



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

Luiz Fernando Marquez Arruda

**Aplicação de redes neurais artificiais para rastreamento de ponto de máxima  
potência em painel solar aplicado a um conversor Ćuk**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO – DM – PPGESE – 012

Joinville  
2021



Luiz Fernando Marquez Arruda

**Aplicação de redes neurais artificiais para rastreamento de ponto de máxima potência em painel solar aplicado a um conversor Ćuk**

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

Joinville  
2021



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

Arruda, Luiz Fernando Marquez

Aplicação de redes neurais artificiais para rastreamento de ponto de máxima potência em painel solar aplicado a um conversor Cuk / Luiz Fernando Marquez Arruda ; orientador, Moisés Ferber de Vieira Lessa, coorientador, Diego Santos Greff, 2021.

170 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Campus Joinville, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos, Joinville, 2021.

Inclui referências.

1. Engenharia de Sistemas Eletrônicos. 2. Redes Neurais Artificiais. 3. Rastreamento do Ponto de Máxima Potência - MPPT. 4. Conversor Cuk. 5. Eletrônica de Potência. I. Lessa, Moisés Ferber de Vieira. II. Greff, Diego Santos. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos. IV. Título.

Luiz Fernando Marquez Arruda

**Aplicação de redes neurais artificiais para rastreamento de ponto de máxima potência em painel solar aplicado a um conversor Ćuk**

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

Prof. Diego Santos Greff, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Kleber Vieira de Paiva, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Rodrigo Trentini Preuss, Dr.  
Instituto Federal de Santa Catarina

Prof. Tiago Davi Curi Busarello, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina

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

---

Prof. Moises Ferber de Vieira Lessa, Dr.  
Coordenação do Programa

---

Prof. Moises Ferber de Vieira Lessa, Dr.  
Orientador

Joinville, 05 de Agosto de 2021.

Este trabalho é dedicado a minha esposa Ketley, meus pais Simone e Luís Carlos, meus irmãos, meus amigos e a todas as pessoas que contribuíram para meu crescimento ao longo dessa jornada.





## AGRADECIMENTOS

A Deus primeiramente, por ter me dado saúde, para superar as dificuldades e vencer os obstáculos durante minha jornada de mestrando.

A meu grande amigo Julive F. do Carmo, por sempre me incentivar a estudar e por ter me enviado uma mensagem sobre a oportunidade de mestrado da UFSC.

A minha esposa Ketley, que mesmo sabendo das dificuldades de me mudar para outro estado, sempre se posicionando a favor da continuidade de meus estudos independentemente da localidade.

A meus pais, Simone e Luís Carlos, por me darem todo apoio e suporte necessário a minha mudança e continuidade dos meus estudos.

A meu amigo dos tempos de graduação Carlucio P. Silva e hoje também mestrando da Universidade Federal de Santa Catarina - Joinville, pelas horas noite a dentro discutindo redes neurais artificiais e outras disciplinas ao qual cursamos juntos que foram de contribuição para meu aprendizado.

A todos os meus professores desta e de outras instituições de ensino que contribuíram para o meu amadurecimento e crescimento profissional.

Um agradecimento especial ao professor Dr. Pablo Andretta Jaskowiak, pelo estudo na disciplina de Aprendizado de Máquina ao qual me proporcionou a execução deste trabalho.

A todos funcionários e terceirizados da UFSC - Joinville que sempre me trataram com respeito e cordialidade, principalmente aos dias que cheguei durante a madrugada para registrar dados locais durante o nascer do Sol.

A meu ex-aluno e agora estudante de Jornalismo Gustavo Martins pelas correções ortográficas.

Aos meus orientadores Dr. Moisés Ferber de Vieira Lessa e Dr. Diego Santos Greff pela paciência, aprendizado, sugestões e correções durante toda minha jornada acadêmica.

A todos que de forma direta ou indireta contribuíram para concepção deste trabalho de mestrado.

A Capes pela contribuição financeira durante minha pesquisa.



*"Você, eu, ninguém vai bater tão duro quanto a vida,  
mas não se trata de bater duro, se trata de quanto você  
aguenta apanhar e seguir em frente, o quanto você é capaz  
de aguentar e continuar tentando. É assim que se consegue vencer."  
(BALBOA, Rocky, 2006)*



## RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre a aplicação de redes neurais artificiais como algoritmo de rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT) em sistemas fotovoltaicos aplicado a um conversor CC-CC Ćuk. A técnica de MPPT com redes neurais visa encontrar de forma rápida a razão cíclica da chave de comutação em conversores CC-CC entregando uma maior potência a carga. São equacionados o conversor CC-CC e seus elementos magnéticos, a curva característica de um painel solar e a irradiação solar ao longo do dia e ao longo do ano. São treinadas diversas redes neurais com diferentes funções de ativação. Também são feitas comparações de corrente, tensão e potência utilizando a técnica de rede neural treinada e a técnica de "Perturba e Observa"(P&O) clássica. Utiliza-se o software PSIM para simulação de sistemas fotovoltaicos e Python para programação e treinamento da rede neural artificial. É montado um protótipo funcional em busca de resultados experimentais. São obtidos resultados considerados superiores tanto em ambiente simulado quanto experimental, onde são evidenciados através de gráficos que representam a tensão, corrente e potência ao longo do experimento, que a técnica de RNA entrega uma maior potência a carga se comparada a técnica de P&O.

**Palavras-chave:** Conversor CC/CC, Rastreamento de ponto de máxima potência, Redes neurais artificiais, Energia solar fotovoltaica.



## ABSTRACT

This work presents a study on the application of artificial neural networks as a maximum power point tracking (MPPT) algorithm in photovoltaic systems applied to a DC-DC Ćuk converter. The MPPT technique with neural networks aims to find the duty cycle of the switching key in DC-DC converters faster than other methods, delivering a higher power to the load. The DC-DC converter and its magnetic elements, the solar panel power curve, and the solar irradiation throughout the day and throughout the year are equated. Several neural networks with different activation functions are trained. Comparisons of power delivered to load are also made using the trained neural network technique and the classic "Disturb and Observe" (P&O) technique. PSIM software is used to simulate photovoltaic systems and Python for programming and training the artificial neural network. A working prototype is built for obtaining experimental results. The results are considered superior in both simulated and experimental environments are obtained, where it is evidenced through graphics that represent the voltage, current and power throughout the experiment, that the ANN technique delivers greater power to the load compared to the P&O technique.

**Keywords:**DC/DC Converter, Maximum power point tracking, Artificial neural network, Photovoltaic solar energy.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Circuito Equivalente . . . . .	31
Figura 2 – Variações de Tensão por Temperatura . . . . .	31
Figura 3 – Variações de Potência por Temperatura . . . . .	32
Figura 4 – Variações de Corrente por Irradiação Solar . . . . .	32
Figura 5 – Variações de Potência por Irradiação Solar . . . . .	33
Figura 6 – Ponto de Máxima Potência . . . . .	33
Figura 7 – Exemplo de um Neurônio Biológico . . . . .	35
Figura 8 – Exemplo de um Neurônio Artificial . . . . .	35
Figura 9 – Perceptron de Multicamadas - MLP . . . . .	38
Figura 10 – Fluxograma de treinamento RNA . . . . .	38
Figura 11 – Superfície Solar . . . . .	41
Figura 12 – Espectro de onda . . . . .	42
Figura 13 – Propagação de irradiação pelo espaço . . . . .	43
Figura 14 – Distância entre Sol e Terra . . . . .	43
Figura 15 – Movimentos da Terra . . . . .	44
Figura 16 – Absorção na Atmosfera . . . . .	45
Figura 17 – Massa de Ar . . . . .	46
Figura 18 – LSTM . . . . .	47
Figura 19 – Ângulo de Declinação ao longo do ano . . . . .	49
Figura 20 – Ângulo de elevação ao longo do ano . . . . .	49
Figura 21 – Ângulo zenital . . . . .	50
Figura 22 – Ângulo Azimute . . . . .	51
Figura 23 – Plano Inclinado . . . . .	52
Figura 24 – Irradiação Solar ao longo do dia 01/04/2021 . . . . .	53
Figura 25 – Painel Solar no software PSIM . . . . .	54
Figura 26 – Configuração de modelo de Painel Solar no software PSIM . . . . .	55
Figura 27 – MPPT_RNA . . . . .	57
Figura 28 – Histograma do conjunto de treinamento - Temperatura . . . . .	58
Figura 29 – Histograma do conjunto de treinamento - Irradiação Solar . . . . .	58
Figura 30 – Histograma do conjunto de treinamento - Razão Cíclica . . . . .	58
Figura 31 – Relação entre atributos para uma carga de $10 \Omega$ . . . . .	59
Figura 32 – Relação entre razão cíclica, irradiação solar, temperatura e carga R . . . . .	59
Figura 33 – Tensorflow - Função Tangente Hiperbólica . . . . .	60
Figura 34 – Histograma de erro . . . . .	61
Figura 35 – Curva de treinamento . . . . .	61
Figura 36 – Tipos de conversores não isolados . . . . .	62
Figura 37 – Tipos de conversores não isolados . . . . .	63

Figura 38 – Conversor Ćuk . . . . .	64
Figura 39 – Conversor Ćuk - Chave em bloqueio, Diodo em condução . . . . .	65
Figura 40 – Conversor Ćuk - Chave em condução, Diodo em bloqueio . . . . .	66
Figura 41 – Forma de onda da corrente no capacitor $C_1$ . . . . .	66
Figura 42 – Forma de onda da corrente no Indutor $L_1$ . . . . .	68
Figura 43 – Forma de onda da corrente no Indutor $L_2$ . . . . .	70
Figura 44 – Forma de onda da tensão no capacitor $C_1$ . . . . .	72
Figura 45 – Forma de onda da tensão no capacitor $C_2$ . . . . .	74
Figura 46 – Forma de onda da tensão no diodo $D_1$ . . . . .	76
Figura 47 – Forma de onda da corrente no Diodo $D_1$ . . . . .	76
Figura 48 – Forma de onda da tensão na chave $S_1$ . . . . .	77
Figura 49 – Forma de onda da corrente na chave $S_1$ . . . . .	78
Figura 50 – Núcleo e carretel do tipo E . . . . .	82
Figura 51 – Ocupação dos enrolamentos na janela . . . . .	83
Figura 52 – Efeito do entreferro na saturação do núcleo . . . . .	84
Figura 53 – Instalação do entreferro . . . . .	85
Figura 54 – Simulação PSIM - Circuito . . . . .	91
Figura 55 – Simulação PSIM - Corrente capacitor C1 . . . . .	92
Figura 56 – Simulação PSIM - Corrente diodo D1 . . . . .	92
Figura 57 – Simulação PSIM - Corrente indutor L1 . . . . .	93
Figura 58 – Simulação PSIM - Corrente indutor L2 . . . . .	93
Figura 59 – Simulação PSIM - Corrente chave S1 . . . . .	94
Figura 60 – Simulação PSIM - Tensão no capacitor C1 . . . . .	94
Figura 61 – Simulação PSIM - Tensão no capacitor C2 . . . . .	95
Figura 62 – Simulação PSIM - Tensão no diodo D1 . . . . .	95
Figura 63 – Simulação PSIM - Tensão na chave S1 . . . . .	96
Figura 64 – Validação da Técnica de RNA . . . . .	97
Figura 65 – Comparativo de técnicas de MPPT . . . . .	97
Figura 66 – Diferença de tempo de encontro máxima potência . . . . .	98
Figura 67 – Oscilações em regime permanente . . . . .	99
Figura 68 – Variações de razão cíclica ao longo do tempo . . . . .	99
Figura 69 – Mosfet não ideal . . . . .	100
Figura 70 – Capacitor não ideal . . . . .	101
Figura 71 – Indutor não ideal . . . . .	102
Figura 72 – Circuito não ideal . . . . .	103
Figura 73 – Simulação PSIM - Tensão no capacitor C1 não idealizado . . . . .	104
Figura 74 – Osciloscópio - Tensão no capacitor C1 . . . . .	104
Figura 75 – Simulação PSIM - Tensão no capacitor C2 não idealizado . . . . .	105
Figura 76 – Osciloscópio - Tensão no capacitor C2 . . . . .	105

Figura 77 – Simulação PSIM - Tensão no diodo D1 não idealizado . . . . .	106
Figura 78 – Osciloscópio - Tensão no diodo D1 . . . . .	106
Figura 79 – Simulação PSIM - Tensão na chave S1 não idealizado . . . . .	107
Figura 80 – Osciloscópio - Tensão na Chave S1 . . . . .	107
Figura 81 – Conversor Ćuk Experimental . . . . .	109
Figura 82 – Mesa de ensaios experimentais, onde em vermelho carga resistiva, em rosa conversor CC, em verde STM32F407VG com protocolo serial, em laranja sensor de irradiação solar em amarelo osciloscópio e em vermelho computador	110
Figura 83 – Instalações físicas para ensaio . . . . .	110
Figura 84 – Análise comparativa da razão cíclica entre as técnicas de P&O clássica e RNA ampliada em determinado período . . . . .	112
Figura 85 – Análise comparativa da razão cíclica entre as técnicas de P&O clássica e RNA ao longo do dia . . . . .	113
Figura 86 – Análise comparativa da corrente de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ampliada em determinado período . . . . .	114
Figura 87 – Análise comparativa da corrente de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ao longo do dia . . . . .	114
Figura 88 – Análise comparativa da tensão de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ampliada em determinado período . . . . .	115
Figura 89 – Análise comparativa da tensão de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ao longo do dia . . . . .	115
Figura 90 – Análise comparativa da potência de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ao longo do dia . . . . .	116
Figura 91 – Análise comparativa da potência de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ampliada em determinado período . . . . .	116
Figura 92 – Tensorflow - Função Gelu . . . . .	161
Figura 93 – Tensorflow - Função Linear . . . . .	161
Figura 94 – Tensorflow - Função Relu . . . . .	161
Figura 95 – Tensorflow - Função Selu . . . . .	162
Figura 96 – Tensorflow - Função Sigmoid . . . . .	162
Figura 97 – Tensorflow - Função Softmax . . . . .	162
Figura 98 – Tensorflow - Função Softplus . . . . .	163
Figura 99 – Tensorflow - Função Softsign . . . . .	163
Figura 100 – Tensorflow - Função Swish . . . . .	163
Figura 101 – Scikit-Learn (MLPRegressor) - Função Identidade . . . . .	164
Figura 102 – Scikit-Learn (MLPRegressor) - Função Logística . . . . .	164
Figura 103 – Scikit-Learn (MLPRegressor) - Função Relu . . . . .	164
Figura 104 – Scikit-Learn (MLPRegressor) - Função Tangente Hiperbólica . . . . .	165



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Dados Geográficos. . . . .	53
Tabela 2 – Dados do painel - YL150P-17B . . . . .	54
Tabela 3 – Comparativo entre software PSIM e modelagem matemática para 1000 W/m <sup>2</sup> . . . . .	56
Tabela 4 – Cenários . . . . .	57
Tabela 5 – Topologia e Ganho estático . . . . .	63
Tabela 6 – Parâmetros de projeto do conversor Ćuk . . . . .	88
Tabela 7 – Valores dos componentes . . . . .	88
Tabela 8 – Valores dos componentes ativos . . . . .	89
Tabela 9 – Perdas nos componentes ativos . . . . .	89
Tabela 10 – Parâmetros de projeto de elementos magnéticos . . . . .	89
Tabela 11 – Valores dos componentes . . . . .	90
Tabela 12 – Valores dos componentes . . . . .	90
Tabela 13 – Comparativo entre valores de tensão média dos componentes idealizados, não idealizados e valor real . . . . .	108
Tabela 14 – Comparativo entre resultados simulados e experimentais da técnica de P&O em 14/06/2021 . . . . .	111
Tabela 15 – Comparativo entre resultados simulados e experimentais da técnica de RNA em 14/06/2021 . . . . .	111
Tabela 16 – Comparativo entre resultados experimentais das técnicas de P&O e RNA em 14/06/2021 . . . . .	112
Tabela 17 – Especificações. . . . .	125
Tabela 18 – Especificações de projeto do conversor Ćuk. . . . .	131
Tabela 19 – Especificações de projeto do Indutor $L_1$ . . . . .	139
Tabela 20 – Especificações de projeto do Indutor $L_2$ . . . . .	141
Tabela 21 – Dados técnicos IRF540N . . . . .	145
Tabela 22 – Dados técnicos 30ETH06S . . . . .	146
Tabela 23 – Dados do Indutor $L_1$ . . . . .	148
Tabela 24 – Dados do Indutor $L_2$ . . . . .	150



## LISTA DE SÍMBOLOS

$H_0$	Irradiação Solar no planeta distante . . . . .	43
$H_{sol}$	Irradiação Solar emitida pelo Sol . . . . .	43
$R_{sol}$	Raio do Sol . . . . .	43
$D_{sol}$	Distância até o planeta . . . . .	43
$H$	Densidade de potência fora da atmosfera em um determinado dia . . .	44
$n$	Dia do Ano . . . . .	44
$AM$	Massa de Ar . . . . .	46
$\theta$	Ângulo Zenital . . . . .	46
$I_D$	Irradiação solar direta . . . . .	47
$I_G$	Irradiação solar global . . . . .	47
LSTM	Meridiano da Hora Padrão Local . . . . .	47
$\Delta$ UTC	Diferença de fuso horário . . . . .	47
EoT	Equação do tempo . . . . .	48
TC	Fator de correção de tempo . . . . .	48
$LST$	Hora solar local . . . . .	48
$LT$	Horário local . . . . .	48
$HRA$	Ângulo horário . . . . .	48
$\delta$	Ângulo de declinação . . . . .	49
$\alpha$	Ângulo de elevação . . . . .	50
$\varphi$	Latitude . . . . .	50
$\theta$	Ângulo Zenital . . . . .	50
$S_{horizontal}$	Irradiação do plano horizontal . . . . .	52
$S_{modulo}$	Irradiação no plano inclinado . . . . .	52
$V_O$	Tensão de saída/ Tensão na carga . . . . .	64
$V_S$	Tensão de entrada/ Tensão da fonte . . . . .	64
$D$	Razão cíclica . . . . .	64
$I_{C1}$	Corrente no capacitor $C_1$ . . . . .	66
$I_{L2}$	Corrente no indutor $L_2$ . . . . .	66
$I_{L1}$	Corrente no indutor $L_1$ . . . . .	67
$P_S$	Potência absorvida da fonte / Potência de entrada . . . . .	68
$\Delta I_{L1}$	Variação de corrente no indutor $L_1$ . . . . .	68
$\Delta i_{L1}$	Percentual de variação de corrente no indutor $L_1$ . . . . .	68
$I_{L1max}$	Corrente máxima no indutor $L_1$ . . . . .	69
$I_{L1rms}$	Corrente eficaz no indutor $L_1$ . . . . .	69
$L_1$	Indutor $L_1$ . . . . .	69
$f$	Frequência de chaveamento da chave de comutação . . . . .	69
$P_O$	Potência entregue a Carga / Potência de saída . . . . .	70

$\Delta I_{L2}$	Varição de corrente no indutor $L_2$ . . . . .	70
$\Delta i_{L2}$	Percentual de variação de corrente do indutor $L_2$ . . . . .	70
$I_{L2max}$	Corrente máxima no indutor $L_2$ . . . . .	70
$I_{L2rms}$	Corrente eficaz no indutor $L_2$ . . . . .	71
$L_2$	Indutor $L_2$ . . . . .	71
$V_{C1}$	Tensão no capacitor $C_1$ . . . . .	72
$\Delta V_{C1}$	Varição de tensão no capacitor $C_1$ . . . . .	72
$\Delta v_{C1}$	Percentual de variação da tensão no capacitor $C_1$ . . . . .	72
$V_{C1max}$	Tensão máxima no capacitor $C_1$ . . . . .	72
$C_1$	Capacitor $C_1$ . . . . .	73
$R$	Resistência / Carga . . . . .	73
$V_{C2}$	Tensão no capacitor $V_{C2}$ . . . . .	73
$\Delta V_{C2}$	Varição de tensão no capacitor $C_2$ . . . . .	74
$\Delta v_{C2}$	Percentual de variação da tensão no capacitor $C_2$ . . . . .	74
$V_{C2max}$	Tensão máxima no capacitor $C_2$ . . . . .	74
$C_2$	Capacitor $C_2$ . . . . .	75
$V_{Dmed}$	Tensão média no diodo $D_1$ . . . . .	76
$V_{Dmax}$	Tensão máxima no diodo $D_1$ . . . . .	76
$I_{Dmed}$	Corrente média no diodo $D_1$ . . . . .	77
$I_{Drms}$	Corrente média no diodo $D_1$ . . . . .	77
$V_{Dmax}$	Tensão máxima no diodo $D_1$ . . . . .	77
$V_{Smed}$	Tensão média na chave $S_1$ . . . . .	77
$V_{Smax}$	Tensão máxima na chave $S_1$ . . . . .	78
$I_{Smed}$	Corrente média na chave $S_1$ . . . . .	78
$I_{Srms}$	Corrente eficaz na chave $S_1$ . . . . .	78
$I_{Smax}$	Corrente máxima na chave $S_1$ . . . . .	79
$I_{Son}$	Corrente em condução pela chave $S_1$ . . . . .	79
$I_{Soff}$	Corrente de bloqueio na chave $S_1$ . . . . .	79
$E_{perda(on)}$	Energia perdida em comutação para On . . . . .	79
$t_{fv}$	Tempo de descida da tensão dreno-source . . . . .	79
$t_{ri}$	Tempo de subida da corrente no dreno $I_D$ . . . . .	79
$P_{medperdas(on)}$	Potência dissipada na comutação OFF > ON . . . . .	80
$E_{perdas(off)}$	Energia perdida em comutação para Off . . . . .	80
$t_{fi}$	Tempo de descida da corrente de dreno $I_D$ . . . . .	80
$t_{rv}$	Tempo de subida da tensão dreno-source . . . . .	80
$P_{medperdas(off)}$	Potência dissipada na comutação ON > OFF . . . . .	80
$P_{Tmedperda(com)}$	Total de perdas por comutação . . . . .	80
$P_{medperdas(cond)}$	Energia perdida quando a chave em condução . . . . .	80
$PT_{S1}$	Perda total na chave . . . . .	80



$P_D$	Potência dissipada no diodo . . . . .	81
$V_{TO}$	Queda de tensão no diodo . . . . .	81
$r_T$	Resistência do corpo do diodo . . . . .	81
$t_{rr}$	Tempo de recuperação reversa . . . . .	81
$Q_{rr}$	Carga de recuperação reversa do diodo $D_1$ . . . . .	81
$PT_{D1}$	Perda total no diodo . . . . .	82
$k_w$	Fator de ocupação do cobre . . . . .	83
$A_w$	Área da janela . . . . .	83
$A_p$	Área da janela utilizável . . . . .	83
$A_e A_w$	Produto entre a área transversal do núcleo e área da janela do carretel	84
$L$	Indutância . . . . .	84
$I_{max}$	Corrente de pico sobre o Indutor . . . . .	84
$I_{rms}$	Corrente de eficaz sobre o Indutor . . . . .	84
$B_{max}$	Densidade máxima de fluxo magnético . . . . .	84
$J_{max}$	Densidade máxima de corrente no indutor . . . . .	84
$N$	Número de espiras . . . . .	84
$A_e$	Área transversal do núcleo . . . . .	84
$l_{entreferro}$	Comprimento do entreferro . . . . .	85
$\mu_o$	Permeabilidade do ar . . . . .	85
$\Delta$	Profundidade de penetração . . . . .	86
$S_{fio}$	Seção do fio . . . . .	86
$N_{cond}$	Número de fios . . . . .	86
$S_{fioCU}$	Seção do fio a ser utilizado no enrolamento . . . . .	86
$A_{wmin}$	Janela mínima necessária para enrolamento . . . . .	86
$S_{fioCUiso}$	Seção do fio a ser utilizado no enrolamento acrescido a isolação . . . . .	86
$A_w\%$	Percentual de utilização da janela . . . . .	86
$\rho_{20}$	Resistividade do material a temperatura 20° C . . . . .	86
$\rho_T$	Resistividade do material a temperatura T° C . . . . .	86
$\rho_{fioT}$	Resistividade do fio por cm na temperatura T . . . . .	87
$l_{espira}$	Comprimento médio de uma espira . . . . .	87
$P_{cobre}$	Perdas por efeito Joule em indutores . . . . .	87
$P_{nucleo}$	Perda magnética do núcleo . . . . .	87
$K_h$	Coefficiente de perdas por histerese . . . . .	87
$K_f$	Coefficiente de perdas por corrente parasita . . . . .	87
$V_{nucleo}$	Volume do núcleo . . . . .	87
$Rt_{nucleo}$	Resistência térmica do núcleo . . . . .	87
$\Delta T$	Elevação de temperatura no núcleo . . . . .	87
$\eta$	Rendimento do conversor . . . . .	88
$P_{Omax}$	Potência máxima absorvida da fonte . . . . .	88

$P_{(chave)}$	Perda de potência na chave . . . . .	88
$P_{(diodo)}$	Perda de potência no diodo . . . . .	88
$P_{(indutores)}$	Perda de potência nos indutores . . . . .	88
$V_{Smin}$	Tensão mínima de entrada . . . . .	131
$V_{Smax}$	Tensão máxima de entrada . . . . .	131
$V_{Omin}$	Tensão mínima de saída . . . . .	131
$V_{Omax}$	Tensão máxima de saída . . . . .	131
$P_O$	Potência de saída . . . . .	131

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>27</b>
<b>2</b>	<b>PROBLEMA</b>	<b>31</b>
2.1	OBJETIVOS	33
<b>2.1.1</b>	<b>Objetivo geral</b>	<b>33</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Objetivos específicos</b>	<b>34</b>
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b>	<b>35</b>
<b>4</b>	<b>APLICAÇÃO</b>	<b>41</b>
4.1	ENERGIA SOLAR	41
<b>4.1.1</b>	<b>Energia Solar Terrestre</b>	<b>44</b>
4.1.1.1	Influência do Dia do Ano	44
4.1.1.2	Efeitos Atmosféricos	45
4.1.1.3	AM - Massa de Ar	46
4.1.1.4	$I_D$ - Irradiação Solar Direta	46
4.1.1.5	$I_G$ - Irradiação Solar Global	47
4.1.1.6	LSTM - Meridiano da Hora Padrão Local	47
4.1.1.7	EoT - Equação do Tempo	48
4.1.1.8	TC - Fator de Correção do Tempo	48
4.1.1.9	LST - Hora Solar Local	48
4.1.1.10	HRA - Ângulo Horário	48
4.1.1.11	Ângulo de Declinação	48
4.1.1.12	Ângulo de Elevação	49
4.1.1.13	Ângulo de Zenite	50
4.1.1.14	Horários de nascer e pôr do Sol	50
4.1.1.15	Ângulo Azimute	51
4.1.1.16	Energia Solar em um plano inclinado	51
<b>4.1.2</b>	<b>Painel Solar</b>	<b>54</b>
<b>4.1.3</b>	<b>Modelagem matemática de sistemas fotovoltaicos</b>	<b>56</b>
4.2	REDE NEURAL ARTIFICIAL	56
4.3	CONVERSOR CC-CC	62
<b>4.3.1</b>	<b>Conversor Ćuk</b>	<b>63</b>
4.3.1.1	Equacionamento do conversor Ćuk	66
4.3.1.2	Perdas na chave $S_1$	79
4.3.1.3	Perdas no diodo $D_1$	80
<b>4.3.2</b>	<b>Elementos magnéticos</b>	<b>82</b>
4.3.2.1	Equacionamento de elemento magnético	82
4.3.2.2	Perdas no elemento magnético	86
<b>4.3.3</b>	<b>Rendimento</b>	<b>88</b>

4.3.4	Levantamento de Projeto . . . . .	88
5	<b>RESULTADOS EM SIMULAÇÃO . . . . .</b>	<b>91</b>
5.1	SIMULAÇÕES IDEALIZADAS . . . . .	91
5.1.1	Validação do dimensionamento do conversor em simulação . . . . .	91
5.1.2	Técnica de MPPT . . . . .	96
5.2	SIMULAÇÕES NÃO IDEALIZADAS . . . . .	100
5.2.1	Análise das formas de onda entre circuito real e ambiente virtual não idealizado . . . . .	102
6	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .</b>	<b>109</b>
7	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>119</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>121</b>
	<b>APÊNDICE A – CÁLCULOS IRRADIAÇÃO SOLAR AO LONGO DO DIA . . . . .</b>	<b>125</b>
	<b>APÊNDICE B – DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR ĆUK</b>	<b>131</b>
	<b>APÊNDICE C – DIMENSIONAMENTO DE INDUTORES . . . . .</b>	<b>139</b>
C.1	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR $L_1$ . . . . .	139
C.2	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR $L_2$ . . . . .	141
	<b>APÊNDICE D – PERDAS . . . . .</b>	<b>145</b>
D.1	PERDAS NA CHAVE . . . . .	145
D.2	PERDAS NO DIODO . . . . .	146
D.3	PERDAS NOS INDUTORES . . . . .	148
	<b>APÊNDICE E – MODELAGEM SISTEMA FOTOVOLTAICO . . . . .</b>	<b>153</b>
	<b>APÊNDICE F – VALIDAÇÃO MODELAGEM MATEMÁTICA . . . . .</b>	<b>157</b>
	<b>APÊNDICE G – REDE NEURAL ARTIFICIAL . . . . .</b>	<b>159</b>
	<b>APÊNDICE H – OUTRAS REDES TREINADAS . . . . .</b>	<b>161</b>
	<b>ANEXO A – CATÁLOGO NÚCLEO E CARRETEL - THORNTON</b>	<b>167</b>

## 1 INTRODUÇÃO

O crescimento populacional, os avanços tecnológicos e as instalações industriais requerem grandes quantidades de energia elétrica, e este número se eleva com o passar dos anos. Segundo o relatório da EPE (2019), a matriz energética brasileira no ano de 2018 foi composta por fontes renováveis (66,6% de Hidráulica, 8,5% Biomassa, 7,6% Eólica e 0,5% de Energia Solar) e não renováveis (8,6% de Gás Natural, 3,2% Carvão e Derivados, 2,5% Nuclear e 2,4% Derivados de Petróleo). Conforme o relatório, a principal fonte de energia elétrica brasileira é a hídrica, que embora seja uma fonte renovável, normalmente demanda de grandes áreas a serem inundadas para a construção de barragens, e está sujeita ao regime variável de chuvas. Em segundo lugar tem-se as termoelétricas, classificadas como fonte não renovável, devido a realização da queima de combustível fóssil para geração de energia e como consequência gera alto dano ao meio ambiente, especialmente na emissão de  $CO_2$  (valor aproximado é  $88 \text{ kg}CO_2/\text{MWh}$ ) e/ou na produção de lixo radioativo a exemplo das usinas nucleares (EPE, 2019).

Diversos acordos, a exemplo do Acordo de Paris, tratados e legislações criadas por países do mundo inteiro tem o intuito de reduzir as emissões de  $CO_2$  e o consumo de fontes de energia não renováveis, visando a diminuição dos impactos ambientais. No entanto a necessidade crescente por energia, fomenta pesquisas e a utilização de novas fontes, em especial as limpas e renováveis, afirmando o compromisso com requisitos mundiais de sustentabilidade e acordos de controle de emissão de  $CO_2$  (ALTHOF; FERBER, 2017).

Avaliando as fontes de energia renováveis convertidas em energia elétrica, pode-se enumerar alguns problemas em relação a elas. A hidrelétrica por exemplo, necessita de um regime regular de chuvas a montante da barragem. As usinas que utilizam biomassa exigem um alto custo de implementação. A energia eólica necessita de ventos constantes, um local específico e uma área muito maior que a área requerida pela energia solar por MW gerado.

O parque eólico Osório localizado nos municípios de Osório, Índios e Sangradouro - Rio Grande do Sul, ocupa uma área de  $130 \text{ Km}^2$  com capacidade de geração de 300MW, enquanto que o parque solar de Nova Olinda no Piauí ocupa apenas 5,3% dessa área total, com potência de 292 MW.

A energia solar depende do sol, mas em contrapartida, apresenta uma enorme facilidade de instalação com um baixo custo de implementação e manutenção. Essa fonte de energia é a grande aposta no cenário energético brasileiro, pois somente no ano de 2018 obteve um crescimento de 316,1% se comparado ao ano anterior, o que é muito maior que o crescimento observado para a energia eólica que cresceu 14,4% no mesmo período (EPE, 2019).

Observando esse cenário, o modelo de geração distribuída através da energia solar vêm sendo amplamente estudado, principalmente na busca do aumento da eficiência no processo de conversão, nas técnicas de rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT) e sombreamento.

Os sistemas fotovoltaicos são dispositivos que convertem a irradiação solar  $W/m^2$  diretamente em eletricidade, sem a necessidade de um motor térmico ou uma máquina girante. Esse sistema não possui partes móveis, é silencioso, possui vida útil na ordem de 20 anos para o painel solar e não emite  $CO_2$  ou são extremamente baixas durante seus anos de geração.

Para converter a energia elétrica em corrente contínua oriunda das células fotovoltaicas em corrente alternada monofásica ou trifásica é necessário a utilização de um conversor CC-CA, também conhecido como inversor. A classificação dos inversores é feita através da sua potência, variando de centenas de watts até megawatts. A seleção do modelo de inversor é realizado pelo tipo de carga que este alimentará. Sua função principal é manter uma tensão de saída estável, converter a potência de entrada em potência de saída com a maior eficiência possível e operar próximo do ponto de máxima potência (MPP). O desempenho do inversor depende do ponto de trabalho, forma de onda, distorção harmônica, frequência, eficiência do painel fotovoltaico, MPPT, sincronização com a rede, aquisição de dados, transformador e pelo desligamento da rede por manutenção (TEODORESCU *et al.*, 2011).

As características de não linearidade e dependência das condições climáticas, tais como, irradiação solar, temperatura e velocidade do vento, requerem a implementação de algoritmos MPPT em sistemas de energia solar. As células fotovoltaicas possuem um ponto de operação ideal, conhecido por ponto de máxima potência (SINGH; LALWANI, 2018).

O MPP muda de acordo com condições climáticas, envelhecimento do painel, sujeira e outros elementos externos. Os algoritmos de MPPT utilizam uma programação lógica para encontrar o MPP, de maneira a permitir que o conversor trabalhe com a máxima potência disponível e melhore seu funcionamento encontrando a tensão que maximize a corrente elétrica (KALOGIROU, 2016). A tensão de saída dos conversores depende, entre outros fatores, diretamente da razão cíclica, logo, o algoritmo de MPPT busca obter a razão cíclica que entregue a maior potência possível para a carga (SAHU; DIXIT, 2014).

A facilidade de implementação é um fator importante na decisão de qual técnica MPPT utilizar. Em algumas técnicas não são necessários ajustes nem calibração, já outras técnicas são bastante complexas, sendo necessário ajustar vários parâmetros, tais como sensores, calibrações, localização e condições climáticas.

Segundo Karami *et al.* (2017), as técnicas de MPPT podem ser classificadas de acordo com a metodologia empregada para encontrar MPP. São elas:

- **Parâmetros constantes** - utiliza valores predefinidos que caracterizam o MPP.
- **Medição e comparação** - baseada em sensores de tensão, corrente, irradiação ou temperatura aplicados a um conhecimento prévio do MPP.
- **Tentativa e erro** - modificações constantes com observação do resultado determinando a direção a ser seguida para próxima modificação.

- **Modelos matemáticos** - definem o MPP local de acordo com cálculos matemáticos a partir de uma base de dados ou equações.
- **Predição inteligente** - utiliza processos de aprendizagem inteligente para prever o MPP local.

A maioria das técnicas de rastreamento abordadas na literatura fazem o uso dos sinais de tensão e/ou corrente para a localização do MPP. A velocidade e precisão desses sinais influenciam diretamente em sua eficiência. Esta por sua vez fica diretamente relacionada ao custo do sensor. Sendo assim, o desenvolvimento de técnicas de MPPT consiste em obter um rastreamento preciso e com menor custo de aplicação (PSCHEIDT, 2019).

Dentre as mais de 26 técnicas de MPPT apresentadas por Subudhi e Pradhan (2012), pode-se destacar a técnica de P&O clássica devido a facilidade de implementação, baixo custo e utilização de sensores de tensão e corrente.

A técnica de P&O clássica apresenta as vantagens de fácil implementação e utilização de sensores de tensão e corrente elétrica. Essa técnica consiste em perturbar o sistema aumentando ou diminuindo a razão cíclica e avaliar a potência de saída, ou seja, caso a potência aumente incrementa-se a perturbação no mesmo sentido, caso contrário inverte-se o sentido da perturbação. É importante ressaltar que a técnica encontra o MPP após um certo tempo, mas com as perturbações constantes, perde eficiência em busca de um ponto já encontrado.

Tendo em vista os métodos existentes e suas características positivas e negativas, este trabalho propõe um método MPPT baseado em Inteligência Artificial, mais precisamente na utilização de Redes Neurais Artificiais (RNA).

A RNA é uma técnica computacional baseada no neurônio biológico, utiliza-se de modelos matemáticos para classificar padrões, previsões temporais, agrupamento de dados, predições, processamento de imagens, tratamento de efluentes, diagnósticos médicos, alimentos e outras aplicações, chamando a atenção de diversos pesquisadores em diversas áreas do conhecimento. A sua habilidade mais importante é de aprender a partir de dados reais conhecidos (HAYKIN, 2007).

Desta forma, a técnica de RNA pode encontrar o MPP de forma mais eficiente, utilizando medições de irradiação solar e de temperatura para definir o ponto de máxima potência através de operações matemáticas e não perturbando o sistema, o que causa perda de eficiência após encontrar o MPP (BAHGAT *et al.*, 2005).

Dentre as diversas características apresentadas pelas RNAs, destaca-se o seu poder de generalização, que consiste em avaliar como o modelo se comporta para dados não vistos no conjunto de treinamento, ou seja, quão próximo será a resposta da rede neural para uma situação não apresentada previamente. Espera-se que o modelo apresente uma boa generalização, isto é, se aproximar ao máximo da resposta desejada (HAYKIN, 2007).

Assim, este trabalho aborda duas grandes áreas do conhecimento, a inteligência artificial oriunda da computação/sistemas embarcados e os conversores CC-CC da eletrônica de potência.

No capítulo 2 há uma contextualização dos objetivos gerais e específicos do problema levantado.

No capítulo 3 é apresentado a metodologia abordada para alcançar os objetivos propostos.

O capítulo 4 contém estudos sobre o painel solar, a modelagem de painel solar, as redes neurais artificiais, a irradiação solar ao longo do dia e ao longo do ano e o conversor Ćuk. Neste capítulo também são apresentados os equacionamentos necessários para o desenvolvimento de um conversor Ćuk.

No capítulo 5 apresenta-se os resultados preliminares alcançados através de simulações idealizadas, comparando as técnicas de P&O clássica e RNA. É apresentado, também, as formas de onda de tensão e/ou corrente idealizadas sob os componentes do conversor projetado.

No capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais alcançados comparando as técnicas de P&O clássica e RNA. Também são apresentadas as formas de onda de tensão e/ou corrente não idealizadas sob os componentes do conversor projetado.

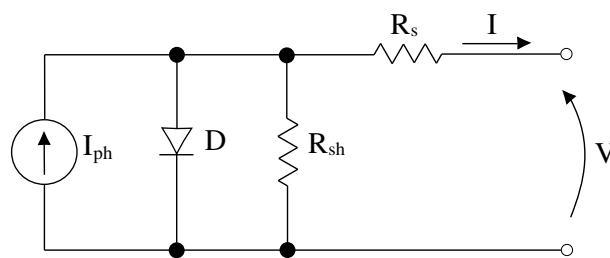
No capítulo 7 é apresentado uma conclusão dos resultados alcançados e sugestões futuras.



## 2 PROBLEMA

O circuito da Figura 1 apresenta o funcionamento de uma célula fotovoltaica (ESSEFI *et al.*, 2014), em que a corrente de saída é obtida através da análise do circuito, gerando a Equação 1, onde  $V$  representa a tensão,  $I$  a corrente,  $I_{ph}$  a fotocorrente,  $I_o$  a corrente de saturação reversa da célula,  $n$  o fator de qualidade da junção p-n,  $k$  a constante de Boltzmann,  $q$  a carga do elétron,  $T_{ref}$  a temperatura em Kelvin,  $R_s$  a resistência em série e  $R_{sh}$  a resistência em paralelo.

Figura 1 – Circuito Equivalente



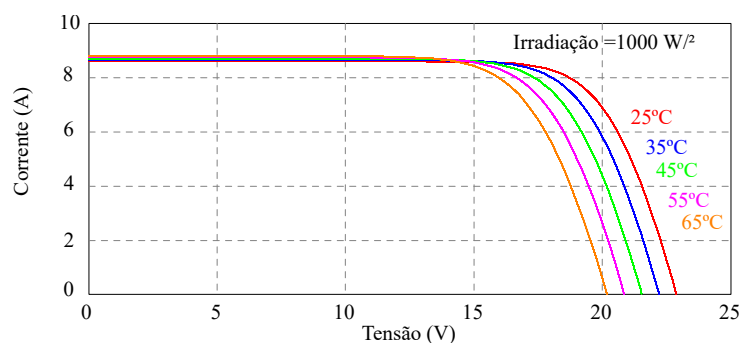
Fonte – Adaptado de (ESSEFI *et al.*, 2014)

A corrente de saída de células fotovoltaicas pode ser definida por:

$$I = I_{ph} - I_o \left( e^{\frac{qV + IR_s}{nkT_{ref}}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (1)$$

Uma vez resolvida a Equação 1 através do método de Newton-Rapshon é possível plotar as figuras 2, 3, 4, 5 e 6. Elas representam as curvas características de um painel fotovoltaico, demonstrando que o MPP se encontra em um ponto de equilíbrio entre as grandezas de tensão e corrente elétrica. Além disso, as figuras comprovam a dependência direta da potência de saída em relação as condições climáticas.

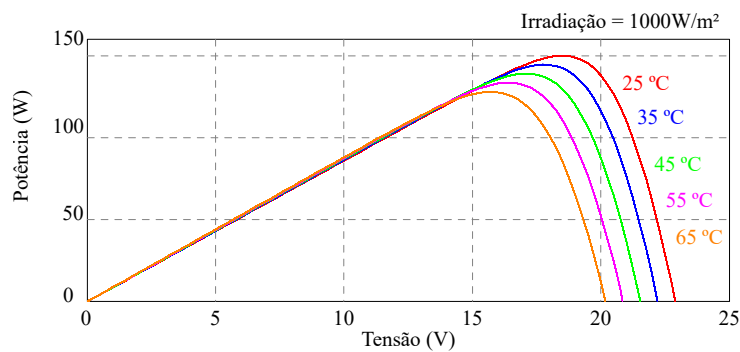
Figura 2 – Variações de Tensão por Temperatura



Fonte – Próprio Autor

Ao observar a Figura 2, note que a tensão está diretamente relacionada com a temperatura do painel solar. O ponto máximo de tensão é a tensão  $V_{oc}$  (tensão de circuito aberto). Note que quanto maior a temperatura menor é a tensão  $V_{oc}$ . Embora exista relação direta entre a variação de tensão  $V_{oc}$  e a variação da temperatura, a Figura 3 demonstra que tal influência pode ser considerada fraca, pois a influência exercida pela irradiação solar na potência de saída é muito maior e pode ser vista na Figura 5 .

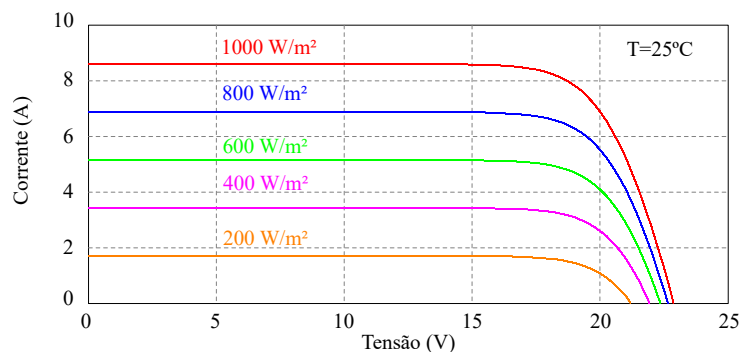
Figura 3 – Variações de Potência por Temperatura



Fonte – Próprio Autor

Analisando a Figura 4, note que a corrente está diretamente relacionada com irradiação solar a qual o painel solar está submetido. O ponto máximo da corrente é a corrente  $I_{sc}$  (corrente de curto-circuito). Observe que quanto menor é a irradiação solar, menor também é a corrente  $I_{sc}$ .

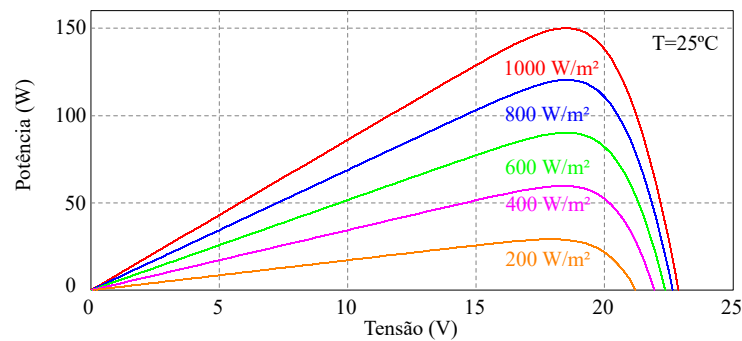
Figura 4 – Variações de Corrente por Irradiação Solar



Fonte – Próprio Autor

A relação entre a variação da irradiação solar e a variação da corrente  $I_{sc}$  é considerada forte pois uma pequena variação da irradiação solar representa uma variação significativa na corrente elétrica. Assim, a variação da irradiação solar está direta e fortemente relacionada com a potência de saída conforme demonstra a Figura 5.

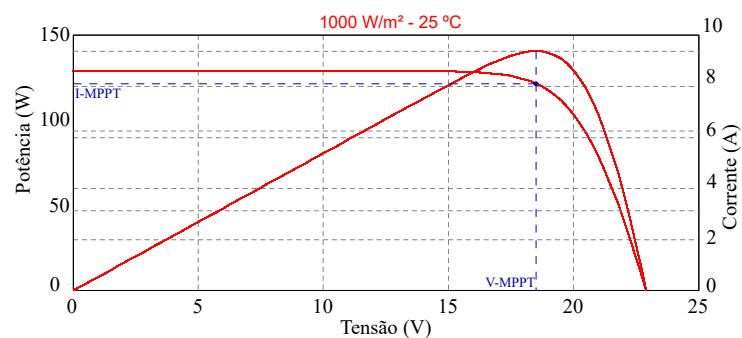
Figura 5 – Variações de Potência por Irradiação Solar



Fonte – Próprio Autor

Desta forma, entende-se que a instabilidade e a impossibilidade de controle das condições climáticas fazem com que o MPP varie constantemente ao longo do dia. Assim, surge a problemática de como conseguir atingir o MPP da maneira mais rápida possível e entregar a máxima potência disponível à carga em diferentes condições climáticas.

Figura 6 – Ponto de Máxima Potência



Fonte – Próprio Autor

A Figura 6 demonstra o MPP para a irradiação solar de  $1000 \text{ W/m}^2$  e  $25^\circ\text{C}$  de temperatura. Note que este ponto está em uma região diferente da tensão de  $V_{OC}$  e corrente  $I_{SC}$ , justificando a necessidade de um algoritmo de rastreamento.

## 2.1 OBJETIVOS

### 2.1.1 OBJETIVO GERAL

Este trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento de um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência utilizando redes neurais artificiais, e implementá-lo em um conversor CC-CC de topologia Ćuk para comprovação da técnica. Para tal, serão utilizados 79.770 registros de irradiação solar e temperatura gerados aleatoriamente variando

de 100 a 1300  $W/m^2$  e de 10 a 65°C respectivamente, cruzados posteriormente com uma carga resistiva variando entre 1 e 19  $\Omega$  com passo de 2  $\Omega$  gerando uma nova base de dados contendo 797.700 novos registros.

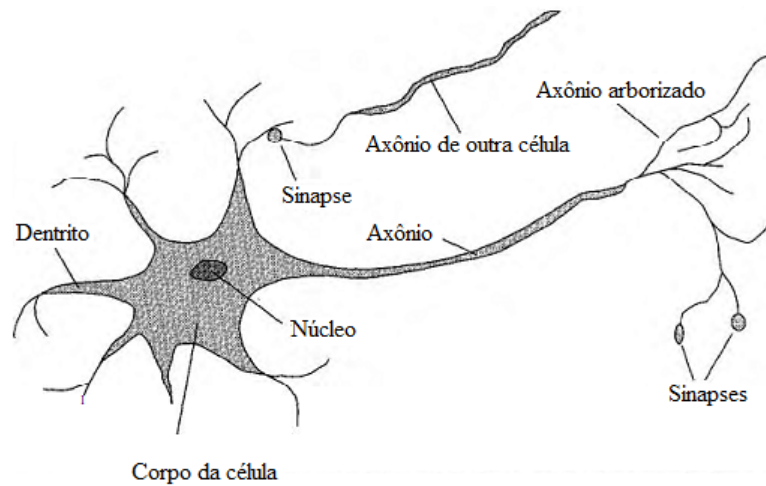
### 2.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Gerar dados de condição climática;
- Modelar um painel solar de modo a gerar os pontos de máxima potência de acordo com as condições climáticas;
- Criar um circuito eletrônico no software de simulação PSIM utilizando um conversor CC-CC Ćuk;
- Realização de um estudo da aplicação de redes neurais como técnica de rastreamento de ponto de máxima potência;
- Gerar o conjunto de treinamento para um conversor CC-CC Ćuk;
- Efetuar a comparação das técnicas de MPPT utilizando RNA e P&O;
- Desenvolver um protótipo funcional para validação da técnica MPPT-RNA;
- Treinar a rede neural a partir do conjunto de treinamento e verificar a generalização;
- Embarcar a rede neural artificial em uma placa microcontrolada;
- Comparar os dados obtidos em simulação com dados reais obtidos a partir do protótipo.

### 3 METODOLOGIA

Uma RNA é baseada na estrutura cerebral (Figura 7) e se destaca em resolver problemas complexos que não possuem um algoritmo conhecido (LEARNING, 2017).

Figura 7 – Exemplo de um Neurônio Biológico

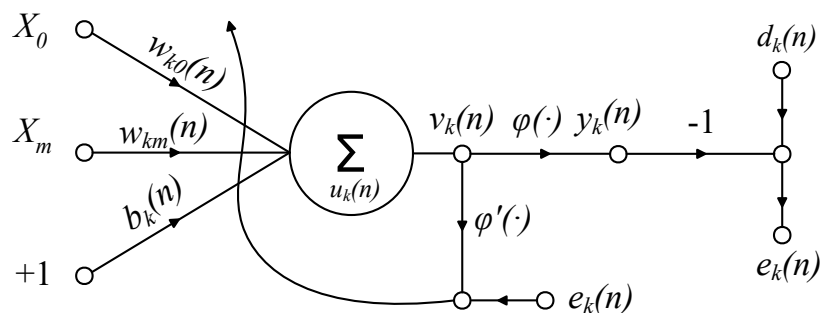


Fonte – (RUSSEL, 2007)

O neurônio biológico é dividido em dendritos, corpo celular e axônio. Os dendritos captam sinais de outros neurônios levando-os para processamento dentro do corpo celular. O corpo celular decide se gera ou não uma saída. Caso opte por gerar um sinal de saída, o corpo celular gera um potencial de ativação responsável por conduzir o impulso elétrico ao neurônio seguinte através das sinapses.

McCulloch e Pitts (1943) desenvolveram o primeiro modelo matemático de um neurônio artificial. Já Rosenblatt (1958) propôs um modelo com aprendizado por professor.

Figura 8 – Exemplo de um Neurônio Artificial



Fonte – adaptado de (HAYKIN, 2007)

Neste trabalho utiliza-se o neurônio artificial com a regra delta generalizada para correção de pesos, e é demonstrado na Figura 8. Tal modelo é um dos modelos mais utilizados e engloba características básicas de uma rede neural biológica (DA SILVA *et al.*, 2010).

Com funcionamento semelhante ao neurônio biológico,  $X_m$  representa as informações de entrada,  $W_{km}$  representa os pesos sinápticos e  $d_k(n)$  a saída esperada.

O peso sináptico é responsável por determinar o grau de importância da informação a ser processada. Desta forma pode-se calcular o valor do neurônio artificial com a Equação 2.

$$u_k(n) = \sum_{j=0}^m w_{kj}(n) \cdot x_j(n) \quad (2)$$

Calculado o valor do neurônio  $u_k$ , inclui-se um valor de bias com a função de aumentar ou diminuir a potencial de ativação  $v_k$ . A Equação 3 calcula o valor potencial do neurônio a ser aplicado a função de ativação.

$$v_k(n) = u_k(n) + b_k \quad (3)$$

Por fim, o valor resultante  $v_k$  é submetido a uma função de ativação  $\varphi$  (Equação 4) obtendo assim a saída do neurônio.

$$y_k(n) = \varphi(v_k)(n) \quad (4)$$

A função de ativação tem o papel de limitar a amplitude de saída do neurônio a um valor finito. Neste trabalho utilizou a tangente hiperbólica (Equação 5) como função de ativação.

$$\varphi_k(v_k)(n) = \frac{e^{v_k} - e^{-v_k}}{e^{v_k} + e^{-v_k}} \quad (5)$$

O treinamento da RNA consiste em utilizar os dados de entrada e saída conhecidos de um determinado problema, localizado no conjunto de treinamento, e encaminhar para aprendizado em uma determinada arquitetura. O aprendizado ocorre através da atualização do peso de ligação (peso sináptico)  $W_k$ , fazendo com que o valor de saída  $y_k$  se torne o mais próximo do valor de saída  $d_k$  (HIYAMA; KITABAYASHI, 1997).

A propagação dos valores de entrada pela rede até chegar ao neurônio de saída é chamado de *feedforward*, e é repetida para cada valor do conjunto de treinamento.

Através da diferença entre valor calculado ( $y_k(n)$ ) e o valor de treinamento ( $d_k(n)$ ) se tem o erro (Equação 6).

$$e_k(n) = d_k(n) - y_k(n) \quad (6)$$

Considera-se que a rede aprendeu a resolver o problema, quando o erro médio quadrático calculado apresenta um valor abaixo do parametrizado na arquitetura para treinamento da rede (HAYKIN, 2007).

$$\varepsilon(n) = \frac{1}{2} e_k^2(n) \quad (7)$$

O aprendizado da rede ocorre pela propagação do erro proporcionalmente pela rede em sentido contrário, indo da camada de saída até a camada de entrada, ajustando os valores dos pesos de ligação. Esse método é conhecido por *backpropagation* (HAYKIN, 2007).

Para se encontrar a proporcionalidade do erro de cada peso de ligação é necessário calcular o gradiente local  $\delta(n)$  (Equação 8) através da derivada da função de ativação  $\varphi'_k$ .

$$\delta(n) = e_k(n)\varphi'_k(v_k)(n) \quad (8)$$

Onde a derivada da função de ativação tangente hiperbólica (função utilizada neste trabalho) é definida por:

$$\varphi'_k(v_k)(n) = \frac{1}{\cosh^2(v_k)(n)} \quad (9)$$

Através da regra delta generalizada, o peso de ligação recebe o seu valor somados a taxa de aprendizado  $\alpha$  aplicada ao gradiente e seu valor de entrada.

$$w_{kj}(n+1) = w_{kj}(n) + \alpha\delta(n)x_j(n) \quad (10)$$

Em busca de adquirir um boa generalização o conjunto de dados deve ser dividido em dois grupos, um grupo de treinamento com parte dos dados, geralmente 70% dos dados gerais e um grupo de validação contendo o restante dos dados. Não existe na literatura uma metodologia de como definir qual a quantidade de neurônios em cada camada, nem a quantidade de camadas ocultas, desta forma, a seleção da arquitetura da rede neural é feita de forma arbitrária através do método de tentativa e erro, ou seja, treina-se diversas redes com diferentes configurações e aplica-se na resolução do problema a configuração que apresentar melhor generalização e/ou erro médio quadrático (HIYAMA; KITABAYASHI, 1997).

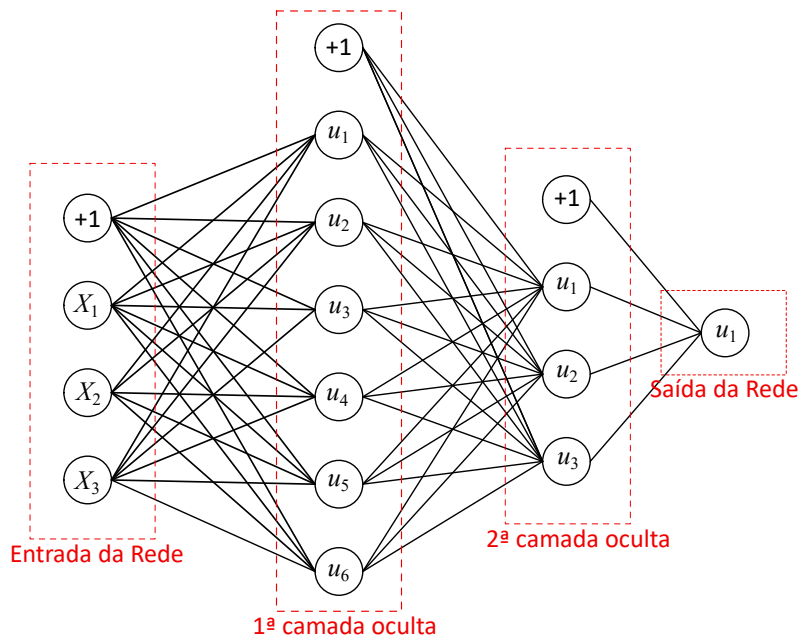
A Figura 9 apresenta uma de rede neural contendo diversos neurônios com diversas camadas, conhecida na literatura por perceptron de multicamadas (MLP), e representa também a rede utilizada neste trabalho.

Nela observa-se que cada entrada  $X$  juntamente com o bias são entregues a todos os neurônios da primeira camada, aplicando seu respectivo peso de ligação, gerando um neurônio artificial.

Ainda na Figura 9 cada neurônio é processado e ativado individualmente com sua saída propagada juntamente com um bias ao neurônio da camada seguinte, cada um com seu peso de ligação. Tal processo avança camada por camada independentemente do número de camadas até a camada de saída.

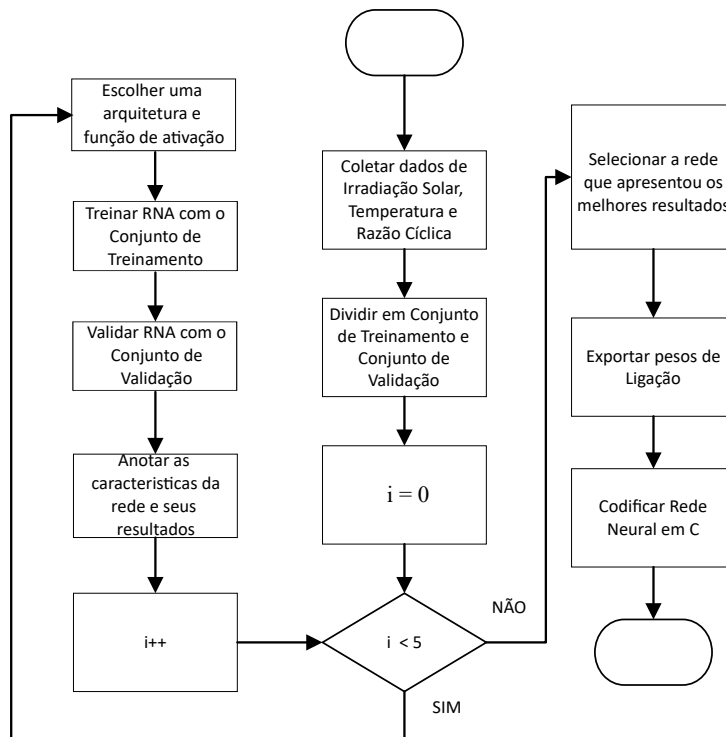
Em uma MLP, há sempre uma camada de entrada e uma camada de saída obrigatoriamente que podem ter um único neurônio ou diversos neurônios. Contudo a quantidade de neurônios de saída é definida pela quantidade de informações saída da rede. Já a camada oculta pode se dividir em diversas camadas com vários neurônios cada (HIYAMA; KITABAYASHI, 1997).

Figura 9 – Perceptron de Multicamadas - MLP



Fonte – Próprio Autor

Figura 10 – Fluxograma de treinamento RNA



Fonte – Próprio Autor



A Figura 10 apresenta a metodologia utilizada para encontrar uma melhor arquitetura, onde neste trabalho, o número de camadas da RNA ficou definida de forma semelhante a Figura 9, nela os valores  $X_1$ ,  $X_2$  e  $X_3$  representam a irradiação solar, a temperatura e a carga resistiva, respectivamente, ambas normalizadas. Evidencia-se ainda há existência de duas camadas ocultas, a primeira camada oculta contendo 6 neurônios, a segunda camada oculta 3 neurônios e um neurônio de saída que representa a razão cíclica de máxima potência dadas as entradas  $X_1$ ,  $X_2$  e  $X_3$ .



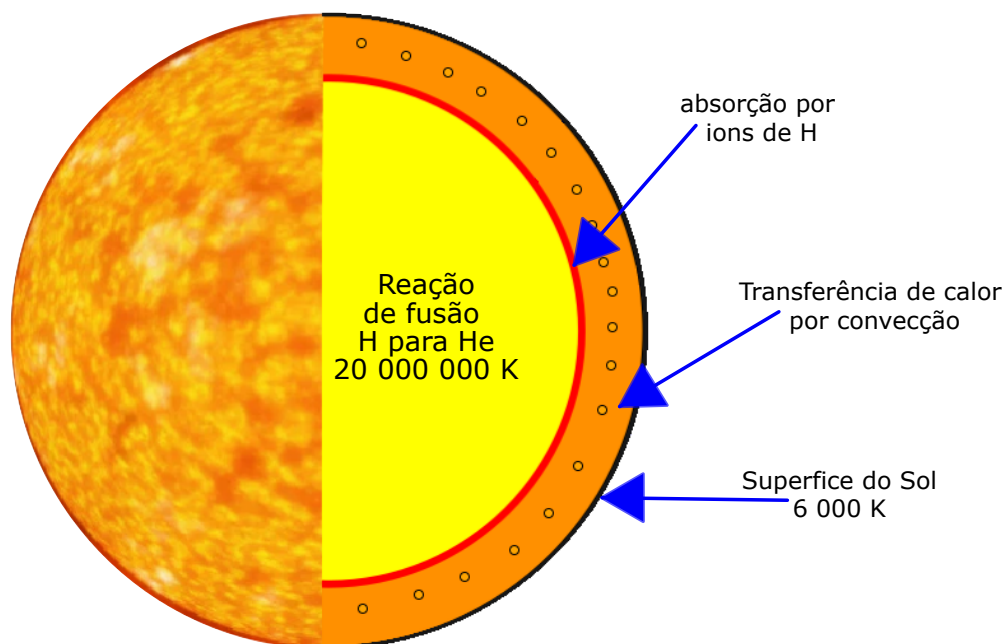
## 4 APLICAÇÃO

### 4.1 ENERGIA SOLAR

O Sol é o responsável pela geração de praticamente todas as fontes de energia. Pode-se afirmar que o ciclo da água utilizada na geração de energia em hidrelétricas, os ventos através da movimentação da atmosfera, as reações químicas em matérias orgânicas, o desenvolvimento das plantas, dentre outras ações, só ocorrem devido a presença da energia do Sol em algum momento do processo (FERREIRA, 1993).

De acordo com C.B.Honsberg e S.G.Bowden (2019) e apresentado na Figura 11, o Sol é um corpo quente formado por gases onde a temperatura pode chegar a mais de 20 milhões de graus Kelvin oriunda das reações de fusão nuclear que transformam gás hidrogênio em gás hélio.

Figura 11 – Superfície Solar



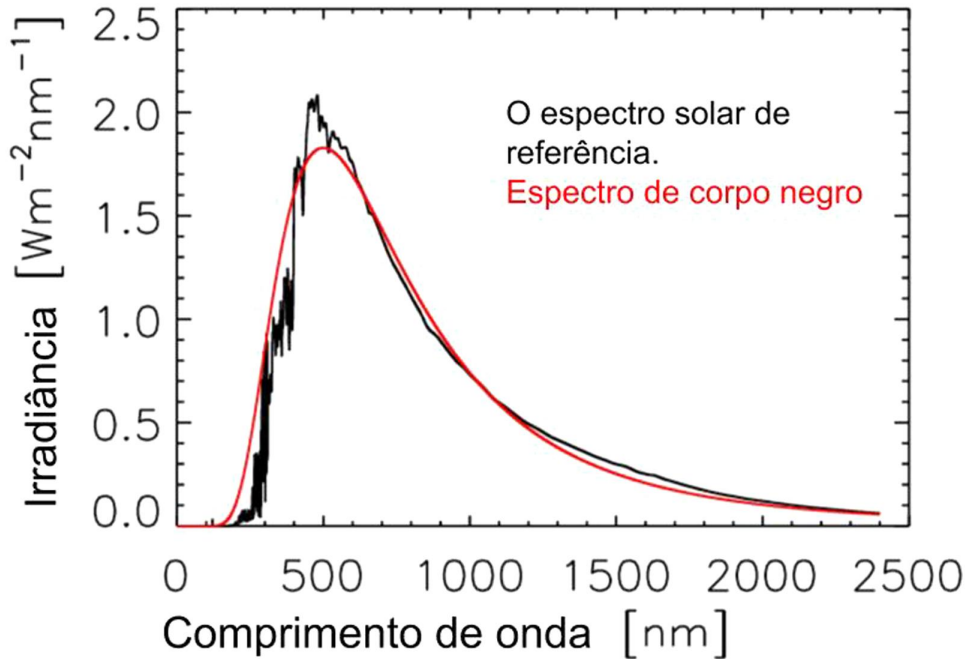
Fonte – Adaptado de (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019)

A radiação solar é determinada pelo fluxo de energia emitida pelo Sol em forma de radiação eletromagnética. Tal radiação ocorre em diferentes espectros, classificados como Raios-X, Ultravioleta (UV), Infravermelho e outros (GÓMEZ *et al.*, 2018).

Entretanto, a elevada temperatura do Sol provoca uma radiação térmica, onde o detalhamento do espectro de radiação emitida depende diretamente de sua composição. Por outro lado, um corpo negro emite espectros térmicos considerados universais (GÓMEZ *et al.*, 2018; C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

A Figura 12 mostra a semelhança entre a irradiância (medida da radiação) do Sol e a de um corpo negro submetidos a uma temperatura de superfície de 6000 K.

Figura 12 – Espectro de onda



Fonte – (GÓMEZ *et al.*, 2018)

Observe na Figura 12 que há uma maior densidade de potência em regiões próximas a 500  $\eta m$ . De acordo com a equação de Planck (Equação 11), quanto menor o comprimento de onda ( $\lambda$ ), maior é a sua energia (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

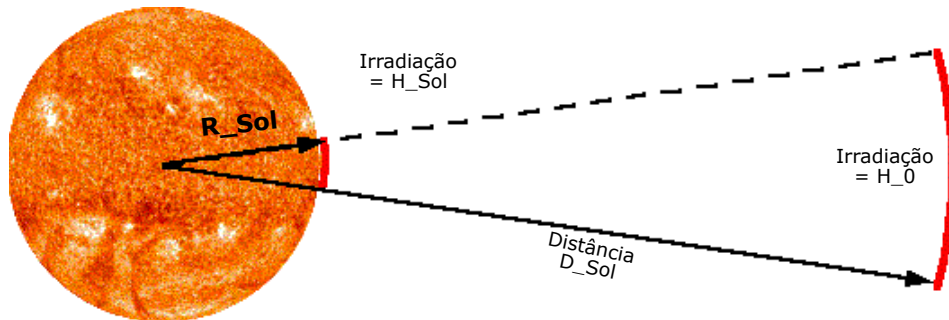
$$E = \frac{hc}{\lambda} \quad (11)$$

Na Equação 11,  $h$  representa a constante de Planck ( $6,626 \cdot 10^{-34} \text{ joule} \cdot \text{s}$ ) e  $c$  a velocidade da luz ( $2,998 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ ) e  $\lambda$  é o comprimento de onda.

Segundo C.B.Honsberg e S.G.Bowden (2019), os astrônomos utilizam a temperatura de 5778 K ao classificar o Sol como uma estrela, e de acordo com a equação de Stefan-Boltzmann, um corpo negro a tal temperatura gera uma irradiação de aproximadamente  $H_{sol} = 63,2 \text{ MW/m}^2$ .

A irradiação solar recebida por um planeta localizado a uma distância  $D_{sol}$  do Sol é exibida na Figura 13, e pode ser calculada através da Equação 12, onde a irradiação solar  $H_{sol}$  é multiplicada pela divisão entre o quadrado do raio do Sol ( $695 \cdot 10^6 \text{ m}$ ) e o quadrado da distância  $D_{sol}$  até o planeta (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

Figura 13 – Propagação de irradiação pelo espaço

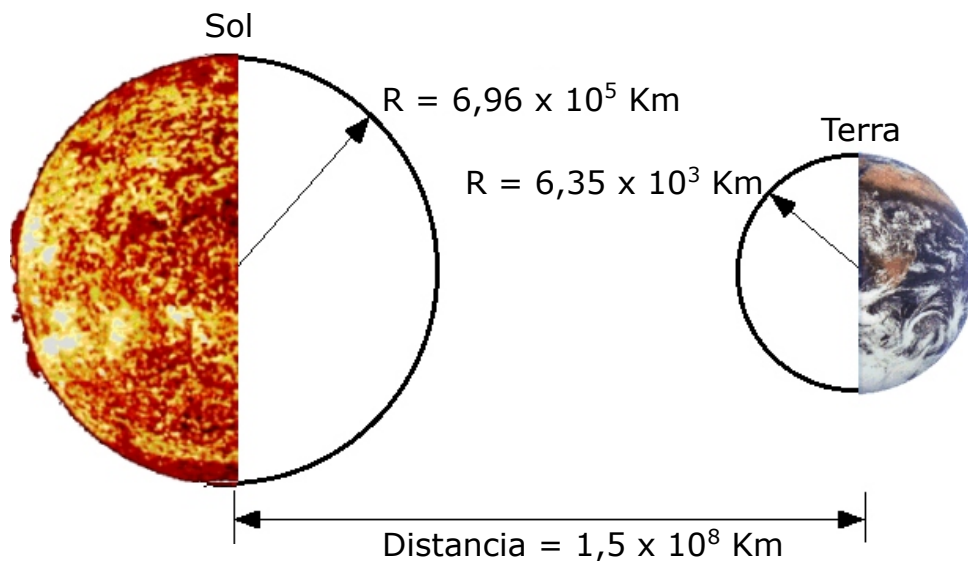


Fonte – Adaptado de (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019)

$$H_0 = \frac{R_{sol}^2}{D_{sol}^2} \cdot H_{sol} \quad (12)$$

De acordo com União Astronômica Internacional e exibida na Figura 14, a Terra está aproximadamente a 149.597.870.700 ( $149,597 \cdot 10^9$ ) metros de distância do Sol, porém devido ao movimento de translação de forma elíptica, a distância real da Terra ao Sol pode variar de 147 a 152 milhões de quilômetros. Contudo na literatura adota-se  $150 \cdot 10^9$  metros, já os raios do Sol e da Terra são de aproximadamente  $69,6 \cdot 10^6$  metros e  $63,5 \cdot 10^3$  metros, respectivamente. Assim, a irradiação solar que chega a Terra é de aproximadamente  $1356,76 \text{ W/m}^2$ .

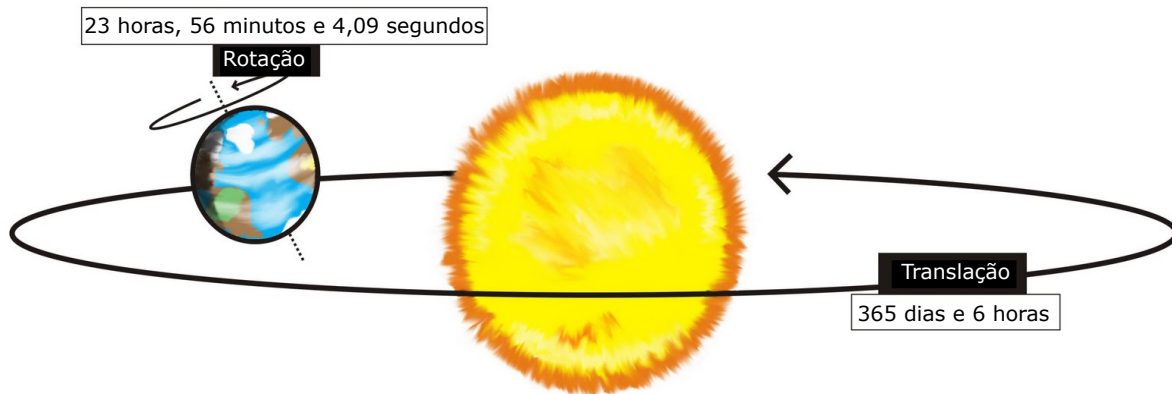
Figura 14 – Distância entre Sol e Terra



Fonte – Adaptado de (GÓMEZ *et al.*, 2018)

### 4.1.1 ENERGIA SOLAR TERRESTRE

Figura 15 – Movimentos da Terra



Fonte – Adaptado de (GEO... , 2012)

A Figura 15 apresenta os movimentos da Terra, de girar em torno do sol (translação) com duração de aproximadamente 365 dias e de girar em torno de si mesma (rotação) com duração de aproximadamente 23 horas e 56 minutos. Tais movimentos fazem com que a irradiação solar na superfície terrestre seja diferente em cada hora do dia e dia do ano.

Segundo C.B.Honsberg e S.G.Bowden (2019), outros fatores podem influenciar diretamente na irradiação solar que chega a superfície, dentre eles destaca-se:

- efeitos atmosféricos (absorção e espalhamento)
- variações locais atmosféricas (vapor d'água, nuvens e poluição)
- latitude da localização

#### 4.1.1.1 INFLUÊNCIA DO DIA DO ANO

A densidade de potência varia conforme a Terra se movimenta. A variação elíptica é de aproximadamente de 3,4%, com maiores índices de irradiação solar em janeiro e menores em julho. Assim, para se obter a irradiação em um determinado dia do ano utiliza-se a Equação 13.

$$\frac{H}{H_0} = 1 + 0,033 \cos \left( \frac{360 \cdot (n - 2)}{365} \right) \quad (13)$$

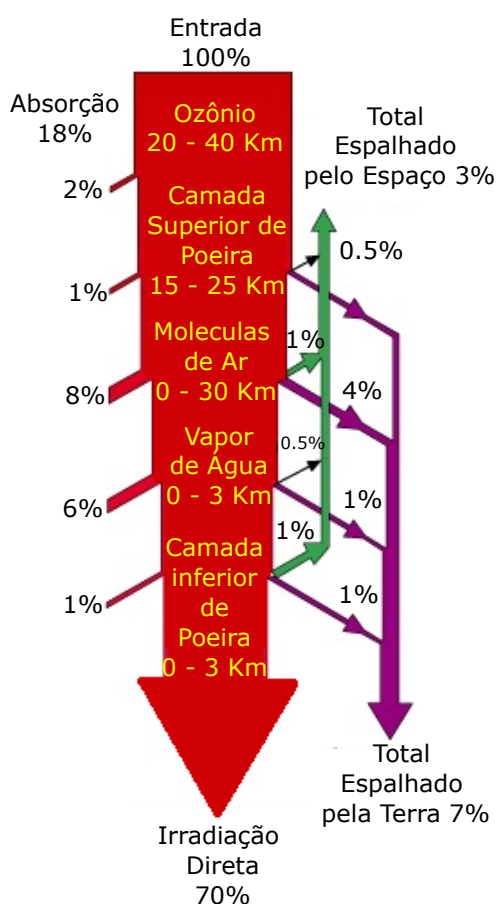
Na Equação 13,  $n$  representa número do dia do ano, começando com o numeral 1 em 1 de janeiro.

Desta forma, a irradiação na atmosfera no dia 1 de abril ( $n=91$ ) pode ser calculada em aproximadamente  $1358,50 \text{ W/m}^2$ .

#### 4.1.1.2 EFEITOS ATMOSFÉRICOS

Os efeitos atmosféricos afetam diretamente a irradiação de energia solar e são apresentados na Figura 16. Eles causam uma absorção e espalhamento de aproximadamente 30% da densidade de potência que chega ao planeta Terra.

Figura 16 – Absorção na Atmosfera



Fonte – Adaptado de (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019)

Quando na atmosfera, os gases como o ozônio, o dióxido de carbono e vapor d'água possuem uma elevada taxa de absorção de fótons de energia. Destaca-se que grande parte da luz infravermelha (comprimento de onda acima de  $2000 \text{ nm}$ ) é absorvida tanto por vapor d'água quanto dióxido de carbono, e de maneira similar grande parte da luz ultravioleta (comprimento abaixo de  $300 \text{ nm}$ ) é absorvida pela camada de ozônio (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

Todas estas absorções causam depressões profundas na curva de radiação espectral ocasionando a perda de potência.

Através do espalhamento da radiação espectral surge a irradiação solar difusa que também é conhecida por irradiação global, e que segundo a Lei de Rayleigh-Jeans, o espalhamento é causado por moléculas muito menores que os fótons na atmosfera, e que são bastante eficazes com a luz de curto comprimento de onda. Já na solução de Mie o espalhamento é ocasionado por partículas de poeira e aerossóis (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

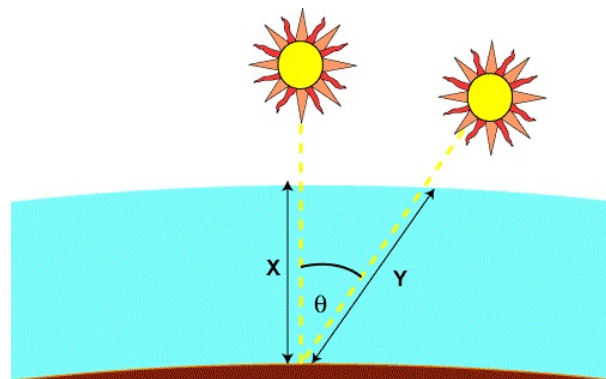
No fenômeno de dispersão, a irradiação é redirecionada para qualquer região do planeta. A maior parte do comprimento de onda sensível a dispersão está na faixa de cor azul. Desta forma a luz que recebemos oriunda de outras regiões é azul. Por isso, enxergamos o horizonte em um tom de cor azul. Em um dia limpo claro cerca de 10% da irradiação solar incidente total é difusa (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

#### 4.1.1.3 AM - MASSA DE AR

Conforme apresentado na Figura 17, a massa de ar (AM) representa a redução do poder da irradiação causada pelo ângulo zenital (ângulo do sol) em relação ao menor caminho. Tal redução é calculada pela Equação 14, onde  $\theta$  representa o ângulo zenital (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

$$AM = \frac{1}{\cos(\theta)} \quad (14)$$

Figura 17 – Massa de Ar



Fonte – (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019)

#### 4.1.1.4 $I_D$ - IRRADIAÇÃO SOLAR DIRETA

Através da AM é possível calcular a irradiação solar direta ( $I_D$ ) em um determinado ponto do planeta (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

$$I_D = H \cdot 0,7^{AM^{0,678}} \quad (15)$$



Na Equação 15, a constante 0,7 representa os 70% do total da irradiação que chega na atmosfera conforme Figura 16 e 0,678 um ajuste empírico devido as não uniformidades das camadas atmosféricas.

#### 4.1.1.5 $I_G$ - IRRADIAÇÃO SOLAR GLOBAL

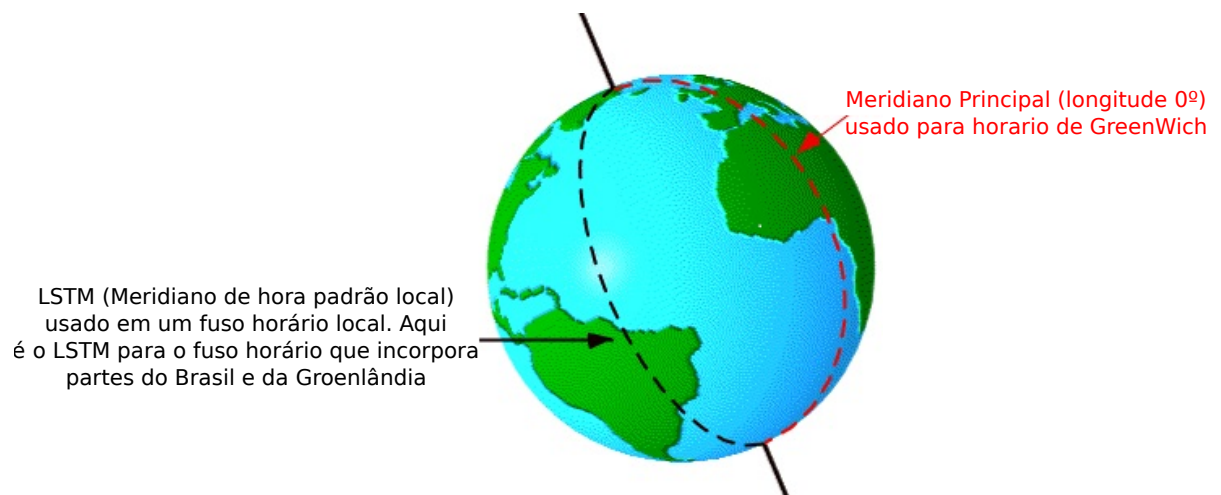
De acordo com C.B.Honsberg e S.G.Bowden (2019), a irradiação solar global ( $I_G$ ) é obtida a partir do acréscimo de 10% da irradiação direta ( $I_D$ ) referente a irradiação difusa apontada nos efeitos atmosféricos, e pode ser calculada através da Equação 16:

$$I_G = 1,1 \cdot I_D \quad (16)$$

#### 4.1.1.6 LSTM - MERIDIANO DA HORA PADRÃO LOCAL

Segundo C.B.Honsberg e S.G.Bowden (2019), o meridiano da hora padrão local (LSTM), é um meridiano de referência para o fuso horário convergido em graus, conforme apresentado na Figura 18.

Figura 18 – LSTM



Fonte – Adaptado de (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019)

Para calcular o LSTM, é necessário multiplicar o fuso horário local por  $15^\circ$ . O Estado de Santa Catarina tem seu fuso horário  $\Delta UTC$  em -3 horas, logo seu LSTM =  $-45^\circ$ .

$$LSTM = 15 \cdot \Delta UTC \quad (17)$$

#### 4.1.1.7 EOT - EQUAÇÃO DO TEMPO

A equação do tempo (EoT), corrige o desvio da órbita da terra em minutos com precisão de 0,5 minutos (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

$$EoT = 9,87 \cdot \sin \left( 2 \left( \frac{360}{365} \cdot (d - 81) \right) \right) - 7,53 \cdot \cos \left( \frac{360}{365} \cdot (d - 81) \right) - 1,5 \cdot \sin \left( \frac{360}{365} \cdot (d - 81) \right) \quad (18)$$

#### 4.1.1.8 TC - FATOR DE CORREÇÃO DO TEMPO

O fator de correção do tempo (TC) corrige o tempo em minutos devido as variações da longitude dentro do fuso horário (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

$$TC = 4 \cdot (Longitude - LSTM) + EoT \quad (19)$$

#### 4.1.1.9 LST - HORA SOLAR LOCAL

De acordo com C.B.Honsberg e S.G.Bowden (2019), a hora solar local (LST) é definida quando o sol está no ponto mais alto do céu e pode ser calculada através da Equação 20.

$$LST = LT + \frac{TC}{60} \quad (20)$$

#### 4.1.1.10 HRA - ÂNGULO HORÁRIO

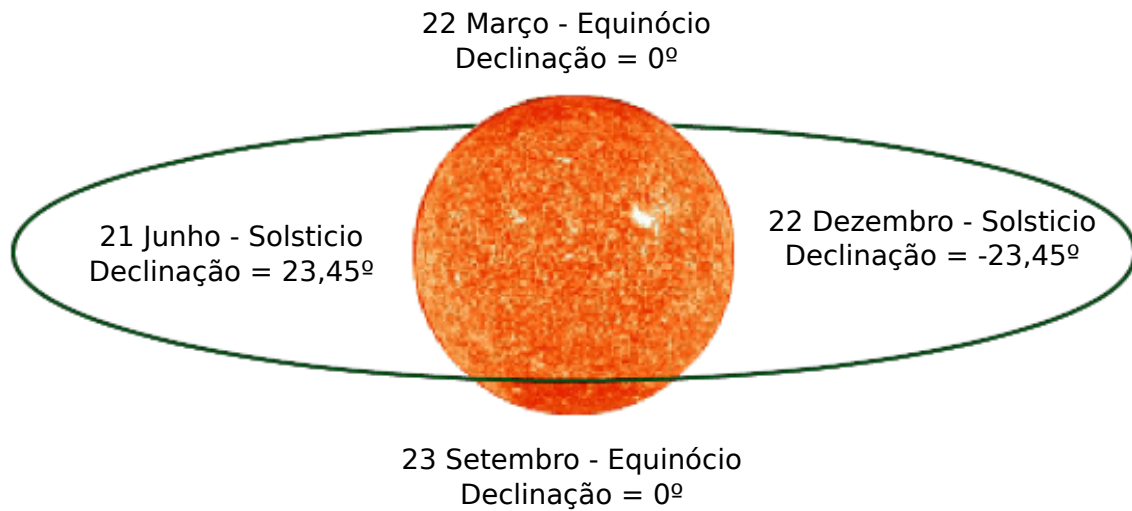
O ângulo horário (HRA), converte a hora solar local em graus. Onde pela manhã o ângulo horário é negativo e a tarde é positivo (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

$$HRA = 15 \cdot (LST - 12) \quad (21)$$

#### 4.1.1.11 ÂNGULO DE DECLINAÇÃO

Segundo C.B.Honsberg e S.G.Bowden (2019), o ângulo de declinação ( $\delta$ ) varia devido a inclinação da Terra em seu eixo de rotação e ele pode variar entre  $-23,45^\circ$  e  $23,45^\circ$ .

Figura 19 – Ângulo de Declinação ao longo do ano



Fonte – Adaptado de (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019)

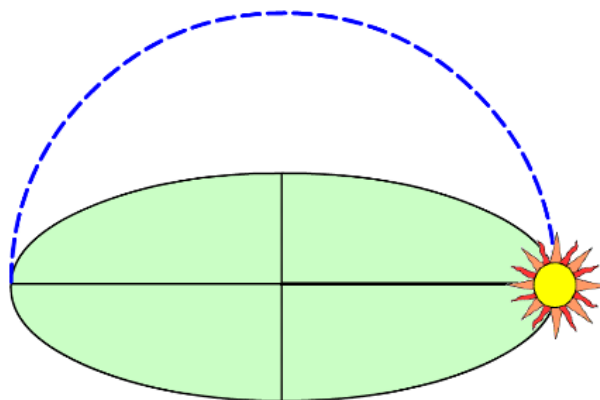
O valor de  $\delta$  é calculado através da Equação 22.

$$\delta = 23,45 \cdot \sin\left(\frac{360}{365} \cdot (d - 81)\right) \quad (22)$$

#### 4.1.1.12 ÂNGULO DE ELEVAÇÃO

Também conhecido por ângulo de altitude, é utilizada para descrever a altura em metros tendo como referência o nível do mar. Segundo C.B.Honsberg e S.G.Bowden (2019), a elevação é de 0° ao nascer do sol, e a elevação máxima ocorre ao meio-dia solar e depende da latitude e do ângulo de declinação, conforme Figura 20.

Figura 20 – Ângulo de elevação ao longo do ano



Fonte – (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019)

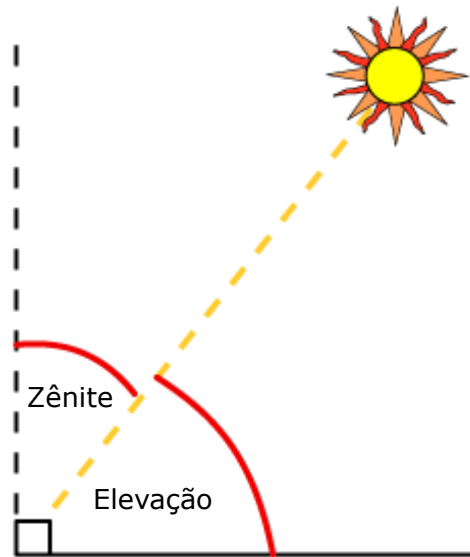
O ângulo de elevação ( $\alpha$ ) é calculada através da Equação 23:

$$\alpha = \sin^{-1}[\sin\delta\sin\varphi + \cos\delta\cos\varphi\cos(HRA)] \quad (23)$$

#### 4.1.1.13 ÂNGULO DE ZENITE

De acordo com C.B.Honsberg e S.G.Bowden (2019), o ângulo zenital ( $\theta$ ) é o ângulo entre o Sol e a vertical, conforme apresentado na Figura 21.

Figura 21 – Ângulo zenital



Fonte – Adaptado de (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019)

Ele pode ser obtido a partir da Equação 24.

$$\theta = 90^\circ - \alpha \quad (24)$$

#### 4.1.1.14 HORÁRIOS DE NASCER E PÔR DO SOL

Uma vez definido os parâmetros de latitude  $\varphi$ , ângulo de declinação  $\delta$  e TC, pode-se facilmente definir os horários de nascer (Equação 25) e pôr (Equação 26) do sol (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

$$Sunrise = 12 - \frac{1}{15} \cdot \cos^{-1}(-\tan\varphi \cdot \tan\delta) - \frac{TC}{60} \quad (25)$$

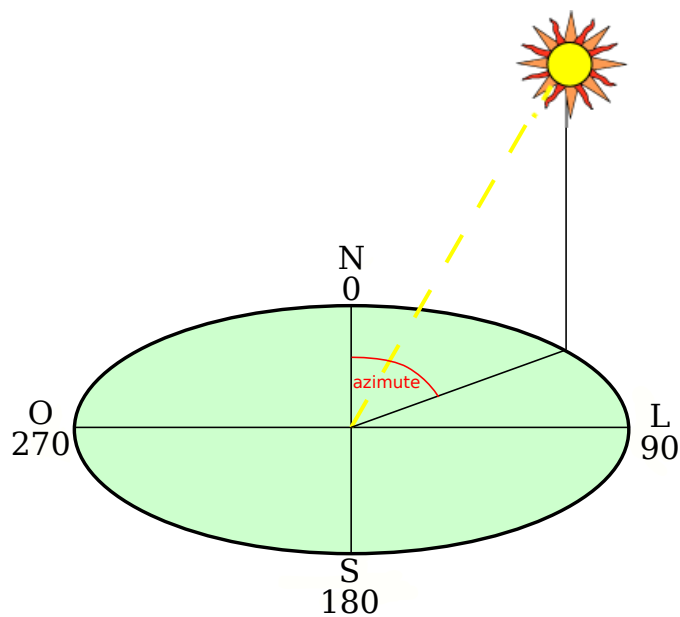
$$Sunset = 12 + \frac{1}{15} \cdot \cos^{-1}(-\tan\varphi \cdot \tan\delta) - \frac{TC}{60} \quad (26)$$

#### 4.1.1.15 ÂNGULO AZIMUTE

O ângulo azimute é a direção da bússola de onde vem a luz do sol. Ao meio-dia solar, o sol está sempre diretamente ao sul do hemisfério norte e diretamente ao norte no hemisfério sul (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

Ele varia ao longo do dia, e sofre interferências da latitude e da época do ano.

Figura 22 – Ângulo Azimute



Fonte – Adaptado de (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019)

$$Azimute = \cos^{-1} \left[ \frac{\sin \delta \cos \varphi - \cos \delta \sin \varphi \cos (HRA)}{\cos \alpha} \right] \quad (27)$$

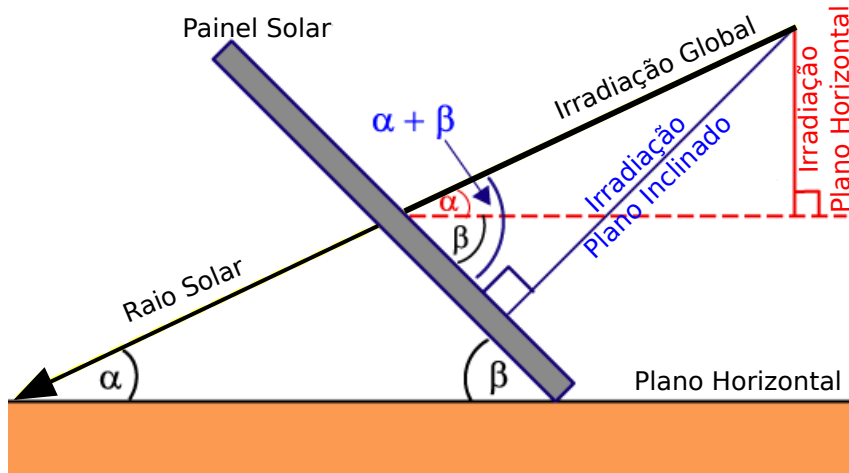
A Equação 27, só pode ser considerada válida quando  $LST < 12$  e  $HRA < 0$ . Caso contrário, deve ser aplicado a correção de :

$$Azimuth = 360^\circ - Azimute$$

#### 4.1.1.16 ENERGIA SOLAR EM UM PLANO INCLINADO

A irradiação solar absorvida por um painel solar depende não somente da irradiação solar, mas também do ângulo formado entre a superfície do painel e o Sol, obtendo seu valor máximo quando a superfície do painel e luz solar encontram-se perpendiculares entre si (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019).

Figura 23 – Plano Inclinado



Fonte – Adaptado de (C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN, 2019)

Uma vez que o ângulo entre o Sol e uma superfície fixa muda ao longo do dia, a densidade de potência absorvida é menor que a fornecida pelo Sol.

A Figura 23 demonstra uma análise dos ângulos formados entre o Sol e uma superfície fixa inclinada, de onde é possível obter a equação da densidade de potência no plano horizontal (Equação 28) e da densidade de potência em superfície inclinada (Equação 29).

$$S_{horizontal} = I_G \cdot \text{sen}(\alpha) \quad (28)$$

$$S_{modulo} = I_G \cdot \text{sen}(\alpha + \beta) \quad (29)$$

A escolha do ângulo  $\beta$  é definida de forma obter a maior capacidade de geração ao longo de todo ano, e na região de Joinville é  $\beta = 26^\circ$ .

Segundo Tolmasquim (2016), em busca de obter um maior aproveitamento da irradiação solar, os painéis solares devem ser instalados com ângulo igual a latitude local e orientados a direção norte quando se estiver no hemisfério sul e orientado ao sul quando estiver no hemisfério norte. Já estudos de Pinho, Galdino *et al.* (2014) revelam que é aconselhável que as instalações possuam um angulo mínimo de  $10^\circ$  em busca de evitar o acúmulo de sujeira e favorecer a autolimpeza através das chuvas.

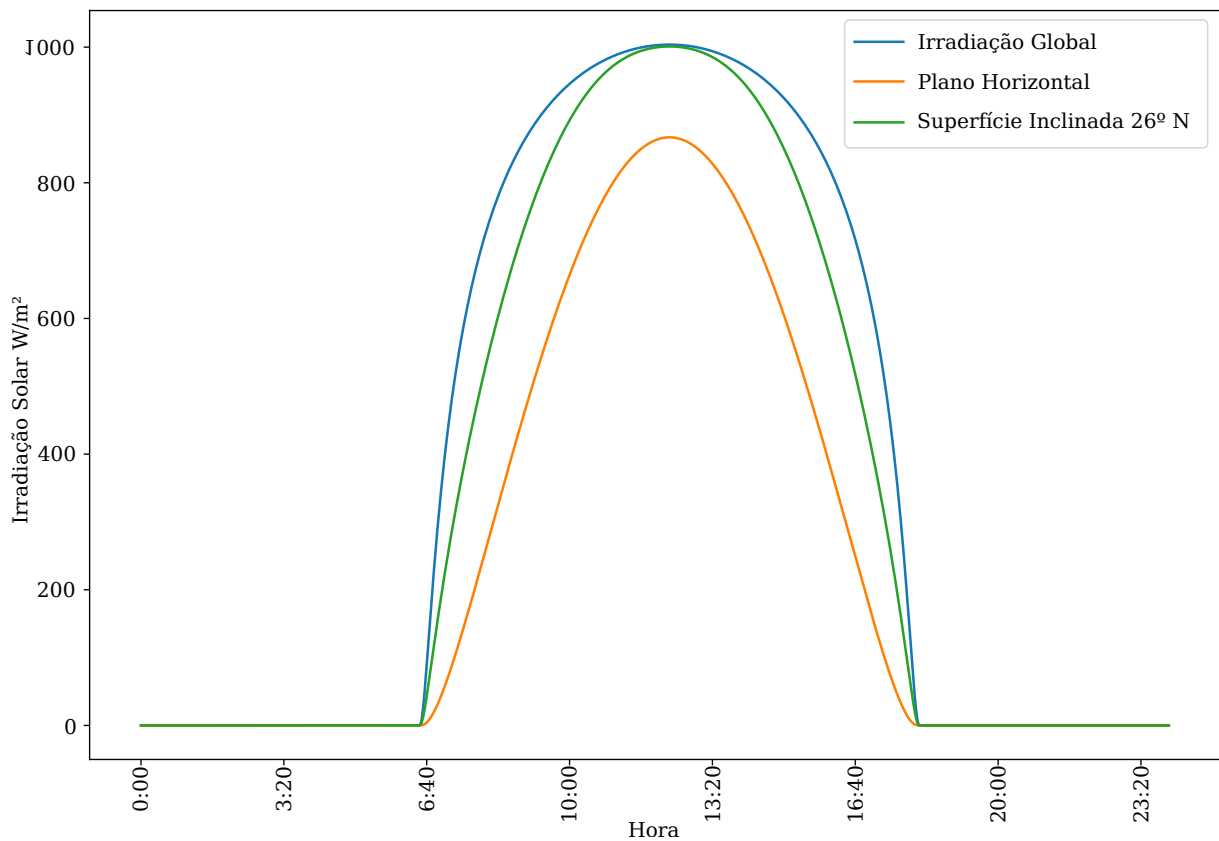
Definidas as equações necessárias à compreensão da geração de energia elétrica através da irradiação solar, apresenta-se a Tabela 1 que contém os dados geográficos locais utilizados neste trabalho. Todos os cálculos presentes nesta seção estão localizadas no Apêndice A.

Tabela 1 – Dados Geográficos.

Símbolo	Especificação	Valor
$n$	Dia do Ano (01/04)	91
$\Delta UTC$	Fuso horário local	-3
Longitude	Longitude	-48,886931 <sup>o</sup>
$\varphi$	Latitude	-26,234878 <sup>o</sup>
LT	Horário Local	12:00
$\beta$	Inclinação do Pannel na Superfície	26 <sup>o</sup>

Fonte – Elaborado pelo autor (2021).

Figura 24 – Irradiação Solar ao longo do dia 01/04/2021



Fonte – Elaborado pelo pelo autor (2021).

Na Figura 24 são apresentadas a Irradiação Solar Global  $I_G$  no dia 01 de Abril de 2021 nas coordenadas da UFSC - Joinville, a irradiação no plano horizontal e a irradiação em superfície de um plano inclinado. Observe que sem a inclinação do painel solar há uma perda de quase 20% na densidade de potência em relação a superfície inclinada.

Embora seja um valor expressivo, em outros meses do ano como janeiro, fevereiro, novembro e dezembro, tal situação além de não ocorrer é invertida apresentando um maior aproveitamento em planos horizontais em relação a superfície inclinada.

#### 4.1.2 PAINEL SOLAR

Para aplicação e comprovação da técnica de RNA utilizou-se um conversor CC-CC Ćuk, tendo como fonte de alimentação um painel fotovoltaico Yingli modelo YL150P-17B cujas características são descritas na Tabela 2.

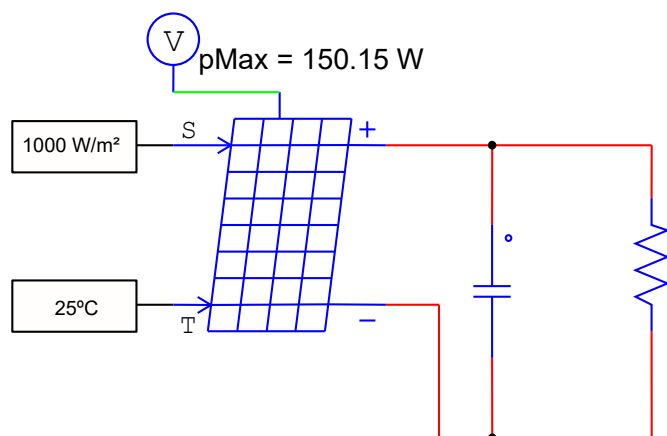
Na Figura 25 é possível notar que o painel solar recebe as características da irradiação solar e da temperatura, e a partir delas define a potência máxima, tensão e corrente entregue a carga.

Tabela 2 – Dados do painel - YL150P-17B

Condições Padrões STC			
Potência de Saída	$P_{max}$	150	W
Eficiência	$\eta$	15	%
Tensão em Pmax	$V_{mpp}$	18,5	V
Corrente em Pmax	$I_{mpp}$	8,12	A
Tensão em circuito aberto	$V_{oc}$	22,9	V
Corrente em curto-circuito	$I_{sc}$	8,61	A
Coef. Temperatura para Voc	$\beta$	-0,37	%/°C
Coef. Temperatura para Isc	$\alpha$	0,06	%/°C
Número de Células		36	

Fonte – Próprio Autor

Figura 25 – Painel Solar no software PSIM



Fonte – Próprio Autor



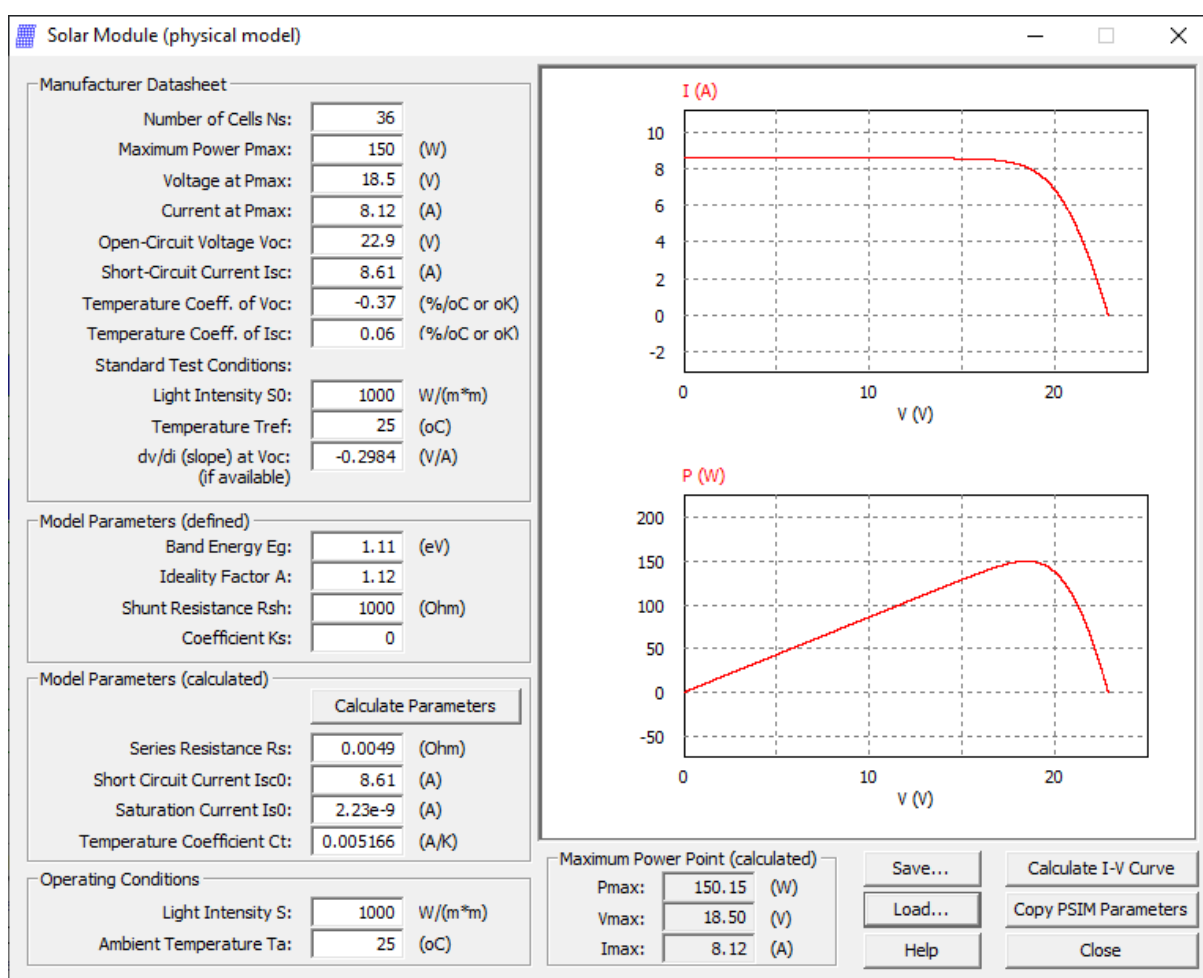
Desta forma torna-se possível a simulação de circuitos eletrônicos, com a inserção de algoritmo desenvolvido em C++ permitindo a simulação em diferentes cenários de aplicação, contribuindo para uma análise comparativa das técnicas de P&O clássica e RNA.

Cada cenário contém uma irradiação solar e uma temperatura, gerando uma curva característica e um ponto de máxima potência único.

Para tornar tal análise possível os dados do painel (Tabela 2) foram inseridos no modelo de simulação de painéis solares do software PSIM, representado na Figura 26. Neste ambiente são inseridas as características físicas de um painel solar. Vale lembrar que a maioria destas informações podem ser obtidas pelo fabricante através do manual do painel solar.

Porem há algumas informações como a banda de energia  $eV$  e o fator de idealidade que foram obtidas através de uma revisão da literatura para obter os valores comumente utilizados, assim há alguns dados apresentados na Figura 26 que não constam no manual de fabricante.

Figura 26 – Configuração de modelo de Painel Solar no software PSIM



Fonte – Próprio Autor

### 4.1.3 MODELAGEM MATEMÁTICA DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

A técnica de MPPT\_RNA necessita de dados conhecidos para seu treinamento, assim há duas maneiras de se levantar tais dados. A primeira é montar um *datalogger* em campo e coletar periodicamente os dados de entrada e saída durante um determinado tempo que deve abranger a maioria das situações possíveis. A segunda é modelar o funcionamento de um painel solar para a partir da irradiação solar e temperatura e obter os dados de saída. Dentre eles podemos citar a corrente de curto circuito  $I_{SC}$ , tensão em circuito aberto  $V_{OC}$ , corrente em máxima potência  $I_{MPP}$ , tensão em máxima potência  $V_{MPP}$  e Potência máxima  $P_{MPP}$ .

Este trabalho optou por utilizar a modelagem matemática para simular o funcionamento de um sistema fotovoltaico. Para tal utilizou-se a resolução da Equação 1. O algoritmo com a aplicação da resolução é apresentado no Apêndice E.

A validação da modelagem ocorre através da comparação dos dados entre modelagem matemática e a modelagem utilizada no software PSIM, e pode ser parcialmente observada na Tabela 3 ou em uma análise mais completa no Apêndice F, onde varia-se a irradiação solar entre 400 e 1000  $W/m^2$  e temperatura entre 25 e 55°C. Os valores de irradiação solar e temperatura apresentados no Apêndice são apenas para demonstrar a aproximação obtida entre a modelagem e o PSIM, e vale ressaltar que a maior diferença obtida entre eles é de 0,10%, demonstrando a qualidade da modelagem desenvolvida.

Tabela 3 – Comparativo entre software PSIM e modelagem matemática para 1000  $W/m^2$

Irradiação Solar	1000			$W/m^2$			Diferença			Erro
	Software PSIM			Modelagem Matemática			P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	
Temp °C	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	
25	150,15	18,50	8,12	150,02	18,49	8,11	0,13	0,01	0,01	0,09%
35	144,71	17,80	8,13	144,58	17,79	8,13	0,14	0,01	0	0,09%
45	139,21	17,11	8,14	139,07	17,09	8,14	0,14	0,02	0	0,10%
55	133,67	16,41	8,14	133,54	16,40	8,14	0,13	0,01	0	0,10%

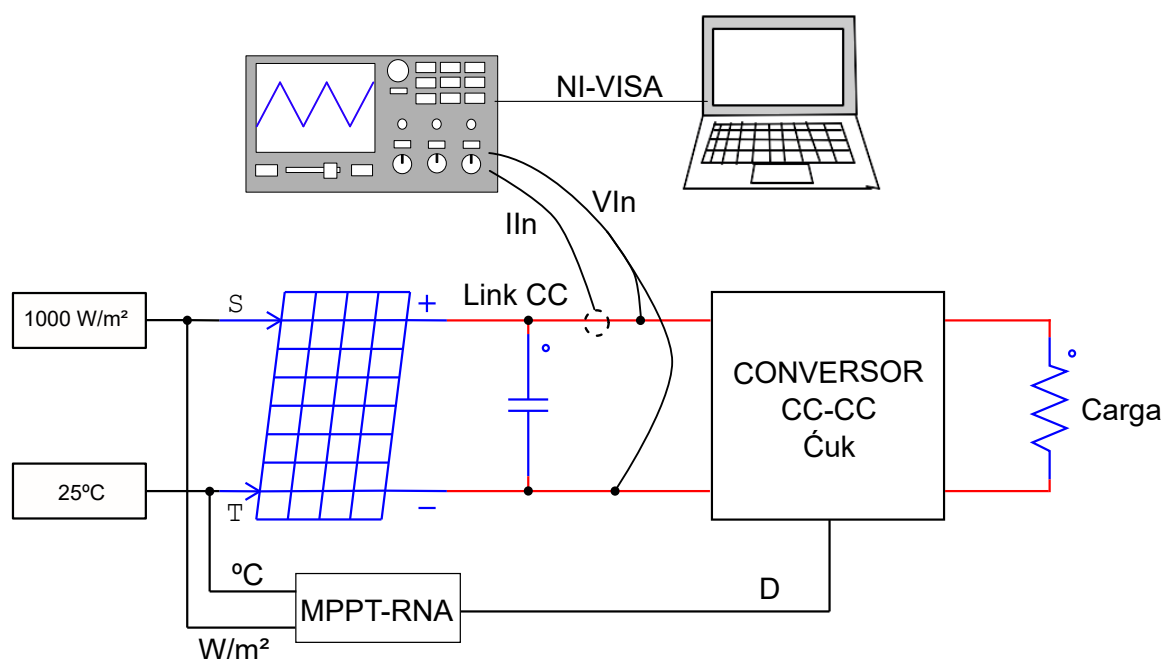
Após a validação, se utiliza a equação de ganho estático do conversor Ćuk para encontrar a razão cíclica (D) de operação em ponto de máxima potência para cada variação climática em um sistema de carga variável entre 1 e 19  $\Omega$  com passos de 2  $\Omega$  conforme citado anteriormente.

## 4.2 REDE NEURAL ARTIFICIAL

A MPPT\_RNA consiste em coletar informações climáticas em tempo real e definir a razão cíclica do conversor conforme apresentado na Figura 27. Observa-se também a integração com um computador através do NI-VISA para aquisição e armazenamento de dados utilizados para avaliação do comportamento da rede frente a técnica de P&O clássica.

As informações de irradiação solar e temperatura são coletadas pela placa eletrônica e submetidos ao algoritmo de predição (MPPT\_RNA) embarcado em uma placa STM32F407VG. A partir do valor de saída da rede neural é gerado um sinal PWM para controlar o conversor CC-CC Ćuk.

Figura 27 – MPPT\_RNA



Fonte – Próprio Autor

Os cenários para avaliação do método estão apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Cenários

Cenário	Irradiação Solar $\text{W/m}^2$	Temperatura $^\circ\text{C}$
1	700	20
2	600	40
3	400	35
4	900	55
5	1000	25
6	300	30
7	500	45
8	900	55
9	740	35
10	900	40

Fonte – Próprio Autor

Os 797700 registros que representam as condições climáticas e carga foram submetidos ao algoritmo de cálculo da razão cíclica ideal desenvolvido em Python. Nele são utilizados a equação de ganho estático (Equação 30) e a equação de cálculo de corrente de saída (Equação 1) para encontrar a razão cíclica ideal do conjunto de treinamento da rede.

Figura 28 – Histograma do conjunto de treinamento - Temperatura

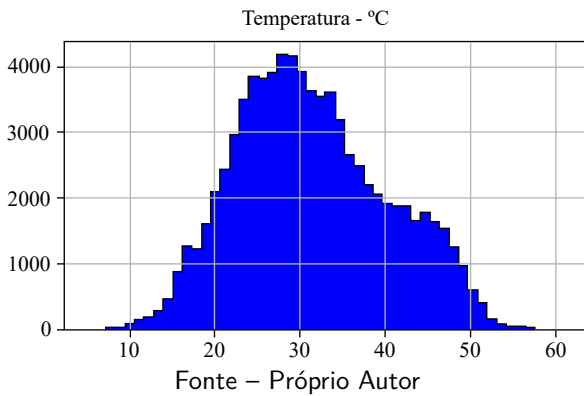
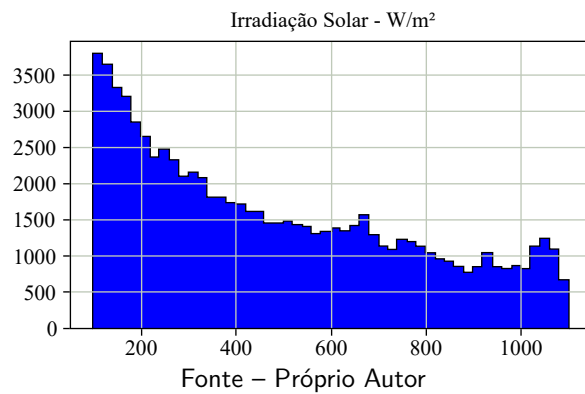


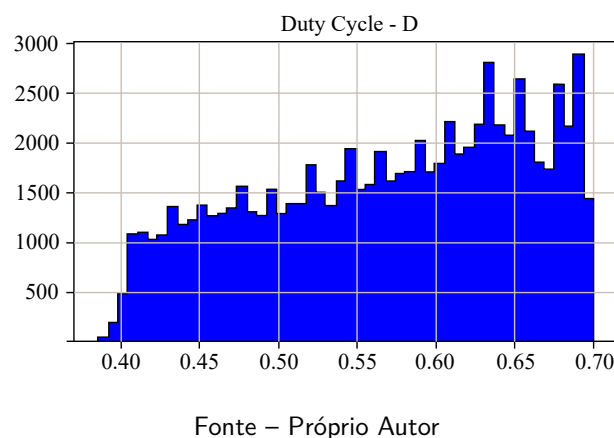
Figura 29 – Histograma do conjunto de treinamento - Irradiação Solar



Os histograma dos dados da base de treinamento são apresentados na Figura 28, Figura 29 e Figura 30. Elas mostram a quantidade de registros com uma determinada grandeza. Ao analisarmos a Figura 28 é possível notar que existem aproximadamente 4000 registros de temperaturas próximas a 29 °C.

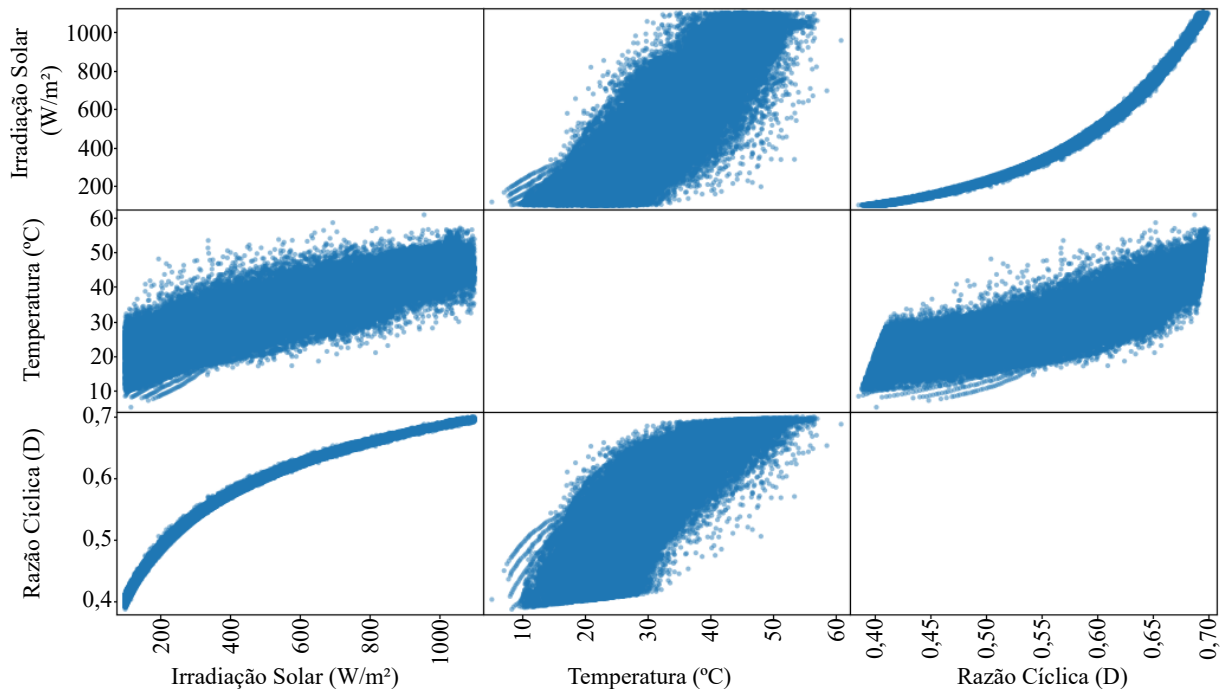
A Figura 29 apresenta os dados de irradiação solar onde é possível identificar um maior volume de irradiações inferiores a 200  $W/m^2$ . Na Figura 30 tem-se a quantidade de registros de cada razão cíclica, note que os maiores de registros estão em  $D \cong 0,64$  e  $D \cong 0,68$ .

Figura 30 – Histograma do conjunto de treinamento - Razão Cíclica



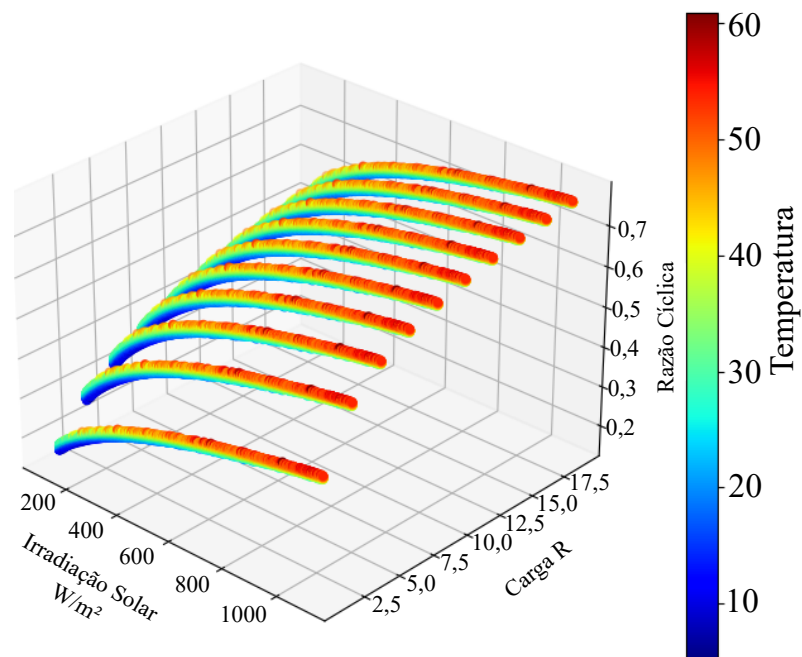
Não foram exibidos o valor de carga devido há sua existência em todos os cenários possíveis.

A Figura 31 demonstra a relação entre os atributos existentes no conjunto de dados de treinamento da RNA. Nota-se a relação mais forte entre os atributos de irradiação solar e a razão cíclica. Todavia, a temperatura também tem correlação com a razão cíclica, porém fraca.

Figura 31 – Relação entre atributos para uma carga de 10  $\Omega$ 

Fonte – Próprio Autor

Figura 32 – Relação entre razão cíclica, irradiação solar, temperatura e carga R

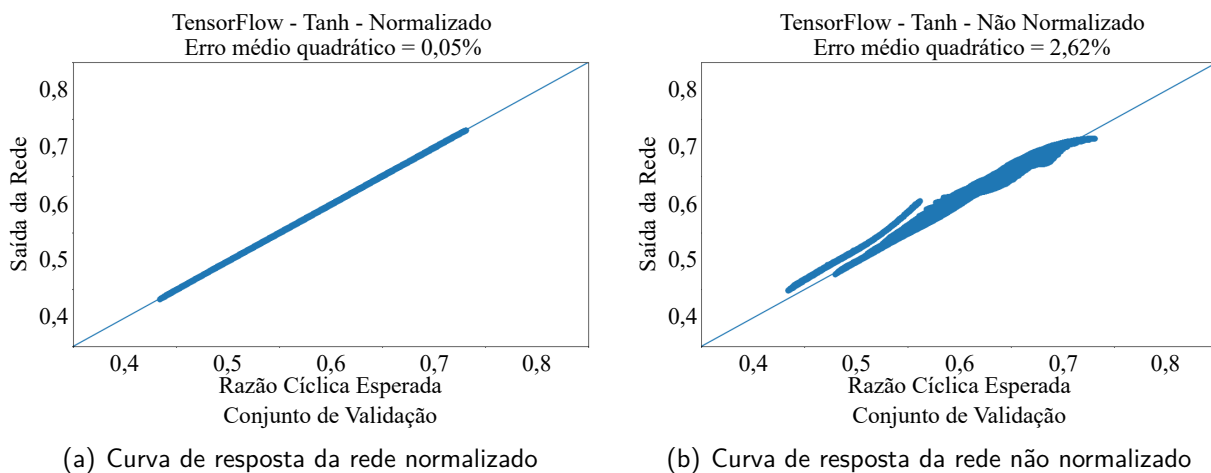


Fonte – Própria

A Figura 32 representa a relação entre os atributos responsáveis pela razão cíclica do

conversor CC-CC. As cores de azul a vermelho representam a temperatura que varia de  $0^{\circ}$  a  $60^{\circ}$  C. Nas diagonais tem-se a irradiação solar e carga R, já na vertical a razão cíclica com variações de 0,20 a 0,80. Verifica-se que para a mesma irradiação solar se tem diferentes razões cíclicas. Isso ocorre em função do efeito da temperatura na geração de energia e da carga R. Desta forma esta figura apresenta o comportamento da razão cíclica em função da junção dos seus atributos irradiação solar, temperatura e carga R.

Figura 33 – Tensorflow - Função Tangente Hiperbólica



Fonte – Própria

A Figura 33, apresenta a generalização da rede treinada, onde na Figura 33(a) os dados estão normalizados entre  $[0, 1]$  e na Figura 33(b) os dados não estão normalizados. Vale ressaltar que na análise da generalização, utiliza-se o conjunto de dados de validação para verificação do aprendizado, ou seja, dados não apresentados durante o treinamento da rede.

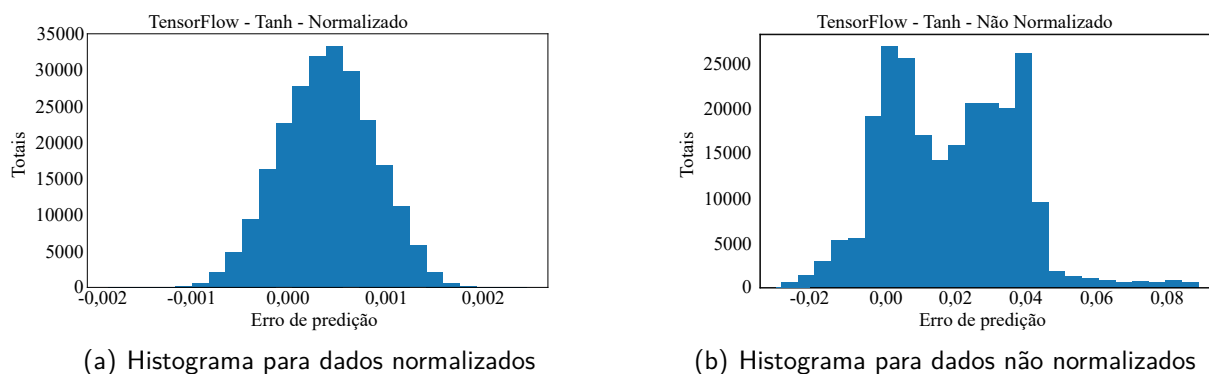
Ainda sobre a Figura 33, a linha central azul representa a relação ideal entre valor real e resposta da rede, ou seja, sem erro. Já os pontos de azul representam a resposta da rede para determinada entrada de dados. Sendo assim quanto mais próximo a linha central, melhor está a resposta da rede.

Este trabalho treinou diversas redes neurais com diferentes funções de ativação utilizando as bibliotecas *scikit-learn* e *TensorFlow*. O resultado apresentado para cada treinamento pode ser visto no Apêndice H.

É importante informar que neste modelo, o neurônio da camada de saída não possui função de ativação, ou seja, ele apenas faz o somatório dos neurônios da camada anterior aplicando seus respectivos pesos juntamente com o bias.

Após análise das redes treinadas um melhor comportamento da função de ativação tangente hiperbólica da biblioteca *TensorFlow* foi observado. Nela se obteve um erro médio quadrático de 0,05%. Desta forma, tal rede foi selecionada para comprovação da técnica de RNA e está implementada em C++, e embarcada no STM32.

Figura 34 – Histograma de erro



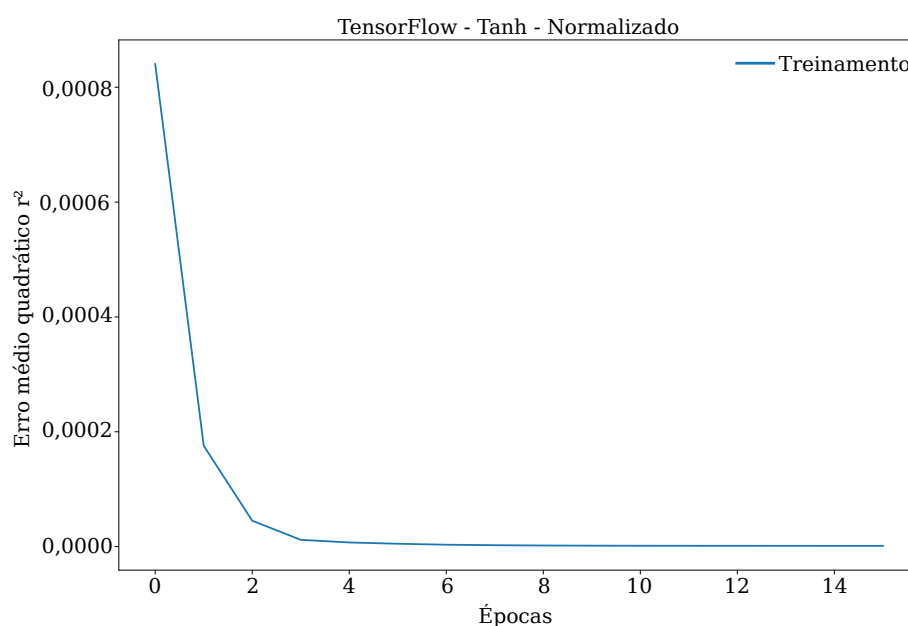
Fonte – Própria

A Figura 34 apresenta um totalizador de erro obtido do conjunto de dados de validação com a RNA treinada. Observe que os dados normalizados (Figura 34(a)) possuem um erro menor se comparado aos não normalizados (Figura 34(b)).

Assim, nos registros normalizados há uma diferença entre a saída esperada e a saída calculada que varia entre -0,002 e 0,002, ou seja, uma boa generalização, pois consegue se uma aproximar a predição com dados não vistos anteriormente.

A diferença de 0,002, em se tratando de um sinal que trabalha a uma frequência de 100kHz, representa um tempo em chave aberta/fechada com 20ns para mais ou para menos que o desejado.

Figura 35 – Curva de treinamento



Fonte – Própria

A Figura 35, representa o aprendizado da rede ao longo das épocas. Observe que conforme a rede aprende o erro médio quadrático reduz, e por volta de 4 épocas há uma estabilização, contudo o valor mínimo parametrizado é alcançado após 17 épocas e o treinamento é interrompido. Vale ressaltar que 1 época corresponde a uma passagem por todos os valores do conjunto de treinamento, neste caso é a média quadrática de 797700 registros.

### 4.3 CONVERSOR CC-CC

Existem diversos modelos de conversores. Os mais comuns são apresentados na Figura 36. Observando as características de fonte de entrada e fonte de saída, cada conversor possui uma particularidade. O conversor Buck por exemplo possui característica de fonte de tensão na entrada e fonte de corrente na saída, já o conversor Boost, trabalha com fonte de corrente na entrada e fonte de tensão na saída. Este trabalho, conforme previamente apresentado, utiliza um painel solar como fonte de alimentação. Uma vez que as células fotovoltaicas possuem característica de fonte de corrente, deve-se optar por um conversor que possua tal característica como fonte de entrada (MARTINS; BARBI, 2006). Assim restam somente três opções de conversores: o conversor Boost, o conversor Ćuk e o conversor Sepic.

Figura 36 – Tipos de conversores não isolados

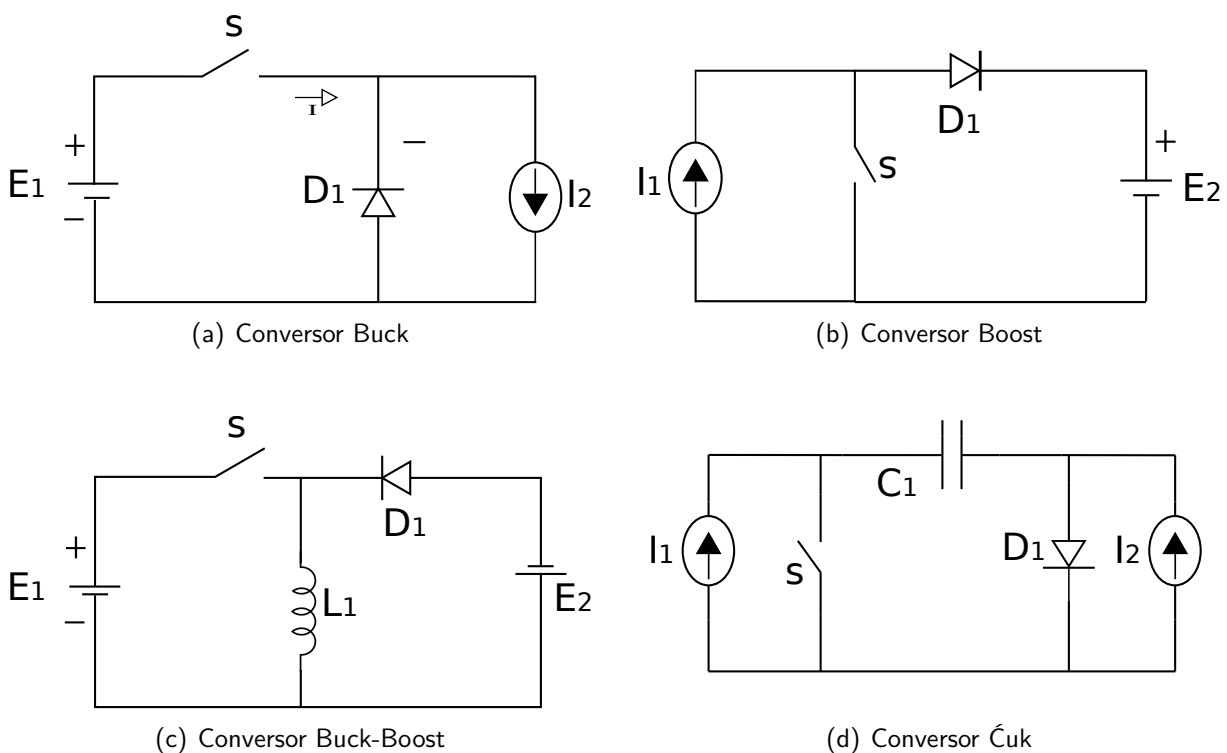
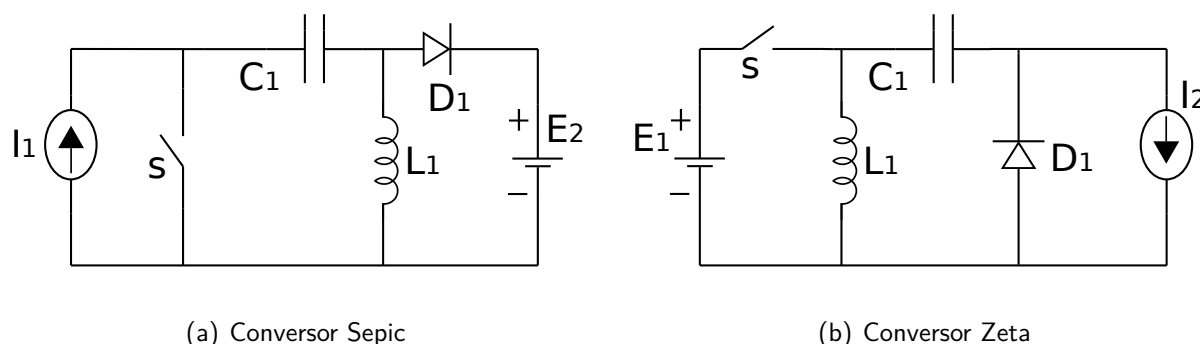




Figura 37 – Tipos de conversores não isolados



(a) Conversor Sepic

(b) Conversor Zeta

Fonte – Adaptado de (MARTINS; BARBI, 2006)

Cada conversor possui um ganho estático. Ele revela a relação entre a tensão de entrada (painel solar) e tensão de saída (carga), de acordo com a razão cíclica da chave de comutação. No conversor Boost (Figura 36(b)), o seu ganho estático define que a tensão entregue à carga sempre será maior que a tensão de entrada. Já os conversores Sepic (Figura 37(a)) e conversor Ćuk (Figura 36(d)), que possuem o mesmo ganho estático, podem tanto elevar quanto para reduzir a tensão entregue à carga em referência a tensão de alimentação (painel solar). A Tabela 5 apresenta o ganho estático de cada topologia encontrada (MARTINS; BARBI, 2006).

Tabela 5 – Topologia e Ganho estático

Topologia	Ganho estático
Buck	$D$
Boost	$\frac{1}{1-D}$
Buck-Boost	$\frac{D}{1-D}$
Ćuk	
Sepic	
Zeta	

Fonte – Adaptado de (MARTINS; BARBI, 2006)

Analisando a carga ou saída do conversor, observa-se que o conversor Boost ou Sepic, trabalham com fonte de tensão na saída, já o conversor Ćuk trabalha com fonte de corrente na saída. Pensando em aplicações contendo banco de baterias em que existe a necessidade de um controle de carga, optou-se pelo conversor Ćuk.

#### 4.3.1 CONVERSOR ĆUK

O conversor Ćuk utiliza de acumulação capacitiva para transferência de energia entre as duas fontes CC de corrente. Pode ser analisado como uma associação de um conversor Boost com um conversor Buck, pois ele apresenta na entrada uma fonte de corrente, enviando

energia ao capacitor (fonte de tensão). No segundo estágio o capacitor transfere energia para a carga com características de fonte de corrente (MARTINS; BARBI, 2006).

Utilizando a equação de ganho estático apresentada na Tabela 5 aplicado a fonte de entrada chega-se a equação:

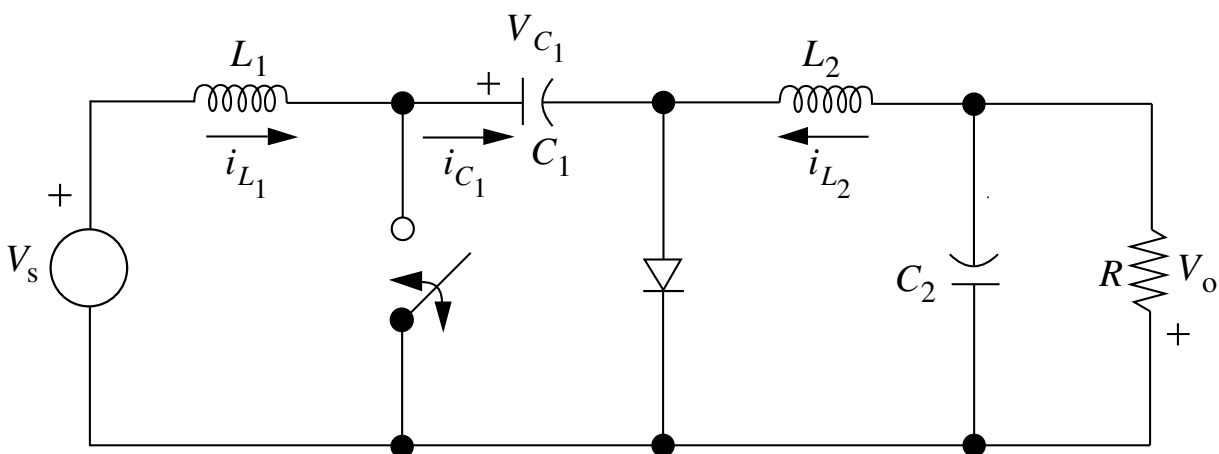
$$V_O = V_S \frac{D}{1-D} \quad (30)$$

Onde  $D$  é a razão cíclica, neste caso, definida pela MPPT\_RNA para as diferentes condições climáticas.

De acordo com a Equação 30, nota-se que o conversor Ćuk permite que a tensão de saída possa ser menor, igual ou maior que a tensão de entrada. Para isso deve-se aplicar uma razão cíclica  $< 0,5$ ,  $0,5$  ou  $> 0,5$ , respectivamente. Outra característica interessante é que a tensão de saída tem polarização invertida em relação a entrada de tensão (MARTINS; BARBI, 2006).

Na prática, a entrada e saída deste conversor podem ser apresentadas como fonte de tensão com um indutor em série conforme Figura 38.

Figura 38 – Conversor Ćuk



Fonte – Adaptado de (HART, 2016)

Uma pesquisa feita por Singh e Lalwani (2018) destaca algumas características deste conversor, tais como:

- A utilização de capacitor como chave possui baixa irradiação eletromagnética (EMI).
- Baixa ondulação de tensão em ambos os lados.
- No conversor Ćuk, a energia pode ser transferida bidirecionalmente adicionando um diodo e uma chave de comutação.

Assim como nos outros conversores, este também possui dois modos de condução: o modo de condução contínua (MCC) e modo de condução descontínua (MCD). A determinação do modo é obtida através do comportamento do elemento que transfere a energia da entrada para saída.

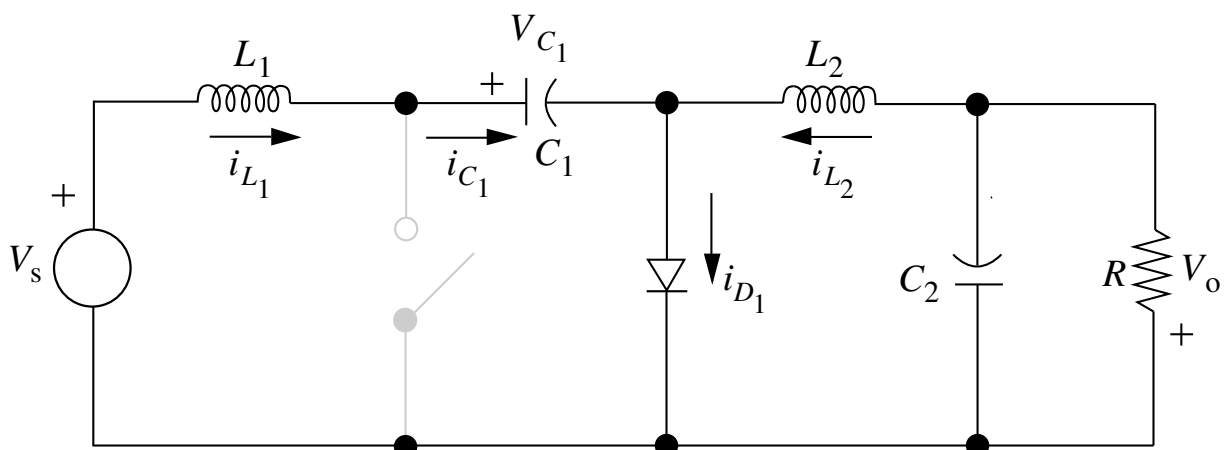
Se durante o processo de condução pelo diodo a corrente do indutor vai a zero, diz-se que o processo de condução é descontínuo, caso contrário tem-se o modo contínuo.

Há uma preferência em utilizar o modo MCC devido uma relação bem determinada entre a razão cíclica e a tensão média de saída.

### Etapas de operação em modo de condução contínua

O modo de condução MCC tem duas etapas de operação. Uma quando a chave de comutação se encontra aberta e outra quando a chave de comutação se encontra fechada.

Figura 39 – Conversor Ćuk - Chave em bloqueio, Diodo em condução

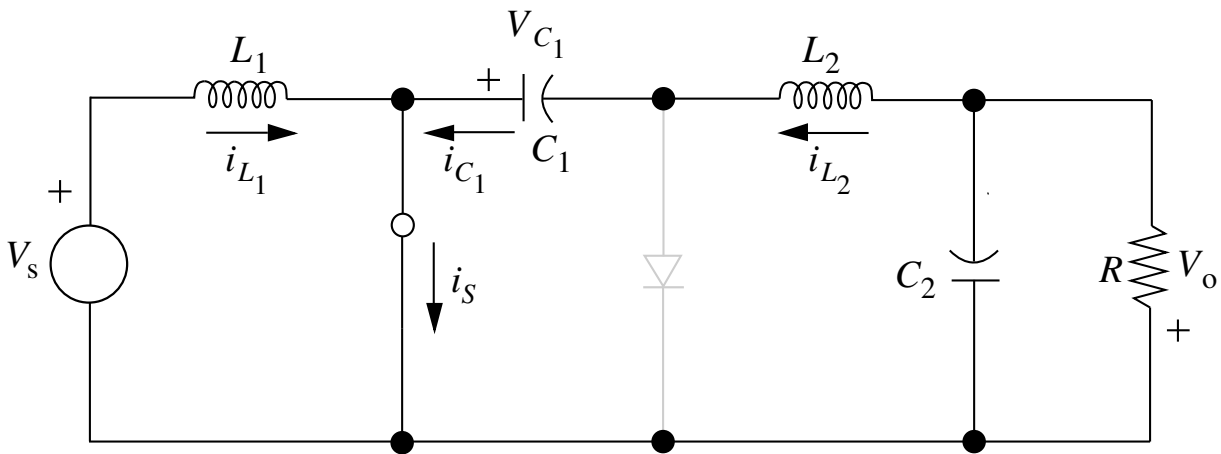


Fonte – Adaptado de (HART, 2016)

Nesta etapa de operação a chave se encontra aberta e o diodo em condução, por ele passam as correntes de entrada e saída, conforme apresentado na Figura 39. Ainda durante esta etapa o capacitor  $C_1$  é carregado e a corrente que flui através do indutor  $L_1$  reduz conforme a tensão do capacitor vai aumentando. De mesma maneira a energia armazenada no indutor  $L_2$  é transferida para carga.

Na segunda etapa de operação, demonstrada na Figura 40, a chave se encontra fechada e o diodo polarizado inversamente, ou seja em bloqueio. Agora as correntes de entrada e saída passam pela chave. A energia armazenada anteriormente no capacitor  $C_1$  é enviada para carga e para o indutor  $L_2$ . O indutor  $L_2$  começa a armazenar energia para manter a corrente de saída em níveis definidos pelo projeto quando se encerrar este ciclo.

Figura 40 – Conversor Ćuk - Chave em condução, Diodo em bloqueio

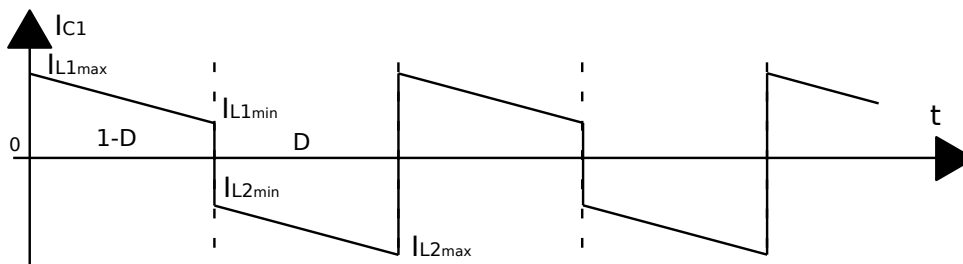


Fonte – Adaptado de (HART, 2016)

#### 4.3.1.1 EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR ĆUK

Conforme Martins e Barbi (2006) e Hart (2016), as principais formas de ondas teóricas e formulações para dimensionamento do conversor Ćuk são apresentadas a seguir:

##### Correntes no capacitor $C_1$

Figura 41 – Forma de onda da corrente no capacitor  $C_1$ 

Fonte – Adaptado de (MARTINS; BARBI, 2006)

De acordo com a Figura 41, quando a chave está em condução, o diodo fica em bloqueio e a corrente no capacitor é a corrente do indutor  $L_2$ . Todavia, quando a chave entra em bloqueio, o diodo passa a conduzir, e a corrente no capacitor é a corrente do indutor  $L_1$ .

A corrente no capacitor  $C_1$  com a chave em condução pode ser definida por:

$$I_{C1} = -I_{L2} \quad (31)$$

A corrente no capacitor  $C_1$  com a chave em bloqueio pode ser definida por:

$$I_{C1} = I_{L1} \quad (32)$$

### Potências

Considerando os componentes como ideais e desprezando as perdas no processo, a potência entregue à carga é igual a potência fornecida pela fonte.

$$P_O = P_S$$

Logo,

$$-V_O \cdot I_{L2} = V_S \cdot I_{L1} \quad (33)$$

### Tensão de saída

Considerando que o circuito opera em regime permanente, a corrente média no capacitor é nula. Logo,

$$-I_{L2} \cdot D \cdot T + I_{L1} \cdot (1 - D) \cdot T = 0$$

Resolvendo esta equação, isolando as correntes de um lado da igualdade temos,

$$\begin{aligned} I_{L2} \cdot D \cdot T &= I_{L1} \cdot (1 - D) \cdot T \\ \frac{I_{L1}}{I_{L2}} &= \frac{D \cdot T}{(1 - D) \cdot T} \\ \frac{I_{L1}}{I_{L2}} &= \frac{D}{(1 - D)} \end{aligned}$$

Analisando a Equação 33, obtemos que:

$$\begin{aligned} P_O &= P_S \\ -V_O \cdot I_{L2} &= V_S \cdot I_{L1} \\ -\frac{V_O}{V_S} &= \frac{I_{L1}}{I_{L2}} \end{aligned}$$

Substituindo tem-se:

$$-\frac{V_O}{V_S} = \frac{D}{(1 - D)}$$

Desta forma encontramos que a tensão de saída pode ser definida por :

$$V_O = -V_S \left( \frac{D}{1-D} \right) \quad (34)$$

Tal definição, foi previamente apresentada na Equação 30, onde se trata do ganho estático do conversor.

### Cálculo da corrente de entrada, indutor $L_1$

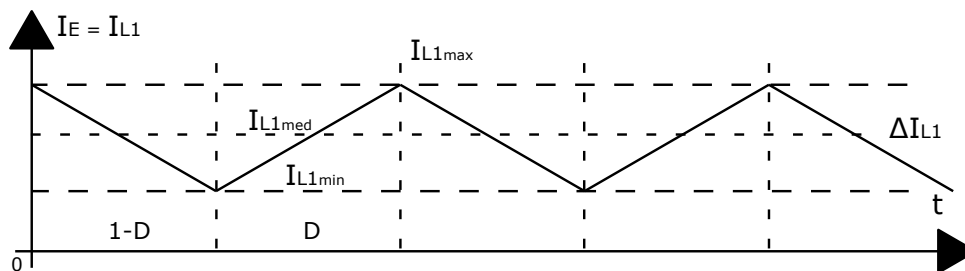
Se ignorarmos a existência de perdas no conversor, as potências de entrada e saída devem ser iguais. Logo a corrente  $I_{L1}$  que percorre o indutor  $L_1$  pode ser definida como:

$$I_{L1} = \frac{P_S}{V_S} \quad (35)$$

### Forma de onda da corrente do indutor $L_1$

A forma de onda da corrente no indutor  $L_1$  é apresentada na Figura 42. Observe que durante o tempo  $D$ , o indutor  $L_1$  está carregando. E durante o  $1 - D$  a energia armazenada pelo indutor  $L_1$  é transferida ao capacitor  $C_1$

Figura 42 – Forma de onda da corrente no Indutor  $L_1$



Fonte – Adaptado de (MARTINS; BARBI, 2006)

### Cálculo de ondulação da corrente no indutor $L_1$

Considerando que o conversor está operando em regime permanente, a variação da corrente elétrica  $\Delta i_{L1}$  é constante, que quando aplicada a corrente média  $I_{L1}$ , obtém-se a diferença entre a corrente máxima e mínima no indutor, conforme Figura 42.

$$\Delta I_{L1} = \Delta i_{L1} \cdot I_{L1} \quad (36)$$

### Cálculo da corrente máxima no indutor $L_1$

A corrente máxima que passará pelo indutor  $L_1$  é calculada através da corrente média  $I_{L1}$  somada a metade da variação de corrente do mesmo  $\frac{\Delta I_{L1}}{2}$ .

$$I_{L1max} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (37)$$

### Cálculo da corrente eficaz no indutor $L_1$

A corrente eficaz do indutor  $L_1$  representa o valor equivalente em corrente contínua que produz a mesma potência dissipada que uma corrente periódica (BOYLESTAD; NASCIMENTO, 2004) e que será utilizada na fabricação do indutor.

$$I_{L1rms} = \sqrt{I_{L1}^2 + \left(\frac{\Delta I_{L1}}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (38)$$

### Cálculo do valor da indutância $L_1$

As variações nas correntes do indutor podem ser calculadas, examinando o indutor quando a chave está em condução (HART, 2016).

$$v_{L1} = V_S = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt}$$

No período  $D$ , onde a chave está em condução tem-se:

$$\begin{aligned} V_S &= L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{D \cdot T} \\ \frac{V_S}{L_1} &= \frac{\Delta I_{L1}}{D \cdot T} \\ L_1 &= \frac{V_S \cdot D \cdot T}{\Delta I_{L1}} \end{aligned}$$

Substituindo  $T$  por  $1/f$ :

$$L_1 = \frac{V_S \cdot D}{f \cdot \Delta I_{L1}} \quad (39)$$

### Cálculo da corrente de saída, indutor $L_2$

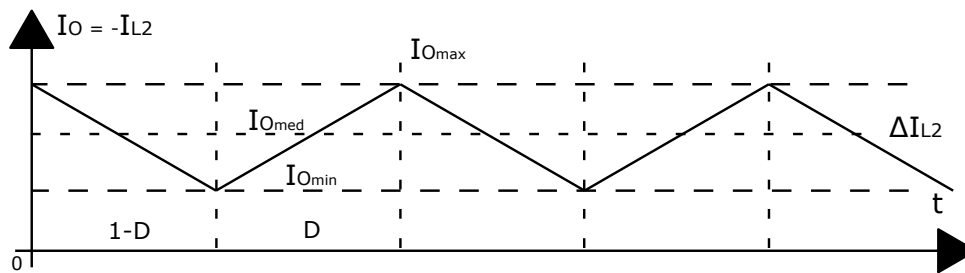
Da mesma forma que na Equação 35, ignorando-se a existência de perdas no conversor, as potências de entrada e saída devem ser iguais. Logo a corrente  $I_{L2}$  que percorre o indutor  $L_2$  pode ser definida como:

$$I_{L2} = \frac{P_O}{V_O} \quad (40)$$

### Forma de onda da corrente do indutor $L_2$

A forma de onda da corrente no indutor  $L_2$  é apresentada na Figura 43. Observe que durante o tempo  $D$ , o indutor  $L_2$  está sendo carregado pelo capacitor  $C_1$ . E durante o  $1 - D$  a energia armazenada pelo indutor  $L_2$  é transferida a carga.

Figura 43 – Forma de onda da corrente no Indutor  $L_2$



Fonte – Adaptado de (MARTINS; BARBI, 2006)

### Cálculo de ondulação da corrente no indutor $L_2$

Igualmente analisado na Equação 36, e considerando que o conversor está operando em regime permanente, a variação da corrente elétrica  $\Delta i_{L2}$  é constante, que quando aplicada a corrente média  $I_{L2}$ , obtém-se a diferença entre a corrente máxima e mínima no indutor, conforme Figura 43.

$$\Delta I_{L2} = \Delta i_{L2} \cdot I_{L2} \quad (41)$$

### Cálculo da corrente máxima no indutor $L_2$

A corrente máxima que passará pelo indutor  $L_2$  é calculada através da corrente média  $I_{L2}$  somada a metade da variação de corrente do mesmo  $\frac{\Delta I_{L2}}{2}$ .

$$I_{L2max} = I_{L2} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (42)$$

### Cálculo da corrente eficaz no indutor $L_2$

A corrente eficaz do indutor  $L_2$  representa o valor equivalente em corrente contínua que produz a mesma potência dissipada que uma corrente periódica (BOYLESTAD; NASCIMENTO, 2004) e que será utilizada na fabricação do indutor.

$$I_{L2rms} = \sqrt{I_{L2}^2 + \left(\frac{\Delta I_{L2}}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (43)$$



### Cálculo do valor da indutância $L_2$

As variações nas correntes do indutor podem ser calculadas, examinando o indutor quando a chave está em condução (HART, 2016).

$$v_{L2} = V_O + (V_S - V_O) = V_S = L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt}$$

No período  $D$ , onde a chave está em condução temos:

$$\begin{aligned} V_S &= L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{D \cdot T} \\ \frac{V_S}{L_2} &= \frac{\Delta I_{L2}}{D \cdot T} \\ L_2 &= \frac{V_S \cdot D \cdot T}{\Delta I_{L2}} \end{aligned}$$

Substituindo  $T$  por  $1/f$ :

$$L_2 = \frac{V_S \cdot D}{f \cdot \Delta I_{L2}} \quad (44)$$

### Cálculo da tensão média no capacitor $C_1$

A tensão média no capacitor é calculada pela lei de Kirchhoff em torno da malha externa do circuito apresentado na Figura 38, a tensão média nos indutores em regime permanente é igual a zero (HART, 2016).

$$-V_S + V_{C_1} + V_O = 0$$

Logo a tensão média no capacitor é calculada por,

$$V_{C_1} = V_S - V_O$$

Substituindo  $V_O$  na Equação 34, tem-se:

$$\begin{aligned} V_{C_1} &= V_S - V_S \frac{D}{1-D} \\ V_{C_1} &= \frac{(1-D)V_S - V_S(D)}{1-D} \\ V_{C_1} &= \frac{V_S(1-D+D)}{1-D} \end{aligned}$$

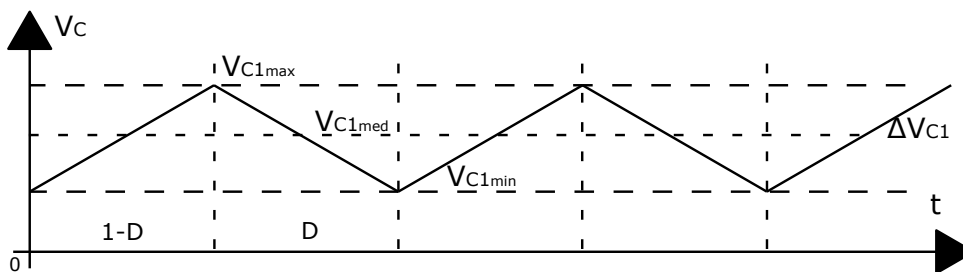
Logo,

$$V_{C1} = \frac{V_S}{1-D} \quad (45)$$

### Forma de onda da tensão no capacitor $C_1$

A forma de onda da tensão no capacitor  $C_1$  é apresentada na Figura 44. Observe que durante o tempo  $1 - D$ , o capacitor está carregando pela fonte e indutor  $L_1$ . E durante o  $D$  a energia armazenada pelo capacitor é transferida para carga e indutor  $L_2$

Figura 44 – Forma de onda da tensão no capacitor  $C_1$



Fonte – Adaptado de (MARTINS; BARBI, 2006)

### Cálculo da ondulação de tensão no capacitor $C_1$

Considerando que o conversor está operando em regime permanente, a variação da tensão no capacitor  $\Delta V_{C1}$  é constante, que quando aplicada a tensão média  $V_{C1}$ , obtém-se a diferença entre a tensão máxima e mínima no capacitor.

$$\Delta V_{C1} = V_{C1} \cdot \Delta v_{C1} \quad (46)$$

### Cálculo da tensão máxima no capacitor $C_1$

A tensão máxima no capacitor  $C_1$  é calculada através da tensão média  $V_{C1}$  somada a metade da variação de tensão no mesmo  $\frac{\Delta V_{C1}}{2}$ .

$$V_{C1max} = V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} \quad (47)$$

### Cálculo do valor da capacitância $C_1$

A ondulação em  $C_1$  pode ser calculado através da variação de ondulação no tempo em que a chave está em bloqueio e a corrente  $I_{C1}$  é igual a  $I_{L1}$  (HART, 2016).

$$\begin{aligned}\Delta V_{C1} &= \frac{1}{C_1} \int_{DT}^T I_{L1} \cdot d(t) \\ C_1 &= \frac{1}{\Delta V_{C1}} \int_{DT}^T I_{L1} \cdot d(t) \\ C_1 &= \frac{1}{\Delta V_{C1}} \cdot I_{L1} \cdot (1 - D) \cdot T\end{aligned}$$

Substituindo  $I_{L1}$  por  $V_S/R$  e  $T$  por  $1/f$ , tem-se:

$$\begin{aligned}C_1 &= \frac{1}{\Delta V_{C1}} \cdot \frac{V_S}{R} \cdot (1 - D) \cdot \frac{1}{f} \\ C_1 &= \frac{1}{\Delta V_{C1}} \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{V_S}{1 - D} \cdot \frac{1}{f}\end{aligned}$$

Substituindo  $V_S$  por  $V_O$ , conforme Equação 34, tem-se:

$$C_1 = \frac{1}{\Delta V_{C1}} \cdot \frac{1}{R} \cdot D \cdot V_O \cdot \frac{1}{f}$$

Logo o valor da capacitância de  $C_1$  pode ser calculado através da formula:

$$C_1 = \frac{V_O \cdot D}{\Delta V_{C1} \cdot R \cdot f} \quad (48)$$

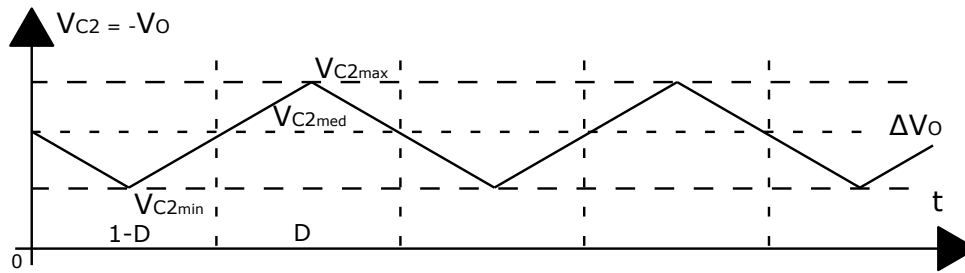
### Cálculo da tensão média no capacitor $C_2$

A tensão média no capacitor  $C_2$  é a mesma entregue a carga, todavia, com a polarização da saída é inversa, necessita-se do valor absoluto, logo:

$$V_{C2} = -V_O \quad (49)$$

### Forma de onda da tensão no capacitor $C_2$

A forma de onda da tensão no capacitor  $C_2$  é apresentada na Figura 45. Observe que durante o tempo  $D$ , o capacitor  $C_2$  está sendo carregando pelo capacitor  $C_1$ . E durante o  $1 - D$  a energia armazenada pelo capacitor  $C_2$  é transferida a carga.

Figura 45 – Forma de onda da tensão no capacitor  $C_2$ 

Fonte – Adaptado de (MARTINS; BARBI, 2006)

### Cálculo da ondulação da tensão no capacitor $C_2$

Considerando que o conversor está operando em regime permanente, a variação da tensão no capacitor  $\Delta V_{C2}$  é uma constante, que quando aplicada a tensão média  $V_{C2}$ , obtém-se a diferença entre a tensão máxima e mínima no capacitor.

$$\Delta V_{C2} = V_{C2} \cdot \Delta v_{C2} \quad (50)$$

### Cálculo da tensão máxima no capacitor $C_2$

A tensão máxima no capacitor  $C_2$  é calculada através da tensão média  $V_{C2}$  somada a metade da variação de tensão no mesmo  $\frac{\Delta V_{C2}}{2}$ .

$$V_{C2max} = V_{C2} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} \quad (51)$$

### Cálculo do valor da capacitância $C_2$

A ondulação de tensão na carga é a própria ondulação da tensão no capacitor  $C_2$ , e a ondulação da tensão  $\Delta V_{C2}$  é máxima quando  $D = 0,5$  ou seja  $D = T/2$ .

$$\begin{aligned} \Delta V_{C2} &= \frac{1}{C_2} \left[ \int_0^{T/4} \frac{\Delta I_{C2}}{2} \cdot \frac{4}{T} \cdot t \cdot d(t) + \int_0^{T/4} \left( \frac{\Delta I_{C2}}{2} - \frac{\Delta I_{C2}}{2} \cdot \frac{4}{T} \cdot t \right) \cdot d(t) \right] \\ \Delta V_{C2} &= \frac{1}{C_2} \left[ \int_0^{T/4} \frac{\Delta I_{C2}}{2} \cdot \frac{4}{T} \cdot t \cdot d(t) + \int_0^{T/4} \frac{\Delta I_{C2}}{2} \cdot d(t) - \int_0^{T/4} \frac{\Delta I_{C2}}{2} \cdot \frac{4}{T} \cdot t \cdot d(t) \right] \\ \Delta V_{C2} &= \frac{1}{C_2} \left[ \int_0^{T/4} \frac{\Delta I_{C2}}{2} \cdot d(t) \right] \\ \Delta V_{C2} &= \frac{1}{C_2} \left[ \frac{\Delta I_{C2}}{2} \int_0^{T/4} d(t) \right] \\ \Delta V_{C2} &= \frac{1}{C_2} \left[ \frac{\Delta I_{C2}}{2} \cdot \frac{T}{4} \right] \\ \Delta V_{C2} &= \frac{1}{C_2} \left[ \frac{\Delta I_{C2} \cdot T}{8} \right] \\ \Delta V_{C2} &= \frac{\Delta I_{C2} \cdot T}{8 \cdot \Delta C_2} \end{aligned}$$

Substituindo  $T$  por  $1/f$  e isolando  $\Delta I_{C2}$ :

$$\begin{aligned} \Delta V_{C2} &= \frac{\Delta I_{C2}}{8 \cdot C_2 \cdot f} \\ \Delta I_{C2} &= \Delta V_{C2} \cdot 8 \cdot C_2 \cdot f \end{aligned}$$

Considerando que  $\Delta I_{C2} = \Delta I_{L2}$ , Equação 44:

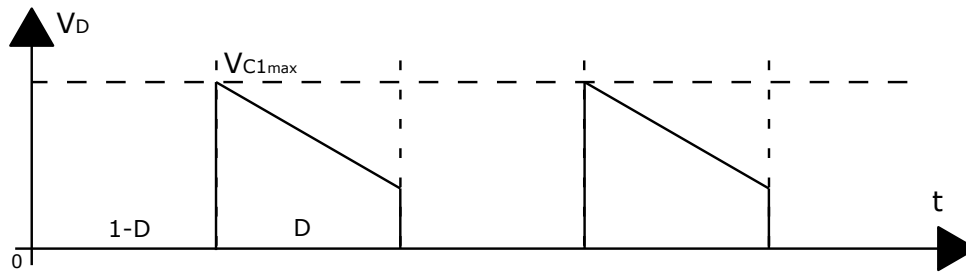
$$\begin{aligned} \Delta I_{C2} &= \Delta V_{C2} \cdot 8 \cdot C_2 \cdot f \\ \frac{V_S \cdot D \cdot T}{L_2} &= \Delta V_{C2} \cdot 8 \cdot C_2 \cdot f \\ C_2 &= \frac{V_S \cdot D \cdot T}{L_2 \cdot 8 \cdot f \cdot \Delta V_{C2}} \end{aligned}$$

Substituindo  $T$  por  $1/f$ :

$$C_2 = \frac{V_S \cdot D}{\Delta V_{C2} \cdot 8 \cdot L_2 \cdot f^2} \quad (52)$$

### Cálculo da tensão média no diodo $D_1$

Conforme apresentado na Figura 46, a diferença de potencial nos terminais do diodo  $D_1$  aparece durante o período  $D$ , período onde a chave  $S_1$  está em condução.

Figura 46 – Forma de onda da tensão no diodo  $D_1$ 

Fonte – Adaptado de (MARTINS; BARBI, 2006)

Assim a tensão do diodo por ser definida por:

$$V_{Dmed} = V_{C1} \cdot D \quad (53)$$

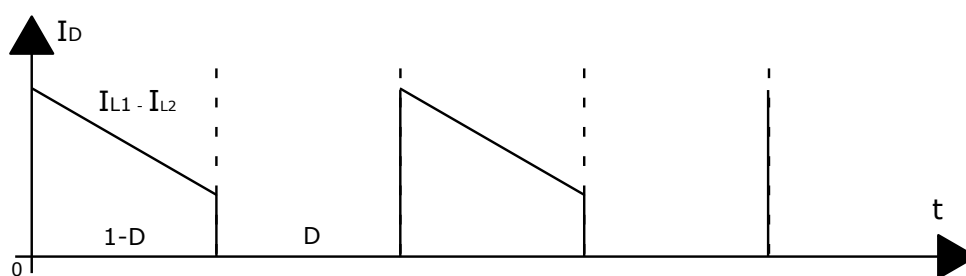
### Cálculo da tensão máxima no diodo $D_1$

De acordo com a Figura 46, a tensão máxima a que o diodo é submetido é a mesma tensão máxima do capacitor  $C_1$ . Desta forma a tensão máxima que o diodo deve suportar durante a condução pela chave  $S_1$  por ser definida por:

$$V_{Dmax} = V_{C1max} \quad (54)$$

### Cálculo da corrente média no diodo $D_1$

A Figura 47, mostra que o diodo  $D_1$ , conduz somente no período em que a chave  $S_1$  se encontra em bloqueio.

Figura 47 – Forma de onda da corrente no Diodo  $D_1$ 

Fonte – Adaptado de (MARTINS; BARBI, 2006)

Observando a Figura 39 a corrente que passa pelo diodo é a soma das correntes do indutor  $I_{L1}$  e indutor  $I_{L2}$ . Assim a equação da corrente média no diodo  $D_1$ , pode ser definida por:

$$I_{Dmed} = (I_{L1} - I_{L2}) \cdot (1 - D) \quad (55)$$

#### Cálculo da corrente eficaz no diodo $D_1$

A equação da corrente eficaz no diodo  $D_1$ , pode ser definida por:

$$I_{Drms} = (I_{L1} - I_{L2}) \cdot \sqrt{(1 - D)} \quad (56)$$

#### Cálculo da corrente máxima no diodo $D_1$

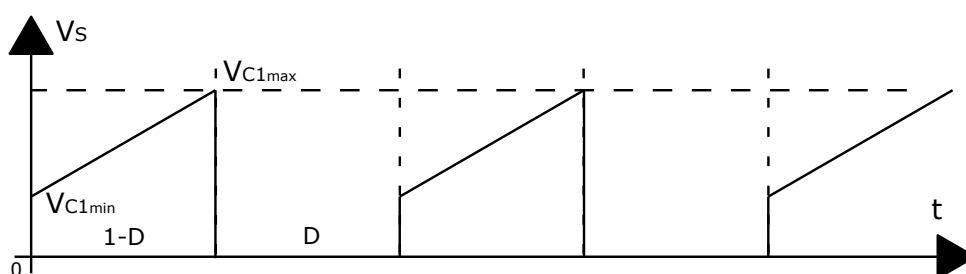
De acordo com a Figura 47, a corrente máxima a que o diodo é submetido é a mesma corrente máxima do indutor  $L_1$  e indutor  $L_2$ . Desta forma a corrente máxima que o diodo deve suportar durante o bloqueio da chave  $S_1$  pode ser definida por:

$$I_{Dmax} = I_{L1max} - I_{L2max} \quad (57)$$

#### Cálculo da tensão média na chave $S_1$

A Figura 48, mostra que a chave  $S_1$ , durante o período de chave em bloqueio, recebe em seus terminais uma tensão igual à tensão máxima do capacitor  $C_1$ .

Figura 48 – Forma de onda da tensão na chave  $S_1$



Fonte – Adaptado de (MARTINS; BARBI, 2006)

$$V_{Smed} = V_{C1} \cdot (1 - D) \quad (58)$$

### Cálculo da tensão máxima na chave $S_1$

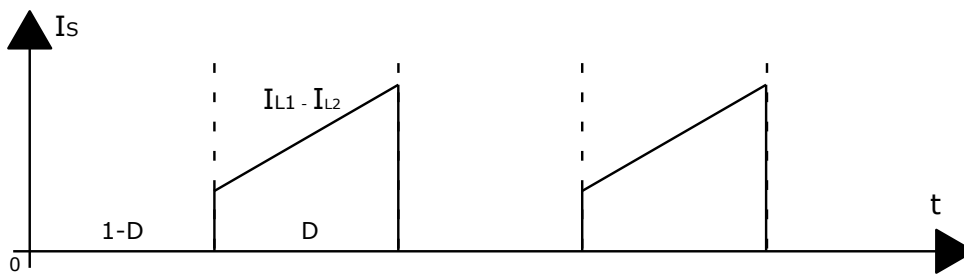
A Figura 48, mostra que a chave  $S_1$ , deve suportar uma tensão em seus terminais durante o período de chave em bloqueio. Esta tensão é igual à tensão máxima do capacitor  $C_1$ .

$$V_{Smax} = V_{C1max} \quad (59)$$

### Cálculo da corrente média na chave $S_1$

A Figura 49, mostra que a chave  $S_1$ , conduz somente no período em que a chave  $S_1$  se encontra em condução.

Figura 49 – Forma de onda da corrente na chave  $S_1$



Fonte – Adaptado de (MARTINS; BARBI, 2006)

Observando a Figura 40 a corrente que passa pela chave é a soma das correntes do indutor  $I_{L1}$  e indutor  $I_{L2}$ . Assim a equação da corrente média na chave  $S_1$ , pode ser definida por:

$$I_{Smed} = (I_{L1} - I_{L2}) \cdot D \quad (60)$$

### Cálculo da corrente eficaz na chave $S_1$

A corrente eficaz na chave pode ser definida por:

$$I_{Srms} = (I_{L1} + I_{L2}) \cdot \sqrt{D} \quad (61)$$

### Cálculo da corrente máxima na chave $S_1$



Uma vez observada a Figura 40 a corrente que passa pela chave é a soma das correntes dos indutores. Pode se definir a corrente máxima da chave por:

$$I_{Smax} = I_{L1max} + I_{L2max} \quad (62)$$

### Cálculo da corrente em condução pela chave $S_1$

Ainda de acordo com a Figura 49, que demonstra que a chave  $S_1$ , conduz somente no período D. E através Figura 40, compreende-se que a corrente de condução é a soma das correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , assim, pode ser definida por:

$$I_{Son} = I_{L1} + I_{L2} \quad (63)$$

### Cálculo da corrente de bloqueio na chave $S_1$

Quando a chave inicia o bloqueio, a corrente máxima a qual ela pode estar submetida é igual a corrente máxima da chave, logo pode ser calculada por:

$$I_{Soff} = I_{Smax} \quad (64)$$

#### 4.3.1.2 PERDAS NA CHAVE $S_1$

A indústria de semicondutores tem produzido componentes cada vez melhores, assim existem diversas chaves que podem ser utilizadas na comutação do conversor. Durante o processo de seleção da chave, busca-se um componente que atenda desde valores de corrente de máxima e tensão máxima na chave ao sistema com a menor dissipação de potência possível (MARTINS, 2018).

As perdas de potência na chave são divididas em perda por condução e perda por comutação.

#### Perda por comutação

A perda de comutação ocorre em 2 momentos, sendo um durante a entrada em condução e o outro na entrada em bloqueio (MARTINS, 2018).

1º Perda instantânea na comutação da chave de Off para On.

$$E_{perdas(on)} = V_S \cdot I_{Son} \cdot \frac{t_{ri} + t_{fv}}{2} \quad (65)$$

Potência média na comutação da chave de Off para On.

$$P_{med_{perdas(on)}} = E_{perdas(on)} \cdot fs \quad (66)$$

2º Perda instantânea na comutação da chave de On para Off.

$$E_{perdas(off)} = V_S \cdot I_{Soff} \cdot \frac{t_{rv} + t_{fi}}{2} \quad (67)$$

Potência média na comutação da chave de On para Off.

$$P_{med_{perdas(off)}} = E_{perdas(off)} \cdot f \quad (68)$$

Logo a perda total em comutação é definida por:

$$P_{Tmed_{perda(com)}} = (E_{Son} + E_{Soff}) \cdot f \quad (69)$$

### Perda por condução

De acordo com Martins e Barbi (2006), para cargas resistivas ou fortemente indutivas, a perda de potência durante o processo de condução é definida por:

$$P_{med_{perdas(cond)}} = R_{DS(on)} \cdot I_{Srms}^2 \quad (70)$$

### Total de perdas na chave

Há potência total dissipada na chave pode ser calculada através da soma da potência no processo de comutação com a potência no processo de condução.

$$P_{Tmed} = P_{Tmed_{perda(com)}} + P_{med_{perdas(cond)}} \quad (71)$$

#### 4.3.1.3 PERDAS NO DIODO $D_1$

### Perda por condução

Segundo Barbi *et al.* (2002) a potência dissipada por um diodo em condução, pode ser calculada.

$$P_D = V_{TO} \cdot I_{Dmed} + r_T \cdot I_{Def}^2 \quad (72)$$

Onde:

$$V_{TO} = 0,7 + I_D \cdot r_T \quad (73)$$

A resistência do corpo do diodo pode ser obtida através de análise do datasheet do componente. Troca-se  $V_{TO}$  pela queda de tensão do diodo na corrente máxima de trabalho e  $I_D$  pela corrente máxima de trabalho.

### Perda por comutação

A perda de comutação ocorre em 2 momentos, sendo um durante a entrada em condução e o outro na entrada em bloqueio (MARTINS, 2018).

1º Perda instantânea na comutação do diodo de Off para On.

$$E_{perdas(on)} = \frac{1}{2} \cdot (V_{FP} - V_F) \cdot I_{Dmed} \cdot \frac{2}{3} \cdot t_{rr} \quad (74)$$

Potência média na comutação do diodo de Off para On.

$$P_{med_{perdas(on)}} = E_{perdas(on)} \cdot f_s \quad (75)$$

2º Perda instantânea na comutação do diodo de On para Off.

$$E_{perdas(off)} = Q_{rr} \cdot V_{Dmax} \quad (76)$$

Potência média na comutação do diodo de On para Off.

$$P_{med_{perdas(off)}} = E_{perdas(off)} \cdot f \quad (77)$$

Logo a perda total em comutação é definida por:

$$P_{Tmed_{perda(com)}} = (E_{SOn} + E_{SOff}) \cdot f \quad (78)$$

### Total de perdas no diodo

Há potência total dissipada no diodo pode ser calculada através da soma da potência no processo de comutação com a potência no processo de condução.

$$P_{Tmed} = P_{Tmed_{perda(com)}} + P_D \quad (79)$$

### 4.3.2 ELEMENTOS MAGNÉTICOS

De acordo com Barbi *et al.* (2002), "O sucesso na construção e no perfeito funcionamento de um conversor CC-CC está intimamente ligado com um projeto adequado dos elementos magnéticos."

Assim uma vez efetuado o dimensionamento do conversor CC-CC, utiliza-se os dados levantados sobre os indutores  $L_1$  e  $L_2$  para se iniciar o projeto de construção física do elemento magnético. Neste projeto são abordados a seleção do núcleo, quantidade de espiras, entreferro, seção do fio, comprimento do fio, quantidade de fios por espira entre outros. Todo o desenvolvimento do projeto de indutores é baseado em (BARBI *et al.*, 2002; BARBI, 2007).

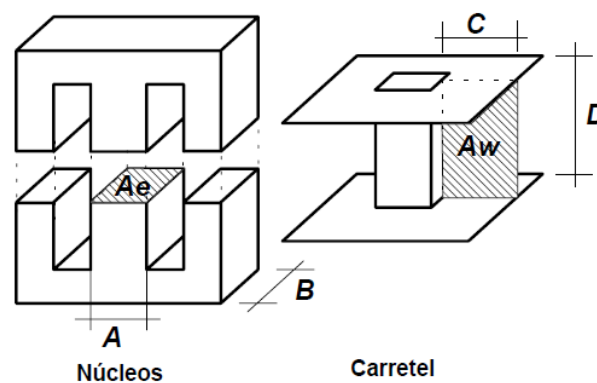
No anexo A, é apresentado um catálogo do fabricante (THORNTON ELETRÔNICA, 2015), contendo os núcleos comumente produzidos e suas medidas.

#### 4.3.2.1 EQUACIONAMENTO DE ELEMENTO MAGNÉTICO

##### Núcleo magnético

O material do núcleo magnético varia de acordo com a frequência de operação. Sua função é fornecer uma rota adequada para o fluxo magnético. Dentre os materiais mais utilizados podemos citar ferrite e lâminas de ferro-silício. As lâminas de ferro-silício são comumente utilizadas em operações de baixa frequência, contudo, com o aumento da frequência de operação, há um aumento das perdas por histerese e elevação de temperatura, tornando-o impraticável. Por outro lado, em aplicações de elevada frequência, utiliza-se núcleos de ferrite, e entre suas desvantagens podemos citar a baixa densidade de fluxo de saturação ( $0,3T$ ) e baixa robustez a choques mecânicos.

Figura 50 – Núcleo e carretel do tipo E



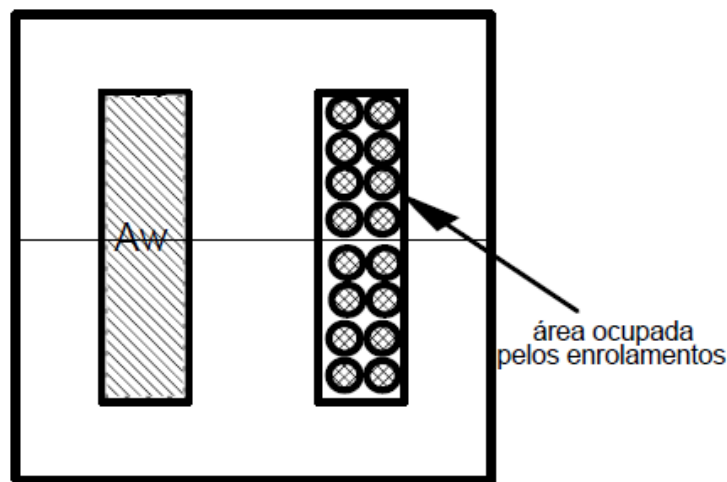
Fonte – (BARBI *et al.*, 2002)

No projeto de conversor CC-CC abordado no capítulo 4.3 é adotado a frequência de 100kHz (Tabela 6), logo, adota-se núcleo de ferrite. A Figura 50 apresenta o modelo de núcleo e carretel tipo E-E, a área da seção transversal do núcleo é chamada de  $A_e$  e a área da janela  $A_w$ .

### Escolha do núcleo

O projeto físico do indutor baseia-se nas equações da Lei de Ampere, Lei de Faraday, relação volt-ampere no indutor e relação entre indução magnética e campo magnético.

Figura 51 – Ocupação dos enrolamentos na janela



Fonte – (BARBI *et al.*, 2002)

Uma vez que o fio possui geometria circular como demonstrado na Figura 51, os enrolamentos ocupam apenas uma parcela da área da janela. Assim é necessário definir um fator de ocupação do cobre no carretel, denominado  $k_w$ . O valor comumente utilizado na confecção de indutores é  $k_w = 0,7$  (70% da janela é ocupada pelos enrolamentos), porém tal valor pode sofrer variações, seja pela geometria do fio utilizado ou pela habilidade do profissional que executará o enrolamento.

A área ocupada pelos enrolamentos  $A_p$  evidenciada na Figura 51, pode ser definida pela Equação 80:

$$A_p = A_w \cdot k_w \quad (80)$$

O valor do produto  $A_e$  e  $A_w$  necessário para a construção do indutor é definido pela Equação 81:

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{max} \cdot I_{rms}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad (81)$$

Conforme Barbi *et al.* (2002), para núcleos de ferrite usuais utiliza-se  $B_{max} = 0,3T$ , já o valor de densidade de corrente, varia de acordo com o condutor utilizado, porém tipicamente adota-se  $J_{max} = 450A/cm^2$ . Em geral, os fabricantes de núcleos fornecem uma tabela com os tamanhos e formatos padrões de núcleos. O ideal é selecionar um núcleo maior e mais próximo do  $A_e A_w$  calculado. Além disso, o fator  $10^4$  é adicionado à Equação 81 para o conversão da unidade de medida em  $cm^4$ .

### Número de Espiras

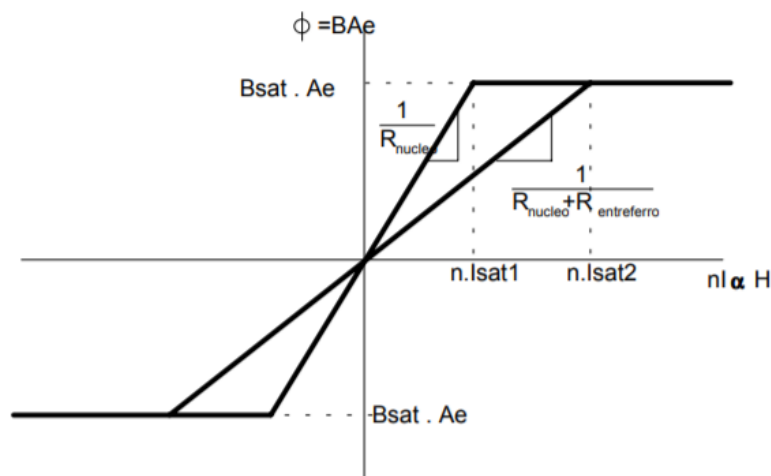
Considerando que quando a corrente no indutor é máxima ( $I_{max}$ ) tem-se também o valor máximo de densidade de fluxo magnético ( $B_{max}$ ), o número de espiras pode ser calculado através da Equação 82.

$$N = \frac{L \cdot I_{max}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (82)$$

### Entreferro

Há dois fatores que influenciam diretamente na indutância, o número de espiras e a relutância do circuito magnético. Assim o papel do entreferro é contribuir com o aumento da relutância total do circuito magnético, ou seja, aumentar a resistência à passagem de fluxo magnético.

Figura 52 – Efeito do entreferro na saturação do núcleo



Fonte – (BARBI *et al.*, 2002)

Desta forma o entreferro são utilizados para:

- Elevar a relutância do indutor, fazendo assim com que a indutância seja insensível às variações de permeabilidade do núcleo.
- Permitir o aumento de corrente no enrolamento, sem a saturação do núcleo conforme Figura 52.

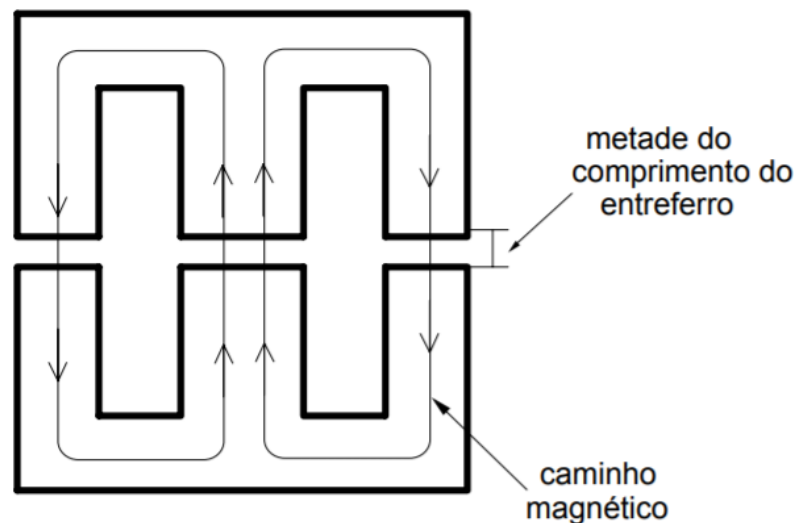
O comprimento do entreferro pode ser calculado pela Equação 83.

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (83)$$

A adição do valor  $10^{-2}$  se dá para conversão da unidade de medida em cm.

A Figura 53 mostra a circulação do fluxo magnético no núcleo. Em núcleos do tipo E-E, o entreferro é comumente instalado nas laterais, onde cada lateral entra com a metade do valor calculado.

Figura 53 – Instalação do entreferro



Fonte – (BARBI *et al.*, 2002)

### Seção do fio

Para o funcionamento de indutores quando submetidos a alta frequência, deve-se levar em conta o efeito pelicular (*skin effect*). As abordagens demonstram que conforme a frequência aumenta, a densidade de corrente tende a se distribuir preferencialmente pela borda do fio (região periferia), ficando com um valor reduzido na região central. O efeito peculiar atua de forma a limitar o diâmetro do condutor a ser utilizado, onde a área máxima do diâmetro do condutor é definida por  $2\Delta$ , sendo  $\Delta$  a profundidade de penetração do fio (Equação 84).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (84)$$

A seção do fio é calculado pela divisão da corrente eficaz ( $I_{rms}$ ) pela máxima densidade de corrente do condutor. Logo pode ser definida pela Equação 85:

$$S_{fio} = \frac{I_{rms}}{J_{max}} \quad (85)$$

O número de fios pode ser definido através da Equação 86, onde se divide a seção do fio calculada  $S_{fio}$  pela seção do fio disponível no mercado  $S_{fioCU}$ , afim de obter a mesma área total de cobre. Os valores médios de seção do fios comumente fabricados são apresentados por (BARBI, 2007).

$$N_{cond} = \frac{S_{fio}}{S_{fioCU}} \quad (86)$$

### Possibilidade de execução

A verificação da possibilidade de execução do projeto é feita através da razão entre  $Aw_{min}$  e  $Aw_{núcleo}$ .

O  $Aw_{min}$  pode ser calculado através da Equação 87. Observe que neste momento é necessário informar a seção do fio a ser utilizado juntamente com a sua isolação  $S_{fioCUiso}$ .

$$Aw_{min} = \frac{N \cdot N_{cond} \cdot S_{fioCUiso}}{k_w} \quad (87)$$

E a possibilidade é calculada pela Equação 88, onde a área ocupada deve ser menor que a área disponível.

$$Aw\% = \frac{Aw_{min}}{Aw_{núcleo}} * 100 \quad (88)$$

#### 4.3.2.2 PERDAS NO ELEMENTO MAGNÉTICO

A resistividade do cobre é  $1,72e^{-8}\Omega m$ , para temperatura  $T = 20$  °C. Porém devido o circuito operar a uma temperatura mais elevada, faz-se necessária a atualização da resistividade do cobre para temperatura de trabalho.

$$\rho_T = \rho_{20}[1 + \alpha(T - 20)] \quad (89)$$

### Perdas no cobre



As perdas no cobre são a resistividade do fio aplicada ao número de espiras, largura da espira e número de condutores, e pode ser calculada pela Equação 90.

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fioT} \cdot l_{espira} \cdot N}{n_{cond}} \quad (90)$$

As perdas por Joule podem ser definidas por:

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{rms}^2 \quad (91)$$

### Perdas magnéticas

As perdas magnéticas são oriundas da histerese. Pode-se chegar a uma boa aproximação através da Equação 92, onde os valores de perda por histerese  $K_h$  e perda por corrente parasitas  $K_f$ , para núcleos Thornton são  $4e^{-5}$  e  $4e^{-10}$ , respectivamente.

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f + K_f \cdot f^2) \cdot V_{nucleo} \quad (92)$$

Onde  $\Delta B$  é definido por:

$$\Delta B = B \cdot \frac{\Delta I_L}{I_{Lmax}} \quad (93)$$

### Resistência térmica do núcleo

A resistência térmica do núcleo pode ser definida por:

$$Rt_{nucleo} = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0.37} \quad (94)$$

### Elevação de temperatura

As não idealidades do indutor geram perdas. Estas por sua vez geram aquecimento e conseqüentemente um aumento na temperatura do indutor, colocando-o em uma temperatura superior a qual está submetido.

A elevação da temperatura é dada pela perda no cobre somada a perda no núcleo aplicadas as resistência térmica do núcleo.

$$\Delta T = (P_{cobre} + P_{nucleo}) \cdot Rt_{nucleo} \quad (95)$$

### 4.3.3 RENDIMENTO

Após calculadas todas as perdas em componentes é possível definir qual o rendimento do conversor, onde se observa a relação entre a potência absorvida da fonte e a potência entregue a carga.

$$\eta = \frac{P_{Omax} - Perda_{(chave)} - Perda_{(diodo)} - Perda_{(indutores)}}{P_{Omax}} \quad (96)$$

### 4.3.4 LEVANTAMENTO DE PROJETO

Para utilização de tal conversor neste trabalho, foram definidos os parâmetros de projetos a serem considerados no dimensionamento dos componentes do conversor Ćuk.

Para uma carga resistiva de  $10\Omega$  e potência máxima de  $150W$ , encontra-se a tensão de  $38,729V$ . Os valores em percentuais são considerados de acordo com padrões de projeto.

Parâmetro	Valor
$V_S$	$18,5V$
$P_S$	$150W$
$P_O$	$150W$
$R$	$10\Omega$
$V_O$	$-38,729V$
$\Delta i_{L_1}$	$10\%$
$\Delta i_{L_2}$	$5\%$
$\Delta v_{C_1}$	$10\%$
$\Delta v_{C_2}$	$5\%$
$f$	$100kHz$

Tabela 6 – Parâmetros de projeto do conversor Ćuk

Segundo Souza *et al.* (2015), operando-se a chave de comutação a uma frequência de  $100\text{ KHz}$  é possível obter uma eficiência de  $94.5\%$ .

### COMPONENTES PASSIVOS

Os valores dos componentes são apresentados na Tabela 7 e calculados no Apêndice B.

Componente	Valor
$L_1$	$155\mu H$
$L_2$	$646\mu H$
$C_1$	$5\mu F$
$C_2$	$125\eta F$

Tabela 7 – Valores dos componentes

### COMPONENTES ATIVOS

Os componentes selecionados para chave e diodo que buscam atender as necessidades de projeto, são apresentados na Tabela 8 e as perdas proporcionais calculados no Apêndice D.

Componente	Valor
$S_1$	IRF540N
$D_1$	30ETH06S

Tabela 8 – Valores dos componentes ativos

As perdas proporcionadas por tais componentes são apresentadas na tabela 9.

Parâmetro	Valor
Chave $S_1$	
Perda por comutação	1,445W
Perda por condução	5,065W
Perda total	6,510W
Diodo $D_1$	
Perda por condução	4,866W
Perda por comutação	0,484W
Perda total	5,350W

Tabela 9 – Perdas nos componentes ativos

## ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Uma vez calculado o valor elementos magnéticos  $L_1$  e  $L_2$ , torna-se possível a execução de um projeto de construção física dos indutores.

Parâmetro	Valor
$B_{max}$	0,3T
$J_{max}$	450A/cm <sup>2</sup>
$k_w$	0,7
$f$	100kHz
Indutor L1	
$L_1$	155μH
$I_{L1max}$	8,526A
$I_{L1rms}$	8,133A
Indutor L2	
$L_2$	646μH
$I_{L2max}$	3,973A
$I_{L2rms}$	3,878A

Tabela 10 – Parâmetros de projeto de elementos magnéticos

Os valores dos elementos magnéticos são apresentados na Tabela 11 e calculados no Apêndice C.

Indutor $L_1$	
Núcleo	NEE-42/21/20
Número de espiras	17
Entreferro	61 mm
Fio condutor	AWG-20
Número de fios	4
Ocupação de janela	25%
Indutor $L_2$	
Núcleo	NEE-42/21/20
Número de espiras	33
Entreferro	55 mm
Fio condutor	AWG-20
Número de fios	2
Ocupação de janela	25%

Tabela 11 – Valores dos componentes

Após o levantamento de projeto dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , torna-se possível os cálculos de perda no cobre, perda no núcleo e elevação de temperatura.

Indutor $L_1$	
Perda no cobre	0,992W
Perda no núcleo	34,964mW
Perda total	1,027W
Elevação de temperatura	12,015 °C
Indutor $L_2$	
Perda no cobre	0,867W
Perda no núcleo	7,817mW
Perda total	0,874W
Elevação de temperatura	10,225 °C

Tabela 12 – Valores dos componentes

Analisando a Tabela 12, tem-se que a perda total nos elementos magnéticos é 1.901W.

## RENDIMENTO DO CONVERSOR

Após calculadas todas as perdas em componentes é possível definir qual o rendimento do conversor dimensionado.

$$\eta = \frac{P_{o_{max}} - Perda_{(chave)} - Perda_{(diodo)} - Perda_{(indutores)}}{P_{o_{max}}}$$

$$\eta = \frac{150 - 6,510 - 5,350 - 1,901}{150}$$

$$\eta \cong 90,82\%$$

## 5 RESULTADOS EM SIMULAÇÃO

Os resultados apresentados neste capítulo são obtidos através do simulador PSIM, onde a primeira seção contempla o primeiro estágio do estudo onde todos os componentes são considerados ideais. Na segunda seção são levados abordados as não idealidades dos componentes eletrônicos, buscando assim uma maior aproximação com o modelo real.

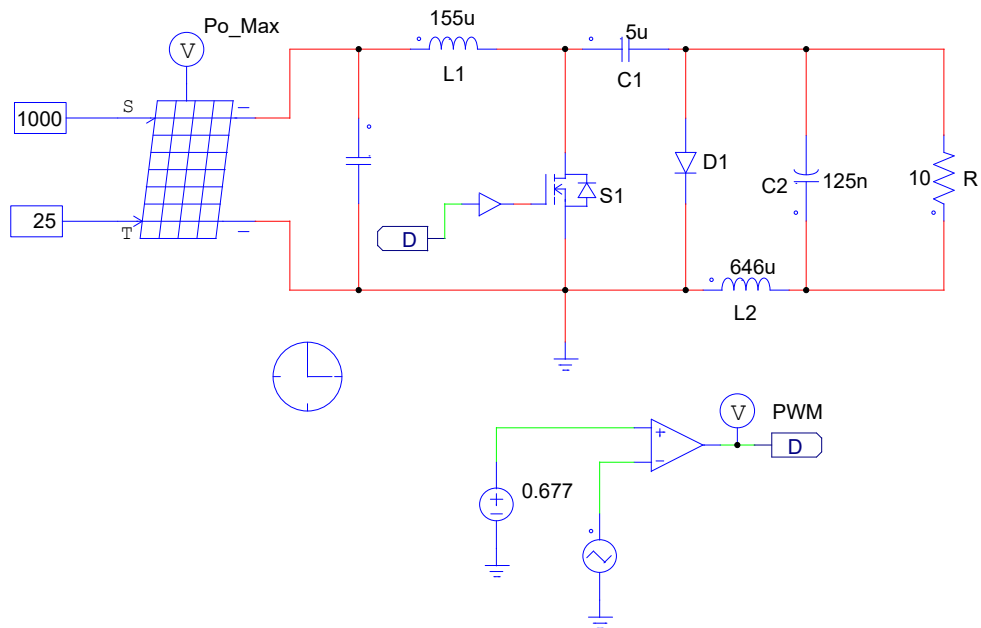
### 5.1 SIMULAÇÕES IDEALIZADAS

Uma vez que este trabalho é dividido em dimensionamento do conversor e a aplicação da técnica de RNA, desta forma, há a necessidade de validação de ambas as partes. Desta forma este capítulo é dividido em duas seções, sendo a primeira, a validação do conversor através de simulação com razão cíclica fixa definida em projeto,  $D = 0,677$ , e a segunda, a validação da técnica de RNA com variações climáticas.

#### 5.1.1 VALIDAÇÃO DO DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR EM SIMULAÇÃO

A Figura 54, apresenta o circuito do conversor Ćuk, desenhado no PSIM e com os valores de componentes calculados em projetos já incluídos.

Figura 54 – Simulação PSIM - Circuito



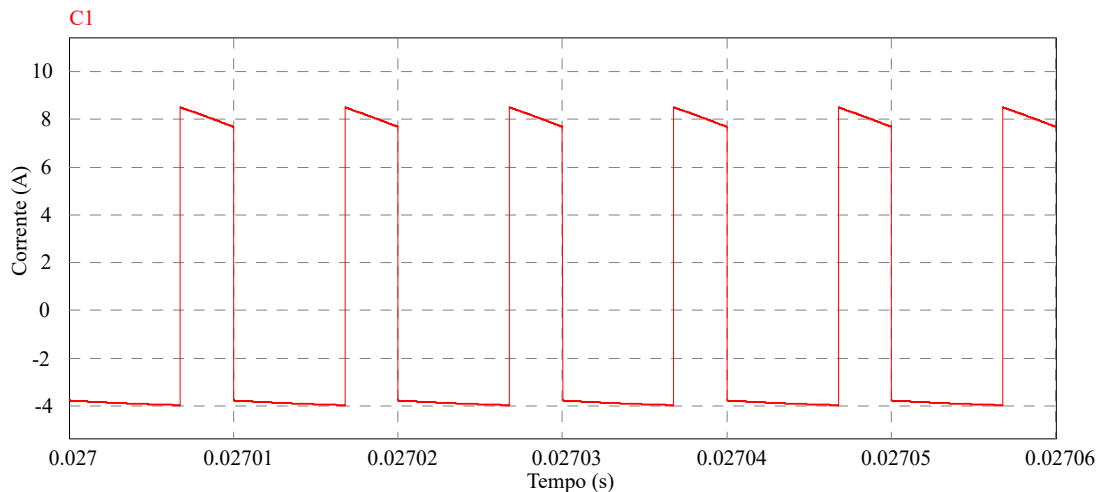
Fonte – Próprio Autor

As Figuras 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62 e 63, exibem as principais formas de onda observadas sobre os componentes eletrônicos do conversor Ćuk, tanto da perspectiva da tensão

quanto da corrente. Os valores mínimos, médios e máximos foram devidamente calculados no Apêndice B, restando para este capítulo, somente sua apresentação gráfica comprobatória. Ressalta-se que tais imagens foram obtidas através do ambiente de simulação PSIM.

A Figura 55 exibe a forma de onda da corrente no capacitor  $C_1$ . Os valores calculados são  $I_{L1max} \cong 8,526A$ ,  $I_{L1min} \cong 7,714A$ ,  $I_{L2max} \cong -3,973A$  e  $I_{L2min} \cong -3,779A$ .

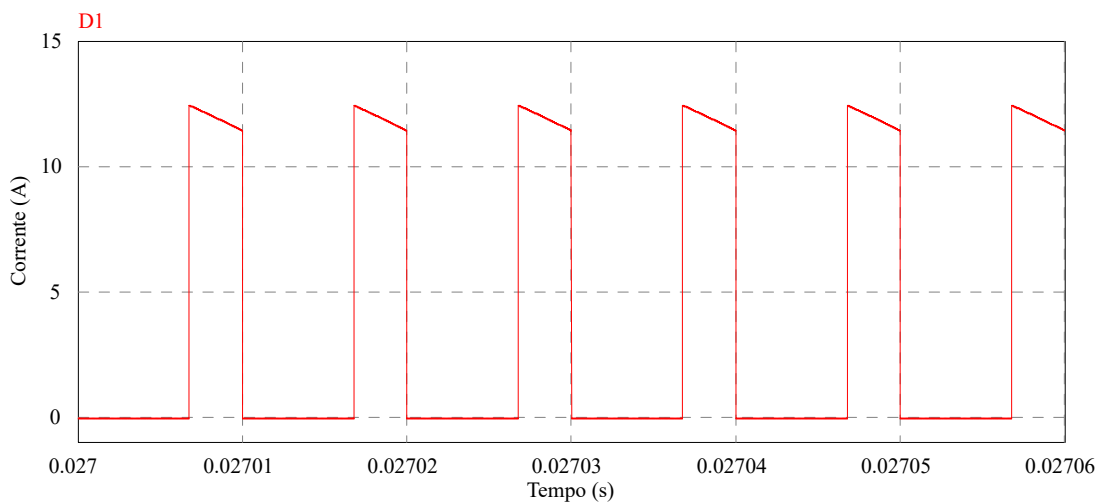
Figura 55 – Simulação PSIM - Corrente capacitor C1



Fonte – Próprio Autor

A Figura 56 exibe a forma de onda da corrente no diodo  $D_1$ . Onde os valores calculados são  $I_{Dmax} \cong 12,499A$ ,  $I_{Dmed} \cong 3,874A$ ,  $I_{Drms} \cong 6,818A$  e  $I_{Dmin} \cong 11,493A$ , durante a condução pelo diodo, e  $0A$  no bloqueio do mesmo.

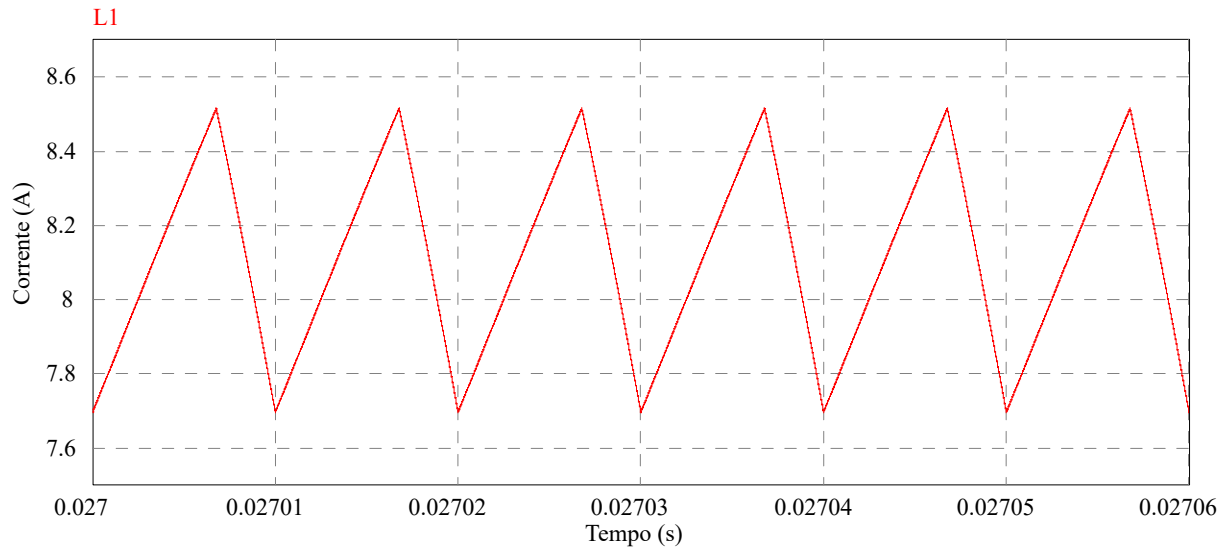
Figura 56 – Simulação PSIM - Corrente diodo D1



Fonte – Próprio Autor

A Figura 57 representa a ondulação da corrente no indutor  $L_1$ . Onde os valores calculados são  $I_{L1min} \cong 7,714A$ ,  $I_{L1med} \cong 8,12A$ ,  $I_{L1max} \cong 8,526A$  e  $\Delta I_{L1} \cong 0,812A$ .

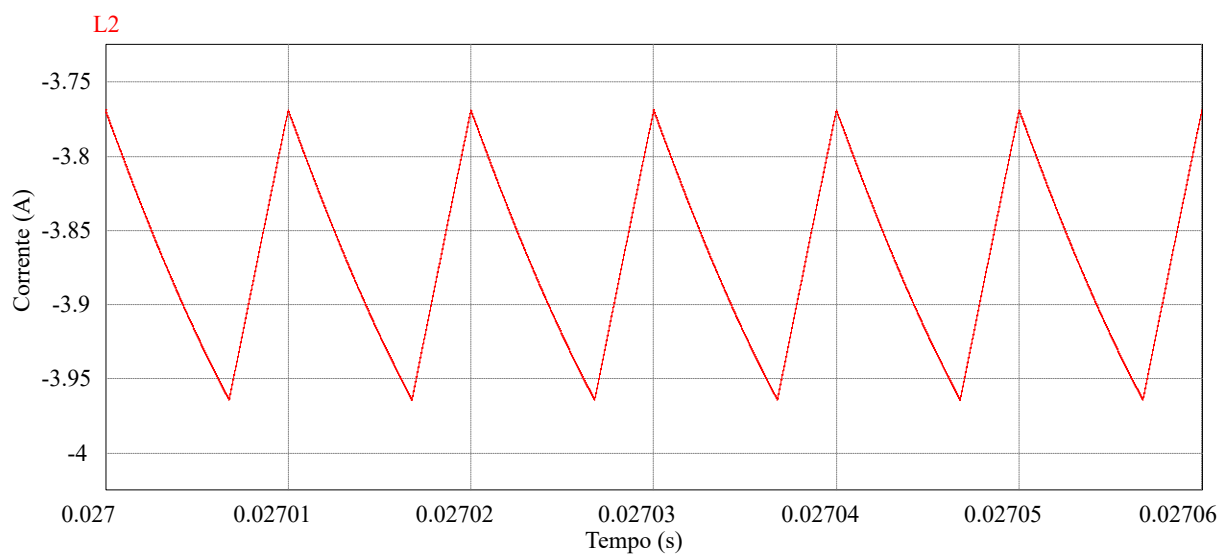
Figura 57 – Simulação PSIM - Corrente indutor L1



Fonte – Próprio Autor

A Figura 58 representa a ondulação corrente no indutor  $L_2$ . Onde os valores calculados são  $I_{L2min} \cong -3,779A$ ,  $I_{L2med} \cong -3,876A$ ,  $I_{L2max} \cong -3,937A$  e  $\Delta I_{L2} \cong -0,194A$ .

Figura 58 – Simulação PSIM - Corrente indutor L2

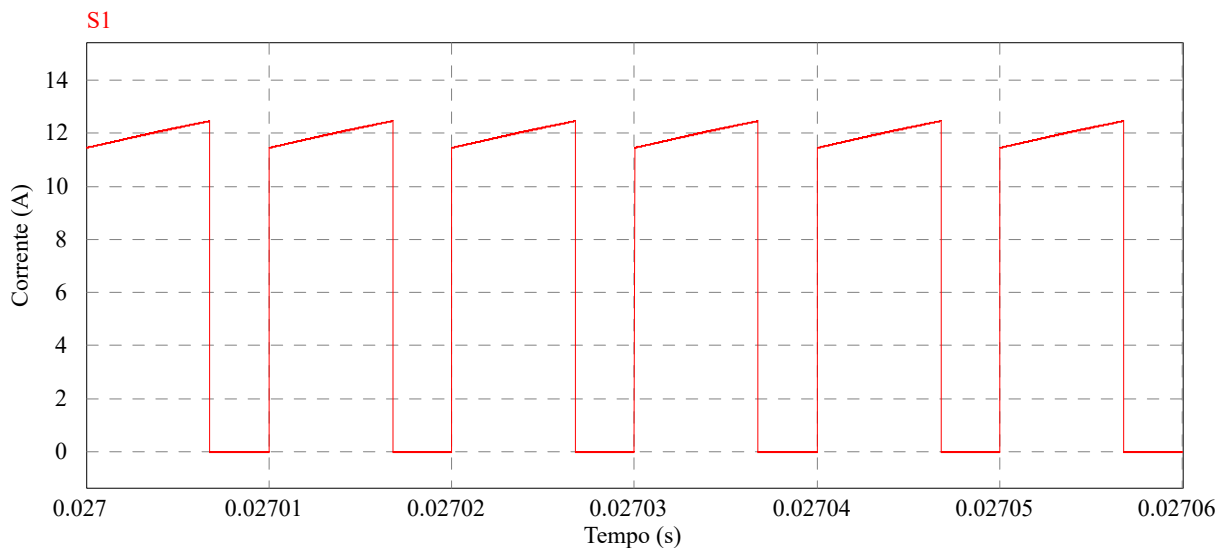


Fonte – Próprio Autor

A Figura 59 representa a forma de onda da corrente na chave  $S_1$ . Onde os valores

calculados para o momento de condução são  $I_{Smin} \cong 11,493A$ ,  $I_{Smed} \cong 8,121A$ ,  $I_{Srms} \cong 9,870A$  e  $I_{Smax} \cong 12,499A$ . Durante o bloqueio da chave a corrente é  $0A$ .

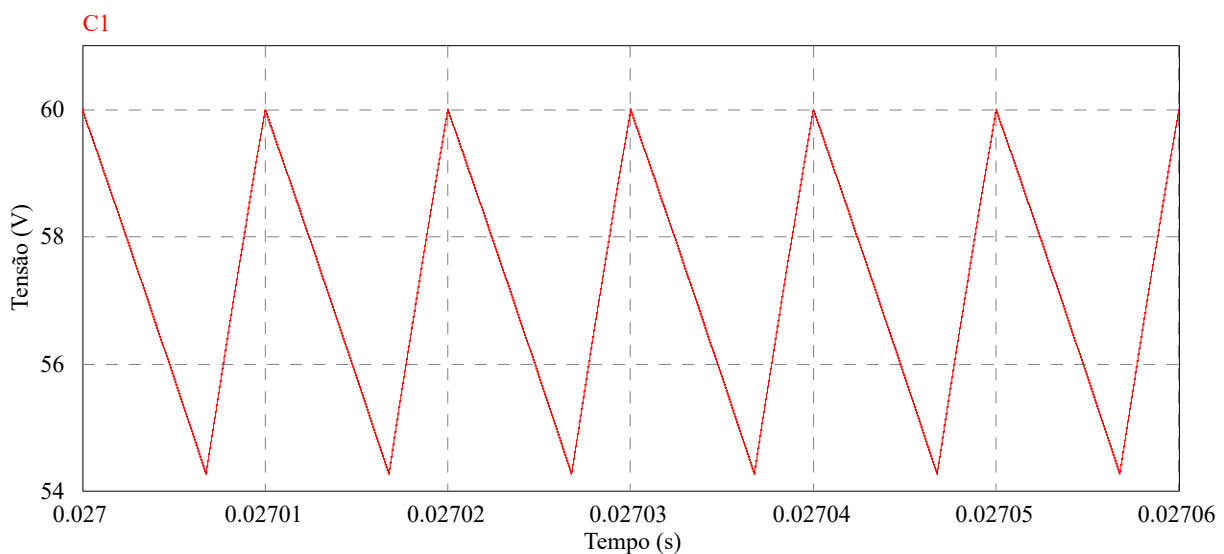
Figura 59 – Simulação PSIM - Corrente chave S1



Fonte – Próprio Autor

A Figura 60 representa variação da tensão no capacitor  $C_1$ . Onde os valores calculados são  $V_{C1min} \cong 54,412V$ ,  $V_{C1} \cong 57,275V$  e  $V_{C1max} \cong 60,138V$ .

Figura 60 – Simulação PSIM - Tensão no capacitor C1

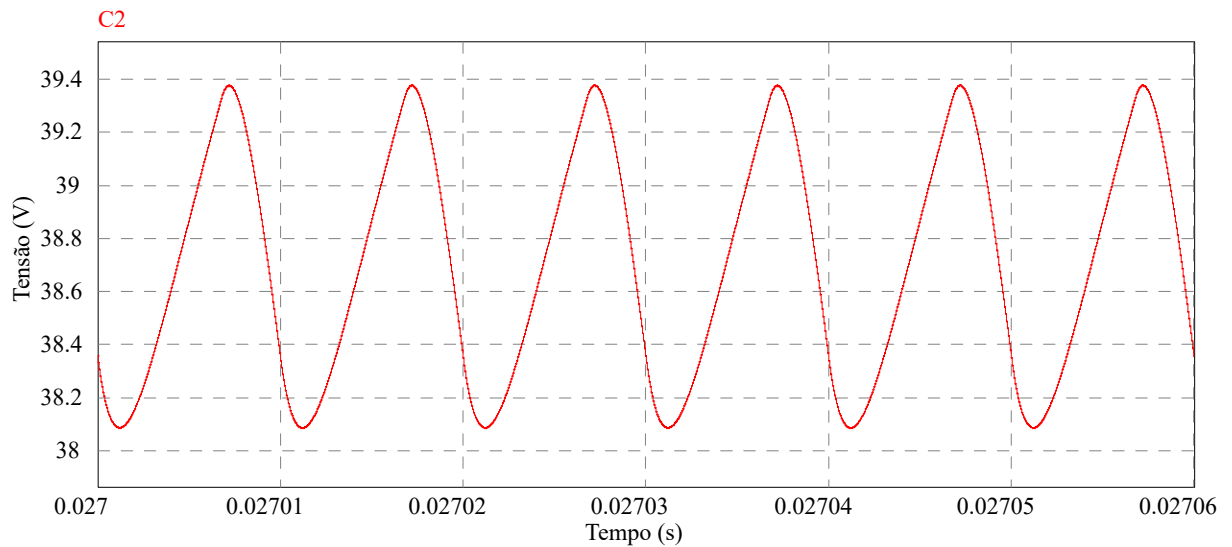


Fonte – Próprio Autor



A Figura 61 representa variação da tensão no capacitor  $C_2$ . Onde os valores calculados são  $V_{C2min} \cong 37,761V$ ,  $V_{C2} \cong 38,729V$  e  $V_{C2max} \cong 39,697V$ .

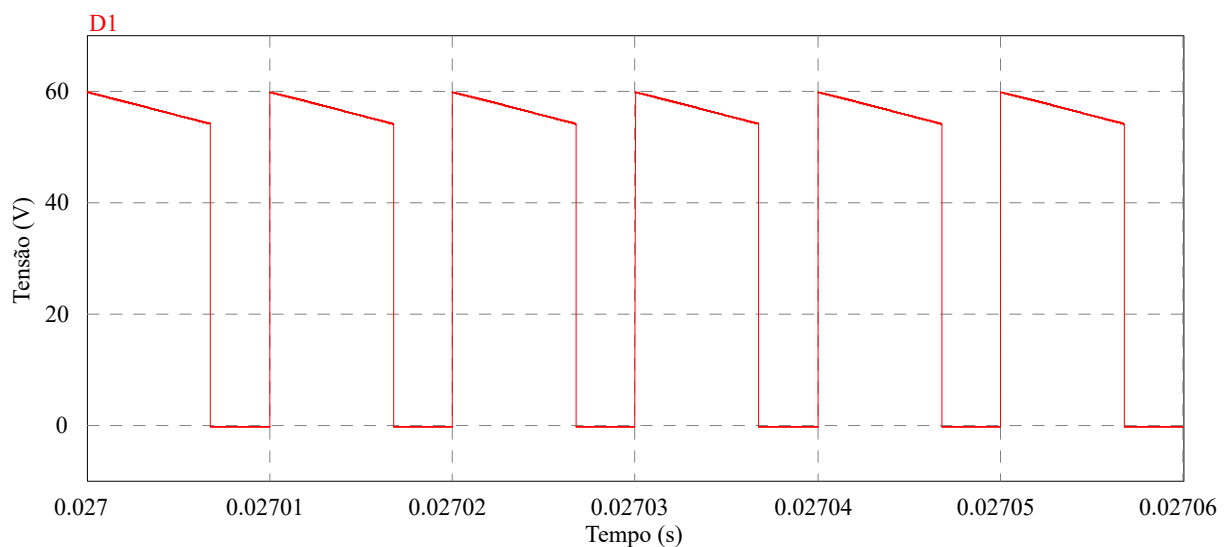
Figura 61 – Simulação PSIM - Tensão no capacitor C2



Fonte – Próprio Autor

A Figura 62 exibe a forma de onda da tensão no diodo  $D_1$ . Onde os valores calculados são  $V_D \cong 38,775V$  e  $V_{Dmax} \cong 60,138V$ , durante o bloqueio do diodo, e  $0V$  no durante a condução do mesmo.

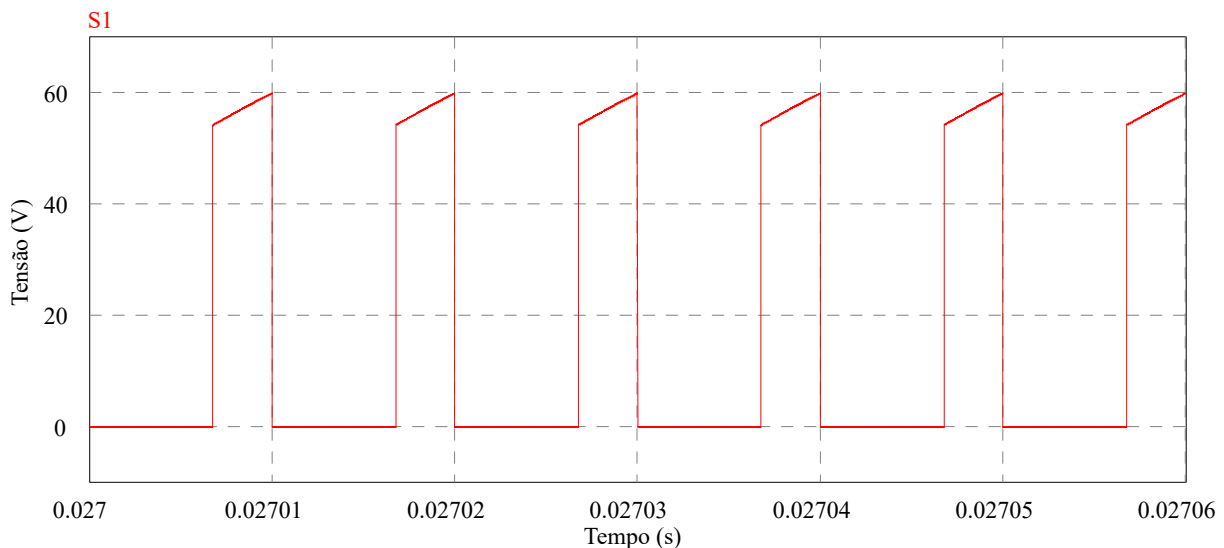
Figura 62 – Simulação PSIM - Tensão no diodo D1



Fonte – Próprio Autor

A Figura 63 exibe a forma de onda da tensão na chave  $S_1$ . Onde os valores calculados são  $V_S \cong 18,499V$  e  $V_{S_{max}} \cong 60,138V$ , durante o bloqueio da chave, e  $0V$  no durante a condução do mesmo.

Figura 63 – Simulação PSIM - Tensão na chave S1



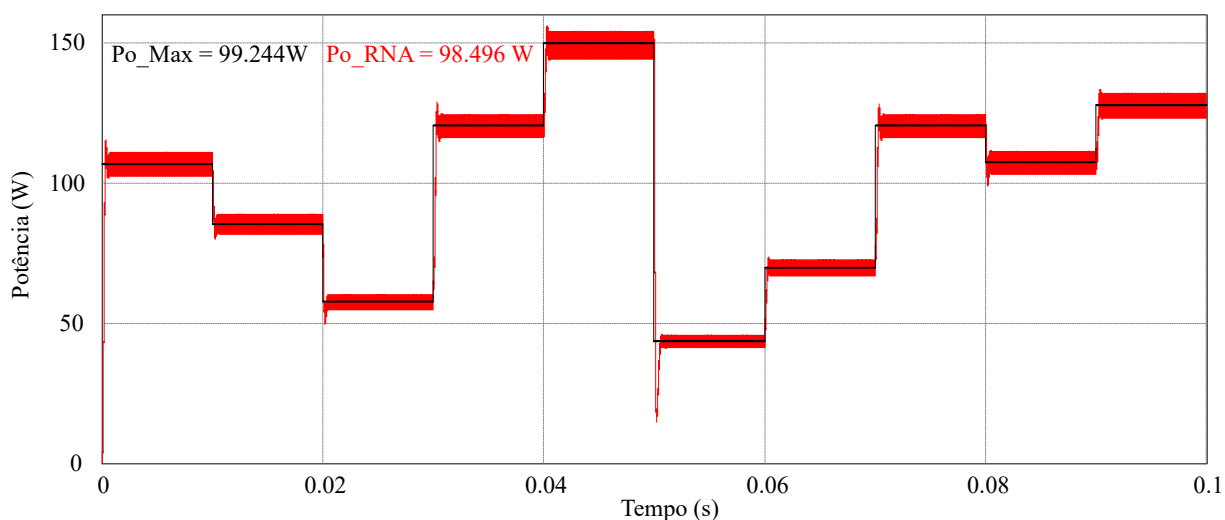
Fonte – Próprio Autor

Observa-se que os gráficos contendo as formas de ondas obtidos em ambiente virtual PSIM são semelhantes as apresentadas na literatura por (MARTINS; BARBI, 2006). Uma vez que os valores mínimos, médios e máximos encontrados no equacionamento apresentado no Apêndice B, podem ser observados na composição das ondulações de tensão ou corrente apresentadas nas figuras, assim entende-se que o dimensionamento efetuado está correto, pois apresenta valores próximos ao esperado.

### 5.1.2 TÉCNICA DE MPPT

A rede neural treinada a ser embarcada pode ser vista no Apêndice G e sua comprovação é apresentada na Figura 64, onde foi utilizado o circuito do conversor CC-CC Ćuk presente na Figura 54. Adotou-se 40Mhz como frequência de processamento no ambiente de simulação. Uma vez que os cenários apresentados na Tabela 4 possuem 10 valores de irradiação e temperaturas distintas, a figura também apresenta 10 variações de potência ao longo do ensaio. Na cor preta tem-se a máxima potência disponível chamada  $Po\_Max$ , e na cor vermelha a potência alcançada pela MPPT\_RNA chamada de  $Po\_RNA$ . Calculada a potência média ao longo da amostra, verifica-se que o algoritmo conseguiu 99,32% da potência máxima.

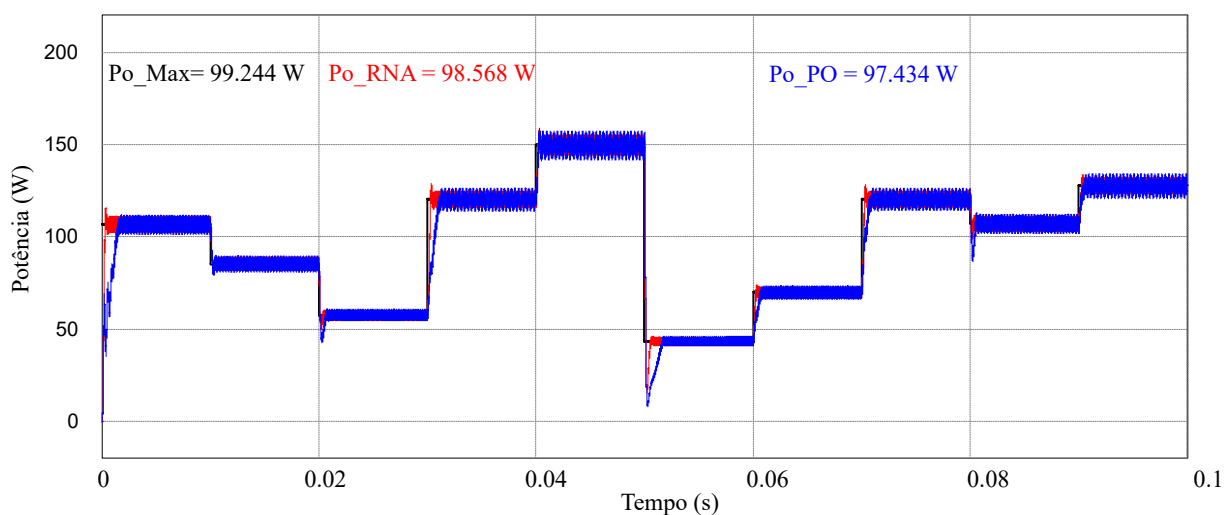
Figura 64 – Validação da Técnica de RNA



Fonte – Próprio Autor

Fazendo uma análise comparativa entre as duas técnicas de MPPT, a P&O clássica e a RNA, obteve-se os resultados apresentados na Figura 65.

Figura 65 – Comparativo de técnicas de MPPT



Fonte – Próprio Autor

Analisando mais detalhadamente a Figura 65, a cor preta representa a máxima potência disponível do painel fotovoltaico de acordo com os cenários definidos na simulação e, conforme ele varia, as técnicas tendem a se adequar as novas condições, com valor de potência próximo a 99,244W no intervalo de 100ms.

Em azul observa-se a curva obtida pelo algoritmo de P&O clássica, com potência de 97,434W. É possível notar que há uma demora 1,6ms para atingir o MPP no primeiro cenário, 0,7ms no terceiro cenário e 1,5ms no sexto cenário, isso ocorre devido o tempo de perturbação do sistema e da avaliação da resposta.

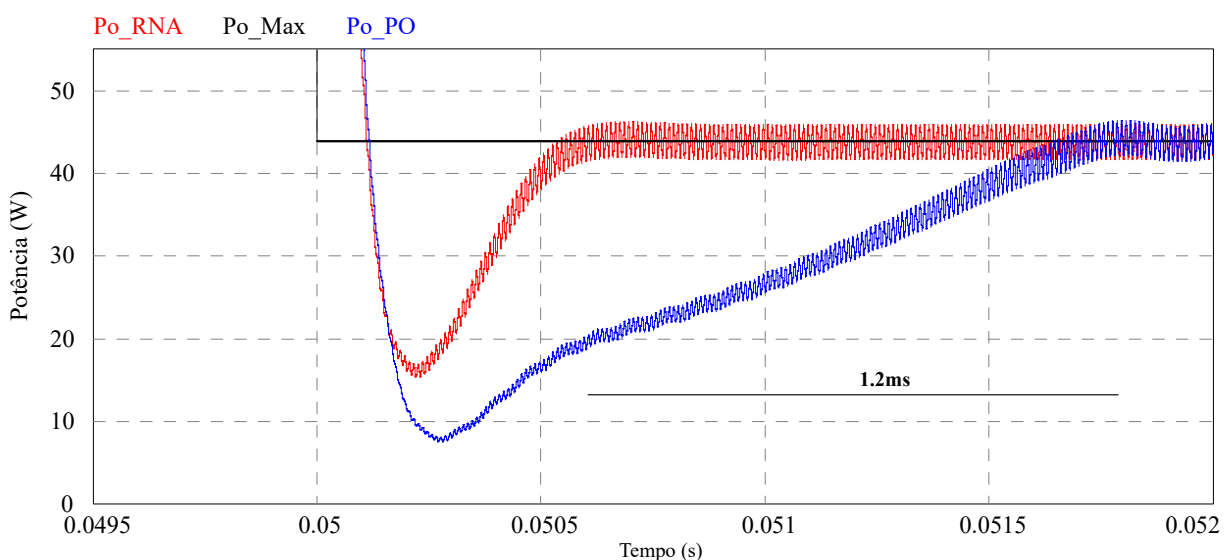
Em vermelho tem-se a técnica de RNA. Ela não efetua perturbações ao sistema, utiliza da MPPT\_RNA para calcular a razão cíclica ideal de acordo com os dados de irradiação solar e temperatura, se ajusta nos cenários diminuindo o tempo de busca pelo MPP chegando ao valor de 0,5ms no primeiro cenário, 0,5ms no terceiro cenário e 0,6ms no sexto cenário, aumentando a eficiência dos conversores CC-CC e extraíndo uma maior potência disponível se comparada a outra técnica, contemplando valores próximos a 98,568W.

Assim, a MPPT\_RNA apresenta um aproveitamento de 1,163% melhor se comparado ao P&O clássica. Vale ressaltar que o acréscimo de 1% de potência em usinas fotovoltaicas com instalações na casa de centenas de MW, pode proporcionar um aumento de centenas de novas instalações elétricas residenciais.

A Figura 66 mostra a diferença entre a técnica P&O clássica e RNA, onde o MPPT\_RNA é 1,2ms mais rápido que a P&O clássica em encontrar a nova região de máxima potência.

Desta forma, observa-se que a MPPT\_RNA responde mais rapidamente as variações climáticas, fica em uma região de trabalho sem ocasionar perturbações sendo ideal para cenários onde tal perturbação ocorre constantemente.

Figura 66 – Diferença de tempo de encontro máxima potência

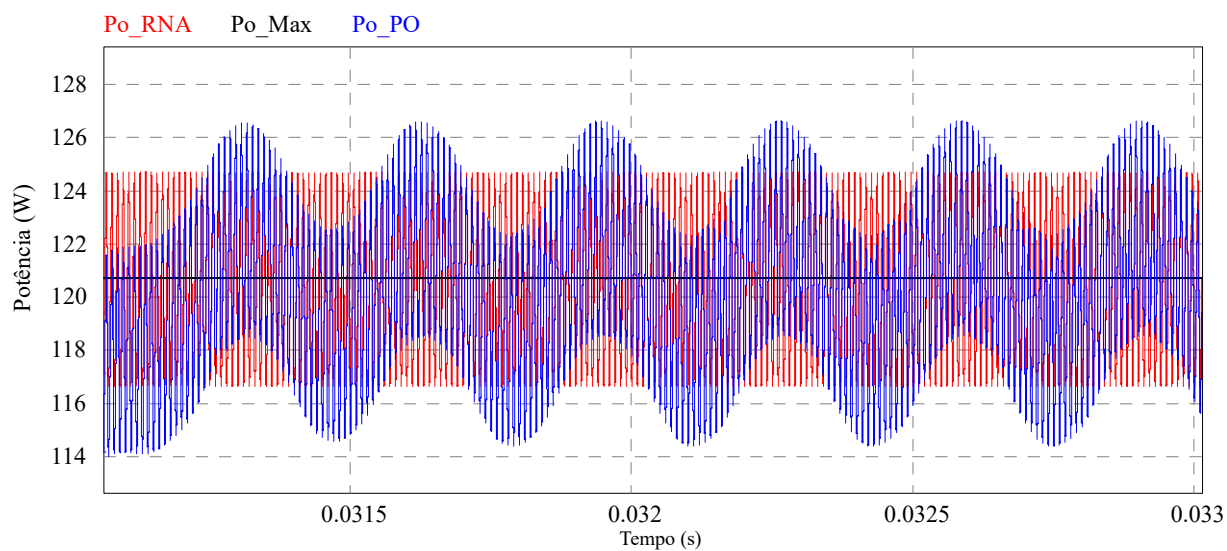


Fonte – Próprio Autor

A Figura 67 e Figura 68, demonstra que quando o sistema está em regime permanente, a técnica de P&O clássica efetua variações constantes em busca de um novo ponto máximo.

Já a técnica de RNA aguarda uma nova variação climática para atualizar sua razão cíclica.

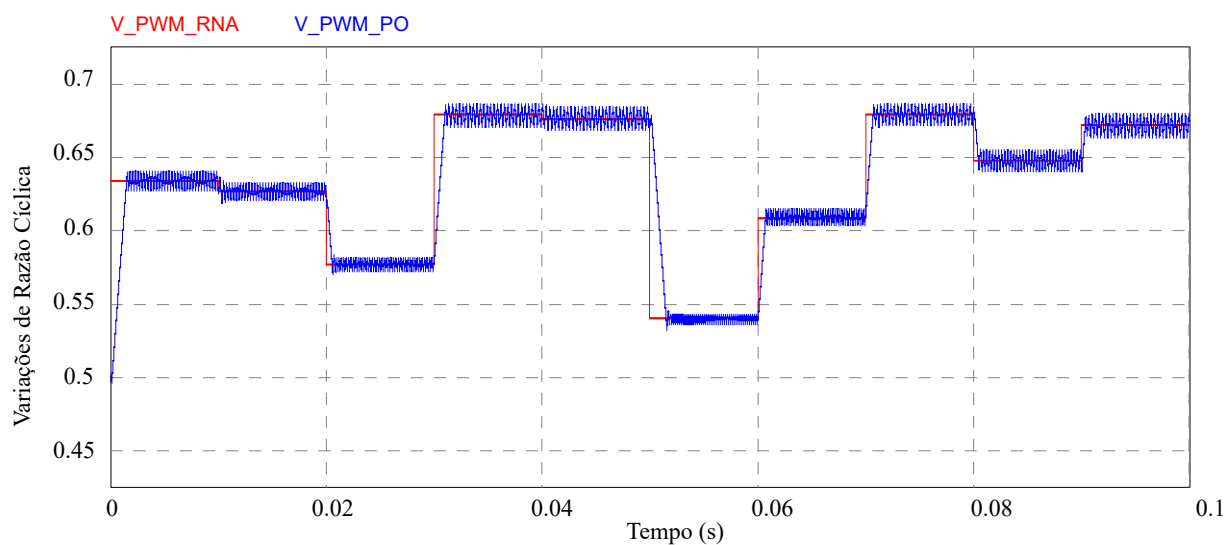
Figura 67 – Oscilações em regime permanente



Fonte – Próprio Autor

Observando a Figura 68 comprova-se que enquanto a MPPT\_RNA somente efetua variações na chave durante a variação climática, o método de P&O clássica continua as perturbações mesmo após atingir o ponto de MPP.

Figura 68 – Variações de razão cíclica ao longo do tempo



Fonte – Próprio Autor

## 5.2 SIMULAÇÕES NÃO IDEALIZADAS

Na análise ideal ou primeira aproximação, não há perda nos componentes eletrônicos e algumas características não são levadas em consideração. Uma vez que os componentes ideais não existem e as formas de onda apresentadas na idealidade se assemelham as apresentadas na literatura, deve-se buscar uma análise que apresente uma aproximação de um modelo real.

Desta forma, na elaboração de um circuito que se aproxime ao máximo de um modelo real, tende-se a apresentar as características de não idealidade de cada componente eletrônico.

Dentre estas características podemos destacar: a resistência do fio utilizado no enrolamento dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , as indutâncias e capacitâncias existentes na chave  $S_1$ , a resistência do corpo do diodo  $D_1$ , dentre outras.

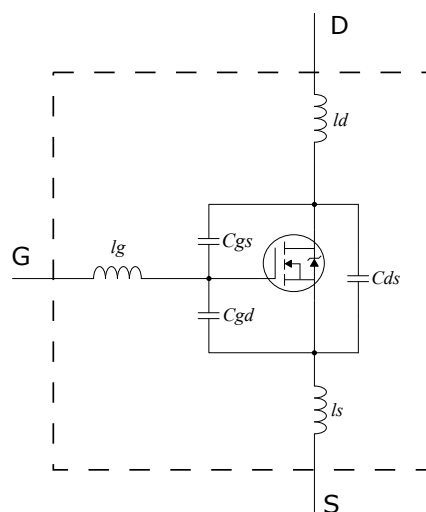
### Diodo não ideal

Além das características de perda apresentadas anteriormente, o Diodo ultra-rápido 30ETH06 do fabricante Vishay, possui segundo sua documentação, um capacitor em paralelo e um indutor em série. O valor da indutância é de 8nH. Já o capacitor varia conforme a tensão máxima reversa e segundo gráfico quando submetido a uma tensão versa de 60V, apresenta uma capacitância de 60pf.

### MOSFET não ideal

Segundo Martins (2018), as características dinâmicas do MOSFET estão relacionadas as capacitâncias intrínsecas durante o processo de fabricação do componente e as indutâncias parasitas associadas a cada terminal do MOSFET. Desta forma o MOSFET não ideal pode ser representado pela Figura 69.

Figura 69 – Mosfet não ideal



Fonte – Adaptado de (MARTINS, 2018)

Ainda segundo Martins (2018), os catálogos dos fabricantes não apresentam as capacitâncias parasitas, mas podem ser calculadas a partir da a capacitância de entrada ( $C_{iss}$ ), capacitância de saída ( $C_{oss}$ ) e capacitância de transferência reversa ( $C_{rss}$ ).

Onde:

- $C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$  - Capacitância de entrada
- $C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$  - Capacitância de saída
- $C_{rss} = C_{gd}$  - Capacitância de transferência reversa

As indutâncias parasitas apresentam uma grande influência durante o bloqueio do MOSFET. Elas tendem a manter constante a corrente em condução gerando sobretensões, resultando no aumento das perdas de comutação. Vale ressaltar que quanto maior a frequência, maiores são as perdas.

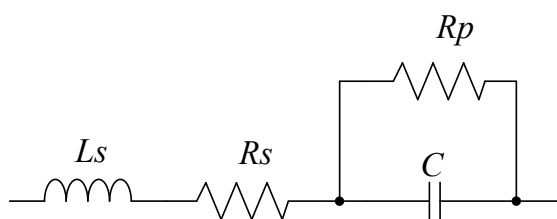
As indutâncias parasitas de maior influência são  $l_d$  e  $l_s$ . O valor de  $l_d$  tende a diminuir a tensão de *dreno-source*, reduzindo as perdas durante a entrada em condução, porém gera sobretensões que aumenta as perdas durante o bloqueio. A indutância  $l_s$ , tem o mesmo efeito da  $l_d$  com o adicional de um prolongamento nas perdas durante o bloqueio, ou seja, ela faz com que a corrente reduza lentamente, aumentando o tempo para bloquear o MOSFET (MARTINS, 2018).

### Capacitor não ideal

As características de não idealidade surgem devido a resistência introduzida por contatos, fios, placas e outros materiais utilizados na fabricação do capacitor (BOYLESTAD; NASCIMENTO, 2004).

Devido à frequência, existe ainda um ponto de transição onde o capacitor assume as características de um indutor. Desta forma há um indutor em série  $l_s$  que reflete tal indutância. A indutância nos fios é de aproximadamente  $0,05\mu H$  por centímetro, ou seja, aproximadamente  $0,2\mu H$  para capacitor cujo comprimento dos terminais é de 2cm. Tal característica é muito importante para altas frequências (BOYLESTAD; NASCIMENTO, 2004).

Figura 70 – Capacitor não ideal



Fonte – Adaptado de (BOYLESTAD; NASCIMENTO, 2004)

Na Figura 70,  $R_s$  representa a resistência em série do circuito,  $R_p$  a corrente de fuga no dielétrico em geral com valor de  $10^{12}\Omega$  e  $L_s$  a indutância ocasionada pelos fios do capacitor e qualquer outra introduzida pelo projeto do capacitor (BOYLESTAD; NASCIMENTO, 2004).

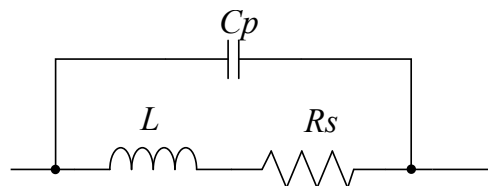
### Indutor não ideal

De acordo com Boylestad e Nascimento (2004), os indutores são fabricados através do enrolamento de um ou mais fios, assim há uma resistência associada a resistividade do condutor. Quanto maior o número de espiras e mais fino for o condutor, maior será a resistência do indutor. Assim o indutor real possui uma resistência em série associada. Em toda superfície condutora separada por um material isolante, há presença de uma capacitância parasita. Logo existe uma capacitância parasita associada as espiras do indutor.

Vale lembrar que no caso dos indutores, há ainda uma perda causada pelo núcleo.

Desta forma o indutor não ideal é apresentado na Figura 71 possui uma resistência  $R_s$  e um capacitor  $C_p$ , representando a resistência do indutor e a capacitância parasita respectivamente.

Figura 71 – Indutor não ideal



Fonte – Adaptado de (BOYLESTAD; NASCIMENTO, 2004)

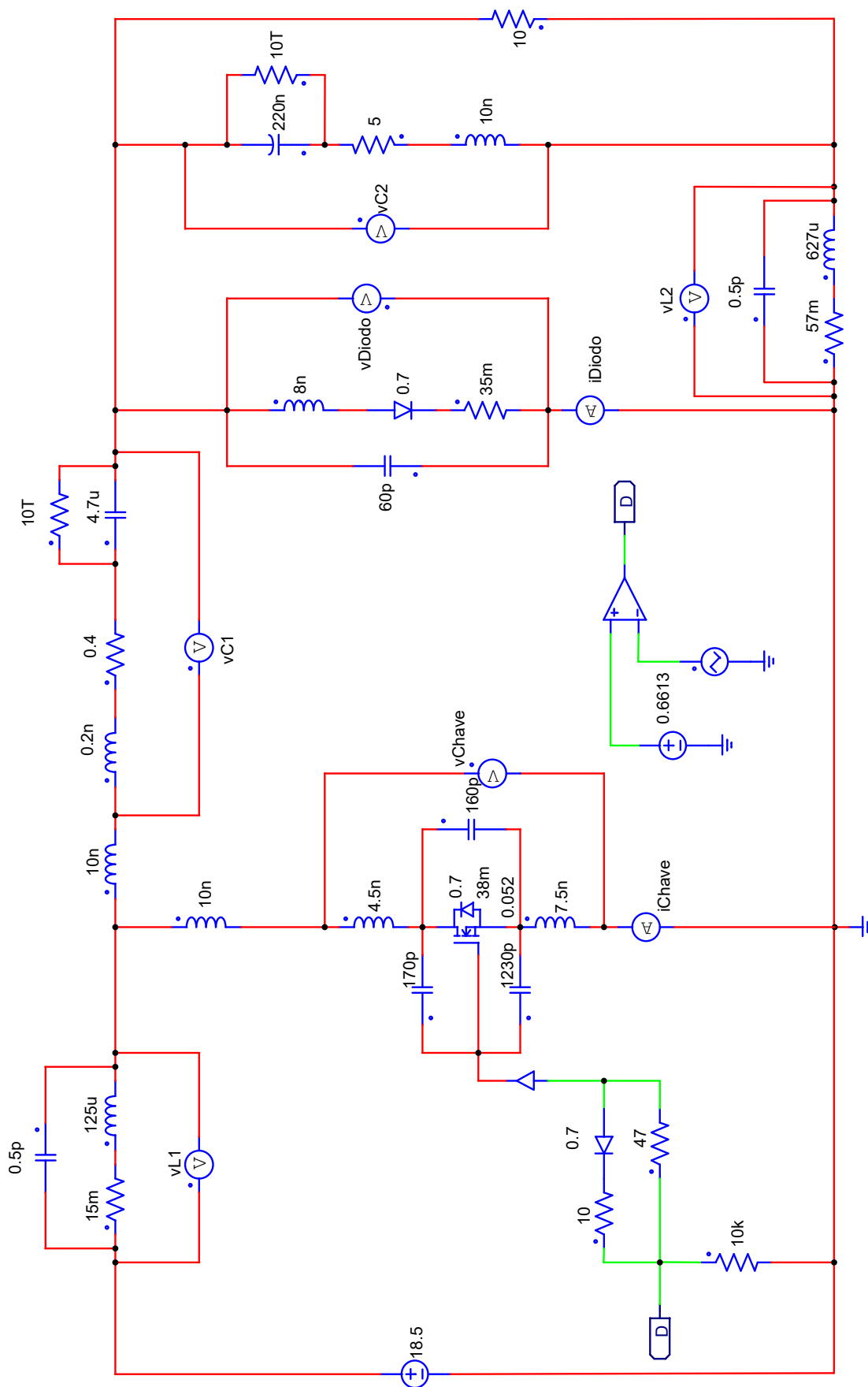
### 5.2.1 ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDA ENTRE CIRCUITO REAL E AMBIENTE VIRTUAL NÃO IDEALIZADO

Uma vez que todos os componentes não idealizados foram devidamente apresentados, há uma nova compreensão do circuito eletrônico. Assim o modelo ideal anteriormente apresentado deve ser modificado considerando portanto as suas não idealidades, tal circuito é apresentado na Figura 72.

Vale ressaltar que embora as características abordadas na literatura sejam empregadas, há existência de alguns fatores não mensuráveis inerentes a fabricação do componente, montagem e fabricação da PCI (placa de circuito impresso). Assim, há uma melhor aproximação mas não há exatidão.



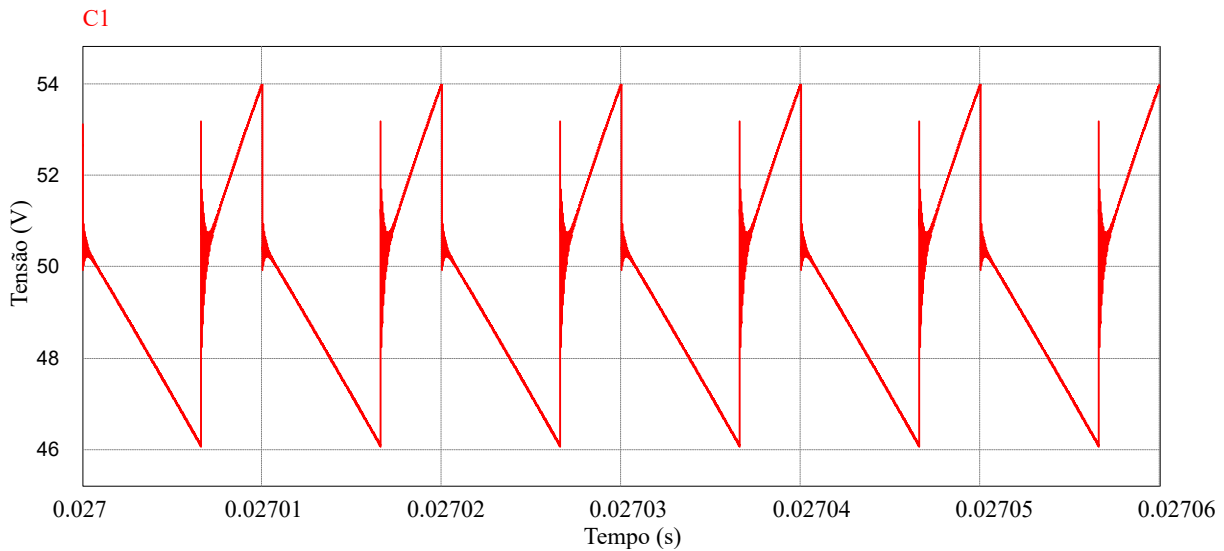
Figura 72 – Circuito não ideal



Fonte – Próprio Autor

A Figura 73 representa variação da tensão no capacitor  $C_1$ , onde os valores apresentados são  $V_{C1min} \cong 46,325V$ ,  $V_{C1} \cong 49,841V$ ,  $V_{C1max} \cong 54,250V$  e  $V_{C1rms} \cong 49,888V$ .

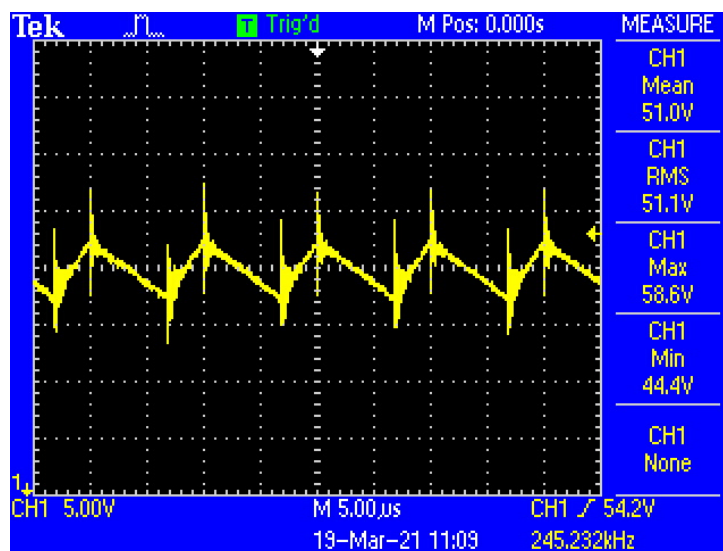
Figura 73 – Simulação PSIM - Tensão no capacitor C1 não idealizado



Fonte – Próprio Autor

A Figura 74 mostra a variação real da tensão no capacitor  $C_1$  medidas pelo osciloscópio, onde os valores observados são  $V_{C1min} \cong 44,4V$ ,  $V_{C1} \cong 51,0V$ ,  $V_{C1max} \cong 58,6V$  e  $V_{C1rms} \cong 51,1V$ .

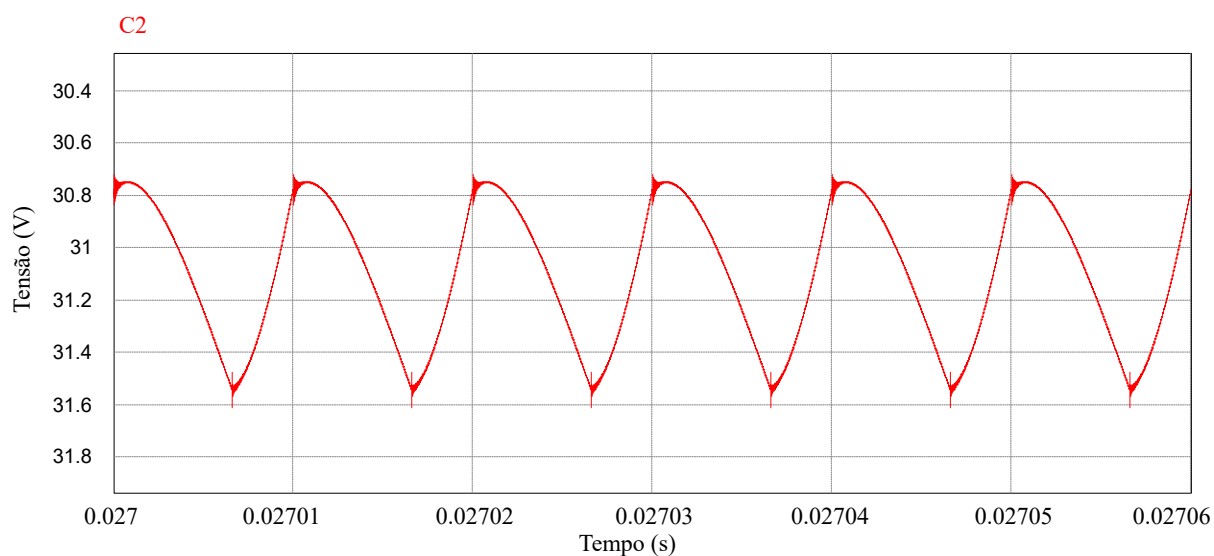
Figura 74 – Osciloscópio - Tensão no capacitor C1



Fonte – Próprio Autor

A Figura 75 representa variação da tensão no capacitor  $C_2$ , onde os observados apresentados são  $V_{C2min} \cong 30,874V$ ,  $V_{C2} \cong 31,254V$ ,  $V_{C2max} \cong 31,765V$  e  $V_{C2rms} \cong 31,125V$ .

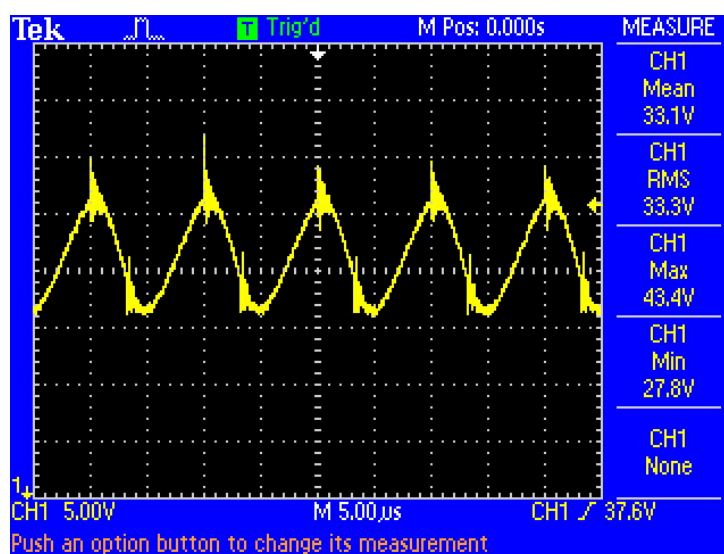
Figura 75 – Simulação PSIM - Tensão no capacitor C2 não idealizado



Fonte – Próprio Autor

A Figura 76 mostra a variação real da tensão no capacitor  $C_2$  medidas pelo osciloscópio, onde os valores observados são  $V_{C2min} \cong 27,8V$ ,  $V_{C2} \cong 33,1V$ ,  $V_{C2max} \cong 43,4V$  e  $V_{C2rms} \cong 33,3V$ .

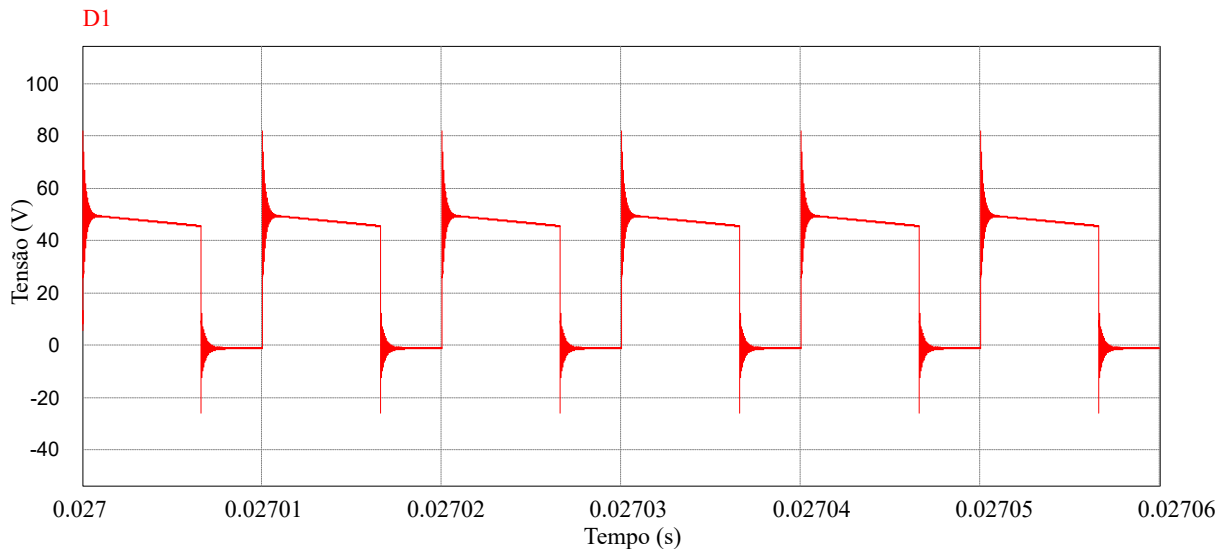
Figura 76 – Osciloscópio - Tensão no capacitor C2



Fonte – Próprio Autor

A Figura 77 representa variação da tensão no diodo  $D_1$ , onde os valores apresentados são  $D_{1min} \cong -21,573V$ ,  $V_{D1} \cong 31,433V$ ,  $V_{D1max} \cong 82,131V$  e  $V_{D1rms} \cong 39,182V$ .

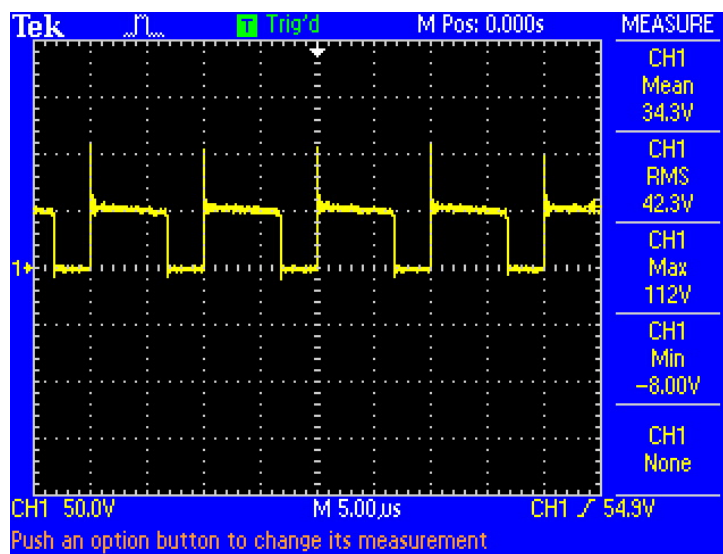
Figura 77 – Simulação PSIM - Tensão no diodo D1 não idealizado



Fonte – Próprio Autor

A Figura 78 mostra variação real da tensão no capacitor  $D_1$  medidas pelo osciloscópio, onde os valores observados são  $V_{D1min} \cong -8,00V$ ,  $V_{D1} \cong 34,3V$  e  $V_{D1max} \cong 112V$ .

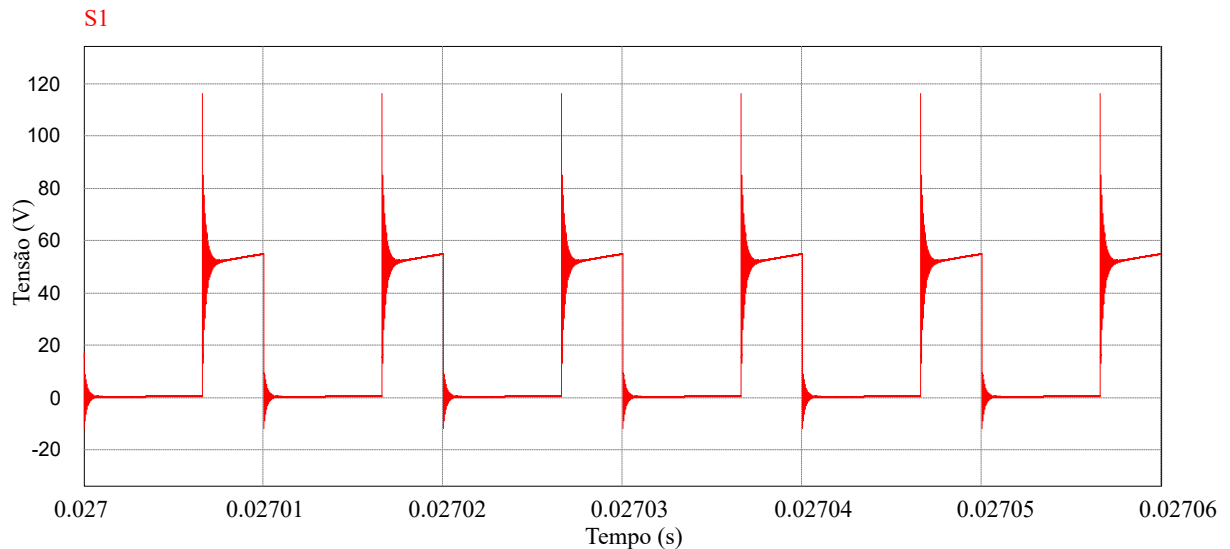
Figura 78 – Osciloscópio - Tensão no diodo D1



Fonte – Próprio Autor

A Figura 79 representa variação da tensão na chave  $S_1$ , onde os valores apresentados são  $V_{S1min} \cong -11,497V$ ,  $V_{S1} \cong 18,407V$ ,  $V_{S1max} \cong 116,784V$  e  $V_{S1rms} \cong 31,237V$ .

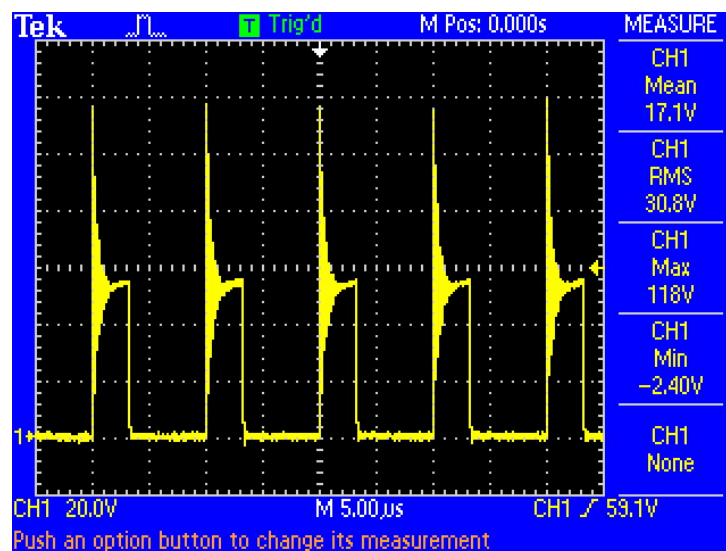
Figura 79 – Simulação PSIM - Tensão na chave S1 não idealizado



Fonte – Próprio Autor

A Figura 80 mostra variação real da tensão na chave  $S_1$  medidas pelo osciloscópio, onde os valores observados são  $V_{S1min} \cong -2,40V$ ,  $V_{S1} \cong 17,1V$ ,  $V_{S1max} \cong 118V$  e  $V_{S1rms} \cong 30,8V$ .

Figura 80 – Osciloscópio - Tensão na Chave S1



Fonte – Próprio Autor

Além disso, na Figura 80 é possível identificar a existência de um pico de tensão na comutação da chave. Tal característica é indesejada em circuito de eletrônica de potência devido há grande quantidade de energia dissipada que é destrutiva ao componente. Na literatura utiliza-se de circuitos auxiliares na comutação da chave conhecidos por circuitos snubbers (MARTINS, 2018).

Estes circuitos trabalham limitando os estresses de tensão e corrente na chave, diminuindo assim as perdas durante o processo de comutação e evitando a presença de tensão e corrente simultaneamente (MARTINS, 2018).

Vale destacar que este trabalho busca um estudo sobre a técnica de RNA em algoritmos MPPT sendo analisadas na saída do painel solar, ou seja, antes do conversor. Desta forma, foram desprezadas toda e qualquer implementação afim de melhorar a comutação ou até mesmo o rendimento do conversor.

Vale ressaltar que a não idealidade observada nos componentes  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $S_1$  e  $D_1$  consegue se aproximar os valores de tensão média a mais próximos do real, conforme apresentado na Tabela 13.

Tabela 13 – Comparativo entre valores de tensão média dos componentes idealizados, não idealizados e valor real

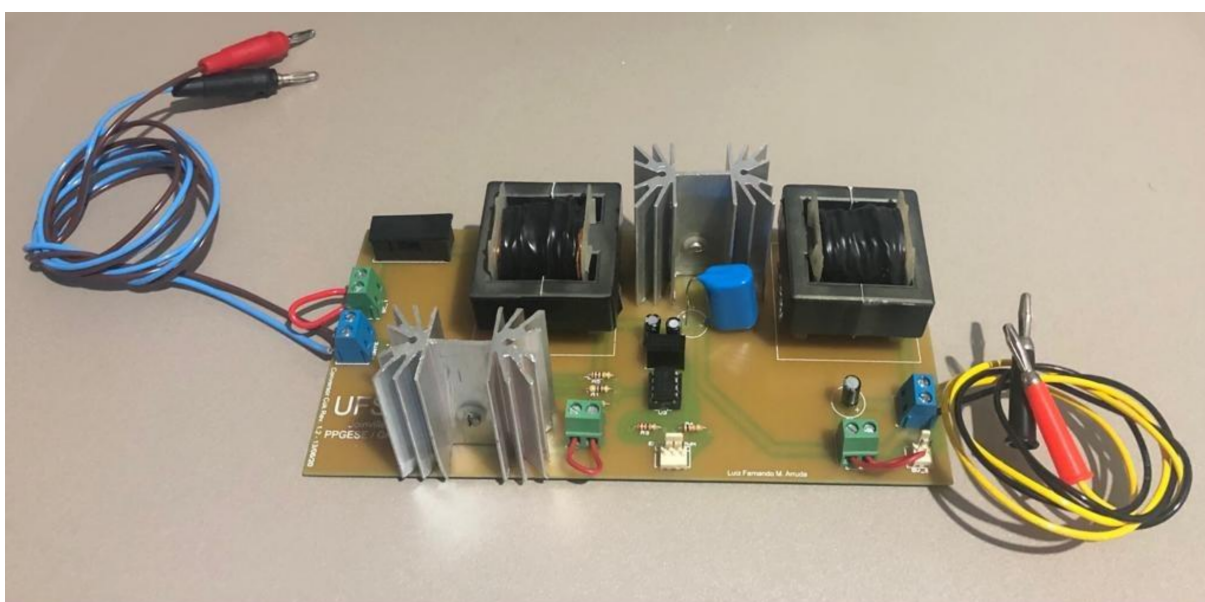
	Ideal	Não Ideal	Real	Aprox. Real e Não Ideal %
$C_1$	57,275	49,325	51,0	96,71%
$C_2$	38,729	31,254	33,1	94,42%
$D_1$	38,775	31,433	34,3	91,64%
$S_1$	18,499	18,407	17,1	92,35%

Fonte – Próprio Autor

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Em busca de obter resultados experimentais utilizando o conversor Ćuk montou-se o circuito eletrônico apresentado na Figura 54, sendo observado na Figura 81.

Figura 81 – Conversor Ćuk Experimental



Fonte – Próprio Autor

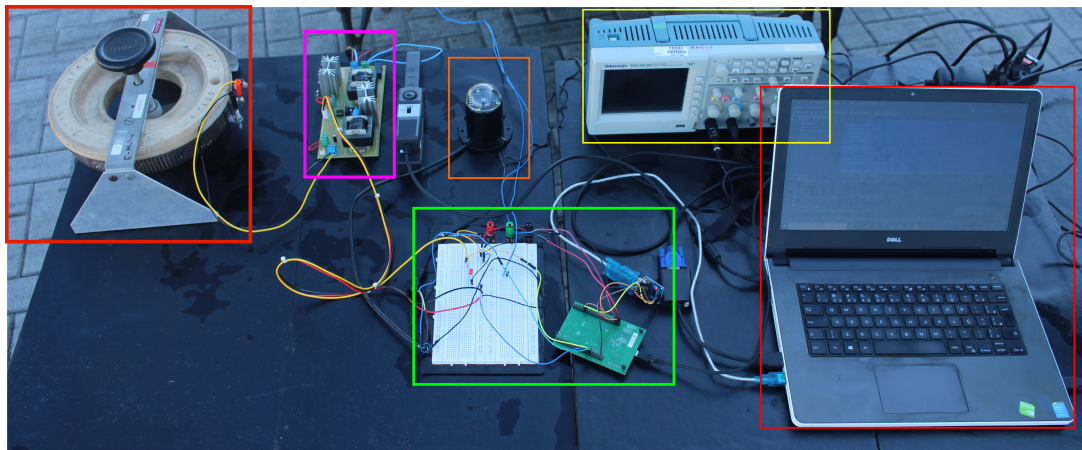
Conforme evidenciado na Figura 27, a tensão média, a corrente média e a potência média são coletadas na saída do painel solar / entrada do conversor Ćuk.

Através do protótipo, uma análise comparativa entre as técnicas de P&O clássica e RNA foi efetuada, onde é observado o comportamento da chave, e das grandezas físicas de tensão média de entrada, corrente média de entrada e potência média de entrada ao longo de um período.

Foram realizadas aquisições e armazenamento de dados de data, hora, tensão, corrente, potência, razão cíclica, irradiação solar e temperatura, onde a coleta é dividida em duas partes. A tensão, corrente e potência através do osciloscópio Tektronix TDS 2014B, utilizando o driver NI-VISA e os valores de irradiação solar, temperatura e razão cíclica através de protocolo serial implementado no STM32.

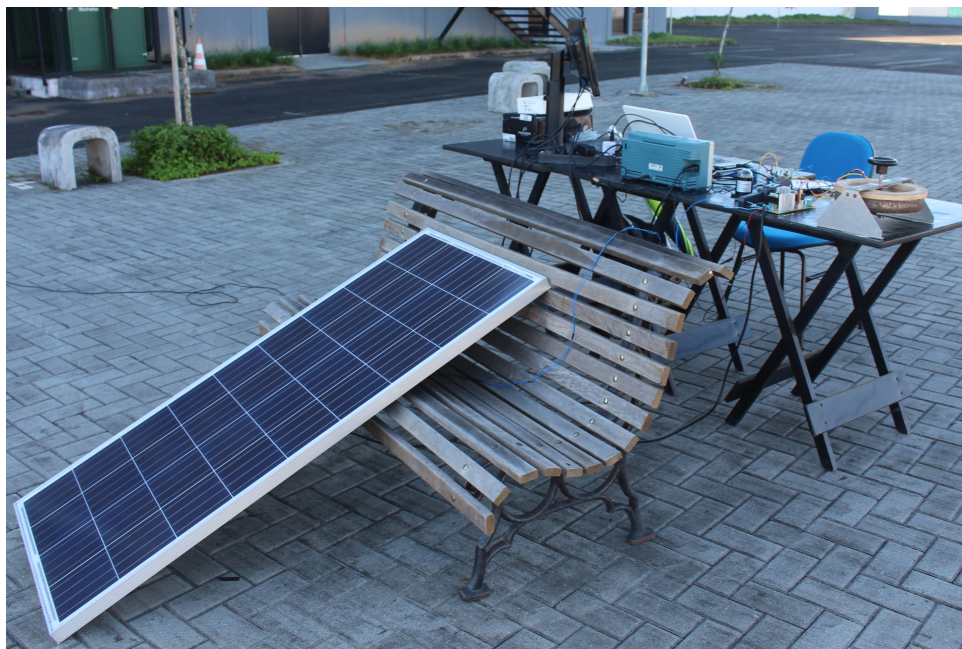
O protocolo serial implementado na técnica P&O clássica também foi utilizado para atualizar no STM32 a potência média medida pelo osciloscópio.

Figura 82 – Mesa de ensaios experimentais, onde em vermelho carga resistiva, em rosa conversor CC, em verde STM32F407VG com protocolo serial, em laranja sensor de irradiação solar em amarelo osciloscópio e em vermelho computador



Fonte – Próprio Autor

Figura 83 – Instalações físicas para ensaio



Fonte – Próprio Autor

Na Figura 83 é exibida a instalação do painel solar em direção ao hemisfério norte com 26° de inclinação.

Os resultados aqui apresentados foram obtidos entre os dias 11 e 14 de junho de 2021 nos períodos das 09:40 às 15:20, ambas em céu limpo, ou seja, sem a presença de nuvens ou



sombreamento.

	Hora	Temp °C	Irradiação Solar				Método P&O			
			Física	Sensor	Isc	W/m <sup>2</sup>	Simulação		Experimental	
							Potência	Razão Cíclica	Potência	Razão Cíclica
1	10:55	32	798	862	6,82	788	116,10	0,657	113,15	0,677
2	11:25	35	827	870	7,11	820	119,01	0,657	113,71	0,682
3	11:54	36	842	870	7,38	847	120,71	0,664	118,41	0,676
4	12:25	35	845	870	7,75	873	121,58	0,664	119,14	0,707
5	12:56	39	834	870	7,68	884	118,3	0,664	121,8	0,704
6	13:26	38	810	864	7,40	851	115,4	0,657	117,8	0,701
7	13:55	37	774	841	6,88	791	110,64	0,650	110,4	0,693
8	14:32	32	705	713	5,96	688	102,6	0,643	103,3	0,655

Tabela 14 – Comparativo entre resultados simulados e experimentais da técnica de P&O em 14/06/2021

A Tabela 14 apresenta um comparativo entre os resultados obtidos pela técnica de P&O durante a simulação e durante a experimentação, onde foi observada uma diferença na razão cíclica para obtenção de máxima potência. Essa diferença foi ocasionada devido a ausência de variações climáticas constantes perante o ambiente de simulação.

Ainda sobre a Tabela 14, os resultados apresentados que compõe a parte de experimentação foram obtidos pelo cálculo da média das 10 medidas anteriores ao ponto observado.

Nas Tabelas 14 e 15 o parâmetro Física representa a irradiação solar através da dada a data, hora e posição geográfica na Terra, o Sensor representa o valor médio medido pelo sensor de irradiação instalado na placa eletrônica, Isc representa a corrente de curto-circuito e W/m<sup>2</sup> representa a conversão da Isc e temperatura em irradiação solar através do rearranjo da Equação 1.

	Hora	Temp °C	Irradiação Solar				Método RNA			
			Física	Sensor	Icc	W/m <sup>2</sup>	Simulação		Experimental	
							Potência	Razão Cíclica	Potência	Razão Cíclica
1	10:57	34	800	864	6,82	788	116,40	0,685	113,24	0,685
2	11:27	34	828	840	7,11	820	113,29	0,681	114,27	0,685
3	11:54	41	842	873	7,38	847	114,75	0,689	118,32	0,690
4	12:26	35	845	869	7,75	873	116,70	0,686	120,79	0,688
5	12:58	43	833	874	7,68	884	114,00	0,690	121,82	0,691
6	13:26	40	810	869	7,40	851	114,60	0,688	118,30	0,688
7	13:57	37	770	836	6,88	791	111,59	0,682	110,56	0,683
8	14:33	35	703	660	5,96	688	89,28	0,655	104,19	0,655

Tabela 15 – Comparativo entre resultados simulados e experimentais da técnica de RNA em 14/06/2021

A Tabela 15 mostra uma comparação dos resultados obtidos em ambiente simulado e experimental da técnica de RNA. Observou-se que a metodologia empregada para encontrar a razão cíclica de máxima potência obteve resultados próximos entre os ambientes experimental e simulado.

Analisando a Tabela 14 e a Tabela 15 é possível observar que os valores de irradiação solar obtidos pelo sensor, pela equação da irradiação solar ao longo do dia e pela corrente de

curto-circuito do painel solar obtiveram valores próximos e que contribuem para validação da técnica na comprovação de que o céu estava limpo durante as aquisições.

	Método de P&O (Exp)	Método de RNA (Exp)	%
1	113,15	113,26	0,10%
2	113,71	114,27	0,49%
3	118,41	118,32	-0,08%
4	119,14	120,79	1,38%
5	121,80	121,82	0,02%
6	117,83	118,30	0,40%
7	110,40	110,56	0,14%
8	103,33	104,19	0,83%

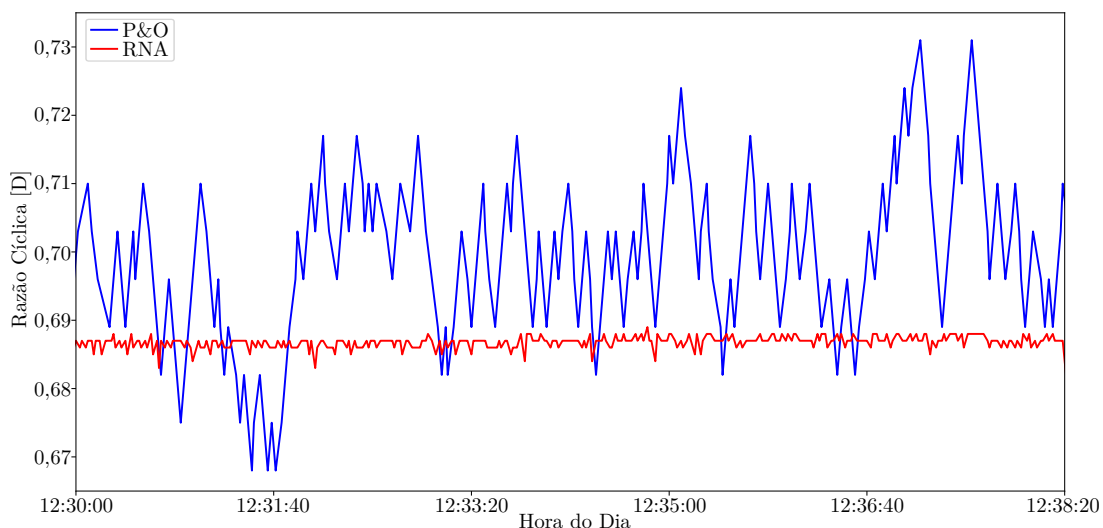
Tabela 16 – Comparativo entre resultados experimentais das técnicas de P&O e RNA em 14/06/2021

A Tabela 16 apresenta os dados de comparação entre a técnica de P&O e RNA em horários específicos do dia 14, e através dela é possível comprovar que a técnica de RNA retira do painel solar uma maior potência frente a técnica de P&O.

As figuras 84 e 85 a seguir foram coletadas nos dias 11 e 12 de junho com o objetivo de possibilitar a análise da evolução das técnicas em longos períodos de experimentação, assim foi utilizado uma técnica específica por dia.

A principal característica observada referente a técnica de P&O clássica é a constante oscilação da razão cíclica. Ela ocorre mesmo após entrar na região do ponto de MPP.

Figura 84 – Análise comparativa da razão cíclica entre as técnicas de P&O clássica e RNA ampliada em determinado período



Fonte – Próprio Autor

Destaca-se que o tamanho da perturbação da razão cíclica apresentada na técnica de P&O se relaciona inversamente ao tempo necessário à alcançar a região do MPP, contudo é proporcional a perturbação em cima do MPP encontrado, ou seja, quanto maior a perturbação,

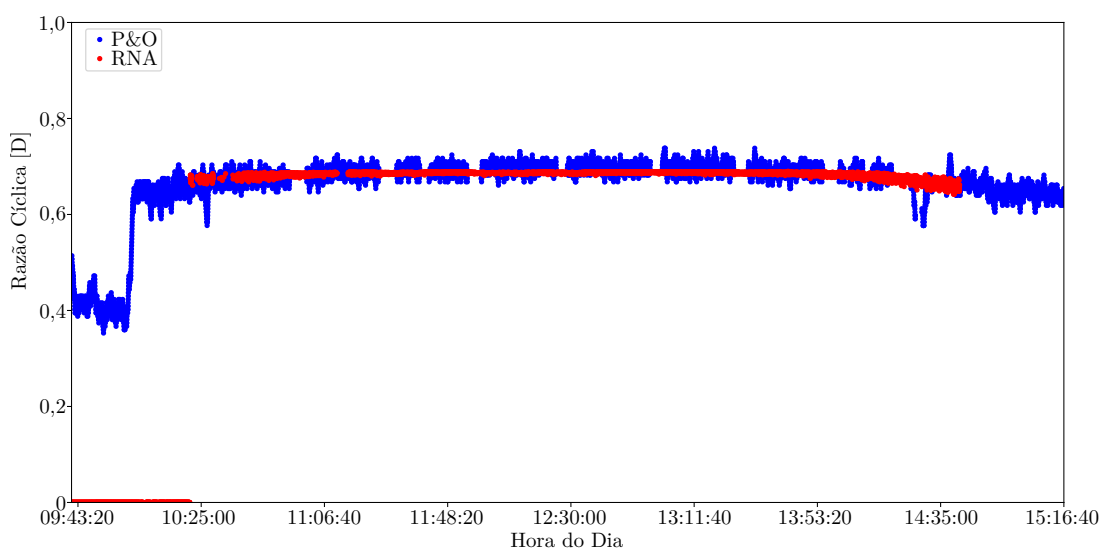
menor é o tempo até a região de MPP e maior é a perda de potência na região de MPP. Os resultados obtidos utilizaram um tamanho de perturbação igual a 0,007, ou seja, o valor da razão cíclica sofreu variações constantes para mais ou para menos, neste valor.

A variação da razão cíclica é evidenciada pela Figura 84. Nela, a linha de cor azul representa a razão cíclica da técnica de P&O clássica, note que em momento algum ela se estabiliza, muito pelo contrário, ela está em constante assim como esperado.

Também na Figura 84, há evidências de que a técnica de RNA encontrou rapidamente o ponto de MPP sem ocasionar perturbações constantes. Veja que a linha em vermelho que representa a MPPT\_RNA apresentou pequenas variações próximas de um ponto central.

A variação da razão cíclica ocorrida na técnica de P&O ocasionou uma variação brusca na tensão média de entrada, na corrente média de entrada, afetando diretamente potência média.

Figura 85 – Análise comparativa da razão cíclica entre as técnicas de P&O clássica e RNA ao longo do dia



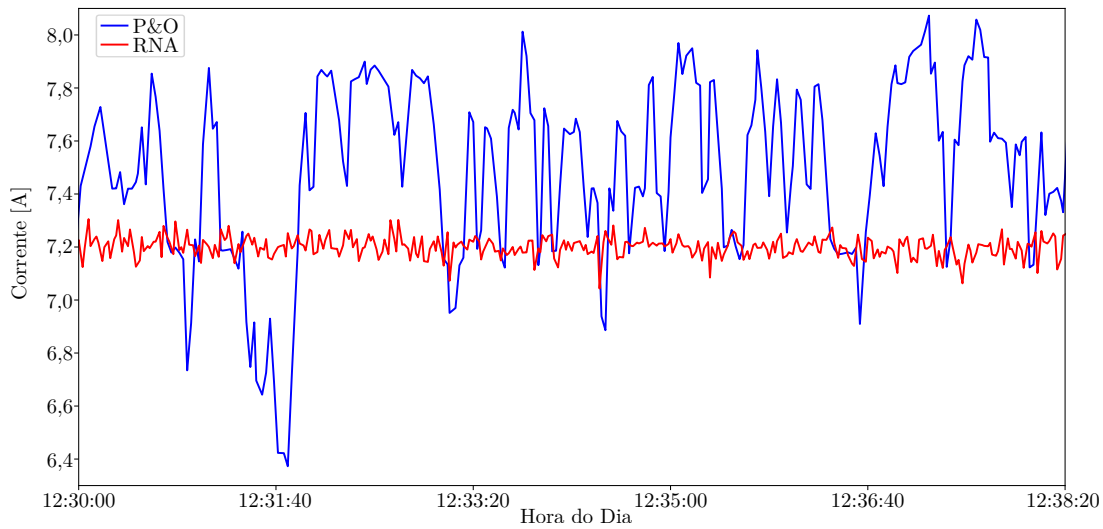
Fonte – Próprio Autor

Evidenciou-se através da Figura 85, que durante todo o período do ensaio, a técnica de RNA permanece com a razão cíclica com oscilações baixas ou quase nulas, frente a técnica de P&O que sofre variações de razão cíclica constantemente.

No início da aquisição de dados, entre 09:43 e 10:25, não há registros de razão cíclica, temperatura e irradiação solar da MPPT\_RNA, não havendo comparação.

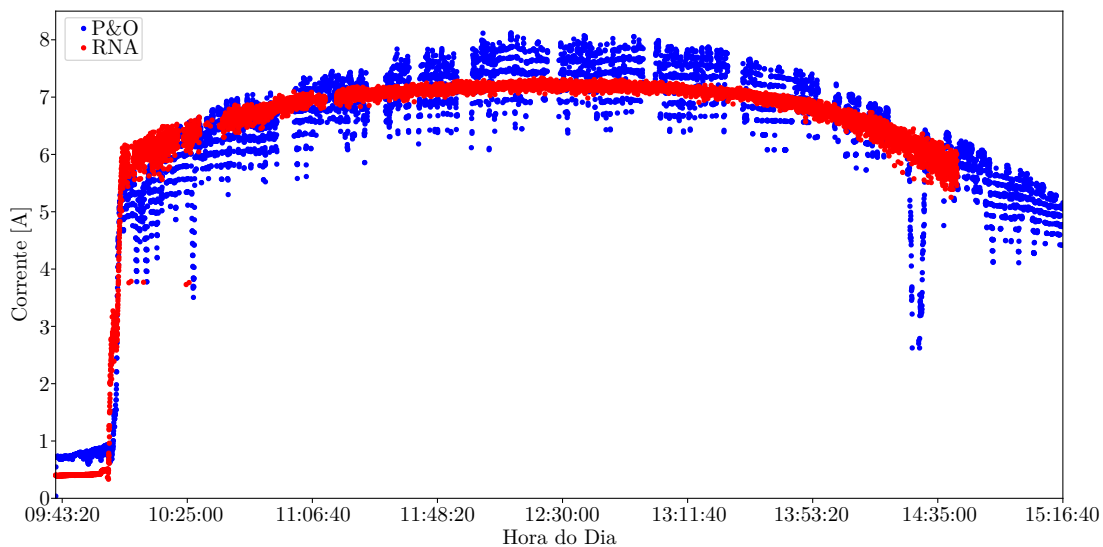
A Figura 86 e Figura 87 mostram as variações da corrente elétrica na entrada do conversor  $\hat{C}uk$  ao longo do tempo proporcionadas pela variação da razão cíclica. Note que na Figura 86 e de cor vermelha que representa a técnica de RNA, o sistema tem pequenas variações, por volta de máximo 100mA, já na técnica de P&O clássica (cor azul), as variações são bruscas chegando a uma diferença de 1,4 A se observado entre picos.

Figura 86 – Análise comparativa da corrente de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ampliada em determinado período



Fonte – Próprio Autor

Figura 87 – Análise comparativa da corrente de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ao longo do dia



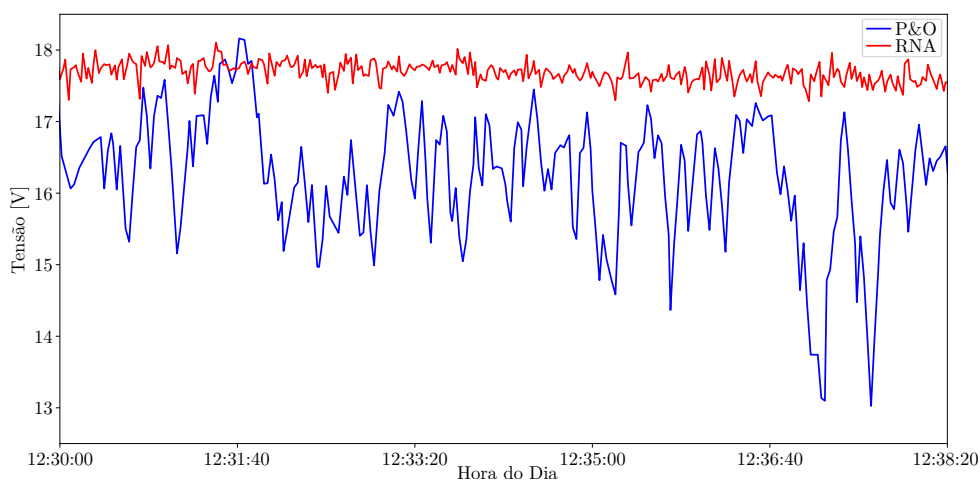
Fonte – Próprio Autor

Analisando a Figura 87 que representa o comportamento do sistema ao longo do dia, note que assim como na razão cíclica, a variação da corrente elétrica ocorre em todo o ensaio, e mais agressivamente na técnica de P&O clássica. Na técnica de RNA as variações mais bruscas ocorrem em um período anterior as 10:25 e superior a 14:30, elas ocorrem no limite de atuação do sensor de irradiação solar, ou seja, em uma região onde o sensor não está com

uma boa precisão, apresentando assim uma maior quantidade de variações para uma mesma entrada de irradiação.

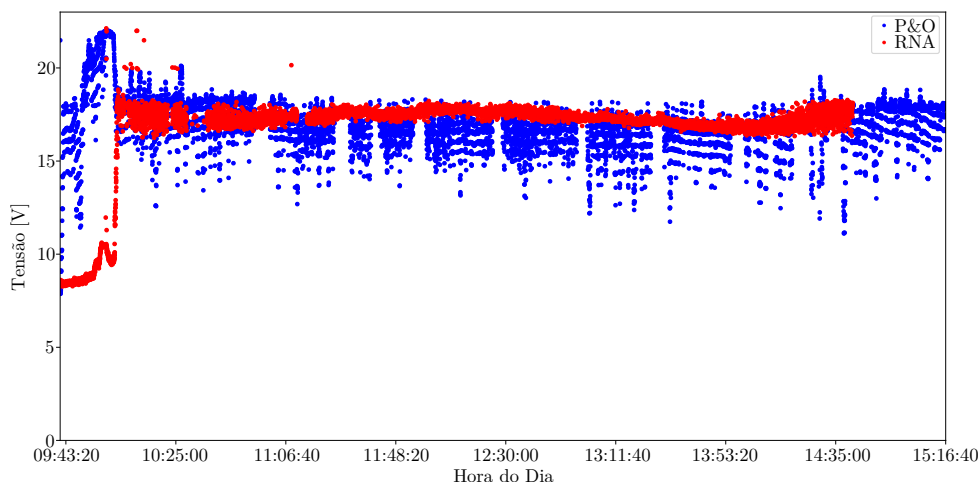
As Figura 88 e Figura 89 mostram as variações da tensão de entrada ao longo do ensaio ocasionadas pela variação da razão cíclica e condições climáticas. Em especial, na Figura 88 observe que assim como na corrente elétrica, a técnica de RNA (cor vermelha) apresenta variações menores se comparadas a técnica de P&O clássica (cor azul).

Figura 88 – Análise comparativa da tensão de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ampliada em determinado período



Fonte – Próprio Autor

Figura 89 – Análise comparativa da tensão de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ao longo do dia



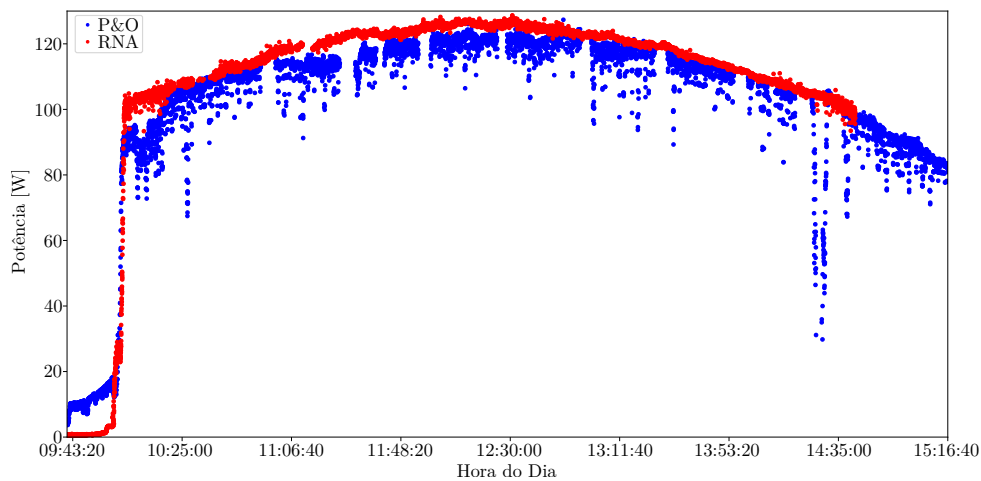
Fonte – Próprio Autor

Analisando a Figura 89 que representa o comportamento da tensão do sistema ao longo

de todo ensaio, veja que assim como na razão cíclica, a variação da tensão está presente em todo ensaio e mais brusca na técnica de P&O clássica. Na técnica de RNA as variações mais bruscas ocorrem assim como na corrente elétrica devido modelo implementado em referência ao sensor de irradiação solar, ou seja, nas extremidades, o modelo não apresentou boa precisão, resultando em uma maior quantidade de variações para uma mesma entrada.

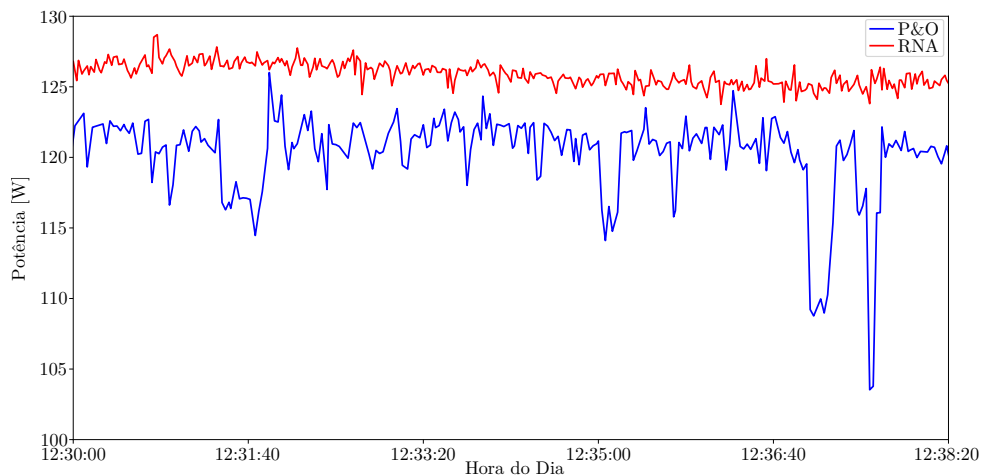
A Figura 90 e Figura 91, mostram as variações da potência de entrada ao longo do ensaio proporcionadas pela variação da razão cíclica e variação das condições climáticas na técnica de P&O clássica e variação das condições climáticas na técnica de RNA.

Figura 90 – Análise comparativa da potência de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ao longo do dia



Fonte – Próprio Autor

Figura 91 – Análise comparativa da potência de entrada entre as técnicas de P&O clássica e RNA ampliada em determinado período



Fonte – Próprio Autor

Note que na Figura 91, a potência obtida pela MPPT\_RNA (cor vermelha) possui uma pequena variação ao longo do dia com valor médio em 125,119 W em um período de 8 minutos e 20 segundos. Em contra-partida, a técnica de P&O clássica (cor azul) possui grandes variações, e sua potência de entrada média é 119,955 W. Assim há uma maior entrega em nível de potência pela técnica de RNA frente a P&O em em 4,306%.

Se observada a Figura 90, a diferença é ainda maior, durante as 5 horas de análise, a técnica de RNA obteve uma potência média de 116,879 W contra 110,832 W da técnica de P&O clássica, tal diferença representa 5,456% a mais de potência.

Em relação a energia, a técnica de P&O clássica entregou aproximadamente 0,6 kWh, contra 0,625 kWh da técnica de RNA, o que representa 4,166 % a mais de energia fornecida. A implementação na usina de Nova Olinda no Piauí, representaria um aumento de aproximadamente 12,164 MW de potência disponível, ou seja, em média 35000 novas unidades com uma potência média de 250 Kwh mês.





## 7 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma alternativa para busca do ponto de MPP em sistemas fotovoltaicos relevante à área de fontes de energias renováveis, com enfoque maior em MPPT aplicados a conversores CC-CC instalados em painéis fotovoltaicos. Onde é proposto um método utilizando RNA que busque encontrar mais rapidamente o MPP entregando uma maior potência a carga.

Para isso, é implementada uma aplicação em simulação numérica no software PSIM e uma prototipagem para análise experimental. Em ambos os casos obteve-se resultados satisfatórios para os diferentes cenários propostos, onde a MPPT\_RNA mostrou a sua superioridade em relação ao método de P&O clássica.

Observa-se que em ambas as técnicas o ponto de máxima potência é alcançado. Na técnica de RNA, após atingir o ponto surge uma estabilidade da razão cíclica não ocasionando variações de potência, tensão e corrente. Já na técnica de P&O clássica mesmo após atingir o ponto, variações constantes são observadas, retirando o sistema do ponto de máxima potência, ressalta-se que este é justamente a proposta da técnica perturbar o sistema buscando ficar em uma região próxima ao MPP, mas não necessariamente no ponto de MPP.

Observa-se também que o tamanho da variação da razão cíclica está diretamente relacionada ao tempo que técnica de P&O clássica leva a atingir o ponto de máxima potência com relação diretamente proporcional, ou seja, quanto maior o tamanho da variação, mais rápido a técnica alcança o ponto. Em contrapartida, quanto maior o tamanho a variação, maior também é a variação de potência na região do ponto de máxima potência, ou seja, uma maior variação da razão cíclica representa uma maior perda de potência, quando o MPP é encontrado.

Vale ressaltar que os dados utilizados para treinamento e validação da rede foram obtidos através de cálculos considerados ideais, ou seja, desprezando as perdas no conversor e adotando um rendimento de 100%.

Desta forma, os resultados aqui apresentados, embora satisfatórios a proposta, podem ser otimizados em trabalhos futuros com o monitoramento e a coleta de resultados utilizando a técnica de P&O clássica, gerando um conjunto de dados mais próximo à realidade da região de instalação, tanto para variação de condições climáticas, quanto perdas no conversor.

Embora neste trabalho a técnica de RNA tenha sido utilizada como algoritmo de MPPT em conversor Ćuk, vale ressaltar que a mesma pode ser utilizada em outros conversores e para outros problemas da engenharia.

Apesar da necessidade de elevados recursos em processamento para treinamento da rede e para a coleta de dados na montagem da base de dados, a técnica de RNA apresenta-se vantajosa por entregar uma maior potência a carga com um tempo menor na busca do MPP. Logo, treinada corretamente pode comprovar sua eficácia em resolução de problemas de MPPT.

Através da evolução tecnológica emergente em análises computacionais buscando a resolução de problemas utilizando inteligência artificial, possibilita a este trabalho implementações futuras, seja por melhoria da técnica de RNA ou para diferentes arquiteturas de redes neurais artificiais.

## REFERÊNCIAS

- ALTHOF, Rudimar Baesso; FERBER, Moises. Efficient uncertainty analysis of wind farms in the time domain using the Unscented Transform. *In: IEEE. 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.: s.n.], 2017. P. 1–4.
- BAHGAT, ABG; HELWA, NH; AHMAD, GE; EL SHENAWY, ET. Maximum power point tracking controller for PV systems using neural networks. **Renewable Energy**, Elsevier, v. 30, n. 8, p. 1257–1268, 2005.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: Projeto de fontes chaveadas**. [S.l.]: Edição do autor, 2007.
- BARBI, Ivo; FONT, Carlos Henrique IIIa; ALVES, Ricardo Luis. Projeto físico de indutores e transformadores. **Documento Interno (INEP–2002)**, 2002.
- BOYLESTAD, Robert L; NASCIMENTO, José Lucimar do. **Introdução à análise de circuitos**. [S.l.]: Pearson Educación, 2004.
- C.B.HONSBURG; S.G.BOWDEN. **Photovoltaics Education Website**. [S.l.: s.n.], 2019. <https://www.pveducation.org>. (Acesso em 10/04/2021).
- DA SILVA, Ivan Nunes; SPATTI, Danilo Hernane; FLAUZINO, Rogério Andrade. Redes Neurais Artificiais para engenharia e ciências aplicadas curso prático. **São Paulo: Artliber**, 2010.
- EPE, Empresa de Pesquisa Energética. **Relatório Síntese 2019**. [S.l.: s.n.], 2019. <https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-377/topico-470/Relat%C3%B3rio%20S%C3%ADntese%20BEN%202019%20Ano%20Base%202018.pdf>. [Online; acesso em 01 de Abril de 2020].
- ESSEFI, Rihab Mahjoub; SOUISSI, Pr Mansour; ABDALLAH, Pr Hsan Hadj. Maximum power point tracking control technique for photovoltaic systems using neural networks. *In: IEEE. 2014 5th International Renewable Energy Congress (IREC)*. [S.l.: s.n.], 2014. P. 1–6.
- FERREIRA, Maria Julita Guerra. **Inserção da energia solar fotovoltaica no Brasil**. 1993. Diss. (Mestrado) – Universidade de São Paulo.

- GEO - Conceição : PRINCIPAIS MOVIMENTOS DA TERRA. [S.l.: s.n.], fev. 2012.  
<http://geoconceicao.blogspot.com/2012/02/movimentos-da-terra-rotacao-translacao.html>. (Acesso em 10/05/2021).
- GÓMEZ, JM; CARLESSO, F; VIEIRA, LE; DA SILVA, L. A irradiância solar: conceitos básicos. **Revista Brasileira de Ensino de Física**, SciELO Brasil, v. 40, n. 3, 2018.
- HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2016.
- HAYKIN, Simon. **Redes neurais: princípios e prática**. [S.l.]: Bookman Editora, 2007.
- HIYAMA, Takashi; KITABAYASHI, Ken. Neural network based estimation of maximum power generation from PV module using environmental information. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 12, n. 3, p. 241–247, 1997.
- KALOGIROU, Soteris A. Engenharia de Energia Solar. **Processos e Sistemas**. Rio, 2016.
- KARAMI, Nabil; MOUBAYED, Nazih; OUTBIB, Rachid. General review and classification of different MPPT Techniques. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 68, p. 1–18, 2017.
- LEARNING, Aurelien Geron Hands-On Machine. **with Scikit-Learn and TensorFlow: Concepts, Tools, and Techniques to Build Intelligent Systems**. [S.l.]: O'Reilly Media, 2017.
- MARTINS, Denizar Cruz. **Eletrônica de Potência: Transistores de Potência**. [S.l.]: Edição do autor, 2018.
- MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: conversores cc-cc básicos não isolados**. [S.l.]: Edição dos Autores, 2006.
- MCCULLOCH, Warren S; PITTS, Walter. A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity. **The bulletin of mathematical biophysics**, Springer, v. 5, n. 4, p. 115–133, 1943.
- PINHO, João Tavares; GALDINO, Marco Antonio *et al.* Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos. **Rio de Janeiro**, v. 1, p. 47–499, 2014.

PSCHEIDT, Carlos Eduardo. **Concepção, análise e implementação de um conversor Cuk aplicado no rastreamento do ponto de máxima potência operando como um carregador de bateria**. 2019. Diss. (Mestrado) – Universidade de Federal de Santa Catarina. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/193859>.

ROSENBLATT, Frank. **The perceptron: a theory of statistical separability in cognitive systems (Project Para)**. [S.l.]: Cornell Aeronautical Laboratory, 1958.

RUSSEL, S. **Artificial intelligence. A modern approach/Russel S., Norvig P.** [S.l.]: Williams, 2007.

SAHU, Tekeshwar Prasad; DIXIT, TV. Modelling and analysis of Perturb & Observe and Incremental Conductance MPPT algorithm for PV array using Ćuk converter. *In: IEEE. 2014 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science*. [S.l.: s.n.], 2014. P. 1–6.

SINGH, Swapnil; LALWANI, Mahendra. Simulation of Converter Topologies for PV Grid Connected System. *In: IEEE. 2018 3rd International Innovative Applications of Computational Intelligence on Power, Energy and Controls with their Impact on Humanity (CIPECH)*. [S.l.: s.n.], 2018. P. 1–6.

SOUZA, Jean P de; OLIVEIRA, Priscila de; GULES, Roger; ROMANELI, Eduardo FR; BADIN, Alceu A. A high static gain CUK DC-DC converter. *In: IEEE. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. P. 1–6.

SUBUDHI, Bidyadhar; PRADHAN, Raseswari. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. **IEEE transactions on Sustainable Energy**, IEEE, v. 4, n. 1, p. 89–98, 2012.

TEODORESCU, Remus; LISERRE, Marco; RODRIGUEZ, Pedro. **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29.

THORNTON ELETRÔNICA, Ltda. **THORNTON - Eletrônica LTDA**. [S.l.: s.n.], nov. 2015. <https://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>. [Online; acesso em 29 de Setembro de 2020].

TOLMASQUIM, Mauricio Tiomno. Energia renovável: hidráulica, biomassa, eólica, solar, oceânica. **Rio de Janeiro: EPE**, v. 1, n. 1, p. 10, 2016.



## APÊNDICE A – CÁLCULOS IRRADIAÇÃO SOLAR AO LONGO DO DIA

Tabela 17 – Especificações.

Símbolo	Especificação	Valor
$R_{sol}$	Raio do sol	$695 \cdot 10^6$ m
$D_{sol}$	Distância até o sol	$150 \cdot 10^9$ m
$H_{sol}$	Irradiação Solar	$63,2 \cdot 10^6$ W
$n$	Dia do Ano (01/04)	91
$\Delta UTC$	Fuso horário local	-3
Longitude	Longitude	-48,886931°
$\varphi$	Latitude	-26,234878°
LT	Horário Local	12:00
$\beta$	Inclinação do Pannel na Superfície	26°

Fonte – Elaborado pelo autor (2020).

### Irradiação solar na atmosfera

$$H_0 = \frac{R_{sol}^2}{D_{sol}^2} \cdot H_{sol}$$

$$H_0 \cong \frac{(695 \cdot 10^6)^2}{(150 \cdot 10^9)^2} \cdot 63,2 \cdot 10^6$$

$$H_0 \cong 1356,76$$

### Influência do dia do ano

$$\frac{H}{H_0} = 1 + 0,033 \cos \left( \frac{360 \cdot (n - 2)}{365} \right)$$

$$\frac{H}{1356,76} \cong 1 + 0,033 \cos \left( \frac{360 \cdot (91 - 2)}{365} \right)$$

$$H \cong 1358,50$$

Todavia o valor utilizado para efeito de cálculos é  $H \cong 1353$ .

### LSTM - Meridiano da hora padrão local

$$LSTM = 15 \cdot \Delta UTC$$

$$LSTM = 15 \cdot (-3)$$

$$LSTM = -45$$

**EoT - Equação do tempo**

$$EoT = 9,87 \cdot \sin \left( 2 \left( \frac{360}{365} \cdot (d - 81) \right) \right) - 7,53 \cdot \cos \left( \frac{360}{365} \cdot (d - 81) \right) - 1,5 \cdot \sin \left( \frac{360}{365} \cdot (d - 81) \right)$$

$$EoT = 9,87 \cdot \sin \left( 2 \left( \frac{360}{365} \cdot (91 - 81) \right) \right) - 7,53 \cdot \cos \left( \frac{360}{365} \cdot (91 - 81) \right) - 1,5 \cdot \sin \left( \frac{360}{365} \cdot (91 - 81) \right)$$

$$EoT \cong -4,344$$

**TC - Fator de correção do tempo**

$$TC = 4 \cdot (\text{Longitude} - LSTM) + EoT$$

$$TC = 4 \cdot (-48,886931 - (-45)) + (-4,344)$$

$$TC \cong -19,892$$

**LST - Hora solar local**

$$LST = LT + \frac{TC}{60}$$

$$LST = 12 + \frac{-19,892}{60}$$

$$LST \cong 11,668$$

Convertendo LST em horas LST = 11:41.

**HRA - Ângulo horário**

$$HRA = 15 \cdot (LST - 12)$$

$$HRA = 15 \cdot (11,668 - 12)$$

$$HRA \cong -4,973$$

**Ângulo de declinação**



$$\delta = 23,45 \cdot \sin\left(\frac{360}{365} \cdot (d - 81)\right)$$

$$\delta = 23,45 \cdot \sin\left(\frac{360}{365} \cdot (91 - 81)\right)$$

$$\delta \cong 4,017$$

### Ângulo de elevação

$$\alpha = \sin^{-1}[\sin(\delta) \cdot \sin(\varphi) + \cos(\delta) \cdot \cos(\varphi) \cdot \cos(HRA)]$$

$$\alpha = \sin^{-1}[\sin(4,017) \cdot \sin(-26,234878) + \cos(4,017) \cdot \cos(-26,234878) \cdot \cos(-4,973)]$$

$$\alpha \cong 59,367$$

### Ângulo de zênite

$$\zeta = 90 - \alpha$$

$$\zeta = 90 - 59,367$$

$$\zeta \cong 30,633$$

### Ângulo de azimute

$$Azimute = \cos^{-1}\left[\frac{\sin(\delta) \cdot \cos(\varphi) - \cos(\delta) \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(HRA)}{\cos\alpha}\right]$$

$$Azimute = \cos^{-1}\left[\frac{\sin(4,017) \cdot \cos(-26,234878) - \cos(4,017) \cdot \sin(-26,234878) \cdot \cos(-4,973)}{\cos(59,367)}\right]$$

$$Azimute \cong 9,771$$

### AM - Massa de ar

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

$$AM = \frac{1}{\cos(30,633)}$$

$$AM \cong 1,162$$

### $I_D$ - Irradiação solar direta

$$I_D = H \cdot 0,7^{AM^{0,678}}$$

$$I_D = 1353 \cdot 0,7^{1,162^{0,678}}$$

$$I_D \cong 911,546W/m\check{s}$$

### $I_G$ - Irradiação solar global

$$I_G = 1,1 \cdot I_D$$

$$I_G = 1,1 \cdot 911,546$$

$$I_G \cong 1002,701W/m\check{s}$$

### Densidade de potência no plano horizontal

$$S_{horizontal} = I_G \cdot \sin(\alpha)$$

$$S_{horizontal} = 1002,701 \cdot \sin(59,367)$$

$$S_{horizontal} = 862,776W/m\check{s}$$

### Densidade de potência em superfície inclinada

$$S_{modulo} = I_G \cdot \sin(\alpha + \beta)$$

$$S_{modulo} = 1002,701 \cdot \sin(59,367 + 26)$$

$$S_{modulo} = 999,425W/m\check{s}$$

### Nascer do sol

$$Sunrise = 12 - \frac{1}{15} \cdot \cos^{-1}(-\tan(\varphi) \cdot \tan(\delta)) - \frac{TC}{60}$$

$$Sunrise = 12 - \frac{1}{15} \cdot \cos^{-1}(-\tan(-26,234878) \cdot \tan(4,017)) - \frac{19,892}{60}$$

$$Sunrise \cong 6,454$$

Convertendo em Horas  $Sunrise = 6:28$  AM

### Por do sol

---

$$Sunset = 12 + \frac{1}{15} \cdot \cos^{-1}(-\tan(\varphi) \cdot \tan(\delta)) - \frac{TC}{60}$$

$$Sunset = 12 + \frac{1}{15} \cdot \cos^{-1}(-\tan(-26,234878) \cdot \tan(4,017)) - \frac{19,892}{60}$$

$$Sunset \cong 18,209$$

Convertendo em Horas  $Sunset = 6:13$  PM



## APÊNDICE B – DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR CÙK

Tabela 18 – Especificações de projeto do conversor Cùk.

Símbolo	Especificação	Valor
$P_S$	Potência nominal de entrada	150, 22W
$V_S$	Tensão nominal de entrada	18, 5V
$I_S$	Corrente nominal de entrada	8, 12A
$f$	Frequência de comutação	100kHz
$\Delta v_{C_1}$	Ondulação máxima na tensão do capacitor $C_1$	10%
$\Delta v_{C_2}$	Ondulação máxima na tensão do capacitor $C_2$	5%
$\Delta i_{L_1}$	Ondulação máxima da corrente no indutor $L_1$	10%
$\Delta i_{L_2}$	Ondulação máxima da corrente no indutor $L_2$	5%
$R$	Carga resistiva conectada a saída	10Ω

Fonte – Elaborado pelo autor (2020).

Através de dados de irradiação solar e temperatura coletados, e a aplicação de um software de cálculo de ponto de máxima potência obteve-se os valores de potência, tensão e corrente mínimos e máximos.

$$V_{Smin} = 15,9V$$

$$V_{Smax} = 19,3V$$

$$V_{Omin} = -11,814V$$

$$V_{Omax} = -41,420V$$

### Potência de saída

Neste projeto busca-se que a potência de saída seja igual a máxima potência disponível, e ignorando as perdas temos:

$$P_O = P_S \quad (97)$$

### Corrente de saída

Aplicando-se a potência de saída a resistência fixa de 10Ω, temos:

$$P_O = R \cdot I_O^2$$

$$I_O = \sqrt{\frac{P_O}{R}}$$

$$I_O = \sqrt{\frac{150,22}{10}}$$

$$I_O = \sqrt{15,022}$$

$$I_O \cong 3,876A$$

### Tensão de saída

$$V_O = R \cdot I_O$$

$$V_O = 10 \cdot 3.876$$

$$V_O \cong 38,76V$$

Para conversores Ćuk, a tensão e corrente de saída tem polarização contrária a fonte de entrada assim,  $V_O = -38,76V$  e  $I_O = -3,876A$ .

### Razão cíclica

$$V_O = -V_S \left( \frac{D}{1-D} \right)$$

$$\frac{V_O}{-V_S} = \frac{D}{1-D}$$

$$D = \frac{-V_O}{V_S - V_O}$$

$$D = \frac{-(-38,758)}{18,5 - (-38,758)}$$

$$D \cong 0,677$$

### Ganho estático

$$G = \frac{D}{1-D}$$

$$G = \frac{0,677}{1 - 0,677}$$

$$G \cong 2,096$$

### Cálculo da corrente de entrada

$$I_{L1} = \frac{P_S}{V_S}$$

$$I_{L1} = \frac{150,22}{18,5}$$

$$I_{L1} \cong 8,12A$$

**Cálculo da ondulação da corrente no indutor  $L_1$**

$$\Delta I_{L1} = \Delta i_{L1} \cdot I_{L1}$$

$$\Delta I_{L1} = 0,10 \cdot 8,12$$

$$\Delta I_{L1} \cong 0,812A$$

**Cálculo da corrente máxima no indutor  $L_1$**

$$I_{L1max} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2}$$

$$I_{L1max} = 8,12 + \frac{0,812}{2}$$

$$I_{L1max} \cong 8,526A$$

**Cálculo da corrente eficaz no indutor  $L_1$**

$$I_{L1rms} = \sqrt{I_{L1}^2 + \left(\frac{\Delta I_{L1}}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

$$I_{L1rms} = \sqrt{8,12^2 + \left(\frac{0,812}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

$$I_{L1rms} \cong 8,133A$$

**Cálculo do valor de indutância  $L_1$**

$$L_1 = \frac{V_S \cdot D}{f \cdot \Delta I_{L1}}$$

$$L_1 = \frac{18,5 \cdot 0,677}{100 \cdot 10^3 \cdot 0,812}$$

$$L_1 \cong 154,220\mu H$$

**Cálculo da corrente de saída**

$$I_{L2} = \frac{P_O}{-V_O}$$

$$I_{L2} = \frac{150,22}{-38,758}$$

$$I_{L2} \cong -3,876A$$

### Cálculo da ondulação da corrente no indutor $L_2$

$$\Delta I_{L2} = \Delta i_{L2} \cdot I_{L2}$$

$$\Delta I_{L2} = 0,05 \cdot (-3,876)$$

$$\Delta I_{L2} \cong -0,194A$$

### Cálculo da corrente máxima no indutor $L_2$

$$I_{L2max} = I_{L2} + \frac{\Delta I_{L2}}{2}$$

$$I_{L2max} = -3,876 + \frac{-0,194}{2}$$

$$I_{L2max} \cong -3,973A$$

### Cálculo da corrente eficaz no indutor $L_2$

$$I_{L2rms} = \sqrt{I_{L2}^2 + \left(\frac{\Delta I_{L2}}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

$$I_{L2rms} = \sqrt{-3,876^2 + \left(\frac{-0,194}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

$$I_{L2rms} \cong 3,878A$$

### Cálculo do valor de indutância $L_2$

$$L_2 = \frac{V_S \cdot D}{f \cdot \Delta I_{L2}}$$

$$L_2 = \frac{18,5 \cdot 0,677}{100 \cdot 10^3 \cdot 0,194}$$

$$L_2 \cong 646,195\mu H$$

### Cálculo da tensão média no capacitor $C_1$



$$V_{C1} = \frac{V_S}{1 - D}$$

$$V_{C1} = \frac{18,5}{1 - 0,677}$$

$$V_{C1} \cong 57,275V$$

**Cálculo da ondulação da tensão no capacitor  $C_1$**

$$\Delta V_{C1} = V_{C1} \cdot \Delta v_{C1}$$

$$\Delta V_{C1} = 57,275 \cdot 0,1$$

$$\Delta V_{C1} \cong 5,727V$$

**Cálculo da tensão máxima no capacitor  $C_1$**

$$V_{C1max} = V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2}$$

$$V_{C1max} = 57,275 + \frac{5,727}{2}$$

$$V_{C1max} \cong 60,138V$$

**Cálculo do valor da capacitância  $C_1$**

$$C_1 = \frac{V_O \cdot D}{\Delta V_{C1} \cdot R \cdot f}$$

$$C_1 = \frac{38,73 \cdot 0,677}{5,723 \cdot 10 \cdot 100 \cdot 10^3}$$

$$C_1 = 4,58\mu F$$

**Cálculo da tensão média no capacitor  $C_2$**

$$V_{C2} = -V_O$$

$$V_{C2} = -(-38,729)$$

$$V_{C2} \cong 38,729V$$

**Cálculo da ondulação da tensão no capacitor  $C_2$**

$$\begin{aligned}\Delta V_{C2} &= V_{C2} \cdot \Delta v_{C2} \\ \Delta V_{C2} &= 38,729 \cdot 0,05 \\ \Delta V_{C2} &\cong 1,936V\end{aligned}$$

### Cálculo da tensão máxima no capacitor $C_2$

$$\begin{aligned}V_{C2max} &= V_{C2} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} \\ V_{C2max} &= 38,729 + \frac{1,936}{2} \\ V_{C2max} &\cong 39,697V\end{aligned}$$

### Cálculo do valor da capacitância $C_2$

$$\begin{aligned}C_2 &= \frac{V_S \cdot D}{\Delta V_{C2} \cdot 8 \cdot L_2 \cdot f^2} \\ C_2 &= \frac{18,5 \cdot 0,677}{1,936 \cdot 8 \cdot 646,195 \cdot 10^{-6} \cdot (100 \cdot 10^3)^2} \\ C_2 &\cong 125,141\eta F\end{aligned}$$

### Cálculo da tensão média no diodo $D_1$

$$\begin{aligned}V_{Dmed} &= V_{C1} \cdot D \\ V_{Dmed} &= 57,275 \cdot 0,677 \\ V_{Dmed} &\cong 38,775V\end{aligned}$$

### Cálculo da tensão máxima no diodo $D_1$

$$\begin{aligned}V_{Dmax} &= V_{C1max} \\ V_{Dmax} &\cong 60,138V\end{aligned}$$

### Cálculo da corrente média no diodo $D_1$

$$\begin{aligned}I_{Dmed} &= (I_{L1} - I_{L2}) \cdot (1 - D) \\ I_{Dmed} &= (8,12 - (-3,876)) \cdot (1 - 0,677) \\ I_{Dmed} &\cong 3,874A\end{aligned}$$

**Cálculo da corrente eficaz no diodo  $D_1$** 

$$I_{Drms} = (I_{L1} - I_{L2}) \cdot \sqrt{(1 - D)}$$

$$I_{Drms} = (8,12 - (-3,876)) \cdot \sqrt{(1 - 0,677)}$$

$$I_{Drms} \cong 6,818A$$

**Cálculo da corrente máxima no diodo  $D_1$** 

$$I_{Dmax} = I_{L1max} - I_{L2max}$$

$$I_{Dmax} = 8,526 - (-3,973)$$

$$I_{Dmax} \cong 12,499A$$

**Cálculo da tensão média na chave  $S_1$** 

$$V_{Smed} = V_{C1} \cdot (1 - D)$$

$$V_{Smed} = 57,275 \cdot (1 - 0,677)$$

$$V_{Smed} \cong 18,499V$$

**Cálculo da tensão máxima na chave  $S_1$** 

$$V_{Smax} = V_{C1max}$$

$$V_{Smax} \cong 60,138V$$

**Cálculo da corrente média na chave  $S_1$** 

$$I_{Smed} = (I_{L1} - I_{L2}) \cdot D$$

$$I_{Smed} = (8,120 - (-3,876)) \cdot 0,677$$

$$I_{Smed} \cong 8,121A$$

**Cálculo da corrente eficaz na chave  $S_1$** 

$$I_{Srms} = (I_{L1} - I_{L2}) \cdot \sqrt{D}$$

$$I_{Srms} = (8,120 - (-3,876)) \cdot \sqrt{0,677}$$

$$I_{Srms} \cong 9,870A$$

**Cálculo da corrente máxima na chave  $S_1$** 

$$\begin{aligned}I_{Smax} &= I_{L1max} - I_{L2max} \\I_{Smax} &= 8,526 - (-3,973) \\I_{Smax} &\cong 12,499A\end{aligned}$$

**Cálculo da corrente em condução pela chave  $S_1$** 

$$\begin{aligned}I_{Son} &= I_{L1} - I_{L2} \\I_{Son} &= 8,120 - (-3,876) \\I_{Son} &\cong 11,996A\end{aligned}$$

**Cálculo da corrente de bloqueio na chave  $S_1$** 

$$\begin{aligned}I_{Soff} &= I_{Smax} \\I_{Soff} &\cong 12,499A\end{aligned}$$

## APÊNDICE C – DIMENSIONAMENTO DE INDUTORES

### C.1 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR $L_1$

Tabela 19 – Especificações de projeto do Indutor  $L_1$ .

Símbolo	Especificação	Valor
$L_1$	Indutor $L_1$	$155\mu H$
$I_{L1max}$	Corrente de pico no indutor $L_1$	$8,526A$
$I_{L1rms}$	Corrente eficaz no indutor $L_1$	$8,133A$
$B_{max}$	Densidade de fluxo de saturação	$0,3T$
$J_{max}$	Densidade de corrente	$450A/cm^2$
$k_w$	Fator de ocupação da janela	$0,7$
$f$	Frequência	$100kHz$

Fonte – Elaborado pelo autor (2020).

#### Escolha do núcleo

$$A_E \cdot A_W = \frac{L_1 \cdot I_{L1max} \cdot I_{L1rms}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} \cdot 10^4$$

$$A_E \cdot A_W = \frac{155 \cdot 10^{-6} \cdot 8,526 \cdot 8,133}{0,3 \cdot 450 \cdot 0,7} \cdot 10^4$$

$$A_E \cdot A_W \cong 1,137cm^4$$

Assim, se deseja um núcleo com  $A_e A_w \geq 1,137cm^4$ . Havia disponível no mercador interno, o modelo NEE-42/21/20 com carretel, e segundo as informações do anexo A do fabricante Thornton, tal núcleo atende as necessidades tendo as seguintes características  $A_e A_w = 6,214cm^4$ ,  $A_e = 2,6cm^2$  e  $A_w = 2,39cm^2$

#### Número de espiras

$$N = \frac{L_1 \cdot I_{L1max}}{B_{max} \cdot A_E} \cdot 10^4$$

$$N = \frac{155 \cdot 10^{-6} \cdot 8,526}{0,3 \cdot 2,6} \cdot 10^4$$

$$N \cong 17$$

#### Entreferro

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2}$$

$$l_{entreferro} = \frac{17^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,6}{155 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-6}$$

$$l_{entreferro} \cong 61mm$$

### Seção do fio

Profundidade de penetração:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}}$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{100 \cdot 10^3}}$$

$$\Delta \cong 0,024cm$$

Seção do fio:

$$S_{fio} = \frac{I_{Lrms}}{J_{max}}$$

$$S_{fio} = \frac{8,133}{450}$$

$$S_{fio} \cong 0,018cm^2$$

Como o diâmetro do fio a ser utilizado não pode ser superior a  $2\Delta$ , o diâmetro máximo é  $0,048cm$ , recomendável utilização de AWG-25, entretanto haja visto sua indisponibilidade e a presença do fio AWG-20, tornou-se necessária sua substituição.

O fio AWG-20 tem as seguintes características segundo (BARBI, 2007) (diâmetro do cobre  $0,081cm$ , área do cobre =  $S_{fioCU} = 0,005176cm^2$ , diâmetro com isolamento  $0,089cm$ , área com isolamento  $S_{fioCUiso} = 0,006244mm^2$ ).

Quantidade de fios:

$$N_{cond} = \frac{S_{fio}}{S_{fioCu}}$$

$$N_{cond} = \frac{0,018}{0,005176}$$

$$N_{cond} \cong 3,477$$

Por não existir fração de fio, adota-se  $N_{cond} = 4$ .

### Possibilidade de execução

$$Aw_{min} = \frac{N \cdot N_{cond} \cdot S_{fioCUiso}}{k_w}$$

$$Aw_{min} = \frac{17 \cdot 4 \cdot 0,006244}{0,7}$$

$$Aw_{min} \cong 0,606cm^2$$

$$A_w\% = \frac{A_{wmin}}{A_{wnúcleo}} * 100$$

$$A_w\% = \frac{0,606}{2,39} * 100$$

$$A_w\% \cong 25\%$$

Há ocupação total calculada é de 25% da área disponível.

## C.2 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR $L_2$

Tabela 20 – Especificações de projeto do Indutor  $L_2$ .

Símbolo	Especificação	Valor
$L_2$	Indutor $L_2$	$646\mu H$
$I_{L2max}$	Corrente de pico do indutor $L_2$	$3,973A$
$I_{L2rms}$	Corrente eficaz no indutor $L_2$	$3,878A$
$B_{max}$	Densidade de fluxo de saturação	$0,3T$
$J_{max}$	Densidade de corrente	$450A/cm^2$
$k_w$	Fator de ocupação da janela	$0,7$
$f$	Frequência	$100kHz$

Fonte – Elaborado pelo autor (2020).

### Escolha do núcleo

$$A_E \cdot A_W = \frac{L_2 \cdot I_{L2max} \cdot I_{L2rms}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} \cdot 10^4$$

$$A_E \cdot A_W = \frac{646 \cdot 10^{-6} \cdot 3,973 \cdot 3,878}{0,3 \cdot 450 \cdot 0,7} \cdot 10^4$$

$$A_E \cdot A_W \cong 1,053cm^4$$

Deseja se um núcleo com  $A_e A_w >= 1,053cm^4$ . Porém, devido a disponibilidade local foi utilizado NEE-42/21/20 com carretel =  $A_P = 6,214cm^4$ ;  $A_E = 2,6cm^2$ ;  $A_W = 2,39cm^2$ .

### Número de espiras

$$N = \frac{L_2 \cdot I_{L2max}}{B_{max} \cdot A_E} \cdot 10^4$$

$$N = \frac{646 \cdot 10^{-6} \cdot 3,973}{0,3 \cdot 2,6} \cdot 10^4$$

$$N \cong 33$$

## Entreferro

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2}$$

$$l_{entreferro} = \frac{33^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,6}{646 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2}$$

$$l_{entreferro} \cong 55mm$$

## Seção do fio

Profundidade de penetração:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}}$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{100 \cdot 10^3}}$$

$$\Delta \cong 0.024cm$$

$$S_{fio} = \frac{I_{L2rms}}{J_{max}}$$

$$S_{fio} = \frac{3,878}{450}$$

$$S_{fio} \cong 0,0086cm^2$$

Como o diâmetro do fio a ser utilizado não pode ser superior a  $2\Delta$ , o diâmetro máximo é  $0,048cm$ , recomendável utilização de AWG-25, entretanto haja visto sua indisponibilidade e a presença do fio AWG-20, tornou-se necessária sua substituição.

O fio AWG-20 tem as seguintes características segundo (BARBI, 2007) (diâmetro do cobre  $0,081cm$ , área do cobre  $= S_{fioCU} = 0,005176cm^2$ , diâmetro com isolamento  $0,089cm$ , área com isolamento  $S_{fioCUiso} = 0,006244mm^2$ ).

Quantidade de fios:

$$N_{cond} = \frac{S_{CU}}{S_{CUfio}}$$

$$N_{cond} = \frac{0,0086}{0,005176}$$

$$N_{cond} \cong 1,66$$

Por não existir fração de fio, adota-se  $N_{cond} = 2$ .

## Possibilidade de execução



$$Aw_{min} = \frac{N \cdot N_{cond} \cdot S_{fioCUiso}}{k_w}$$
$$Aw_{min} = \frac{33 \cdot 2 \cdot 0,006244}{0,7}$$
$$Aw_{min} \cong 0,588cm^2$$

$$Aw\% = \frac{Aw_{min}}{Aw_{n\u00facleo}} * 100$$
$$Aw\% = \frac{0,588}{2,39} * 100$$
$$Aw\% \cong 25\%$$



## APÊNDICE D – PERDAS

### D.1 PERDAS NA CHAVE

Tabela 21 – Dados técnicos IRF540N

Símbolo	Especificação	Valor
$V_{DSS}$	Tensão máxima reversa	100V
$R_{DS(on)}$	Resistência em condução	52mΩ
$I_D$	Limite de corrente entre Dreno e Source	33A
$t_{ri}$	Tempo de subida da corrente no dreno $I_D$	8.2ηS
$t_{fv}$	Tempo de descida da tensão dreno-source	39ηS
$t_{rv}$	Tempo de subida da tensão dreno-source	44ηS
$t_{fi}$	Tempo de descida da corrente de dreno $I_D$	33ηS
$R_{\theta JC}$	Junção com case	1,1 °C/W
$R_{\theta CS}$	Junção com Sink	0,5 °C/W
$R_{\theta JA}$	Junção com Ambiente	62 °C/W

Fonte – Elaborado pelo autor (2020).

#### Perda por comutação

1º Perda instantânea na comutação da chave de Off para On.

$$E_{perdas(on)} = V_S \cdot I_{Son} \cdot \frac{t_{ri} + t_{fv}}{2}$$

$$E_{perdas(on)} = 18,5 \cdot 11,996 \cdot \frac{8,2 + 39}{2} \cdot 10^{-9}$$

$$E_{perdas(on)} \cong 5,548 \mu J$$

2º Perda instantânea na comutação da chave de On para Off.

$$E_{perdas(off)} = V_S \cdot I_{Soff} \cdot \frac{t_{rv} + t_{fi}}{2}$$

$$E_{perdas(off)} = 18,5 \cdot 12,499 \cdot \frac{44 + 33}{2} \cdot 10^{-9}$$

$$E_{perdas(off)} \cong 8,902 \mu J$$

Perda média total na comutação.

$$P_{Tmed_{perda(com)}} = (E_{Son} + E_{Soff}) \cdot f$$

$$P_{Tmed_{perda(com)}} = (5,548 \cdot 10^{-6} + 8,902 \cdot 10^{-6}) \cdot 100 \cdot 10^3$$

$$P_{Tmed_{perda(com)}} \cong 1,445 W$$

#### Perda por condução

$$P_{med_{perdas(cond)}} = R_{DS(on)} \cdot I_{Srms}^2$$

$$P_{med_{perdas(cond)}} = 0,052 \cdot 9,870^2$$

$$P_{med_{perdas(cond)}} \cong 5,065W$$

### Total de perdas na chave

$$P_{Tmed} = P_{Tmed_{perda(com)}} + P_{med_{perdas(cond)}}$$

$$P_{Tmed} = 1,445 + 5,065$$

$$P_{Tmed} \cong 6,51W$$

## D.2 PERDAS NO DIODO

Tabela 22 – Dados técnicos 30ETH06S

Símbolo	Especificação	Valor
$V_R$	Tensão máxima reversa	600V
$I_F$	Limite de corrente em condução	30A
$t_{rr}$	Tempo de recuperação do diodo	31ns
$Q_{rr}$	Carga de recuperação do diodo	65nC
$V_F$	Queda de tensão máxima em corrente máxima	1,75V
$R_{\theta JC}$	Junção com case	1,1 °C/W
$R_{\theta CS}$	Junção com Sink	0,2 °C/W
$R_{\theta JA}$	Junção com Ambiente	70 °C/W

Fonte – Elaborado pelo autor (2020).

### Resistência do corpo

$$V_F = 0,7 + I_F \cdot r_T$$

$$r_T = \frac{V_F - 0,7}{I_F}$$

$$r_T = \frac{1,75 - 0,7}{30}$$

$$r_T = 0,035\Omega$$

### Cálculo de queda de tensão no diodo $D_1$

$$V_{TO} = 0,7 + I_D \cdot r_T$$

$$V_{TO} = 0,7 + 3,874 \cdot 0,035$$

$$V_{TO} = 0,835V$$

### Perda por condução

$$P_D = V_{TO} \cdot I_{Dmed} + r_T \cdot I_{Def}^2$$

$$P_D = 0,835 \cdot 3,874 + 0,035 \cdot 6,828^2$$

$$P_D = 4,866W$$

### Perdas por comutação

1º Perda instantânea na comutação do diodo de Off para On.

$$E_{perdas(on)} = \frac{1}{2} \cdot (V_{FP} - V_F) \cdot I_{Dmed} \cdot \frac{2}{3} \cdot t_{rr}$$

$$E_{perdas(on)} = \frac{1}{2} \cdot (2,6 - 1,75) \cdot 3,874 \cdot \frac{2}{3} \cdot 31 \cdot 10^{-9}$$

$$E_{perdas(on)} \cong 0,934\mu J$$

2º Perda instantânea na comutação do diodo de On para Off.

$$E_{perdas(off)} = Q_{rr} \cdot V_{Dmax}$$

$$E_{perdas(off)} = 65 \cdot 10^{-9} \cdot 60,138$$

$$E_{perdas(off)} \cong 3,910\mu J$$

Perda média total na comutação.

$$P_{Tmed_{perda(com)}} = (E_{Son} + E_{Soff}) \cdot f$$

$$P_{Tmed_{perda(com)}} = (0,934 \cdot 10^{-6} + 3,910 \cdot 10^{-6}) \cdot 100 \cdot 10^3$$

$$P_{Tmed_{perda(com)}} \cong 0,484W$$

## D.3 PERDAS NOS INDUTORES

Tabela 23 – Dados do Indutor  $L_1$ 

Símbolo	Especificação	Valor
$\rho$	Resistividade do cobre a 20°C	$1,72e^{-8}\Omega m$
$\alpha$	Coefficiente de temperatura do cobre	$3,9e^{-3}1/K$
$l_{espira}$	Comprimento da espira para o núcleo NEE-42/21/20	97 mm
$A_e$	Área da seção transversal do núcleo	$2,6cm^2$
$V_e$	Volume efetivo	$23300,0mm^2$
$N$	Número de espiras	17
$n_{cond}$	Número de fios por espira	4
$L_1$	Indutor $L_1$	$155\mu H$
$\Delta I_{L1}$	Varição de corrente no Indutor $L_1$	0,812A
$I_{L1rms}$	Corrente eficaz no induto $L_1$	8,133 A
$f$	frequência	$100kHz$

Fonte – Elaborado pelo autor (2020).

**Atualização da resistividade do cobre para 40°C**

$$\begin{aligned}\rho_T &= \rho_{20}[1 + \alpha(T - 20)] \\ \rho_{40} &= 1,72e^{-8}[1 + 3,9e^{-3}(40 - 20)] \\ \rho_{40} &\cong 1,854e^{-8}\Omega m \\ \rho_{40} &\cong 1,854e^{-5}\Omega mm\end{aligned}$$

**Resistência no enrolamento do Indutor**

$$\begin{aligned}R_{cobre} &= \frac{\rho_{fioT} \cdot l_{espira} \cdot N}{n_{cond} \cdot S_{fioCU}} \\ R_{cobre} &= \frac{1,854e^{-5} \cdot 97 \cdot 17}{4 \cdot 0,517} \\ R_{cobre} &\cong 0,015\Omega\end{aligned}$$

**Potência dissipada no enrolamento**

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{rms}^2$$

$$P_{cobre} = 0,015 \cdot 8,133^2$$

$$P_{cobre} \cong 0,992W$$

### Variação da densidade de fluxo B

$$\Delta B = \frac{\Delta I_L}{I_{Lmax}} \cdot B_{max}$$

$$\Delta B = \frac{0,812}{8,526} \cdot 0,3$$

$$\Delta B \cong 0,028T$$

### Perda no núcleo

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f + K_f \cdot f^2) \cdot V_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 0,028^{2,4} \cdot (4e^{-5} \cdot 100e^3 + 4e^{-10} \cdot (100e^3)^2) \cdot 23,3$$

$$P_{nucleo} \cong 34,964mW$$

### Perdas Totais

$$P_{L1} = P_{cobre} + P_{nucleo}$$

$$P_{L1} = 0,992 + 0,034964$$

$$P_{L1} \cong 1,027W$$

### Resistência térmica do núcleo

$$Rt_{nucleo} = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0,37}$$

$$Rt_{nucleo} = 23 \cdot (6,214)^{-0,37}$$

$$Rt_{nucleo} \cong 11,7\Omega$$

### Elevação de temperatura no núcleo

$$\Delta T = (P_{cobre} + P_{nucleo}) \cdot Rt_{nucleo}$$

$$\Delta T = (0,992 + 0,034964) \cdot 11,7$$

$$\Delta T \cong 12,015^{\circ}C$$

Tabela 24 – Dados do Indutor  $L_2$ 

Símbolo	Especificação	Valor
$\rho$	Resistividade do cobre a 20°C	$1,72e^{-8}\Omega m$
$\alpha$	Coeficiente de temperatura do cobre	$3,9e^{-3}1/K$
$l_{espira}$	Comprimento da espira para o núcleo NEE-42/21/20	97 mm
$A_e$	Área da seção transversal do núcleo	$2,6cm^2$
$V_e$	Volume efetivo	$23300,0mm^2$
$N$	Número de espiras	33
$n_{cond}$	Número de fios por espira	2
$L_2$	Indutor $L_2$	$646\mu H$
$\Delta I_{L_2}$	Varição de corrente no Indutor $L_2$	0,194A
$I_{L_2rms}$	Corrente eficaz no induto $L_2$	3,878 A
$f$	frequência	100kHz

Fonte – Elaborado pelo autor (2020).

### Atualização da resistividade do cobre para 40°C

$$\rho_T = \rho_{20}[1 + \alpha(T - 20)]$$

$$\rho_{40} = 1,72e^{-8}[1 + 3,9e^{-3}(40 - 20)]$$

$$\rho_{40} \cong 1,854e^{-8}\Omega m$$

$$\rho_{40} \cong 1,854e^{-5}\Omega mm$$

### Resistência no enrolamento do Indutor

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fioT} \cdot l_{espira} \cdot N}{n_{cond} \cdot S_{fioCU}}$$

$$R_{cobre} = \frac{1,854e^{-5} \cdot 97 \cdot 33}{2 * 0,517}$$

$$R_{cobre} \cong 0,057\Omega$$



**Potência dissipada no enrolamento**

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{rms}^2$$

$$P_{cobre} = 0,057 \cdot 3,878^2$$

$$P_{cobre} \cong 0,867W$$

**Varição da densidade de fluxo B**

$$\Delta B = \frac{\Delta I_L}{I_{Lmax}} \cdot B_{max}$$

$$\Delta B = \frac{0,194}{3,973} \cdot 0,3$$

$$\Delta B \cong 0,015T$$

**Perda no núcleo**

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f + K_f \cdot f^2) \cdot V_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 0,015^{2.4} \cdot (4e^{-5} \cdot 100e^3 + 4e^{-10} \cdot (100e^3)^2) \cdot 23,3$$

$$P_{nucleo} \cong 7,817mW$$

**Perdas Totais**

$$P_{L1} = P_{cobre} + P_{nucleo}$$

$$P_{L1} = 0,867 + 0,007817$$

$$P_{L1} \cong 0,874W$$

**Resistência térmica do núcleo**

$$Rt_{nucleo} = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0,37}$$

$$Rt_{nucleo} = 23 \cdot (6,214)^{-0,37}$$

$$Rt_{nucleo} \cong 11,7\Omega$$

**Elevação de temperatura no núcleo**

$$\Delta T = (P_{cobre} + P_{nucleo}) \cdot Rt_{nucleo}$$

$$\Delta T = (0,867 + 0,007817) \cdot 11,7$$

$$\Delta T \cong 10,225^{\circ}C$$

## APÊNDICE E – MODELAGEM SISTEMA FOTOVOLTAICO

Código em Python para modelagem de sistemas fotovoltaicos compatível com sistema PSIM de simulação.

```

1 # Modelagem de sistema fotovoltaico
2 # Desenvolvido por Luiz Fernando Marquez Arruda
3 # Datasheet YL150P-17B do painel solar
4
5 import math
6 import numpy as np
7 import matplotlib.pyplot as plt
8
9 # Modelagem
10
11 # Io - Corrente proporcional [A]
12 # Ga - Irradiação Solar [W/m^2] - Real
13 # Isc - Corrente em Curto Circuito [A]
14 # Gref - Irradiação solar Painel [W/m^2] - Datasheet
15 # Ko - Coeficiente de temperatura para Circuito em Curto
16 # Tref - Temperatura Ambiente C de Referencia
17 # Ta - Temperatura Ambiente C
18 # Tc - Temperatura Ambiente C
19 # Ior - Corrente de Saturação do Diodo em Tr[A]
20 # Vt - Tensão de Saída do Painel
21 # NOCT - Normal Operating Cell Temperature - Olhar no datasheet
    do painel medido quando painel em 20C
22 # q - carga do eletron -  $1.6 * 10^{-19}$  [C]
23 # n - Fator de Idealização - 1.525
24 # k - Constante de Boltzman -  $1.38 * 10^{-23}$  [J/K]
25 # Ior - Corrente de Saturação do Diodo em Tref [A]
26 # Isat - Corrente de Saturação do Diodo [A]
27 # Eg - Gap Energy - 1.11 [eV]
28 # Iph - Corrente da FotoCelula [A]
29 # Ish - Corrente em paralelo.
30
31 #Datasheet YL150P-17B
32 Voc = 22.9 # Tensão em Circuito Aberto [V]
33 Isc = 8.61 # Corrente em Curto-Circuito [A]
34 Beta = -0.37 # Coeficiente de Temperatura para Voc [%/C]
35 Alfa = 0.06 # Coeficiente de Temperatura para Isc [%/C]
36 Gref = 1000 # Irradiação Solar STC [W/m^2]
37 Tref = 25 # Temperatura de Referencia [C]

```

```

38 Tref = Tref + 273 # Temperatura de Referencia em Kelvin [k]
39 Ns   = 36        # Numero de Celulas no Painel
40 Rs   = 0.0049999 # Resistência Série
41 Rsh  = 1000      # Resistência em Paralelo
42
43 # Caracteristicas
44 q = 1.60176634 * 10 ** -19 # Carga de um Eletron
45 n = 1.12                  # Fator de Idealização
46 k = 1.38064852 * 10 ** -23 # Constante de Boltzman [J/K]
47 Eg = 1.11                 # Gap Energy [eV]
48
49 # Ajuste da Temperatura Caracteristica I-V
50
51
52 simula = 4 # Quantidade de curvas
53 tipo = 0 # Tipo de Grafico
54
55 for n_simula in range(0, int(simula)):
56
57     Ta = 25 # Temperatura Ambiente [C]
58     Ga = 1000 # STC Ambiente [W/m^2]
59
60     if ((tipo == 0) or (tipo == 2)):
61         Ga = Ga - n_simula * 100
62     elif ((tipo == 1) or (tipo == 4)):
63         Ta = Ta + n_simula * 10
64
65     # Colocando a Temperatura em Kelvin
66     Ta = Ta + 273
67
68     Vpa = [p * 0.01 for p in range(0, int((Voc + Beta / 100 * (Ta
69         - Tref)) * 100) + 40)]
70     V = [float(v) / Ns for v in Vpa]
71     Voc_cel = Voc / Ns
72     Iph = Isc * (Ga / Gref) + Isc * Alfa / 100 * (Ta - Tref)
73     Is0 = (Isc - Voc_cel / Rsh) / (math.exp((q * Voc_cel) / (n *
74         k * Tref)) - 1)
75     Io = Is0 * (Ta / Tref) ** (3) * math.exp((q * Eg) / (n * k) *
76         ((1 / Tref - 1 / Ta)))
77     I = np.zeros(len(V))
78
79     # Newton Rapson

```

```

77     I[0] = Iph
78     for i in range(0, len(V)):
79         f1 = Iph - I[i] - Io * (math.exp(q * (V[i] + I[i] * Rs) /
            (n * k * Ta)) - 1) - (V[i] + I[i] * Rs) / Rsh
80         flinha1 = -1 - Io * (math.exp(q * (V[i] + I[i] * Rs) / (n
            * k * Ta)) * ((q * Rs) / (n * k * Ta))) - Rs / Rsh
81         if (i < len(V) - 1):
82             I[i + 1] = I[i] - f1 / flinha1
83
84     for i in range(0, len(I)):
85         if I[i] < 0:
86             I[i] = 0
87
88     Ipa = I
89     Ppa = [Vpa[i] * Ipa[i] for i in range(0, len(Ipa))]
90
91     point = Ppa.index(max(Ppa))
92
93     print('Ga = %d - Ta = %d.' % (Ga, Ta))
94     print('Potência MPPT - %.2f' % (Ppa[point]))
95     print('Tensao MPPT encontrada %.2f' %(Vpa[point]))
96     print('Corrente MPPT encontrada %.2f' %(Ipa[point]))
97
98     if (tipo == 0):
99         plt.plot(Vpa[point], Ipa[point], 'o')
100        plt.plot(Vpa, Ipa, label=str(Ga) + "W/m^2")
101        plt.annotate(str(round(Ppa[point],2)) + " W ", xy=[Vpa[
            point], Ipa[point]],
102                    xytext=(22, Ipa[point]))
103        plt.ylabel("Corrente")
104    elif (tipo == 1):
105        plt.plot(Vpa[point], Ipa[point], 'o')
106        plt.plot(Vpa, Ipa, label=str(Ta - 273) + " C")
107        plt.annotate(str(round(Ppa[point],2)) + " W ", xy=[Vpa[
            point], Ipa[point]],
108                    xytext=(22, Ipa[point] - n_simula/2),
109                    arrowprops=dict(arrowstyle='simple',
110                                    tail_width=0.2,head_width=0.8,head_length
111                                    =0.8',
112                                    facecolor='r', shrinkB=2.4))
111        plt.ylabel("Corrente")
112    elif (tipo == 2):

```

```
113     plt.plot(Vpa[point], Ppa[point], 'o')
114     plt.plot(Vpa, Ppa, label=str(Ga) + "W/m^2")
115     plt.annotate(str(round(Ppa[point],2)) + " W ", xy=[Vpa[
        point], Ppa[point]],
116                 xytext=(22, Ppa[point]))
117     plt.ylabel("Potência")
118
119     plt.xlabel("Tensão")
120     plt.legend()
121     plt.xlim(-1,27)
122     plt.show()
```

## APÊNDICE F – VALIDAÇÃO MODELAGEM MATEMÁTICA

A seguir a validação da modelagem para irradiações solares variando de 400 a 1000  $W/m^2$  e temperaturas de 25 a 55 °C.

Incidência Solar		1000		$W/m_2$							
Temp °C	Software PSIM			Modelagem Matemática			Diferença			Erro	
	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT		
25	150,15	18,50	8,12	150,02	18,49	8,11	0,13	0,01	0,01	0,09%	
35	144,71	17,80	8,13	144,58	17,79	8,13	0,14	0,01	0	0,09%	
45	139,21	17,11	8,14	139,07	17,09	8,14	0,14	0,02	0	0,10%	
55	133,67	16,41	8,14	133,54	16,40	8,14	0,13	0,01	0	0,10%	

Incidência Solar		900		$W/m_2$							
Temp °C	Software PSIM			Modelagem Matemática			Diferença			Erro	
	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT		
25	135,38	18,52	7,31	135,29	18,51	7,31	0,09	0,01	0,00	0,07%	
35	130,54	17,82	7,32	130,45	17,81	7,32	0,09	0,01	0,00	0,07%	
45	125,65	17,12	7,34	125,55	17,11	7,34	0,10	0,01	0,00	0,08%	
55	120,71	16,43	7,35	120,61	16,41	7,35	0,10	0,02	0	0,08%	

Incidência Solar		800		$W/m_2$							
Temp °C	Software PSIM			Modelagem Matemática			Diferença			Erro	
	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT		
25	120,48	18,54	6,50	120,42	18,53	6,50	0,06	0,01	0,00	0,05%	
35	116,25	17,83	6,52	116,18	17,82	6,52	0,07	0,01	0,00	0,06%	
45	111,96	17,12	6,54	111,89	17,12	6,54	0,07	0,00	0,00	0,06%	
55	107,62	16,42	6,55	107,55	16,42	6,55	0,07	0,00	0,00	0,06%	

Incidência Solar		700		$W/m_2$							
Temp °C	Software PSIM			Modelagem Matemática			Diferença			Erro	
	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT		
25	105,44	18,53	5,69	105,40	18,53	5,69	0,04	0,00	0,00	0,04%	
35	101,83	17,82	5,71	101,79	17,82	5,71	0,04	0,00	0,00	0,04%	
45	98,15	17,11	5,74	98,11	17,11	5,73	0,04	0,00	0,01	0,04%	
55	94,42	16,41	5,75	94,38	16,40	5,75	0,04	0,01	0,00	0,05%	

Incidência Solar		600		$W/m_2$							
Temp °C	Software PSIM			Modelagem Matemática			Diferença			Erro	
	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT		
25	90,30	18,51	4,88	90,28	18,51	4,88	0,02	0,00	0,00	0,02%	
35	87,30	17,79	4,91	87,28	17,79	4,91	0,02	0,00	0,00	0,02%	
45	84,24	17,08	4,93	84,22	17,08	4,93	0,02	0,00	0,00	0,03%	
55	81,12	16,37	4,96	81,10	16,37	4,95	0,02	0,00	0,01	0,03%	

Incidência Solar			500	$W/m_2$						
Temp °C	Software PSIM			Modelagem Matemática			Diferença			Erro
	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	
25	75,06	18,46	4,07	75,06	18,46	4,07	0,00	0,00	0,00	<b>0,00%</b>
35	72,69	17,74	4,10	72,68	17,74	4,10	0,01	0,00	0,00	<b>0,01%</b>
45	70,25	17,02	4,13	70,24	17,02	4,13	0,01	0,00	0,00	<b>0,02%</b>
55	67,75	16,30	4,15	67,73	16,30	4,16	0,02	0,00	0,01	<b>0,03%</b>

Incidência Solar			400	$W/m_2$						
Temp °C	Software PSIM			Modelagem Matemática			Diferença			Erro
	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	P-MPPT	V-MPPT	I-MPPT	
25	59,76	18,37	3,25	59,77	18,37	3,26	0,01	0,00	0,01	<b>0,01%</b>
35	58,01	17,34	3,29	58,02	17,64	3,29	0,01	0,00	0,00	<b>0,01%</b>
45	56,20	16,92	3,32	56,20	16,92	3,32	0,00	0,00	0,00	<b>0,00%</b>
55	54,32	16,20	3,35	54,32	16,20	3,35	0,00	0,00	0,00	<b>0,00%</b>



## APÊNDICE G – REDE NEURAL ARTIFICIAL

Código fonte da RNA treinada em C++, a ser embarcada no PSIM.

```

1 float inc = in[0] / 1200;
2 float degC = in[1] / 65;
3 float R = in[2]/100;
4
5 static float weight_h_00[6] =
    {0.91494697,0.10675666,0.91296017,5.13115883,-0.22891657,-0.14407071};
6
6 static float weight_h_01[6] =
    {0.02952177,0.09238113,0.05307268,0.22137366,-0.04989981,-0.05750984};
7
7 static float weight_h_02[6] =
    {2.33193421,0.79462320,-2.24175715,-2.04250431,23.00356483,-2.77250648};
8
9 static float weight_h_10[3] =
    {-0.72123909,-1.09383583,-1.60147870};
10 static float weight_h_11[3] =
    {-1.25272202,0.35326105,0.21737173};
11 static float weight_h_12[3] =
    {-0.32842174,1.47175550,-1.00957417};
12 static float weight_h_13[3] =
    {-0.48658711,0.68590540,-0.86356008};
13 static float weight_h_14[3] =
    {0.40663332,-1.93754148,0.54759306};
14 static float weight_h_15[3] = {0.32687342,1.46403325,0.65947330};
15
16 static float weight_o[3] = {-0.20334423,-0.82510948,-0.33173963};
17
18 static float bias_h_0[6] =
    {-0.09883949,-0.51091540,0.04064580,0.63547277,1.14237535,0.14285333};
19
20 static float bias_h_1[3] = {0.30356404,0.00130914,-0.06409504};
21
22 static float bias_h_o = -0.46305409;
23
24 float n0[6];
25 float n1[3];
26

```

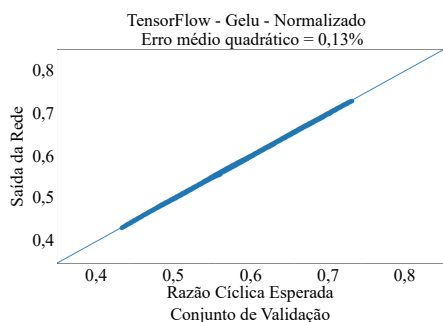
```

27 static float duty = 0.565;
28
29 int i = 0;
30
31 for ( i = 0; i < 6; i++)
32 {
33
34     n0[i] = (exp( inc * weight_h_00[i] + degC * weight_h_01[
        i] + R * weight_h_02[i] + bias_h_0[i] ) - exp(-1 * (
        inc * weight_h_00[i] + degC * weight_h_01[i] + R *
        weight_h_02[i]+ bias_h_0[i]))) / (exp( inc * weight_h_00[
        i] + degC * weight_h_01[i] + R * weight_h_02[i] +
        bias_h_0[i]) + exp(-1 * ( inc * weight_h_00[i] + degC *
        weight_h_01[i] + R * weight_h_02[i] + bias_h_0[i])));
35
36 }
37
38 for ( i = 0; i < 3; i++)
39 {
40
41     n1[i] = (exp(n0[0] * weight_h_10[i] + n0[1] *
        weight_h_11[i] + n0[2] * weight_h_12[i] + n0[3] *
        weight_h_13[i] + n0[4] * weight_h_14[i] + n0[5] *
        weight_h_15[i] + bias_h_1[i]) - exp(-1 * (n0[0] *
        weight_h_10[i] + n0[1] * weight_h_11[i] + n0[2] *
        weight_h_12[i] + n0[3] * weight_h_13[i] + n0[4] *
        weight_h_14[i] + n0[5] * weight_h_15[i] + bias_h_1[i])))
        / (exp(n0[0] * weight_h_10[i] + n0[1] * weight_h_11[i] +
        n0[2] * weight_h_12[i] + n0[3] * weight_h_13[i] + n0[4] *
        weight_h_14[i] + n0[5] * weight_h_15[i] + bias_h_1[i]) +
        exp(-1 * (n0[0] * weight_h_10[i] + n0[1] * weight_h_11[
        i] + n0[2] * weight_h_12[i] + n0[3] * weight_h_13[i] + n0
        [4] * weight_h_14[i] + n0[5] * weight_h_15[i] + bias_h_1[
        i])));
42
43 }
44
45 duty = (n1[0] * weight_o[0] + n1[1] * weight_o[1] + n1[2] *
        weight_o[2] + bias_h_o );
46
47 out[0] = duty + 0.02;

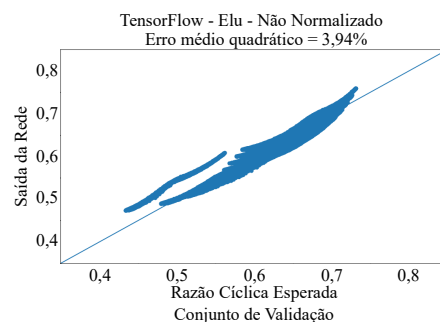
```

## APÊNDICE H – OUTRAS REDES TREINADAS

Figura 92 – Tensorflow - Função Gelu



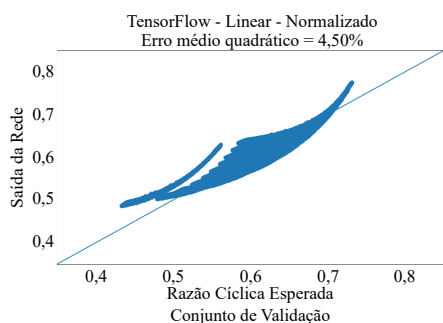
(a) Curva de resposta da rede normalizado



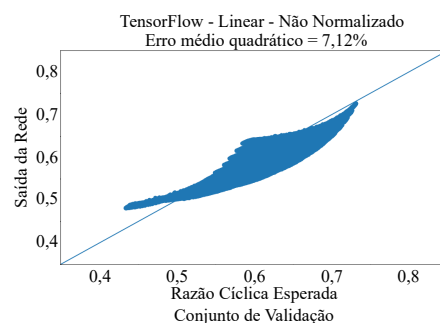
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 93 – Tensorflow - Função Linear



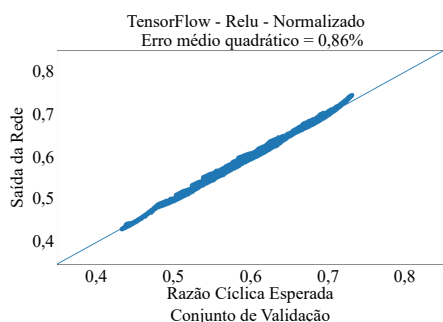
(a) Curva de resposta da rede normalizado



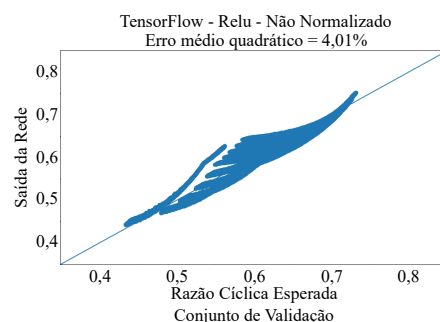
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 94 – Tensorflow - Função Relu



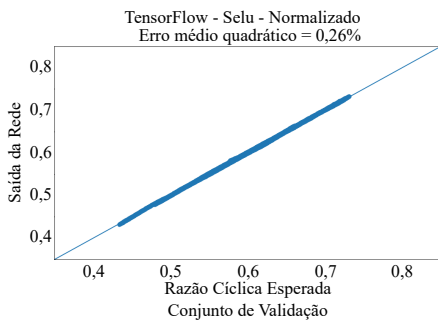
(a) Curva de resposta da rede normalizado



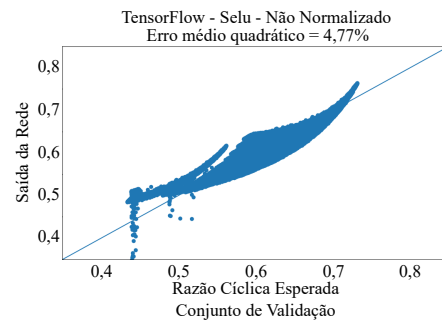
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 95 – Tensorflow - Função Selu



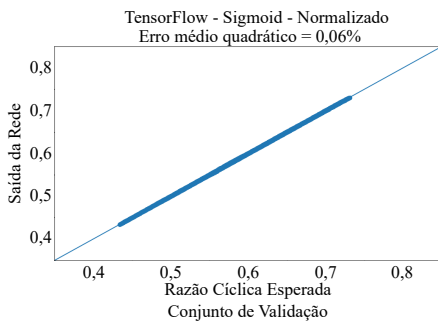
(a) Curva de resposta da rede normalizado



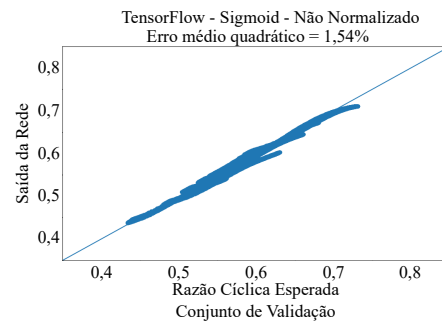
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 96 – Tensorflow - Função Sigmoid



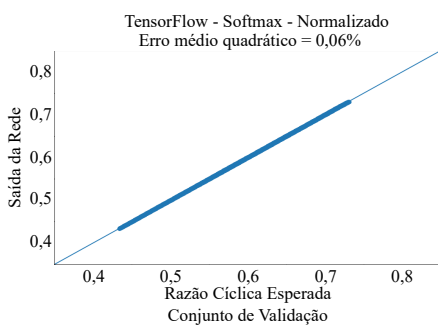
(a) Curva de resposta da rede normalizado



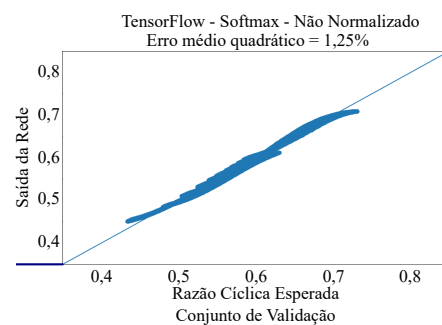
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 97 – Tensorflow - Função Softmax



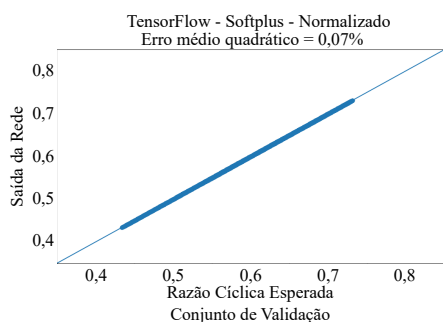
(a) Curva de resposta da rede normalizado



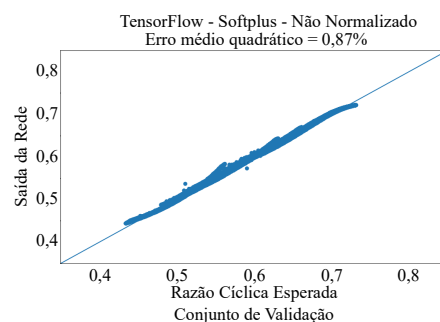
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 98 – Tensorflow - Função Softplus



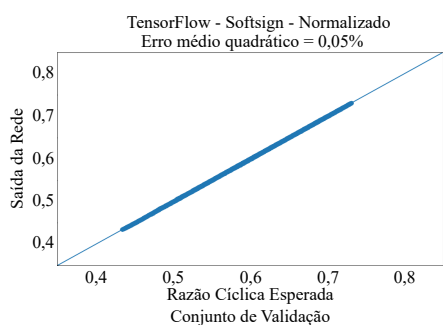
(a) Curva de resposta da rede normalizado



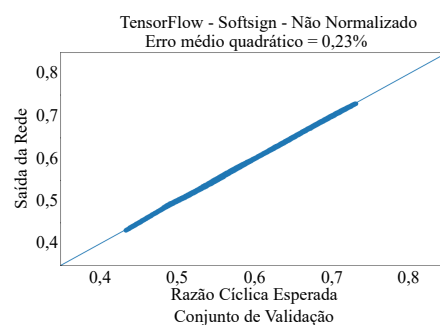
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 99 – Tensorflow - Função Softsign



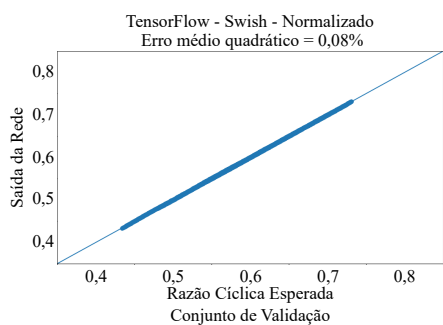
(a) Curva de resposta da rede normalizado



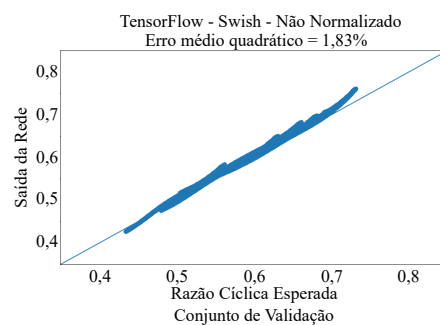
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 100 – Tensorflow - Função Swish



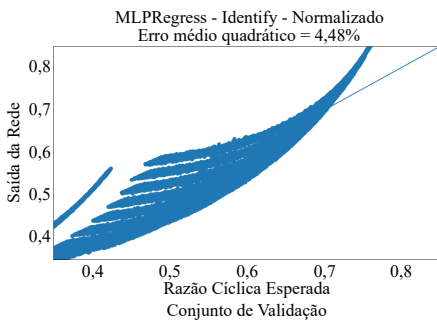
(a) Curva de resposta da rede normalizado



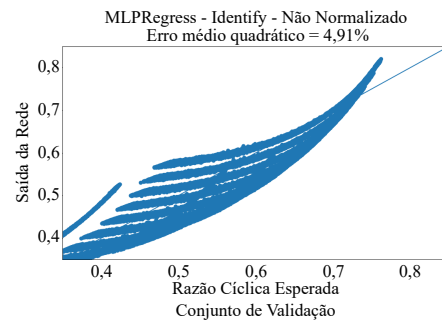
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 101 – Scikit-Learn (MLPRegressor) - Função Identidade



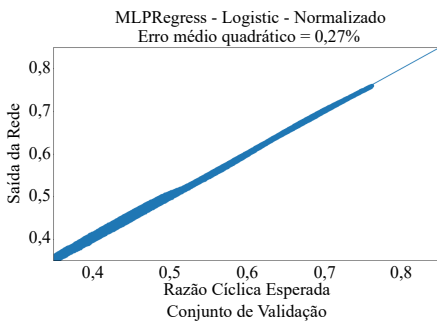
(a) Curva de resposta da rede normalizado



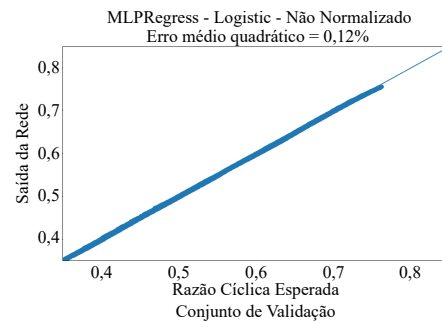
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 102 – Scikit-Learn (MLPRegressor) - Função Logística



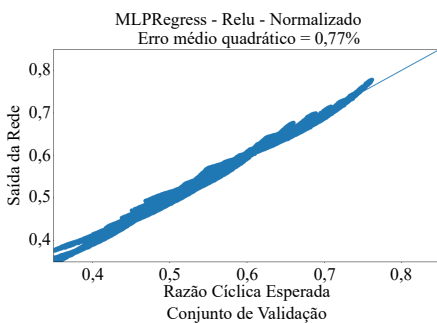
(a) Curva de resposta da rede normalizado



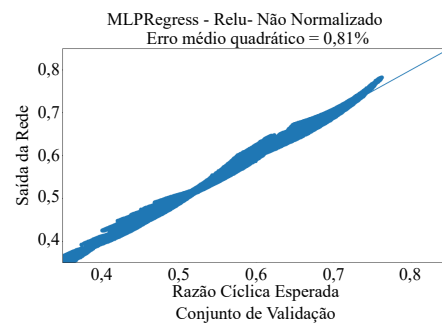
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 103 – Scikit-Learn (MLPRegressor) - Função Relu



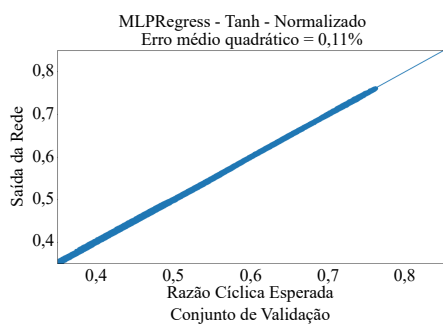
(a) Curva de resposta da rede normalizado



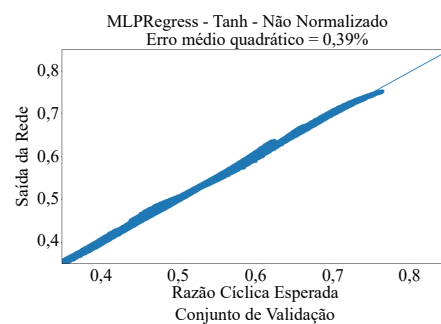
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria

Figura 104 – Scikit-Learn (MLPRegressor) - Função Tangente Hiperbólica



(a) Curva de resposta da rede normalizado



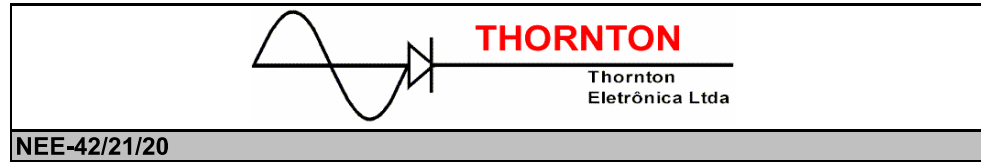
(b) Curva de resposta da rede não normalizado

Fonte – Própria





## ANEXO A – CATÁLOGO NÚCLEO E CARRETEL - THORNTON

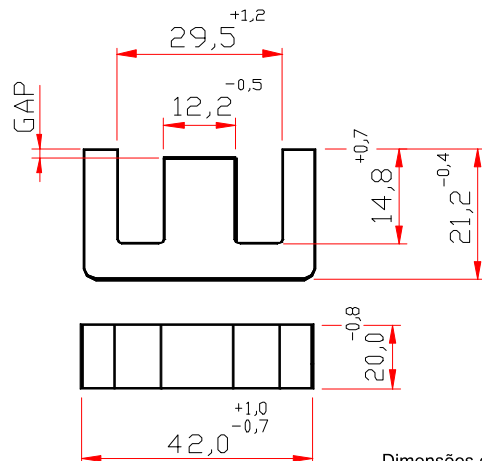


**NEE-42/21/20**

Parâmetros Efetivos do Núcleo:

$\Sigma I/A$	0,41	mm <sup>-1</sup>
<b>Le</b>	97,0	mm
<b>Ae</b>	240,0	mm <sup>2</sup>
<b>Amin</b>	---	mm <sup>2</sup>
<b>Ve</b>	23300,0	mm <sup>3</sup>

Peso Aprox. (pç) 56,0 g



Dimensões em mm

### COM GAP

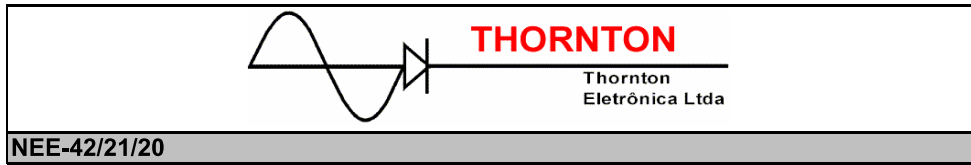
CÓDIGO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol.%	~g [mm]	~ µe
NEE-42/21/20-100-IP6	IP6	100	±10	*2,32	33
NEE-42/21/20-100-IP12R	IP12R	100	±10	*2,32	33
NEE-42/21/20-126-IP12R	IP12R	126	±10	*2,00	41
NEE-42/21/20-136-IP12R	IP12R	136	±10	*1,55	44
NEE-42/21/20-150-IP12R	IP12R	150	±10	*1,50	48,9
NEE-42/21/20-190-IP12R	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

CÓDIGO 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	+30 / -20	---	1794
NEE-42/21/20-5500-IP12R	IP12R	5500	+30 / -20	---	1794

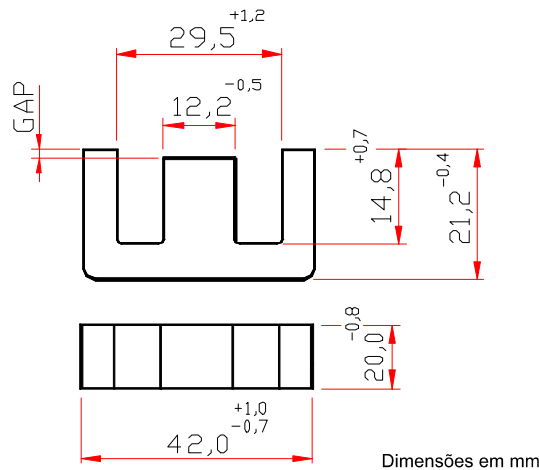
Outros Al's mediante consulta



## Parâmetros Efetivos do Núcleo:

$\Sigma I/A$	0,41	mm <sup>-1</sup>
Le	97,0	mm
Ae	240,0	mm <sup>2</sup>
Amin	---	mm <sup>2</sup>
Ve	23300,0	mm <sup>3</sup>

Peso Aprox. (pç) 56,0 g



## COM GAP

CÓDIGO 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

CÓDIGO 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	+30 / -20	---	1794
NEE-42/21/20-5500-IP12R	IP12R	5500	+30 / -20	---	1794

Outros Al's mediante consulta