UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO CENTRO TECNOLÓGICO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Dissertação de Mestrado

Projeto, Análise e Construção de um Sistema Indutivo de Transmissão de Energia Associado a Módulo Fotovoltaico

Macklyster Lãnucy Scherre Stofel de Lacerda

Vitória 2020 Macklyster Lãnucy Scherre Stofel de Lacerda

Projeto, Análise e Construção de um Sistema Indutivo de Transmissão de Energia Associado a Módulo Fotovoltaico

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico, da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. D. Sc. Walbermark Marques dos Santos.

Vitória 2020

Ficha catalográfica disponibilizada pelo Sistema Integrado de Bibliotecas - SIBI/UFES e elaborada pelo autor

de Lacerda, Macklyster Lãnucy Scherre Stofel, 1995-D278p Projeto, análise e construção de um sistema indutivo de transmissão de energia associado a módulo fotovoltaico / Macklyster Lãnucy Scherre Stofel de Lacerda. - 2020. 116 f. : il.

> Orientador: Walbermark Marques dos Santos. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

 Projeto experimental. 2. Transmissão de energia elétrica.
 Geração de energia fotovoltaica. 4. Conversores de corrente elétrica. I. dos Santos, Walbermark Marques. II. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

Macklyster Lãnucy Scherre Stofel de Lacerda

Projeto, Análise e Construção de um Sistema Indutivo de Transmissão de Energia Associado a Módulo Fotovoltaico

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico, da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 06 de abril de 2020.

COMISSÃO EXAMINADORA:

Wallermark/B. J. Santos

Prof. D. Sc. Walbermark Marques dos Santos Universidade Federal do Espírito Santo - UFES Orientador

Diblimonetti

Prof. D. Sc. Domingos Sávio Lyrio Simonetti Universidade Federal do Espírito Santo - UFES Examinador interno

Tiana Rodrigues Smarssono de Fruitas

Prof. D. Sc. Tiara Rodrigues Smarssaro de Freitas Universidade Federal do Espírito Santo - UFES Examinador externo

Dedido este trabalho à minha família.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus pela minha vida, e por me proporcionar saúde e perseverança diante dos desafios encontrados.

Sou grato ao professor Walbermark pela confiança, apoio e amizade, que certamente, foram fatores determinantes para a realização deste trabalho.

Agradeço aos demais professores e alunos do LEPAC que ajudaram de alguma forma na realização desta pesquisa.

Agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) pelo apoio financeiro durante a realização deste trabalho. Dentre outras utilizadas, a bolsa foi essencial para a compra de diversos componentes dos protótipos construídos.

Agradeço à empresa Akthon[®] pela doação do módulo fotovoltaico de 105 W utilizado na alimentação do protótipo IPT. Durante uma busca pela internet entrei em contato com a empresa com o intuito de realizar a compra do mesmo, porém, ao falar da finalidade da compra, a empresa fez questão de doar o módulo, limitando-me a arcar com as despesas de transporte.

Agradeço à minha família, que sempre esteve ao meu lado me indicando o bom caminho. Em especial, sou grato ao meu pai Elismar, minha mãe Elaine e ao meu irmão Micael que me apoiaram e incentivaram a superar cada um dos desafios encontrados. De meu pai destaco o constante conselho "lembra de Deus, você não consegue nada sem Ele" que me levou por diversas vezes a momentos reflexão e conforto.

"Em algum lugar no cosmos, além de todos os planetas habitados por humanoides, reptiloides, peixoides, arvoroides ambulantes e tons de azul superinteligentes, haveria também um planeta habitado exclusivamente por seres vivos esferografoides. E era para esse planeta que iam todas as esferográficas perdidas e abandonadas, escapulindo por buraquinhos no espaço para um mundo onde elas podiam viver uma vida esferografoide, reagir a estímulos de caráter eminentemente esferografítico - em suma, levar a vida com que sonha toda esferográfica."

Veet Voojagig (Guia do mochileiro das Galáxias)

RESUMO

Neste trabalho foi implementado um sistema indutivo de energia (*inductive power transfer*) alimentado por um módulo fotovoltaico. Dois protótipos foram montados, um de 20 W e outro de 100 W, sendo que foi alimentado por um módulo fotovoltaico de mesma potência. Um retificador em ponte completa monofásico foi colocado na saída do conjunto ressonante do secundário da IPT, e um conversor *buck-boost* conectado na saída do retificador alimentava uma carga resistiva.

Um circuito equivalente de Thévenin da IPT foi determinado, assim como uma equação do fator de acoplamento que depende de parâmetros elétricos medidos.

Testes experimentais com a técnica perturba&observa atuando no conversor *buck-boost* foram realizados com o intuito de rastrear o ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico, além de validar a teoria apresentada.

Foi definido neste trabalho as variáveis razão e eficiência de rastreamento, que são índices de avaliação da performance da IPT quando alimentada por um módulo fotovoltaico.

Palavras-chave: sistema IPT; módulo fotovoltaico; equivalente de Thévenin; fator de acoplamento.

ABSTRACT

In this work, an energy transmission system (IPT) powered by a photovoltaic module was implemented. Two prototypes were assembled, one with 20 W and the other with 100 W that was powered by a photovoltaic module of the same power. A single-phase full bridge rectifier was placed at the output of the IPT secondary resonant circuit, and a buck-boost converter was connected to the rectifier output that fed a resistive load.

An equivalent Thevenin cc-cc circuit was determined from a IPT system, as well as a coupling factor equation that depends on measured electrical parameters.

Experimental tests with the perturb and observe (P&O) technique acting on the buck-boost converter were carried out in order to track the maximum power point of the photovoltaic module, in addition to validating the presented theory.

In this work, the variables reason and efficiency tracking were defined, which are indexes for evaluating IPT performance when powered by a photovoltaic module.

Keywords: IPT system; photovoltaic module; Thevenin equivalent; coupling factor.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 –	Imagens do cientistas Thomas Alva Edison e Nikola Tesla	24
Figura 2 –	Comparação entre as massas dos equipamentos necessários para manter um veículo espacial com produção de energia nuclear e a utilização da	
	rectenna.	27
Figura 3 –	Visão Lateral do corpo principal do protótipo transmissor de dados e	-
0	energia e imagem do protótipo completo	28
Figura 4 –	Protótipo CPT de 700 W, 91 % de rendimento a 17 cm de distância.	29
Figura 5 –	Configurações de IPT propostas por Nikola Tesla	30
Figura 6 –	Circuito proposto para transferir energia com alto rendimento através	
	de tecido orgânico.	30
Figura 7 –	Configuração de IPT proposta para alimentar dispositivos elétricos	
	dentro do corpo humano	31
Figura 8 –	Potência transferida de acordo com a função do implante	31
Figura 9 –	Diagrama construtivo e imagem do protótipo elaborado pelo MIT em	
	funcionamento.	32
Figura 10 -	- Imagem representativa do sistema proposto por Park	33
Figura 11 -	- Esquema de ligação IPT para telefones celulares.	34
Figura 12 –	- Rastreamento do ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico	
	através da regulação da resistência de carga, no conjunto de recepção	
	da transferência indutiva de energia.	35
Figura 13 –	Diagrama de bloco de um sistema IPT	37
Figura 14 –	Bobina planar circular de 50 μH	38
Figura 15 –	Topologias básicas de compensação capacitiva.	39
Figura 16 –	- Diagrama de circuito equivalente IPT com secundário representado pela	
	impedância refletida Z_r	40
Figura 17 –	- Diagrama do circuito IPT Série-Série	43
Figura 18 –	- Impedância de entrada Z_{in} em relação a k e $\omega.$ Linha verde indica a	
	amplitude de Z_{in} na frequência ω_0 e as linhas vermelhas a amplitude	
	de Z_{in} nas frequências de bifurcação	45
Figura 19 –	- Tensão na carga em relação a k e ω com R_C constante	48
Figura 20 –	Diagrama IPT Série-Série com etapa de inversão e retificação	50
Figura 21 –	- Diagrama de circuito IPT Série-Série Simplificado	51
Figura 22 –	Circuito Equivalente de Thévenin	54
Figura 23 –	Diagrama elétrico do módulo fotovoltaica	56
Figura 24 -	Curvas I-V e P-V do módulo TPS-107S-105W da Topray Solar.	58

Figura 25	– Imagem do módulo TPS-107S-105W da Topray Solar	59
Figura 26	– Diagrama do inversor de tensão senoidal pura	61
Figura 27	– Rendimento e Potência na carga da IPT utilizando tensão senoidal e	
	tensão quadrada	61
Figura 28	– Formas de onda da IPT com inversor de onda senoidal e onda quadrada.	62
Figura 29	– Diagrama elétrico do inversor de tensão quadrada construído neste	
	trabalho	62
Figura 30	– Diagrama elétrico do circuito dos gate drivers IR2110	63
Figura 31	– Formas de onda dos sinais de acionamento dos $mosfets$ e da tensão nos	
	terminais de saída do inversor V_{AB}	64
Figura 32	– Imagem da ponte de <i>mosfets</i> e <i>gate drivers</i> do protótipo construído	65
Figura 33	– Diagrama do sensor $ACS712$ e gráfico da relação entre tensão de saída	
	e corrente medida	66
Figura 34	– Imagem da placa dos circuitos de alimentação e medição de tensão e	
	corrente do protótipo construído.	66
Figura 35	- Kit de desenvolvimento Tiva C Series TM4C123G	67
Figura 36	– Ilustrações do módulo $BLE~ZS-040~{ m com~chip~CC41-A}$ e do $display~{ m LCD}$	
	$16 \ge 02$ segmentos $\ldots \ldots \ldots$	68
Figura 37	– Imagem da placa de controle, contendo o microcontrolador, LCD e	
	módulo <i>bluetooth</i>	69
Figura 38	– Imagens dos capacitores de compensação, bobina planar e suportes das	
	bobinas construídos neste projeto	70
Figura 39	– Diagrama elétrico do retificador de ponte completa	71
Figura 40	– Imagem do retificador de ponte completa a diodo elaborado neste trabalho.	72
Figura 41	– Diagrama do circuito elétrico do conversor <i>buck-boost.</i>	73
Figura 42	– Formas de onda do conversor <i>buck-boost.</i>	74
Figura 43	– Formas do material magnético e carretel do núcleo tipo EE	76
Figura 44	– Imagem do protótipo do conversor <i>buck-boost</i>	77
Figura 45	– Imagem da placa de resistores de carga do protótipo	78
Figura 46	– Imagem do módulo fotovoltaico de 10 W utilizado no sensor de irradiância.	79
Figura 47	– Imagem da placa de sensor de irradiância	80
Figura 48	– Protótipo IPT SS de 20 W	82
Figura 49	– Comparação entre os resultados de Equação e de Simulação para a	
	tensão na carga em função da resistência de carga da IPT. \ldots .	84
Figura 50	– Gráficos da tensão de saída normalizada em função do fator de acopla-	
	mento e resistência de carga normalizada. \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots	85
Figura 51	– Comparação entre os resultados do circuito equivalente de Thévenin e	
	protótipo para a tensão na carga em função da resistência de carga da	
	IPT e diagrama da simulação do circuito equivalente de Thévenin	86

Figura 52 –	Potência na carga e rendimento experimentados com o protótipo IPT	
	da Figura 48	88
Figura 53 –	Formas de onda capturadas do protótipo de 20 W apresentado na	
	Figura 48 em 125 kHz e 250 kHz	89
Figura 54 –	Imagem do protótipo proposto, descrito no Capítulo 3	90
Figura 55 –	Diagrama básico do sistema proposto.	91
Figura 56 –	Gráfico referente à potência disponível para MPPT, potência de saída	
	do módulo e potência na carga para uma resistência de carga de 22 $\Omega.$	92
Figura 57 –	Gráfico referente à potência disponível para MPPT, potência de saída	
	do módulo e potência na carga para uma resistência de carga de 44 $\Omega.$	92
Figura 58 –	Gráfico referente à potência disponível para MPPT, potência de saída	
	do módulo e potência na carga para uma resistência de carga de 66 $\Omega.$	93
Figura 59 –	Gráfico de eficiências de rastreamento, rendimento da IPT e buck-boost	
	e razão de rastreamento em relação à distância entre as bobinas de	
	primário e secundário, com resistências de carga de 22, 44 e 66 $\Omega.$	94
Figura 60 –	Gráfico comparativo entre os fatores de acoplamento estimados através	
	das Equações 2.11 e 3.11 e os fatores de acoplamentos calculados pela	
	Equação 4.2	96
Figura 61 –	Comparação entre as resistências de entrada da IPT para uma resistência	
	de carga de 22 Ω .	97
Figura 62 –	Comparação entre as resistências de entrada da IPT para uma resistência	
	de carga de 44 Ω .	98
Figura 63 –	Comparação entre as resistências de entrada da IPT para uma resistência	
	de carga de 66 Ω .	98
Figura 64 –	Comportamento da resistência de entrada da IPT no sistema proposto.	99
Figura 65 –	Sinal de acionamento do <i>mosfet</i> M_1	13
Figura 66 –	Sinal de acionamento do <i>mosfet</i> M_3	13
Figura 67 –	Sinais de acionamento dos <i>mosfets</i> M_2 e M_4	13
Figura 68 –	Tensão de saída do inversor	14
Figura 69 –	Fluxograma do algoritmo de MPPT aplicado no conversor Buck-Boost. 1	15
-		

LISTA DE TABELAS

Tabela	1	_	Classificação dos métodos de transferência de energia sem fio	27
Tabela	2	-	Impedância refletida na frequência de ressonância Z_{r0}	41
Tabela	3	_	Equações para cálculo da compensação capacitiva do primário	41
Tabela	4	_	Parâmetros da IPT SS utilizada na aquisição do comportamento obser-	
			vado na Figura 18	44
Tabela	5	_	Critério de Bifurcação	45
Tabela	6	_	Relação de fatores de qualidade vinculados à topologia de compensação	
			capacitiva do secundário	46
Tabela	7	_	Parâmetros da IPT SS utilizada na aquisição do comportamento obser-	
			vado na Figura 19	48
Tabela	8	_	Características construtivas e elétricas do módulo TPS-107S-105W da	
			Topray Solar	60
Tabela	9	_	Componentes elétricos utilizados no projeto do inversor de onda quadrada.	64
Tabela	10	_	Tabela de dados do módulo fotovoltaico de 10 W modelo SA10-36P. $% A=0.00000000000000000000000000000000000$	79
Tabela	11	_	Componentes do Protótipo IPT de 20 W	83
Tabela	12	-	Parâmetros de simulação e experimental do pré protótipo	83

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- WPT Wireless Power Transfer
- IPT Inductive Power Transfer
- CPT Capacitive Power Transfer
- MPT Microwave Power Transfer
- ca Corrente alternada
- MIT Massachusetts Institute of Technology
- PATH The Partner for Advanced Transit and Highways
- PWM Pulse Width Modulation
- MPPT Maximum Power Point Tracker
- cc Corrente contínua
- ddp Diferença de potencial
- SS Série-Série
- SP Série-Paralelo
- PS Paralelo-Série
- PP Paralelo-Paralelo
- NOCT Nominal Operating Cell Temperature
- STC Standard Test Conditions
- OC Open Circuit
- SC Short Circuit
- SPWM Sinusoidal Pulse Width Modulation
- PSW Pure Sine Wave
- SQW Square Wave

- ADC Analog-to-digital converter
- CI Circuito integrado
- RC Resistor-Capacitor
- BLE Bluetooth Low Energy
- LCD Liquid Crystal Display
- CCS Code Composer Studio
- AWG American Wire Gauge
- MCC Modo de condução contínua
- ode23t Método de interpolação do *software* MATLAB®
- PDF Portable document format
- IR Irradiância

LISTA DE SÍMBOLOS

L_1	Indutância própria da bobina do primário
L_2	Indutância própria da bobina do secundário
M	Indutância mútua
k	Fator de acoplamento
μ_0	Permeabilidade do vácuo
L_{lk}	Indutância de dispersão
r_i	Diâmetro interno
r_e	Diâmetro externo
ω	Frequência angular
R_C	Resistência de carga do sistema IPT
X_L	Impedância indutiva
X_C	Impedância capacitiva
ω_0	Frequência angular de ressonância
C_1	Capacitância do primário
C_2	Capacitância do secundário
Z_r	Impedância refletida
Z_{r0}	Impedância refletida na frequência de ressonância
Im	Imaginário
Re	Real
R_2	Resistência da bobina do secundário
P_t	Potência transmitida
I_1	Corrente do primário
Z_{in}	Impedância de entrada

P_C	Potência na carga do sistema IPT
Z_1	Impedância do primário
R_1	Resistência da bobina do primário
α	Fator de indutâncias
ω_{bm}	Frequência de bifurcação do meio (do inglês $Middle$ $bifurcation$ $frequency)$
Δ	Discriminante
$k_{bifurca argi a o}$	Fator de acoplamento de bifurcação
$\omega_{bifurca$ ção	Frequência angular de bifurcação
$Q_{bifurca \varsigma \tilde{a} o}$	Fator de qualidade de bifurcação
ω_{bs}	Frequência de bifurcação menor (do inglês <i>Smaller bifurcation frequency</i>)
ω_{bg}	Frequência de bifurcação maior (do inglês <i>Greater bifurcation frequency</i>)
Q_p	Fator de acoplamento do primário
Q_s	Fator de acoplamento do secundário
V_1	Componente fundamental da onda quadrada na saída do inversor $V_{\!P}$
P_C	potência na carga
V_C	Tensão na carga do sistema IPT
I_C	Corrente na carga do sistema IPT
I_2	Corrente do secundário
R_S	componente real da impedância do secundário
x	componente imaginária da impedância do primário
y	componente imaginária da impedância do secundário
ω_t	Frequência de calha (do inglês Trough frequency
ω_e	Frequência de separação par (do inglês <i>Even splitting frequency</i>)
ω_o	Frequência de separação ímpar (do inglês $Odd \ splitting \ frequency)$
$k_{separa \varsigma \tilde{a} o}$	Fator de acoplamento de separação

$\omega_{separa arsigma a}$	Frequência angular de separação
ω_{maxP_C}	Frequência de máxima potência na carga
k_{maxP_C}	Fator de acoplamento de máxima potência na carga
η	Rendimento
C_C	Capacitor em paralelo com a carga do sistema IPT
V_S	Tensão na fonte de entrada
R'_C	Resistência na entrada do retificador do sistema IPT
V_{L2}	Tensão na bobina do secundário
R_{CmaxP_C}	Resistência de carga que proporciona a máxima potência
P_F	Potência da fonte
$R_{Cmax\eta}$	Resistência de carga que proporciona o máximo rendimento
V_2	Componente fundamental da onda quadrada na entrada do retificador
R_{TH}	Resistência de Thévenin
V_{TH}	Tensão de Thévenin
S	Irradiância solar
S_{ref}	Irradiância solar de referência
T_{ref}	Temperatura de referência
$I_{phm \acute{o} dulo}$	Corrente do circuito equivalente do módulo fotovoltaica
$R_{sm \acute{o} dulo}$	Resistência série do circuito equivalente do módulo fotovoltaica
$R_{pm \acute{o} dulo}$	Resistência paralela do circuito equivalente do módulo fotovoltaica
$I_{Rpm \acute{o} dulo}$	Corrente no resistor em paralelo do circuito equivalente do módulo fotovoltaica
$I_{Dm \acute{o} dulo}$	Diodo do circuito equivalente do módulo fotovoltaica
$V_{Dm \acute{o} dulo}$	Tensão no diodo do circuito equivalente do módulo fotovoltaico
$I_{m \acute{o} du lo}$	Corrente de saída do módulo fotovoltaica
β	Taxa de variação da corrente de curto circuito em função da temperatura

q	Carga do elétron
k_b	Constante de Boltzmann
E_{bp}	Energia de banda proibida do silício
V_{MP}	Tensão que proporciona a máxima potência de saída do módulo fotovol- taico
V_{OC}	Tensão de circuito aberto
k_1	Constante de proporcionalidade do método de MPPT denominado: <i>Short</i> <i>Circuit</i>
I_{MP}	Corrente que proporciona a máxima potência de saída do módulo fotovoltaico
I_{SC}	Corrente de curto circuito
M_n	Mosfet n
D_{Gn}	Diodos de gate
R_{Gn}	Resistores em série com o gate
D_{DSn}	'Diodos de roda livre' posicionado entre $drain$ e $source$
S_{Gn}	Sinais de acionamento dos mosfet's
C_{in}	Capacitor de entrada da ponte de $mosfet$
V_M	Tensão do módulo fotovoltaico
D_{SNn}	Diodos dos circuitos de <i>snubber</i>
R_{SNn}	Resistores dos circuitos de <i>snubber</i>
C_{SNn}	Capacitores dos circuitos de <i>snubber</i>
V_{AB}	Tensão de saída do inversor de onda quadrada
V_M	Tensão nos terminais de saída do módulo fotovoltaico
C_F	Capacitor de filtro de saída do sensor de corrente $ACS712$
C_{BYP}	Capacitor de filtro da tensão de entrada do sensor de corrente $ACS712$
Vout	Tensão de saída do sensor de corrente $ACS712$
I_M	Corrende de saída do módulo fotovoltaico

R_{cond}	Resistência causada pelo efeito joule e efeito pelicular
R_{prox}	representa a resistência ocasionada pela interação dos campos magnéticos dos filamentos
C	Capacitância
L	Indutância
V_D	Tensão no diodo do conversor $buck$ -boost
I_D	Corrente no diodo do conversor <i>buck-boost</i>
V_C	Tensão no capacitor do conversor buck-boost
I_C	Corrente no capacitor do conversor <i>buck-boost</i>
I_L	Corrente no indutor do conversor <i>buck-boost</i>
I_r	Corrente no resistor de carga do conversor $buck$ -boost
ΔV_C	Variação da tensão no capacitor do conversor buck-boost
ΔI_L	Variação da corrente no indutor do conversor $buck$ -boost
D	Duty-cycle, razão cíclica ou ciclo de trabalho
f	frequência
A_e	Área magnética efetiva
A_w	Área de janela do carretel
J	Densidade de corrente
k_w	fator de ocupação
N	Número de espiras
P_{cobre}	Perdas no cobre
P_{nucleo}	Perdas no núcleo
$R_{C(pu)}$	Resistência de carga normalizada
$V_{C(pu)}$	Tensão de carga normalizada
V_{C1}	Tensão nos capacitores de compensação do primário
V_{C2}	Tensão nos capacitores de compensação do secundário

V_{L1}	Tensão no indutor do primário
V_{L2}	Tensão no indutor do secundário
A_M	Área do módulo fotovoltaico TPS-107S-105W
R_M	Resistência de saída do módulo fotovoltaico
P_M	Potência de saída do módulo fotovoltaico
P_D	Potência disponível para MPPT
R_{MP}	Resistência de máxima potência do módulo fotovoltaico
$R_{I\eta}$	Resistência de máximo rendimento na entrada do sistema IPT
R_{Ipc}	Resistência de máxima potência na entrada do sistema IPT
E_R	Eficiência de rastreamento do sistema
η	Rendimento da IPT e conversar $buck$ -boost
R_R	Razão de rastreamento

SUMÁRIO

-		<u> </u>
T		23
1.1	Revisão histórica	23
1.2	Estado da arte	26
1.2.1	Transmissão indutiva de energia (IPT)	29
1.3	Objetivo geral	35
1.4	Objetivos específicos	35
1.5	Justificativa	35
1.6	Contribuições	36
2	TEORIA IPT	37
2.1	Princípios físicos	37
2.2	Bifurcação e separação	42
2.3	Resistência de carga	49
2.4	Modelo equivalente de Thévenin cc-cc	53
2.5	Comentários do capítulo	55
3	PROJETO DO SISTEMA PROPOSTO	56
3.1	Módulo fotovoltaico	56
3.2	Inversor	60
3.3	Acoplamento indutivo	69
3.4	Retificador	71
3.5	Conversor buck-boost	72
3.6	Resistores de carga	78
3.7	Sensor de irradiância	78
3.8	Comentários do capítulo	80
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMEN-	ວາ
4 1		04
4.1	Prototipo IP1 de 20 w com ionte de tensao	84
4.2	Validação do modelo equivalente de Thevenin cc-cc e equação	
	do fator de acoplamento	83
4.3	Relação potência/rendimento e formas de onda do sistema IPT	87
4.4	Prototipo IP'I' de 100 W com módulo fotovoltaico	90
4.4.1		91
4.4.2	Eficiência e Rendimento	93
4.4.3	Resistências	95

4.5	Comentários do capítulo	99
5	CONCLUSÃO	101
	REFERÊNCIAS	103
	ANEXOS	112
	ANEXO A – SINAIS DO INVERSOR	113
	ANEXO B – FLUXOGRAMA DO CONTROLE PER TURBA&OBSERVA	R- 115

1 INTRODUÇÃO

1.1 Revisão histórica

Thomas Alva Edison (1847-1931) foi um dos maiores inventores nascidos na América, uma foto de Edison segurando um de seus inventos (bateria alcalina de nível-ferro) é apresentada na Figura 1a. Thomas Edison nasceu no dia 11 de fevereiro de 1847 em Ohio, na cidade de Milan. Foi uma criança e jovem apaixonado por experimentos químicos e trabalhou desde muito cedo para financiar seus experimentos. Com quinze anos de idade. Edison trabalhava 18 horas por dia como jornaleiro em um trem. Nesta época ele sofreu um acidente que prejudicou sua audição para o resto da vida. Em agosto de 1862 quando trabalhava na estação de trem, Edson salvou a vida do filho do agente ferroviário Mackenzie, o menino iria ser atropelado por um trem quando Edison o tirou dos trilhos. Este foi um acontecimento importante pois mudou sua história. Mackenzie como gesto de gratidão, ofereceu treinamento e um emprego como operador de telégrafo. Edison se especializou e se tornou um dos melhores nesta área, pois não se limitou a operar o telégrafo, entretanto, o aperfeiçoou e criou quase 120 patentes, todas em telégrafo elétrico. A partir do ano de 1876 concentrou-se nos experimentos e invenções em telefones elétricos, obtendo muitas patentes. Entretanto, com o aumento da demanda por iluminação pública e privada, em 1878 começou os experimentos nesta área. Edison ficou conhecido por explorar a eletricidade de corrente contínua DC. Durante sua vida registrou 1091 patentes (PITT, 1947).

Contemporâneo de Thomas Edison, Nikola Tesla (1856-1943) nasceu no dia 10 de julho no território onde atualmente se encontra a Croácia. Uma foto de Tesla é apresentada na Figura 1b. Seu pai era um padre intelectual chamado Milutin e sua mãe uma inventora brilhante de utensílios domésticos. Desde muito jovem Tesla se interessou no estudo científico, contrariando o desejo do pai de que Tesla se tornasse um ministro. Mais tarde Tesla estudou no "Graz Polytechnic Institute", nesta época ele já pensava na possibilidade da corrente alternada AC. Tesla acreditava firmemente que a corrente alternada poderia ser transmitida de forma mais eficiente e com menores custos que a corrente contínua (VUCKOVIC, 1990; WIKI, 2017).

Em 1878 Tesla deixou os estudos e começou a trabalhar como desenhista em Maribor. Em 1880 se mudou para Praga com o intuito de continuar seus estudos na Universidade de Karl-Ferdinand, entretanto, com a morte de seu pai, em 1881 parou de estudar novamente e mudou-se para Budapeste, onde Ferenc Puskás o contratou para ajudar na instalação de um telefone da companhia de Thomas Edison, que naquela época



(a) Thomas Alva Edison (1847-1931) Fonte: (PITT, 1947).



(b) Nikola Tesla (1856-1943) Fonte: (BRITTAIN, 2005)

já era continental. A empresa o mandou para Paris onde se destacou no trabalho. O operador chefe da empresa na França, Charles Batchelor admirado com seu trabalho deu uma carta de recomendação para Tesla, que foi para os Estados Unidos para trabalhar com Thomas Edison. Tesla chegou aos Estados Unidos em 1884 com quatro centavos, um livro de poemas e a carta de recomendação (BRITTAIN, 2005; VUCKOVIC, 1990; WIKI, 2017).

Figura 1 – Imagens do cientistas Thomas Alva Edison e Nikola Tesla

Edison reconheceu as habilidades de Tesla, porém se recusou a financiar suas pesquisas em arcos voltaicos, o que levou Tesla a se demitir. Nos dois anos seguintes ele chegou a trabalhar como escavador de valas a dois dólares por dia. Vendo o potencial que estava sendo desperdiçado, um mestre de obras apresentou Tesla a A.K. Brown da "Western Union Telegraph Company". Através de Brown, Tesla conheceu George Westinghouse, Jr. da empresa "Westinghouse Electric Corporation". Westinghouse pagou cerca de 1 milhão de dólares pelas patentes e cerca de 1,00 dólar por cavalo vapor vendido de energia em corrente alternada. Tesla retornou aos experimentos em arcos voltaicos e corrente alternada e em dois anos já havia registrado mais de 30 patentes. Em maio de 1888, Tesla apresentou um artigo denominado "A New System of Alternate Current Motors and Transformers", este trabalho dividiu opiniões a respeito dos benefícios da transmissão de energia em corrente alternada em relação a corrente contínua, defendida por Thomas Edison. Um respeitado professor chamado William A. Anthony testou dois geradores de Tesla e atestou publicamente a veracidade do artigo e comentou ser um invento extraordinariamente notável (BRITTAIN, 2005; VUCKOVIC, 1990).

Tesla se desinteressou pelo ambiente industrial e prosseguiu seus experimentos separadamente, deixando os engenheiros da Corporação Westinghouse prosseguirem os inventos nos motores Tesla. Alguns notáveis engenheiros como Charles F. Scott, Albert Schmid e B. G. Lamme fizeram constantes melhorias nos motores de corrente alternada, culminando na utilização em larga escala. Neste meio tempo Tesla se voltou para o estudo de fenômenos em alta tensão e frequência, do que hoje conhecemos como bobina de Tesla (TESLA; YORIK, 1900). Um transformador com núcleo de ar com alta relação de transformação entre primário e secundário (BRITTAIN, 2005).

Em 1891 durante uma reunião no Instituto Americano de Engenheiros Eletricistas, Tesla chamou a atenção da comunidade científica ao apresentar de forma prática alguns fenômenos fisiológicos relacionados com descargas plásmicas. Fazendo demonstrações públicas dos fenômenos elétricos, Tesla ganhou fama entre a população e inspirou jovens a seguir carreiras científicas. Com a fama adquirida, Tesla conseguiu diversos financiamentos para os experimentos (BRITTAIN, 2005).

Na década de 1890 Tesla utilizou técnicas de descargas elétricas para comunicação sem fio, chegando a controlar barcos motorizados. Fez experiências com luz artificial produzida pela bobina de Tesla no laboratório de Colorado. Seus experimentos envolviam descargas enormes de energia, produzindo raios que percorriam distâncias maiores que 7 metros e em grandes quantidades. Em 1900 ele começou a construção de um enorme laboratório em Long Island, onde construiu uma torre nomeada Torre Wardenclyffe. Este laboratório foi construído com a proposta de se desenvolver comunicação de longo alcance, entretanto, quando os investidores notaram que o verdadeiro propósito de Tesla seria continuar seus experimentos em transmissão de energia, retiraram o apoio financeiro. Estes investidores migraram seus financiamentos para o invento de comunicação sem fio de Guglielmo Marconi (1874-1937). Sem o dinheiro dos investidores e com o vencimento de suas patentes, Tesla faliu e seu laboratório foi destruído (BRITTAIN, 2005; BUCCI; PELOSI; SELLERI, 2003).

Depois destes acontecimentos Nikola Tesla se tornou recluso, dando algumas poucas entrevistas sobre tópicos como "raio da morte" até por volta de 1930. Apesar da fortuna incalculável que seus inventos proporcionaram, Tesla morreu no dia 7 de janeiro de 1943 num hotel na cidade de Nova York em estado de pobreza. Posteriormente, em 1960 a unidade densidade de fluxo foi nomeada em sua homenagem (BRITTAIN, 2005; VUCKOVIC, 1990; WIKI, 2017).

Nikola Tesla viveu a frente de seu tempo e acreditava fielmente que era capaz de criar um aparato que distribuiria energia sem fio a todos os pontos do planeta, infelizmente ele não contava que a transmissão de energia sem fio é uma tarefa muito mais desafiadora se comparado com a transmissão de dados. Isso se deve ao fato de que o rendimento ocupa uma posição de extrema importância quando o produto transportado é a própria energia (MARINCIC, 1982).

No século XX a humanidade aprimorou de forma substancial a tecnologia de comu-

nicação sem fio, desenvolvendo hardwares e softwares em constante evolução. Entretanto, a transmissão de energia sem fio não obteve o mesmo avanço até a chegada do século XXI (BARMAN et al., 2015).

Atualmente a maioria dos aparelhos elétricos utilizam baterias para seu funcionamento. Aparelhos estes de comunicação, como os celulares, computadores e similares; de transporte, como os carros elétricos, barcos elétricos e outros; e até mesmo implantes médicos como o marca passo (BARMAN et al., 2015). Mesmo com todos esses avanços o ser humano ainda está limitado, na maioria dos casos, ao uso de cabos e fiações para o carregamento destes aparatos.

1.2 Estado da arte

A partir dos estudos de Tesla a WPT (do inglês *Wireless Power Transfer*) criou ramificações e atualmente as pesquisas se dividem quanto à emissão ou não de radiação eletromagnética. O método não radioativo é composto pela IPT (*do inglês Inductive Power Transfer*) e pela CPT (do inglês *Capacitive Power Transfer*); o método radioativo se trata da MPT (do inglês *Microwave Power Transfer*). As classificações e as aplicações para cada configuração de WPT são exibidos na Tabela 1. Entende-se por radioativa a energia transferida sob a forma de ondas eletromagnéticas, enquanto a não-radioativa se refere a energia transferida através de campo magnético no caso indutivo e por campo elétrico no caso capacitivo (KIM; ABU-SIADA; SUTINJO, 2018). Este trabalho se desenvolve na transmissão de energia não radioativa, mais especificamente a indutiva.

A transferência de energia a longas distâncias (MPT) vem sendo alvo de diversos estudos no decorrer dos anos. Brown e Eves (1992) faz uma ampla análise da utilização de micro-ondas para transferência de energia entre estações/veículos espaciais geoestacionários e bases terrestres. A MPT é composta por quatro etapas na seguinte ordem: Conversão da energia em corrente contínua para alternada, formação das micro-ondas através de uma antena, transmissão no espaço e recepção/retificação. O artigo discute sobre cada etapa separadamente, analisando opções e encontrando soluções pontuais para a transmissão de longo alcance. O autor afirma que para se conseguir um aumento do rendimento na transmissão, a transferência deve ser direcionada e não deve haver elementos que causem obstruções entre transmissor e receptor. Para a etapa de transmissão o autor analisa a utilização de um sistema similar ao encontrado nos fornos de micro-ondas, adicionando uma etapa de controle de fase. Avalia também que a frequência de transmissão deve ficar centrada em 2.45 GHz devido à maior variedade tecnológica disponível nesta faixa. Por fim, para a recepção e retificação é estudado o uso da denominada rectenna, que é uma antena capaz de receber uma grande quantidade de energia em relação à sua massa. Como o nome diz, a rectenna tem a capacidade de receber e retificar a energia. Em termos

	Clasificação		
Categoria	Não-radioativa		Radioativa
	Transmissão indutiva de Energia (IPT)	Transmissão Capacitiva de Energia (CPT)	Transmissão de Energia por Micro-ondas (MPT)
Composição	Sistema de acoplamento Indutivo, intermediário (se necessário)	Sistema de acoplamento Capacitivo, intermediário (se necessário)	Fonte de micro-ondas, Guia de ondas, Tx, Rx antena, Sistema de retificação
Capacidade de Transferência	mW - kW	mW - 3 kW	$\mu \rm W, \ m \rm W$ - $\rm k \rm W$
Gama de Frequências	kHz - MHz	kHz - MHz	GHz
Distância de Transferência	≈ 10 vezes o diâmetro da bobina	$\leq 360 \text{ mm}$	mm - km
Característica	Não-radioativo	Não-radioativo	radioativo
Dificuldade do projeto	Moderada	Moderada	Alta
Vantagens	Não-radiativo (segurança incerta)	Livre de correntes parasitas	Grande energia, Longas distâncias
Desvantagens	Sensível a desalinhamentos e a mudanças de frequência	Altas tensões	Exposição a ondas eletromagnéticas
Aplicações	Casas, Trens de ferro, Veículos elétricos, etc	Trens de ferro, Veículos elétricos, Dispositivos médicos, etc	Sistema de energia solar espacial (SSPS), Sensor sem fio, Aplicações domésticas, etc

Tabela 1 – Classificação dos métodos de transferência de energia sem fio.

Fonte: (KIM; ABU-SIADA; SUTINJO, 2018).

práticos, experimentos realizados em laboratório conseguiram rendimentos de até 54 % em uma transferência geoestacionária. Ainda, o artigo analisa a massa específica (dada em kg/kW) de equipamentos necessários para manter um veículo espacial com propulsão elétrica utilizando energia nuclear e a rectenna. Na Figura 2 é exposto um gráfico desta comparação (BROWN; EVES, 1992).

Figura 2 – Comparação entre as massas dos equipamentos necessários para manter um veículo espacial com produção de energia nuclear e a utilização da rectenna.



No campo da transmissão não-radioativa, outro artigo faz o estudo de um sistema de WPT capaz de transferir energia e dados simultaneamente utilizando uma CPT em 10

MHz para transmissão de dados e uma IPT em 40 kHz para transmissão de energia. A diferença de frequência aparece para minimizar a interferência entre os campos magnético e elétrico. Na Figura 3a mostra-se o modo de construção do sistema de transmissão, recepção de dados e energia. Para a transferência de energia utilizou-se um conjunto de bobinas de transmissão e recepção entre placas de ferrite, que além de proporcionarem aumento no acoplamento, ainda concentram o campo magnético, causando um efeito de blindagem. Por fim, foram posicionadas placas de alumínio para a transmissão dos dados (LI et al., 2017). O circuito completo está apresentado na Figura 3b.

Figura 3 – Visão Lateral do corpo principal do protótipo transmissor de dados e energia e imagem do protótipo completo.



Fonte: (LI et al., 2017)

Testes experimentais comprovaram a capacidade de transferência de 40 W pela IPT e uma transferência de dados de 230 kbps pela CPT. As transferências foram realizadas nas distâncias de 2, 3, 4 e 5 cm, sempre comparando o rendimento na transmissão de energia quando há ou não transferência de dados. Uma vez que o circuito transmissor de dados é acionado, há uma queda em média 0,5 % no rendimento da transmissão de energia, que segundo o artigo, gira em torno de 70 %. Esse fenômeno pode ser causado pela interferência da capacitância no ponto de ressonância do acoplamento magnético (LI et al., 2017).

Como um exemplo adicional de CPT este trabalho traz o estudo de Li et al. (2016), que expõe resultados experimentais de um sistema CPT capaz de transmitir 700 W a uma distância de 17 cm com rendimento de 91 %. Este protótipo foi construído com o objetivo de alimentar um conjunto de baterias acopladas em um trem elétrico. O protótipo é apresentado na Figura 4.



Figura 4 – Protótipo CPT de 700 W, 91 % de rendimento a 17 cm de distância.

Fonte: (LI et al., 2016)

1.2.1 Transmissão indutiva de energia (IPT)

Um sistema de transferência de energia IPT apresenta as seguintes etapas de operação: Conversão cc-ca, transmissão, recepção e retificação. Entretanto, alguns trabalhos estão diferenciando transferências indutivas quanto à presença ou não de capacitores de compensação e conjuntos LC intermediários. Porém, diversos artigos encontrados apresentam contradições quanto à nomenclatura adotada. Portanto, por razões práticas, neste trabalho o sistema de transferência de energia por acoplamento magnético será denominado IPT.

O primeiro artigo que aborda uma IPT (do inglês *Inductive Power Transfer*), foi escrito pelo próprio Tesla em 1898. O artigo denominado "*High Frequency Oscillators for Electro-Therapeutic and Other Purposes*" contém propostas de distintas configurações de IPT para tratamentos terapêuticos com choques elétricos. Na Figura 5 apresenta-se algumas destas configurações (TESLA, 1999).

Neste artigo Tesla descreve os fenômenos envolvidos no que hoje é conhecido como efeito pelicular, assim como o fenômeno da ressonância, utilizando-se de capacitores variáveis para que a ressonância aconteça na frequência de rotação do dínamo, que segundo ele poderia variar entre 5 kHZ e 10 kHz (TESLA, 1999).

Com o passar dos anos surgiram inúmeras pesquisas com o intuito de viabilizar a utilização da IPT em tratamentos médicos. Fuller (1968) apresenta um circuito capaz de transferir energia através de tecido orgânico com alto rendimento. Como descrito no artigo, o propósito principal do estudo foi transferir energia para um dispositivo dentro



Figura 5 – Configurações de IPT propostas por Nikola Tesla.

Fonte: (BUCCI; PELOSI; SELLERI, 2003)

da caixa torácica de um ser humano sem a necessidade de intervenções cirúrgicas. O circuito proposto é apresentado na Figura 6. O autor afirma que para potências de até 50 W os danos são mínimos ou imperceptíveis se comparado com os riscos de uma cirurgia (FULLER, 1968).

Figura 6 – Circuito proposto para transferir energia com alto rendimento através de tecido orgânico.



Fonte: (FULLER, 1968)

Ghahary e Cho (1992) elabora a teoria e traz resultados experimentais de uma IPT desenvolvida para transferência de energia através da pele humana. Segundo os experimentos o protótipo é capaz de transferir de 12 a 48 W a uma distância de 1 a 2 cm para, por exemplo, alimentar um coração artificial (GHAHARY; CHO, 1992). A configuração da IPT apresentada, como pode ser observada na Figura 7, se encontra próxima dos projetos atuais de IPT.

Figura 7 – Configuração de IPT proposta para alimentar dispositivos elétricos dentro do corpo humano.



Fonte: (GHAHARY; CHO, 1992)

Keerthi., Ilango. e Manjula. (2018) aborda a utilização de um sistema de transmissão de energia a média distância para alimentar micro-implantes localizados em áreas profundas do corpo humano. A função destes implantes é captar informações e transmitir para o exterior do corpo. Devido à inerente proximidade dos implantes com os órgãos internos, a potência transmitida deve ser limitada de acordo com o local do implante. Na Figura 8 são expostos os limites de potência transferida de acordo com a função do implante. O autor afirma que um eventual sucesso dessa tecnologia revolucionaria o setor de implantes médicos em seres humanos (KEERTHI.; ILANGO.; MANJULA., 2018).

Figura 8 – Potência transferida de acordo com a função do implante.



Fonte: (GHAHARY; CHO, 1992)

Um protótipo de transferência IPT elaborado pelo MIT (do inglês *Massachusetts Institute of Technology*) em 2007 foi capaz de transferir 60 W a uma distância de 2 metros com um rendimento de 40 %. Um circuito representativo e uma foto do experimento são apresentados pela Figura 9. Este protótipo contava com etapa de conversão cc-ca, bobina de transmissão, bobinas intermediárias e bobina de recepção. Como carga foi utilizado uma lâmpada incandescente. Uma barreira foi posicionada entre transmissão e recepção e ainda assim a potência transmitida e o rendimento não sofreram maiores alterações (KURS et al., 2007).



Figura 9 – Diagrama construtivo e imagem do protótipo elaborado pelo MIT em funcionamento.





(b) Protótipo em funcionamentoFonte: (BARMAN et al., 2015; KURS et al., 2007)

Park et al. (2015) propõem a utilização da transformada $\alpha\beta$ no sistema de controle de um conversor projetado para converter sistemas trifásicos em bifásicos para carregamento de carros elétricos em movimento. No artigo, o autor utiliza o termo 'transformada dq' para se referir à transformada $\alpha\beta$. Uma imagem representativa do sistema proposto é mostrada na Figura 10. Em resumo, um sistema trifásico comercial é convertido para bifásico e distribuído embaixo da via onde circulam veículos elétricos. No sistema bifásico resultante as tensões são defasadas de 90°. O artigo estuda a associação deste defasamento com diferentes distribuições espaciais dos cabos no solo. Os carros elétricos necessariamente devem possuir um sistema de recepção localizados na parte inferior do automóvel. Assim, com uma devida distribuição espacial o artigo espera diminuir a variação na energia captada pelo circuito receptor do automóvel (PARK et al., 2015).

Durante os anos de 1980, um projeto que visava desenvolver um sistema de transferência de energia sem fio entre as vias de circulação de automóveis e veículos elétricos em movimento foi organizado pela PATH (do inglês *The Partner for Advanced Transit and Highways*) em parceria com o governo da Califórnia, nos Estados Unidos. O sistema desenvolvido alcançou um rendimento de 60 % a uma distância projetada para variar entre 5-10 cm. Um gerador funcionando em 400 Hz proporcionava a energia para o sistema. Um sistema de controle de energia ficaria disposto no circuito de recepção do automóvel. Este controle utilizaria elementos capacitivos para uma maximização da energia captada. Entretanto, este modelo causou um aumento na demando por potência reativa no gerador, que para conseguir suprir a demanda do sistema era impactado com a queda no rendimento. Devido a problemas diversos o trabalho foi abandonado (COVIC; BOYS, 2013).



Figura 10 – Imagem representativa do sistema proposto por Park.

Fonte: (PARK et al., 2015)

Uma proposta distinta consiste em um protótipo IPT para carregamento de aparelhos celulares. O esquema do protótipo é apresentado na Figura 11. O autor associa o protótipo a um carregador universal sem fio de 4,5 W e 5 V de saída. A energia de entrada do sistema é proveniente de uma fonte de tensão dentro dos limites comerciais de 90-265 V_{rms} . Na transmissão, um circuito de comando monitora a tensão de entrada e controla a frequência do inversor com o intuito de maximizar a potência transferida. Na recepção, um circuito de comando PWM (do inglês *Pulse Width Modulation*) monitora a tensão de saída e controla o tempo de acionamento das chaves. O autor menciona a realização de sete testes com distintas tensões de entrada e em todos os testes o rendimento permaneceu entre 59,4 % e 71,4 %, com frequências de chaveamento do inversor variando entre 66 kHz e 140 kHz. Porém, o autor não evidencia os fatores de acoplamento ou mesmo a distância entre as bobinas de transmissão e recepção durante a realização dos experimentos (Yungtaek Jang; JOVANOVIC, 2003).

Os dispositivos de transferência de energia IPT estão sendo desenvolvidos e comercializados por grandes empresas como Google, Apple, Multilaser, Motorola, Samsung e Duracell. Ainda no ano de 2014 o Starbuck anunciou a disponibilização de estações de carregamento *wireless* para os clientes. Cada estabelecimento adquiriu cerca de 10 estações de carregamento Powermat da Duracell (LUMPKINS, 2014). Todavia, apesar dos dispositivos de carregamento sem fio para *smartphones* estarem disponíveis para o consumidor final, o seu uso depende que o *smartphone* venha de fábrica com a função de carregamento sem fio.

Através de uma geração fotovoltaica Suja e Sathish Kumar (2013) elaboraram um circuito que armazena a energia de módulos fotovoltaicos em baterias e posteriormente faz a transferência da energia por um transmissor e quatro receptores. Para tanto, criou



Figura 11 – Esquema de ligação IPT para telefones celulares.

Fonte: (Yungtaek Jang; JOVANOVIC, 2003)

um experimento e simulações comparando diversas formas de núcleo magnético e o comportamento do fluxo produzido (SUJA; Sathish Kumar, 2013).

Elwalaty, Jemli e Azza (2019) utiliza essa mesma proposta para transmitir a energia solar armazenada em baterias por um sistema IPT com um transmissor no solo e um receptor no assoalho de um carro. O artigo é baseado em uma simulação no software MATLAB[®]. A simulação consiste num conversor *buck* acoplado em um módulo fotovoltaico para o rastreio do ponto de máxima potência. No estudo, a energia é armazenada em uma bateria e transmitida por uma IPT sem controles adicionais (ELWALATY; JEMLI; AZZA, 2019).

Em outro artigo, Babaki et al. (2019) propõem uma nova topologia de transmissão indutiva de energia capaz de realizar o MPPT (do inglês *Maximum Power Point Tracker*) de módulos fotovoltaicos e controlar a tensão na recepção utilizando cinco chaves na transmissão e uma na recepção. Esta topologia é considerada regenerativa pois utiliza um elemento armazenador capacitivo para estabelecer um barramento cc entre os módulos fotovoltaicos e a transmissão indutiva. O autor afirma não haver necessidade de se utilizar capacitores de compensação e que o sistema consegue trabalhar em baixas frequências com alto rendimento, porém não apresenta resultados experimentais ou de simulação.

São inúmeros os desafios existentes, tanto na IPT, quanto no uso da energia fotovoltaica. Como descrito anteriormente, na literatura foram encontrados trabalhos que abordam a transmissão indutiva da energia solar fotovoltaica. Entretanto, todos utilizam elementos armazenadores de energia ou conversores cc-cc entre a geração fotovoltaica e a transmissão. Assim, a energia fotovoltaica é convertida e posteriormente transmitida, separando as dinâmicas de funcionamento da geração fotovoltaica e da IPT. Em vista disso, neste trabalho foi elaborado simulações e protótipo experimental do circuito da Figura 12, onde há interação entre o comportamento elétrico do módulo fotovoltaico e da IPT. O controle do fluxo de potência é realizado exclusivamente por um conversor cc-cc (*buck-boost*) posicionado na saída do retificador.

Figura 12 – Rastreamento do ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico através da regulação da resistência de carga, no conjunto de recepção da transferência indutiva de energia.



Fonte: Próprio autor

1.3 Objetivo geral

Realizar o rastreamento de máxima potência de módulo fotovoltaico acoplado em sistema de transferência indutiva de energia IPT, através da sintetização de resistência por um conversor cc-cc (*buck-boost*), posicionado na recepção da IPT.

1.4 Objetivos específicos

- Analisar a influência da não linearidade da curva P-V de um módulo fotovoltaico sobre o comportamento elétrico da transmissão indutiva de energia;
- Avaliar a viabilidade de um único conversor *buck-boost* no rastreio dos pontos de máxima potência do módulo fotovoltaico e da IPT;
- Validar a equação do fator de acoplamento e o modelo equivalente de Thévenin cc-cc (propostos neste trabalho) através da análise de dados experimentais;
- Verificar a influência de variações do fator de acoplamento e da resistência de carga sobre a potência transferida na IPT e a potência gerada pelo módulo fotovoltaico.

1.5 Justificativa

Os sistemas de transferência de energia sem fio WPT (Wireless Power Transfer) possuem incontáveis áreas de aplicação. Dentre os métodos de WPT, a tecnologia IPT (Inductive Power Transfer) se destaca por possuir a capacidade de transferir energia à média distância sem emitir radiação eletromagnética. Essa característica faz da IPT
uma tecnologia promissora para o carregamento sem fio de baterias de *smartphones*, *tablets*, *laptops*, câmeras fotográficas, veículos elétricos, dentre outras. Inúmeros trabalhos utilizam conversores cc-cc na recepção da IPT para buscar o ponto de máxima potência ou rendimento. Entretanto, todos os estudos existentes sobre IPT utilizam fontes de tensão ou corrente para o fornecimento da energia que será transferida, ficando os módulos fotovoltaicos limitados à associação com a tecnologia MPT (*Microwave Power Transfer*). Por esta razão, este trabalho propõem uma análise experimental da tecnologia IPT em conjunto com a geração fotovoltaica. Uma aplicação direta desta tecnologia seria realizar recargas em baterias utilizando diretamente a energia solar fotovoltaica.

1.6 Contribuições

- Teste experimental de um sistema IPT alimentado por um módulo fotovoltaico;
- Rastreamento do ponto de máxima potência de um módulo fotovoltaico alimentando uma carga via um sistema IPT;
- Equacionamento do modelo equivalente de Thévenin cc-cc;
- Equacionamento do fator de acoplamento considerando as variáveis mensuráveis da IPT.

2 TEORIA IPT

2.1 Princípios físicos

Um sistema de transmissão indutiva de energia (IPT) é usualmente composto por fonte de alimentação, inversor, conjunto capacitor e indutor de transmissão ou primário, conjunto capacitor e indutor de recepção ou secundário, retificador e carga. O sistema completo é mostrado na Figura 13. Os indutores são construídos e posicionados de forma que possa acontecer trocas de energia e geralmente adquirem a forma planar circular ou quadrada (CHAIDEE et al., 2017; MOHAN et al., 1999). A energia é transferida através do fluxo magnético variante gerado pela corrente alternada que flui no condutor da bobina do primário, que por sua vez induz uma diferença de potencial (ddp) nos terminais da bobina do secundário. Quando uma carga é conectada no secundário, a ddp produzirá uma corrente elétrica, que é retificada e direcionada para a carga, dissipando a potência transmitida. (HUI, 2016; LI, 2009).





O acoplamento magnético entre as indutâncias do primário L_1 e secundário L_2 é representado pela indutância mútua M. A indutância mútua M e as próprias L_1 e L_2 estão relacionadas pelo denominado fator de acoplamento k, como mostrado na Equação 2.1 (ZHANG et al., 2014; LI; WANG, 2018; CHAIDEE et al., 2017).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \tag{2.1}$$

O fator de acoplamento k é um valor real entre 'zero' e 'um', onde 'zero' representa o total desacoplamento e 'um' o total acoplamento. O fator k depende exclusivamente das características e da posição espacial dos indutores utilizados (BRUSAMARELLO; BLAUTH, 2012). Diferente dos transformadores, que possuem núcleo de material ferromagnético de alta permeabilidade, a IPT utiliza núcleo de ar que possui baixa permeabilidade (permeabilidade do ar - $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$). Portanto, funciona com baixo acoplamento e significativa indutância de dispersão L_{lk} , definida na equação da indutância própria apresentada na Equação 2.2.

$$L = L_{lk} + M \tag{2.2}$$

A indutância própria de uma bobina planar circular, como a presente na Figura 14, pode ser estimada através da Equação 2.3. Os parâmetros d_i e d_e são os diâmetros interno e externo da bobina planar, respectivamente (STONE; ZHAO; GLADWIN, 2016).

$$L = \frac{25 \left(d_e + d_i\right)^2 N^2}{76d_e - 36d_i} \qquad [\mu H]$$
(2.3)

Figura 14 – Bobina planar circular de 50 μH .



Fonte: (STONE; ZHAO; GLADWIN, 2016)

O baixo acoplamento presente na IPT adiciona perdas e não linearidades no sistema, pois a frequência de operação ω e a resistência de carga R_C passam a influenciar diretamente no rendimento da transmissão de energia.

Para maximizar o rendimento e aumentar a distância de transmissão, uma IPT deve funcionar em altas frequências, como mostrado na Tabela 1. Uma vez que a reatância indutiva $(X_L = \omega L)$ é diretamente proporcional à frequência, ocorre grande fluxo de potência reativa, o que diminui o rendimento. Assim, para que o funcionamento da IPT em alta frequência reflita em benefícios para a transmissão, utiliza-se capacitores de compensação. Como a reatância capacitiva $\left(X_C = -\frac{1}{\omega C}\right)$ é inversamente proporcional à frequência, se bem dimensionados e dispostos no circuito da IPT, os capacitores de compensação anulam a reatância indutiva X_L . Assim, a compensação capacitiva X_C diminui o fluxo de potência reativa e proporciona aumento no rendimento. Na literatura

existem diferentes possíveis topologias para a compensação capacitiva, sendo as principais: série-série (SS), série-paralelo (SP), paralelo-série (PS) e paralelo-paralelo (PP) (WANG; COVIC; STIELAU, 2004; LI; WANG, 2018). Diagramas das principais topologias são apresentados na Figura 15.





Fonte: Próprio autor

A frequência na qual a reatância capacitiva X_C anula a reatância indutiva X_L é denominada frequência de ressonância ω_0 . A ressonância é um fenômeno físico dependente da existência de uma ou mais frequências naturais vinculadas a um determinado sistema. Sendo o sistema em questão submetido a forças externas com frequências próximas às frequências naturais de oscilações do mesmo, é dito que este sistema acumulará energia na amplitude de oscilação (GORDON; LEVY, 1985).

Em um circuito elétrico, em circuitos magneticamente acoplados, o fenômeno da ressonância refere-se às oscilações de energia entre campo magnético e campo elétrico. Portanto, a energia oscila entre um elemento indutivo e um capacitivo, respectivamente (HUI, 2016). Para garantir que tanto a impedância reativa do primário quanto a do secundário seja compensada é interessante que os conjuntos capacitor C_1 e indutor L_1 do primário e o capacitor C_2 e indutor L_2 do secundário estejam dimensionados para uma única frequência de ressonância ω_0 igual à frequência de funcionamento do inversor. No caso geral, a expressão para o cálculo da frequência de ressonância faz uso dos valores de capacitância C_2 e indutância L_2 do secundário, uma vez que a ressonância do conjunto do primário depende diretamente da topologia de compensação capacitiva utilizada. Na Equação 2.4 apresenta-se a expressão geral para o cálculo da frequência de ressonância ω_0 (WANG; COVIC; STIELAU, 2004):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_2 L_2}} \tag{2.4}$$

Para que a ressonância ocorra no primário e secundário o capacitor C_1 deve ser dimensionado de forma que compense tanto a indutância própria L_1 quanto a impedância refletida Z_r , o circuito exposto na Figura 16 é utilizado para ilustrar esta situação.

Figura 16 – Diagrama de circuito equivalente IPT com secundário representado pela impedância refletida Z_r .



Fonte: Próprio autor

A impedância refletida Z_r é a impedância do secundário vista pelo circuito do primário e depende diretamente do quadrado de ω e M, relação expressa na Equação 2.5. O parâmetro Z_2 representa a impedância do secundário e seu valor depende da topologia de compensação capacitiva do secundário, como apresentado na Equação 2.6 (WANG; COVIC; STIELAU, 2004).

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \tag{2.5}$$

$$Z_{2} = \begin{cases} j\omega L_{2} + R_{2} + \frac{1}{j\omega C_{2}} + R_{C}, & \text{secundário com compensação série} \\ j\omega L_{2} + R_{2} + \frac{1}{j\omega C_{2} + \frac{1}{R_{C}}}, & \text{secundário com compensação paralela} \end{cases}$$
(2.6)

Devido à influência da impedância refletida Z_r no circuito de primário, o cálculo do capacitor C_1 dependerá também da topologia de compensação do secundário, fazendo-se necessário a análise das componentes real e imaginária de Z_r , neste trabalho apresentadas nas Equações 2.7 e 2.8, respectivamente, para as compensações série e paralela do secundário. O artigo onde foram adquiridas estas relações considera nulas as resistências das bobinas de primário e secundário (WANG; COVIC; STIELAU, 2004).

$$Re Z_r = \begin{cases} \frac{\omega^4 C_2^2 M^2 R_C}{(\omega^2 C_2 L_2 - 1)^2 + \omega^2 C_2^2 R_C^2}, & \text{secundário com compensação série} \\ \frac{\omega^2 M^2 R_C}{R_C^2 (\omega^2 C_2 L_2 - 1)^2 + \omega^2 L_2^2}, & \text{secundário com compensação paralela} \end{cases}$$
(2.7)

$$Im Z_{r} = \begin{cases} \frac{-\omega^{3}C_{2}M^{2} (\omega^{2}C_{2}L_{2}-1)}{(\omega^{2}C_{2}L_{2}-1)^{2} + \omega^{2}C_{2}^{2}R_{C}^{2}}, & \text{secundário com compensação série} \\ \frac{-\omega^{3}M^{2} \left[C_{2}R_{C}^{2} (\omega^{2}C_{2}L_{2}-1) + L_{2}\right]}{R_{C}^{2} (\omega^{2}C_{2}L_{2}-1)^{2} + \omega^{2}L_{2}^{2}}, & \text{secundário com compensação paralela} \end{cases}$$

$$(2.8)$$

Quando o sistema IPT funciona na frequência de ressonância ω_0 calculada pela Equação 2.4, as Equações 2.7 e 2.8 são simplificadas nas relações apresentadas na Tabela 2.

Topologia do secundário	${ m Re} { m Z_{r0}}$	$\rm{Im}Z_{r0}$
Série	$\frac{\omega_0^2 M^2}{R_C}$	0
Paralelo	$\frac{R_C M^2}{L_2^2}$	$-\frac{\omega_0 M^2}{L_2}$

Tabela 2 – Impedância refletida na frequência de ressonância Z_{r0} .

Fonte: (WANG; COVIC; STIELAU, 2004)

A compensação capacitiva de primário C_1 é dimensionada a partir das relações apresentadas na Tabela 2, sendo dependentes também da própria topologia de compensação de primário. O artigo consultado expõe as equações de C_1 para as quatro topologias básicas de compensação capacitivas, neste trabalho essas equações são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Equações para cálculo da compensação capacitiva do primário.

Topologia	Equação da compensação do primário	
SS	$C_{i} = \frac{1}{1}$	
série-série	$\mathcal{O}_1 = rac{\omega_0^2 L_1}{\omega_0^2 L_1}$	
SP	$C_{\rm c} = \frac{1}{1}$	
série-paralelo	$\frac{\omega_1 - \omega_0^2 \left(L_1 - M^2 / L_2 \right)}{\omega_0^2 \left(L_1 - M^2 / L_2 \right)}$	
PS paralelo-série	$C_{1} = \frac{L_{1}}{\left(\frac{\omega_{0}^{2}M^{2}}{R_{C}}\right)^{2} + \omega_{0}^{2}L_{1}^{2}}$	
PP paralelo-paralelo	$C_{1} = \frac{L_{1} - M^{2}/L_{2}}{\left(\frac{M^{2}R_{C}}{L_{2}^{2}}\right)^{2} + \omega_{0}^{2}\left(L_{1} - M^{2}/L_{2}\right)^{2}}$	
Fonte: (WANG; COVIC; STIELAU, 2004)		

A topologia SS apresenta maiores vantagens quanto ao dimensionamento de C_1 , pois ele somente dependerá das constantes: frequência de ressonância ω_0 e indutância L_1 . Essa característica traz flexibilidade ao projeto da IPT, tornando possível o funcionamento com alto rendimento para diferentes fatores de acoplamento k e resistências de carga R_C , pois variações de k e R_C não interferem na ressonância do primário (WANG; COVIC; STIELAU, 2004).

Na topologia SP o capacitor C_1 é dependente do fator de acoplamento k. Essa característica torna a ressonância do primário sensível ao acoplamento. Como a capacitância de C_1 é constante, o fator de acoplamento deve ser visto como um parâmetro constante de projeto da IPT SP. Nas topologias PS e PP o capacitor C_1 é dependente tanto de k quanto de R_C , assim, IPT's com essas topologias devem funcionar com valores pré-determinados de acoplamento e resistência de carga (WANG; COVIC; STIELAU, 2004).

A potência ativa transferida para o secundário P_t é adquirida através da multiplicação da componente real de Z_r pelo quadrado da corrente de primário I_1 , como arranjado na Equação 2.9. Esta relação pode ser vista no circuito da Figura 16.

$$P_t = (Re Z_r) I_1^2 \tag{2.9}$$

Na frequência de ressonância ω_0 , cuja equações correspondentes são apresentadas na Tabela 2, observa-se que para ambas as topologias de secundário a potência transferida P_t dependerá de $k \in R_C$. Na compensação em série do secundário Z_{r0} se resume em uma componente real proporcional a k e inversamente proporcional a R_C . Na compensação em paralelo do secundário, Z_{r0} possui componente real e imaginária, sendo a parte real diretamente proporcional a $k \in R_C$ enquanto que a componente imaginária é diretamente proporcional a k e tem característica capacitiva. Em ambas as compensações, variações de $k \in R_C$ impactam diretamente no rendimento de transmissão.

2.2 Bifurcação e separação

A IPT possui dois importantes fenômenos ligados às características de entrada e saída do circuito. O fenômeno relacionado com a entrada é denominado 'bifurcação' (do inglês *bifurcation*) e analisa o comportamento da impedância de entrada do primário Z_{in} em relação a ω e k. O segundo fenômeno pode ser traduzido como 'separação' (do inglês *splitting*) e relaciona a potência de saída P_C com ω e k. O estudo dos dois fenômenos consideram R_C constante (NIU et al., 2013; WANG; COVIC; STIELAU, 2004; KIM et al., 2016; NIU et al., 2012; STIELAU; COVIC, 2000; HUANG; ZHANG, 2015).

A explicação destes fenômenos será desenvolvida por meio da análise do circuito da IPT SS. Porém, com as devidas modificações o mesmo conceito pode ser aplicado para as demais topologias. Na Figura 17 mostra-se o circuito IPT SS a ser analisado.





Fonte: Próprio autor

A equação da impedância de entrada Z_{in} pode ser encontrada somando a impedância do primário Z_1 , apresentada na Equação 2.10, com a impedância refletida Z_r da Equação 2.5 no caso de compensação série do secundário. A expressão de Z_{in} é apresentada na Equação 2.11 (CHAIDEE et al., 2017).

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$$
(2.10)

$$Z_{in} = Z_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2}$$
(2.11)

O fenômeno da bifurcação analisa os valores de $\omega e k$ (com R_C constante) que anulam a componente imaginária de Z_{in} , ou seja $Im Z_{in} = 0$. Portanto, isolando a componente imaginária da Equação 2.11 encontra-se a Equação 2.12 (NIU et al., 2013; CHAIDEE et al., 2017). Embora o artigo consultado tenha utilizado os valores de resistência das bobinas de primário e secundário, para trazer uniformidade à análise, nesta parte do trabalho seus valores serão considerados nulos.

$$Im Z_{1}\left(\frac{R_{C}^{2}}{\alpha} + Im Z_{1}Im Z_{2} - (\omega M)^{2}\right) = 0$$
(2.12)

A Equação 2.12 é denominada 'equação de bifurcação'. Por meio dela pode-se encontrar os valores de $k \in \omega$ que anulam a componente imaginária de Z_{in} . Uma solução direta é observada quando $lm Z_1 = 0$. Esta solução implica que $\omega = \omega_0$, assim, ω_0 é denominado a frequência de bifurcação do meio (do inglês *middle bifurcation frequency*), ω_{bm} (NIU et al., 2013).

Quando o discriminante Δ da Equação 2.12 é 'zero' encontra-se $k_{bifurcação}$ e $\omega_{bifurcação}$. As duas relações são apresentadas nas Equações 2.13 e 2.14, respectivamente. Em ambas equações $Q_{bifurcação} = \frac{\alpha \omega_0 L}{R_C}$, onde $\alpha = \frac{L_2}{L_1}$. Quando o discriminante Δ é positivo, $k > k_{bifurcação}$ e existe duas soluções para ω , a menor denominada ω_{bs} e a maior ω_{bg} . Essa região é chamada região de bifurcação (NIU et al., 2013; HUANG; ZHANG, 2015).

$$k_{bifurca \varsigma \tilde{a} o} = \frac{1}{Q_{bifurca \varsigma \tilde{a} o}} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{4Q_{bifurca \varsigma \tilde{a} o}^2}\right)}$$
(2.13)

$$\omega_{bifurca\varsigma\tilde{a}o} = \left[1 - \left(\frac{1}{2Q_{bifurca\varsigma\tilde{a}o}^2}\right)\right]^{-0.5} \omega_0 \tag{2.14}$$

As frequências ω_{bs} , ω_{bm} e ω_{bg} são denominadas frequências de cruzamento por zero, pela razão de anularem a componente imaginária de Z_{in} com o devido valor de k. Em resumo, para $k < k_{bifurcação}$ a frequência na qual ocorre o cruzamento por zero é a própria frequência de ressonância ω_0 . Se $k = k_{bifurcação}$ a frequência de cruzamento por zero é calculada pela Equação 2.14. Quando $k > k_{bifurcação}$ passam a existir duas frequências nas quais ocorrem o cruzamento por zero, uma menor que ω_0 denominada ω_{bs} e uma maior que ω_0 denominada ω_{bg} (NIU et al., 2013).

Na Figura 18 ilustra-se o fenômeno da bifurcação por meio da amplitude de Z_{in} , utilizando os parâmetros expostos na Tabela 4. Nela pode-se observar duas linhas tracejadas, a linha verde demarca a amplitude de Z_{in} na frequência $\omega_0 = \omega_{bm}$ enquanto que a linha vermelha demarca a amplitude de Z_{in} nas frequências de bifurcação ω_{bs} e ω_{bg} . A bifurcação começa a existir no ponto onde a linha verde cruza as linhas vermelhas. A partir deste ponto ocorre um aumento exponencial de Z_{in} em ω_0 , o que causa uma diminuição da corrente de entrada e, por consequência, retira o sistema do ponto ótimo de funcionamento.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
R_S	$50 \ \Omega$	L_2	$20 \ \mu H$
L_1	$20 \ \mu H$	C_2	$12,67 \ pF$
C_1	$12,\!67 \ pF$	R_2	$0,5~\Omega$
R_1	$0,5 \ \Omega$	R_L	$50 \ \Omega$
k_{23}	0,001-0,3	f_0	$10 \ MHz$

Tabela 4 – Parâmetros da IPT SS utilizada na aquisição do comportamento observado na Figura 18.

Fonte: (HUANG; ZHANG, 2015)

Para facilitar o desenvolvimento de projetos de sistemas IPT de modo a evitar o ocorrência do fenômeno da bifurcação, o artigo (WANG; COVIC; STIELAU, 2004) criou uma tabela denominada 'critério de bifurcação' para as quatro topologias básicas de compensação capacitiva. Essas relações são apresentadas na Tabela 5. Os valores de Q_p e Q_s são apresentados na Tabela 6 de acordo com a respectiva topologia de compensação

Figura 18 – Impedância de entrada Z_{in} em relação a $k \in \omega$. Linha verde indica a amplitude de Z_{in} na frequência ω_0 e as linhas vermelhas a amplitude de Z_{in} nas frequências de bifurcação.



do secundário. O autor afirma que respeitando estes parâmetros o sistema IPT somente sofrerá um cruzamento por zero e por consequência não ocorrerá a bifurcação.

Topologia	Critério
SS	$\overline{Q_p > \frac{4Q_s^3}{4Q_s^2 - 1}}$
SP e PP	$Q_p > Q_s + \frac{1}{Q_s}$
PS	$Q_p > Q_s$

Tabela 5 – Critério de Bifurcação

Fonte: (WANG; COVIC; STIELAU, 2004)

O fenômeno descrito como separação (do inglês *splitting*) relaciona a potência de saída P_C com ω e k, para R_C constante. Logo, utiliza as Equações 2.5 e 2.9 para estabelecer a equação da potência de saída P_C em relação à tensão de entrada V_1 apresentada na Equação 2.15 (NIU et al., 2013).

$$P_C = Re\left(V_L I_2^*\right) = \frac{\omega^2 M^2 V_1^2 R_C}{\left(\omega^2 M^2 + R_1 R_S - xy\right)^2 + \left(R_S x + R_1 y\right)^2}$$
(2.15)

Topologia do secundário	Primário	Secundário
Série	$Q_p = \frac{L_p R_C}{\omega_0 M^2}$	$Q_s = \frac{\omega_0 L_2}{R_C}$
Paralelo	$Q_p = \frac{\omega_0 L_p L_s^2}{M^2 R_C}$	$Q_s = \frac{R_C}{\omega_0 L_s}$

Tabela 6 – Relação de fatores de qualidade vinculados à topologia de compensação capacitiva do secundário

Fonte: (WANG; COVIC; STIELAU, 2004)

Onde, x é a componente imaginária de Z_1 (da Equação 2.10), R_S a componente real de Z_2 e y a componente imaginária de Z_2 (da Equação 2.6) para a compensação série do secundário.

Os pontos de máxima potência são encontrados por meio da derivada parcial de P_C em relação a ω , descrita na Equação 2.16. Esta equação é chamada 'equação de separação' (NIU et al., 2013).

$$\frac{\partial P_C}{\partial \omega} = 0 \tag{2.16}$$

Para uma IPT simétrica e ideal, as resistências $R_1 = R_2 = 0$, $L_1 = L_2 = L$, $C_1 = C_2 = C$ e $R_C = R$. Neste caso a Equação 2.16 pode ser expandida na Equação 2.17 (NIU et al., 2013).

$$\frac{\partial P_C}{\partial \omega} = \left(R^2 + x^2 - \omega^2 M^2\right) \left(R^2 - x^2 + \omega^2 M^2 - \frac{4}{\omega C}x\right) \cdot \frac{2\omega M^2 V_1^2 R}{\left(\left(R^2 - x^2 + \omega^2 M^2\right)^2 + 4R^2 x^2\right)^2} = 0$$
(2.17)

A solução de 2.17 é adquirida através da análise individual de duas das sub-equações, denominadas 'equação de vale' (do inglês *trough equation*) e 'equação de pico' (do inglês *rigde equation*) apresentadas pelas Equações 2.18 e 2.19, respectivamente (NIU et al., 2013).

$$R^{2} - x^{2} + \omega^{2} M^{2} - \frac{4}{\omega C} x = 0$$
(2.18)

$$R^2 + x^2 - \omega^2 M^2 = 0 \tag{2.19}$$

A 'equação de vale' (2.18) pode ser expandida em função de ω , resultando em $\omega^4 + a_1\omega^2 + a_0 = 0$, onde $a_1 = \frac{2 - Q_{separação}^2}{1 - k^2}\omega_0^2$ e $a_0 = \frac{-3}{1 - k^2}\omega_0^4$. Uma vez que $Q_{separação} = \frac{\omega_0 L}{R}$

e $a_0 < 0$, existem duas possíveis soluções de sinais opostos, apresentada na Equação 2.20. A solução negativa ω_{-} não é utilizável, enquanto que a positiva ω_{+} é chamada de frequência de vale ω_t (do inglês *trough frequency*) (NIU et al., 2013).

$$\omega_{\pm} = \sqrt{\frac{-\left(2 - Q_{separação}^{-2}\right) \pm \sqrt{\left(2 - Q_{separação}^{-2}\right)^2 + 12\left(1 - k^2\right)}}{2\left(1 - k^2\right)}} \cdot \omega_0 \qquad (2.20)$$

A 'equação de pico' (2.19) pode ser expandida em função de ω , resultando em $\omega^4 + a_1\omega^2 + a_0 = 0$, onde $a_1 = \frac{-\left(2 - Q_{separação}^{-2}\right)}{1 - k^2}\omega_0^2$ e $a_0 = \frac{1}{1 - k^2}\omega_0^4$. Analisando os termos a_0 e a_1 observa-se que sempre $a_0 > 0$ e para a maioria dos casos $a_1 < 0$. Desta maneira, quando o discriminante Δ é positivo existe duas soluções positivas, apresentadas na Equação 2.21 (NIU et al., 2013).

$$\omega_{\pm} = \sqrt{\frac{\left(2 - Q_{separa \zeta \tilde{a} o}^{-2}\right) \pm \sqrt{\left(2 - Q_{separa \zeta \tilde{a} o}^{-2}\right)^2 - 4\left(1 - k^2\right)}}{2\left(1 - k^2\right)}} \cdot \omega_0 \tag{2.21}$$

A solução ω_+ é denominada 'frequência de separação par' ω_e (do inglês *even* splitting frequency) e a solução ω_- é denominada 'frequência de separação ímpar' ω_o (do inglês *odd splitting frequency*). Analisando as soluções de vale e pico é observado que $\omega_o < \omega_t < \omega_e$. Quando $\Delta < 0$ existem duas soluções complexas conjugadas que não existem fisicamente (NIU et al., 2013).

No caso onde $\Delta = 0$ há duas soluções iguais e positivas que determinam os chamados 'fator de acoplamento de separação' e 'frequência de separação' apresentados pelas Equações 2.22 e 2.23, respectivamente, para um sistema IPT simétrico ideal (NIU et al., 2013; HUANG; ZHANG, 2015).

$$k_{separação} = \frac{1}{Q_{separação}} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_{separação}^2}}$$
(2.22)

$$w_{separa \varsigma \tilde{a} o} = \left[1 - \frac{1}{2Q_{separa \varsigma \tilde{a} o}^2}\right]^{-0.5} \cdot \omega_0 \tag{2.23}$$

Em resumo, quando $k > k_{separação}$ existem dois picos de máxima potência de saída localizados nas frequências de separação ω_o e ω_e . Para $k = k_{separação}$ a máxima potência de saída se localiza em $\omega_o = \omega_e = \omega_t = \omega_{separação}$. Por fim, quando $k < k_{separação}$ as frequências ω_o e ω_e desaparecem, restando somente um pico de máxima potência de saída em ω_t . Na medida que k diminui ocorre a diminuição do pico de máxima potência de saída (NIU et al., 2013). Na Figura 19 é exemplificado o fenômeno da separação, utilizando os parâmetros expostos na tabela 7. Como a tensão de saída V_L da Figura 17 é diretamente proporcional à potência de saída P_C , pode-se visualizar a separação analisando-se a amplitude da tensão de saída V_L . À medida que ocorre o aumento de k ocorre também a separação do pico de máximo V_L .

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
L_1	66,56 μH	L_2	66,49 μH
C_1	$46,17 \ \mathrm{pF}$	C_2	$46{,}09~\mathrm{pF}$
R_1	$1,23 \ \Omega$	R_2	$0,79~\Omega$
f_0	$90,\!79~\mathrm{kHz}$	R_L	7,93 Ω

Tabela 7 – Parâmetros da IPT SS utilizada na aquisição do comportamento observado na Figura 19.

Fonte: (NIU et al., 2013)

Os fenômenos da bifurcação e da separação são estudados individualmente, porém, em um modelo de IPT SS simétrico e ideal pode-se considerar que $k_{bifurcação} = k_{separação}$ e $\omega_{bifurcação} = \omega_{separação}$ uma vez que $L_1 = L_2$ e, por consequência, $\alpha = 1$ (HUANG; ZHANG, 2015).

Quando o sistema IPT é assimétrico e não ideal as equações da separação se modificam, surgindo o parâmetro $\alpha = \frac{L_2}{L_1}$ em dois casos com diferentes soluções. No caso

Figura 19 – Tensão na carga em relação a $k \in \omega$ com R_C constante.



Fonte: (NIU et al., 2013)

especial, onde $\alpha R_1 = R_s$ as Equações 2.22 e 2.23 se mantém, somente sendo alterado o fator de qualidade de separação, assim $Q_{separação} = \frac{\omega_0 L}{R_1}$. Neste caso, com a alteração de $Q_{separação}$ toda a análise feita para o estudo da separação na IPT simétrica e ideal se mantém, ainda $k_{bifurcação} = k_{separação}$ e $\omega_{bifurcação} = \omega_{separação}$. No caso geral, onde $\alpha R_1 \neq R_s$ a análise é feita por meio de ferramentas matemáticas e de simulação devido à complexidade do equacionamento. Contanto, somente são descritas as diferenças no comportamento das soluções apresentadas (NIU et al., 2013).

Por fim, para o cálculo da frequência ω e do fator de acoplamento k que proporcionam a máxima potência de saída P_{Cmax} , deriva-se a Equação 2.15 em relação a ω e k. Assim, ω_{maxP_C} e k_{maxP_C} são apresentados pelas Equações 2.24 e 2.25, respectivamente. Substituindo as Equações 2.24 e 2.25 na Equação 2.15 adquire-se a relação para a máxima potência de carga em função da resistência de carga, apresentada na Equação 2.26 (NIU et al., 2013; HAIPING; HAORAN, 2018).

$$\omega_{maxP_C} = \omega_0 \tag{2.24}$$

$$k_{maxP_C} = \frac{\sqrt{R_1 R_S}}{\omega_0 \sqrt{L_1 L_2}} \tag{2.25}$$

$$P_{Cmax} = \frac{V_1^2 R_C}{4R_1 R_S}$$
(2.26)

Onde $R_S = R_2 + R_C$.

Segundo a Equação 2.24 a frequência que proporciona a máxima potência de saída (apresentada na Equação 2.26) é a própria frequência de ressonância quando $k_{maxP_C} < k_{separação}$.

2.3 Resistência de carga

Descritos os fenômenos físicos relacionados com ω e k, esta seção trás a relação entre a resistência de carga R_C , potência de saída P_C e rendimento η do sistema IPT.

Observando as Equações 2.13, 2.14, 2.22 e 2.23 nota-se que, assim como k_{maxP_C} (2.25), os valores de $k_{bifurcação}$, $\omega_{bifurcação}$, $k_{separação}$ e $\omega_{separação}$ são diretamente proporcionais à resistência de carga R_C . Essa característica causa a alteração dos pontos de bifurcação e separação quando é utilizada a regulação de R_C para rastrear a máxima potência e rendimento, fazendo k_{maxP_C} ser sempre menor que $k_{bifurcação}$ e $k_{separação}$ (YANG; LIU; CHEN, 2017; FU et al., 2015).

A IPT analisada nesta secção é apresentada na Figura 20, ela possui fonte de tensão contínua de entrada (representada por V_F), inversor de onda quadrada em ponte completa

a mosfet, acoplamento IPT SS, retificador de ponte completa a diodo, capacitor de carga C_C e resistor de carga R_C .



Figura 20 – Diagrama IPT Série-Série com etapa de inversão e retificação.

Fonte: Próprio autor

Através de algumas considerações a IPT SS pode ser analisada de forma simplificada e coerente ao seu comportamento físico real. Na Tabela 2 é observado que na frequência de ressonância do secundário ω_0 , a componente imaginária da impedância refletida é igual a zero, $lm Z_{r0} = 0$. Deste modo, pode-se concluir que a componente imaginária da impedância do secundário em ω_0 é zero, $lm Z_2 = 0$. Uma vez que $lm Z_{r0} = 0$ e o capacitor de compensação do primário C_1 é dimensionado para compensar a indutância própria do primário L_1 , conforme a Tabela 3, pode-se considerar nula a componente imaginária da impedância do primário, $lm Z_1 = 0$.

Equacionando o diagrama IPT SS (da Figura 20) são obtidas as Equações 2.27 e 2.28, onde Z_1 e Z_2 representam as expressões definidas por 2.10 e 2.6, respectivamente. I_1 é a corrente do primário, I_2 é a corrente do secundário, V_1 é a componente fundamental da tensão na saída do inversor no primário, ω é a frequência angular de V_1 e M é a indutância mútua (calculada na Equação 2.1).

$$V_1 - I_1 Z_1 + I_2 j \omega M = 0 \tag{2.27}$$

$$I_1 j \omega M - I_2 Z_2 = 0 \tag{2.28}$$

Posto que $Z_1 \cong \operatorname{Re} Z_1$ e $Z_2 \cong \operatorname{Re} Z_2$ na frequência de ressonância ω_0 , as Equações 2.27 e 2.28 podem ser reescritas tal como nas Equações 2.29 e 2.30 (TANG et al., 2018).

$$V_1 - I_1 R_1 + I_2 j \omega_0 M = 0 \tag{2.29}$$

$$I_1 j \omega_0 M - I_2 \left(R_2 + R_C' \right) = 0 \tag{2.30}$$

O diagrama da Figura 21 é adquirido através das Equações 2.29 e 2.30. Este diagrama explicita a relação entre $\omega_0 \in k$ na tensão do secundário $V_{L_2} = I_1 j \omega_0 M$. Observa-se que uma diminuição do fator de acoplamento k levará a uma diminuição de V_{L_2} , resultando na queda da potência transferida P_t (2.9). Pelo fato da frequência de funcionamento ω_0 ser diretamente proporcional a V_{L_2} , o aumento de ω_0 se torna um modo de se compensar o baixo k em um sistema IPT. Assim, em altas frequências uma IPT pode trabalhar com elevado rendimento, mesmo na situação de baixo valor de k.

Figura 21 – Diagrama de circuito IPT Série-Série Simplificado.



Fonte: Próprio autor

A resistência na entrada do retificador de ponte completa R'_C é relacionada com a resistência de carga R_C através da Equação 2.31 (LI et al., 2016; HU et al., 2017).

$$\frac{R'_C}{R_C} = \frac{8}{\pi^2}$$
(2.31)

Substituindo as Equações 2.31 e 2.1 nas Equações 2.29 e 2.30 e rearranjando os termos é adquirida a Equação 2.32 para a potência de carga P_C (CHAIDEE et al., 2017; YANG; LIU; CHEN, 2017; LI et al., 2016).

$$P_C = \frac{V_1^2 \omega_0^2 k^2 L_1 L_2 \pi^2 R_C}{8 \left[R_1 \left(R_2 + \frac{\pi^2 R_C}{8} \right) + \omega_0^2 k^2 L_1 L_2 \right]^2}$$
(2.32)

Para encontrar a resistência de carga que proporciona a máxima potência de carga R_{CmaxP_C} , deriva-se a Equação 2.32 em relação a R_C . Na Equação 2.33 apresenta-se o

resultado de R_{CmaxP_C} (BURLAKA; PODNEBENNAYA; GULAKOV, 2018; LI et al., 2016).

$$R_{CmaxP_C} = \frac{\pi^2}{8} \left(R_2 + \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_1} \right)$$
(2.33)

Substituindo a Equação 2.33 em 2.32 é obtido a potência máxima de carga P_{Cmax} , apresentada na Equação 2.34.

$$P_{Cmax} = \frac{V_1^2 \omega_0^2 k^2 L_1 L_2 \pi^2 \left(R_2 + \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_1}\right)}{8 \left[R_1 \left(R_2 + \frac{\pi^2}{8} \left(R_2 + \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_1}\right)\right) + \omega_0^2 k^2 L_1 L_2\right]^2}$$
(2.34)

O rendimento da transmissão η é definida como a potência de carga P_C dividida pela potência da fonte P_F da IPT, tal como apresentada na Equação 2.35 (KALWAR; AAMIR; MEKHILEF, 2015; ZIEGLER et al., 2017).

$$\eta = \frac{P_C}{P_F} \tag{2.35}$$

Utilizando as Equações 2.32, 2.29 e 2.30 é adquirido a expressão para o rendimento η da IPT, apresentada na Equação 2.36 (Yun Yang et al., 2017; ZHANG; ZHAO; CHEN, 2014; LI et al., 2016).

$$\eta = \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_1 \left(R_2 + \frac{\pi^2}{8} R_C \right) + \omega_0^2 k^2 L_1 L_2} \cdot \frac{\frac{\pi^2}{8} R_C}{R_2 + \frac{\pi^2}{8} R_C}$$
(2.36)

A derivada da Equação 2.36 em relação a R_C resulta na resistência de carga que proporciona o máximo rendimento $R_{Cmax\eta}$, apresentada na Equação 2.37 (YANG et al., 2018).

$$R_{Cmax\eta} = \frac{\pi^2}{8} \sqrt{R_2 + \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_1}}$$
(2.37)

Substituindo a Equação 2.37 na Equação 2.36 é obtido a Equação 2.38, que possibilita o cálculo do máximo rendimento alcançado com os parâmetros especificados (ZHANG; ZHAO; CHEN, 2014).

$$\eta_{max} = \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_1 \left(R_2 + \frac{\pi^2}{8} \sqrt{R_2 + \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_1}} \right) + \omega_0^2 k^2 L_1 L_2} \cdot \frac{\frac{\pi^2}{8} \sqrt{R_2 + \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_1}}}{R_2 + \frac{\pi^2}{8} \sqrt{R_2 + \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_1}}} \quad (2.38)$$

Comparando as expressões de R_{CmaxP_C} (Equação 2.33) com $R_{Cmax\eta}$ (Equação 2.37) adquire-se a relação apresentada na Equação 2.39. Esta expressão pode facilitar a transição do estado de máxima potência para o máximo rendimento (e vice versa) uma vez que as resistências referentes aos dois casos estão relacionadas através de uma constante.

$$R_{Cmax\eta} = \frac{\pi}{4} \sqrt{2R_{CmaxP_C}} \tag{2.39}$$

2.4 Modelo equivalente de Thévenin cc-cc

Foram apresentadas as principais equações que descrevem o comportamento físico do sistema IPT, todavia, devido à inerente complexidade destas equações, uma análise direta se mostra uma maneira contra intuitiva e ineficiente de se compreender o comportamento das variáveis do sistema IPT. Por isso, na literatura são utilizados modelos equivalentes IPT, como o Modelo Equivalente de Thévenin.

Artigos como (CHAIDEE et al., 2017; NASR; MADANI; NIROOMAND, 2018; ZHANG et al., 2018) utilizam este modelo para associar entrada e saída da IPT, porém, somente equacionam e relacionam as tensões alternadas do link indutivo. Neste trabalho, é proposto uma nova abordagem que utiliza as equações básicas para relacionar a tensão de corrente contínua da entrada V_F com a tensão de corrente contínua da saída V_C presentes na Figura 20, tornando possível uma análise da IPT por meio de um divisor resistivo alimentado com corrente contínua. Uma das principais vantagens desta proposta é a considerável diminuição no tempo necessário para a realização de simulações de um sistema IPT.

Este modelo foi publicado em forma de artigo na conferência internacional IEEE-COBEP-SPEC 2019 e está disponível na base de dados do IEEE com o título: *Experimental Analysis for Low Power Series-Series Compensated Inductive Power Transfer System* e DOI: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065746.

O Modelo Equivalente de Thévenin proposto pode ser adquirido através da relação entre as tensões do secundário e primário. Deste modo, substituindo a Equação 2.30 em 2.29 e rearranjando os termos é obtido a relação entre V_2 e V_1 , apresentada na Equação 2.40.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{j\omega_0 M R'_C}{R_1 \left(R_2 + R'_C\right) + \left(\omega_0 M\right)^2}$$
(2.40)

Como disposto na Figura 20, V_1 é a componente fundamental da onda quadrada V_P na saída do inversor e V_2 é a fundamental da onda quadrada V'_C na entrada do retificador, dada por $V_2 = I_2 R'_C$. Onde R'_C é descrito na Equação 2.31.

Na Equação 2.40 mostra-se que as tensões alternadas do link indutivo são defasadas de $\pi/2 \ rad$. Assim, a relação entre os valores de tensão eficaz é exposta na Equação 2.41.

$$\frac{V_{2rms}}{V_{1rms}} = \frac{\omega_0 M R'_C}{R_1 \left(R_2 + R'_C\right) + \left(\omega_0 M\right)^2}$$
(2.41)

A razão entre o valor eficaz das ondas quadradas $V_P \in V'_C$ e suas respectivas fundamentais $V_1 \in V_2$ é constante e igual a $\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$ (LI et al., 2016; YANG et al., 2018; MAI et al., 2018; LI et al., 2018). Além disso, a tensão cc de entrada do inversor V_F e de saída do retificador V_C são constantes e iguais aos valores eficazes de suas respectivas ondas quadradas. Portanto, a Equação 2.41 pode ser utilizada para relacionar diretamente as tensões cc da fonte V_F e da carga V_C .

Substituindo a Equação 2.31 na Equação 2.41 e rearranjando os termos é obtido a Equação 2.42.

$$\frac{V_C}{V_{TH}} = \frac{R_C}{R_{TH} + R_C}$$
(2.42)

Onde V_{TH} é a tensão de Thévenin definida na Equação 2.43 e R_{TH} é a resistência de Thévenin definida na Equação 2.44.

$$V_{TH} = V_F \frac{\omega_0 M}{R_1} \tag{2.43}$$

$$R_{TH} = \frac{\pi^2}{8} \left(R_2 + \frac{(\omega_0 M)^2}{R_1} \right)$$
(2.44)

A Equação 2.42 pode ser convertida no circuito equivalente de Thévenin exposto na Figura 22.

Figura 22 – Circuito Equivalente de Thévenin



Fonte: Próprio autor

As Equações 2.43 e 2.44 do modelo de Thévenin utilizam como parâmetro o fator de acoplamento k. Todavia, a medição da variável k requer instrumentos de valores elevados

capazes de mensurar com precisão o fluxo enlaçado M. Uma alternativa é a utilização de simulações computacionais. Entretanto, neste trabalho é proposto a Equação 2.45, que facilita a aquisição do fator de acoplamento.

$$k = \frac{4R_C V_F}{\pi^2 \omega_0 \sqrt{L_1 L_2} V_C} + \sqrt{\left(\frac{4R_C V_F}{\pi^2 \omega_0 \sqrt{L_1 L_2} V_C}\right)^2 - \frac{R_1 \left(R_2 + 8R_C / \pi^2\right)}{\omega_0^2 L_1 L_2}}$$
(2.45)

Na Equação 2.45 utiliza-se os parâmetros fixos L_1 , L_2 , R_1 , $R_2 \in \omega_0$ juntamente com os valores instantâneos de R_C , $V_F \in V_C$ para estimar o fator de acoplamento instantâneo.

2.5 Comentários do capítulo

Este capítulo iniciou-se com uma discussão a respeito dos princípios físicos que envolvem a transmissão de energia por acoplamento indutiva. Foram descritas as etapas de funcionamento da IPT, assim como os conceitos do fator de acoplamento k e da indutância mútua M. Apresentou-se também uma equação para o cálculo da indutância própria L de uma bobina planar com núcleo de ar. A seguir foram expostas as principais topologias de compensação capacitiva e suas características.

O segundo tópico trouxe os resultados de uma pesquisa a respeito dos fenômenos da bifurcação e da separação, onde foram apresentadas as principais equações e conceitos relacionados ao comportamento da IPT sob variações de frequência e fator de acoplamento para a topologia de compensação capacitiva série-série.

A resistência de carga é abordada em um tópico próprio, onde elaborou-se equações referentes à potência transmitida, rendimento e resistência de carga para os ponto de máxima potência e máximo rendimento na frequência de ressonância do conjunto de secundário.

O quarto e último tópico abordou os conceitos vinculados ao modelo equivalente de Thévenin cc-cc, descrevendo as ideias principais e apresentando o desenvolvimento das equações e do circuito que representa o modelo. Por fim, expôs-se uma equação capaz de estimar o fator de acoplamento através de parâmetros do circuito da IPT.

3 PROJETO DO SISTEMA PRO-POSTO

3.1 Módulo fotovoltaico

Um módulo fotovoltaico é composto por células cristalinas de silício. Essas células são posicionadas em série e paralelo para que sejam alcançados os valores de tensão e corrente desejados nos terminais do módulo (AL-MASHHADANY; ATTIA, 2015; ATTIA, 2017). Quando expostas à luz solar as células sofrem o denominado efeito fotoelétrico, transformando as ondas eletromagnéticas incidentes diretamente em eletricidade. Este fenômeno é explicado através das ligações feitas pelo átomo de silício, matéria prima da célula fotovoltaica. Em sua forma pura um semicondutor é chamado: semicondutor intrínseco, pois apresenta o mesmo número de elétrons e lacunas (Barbosa Matos; Roberto Camacho, 2008).

As células medem geralmente de 10 a 20 cm² e geram por volta de 0,6 V para uma potência de no máximo 3 W. Um conjunto de células associadas em série e em paralelo formam um módulo, que chegam a fornecer potências superiores a 150 W. Da mesma forma, um conjunto de módulos podem ser associados em série e em paralelo para formarem um arranjo, que por sua vez podem alcançar potências da ordem de kW (SOLANO, 2015).

Caso as características elétricas das células utilizadas forem semelhantes, uma eventual associação em série e em paralelo (formando um módulo fotovoltaico) pode ser representada pelo modelo exposto na Figura 23.





Fonte: (SOLANO, 2015)

Para realizar o cálculo das correntes $I_{módulo}$, $I_{phmódulo}$, $I_{Dmódulo}$ e $I_{Rpmódulo}$ são

utilizadas as Equações 3.1, 3.2, 3.3 e 3.4 (COELHO et al., 2017).

$$I_{m\acute{o}dulo} = I_{phm\acute{o}dulo} - I_{Dm\acute{o}dulo} - I_{Rpm\acute{o}dulo}$$
(3.1)

$$I_{phmódulo} = \frac{S}{S_{ref}} I_{phref} + (T - T_{ref}) \beta$$
(3.2)

$$I_{Dm\acute{o}dule} = I_{oref} \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^3 \left[e^{\left(\frac{q\left(V_{m\acute{o}dulo} + R_{Sm\acute{o}dulo}I_{m\acute{o}dulo}\right)}{Ak_bT}\right)} - 1 \right] e^{\left(\frac{qE_{bp}}{Ak_b}\left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T}\right)\right)}$$
(3.3)

$$I_{R_p m \acute{o} dulo} = \frac{V_{m \acute{o} dulo} + R_{sm \acute{o} dulo} I_{m \acute{o} dulo}}{R_{pm \acute{o} dulo}}$$
(3.4)

Onde $T_{ref} = 25$ °C, $S_{ref} = 1000 \text{ W/m}^2$ são valores de referência STC (do inglês Standard Test Conditions), β é a taxa de variação da corrente de curto circuito em função da temperatura [A/°C] (fornecida pelo fabricante), $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C é a carga do elétron, $k_b = 1,38 \cdot 10^{-23}$ [j/k] é a constante de Boltzmann e $E_{bp} = 1,12$ eV é a energia de banda proibida do silício (COELHO et al., 2017). Segundo Coelho et al. (2017) os demais parâmetros I_{phref} , I_{oref} , $R_{smódulo}$, $R_{pmódulo}$ e A são obtidos a partir da solução de um sistema de cinco equações não lineares que podem ser encontradas analisando diversos pontos de operação na Equação 3.1.

Uma vez adquiridos os parâmetros do circuito equivalente do módulo fotovoltaico, torna-se possível a realização de simulações computacionais a fim de analisar o comportamento real de um determinado módulo. Na Figura 24 apresenta-se as curvas I-V e P-V do módulo utilizado neste trabalho, outras especificações serão dadas mais adiante.

Analisando os gráficos exibidos na Figura 24 pode-se concluir que a corrente de saída de um módulo fotovoltaico é influenciada de forma direta e proporcional à irradiância incidida em sua superfície, ao mesmo tempo que não sofre alterações aparentes sob variações de temperatura. Em contrapartida, a tensão de saída mostra-se sensível a variações de temperatura, uma vez que o aumento da temperatura do módulo provoca a diminuição da tensão e potência de saída. Quando alterada a irradiância pode-se observar (no primeiro gráfico) que a tensão não varia de forma significativa.

Domorad e Averbukh (2014) analisam e propõem uma solução para o sombreamento parcial através do monitoramento individual do módulo fotovoltaico. No estudo, evidenciase a dependência do ponto de máxima potência de saída com os parâmetros de temperatura e irradiância na célula.



Figura 24 – Curvas I-V e P-V do módulo TPS-107S-105W da Topray Solar.

Fonte: Próprio autor

Para alcançar o ponto de máxima potência de módulos fotovoltaicos são utilizadas diversas técnicas com diferentes características. Dentre elas, destacam-se as que utilizam a modulação por largura de pulso PWM (do inglês *Pulse Width Modulation*) no acionamento de conversores cc-cc. Nessas técnicas são empregadas sensores de tensão e corrente juntamente com algoritmos de rastreamento. Thakur e Bedi (2011) descrevem a técnica da Tensão de Circuito Aberto Fracionária, a técnica da Corrente de Curto Circuito Fracionária, a técnica da Condutância Incremental e a técnica *Perturba* & Observa.

Na Tensão de Circuito Aberto Fracionária considera-se que o ponto de máxima potência acontece quando a tensão de saída é aproximadamente 75 % da tensão de circuito aberto $V_{MP} = 0.75 V_{OC}$ (do inglês OC - *Open Circuit*), que é estimada através de módulos pilotos. Deste modo, é utilizado um conversor cc-cc e um sensor de tensão para que a tensão seja constante e igual ao valor calculado. Uma de suas desvantagens é a baixa precisão nos resultados obtidos (TRABELSI et al., 2018; THAKUR; BEDI, 2011).

A Corrente de Curto Circuito Fracionária segue o mesmo princípio de funcionamento, porém, monitorando-se a corrente. Nesta técnica utiliza-se um módulo piloto para o estimação da corrente de curto circuito I_{SC} (do inglês SC - *Short Circuit*), a seguir, calcula-se uma constante de proporcionalidade k_1 que satisfaça a relação $I_{MP} = k_1 I_{SC}$. Geralmente k_1 é um valor real entre 0,78 e 0,92. Essa técnica também é caracterizada pela baixa acurácia nos resultados (TRABELSI et al., 2018; THAKUR; BEDI, 2011).

A Condutância Incremental rastreia a tensão de máxima potência através da medição da condutância incremental $\partial Z/\partial Y$ e da condutância instantânea Z/V. Embora esta técnica ofereça boa performance sob rápidas mudanças atmosféricas, a necessidade de

quatro sensores é uma desvantagem. Thakur e Bedi (2011) afirmam que uma quantidade significativa de energia é perdida devido ao atraso na conversão dos valores lidos pelos sensores.



Figura 25 – Imagem do módulo TPS-107S-105W da Topray Solar.

Fonte: Próprio autor

Finalmente, na técnica *Perturba* & *Observa* são empregados dois sensores, sendo um de tensão e outro de corrente, para o monitoramento da potência de saída dos módulos. A máxima potência é alcançada através do acionamento periódico de um conversor cc-cc conectado nos terminais de módulos fotovoltaicos. Assim, um incremento/decremento (perturbação) da largura do pulso é seguido pela medição da potência instantânea (observação). Caso a perturbação aplicada leve a um aumento da potência, repete-se o incremento/decremento imposto, de outro modo, aplica-se a ação contrária (THAKUR; BEDI, 2011; YADEN et al., 2011). Esta técnica é caracterizada por sua simplicidade construtiva e rápida resposta sob variações climáticas.

Neste trabalho escolheu-se utilizar a técnica *Perturba* & *Observa* por se entender que, das principais técnicas descritas, esta dispõe dos elementos essenciais necessários a este projeto, sendo ainda de fácil construção e aplicação.

Para a realização deste trabalho será utilizado o módulo TPS-107S-105W da Topray Solar exibido na Figura 25. Suas características construtivas e elétricas são apresentadas na Tabela 8.

Parâmetros	Físicos	Parâmetros E	létricos
Tipo da célula:	Silício policristalino	Tensão de circuito aberto V_{oc} :	21,6 V
Eficiência da célula:	18,5~%	Corrente de curto circuito I_{sc} :	6,24 A
Tamanho da célula:	156 x 112 mm	Tensão de máxima potência V_{MP} :	17,6 V
Número de células:	36	Corrente de máxima potência I_{MP} :	5,97 A
Tamanho do módulo:	$664 \ge 1006 \ge 35$ mm	Coef. de temperatura de V_{oc} :	-0,361 %/ºC
Eficiência do módulo:	15,7~%	Coef. de temperatura de I_{sc} :	$0,102~\%/^{\rm o}{\rm C}$
Temp. de operação:	-40 \sim +85 $^{\rm o}{\rm C}$		

Tabela 8 – Características construtivas e elétricas do módulo TPS-107S-105W da Topray Solar

Fonte: Próprio autor

3.2 Inversor

Um inversor é o equipamento responsável por converter uma tensão contínua em alternada, distinguindo-se principalmente quanto ao formato da tensão alternada de saída. Para a maioria das aplicações o formato da onda de tensão fornecida pelo inversor é essencial para o funcionamento correto da carga. Por exemplo, motores elétricos necessitam de tensões senoidais para evitar-se vibrações e mal funcionamentos que podem levar danos ao equipamento. Entretanto, no sistema IPT, a maioria dos artigos estudados utilizam inversores de onda quadrada para a elaboração de projetos, como em (YEO et al., 2017; ZHONG; HUI, 2015; LI et al., 2018; MAI et al., 2018; CHAIDEE et al., 2017; HU et al., 2014).

Namin et al. (2018) analisa as diferenças no funcionamento de uma IPT alimentada com tensão senoidal e tensão quadrada. O artigo apresenta resultados de simulação e experimental que comprovam a análise. O inversor senoidal utilizado na comparação é baseado no diagrama da Figura 26, sendo composto por um retificador, uma ponte completa de *mosfet* e um filtro passa-baixa. Os sinais de controle das chaves são obtidos através da modulação SPWM (do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation*), onde uma referência senoidal de 10 kHz é comparada com uma portadora triangular de 150 kHz. Nos testes com onda quadrada, retirou-se o filtro passa-baixa e aplicou-se modulação PWM de 10 kHz na ponte de *mosfet* (NAMIN et al., 2018).

Os gráficos da Figura 27 apresentam a comparação do rendimento e potência na transmissão com onda senoidal e quadrada, para diferentes fatores de acoplamento. O



Figura 26 – Diagrama do inversor de tensão senoidal pura.

Fonte: (NAMIN et al., 2018)

inversor de tensão senoidal foi denominado PSW (do inglês *Pure Sine Wave*) enquanto que o inversor de tensão quadrada é chamado SQW (do inglês *Square Wave*). Na Figura 27a observa-se que não há variações expressivas nos valores de rendimento para as mesmas condições de operação. Entretanto, na Figura 27b vê-se que a potência de saída utilizando o inversor de onda quadrada é maior que a potência quando aplicado o inversor senoidal. Esta diferença deve-se às perdas no filtro do inversor de onda senoidal. Por consequência, o autor conclui ser conveniente o uso do inversor de onda quadrada na IPT, colocando como justificativa adicional sua menor complexidade de projeto e construção, ao mesmo tempo que não modifica as demais formas de onda de corrente e tensão da IPT, como apresentado pelos gráficos dispostos na Figura 28.

Figura 27 – Rendimento e Potência na carga da IPT utilizando tensão senoidal e tensão quadrada.



(a) Rendimento em função da distância de transmissão

(b) Potência na carga em função da distância de transmissão

Fonte: (NAMIN et al., 2018).

Devido aos resultados apresentados em (NAMIN et al., 2018) e pela constante



Figura 28 – Formas de onda da IPT com inversor de onda senoidal e onda quadrada.

Fonte: (NAMIN et al., 2018).

presença em artigos da literatura, neste trabalho optou-se por utilizar o inversor de onda quadrada.

Na Figura 29 apresenta-se o diagrama elétrico da ponte completa de mosfest elaborado, onde M_n representa os mosfets, D_{Gn} os diodos de gate, R_{Gn} os resistores em série com o gate, R_{GSn} os resistores entre os terminais de gate e source, D_{DSn} os 'diodos de roda livre' posicionados entre drain e source, S_{Gn} os sinais de acionamento, C_{in} o capacitor de entrada, V_{mf} a tensão do módulo fotovoltaico, $A \in B$ os terminais de saída e por fim, D_{SNn} , R_{SNn} e C_{SNn} representam os diodos, resistores e capacitores de snubber, respectivamente. Snubber é um termo do inglês utilizado para se referir a um circuito responsável por suavizar transições de tensão e/ou corrente em chaves semicondutoras.

Figura 29 – Diagrama elétrico do inversor de tensão quadrada construído neste trabalho.



Fonte: Próprio autor

Os divisores resistivos $(R_{Gn} \in R_{GSn})$ nos sinais de acionamento dos mosfets pro-

piciam a diminuição da oscilação de tensão nas bordas de subida. Seus valores foram dimensionados de forma experimental, fazendo com que a oscilação seja atenuada sem afetar o tempo de transição de estados. O diodo D_{Gn} em paralelo com R_{Gn} acelera o processo de descarga da capacitância de *gate*, o que diminui o tempo de transição das chaves, diminuindo também as perdas por chaveamento.

Além do circuito de *gate*, utilizou-se um circuito *snubber* em paralelo com os *mosfets* para propiciar a diminuição de oscilações de tensão entre *drain* e *source* nas transições de estado. Foram testadas diversas topologias e valores de componentes para a aquisição da máxima atenuação, mantendo a temperatura de R_{SNn} e C_{SNn} em limites aceitáveis.

O circuito de acionamento dos mosfets foi elaborado com dois gate drivers IR2110, conforme apresentado na Figura 30. As ligações elétricas foram realizadas conforme recomendações expressas no datasheet do componente (IOR, 2019). Os capacitores de bootstrap C_{BSn} foram dimensionados de forma experimental, aumentando-se o valor de capacitância até que os sinais de acionamento S_{Gn} apresentassem formas quadradas sem distorções.



Figura 30 – Diagrama elétrico do circuito dos gate drivers IR2110.

Os mosfets presentes na Figura 29 são acionados aos pares para que ocorra inversão de polaridade na tensão de saída V_{AB} . Assim, quando o par M_1 e M_4 é acionado, o outro par M_2 e M_3 é desacionado, e vice versa. Este comportamento está exemplificado nas formas de onda da Figura 31.

Na prática ocorrem atrasos de comutação devido às diferenças construtivas dos mosfets. Um atraso de comutação pode acarretar em curtos circuitos momentâneos nos terminais de V_{mf} (Figura 29), causando picos de corrente na entrada e o aumento das perdas no inversor. Para evitar eventuais curtos, programou-se em software um 'tempo morto' com duração de 1 % do período da tensão alternada de saída V_{AB} . O 'tempo morto' é um instante de tempo onde todos os mosfets recebem o comando de desacionamento e ele deve perdurar o tempo necessário para que as quatros chaves sejam abertas.

Figura 31 – Formas de onda dos sinais de acionamento dos *mosfets* e da tensão nos terminais de saída do inversor V_{AB} .



Fonte: Próprio autor

Durante o 'tempo morto' a corrente do primário flui pelos 'diodos de roda livre' D_{DSn} em paralelo com os mosfets presentes na Figura 29. Esses diodos são essenciais para que o indutor do primário não provoque sobretensões nas chaves. Os mosfets Buk9507-30B utilizados nos experimentos possuem internamente este componente.

Os quatro *mosfets* da Figura 29 foram acionados através de dois sinais PWM's complementares com o 'tempo morto' especificado anteriormente. Deste modo, as chaves $M_1 \in M_4$ são acionadas por um PWM, enquanto que $M_2 \in M_3$ são acionados pelo outro.

Na Tabela 9 apresenta-se os valores dos componentes utilizados e na Figura 32 é exposta uma imagem da ponte de mosfets e circuitos de acionamento descritos e construídos neste trabalho.

Componentes			
$M_{1,2,3,4}$:	Buk9507-30B	$D_{G_{1,2,3,4}}$:	1N4148
$R_{G_{1,2,3,4}}$:	$10 \ \Omega$	$R_{GS_{1,2,3,4}}$:	$1 \ \mathrm{k}\Omega$
$D_{SN_{1,2,3,4}}$:	1N4148	$R_{SN_{1,2,3,4}}$:	$1 \ \mathrm{k}\Omega$
$C_{SN_{1,2,3,4}}$:	100 nF	C_{mf} :	$1000 \ \mu F$
Gate drive:	IR2110	$C_{GD_{s1,s2}}$:	$22 \ \mu F$
$C_{GD_{p1,p2}}$:	$22 \ \mu F$	$C_{BS_{1,2}}$:	$47 \ \mu F$
$D_{BS_{1,2}}$:	IN4148		

Tabela 9 – Componentes elétricos utilizados no projeto do inversor de onda quadrada.

Fonte: Próprio autor

O monitoramento da potência de saída do módulo fotovoltaico foi implementado por meio de dois circuitos distintos, que visam realizar a aquisição da tensão e corrente gerada. A multiplicação destes termos fornece a potência instantânea.

Para medir a tensão do módulo fotovoltaico V_{mf} utilizou-se um divisor resistivo e o



Figura 32 – Imagem da ponte de mosfets e gate drivers do protótipo construído.

Fonte: Próprio autor

CI (circuito integrado) INA122P. A ligação elétrica do INA122P foi realizada conforme as informações do datasheet para o ganho padrão G = 5. Por fazer a amplificação de uma ddp, este componente consegue minimizar a influência dos ruídos de neutro na medição. Outra característica essencial é a drenagem de uma corrente constante de aproximadamente 5 mA dos terminais de medição, diminuindo a interferência do circuito sobre o sinal mensurado. Após passar pelo divisor resistivo e pelo INA122P, a tensão (0 a 3,3 V) é aplicada em um filtro passa-baixa RC com frequência de corte de ≈ 280 Hz. A seguir, a tensão de saída do filtro RC é convertida em um valor numérico pelo ADC (do inglês analog-to-digital converter) do microcontrolador.

A corrente de saída do módulo fotovoltaico I_{mf} é convertida em um sinal de tensão (0 a 5 V) pelo sensor de efeito hall ACS712 de \pm 20 A. O diagrama da ligação elétrica deste componente é apresentado na Figura 33a, nela pode-se observar uma saída de tensão V_{out} e uma entrada de corrente I_p . A relação entre a saída de tensão e a entrada de corrente é apresentada na Figura 33b para temperaturas que variam de - 40 a + 125 °C, demonstrando que a temperatura de funcionamento não impacta no comportamento elétrico deste componente. Deste gráfico também pode-se observar a existência de um offset de 2,5 V, tornando possível a diferenciação do sentido da corrente para \pm 20 A. Na prática, foi utilizado um módulo com o ACS712 e os capacitores C_F e C_{BYP} já inclusos. A saída de tensão V_{out} foi aplicada em um divisor resistivo, condicionando o sinal para a máxima tensão do ADC do microcontrolador. Entre o divisor resistivo e o conversor ADC utilizou-se um filtro passa-baixa RC com frequência de corte de \approx 280 Hz. Figura 33 – Diagrama do sensor ACS712 e gráfico da relação entre tensão de saída e corrente medida



Fonte: (ALLEGRO, 2007).

Na Figura 34 apresenta-se a placa de circuito impresso contendo os circuitos de alimentação de 5 V, medição de tensão e corrente.

Figura 34 – Imagem da placa dos circuitos de alimentação e medição de tensão e corrente do protótipo construído.



Fonte: Próprio autor

No projeto inicial deste trabalho considerava-se a utilização do microcontrolador *ESP-WROOM-32 Wi-Fi* e *Bluetooth* da *Espressif Systems LTD*. Este microcontrolador se destaca por ser de baixo custo e possuir diversas funcionalidades embarcadas. Entretanto, após a construção e testes do projeto verificou-se uma grande quantidade de ruído e não linearidades na leitura do conversor ADC integrado, assim como um alto consumo de energia, causando aumento de sua temperatura. A falta de documentação para implementação dos sinais PWM mostrou-se outro grande problema, pois forçou a utilização de bibliotecas existentes que possuíam limitações de frequência. Após inúmeras tentativas fracassadas de contornar os problemas encontrados, decidiu-se fazer a reconstrução do projeto utilizando outro microcontrolador.

Após diversas pesquisas decidiu-se pela utilização do kit de desenvolvimento *Tiva C Series TM4C123G* da *Texas Instruments*TM, apresentado na Figura 35. Este microcontrolador conta com as funcionalidades básicas requeridas para o funcionamento deste projeto, além de uma ampla documentação com explicações detalhadas e exemplificadas do funcionamento de cada um de seus componentes. Para sua programação utilizou-se as informações do *datasheet* (INSTRUMENTS, 2014), do minicurso (INSTRUMENTS, 2015) e outros documentos e sites. A frequência de funcionamento foi programada para 80 MHz e o programa foi escrito através das linguagens de programação *C* e C_{++} .

Figura 35 – Kit de desenvolvimento Tiva C Series TM4C123G.



Fonte: (INSTRUMENTS, 2015)

O conversor ADC do *TM4C123G* foi programado para 12 *bits* com média em *hardware* de 64 amostras por medição. Optou-se pela programação do 'sequenciador zero', que, segundo o *datasheet* retorna oito valores de medição. Sendo que quatro foram programadas para conversões do canal de corrente e as outras quatro para conversões do canal de tensão. Após a conversão e aquisição das oito amostras, são realizadas as médias das conversões referentes à tensão e corrente. Os dois valores resultantes são adicionados em vetores de média móvel de 50 posições. Esses vetores são denominados filtros de média móvel e foram criados utilizando a biblioteca *RunningAverage* que pode ser encontrada no gerenciador de versões GitHub (TILLAART, 2019). Assim, quando são solicitadas informações de tensão e corrente, o programa retorna e converte os valores médios destes vetores.

O TM4C123G possui dois módulos PWM independentes do programa principal, capazes de gerar um total de 8 pares de sinais PWM. Assim, cada par é gerado por um submódulo chamado 'generator' com uma determinada frequência e distintos valores de duty cycle. Em vista disso, os PWM's utilizados para o controle do inversor foram gerados através da configuração do generator 1 do módulo 1 na frequência de 204 kHz e duty cycle de 50 %.

O acionamento e a configuração de parâmetros do inversor foi realizado por blueto-

oth, através do módulo *BLE ZS-040*, apresentado na Figura 36a. O módulo foi configurado por meio do *datasheet* do módulo HM-10 (TECH, Version V5452017-01a) (que possui configuração similar) e de sites como (TECH, Version V5452017-01b). Uma vez configurado, estabeleceu-se uma comunicação serial *UART* (do inglês *Universal Asynchrounous Receiver/Transmiter*) em *hardware* com uma taxa de transferência de 115200 *bits* por segundos entre este módulo *BLE ZS-040* e o microcontrolador *TM4C123G*. Assim, os comandos programados no *TM4C123G* puderam ser executados através de uma conexão *wireless* entre o *BLE ZS-040* e um dispositivo com interface de comunicação *bluetooth*. Este módulo se diferencia das comunicações *Bluetooth* padrão pela utilização do protocolo denominado BLE (do inglês *bluetooth low energy*). Este protocolo foi criado com o intuito de possibilitar o controle de equipamentos remotos (que utilizam baterias) consumindo baixa quantidade de energia, porém, mantendo a qualidade da comunicação (ARAUJO ANDRÉ SILVEIRA E VASCONCELLOS, 2012).

Para efetuar o envio de comandos e a recepção de dados do inversor através do módulo *BLE ZS-040*, utilizou-se o aplicativo *Serial Bluetooth Terminal* disponível na *Google Play Store* (MORICH, 2019), instalado em um *smartphone*. Este aplicativo apresenta diversas funcionalidades que facilitam o controle e gerenciamento dos dados.

As medidas de corrente, tensão e potência do módulo fotovoltaico, assim como o estado de funcionamento do inversor foram projetadas para serem enviadas por *bluetooth*, porém, para facilitar a realização dos experimentos utilizou-se também um *display* LCD 16 x 02 segmentos, como o apresentado na Figura 36b. A configuração e o envio dos dados do microcontrolador TM4C123G para o *display* LCD foi interfaceada por uma biblioteca disponível na plataforma de hospedagem de códigos e controle de versões *Git Hub*, no modo de quatro *bits* (ODAC1, 2019). O *datasheet* do LCD utilizado pode ser encontrado em (CO, 2008).

Figura 36 – Ilustrações do módulo
 BLEZS-040 com chip $\rm CC41\text{-}A$ e do display LCD 16
x02 segmentos





(b) LCD $16 \ge 02$ Fonte: (IMAGENS, 2020)

A programação do microcontrolador TM4C123G foi elaborada através do software gratuito Code Composer Studio (CCS) versão 9.2.0, distribuído pela Texas InstrumentsTM (INSTRUMENTS, 2020). Este software possui diversas ferramentas que auxiliam no debug dos programas criados. Neste trabalho, criou-se um projeto da IDE Energia em C_{++} dentro da interface do CCS. Esta união trouxe a facilidade de programação do *software* Energia e as ferramentas do *software* CCS. Na Figura 37 apresenta-se a o protótipo da placa de controle, contendo o microcontrolador, LCD e módulo *bluetooth*.

Figura 37 – Imagem da placa de controle, contendo o microcontrolador, LCD e módulo bluetooth.



Fonte: Próprio autor

3.3 Acoplamento indutivo

Em uma revisão bibliográfica a respeito da construção de indutores para o sistema IPT, encontrou-se diversos artigos que utilizam e indicam o uso do fio Litz para este fim. Alguns deste artigos são (HU et al., 2014; DENG et al., 2016; MIZUNO et al., 2011; STONE; ZHAO; GLADWIN, 2016; HU et al., 2017; ZHONG; HUI, 2015).

O fio Litz é formado por um conjunto de fios individualmente isolados e unidos por um tecido não condutor. Esta formação leva à diminuição da resistência total do fio em corrente alternada.

Deng et al. (2016) faz um estudo sobre a resistência do fio Litz e sua dependência da frequência. No artigo o autor conduz uma minuciosa explicação sobre os fenômenos que envolvem este assunto, indicando diversos outros trabalhos. A resistência total do fio Litz pode ser dividida em duas componentes, uma denominada resistência de condução R_{cond} e outra denominada resistência de proximidade R_{prox} . Assim, a resistência total deste fio é expressa na Equação 3.5.

$$R_{Litz} = R_{cond} + R_{prox} \tag{3.5}$$

Onde a parcela R_{cond} representa a resistência causada pelo efeito joule e efeito pelicular (relacionado com o campo elétrico), e a parcela R_{prox} representa a resistência ocasionada pela interação dos campos magnéticos dos filamentos.

Figura 38 – Imagens dos capacitores de compensação, bobina planar e suportes das bobinas construídos neste projeto



(a) Compensação capacitiva



(b) Bobina planar



(c) Suporte das bobinas de primário e secundário

Fonte: Próprio autor

À vista disso, o fio Litz empregado neste trabalho constitui-se de 250 filamentos de cobre com 38 AWG cada. Foram utilizados aproximadamente 15 metros de fio para confecção de duas bobinas planares iguais com 15 voltas e diâmetro interno de 12 centímetros. A indutância resultante foi calculada através da frequência de ressonância do conjunto capacitância de compensação e bobina, encontrando-se o valor de $\approx 48,3 \ \mu$ F para as duas bobinas. Na Figura 38b exibe-se um dos indutores elaborados.

Neste projeto foram construídos e utilizados conjuntos de capacitâncias e indutâncias iguais para o primário e secundário, assim $C = C_1 = C_2$ e $L = L_1 = L_2$. As compensações capacitivas do primário e secundários foram confeccionadas por meio de capacitores de poliéster *B32692* em paralelo, totalizando C = 12,6 nF. Na Figura 38a é exposto uma imagem de uma das compensações capacitivas utilizadas.

De modo a estabelecer bases para a acomodação das bobinas de primário e secundário, projetou-se no software AutoCad[®] os suportes apresentados na Figura 38c. Os mesmos foram construídos utilizando placas de polipropileno transparente de 5 mm de espessura.

3.4 Retificador

O conversor utilizado na retificação da corrente do secundário foi construído conforme o diagrama apresentado na Figura 39, sendo composto por quatro diodos e o capacitor C_L . Optou-se pelo uso do retificador de onda completa devido à sua constante presença nos artigos de IPT estudados. Esta topologia proporciona uma corrente de secundário ininterrupta, fazendo com que a dinâmica de funcionamento da IPT se encarregue de produzir uma corrente senoidal.

Figura 39 – Diagrama elétrico do retificador de ponte completa.



Fonte: Próprio autor

Utilizou-se quatro diodos STTA806D que suportam uma corrente média de 8 A, tensão de 600 V, possuem queda de tensão de 1,5 V e entram e saem da condução em \approx 25 ns. Essas características os tornam ideais para aplicações de IPT em alta frequência. O capacitor C_L foi dimensionado de forma experimental, onde alterou-se o valor de capacitância até que fosse encontrado uma variação da tensão de saída menor que 5 % para a menor resistência trabalhada. Desta maneira, utilizou-se um capacitor eletrolítico de 22 μ F e 450 V. Na Figura 40 exibe-se o retificador construído neste trabalho.


Figura 40 – Imagem do retificador de ponte completa a diodo elaborado neste trabalho.

Fonte: Próprio autor

3.5 Conversor buck-boost

Na literatura existem trabalhos que utilizam diversas topologias e variações de conversores aplicados à IPT, alguns são (NARUSUE; KAWAHARA; ASAMI, 2015; FAN et al., 2018; LI et al., 2015; YUAN et al., 2016; Yun Yang et al., 2017; FU; MA; ZHU, 2014). Fu, Ma e Zhu (2014) faz uma análise da aplicação dos conversores básicos *Buck*, *Boost, Buck-boost, Cuk, Sepic* e *Zeta* no controle da resistência de saída da IPT. Neste estudo o autor afirma que os conversores *Boost, Cuk* e *Sepic* são os mais indicados em uma aplicação prática devido ao fato de suas entradas possuírem comportamento de fonte de corrente. Em vista disso, o autor utiliza um conversor *Boost* em cascata com um *Buck*, para que seja possível manter uma resistência de saída da IPT constante sob variações da resistência de carga.

Roshan e Park (2018) propõem uma abordagem diferente para o controle da resistência de saída da IPT, através da utilização de uma ponte retificadora completa a transistores. O controle desta topologia é feito por meio da teoria de modos deslisantes e aproxima o comportamento da ponte de transistores a um conversor *Boost* para sintetização da resistência de saída, onde a carga comporta-se como fonte de tensão. Segundo o autor, esta topologia pode ser utilizada para o carregamento de dispositivos portáteis.

Yang, Liu e Chen (2017) também analisam as topologias básicas de conversores DC-DC. No artigo, considera-se algumas características destes conversores para fins de comparação, sendo elas: o estado da corrente de entrada, a faixa de variação da resistência de entrada do conversor, a polaridade da tensão de saída e o estado da corrente de saída. Define-se como estado a continuidade ou descontinuidade da corrente. Afirma-se que devido às limitações quanto à faixa de variação da resistência de entrada, os conversores *buck* e *boost* utilizados individualmente são inapropriados para o controle da resistência de saída,

quando há variações da resistência de carga. Os demais conversores são analisados de acordo com a polaridade da tensão de saída e o estado das correntes de entrada e saída. O autor descarta o uso dos conversores *buck-boost* e *cuk* devido à polaridade invertida da tensão de saída, sem demais comentários a respeito. Entre os conversores *sepic* e *zeta*, admite-se o conversor *sepic* como o mais apropriado devido sua entrada de corrente contínua. Deste modo, no artigo utilizou-se o conversor *sepic* para o rastreio do ponto de máxima potência, através o algoritmo *Perturba & Observa*.

Dentre os conversores que possuem uma faixa de variação da resistência de entrada independente da resistência de carga, o conversor *buck-boost* é o que dispõe de uma maior facilidade construtiva, sendo necessários somente um conjunto capacitor/indutor, chave e diodo. Por isso, decidiu-se pela aplicação do conversor *buck-boost* na realização deste projeto. Na figura 41 apresenta-se o diagrama elétrico do conversor *buck-boost*.

Figura 41 – Diagrama do circuito elétrico do conversor *buck-boost*.



Fonte: Próprio autor

O projeto do conversor *buck-boost* foi realizado para que o funcionamento aconteça no modo de condução contínua (MCC). Neste modo, este conversor possui duas etapas de operação, sendo elas: quando a chave está fechada e quando está aberta. As formas de onda de tensão e corrente para essas duas etapas são exibidas na Figura 42, onde: $V_D \ e \ I_D$ são a tensão e corrente no diodo, $V_C \ e \ I_C$ a tensão e corrente no capacitor, I_L a corrente no indutor, I_r a corrente no resistor, ΔV_C a variação da tensão do capacitor, ΔI_L a variação da corrente do indutor, $I_{max} \ e \ I_{min}$ a máxima e mínima corrente no indutor, V_{in} a tensão de entrada, DT é a fração de período que a chave permanece fechada e T é o período de funcionamento.

No período de tempo DT a chave permanece fechada e a tensão V_{in} é aplicada sobre L. Neste momento a corrente no indutor cresce linearmente até alcançar I_{max} , conforme a Equação 3.6.

$$\Delta I_{L_{fechada}} = \frac{V_S DT}{L} \tag{3.6}$$

Quando a chave é aberta a energia armazenada no indutor ocasiona a condução do diodo D, fazendo com que a tensão V_L seja aplicada sobre V_o . Assim, no período de



Figura 42 – Formas de onda do conversor buck-boost.

Fonte: Próprio autor

tempo (1 - DT) o indutor L descarrega-se sobre o capacitor C e o resistor R até atingir a mínima corrente I_{min} . Na Equação 3.7 apresenta-se a relação para a variação de corrente ΔI_L para (1 - DT).

$$\Delta I_{L_{aberto}} = \frac{V_o(1-D)T}{L} \tag{3.7}$$

Na operação em regime permanente, a variação de corrente no indutor L deve ser zero em um período T. Consequentemente, a soma das Equações 3.6 e 3.7 deve resultar em um valor nulo. Esta relação é exibida na Equação 3.8.

$$\frac{V_S DT}{L} + \frac{V_o (1-D)T}{L} = 0$$
(3.8)

Rearranjando a Equação 3.8 obtém-se a relação entre as tensões de saída V_{out} e entrada V_{in} do conversor *buck-boost* em regime permanente apresentada na Equação 3.9.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\left(\frac{D}{1-D}\right) \tag{3.9}$$

Numa condição ideal, a potência de saída do conversor é igual à potência de entrada, assim $P_{out} = P_{in}$. Desta relação conclui-se que $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_{out}}$. Substituindo esta relação na

Equação 3.9 adquire-se a relação entre a corrente de entrada I_{in} e saída I_{out} exibida na Equação 3.10.

$$\frac{I_{in}}{I_{out}} = -\left(\frac{D}{1-D}\right) \tag{3.10}$$

Associando-se as Equações 3.9 e 3.10 é encontrada a relação entre a resistência de saída R_{out} e entrada R_{in} apresentada na Equação 3.11.

$$\frac{R_{out}}{R_{in}} = \left(\frac{D}{1-D}\right)^2 \tag{3.11}$$

A expressão apresentada na Equação 3.11 é essencial para a execução deste projeto, pois dela pode-se concluir que R_{in} é independente de R_{out} , uma vez que consegue-se alcançar qualquer valor de R_{in} através do controle do *duty cycle D*. Este comportamento possibilita que o MPPT seja obtido para qualquer resistência de carga, quando operado no MCC.

A operação no modo de condução contínua (MCC) é obtida quando a corrente I_{min} > 0. Uma vez que a variação da corrente é dependente do valor de indutância, deve-se calcular um valor de indutância mínimo para que esta condição seja respeitada. Deste modo, através da análise das formas de onda da Figura 42, da relação de potência e da Equação 3.9 adquire-se a expressão da mínima indutância L_{min} para MCC, apresentada na Equação 3.12 (JABER, 2011).

$$L_{min} = \frac{(1 - D_{min})^2 R_{max}}{2f}$$
(3.12)

Projetou-se o conversor *buck-boost* para o funcionamento em f = 200 kHz, com $D_{min} = 0.3$ e $R_{max} = 100 \ \Omega$. Substituindo esses parâmetros na Equação 3.12 adquire-se $L_{min} \cong 122 \ \mu$ H. Em posse deste valor, escolheu-se para o projeto L = 150 μ H.

Devido à disposição de referências bibliográficas, optou-se pela utilização do núcleo magnético tipo EE apresentado na Figura 43, onde A_e é a área magnética efetiva e A_w é a área de janela do carretel. Segundo a bibliografia consultada, a escolha do tamanho do núcleo pode ser realizada através da Equação 3.13 com os parâmetros específicos do projeto. Assim, os valores utilizados foram: corrente de pico no indutor $I_{pico} = 4,15$ A, corrente eficaz no indutor $I_{eficaz} = 3$ A, densidade máxima de fluxo no núcleo magnético $B_{max} = 0,3$ T, densidade máxima de corrente nos condutores $J_{max} = 450$ A/cm² e fator de ocupação $k_w = 0,7$ (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$A_e A_w \geqslant \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{eficaz}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4$$
(3.13)



Figura 43 – Formas do material magnético e carretel do núcleo tipo EE.

Fonte: (BARBI; FONT; ALVES, 2002)

O valor calculado através da Equação 3.13 para os valores de projeto foi $AeAw \ge 0,17$. Consultando os núcleos magnéticos disponíveis, optou-se pela utilização do núcleo NEE-30/15/7-1800-IP12R com $AeAw \cong 0,71$ e de um condutor de cobre com 26 AWG.

Calculou-se o número de espiras através da Equação 3.14, resultando em N = 34 espiras. Segundo a referência (BARBI; FONT; ALVES, 2002), utilizando o fio 26 AWG com os parâmetros de corrente e frequência deste projeto necessita-se de espiras com pelo menos 6 condutores em paralelo. Entretanto, para diminuir ao máximo a resistência da bobina utilizou-se 20 condutores em paralelo, cobrindo toda a área de janela A_w . Deste modo, as perdas no cobre e no núcleo estimadas para a corrente eficaz de projeto foram $P_{cobre} \cong$ 0,34 W e $P_{nucleo} \cong 0,84$ W, respectivamente, onde a elevação máxima de temperatura calculada foi de ≈ 30 °C (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e} \tag{3.14}$$

O capacitor C do *buck-boost* foi dimensionado através da Equação 3.15 para os parâmetros: tensão de saída máxima $V_{outmax} = 100$ V, *duty-cycle* máximo $D_{max} = 0.95$, resistência de carga mínima $R_{min} = 15 \Omega$ e flutuação máxima de tensão $\Delta V_o = 2$ V, obtendo-se $C_{min} = 15.8 \ \mu\text{F}$. Assim, trabalhou-se com um capacitor eletrolítico de 22 μF e 450 V.

$$C_{min} = \frac{V_{outmax} \cdot D_{max}}{R_{min} \cdot f \cdot \Delta V_o} \tag{3.15}$$

Utilizou-se o mosfet APT5025BN (de 500 V, 23 A e 0,25 Ω) em paralelo a um circuito de snubber com a mesma topologia descrita no inversor exibido na Figura 29. O snubber é composto por um capacitor cerâmico de 100 nF, diodo BYV26C e resistência de 5,9 k Ω , dimensionados experimentalmente. Trabalhou-se com um diodo HFA15TB60 de 600 V e queda de tensão de 1,7 V.

O acionamento do *mosfet* foi elaborado por meio do *gate driver IR2110* com a mesma ligação elétrica e valores de componentes utilizados no circuito do inversor, retratado na página 63.

Realizou-se a medição da tensão de saída V_{out} através de um circuito similar ao utilizado para a medição da tensão do módulo fotovoltaico, detalhado na página 64, sendo composto por um divisor resistivo, um *INA122P* e um filtro passa-baixa com frequência de corte de ≈ 280 Hz. O sinal resultante foi imposto ao conversor ADC do microcontrolador.

Para a medição da corrente de saída I_{out} , posicionou-se uma resistência equivalente de 0,15 Ω em série aos terminais de saída do *buck-boost*. Deste modo, conseguiu-se uma ddp diretamente proporcional à corrente I_{out} . Um *INA122P* foi utilizado para multiplicar essa ddp por um ganho G = 15, onde posteriormente aplicou-se o sinal resultante em um filtro passa-baixa com frequência de corte de ≈ 280 Hz. Depois do filtro impôs-se o sinal no conversor ADC do microcontrolador.

Implementou-se o controle do conversor *buck-boost* com o kit de desenvolvimento *Tiva C Series TM* $_4C123G$ da *Texas Instruments*TM, cuja descrição se encontra na página 66. Configurações similares às retratadas para o inversor foram aplicadas ao conversor ADC e à geração do sinal PWM.

O acionamento do algoritmo de comando gravado no microcontrolador TM4C123G foi realizado através do módulo bluetooth BLE ZS-040 e do aplicativo Serial Bluetooth Terminal, já descritos neste trabalho na página 67. Os dados de corrente, tensão e potência de saída foram transmitidos via bluetooth e exibidos em um display LCD 16 x 02, cuja descrição da implementação encontra-se na página 68.



Figura 44 – Imagem do protótipo do conversor buck-boost.

Fonte: Próprio autor

A alimentação do gate drive foi realizada através de baterias de lítio modelo 18650,

com tensão nominal de 11,1 V. Estabeleceu-se uma tensão de 5 volts constante para a alimentação dos demais componentes através de um regulador de tensão L7805CV e filtros capacitivos. O protótipo do conversor *buck-boost* é apresentado na Figura 44.

3.6 Resistores de carga

Para a dissipação da potência transferida pela IPT, utilizou-se 3 resistores de 22 Ω e 50 W. Eles foram distribuídos em uma placa de circuito impresso de modo que a resistência na saída da placa pudesse variar entre 22, 44 e 66 Ω , por meio de um conector externo. Na Figura 45 mostra-se a placa de resistores elaborada.



Figura 45 – Imagem da placa de resistores de carga do protótipo.

Fonte: Próprio autor

3.7 Sensor de irradiância

A máxima potência de um módulo fotovoltaico está limitada à irradiância solar momentânea incidida. Portanto, para avaliar o desempenho de um MPPT deve-se estimar o valor de irradiância durante a realização dos experimentos. Com esta finalidade, elaborouse um sensor de irradiância utilizando o módulo fotovoltaico de 10 W apresentado na Figura 46, cuja especificações estão dispostas na Tabela 10.

Analisando o gráfico de corrente versus tensão para diferentes irradiâncias, exposto na Figura 24, observa-se que a corrente fornecida pelo módulo fotovoltaico é diretamente proporcional à irradiância solar incidente. Este comportamento pode ser aproveitado para uma estimação da irradiância solar instantânea. Para tanto, deve-se explorar a região linear da corrente diminuindo-se a resistência de saída do módulo fotovoltaico.



Figura 46 – Imagem do módulo fotovoltaico de 10 W utilizado no sensor de irradiância.

Fonte: Próprio autor

Segundo a dinâmica observada, na região linear da corrente uma irradiância padrão de 1000 W/m^2 equivale-se à corrente de curto circuito do módulo. Consequentemente, a relação entre irradiância e corrente de saída torna-se uma função de primeiro grau descrita pela Equação 3.16.

$$S_{m\acute{o}dulo} = \frac{1000}{I_{sc}} \cdot I_{m\acute{o}dulo}, \qquad para \ R_{m\acute{o}dulo} << R_{mp}$$
(3.16)

Onde $S_{m\acute{o}dulo}$ é a irradiância incidida, I_{sc} a corrente de curto circuito, $I_{m\acute{o}dulo}$ a

Especificações				
Potência:	10 W			
Eficiência do módulo:	11,34~%			
Tipo:	Silício Policristalino			
Número de células:	36 (4 x 9)			
Tensão de máxima potência V_{mp} :	19 V			
Corrente de máxima potência I_{mp} :	0,53 A			
Tensão em aberto V_{oc} :	$22,5 { m V}$			
Corrente em curto I_{sc} :	0,6 A			
Temperatura nominal:	$45 \pm 2 \ ^{\circ}\mathrm{C}$			
Coeficiente de temperatura da potência:	-0,42 %/°C			
Coeficiente de temperatura da tensão:	-0,307 %/°C			
Coeficiente de temperatura da corrente:	0,039 %/°C			

Tabela 10 – Tabela de dados do módulo fotovoltaico de 10 W modelo SA10-36P.

Fonte: (SINOSOLA, 2020)

corrente medida do módulo, $R_{módulo}$ a resistência de saída do módulo e R_{mp} a resistência de máxima potência.

Das informações presentes na Tabela 10 pôde-se calcular $R_{mp} = \frac{V_{mp}}{I_{mp}} = 35,85 \ \Omega$. Diante disso, utilizou-se como carga uma resistência equivalente de 1,65 Ω , por meio de dois resistores de 3,3 Ω e 5 W em paralelo.

A medição de corrente foi implementada através do microcontrolador *ATmega328P* adaptado na placa *Arduino mini*. Configurou-se o conversor ADC para uma referência interna de 1,1 V com resolução de 10 *bits*. Assim, mediu-se a ddp entre os terminais dos resistores, converteu-se a ddp em um valor de corrente, que então foi utilizada para o cálculo da irradiância incidida na superfície do módulo, através da Equação 3.16.

Uma vez calculada a irradiância, multiplicou-se o valor resultante pela área do módulo de 105 W apresentada na Tabela 8. Os valores calculados foram armazenados em filtros de média móvel e disponibilizados em um *display* de 7 segmentos e quatro algarismos, controlado pela biblioteca *Sevseg.h*, disponível no *Github*. O algoritmo de controle foi elaborado na linguagem C_{++} no software de código aberto *Arduino*. Na Figura 47 exibe-se uma imagem da placa construída.



Figura 47 – Imagem da placa de sensor de irradiância.

Fonte: Próprio autor

3.8 Comentários do capítulo

Este capítulo foi dividido em sete seções que descrevem o processo individual de pesquisa e construção física dos elementos do protótipo. O capítulo iniciou-se com explicações sobre os princípios físicos que envolvem a geração de energia fotovoltaica e os efeitos elétricos que colaboram no surgimento de um comportamento não-linear da geração de energia. Foi abordado um modelo equivalente do módulo fotovoltaica, assim como as equações das correntes elétricas que o compõe e gráficos que exemplificam o comportamento

elétrico de um módulo sob variações de temperatura e irradiância. Exibiu-se por fim, uma imagem e uma tabela com as características do módulo utilizado.

O segundo tópico expôs os resultados de uma pesquisa comparativa entre o uso do inversor de onda senoidal e inversor de onda quadrada aplicados ao sistema IPT. Apresentou-se explicações gerais sobre o funcionamento e a construção dos circuitos: do inversor de onda quadrada, das medições de tensão e corrente do módulo fotovoltaico, do controle do inversor e da aquisição dos dados mensurados.

O acoplamento indutivo e o retificador foram descritos no terceiro e no quarto tópico, respectivamente, onde apresentou-se as relações entre a resistência das bobinas de primário e secundário com os efeitos elétricos e magnéticos do enrolamento, assim como os parâmetros construtivos das bobinas, compensações capacitivas e da ponte completa de diodos.

O quinto tópico apresentou uma breve discussão sobre os conversores básicos e os principais conceitos sobre o funcionamento e construção de um conversor *buck-boost* aplicado à sintetização da resistência de saída do sistema IPT. Expôs-se o processo de dimensionamento do indutor e capacitor, juntamente com a descrição dos materiais utilizados para sua elaboração. Finalmente, foram relatadas as ferramentas e circuitos utilizados para o controle, medição da tensão e corrente de saída e aquisição dos dados mensurados do conversor *buck-boost*.

Os tópicos sexto e sétimo apresentaram a carga resistiva utilizada para a dissipação da potência transmitida e o sensor de irradiância elaborado com um módulo fotovoltaico de 10 W, respectivamente.

4 RESULTADOS DE SIMULA-ÇÃO E EXPERIMENTAIS

4.1 Protótipo IPT de 20 W com fonte de tensão

No início desta pesquisa construiu-se um protótipo IPT de baixa potência para a aquisição de dados e elaboração de um artigo científico. Exibe-se uma imagem deste projeto na Figura 48, cuja especificações estão presentes na Tabela 11. Transmitiu-se uma potência máxima de 20 W devido às limitações impostas pelo fio Litz utilizado. O protótipo constitui-se de um inversor de ponte completa a *mosfet*, acoplamento indutivo, capacitores de compensação série-série, retificador de ponte completa a diodo e resistores de carga.



Figura 48 – Protótipo IPT SS de 20 W.

Fonte: Próprio autor.

Utilizou-se resultados de simulações no *sofware* MATLAB[®] e experimentais para comprovar o modelo equivalente de Thévenin cc-cc apresentado na seção 2.4 e a equação do fator de acoplamento exposta na Equação 2.45. O modelo equivalente de Thévenin proposto relaciona as tensões de entrada e saída em corrente contínua da IPT utilizando um divisor resistivo. Consequentemente, a dinâmica não linear da transmissão e recepção indutiva simplifica-se em um circuito linear. Esta aproximação facilita a análise e compreensão do comportamento elétrico da IPT. Tanto o modelo de Thévenin quanto a relação do fator de acoplamento foram adquiridos por meio do rearranjo das equações básicas do sistema IPT.

Elemento	Características		
Compensação capacitiva	125 kHz	8 capacitores de polipropileno $B32692$ 4 x 8,2 nF, 1 x 6,8 nF, 2 x 2,7 nF e 1 x 1,8 nF	
	250 kHz		
Indutores	12 espiras de fio Litz 41 x 20 AWG e raio interno de 10 cm		
Retificador	4 UF5408 diodos e um capacitor eletrolítico de 100 $\mu {\rm F}$		
Carga	30 resistores de 3 W e 4,7 Ω		

Tabela 11 – Componentes do Protótipo IPT de 20 W.

Fonte: Próprio autor

Os resultados matemáticos e de simulações foram obtidos valendo-se dos parâmetros experimentais exibidos na Tabela 12. Nesta análise os valores de indutância das bobinas de primário e secundário foram calculados através da equação da frequência de ressonância do secundário exibida na Equação 2.4. Por conseguinte, variou-se o valor das capacitâncias de compensação até que fosse alcançada a ressonância nas frequências de 125 kHz e 250 kHz, mediu-se as capacitâncias e calculou-se L_1 e L_2 . O valor de resistência das bobinas foi considerado constante devido às limitações dos aparelhos de medição disponíveis. Por fim, apresenta-se os valores das quatro resistências de carga empregadas nesta análise.

Tabela 12 – Parâmetros de simulação e experimental do pré protótipo.

Frequência	Resistência das bobinas	Indutância	Capacitância	Resistência de carga
125 kHz	1,03 Ω	34,6 $\mu {\rm F}$	46,85 nF	$\begin{array}{c} 15,7 \ \Omega \\ 46,4 \ \Omega \end{array}$
$250 \mathrm{~kHz}$	1,03 Ω	32,2 $\mu {\rm F}$	$12{,}59~\mathrm{nF}$	$\begin{array}{c} 69,4 \ \Omega \\ 92,7 \ \Omega \end{array}$

Fonte: Próprio autor

4.2 Validação do modelo equivalente de Thévenin cccc e equação do fator de acoplamento

Primeiramente, com o objetivo de avaliar a precisão do modelo proposto em relação a uma simulação, comparou-se os valores da tensão de saída em corrente contínua

provenientes do modelo equivalente de Thévenin (representado pela Equação 2.42) e de uma simulação da IPT na ferramenta de simulação Simulink[®] do *software* MATLAB[®] para os mesmos pontos de operação. Os gráficos exibidos na Figura 49 apresentam esta comparação para diferentes frequências, fatores de acoplamentos e resistências de carga. Neles observa-se dinâmicas semelhantes sob variações de parâmetros, onde o maior erro foi de 5,89 % em relação ao valor de simulação. Este erro equivale a uma tensão de 2,09 V e ocorreu no gráfico da Figura 49a para um fator de acoplamento de 0,54 e resistência de carga de 92,7 Ω . Estes dados demonstram que o modelo equivalente de Thévenin cc-cc proposto dispõe de resultados análogos a um circuito IPT simulado.

Figura 49 – Comparação entre os resultados de Equação e de Simulação para a tensão na carga em função da resistência de carga da IPT.



Fonte: Próprio autor.

Os fatores de acoplamento utilizados para a comparação apresentada nos gráficos anteriores foram obtidos através dos dados experimentais e da equação do fator de acoplamento proposta neste trabalho, exibida na Equação 2.45.

Uma vez corroborado por simulação, empregou-se o modelo equivalente de Thévenin cc-cc na aquisição das formas expostas na Figura 50. Estes gráficos relacionam a tensão de carga normalizada $V_{C(pu)}$ com a resistência de carga normalizada $R_{C(pu)}$ e fator de acoplamento k. Define-se como tensão normalizada, a tensão na carga V_C dividida pela tensão da fonte cc de entrada da IPT. Similarmente, a resistência de carga normalizada é definida pela resistência de carga R_C dividida pela resistência das bobinas de transmissão R_1 e recepção R_2 , consideradas iguais.

Para uma resistência de carga constante, a tensão normalizada $V_{C(pu)}$ é diretamente proporcional à raiz quadrada da potência transferida pela IPT. Deste modo, através de $V_{C(pu)}$ pode-se analisar a potência transferida. Nos gráficos apresentados na Figura 50 observa-se que variações em $R_{C(pu)}$ culminam em variações de $V_{C(pu)}$ para $k \in \omega_0$ constantes. Este comportamento indica que a potência transferida depende diretamente de R_L , relacionando a resistência de carga com o ponto de máxima transferência de energia, que acontece quando $R_L = R_{TH}$ no modelo equivalente de Thévenin cc-cc.





Fonte: Próprio autor.

Ainda na Figura 50, para $R_C e \omega_0$ constantes nota-se que variações de k influenciam diretamente na amplitude de $V_{C(pu)}$, reforçando os resultados da pesquisa desenvolvida na Seção 2.2, onde apresenta-se a equação do fator de acoplamento que proporciona a máxima transferência de energia, denominado k_{maxP_C} na Equação 2.25. Segundo esta equação, k_{maxP_C} é inversamente proporcional à frequência de operação ω_0 . Assim como o comportamento visto no gráfico exibido na Figura 50a, que na frequência de 125 kHz $k_{maxP_C} \approx 0,5$ e quando eleva-se a frequência para 250 kHz, na Figura 50b observa-se que o acoplamento de máxima potência diminui para $k_{maxP_C} \approx 0,25$. Este comportamento possibilita um aumento na distância da transferência sem alterar a quantidade de energia transmitida.

Finalmente, corroborou-se o modelo equivalente de Thévenin com dados medidos do protótipo da Figura 48. Para tanto, calculou-se a tensão de Thévenin V_{TH} através da Equação 2.43 e a resistência de Thévenin R_{TH} através da Equação 2.44 para os vinte e quatro pontos de operação analisados. Os valores de V_{TH} e R_{TH} calculados foram aplicados na simulação apresentada na Figura 51c, a seguir, comparou-se a tensão V_C da simulação do divisor resistivo com os valores de tensão medidos nos resistores de carga do protótipo IPT de 20 W. Esta comparação é exibida na Figura 51 para 125 kHz e 250 kHz.

Nos gráficos expostos nas Figuras 51a e 51b constata-se que apesar de haver diferenças entre os valores simulados e experimentais, a tensão na carga segue a mesma dinâmica comportamental. As diferenças observadas podem estar relacionadas com erros de medição dos equipamentos utilizados ou até mesmo com o método de interpolação (ode23t) utilizado para simulação. A maior diferença foi de 7,51 %, equivalente a uma ddp de 0,69 V e ocorreu no gráfico de 250 kHz para um fator de acoplamento de 0,54 e resistência de carga de 15,7 Ω . Estes resultados demonstram que o sistema IPT é devidamente representado pelo modelo equivalente de Thévenin cc-cc proposto.

Figura 51 – Comparação entre os resultados do circuito equivalente de Thévenin e protótipo para a tensão na carga em função da resistência de carga da IPT e diagrama da simulação do circuito equivalente de Thévenin.



Fonte: Próprio autor.

A variação do fator de acoplamento presente nos gráficos desta seção são resultantes de variações na distância entre as bobinas de primário e secundário, de modo que houvesse modificações no fluxo enlaçado. Todavia, embora os efeitos da variação do acoplamento sejam observados nas variáveis elétricas da IPT, na pesquisa realizada não encontrou-se meios diretos para sua aquisição. Por esta razão, elaborou-se a Equação 2.45 que relaciona as variáveis elétricas medidas com o valor do fator de acoplamento. Encontrou-se para as distâncias de 1 cm, 2 cm e 3 cm os fatores de acoplamento k = 0,54, k = 0,35 e k = 0,23, respectivamente.

Os valores de acoplamento calculados pela equação proposta foram utilizados para a aquisição da tensão e resistência de Thévenin aplicadas na simulação do divisor resistivo exibido na Figura 51c, cuja a tensão V_C foi utilizada para a validação do modelo equivalente de Thévenin cc-cc. Deste modo, os resultados dos gráficos expostos nas Figuras 51a e 51b não somente validam o modelo equivalente de Thévenin, como também corroboram a equação proposta para o cálculo do fator de acoplamento, tendo como justificativa principal o erro máximo de 7,51 % calculado a partir da comparação das tensões de carga simuladas e experimentais.

4.3 Relação potência/rendimento e formas de onda do sistema IPT

Os dados coletados nos experimentos foram utilizados na preparação dos gráficos de potência e rendimento expostos nas Figuras 52a e 52b para as frequências de 125 kHz e 250 kHz, respectivamente. Esses gráficos mostram os valores de potência e rendimento medidos em cada um dos vinte e quatro pontos de operação experimentados com o protótipo IPT de 20 W. As dinâmicas observadas possibilitam uma visualização gráfica do comportamento previsto pela relação das resistências de máximo rendimento e máxima potência, apresentada na Equação 2.39, onde $R_{Cmax\eta} \approx 1.11 \sqrt{R_{CmaxP_c}}$.

Como um exemplo, são analisadas as curvas de potência e rendimento para o fator de acoplamento representado por k1 nos gráficos exibidos nas Figuras 52a e 52b. No gráfico de 125 kHz observa-se na linha contínua em azul que o ponto de máxima potência acontece quando $R_C \approx 40 \ \Omega$, enquanto que a linha tracejada em azul, referente ao rendimento, segue uma trajetória de derivada negativa, indicando que o ponto de máximo rendimento acontece quando $R_C < 20 \ \Omega$. Quando duplica-se a frequência mantendo os demais parâmetros, observa-se no gráfico de 250 kHz que o ponto de máxima potência desloca-se para $R_C > 90 \ \Omega$, enquanto que o ponto de máximo rendimento aparece em $R_C \approx 30 \ \Omega$. Este comportamento reforça a dinâmica prevista também pela equação de k_{maxP_C} exibida na Equação 2.25, onde tem-se que $k\omega_0 \propto \sqrt{R_{CmaxP_C}}$.

Deste protótipo retirou-se também as formas de onda do primário em laranja e do secundário em azul para as frequências de 125 kHz e 250 kHz apresentadas na Figura 53. As nomenclaturas adotadas estão presentes no diagrama IPT apresentado na Figura 20.

Nos gráficos exibidos nas Figuras 53a e 53b observa-se que tanto a tensão de entrada V_P quanto a tensão de saída V'_C do acoplamento indutivo apresentam formas quadradas com grande quantidade de componentes harmônicos: este comportamento é resultante do



Figura 52 – Potência na carga e rendimento experimentados com o protótipo IPT da Figura 48.

Fonte: Próprio autor.

funcionamento dos elementos não lineares do primário e secundário. Entretanto, analisando os gráficos nas Figuras 53c e 53d observa-se que essas não linearidades não afetam o comportamento das correntes de primário I_1 e secundário I_2 , pois essas correntes possuem baixa quantidade de componentes harmônicos e por isto, mantém formas senoidais na frequência fundamental das ondas quadradas das tensões de entrada e saída.

Este comportamento contra intuitivo apresentado pelas correntes de primário e secundário pode ser explicado através do fenômeno da ressonância entre os elementos indutivos e capacitivos. Relembrando os princípios físicos da IPT discutidos na seção 2.1, sabe-se que as compensações capacitivas de primários e secundário devem ser dimensionadas de modo que as reatâncias capacitivas e indutivas possuam amplitudes iguais e sinais opostos na frequência fundamental da onda quadrada V_P . Esta frequência é denominada frequência de ressonância ω_0 e caracteriza-se pela predominância da resistência das bobinas de primário e secundário em relação às reatâncias. Fora desta frequência existe a presença de componentes reativas na impedância de primário e secundário, causando a atenuação dos harmônicos de corrente.

Nos gráficos expostos nas Figuras 53e e 53f apresentam-se as formas de tensão nos capacitores de compensação do primário V_{C1} e secundário V_{C2} . Percebe-se tensões senoidais devido ao fato da reatância capacitiva ser inversamente proporcional à frequência, simulando um curto circuito entre os terminais do capacitor nas frequências harmônicas das tensões $V_P \ e V'_C$. Nos gráficos exibidos nas Figuras 53g e 53h observa-se a presença de grande quantidade de harmônicos nas tensões $V_{L1} \ e V_{L2}$. Esses são os harmônicos das tensões $V_P \ e V'_C$, que assimilam os indutores $L_1 \ e L_2$ como circuitos abertos devido à presença da reatância indutiva, que é diretamente proporcional à frequência.





Fonte: Próprio autor.

4.4 Protótipo IPT de 100 W com módulo fotovoltaico

O protótipo descrito no Capítulo 3 foi agrupado na maquete apresentada na Figura 54. As formas de onda empregadas no acionamento dos *mosfets*, assim como a tensão de saída do inversor estão expostas no Anexo A. Além disso, os programas utilizados no sensor de irradiância, inversor de ponte completa e conversor *buck-boost* estão disponíveis em 3 arquivos com extensão '.txt' anexados a este documento PDF e também no endereço eletrônico: códigos dissertação de mestrado. Caso o leitor esteja com a versão impressa da dissertação, sinta-se livre para contatar o autor através do e-mail: macklysterstofel@hotmail.com. Os códigos estão comentados e possuem um cabeçalho com especificações gerais sobre suas aplicações. No Anexo B exibe-se um fluxograma do algoritmo MPPT implementado no código de controle do conversor *buck-boost*.



Figura 54 – Imagem do protótipo proposto, descrito no Capítulo 3.

Fonte: Próprio autor

Os experimentos foram realizados utilizando o sol como fonte de energia eletromagnética para os módulos fotovoltaicos de 105 W da Figura 25 e 10 W da Figura 46. Dispôs-se os módulos na mesma direção e angulação em relação ao solo visando uma incidência uniforme dos raios solares em ambos os módulos. A direção e angulação foram escolhidas durante a realização dos experimentos, alterando-se a posição do módulo de 10 W (utilizado no sensor de irradiância) até que detectou-se a posição proporcional à máxima irradiância.

A distância entre bobinas de primário e secundário foi variada de 1 a 10 cm, coletando-se dados a cada centímetro. Este processo foi repetido para as resistências de carga de 22, 44, e 66 Ω . Em todos os testes tentou-se manter as bobinas alinhadas verticalmente e horizontalmente, onde foram anotados dados de um total de 30 pontos de operação.

O sensor de irradiância foi programado para estimar a irradiância e multiplicá-la

pela área do módulo de 105 W (representada por A_M na Figura 55), encontrando assim a quantidade de potência instantânea disponível para o MPPT do módulo. Após os cálculos, programou-se para que os valores fossem exibidos num *display* de 7 segmentos com 4 dígitos de forma ininterrupta. Denominou-se a potência calculada pelo sensor IR (irradiância) de potência disponível ou P_D para MPPT.

A avaliação inicial do controle MPPT foi realizada através de uma comparação entre a potência de saída do módulo fotovoltaico, denominada P_M , a potência disponível P_D , calculada pelo sensor IR e a potência nos resistores de carga, denominada P_C . As informações de P_M , P_D e P_C são exibidos nas Figuras 56, 57 e 58, para 22, 44, e 66 Ω , respectivamente. Um diagrama simplificado do sistema proposto neste trabalho é exposto na Figura 55, este diagrama apresenta as principais grandezas analisadas.



Figura 55 – Diagrama básico do sistema proposto.

Fonte: Próprio autor

Coletou-se os dados de 1 a 4 cm durante o período da tarde do dia 16/01/2020 e o restante durante a tarde do dia 02/02/2020. Por este motivo, observa-se uma tendência de diminuição da potência nos primeiros 4 cm, logo depois, na distância de 5 cm ocorre uma súbita elevação da potência, retornando em seguida para uma queda gradual dos valores de potência.

4.4.1 Potência

No gráfico da Figura 56 a máxima potência estimada pelo sensor IR (P_D) foi de 77 W na distância de 5 cm e a mínima foi de 44 W na distância de 4 cm. Observa-se que no ponto de mínima potência ocorre um encontro entre P_D e P_M , o que significa que neste instante o controle alcançou o ponto de máxima potência do módulo. Entretanto, desta quantia somente 30,3 W foi dissipado na carga, sendo o restante perdido durante a transferência IPT e conversão cc-cc. A variação brusca das potências na distância de 6 cm

Figura 56 – Gráfico referente à potência disponível para MPPT, potência de saída do módulo e potência na carga para uma resistência de carga de 22 Ω .



Fonte: Próprio autor

pode ter sido causada por um sombreamento parcial dos módulos durante o experimento, pois observa-se que também houve diminuição de P_D .

Na Figura 57, observa-se que os valores máximos e mínimos de P_D também ocorrem em 5 cm e 4 cm, respectivamente, com valor máximo de 76 W e mínimo de 52 W. A potência P_M permaneceu próxima ao ponto de máxima potência (representado por P_D)

Figura 57 – Gráfico referente à potência disponível para MPPT, potência de saída do módulo e potência na carga para uma resistência de carga de 44 Ω .



Fonte: Próprio autor

em todas as medições e mostrou-se pouco sensível a variação de distância entre as bobinas. Observa-se que P_C possui comportamento similar a P_M sob variações de P_D , entretanto, o aumento da distância leva a uma diminuição gradual de P_C . Este comportamento indica que um afastamento entre as bobinas de primário e secundário distancia o ponto de operação do protótipo IPT do ponto de máximo rendimento de transmissão e aproxima-o do ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico.

No gráfico da Figura 58 apresenta-se as potências P_M , $P_D \in P_C$ para uma resistência de carga de 66 Ω . Observa-se que P_M segue acompanhando P_D , exibindo variações proporcionais à irradiância solar. De forma similar ao gráfico de 44 Ω , P_C apresenta-se inversamente proporcional à distância de transmissão.

Figura 58 – Gráfico referente à potência disponível para MPPT, potência de saída do módulo e potência na carga para uma resistência de carga de 66 Ω .



Fonte: Próprio autor

4.4.2 Eficiência e Rendimento

Através das potências P_D , P_M e P_C adquiriu-se a razão de rastreamento, definida por $R_R = 100 \cdot \frac{P_M}{P_D}$, o rendimento da IPT e *buck-boost*, definido por $\eta = 100 \cdot \frac{P_C}{P_M}$ e a eficiência de rastreamento, definida por $E_R = 100 \cdot \frac{P_C}{P_D}$. Esses parâmetros relacionam-se através da Equação 4.1. Os gráficos exibidos nas Figuras 59a, 59b e 59c apresentam R_R , η e E_R para as resistências de carga de 22, 44 e 66 Ω .

$$E_R = \eta R_R \tag{4.1}$$

Figura 59 – Gráfico de eficiências de rastreamento, rendimento da IPT e *buck-boost* e razão de rastreamento em relação à distância entre as bobinas de primário e secundário, com resistências de carga de 22, 44 e 66 Ω .



Obs.: R_R é a razão de rastreamento, η é o rendimento da IPT e *buck-boost* e E_R é a eficiência de rastreamento.

Fonte: Próprio autor

No gráfico da Figura 59a observa-se que a razão de rastreamento R_R permanece acima de 80 % para 8 das 10 distâncias analisadas. A existência de 2 picos em diferentes intervalos indica que a distância de transmissão não é um fator determinante para a realização do MPPT do módulo fotovoltaico, entretanto, o aumento da distância provoca a diminuição dos valores de $\eta \in E_R$. Por conseguinte, η aparece como um fator limitante da eficiência de rastreamento E_R , o que sinaliza que um controle adicional aplicado na IPT, utilizando por exemplo a frequência de operação do inversor, propiciaria a elevação de E_R .

Os demais gráficos apresentados nas Figuras 59b e 59c possuem dinâmicas simila-

res, mantendo $E_R \in \eta$ inversamente proporcionais à distância de transmissão. Assim, a diferença entre os valores de $R_R \in \eta$ indica que o conversor *buck-boost* está sintetizando resistências equivalentes ou próximas do ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico. A diminuição gradual de η exibida é prevista pela equação que determina o máximo rendimento, apresentada na Equação 2.38, na qual, o máximo rendimento relaciona-se com o quadrado do acoplamento, levando a um comportamento exponencial equivalente ao presenciado.

4.4.3 Resistências

Os gráficos de potência, eficiência e rendimento exibidos nas seções anteriores demonstram a dinâmica de funcionamento do sistema proposto, porém, não contribuem de forma direta para a análise do ponto de operação do conjunto: módulo fotovoltaico e IPT. Por isso, estudou-se o impacto de outras variáveis elétricas sobre o comportamento do sistema, onde foi encontrado um método eficiente de análise através da avaliação da resistência de entrada da IPT, denominada R_M no diagrama exibido na Figura 55.

Este método consiste em comparar a resistência medida na entrada da IPT com as respectivas resistências de máxima potência do módulo fotovoltaico, de máximo rendimento da IPT e de máxima potência da IPT, como será discutido a seguir.

Um módulo fotovoltaico alcança a máxima geração de energia quando a resistência de saída possui um valor específico relacionado com a irradiância e temperatura do módulo, esta resistência é denominado R_{MP} na Figura 55. Adquiriu-se os valores de R_{MP} através da relação $R_{MP} = \frac{(V_{MP})^2}{P_D}$, onde V_{MP} é a tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico.

Como abordado na Seção 3.1, a tensão V_{MP} possui amplitude inversamente proporcional à temperatura de operação do módulo. Por isso, verificou-se no site do INMET que a temperatura média nos dias que os experimentos foram realizados foi de 29 °C. Através desta temperatura média e das características elétricas do módulo apresentadas na Tabela 8, dimensionou-se $V_{MP} \approx 17$ V. Assim, calculou-se R_{MP} para cada um dos 30 pontos de operação analisados.

Os outros dois pontos de operação avaliados pertencem ao sistema IPT e estão ligados diretamente com as resistências de carga de máximo rendimento $R_{Cmax\eta}$ e máxima potência R_{CmaxP_C} , sendo $R_{Cmax\eta}$ descrita pela Equação 2.37 e R_{CmaxP_C} descrita pela Equação 2.33. Uma vez que a análise foi realizada na entrada da IPT, utilizou-se essas resistências e a Equação 2.11 para relacionar $R_{Cmax\eta}$ e R_{CmaxP_C} com suas correspondentes resistências de entrada $R_{I\eta}$ e R_{Ipc} na entrada da IPT.

Como visto nas equações apresentadas, as resistências $R_{I\eta} \in R_{Ipc}$ dependem diretamente do fator de acoplamento da IPT, um parâmetro de difícil aquisição já caracterizado na Seção 2.4. Não pôde-se utilizar a equação proposta neste trabalho para o cálculo do

Figura 60 – Gráfico comparativo entre os fatores de acoplamento estimados através das Equações 2.11 e 3.11 e os fatores de acoplamentos calculados pela Equação 4.2



Fonte: Próprio autor

fator de acoplamento (exposta na Equação 2.45) porque não mediu-se a tensão de saída da IPT durante os experimentos. Deste modo, o fator de acoplamento foi adquirido através da relação de impedâncias da IPT (exibida na Equação 2.11) e da relação de impedâncias do conversor *buck-boost* (exibida na Equação 3.11).

As resistências das bobinas de primário e secundário foram medidas com o auxílio de um multímetro, que indicou uma resistência de aproximadamente 1 Ω . Em vista disso, nesta análise considerou-se $R_1 = R_2 = 1 \Omega$. Na Figura 60 apresenta-se uma comparação entre os fatores de acoplamento estimados com os dados experimentais, representados por k_{est} e os fatores de acoplamento calculados através da relação exibida na Equação 4.2, representados por k_{eq} . O parâmetro d é a distância entre as bobinas, r_1 é o raio médio da bobina do primário e r_2 o raio médio da bobina do secundário. Segundo Hui, Zhong e Lee (2014), os resultados desta equação expressam uma aproximação do comportamento presente num acoplamento indutivo onde as bobinas de primário e secundário se encontram perfeitamente alinhadas. Logo, a divergência exibida no gráfico em grande parte é devida aos desalinhamentos existentes entre os indutores de transmissão e recepção durante a realização dos experimentos. Assim, quando ocorre um aumento na distância de transmissão diminui-se a influência dos desalinhamentos, causando a aproximação entre os valores de k_{est} e k_{eq} para $d > \sqrt{r_1 r_2}$.

$$k_{eq} = \frac{1}{\left[1 + 2^{\frac{2}{3}} \left(\frac{d}{\sqrt{r_1 r_2}}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}}$$
(4.2)

Apesar da diferença entre os valores de fator de acoplamento teóricos e práticos exibida na Figura 60, a curva do fator de acoplamento k_{est} encontrada segue a dinâmica

típica presente nos artigos estudados, com exceção da inflexão observada na distância de 9 cm. Este desvio pode ser resultado de imprecisões nas medidas elétricas do protótipo ou uma não linearidade na relação de impedâncias do conversor *buck-boost*. Apesar da divergência teórica, esta inconsistência não levou a prejuízos na análise realizada.

Com os valores de acoplamento práticos k_{est} expostos no gráfico da Figura 60 calculou-se as resistências $R_{I\eta} \in R_{Ipc}$. Por fim, comparou-se os valores experimentais de resistência de entrada da IPT R_M com os pontos de operação representados por R_{MP} , $R_{I\eta}$ e R_{Ipc} . Essas comparações são apresentadas nos gráficos das Figuras 61, 62 e 63 para as resistências de carga de 22, 44 e 66 Ω , respectivamente.

Os gráficos de resistência mostram que nas distâncias de 1 a 7 cm os valores de R_M tendem a acompanhar a dinâmica de R_{MP} . Já em 8, 9 e 10 cm observa-se que R_M aproxima-se de R_{Ipc} . Os motivos que levaram a esta mudança de comportamento não foram verificados neste trabalho, sendo portanto um possível tema de trabalhos futuros.

Em todos os pontos analisados $R_{Ipc} \approx (\frac{\pi^2}{8})2R_1 = 2,5 \Omega$, como previsto pelo teorema da máxima transferência de potência (CARREIRA RITA E FONSECA, 1996/97), que diz que a máxima transferência de potência em um divisor resistivo ocorre quando a resistência de carga se iguala à resistência série. Na IPT este teorema é válido para a expressão da resistência de entrada da IPT, descrita pela Equação 2.11.

A resistência de máximo rendimento $R_{I\eta}$ apresentou aspecto semelhante ao presente na curva do fator de acoplamento, porém, com amplitudes proporcionalmente maiores. Este comportamento deve-se ao fato de $R_{Cmax\eta}$ possuir valores proporcionais à raiz quadrada

Figura 61 – Comparação entre as resistências de entrada da IPT para uma resistência de carga de 22 $\Omega.$





Figura 62 – Comparação entre as resistências de entrada da IPT para uma resistência de carga de 44 $\Omega.$

de R_{CmaxP_C} , o que aumenta a influência do fator de acoplamento sobre a resistência $R_{I\eta}$. Em todos os pontos experimentais $R_{I\eta}$ permaneceu distante da resistência equivalente R_M sintetizada pelo conversor *buck-boost*.

O fato de R_M aproximar-se dos pontos de máxima potência do módulo fotovoltaico (representados por R_{MP}) indica que o MPPT aplicado no conversor *buck-boost* (sobre

Figura 63 – Comparação entre as resistências de
entrada da IPT para uma resistência de carga de 66 $\Omega.$



Fonte: Próprio autor

os resistores de carga da IPT) faz o rastreio do ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico. Logo, o ponto de máxima potência do módulo sobressai-se parcialmente em relação aos pontos de máxima potência e rendimento da IPT. A palavra parcialmente está presente devido às variações observadas nas distâncias acima de 7 cm, onde R_M aproxima-se de R_{Ipc} .

Os gráficos apresentados na Figura 64 exibem a comparação das resistências, omitindo-se a resistência de máximo rendimento da IPT, que mostrou-se imparcial ao comportamento do sistema proposto.



Figura 64 – Comportamento da resistência de entrada da IPT no sistema proposto.

Fonte: Próprio autor

4.5 Comentários do capítulo

Neste capítulo elaborou-se uma apresentação dos resultados obtidos através da análise de dois protótipos experimentais, sendo um de uma IPT de 20 W alimentado por

uma fonte de tensão e o outro de um sistema IPT de 100 W alimentado por um módulo fotovoltaico, exibido na Página 35.

O capítulo começou com uma descrição do protótipo de 20 W construído no início deste trabalho. Este protótipo foi utilizado para a validação do modelo equivalente de Thévenin cc-cc e da equação do fator de acoplamento propostos neste trabalho. Ademais, foram apresentados detalhes a respeito dos experimentos e simulações realizadas.

Nas Seções 4.2 e 4.3 o capítulo seguiu apresentando gráficos com resultados experimentais e de simulações no software MATLAB[®]. Baseados nestes resultados, foram realizadas análises comparativas do comportamento físico do sistema IPT e das equações apresentadas. As formas de onda de tensão e corrente da transmissão e recepção foram expostas na Figura 53.

Finalmente, na Seção 4.4 exibiu-se o protótipo principal descrito no Capítulo 3, onde foram caracterizados os métodos de análises utilizados e os dados experimentais estudados. Expôs-se os resultados através de gráficos de potência, eficiência, rendimento e resistência, elaborando-se comentários sobre o comportamento observado.

5 CONCLUSÃO

Com os resultados experimentais obtidos dos protótipos montados, observou-se que somente com o ajuste da razão cíclica do conversor *buck-boost*, não se consegue fazer coincidir o ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico com o ponto de máximo rendimento da IPT. Isto deve-se ao fato do valor da resistência de máxima potência do módulo fotovoltaico variar com a variação da irradiância e temperatura, e a resistência de máximo rendimento da IPT depender do fator de acoplamento, da frequência de operação e das resistências das bobinas primárias e secundárias.

Desta forma, se for realizado um gráfico onde o eixo das abscissas representa valores de resistência e o eixo das ordenadas representa a potência do módulo fotovoltaico, constatar-se-á que no ponto de máxima potência os valores das resistências citadas não coincidem.

Este problema pode ser solucionado com a utilização de um conversor cc-cc adicional entre o módulo fotovoltaico e o inversor. Esta abordagem é explorada por alguns trabalhos da literatura, porém, a inserção do conversor implica na adição de perdas no sistema, o que diminui a eficiência de rastreamento deste projeto. Uma solução alternativa seria variar a frequência de acionamento do inversor além da razão cíclica do conversor cc-cc de saída. Assim, com duas variáveis de controle, possivelmente seria viável rastrear o MPP do módulo fotovoltaico e colocar a IPT no ponto de máximo rendimento. Todavia, a variação da frequência implicará na perda da ressonância na IPT, resultando no aumento da impedância de entrada e consequentemente na redução da potência transferida. Desta forma, além de variar a frequência, esta solução deve ser acompanhada também da variação dos elementos do circuito ressonante, capacitâncias de compensação e/ou indutâncias de transmissão.

Essa incapacidade de rastrear o MPP do módulo e ao mesmo tempo o ponto de máximo rendimento da IPT, é refletida na eficiência de rastreamento, que neste trabalho foi definida como a relação entre a potência entregue para a carga e a máxima potência disponível no módulo fotovoltaico. Não obstante, a técnica de rastreamento empregada no trabalho, cito a perturba&observa, apresenta limitação de eficiência principalmente quando se encontra no ponto de máxima potência, pois devido à perturbação da razão cíclica, fica-se com uma variação de potência no MPP. Assim, a avaliação de outra técnica que minimize essa perturbação certamente iria contribuir para melhoria do fator denominado eficiência de rastreamento. Diferentes topologias de conversores e geometria de bobinas também devem influenciar na performance global do sistema IPT.

Conquanto, apesar de apresentar grandes desafios tecnológicos e científicos a

serem superados, o sistema de transmissão de energia sem fio, no caso o IPT, mostra-se bastante promissor visto que em diversas aplicações que vão desde pequena, baixa e média potência, o mesmo pode ser utilizado, exemplificando: carregamento de baterias de celulares, carregamento de baterias de sistemas médicos cirúrgicos (marca-passo, por exemplo), carregamento de baterias de veículos elétricos entre outros.

Assim, dentro desse contexto, como proposta de trabalhos futuros, sugere-se:

- Estudar um sistema IPT com frequência variável;
- Utilizar um sistema IPT para carregamento de baterias;
- Investigar o impacto na razão de rastreamento do sistema IPT, quando outras técnicas de MPPT são utilizadas, ou outras topologias de conversor são empregadas;
- Avaliar a influência na performance de um sistema IPT considerando outras geometrias de bobinas, ou de compensação capacitiva.

REFERÊNCIAS

AL-MASHHADANY, Y. I.; ATTIA, H. A. High performance for real portable charger through low- power PV system Portable Charger with Current. v. 4, p. 14–18, 2015. Citado na página 56.

ALLEGRO. ACS712. Allegro MicroSystems, 2007. Disponível em: <https://www.allegromicro.com/-/media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx>. Citado na página 66.

ARAUJO ANDRÉ SILVEIRA E VASCONCELLOS, P. Bluetooth Low Energy. Universidade Federal do Rio de Janeiro UFRJ, 2012. Disponível em: https://www.gta.ufrj.br/ensino/eel879/trabalhos_vf_2012_2/bluetooth/ble.htm>. Citado na página 68.

ATTIA, H. A. Comparative design of fuzzy logic controller for photovoltaic panel maximum power point tracking. In: 2017 International Conference on Electrical and Computing Technologies and Applications (ICECTA). IEEE, 2017. p. 1–5. ISBN 978-1-5386-0872-2. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/document/8251945/. Citado na página 56.

BABAKI, A. et al. A Novel Multi-Objective Topology for In-Motion WPT Systems with an Input DG Source. 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, PEDSTC 2019, IEEE, p. 787–792, 2019. Citado na página 34.

BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. Projeto físico de indutores e transformadores. Documento Interno (INEP-2002), 2002. Disponível em: http://professorpetry.com.br/ Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 75 e 76.

Barbosa Matos, F.; Roberto Camacho, J. Simulation Of The Influence Of Different Doping Types In The Homojunction Behavior Of Silicon Based Pv Cells. *Eletrônica de Potência*, v. 13, n. 4, p. 225–230, nov 2008. ISSN 14148862. Disponível em: https://sobraep.org.br/artigo/simulacao-da-influencia-dos-differentes-tipos-de-dopantes-no-comportamento-da-homojuncao-de-celula >. Citado na página 56.

BARMAN, S. D. et al. Wireless powering by magnetic resonant coupling: Recent trends in wireless power transfer system and its applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Pergamon, v. 51, p. 1525–1552, nov 2015. ISSN 18790690. Disponível em: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115006784>. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 32.

BRITTAIN, J. Electrical Engineering Hall of Fame: Nikola Tesla. *Proceedings of the IEEE*, v. 93, n. 5, p. 1057–1059, may 2005. ISSN 0018-9219. Disponível em: <<u>http://ieeexplore.ieee.org/document/1428017/></u>. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.

BROWN, W.; EVES, E. Beamed microwave power transmission and its application to space. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 40, n. 6, p. 1239–1250,

jun 1992. ISSN 00189480. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/document/141357/. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.

BRUSAMARELLO, V. J.; BLAUTH, Y. B. An Analysis of <i>k</i> _{ii} Coupling Coefficients. *International Journal of Electrical Engineering Education*, v. 49, n. 1, p. 16–25, 2012. ISSN 0020-7209. Disponível em: http://journals.sagepub.com/doi/10.7227/IJEEE.49.1.2. Citado na página 37.

BUCCI, O.; PELOSI, G.; SELLERI, S. The work of Marconi in microwave communications. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 45, n. 5, p. 46–53, oct 2003. ISSN 1045-9243. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/document/1252809/>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 30.

BURLAKA, V. V.; PODNEBENNAYA, S. K.; GULAKOV, S. V. Analysis of Approaches to the Efficiency Improvement of Wireless Power Transmission Systems Using Low-Frequency Magnetic Fields. 2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology, ELNANO 2018 - Proceedings, IEEE, p. 572–575, 2018. Citado na página 52.

CARREIRA RITA E FONSECA, P. *Teorema da Máxima Transferência de Potência*. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 1996/97. Circuitos analógicos. Disponível em: http://www.ufrgs.br/eng04030/Aulas/teoria/cap_06/maxtrpot.htm. Citado na página 97.

CHAIDEE, E. et al. Maximum output power tracking for wireless power transfer system using impedance tuning. *Proceedings IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, v. 2017-Janua, p. 6961–6966, 2017. Citado 5 vezes nas páginas 37, 43, 51, 53 e 60.

CO, X. A. D. Specification of LCD module. Sparkfun Eletronics, 2008. Disponível em: https://www.sparkfun.com/datasheets/LCD/ADM1602K-NSW-FBS-3.3v.pdf>. Citado na página 68.

COELHO, R. et al. Electrical Characterizer Od Photovoltaic Modules Using The Dc-dc Ćuk Converter. *Eletrônica de Potência*, v. 22, n. 2, p. 139–147, jun 2017. ISSN 14148862. Disponível em: ">https://www.sobraep.org.br/artigo/ caracterizador-eletrico-de-modulos-fotovoltaicos-utilizando-o-conversor-cc-cc-cuk/>">https://www.sobraep.org.br/artigo/ Citado na página 57.

COVIC, G.; BOYS, J. Inductive Power Transfer. *Proceedings of the IEEE*, v. 101, n. 6, p. 1276–1289, 2013. ISSN 0018-9219. Citado na página 33.

DENG, Q. et al. Frequency-Dependent Resistance of Litz-Wire Square Solenoid Coils and Quality Factor Optimization for Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 63, n. 5, p. 2825–2837, 2016. ISSN 02780046. Citado na página 69.

DOMORAD, P.; AVERBUKH, M. Partial shading problem solution for solar arrays fed by MPPT via permanent monitoring of individual panels. 2014 IEEE 28th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, IEEEI 2014, 2014. Citado na página 57. ELWALATY, M.; JEMLI, M.; AZZA, H. B. A Two-Rectangular Coils Wireless Charging Electric Vehicle with Photovoltaic Generator. 19th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering, STA 2019, IEEE, p. 455–460, 2019. Citado na página 34.

FAN, S. et al. An Ultralow Quiescent Current Power Management System with Maximum Power Point Tracking (MPPT) for Batteryless Wireless Sensor Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 9, p. 7326–7337, 2018. ISSN 08858993. Citado na página 72.

FU, M.; MA, C.; ZHU, X. A cascaded boost-buck converter for high-efficiency wireless power transfer systems. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, IEEE, v. 10, n. 3, p. 1972–1980, 2014. ISSN 15513203. Citado na página 72.

FU, M. et al. Analysis and tracking of optimal load in wireless power transfer systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 7, p. 3952–3963, 2015. ISSN 08858993. Citado na página 49.

FULLER, J. W. Apparatus for Efficient Power Transfer Through a Tissue Barrier. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-15, n. 1, p. 63–65, jan 1968. ISSN 15582531. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/document/4502534/. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.

GHAHARY, A.; CHO, B. H. Design of a Transcutaneous Energy Transmission System Using a Series Resonant Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 7, n. 2, p. 261–269, 1992. ISSN 19410107. Disponível em: <<u>http://ieeexplore.ieee.org/document/131165/></u>. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.

GORDON, B. M.; LEVY, J. E. Engineering Leadership, a Driving Force Bringing Research Results To Engineering Education. *Proceedings - Frontiers in Education Conference*, v. 14, p. 161–167, 1985. ISSN 01905848. Citado na página 39.

HAIPING, P.; HAORAN, C. Maximum Power Tracking of Wireless Power Transmission Systems Based on Critical Coupling Point Tracking. *Chinese Control Conference, CCC*, Technical Committee on Control Theory, Chinese Association of Automation, v. 2018-July, p. 121–125, 2018. ISSN 21612927. Citado na página 49.

HU, H. et al. Constant maximum power control for dynamic wireless power transmission system. 2017 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer, WoW 2017, IEEE, n. 51361130150, p. 295–299, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 69.

HU, W. et al. Optimization algorithm and practical implementation for 2-coil wireless power transfer systems. In: *Proceedings of the American Control Conference*. [S.l.]: American Automatic Control Council, 2014. p. 4330–4335. ISBN 9781479932726. ISSN 07431619. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 69.

HUANG, R.; ZHANG, B. Frequency, impedance characteristics and HF converters of two-coil and four-coil wireless power transfer. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 3, n. 1, p. 177–183, 2015. ISSN 21686785. Citado 5 vezes nas páginas 42, 44, 45, 47 e 48.

HUI, S. Y. Magnetic resonance for wireless power transfer. *IEEE Power Electronics Magazine*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 14–31, 2016. ISSN 23299215. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 39.

HUI, S. Y.; ZHONG, W.; LEE, C. K. A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 29, n. 9, p. 4500–4511, 2014. ISSN 08858993. Citado na página 96.

IMAGENS, G. *Imagem Display LCD*. 2020. Imagem do Google. Disponível em: <https://www.google.com/search?q=image+display+lcd+16x2&safe=off&sxsrf= ACYBGNRyq0p86B3vrj7ikiRmo9okw0SUjw:1581543301129&source=lnms&tbm=isch& sa=X&ved=2ahUKEwiniaT1-8znAhUDILkGHbZeB20Q_AUoAXoECAwQAw&biw= 1280&bih=913#imgrc=LjpnmclfVgzX8M>. Citado na página 68.

INMET. *Gráficos*. Instituto Nacional de Meteorologia, 2020. Informação de Vitória ES. Disponível em: ">http://www.inme

INSTRUMENTS, T. *Tiva TM4C123GH6PM Microcontroller*. Texas Instruments, 2014. Disponível em: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tm4c123gh6pm.pdf>. Citado na página 67.

INSTRUMENTS, T. Getting Started with the TIVA C Series TM4C123G LaunchPad. Texas Instruments, 2015. Minicurso. Disponível em: https://processors.wiki.ti.com/ index.php?oldid=189242&title=Getting_Started_with_the_TIVA%25E2%2584% 25A2_C_Series_TM4C123G_LaunchPad&keyMatch=TIVA%2520C%2520SERIES% 2520TM4C123G%2520LAUNCHPAD%2520EVALUATION%2520BOARD&tisearch= Search-EN-everything>. Citado na página 67.

INSTRUMENTS, T. Code Composer Studio (CCS) Integrated Development Environment (IDE). Texas Instruments, 2020. Disponível em: http://www.ti.com/tool/CCSTUDIO. Citado na página 68.

IOR, I. R. *IR2110*. International Rectifier IOR, 2019. Disponível em: http://www.dz98.com/wjj-pdf/ir2110.pdf>. Citado na página 63.

JABER, F. S. Development of a DC-DC Buck Boost converter using fuzzy logic control. 35 p. Dissertação (Mestrado) — Universiti Tun Hussein Onn Malaysia, 2011. Citado na página 75.

KALWAR, K. A.; AAMIR, M.; MEKHILEF, S. Inductively coupled power transfer (ICPT) for electric vehicle charging - A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 47, p. 462–475, 2015. ISSN 18790690. Disponível em: http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2015.03.040>. Citado na página 52.

KEERTHI., K.; ILANGO., K.; MANJULA., G. N. Study of Midfield Wireless Power Transfer for Implantable Medical Devices. 2018 2nd International Conference on Biomedical Engineering (IBIOMED), IEEE, p. 44–47, 2018. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/document/8534820/>. Citado na página 31.

KIM, D.; ABU-SIADA, A.; SUTINJO, A. State-of-the-art literature review of WPT: Current limitations and solutions on IPT. *Electric Power Systems*

Research, Elsevier B.V., v. 154, p. 493–502, 2018. ISSN 03787796. Disponível em: <<u>https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.09.018></u>. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.

KIM, H. et al. Coil design and measurements of automotive magnetic resonant wireless charging system for high-efficiency and low magnetic field leakage. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 64, n. 2, p. 383–400, 2016. ISSN 00189480. Citado na página 42.

KURS, A. et al. Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. Science, v. 317, n. 5834, p. 83–86, jul 2007. ISSN 0036-8075. Disponível em: <http://find.galegroup.com/itx/infomark.do?{&}contentSet=IAC-Documents{&}type= retrieve{&}tabID=T002{&}prodId=EAIM{&}docId=A166693509{&}source= gale{&}srcprod=EAIM{&}userGroupName=rmit{&}version=1.0http://www. sciencemag.org/cgi/>. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

LI, H. et al. A maximum efficiency point tracking control scheme for wireless power transfer systems using magnetic resonant coupling. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 7, p. 3998–4008, 2015. ISSN 08858993. Citado na página 72.

LI, H. et al. Pulse Density Modulated ZVS Full-Bridge Converters for Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 34, n. 1, p. 369–377, 2018. ISSN 08858993. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 60.

LI, J.; WANG, D. Perturb and Observe method of Impedance Matching for Magnetically Coupled Wireless power transfer System. 2018 Chinese Automation Congress (CAC), IEEE, p. 2513–2517, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 39.

LI, S. et al. Wireless Power Transfer by Electric Field Resonance and Its Application in Dynamic Charging. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 63, n. 10, p. 6602–6612, oct 2016. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<u>http://ieeexplore.ieee.org/document/7486076/></u>. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.

LI, W. High efficiency wireless power transmission at low frequency using permanent magnet coupling. n. August, p. 152, 2009. Disponível em: https://circle.ubc.ca/handle/2429/12599>. Citado na página 37.

LI, X. et al. Coupling coefficient identification for maximum power transfer in WPT system via impedance matching. *IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies:* Wireless Power, WoW 2016, IEEE, p. 27–30, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 51, 52 e 54.

LI, X. et al. An Inductive and Capacitive Combined Parallel Transmission of Power and Data for Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 6, p. 1–1, 2017. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<u>http://ieeexplore.ieee.org/document/7974825/></u>. Citado na página 28.

LUMPKINS, W. Nikola Tesla's Dream Realized: Wireless power energy harvesting. *IEEE Consumer Electronics Magazine*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 39–42, jan 2014. ISSN 2162-2248. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/document/6685904/. Citado na página 33.

MAI, R. et al. An Active-Rectifier-Based Maximum Efficiency Tracking Method Using an Additional Measurement Coil for Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 1, p. 716–728, 2018. ISSN 08858993. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 60.
MARINCIC, A. S. Nikola Tesla and the Wireless Transmission of Energy. *IEEE Power Engineering Review*, PER-2, n. 10, p. 58–59, oct 1982. ISSN 0272-1724. Disponível em: <<u>http://ieeexplore.ieee.org/document/5519923/></u>. Citado na página 25.

MIZUNO, T. et al. Improvement in efficiency of wireless power transfer of magnetic resonant coupling using magnetoplated wire. *IEEE Transactions on Magnetics*, IEEE, v. 47, n. 10, p. 4445–4448, 2011. ISSN 00189464. Citado na página 69.

MOHAN, S. S. et al. Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances. v. 34, n. 10, p. 1419–1424, 1999. Citado na página 37.

MORICH, K. Serial Bluetooth Terminal. Google Play, 2019. Disponível em: https://play.google.com/store/apps/details?id=de.kai_morich.serial_bluetooth_terminal&hl=pt_BR>. Citado na página 68.

NAMIN, A. et al. Performance of Inductive Wireless Power Transfer between Using Pure Sine Wave and Square Wave Inverters. *ITEC Asia-Pacific 2018 - 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific: E-Mobility: A Journey* from Now and Beyond, IEEE, p. 1–5, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 60, 61 e 62.

NARUSUE, Y.; KAWAHARA, Y.; ASAMI, T. Maximum efficiency point tracking by input control for a wireless power transfer system with a switching voltage regulator. 2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference, WPTC 2015, IEEE, p. 1–4, 2015. ISSN 2052-8418. Citado na página 72.

NASR, F.; MADANI, M.; NIROOMAND, M. Precise analysis of frequency splitting phenomenon of magnetically coupled wireless power transfer system. *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC*, p. 219–224, 2018. Citado na página 53.

NIU, W. Q. et al. Exact analysis of frequency splitting phenomena of contactless power transfer systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 60, n. 6, p. 1670–1677, 2013. ISSN 15498328. Citado 8 vezes nas páginas 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48 e 49.

NIU, W. Q. et al. Coupled-mode analysis of frequency splitting phenomena in CPT systems. *Electronics Letters*, v. 48, n. 12, p. 723–724, 2012. ISSN 00135194. Citado na página 42.

ODAC1, A. E. Interfacing-16x2-LCD-with-Tiva-C-Series-LaunchPad. Git Hub, 2019. Disponível em: https://github.com/ahmeterenodaci/ Interfacing-16x2-LCD-with-Tiva-C-Series-LaunchPad>. Citado na página 68.

PARK, C. et al. Uniform Power I-Type Inductive Power Transfer System with DQ-Power Supply Rails for On-Line Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 11, p. 6446–6455, 2015. ISSN 08858993. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.

PITT, W. Thomas a edison inventor. *Electrical Engineering*, v. 66, n. 2, p. 113–117, feb 1947. ISSN 0095-9197. Disponível em: ">http://ieeexplore.ieee.org/document/6443362/>. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.

ROSHAN, Y. M.; PARK, E. J. Maximum Power Transfer Control for Wireless Charging of Portable Devices. 2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer, Wow 2018, IEEE, p. 1–6, 2018. Citado na página 72.

SINOSOLA. *SA10-36P.* 2020. Datasheet. Disponível em: <https://www.neosolar. com.br/loja/fileuploader/download/download/?d=1&file=custom%2Fupload% 2FFile-1534450601.pdf>. Citado na página 79.

SOLANO, D. L. S. Sistema de supervisão e controle de geração solar fotovoltaica para aplicação em microrredes inteligentes. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2015. Disponível em: https://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/160638>. Citado na página 56.

STIELAU, O. H.; COVIC, G. A. Design of loosely coupled inductive power transfer systems. *PowerCon 2000 - 2000 International Conference on Power System Technology*, *Proceedings*, v. 1, p. 85–90, 2000. Citado na página 42.

STONE, D.; ZHAO, R.; GLADWIN, D. Maximum efficiency point tracking for resonant wireless power transfer. 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016), p. 5 .-5 ., 2016. Disponível em: http://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp.2016.0279>. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 69.

SUJA, S.; Sathish Kumar, T. Solar based wireless power transfer system. *Proceedings* of International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication, ICCPEIC 2013, p. 93–99, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.

TANG, X. et al. Low-Cost Maximum Efficiency Tracking Method for Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 6, p. 5317–5329, 2018. ISSN 08858993. Citado na página 51.

TECH, D. *HM-10 Datasheet*. DSD TECH, Version V5452017–01. Disponível em: https://people.ece.cornell.edu/land/courses/ece4760/PIC32/uart/HM10/DSD% 20TECH%20HM-10%20datasheet.pdf>. Citado na página 68.

TECH, D. *HM-10 Datasheet*. DSD TECH, Version V5452017– 01. Disponível em: https://blog.yavilevich.com/2016/12/ hm-10-or-cc41-a-module-automatic-arduino-ble-module-identification/>. Citado na página 68.

TESLA, N. High frequency oscillators for electro-therapeutic and other purposes. *Proceedings of the IEEE*, v. 87, n. 7, p. 1282, jul 1999. ISSN 0018-9219. Disponível em: <<u>http://ieeexplore.ieee.org/document/771079/></u>. Citado na página 29.

TESLA, N.; YORIK, O. I. N. F. W. N. Tesla. System of Transmission of Electrical Energy. 1900. 1–6 p. Disponível em: https://patentimages.storage.googleapis.com/62/90/92/45a5932052a940/US645576.pdf>. Citado na página 25.

THAKUR, T.; BEDI, K. S. Data based MPPT technique for photovoltaic system. Proceedings - 2011 Annual IEEE India Conference: Engineering Sustainable Solutions, INDICON-2011, n. 2, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 59.

TILLAART, R. *RunningAverage*. GitHub, 2019. Disponível em: https://github.com/ RobTillaart/Arduino/tree/master/libraries/RunningAverage>. Citado na página 67. TRABELSI, H. et al. Mppt controllers for pv array panel connected to grid. 2017 18th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering, STA 2017 - Proceedings, v. 2018-Janua, p. 505–510, 2018. Citado na página 58.

VUCKOVIC, J. Nikola Tesla: the man time forgot. *IEEE Potentials*, v. 9, n. 3, p. 53–54, oct 1990. ISSN 0278-6648. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/document/101405/. Citado 3 vezes nas páginas 23, 24 e 25.

WANG, C.-S.; COVIC, G.; STIELAU, O. Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems. *IEEE Transactions* on *Industrial Electronics*, v. 51, n. 1, p. 148–157, 2004. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<u>http://ieeexplore.ieee.org/document/1265794/></u>. Citado 7 vezes nas páginas 39, 40, 41, 42, 44, 45 e 46.

WIKI, H. Nikola Tesla. *IEEE Engineering Management Review*, v. 45, n. 3, p. 9–10, 2017. ISSN 0360-8581. Disponível em: http://www.teslaenergy.org/intro5.htmlhttp://ieeexplore.ieee.org/document/8048437/>. Citado 3 vezes nas páginas 23, 24 e 25.

YADEN, M. F. et al. Design and realization of a photovoltaic system equipped with a digital MPPT control. In: 2011 International Conference on Multimedia Computing and Systems. IEEE, 2011. p. 1–6. ISBN 978-1-61284-730-6. ISSN 03729311. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/document/5945620/. Citado na página 59.

YANG, Y.; LIU, F.; CHEN, X. A maximum power point tracking control scheme for magnetically coupled resonant wireless power transfer system by cascading SEPIC converter at the receiving side. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, IEEE, p. 3702–3707, 2017. ISSN 0008-4042. Citado 3 vezes nas páginas 49, 51 e 72.

YANG, Y. et al. Dynamic Improvement of Series-Series Compensated Wireless Power Transfer Systems Using Discrete Sliding Mode Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 7, p. 6351–6360, 2018. ISSN 08858993. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 54.

YAVILEVICH, A. *MLT-BT05 BLE module – a clone of a clone*. 2017. Personal blog. Disponível em: https://blog.yavilevich.com/2017/03/mlt-bt05-ble-module-a-clone-of-a-clone/ >. Citado na página 68.

YEO, T. D. et al. Design of Maximum Efficiency Tracking Control Scheme for Closed-Loop Wireless Power Charging System Employing Series Resonant Tank. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 1, p. 471–478, 2017. ISSN 08858993. Citado na página 60.

YUAN, L. et al. Maximum efficiency point tracking of the wireless power transfer system for the battery charging in electric vehicles. 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2015, IEEE, n. 51490683, p. 1101–1107, 2016. Citado na página 72.

Yun Yang et al. Dynamic improvement of wireless power transfer systems with maximum energy efficiency tracking by sliding mode control. 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia), IEEE,

p. 1736–1740, 2017. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/document/7992310/. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 72.

Yungtaek Jang; JOVANOVIC, M. A contactless electrical energy transmission system for portable-telephone battery chargers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 50, n. 3, p. 520–527, jun 2003. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<u>http://ieeexplore.ieee.org/document/1203003/></u>. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.

ZHANG, W. et al. Design for efficiency optimization and voltage controllability of series-series compensated inductive power transfer systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 29, n. 1, p. 191–200, 2014. ISSN 08858993. Citado na página 37.

ZHANG, Y. et al. Analytical Models of Wireless Power Transfer Systems with a Constant-Power Load. 2018 IEEE Transportation and Electrification Conference and Expo, ITEC 2018, IEEE, p. 720–724, 2018. Citado na página 53.

ZHANG, Y.; ZHAO, Z.; CHEN, K. Frequency decrease analysis of resonant wireless power transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 29, n. 3, p. 1058–1063, 2014. ISSN 08858993. Citado na página 52.

ZHONG, W. X.; HUI, S. Y. Maximum energy efficiency tracking for wireless power transfer systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 7, p. 4025–4034, 2015. ISSN 08858993. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 69.

ZIEGLER, C. et al. Influences of WPT-coil losses and coupling coefficient on the resonance circuits of wireless power transfer systems. In: *PCIM Europe 2017 - International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management.* [S.l.: s.n.], 2017. p. 16–18. ISBN 9783800744244. Citado na página 52.

Anexos

ANEXO A – SINAIS DO INVERSOR

Neste anexo apresenta-se as formas de onda do acionamento dos mosfets e a forma de onda da tensão de saída do inversor descrito na Seção 3.2.

Figura 65 – Sinal de acionamento do mosfet M_1 .



Fonte: Autor deste trabalho.

Figura 66 – Sinal de acionamento do mosfet M_3 .





Figura 67 – Sinais de acionamento dos mosfets M_2 e M_4 .



Fonte: Autor deste trabalho.



Figura 68 – Tensão de saída do inversor.

Fonte: Autor deste trabalho.

ANEXO B – FLUXOGRAMA DO CONTROLE PERTURBA&OBSERVA

Figura 69 – Fluxograma do algoritmo de MPPT aplicado no conversor Buck-Boost.



Fonte: Autor deste trabalho.