



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE SISTEMAS
ELETRÔNICOS

CARLOS EDUARDO PSCHIEDT

**CONCEPÇÃO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CÚK
APLICADO NO RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA
OPERANDO COMO UM CARREGADOR DE BATERIA**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO – DM – PPGESE – 003

Joinville
2019

Carlos Eduardo Pscheidt

**CONCEPÇÃO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CÚK
APLICADO NO RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA
OPERANDO COMO UM CARREGADOR DE BATERIA**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Sistemas Eletrônicos.
Orientador: Prof. Gierry Waltrich, Dr.
Coorientador: Prof. Diego Santos Greff, Dr.

Joinville
2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Pscheidt, Carlos Eduardo

Concepção, análise e implementação de um conversor Cúk aplicado no rastreamento do ponto de máxima potência operando como um carregador de bateria / Carlos Eduardo Pscheidt ; orientador, Gierri Waltrich, coorientador, Diego Santos Greff, 2019.

184 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Campus Joinville, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos, Joinville, 2019.

Inclui referências.

1. Engenharia de Sistemas Eletrônicos. 2. Conversor Cúk . 3. MPPT-temp Voc . 4. Rastreamento do ponto de máxima potência - MPPT. 5. Carregador de baterias. I. Waltrich, Gierri . II. Greff, Diego Santos. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos. IV. Título.

Carlos Eduardo Pscheidt

Concepção, análise e implementação de um conversor Cúk aplicado no rastreamento do ponto de máxima potência operando como um carregador de bateria

O presente trabalho em nível de Mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Gierri Waltrich, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Joselito Anastácio Heerdt, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de mestre em Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

Prof. Alexandro Garro Brito, Dr.
Coordenador do Programa

Prof. Gierri Waltrich, Dr.
Orientador

Joinville, 16 de Setembro de 2019.

Dedico este trabalho à minha mãe
Eliane Seidel Pscheidt e ao meu pai
Silvio Pscheidt

AGRADECIMENTOS

Expresso meus profundos agradecimentos ao meu pai Silvio Pscheidt e a minha mãe Eliane Seidel Pscheidt pelo incentivo, compreensão e todo suporte afetivo e financeiro que precisei durante a minha vida acadêmica, sem os quais não seria possível a conclusão deste trabalho.

Agradeço ao professor Gierry Waltrich, que com dedicação, sabedoria e paciência me orientou durante estes 2 anos de mestrado, sempre com muito comprometimento e não medindo esforços para que este trabalho pudesse ser realizado. Além disso, sou eternamente grato por todo conhecimento repassado sobre as áreas até então pouco exploradas pela minha pessoa, tendo em vista a minha formação de Engenheiro Civil, que eram Engenharia Elétrica e Eletrônica de Potência.

Agradeço ao Professor Diego Santos Greff por ceder o espaço no laboratório e contribuir para o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao professor Hugo Rolando Estofanero Larico pelas aulas ministradas de Eletrônica de Potência, as quais serviram como fundamento para o desenvolvimento deste projeto.

Agradeço aos membros da banca examinadora, Prof. Joselito Anastácio Heerdt e Prof. Telles Brunelli Lazzarin, que contribuíram na correção deste trabalho.

Agradeço imensamente aos meus colegas de laboratório Valdir Pedrinho de Tomin Junior e Rodrigo Patricio Dacol pela amizade e toda paciência que sempre tiveram para solucionar minhas principais dúvidas sobre a área de Eletrônica de Potência. Foram infindáveis as oportunidades que me deram apoio técnico e esclareceram dúvidas que permitiram dar continuidade no trabalho. Agradeço também ao colega Felipe de Pontes Adachi pelo companheirismo e sua contribuição no início do curso na solução dos meus questionamentos sobre a área de sistemas embarcados.

Em igual importância, agradeço a professora Andréa Holz Pfützenreuter, que sempre esteve à disposição para me aconselhar e motivar à seguir na área acadêmica. Além disso, agradeço por todo esforço despendido desde a graduação na publicação de trabalhos em eventos e periódicos.

Estendo meus agradecimentos ao meu tio Eng. Eduardo de Melo, por sempre acreditar no meu potencial e me incentivar a vencer desafios de maiores magnitudes como este.

Agradeço ao meu opa Carlos Pscheidt (*in memoriam*) que de alguma forma me enviou a força necessária para alcançar os meus objetivos e concluir mais esta etapa.

Por fim, agradeço a todos que de alguma forma participaram da minha vida acadêmica.

“Se você quer chegar onde a maioria não chega, faça o que a maioria não faz.”
(Bill Gates)

RESUMO

Neste trabalho é proposto o estudo e implementação de um carregador de baterias, cuja tensão estabelecida é de 22,2V e capacidade de carga de 8800 mAh, utilizando um conversor Cúk alimentado por módulo fotovoltaico com potência nominal de 150W. A estratégia de controle do conversor foi desenvolvida para atender a duas finalidades. Inicialmente o conversor atua como rastreador do ponto de máxima potência - MPPT - do módulo fotovoltaico. O segundo objetivo é realizar o carregamento de um banco de baterias. Para alcançar os objetivos propostos, primeiramente adéqua-se o equacionamento da topologia Cúk para operar com um banco de baterias conectado na saída do conversor, cujo desenvolvimento necessita considerar os limites de tensão da bateria no cálculo da razão cíclica. No que se refere ao rastreamento do ponto de máxima potência, os métodos recorrentes na literatura são analisados, com ênfase aos métodos MPPT-temp e MPPT-temp V_{oc} , que executam o rastreamento a partir da leitura da temperatura obtida na superfície do módulo fotovoltaico. Além disso, realiza-se uma modelagem computacional do módulo fotovoltaico utilizado com intuito de obter as curvas de MPPT. O modelo desenvolvido permite verificar o comportamento do gerador fotovoltaico quando submetido a diferentes condições climáticas e analisar o rastreamento do ponto de máxima potência empregado. Por fim, os resultados obtidos via simulação e experimental, sob diferentes condições de operação, são apresentados e discutidos com o propósito de validar o conversor desenvolvido.

Palavras-chave: Conversor Cúk. Módulo fotovoltaico. Carregador de baterias. MPPT-temp V_{oc} . Rastreamento do ponto de máxima potência - MPPT.

ABSTRACT

This work proposes the study and implementation of a battery charger, whose established voltage is 22.2V and a load capacity of 8800 mAh, connected a photovoltaic module with nominal power of 150W using Cuk converter. The converter control strategy has been developed to serve two purposes. The converter acts as the maximum power point tracker - MPPT. The second purpose is to charge a battery bank. In order to achieve the proposed objectives, it is first necessary to adapt the Cuk topology to operate with a battery bank connected to the converter output, whose development required to consider the battery voltage limits in the duty cycle calculation. Regarding the Maximum Power Point Tracking, recurrent methods in the literature are discussed, with emphasis on the MPPT-temp and MPPT-temp V_{oc} methods, which perform tracking from the temperature reading obtained on the surface of the photovoltaic module. Furthermore, carry out one computational modeling of the photovoltaic module used to obtain the MPPT curves. The developed model allows to verify the behavior of the photovoltaic generator when subjected to different climatic conditions and to analyze the tracking of the maximum power point employed. Finally, the results obtained through simulation and experimental, under different operating conditions, are presented and discussed to validate the developed converter.

Keywords: Cuk Converter. Battery charger. Photovoltaic Module. MPPT-temp V_{oc} . Maximum Power Point Tracking - MPPT.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	–	Estrutura do conversor a ser desenvolvida.	38
Figura 2.1	–	Representação da junção das camadas $p-n$ e o efeito físico gerado.	43
Figura 2.2	–	Representação física da célula fotovoltaica do ponto de vista elétrico.	44
Figura 2.3	–	Comparativo entre as tensões e correntes geradas por células fotovoltaicas unitárias e em série.	45
Figura 2.4	–	Célula, módulo e arranjo fotovoltaico.	45
Figura 2.5	–	Circuito elétrico idealizado da célula fotovoltaica.	46
Figura 2.6	–	Circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica real.	46
Figura 2.7	–	Célula da bateria de Íon-Lítio.	50
Figura 2.8	–	Representação da trajetória percorrida pela radiação solar através da atmosfera terrestre a fim de conceituar a massa de ar.	51
Figura 2.9	–	Curvas $V \times I$ (a) e $V \times P$ (b) obtidas mediante simulação computacional para do módulo YL150P-17b sob diferentes valores de temperatura e radiação constante;	54
Figura 2.10	–	Curvas $V \times I$ (a) e $V \times P$ (b) obtidas mediante simulação computacional para do módulo YL150P-17b sob diferentes valores de radiação e temperatura constante;	54
Figura 2.11	–	Fluxograma do algoritmo referente à técnica de MPPT proposta neste trabalho.	60
Figura 3.1	–	Estrutura do conversor Cúk na prática.	64
Figura 3.2	–	Primeira etapa de operação.	64
Figura 3.3	–	Segunda etapa de operação.	65
Figura 3.4	–	Principais formas de onda do conversor Cúk.	66
Figura 4.1	–	Indutor de entrada L1.	80
Figura 4.2	–	Indutor de saída L2.	80
Figura 4.3	–	Circuito ideal simulado para verificação do projeto.	88
Figura 4.4	–	Corrente nos indutores I_{L1} e I_{L2}	89
Figura 4.5	–	Esforços de corrente sobre o interruptor.	89
Figura 4.6	–	Esforços de corrente sobre o diodo.	90
Figura 4.7	–	Esforços de tensão sobre os semicondutores.	90
Figura 4.8	–	Tensão no capacitor C1.	91
Figura 4.9	–	Circuito do conversor considerando as não idealidades.	92
Figura 4.10	–	Tensão e corrente na entrada e saída do conversor.	92
Figura 4.11	–	Corrente nos indutores L1 e L2.	93
Figura 4.12	–	Esforços de corrente sobre o interruptor.	93
Figura 4.13	–	Esforços de corrente sobre o diodo.	94

Figura 4.14	– Tensão sobre o capacitor C1.	94
Figura 4.15	– Tensão sobre diodo.	95
Figura 4.16	– Tensão sobre interruptor.	95
Figura 4.17	– Circuito do sensor Hall LV 25-P.	97
Figura 4.18	– Circuito do divisor resistivo.	98
Figura 4.19	– <i>Driver</i> de comando do interruptor.	100
Figura 4.20	– Frequência de chaveamento e limites de tensão de operação do <i>driver</i> obtidos via experimental.	100
Figura 4.21	– Circuito esquemático da placa do driver de comando do interruptor.	101
Figura 4.22	– Circuito esquemático do relé controlador de carga.	102
Figura 4.23	– Circuito esquemático do <i>snubber</i> RDC.	103
Figura 4.24	– Esquema de utilização dos pinos do Arduino.	106
Figura 4.25	– Esquemático dos circuitos do protótipo no Altium Designer.	107
Figura 4.26	– <i>Footprint</i> da PCB desenvolvida.	108
Figura 5.1	– Protótipo do conversor Cúk implementado.	112
Figura 5.2	– Bancada de testes para operação em malha aberta.	112
Figura 5.3	– Circuito do conversor Cúk para operação em malha aberta.	113
Figura 5.4	– Tensão sobre o interruptor após a aplicação do circuito <i>snubber</i> . Escalas - tempo: 5 μ s/div; tensão 20V/div; corrente: 5A/div. Resultado de simulação (a) e resultado experimental (b).	114
Figura 5.5	– Ondulação de corrente nos indutores L1 e L2. Escalas - tempo: 5 μ s/div; corrente: 500mA/div. Resultado de simulação (a) e resultado experimental considerando apenas a parte alternada (b).	114
Figura 5.6	– Ondulação de tensão sobre o capacitor C1. Escalas - tempo: 5 μ s/div; tensão: 5V/div. Resultado de simulação (a) e resultado experimental considerando apenas a parte alternada (b).	115
Figura 5.7	– Tensão sobre o diodo. Escalas - tempo: 5 μ s/div; tensão: 10V/div. Resultado de simulação (a) e resultado experimental (b).	115
Figura 5.8	– Tensão sobre o capacitor C2. Escalas - tempo: 5 μ s/div; tensão: 5V/div. Resultado de simulação (a) e resultado experimental considerando apenas a parte alternada (b).	116
Figura 5.9	– Rendimento para $I_o = 1,1A$. Escalas - tempo: 20 μ s/div; tensão: 2,5V/div; corrente: 2,5A/div para o resultado de simulação (a). Escalas - tempo: 20 μ s/div; tensão: 5V/div e 10V/div; corrente: 2A/div e 500mA/div para o resultado experimental (b).	117
Figura 5.10	– Resultado experimental do rendimento para $I_o = 2A$. Escalas - tempo: 20 μ s/div; tensão: 20V/div; corrente: 1A/div e 500mA/div.	117

Figura 5.11	– Resultado experimental do rendimento para $I_o = 3A$. Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $10V/div$; corrente: $2A/div$	117
Figura 5.12	– Resultado experimental do rendimento para $I_o = 4A$. Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $5V/div$ e $10V/div$; corrente: $2A/div$. . .	118
Figura 5.13	– Resultado experimental do rendimento para $I_o = 5A$. Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $20V/div$ e $10V/div$; corrente: $1A/div$ e $2A/div$	118
Figura 5.14	– Rendimento para $I_o = 6.8A$. Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $2V/div$; corrente: $2A/div$ para o resultado de simulação (a). Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $20V/div$ e $10V/div$; corrente: $2A/div$ para o resultado experimental (b).	118
Figura 5.15	– Rendimento do conversor Cúk.	119
Figura 5.16	– Distribuição das perdas nos componentes.	120
Figura 5.17	– Circuito de simulação para o sistema completo.	122
Figura 5.18	– Ferramenta de modelagem de módulo fotovoltaico no <i>software</i> PSIM.	124
Figura 5.19	– Modelo computacional desenvolvido no <i>software</i> PSIM para validação das curvas de MPPT. Temperatura constante em $25^\circ C$ e radiação variando (a) e radiação constante em $1000W/m^2$ e temperatura variando (b).	125
Figura 5.20	– Curvas $V \times I$ (a) e $V \times P$ (b) obtidas mediante simulação computacional para do módulo YL150P-17b sob diferentes valores de radiação e temperatura constante;	126
Figura 5.21	– Curvas $V \times I$ (a) e $V \times P$ (b) obtidas mediante simulação computacional para do módulo YL150P-17b sob diferentes valores de temperatura e radiação constante;	127
Figura 5.22	– Ambiente de modelagem do emulador solar <i>Magna Power</i>	128
Figura 5.23	– Curvas características $V \times I$ sob temperatura constante ($T = 25^\circ C$) e diferentes valores de radiação solar (S).	129
Figura 5.24	– Curvas características $I \times P$ (a) e $V \times P$ (b) sob temperatura constante ($T = 25^\circ C$) e diferentes valores de radiação solar (S).	129
Figura 5.25	– Curvas características $V \times I$ sob diferentes valores de temperatura (T) e radiação solar constante ($S = 400W/m^2$).	129
Figura 5.26	– Curvas características $I \times P$ (a) e $V \times P$ (b) sob diferentes valores de temperatura (T) e radiação solar constante ($S = 400W/m^2$).	130
Figura 5.27	– Regressão linear para diferentes pontos de tensão.	131
Figura 5.28	– Detalhe do momento de abertura do circuito	132
Figura 5.29	– Bateria desenvolvida para os ensaios experimentais e o dispositivo de monitoramento de carga.	133

Figura 5.30	–	Coversor Cúk operando como carregador de bateria.	134
Figura 5.31	–	Resultado da simulação do controle de carga da bateria a partir do algoritmo implementado.	135
Figura 5.32	–	Resultado da simulação do controle de descarregamento da bateria a partir do algoritmo implementado.	136
Figura 5.33	–	Placa do circuito BMS escolhido para o controle de carga da bateria.	137
Figura 5.34	–	Rastreamento do ponto de máxima potência para $V_{in} = 10V$. . .	138
Figura 5.35	–	Rastreamento do ponto de máxima potência para $V_{in} = 12V$. . .	138
Figura 5.36	–	Rastreamento do ponto de máxima potência para $V_{in} = 13,2V$. .	138
Figura 5.37	–	Rastreamento do ponto de máxima potência para $V_{in} = 18,5V$. .	138
Figura 5.38	–	Bancada de testes para operação em malha fechada utilizando o emulador fotovoltaico.	139
Figura 5.39	–	Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante no momento da abertura do circuito.	140
Figura 5.40	–	Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante após o cálculo da razão cíclica.	141
Figura 5.41	–	Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante no momento da abertura do circuito.	142
Figura 5.42	–	Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante após o cálculo da razão cíclica.	143
Figura 5.43	–	Carregamento da bateria sob potência nominal.	143

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Especificações elétricas do módulo YL150P-17b no STC.	52
Tabela 2.2 – Comparação entre os métodos de rastreamento de MPPT.	58
Tabela 4.1 – Especificações de projeto do conversor Cúk.	73
Tabela 4.2 – Parâmetros construtivos do indutor de entrada.	76
Tabela 4.3 – Especificações técnicas do núcleo NEE 42/21/15 da Thornton. . .	76
Tabela 4.4 – Especificações técnicas do condutor AWG21.	77
Tabela 4.5 – Especificações técnicas do MOSFET IRF-540N.	83
Tabela 4.6 – Especificações técnicas do diodo MUR1510.	85
Tabela 4.7 – Especificações térmicas dos semicondutores.	86
Tabela 4.8 – Especificações técnicas do sensor Hall LV 25-P	97
Tabela 4.9 – Especificações dos parâmetros para o cálculo do circuito <i>snubber</i> . .	103
Tabela 4.10 – Especificações técnicas do Arduino Nano V3.0.	104
Tabela 4.11 – Opções de frequências dos registradores do Atmega 328P.	105
Tabela 5.1 – Quantização das perdas nos componentes do conversor.	120
Tabela 5.2 – Relação dos componentes empregados na implementação do protótipo	123

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua	36
CA	Corrente Alternada	36
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>	36
MPPT-temp	<i>Maximum Power Point Tracking - temperature</i>	37
MPPT-temp V_{oc}	<i>Maximum Power Point Tracking - temperature V_{oc}</i>	37
FV	Fotovoltaico	37
c-Si	<i>Crystalline Silicon</i>	42
GaSb	<i>Gallium Antimonide</i>	42
OSC	<i>Organic Solar Cells</i>	42
NiCd	Níquel-Cádmio	49
Pb-acid	Chumbo-ácido	49
NiMH	Níquel Hidreto Metálico	49
Li-ion	Íon-Lítio	49
STC	<i>Standard Test Conditions</i>	50
OMM	Organização Meteorológica Mundial	51
AM	<i>Air Mass Coefficient</i>	51
P&O	Perturba e Observa	56
CI	Condutância Incremental	56
MCC	Modo de Condução Contínua	64
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>	83
A/D	Analógica/Digital	97
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>	104
GND	<i>Graduated Neutral Density Filter</i>	105
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>	107
BMS	<i>Battery Management System</i>	137

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{p-n}	Diferença de potencial nas camadas $p-n$	43
V_{cel}	Tensão na célula fotovoltaica	43
I_{cel}	Corrente na célula fotovoltaica	43
E_{foton}	Energia gerada pelos fótons	44
P	Potência	44
V	Tensão	44
I	Corrente	44
I_{p-n}	Corrente proveniente dos fótons	46
D_{cel}	Diodo da célula fotovoltaica	46
I_{Dcel}	Corrente que circula pelo diodo da célula fotovoltaica	46
V_{Dcel}	Tensão que circula pelo diodo da célula fotovoltaica	46
$R_{S_{cel}}$	Resistência em série da célula	46
$R_{P_{cel}}$	Resistência em paralelo da célula	46
S	Radiação solar	51
S^{STC}	Radiação solar no STC	51
AM	Coeficiente de massa de ar	51
L	Distância medida em relação ao ângulo zenital	51
L_o	Menor distância em relação ao ângulo zenital	51
AM^{STC}	Coeficiente de massa de ar no STC	52
θ	Ângulo para o coeficiente de massa de ar em relação a linha de zênite	52
T^{STC}	Temperatura	52
P_{mp}^{STC}	Potência máxima no STC	52
V_{mp}^{STC}	Tensão de máxima potência no STC	52
I_{mp}^{STC}	Corrente de máxima potência no STC	52
V_{ca}^{STC}	Tensão de circuito aberto no STC	52
I_{cc}^{STC}	Corrente de curto-circuito no STC	52
$u_{I_{cc}}^{STC}$	Coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito	52
$u_{V_{ca}}^{STC}$	Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto	52
$u_{V_{mp}}^{STC}$	Coeficiente de temperatura para potência máxima	52
P_{mod}	Potência gerada pelo módulo fotovoltaico	53
A_{mod}	Área do módulo fotovoltaico	53
n_{mod}	Eficiência do módulo fotovoltaico	53
T	Temperatura na superfície do módulo fotovoltaico	57
$V_{mp}(T)$	Tensão de máxima potência em função da temperatura	57
$V_{ca}(T)$	Tensão de circuito aberto em função da temperatura	57
I_{in}	Corrente de entrada	64

I_o	Corrente de saída	64
V_{in}	Tensão de entrada	64
$L1$	Indutor L1	64
$L2$	Indutor L2	64
C_1	Capacitor C1	64
C_2	Capacitor C2	64
$V_{bat_{nom}}$	Tensão nominal na bateria	67
$V_{bat_{max}}$	Tensão máxima na bateria	67
$V_{bat_{min}}$	Tensão mínima na bateria	67
V_o	Tensão de saída	67
V_{bat}	Tensão na bateria	67
V_{pv}	Tensão de saída do painel fotovoltaico	67
$V_{pv_{max}}$	Tensão máxima do painel fotovoltaico	67
$V_{pv_{min}}$	Tensão mínima do painel fotovoltaico	67
V_{mp}	Tensão de máxima potência	67
D_{min}	Razão cíclica mínima	67
D_{max}	Razão cíclica máxima	68
D	Razão cíclica média	68
G_{max}	Ganho estático máximo	68
G_{min}	Ganho estático mínimo	68
$I_{L1_{min}}$	Corrente mínima no indutor L1	68
$I_{L1_{max}}$	Corrente máxima no indutor L1	68
ΔI_{L1}	Ondulação na corrente do indutor L1	68
t_a	Tempo de condução do diodo D	68
t_c	Tempo de condução da chave S	68
T	Período	68
f_s	Frequência de chaveamento	68
V_{C1}	Tensão média no capacitor C1	69
ΔI_o	Ondulação na corrente de saída	69
ΔI_{L2}	Ondulação na corrente do indutor L2	69
ΔV_{C1}	Ondulação de tensão no capacitor C1	70
ΔV_o	Ondulação de tensão de saída	71
ΔV_{C2}	Ondulação de tensão no capacitor C2	71
P_o	Potência nominal de saída	73
$\Delta V_{C1\%}$	Ondulação máxima na tensão do capacitor C1	73
$\Delta V_{o\%}$	Ondulação máxima na tensão de saída	73
$\Delta I_{in\%}$	Ondulação máxima na corrente de entrada	73
$\Delta I_{o\%}$	Ondulação máxima na corrente de saída	73
J_{max}	Densidade máxima de corrente no indutor	76

B_{max}	Densidade máxima de fluxo magnético	76
K_w	Fator de utilização da área de enrolamento	76
A_e	Área da seção transversal do núcleo	76
A_w	Área da janela do carretel	76
l_{me}	Comprimento médio de uma espira	76
V_{nucleo}	Volume do núcleo	76
N	Número de espiras	77
S_{fio}	Área da seção de cobre	77
d_{maxfio}	Diâmetro máximo da seção do fio	77
S_{cu}	Seção do condutor sem isolamento	77
$S_{cu_{iso}}$	Seção do condutor com isolamento	77
ρ_{cu20}	Resistência do cobre por cm a 20°C	77
n_{cond}	Número de condutores em paralelo	77
A_{wmin}	Área ocupada pelos condutores	78
F_o	Fator de ocupação	78
δ	Entreferro	78
l_g	Distribuição do entreferro em cada perna do núcleo	78
$l_{chicote}$	Comprimento dos chicotes	78
C_{medesp}	Comprimento médio da espira	78
R_{cc}	Resistência dos condutores	78
P_{cobre}	Perdas no cobre	78
ΔB	Variação da densidade do fluxo	79
P_{nucleo}	Perdas no núcleo	79
P_{L1}	Perdas totais no indutor L1	79
R_{th}	Resistência térmica no indutor	79
ΔT	Elevação de temperatura no indutor	79
V_{Srms}	Tensão eficaz no interruptor	82
V_{Smax}	Tensão máxima no interruptor	82
I_{Smed}	Corrente média no interruptor	82
I_{Srms}	Corrente eficaz no interruptor	82
I_{Smax}	Corrente máxima no interruptor	82
I_{Son}	Corrente em condução do interruptor	83
I_{Soff}	Corrente em bloqueio do interruptor	83
V_{DSS}	Tensão máxima dreno-fonte	83
I_D	Corrente máxima de dreno	83
R_{DSS}	Resistência dreno-fonte	83
t_r	Tempo de subida na comutação	83
t_f	Tempo de descida na comutação	83
t_{Son}	Tempo de <i>delay</i> na subida	83

t_{Soff}	Tempo de <i>delay</i> na descida	83
E_{Son}	Energia dissipada no início da condução do interruptor	84
E_{Soff}	Energia dissipada no bloqueio do interruptor	84
P_{Scom}	Perdas por comutação no interruptor	84
P_{Scond}	Perdas por condução no interruptor	84
P_{Stotal}	Perdas totais no interruptor	84
I_{Dmed}	Corrente média no diodo	84
I_{Drms}	Corrente eficaz no diodo	85
I_{Dmax}	Corrente máxima no diodo	85
V_{Dmax}	Tensão máxima reversa no diodo	85
V_{RRM}	Tensão reversa repetitiva máxima	85
I_F	Corrente média retificada	85
I_{FRM}	Corrente repetitiva máxima	85
V_F	Queda de tensão direta	85
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa máxima	85
P_{Dcond}	Perdas por condução no diodo	86
P_{Dtotal}	Perdas totais no diodo	86
R_{Sda}	Resistência térmica do dissipador para o interruptor	87
R_{Dda}	Resistência térmica do dissipador para o diodo	87
P_{total}	Perda total no conversor	87
P_{in}	Potência na entrada do conversor	87
η	Rendimento do conversor	87
I_{NP}	Corrente nominal primária	97
I_{Ns}	Corrente nominal secundária	97
V_{NP}	Tensão de entrada do sensor	97
V_{cc}	Tensão de alimentação	97
K_N	Taxa de conversão	97
R_{Mmin}	Resistência de saída mínima	97
R_{Mmax}	Resistência de saída máxima	97
R_p	Resistência no primário	97
R_M	Resistência na saída	97
V_{analog}	Tensão na entrada analógica	98
K_s	Ganho do sensor	98
R_{DR1}	Resistência 1 do divisor resistivo	98
R_{DR2}	Resistência 2 do divisor resistivo	98
V_{Abat}	Tensão na entrada A/C fornecida pela bateria	98
R_{rele}	Resistor do relé	102
TR_{rele}	Transistor do relé	102
D_{rele}	Diodo do relé	102

V_{SNmax}	Tensão máxima sobre o interruptor	103
C_{SN}	Capacitor do circuito <i>snubber</i>	103
R_{SN}	Resistor do circuito <i>snubber</i>	103

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	35
1.1	IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA	36
1.2	JUSTIFICATIVA	36
1.3	OBJETIVOS DO TRABALHO	37
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	38
2	TECNOLOGIA FOTOVOLTAICA	41
2.1	INTRODUÇÃO	41
2.2	EVOLUÇÃO DA TECNOLOGIA FOTOVOLTAICA	41
2.3	PRINCIPAIS ELEMENTOS DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	42
2.3.1	Módulo fotovoltaico	42
2.3.2	Conversores estáticos	46
2.3.2.1	Conversores CC-CC	47
2.3.2.2	Inversores	48
2.3.3	Bateria	48
2.4	RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	50
2.4.1	Condições padrão de teste	50
2.4.1.1	Radiação solar	51
2.4.1.2	Massa de ar	51
2.4.1.3	Temperatura	52
2.4.1.4	Especificação do módulo	52
2.4.2	Execução do rastreamento do ponto de máxima potência	53
2.4.2.1	Técnicas de execução do rastreamento do ponto de máxima potência	53
2.4.2.2	Método: MPPT-temp	57
2.4.2.3	Comparativo entre as técnicas de MPPT	58
2.4.2.4	Método: MPPT-temp V_{oc}	58
2.5	FLUXOGRAMA DA TÉCNICA DE MPPT UTILIZADA	60
2.6	CONCLUSÃO	61
3	CONVERSOR CÚK APLICADO AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA E PROCESSAMENTO DE ENERGIA	63
3.1	INTRODUÇÃO	63
3.2	CONVERSOR CC-CC ELEVADOR/ABAIXADOR COM ENTRADA E SAÍDA EM CORRENTE (CONVERSOR CÚK)	63
3.2.1	Etapas de operação	64
3.2.1.1	Primeira etapa de operação	64
3.2.1.2	Segunda etapa de operação	65
3.2.1.3	Principais formas de onda	66
3.2.2	Equacionamento aplicado no dimensionamento do conversor Cúk	67

3.3	CONCLUSÃO	71
4	PROJETO DE POTÊNCIA	73
4.1	INTRODUÇÃO	73
4.2	CÁLCULOS PRELIMINARES	73
4.3	INDUTORES	75
4.3.1	Indutor de entrada	75
4.3.2	Indutor de saída	79
4.4	CAPACITORES	81
4.4.1	Capacitor de entrada	81
4.4.2	Capacitor de Saída	81
4.5	SEMICONDUCTORES	82
4.5.1	Interruptor	82
4.5.2	Diodo	84
4.5.3	Dissipador	86
4.6	SIMULAÇÃO NUMÉRICA IDEAL	88
4.7	SIMULAÇÃO NUMÉRICA NÃO IDEAL	91
4.8	CIRCUITOS AUXILIARES	95
4.8.1	Sensores	96
4.8.2	Circuito de comando	99
4.8.3	Relé de conexão e desconexão da bateria	102
4.8.4	Circuito <i>snubber</i> aplicado ao interruptor	103
4.9	MICROCONTROLADOR	104
4.10	BATERIA	106
4.11	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO - PCB	107
4.12	CONCLUSÃO	108
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	111
5.1	INTRODUÇÃO	111
5.2	OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA	111
5.2.1	Conversor Cúk	113
5.2.2	Rendimento do conversor	116
5.3	OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA	121
5.3.1	Simulação e construção do sistema completo	121
5.3.2	Modelo de simulação e experimental do módulo fotovoltaico	123
5.3.3	Ajuste da leitura do sensor LV-25	130
5.3.4	Verificação da abertura do circuito para leitura de V_{ca}	132
5.3.5	Conversor Cúk operando como carregador de bateria	133
5.3.6	Rastreamento do ponto de máxima potência com fonte comum	137
5.3.7	Rastreamento do ponto de máxima potência com fonte emuladora de módulo fotovoltaico	139

5.4	CONCLUSÃO	144
6	CONCLUSÃO GERAL	145
	REFERÊNCIAS	149
	APÊNDICE A – PROJETO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR CÚK	155
	APÊNDICE B – RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS COM O EMULADOR FOTOVOLTAICO SOB DIFERENTES CONDIÇÕES DE RADIAÇÃO SOLAR E TEMPERATURA . .	169

1 INTRODUÇÃO

Durante as últimas décadas a energia fotovoltaica vem se estabelecendo como uma fonte viável de geração de energia elétrica. O interesse de grandes nações no uso dessa tecnologia impulsionou as pesquisas e publicações de trabalhos científicos no setor, tornando constante o desenvolvimento de novos materiais e técnicas de aperfeiçoamento do sistema.

O crescimento da tecnologia fotovoltaica pode ser atribuído a três diretrizes distintas. Primeiramente, evidencia-se o desenvolvimento dos materiais utilizados na fabricação dos módulos fotovoltaicos. O potencial de eficiência da célula fotovoltaica é um dos fatores primordiais que determinam a viabilidade de um sistema. A primeira célula fotovoltaica surgiu com um potencial de conversão de apenas 6%. Atualmente, a célula mais utilizada é fabricada a partir do Silício e possui um taxa de eficiência da ordem dos 20%, com um custo significativamente menor. Entretanto, diversos materiais com diferentes taxas de conversão e custos estão disponíveis no mercado e muitos ainda estão sendo desenvolvidos, possibilitando uma maior flexibilidade ao consumidor e consequentemente ampliando o uso da tecnologia.

O segundo aspecto responsável por impulsionar a difusão da tecnologia é o apelo mundial pela sustentabilidade. Acordos e tratados como o Protocolo de Kyoto e Agenda 2030, além de legislações criadas por diversos países no intuito de reduzir o uso de fontes de energia não renováveis, tiveram grande influência na busca por novas fontes de energia limpa e renovável. Deste modo vários países, com destaque aos europeus, criaram programas de incentivo que subsidiaram o custo da implementação de sistemas fotovoltaicos, expandindo exponencialmente o uso dos mesmos.

De fato, ainda que as pesquisas e fabricação dos materiais empregados nas células fotovoltaicas estejam em constante desenvolvimento e haja uma significativa tendência de aumento dos incentivos governamentais, o uso da tecnologia fotovoltaica somente alcançou os níveis atuais de geração a partir do avanço paralelo da eletrônica de potência, responsável pelo processamento da energia gerada pelos módulos.

As principais aplicações da eletrônica de potência estão atreladas ao condicionamento do sinal de tensão e corrente oriundos de uma fonte de energia a fim de adequá-los para os níveis de alimentação e natureza da carga que os recebe. Na tecnologia fotovoltaica evidenciam-se duas aplicações mais utilizadas: a primeira refere-se ao condicionamento da energia gerada pelo painel fotovoltaico à rede de energia, conhecido com sistemas *on-grid*. Neste caso, emprega-se um inversor, que possui característica CC-CA, pois recebe um sinal em corrente contínua do módulo fotovoltaico e converte para a corrente alternada, característica padrão nas redes das concessionárias de energia. A segunda aplicação é quando o sistema faz o uso de uma carga específica, como um banco de baterias, conhecido como sistema isolado *off-grid*.

Neste caso aplica-se um conversor CC-CC, pois ambos os equipamentos operam por meio de corrente contínua.

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Independente da aplicação fotovoltaica escolhida, será sempre necessário realizar o rastreamento do ponto de máxima potência. Sabe-se que os sinais de saída do módulo fotovoltaico são não lineares e possuem um ponto de máxima potência não localizado. Logo, o sistema requer o emprego de uma técnica de rastreamento do ponto de máxima potência - MPPT, com intuito de o conversor operar sempre na região de máxima potência e conseqüentemente obter a máxima eficiência do gerador fotovoltaico. Contudo, as técnicas usualmente empregadas encontram um dilema atrelado a alta precisão e custo elevado ou baixa precisão e custo menor. Diante disso, a aplicação de uma técnica que apresente uma alta taxa de precisão e baixo custo de implementação proporcionaria a concepção de um sistema ainda mais atrativo e com maior potencial de expansão.

No que se refere às aplicações voltadas aos sistemas isolados, especificamente conectados à um banco de baterias, uma das características comuns desses sistemas é o curto prazo de vida útil da bateria, tornando o sistema mais oneroso e menos atrativo em muitas situações. Este processo de deterioração ocorre em virtude do condicionamento inadequado do sinal em relação aos limites estabelecidos nas especificações de alimentação da bateria. Destarte, é necessário o emprego de um conversor que garanta a qualidade no processamento de carga da bateria, tendo em vista que quanto menores forem as interferências - ondulação e picos no sinal - maior a longevidade do equipamento. Além disso, ressalta-se a importância da característica da bateria escolhida diante da gama de opções presentes no mercado. Por conseguinte, o aprimoramento do controle e dos métodos de processamento do sinal, assim como a escolha de um banco de baterias adequado, acarretaria em significativa vantagem ao sistema.

1.2 JUSTIFICATIVA

A motivação do presente trabalho é desenvolver um conversor CC-CC com a finalidade de aprimorar os problemas identificados anteriormente. Assim sendo, a primeira função do conversor é operar como rastreador do ponto de máxima potência. Com este intuito, será empregada a técnica MPPT-temp V_{oc} , cuja estratégia de controle está diretamente relacionada ao método MPPT-temp (COELHO; CONGER; MARTINS, 2010) (SOLANO, 2015). A vantagem da técnica escolhida refere-se a possibilidade de manter a precisão e qualidade de rastreamento do sinal do método de referência a partir do desenvolvimento de um algoritmo de controle mais simplificado e sem

a necessidade do sensor de temperatura, acarretando na redução do custo do equipamento.

A outra função do conversor é operar como um carregador de bateria, haja vista que o mesmo será alimentado a partir de um módulo fotovoltaico e condicionará o sinal à um banco de baterias. Deste modo, será implementado um circuito de controle capaz de monitorar a tensão fornecida pelo módulo fotovoltaico e a tensão do banco de baterias e realizar a regulagem desses parâmetros a fim de atender às especificações de alimentação do banco de baterias.

Por fim, se tratando de um conversor estático, é fundamental a escolha de uma topologia adequada para o processamento do sinal, pois isto acarreta na utilização de menos componentes e maior eficiência na operação do equipamento. Deste modo, pretende-se atingir os principais objetivos do trabalho, constituídos da seguinte forma: concepção de um produto de baixo custo; utilização de um controle simplificado; garantia de precisão no rastreamento. Assim sendo, optou-se por utilizar a topologia Cúk. A opção por esta topologia foi motivada pelo emprego de fonte de corrente tanto na entrada como na saída do conversor. Logo, tendo em vista que a fonte de alimentação do sistema é um painel fotovoltaico e a saída é um banco de baterias, ambos com característica de fonte de corrente, a opção pelo conversor Cúk torna-se adequada para a aplicação.

1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

Este trabalho tem como objetivo geral desenvolver o estudo e implementação de um conversor Cúk aplicado no rastreamento do ponto de máxima potência operando como carregador de bateria, cuja topologia é apresentada na Figura 1.1. Observa-se que o conversor Cúk será alimentado a partir de um módulo FV e na saída terá conectado um banco de baterias. A estratégia de controle de MPPT será realizada a partir das leituras da tensão na entrada e saída do conversor. Além disso, será implementado o controle de carga e descarga da bateria.

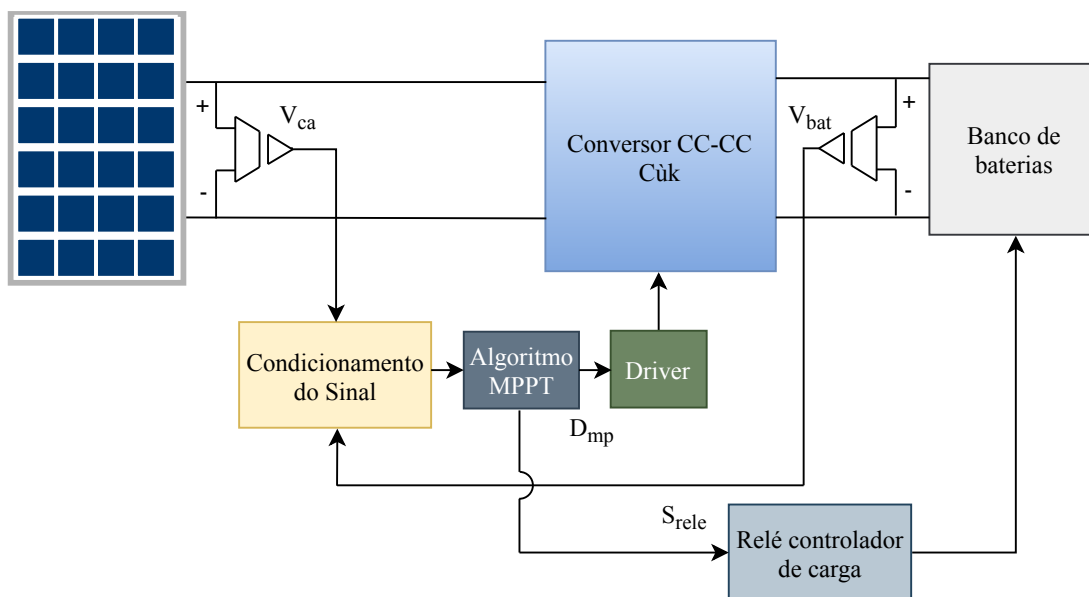
Os objetivos específicos foram estabelecidos conforme os seguintes tópicos:

- Conceituar os principais elementos envolvidos na aplicação da tecnologia fotovoltaica e fundamentar teoricamente as principais variáveis envolvidas no processo de conversão;
- Realizar o estudo teórico da topologia do conversor Cuk, apresentando de forma linearizada as etapas de operação e as adaptações necessárias no modelo matemático para a aplicação do presente trabalho;
- Apresentar as principais técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência recorrentes na literatura e as que estão em desenvolvimento. A partir de uma

análise detalhada, definir o método mais adequado ao projeto e adaptá-lo a fim de obter os resultados desejados;

- Fundamentar a estratégia de controle desenvolvida para a concepção do algoritmo;
- Analisar as principais tecnologias de baterias existentes e definir a mais adequada ao trabalho. Projetar e construir o banco de baterias;
- Realizar o projeto de potência do conversor Cúk e desenvolver um modelo de simulação computacional que permita verificar os valores projetados;
- Construir um protótipo do conversor, considerando o requisito de obter um equipamento de baixo custo;
- Validar o projeto através da comparação dos resultados das simulações computacionais com os resultados experimentais obtidos por meio do protótipo;

Figura 1.1 – Estrutura do conversor a ser desenvolvida.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O desenvolvimento deste trabalho, que contempla todos os conceitos necessários para a implementação prática de um conversor Cúk aplicado no rastreamento do ponto de máxima potência e operando como carregador de bateria, está dividido em 6 capítulos.

No capítulo 2 é realizada uma contextualização da tecnologia fotovoltaica, abordando o processo de evolução e conceituando as principais características referentes às células fotovoltaicas e os elementos que compõem o sistema fotovoltaico. Além disso, são apresentados os principais conceitos atribuídos à técnica de rastreamento do ponto máxima de potência em sistemas fotovoltaicos e realiza-se um estudo comparativo entre as técnicas recorrentes na literatura e as que estão em desenvolvimento. Ao final, define-se a técnica mais adequada para fundamentar o método aplicado neste trabalho e implementa-se a estratégia de controle.

No capítulo 3 é apresentada a fundamentação teórica do conversor Cúk considerando as etapas de operação e a modelagem matemática do mesmo. Realiza-se a adequação matemática do conversor para operar como carregador de bateria.

O capítulo 4 apresenta o projeto de potência do conversor Cúk, contendo todos os elementos necessários para implementação prática do mesmo. Além disso, desenvolve-se o modelo computacional do conversor a fim de validar os dados de projeto.

No capítulo 5 são apresentados e comparados os resultados obtidos via simulação e os resultados experimentais.

O capítulo 6 apresenta as considerações finais em relação aos objetivos alcançados com o desenvolvimento do trabalho e sugestões para trabalhos futuros no intuito de aperfeiçoar o equipamento desenvolvido.

2 TECNOLOGIA FOTOVOLTAICA

2.1 INTRODUÇÃO

O uso da tecnologia fotovoltaica, em âmbito mundial, tem se expandido desde a década de 70. Ademais, avanços atrelados ao desenvolvimento de novos materiais aplicados às células fotovoltaicas, a redução no custo do equipamento, as normas regulamentadoras que entraram em vigor e o aprimoramento dos conversores de potência são alguns dos motivos para a viabilidade da tecnologia.

Neste capítulo serão apresentados alguns aspectos e características relevantes da tecnologia fotovoltaica. Inicialmente será apresentada uma breve revisão histórica abordando os principais fatos envolvidos na evolução da tecnologia. Em seguida serão apresentados e conceituados matematicamente os principais elementos que constituem os sistemas fotovoltaicos. Por fim, as técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência serão analisadas e definir-se-á a técnica implementada no presente trabalho.

2.2 EVOLUÇÃO DA TECNOLOGIA FOTOVOLTAICA

A conversão direta de luz solar em energia elétrica é possível devido ao efeito fotovoltaico. Este efeito foi descoberto por Edmond Becquerel que, em 1839, a partir de experimentos expondo um material semicondutor à luz, observou a geração de uma diferença de potencial (BECQUEREL, 1839).

Durante as décadas posteriores à descoberta de Becquerel foram realizados inúmeros experimentos a fim de obter um produto comercial que aproveitasse o efeito fotovoltaico. Contudo, somente em 1954 os químicos Calvin Fuller, Gerald Pearson e Daryl Chapin conseguiram desenvolver a primeira célula fotovoltaica de Silício. A célula fotovoltaica desenvolvida naquela ocasião apresentava eficiência de conversão de aproximadamente 6% (CHAPIN; FULLER; PEARSON, 1954).

A partir da descoberta de Chapin, Fuller e Pearson (1954) até meados dos anos 1960, o foco do desenvolvimento das células fotovoltaicas era voltado exclusivamente a aplicações espaciais. Entretanto, nesta mesma década, surgiram as primeiras aplicações terrestres realizadas pela empresa SOLAREX, que implementou o uso de painéis fotovoltaicos em sistemas de telecomunicações remotos. Contudo, o cenário mudou completamente a partir do ano de 1973, que motivado pela crise do petróleo, atraiu grandes investimentos para programas de pesquisa com o propósito de reduzir o custo dos módulos fotovoltaicos e aumentar a eficiência do sistema, que atingiu pela primeira vez a ordem dos 20% (TREBLE, 1998) (VALLÊRA; BRITO, 2006).

Nas décadas dos anos 80 e 90, surgiu um apelo maior a questão climática e sustentável. Dentre os fatos de maior relevância evidenciam-se a implementação da

primeira usina fotovoltaica de 1MWp, em 1982, na Califórnia, e no ano de 1990, na Alemanha, o lançamento do programa "Telhados solares", que instalou cerca de 2000 sistemas fotovoltaicos nas residências do país (ARNETT et al., 1984) (NARAYANAN, 1991) (KNAUPP, 1996).

Até o presente momento, o uso da tecnologia fotovoltaica tem se expandido de maneira exponencial, atingindo a produção 98GW de energia elétrica a partir da geração fotovoltaica em 2017. China (53GW), Japão (10,6GW) e Índia (9,1GW) são os países que lideram os investimentos em energia solar (IEA, 2018).

O material mais utilizado comercialmente em âmbito mundial é constituído a partir de células de Silício Cristalino (c-Si) . A abundância do material e suas características não tóxicas são as principais razões para o seu domínio comercial. Além disso, o material apresenta uma eficiência da ordem de 20%, considerada satisfatória no que diz respeito ao custo benefício (GLUNZ; PREU; BIRO, 2012). Contudo, o desenvolvimento de novos materiais tem sido exaustivo na busca por maiores níveis de eficiência e menor custo. Estudos recentes apontaram o desenvolvimento de uma célula com potencial de conversão da ordem de 44,5%, a partir do uso de células de multijunção compostas por Antimoneto de Gálio (GaSb) . Em contrapartida, o modelo desenvolvido em laboratório apresenta um elevado custo de fabricação (LUMB et al., 2017). No que se refere ao desenvolvimento visando menores custos de fabricação, as Células Orgânicas (OSC) vêm se destacando no cenário solar. Características como flexibilidade mecânica e o baixo custo de material e produção são algumas das vantagens do material. Contudo, o grau de eficiência atingido ainda é baixo, na ordem dos 10%(DOU et al., 2013) (SINGH et al., 2019).

A partir dos dados apresentados verifica-se que ainda há um grande desafio no que diz respeito ao desenvolvimento de uma célula que atenda aos requisitos de elevada eficiência e baixo custo. Entretanto, uma das soluções para aumentar a eficiência do sistema fotovoltaico é o aprimoramento dos equipamentos complementares ao módulo. Neste âmbito evidenciam-se os conversores estáticos, cuja função é adequar a potência do terminal de saída do módulo fotovoltaico à natureza das cargas alimentadas. Logo, a operação adequada destes componentes tem influência direta na eficiência do sistema fotovoltaico, e aprimorar o funcionamento deste componente é a finalidade desse estudo.

2.3 PRINCIPAIS ELEMENTOS DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

2.3.1 Módulo fotovoltaico

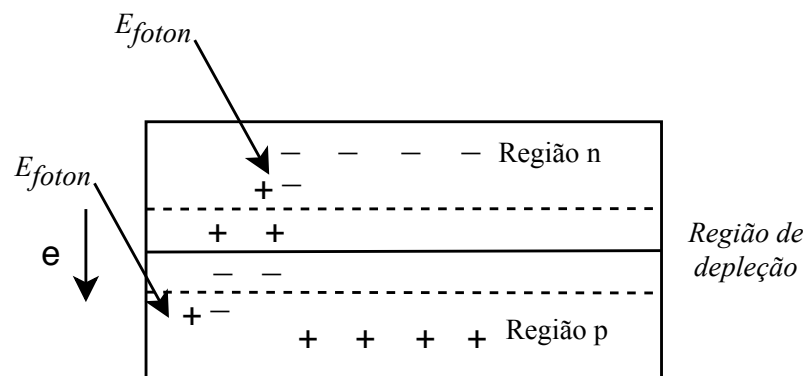
Princípio físico do Efeito Fotovoltaico

As células fotovoltaicas são produzidas a partir de materiais semicondutores,

isto é, materiais com aspectos intermediários entre um condutor e um isolante. O material mais utilizado para a fabricação de células fotovoltaicas é o Silício Cristalino. Ressalta-se que o cristal puro de Silício não possui elétrons livres e portanto não é um bom condutor elétrico. Contudo, ao acrescentar outros elementos na composição é possível obter elétrons livres ou mesmo faltantes, sendo este processo denominado como dopagem, responsável por melhorar a condução elétrica do material (PINHO; GALDINO, 2014).

Sumariamente, o material semicondutor quando acrescido de elementos como Fósforo e Boro passa a obter substratos com falta de elétrons - denominado pela letra “*n*” por ser negativo - ou com excesso de elétrons - denominado pela letra “*p*” por ter carga positiva. A célula, portanto, é constituída por uma camada fina de material *n* e uma camada com maior espessura de substrato *p*. Separadamente, ambas as camadas possuem característica de neutralidade elétrica. Todavia, ao realizar uma junção de ambas as camadas *p-n*, é gerado um campo elétrico a partir da ocupação dos espaços livres - lacunas - da estrutura tipo *p* pelos elétrons negativos tipo *n*, caracterizando a geração de uma diferença de potencial V_{p-n} . Com a incidência de luz sobre a célula fotovoltaica, os fótons chocam-se com os elétrons presentes na estrutura do Silício, fornecendo-lhes energia e transformando-os em condutores, conforme apresentado na Figura 2.1 (MESSENGER; ABTAHI, 2010) (MASTERS, 2013).

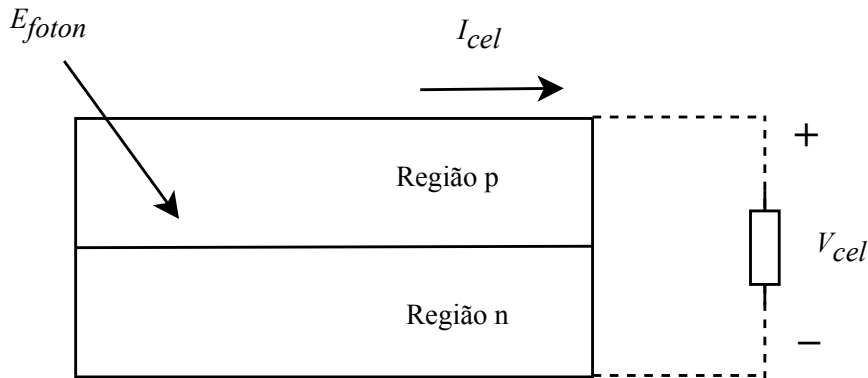
Figura 2.1 – Representação da junção das camadas *p-n* e o efeito físico gerado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Conectando-se um condutor externo aos polos negativo e positivo da célula, é gerado um fluxo de elétrons (corrente elétrica), que será mantido enquanto estiver luz incidindo sobre a célula, segundo apresentado no esquema da Figura 2.2. A este fenômeno físico é dado o nome de Efeito Fotovoltaico (MASTERS, 2013).

Figura 2.2 – Representação física da célula fotovoltaica do ponto de vista elétrico.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

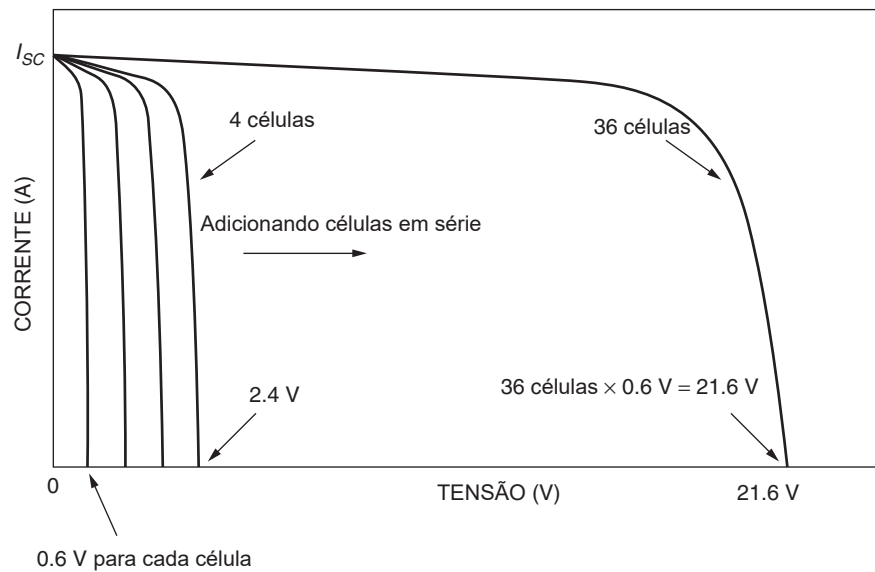
Diferença entre Células, Módulos e Arranjos Fotovoltaicos

As células, módulos e arranjos fotovoltaicos são análogos quanto ao princípio de funcionamento. Entretanto, apresentam características distintas no que se refere aos níveis de tensão, corrente e potência que são gerados.

A célula fotovoltaica é o material semicondutor responsável por realizar a conversão direta da luz solar em energia elétrica. Usualmente uma célula fotovoltaica produz em média 0,6V de tensão para uma potência entre 1W e 3W. Logo, para atingir maiores potências é necessário conectá-las em série ou paralelo. Quando é realizada uma conexão em série das células é obtido como resultado a soma das tensões, assim a tensão de saída gerada é equivalente a quantidade de células conectadas em série, sendo esta conexão conhecida como módulo fotovoltaico. Ao conectar as células em paralelo, é obtida a soma das correntes de cada. Na Figura 2.3 é possível observar graficamente o comportamento isolado das células fotovoltaicas em comparação com a conexão em série de 36 células, quantidade padrão de um módulo fotovoltaico (MASTERS, 2013).

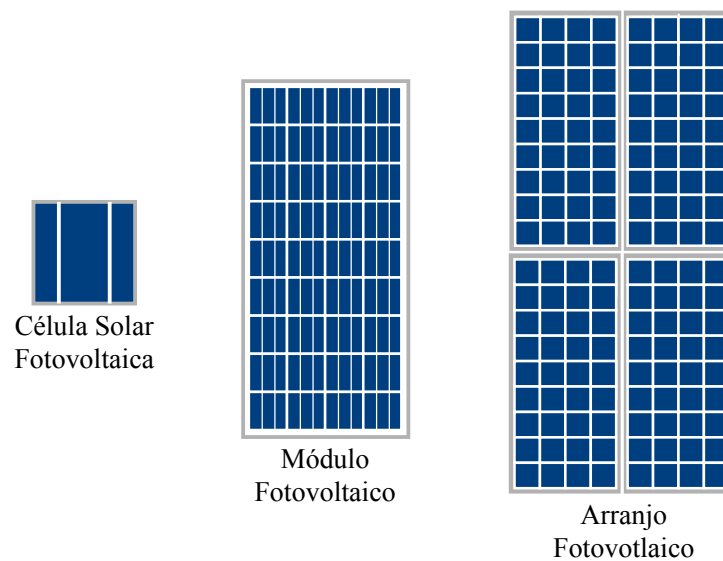
Quando o módulo fotovoltaico é conectado a uma carga, é gerada uma potência $P = V \times I$. Deste modo, quando se deseja aumentar a potência gerada, é realizada uma associação de painéis fotovoltaicos, determinada como arranjo. Em relação aos arranjos fotovoltaicos evidencia-se a disposição à que os mesmos estão conectados. Usualmente as estruturas de conexão são em série, paralelo ou mista. Conforme descrito anteriormente, a conexão em série resulta na soma das tensões mantendo a corrente constante. Na ligação em paralelo é obtida a soma das correntes com a tensão constante. Por fim, na conexão mista são utilizadas tanto as conexões em série quanto em paralelo a fim de obter os valores máximos das somas da corrente e tensão, e conseqüentemente, o maior valor de potência. Na Figura 2.4 são apresentadas de maneira ilustrativa a célula, módulo e arranjo fotovoltaico.

Figura 2.3 – Comparativo entre as tensões e correntes geradas por células fotovoltaicas unitárias e em série.



Fonte: Adaptado de Masters (2013).

Figura 2.4 – Célula, módulo e arranjo fotovoltaico.

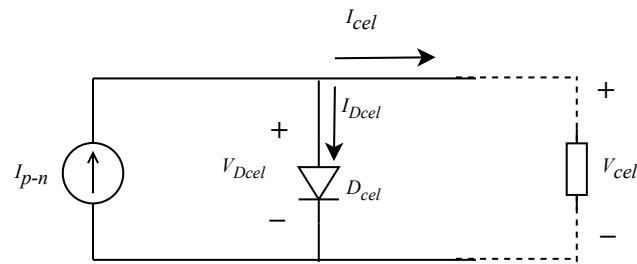


Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Características elétricas do módulo fotovoltaico

A célula fotovoltaica é modelada fisicamente conforme a Figura 2.2. A partir do entendimento relacionado ao efeito físico gerado na célula é possível obter o seu modelo elétrico, apresentado na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Circuito elétrico idealizado da célula fotovoltaica.

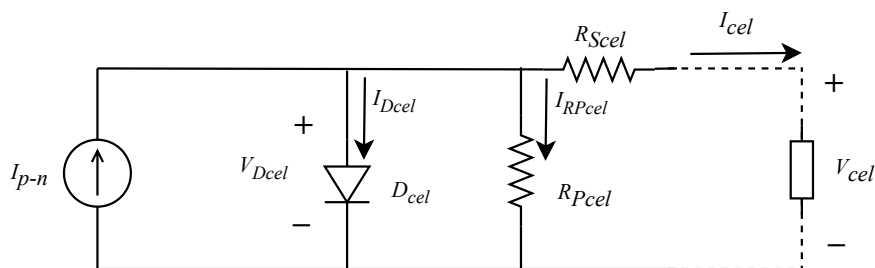


Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

No esquema elétrico exibido, a energia proveniente dos fótons de luz é representada como uma corrente constante, expressa pela variável I_{p-n} . O efeito físico que ocorre na junção $p-n$ é apresentado como um diodo, cuja nomenclatura é D_{cel} . Por esse diodo circulam corrente e tensão, determinadas como $I_{D_{cel}}$ e $V_{D_{cel}}$. Por fim, a corrente e tensão da célula são expressos pelas variáveis I_{cel} e V_{cel} .

É evidente, no entanto, que a célula representada na Figura 2.5 não apresenta todas as variáveis de uma célula fotovoltaica real, visto que para isso é necessário representar as perdas provenientes das quedas de tensão nos contatos metálicos, expresso como uma resistência em série $R_{S_{cel}}$, e as perdas internas ou por correntes de fuga, apresentado como uma resistência em paralelo $R_{P_{cel}}$. Na Figura 2.6 é mostrado o circuito equivalente da célula fotovoltaica real.

Figura 2.6 – Circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica real.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

2.3.2 Conversores estáticos

Os conversores estáticos são equipamentos cuja finalidade é adequar o processamento do sinal gerado pela fonte de alimentação, tornando-o mais estável e com característica apropriada à carga de saída. De maneira resumida, estes conversores são circuitos de eletrônica de potência, compostos por materiais semicondutores que operam em modo de comutação e, a partir do comando de controle, regulam o sinal que circula pelo equipamento.

Sumariamente, no princípio de operação desses conversores, destacam-se as seguintes funcionalidades: realizar condicionamento do sinal a fim de elevar ou abaixar os níveis de tensão ou corrente, no caso dos conversores CC-CC; converter o sinal de corrente contínua em corrente alternada, no caso dos inversores. Além destes, existem os conversores que convertem corrente alternada em corrente contínua, os chamados retificadores, entre outras várias aplicações existentes na eletrônica de potência. No entanto, os conversores empregados na maioria dos sistemas fotovoltaicos são os conversores CC-CC e os inversores. Logo, serão estas as topologias abordadas de maneira aprofundada neste trabalho.

2.3.2.1 Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC são dispositivos eletrônicos cuja função é realizar o controle do fluxo de potência de uma fonte alimentadora à uma fonte de saída. O princípio de operação desses conversores ocorre por meio da comutação de interruptores, sendo controlada a partir de um intervalo determinado de razão cíclica imposta ao sistema. Com isso, é possível realizar o controle dos níveis de tensão e corrente que circulam pelo equipamento.

A disposição estrutural dos componentes dentro do circuito é denominada topologia. Na literatura algumas das topologias tratadas como base são:

- Buck (Abaixador de tensão)
- Boost (Elevador de tensão)
- Buck-Boost (Abaixador-Elevador de tensão)

Além dessas, devido às diferentes necessidades de cada circuito, há uma grande variedade de outras topologias que são abordadas na literatura. A fundamentação dos conceitos envolvidos sobre as diferentes topologias mais empregadas na literatura podem ser encontrados nos estudos de (BARBI; MARTINS, 2000), (MARTINS; BARBI, 2005) e (BARBI, 2007).

No que se refere aos sistemas fotovoltaicos, as principais aplicações de conversores CC-CC são em sistemas autônomos de energia (*off-grid*), visto que fazem o uso de um banco de baterias para armazenamento de energia gerada. Dessa forma, a função do conversor CC-CC no sistema é regular os níveis de tensão e corrente gerados pelo módulo fotovoltaico para o envio ao banco de baterias conectado, funcionando como um controlador de carga de bateria. O condicionamento correto do sinal, em termos de níveis de tensão e corrente, é obtido a partir da definição da topologia mais adequada para o sistema.

Outra aplicação desses conversores é no rastreamento do ponto de máxima potência. O condicionamento adequado do sinal neste caso garante que o sistema

esteja sempre atuando na região de máxima potência, permitindo extrair a maior eficiência do equipamento. As necessidades dessa aplicação estão associadas à rapidez no rastreamento e qualidade de leitura dos níveis de tensão e corrente do sistema. Logo, evidencia-se a importância na escolha da topologia e o controle empregado.

Neste trabalho será desenvolvido um dispositivo cuja função é operar como um carregador de bateria e rastreador do ponto de máxima potência. Deste modo, será empregado um conversor estático CC-CC para a realização destas aplicações. Optou-se pelo uso da topologia Cúk, que possui característica de um conversor Boost-Buck (MARTINS; BARBI, 2005). A fundamentação teórica para escolha dessa topologia será apresentada de maneira aprofundada no capítulo 3.

2.3.2.2 Inversores

Os inversores têm como característica a conversão da energia em tensão ou corrente contínua oriunda de uma fonte de alimentação em tensão ou corrente alternada. De forma análoga aos conversores CC-CC, existem diversas topologias empregadas nestes sistemas. As necessidades principais são converter o sinal gerado de forma que atenda aos níveis de tensão de saída e com o mínimo de interferências geradas pelo processamento do sinal. Distorções harmônicas e picos de tensão ou corrente são alguns dos eventos que afetam a eficiência do inversor, devendo ser minimizadas sempre que possível.

No que tange aos sistemas fotovoltaicos, os inversores são empregados em sistemas conectados à rede de energia elétrica - *on-grid*. Sabe-se que os módulos fotovoltaicos geram energia em corrente contínua e que a rede de energia elétrica das concessionárias opera em corrente alternada. Haja vista, é necessário realizar a conversão da energia gerada para atender aos padrões da rede. Esse tipo de aplicação foi amplamente difundido no Brasil a partir da Regulamentação Normativa 482/2012 da ANEEL (2012), que permitiu a compensação de créditos gerados para unidades microgeradoras e minigeradoras. No entanto, a cobrança de tarifas da concessionária e a dependência da mesma ainda representam barreiras para a expansão da tecnologia em âmbito nacional, gerando uma nova retomada no interesse aos sistemas autônomos.

2.3.3 Bateria

O potencial de geração de energia dos sistemas fotovoltaicos dependem diretamente dos níveis de radiação solar à que estes estão submetidos. Por conseguinte, há uma grande variabilidade no processo de geração de energia tendo em vista as constantes variações climáticas ou mesmo dos ciclos diários e noturnos. Em vista disso, é comum nos sistemas fotovoltaicos não obter uma intersecção da

produção energética com o consumo de energia no mesmo horário, requerendo dessa forma, o emprego de um dispositivo armazenador de energia (BARBOSA et al., 2018).

Dentre os elementos de armazenamento de energia, no caso dos sistemas autônomos e híbridos de energia, destaca-se o uso das baterias (KOLLIMALLA; MISHRA; NARASAMMA, 2014). Estes dispositivos têm natureza eletroquímica, posto que armazenam energia elétrica na forma química. Os tipos básicos de células são: primárias, compostas pelas baterias não-recarregáveis; secundárias, caracterizadas por serem recarregáveis (REDDY, 2011). Além disso existem outros tipos empregados, todavia nos sistemas fotovoltaicos são empregadas as células secundárias, haja vista da necessidade do recarregamento. Dentre as tecnologias atualmente empregadas em sistemas fotovoltaicos destacam-se as baterias de Níquel Hidreto Metálico (NiMH), Níquel-Cádmio (NiCd), Chumbo-ácido (Pb-acid) e Íon-Lítio (Li-ion) (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

A bateria de Chumbo ácido apresenta como vantagem o baixo custo e facilidade de fabricação. Em contrapartida, são várias as desvantagens e limitações da tecnologia. Em termos físicos, observa-se um peso elevado e o emprego de um material prejudicial ao meio ambiente. No que diz respeito ao desempenho, há problemas com a baixa densidade de energia e com a limitação de armazenamento em condição descarregada (BUCHMANN, 2019b).

A célula de NiCd é uma tecnologia amplamente empregada comercialmente. Tem como característica a baixa densidade de energia e alta capacidade de carga. Uma das principais desvantagens desta tecnologia é o efeito memória, que requer o uso até o total descarregamento, resultando em diminuição da vida útil quando não respeitado. Além disso, o material empregado Cádmio é considerado tóxico e não adequado em termos ambientais. Como vantagens, a tecnologia apresenta um rápido carregamento e um alto número ciclos de carga e descarga (HUSSEIN; BATARSEH, 2011) (BUCHMANN, 2019c).

As células de NiMH caracterizam-se por uma alta densidade de energia, um menor efeito memória quando comparadas as baterias de NiCd e fazem o uso de um metal não tóxico. Contudo, o processo de autodescarga é alto e o preço também é maior em relação à tecnologia NiCd (BOICO; LEHMAN; SHUJAE, 2007).

Haja vista das considerações anteriores referente a algumas tecnologias, na construção das células de bateria existem uma grande variedade de materiais empregados, cada qual para as devidas necessidades. No que se refere às aplicações aos sistemas fotovoltaicos, as principais características necessárias para as baterias são: possuir um elevado tempo de vida útil, tendo em vista que estarão submetidas a ciclos constantes de carregamento e descarregamento; tamanho reduzido, pois os sistemas fotovoltaicos não devem ocupar uma grande área; entre outras (KIM; OH; LEE, 2018). Logo, uma opção que atende aos requisitos do sistema fotovoltaico é a

bateria de Íon-Lítio, cuja representação é exibida na Figura 2.7 (GROTHOFF, 2015).

Algumas vantagens da bateria Íon-Lítio estão relacionadas a um menor peso dentre as opções de baterias recarregáveis, visto que os eletrodos são compostos por Lítio e a grande reatividade do material Lítio, possibilitando uma capacidade maior de armazenamento. Outra característica é que não apresenta o efeito memória, que requer o uso até o total descarregamento (JAISWAL, 2017).

Figura 2.7 – Célula da bateria de Íon-Lítio.



Fonte: 18650BatteryStore (2019).

Por fim, os estudos de Jaiswal (2017) e Ayeng'o et al. (2018) realizam uma análise do custo da bateria de Íon-Lítio em aplicações fotovoltaicas *off-grid* considerando o desempenho. Destaca-se nesses estudos, além das vantagens citadas sobre a bateria de Li-ion, que o custo associado desta tecnologia aplicada a um banco de baterias de sistemas fotovoltaicos é menor em comparação à bateria de Chumbo ácido, considerando o tempo de vida útil de aproximadamente 20 anos, característico de um sistema FV. Logo, ainda que a tecnologia Li-ion necessite um investimento inicial mais alto que Pb-Acid, este valor é compensando ao longo dos anos devido ao maior tempo de vida útil, tornando a bateria de Íon-Lítio mais vantajosa para aplicações FV. Deste modo, a bateria de Li-ion supre as principais necessidades do sistema utilizado neste trabalho - baixo custo e eficiência - e por isso será a tecnologia empregada.

2.4 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

2.4.1 Condições padrão de teste

As condições padrão de teste (*Standard Test Conditions* - STC) são fundamentadas nos parâmetros - radiação solar, massa de ar e temperatura - previamente estabelecidos pelos fabricantes, cuja finalidade é padronizar as informações fornecidas nos catálogos.

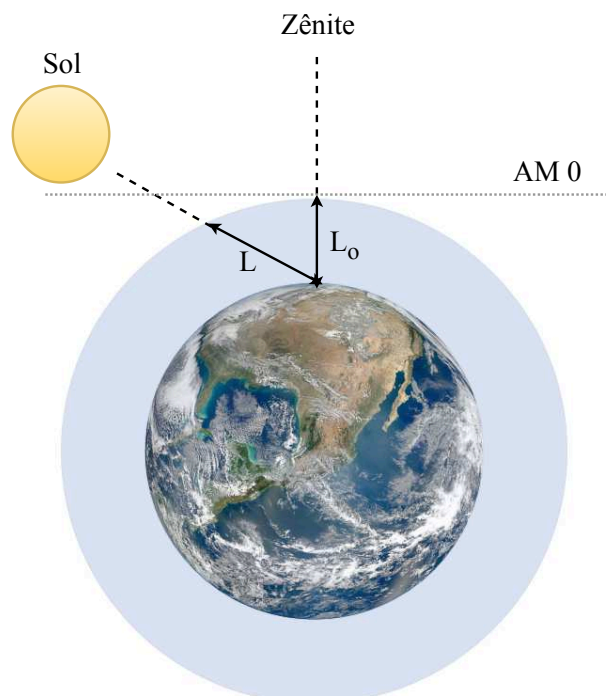
2.4.1.1 Radiação solar

A radiação solar (S) representa o fluxo de energia emitido pelo sol, por meio de ondas eletromagnéticas, incidente sobre determinada área da superfície terrestre. Consoante a Organização Meteorológica Mundial (OMM), o nível de radiação solar a que a atmosfera terrestre está submetida, de modo genérico, é da ordem de 1366 W/m^2 . Entretanto, em razão de fenômenos como absorção e reflexão atmosférica, apenas cerca de 1000 W/m^2 atingem a superfície terrestre. Para a condição padrão de teste, o valor estabelecido como referência é de $S^{STC} = 1000 \text{ W/m}^2$.

2.4.1.2 Massa de ar

O índice de massa de ar (*AirMass* - AM) corresponde ao comprimento da camada atmosférica percorrida pela radiação eletromagnética oriunda do Sol, normalizada em relação ao menor caminho a ser percorrido. A partir da Figura 2.8 é possível observar que a menor distância percorrida pela radiação solar, em relação ao ângulo zenital, equivale a L_o , sendo assim, o coeficiente de massa de ar pode ser apresentado conforme a Equação (2.1) (RIORDAN; HULSTRON, 1990).

Figura 2.8 – Representação da trajetória percorrida pela radiação solar através da atmosfera terrestre a fim de conceituar a massa de ar.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

$$AM = \frac{L}{L_o} \quad (2.1)$$

O valor padronizado para o coeficiente de massa solar, adotado para os sistemas fotovoltaicos, é de $AM^{STC} = 1,5$, acarretando em um ângulo $\theta \approx 48^\circ$ em relação a linha de zênite (RIORDAN; HULSTRON, 1990).

2.4.1.3 Temperatura

A temperatura é uma grandeza relacionada ao nível de agitação das moléculas, e conforme apresentado anteriormente, é uma variável de suma relevância no sistema fotovoltaico, tendo em vista sua relação direta com os níveis de tensão gerados e na eficiência dos módulos (KAPP; KAPP, 2010). Para as condições de teste, foi estabelecido como padrão $T^{STC} = 25^\circ\text{C}$.

2.4.1.4 Especificação do módulo

No sistema proposto, o módulo escolhido YL150P-17b, da fabricante Yingli Solar, fornecerá uma potência máxima de 150 W, operando no ponto de máxima potência e nas condições padrão de teste. Na Tabela 2.1 são apresentadas as especificações para as condições padrão STC contidas no *datasheet* do módulo escolhido.

Tabela 2.1 – Especificações elétricas do módulo YL150P-17b no STC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência máxima	P_{mp}^{STC}	150 W
Tensão de máxima potência	V_{mp}^{STC}	18,5 V
Corrente de máxima potência	I_{mp}^{STC}	8,12 A
Tensão de circuito aberto	V_{ca}^{STC}	22,9 V
Corrente de curto-circuito	I_{cc}^{STC}	8,61 A
Coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito	u_{Icc}^{STC}	0,06 A
Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto	u_{Vca}^{STC}	-0,37 V
Coeficiente de temperatura para potência máxima	u_{Vmp}^{STC}	-0,45 V

Fonte: Adaptado de YINGLI SOLAR (2018).

Evidenciam-se os coeficientes u_{Icc}^{STC} , u_{Vca}^{STC} e u_{Vmp}^{STC} , que representam a influência da temperatura na corrente de curto-circuito, tensão de circuito aberto e de máxima potência, respectivamente. Estes valores influenciam diretamente no rastreamento do ponto de máxima potência, uma vez que serão inseridos nos equacionamentos do método de rastreamento empregado.

Em virtude de o *datasheet* do módulo YL150P-17b não apresentar as curvas características de operação em função da variação de temperatura e radiação será necessário desenvolver uma modelagem computacional e comparar com resultados

experimentais a fim de obter esses dados, cujo desenvolvimento será apresentado no capítulo 5.

2.4.2 Execução do rastreamento do ponto de máxima potência

Os módulos fotovoltaicos, apesar da busca constante no aprimoramento da conversão da luz solar em energia elétrica ainda apresentam um baixo rendimento, da ordem de 15%, considerando os módulos comerciais de menor custo (TEO; LEE; HAWLADER, 2012). O modelo matemático que representa o rendimento do módulo é dado pela razão entre a potência gerada pelo módulo (P_{mod}) e a radiação solar (S) incidente sobre a área (A_{mod}) do módulo solar (KONJARE et al., 2015), da seguinte maneira:

$$n_{mod} = \frac{P_{mod}}{SA_{mod}} \quad (2.2)$$

Para o módulo YL150P-17b, considerando as condições padrão da folha de dados do fabricante, os valores são os seguintes: $S = 1000\text{W/m}^2$; $A_{mod} = 1\text{m}^2$; $P_{mod} = 150\text{W}$. Logo, a eficiência do módulo é determinada conforme a seguinte expressão:

$$n_{mod} = \frac{150}{1000 \cdot 1} = 15\% \quad (2.3)$$

Contudo, o rendimento do módulo, além de depender diretamente da radiação solar, está atrelado a temperatura e massa de ar, conforme apresentado anteriormente. Haja vista, existe um ponto de máxima potência no qual estas variáveis atingem valores ideais para a conversão. Para que o conversor opere na região de máxima potência do módulo FV e não ter a eficiência do sistema ainda mais reduzida, é necessário o emprego de circuitos auxiliares, denominados Rastreadores do Ponto de Máxima Potência (MPPT).

2.4.2.1 Técnicas de execução do rastreamento do ponto de máxima potência

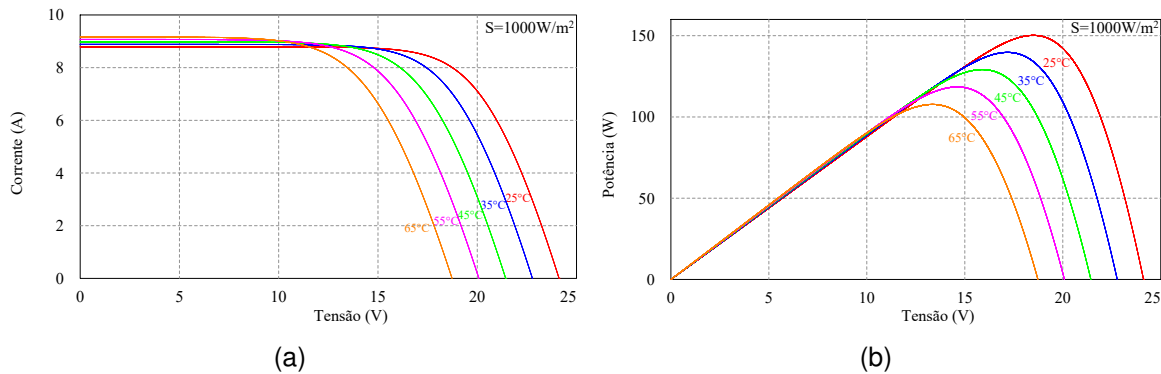
A célula solar apresenta características de saída a partir de curvas tensão e corrente. É constatado que estas curvas não são lineares devido a influência climática que afeta a geração de energia do módulo. Na folha de dados do fabricante usualmente são apresentadas curvas características $V \times I$ ou $V \times P$, que representam o ponto de máxima potência em função das condições climáticas a que o módulo está submetido (FARANDA; LEVA; MAUGERI, 2008).

Para o módulo empregado neste trabalho foram simuladas as curvas presentes nas Figuras 2.9 e 2.10, visto que estes dados gráficos não constavam no *datasheet*. É possível verificar que o ponto de máxima potência é variável e está diretamente relacionado aos parâmetros de temperatura e radiação.

Nota-se, mediante a análise da Figura 2.9, que para determinado nível de radiação constante e variação da temperatura em um intervalo de 25°C a 60°C ,

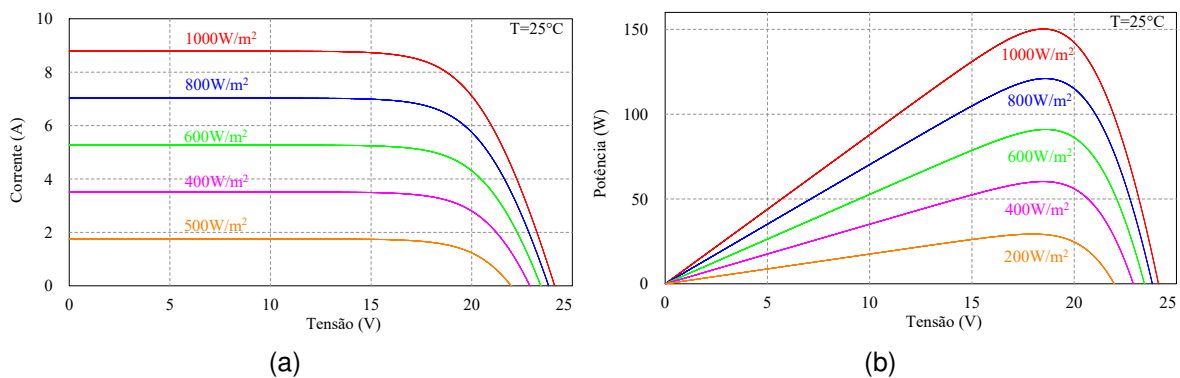
ocorre uma variação muito pequena nos valores de corrente de saída e uma variação significativa no parâmetro de tensão. Por outro lado, na Figura 2.10, a partir de um valor constante de temperatura e variando-se os níveis de radiação, observa-se o contrário, pois neste caso é a corrente que varia consideravelmente e a tensão permanece praticamente constante. Essas conclusões serão relevantes na determinação do método de MPPT adotado para este trabalho.

Figura 2.9 – Curvas $V \times I$ (a) e $V \times P$ (b) obtidas mediante simulação computacional para do módulo YL150P-17b sob diferentes valores de temperatura e radiação constante;



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 2.10 – Curvas $V \times I$ (a) e $V \times P$ (b) obtidas mediante simulação computacional para do módulo YL150P-17b sob diferentes valores de radiação e temperatura constante;



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Conforme as considerações precedentes, o ponto de máxima potência não é um parâmetro fixo e conhecido, visto que varia constantemente com as condições climáticas. Logo, é necessário localizá-lo. Para isto são empregadas algumas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência que, a partir de cálculos e algoritmos, buscam extrair a maior eficiência ao módulo FV (GUPTA; SAXENA, 2016).

A maioria das técnicas de rastreamento abordadas na literatura faz o uso dos sinais de tensão e corrente de saída do módulo para a realização dos cálculos e localização do MPPT. A velocidade e precisão atreladas a leitura desses sinais influencia diretamente na eficiência do circuito. Contudo, uma leitura rápida e precisa do sinal gerado requer o uso de dispositivos - sensores - mais eficientes e conseqüentemente com maior custo (KARAMI; MOUBAYED; OUTBIB, 2017). Sendo assim, o desenvolvimento de técnicas de MPPT consistem em obter um rastreamento preciso e com menor custo de aplicação. Na literatura, os métodos mais empregados são:

- Tensão Constante;
- Perturba e Observa;
- Condutância Incremental;
- Frações da tensão de circuito aberto;
- Baseados em Lógica *Fuzzy*;
- Baseados em Redes Neurais;
- MPPT-Temp;
- MPPT-Temp V_{oc} ;

As técnicas baseadas em lógica *Fuzzy* e em Redes Neurais apresentam boa resposta em relação às diferentes condições atmosféricas. No entanto, a implementação dos algoritmos é complexa e requer considerável conhecimento de controle. Além disso, o processamento atrelado a essas técnicas requer uma grande capacidade computacional, tornando esses métodos menos usuais (ESRAM; CHAPMAN, 2007) (KARAMI; MOUBAYED; OUTBIB, 2017).

A técnica referente às Frações da tensão de circuito aberto é mais atraente do ponto de vista de implementação e de custo. Basicamente o método consiste na abertura periódica do circuito para a leitura da tensão de circuito aberto (V_{ca}). Em seguida, o valor lido é multiplicado por uma constante K , que varia entre 0,7 e 0,8, a fim de obter um valor aproximado da tensão de máxima potência (V_{mp}) de acordo com a radiação e temperatura em função dos dados do módulo (HSU et al., 2018). No entanto, o problema associado à técnica é o emprego desta constante estimada para o cálculo da tensão de máxima potência, acarretando na perda de precisão (ADLY; EL-SHERIF; IBRAHIM, 2011).

O método da Tensão constante apresenta vantagens de custo, visto que necessita de apenas um sensor de tensão, e em relação à facilidade de implementação,

devido a simplicidade de controle empregado. Por outro lado, a imprecisão do método é a mais significativa em relação aos outros citados, pois o mesmo opera adequadamente apenas nas condições STC. Outrossim, qualquer alteração de temperatura afeta consideravelmente a eficiência do método, tornando-o pouco atrativo (BRITO et al., 2011).

A técnica Perturba e Observa (P&O), amplamente difundida na literatura, realiza o rastreamento do MPPT a partir das variáveis de tensão e corrente. O método emprega duas interações de cálculos. Na primeira interação é realizada a leitura - por meio de sensores - da corrente e tensão de saída do módulo e calculada a potência gerada $P=V \times I$. Na segunda interação, novamente é obtida a potência em função dos parâmetros e em seguida esta é comparada com o primeiro valor lido. Caso a potência da segunda interação for superior a primeira, significa que o sistema está convergindo para o ponto de máxima potência, caso contrário, é realizada uma perturbação na razão cíclica até que os valores obtidos convirjam para o ponto de máxima potência (FEMIA et al., 2005).

O método P&O é mais eficiente em relação ao método da tensão constante, visto que, por meio da característica dinâmica e interativa, torna-se adequada para diferentes condições climáticas. Em contrapartida, apresenta uma maior complexidade em relação a técnica Tensão constante, tendo em vista o controle empregado e um maior custo de implementação, pois é necessário o uso de um sensor de tensão e outro de corrente. Além disso, o sistema torna-se impreciso quando submetido a variações climáticas bruscas (FEMIA et al., 2005).

Similar a técnica P&O, o método da Condutância Incremental (CI) também faz o uso de sensores para a leitura da tensão e corrente. O uso de um algoritmo controlador também é necessário, no entanto, a diferença está na complexidade estrutural do último, uma vez que a cada interação é realizado o cálculo da derivada da potência em relação a tensão. Evidentemente, a técnica CI é mais precisa em relação a P&O, pois o maior esforço computacional alia-se a maior qualidade de rastreamento do MPPT. Além disso, a rapidez no rastreamento também é uma de suas características. Em termos de desvantagem cita-se a complexidade de emprego do método e o custo elevado (DEOPARE; DESHPANDE, 2015).

Dentre as técnicas citadas anteriormente, a MPPT-temp é abordada com menos frequência na literatura devido à recente implementação, em 2010. Contudo, a técnica descrita obteve resultados satisfatórios devido a simplicidade de implementação atrelado a alta precisão (COELHO; CONGER; MARTINS, 2010). Além disso, fundamentado nesta técnica, o estudo de Solano (2015) implementou uma adaptação ao método, possibilitando obter o valor da temperatura sem a necessidade do sensor. Haja vista, ambas as técnicas tem como característica aliar uma alta precisão de rastreamento com um baixo custo de implementação. Deste modo, serão estes os

métodos escolhidos para fundamentar a aplicação do presente trabalho e por isso serão abordados com maior profundidade.

2.4.2.2 Método: MPPT-temp

O estudo Coelho, Concer e Martins (2010) apresenta o desenvolvimento de uma nova técnica de rastreamento do ponto de máxima potência. Em suma, a técnica teve como objetivo atrelar a facilidade de implementação do método tensão constante à rapidez obtida por meio do método CI. Com isso seria possível atingir resultados mais precisos a partir de uma estrutura relativamente simples.

O diferencial da técnica MPPT-temp, portanto, está no emprego de um sensor de temperatura, que mediante relação direta comprovada e testada por Coelho, Concer e Martins (2010), possibilita a obtenção do valor ideal de tensão de máxima potência a ser empregado na comutação do sistema e conseqüentemente garantir que o equipamento opere sempre na região de máxima potência. O princípio da técnica fundamenta-se nas Equações (2.4) e (2.5) (COELHO et al., 2013).

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + u_{Vmp}(T - T^{STC}) \quad (2.4)$$

$$V_{ca}(T) = V_{ca}^{STC} + u_{Vca}(T - T^{STC}) \quad (2.5)$$

Onde:

- V_{mp}^{STC} - Tensão de máxima potência nas condições padrão de teste;
- V_{ca}^{STC} - Tensão de circuito aberto nas condições padrão de teste;
- u_{Vmp} - Coeficiente de temperatura de tensão da máxima potência;
- u_{Vca} - Coeficiente de temperatura de tensão de circuito aberto;
- T^{STC} - Temperatura estabelecida nas condições padrão de teste;
- T - Temperatura na superfície do módulo fotovoltaico;
- $V_{mp}(T)$ - Tensão de máxima potência em função da temperatura;
- $V_{ca}(T)$ - Tensão de circuito aberto em função da temperatura;

Uma vez que os parâmetros V_{mp}^{STC} , V_{ca}^{STC} , u_{Vmp} , u_{Vca} e T^{STC} são fornecidos na folha de dados do fabricante, nota-se que a tensão de máxima potência depende unicamente da temperatura do módulo fotovoltaico (COELHO; CONCER; MARTINS, 2010).

A partir disso, foi possível simplificar os cálculos envolvidos nas teorias anteriores, que dependiam do cálculo da potência a partir da leitura dos valores

de corrente e tensão para posterior comparação, requerendo um grande esforço computacional. Destarte, a implementação do sensor de temperatura possibilitou a obtenção direta do valor de tensão de máxima potência a partir da Equação (2.4) e com um algoritmo relativamente simples destinar este valor ao controle do equipamento.

Portanto o método apresenta como vantagens a facilidade de implementação, haja vista da simplicidade do algoritmo de controle, e a rapidez no rastreamento, pois realiza constantemente leituras de temperatura obtendo o valor ideal de tensão de máxima potência a cada interação. Além disso destaca-se a precisão obtida com este método, posto que, de acordo com a Equação (2.4), o valor de tensão é diretamente proporcional a temperatura lida, não sendo necessário o emprego de nenhuma estimativa ou aproximação.

2.4.2.3 Comparativo entre as técnicas de MPPT

Com o intuito de verificar as vantagens e desvantagens de cada técnica apresentada, os dispositivos utilizados, bem como a validação experimental, o estudo de Brito et al. (2012) realizou uma análise comparativa sobre cada método, que está apresentada na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Comparação entre os métodos de rastreamento de MPPT.

Método	Rastreamento	Implementação	Precisão	Sensores
Tensão Constante	Razoável	Simple	Baixa	V
P&O	Bom	Simple	Alta	V, I
CondInc	Bom	Média	Alta	V, I
P&O Modificado	Muito bom	Complexa	Alta	V, I
CondInc Modificado	Muito bom	Complexa	Alta	V, I
Beta	Excelente	Média	Alta	V, I
MPPT-Temp	Muito bom	Simple	Alta	V, Temp

Fonte: Adaptado de Brito et al. (2012).

A partir dos dados apresentados na Tabela 2.2 é possível confirmar a adequação do método MPPT-Temp à técnica a ser aplicada, pois as características de simplicidade de implementação e precisão aliam-se aos objetivos deste trabalho.

2.4.2.4 Método: MPPT-temp V_{oc}

Em um estudo mais recente, Solano (2015) desenvolveu a técnica MPPT-temp V_{oc} , uma adaptação da MPPT-temp. O método fundamenta-se nas mesmas Equações (2.4) e (2.5) desenvolvidas por Coelho et al. (2013). Contudo, sabendo que a temperatura do módulo é diretamente proporcional a V_{ca} , o autor realiza uma

rotina considerando a obtenção da temperatura através da leitura de V_{ca} , dispensando o uso do sensor de temperatura. Resumidamente, a técnica consiste nas seguintes etapas:

1ª etapa: Tensão de circuito aberto (V_{ca})

A primeira etapa é obter o valor da tensão de circuito aberto. Para isto, é imposta a abertura do circuito em intervalos pré-determinados e realiza-se a leitura da V_{ca} .

2ª etapa: Temperatura do módulo FV (T)

Após obtido o valor da tensão de circuito aberto, calcula-se a temperatura do módulo FV a partir da Equação (2.5), na qual a variável a ser descoberta é isolada, sendo expressa da seguinte forma:

$$T = \frac{V_{ca} - V_{ca}^{STC}}{u_{V_{ca}}} + T_{STC} \quad (2.6)$$

3ª etapa: Tensão de máxima potência (V_{mp})

Obtida a temperatura de máxima potência, encontra-se o valor de tensão de máxima potência, uma vez que basta realizar a substituição do valor encontrado para T na Equação (2.4).

4ª etapa: Tensão na saída (V_o)

Para calcular o valor de razão cíclica para a máxima potência D_{mp} , é necessário conhecer o valor da tensão na saída do conversor V_o . Logo, a leitura da tensão de saída requer o emprego de um sensor de tensão.

5ª etapa: Razão cíclica de máxima potência (D_{mp})

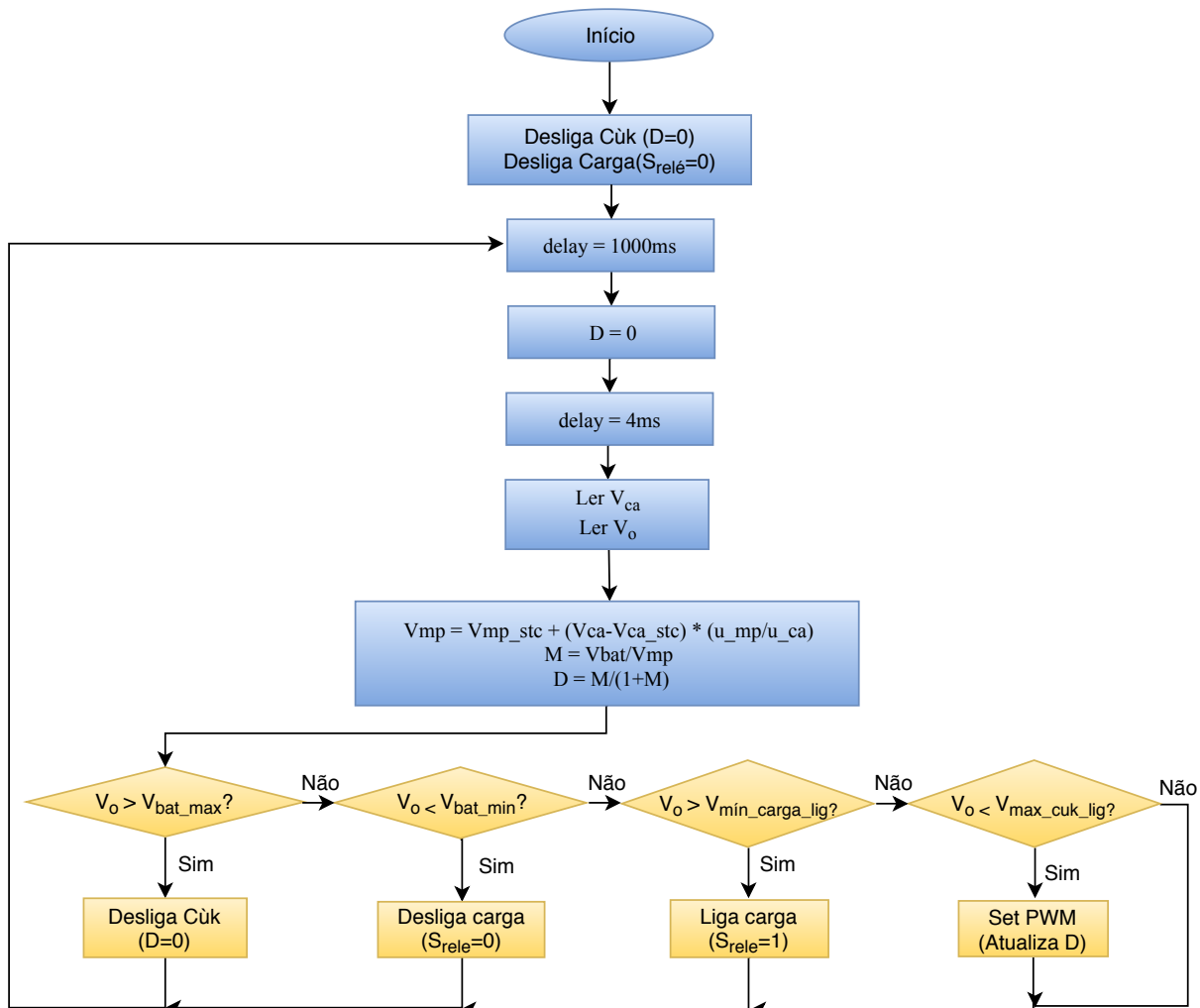
De posse dos valores de V_{mp} e V_o , é possível calcular a razão cíclica de máxima potência e controlar o chaveamento do conversor.

Com intuito de comprovar o desempenho da técnica desenvolvida, Solano (2015) realiza uma comparação entre as técnicas MPPT-temp e MPPT-temp V_{oc} . A principal diferença refere-se ao custo de implantação, posto que o método MPPT-temp V_{oc} requer apenas as leituras de V_{mp} e V_o , podendo ser realizadas partir de divisores resistivos. Logo, o fato de dispensar o uso do sensor de temperatura viabiliza consideravelmente o custo de implementação. Além disso, os resultados obtidos para ambas as técnicas foram muito próximos, corroborando com a metodologia desenvolvida.

2.5 FLUXOGRAMA DA TÉCNICA DE MPPT UTILIZADA

A partir das considerações anteriores, definiu-se a técnica MPPT-temp V_{oc} como a mais adequada para fundamentar a estratégia desenvolvida para o projeto desta dissertação, tendo em vista o seu baixo custo de implementação e alta precisão no rastreamento do MPPT. A rotina do algoritmo é apresentada em forma de fluxograma na Figura 2.11.

Figura 2.11 – Fluxograma do algoritmo referente à técnica de MPPT proposta neste trabalho.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

De acordo com o fluxograma apresentado, a rotina de cálculo inicia com $D = 0$ e $S_{rele} = 0$ visando evitar qualquer sobretensão e garantir a segurança do equipamento. Após o intervalo pré-determinado de 1000ms, abre-se o circuito ($D=0$) e um *delay* de 4 ms é aguardado para a realização da leitura da tensão de circuito aberto. Este tempo de *delay* é necessário, uma vez é preciso a abertura total do circuito ($I_{cc}=0A$) e estabilização do valor de tensão. Em seguida, realiza-se a leitura de V_{ca} e V_o e

calcula-se a tensão de máxima potência e a razão cíclica a ser imposta na comutação do interruptor. Por fim, uma estratégia de controle dos níveis de tensão da bateria é proposta.

Ressalta-se que os tempos de abertura do circuito e de operação do chaveamento foram estabelecidos desta forma a fim de facilitar a obtenção dos resultados experimentais. Contudo, evidencia-se que não são necessárias tantas interações por minuto, dado que o valor de temperatura no módulo FV não varia a cada segundo. Uma abordagem utilizando um tempo de operação da ordem de minutos também estaria adequada à técnica implementada.

2.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram apresentados os principais conceitos sobre a tecnologia fotovoltaica e as técnicas mais conhecidas de rastreamento do ponto de máxima potência.

Inicialmente foram caracterizadas as variáveis envolvidas no processo do rastreamento de máxima potência e os valores estabelecidos como padrão de teste. Em seguida foi evidenciado o princípio da técnica de rastreamento e os principais métodos abordados na literatura, além dos que estão em desenvolvimento. Apresentou-se de maneira aprofundada os métodos MPPT-temp e MPPT-temp V_{oc} , expondo os principais conceitos e teorias associadas às técnicas.

Ademais, foi apresentado um estudo comparativo entre as vantagens e desvantagens de cada método em relação a precisão, equipamentos empregados e complexidade de implementação. Com isso, definiu-se o método MPPP-temp V_{oc} como o mais adequado para fundamentar o projeto a ser desenvolvido, tendo em vista a sua simplicidade de implementação, baixo custo e boa precisão.

Por fim, foi exibido o fluxograma referente ao algoritmo implementado e conceituadas as etapas funcionamento do programa.

3 CONVERSOR CÙK APLICADO AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA E PROCESSAMENTO DE ENERGIA

3.1 INTRODUÇÃO

Nos capítulos anteriores foi apresentada uma fundamentação teórica referente as técnicas de rastreamento de máxima potência pertinentes aos conversores CC-CC.

Neste capítulo será realizado o estudo da topologia do conversor Cùk, apresentando as etapas de operação e os equacionamentos apresentados na literatura (CUK; MIDDLEBROOK, 1977) (CUK, 1979) (BARBI, 2001).

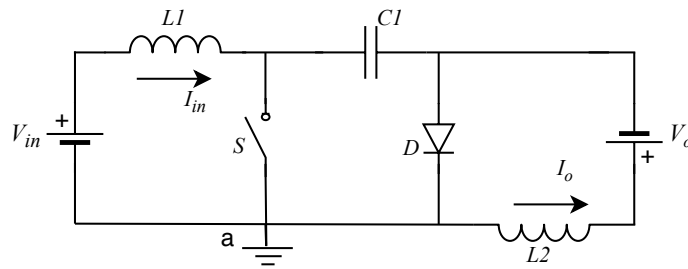
3.2 CONVERSOR CC-CC ELEVADOR/ABAIXADOR COM ENTRADA E SAÍDA EM CORRENTE (CONVERSOR CÙK)

O conversor Cùk pertence ao grupo de conversores CC-CC e tem como característica a acumulação capacitiva, cuja operação tem como propriedade a transferência de energia entre duas fontes de corrente. Evidencia-se que esta topologia é derivada do conversor Buck-Boost e deste modo pode operar como elevador ou abaixador de tensão. O modelo deste conversor possui uma entrada com característica de fonte de corrente, que envia a energia para um capacitor (característica de fonte de tensão), e este, por fim, transfere a energia para uma carga com característica de fonte de corrente. Logo, para a aplicação do presente trabalho que consiste no emprego de um módulo FV na entrada e um banco de baterias na saída, ambos com característica de fontes de corrente, a topologia Cùk mostra-se adequada.

Ademais, ressalta-se que existem outras topologias que possuem estas características de fontes de corrente. No entanto, para a aplicação deste trabalho, que terá uma baixa potência e visa um menor custo, o conversor Cùk mostra-se mais conveniente, dadas suas características de possuir menos componentes e a possibilidade de operar como abaixador ou elevador de tensão.

As duas fontes de corrente do conversor Cùk, na prática, podem ser apresentadas como fontes de tensão em série com os indutores, conforme mostrado na Figura 3.1. Além disso, evidencia-se que a tensão de saída possui uma polaridade invertida em relação à tensão de entrada (BARBI, 2001).

Figura 3.1 – Estrutura do conversor Cúk na prática.



Fonte: Adaptado de Barbi (2001).

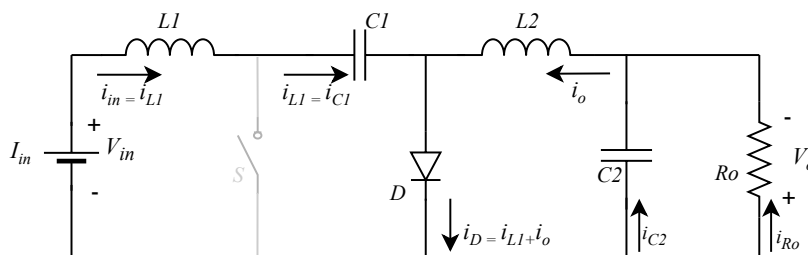
3.2.1 Etapas de operação

As etapas de operação e principais formas de onda do conversor Cúk são apresentadas segundo a metodologia de (BARBI, 2001). Neste trabalho foi considerado o conversor operando em regime permanente e em modo de condução contínua (MCC). Em regime permanente o modo de condução é caracterizado por 2 etapas de operação, conforme os seguintes modelos.

3.2.1.1 Primeira etapa de operação

Na primeira etapa de operação a chave S encontra-se aberta e o diodo D conduzindo. As correntes de entrada I_{in} e saída I_o somam-se e circulam pelo D . A energia proveniente da fonte de corrente I_{in} é acumulada no capacitor $C1$. O valor da corrente I_{in} vai diminuindo em razão da tensão em $C1$ ser maior que a tensão da fonte de corrente V_{in} . Do mesmo modo, a energia acumulada em $L2$ é transferida para a fonte de corrente de saída, causando uma diminuição na corrente I_o .

Figura 3.2 – Primeira etapa de operação.

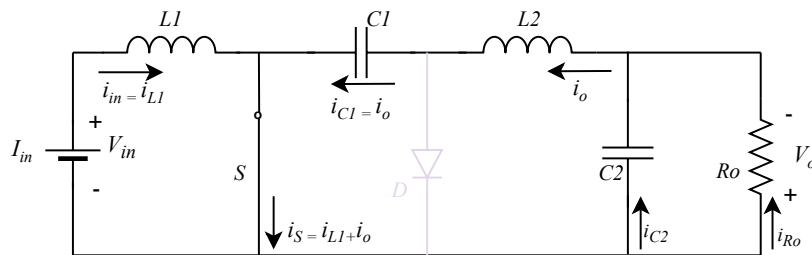


Fonte: Adaptado de Barbi (2001).

3.2.1.2 Segunda etapa de operação

Na segunda etapa de operação a chave S encontra-se fechada e o diodo D é polarizado inversamente, permanecendo bloqueado. As correntes de entrada I_{in} e saída I_o agora circulam pela chave S . A energia acumulada no capacitor durante a 1ª etapa de operação é enviada para a fonte de corrente de saída e para o indutor $L2$, acarretando no aumento da corrente I_o . A fonte de entrada fornece energia para o indutor $L1$ causando um acréscimo na corrente I_{in} .

Figura 3.3 – Segunda etapa de operação.

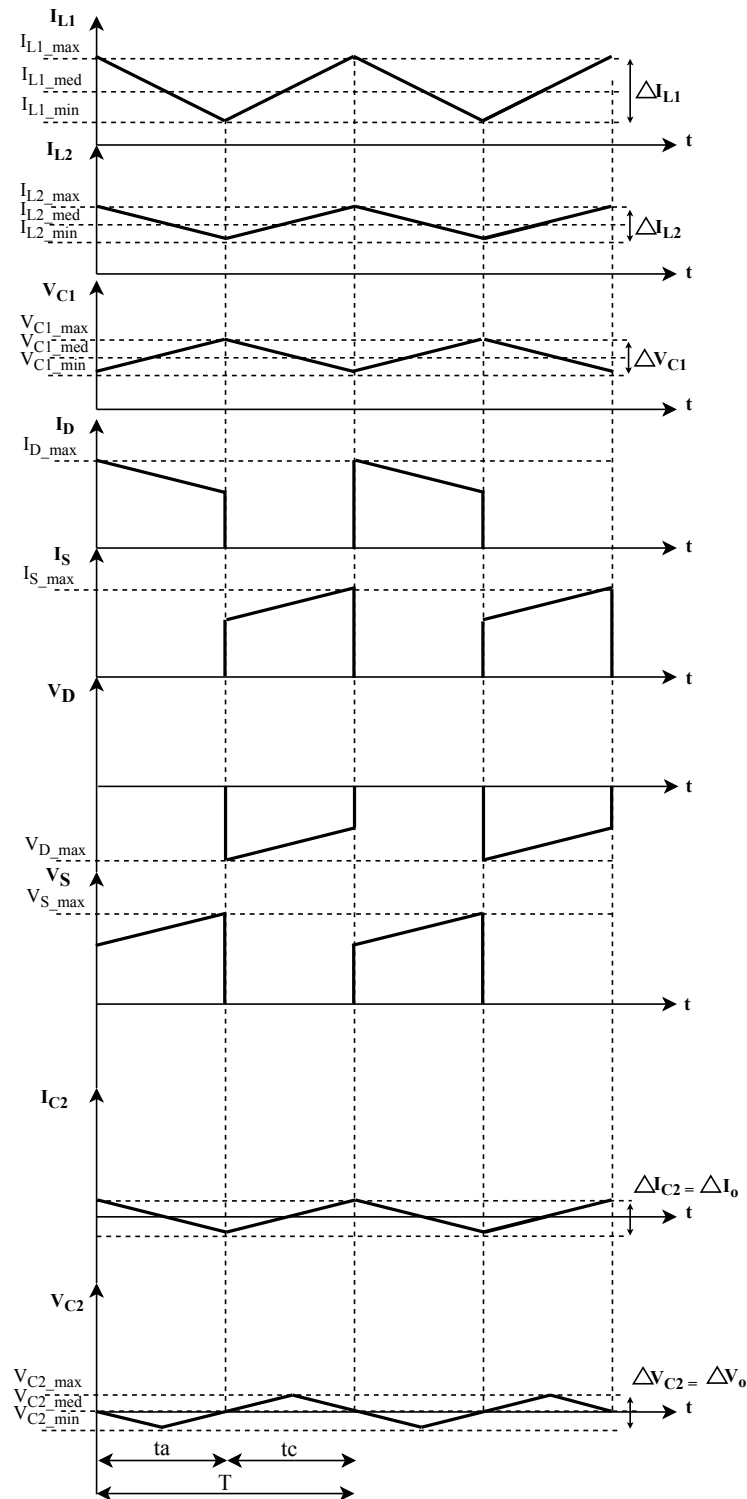


Fonte: Adaptado de Barbi (2001).

3.2.1.3 Principais formas de onda

As principais formas de onda, considerando as etapas de operação são apresentadas na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Principais formas de onda do conversor Cúk.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

3.2.2 Equacionamento aplicado no dimensionamento do conversor Cúk

O conversor Cúk é abordado na literatura considerando uma carga puramente resistiva na saída (BARBI, 2001). Entretanto, neste trabalho será utilizado um banco de baterias conectado ao conversor, e dessa forma, é necessário considerar os limites de tensão da bateria nos cálculos da razão cíclica a fim de obter o correto funcionamento do conversor mesmo quando submetido aos valores limites. Deste modo, serão empregados os valores limites de razão cíclica para determinação do ganho estático e será utilizado o valor médio da razão cíclica para os equacionamentos restantes.

Níveis de tensão da bateria

A tensão da bateria estabelecida para esta aplicação em baixa potência é da ordem dos 24V. Questões relacionadas ao tamanho reduzido do banco de baterias motivaram esta escolha. Tendo em vista que cada célula da bateria de Íon-Lítio possui uma tensão nominal de 3,7V, foi necessária a associação de 6 células em série, resultando nos seguintes limites tensão:

$$V_{bat_{nom}} = 3,7V \cdot 6 = 22,2V \quad (3.1)$$

$$V_{bat_{max}} = 4,2V \cdot 6 = 25,2V \quad (3.2)$$

$$V_{bat_{min}} = 3V \cdot 6 = 18V \quad (3.3)$$

Os valores de tensão máxima e mínima do banco de baterias devem ser respeitados durante a operação do sistema, dada sua relação direta com o tempo de vida útil da bateria e segurança do sistema.

Razão Cíclica

No cálculo da razão cíclica são relacionadas as tensões de entrada (V_{in}) e saída (V_o). Deste modo, a tensão de saída é equivalente a tensão da bateria (V_{bat}) e a tensão de entrada é dada em função da tensão fornecida pelo painel fotovoltaico (V_{pv}).

Tendo em vista que o sistema estará conectado a um módulo fotovoltaico, que tem por característica apresentar variação na potência fornecida em função dos níveis de radiação solar recebidos, é necessário estimar os limites mínimos e máximos que terá a razão cíclica, bem como o valor médio. Sendo assim, o valor mínimo da razão cíclica é expresso da seguinte maneira:

$$D_{min} = \frac{V_{bat_{min}}}{V_{bat_{min}} + V_{pv_{max}}} \quad (3.4)$$

O valor máximo que a razão cíclica pode atingir é determinado pela Equação 3.5.

$$D_{max} = \frac{V_{bat_{max}}}{V_{bat_{max}} + V_{pv_{min}}} \quad (3.5)$$

O valor médio da razão cíclica pode ser calculado conforme a seguinte expressão:

$$D = \frac{V_{bat}}{V_{bat} + V_{pv}} \quad (3.6)$$

Ganho estático

Após determinar os valores e limites impostos à razão cíclica é possível obter o intervalo em relação à característica de transferência estática (ganho estático), obtido mediante as seguintes equações:

$$G_{max} = \frac{D_{max}}{1 + D_{max}} \quad (3.7)$$

$$G_{min} = \frac{D_{min}}{1 + D_{min}} \quad (3.8)$$

Ondulação na corrente de entrada

A ondulação na corrente de entrada é a mesma ondulação presente no indutor L_1 . Considerando que a corrente cresce linearmente durante um espaço de tempo enquanto a chave S permanece fechada, têm-se:

$$V_{in} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \quad (3.9)$$

Onde:

$$\Delta I_{L1} = I_{L1_{max}} - I_{L1_{min}} \quad (3.10)$$

Então:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in} t_c}{L_1} \quad (3.11)$$

Conhecendo as relações:

$$\frac{t_c}{T} = D \rightarrow t_c = DT = \frac{D}{f_s} \quad (3.12)$$

$$t_a = (1 - D)T \quad (3.13)$$

A ondulação de corrente pode ser expressa conforme a seguinte equação:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in}D}{f_s L_{L1}} \quad (3.14)$$

Onda f_s é a frequência de chaveamento e o valor de D corresponde à razão cíclica.

Relação entre tensão média no capacitor e tensão de entrada

Enquanto a chave permanece aberta, no tempo ta , o capacitor $C1$ é carregado. A corrente de entrada I_{L1} decresce linearmente em função da tensão média no capacitor $C1$ ser superior à tensão de entrada V_{in} , logo:

$$V_{in} - V_{C1} = -L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{ta} \quad (3.15)$$

Isolando o termo ΔI_{L1} obtêm-se:

$$\Delta I_{L1} = \frac{-(V_{in} - V_{C1})ta}{L_1} \quad (3.16)$$

Substituindo a Equação 3.11 em 3.16,

$$V_{in} \cdot tc = -(V_{in} - V_{C1})ta \quad (3.17)$$

Sendo assim, ao substituir as Equações (3.12) e (3.13) em (3.17), é obtida a relação entre a tensão média no capacitor $C1$ e a tensão de entrada, conforme a seguinte expressão:

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (3.18)$$

Ondulação na corrente de saída

De acordo com a Figura 3.4, a corrente I_o cresce durante o tempo tc , logo:

$$V_{C1} - V_{bat} = -L_2 \frac{\Delta I_o}{tc} \quad (3.19)$$

Substituindo a Equação (3.12) é obtida a equação da ondulação na corrente de saída:

$$\Delta I_o = \frac{(V_{C1} - V_{bat})D}{f_s L_2} \quad (3.20)$$

A corrente de saída do conversor é mesma que circula pelo indutor $L2$, logo:

$$\Delta I_o = \Delta I_{L2} \quad (3.21)$$

Relação entre a tensão média na carga e tensão de entrada

De acordo com a Figura 3.4, no período ta , quando o diodo está conduzindo, há um decréscimo corrente I_o , portanto,

$$V_{bat} = -L_2 \frac{\Delta I_o}{ta} \quad (3.22)$$

Dessa forma, isolando ΔI_o da Equação (3.22) e igualando a mesma com a Equação (3.19), obtêm-se a seguinte expressão:

$$\Delta I_o = \frac{(V_{C1} - V_{bat})tc}{L_2} = \frac{V_{bat}ta}{L_2} \quad (3.23)$$

Substituindo os valores de tc e ta e igualando as equações têm-se:

$$\frac{(V_{C1} - V_{bat})DT}{L_2} = \frac{V_{bat}(1-D)T}{L_2} \quad (3.24)$$

Logo, o valor de V_{C1} é:

$$V_{C1} = \frac{V_{bat}}{D} \quad (3.25)$$

Assim, para obter a relação da tensão média da carga e tensão de entrada é necessário substituir a Equação (3.18) na Equação (3.25).

$$V_{bat} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (3.26)$$

Ondulação de tensão no capacitor C1

Durante o tempo ta , a chave S encontra-se aberta e o capacitor C_1 é carregado pela corrente de entrada I_{in} . Dessa forma a corrente média no capacitor C_1 é a própria I_{in} . Logo, a ondulação de tensão no capacitor C_1 é dada por:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{ta} I_{in} dt = \frac{I_{in}ta}{C_1} \quad (3.27)$$

Substituindo a Equação (3.13), é obtida a seguinte expressão:

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_{in}(1-D)}{f_s C_1} \quad (3.28)$$

Ondulação de tensão no capacitor de saída

De acordo com as formas de onda apresentadas na Figura 3.4, a ondulação de corrente que circula pelo capacitor C_2 é a mesma ondulação da corrente de saída ΔI_o . O mesmo se aplica a ondulação de tensão, que é dada no tempo $T/2$. Assim, a expressão pode ser descrita da seguinte maneira:

$$\Delta V_o = \Delta V_{C2} = \frac{1}{C_2} \left[\int_0^{\frac{T}{4}} \frac{\Delta I_{C2}}{2} \cdot \frac{4}{T} \cdot t \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{4}} \left(\frac{\Delta I_{C2}}{2} - \frac{\Delta I_{C2}}{2} \cdot \frac{4}{T} \cdot t \right) \cdot dt \right] \quad (3.29)$$

Ou na forma:

$$\Delta V_{C2} = \frac{\Delta I_{C2}}{8f_s C_2} \quad (3.30)$$

A partir da Equação 3.20, tem-se:

$$\Delta I_o = \Delta I_{C2} = \frac{(V_{C1} - V_{bat})D}{f_s L_2} \quad (3.31)$$

Sendo assim, a ondulação de tensão no capacitor de saída é apresentada conforme a seguinte expressão:

$$\Delta V_o = \Delta V_{C2} = \frac{(V_{C1} - V_{bat})D}{8f_s^2 L_2 C_2} \quad (3.32)$$

3.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se de forma detalhada as etapas de operação e as principais formas de onda da topologia Cùk. A partir do conhecimento do princípio de funcionamento do conversor adotado desenvolveu-se analiticamente os equacionamentos referentes aos limites de tensão e corrente sobre cada componente do circuito. Os cálculos apresentados neste capítulo são fundamentais para a próxima etapa que é o projeto de potência e escolha dos componentes a serem empregados na concepção do protótipo.

4 PROJETO DE POTÊNCIA

4.1 INTRODUÇÃO

A partir da definição da técnica de rastreamento do MPPT e realizada a fundamentação teórica do equacionamento do conversor Cúk, a próxima etapa é realizar o projeto de estágio de potência.

O projeto abrange o desenvolvimento de um conversor Cúk, operando como um carregador de um banco de baterias de 24V, a partir de uma potência de 150W. Sendo assim, primeiramente serão realizados os cálculos preliminares de potência. Em seguida serão dimensionados os outros componentes que integram o conversor. Posteriormente serão realizadas simulações numéricas considerando estágios ideais e não ideais a fim de verificar os dados de projeto. Por fim serão dimensionados os circuitos auxiliares e apresentado o projeto da placa de circuito impresso.

4.2 CÁLCULOS PRELIMINARES

A partir dos valores apresentados na Tabela 4.1 serão realizados os cálculos preliminares do projeto de potência.

Tabela 4.1 – Especificações de projeto do conversor Cúk.

Símbolo	Especificação	Valor
P_{in}	Potência nominal de entrada	150W
V_{in}	Tensão nominal de entrada	18,5V
I_{in}	Corrente nominal de entrada	8,12A
f_s	Frequência de comutação	62,5kHz
$\Delta V_{C1}\%$	Ondulação máxima na tensão do capacitor C1	25%
$\Delta V_o\%$	Ondulação máxima de tensão de saída	10%
$\Delta I_{in}\%$	Ondulação máxima da corrente de entrada	10%
$\Delta I_o\%$	Ondulação máxima da corrente de saída	5%

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Ressalta-se que os valores de P_{in} , V_{in} e I_{in} são os parâmetros do módulo FV empregado na entrada do conversor. Além disso, definiu-se a frequência de comutação a partir das opções disponíveis do microcontrolador empregado. As ondulações de tensão foram definidas visando o emprego de capacitores de menor tamanho. Em relação à ondulação nos indutores, foram adotados os valores da Tabela 4.1 a fim de conceber indutores de menor tamanho e também garantindo uma baixa ondulação da corrente de saída, dado que a aplicação do banco de baterias requer uma baixa ondulação de corrente.

Tensão de saída

A tensão de saída é dada pelo valor de tensão do banco de baterias. Neste projeto adotou-se um banco de baterias com uma tensão de 24V, suficiente para a demanda desejada. O banco de baterias foi constituído a partir de células de Íon-Lítio com tensão nominal de 3,7V cada. Assim sendo, o cálculo da tensão nominal da bateria foi calculado conforme a Equação (3.1). Os limites máximo e mínimo da bateria foram determinados conforme as Equações (3.2) e (3.3), respectivamente.

Corrente média na saída

A corrente média na saída do conversor, considerando a condição ideal, é expressa da seguinte forma:

$$I_o = \frac{P_o}{V_{bat}} = \frac{150W}{22,2V} = 6,76A \quad (4.1)$$

Tensão de entrada

A tensão de entrada contém significativas variações, visto que é fornecida por um módulo fotovoltaico. Dessa forma, é necessário determinar os valores mínimos e máximos de tensão oriundos do módulo fotovoltaico para definir o estágio de processamento de energia, cujos valores são apresentados conforme as Equações (4.2) e (4.3).

$$V_{pvmin} = 5V \quad (4.2)$$

$$V_{pvnom} = V_{in} = 18,5V \quad (4.3)$$

Razão cíclica

De acordo com as observações do capítulo anterior, neste projeto serão considerados 3 valores de razão cíclica em função da variação de tensão que característica do banco de baterias. Logo, os valores de razão cíclica para valores mínimos, máximos e médios são apresentados conforme as seguintes expressões.

$$D_{min} = \frac{V_{batmin}}{V_{batmin} + V_{pvnom}} = \frac{18}{18 + 18,5} = 0,493 \quad (4.4)$$

$$D_{max} = \frac{V_{batmax}}{V_{batmax} + V_{pvmin}} = \frac{25,2}{25,2 + 5} = 0,834 \quad (4.5)$$

$$D = \frac{V_{bat}}{V_{bat} + V_{pvnom}} = \frac{22,2}{22,2 + 18,5} = 0,545 \quad (4.6)$$

Ganho estático

O intervalo referente ao ganho estático do conversor Cùk é determinado de acordo com as seguintes expressões

$$G_{min} = \frac{D_{min}}{1 + D_{min}} = \frac{0,493}{1 - 0,493} = 0,973 \quad (4.7)$$

$$G_{max} = \frac{D_{max}}{1 + D_{max}} = \frac{0,834}{1 - 0,834} = 2,333 \quad (4.8)$$

4.3 INDUTORES

No dimensionamento de um indutor são relevantes as características relacionadas aos materiais empregados, corrente permissível, volume, temperatura, perdas entre outros. O conversor Cùk possui um indutor de entrada e um de saída, conforme apresentado nos capítulos anteriores. Inicialmente será apresentado o dimensionamento do indutor de entrada e posteriormente do indutor de saída.

4.3.1 Indutor de entrada

Ondulação na corrente de entrada

Para o cálculo da indutância de entrada, inicialmente é necessário especificar a ondulação máxima da corrente que circula pelo mesmo. Para o projeto adotou-se $\Delta I_{in\%} = 10\%$ da corrente nominal de entrada, obtendo o valor da seguinte expressão:

$$\Delta I_{in} = \Delta I_{in\%} I_{in} = 0,1 \cdot 8,12 = 0,812A \quad (4.9)$$

Cálculo da indutância

O valor da indutância de entrada pode ser determinado conforme a seguinte equação:

$$L_1 = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta I_{in}} = \frac{18,5 \cdot 0,545}{62,5 \cdot 10^3 \cdot 0,812} = 198,836 \mu H \quad (4.10)$$

Corrente máxima no indutor de entrada

A partir da especificação da máxima ondulação da corrente de entrada é possível determinar a máxima corrente instantânea no indutor, a fim de garantir que não haja saturação do núcleo. Haja vista, o valor da máxima corrente considerando a ondulação é apresentada na Equação (4.11).

$$I_{L1_{max}} = I_{in} + \frac{\Delta I_{in}}{2} = 8,12 + \frac{0,812}{2} = 8,526A \quad (4.11)$$

Definido o valor da indutância e máxima corrente instantânea no indutor é possível iniciar o dimensionamento construtivo do indutor de entrada.

4.4.1.1 Dimensionamento físico do indutor

Inicialmente foram definidos os parâmetros construtivos do indutor, conforme apresentado na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros construtivos do indutor de entrada.

Símbolo	Significado	Valor
J_{max}	Densidade máxima de corrente no indutor	400A/cm ²
B_{max}	Densidade máxima de fluxo magnético	0,28T
K_w	Fator de utilização da área de enrolamento	0,5

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Produto de áreas

Definidos os parâmetros construtivos do indutor é possível escolher as dimensões do núcleo a partir do produto de áreas, dado pela seguinte expressão (BARBI, 2001):

$$A_e A_w = \frac{L_1 I_{L1_{max}}^2 10^4}{B_{max} J_{max} K_w} = \frac{198,836 \cdot 10^{-6} \cdot 8,526^2 \cdot 10^4}{0,28 \cdot 400 \cdot 0,5} = 2,581 \text{cm}^4 \quad (4.12)$$

Optou-se pelo uso do núcleo NEE 42/21/15 da Thornton, que apresenta as seguintes especificações:

Tabela 4.3 – Especificações técnicas do núcleo NEE 42/21/15 da Thornton.

Símbolo	Significado	Valor
$A_e A_w$	Produto de áreas	4,84cm ⁴
A_e	Área da seção transversal do núcleo	1,89cm ²
A_w	Área da janela do carretel	2,56cm ²
l_{me}	Comprimento médio de uma espira	9cm
V_{nucleo}	Volume do núcleo	17,6cm ³

Fonte: Adaptado de Thornton (2019).

Após definido o núcleo a ser utilizado, é necessário verificar a possibilidade de execução do indutor, cujo desenvolvimento é apresentado conforme os seguintes cálculos.

Número de espiras

O número de espiras é calculado de acordo com o equacionamento proposto em Barbi (2001). Dessa forma, o número de espiras é apresentado segundo a Equação (4.13).

$$N = \frac{L_1 I_{L1_{max}} 10^4}{B_{max} A_e} = \frac{198,836 \cdot 10^{-6} \cdot 8,526^2 \cdot 10^4}{400 \cdot 1,891} = 33 \quad (4.13)$$

Bitola dos condutores

A área da seção de cobre necessária para a densidade de corrente projetada é:

$$S_{fio} = \frac{I_{L1_{max}}}{J_{max}} = \frac{8,526}{400} = 0,021 \text{ cm}^2 \quad (4.14)$$

Nesta etapa efetua-se também a verificação do efeito pelicular (*skin effect*) para o uso de condutores submetidos a alta frequência. No entanto, este conversor terá seu funcionamento baixa frequência com ondulação de corrente muito baixa, dispensando a verificação do efeito pelicular e permitindo o cálculo do diâmetro máximo da seção a partir da seguinte expressão:

$$d_{max_{fio}} = \sqrt{\frac{4S_{fio}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,021}{\pi}} = 0,165 \text{ cm} \quad (4.15)$$

Feitas estas considerações, optou-se pela escolha do condutor AWG21. As especificações do condutor estão expressas na Tabela 4.4 .

Tabela 4.4 – Especificações técnicas do condutor AWG21.

Símbolo	Significado	Valor
S_{cu}	Seção do condutor sem isolamento	0,00407cm ²
$S_{cu_{iso}}$	Seção do condutor com isolamento	0,005cm ²
ρ_{cu20}	Resistência do cobre por cm a 20°C	0,00000172 Ω/cm

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

O número de condutores em paralelo no enrolamento é dado pela Equação (4.16).

$$n_{cond} = \frac{S_{fio}}{S_{cu}} = \frac{0,021}{0,00407} = 6 \quad (4.16)$$

A área ocupada pelos condutores é determinada pela Equação (4.17).

$$A_{w_{min}} = \frac{N S_{cu_{iso}} n_{cond}}{k_w} = \frac{33 \cdot 0,005 \cdot 6}{0,5} = 1,98 \text{ cm}^2 \quad (4.17)$$

A possibilidade de execução do indutor é determinada pela relação entre a área total necessária para o condutor e a área da janela do núcleo, conhecido também como fator de ocupação. Ressalta-se que para validar a execução do indutor é necessário que o fator de ocupação seja menor que 1. A possibilidade de execução é verificada conforme a seguinte expressão:

$$F_o = \frac{A_{wmin}}{A_w} = \frac{1,98}{2,56} = 0,773 \quad (4.18)$$

Pode-se verificar, mediante a Equação (4.18) que o fator de ocupação é menor que a unidade, possibilitando a execução do projeto.

Cálculo do entreferro

O cálculo do entreferro é determinado pela Equação (4.19).

$$\delta = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L_1} 10^{-2} = \frac{33^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,89}{198,836 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,651mm \quad (4.19)$$

A distribuição do entreferro em cada perna do núcleo é calculado conforme a seguinte expressão:

$$l_g = \frac{\delta}{2} = \frac{0,51}{2} = 0,325mm \quad (4.20)$$

Comprimento dos chicotes

A partir do comprimento médio da espira, cujo valor é de 9cm, é possível determinar o comprimento dos chicotes, conforme a Equação (4.21).

$$l_{chicote} = C_{medesp} N = 0,09 \cdot 33 = 2,97m \quad (4.21)$$

4.4.1.2 Cálculo de perdas

O cálculo térmico do indutor foi desenvolvido mediante a metodologia apresentada em Barbi (2001), dividido portanto em perdas nos condutores e perda no núcleo.

Perdas nos condutores

Inicialmente é calculada a resistência dos condutores em baixa frequência. A Equação (4.22) apresenta os valores obtidos.

$$R_{cc} = \rho_{cu20} \frac{l_{chicote}}{n_{cond} \cdot S_{cu}} 10^2 = 1,72 \cdot 10^{-6} \frac{2,97}{6 \cdot 0,005} \cdot 10^2 = 0,021\Omega \quad (4.22)$$

A perda no cobre pode ser calculada conforme a seguinte expressão:

$$P_{cobre} = R_{cc} I_{in}^2 = 0,021 \cdot 8,12^2 = 1,379W \quad (4.23)$$

Perda no núcleo

Para determinar as perdas no núcleo, primeiramente é necessário calcular a variação da densidade de fluxo, mediante a Equação (4.24).

$$\Delta B = \frac{L_1 \frac{\Delta I_m}{2}}{NA_e} = \frac{198,836 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{0,812}{2}}{33 \cdot 1,89} = 0,013T \quad (4.24)$$

A partir do valor estabelecido para ΔB e utilizando as constantes $\alpha = 1,13$, $\beta = 2,07$ e $K_c = 37,2$ calcula-se a perda no núcleo, conforme a seguinte expressão:

$$P_{nucleo} = V_e f_s^\alpha \Delta B^\beta K_c = 1,7 \cdot 10^{-5} \cdot 62,5 \cdot 10^3 \cdot 0,013^{2,07} \cdot 37,2 = 0,021W \quad (4.25)$$

Perdas totais no indutor de entrada

Por fim, as perdas totais no indutor de entrada serão:

$$P_{L1} = P_{cobre} + P_{nucleo} = 1,379 + 0,021 = 1,401W \quad (4.26)$$

Cálculo da resistência térmica

A resistência térmica do indutor é calculada da seguinte forma:

$$R_{th} = 53(V_{nucleo})^{-0,54} = 53 \cdot (17,6)^{-0,54} = 11,264^\circ C/W \quad (4.27)$$

A elevação de temperatura é determinada pela Equação (4.28).

$$\Delta T = P_{L1} R_{th} = 1,401 \cdot 11,264 = 15,775^\circ C \quad (4.28)$$

4.3.2 Indutor de saída

Os cálculos referentes ao indutor de saída foram similares à metodologia implementada para o indutor de entrada, seguindo as especificações de Barbi (2001). Deste modo, inicialmente define-se a corrente de saída, que pode ser calculada da seguinte forma:

$$I_o = I_{L2} = \frac{P_o}{V_{bat}} = \frac{150}{22,2} = 6,757A \quad (4.29)$$

A ondulação na corrente do indutor L2 pode ser calculada pela seguinte equação:

$$\Delta I_o = \Delta I_o \% I_o = 0,05 \cdot 6,757 = 0,338A \quad (4.30)$$

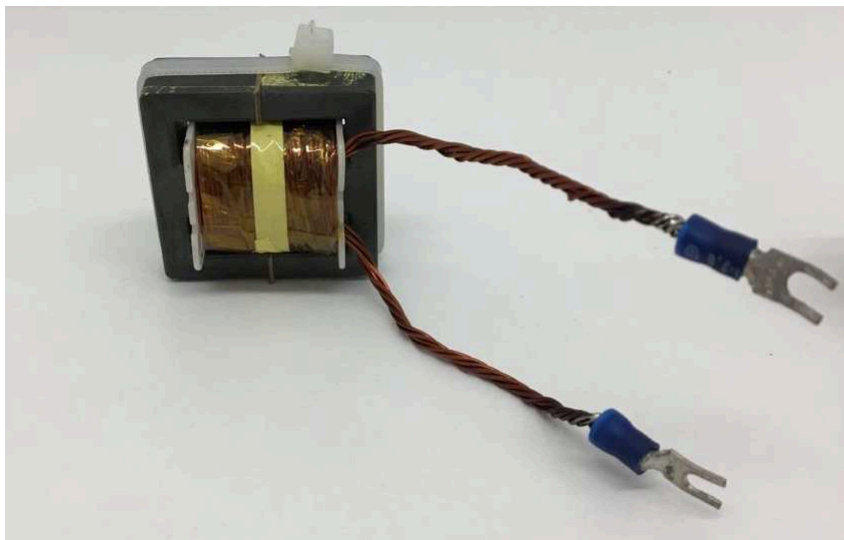
A indutância em L2 é obtida mediante a Equação 4.31.

$$L_2 = \frac{(V_{C1} - V_{bat})D}{f_s \Delta I_o} = 477,905 \mu H \quad (4.31)$$

Os cálculos restantes referentes ao dimensionamento do indutor L2 estão apresentados no Apêndice A.

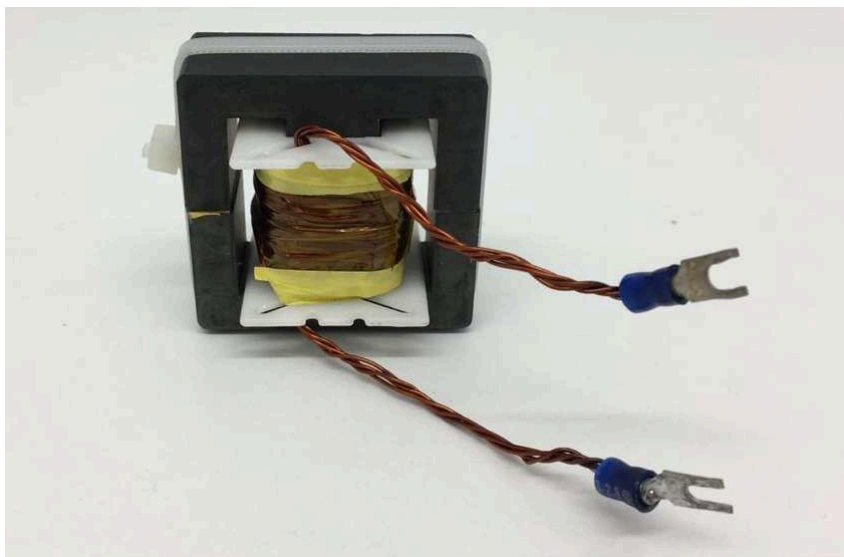
Nas Figuras 4.1 e 4.2 são exibidos os indutores de entrada e saída construídos. Os valores medidos foram de $178 \mu H$ para o indutor de entrada e $500 \mu H$ para o indutor de saída.

Figura 4.1 – Indutor de entrada L1.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 4.2 – Indutor de saída L2.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

4.4 CAPACITORES

O dimensionamento dos capacitores será desenvolvido conforme a teoria apresentada no capítulo anterior. Inicialmente será calculada a tensão máxima que circula sobre o capacitor e em seguida a sua capacitância.

4.4.1 Capacitor de entrada

Tensão média no capacitor

A tensão média no capacitor é calculada conforme a Equação (4.32).

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{18,5}{1-0,545} = 40,7V \quad (4.32)$$

Ondulação na tensão no capacitor

Segundo a Tabela 4.1, o valor especificado para a ondulação de tensão no capacitor C1 é de $\Delta V_{o\%} = 25\%$. Conhecendo este valor é possível determinar a máxima ondulação de tensão no capacitor, expressa segundo a Equação (4.33).

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C1\%} V_{C1} = 0,25 \cdot 40,7 = 10,175V \quad (4.33)$$

Tensão máxima no capacitor

O cálculo da tensão máxima que circula no capacitor é determinada conforme a seguinte expressão:

$$V_{C1_{max}} = V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = 40,7 + \frac{10,175}{2} = 45,788V \quad (4.34)$$

Cálculo da capacitância

A determinação da capacitância é expressa da seguinte maneira:

$$C_1 = \frac{(1-D)I_{in}}{f_s \Delta V_{C1}} = \frac{(1-0,545) \cdot 8,12}{62,5 \cdot 10^3 \cdot 10,175} = 5,804\mu F \quad (4.35)$$

4.4.2 Capacitor de Saída

O capacitor de saída foi calculado considerando uma ondulação de saída de 10%, conforme a seguinte expressão:

$$\Delta V_{C2} = \Delta V_{C2\%} \cdot V_o = 0,1 \cdot 22,2 = 2,22V \quad (4.36)$$

Logo é possível definir a capacitância, segundo a Equação (4.37).

$$C_2 = \frac{(V_{C1} - V_{bat})D}{8f_s^2 \Delta V_{C2} L_2} = \frac{(40,7 - 22,2) \cdot 0,545}{8 \cdot (62,5 \cdot 10^3)^2 \cdot 2,22 \cdot 477,905 \cdot 10^{-6}} = 304,358nF \quad (4.37)$$

4.5 SEMICONDUTORES

Os semicondutores presentes neste projeto consistem em um diodo e um interruptor.

4.5.1 Interruptor

Tensão eficaz no interruptor

A tensão eficaz no interruptor é dada por:

$$V_{Srms} = V_{C1} \sqrt{D} = 40,7 \cdot \sqrt{0,545} = 30,059V \quad (4.38)$$

Tensão máxima no interruptor

A tensão máxima no interruptor é calculada a partir da relação da máxima tensão de saída, que neste caso é a da bateria, e a razão cíclica mínima, conforme a Equação (4.39).

$$V_{Smax} = \frac{V_{batmax}}{D_{min}} = \frac{25,2}{0,545} = 51,1V \quad (4.39)$$

Corrente média no interruptor

A corrente média é estabelecida em função da soma das correntes de entrada e saída, multiplicada pela razão cíclica, segundo expresso pela Equação (4.40).

$$I_{Smed} = (I_{in} + I_o)D = (8,12 + 6,757) \cdot 0,545 = 8,115A \quad (4.40)$$

Corrente eficaz no interruptor

A corrente eficaz no interruptor pode ser determinada mediante a seguinte equação:

$$I_{Srms} = (I_{in} + I_o) \sqrt{D} = (8,12 + 6,757) \cdot \sqrt{0,545} = 10,987A \quad (4.41)$$

Corrente máxima no interruptor

A corrente máxima no interruptor é dada pela soma das correntes de pico de entrada e saída, conforme a Equação (4.42).

$$I_{Smax} = (I_{L1max} + I_{L2max}) = (8,526 + 6,926) = 15,452A \quad (4.42)$$

Corrente em condução

A corrente em condução que circula pelo interruptor pode ser obtida a partir da soma das correntes presentes nos indutores L_1 e L_2 . Sendo assim, o cálculo é apresentado na seguinte equação:

$$I_{Son} = I_{L1} + I_{L2} = (8,12 + 6,757) = 14,877A \quad (4.43)$$

Corrente em bloqueio

A corrente em bloqueio é a corrente máxima que circula no interruptor, conforme a expressão:

$$I_{Soff} = I_{Smax} = 15,452A \quad (4.44)$$

Escolha do interruptor

A partir dos cálculos apresentados é possível definir o interruptor adequado para o projeto. Sendo assim, optou-se pelo interruptor MOSFET IRF-540N, que apresenta as seguintes especificações:

Tabela 4.5 – Especificações técnicas do MOSFET IRF-540N.

Símbolo	Significado	Valor
V_{DSS}	Tensão máxima dreno-fonte	100V
I_D	Corrente máxima de dreno	33A
R_{DSS}	Resistência dreno-fonte	0,044 Ω
t_r	Tempo de subida na comutação	35ns
t_f	Tempo de descida na comutação	35ns
t_{Son}	Tempo de <i>delay</i> na subida	11ns
t_{Soff}	Tempo de <i>delay</i> na descida	39ns

Fonte: Adaptado de Infineon (2019).

Perdas por comutação

As perdas por comutação ocorrem em 2 intervalos: quando o interruptor entra em condução e quando entra em bloqueio. Logo, é necessário avaliar os dois períodos para determinar a perda por comutação. A energia dissipada no início da condução é apresentada pela Equação (4.45).

$$E_{Son} = V_{in} \cdot I_{Son} \cdot \frac{t_{Son} + t_r}{2} \cdot 10^{-9} = 18,5 \cdot 14,877 \cdot \frac{11 + 35}{2} \cdot 10^{-9} = 6,33 \cdot 10^{-6}J \quad (4.45)$$

A energia dissipada no intervalo de bloqueio é determinada conforme a Equação (4.46).

$$E_{Soff} = V_{in} \cdot I_{Soff} \cdot \frac{t_{Soff} + t_f}{2} \cdot 10^{-9} = 18,5 \cdot 15,452 \cdot \frac{39 + 35}{2} \cdot 10^{-9} = 10,577 \cdot 10^{-6} J \quad (4.46)$$

A partir do cálculo das energias de condução e bloqueio é possível determinar a perda por comutação, de acordo o equacionamento seguinte:

$$P_{Scom} = (E_{Son} + E_{Soff}) \cdot f_s = (6,33 \cdot 10^{-6} + 10,577 \cdot 10^{-6}) \cdot 62,5 \cdot 10^3 = 1,057 W \quad (4.47)$$

Ademais, evidencia-se que os valores de tempo utilizados nos cálculos foram retirados do *datasheet* do componente. Para um cálculo mais preciso dessas perdas, recomenda-se realizar a medição desses valores de tempo de forma experimental a fim de obter valores mais próximos da realidade.

Perdas por condução

As perdas por condução são dadas em função da resistência apresentada pelo interruptor, e podem ser determinadas mediante a Equação (4.48).

$$P_{Scond} = R_{DSS} \cdot I_{Srms}^2 = 0,044 \cdot 10,987^2 = 5,312 W \quad (4.48)$$

Perdas totais no interruptor

Por fim, calcula-se as perdas totais no interruptor considerando as perdas de comutação e condução conforme a seguinte expressão:

$$P_{Stotal} = P_{Scom} + P_{Scond} = 1,057 + 5,312 = 6,368 W \quad (4.49)$$

4.5.2 Diodo

A determinação dos esforços no diodo é realizada conforme os seguintes cálculos:

Corrente média

A corrente média no diodo é a mesma que circula pelo interruptor, apresentada pela Equação (4.40).

$$I_{Dmed} = I_{Smed} = 8,115 A \quad (4.50)$$

Corrente eficaz

A corrente eficaz no diodo é equivalente a que circula pelo interruptor, expressa pela Equação (4.41).

$$I_{Drms} = I_{Srms} = 10,987A \quad (4.51)$$

Corrente máxima

A corrente máxima instantânea atuante sobre o diodo é igual a corrente máxima que circula no interruptor, expressa pela Equação (4.42). Deste modo:

$$I_{Dmax} = I_{Smax} = 15,452A \quad (4.52)$$

Tensão máxima reversa

A tensão máxima reversa ocorre quando o diodo se encontra em bloqueio, sendo neste caso equivalente a máxima tensão atuante no interruptor, expressa na Equação (4.39). Assim:

$$V_{Dmax} = V_{Smax} = 51,1V \quad (4.53)$$

Escolha do diodo

A partir dos cálculos apresentados é possível definir o diodo adequado. Optou-se pelo diodo ultrarrápido MUR1510, que contém as seguintes especificações:

Tabela 4.6 – Especificações técnicas do diodo MUR1510.

Símbolo	Significado	Valor
V_{RRM}	Tensão reversa repetitiva máxima	100V
I_F	Corrente média retificada	15A
I_{FRM}	Corrente repetitiva máxima	30A
V_F	Queda de tensão direta	0,85V
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa máxima	35ns

Fonte: Adaptado de ON SEMICONDUCTOR (2019).

Perdas por comutação

As perdas por comutação no diodo ocorrem no início da condução e quando o diodo entra em bloqueio. No entanto, por se tratar de um diodo ultrarrápido, as perdas por comutação são muito baixas e serão desprezadas.

Perdas por condução

As perdas por condução são expressas mediante a seguinte equação:

$$P_{Dcond} = V_F \cdot I_{Dmed} + R_D \cdot I_{Drms}^2 = 0,85 \cdot 8,115 + 0 \cdot 10,987 = 6,897W \quad (4.54)$$

Perdas totais no diodo

De acordo com os cálculos apresentados, determinou-se que as perdas do diodo se dão apenas em função das perdas por condução, pois as perdas por comutação foram desprezadas. Sendo assim, as perdas totais no diodo são determinadas a partir da seguinte expressão:

$$P_{Dtotal} = P_{Dcond} = 6,897 = 6,897W \quad (4.55)$$

4.5.3 Dissipador

A determinação da resistência térmica do dissipador é realizada a partir dos valores de resistência dos semicondutores, cujos valores são apresentados na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Especificações térmicas dos semicondutores.

Componente	R_{thjc} (°C/W)	R_{thcd} (°C/W)	T_j (°C)
IRF540N	1,15	0,50	175
MUR1510	1,5	0,25	175

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A temperatura ambiente utilizada no projeto será de 40°C e a temperatura de junção será considerada 120°C, posto que este valor respeita os limites de temperatura dos semicondutores.

Resistência térmica do dissipador para o interruptor

A resistência térmica do dissipador necessária para interruptor pode ser obtida mediante a seguinte equação:

$$R_{Sda} = \frac{T_j - T_a}{P_{Stotal}} - R_{Stjhc} - R_{Stgcd} = \frac{120 - 40}{6,368} - 1,15 - 0,5 = 10,912^\circ C/W \quad (4.56)$$

Resistência térmica do dissipador para o diodo

A resistência térmica do dissipador necessária para o diodo é expressa conforme a seguinte equação:

$$R_{Dda} = \frac{T_j - T_a}{P_{Dtotal}} - R_{Dthjc} - R_{Dthcd} = \frac{120 - 40}{6,897} - 1,5 - 0,25 = 9,849^\circ C/W \quad (4.57)$$

Rendimento do conversor

A partir dos valores estimados de perdas é possível determinar o rendimento do conversor. Inicialmente somam-se todas as perdas dos componentes, conforme apresentado na Equação (4.58).

$$P_{total} = P_{Stotal} + P_{Dtotal} + P_{L1} + P_{L2} = 6,368 + 6,897 + 1,401 + 1,461 = 16,127W \quad (4.58)$$

A potência de saída pode ser determinada conforme a seguinte expressão:

$$P_o = P_{in} - P_{total} = 150 - 16,127 = 133,873W \quad (4.59)$$

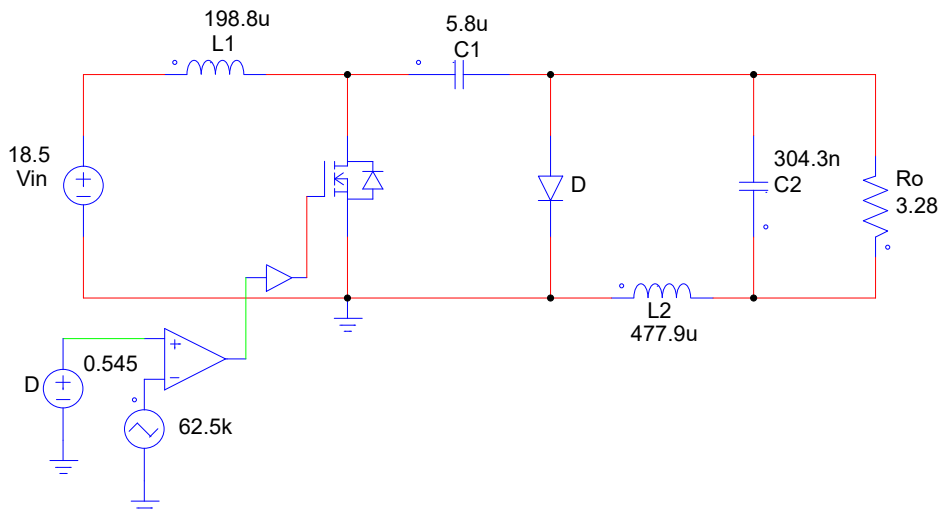
O rendimento do conversor para a potência nominal pode ser estimada segundo a Equação (4.60).

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{133,873}{150} \cdot 100 = 89,2\% \quad (4.60)$$

4.6 SIMULAÇÃO NUMÉRICA IDEAL

A fim de validar os dados de projeto foi realizada uma simulação numérica do conversor proposto no *software* PSIM. Para esta simulação inicial, os componentes foram considerados como ideais e a fonte de saída foi simulada como uma carga puramente resistiva. O modelo proposto é apresentado na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Circuito ideal simulado para verificação do projeto.



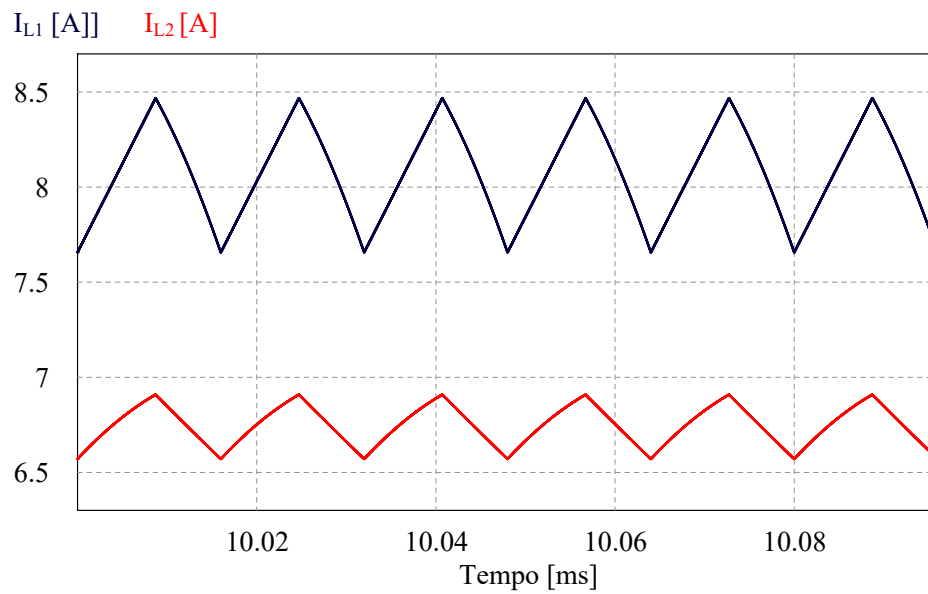
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Conforme a Figura 4.3, a simulação foi realizada com uma frequência de chaveamento de 62,5kHz e uma razão cíclica de 0,545. Os valores de indutância e capacitância foram estabelecidos conforme o projeto de potência. A carga resistiva foi dimensionada considerando a máxima potência do módulo de 150W.

A Figura 4.4 mostra a corrente nos indutores L1 e L2. É possível observar que os valores médios e de ondulação atendem aos valores teóricos bem como às formas de onda apresentadas na Figura 3.4.

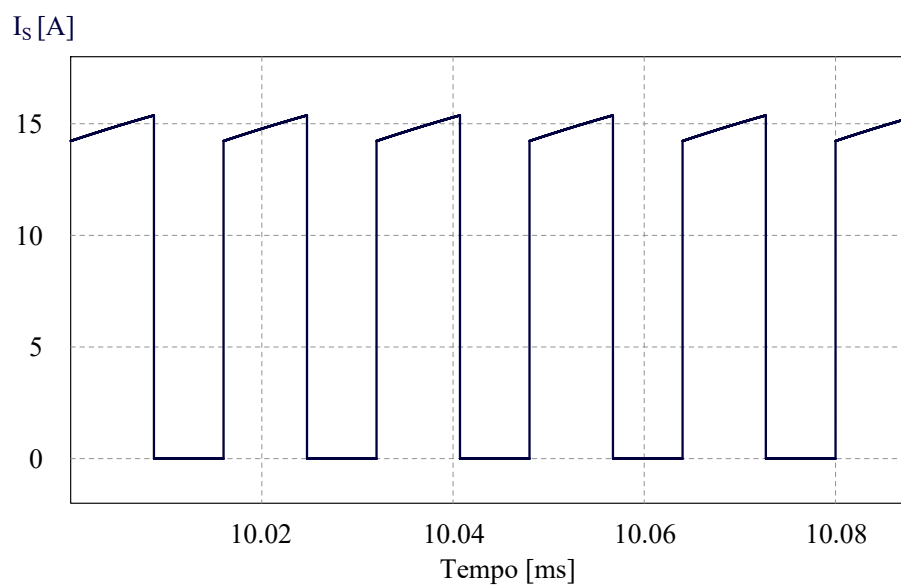
As Figuras 4.5 e 4.6 apresentam os esforços de corrente sobre o interruptor e diodo. Nota-se que os valores e formas de onda também estão de acordo com os valores de projeto. A tensão sobre os semicondutores é mostrada na Figura 4.7. Na Figura 4.8 é exibida a forma de onda característica sobre o capacitor C1.

Figura 4.4 – Corrente nos indutores I_{L1} e I_{L2} .



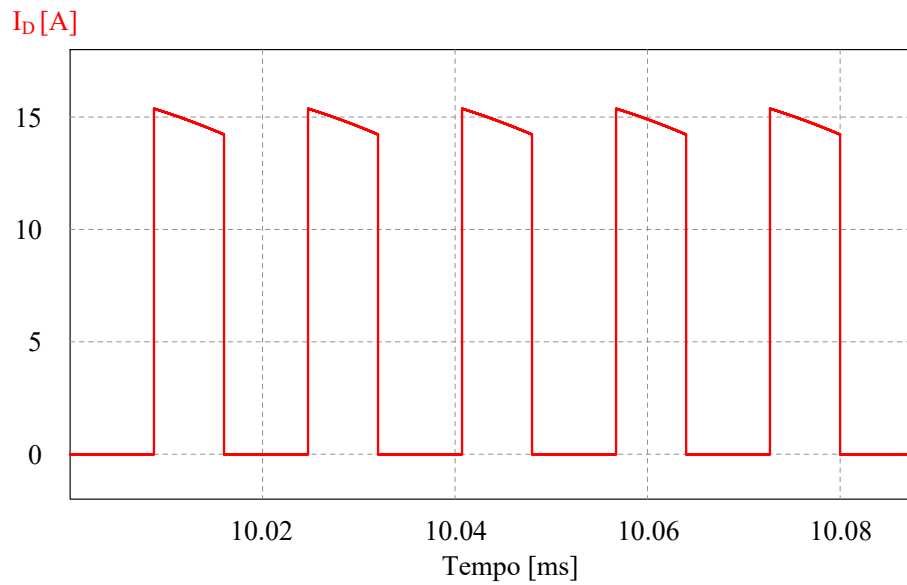
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 4.5 – Esforços de corrente sobre o interruptor.



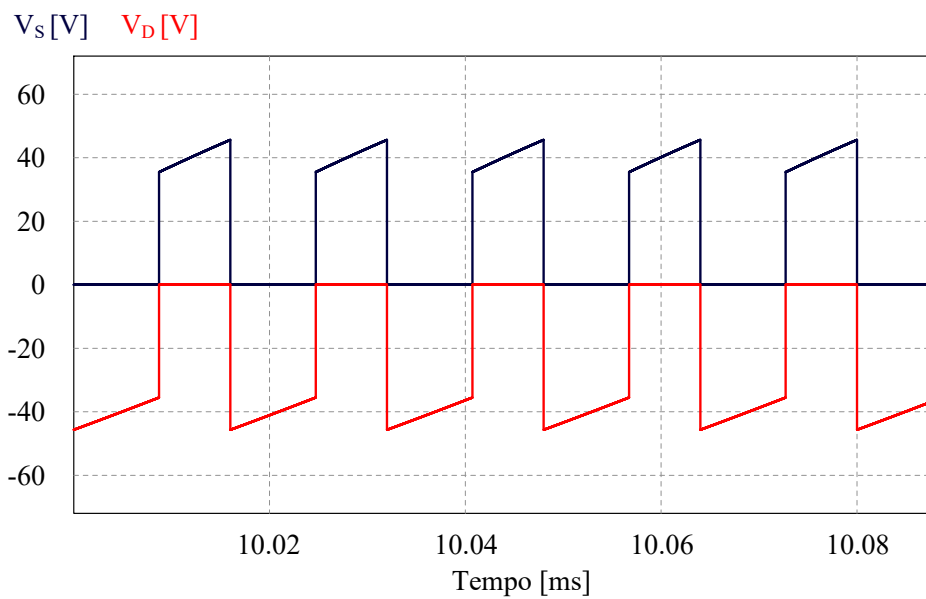
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 4.6 – Esforços de corrente sobre o diodo.



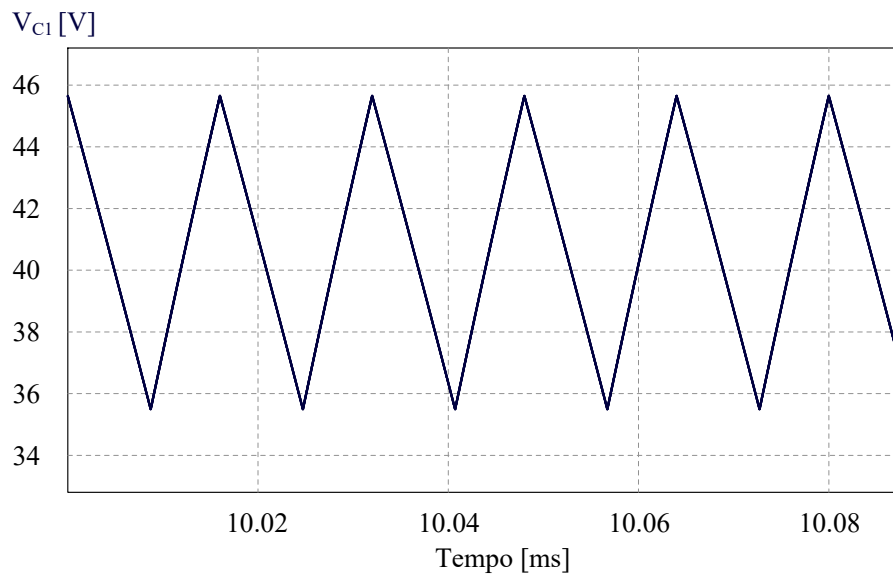
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 4.7 – Esforços de tensão sobre os semicondutores.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 4.8 – Tensão no capacitor C1.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Nas figuras apresentadas observa-se que os valores obtidos mediante os equacionamentos do projeto de potência estão de acordo com os valores apresentados a partir do modelo de simulação computacional. Além disso, as formas de onda possuem formato equivalente às formas de onda teóricas do conversor C_{uk} apresentadas no capítulo 3.

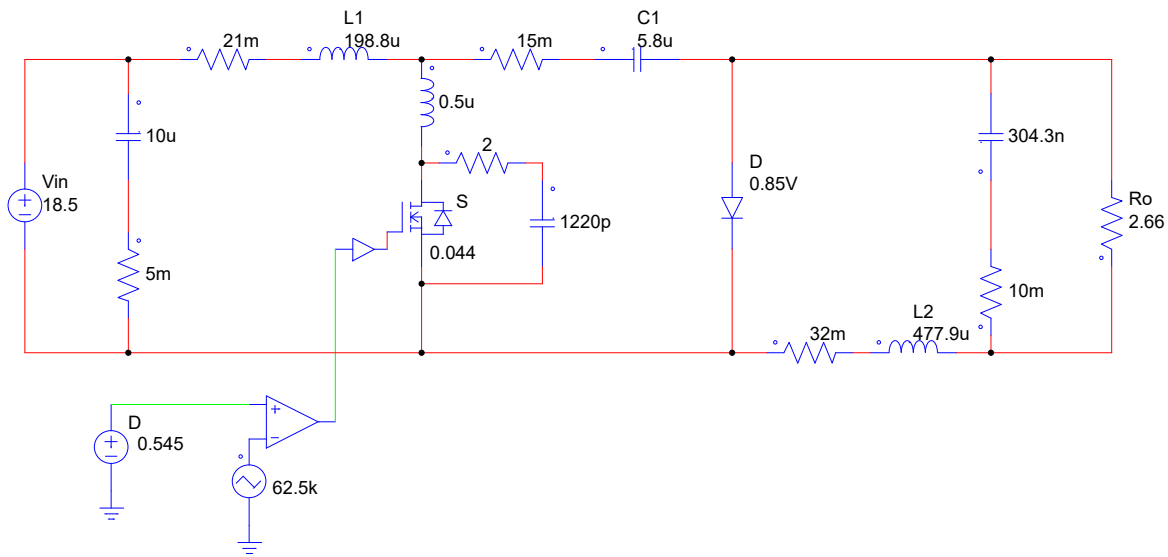
A próxima etapa é desenvolver um modelo considerando as não linearidades dos componentes e dimensionar os circuitos auxiliares.

4.7 SIMULAÇÃO NUMÉRICA NÃO IDEAL

Na simulação numérica não ideal, cujo circuito é apresentado na Figura 4.9, foram consideradas todas as perdas produzidas por cada componente do circuito. Além disso, foi adicionado um capacitor na entrada a fim de obter uma leitura mais estável da tensão na entrada do conversor na etapa experimental. Ademais, foi necessário alterar a carga resistiva na saída com intuito de obter a potência de 150W na entrada do conversor.

Verifica-se também que há um circuito RC e uma indutância adicionados ao MOSFET. Estes componentes foram adicionados visando aproximar os valores de simulação com os valores obtidos de forma experimental, e dessa forma simular o comportamento que o conversor estava apresentando na prática. Deste modo, adicionou-se um capacitor de 1220pF, conforme a folha de dados do fabricante. O resistor foi estimado com intuito de emular a forma exponencial do decaimento de tensão e o indutor está representando um valor ajustado para indutância parasita intrínseca do componente.

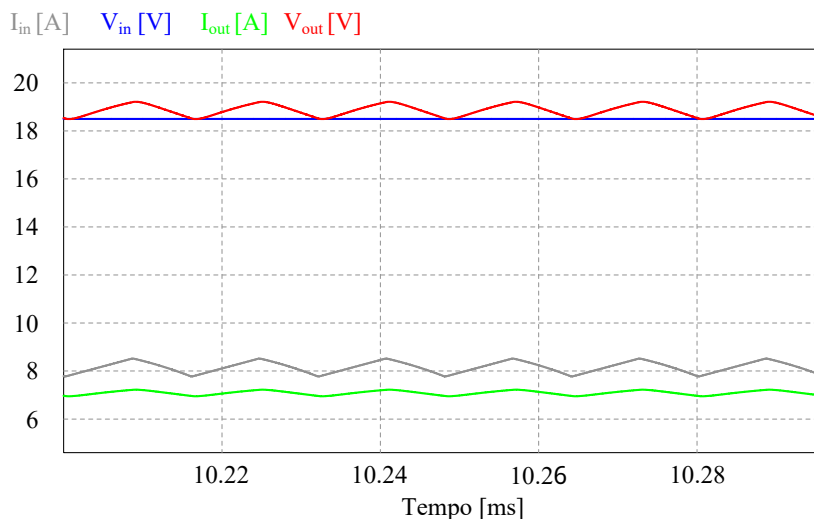
Figura 4.9 – Circuito do conversor considerando as não idealidades.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Os valores de tensão e corrente na entrada e saída do conversor são mostrados na Figura 4.10. É possível observar que as correntes se mantêm próximas aos valores teóricos. Por outro lado, há uma queda de tensão na saída do conversor, que representa as perdas geradas pelos componentes. Por fim, é possível observar uma baixa ondulação na corrente de saída, conforme os dados de projeto.

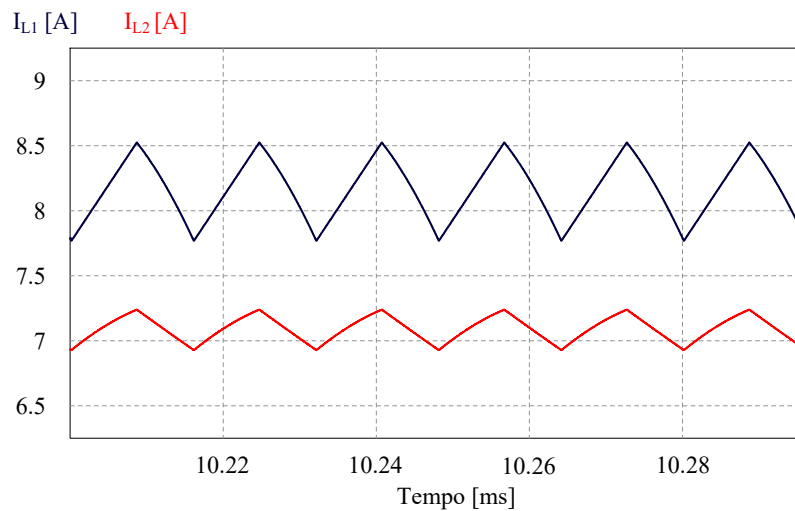
Figura 4.10 – Tensão e corrente na entrada e saída do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Na Figura 4.11 é apresentada a corrente sobre os indutores L1 e L2. Os valores estão de acordo com o esperado e a forma de onda com ondulação baixa na saída conforme projetado.

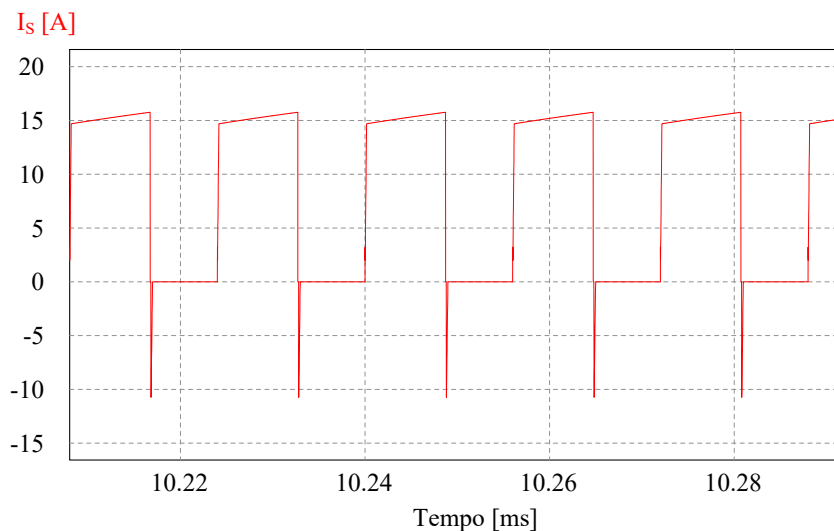
Figura 4.11 – Corrente nos indutores L1 e L2.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

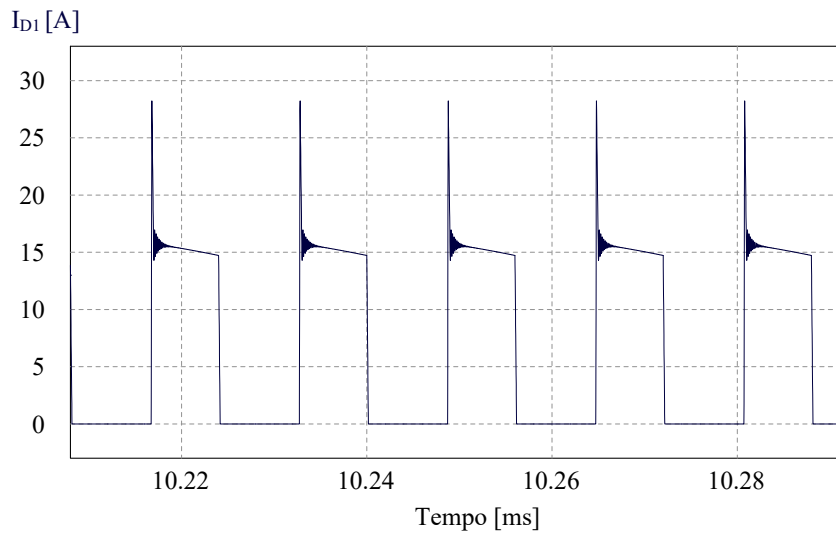
As correntes nos semicondutores são observadas nas Figuras 4.12 e 4.13. Há um pico de corrente sobre o interruptor e sobre o diodo, cuja ocorrência pode ser atribuída a problemas de *layout*. Contudo, este pico não afeta o funcionamento dos componentes escolhidos, visto que ambos suportam esse valor de corrente.

Figura 4.12 – Esforços de corrente sobre o interruptor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

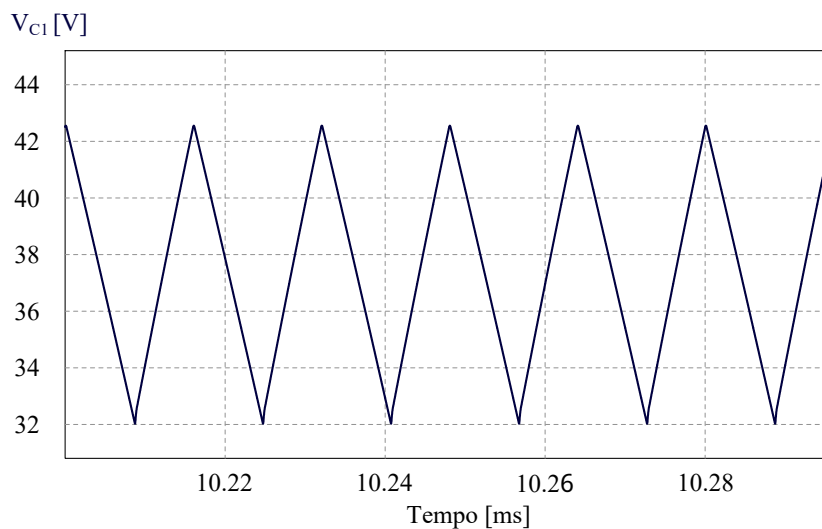
Figura 4.13 – Esforços de corrente sobre o diodo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

As Figuras 4.14 e 4.15 mostram a tensão sobre o capacitor C1 e sobre o diodo, ambas de acordo com o esperado.

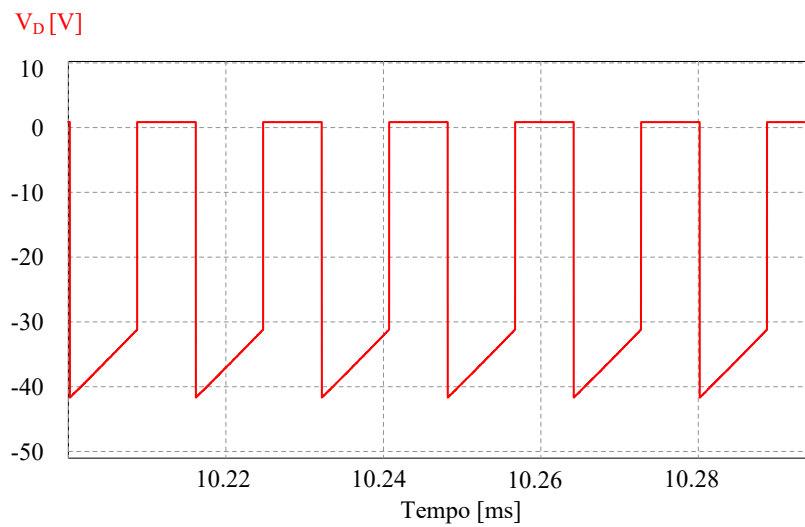
Figura 4.14 – Tensão sobre o capacitor C1.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

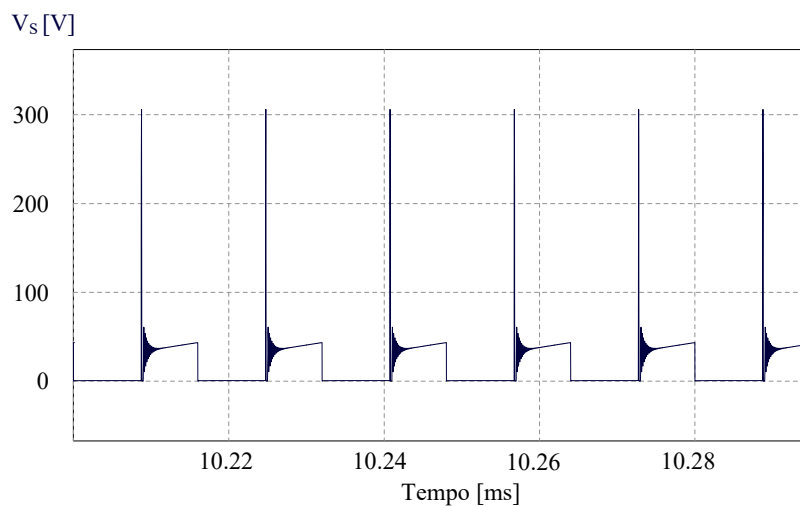
Na Figura 4.16 é apresentada a tensão sobre o interruptor. O valor de pico da tensão chega a 300V, valor superior aos 100V que o MOSFET IRF540 suporta. A solução para a redução deste pico de tensão será adicionar um circuito *snubber* RCD para suavizar esta elevação de tensão e garantir o funcionamento seguro do componente. O circuito *snubber* será dimensionado na seção dos circuitos auxiliares e a comprovação do funcionamento será apresentada nos resultados experimentais.

Figura 4.15 – Tensão sobre diodo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 4.16 – Tensão sobre interruptor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A partir dos resultados apresentados, é possível observar que os valores obtidos na simulação estão próximos dos valores calculados. Deste modo, conclui-se que o projeto de potência foi validado e servirá como base para a concepção do protótipo do conversor.

4.8 CIRCUITOS AUXILIARES

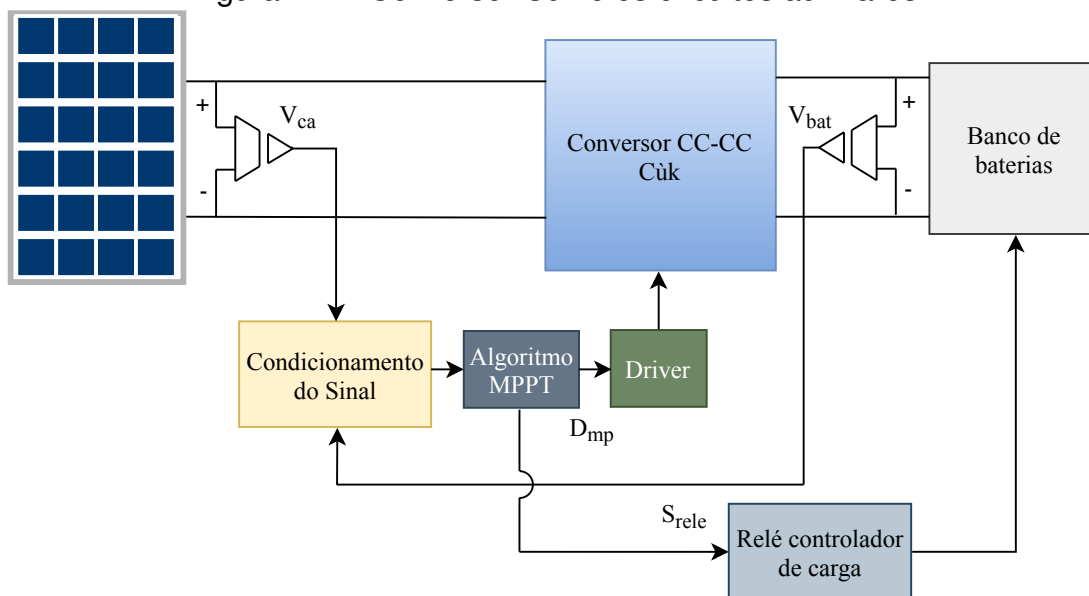
O projeto do rastreador de máxima potência e controlador de carga de bateria requer, além do emprego do conversor CC-CC e de um microcontrolador para execução do algoritmo rastreador de MPPT, o uso de circuitos auxiliares,

tais quais citam-se: sensores, circuitos de condicionamento do sinal, hardware do microcontrolador e circuitos de comando. Por questões ilustrativas e visando facilitar a observação, a Figura 1.1 é novamente apresentada, exibindo o diagrama de blocos contendo todos os circuitos auxiliares do protótipo.

Sucintamente, realiza-se a leitura da V_{ca} e V_{bat} , a partir do uso de sensores, e o circuito de condicionamento de sinal gera os valores de tensão que serão empregados no algoritmo do MPPT. Este irá gerar 2 variáveis de saída: a razão cíclica D_{mp} , que será aplicada ao circuito de comando para posterior acionamento do interruptor e o sinal S_{rele} , que fará o controle de carga da bateria a partir do acionamento de um relé.

Nesta seção serão apresentadas as etapas referentes a aplicação de cada circuito auxiliar necessário para o funcionamento do conversor CC-CC.

Figura 1.1 – Conversor Cúk e os circuitos auxiliares.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

4.8.1 Sensores

Sensor de tensão para leitura do V_{ca} e condicionamento da tensão

O circuito de leitura da tensão V_{ca} tem como finalidade a obtenção de uma amostragem adequada da tensão de saída do módulo fotovoltaico para que esta seja empregada na entrada A/D do microcontrolador.

Segundo a estratégia de rastreamento adotada, o cálculo da D_{mp} para o rastreamento do MPPT depende do valor lido na saída do módulo fotovoltaico. Logo, a eficiência do método de rastreamento está diretamente atrelada à precisão do sensor empregado. Haja vista, optou-se pela utilização do sensor de efeito Hall LV 25-P cujas especificações são apresentadas na Tabela 4.8.

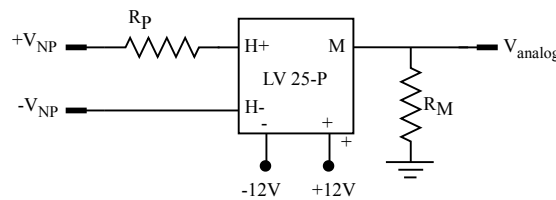
Tabela 4.8 – Especificações técnicas do sensor Hall LV 25-P

Símbolo	Significado	Valor
I_{Np}	Corrente nominal primária	10mA
I_{Ns}	Corrente nominal secundária	25mA
V_{NP}	Tensão de entrada do sensor	500V
V_{cc}	Tensão de alimentação	$\pm 12V$
K_N	Taxa de conversão	2500:1000
R_{Mmin}	Resistência de saída mínima	30 Ω
R_{Mmax}	Resistência de saída máxima	190 Ω

Fonte: Adaptado de LEM (2019).

Na Tabela 4.8 são apresentados os valores de I_{Np} e I_{Ns} referentes às correntes que devem circular no primário e secundário para obter a maior precisão do equipamento. Segundo o fabricante, utilizando esta taxa de conversão é possível obter uma precisão de aproximadamente $\pm 0,9\%$ da V_{NP} . Sendo assim, é necessário determinar as resistências R_p e R_M a fim de obter valores de tensão no intervalo de operação com maior precisão. Na Figura 4.17 é apresentada a estrutura do sensor LV 25-P.

Figura 4.17 – Circuito do sensor Hall LV 25-P.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Para o cálculo de R_p é considerada a máxima tensão que o módulo fotovoltaico pode fornecer $V_{ca} = 22,9V$ e a corrente no primário $I_{Np} = 10mA$, assim:

$$R_p = \frac{V_{ca}}{I_{Np}} = \frac{22,9}{0,01} = 2,29k\Omega \quad (4.61)$$

Entretanto, devido à disponibilidade de resistores comerciais, optou-se por considerar $V_{ca} = 24V$, resultando em uma resistência $R_p = 2,4k\Omega$.

O cálculo de R_M determinará o intervalo de tensão para a conversão A/D. Logo, quanto maior este intervalo, maior será a resolução. Sendo assim, optou-se pelo resistor comercial de $R_{Mmax} = 180\Omega$, gerando o seguinte valor de tensão:

$$V_{analog} = R_M \cdot I_{Ns} = 180 \cdot 0,025 = 4,5V \quad (4.62)$$

O valor obtido encontra-se em um intervalo muito próximo da máxima resolução, que seria os 5V possíveis da entrada analógica do conversor. De posse destes dados é possível determinar o ganho K_s do sensor por meio a seguinte expressão:

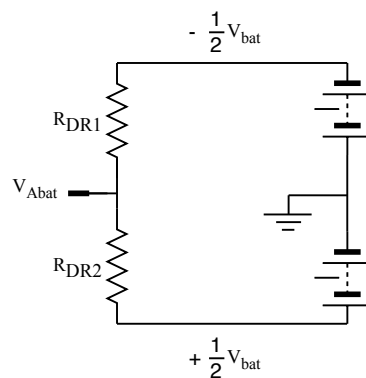
$$K_s = \frac{V_{analog}}{24} = \frac{4,5}{24} = 0,187 \quad (4.63)$$

Aplicando esses valores obtêm-se um rendimento adequado do sensor Hall LV 25-P para o projeto do conversor CC-CC.

Sensor de tensão para leitura da V_{bat} e condicionamento da tensão

O cálculo da tensão de saída do conversor $C_{\mu k}$ também é necessário, uma vez que este valor será aplicado ao equacionamento de D_{mp} e também no controle de carga da bateria. Para a leitura deste valor de tensão será utilizado um divisor resistivo cuja representação elétrica está disposta na figura seguinte.

Figura 4.18 – Circuito do divisor resistivo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Na Figura 4.18 é possível observar a disposição da saída do conversor. A tensão do banco de baterias está dividida pela metade devido a utilização desta tensão para alimentação dos outros circuitos, como o circuito driver, relé e sensor LV-25, todos com uma tensão de alimentação de 12V.

Para o cálculo de R_{DR1} e R_{DR2} é considerada a máxima tensão da bateria $V_{bat} = 25,2V$ e o valor para a máxima resolução na entrada A/D. Por questões de segurança adotou-se a tensão de conversão analógica $V_{Abat} = 4,8V$, resultando na seguinte expressão:

$$V_{Abat} = \frac{1}{2} \cdot V_{bat} \cdot \frac{R_{DR2} \cdot V_{bat}}{R_{DR1} + R_{DR2}} = 12,6 \cdot \frac{R_{DR2} \cdot 25,2}{R_{DR1} + R_{DR2}} \quad (4.64)$$

Substituindo V_{Abat} na Equação 4.64, é obtida a seguinte relação:

$$R_{DR2} = 0,0151 \cdot R_{DR1} \quad (4.65)$$

Considerando a disponibilidade comercial, estimou-se o valor de $200\text{k}\Omega$ para o resistor R_{DR1} . Deste modo, o valor calculado para R_{DR2} foi $3,020\text{k}\Omega$, sendo adotado um resistor comercial de $3\text{k}\Omega$.

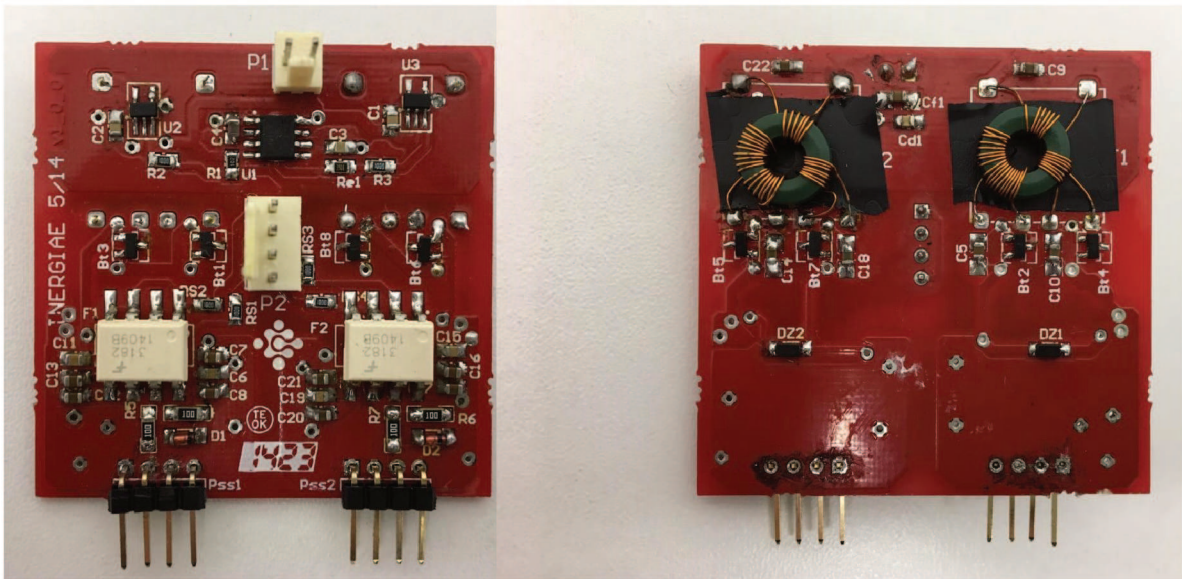
4.8.2 Circuito de comando

Com os circuitos anteriormente dimensionados é possível realizar a leitura das tensões de entrada e saída e calcular, por meio do algoritmo, a razão cíclica para a máxima potência. Contudo, este sinal de razão cíclica está condicionado a uma saída digital do microcontrolador, que não possui a potência necessária para o acionamento do interruptor. Portanto, é necessário o emprego de um circuito de comando *driver*, que fará o condicionamento correto do sinal na potência adequada de disparo do interruptor.

O *driver* utilizado é apresentado na Figura 4.19, cujo circuito esquemático é mostrado na Figura 4.21. Este dispositivo pode atender a 2 interruptores, entretanto apenas um lado do circuito será utilizado, pois o conversor projetado contém apenas um interruptor. Também observa-se no esquemático que o *driver* é isolado. A tensão de alimentação do circuito é de 12V e será obtida a partir tensão da bateria. O sinal de *gate*, enviado pelo microcontrolador, será tratado de forma a garantir os +15V e -7V característicos para o acionamento do interruptor. Na Figura 4.20 é apresentado um resultado obtido via experimental do sinal gerado pelo *driver*.

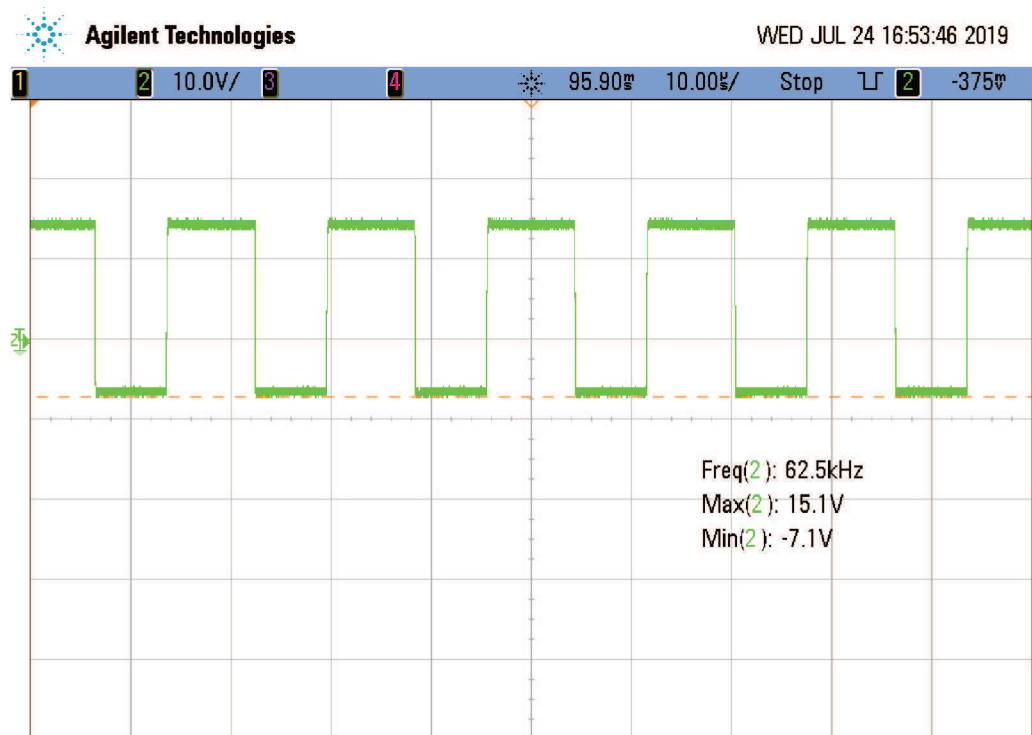
Nota-se, mediante a análise dos valores apresentados na Figura 4.20, que o sinal está de acordo com o que foi proposto, apresentando um sinal de PWM operando em uma frequência de 62,5kHz e com uma tensão no *gate* na ordem dos +15V e -7V. Posto isto, o circuito *driver* escolhido mostra-se adequado ao controle do interruptor em nível de tensão.

Figura 4.19 – *Driver* de comando do interruptor.



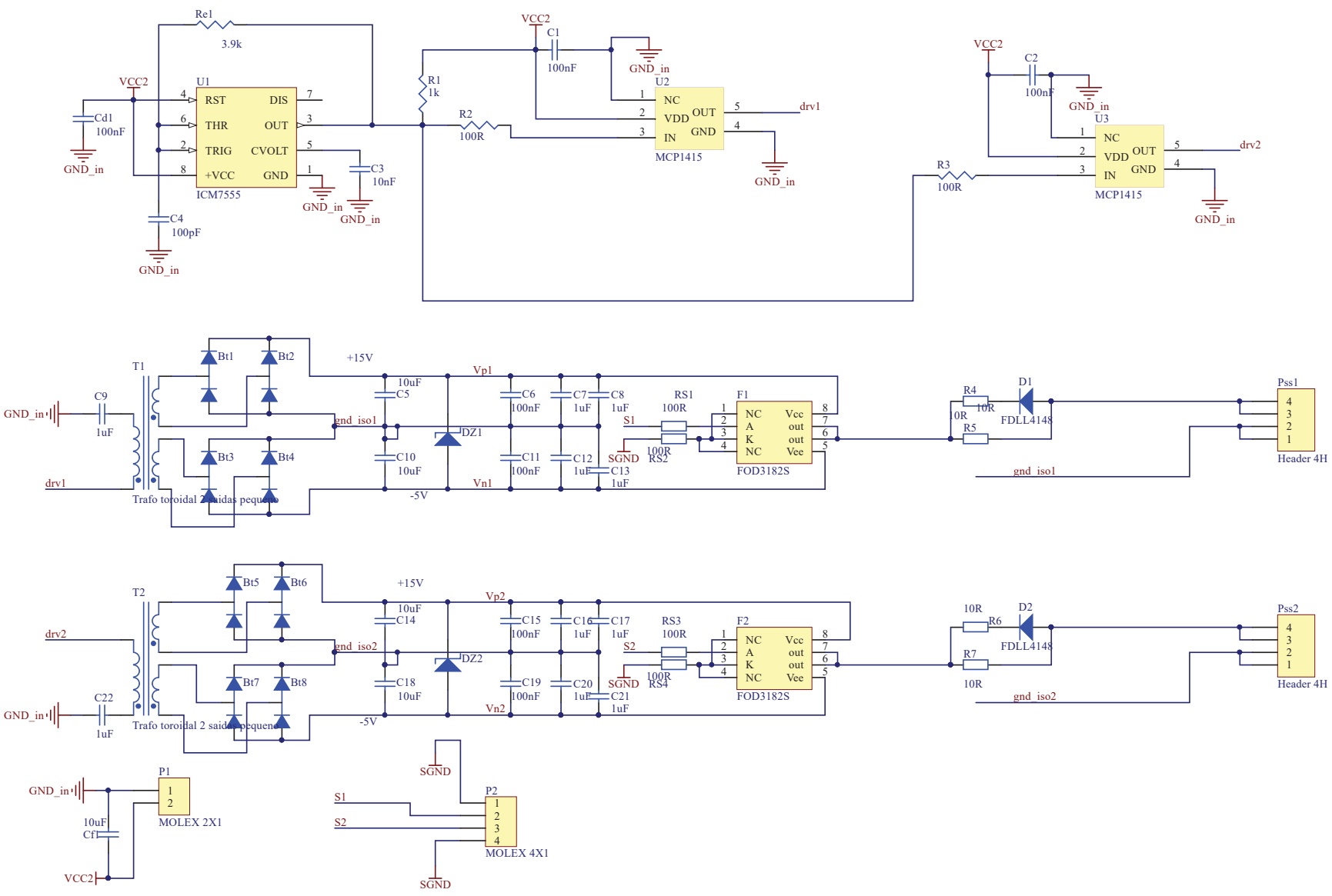
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 4.20 – Frequência de chaveamento e limites de tensão de operação do *driver* obtidos via experimental.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 4.21 – Circuito esquemático da placa do driver de comando do interruptor.

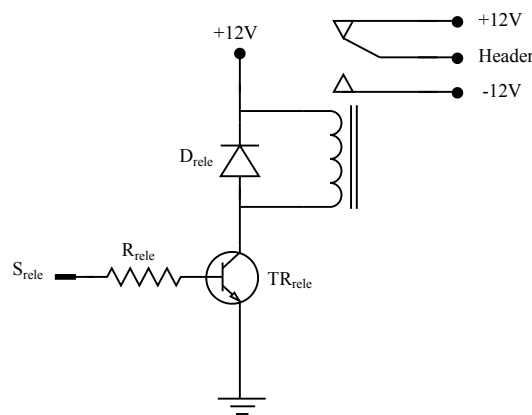


Fonte: Adaptado de Ortman et al. (2012).

4.8.3 Relé de conexão e desconexão da bateria

Para a realização do controle de carga de bateria optou-se pela utilização de um relé devido a praticidade de aplicação. A operação do relé será determinada a partir de um sinal enviado do microcontrolador, que a partir do algoritmo de leitura dos valores de tensão da bateria, irá ativar ou desativar o relé. O circuito esquemático do relé é apresentado na Figura 4.22.

Figura 4.22 – Circuito esquemático do relé controlador de carga.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

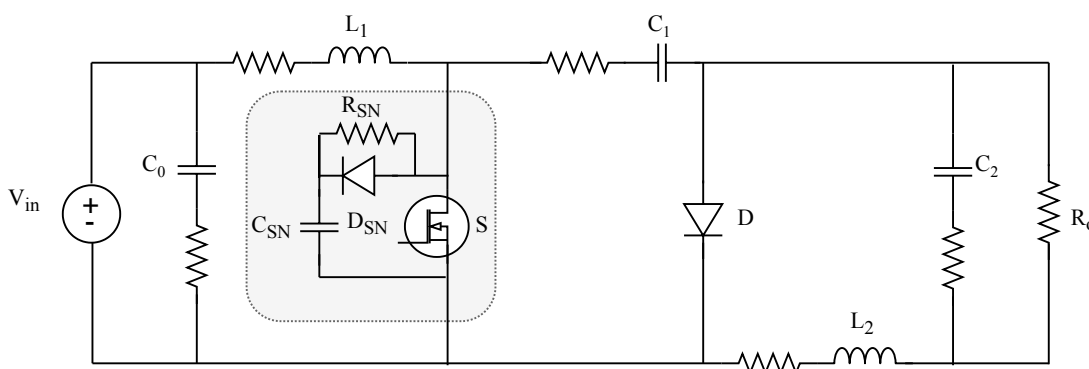
De forma explicativa, o banco de baterias utilizado neste projeto opera no intervalo entre 18V e 25,2V. Ademais, para garantir a eficiência e segurança das baterias é necessário realizar controle de carregamento e descarregamento. Conforme a Figura 4.22, o relé entra em operação a partir de um sinal oriundo de uma saída digital do microcontrolador. Este sinal será gerado quando o algoritmo identificar que a bateria se encontra no mínimo valor de tensão ou no máximo. No primeiro caso, quando a bateria atingir os 18V, a carga será desconectada, e o conversor irá operar apenas no carregamento. Quando a bateria atingir os 25,2V o carregamento será desligado, impondo razão cíclica igual a zero, e o relé permanecerá com a carga ativada. No processo de religar a carga ou o conversor carregador, ainda é realizado um controle de histerese visando aumentar o tempo de vida útil do conversor.

O relé escolhido foi o KLT1A12DC12-L, que possui alimentação de 12V, cuja fonte de fornecimento será a própria bateria. No circuito esquemático ainda são observados alguns componentes auxiliares necessários para o funcionamento adequado do relé. Para o R_{rele} foi utilizado um resistor de 1k Ω . Para o transistor TR_{rele} optou-se pelo BC547 e para o diodo D_{rele} foi utilizado um SK1GF. Ambos foram escolhidos devido à disponibilidade no laboratório.

4.8.4 Circuito *snubber* aplicado ao interruptor

Conforme exibido nas simulações, há um pico de tensão sobre o interruptor da ordem dos 300V. O limite de tensão que o interruptor IRF 540N suporta é de 100V. Deste modo, é necessário o emprego de um circuito *snubber*, cujo esquemático é apresentado na Figura 4.23, a fim de suavizar esse transiente de tensão e garantir o funcionamento seguro do componente. O circuito utilizado tem característica RDC e foi calculado segundo a metodologia abordada em Billings e Morey (2011). Na Tabela 4.9 são apresentados os parâmetros adotados nos cálculos.

Figura 4.23 – Circuito esquemático do *snubber* RDC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Tabela 4.9 – Especificações dos parâmetros para o cálculo do circuito *snubber*.

Símbolo	Significado	Valor
V_{SNmax}	Tensão máxima sobre o interruptor	80V
t_f	Tempo de descida na comutação	35ns
I_{Smax}	Corrente máxima sobre o interruptor	15,452V

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A capacitância e resistência são determinadas conforme as seguintes equações.

$$C_{SN} = \frac{I_{Smax} \cdot T_f}{2 \cdot V_{SNmax}} = \frac{15,452 \cdot 35 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 80} = 3,39nF \quad (4.66)$$

$$R_{SN} = \frac{T_f}{2 \cdot C_{SN}} = \frac{35 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 3,39 \cdot 10^{-9}} = 5,16\Omega \quad (4.67)$$

Contudo, por questões de disponibilidade, foi empregado um capacitor de polipropileno de 62nF, um resistor de 1Ω/5W e um diodo MUR1510.

4.9 MICROCONTROLADOR

Para realizar o controle do chaveamento conversor, executar o algoritmo rastreador do ponto de máxima potência e controlar conexão e desconexão da carga optou-se pelo emprego da plataforma *open-source* Arduino Nano V3.0, que utiliza o microcontrolador Atmel Atmega 328P. A escolha deste dispositivo fundamentou-se no atendimento às características do conversor proposto, em termos de processamento e frequência de operação, e no tamanho reduzido da placa, visto que uma das necessidades do projeto é desenvolver um conversor de tamanho reduzido. Além disso, ressalta-se o baixo custo do equipamento, que também é uma das premissas do projeto. As principais características do Arduino Nano V3.0 são apresentadas na Tabela 4.10.

Tabela 4.10 – Especificações técnicas do Arduino Nano V3.0.

Significado	Característica
Microcontrolador	Atmel Atmega 328P
Dimensões	4,5cm x 1,9cm x 1,5cm
Tensão de alimentação	7V - 12V
Pinos digitais I/O	14 pinos com a possibilidade de usar 6 destes para PWM
Pinos de entrada analógica	8 entradas com 10 bits de resolução
Corrente D/C por pino I/O	40mA
Velocidade do Clock	16MHz
Memória Flash	16Kb
SRAM	2Kb
EEPROM	1Kb

Fonte: Adaptado de Arduino (2019).

Como requisito de projeto, a frequência de operação do PWM é de 62,5kHz. Contudo, as frequências de PWM características nas funções básicas do Arduino são da ordem de 500Hz, como é o caso da função *"analogWrite"*. Sendo assim, é necessário ajustar os registradores do hardware a fim de obter a frequência desejada.

Inicialmente ajusta-se o registrador de 8 *bits* TCCR2A. Para isto, este registrador é configurado como *"fast PWM"*, cuja representação em binário é 1010 0011. Os *bits* mais significativos (1010) são configurados para associar o registrador OC2A visando selecionar a razão cíclica. Para a seleção da frequência utiliza-se o registrador TCCR2B. De forma resumida, esse registrador contém 7 opções de pré-escalas (1, 8, 32, 64, 128, 256, 1024) para configurar a frequência desejada. O cálculo para os obter

os 62,5kHz consiste na seguinte expressão:

$$f_s = \frac{clock}{prescaler \cdot 256} = \frac{16MHz}{1 \cdot 256} = 62,5kHz \quad (4.68)$$

Na Equação (4.68) o *clock* de 16MHz é dividido pelo valor de pré-escala (*prescaler*) que multiplica o valor 256, referente ao registrador de 8 *bits*. Logo, a partir da configuração dos registradores, é possível obter as 7 frequências de PWM, conforme a Tabela 4.11.

Tabela 4.11 – Opções de frequências dos registradores do Atmega 328P.

CS22	CS21	CS20	<i>Prescaler</i>	Frequência
0	0	1	1	62,5kHz
0	1	0	8	7,81kHz
0	1	1	32	1,95kHz
1	0	0	64	976,56Hz
1	0	1	128	488,28Hz
1	1	0	256	244,14Hz
1	1	1	1024	61,03Hz

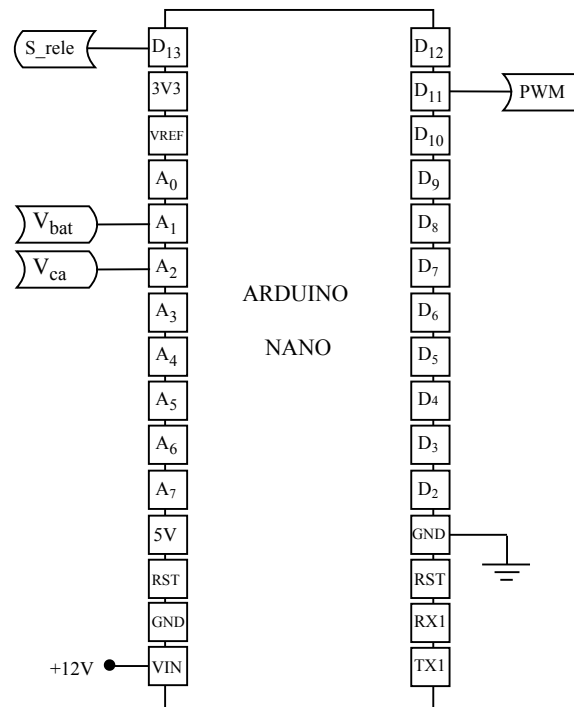
Fonte: Adaptado de ATmega328P (2019).

Segundo a Tabela 4.11, os *bits* CS22, CS21 e CS20 são configurados de acordo com a pré-escala desejada, cuja opção para este projeto foi a pré-escala 1. A última etapa consiste na conversão da razão cíclica desejada para o número inteiro correspondente ao registrador OC2A. Tratando-se de um registrador de 8 *bits*, basta multiplicar o valor da razão cíclica por 256, subtraindo a unidade, e aplicar ao OC2A.

Ademais, na Figura 4.24 apresenta-se um circuito esquemático dos pinos utilizados do Arduino Nano para este projeto.

Para mero esclarecimento, é utilizada uma das saídas digitais para o PWM e outra para condicionar o relé. As entradas analógicas A1 e A2 são utilizadas para leitura dos sensores de tensão da saída do painel fotovoltaico e da tensão da bateria. Por fim, emprega-se os 12V da bateria na alimentação do Arduino e conecta-se um GND.

Figura 4.24 – Esquema de utilização dos pinos do Arduino.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

4.10 BATERIA

A bateria empregada neste projeto, conforme apresentado nos capítulos anteriores, deverá ser de 24V. Para a construção desta bateria foram utilizadas células de Li-ion com tensão média de 3,7V e capacidade de carga de 2200mAh. Dessa forma, para obter os níveis de tensão e capacidade de carga desejados, é necessário associar 4 séries em paralelo, contendo 6 células em cada série.

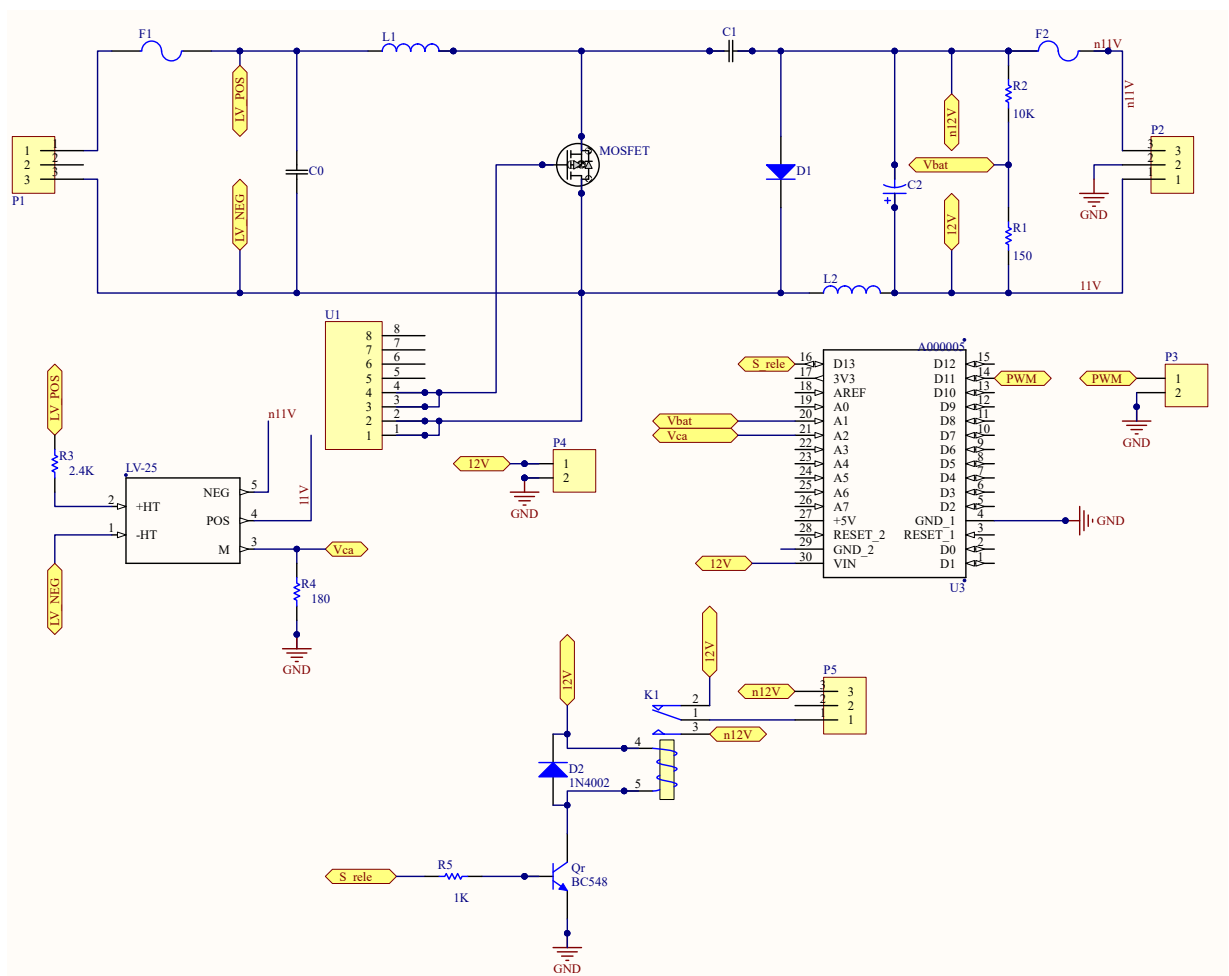
Em relação à utilização de 4 séries em paralelo, a motivação para tal estrutura refere-se ao fato de obter maiores níveis de capacidade de carga, visto que há uma soma dos níveis de corrente da bateria. A alimentação do conversor será realizada a partir de um módulo FV que pode fornecer até 8,12A. Por conseguinte, é necessário que a bateria atenda a esse limite. Por questões de segurança e tempo de vida útil da bateria, é sugerido um carregamento de 500mAh até 1000mAh por célula. Excedendo este limite, há uma redução no tempo de vida útil da bateria. Portanto, com as 4 séries em paralelo é obtida uma capacidade de carga de 8800mAh, adequando-se ao projeto desenvolvido e aproveitando ao máximo o fornecimento de energia do módulo FV.

Outra característica da bateria utilizada foi a adição de um GND no centro da bateria, dividindo a tensão em entre +12V e -12V. A razão para isto diz respeito a alimentação do relé, arduino e do circuito *driver*, todos estes alimentados com 12V.

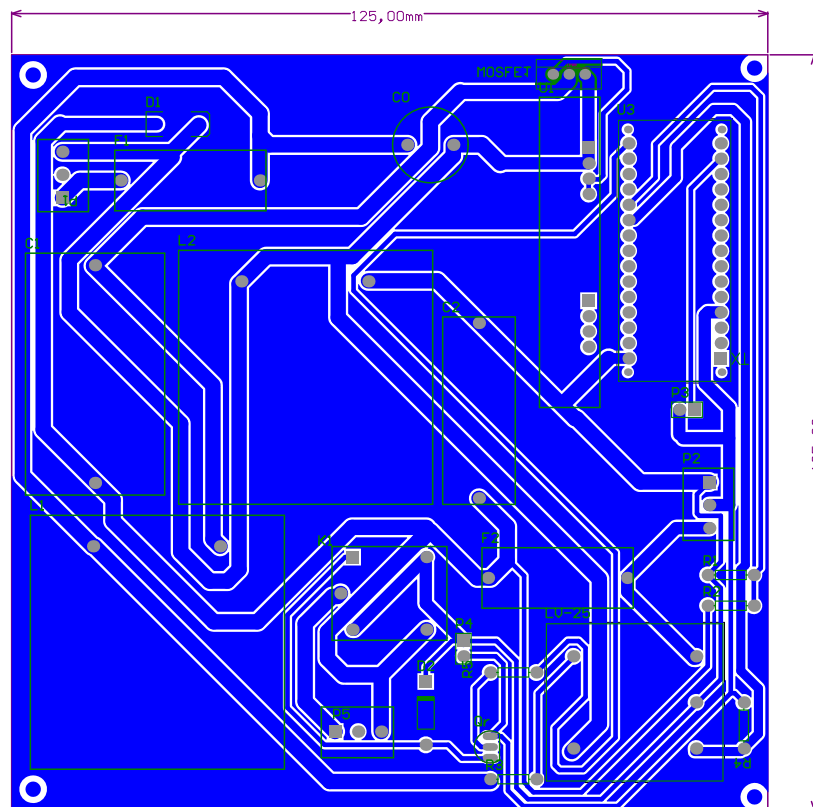
4.11 PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO - PCB

Para o desenvolvimento do protótipo desenvolveu-se um única placa de circuito impresso, contemplando os circuitos auxiliares, *driver* e placa de potência. O projeto foi desenvolvido utilizando o programa Altium Designer. Inicialmente projetou-se a estrutura esquemática do circuito, cuja disposição é apresentada na Figura 4.25. Na etapa seguinte desenvolveu-se o projeto da PCB considerando as dimensões, localização dos componentes e tamanho das trilhas, conforme apresentado na Figura 4.26.

Figura 4.25 – Esquemático dos circuitos do protótipo no Altium Designer.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 4.26 – *Footprint* da PCB desenvolvida.

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Conforme apresentado na Figura 4.26, os componentes de potência foram agrupados de maneira próxima, assim como os circuitos auxiliares. Com isso é possível organizar a PCB de modo que as trilhas de potência, que conduzem maiores níveis de corrente, sejam mais espessas e as trilhas dos circuitos auxiliares, responsáveis pelos sinais, sejam mais reduzidas. A partir destas considerações foi possível obter uma placa com dimensões de 12,5cm x 12,5cm, adequando-se a proposta de um projeto com tamanho reduzido.

4.12 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados todos os parâmetros construtivos do conversor. O projeto de potência foi realizado e validado via simulações computacionais no *software* PSIM. A escolha dos componentes permitiu obter os resultados da simulação não ideal e identificar os circuitos auxiliares necessários para o funcionamento adequado e seguro dos componentes. Os circuitos auxiliares, necessários para a implementação da técnica e operação do conversor, foram dimensionados e apresentados de forma esquemática. Por fim, apresentou-se a placa

de circuito impressa a ser empregada na construção do protótipo. A próxima etapa consiste na concepção do protótipo e obtenção dos resultados experimentais.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos para o conversor projetado no capítulo anterior. Será realizada também uma comparação entre os resultados simulados e experimentais a fim de validar o modelo desenvolvido. Serão exibidos os resultados para operação em malha aberta e em malha fechada.

Um dos métodos para validar o projeto desenvolvido até o momento é a implementação, concepção e obtenção de resultados experimentais. Dessa forma, inicialmente serão apresentados os resultados para a operação em malha aberta, impondo uma razão cíclica fixa e a potência nominal do módulo fotovoltaico. Para isto utilizou-se uma carga puramente resistiva na saída do conversor por questões de segurança e uma tensão fixa na entrada de 18,5V. Ainda neste primeiro ensaio, é necessário alterar os valores da carga resistiva com o intuito de analisar o rendimento do conversor para diferentes potências.

A próxima etapa consiste em realizar alterações na razão cíclica e avaliar a operação do conversor para cada valor inserido. O teste seguinte é inserir um banco de baterias na saída do conversor a fim de verificar o correto funcionamento e analisar se as formas de onda estão de acordo com projeto. Posteriormente aplica-se a técnica de rastreamento do ponto de máxima potência para verificar se o algoritmo está lendo corretamente os valores de tensão de entrada e saída e calculando a razão cíclica para cada situação.

Após verificadas todas as condições anteriores é possível realizar o teste em malha fechada. Neste experimento será verificado o algoritmo rastreador de máxima potência para diferentes condições climáticas, a partir do uso da fonte de emulação fotovoltaica "*photovoltaic array emulator*", modelo XR600-16.5, fabricada pela empresa *Magna Power*, com capacidade de fornecer até 600V e 15A. Os resultados experimentais serão acompanhados dos resultados via simulação numérica, obtidos por meio do *software* PSIM.

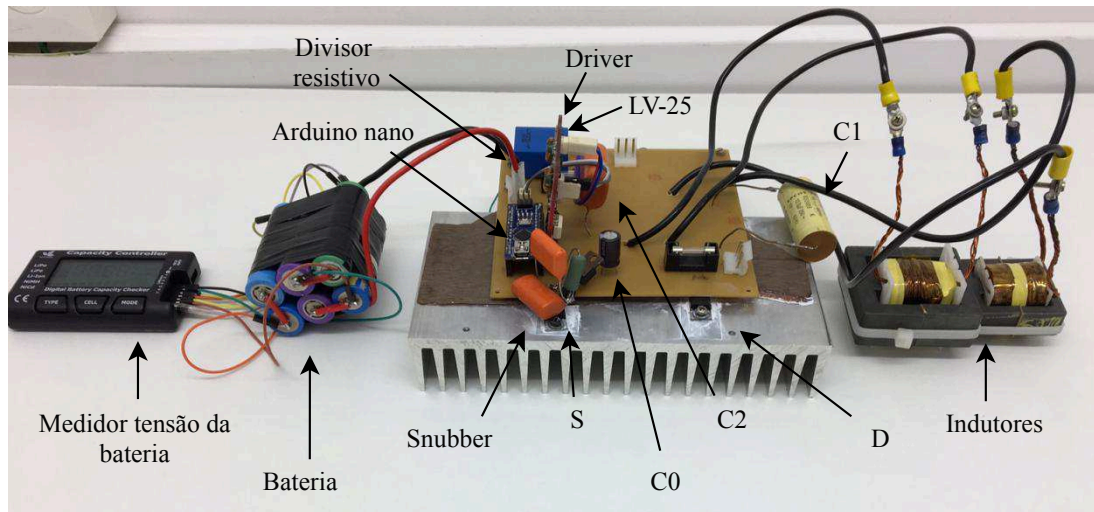
5.2 OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA

O protótipo do conversor Cúk implementado é apresentado na Figura 5.1. A Figura 5.2 mostra a bancada de testes, contendo a fonte de alimentação e a carga resistiva.

Para a comparação com os valores experimentais foi desenvolvido o modelo de simulação, cujo circuito é apresentado na Figura 5.3. Evidencia-se que o modelo é similar ao modelo não ideal, no entanto houve a adição do circuito *snubber* para garantir a suavização do pico de tensão sobre o MOSFET. Para a verificação da tensão

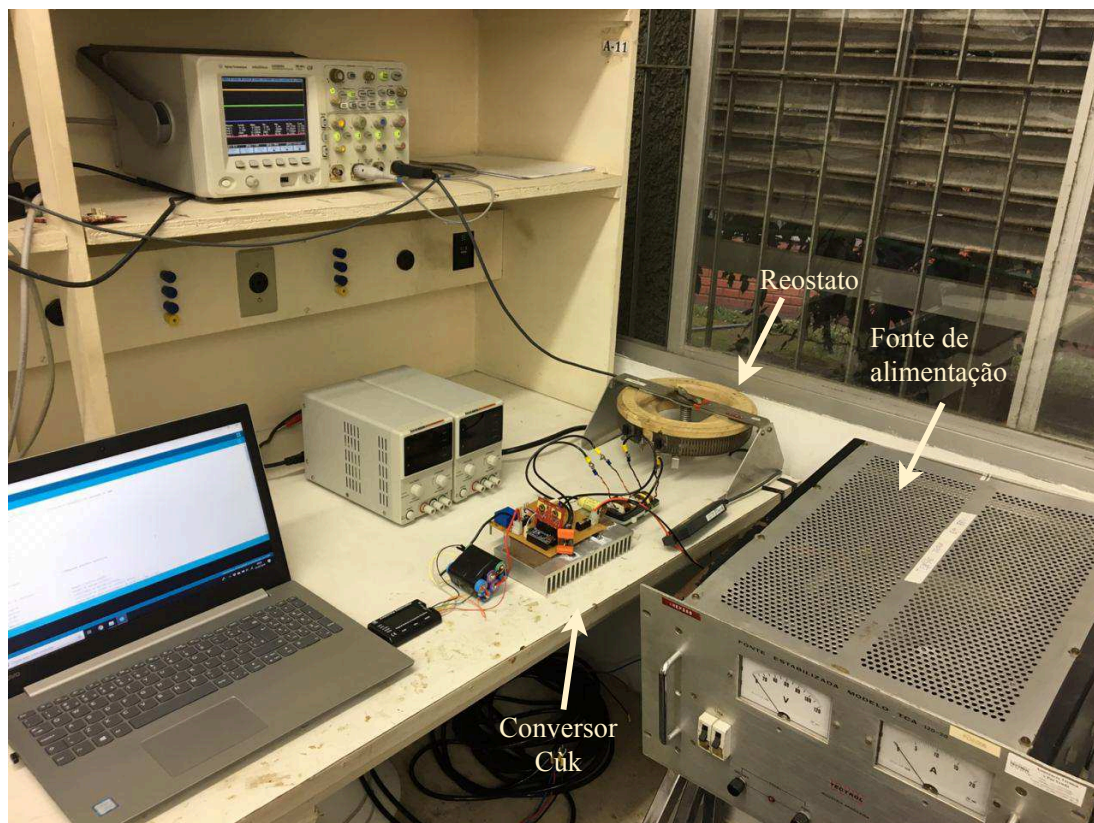
sobre o interruptor, o valor da indutância foi considerado $0,5\mu\text{H}$, dado que a forma de onda se aproxima mais do resultado experimental. Estes ajustes permitiram obter uma forma de onda de simulação mais próxima do resultado experimental.

Figura 5.1 – Protótipo do conversor Cúk implementado.



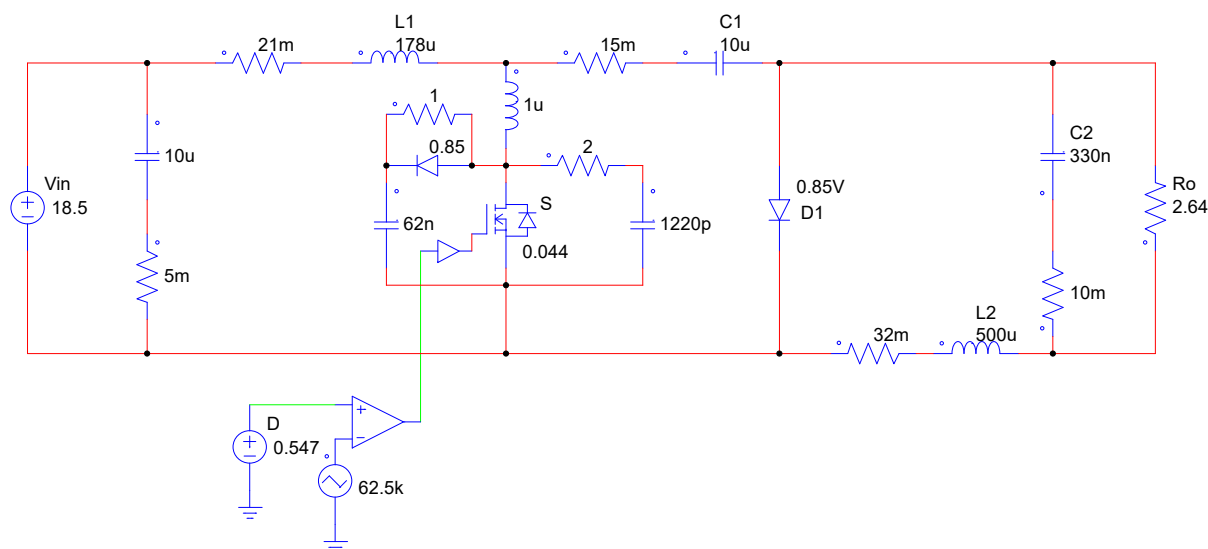
Fonte: Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.2 – Bancada de testes para operação em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.3 – Circuito do conversor Cúk para operação em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

5.2.1 Conversor Cúk

Com intuito de verificar o correto funcionamento do conversor Cúk e o comportamento das formas de onda, quando submetido a potência nominal do módulo fotovoltaico, foram adotados os seguintes parâmetros para o ensaio em malha aberta: tensão de entrada do conversor de 18,5V, razão cíclica fixa de 0,547, frequência de chaveamento de 62,5kHz e carga resistiva de 2.64Ω.

Nas figuras apresentadas, o índice (a) refere-se ao resultado obtido via simulação computacional e o índice (b) indica o valor experimental obtido a partir do protótipo desenvolvido.

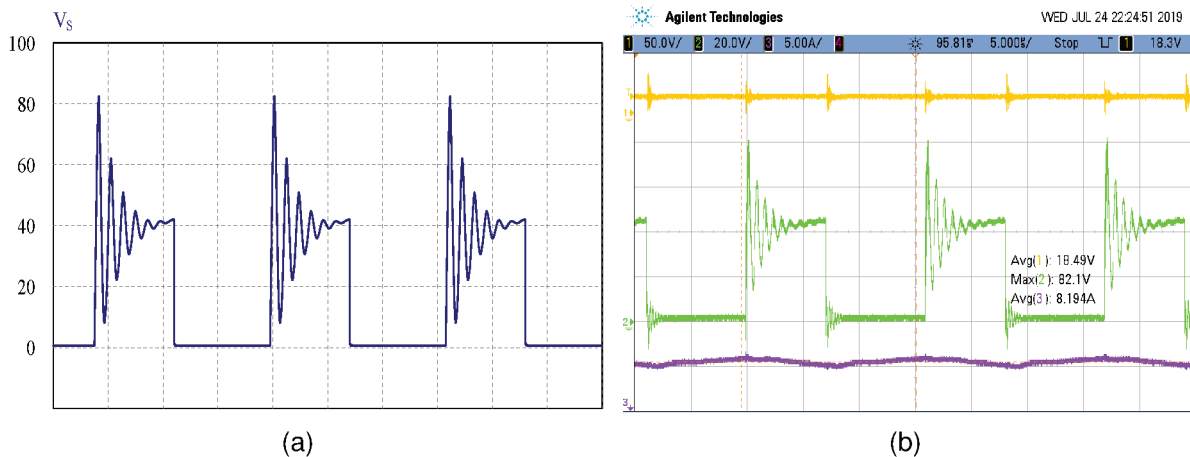
A primeira verificação é apresentada na Figura 5.4. Observa-se que houve uma acentuada redução no pico de tensão sobre o MOSFET, chegando próximo aos 82V, ficando abaixo da máxima tensão de 100V recomendada pelo fabricante.

A Figura 5.5 ilustra corrente sobre os indutores L1 e L2. É possível verificar uma ondulação da ordem de 10% (0,837A) na entrada e 5% (0,29A) na saída, atendendo assim às especificações de projeto. A tensão sobre o capacitor é mostrada nas Figura 5.6. Verifica-se que tensão sobre o C1 apresenta um valor médio de 36,5V, com um pico máximo de 39,7V e mínimo de 33,7V. Logo, a ondulação de tensão sobre o capacitor C1 é 16,5% (6V), valor abaixo da ondulação de 25% especificada em projeto. Esta melhora em relação a ondulação diz respeito ao capacitor de 10uF empregado no protótipo, tendo em vista capacitância de projeto era de 5,8μF.

Em relação a tensão sobre o diodo, exibida na Figura 5.7, é observado um pico de tensão negativa de aproximadamente 45V no resultado experimental, valor um pouco superior à simulação de 39V. Entretanto, conforme o *datasheet*, este valor é

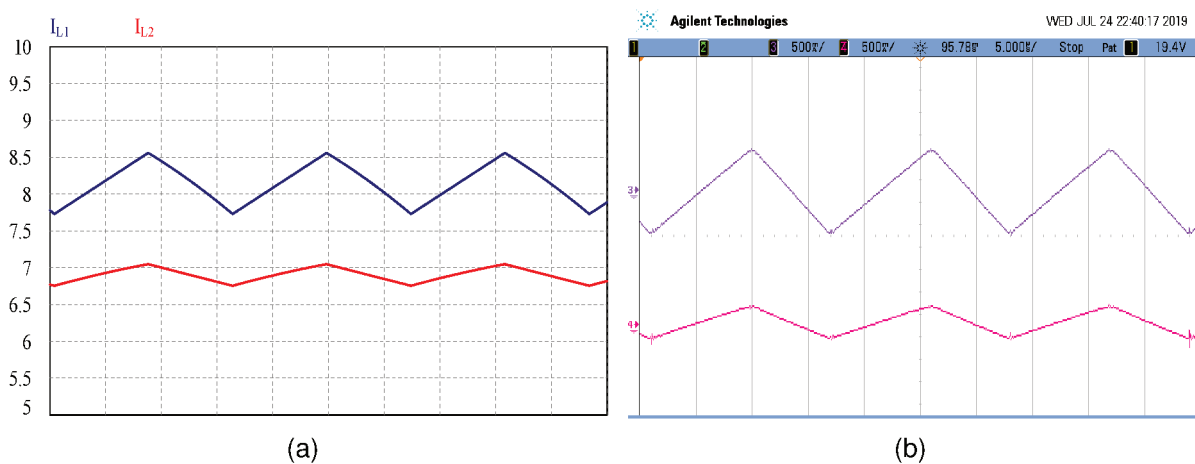
suportado pelo diodo escolhido. A Figura 5.8 apresenta a tensão sobre o capacitor C2. Nota-se uma redução na ondulação de tensão em relação ao valor de projeto causada devido à adoção de um capacitor de 330nF para a capacitância de 304nF característica de projeto. Logo, a ondulação verificada é da ordem de 3%.

Figura 5.4 – Tensão sobre o interruptor após a aplicação do circuito *snubber*. Escalas - tempo: 5 μ s/div; tensão 20V/div; corrente: 5A/div. Resultado de simulação (a) e resultado experimental (b).



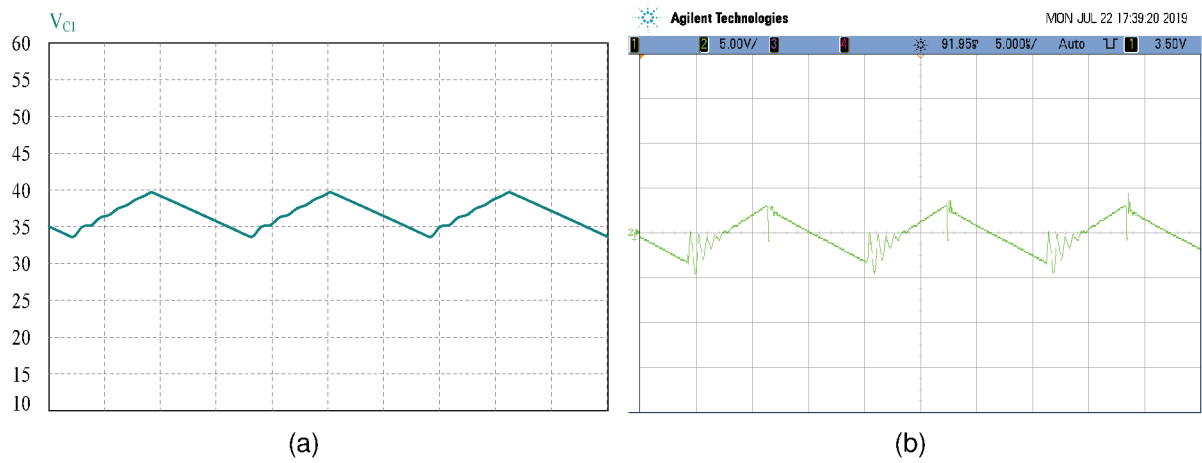
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.5 – Ondulação de corrente nos indutores L1 e L2. Escalas - tempo: 5 μ s/div; corrente: 500mA/div. Resultado de simulação (a) e resultado experimental considerando apenas a parte alternada (b).



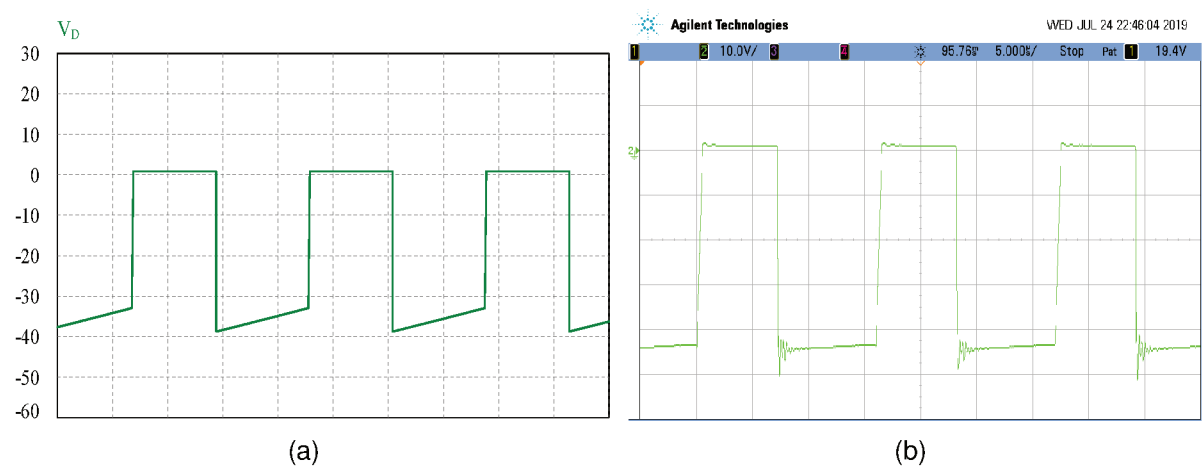
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.6 – Ondulação de tensão sobre o capacitor C1. Escalas - tempo: 5 μ s/div; tensão: 5V/div. Resultado de simulação (a) e resultado experimental considerando apenas a parte alternada (b).



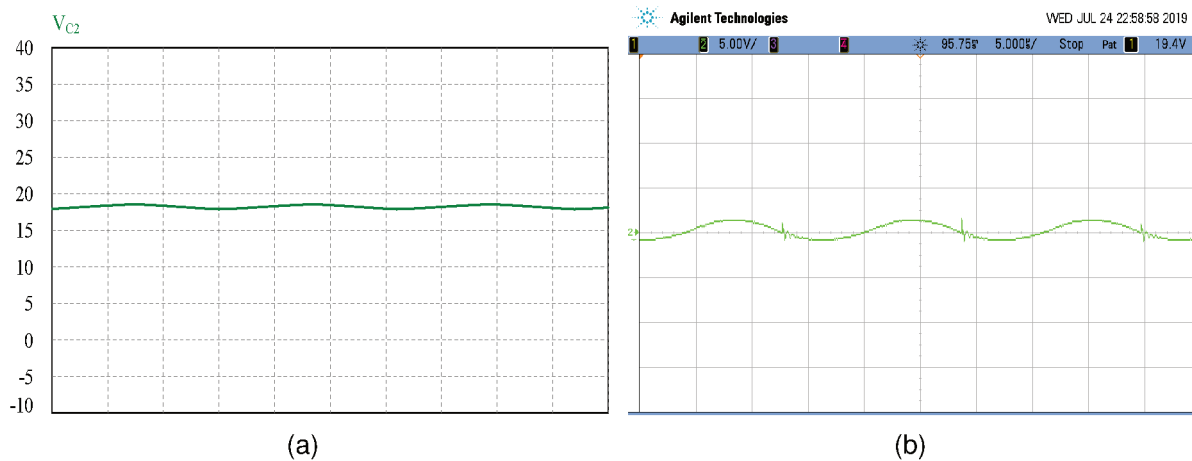
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.7 – Tensão sobre o diodo. Escalas - tempo: 5 μ s/div; tensão: 10V/div. Resultado de simulação (a) e resultado experimental (b).



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.8 – Tensão sobre o capacitor C2. Escalas - tempo: $5 \mu\text{s}/\text{div}$; tensão: $5\text{V}/\text{div}$. Resultado de simulação (a) e resultado experimental considerando apenas a parte alternada (b).



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

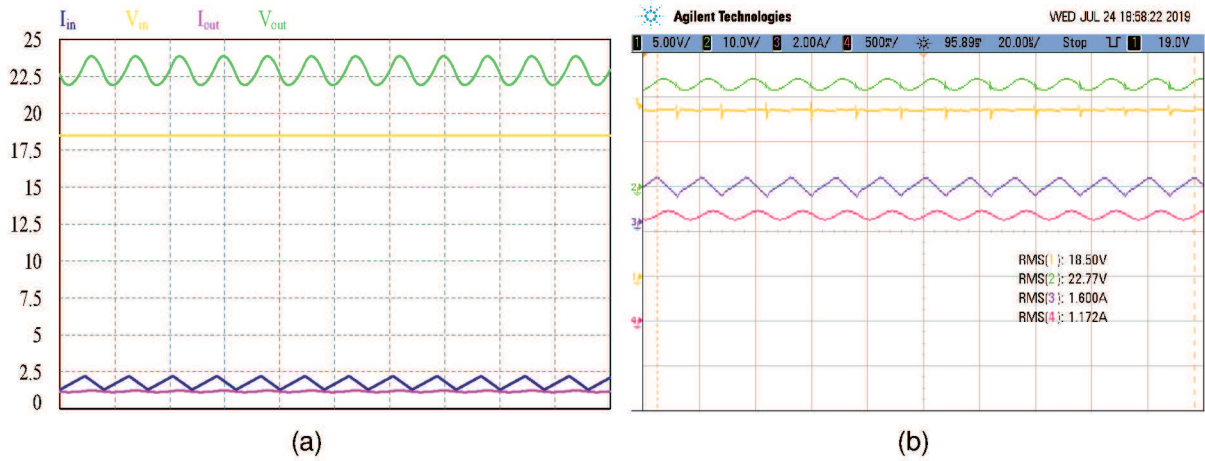
5.2.2 Rendimento do conversor

Por se tratar de um conversor que será alimentado a partir de um módulo fotovoltaico, é necessário avaliar o rendimento em condições de diferentes potências, visto que o módulo fotovoltaico opera na maior parte do tempo fora da sua potência nominal. Além disso, com intuito de observar o rendimento do carregador sob diferentes correntes de carga, manteve-se a tensão de entrada constante nos $18,5\text{V}$ e variou-se a resistência da carga no decorrer do experimento. Deste modo foi possível obter diferentes valores de potência e avaliar o comportamento do conversor.

Nas figuras seguintes são apresentadas as formas de onda para tensão e corrente de entrada e saída do conversor. A tensão e corrente de entrada são representadas pelas cores amarelo e roxo, respectivamente. As cores verde e rosa representam a tensão e corrente de saída, respectivamente. É possível verificar que as formas de onda apresentam um comportamento adequado e corroboram com os resultados obtidos via simulação computacional.

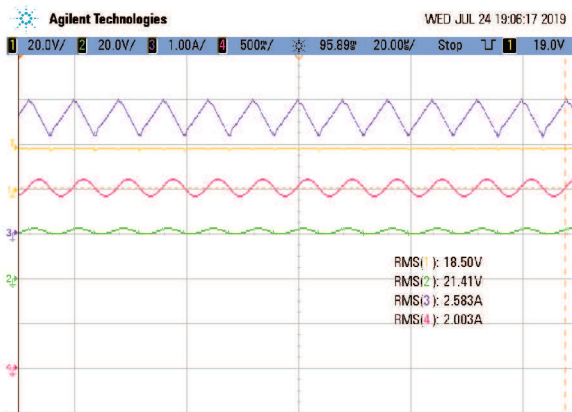
A Figura 5.9 apresenta a tensão e corrente na entrada e saída do conversor para uma potência de 30W . Na Figuras 5.10, 5.11, 5.12 e 5.13, é mostrado o mesmo ensaio experimental alterando-se apenas o valor de potência. A Figura 5.14 apresenta os resultados de simulação obtidos a partir do modelo computacional exibido na Figura 5.3 e os resultados obtidos de forma experimental para a potência nominal. Observa-se que os valores simulados são muito próximos aos resultados experimentais, validando dessa forma o modelo desenvolvido.

Figura 5.9 – Rendimento para $I_o = 1,1A$. Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $2,5V/div$; corrente: $2,5A/div$ para o resultado de simulação (a). Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $5V/div$ e $10V/div$; corrente: $2A/div$ e $500mA/div$ para o resultado experimental (b).



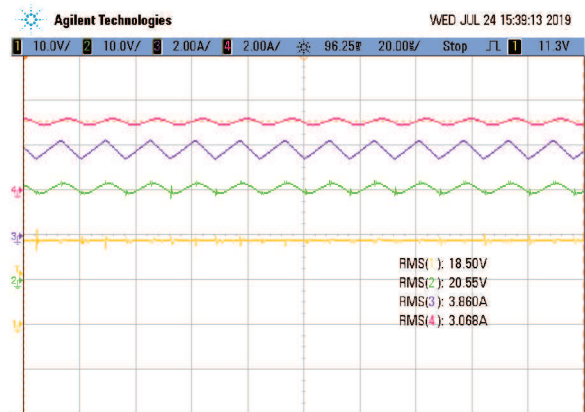
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.10 – Resultado experimental do rendimento para $I_o = 2A$. Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $20V/div$; corrente: $1A/div$ e $500mA/div$.



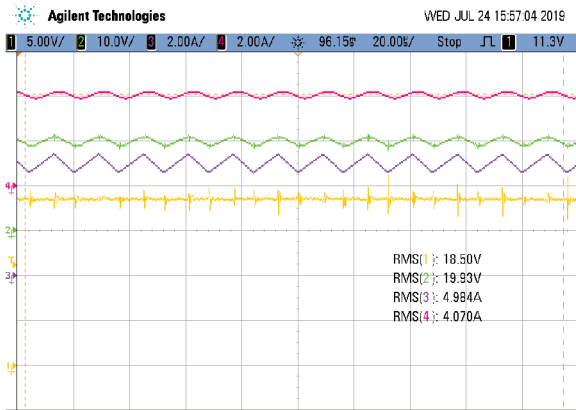
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.11 – Resultado experimental do rendimento para $I_o = 3A$. Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $10V/div$; corrente: $2A/div$.



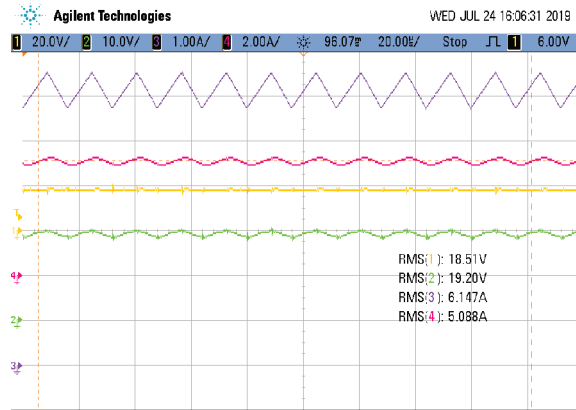
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.12 – Resultado experimental do rendimento para $I_o = 4A$. Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $5V/div$ e $10V/div$; corrente: $2A/div$.



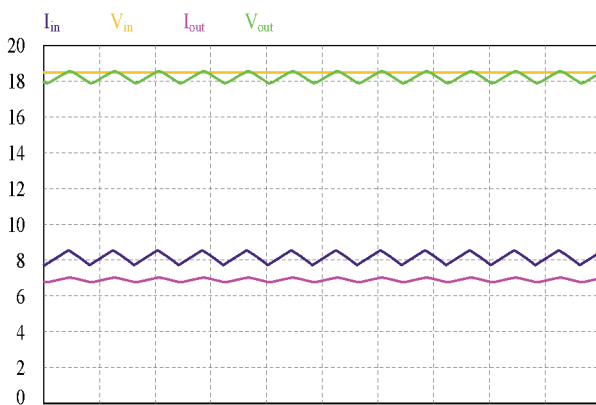
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.13 – Resultado experimental do rendimento para $I_o = 5A$. Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $20V/div$ e $10V/div$; corrente: $1A/div$ e $2A/div$.

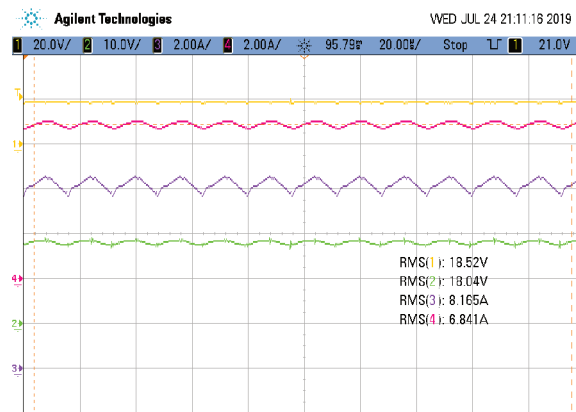


Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.14 – Rendimento para $I_o = 6.8A$. Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $2V/div$; corrente: $2A/div$ para o resultado de simulação (a). Escalas - tempo: $20\mu s/div$; tensão: $20V/div$ e $10V/div$; corrente: $2A/div$ para o resultado experimental (b).



(a)

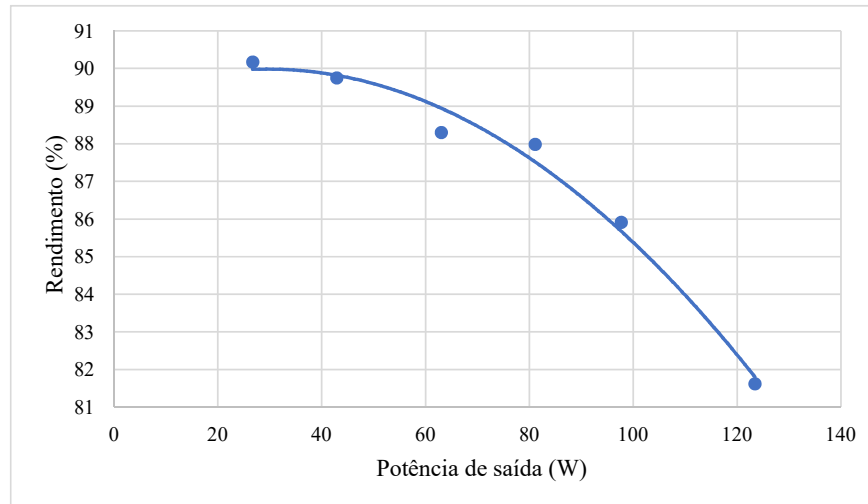


(b)

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Com os valores experimentais obtidos é possível avaliar o rendimento do conversor. Para cada valor de corrente definida na saída do conversor realizou-se o cálculo da potência de entrada e saída, obtendo o gráfico de rendimento apresentado Figura 5.15. Nota-se, mediante a análise gráfica, que a eficiência do conversor tende a reduzir com o aumento da potência. Para o ensaio com $I_o = 1.1A$ o rendimento do conversor é da ordem dos 90,1%. A eficiência para a potência nominal do módulo fotovoltaico é de aproximadamente 81,6%.

Figura 5.15 – Rendimento do conversor Cúk.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

O rendimento de 81,6%, obtido mediante a aplicação da potência nominal de entrada, é um valor relativamente abaixo dos conversores comerciais. Contudo, o objetivo deste trabalho não é obter a máxima eficiência do conversor, empregando componentes mais sofisticados, mas desenvolver um equipamento de baixo custo e que tenha um rastreamento do ponto de máxima potência preciso. Além disso, foi verificado que há um aumento de eficiência quando a potência é reduzida. Logo, para aplicações fotovoltaicas, onde a maior parte do tempo o módulo opera fora da sua potência nominal, o conversor proposto atende aos requisitos de eficiência.

Realizou-se ainda uma análise das perdas do conversor empregado, apresentadas na Tabela 5.1, a fim de verificar o que poderia ser aprimorado para o aumento da eficiência do conversor Cúk. Estes valores foram estimados a partir do modelo de simulação no PSIM, visto que os valores simulados foram validados de forma experimental. A soma destas parcelas acarreta no rendimento de 83,7%. Ressalta-se que o valor é muito próximo do resultado experimental de 81,6% para 150W.

Tabela 5.1 – Quantização das perdas nos componentes do conversor.

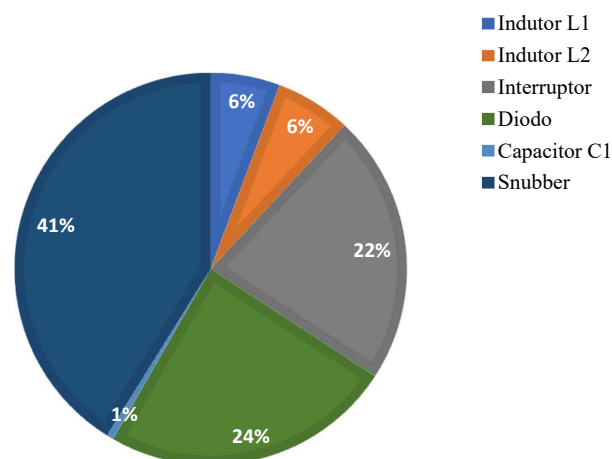
Componente	Valor
Indutor L1	1,39 W
Indutor L2	1,52 W
Interruptor	5,42 W
Diodo	5,87 W
Capacitor C1	0,13 W
<i>Snubber</i>	10,02 W

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Segundo a Tabela 5.1, observa-se que a perda mais significativa, aproximadamente 15,44W, está relacionada ao conjunto interruptor e circuito *snubber*. Deste modo, ressaltam-se algumas alternativas que podem ser tomadas com intuito de reduzir estas perdas. Inicialmente, cita-se o aprimoramento do *layout*, encurtando as trilhas e aproximando os componentes a fim de reduzir os picos de tensão. Haja vista, tal solução poderia inclusive dispensar o uso do circuito *snubber* e aumentar consideravelmente o rendimento do conversor. Outra alternativa, partindo do princípio que deve ser utilizado o *layout* desenvolvido, seria avaliar outros circuitos *snubbers* e grampeadores, que fizessem o uso de componentes ou estruturas mais eficientes.

As perdas sobre os indutores corroboram com os valores de projeto. A perda sobre o diodo também é significativa, todavia este valor era esperado. Sobre os capacitores C0 e C2 a perda é desprezível, sendo considerada apenas a perda sobre o capacitor C1, que também é baixa. Por fim, a Figura 5.16 apresenta a distribuição das perdas geradas pelos componentes.

Figura 5.16 – Distribuição das perdas nos componentes.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

5.3 OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA

A realização do ensaio em malha fechada consiste na implementação dos circuitos auxiliares que ainda não haviam sido empregados, como os sensores e o banco de baterias, a fim de obter o rastreamento do ponto de máxima potência. Todas as etapas necessárias para a realização dos ensaios serão apresentadas e validadas experimentalmente.

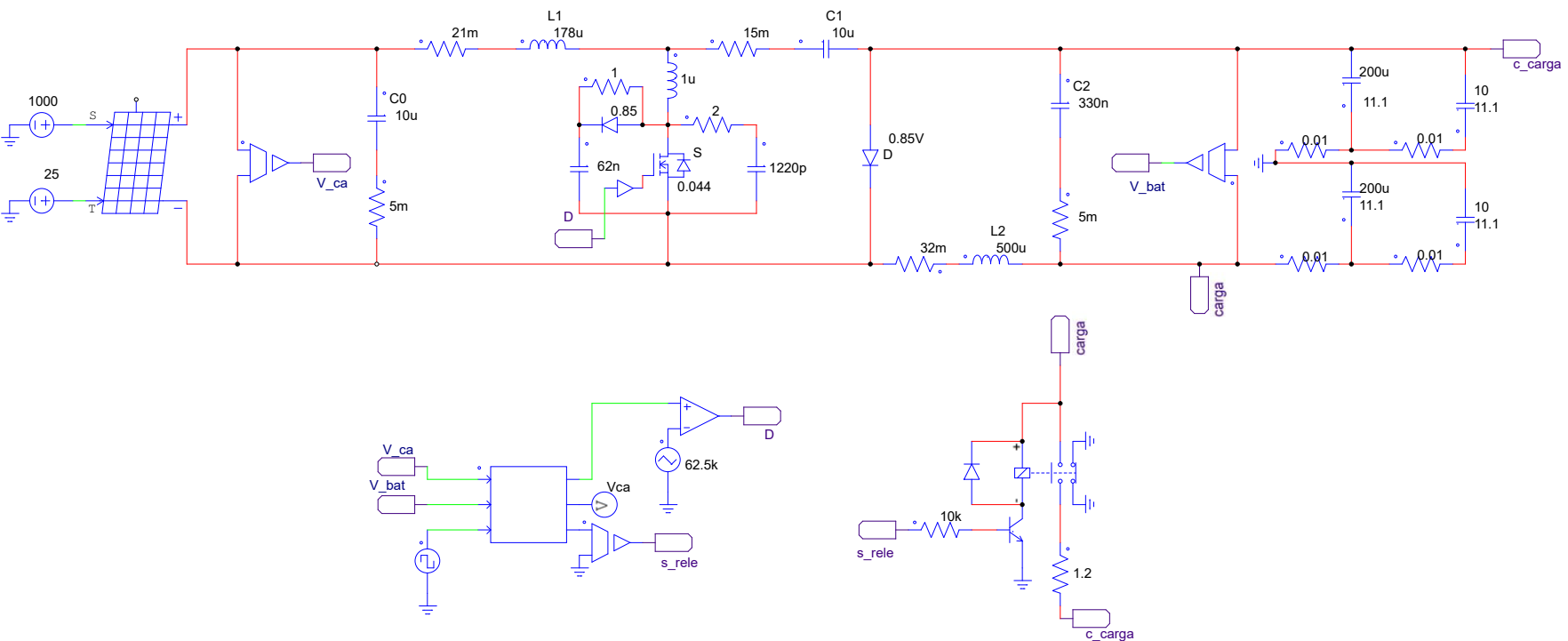
5.3.1 Simulação e construção do sistema completo

A fim de simular o comportamento real do sistema quando submetido às tensões e correntes geradas pelo módulo fotovoltaico na entrada e verificar o carregamento da bateria na saída do conversor, desenvolveu-se um novo modelo de simulação no PSIM de acordo com estas considerações, cuja representação é exibida na Figura 5.17.

De acordo com a Figura 5.17, o circuito simulado contempla os seguintes elementos:

- Módulo fotovoltaico modelado conforme o capítulo 3;
- Conversor Cúk validado considerando as não linearidades;
- Sensores tensão para leitura de V_{ca} e V_{bat} ;
- Algoritmo rastreador do ponto de máxima potência e controlador de carga da bateria;
- Gerador de PWM;
- Relé de conexão e desconexão da carga;
- Circuito característico do banco de baterias;

Figura 5.17 – Circuito de simulação para o sistema completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A relação dos componentes empregados na implementação do protótipo do conversor proposto é apresentada na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Relação dos componentes empregados na implementação do protótipo

Nº	Qtd.	Identificação	Valor	Característica
1	1	C0	10 μ F	Capacitor eletrolítico
2	1	C1	10 μ F	Capacitor polipropileno
3	1	C2	330nF	Capacitor polipropileno
4	1	C_{SN}	62nF	Capacitor polipropileno
5	2	D, D_{SN}	MUR1510	Diodo
6	2	F1, F2	10A	Fusível de vidro
7	1	L1	178 μ H	Indutor
8	1	L2	500 μ H	Indutor
9	1	LV-25	LV-25	Sensor de tensão
10	1	MOSFET	IRF 540N	Interruptor
11	1	R1	3k Ω	Resistor
12	1	R2	200k Ω	Resistor
13	1	R3	2,4k Ω	Resistor
14	1	R4	180k Ω	Resistor
15	1	R_{SN}	1 Ω	Resistor de potência
16	2	P1, P2	Molex 3 pin	Header
17	2	P3, P4	PH2 Header 2-Pin	Header
18	1	U1	Driver	Circuito de comando
19	1	U3	Arduino Nano	Circuito integrado

Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

5.3.2 Modelo de simulação e experimental do módulo fotovoltaico

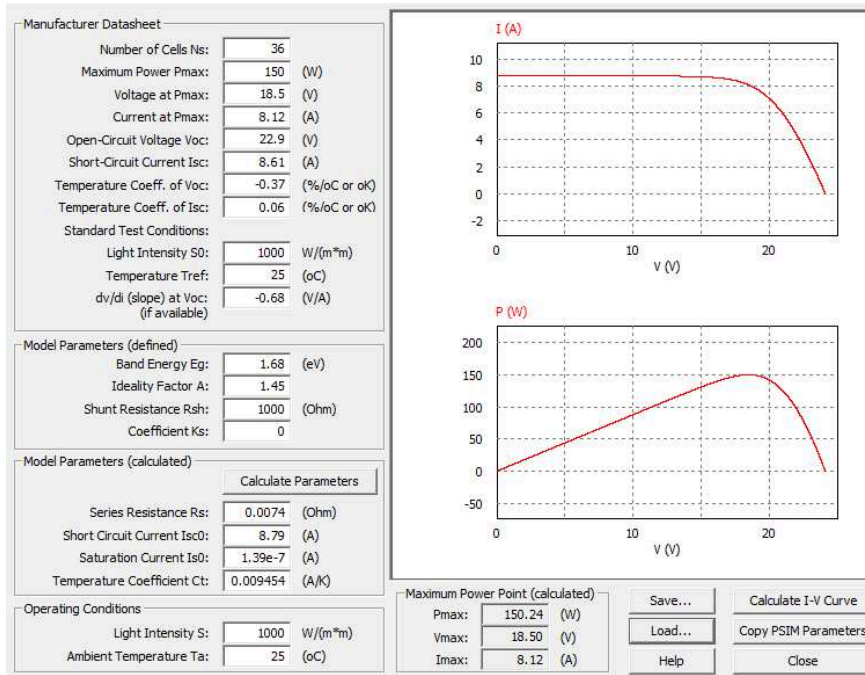
A verificação da modelagem do módulo fotovoltaico apresentada no capítulo 3 foi realizada em duas etapas. Inicialmente desenvolveu-se um modelo de simulação módulo fotovoltaico no PSIM com o intuito de validar o correto funcionamento e obter as formas de onda relativas ao MPPT. O passo seguinte foi inserir os dados do módulo fotovoltaico utilizado no *software "Photovoltaic Power Profile Emulation"* para emular na prática o módulo FV na fonte *Magna Power*.

Modelo de simulação no PSIM

O programa PSIM dispõe de um modelo de módulo fotovoltaico, baseado no modelo de um circuito contendo um diodo e dois resistores de módulos fotovoltaicos,

cuja representação é mostrada na Figura 5.17. Esta ferramenta permite inserir todas as variáveis do módulo utilizado conforme as especificações da folha de dados do fabricante. Na Figura 5.18 é apresentada a *interface* onde é possível realizar os ajustes. Este ambiente pode ser acessado através do caminho "*Utilities* → *Solar Module (physical model)*".

Figura 5.18 – Ferramenta de modelagem de módulo fotovoltaico no *software* PSIM.

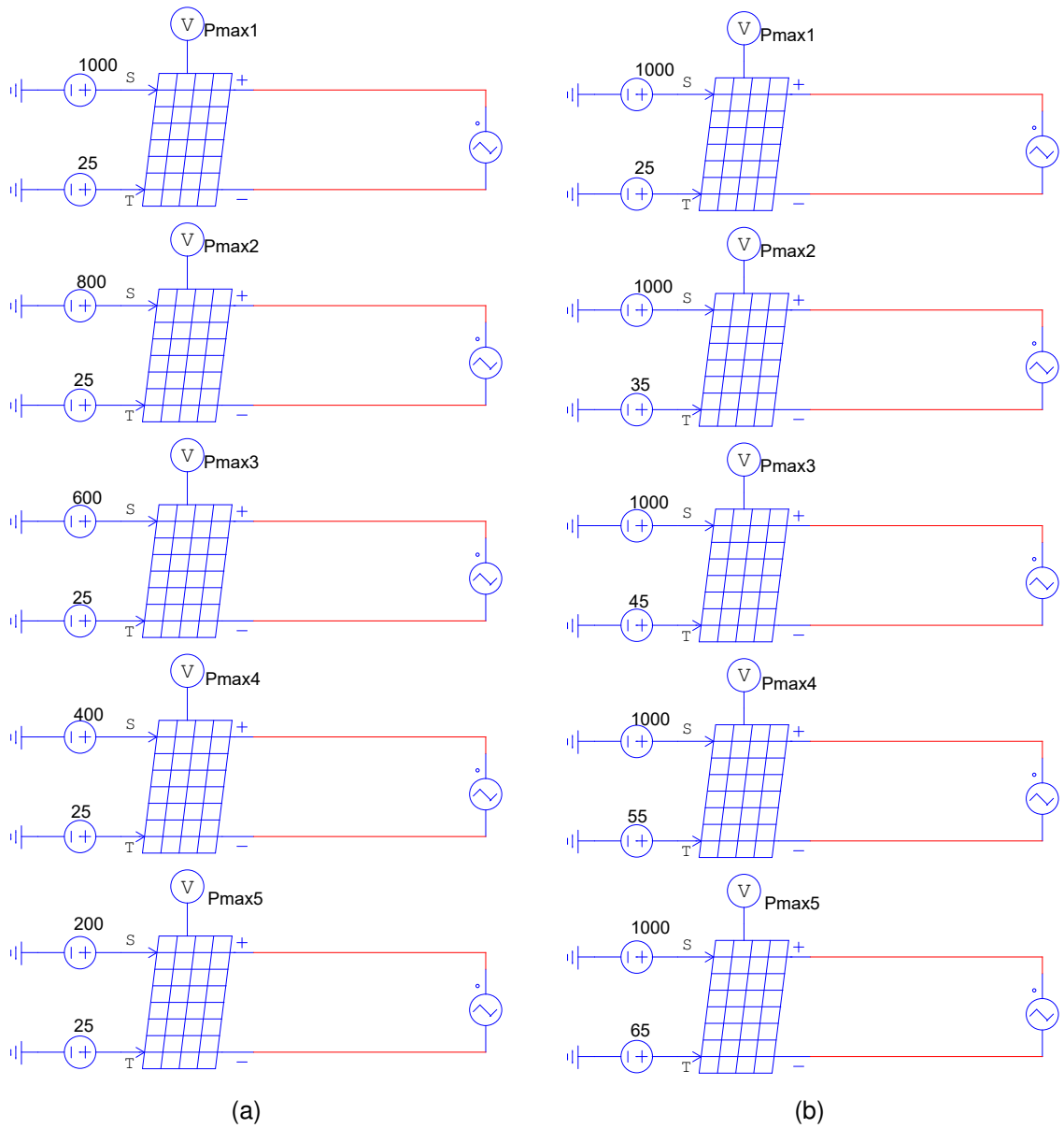


Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Ressalta-se que os valores apresentados estão de acordo com os dados fornecidos pelo *datasheet* do módulo YL150P-17B, expressos na Tabela 2.1. Para validar o modelo, o *software* realiza os cálculos e identifica o ponto de máxima potência, conforme os dados fornecidos. Na Figura 5.18 é possível observar os parâmetros $P_{max} = 150,24W$, $V_{max} = 18,5V$ e $I_{max} = 8,12A$. Por conseguinte, verifica-se que os valores calculados pelo *software* são equivalentes aos valores fornecidos pelo fabricante. Além disso, tendo em vista que as curvas de MPPT do módulo FV variam de acordo com as condições de radiação e temperatura impostas, foram desenvolvidos dois modelos de simulação, conforme apresentado na Figura 5.19.

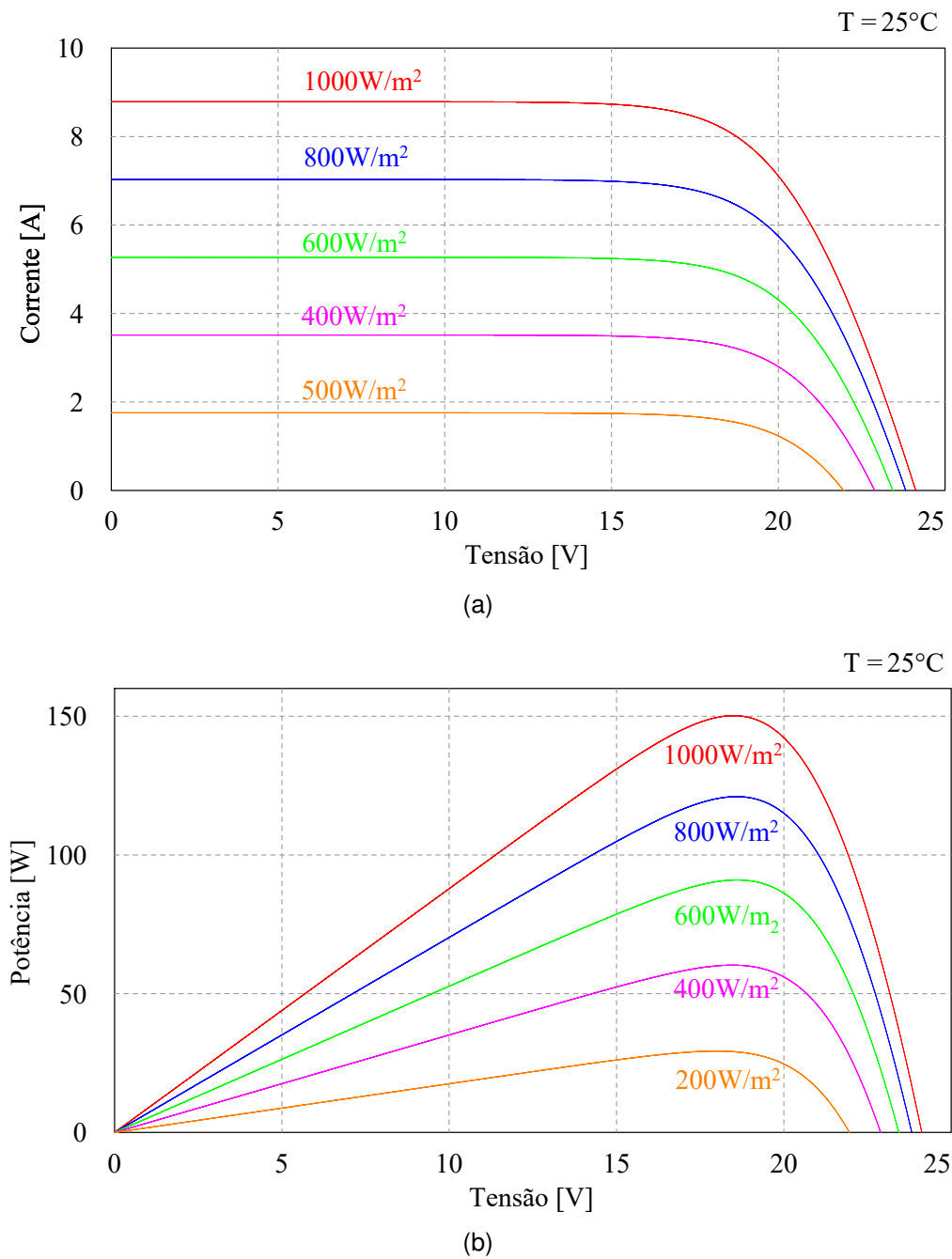
Na Figura 5.20 são apresentados os resultados para a situação de temperatura constante e radiação solar variando. Por outro lado, a Figura 5.21 apresenta as curvas características do MPPT para a situação de radiação constante e temperatura variando.

Figura 5.19 – Modelo computacional desenvolvido no *software* PSIM para validação das curvas de MPPT. Temperatura constante em 25 °C e radiação variando (a) e radiação constante em 1000W/m² e temperatura variando (b).



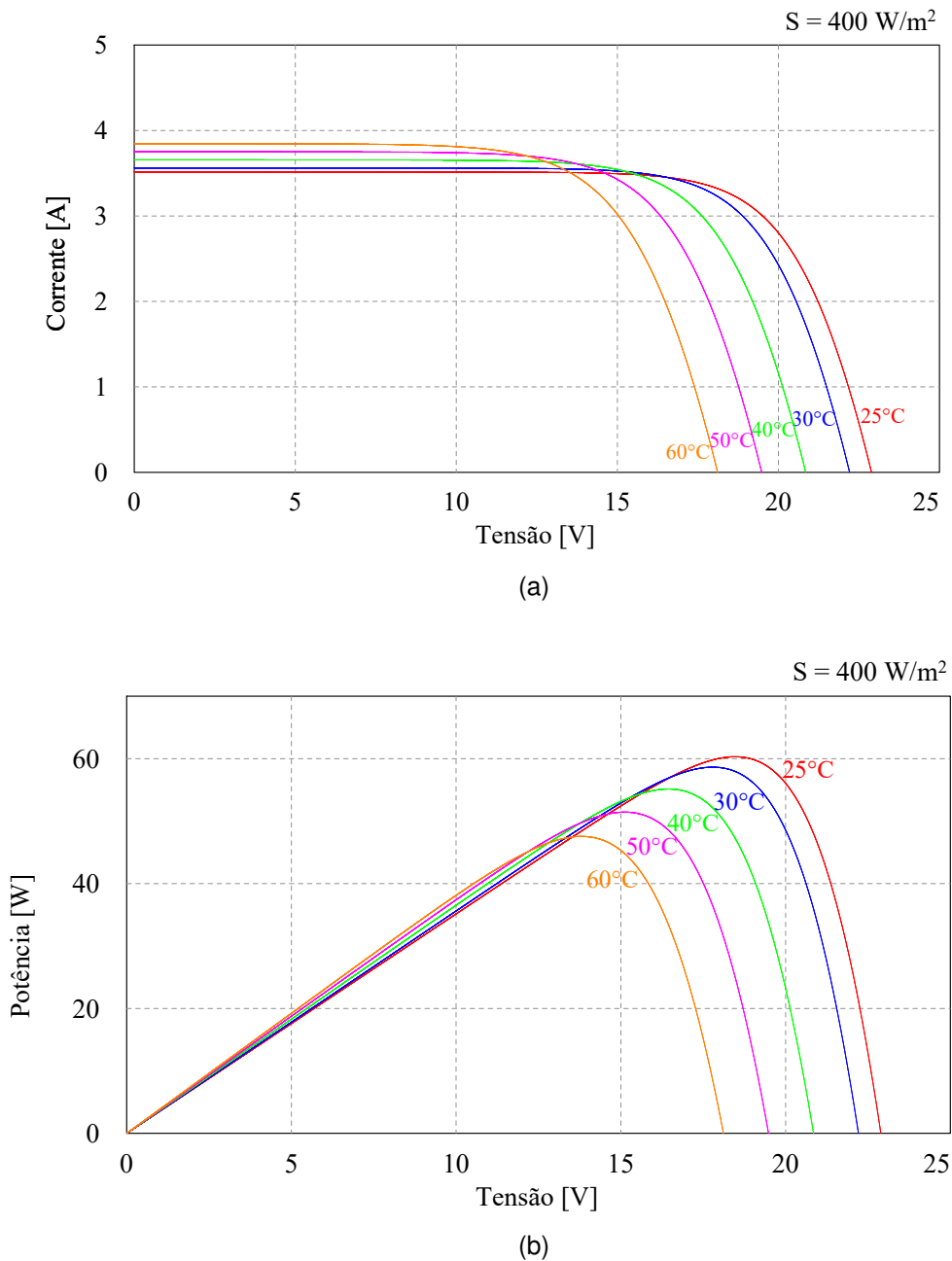
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.20 – Curvas $V \times I$ (a) e $V \times P$ (b) obtidas mediante simulação computacional para do módulo YL150P-17b sob diferentes valores de radiação e temperatura constante;



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.21 – Curvas $V \times I$ (a) e $V \times P$ (b) obtidas mediante simulação computacional para do módulo YL150P-17b sob diferentes valores de temperatura e radiação constante;



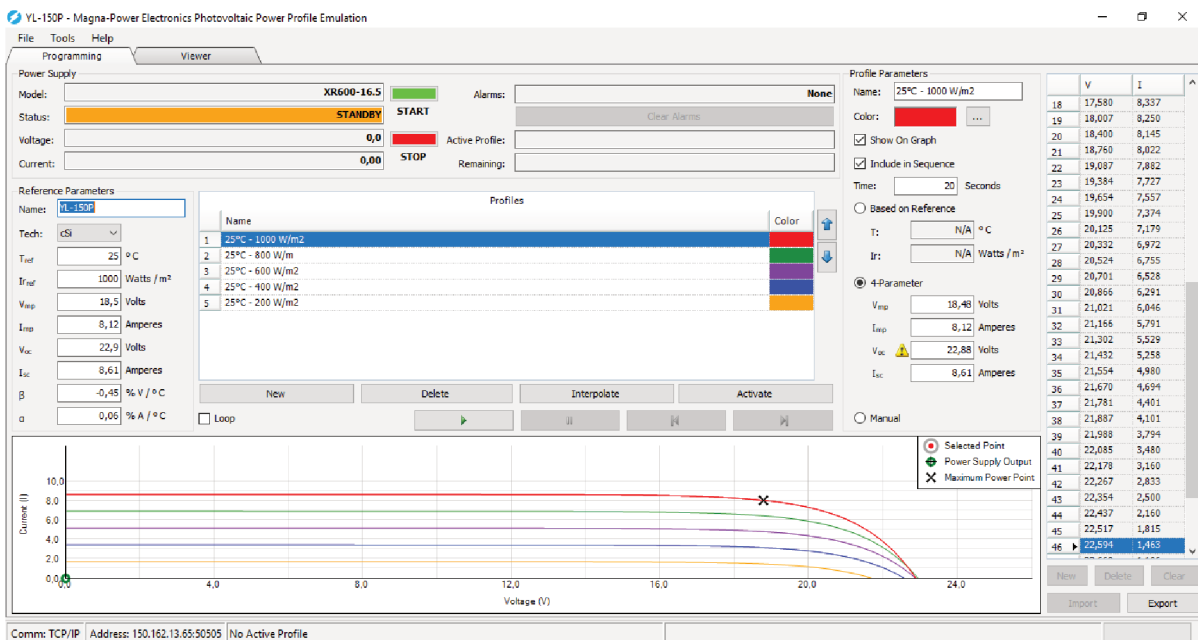
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Ressalta-se que as Figuras 5.20 e 5.21 são as mesmas utilizadas para fundamentar teoricamente as curvas de MPPT do módulo YL150P-17b, no capítulo 2. Contudo, nesta seção também são evidenciadas as imagens, visto que apresentam os resultados obtidos via simulação que servirão de base para comparar com os resultados experimentais.

Modelo experimental utilizando o emulador solar *Magna Power*

Para verificar o comportamento da tensão e corrente que o emulador fotovoltaico irá submeter ao conversor, foram inseridos todos os parâmetros do *datasheet* do módulo YL150P-17b, analogamente à modelagem no PSIM, na plataforma *Photovoltaic Power Profile Emulation*, fabricada pela *Magna Power*, modelo XR600-16.5. Em seguida, foram impostas diferentes condições de radiação solar e temperatura a fim de obter as curvas características do ponto de máxima potência. Na Figura 5.22 é ilustrado o ambiente no qual é possível inserir os parâmetros do módulo FV de interesse. Na seção "*Reference Parameters*" inserem-se os dados característicos do módulo FV e na seção "*Based on Reference*" aplicam-se as condições desejadas de temperatura e irradiação solar.

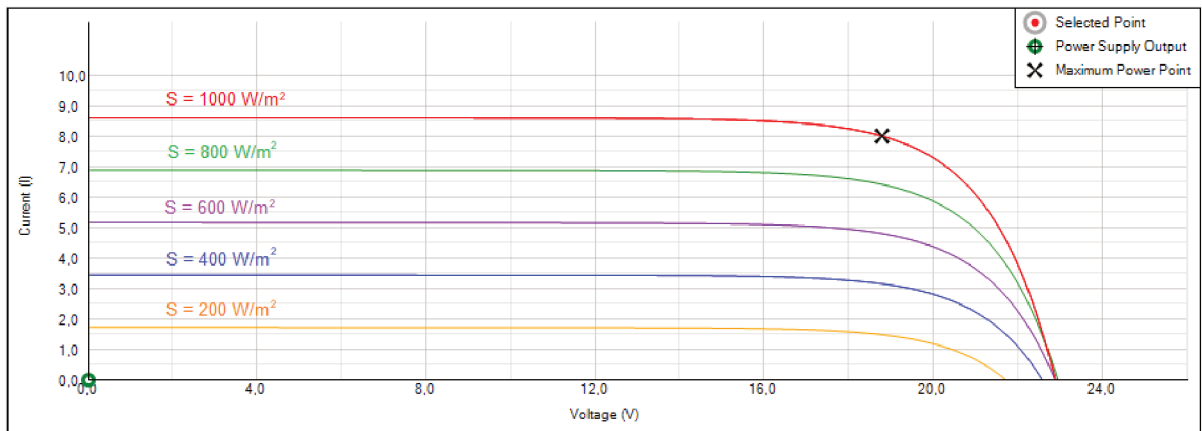
Figura 5.22 – Ambiente de modelagem do emulador solar *Magna Power*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

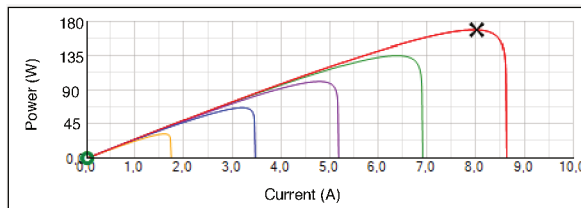
A primeira verificação consistiu na obtenção das curvas de MPPT para o módulo FV quando submetido à temperatura constante de 25 °C e diferentes níveis de radiação solar no intervalo entre 200W/m² e 1000W/m². Segundo a Figura 5.23, as curvas obtidas corroboram com a modelagem apresentada na Figura 5.20, ratificando assim o comportamento adequado do emulador.

Figura 5.23 – Curvas características $V \times I$ sob temperatura constante ($T = 25^{\circ}\text{C}$) e diferentes valores de radiação solar (S).

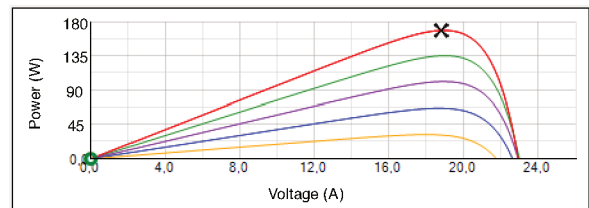


Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.24 – Curvas características $I \times P$ (a) e $V \times P$ (b) sob temperatura constante ($T = 25^{\circ}\text{C}$) e diferentes valores de radiação solar (S).



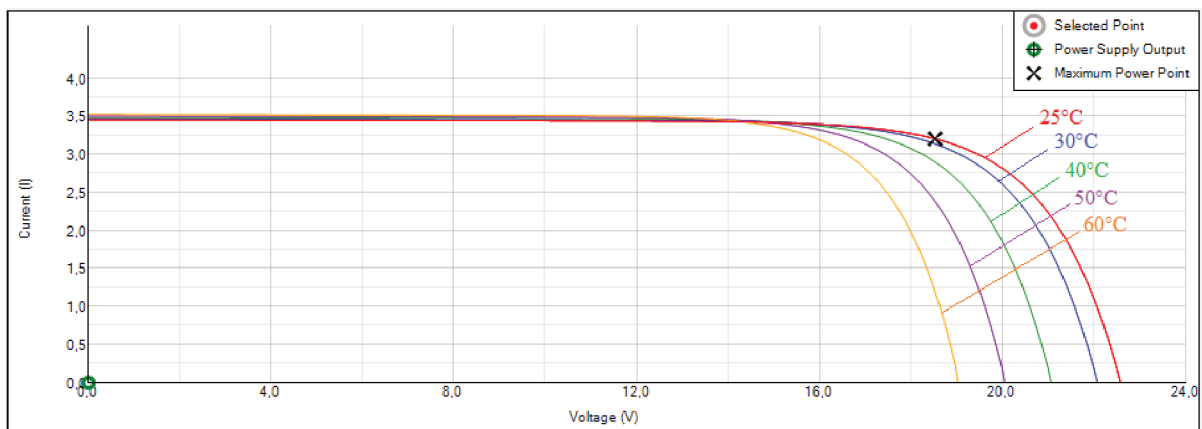
(a)



(b)

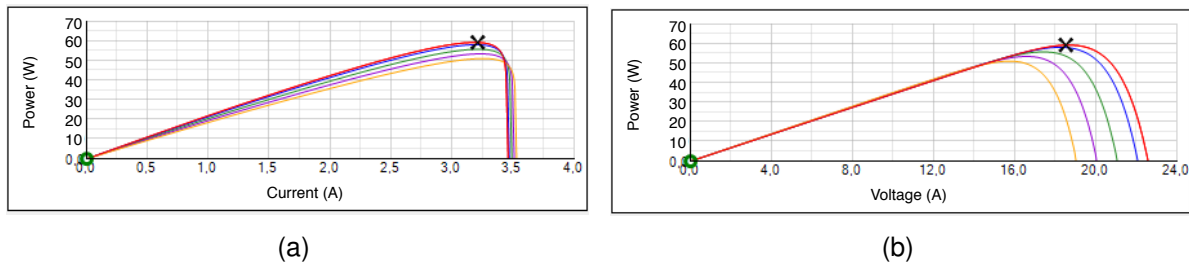
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.25 – Curvas características $V \times I$ sob diferentes valores de temperatura (T) e radiação solar constante ($S = 400\text{W/m}^2$).



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.26 – Curvas características $I \times P$ (a) e $V \times P$ (b) sob diferentes valores de temperatura (T) e radiação solar constante ($S = 400\text{W/m}^2$).



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

O ensaio seguinte consistiu em manter a radiação constante em 400W/m^2 e variar os níveis de temperatura. Ressalta-se que poderia ser optado pelos 1000W/m^2 , conforme o STC, no entanto, a escolha pelos 400W/m^2 foi para obter um nível menor de corrente sobre o sistema, com o intuito de carregar mais lentamente a bateria conectada na saída do conversor na etapa dos ensaios.

Ao analisar os resultados obtidos para temperatura constante e radiação solar variando, conforme exibido nas Figuras 5.23 e 5.24, é possível concluir que o valor de tensão para máxima potência se mantém inalterado, em torno dos 18,5V, e os níveis de corrente variam de acordo com a radiação imposta. Logo, quanto menor o nível de radiação solar, mais reduzida é a corrente gerada pelo módulo FV e conseqüentemente mais baixa é a potência de operação.

Por outro lado, segundo os resultados expressos nas Figuras 5.25 e 5.26, o comportamento das curvas de máxima potência para radiação constante e temperatura variando é exatamente o oposto do resultado anterior. Logo, os valores de tensão decaem conforme a temperatura aumenta e os níveis de corrente se mantêm praticamente estáticos na região de operação do MPPT.

Portanto, os resultados apresentados validam o modelo do módulo fotovoltaico YL150P-17b, tendo em vista que os valores de máxima potência obtidos experimentalmente convergem com a folha de dados do fabricante e com os resultados obtidos via simulação computacional.

5.3.3 Ajuste da leitura do sensor LV-25

No capítulo 4 foi apresentada a metodologia para o cálculo do ganho do sensor e os parâmetros adotados. Contudo, a implementação do circuito requer uma conversão adequada A/D, considerando os parâmetros do microcontrolador, a fim de obter uma leitura precisa. O primeiro passo foi verificar de que forma o Arduino Nano realiza esta conversão A/D e quais valores característicos são aplicados nos cálculos. Segundo o

manual do Atmega 328P, as entradas analógicas fazem o uso da seguinte expressão:

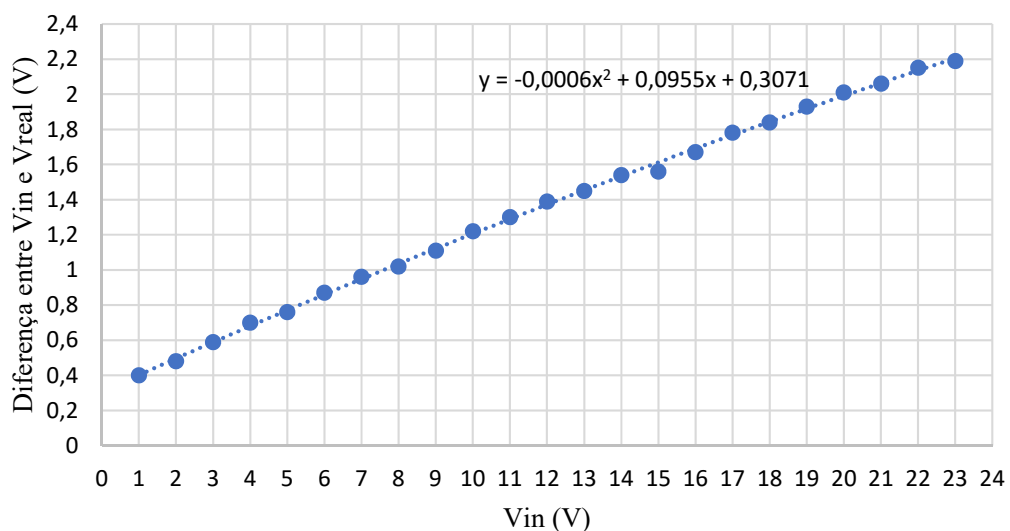
$$ADC = \frac{V_{IN} \cdot 1024}{V_{REF}} \quad (5.1)$$

O valor V_{IN} da Equação 5.1 refere-se ao valor na entrada analógica do Arduino. Neste caso, este valor será a tensão fornecida pelo módulo fotovoltaico multiplicado pelo ganho do sensor, conforme o capítulo 4. O V_{REF} é o valor de referência do Arduino. Este valor foi lido na entrada V_{IN} do Arduino e é de 4,35V. A partir destas considerações foi desenvolvida a seguinte equação para a conversão.

$$V_{real} = \frac{V_{analog} \cdot V_{REF}}{1024 \cdot K_s} \quad (5.2)$$

Os valores de V_{analog} e K_s são obtidos conforme as Equações 4.62 e 4.63 respectivamente. Para verificar se os valores estão sendo lidos corretamente foram utilizadas as funções características do Arduino "*Serial.begin*" e "*Serial.print*". Contudo, observou-se que ainda havia um erro entre a tensão V_{in} e V_{real} . Foi verificado que o valor da diferença entre V_{in} e V_{real} não era fixo e que este valor aumentava simultaneamente com a elevação de tensão. A alternativa adotada para solucionar este problema foi coletar todos os valores de tensão de 1V até os 23V e os valores que estavam sendo lidos pelo Arduino. Com os dados obtidos foi realizada uma regressão linear e obtido o resultado apresentado na Figura 5.27.

Figura 5.27 – Regressão linear para diferentes pontos de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

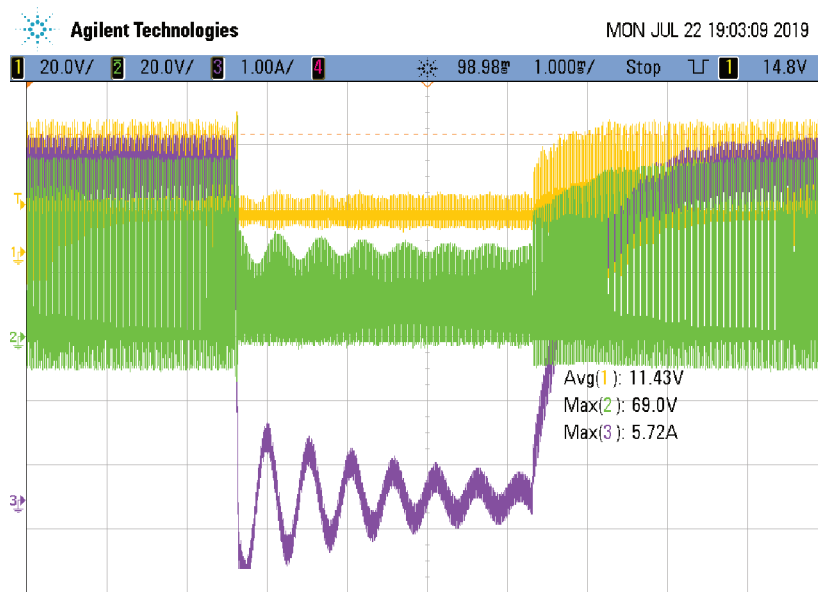
Conforme apresentado na Figura 5.27, foi obtida uma equação de 2ª ordem a partir dos pontos coletados. Deste modo, adicionou-se esta expressão à Equação 5.2 e realizou-se novamente uma verificação. A partir deste ajuste foi obtida uma equivalência entre os valores V_{in} e V_{real} e corroborada a precisão da leituras realizadas.

5.3.4 Verificação da abertura do circuito para leitura de V_{ca}

Outra etapa fundamental para o adequado funcionamento da técnica implementada é verificar o comportamento das formas de onda de tensão e corrente no momento de abertura do circuito. Necessita-se que o circuito seja completamente aberto para leitura correta da tensão V_{ca} , logo é necessário que o tempo de abertura permita zerar o nível de corrente.

Nos ensaios iniciais, analisou-se preliminarmente o valor de tensão sobre o interruptor. Verificou-se que quanto maior o tempo de abertura do circuito, maior o pico tensão sobre o interruptor no momento em que os sistema retomava o funcionamento. Ademais, era necessário o menor tempo possível de abertura no circuito, porém suficiente para zerar o nível de corrente. Após alguns testes impondo os níveis mais críticos de potência a que o conversor estaria submetido, concluiu-se que o tempo ideal de circuito aberto é de 4ms, cujas formas de onda durante este intervalo são apresentadas na Figura 5.28.

Figura 5.28 – Detalhe do momento de abertura do circuito



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

De acordo com a Figura 5.28, no tempo de 4ms o valor da corrente cai a zero e o pico de tensão sobre o interruptor fica dentro do limite estabelecido de 100V, confirmando a adequação do intervalo de tempo definido.

A outra análise realizada consistiu na verificação do comportamento da tensão sobre o interruptor para todos os valores possíveis de razão cíclica. Notou-se que quanto menor a tensão de máxima potência, maior era a razão cíclica calculada e conseqüentemente maior era o pico de tensão sobre o interruptor. Haja vista, foi necessário estabelecer um limite superior de razão cíclica para garantir a segurança

dos componentes e evitar um pico de tensão maior que o valor suportado pelo interruptor utilizado.

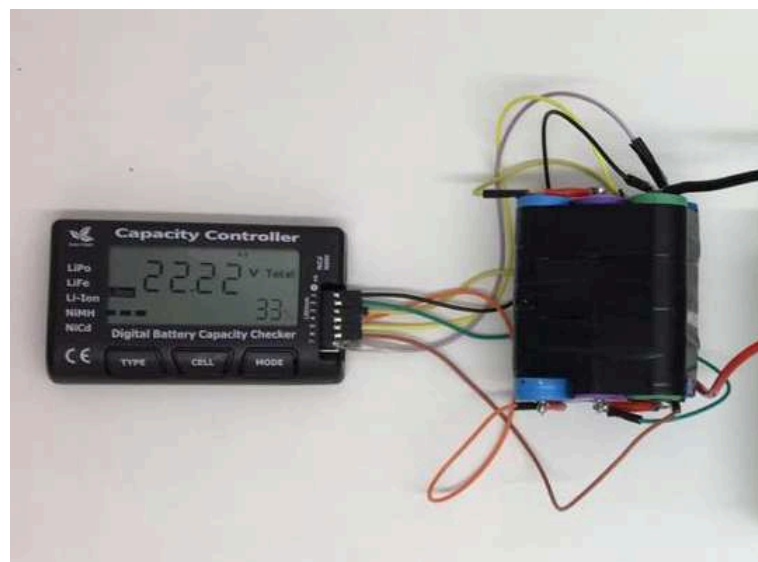
Definiu-se, a partir de análises de simulação e experimentais, que o valor de ($D=0,7$) era um valor adequado para o intervalo de tensão até 13V, tendo em vista a segurança do sistema. Logo, estabeleceu-se que o cálculo da razão cíclica iniciaria a partir dos 13V e seria constante em 70% para valores abaixo deste limite.

5.3.5 Conversor Cúk operando como carregador de bateria

Uma das finalidades do trabalho é o conversor Cúk operar como um carregador de bateria. As características e projeto da bateria estão apresentadas no capítulo 4. Contudo, por questões de disponibilidade, foi possível construir um modelo com apenas 6 baterias de Lítio em série, diferentemente do projeto com as 24 baterias sendo 4 séries em paralelo.

Ressalta-se que os resultados obtidos a partir desta bateria de 6 células não foram prejudicados por não estar conforme o projeto inicial, visto que a bateria mantém a tensão de saída e altera apenas a capacidade de carga. Deste modo, foi necessário apenas monitorar o nível de tensão em cada célula para não exceder os limites da bateria. O dispositivo utilizado para verificar a capacidade de carga da bateria é apresentado na Figura 5.29.

Figura 5.29 – Bateria desenvolvida para os ensaios experimentais e o dispositivo de monitoramento de carga.

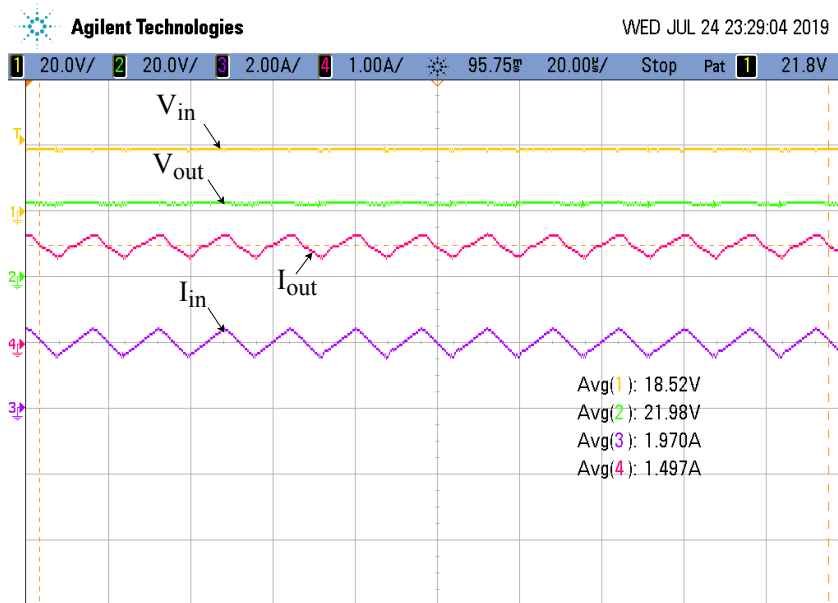


Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Por fim, realizou-se o ensaio com a bateria conectada ao conversor Cúk. Conforme o resultado exibido na Figura 5.30, é possível verificar as formas de onda para tensão e corrente durante o carregamento. Os valores tensão e corrente

de entrada estão representados pelas cores amarelo e roxo, respectivamente. Os valores de tensão e corrente de saída, correspondentes aos níveis da bateria, são exibidos pelas nas cores verde e rosa, respectivamente. Nota-se que os valores e o comportamento do conversor operando como carregador de bateria mostram-se de acordo com o esperado e com um rendimento de 90%.

Figura 5.30 – Conversor Cúk operando como carregador de bateria.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

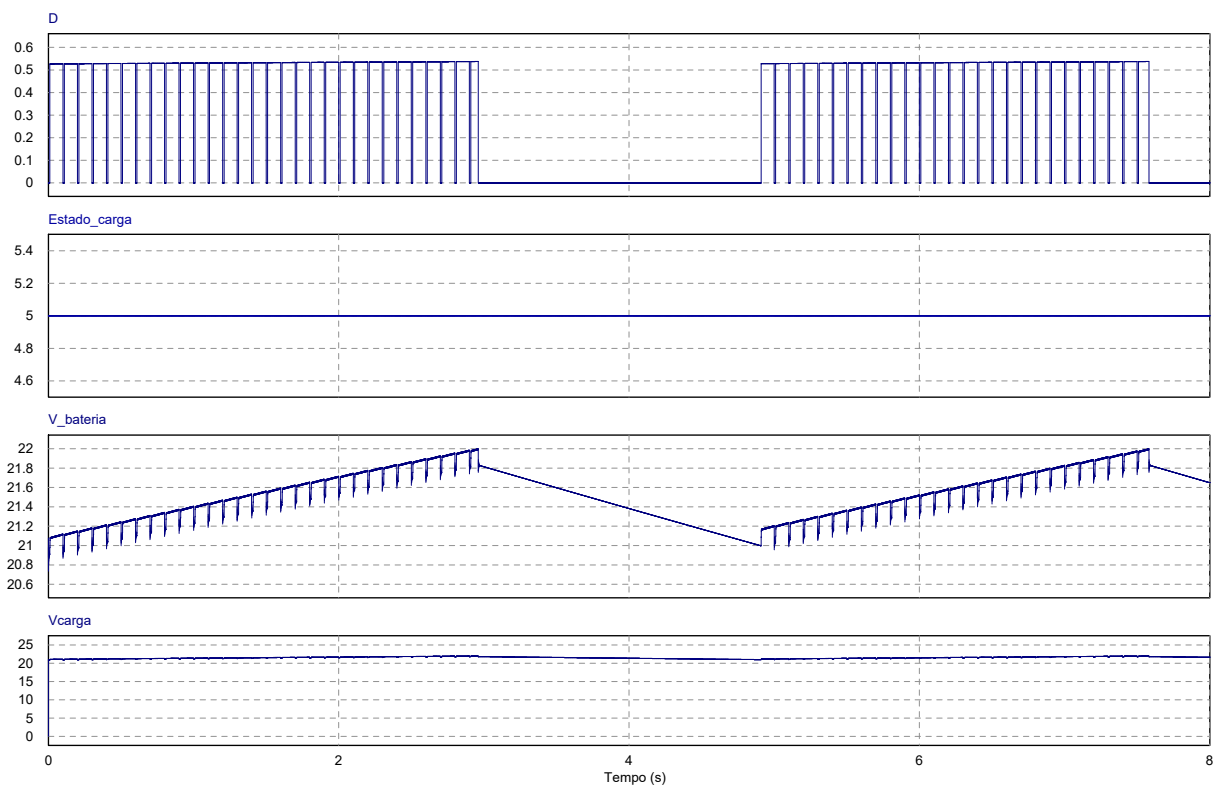
Controlador de carga de bateria

Além do carregamento da bateria, o conversor foi inicialmente projetado para controlar os limites de carga e descarga da bateria, conforme conceituado no capítulo 4 e representado no circuito de simulação exibido na Figura 5.17. Os resultados de simulação deste controle de carga e descarga estão apresentados nas Figuras 5.31 e 5.32.

Na Figura 5.31 é possível observar a simulação do carregamento da bateria. Para obter estes resultados foi necessário alterar a carga conectada entre o relé e a bateria para 10Ω . Ressalta-se que foram estabelecidos como limites de tensão superior 22V e retomada do carregamento somente quando o nível de tensão atingisse 21V. A motivação para esta espera na retomada do carregamento diz respeito ao interesse em o conversor não trabalhar em uma região constante de ativação e desativação do carregamento, tendo em vista que este esforço não é necessário e reduz o tempo de vida útil do equipamento.

Contudo, esses valores foram adotados apenas devido a limitação do tempo de simulação. Os valores de projeto seriam 25,2V para o limite superior de tensão e 24V para a retomada do carregamento. Além disso, observa-se que a carga permanece ativada durante todo o processo e a razão cíclica vai a zero quando o limite superior de tensão estabelecido é alcançado. Logo, a rotina implementada está funcionando adequadamente.

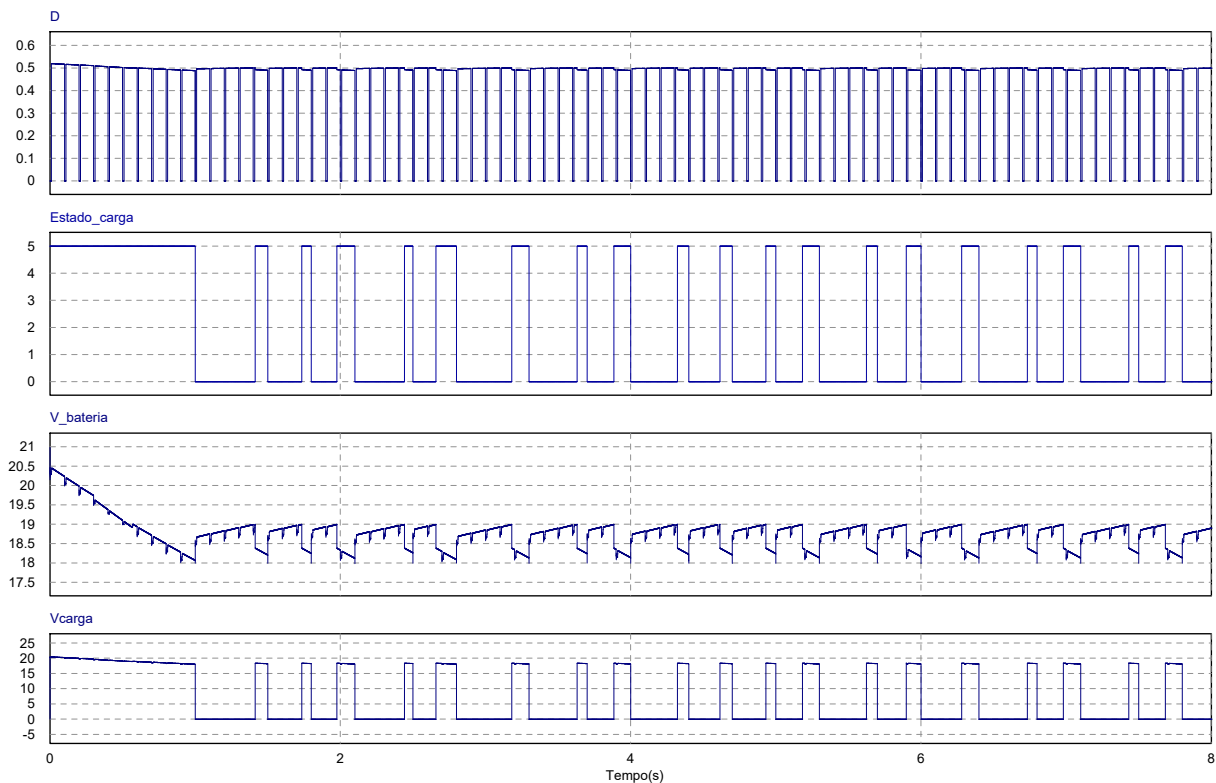
Figura 5.31 – Resultado da simulação do controle de carga da bateria a partir do algoritmo implementado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A Figura 5.32 mostra o estágio de descarregamento do conversor. O limite mínimo de tensão na bateria foi estabelecido em 18V, conforme o projeto da bateria, e a reconexão da carga quando o nível de tensão atingisse 19V (histerese). É possível observar que a razão cíclica permanece ativada durante todo o processo de descarregamento e a carga vai a zero quando é atingido o limite inferior de tensão. Deste modo é possível concluir que o algoritmo controlador de carga também está operando adequadamente na etapa de descarregamento.

Figura 5.32 – Resultado da simulação do controle de descarregamento da bateria a partir do algoritmo implementado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

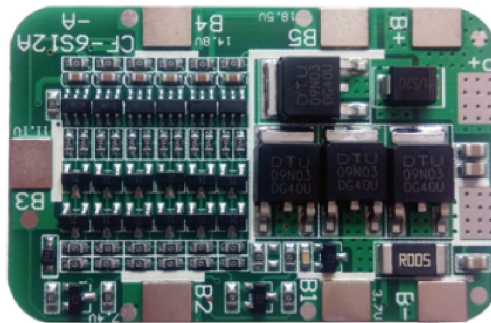
No entanto, partindo do pressuposto que o presente trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento de um equipamento de baixo custo e com componentes mais simples, observou-se que o conjunto relé, transistor, resistor e diodo poderia ser substituído por um circuito *Battery Management System* - BMS.

Um BMS basicamente realiza o gerenciamento da bateria, monitorando os níveis de carregamento e fornecendo o estado de carga da bateria. No quesito segurança, o BMS oferece proteção nas etapas de carregamento e descarregamento, desconectando a bateria caso os limites estabelecidos forem excedidos ou em caso de falha. Alguns dispositivos também oferecem outras funções, como o balanceamento das baterias, o que assegura um maior tempo de vida útil ao sistema (BUCHMANN, 2019a).

Contudo, quanto maior o número de funcionalidades fornecidas pelo dispositivo, mais alto será o investimento. Deste modo, para o projeto em questão, optou-se por um BMS mais simples com a função principal de assegurar a proteção da bateria caso os limites de carga ou descarga sejam excedidos. O dispositivo empregado é fabricado pela Aokin DiykitMall Store e apresentado na Figura 5.33.

O dispositivo escolhido possui as seguintes características:

Figura 5.33 – Placa do circuito BMS escolhido para o controle de carga da bateria.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

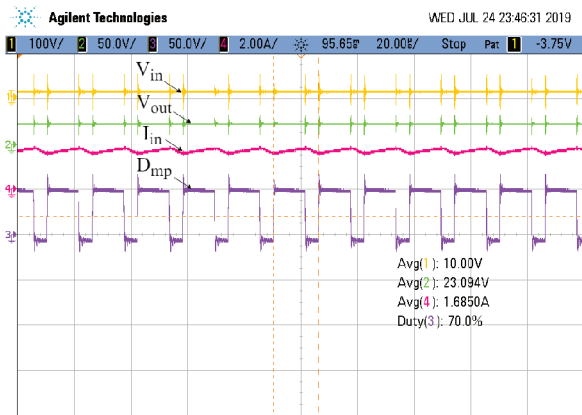
- 6S;
- Corrente máxima de carga e descarga de 15A;
- Sobrecarga de tensão de detecção de $4,28 \pm 0,05V$;
- Tensão de detecção de descarga $2,55 \pm 0,08V$;

5.3.6 Rastreamento do ponto de máxima potência com fonte comum

A partir dos resultados e verificações obtidas anteriormente é possível realizar o ensaio de verificação do cálculo da razão cíclica do sistema quando operando em malha fechada. Nesta primeira etapa empregou-se uma fonte comum de tensão e corrente. O objetivo foi analisar o comportamento do rastreamento do ponto de máxima potência quando submetido à diferentes condições de tensão. Os resultados experimentais estão apresentados nas figuras seguintes. São apresentadas as formas de onda e os valores para tensão de entrada do conversor (amarelo) e tensão na bateria (verde). A forma de onda na cor rosa representa a corrente de carregamento da bateria e na cor roxa a razão cíclica que está sendo imposta ao sistema.

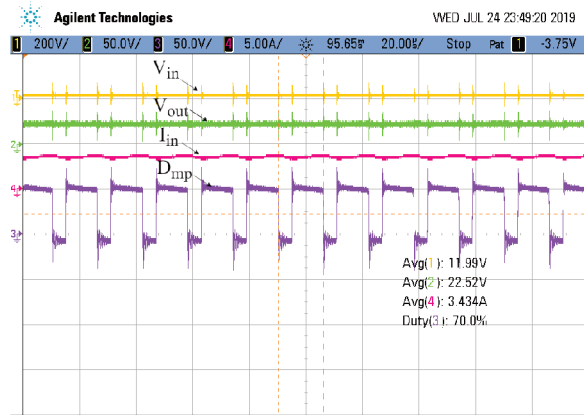
Na Figura 5.34 observa-se que quando o conversor é submetido à uma tensão de 10V na entrada, o cálculo de razão cíclica é de 70%, valor estabelecido na seção 5.3.4. A corrente de carregamento da bateria é de aproximadamente 1,68A. Conforme a Figura 5.35, para uma tensão $V_{in} = 12V$ a razão cíclica se mantém inalterada em 70%, corroborando com o limite estabelecido na seção 5.3.4. Observa-se que o nível de corrente aumenta, pois aumentou-se o valor da tensão, mantendo constante a razão cíclica.

Figura 5.34 – Rastreamento do ponto de máxima potência para $V_{in} = 10V$.



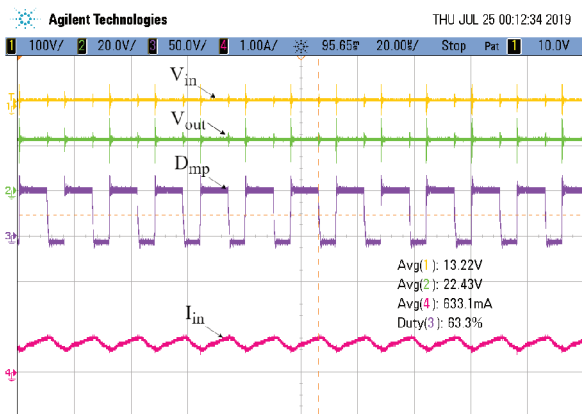
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.35 – Rastreamento do ponto de máxima potência para $V_{in} = 12V$.



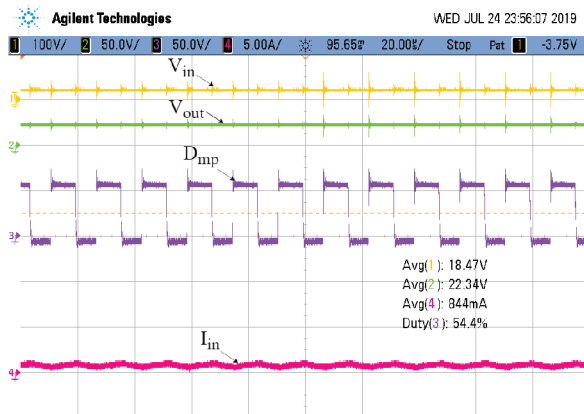
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.36 – Rastreamento do ponto de máxima potência para $V_{in} = 13,2V$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.37 – Rastreamento do ponto de máxima potência para $V_{in} = 18,5V$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

O resultado exibido na Figura 5.36 apresenta um valor diferente de razão cíclica, na ordem dos 63,3%. Logo, nota-se que quando a tensão V_{in} excedeu os 13V estabelecidos como limite, houve o cálculo da razão cíclica, conforme estabelecido a Equação 3.6.

$$D_{med} = \frac{V_{bat}}{V_{bat} + V_{mp}} = \frac{22,43}{22,43 + 13,22} = 0,63 \quad (5.3)$$

Da mesma forma, quando submetido à uma tensão $V_{in} = 18,5V$, o cálculo da razão cíclica foi novamente calculado e imposto ao sistema, ficando em aproximadamente 54,4% conforme apresentado na Figura 5.37.

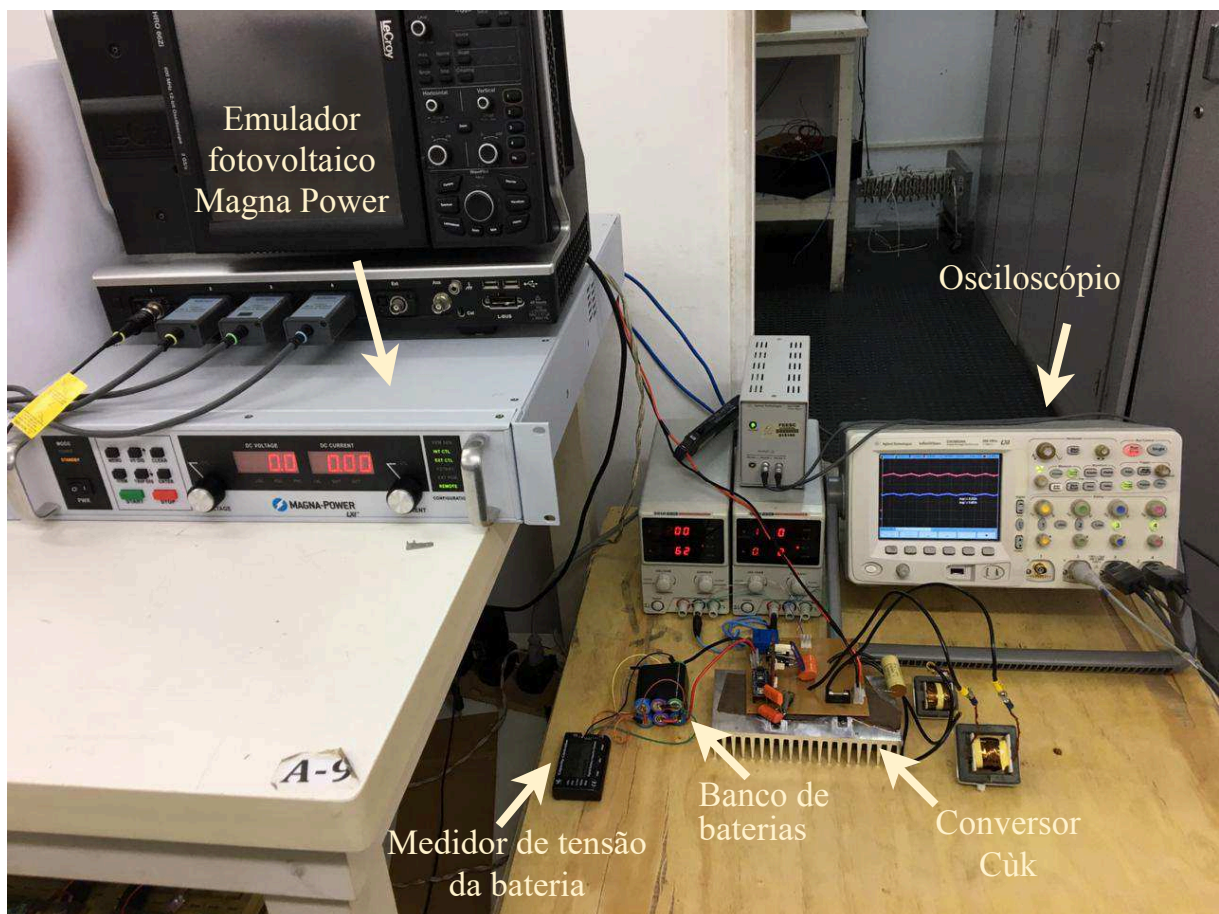
$$D_{med} = \frac{V_{bat}}{V_{bat} + V_{mp}} = \frac{22,34}{22,34 + 18,47} = 0,54 \quad (5.4)$$

Comparando as Equações 5.3 e 5.4 com os resultados obtidos experimentalmente, foi possível verificar o comportamento adequado do conversor Cúk operando no rastreamento do ponto de máxima potência, obtendo uma precisão da ordem de 99,4%.

5.3.7 Rastreamento do ponto de máxima potência com fonte emuladora de módulo fotovoltaico

Por fim, é necessário realizar o ensaio experimental com um módulo fotovoltaico conectado à entrada do conversor e validar o rastreamento do MPPT. Nesta etapa optou-se pela utilização de um emulador fotovoltaico, fabricado pela *Magna Power*, cujas principais características foram apresentadas na seção 5.3.2. A bancada dos testes é exibida na Figura 5.38. Uma das vantagens na utilização deste emulador é a possibilidade de impor diferentes condições climáticas como entrada e submeter o conversor a todas as variações de interesse. Sendo assim, os ensaios foram realizados em 2 etapas distintas.

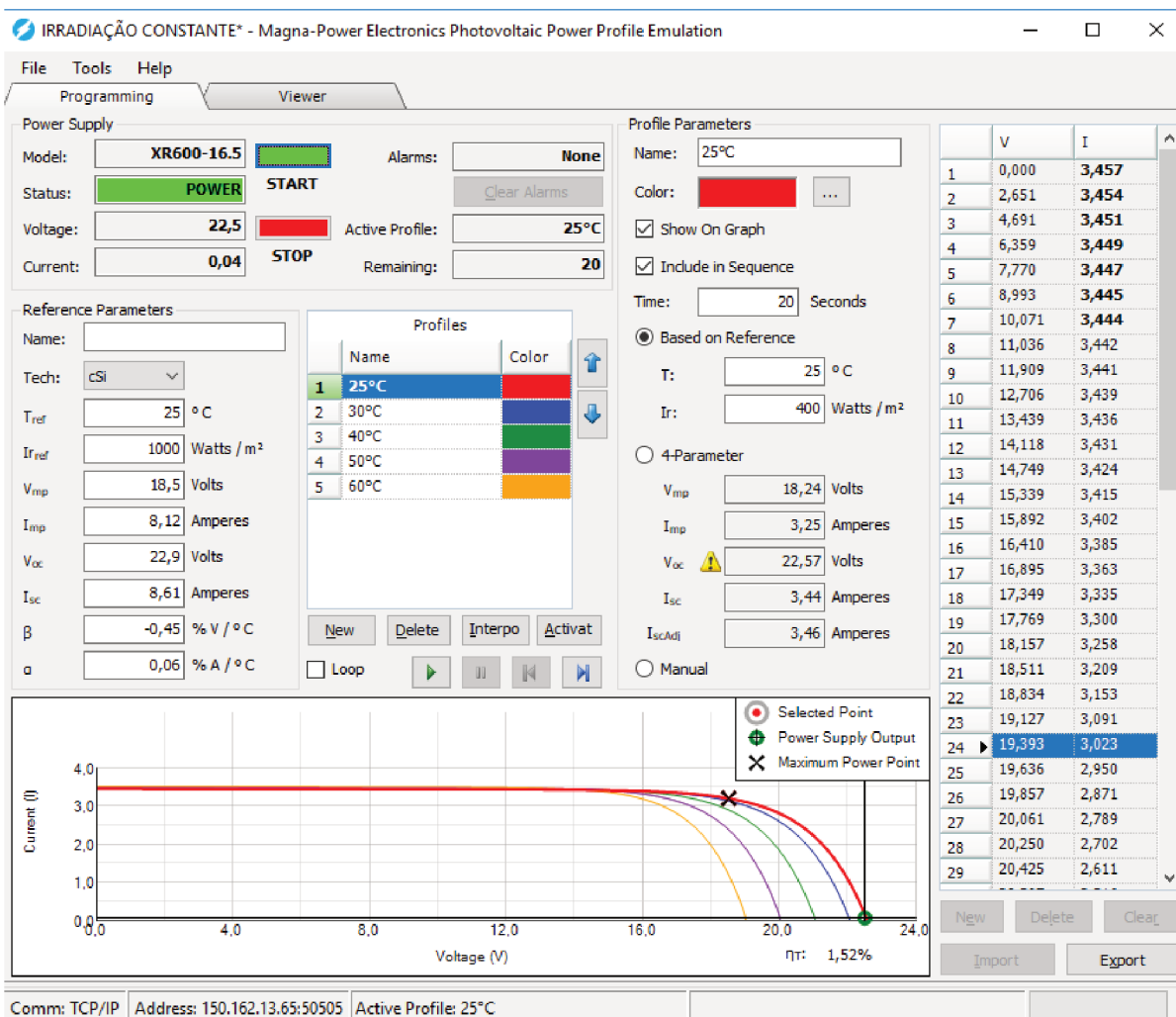
Figura 5.38 – Bancada de testes para operação em malha fechada utilizando o emulador fotovoltaico.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

As primeiras verificações foram realizadas com o intuito de verificar o comportamento do conversor quanto submetido à diferentes temperaturas, tendo a radiação solar mantida constante. Os experimentos foram realizados para todas as curvas contidas na Figura 5.25, cujos resultados estão apresentados no Apêndice B. Na Figura 5.39 é apresentado o resultado para a temperatura de 25°C e 400W/m² durante o momento de abertura do circuito. Nota-se que o ponto de operação do sistema localiza-se na tensão de circuito aberto e que a corrente está zerada. Logo, está adequado o tempo de abertura do circuito e o local de leitura de V_{ca} .

Figura 5.39 – Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante no momento da abertura do circuito.

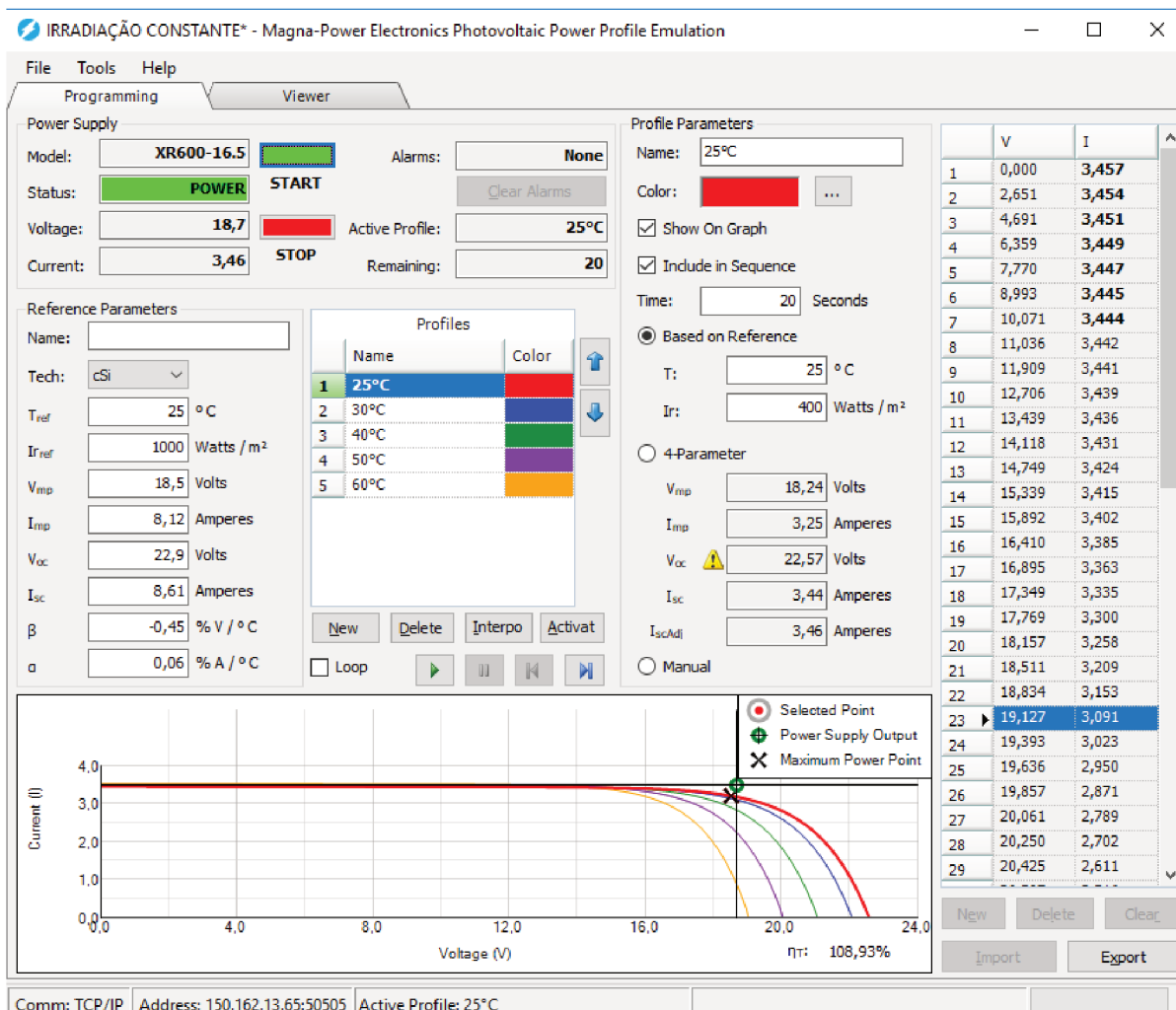


Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A Figura 5.40 exibe o momento após o cálculo da razão cíclica ideal para o rastreamento do MPPT. Verifica-se que o conversor permanece operando com uma tensão de 18,7V, valor muito próximo dos 18,5V informado pelo fabricante. Outra consideração sobre os resultados experimentais diz respeito aos valores praticamente inalterados de corrente e uma variação significativa da tensão durante os experimentos,

corroborando com a teoria, visto que os ensaios foram realizados sob radiação constante e diferentes valores de temperatura.

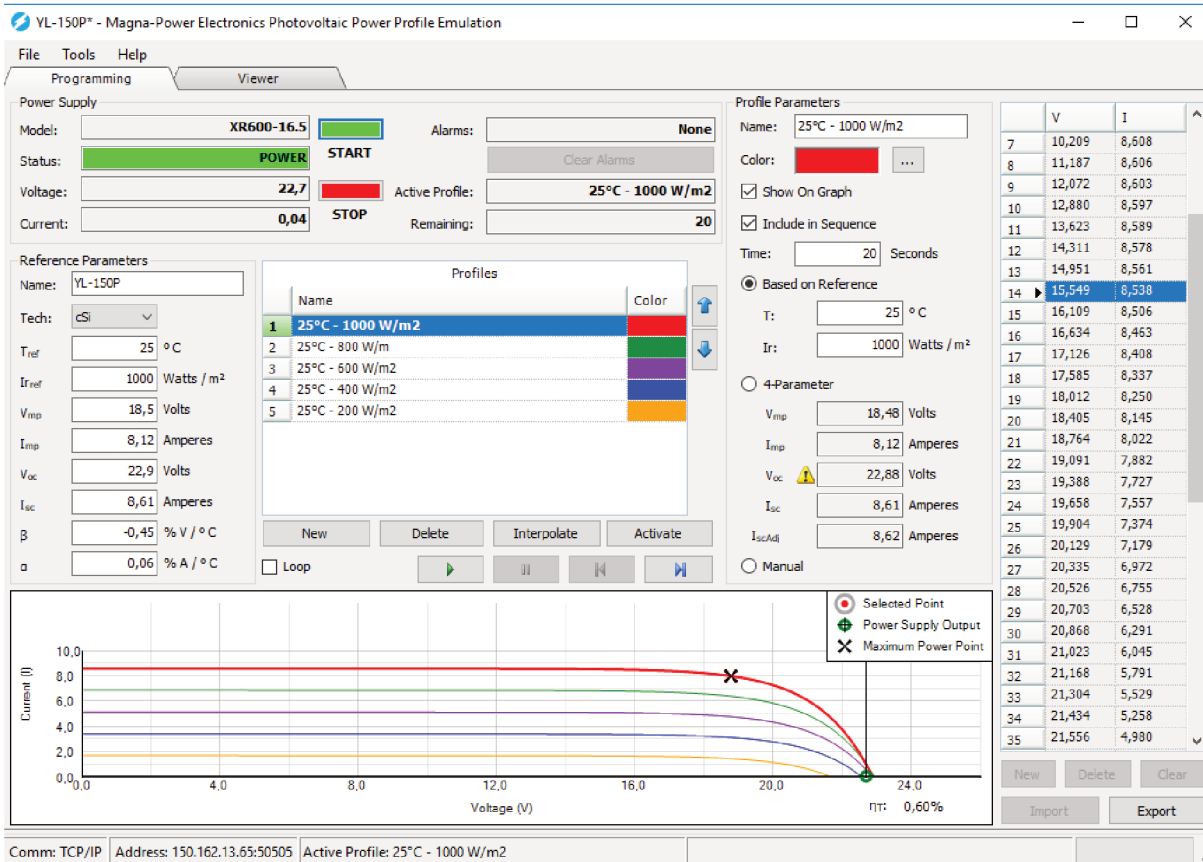
Figura 5.40 – Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante após o cálculo da razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

A segunda etapa foi verificar o comportamento da tensão e corrente sobre diferentes níveis de irradiação mantendo a temperatura constante. Na Figura 5.41 é mostrado o momento da abertura do circuito e na Figura 5.42 o momento de operação do conversor na máxima potência, ambas considerando a potência nominal do módulo FV, que são as condições de 1000W/m² de radiação solar e temperatura de 25°C. Além da condição anterior, foram realizados ensaios para radiação de 200W/m², 400W/m², 600W/m² e 800W/m², cujos resultados são apresentados no Apêndice B.

Figura 5.41 – Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante no momento da abertura do circuito.

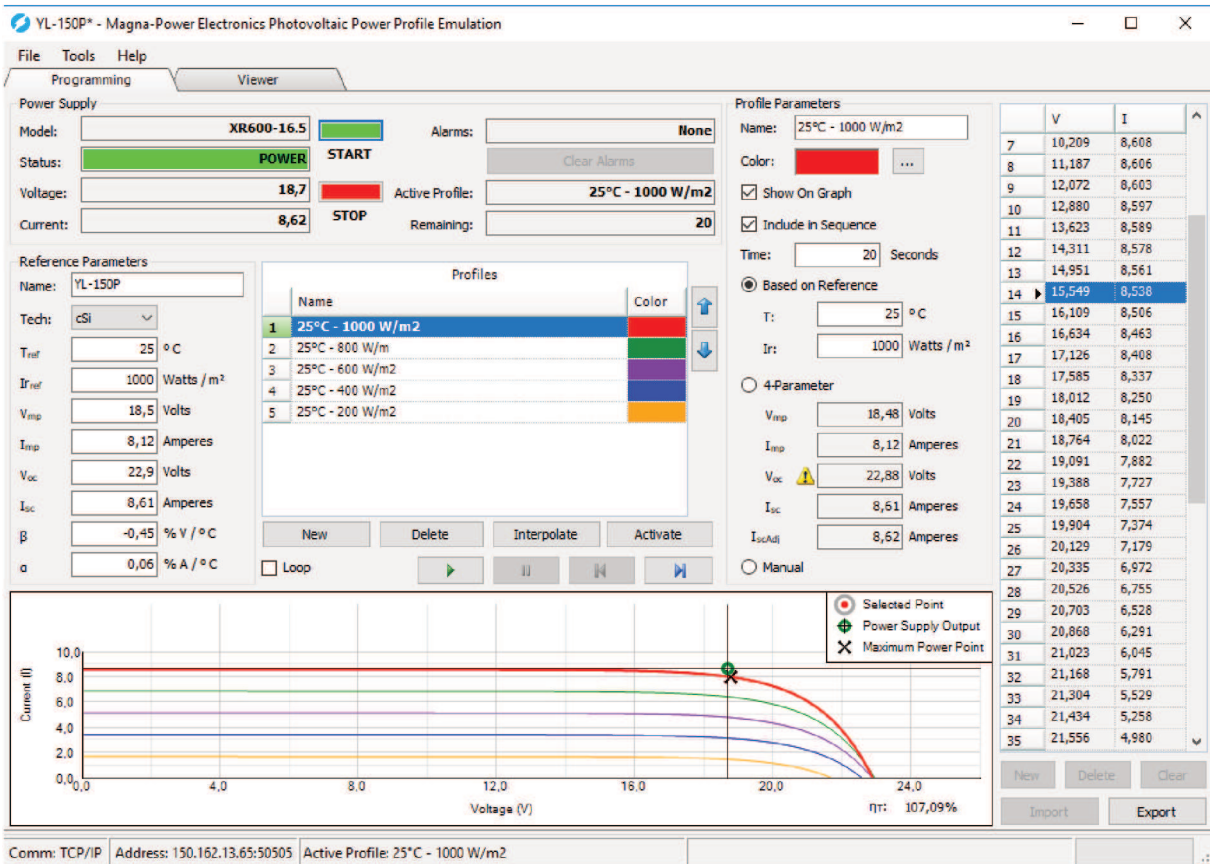


Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

O comportamento do rastreamento ocorreu conforme o esperado e similar ao experimento anterior. Nota-se, segundo as Figuras 5.41 e 5.42, que a corrente foi zerada durante a leitura de V_{ca} e que a tensão de operação após o rastreamento do MPPT ficou muito próxima do valor ideal, apresentando uma eficiência de 99%.

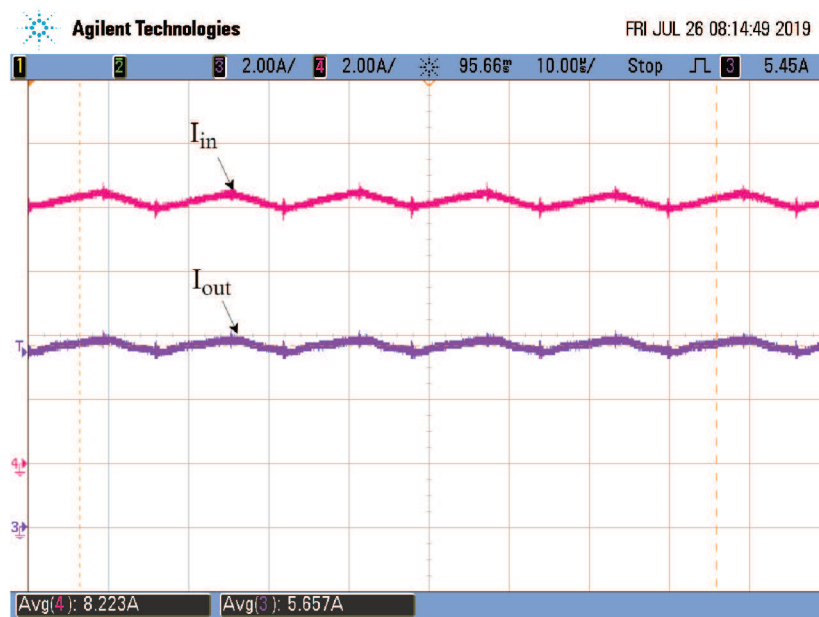
Além do rastreamento do MPPT, foi verificado o estágio de carregamento da bateria quando o conversor C_{ùk} é submetido ao emulador fotovoltaico, conforme é mostrado na Figura 5.43. Observa-se que as formas de onda da entrada (rosa) e saída (roxo) estão de acordo com o esperado e os valores análogos aos valores de projeto. Dessa forma é possível concluir que o conversor desenvolvido atendeu aos objetivos e foi validado experimentalmente.

Figura 5.42 – Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante após o cálculo da razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura 5.43 – Carregamento da bateria sob potência nominal.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

5.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram apresentados os resultados de simulação e experimentais obtidos para o conversor desenvolvido.

Inicialmente foram apresentadas as etapas realizadas para obter o correto funcionamento do protótipo. Um ajuste mediante regressão linear possibilitou a leitura correta dos valores de tensão e a análise do tempo de abertura do circuito permitiu definir o intervalo ideal de abertura do circuito a fim de garantir a segurança dos componentes empregados. Em seguida, foram obtidos os resultados experimentais para a operação em malha aberta.

Ademais, foram realizados os ensaios em malha fechada, considerando o algoritmo desenvolvido. Os resultados do rastreamento do ponto de máxima potência se mostraram adequados.

Por fim, empregou-se a fonte emuladora de módulo fotovoltaico *Magna Power*, que possibilitou analisar o funcionamento do conversor em termos de rendimento e rastreamento do MPPT sob diferentes níveis de radiação solar e temperatura. Os resultados obtidos atenderam aos requisitos iniciais do projeto e validaram o protótipo desenvolvido.

6 CONCLUSÃO GERAL

Nesta dissertação foram apresentados os procedimentos empregados para concepção, análise e implementação de um conversor Cúk aplicado no rastreamento do ponto de máxima potência operando como um carregador de bateria.

O capítulo 1 teve como objetivo contextualizar o tema do estudo a ser desenvolvido no presente trabalho, apresentando as principais motivações e justificando a relevância do trabalho a ser realizado no campo do conhecimento.

No capítulo 2 foi apresentada uma revisão bibliográfica a fim de verificar a situação atual das publicações relativas à área de estudo do trabalho. Inicialmente, descreveu-se de maneira sucinta a evolução da tecnologia fotovoltaica e as principais características físicas e elétricas da célula fotovoltaica. Em seguida, conceitos básicos sobre os conversores CC-CC e os inversores foram apresentados com intuito de evidenciar a importância destes equipamentos em aplicações fotovoltaicas. Uma revisão sobre as principais baterias empregadas em sistemas *off-grid* foi apresentada e possibilitou a definição da tecnologia mais adequada para o projeto a ser desenvolvido. Além disso, ainda no capítulo 2, foram apresentadas as principais técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência abordadas na literatura e implementadas em publicações recentes. As técnicas MPPT-temp e MPPT-temp V_{oc} foram introduzidas de maneira mais aprofundada. A partir de estudos comparativos foi possível definir a técnica MPPT-temp V_{oc} como a mais adequada para esta dissertação, haja vista do seu baixo custo e facilidade de implementação aliada à alta precisão no rastreamento. A estratégia de controle foi proposta com o intuito de realizar o rastreamento do ponto de máxima potência e controle de carga da bateria, respeitando os seus limites de operação.

O capítulo 3 foi desenvolvido com o intuito de determinar a topologia de conversor CC-CC mais adequada ao processamento de energia oriundo de um módulo fotovoltaico aplicado ao carregamento de um banco de baterias, isto é, entre duas fontes de corrente. A partir das premissas facilidade de implementação, baixo custo e adequação do conversor aos elementos de alimentação e saída, optou-se pelo conversor Cúk, dadas suas características de acumulação capacitiva e fontes de corrente tanto na entrada como na saída, ideal para a aplicação proposta. Para tal, foram realizadas análises relacionadas ao ganho estático e comprovação da possibilidade de rastreamento do ponto de máxima potência considerando diferentes condições climáticas. Logo, por se tratar de um conversor com característica Buck-Boost, o conversor pode operar como elevador ou abaixador de tensão, adequando-se conforme o fornecimento oriundo do módulo FV e respeitando os limites de tensão na bateria. Ainda no capítulo 3, foi desenvolvido um estudo analítico do funcionamento do conversor Cúk, apresentando as etapas de operação e principais formas de onda. Além

disso, o equacionamento característico do conversor escolhido foi adequado à conexão de um banco de baterias conectado à saída, cujos limites de tensão requisitaram o estabelecimento de 3 razões cíclicas para as análises seguintes.

No capítulo 4 foi apresentado o projeto de potência do conversor de acordo com a fundamentação teórica desenvolvida no capítulo anterior. A validação do projeto foi apresentada a partir do desenvolvimento de um modelo de simulação computacional ideal, cujos resultados comprovaram a adequação dos equacionamentos realizados. Um modelo considerando todas as não idealidades também foi desenvolvido a fim de verificar o comportamento do conversor com suas respectivas perdas. O modelo não ideal permitiu verificar um transiente de tensão sobre o interruptor destrutível ao componente, haja vista da extrapolação do limite de tensão do componente empregado. Como solução para o transiente de tensão, desenvolveu-se um circuito *snubber* com intuito de suavizar o pico de tensão sobre o interruptor. Além disso, foram apresentados de maneira detalhada os circuitos auxiliares necessários para o funcionamento adequado do conversor como rastreador de MPPT operando como um carregador de bateria.

No capítulo 5 foram apresentados os resultados experimentais e de simulação para as operações em malha aberta e fechada. Os ensaios em malha aberta foram desenvolvidos com objetivo de verificar o comportamento do conversor quando submetido à diferentes tensões de entrada e cargas na saída. Deste modo, empregou-se uma fonte de tensão constante e uma carga puramente resistiva na saída, a partir de um Reostato. A redução do transiente de tensão foi verificado na prática após a implementação do circuito *snubber* no interruptor, garantindo um funcionamento seguro do componente. Analisou-se de maneira detalhada o mesmo transiente de tensão logo após o emprego da razão cíclica. Constatou-se que quanto maior o tempo de abertura do circuito, maior o pico de tensão sobre o interruptor. Contudo, o valor pré-estabelecido de 4ms atendeu as necessidades de projeto e resultou em um pico de tensão dentro dos limites do componente empregado. Após corroborado o funcionamento do conversor como rastreador de MPPT, conectou-se um banco de baterias na saída e verificou-se o carregamento da bateria sob condições de malha fechada.

Evidencia-se a alteração do projeto em relação ao controle de carga da bateria. Inicialmente foi desenvolvido um algoritmo com intuito de controlar o carregamento e descarregamento da bateria. O funcionamento da rotina empregada foi comprovada mediante resultados de simulação. Contudo, no decorrer do trabalho, identificou-se que um dispositivo BMS, cuja característica é garantir a segurança do banco de baterias de Li-ion a partir do controle dos níveis de tensão, é uma alternativa mais vantajosa em termos de custo e eficiência ao projeto empregado. Ressalta-se o baixo custo desses equipamentos e precisão no funcionamento, tornando dispensável o emprego

do conjunto relé controlador de carga, para o presente projeto.

Ainda no capítulo 5, desenvolveu-se um modelo computacional do módulo FV no PSIM, que permitiu comparar as curvas de MPPT características obtidas via simulação com resultados experimentais a partir do modelo realizado no emulador solar da *Magna Power*. Além disso, foram apresentados os resultados experimentais do rastreamento do ponto de máxima potência quando submetido ao módulo FV empregado pelo emulador fotovoltaico. Os ensaios foram realizados considerando diferentes condições de radiação solar e temperatura, resultando na eficiência de 98% no rastreamento de MPPT.

Ressalta-se também a análise do rendimento do conversor Cúk desenvolvido. Os resultados obtidos via simulação e de forma experimental apresentaram valores muito próximos, permitindo validar o protótipo construído. Para a potência nominal do módulo fotovoltaico foi obtido um rendimento de 81,6%, valor considerado satisfatório tendo em vista o baixo custo dos componentes empregados. Outra consideração diz respeito a característica do módulo FV operar a maior parte do tempo em potências inferiores a potência nominal, dada a influência da variação constante das condições climáticas a que o módulo está submetido. Ademais, conforme a curva eficiência apresentada, o conversor desenvolvido tem um rendimento maior para menores níveis de potência. Logo, para a aplicação fotovoltaica deste trabalho, o conversor Cúk se mostrou adequado.

Para a continuidade para este trabalho, são propostos os seguintes tópicos:

- Desenvolvimento de um novo *layout*, reduzindo as trilhas e aproximando mais os componentes de potência, a fim de reduzir os picos de tensão e ruídos no sinal;
- Considerando o *layout* empregado neste trabalho, sugere-se avaliar outros circuitos grameadores e *snubbers* que empreguem componentes e estruturas mais eficientes;
- Implementação do circuito relé controlador de carga a fim de verificar de forma experimental o algoritmo desenvolvido;
- Implementação de um módulo fotovoltaico na alimentação do conversor e comparação dos resultados obtidos via emulador solar;
- Extensão da topologia proposta para um estágio CC-CA;

REFERÊNCIAS

- 18650BATTERYSTORE. 18650 batteries. [Online] Available at: <https://www.18650batterystore.com/Samsung-18650-s/137.htm> [Accessed April 2019], 2019.
- ADLY, M.; EL-SHERIF, H.; IBRAHIM, M. Maximum power point tracker for a PV cell using a fuzzy agent adapted by the fractional open circuit voltage technique. In: *Proc. IEEE Int. Conf. Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE 2011)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1918–1922. ISSN 1098-7584.
- ANEEL, R. N. N. 482. *Estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, o sistema de compensação de energia elétrica, e dá outras providências*, v. 17, 2012.
- ARDUINO. Arduino Nano V3.0. Folha de dados do fabricante. Disponível em: <<https://store.arduino.cc/usa/arduino-nano>>, 2019.
- ARNETT, J. C. et al. Design, installation and performance of the ARCO Solar one-megawatt power plant. In: Palz, W.; Fittipaldi, F. (Ed.). *5th Photovoltaic Solar Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 1984. p. 314–320.
- ATMEGA328P. ATmega328P. Folha de dados do fabricante. Disponível em: <<https://www.microchip.com/wwwproducts/en/ATmega328p>>, 2019.
- AYENG’O, S. P. et al. Comparison of off-grid power supply systems using lead-acid and lithium-ion batteries. *Solar Energy*, Elsevier, v. 162, p. 140–152, 2018.
- BARBI, I. Projetos de fontes chaveadas. *Florianópolis: Edição do autor*, 2001.
- BARBI, I. *Eletrônica de potência: Projeto de fontes chaveadas*. [S.l.]: Edição do autor, 2007.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. Conversores cc-cc básicos não isolados. *Edição dos autores. Florianópolis*, 2000.
- BARBOSA, V. et al. Supercapacitor in battery charges of photovoltaic panel: analysis of the technical feasibility. *Energy Procedia*, Elsevier, v. 153, p. 80–85, 2018.
- BECQUEREL, M. Mémoire sur les effets électriques produits sous l’influence des rayons solaires. *Comptes rendus hebdomadaires des séances de l’Académie des sciences*, v. 9, p. 561–567, 1839.
- BILLINGS, K. H.; MOREY, T. *Switchmode power supply handbook*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2011.
- BOICO, F.; LEHMAN, B.; SHUJAEI, K. Solar battery chargers for nimh batteries. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 5, p. 1600–1609, set. 2007. ISSN 0885-8993.
- BRITO, M. A. G. D. et al. Evaluation of the main mppt techniques for photovoltaic applications. *IEEE transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 60, n. 3, p. 1156–1167, 2012.

BRITO, M. A. G. de et al. Main maximum power point tracking strategies intended for photovoltaics. In: *Proc. XI Brazilian Power Electronics Conf.* [S.l.: s.n.], 2011. p. 524–530. ISSN 2165-0454.

BUCHMANN, I. Battery management system (bms). *Battery University - CADEX Electronics Inc.*[Online] Available at: <http://batteryuniversity.com> [Accessed June 2019], 2019.

BUCHMANN, I. How does the lead acid battery work? *Battery University - CADEX Electronics Inc.*[Online] Available at: <http://batteryuniversity.com> [Accessed April 2019], 2019.

BUCHMANN, I. What's the best battery? *Battery University - CADEX Electronics Inc.*[Online] Available at: <http://batteryuniversity.com> [Accessed April 2019], 2019.

CHAPIN, D. M.; FULLER, C.; PEARSON, G. A new silicon p-n junction photocell for converting solar radiation into electrical power. *Journal of Applied Physics*, AIP, v. 25, n. 5, p. 676–677, 1954.

COELHO, R. F.; CONGER, F. M.; MARTINS, D. C. A mppt approach based on temperature measurements applied in pv systems. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on.* [S.l.], 2010. p. 1–6.

COELHO, R. F. et al. Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas cc a partir de fontes renováveis. 2013.

CUK, S. General topological properties of switching structures. In: IEEE. *1979 IEEE Power Electronics Specialists Conference.* [S.l.], 1979. p. 109–130.

CUK, S.; MIDDLEBROOK, R. D. A new optimum topology switching dc-to-dc converter. In: IEEE. *1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference.* [S.l.], 1977. p. 160–179.

DEOPARE, H.; DESHPANDE, A. Modeling and simulation of incremental conductance maximum power point tracking. In: *Proc. Int. Conf. Energy Systems and Applications.* [S.l.: s.n.], 2015. p. 501–505.

DIVYA, K.; ØSTERGAARD, J. Battery energy storage technology for power systems—an overview. *Electric power systems research*, Elsevier, v. 79, n. 4, p. 511–520, 2009.

DOU, L. et al. 25th anniversary article: a decade of organic/polymeric photovoltaic research. *Advanced materials*, Wiley Online Library, v. 25, n. 46, p. 6642–6671, 2013.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 22, n. 2, p. 439–449, jun. 2007. ISSN 0885-8969.

FARANDA, R.; LEVA, S.; MAUGERI, V. Mppt techniques for pv systems: Energetic and cost comparison. In: IEEE. *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century.* [S.l.], 2008. p. 1–6.

- FEMIA, N. et al. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 4, p. 963–973, jul. 2005. ISSN 0885-8993.
- GLUNZ, S.; PREU, R.; BIRO, D. 16: Crystalline silicon solar cells—state-of-the-art and future developments. *Comprehensive renewable energy*, v. 1, p. 353–387, 2012.
- GROTHOFF, J. M. Battery storage for renewables: market status and technology outlook. *International Renewable Energy Agency (IRENA), Abu Dhabi*, 2015.
- GUPTA, A. K.; SAXENA, R. Review on widely-used mppt techniques for PV applications. In: *Proc. Int. Conf. Innovation and Challenges in Cyber Security (ICICCS-INBUSH)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 270–273.
- HSU, T.-W. et al. Photovoltaic energy harvester with fractional open-circuit voltage based maximum power point tracking circuit. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, IEEE, v. 66, n. 2, p. 257–261, 2018.
- HUSSEIN, A. A.-H.; BATARSEH, I. A review of charging algorithms for nickel and lithium battery chargers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 60, n. 3, p. 830–838, mar. 2011. ISSN 0018-9545.
- IEA. International energy agency-photovoltaic power systems programme, 2018. *Snapshot of Global PV Markets*, 2018.
- INFINEON. International Rectifier - PB-IRF540N. Folha de dados do fabricante. Disponível em: <<https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/>>, 2019.
- JAISWAL, A. Lithium-ion battery based renewable energy solution for off-grid electricity: A techno-economic analysis. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 72, p. 922–934, 2017.
- KAPP, M.; KAPP, J. Os conceitos físicos de temperatura e calor aplicados à conformação mecânica de materiais: uma proposta de abordagem motivadora. *Revista eletrônica de Educação e Tecnologia do SENAI-SP*, v. 4, 2010.
- KARAMI, N.; MOUBAYED, N.; OUTBIB, R. General review and classification of different mppt techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 68, p. 1–18, 2017.
- KIM, J.; OH, J.; LEE, H. Review on battery thermal management system for electric vehicles. *Applied Thermal Engineering*, Elsevier, 2018.
- KNAUPP, W. Operation behaviour of roof installed photovoltaic modules. In: IEEE. *Photovoltaic Specialists Conference, 1996., Conference Record of the Twenty Fifth IEEE*. [S.l.], 1996. p. 1445–1448.
- KOLLIMALLA, S. K.; MISHRA, M. K.; NARASAMMA, N. L. Design and analysis of novel control strategy for battery and supercapacitor storage system. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, IEEE, v. 5, n. 4, p. 1137–1144, 2014.
- KONJARE, S. S. et al. Efficiency improvement of PV module by way of effective cooling - a review. In: *Proc. Int. Conf. Industrial Instrumentation and Control (ICIC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1008–1011.

LEM. Voltage Transducer LV 25-P/SP5. Folha de dados do fabricante. *Disponível em:* <<https://www.lem.com/en/lv-25psp5>>, 2019.

LUMB, M. P. et al. Gasb-based solar cells for full solar spectrum energy harvesting. *Advanced Energy Materials*, Wiley Online Library, v. 7, n. 20, p. 1700345, 2017.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA*. [S.l.]: Edição dos Autores, 2005.

MASTERS, G. M. *Renewable and efficient electric power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013.

MESSENGER, R. A.; ABTAHI, A. *Photovoltaic systems engineering*. [S.l.]: CRC press, 2010.

NARAYANAN, S. Fifty years of crystalline silicon solar cells. In: *Proc. Electro Int.* [S.l.: s.n.], 1991. p. 678–683.

ON SEMICONDUCTOR. MUR1510: Power Rectifier. Folha de dados do fabricante. *Disponível em:* <<https://www.onsemi.com/products/discretes-drivers/diodes-rectifiers/rectifiers/mur1510>>, 2019.

ORTMANN, M. S. et al. Retificadores multiníveis pwm unidirecionais de alto fator de potência com célula de comutação de múltiplos estados. 2012.

PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos. *Rio de Janeiro*, v. 1, p. 47–499, 2014.

REDDY, T. B. *Linden's handbook of batteries*. [S.l.]: McGraw-hill New York, 2011. v. 4.

RIORDAN, C.; HULSTRON, R. What is an air mass 1.5 spectrum?(solar cell performance calculations). In: IEEE. *Photovoltaic Specialists Conference, 1990., Conference Record of the Twenty First IEEE*. [S.l.], 1990. p. 1085–1088.

SINGH, R. et al. Ternary blend strategy for achieving high-efficiency organic photovoltaic devices for indoor applications. *Chemistry—A European Journal*, Wiley Online Library, v. 25, n. 24, p. 6154–6161, 2019.

SOLANO, D. L. S. Sistema de supervisão e controle de geração solar fotovoltaica para aplicação em microrredes inteligentes. *UFSC, Florianópolis, Dissertação de Mestrado*, 2015.

TEO, H.; LEE, P.; HAWLADER, M. An active cooling system for photovoltaic modules. *Applied Energy*, Elsevier, v. 90, n. 1, p. 309–315, 2012.

THORNTON. NEE-42/21/15. Folha de dados do fabricante. *Disponível em:* <<http://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>>, 2019.

TREBLE, F. Milestones in the development of crystalline silicon solar cells. *Renewable Energy*, Elsevier, v. 15, n. 1-4, p. 473–478, 1998.

VALLÊRA, A. M.; BRITO, M. C. Meio século de história fotovoltaica. *Gazeta de Física*, v. 1, n. 2, 2006.

YINGLI SOLAR. Painel solar fotovoltaico 150Wp - Yingli Solar YL150P-17b. Folha de dados do fabricante. *Disponível em:* <<https://www.neosolar.com.br/loja/painel-solar-fotovoltaico-150wp-yingli-solar-yl150p-17b.html>>, 2018.

APÊNDICE A – PROJETO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR CUK

ESPECIFICAÇÕES ELÉTRICAS DO MÓDULO YL150P-17b no STC

Potência máxima	$P_{mpSTC} := 150 \text{ W}$
Tensão de máxima potência	$V_{mpSTC} := 18.5 \text{ V}$
Corrente de máxima potência	$I_{mpSTC} := 8.12 \text{ A}$
Tensão de circuito aberto	$V_{caSTC} := 22.9 \text{ V}$
Corrente de curto circuito	$I_{caSTC} := 8.61 \text{ A}$

ESPECIFICAÇÕES CUK

Tensão de entrada	$V_{in} := V_{pv_nom} = 18.5 \text{ V}$
Corrente de entrada	$I_{in} := I_{mpSTC} = 8.12 \text{ A}$
Potência entrada	$P_{in} := P_{mpSTC} = 150 \text{ W}$
Potência saída ideal	$P_o := P_{in} = 150 \text{ W}$
Tensão de saída	$V_o := V_{bat} = 22.2 \text{ V}$
Corrente de saída	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 6.757 \text{ A}$
Resistência na saída	$R_o := \frac{V_o}{I_o} = 3.286 \Omega$
Razão cíclica de máxima potência	$D := \frac{V_o}{V_{in} + V_o} = 0.545$
Ondulação da tensão no capacitor C1	$\Delta V_{C1} := 25\%$
Ondulação da tensão no capacitor C2	$\Delta V_{C2} := 10\%$
Ondulação da corrente na entrada	$\Delta I_{in} := 10\%$

Ondulação da corrente na saída

$$\Delta I_o := 5\%$$

Frequência de comutação

$$f_s := 62500 \text{ Hz}$$

CÁLCULOS INICIAIS CUK

Tensão média no capacitor

$$V_{C1} := \frac{V_{bat}}{D} = 40.7 \text{ V}$$

Tensão máxima no diodo

$$V_{D_{max}} := V_o + V_{in} = 40.7 \text{ V}$$

Tensão máxima na chave

$$V_{S_{max}} := V_o + V_{in} = 40.7 \text{ V}$$

Ondulação de corrente de entrada

$$\Delta I_{in} := 0.1 \cdot I_{in} = 0.812 \text{ A}$$

Ondulação de corrente de saída

$$\Delta I_o := 0.05 \cdot I_o = 0.338 \text{ A}$$

Ondulação de tensão no capacitor entrada

$$\Delta V_c := 0.25 \cdot V_{C1} = 10.175 \text{ V}$$

Ondulação de tensão no capacitor saída

$$\Delta V_{C2} := 0.1 \cdot V_o = 2.22 \text{ V}$$

Indutância de entrada

$$L_1 := \frac{V_{in} \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_{in}} = (198.836 \cdot 10^{-6}) \text{ H}$$

Indutância de saída

$$L_2 := \frac{(V_{C1} - V_{bat}) \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_o} = (477.905 \cdot 10^{-6}) \text{ H}$$

Capacitância C1

$$C_1 := \frac{(1-D) \cdot I_{in}}{f_s \cdot \Delta V_c} = (5.804 \cdot 10^{-6}) \text{ F}$$

Capacitância C2

$$C_2 := \frac{(V_{C1} - V_{bat}) \cdot D}{8 \cdot f_s^2 \cdot \Delta V_{C2} \cdot L_2} = (304.358 \cdot 10^{-9}) \text{ F}$$

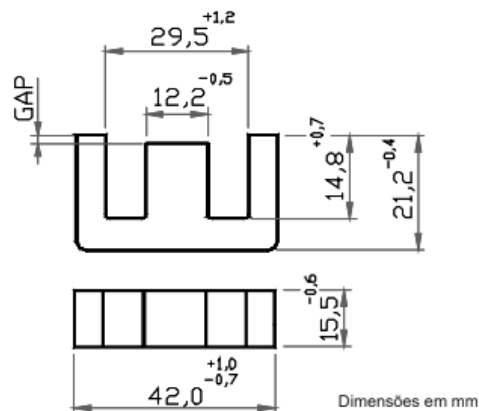
Período de Comutação

$$T_s := \frac{1}{f_s} = (16 \cdot 10^{-6}) \text{ s}$$

DIMENSIONAMENTO INDUTOR L1

Corrente no Indutor L1	$I_{L1} := I_{in} = 8.12 \text{ A}$
Ondulação de corrente L1	$\Delta I_{L1} := \Delta I_{in} = 0.812 \text{ A}$
Corrente máxima no L1	$I_{L1_pico} := I_{L1} + \frac{\Delta I_{in}}{2} = 8.526 \text{ A}$
Corrente mínima no L1	$I_{L1_min} := I_{L1} - \frac{\Delta I_{in}}{2} = 7.714 \text{ A}$
Energia armazenada em L1	$E := \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{L1_pico}^2 = 0.007 \text{ J}$
Indução máxima	$B_{max} := 0.28 \text{ T}$
Fator de ocupação	$K_W := 0.5$
Densidade de corrente	$J_{MAX} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Produto da seção transversal	$AeAw := \frac{L_1 \cdot I_{L1_pico}^2}{B_{max} \cdot J_{MAX} \cdot K_W} = 2.581 \text{ cm}^4$

Núcleo NEE 42/21/15



Largura interna	$Largura_{interna} := 29.5 \text{ mm}$
Largura do centro	$centro := 12.2 \text{ mm}$
Largura total	$Largura_{total} := 42 \text{ mm}$
Altura da janela	$altura_{janela} := 2 \cdot 14.8 \text{ mm}$
Espessura	$espessura := 15.5 \text{ mm}$
Área da seção transversal do núcleo	$A_e := centro \cdot espessura = 1.891 \text{ cm}^2$
Área da janela do carrtetel	$A_w := \frac{(Largura_{interna} - centro)}{2} \cdot altura_{janela} = 256.04 \text{ mm}^2$
Produto da área da seção transversal	$A_e \cdot A_w = 4.842 \text{ cm}^4$
Volume núcleo	$V_{nucleo} := 17600 \text{ mm}^3$
Comprimento médio da espira	
	$CME := \left(Largura_{interna} - \left(\frac{Largura_{interna} - centro}{2} \right) \right) \cdot 2 + 2 \cdot espessura + 2 \cdot \left(\frac{Largura_{interna} - centro}{2} \right) = 0.09 \text{ m}$
Volume espira*	$V_{espira} := CME \cdot A_w = 23043.6 \text{ mm}^3$
Volume total	
	$V_{indudor1_cuk} := V_{nucleo} + V_{espira} - (Largura_{interna} - centro) \cdot espessura \cdot altura_{janela} = 0.033 \text{ L}$
Volume total convertido	$V_{indudor1_cuk} = 32.706 \text{ cm}^3$
Número de espiras	$N := \text{ceil} \left(\frac{L_1 \cdot I_{L1_pico}}{B_{max} \cdot A_e} \right) = 33$
Permeabilidade magnética do vácuo	$u_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{H}{m}$
Entreferro	$gap := \frac{1}{2} \frac{N^2 \cdot u_0 \cdot A_e}{L_1} = 0.651 \text{ mm}$

CÁLCULO DA BITOLA DOS CONDUTORES

$$A_{fio} := \frac{I_{L1_pico}}{J_{MAX}} = 2.132 \text{ mm}^2$$

$$D_{max_fio} := \sqrt{\frac{4 \cdot A_{fio}}{\pi}} = 1.647 \text{ mm}$$

Fio escolhido _____ AWG21

$$D_{21} := 0.7230 \text{ mm}$$

$$A_{21} := 0.407 \text{ mm}^2$$

$$A_{21isolada} := 0.5 \text{ mm}^2$$

$$\rho_{20} := 1.72 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega \cdot m$$

$$r_o := \frac{D_{21}}{2} = 0.036 \text{ cm}$$

$$\alpha_{cu} := 0.00404 \frac{1}{K}$$

$$T_{45} := 318 \text{ K}$$

$$T_{20} := 293 \text{ K}$$

Área de cobre

$$A_{cu} := \frac{I_{L1_pico}}{J_{MAX}} = 0.021 \text{ cm}^2$$

Número de condutores

$$n_{condutores} := \text{ceil}\left(\frac{A_{cu}}{A_{21}}\right) = 6$$

Área ocupada

$$Area_{ocupada} := n_{condutores} \cdot A_{21isolada} \cdot \frac{N}{K_W} = 1.98 \text{ cm}^2$$

Área disponível

$$A_w = 2.56 \text{ cm}^2$$

Fator de ocupação

$$F_o := \frac{Area_{ocupada}}{A_w} = 0.773$$

Comprimento condutores

$$L_{chicote} := CME \cdot N = 2.97 \text{ m}$$

PERDA NOS CONDUTORES

Resistência em baixa frequência

$$R_{cc} := \rho_{20} \cdot \frac{L_{chicote}}{n_{condutores} \cdot A_{21}} = 0.021 \Omega$$

Potência dissipada

$$P_{cobre} := R_{cc} \cdot I_{L1}^2 = 1.379 \text{ W}$$

PERDA NO NÚCLEO

$$\alpha := 1.13$$

$$\beta := 2.07$$

$$K_c := 37.2$$

Varição densidade de fluxo

$$\Delta B := \frac{L_1 \cdot \left(\frac{\Delta I_{L1}}{2} \right)}{N \cdot A_e} = 0.013 \text{ T}$$

Perdas núcleo

$$P_{nucleo} := \frac{V_{nucleo}}{m^3} \cdot (f_s \cdot s)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{T} \right)^\beta \cdot K_c \cdot W = 0.021 \text{ W}$$

PERDAS TOTAIS

Perda total

$$P_{indutor1} := P_{cobre} + P_{nucleo} = 1.401 \text{ W}$$

CÁLCULO DA ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA

Resistencia térmica nucleo

$$R_{th} := 53 \frac{K}{W} \cdot \left(\left(\frac{V_{nucleo}}{cm^3} \right)^{-0.54} \right) = 11.264 \frac{K}{W}$$

Elevação de temperatura

$$\Delta T := (P_{indutor1}) \cdot R_{th} = 15.775 \text{ K}$$

Temperatura final

$$T_{final} := T_{20} + \Delta T = 35.625 \text{ }^\circ\text{C}$$

DIMENSIONAMENTO INDUTOR L2

Corrente no Indutor L2

$$I_{L2} := I_o = 6.757 \text{ A}$$

Ondulação de corrente L2

$$\Delta I_{L2} := \Delta I_o = 0.338 \text{ A}$$

Corrente máxima no L2

$$I_{L2_pico} := I_{L2} + \frac{\Delta I_o}{2} = 6.926 \text{ A}$$

Corrente mínima no L2

$$I_{L2_min} := I_{L2} - \frac{\Delta I_o}{2} = 6.588 \text{ A}$$

Energia armazenada em L2

$$E := \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot I_{L2_pico}^2 = 0.011 \text{ J}$$

Indução máxima

$$B_{max} := 0.28 \text{ T}$$

Fator de ocupação

$$K_W := 0.5$$

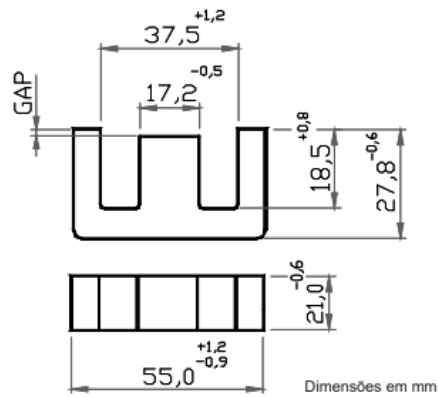
Densidade de corrente

$$J_{MAX} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Produto da seção transversal

$$A_e A_w := \frac{L_2 \cdot I_{L2_pico}^2}{B_{max} \cdot J_{MAX} \cdot K_W} = 4.093 \text{ cm}^4$$

Núcleo NEE 55/28/21



Largura interna

$$Largura_{interna} := 37.5 \text{ mm}$$

Largura do centro

$$centro := 17.2 \text{ mm}$$

Largura total

$$altura_{janela} := 2 \cdot 18.5 \text{ mm}$$

Altura da janela

$$Largura_{total} := 55 \text{ mm}$$

Espessura

$$espessura := 21 \text{ mm}$$

Área da seção transversal do núcleo

$$A_e := centro \cdot espessura = 3.612 \text{ cm}^2$$

Área da janela do carrtetel

$$A_w := \frac{(Largura_{interna} - centro)}{2} \cdot altura_{janela} = 375.55 \text{ mm}^2$$

Produto da área da seção transversal

$$A_e \cdot A_w = 13.565 \text{ cm}^4$$

Volume núcleo

$$V_{nucleo} := 17600 \text{ mm}^3$$

Comprimento médio da espira

$$CME := \left(Largura_{interna} - \left(\frac{Largura_{interna} - centro}{2} \right) \right) \cdot 2 + 2 \cdot espessura + 2 \cdot \left(\frac{Largura_{interna} - centro}{2} \right) = 11.7 \text{ cm}$$

Volume espira*

$$V_{espira} := CME \cdot A_w = 43939.35 \text{ mm}^3$$

Volume total

$$V_{indutor2_cuk} := V_{nucleo} + V_{espira} - (Largura_{interna} - centro) \cdot espessura \cdot altura_{janela} = 0.046 \text{ L}$$

Volume total convertido

$$V_{indutor2_cuk} = 45.766 \text{ cm}^3$$

Número de espiras

$$N := \text{ceil} \left(\frac{L_2 \cdot I_{L2_pico}}{B_{max} \cdot A_e} \right) = 33$$

Permeabilidade magnética do vácuo

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{H}{m}$$

Entreferro

$$gap := \frac{1}{2} \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_2} = 0.517 \text{ mm}$$

CÁLCULO DA BITOLA DOS CONDUTORES

$$A_{fio} := \frac{I_{L2_pico}}{J_{MAX}} = 1.731 \text{ mm}^2$$

$$D_{max_fio} := \sqrt{\frac{4 \cdot A_{fio}}{\pi}} = 1.485 \text{ mm}$$

Fio escolhido _____ AWG21

$$D_{21} := 0.7230 \text{ mm}$$

$$A_{21} := 0.407 \text{ mm}^2$$

$$A_{21isolada} := 0.5 \text{ mm}^2$$

$$\rho_{20} := 1.68 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega \cdot m$$

$$r_o := \frac{D_{21}}{2} = 0.036 \text{ cm}$$

$$\alpha_{cu} := 0.00404 \frac{1}{K}$$

$$T_{45} := 318 \text{ K}$$

$$T_{20} := 293 \text{ K}$$

Área de cobre

$$A_{cu} := \frac{I_{L2_pico}}{J_{MAX}} = 0.017 \text{ cm}^2$$

Número de condutores

$$n_{condutores} := \text{ceil} \left(\frac{A_{cu}}{A_{21}} \right) = 5$$

Área ocupada $Area_{ocupada} := n_{condutores} \cdot A_{21isolada} \cdot \frac{N}{K_W} = 1.65 \text{ cm}^2$

Área disponível $A_w = 3.756 \text{ cm}^2$

Fator de ocupação $F_o := \frac{Area_{ocupada}}{A_w} = 0.439$

Comprimento condutores $L_{chicote} := CME \cdot N = 3.861 \text{ m}$

PERDAS NOS CONDUTORES

Resistência em baixa frequência $R_{cc} := \rho_{20} \cdot \frac{L_{chicote}}{n_{condutores} \cdot A_{21}} = 0.032 \ \Omega$

Potência dissipada $P_{cobre} := R_{cc} \cdot I_{L2}^2 = 1.455 \text{ W}$

PERDAS NO NÚCLEO

$\alpha := 1.13$ $\beta := 2.07$ $K_c := 37.2$

Varição densidade de fluxo $\Delta B := \frac{L_2 \cdot \left(\frac{\Delta I_{L2}}{2} \right)}{N \cdot A_e} = 0.007 \text{ T}$

Perdas núcleo $P_{nucleo} := \frac{V_{nucleo}}{m^3} \cdot (f_s \cdot s)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{T} \right)^\beta \cdot K_c \cdot W = 0.006 \text{ W}$

PERDAS TOTAIS

Perda total $P_{indutor2} := P_{cobre} + P_{nucleo} = 1.461 \text{ W}$

CÁLCULO DA ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA

Resistencia térmica nucleo $R_{th} := 53 \frac{K}{W} \cdot \left(\left(\frac{V_{nucleo}}{cm^3} \right)^{-0.54} \right) = 11.264 \frac{K}{W}$

Elevação de temperatura $\Delta T := (P_{indutor2}) \cdot R_{th} = 16.454 \text{ K}$

Temperatura final $T_{final} := T_{20} + \Delta T = 36.304 \text{ }^\circ\text{C}$

DIMENSIONAMENTO CAPACITOR C1

Tensão média no capacitor C1 $V_{C1} := \frac{V_{bat}}{D} = 40.7 \text{ V}$

Tensão máxima no capacitor C1 $V_{C1_max} := V_{C1} + \frac{\Delta V_c}{2} = 45.788 \text{ V}$

Tensão mínima no capacitor C1 $V_{C1_min} := V_{C1} - \frac{\Delta V_c}{2} = 35.613 \text{ V}$

DIMENSIONAMENTO MOSFET

Tensão eficaz no Mosfet $V_{Mrms} := V_{C1} \cdot \sqrt{D} = 30.059 \text{ V}$

Tensão máxima no Mosfet $V_{Mmax} := \frac{V_{bat_max}}{D_{min}} = 51.1 \text{ V}$

Corrente média Mosfet: $I_{Mmed} := (I_{L1} + I_{L2}) \cdot D = 8.115 \text{ A}$

Corrente eficaz Mosfet: $I_{Mrms} := (I_{L1} + I_{L2}) \cdot \sqrt{D} = 10.987 \text{ A}$

Corrente máxima no Mosfet $I_{Mmax} := I_{L1_pico} + I_{L2_pico} = 15.452 \text{ A}$

Corrente em condução: $I_{Don} := I_{L1} + I_{L2} = 14.877 \text{ A}$

Corrente em bloqueio: $I_{Doff} := I_{Mmax} = 15.452 \text{ A}$

Drain source on resistance	$R_{DSon} := 0.044 \Omega$
Current rise time	$tr := 35 ns$
Current fall time	$tf := 35 ns$
Turn-on Delay Time:	$t_{Don} := 11 ns$
Turn-off Delay Time:	$t_{Doff} := 39 ns$
Perdas no início da condução	$E_{onM} := V_{in} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_{Don} + tr}{2} = (6.33 \cdot 10^{-6}) J$
Perdas no início do bloqueio	$E_{offM} := V_{in} \cdot I_{Doff} \cdot \frac{t_{Doff} + tf}{2} = (10.577 \cdot 10^{-6}) J$
Perdas de comutação	$P_{swM} := (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_s = 1.057 W$
Perdas de condução	$P_{CM} := R_{DSon} \cdot I_{Mrms}^2 = 5.312 W$
Perdas no MOSFET	$P_M := P_{CM} + P_{swM} = 6.368 W$

DIMENSIONAMENTO DIODO

Corrente eficaz:	$I_{Drms} := I_{Mrms} = 10.987 A$
Corrente média:	$I_{Dmed} := I_{Mmed} = 8.115 A$
Tensão máxima no Diodo	$V_{Dmax} := \frac{V_{bat_max}}{D_{min}} = 51.1 V$

Diodo escolhido

MUR1510

Tensão de condução:	$V_F := 0.85 V$
Reverse recovery time:	$t_{rr} := 35 ns$
Perdas de condução	$P_{CD} := V_F \cdot I_{Dmed} = 6.897 W$
Perdas no Diodo	$P_{diodo} := P_{CD} = 6.897 W$

DISSIPADOR

Diodo MUR1510

$$R_{D_thjc} := 1.5 \frac{K}{W} \qquad R_{D_thja} := 65 \frac{K}{W}$$

$$T_{D_J} := 175 \text{ K} \qquad R_{D_thcd} := 0.25 \frac{K}{W}$$

Mosfet IRF540N

$$R_{S_thjc} := 1.15 \frac{K}{W} \qquad R_{S_thja} := 62 \frac{K}{W}$$

$$T_{S_J} := 175 \text{ K} \qquad R_{S_thcd} := 0.5 \frac{K}{W}$$

Temperatura ambiente considerada

$$T_a := 40 \text{ K}$$

Temperatura máxima de junção considerada

$$T_j := 120 \text{ K}$$

Resistência Térmica do dissipador para o Diodo

$$R_{Dda} := \frac{T_j - T_a}{P_{diodo}} - R_{D_thjc} - R_{D_thcd} = 9.849 \frac{K}{W}$$

Resistência Térmica do dissipador para o Mosfet

$$R_{Sda} := \frac{T_j - T_a}{P_M} - R_{S_thjc} - R_{S_thcd} = 10.912 \frac{K}{W}$$

EFICIÊNCIA DO CONVERSOR

Perda total componentes

$$P_{perda} := P_{indutor1} + P_{indutor2} + P_M + P_{diodo} = 16.127 \text{ W}$$

Potência final na saída

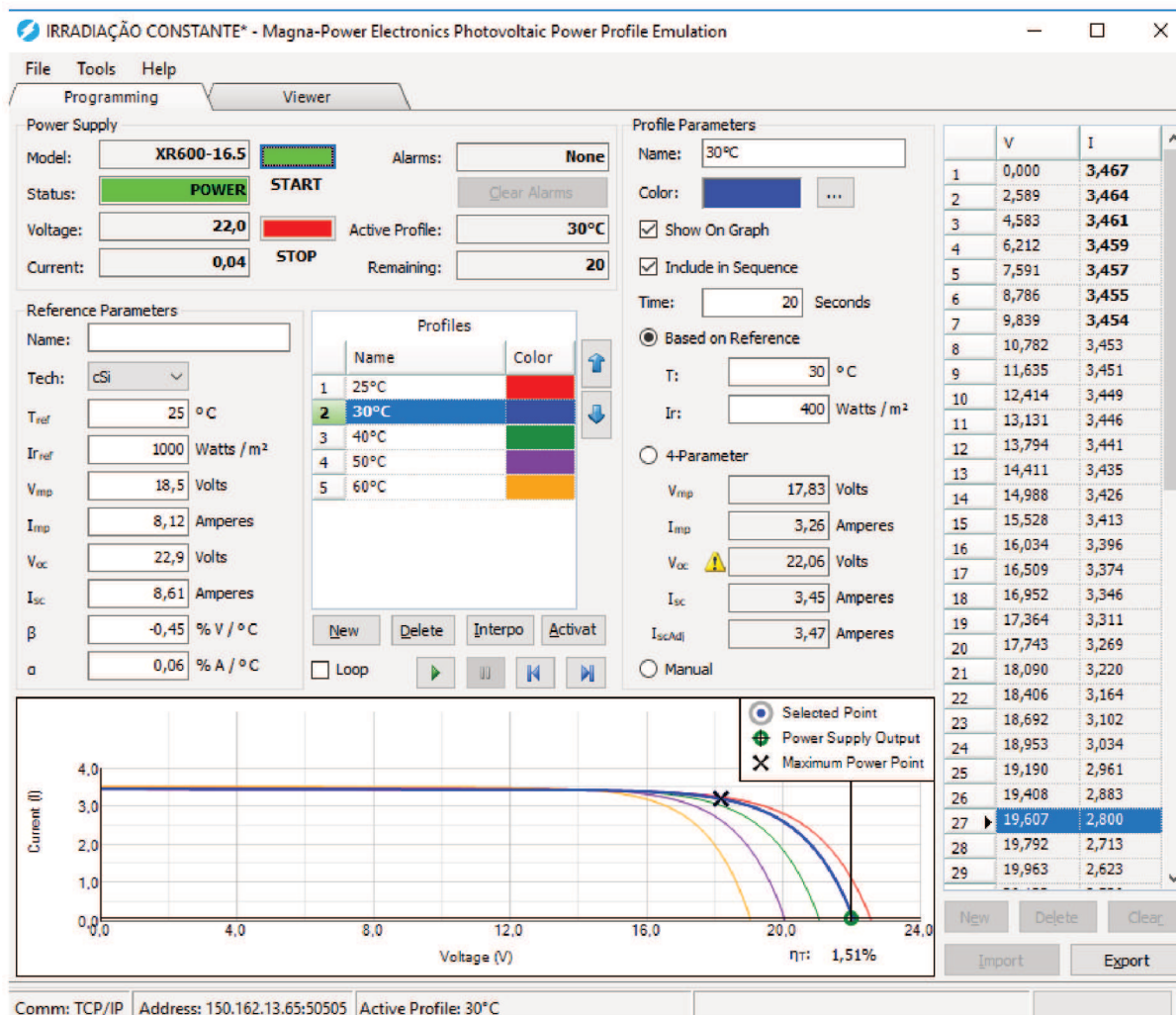
$$P_{saída} := P_{in} - P_{perda} = 133.873 \text{ W}$$

Eficiência do conversor

$$n := \frac{P_{saída}}{P_o} \cdot 100 = 89.249$$

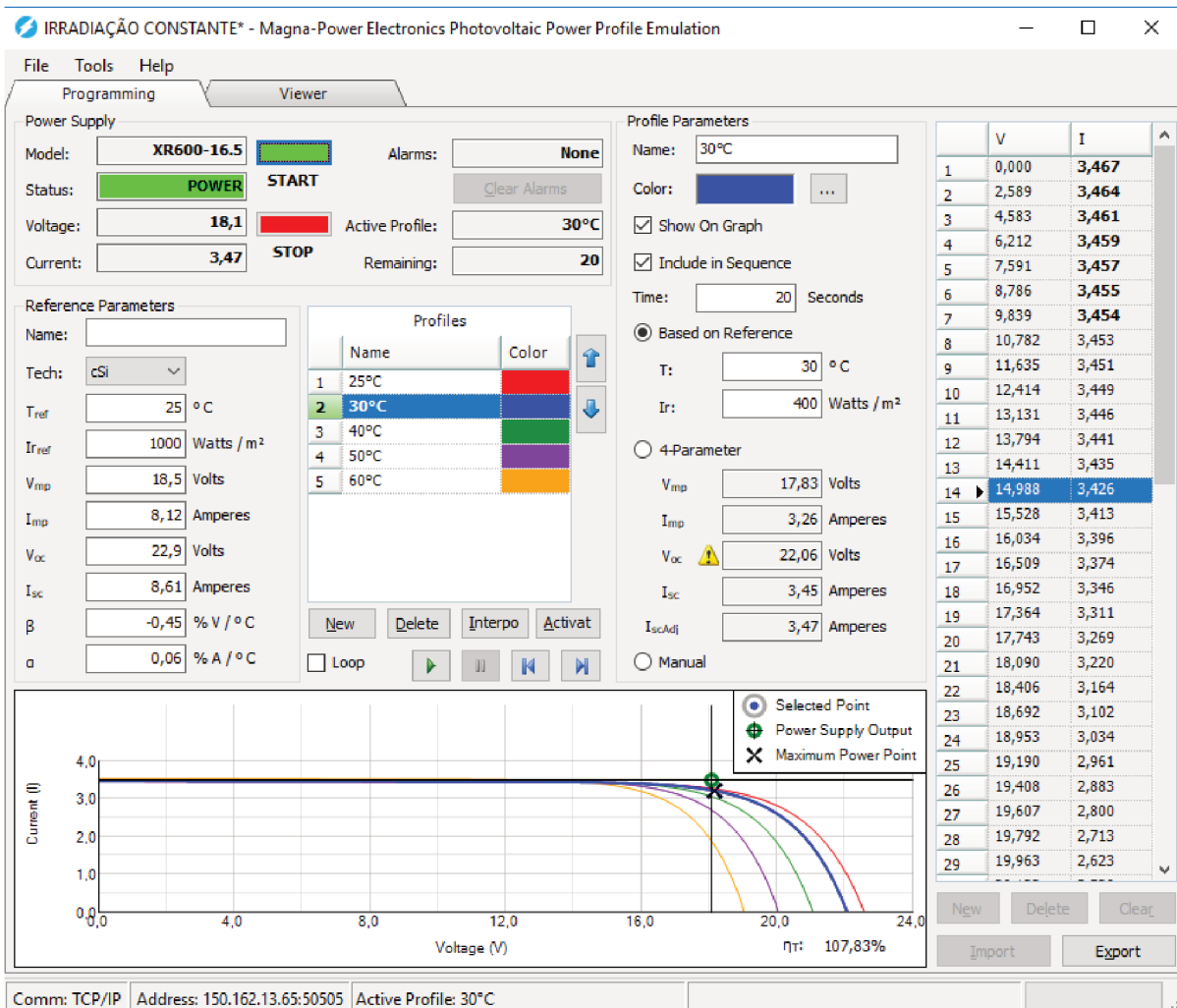
APÊNDICE B – RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS COM O EMULADOR FOTOVOLTAICO SOB DIFERENTES CONDIÇÕES DE RADIAÇÃO SOLAR E TEMPERATURA

Figura B.1 – Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante em $400\text{W}/\text{m}^2$ e temperatura de 30°C no momento da abertura do circuito.



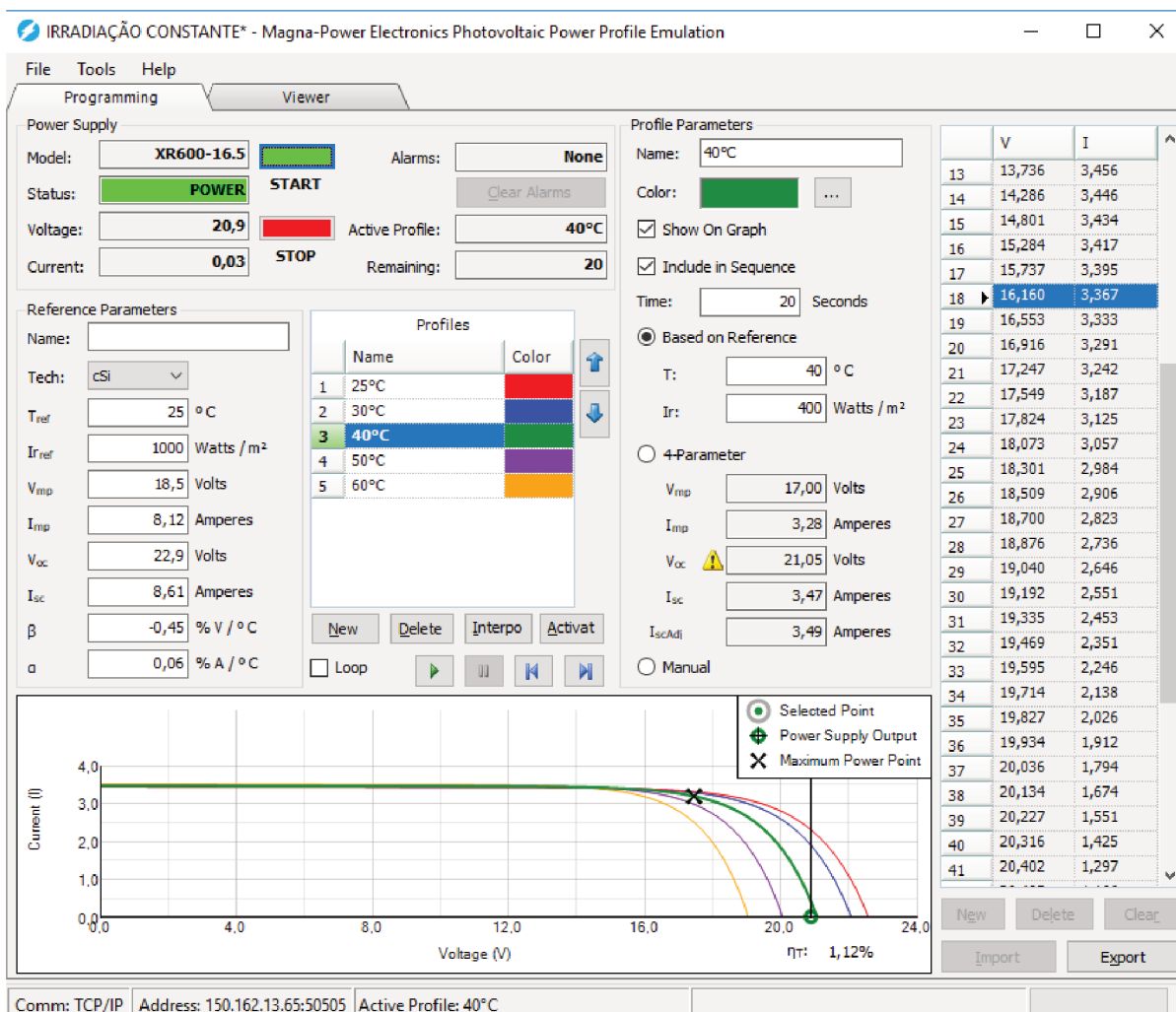
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.2 – Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante em 400W/m² e temperatura de 30°C no momento após o cálculo da razão cíclica de máxima potência.



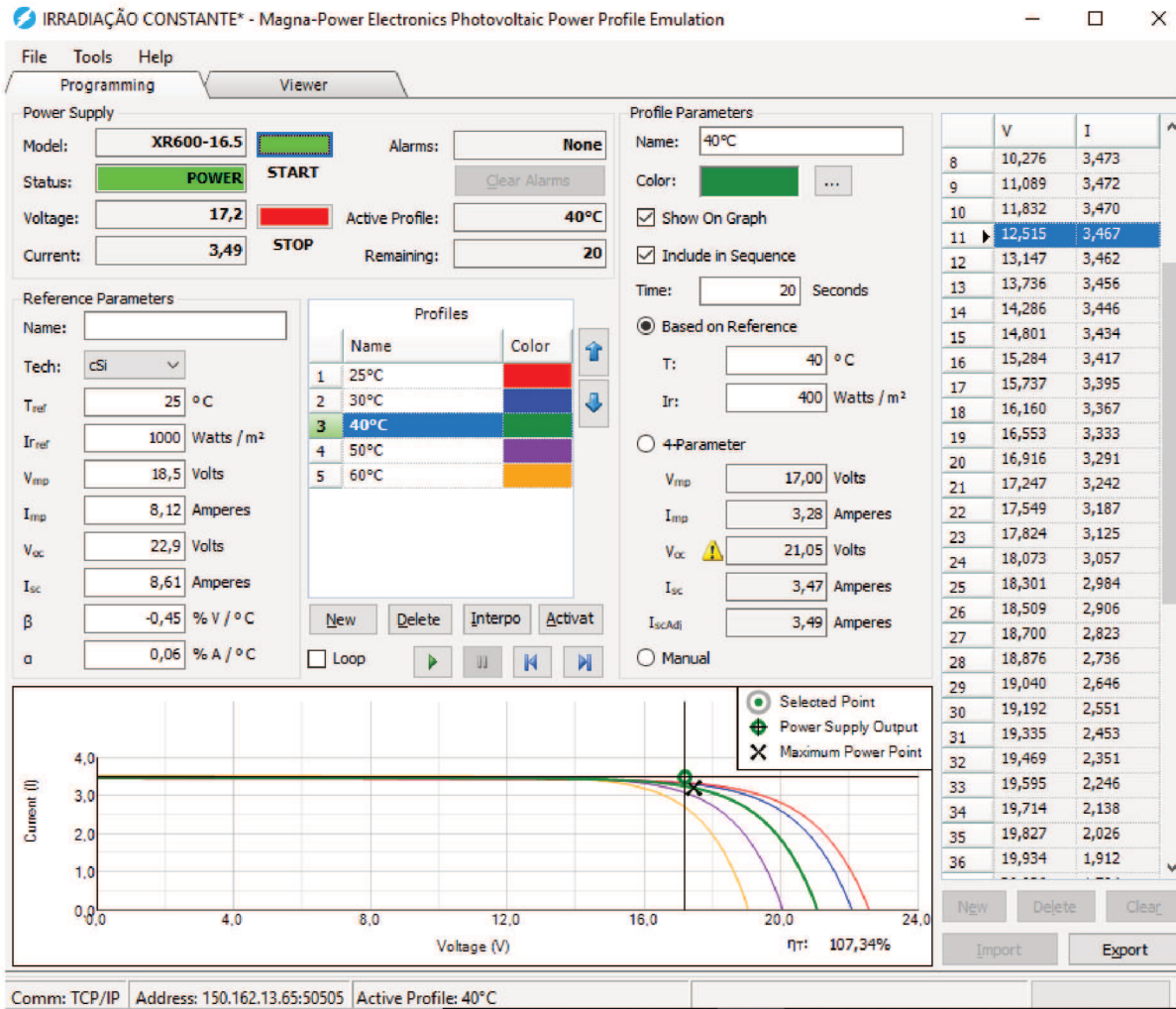
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.3 – Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante em $400\text{W}/\text{m}^2$ e temperatura de 40°C no momento da abertura do circuito.



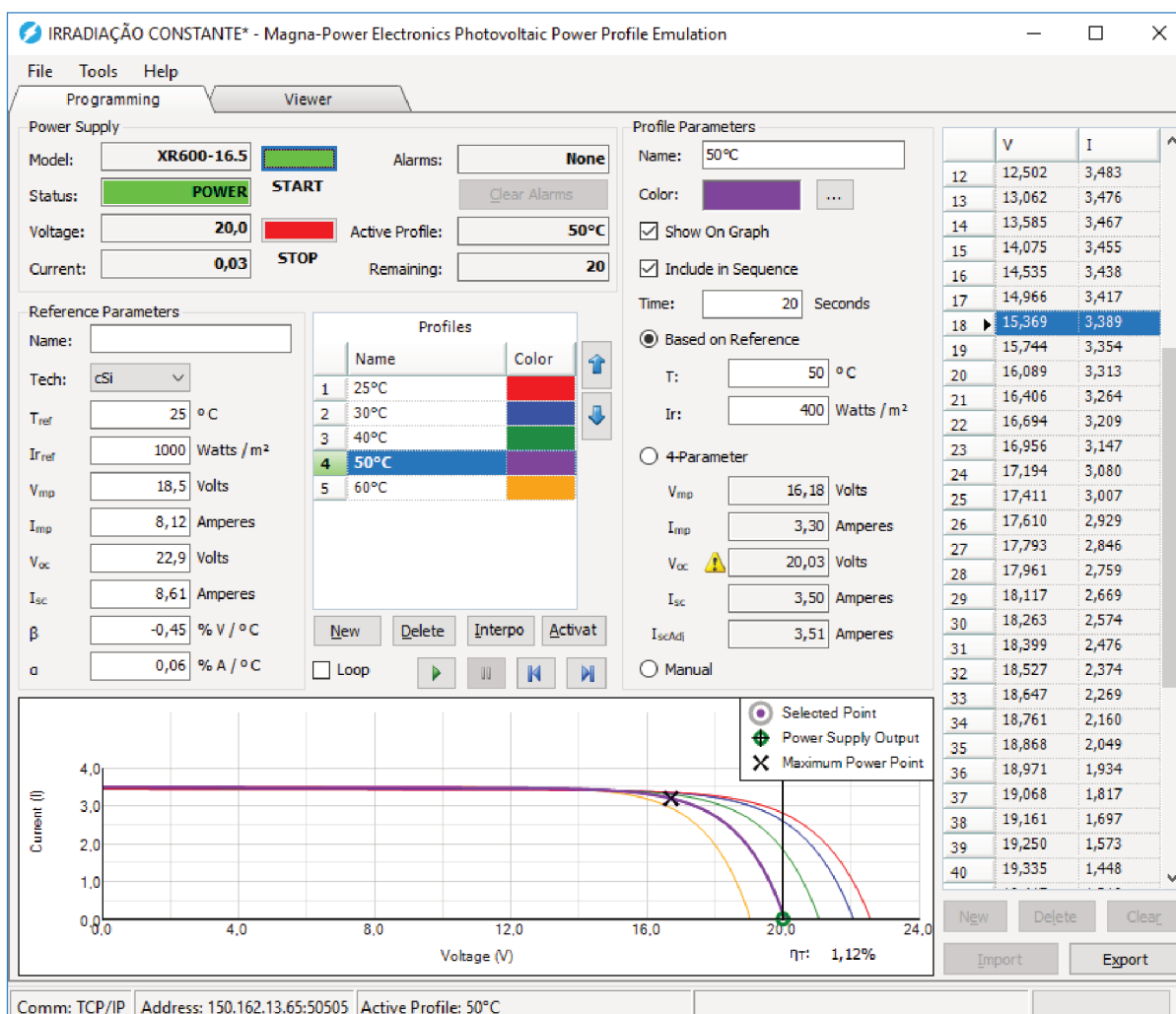
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.4 – Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante em 400W/m² e temperatura de 40°C no momento após o cálculo da razão cíclica de máxima potência.



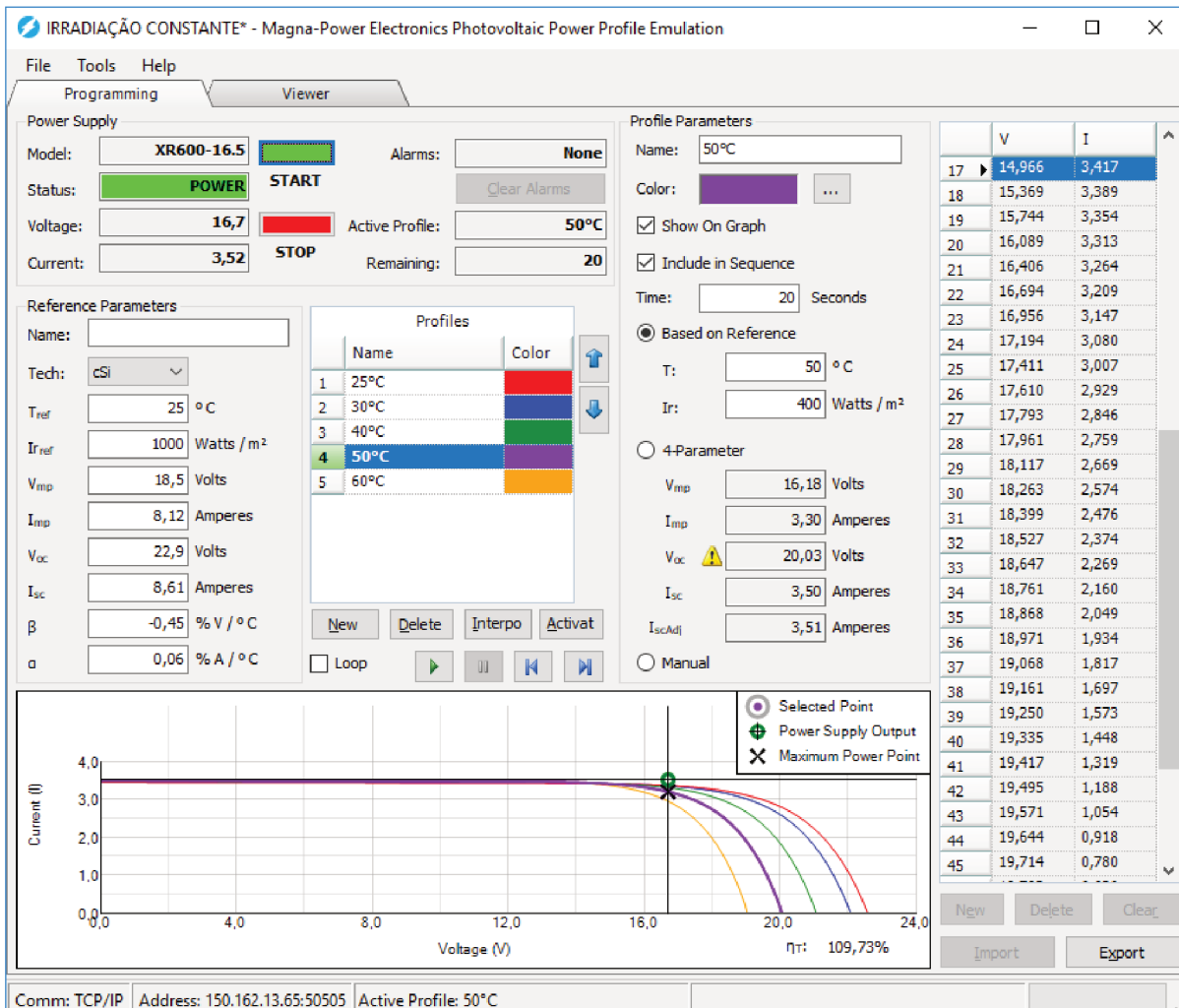
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.5 – Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante em $400\text{W}/\text{m}^2$ e temperatura de 50°C no momento da abertura do circuito.



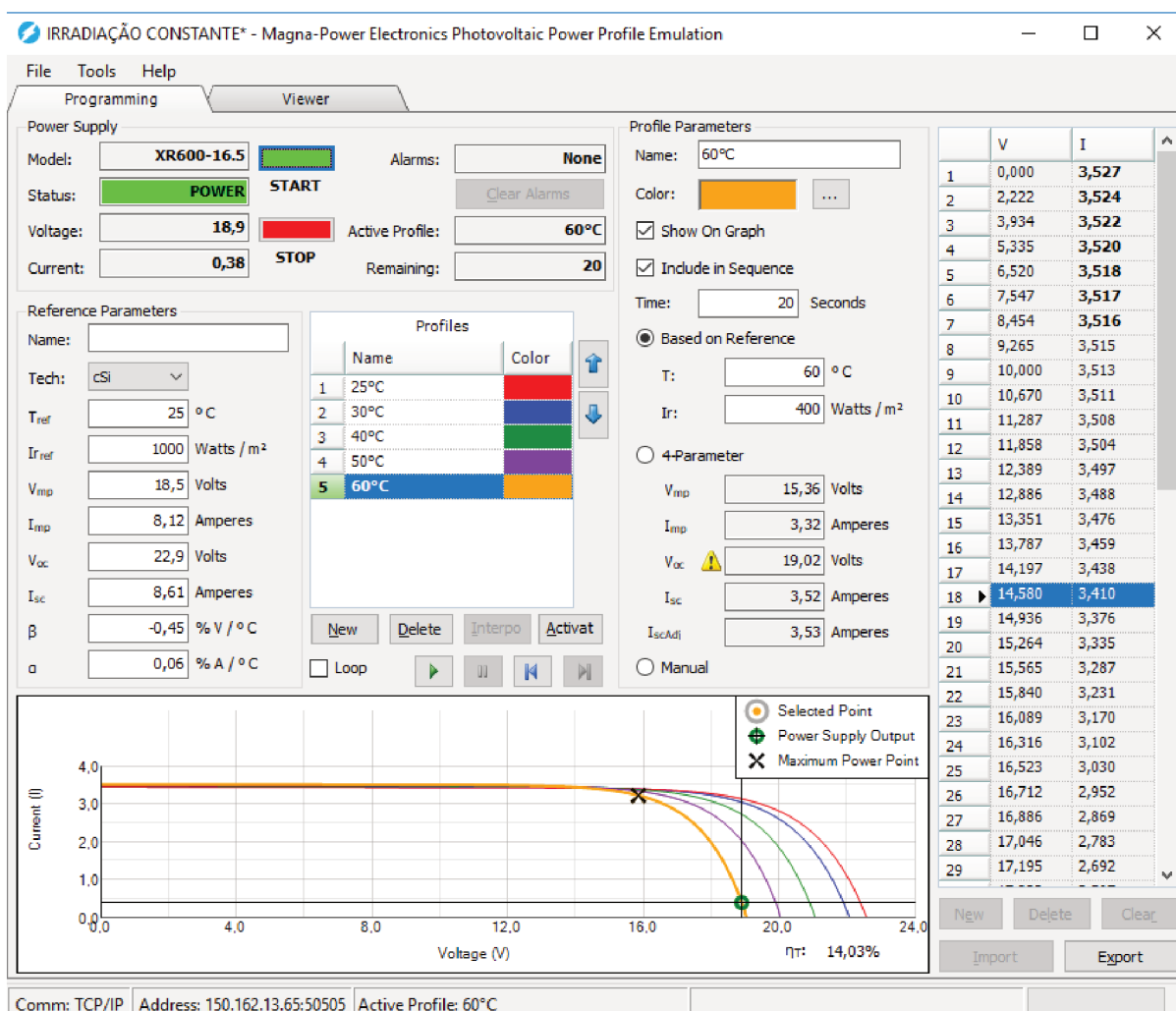
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.6 – Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante em 400W/m² e temperatura de 50°C no momento após o cálculo da razão cíclica de máxima potência.



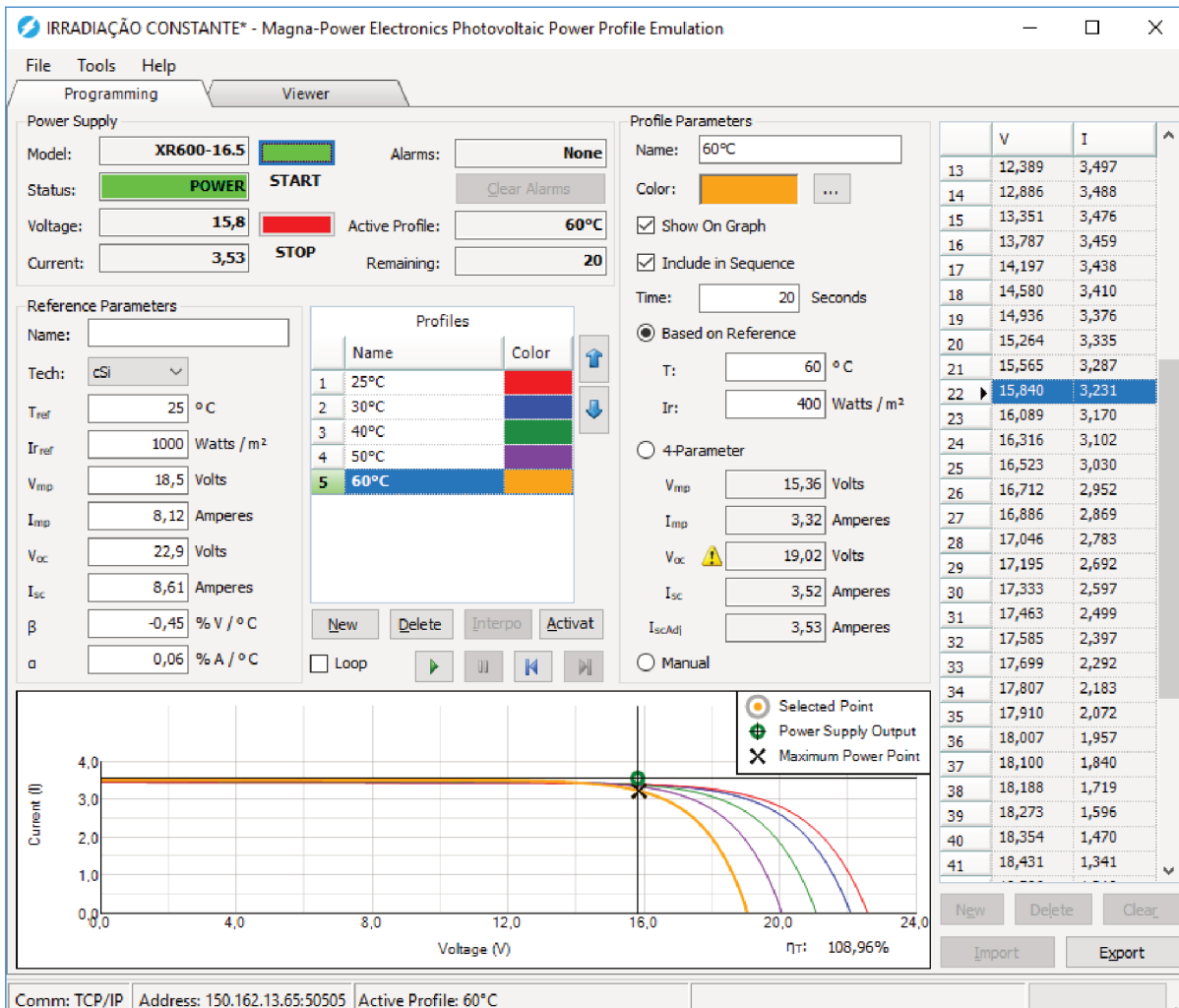
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.7 – Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante em $400\text{W}/\text{m}^2$ e temperatura de 60°C no momento da abertura do circuito.



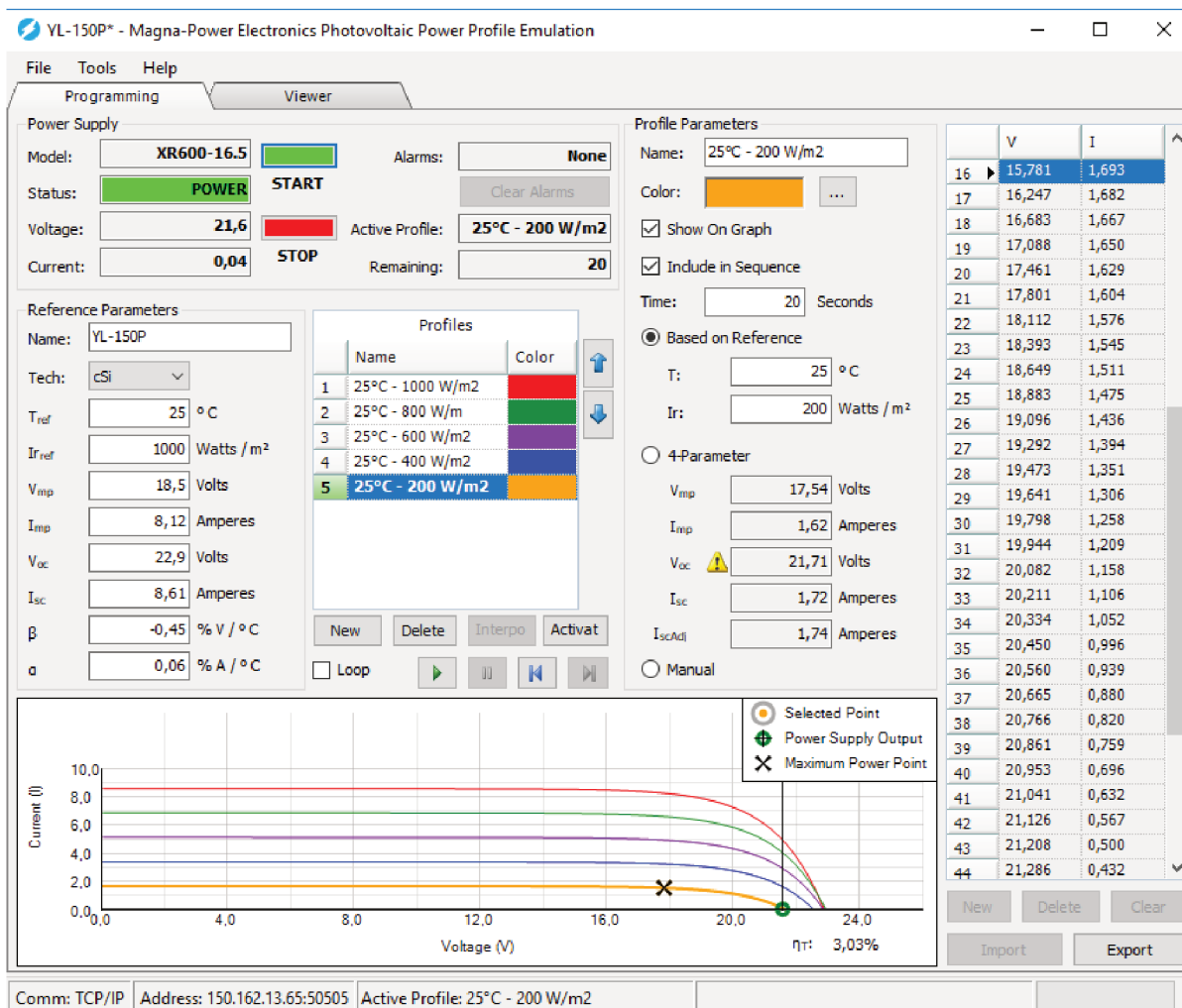
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.8 – Rastreamento do ponto de máxima potência com radiação constante em 400W/m² e temperatura de 60°C no momento após o cálculo da razão cíclica de máxima potência.



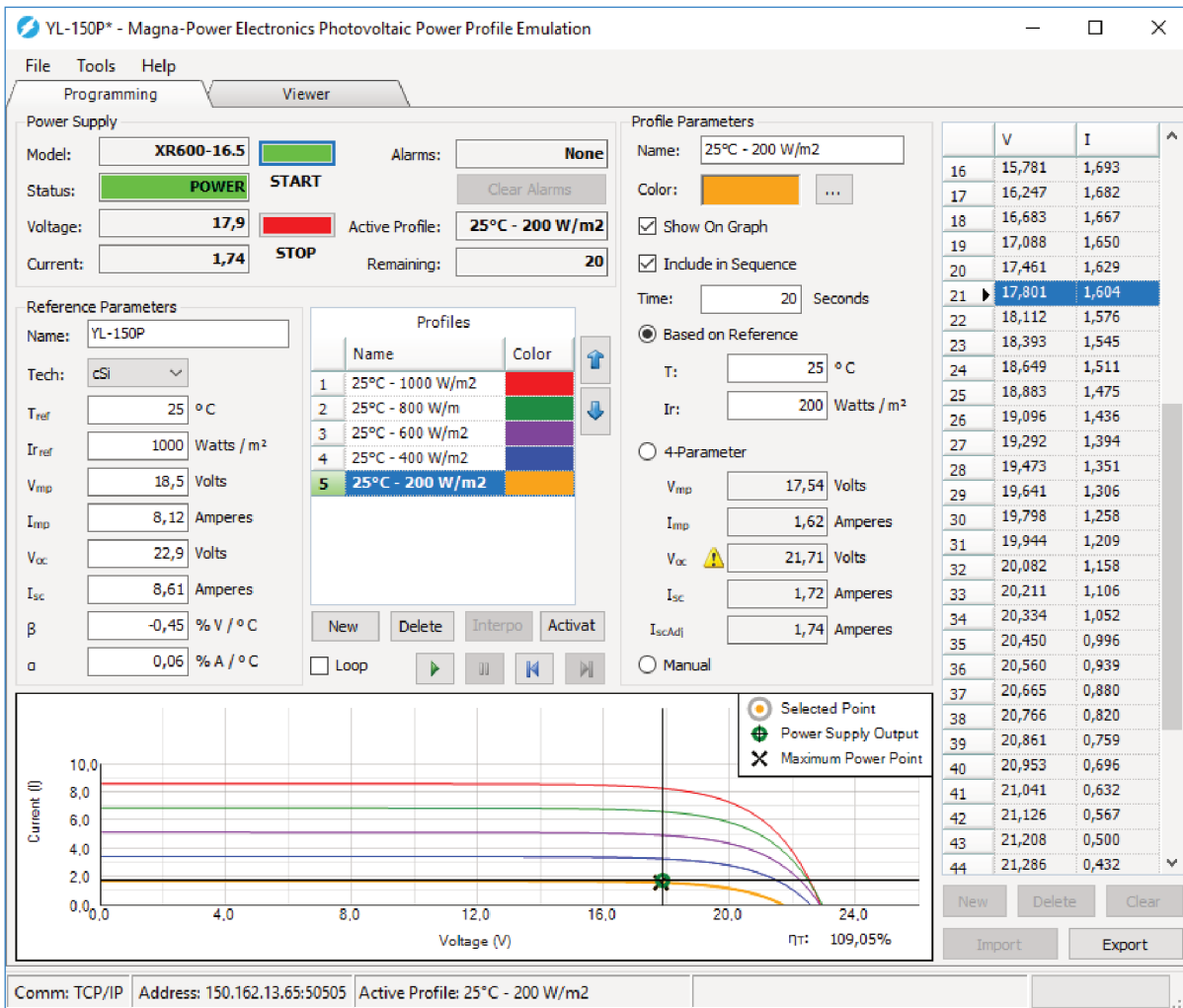
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.9 – Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante em 25°C e radiação em 200W/m² no momento da abertura do circuito.



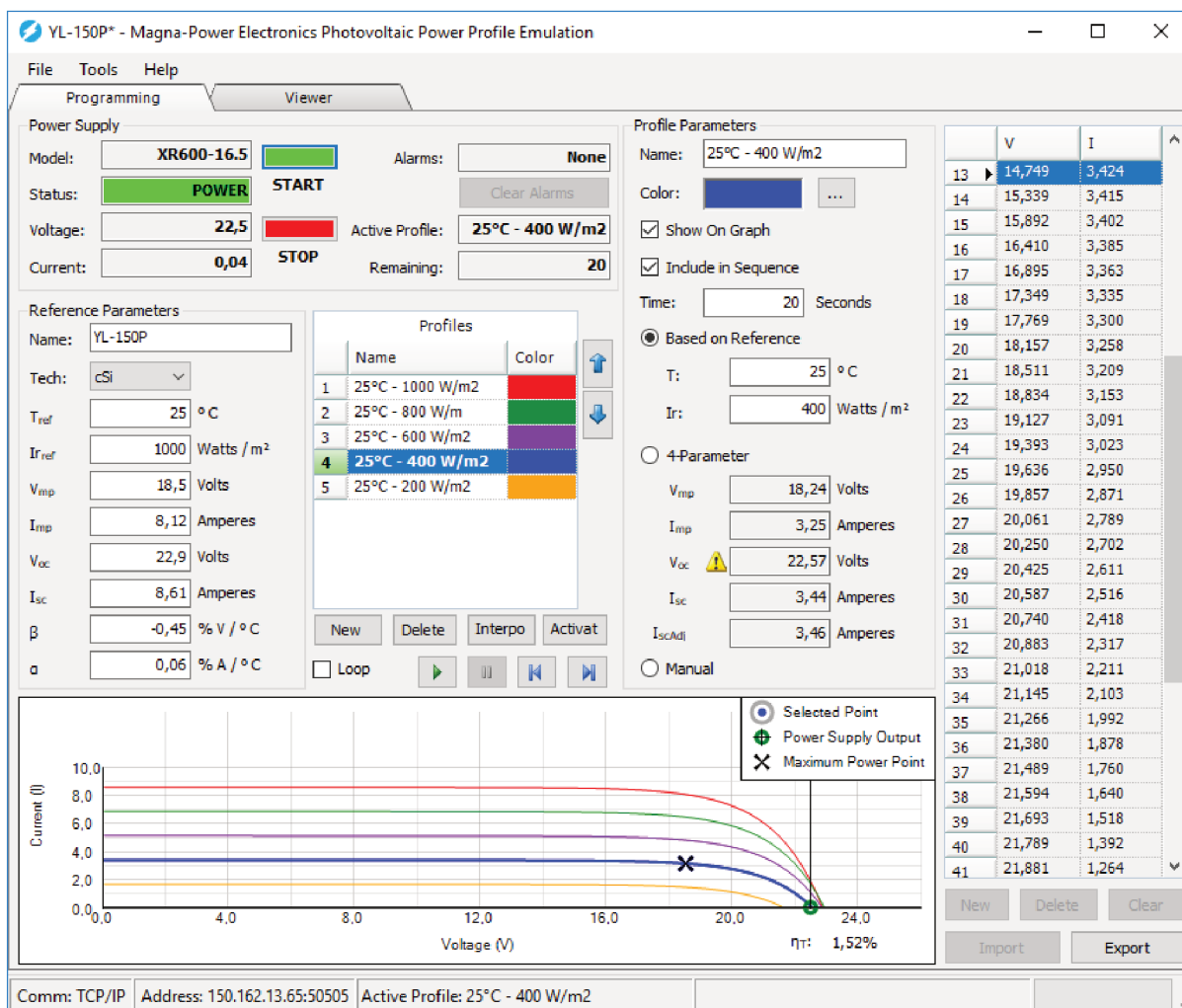
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.10 – Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante em 25°C e radiação em 200W/m² no momento após o cálculo da razão cíclica de máxima potência.



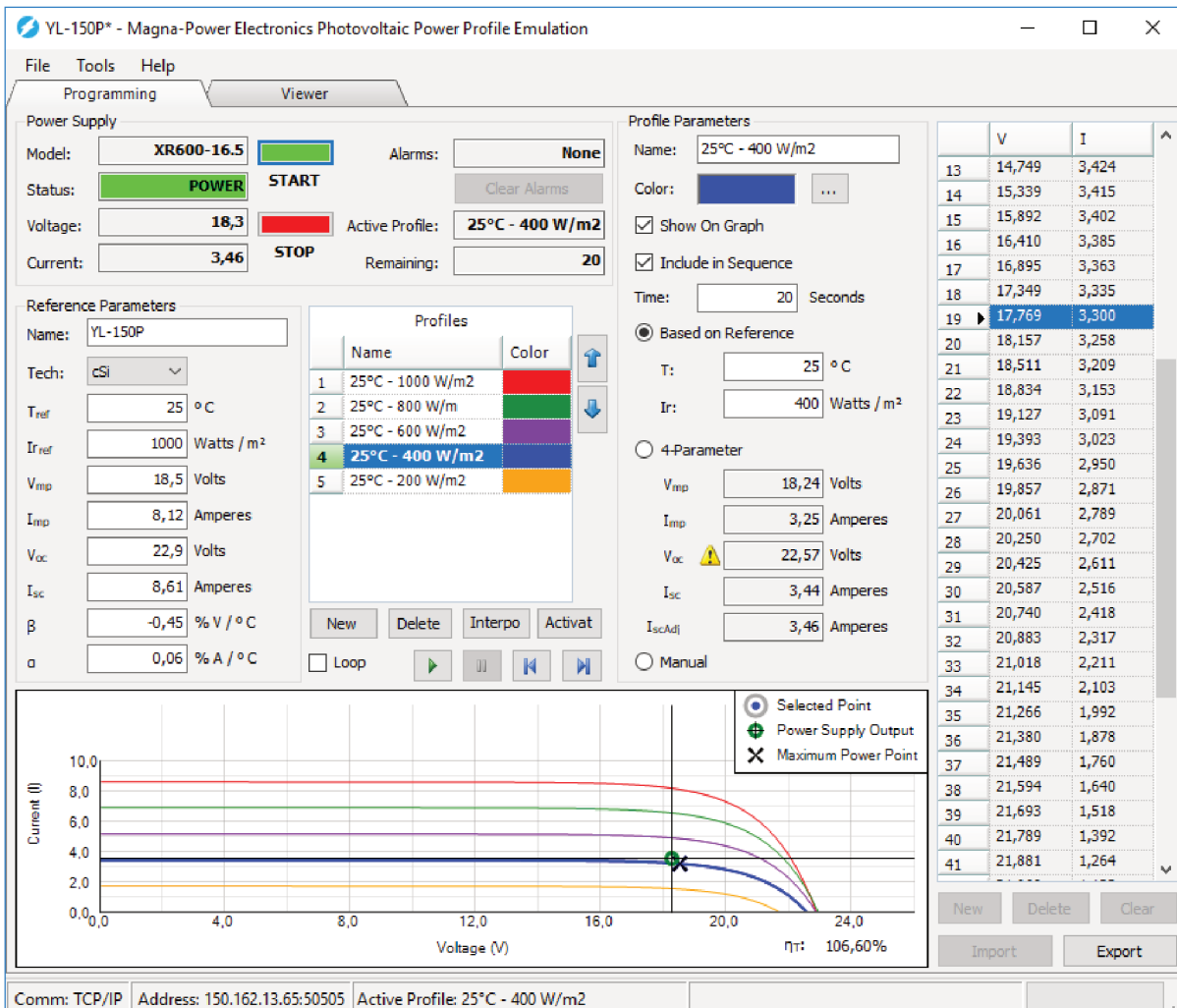
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.11 – Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante em 25°C e radiação em 400W/m² no momento da abertura do circuito.



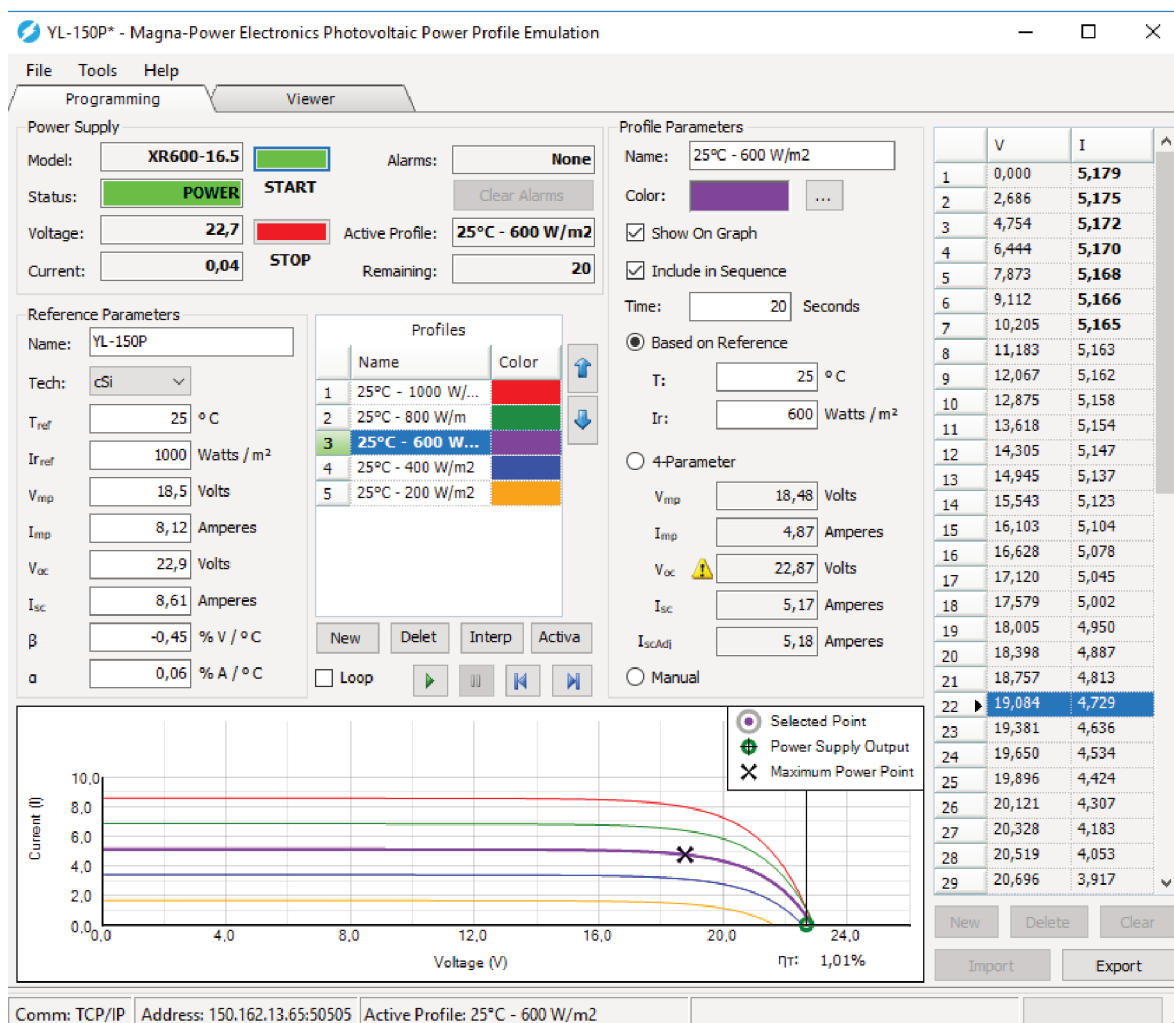
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.12 – Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante em 25°C e radiação em 400W/m² no momento após o cálculo da razão cíclica de máxima potência.



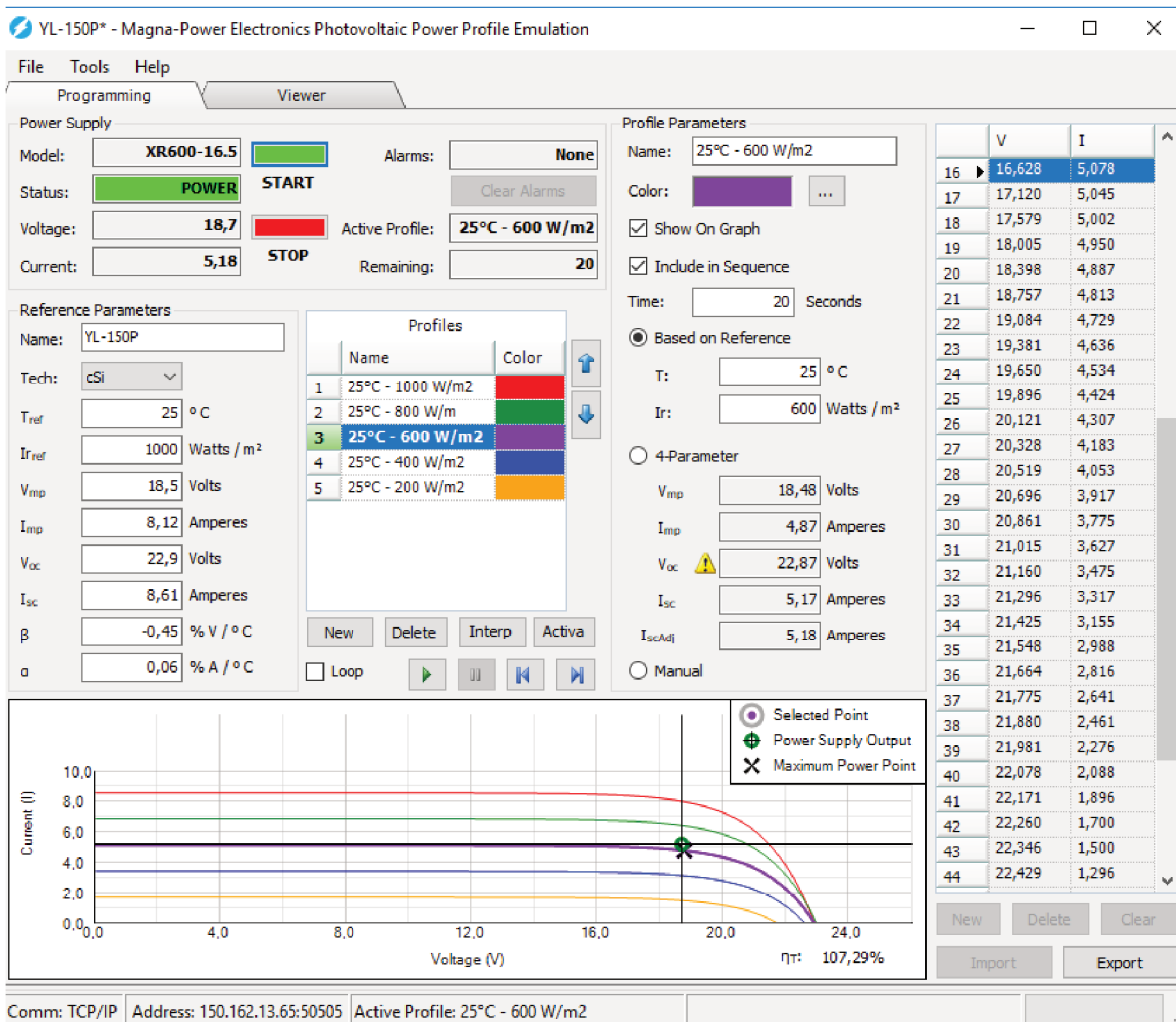
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.13 – Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante em 25°C e radiação em 600W/m² no momento da abertura do circuito.



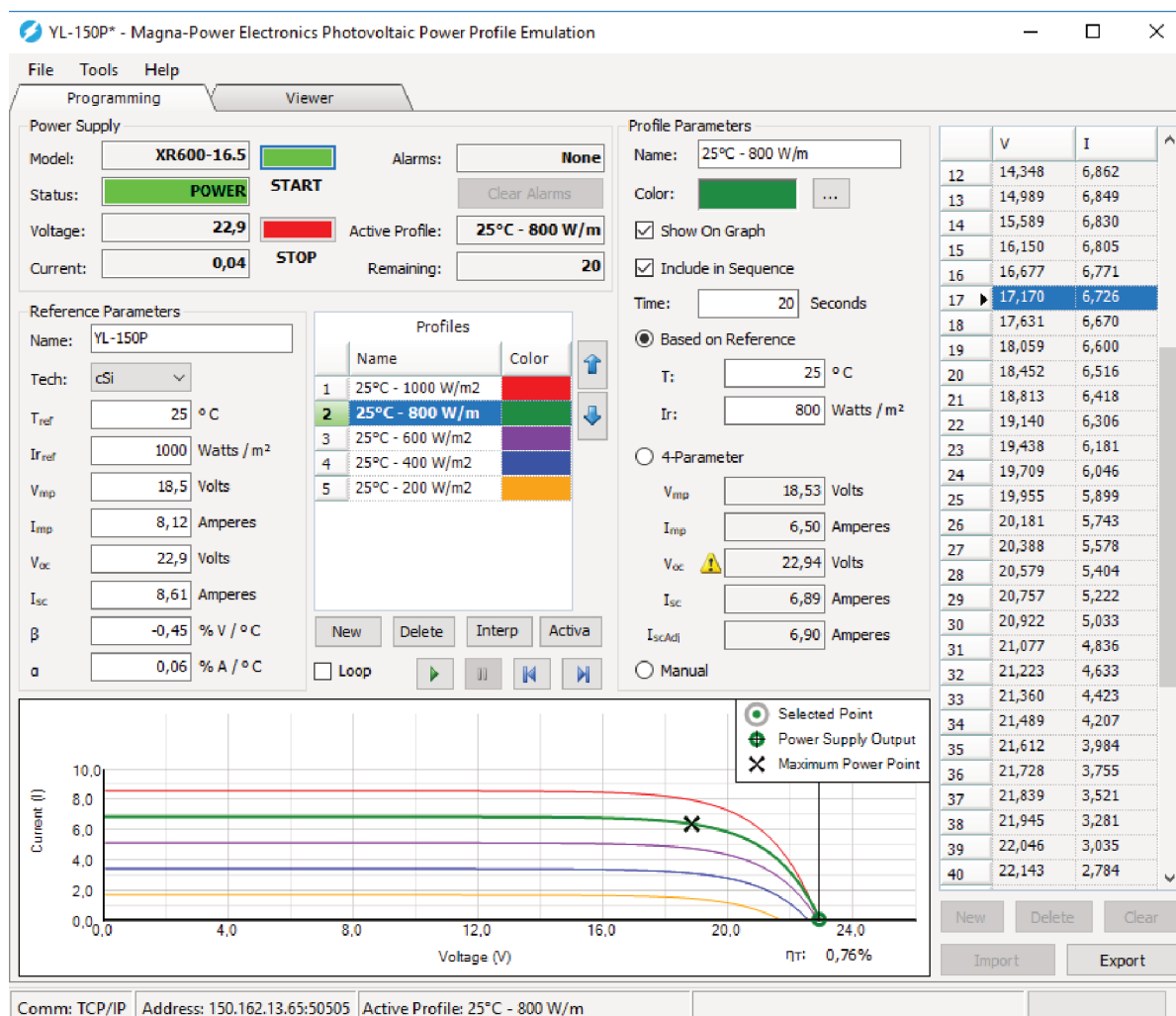
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.14 – Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante em 25°C e radiação em 600W/m² no momento após o cálculo da razão cíclica de máxima potência.



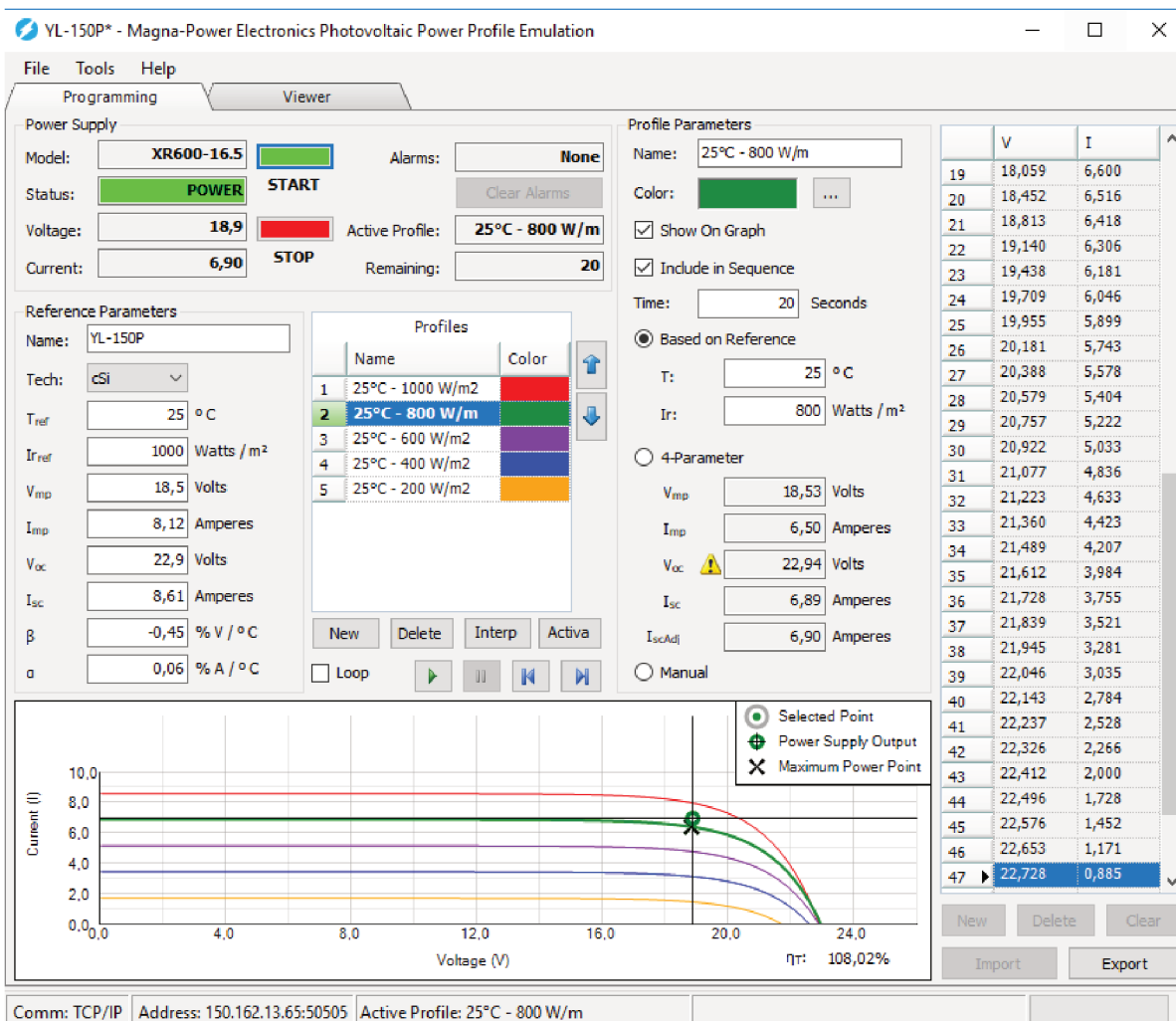
Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.15 – Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante em 25°C e radiação em 800W/m² no momento da abertura do circuito.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).

Figura B.16 – Rastreamento do ponto de máxima potência com temperatura constante em 25°C e radiação em 800W/m² no momento após o cálculo da razão cíclica de máxima potência.



Fonte: Elaborado pelo autor (2019).