

Universidade Federal do Rio Grande do Norte
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação

Alan Cássio Queiroz Bezerra Leite

**Rastreamento da Máxima Potência Utilizando o
Método Baseado na Medição de Temperatura com
Modulação OCC Digital.**

Número de ordem PPgEEC: M493
Natal, RN, 26 Junho de 2017



Rastreamento da Máxima Potência Utilizando o Método Baseado na Medição de Temperatura com Modulação OCC Digital.

Alan Cássio Queiroz Bezerra Leite

Orientador: Prof. Dr. Andrés Ortiz Salazar

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Automação e Sistemas) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Universidade Federal do Rio Grande do Norte – UFRN
Sistema de Bibliotecas – SISBI

Catalogação da Publicação na Fonte - Biblioteca Central Zila Mamede

Leite, Alan Cassio Queiroz Bezerra.

Rastreamento da máxima potência utilizando o método baseado na medição de temperatura com modulação OCC digital / Alan Cassio Queiroz Bezerra Leite. - 2017.

115 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação. Natal, RN, 2017.

Orientador: Prof. Dr. Andrés Ortiz Salazar.

1. Sistemas fotovoltaicos – Dissertação. 2. Controladores digitais – Dissertação 3. One Cycle Control (OCC) – Dissertação. 4. Maximum Power Point Tracker (MPPT) - Dissertação. I. Salazar, Andrés Ortiz. II. Título.

RN/UFRN/BCZM
688.527.73

CDU



Universidade Federal do Rio Grande do Norte
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO**

ATA Nº 493

Aos vinte e seis dias do mês de junho do ano de dois mil e dezessete, foi realizada a 493ª sessão de defesa de dissertação de mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN, na qual o mestrando Alan Cássio Queiroz Bezerra Leite apresentou o trabalho que tem como título: Rastreamento da Máxima Potência Utilizando o Método Baseado na Temperatura com Modulação OCC Digital. A sessão teve início às 09h00min, tendo a banca examinadora sido constituída pelos seguintes participantes: Andrés Ortiz Salazar (Dr. UFRN, Orientador), Alexandre Magnus Fernandes Guimarães (Dr. UFRN, Examinador Externo ao Programa) e João Teixeira de Carvalho Neto (Dr. IFRN, Examinador Externo à Instituição). Após a apresentação do trabalho e o exame pela banca, o mestrando foi considerado APROVADO, tendo sido lavrada a presente ata, que vai assinada pelos examinadores e pelo mestrando. A versão final da dissertação deverá ser entregue ao programa, no prazo máximo de 60 dias, contendo as modificações sugeridas pela banca examinadora e constante na folha de correção anexa. Conforme o Artigo 49 da Resolução 197/2013 - CONSEPE, o candidato não terá o título se não cumprir as exigências acima.

Dr. JOÃO TEIXEIRA DE CARVALHO NETO, IFRN

Examinador Externo à Instituição

Dr. ALEXANDRE MAGNUS FERNANDES GUIMARAES, UFRN

Examinador Externo ao Programa

Dr. ANDRES ORTIZ SALAZAR, UFRN

Presidente

ALAN CASSIO QUEIROZ BEZERRA LEITE

Mestrando

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, à meus pais Miguel e Sandra, minhas irmãs Amélia e Andreza e familiares por todo o apoio, carinho e confiança para eu chegar onde me encontro.

Agradeço a Ruana pelo amor incondicional, alegrias compartilhadas e momentos inesquecíveis e a toda família Gurgel que me acolheu com muito carinho.

Ao meu orientador e ao co-orientador neste mestrado, o professor Andrés Ortiz e o professor João Teixeira, pela orientação, paciência e dedicação para esse trabalho.

Aos amigos Sales, Victor, Ednardo, Ivanísia, James, Iêda e demais amigos pelo convívio, amizade e momentos de alegria.

Aos membros da sala 17 do DCA Luciano, Jefferson, Elvis, Soares e Adjair pelas dicas e parcerias.

Aos amigos do LAMP Werbet, Glauco e Felipe pela grande ajuda na reta final deste trabalho.

Ao professor Marcos Dias, pelo apoio e incentivo em ingressar na carreira acadêmica.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da UFRN.

Por fim, à CAPES, pelo apoio financeiro.

*À minha amada mãe Sandra e meu amado pai Miguel, minhas queridas irmãs Amélia e
Andreza e minha futura esposa Ruana.*

Resumo

Os sistemas fotovoltaicos têm se destacado entre os diferentes tipos de fontes de energia renováveis por converterem diretamente a luz solar em eletricidade, apresentarem baixa manutenção, bom rendimento na produção de eletricidade e não produzir gases do efeito estufa. Devido a algumas mudanças climáticas de temperatura, radiação e sombreamento no painel, a produção de eletricidade é comprometida e isso provoca uma queda na eficiência de geração dos painéis fotovoltaicos. Portanto, eles precisam de um sistema de rastreamento que faça o painel operar no ponto de máxima potência. Esses sistemas de rastreamento são os chamados rastreadores de máxima potência, ou do inglês *Maximum Power Point Tracker* - MPPT. O objetivo principal desse trabalho é montar um sistema fotovoltaico controlado por um *DSP TMS320F28335* e um conversor chaveado do tipo *Boost*, de modo que o sistema faça o rastreamento da máxima potência do painel, maximizando sua eficiência. Neste trabalho é implementada uma estratégia de controle baseada na medição da temperatura do painel para fornecer a tensão de referência equivalente ao ponto de máxima potência sob condições fora dos padrões internacionais de testes e simulando efeitos de sombreamento das células fotovoltaicas, variações de temperatura e carga. De acordo com a temperatura lida pelo sensor *LM35*, o *DSP TMS320F28335* irá ajustar a tensão de referência do controlador Proporcional Integral resultando em um valor de ciclo de trabalho do conversor *Boost*. O chaveamento do conversor *Boost* será feito utilizando a técnica de controle de um ciclo, *One Cycle Control* - OCC, ao invés da Modulação por Largura de Pulso, a PWM. A técnica de chaveamento OCC fornece algumas vantagens frente ao PWM como uma rápida resposta à mudança de referência, erro nulo em regime e rejeição de perturbações na entrada. Foram feitos testes simulados variando condições climáticas de radiação e temperatura e analisado o funcionamento do OCC em relação ao PWM. Os resultados experimentais mostram que o esquema baseado na medição de temperatura apresenta algumas vantagens em relação ao método da Tensão Constante utilizando a modulação PWM.

Palavras-chave: MPPT, OCC, Sistemas Fotovoltaicos, Controladores Digitais.

Abstract

Photovoltaic systems have stood out among the different types of renewable energy sources by directly converting sunlight into electricity, low maintenance, good performance in electricity production and do not produce greenhouse gases. Due to some climatic changes of temperature, radiation and shading on the panel, the production of electricity is compromised and this causes a decrease in the generation efficiency of the photovoltaic panels. Therefore, they need a tracking system that makes the panel operate at the maximum power point. These tracking systems are the so-called Maximum Power Point Tracker – MPPT. The main objective of this work is to build a photovoltaic system controlled by a DSP TMS320F28335 and switched converter boost type, so that the system traces the maximum panel power, maximizing your efficiency. In this work a control strategy is implemented based on the panel temperature measurement to provide the reference voltage equivalent to the maximum power point under outside conditions of international testing standards and simulating shading effects of photovoltaic cells and temperature and load variations. According to the temperature read by the sensor LM35, the DSP TMS320F28335 will adjust the reference voltage of the PI controller resulting in a duty-cycle value of the Boost converter. The switch of the boost converter will be done using the control technique One Cycle Control – OCC rather than the widely used Pulse Width Modulation – PWM. The OCC switching technique provides some advantages over PWM as a quick response to the reference change, null error in steady state and rejection of input disturbances. Simulated tests were performed by varying the climatic conditions of radiation and temperature and analyzed the operation of the OCC in relation to the PWM. The experimental results show that the scheme based on temperature measurement has some advantages over the Constant Voltage method using PWM modulation.

Keywords: MPPT, OCC, PV Systems, Digital Controllers.

Listas de ilustrações

Figura 1 – Estrutura atômica do Silício dopado (a) dopagem tipo P com elemento trivalente (Boro). (b) dopagem tipo N com elemento pentavalente (Fósforo).	23
Figura 2 – Junção $P - N$ e camada de depleção de uma estrutura de Silício.	24
Figura 3 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica ideal.	25
Figura 4 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica real.	26
Figura 5 – Radiação Solar na Atmosfera Terrestre	27
Figura 6 – Gráfico da tensão <i>versus</i> corrente gerada por um painel fotovoltaico Canadian Solar modelo CS6P-260P de 260 W para diferentes radiações.	27
Figura 7 – Gráfico da tensão <i>versus</i> corrente gerada por um painel fotovoltaico Canadian Solar modelo CS6P-260P de 260 W para diferentes temperaturas.	28
Figura 8 – Determinação da massa de ar em função do ângulo dos raios incidentes e da posição zênite do Sol	29
Figura 9 – Gráficos potência <i>versus</i> tensão: (a) mantendo a radiação em 1000 W/m^2 e a temperatura variando de 25°C até 85°C e (b) temperatura constante em 25°C e variando a radiação de 400 W/m^2 até 1000 W/m^2	30
Figura 10 – Curvas $I - V$ (Preta) e $P - V$ (Cinza) de um gerador de seis módulos de 72 células em série quando (a) todos os módulos não estão sombreados e (b) quando um dos módulos está 50% sombreada.	30
Figura 11 – Exemplo de característica PxV sob temperatura constante a 25°C	32
Figura 12 – Exemplo de característica PxV sob radiação constante a 1000 W/m^2 .	33
Figura 13 – Algoritmo do método da tensão constante.	33
Figura 14 – Algoritmo do método da corrente de curto circuito.	34
Figura 15 – Algoritmo do método da tensão de Circuito Aberto.	35
Figura 16 – Algoritmo do método P&O.	36
Figura 17 – O tamanho do passo de iteração ΔD interfere em (a) e (b) no ganho de desempenho no regime permanente, e em (c) e (d) apresenta um ganho de menor tempo de transição.	37
Figura 18 – (a) Curva PxV_{pv} e (b) derivada $dP/dVxV_{pv}$. Quando a derivada é igual a zero, o sistema está operando no ponto de máxima potência.	38
Figura 19 – Algoritmo do método Condutância Incremental.	40
Figura 20 – Variações na radiação solar praticamente não variam a tensão de máxima potência V_{MP} .	41
Figura 21 – Variações na temperatura do painel alteram consideravelmente a tensão de máxima potência V_{MP} .	41
Figura 22 – Módulo fotovoltaico conectado a uma carga resistiva sem nenhum esquema de controle.	44

Figura 23 – Intersecção da curva de geração do módulo fotovoltaico com a curva de carga.	44
Figura 24 – Circuito do conversor <i>Buck</i> .	45
Figura 25 – Formas de onda do conversor <i>Buck</i> nos modos de condução contínua e des-contínua.	46
Figura 26 – Na região 1, o conversor <i>Buck</i> consegue rastrear a máxima potência, já na região 2 ele não consegue operar dentro dessa região.	48
Figura 27 – Na região 2, o conversor <i>Boost</i> consegue rastrear a máxima potência, já na região 1 ele não consegue operar dentro dessa região.	49
Figura 28 – A região 1 abrange toda a região de 0° até 90° , portanto, o conversor <i>Buck-Boost</i> consegue rastrear a máxima potência em qualquer circunstância.	51
Figura 29 – Esquema da modulação por largura de pulso.	52
Figura 30 – Formas de onda de um modulador PWM com sinal de entrada constante.	53
Figura 31 – Espectro de frequências do sinal de saída PWM.	53
Figura 32 – Formas de onda da corrente i_o e o sinal de saída do modulador por Histerese quando a tensão de entrada E sofre uma variação.	54
Figura 33 – Esquema completo da modulação por limites de corrente em um conversor <i>Buck</i> .	54
Figura 34 – Esquema completo da modulação Delta em um conversor <i>Buck</i> .	55
Figura 35 – Pulses de largura σ modulados em frequência.	56
Figura 36 – Conversor <i>Buck</i> convencional com realimentação utilizando a modulação PWM.	57
Figura 37 – Quando acontece uma perturbação na entrada, a saída apresenta um comportamento transitório no conversor <i>Buck</i> realimentado utilizando a modulação PWM.	57
Figura 38 – Esquema do circuito <i>OCC</i> .	58
Figura 39 – Formas de onda do modulador <i>OCC</i> . (a) sinal de entrada $x(t)$, (b) sinal de saída do integrador v_{int} , (c) trem de pulsos de <i>clock</i> , (d) sinal de controle modulado e (e) sinal de saída $y(t)$.	59
Figura 40 – Diagrama do sistema proposto.	61
Figura 41 – Característica da Potência em função da Tensão com seus pontos de máxima potência variando a radiação e mantendo a temperatura constante em 25°C .	62
Figura 42 – Característica da Potência em função da Tensão com seus pontos de máxima potência variando a temperatura e mantendo a radiação constante em 1000W/m^2 .	63
Figura 43 – Relação gráfica da inclinação $\mu_{V_{mp}}$ obtida através da relação Tensão-Corrente em diferentes temperaturas.	64
Figura 44 – Circuito do sistema de rastreamento de máxima potência a ser simulado.	65
Figura 45 – Gráfico Potência versus Tensão do painel KS10.	66
Figura 46 – Gráfico Corrente versus Tensão do painel KS10.	67

Figura 47 – Ambiente de simulação <i>Solar Module</i> do <i>PSim</i> com 25°C de temperatura.	68
Figura 48 – Ambiente de simulação <i>Solar Module</i> do <i>PSim</i> com 35°C de temperatura.	68
Figura 49 – Sinais de integração dos moduladores <i>OCC</i> analógico e o digital.	69
Figura 50 – Forma de onda da potência do painel utilizando o modulador <i>OCC</i>	70
Figura 51 – Forma de onda da potência do painel utilizando o modulador <i>PWM</i>	71
Figura 52 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador <i>OCC</i> para uma mudança de carga de 700Ω para 350Ω.	71
Figura 53 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador <i>PWM</i> para uma mudança de carga de 700Ω para 350Ω.	72
Figura 54 – Potência extraída do painel utilizando o modulador <i>OCC</i> na variação de radiação de 1000 W/m ² para 700 W/m ²	72
Figura 55 – Potência extraída do painel utilizando o modulador <i>PWM</i> na variação de radiação de 1000 W/m ² para 700 W/m ²	73
Figura 56 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador <i>OCC</i> para uma mudança de radiação 1000 W/m ² para 700 W/m ²	73
Figura 57 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador <i>PWM</i> para uma mudança de radiação 1000 W/m ² para 700 W/m ²	74
Figura 58 – Potência extraída do painel utilizando o modulador <i>OCC</i> na variação de radiação de 1000 W/m ² para 500 W/m ²	74
Figura 59 – Potência extraída do painel utilizando o modulador <i>PWM</i> na variação de radiação de 1000 W/m ² para 500 W/m ²	75
Figura 60 – Potência extraída do painel utilizando o modulador <i>OCC</i> na variação de radiação de 1000 W/m ² para 300 W/m ²	76
Figura 61 – Potência extraída do painel utilizando o modulador <i>PWM</i> na variação de radiação de 1000 W/m ² para 300 W/m ²	76
Figura 62 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador <i>OCC</i> para uma mudança de radiação 1000 W/m ² para 300 W/m ²	77
Figura 63 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador <i>PWM</i> para uma mudança de radiação 1000 W/m ² para 300 W/m ²	77
Figura 64 – Potência extraída do painel utilizando o modulador <i>OCC</i> na variação de radiação de 500 W/m ² para 1000 W/m ²	78
Figura 65 – Potência extraída do painel utilizando o modulador <i>PWM</i> na variação de radiação de 500 W/m ² para 1000 W/m ²	78
Figura 66 – Variação linear de radiação de 500 W/m ² para 1000 W/m ² com frequência de 2,5Hz.	79
Figura 67 – Potência extraída do painel utilizando o modulador <i>OCC</i> na variação de radiação de 500 W/m ² para 1000 W/m ²	79
Figura 68 – Potência extraída do painel utilizando o modulador <i>PWM</i> na variação de radiação de 500 W/m ² para 1000 W/m ²	80

Figura 69 – Potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador <i>OCC</i> na variação do tipo degrau de temperatura de 25°C até 40°C.	81
Figura 70 – Detalhe da potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador <i>OCC</i> para uma variação do tipo degrau de temperatura de 25°C até 40°C no instante 0,5s.	81
Figura 71 – Potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador <i>PWM</i> na variação do tipo degrau de temperatura de 25°C até 40°C.	82
Figura 72 – Detalhe da potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador <i>PWM</i> para uma variação do tipo degrau de temperatura de 25°C até 40°C no instante 0,5s.	82
Figura 73 – Potência extraída do painel utilizando o método da tensão constante com o modulador <i>OCC</i> para uma variação do tipo degrau de temperatura de 25°C até 40°C.	83
Figura 74 – Potência extraída do painel utilizando o método da tensão constante com o modulador <i>PWM</i> para uma variação do tipo degrau de temperatura de 25°C até 40°C.	83
Figura 75 – Variação linear da temperatura de 25°C a 70°C.	84
Figura 76 – Potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador <i>OCC</i> na variação linear do tipo rampa de temperatura de 25°C até 70°C.	85
Figura 77 – Potência extraída do painel utilizando o método da tensão constante com o modulador <i>OCC</i> na variação linear do tipo rampa de temperatura de 25°C até 70°C.	85
Figura 78 – Potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador <i>PWM</i> na variação linear do tipo rampa de temperatura de 25°C até 70°C.	86
Figura 79 – Potência extraída do painel utilizando o método da tensão constante com o modulador <i>PWM</i> na variação linear do tipo rampa de temperatura de 25°C até 70°C.	86
Figura 80 – Painel <i>KS10</i> utilizado na plataforma de testes.	87
Figura 81 – Conversor <i>Boost</i> utilizado na plataforma de testes.	88
Figura 82 – Sensor de tensão utilizado na plataforma de testes.	88
Figura 83 – Sensor de temperatura utilizado na plataforma de testes.	89
Figura 84 – Placa de condicionamento de sinais de temperatura usada para reduzir os ruídos e erros na leitura do <i>DSP</i>	89
Figura 85 – <i>DSP TMS320F28335</i> utilizado nos testes.	90
Figura 86 – Potência de 3,139W entregue a carga de 550Ω sem método de rastreamento.	91

Figura 87 – Potência de 8,168W entregue a carga de 550Ω utilizando o método da tensão constante.	91
Figura 88 – Potência de 10,23W utilizando o método da tensão baseada na medição de temperatura.	92
Figura 89 – Variação na tensão de saída provocada pela mudança de carga utilizando a modulação <i>PWM</i>	92
Figura 90 – Variação na tensão de saída provocada pela mudança de carga utilizando a modulação <i>OCC</i>	93
Figura 91 – Radiação de 997,9 W/m ² captada pelo medidor de radiação.	94
Figura 92 – Radiação de 704,5 W/m ² captada pelo medidor de radiação com a membrana translúcida.	94
Figura 93 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 997,9 W/m ² para 704,5 W/m ² utilizando a modulação <i>PWM</i>	95
Figura 94 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 704,5 W/m ² para 997,9 W/m ² utilizando a modulação <i>PWM</i>	95
Figura 95 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 997,9 W/m ² para 704,5 W/m ² utilizando a modulação <i>OCC</i>	96
Figura 96 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 700 W/m ² para 1000 W/m ² utilizando a modulação <i>OCC</i>	97
Figura 97 – Radiação de 504,3 W/m ² captada pelo medidor de radiação com a membrana translúcida.	97
Figura 98 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 997,9 W/m ² para 504,3 W/m ² utilizando a modulação <i>PWM</i>	98
Figura 99 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 504,3 W/m ² para 997,9 W/m ² utilizando a modulação <i>PWM</i>	98
Figura 100 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 997,9 W/m ² para 504,3 W/m ² utilizando a modulação <i>OCC</i>	99
Figura 101 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 504,3 W/m ² para 997,9 W/m ² utilizando a modulação <i>OCC</i>	99
Figura 102 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 1000 W/m ² para 300 W/m ² utilizando a modulação <i>PWM</i>	100
Figura 103 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 300 W/m ² para 1000 W/m ² utilizando a modulação <i>PWM</i>	101
Figura 104 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 1000 W/m ² para 300 W/m ² utilizando a modulação <i>OCC</i>	101
Figura 105 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 300 W/m ² para 1000 W/m ² utilizando a modulação <i>OCC</i>	102

Lista de tabelas

Tabela 1 – Relação entre a tensão de máxima potência e temperatura.	42
Tabela 2 – A tabela mostra o ganho estático para cada tipo dos principais conversores CC-CC e sua faixa de operação da razão cíclica.	45
Tabela 3 – Especificações técnicas do painel KS10.	66
Tabela 4 – Eficiência dos moduladores <i>OCC</i> e <i>PWM</i> para diferentes radiações.	103

Lista de abreviaturas e siglas

CA	<i>Corrente Alternada</i>
CC	<i>Corrente Contínua</i>
OCC	<i>One Cycle Control</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Traker</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
P&O	<i>Perturb & Observe</i>
STC	<i>Standart Test Conditions</i>
NOCT	<i>Nominal Operating Cell Temperature</i>
AM	<i>Air Mass</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
CV	<i>Constant Voltage</i>
MCC	<i>Modo de Condução Contínua</i>
PI	<i>Proporcional Integral</i>
PPV	<i>Potência de Saída do Painel</i>
Pref	<i>Potência de Referência na Saída do Painel</i>
A/D	<i>Analógico - Digital</i>

Sumário

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Considerações Iniciais	18
1.2	Revisão Bibliográfica	18
1.3	Objetivos	20
1.3.1	Objetivos Gerais	20
1.3.2	Objetivos Específicos	20
1.4	Organização do Trabalho	20
2	ENERGIA FOTOVOLTAICA	22
2.1	Histórico	22
2.2	Semicondutores e Dopagem	22
2.3	O Efeito Fotoelétrico	23
2.4	Círculo Equivalente de uma Célula Fotovoltaica	25
2.5	Módulos Fotovoltaicos	26
2.5.1	Condições Padrões de Teste	26
2.5.2	Curva Característica de um Painel Fotovoltaico	29
2.6	Algoritmos Rastreadores de Máxima Potência	30
2.6.1	Razão Cíclica Contante (CDC - <i>Constant Duty Cycle</i>)	31
2.6.2	Método da Tensão Constante (CV - <i>Constant Voltage</i>)	32
2.6.3	Método da Corrente de Curto Circuito (SC - <i>Short Circuit</i>)	34
2.6.4	Método da Tensão de Circuito Aberto (OV - <i>Open Voltage</i>)	34
2.6.5	Perturba e Observa (P&O)	35
2.6.6	Condutância Incremental (Incremental Conductance)	38
2.6.7	Método da Temperatura	41
3	CONVERSORES CHAVEADOS	43
3.1	Introdução	43
3.1.1	Arranjo Fotovoltaico com Carga Resistiva	43
3.2	Conversor Buck	45
3.2.1	Conversor Buck operando como MPPT	46
3.3	Conversor Boost	48
3.3.1	Conversor Boost operando como MPPT	48
3.4	Conversor Buck-Boost	49
3.4.1	Conversor Buck-Boost operando como MPPT	50

4	TÉCNICAS DE MODULAÇÃO APLICADAS EM CONVERSORES CHAVE- ADOS	52
4.1	Modulação por Largura de Pulso - PWM	52
4.2	Modulação por Limites de Corrente - MLC (Histerese)	53
4.3	Modulação Delta	55
4.4	Modulação em Frequência	55
4.5	Controle de Um Ciclo - OCC	56
5	METODOLOGIA	60
5.1	Considerações Iniciais	60
5.2	Modelo do Sistema	60
5.2.1	Painel Fotovoltaico	62
5.2.2	Rastreamento da Máxima Potência Baseado na Medição de Temperatura	63
6	RESULTADOS SIMULADOS	65
6.1	Descrição do Sistema	65
6.1.1	Painel Fotovoltaico	65
6.1.2	Sistema de Controle	67
6.1.3	OCC	69
6.2	Resultados Simulados	70
6.3	Variação da Carga	70
6.4	Variação da Radiação - 1000 W/m² para 700 W/m²	72
6.5	Variação da Radiação - 1000 W/m² para 500 W/m²	74
6.6	Variação da Radiação - 1000 W/m² para 300 W/m²	75
6.7	Variação da Radiação - 500 W/m² para 1000 W/m²	77
6.8	Variação Linear da Radiação - 500 W/m² para 1000 W/m²	79
6.9	Variação da Temperatura - 25°C para 40°C	80
6.10	Variação Linear da Temperatura - 25°C para 70°C	84
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	87
7.1	Apresentação do Sistema	87
7.2	Comparação entre Método da Tensão Constante e Tensão Baseada na Medição de Temperatura	90
7.3	Variação da Carga	92
7.4	Variação da Radiação - Aproximadamente 1000 W/m² para 700 W/m²	93
7.4.1	PWM	94
7.4.2	OCC	96
7.5	Variação da Radiação - Aproximadamente 1000 W/m² para 500 W/m²	97
7.5.1	PWM	98
7.5.2	OCC	99

7.6	Variação da Radiação - Aproximadamente 1000 W/m^2 para 300 W/m^2	100
7.6.1	PWM	100
7.6.2	OCC	101
8	CONCLUSÃO	103
8.1	Sugestão para Trabalhos Futuros	104
	REFERÊNCIAS	105
	APÊNDICE A – CÓDIGO DO DSP TMS320F28335	107

1 Introdução

1.1 Considerações Iniciais

A energia fotovoltaica se tornou um dos principais tipos de energias renováveis, ao lado da energia eólica e biomassa, graças ao desenvolvimento de materiais mais eficientes, incentivos políticos, redução de emissão dos gases estufa e ao aumento da diversidade na matriz energética vêm contribuindo bastante para o crescimento da energia fotovoltaica.

Visando uma redução no consumo das concessionárias, o uso da energia fotovoltaica em aplicações residenciais e pequenas empresas vêm se tornando cada vez mais comum, graças a alguns atrativos fornecidos pela Agência Nacional de Energia Elétrica, a ANEEL. A resolução Nº 687 de 2015 fornece, ao consumidor que possui algum sistema de microgeração, o sistema de compensação de energia, ao qual o consumidor fornecerá o excedente de energia para a concessionária e ele poderá consumir essa energia em até 60 meses. Além disso, o consumidor poderá ceder parte dos créditos de energia para unidades com CPF ou CNPJ diferentes, permitindo a doação para familiares, vizinhos ou instituições de caridade. Um outro aspecto que influenciou no crescimento da energia fotovoltaica foi a busca por fontes renováveis de energia que se encaixem nas legislações de cada país. Em muitos países, na maioria europeus, são fornecidos subsídios para consumidores que possuem sistemas de microgeração.

Segundo (*COELHO; CONCER; MARTINS, 2010b*), além do Silício, foram desenvolvidos outros diversos materiais fotossensíveis que permitem uma maior eficiência, flexibilidade, peso, tamanho e custos. Em (*CARVALHONETO, 2012*), são citadas algumas vantagens da energia fotovoltaica, por exemplo, como não produzir contaminação ambiental, não emitir poluição sonora, possuir vida útil superior a 20 anos, é resistente a condições climáticas adversas, tais como neve, poeira, chuva, calor, não possuir peças móveis, dispensando manutenção periódica.

1.2 Revisão Bibliográfica

Um dos principais avanços da energia fotovoltaica se deve a evolução da eletrônica de potência, pois, na maior parte das aplicações, ela é utilizada para processar os sinais de tensão e corrente na saída do painel. Os conversores CC-CC ou CC-CA, que fazem com que o módulo opere sempre na região de máxima potência, são chamados pela literatura de rastreadores de máxima potência, ou *Maximum Power Point Tracker - MPPT*. Esses circuitos estão localizados entre o painel e a carga e podem ser conversores do tipo, por exemplo, *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Zeta*, *Cuk* ou *Sepic*, entre outros.

Em (COELHO, 2008) é feito um estudo levantando as características de operação dos conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost* funcionando como rastreadores de máxima potência. Na dissertação de (RIBEIRO, 2011), foi estudado o funcionamento de um conversor *Boost* controlado por um DSP TMS320F28335, executando o algoritmo de rastreamento *Perturb & Observe*. Em (ZANOTTI, 2014), é utilizado um conversor *Zeta* e o método da Impedância Característica como algoritmo de rastreamento de máxima potência. Em (DARBALI-ZAMORA; ORTIZ-RIVERA, 2016) é mostrado um sistema de *MPPT* utilizando um conversor *SEPIC*. Em (CARVALHONETO; SALAZAR; LOCK, 2016), é utilizado o método da tensão constante para rastreamento do MPP em conjunto com a técnica de chaveamento *One Cycle Control*, ou *OCC* para atuar no conversor *Boost*. O trabalho de (COELHO; CONCER; MARTINS, 2010a) apresenta um estudo comparativo entre os conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, apresentando vantagens e desvantagens do uso desses conversores nos circuitos rastreadores de máxima potência.

Além dos conversores de potência, é preciso um algoritmo de rastreamento de máxima potência, *MPPT*, que faz com que o conversor encontre e opere na região de máxima potência do painel fotovoltaico. Existem diversos algoritmos de rastreamento, dentre eles, podemos destacar o método da tensão constante, o método Perturba e Observa - *P&O* e Condutância incremental. Todos possuem suas vantagens e desvantagens uns em relação aos outros. Em (BHATNAGAR, 2013), é abordada a modelagem dos painéis fotovoltaicos e é feito um levantamento do estado da arte de vários métodos de rastreamento da máxima potência, além de levantar a necessidade dela ser rastreada. Em (EBRAHIMI, 2015) é mostrado uma revisão geral dos métodos de rastreamento de máxima potência, abordando a quantidade de sensores utilizados, custo e complexidade. Em (DOLARA; FARANDA; LEVA, 2009) mostra a comparação entre diversos algoritmos rastreadores de máxima potência, mostrando vantagens e desvantagens. Em (ZANOTTI, 2014), é realizada uma análise das principais técnicas, incluindo algumas mais recentes como o método Beta, Oscilação do Sistema, Temperatura, Correlação de *Ripple* e Impedância Característica. Em (WATI, 2016), o autor aborda técnicas mais avançadas de rastreamento usando *Lógica Fuzzy* associando o método *Hill Climbing*.

Entre as possibilidades de se encontrar a máxima potência, um método se destaca pela sua simplicidade e eficiência é o rastreamento baseado na medição de temperatura, utilizado em (COELHO; CONCER; MARTINS, 2010b). Esse método une a simplicidade da tensão constante, dispensando o uso de um potente hardware, e contorna o grande problema do método da tensão constante que é a variação de temperatura.

Existem ainda outras formas de aumentar a eficiência dos sistemas fotovoltaicos quando substituímos o uso da modulação por largura de pulso, *PWM*, pelo Controle de Um Ciclo, *OCC*. Essa modulação foi proposta em (SMEDLEY; CUK, 1991) para o controle de conversores chaveados. Neste trabalho, foram mostradas várias vantagens do *OCC* em relação ao *PWM* como a rejeição de perturbações da fonte e resposta dinâmica rápida. No trabalho (BINITHA; KUMAR,

2013) mostra que, apesar de ambos os métodos possuírem boa resposta em regime permanente, a modulação *OCC* alcançou uma resposta dinâmica mais rápida que o *PWM*. Em (CARVALHO-NETO; SALAZAR; MAITELLI, 2015) é mostrado o esquema de controle de um sistema completo de *MPPT* e regulação de tensão no barramento *CC* utilizando o *OCC*. Em (FEMIA et al., 2006), é mostrado um sistema composto por inversor monofásico operando como *MPPT* e correção do fator de potência utilizando *OCC* e o método *P&O*. Fora das aplicações fotovoltaicas, o *OCC* foi utilizado em (LOCK et al., 2016) como técnica de controle de um filtro ativo *Shunt* controlado por um DSP TMS3020F28335.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivos Gerais

Este trabalho tem como objetivo geral construir um sistema fotovoltaico que faça o rastreamento do ponto de máxima potência utilizando o método baseado na medição de temperatura e a modulação *OCC*.

1.3.2 Objetivos Específicos

Como objetivos específicos, o trabalho pretende levantar as características do conversor *Boost* operando como rastreador do ponto de máxima potência, bem como comparar o desempenho do método baseado na medição de temperatura, obtendo suas características de funcionamento, com o método da tensão constante. Comparar o funcionamento do modulador *OCC* digital em relação ao modulador *PWM*, levantando as características em regime permanente e durante o transitório de referencial. Também o trabalho apresenta como objetivo específico estudar o algoritmo de rastreamento baseado na medição de temperatura aplicados no *DSP TMS320F28335* e compará-lo ao método da tensão constante.

1.4 Organização do Trabalho

No capítulo 2 - Energia Fotovoltaica é apresentado o princípio de funcionamento das células fotovoltaicas, suas curvas características em função da variação de radiação e temperatura, a necessidade de rastrear a máxima potência e os principais algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência.

No capítulo 3 - Conversores Chaveados é abordado os principais tipos de conversores chaveados de corrente contínua *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost* operando como rastreadores de máxima potência e levantadas as vantagens e desvantagens de cada um. Também é abordada uma seção para a modulação Controle de Um Ciclo (*One Cycle Control - OCC*).

O capítulo 4 - Técnicas de Modulação Aplicadas em Conversores Chaveados apresenta as principais técnicas de modulação de conversores chaveados, principalmente dando foco aos moduladores *PWM* e *OCC*.

O capítulo 5 - Metodologia será destinado a abordar o modelo do sistema proposto no trabalho, apresentação das características do painel utilizado, princípio de funcionamento do algoritmo de rastreamento baseado na medição de temperatura com suas vantagens e desvantagens.

No capítulo 6 - Resultados, são mostrados vários testes realizados em ambiente simulado, variando a carga do conversor, a radiação solar e a temperatura dos painéis. Também são mostrados os resultados das simulações e análise dos erros para o método da tensão constante e o método baseado na medição de temperatura.

No capítulo 7 - Resultados Experimentais, são mostrados os testes experimentais realizados na plataforma de testes, variando a carga e radiação solar incidente no painel.

Por fim, no capítulo 8 - Conclusão, é feito um resumo do que foi discutido e uma retomada sobre os resultados simulados e experimentais obtidos.

2 Energia Fotovoltaica

O presente capítulo traz uma visão geral dos painéis fotovoltaicos, com foco no princípio de funcionamento, efeitos causados pela temperatura e radiação, tipos de painéis e aplicações da energia fotovoltaica.

2.1 Histórico

A energia solar fotovoltaica é a energia obtida com a conversão direta da luz em eletricidade através do efeito fotovoltaico. Ele foi descoberto pelo físico francês Edmond Becquerel em 1839 em experimentos em que surgiu uma diferença de potencial nos extremos de uma estrutura semicondutora produzida pela absorção da luz. A unidade fundamental da conversão é a célula fotovoltaica(LOPEZ, 2012).

Inicialmente, o desenvolvimento dessa tecnologia foi objetivado para uso no setor de telecomunicações como fonte de energia para sistemas instalados em locais remotos. Outro setor que impulsionou o desenvolvimento dessa tecnologia foi o setor aeroespacial, pois a célula fotovoltaica continua sendo o meio mais adequado para se fornecer energia elétrica por longos períodos no espaço, além da necessidade de energia para uso dos satélites. Atualmente, existe a necessidade de suprir a crescente demanda por energia elétrica utilizando menos recursos possíveis e os sistemas fotovoltaicos se destacam por fazer a conversão de luz em eletricidade diretamente e sem gerar resíduos no meio ambiente. Esse tipo de energia ainda não consegue ser a principal fonte energética com a atual tecnologia, sendo utilizada de forma complementar para reduzir o uso de termoelétricas e usinas atômicas.

2.2 Semicondutores e Dopagem

As células fotovoltaicas consistem, essencialmente, em uma junção entre duas camadas finas de materiais semicondutores diferentes, conhecidos respectivamente como semicondutores do tipo p (tipo positivos), e semicondutores do tipo N (tipo negativo). Estes semicondutores são geralmente feitos de silício, por isso, para simplificar, nós vamos considerar apenas semicondutores baseados em silício, embora as células fotovoltaicas podem ser feitas a partir de outros materiais. Os semicondutores do tipo N são feitos de silício cristalino que foi dopado com pequenas quantidades de uma impureza (geralmente fósforo) de tal forma que o material dopado possui um excesso de elétrons livres. Os elétrons são partículas subatômicas com carga elétrica negativa, de modo que o silício dopado dessa forma é conhecido como um semicondutor de tipo N (negativo).

Os semicondutores de tipo *P* são feitos a partir de silício cristalino, mas são dopados com quantidades muito pequenas de uma impureza diferente, geralmente Boro, o que faz que o material tenha um déficit de elétrons livres, chamada de lacuna. Essa ausência de elétrons pode ser considerada equivalente a uma partícula carregada positivamente, assim, o silício dopado é conhecido como um semicondutor de tipo *P* (positivo). Pode-se criar uma junção *P*–*N* combinando estes semicondutores e isto estabelece um campo elétrico na região da junção. As partículas negativas irão se mover numa direção, enquanto as partículas positivas irão no sentido oposto. No entanto, uma junção *P*–*N*, na prática, não é uma junção mecânica simples: as características mudam gradativamente de *P* para *N*, e não bruscamente através da junção.

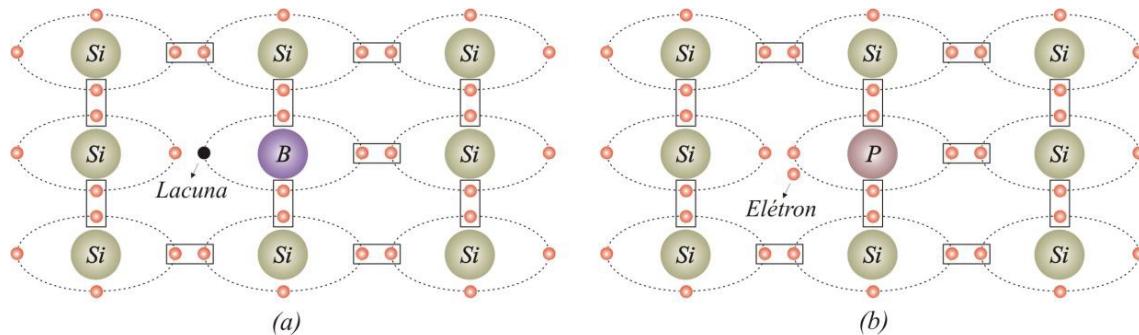


Figura 1 – Estrutura atômica do Silício dopado (a) dopagem tipo *P* com elemento trivalente (Boro). (b) dopagem tipo *N* com elemento pentavalente (Fósforo).

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila de minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

2.3 O Efeito Fotoelétrico

Na emissão termoiônica de elétrons dos metais, a energia necessária para o elétron se desprender da superfície do condutor é fornecida pela energia de agitação térmica (calor), mas também, os elétrons podem adquirir energia suficiente para se desprender de um semicondutor, mesmo em temperaturas baixas, se o ele for iluminado por uma luz de comprimento de onda suficientemente pequeno. Esse fenômeno foi observado por Hertz, em 1887.(LOPEZ, 2012)

Segundo a teoria da dualidade onda-partícula, a luz pode se comportar como partícula e como onda. Do ponto de vista da ondulatória, a luz é uma radiação eletromagnética que viaja no vácuo à velocidade aproximadamente igual a da luz, $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$. Do ponto de vista corpuscular, a luz é constituída por um fluxo de minúsculas partículas de energia, chamadas fôtons, cuja energia pode ser definida de acordo com 2.1, em que $h = 4,138 \times 10^{-15} \text{ eV}$ que é a constante de Planck e ν a frequência de vibração. Então a energia do fóton E_{foton} é dada por:

$$E_{foton} = h\nu \quad (2.1)$$

Quando os fótons de luz de um comprimento de onda adequado penetram dentro da junção p-n, eles podem transferir sua energia para alguns dos elétrons no material, assim levando a um nível de energia mais alto. Normalmente, esses elétrons ajudam a manter o material unido formando as chamadas ligações covalentes com átomos adjacentes, e não podem se mover. Em seu estado excitado, entretanto, os elétrons se tornam livres para conduzir a corrente elétrica movendo-se através do material (SEGUEL, 2009). Além disso, quando os elétrons se movem, eles deixam para trás lacunas no material, que também podem se mover. Essa condição é satisfeita se:

$$E_{foton} = h\nu > E_G \quad (2.2)$$

Sabendo que a energia E_G que mantêm os elétrons presos aos átomos de Silício é igual a $1,12\text{eV}$, temos que:

$$\nu > \frac{1,12}{4,138 \times 10^{-15}} = 270,66 \times 10^{12}\text{Hz} \quad (2.3)$$

O resultado obtido na equação 2.3 mostra que quando uma radiação a partir da frequência de $270,66 \times 10^{12}\text{Hz}$ incide sobre o painel fotovoltaico, ocorre o efeito fotovoltaico. Ou seja, isso faz surgir uma corrente elétrica na junção para essa frequência dentro do espectro infravermelho.

Quando a junção $P - N$ é formada, alguns dos elétrons na vizinhança próxima da junção são atraídos a partir do lado N para combinar com lacunas no lado P próximo. Da mesma forma, lacunas no lado p próximo da junção são atraídas para combinar com elétrons próximos do lado N . O efeito disso é estabelecer em torno da junção uma camada no lado N que é mais positivamente carregada do que seria normalmente e, no lado P , uma camada que é mais carregada negativamente do que normalmente. Na realidade, isto significa que um campo elétrico inverso é configurado em torno da junção: negativo no lado P e positivo no lado N . A região ao redor da junção é também esgotada de portadores de carga (elétrons e lacunas) e é conhecida como região de depleção, como pode ser observado na Figura 2.

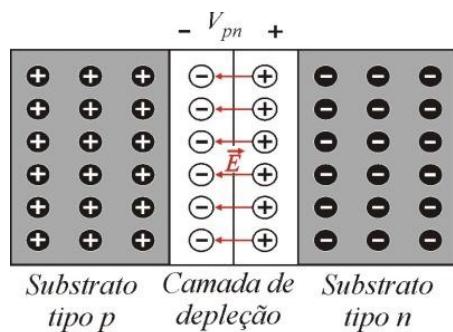


Figura 2 – Junção $P - N$ e camada de depleção de uma estrutura de Silício.

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila de minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

O processo da geração da energia elétrica em um painel fotovoltaico pode ser encarado em termos dos níveis de energia no material. O fluxo de elétrons da região P para a região N é, por definição, uma corrente elétrica. Se houver um circuito externo para a corrente fluir, os elétrons em movimento acabarão por sair do semicondutor através de um dos contatos metálicos na parte superior da célula. As lacunas fluirão na direção oposta através do material até que eles atinjam outro contato metálico na parte inferior da célula, onde são então preenchidos por elétrons que entram da outra metade do circuito externo. Para produzir energia, a célula fotovoltaica deve gerar tensão, bem como a corrente fornecida pelo fluxo de elétrons. Esta tensão é fornecida pelo campo elétrico interno da junção $P - N$. Como veremos, uma única célula fotovoltaica de silício cristalino produz tipicamente uma tensão em torno de 0,5 V e uma corrente de até 3 A, isto é, uma potência de pico igual a 1,5 W. (BOYLE, 2004).

2.4 Circuito Equivalente de uma Célula Fotovoltaica

Uma célula fotovoltaica pode ser entendida como uma junção $P - N$ que gera uma corrente elétrica quando exposto a luz, dessa forma, podemos reproduzir as características que já foram apresentadas na Figura 3.

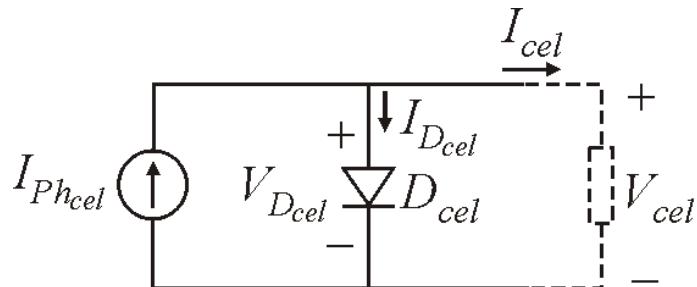


Figura 3 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica ideal.

Fonte: COELHO R.F., Dissertação de Mestrado, Título: Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados Ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos, 2008.

O efeito fotoelétrico, que produz uma corrente elétrica é representado por uma fonte de corrente constante $I_{Ph_{cel}}$ na Figura 3. A junção $P - N$ é modelada como um diodo D_{Cel} no circuito elétrico. As grandezas I_{Cel} e V_{Cel} representam, respectivamente a corrente e a tensão nos terminais da célula fotovoltaica e $I_{D_{Cel}}$ e $V_{D_{Cel}}$ são a corrente e a tensão aplicadas no diodo D_{Cel} . Para representar as perdas associadas à célula fotovoltaica real são adicionados resistores $R_{P_{Cel}}$ e $R_{S_{Cel}}$. $R_{P_{Cel}}$ representa as perdas internas ou por correntes de fuga, já o resistor $R_{S_{Cel}}$ representa as perdas causadas na queda de tensão nos terminais. O circuito real da célula fotovoltaica está mostrada na Figura 4.

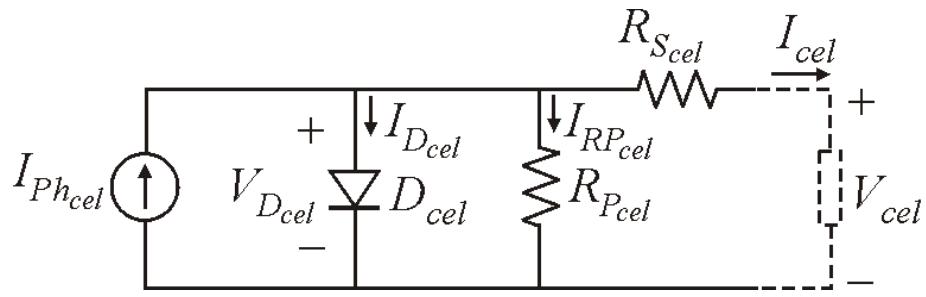


Figura 4 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica real.

Fonte: COELHO R.F., Dissertação de Mestrado, Título: Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados Ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos, 2008.

2.5 Módulos Fotovoltaicos

2.5.1 Condições Padrões de Teste

As condições padrões de teste, ou do inglês *Standard Test Conditions - STC*, são parâmetros padrões definidos para testes em laboratório de painéis fotovoltaicos. As condições *STC* relacionam a temperatura, radiação e a massa de ar sobre o painel. Também existem as condições de temperatura de operação nominal da célula, ou do inglês *Nominal Operating Cell Temperature - NOCT*, que visam simular condições mais próximas da realidade do clima. A seguir, será apresentado mais sobre a influência da Radiação Solar, Temperatura e Massa de Ar na produção de eletricidade.

Radiação Solar

A energia proveniente do Sol chega na superfície terrestre através de ondas eletromagnéticas que se propagam no vácuo próximo da velocidade da luz. Segundo (OSUEKE; UZENDU; OGBONNA, 2013), a parte externa da atmosfera está exposta a uma radiação média de $1367 \text{ W/m}^2\text{s}$. Porém, somente cerca de $1000 \text{ W/m}^2\text{s}$ chegam à superfície da Terra devido aos fenômenos de refração e reflexão na atmosfera terrestre. Essa radiação ainda pode variar de acordo com a latitude, nuvens e outros fenômenos meteorológicos. A Figura 5 mostra os principais efeitos que a atmosfera causa na radiação solar até chegar na superfície terrestre.

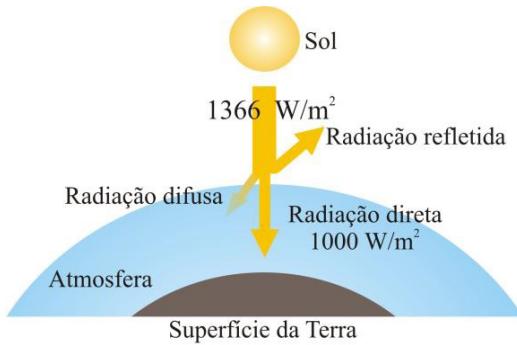


Figura 5 – Radiação Solar na Atmosfera Terrestre

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila de minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

As condições *STC* para padronização da radiação é de 1000 W/m^2 , sendo assim, os fabricantes fornecem dados de tensão e corrente de saída baseados nesse valor. Já a condição *NOCT* de radiação solar é de 800 W/m^2 . Quando a radiação solar cai, a quantidade de fótons por segundo penetrando na célula também decresce, implicando na redução do número de elétrons livres. Este fato resulta, principalmente, em uma forte redução do valor da corrente de saída do módulo, que decresce em taxa proporcional. A tensão de saída, por outro lado, sofre apenas uma leve redução, mantendo-se praticamente inalterada, como pode ser observado na Figura 6. Esse aspecto será bastante relevante para a escolha do método de rastreamento de máxima potência.

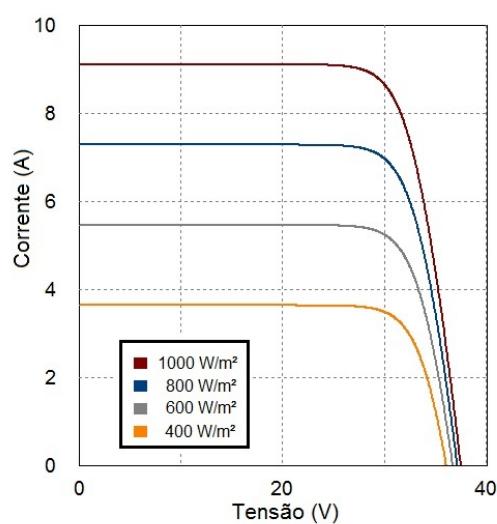


Figura 6 – Gráfico da tensão *versus* corrente gerada por um painel fotovoltaico Canadian Solar modelo CS6P-260P de 260 W para diferentes radiações.

Temperatura

A temperatura é uma medida do grau de agitação das moléculas e ela é bastante relevante para a potência gerada nos painéis fotovoltaicos. Sua condição *STC* é que a temperatura do painel deve operar em 25 °C e nas condições *NOCT* diz que a temperatura ambiente é de 20 °C, causando uma temperatura no painel em torno de 45 °C. Quando a temperatura do módulo sobe, ocorrem dois processos opostos que afetam diretamente seu desempenho. Um deles decorre do fato de que quando o cristal de Silício aquece, a vibração dos átomos é mais intensa e os choques com os fótons o levam a produzir um valor de corrente um pouco mais alto, para uma mesma radiação. O outro, em contra partida, se refere ao fato de que, com o aumento da temperatura, os elétrons livres e lacunas possuirão excesso de energia térmica para se movimentarem no sentido contrário ao imposto pelo campo elétrico formado na junção *P – N*, mostrado na Figura 2 , acarretando uma grande diminuição da tensão de saída da célula, conforme retrata a Figura 7. Então, quanto maior a temperatura, menor será a potência gerada pelo módulo fotovoltaico.

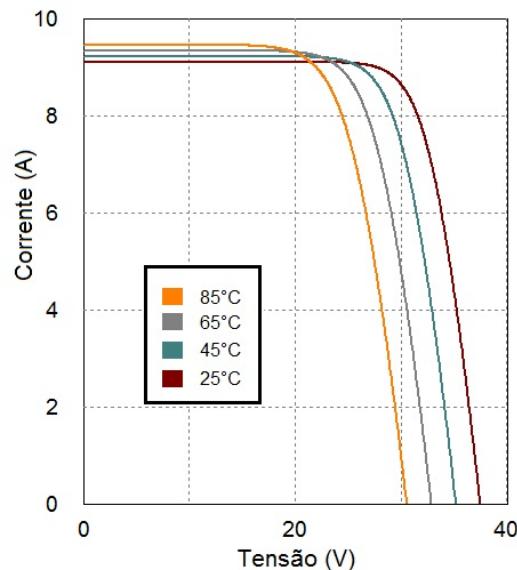


Figura 7 – Gráfico da tensão *versus* corrente gerada por um painel fotovoltaico Canadian Solar modelo CS6P-260P de 260 W para diferentes temperaturas.

Massa de Ar

O índice AM - (*Air Mass*), representa a espessura da camada de ar no traçado da radiação solar normalizada em relação ao menor caminho possível a ser percorrido. Matematicamente, o índice de massa de ar pode ser determinado por:

$$AM = \frac{1}{\cos \theta} \quad (2.4)$$

Onde θ é o ângulo entre o raio solar de penetração na atmosfera e a posição zênite, onde os raios solares percorrem a menor distância até atingir a superfície, conforme a Figura 8. Tanto as condições *STC* como as *NOCT* informam que a massa de ar *AM* é igual a 1,5.

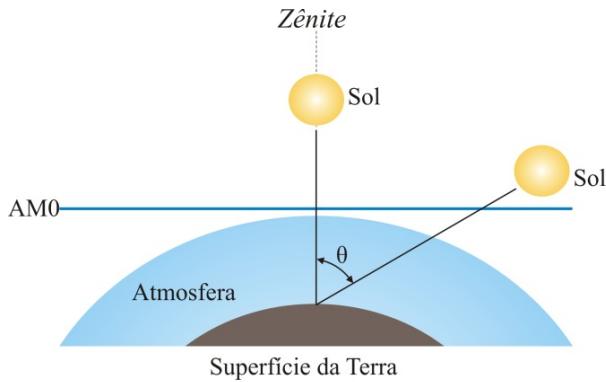


Figura 8 – Determinação da massa de ar em função do ângulo dos raios incidentes e da posição zênite do Sol

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila de minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

2.5.2 Curva Característica de um Painel Fotovoltaico

Os fabricantes fornecem algumas informações sobre as características dos modelos comercializados sob forma de gráficos ou de tabelas. As informações que são extremamente necessárias para se dimensionar um sistema fotovoltaico são:

- V_{CA}^{ref} é a tensão de circuito aberto quando o painel está sob radiação solar, mas não está com cargas conectadas aos seus terminais. Neste ponto de operação a corrente é nula.
- I_{CC}^{ref} é a corrente de curto circuito quando o painel está sob radiação solar e seus terminais de saída estão conectados diretamente.
- V_{MPP}^{ref} e I_{MPP}^{ref} indicam, respectivamente, a tensão e corrente quando o painel opera na condição de máxima potência. Este ponto varia em função da radiação da temperatura, portanto existem diversos pontos de máxima potência e o sistema de controle deverá fazer o rastreamento da máxima potência de acordo com alguns métodos que serão vistos mais adiante.

A seguir, pode-se ver na Figura 9 (a) que a tensão o ponto de máxima potência é consideravelmente alterada para diferentes temperaturas a 1000 W/m^2 . Já na Figura 9 (b) a tensão se mantém praticamente constante para diferentes radiações e mantendo a temperatura em 25°C .

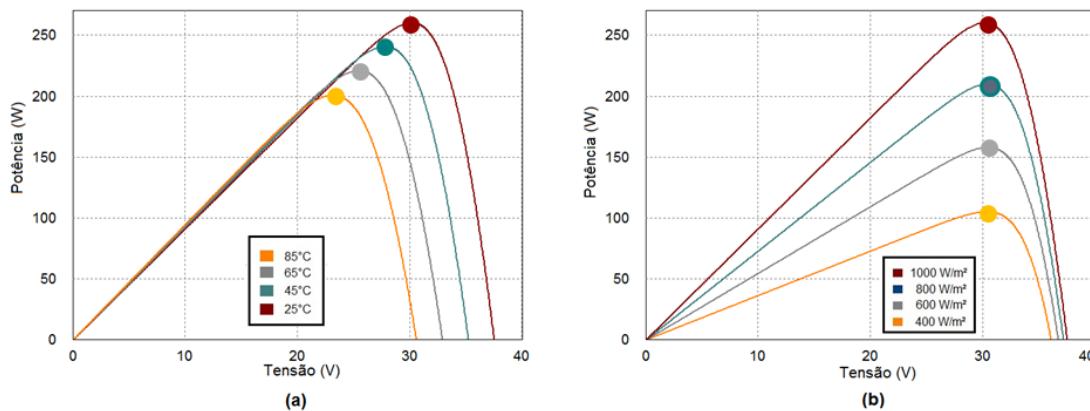


Figura 9 – Gráficos potência *versus* tensão: (a) mantendo a radiação em 1000 W/m^2 e a temperatura variando de 25°C até 85°C e (b) temperatura constante em 25°C e variando a radiação de 400 W/m^2 até 1000 W/m^2

2.6 Algoritmos Rastreadores de Máxima Potência

Um painel fotovoltaico submetido a uma radiação solar uniforme, sem sombreamento, e sem células ou módulos defeituosos tem uma curva semelhante à mostrada na Figura 10 (a), porém quando ocorrem sombreamentos parciais provocados por nuvens, árvores, edificações próximas e sujeira podem acarretar em distorções na corrente e na potência gerada pelo painel, como mostrada na Figura 10 (b).

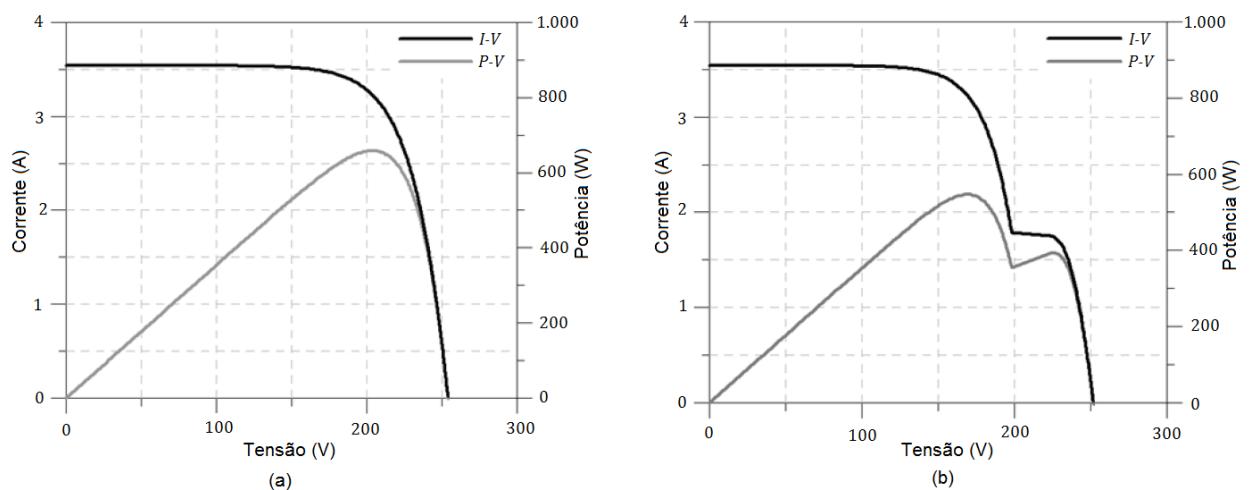


Figura 10 – Curvas $I - V$ (Preta) e $P - V$ (Cinza) de um gerador de seis módulos de 72 células em série quando (a) todos os módulos não estão sombreados e (b) quando um dos módulos está 50% sombreada.

Fonte: PINHO J.T., GALDINO R.F., Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos, CEPEL-CRESES, 2014.

Sendo assim, é necessário que haja um sistema de controle que observe continuamente as modificações na curva característica $I - V$ e atue no conversor cc-cc ou inversor de frequência de modo a garantir que o painel fotovoltaico opere na tensão correspondente à tensão de máxima potência, maximizando a transferência da potência. Esse processo é chamado de rastreamento do ponto de máxima potência ou *Maximum Power Point Tracker* (MPPT) (PINHO; GALDINO, 2014).

Um algoritmo MPPT deve apresentar as seguintes características:

- Precisão: fazendo com que o painel opere com medidas de corrente e tensão de qualidade, com menores oscilações;
- Eficácia: precisa encontrar o ponto de máxima potência, mesmo com a ocorrência de máximos locais;
- Velocidade de convergência: deve adaptar às variações bruscas de irradiação causadas por sombreamentos;
- Baixa Complexidade: de modo que o sistema possa ser implementado em controladores mais simples;
- Baixo Custo: fazendo com que o sistema apresente um baixo custo de confecção de *hardware* e utilize um pequeno número de sensores.

O MPPT é responsável pelo ajuste da tensão de polarização do painel fotovoltaico através de algoritmos que atuam sobre o ciclo de trabalho do conversor CC-CC ou de uma ponte inversora. O algoritmo tem como entrada dados instantâneos de tensão e corrente de operação do painel, além de dados adicionais como temperatura e radiação solar. Sua implementação pode ser feita de forma analógica, através de circuitos eletrônicos, ou digital, através de microcontroladores e processadores digitais de sinais ou *Digital Signal Processor* (DSP). A localização de um ponto de máxima potência - MPP, depende da característica elétrica da carga, que poderá ser alimentada em corrente contínua ou em corrente alternada. Dessa forma o controle MPPT poderá atuar tanto num conversor CC-CC como em um inversor.

2.6.1 Razão Cíclica Contante (CDC - *Constant Duty Cycle*)

Esta técnica é uma das mais simples, pois consiste somente no pré-ajuste, apenas uma vez, do ciclo de trabalho do conversor, de modo que a curva de carga intercepte a curva de geração no ponto de máxima potência desejado. Assim, quando o módulo operar nesse ponto, a carga estará na região de máxima potência disponível. É considerada uma técnica de malha aberta e *off-line*, pois não existe realimentação nem ajuste da razão cíclica durante a operação. Por isso, essa técnica possui algumas restrições como:

- Não permite variações climáticas, mudanças de carga e deterioração do módulo fotovoltaico;
- Depende das condições climáticas médias, pois o ajuste do ciclo de trabalho é feito considerando a potência média gerada ao longo de um período.

Segundo (MARTINS; COELHO; SANTOS, 2011), se a carga for um banco de baterias, o emprego desta técnica terá melhor desempenho em relação à uma carga resistiva, pois a razão cíclica pode ser ajustada simplesmente para refletir a tensão do banco de baterias para o módulo fotovoltaico, ficando nas proximidades do ponto de máxima potência nas condições *STC*.

2.6.2 Método da Tensão Constante (CV - *Constant Voltage*)

Este também é um dos métodos mais simples, uma vez que se mantém constante a tensão do módulo V_{pv} em um valor de referência $V_{pv(ref)}$ que, conforme o gráfico $P-V$, corresponde ao ponto de máxima potência - MPP. Portanto, somente com a leitura da tensão do módulo, é possível atuar no conversor CC-CC, atualizando a razão cíclica e impondo a tensão de referência como ponto de operação. Na Figura 11 é possível notar que a tensão correspondente ao ponto de máxima potência praticamente não se altera, ou seja, para qualquer radiação, a tensão se mantém dentro de uma pequena faixa ΔV_{mpp} .

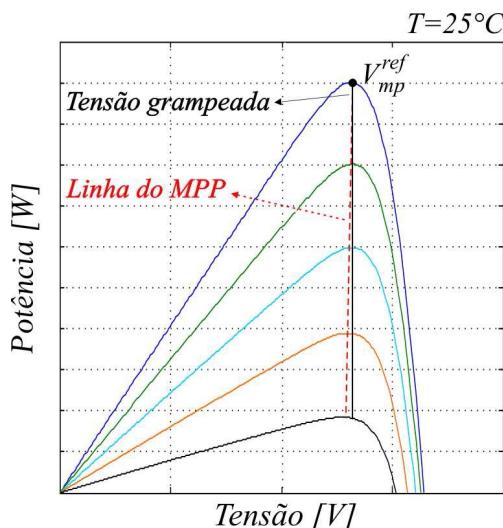


Figura 11 – Exemplo de característica PxV sob temperatura constante a 25°C

Fonte: COELHO R.F., Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos, Dissertação de Mestrado, UFSC, Dezembro 2008.

Quando o sistema apresenta uma variação na temperatura da célula, a tensão de MPP se altera consideravelmente, não sendo mais possível extrair a máxima potência. Essa situação é mostrada na Figura 12, onde se verifica que a temperatura de operação do módulo muda para

$T = T_a$, sendo $T_a > T^{ref}$, a tensão de máxima potência se desloca para o ponto a , porém, devido ao algoritmo, o ponto de operação fica grampeado no ponto b , extraíndo uma potência menor. O mesmo acontece se a temperatura for $T = T_b$, sendo $T_b > T_a > T^{ref}$, a potência extraída no ponto d é menor que a máxima potência no ponto c .

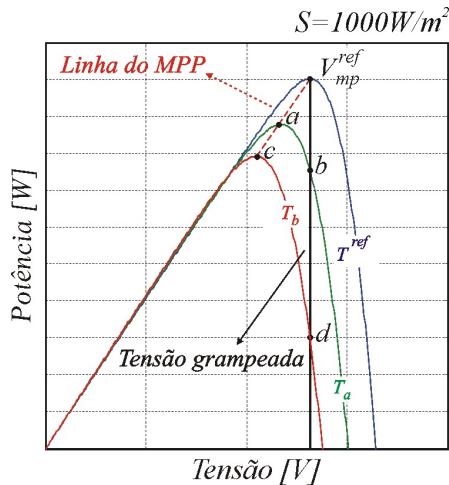


Figura 12 – Exemplo de característica PxV sob radiação constante a $1000W/m^2$.

Fonte: COELHO R.F., Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos, Dissertação de Mestrado, UFSC, Dezembro 2008.

Desta forma fica claro que o método da tensão constante é eficiente somente nos casos que a temperatura de operação e a referência sejam praticamente as mesmas. Porém, apesar de ser uma técnica com essa falha, é bastante utilizada por alguns trabalhos como (CARVALHO-NETO; SALAZAR; LOCK, 2016) e (CARVALHONETO, 2016) por necessitar de apenas um sensor de tensão na saída do módulo. O fluxograma da Figura 13 mostra como o algoritmo de comporta.

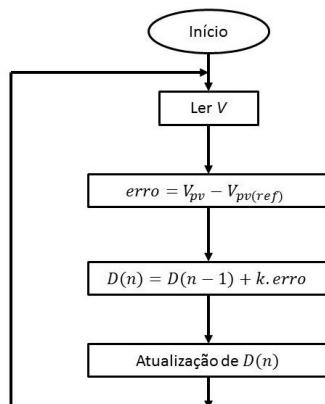


Figura 13 – Algoritmo do método da tensão constante.

2.6.3 Método da Corrente de Curto Circuito (SC - Short Circuit)

Esse método utiliza a leitura da corrente de curto circuito para encontrar o ponto de máxima potência, pois a corrente de operação ótima é proporcional à corrente de curto para uma larga faixa de radiação solar e temperatura. A equação 2.5 mostra a relação entre a corrente de referência I_{ref} , a constante k_I , que é a constante de proporcionalidade, com valor entre 0,90 e 0,94 e a corrente de curto circuito I_{CC} .

$$I_{ref} = k_I \cdot I_{CC} \quad (2.5)$$

A Figura 14 mostra o esquema de blocos desse método, onde a corrente de curto circuito do painel é comparada com a referência. O erro é calculado e entra num compensador que irá calcular o ciclo de trabalho $D(t)$ e aplicada a um circuito modulador.

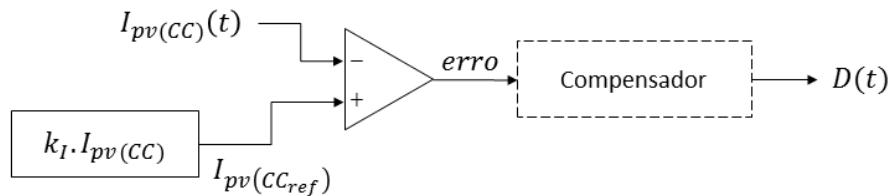


Figura 14 – Algoritmo do método da corrente de curto circuito.

Para encontrar o valor da corrente de curto circuito, é necessário um interruptor paralelo com o módulo. Devido a isso, no momento da medição dessa corrente, a potência transferida a carga é nula, o que torna o sistema menos eficiente devido às perdas.

2.6.4 Método da Tensão de Circuito Aberto (OV - Open Voltage)

Esse método é bastante semelhante ao da corrente de curto circuito, pois se baseia na leitura da tensão de circuito aberto do painel. A tensão de máxima potência é linearmente proporcional à tensão de circuito aberto através de um fator k_V . Com base nisso, podemos calcular a tensão de máxima potência pela equação 2.6.

$$V_{ref} = k_V \cdot V_{CA} \quad (2.6)$$

Sendo V_{ref} a tensão de referência da máxima potência, k_V é a constante de proporcionalidade, cujo valor fica em torno de 0,65 e 0,8 e V_{CA} é a tensão de circuito aberto.

A Figura 15 mostra o esquema desse método, onde a tensão de circuito aberto do painel é comparada com a referência calculada. O erro entra num compensador que irá calcular o ciclo de trabalho $D(t)$ ou aplicar diretamente num circuito modulador.

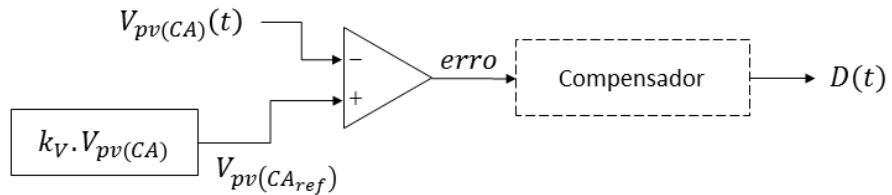


Figura 15 – Algoritmo do método da tensão de Circuito Aberto.

Vale salientar que esse método também necessita de um interruptor em série na saída do módulo para a medição da sua tensão de circuito aberto. Quando usado com conversores *Buck*, o próprio conversor permite que se obtenha a tensão de circuito aberto. Porém, durante a medição, como a corrente do painel I_{pv} é nula, a potência transferida também é nula, havendo uma redução na energia fornecida.

2.6.5 Perturba e Observa (P&O)

O método perturba e observa é um método iterativo que atua periodicamente incrementando ou decrementando o ciclo de trabalho de acordo com a potência. É um método de rastreamento que monitora diretamente a potência através de sensores de tensão e corrente nos terminais do painel fotovoltaico. A Figura 16 apresenta o algoritmo de funcionamento do método. Os sensores de tensão e corrente irão medir os valores de $V(n)$ e $I(n)$, respectivamente, e, em seguida, calcular a potência do painel $P(n) = V(n) \cdot I(n)$. A potência nesse instante n é comparada com a potência calculada no instante anterior $n - 1$ e obtemos a variação da potência ΔP . Se a variação ΔP for positiva, significa que a perturbação contribuiu positivamente para o aumento de potência, logo, na próxima iteração de ΔD ou ΔV_{pv} será feita com o mesmo sinal. Caso contrário, a próxima iteração será feita com sinais opostos aos da iteração anterior.

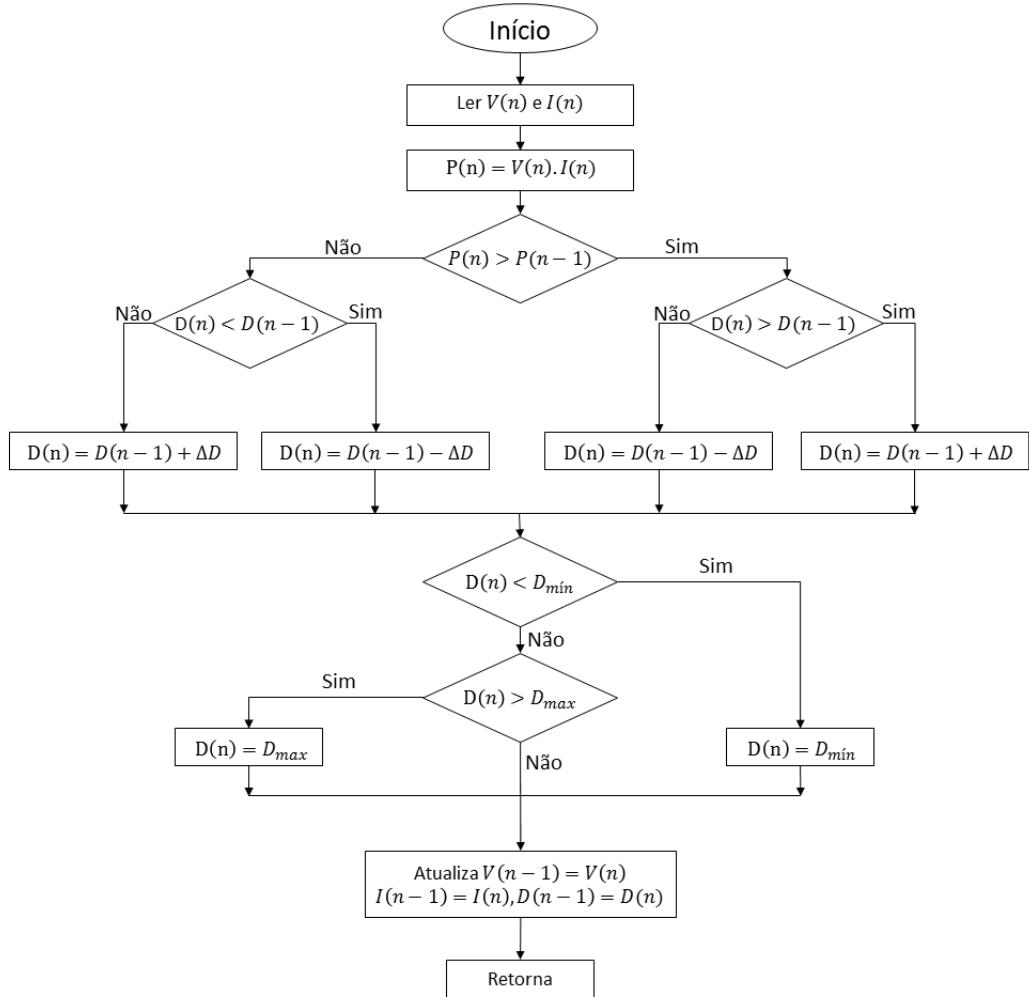


Figura 16 – Algoritmo do método P&O.

Apesar de ser uma técnica mais complexa que as vistas anteriormente, ela apresenta alguns problemas dinâmicos como o tamanho do passo utilizado nas iterações. Caso o passo da iteração for muito grande, ganhamos qualidade na resposta transitória, mas inserimos oscilações no regime permanente. Se o passo da iteração for muito pequeno, teremos um regime permanente com uma oscilação pequena, mas o transitório fica bastante lento. Essa situação pode ser vista na Figura 17.

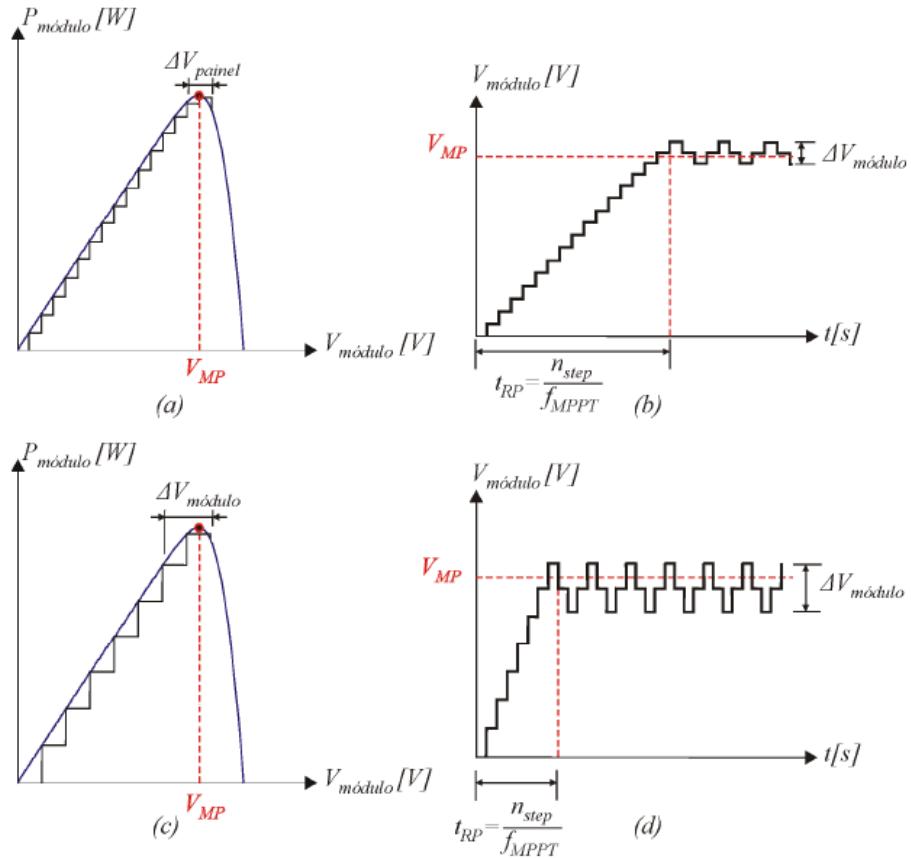


Figura 17 – O tamanho do passo de iteração ΔD interfere em (a) e (b) no ganho de desempenho no regime permanente, e em (c) e (d) apresenta um ganho de menor tempo de transitório.

Fonte: COELHO R.F., Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos, Dissertação de Mestrado, UFSC, Dezembro 2008.

Da Figura 17, ainda se verifica o tempo de subida, t_{RP} , pode ser determinado pela equação 2.7.

$$t_{RP} = \frac{n_{step}}{f_{MPPT}} \quad (2.7)$$

Onde n_{step} é o número de passos que o sistema terá que dar até o ponto de máxima potência e f_{MPPT} representa a frequência do incremento ou decremento. As variações de temperatura e radiação variam constantemente, mas, como a inércia térmica é elevada, as variações de temperatura na superfície do módulo acontecem lentamente, assim o método consegue responder adequadamente. Porém as variações de radiação pode ocorrer rapidamente, fazendo com que o sistema não consiga encontrar o regime permanente até que a perturbação seja cessada.

Devido às dificuldades já mostradas do método P&O, foi desenvolvido uma variação chamada de Condutância Incremental, que será apresentado a seguir.

2.6.6 Condutância Incremental (Incremental Conductance)

O método da condutância incremental foi desenvolvido para contornar algumas limitações do método P&O como a velocidade de convergência e erro de regime. O algoritmo da condutância incremental foi proposto por (referência Hussein Murta, 1995) e apresenta facilidade de implementação, bom desempenho e velocidade de resposta durante variações rápidas de radiação solar. Esse método se baseia na observação da derivada $\frac{dP}{dV}$, quando o sistema está no ponto de máxima potência a derivada será nula, como observado na Figura 18.

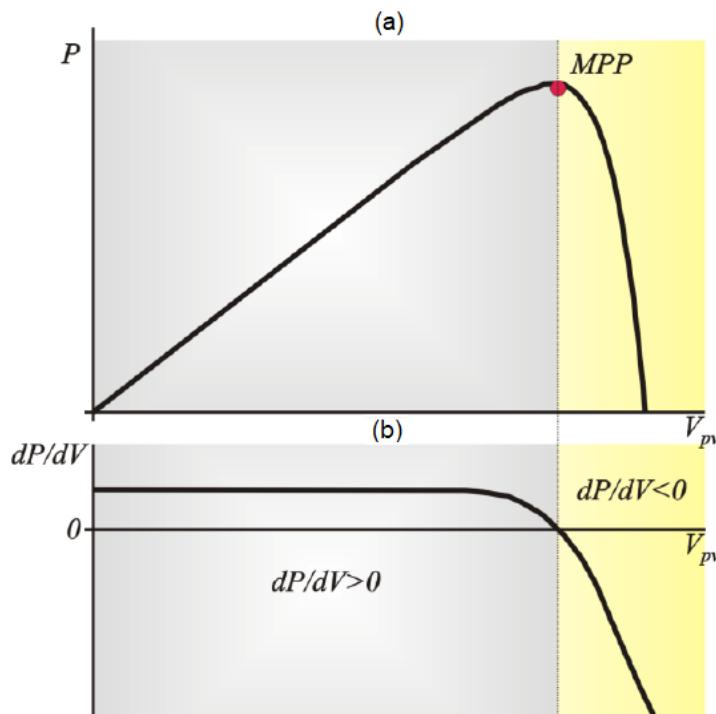


Figura 18 – (a) Curva PxV_{pv} e (b) derivada $dP/dVxV_{pv}$. Quando a derivada é igual a zero, o sistema está operando no ponto de máxima potência.

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila de minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

Observamos duas regiões de operação do sistema: a direita do MPP (região com derivada $dP/dV < 0$) e a esquerda do MPP (região com derivada $dP/dV > 0$). Quando a $dP/dV > 0$ o módulo fotovoltaico está trabalhando numa tensão abaixo da tensão de MPP V_{mp} , assim o sistema de controle deve alterar o ciclo de trabalho do conversor de modo a elevar a tensão de saída do módulo fotovoltaico V_{modulo} . Da mesma forma, se a $dP/dV < 0$, o sistema de controle deverá alterar o ciclo de trabalho de modo a diminuir a tensão do módulo. Assim, o sinal da derivada define a posição do ponto de operação em relação ao ponto de máxima potência enquanto seu módulo define a quantidade de incremento ou decremento no ciclo de trabalho. Com isso, o sistema garante uma excelente velocidade de rastreamento e evita oscilações em regime permanente.

Segundo (COELHO, 2008), a realização digital do método exige um grande esforço computacional, pois exige o cálculo da derivada da potência em tempo real. Para facilitar esse cálculo, diminuindo o esforço do microcontrolador, deve ser implementado da seguinte forma.

$$P = V \cdot I \quad (2.8)$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d}{dV}[V \cdot I] = I + V \cdot \frac{dI}{dV} = I + V \cdot \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (2.9)$$

Na forma discreta, a corrente I e a tensão V representam o estado atual e serão representados por $I(n)$ e $V(n)$, respectivamente. ΔI e ΔV representam a diferença entre o estado atual e o estado anterior, dessa forma:

$$\begin{aligned} \Delta I &= I(n) - I(n-1) \\ \Delta V &= V(n) - V(n-1) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Dessa forma, substituindo 2.10 em 2.9, temos que a derivada pode ser expressa por:

$$\frac{dP}{dV} = I(n) + V(n) \cdot \left[\frac{I(n) - I(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \right] \quad (2.11)$$

Considerando a condição de máxima potência, na qual a derivada $\frac{dP}{dV} = 0$, temos:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} + \frac{I(n)}{V(n)} = 0 \quad (2.12)$$

A equação 2.12 pode ser usada como a condição que representa a operação do sistema no ponto de máxima potência. Esse atributo possibilita o cálculo de um incremento variável de razão cíclica, portanto, o sistema terá uma alta velocidade de rastreamento aliada a baixas oscilações em regime. O tamanho de incremento ΔD pode ser calculado através da equação 2.13:

$$\Delta D = k_{inc} \cdot \frac{dP}{dV} \quad (2.13)$$

Sendo k_{inc} uma constante que estabelece o máximo passo permitido ΔD_{max} . Esse passo máximo ocorrerá nas imediações da tensão de circuito aberto (MARTINS; COELHO; SANTOS, 2011), já que nesse ponto a potência sai de zero para um valor dP , então a máxima derivada ocorrerá quando $\left| \frac{dP}{dV} \right|_{max} = \left| \frac{dP}{dV} \right|_{Vca}$. Dessa forma, podemos dizer que k_{inc} é igual a:

$$k_{inc} = \frac{\Delta D_{max}}{\left| \frac{dP}{dV} \right|_{max}} \quad (2.14)$$

Podemos observar que, apesar de utilizar sensores de tensão e corrente, o método não calcula a potência gerada pelo módulo. O fluxograma do algoritmo da condutância incremental é encontrado na Figura 19.

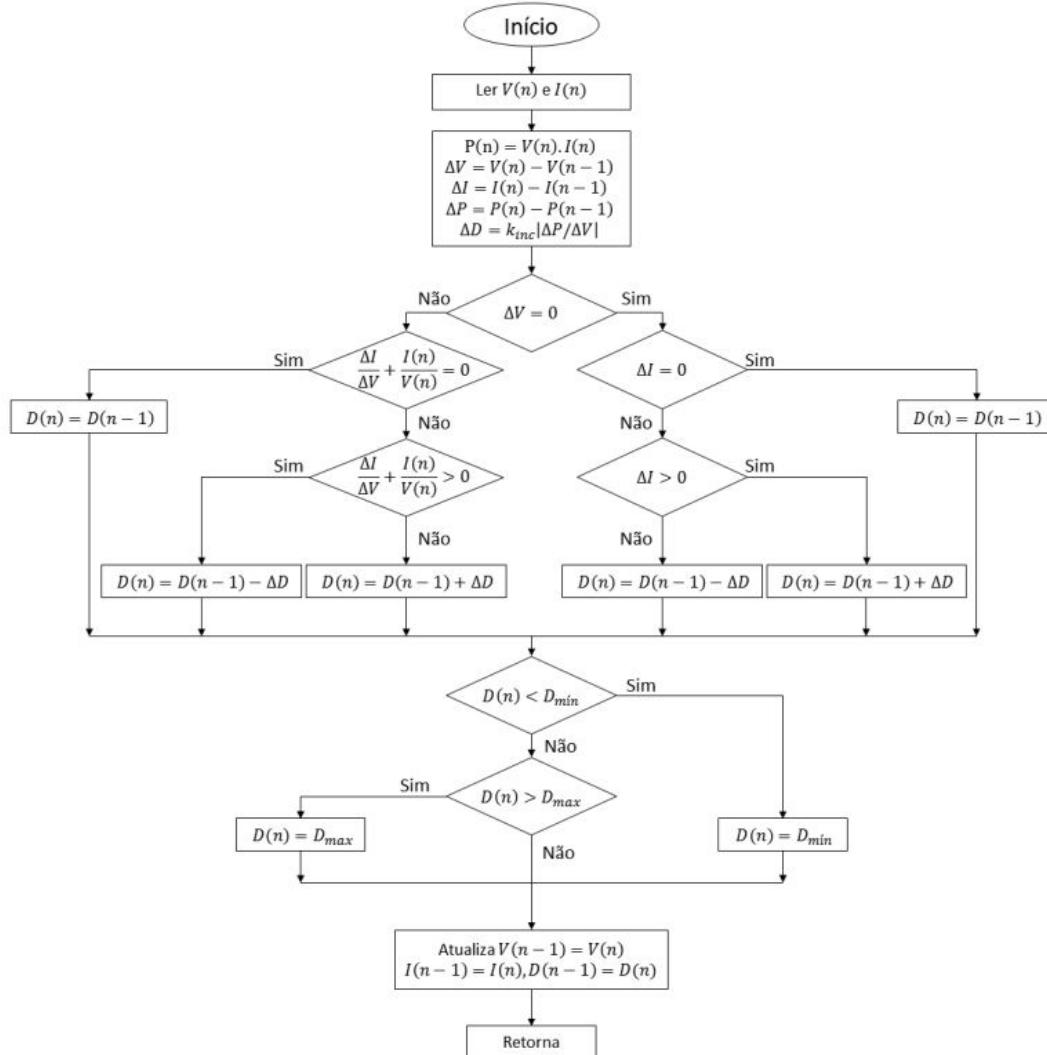


Figura 19 – Algoritmo do método Condutância Incremental.

Em (MARTINS; COELHO; SANTOS, 2011) é apresentada uma variação do método da condutância incremental, combinando o mesmo com o método da tensão constante. Nesta variação, se a radiação for menor que 30% da radiação nominal, o método da tensão constante é utilizado, senão utiliza-se o método da condutância incremental. Tal variação permite uma melhora no desempenho, pois o método da condutância incremental apresenta uma certa instabilidade em baixas radiações, porém, torna-se necessário a adição de um sensor de radiação solar. O trabalho de (DESHPANDE; PATIL; DEOPARE, 2016) mostra que, apesar do *P&O* ser fácil de implementar, a Condutância Incremental apresenta maior velocidade de convergência em variações de radiação e temperatura, porém enfatiza que ambos os métodos dependem fortemente da precisão dos sensores de tensão e corrente.

2.6.7 Método da Temperatura

Na seção dos módulos fotovoltaicos, foi visto que a variação de radiação praticamente não muda a tensão de máxima potência do painel V_{MP} , tornando o método da tensão constante uma boa alternativa para rastrear a máxima potência. Esse comportamento pode ser observado na Figura 20.

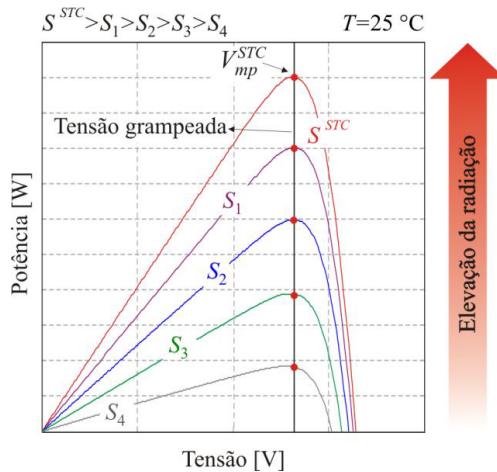


Figura 20 – Variações na radiação solar praticamente não variam a tensão de máxima potência V_{MP} .

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila de minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

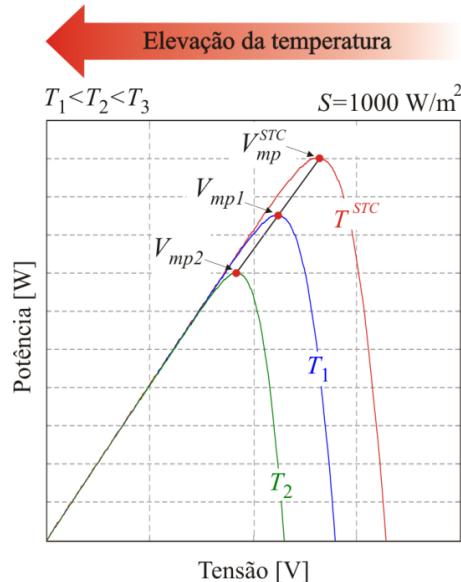


Figura 21 – Variações na temperatura do painel alteram consideravelmente a tensão de máxima potência V_{MP} .

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila de minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

Foi mostrado que a tensão de máxima potência V_{MP} é alterada para diferentes temperaturas, como mostra a Figura 21. Isso deixa o método da tensão constante com uma baixa eficiência, contudo, essa variação possui uma relação linear entre a tensão V_{MP} e a temperatura do módulo. A tabela 1 mostra a relação entre a temperatura e a tensão do módulo.

Temperatura	Tensão
T^{STC}	V_{MP}^{STC}
T_1	V_{MP1}
T_2	V_{MP2}

Tabela 1 – Relação entre a tensão de máxima potência e temperatura.

Com esses dados, pode-se escrever a equação 2.15 como sendo uma aproximação para encontrar a tensão de máxima potência corrigida pela temperatura.

$$V_{MP}(T) \approx V_{MP}^{STC} + \frac{dV_{MP}}{dT}(T - T^{STC}) \quad (2.15)$$

3 Conversores Chaveados

Neste capítulo será apresentada a base teórica sobre os conversores chaveados mais utilizados, seu comportamento como rastreador do ponto de máxima potência (*MPP-Maximum Power Point*) e sua modelagem matemática para controle.

3.1 Introdução

Nos módulos fotovoltaicos, a tensão e a corrente de saída variam em função da temperatura e radiação, assim, fica praticamente impossível assegurar a operação do sistema em um ponto ótimo de operação. Esse ponto, geralmente, é o ponto de máxima potência onde o módulo funciona de maneira otimizada, fornecendo a máxima potência possível para as condições de temperatura e radiação solar. Segundo (*MARTINS; COELHO; SANTOS, 2011*), a escolha do conversor CC-CC é tão importante quanto o algoritmo de rastreamento, pois uma escolha errada pode reduzir a eficiência pela busca do MPP. O número de conversores estáticos CC-CC é muito grande, contudo, três conversores são mais populares e difundidos, são eles: *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*. Foram apresentados os algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência no Capítulo 2 e a seguir serão apresentados os estágios de potência, ou circuitos conversores, que irão atuar nos módulos fotovoltaicos fazendo com que eles respondam d acordo com o algoritmo.

3.1.1 Arranjo Fotovoltaico com Carga Resistiva

Considerando o sistema proposto na Figura 22, para entender a necessidade de um conversor CC-CC de modo a garantir a transferência da máxima potência, podemos observar que a carga e o módulo compartilham da mesma tensão e corrente, com isso, podemos concluir que o ponto de operação é definido pela intersecção da curva de geração do módulo fotovoltaico com a curva de carga, como mostrado na Figura 23.

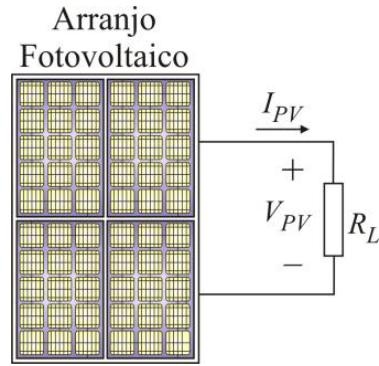


Figura 22 – Módulo fotovoltaico conectado a uma carga resistiva sem nenhum esquema de controle.

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila do minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

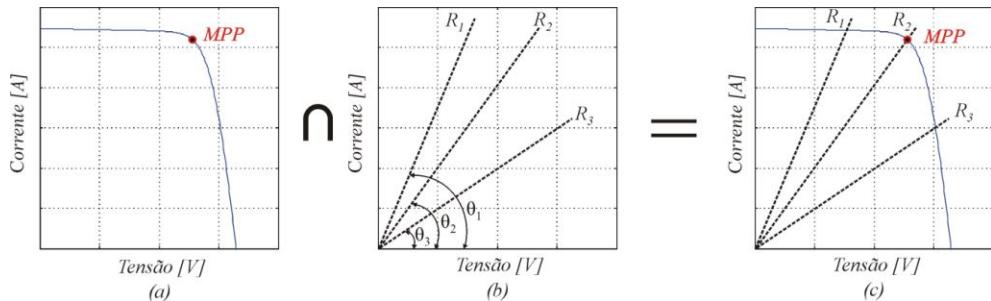


Figura 23 – Intersecção da curva de geração do módulo fotovoltaico com a curva de carga.

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila do minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

Quando colocado um conversor CC-CC entre o módulo e a carga, como mostrado na Figura 23, é possível alterar a inclinação da curva de carga em função da variação do ciclo de trabalho até que o ponto de MPP seja atingido. Para iniciar a análise, podemos dizer que a tensão na carga, independentemente do conversor, sempre obedecerá a lei de Ohm:

$$V_{RL} = R_L \cdot I_{RL} \quad (3.1)$$

Considerando o ganho estático G do conversor CC-CC, as grandezas de entrada, V_{PV} e I_{PV} , e de saída, V_{RL} e I_{RL} , podem ser relacionadas como mostra as equações abaixo:

$$V_{RL} = V_{PV} \cdot G \quad (3.2)$$

$$I_{RL} = \frac{I_{PV}}{G} \quad (3.3)$$

Substituindo as equações 3.2 e 3.3 na equação 3.1, obtemos a seguinte equação:

$$\frac{V_{PV}}{I_{PV}} = \frac{R_L}{G^2} \quad (3.4)$$

O ganho estático G é definido para cada tipo de conversor, podendo ser representado em função, somente, do ciclo de trabalho D . A Tabela 2 abaixo mostra o ganho estático e a faixa de ciclo de trabalho para os principais conversores CC-CC.

Conversor	Ganho Estático G	Faixa de variação do ciclo de trabalho
Buck	D	$0 < D < 1$
Boost	$\frac{1}{1-D}$	$0 < D < 1$
Buck-Boost, Cuk, Sepic e Zeta	$\frac{D}{1-D}$	$0 < D < 1$

Tabela 2 – A tabela mostra o ganho estático para cada tipo dos principais conversores CC-CC e sua faixa de operação da razão cíclica.

3.2 Conversor Buck

O conversor *Buck* produz um valor médio de tensão na saída inferior ao valor médio da tensão na entrada, enquanto que a corrente média na saída é maior que na entrada. Este comportamento parte do princípio da conservação da energia. Segundo o texto de (POMILIO, 2010), esse tipo de conversor deve fornecer uma variação da tensão média na carga de zero até o valor da fonte de alimentação. A operação desse conversor, mostrado na Figura 24, pode ser dividida em dois modos: quando a chave S está desligada e quando ligada. Quando a chave S conduz a energia, a corrente i_S cresce e flui através do indutor L , do capacitor C e da carga. Já quando a chave S bloqueia a corrente, o diodo D do conversor conduz a corrente armazenada no indutor para a carga. A corrente cai até que a chave S volte a conduzir a corrente da fonte no próximo ciclo.

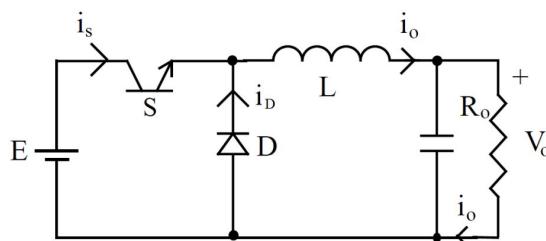


Figura 24 – Circuito do conversor *Buck*.

Fonte: Adaptado de POMILIO J.A., Apostila Fontes Chaveadas, UNICAMP-2010.

O conversor pode atuar no modo de condução contínua (MCC) ou no modo de condução descontínua (MCD). No modo MCC, o indutor não descarrega completamente, já no modo MCD a corrente do indutor vai a zero em alguns instantes. A Figura 25 mostra as formas de onda no modo MCC e no modo MCD.

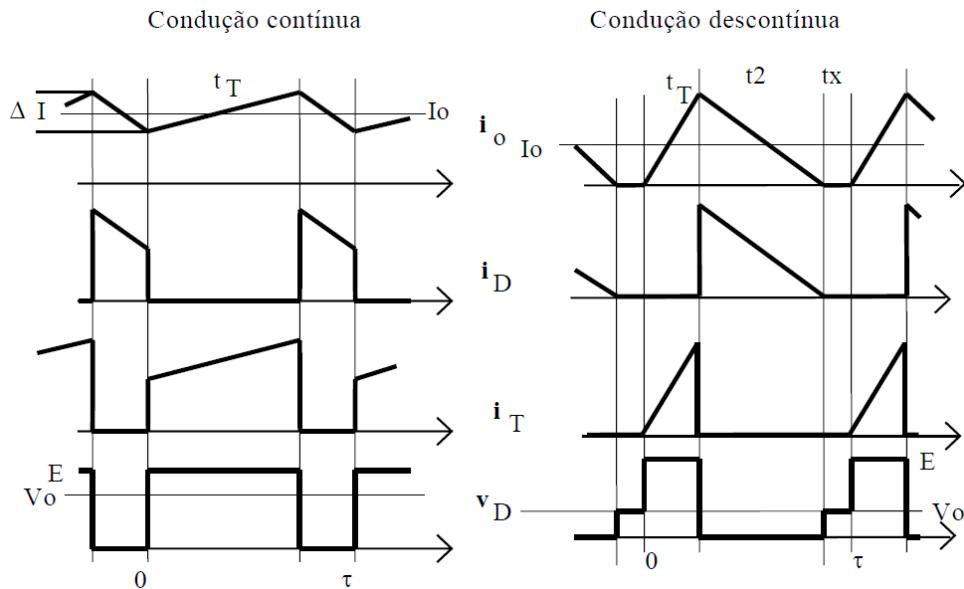


Figura 25 – Formas de onda do conversor *Buck* nos modos de condução contínua e descontínua.

Fonte: POMILIO J.A., Apostila Fontes Chaveadas, UNICAMP-2010.

A seguir, será apresentada a teoria acerca do uso dos conversores *Buck* como rastreadores de máxima potência.

3.2.1 Conversor Buck operando como MPPT

Esse tipo de conversor é utilizado em aplicações em que se deseja diminuir a tensão na saída do conversor. Da relação do conversor *Buck*, podemos dizer que o ciclo de trabalho é a razão entre a tensão na carga V_{Carga} sobre a tensão no módulo V_{Modulo} :

$$\frac{V_{Carga}}{V_{Modulo}} = D \quad (3.5)$$

Assim como podemos relacionar o ciclo de trabalho com as correntes da carga I_{Carga} e a corrente do módulo I_{Modulo} :

$$\frac{I_{Carga}}{I_{Modulo}} = \frac{1}{D} \quad (3.6)$$

Da lei de Ohm, podemos escrever que V_{Carga} é igual a:

$$V_{Carga} = R_{Carga} \cdot I_{Carga} \quad (3.7)$$

Isolando os termos V_{Carga} e I_{Carga} , em 3.5 e 3.6, respectivamente, e substituindo na equação 3.7, temos que:

$$\frac{V_{Modulo}}{I_{Modulo}} = \frac{R_{Carga}}{D^2} \quad (3.8)$$

A resistência equivalente vista pelo módulo, $R_{Modulo}(D, R_{Carga})$, pode ser interpretada pelo termo $\frac{V_{Modulo}}{I_{Modulo}}$, logo a equação 3.8 pode ser reescrita como:

$$R_{Modulo}(D, R_{Carga}) = \frac{R_{Carga}}{D^2} \quad (3.9)$$

Essa resistência vista nos terminais do módulo depende da carga R_{Carga} e do ciclo de trabalho D . Segundo (COELHO; CONCER; MARTINS, 2010a), todo sistema formado por uma carga e um gerador, possui um ponto de operação definido pela curva de carga e pela curva de geração, como visto na Figura 23. A curva de carga, de característica resistiva, é definida por uma reta com ângulo de inclinação definida por:

$$\theta_{Modulo} = \tan^{-1} \left(\frac{1}{R_{Modulo}} \right) \quad (3.10)$$

Aplicando a equação 3.9 na equação 3.10, para o caso específico do conversor, temos que o ângulo θ_{Modulo} é dado por:

$$\theta_{Modulo}(D, R_{Carga}) = \tan^{-1} \left(\frac{D^2}{R_{Carga}} \right) \quad (3.11)$$

Podemos perceber que a inclinação da reta muda quando variamos o ciclo de trabalho D . Com isso podemos levar o sistema a operar no MPP. Contudo, o conversor *Buck* não é capaz de rastrear toda a faixa de operação de 0° a 90° devido ao ciclo de trabalho variar de 0 a 1, com isso temos os limites dados por:

$$\theta_{Modulo}(0, R_{Carga}) = \tan^{-1} \left(\frac{0}{R_{Carga}} \right) = 0^\circ \quad (3.12)$$

$$\theta_{Modulo}(1, R_{Carga}) = \tan^{-1} \left(\frac{1}{R_{Carga}} \right) \quad (3.13)$$

Com esses resultados, podemos dizer que o conversor *Buck* opera em uma faixa de inclinação da reta de carga de 0° até $\tan^{-1} \left(\frac{1}{R_{Carga}} \right)$. A Figura 26 nos permite ver graficamente duas regiões distintas: a região 1 onde o conversor consegue rastrear a máxima potência e a região 2, onde não é possível ser rastreada.

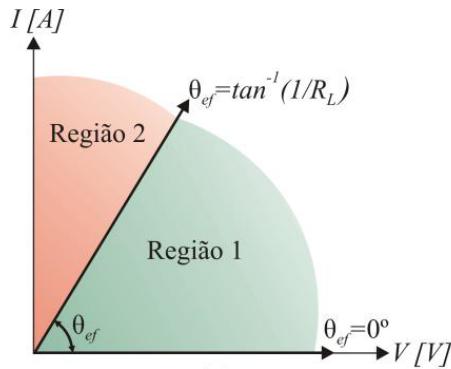


Figura 26 – Na região 1, o conversor *Buck* consegue rastrear a máxima potência, já na região 2 ele não consegue operar dentro dessa região.

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila do minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

Com isso, podemos dizer que o conversor *Buck*, apesar de ser amplamente utilizado em sistemas fotovoltaicos, apresenta essa limitação de rastreamento da máxima potência. O conversor não consegue operar com tensões baixas e correntes altas, fazendo com que o conversor opere na região 2 da Figura 26.

3.3 Conversor Boost

Neste conversor, a tensão média de saída é maior que a tensão média na entrada. O conversor *Boost* utiliza os mesmos componentes do *Buck*, porém com um esquema de ligação diferente.

3.3.1 Conversor Boost operando como MPPT

O conversor *Boost* é utilizado quando se quer aumentar a tensão de saída do conversor. Para comprovar os problemas do conversor *Boost*, partiremos do mesmo princípio da análise do conversor *Buck*. As equações que relaciona a tensão V_{Modulo} e a corrente I_{Modulo} na entrada e a tensão V_{Carga} e a corrente I_{Carga} na saída com o ciclo de trabalho são apresentadas em 3.14 e 3.15.

$$\frac{V_{Carga}}{V_{Modulo}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.14)$$

$$\frac{I_{Carga}}{I_{Modulo}} = 1 - D \quad (3.15)$$

Substituindo as equações 3.14 e 3.15 na equação 3.7, temos que:

$$R_{Modulo} = (1 - D)^2 \cdot R_{Carga} \quad (3.16)$$

Logo, utilizando a mesma dedução da reta de carga vista no conversor *Buck*, temos que a inclinação da reta de carga fica definida por:

$$\theta_{Modulo}(D, R_{Carga}) = \tan^{-1} \left(\frac{1}{(1-D)^2 \cdot R_{Carga}} \right) \quad (3.17)$$

Considerando que os valores mínimo e máximo do ciclo de trabalho são de 0 e 1, temos que o limite dos ângulos que o conversor consegue operar são:

$$\theta_{Modulo}(0, R_{Carga}) = \tan^{-1} \left(\frac{1}{R_{Carga}} \right) \quad (3.18)$$

$$\theta_{Modulo}(1, R_{Carga}) = \tan^{-1} \left(\frac{1}{0} \right) = 90^\circ \quad (3.19)$$

Com isso, observa-se, mais uma vez, que a resistência da carga limita o ângulo mínimo que o ponto de máxima potência pode ser rastreado. A Figura 27 mostra a região 2, onde o sistema consegue rastrear o ponto de máxima potência e a região 1, onde o conversor não consegue rastrear.

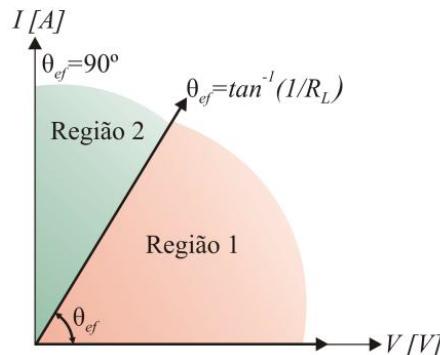


Figura 27 – Na região 2, o conversor *Boost* consegue rastrear a máxima potência, já na região 1 ele não consegue operar dentro dessa região.

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila do minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

Pode-se observar que o conversor *Boost* funciona bem na região onde se demanda de altas correntes e tensões baixas, mas se a resistência de carga for muito baixa, a região de operação fica bastante restrita.

3.4 Conversor Buck-Boost

Por fim, é apresentado o conversor *Buck-Boost* que pode ser utilizado tanto para elevar a tensão de saída, mas também para reduzir a tensão na saída.

3.4.1 Conversor Buck-Boost operando como MPPT

O conversor *Buck-Boost* é utilizado em aplicações onde se deseja aumentar ou diminuir a tensão de saída, para isso as tensões e correntes de entrada e saída são definidas por:

$$\frac{V_{Carga}}{V_{Modulo}} = \frac{D}{1-D} \quad (3.20)$$

$$\frac{I_{Carga}}{I_{Modulo}} = \frac{1-D}{D} \quad (3.21)$$

Utilizando do mesmo meio utilizado na análise dos conversores *Buck* e *Boost*, substituindo as equações 3.20 e 3.21 na equação 3.7, temos que:

$$R_{Modulo}(D, R_{Carga}) = \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 \cdot R_{Carga} \quad (3.22)$$

Logo, sua reta de carga será dada por:

$$\theta_{Modulo}(D, R_{Carga}) = \tan^{-1} \left(\frac{D}{(1-D)^2 \cdot R_{Carga}} \right) \quad (3.23)$$

Como $\theta_{Modulo}(D, R_{Carga})$ também está em função do ciclo de trabalho e do valor da carga, os limites teóricos podem ser obtidos em função dos limites de operação $0 < D < 1$, assim a reta de carga terá os seguintes limites:

$$\theta_{Modulo}(0, R_{Carga}) = \tan^{-1} \left(\frac{0}{(1-0)^2 \cdot R_{Carga}} \right) = 0^\circ \quad (3.24)$$

$$\theta_{Modulo}(1, R_{Carga}) = \tan^{-1} \left(\frac{1}{(1-1)^2 \cdot R_{Carga}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{1}{0 \cdot R_{Carga}} \right) = 90^\circ \quad (3.25)$$

Com os resultados obtidos em 3.24 e 3.25, podemos dizer que o conversor *Buck-Boost* consegue rastrear o ponto de máxima potência independentemente da resistência de carga, como mostra a Figura 28. Os conversores *Cuk*, *Sepic* e *Zeta* também possuem essa característica de conseguir rastrear o ponto de máxima potência de 0° até 90° , pois a característica de entrada e saída, mostradas nas equações 3.20 e 3.21, são as mesmas do *Buck-Boost*.

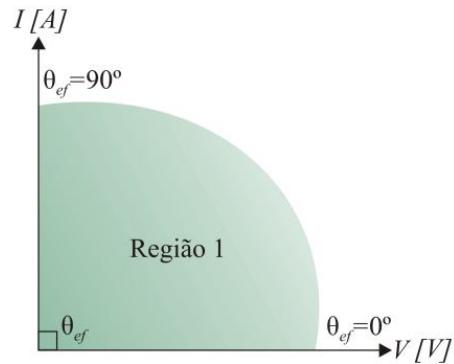


Figura 28 – A região 1 abrange toda a região de 0° até 90° , portanto, o conversor *Buck-Boost* consegue rastrear a máxima potência em qualquer circunstância.

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila do minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

4 Técnicas de Modulação Aplicadas em Conversores Chaveados

Neste capítulo será discutido as principais técnicas de chaveamento por largura de pulso. Também será comentado as vantagens e desvantagens dessas técnicas bem como suas aplicações e limitações.

4.1 Modulação por Largura de Pulso - PWM

A técnica de chaveamento por largura de pulso mais utilizada é o *Pulse Width Modulation(PWM)* devido a sua simplicidade de construção e alta eficiência. O controle PWM opera em frequência da portadora constante, geralmente em 10 kHz ou 20 kHz e seu ciclo de trabalho é calculado através da comparação do sinal de controle v_c com uma portadora de sinal triangular ou *dente-de-serra* v_p , conforme mostrado na Figura 29.

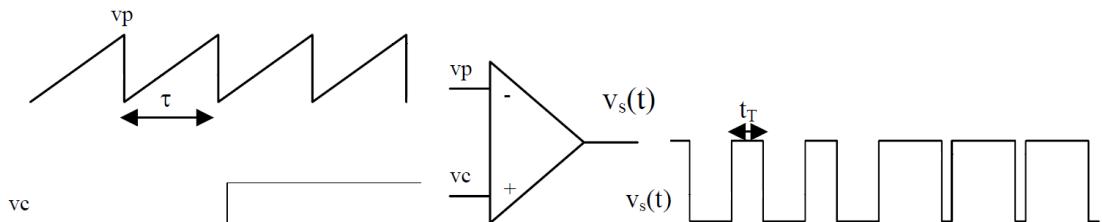


Figura 29 – Esquema da modulação por largura de pulso.

Fonte: Adaptado de POMILIO J.A., Apostila Fontes Chaveadas, UNICAMP-2010.

A frequência da portadora precisa ser pelo menos 10 vezes maior que o sinal de entrada *PWM* para que o sinal de saída seja facilmente filtrado o seu valor médio e possa se recuperar o sinal de entrada. A Figura 30 apresenta as formas de onda de um modulador *PWM* para um sinal de entrada em um nível contínuo. Já a Figura 31 apresenta o espectro de frequências do sinal *PWM* modulado, onde a componente fundamental reproduz o sinal de entrada e as demais componentes de frequência podem ser facilmente filtradas.

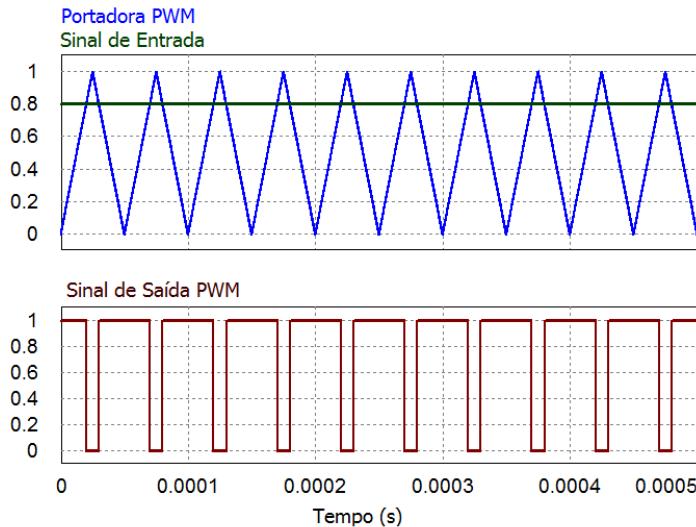


Figura 30 – Formas de onda de um modulador PWM com sinal de entrada constante.

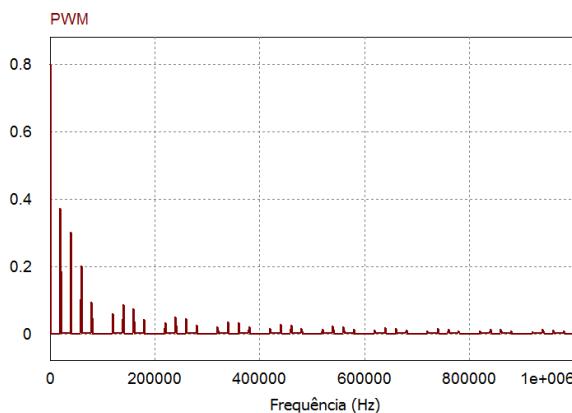


Figura 31 – Espectro de frequências do sinal de saída PWM.

4.2 Modulação por Limites de Corrente - MLC (Histerese)

Esse tipo de modulador usa os limites superior e inferior da corrente para fazer o chaveamento, atingindo um controle por histerese dentro dessa faixa. O valor da corrente em regime permanente é mantido dentro dos limites estabelecidos e o conversor se comporta como uma fonte de corrente. Nesse esquema, tanto a frequência de chaveamento como o ciclo de trabalho são variáveis de acordo com os limites impostos ao sistema e com os parâmetros do circuito. A Figura 32 apresenta as formas de onda do modulador por limites de corrente.

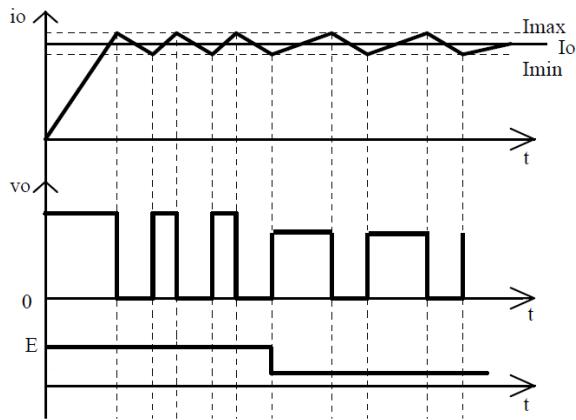


Figura 32 – Formas de onda da corrente i_o e o sinal de saída do modulador por Histerese v_o quando a tensão de entrada E sofre uma variação.

Fonte: Adaptado de POMILIO J.A., Apostila Fontes Chaveadas, UNICAMP-2010.

Para uma modulação por limites de corrente é necessário que o sistema esteja em malha fechada, pois deve-se medir em tempo real a tensão de saída. Esse controle não-linear garante uma resposta mais rápida a um transitório de carga, na referência ou na entrada. Um sinal de modulação por limites de corrente pode ser obtido através de um comparador por histerese controlado pela realimentação da corrente instantânea. Se a variável a ser controlada for a tensão de saída, a referência de corrente será dada pelo erro da tensão de saída através da integral da corrente do capacitor, como mostra a Figura 33 em um conversor Buck.

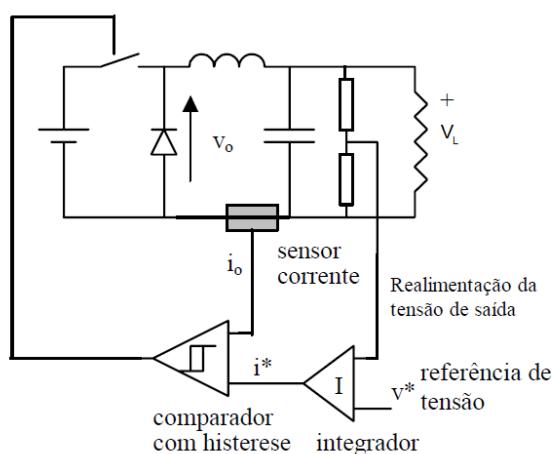


Figura 33 – Esquema completo da modulação por limites de corrente em um conversor Buck.

Fonte: POMILIO J.A., Apostila Fontes Chaveadas, UNICAMP-2010.

Como a frequência de chaveamento do conversor para esse tipo de modulação é variável, o dimensionamento do filtro de saída deverá ser feito para o caso de menor frequência de operação. Se a frequência de chaveamento for maior, as oscilações tendem a ser menores.

4.3 Modulação Delta

Nesse tipo de modulador o sinal de referência é comparado com o sinal de saída modulado sem o filtro. Esse sinal de erro é integrado e sua saída é comparada a zero. Após esse comparador, o sinal será amostrado em uma determinada frequência f_c e a saída do amostrador S&H comanda a chave do conversor. O estado da chave a cada amostragem é determinado pelo sinal do integrador do erro da tensão no instante da amostragem. Essa topologia apresenta como vantagem a robustez, porém essa técnica é intrinsecamente assíncrona. O esquema completo da modulação delta é mostrado na Figura 34

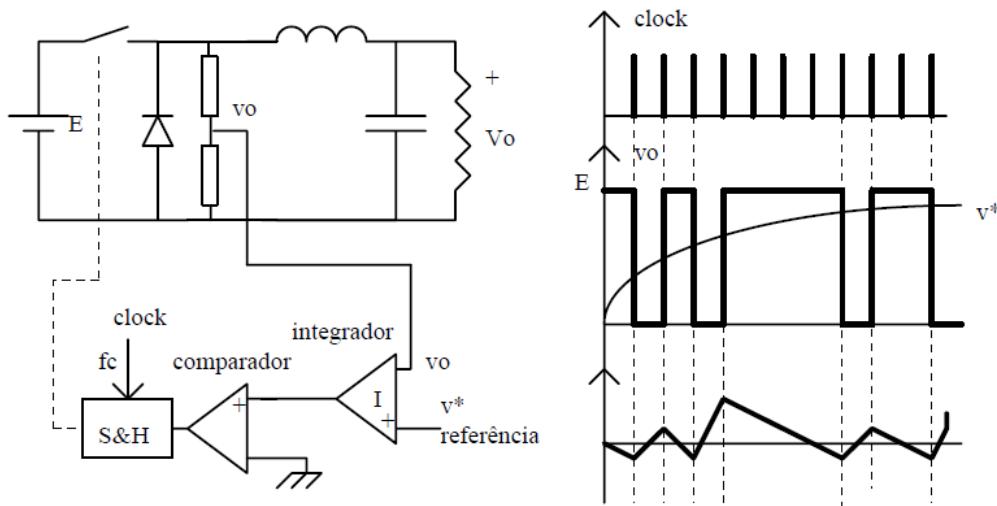


Figura 34 – Esquema completo da modulação Delta em um conversor *Buck*.

Fonte: POMILIO J.A., Apostila Fontes Chaveadas, UNICAMP-2010.

4.4 Modulação em Frequência

Na modulação em Frequência, a largura do pulso σ é fixa e sua taxa de repetição é variável. A relação entre a tensão de saída e o sinal de controle é não-linear, fazendo com que essa modulação seja utilizada, principalmente, em conversores ressonantes. O pulso modulado na frequência pode ser obtido através de um Oscilador Controlado por Tensão ou *VCO* e sua frequência é determinada pelo sinal de controle.

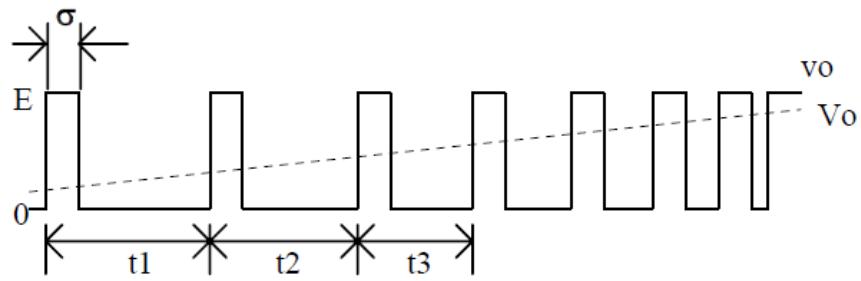


Figura 35 – Pulsos de largura σ modulados em frequência.

Fonte: POMILIO J.A., Apostila Fontes Chaveadas, UNICAMP-2010.

4.5 Controle de Um Ciclo - OCC

Outras formas de controlar os conversores chaveados têm sido pesquisadas com o intuito de melhorar a resposta dinâmica do sistema, rejeição de perturbações, aumentar sua margem de estabilidade, etc. Para isso, a sua grande maioria, utiliza métodos não-lineares, como os vistos até aqui, e procuram tirar proveito ao máximo das características não-lineares dos próprios conversores. Um exemplo de técnica de controle não-linear é a modulação do Controle de Um Ciclo (*One Cycle Control - OCC*) (SMEDLEY; CUK, 1991) que permite o controle, ciclo a ciclo, da tensão de saída de conversores chaveados. Essa técnica possui a vantagem de ser de natureza pulsada e não-linear e alcança, com apenas um ciclo de *clock*, o estado de controle desejado de tensão e corrente. Segundo (SMEDLEY; CUK, 1991) essa técnica provê resposta dinâmica rápida e boa rejeição de perturbações na entrada e é uma forma adequada a ser utilizada em conversores que utilizam modulação por largura de pulso (PWM).

No controle PWM convencional em um conversor *Buck*, mostrado na Figura 36, a saída é obtida a partir da comparação entre o sinal de referência de controle com um sinal triangular ou dente-de-serra. O sinal de ciclo de trabalho é obtido através da equação 4.1:

$$D = \alpha \cdot (V_{ref} - V_o) \quad (4.1)$$

Onde D é o ciclo de trabalho, α é uma constante, V_{ref} é a tensão de referência de controle e V_o é a tensão de saída do conversor.

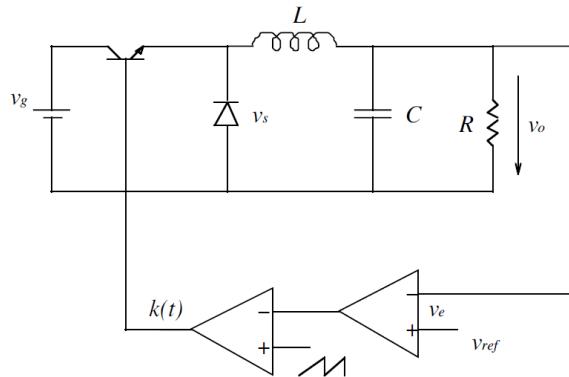


Figura 36 – Conversor *Buck* convencional com realimentação utilizando a modulação *PWM*.

Fonte: Smedley K.M., Cuk S., One-Cycle Control of Switching Converters, Proceedings of 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1991.

Suponha-se que exista uma tensão de perturbação do tipo degrau positivo na entrada do conversor *Buck*, o controle de largura do pulso não consegue ver essa mudança instantaneamente. Portanto, a tensão de saída apresenta um período transitório entre a mudança da entrada e o regime permanente da saída, isso pode ser observado na Figura 37.

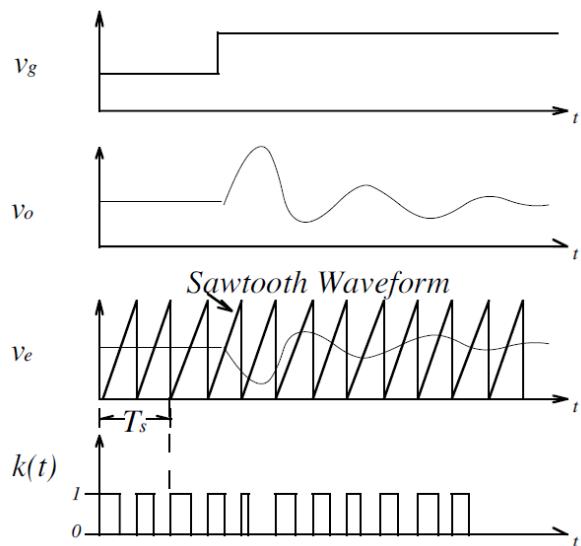


Figura 37 – Quando acontece uma perturbação na entrada, a saída apresenta um comportamento transitório no conversor *Buck* realimentado utilizando a modulação *PWM*.

Fonte: Smedley K.M., Cuk S., One-Cycle Control of Switching Converters, Proceedings of 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1991.

O sinal de realimentação v_e é comparado com a referência v_{ref} , e o sinal de erro é amplificado para controlar o ciclo de trabalho do conversor. Dessa forma, a saída sempre é influenciada pelas perturbações na entrada.

Segundo (SMEDLEY; CUK, 1991), o *OCC* tem como principal característica o controle da amplitude de uma portadora e não da variável de controle, como na técnica *PWM*. A Figura 38 apresenta a estrutura básica da técnica de *OCC*.

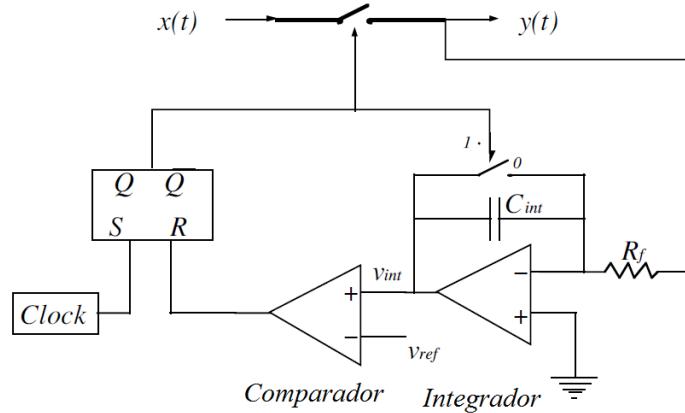


Figura 38 – Esquema do circuito *OCC*.

O *clock* determina o período T_S de comutação do conversor, onde $T_S = t_{on} + t_{off}$. O período t_{on} é o tempo que o conversor permanece com a chave ligada e o período t_{off} , o tempo que o conversor permanece com a chave desligada. Da Figura 38, pode-se observar que a comutação da chave permite ou bloqueia o sinal de entrada $x(t)$, assim o modulador entrega o sinal da entrada na saída $y(t)$, podendo ser descrito abaixo.

$$y(t) = \begin{cases} x(t), & 0 \leq t \leq t_{on} \\ 0, & t_{on} < t \leq T_S \end{cases} \quad (4.2)$$

O valor médio da saída $y(t)$ em um período de chaveamento pode ser calculado por:

$$\bar{y} = \frac{1}{T_S} \int y(t) dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{on}} x(t) dt \quad (4.3)$$

Para o correto funcionamento, a frequência do *clock* deverá ser muito maior que a frequência do sinal de entrada $x(t)$ e da referência $v_{ref}(t)$. A tensão na saída $y(t)$ será integrada pelo circuito integrador, produzindo o sinal $v_{int}(t)$. Quando $v_{int}(t)$ atingir o valor de $v_{ref}(t)$, o comparador comutará sua saída de 1 para 0, fazendo com que o *flip-flop SR* tenha sua saída Q igual a 0 e a saída \bar{Q} igual a 1, fazendo o *reset* do integrador e permanecendo nesse estado até o próximo pulso de *clock*, onde se iniciará uma nova integração. Esse esquema está mostrado na Figura 39.

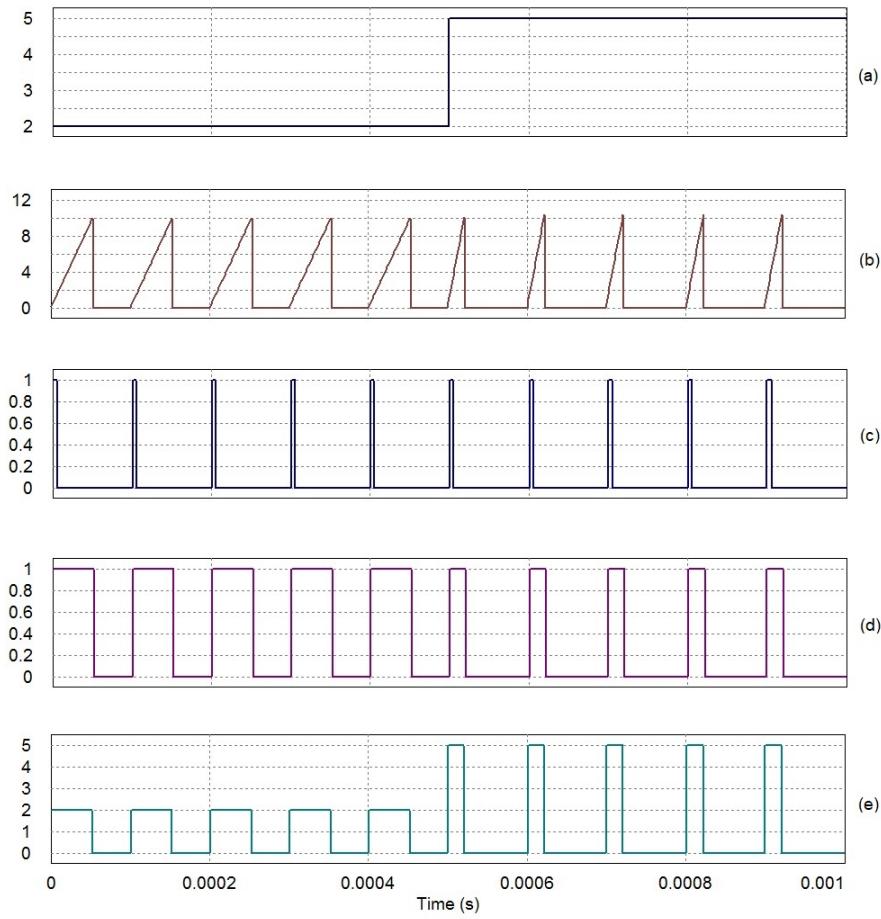


Figura 39 – Formas de onda do modulador *OCC*. (a) sinal de entrada $x(t)$, (b) sinal de saída do integrador v_{int} , (c) trem de pulsos de *clock*, (d) sinal de controle modulado e (e) sinal de saída $y(t)$.

Na prática, os comutadores, transistores e os diodos não são chaves ideais, apresentando pequenas quedas de tensão, e a integração não é feita de forma instantânea. Portanto, a precisão do modulador *OCC* é muito dependente de parâmetros do projeto do circuito (POMILIO, 2010).

5 Metodologia

Neste capítulo será apresentada a metodologia utilizada para o projeto de um circuito rastreador de máxima potência utilizando o método *OCC* e o algoritmo de rastreamento de máxima potência baseado na medição de temperatura.

5.1 Considerações Iniciais

Como observado, existem diversas formas de se rastrear a máxima potência de um painel fotovoltaico, como por exemplo, utilizando o método da tensão constante, *P&O*, Condutância Incremental, etc. Todos eles apresentam algumas vantagens e desvantagens. No caso da tensão constante, ela apresenta a vantagem de implementação bastante simples, mas é vulnerável a um baixo rendimento quando ocorrem mudanças de temperatura. O método *P&O* apresenta a vantagem de se rastrear diretamente a potência gerada pelo painel, mas apresenta como desvantagem o compromisso entre a velocidade de convergência do sistema e o erro em regime permanente. Para isso, o trabalho propôs a abordagem de uma variação do método da tensão constante e mitigar seu principal problema, que é a questão da variação de temperatura. Para isso é adicionado mais um sensor no sistema, sendo um de tensão e outro de temperatura.

Também será utilizada a técnica *OCC*, destacada na Seção 4.5. Essa técnica substitui a modulação por largura de pulso *PWM*, muito utilizada por ser bastante difundida na literatura. O *OCC* apresenta algumas vantagens já apresentadas, como, por exemplo, resposta dinâmica rápida e boa rejeição de perturbações na entrada.

Esse controle feito pelo *OCC* e o algoritmo baseado na medição de temperatura serão aplicados em um controlador digital, como por exemplo um processador digital de sinais, *DSP TMS320F28335*. A implementação se dará a partir do algoritmo já desenvolvido em linguagem C no software de simulação *PSim* versão 9.1.1.

5.2 Modelo do Sistema

O sistema proposto neste trabalho é mostrado na Figura 40 é dividido em três partes:

- Painel Fotovoltaico: é responsável por transformar a energia solar em energia elétrica;
- Um conversor *Boost*: responsável por definir o ponto de operação ideal no painel fotovoltaico;

- Algoritmo de rastreamento de máxima potência: realiza a leitura das variáveis do sistema e calcula o ponto de operação ideal para que o sistema opere na condição de máxima potência.

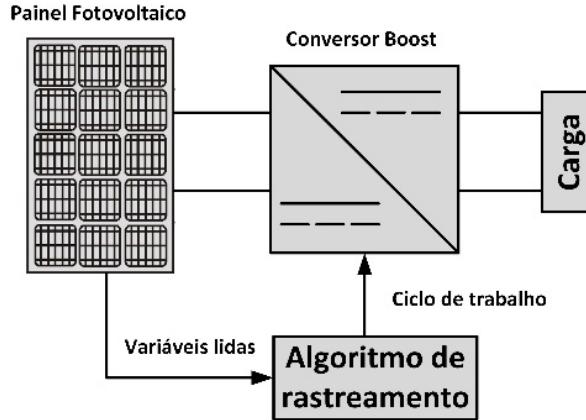


Figura 40 – Diagrama do sistema proposto.

Fonte: Carvalho Neto J.T, Salazar A.O., Lock A.S., One-Cycle Control Based Maximum Power Point Tracker Applied in Photovoltaic Systems, IEEE Latin America Transactions, Vol.14, Fevereiro 2016.

Para as simulações, é preciso dimensionar os elementos do conversor *Boost* utilizando as equações para dimensionamento do capacitor e indutor mínimo para que o conversor opere no modo de condução contínua (*MCC*):

$$C_{o_{min}} = \frac{I_o \cdot D}{\Delta V_o \cdot f_s} \quad (5.1)$$

$$L_{min} = \frac{E^2(V_o - E)}{2 \cdot f_s \cdot V_o^2 \cdot I_{o_{min}}} \quad (5.2)$$

Onde $C_{o_{min}}$ é a capacitância de saída mínima para o conversor operar em *MCC*, I_o é a corrente de saída do conversor, D é o ciclo de trabalho, ΔV_o é a variação, pico a pico, da tensão de saída, f_s é a frequência de chaveamento do conversor. L_{min} é a indutância mínima para o conversor operar em *MCC*, E é a tensão de entrada do conversor e V_o é a tensão de saída do conversor.

Tem-se, então, que os valores de indutância e capacitância são de:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \Rightarrow V_o = \sqrt{P_o \cdot R_o} = \sqrt{10 \cdot 700} = 83,66V \quad (5.3)$$

$$D = \left(1 - \frac{E}{V_o}\right) = \left(1 - \frac{16,95}{83,66}\right) = 0,7974 \quad (5.4)$$

$$C_{o_{min}} = \frac{0,55 \cdot 0,7074}{0,1 \cdot 10 \cdot 10^3} = 438,57\mu F \quad (5.5)$$

$$L_{min} = \frac{(16,95)^2(83,66 - 16,95)}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot (83,66)^2 \cdot 0,1} = 1,369mH \quad (5.6)$$

Com os resultados obtidos, foi escolhido o capacitor de saída no valor de $470\mu F$ e o indutor de $2,15mH$ para uma carga de 700Ω .

5.2.1 Painel Fotovoltaico

O painel do sistema proposto é o modelo comercial KS10 da Kyocera e possui as seguintes características: tensão de circuito aberto $V_{ca} = 21,5 V$, corrente de curto-círculo $I_{cc} = 0,62 A$, tensão de máxima potência $V_{pmax} = 16,95 V$, corrente de máxima potência $I_{pmax} = 0,55 A$ e potência máxima $P_{max} = 10 W$, nas condições STC (*Standart Test Conditions*), $1000 W/m^2$ de radiação solar, $25^\circ C$ de temperatura e 1,5 de massa de ar.

Com essas informações, foram obtidos através de simulações no *PSim* os gráficos de potência do painel em função da tensão para diferentes radiações com a temperatura em $25^\circ C$, mostrado na Figura 41, e para diferentes temperaturas com a radiação constante em $1000 W/m^2$, mostrado na Figura 42.

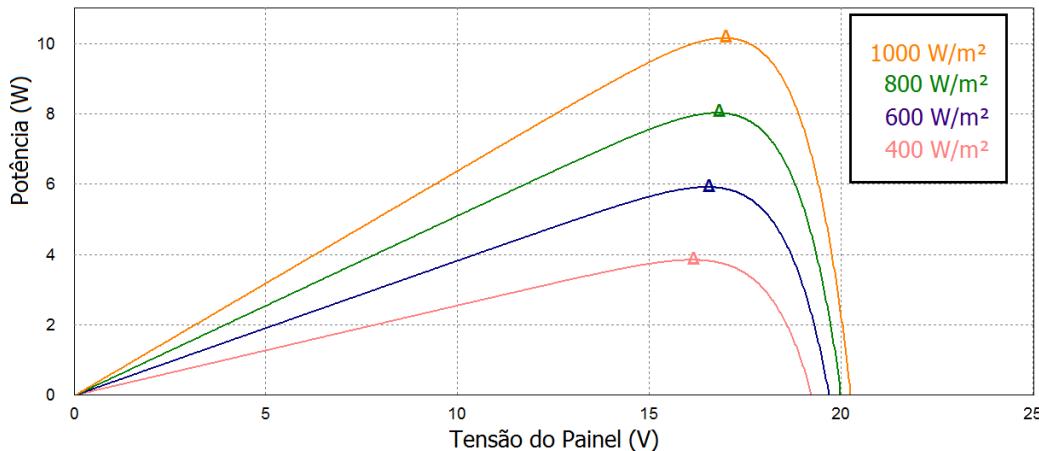


Figura 41 – Característica da Potência em função da Tensão com seus pontos de máxima potência variando a radiação e mantendo a temperatura constante em $25^\circ C$.

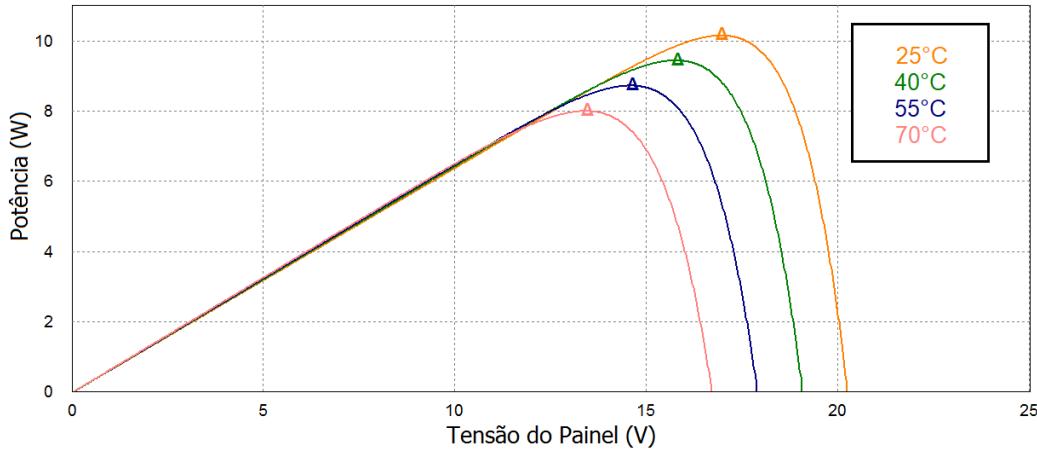


Figura 42 – Característica da Potência em função da Tensão com seus pontos de máxima potência variando a temperatura e mantendo a radiação constante em $1000\text{W}/\text{m}^2$.

5.2.2 Rastreamento da Máxima Potência Baseado na Medição de Temperatura

A Figura 41 nos mostra que a tensão de operação se mantém constante dentro de um desvio de tensão ΔV pequeno, já no caso de uma mudança na temperatura, a tensão de máxima potência se desloca bastante do ponto de 16,95V, evidenciando o problema do método da tensão constante para variação de temperatura. Para tentar mitigar esse problema, iremos utilizar a teoria mostrada em (COELHO; CONCER; MARTINS, 2010b) que adiciona um sensor de temperatura no método da tensão constante para corrigir a tensão de referência. Analisando o desvio de tensão para diferentes temperaturas, observa-se que é possível aproximar esse desvio por uma equação linear de primeiro grau, definida em 5.7.

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + \mu_{V_{mp}}(T - T^{STC}) \quad (5.7)$$

Onde $\mu_{V_{mp}}$ pode ser achado através da equação 5.8:

$$\mu_{V_{mp}} = \frac{V_{mp}^{STC} - V_{mp1}}{T^{STC} - T_1} = \frac{V_{mp1} - V_{mp2}}{T_1 - T_2} \quad (5.8)$$

Onde $V_{mp}(T)$ é a tensão de máxima potência em função da mudança de temperatura, V_{mp}^{STC} é a tensão de máxima potência nas condições STC, $\mu_{V_{mp}}$ é o coeficiente angular da reta de queda na tensão pela temperatura, T é a temperatura no painel, V_{mp1} é a tensão de máxima potência na temperatura T_1 e V_{mp2} é a tensão de máxima potência na temperatura T_2 . A relação da inclinação $\mu_{V_{mp}}$ é mostrada na Figura 43.

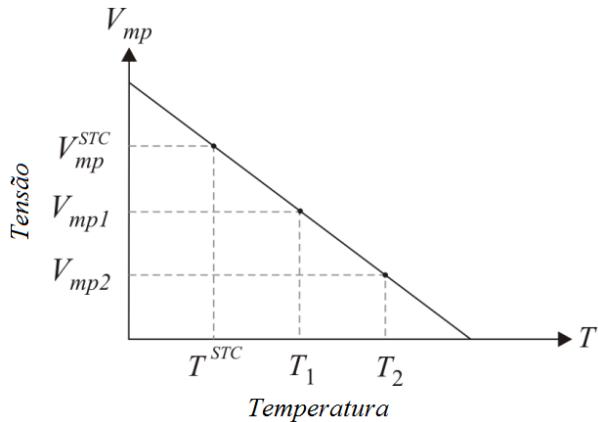


Figura 43 – Relação gráfica da inclinação $\mu_{V_{mp}}$ obtida através da relação Tensão-Corrente em diferentes temperaturas.

Fonte: MARTINS D.C., COELHO R.F., SANTOS W.M., Apostila do minicurso de técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, 2011.

Com o resultado da equação 5.7, o controlador PI irá comparar a tensão no painel com essa nova tensão de referência da temperatura correspondente. A saída do controlador PI será a entrada do modulador por largura de pulso *OCC* e sua saída atuará diretamente no conversor *Boost*, rastreando o ponto de máxima potência.

Como a temperatura varia lentamente devido à sua inércia térmica, a mudança da tensão de referência irá mudar lentamente também. Por outro lado, a corrente de saída do módulo é diretamente proporcional à radiação solar em sua superfície, sendo sua variação muito mais rápida que a variação na temperatura. Segundo (COELHO; CONCER; MARTINS, 2010b), o uso dos algoritmos Condutância Incremental e *P&O* requerem uma velocidade alta no controlador para encontrar o ponto de máxima potência, todavia, isso pode causar variações na tensão de saída em regime permanente, além de poder causar um rastreamento instável, ou seja, a potência extraída não ser a de máxima potência. Em contraste com esses métodos, o algoritmo de rastreamento baseado na medição de temperatura possui uma resposta dinâmica rápida e a tendência de rastreamento torna-se mais estável em regime permanente.

Uma desvantagem desse método é que precisa-se ter conhecimento da informação da tensão de máxima potência de sua respectiva temperatura para poder traçar a reta de inclinação $\mu_{V_{mp}}$. Mas esse problema pode ser mitigado, pois diversos fabricantes de painéis fornecem gráficos de *MPP* nas condições *STC* e *NOTC*, dando mais informações sobre o comportamento dinâmico do painel fotovoltaico. Ainda existem softwares que simulam o comportamento do painel fotovoltaico inserindo suas características, como o *PSim*, apresentado na Figura 48.

6 Resultados Simulados

Neste capítulo serão apresentados os resultados simulados obtidos do sistema proposto neste trabalho. Foram feitos vários testes através do software *Psim* Versão 9.1.1, um ambiente simulado que fornece várias ferramentas para análise de sistemas fotovoltaicos.

6.1 Descrição do Sistema

Além do sistema de controle descrito no capítulo 5, o sistema possui um painel fotovoltaico de 10 W da *Kyocera*, modelo KS10, cujas características serão mostradas a seguir. O conversor de potência utilizado nesse trabalho é um conversor elevador *Boost* para rastrear a máxima potência. O esquema do circuito simulado está mostrado na Figura 44.

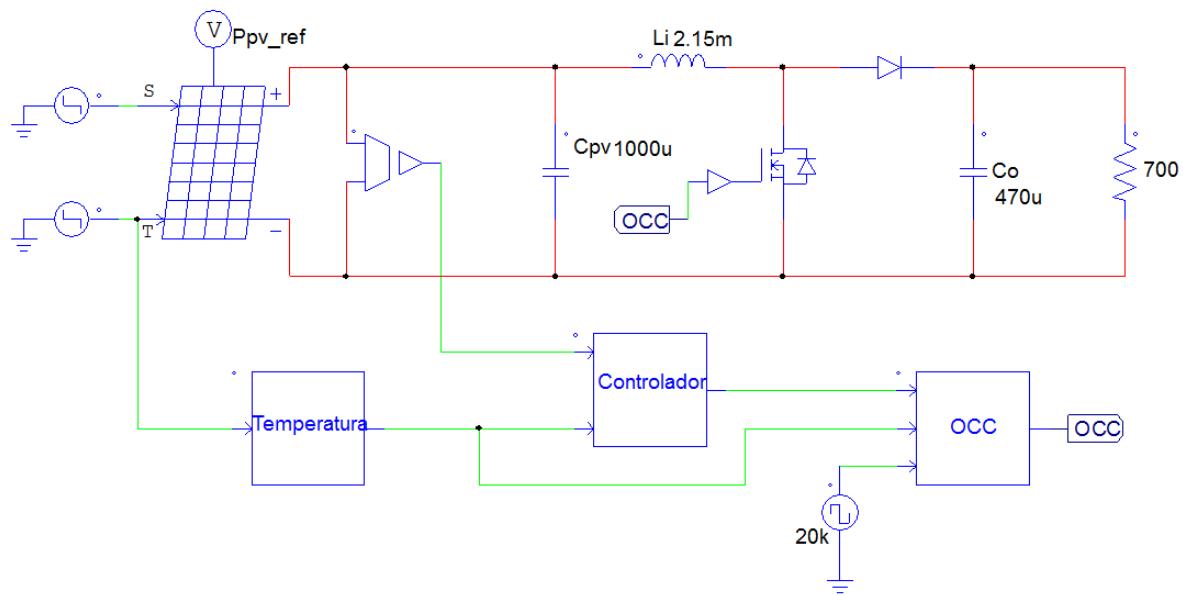


Figura 44 – Circuito do sistema de rastreamento de máxima potência a ser simulado.

6.1.1 Painel Fotovoltaico

O painel fotovoltaico KS10 possui uma potência de 10 W nas condições *STC* e é formado por células policristalinas de Silício, encapsuladas dentro de uma estrutura de vidro temperado e uma estrutura de EVA para fornecer proteção contra condições ambientais adversas. Esse painel tem como principais aplicações:

- Estações de rádio;
- Eletrificação de áreas remotas;
- Sistemas emergenciais de comunicação;
- Sistemas náuticos;
- Sistemas de irrigação e bombeamento de água;
- Veículos elétricos.

Os dados fornecidos pelo fabricante estão mostrados na tabela 3. Pode-se observar suas principais características como a tensão de circuito aberto V_{ca} , corrente de curto-círcuito I_{cc} , tensão de máxima potência V_{pmax} , corrente de máxima potência I_{pmax} e potência máxima P_{max} .

Especificações Elétricas	
Potência Máxima P_{max}	10 W
Tensão de Máxima Potência V_{pmax}	16,9 V
Corrente de Máxima Potência I_{pmax}	0,60 A
Tensão de Circuito Aberto, V_{ca}	21,5 V
Corrente de Curto Circuito I_{cc}	0,62 A

Tabela 3 – Especificações técnicas do painel KS10.

Inserindo esses dados na plataforma de simulação computacional, são obtidas as seguintes curvas características mostradas nas Figuras 45 e 46, para uma radiação de 1000 W/m^2 e 25°C .

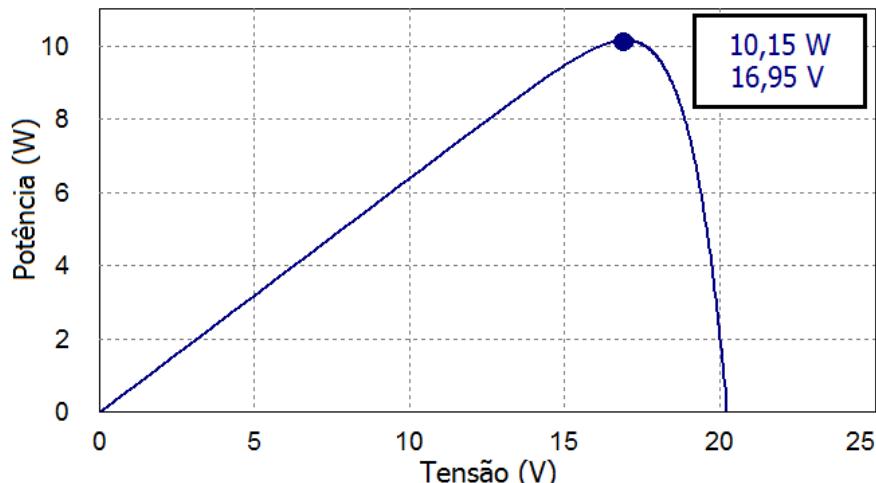


Figura 45 – Gráfico Potência versus Tensão do painel KS10.

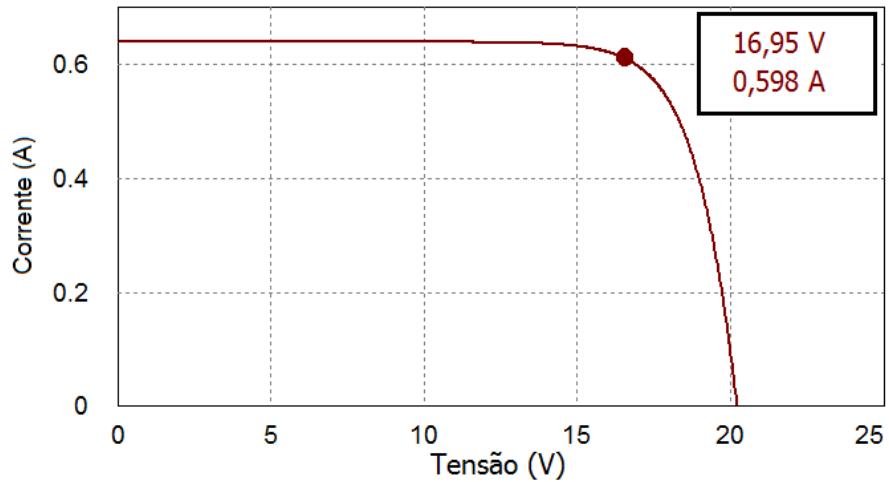


Figura 46 – Gráfico Corrente versus Tensão do painel KS10.

Nos gráficos 45 e 46, é possível observar que a potência máxima na simulação é de 10,15 W, a tensão onde ocorre a máxima potência é de 16,95 V e sua corrente, para essa tensão, é de 0,598 A. Esses valores são informados na Tabela 3 e, a partir dessas informações, serão utilizadas para realizar as simulações.

6.1.2 Sistema de Controle

O sistema de controle trabalha com dois sensores: um sensor de tensão e um de temperatura. Este último, trabalha de forma a fornecer uma tensão proporcional à temperatura na superfície do painel para controlador. A temperatura servirá como sinal de entrada para o sistema que executa uma rotina de acordo com a equação 5.7 para correção da tensão de referência. Para encontrar o valor de $\mu_{V_{mp}}$, foi utilizado a ferramenta *Solar Module*, disponível da plataforma de simulação, pode-se variar a temperatura para o simulador nos informar qual a tensão de máxima potência, como mostram as figuras 47 a tensão de máxima potência a 25°C e em 48 a tensão de máxima potência a 35°C.

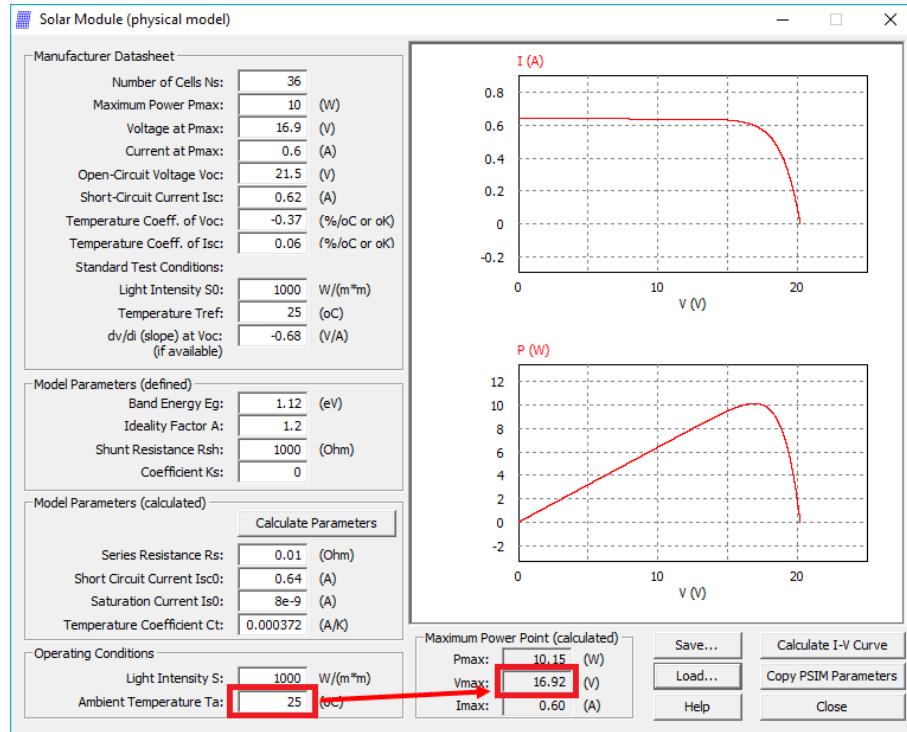


Figura 47 – Ambiente de simulação Solar Module do PSim com 25°C de temperatura.

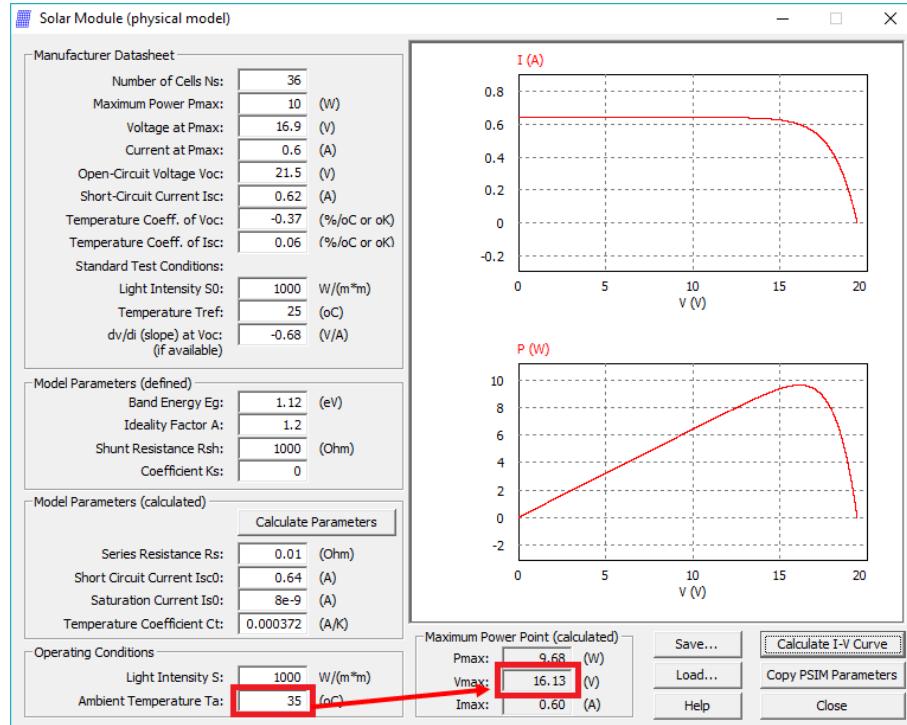


Figura 48 – Ambiente de simulação Solar Module do PSim com 35°C de temperatura.

Para se determinar o $\mu_{V_{mp}}$, foi utilizada a equação 5.8, onde foi comparado a tensão do

painel a 25°C com a tensão a 35°C, e isso determinou o seguinte resultado:

$$\mu_{V_{mp}} = \frac{V_{mp}^{STC} - V_{mp1}}{T^{STC} - T_1} = \frac{16,92 - 16,13}{25 - 35} = -0,08 \quad (6.1)$$

Assim, a equação 5.7 pode ser reescrita como:

$$V_{mp}(T) = 16,95 - 0,08(T - 25) \quad (6.2)$$

A tensão $V_{mp}(T)$ é a referência para o controlador PI de acordo com a temperatura medida pelo sensor. Um outro bloco de controle irá extrair o erro do sinal do sensor de tensão com a referência da temperatura, $V_{mp}(T)$ e passará por um controlador PI, onde foram ajustados os valores de $k_P = 1$ e $\tau_I = 0,000001$ para se obter uma resposta rápida e com erro nulo. Após essa etapa, o sinal de controle passará pelo *OCC* para gerar os pulsos de chaveamento do conversor *boost*.

6.1.3 OCC

Retomando ao já mencionado, o modulador *OCC* é um circuito modulador que pode ser utilizado em qualquer aplicação que necessite de modulação por largura de pulso. É um método não-linear que oferece algumas vantagens, como por exemplo, uma rápida resposta dinâmica e uma boa rejeição de perturbações na entrada do sistema. A taxa de amostragem da simulação é de $1 \cdot 10^{-6}$ segundos. O *clock* utilizado no modulador *OCC* possui frequência de 20kHz e um ciclo de trabalho de 0,05. A figura 49 mostra a comparação entre o sinal do integrador do modulador digital com o do mesmo circuito, porém analógico.

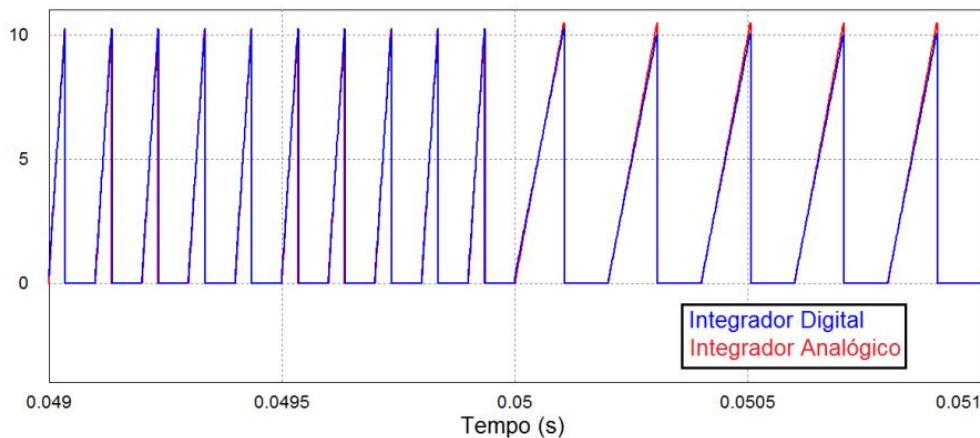


Figura 49 – Sinais de integração dos moduladores *OCC* analógico e o digital.

6.2 Resultados Simulados

Nesta seção serão mostrados os resultados das simulações feitas no *Psim*, variando a carga, radiação e temperatura e comparar os resultados obtidos do modulador *OCC* com o modulador *PWM*.

6.3 Variação da Carga

Primeiramente, foi realizado um teste de variação de carga de 700Ω para 350Ω nas condições STC. Essa simulação foi feita utilizando dois resistores de 700Ω em paralelo no instante $T = 0,5s$. A região que o conversor *Boost* opera antes da variação é dada pela equação 3.18, onde tem-se que:

$$\theta_{Modulo} = \tan^{-1} \left(\frac{1}{700} \right) = 0,0819 \quad (6.3)$$

$$\theta_{Modulo} = \tan^{-1} \left(\frac{1}{350} \right) = 0,1637 \quad (6.4)$$

Para a carga de 700Ω , a região de operação do conversor é $0,0819^\circ < \theta_{Modulo} < 90^\circ$ e para 350Ω , a região de operação do conversor é $0,1637^\circ < \theta_{Modulo} < 90^\circ$.

É possível observar na Figura 50 que, no modulador *OCC*, a potência do painel *Ppv* consegue atingir os valores de referência *Pref* com a variação de carga num tempo menor que no modulador *PWM* como mostra a Figura 51.

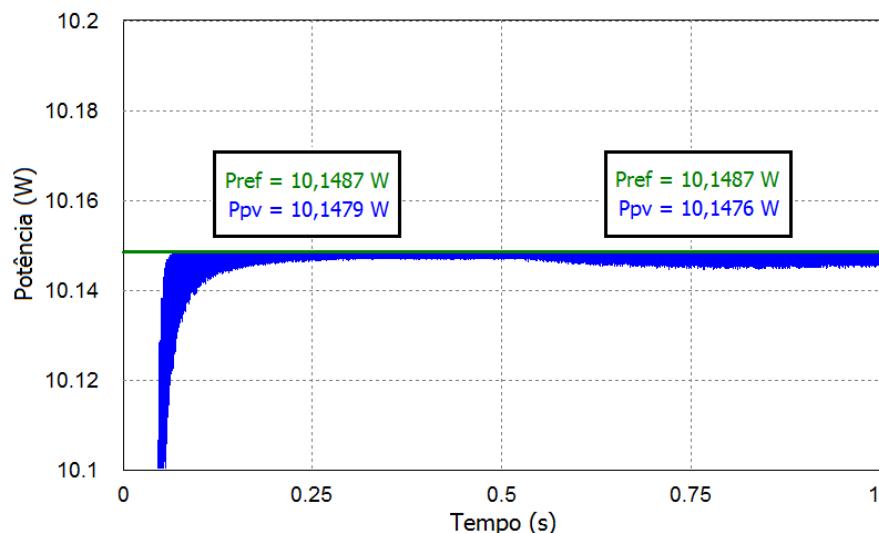


Figura 50 – Forma de onda da potência do painel utilizando o modulador *OCC*.

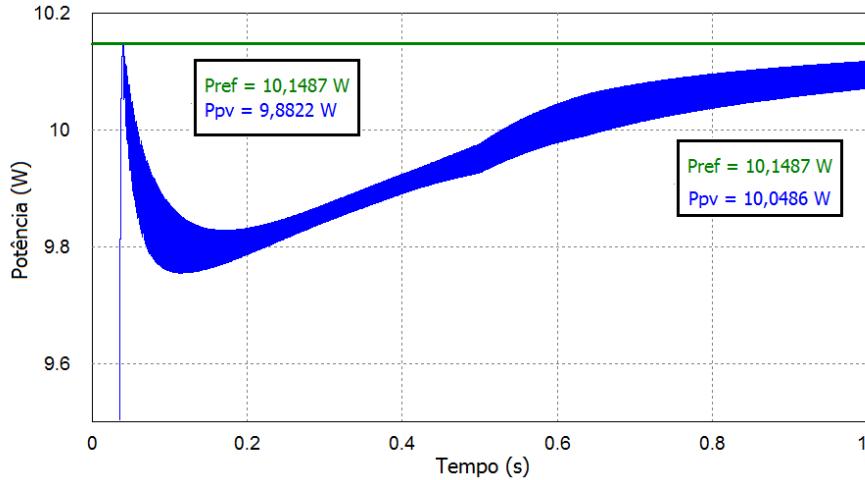


Figura 51 – Forma de onda da potência do painel utilizando o modulador *PWM*.

Sendo $Pref$ a potência de referência do painel e Ppv a potência extraída do painel, pode-se calcular o erro percentual no modulador *OCC* através de:

$$\text{erro}(\%) = \frac{Pref - Ppv}{Pref} \cdot 100\% \quad (6.5)$$

Para o modulador *OCC*, antes da variação, o erro é de 0,0079% e 0,011% após a variação, enquanto que no modulador *PWM* o erro é de 2,63% antes da variação e 0,986% de erro após a variação.

Nas figuras 52 e 53 pode-se observar que a tensão do painel utilizando a modulação *OCC* permanece oscilando dentro da faixa de referência e praticamente não se altera, já no modulador *PWM*, a tensão ultrapassa o valor referência de tensão e demora para atingi-la após a variação de carga.

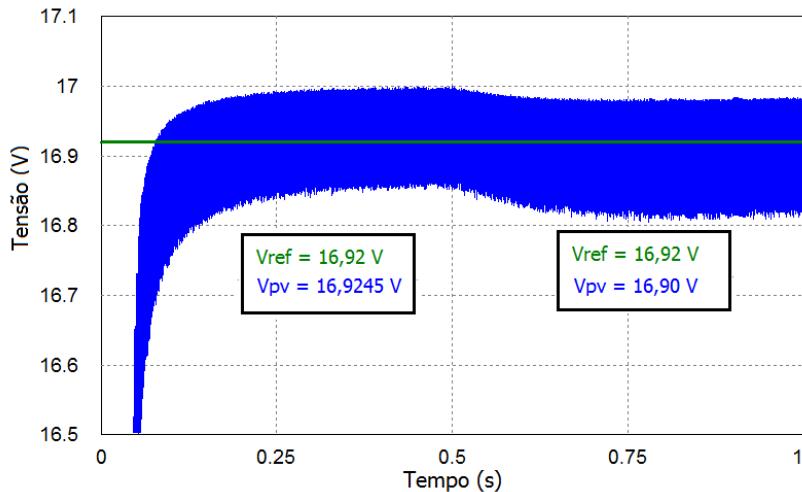


Figura 52 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador *OCC* para uma mudança de carga de 700Ω para 350Ω .

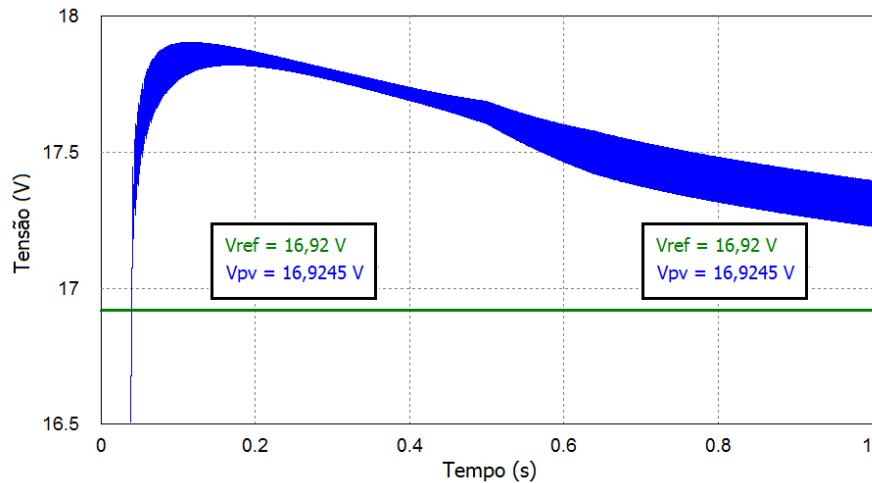


Figura 53 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador *PWM* para uma mudança de carga de 700Ω para 350Ω .

Neste teste percebe-se que o modulador *OCC* alcançou bons resultados em relação ao *PWM* em termos de erro percentual de potência extraída, além disso, o *OCC* se mostrou bem mais rápido que o *PWM*, convergindo rapidamente para o estado estacionário.

6.4 Variação da Radiação - 1000 W/m^2 para 700 W/m^2

No segundo teste, foi realizada uma variação na radiação do painel de 1000 W/m^2 para 700 W/m^2 no instante $0,5\text{s}$, mantendo a temperatura de 25°C . A Figura 54 mostra a potência extraída pelo modulador *OCC* e na 55 mostra a potência extraída pelo modulador *PWM*.

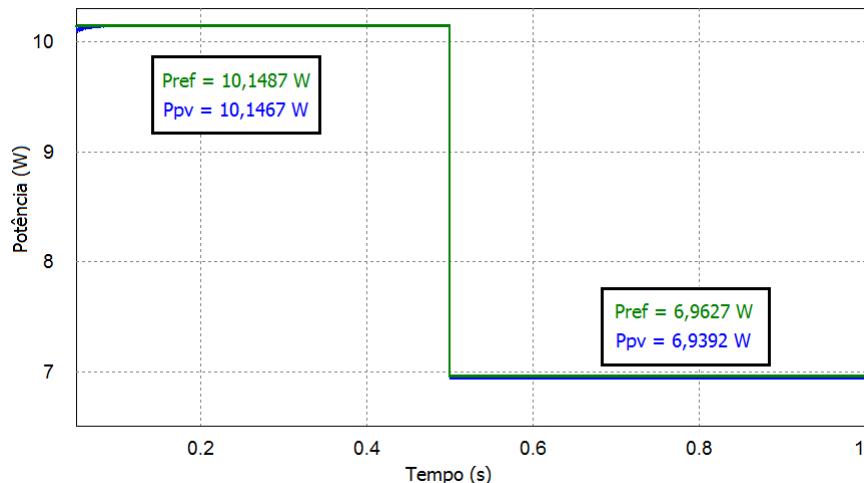


Figura 54 – Potência extraída do painel utilizando o modulador *OCC* na variação de radiação de 1000 W/m^2 para 700 W/m^2 .

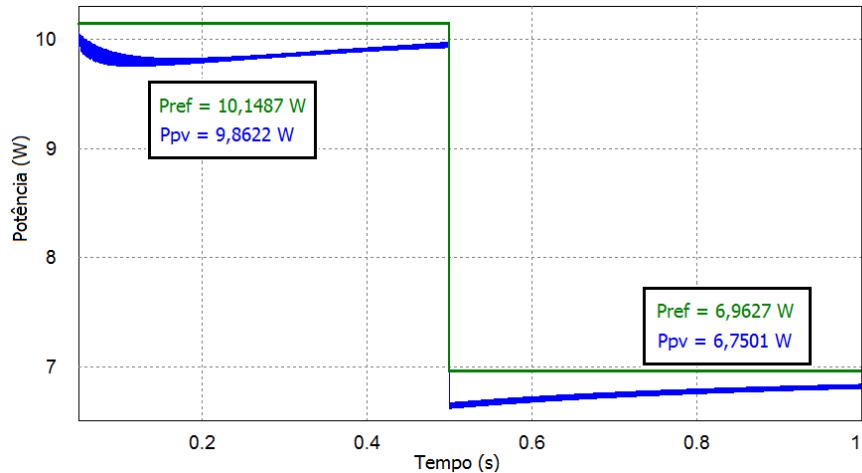


Figura 55 – Potência extraída do painel utilizando o modulador *PWM* na variação de radiação de $1000\text{ W}/\text{m}^2$ para $700\text{ W}/\text{m}^2$.

Para o modulador *OCC*, o erro corresponde a 0,0197% em $1000\text{ W}/\text{m}^2$ e 0,338% a $700\text{ W}/\text{m}^2$, enquanto que no modulador *PWM* o erro é de 2,823% a $1000\text{ W}/\text{m}^2$ e 3,053% de erro a $700\text{ W}/\text{m}^2$.

Nas figuras 56 e 57 pode-se observar que a tensão do painel utilizando a modulação *OCC* oscila dentro da faixa de referência e praticamente não se altera quando há uma mudança na radiação, já no modulador *PWM*, o valor médio da tensão ultrapassa o valor referência de tensão e demora para atingi-la após a variação de radiação. Os resultados mostram que o desempenho dinâmico do *OCC* é mais rápido que o *PWM*, levando um tempo menor para alcançar o erro nulo em regime.

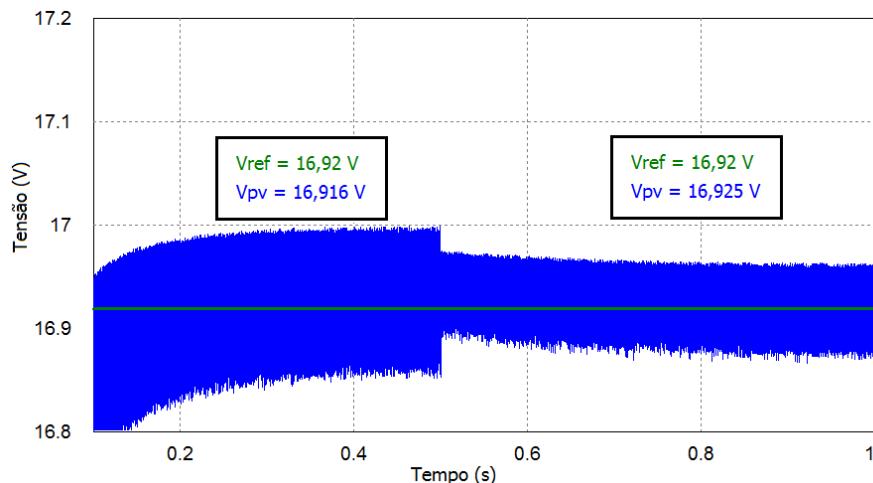


Figura 56 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador *OCC* para uma mudança de radiação $1000\text{ W}/\text{m}^2$ para $700\text{ W}/\text{m}^2$.

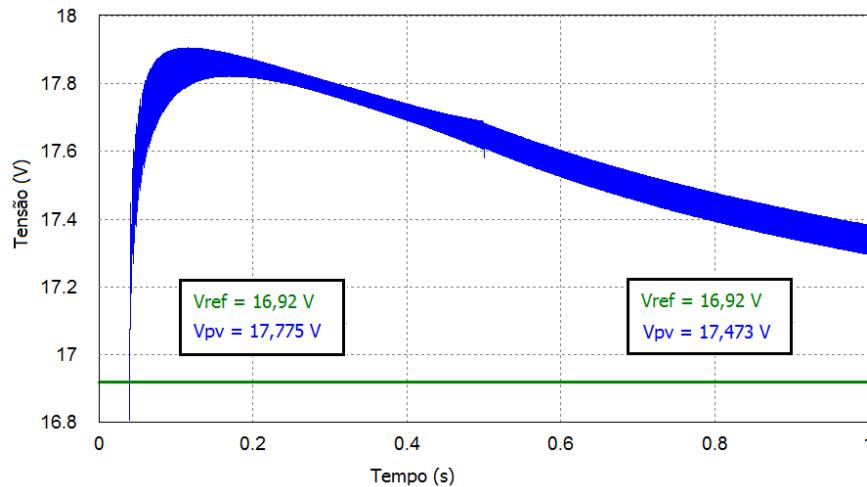


Figura 57 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador *PWM* para uma mudança de radiação 1000 W/m^2 para 700 W/m^2 .

6.5 Variação da Radiação - 1000 W/m^2 para 500 W/m^2

No terceiro teste, foi realizada uma maior variação na radiação do painel de 1000 W/m^2 para 500 W/m^2 no instante $0,5\text{s}$, mantendo a temperatura de 25°C . A Figura 58 mostra a potência extraída pelo modulador *OCC* e na 59 mostra a potência extraída pelo modulador *PWM*.

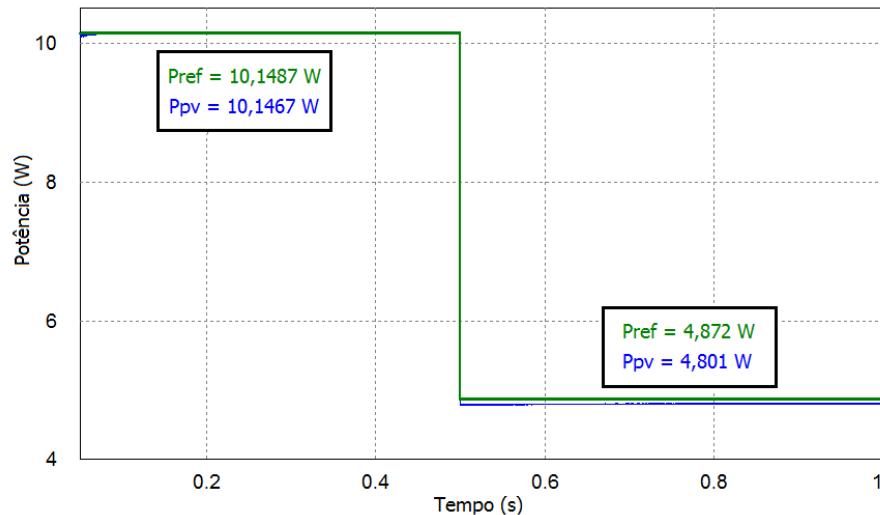


Figura 58 – Potência extraída do painel utilizando o modulador *OCC* na variação de radiação de 1000 W/m^2 para 500 W/m^2 .

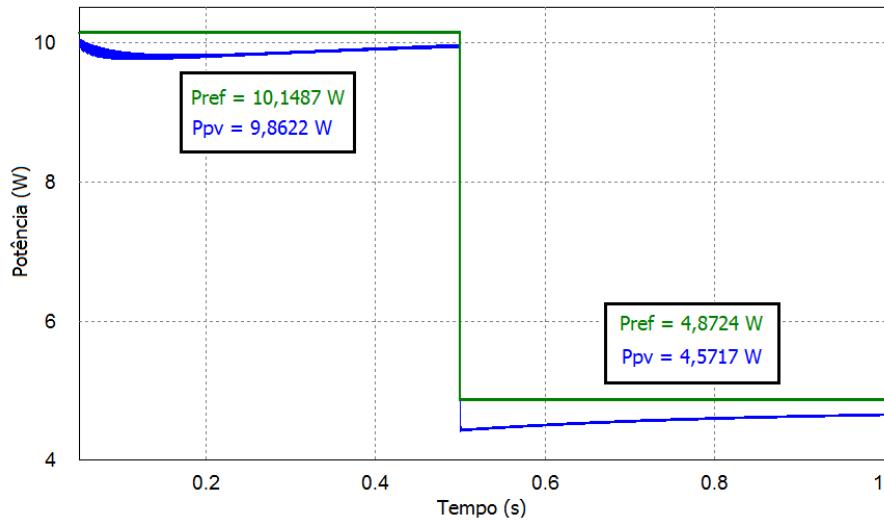


Figura 59 – Potência extraída do painel utilizando o modulador *PWM* na variação de radiação de $1000\text{ W}/m^2$ para $500\text{ W}/m^2$.

É possível observar que o erro de rastreamento aumentou para ambos, pois a radiação caiu pela metade e a $500\text{ W}/m^2$ o desvio da tensão de *MPP* já começa a mostrar seus efeitos no rastreamento da máxima potência. Para o modulador *OCC*, o erro corresponde a 0,0197% em $1000\text{ W}/m^2$ e 1,457% a $500\text{ W}/m^2$, enquanto que no modulador *PWM* o erro é de 2,823% a $1000\text{ W}/m^2$ e 6,171% de erro a $500\text{ W}/m^2$.

6.6 Variação da Radiação - $1000\text{ W}/m^2$ para $300\text{ W}/m^2$

No quarto teste, foi realizada uma variação na radiação do painel de $1000\text{ W}/m^2$ para $300\text{ W}/m^2$ no instante $0,5\text{s}$, mantendo a temperatura de $25^\circ C$. É possível esperar um grande erro em ambos os moduladores, pois a queda da radiação é muito grande. A Figura 60 mostra a potência extraída pelo modulador *OCC* e na 61 mostra a potência extraída pelo modulador *PWM*.

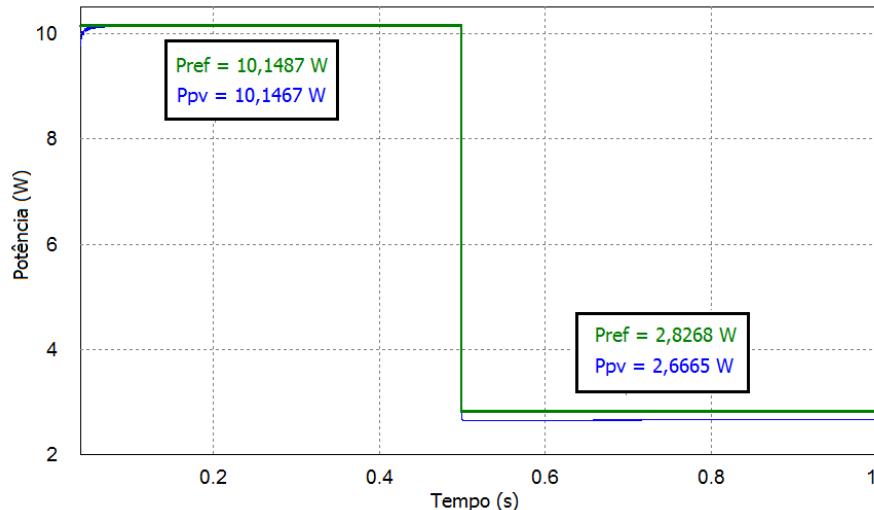


Figura 60 – Potência extraída do painel utilizando o modulador *OCC* na variação de radiação de 1000 W/m^2 para 300 W/m^2 .

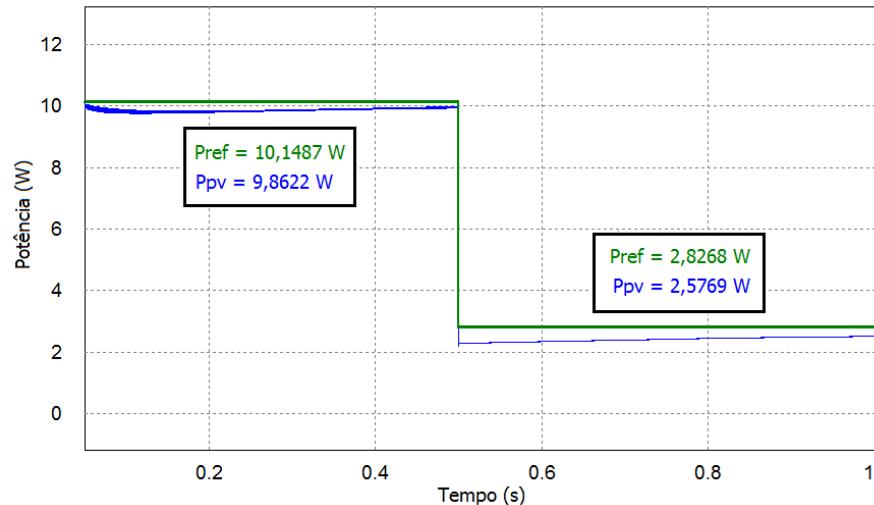


Figura 61 – Potência extraída do painel utilizando o modulador *PWM* na variação de radiação de 1000 W/m^2 para 300 W/m^2 .

Para o modulador *OCC*, o erro corresponde a 0,0197% em 1000 W/m^2 e 5,67% a 300 W/m^2 , enquanto que no modulador *PWM* o erro é de 2,823% a 1000 W/m^2 e 8,84% de erro a 300 W/m^2 . Pode-se observar pelas figuras 62 e 63 que a tensão leva mais tempo para se estabilizar em ambos os casos quando a radiação cai para 300 W/m^2 . Pode-se afirmar também, que as oscilações na tensão diminuem pois a corrente produzida pelo painel cai, portanto as oscilações diminuem de intensidade. Este teste apresentou um erro de regime permanente maior devido à grande variação de radiação que causa uma pequena queda no valor da tensão de máxima potência, reduzindo sua eficiência.

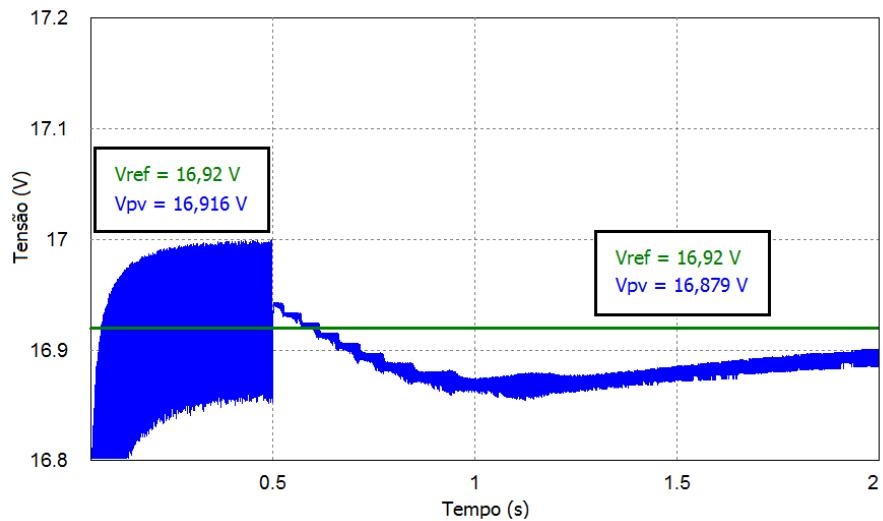


Figura 62 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador *OCC* para uma mudança de radiação 1000 W/m^2 para 300 W/m^2 .

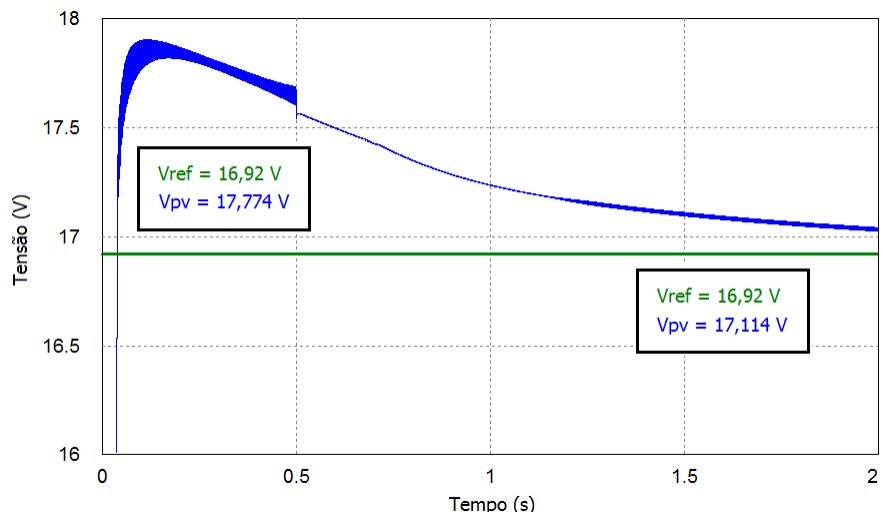


Figura 63 – Forma de onda da tensão do painel utilizando o modulador *PWM* para uma mudança de radiação 1000 W/m^2 para 300 W/m^2 .

6.7 Variação da Radiação - 500 W/m^2 para 1000 W/m^2

Neste teste foi realizada uma variação na radiação do painel de 500 W/m^2 para 1000 W/m^2 no instante $0,5\text{s}$, mantendo a temperatura de 25°C , para observar o comportamento do sistema quando a radiação cresce novamente. A Figura 64 mostra a potência extraída pelo modulador *OCC* e na 65 mostra a potência extraída pelo modulador *PWM*.

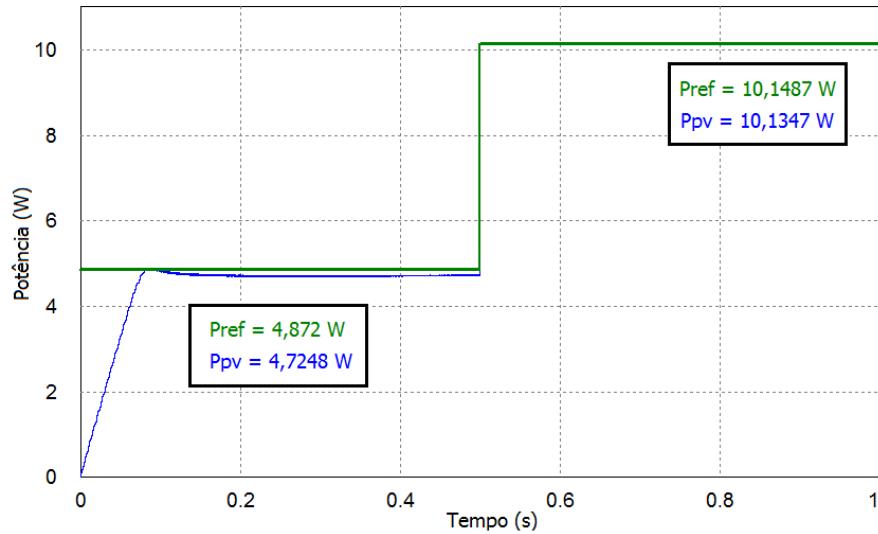


Figura 64 – Potência extraída do painel utilizando o modulador *OCC* na variação de radiação de 500 W/m² para 1000 W/m².

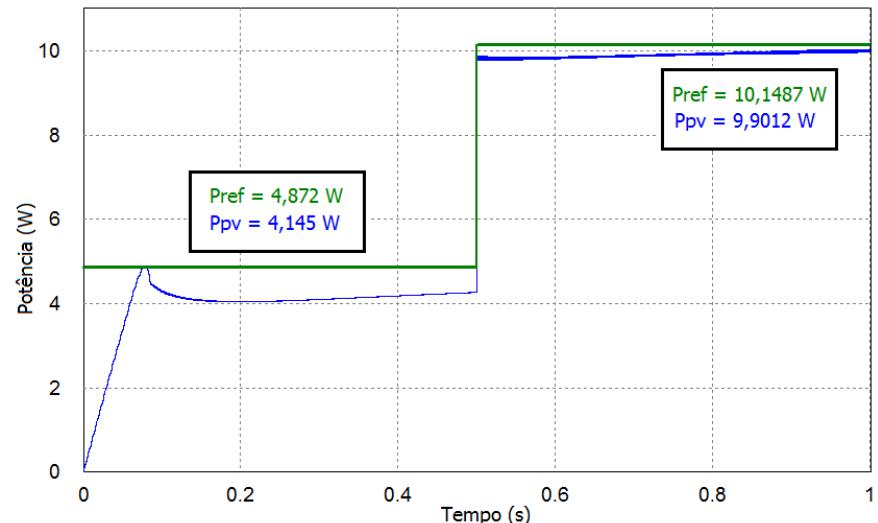


Figura 65 – Potência extraída do painel utilizando o modulador *PWM* na variação de radiação de 500 W/m² para 1000 W/m².

É possível observar que, para um degrau positivo, o transitório da modulação *PWM* foi melhor que o *OCC*, pois teve menos oscilações na saída. Para o modulador *OCC*, o erro corresponde a 3,02% em 500 W/m² e 0,134% a 1000 W/m², enquanto que no modulador *PWM* o erro é de 14,922% a 500 W/m² e 2,44% de erro a 1000 W/m².

6.8 Variação Linear da Radiação - 500 W/m^2 para 1000 W/m^2

Neste teste foi realizada uma variação linear na radiação do painel, como um sombreamento causado por uma nuvem, na forma de onda triangular mostrada na figura 66, variando de 1000 W/m^2 para 500 W/m^2 com uma frequência de $2,5 \text{ Hz}$, mantendo a temperatura a 25°C . A Figura 67 mostra a potência extraída pelo modulador *OCC* e na 68 mostra a potência extraída pelo modulador *PWM*.

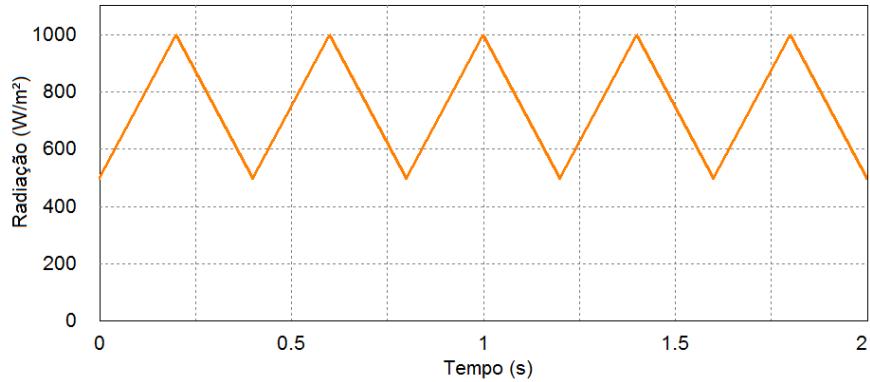


Figura 66 – Variação linear de radiação de 500 W/m^2 para 1000 W/m^2 com frequência de $2,5 \text{ Hz}$.

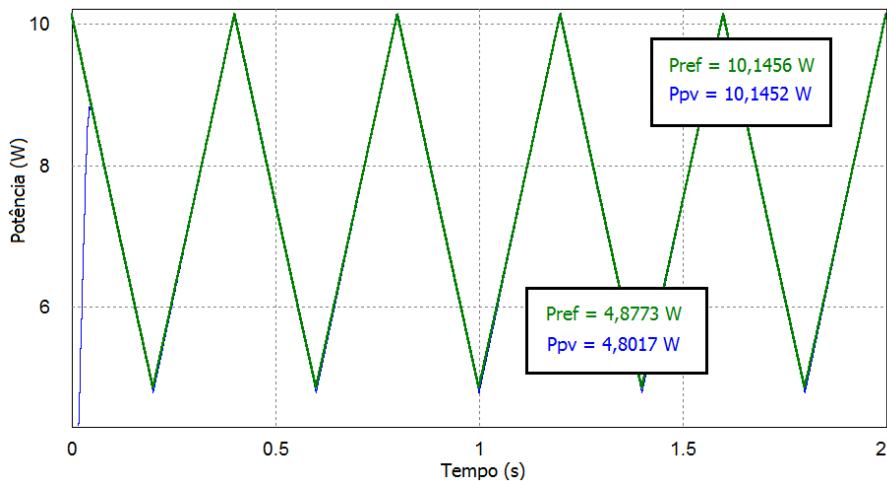


Figura 67 – Potência extraída do painel utilizando o modulador *OCC* na variação de radiação de 500 W/m^2 para 1000 W/m^2 .

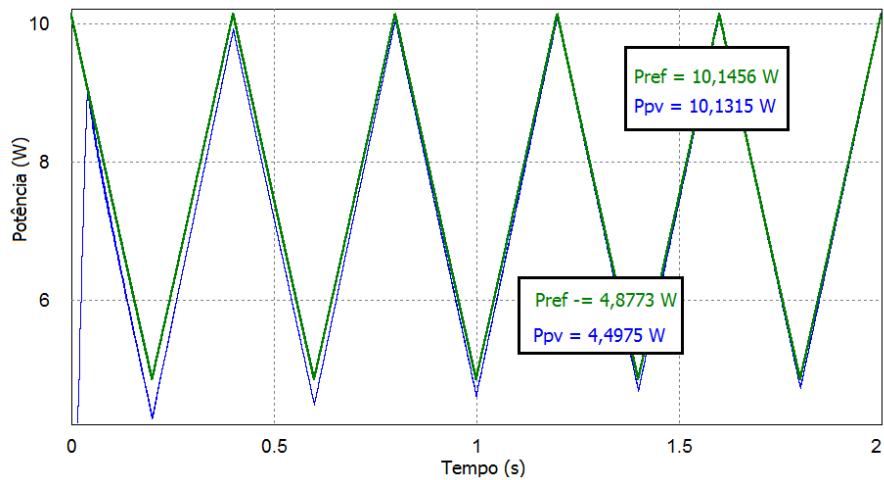


Figura 68 – Potência extraída do painel utilizando o modulador *PWM* na variação de radiação de 500 W/m^2 para 1000 W/m^2 .

Para o modulador *OCC*, o erro corresponde a 0,00394% no ponto máximo de 1000 W/m^2 e 1,55% no ponto mínimo a 500 W/m^2 , enquanto que no modulador *PWM* o erro é de 0,139% no ponto máximo a 1000 W/m^2 e 7,787% de erro no ponto mínimo a 500 W/m^2 .

6.9 Variação da Temperatura - 25°C para 40°C

Nesta simulação foi feita uma variação do tipo degrau de temperatura no painel de 25°C até 40°C no instante $0,5\text{s}$, mantendo a radiação em 1000 W/m^2 . Será comparado o método do rastreamento da máxima potência baseado na medição de temperatura com o método da tensão constante e analisar os resultados obtidos. A Figura 69 mostra a potência extraída pelo método baseado na medição de temperatura com o modulador *OCC* e na figura 70 apresenta o detalhe da transição rápida entre 25°C e 40°C . A potência de referência do painel baixou de $10,1487\text{W}$ para $9,4385\text{W}$ devido a essa variação de temperatura.

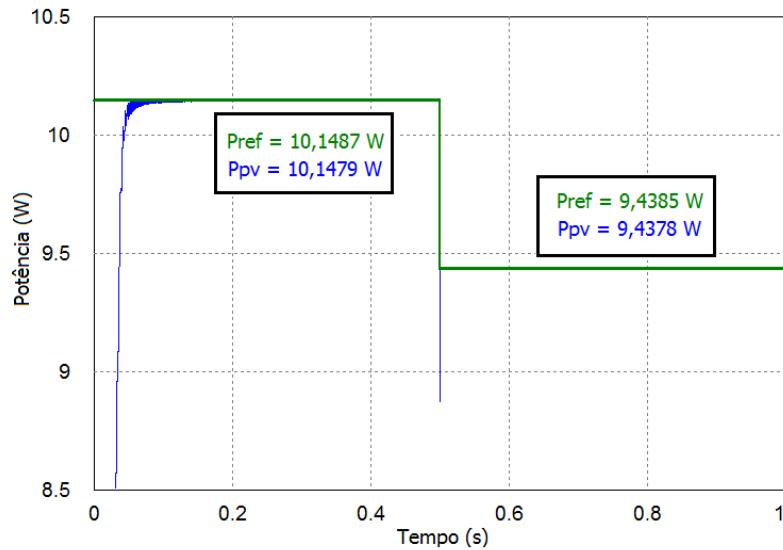


Figura 69 – Potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador *OCC* na variação do tipo degrau de temperatura de 25°C até 40°C.

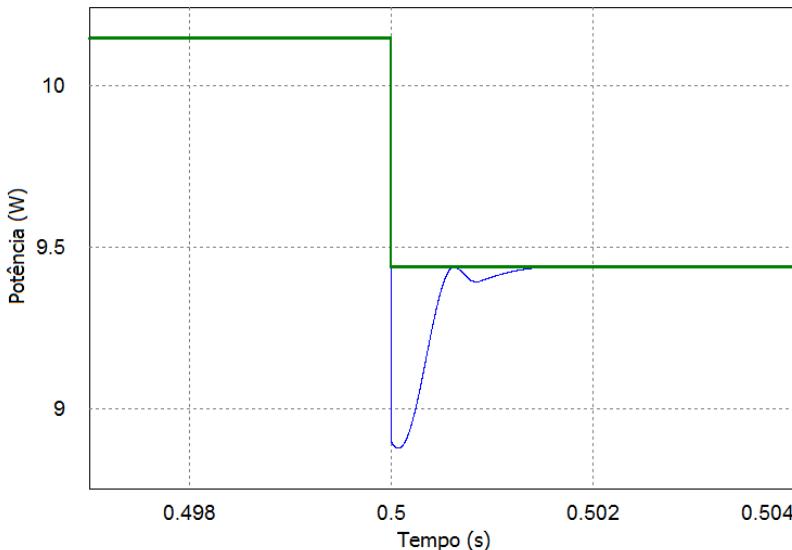


Figura 70 – Detalhe da potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador *OCC* para uma variação do tipo degrau de temperatura de 25°C até 40°C no instante 0,5s.

A figura 71 mostra que a modulação *PWM* se mostra mais lenta que o *OCC* para rastreamento da máxima potência usando o método baseado na medição de temperatura. A figura 72 mostra o detalhe da transição entre 25°C e 40°C, além de mostrar mais detalhes do erro de regime permanente do *PWM*.

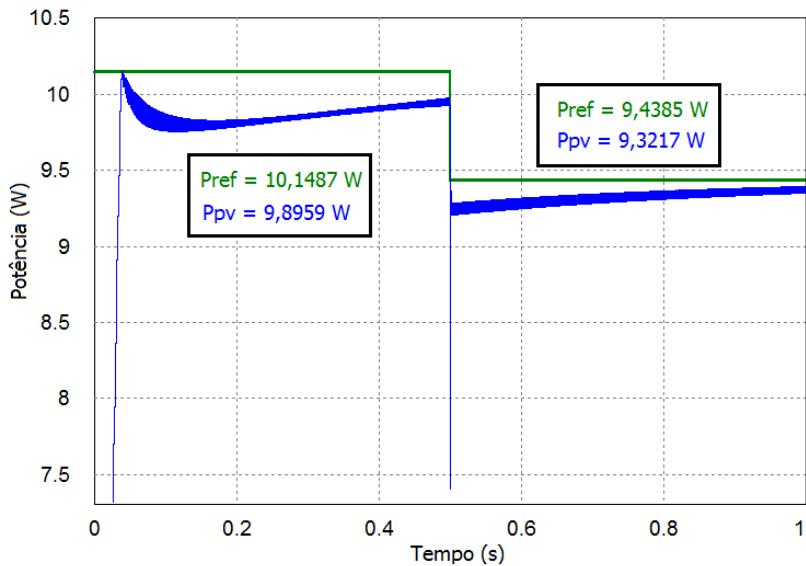


Figura 71 – Potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador *PWM* na variação do tipo degrau de temperatura de 25°C até 40°C.

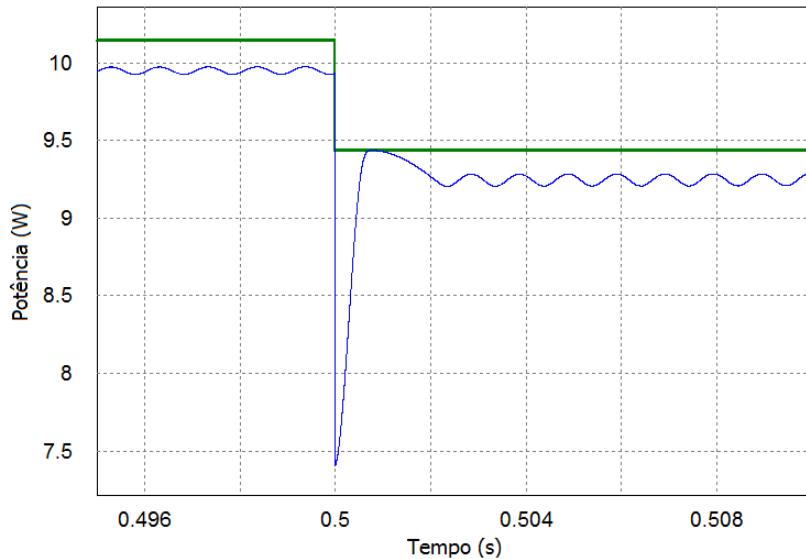


Figura 72 – Detalhe da potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador *PWM* para uma variação do tipo degrau de temperatura de 25°C até 40°C no instante 0,5s.

Com os resultados mostrados nas figura acima, pode-se dizer que o algoritmo se comporta muito bem, tanto para o modulador *OCC* como o *PWM*, para variações rápidas de temperatura. O erro do método proposto foi de 0,0079% a uma temperatura de 25°C e 0,0074% a uma temperatura de 40°C no modulador *OCC* e 2,491% a 25°C e 1,24% a uma temperatura de 40°C para o modulador *PWM*.

Já o método da tensão constante não se comporta bem nas variações de temperatura, como mostram as figuras 73 e 74. Para a variação de 25°C até 40°C, o modulador *OCC* mostrou que é mais rápido que o *PWM*, como já visto nos testes anteriores, mas apresentou um erro de 0,0079% a uma temperatura de 25°C e 6,358% de erro a 40°C, já o *PWM* apresentou um erro de 2,491% a uma temperatura de 25°C e 16,39% de erro a 40°C.

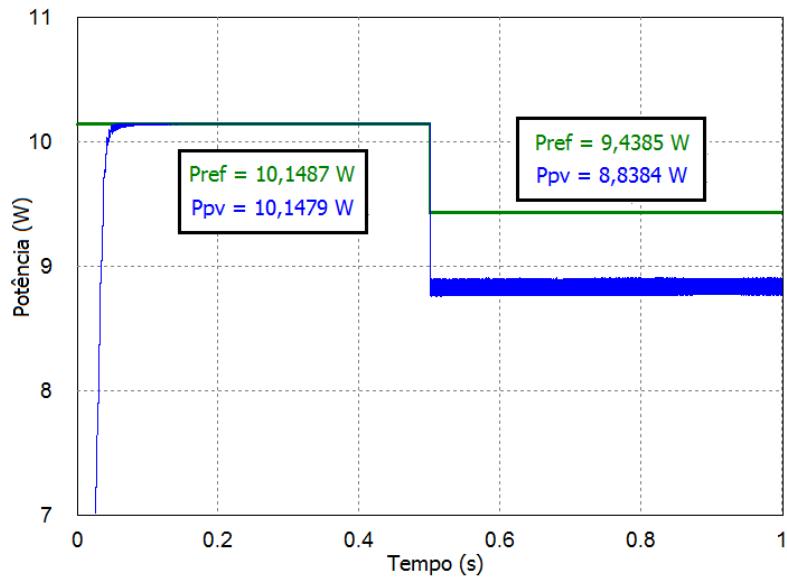


Figura 73 – Potência extraída do painel utilizando o método da tensão constante com o modulador *OCC* para uma variação do tipo degrau de 25°C até 40°C.

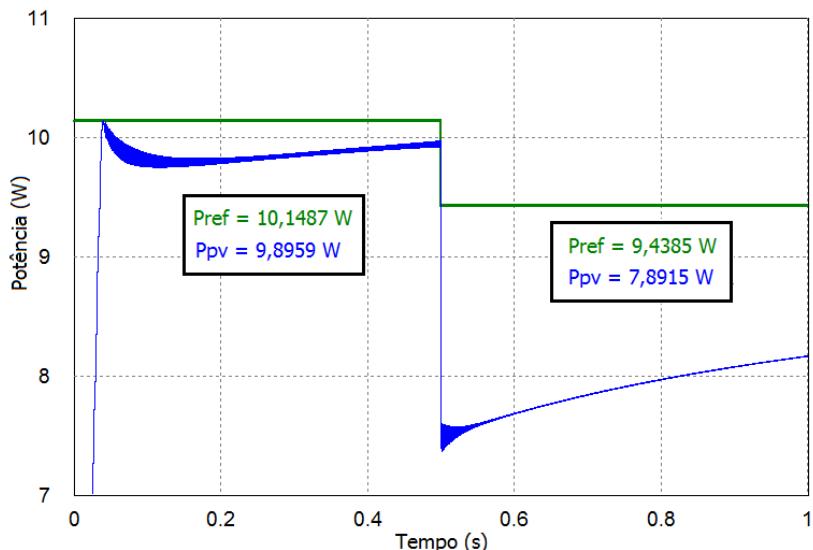


Figura 74 – Potência extraída do painel utilizando o método da tensão constante com o modulador *PWM* para uma variação do tipo degrau de 25°C até 40°C.

6.10 Variação Linear da Temperatura - 25°C para 70°C

Apesar do bom comportamento para variações bruscas de temperatura, as variações de temperatura ocorrem mais lentamente devido à inércia térmica dos materiais. Portanto, neste teste foi feita uma variação em rampa da temperatura, indo de 25°C até 70°C em 1 segundo, mantendo a radiação em 1000 W/m^2 . A Figura 76 mostra a potência extraída pelo método baseado na medição de temperatura com o modulador *OCC*, já na Figura 77 mostra a potência extraída pelo método da tensão constante com o modulador *OCC*. Pode-se observar que a partir de 0,2 segundos, a uma temperatura de 35°C , o sistema de rastreamento não consegue obter uma boa eficiência utilizando o método da tensão constante. O erro do método baseado na medição de temperatura em 0,2s é de 0,0165% e em 0,8s 0,0486% para o modulador *OCC*. Já no método da tensão constante, o erro foi de 2,066% em 0,2s e 62% em 0,8s para o modulador *OCC*.

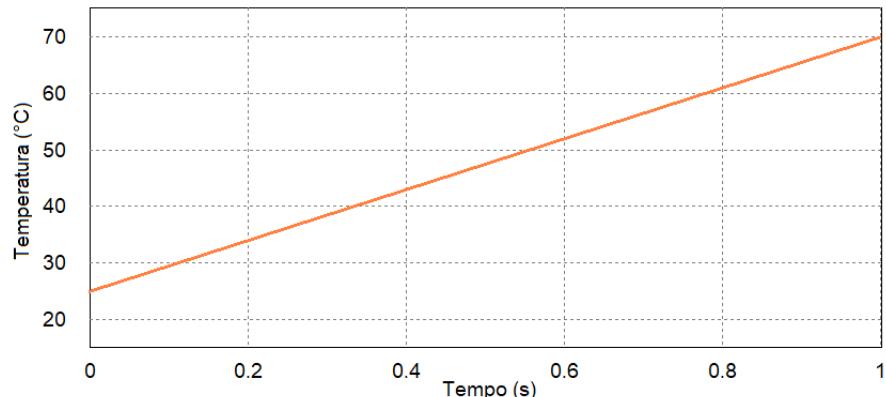


Figura 75 – Variação linear da temperatura de 25°C a 70°C .

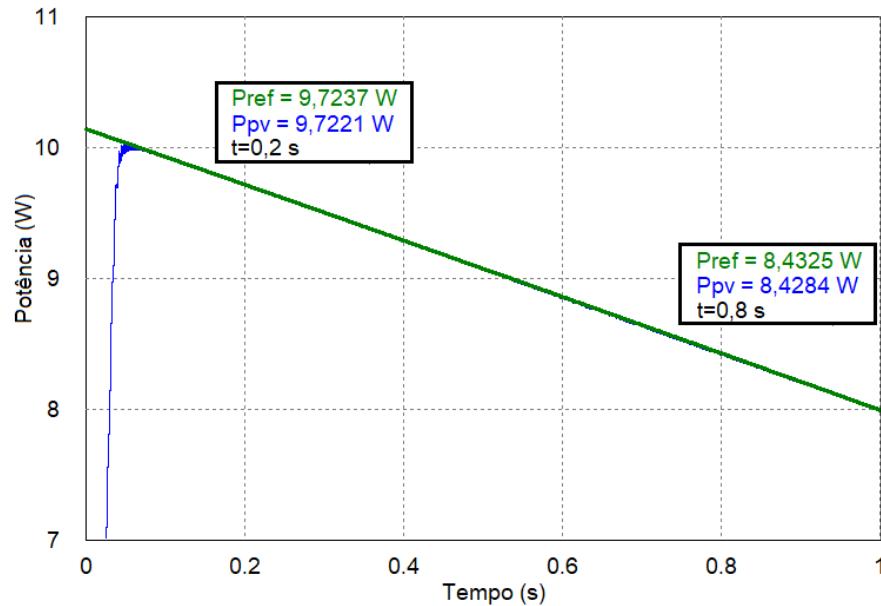


Figura 76 – Potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador *OCC* na variação linear do tipo rampa de temperatura de 25°C até 70°C.

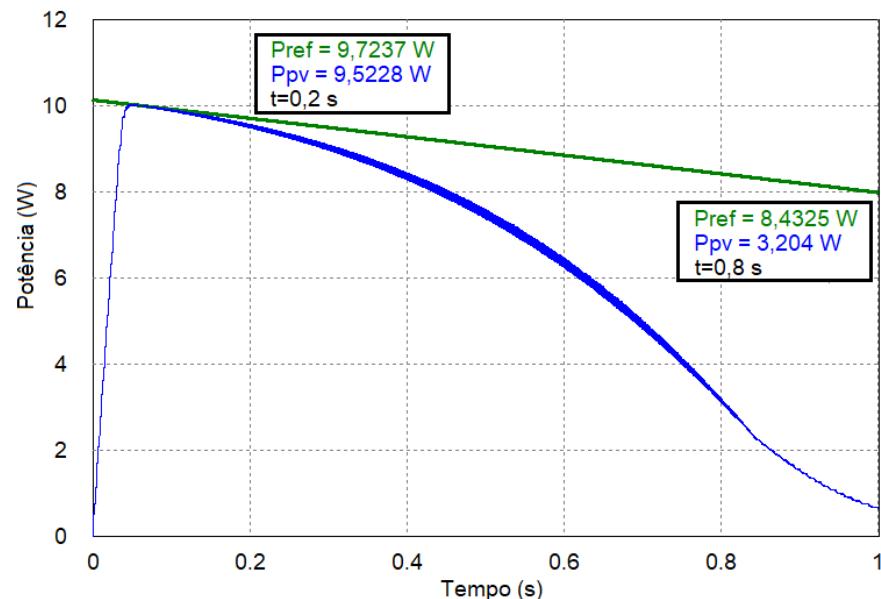


Figura 77 – Potência extraída do painel utilizando o método da tensão constante com o modulador *OCC* na variação linear do tipo rampa de 25°C até 70°C.

A figura 78 mostra a potência extraída pelo método baseado na medição de temperatura com o modulador *PWM*, onde é possível observar que foi alcançado bons resultados, porém o modulador *OCC* foi mais eficiente. Na figura 79 mostra a potência extraída do painel utilizando o método da tensão constante com modulador *PWM*. Observa-se que o erro em ambos os casos é maior utilizando o modulador *PWM*.

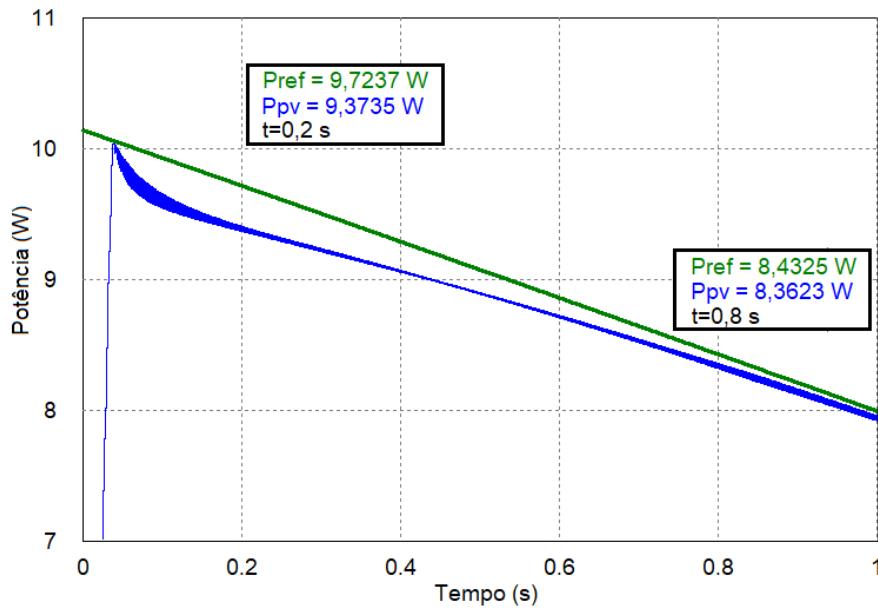


Figura 78 – Potência extraída do painel utilizando o método baseado na medição de temperatura com o modulador *PWM* na variação linear do tipo rampa de temperatura de 25°C até 70°C.

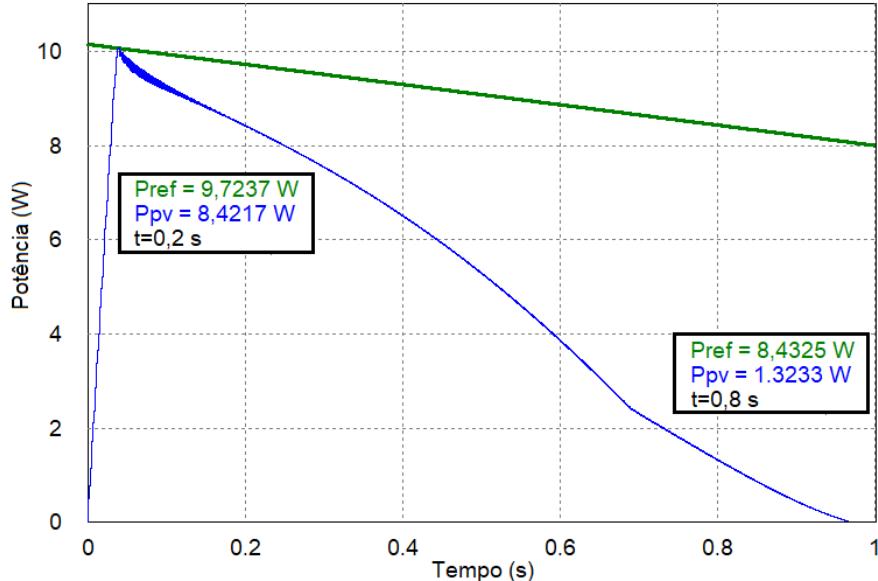


Figura 79 – Potência extraída do painel utilizando o método da tensão constante com o modulador *PWM* na variação linear do tipo rampa de 25°C até 70°C.

O algoritmo de rastreamento baseado na medição de temperatura se mostrou bastante eficiente quando ocorre uma variação de temperatura no painel. Os erros obtidos para esse método foram de 3,6% em 0,2s e 0,832% em 0,8s. Já utilizando o método da tensão constante com modulador *PWM*, os erros foram de 13,39% em 0,2s e 84,31% em 0,8s. Com base nesses resultados, reafirma-se a necessidade de se aplicar uma correção de temperatura no método da tensão constante para um aumento na eficiência da extração da máxima potência.

7 Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos do sistema proposto neste trabalho. Foram feitos vários testes através da plataforma de teste utilizando o *DSP TMS320F28335*. Os resultados obtidos são parciais e apresentam somente os resultados com o modulador *PWM*. Os resultados com modulador *OCC* estão em andamento e serão entregues na versão final desta dissertação.

7.1 Apresentação do Sistema

A plataforma de testes é composta pelo painel *KS10* que irá fornecer energia ao sistema e já foi apresentado no capítulo 6 e mostrado na figura 80, o mesmo conversor *boost* utilizado nas simulações mostrado na figura 81 que irá realizar o papel de estágio de potência, o *DSP TMS320F28335* que fará o papel de rastreador do ponto de máxima potência *MPPT* e fará o modulador *OCC* e *PWM*, um sensor de temperatura *LM35*, um sensor de tensão do painel e uma carga de 500Ω .



Figura 80 – Painel *KS10* utilizado na plataforma de testes.

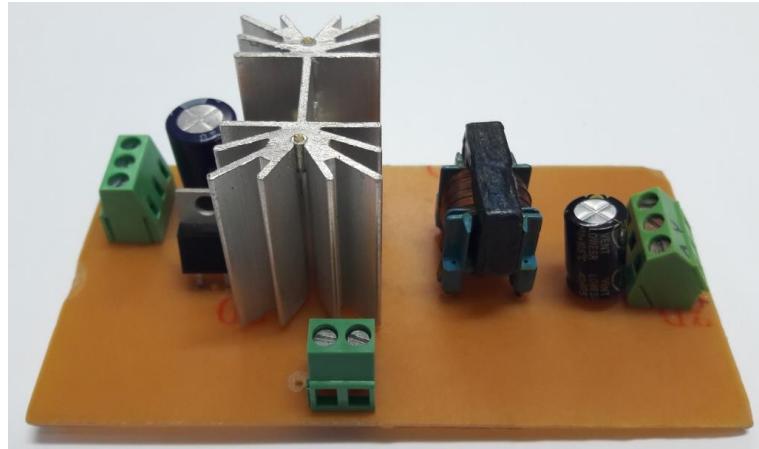


Figura 81 – Conversor *Boost* utilizado na plataforma de testes.

O papel do sensor de tensão é fornecer o valor da tensão do painel em níveis apropriados para o DSP, cerca de 0 a 3,3V. Esse sensor é composto por 2 resistores variáveis de precisão *trimpot* de $10k\Omega$ cada regulados de modo que a tensão de saída do medidor seja dez vezes menor. Esse sensor é mostrado na figura 82.

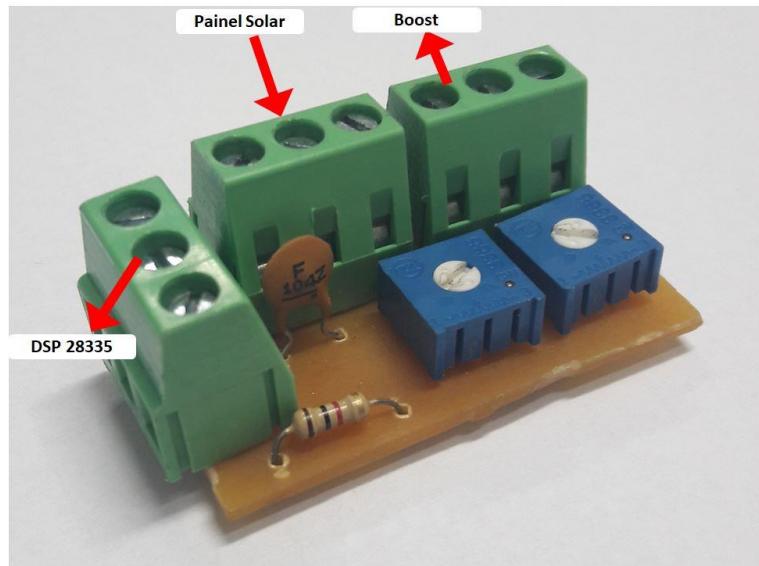


Figura 82 – Sensor de tensão utilizado na plataforma de testes.

Já o sensor de temperatura é um *LM35* que converte diretamente a temperatura em $10mV$ por cada $^{\circ}C$, ou seja, se a temperatura for $25^{\circ}C$ a tensão será de $250mV$. Esse sensor possui faixa de operação de $-55^{\circ}C$ até $150^{\circ}C$, também é capaz de operar em tensões de alimentação de $4V$ até $30V$. O *LM35* foi instalado em contato direto com a superfície da placa para coletar a temperatura em sua superfície.

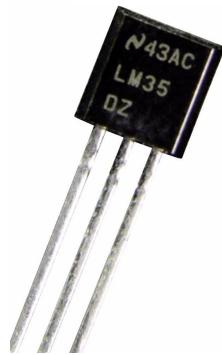


Figura 83 – Sensor de temperatura utilizado na plataforma de testes.

Fonte: National Instruments, Datasheet LM35, Agosto 2016.

Na placa de condicionamento de sinais do sensor de temperatura, mostrada na figura 84, foi acrescentado um amplificador operacional *LM324* com um ganho de 3 vezes a tensão de entrada para reduzir os ruídos de alta frequência do sensor, devido a sua largura de banda, e para aumentar o nível de tensão para o *DSP*. Com esse amplificador, o sinal de saída do sensor de temperatura ficou mais linear e apresentou melhores resultados na leitura do *DSP*.

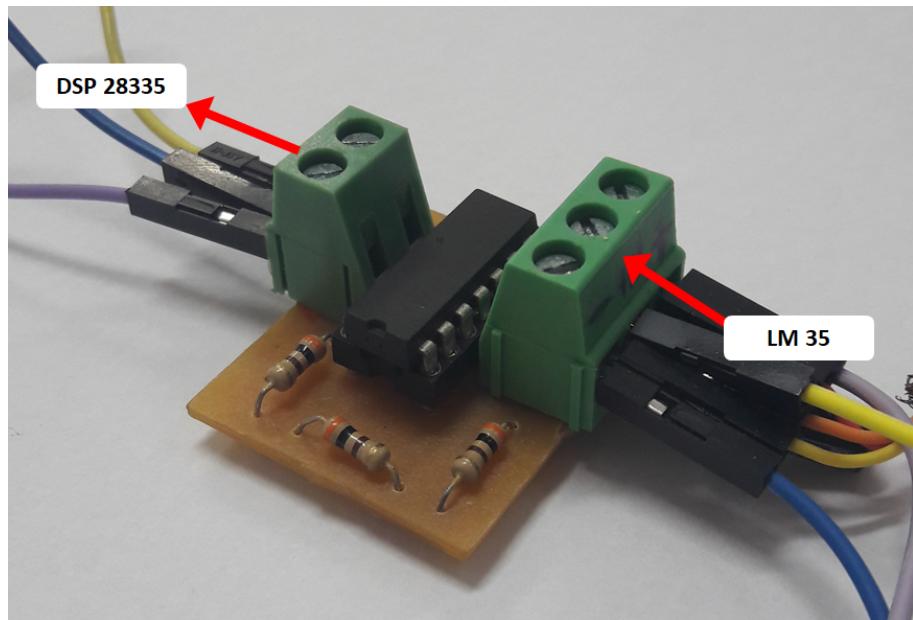


Figura 84 – Placa de condicionamento de sinais de temperatura usada para reduzir os ruídos e erros na leitura do *DSP*.

Para realizar o algoritmo de *MPPT*, utilizamos o *DSP TMS320F28335* que possui 12 saídas *PWM*, possui um *clock* de $30MHz$, 16 canais analógicos de 12 bits de resolução. O sensor de tensão foi conectado ao conversor *A/D* 0 e o sensor de temperatura no conversor 1. A frequência do *clock* foi ajustada para operar em $20kHz$. Os parâmetros do controlador *PI* foram

configurados para $k_P = 0,05$ e $k_I = 0,0001$ para se obter uma resposta rápida, não oscilatória e com erro nulo em regime.

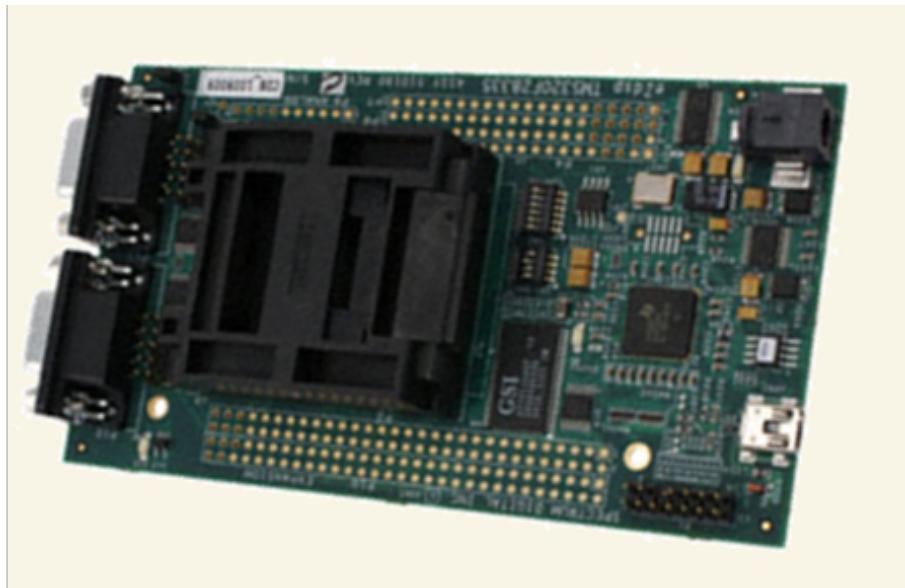


Figura 85 – *DSP TMS320F28335* utilizado nos testes.

Fonte: https://e2e.ti.com/cfs-file/_key/communityserver-discussions-components-files/171/0724.Picture1.png, Acessado em 30/05/17.

Os testes realizados ocorreram entre 11:00 às 14:00 horas, em Natal-RN, sob temperaturas variando de 36,5°C até 56°C em sua superfície, céu parcialmente nublado e sem sombreamento de árvores no painel.

7.2 Comparação entre Método da Tensão Constante e Tensão Baseada na Medição de Temperatura

Neste teste é apresentada uma comparação entre o método da tensão constante, tensão baseada na medição de temperatura e sem nenhum sistema de rastreamento. A figura 86 apresenta o painel fotovoltaico conectado diretamente em uma carga de 550Ω a aproximadamente $1000W/m^2$ e uma temperatura de 56°C. Podemos observar que a potência entregue a carga é de 3,139W em vermelho, muito longe da potência nominal do painel de 10W.

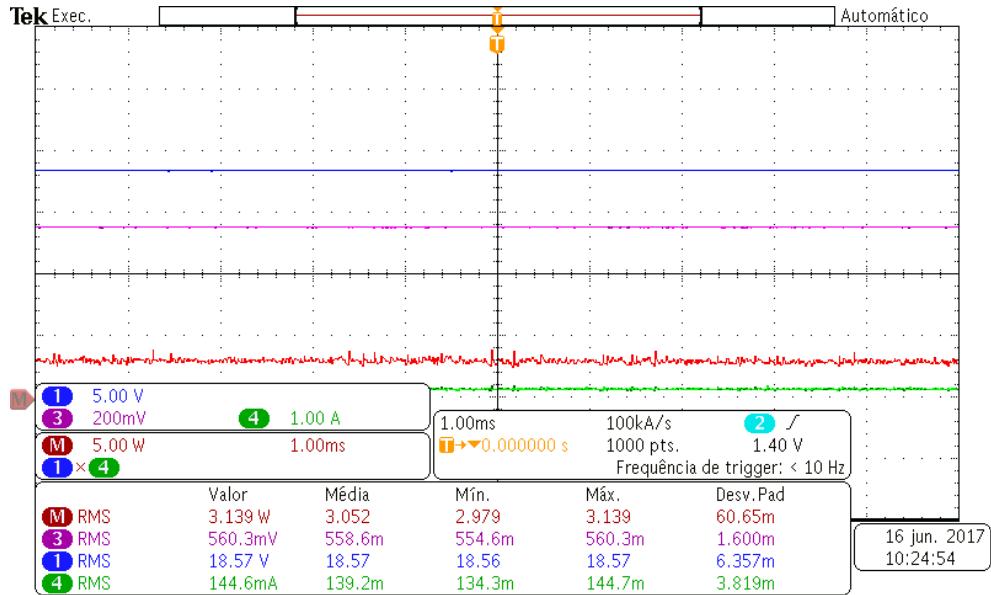


Figura 86 – Potência de 3,139W entregue a carga de 550Ω sem método de rastreamento.

Já no método da tensão constante, foi alcançado uma potência de 8,168W, a uma temperatura de 50°C e 1000W/m^2 . Podemos notar a tensão fixada em 16,99V apresenta uma eficiência menor, pois o painel está operando a uma temperatura de 50°C .

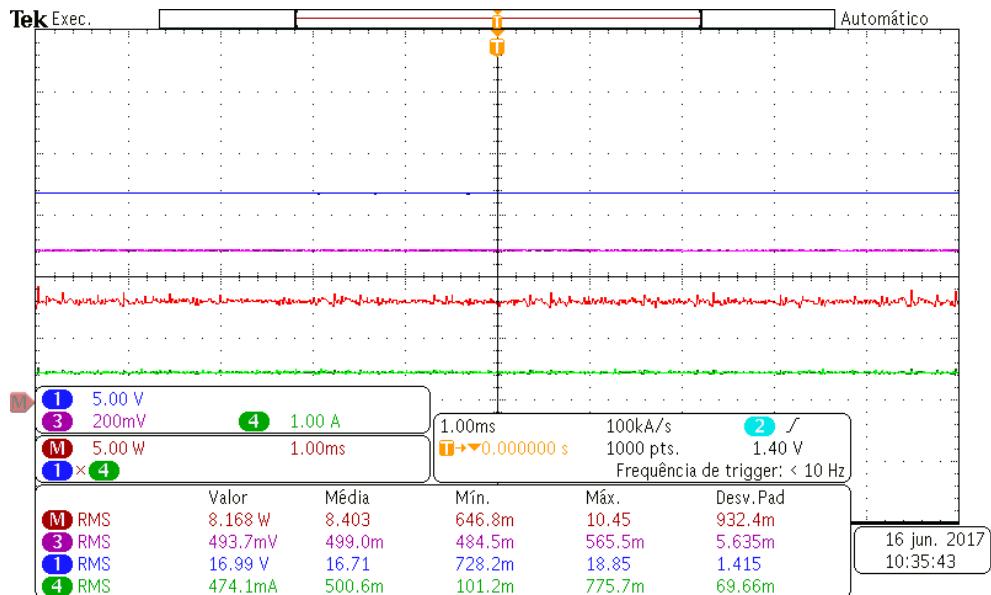


Figura 87 – Potência de 8,168W entregue a carga de 550Ω utilizando o método da tensão constante.

Agora utilizando o método da tensão baseada na medição de temperatura, o painel conseguiu extraír uma potência de 10,23W a uma temperatura de 50°C e 1000W/m^2 . Esse resultado corresponde a um ganho de 25,4% na potência extraída em relação ao método da tensão constante e 226% da potência extraída sem utilizar método de MPPT.

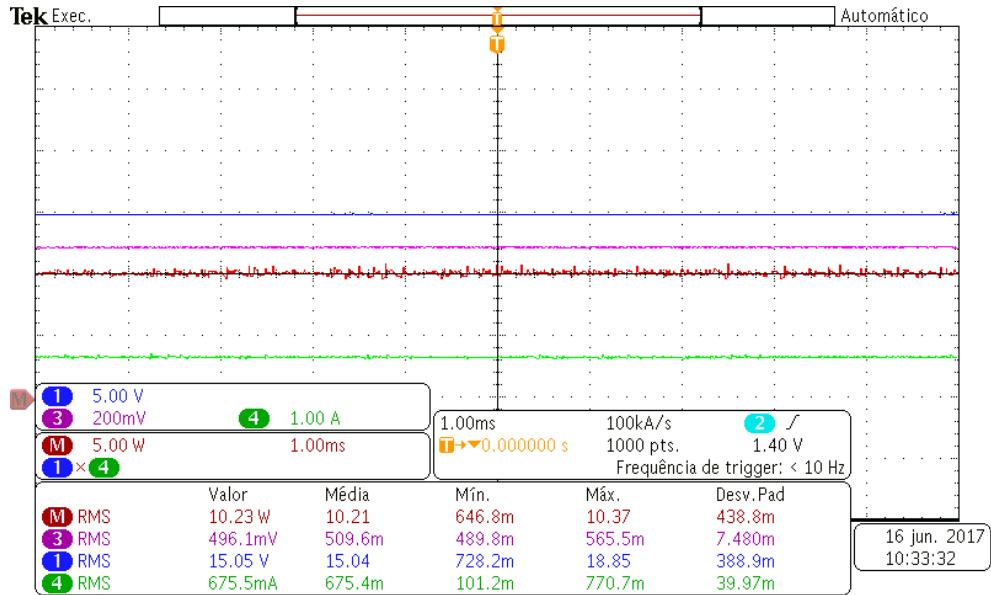


Figura 88 – Potência de 10,23W utilizando o método da tensão baseada na medição de temperatura.

7.3 Variação da Carga

Neste teste foi feita uma variação na carga do *Boost* de 550Ω para 730Ω nas condições $1000W/m^2$ e $41^\circ C$, para isso foram utilizados 4 resistores de $2,2k\Omega$ e para fazer a variação foi retirado um dos quatro resistores. Pode-se observar a forma de onda capturada no osciloscópio na figura 89 que o sistema leva $650,4ms$ para atingir o regime permanente de tensão quando ocorre a variação de 550Ω para 730Ω e $370,3ms$ na variação de 730Ω para 550Ω utilizando a modulação *PWM*.

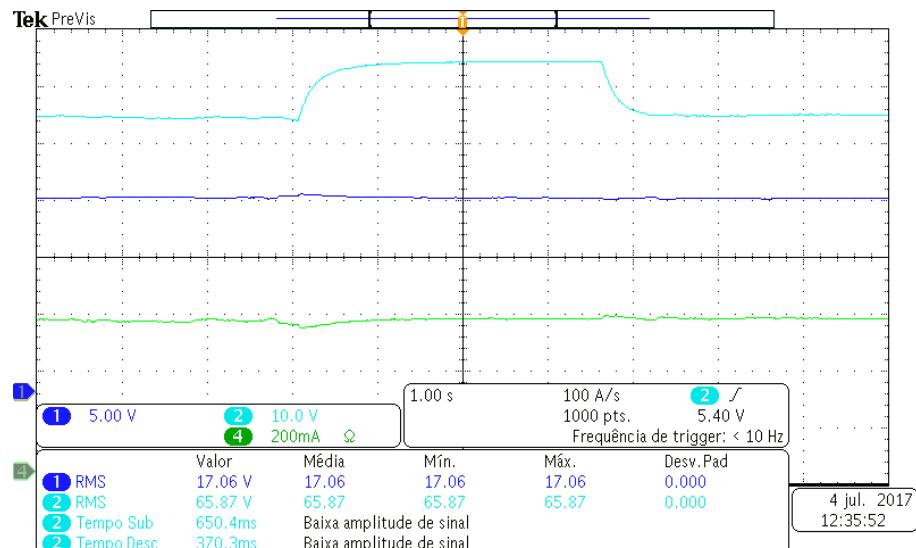


Figura 89 – Variação na tensão de saída provocada pela mudança de carga utilizando a modulação *PWM*.

Utilizando a modulação *OCC*, pode-se observar que a variação de 550Ω para 730Ω leva $361,1ms$ e na variação de 730Ω para 550Ω o precisa de $298,4ms$.

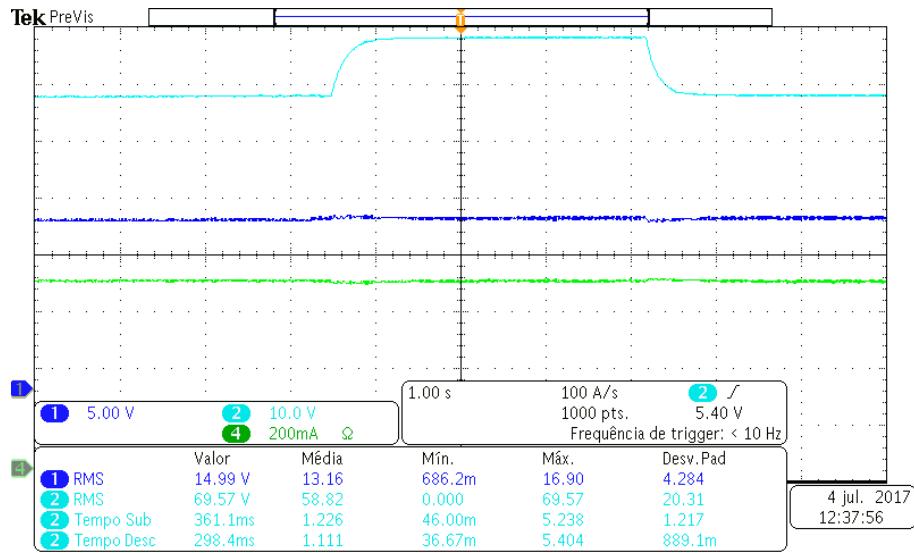


Figura 90 – Variação na tensão de saída provocada pela mudança de carga utilizando a modulação *OCC*.

7.4 Variação da Radiação - Aproximadamente 1000 W/m^2 para 700 W/m^2

No terceiro teste foi feita uma variação de $997,9\text{ W/m}^2$ para $704,5\text{ W/m}^2$ a uma temperatura na superfície de $35,3^\circ\text{C}$. Para isso foi utilizada uma membrana translúcida em que constatamos a queda da radiação feita como nas simulações. A figura 91 mostra a radiação que incide sobre o painel captada pelo medidor de radiação *HOMIS* sem a membrana e na figura 92 apresenta a radiação incidente utilizando a membrana.



Figura 91 – Radiação de 997,9 W/m² captada pelo medidor de radiação.



Figura 92 – Radiação de 704,5 W/m² captada pelo medidor de radiação com a membrana translúcida.

7.4.1 PWM

Na figura 93 mostra no gráfico da máxima potência extraída utilizando a modulação PWM. Em vermelho é mostrado a potência de saída do painel, em azul é mostrado a tensão do painel, em verde a corrente de saída do painel e em magenta a temperatura. Pode-se observar que a potência extraída, antes da variação, era de 10,27W e após a variação foi para 6,139W. A tensão de saída se manteve constante em 15,29V com um pequeno transitório na variação.

Também observamos a queda na produção de corrente elétrica causada pela menor radiação solar.

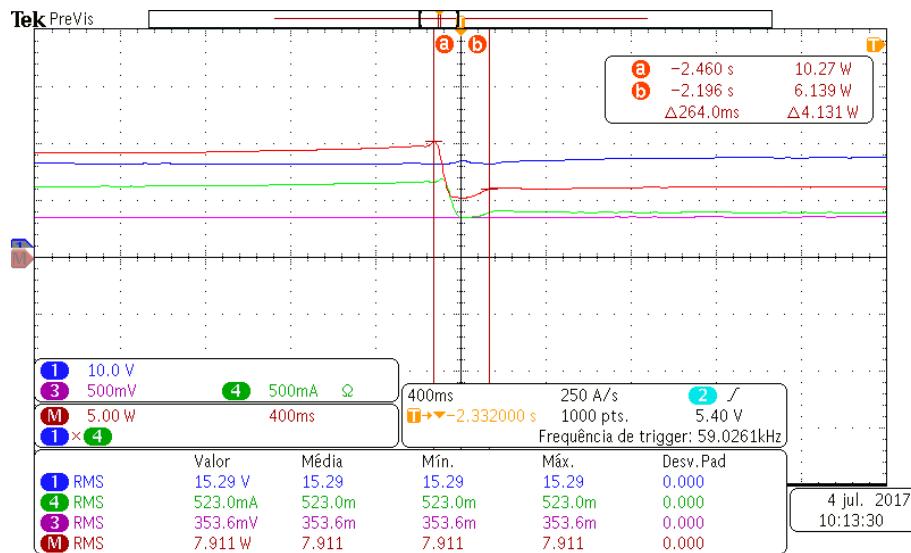


Figura 93 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de $997,9 \text{ W/m}^2$ para $704,5 \text{ W/m}^2$ utilizando a modulação PWM.

Na figura 94 é mostrado os resultado quando é retirada a membrana translúcida do painel fotovoltaico. A potência extraída do painel utilizando a modulação PWM vai de 6,191W para 10,14W, a tensão de painel se mantêm no nível de tensão de 15,49V.

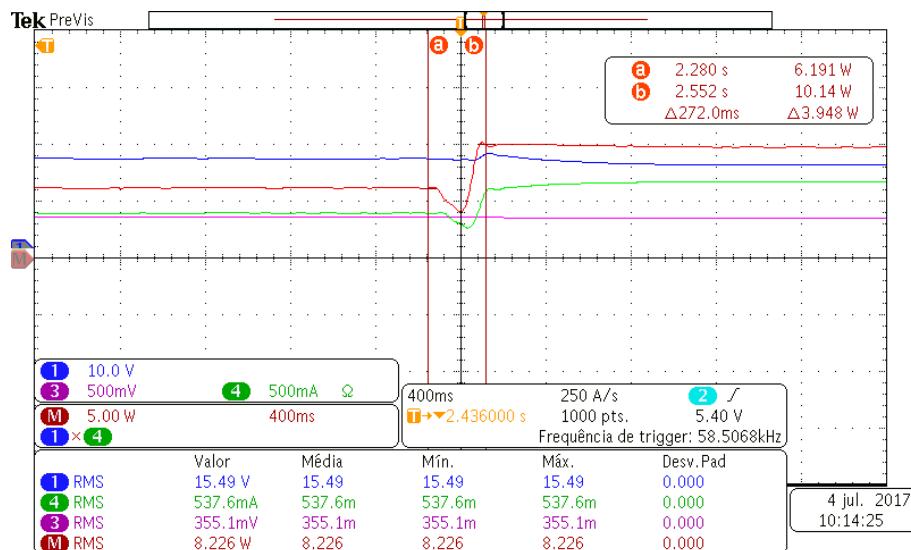


Figura 94 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de $704,5 \text{ W/m}^2$ para $997,9 \text{ W/m}^2$ utilizando a modulação PWM.

7.4.2 OCC

Na figura 95 mostra a potência extraída utilizando a modulação *OCC* para uma variação de radiação de $997,9 \text{ W/m}^2$ para $704,5 \text{ W/m}^2$. Observa-se que o modulador *OCC* extrai $10,02\text{W}$ antes da variação e foi para $6,208\text{W}$ após a variação. Pode-se perceber que o tempo de transitório do *OCC* foi de 224ms enquanto que no modulador *PWM* foi de 264ms .

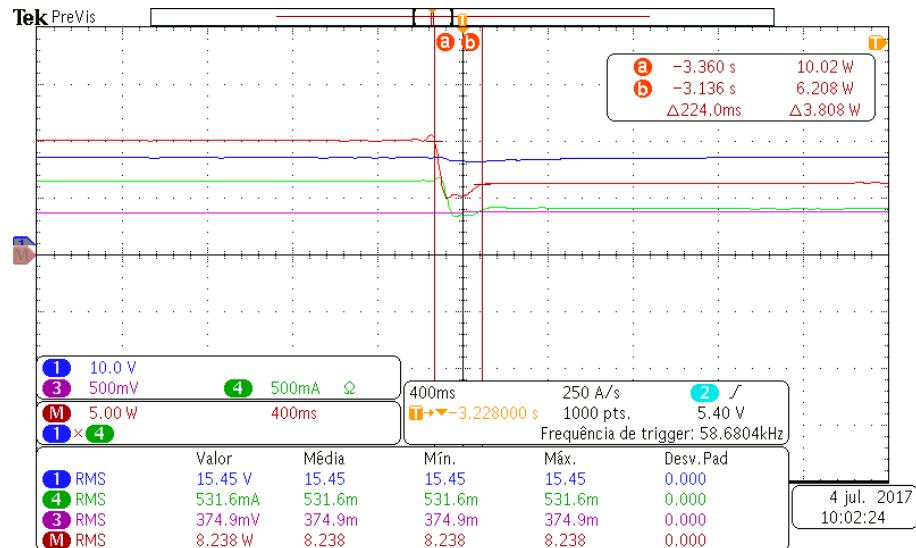


Figura 95 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de $997,9 \text{ W/m}^2$ para $704,5 \text{ W/m}^2$ utilizando a modulação *OCC*.

Na figura 96 mostra a potência extraída utilizando a modulação *OCC* para uma variação de $704,5 \text{ W/m}^2$ para $997,9 \text{ W/m}^2$. Observa-se que o modulador *OCC* extrai $6,302\text{W}$ antes da variação e foi para $10,14\text{W}$ após a variação. Pode-se perceber que o tempo de transitório do *OCC* foi de 228ms enquanto que no modulador *PWM* foi de 272ms .

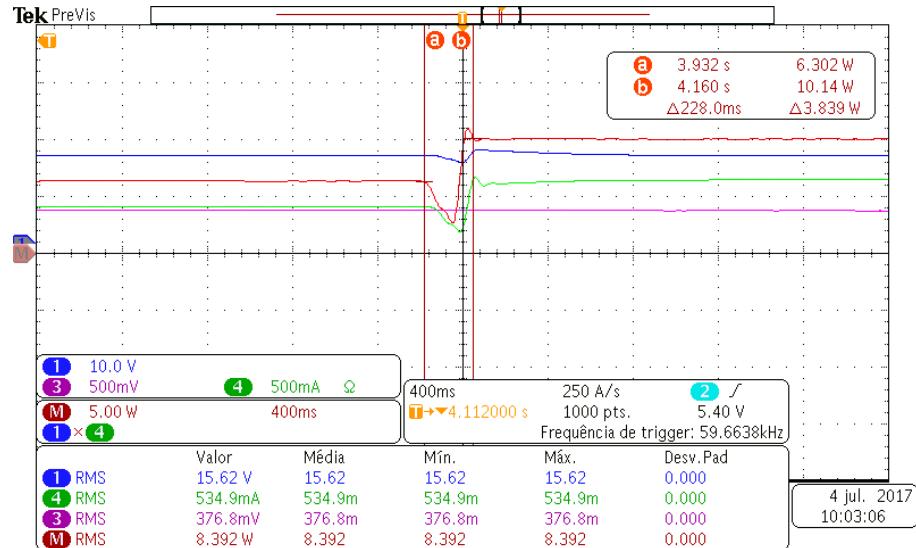


Figura 96 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 700 W/m^2 para 1000 W/m^2 utilizando a modulação *OCC*.

7.5 Variação da Radiação - Aproximadamente 1000 W/m^2 para 500 W/m^2

Neste teste foi feita uma variação de $997,9 \text{ W/m}^2$ para $504,3 \text{ W/m}^2$ com a membrana dobrada ao meio, para que fique mais opaca. A figura 97 mostra o medidor medindo a radiação em $504,3 \text{ W/m}^2$ com a membrana dobrada.



Figura 97 – Radiação de $504,3 \text{ W/m}^2$ captada pelo medidor de radiação com a membrana translúcida.

7.5.1 PWM

Utilizando a modulação *PWM*, o resultado obtido neste teste é mostrado na figura 98, onde pode-se observar a potência extraída pelo painel, antes da variação, é de 10,22W e, após a variação, a potência foi para 4,467W em 180ms. E a figura 99 mostra que na variação de 504,3 W/m² para 997,9 W/m², a potência vai de 4,481W para 9,422W em 728ms devido a um provável sombreamento de uma nuvem.

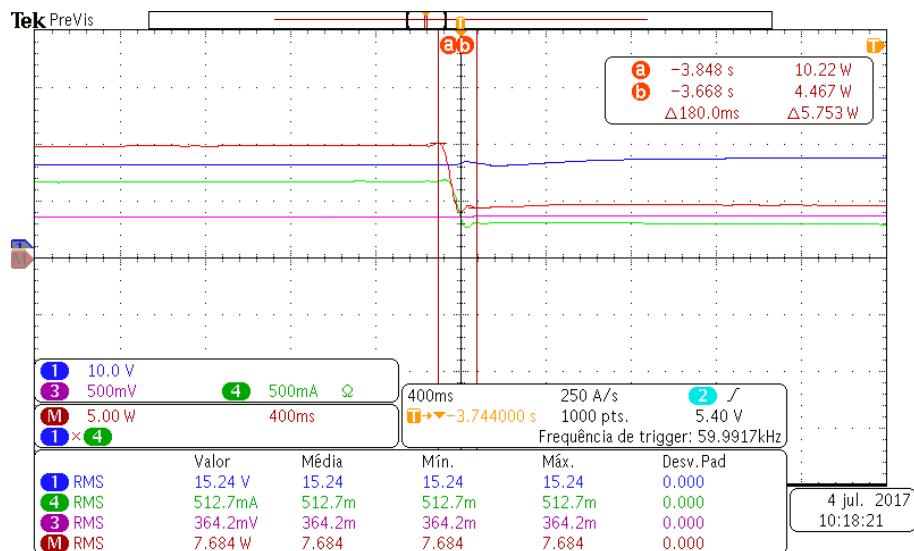


Figura 98 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 997,9 W/m² para 504,3 W/m² utilizando a modulação *PWM*.

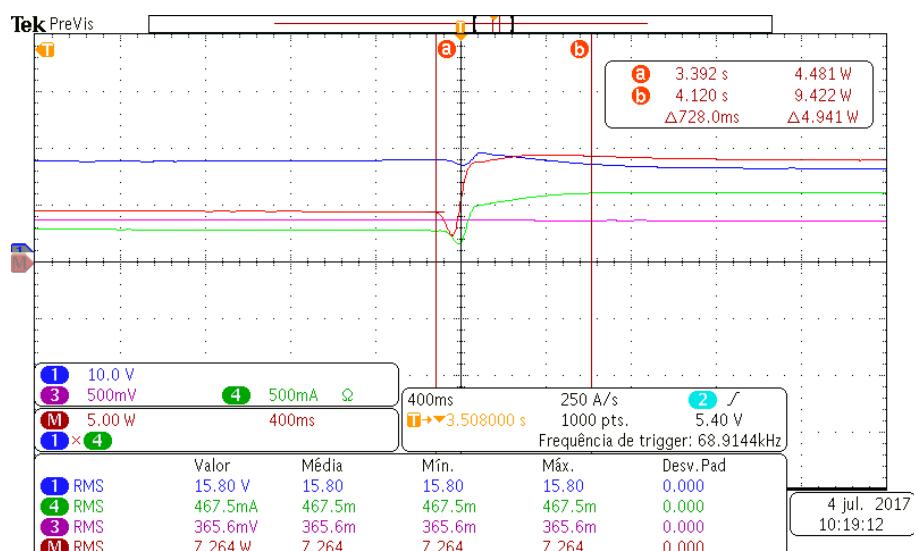


Figura 99 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 504,3 W/m² para 997,9 W/m² utilizando a modulação *PWM*.

7.5.2 OCC

Utilizando a modulação *OCC*, o resultado deste teste é mostrado na figura 100, onde mostrada a potência extraída pelo painel, antes da variação, é de $11,28W$ e, após a variação, a potência foi para $4,670W$ em $140ms$. E a figura 101 mostra que na variação de $504,3 W/m^2$ para $997,9 W/m^2$, a potência vai de $5,238W$ para $10,11W$ em $188ms$.

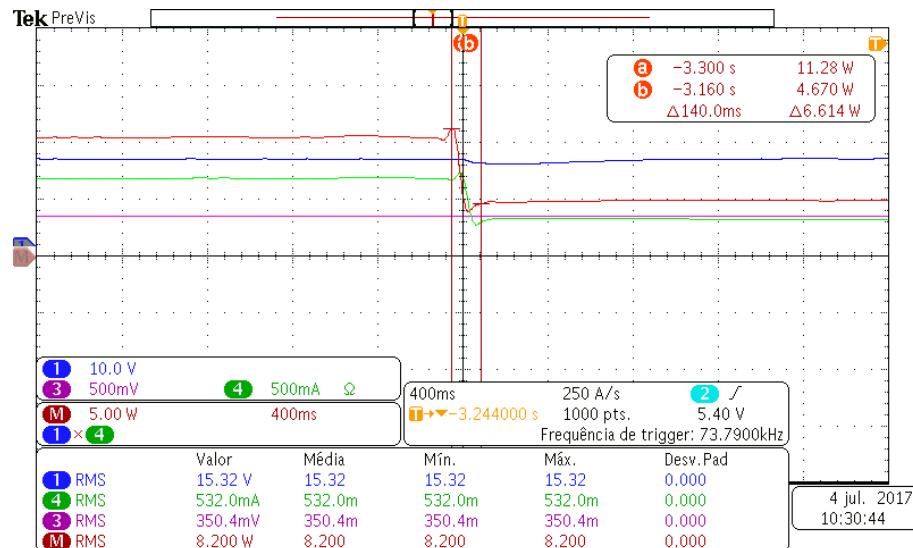


Figura 100 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de $997,9 W/m^2$ para $504,3 W/m^2$ utilizando a modulação *OCC*.

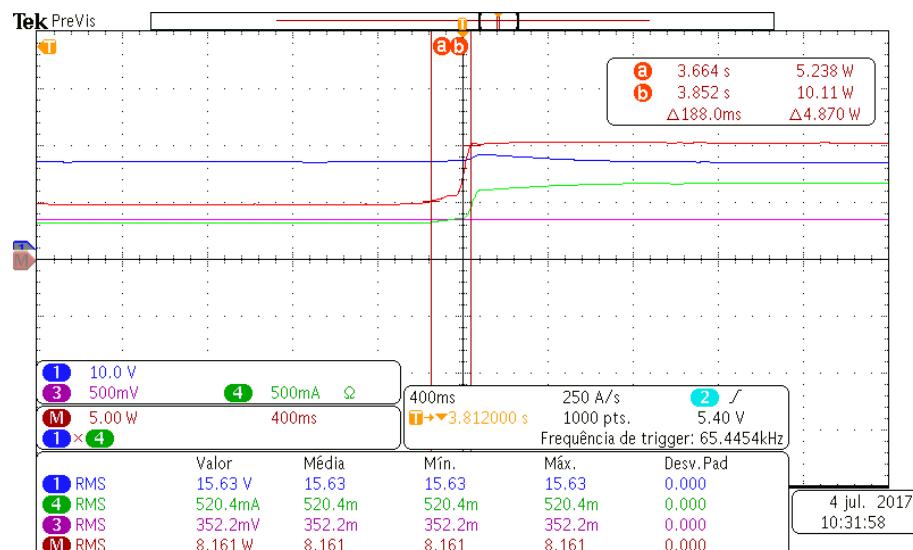


Figura 101 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de $504,3 W/m^2$ para $997,9 W/m^2$ utilizando a modulação *OCC*.

7.6 Variação da Radiação - Aproximadamente 1000 W/m^2 para 300 W/m^2

7.6.1 PWM

Foi feita uma variação aproximada de 1000 W/m^2 para 300 W/m^2 e obtemos os seguintes resultados mostrados na figura 102 utilizando a modulação *PWM*, para uma queda de 1000 W/m^2 para 300 W/m^2 e na figura 103 para um aumento de 300 W/m^2 para 1000 W/m^2 . Pode-se observar na figura 102 uma oscilação na tensão do painel durante a variação da radiação que durou aproximadamente 1,31s, mas o sistema consegue rastrear a máxima potência, partindo de $9,916\text{W}$ a aproximadamente 1000 W/m^2 para $2,578\text{W}$ em 300 W/m^2 . Já na figura 103 podemos observar a potência variando de $2,895\text{W}$ a 300 W/m^2 para $9,673\text{W}$ a 1000 W/m^2 levando cerca de 1,178s.

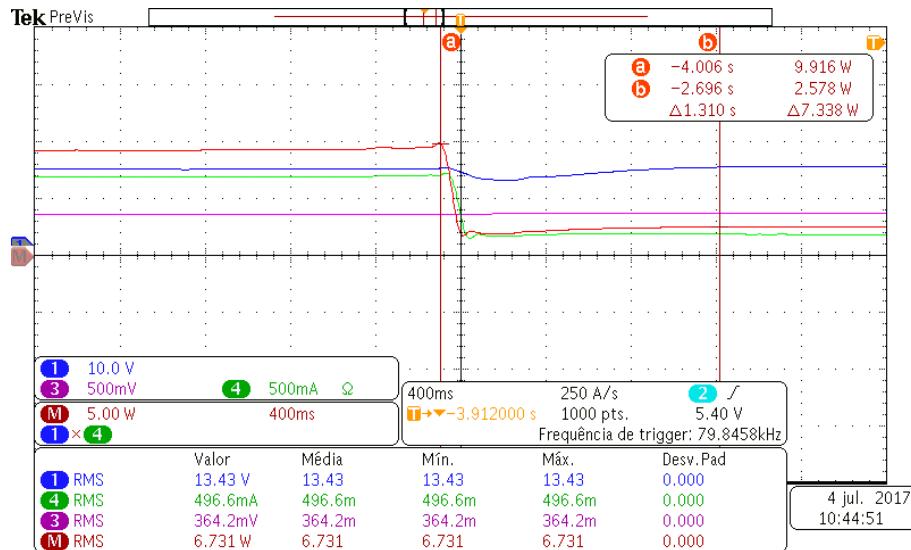


Figura 102 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 1000 W/m^2 para 300 W/m^2 utilizando a modulação *PWM*.

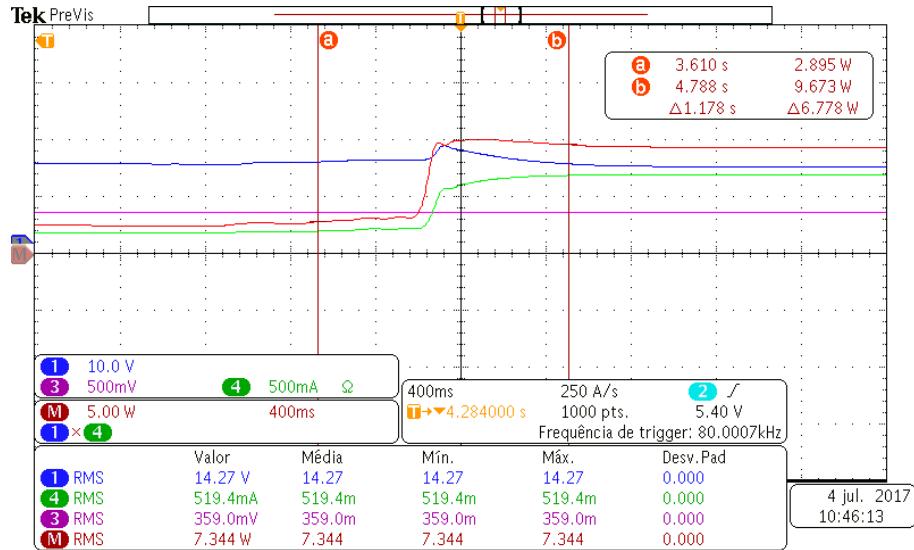


Figura 103 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 300 W/m^2 para 1000 W/m^2 utilizando a modulação PWM.

7.6.2 OCC

Utilizando a modulação *OCC*, o resultado deste teste é mostrado na figura 104, onde mostrada a potência extraída pelo painel, antes da variação, é de $10,75\text{W}$ e, após a variação, a potência foi para $3,02\text{W}$ em 924ms . E a figura 105 mostra que na variação de 300 W/m^2 para 1000 W/m^2 , a potência vai de $2,984\text{W}$ para $10,19\text{W}$ em 884ms .

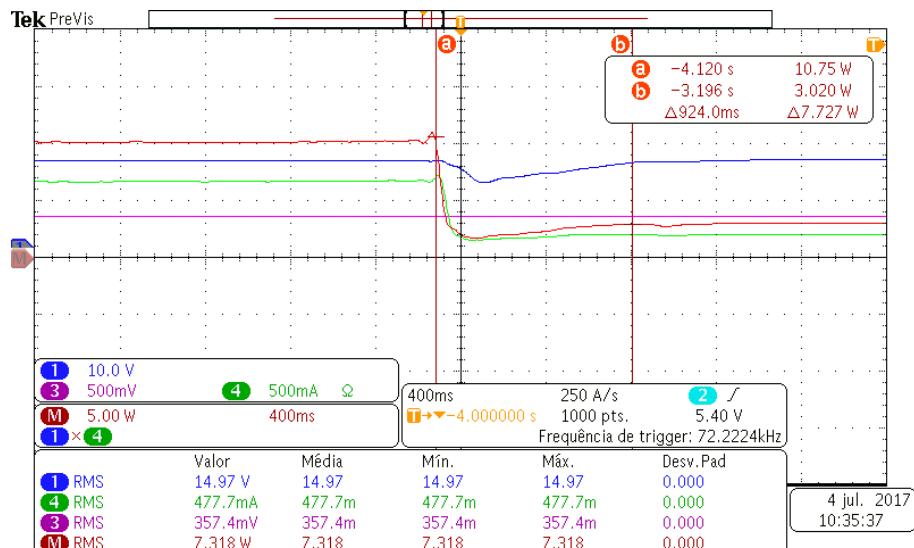


Figura 104 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 1000 W/m^2 para 300 W/m^2 utilizando a modulação OCC.

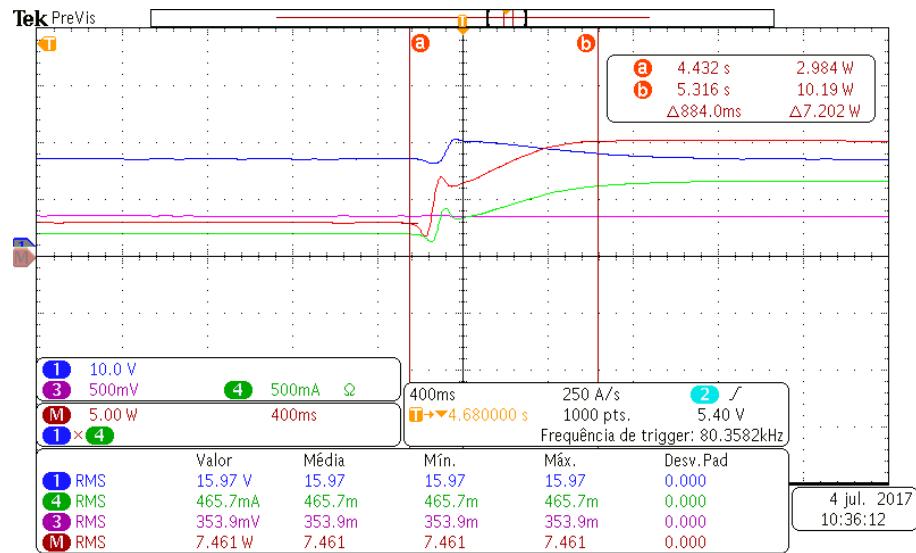


Figura 105 – Variação na potência extraída no instante da variação da radiação de 300 W/m^2 para 1000 W/m^2 utilizando a modulação OCC.

8 Conclusão

Os sistemas fotovoltaicos estão cada vez mais presente no nosso dia-a-dia, por isso, muitos estudos nessa área estão sendo desenvolvidos de modo a otimizar ao máximo a sua eficiência. Neste trabalho foram apresentados alguns assuntos relacionados ao funcionamento dos painéis fotovoltaicos e a necessidade de um circuito auxiliar para se extrair a máxima potência. Também foram abordados alguns tipos de técnicas de chaveamento para atuar nos conversores CC-CC, entre elas a modulação *OCC*.

Através dos resultados simulados e experimentais, verificou-se a necessidade de utilização de um sistema de rastreamento do ponto de máxima potência para uma maior eficiência do sistema. Para isso, diversos testes foram realizados para verificar a melhoria do método baseado na medição de temperatura em relação ao método da tensão constante. Também, pode-se verificar que o comportamento dinâmico do sistema apresentou melhores resultados utilizando o modulador *OCC* ao invés do *PWM* para diversas situações como a variação de carga, radiação solar e temperatura, alcançando o erro nulo em regime permanente mais rápido. Comparando os resultados simulados com os experimentais, pode-se concluir que os resultados foram bastante semelhantes, como no caso do teste de variação da radiação, o resultado simulado obtido no *PSim* nos informa que o painel fornece, a 998 W/m^2 e 35°C , uma potência de $9,655\text{W}$ e em 700 W/m^2 e 35°C , uma potência de $6,624\text{W}$. Já o resultado experimental, a $997,9 \text{ W/m}^2$ e 35°C , fornece uma potência de $10,02\text{W}$ e, a 700 W/m^2 e 35°C , fornece uma potência de $6,208\text{W}$. Isso significa uma eficiência de $96,22\%$ para $997,9 \text{ W/m}^2$ e de $93,72\%$ para $704,5 \text{ W/m}^2$. Quando a radiação foi para $504,3 \text{ W/m}^2$, a potência extraída experimental foi de $4,467\text{W}$ e o resultado simulado foi de $4,655\text{W}$, correspondendo a uma eficiência de $95,96\%$. Por fim, quando a radiação foi para 300 W/m^2 , a potência extraída experimentalmente foi de $2,895\text{W}$ e no resultado simulado foi de $2,907\text{W}$, correspondendo a uma eficiência de $99,58\%$. A tabela 4 mostra a eficiência de todos os testes realizados experimentalmente e simulado. Pelos resultados da tabela 4 e pelas figuras do capítulo 7, se confirma o desempenho do modulador *OCC* em relação ao *PWM* através da dinâmica mais rápida e erros em regime menores.

Radiação	998 W/m^2	$704,5 \text{ W/m}^2$	$504,3 \text{ W/m}^2$	300 W/m^2
Simulado	$9,655\text{W}$	$6,624\text{W}$	$4,655\text{W}$	$2,907\text{W}$
Experimental <i>PWM</i>	$10,14\text{W}$	$6,190\text{W}$	$4,481\text{W}$	$2,895\text{W}$
Experimental <i>OCC</i>	$10,14\text{W}$	$6,302\text{W}$	$4,670\text{W}$	$2,984\text{W}$
Eficiência <i>PWM</i>	$105,02\%$	$93,44\%$	$96,26\%$	$99,58\%$
Eficiência <i>OCC</i>	105.02%	$95,14\%$	$100,32\%$	$102,65\%$

Tabela 4 – Eficiência dos moduladores *OCC* e *PWM* para diferentes radiações.

Foram encontradas algumas dificuldades na elaboração deste trabalho, mas vale ressaltar que a maior dificuldade foi a tentativa de implementação do *OCC* em Arduino, onde foi visto que o processamento não era suficiente para ser executada na frequência de $20kHz$. Uma maneira para se contornar esse problema seria a programação em baixo nível, mas não houve tempo suficiente para serem realizados testes.

8.1 Sugestão para Trabalhos Futuros

O sistema pode, ainda, passar por algumas melhorias, como a implementação de um controle do nível de tensão de saída, para poder alimentar cargas CC como lâmpadas de LED, sistemas de telecomunicações, etc. Ainda, é possível utilizar um inversor na saída para alimentar cargas CA em 220V conectada à rede elétrica. Por fim, para diminuir os custos do projeto, seria interessante buscar outros microcontroladores mais baratos que o *DSP TMS320F28335* como *Arduino* ou *Raspberry Pi 3*.

Referências

- BHATNAGAR, R. K. N. P. Maximum power point tracking control techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, p. 224 – 241, mar. 2013.
- BINITHA, P. M.; KUMAR, T. G. S. Comparison of pwm and one-cycle control for switching converters. *IJETAE International Journal of Emergins Technology and Advanced Engineering*, 3, p. 332 – 336, abr. 2013. ISSN 2250-2459.
- BOYLE, G. *Renewable Energy: Power for a Sustainable Future, 2nd edition.* [S.l.: s.n.], 2004.
- CARVALHONETO, J. T. *Controle Robusto Aplicado a Conversor Buck-Boost em Sistemas Fotovoltaicos.* Dissertação (Tese de Mestrado em Ciências: Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, jul. 2012.
- CARVALHONETO, J. T. *Controle de Um Ciclo Aplicado em Sistemas Fotovoltaicos Autônomos em um Microgrid de Corrente Contínua.* Tese de doutorado — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, set. 2016.
- CARVALHONETO, J. T.; SALAZAR, A. O.; LOCK, A. S. One cycle control based maximum power point tracker applied in photovoltaic systems. *IEEE Latin America Transactions*, v. 14, n. 2, p. 602–609, Feb 2016. ISSN 1548-0992.
- CARVALHONETO, J. T.; SALAZAR, A. O.; MAITELLI, A. L. Multi-proposal utilization of one-cycle controller in photovoltaic systems for dc applications. In: *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.* [S.l.: s.n.], 2015. p. 000351–000356.
- COELHO, R. F. *Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos.* Dissertação (Tese de Mestrado em Ciências: Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.
- COELHO, R. F.; CONCER, F. M.; MARTINS, D. C. Estudo comparativo entre conversores estáticos operando como rastreadores de máxima potência em sistemas fotovoltaicos. *XVII Congresso Brasileiro de Automática - CBA*, 2010.
- COELHO, R. F.; CONCER, F. M.; MARTINS, D. C. A mppt approach based on temperature measurements applied in pv systems. In: *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010.* [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- DARBALI-ZAMORA, R.; ORTIZ-RIVERA, E. I. Optimal duty ratio maximum power point tracking technique using the sepic topology for photovoltaic systems applications. In: *2016 IEEE ANDESCON.* [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4.
- DESHPANDE, A.; PATIL, S. L.; DEOPARE, H. Comparative simulation of conventional maximum power point tracking methods. In: *2016 International Conference on Computing, Communication and Automation (ICCCA).* [S.l.: s.n.], 2016. p. 1025–1028.
- DOLARA, A.; FARANDA, R.; LEVA, S. Energy comparison of seven mppt techniques for pv systems. *J. Electromagnetic Analysis & Applications*, 3, p. 152 – 162, jul. 2009.

- EBRAHIMI, M. J. General overview of maximum power point tracking methods for photovoltaic power generation systems. In: *2015 30th International Power System Conference (PSC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 228–233.
- FEMIA, N. et al. Optimized one-cycle control in photovoltaic grid connected applications. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 42, n. 3, p. 954–972, July 2006. ISSN 0018-9251.
- LOCK, A. S. et al. An apf-occ strategy for common-mode current rejection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 6, p. 4935–4945, Nov 2016. ISSN 0093-9994.
- LOPEZ, R. A. *Energia Solar para Produção de Eletricidade*. [S.l.: s.n.], 2012. ISBN 978-85-88098-65-7.
- MARTINS, D. C.; COELHO, R. F.; SANTOS, W. M. *Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos: Revisão e Novas Propostas*. [S.l.: s.n.], 2011.
- OSUEKE, C. O.; UZENDU, P.; OGBONNA, I. D. Study and evaluation of solar energy variation in nigeria. *IJETAE International Journal of Emergins Technology and Advanced Engineering*, 3, p. 501 – 505, jun. 2013. ISSN 2250-2459.
- PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. [S.l.: s.n.], 2014.
- POMILIO, J. A. *Fontes Chaveadas*. [S.l.: s.n.], 2010.
- RIBEIRO, R. V. *Sistema Fotovoltaico Autônomo Baseado em Conversores CC-CC Boost*. Dissertação (Tese de Mestrado em Ciências: Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, nov. 2011.
- SEGUEL, J. I. L. *Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital*. Dissertação (Tese de Mestrado em Ciências: Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, ago. 2009.
- SMEDLEY, K. M.; CUK, S. One-cycle control of switching converters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 888–896.
- WATI, D. A. R. Maximum power point tracking of photovoltaic systems using simple interval type-2 fuzzy logic controller based on hill climbing algorithm. In: *2016 International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications (ISITIA)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 687–692.
- ZANOTTI, J. W. *Rastreador de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos Utilizando o Método da Impedância Característica de Conversores Estáticos*. Dissertação (Tese de Mestrado em Ciências: Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, jun. 2014.

APÊNDICE A – Código do DSP

TMS320F28335

```

// TI File $Revision: /June/3 $
// Checkin $Date: June 20, 2017 15:41:53 $
// ######
// FILE: OCC.c
//

// #####
// $TI Release: DSP2833x/DSP2823x Header Files V1.20 $
// $Release Date: August 1, 2008 $
// #####
// #include "DSP28x_Project.h"
#include <math.h>

// Prototype statements for functions found within this file.
void InitEPwm1Example(void);

void ConfigCAD(void);

interrupt void adc_isr(void);

// Conversao Analogico-Digital
Uint16 sinal0, sinal1, sinal2, sinal3;
Uint16 sinal4, sinal5, sinal6, sinal7;
Uint16 sinal8, sinal9, sinal10, sinal11;
Uint16 sinal12, sinal13, sinal14, sinal15;

Uint16 aux1=0;
Uint16 aux2=0;
Uint16 auxx=0;

```

```
float valor_analogico[16]=0;

int flag = 0;
Uint16 ciclopwm = 0;
int time = 0;

// Variaveis MPPT
float v = 0;
float vref=0;
float v_fil = 0;
float temp = 0;
float temp_fil = 0;
float f1=0.999, f2=0.001;

// float dMin = 0.1;
// float dMax = 0.9;

float I = 0.0;
float P = 0.0;
float Iant = 0.0;
float kp = 0.05;
float ki = 0.00001;
float controle = 0.0;
float erro = 0.0;

float var_v = 1.0;
float var_temp = 33.0;

// Variaveis OCC

float integrador = 0.0;
float integrador_old = 0.0;
float referencia = 1.0;
float OCC = 0.0;
float clock = 0.0;
float k_int = 0.01;
int count = 0;
int result = 0;
```

```
float var = 0.5;

// Configure the period for each timer
#define EPWM1_TIMER_TBPRD 2000 // Period register
#define EPWM1_MAX_CMPA 1000
#define EPWM1_MIN_CMPA 1500
#define EPWM1_MAX_CMPB 1000
#define EPWM1_MIN_CMPB 1000
#define EPWM_CMP_UP 1
#define EPWM_CMP_DOWN 0
#define ADC_usDELAY 5000L

void main(void)
{
    InitSysCtrl();

    InitEPwm2Gpio();
    DINT;

    InitPieCtrl();
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;
    InitPieVectTable();
    EALLOW;
    PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
    EDIS;

    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.ADCENCLK = 1;
    ADC_cal();
    EDIS;

    AdcRegs.ADCTRL3.all = 0x00E0;

    ConfigCAD();
```

```
EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
EDIS;
InitEPwm1Example();

EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EDIS;

EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 00;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1;
EDIS;

PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;

IER |= M_INT1;

EINT;
ERTM;

// Execucao do laco infinito
for (;;)
{
}

// Rotina de controle
interrupt void adc_isr(void)
{
    sinal0=AdcRegs.ADCRESULT0>>4;
    sinal1=AdcRegs.ADCRESULT1>>4;
```

```
auxx = 65528;
aux0 = ( sinal0 & auxx );
aux1 = ( sinal1 & auxx );

valor_analogico [0]=(3.0/4095.0) * aux0 ;
valor_analogico [1]=(3.0/4095.0) * aux1 ;

temp = valor_analogico [1] * var_temp;

v = valor_analogico [0] * var_v * 10;

// Filtro de frequencia para a tensao e temperatura

v_fil = (v_fil * f1) + (v * f2);
temp_fil = (temp_fil * f1) + (temp * f2);

vref=16.95-(0.08 * (temp_fil -25));
// vref=16.95;

// Controlador PI

erro = vref - v_fil;
P=kp * erro;
I = Iant + ki * erro;
controle = P + I;
if (I>5){
    I=5;
}
if (I<0){
    I=0;
}
if (controle > 50) {
    controle = 50;
}
if (controle < 0.515) {
```

```
    controle = 0.515;
}

Iant=I;

//// modulador PWM ////  
  
ciclopwm = 0.5 * 7500.0; // ciclo de trabalho  
  
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA =ciclopwm;  
  
//// modulador OCC ////  
  
do{  
  
    count = count + 1;  
  
    integrador = integrador_old + k_int * controle;  
  
    OCC = 1.0;  
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO0 = 1;  
  
    integrador_old = integrador;  
  
    result = count;  
  
} while(integrador < referencia);  
  
count = 0;  
GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO0 = 1;
```

```
OCC = 0.0;
integrador = 0.0;
integrador_old = 0.0;

AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

return;
}

void InitEPwm1Example()
{
    EPwm2Regs.TBPRD = 7500;
    EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
    EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;
    // Set Compare values
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;

    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP;

    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
    // Registrador de controle
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET;
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;

    EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
    EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 1;
    EPwm2Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;
```

```
    return ;
}

void ConfigCAD( void )
{
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 0;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 1;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 0;
    AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 2;

    AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 0;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0;

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 1;

    AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1=1;
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1;

}
```