

**UNIVERSIDADE DE CAXIAS DO SUL
ÁREA DO CONHECIMENTO DE CIÊNCIAS EXATAS E ENGENHARIAS**

GUILHERME SARTORI ERLO

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSORES CC-CC DAS TOPOLOGIAS
BUCK-BOOST E CÚK**

Caxias do Sul

2023

GUILHERME SARTORI ERLO

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSORES CC-CC DAS TOPOLOGIAS
BUCK-BOOST E CÚK**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação da área do conhecimento de Ciências Exatas e Engenharias da Universidade de Caxias do Sul.

Orientador: Prof. Me. Angelo Zerbetto Neto
Coorientador: Prof. Me. Leonardo Cabral

Caxias do Sul

2023

Erlo, Guilherme Sartori

MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSORES CC-CC DAS TOPOLOGIAS
BUCK-BOOST E CÚK/ GUILHERME SARTORI ERLO. – Caxias do Sul, 2023-
122 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Prof. Me. Angelo Zerbetto Neto

Coorientador: Prof. Me. Leonardo Cabral

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Caxias do Sul, 2023.

I. Me. Angelo Zerbetto Neto II. Universidade de Caxias do Sul. III. Área do
Conhecimento de Ciências Exatas e Engenharias. IV. Graduação em Engenharia de
Controle e Automação.

GUILHERME SARTORI ERLO

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSORES CC-CC DAS TOPOLOGIAS
BUCK-BOOST E CÚK**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação da área do conhecimento de Ciências Exatas e Engenharias da Universidade de Caxias do Sul.

Aprovado em 01/12/2023

Banca Examinadora

Prof. Me. Angelo Zerbetto Neto
Universidade de Caxias do Sul - UCS

Prof. Dr. Alexandre Mesquita
Universidade de Caxias do Sul - UCS

Prof. Dr. Diorge Alex Bão Zambra
Universidade Federal do Rio Grande do Sul - UFRGS

*A todos os pobres e marginalizados, para que encontrem em Jesus Cristo a esperança da
Vida Eterna.*

RESUMO

A transição da matriz energética mundial, visando a sustentabilidade em diversos meios produtivos, fomenta o desenvolvimento de tecnologias aliadas à eficiência na geração de energia, em específico, a elétrica. Dentre as fontes que se utilizam de recursos naturais para a geração de eletricidade, a energia solar fotovoltaica tem como uma de suas dependências a radiação do Sol. À vista disso, realiza-se um estudo de modelagem e controle de conversores CC-CC, com fins de integração prática desse a um sistema solar fotovoltaico de recarga de baterias.

A recarga de uma bateria em uma rede solar fotovoltaica requisita a presença de dispositivos eletrônicos capazes de controlar a potência fornecida à bateria. Esses dispositivos, denominados controladores de carga, embarcam tecnologias ligadas à área de controle e eletrônica de potência, a fim de controlar o fluxo de energia em um processo de recarga. Tal controle é necessário, pois o painel solar fotovoltaico, devido sua dependência para com fatores externos, não entrega uma potência constante à carga.

Este trabalho apresenta a modelagem de duas topologias de conversores CC-CC, *Buck-Boost* e *Cúk*. A partir dela, um modelo médio é validado em relação ao modelo chaveado do conversor. Visto que a resultante da modelagem é não linear, o processo de linearização de equações diferenciais é empregado para se obter um modelo linear do processo. Modelo esse que descreve o comportamento físico de seu sistema. O projeto do controlador PID e de sua implementação digital também são apresentados. Por fim, o sistema de controle proposto será implementado em um sistema eletrônico microcontrolado.

Palavras-chave: Conversores CC-CC. Controle de Conversores CC-CC. Modelo Médio.

ABSTRACT

The transition of the world energy matrix, in view of the sustainability in several environmental production, promote the development of technologies jointly with efficiency in energy generation, specifically electricity. Among the sources that use natural resources to generate electricity, solar photovoltaic energy has as one of its dependencies the radiation of the Sun. Given this, a study is performed in the area of modeling CC-CC converters, with the intention of practical integration of this converter to a solar photovoltaic system for battery recharging.

The recharge of a battery in a solar photovoltaic network demands the presence of electronic devices able to control the power transmitted to the battery. These devices, called charge controllers, have technologies linked to the area of control and power electronics for the purpose of controlling the flow of energy in a recharging process. Such control is necessary since the solar photovoltaic panel, due your dependence on external factors, does not give a constant power to the load.

This work presents the modelling of two topologie of CC-CC converters, Buck-Boost and Cúk. From these topologies a medium model is validated using the model of the switched converter. Whereas the model's result is not linear, the process of linearization of differential equations is employed for get a linear model of the process. This model that describes the physical behavior of your system. The PID controller design and its discretization are also presented. Finally, the proposed control system will be implemented in a microcontrolled electronic system.

Keywords: CC-CC Converters. Control of CC-CC Converters. Average Model.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Capacidade de potência, por fonte geradora, a nível mundial até 2050	25
Figura 2 – Oferta de energia elétrica brasileira em 2021	26
Figura 3 – Média diária de irradiação global horizontal ao longo de um ano	28
Figura 4 – Médias mensais de irradiação global horizontal entre regiões brasileiras e países desenvolvidos	30
Figura 5 – Modelo com diodo de uma célula fotovoltaica	32
Figura 6 – Curva I-V do painel RSM060P	33
Figura 7 – Curva P-V do painel RSM060P	33
Figura 8 – Módulo solar voltado para o sentido norte (geográfico)	34
Figura 9 – Capacidades nominais e características dimensionais das baterias Moura série MVA	36
Figura 10 – Curvas de corrente e tensão para um nível de corrente de carga	37
Figura 11 – Alterações na largura de pulso de uma onda quadrada	39
Figura 12 – Conversor <i>Buck-Boost</i> com chaves não ideais	40
Figura 13 – Corrente no indutor no modo contínuo	40
Figura 14 – Corrente no indutor no modo descontínuo	41
Figura 15 – Conversor <i>Buck-Boost</i> com chaves ideais	42
Figura 16 – Fluxo de energia na topologia <i>Buck-Boost</i> enquanto chave <i>Q</i> fechada	42
Figura 17 – Fluxo de energia na topologia <i>Buck-Boost</i> enquanto chave <i>Q</i> aberta	43
Figura 18 – Formas de onda do conversor <i>Buck-Boost</i>	43
Figura 19 – Resposta dinâmica da variável de estado i_L , na topologia <i>Buck-Boost</i>	45
Figura 20 – Resposta dinâmica da variável de estado v_C , na topologia <i>Buck-Boost</i>	46
Figura 21 – Conversor <i>Cúk</i> com chaves ideais	48
Figura 22 – Fluxo de energia na topologia <i>Cúk</i> enquanto chave <i>Q</i> fechada	49
Figura 23 – Fluxo de energia na topologia <i>Cúk</i> enquanto chave <i>Q</i> aberta	49
Figura 24 – Formas de onda do conversor <i>Cúk</i>	50
Figura 25 – Resposta dinâmica da variável de estado i_{L_1} , na topologia <i>Cúk</i>	52
Figura 26 – Resposta dinâmica da variável de estado i_{L_2} , na topologia <i>Cúk</i>	53
Figura 27 – Tensão Hall (V) durante o fluxo de corrente (I) na presença de um campo magnético (B)	57
Figura 28 – Integração entre diodos emissor e receptor de luz	58
Figura 29 – Arquitetura do projeto	59
Figura 30 – Circuito da topologia <i>Cúk</i>	67
Figura 31 – Circuito térmico equivalente para o diodo	68
Figura 32 – Circuito térmico equivalente para o MOSFET	71
Figura 33 – Circuito de leitura da corrente média de saída do conversor	73

Figura 34 – Circuito de leitura da tensão de entrada do conversor	74
Figura 35 – Circuito de leitura da tensão de saída do conversor	74
Figura 36 – Diagrama de blocos do sistema	76
Figura 37 – Processo de leitura e conversão dos dados em corrente e tensão	78
Figura 38 – Fluxograma do <i>firmware</i>	79
Figura 39 – Protótipo do projeto	80
Figura 40 – Comparação entre as tensões de entrada medida pela referência e a calculada no projeto, em ambos os lados	81
Figura 41 – Comparação entre as tensões de saída medida pela referência e a calculada no projeto, em ambos os lados	82
Figura 42 – Comparação entre a corrente média de saída medida pela referência e a calculada no projeto	83
Figura 43 – Corrente medida na entrada do conversor	84
Figura 44 – Conversor <i>Cúk</i> no <i>software</i> PSIM	85
Figura 45 – Ciclo de trabalho responsável por gerar 10,46 V na saída do conversor	85
Figura 46 – Ciclo de trabalho responsável por gerar 13,73 V na saída do conversor	85
Figura 47 – Tensão medida no capacitor C_1	86
Figura 48 – Dados aquisitados via serial ao variar a fonte de tensão	87
Figura 49 – Dados aquisitados via serial ao variar a fonte de tensão de forma relativamente abrupta	88
Figura 50 – Ensaio a céu aberto do sistema de controle	89
Figura 51 – Dados aquisitados via serial ao energizar o protótipo	90
Figura 52 – Dados aquisitados via serial ao desenergizar o protótipo	91
Figura 53 – Dados aquisitados via serial ao aplicar sombra no módulo	92
Figura 54 – Dados aquisitados via serial ao aplicar sombra no módulo, sendo 1,1 A a corrente de referência do sistema	93
Figura 55 – <i>Buck-Boost</i> com chave Q fechada	100
Figura 56 – <i>Buck-Boost</i> com chave Q aberta	101
Figura 57 – <i>Cúk</i> com a chave Q fechada	102
Figura 58 – <i>Cúk</i> com a chave Q aberta	103

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Métricas de validação dos dados da irradiação global horizontal observada e estimada	29
Tabela 2 – Ganho estático para cada topologia	39
Tabela 3 – Requisitos iniciais do projeto	61
Tabela 4 – Valores de corrente e tensão no projeto do conversor	63
Tabela 5 – Características para a construção dos indutores	66
Tabela 6 – Parâmetros para os cálculos de potência do MOSFET	70
Tabela 7 – Potência dissipada pelos semicondutores	71
Tabela 8 – Impacto no aumento dos ganhos do PID em resposta ao degrau	77

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog to digital converter</i>
APS	<i>Announced Pledges Scenario</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
CC-CC	Corrente contínua-Corrente contínua
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MCU	<i>Microcontroller Unit</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
ONU	Organização das Nações Unidas
PID	Proporcional Integral Derivativo
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
REQM	Raiz do erro quadrático médio
RMS	<i>Root Mean Square</i>
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
STEPS	<i>Stated Policies Scenario</i>
VRLA	<i>Valve Regulated Lead Acid</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

I	Corrente de uma célula solar fotovoltaica (A);
I_L	Fonte de corrente do modelo com diodo da célula solar fotovoltaica (A);
I_0	Corrente no diodo da célula (A);
q	Carga do elétron ($1,6 \times 10^{-19}$ C);
V	Tensão da célula solar fotovoltaica (V);
R_S	Resistência de saída da célula solar fotovoltaica (Ω);
n	Fator de idealidade do diodo, sendo ele um número adimensional;
k	Constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K);
T_a	Temperatura absoluta (K);
R_P	Resistência paralela à saída da célula solar fotovoltaica (Ω);
α	Ângulo formando entre o Norte Magnético e o Norte Geográfico ($^\circ$);
β	Ângulo correspondente à latitude do local onde se encontra o módulo solar ($^\circ$);
T	Período de um sinal PWM (s);
T_{ON}	Intervalo de tempo do nível lógico alto de um sinal PWM (s);
T_{OFF}	Intervalo de tempo do nível lógico baixo de um sinal PWM (s);
d	Ciclo de trabalho de um sinal PWM;
\in	Símbolo de pertence, relacionando um elemento à um conjunto;
\mathbb{R}	Símbolo referente ao conjunto dos números Reais;
V_{omed}	Tensão média do sinal PWM (V);
v_{out}	Tensão de saída na topologia dos conversores analisados (V);
v_{in}	Tensão de entrada na topologia dos conversores analisados (V);
Δi_L	Ondulação da corrente que flui pelo indutor L (A);
f	Frequência de operação do PWM (Hz);

Δv_C	Ondulação da tensão sobre o capacitor C (V);
$i_{L_{med}}$	Corrente média no indutor L (A);
i_R	Corrente na carga R (A);
$i_{Q_{med}}$	Corrente média na chave Q (A);
$i_{D_{med}}$	Corrente média na chave D (A);
v_C	Tensão sobre o capacitor C (V);
i_L	Corrente no indutor L (A);
\dot{i}_L	Derivada primeira da corrente no indutor L ;
\dot{v}_C	Derivada primeira da tensão sobre o capacitor C ;
v_{in_0}	v_{in} constante ao longo do tempo (V);
d_0	d constante ao longo do tempo;
i_{L_0}	Corrente no indutor L , constante ao longo do tempo (A);
v_{C_0}	Tensão sobre o capacitor C , constante ao longo do tempo (V);
δ	Variação no módulo de uma grandeza;
δi_L	Diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio da corrente no indutor L (A);
δv_C	Diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio da tensão sobre o capacitor C (V);
$\delta \dot{i}_L$	Derivada da diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio do módulo da corrente no indutor L ;
$\delta \dot{v}_C$	Derivada da diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio do módulo da tensão sobre o capacitor C ;
δv_{in}	Diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio no módulo de v_{in} (V);
δd	Diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio no módulo de d ;
$G(s)$	Função de transferência seja ela da topologia <i>Buck-Boost</i> ou <i>Cúk</i> ;
Δi_{L_1}	Ondulação da corrente que flui pelo indutor L_1 (A);
Δi_{L_2}	Ondulação da corrente que flui pelo indutor L_2 (A);

Δv_{C_1}	Ondulação da tensão sobre o capacitor C_1 (V);
i_{L_1}	Corrente no indutor L_1 (A);
Δv_{C_2}	Ondulação da tensão sobre o capacitor C_2 (V);
$v_{C_1_{med}}$	Tensão média sobre o capacitor C_1 (V);
i_{L_2}	Corrente no indutor L_2 (A);
v_{C_1}	Tensão sobre o capacitor C_1 (V);
v_{C_2}	Tensão sobre o capacitor C_2 (V);
\dot{i}_{L_1}	Derivada primeira da corrente no indutor L_1 ;
\dot{i}_{L_2}	Derivada primeira da corrente no indutor L_2 ;
\dot{v}_{C_1}	Derivada primeira da tensão sobre o capacitor C_1 ;
\dot{v}_{C_2}	Derivada primeira da tensão sobre o capacitor C_2 ;
$i_{L_{10}}$	Corrente no indutor L_1 constante ao longo do tempo (A);
$i_{L_{20}}$	Corrente no indutor L_2 constante ao longo do tempo (A);
$v_{C_{10}}$	Tensão sobre o capacitor C_1 constante ao longo do tempo (V);
$v_{C_{20}}$	Tensão sobre o capacitor C_2 constante ao longo do tempo (V);
δi_{L_1}	Diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio da corrente no indutor L_1 (A);
δi_{L_2}	Diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio da corrente no indutor L_2 (A);
δv_{C_1}	Diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio da tensão sobre o capacitor C_1 (V);
δv_{C_2}	Diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio da tensão sobre o capacitor C_2 (V);
$\delta \dot{i}_{L_1}$	Derivada da diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio do módulo da corrente no indutor L_1 ;
$\delta \dot{i}_{L_2}$	Derivada da diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio do módulo da corrente no indutor L_2 ;
$\delta \dot{v}_{C_1}$	Derivada da diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio do módulo da tensão sobre o capacitor C_1 ;

$\delta\dot{v}_{C_2}$	Derivada da diferença entre o valor final e o valor em equilíbrio do módulo da tensão sobre o capacitor C_2 ;
V_{out}	Tensão na saída do sensor de corrente (V);
S	Sensibilidade do sensor especificada pelo fabricante (mV/A);
I_{IN}	Corrente medida pelo sensor (A);
$V_{OUT,0A}$	Tensão gerada na saída do sensor enquanto a corrente de entrada for nula (V);
I_F	Corrente no LED (A);
I_{PD_1}	Corrente reversa gerada no fotodiodo (A);
$i_{L_{1max}}$	Corrente máxima no indutor L_1 (A);
$i_{L_{2max}}$	Corrente máxima no indutor L_2 (A);
$v_{C_{1max}}$	Tensão máxima sobre o capacitor C_1 (V);
$v_{C_{2max}}$	Tensão máxima sobre o capacitor C_2 (V);
i_{nRMS}	Símbolo genérico para representar a corrente RMS em cada indutor, onde n assume ora L_1 ora L_2 (A);
$i_{Q_{max}}$	Corrente máxima no MOSFET (A);
$i_{D_{max}}$	Corrente máxima no diodo (A);
$i_{Q_{min}}$	Corrente mínima no MOSFET (A);
$i_{D_{min}}$	Corrente mínima no diodo (A);
$i_{L_{1min}}$	Corrente mínima no indutor L_1 (A);
$i_{L_{2min}}$	Corrente mínima no indutor L_2 (A);
i_{QRMS}	Corrente RMS no MOSFET (A);
i_{DRMS}	Corrente RMS no diodo (A);
$v_{Q_{max}}$	Tensão máxima sobre o MOSFET (V);
$v_{D_{max}}$	Tensão máxima sobre o diodo (V);
A_{e1}	Área do núcleo para o cálculo do indutor L_1 (cm ²);
A_{w1}	Área da janela para o cálculo do indutor L_1 (cm ²);

β_{max}	Densidade máxima do fluxo magnético (Tesla);
J_{max}	Densidade máxima de corrente (A/m ²);
k_w	Constante adimensional utilizada no dimensionamento dos indutores;
$A_{e1pratico}$	Área do núcleo do indutor L_1 definido comercialmente (cm ²);
$A_{w1pratico}$	Área da janela do indutor L_1 definido comercialmente (cm ²);
N_1	Número de voltas/espiras para o indutor L_1 ;
l_1	Entreferro para o indutor L_1 (mm);
μ_0	Permeabilidade magnética do núcleo (H/m);
$\phi_{1pratico}$	Diâmetro do fio 24 AWG, escolhido para a fabricação do indutor L_1 (mm);
n_{cond1}	Número de condutores em paralelo para o indutor L_1 ;
$i_{cond1max}$	Corrente máxima suportada pelo fio 24 AWG (A);
A_{w1min}	Área mínima da janela do indutor L_1 para que seja factível a sua construção (cm ²);
R_{NL_1}	Resistência do enrolamento de L_1 (Ω);
ρ_{fio}	Resistência elétrica do fio por unidade de comprimento (Ω/m);
L_{e1}	Comprimento médio da espira do indutor L_1 (m);
P_{L_1}	Potência dissipada pelo enrolamento de L_1 (W);
A_{e2}	Área do núcleo para o cálculo do indutor L_2 (cm ²);
A_{w2}	Área da janela para o cálculo do indutor L_2 (cm ²);
$A_{e2pratico}$	Área do núcleo do indutor L_2 definido comercialmente (cm ²);
$A_{w2pratico}$	Área da janela do indutor L_2 definido comercialmente (cm ²);
N_2	Número de voltas/espiras para o indutor L_2 ;
l_2	Entreferro para o indutor L_2 (mm);
$\phi_{2pratico}$	Diâmetro do fio 24 AWG, escolhido para a fabricação do indutor L_2 (mm);
n_{cond2}	Número de condutores em paralelo para o indutor L_2 ;

$i_{cond2max}$	Corrente máxima suportada pelo fio 24 AWG (A);
A_{w2min}	Área mínima da janela do indutor L_2 para que seja factível a sua construção (cm ²);
R_{NL_2}	Resistência do enrolamento de L_2 (Ω);
L_{e2}	Comprimento médio da espira do indutor L_2 (m);
P_{L_2}	Potência dissipada pelo enrolamento de L_2 (W);
P_{DT}	Potência total dissipada pelo diodo (W);
P_{DC}	Potência dissipada pelo diodo em sua condução (W);
P_{DOFF}	Potência dissipada pelo diodo durante o seu corte (W);
v_{di}	Tensão direta sobre o diodo ao circular nele uma corrente no sentido direto (V);
r_d	Resistência do diodo calculada a partir de uma faixa de operação definida na curva I-V do componente (Ω);
Q_{RR}	Carga de recuperação reversa do diodo (C);
T_{juncao}	Temperatura na junção do componente ($^{\circ}$ C);
$T_{ambiente}$	Temperatura ambiente na qual o componente se encontra ($^{\circ}$ C);
$R_{\theta,JC}$	Oposição ao fluxo de energia térmica entre a junção de um componente e o seu encapsulamento ($^{\circ}$ C/W);
$R_{\theta,CS}$	Oposição ao fluxo de energia térmica entre o encapsulamento de um componente e seu dissipador, ao qual está acoplado a ele ($^{\circ}$ C/W);
$R_{\theta,SA}$	Oposição ao fluxo de energia térmica entre o dissipador de um componente e o ambiente ($^{\circ}$ C/W);
L_{sink1}	Comprimento do dissipador de calor acoplado ao diodo (mm);
P_{QT}	Potência total dissipada pelo MOSFET (W);
P_{QON}	Potência dissipada pelo MOSFET ao ligá-lo (W);
P_{QC}	Potência dissipada pelo MOSFET em sua condução (W);
P_{QOFF}	Potência dissipada pelo MOSFET durante o seu corte (W);
v_{DS}	Tensão entre dreno e fonte, do MOSFET (V);

v_{GS}	Tensão entre porta e fonte, do MOSFET (V);
R_G	Resistência entre o <i>gate-driver</i> e a porta do MOSFET (Ω);
C_{ISS}	Capacitância de entrada do MOSFET (F);
C_{GD}	Capacitância entre porta e dreno, do MOSFET (F);
C_{RSS}	Equivalente à C_{GD} ;
v_{GP}	Tensão de Platô de <i>Miller</i> (V);
V_{th}	Tensão de <i>threshold</i> do MOSFET (V);
$R_{DS_{on}}$	Resistência entre dreno e fonte ao ligar o MOSFET (Ω);
E_{ON}	Energia consumida ao ligar o MOSFET (J);
t_{ON}	Intervalo de tempo para ligar o MOSFET (s);
E_{OFF}	Energia consumida ao desligar o MOSFET (J);
t_{OFF}	Intervalo de tempo para ligar o MOSFET (s);
P_{CP}	Potência total dissipada pelo conversor, considerando também as perdas no enrolamento dos indutores (W);
P_{out}	Potência de saída do conversor (W);
P_{in}	Potência de entrada do conversor (W);
η	Rendimento do conversor (%);
$v_{out_{current}}$	Nó de saída do circuito de leitura da corrente de carga;
A_v	Ganho de tensão correspondente à relação matemática do amplificador não inversor;
i_{out}	Corrente de entrada do conversor, ou a própria corrente em L_1 (A);
ADC_{value}	Contador do módulo ADC;
$3V3_{uc}$	Termo que representa a tensão de alimentação do módulo ADC (V);
$v_{in_{voltage}}$	Nó de saída do circuito de leitura da tensão de entrada do conversor;
$v_{out_{voltage}}$	Nó de saída do circuito de leitura da tensão de saída do conversor;
K_1	Razão entre a corrente reversa no fotodiodo e a corrente no LED;
V_{PANEL_0}	Nó da tensão de entrada do conversor (V);

V_F	Tensão direta sobre o LED do optoacoplador (V);
$+V_{OUT}$	Nó da tensão de saída do conversor (V);
$u(t)$	Saída do controlador PID no domínio temporal;
K	Ganho proporcional do controlador PID;
$e(t)$	Diferença entre a corrente de referência e o seu valor atual (A);
T_i	Tempo de integração do controlador PID (s);
T_d	Tempo derivativo do controlador PID (s);
I_{ref}	Corrente de referência do sistema, ou a corrente de carga em regime permanente (A);
$y(s)$	Sinal de saída do sistema no domínio Laplace;
$e(s)$	Erro do sistema no domínio Laplace;
$u(s)$	Sinal de saída do controlador PID no domínio Laplace;
$C_{pid}(s)$	Função de transferência do controlador PID;
T_s	Período de amostragem do controlador PID (s);
$i_{associada}$	Incerteza atribuída à medição;
$p_{leitura}$	Precisão da medida de acordo com a escala selecionada no multímetro;
v_{medido}	Valor exibido no <i>display</i> do multímetro;
$n_{digitos}$	Número de dígitos que corresponde ao ponto de precisão especificado pelo fabricante;
r_s	Resolução da escala conforme sua seleção no multímetro;
$ E_{v_{relativo}} $	Erro relativo, em módulo, da tensão calculada no sistema em relação à medida de referência (%);
$v_{depurado}$	Valor de tensão calculado no algoritmo e exibido no <i>debugger</i> do ambiente de programação (V);
$v_{referencia}$	Valor de tensão medido com um instrumento de referência (V).

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	22
1.1	Objetivo Geral	23
1.1.1	Objetivos Específicos	23
1.2	Escopo e Restrições	23
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	24
2.1	Um Panorama sobre Energia	24
2.2	A radiação solar incidente no Brasil	27
2.2.1	Quantização de energia por região	28
2.3	Energia solar fotovoltaica	31
2.3.1	Modelo de uma célula fotovoltaica	32
2.3.2	Disposição de um módulo solar fotovoltaico	34
2.4	Introdução sobre baterias chumbo-ácido	35
2.4.1	Geração dos elementos químicos	35
2.4.2	Capacidade e regime de descarga	36
2.4.3	Carga com corrente constante	37
2.5	Conversores CC-CC Não Isolados	38
2.5.1	Modulação por Largura de Pulso (PWM)	38
2.5.2	Modos de Operação	39
2.5.3	Conversor CC-CC Buck-Boost	41
2.5.3.1	Modelo Médio do Conversor	44
2.5.3.2	Linearização	46
2.5.3.3	Função de Transferência	47
2.5.4	Conversor CC-CC Cúk	48
2.5.4.1	Modelo Médio do Conversor	51
2.5.4.2	Linearização	53
2.5.4.3	Função de Transferência	54
2.6	Hardware	55
2.6.1	Microcontrolador	55
2.6.1.1	Conversão analógico-digital (ADC)	56
2.6.1.2	Gerador de sinal PWM	56
2.6.2	Medição de corrente	57
2.6.3	Medição de tensão	58
3	METODOLOGIA	59
3.1	Dimensionamento do conversor CC-CC	60

3.1.1	Elementos de entrada e saída	60
3.1.2	Correntes e tensões nos elementos do circuito	60
3.1.3	Dimensionamento dos indutores	64
3.1.4	Semicondutores e o seu gerenciamento térmico	67
3.1.5	Potência dissipada pelo conversor	72
3.2	Desenvolvimento do sistema de controle do protótipo	72
3.2.1	CIRCUITO ELETRÔNICO PARA LEITURA DE CORRENTE	72
3.2.2	CIRCUITO ELETRÔNICO PARA LEITURA DE TENSÃO	73
3.2.3	PROJETO DO CONTROLADOR PID	76
3.2.4	ALGORITMO IMPLEMENTADO	78
3.2.5	PROTÓTIPO DESENVOLVIDO E CONSIDERAÇÕES PARA ENSAIOS	79
4	RESULTADOS	81
4.1	Desempenho do protótipo	81
4.1.1	Validação das leituras de corrente e tensão à 25 °C (± 4 °C)	81
4.1.2	Rendimento do conversor	84
4.1.3	Comparativos entre ensaio e simulação computacional	84
4.2	Desempenho do sistema de controle	86
4.2.1	Validação em bancada	86
4.2.2	Validação a céu aberto	88
5	CONCLUSÃO	94
	REFERÊNCIAS	97
	APÊNDICE A – DEDUÇÃO DO MODELO MÉDIO DA TOPOLOGIA BUCK-BOOST	100
	APÊNDICE B – DEDUÇÃO DO MODELO MÉDIO DA TOPOLOGIA CÚK	102
	APÊNDICE C – LINEARIZAÇÃO DO MODELO MÉDIO DA TOPOLOGIA BUCK-BOOST	104
	APÊNDICE D – LINEARIZAÇÃO DO MODELO MÉDIO DA TOPOLOGIA CÚK	105
	APÊNDICE E – DISCRETIZAÇÃO DO PID	106
	APÊNDICE F – FIRMWARE DO PROJETO	107
	APÊNDICE G – ESQUEMA ELETRÔNICO DO PROTÓTIPO	111

ANEXO A – FOLHA DE DADOS DO PAINEL RSM060P	112
ANEXO B – CATÁLOGO DOS INDUTORES DO PROJETO	113
ANEXO C – CATÁLOGO DE FIOS AMERICAN WIRE GAUGE . .	117
ANEXO D – INFORMAÇÕES DO FABRICANTE SOBRE DISSIPADORES	120

1 INTRODUÇÃO

Na medida em que as nações resolvam seus problemas de demanda energética, enfatizada principalmente no começo desta década, prevê-se um fornecimento global de eletricidade com menos participação de combustíveis fósseis. Considerando índices mais conservadores, estima-se que em 2030 a parcela correspondente da utilização de carvão e gás natural seja de 26% e 20%, respectivamente. Já em 2050, os indicadores nesta sequência caem para 12% e 13%. Quanto às matrizes energéticas oriundas de fontes renováveis, elas representam cerca de 30% da geração de eletricidade, sendo as energias solar fotovoltaica e eólica determinantes neste cenário de transição sustentável (IEA, 2022).

A introdução de redes solares para a geração de eletricidade, ou até mesmo a implementação de pequenos sistemas de geração de energia, se tornam muitas vezes mais vantajosos quando comparados com sistemas que transmitem energia a longa distância. Tais aplicações estão voltadas para o consumo energético de comunidades afastadas dos grandes centros urbanos e até mesmo em locais remotos. A geração de eletricidade ocorre conforme a natureza do sistema, sendo a geração indireta o emprego de um conjunto termossolar, que produz energia térmica para posterior conversão em elétrica, e a geração direta o emprego de painéis fotovoltaicos. Nessa última, não são apenas os países desenvolvidos como Estados Unidos, Japão e Alemanha que a aderiram, mas também países emergentes. Entretanto, o fator custo ainda é um ponto negativo nesta análise, embora espera-se que, com a evolução tecnológica e a ampliação ao acesso desses sistemas, o custo seja reduzido (REIS, 2011).

Há dois fatores básicos que impactam na geração de energia vinda de um painel solar fotovoltaico, a temperatura da célula e a irradiação solar sobre ela. Quanto à influência da temperatura, ao elevá-la, a geração de potência do módulo é substancialmente reduzida, embora as oscilações na temperatura do módulo apresentem uma variação lenta, na ordem de dezenas de segundos. Em contrapartida, poucos segundos são suficientes para haver oscilação na irradiância, como por exemplo, a passagem de nuvens sobre o painel ou a transição para um clima meteorológico nebuloso desfavorável à geração de energia. Para que não haja distorção de potência ao longo da operação do painel, é desejável a instalação de um mecanismo de controle capaz de regular e, se possível, maximizar a transferência de potência do painel à carga (CRESESB, 2014).

Entende-se, então, que o desenvolvimento de tais mecanismos é necessário e, por isso, este trabalho propõe a implementação de um sistema fotovoltaico voltado à área de recarga solar de baterias. Com esta finalidade, este trabalho inicia modelando a dinâmica média de conversores CC-CC das topologias *Buck-Boost* e *Cúk*. O modelo médio obtido é validado a partir das comparações com o modelo chaveado dos conversores. Os modelos médios,

que são não lineares, são linearizados no entorno de um ponto de operação, permitindo a obtenção de uma função de transferência do conversor. Por fim, um controlador PID é sintonizado.

O emprego das topologias *Buck-Boost* e *Cúk* para comporem a fundamentação de conversores neste trabalho se dá, pois, na seleção de algumas distinções entre ambos. O conversor *Buck-Boost* apresenta uma descontinuidade em sua corrente de entrada, além disso, a transferência de energia para a carga ocorre por meio de um indutor. Já o conversor *Cúk* possui a característica de manter sua corrente de entrada e de saída constantes, ademais, a transferência de energia para a carga ocorre através de um capacitor de acoplamento. Tais distinções são determinantes na quantidade de ramos de cada topologia, impactando então no número de suas possíveis grandezas elétricas a serem determinadas.

1.1 OBJETIVO GERAL

Implementar um sistema de recarga de baterias estacionárias, a partir da energia solar, utilizando uma técnica de controle capaz de manter a corrente de carga constante diante de possíveis variações na potência de um módulo solar fotovoltaico.

1.1.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- a. Descrever matematicamente a dinâmica dos conversores CC-CC *Buck-Boost* e *Cúk* em um dado ponto de operação, obtendo como resultante uma função de transferência para cada topologia;
- b. Projetar um conversor CC-CC tipo *Cúk* realimentado, a fim de controlar a corrente de carga;
- c. Desenvolver um protótipo do conversor CC-CC *Cúk* em conjunto com uma plataforma embarcada, e realizar o controle da corrente em sua saída a partir da leitura e discretização das variáveis tensão e corrente;
- d. Avaliar o desempenho da planta frente às variações de campo.

1.2 ESCOPO E RESTRIÇÕES

O presente trabalho impõe como limitações para o protótipo implementado um sistema *off-grid* e uma potência máxima de saída de 30 W. Tal escolha se dá pelo orçamento do projeto.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo será apresentada a fundamentação teórica acerca dos conteúdos que compõem a implementação prática deste trabalho. Inicialmente, a apresentação do cenário energético mundial, abrangendo também a esfera nacional. Em seguida, a introdução de conceitos inerentes ao projeto prático, iniciando pela radiação solar em âmbito pátrio, sequenciados pela sucinta explicação de painéis solares fotovoltaicos, e após a apresentação de baterias chumbo-ácido. A finalização da conceituação se dará pela apresentação e o estudo analítico dos conversores CC-CC *Buck-Boost* e *Cúk*, e do sistema eletrônico responsável pela leitura, discretização e processamento dos sinais elétricos envolvidos no projeto prático.

2.1 UM PANORAMA SOBRE ENERGIA

A geração de eletricidade provém de fontes primárias como carvão, gás, petróleo, o Sol e o próprio ar em movimento (GÓMEZ-EXPÓSITO; CONEJO; CAÑIZARES, 2011). Atualmente, observa-se um anseio por parte do homem em aumentar a participação das fontes renováveis na matriz energética mundial. Escolhas que caracterizam a forma de como uma sociedade vive perante a inserção de novas tecnologias.

As fontes primárias são classificadas em renováveis e não renováveis. Caracterizam-se como renováveis as fontes que são restituídas pela natureza mais rápido do que o seu consumo energético, como o Sol (solar), os rios (hidroelétrica) e os ventos (eólica), tal qual aquelas que são utilizadas conforme a necessidade do gasto energético oriundo do próprio homem, como a cana-de-açúcar para o processo de biomassa. Parte dessas fontes se caracteriza como estocásticas, dada a aleatoriedade de variáveis como irradiação solar, temperatura e ventos ao longo do tempo (REIS, 2011). Um bom exemplo é a geração eólica, que data o seu início no final do século XIX, na Escócia, cuja operação é limpa por não gerar gases de efeito estufa. O crescimento significativo desse tipo de energia ocorreu no início deste século com o avanço tecnológico, permitindo a construção de turbinas mais potentes e eficientes (VIAN et al., 2021). Já as fontes não renováveis podem ser identificadas pelos elementos vulneráveis ao seu desaparecimento, uma vez que elas são consumidas mais rapidamente do que o tempo necessário para o seu desenvolvimento. Cita-se como exemplo os derivados de petróleo, combustíveis radioativos e gás natural. Atualmente, parte desses elementos estão inseridos em um processo inicial de transformação para a produção de energia térmica a partir da combustão por exemplo, caracterizando como uma geração de energia termoelétrica (REIS, 2011).

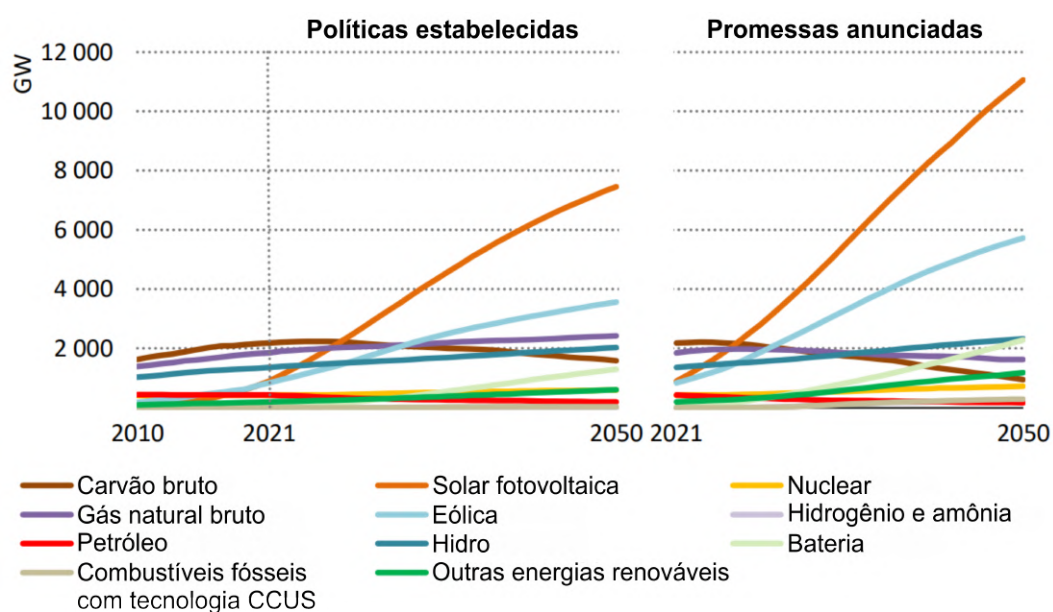
De acordo com Lora e Nascimento (2004), dentre os tipos mais propagados de

centrais termoeletricas, está presente a geração com ciclo a vapor, possuindo uma maior capacidade de fornecimento de potência (até 1200 MW) quando comparada com o ciclo combinado (até 800 MW). Mesmo que nesse o tipo de combustível para a queima esteja limitado ao gás natural, seu rendimento é maior, em média de 57,5 % em comparação com o primeiro que possui um rendimento de 43,2 %, mas que permite a queima de combustíveis sólidos como o carvão. O fato é que na usina termoeletrica a geração de eletricidade se dá através da energia mecânica produzida pelo vapor superaquecido, sendo esse por sua vez o resultado da queima de combustíveis fósseis. A combustão de tais matérias-primas geram gases na atmosfera como o dióxido de carbono (CO₂), que contribui para o efeito estufa, e o óxido de nitrogênio (NO_x) e o óxido de enxofre (SO_x), que são causas principais da chuva ácida.

Atualmente, observa-se de muitas nações mudanças em suas matrizes energéticas, a fim de adequá-las conforme a imposição de entidades globais, como a ONU (Organização das Nações Unidas). Prevê-se, então, uma mudança no cenário energético, mesmo que cada país avance conforme sua capacidade (ONU, 2021). A importância do estudo na área de energia renovável tem levado a muitas entidades publicarem resultados qualitativos e quantitativos acerca do tema, possibilitando até mesmo a previsão de cenários futuros.

Na Figura 1, percebe-se uma evolução acentuada da geração de eletricidade a partir de fontes renováveis. Embora, em curto prazo, fontes não renováveis como o carvão e o gás natural ainda serão opções necessárias para a geração de eletricidade.

Figura 1 – Capacidade de potência, por fonte geradora, a nível mundial até 2050



Fonte: Adaptado de IEA (2022)

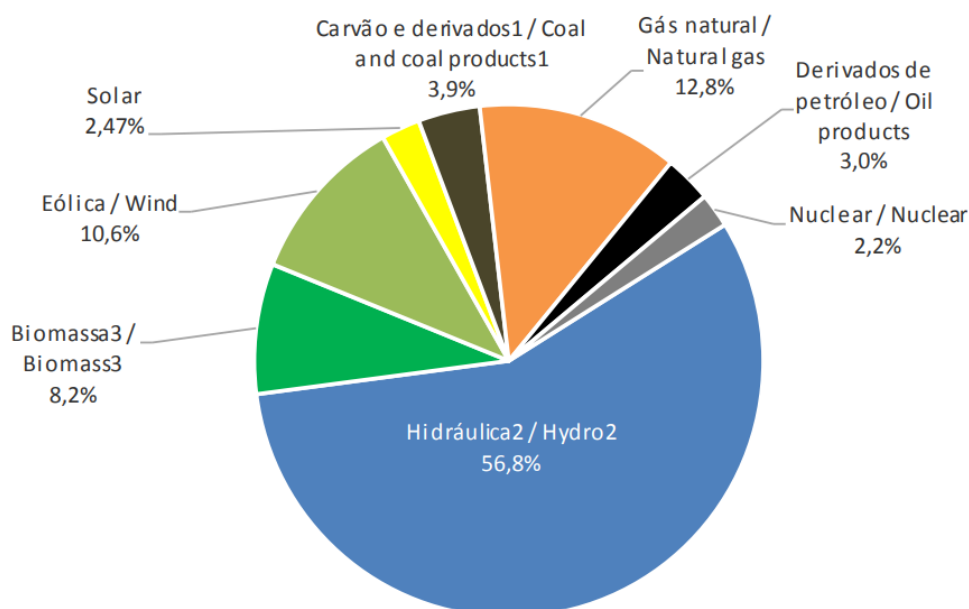
Ainda na Figura 1, segundo IEA (2022), os indicadores "Políticas estabelecidas" e "Promessas anunciadas" ilustram um cenário criado através de suposições realizadas perante políticas governamentais. O cenário de políticas estabelecidas (STEPS, do inglês, *Stated*

Policies Scenario) fornece uma previsão de dados levando em consideração somente as medidas políticas atuais, já o cenário de promessas anunciadas (APS, do inglês, *Announced Pledges Scenario*) fornece uma estimativa com base no cumprimento de todas as metas estabelecidas por entidades governamentais respeitando os prazos estipulados.

Diante de uma recuperação econômica global afetada pela pandemia da COVID-19, a guerra entre Rússia e Ucrânia instalou uma crise energética mundial, afetando as cadeias de suprimentos. A predominância russa na exportação de combustíveis fósseis, principalmente o gás natural, sendo fonte de energia térmica e elétrica para os países vizinhos na Europa, tem sido afetada devido às sanções europeias contra a Rússia (IEA, 2022). Embora caracterizada como uma crise a nível global, conforme salienta o documento fonte, os impactos estão concentrados em sua grande maioria no continente europeu.

Em terras nacionais, o crescimento econômico, responsável por alavancar o acesso da população à infraestrutura básica, se tornou consequência na crescente demanda de energia. A presença das usinas hidroelétricas torna a matriz energética única no que diz respeito aos atributos impactos ambientais e geração de gases que aumentam o efeito estufa (PEREIRA et al., 2017). A oferta de energia elétrica no ano de 2021 pode ser verificada na Figura 2.

Figura 2 – Oferta de energia elétrica brasileira em 2021



Notas

1. Inclui gás de coqueria
2. Inclui importação de eletricidade
3. Inclui lenha, bagaço de cana, lixívia e outras recuperações

Fonte: Adaptado de EPE (2022)

Na Figura 2, se percebe a predominância da energia hidroelétrica, que corresponde

mais da metade do total presente. Sua produção foi impulsionada durante o regime militar, sendo, na época, um de seus objetivos o fortalecimento econômico brasileiro mediante ações de empresas estatais, como o caso da Eletrobrás. Uma das pautas da empresa diante da política energética era priorizar a utilização de hidroelétricas perante as termoelétricas (NETO; CARVALHO, 2012).

No ano de 2021, se comparado ao ano anterior, a geração de energia elétrica saltou para 656,1 TWh (aumento de 4%), números que compõem a parcela das centrais elétricas de serviço público (82,6%) e de autoprodutores (17,4%). Ainda neste mesmo ano, cerca de 79% da energia elétrica disponibilizada foi utilizada para atender as demandas dos setores comercial, industrial e residencial. Já o consumo final foi elevado para 570,8 TWh (ascensão de 5,7%) (EPE, 2022).

Embora o Brasil tenha uma participação expressiva na geração de energia elétrica renovável, em específico a hidroelétrica, tendo à disposição 12% de toda a água doce do mundo, há uma distribuição desigual dos recursos hídricos em função da dimensão continental do país, gerando desafios no gerenciamento da água (OCDE, 2015). Mesmo que os benefícios da hidroeletricidade sejam fatores relevantes como a geração de energia em larga escala com custo competitivo e o armazenamento da energia potencial nas barragens, há consequências negativas neste tipo de geração de energia. Alterações na geografia local, impactos na fauna e na flora e dependências de chuvas, são resistências diante da expansão dessa geração (PIMENTEL, 2011).

Portanto, a estruturação da matriz energética brasileira deve ser definida a partir de entidades de direito público. De fato, órgãos reguladores devem ser capazes de instigar o desenvolvimento de uma sociedade por meio do uso consciente dos recursos presentes no meio ambiente. Estímulos voltados ao investimento em energia renovável, sobretudo apostando em pesquisa científica, gerando fonte de renda e impulsionando o aperfeiçoamento das novas tendências tecnológicas, visando o crescimento sustentável de uma nação (SALDANHA, 2012).

2.2 A RADIAÇÃO SOLAR INCIDENTE NO BRASIL

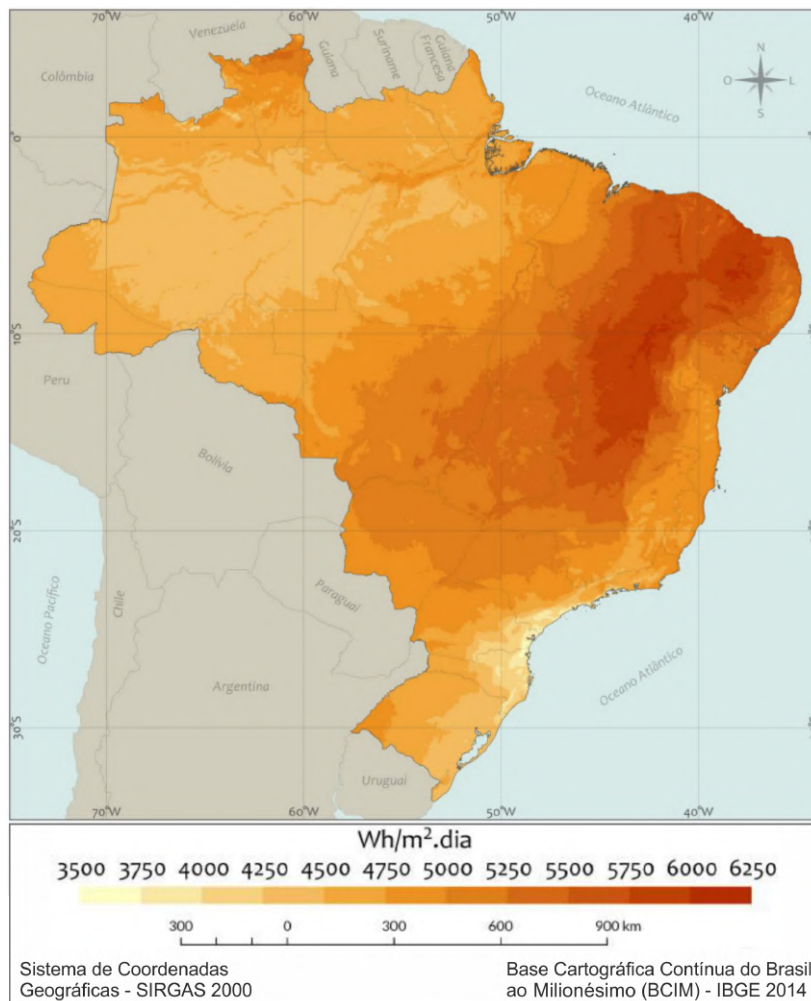
De acordo com Pereira et al. (2017), o Sol é uma fonte duradoura de energia, se considerada a duração da vida em nosso planeta. Sua radiação eletromagnética expelida se propaga no vácuo com velocidade constante e, ao atingir o planeta Terra, tem seus níveis de radiação reduzidos para uma magnitude essencial ao condicionamento da vida terrestre. A energia advinda do Sol é também fundamental na geração de eletricidade, como foi visto na abordagem acima, entretanto, em razão da trajetória natural da Terra e de outros fatores naturais, a geração de eletricidade por vísceras solares depende da radiação resultante incidente na superfície terrestre.

De acordo com Steinke (2012), a radiação do Sol, uma vez presente na atmosfera, pode ser absorvida por elementos que a convertem em calor, espalhada por outros que propiciam a expansão da luz sem alterar o seu comprimento de onda e refletida por corpos que, simplesmente, exercem a função contrária a da absorção. O autor explica ainda que a radiação incidente no topo da atmosfera terrestre não possui um aspecto nivelado, tendo sua dependência dada pelo horário do dia, mês do ano e da latitude. Os conteúdos aqui apresentados se limitarão no mapa de radiação solar incidente em terras nacionais, observando os distintos níveis de energia solar que cada região brasileira recebe.

2.2.1 QUANTIZAÇÃO DE ENERGIA POR REGIÃO

Pereira et al. (2017) apresenta os resultados obtidos a partir de estimativas realizadas por um modelo físico. Uma das resultantes do *pipeline* é a estimativa da irradiação global horizontal na superfície brasileira. O modelo caracterizado como BRASIL-SR não será apresentado neste trabalho, ficando a critério do leitor o seu aprofundamento através da obra publicada pelo autor.

Figura 3 – Média diária de irradiação global horizontal ao longo de um ano



Fonte: Adaptado de Pereira et al. (2017)

A Figura 3 é um dos resultados obtidos das estimativas numéricas realizadas pelo modelo BRASIL-SR, e ela representa a média diária de irradiação global horizontal em território brasileiro ao longo de um ano. A irradiação global horizontal é um termo convencionado pelos próprios autores para a apresentação dos dados ao longo de sua publicação, e ela é a soma entre os também termos convencionados: as irradiações direta e difusa horizontal. Ainda segundo eles, essa representada como a taxa de energia em uma superfície, resultante do espalhamento da radiação a partir das nuvens, já a primeira a taxa de energia que não sofreu espalhamento ao longo de sua propagação na atmosfera.

O modelo que permitiu estimar os indicadores na Figura 3 utilizou como referência uma base de dados, constituída de informações observadas, e fomentada entre os anos 2005 e 2015 por estações solarimétricas e meteorológicas. Para fins de comparação, Pereira et al. (2017) fornece índices estatísticos que compara o conjunto de dados estimado com o observado, da irradiação global horizontal.

Tabela 1 – Métricas de validação dos dados da irradiação global horizontal observada e estimada

Região	R de Pearson	REQM (%)	Irradiação global horizontal média observada (Wh/m ²)
Norte	0,81	9,7	4825
Nordeste	0,87	8,3	5483
Centro-Oeste	0,86	8,3	5082
Sudeste	0,91	8,4	4951
Sul	0,98	8,9	4444

Fonte: Adaptado de Pereira et al. (2017)

Na Tabela 1, é possível perceber uma correlação satisfatória entre os dados analisados, impressão salientada pelos autores da publicação. Logo, a Figura 3 pode ser considerada objeto de estudo. Doravante, de posse de um conjunto de dados é possível obter noções de comportamento da irradiação solar para diferentes regiões do país. Além da conjuntura dos dados e da latitude das regiões brasileiras, algumas das diversas observações apontadas por Pereira et al. (2017) são:

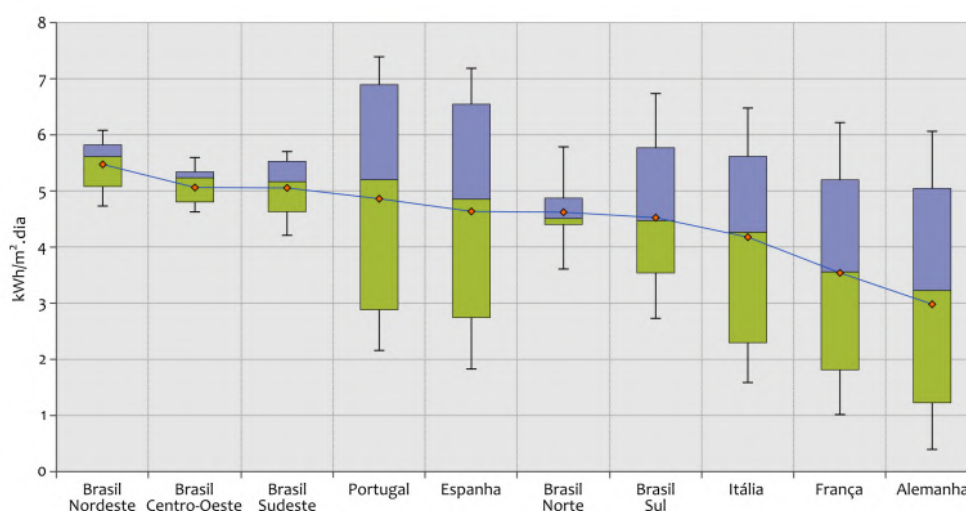
- Para um período de um ano, a menor amplitude de irradiância global horizontal se encontra na região Nordeste;
- Destaca-se o pico máximo de irradiação nas regiões Sul e Nordeste, sendo nessa igual 6,27 kWh/m² ocorrido na primavera, já na primeira 6,37 kWh/m², no verão;
- O valor mínimo ocorreu durante o inverno da região Sul. Cerca de 2,95 kWh/m²;
- Embora as regiões Nordeste, Centro-Oeste e Sudeste apresentarem anualmente os maiores índices de radiação solar, as regiões Sul e Sudeste poderão dispor da geração solar fotovoltaica centralizada devido alguns motivos primordiais, entre eles:

a distância do sistema de geração até a unidade consumidora é menor e há uma grande demanda energética nessas regiões;

- Percebe-se um aumento no consumo de eletricidade no verão entre às 12 horas e 15 horas. Intervalo com ótima presença de irradiação solar.

Para encerrar as observações dos autores, uma ilustração comparativa é encontrada em sua obra, a fim de salientar o grande potencial solar incidente em terras nacionais frente a países desenvolvidos, cuja geração solar fotovoltaica se faz presente há mais tempo do que em território nacional.

Figura 4 – Médias mensais de irradiação global horizontal entre regiões brasileiras e países desenvolvidos



Fonte: Sistema de Informação Geográfica Fotovoltaica (PVGIS), 2016 apud Pereira et al. (2017)

Na Figura 4 o modo de apresentação dos dados via *box plot* permite, a quem a visualiza, observar o comportamento do conjunto de dados para cada território. O círculo vermelho corresponde à média de cada conjunto, já a linha que une as regiões verde e azul representa a mediana de cada local. Logo, percebe-se que o valor central dos dados das regiões Nordeste e Centro-Oeste está próximo do terceiro quartil. Em termos quantitativos, aproximando a mediana da região Nordeste em $5,7 \text{ kWh/m}^2$, significa dizer que metade dos dados de irradiação solar estão acima dos $5,7 \text{ kWh/m}^2$, já a outra metade abaixo desse valor.

Ainda referente à Figura 4, ao verificar os dados da Alemanha e da região Sul, no primeiro quartil do país europeu 25% de seus dados são inferiores a aproximadamente $1,2 \text{ kWh/m}^2$, já na região Sul essa mesma proporção de dados constitui-se de valores abaixo de $3,5 \text{ kWh/m}^2$. No interquartil da região Sul, nota-se que o menor valor do conjunto (aproximadamente $3,5 \text{ kWh/m}^2$) é maior que a média da irradiância solar na Alemanha. Cabe salientar que 50% do conjunto de dados se encontram no interquartil. Ou seja, a

irradiação solar incidente em terras nacionais possui valores elevados e com baixa variação quando comparada com a irradiação incidente em terras europeias.

2.3 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

Conforme CRESESB (2014), a eletricidade oriunda da energia solar fotovoltaica se dá através do Efeito Fotovoltaico. Efeito esse que, segundo Coelho, Schmitz e Martins (2022), ocorre somente em materiais semicondutores. Ainda de acordo com eles, o movimento ordenado de elétrons ocorrerá quando a energia eletromagnética incidente sobre eles for relativamente suficiente para desprendê-lo da camada de valência e levá-lo à banda de condução. No entanto, em células de silício puro a energia incidente é absorvida por elétrons, porém eles não permanecem em níveis superiores de energia, ao contrário, retornam ao seu estado fundamental devido à estabilidade atômica e, com efeito, tem-se a energia devolvida sob a forma de calor. Para haver um fluxo de elétrons é necessário que o silício puro seja dopado, a fim de que seja criada uma junção *pn*, havendo, com efeito, uma região da célula com excesso de elétrons, já a outra com excesso de lacunas.

Na formação da junção *pn*, elétrons fracamente ligados ao núcleo migram para a região onde há um excesso de lacunas, e esses também migram em direção ao primeiro. Após essa difusão no entorno da junção haverá somente cargas fixas, assim gerada a camada de depleção, constituindo-se de um campo elétrico capaz de resistir, até certo limite de energia, o processo de difusão entre elétrons e lacunas. A essa resistência gerada ocorre o surgimento de uma diferença de potencial na junção que, na ocorrência da difusão entre portadores de carga, conforme a incidência de fótons, caracteriza o fenômeno como efeito fotovoltaico (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022).

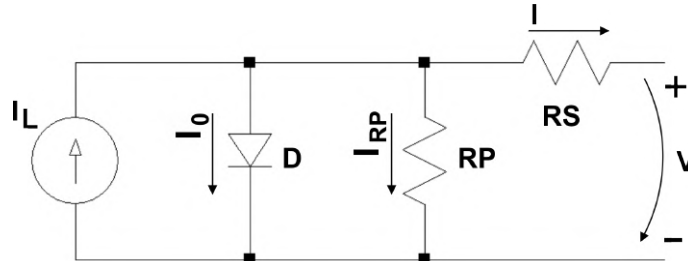
Apresentando a junção *pn* em maiores detalhes, sua dopagem consiste na adição de elementos que geram um excesso de cargas positivas e negativas. Ao inserir o elemento fósforo (P) ao silício intrínseco os quatro elétrons desse elemento serão compartilhados com quatro elétrons do primeiro, resultando em um elétron livre da ligação covalente. No entanto, ao adicionar o elemento boro (B) ao silício intrínseco tem-se a presença de uma lacuna como resultante dessa ligação covalente. O silício dopado com excesso de elétrons é chamado de tipo n, já um com excedente de lacunas, de tipo p. A exemplificação utilizando o fósforo e o boro se dá pelo fato de que os elementos são, respectivamente, pentavalente e trivalente (SEDRA; SMITH, 2004).

A temperatura é um fator importante na análise do silício já dopado. A energia térmica produz pares de elétrons-lacunas. A recombinação deles ao longo da camada de depleção gera uma corrente contínua de magnitude relativamente baixa. Atribui-se a essa corrente o nome de corrente de saturação, e sua intensidade não depende do aumento da tensão reversa aplicada à junção, visto que a produção desses portadores minoritários depende da energia térmica ao qual a junção está submetida (MALVINO; BATES, 2007).

2.3.1 MODELO DE UMA CÉLULA FOTOVOLTAICA

De acordo com CRESESB (2014), o circuito eletrônico básico de uma célula fotovoltaica, correspondendo ao modelo com um diodo, está ilustrado na Figura 5.

Figura 5 – Modelo com diodo de uma célula fotovoltaica



Fonte: Adaptado de CRESESB (2014)

Para a Figura 5, o autor menciona I_L como sendo a corrente fotogerada, I_0 a corrente de saturação reversa do diodo, I_{RP} a corrente que flui pela resistência R_P , I a corrente resultante na célula e V a tensão gerada em seus terminais. Em relação ao termo I , o autor o representa matematicamente como

$$I = I_L - I_0 \left[\exp\left(\frac{q(V + IR_S)}{nkT}\right) - 1 \right] - \frac{V + IR_S}{R_P}, \quad (1)$$

onde segundo ainda descrito por ele:

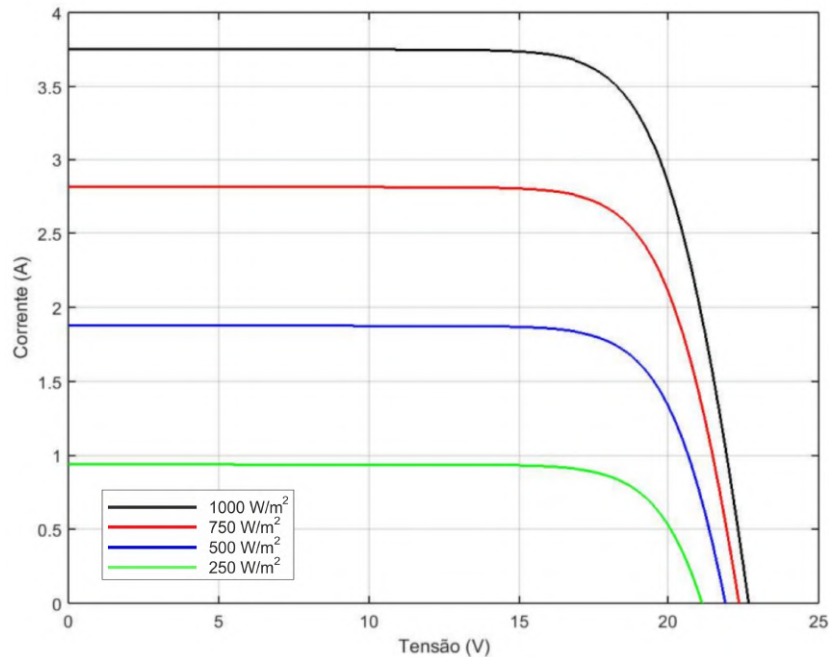
- q representa a carga do elétron;
- n representa o fator de idealidade do diodo, obtido por métodos experimentais;
- k representa a constante de Boltzmann;
- T representa a temperatura absoluta;
- R_S e R_P representam as resistências surgidas no processo de fabricação da célula, como por exemplo, a resistência de regiões dopadas e do paralelismo entre regiões metálicas e regiões dopadas.

O modelo do painel em si remete a um aprofundamento conceitual mais abrangente, sendo tais conceitos não apresentados neste documento. No entanto, à vista do que foi descrito até então, verifica-se que a geração de energia solar fotovoltaica depende de fatores externos naturais. Para Coelho, Schmitz e Martins (2022), a geração solar fotovoltaica depende diretamente da temperatura e da radiação solar.

Uma forma de representar graficamente a Equação 1 é através da curva I-V. Nela é possível verificar a corrente elétrica da célula (ou do módulo) em função da tensão gerada em seus terminais. Tem-se como exemplo a curva I-V do módulo solar RSM060P,

da fabricante Resun, cuja página inicial do seu manual se encontra no Anexo A. Foi utilizado para tal finalidade o Módulo Solar, uma ferramenta de utilidade disponível no próprio *software* PSIM, da desenvolvedora POWERSIM, cujo tutorial lido foi elaborado por Powersim (2018).

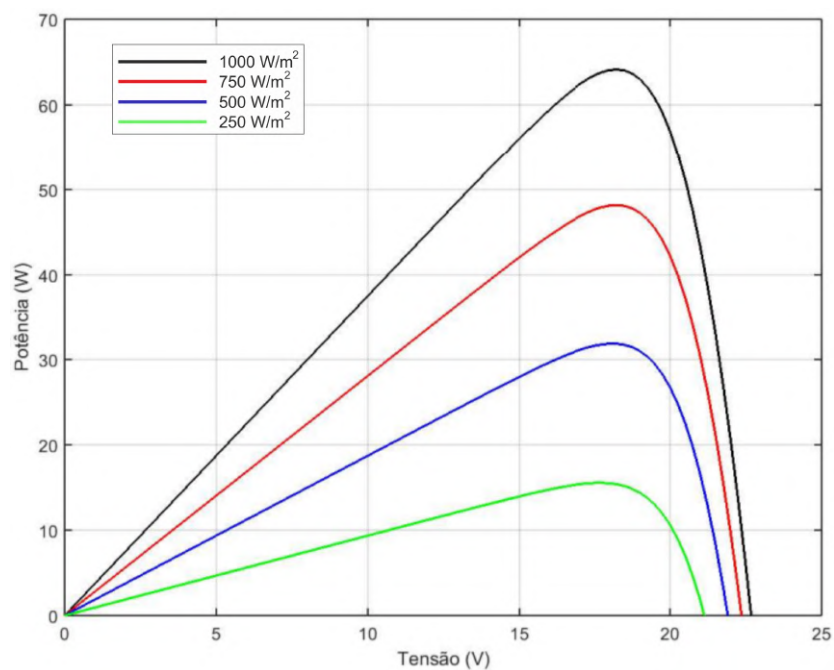
Figura 6 – Curva I-V do painel RSM060P



Fonte: O autor (2023)

Além da curva I-V, ilustrada na Figura 6, foi obtido também a curva P-V.

Figura 7 – Curva P-V do painel RSM060P



Fonte: O autor (2023)

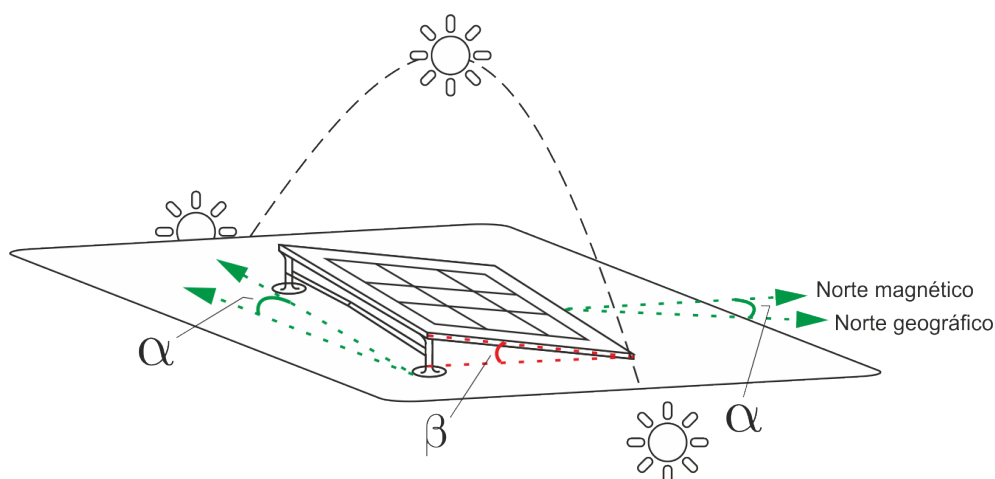
Nas Figuras 6 e 7, as curvas geradas referem-se à condição de 25 °C para a temperatura ambiente, ademais, a cor de cada curva se distingue para cada radiação solar. Percebe-se, então, que a corrente e a potência são diretamente proporcionais à irradiação solar incidente no próprio módulo.

A partir da curva I-V é possível obter a corrente de curto-circuito do módulo (situação ocorrida quando sua tensão for nula), além da tensão de circuito aberto (quando não houver dreno de corrente em seus terminais). Enquanto isso, a partir da curva P-V se obtém a potência máxima fornecida pelo módulo em cada condição de operação, embora tais valores estejam descritos na folha de dados do fabricante do módulo solar.

2.3.2 DISPOSIÇÃO DE UM MÓDULO SOLAR FOTOVOLTAICO

Embora a eficiência dos níveis de potência não seja uma característica a ser analisada neste trabalho, vale ressaltar que a disposição de um painel solar fotovoltaico impacta na sua captação de energia. De acordo com CRESESB (2014), a conversão em eletricidade na geração solar fotovoltaica torna-se adequada e conveniente quando o módulo estiver oposto à linha do Equador. Ou seja, para a ocorrência de tais efeitos, quanto à sua posição no hemisfério Sul, o painel deverá estar orientado para o Norte geográfico da Terra. Por outro lado, no hemisfério Norte o módulo deverá estar orientado para o Sul geográfico. Quanto à inclinação, deve-se haver na placa um declive aproximadamente igual à latitude do local onde ela se encontra.

Figura 8 – Módulo solar voltado para o sentido norte (geográfico)



Fonte: O autor (2023)

À vista da Figura 8, tem-se um exemplo de aplicação para o que CRESESB (2014) apresenta como Declinação Magnética. Segundo ele, é o ângulo formado entre os Nortes magnético e geográfico, representado pelo ângulo α , na figura. O ângulo β por sua vez representa a inclinação do módulo solar em relação ao seu plano horizontal. Especificamente

nessa figura, o norte magnético encontra-se à esquerda do norte geográfico, no entanto, isso não é absoluto, visto as diferentes latitude e longitude de um local no planeta.

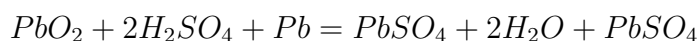
2.4 INTRODUÇÃO SOBRE BATERIAS CHUMBO-ÁCIDO

O estudo na área de baterias é substancialmente abrangente, dada sua variedade de modelos e aplicações existentes. O processo de conceituação de baterias chumbo-ácido é, sem dúvida, uma das causas enriquecedoras de qualquer trabalho que cerca este tema. Porém, procurou-se apresentar neste documento conceitos mínimos, a fim de causar uma relação suficiente entre a fundamentação teórica e o que está sendo proposto no âmbito prático deste trabalho.

Devido à uma ampla faixa de sua capacidade nominal, variando de 1 Ah à 12000 Ah, as baterias chumbo-ácido são utilizadas, por exemplo, em sistemas de telefonia, comunicação e iluminação de emergência. Encontram-se disponíveis baterias de chumbo-ácido que não necessitam repor seu eletrólito à medida que elas são carregadas/descarregadas, sendo consideradas livres de manutenção. As baterias chumbo-ácido reguladas por válvula (VRLA, do inglês, *valve regulated lead acid*) apresentam seu eletrólito confinados em um separador ou concentrados em um fluído mais viscoso, com efeito, há uma maior naturalidade na recombinação do oxigênio gerado nos processos de carga e descarga. No entanto, baterias VRLA apresentam variações significativas em seu desempenho quando expostas a altas temperaturas (acima de 40 °C)(LINDEN; REDDY, 2002).

2.4.1 GERAÇÃO DOS ELEMENTOS QUÍMICOS

De acordo com C&D Technologies (2012), os elementos ativos de uma bateria quando carregada são o dióxido de chumbo (PbO_2), presente na placa positiva, o chumbo (Pb), na placa negativa, e o ácido sulfúrico (H_2SO_4). Já em um processo de descarga, esses materiais são convertidos em sulfato de chumbo ($PbSO_4$) e água (H_2O). A reação química é descrita a seguir, de modo que a representação da descarga é lida da esquerda para a direita, enquanto a da carga, o inverso:



Em baterias convencionais, no seu processo de descarga, nas placas positivas e negativas tem-se a transformação de seus elementos ativos em sulfato de chumbo. Outrossim, a densidade do eletrólito diminui, visto que o ácido sulfúrico será diluído na água recém produzida. Em contrapartida, em seu processo de carga há produção de oxigênio (O_2) no terminal positivo e de hidrogênio (H_2) no terminal negativo, sendo que as placas negativas carregam-se mais rapidamente do que as placas positivas. Uma vez que a carga da bateria alcançar a sua plenitude, retorna-se à composição química em suas placas (o chumbo e o dióxido de chumbo), porém a produção de oxigênio e hidrogênio continua, além de, em

ambos, haver gaseificação. Nesse momento há também a geração de calor, responsável pela diminuição da água no eletrólito. Nas baterias VRLA as placas positivas são carregadas mais rapidamente do que as placas negativas, havendo, como efeito, apenas a gaseificação do oxigênio, que agora flui através do eletrólito para as proximidades das placas negativas. Essa aproximação forma o sulfato de chumbo e a água, para após haver a transformação do sulfato de chumbo em apenas chumbo, restabelecendo, então, o equilíbrio químico da bateria (CRESESB, 2014).

2.4.2 CAPACIDADE E REGIME DE DESCARGA

A capacidade de uma bateria refere-se ao fornecimento de sua corrente durante um intervalo de tempo, dado pelo produto dela no tempo. Logo, quanto maior a capacidade de uma bateria, maior será a sua quantidade de energia disponível. Tem-se como fins de entendimento uma bateria com capacidade de 1300 mAh, sendo possível ela fornecer 65 mA ao longo de 20 horas, por exemplo ($\frac{1300 \text{ mA}}{20 \text{ h}} = 65 \text{ mA}$). Já a taxa C representa o regime de carga e descarga. Ela está relacionada à quantidade de corrente fornecida pela bateria ao longo de um período analisado (MICHELINI, 2020).

Como forma de associar o que está descrito acima às informações disponibilizadas por fabricantes de baterias, Pegoretti (2021) ilustra a tabela com o regime da corrente para diferentes modelos de baterias da fabricante Moura série MVA:

Figura 9 – Capacidades nominais e características dimensionais das baterias Moura série MVA

MODELO	TENSÃO (V)	CAPACIDADE NOMINAL EM Ah à 25°C MÉDIA INTENS. DE DESCARGA ATÉ 1.75 V.P.E					DIMENSÕES (mm ±2%)			PESO (Kg ±2%)	TIPO DE TERMINAL	POSIÇÃO DOS TERMINAIS
		C20	C10	C5	C3	C1	Comp.	Larg.	Alt. Total			
12MVA-5	12	5,00	4,60	4,00	3,80	3,40	90,5	70	105,5	1,6	SP-03	A
12MVA-7	12	7,00	6,50	6,40	5,81	4,40	151	65,5	99	2,2	SP-03	A
12MVA-9	12	9,00	8,20	7,20	6,70	5,20	151	65,5	99	2,6	SP-03	A
12MVA-12	12	12,00	11,00	9,60	8,70	7,30	151	98,5	101,5	3,8	SP-03	A
12MVA-18	12	18,00	16,70	16,00	14,81	11,20	181	76,5	167	5,3	SP-11	C
12MVA-26	12	26,00	24,20	23,51	21,01	16,30	164,5	175	127	8,0	M6X014	C
12MVA-33	12	33,40	33,00	28,00	25,08	19,40	195	130	163	10,5	SP-21	D
12MVA-42	12	43,60	42,00	35,70	31,23	23,10	196	165	170	12,8	SP-28	C
12MVA-50	12	52,00	50,00	42,50	36,24	27,50	257	132	198	16,0	SP-28	D
12MVA-55	12	58,00	55,00	50,50	44,40	35,20	228	138	214	17,2	SP-28	D
12MVA-65	12	67,60	65,00	55,25	48,75	35,70	314	166	174	20,0	SP-28	D
12MVA-70	12	75,00	70,00	62,00	57,00	46,70	261	171	217	22,5	SP-28	D
12MVA-80	12	86,00	80,00	66,50	60,90	50,10	261	171	217	25,5	SP-28	D
12MVA-100	12	106,00	100,00	85,00	77,10	55,00	330	174	226	29,0	SP-31	D
12MVA-120	12	126,00	120,00	102,00	91,80	66,00	375	174	227	33,8	SP-29	D
12MVA-150	12	156,00	150,00	127,50	114,30	82,50	483	171	227	41,5	SP-29	D
12MVA-200	12	212,00	200,00	170,00	150,00	110,00	522	234	225	57,8	SP-29	B
12MVA-250	12	260,00	250,00	208,25	179,10	137,50	534	271	233	71,0	SP-29	B

Fonte: Pegoretti (2021)

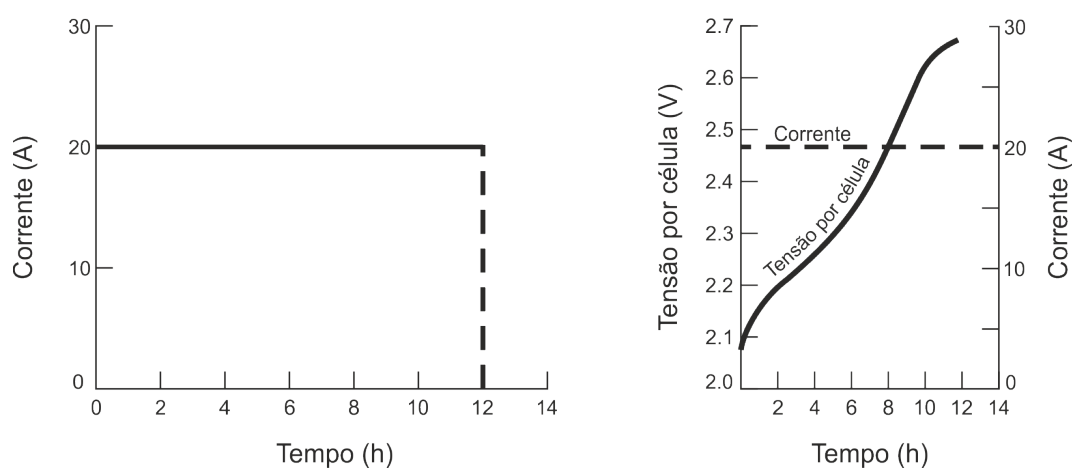
Na Figura 9, se utilizado como exemplo o modelo 12MVA-7, em regime C20 significa dizer que a capacidade nominal da bateria será igual a 7 Ah. Em outras palavras, a corrente máxima de descarga será igual a 0,35 A ao longo de suas 20 horas ($\frac{7 \text{ Ah}}{20 \text{ h}}$), para que o regime de descarga seja respeitado.

2.4.3 CARGA COM CORRENTE CONSTANTE

Um dos diferentes métodos de carga de baterias envolve a aplicação de corrente constante em seus terminais, de modo a promover o aumento de sua tensão. Para baterias VRLA o seu carregamento por injeção de corrente constante é um eficiente método, pois ao carregar várias células em série, elimina-se o desequilíbrio de carga, dado que a corrente constante carrega igualmente todas as células, tornando independente a tensão sobre cada uma delas. Em termos quantitativos de recarga, tem-se que até um terço da capacidade nominal de carga é adequada para que haja naturalidade na recombinação do oxigênio (LINDEN; REDDY, 2002).

Deve-se atentar também na atenuação da corrente injetada, ocorrida quando forem alcançados níveis de tensão que correspondam a um estado próximo do processo completo. Ao reduzir a corrente para um quinhentos avos da capacidade nominal do dispositivo, ao qual está sendo recarregado, e mantê-la continuamente nesse estado, haverá um aumento na sua vida útil (LINDEN; REDDY, 2002).

Figura 10 – Curvas de corrente e tensão para um nível de corrente de carga



Fonte: Adaptado de J. Power Sources, (1977/1978) apud Linden e Reddy (2002)

Na Figura 10, embora não definido pelos autores as características da bateria chumbo-ácido, percebe-se que a tensão entre seus terminais cresce à medida que a corrente permanece constante ao longo do tempo. Nesta condição, sendo ela adequada, tem-se que a corrente máxima corresponda até um terço da capacidade nominal da bateria. Entretanto, valores máximos podem variar, e a leitura do manual técnico da bateria torna-se indispensável.

Em um estágio final de carga há uma operação denominada flutuação. Nesta condição, a tensão entre os terminais da bateria se manterá constante, ao passo que a corrente de carga deverá ser atenuada para níveis relativamente baixos. Essa queda é fundamental na minimização da sobrecarga, pois evita a corrosão e mantém a quantidade de eletrólito disponível no sistema (LINDEN; REDDY, 2002).

2.5 CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS

Conforme afirmado por Rashid (1999), em processos que demandam a conversão de uma tensão de entrada em níveis desejados para a tensão de saída, ambas contínuas, se dá o emprego de dispositivos conhecidos como conversores chaveados ou *choppers*. Ainda segundo o autor, eles são utilizados, por exemplo, para controle de tração e frenagem de motores CC, além de dispositivos que necessitem de corrente contínua para a sua operação. Os conversores CC-CC se dividem em duas categorias, isolados e não isolados. Conversores isolados utilizam a isolação entre o primário e o secundário de um transformador, já os não isolados compartilham a referência da fonte de energia à carga.

Em comparação aos conversores lineares, os conversores chaveados apresentam uma maior eficiência energética, além da possibilidade de rebaixar ou elevar sua tensão de saída. Segundo Martins e Barbi (2011), em uma aplicação real o rendimento de um regulador chaveado não isolado varia de 70% à 98%, conforme os parâmetros de potência, corrente, tensão, frequências de comutação e do tipo dos semicondutores escolhidos. O nível de tensão desejado na saída de um conversor chaveado, por sua vez, pode ser definido através de um sinal de controle.

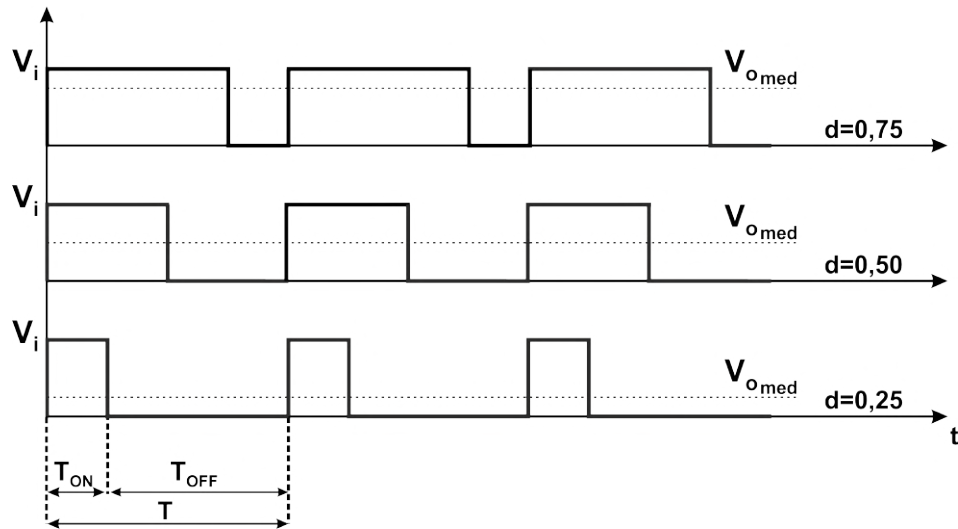
2.5.1 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM)

Em um conversor chaveado, os semicondutores que atuam como chaves são controlados por um sinal cujo seu formato é uma onda quadrada, que pode ser representado por um nível lógico para a chave fechada, e o nível complementar para a chave aberta. Dá-se o nome a esse sinal de modulação por largura de pulso (PWM, do inglês, *Pulse Width Modulation*) quando o período do sinal é constante. Este tipo de sinal apresenta um período T constante, dividido em T_{ON} , que corresponde ao tempo de um nível lógico, e T_{OFF} , a duração do nível lógico complementar. Atribui-se o nome ciclo de trabalho a razão entre T_{ON} e T , representada por d :

$$d \in \mathbb{R} \mid 0 < d < 1.$$

Na Figura 11 estão representados três exemplos para diferentes valores de d . É possível perceber que um aumento no ciclo de trabalho implicará em um aumento na tensão média do sinal de PWM, o que comumente implica em um aumento na tensão de saída de conversores que utilizam essa modulação.

Figura 11 – Alterações na largura de pulso de uma onda quadrada



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000)

Uma vez conhecido o ciclo de trabalho de um sinal que controla os semicondutores de um conversor CC-CC, é possível compreender que seu valor numérico é diretamente correlacionado a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada, pelo menos para as topologias da Tabela 2. A partir dela, se conclui que, para o conversor *Buck* a tensão de saída será menor que a tensão de entrada, pois o ganho sempre será menor que 1. Já para o *Boost*, a tensão de saída será maior que a tensão de entrada, enquanto para as demais topologias é possível elevar ou rebaixar a tensão. Entretanto, cabe ressaltar que nas topologias *Buck-Boost* e *Cúk* a polaridade da tensão nos terminais de saída é invertida em relação às demais topologias.

Tabela 2 – Ganho estático para cada topologia

Conversor	Ganho Estático
<i>Buck</i>	d
<i>Boost</i>	$\frac{1}{1-d}$
<i>Buck-Boost</i>	$-\frac{d}{1-d}$
<i>Cúk</i>	$-\frac{1}{1-d}$
<i>Sepic</i>	$\frac{1}{1-d}$
<i>Zeta</i>	$\frac{1}{1-d}$

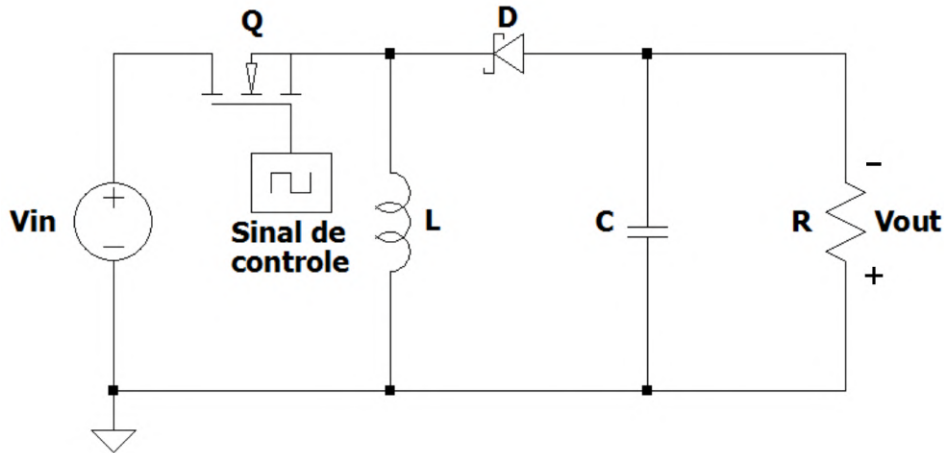
Fonte: Adaptado de Martins e Barbi (2011)

2.5.2 MODOS DE OPERAÇÃO

A topologia *Buck-Boost*, ilustrada na Figura 12, foi escolhida para conceituar os modos de operação de um conversor, visto que ela corresponde a um dos modelos empregados na aplicação estudada. Um sinal de controle do tipo PWM será aplicado para ora abrir, ora fechar a chave Q . Ao fechá-la (neste caso enquanto o sinal PWM estiver em nível alto), a corrente da fonte irá fluir pelo indutor, carregando-o, visto que o diodo

estará em corte, enquanto o capacitor irá fornecer energia para a carga. Ao abrir a chave Q , o indutor realizará essa função, além de carregar o capacitor. Novamente a chave se fecha e o processo se repete periodicamente. O bloco "Sinal de controle" representa um circuito responsável por gerar uma onda quadrada adequada para que o transistor ora opere na saturação, ora no corte.

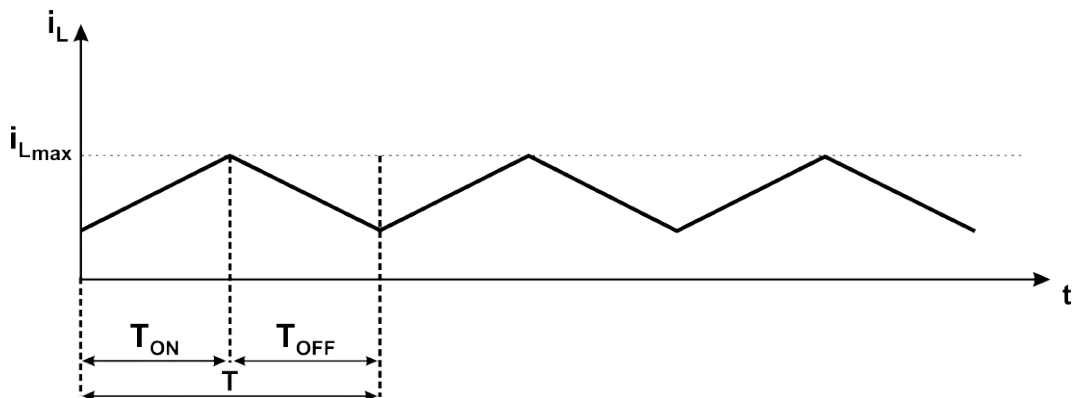
Figura 12 – Conversor *Buck-Boost* com chaves não ideais



Fonte: O autor (2023)

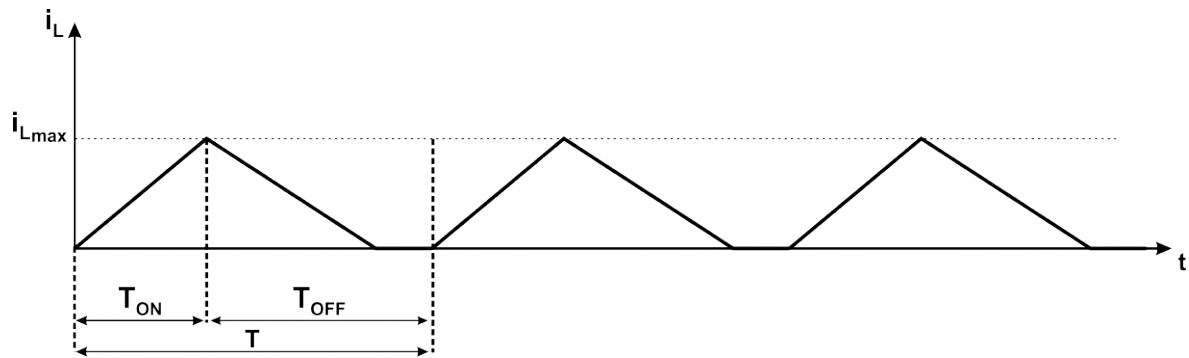
Se a frequência de operação do sinal que controla a chave Q diminuir, ou seja, se o período T aumentar, o tempo em que a fonte de entrada ficará desacoplada do circuito poderá ser suficiente para cessar a corrente no indutor. De modo análogo, a tensão no capacitor também poderá cessar. A essa falta de energia no indutor ou no capacitor define a operação do conversor como descontínua. Para as análises aqui realizadas a frequência de chaveamento será suficientemente alta, de modo a manter contínua a operação dos conversores apresentados. Para fins de representação, nas Figuras 13 e 14 estão ilustrados o comportamento da corrente no indutor ao longo do tempo, considerando a operação em regime permanente.

Figura 13 – Corrente no indutor no modo contínuo



Fonte: O autor (2023)

Figura 14 – Corrente no indutor no modo descontínuo



Fonte: O autor (2023)

Na Figura 13, se percebe que a corrente no indutor é diferente de zero para qualquer instante de tempo, pois o conversor opera em condução contínua. Já na Figura 14, se percebe que a corrente é nula durante parte da condição de chave Q aberta, pois toda a energia contida entre os terminais do indutor foi dissipada antes da mesma chave retornar a fechar. Para complementar a análise, se a chave Q permanecer fechada por um período relativamente longo, a tensão sobre o capacitor também poderá cessar, de modo que nessa condição de chave, a tensão de saída poderá ser nula.

2.5.3 CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST

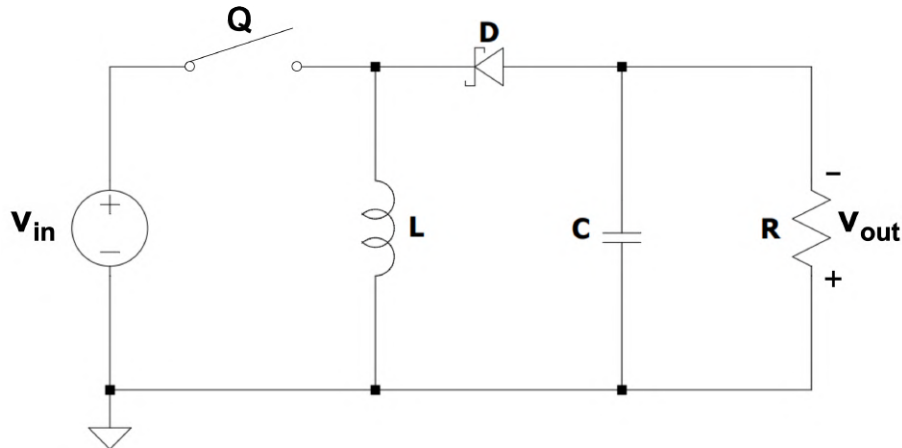
Após a ilustração do modelo *Buck-Boost* na Figura 12 para exemplificar os modos de operação, a respectiva topologia será analisada em modo de condução contínua. Ou seja, a corrente no indutor e a tensão sobre o capacitor irão assumir valores não nulos para qualquer instante de tempo. Ademais, ao longo da análise os semicondutores presentes na topologia serão considerados ideais, sendo, então, representados por um interruptor no respectivo ramo do circuito.

Mesmo que a idealidade dos semicondutores perdure ao longo deste capítulo, ocorre que, em conversores chaveados estão presentes chaves eletrônicas que atuam conforme a frequência de operação do sinal PWM. As chaves são o transistor e o diodo, sendo o transistor a chave controlada, uma vez que o sinal PWM é aplicado em seu terminal de base ou porta. A velocidade de comutação destes semicondutores, bem como a sua dissipação de potência, são consideradas características importantes durante o projeto de um conversor CC-CC, pois, esse impacta na eficiência do conversor, já o primeiro na oscilação das correntes nas malhas e tensões nos nós do circuito.

Dada a comparação entre um transistor de efeito de campo de óxido de metal semicondutor (MOSFET, do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e um transistor de junção bipolar (BJT, do inglês, *Bipolar Junction Transistor*), o primeiro justifica tal escolha, possibilitando comutações satisfatórias na mesma ordem de grandeza da frequência de um sinal PWM. A mesma interpretação deve ser aplicada na seleção de

um diodo, enfatizando o seu tempo de recuperação reversa. Diodos *Schottky* ou até mesmo os de recuperação ultrarrápida se tornam mais apropriados, devido seu baixo tempo de comutação.

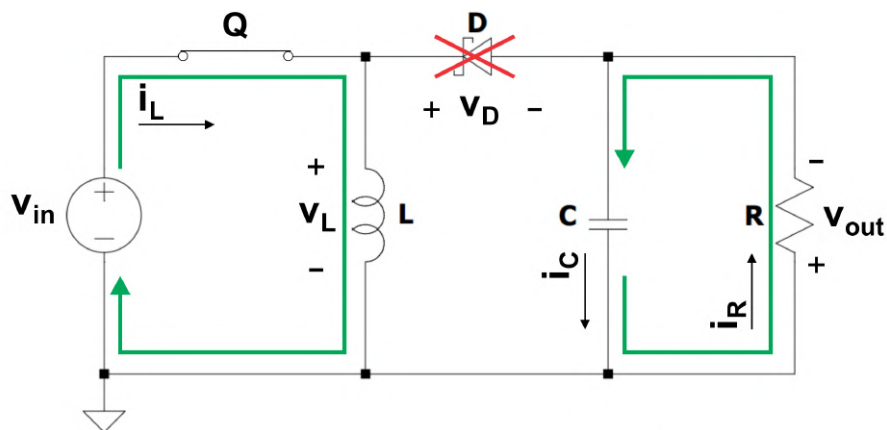
Figura 15 – Conversor *Buck-Boost* com chaves ideais



Fonte: O autor (2023)

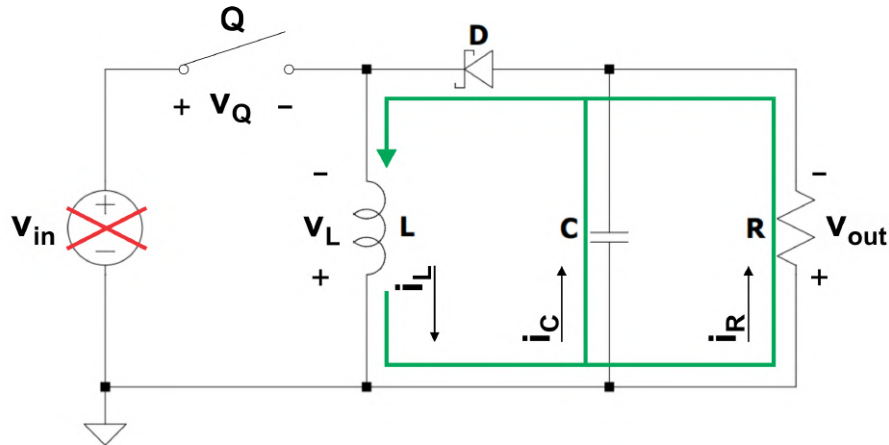
Na Figura 15, a representação dos semicondutores em chave ideal, considerando essa a ilustração do circuito para a construção, e de certa forma a simplificação, das equações apresentadas no decorrer do estudo do conversor. Para as ilustrações seguintes, a chave Q é controlada por um sinal PWM, tendo a sua amplitude e frequência adequadas à operação da topologia. Cada condição da análise será distinguida pela posição da chave Q , ora aberta, ora fechada.

Figura 16 – Fluxo de energia na topologia *Buck-Boost* enquanto chave Q fechada



Fonte: O autor (2023)

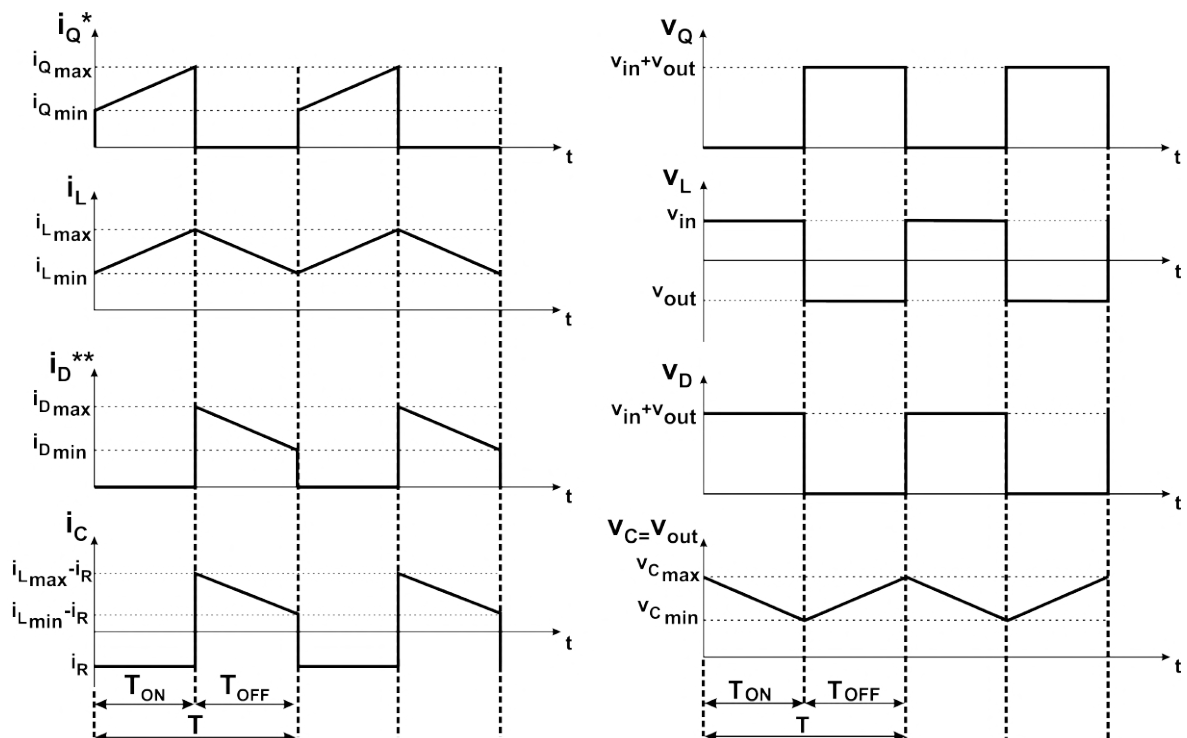
Figura 17 – Fluxo de energia na topologia *Buck-Boost* enquanto chave Q aberta



Fonte: O autor (2023)

Para as Figuras 16 e 17, está ilustrado o fluxo de energia advindo dos elementos que o fornecem. Percebe-se que as chaves operam em estado complementar entre si, ou seja, T_{ON} corresponde ao tempo da chave Q fechada e da chave D em corte, já T_{OFF} , o tempo da chave D em condução e da chave Q aberta. Durante a operação em regime permanente e em modo de condução contínua, tem-se as formas de onda ilustradas na Figura 18.

Figura 18 – Formas de onda do conversor *Buck-Boost*



* i_Q É IGUAL A i_L QUANDO CHAVE Q FECHADA E NULO QUANDO CHAVE Q ABERTA.

** i_D É NULO QUANDO CHAVE Q FECHADA E IGUAL A i_L QUANDO CHAVE Q ABERTA.

Fonte: O autor (2023)

De acordo com Martins e Barbi (2011), as equações que regem a topologia *Buck-Boost* em regime permanente e para um ciclo de trabalho constante, são o ganho de tensão do conversor (2a), a ondulação de corrente no indutor e de tensão no capacitor (2b) e (2c), respectivamente, a corrente média no indutor (2d), a corrente média na chave Q (2e), e a corrente média na chave D (2f). Tais equações podem ser representadas como

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{d}{1-d} \quad (2a)$$

$$\Delta i_L = \frac{dv_{in}}{fL} \quad (2b)$$

$$\Delta v_C = \frac{dv_{out}}{fRC} \quad (2c)$$

$$i_{L_{med}} = \frac{i_R}{1-d} \quad (2d)$$

$$i_{Q_{med}} = \frac{di_R}{1-d} \quad (2e)$$

$$i_{D_{med}} = i_R. \quad (2f)$$

2.5.3.1 MODELO MÉDIO DO CONVERSOR

Dentre as diversas técnicas de modelagem matemática para conversores estáticos CC-CC, o modelo médio em espaço de estados é o mais aceito na área de Eletrônica de Potência (BARBI, 2015). Este modelo descreve o valor médio das correntes e tensões do conversor ao longo de um ciclo de trabalho. Isso possibilita a caracterização das dinâmicas transitória e de regime permanente do circuito.

Conforme representações algébricas realizadas por Barbi (2015), a obtenção do modelo médio tem como resultante a média ponderada entre as respectivas equações deduzidas para a chave Q aberta e fechada, ambas de uma determinada grandeza definida. Inicialmente, as equações obtidas para a condição de chave Q fechada serão multiplicadas por d , enquanto as equações obtidas para o estado complementar da chave Q serão multiplicadas por $1-d$. Após, a resultante de cada produto serão somadas entre si. Obtida a ponderação, haverá como resultado uma equação diferencial ordinária não linear, que descreverá a dinâmica da grandeza definida no início da análise. A dedução do modelo médio do conversor *Buck-Boost* se encontra no Apêndice A. Para este capítulo, o modelo médio é dado por

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [dv_{in} - (1-d)v_C] \quad (3a)$$

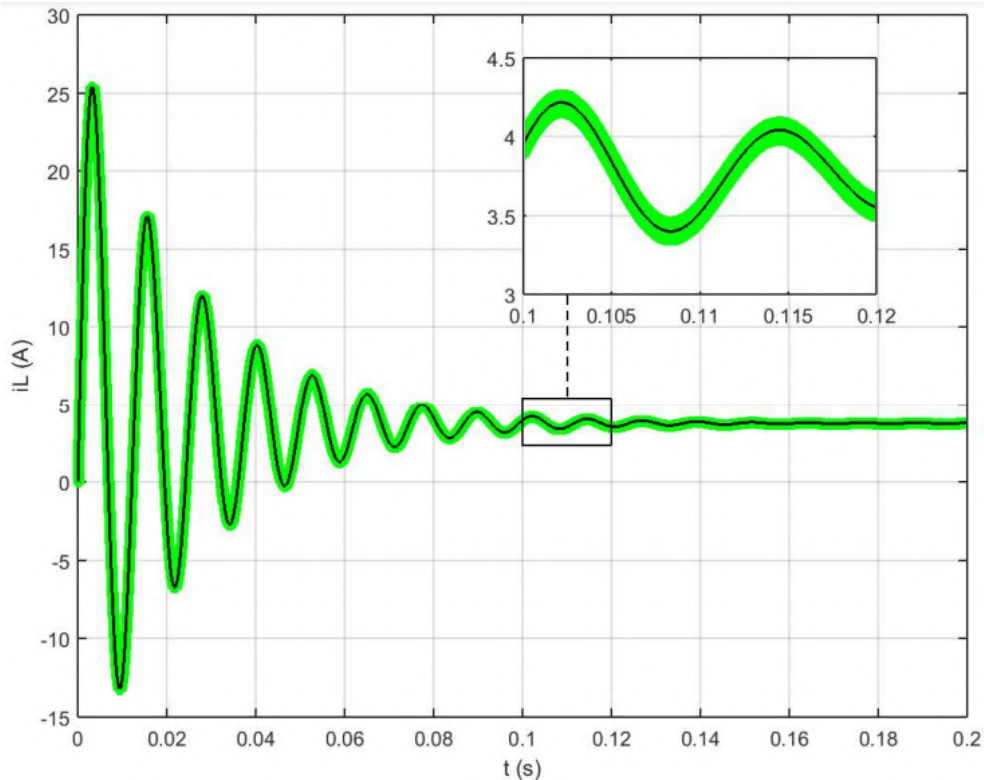
$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left[(1-d)i_L - \frac{v_C}{R} \right]. \quad (3b)$$

O modelo médio pode ser representado através do espaço de estados. Para isso, (3a) e (3b) foram alteradas para uma única representação matricial. As variáveis de estado que compõem o estado são a corrente no indutor e a tensão sobre o capacitor, chegando em

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}. \quad (4)$$

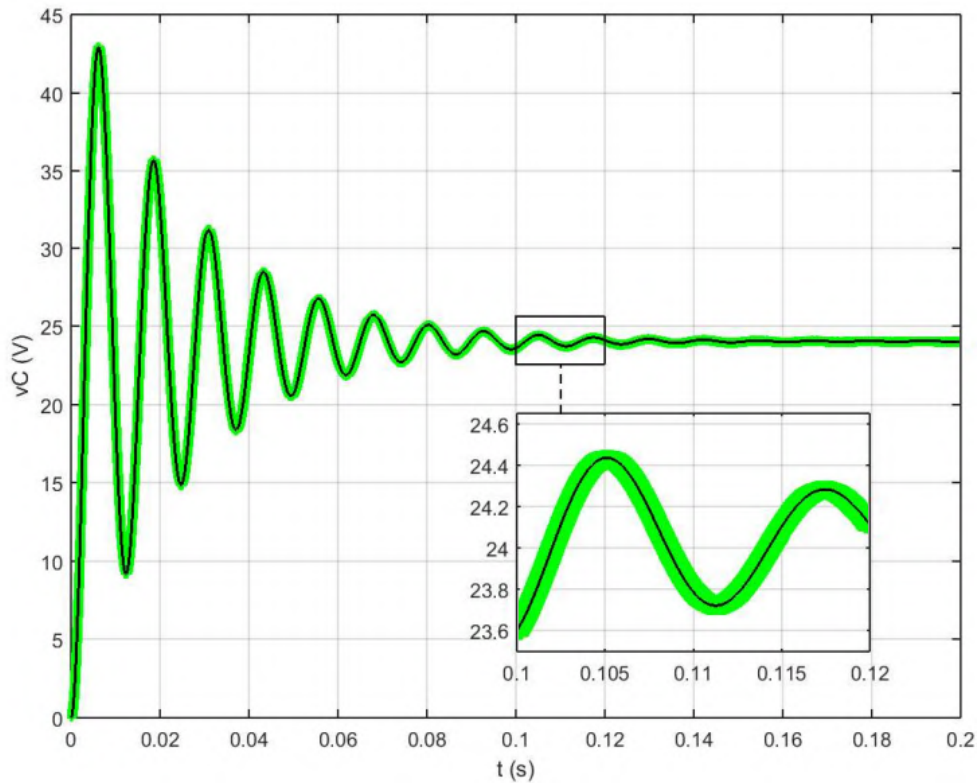
Para validar o modelo médio, as dinâmicas representadas na Equação 4 foram comparadas com as dinâmicas resultantes da simulação do circuito chaveado da Figura 15, considerando $d = 0,667$, $v_{in} = 12$ V, $L = 640$ uH, $C = 667$ uF e $R = 19,2$ Ω . Para as Figuras 19 e 20, a curva de cor preta representa a resultante da simulação do modelo médio, enquanto a de cor verde, do circuito chaveado. Nota-se que a espessura do sinal de cor verde, para ambas as figuras, é explicada pela ondulação na corrente e na tensão, pois a frequência de operação é considerada na simulação do circuito chaveado.

Figura 19 – Resposta dinâmica da variável de estado i_L , na topologia *Buck-Boost*



Fonte: O autor (2023)

Figura 20 – Resposta dinâmica da variável de estado v_C , na topologia *Buck-Boost*



Fonte: O autor (2023)

2.5.3.2 LINEARIZAÇÃO

Dada a apresentação sobre linearização realizada por Nise (2013), na Equação 4, se o ciclo de trabalho d for considerado uma entrada, o espaço de estados se tornará não linear devido ao produto de d e as demais variáveis, como as de estado e v_{in} . Para podermos aplicar ferramentas lineares, deve-se obter um modelo linearizado do circuito para um dado ponto de operação. Para isso, primeiro realiza-se a escolha das entradas de equilíbrio, ou seja, sinais de entrada constantes. Em seguida, observando que em regime permanente os termos que contém derivadas são nulos, os estados de equilíbrio são encontrados isolando, para cada equação diferencial ordinária não linear de primeira ordem, a respectiva variável de estado em equilíbrio. Por fim, cada equação diferencial ordinária não linear será representada por um polinômio de primeira ordem, truncado no primeiro termo da série de *Taylor* avaliada no ponto de equilíbrio, obtendo como resultante uma relação linear da dinâmica no entorno do ponto de equilíbrio. Ou seja, a partir da série de *Taylor* será obtida uma equação linear que descreverá de forma aproximada o comportamento da dinâmica de um sistema nas proximidades de um ponto de equilíbrio. O conjunto de entradas constantes e das variáveis de estado em regime permanente para tais entradas define um ponto de equilíbrio.

Considera-se que v_{in_0} , d_0 , i_{L_0} e v_{C_0} são, respectivamente, a tensão de entrada de equilíbrio, a razão de trabalho de equilíbrio, a corrente no indutor de equilíbrio e a tensão

no capacitor de equilíbrio. Assim, zerando o termo de derivadas à esquerda em (3a) e (3b), e isolando em cada equação a variável de estado, tem-se as equações de equilíbrio

$$i_{L_0} = \frac{1}{R} \frac{v_{in_0} d_0}{(1 - d_0)^2} \quad (5a)$$

$$v_{C_0} = \frac{v_{in_0} d_0}{1 - d_0}. \quad (5b)$$

A representação de uma equação linear que descreve a dinâmica de uma variável de estado terá como faixa de operação adequada uma região restritiva nas proximidades de um ponto de equilíbrio, sendo indicado como δ a variação nas proximidades dessa região. Ou seja, ao alterar i_L e v_C , o deslocamento realizado partindo do ponto de equilíbrio em (5a) e (5b), será igual a δi_L e δv_C , respectivamente. Tais deslocamentos implicam em novos pontos expressos por $i_L = i_{L_0} + \delta i_L$ e $v_C = v_{C_0} + \delta v_C$. Assim sendo, ao aplicar a derivada nessas relações se chega em $\dot{i}_L = \delta \dot{i}_L$ e $\dot{v}_C = \delta \dot{v}_C$. Aplicando a série de *Taylor*, obtém-se uma relação que aproxima a Equação 4 no entorno dos pontos de equilíbrio dada por

$$\delta \dot{i}_L = \frac{d_0}{L} \delta v_{in} + \frac{v_{in_0} + v_{C_0}}{L} \delta d - \frac{1 - d_0}{L} \delta v_C \quad (6a)$$

$$\delta \dot{v}_C = -\frac{i_{L_0}}{C} \delta d + \frac{1 - d_0}{C} \delta i_L - \frac{1}{RC} \delta v_C. \quad (6b)$$

Onde δv_{in} e δd representam, respectivamente, a mudança na tensão de entrada do conversor e no ciclo de trabalho da chave Q . Representando (6a) e (6b) em espaço de estados, tem-se finalmente o modelo linearizado, sendo

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{i}_L \\ \delta \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d_0}{L} \\ \frac{1-d_0}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta i_L \\ \delta v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_0}{L} & \frac{v_{in_0} + v_{C_0}}{L} \\ 0 & -\frac{i_{L_0}}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v_{in} \\ \delta d \end{bmatrix}. \quad (7)$$

A resolução das resultantes acima se encontra no Apêndice C.

2.5.3.3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Quando se faz necessário representar as relações entre a entrada e a saída de um sistema linear pode-se utilizar a função de transferência. Por definição, ela é a relação entre as transformadas de Laplace da entrada e da saída, considerando nulas as condições iniciais. A equação que descreve a relação entre a função de transferência de um sistema e a sua representação em espaço de estados é $G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$ (OGATA, 2010). No modelo linearizado as matrizes são

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d_0}{L} \\ \frac{1-d_0}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{v_{in_0} + v_{C_0}}{L} \\ -\frac{i_{L_0}}{C} \end{bmatrix}.$$

A matriz C será responsável por selecionar a saída do sistema. Sua dimensão é dependente da quantidade de saídas, que dita o número de linhas, e da ordem do próprio sistema, que dita o número de colunas. Para o conversor *Buck-Boost* definiu-se como saída do sistema a variável de estado v_C ou a tensão sobre o capacitor. Já a matriz D será nula para todos os casos aqui exemplificados. Assim, define-se

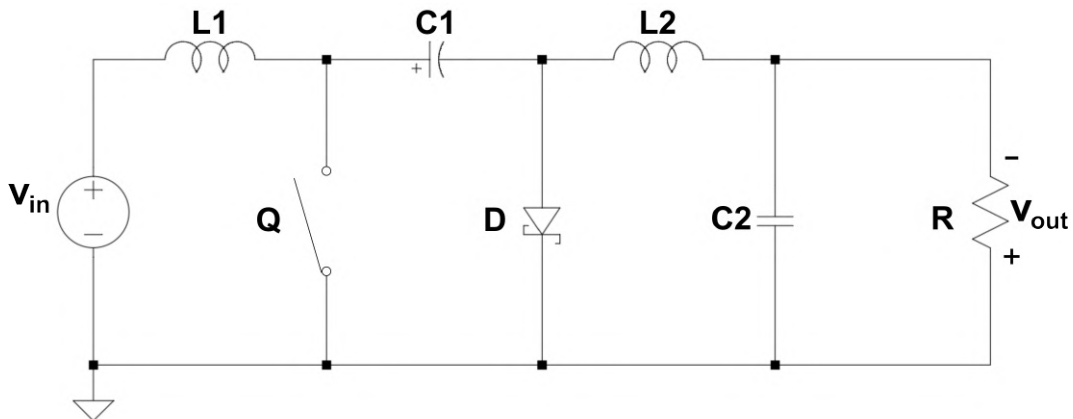
$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad D = 0.$$

Logo, a função de transferência do conversor que rege a dinâmica da tensão sobre o capacitor em função da entrada δd será

$$G(s) = \frac{-\frac{Lv_{in_0}d_0}{(1-d_0)^2}s - R(d_0 - 1)v_{in_0}(1 + \frac{d_0}{1-d_0})}{RLCs^2 + Ls + R(d_0 - 1)^2}. \quad (8)$$

2.5.4 CONVERSOR CC-CC CÚK

Figura 21 – Conversor *Cúk* com chaves ideais

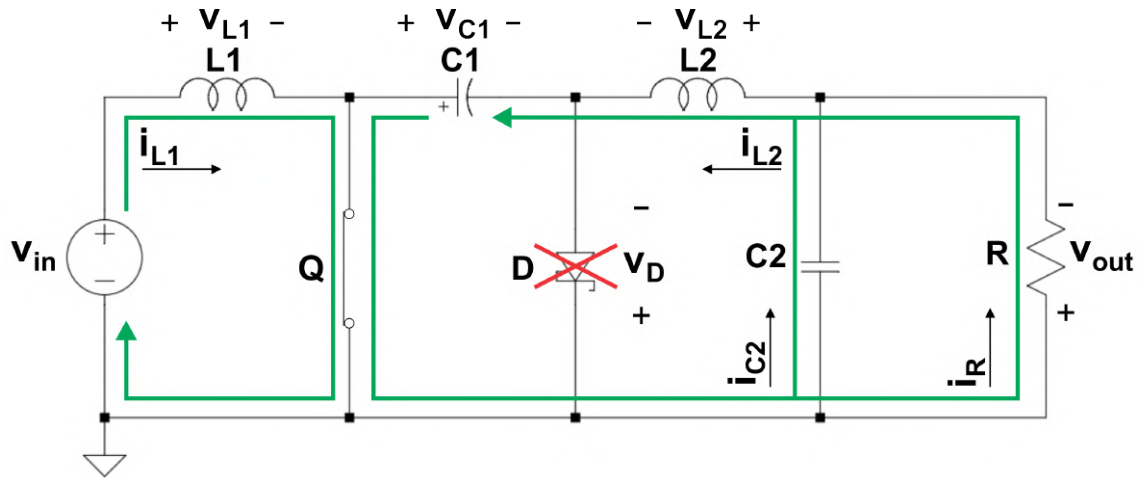


Fonte: O autor (2023)

A topologia *Cúk* carrega semelhanças quando comparada com a do *Buck-Boost*. De acordo com a Figura 21, a polaridade da tensão de saída é invertida, ademais, a carga não recebe energia diretamente da fonte de entrada, semelhanças que também são intrínsecas ao conversor anterior.

Do mesmo modo realizado na apresentação do conversor *Buck-Boost*, serão apresentadas as condições de operação da chave Q ora aberta ora fechada do conversor *Cúk*. Também em modo de condução contínua, na Figura 22, ao fechar a chave Q , a chave D irá abrir, e a corrente da fonte irá fluir pelo o indutor L_1 , carregando-o, enquanto o capacitor C_1 irá fornecer energia para a carga, o capacitor C_2 e o indutor L_2 . Diferente do conversor *Buck-Boost*, a corrente que fluirá pela chave Q não será mais a da entrada, mas sim, a soma dela com a corrente no indutor L_2 .

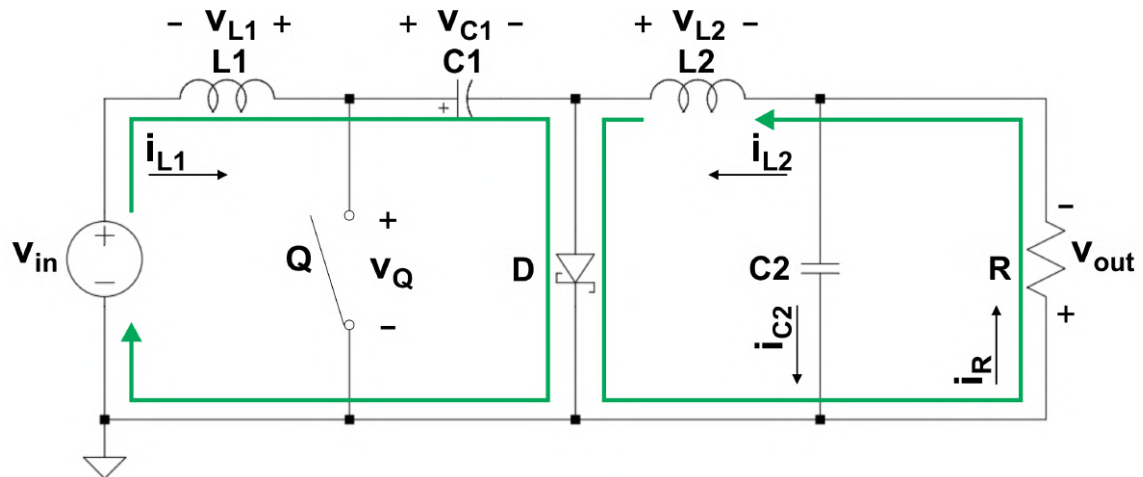
Figura 22 – Fluxo de energia na topologia *Cúk* enquanto chave Q fechada



Fonte: O autor (2023)

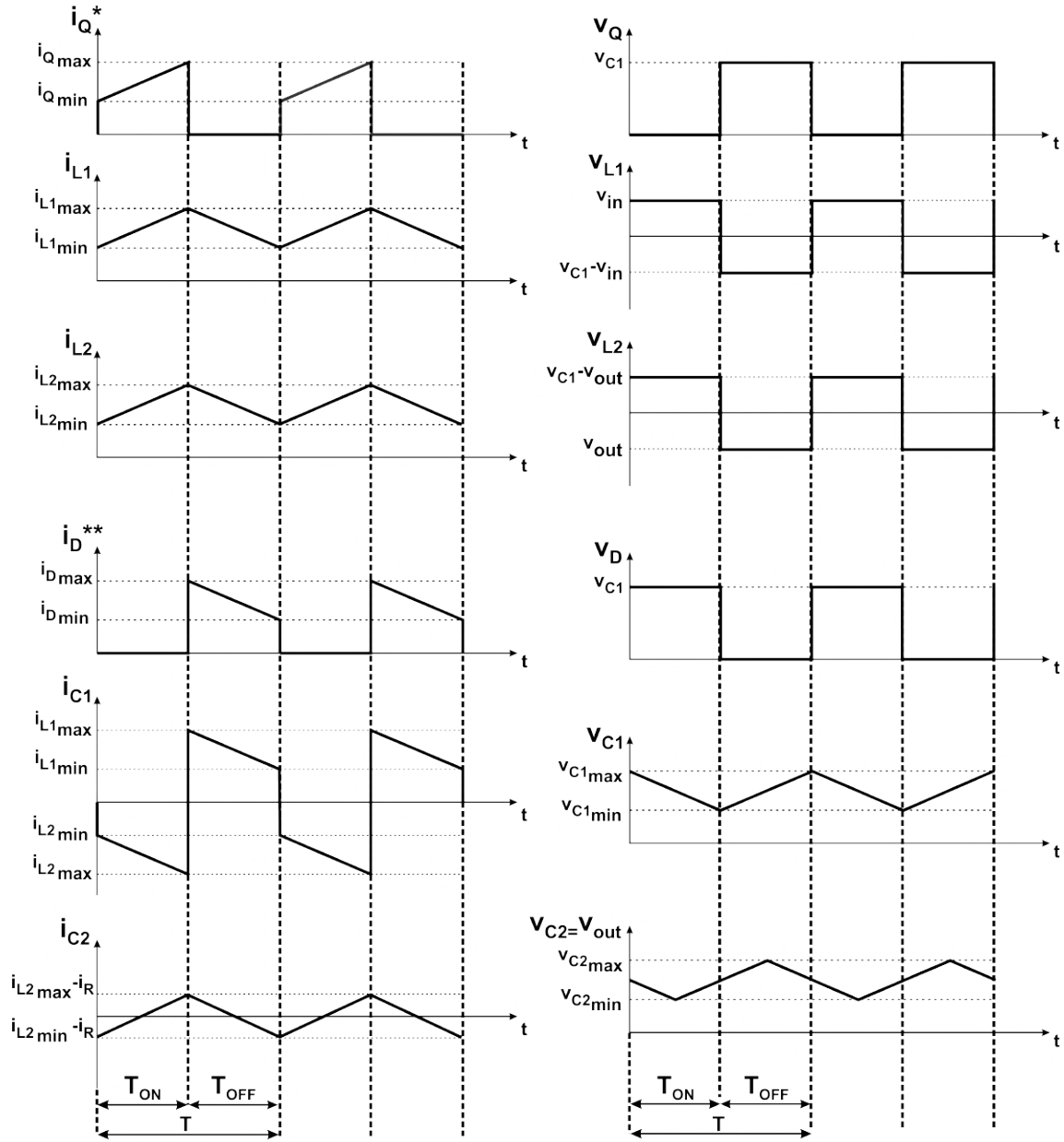
Já na Figura 23, ao abrir a chave Q , a chave D irá fechar, e a corrente da fonte continuará circulando, pois, a que fluirá no indutor L_1 carregará o capacitor C_1 , enquanto a energia em L_2 será transferida para a carga, sendo assim, pelo diodo passarão as correntes de ambos os indutores. Logo, os semicondutores serão os responsáveis por fechar as malhas de entrada e saída.

Figura 23 – Fluxo de energia na topologia *Cúk* enquanto chave Q aberta



Fonte: O autor (2023)

Durante a operação em regime permanente e modo de condução contínua, tem-se as formas de onda ilustradas na Figura 24.

Figura 24 – Formas de onda do conversor *Cúk*

* i_Q É IGUAL A $i_{L1} + i_{L2}$ QUANDO CHAVE Q FECHADA E NULO QUANDO CHAVE Q ABERTA.

** i_D É NULO QUANDO CHAVE Q FECHADA E IGUAL A $i_{L1} + i_{L2}$ QUANDO CHAVE Q ABERTA.

Fonte: O autor (2023)

De acordo com Martins e Barbi (2011), as equações que regem a topologia *Cúk* em regime permanente e para um ciclo de trabalho constante, são o ganho de tensão do conversor (9a), a ondulação de corrente nos indutores L_1 e L_2 (9b) e (9c), respectivamente, a ondulação de tensão nos capacitores C_1 e C_2 (9d) e (9e), respectivamente, a tensão média sobre o capacitor C_1 (9f), e a corrente no indutor L_1 considerando a potência de saída igual a potência de entrada (9g). Tais equações podem ser representadas como

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{d}{1-d} \quad (9a)$$

$$\Delta i_{L_1} = \frac{dv_{in}}{fL_1} \quad (9b)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{dv_{in}}{fL_2} \quad (9c)$$

$$\Delta v_{C_1} = \frac{i_{L_1}(1-d)}{fC_1} \quad (9d)$$

$$\Delta v_{C_2} = \frac{dv_{in}}{8f^2L_2C_2} \quad (9e)$$

$$v_{C_1med} = \frac{v_{out}}{d} \quad (9f)$$

$$i_{L_1} = \frac{di_{L_2}}{1-d}. \quad (9g)$$

2.5.4.1 MODELO MÉDIO DO CONVERSOR

Na topologia em análise, a presença do capacitor C_1 possibilita armazenar a energia da fonte de entrada, para posteriormente transferi-la à carga. Já o indutor de entrada e de saída, L_1 e L_2 , respectivamente, geram um fluxo de corrente, mantendo-a constante em suas respectivas malhas. A presença de mais ramos possibilita modelar mais variáveis, aumentando, então, a ordem do sistema.

De maneira análoga ao procedimento desenvolvido para o conversor *Buck-Boost*, a dedução do modelo médio do conversor em questão se encontra no Apêndice B. Para este capítulo, o modelo médio é dado por

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1}[v_{in} - (1-d)v_{C_1}] \quad (10a)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2}(dv_{C_1} - v_{C_2}) \quad (10b)$$

$$\frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1}[(1-d)i_{L_1} - di_{L_2}] \quad (10c)$$

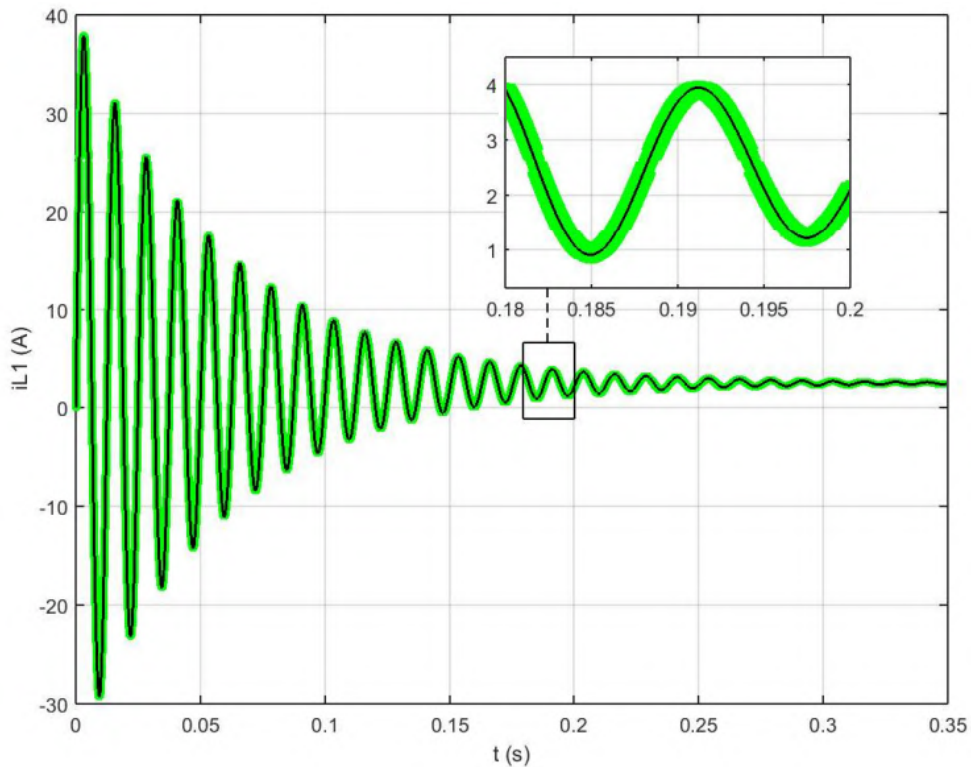
$$\frac{dv_{C_2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \left(i_{L_2} - \frac{v_{C_2}}{R} \right). \quad (10d)$$

Assim como procedido para o *Buck-Boost*, (10a), (10b), (10c) e (10d) foram alteradas para uma única representação matricial. As variáveis de estado que compõem o estado são a corrente nos indutores L_1 e L_2 e a tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 , chegando em

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-d}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1-d}{C_1} & -\frac{d}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}. \quad (11)$$

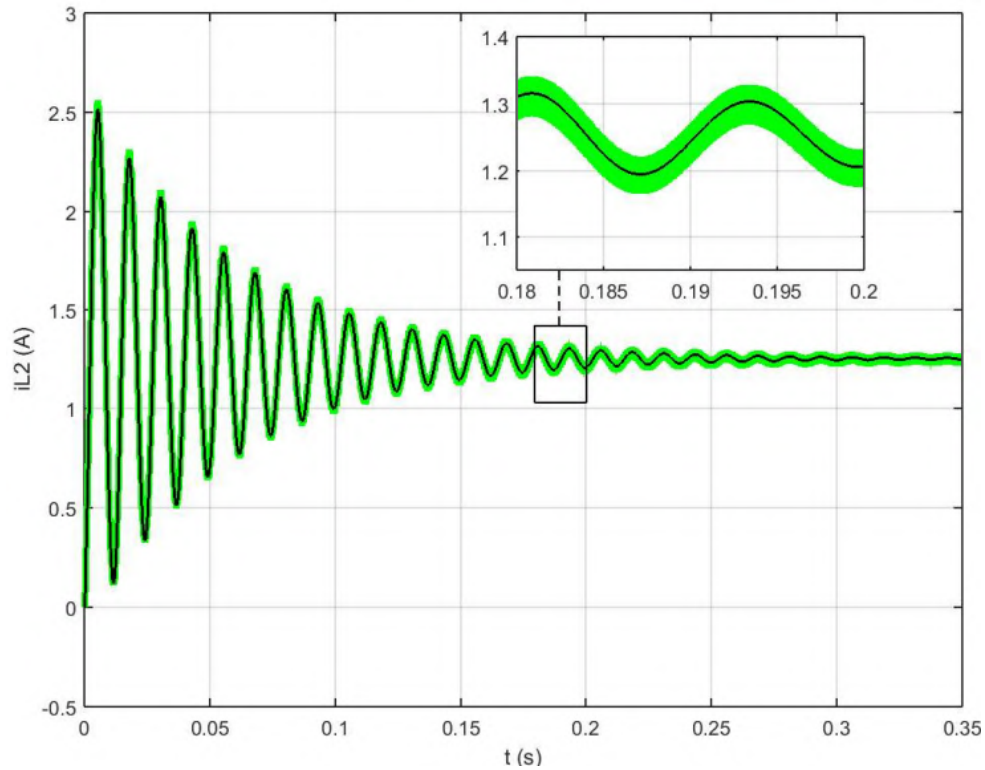
Novamente, para validar o modelo médio, as dinâmicas representadas na Equação 11 foram comparadas com as dinâmicas resultantes da simulação do circuito chaveado da Figura 21, considerando $d = 0,667$, $v_{in} = 12$ V, $L_1 = L_2 = 640$ uH, $C_1 = 667$ uF, $C_2 = 50$ uF e $R = 19,2 \Omega$. Para as Figuras 25 e 26, a curva de cor preta representa a resultante da simulação do modelo médio, enquanto a de cor verde, do circuito chaveado. Nota-se, novamente, que a espessura do sinal de cor verde, para ambas as figuras, é explicado pela ondulação na corrente e na tensão, pois a frequência de operação é considerada na simulação do circuito chaveado.

Figura 25 – Resposta dinâmica da variável de estado i_{L_1} , na topologia *Cúk*



Fonte: O autor (2023)

Figura 26 – Resposta dinâmica da variável de estado i_{L_2} , na topologia *Cúk*



Fonte: O autor (2023)

2.5.4.2 LINEARIZAÇÃO

Assim como para o conversor *Buck-Boost*, as entradas de equilíbrio para o conversor *Cúk* continuam sendo a tensão de entrada, v_{in_0} , e o ciclo de trabalho, d_0 . $i_{L_{1_0}}$ e $i_{L_{2_0}}$ são a corrente de equilíbrio nos indutores L_1 e L_2 , respectivamente, além de $v_{C_{1_0}}$ e $v_{C_{2_0}}$ serem a tensão de equilíbrio sobre os capacitores C_1 e C_2 , respectivamente. Zerando o termo de derivadas à esquerda em (10a), (10b), (10c) e (10d), e isolando em cada equação a variável de estado, tem-se as equações de equilíbrio

$$i_{L_{1_0}} = \frac{v_{in_0} d_0^2}{R(1-d_0)^2} \quad (12a)$$

$$i_{L_{2_0}} = \frac{v_{in_0} d_0}{R(1-d_0)} \quad (12b)$$

$$v_{C_{1_0}} = \frac{v_{in_0}}{1-d_0} \quad (12c)$$

$$v_{C_{2_0}} = \frac{v_{in_0} d_0}{1-d_0} \quad (12d)$$

Considerando o deslocamento das quatro variáveis de estado em torno do seu respectivo ponto de equilíbrio, os novos pontos são expressos como $i_{L_1} = i_{L_{1_0}} + \delta i_{L_1}$,

$i_{L_2} = i_{L_{20}} + \delta i_{L_2}$, $v_{C_1} = v_{C_{10}} + \delta v_{C_1}$ e $v_{C_2} = v_{C_{20}} + \delta v_{C_2}$. Assim sendo, ao aplicar a derivada nessas relações se chegará em $\dot{i}_{L_1} = \delta \dot{i}_{L_1}$, $\dot{i}_{L_2} = \delta \dot{i}_{L_2}$, $\dot{v}_{C_1} = \delta \dot{v}_{C_1}$ e $\dot{v}_{C_2} = \delta \dot{v}_{C_2}$. Aplicando a série de *Taylor*, obtém-se uma relação que aproxima a Equação 11 no entorno dos pontos de equilíbrio dada por

$$\delta \dot{i}_{L_1} = \frac{1}{L_1} \delta v_{in} + \frac{v_{C_{10}}}{L_1} \delta d - \frac{1-d_0}{L_1} \delta v_{C_1} \quad (13a)$$

$$\delta \dot{i}_{L_2} = \frac{v_{C_{10}}}{L_2} \delta d + \frac{d_0}{L_2} \delta v_{C_1} - \frac{1}{L_2} \delta v_{C_2} \quad (13b)$$

$$\delta \dot{v}_{C_1} = -\frac{i_{L_{20}} + i_{L_{10}}}{C_1} \delta d + \frac{1-d_0}{C_1} \delta i_{L_1} - \frac{d_0}{C_1} \delta i_{L_2} \quad (13c)$$

$$\delta \dot{v}_{C_2} = \frac{1}{C_2} \delta i_{L_2} - \frac{1}{RC_2} \delta v_{C_2}. \quad (13d)$$

Representando (13a), (13b), (13c) e (13d) em espaço de estados, tem-se finalmente o modelo linearizado, sendo

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{i}_{L_1} \\ \delta \dot{i}_{L_2} \\ \delta \dot{v}_{C_1} \\ \delta \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-d_0}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d_0}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1-d_0}{C_1} & -\frac{d_0}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta i_{L_1} \\ \delta i_{L_2} \\ \delta v_{C_1} \\ \delta v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{v_{C_{10}}}{L_1} \\ 0 & \frac{v_{C_{10}}}{L_2} \\ 0 & -\frac{i_{L_{10}} + i_{L_{20}}}{C_1} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v_{in} \\ \delta d \end{bmatrix}. \quad (14)$$

A resolução das resultantes acima se encontra no Apêndice D.

2.5.4.3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Para representar a função de transferência do conversor *Cúk*, definiu-se como saída do sistema a variável de estado i_{L_2} , sendo a corrente que flui pelo indutor L_2 ou a corrente média na carga. Logo, as matrizes no modelo linearizado são

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-d_0}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d_0}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1-d_0}{C_1} & -\frac{d_0}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{v_{C_{10}}}{L_1} \\ \frac{v_{C_{10}}}{L_2} \\ -\frac{i_{L_{10}} + i_{L_{20}}}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \quad \text{e} \quad D = 0.$$

Do mesmo modo realizado para o conversor *Buck-Boost*, a função de transferência do conversor *Cúk* que rege a dinâmica da corrente no indutor L_2 em função da entrada δd será

$$G(s) = \frac{\mathbf{m}_3 s^3 + \mathbf{m}_2 s^2 + \mathbf{m}_1 s + \mathbf{m}_0}{\mathbf{n}_4 s^4 + \mathbf{n}_3 s^3 + \mathbf{n}_2 s^2 + \mathbf{n}_1 s + \mathbf{n}_0}, \quad \text{onde} \quad (15)$$

$$\mathbf{m}_3 = \frac{v_{in0}}{1-d_0} L_1 R C_1 C_2, \quad \mathbf{m}_2 = L_1 \frac{v_{in0}}{1-d_0} \left[C_1 - C_2 d_0^2 \left(1 + \frac{d_0}{1-d_0} \right) \right],$$

$$\mathbf{m}_1 = \frac{v_{in0}}{1-d_0} \left[-\frac{L_1 d_0^2}{R} \left(1 + \frac{d_0}{1-d_0} \right) + R C_2 (1-d_0) \right], \quad \mathbf{m}_0 = \frac{v_{in0}}{1-d_0} [-(d_0^2-d_0) + (d_0-1)^2],$$

$$\mathbf{n}_4 = L_1 L_2 R C_1 C_2, \quad \mathbf{n}_3 = L_1 L_2 C_1, \quad \mathbf{n}_2 = R [L_1 C_1 + L_2 C_2 (1-2d_0) + C_2 d_0^2 (L_1 + L_2)],$$

$$\mathbf{n}_1 = L_2 (d_0 - 1)^2 + L_1 d_0^2 \quad \text{e} \quad \mathbf{n}_0 = R (d_0 - 1)^2.$$

2.6 HARDWARE

Visto que a tensão e a corrente de saída dos conversores também dependem do ciclo de trabalho da chave Q , torna-se possível o desenvolvimento de um sistema eletrônico capaz de controlar esses parâmetros a partir do ciclo de trabalho, dada uma mudança no nível de tensão de entrada do conversor. Para isso, o *hardware* deverá realizar a leitura de tensão elétrica, para após, uma vez conhecidas naquele instante, realizar um cálculo baseado na lei de controle, a fim de determinar o atual valor para o ciclo de trabalho do conversor. A seguir os componentes do *hardware* são especificados.

2.6.1 MICROCONTROLADOR

O *hardware* possui como etapa de controle um microcontrolador, escolha que se justifica pela facilidade em implementar operações aritméticas e booleanas. O microcontrolador escolhido foi o STM32L476RGT6U, da fabricante *ST Microelectronics*. Em linhas gerais, sua escolha se dá pela MCU (do inglês, *Microcontroller Unit*) possuir os periféricos necessários para a aplicação deste trabalho, assim como a disponibilidade de uma plataforma de aprendizagem, conhecida como *kit* de desenvolvimento, cujo esse microcontrolador está inserido.

De acordo com a folha de dados da MCU, o integrado possui até um Megabyte de memória *flash* incorporada para o armazenamento de programa e dados. Além disso, diversos recursos estão disponíveis, entre eles a presença de quatro canais independentes para a geração de um sinal PWM com controle de seu ciclo de trabalho, sendo o *timer* para tal funcionalidade de tamanho até 16 *bits*, além de sete *timers* de uso geral, havendo

a possibilidade de desviar o contador de programa para uma rotina exclusiva de execução periódica a cada estouro do respectivo *timer*. Outro recurso presente no microcontrolador é a disponibilidade em aumentar a frequência de *clock* de determinados periféricos em um valor acima da fonte de *clock* do sistema, através laço de fase bloqueada (PLL, do inglês, *Phase-Locked Loop*).

2.6.1.1 CONVERSÃO ANALÓGICO-DIGITAL (ADC)

Conforme descrito por ST (2019), é possível trabalhar com conversão de até 12 *bits*. Os terminais VDDA e VSSA do microcontrolador representam a alimentação do seu bloco conversor. Se VDDA for ligado ao barramento de alimentação do microcontrolador, o VDD, e VSSA ligado à referência do circuito, então para a resolução máxima o sinal digitalizado excursionará de 0 a 4095 (valor máximo igual a $2^{12} - 1$), quando houver uma variação de 0 V à 3,3 V na entrada do ADC, respectivamente. Neste caso, significa dizer que a resolução do conversor ADC é de 0,806 mV.

O sinal lido pelo ADC é, neste caso, a resultante de uma conversão de uma grandeza, através do emprego de componentes sensíveis à variação de corrente elétrica. Quanto a sua aquisição, é possível realizá-la sob duas formas distintas: um terminal de leitura em relação à referência do periférico (*single-ended*) ou a diferença de tensão entre dois terminais de aquisição (*differential*). Uma vez que a medição escolhida será de um nó em relação à referência do circuito, utiliza-se o periférico no modo *single-ended*.

2.6.1.2 GERADOR DE SINAL PWM

Um sinal PWM disponível em um terminal de saída do microcontrolador tem como referência uma base de tempo gerada a partir da escolha de um dos *timers* disponíveis. Para fins de exemplificação, na folha de dados do microcontrolador está descrito que com o *timer* 1 é possível realizar contagens de até 16 *bits*. Ademais, o microcontrolador disponibiliza quatro sinais PWM correspondentes ao *timer* 1 em quatro terminais independentes de saída. Já a definição da frequência do sinal se dá pelo período da fonte de *clock* atribuída ao respectivo periférico, assim como o valor de contagem do contador. Supondo a necessidade de gerar um sinal PWM com frequência de 50 kHz, sendo 16 MHz a frequência atribuída ao periférico, a resolução do contador será igual a 62,5 ns ($1/16$ MHz) e, atribuindo a contagem para 320 unidades, se chega em um sinal com frequência de 50 kHz ($(62,5 \text{ ns} * 320)^{-1}$).

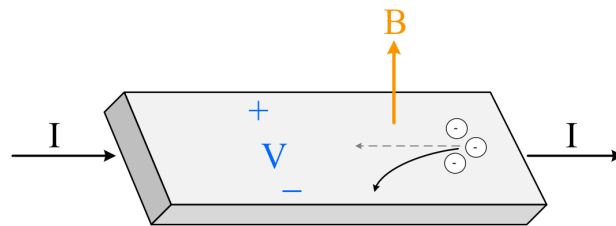
No exemplo acima o incremento em uma unidade no contador ocorrerá a cada 62,5 ns, enquanto o seu valor atual for menor que 320. Isso significa que a resolução do sinal PWM será igual a 0,3125% ($(\text{contador})^{-1} * 100\% = (320)^{-1} * 100\%$). Ou seja, esse valor representa a menor variação produzida no ciclo de trabalho.

2.6.2 MEDIÇÃO DE CORRENTE

Enquanto o conversor CC-CC estiver em operação, será realizada continuamente a aquisição da sua corrente média de saída. O sensor escolhido para tal finalidade utiliza como princípio de operação o efeito Hall. Conforme Balbinot e Brusamarello (2019), sensores que se utilizam deste princípio possuem baixo custo e são de fácil utilização quando comparados com outros dispositivos cuja finalidade também seja medir corrente elétrica, como por exemplo, os transformadores de corrente e os sensores magnetorresistivos. A principal desvantagem, ainda segundo os autores, é sua operação ser influenciada pela temperatura. Em outras palavras, a razão entre a tensão de saída e a corrente de entrada deixa de ser constante à medida que ocorrem oscilações na temperatura de operação do componente.

Na Figura 27, os elétrons serão deslocados para um dos lados do condutor quando estiverem na presença de um campo magnético, surgindo sobre o próprio condutor a tensão Hall. A amplitude dessa tensão é, na maioria dos casos, insuficiente para a leitura em um ADC. Logo, se utilizam circuitos com amplificadores operacionais para elevar o nível de tensão à ordem de grandeza desejada.

Figura 27 – Tensão Hall (V) durante o fluxo de corrente (I) na presença de um campo magnético (B)



Fonte: TI (2019)

Comercialmente, é possível encontrar sensores encapsulados e que operam com base no efeito Hall. O modelo comercial elegido foi o TMCS1107A3B, da fabricante *Texas Instruments*. Segundo TI (2021), sua sensibilidade é igual a 200 mV a cada 1 A drenado em seus terminais, além disso, a equação que descreve a tensão na saída do sensor em função da corrente de entrada é

$$V_{out} = SI_{IN} + V_{OUT,0A}, \quad (16)$$

onde S é a sensibilidade do sensor, I_{IN} é a corrente lida pelo sensor (ou a corrente de entrada), $V_{OUT,0A}$ é a tensão na saída do sensor quando não houver corrente em seus terminais de leitura. Para o *part number* escolhido, seu valor corresponde a metade da tensão aplicada em seus terminais de alimentação.

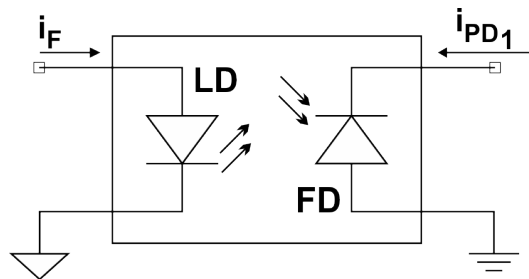
Na folha de dados é possível perceber que, à 25 °C e 5 V de tensão de operação do componente, existe um erro máximo em sua sensibilidade de 1,8% e um *offset* máximo

na tensão de saída em 12 mV, além de outros parâmetros que adicionam erros durante a medição da corrente. Para fins de exemplificação, considerando somente os dados quantificados acima, ao fluir 2 A nos terminais de entrada do sensor, o valor de tensão em seu terminal de saída estará compreendido entre 2,8808 V ($0,982 \cdot 200 \text{m} \cdot 2 + 2,5 - 12 \text{m}$) e 2,9192 V ($1,018 \cdot 200 \text{m} \cdot 2 + 2,5 + 12 \text{m}$). Convertendo-os para o equivalente de corrente, se obtém um valor medido entre 1,904 A e 2,096 A, respectivamente, havendo, então, um desvio na leitura de aproximadamente $\pm 100 \text{ mA}$.

2.6.3 MEDIÇÃO DE TENSÃO

Assim como a medição da corrente média na saída do conversor, as operações matemáticas realizadas pela MCU também dependem em conhecer a tensão instantânea em sua entrada. Para manter a característica de medição isolada, tal como empregada na medição de corrente, é possível a aplicação de um optoacoplador para medir tensão.

Figura 28 – Integração entre diodos emissor e receptor de luz



Fonte: O autor (2023)

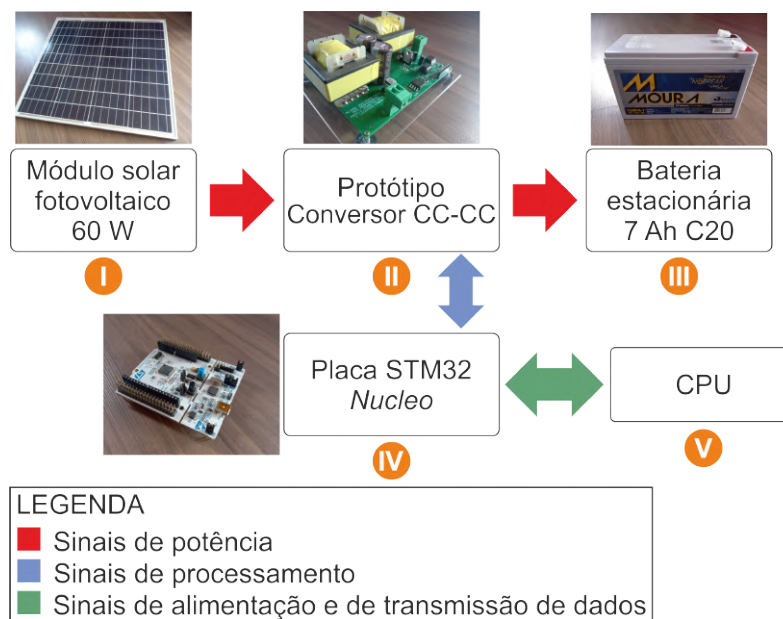
Na Figura 28, a corrente i_F define a intensidade da corrente i_{PD1} , pois, à medida que a junção do fotodiodo recebe luz, haverá uma variação na concentração de seus portadores minoritários. A leitura da tensão em um ADC poderá ser realizada adicionando em série ao fotodiodo um resistor à referência da saída do circuito.

O optoacoplador escolhido foi o HCNR201, da fabricante *Broadcom*. O componente é composto basicamente por um LED e um fotodiodo, sendo uma das aplicações enfatizadas pelo fabricante, em sua folha de dados, o monitoramento da tensão de alimentação de motores. Conforme descreve *Broadcom* (2021), à 25 °C, com uma corrente no LED igual a 10 mA e a tensão sobre o fotodiodo menor que 15 V, tem-se que a corrente reversa será igual a 0,48% da corrente do LED. Essa parcela corresponde ao valor típico, sendo os seus extremos 0,36% e 0,72%. Para fins de exemplificação, mantendo a corrente de entrada do optoacoplador em 10 mA, se adicionado um resistor de 10 k Ω em série com o fotodiodo, ao ler a tensão sobre ele poderá ser obtido um valor entre 360 mV e 720 mV, sendo 480 mV para o ponto de operação típico. Os termos i_F e i_{PD1} são utilizados pelo próprio fabricante para fazer referências às correntes de entrada e saída do optoacoplador. Embora, o autor apresentar também o termo i_{PD2} , sendo unitária a razão entre ele e i_{PD1} .

3 METODOLOGIA

Neste capítulo será apresentada a implementação do que se propõe neste documento. Por conseguinte, apresenta-se o dimensionamento do conversor de potência, os circuitos de aquisição de corrente e tensão e o controle do protótipo proposto. Quanto ao emprego do conversor, será projetado o da topologia *Cúk*, pois é possível manter constante tanto sua corrente de entrada quanto sua corrente de saída. Fato esse muito relevante dado o projeto de equipamentos eletrônicos em sua grande maioria serem destinados a operar com corrente constante. Outra importante justificativa na seleção do conversor *Cúk* é a transferência de energia para a carga ser mais estável, sendo ela realizada através de um capacitor de acoplamento, representada por C_1 na Figura 21.

Figura 29 – Arquitetura do projeto



Fonte: O autor (2023)

Na Figura 29, está apresentada a organização e o fluxo dos processos inerentes ao projeto. Quanto à organização, estão presentes cinco blocos. O primeiro, formado pelo módulo solar, tem por função fornecer energia ao bloco II, ou o protótipo desenvolvido, e esse por sua vez o de fornecer corrente constante ao bloco III, ou a bateria. Perceba que, o fluxo desse processo está representado pelas setas de cor vermelha. O bloco IV constitui-se da placa de desenvolvimento *NUCLEO-L476RG*, cuja alimentação e comunicação ocorrem através do bloco V, ou um computador, para que sejam transferidos à ele via comunicação serial os valores instantâneos de corrente e tensão adquiridos pelo microcontrolador. Perceba que esse fluxo de processo está representado pela seta de cor verde. Tem-se ainda a interação de processo entre os blocos II e IV, onde ocorre a leitura dos sinais de tensões de entrada e saída do conversor, além da corrente de carga, e atualiza-se o ciclo de trabalho

por meio da atuação do controlador PID, de modo que a corrente na bateria convirja para um valor definido. O fluxo de tais processos está representado pela seta de cor azul.

3.1 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CC

Inicialmente, necessita-se construir o conversor CC-CC da topologia elegida. Nessa etapa, desconsideram-se os circuitos eletrônicos responsáveis por lerem tensão e corrente, uma vez que voltímetros e amperímetros não impactam, idealmente, na operação do conversor. Essa construção tem por objetivo projetar os componentes eletrônicos do conversor, de modo a atender os requisitos de projeto, sendo eles apresentados ao longo do capítulo.

3.1.1 ELEMENTOS DE ENTRADA E SAÍDA

A fase inicial do projeto consiste em conhecer as características elétricas do módulo solar fotovoltaico, inserido na entrada do conversor. O modelo escolhido foi o RSM060P, da fabricante Resun, ou seja, o mesmo painel apresentado no capítulo anterior.

Para as curvas I-V e P-V, ilustradas nas Figuras 6 e 7, respectivamente, na condição de radiação igual a 1000 W/m^2 (correspondente ao STC, do inglês, *Standard Test Conditions*) percebe-se que a potência máxima entregue pelo módulo está entre 60 W e 70 W. No entanto, essa análise desconsidera determinados fatores, visto que medições da radiação solar não foram realizadas, tampouco considerada a eficiência do painel, especificado pelo próprio fabricante, assim como os efeitos provocados diante de variações de temperatura.

À vista das curvas I-V e P-V, procurou-se conhecer os valores de corrente e tensão para a operação da carga, que, para esse projeto, se limitará a uma bateria de chumbo-ácido com capacidade nominal de 7 Ah em regime C20. O modelo escolhido foi o 12MVA-7, da fabricante Moura, mencionado no capítulo anterior, cujas informações técnicas são apresentadas por Pegoretti (2021). O processo de carga ocorrerá enquanto a tensão entre os seus terminais não alcançar sua tensão de flutuação, de modo a manter a corrente constante diante de possíveis variações na amplitude da tensão de entrada do conversor. De acordo com Pegoretti (2021), a tensão de flutuação ideal é igual a 2,27 V por elemento, totalizando 13,62 V entre os terminais da bateria. A corrente de carga foi definida em 1,7 A (tal valor representa aproximadamente um quarto da capacidade da bateria) havendo, então, aproximadamente 23,2 W de potência entregue pelo conversor CC-CC.

3.1.2 CORRENTES E TENSÕES NOS ELEMENTOS DO CIRCUITO

Na Tabela 3, verifica-se os requisitos iniciais de projeto, estipulados pelo próprio autor:

Tabela 3 – Requisitos iniciais do projeto

Mínima tensão de entrada para o conversor ser ligado	14 V
Tensão de entrada para o conversor ser desligado	13 V
Tensão máxima de entrada	23 V
Tensão de saída para encerrar o processo de carga	13,7 V
Corrente de carga em regime permanente	1,7 A

Fonte: O autor (2023)

Embora a corrente de carga em regime permanente seja de 1,7 A, para o projeto do conversor será adicionado para essa grandeza um fator de 47%, considerando, portanto, a corrente de projeto igual a 2,5 A.

Neste capítulo foi mantida a convenção atribuída às grandezas representadas no capítulo anterior. Considerando que v_{in} assumia valores pertencentes ao conjunto [13 V, 23 V] e que v_{out} , mesmo tendo sua magnitude aumentada ao longo do processo de carga da bateria, seja igual a 13,7 V. Para os cálculos seguintes a representação de cada grandeza continua em concordância com as ilustradas nas Figuras 22 e 23. Primeiramente, atenta-se em:

- O maior dreno de corrente em L_1 ocorre quando $v_{in} = 13$ V. Logo, conforme (9a), $d = 0,513$;
- A maior tensão média sobre C_1 ocorre quando $v_{in} = 23$ V. Logo, $d = 0,373$;
- O valor máximo de uma grandeza é a soma entre o seu valor médio e a metade de sua amplitude. Já o seu valor mínimo é a subtração entre esses termos. Tem-se como exemplo de valor máximo $i_{L_{1max}} = i_{L_1} + 0,5\Delta i_{L_1}$;
- A corrente máxima nas chaves, Q e D , ocorrem quando $v_{in} = 13$ V;
- Os indutores, L_1 e L_2 , são, respectivamente 2,7 mH e 900 uH. Já o equivalente do capacitor C_1 é igual a 1360 uF, enquanto C_2 aproximadamente 100 uF;
- A frequência, f , de operação do conversor é igual a 60 kHz.

Corrente nos indutores e tensão sobre os capacitores

Sendo $i_{L_2} = 2,5$ A, assumindo que as perdas no circuito são nulas, utiliza-se (9g) para calcular i_{L_1} . Sendo assim

$$i_{L_1} = \frac{di_{L_2}}{1-d} = \frac{0,513 * 2,5}{1-0,513} = 2,63 \text{ A.} \quad (17)$$

Para calcular a tensão média sobre o capacitor C_1 , utiliza-se (9f). Logo,

$$v_{C_1_{med}} = \frac{v_{out}}{d} = \frac{13,7}{0,373} = 36,73 \text{ V.} \quad (18)$$

A tensão sobre o capacitor C_2 é a própria tensão de saída do conversor.

As ondulações de corrente em L_1 e L_2 , e tensão sobre C_1 e C_2 , que correspondem à condição de máxima corrente e tensão nesses elementos, são encontradas a partir de (9b), (9c), (9d) e (9e). Tem-se, então

$$\Delta i_{L_1} = \frac{dv_{in}}{fL_1} = \frac{0,513 * 13}{60k * 2,7m} = 41,17 \text{ mA} \quad (19a)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{dv_{in}}{fL_2} = \frac{0,373 * 23}{60k * 900u} = 159 \text{ mA} \quad (19b)$$

$$\Delta v_{C_1} = \frac{i_{L_1}(1-d)}{fC_1} = \frac{1,49 * (1-0,373)}{60k * 1360u} = 11,45 \text{ mV} \quad (19c)$$

$$\Delta v_{C_2} = \frac{dv_{in}}{8f^2L_2C_2} = \frac{0,373 * 23}{8 * 60k^2 * 900u * 100u} = 3,3 \text{ mV.} \quad (19d)$$

Em (19c) o termo i_{L_1} foi calculado considerando $d = 0,373$.

Para as correntes máximas tem-se $i_{L_1_{max}} = i_{L_1} + 0,5\Delta i_{L_1} = 2,63 + 0,5 * 41,17m = 2,65 \text{ A}$ e $i_{L_2_{max}} = i_{L_2} + 0,5\Delta i_{L_2} = 2,5 + 0,5 * 159m = 2,58 \text{ A}$. Já para as tensões máximas, tem-se $v_{C_1_{max}} = v_{C_1_{med}} + 0,5\Delta v_{C_1} = 36,73 + 0,5 * 11,45m = 36,74 \text{ V}$ e $v_{C_2_{max}} = v_{C_2} + 0,5\Delta v_{C_2} = 13,7 + 0,5 * 3,3m \approx v_{C_2}$.

As correntes RMS, tanto na entrada quanto na saída do conversor, foram calculadas a partir da equação

$$i_{n_{RMS}} = \sqrt{i_{RMS_1}^2 + i_{RMS_2}^2}, \quad (20)$$

onde, i_n foi substituído por i_{L_1} e i_{L_2} para cada condição de cálculo, $i_{RMS_1}^2 = \frac{d}{3}(i_{n_{max}}^2 + i_{n_{max}}i_{n_{min}} + i_{n_{min}}^2)$ e $i_{RMS_2}^2 = \frac{1-d}{3}(i_{n_{max}}^2 + i_{n_{max}}i_{n_{min}} + i_{n_{min}}^2)$.

Corrente e tensão nas chaves

A corrente máxima e mínima para as chaves, Q e D , serão a soma entre os valores máximos e mínimos, respectivamente, das correntes de entrada e de saída. No entanto, a máxima corrente de saída deverá corresponder a um valor cujo ciclo de trabalho, d , seja igual a 0,513, para que nessa condição se encontre a maior corrente que fluirá pelas chaves. Como consequência, nessa análise $i_{L_2_{max}} = 2,5 + 0,5 * 123,5m = 2,56 \text{ A}$. Então,

$$i_{Q_{max}} = i_{D_{max}} = i_{L_{1_{max}}} + i_{L_{2_{max}}} = 2,65 + 2,56 = 5,21 \text{ A} \quad (21a)$$

$$i_{Q_{min}} = i_{D_{min}} = i_{L_{1_{min}}} + i_{L_{2_{min}}} = 2,61 + 2,44 = 5,1 \text{ A}. \quad (21b)$$

Já a tensão máxima sobre elas corresponde ao módulo de $v_{C_{1_{max}}}$. Ou seja, $v_{Q_{max}} = v_{D_{max}} = v_{C_{1_{max}}}$.

Para o cálculo das correntes RMS foram utilizadas as equações

$$i_{Q_{RMS}} = \sqrt{\frac{d}{3}(i_{Q_{max}}^2 + i_{Q_{max}}i_{Q_{min}} + i_{Q_{min}}^2)} \quad (22a)$$

$$i_{D_{RMS}} = \sqrt{\frac{1-d}{3}(i_{D_{max}}^2 + i_{D_{max}}i_{D_{min}} + i_{D_{min}}^2)}. \quad (22b)$$

Por fim, para o cálculo das correntes médias foram utilizadas

$$i_{Q_{med}} = \frac{d}{2}(i_{Q_{max}} + i_{Q_{min}}) \quad (23a)$$

$$i_{D_{med}} = \frac{1-d}{2}(i_{D_{max}} + i_{D_{min}}). \quad (23b)$$

Tabela 4 – Valores de corrente e tensão no projeto do conversor

Termo	Identificação	Módulo
$i_{L_{1_{max}}}$	Corrente máxima na entrada do conversor	2,65 A
$i_{L_{1_{min}}}$	Corrente mínima na entrada do conversor	2,61 A
$i_{L_{1_{RMS}}}$	Corrente RMS na entrada do conversor	2,63 A
$i_{L_{2_{max}}}$	Corrente média máxima na saída do conversor	2,58 A
$i_{L_{2_{min}}}$	Corrente média mínima na saída do conversor	2,42 A
$i_{L_{2_{RMS}}}$	Corrente média RMS na saída do conversor	2,5 A
$v_{C_{1_{max}}}$	Tensão média máxima sobre C_1	36,74 V
$i_{Q_{max}}$	Corrente máxima na chave Q	5,21 A
$i_{Q_{min}}$	Corrente mínima na chave Q	5,1 A
$i_{Q_{RMS}}$	Corrente RMS na chave Q	3,7 A
$i_{Q_{med}}$	Corrente média na chave Q	2,65 A
$i_{D_{max}}$	Corrente máxima na chave D	5,21 A
$i_{D_{min}}$	Corrente mínima na chave D	5,1 A
$i_{D_{RMS}}$	Corrente RMS na chave D	3,6 A
$i_{D_{med}}$	Corrente média na chave D	2,5 A
$v_{Q_{max}}$	Tensão máxima sobre a chave Q	36,74 V
$v_{D_{max}}$	Tensão máxima sobre a chave D	36,74 V

Fonte: O autor (2023)

Na Tabela 4 estão apresentados os valores de corrente e tensão calculados até então. Os valores inseridos na tabela são resultantes de processos em que determinadas grandezas assumiram diferentes valores, haja vista a necessidade de calcular seu valor numérico sob diferentes condições.

3.1.3 DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES

Os indutores, L_1 e L_2 , foram construídos manualmente pelo próprio autor. Sua construção tem como objetivo obter as indutâncias definidas para o projeto, assim como atender os requisitos de corrente e frequência de operação. De acordo com Barbi, Font e Alves (2022), a execução do projeto dos indutores se dá como descrito a seguir:

Indutor L_1

- Valor teórico correspondente ao produto entre a área do núcleo (A_{e1}) e a área da janela (A_{w1})

$$A_{e1}A_{w1} = \frac{i_{L1max} i_{L1RMS} L_1}{\beta_{max} J_{max} k_w} = \frac{2,65 * 2,63 * 2,7m}{0,3 * 4,5M * 0,6} = 2,32 \text{ cm}^4. \quad (24)$$

O núcleo escolhido foi o modelo comercial NEE-55/28/21, da fabricante Thornton Eletrônica LTDA. No Anexo B se encontra o catálogo desse modelo. Os parâmetros a serem conhecidos para essa etapa são: $A_{e1pratico} = 3,54 \text{ cm}^2$ e $A_{w1pratico} = 2,5 \text{ cm}^2$. A escolha desse indutor é válida, uma vez que o produto entre esses termos é maior que o valor teórico calculado acima.

- Número de espiras

$$N_1 = \frac{i_{L1max} L_1}{\beta_{max} A_{e1pratico}} = \frac{2,65 * 2,7m}{0,3 * 354u} = 68 \text{ voltas}. \quad (25)$$

- Entreferro

$$l_1 = \frac{N_1^2 \mu_0 A_{e1pratico}}{L_1} = \frac{68^2 * 1,256u * 354u}{2,7m} = 0,76 \times 10^{-3} \text{ m} = 0,76 \text{ mm}. \quad (26)$$

- Escolha do fio da bobina

A frequência de operação do conversor é igual a 60 kHz. À vista da tabela de padrões AWG, disponibilizada pela Solaris, e disponível no Anexo C, foi escolhido utilizar o fio 24 AWG, de modo a evitar a ocorrência do efeito pelicular.

Logo, $\phi_{1pratico} = 0,51 \text{ mm}$. Entretanto, pela capacidade de condução de corrente elétrica ao longo do fio escolhido, a corrente máxima suportada por ele é de $i_{cond1max} = 577 \text{ mA}$. À vista disso, necessita-se adicionar condutores em paralelo, de modo a dividir a corrente que fluirá por ele. O número de condutores em paralelo será

$$n_{cond1} = \frac{i_{L1_{max}}}{i_{cond1_{max}}} = \frac{2,65}{577m} = 5 \text{ condutores.} \quad (27)$$

- Possibilidade de construção do indutor

$$A_{w1_{min}} = \frac{N_1 n_{cond1} \pi \frac{\phi_1^2_{pratico}}{4}}{k_w} = \frac{68 * 5 * 0,204}{0,6} = 116 \text{ mm}^2 = 1,16 \text{ cm}^2. \quad (28)$$

Portanto, é possível a execução do projeto do indutor L_1 , pois $A_{w1_{pratico}} > A_{w1_{min}}$.

- Dissipação de potência nos enrolamentos

Deve-se, primeiro, conhecer a resistência do enrolamento. Logo,

$$R_{NL_1} = \frac{\rho_{fio} L_{e1} N_1}{n_{cond1}}, \quad (29)$$

onde, ρ_{fio} representa a resistência do fio por unidade de comprimento e L_{e1} o comprimento médio de uma espira no núcleo. Esse se verifica no catálogo do fabricante do indutor, já o primeiro encontra-se na tabela de padrões AWG. A resistência do enrolamento será

$$R_{NL_1} = \frac{0,084 * 0,116 * 68}{5} = 133 \text{ m}\Omega. \quad (30)$$

Tem-se, então, que a dissipação de potência nos enrolamentos do indutor será

$$P_{L_1} = R_{NL_1} i_{L1_{RMS}}^2 = 133m * 2,63^2 = 920 \text{ mW.} \quad (31)$$

Indutor L_2

- Valor teórico correspondente ao produto entre a área do núcleo (A_{e2}) e a área da janela (A_{w2})

$$A_{e2} A_{w2} = \frac{i_{L2_{max}} i_{L2_{RMS}} L_2}{\beta_{max} J_{max} k_w} = \frac{2,58 * 2,5 * 900u}{0,3 * 4,5M * 0,6} = 0,72 \text{ cm}^4. \quad (32)$$

O núcleo escolhido foi o modelo comercial NEE-42/21/20, também da fabricante Thornton Eletrônica LTDA. No Anexo B se encontra o catálogo desse modelo. Os parâmetros a serem conhecidos para essa etapa são: $A_{e2_{pratico}} = 2,4 \text{ cm}^2$ e $A_{w2_{pratico}} = 1,57 \text{ cm}^2$. A escolha desse indutor é válida, uma vez que o produto entre esses termos é maior que o valor teórico calculado acima.

- Número de espiras

$$N_2 = \frac{i_{L2_{max}} L_2}{\beta_{max} A_{e2_{pratico}}} = \frac{2,58 * 900u}{0,3 * 240u} = 33 \text{ voltas.} \quad (33)$$

- Entreferro

$$l_2 = \frac{N_2^2 \mu_0 A_{e2_{pratico}}}{L_2} = \frac{33^2 * 1,256u * 240u}{900u} = 0,36 \times 10^{-3} \text{ m} = 0,36 \text{ mm}. \quad (34)$$

- Escolha do fio da bobina

O fio escolhido para o projeto desse indutor também foi o 24 AWG, pelo mesmo motivo mencionado no projeto do indutor anterior.

Logo, $\phi_{2_{pratico}} = \phi_{1_{pratico}}$. O número de condutores em paralelo será

$$n_{cond2} = \frac{i_{L2_{max}}}{i_{cond2_{max}}} = \frac{2,58}{577m} = 5 \text{ condutores}. \quad (35)$$

- Possibilidade de construção do indutor

$$A_{w2_{min}} = \frac{N_2 n_{cond2} \pi \frac{\phi_{2_{pratico}}^2}{4}}{k_w} = \frac{33 * 5 * 0,204}{0,6} = 56,2 \text{ mm}^2 = 0,56 \text{ cm}^2. \quad (36)$$

Portanto, é possível a execução do projeto do indutor, pois $A_{w2_{pratico}} > A_{w2_{min}}$.

- Dissipação de potência no enrolamento

Tem-se a resistência do enrolamento igual a

$$R_{NL2} = \frac{\rho_{fio} L_{e2} N_2}{n_{cond2}} = \frac{0,084 * 0,105 * 33}{5} = 58 \text{ m}\Omega. \quad (37)$$

Tem-se, então, que a dissipação de potência no enrolamento do indutor será

$$P_{L2} = R_{NL2} i_{L2_{RMS}}^2 = 58m * 2,5^2 = 363 \text{ mW}. \quad (38)$$

Na Tabela 5 estão apresentadas as características necessárias para a construção dos indutores:

Tabela 5 – Características para a construção dos indutores

L1	L2
NEE-55/28/21	NEE-42/21/20
fio 24 AWG	fio 24 AWG
68 voltas/espiras	33 voltas/espiras
5 condutores em paralelo	5 condutores em paralelo
entreferro de 0,76 mm	entreferro de 0,36 mm

Fonte: O autor (2023)

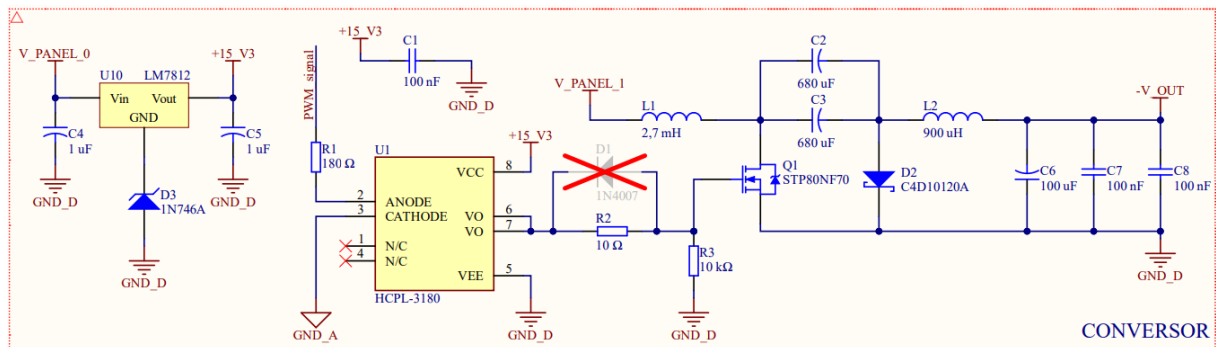
3.1.4 SEMICONDUTORES E O SEU GERENCIAMENTO TÉRMICO

Idealmente, as chaves Q e D não dissipam potência elétrica. Assim foi considerado para a modelagem realizada no capítulo anterior. No entanto, agora, hão de serem desconsideradas as idealidades nas chaves, visto que o protótipo é de natureza física.

Diante dos requisitos estabelecidos para o projeto, sendo eles até o momento o de atender os parâmetros corrente, tensão e frequência, foram escolhidos os modelos comerciais das chaves Q e D . Para essa foi elegido o *part number* C4D10120A, da fabricante *Wolfspeed*. Já para o primeiro, o *part number* STP80NF70, da fabricante *ST Microelectronics*.

O diodo é um *Schottky* de carboneto de silício e, segundo *Wolfspeed* (2016), à 135 °C em sua junção, o dreno máximo de corrente em seus terminais é de 16 A, além de sua tensão reversa máxima ser igual 1200 V de pico. Quanto ao transistor, ele é do tipo MOSFET. Segundo *ST* (2010), à 100 °C em seu encapsulamento, a corrente máxima de dreno é cerca de 68 A, já a tensão máxima suportada entre o dreno e fonte é igual a 68 V. Por essa ser uma chave controlada, atenta-se ainda para a tensão entre porta e fonte, não devendo ultrapassar, segundo o fabricante, 20 V.

Figura 30 – Circuito da topologia *Cúk*



Fonte: O autor (2023)

Na Figura 30 está ilustrado o esquema eletrônico do conversor em desenvolvimento, elaborado no *software* Altium Designer. Percebe-se que o acionamento do MOSFET se dá por meio de um *gate driver*. Nessa etapa, atenta-se apenas para a topologia do conversor e o circuito responsável pelo acionamento do próprio MOSFET, visto que a ilustração a seguir auxiliará nos cálculos do gerenciamento térmico.

O objetivo do gerenciamento térmico é calcular a maior potência dissipada em cada chave e, se necessário, projetar um dissipador de calor, acoplado ao encapsulamento do componente, de modo a dissipar a energia térmica gerada por ele. Foi definido um novo parâmetro para essa etapa: o de manter a temperatura da junção de cada semiconductor em no máximo 125 °C, considerando 25 °C a temperatura ambiente. Na sequência é apresentado o desenvolvimento dos cálculos.

Diodo C4D10120A

A potência total dissipada pelo diodo (P_{DT}) será o somatório entre a potência dissipada do componente em condução (P_{DC}) e durante o seu corte (P_{DOFF}). Tem-se que

$$P_{DC} = v_{di}i_{D_{med}} + r_d i_{D_{RMS}}^2,$$

onde, v_{di} é a sua tensão direta, já r_d é a resistência do diodo, obtida em sua curva I-V. Na figura 1 em Wolfspeed (2016), foram escolhidos os seguintes pontos da reta cuja temperatura da junção corresponda à 125 °C: (2 A;1 V) e (6 A;1,375 V). Com tais pontos estima-se a resistência do diodo. Logo, $r_d = 93,75 \text{ m}\Omega$. Aproximando a curva da figura em uma reta a partir do par de pontos supracitados, tem-se que $v_{di} = 1,05 \text{ V}$. Portanto,

$$P_{DC} = v_{di}i_{D_{med}} + r_d i_{D_{RMS}}^2 = 1,05 * 2,5 + 93,75\text{m} * 3,6^2 = 3,84 \text{ W}. \quad (39)$$

Já a potência dissipada durante o seu corte,

$$P_{DOFF} = Q_{RR}v_{D_{max}}f,$$

onde Q_{RR} representa sua carga de recuperação reversa, sendo ela igual a 52 nC. Tal valor é apresentado pelo fabricante do diodo para a condição cuja sua tensão reversa é igual a 800 V, além de 25 °C para a temperatura em sua junção. Portanto,

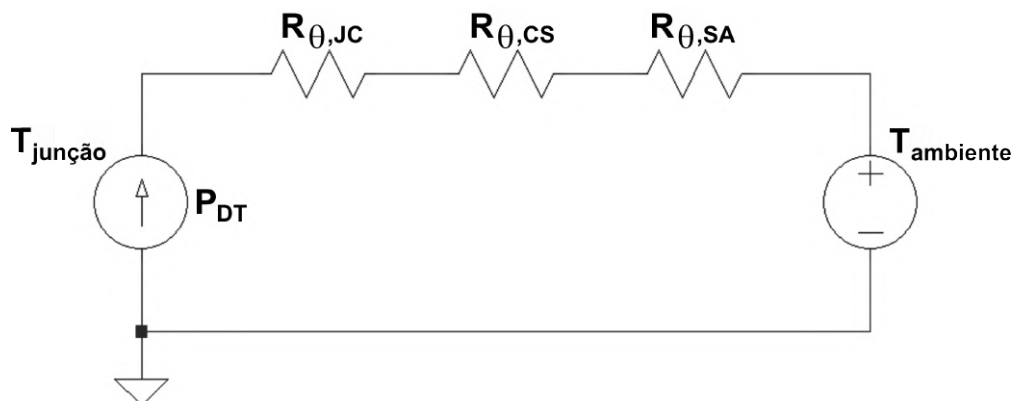
$$P_{DOFF} = Q_{RR}v_{D_{max}}f = 52\text{n} * 36,74 * 60\text{k} = 115 \text{ mW}. \quad (40)$$

Finalmente, a potência total dissipada pelo diodo será

$$P_{DT} = P_{DC} + P_{DOFF} = 3,84 + 115\text{m} = 4 \text{ W}. \quad (41)$$

Conhecida a potência elétrica dissipada pelo diodo, verifica-se uma possível implementação de um dissipador de calor a ele.

Figura 31 – Circuito térmico equivalente para o diodo



Na Figura 31, está ilustrado um circuito térmico que representa a transferência de calor propagada da junção até o ambiente. Nela, a fonte de corrente representa a junção do diodo, os resistores indicam a resistência que a energia térmica encontra durante a sua propagação, sendo $R_{\theta,JC}$ a resistência térmica entre a junção do componente até o seu encapsulamento, $R_{\theta,CS}$ do encapsulamento ao dissipador de calor e $R_{\theta,SA}$ do dissipador para o ambiente. Já a fonte de tensão, a temperatura ambiente na qual o diodo está submetido.

Para que haja um balanço no circuito térmico equivalente, utiliza-se a relação

$$T_{juncao} = T_{ambiente} + P(R_{\theta,JC} + R_{\theta,CS} + R_{\theta,SA}),$$

onde P será P_{DT} ou P_{QT} , conforme o cálculo realizado.

Na operação extrema do diodo, $P_{DT} = 4 \text{ W}$ e, de acordo a folha de dados do fabricante, $R_{\theta,JC} = 0,9 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Tais valores possibilitam encontrar a soma entre $R_{\theta,CS}$ e $R_{\theta,SA}$. Aplicando, então, a relação acima, tem-se que

$$125 = 25 + 4 * (0,9 + R_{\theta,CS} + R_{\theta,CA}).$$

Isolando o termo $R_{\theta,CS} + R_{\theta,CA}$, chega-se em

$$R_{\theta,CS} + R_{\theta,SA} = \frac{96,4}{4} = 24,1 \text{ }^\circ\text{C/W}.$$

Consultando o catálogo de dissipadores do fabricante HS Dissipadores, $R_{\theta,CS}$ varia entre $0,3 \text{ }^\circ\text{C/W}$ e $0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$ para um dissipador montado em um encapsulamento TO-220 AB, com pasta térmica entre eles e na ausência de mica. No Anexo D está ilustrada a página do catálogo que informa essa e outras relações de resistência térmica para diferentes condições. Portanto, se considerado $R_{\theta,CS} = 0,5$, então $R_{\theta,SA} = 23,6 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Finalmente, foi escolhido o dissipador HS 2315, cuja sua resistência térmica é igual a $10,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ a cada 4 polegadas de seu comprimento. Ainda no Anexo D é possível verificar as características desse modelo de dissipador apresentadas pelo fabricante.

Para encontrar o comprimento do dissipador, definido pelo autor como L_{sink_1} , a fim de que os parâmetros de projeto sejam atendidos, foi necessário aplicar um fator de correção. Termo esse explicado pelo fabricante, e disponível também no Anexo D. O fator de correção calculado para esse caso é igual a 2,3. Por fim, utilizando a tabela ao lado da exemplificação do fabricante, foi obtido $L_{sink_1} = 19 \text{ mm}$.

MOSFET STP80NF70

A potência total dissipada pelo MOSFET (P_{QT}) será o somatório entre a potência dissipada do componente ao ligá-lo (P_{QON}), durante sua condução (P_{QC}) e no seu corte (P_{QOFF}). Na Tabela 6 são apresentados os parâmetros necessários para os cálculos seguintes:

Tabela 6 – Parâmetros para os cálculos de potência do MOSFET

Parâmetro	Valor	Origem
$v_{DS} = v_{Q_{max}}$	36,74 V	Circuito
v_{GS} - Tensão para o acionamento do MOSFET	15,3 V	Circuito
R_G - Resistência entre o <i>gate driver</i> e a porta do MOSFET	10 Ω	Circuito
C_{ISS} - Capacitância de entrada	2550 pF	Datasheet
$C_{GD} = C_{RSS}$ - Capacitância entre porta e dreno	175 pF	Datasheet
v_{GP} - Tensão de Platô de <i>Miller</i>	5,7 V	Datasheet
V_{th} - Tensão de <i>threshold</i>	2 V	Datasheet
$R_{DS_{on}}$ Resistência entre dreno e fonte ao ligar o MOSFET	9,8 m Ω	Datasheet

Fonte: O autor (2023)

A potência dissipada pelo MOSFET ao ligá-lo é dada por

$$P_{Q_{ON}} = fE_{ON},$$

onde, $t_{ON} = R_G C_{ISS} \ln\left(\frac{v_{GS} - v_{th}}{v_{GS} - v_{GP}}\right) + R_G C_{GD} \frac{v_{DS}}{v_{GS} - v_{GP}}$ e $E_{ON} = \frac{v_{DS} i_{Q_{min}} t_{ON}}{2}$. Logo, substituindo os termos acima pelos valores da Tabela 6, chega-se em

$$t_{ON} = 10 * 2550\text{p} * \ln\left(\frac{15,3 - 2}{15,3 - 5,7}\right) + 10 * 175\text{p} * \frac{36,74}{15,3 - 5,7} = 15 \text{ ns} \quad (42)$$

$$E_{ON} = \frac{36,74 * 5,1 * 15\text{n}}{2} = 1,4 \text{ uJ}. \quad (43)$$

Portanto,

$$P_{Q_{ON}} = fE_{ON} = 60\text{k} * 1,4\text{u} = 84 \text{ mW}. \quad (44)$$

A potência dissipada pelo MOSFET durante a sua condução é dada por

$$P_{Q_C} = R_{DS_{on}} i_{Q_{RMS}}^2.$$

Substituindo os termos acima pelos valores da Tabela 6, chega-se em

$$P_{Q_C} = 9,8\text{m} * 3,7^2 = 134,2 \text{ mW}. \quad (45)$$

Por fim, a potência dissipada pelo MOSFET ao desligá-lo é dada por

$$P_{Q_{OFF}} = fE_{OFF},$$

onde, $t_{OFF} = \frac{R_G C_{GD} v_{DS}}{v_{GP}} + R_G C_{ISS} \ln\left(\frac{v_{GP}}{v_{th}}\right)$ e $E_{OFF} = \frac{v_{DS} i_{Q_{max}} t_{OFF}}{2}$. Logo, substituindo os termos acima pelos valores da Tabela 6, chega-se em

$$t_{OFF} = \frac{10 * 175\text{p} * 36,74}{5,7} + 10 * 2550\text{p} * \ln\left(\frac{5,7}{2}\right) = 38 \text{ ns} \quad (46)$$

$$E_{OFF} = \frac{36,74 * 5,21 * 38n}{2} = 3,6 \text{ uJ.} \quad (47)$$

Portanto,

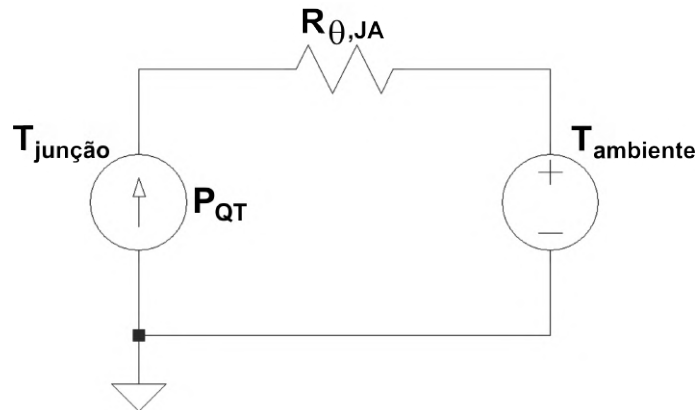
$$P_{Q_{OFF}} = f E_{OFF} = 60k * 3,6u = 216 \text{ mW.} \quad (48)$$

Finalmente, a potência total dissipada pelo MOSFET será

$$P_{Q_T} = P_{Q_{ON}} + P_{Q_C} + P_{Q_{OFF}} = 84m + 134,2m + 216m = 0,43 \text{ W.} \quad (49)$$

Conhecida a potência elétrica dissipada pelo MOSFET, verifica-se uma possível implementação de um dissipador de calor a ele. No entanto, diferente do procedimento aplicado para os cálculos do diodo, optou-se por não montar um dissipador de calor no encapsulamento do transistor. O motivo se dá pela magnitude de P_{Q_T} ser relativamente baixa e do resultado obtido na análise de seu circuito térmico equivalente, sendo esse apresentado em seguida.

Figura 32 – Circuito térmico equivalente para o MOSFET



Fonte: O autor (2023)

Na Figura 32, está ilustrada apenas a resistência térmica entre a junção do componente e o ambiente, sendo, de fato, essa a situação prática. Na folha de dados do MOSFET, o valor dessa resistência é igual a $62,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$ e, ao aplicar a relação $T_{juncao} = T_{ambiente} + P R_{\theta,JA}$, percebe-se que o termo do lado esquerdo será igual a $51,9 \text{ }^\circ\text{C}$

Por fim, na Tabela 7 estão apresentados os principais dados obtidos dessa subseção:

Tabela 7 – Potência dissipada pelos semicondutores

C4D10120A	STP80NF70
$P_{D_T} = 4 \text{ W}$	$P_{Q_T} = 0,43 \text{ W}$
Dissipador HS 2315 com $L_{sink_1} = 19 \text{ mm}$	Sem dissipador de calor
Temperatura da junção: $125 \text{ }^\circ\text{C}$	Temperatura da junção: $51,9 \text{ }^\circ\text{C}$

Fonte: O autor (2023)

3.1.5 POTÊNCIA DISSIPADA PELO CONVERSOR

Na condição estimada de operação do conversor, a potência total dissipada pelos condutores e semicondutores será

$$P_{CP} = P_{L1} + P_{L2} + P_{DT} + P_{QT} = 920\text{m} + 363\text{m} + 4 + 0,43 = 5,7 \text{ W}, \quad (50)$$

onde, P_{CP} é estabelecido como a potência dissipada pelo conversor em forma de perdas.

Tal valor é importante, pois, a partir dele, estima-se a eficiência do conversor para o seu ponto de operação, definido no projeto. Dado que sua potência de saída, definida como P_{out} , seja aproximadamente 23,2 W, como já mencionado neste documento, tem-se que a potência fornecida pelo módulo solar, determinado como P_{in} , seja igual a, aproximadamente, 28.9 W ($P_{in} = P_{out} + P_{CP}$). Portanto, a eficiência do conversor, definida como η , será

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{23,2}{28.9} = 0,8027 = 80,27\%. \quad (51)$$

3.2 DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE CONTROLE DO PROTÓTIPO

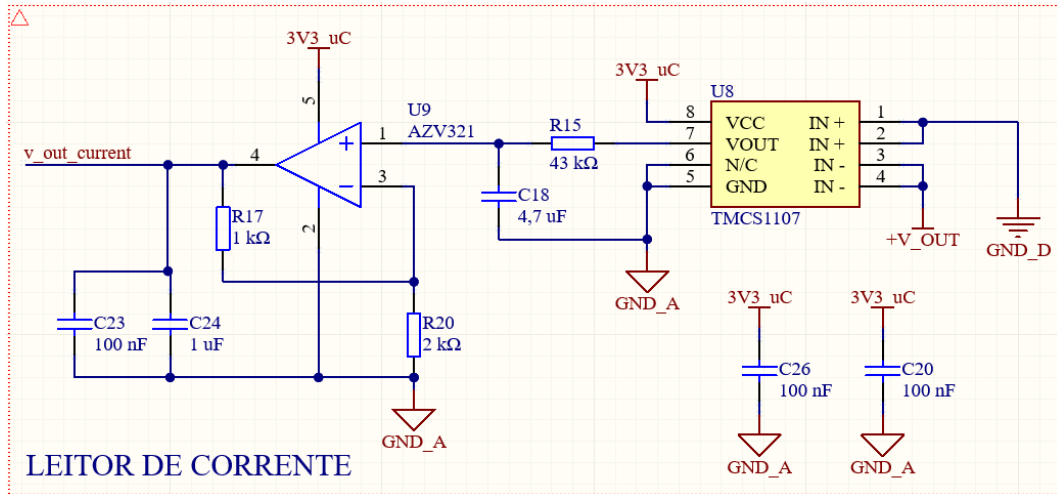
Nesta etapa o estudo abrange a implementação eletrônica de um sistema em malha fechada. Serão apresentados os circuitos de condicionamentos, a fim de que seja possível medir valores de corrente e tensão. Após, o processo de implementação e discretização de um controlador PID, de acordo com uma aproximação sugerida na literatura da área de controle.

3.2.1 CIRCUITO ELETRÔNICO PARA LEITURA DE CORRENTE

O projeto do amperímetro possui como característica a isolamento elétrica em relação à referência do conversor CC-CC. Ou seja, mede-se isoladamente a corrente de interesse. Além do que foi apresentado no capítulo anterior, foi necessária a adição de um amplificador operacional, de modo a adequar o sinal resultante em uma faixa compatível para a leitura do conversor analógico digital, sendo esse definido em 12 *bits*. Tal amplificador corresponde ao *part number* AZV321KTR-G1.

Conforme apresentado no capítulo anterior, para a medição de corrente foi mencionado o sensor de efeito Hall TMCS1107A3B. Na Figura 33, está ilustrado o circuito de leitura da corrente média de saída do conversor, ou da própria corrente de carga. Perceba que o amplificador operacional se encontra na configuração não inversor.

Figura 33 – Circuito de leitura da corrente média de saída do conversor



Fonte: O autor (2023)

À vista da Equação 16 e da Figura 33, o sinal de saída do amplificador, ou o de entrada do ADC, aqui convencionado como $v_{out_current}$, é descrito matematicamente por

$$v_{out_current} = A_v(SI_{IN} + V_{OUT,0A}),$$

onde, o termo A_v representa o ganho de tensão no circuito amplificador não inversor. Seu valor, nesse caso, é obtido através da relação $A_v = 1 + \frac{R_{17}}{R_{20}}$, onde R_{17} e R_{20} são, respectivamente, 1 kΩ e 2 kΩ. Para fins de adequação ao projeto, o termo I_{IN} será substituído por i_{out} para as demais equações.

Ao isolar i_{out} , calcula-se seu valor de acordo com o sinal de tensão lido pelo conversor analógico digital. Finalmente, tem-se a equação implementada no microcontrolador como sendo

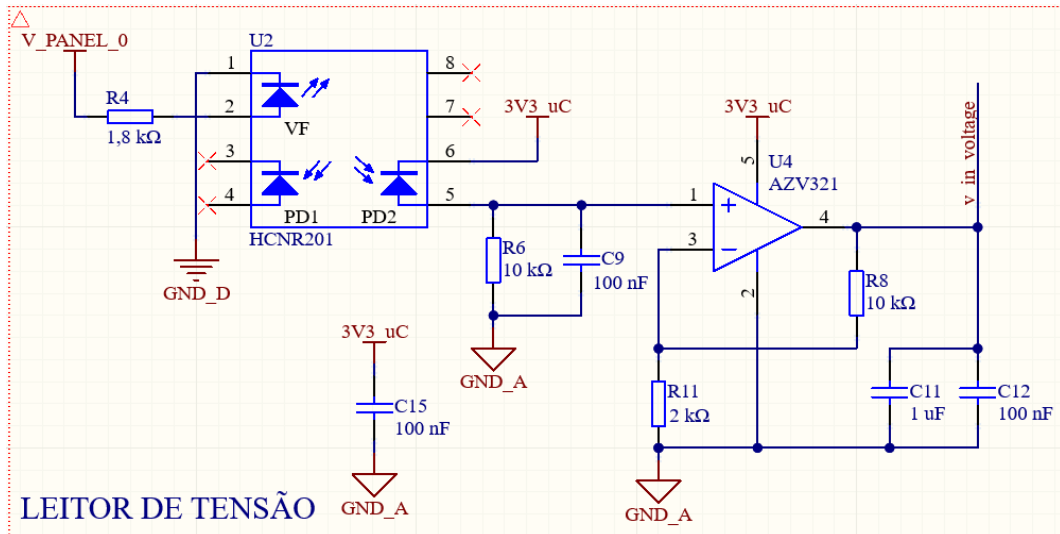
$$i_{out} = \frac{1}{S} \left[\frac{ADC_{value} 3V3_{uC}}{A_v(2^{12} - 1)} - V_{OUT,0A} \right], \quad (52)$$

onde, ADC_{value} é o valor de contagem do ADC, já $3V3_{uC}$ representa a tensão de alimentação do microcontrolador e de seu periférico ADC, sendo ela aproximadamente 3,3 V.

3.2.2 CIRCUITO ELETRÔNICO PARA LEITURA DE TENSÃO

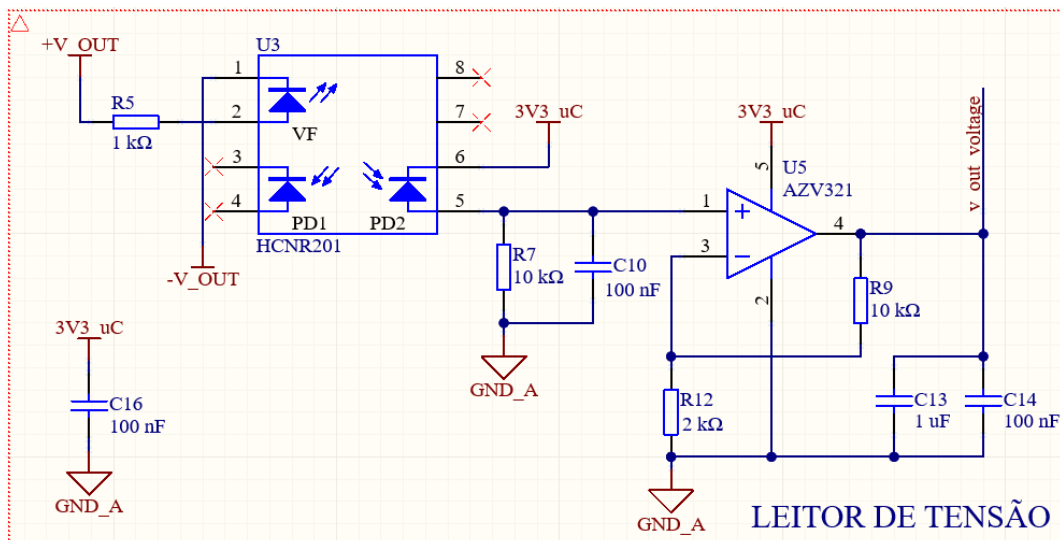
O projeto do voltímetro também carrega a característica de medição isolada. No entanto, aproveita-se a corrente reversa de um fotodiodo para gerar um sinal de tensão na saída desse circuito, proporcional à tensão aplicada em sua entrada. Nesse projeto foi adicionado dois voltímetros, a fim de atender aos requisitos de tensão informados na Tabela 3.

Figura 34 – Circuito de leitura da tensão de entrada do conversor



Fonte: O autor (2023)

Figura 35 – Circuito de leitura da tensão de saída do conversor



Fonte: O autor (2023)

Nas Figuras 34 e 35 está ilustrada a aplicação do optoacoplador HCNR201, introduzido no capítulo anterior. O sinal que, de fato está sendo ampliado por cada amplificador operacional, é a tensão sobre os resistores R_6 e R_7 , já os sinais de tensão lidos pelos canais do conversor analógico digital são $v_{in\,voltage}$ e $v_{out\,voltage}$. A determinação de uma equação a ser implementada no microcontrolador, para a conversão de valores do ADC em tensão, iniciou-se com a verificação prática da razão entre a corrente no fotodiodo e a corrente no LED, referente às malhas de entrada e saída do optoacoplador, respectivamente. Tal razão é simbolizada por K_1 pelo fabricante do circuito integrado, assim como I_{PD1} para a corrente de saída e I_F para a corrente de entrada. Todas elas foram adotadas para a ilustração das relações seguintes.

Para o circuito da Figura 34, foi verificada a tensão em R_6 ao aplicar 10 V, 16,5 V e 22 V na entrada do conversor. Após, calculada a corrente de saída do optoacoplador.

Para cada uma das três medições foi obtido K_1 entre 0,48% e 0,49%, respectivamente. O valor de K_1 definido para esse projeto foi igual a 0,49%. Em seguida, reescrevendo a relação $K_1 = \frac{I_{PD1}}{I_F}$, tem-se que

$$K_1 = \frac{\frac{v_{in\ voltage}}{A_v R_6}}{\frac{V_{PANEL0} - V_F}{R_4}},$$

onde, $v_{in\ voltage}$ representa o sinal na entrada do ADC, A_v o ganho de tensão dependente de R_8 e R_{11} , V_{PANEL0} a tensão de entrada do optoacoplador, que, para fins de representação, a partir de agora será expresso como v_{in} . Por fim, V_F refere-se à tensão sobre o LED, na entrada do optoacoplador.

Ao isolar v_{in} , calcula-se seu valor de acordo com o sinal de tensão lido pelo conversor analógico digital. Finalmente, a equação implementada no microcontrolador será

$$v_{in} = \frac{ADC_{value} 3V 3_{uC} R_4}{K_1 A_v R_6 (2^{12} - 1)} + V_F, \quad (53)$$

onde, $K_1 = 0,49\%$ e $V_F \approx 1,6$ V, sendo esse o valor típico informado pelo fabricante do optoacoplador.

Já para o circuito da Figura 35, foi verificada a tensão em R_7 ao gerar 10,5 V, e em seguida 13,7 V, na saída do conversor. Após, calculada a sua corrente de saída. Em ambos os casos verificou-se que ela equivale a 0,45 % da corrente de entrada. Ao reescrever a relação $K_1 = \frac{I_{PD1}}{I_F}$, tem-se que

$$K_1 = \frac{\frac{v_{out\ voltage}}{A_v R_7}}{\frac{+V_{OUT} - V_F}{R_5}},$$

onde, $v_{out\ voltage}$ representa o sinal na entrada do ADC, A_v o ganho de tensão dependente de R_9 e R_{12} e, por fim, $+V_{OUT}$ a tensão de entrada do optoacoplador, que, também por fins de representação, a partir de agora será expresso como v_{out} .

Ao isolar v_{out} , calcula-se seu valor de acordo com o sinal de tensão lido pelo conversor analógico digital. Finalmente, tem-se a equação implementada no microcontrolador como sendo

$$v_{out} = \frac{ADC_{value} 3V 3_{uC} R_5}{K_1 A_v R_7 (2^{12} - 1)} + V_F, \quad (54)$$

onde, $K_1 = 0,45\%$ e $V_F \approx 1,6$ V. Um pequeno ajuste no coeficiente angular foi realizado nas Equações 53 e 54, a fim de melhorar a linearidade ao longo de suas respectivas faixas de exibição (fato esse verificado ao longo dos testes preliminares).

3.2.3 PROJETO DO CONTROLADOR PID

No capítulo anterior foi apresentado o modelo médio e a linearização dos conversores *Buck-boost* e *Cúk*. Com o processo de linearização obtém-se uma função de transferência, possibilitando representar um comportamento aproximado do modelo médio em um ponto específico de sua operação. A função de transferência de um sistema nos fornece uma relação entre sua entrada e saída e, a partir dela, é possível implementar técnicas de controle sugeridas pela literatura da área, como por exemplo, técnicas para a determinação dos parâmetros de um controlador PID.

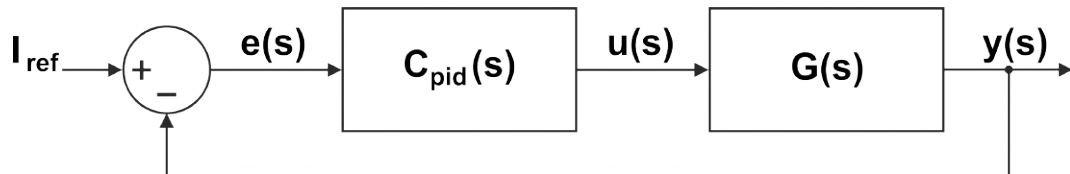
Porém, inicialmente, concentrou-se em realizar o processo de discretização do controlador PID, a fim de que fosse possível implementá-lo no microcontrolador. De acordo com Bazanella e Gomes da Silva Jr. (2005), a equação temporal do controlador PID é representada como

$$u(t) = K(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt}), \quad (55)$$

onde, $e(t)$ e $u(t)$ representam, respectivamente, a entrada e a saída do controlador PID, já K o ganho proporcional, T_i o tempo integral e T_d o tempo derivativo.

Em um diagrama de blocos representam-se os elementos atuantes no processo de controle da grandeza interessada em um sistema. Tem-se até então a função de transferência obtida no capítulo anterior, descrita pela Equação 15. No sistema correspondente à este trabalho, a adição de um controlador PID torna a representação do diagrama de blocos tal como sendo:

Figura 36 – Diagrama de blocos do sistema



Fonte: O autor (2023)

Para a Figura 36, o termo I_{ref} refere-se à corrente de referência, ou a corrente de carga desejada, $y(s)$ refere-se, de fato, à corrente de carga. $e(s)$ e $u(s)$, por sua vez, representam o erro no sistema e o ciclo de trabalho do conversor, respectivamente. Já o bloco $C_{pid}(s)$ refere-se ao controlador PID, enquanto $G(s)$, a Equação 15. Cabe ressaltar que o termo I_{ref} é uma constante, logo, dada a sua presença no sistema, tem-se que sua representação pode ser entendida como um degrau de amplitude igual ao valor numérico desse termo.

Novamente, de acordo com Bazanella e Gomes da Silva Jr. (2005), na ação derivativa é introduzido um pólo para limitar o seu ganho em altas frequências. A equação com a

adição do filtro passa-baixa, e já representada no domínio Laplace, é descrita pelos autores como sendo

$$C_{pid}(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \frac{p}{s+p} \right), \quad (56)$$

onde $\frac{p}{s+p}$ é o termo que limita o ganho derivativo para altas frequências.

No entanto, os mesmos autores salientam que, quando houver uma mudança na referência de um sistema descrita por um degrau, a parcela derivativa do controlador PID irá contribuir com relativa ênfase, de tal forma que o sinal de sua saída atinja seu nível de saturação. Logo, como forma de solução, é sugerido pelos autores a substituição do erro no sistema pelo negativo de sua saída, na parcela derivativa. Portanto, conforme representa os autores, tem-se que

$$u(s) = K \left[e(s) \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) - y(s) T_d s \frac{p}{s+p} \right]. \quad (57)$$

Segundo Nise (2013), utiliza-se uma transformação bilinear para que seja encontrada uma função de transferência digital que se aproxima do mesmo sistema, porém esse de característica temporal. Tal relação é chamada de transformação de Tustin, sendo ela ilustrada como

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}, \quad (58)$$

onde T_s é o período de amostragem da discretização.

A resolução da discretização encontra-se no Apêndice E. Para esse capítulo, a equação implementada no microcontrolador é igual a

$$u(k) = \frac{K}{b_2} (a_2 + a_1 + a_0) - \frac{b_1}{b_2} u(k-1) - \frac{b_0}{b_2} u(k-2), \quad (59)$$

onde, $u(k)$ e $e(k)$ referem-se a amostra atual do ciclo de trabalho e do erro no sistema, respectivamente, sendo esse a diferença entre o valor da corrente de carga desejada e o medido na bateria na amostragem atual.

A determinação dos termos K , T_i , T_d e p foram realizadas de forma empírica, sendo eles iguais a 0,11, 0,06 s, 0,1 s e 1, respectivamente. No entanto, levaram-se em consideração os efeitos de cada parcela na resposta do sistema.

Tabela 8 – Impacto no aumento dos ganhos do PID em resposta ao degrau

Ganho do PID	Máxima Ultrapassagem Percentual	Tempo de Acomodação	Erro em Regime Estacionário
Aumentando K_P	Aumenta	Impacto mínimo	Diminui
Aumentando K_I	Aumenta	Aumenta	Erro em regime estacionário nulo
Aumentando K_D	Diminui	Diminui	Nenhum impacto

Fonte: Adaptado de Dorf e Bishop (2018)

Na Tabela 8, apresenta-se a consequência no aumento dos ganhos. Tais ações, apontadas por Dorf e Bishop (2018), alteraram diferentes características de projeto na dinâmica de um sistema.

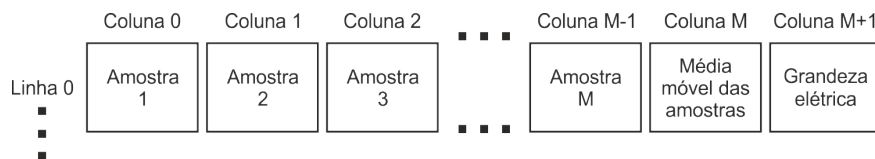
Por fim, quanto ao período de amostragem, T_s , seu valor é igual a 1 ms. Valor esse que se justifica a partir de uma simulação computacional do modelo médio do conversor, sendo o seu ponto de operação correspondente ao da implementação prática aqui apresentada. Ao verificar a dinâmica da corrente de carga, notou-se que o sobressinal ocorre no instante 10 ms, então, foi decidido que, um período de amostragem igual a 1 ms é suficiente para que, na presença do controlador PID, a dinâmica da corrente (nos ensaios práticos) não incorra em *overshoot*.

3.2.4 ALGORITMO IMPLEMENTADO

O desenvolvimento do *firmware* foi realizado no *software* STM32CubeIDE. Tais comandos encontram-se no Apêndice F. A seguir, a explicação dos itens convencionados pelo autor para a explicação do algoritmo:

- **INTERRUPÇÃO:** a cada 1 ms ocorre o desvio do programa principal para o respectivo endereço de interrupção, a fim de garantir que determinadas instruções sejam realizadas periodicamente;
- **AQUISIÇÃO/CONVERSÃO:** realiza-se a leitura dos sinais no periférico ADC. Aplica-se a média móvel e converte a resultante na respectiva grandeza elétrica. Na Figura 37, a estrutura da matriz:

Figura 37 – Processo de leitura e conversão dos dados em corrente e tensão



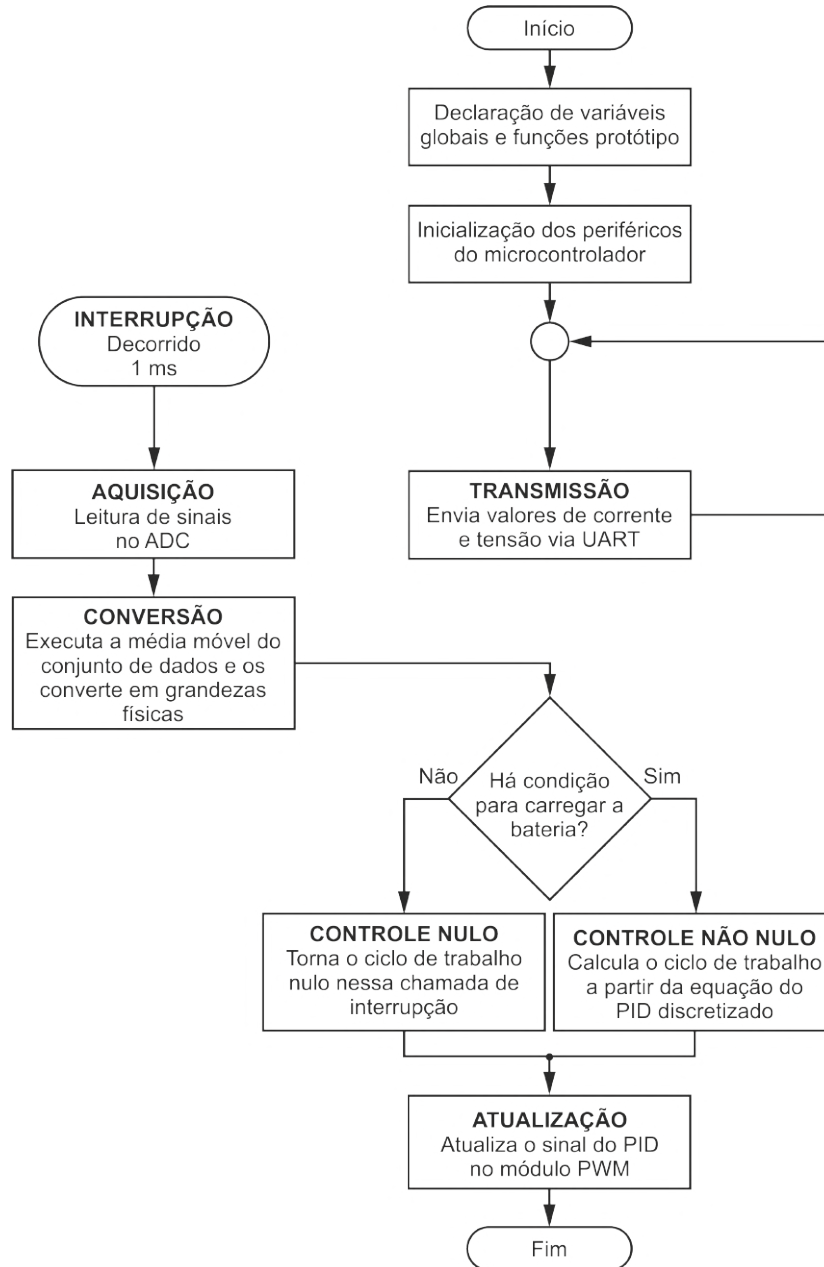
Fonte: O autor (2023)

Na Figura 37, a linha da matriz representa a amostragem realizada em seu respectivo canal ADC. À vista das grandezas mensuras, a matriz contém três linhas. Já a quantidade de colunas dependerá do tamanho da média móvel, representada pela letra M;

- **CONTROLE NULO/NÃO NULO:** haverá condição de carga se a tensão de entrada for maior ou igual a 14 V e a de saída menor que 13,7 V. No entanto, se a tensão de entrada decrescer a um valor menor que 13 V ou a de saída alcançar 13,7 V, o processo de carga será encerrado;
- **ATUALIZAÇÃO:** atualiza o ciclo de trabalho no módulo PWM de acordo com $u(k)$;

- **TRANSMISSÃO:** realiza-se a transmissão serial das grandezas corrente de saída e tensões de entrada e saída.

Figura 38 – Fluxograma do *firmware*

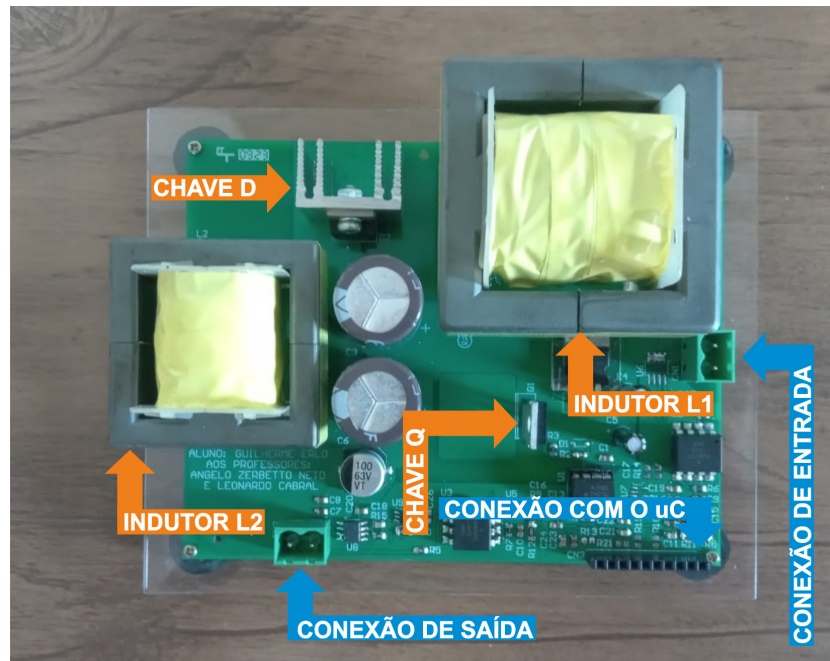


Fonte: O autor (2023)

3.2.5 PROTÓTIPO DESENVOLVIDO E CONSIDERAÇÕES PARA ENSAIOS

Na Figura 39 está ilustrado o protótipo desenvolvido, cujo projeto foi apresentado até então ao longo da Metodologia. No Apêndice G encontra-se seu esquema eletrônico.

Figura 39 – Protótipo do projeto



Fonte: O autor (2023)

Embora a fonte de energia seja o módulo solar, aqui representado pelo bloco I, para determinadas situações de teste o painel foi substituído por uma fonte de tensão ajustável, a fim de se obter diferentes valores de tensão, na entrada do conversor, em qualquer instante de tempo. No entanto, neste documento não foram realizados estudos referentes aos modelos equivalentes de módulos solares fotovoltaicos e fontes de tensão.

Uma vez o sistema em operação, realiza-se a análise dos dados recebidos via comunicação serial. Dentre as medidas de variabilidade existentes, emprega-se a variância e o desvio padrão. De acordo com Silva et al. (2018), através da variância se analisa a dispersão dos números de um conjunto em relação à sua média, enquanto a partir do desvio padrão, seu valor remete o quão longe da média os dados estão. Nota-se certa semelhança entre ambas as medidas de variabilidade, visto que a última é a resultante da raiz quadrada da primeira.

4 RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos a partir de diferentes ensaios realizados. Embora a fonte principal de energia seja o módulo solar fotovoltaico, em determinados momentos o mesmo foi substituído por uma fonte de tensão ajustável, a fim de validar as leituras de corrente e tensão, as comparações com a simulação computacional e o desempenho do controlador PID, havendo nesse a possibilidade de variar sob diferentes taxas a tensão de entrada do conversor.

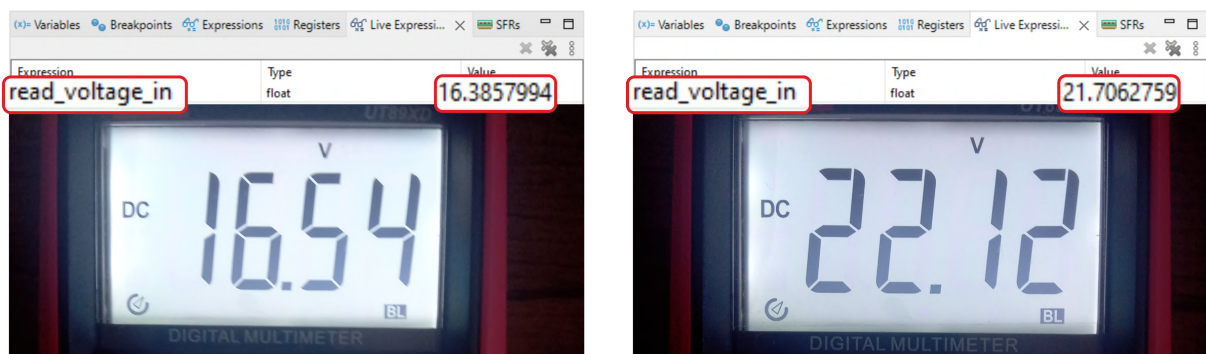
4.1 DESEMPENHO DO PROTÓTIPO

Tal seção objetiva a validação da operação do conversor em conjunto com as relações matemáticas implementadas no microcontrolador. As Equações 52, 53 e 54, resultam nos valores de corrente e tensão lidos, sendo eles exibidos via ambiente de programação, e transmitidos via comunicação serial com a CPU.

4.1.1 VALIDAÇÃO DAS LEITURAS DE CORRENTE E TENSÃO À 25 °C (± 4 °C)

Através do recurso de *debugger*, no STM32CubeIDE, foi possível comparar as variáveis convertidas em corrente e tensão com um multímetro digital disponível ao autor, sendo ele a referência nesse processo de comparação. Tal instrumento corresponde ao modelo UT89XD, da fabricante UNI-T. Ao aplicar na entrada do protótipo 16,5 V e 22 V, aproximadamente, foram obtidas as seguintes comparações:

Figura 40 – Comparação entre as tensões de entrada medida pela referência e a calculada no projeto, em ambos os lados



Fonte: O autor (2023)

Na Figura 40, na região superior em ambos os lados estão representados em retângulo de borda vermelha a variável depurada bem como o seu valor para determinada condição de tensão de entrada. Já o valor exibido no *display* de cristal líquido, na região

inferior da figura, representa a tensão medida pelo próprio multímetro enquanto seus terminais estiveram em contato com os do conector CN1, cuja ilustração do esquema eletrônico do protótipo, já mencionada antes, se encontra no Apêndice G.

Balbinot e Brusamarello (2019) apresentam uma relação matemática, a fim de calcular a incerteza associada à medição de um multímetro, sendo ela representada neste documento como

$$i_{associada} = \pm(pleitura v_{medido} + n_{digitos} r_s), \quad (60)$$

onde, $pleitura$ e $n_{digitos}$ indicam a precisão da medida e o seu número de contagens, respectivamente, para uma determinada escala utilizada no instrumento, v_{medido} é, de fato, o valor exibido em seu *display*, já r_s é a resolução da escala.

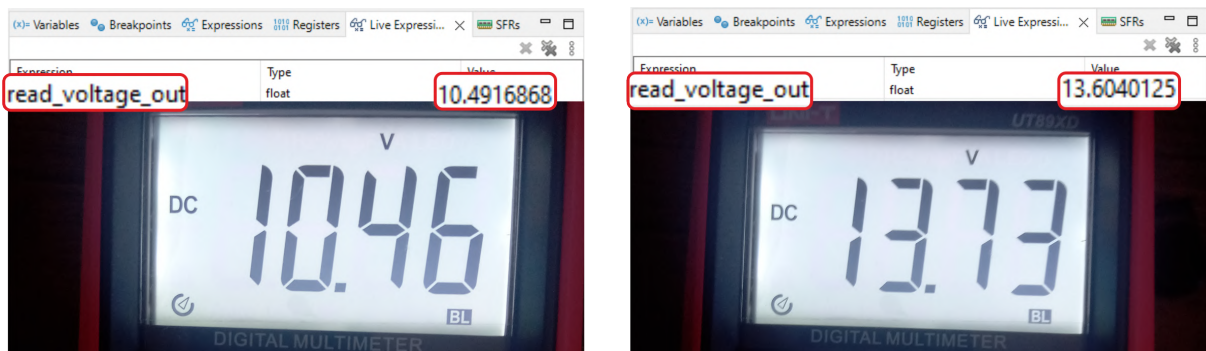
A partir dos dados apresentados por UNI-T (2022), torna-se possível encontrar a incerteza associada, $i_{associada}$, para cada medição aqui realizada. Para a verificação de tensão foi utilizada a escala 60 V, havendo ela uma resolução igual a 10 mV, ou seja, $r_s=10$ mV, e precisão de $\pm 0,7\%+3D$, ou seja, $pleitura=0,007$ e $n_{digitos}=3$. Tomando como exemplo a medição à direita representada na Figura 40, e utilizando a Equação 60, a incerteza associada à essa medição será:

$$i_{associada} = \pm(0,007 * 22,12 + 3 * 10m) = \pm 0,185V \quad (61)$$

Portanto, ao incluir a incerteza caracterizada por Balbinot e Brusamarello (2019) na medição exemplificada acima, lê-se seu valor sendo $22,12 V \pm 0,185 V$.

O mesmo processo de medição foi realizado, porém agora, observando a tensão de saída do protótipo. Para os valores obtidos nesse processo a tensão na entrada do conversor foi ajustada para 16,5 V, aproximadamente.

Figura 41 – Comparação entre as tensões de saída medida pela referência e a calculada no projeto, em ambos os lados



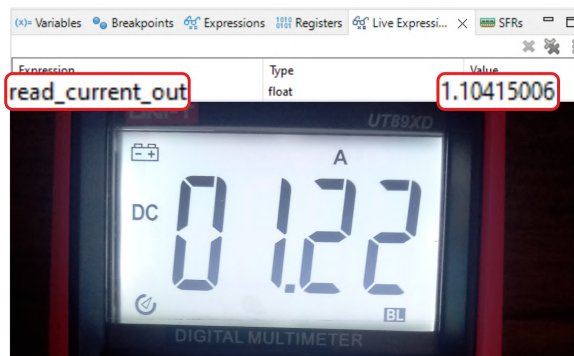
Fonte: O autor (2023)

Na Figura 41, os valores de tensão foram obtidos alterando manualmente o ciclo de trabalho do conversor. Quanto às medições realizadas com o multímetro, seus terminais

estiveram em contato com os do conector CN2, além disso, utilizou-se como carga uma resistência equivalente a 11Ω . Do mesmo modo realizado para uma das medições de tensão de entrada do conversor, foi verificada a incerteza associada para a medição à direita na Figura 41, resultando na seguinte leitura: $13,73 \text{ V} \pm 0,126 \text{ V}$.

Finalmente, para a comparação da corrente média de saída do protótipo o ciclo de trabalho foi ajustado de tal forma que a tensão de saída no conversor fosse igual a $13,73 \text{ V}$. Já a entrada para essa condição correspondeu a $16,54 \text{ V}$.

Figura 42 – Comparação entre a corrente média de saída medida pela referência e a calculada no projeto



Fonte: O autor (2023)

Novamente, ao adicionar a incerteza associada à leitura dos valores no multímetro, e utilizando a escala de corrente em 20 A , lê-se no instrumento: $1,22 \text{ A} \pm 75 \text{ mA}$.

Na comparação entre os valores de tensão, seja ele de entrada ou de saída do conversor, o erro relativo máximo ocorre quando a tensão de entrada do conversor for igual a 22 V , aproximadamente, sendo seu valor numérico igual a

$$|E_{v_{\text{relativo}}}| = \frac{v_{\text{depurado}} - v_{\text{referencia}}}{v_{\text{referencia}}} * 100 = \frac{21,71 - 22,12}{22,12} * 100 = 1,85\%,$$

onde, v_{depurado} e $v_{\text{referencia}}$ são, respectivamente, a tensão calculada no algoritmo e a tensão medida com o auxílio do multímetro.

Conforme descrito no Capítulo 1, para uma dada condição de operação do HCNR201, a tensão de saída a ser medida varia entre 360 mV e 720 mV , sendo 480 mV o seu valor típico. No entanto, à vista das Figuras 34 e 35, a faixa dos valores supracitada é alterada, dada a presença do circuito amplificador de tensão, de modo que a diferença entre o valor típico e um de seus extremos deixará de ser 120 mV e passará a ser 720 mV . O desvio máximo verificado, em relação à sua referência e registrado na Figura 40, foi de aproximadamente 420 mV , estando a operação do sensor de tensão de acordo com o esperado.

Quanto ao erro relativo gerado na comparação entre os valores de corrente elétrica, seu valor corresponde à aproximadamente 9,5%. A Equação 52 é considerada ideal, segundo TI (2021). Ou seja, termos referentes a erros mencionados pelo próprio fabricante não foram considerados neste projeto. Por fim, desconsiderados os erros torna-se necessário melhorar a aproximação entre do valor calculado em relação a sua referência e, se a corrente de carga for definida como inalterável, no algoritmo, é possível ajustar manualmente o coeficiente linear na Equação 52. No entanto, a construção de tal equação pode ser realiza por meio de um levantamento experimental, a partir da aquisição de dois pontos de operação do sensor de corrente.

4.1.2 RENDIMENTO DO CONVERSOR

Com base nos valores de tensão e corrente obtidos no processo de validação, estima-se o rendimento do conversor. Para a condição de operação descrita na subseção anterior, a corrente de entrada foi medida, sendo ela ilustrada na Figura 43.

Figura 43 – Corrente medida na entrada do conversor



Fonte: O autor (2023)

Para tal, foram considerados somente os valores lidos no multímetro, pois, não está montado no protótipo o circuito de leitura da sua corrente de entrada. Então, utilizando a Equação 51 para a condição de operação descrita na subseção anterior, tem-se que

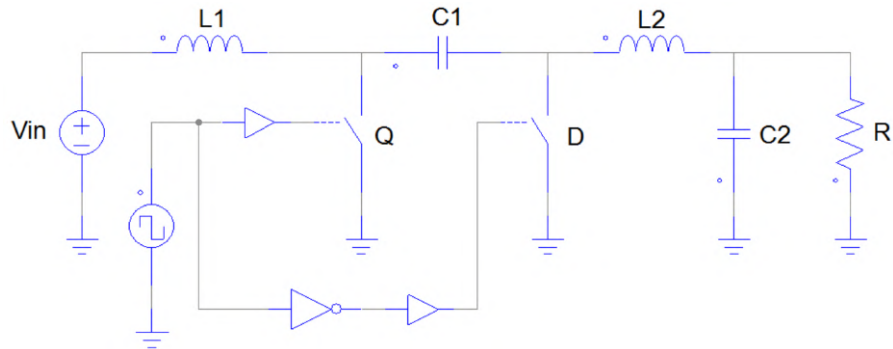
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{13,73 * 1,22}{16,54 * 1,23} = 0,82 = 82\%. \quad (62)$$

O resultado da Equação 62 está contido entre a faixa 70% e 98%, sendo ela mencionada por Martins e Barbi (2011), no Capítulo 1.

4.1.3 COMPARATIVOS ENTRE ENSAIO E SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Considerando a condição de ensaio ilustrada na Figura 41, compara-se certos valores de grandezas com os resultados equivalentes de sua simulação computacional. O *software* utilizado na simulação foi o PSIM. Tal programa também permite a simulação de circuitos eletrônicos, permitindo encontrar as grandezas elétricas de interesse. Na Figura 44, tem-se a simulação ideal do conversor *Cúk*.

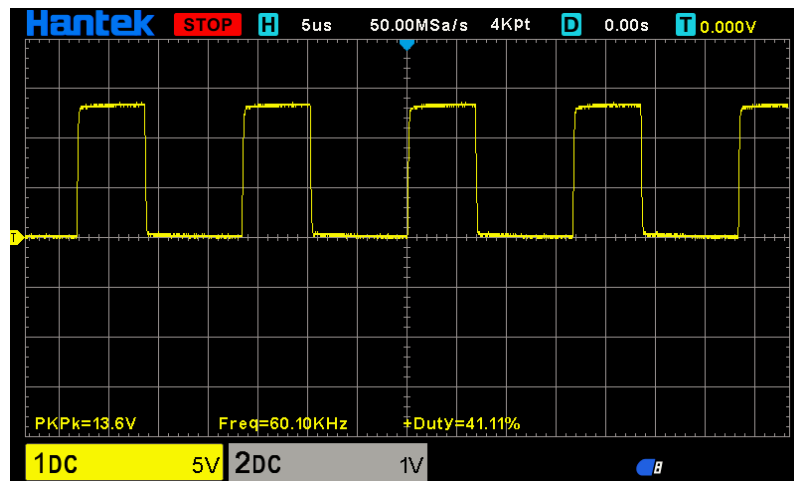
Figura 44 – Conversor *Cúk* no *software* PSIM



Fonte: O autor (2023)

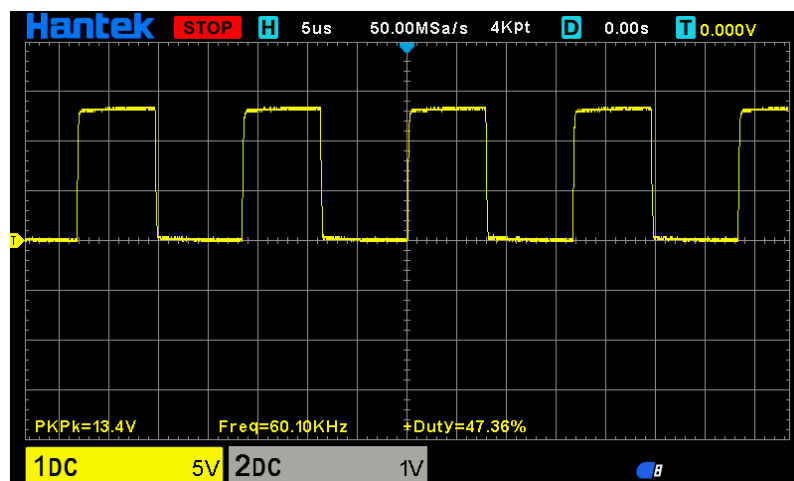
Os valores oriundos da simulação foram comparados com os dados obtidos para dois ensaios, cujo cada ciclo de trabalho resultante desses está apresentado a seguir:

Figura 45 – Ciclo de trabalho responsável por gerar 10,46 V na saída do conversor



Fonte: O autor (2023)

Figura 46 – Ciclo de trabalho responsável por gerar 13,73 V na saída do conversor



Fonte: O autor (2023)

A partir das Figuras 45 e 46, obtidas através da medição entre a porta e a fonte do MOSFET, é possível encontrar na simulação computacional o valor da tensão de saída para cada caso. Ao definir, para o circuito da Figura 44, o ciclo de trabalho igual a 0,411 e 0,474, obteve-se na saída do conversor, 11,54 V e 14,9 V, respectivamente. Ambos também podem ser encontrados a partir de (9a).

Limitando-se ao ensaio cujo ciclo de trabalho seja igual a 0,474, na Figura 47 tem-se ilustrada a medição da tensão sobre o capacitor C_1 .

Figura 47 – Tensão medida no capacitor C_1



Fonte: O autor (2023)

A tensão em C_1 obtida na simulação é igual a 31,37 V. Tal valor também pode ser encontrado a partir de (9f). Por fim, o resultado da simulação equivalente à corrente apresentada na Figura 43 é igual a 1,22 A.

Embora não haja uma substancial ênfase na análise entre as esferas teórica e prática, o que, de fato, essa subseção remete está relacionado com a aproximação entre ensaio e a sua simulação, oportunizando, também, citar algumas das equações descritas por Martins e Barbi (2011).

4.2 DESEMPENHO DO SISTEMA DE CONTROLE

Os resultados aqui apresentados referem-se ao comportamento verificado pelo sistema de controle frente aos ensaios realizados tanto utilizando o módulo solar quanto, novamente, a fonte de tensão ajustável.

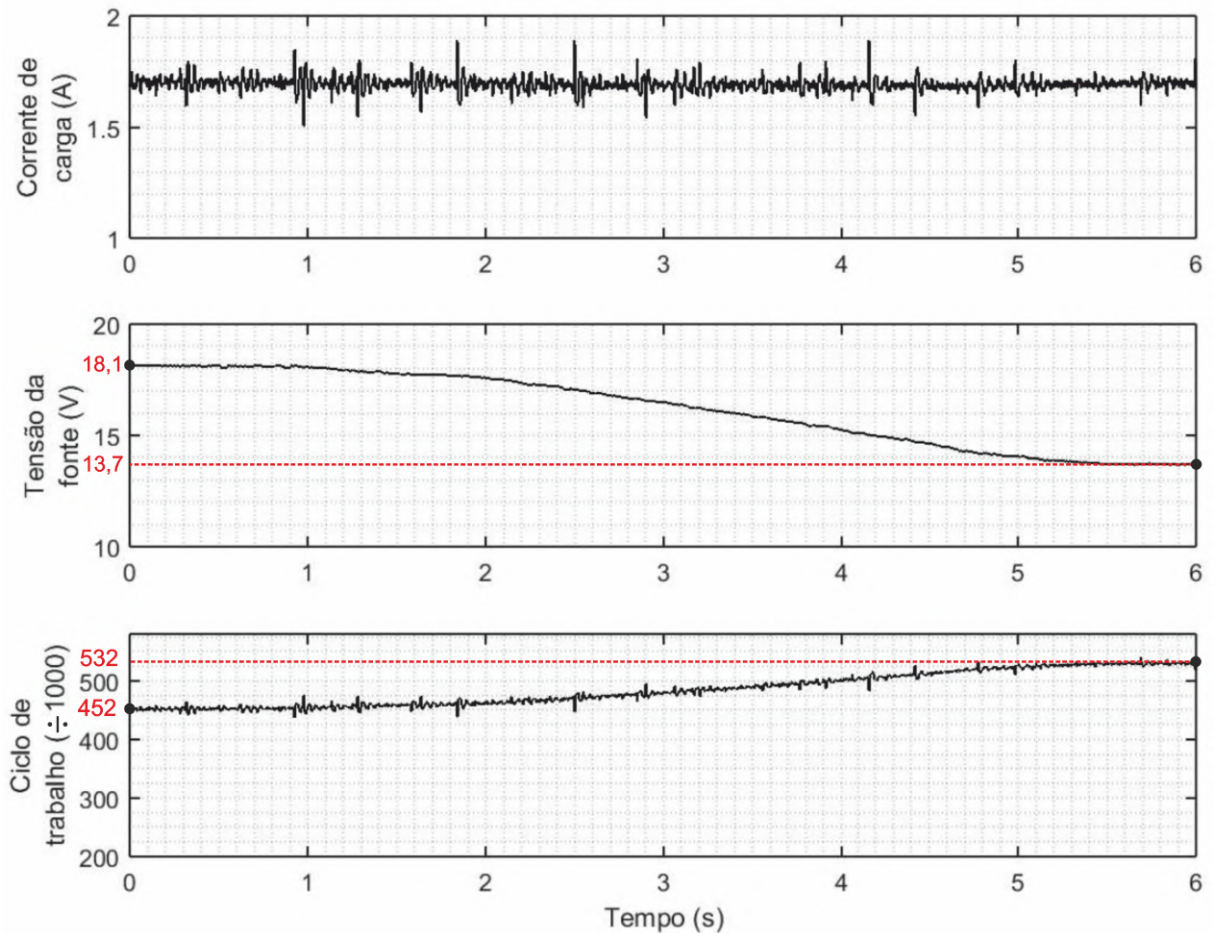
4.2.1 VALIDAÇÃO EM BANCADA

Uma forma de validar a implementação digital do controlador PID é utilizar uma fonte de tensão ajustável como fonte de energia, cujo seu porquê está descrito no início deste capítulo. Para essa validação foi mantida a corrente de carga e demais condições para a execução das rotinas lógicas do algoritmo do projeto.

Os ensaios aqui realizados ilustram especificamente duas condições de teste. Seu intuito compreende em verificar o comportamento da corrente, já em regime permanente, ao

alterar a tensão da fonte sob duas distintas taxas de variação, sendo uma delas relativamente baixa, já a outra relativamente alta.

Figura 48 – Dados aquisitados via serial ao variar a fonte de tensão



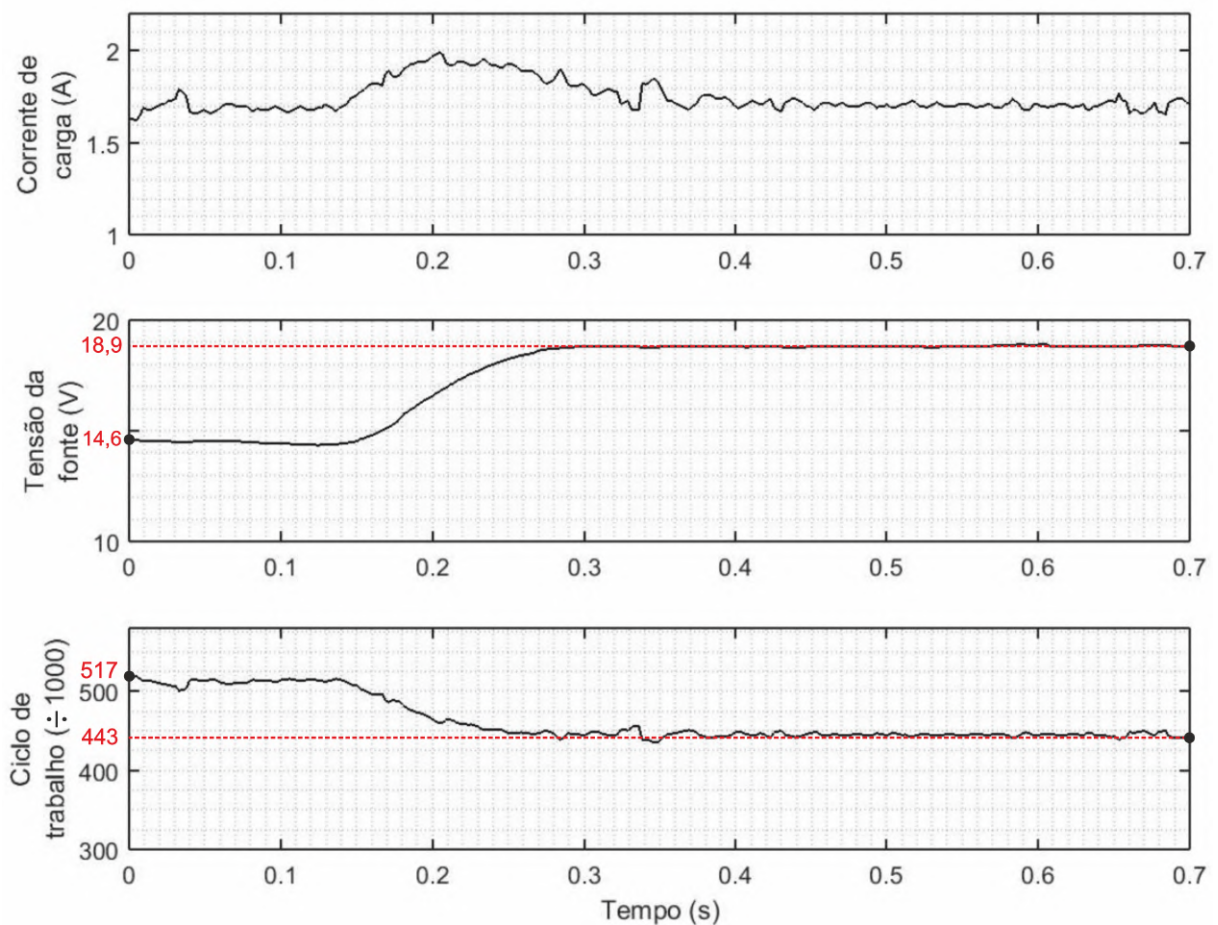
Fonte: O autor (2023)

A partir da Figura 48, a variação da corrente é ínfima frente à queda relativamente lenta da tensão da fonte. Se analisado os dados entre o intervalo $t = 1$ s e $t = 5$ s, tem-se que sua média é igual a 1,6912 A, já a variância e o desvio padrão, 1 mA e 32,3 mA, respectivamente. Isso significa dizer que na média os valores de corrente se distanciam 32,3 mA em relação à média do conjunto. Em outras palavras, em média o desempenho da corrente se afasta 1,9% em relação à média de seu conjunto. Analiticamente, verifica-se que a tensão da fonte decresce a uma taxa de, aproximadamente, 1 V/segundo. Taxa essa considerada relativamente lenta, mas que, na utilização de um módulo solar fotovoltaico, o surgimento de sombra, ou a própria variação da irradiação solar devido à trajetória do Sol, sob a superfície do painel poderá produzir uma taxa de variação relativamente lenta na entrada do conversor.

Já para a Figura 49, está apresentado o comportamento da corrente de carga ao aumentar de forma relativamente abrupta a tensão da fonte. Nessa condição de teste

verifica-se a existência de uma ondulação na corrente de carga enquanto a tensão da fonte cresce a uma taxa de, aproximadamente, 28 V/segundo. Ao estabilizar a tensão na entrada do protótipo, tem-se a corrente convergindo para o valor de referência. A taxa de 28 V/segundo é relativamente alta quando associada às variações de tensão do módulo solar decorridas de efeitos climáticos, por exemplo. O que se tem como sugestão para atenuar picos de corrente como o ilustrado na Figura 49, é readequar os ganhos do controlador PID, embora comumente, os efeitos climáticos sob o painel produzem uma variação em sua tensão menor que 28 V/segundo.

Figura 49 – Dados aquisitados via serial ao variar a fonte de tensão de forma relativamente abrupta



Fonte: O autor (2023)

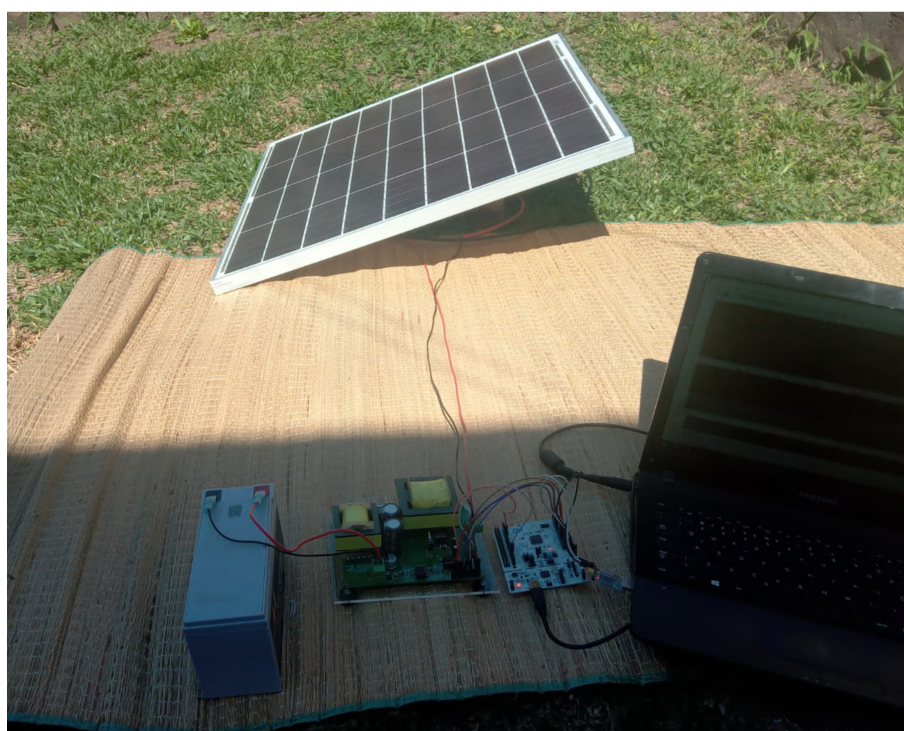
4.2.2 VALIDAÇÃO A CÉU ABERTO

Uma vez que o módulo solar fotovoltaico foi empregado como fonte de energia para o conversor, os periféricos ilustrados na Figura 29 foram levados para campo. Tal ensaio data o dia 07/11 às 15:30, na cidade de Caxias do Sul. Quanto ao clima, céu aberto, sem nuvens e temperatura ambiente em torno de 27 °C. O fato de não haver a passagem de nuvens sobre o painel, dada sua ausência no dia do ensaio, fez com que o processo

de sombreamento no painel (ou pelo menos em parte dele) fosse realizado cobrindo uma parcela de sua área com um objeto.

Na Figura 50, apresenta-se a disposição do módulo solar bem como os demais elementos pertencentes ao projeto. Em concordância com a ilustração da Figura 8, foi atribuído de forma aproximada aos ângulos α e β os valores 20° e 30° , respectivamente. Enfatiza-se que a atribuição dos valores para ambos os ângulos é aproximada, dado que se utilizou de um transferidor convencional durante o posicionamento do módulo solar.

Figura 50 – Ensaio a céu aberto do sistema de controle

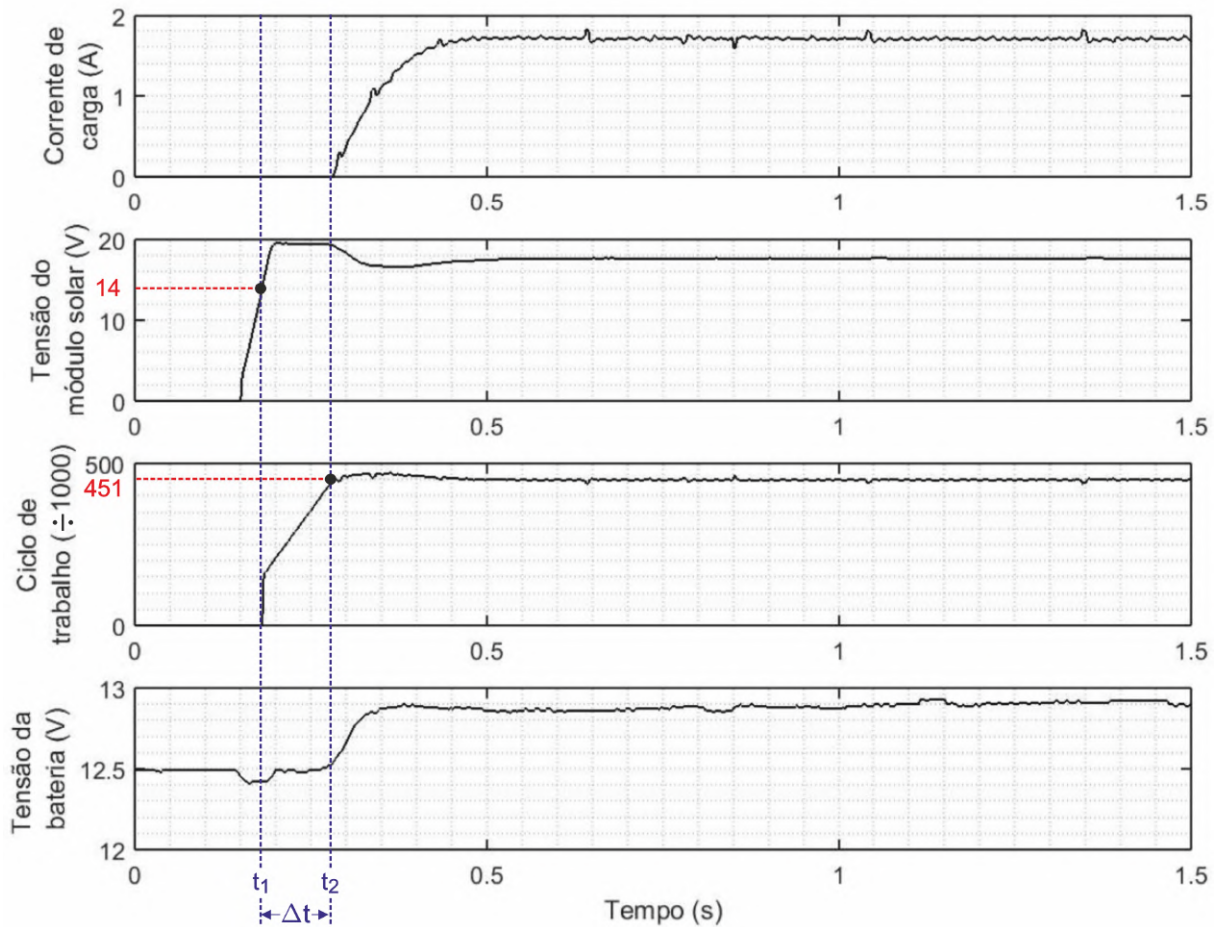


Fonte: O autor (2023)

Para os ensaios iniciais, foi verificada a dinâmica da corrente de carga ao conectar, e após desconectar, o módulo solar ao protótipo. Lembrando que, o processo de carga deverá iniciar quando a tensão de entrada do conversor alcançar 14 V, após a corrente na bateria deverá convergir, teoricamente, para o valor definido no algoritmo, sendo ela igual a 1,7 A. Já no ensaio de desacoplamento do módulo, o processo de carga é encerrado quando a tensão for reduzida para 13 V.

Na Figura 51, tem-se a ilustração dos dados obtidos ao inserir o módulo solar no sistema, via interruptor. Perceba que foi adicionada ao conjunto de gráficos a tensão nos terminais da bateria, de modo a ilustrar a variação da tensão em seus terminais durante o seu processo de carga.

Figura 51 – Dados aquisitados via serial ao energizar o protótipo



Fonte: O autor (2023)

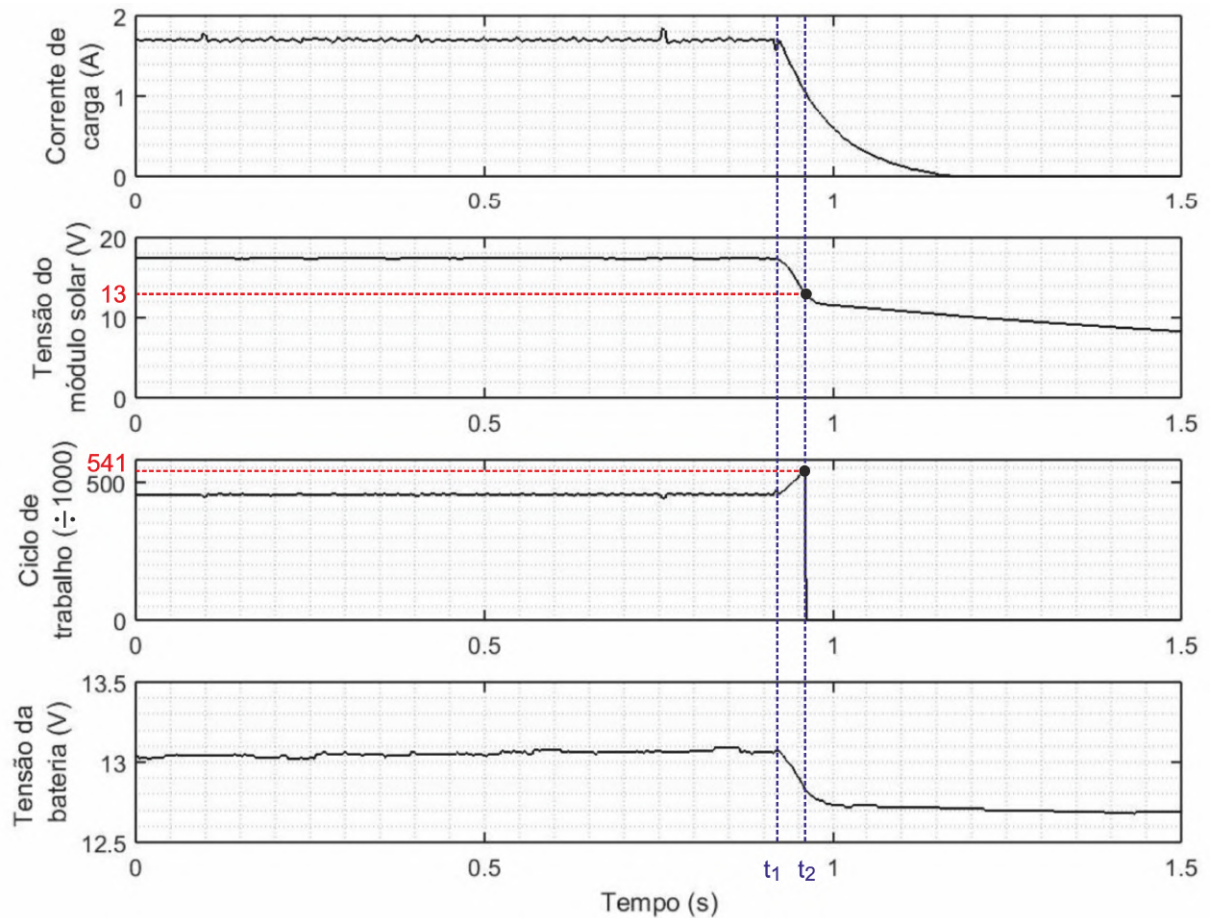
Algumas considerações sobre as resultantes desse ensaio:

- A atuação do controle PID iniciou-se quando a tensão na entrada do protótipo alcançou 14 V. Em contrapartida, a corrente de carga deixou de ser nula somente quando o ciclo de trabalho alcançou o valor de 0,451;
- O intervalo de tempo, Δt , entre haver condição de carga, ocorrido em $t_1=183,3$ ms, e sua corrente deixar de ser nula, fato verificado em $t_2=284,3$ ms, é de 101 ms;
- Analisando, via Matlab, o conjunto de dados da corrente de carga a partir do instante $t=0,5$ segundos até $t=1,5$ segundos, verificou-se que sua média aritmética é igual a 1,7062 A, já os valores máximos e mínimos são, respectivamente 1,83 A e 1,59 A. A variância e o desvio padrão, por sua vez, correspondem aos valores 0,46 mA e 21,44 mA, respectivamente. Ou seja, lê-se que em média o desempenho se afasta 21,44 mA (ou 1,26%) em relação à média do conjunto;
- A tensão da bateria permaneceu em elevação durante a condição de carga. Fato esse apresentado por Linden e Reddy (2002);

- A corrente do módulo solar na condição de regime permanente correspondeu a 1,8 A, enquanto a da carga, 1,89 A. Com isso, estima-se que a potência fornecida pelo módulo solar seja de, aproximadamente, 31 W.

O próximo ensaio consiste em remover a alimentação do protótipo e verificar o comportamento dos dados aqisitados.

Figura 52 – Dados aqisitados via serial ao desenergizar o protótipo



Fonte: O autor (2023)

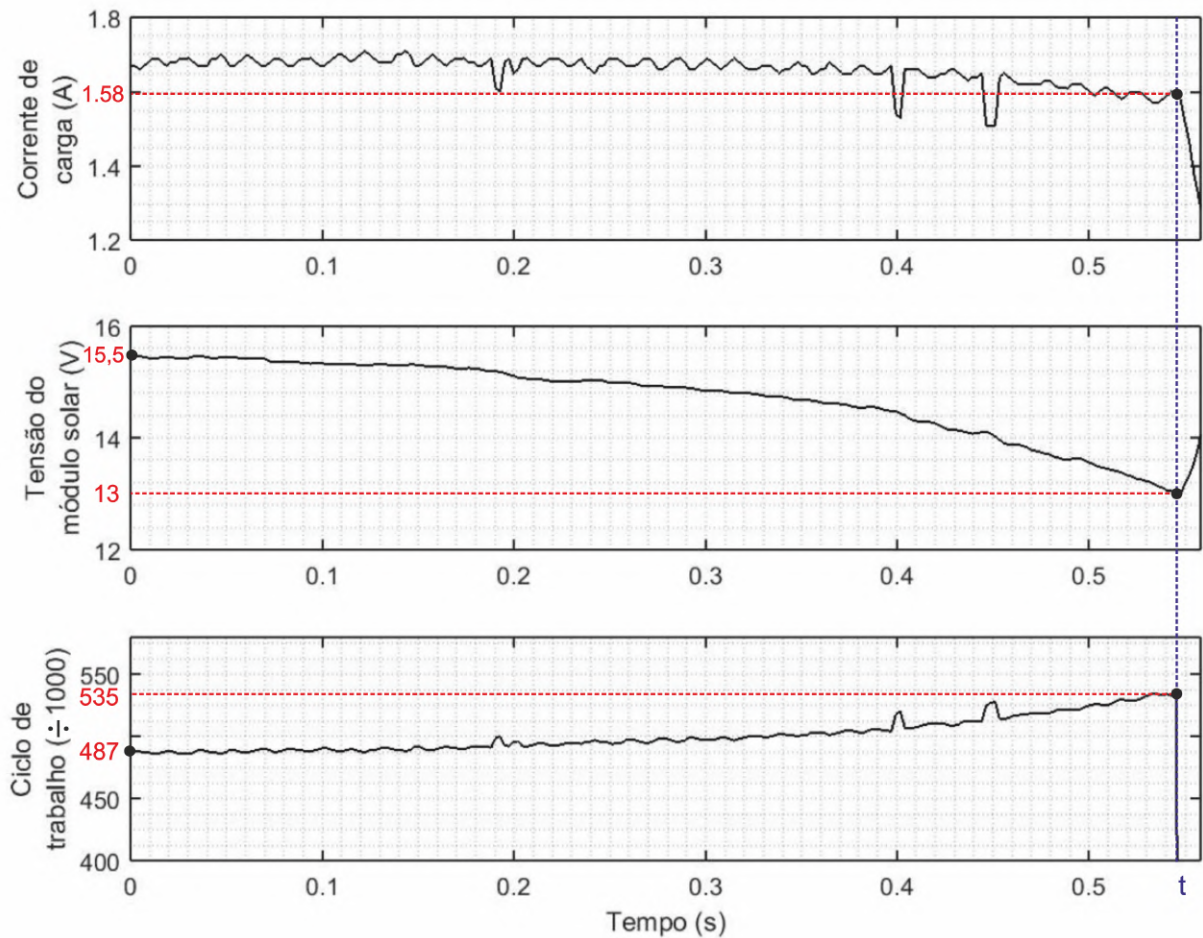
Na Figura 52, tem-se a ilustração dos dados obtidos ao desacoplar o módulo solar no sistema, também via interruptor. Algumas considerações sobre essa condição de ensaio:

- O instante t_1 , sendo ele igual a 921,2 ms, é caracterizado pela iminência do desacoplamento do módulo solar;
- Em t_2 , cujo seu instante corresponde à 961,1 ms, a tensão de entrada do protótipo é igual a 13 V. Nessa condição o ciclo de trabalho torna-se nulo, enquanto uma amostra antes, seu valor era de 0,541;

- Percebe-se que entre os instantes t_1 e t_2 o ciclo de trabalho tem sua magnitude aumentada pela ação de controle, embora a corrente se manter em queda, dada a ausência da fonte de energia do protótipo.

Finalmente, o ensaio final tem como intuito verificar o comportamento do sistema quando realizado sombra na superfície do painel, em virtude de não haver nuvens no dia do ensaio. Diante disso, um objeto cobriu aproximadamente 9,5% da superfície do módulo.

Figura 53 – Dados aquisitados via serial ao aplicar sombra no módulo



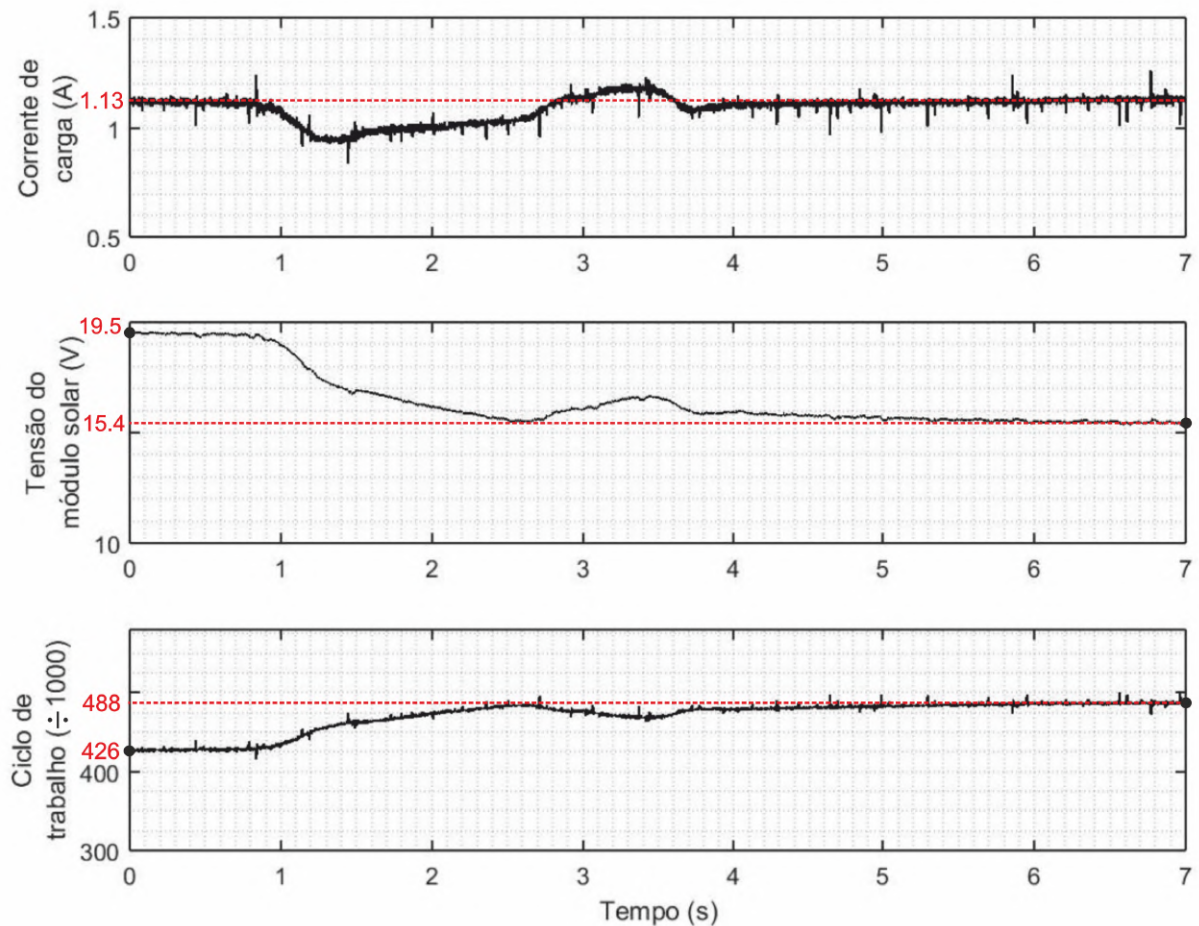
Fonte: O autor (2023)

Diante dos resultados apresentados na Figura 53, à medida que o ciclo de trabalho se manteve em ascensão, a tensão do módulo permaneceu em declínio. Com efeito, a corrente de carga decaiu. Tal ocorrência é justificada pelo fato da potência fornecida pelo módulo solar ser insuficiente, uma vez que, a consequência do aumento do ciclo de trabalho, é o acréscimo da corrente na entrada do conversor.

Então, um novo ensaio foi realizado considerando a corrente de referência não mais 1,7 A, mas sim, 1,1 A, de modo que o acréscimo de corrente na entrada do conversor fosse relativamente menor do que na condição anterior. Outro fator importante nesse novo

ensaio se dá pelo aumento do termo T_i . Segundo Bazanella e Gomes da Silva Jr. (2005), a velocidade com que a resposta do sistema se aproxima de sua referência tende a aumentar à medida que T_i diminuir. Então, para que o ciclo de trabalho não aumente relativamente rápido, a ponto de causar o fim da condição de carga, aumentou-se T_i para 0,4 segundos.

Figura 54 – Dados aquisitados via serial ao aplicar sombra no módulo, sendo 1,1 A a corrente de referência do sistema



Fonte: O autor (2023)

Na Figura 54, embora a corrente de carga não tenha permanecido constante ao sombrear o módulo solar, a ação integrativa não impactou na condição de carga. Ademais, a queda de potência na entrada do conversor não afetou a convergência à referência da corrente de carga após oscilações de tensão na entrada do protótipo.

Embora o módulo solar empregado seja capaz de manter constante a corrente de carga, seja ela 1,7 A e 1,1 A, tal como apresentado nos ensaios anteriores, ao ser sombreado verificam-se oscilações na corrente e, até mesmo o fim da condição de carga. No entanto, ao reduzir a potência para patamares que ainda seja possível a operação de carga, a corrente converge para a referência do sistema (como visto para a referência igual a 1,1 A).

5 CONCLUSÃO

Frente aos conceitos apresentados ao longo deste documento, seu resultado prático se dá pela implementação de um sistema eletrônico de recarga de baterias a partir de uma fonte renovável: o Sol. Dada a apresentação sucinta de energias renováveis, no capítulo inicial deste documento, verificou-se a importância da energia solar fotovoltaica. De fato, pois, conforme IEA (2022), dentre as fontes renováveis na transição energética mundial, enfatiza-se a eólica e a solar. Consoante àquilo que foi aprendido no decorrer da graduação tentou-se elaborar um projeto prático envolvendo conteúdos abordados ao longo da graduação, e mais um pouco daquilo que o projeto prático alcança. Sem falar, também, do emprego do modelo médio e da linearização, ambos para verificar o comportamento dos conversores aqui analisados. Quanto ao modelo médio, sua representação em espaço de estados foi validada em comparação com a simulação computacional, cujas resultantes estão apresentadas nas Figuras 19, 20, 25 e 26.

Na metodologia, foi apresentado o desenvolvimento do conversor, caracterizando o projeto dos indutores e a dissipação de potência das chaves. Além disso, a apresentação e implementação eletrônica dos circuitos de condicionamento das grandezas elétricas de interesse: corrente e tensão. Até essa etapa do projeto, foi necessário ambientar-se com o microcontrolador escolhido no qual constituiria a etapa de controle do projeto. Tal familiarização se deu pelo acréscimo da utilização de bibliotecas disponibilizadas pelo fabricante do microcontrolador, perante aos conhecimentos de programação procedural adquiridos ao longo da graduação. A etapa seguinte consistiu na apresentação do projeto do controlador PID. Nessa etapa, porém, não foi realizada a integração da Equação 15. Nesse momento, a análise de tal equação permitiria obter dinâmicas do sistema a partir de simulação computacional, de modo a comparar suas resultantes com as curvas ilustradas nas Figuras 51 à 54, além de contribuir para um possível processo de sintonização dos ganhos do PID, afinal, a Equação 15 descreve o comportamento do sistema, embora para um ponto de operação.

O desempenho do que foi elaborado pôde ser verificado a partir de diferentes validações, estando elas contidas nos resultados deste documento. Para os valores de corrente e tensão convertidos pelo sistema proposto, verificou-se, no pior caso, um erro de aproximadamente 2% para a medição da tensão de entrada do conversor, e 10%, aproximadamente, para a medição da corrente. Quanto à interferência da temperatura na medição das grandezas, à proporção que ela permaneceu em elevação foi percebido que a tensão visualizada no depurador se manteve em queda, embora tal efeito tenha sido verificado para temperaturas entre 21 °C e 29 °C. Já para a medição de corrente, não foi percebido um significativo impacto diante da faixa de temperatura supracitada.

Em comparação com a simulação computacional, a tensão de saída foi analisada para um ciclo de trabalho definido. Entre ensaio e simulação computacional foi verificada uma diferença máxima de 1,14 V (14,87 V - 13,73 V), diferença existente dada as não idealidades dos indutores, chaves de comutação e também dos componentes empregados no condicionamento dos sinais de interesse.

A validação do projeto como um todo se dá pela verificação do sistema de controle. Foi observado que, em um dos ensaios, a corrente de carga se manteve constante a céu aberto, no entanto, ao sombrear cerca de 10% da superfície do módulo solar fotovoltaico, o mesmo não foi capaz de suprimir a demanda energética do protótipo. Fato esse que poderia ser melhor explicado se houvesse um estudo direcionado à geração de potência em função da radiação solar. Então, ao diminuir a corrente de carga, além de aumentar o tempo de integração, contribuindo para que o ciclo de trabalho atue de maneira mais lenta, foi verificada a convergência da corrente para o seu valor de referência, de acordo com a Figura 54. Uma fonte de tensão ajustável, com potência suficiente para atender a demanda energética nos ensaios realizados, foi inserida no lugar do painel. Ao variar sua tensão à uma taxa de -1 V/segundo, aproximadamente, a corrente de carga permaneceu nas proximidades da referência do sistema, como foi visto na Figura 48. Em contrapartida, ao variar a tensão da fonte à uma taxa de + 28 V/segundo, foi percebido um pico de corrente no entorno de 2 A, conforme apresentado na Figura 49. Por fim, em todos os ensaios verifica-se a atuação do controle PID por meio do comportamento do ciclo de trabalho, assim como a operação esperada dos valores medidos nos componentes projetados.

Sugere-se como continuidade (e aperfeiçoamento) deste trabalho os seguintes itens:

- Aprofundar-se no estudo de baterias, a fim de estudar seus tipos disponíveis e seus diferentes métodos de carga;
- Aprofundar-se no estudo da energia solar fotovoltaica, especificamente no que diz respeito à irradiação solar e geração de potência elétrica, tendo em vista uma densa análise das curvas I_xV e P_xV de um módulo solar fotovoltaico;
- Analisar se há uma topologia de conversor CC-CC que melhor se emprega no processo de carga de baterias, tendo em vista a conjuntura do sistema de recarga;
- Modelar os elementos bateria e módulo solar, a fim de que seja factível implementar uma simulação que resulte em dinâmicas próximas dos comportamentos ocorridos em implementação real. Tal modelagem permite aproximar-se de técnicas de controle empregadas para a sintonia do controlador PID;
- Apropriar-se melhor dos sensores utilizados para a medição de corrente e tensão. Para esse, utilizar-se de técnicas de compensação frente às variações de temperatura

de operação do sensor. Já o primeiro, introduzir os erros de medição desconsiderados neste projeto;

- Desenvolver uma lógica no algoritmo para que a corrente de referência varie de acordo com a atual potência fornecida pelo módulo solar fotovoltaico, de modo a manter a operação constante do mesmo diante de alterações climáticas. Similar à isso, aprofundar-se nos métodos de rastreamento do ponto de máxima potência de um módulo, (MPPT, do inglês, *maximum power point tracking*), de modo que o painel esteja operando em sua máxima geração de energia.

Por fim, o aperfeiçoamento científico e tecnológico é um dos importantes frutos do desenvolvimento de uma sociedade, haja vista a interação do homem no ambiente em que ele vive. Portanto, deseja-se com a elaboração deste trabalho promover conteúdos que possam contribuir para os estudos voltados às áreas de eletrônica de potência, sistemas de controle e energia solar fotovoltaica, de modo que o resultado de suas aplicações gere consequências positivas ao nosso ecossistema, em especial na preservação do meio ambiente.

REFERÊNCIAS

- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. 1. ed. São Paulo: Pearson, 2000.
- BALBINOT, Alexandre; BRUSAMARELLO, Valner J. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**. 3. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2019.
- BARBI, Ivo. **Modelagem de Conversores CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaços de Estados**. 1. ed. Florianópolis: Do autor, 2015.
- BARBI, Ivo; FONT, Carlos Henrique Illa; ALVES, Ricardo Luiz. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. 2022. <https://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf> Acessado em 01 de novembro de 2023.
- BAZANELLA, Alexandre Sanfelice; Gomes da Silva Jr., João Manoel. **Sistemas de Controle: princípios de métodos de projeto**. 1. ed. Rio Grande do Sul: UFRGS, 2005.
- BROADCOM. **Datasheet HCNR200 and HCNR201**. 2021. <https://br.mouser.com/datasheet/2/678/AV02_0886EN_2021_06_25-2902150.pdf> Acessado em 30 de maio de 2023.
- C&D Technologies. **Charging Valve Regulated Lead Acid Batteries**. 2012. <<https://pdf4pro.com/view/charging-valve-regulated-lead-acid-batteries-55e091.html>> Acessado em 23 de agosto de 2023.
- COELHO, Roberto Francisco; SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar Cruz. **Energia Solar Fotovoltaica: Geração, Conversão e Aplicações**. 1. ed. Santa Catarina: Roberto Francisco Coelho, Lenon Schmit, 2022.
- CRESESB, Centro de Referência para as Energias Solar e Eólica Sérgio de S. Brito. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. 2014. <http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Manual_de_Engenharia_FV_2014.pdf> Acessado em 15 de junho de 2023.
- DORF, Richard C.; BISHOP, Robert H. **Sistema de controle modernos**. 1. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2018.
- EPE, Empresa de Pesquisa Energética. **Balanco Energético Nacional**. 2022. <<https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-675/topico-638/BEN2022.pdf>> Acessado em 10 de abril de 2023.
- GÓMEZ-EXPÓSITO, Antonio; CONEJO, Antonio J.; CAÑIZARES, Claudio. **Sistemas de energia elétrica: análise e operação**. 1. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2011.
- IEA, International Energy Agency. **World Energy Outlook 2022**. 2022. <<https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2022>> Acessado em 21 de abril de 2023.
- LINDEN, David; REDDY, Thomas B. **Handbook of Batteries**. 3. ed. New York: Mc Graw-Hill, 2002.

LORA, Electo Eduardo Silva; NASCIMENTO, Marco Antônio Rosa do. **Geração Termelétrica: planejamento, projeto e operação**. Rio de Janeiro: Interciência, 2004. v. 2.

MALVINO, Albert; BATES, David J. **Eletrônica**. 7. ed. Porto Alegre: AMHG, 2007.

MARTINS, Denizar C.; BARBI, Ivo. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 1. ed. Florianópolis: Do autor, 2011.

MICHELINI, Aldo. **Baterias de Lítio**. 2020. <<https://www.sta-eletronica.com.br/resources/downloads/ebookbateriasdelitio.pdf>> Acessado em 30 de outubro de 2023.

NETO, Manuel Rangel Borges; CARVALHO, Paulo. **Geração de Energia Elétrica: Fundamentos**. 1. ed. São Paulo: Érica, 2012.

NISE, Norman S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013.

OCDE, Organização para a Cooperação e Desenvolvimento Econômico. **Governança dos Recursos Hídricos no Brasil**. 2015. <https://progestao.ana.gov.br/progestao-1/avaliacao/cgu/ocde_governanca-dos-recursos-hidricos-no-brasil_2015.pdf> Acessado em 12 de abril de 2023.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2010.

ONU. **Novas metas de países para o clima são passo importante, mas insuficiente**. 2021. <<https://brasil.un.org/pt-br/144885-novas-metas-de-pa%C3%ADses-para-o-clima-s%C3%A3o-passo-importante-mas-insuficiente>> Acessado em 20 de agosto de 2023.

PEGORETTI, Ivan. **Manual Técnico: Linha Estacionária Moura VRLA**. 2021. <<https://www.moura.com.br/produtos/estacionarias/vrla/Manual-tecnico-Moura-VRLA-MVA-V4-POR-2023.pdf>> Acessado em 30 de outubro de 2023.

PEREIRA Ênio B. et al. **Atlas Brasileiro de Energia Solar**. São José dos Campos: INPE, 2017. <https://cenariosolar.editorabrasilenergia.com.br/wp-content/uploads/sites/8/2020/11/Atlas_Brasileiro_Energia_Solar_2a_Edicao_compressed.pdf> Acessado em 7 de abril de 2023.

PIMENTEL, Fernando. O fim da era do petróleo e a mudança do paradigma energético mundial: perspectivas e desafios para a atuação diplomática brasileira. **Fundação Alexandre de Gusmão**, 2011.

POWERSIM. **Solar Module Physical Model**. 2018. <<https://powersimtech.com/resources/tutorials/solar-module-physical-model/>> Acessado em 20 de outubro de 2023.

RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. 1. ed. São Paulo: Makron, 1999.

REIS, Lineu Belico dos. **Geração de Energia Elétrica**. 2. ed. São Paulo: Manole, 2011.

SALDANHA, Maisa M. Energia elétrica e meio ambiente: Um novo paradigma para o desenvolvimento. **Direito em debate**, n. 38, 2012.

SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth C. **Microeletrônica**. 4. ed. São Paulo: Pearson, 2004.

SILVA, Ermes Medeiros da et al. **Estatística**. 1. ed. São Paulo: Atlas, 2018.

ST. **Datasheet STP80NF70**. 2010. <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stp80nf70.pdf>> Acessado em 21 de outubro de 2023.

ST. **Datasheet STM32L476xx**. 2019. <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32l476je.pdf>> Acessado em 28 de maio de 2023.

STEINKE, Ercília Torres. **Climatologia fácil**. 1. ed. São Paulo: Oficina de Textos, 2012.

TI. **Introduction to Hall Effect Sensing**. 2019. <https://www.ti.com/content/dam/videos/external-videos/4/3816841626001/6033234515001.mp4/subassets/introduction_to_hall_effect_position_sensing.pdf> Acessado em 24 de maio de 2023.

TI. **Datasheet TMCS1107**. 2021. <<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tmcs1107.pdf?HQS=dis-dk-null-digikemode-dsf-pf-null-ww&ts=1686055636642>> Acessado em 30 de maio de 2023.

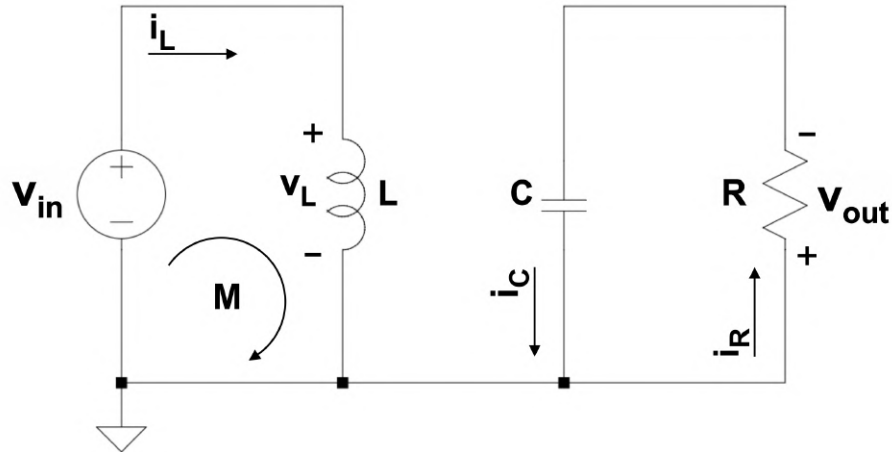
UNI-T. **UT89X/UT89XD Digital Multimeter**. 2022. <<https://meters.uni-trend.com/download/ut89x-xd-user-manual/?wpdmdl=6515&refresh=655b503f116191700483135>> Acessado em 20 de novembro de 2023.

VIAN Ângelo et al. **Energia Eólica: fundamentos, tecnologia e aplicações**. 1. ed. São Paulo: Blucher, 2021.

WOLFSPEED. **Datasheet C4D10120A Silicon Carbide Schottky Diode**. 2016. <<https://www.mouser.com/datasheet/2/90/4d10120a-838511.pdf>> Acessado em 21 de outubro de 2023.

**APÊNDICE A – DEDUÇÃO DO MODELO MÉDIO DA TOPOLOGIA
BUCK-BOOST**

Figura 55 – *Buck-Boost* com chave Q fechada



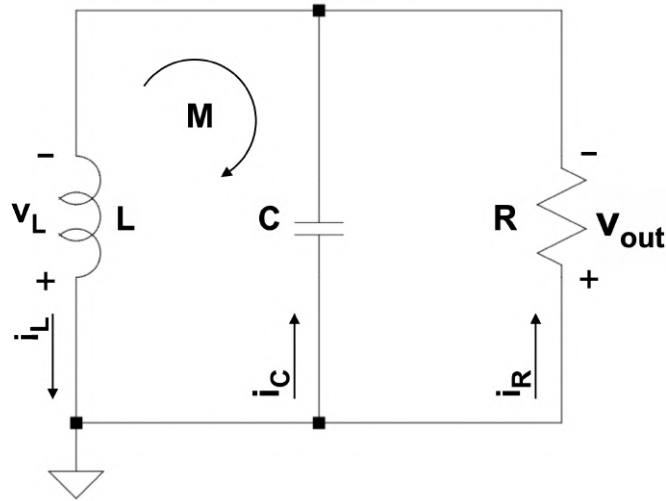
Fonte: O autor (2023)

As deduções a seguir se baseiam nos sentidos de tensão e corrente arbitrados na Figura 55, que mostra o conversor *Buck-Boost* durante T_{ON} , ou seja, com a chave Q fechada e a chave D aberta. Realizando a Lei de *Kirchhoff* das tensões na malha M, obtém-se

$$-v_{in} + L \frac{di_L}{dt} = 0. \quad (63)$$

Utilizando a Lei de *Kirchhoff* das correntes para o nó de saída do conversor, obtém-se

$$C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R} = 0. \quad (64)$$

Figura 56 – *Buck-Boost* com chave Q aberta

Fonte: O autor (2023)

As deduções seguintes se baseiam nos sentidos de tensão e correntes arbitrados na Figura 56, que mostra o conversor *Buck-Boost* durante T_{OFF} , ou seja, com a chave Q aberta e a chave D fechada. Realizando a Lei de *Kirchhoff* das tensões na malha M, obtém-se

$$-L \frac{di_L}{dt} - v_C = 0. \quad (65)$$

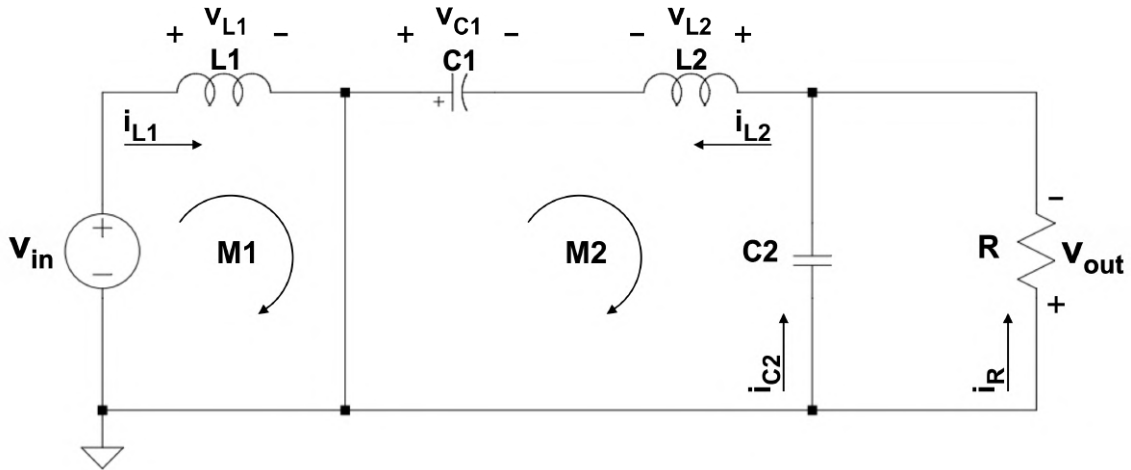
Utilizando a Lei de *Kirchhoff* das correntes, obtém-se

$$-i_L + C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R} = 0. \quad (66)$$

Ponderando as Equações 63 e 64 por d e as Equações 65 e 66 por $1 - d$, obtém-se, após somar os resultados e isolar os termos das derivadas, (3a) e (3b).

APÊNDICE B – DEDUÇÃO DO MODELO MÉDIO DA TOPOLOGIA CÚK

Figura 57 – *Cúk* com a chave Q fechada



Fonte: O autor (2023)

As deduções a seguir se baseiam nos sentidos de tensão e corrente arbitrados na Figura 57, que mostra o conversor *Cúk* durante T_{ON} , ou seja, com a chave Q fechada e a chave D aberta. Realizando a Lei de *Kirchhoff* das tensões na malha M1, obtém-se

$$-v_{in} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0. \quad (67)$$

Já para a malha M2, obtém-se

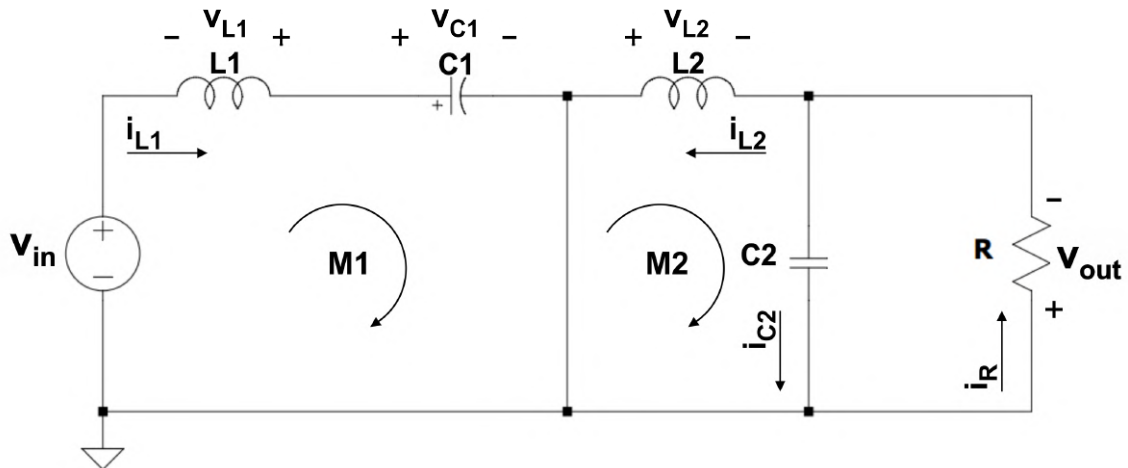
$$+v_{C1} - L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - v_{C2} = 0. \quad (68)$$

O capacitor C_1 está em série com o indutor L_2 , logo, se conclui que

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}. \quad (69)$$

Utilizando a Lei de *Kirchhoff* das correntes no nó de saída do conversor, obtém-se

$$-i_{L2} + C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} + \frac{v_{C2}}{R} = 0. \quad (70)$$

Figura 58 – *Cúk* com a chave *Q* aberta

Fonte: O autor (2023)

As deduções seguintes se baseiam nos sentidos de tensão e correntes arbitrados na Figura 58, que mostra o conversor *Cúk* durante T_{OFF} , ou seja, com a chave *Q* aberta e a chave *D* fechada. Realizando a Lei de *Kirchhoff* das tensões na malha M1, obtém-se

$$-v_{in} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + v_{C1} = 0. \quad (71)$$

Já na malha M2, obtém-se

$$-L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - v_{C2} = 0. \quad (72)$$

O capacitor C_1 está em série com o indutor L_1 , logo, se conclui que

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1}. \quad (73)$$

Utilizando a Lei de *Kirchhoff* das correntes no nó de saída do conversor, obtém-se

$$-i_{L2} + C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} + \frac{v_{C2}}{R} = 0. \quad (74)$$

Ponderando as Equações 67, 68, 69 e 70 por d e as Equações 71, 72, 73 e 74 por $1 - d$, obtém-se, após somar os resultandos e isolar os termos das derivadas, (10a), (10b), (10c) e (10d).

APÊNDICE C – LINEARIZAÇÃO DO MODELO MÉDIO DA TOPOLOGIA BUCK-BOOST

Na topologia *Buck-Boost* há dois estados de equilíbrio a serem encontrados, conforme a definição de duas variáveis de estado. Logo, (3a) e (3b) são escritas como

$$0 = \frac{1}{L} [d_0 v_{in_0} - (1 - d_0) v_{C_0}] \quad (75a)$$

$$0 = \frac{1}{C} \left[(1 - d_0) i_{L_0} - \frac{v_{C_0}}{R} \right]. \quad (75b)$$

Isolando i_{L_0} em (75b) e v_{C_0} em (75a), se chega em (5a) e (5b), respectivamente.

Sendo $\dot{i}_L = \delta \dot{i}_L$ e $\dot{v}_C = \delta \dot{v}_C$, ambas relações podem ser escritas a partir da série de *Taylor* desconsiderando os termos acima da primeira ordem, tendo como processo de linearização das equações do conversor *Buck-Boost* as relações

$$\delta \dot{i}_L = f_1(v_{in}, d, v_C) = f_1(v_{in_0}, d_0, v_{C_0}) + \frac{\delta f_1}{\delta v_{in_0}} \delta v_{in} + \frac{\delta f_1}{\delta d_0} \delta d + \frac{\delta f_1}{\delta v_{C_0}} \delta v_C \quad (76a)$$

$$\delta \dot{v}_C = f_2(d, i_L, v_C) = f_2(d_0, i_{L_0}, v_{C_0}) + \frac{\delta f_2}{\delta d_0} \delta d + \frac{\delta f_2}{\delta i_{L_0}} \delta i_L + \frac{\delta f_2}{\delta v_{C_0}} \delta v_C. \quad (76b)$$

Em (76a) e (76b), sendo nulas as funções f_1 e f_2 na condição de equilíbrio, e ao realizar a derivada de cada função em relação à grandeza representada, se chega em (6a) e (6b).

APÊNDICE D – LINEARIZAÇÃO DO MODELO MÉDIO DA TOPOLOGIA CÚK

Na topologia *Cúk* há quatro estados de equilíbrio a serem encontrados, conforme a definição de quatro variáveis de estado. Logo, (10a), (10b), (10c) e (10d) são escritas como

$$0 = \frac{1}{L_1}[v_{in_0} - (1 - d_0)v_{C_{1_0}}] \quad (77a)$$

$$0 = \frac{1}{L_2}(d_0v_{C_{1_0}} - v_{C_{2_0}}) \quad (77b)$$

$$0 = \frac{1}{C_1}[(1 - d_0)i_{L_{1_0}} - d_0i_{L_{2_0}}] \quad (77c)$$

$$0 = \frac{1}{C_2}(i_{L_{2_0}} - \frac{v_{C_{2_0}}}{R}). \quad (77d)$$

Isolando $i_{L_{1_0}}$ em (77c), $i_{L_{2_0}}$ em (77d), $v_{C_{1_0}}$ em (77a) e $v_{C_{2_0}}$ em (77b), se chega em (12a), (12b), (12c) e (12d).

Aplicando a Série de *Taylor* truncada no primeiro termo, tem-se como processo de linearização das equações do conversor *Cúk* as relações

$$\delta \dot{i}_{L_1} = f_1(v_{in}, d, v_{C_1}) = f_1(v_{in_0}, d_0, v_{C_{1_0}}) + \frac{\delta f_1}{\delta v_{in_0}} \delta v_{in} + \frac{\delta f_1}{\delta d_0} \delta d + \frac{\delta f_1}{\delta v_{C_{1_0}}} \delta v_{C_1} \quad (78a)$$

$$\delta \dot{i}_{L_2} = f_2(d, v_{C_1}, v_{C_2}) = f_2(d_0, v_{C_{1_0}}, v_{C_{2_0}}) + \frac{\delta f_2}{\delta d_0} \delta d + \frac{\delta f_2}{\delta v_{C_{1_0}}} \delta v_{C_1} + \frac{\delta f_2}{\delta v_{C_{2_0}}} \delta v_{C_2} \quad (78b)$$

$$\delta \dot{v}_{C_1} = f_3(d, i_{L_1}, i_{L_2}) = f_3(d_0, i_{L_{1_0}}, i_{L_{2_0}}) + \frac{\delta f_3}{\delta d_0} \delta d + \frac{\delta f_3}{\delta i_{L_{1_0}}} \delta i_{L_1} + \frac{\delta f_3}{\delta i_{L_{2_0}}} \delta i_{L_2} \quad (78c)$$

$$\delta \dot{v}_{C_2} = f_4(i_{L_2}, v_{C_2}) = f_4(i_{L_{2_0}}, v_{C_{2_0}}) + \frac{\delta f_4}{\delta i_{L_{2_0}}} \delta i_{L_2} + \frac{\delta f_4}{\delta v_{C_{2_0}}} \delta v_{C_2}. \quad (78d)$$

Em (78a), (78b), (78c) e (78d), sendo nulas as funções f_1 , f_2 , f_3 e f_4 na condição de equilíbrio, e ao realizar a derivada de cada função em relação à grandeza representada, se chega em (13a), (13b), (13c) e (13d).

APÊNDICE E – DISCRETIZAÇÃO DO PID

Na Equação 57, evidenciando o termo s , e após substituindo-o pela Equação 58, tem-se

$$u(z) = K \left\{ \frac{\left[\frac{2(z-1)}{T_s(z+1)} \right]^2 [e(z)T_i - T_i T_d y(z)p] + \frac{2(z-1)}{T_s(z+1)} [e(z)T_i p + e(z)] + e(z)p}{\left[\frac{2(z-1)}{T_s(z+1)} \right]^2 T_i + \frac{2(z-1)}{T_s(z+1)} T_i p} \right\}. \quad (79)$$

Ao evidenciar o termo z em (79), tem-se que

$$u(z) = K \left(\frac{a_2 z^2 + a_1 z + a_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0} \right), \quad (80)$$

onde:

- $a_2 = 4e(z)T_i - 4T_i T_d y(z)p + 2T_s e(z) + 2T_s e(z)T_i p + e(z)pT_s^2$;
- $a_1 = -8e(z)T_i + 8T_i T_d y(z)p + 2e(z)pT_s^2$;
- $a_0 = 4e(z)T_i - 4T_i T_d y(z)p - 2T_s e(z) - 2T_s e(z)T_i p + e(z)pT_s^2$;
- $b_2 = 4T_i + 2T_i T_s p$;
- $b_1 = -8T_i$;
- $b_0 = 4T_i - 2T_i T_s p$.

Na Equação 80, tem-se uma outra forma de sua representação, dada por

$$u(z)(b_2 z^2 + b_1 z + b_0) = K(a_2 z^2 + a_1 z + a_0). \quad (81)$$

Na Equação 81, ao multiplicar por z^{-2} ambos os lados da igualdade, e aplicar a transformada Z inversa obtém-se a relação

$$b_2 u(k) + b_1 u(k-1) + b_0 u(k-2) = K(a_2 + a_1 + a_0), \quad (82)$$

onde os termos a_2 , a_1 e a_0 são reescritos tal como:

- $a_2 = 4e(k)T_i - 4T_i T_d y(k)p + 2T_s e(k) + 2T_s e(k)T_i p + e(k)pT_s^2$;
- $a_1 = -8e(k-1)T_i + 8T_i T_d y(k-1)p + 2e(k-1)pT_s^2$;
- $a_0 = 4e(k-2)T_i - 4T_i T_d y(k-2)p - 2T_s e(k-2) - 2T_s e(k-2)T_i p + e(k-2)pT_s^2$.

Isolando o termo $u(k)$ na Equação 82, se chega na Equação 59.

APÊNDICE F – FIRMWARE DO PROJETO

Declaração de variáveis

```

1  #include "main.h"
2  #include <stdio.h>
3
4  #define SETPOINT_OF_CURRENT 1.7 //Setpoint da corrente de saída do conversor
5  #define MOVING_CURRENT_AVERAGE 6 //Tamanho do vetor para a media movel dos sinais de
    corrente amostrados
6  #define MOVING_VOLTAGE_AVERAGE 40 //Tamanho do vetor para a media movel dos sinais de
    tensao amostrados
7  #define MIN_IN_VOLTAGE_DISABLE 13 //Minima tensao de entrada para manter ligado o
    conversor
8  #define MIN_IN_VOLTAGE_ENABLE 14 //Minima tensao de entrada para ligar o conversor
9  #define MIN_OUT_VOLTAGE_ENABLE 13.2 //Minima tensao de saída para religar o conversor
10 #define MAX_OUT_VOLTAGE_DISABLE 13.7 //Maxima tensao de saída para desligar o conversor
11
12 uint32_t counter; //Variavel numerica para o contador do modulo PWM
13 uint16_t array_measures[3]; //Vetor que armazena os valores lidos pelo ADC
14 uint8_t buffer[24]; //Vetor para envio das variaveis corrente e tensao para a CPU
15
16 float read_voltage_out; //Tensao de saída apresentada ao usuario
17 float read_current_out; //Corrente de saída apresentada ao usuario
18 float read_voltage_in; //Tensao de entrada apresentada ao usuario
19
20 float matrix_measures[3][MOVING_VOLTAGE_AVERAGE+2]; //Matriz de leitura , media movel e
    conversao dos sinais amostrados
21 float PID_action; //Variavel que recebera a resultante do controlador PID
22 char enable_PID; //Flag para a execucao do controlador PID
23
24 float kp; //Ganho proporcional
25 float Ti; //Tempo de integracao
26 float Td; //Tempo derivativo
27 float ki; //Ganho integrativo
28 float kd; //Ganho derivativo
29 float Ts; //Tempo de amostragem
30
31 //Variaveis atribuidas na equacao do PID discretizado
32 float p;
33 float b0;
34 float b1;
35 float b2;
36
37 ADC_HandleTypeDef hadc1;
38 TIM_HandleTypeDef htim1;
39 TIM_HandleTypeDef htim3;
40
41 void SystemClock_Config(void);
42 static void MX_GPIO_Init(void);
43 static void MX_TIM1_Init(void);
44 static void MX_UART4_Init(void);
45 static void MX_TIM3_Init(void);
46 static void MX_ADC1_Init(void);
47
48 void Read_ADC_values(void); //Funcao que le os canais ADC1_IN5, ADC1_IN6 e ADC1_IN9
49 void Measures_conversion(void); //Funcao que preenche o buffer associado a cada grandeza
    eletrica , realiza a media movel entre os seus valores e o converte na respectiva
    grandeza eletrica

```

```
50 float PID_value(float coef1, float coef2, float coef3, char flag_PID); //Funcao que
    calcula o sinal de controle necessario para que o erro do sistema se aproxime de zero
```

Função principal do algoritmo

```
1  int main(void)
2  {
3      HAL_Init();
4
5      counter=0; //Inicia a variavel de contagem para o PWM em zero
6      kp=0.11; //Atribuicao numerica ao ganho proporcional
7      Ti=0.06; //Atribuicao numerica ao tempo de integracao
8      Td=0.1; //Atribuicao numerica ao tempo derivativo
9      Ts=0.001; //Atribuicao numerica ao periodo de amostragem da chamada da funcao PID_value
10
11     ki=kp/Ti; //Equacao para determinar o ganho integrativo
12     kd=kp*Td; //Equacao para determinar o ganho derivativo
13     PID_action=0; //Limpa variavel que ira receber a saida do controlador PID
14     enable_PID=0; //Inicia a flag em zero
15
16     //Representacao algebrica dos coeficientes definidos na equacao do PID discretizado
17     p=1;
18     b2=4*Ti+2*Ti*Ts*p;
19     b1=-8*Ti;
20     b0=4*Ti-2*Ti*Ts*p;
21
22     SystemClock_Config();
23
24     MX_GPIO_Init();
25     MX_TIM1_Init();
26     MX_UART4_Init();
27     MX_TIM3_Init();
28     MX_ADC1_Init();
29
30     HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
31     HAL_TIM_Base_Start_IT(&htim3);
32
33     while (1)
34     {
35         sprintf(buffer, "%0.2f,%000d,%00.2f,%00.2f\n", read_current_out, counter,
            read_voltage_out, read_voltage_in); //Preenche o buffer da transmissao da serial
            para o envio dos valores de corrente e tensao
36         HAL_UART_Transmit(&huart4, buffer, strlen(buffer), 100); //Envia os valores via
            comunicacao serial
37     }
38 }
```

Rotina da interrupção

```
1  void HAL_TIM_PeriodElapsedCallback(TIM_HandleTypeDef *htim)
2  {
3      static char hist_in=0;
4      static char hist_out=0;
5
6      Read_ADC_values();
7      Measures_conversion();
8      //Estrutura logica que define os limites para a operacao do conversor
9      if (matrix_measures[2][MOVING_VOLTAGE_AVERAGE+1]>=MIN_IN_VOLTAGE_ENABLE) hist_in=1;
10     else if (matrix_measures[2][MOVING_VOLTAGE_AVERAGE+1]<MIN_IN_VOLTAGE_DISABLE && hist_in
        ==1) hist_in=0;
11
12     if (matrix_measures[1][MOVING_VOLTAGE_AVERAGE+1]>=MAX_OUT_VOLTAGE_DISABLE) hist_out=1;
```

```

13     else if (matrix_measures[1][MOVING_VOLTAGE_AVERAGE+1]<=MIN_OUT_VOLTAGE_ENABLE &&
14             hist_out==1) hist_out=0;
15     if (hist_in && !hist_out) enable_PID=1;
16     else enable_PID=0;
17
18     PID_action=PID_value(b0, b1, b2, enable_PID); //Chamada da funcao que retorna o atual
19         valor do PID
20
21     if (PID_action>=0.6) PID_action=0.6; //Limite superior do valor do PID
22     counter=(int)(1000*PID_action); //Contador do modulo PWM recebe a parcela inteira do
23         valor do PID aumentado em 1000 vezes
24
25     /* A resolucao do ciclo de trabalho e igual a 0,1%. Isso significa que essa variacao
26         ocorre quando a variavel "counter" for alterada em uma unidade. Entao, se "counter"
27         for acrescido em 10 unidades, o ciclo de trabalho sera acrescido em 1%. Ou seja,
28         para counter=500 o ciclo de trabalho sera igual a 50%
29
30     */
31     __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim1,TIM_CHANNEL_1,counter); //Atualiza o ciclo de trabalho
32 }

```

Estrutura das funções

```

1 void Read_ADC_values(void)
2 {
3     HAL_ADC_Start(&hadc1); //Inicia o processo de leitura do ADC1
4     HAL_ADC_PollForConversion(&hadc1,100); //Realiza a leitura do sinal da corrente de
5         saida
6     array_measures[0]=HAL_ADC_GetValue(&hadc1); //Armazena o valor amostrado
7     HAL_ADC_PollForConversion(&hadc1,100); //Realiza a leitura do sinal da tensao de saida
8     array_measures[1]=HAL_ADC_GetValue(&hadc1);
9     HAL_ADC_PollForConversion(&hadc1,100); //Realiza a leitura do sinal da tensao de
10        entrada
11     array_measures[2]=HAL_ADC_GetValue(&hadc1);
12     HAL_ADC_Stop(&hadc1); //Encerra o processo de leitura do ADC1
13 }
14
15 void Measures_conversion(void)
16 {
17     float moving_temp[3];
18     for(int i=0; i<3; i++) moving_temp[i]=0;
19
20     //Iteracao para a execucao da media movel dos dados amostrados
21     for(int i=0; i<3; i++)
22     {
23         if(i==0)
24         {
25             for (int j=MOVING_CURRENT_AVERAGE-1; j>0; j--) matrix_measures[i][j]=
26                 matrix_measures[i][j-1];
27             matrix_measures[i][0]=array_measures[i];
28             for (int j=0; j<MOVING_CURRENT_AVERAGE; j++) moving_temp[i]=moving_temp[i]+(
29                 matrix_measures[i][j]/MOVING_CURRENT_AVERAGE);
30             matrix_measures[i][MOVING_CURRENT_AVERAGE]=moving_temp[i];
31         }
32         else
33         {
34             for (int j=MOVING_VOLTAGE_AVERAGE-1; j>0; j--) matrix_measures[i][j]=
35                 matrix_measures[i][j-1];
36             matrix_measures[i][0]=array_measures[i];
37             for (int j=0; j<MOVING_VOLTAGE_AVERAGE; j++) moving_temp[i]=moving_temp[i]+(
38                 matrix_measures[i][j]/MOVING_VOLTAGE_AVERAGE);
39             matrix_measures[i][MOVING_VOLTAGE_AVERAGE]=moving_temp[i];
40         }
41     }
42 }

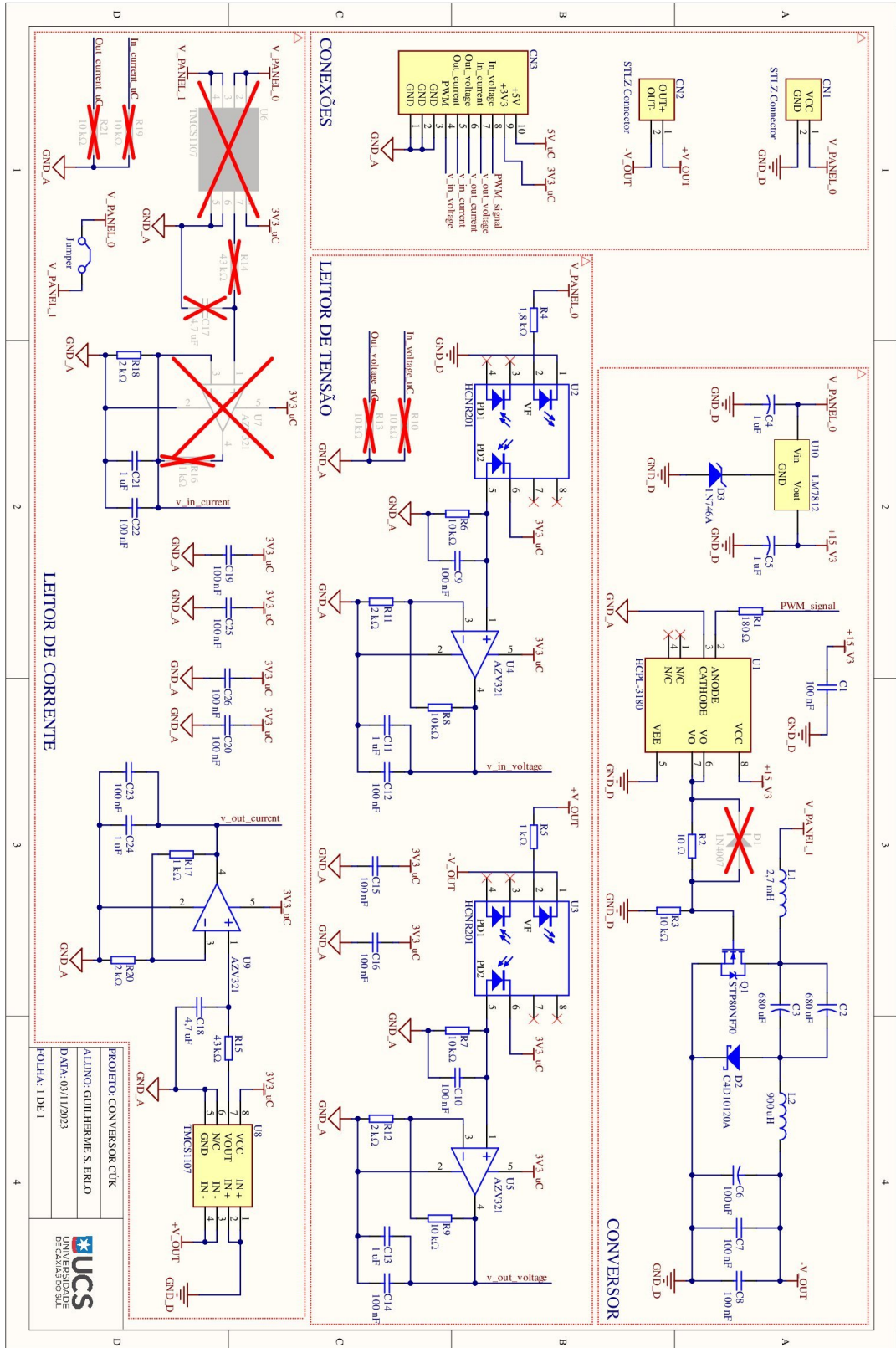
```

```

35     }
36
37     //Conversao dos valores medios em suas respectivas grandezas eletricas
38     matrix_measures [0] [MOVING_CURRENT_AVERAGE+1]=0.0027*matrix_measures [0] [
        MOVING_CURRENT_AVERAGE]-8.25 ; //Converte o valor do ADC em corrente de saida
39     matrix_measures [1] [MOVING_VOLTAGE_AVERAGE+1]=0.00306*matrix_measures [1] [
        MOVING_VOLTAGE_AVERAGE]+1.55; // Converte o valor do ADC em tensao de saida
40     matrix_measures [2] [MOVING_VOLTAGE_AVERAGE+1]=0.00505*matrix_measures [2] [
        MOVING_VOLTAGE_AVERAGE]+1.6; // Converte o valor do ADC em tensao de entrada
41
42     read_current_out=matrix_measures [0] [MOVING_CURRENT_AVERAGE+1];
43     read_voltage_out=matrix_measures [1] [MOVING_VOLTAGE_AVERAGE+1];
44     read_voltage_in=matrix_measures [2] [MOVING_VOLTAGE_AVERAGE+1];
45
46     if ( read_current_out<0)           read_current_out=0;
47     if ( read_voltage_in<3)           read_voltage_in=0;
48     if ( read_voltage_out<3)         read_voltage_out=0;
49 }
50
51 float PID_value(float coef1, float coef2, float coef3, char flag_PID)
52 {
53     static float array_error [3];
54     static float array_PID_value [3];
55     static float array_out_current [3];
56
57     if (enable_PID)
58     {
59         array_error [0]=SETPOINT_OF_CURRENT-read_current_out;
60         array_out_current [0]=read_current_out;
61         array_PID_value [0]=(kp*(array_error [0]*(4*Ti+2*Ts+2*Ts*Ti*p+p*Ts*Ts) - 4*Ti*Td*p*
            array_out_current [0] + array_error [1]*(-8*Ti+2*Ts*Ts*p) + 8*Td*Ti*
            array_out_current [1]*p + array_error [2]*(4*Ti-2*Ts-2*Ts*Ti*p+p*Ts*Ts) - 4*Ti*Td*
            array_out_current [2]*p)-b1*array_PID_value [1] - b0*array_PID_value [2])/b2;
62
63         for (int i=2; i>0; i--)
64         {
65             array_error [i]=array_error [i-1];
66             array_PID_value [i]=array_PID_value [i-1];
67             array_out_current [i]=array_out_current [i-1];
68         }
69     }
70     else
71     {
72         for (int i=0;i<3;i++)
73         {
74             array_error [i]=0;
75             array_PID_value [i]=0;
76             array_out_current [i]=0;
77         }
78     }
79     return array_PID_value [0];
80 }

```

APÊNDICE G – ESQUEMA ELETRÔNICO DO PROTÓTIPO



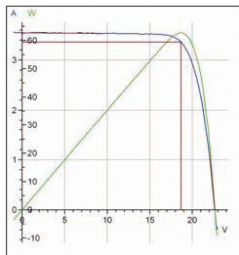
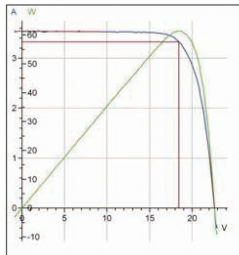
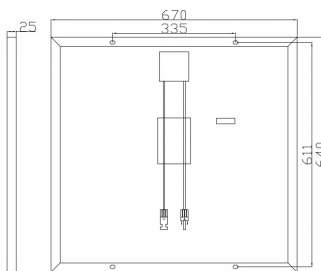
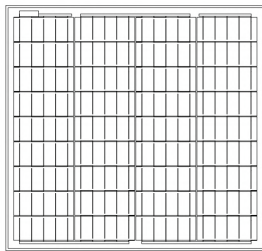
ANEXO A – FOLHA DE DADOS DO PAINEL RSM060P

RSM060P



GLOBAL PROFESSIONAL PV PRODUCTS INTERGRATED SOLUTIONS SUPPLIER

Dimension of PV Modules Unit: mm



ELECTRICAL DATA(STC)

Rated Power in Watts-Pmax(Wp)	60W
Open Circuit Voltage-Voc(V)	22.68V
Short Circuit Current-Isc(A)	3.75A
Maximum Power Voltage-Vmp(V)	18.54V
Maximum Power Current-Imp(A)	3.36A
Module Efficiency (%)	13.99%

STC: Irradiance 1000 W/m², Cell Temperature 25°C, Air Mass AM1.5 according to EN 60904-3.

ELECTRICAL DATA(NOCT)

Maximum Power-Pmax (Wp)	44.80W
Open Circuit Voltage-Voc (V)	21.27V
Short Circuit Current-Isc (A)	3.03A
Maximum Power Voltage-Vmp(V)	17.24V
Maximum Power Current-Imp(A)	2.60A

NOCT: Irradiance at 800 W/m², Ambient Temperature 20°C, Wind Speed 1 m/s.

MECHANICAL DATA

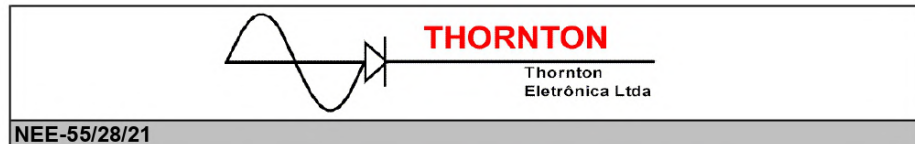
Solar cells	Poly-crystalline 156x63mm 4 or 5 Bus bars
Cell configuration	36 cells(4x9)
Module dimensions	640x670x25 mm
Weight	4.8KGS
Front Cover	3.2mm Tempered Glass
Frame Material	Anodized Aluminum Alloy
J-BOX	IP65 or IP67, 1 Diodes
Cable	2.5mm ² (IEC)/12AWG(UL),900mm
Connectors	MC4 or MC4 Comparable
Standard Packaging	10pcs/suite box

TEMPERATURE & MAXIMUM RATINGS

Nominal Operating Cell Temperature (NOCT)	45°C±2°C
Temperature Coefficient of Voc	-0.32%/°C
Temperature Coefficient of Isc	0.05%/°C
Temperature Coefficient of Pmax	-0.39%/°C
Operational Temperature	-40~+85°C
Maximum System Voltage	1000V(IEC)/600V(UL)
Max Series Fuse Rating	15A
Limiting Reverse Current	15A

A: Room 606, No.13, Yongshang Garden, Jingfeng Road,
Mudu Town, Wuzhong District, Suzhou, Jiangsu Province, China
F: +86512-66292101 T: +86 512-66293858
W: www.resunsolar.com E: info@resunsolar.com

ANEXO B – CATÁLOGO DOS INDUTORES DO PROJETO

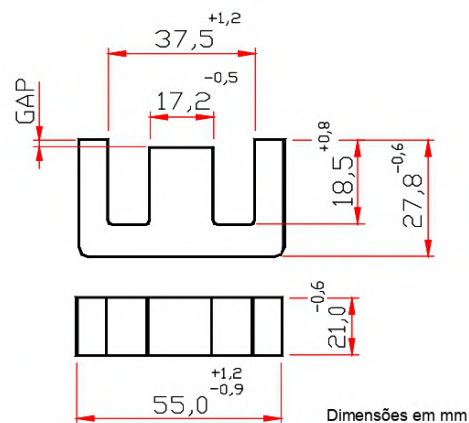


NEE-55/28/21

Parâmetros Efetivos do Núcleo:

I /A	0,34	mm ⁻¹
Le	120,0	mm
Ae	354,0	mm ²
Amin	---	mm ²
Ve	42500,0	mm ³

Peso Aprox. (pç) 109,0 g



COM GAP

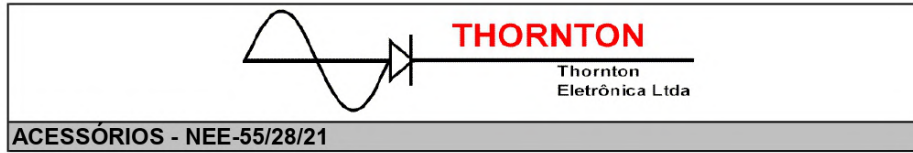
DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	MATERIAL	AI [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ µe
NEE-55/28/21-125-IP12R	IP12R	125	± 8	*3,05	34
NEE-55/28/21-220-IP6	IP6	220	± 10	2,85	60
NEE-55/28/21-220-IP12R	IP12R	220	± 10	2,85	60
NEE-55/28/21-300-IP6	IP6	300	± 10	2,00	81
NEE-55/28/21-300-IP12R	IP12R	300	± 10	2,00	81
NEE-55/28/21-330-IP6	IP6	330	± 10	1,70	89
NEE-55/28/21-380-IP6	IP6	380	± 10	1,40	103
NEE-55/28/21-380-IP12R	IP12R	380	± 10	1,40	103
NEE-55/28/21-496-IP12R	IP12R	496	± 10	0,96	134
NEE-55/28/21-520-IP6	IP6	520	± 10	0,90	141
NEE-55/28/21-930-IP6	IP6	930	± 15	0,70	252

* gap Simétrico

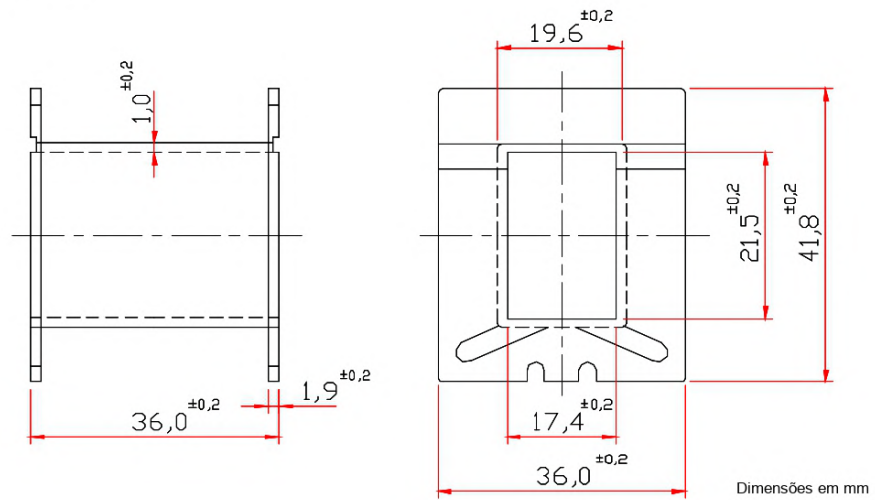
SEM GAP

CÓDIGO DE ENCOMENDA	MATERIAL	AI [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ µe
NEE-55/28/21-6000-IP6	IP6	6000	+40 / -20	---	1623
NEE-55/28/21-6500-IP12R	IP12R	6500	+40 / -20	---	1759
NEE-55/28/21-6800-IP12E	IP12E	6800	± 25	---	1840
NEE-55/28/21-7050-IP612	IP612	7050	min.	---	1907

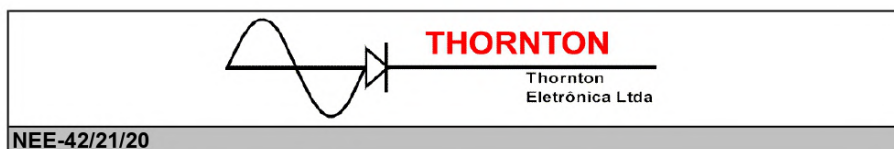
Outros AI's mediante consulta



CARRETEL



DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	Nº DE SECÇÕES	JANELA [mm²]	COMPRI. MÉD. [mm/esp]	PESO ~g [mm]	MATERIAL
CE-55/28/21-1/0-POM	1	250,00	116,00	8,50	Poliacetel

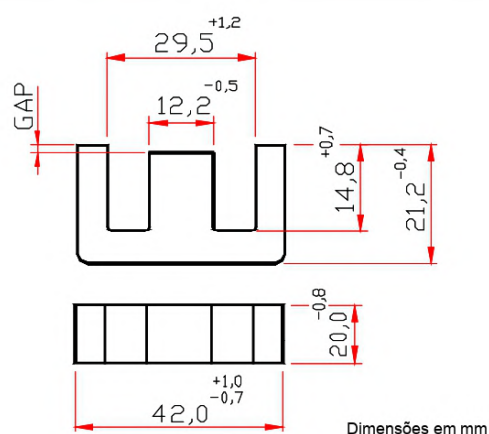


NEE-42/21/20

Parâmetros Efetivos do Núcleo:

I / A	0,41	mm ⁻¹
Le	97,0	mm
Ae	240,0	mm ²
Amin	- - -	mm ²
Ve	23300,0	mm ³

Peso Aprox. (pç) 56,0 g



Dimensões em mm

COM GAP

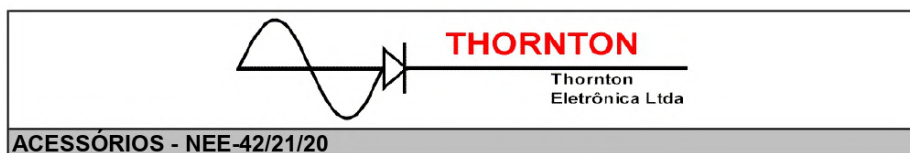
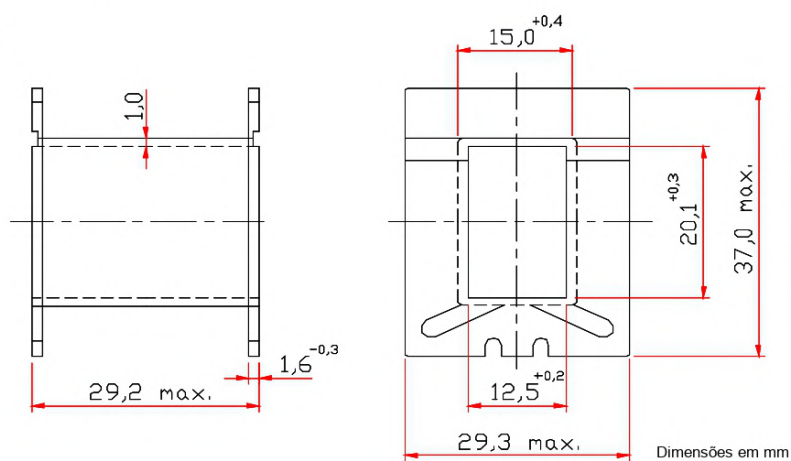
DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ µe
NEE-42/21/20-100-IP6	IP6	100	±10	*2,32	33
NEE-42/21/20-100-IP12R	IP12R	100	±10	*2,32	33
NEE-42/21/20-126-IP12R	IP12R	126	±10	*2,00	41
NEE-42/21/20-136-IP12R	IP12R	136	±10	*1,55	44
NEE-42/21/20-150-IP12R	IP12R	150	±10	*1,50	48,9
NEE-42/21/20-190-IP12R	IP12R	190	±10	2,10	62
NEE-42/21/20-200-IP12R	IP12R	200	±10	2,00	65
NEE-42/21/20-200-IP6	IP6	200	±10	2,00	65
NEE-42/21/20-207-IP12R	IP12R	207	±10	1,90	67,5
NEE-42/21/20-240-IP12E	IP12E	240	±10	1,60	78,28
NEE-42/21/20-240-IP12R	IP12R	240	±10	1,60	78,28
NEE-42/21/20-240-IP6	IP6	240	±10	1,60	78,28
NEE-42/21/20-250-IP6	IP6	250	±10	1,30	82
NEE-42/21/20-250-IP12R	IP12R	250	±10	1,30	82
NEE-42/21/20-340-IP12R	IP12R	340	±10	1,07	111
NEE-42/21/20-340-IP6	IP6	340	±10	1,07	111
NEE-42/21/20-400-IP12R	IP12R	400	±10	0,90	130
NEE-42/21/20-400-IP6	IP6	400	±10	0,90	130
NEE-42/21/20-560-IP6	IP6	560	±10	0,50	183
NEE-42/21/20-925-IP6	IP6	925	±15	0,25	302

* gap Simétrico

SEM GAP

DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ µe
NEE-42/21/20-4750-IP6	IP6	4750	+30 / -20	- - -	1550
NEE-42/21/20-5500-IP12E	IP12E	5500	±25	- - -	1794
NEE-42/21/20-5500-IP12R	IP12R	5500	±25	- - -	1794

Outros Al's mediante consulta

**CARRETEL**

DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	Nº DE SECCÕES	JANELA [mm²]	COMPRI. MÉD. [mm/esp]	PESO ~g [mm]	MATERIAL
CE-42/20-1/0-POM	1	157,00	105,00	6,00	Poliacetel

ANEXO C – CATÁLOGO DE FIOS AMERICAN WIRE GAUGE

American Wire Gauge Conductor Size Table

American wire gauge (AWG) is a standardized wire gauge system for the diameters of round, solid, nonferrous, electrically conducting wire. The larger the AWG number or wire gauge, the smaller the physical size of the wire. The smallest AWG size is 40 and the largest is 0000 (4/0). AWG general rules of thumb - for every 6 gauge decrease, the wire diameter doubles and for every 3 gauge decrease, the cross sectional area doubles. **Note** - W&M Wire Gauge, US Steel Wire Gauge and Music Wire Gauge are different systems.

American Wire Gauge (AWG) Sizes and Properties Chart / Table

Table 1 lists the AWG sizes for electrical cables / conductors. In addition to wire size, the table provides values load (current) carrying capacity, resistance and skin effects. The resistances and skin depth noted are for copper conductors. A detailed description of each conductor property is described below Table 1.

AWG	Diameter [inches]	Diameter [mm]	Area [mm ²]	Resistance [Ohms / 1000 ft]	Resistance [Ohms / km]	Max Current [Amperes]	Max Frequency for 100% skin depth
0000 (4/0)	0.46	11.684	107	0.049	0.16072	302	125 Hz
000 (3/0)	0.4096	10.40384	85	0.0618	0.202704	239	160 Hz
00 (2/0)	0.3648	9.26592	67.4	0.0779	0.255512	190	200 Hz
0 (1/0)	0.3249	8.25246	53.5	0.0983	0.322424	150	250 Hz
1	0.2893	7.34822	42.4	0.1239	0.406392	119	325 Hz
2	0.2576	6.54304	33.6	0.1563	0.512664	94	410 Hz
3	0.2294	5.82676	26.7	0.197	0.64616	75	500 Hz
4	0.2043	5.18922	21.2	0.2485	0.81508	60	650 Hz
5	0.1819	4.62026	16.8	0.3133	1.027624	47	810 Hz
6	0.162	4.1148	13.3	0.3951	1.295928	37	1100 Hz
7	0.1443	3.66522	10.5	0.4982	1.634096	30	1300 Hz
8	0.1285	3.2639	8.37	0.6282	2.060496	24	1650 Hz
9	0.1144	2.90576	6.63	0.7921	2.598088	19	2050 Hz
10	0.1019	2.58826	5.26	0.9989	3.276392	15	2600 Hz
11	0.0907	2.30378	4.17	1.26	4.1328	12	3200 Hz
12	0.0808	2.05232	3.31	1.588	5.20864	9.3	4150 Hz
13	0.072	1.8288	2.62	2.003	6.56984	7.4	5300 Hz
14	0.0641	1.62814	2.08	2.525	8.282	5.9	6700 Hz
15	0.0571	1.45034	1.65	3.184	10.44352	4.7	8250 Hz
16	0.0508	1.29032	1.31	4.016	13.17248	3.7	11 k Hz
17	0.0453	1.15062	1.04	5.064	16.60992	2.9	13 k Hz
18	0.0403	1.02362	0.823	6.385	20.9428	2.3	17 kHz
19	0.0359	0.91186	0.653	8.051	26.40728	1.8	21 kHz
20	0.032	0.8128	0.518	10.15	33.292	1.5	27 kHz
21	0.0285	0.7239	0.41	12.8	41.984	1.2	33 kHz
22	0.0254	0.64516	0.326	16.14	52.9392	0.92	42 kHz
23	0.0226	0.57404	0.258	20.36	66.7808	0.729	53 kHz
24	0.0201	0.51054	0.205	25.67	84.1976	0.577	68 kHz
25	0.0179	0.45466	0.162	32.37	106.1736	0.457	85 kHz
26	0.0159	0.40386	0.129	40.81	133.8568	0.361	107 kHz
27	0.0142	0.36068	0.102	51.47	168.8216	0.288	130 kHz

AWG	Diameter [inches]	Diameter [mm]	Area [mm ²]	Resistance [Ohms / 1000 ft]	Resistance [Ohms / km]	Max Current [Amperes]	Max Frequency for 100% skin depth
28	0.0126	0.32004	0.081	64.9	212.872	0.226	170 kHz
29	0.0113	0.28702	0.0642	81.83	268.4024	0.182	210 kHz
30	0.01	0.254	0.0509	103.2	338.496	0.142	270 kHz
31	0.0089	0.22606	0.0404	130.1	426.728	0.113	340 kHz
32	0.008	0.2032	0.032	164.1	538.248	0.091	430 kHz
33	0.0071	0.18034	0.0254	206.9	678.632	0.072	540 kHz
34	0.0063	0.16002	0.0201	260.9	855.752	0.056	690 kHz
35	0.0056	0.14224	0.016	329	1079.12	0.044	870 kHz
36	0.005	0.127	0.0127	414.8	1360	0.035	1100 kHz
37	0.0045	0.1143	0.01	523.1	1715	0.0289	1350 kHz
38	0.004	0.1016	0.00797	659.6	2163	0.0228	1750 kHz
39	0.0035	0.0889	0.00632	831.8	2728	0.0175	2250 kHz
40	0.0031	0.07874	0.00501	1049	3440	0.0137	2900 kHz

Table 1: American Wire Gauge (AWG) Cable / Conductor Sizes and Properties

AWG Notes: American Wire Gauge (AWG) is a standardized wire gauge system used predominantly in the United States to note the diameter of electrically conducting wire. The general rule of thumb is for every 6 gauge decrease the wire diameter doubles and every 3 gauge decrease doubles the cross sectional area.

Diameter Notes: A mil is a unit of length equal to 0.001 inch (a "milli-inch" or a "thousandth of one inch") ie. 1 mil = 0.001".

Resistance Notes: The resistance noted in the table above is for copper wire conductor. For a given current, you can use the noted resistance and apply [Ohms Law](#) to calculate the voltage drop across the conductor.

Current (ampacity) Notes: The current ratings shown in the table are for power transmission and have been determined using the rule of 1 amp per 700 circular mils, which is a very conservative rating. For reference, the National Electrical Code (NEC) notes the following ampacity for copper wire at 30 Celsius:

14 AWG - maximum of 20 Amps in free air, maximum of 15 Amps as part of a 3 conductor cable;

12 AWG - maximum of 25 Amps in free air, maximum of 20 Amps as part of a 3 conductor cable;

10 AWG - maximum of 40 Amps in free air, maximum of 30 Amps as part of a 3 conductor cable.

Check your local electrical code for the correct current capacity (ampacity) for mains and in wall wiring.

Skin Effect and Skin Depth Notes: Skin effect is the tendency of an alternating electric current (AC) to distribute itself within a conductor so that the current density near the surface of the conductor is greater than that at its core. That is, the electric current tends to flow at the "skin" of the conductor. The skin effect causes the effective resistance of the conductor to increase with the frequency of the current. The maximum frequency shown is for 100% skin depth (ie. no skin effects).

How to Convert From Copper to Aluminum Conductors

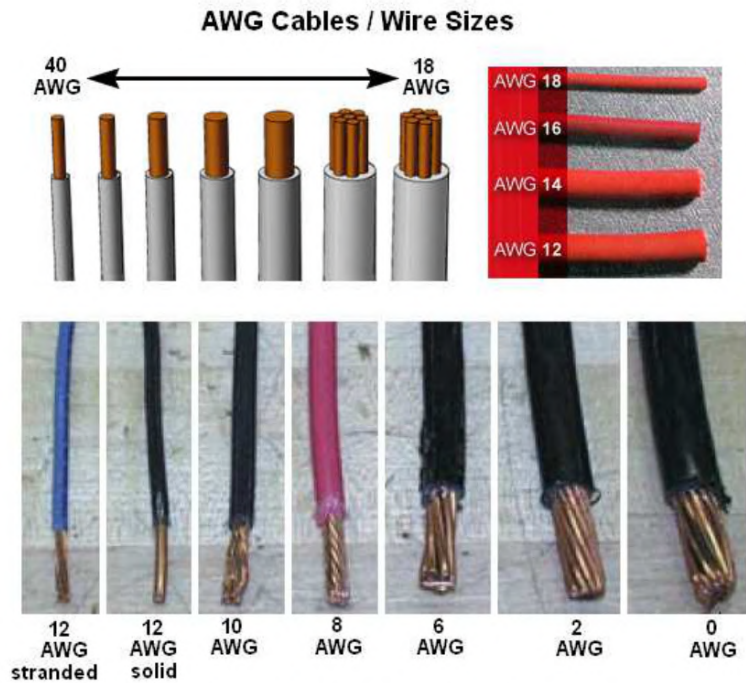
Ampacities based upon Table 310-16 of the National Electrical Code.

A commonly used rule-of-thumb for converting the two conductor metals is to have aluminum two AWG sizes larger than copper for equivalency. This works in most cases when one is working inside the American Wire Gauge system. One example where the two AWG size rule may not be appropriate is for a 90 ampere circuit which could be served with 75 °C rated conductors (provided equipment is so marked). From NEC Table 310-16, the selection could be a No. 3 AWG copper or No. 2 aluminum conductor provided voltage drop is not a factor. Also, with conductor sizes 250 kcmil and larger we are no longer in the American Wire Gauge system; therefore, the two AWG size rule can no longer apply.

The technically correct way to make these conversions is to select an equivalent or higher ampacity rating while maintaining the same conductor temperature rating. For example, replace a No. 6 AWG, copper, type TW conductor with an aluminum conductor. Table 310-16 lists the ampacity of No. 6 copper TW (60°C column) at 55 amperes. Now select an aluminum conductor from the 60°C column that has an ampacity of 55 amperes or higher. A No. 4 aluminum would be used to replace the No. 6 copper TW conductor. This aluminum

conductor does not have to be type TW, it could have a higher temperature designation such as THW or THHN; however, the ampacity must be based upon a 60°C rated conductor.

Notice that a No. 6 aluminum type THHN conductor has an ampacity rating of 60 amperes which is higher than the 55 ampere rating for No. 6 copper TW. It may seem logical that No. 6 aluminum THHN could replace No. 6 copper TW based upon the ampacity rating alone; however, it is not correct. Difference in voltage drop is one consideration opposing a size-for-size replacement but the main reason lies with equipment ratings. A conductor must terminate at the equipment it serves and this equipment is tested and listed with definite conductor types. Equipment rated 100 amperes or less is tested and listed for use with 60°C rated conductors unless marked otherwise and to connect a conductor to be used at 90°C ampacity effectively voids the listing. It would also violate section 110-3 (b) of the NEC because this section states that equipment shall be installed according to any instructions in the listing or labeling. To repeat, always make conversions from aluminum to copper or copper to aluminum by selecting equivalent or large ampacity while maintaining the same conductor temperature rating.



American Wire Gauge (AWG) Wire Sizes

ANEXO D – INFORMAÇÕES DO FABRICANTE SOBRE DISSIPADORES

[clique aqui para ir ao índice](#)

4

MECANISMOS DA DISSIPAÇÃO DE CALOR

Em se tratando de dissipação de calor existem 4 mecanismos distintos. Saber como atuam estes mecanismos, ainda que superficialmente, pode ajudar bastante na otimização de seu projeto. A seguir abordaremos quais são os mecanismos e o que pode ser feito em linhas gerais para melhorar a eficiência do seu projeto. Existem livros específicos que discutem o assunto de maneira aprofundada - esta discussão aprofundada não é nosso objetivo.

- condução

A transferência de calor por CONDUÇÃO é a que ocorre “através da matéria sem que haja movimentação da matéria”. Em uma montagem eletrônica é o mecanismo de transferência de calor entre a cápsula do componente eletrônico e o dissipador de calor. Também é por condução que o calor vai passar do ponto de contato com o componente eletrônico para as aletas do dissipador. A eficiência deste mecanismo vai depender da superfície de contato entre as partes e da condutividade térmica do dissipador.

A eficiência deste mecanismo pode ser favorecida:

- (a) melhorando a superfície de contato entre o componente eletrônico e o dissipador
o uso de pasta térmica faz exatamente isto
- (b) substituindo o alumínio por um metal de condutividade térmica maior:

cobre: $401 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$
 alumínio: $237 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$
 ferro: $80 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$

Nossos dissipadores são feitos de alumínio, que possui condutividade térmica $237 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$. Se fossem de cobre, seriam mais eficientes na transferência de calor por condução, pois a condutividade térmica do cobre é maior que a do alumínio. Cobre seria mais eficiente, mas seria muito mais caro.

Normalmente o que limita a refrigeração do componente eletrônico não está relacionado a este mecanismo, mas sim a troca de calor entre o dissipador e o ambiente em que ele se encontra (próximo mecanismo). **Notar que o uso de PASTA TÉRMICA é altamente recomendado** pois chega a diminuir de 2x a 5x a resistência térmica entre a cápsula do componente eletrônico e o dissipador de calor (ver tabela1):

A tabela ao lado, extraída de *J.A.Pomílio “Eletrônica de Potência”, cap11 - Dimensionamento de sistemas de dissipação de calor para dispositivos semicondutores de potência - DSE-FEEC-UNICAMP 2014* mostra a importância do uso de pasta térmica para a redução da resistência térmica cápsula-dissipador em montagens eletrônicas.

Quanto menor a resistência térmica, mais favorecida é a troca térmica.

Tabela 1: Valores típicos de resistência térmica entre cápsula e dissipador de calor.

TIPO DE CÁPSULA	TIPO DE ISOLADOR	RESISTÊNCIA TÉRMICA	
		COM PASTA	SEM PASTA
TO-3	sem isolador	0,1 °C/W	0,3 °C/W
	teflon	0,7 a 0,8 °C/W	1,25 a 01,45 °C/W
	mica	0,5 a 0,7 °C/W	1,2 a 1,5 °C/W
TO-66	sem isolador	0,15 a 0,2 °C/W	0,4 a 0,5 °C/W
	mica	0,6 a 0,8 °C/W	1,5 a 2,0 °C/W
	mylar	0,6 a 0,8 °C/W	1,2 a 1,4 °C/W
TO-220 AB	sem isolador	0,3 a 0,5 °C/W	1,5 a 2,0 °C/W
	mica	2,0 a 2,5 °C/W	4,0 a 6,0 °C/W

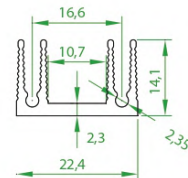
Observação: mica e mylar com espessura de 50µm a 100µm

ATENÇÃO: TODAS AS INFORMAÇÕES CONTIDAS NESTE CATÁLOGO SÃO APENAS INDICADORES QUALITATIVOS DOS DISSIPADORES DE CALOR E NÃO DEVEM SER CONSIDERADAS VERDADES ABSOLUTAS. OS VALORES DE RESISTÊNCIA TÉRMICA DEPENDEM DO POSICIONAMENTO DO DISSIPADOR, BEM COMO DO AMBIENTE ONDE SE ENCONTRA. AS MEDIDAS FÍSICAS (DIMENSÕES) PODEM SOFRER VARIAÇÕES E TAMBÉM ESTÃO SUJEITAS A ALTERAÇÕES SEM AVISO PRÉVIO. CONSULTE-NOS EM CASO DE DÚVIDAS. DIREITOS RESERVADOS. PERMITIDA A DIVULGAÇÃO DESTES CATÁLOGO DESDE QUE INTEGRALMENTE, SEM ALTERAÇÕES.

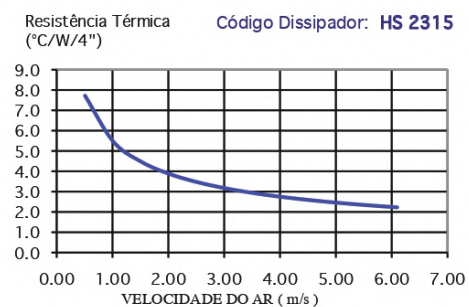
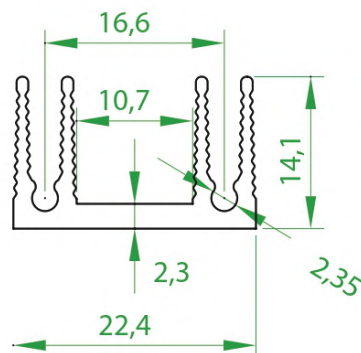
Código: HS 2315

[clique aqui para ir ao índice](#)
34

Perímetro: 151 mm
Resistência Térmica: 10,2 °C / W / 4"
Peso Linear: 0,28 kg/m
Capacidade Térmica: 921 J/kg K



ESCALA 2:1



ATENÇÃO: TODAS AS INFORMAÇÕES CONTIDAS NESTE CATÁLOGO SÃO APENAS INDICADORES QUALITATIVOS DOS DISSIPADORES DE CALOR E NÃO DEVEM SER CONSIDERADAS VERDADES ABSOLUTAS. OS VALORES DE RESISTÊNCIA TÉRMICA DEPENDEM DO POSICIONAMENTO DO DISSIPADOR, BEM COMO DO AMBIENTE ONDE SE ENCONTRA. AS MEDIDAS FÍSICAS (DIMENSÕES) PODEM SOFRER VARIAÇÕES E TAMBÉM ESTÃO SUJEITAS A ALTERAÇÕES SEM AVISO PRÉVIO. CONSULTE-NOS EM CASO DE DÚVIDAS. DIREITOS RESERVADOS. PERMITIDA A DIVULGAÇÃO DESTA CATÁLOGO DESDE QUE INTEGRALMENTE, SEM ALTERAÇÕES.

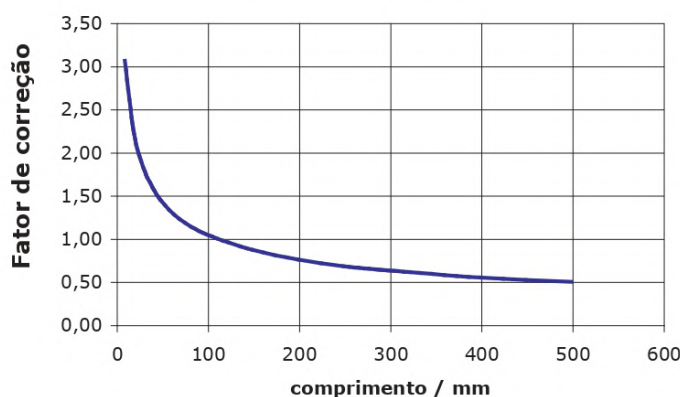
[clique aqui para ir ao índice](#)

11

CORREÇÃO DO COMPRIMENTO

Para efeito de comparação com outros catálogos mantivemos os valores de resistência térmica de nossos dissipadores tendo como referência 4 polegadas de comprimento. Assim, todas as resistências térmicas mostradas nos dissipadores deste catálogo possuem como unidade $^{\circ}\text{C} / \text{W} / 4''$ ou seja graus Celcius por Watt por pedaço de 4 polegadas. Entretanto é comum o uso dos dissipadores em outras medidas de comprimento.

correção da resistência térmica para outros comprimentos de dissipadores



comprimento	fator de correção
10 mm	3,05
20 mm	2,21
30 mm	1,82
40 mm	1,59
50 mm	1,43
70 mm	1,22
100 mm	1,04
150 mm	0,86
200 mm	0,75
250 mm	0,67
300 mm	0,62
400 mm	0,54
500 mm	0,49

Exemplo: O dissipador HS 6524 possui resistência térmica igual a $3,72 \text{ }^{\circ}\text{C} / \text{W} / 4''$. Isto quer dizer que um pedaço medindo 4 polegadas de comprimento possui a resistência térmica de $3,72 \text{ }^{\circ}\text{C} / \text{W}$. O mesmo dissipador com 40mm de comprimento possui resistência térmica igual a

$$3,72 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W} \times 1,59 = 5,91 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

ATENÇÃO: TODAS AS INFORMAÇÕES CONTIDAS NESTE CATÁLOGO SÃO APENAS INDICADORES QUALITATIVOS DOS DISSIPADORES DE CALOR E NÃO DEVEM SER CONSIDERADAS VERDADES ABSOLUTAS. OS VALORES DE RESISTÊNCIA TÉRMICA DEPENDEM DO POSICIONAMENTO DO DISSIPADOR, BEM COMO DO AMBIENTE ONDE SE ENCONTRA. AS MEDIDAS FÍSICAS (DIMENSÕES) PODEM SOFRER VARIAÇÕES E TAMBÉM ESTÃO SUJEITAS A ALTERAÇÕES SEM AVISO PRÉVIO. CONSULTE-NOS EM CASO DE DÚVIDAS. DIREITOS RESERVADOS. PERMITIDA A DIVULGAÇÃO DESTES CATÁLOGO DESDE QUE INTEGRALMENTE, SEM ALTERAÇÕES.