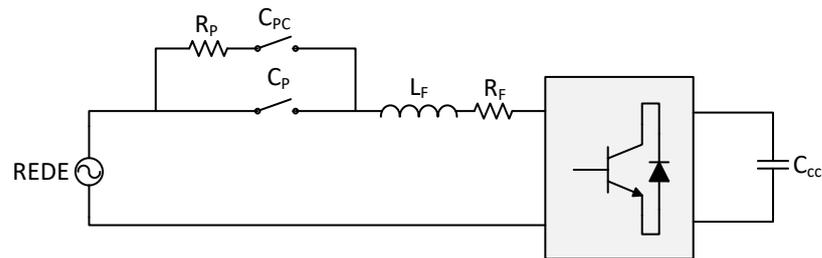


Figura 4-10 Circuito de pré-carga utilizado para partida do sistema.

Na aplicação monofásica, o circuito com resistor de pré-carga carrega o barramento c.c. até a tensão de 177V. Em seguida, o controle de chaveamento do ICR é habilitado, utiliza-se uma referência em rampa para malha de tensão do barramento c.c. desde o valor atual até o nominal, fixado para este sistema em 250V. Esta metodologia tem a intenção de minimizar os transitórios de corrente para proteção do equipamento e não causar perturbação à rede elétrica. A Figura 4-11 apresenta os resultados da pré-carga do conversor. No instante 5 milissegundos o contator  $C_{PC}$  de pré-carga é acionado, nesse momento circula uma corrente pelos diodos do conversor com pico inicial de 7A, que diminui na medida em que o barramento c.c. é carregado. No instante 0,2 segundos, a tensão no barramento c.c. atinge o regime em 176V, então o contator principal  $C_P$  é acionado e o chaveamento do inversor é habilitado. Neste momento é iniciada a rampa de referência da malha de tensão do inversor, que parte da medida da tensão atual e é levada até 250V em 0,2 segundos como mostrado na Figura 4-12.

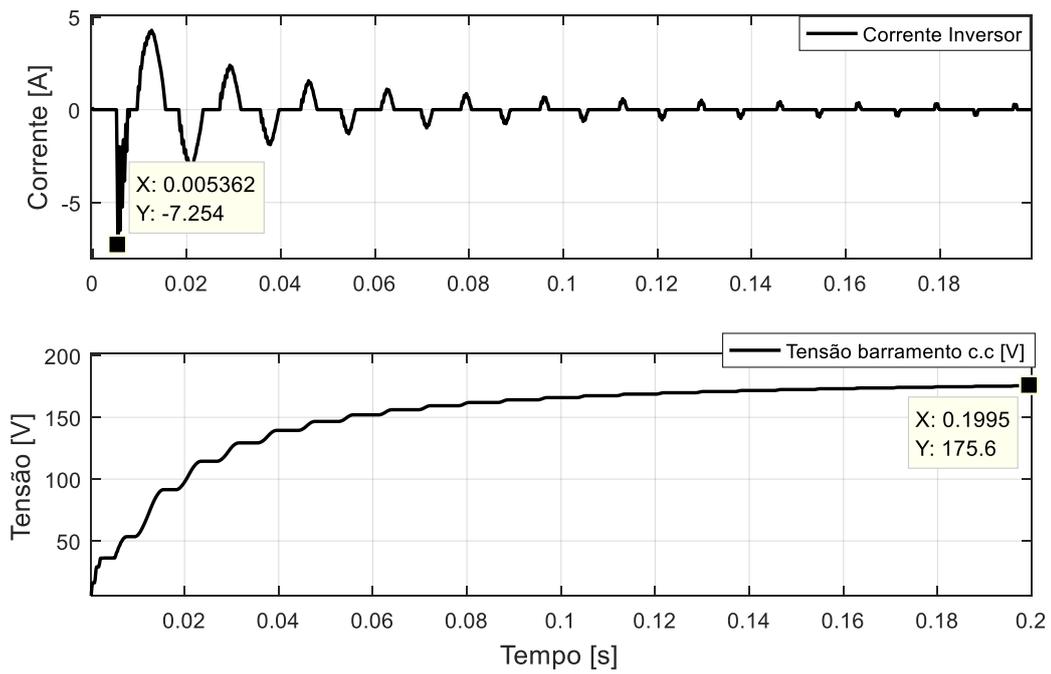


Figura 4-11 Pré-carga do barramento c.c.: Chave  $C_P$  acionada.

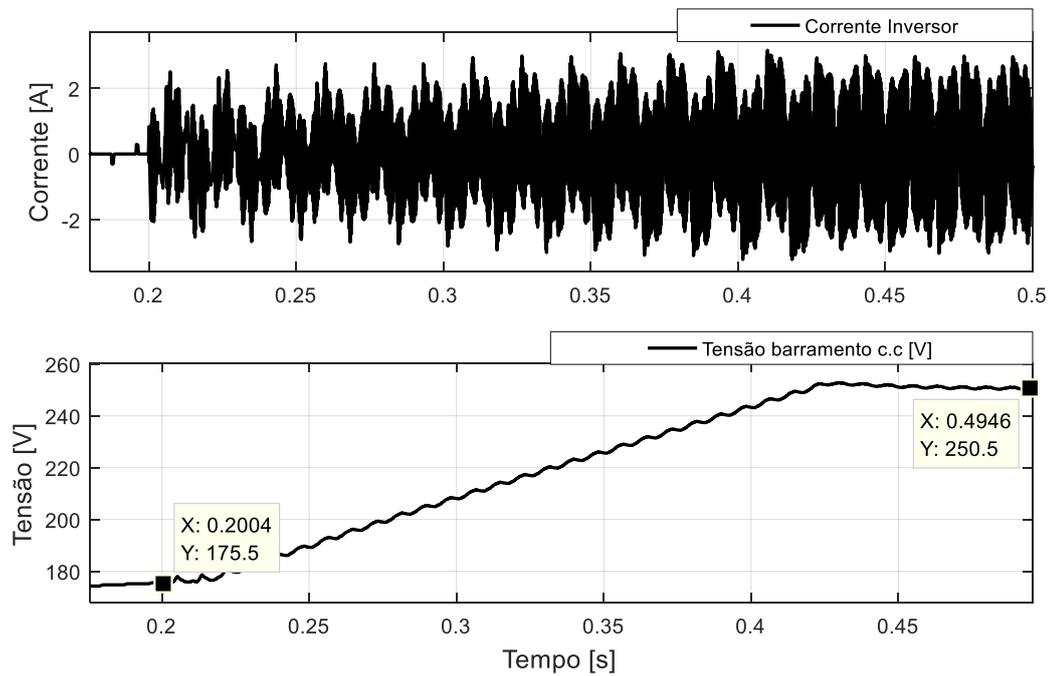


Figura 4-12 Pré-carga do barramento c.c.: Rampa da malha de tensão até 250 volts

### 4.3.3 Processo de Partida do Conversor *Boost*

Nesta seção, são avaliadas as simulações realizadas para demonstração do processo de partida e operação para os controladores projetados, primeiramente para a arquitetura que utiliza o *loop* de cálculo de 15360Hz, em seguida para a arquitetura que utiliza a adição da ação *feedforward* e finalmente é demonstrado o efeito do aumento da frequência para a arquitetura que utiliza o *loop* de cálculo de 40kHz. Será considerada a topologia de conexão dos painéis do estudo de caso considerado. É demonstrado o funcionamento do conversor *Boost* utilizando algoritmo P&O como rastreador da máxima potência, fornecendo a referência de tensão para a malha de controle do conversor *Boost*. Durante toda simulação os painéis fotovoltaicos recebem irradiância de 700W/m<sup>2</sup> e temperatura de 50°C.

O controle do conversor *Boost* conectado aos painéis utiliza como sua tensão de referência inicial a leitura da tensão de circuito aberto do arranjo, e aplica uma rampa decrescente desde o valor inicial, até o valor que proporcione a máxima potência fornecida pelo arranjo. Nesse processo, pode ser utilizado o método da varredura para a busca da máxima potência, onde são percorridos vários pontos da curva P x V do arranjo para evitar operação em máximos locais. O controle de tensão do barramento c.c. realizado pelo ICR utiliza ciclo de cálculo de 120 Hertz, esta informação se faz importante no procedimento de partida, principalmente no caso de operação com irradiância elevada, visto que se a injeção de potência no barramento c.c. vinda do conversor *Boost* permaneça superior à potência injetada na rede promovida pela ação de controle do controlador de tensão do ICR, a tensão do barramento c.c. será elevada, podendo atingir limite de proteção do sistema. Essa questão pode ser solucionada analisando a tensão média do barramento c.c., caso esta tensão atinja um patamar intermediário entre a tensão de operação e a tensão limite, deve ser interrompido o processo de busca de máxima potência até que o ICR normalize a tensão no barramento c.c.

#### 4.3.3.1 Simulação do sistema compensado com *loop* de cálculo de 15360Hz

Para a demonstração da operação do sistema compensado com *loop* de cálculo de 15360Hz são apresentados, na Figura 4-13, resultados de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para simulação de partida do conversor *Boost* operando com inversor conectado à rede. O algoritmo MPPT informa a referência de

tensão para a malha de controle do conversor *Boost* que utiliza apenas o controlador PID para gerar referência da razão cíclica. As respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. são apresentados na Figura 4-14. A partir da análise dos resultados, é perceptível a existência da oscilação da tensão e corrente no arranjo de painéis, promovido pela oscilação da tensão no barramento c.c., que recebe a perturbação do *ripple* de 120Hz provocado pela ação do inversor conectado à rede.

Como discutido na seção (3.3.2.4) e analisado posteriormente na seção (4.2.2), a resposta ao degrau do controlador projetado para *loop* de cálculo de 15360Hz mostra que seu tempo de acomodação de 5ms não é rápido o suficiente para compensar a perturbação do *ripple* de 120Hz, visto que para compensar esta perturbação seria necessária que a ação de controle promovesse um tempo de acomodação mais rápido que a frequência da perturbação.

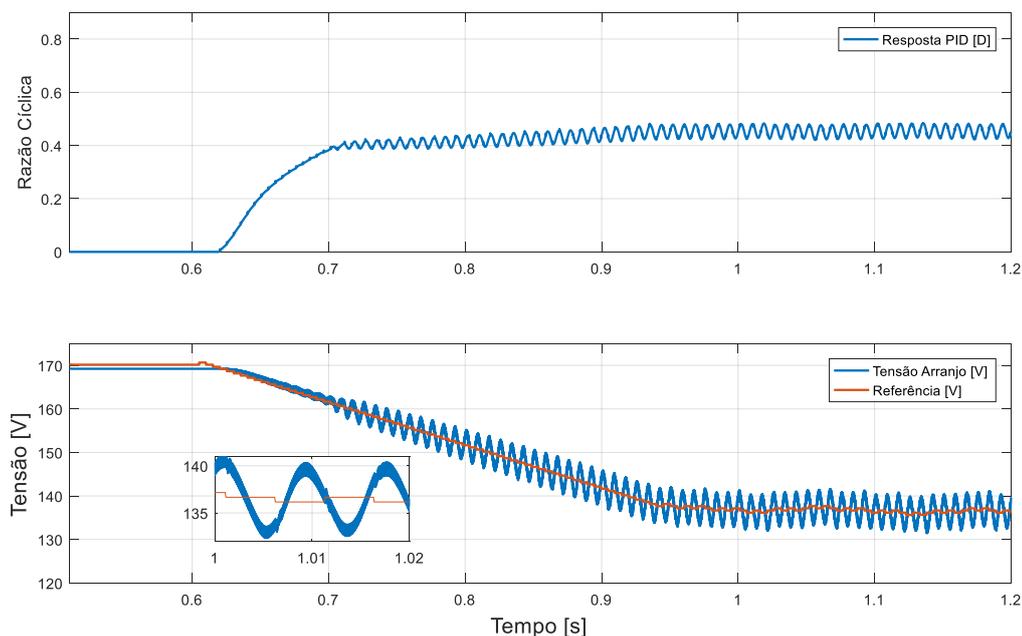


Figura 4-13 Resposta de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para simulação de partida do conversor *Boost* operando em *loop* de cálculo dos controladores a 15360Hz com inversor conectado à rede.

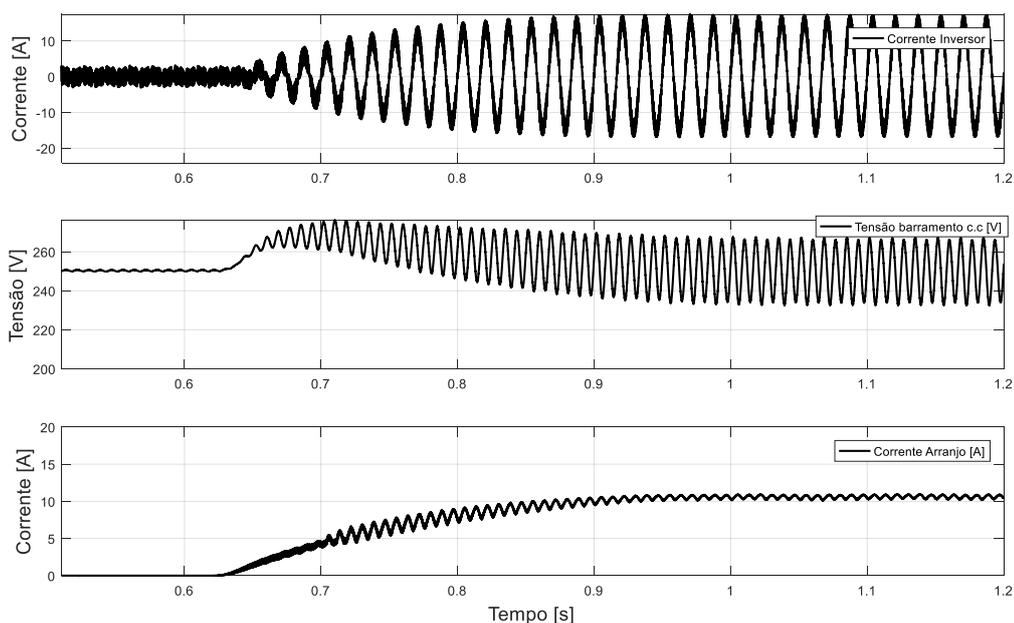


Figura 4-14 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para simulação de partida do conversor *Boost* operando em *loop* de cálculo dos controladores a 15360Hz com inversor conectado à rede.

#### 4.3.3.2 Simulação do sistema compensado com *loop* de cálculo de 15360Hz mais ação *feedforward*

Para demonstração da operação do sistema compensado com *loop* de cálculo de 15360Hz mais a ação *feedforward*, são apresentados, na Figura 4-15, resultados de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para simulação de partida do conversor *Boost* operando com inversor conectado à rede. O algoritmo MPPT informa a referência de tensão para a malha de controle do conversor *Boost* que utiliza o controlador PID mais a ação *feedforward* para gerar referência da razão cíclica. As respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. são apresentados na Figura 4-16. A partir da análise dos resultados é verificado que o controlador projetado foi capaz de reduzir a oscilação da tensão e corrente no arranjo de painéis que seria provocado pela perturbação do *ripple* de 120Hz. Como discutido na seção (4.2.3), a resposta ao degrau do controlador projetado para *loop* de cálculo de 15360Hz mais a ação *feedforward* mostra que seu

tempo de acomodação menor que 1ms é rápido o suficiente para compensar a perturbação do *ripple* de 120Hz.

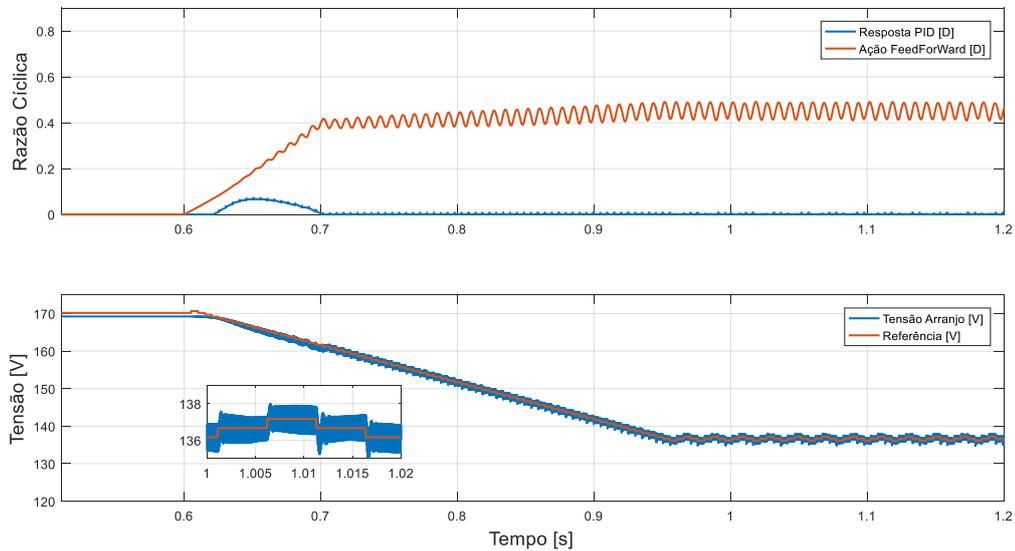


Figura 4-15 Resposta de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para simulação de partida do conversor *Boost* operando em *loop* de cálculo dos controladores a 15360Hz mais ação *feedforward* com inversor conectado à rede.

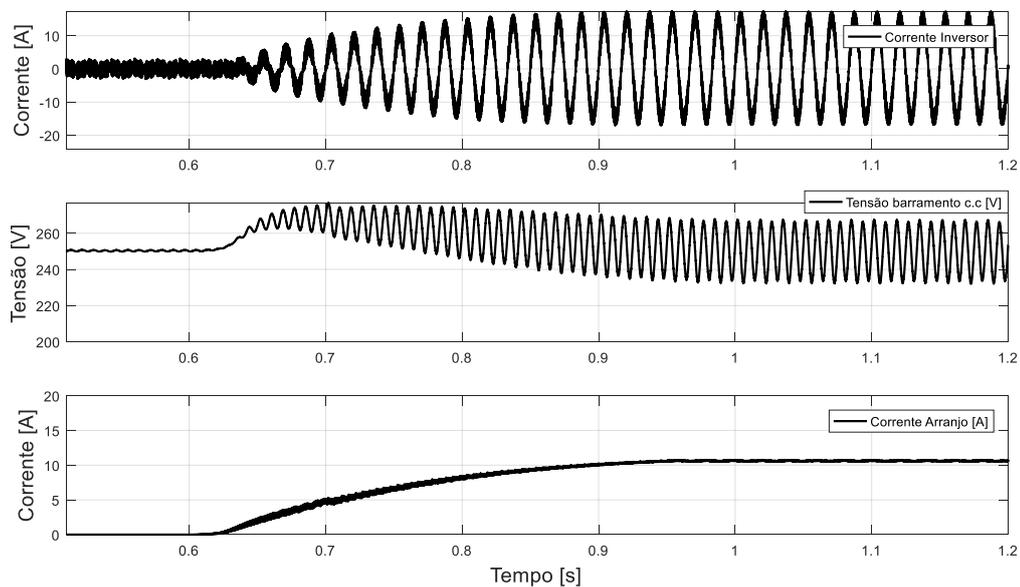


Figura 4-16 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para simulação de partida do conversor *Boost* operando em *loop* de cálculo dos controladores a 15360Hz mais ação *feedforward* com inversor conectado à rede.

### 4.3.3.3 Simulação do sistema compensado com *loop* de cálculo de 40kHz

Para demonstração da operação do sistema compensado com *loop* de cálculo de 40kHz, são apresentados na Figura 4-17 resultados de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para simulação de partida do conversor *Boost* operando com inversor conectado à rede. O algoritmo MPPT informa a referência de tensão para a malha de controle do conversor *Boost* que utiliza o controlador PID para gerar referência da razão cíclica. As respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. são apresentados na Figura 4-18. A partir da análise dos resultados foi verificado que o controlador projetado foi capaz de reduzir a oscilação da tensão e corrente no arranjo de painéis que seria provocado pela perturbação do *ripple* de 120Hz. Como discutido na seção (4.2.3), a resposta ao degrau do controlador projetado para *loop* de cálculo de 40kHz mostra que seu tempo de acomodação menor que 1ms é rápido o suficiente para compensar a perturbação do *ripple* de 120Hz.

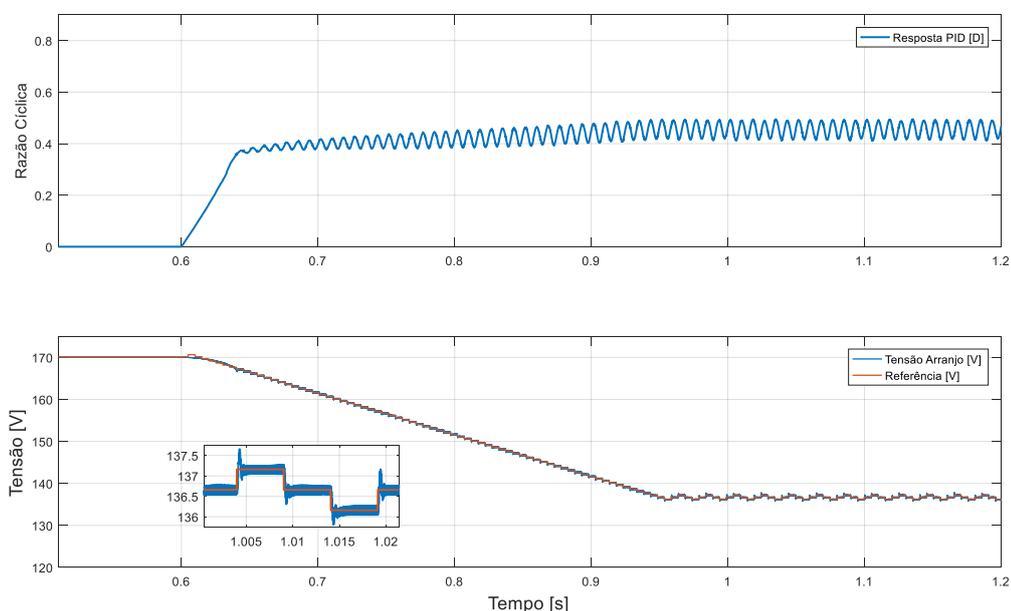


Figura 4-17 Resposta de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para simulação de partida do conversor *Boost* operando em *loop* de cálculo dos controladores a 40kHz com inversor conectado à rede.

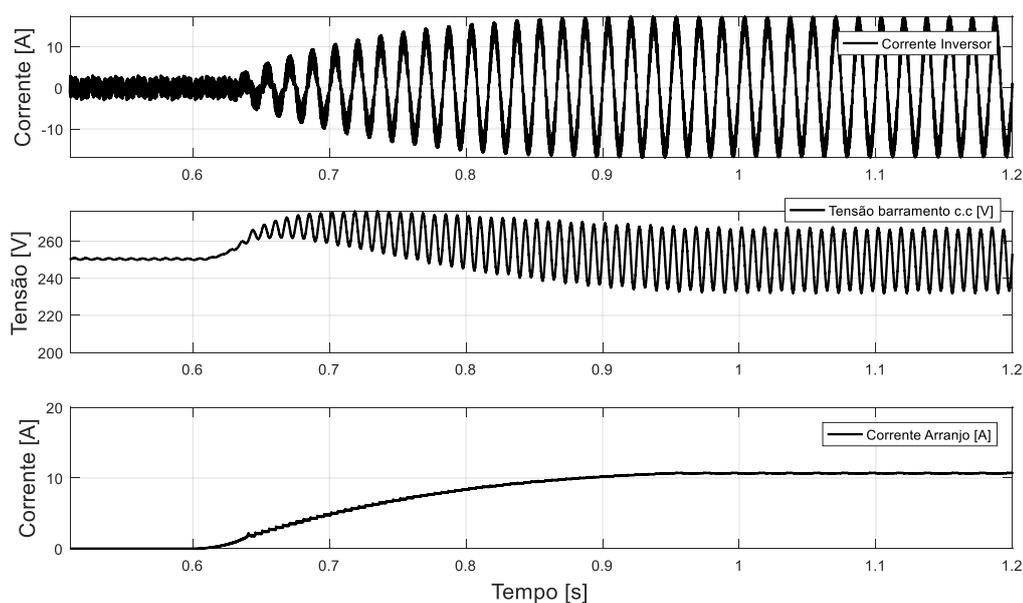


Figura 4-18 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para simulação de partida do conversor *Boost* operando em *loop* de cálculo dos controladores a 40kHz com inversor conectado à rede.

#### 4.3.4 Demonstração de operação para diferentes arranjos de conexão dos painéis

A partir das análises feitas do funcionamento do sistema considerando a conexão dos painéis para o estudo de caso, foi escolhido o controlador projetado para operar em *loop* de 15360Hz pela limitação de tempo de processamento do DSP, mais adição da ação *feedforward*, que garante tempo de resposta necessária para correta operação do conversor. Durante o projeto dos controladores na seção (3.3.2) foi considerado que o conversor *Boost* deveria operar em uma faixa de razão cíclica de 0 a 0,9, para garantir que este tenha a faixa de operação de tensão de 27,5V a 250V, permitindo boa margem de opções para conexão de arranjos de painéis fotovoltaicos. Neste caso os controladores foram projetados de forma a garantir correto funcionamento mesmo para o ganho mais elevado considerado.

Nesta seção, inicialmente, é demonstrado o funcionamento do conversor *Boost* conectado a um arranjo composto por apenas um painel. Em seguida, será considerado a um arranjo composto por 2 arranjos em paralelo de 7 painéis em série. Será considerada a utilização do algoritmo P&O como rastreador da máxima potência, fornecendo a referência de tensão para a malha de controle do conversor *Boost*.

Durante toda simulação os painéis fotovoltaicos recebem irradiância de  $700\text{W}/\text{m}^2$  e temperatura de  $50^\circ\text{C}$ .

#### 4.3.4.1 Simulação do sistema para arranjo de um painel

Para demonstração da operação do sistema conectado a um arranjo composto por apenas um painel é apresentado na Figura 4-19 resultados de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para simulação de partida e operação do conversor *Boost* operando com inversor conectado à rede. As respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. são apresentados na Figura 4-22. A partir da análise dos resultados é verificado que o controlador projetado foi capaz de compensar o sistema. Durante a partida do conversor *Boost*, nota-se que a tensão do painel demora mais a atingir a tensão de referência em relação às outras simulações devido a sua operação em uma razão cíclica maior.

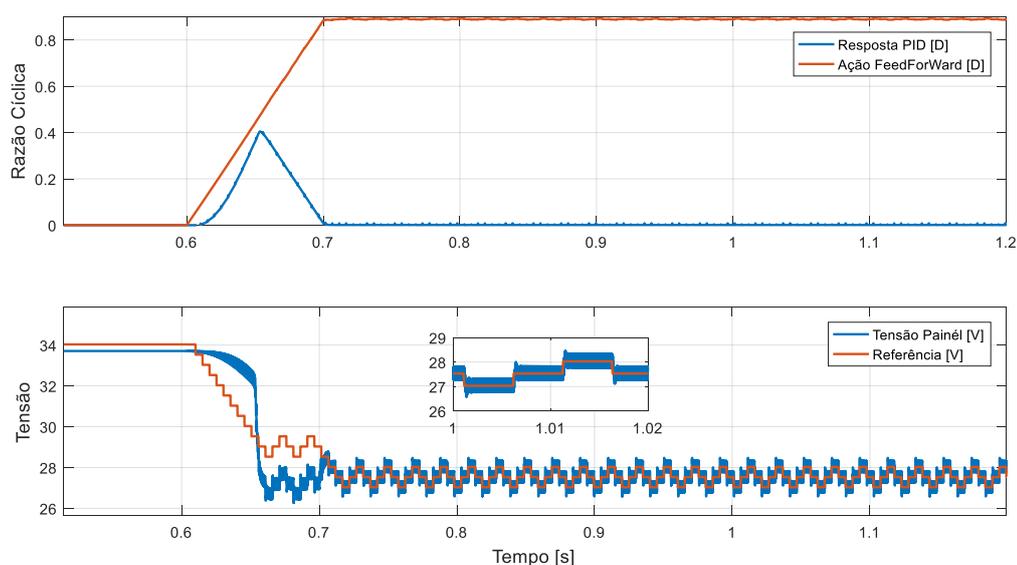


Figura 4-19 Resposta de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para operação do conversor *Boost* conectado ao inversor utilizando arranjo de apenas um painel.

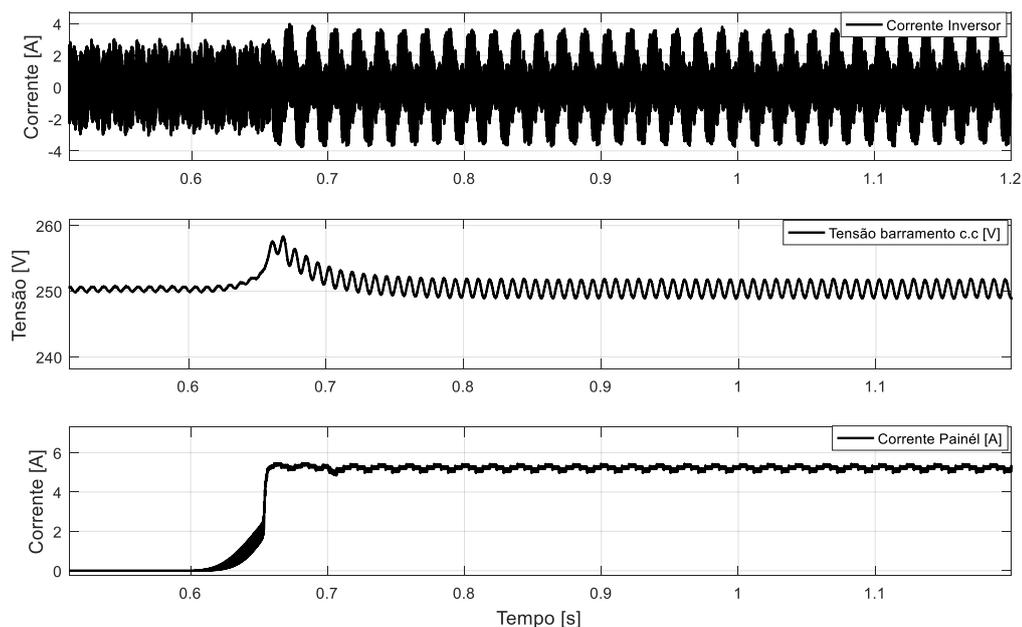


Figura 4-20 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para operação do conversor *Boost* conectado ao inversor utilizando arranjo de apenas um painel.

#### 4.3.4.2 Simulação do sistema para arranjo de 7 painéis

Para demonstração da operação do sistema conectado a um arranjo composto por sete painéis, são apresentados, na Figura 4-21, resultados de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para simulação de partida e operação do conversor *Boost* operando com inversor conectado à rede. As respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. são apresentados na Figura 4-22. A partir da análise dos resultados foi verificado que o controlador projetado foi capaz compensar o sistema. Demanda-se uma resposta mais intensa do controlador *feedforward*, visto que o *ripple* de 120Hz é maior devido ao maior fluxo de potência para rede.

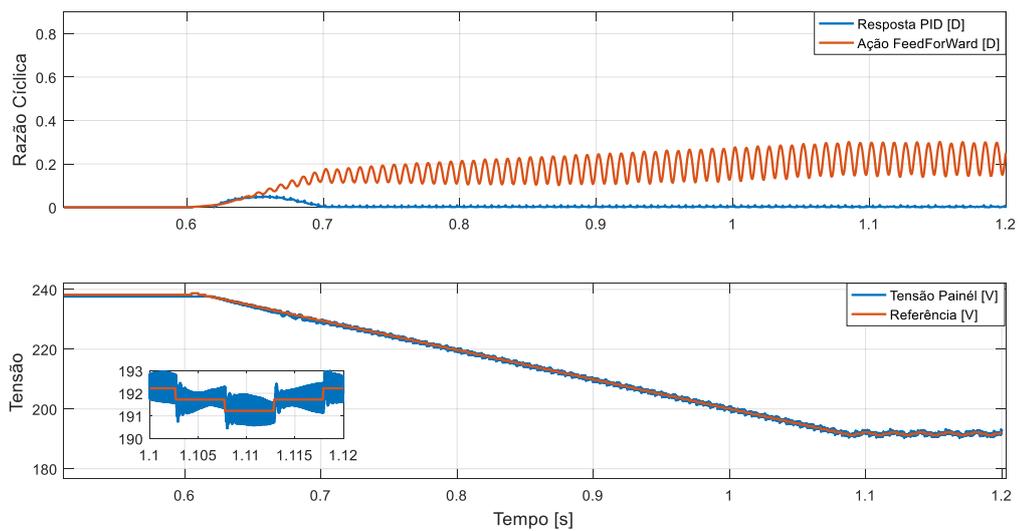


Figura 4-21 Resposta de tensão do arranjo fotovoltaico e razão cíclica para operação do conversor *Boost* conectado ao inversor utilizando arranjo composto por 7 painéis.

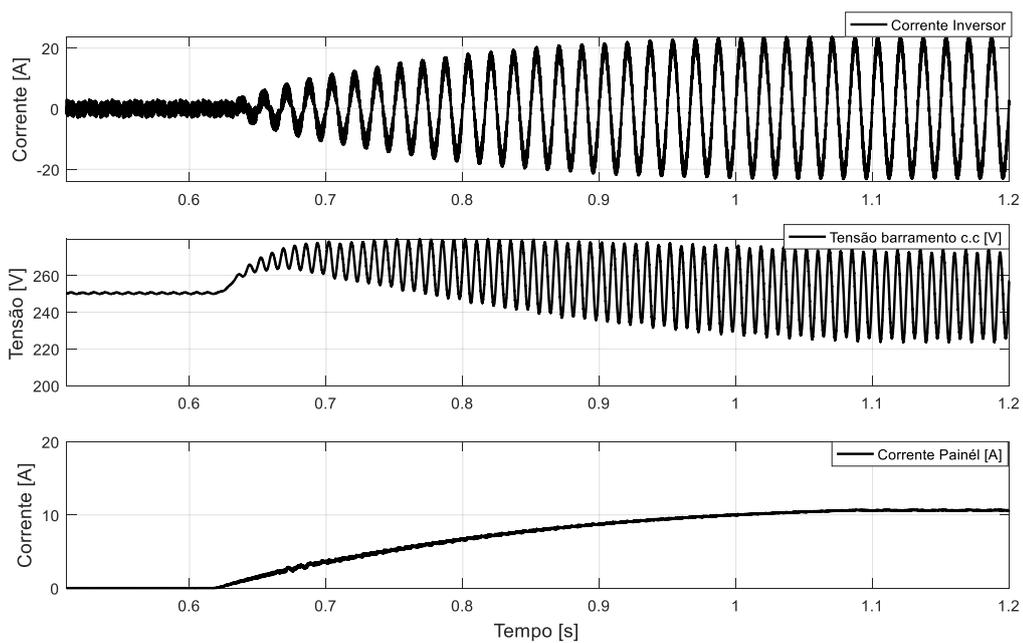


Figura 4-22 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para operação do conversor *Boost* conectado ao inversor utilizando arranjo composto por 7 painéis.

## 4.4 Limitador de potência dos painéis

É muito comum para sistemas de geração fotovoltaica que a potência instalada de painéis seja maior que a potência suportada pelo conversor, já que na maior parte do tempo os painéis não recebem irradiância máxima, seja pela inclinação do sol ou até mesmo por sombreamento. Desta forma é importante proteger o equipamento de conversão de energia já que este, nos momentos em que o arranjo receber irradiância elevada, poderá operar com sobrecarga por tempo suficiente para danificá-lo.

Uma forma simples de limitar a potência recebida pelos painéis é alterar sua tensão de operação do ponto de máxima potência dos painéis para o ponto de máxima potência do conversor. Isto significa caminhar na curva de potência dos painéis até que o limite máximo do conversor esteja satisfeito. Neste caso, é razoável aumentar a tensão de operação dos painéis para que sua corrente fornecida diminua. Como a referência de tensão é fornecido pelo algoritmo de MPPT, o algoritmo de limite de potência do conversor desenvolvido neste trabalho atua em conjunto, de forma a saturar a tensão de referência fornecida pelo algoritmo de MPPT. O procedimento do algoritmo de limite de potência funciona da seguinte forma: É observado a potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico, quando esta atinge o valor de potência limite, a variável de referência de tensão saturada recebe a última referência recebida pelo algoritmo MPPT e é incrementada de uma unidade de passo de tensão e torna-se a referência de tensão para o arranjo, no ciclo seguinte se a potência continuar maior, a tensão é incrementada novamente, caso a potência seja menor, a variável de referência saturada é decrementada de uma unidade de passo de tensão, devolvendo a sensibilidade da potência de operação para o algoritmo de MPPT.

Considerando o limite de potência do conversor *Boost* como 2kW, a demonstração de funcionamento do algoritmo é realizada em uma simulação mostrada na Figura 4-23 e Figura 4-24, onde as condições climáticas são favoráveis a geração maior de 2kW. É utilizado o arranjo do estudo de caso considerado, e sua irradiância inicialmente é 1000W/m<sup>2</sup> e temperatura de 25°C. Durante o procedimento de partida, a tensão de referência é decrementado até 170V, neste momento a potência do arranjo atinge 2kW e o algoritmo de limite de potência passa a atuar saturando a tensão de referência. No instante 1 segundo, ocorre variação de irradiância para 500W/m<sup>2</sup>, então o algoritmo de limite de potência percebe que o

sistema não opera mais próximo a 2kW e libera a referência de tensão para o algoritmo de MPPT. No instante 1,4 segundos, o arranjo volta a receber 1000W/m<sup>2</sup> de irradiância, no momento em que a potência atinge 2kW, o algoritmo de limite de potência volta a atuar limitando a tensão de referência.

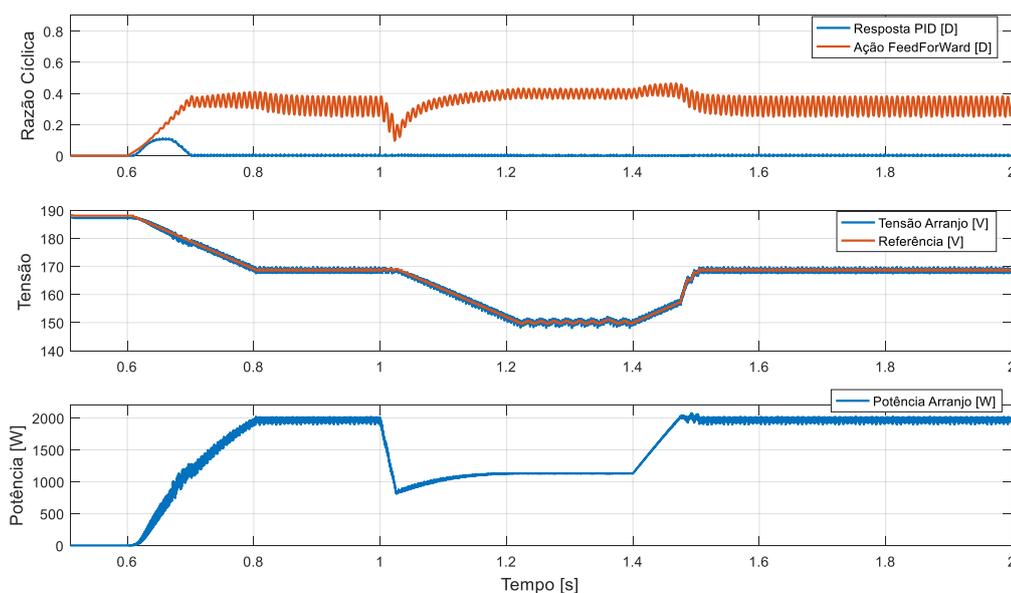


Figura 4-23 Resposta de tensão, razão cíclica e potência do arranjo fotovoltaico para simulação de demonstração do algoritmo de limitação de potência gerada.

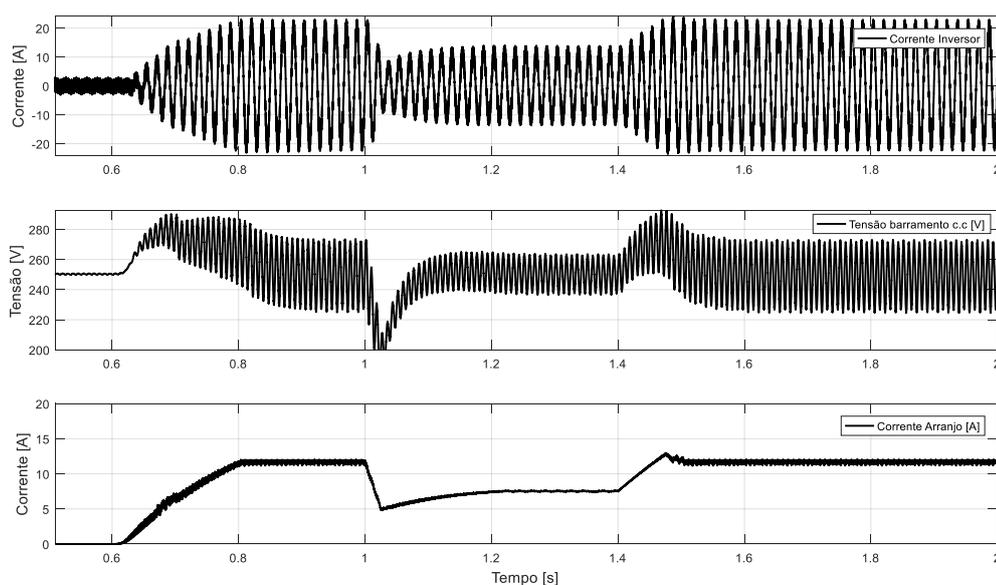


Figura 4-24 Respostas de corrente no arranjo fotovoltaico, corrente no inversor e tensão no barramento c.c. para simulação de demonstração do algoritmo de limitação de potência gerada.

## 4.5 Resultados Experimentais

Nesta seção, são apresentados os resultados experimentais do módulo de conversão de energia solar MCES PW2K da PWPLab. Os algoritmos de operação do sistema, MPPT e de controle do conversor *Boost* desenvolvidos neste trabalho foram implementados no DSP da *Texas Instruments* TMS320F28335. Os resultados foram obtidos por meio de um osciloscópio de 4 canais da Tecktronics e pelo sistema de aquisição de dados implementado no DSP do conversor.

### 4.5.1 Detalhes de operação conversor *Boost*

Foram realizados testes para aferição da indutância do *Boost* e verificação dos cálculos do *ripple* de corrente no indutor e de tensão do painel realizados na seção (3.3). A Figura 4-25 mostra o *ripple* de tensão no painel no canal 1 em azul que é de 1V, ou seja, menor que 1% como calculado na seção (3.3.2) para a corrente média de 10A mostrada no canal 4. A Figura 4-26 mostra o *ripple* de corrente no indutor de 4,4A para corrente média de 8A e razão cíclica de 44%. A Figura 4-27 apresenta a corrente no indutor no canal 4, mostrando o *ripple* de corrente no indutor de 7,8A para corrente média de 18A e razão cíclica de 56%.

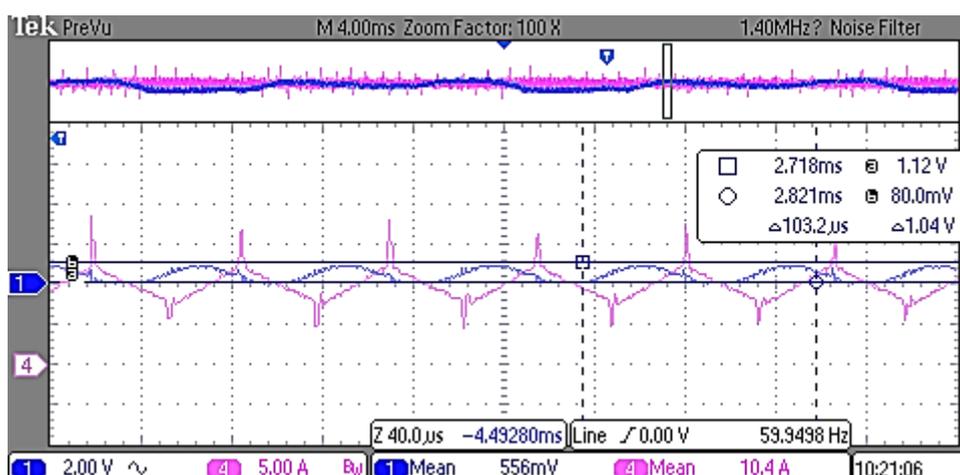


Figura 4-25 *Ripple* de tensão do painel. Legenda canal 1: tensão do painel, canal 4: corrente no *Boost*.

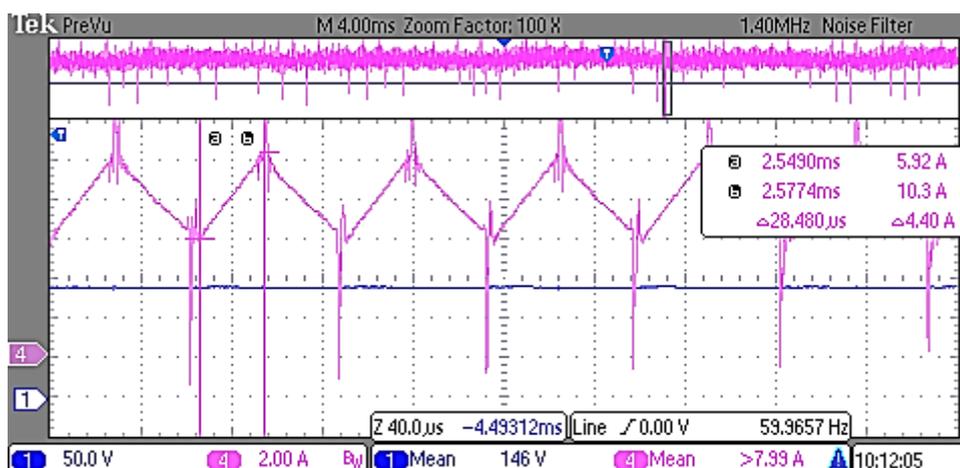


Figura 4-26 *Ripple* de corrente indutor para razão cíclica de 44%. Legenda canal 1: tensão do painel, canal 4: corrente no *Boost*.

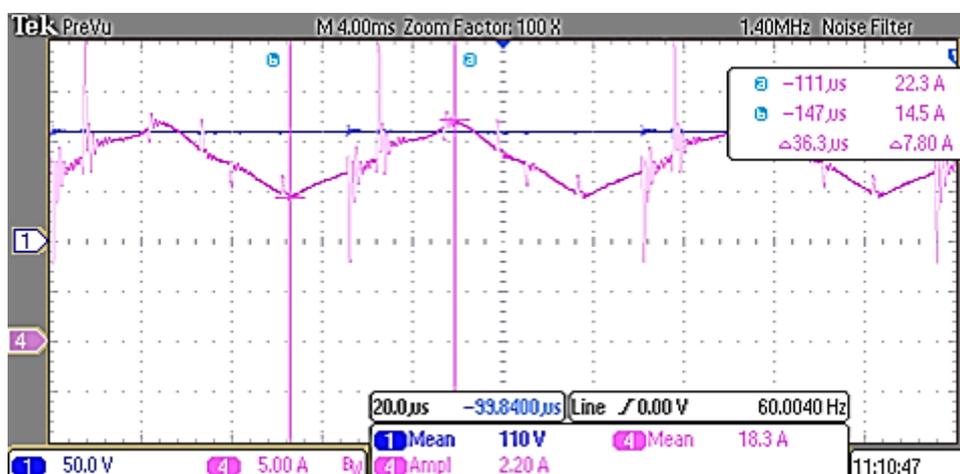


Figura 4-27 *Ripple* corrente no indutor para razão cíclica de 56%. Legenda canal 1: tensão do painel, canal 4: corrente no *Boost*.

#### 4.5.2 Operação MCES em regime permanente

Para avaliação de operação do MCES, operando em regime permanente, são apresentados na Figura 4-28 e Figura 4-29 medições onde são vistas no canal 1 a tensão do painel em azul, no canal 3 a tensão no barramento c.c. de verde e no canal 4 a corrente injetada na rede elétrica de roxo. Todas as medições foram obtidas no modo c.a. para avaliação do *ripple* e amplitude das variáveis em estudo. É possível verificar na Figura 4-28 um *ripple* de 120Hz com amplitude 14,4V pico-pico na tensão do barramento c.c. para potência dos painéis 600W, a corrente na rede apresenta uma amplitude de 4,5A pico e a tensão no painel apresenta pequena distorção de 2V pico-pico. Na Figura 4-29 é verificado um *ripple* de 120Hz com amplitude 42,4V pico-pico

na tensão do barramento c.c. para potência dos painéis de 2kW, a corrente na rede apresenta amplitude de 16,5A pico e a tensão no painel apresenta pequena distorção de 3V pico-pico já presente nos dados obtidos para sistema gerando menor potência. A partir da análise das figuras é possível verificar que mesmo com o aumento do *ripple* de tensão do barramento c.c., este *ripple* não é passado para tensão do painel, comprovando a eficácia dos controladores projetados.

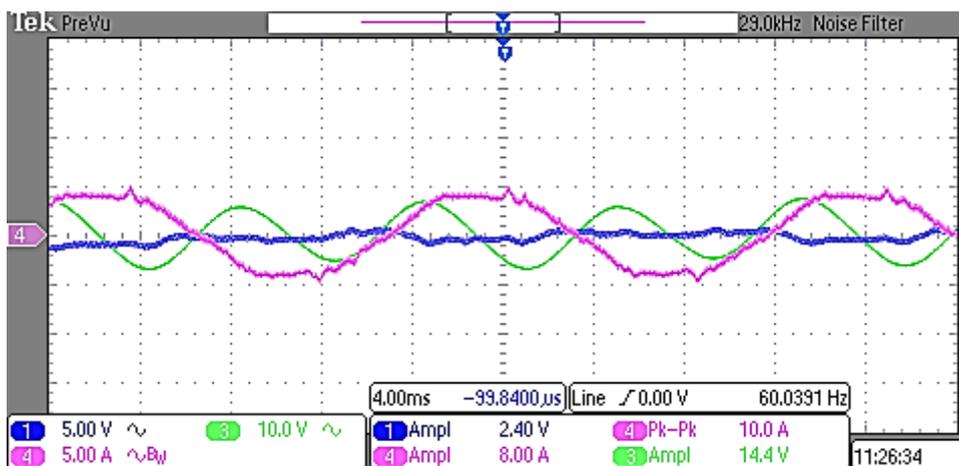


Figura 4-28 Operação do MCES para potência dos painéis de 650W de potência instantânea. Legenda canal 1: tensão do painel, canal3: tensão no barramento c.c. do inversor, canal 4: corrente na rede.

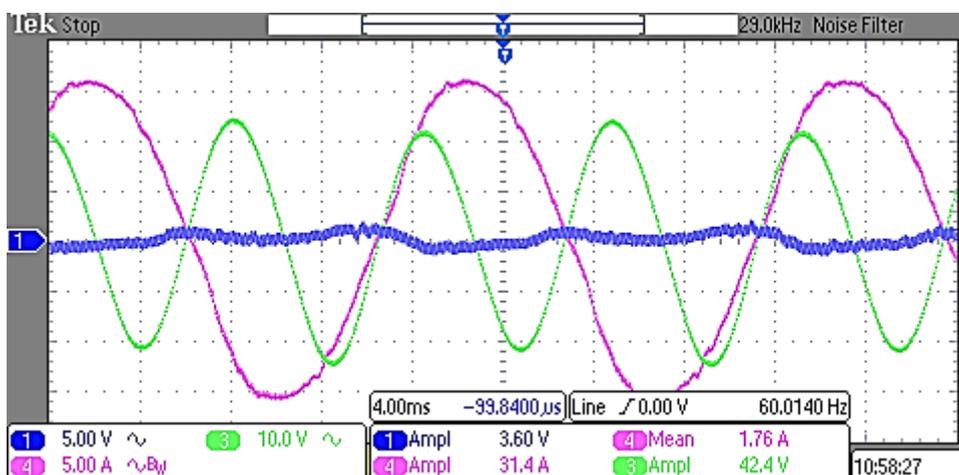


Figura 4-29 Operação do MCES para potência dos painéis 2kW de potência instantânea. Legenda canal 1: tensão do painel, canal3: tensão no barramento c.c. do inversor, canal 4: corrente na rede.

### 4.5.3 Comparação entre modos de operação

Utilizando sistema de aquisição de dados implementado no módulo de controle PW2K configurado para aquisições de dados a cada 200us são realizados testes de operação do sistema alterando os controladores projetados para comparação de seus resultados e demonstração de seus efeitos na operação do sistema. O primeiro teste apresentado, na Figura 4-30, os controladores foram desativados e a razão cíclica foi mantida a 50%, neste caso, a referência de tensão do painel não faz efeito na operação. É observado o efeito do *ripple* de 120Hz com delta de 31V presente no barramento c.c. afetando integralmente a tensão do painel, causando delta de 18V.

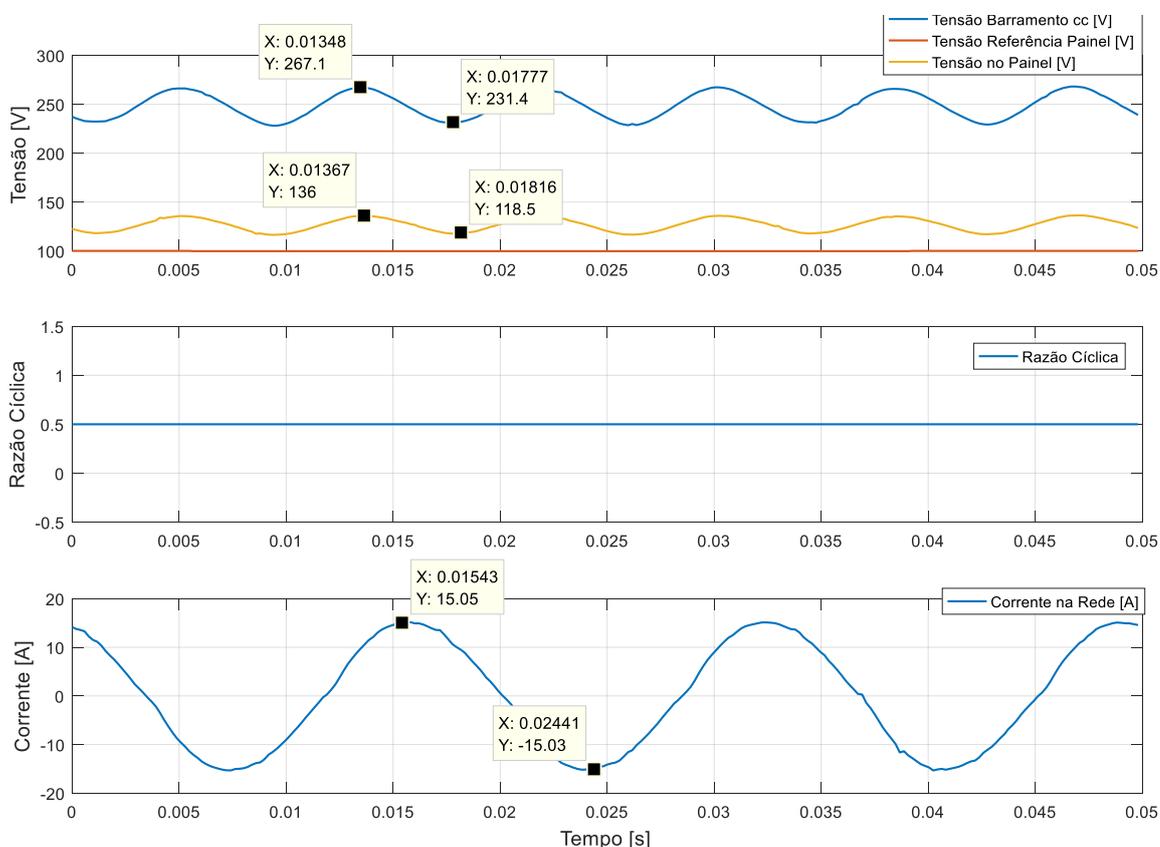


Figura 4-30 Operação MCES com razão cíclica fixa em 50%

Para o segundo teste apresentado na Figura 4-31, é habilitado apenas o controlador PID, neste caso a referência de tensão do painel comandada pelo algoritmo de MPPT é rastreado pelo controlador. É observado o efeito do *ripple* de 120Hz com delta de 39V presente no barramento c.c. afetando parcialmente a tensão do painel, causando delta de 15V. A atenuação promovida apenas pelo controlador

PID não é suficiente para eliminar o *ripple* no painel, conforme discutido na seção (4.3.3.1).

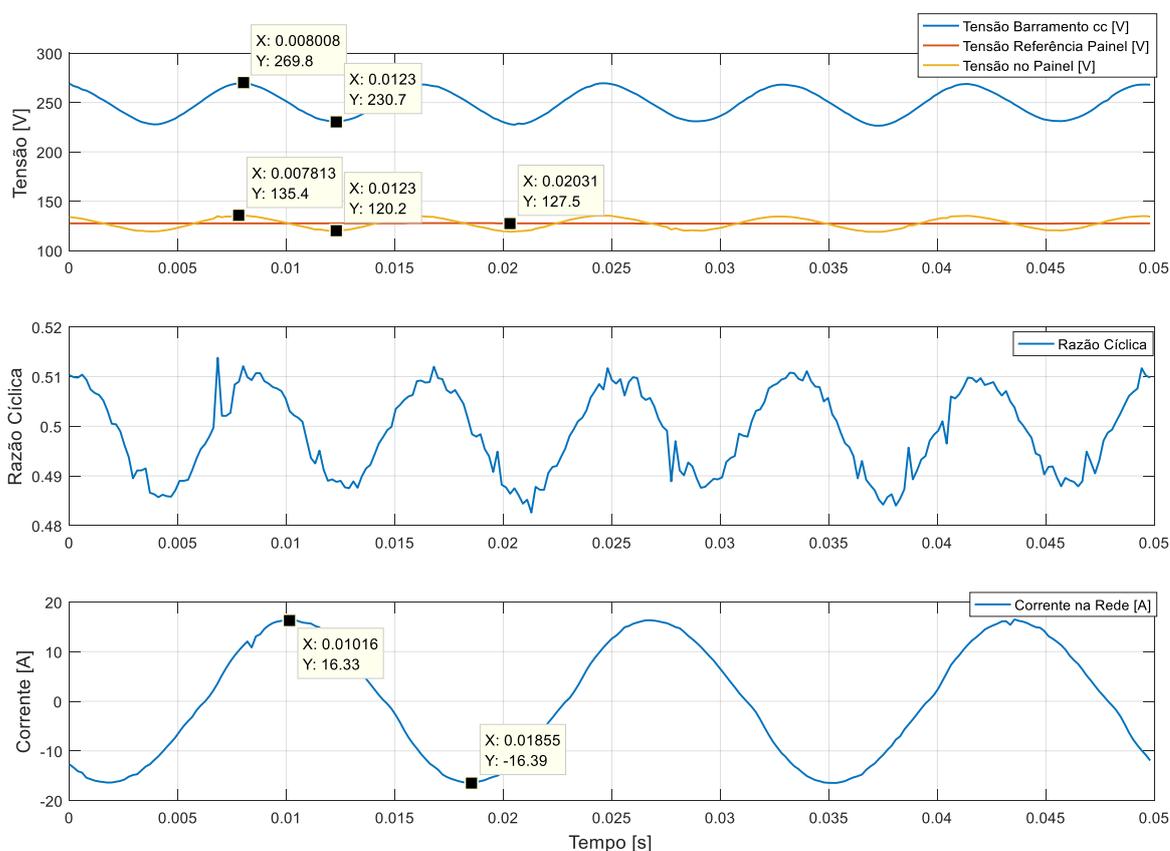


Figura 4-31 Operação MCES apenas com controlador PID.

No último teste apresentado na Figura 4-32, são habilitados os controladores PID e *feedforward*. Nesse caso, a referência de tensão do painel comandada pelo algoritmo de MPPT é rastreado pelos controladores. É observado o efeito do *ripple* de 120Hz com delta de 46V presente no barramento c.c. causando pouco efeito na tensão do painel, com delta de apenas 0,2V. A atenuação promovida pelo controlador PID e *feedforward* são suficientes para eliminar o *ripple* no painel, conforme discutido na seção (4.3.3.2).

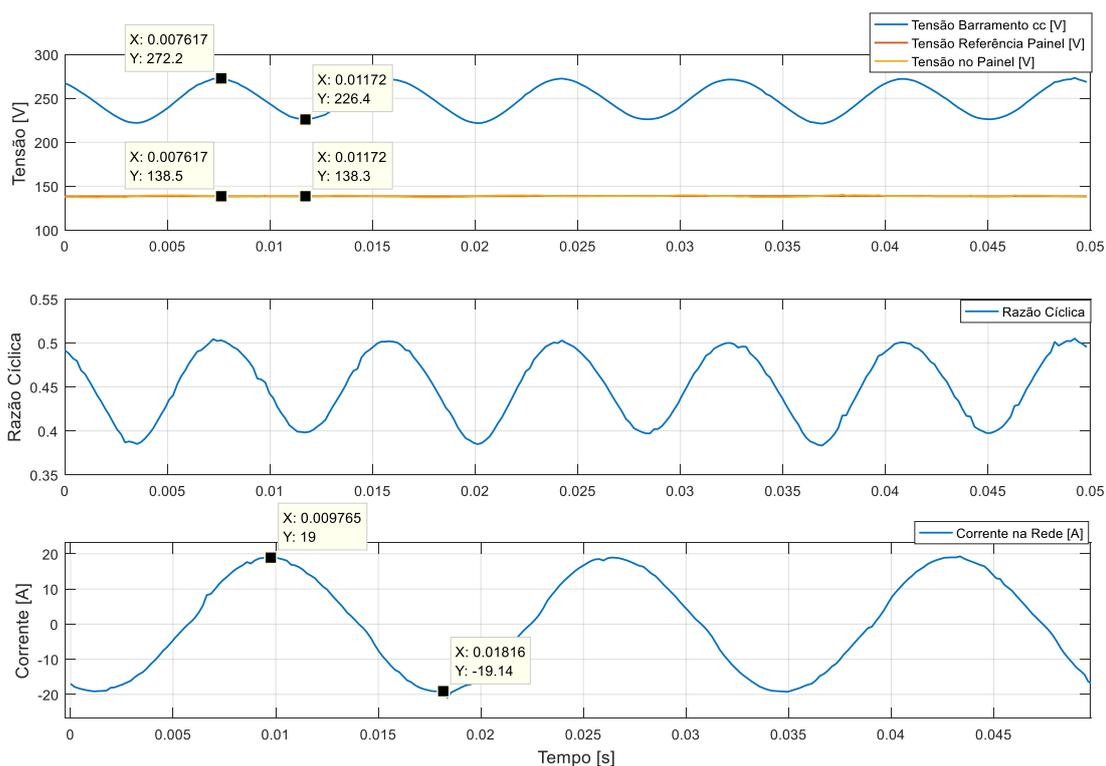


Figura 4-32 Operação MCES com controlador PID mais ação *feedforward*.

#### 4.5.4 Dados de operação ao longo de um dia

A operação do MCES, ao longo do dia, é demonstrada a seguir através de dados obtidos pelo sistema de aquisição de dados implementado no módulo de controle PW2K, no qual foi configurado para adquirir dados do sistema a cada 400ms. A Figura 4-33 apresenta os dados de tensão e corrente do painel e a razão cíclica aplicada no *Boost*. A Figura 4-34 apresenta dados de potência entregue pelos painéis e potência total gerada pelo inversor, ambos obtidos ao longo do dia 18/01/2017. É importante observar que os painéis foram instalados sobre o telhado da empresa PWPLab orientados para o nordeste sem nenhum grau de inclinação para proteger de eventuais danos que possam ser causados por efeitos climáticos como tempestades com fortes ventos comuns em determinadas épocas do ano. Como a latitude da cidade de Belo Horizonte é próxima de  $-20^\circ$ , a melhor orientação para instalação dos painéis é de  $20^\circ$  em relação ao solo voltadas para o Norte. A tensão de máxima potência até próximo das 09:00 da manhã fica em torno de 150V por efeito da operação em temperaturas menores. A partir deste horário a tensão de máxima potência reduz até atingir valores próximos a 110V pelo efeito da elevação da

temperatura nos painéis. A máxima potência entregue pelos painéis neste dia foi de 1,9kW, enquanto que a gerada foi de 1,6kW, mostrando o rendimento acumulado entre o estágio do *Boost* e a saída do inversor de 85%. A Figura 4-35 apresenta dados de corrente RMS e tensão no barramento c.c. do inversor obtidos.

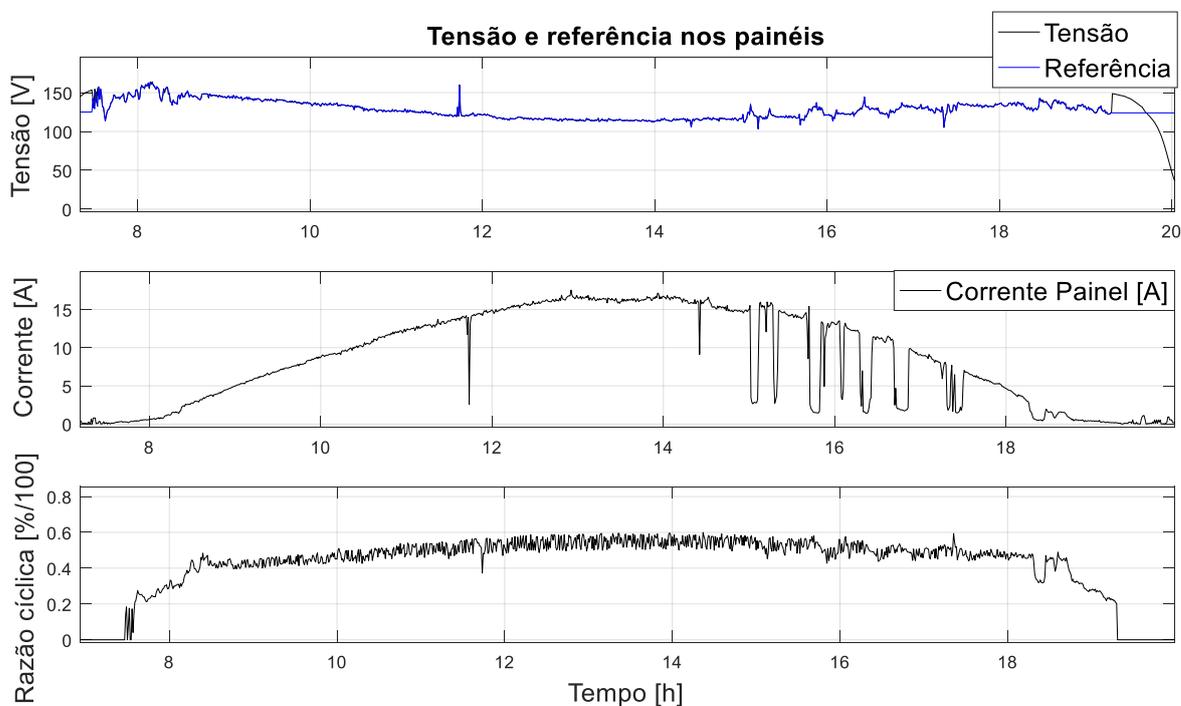


Figura 4-33 Dados de tensão e corrente dos painéis e razão cíclica do *Boost* obtidos ao longo do dia 18/01/2017.

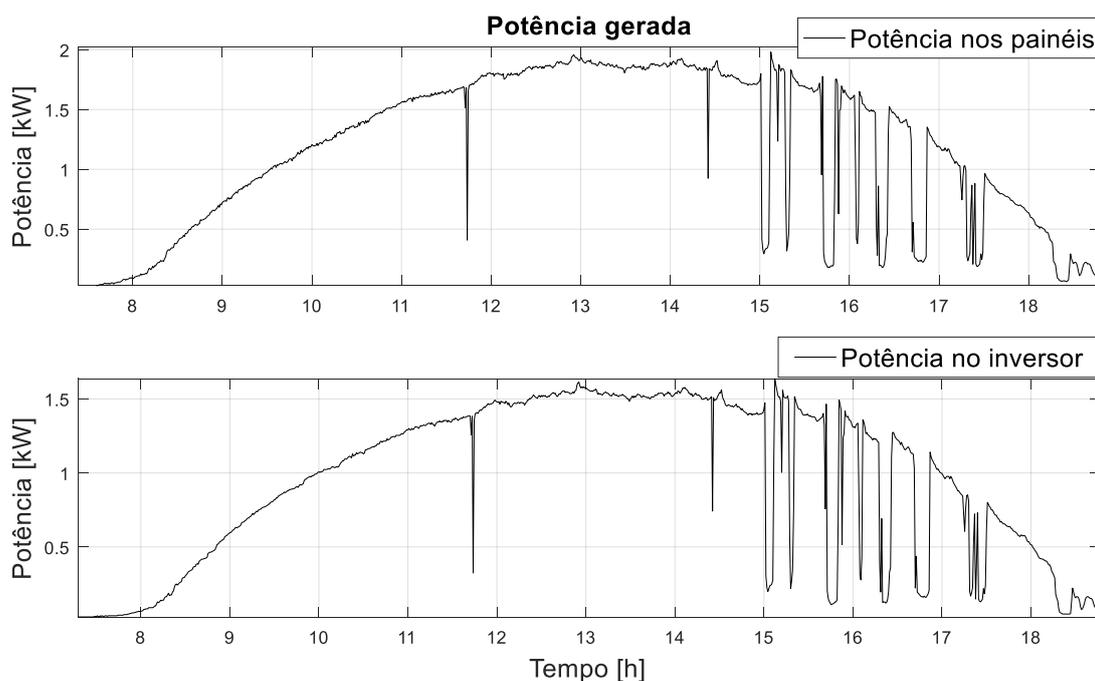


Figura 4-34 Dados de potência entregue pelos painéis e potência do inversor obtidos ao longo do dia 18/01/2017.

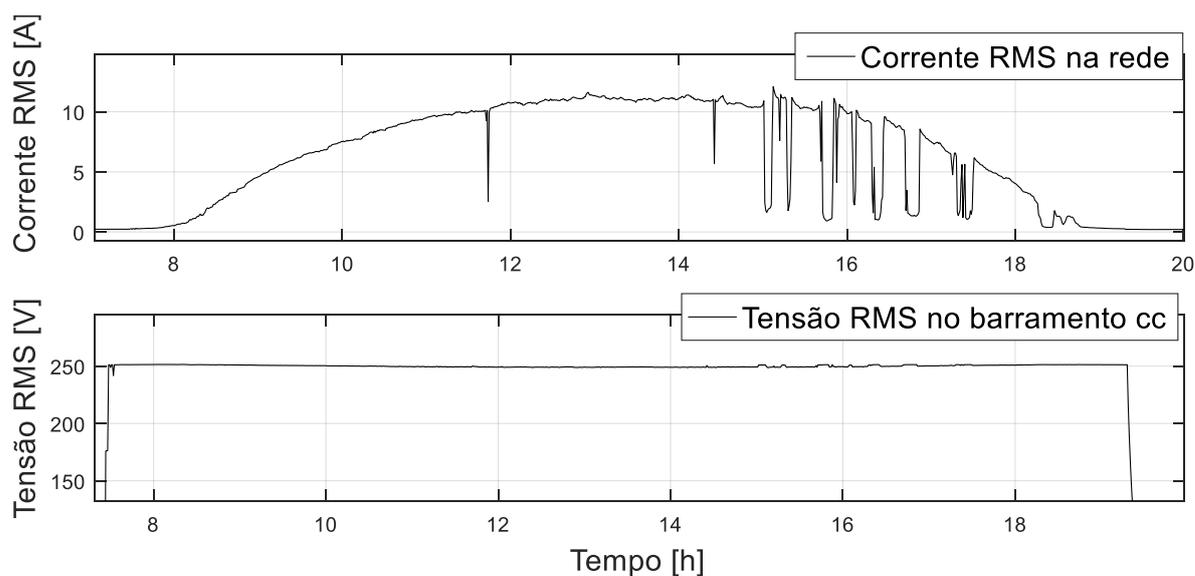


Figura 4-35 Dados de corrente RMS e tensão no barramento c.c. do inversor obtidos ao longo do dia 18/01/2017.

#### 4.5.1 Dados de operação ao longo de uma semana

São apresentados dados de operação do sistema MCEs ao longo de uma semana seguindo as mesmas configurações de aquisição de dados da seção anterior. A Figura 4-36 apresenta os dados de tensão e corrente do painel e a razão cíclica aplicada no *Boost*. A Figura 4-37 apresenta dados de potência entregue pelos painéis e potência total gerada pelo inversor, ambos obtidos ao longo de uma semana, entre o dia 18/01/2017 e 25/01/2017. A Figura 4-38 apresenta dados de corrente RMS e tensão no barramento c.c. do inversor. Foram também realizados testes com este loop de cálculo do MPPT mais lento, até 0,1Hz, foi verificado que não houve prejuízo da energia produzida, visto que a tensão de máxima potência varia mais com a temperatura do painel, que tem uma dinâmica bastante lenta ao longo do dia, como observado pode ser observado nos dados de operação.

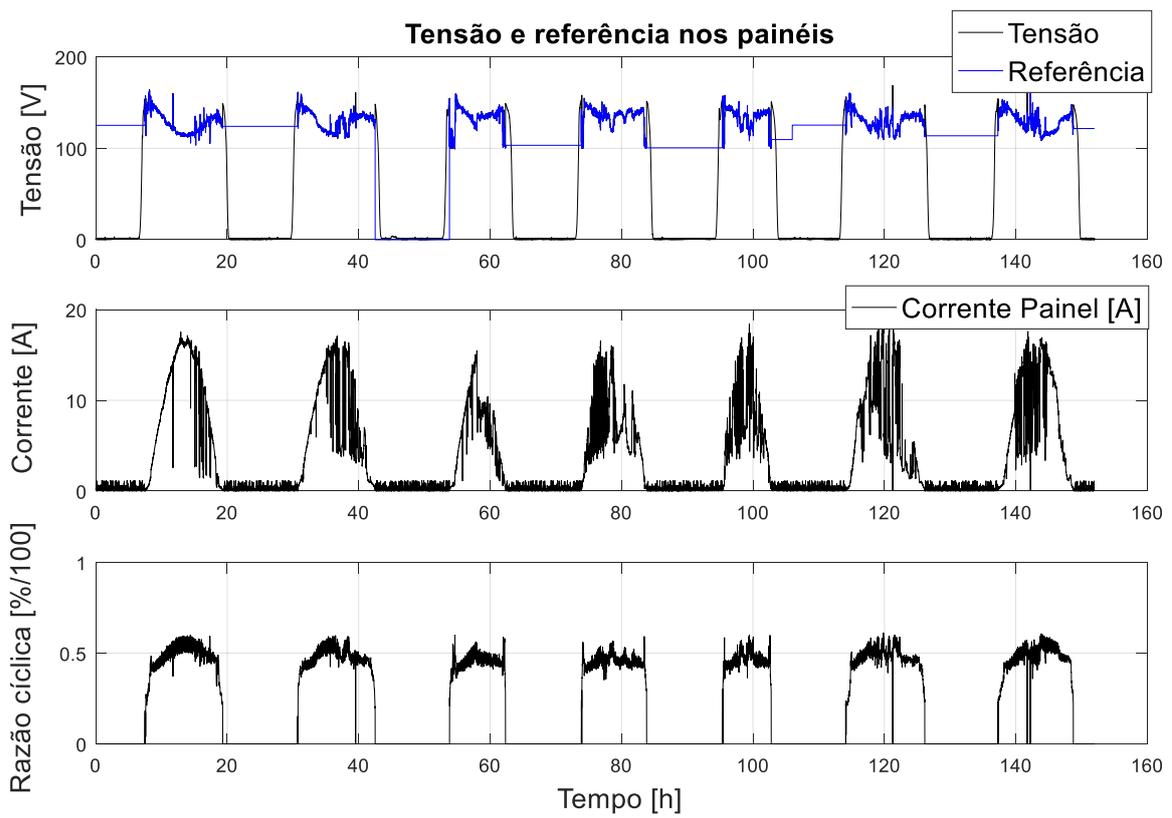


Figura 4-36 33 Dados de tensão e corrente dos painéis e razão cíclica do *Boost* obtidos ao longo de uma semana, entre o dia 18/01/2017 e 25/01/2017.

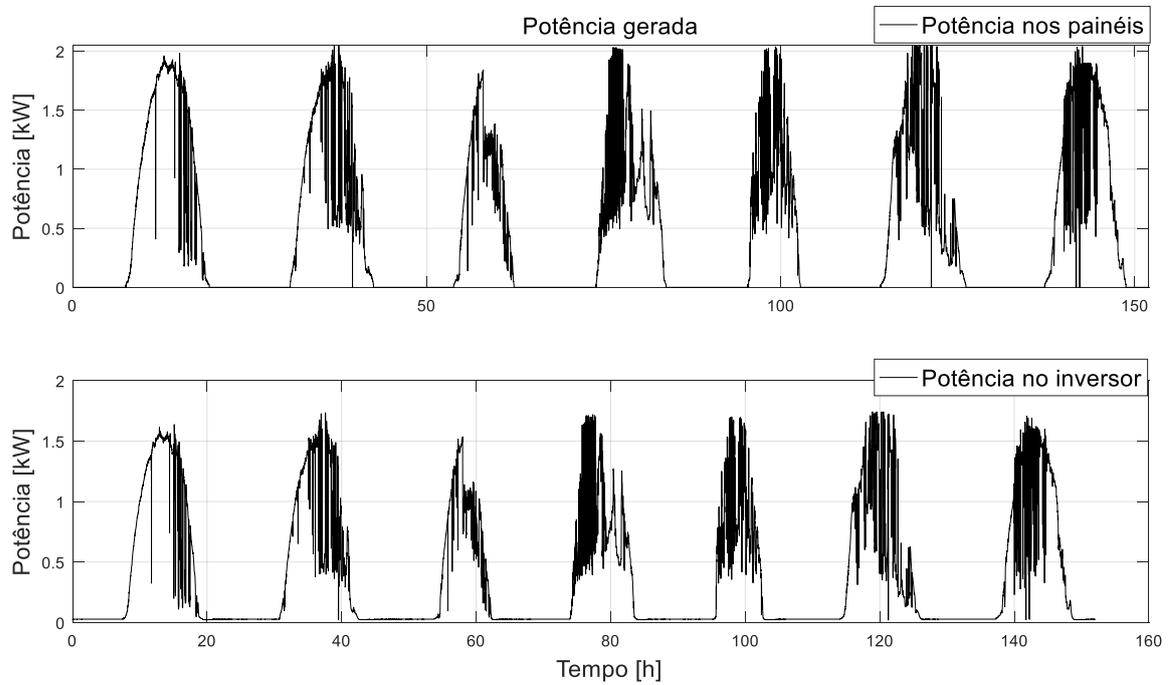


Figura 4-37 Dados de potência entregue pelos painéis e potência do inversor obtidos ao longo de uma semana, entre o dia 18/01/2017 e 25/01/2017.

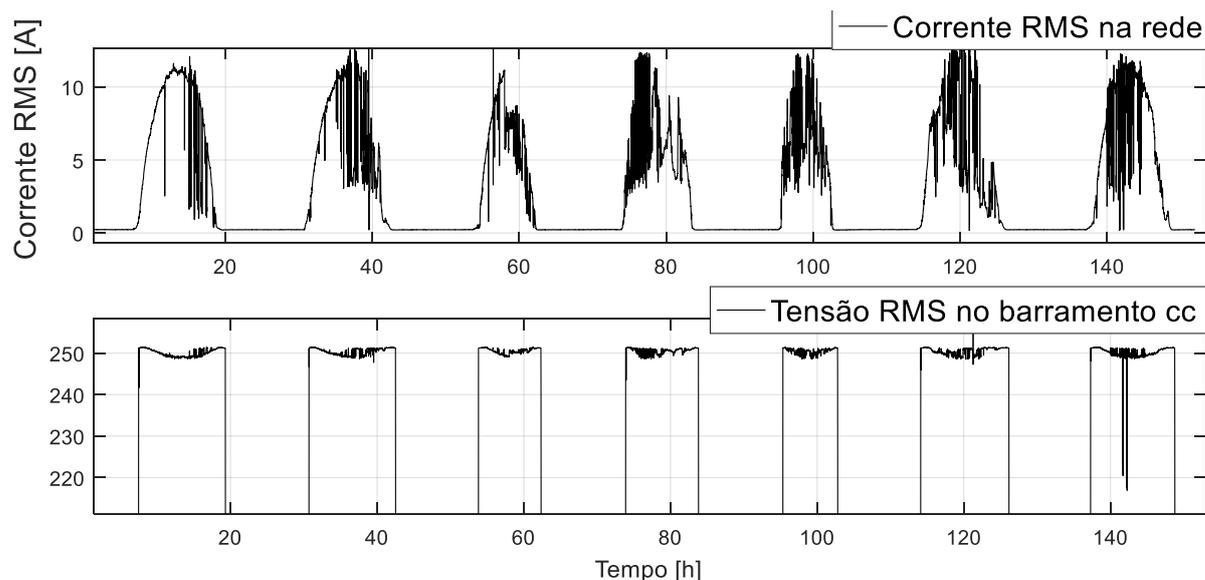


Figura 4-38 Dados de corrente RMS e tensão no barramento c.c. do inversor obtidos ao longo de uma semana, entre o dia 18/01/2017 e 25/01/2017.

## 4.6 Síntese do Capítulo

Inicialmente, este capítulo apresentou resultados de simulação do conversor *Boost* considerando sua saída uma fonte ideal, demonstrando a operação do sistema com modelo chaveado de forma que seus resultados puderam ser comparados com os resultados do modelo linearizado, demonstrando equivalência entre os modelos e comportamento do controlador. Foi proposta também a aplicação do controlador de ação *feedforward* para supressão do *ripple* de 120Hz. Seus resultados se mostraram satisfatórios, melhorando o desempenho do controlador. Em seguida, foi realizada a integração do sistema compensado com o algoritmo de busca de máxima potência, neste modelo foram apresentados resultados em que o sistema sofreu perturbações de variação de intensidade de irradiância solar e temperatura. Então foi realizada a integração do conversor *Boost* com o inversor conectado à rede, onde foram apresentados resultados de partida do sistema e operação em regime permanente. Em seguida, foi demonstrado funcionamento do sistema para diferentes formas de conexão dos painéis, em que os resultados demonstraram que o controlador projetado foi capaz de operar em toda sua faixa de funcionamento estipulado. Por fim, foi

apresentado um algoritmo para limitação de potência e seus resultados demonstraram que a lógica escolhida funciona de forma eficiente.

Para aplicação real, foi escolhido o controlador projetado para operar em *loop* de 15360Hz em razão da limitação de tempo de processamento do DSP, mais adição da ação *feedforward*, que garante tempo de resposta necessária para correta operação do conversor. A partir da análise dos gráficos obtidos nos ensaios experimentais, foi comprovado eficácia dos controladores projetados na supressão do *ripple* de 120Hz presente nos painéis.

# Capítulo 5

## CONCLUSÃO

---

*É apresentada uma síntese dos principais resultados, suas contribuições para a pesquisa e da proposta de continuidade.*

## 5.1 Contribuições

Neste trabalho, foram apresentadas a modelagem e o controle do conversor estático *Boost* para aplicação na geração de energia de fonte fotovoltaica. O trabalho buscou contribuir mostrando as limitações das abordagens convencionais e propondo uma alternativa de controle com vantagens do ponto de vista operacional. Tendo como partida o módulo de conversão de energia solar (MCES) desenvolvido pela empresa PWPLab Sistemas Eletrônicos LTDA. Esse trabalho contribuiu com o desenvolvimento deste módulo a partir de modelos computacionais desenvolvidos em MATLAB/Simulink e *firmware* para DSP TMS28335 implementados na linguagem C++, com algoritmos de busca de máxima potência, controle para o conversor *Boost*, bem como demais estratégias para tornar o sistema funcional.

Os objetivos específicos citados: avaliar algoritmos de busca de máxima potência de operação dos painéis fotovoltaicos, desenvolver a função transferência da malha de tensão do conversor *Boost*, dimensionar valores para os componentes passivos do conversor *Boost*, projetar o controlador de tensão de entrada do conversor *Boost*, aplicar algoritmo de busca de máxima potência de forma integrada a malha de tensão do conversor *Boost*, implementar algoritmo para partida do sistema e implementar o algoritmo limitador de potência para proteção do sistema foram concluídos com êxito e demonstrados através dos resultados de simulação e experimentais.

## 5.2 Considerações Finais Sobre Algoritmos de MPPT

Os algoritmos tradicionais P&O e CondInc apresentaram problemas para encontrar o ponto de máxima potência global quando submetidos a sombreamento e operando com diodos de *by-pass*. Conclui-se que, o funcionamento dos algoritmos a partir da tensão de circuito aberto fornecida pelos painéis, leva os algoritmos a encontrarem o primeiro ponto da máxima potência fornecido pela maior tensão que, geralmente, é um ponto de máximo local quando os painéis operam sombreados. Dessa forma, uma alternativa para solucionar o problema da operação em máximo

local seria utilizar o algoritmo de varredura em paralelo com o P&O ou CondInc, operando em um ciclo muitas vezes mais lento para evitar concorrência entre os algoritmos. Outra alternativa seria adicionar sensores para identificar a condição de sombreamento utilizando algoritmos híbridos. O algoritmo P&O foi escolhido para implementação no DSP devido a simplicidade e menor utilização de recursos computacionais, já que seus resultados de simulação foram muito próximos aos do CondInc. Não foi implementado o algoritmo híbrido no DSP devido à dificuldade de instalação de múltiplos sensores de temperatura e irradiação, também pelo elevado custo computacional que este algoritmo requer para operar.

### 5.3 Considerações Finais Sobre Conversor *Boost*

O controle do conversor *Boost* foi realizado através de modelamento matemático utilizando técnica de variáveis de estado, em que foi desenvolvida a função de transferência de pequenos sinais da tensão de entrada em relação da razão cíclica. Foram realizadas simulações comparativas para o modelo médio de pequenos sinais e modelo chaveado desenvolvido no Matlab/Simulink. O projeto de sintonização do controlador de tensão dos painéis fotovoltaicos, utilizando técnicas de controle clássico foi realizado e discutido em termos de estabilidade e tempo de acomodação. Discutiu-se sobre as perturbações existentes em conversores monofásicos e proposta o aumento da banda passante no projeto dos controladores e a adição da ação *feedforward* para melhorar a sua resposta. As simulações para consolidação dos controladores calculados para utilização no MCES foram expostas no capítulo 4, onde também foram apresentados o funcionamento dos algoritmos desenvolvidos, assim como uma análise comparativa entre os resultados experimentais e os de simulações.

Destacou-se a importância de respeitar tempo o de acomodação da malha de controle do *Boost* para garantir eficácia e a confiabilidade dos cálculos do algoritmo MPPT que informa sua referência de tensão. Assim, atendendo a estes requisitos, foi definido ciclo máximo para cálculo do algoritmo de MPPT. Após testes realizados com *loop* de cálculo mais lento, verificou-se que não houve prejuízo da energia produzida, visto que a tensão de máxima potência varia mais com a temperatura do painel, que

tem uma dinâmica bastante lenta ao longo do dia, como observado nos resultados experimentais ao longo do dia na seção (4.5).

Foi verificado que o aumento da banda passante dos controladores ajuda na supressão do *ripple* de segundo harmônico inerente ao sistema, dessa forma a adição da ação direta ou *feedforward* no *loop* de cálculo dos controladores, atrasada apenas pelo filtro de medição, é capaz de proporcionar que a potência entregue os painéis fotovoltaicos seja livre da perturbação presente no barramento c.c. do inversor conectado à rede, que é muito importante para o algoritmo MPPT a garantir confiabilidade de seus cálculos e para própria estabilidade para o conversor *Boost*.

## 5.4 Propostas de continuidade

A partir das contribuições deste trabalho ao MCES, podemos citar as seguintes propostas de continuidade:

- Aumentar frequência de chaveamento e de *loop* de cálculo dos controladores no conversor real para obter maior margem da indutância crítica para operar em modo de condução contínua em maior faixa e obter maior rigidez dinâmica;
- Implementações para adequar as descrições normativas publicadas pela ANEEL, tais como detecção de ilhamento, funcionamento dentro dos limites de THD, entres outros;
- Implementar algoritmos para detecção de corrente c.c. na rede elétrica através do cálculo da integral da corrente.

## 5.5 Artigos Publicados

- L. R. Muniz; M. M. Severo; G. T. Braga; F. G. Guimarães. Neuro-fuzzy structure applied in maximum power point tracking in photovoltaic panels. In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC).

- F. G. Guimarães; L. R. Muniz; M. M. Severo; G. T. Braga. SHE-PWM with overmodulation mode in a three-level NPC inverter. In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC).

# REFERÊNCIAS

---

AMEI, K.; TAKAYASU, Y. A Maximum Power Control of Wind Generator System Using a Permanent Magnet Synchronous Generator and a Boost Chopper Circuit. **IEEE PCC-Osaka**, 2002. 1447-1452.

ANEEL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482/2012**, 2012. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>>. Acesso em: Agosto 2016.

BAHGAT A.B.G., H. N. H. . A. G. E. Maximum Power Point Tracking Controller for PV Systems Using Neural Networks. **Renewable Energy**, p. 1257–68, 2005.

BARBI, I. **Projetos de fontes chaveadas**. UFSC. Florianópolis. 2001.

BROE, A. M.; DROUILHET, S.; GEVORGIAN, V. A Peak Power Tracker For Small Wind Turbines in Battery Charging Applications. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, p. 1630–1635, 1999.

CARDOSO, A. A. R. F. E. **Conversor Modular Multiníveis para Usinas Solares Fotovoltaicas: Projeto da Célula de Potência c.c./c.a. Baseada no Transformador Eletrônico**. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Programa de Pósgraduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte. 2016.

CHANG, W. T.; LIU, C. Z. Single-Stageconverters for Photovoltaic Powered Lighting Systems with MPPT and Charging Features. **Proc. IEEE APEC**, p. 1149–1155, 1998.

COLLARES, F. S. **Comparação Quantitativa de Métodos de Paralelismo de Módulos Fotovoltaicos com a Rede Elétrica para Geração Distribuída Através do Controle de Conversores de Potência**. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Programa de Pósgraduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte. 2012.

CREWS, R. **LM5032 Interleaved Boost Converter**. [S.l.]. 2013.

CUPERTINO, A. F. **Desenvolvimento de um Simulador de Módulos Fotovoltaicos para Testes de Conversores Estáticos**. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Programa de Pósgraduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte. 2015.

ENSLIN, J. H. R. et al. Integrated Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, p. 769–73, 1997.

ERICKSON, D. M. R. W. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Kluwer Academic Publishers, 2004.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, p. 20-32, 2007.

FAHRENBRUCH, A. L.; BUBE, R. H. **Fundamentals of Solar Cells**. 1ª. ed. [S.l.]: Academic Press, 1983.

FEMIA, N. et al. Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method. **IEEE Trans. Power Electron.**, p. 963–973, 2005.

GOMES, A. C. **Análise, projeto e implementação de um conversor boost com técnica de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos**. Dissertação (Mestrado) - NUPEP, Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia. 2014.

GU, B.; DOMINIC, J.; LAI, J.-S. Modeling and control of a high boost ratio PV module DC-DC converter with double grid-line ripple rejection. **Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2013 IEEE 14th Workshop**, 2013.

GUSTAFSON, E. E.; KESSEL, W. C. **Fuzzy Clustering With a Covariance Matrix**. IEEE International Conference on Decision and Control. San Diego: [s.n.]. 1979. p. 761–766.

JANG, J. S. R.; MIZUTANI, E. **Levenberg-Marquardt Method for ANFIS Learning**. Biennial Conference of the North American Fuzzy Information Processing Society. [S.l.]: [s.n.]. 1996. p. 87 –91.

JANG, J. S. R.; SUN, C. T.; MIZUTANI, E. **Neuro-Fuzzy AND Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence**, Information Systems Department, Kansai Paint Co. Osaka: Fushim Chuo-Ku, 1997.

JÚNIOR, J. O. L. **Conversor buck/boost a quatro chaves com modo bypass em mppt aplicado ao carregamento de baterias a partir de painéis fotovoltaicos**. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Programa de Pósgraduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte. 2013.

LEE, S. J.; BAE, H. S.; CHO, B. H. Modeling and control of the single-phase photovoltaic grid-connected cascaded H-bridge multilevel inverter. **Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE** , 2009.

MALATHY, S.; RAMAPRABHA, R. Maximum Power Point Tracking Based on Look Up Table Approach. **Advanced Materials Research**, Sep 2013. 124-130.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Application, and Design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc, 2003.

MUNIZ, L. R. et al. Neuro-fuzzy structure applied in maximum power point tracking in photovoltaic panels. **IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP)**, Fortaleza, 2015.

OOSTING, K. W. **Simulation of Control Strategies for a Two Degree-of-Freedom Lightweight Flexible Robotic Arm**. Thesis, Georgia Institute of Technology, Dept. of Mechanical Engineering. [S.l.]. 1987.

OTIENO, C. A.; NYAKOE, G. N.; WEKESA, C. W. A neural fuzzy based maximum power point tracker for a photovoltaic system. **AFRICON**, 2009.

RASHID, M. H. **Power electronics: circuits, devices, and applications**. [S.l.]: Prentice hall NJ, 1988.

REISI, A. R.; MORADI, M. H.; JAMASB, S. Classification and Comparison of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic System: A Review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, p. 433–443, 2013.

RUNKLER, T. A. **Relational Gustafson Kessel Clustering Using Medoids and Triangulation**. The 2005 IEEE International Conference on Fuzzy Systems. Munich: [s.n.]. 2005. p. 73–78.

SALAS, V. et al. Review of the Maximum Power Point Tracking Algorithms for Stand-Alone Photovoltaic Systems. **Solar Energy Materials and Solar Cells**, p. 1555–78, 2006.

SAMPAIO, L. P. **Uma Nova Metodologia de Projeto e Controle para o Inversor Boost (CSI) Monofásico, para o Aproveitamento de Fontes Alternativas e Renováveis de Energia Elétrica**. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Programa de Pósgraduação em Engenharia Elétrica, UNESP. Ilha Solteira. 2010.

SEGUEL, J. I. L. **Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital**. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Programa de Pósgraduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte. 2009.

SELEME, S. I. J. **Técnicas de Controle de Conversores Estáticos de Potência**. Departamento de Engenharia Eletronica - UFMG. Belo Horizonte. 2009.

SHOOREHDELI, M. A.; TESHNEHLAB, M.; SEDIGH, A. K. **A Novel Training Algorithm in ANFIS Structure**. Proceedings of the 2006 American Control Conference Minneapolis. Minnesota: [s.n.]. 2006.

SILVA, I. N.; SPATTI, D. H.; FLAUZINO, R. A. **Redes Neurais Artificiais: Para Engenharia e Ciências Aplicadas**. São Paulo: Artliber, 2010.

SILVA, N. A. **Controle de um conversor de múltiplas entradas (mic) com mppt para o sistemas fotovoltaico e eólico ligados a um mesmo barramento cc**. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Programa de Pósgraduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte. 2015.

SOLARIA. **Photovoltaic Module S6P2G235**. Solaria. Germany. 2011.

TIBOLA, G. **Sistema eólico de pequeno porte parageração de energia elétrica com rastreamento de máxima potência**. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Programa de Pósgraduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2009.

VANGARI, A.; HARIBABU,. Modeling and Control of DC/DC Boost Converter using K-Factor Control for MPPT of Solar PV System. **Energy Economics and Environment (ICEEE), 2015 International Conference**, jul. 2015.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; RUPPERT, E. E. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics v. 24**, p. 310-317, May 2009.

WEIDONG, X.; DUNFORD, W. G.; PALMER,. Regulation of Photovoltaic Voltage. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, JUNE 2007. 1365-1374.

# APÊNDICE A

## DADOS DO SISTEMA

---

---

### i) Dados do painel fotovoltaico utilizado.

Tabela 2 Parâmetros do módulo S6P2G235

S6P2G235		
<i>Electrical data (at STC)</i>		
<i>Max. power (<math>P_{max}</math>)</i>	235	[W]
<i>Max. power voltage (<math>V_{mp}</math>)</i>	30.49	[V]
<i>Max. power current (<math>I_{mp}</math>)</i>	7.71	[A]
<i>Open circuit voltage (<math>V_{oc}</math>)</i>	37.62	[V]
<i>Short circuit current (<math>I_{sc}</math>)</i>	8.40	[A]
<i>Max. over current rating</i>	20	[A]
<i>Max. system voltage</i>	1000	[V]
<i>Solar Panel efficiency</i>	14.4	[%]
<i>Temperature characteristics</i>		
<i>Temperature (NOCT)</i>	46	[°C]
<i>Temp. coefficient of <math>I_{sc}</math></i>	1.76	[mA/°C]

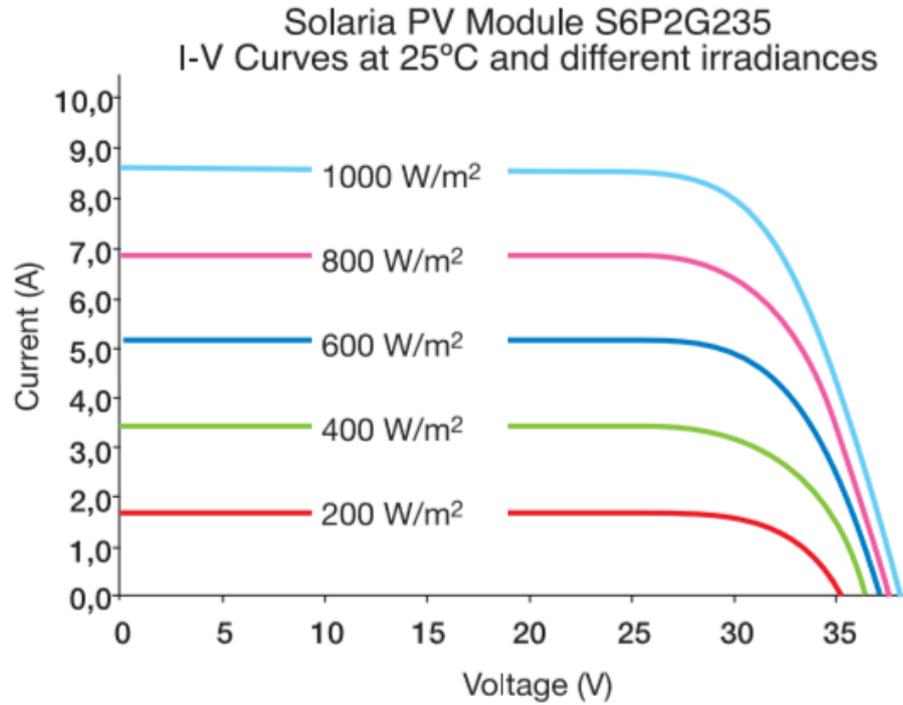


Figura A-1 Dependência da radiação painel fotovoltaico (SOLARIA, 2011).

Tabela 3 Parâmetros do arranjo fotovoltaico do estudo de caso considerado.

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
$N_{PV}$ Série	5	[]
$N_{PV}$ Paralelo	2	[]
$v_{mpp}$	152.4	[V]
$i_{mpp}$	15.4	[A]
$i_{max}$	16.8	[A]
$p_{mpp}$	2350	[w]
$R_{pv}$	9.89	[Ω]
$T_{Painel}$	25	[°C]

## ii) Dados do conversor *Boost* projetado

Tabela 4 Parâmetros do modelo chaveado conversor *Boost* simulado.

Conversor <i>Boost</i>		
Parâmetros	Valores	Unidade
$v_o$	250	[V]
$L$	1000	[uH]
$C_{in}$	50	[uF]
R <sub>on</sub>	0,1	[Ω]
RL	0,01	[Ω]
R <sub>PV200</sub>	40	[Ω]
R <sub>PV1000</sub>	9,89	[Ω]
T <sub>panel</sub>	25	[°C]
$f_{sw}$	15360	[Hz]

## iii) Equipamento MCES utilizado

- (1) Conexão de entrada dos painéis fotovoltaicos.
- (2) Indutor e capacitor do conversor *Boost*.
- (3) Indutor e capacitor do filtro de saída do inversor.
- (4) Conexão de entrada da rede.
- (5) Conexão da interface de comunicação e aquisição de dados

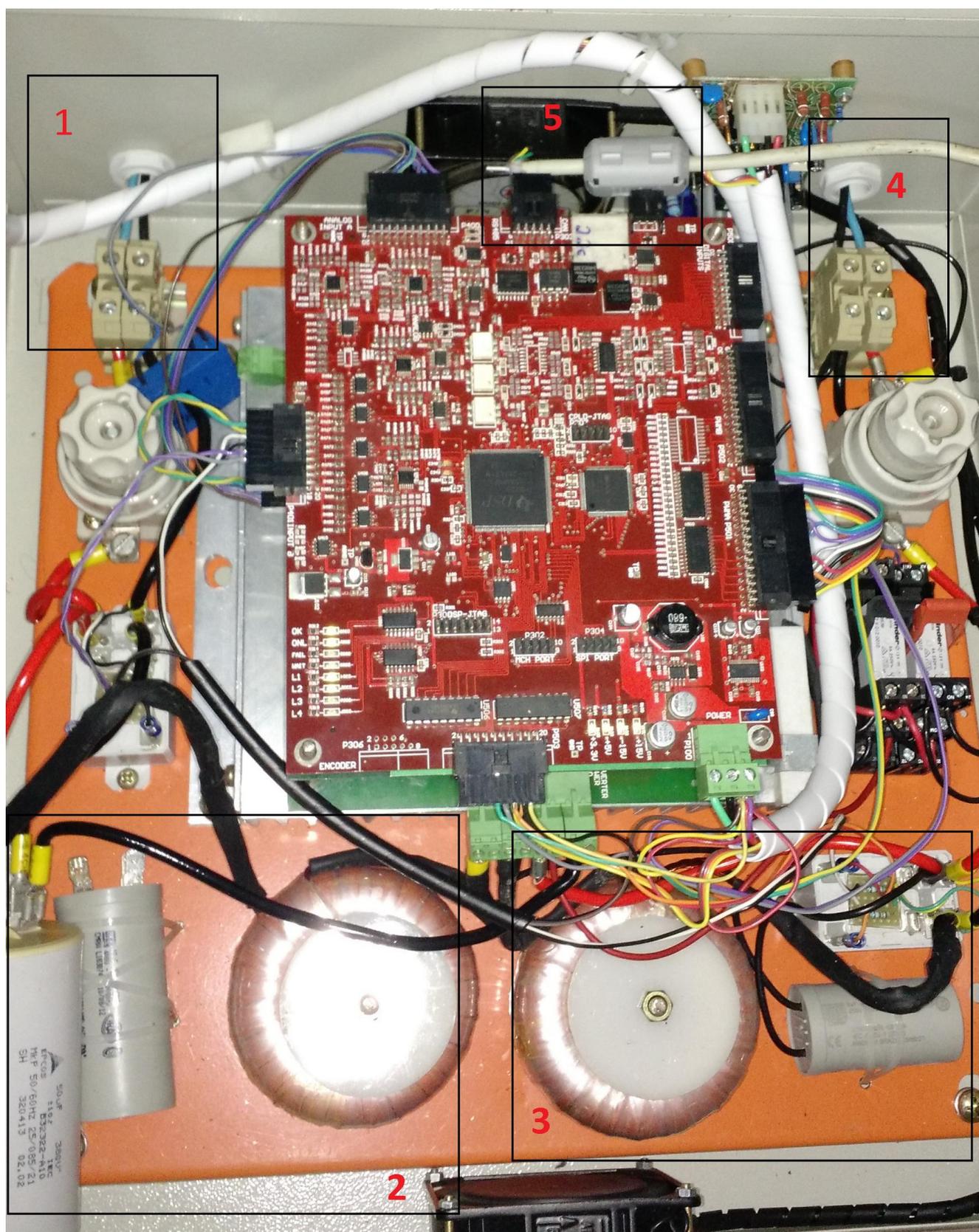


Figura A-2 Montagem do equipamento MCES utilizado

The screenshot displays the 'SGES\_Data\_File\_01OUT2015\_SOLAR.chd' application window. The interface is divided into several functional areas:

- State Machine:** Shows error and status indicators:
  - StatusError: NO\_ERROR
  - GridConnection: GRID\_CONNECTED
  - SystemStatus: ON\_GENERATE
  - DriveError: NO\_DRV\_ERROR
  - LastStatusError: NO\_ERROR
- Errors Measurement:**
  - ErrorCode: 0
- Comandos de I/O:** Two columns of control buttons:
  - Column 1: GeneratorRelay, SaveInFlash, BusDCDischarge, GridRelay, Enable\_Operation (checked), Reset\_Fault.
  - Column 2: Force\_Fault, TriggerDL, Trigger\_Error, DataLoggerRAM\_Clear.
- Power Measurement:**
  - pPv: 1.57 [kW]
  - pInv: 1.31 [kW]
  - EnergyDay: 5.20 [kWh]
- Current Measurement:**
  - iInv: 9.49 [A]
  - iBoost: 11.48 [A]
  - iPv: 12.56 [A]
- Voltage Measurement:**
  - vGrid: 138.5 [V]
  - vPv: 124.9 [V]
  - vPv\_Ref: 124.5 [V]
  - vBusDC: 249.5 [V]
- Temperature Measurement:** (Empty section)
- Debug:**
  - DutyCicle: 0.522 []
  - vBusDC\_vloop: 250.5 [V]
  - mpptDeltaV: 0.250 [V]
  - mpptTriggerCalc: 512 []
- Global System Parameters:**
  - RefVoltageOut: 0.0 [V]
  - BusDCAcceptPercent: 90.0 [%]
  - MaxBusDCErrorAccept: 12 []
  - BusDCVoltageRef: 250.0 [V]
  - mpptOutVref: 120.0 [V]
- System Status:** A vertical list of indicators:
  - LoopCtrl:
  - PLLStatus:
  - GridVoltageOK:
  - BusDcUnderVoltage:
  - BusDcOverVoltage:
  - SWPV:
  - SWBusDC:
  - SWGrid:
  - PreLoadRelay:
  - UpdatingDL:

At the bottom, a status bar indicates: 'Loading data in Buffer... 94.27% Remaining time to finish... 6.9 minutes.' and 'COM port: Communication OK'.

Figura A-0-3 Interface de comunicação e aquisição de dados do MCES.

# APÊNDICE B

## ARTIGO PUBLICADO

### NEURO-FUZZY STRUCTURE APPLIED IN MAXIMUM POWER POINT TRACKING IN PHOTOVOLTAIC PANELS

Muniz L. R.<sup>1</sup>, Severo M. M.<sup>2</sup>, Braga G. T.<sup>3</sup>, Guimarães F. G.<sup>4</sup>

<sup>1</sup>Graduate Program in Electrical Engineering - Federal University of Minas Gerais - Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brazil.

e-mail: lucasramuniz@ufmg.br, marcos.severo@pwplab.com, gabriel.braga@pwplab.com, gustavo.fontoura@pwplab.com

**Abstract** – This work proposes an adaptative neuro-fuzzy inference system (ANFIS) method to model the behavior of solar photovoltaic (PV) module. The performance of the solar PV module is greatly influenced by various environmental factors and it is therefore necessary to operate the PV module at its optimal point ensuring that maximum power is extracted from the PV source. Several fixed step and variable step maximum power point tracking (MPPT) algorithms have been proposed in the literature. This paper presents a simple and fast MPPT method based on a structure that combines the agility of neuro-fuzzy system which a self-tuning and the precision of the perturb and observe (online method) (P&O), providing reduced oscillation, this way improving the power control efficiency.

**Keywords** – Look up Table, Maximum Power Point Tracking (MPPT), Neuro-Fuzzy, perturb and Observe (P&O), photovoltaic (PV).

#### NOMENCLATURE

AFC	Adaptive fuzzy clustering.
ANFIS	Adaptative neuro-fuzzy inference system.
MPPT	Maximum power point tracking.
MPP	Maximum power point.
MFs	Membership functions.
P&O	Perturb and observe.
PV	Photovoltaic module.

#### I. INTRODUCTION

The maximum power point tracking, MPPT not only enables an increase in the power delivered from the PV

module to the load, but also enhances the operating lifetime of the PV system [8]. A variety of MPPT methods have been developed and implemented [9,10]. These method can be differentiated based on various features including the types of sensors required, convergence speed, cost, range of effectiveness, implementation hardware requirements, popularity [10].

MPPT methods can be categorized as offline methods, which are dependent on solar cell models, online methods, which do not specifically rely on modeling of the solar cell behavior and hybrid methods, which are a combination of the aforementioned methods. These values are employed to generate the control signal necessary for driving the solar cell to its maximum power point (MPP).

In hybrid methods, that represent a combination of the offline and online methods, tracking of the MPP is performed in two steps: estimation and exact regulation of MPP. The first step, which involves estimation of MPP, relies on offline methods to place the set point close to MPP. The second step, which can be regarded as a fine-tuning step, is based on online methods and attempts to reach the actual value of MPP[12].

The complexity and the dynamics of some problems, such as adaptation to complex plants, can be easily solved by the use of intelligent systems. The combination of fuzzy logic with architectural design of neural network led to creation of neuro-fuzzy systems which benefit from feed forward calculation of output and backpropagation learning capability of neural networks, while keeping interpretability of a fuzzy system[4]. Therefore, it's proposed a MPPT algorithm that work like a hybrid method. Initially, informs the approximate maximum power voltage and then makes fine adjustment of voltage and retains stored information regarding the best result, with advantages such as eliminating oscillations and instant convergence of the system.

II. LITERARY REVISION

B. ANFIS Review

This section presents a brief literary review of the tools used for the development of the methodology of this article.

A. PV Review

PV systems consist of solar panels, DC-DC voltage converters, controllers and batteries. DC-DC voltage converters are used for matching the characteristics of the load with those of the solar panels. The mathematical models of the PV panel are briefly described below. The Figure 1(a) shows PV's equivalent circuit and the Figure 1(b) their power response by the radiation and voltage variation. A solar panel is composed of several photovoltaic cells employing series or parallel or series-parallel external connections. The Equation (1) describes the I-V characteristic of a solar panel [11].

$$I = I_{PV} - I_r \left[ e^{\frac{q(V+IR_S)}{nkT}} - 1 \right] - \frac{V+IR_S}{R_P} \tag{1}$$

where:

- $I_r$  - Reverse saturation current of the cell;
- $n$  - Ideality factor of the joint;
- $q$  - Electron charge;
- $k$  - Boltzmann constant;
- $T$  - Temperature of the cell;
- $I_{PV}$  - Output current depends on the cell and the solar radiation;

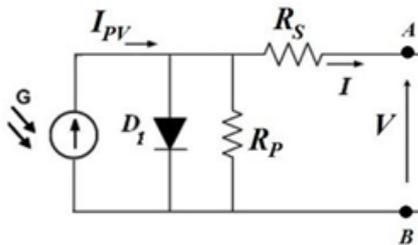


Fig. 1(a). Equivalent circuit of PV.

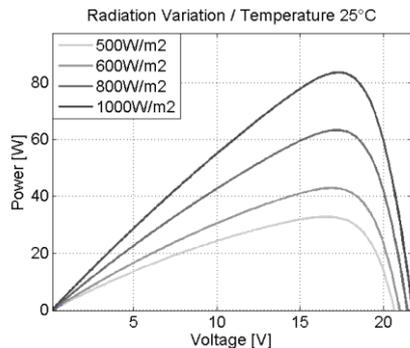


Fig. 1(b). Equivalent circuit response by the radiation and voltage variation.

The ANFIS method starts by fuzzification of inputs, using membership functions for information and qualifying system operation. These membership functions can be created in sufficient quantity and format to cover the full range of possible entries representing the first layer of the ANFIS system[4]. The second layer executes the fuzzy AND of the antecedent part of the fuzzy rules, the third layer normalizes the membership functions (MFs), the fourth layer executes the consequent part of the fuzzy rules, and finally the last layer computes the output of fuzzy system by summing up the outputs of layer fourth[13].

The Figure 2(a) present the ANFIS topology described in[4], used in this work to model the PV system as a hybrid MPPT method.

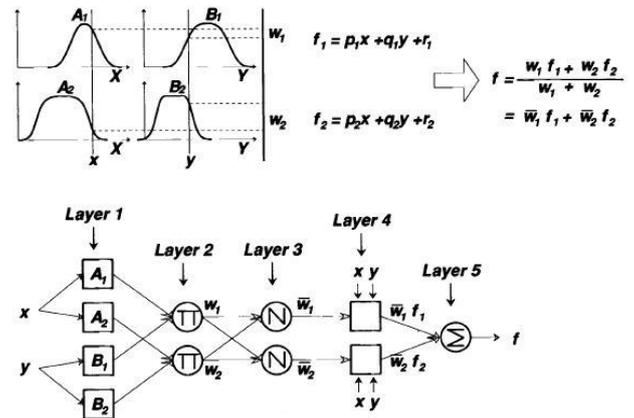


Fig. 2(a). ANFIS Topology described in[4].

III. METHODOLOGY

From the analysis of the behavior of the solar panel with the variation of temperature and radiation, realizes the possibility of making a correlation between these inputs with a desired output, which in this case is the MPP voltage. For this is necessary find previously the MPP voltage and then make the tuning of the ANFIS coefficients whit this response. The Figure 2(a) present the simulation schema used in this work, the ANFIS module receive the same inputs references that the PV module. The P&O module in the first few times, while the ANFIS' coefficients isn't tuned, is responsible to find the MPP Voltage and advertise to ANFIS module that found it.

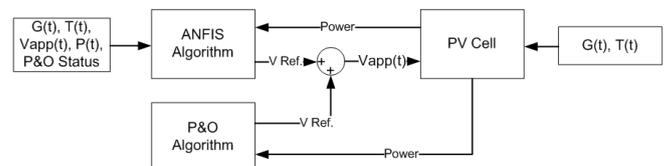


Fig. 3(a). Simulation schema to find the PV's MPP voltage.

The Figure 4(a) presents the flowchart of the ANFIS module, where  $G(t)$  is the irradiation input,  $T(t)$  is the Temperature input,  $V_{app}(t)$  is the total voltage applied in the

PV,  $P(t)$  is the PV's power response obtained from the PV's current response and voltage applied multiplication. The P&O algorithm[17] can recognize that the maximum power was reached when the MPP voltage oscillates around a point. In this way we can inform to ANFIS module to begin the tuning process for the current operating point.

For the ANFIS tuning, was used an Adaptive Fuzzy Clustering (AFC)[15,16] algorithm for the first layer generating and the supervised learning methodology[13] to the fourth layer, where the target of the output response is the MPP voltage achieved by the P&O algorithm, then is used the training process known as method of least squares[13] (used to adjust the parameters of the fourth layer).

The Figure 4(b) presents the ANFIS tuning flowchart, it starts by verifying if the inputs  $G(t)$  and  $T(t)$  is including in any fuzzy cluster of the first layer, If not including, is created a new cluster with a AFC algorithm. The next step is run the ANFIS algorithm with the least squares method, the weights' matrices of the fourth layer were initiated with zeros, thus we can more accurately define the size of the first step in the convergence of the results, making faster training process, which is completed when the output error is within the average percentage acceptable standards for this application (below 0,1%).

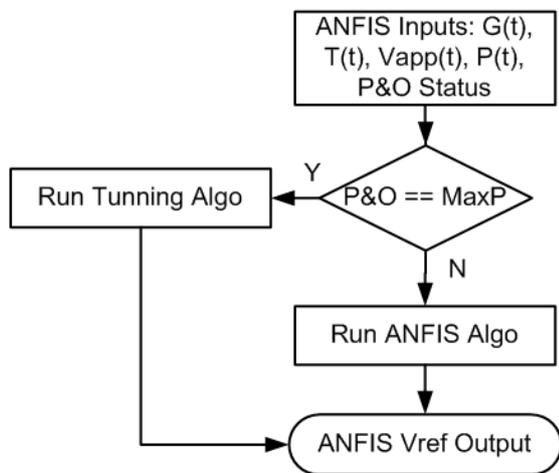


Fig. 4(a). Flowchart of the ANFIS module.

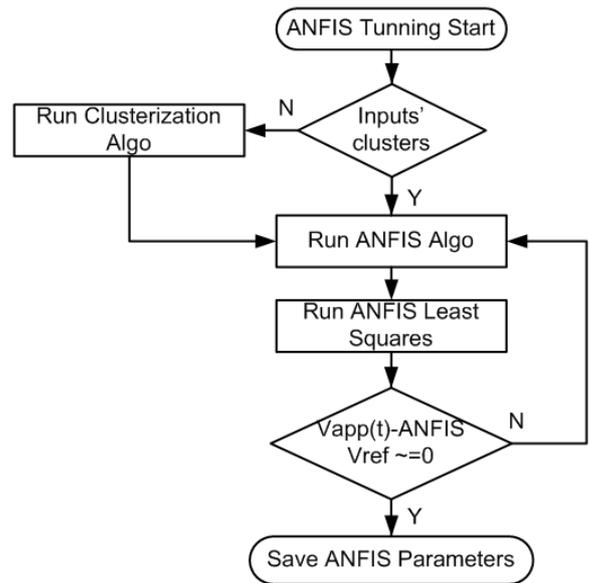


Fig. 4(b). Tuning Flowchart.

From the tuning, the controller can determine the MPP voltage for that operating point and their proximity. If the ANFIS start to calculate a response with error bigger than acceptable, is verified if the operating point is distant enough to create new cluster, if not, is necessary aggregate new parameter in this rule to improve his response.

#### IV. RESULTS

To show how this system works, the simulation starts with no ANFIS rules, it was made some steps in the inputs of irradiation and temperature. We can view in the Figure 5(b) that the output of the P&O algorithm find initially the MPP voltage, then the ANFIS controller create a new rule for this operation point, the output of the P&O algorithm become zero and the ANFIS output becomes give the MPP voltage. In the Figure 5(c), we can see a second simulation where the ANFIS is already tuned from that operating points, it start to operate in the maximum power in the first simulation cycle.

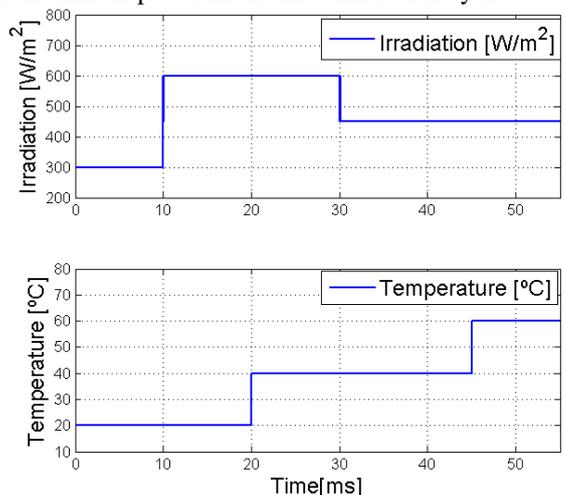


Fig. 5(a). Input signals variation.

## ACKNOWLEDGEMENTS

This work has been supported by the Brazilian agency CAPES. The authors thanks the PWP Lab Systems LTDA for the collaboration to preparing this paper.

## REFERENCES

- [1] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, E. Ruppert. "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays." IEEE Transactions on Power Electronics, v. 24, 2009, Vol. 9, pp. 310-317, May 1973.
- [2] I. N. Da Silva, D. H. Spatti, R. A. Flauzino (2010) Redes neurais artificiais : para engenharia e ciências aplicadas. Artliber – São Paulo, Brasil.
- [3] C. A. Otieno, G. N. Nyakoe, C. W. Wekesa "A neural fuzzy based maximum power point tracker for a photovoltaic system" AFRICON, 2009.
- [4] JANG J.S R., SUN C. T., MIZUTANI E, Neuro-Fuzzy AND Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence, Information Systems Department, Kansai Paint Co., Ltd, Fushim Chuo-Ku, Osaka, 541, Japan, 1997, 614p.
- [5] S. Malathy, R. Ramaprabha, "Maximum Power Point Tracking Based on Look Up Table Approach", Advanced Materials Research, Vol 768, pp. 124-130, Sep. 2013.
- [6] Wu TF, Chang CH, Liu ZR, Yu TH. Single-stage converters for photovoltaic powered lighting systems with MPPT and charging features. In: Proc. IEEE APEC, pp. 1149–1155, 1998.
- [7] De Broe AM, Drouilhet S, Gevorgian. V. A peak power tracker for small wind turbines in battery charging applications. IEEE Transactions on Energy Conversion 1999;14(4):1630–5.
- [8] Bahgat ABG, Helwab NH, Ahmadb GE, El Shenawyb ET. Maximum power point tracking controller for PV systems using neural networks. Renewable Energy 2005;30:1257–68.
- [9] Salas V, Olias E, Barrado A. A La zaro. Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. Solar Energy Materials and Solar Cells 2006;90:1555–78.
- [10] ESRAM T, Chapman PL. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. IEEE Transactions on Energy Conversion 2007;22:2.
- [11] Enslin JHR, Wolf MS, Snyman DB, Swiegers W. Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics 1997;44:769–73.
- [12] Ali Reza Reisi; Mohammad Hassan Moradi; Shahriar Jamasb "Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review; Renewable and Sustainable Energy Reviews 19 (2013) 433–443.
- [13] M. Aliyari Shoorehdeli; M. Teshnehlab; A. K. Sedigh "A Novel Training Algorithm in ANFIS Structure"; Proceedings of the 2006 American Control Conference Minneapolis, Minnesota, USA, June 14-16, 2006.

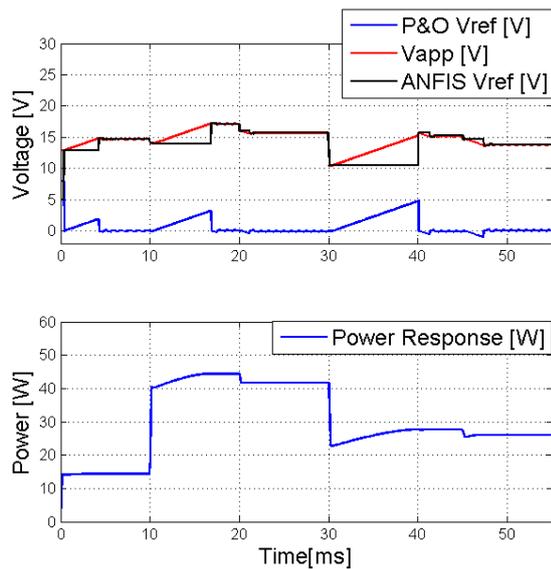


Fig. 5(b). Output of P&O algorithm and the power response.

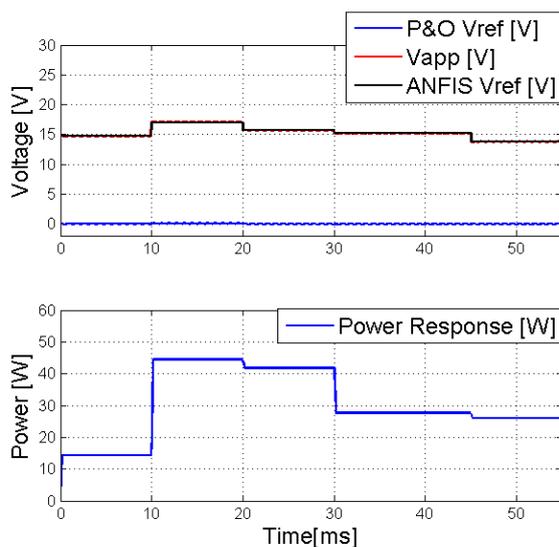


Fig. 5(c). Output of the P&O algorithm and the power response after tuning.

## V. CONCLUSIONS

We noticed from the results that the proposed system ANFIS MPPT for voltage identification work properly for all situations in which it was trained. In this cases the P&O algorithm can reduce his calculation step with benefic of minimizes the system oscillation. For operation with plants which uses multiple panels connected in series and parallel using a single MPPT controller, this model is also suitable, since it can easily adapt the plant to which it is applied. The next step for this work is implement this system in a real plant. A resembles structure can be made to find the MPP voltage in wind turbines using the same operating principles.

- [14] Jang, J.-S. R., and Mizutani, E., "Levenberg-Marquardt Method for ANFIS Learning", Biennial Conference of the North American Fuzzy Information Processing Society, June 1996, pp. 87–91.
- [15] E. E. Gustafson and W. C. Kessel. Fuzzy clustering with a covariance matrix. In IEEE International Conference on Decision and Control, San Diego, pages 761–766, 1979.
- [16] Thomas A. Runkler. "Relational Gustafson Kessel Clustering Using Medoids and Triangulation", The 2005 IEEE International Conference on Fuzzy Systems, Munich, pages 73–78.
- [17] Femia, N.; Petrone, G.; Spagnuolo, G.; Vitelli, M. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. IEEE Trans. Power Electron. 2005, 20, 96

