

RAFAEL FERNANDO QUIRINO MAGOSSÍ

**Algoritmo MPPT de um painel fotovoltaico baseado no
equivalente de Thévenin obtido por medições**

São Carlos

Novembro/2016

RAFAEL FERNANDO QUIRINO MAGOSSÍ

Algoritmo MPPT de um painel fotovoltaico baseado no equivalente de Thévenin obtido por medições

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica, Ênfase Energia e Automação, da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientadora: Prof.^a Dra. Vilma Alves de Oliveira

São Carlos

Novembro/2016

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

M211a Magossi, Rafael Fernando Quirino
 Algoritmo MPPT de um painel fotovoltaico baseado no
 equivalente de Thévenin obtido por medições / Rafael
 Fernando Quirino Magossi; orientadora Vilma Alves de
 Oliveira. São Carlos, 2016.

 Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
 ênfase em Sistemas de Energia e Automação) -- Escola de
 Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo,
 2016.

 1. Energia renovável. 2. Controle. 3. Conversor
 boost. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Rafael Fernando Quirino Magossi

Título: “Algoritmo MPPT de um painel fotovoltaico baseado no equivalente de Thévenin obtido por medições”

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 25 / 11 / 2016,

com NOTA 10,0 (DEZ, ZERO), pela Comissão Julgadora:

Profa. Titular Vilma Alves de Oliveira - Orientadora - SEL/EESC/USP

Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado - SEL/EESC/USP

Prof. Associado Rogério Andrade Flauzino - SEL/EESC/USP

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado José Carlos de Melo Vieira Júnior

Este trabalho é dedicado aos meus pais, José Aparecido Magossi e Maria Conceição Quirino, que sempre apoiaram-me nos meus estudos.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente aos meus pais, José Aparecido Magossi e Maria Conceição Quirino, por todo suporte material e emocional durante toda minha graduação.

À minha namorada, Marinna Soares Sterzo, que me acompanhou de perto durante toda a graduação e esteve ao meu lado nas piores e melhores situações.

À minha orientadora, Prof. Dra. Vilma Alves de Oliveira, pela amizade e por ter me acolhido no início da minha graduação e ter me dado sabedoria e conhecimento técnico para além de uma vida acadêmica.

Ao Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado, por todo conhecimento transmitido, colaboração direta e companheirismo durante a pesquisa.

Ao Prof. Shankar P. Bhattacharyya, por acreditar em mim e nas minhas ideias, colaboração direta na pesquisa, além do conhecimento técnico da engenharia e musical.

Aos amigos Murilo Silveira Rocha e Karoline Teixeira Pereira, pelos cinco anos de amizade, apoio, conversas e madrugadas em claro.

Aos colegas de classe Átila Prates, Bruno Ferreira, Dalton Yamamoto, Josias Blos e Matheus Zanetti, pelas conversas e suporte.

Aos parceiros de laboratório Cassius Rossi, Elian Agnoletto, Elmer Gamboa, Heitor Mercaldi, Guilherme Fuzato, Marina Carvalho, Mário Botega, Rafael Mariano, Renan Bastos, Ricardo Alzate, Rodolpho Vilela e Thalles Fagundes, pelos diálogos e suporte.

Ao meu orientador de estágio da EMBRAPA Instrumentação, Dr. Paulo Estevão Cruvinel, pela confiança e conhecimento transmitido e aos colegas de trabalho Ícaro Donatoni e Nícolas Rosa, por tornarem ainda mais satisfatório meu período de estágio.

À secretária do departamento de engenharia elétrica, Jussara Ramos, por sempre estar disposta a ajudar os alunos, sempre mantendo sua simpatia e solicitude.

À Universidade de São Paulo, por proporcionar recursos para uma formação ímpar.

A todos os funcionários da EESC e do departamento de engenharia elétrica e computação.

*"Não me pergunte quem sou
e não me diga para permanecer o mesmo...
(Focault, Michel)*

Resumo

Neste trabalho foi apresentada uma nova abordagem para obter equivalentes de Thévenin pontual a partir de medições elétricas de fontes não-lineares. A técnica clássica para obter o equivalente de Thévenin não pode encontrar circuitos equivalentes de fontes não-lineares. Utilizando equivalentes de Thévenin pontual é possível obter circuitos equivalentes para fontes não-lineares ponto por ponto de operação. A partir do equivalente de Thévenin pontual foram desenvolvidos algoritmos para busca do ponto de máxima potência de módulo fotovoltaico para condições de irradiação uniforme e sombreamento parcial. Simulações no software Powersim (PSIM), com um conversor CC-CC do tipo boost, foram feitas em conjunto com um módulo fotovoltaico para mostrar como o equivalente de Thévenin pontual funciona, como ele se compara com o equivalente clássico de Thévenin e para avaliar os algoritmos desenvolvidos.

Palavras-chave: Energia renovável; Controle; Conversor boost.

Abstract

In this work, a new approach was presented to obtain point Thévenin equivalents from electrical measurements of nonlinear sources. The classical technique to obtain the Thévenin equivalent can not find equivalent circuits from nonlinear sources. Equivalent Thévenin equivalents can be obtained equivalent circuits for nonlinear sources point by point of operation. From the pointwise Thevenin equivalent, algorithms were developed to search for the maximum power point of the photovoltaic module for conditions of uniform irradiation and partial shading. Simulations in the Powersim software (PSIM), with DC–DC boost converter, were made together with a photovoltaic module to show how the pointwise Thévenin equivalent works, as it compares with the classic Thévenin equivalent and to evaluate the developed algorithms.

Key-words: Renewable energy; Control; Boost converter.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Modelo único diodo de uma célula PV.	18
Figura 2 – Fonte não linear.	21
Figura 3 – Ponto de operação de um circuito não linear.	22
Figura 4 – Equivalente de Thévenin pontual.	22
Figura 5 – Circuito equivalente.	22
Figura 6 – Circuito conversor boost.	27
Figura 7 – Circuito conversor boost com chave fechada.	28
Figura 8 – Circuito conversor boost com chave aberta.	30
Figura 9 – Diagrama de bode da função de transferência de malha aberta.	33
Figura 10 – Diagrama de blocos do sistema de malha aberta.	33
Figura 11 – Resposta ao degrau da função de transferência de malha aberta.	34
Figura 12 – Tela do <i>rltool</i> com o lugar de raízes do sistema em malha fechada.	35
Figura 13 – Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.	35
Figura 14 – Esquemático do painel no PSIM conectado à carga.	40
Figura 15 – Thévenin equivalent circuit.	42
Figura 16 – Retas correspondentes aos equivalentes de Thévenin. Azul (entre $R = 1\Omega$ e $R = 5\Omega$). Verde (entre $R = 10\Omega$ e 50Ω).	42
Figura 17 – Esquema do painel utilizado na simulação no Simulink.	45
Figura 18 – A resistência R_{th} e a carga R versus V	46
Figura 19 – Curva P-V característica real e P-V característica calculada com o equivalente de Thévenin pontual para 4 módulos PV em série com mesma temperatura e irradiação.	46
Figura 20 – Curva P-V característica real e P-V característica para 4 módulos PV em série com temperaturas e irradiações diferentes.	47
Figura 21 – Curva P-V característica real e P-V característica calculada com o equivalente de Thévenin pontual para 4 módulos PV em série com temperaturas e irradiações diferentes.	47
Figura 22 – Comparação da resistência de Thévenin (R_{th}) e a resistência de carga (R).	48
Figura 23 – Diagrama de simulação PSIM.	49
Figura 24 – Degraus de temperatura e irradiação.	50
Figura 25 – Comportamento da corrente e tensão de saída do PV em função dos degraus de temperatura e irradiação.	50
Figura 26 – Comportamento da potência em função dos degraus de temperatura e irradiação.	51
Figura 27 – Comportamento da resistência em função dos degraus de temperatura e irradiação.	51
Figura 28 – Circuito utilizado para verificar modelagem do sistema.	52
Figura 29 – Comparação entre a respostas do modelo e do circuito simulado com o PSIM.	52
Figura 30 – Diagrama de blocos no Simulink do sistema de malha fechada com o controlador projetado.	53

Figura 31 – Circuito utilizado no PSIM para verificar o controlador projetado.	53
Figura 32 – Comparação entre o controlador projetado no Matlab e implementado no circuito simulado no PSIM e linearizado.	54
Figura 33 – Circuito montado no PSIM para teste do Algoritmo 1 modificado.	54
Figura 34 – Algoritmo 1 modificado com controlador projetado.	55

Sumário

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Painel fotovoltaico	17
1.2	Conversor CC-CC	18
1.3	Modelo de único diodo para um painel fotovoltaico	18
1.4	O equivalente de Thévenin para fontes fotovoltaicas	19
1.5	O algoritmo de MPPT	19
1.6	Organização da monografia	20
2	O EQUIVALENTE DE THÉVENIN PONTUAL	21
2.1	Equivalente de Thévenin a partir de um modelo parametrizado entrada-saída	23
2.1.1	Um modelo entrada-saída parametrizado	24
2.1.2	Uma abordagem baseada na medição para sistemas desconhecidos	25
2.2	Aplicando a formulação para obter o equivalente de Thévenin pontual de um painel PV	25
3	ESTUDO E ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC	27
3.1	Análise do circuito com a chave fechada	28
3.2	Análise do circuito com a chave aberta	29
3.3	Modelo de pequenos sinais	30
3.4	Parâmetros do conversor	32
3.5	Projeto do controlador	32
4	RESULTADOS	37
4.1	Algoritmos MPPT desenvolvidos	37
4.1.1	Algoritmo 1 (Busca Local)	37
4.1.2	Algoritmo 2 (Busca Global)	38
4.1.3	Algoritmo 1 modificado	40
4.2	Validação do equivalente de Thévenin pontual	40
4.3	Simulações dos algoritmos propostos e do controlador	43
4.3.1	Resultados com os Algoritmos 1 e 2	44
4.4	Verificação do modelo do sistema	50
4.4.1	Implementação do controlador PID	51
4.4.2	Avaliação do Algoritmo 1 modificado	53
5	CONCLUSÕES E CONTINUAÇÃO DO TRABALHO	57
	REFERÊNCIAS	59

1 Introdução

Os painéis fotovoltaicos têm se mostrado promissores para aplicação como fonte de energia elétrica alternativa. Em geral são mais atrativos que as fontes de energia elétrica convencionais devido à baixa emissão de poluentes. O painel fotovoltaico gera energia elétrica na forma contínua e é necessário o uso de conversores CC-CC para adequar os níveis de tensão da fonte (MOÇAMBIQUE, 2012; MOÇAMBIQUE et al., 2011; BRITO et al., 2010).

1.1 Painel fotovoltaico

O mercado de sistemas fotovoltaicos apresenta crescimento com uma redução em massa dos custos associados a este tipo de geração, além de uma consolidação maior na indústria. Isso fez com que esse tipo de fonte de energia alternativa se tornasse a terceira mais importante fonte de energia alternativa no mundo (MOÇAMBIQUE, 2012; MOÇAMBIQUE et al., 2011). Define-se um dispositivo fotovoltaico como aquele que possui a capacidade de converter energia proveniente da luz solar diretamente em energia elétrica, sendo o dispositivo elementar fotovoltaico a célula fotovoltaica (VILLALVA, 2010).

No início foi utilizado silício monocristalino como matéria base para fabricação de células fotovoltaicas. No entanto, o alto custo desse tipo de material levou a uma solução com custo menor, o silício policristalino. A eficiência energética do silício policristalino é inferior, entretanto, devido ao seu custo, é amplamente empregado em painéis fotovoltaicos (VILLALVA, 2010). De forma geral, o princípio de funcionamento da célula fotovoltaica tem origem no efeito fotovoltaico.

A pastilha de silício é formada pela junção de duas camadas dopadas do tipo n e do tipo p, onde a camada do tipo n trabalha como doadora de elétrons e a do tipo p como doadora de lacunas. Quando essa pastilha de silício é exposta a radiação solar, ocorre a formação do par elétron-lacuna devido a absorção dos fótons da luz. Estando garantido o equilíbrio entre a geração, recombinação, o transporte de portadoras e a capacidade de separação da região de depleção, ocorre o aumento da concentração de elétrons e lacunas. Com aumento da concentração de elétrons e lacunas, é produzida uma diferença de potencial elétrico entre as camadas que, se conectadas galvanicamente, permite a passagem de corrente elétrica (MOÇAMBIQUE, 2012; MOÇAMBIQUE et al., 2011; VILLALVA, 2010)

Basicamente, pode-se dividir os sistemas fotovoltaicos em sistemas conectados à rede e em sistemas isolados. No primeiro caso, o dispositivo fotovoltaico atua como fonte complementar de energia. Já nos sistemas isolados, o que o caracteriza é a presença unicamente do dispositivo fotovoltaico como fonte de energia, além do uso de acumuladores (baterias). Tanto os sistemas conectados quanto os isolados, em geral, são compostos pelo dispositivo fotovoltaico, acumuladores, e também por uma malha de controle de carga da bateria e um conversor para adequar a alimentação para as cargas (VILLALVA, 2010).

1.2 Conversor CC-CC

Muitas topologias de conversores CC-CC têm sido propostas e desenvolvidas para os painéis fotovoltaicos, como os conversores monovariáveis de segunda ordem: buck (abaixador de tensão) e boost (elevador de tensão) (MOÇAMBIQUE, 2012; VILLALVA, 2010; BASTOS, 2013). Em linhas gerais, o conversor do tipo buck recebe como entrada um dado nível de tensão e ajusta em sua saída um nível de tensão menor que o da entrada. O conversor boost, por sua vez, trabalha de maneira oposta, ajustando em sua saída um nível maior de tensão do que o da entrada (MOÇAMBIQUE, 2012; LUO; YE, 2010; RASHID, 1993).

Na literatura encontram-se também diversos trabalhos sobre o uso de conversores do tipo boost para painel fotovoltaico ((MOÇAMBIQUE, 2012; MOÇAMBIQUE et al., 2011; ZAINURI et al., 2014; MIYATAKE et al., 2007; ESRAM et al., 2006)), pois esses conversores são mais apropriados para aplicações com conexão à rede de energia. Isso se dá pelo fato de que quanto maior a tensão no barramento CC do inversor que conecta o sistema à rede de energia, menor será a relação do número de espiras do transformador responsável pela isolamento galvânica (MOÇAMBIQUE, 2012; VILLALVA, 2010).

Como a saída de tensão e corrente da fonte de energia solar é não linear (VILLALVA, 2010; MOÇAMBIQUE, 2012), é recomendável o uso de controladores do tipo proporcional-integral (PI) associados com outros controladores, como o controlador adaptativo proposto em Bjazic et al. (2008) ou fuzzy proporcional-derivativo (fuzzy PD) proposto em MoÇambique (2012), MoÇambique et al. (2011). O controle por lógica fuzzy não requer o conhecimento detalhado do processo a ser controlado e nem da descrição matemática completa desse processo (JANTZEN, 2007).

1.3 Modelo de único diodo para um painel fotovoltaico

Uma fonte fotovoltaica (PV, do inglês *photovoltaic*) apresenta uma característica tensão-corrente (V-I) não linear, a qual pode ser modelada usando uma fonte de corrente, diodos, e resistores. Uma célula PV pode ser descrita pelo modelo de único diodo como na Fig. 1.

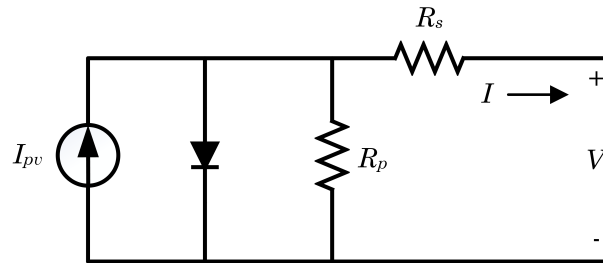


Figura 1 – Modelo único diodo de uma célula PV.

De acordo com Villalva et al. (2009), um painel fotovoltaico pode ser descrito por:

$$I = I_{pv} - I_k \left[\exp \left(\frac{V + R_s I}{V_t} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (1.1)$$

onde

$$I_{pv} = [I_{sc,n} + K_I(T - T_n)] \frac{S}{S_n} \quad (1.2)$$

$$I_k = I_{0,n} \left(\frac{T_n}{T} \right)^3 \exp \left[\frac{qE_g}{kA} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (1.3)$$

onde I e V são a corrente e a tensão dos terminais do painel, respectivamente, R_s e R_p são as resistências série e paralelo do modelo, respectivamente, $V_t = \frac{N_s k T A}{q}$ onde N_s representa o número de células em série e k a constante de Boltzmann's, K_I é o ganho de corrente de curto-circuito/temperatura, E_g é o gap de energia do semiconductor, $I_{0,n}$ é a corrente de saturação nominal do diodo, T e T_n são a temperatura atual e nominal, respectivamente, S e S_n são a irradiação atual e nominal na superfície do painel (tipicamente $1000W/m^2$), respectivamente, A é a constante de idealidade do diodo e q a carga do elétron.

1.4 O equivalente de Thévenin para fontes fotovoltaicas

A fonte de energia fotovoltaica apresenta um comportamento não linear entre a tensão e corrente (MOÇAMBIQUE et al., 2011). Na Fig. 16 é possível ver tal comportamento. O fato da fonte ser não linear, inviabiliza a maneira clássica de se obter o equivalente de Thévenin, na qual com a tensão de circuito aberto e a corrente de curto-circuito dos terminais é possível inferir a tensão e a resistência equivalente de Thévenin. Essa aproximação, como será mostrada nos capítulos seguintes, gera um erro grande na aproximação.

Em Chatterjee e Keyhani (2011) é mostrado uma técnica para obtenção do equivalente de Thévenin de fontes fotovoltaicas, onde os autores utilizam o modelo de único diodo e as equações pertinentes ao modelo para extrair o equivalente de Thévenin. Esse modelo é obtido linearizando trechos da curva característica da fonte, no entanto, sempre utilizando os parâmetros internos da fonte. O problema dessa abordagem está na necessidade de conhecer os parâmetros internos da fonte, os quais podem variar com o tempo.

1.5 O algoritmo de MPPT

O algoritmo para busca do MPPT é necessário para a utilização otimizada da fonte de energia solar. O objetivo do MPPT é determinar o ponto de operação de maior geração de energia elétrica da fonte de energia solar utilizada. Assim, é possível utilizar um conversor CC-CC conectado à saída da fonte para alterar os valores de tensão e corrente, e fazer a fonte de energia solar operar no ponto determinado por esse algoritmo. Há diversos algoritmos para encontrar o máximo em um único painel atualmente implementados (ESRAM; CHAPMAN, 2007; MOÇAMBIQUE, 2012; MOÇAMBIQUE et al., 2011; ESRAM et al., 2006; BRITO et al., 2010; BASTOS, 2013; VILLALVA, 2010).

Em Turhan et al. (2013) é apresentado um algoritmo para busca do ponto de máxima potência utilizando o equivalente de Thévenin. Os autores utilizam o modelo de único diodo para modelar o painel, e em função dos parâmetros internos do painel, determinam o equivalente de Thévenin. Para realizar a máxima transferência de potência entre o painel e o conversor

CC–CC utilizado, determinam qual é a resistência característica vista dos terminais de entrada dos principais conversores CC–CC utilizados (boost, buck e buck-boost) e com essas informações, determina qual é o ciclo de trabalho ideal para extrair a máxima potência de um painel.

O maior problema da abordagem feita em [Turhan et al. \(2013\)](#) é que a modelagem é dependente de todos os parâmetros dos painéis e conversores utilizados, o que não apresenta vantagem prática, visto que esses parâmetros tendem a mudar ao longo da vida útil desses elementos. Além disso, a troca de um painel ou mudança de um semicondutor no conversor fará com que seja necessário remodelar todo sistema para encontrar o novo ciclo de trabalho para operar no ponto de máxima potência.

A pesquisa atual é para os casos onde há a conexão de múltiplos painéis sob sombreamentos ([PARANTHAGAN et al., 2015](#)). Quando múltiplos painéis estão conectados sob a mesma condição de irradiação e temperatura, existe apenas um único ponto de máxima potência, entretanto, quando não há uma condição uniforme de temperatura e irradiação, o conjunto passa a apresentar pontos de máximo locais devido ao uso de diodos de *bypass* para proteção dos painéis.

Todos os esforços estão concentrados hoje em determinar o máximo global do conjunto de painéis. Diversos algoritmos foram propostos até o momento, como em [Lei et al. \(2011\)](#) onde os autores utilizam os mínimos locais, provocados pelos diodos de *bypass* conectados ao painel, para iniciar buscas dos possíveis pontos de máximo. Em [Qi et al. \(2014\)](#) os autores modelam o sistema fotovoltaico frente a condição de sombreamento e modificam o tradicional algoritmo P&O, utilizando a área das curvas formadas na condição de sombreamento, para encontrar o ponto de máxima potência. Já em [Paranthagan et al. \(2015\)](#) os autores utilizam uma busca do tipo varredura observando a potência gerada pelo painel para identificar possíveis locais de máximo com passos largos, e depois com passos menores buscam os pontos de máximo locais, e ao comparar todos os pontos encontrados, verificam qual é o ponto de máximo global.

1.6 Organização da monografia

A presente monografia está organizada em 5 capítulos. Seguindo esta introdução, com revisão bibliográfica pertinente à pesquisa, no Capítulo 2 é apresentada a metodologia para elaboração dos algoritmos de MPPT. No Capítulo 3 é feita a modelagem do conversor CC–CC utilizado e o projeto do controlador PID. No Capítulo 4 são descritos os resultados obtidos das simulações do algoritmos produzidos. Finalmente, no Capítulo 5 são feitas as conclusões do trabalho e propostas para continuação do trabalho.

2 O equivalente de Thévenin pontual

O equivalente de Thévenin permite que, para um dado ponto de um circuito linear, seja possível obter um circuito equivalente composto por uma impedância e por uma fonte de tensão, que no caso de circuito de corrente contínua, se transforma em uma resistência e uma fonte de tensão contínua. Esse equivalente é obtido através do Teorema de Thévenin ([BRITTAIN, 1990](#); [JOHNSON, 2003](#)).

Teorema 1 (Teorema de Thévenin).

$$V_{th} = V_{oc} \quad (2.1)$$

$$R_{th} = \frac{V_{oc}}{I_{sc}} \quad (2.2)$$

onde I_{sc} é a corrente de curto-circuito e V_{oc} a tensão de circuito aberto.

De acordo com o Teorema 1, é necessário abrir o circuito de interesse e depois curto-circuitá-lo. Isso, do ponto de vista prático, resulta em muitas inconveniências, como por exemplo no caso onde se possui um circuito desconhecido caro, sabe-se que muitos sistemas não suportam condições de curto-circuito, ou mesmo em casos de sistemas que estão operando, abrir um circuito pode não ser uma operação trivial e muito menos economicamente viável.

Em [Bhattacharyya et al. \(2013\)](#) os autores propõem uma forma de se extrair o equivalente de Thévenin para circuitos lineares apenas utilizando duas cargas diferentes no ponto de interesse. De (1.1) sabe-se que o painel é uma fonte não linear.

Assim, considere uma fonte não linear, como uma fonte PV, conectado à uma carga resistiva linear R como mostrado na Fig. 2.

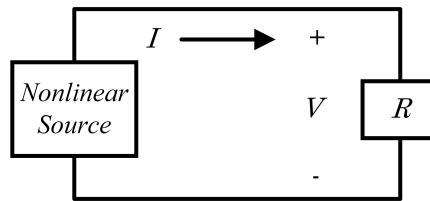


Figura 2 – Fonte não linear.

A relação V-I característica da fonte é descrita por:

$$I = f(V) \quad (2.3)$$

onde $f(V)$ é considerada contínua e diferenciável. O ponto de operação (I_o, V_o) do circuito na Fig. 2 pode ser obtido graficamente como mostrado na Fig. 3.

Agora considere um equivalente de Thévenin de um circuito não linear descrito por uma curva V-I característica em um ponto de operação (I_o, V_o) que produz a linha característica L ilustrada na Fig. 4.

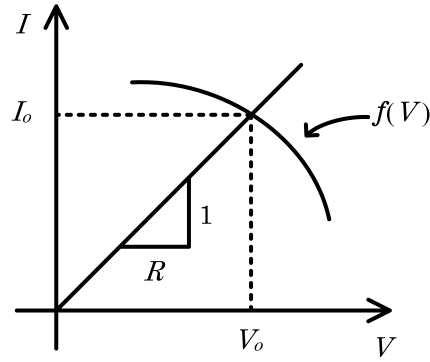


Figura 3 – Ponto de operação de um circuito não linear.

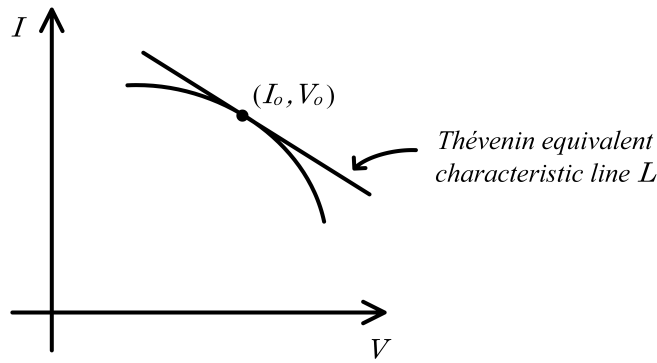


Figura 4 – Equivalente de Thévenin pontual.

O circuito equivalente de Thévenin é representado por uma resistência denotada R_{th} e uma tensão denotada V_{th} conectados como mostra a Fig. 5. Então

$$V = V_{th} - IR_{th} \quad (2.4)$$

e

$$I = -\frac{1}{R_{th}}V + \frac{V_{th}}{R_{th}}. \quad (2.5)$$

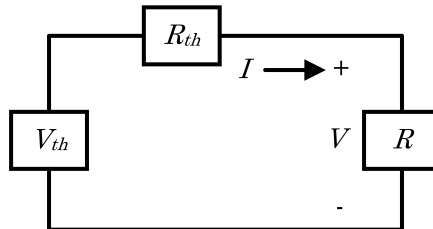


Figura 5 – Circuito equivalente.

Se (2.5) representa a linha mostrada na Fig. 4, a qual é tangente à $f(V)$ em (V_o, I_o) deve-se ter:

$$I = MV + C \quad (2.6)$$

onde

$$\begin{aligned} M &= \left. \frac{\partial I}{\partial V} \right|_{(V_o, I_o)} =: M_o \\ C &= I_o - m_o V_o =: C_o. \end{aligned}$$

Comparando (2.5) e (2.6) segue que:

$$-\frac{1}{R_{th}} = M_o \quad (2.7)$$

$$\frac{V_{th}}{R_{th}} = C_o. \quad (2.8)$$

Assim, o equivalente de Thévenin do circuito não linear da Fig. 2 em (V_o, I_o) é mostrado Fig.5 onde

$$R_{th} = -\frac{1}{M_o} \quad (2.9)$$

$$V_{th} = -\frac{C_o}{M_o}. \quad (2.10)$$

Note que os parâmetros acima podem ser determinados, se a característica não linear é conhecida, em qualquer ponto (V_o, I_o) e assim uma família de equivalentes de Thévenin pontuais podem ser construídos. Se $I = f(V)$ possui característica desconhecida, o equivalente de Thévenin pontual pode ser experimentalmente determinado pela estimação dos parâmetros da linha tangente L , como descrito na Seção 2.1.

2.1 Equivalente de Thévenin a partir de um modelo parametrizado entrada-saída

Considere o modelo entrada-saída linear parametrizado:

$$\begin{aligned} A(\mathbf{p})\mathbf{x} &= B\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= C(\mathbf{p})\mathbf{x} + D\mathbf{u} \end{aligned} \quad (2.11)$$

em que $\mathbf{y}$ é o vetor de saída, $\mathbf{u}$ o vetor de entrada e $\mathbf{p}$ o vetor de parâmetros:

$$\mathbf{y} = (y_1 \ \cdots \ y_m)', \mathbf{u} = (u_1 \ \cdots \ u_r)', \mathbf{p} = (p_1 \ \cdots \ p_\ell)'$$

em que $\mathbf{z} := (\mathbf{x} \ \mathbf{y})'$, (2.11) pode ser escrito como:

$$T(\mathbf{p}) \mathbf{z} = \begin{pmatrix} B \\ -D \end{pmatrix} \mathbf{u} \text{ onde } T(\mathbf{p}) := \begin{pmatrix} A(\mathbf{p}) & 0 \\ C(\mathbf{p}) & -I \end{pmatrix}.$$

Seja

$$T_{ij}(\mathbf{p}) := \begin{pmatrix} A(\mathbf{p}) & b_j \\ c_i(\mathbf{p}) & -d_{ij} \end{pmatrix}, i = 1, \dots, m, j = 1, \dots, r \quad (2.12)$$

em que $c_i(\mathbf{p})$, $i = 1, \dots, m$ sendo o i -th linha de $C(\mathbf{p})$, $b_j, j = 1, \dots, r$ a coluna j -th de B , d_{ij} o elemento ij -th de D , e

$$\beta_{ij}(\mathbf{p}) := |T_{ij}(\mathbf{p})|, \alpha(\mathbf{p}) := |T(\mathbf{p})|. \quad (2.13)$$

2.1.1 Um modelo entrada-saída parametrizado

Para o modelo (2.11), as saídas podem ser determinadas em termos das entradas e parâmetros. Isto é estabelecido a seguir, utilizando os resultados apresentados em [Oliveira et al. \(2015\)](#) e [Bhattacharyya et al. \(2013\)](#), e omitindo as provas.

Suposição 1. O parâmetro $\mathbf{p}$ aparece afim em $A(\mathbf{p})$ e $C(\mathbf{p})$:

$$\begin{aligned} A(\mathbf{p}) &= A_0 + p_1 A_1 + \cdots + p_\ell A_\ell \\ C(\mathbf{p}) &= C_0 + p_1 C_1 + \cdots + p_\ell C_\ell. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Suposição 2.

$$|T(\mathbf{p})| \neq 0, \mathbf{p} \in \mathcal{P}. \quad (2.15)$$

Teorema 2. Para o sistema (2.11), a saída é dada por:

$$y_i = \sum_{j=1}^r \frac{\beta_{ij}(\mathbf{p})}{\alpha(\mathbf{p})} u_j, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (2.16)$$

com $\beta_{ij}(\mathbf{p})$ e $\alpha(\mathbf{p})$ como já definido. Em termos de matriz:

$$\mathbf{y} = \frac{1}{\alpha(\mathbf{p})} \begin{pmatrix} \beta_{11}(\mathbf{p}) & \cdots & \beta_{1r}(\mathbf{p}) \\ \vdots & & \vdots \\ \beta_{m1}(\mathbf{p}) & \cdots & \beta_{mr}(\mathbf{p}) \end{pmatrix} \mathbf{u}. \quad (2.17)$$

Para descrever a solução $\mathbf{y}$ de (2.11), utiliza-se as funções $\alpha(\mathbf{p})$ e $\beta_{ij}(\mathbf{p})$.

Lema 1. Seja $A(\mathbf{p}) = A_0 + p_1 A_1 + \cdots + p_\ell A_\ell$ com $A_i = r_i, i = 1, 2, \dots, \ell$. Então $\alpha(\mathbf{p}) = |A(\mathbf{p})|$ é um polinômio multivariável em $\mathbf{p}$, de grau no máximo r_i em $p_i, i = 1, 2, \dots, \ell$.

Agora considere (2.12) escrito na forma polinomial:

$$T_{ij}(\mathbf{p}) = T_{ij0} + p_1 T_{ij1} + \cdots + p_\ell T_{ij\ell}. \quad (2.18)$$

Aplicando Lema 1, nota-se que

$$|T_{ij}| = \beta_{ij}(\mathbf{p}) \quad (2.19)$$

é um polinômio multivariável em $\mathbf{p}$ de grau no máximo r_{ijk} em p_k onde

$$r_{ijk} = \text{rank}(T_{ijk}), i = 1, 2, \dots, m, j = 1, 2, \dots, r, k = 1, 2, \dots, \ell. \quad (2.20)$$

Como exemplo suponha:

$$\mathbf{p} = \begin{pmatrix} p_1 \\ p_2 \end{pmatrix}, \mathbf{u} = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}, \mathbf{y} = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

e $r_1 = 1; r_{110} = 1, r_{210} = 1, r_2 = 2; r_{121} = 2; r_{221} = 2$. Então, os polinômios $\alpha(\mathbf{p}), \beta_{ij}(\mathbf{p})$ são como seguem.

$$\begin{aligned} \alpha(\mathbf{p}) &= \alpha_0 + \alpha_1 p_1 + \alpha_2 p_2 + \alpha_3 p_1 p_2 + \alpha_4 p_1 p_2^2 + \alpha_5 p_2^2 \\ \beta_{ij}(\mathbf{p}) &= \beta_{ij0} + \beta_{ij1} p_1 + \beta_{ij2} p_2 + \beta_{ij3} p_1 p_2 + \beta_{ij4} p_1 p_2^2 \\ &\quad + \beta_{ij5} p_2^2. \end{aligned} \quad (2.22)$$

O número de coeficientes em $\alpha(\mathbf{p})$ é $\prod_{i=1}^{\ell} (r_i + 1)$ e um número correspondente de coeficientes está presente $\beta_{ij}(\mathbf{p}), i = 1, 2, \dots, m, j = 1, 2, \dots, r$.

2.1.2 Uma abordagem baseada na medição para sistemas desconhecidos

A solução (2.17) sugere que o conhecimento das funções $\alpha(\mathbf{p})$ e $\beta_{ij}(\mathbf{p})$ é suficiente para determinar o conhecimento das saídas y_i como uma função de $\mathbf{p}$ e $\mathbf{u}$. O conhecimento de $\alpha(\mathbf{p})$ e $\beta_{ij}(\mathbf{p})$ reduz-se para o conhecimento dos coeficientes dessas funções polinomiais. Em um sistema desconhecido (caixa preta, por exemplo) esses coeficientes são a priori desconhecidos. Todavia, se é possível realizar experimentos no sistema por um parâmetro conhecido $\mathbf{p}$ e entrada $\mathbf{u}$ a vários valores e medindo a correspondente saída y_i , então esses coeficientes podem ser determinados. É possível demonstrar esse conceito para o caso especial de uma única saída y_i com entradas u_1, u_2 e parâmetros p_1 para um modelo de um único posto. Aqui,

$$y_i = \frac{\beta_{i1}(\mathbf{p})}{\alpha(\mathbf{p})}u_1 + \frac{\beta_{i2}(\mathbf{p})}{\alpha(\mathbf{p})}u_2 \quad (2.23)$$

com

$$\begin{aligned} \beta_{ij}(\mathbf{p}) &= \beta_{ij0} + \beta_{ij1}p_1, j = 1, 2 \\ \alpha(\mathbf{p}) &= \alpha_0 + \alpha_1p_1 \end{aligned} \quad (2.24)$$

Assumindo $\alpha_1 \neq 0$, divide-se o numerador e o denominador a direita de (2.23) e escreve-se uma equação linear algébrica para encontrar os coeficientes desconhecidos de $\alpha(\mathbf{p})$ e $\beta_{ij}(\mathbf{p})$ a partir de medidas.

Faça $u_2 = 0, u_1 = u_1^*$ e meça y_i para três diferentes valores ($p_1 =: p$) para determinar os coeficientes de $\alpha(\mathbf{p})$ e $\beta_{ij}(\mathbf{p}), j = 1, 2$ a partir da seguinte equação de medida com $y_i(k)$ denotando os três valores de medidas e $p(k)$ os três parâmetros escolhidos com $k = 1, 2, 3$:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} y_i(1) & -u_j(1) & -u_j(1)p(1) \\ y_i(2) & -u_j(2) & -u_j(2)p(2) \\ y_i(3) & -u_j(3) & -u_j(3)p(3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_0 \\ \beta_{ij0} \\ \beta_{ij1} \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} -y_i(1)p(1) \\ -y_i(2)p(2) \\ -y_i(3)p(3) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.25)$$

com $j = 1, 2$.

2.2 Aplicando a formulação para obter o equivalente de Thévenin pontual de um painel PV

O método proposto é para construir o equivalente de Thévenin on-line de uma fonte PV através de medidas regulares. Isso é possível utilizando o Teorema 2 para um caso especial, o do equivalente de Thévenin.

Na Fig. 5 a tensão e a corrente terminais são dadas por:

$$I = \frac{V_{th}}{R_{th} + R} \quad (2.26)$$

$$V = RI = -R_{th}I + V_{th}. \quad (2.27)$$

No caso especial, toma-se a saída $y_i =: I$ e o parâmetro $\mathbf{p} = \mathbf{R}$. Assim, o parâmetro $\mathbf{p} = \mathbf{R}$ desaparece de $\beta_{ij}(\mathbf{p})$ e aparece apenas em $\alpha(\mathbf{p})$. Também $\alpha_1 = 1$. Seja $y(1)$ e $y(2)$ medidas de corrente do terminal de um painel PV, onde $R(1)$ e $R(2)$ correspondem a carga resistiva alocada no painel. Como o equivalente de Thévenin é um caso especial do Teorema 2 com $p = R$ e entradas u_j , $j = 1, 2$ constantes, para obter o equivalente de Thévenin pontual, resolve-se:

$$\begin{pmatrix} y(1) & -1 \\ y(2) & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_0 \\ \beta_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -y(1)R(1) \\ -y(2)R(2) \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

onde α_0 e β_0 são:

$$\alpha_0 = R_{th} \quad (2.29)$$

$$\beta_0 = V_{th}. \quad (2.30)$$

3 Estudo e análise do conversor CC–CC

No presente trabalho de pesquisa será utilizado um conversor do tipo boost para trabalhar como carga variável aos painéis que serão ensaiados. Como o algoritmo de MPPT é o foco do trabalho, será utilizado um controlador do tipo proporcional–integral (PI) para controle do conversor, o que implica que é necessário possuir a modelagem do conversor para devido projeto do controlador. A modelagem do conversor é feita utilizando-se o modelo de pequenos sinais, amplamente debatido na literatura (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MOÇAMBIQUE, 2012; MOÇAMBIQUE et al., 2011; BASTOS, 2013; VILLALVA, 2010). O que muda de uma análise para outra, são as perdas que se considera nos conversores.

Escolhendo a tensão de entrada do conversor denotada V_i e a variável de controle como o ciclo de trabalho da chave (d), é possível obter uma função de transferência que relaciona essas duas variáveis (BASTOS, 2013). O circuito mostrado na Fig. 6 segue a topologia básica de um conversor tipo boost e será analisado para obter a função de transferência.

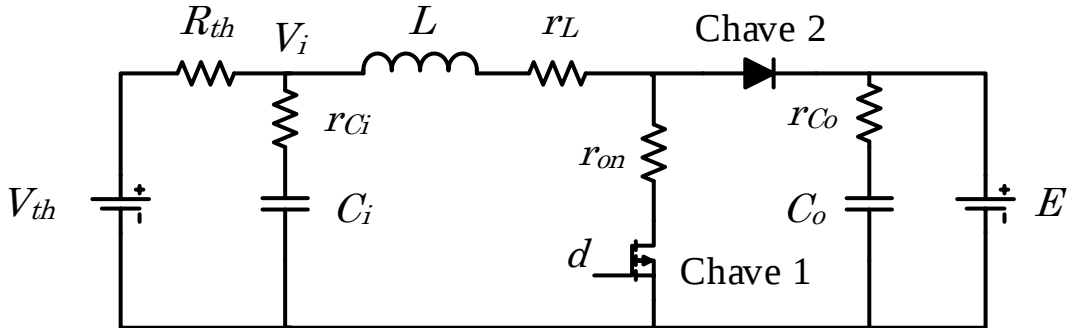


Figura 6 – Circuito conversor boost.

No circuito da Fig. 6, o transistor é utilizado como chave. Logo, considerando modo contínuo de operação, pode-se estabelecer dois possíveis estados para as variáveis do conversor: chave ligada (Fig. 7) e chave desligada (Fig. 8). No modelo do conversor, serão consideradas a resistência na indutância (r_L), resistência de condução da chave (r_{on}), a resistência da fonte (R_{th}), a resistência do capacitor de entrada (r_{Ci}) e saída (r_{Co}). A fonte de tensão E na saída simboliza um barramento CC–CC que mantém uma tensão fixa controlada por um agente externo. Aplicando as leis de Kirchhoff para esses dois possíveis estados são obtidas as equações desse circuito na forma diferencial e a representação dessas equações na forma matricial através do espaço de estado (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MOÇAMBIQUE, 2012; BASTOS, 2013).

3.1 Análise do circuito com a chave fechada

Aplicando-se as leis de Kirchhoff no circuito da Fig. 7, obtém-se as equações:

$$0 = -V_{th} + V_{r_{th}} + V_L + V_{r_L} + V_{r_{on}} \quad (3.1)$$

$$0 = -V_{C_o} - V_{r_{C_o}} + E \quad (3.2)$$

$$0 = -V_{C_i} - V_{r_{C_i}} - V_{r_{th}} + V_{th} \quad (3.3)$$

onde

$$V_{r_{th}} = R_{th}(i_{C_i} + i_L)$$

$$V_{r_L} = r_L i_L$$

$$V_{r_{on}} = r_{on} i_L$$

$$V_{r_{C_i}} = r_{C_i} i_{C_i}$$

$$V_{r_{C_o}} = r_{C_o} i_{C_o}$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$i_{C_i} = C_i \frac{dV_{C_i}}{dt}$$

$$i_{C_o} = C_o \frac{dV_{C_o}}{dt}$$

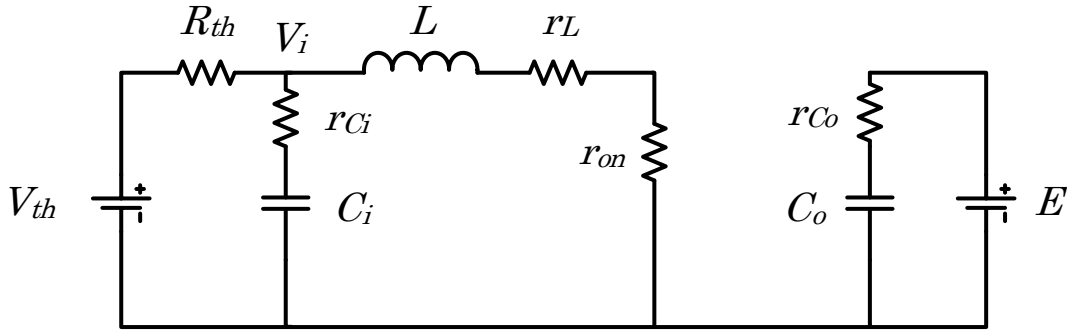


Figura 7 – Circuito conversor boost com chave fechada.

Definindo o vetor de estado, entrada e saída, durante o intervalo em que a chave se encontra fechada como:

$$x = [i_L \quad V_{C_o} \quad V_{C_i}]^T \quad (3.4)$$

$$u = [V_{th} \quad E]^T \quad (3.5)$$

$$(3.6)$$

$$y = V_i = V_{C_i} + r_{C_i} i_{C_i} \quad (3.7)$$

é possível obter um conjunto de equações na forma:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad (3.8)$$

$$y = C_1 x + D_1 u \quad (3.9)$$

em que

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{R_{Th}^2}{L(R_{Th} + r_{C_i})} - \frac{R_{Th} + r_L + r_{on}}{L} & 0 & \frac{R_{Th}}{L(R_{Th} + r_{C_i})} \\ 0 & -\frac{1}{C_o r_{C_o}} & 0 \\ -\frac{R_{Th}}{C_i(R_{Th} + r_{C_i})} & 0 & -\frac{1}{C_i(R_{Th} + r_{C_i})} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{r_{C_i}}{L(R_{Th} + r_{C_i})} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o r_{C_o}} \\ \frac{1}{C_i(R_{Th} + r_{C_i})} & 0 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Th} r_{C_i}}{R_{Th} + r_{C_i}} & 0 & \frac{R_{Th}}{R_{Th} + r_{C_i}} \end{bmatrix}, D_1 = \begin{bmatrix} \frac{r_{C_i}}{R_{Th} + r_{C_i}} & 0 \end{bmatrix}.$$

3.2 Análise do circuito com a chave aberta

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito da Fig. 8, obtém-se as equações:

$$0 = -V_{th} + V_{r_{th}} + V_L + V_{r_L} + E \quad (3.10)$$

$$0 = -V_{C_o} - V_{r_{C_o}} + E \quad (3.11)$$

$$0 = -V_{C_i} - V_{r_{C_i}} - V_{r_{th}} + V_{th} \quad (3.12)$$

onde

$$V_{r_{th}} = R_{th}(i_{C_i} + i_L)$$

$$V_{r_L} = r_L i_L$$

$$V_{r_{on}} = r_{on} i_L$$

$$V_{r_{C_i}} = r_{C_i} i_{C_i}$$

$$V_{r_{C_o}} = r_{C_o} i_{C_o}$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$i_{C_i} = C_i \frac{dV_{C_i}}{dt}$$

$$i_{C_o} = C_o \frac{dV_{C_o}}{dt}$$

Definindo o vetor de estado, entrada e saída, durante o intervalo em que a chave se encontra aberta como:

$$x = \begin{bmatrix} i_L & V_{C_o} & V_{C_i} \end{bmatrix}^T \quad (3.13)$$

$$u = \begin{bmatrix} V_{th} & E \end{bmatrix}^T \quad (3.14)$$

$$y = V_i = V_{C_i} + r_{C_i} i_{C_i} \quad (3.15)$$

novamente é possível obter um conjunto de equações na forma:

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u \quad (3.16)$$

$$y = C_2 x + D_2 u. \quad (3.17)$$

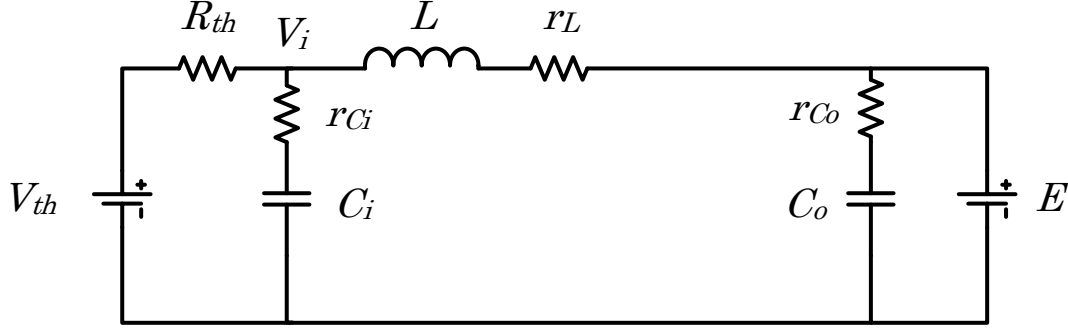


Figura 8 – Circuito conversor boost com chave aberta.

onde

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_{C_i}^2}{L (R_{th} + r_{C_i})} - \frac{r_{C_i} + r_L}{L} & 0 & \frac{R_{th}}{L (R_{th} + r_{C_i})} \\ 0 & -\frac{1}{C_o r_{C_o}} & 0 \\ -\frac{R_{th}}{C_i (R_{th} + r_{C_i})} & 0 & -\frac{1}{C_i (R_{th} + r_{C_i})} \end{bmatrix}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_{C_i}}{L (R_{th} + r_{C_i})} & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_o r_{C_o}} \\ \frac{1}{C_i (R_{th} + r_{C_i})} & 0 \end{bmatrix}, C_2 = C_1, D_2 = D_1.$$

3.3 Modelo de pequenos sinais

O modelo de pequenos sinais é obtido ponderando as matrizes do modelo estado em um intervalo de chaveamento, conforme:

$$\dot{x} = [A_1 d + A_2(1 - d)]x + [B_1 d + B_2(1 - d)]u \quad (3.18)$$

$$y = [C_1 d + C_2(1 - d)]x + [D_1 d + D_2(1 - d)]u. \quad (3.19)$$

Para separar a parte CC e CA, introduz-se uma pequena perturbação em (3.18) e (3.19). Assim, pode-se escrever:

$$x = X + \hat{x} \quad (3.20)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (3.21)$$

$$u = U + \hat{u}. \quad (3.22)$$

O primeiro termo de (3.20), (3.21) e (3.22), representa a parcela contínua (valor médio) e o segundo termo representa a componente alternada do sinal (perturbações). Substituindo (3.20) e (3.21) em (3.18), e ignorando os termos de segunda ordem, obtém-se:

$$\dot{\hat{x}} = AX + BU + A\hat{x} + F\hat{d} + B\hat{u} \quad (3.23)$$

em que A e B são:

$$\begin{aligned} A &= A_1 D + A_2 (1 - D) \\ B &= B_1 D + B_2 (1 - D) \\ F &= (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U. \end{aligned}$$

Anulando as perturbações em (3.23), obtém-se o comportamento em regime permanente, ou seja:

$$AX + BU = 0. \quad (3.24)$$

Logo, admitindo-se que A possua inversa, obtém-se:

$$X = -A^{-1}BU. \quad (3.25)$$

Definindo uma nova variável de entrada $\hat{v} = [\hat{u} \quad \hat{d}]^T$ e considerando somente as perturbações, isso é, o sistema oscilando em torno do seu ponto médio, a partir de (3.24), (3.23) se simplifica em:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + [B \quad F]\hat{v}. \quad (3.26)$$

Adota-se o mesmo procedimento para a saída e assim:

$$\hat{y} = C\hat{x} + [K \quad 0]\hat{v}. \quad (3.27)$$

em que

$$\begin{aligned} C &= C_1 = C_2 \\ K &= D_1 = D_2. \end{aligned}$$

A matriz de transferência é obtida por:

$$\begin{aligned} G(s) &= C(sI - A)^{-1}([B \quad F]) + [K \quad 0] \\ &= [G_1(s) \quad G_2(s) \quad G_3(s)] \end{aligned} \quad (3.28)$$

onde

$$\begin{aligned} G_1(s) &= \frac{\hat{y}(s)}{\hat{V}_{th}(s)} \\ G_2(s) &= \frac{\hat{y}(s)}{\hat{E}(s)} \\ G_3(s) &= \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)}. \end{aligned}$$

Como a única forma de atuar no sistema é através do ciclo de trabalho, a função de transferência que nos interessa é apenas $G_3(s)$ que representa a dinâmica em torno do ponto médio (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; BASTOS, 2013) dada por:

$$G_3(s) = \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{k_1 s + k_2}{k_3 s^2 + k_4 s + k_5} \quad (3.29)$$

em que

$$\begin{aligned} k_1 &= C_i R_{th} V_{th} r_{C_i} r_{on} - C_i E R_{th} r_{C_i} r_L - C_i E R_{th} r_{C_i} r_{on} - C_i E R_{th}^2 r_{C_i} \\ k_2 &= R_{th} V_{th} r_{on} - E R_{th} r_L - E R_{th} r_{on} - E R_{th}^2 \\ k_3 &= C_i L R_{th}^2 + C_i L R_{th} r_{C_i} + C_i L R_{th} r_L + C_i L r_{C_i} r_L + C_i D L r_{C_i} r_{on} + C_i D L R_{th} r_{on} \\ k_4 &= c_1 + c_2 \\ c_1 &= h_1 + h_2 \\ h_1 &= C_i D^2 R_{th} r_{on}^2 + C_i r_{C_i} D^2 r_{on}^2 + C_i D R_{th}^2 r_{on} + 2 C_i D R_{th} r_L r_{on} \\ h_2 &= 2 C_i r_{C_i} D R_{th} r_{on} + 2 C_i r_{C_i} D r_L r_{on} \\ c_2 &= L D r_{on} + C_i R_{th}^2 r_L + C_i r_{C_i} R_{th}^2 + C_i R_{th} r_L^2 + 2 C_i r_{C_i} R_{th} r_L + L R_{th} + C_i r_{C_i} r_L^2 + L r_L \\ k_5 &= D^2 r_{on}^2 + 2 D R_{th} r_{on} + 2 D r_L r_{on} + R_{th}^2 + 2 R_{th} r_L + r_L^2. \end{aligned}$$

3.4 Parâmetros do conversor

Os componentes utilizados já estavam disponíveis no LAFAPE e portanto foram considerados nesse projeto, assim os parâmetros do conversor encontram-se na Tabela 1 e foram baseados nos parâmetros do painel utilizado mostrado na Tabela 2.

Tabela 1 – Parâmetros do conversor CC-CC

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
V_{th}	21.1 V	C_o	1000 μ F
R_{Th}	5.5 Ω	r_{C_o}	10 m Ω
L	1 mH	r_{on}	24 m Ω
r_L	10 m Ω	E	30 V
C_i	1000 μ F	D	0.5
r_{C_i}	10 m Ω	f_s	12.5 kHz

3.5 Projeto do controlador

Atribuindo os valores dos parâmetros do conversor à função de transferência (3.29) obtemos:

$$G_3(s) = \frac{-299.2(s + 1e05)}{s^2 + 211.8s + 1.002e06}. \quad (3.30)$$

O diagrama de bode de magnitude e fase é mostrado na Fig. 9.

Utilizando-se o Simulink é possível obter a resposta do sistema completo (modelo médio e modelo de pequenos sinais) à um degrau no ciclo de trabalho. O degrau no ciclo de trabalho é de 0.5 à 0.7. O digrama de blocos é mostrado na Fig. 10 e a resposta da função de transferência ao degrau na Fig 11.

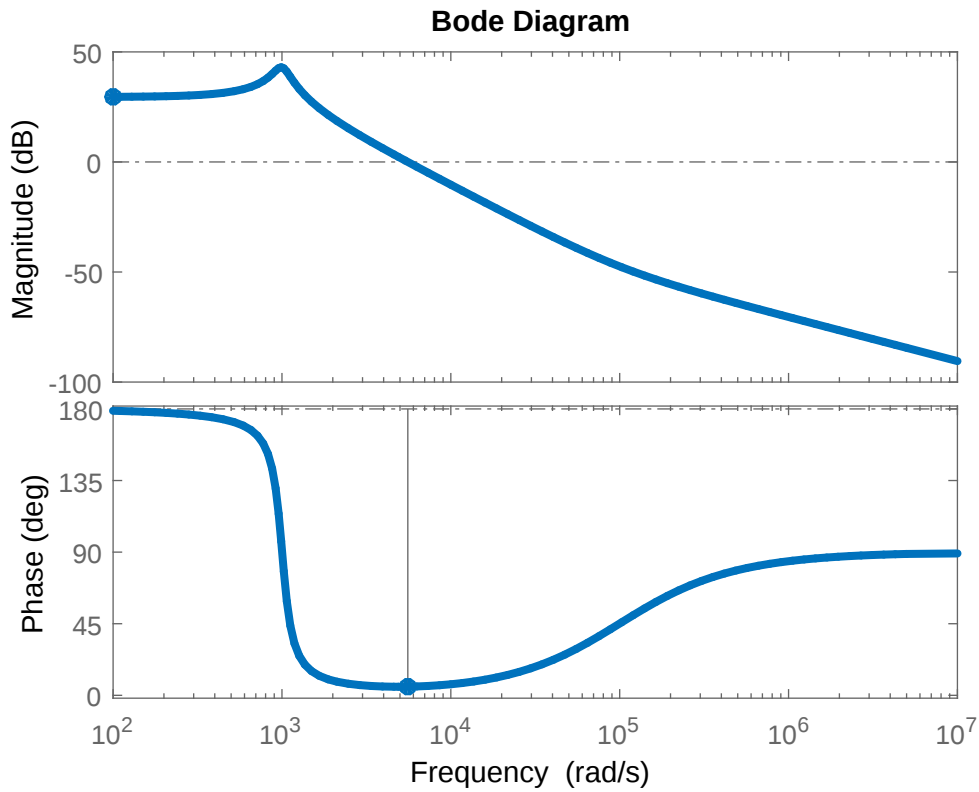


Figura 9 – Diagrama de bode da função de transferência de malha aberta.

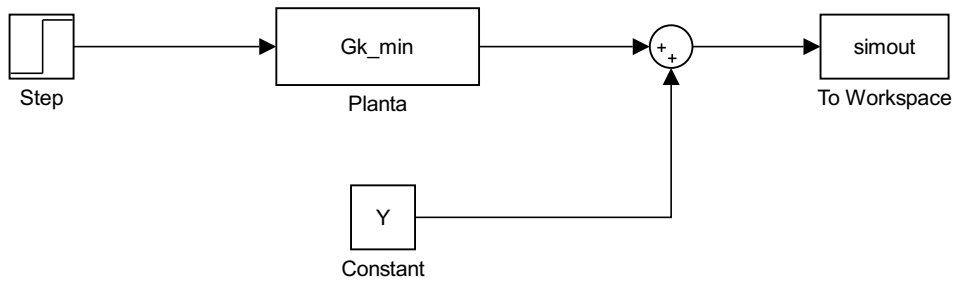


Figura 10 – Diagrama de blocos do sistema de malha aberta.

Como o controlador será implementado em ambiente digital, optou-se por projetar um PID utilizando-se o lugar das raízes, via o *rltool* do Matlab. A primeira coisa feita foi discretizar a planta do sistema. Para isso utilizou-se o seguinte código no Matlab para uma frequência de amostragem igual a frequência de chaveamento:

- 1 `fch = 12.5e3;`
- 2 `G3d = c2d(G3,1/fch);`

obtemos a seguinte planta na transformada z :

$$G_{3d}(z) = \frac{-0.1189z - 0.07091}{z^2 - 1.977z + 0.9832} \quad (3.31)$$

As especificações de projeto foram definidas como:

- Erro de regime nulo;

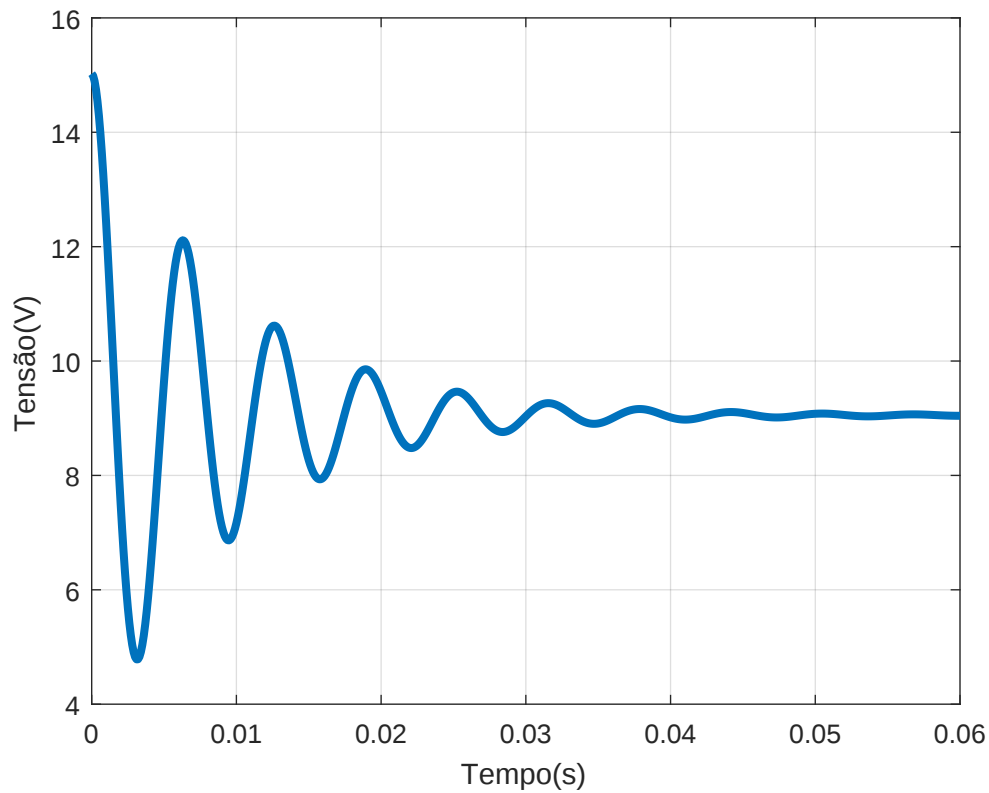


Figura 11 – Resposta ao degrau da função de transferência de malha aberta.

- Tempo de acomodação máximo de 50 ms;
- Sinal de controle entre 0 e 0.95;
- Sobressinal 50% do valor de regime.

A tela do *rltool* com o lugar de raízes é mostrada na Fig. 12, a resposta do sistema de malha fechada ao degrau unitário na Fig. 13 e o controlador obtido foi:

$$C(s) = \frac{0.305(z - 0.9515)(z - 0.903)}{z(z - 1)}. \quad (3.32)$$

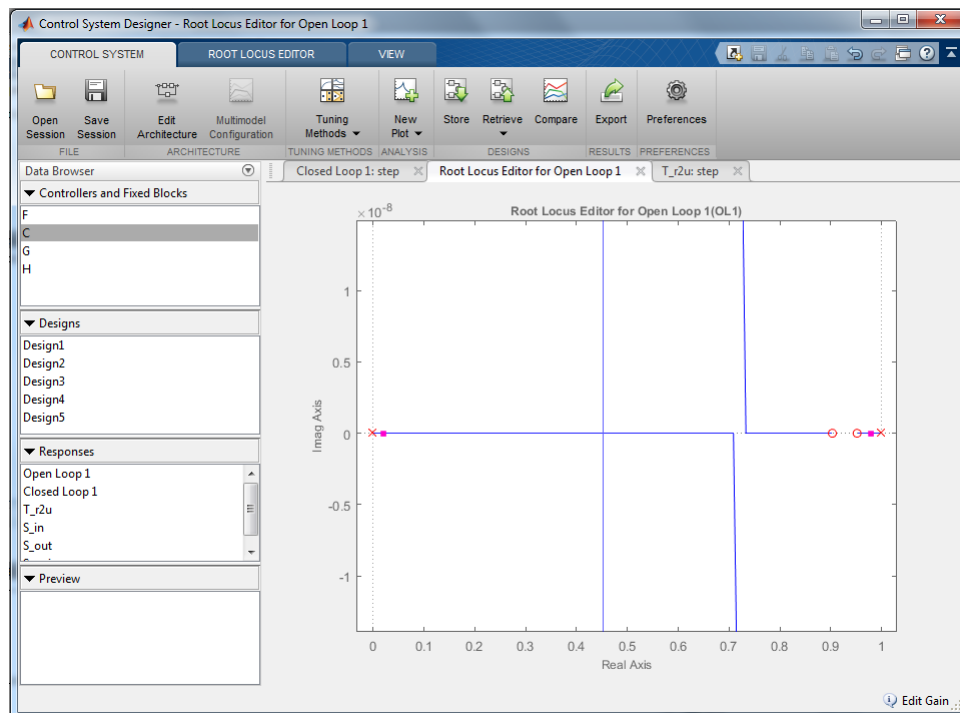


Figura 12 – Tela do *rltool* com o lugar de raízes do sistema em malha fechada.

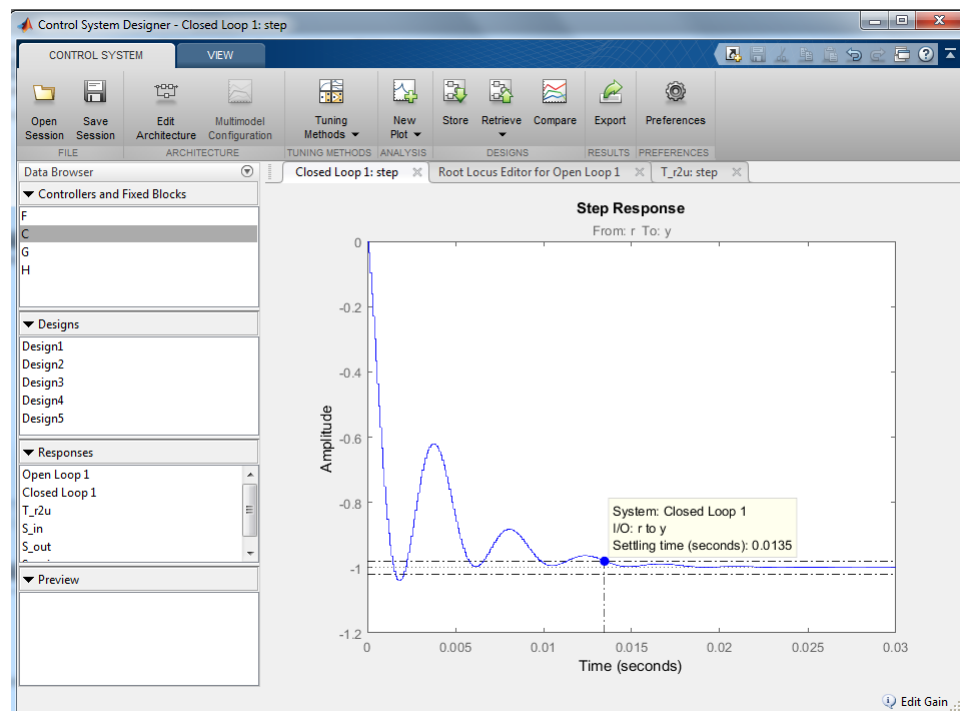


Figura 13 – Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.

4 Resultados

4.1 Algoritmos MPPT desenvolvidos

O projeto desenvolvido propôs um algoritmo MPPT utilizando o equivalente de Thévenin obtido por medições para um painel fotovoltaico. Foram desenvolvidos três algoritmos, os quais são descritos a seguir em ordem cronológica.

4.1.1 Algoritmo 1 (Busca Local)

No circuito da Fig. 5, a potência entregue à carga R é:

$$P_{th} = \left(\frac{V_{th}}{R + R_{th}} \right)^2 R. \quad (4.1)$$

Para maximizar P_{th} :

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_{th}}{\partial R} &= \frac{(R_{th} - R)V_{th}^2}{(R_{th} + R)^3} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.2)$$

que fornece $R = R_{th}$. Portanto, quando a carga R é igual a resistência interna do painel denotado por R_{th} , ocorre a máxima transferência de potência. Esse fato é conhecido como Teorema da máxima transferência de potência (KONG, 1995). Quando o equivalente de Thévenin é obtido usando os parâmetros internos do painel, o equivalente é válido somente para um único ponto de operação. Como o painel possui característica linear, quando se coloca um resistor de valor igual a R_{th} , o painel muda sua saída, altera seu ponto de operação e a carga aplicada não consegue extrair a máxima potência do painel.

Entretanto, com o Teorema 2, R_{th} pode ser obtida para qualquer ponto de operação. Ou seja, é possível variar a carga até que a mesma se iguale a R_{th} , e assim extrair a máxima potência. Seja $V(1)$ e $I(1)$ serem a tensão e a corrente correspondentes à resistência $R(1)$ ($R(1) = V(1)/I(1)$) e $V(2)$, $I(2)$ a tensão e a corrente correspondentes à resistência $R(2)$ ($R(2) = V(2)/I(2)$), então:

$$\begin{pmatrix} I(1) & -1 \\ I(2) & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_{th} \\ V_{th} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -V(1) \\ -V(2) \end{pmatrix}. \quad (4.3)$$

Usando (4.3) obtém-se:

$$R_{th} = \frac{V(2) - V(1)}{I(1) - I(2)}. \quad (4.4)$$

Dessa forma foi formulado o seguinte algoritmo de MPPT para irradiação e temperatura uniformes.

1. Meça V e I , grave em $V(1)$ e $I(1)$, e calcule $R(1)$ $\left(R(1) = \frac{V(1)}{I(1)} \right)$.
2. Aumente R .

3. Meça V e I , grave em $V(2)$ e $I(2)$, e calcule $R(2) \left(R(2) = \frac{V(2)}{I(2)} \right)$.
4. Calcule $R_{th} = \frac{V(1) - V(2)}{I(2) - I(1)}$ e $R_m = \frac{R(1) + R(2)}{2}$.
5. Obtenha $R_{erovelho} = |R_{th} - R_m|$.
6. Meça V e I , grave em $V(1)$ e $I(1)$, e calcule $R(1) \left(R(1) = \frac{V(1)}{I(1)} \right)$.
7. Aumente R .
8. Meça V e I , grave em $V(2)$ e $I(2)$, e calcule $R(2) \left(R(2) = \frac{V(2)}{I(2)} \right)$.
9. Determine $R_{th} = \frac{V(2) - V(1)}{I(1) - I(2)}$ e $R_m = \frac{R(1) + R(2)}{2}$.
10. Obtenha $R_{novoerro} = |R_{th} - R_m|$.
11. Se $R_{erronovo} > R_{erovelho}$, vá para 13). Caso contrário, $R_{erovelho} = R_{erronovo}$.
12. Se $R_{novoerro}$ é suficientemente próximo de zero, pare pois o ponto de máxima potência foi encontrado. Caso contrário, vá para o passo 6).
13. Meça V e I , grave em $V(1)$ e $I(1)$, e calcule $R(1) \left(R(1) = \frac{V(1)}{I(1)} \right)$.
14. Reduza R .
15. Meça V e I , grave em $V(2)$ e $I(2)$, e calcule $R(2) \left(R(2) = \frac{V(2)}{I(2)} \right)$.
16. Determine $R_{th} = \frac{V(2) - V(1)}{I(1) - I(2)}$ e $R_m = \frac{(R(1) + R(2))}{2}$.
17. Obtenha $R_{novoerro} = |R_{th} - R_m|$.
18. Se $R_{erronovo} > R_{erovelho}$, vá para 6). Caso contrário, $R_{erovelho} = R_{erronovo}$.
19. Se $R_{novoerro}$ é suficientemente próximo de zero, pare pois o ponto de máxima potência foi encontrado. Caso contrário, vá para o passo 13).
20. Grave $V = \frac{V(1) + V(2)}{2}$ e $I = \frac{I(1) + I(2)}{2}$. Esse é o ponto que se extrai a máxima potência do painel. Retorne para o passo 6).

4.1.2 Algoritmo 2 (Busca Global)

Difícilmente encontra-se na prática o uso de apenas um único painel solar, em geral, conecta-se vários painéis em série e/ou paralelo. Para que isso seja possível, utilizam-se diodos de *bypass* são colocados em paralelo com cada painel para protege-los contra uma corrente reversa de operação. Toda via, a colocação desses diodos muda a curva característica do painel e múltiplos pontos de máxima potência aparecem sob condições de sombreamento parcial do conjunto (PARANTHAGAN et al., 2015).

Devido as discontinuidades que a curva característica apresenta no caso de sombreamento, o Algoritmo 1 somente irá funcionar de maneira local, sendo necessário, portanto, uma forma de encontrar o máximo global. Dessa forma foi proposto um terceiro algoritmo que trabalhará em conjunto com o Algoritmo 1. Se existe um ponto onde R_{th} e R são iguais, e como a função característica V-I é monótona, isso implica que se analisado o sinal da diferença entre R_{th} e R é possível determinar regiões onde ocorrem máximos. O Algoritmo 1 modificado trabalha com esse princípio, realizando uma varredura em passos largos de V_{oc} à I_{sc} , identificando os possíveis locais de máximo e depois utiliza o Algoritmo 2 com passos menores para localizar os máximos, e determinar o máximo global.

1. Comece a busca em $V = V_{oc}$ e meça I . Grave esse ponto em $V(1)$ e $I(1)$.
2. Inicialize o contador $j = 1$.
3. Diminua a resistência de carga, e meça novamente V e I e grave em $V(2)$ e $I(2)$.
4. Calcule R_{th} e $R = \frac{(V(2)/I(2)) + (V(1)/I(1))}{2}$.
5. Calcule $\epsilon_{velho} = R_{th} - R$.
6. Defina o passo de tensão em função de V_{oc} , tal que, $\Delta V = \frac{V_{oc}}{k}$, k um escalar positivo arbitrário.
7. Diminua a resistência de carga até encontrar $V = V(2) - \Delta V$.
8. Meça V e I e grave em $V(1)$ e $I(1)$. Diminua a resistência de carga e meça V e I novamente e grave em $V(2)$ e $I(2)$.
9. Calcule R_{th} e $R = \frac{(V(2)/I(2)) + (V(1)/I(1))}{2}$.
10. Calcule $\epsilon_{novo} = R_{th} - R$.
11. Se $\text{sinal}(\epsilon_{novo}) \neq \text{sinal}(\epsilon_{velho})$ grave $V(2)$ em $V_s(j)$ e incremente j , caso contrário faça $\text{sinal}(\epsilon_{velho}) = \text{sinal}(\epsilon_{novo})$.
12. Se V não é suficientemente próximo de zero, vá para 7.
13. Utilize o Algoritmo 1 iniciando em cada $V_s(j)$. Encontre os pontos de máxima potência local (MPP, do inglês). Salve esses pontos como $V_{MP}(j)$ e $I_{MP}(j)$. E a potência corresponde aos pontos em $P_{LMP}(j)$.
14. Verifique qual é maior valor gravado em $P_{LMP}(j)$. Esse é o ponto global de MPP, denotado por P_{GMP} .

4.1.3 Algoritmo 1 modificado

Para o caso de um único painel sob irradiação e temperatura uniformes, a necessidade de saber se a diferença entre a resistência de carga (R) e a resistência de Thévenin está diminuindo ou aumentando, pode causar instabilidade, ou até a perda do rastreamento, no caso em que ocorre mudanças abruptas de irradiação e/ou temperatura. Assim, definindo-se o erro como:

$$erro = R_{th} - R \quad (4.5)$$

é suficiente saber se o mesmo é positivo, negativo ou nulo. Se for positivo deve acontecer o incremento de carga, se for negativo deve decrementar a carga e se for nulo, a carga não deve ser alterada. Como existe um único ponto onde o sinal do erro irá se anular, o sistema irá convergir até o ponto de máxima potência naturalmente. Dessa forma, propõe-se o quarto algoritmo:

1. Calcule R_{th} e R (como no Algoritmo 1).
2. Faça $R = R + r \text{ sinal}(R_{th} - R)$.

onde r é uma constante do tamanho da variação que a resistência deve sofrer.

4.2 Validação do equivalente de Thévenin pontual

O software de simulação de eletrônica de potência, PSIM, possui um modelo de painel PV que tem praticamente o mesmo sistema de equações de um modelo único diodo como mencionado antes. Portanto, para obter os resultados, foi usado o painel PV do PSIM com uma carga resistiva, e medido a tensão e a corrente. A simulação foi utilizada também com intuito de verificar a veracidade da solução numérica obtida de (1.1) comparando-se os valores de tensão e corrente. O circuito esquemático é mostrado na Fig. 14.

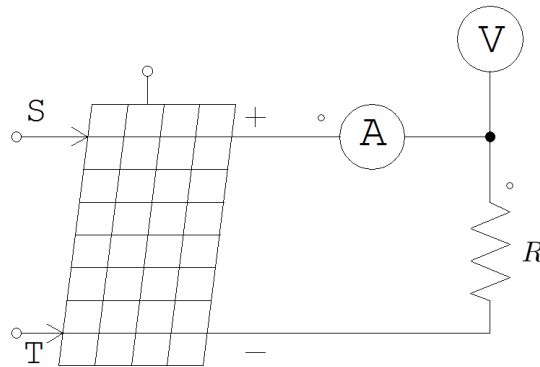


Figura 14 – Esquemático do painel no PSIM conectado à carga.

Para determinar o equivalente de Thévenin do painel foi considerado diversos pontos de operação. Para aplicar (2.28), duas medidas de corrente I e tensão V para duas cargas resistivas são necessárias para ponto de operação. Foram escolhidos seis valores arbitrários de carga e a tensão e a corrente foram medidas para mesma condição de irradiação e temperatura escolhidos como $S = 1,000W/m^2$ e $T = 25^\circ C$), respectivamente. Para cada dois valores de resistência foi

construído um equivalente de Thévenin (2.28). A configuração do painel utilizado é mostrado na Tabela 2 e o resultado dos equivalentes de Thévenin na 3.

Tabela 2 – Configuração do painel sob condições padrões ($S = 1000W/m^2$ and $T = 25^\circ C$)

Número de células	36
Máxima potência [W]	60
Tensão para máx. potência [V]	17.1
Corrente para máx. potência [A]	3.5
Tensão de circuito aberto[V]	21.1
Corrente de curto-circuito [A]	3.8
Coefficiente de temperatura de V_{oc} [$^\circ C$]	-0.38
Coefficiente de temperatura de I_{sc} [$^\circ C$]	0.065
dv/di (slope) at V_{oc} [V/A]	-0.68
Banda de energia [eV]	1.12
Fator de idealidade	1.2
Resistência paralelo [Ω]	1000
Resistência série [Ω]	0.008
Corrente de saturação [A]	2.16e-8
Coefficiente de temperatura	0.0024

Tabela 3 – Resultados do equivalente de Thévenin

R [Ω]	I [A]	V [V]	Vth [V]	Rth [Ω]
1	3,799	3,79	162,433	41,747
5	3,474	17,74		
10	1,972	19,72	21,153	0,7267
50	0,417	20,86		
100	0.210	20.97	21,101	0,5906
500	0,042	21,07		

Um valor intermediário entra as cargas utilizadas para extrair o equivalente de Thévenin foram usadas no circuito da Fig. 15 para prever os valores de tensão V e corrente I nos terminais do painel. Usando as mesmas cargas no PSIM, obteve-se os valores simulados de V e I . Os resultados na Tabela 4. Note que os valores previstos são próximos aos valores simulados. No entanto, para o caso que a resistência de carga foi $R = 3\Omega$ existe uma divergência maior que nos outros casos. Isso ocorre porque o método proposto por [Bhattacharyya et al. \(2013\)](#) assume-se como linear para o modelo entrada-saída. A Fig. 16 mostra o comportamento da corrente. Desenhando-se uma reta entre os pontos correspondentes à $R = 1\Omega$ e $R = 5\Omega$ (linha azul), nota-se que difere da curva real do painel (linha vermelha). Por outro lado, isso não acontece com qualquer valor de R entre 10Ω e 500Ω (linha verde). De fato, a linha verdade praticamente intercepta toda curva real do painel. Também, note na Fig. 16 que a aproximação do comportamento do painel é melhor quando os pontos usados para encontrar o equivalente de Thévenin estão mais próximos um do outro.

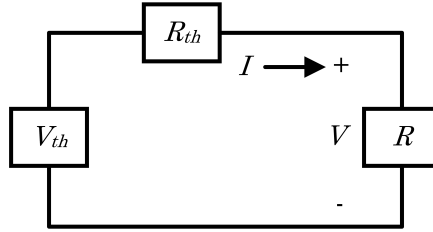
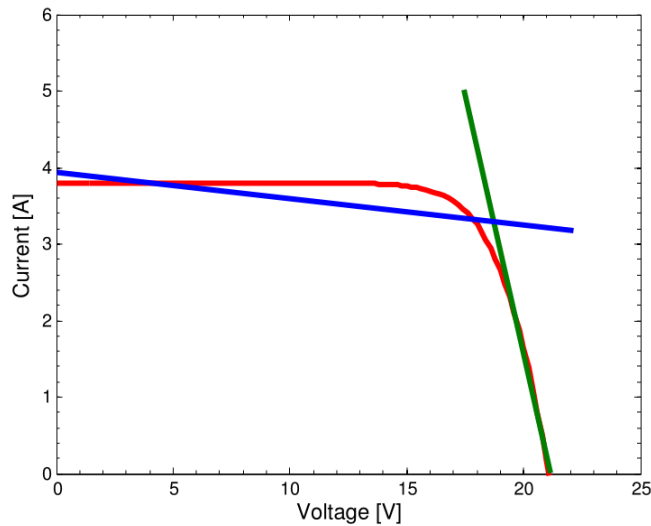


Figura 15 – Thévenin equivalent circuit.

Tabela 4 – Resultados a partir de (2.28) e a partir da simulação com o PSIM

(2.28)			Simulação PSIM	
R [Ω]	V [V]	I [A]	V [V]	I [A]
3	10.89	3.63	11.39	3.789
30	20.65	0.688	20.68	0.689
300	21.06	0.070	21.06	0.070

Figura 16 – Retas correspondentes aos equivalentes de Thévenin. Azul (entre $R = 1\Omega$ e $R = 5\Omega$). Verde (entre $R = 10\Omega$ e 50Ω).

Os valores nominais usados para corrente de curto-circuito e e tensão de circuito aberto eram $I_{sc} = 3.8\text{A}$ e $V_{oc} = 21.1\text{V}$. Usando (2.1) e (2.2), obteve-se $V_{th} = 21.1\text{ V}$ e $R_{th} = 5.55\Omega$. Com os mesmo valores de resistência de carga, obteve-se os resultados mostrados na Tabela 5. Com os valores obtidos na Tabela 4 e 5 foi calculado o erro cometido. O resultado é mostrado na Tabela 6.

Tabela 5 – Resultados a partir do Teorema 1 e partir da simulação com o PSIM

Teorema 1			Simulação PSIM	
R [Ω]	V [V]	I [A]	V [V]	I [A]
3	7.4012	2.4671	11.39	3.789
30	17.8046	0.5935	20.68	0.689
300	20.7166	0.0691	21.06	0.070

Tabela 6 – Erro a partir do Teorema 1 e (2.28)

Teorema 1			(2.28)	
R [Ω]	V [%]	I [%]	V [%]	I [%]
3	35,02	34,89	4,39	4,19
30	13,9	13,86	0,15	0,15
300	1,63	1,28	0	0

Com relação aos valores de I_{sc} e V_{oc} , sabe-se que seus valores nominais de acordo com o simulador são $I_{sc} = 3,8A$ e $V_{oc} = 21,1V$. Utilizando (2.1) e (2.2), para cada equivalente de Thévenin obtido na Tabela 3, obtém-se os resultados mostrados na Tabela 7:

Tabela 7 – Resultados de I_{sc} e V_{oc}

Vth	Rth	I_{sc}	V_{oc}
162.433	41.747	3.89	162.433
21.153	0.7267	10.72	21.153
21.101	0.5906	35.72	21.101

Na Tabela 7, nota-se que os valores de I_{sc} e V_{oc} divergem do esperado teoricamente. Isso se deve à aproximação por retas que o método de (BHATTACHARYYA et al., 2013) propõe. Note que quando os pontos se encontram na reta verde, V_{th} se aproxima muito de V_{oc} , como esperado. No entanto I_{sc} para essa região não apresenta nenhum significado físico. Note agora que quando pontos encontram-se no trecho linear aproximado pela reta azul, V_{th}/R_{th} se aproxima muito de I_{sc} . No entanto, V_{oc} para essa região não apresenta nenhum significado físico.

Conclui-se, portanto, que para extrair I_{sc} deve-se escolher dois pontos do trecho linear próximo à reta azul e para extrair V_{oc} dois pontos do trecho linear da reta verde. A vantagem desse método é que, ao contrário do método de varredura (ESRAM; CHAPMAN, 2007), não é necessário varrer toda curva do painel para estimar I_{sc} e V_{oc} . Basta que atinja os trechos lineares da curva para determinar esses parâmetros, evitando problemas de afundamento da potência entregue pela fonte por um grande período.

Com resultados das simulações é possível concluir também que usando (2.28) para pontos próximos, é possível descrever a curva V-I característica através de equivalentes de Thévenin pontuais.

4.3 Simulações dos algoritmos propostos e do controlador

Inicialmente, foi estudado a utilização do equivalente de Thévenin para obter aproximações dos valores de tensão de circuito aberto e corrente de curto-circuito para inferir o ponto de máxima potência utilizando o modelo simplificado de único diodo do painel fotovoltaico. Nessa seção também estão descritas as simulações com os Algoritmos 1, 2 e 3, e do controlador projetado.

A equação de corrente do painel (1.1) foi resolvida no Matlab com os parâmetros mostrados na Fig. 2 para as condições de irradiação e temperatura de referência ($S = 1000W/m^2$

e $T = 25^\circ\text{C}$). Foi gerado assim dois vetores discretos intra relacionados de V e I para V variando de 0 V a cada 200 mV até $V_{oc} = 21.1$ V. A partir disso, obteve-se a potência, tensão e corrente do ponto de máximo ,tensão de circuito aberto e corrente de curto circuito do painel estão organizados na Tabela 8. O algoritmo da proposta inicial de pesquisa foi implementado no Matlab de forma que, para simular a variação de carga, ao diminuir a carga o algoritmo caminhava no vetor em sentido ao aumento da corrente, no caso de aumento da carga o algoritmo caminhava no vetor no sentido de diminuição da corrente. Os valores encontrados pelo algoritmo estão organizados na Tabela 9 e o erro cometido na Tabela 10.

Tabela 8 – Valores para o ponto de máxima potência esperados.

Medida	Valor
Potência máxima	56,3104 W
Tensão para potência máxima	16,9999 V
Corrente para potência máxima	3,5607 A
Tensão circuito aberto	21,1 V
Corrente curto circuito	3,8 A

Tabela 9 – Valores para o ponto de máxima potência.

Medida	Valor
Potência máxima	52,3828 W
Tensão para potência máxima	18,3999 V
Corrente para potência máxima	3,0603 A
Tensão circuito aberto	21,4991 V
Corrente curto circuito	3,7999 A

Tabela 10 – Erros cometido

Medida	Erro %
Potência máxima	6.9749
Tensão para potência máxima	8.2352
Corrente para potência máxima	14.0529
Tensão circuito aberto	1.8917
Corrente curto circuito	0.0008

4.3.1 Resultados com os Algoritmos 1 e 2

Para validar os algoritmos desenvolvidos, optou-se por realizar uma simulação do mesmo no Matlab, devido a facilidade de prototipagem. A configuração do painel utilizado é mostrado na Tabela 11. A curva V-I característica foi obtida no Simulink com os parâmetros mostrados Tabela 2 para diferentes condições de irradiação e temperatura. A curva V-I característica foi gerada com V variando entre 0 V e V_{oc} em passos de 200mV. O esquema utilizado no Simulink é mostrado na Fig. 17.

Dessa forma foram obtidos os pontos de máximo mostrados na Tabela 12. O Algoritmo 2 foi implementado no Matlab com 1Ω de tolerância entre R e R_{th} , iniciando em um trecho aleatório da curva V-I. Os valores encontrados são mostrados na Tabela 13.

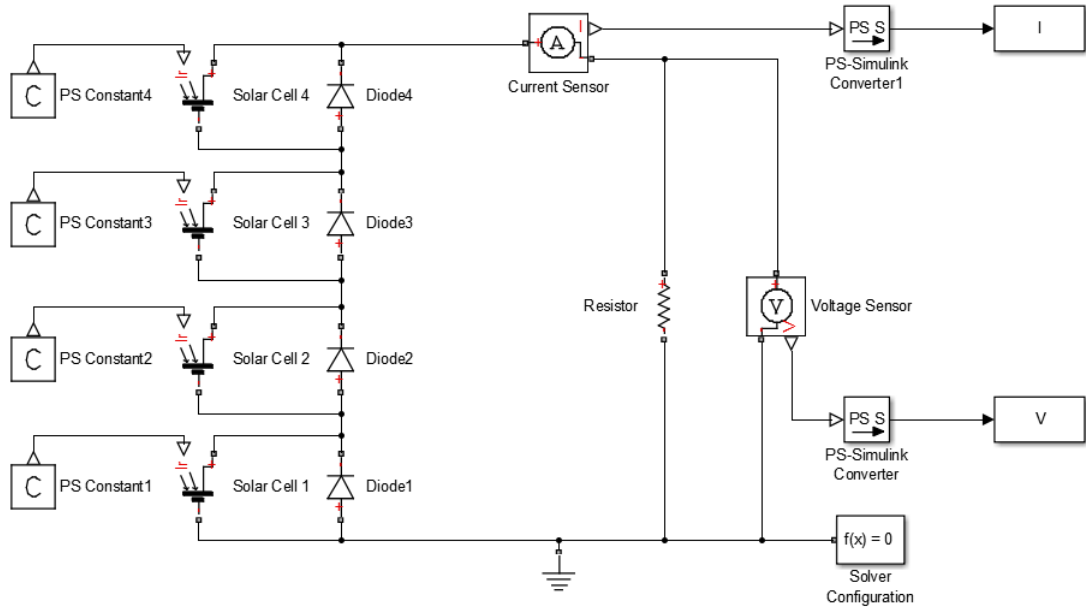


Figura 17 – Esquema do painel utilizado na simulação no Simulink.

Tabela 11 – Parâmetros painel para condições uniforme de temperatura e irradiação ($S = 1000W/m^2$ e $T = 25^\circ C$)

Número de células em série	36
Tensão de circuito aberto para uma célula [V]	0,6
Corrente de curto-circuito para uma célula [A]	7,34
Fato de qualidade	1,5
Banda de energia [eV]	1,11
Resistência série [Ω]	0
Coefficiente de temperatura de primeira ordem para corrente [1/K]	0
Expoente de temperatura para corrente de saturação do diodo	3
Expoente de temperatura para resistência série	0

Tabela 12 – Pontos de máxima potência obtidos no Matlab

$S = 1000W/m^2$ e $T = 25^\circ C$	
Máxima potência [W]	489,0572
Tensão na máxima potência [V]	71,7800
Corrente na máxima potência [A]	6,8133
$S = 500W/m^2$ and $T = 15^\circ C$	
Máxima potência [W]	243,1786
Tensão na máxima potência [V]	71,2489
Corrente na máxima potência [A]	3,413
$S = 350W/m^2$ and $T = 35^\circ C$	
Máxima potência [W]	149,0290
Tensão na máxima potência [V]	63,2689
Corrente na máxima potência [A]	2,3554

A resistência de Thévenin R_{th} casa com R em apenas um único ponto, como mostrado na Fig. 18. A potência entregue calculada a partir de $P = VI$ e usando (4.1) é mostrado na

Tabela 13 – Pontos de máxima potência obtidos pelo Algoritmo 1

$S = 1000W/m^2$ and $T = 25^\circ C$		Erro[%]
Máxima potência [W]	488,9224	0,02757
Tensão na máxima potência [V]	71,3380	0,6157
Corrente na máxima potência [A]	6,8536	0,5918
$S = 500W/m^2$ and $T = 15^\circ C$		Error[%]
Máxima potência [W]	243,1597	0,0078
Tensão na máxima potência [V]	71,4750	0,3172
Corrente na máxima potência [A]	3,4020	0,3239
$S = 350W/m^2$ and $T = 35^\circ C$		Error[%]
Máxima potência [W]	149,0213	0,0051
Tensão na máxima potência [V]	63,0910	0,2813
Corrente na máxima potência [A]	2,3620	0,2769

Fig. 19. Assim fica evidente que o equivalente de Thévenin obtido a partir de medidas está de acordo com a curva característica V-I real, em outras palavras, foi possível obter equivalentes de Thévenin pontuais.

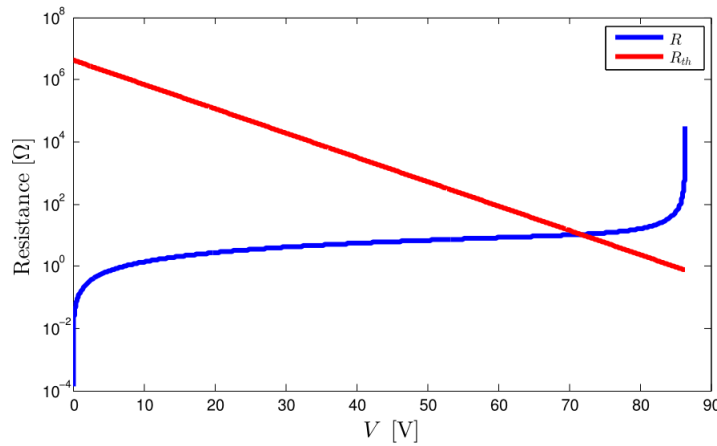
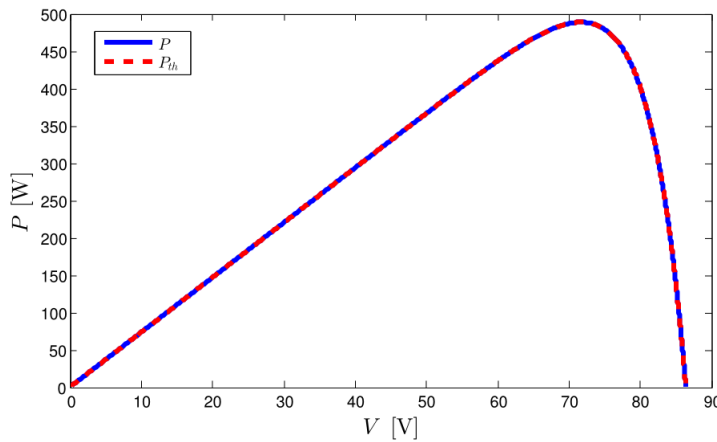
Figura 18 – A resistência R_{th} e a carga R versus V .

Figura 19 – Curva P-V característica real e P-V característica calculada com o equivalente de Thévenin pontual para 4 módulos PV em série com mesma temperatura e irradiação.

Um painel PV, em geral, é constituído por vários módulos associados, tanto em série como

em paralelo, e assim, diodos de *bypass* são colocados em paralelo com cada módulo para protegê-lo contra corrente reversa. Toda via, a colocação de diodos de *bypass* muda a característica V-I do PV e múltiplos picos de potência podem aparecer sob condições de sombreamento parcial (PARANTHAGAN et al., 2015). Via Simulink obteve-se a curva característica V-I para 4 módulos PV conectados em série para diferentes condições de irradiação e temperatura, como mostrado na Fig. 20.

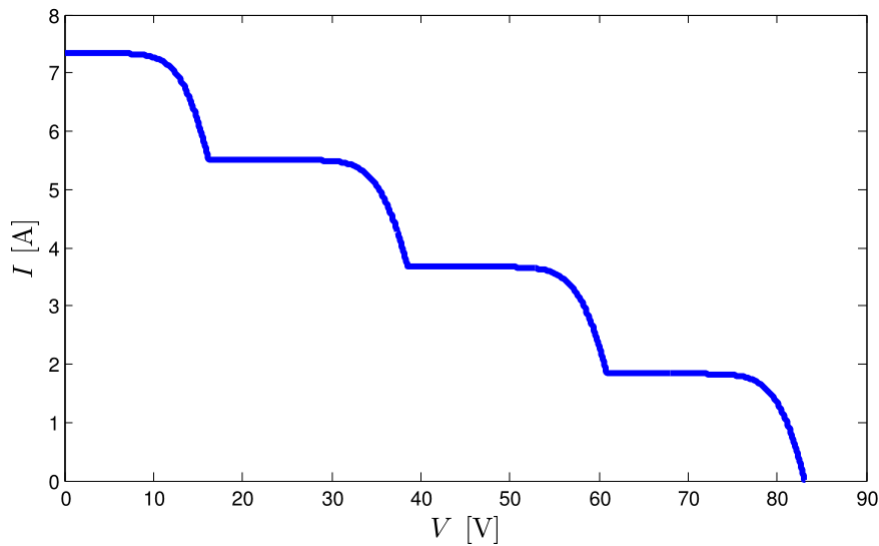


Figura 20 – Curva P-V característica real e P-V característica para 4 módulos PV em série com temperaturas e irradiações diferentes.

Utilizando a curva mostrada na Fig. 20, realizou-se uma varredura a cada 200 mV calculando-se o equivalente de Thévenin pontual. A potência entregue calculada a partir de $P = VI$ e a partir de (4.1) é mostrado na Fig. 21. Note novamente que a curva obtida via o equivalente de Thévenin pontual, está de acordo com a curva simulada do painel.

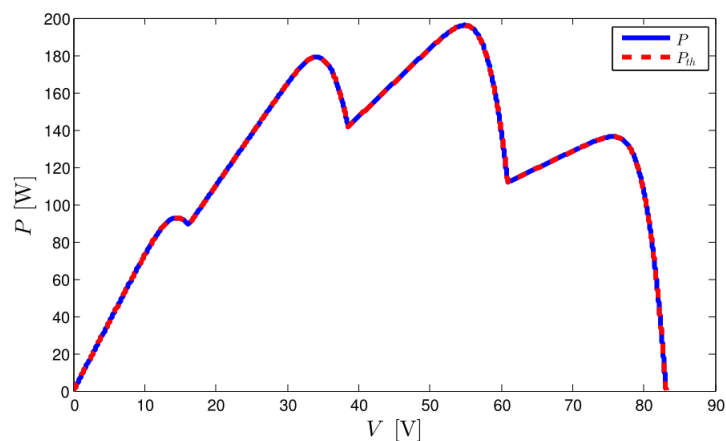


Figura 21 – Curva P-V característica real e P-V característica calculada com o equivalente de Thévenin pontual para 4 módulos PV em série com temperaturas e irradiações diferentes.

Na Fig. 22 é mostrado R_{th} e R pela tensão V . Note que há 4 pontos de cruzamento das resistências, o que implica em 4 máximos de potência, como já esperado pela Fig. 21. Além disso,

observa-se 4 pontos de descontinuidades em R , os quais são ocasionados pelos diodos de *bypass*.

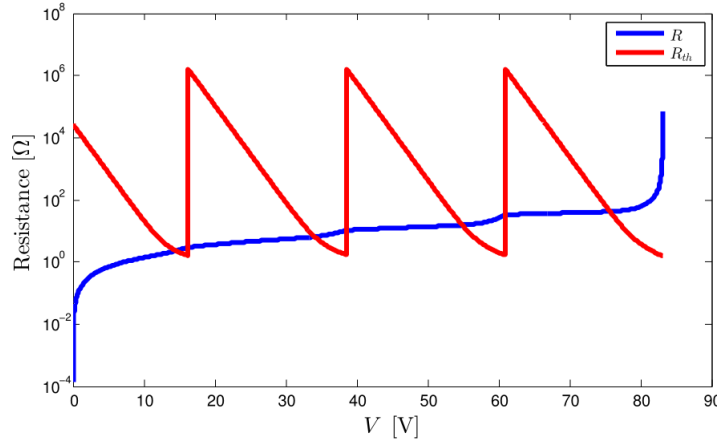


Figura 22 – Comparação da resistência de Thévenin (R_{th}) e a resistência de carga (R).

Utilizando o Algoritmo 2, com $k = 50$, onde pontos onde $\text{senal}(\epsilon_{new}) \neq \text{senal}(\epsilon_{old})$ são mostrados na Tabela 14 e os pontos para qual o Algoritmo 1 converge para o ponto local de máxima com tolerância de $0,1\Omega$ são mostrados na Tabela 15. O máximo global encontrado é $P_{GMP} = 196,15463W$ para a tensão $V_{MP}(2) = 54,941V$, que está de acordo com a Fig. 21. O erro para o valor da potência é dependente do passo escolhido para Algoritmo 2. Nesse caso, para passos de 200mV o erro é na ordem de $0,5 \cdot 10^{-6}$.

Tabela 14 – Pontos de tensão encontrados com o Algoritmo 1

Ponto j	$V_s(j)$
1	74,8050
2	59,8470
3	54,8610
4	38,2410
5	33,2550
6	14,9730
7	13,3110

Tabela 15 – Pontos locais de máxima potência

Ponto j	$V_{LMP}(j)$	$P_{LMP}(j)$
1	75,7070	136,34614
2	54,9410	196,15463
3	54,9210	196,15460
4	34,1840	179,01441
5	34,1280	179,01434
6	14,7180	92,748796
7	14,5040	92,749750

Em seguida, utilizou-se o PSIM para implementar o Algoritmo 1 e verificar seu comportamento frente a degraus de temperatura e irradiação. A configuração do módulo utilizado é mostrado na Tabela 2 e o resultado do Algoritmo 1 para esse caso, é mostrado na Tabela 16. O circuito utilizado no PSIM é mostrado na Fig. 23.

Tabela 16 – Pontos de máxima potência obtidos pelo Algoritmo 1

$S = 1000W/m^2$ and $T = 25^\circ C$		Error[%]
Máxima potência [W]	60,4484	0,1389
Tensão na máxima potência [V]	16,8000	1,1765
Corrente na máxima potência [A]	3,5981	1,0499
$S = 500W/m^2$ and $T = 15^\circ C$		Error[%]
Máxima potência [W]	30,9393	0,0575
Tensão na máxima potência [V]	17,4000	1,1364
Corrente na máxima potência [A]	1,7781	1,0912
$S = 350W/m^2$ and $T = 35^\circ C$		Error[%]
Máxima potência [W]	19,8140	0,0369
Tensão na máxima potência [V]	15,6000	1,2658
Corrente na máxima potência [A]	1,2701	1,2447

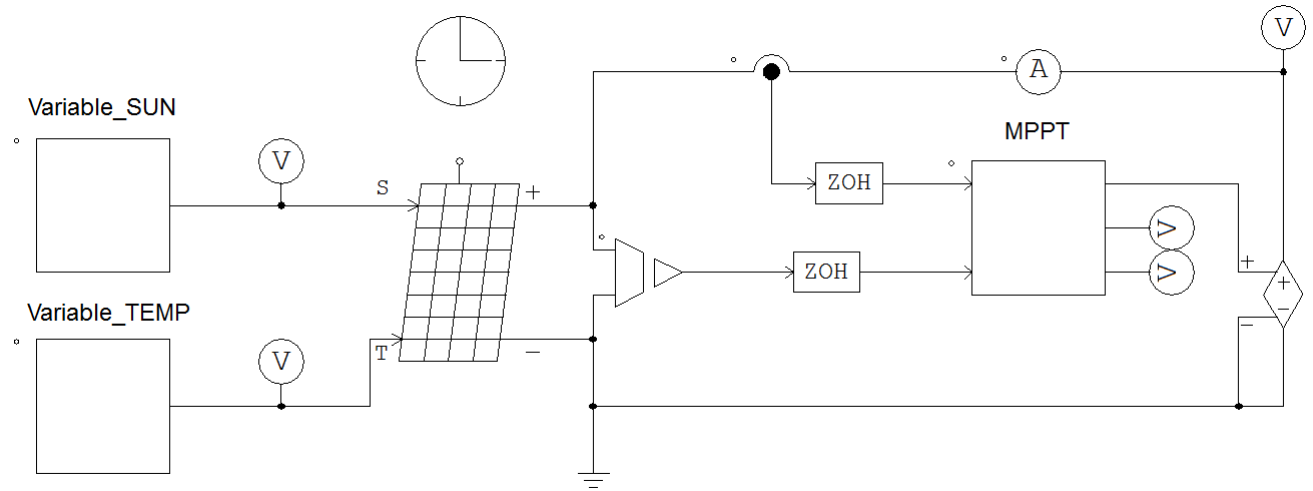


Figura 23 – Diagrama de simulação PSIM.

Foi usado uma fonte controlada por tensão como resistência, a qual possui o controle conectado ao bloco com o Algoritmo 1 implementado em linguagem C. Outros dois blocos são usados para criar diferentes degraus de temperatura e irradiação. O *time step* do solver usado no PSIM foi de 1 ms, e todos resultados são exportados para o Matlab para criar gráficos melhores. O degrau de irradiação e temperatura é mostrado na Fig. 24.

O Algoritmo 1 foi implementado usando passos de tensão de 200 mV e ao invés de parar quando o MPP é encontrado, o algoritmo continua buscando. Isso provoca oscilações em torno do MPP. O resultado da tensão e da corrente são mostrados na Fig. 25. Para essa situação, o tempo para encontrar o primeiro MPP é em torno de 38 ms.

Com os valores de tensão e corrente obtidos para o terminal do módulo PV, a curva de potência é gerada via Matlab utilizando $P = VI$. A curva de potência é mostrada na Fig 26. Note que os valores na região do MPP da Fig 26 estão de acordo com os valores mostrados na Tabela 12. A variação da resistência de Thévenin e da carga, durante a simulação são mostradas na Fig. 27.

Usando passos de 400 mV, o tempo para encontrar o primeiro MPP é apenas metade

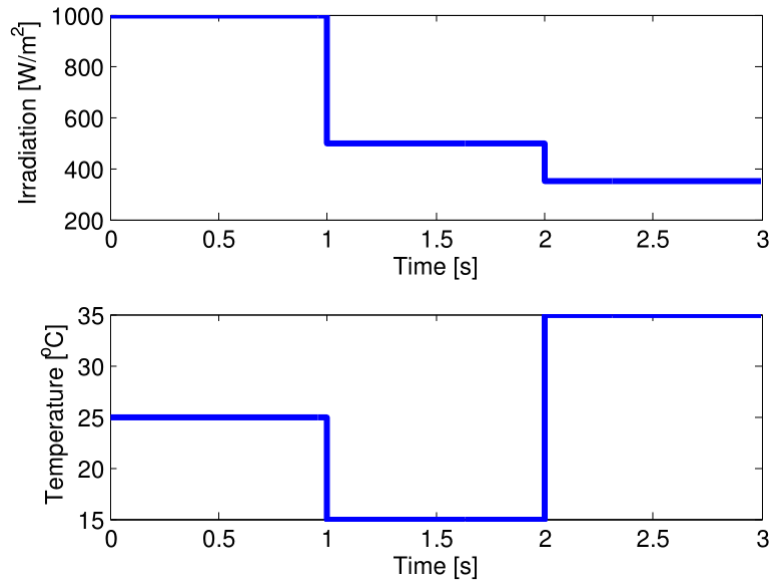


Figura 24 – Degraus de temperatura e irradiação.

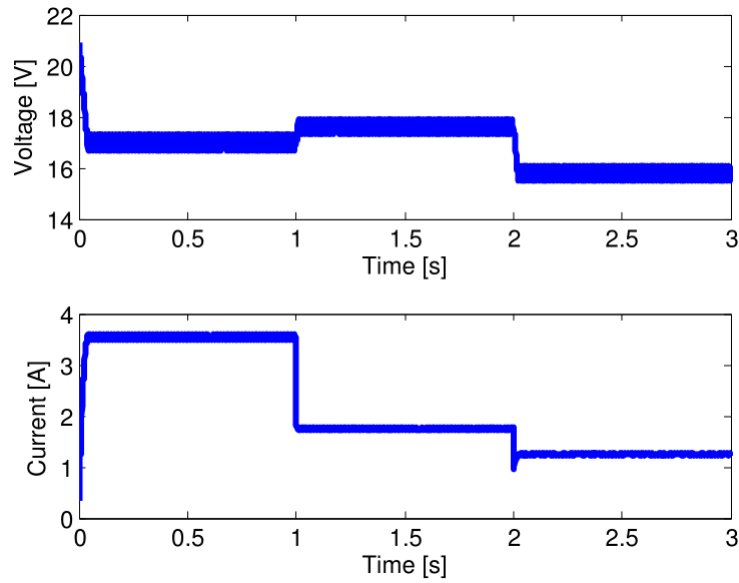


Figura 25 – Comportamento da corrente e tensão de saída do PV em função dos degraus de temperatura e irradiação.

do tempo necessário para os passos de 200 mV, no entanto as oscilações em torno do MPP aumentam.

4.4 Verificação do modelo do sistema

Para validar o sistema obtido em (3.29), utilizou-se o PSIM com os valores dos parâmetros da Tabela 1. O circuito do conversor boost simulado é mostrado na Fig. 28.

Usando o diagrama de blocos mostrado na Fig. 10 no Simulink e o circuito da Fig. 28 simulou-se a mesma situação de degrau no ciclo de trabalho. A comparação entre as duas simulações é mostrado na Fig. 29. Note que na Fig. 29 ambas as curvas mostradas não possuem

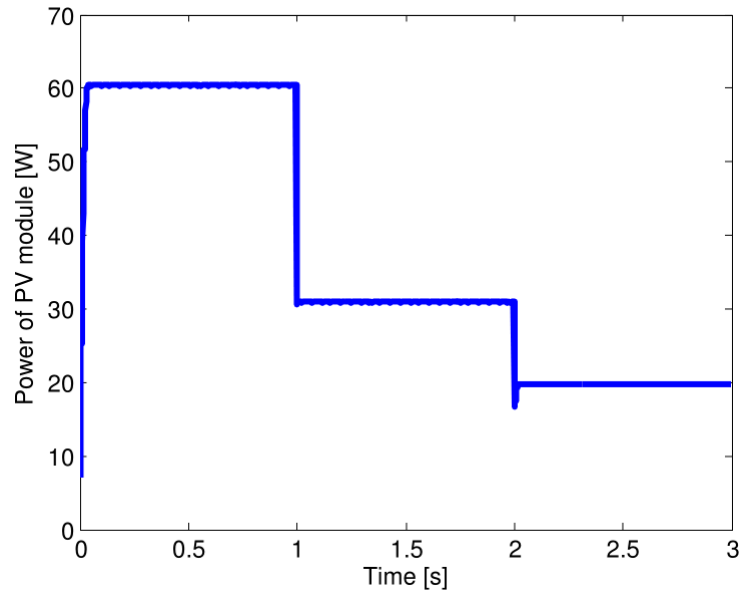


Figura 26 – Comportamento da potência em função dos degraus de temperatura e irradiação.

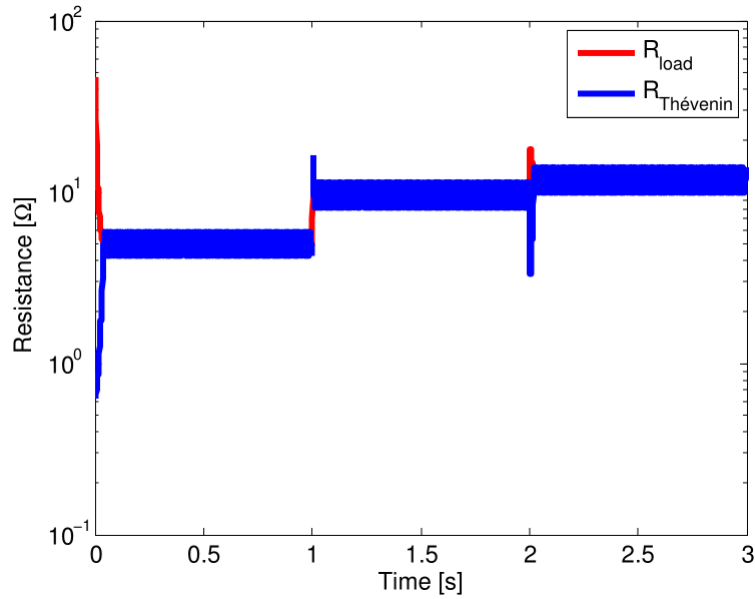


Figura 27 – Comportamento da resistência em função dos degraus de temperatura e irradiação.

precisão quantitativa elevada, devido a linearização do modelo em torno do ponto de operação, no entanto, as características qualitativas do modelo podem ser consideradas como satisfatórias, validando o modelo feito nessa pesquisa.

4.4.1 Implementação do controlador PID

Com o controlador implementado no Matlab da Eq. (3.32) obteve-se a seguinte equação de diferenças:

$$C(s) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{0.305(z - 0.9515)(z - 0.903)}{z(z - 1)} \quad (4.6)$$

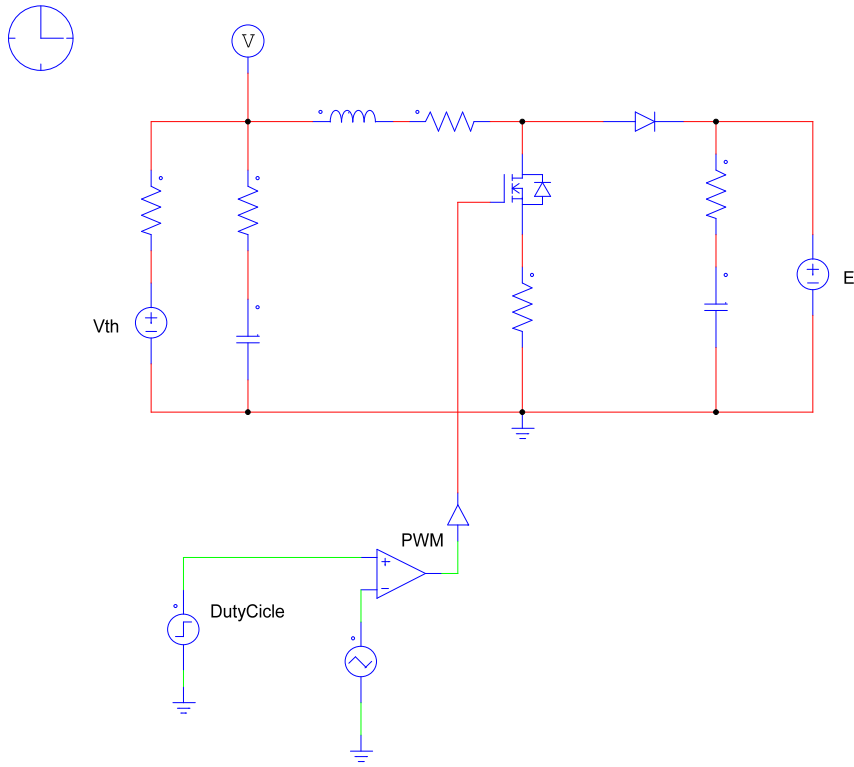


Figura 28 – Circuito utilizado para verificar modelagem do sistema.

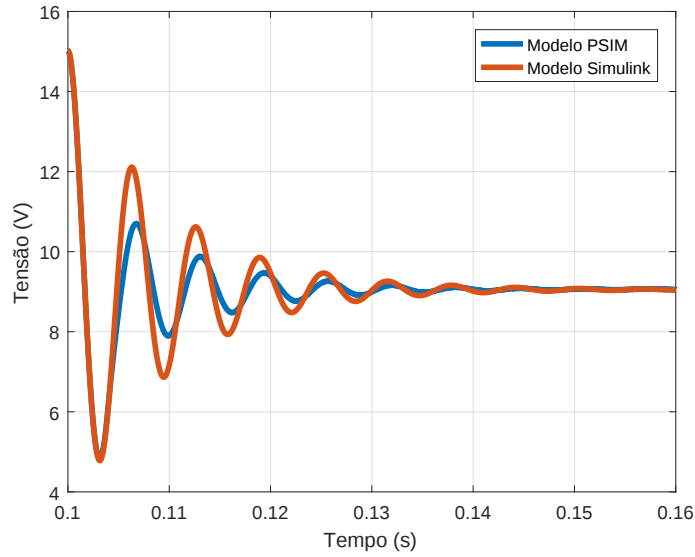


Figura 29 – Comparação entre a respostas do modelo e do circuito simulado com o PSIM.

isso é:

$$U(z)(z^0 - z^{-1}) = E(z)(0.305z^0 - 0.5656z^{-1} + 0.26206z^{-2}). \quad (4.7)$$

Logo, a lei de controle será:

$$u[n] = u[n-1] + 0.305e[n] - 0.5656e[n-1] + 0.26206e[n-2]. \quad (4.8)$$

Para validar o controlador projetado, montou-se novamente um diagrama de blocos no Simulink com o modelo feito e já validado, e um circuito no PSIM que possui um bloco programado em linguagem C, o qual possui a lei de controle anterior. O diagrama do Simulink é mostrado na Fig. 30, o circuito simulado é mostrado na Fig. 31 e a comparação entre os resultados é mostrado na Fig. 32.

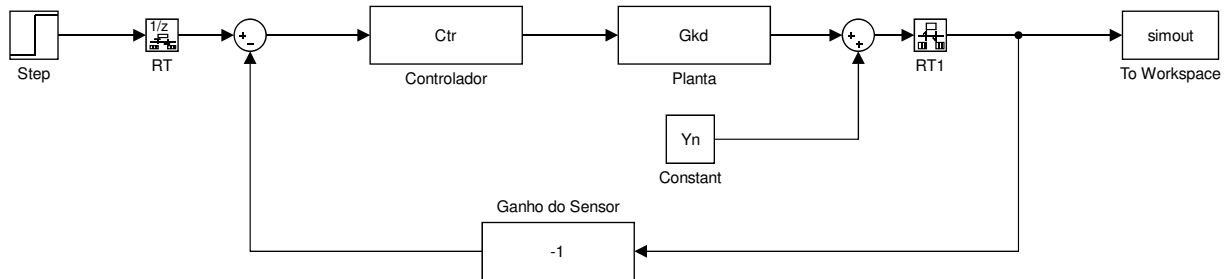


Figura 30 – Diagrama de blocos no Simulink do sistema de malha fechada com o controlador projetado.

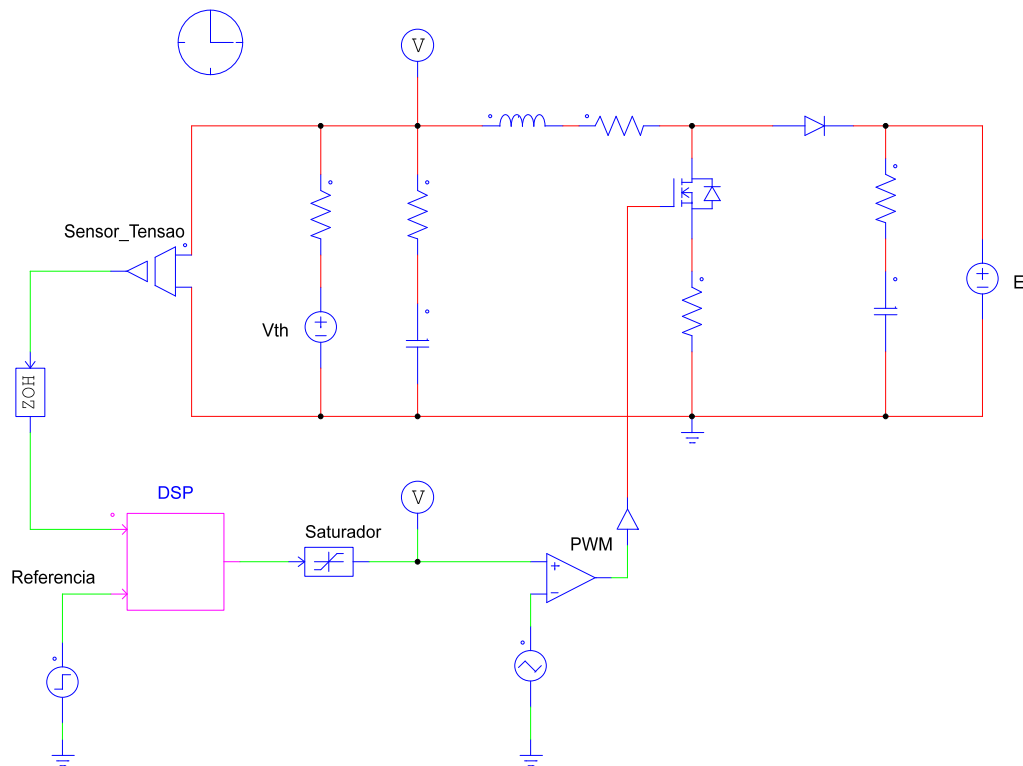


Figura 31 – Circuito utilizado no PSIM para verificar o controlador projetado.

É visível a diferença quantitativa mostrada entre as duas curvas na Fig. 32, no entanto, percebe-se que qualitativamente o controlador cumpriu seus objetivos, e portanto, foi considerado como suficiente para a pesquisa.

4.4.2 Avaliação do Algoritmo 1 modificado

O Algoritmo 1 modificado foi avaliado diretamente no PSIM com o conversor boost e o controlador projetado. Na validação feita, o painel fotovoltaico possuía os parâmetros da Tabela

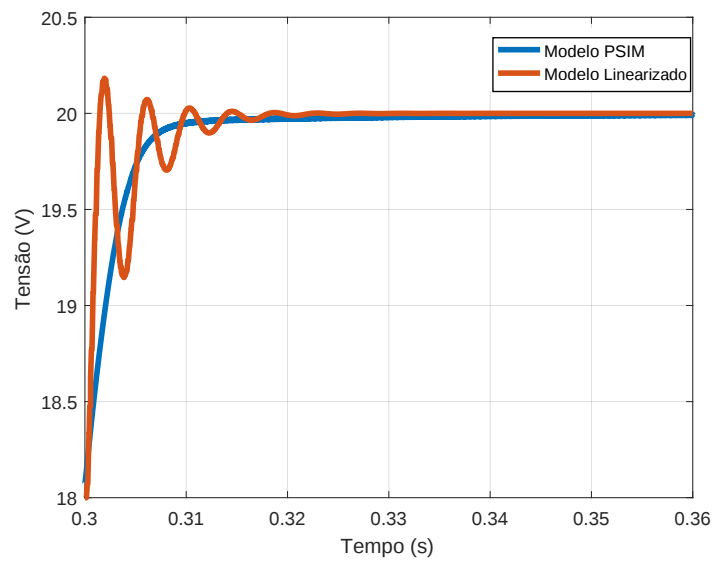


Figura 32 – Comparação entre o controlador projetado no Matlab e implementado no circuito simulado no PSIM e linearizado.

2, e o algoritmo foi executado para uma temperatura fixa em 25°C para uma irradiação variável. O circuito utilizado é mostrado na Fig. 33. O resultado é mostrado na Fig. 34.

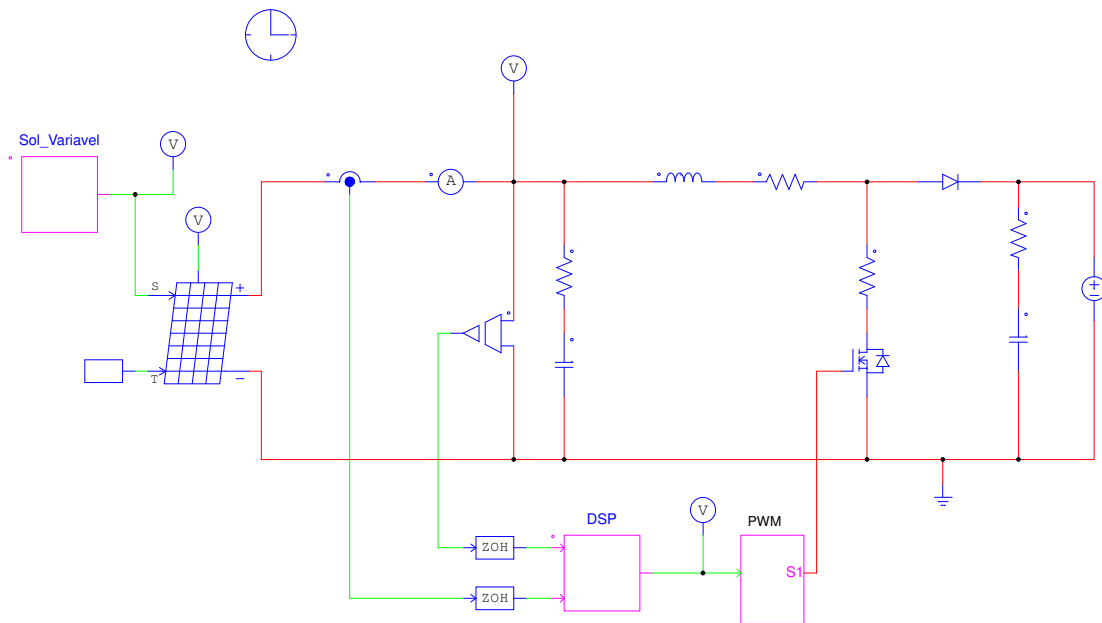


Figura 33 – Circuito montado no PSIM para teste do Algoritmo 1 modificado.

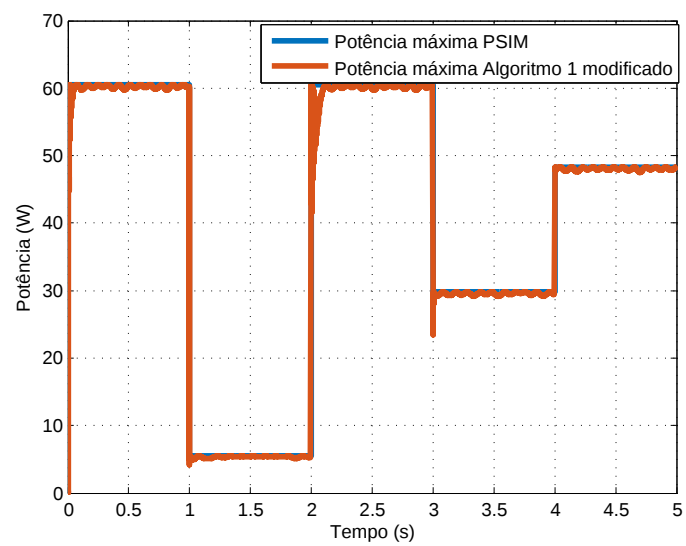


Figura 34 – Algoritmo 1 modificado com controlador projetado.

5 Conclusões e continuação do trabalho

O trabalho abordou o uso do equivalente de Thévenin para fontes não-lineares de energia e do desenvolvimento de um algoritmo de MPPT para um painel fotovoltaico. O uso do equivalente de Thévenin clássico para fontes não-lineares não consegue representar adequadamente a fonte para pontos de operações distintos, e dessa forma, o equivalente de Thévenin pontual se mostra mais eficaz para uma representação mais fiel a fonte. Além disso, para o equivalente de Thévenin clássico há uma necessidade de colocar a fonte operando em vazio e em curto-circuito. Para o equivalente de Thévenin pontual é suficiente duas medidas para duas situações, não necessariamente extremas.

Uma vez validado equivalente de Thévenin pontual, foi desenvolvido o Algoritmo 1 baseado no casamento de resistência entre fonte e carga, o qual era baseado no valor absoluto da diferença entre as resistências interna da fonte e da carga, causando algumas vezes instabilidade devido a necessidade da busca do valor absoluto mínimo. Logo, o Algoritmo 1 foi modificado de forma a analisar somente o sinal da diferença entre as resistências interna da fonte e da carga, apresentando mais distúrbio em torno do ponto de máxima potência, no entanto, se tornou mais robusto e eficiente. O Algoritmo 2 também mostrou-se eficiente para encontrar o ponto de máxima potência global, dependendo sua precisão ao erro cometido pelo Algoritmo 1.

Os resultados obtidos (Algoritmos 1 e 2) mostraram-se promissores e geraram um artigo submetido para *European Control Conference* (ECC). O mesmo foi aceito e foi apresentado em Julho/2016. Para trabalhos futuros, espera-se realizar a implementação prática dos algoritmos propostos e compará-los aos demais algoritmos existentes.

Referências

- BASTOS, R. F. *Sistema de Gerenciamento para Carga e Descarga de Baterias (Chumbo-ácido) e para Busca do Ponto de Máxima Potência Gerada em Painéis Fotovoltaicos Empregados em Sistemas de Geração Distribuída*. Dissertação (Dissertação de mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos, USP, 2013.
- BHATTACHARYYA, S. P.; KEEL, L. H.; MOHSENIZADEH, D. *Linear Systems: A Measurement Based Approach*. [S.l.]: Springer, 2013. (Springer Briefs in Applied Sciences and Technology).
- BJAZIC, T.; BAN, Z.; VOLARIC, I. Control of a fuel cell stack loaded with dc/dc boost converter. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1489–1494.
- BRITO, M. A. G. de; LUIGI, G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Avaliação das principais técnicas para obtenção de MPPT de painéis fotovoltaicos. In: *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- BRITTAIN, J. Thevenin's theorem. *Spectrum, IEEE*, v. 27, n. 3, p. 42–, March 1990. ISSN 0018-9235.
- CHATTERJEE, A.; KEYHANI, A. Thévenin's equivalent of photovoltaic source models for MPPT and power grid studies. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–7. ISSN 1944-9925.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer, 2001. (Power Electronics).
- ESRAM, T.; CHAPMAN, P. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 22, n. 2, p. 439–449, June 2007. ISSN 0885-8969.
- ESRAM, T.; KIMBALL, J. W.; KREIN, P.; CHAPMAN, P. L.; MIDYA, P. Dynamic maximum power point tracking of photovoltaic arrays using ripple correlation control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 5, p. 1282–1291, Sept 2006. ISSN 0885-8993.
- JANTZEN, J. *Foundations of Fuzzy Control*. [S.l.]: Wiley, 2007.
- JOHNSON, D. Origins of the equivalent circuit concept: the current-source equivalent. *Proceedings of the IEEE*, v. 91, n. 5, p. 817–821, May 2003. ISSN 0018-9219.
- KONG, C. A general maximum power transfer theorem. *IEEE Transactions on Education*, v. 38, n. 3, p. 296–298, Aug 1995. ISSN 0018-9359.
- LEI, P.; LI, Y.; SEEM, J. Sequential esc-based global MPPT control for photovoltaic array with variable shading. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 2, n. 3, p. 348–358, July 2011. ISSN 1949-3029.
- LUO, F. L.; YE, H. *Power Electronics: Advanced Conversion Technologies*. [S.l.]: Taylor & Francis, 2010.

- MIYATAKE, M.; TORIUMI, F.; ENDO, T.; FUJII, N. A novel maximum power point tracker controlling several converters connected to photovoltaic arrays with particle swarm optimization technique. In: *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10.
- MOÇAMBIQUE, N. E. M. *Aplicação de Algoritmos de Busca do Ponto de Máxima Potência e Controladores Lineares e/ou Fuzzy para a Regulação da Tensão Terminal de Painéis Fotovoltaicos*. Dissertação (Dissertação de mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos, USP, 2012.
- MOÇAMBIQUE, N. E. M.; MACHADO, R. Q.; OLIVEIRA, V. A. A fuzzy PD-I control strategy to track the voltage references of photovoltaic arrays. In: *9th IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1162–1167. ISSN 1948-3449.
- OLIVEIRA, V. A.; FELIZARDO, K. R.; BHATTACHARYYA, S. P. A model-free measurement based approach to circuit analysis and synthesis based on linear interval systems. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- PARANTHAGAN, B.; MARIMUTHU, M.; KARTHIGA, M. Global maximum power point tracking under partial shading condition using SEPIC converter. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, v. 4, p. 718–726, 2015.
- QI, J.; ZHANG, Y.; CHEN, Y. Modeling and maximum power point tracking (mppt) method for pv array under partial shade conditions. *Renewable Energy*, v. 66, p. 337 – 345, 2014. ISSN 0960-1481. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148113006952>>.
- RASHID, M. H. *Power Electronics: Circuits, Devices and Applications*. second. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- TURHAN, M.; DAI, B.; YILDIRIM, D. Analytical MPPT solution using Thévenin approach for solar panels. In: *2013 IEEE EUROCON*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 803–808.
- VILLALVA, M.; GAZOLI, J.; FILHO, E. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, May 2009. ISSN 0885-8993.
- VILLALVA, M. G. *Conversor Eletrônico de Potência trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*. Tese (Tese de doutorado) — Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, 2010.
- ZAINURI, M. A. A. M.; RADZI, M. A. M.; SOH, A. C.; RAHIM, N. A. Development of adaptive perturb and observe-fuzzy control maximum power point tracking for photovoltaic boost dc/dc converter. *Renewable Power Generation, IET*, v. 8, n. 2, p. 183–194, March 2014. ISSN 1752-1416.