

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FRANCIS ARAUJO DOS SANTOS

**COMPARAÇÃO ENTRE PERTURBA&OBSERVA E CORRELAÇÃO DE *RIPPLE*
NO RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA
EM SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO**

Vitória, ES
2021

FRANCIS ARAUJO DOS SANTOS

**COMPARAÇÃO ENTRE PERTURBA&OBSERVA E CORRELAÇÃO DE *RIPPLE*
NO RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA
EM SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO**

Dissertação 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 na área de Sistemas de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Domingos S. L. Simonetti.

Coorientador: Prof. Dr. Walbermark M. dos Santos.

Vitória, ES
2021

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

S237c Santos, Francis Araujo dos, 1983-
Comparação entre Perturba&Observe e Correlação de Ripple no rastreamento do ponto de máxima transferência de potência em sistema de transmissão de energia sem fio / Francis Araujo dos Santos. - 2021.
101 f. : il.

Orientador: Domingos Sávio Lyrio Simonetti.
Coorientador: Walbermark Marques dos Santos.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Projeto experimental. 2. Transmissão de energia elétrica.
3. Indução eletromagnética. 4. Conversores de corrente elétrica.
I. Simonetti, Domingos Sávio Lyrio. II. Santos, Walbermark Marques dos. III. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: 621.3

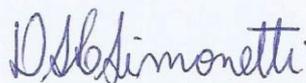
UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO

COMPARAÇÃO ENTRE PERTURBAÇÃO E OBSERVAÇÃO E CORRELAÇÃO DE RIPPLE
NO RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA
EM SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO

Francis Araujo dos Santos

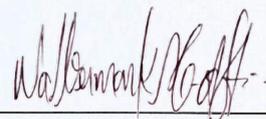
Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, área de Sistema de Potência.

Aprovada no dia 15 de dezembro de 2021 por:



Prof. Dr. Domingos S. L. Simonetti

Orientador - UFES



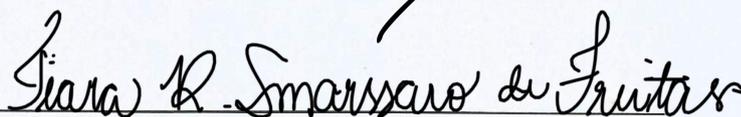
Prof. Dr. Walbermark Marques do Santos

Coorientador - UFES



Prof. Pedro Gomes Barbosa

Membro Externo – Engenharia Elétrica –
UFJF



Prof. Tiara Rodrigues Smarssaro de Freitas

Membro Externo – Engenharia Elétrica -
UFES

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus, por mais uma oportunidade de aprendizado e pela saúde para poder concluir mais um sonho.

Agradeço à minha esposa Rowena Maria Teixeira Vieira e ao meu filho Miguel Vieira dos Santos, pelo apoio incondicional, paciência e por me trazer alegria nos momentos mais difíceis.

Agradeço aos meus pais Francisco de Assis dos Santos e Julieta Araujo dos Santos pelo exemplo e orientação, me mostrando desde cedo a importância dos estudos, e aos meus irmãos por todo apoio.

Agradeço ao meu orientador e coorientador, Dr. Domingos Simonetti e Dr. Walbermark dos Santos pela compreensão, ajuda e ensinamentos na elaboração, desenvolvimento e conclusão desta pesquisa.

Agradeço aos membros da banca, pelos questionamentos e contribuições que enriqueceram este trabalho.

Por fim, agradeço aos professores do PPGE e aos meus colegas de curso, pelos ensinamentos, e por compartilharmos juntos muitos momentos de estudo e motivação para alcançar este resultado tão esperado.

RESUMO

Neste trabalho foi implementado um sistema indutivo de transferência de energia (IPT), utilizando uma fonte de 5V que supre potência a uma carga resistiva de 22Ω . A transmissão de energia sem fio, apesar de proposta na segunda metade do século XIX, só em anos recentes tem alcançado ampla utilização. Na montagem realizada, um microcontrolador foi utilizado para acionar e controlar o inversor que alimenta a bobina primária enquanto outro microcontrolador é alocado no lado secundário do circuito. Os microcontroladores se comunicam via wifi realizando o controle de potência na carga. No primeiro momento, o protótipo foi submetido a testes para geração de curvas de potência e rendimento, em função da frequência do inversor e da distância entre as bobinas. Com essas curvas foi possível identificar se o fenômeno de separação ocorre no protótipo bem como determinar os resultados práticos esperados de MPPT. No segundo momento, as técnicas de Perturba & Observa (P&O) e Controle de Correlação de *Ripple* (RCC) foram testadas no protótipo em busca do MPP e comparadas com os resultados anteriormente obtidos. A implementação da técnica P&O se mostrou mais simples que a RCC do ponto de vista da adaptação matemática necessária para implementação em IPT, levando em consideração que foram utilizadas como base a implementação de ambas em outras aplicações consultadas na literatura. Quanto aos resultados práticos, o controle com P&O teve melhor desempenho pois apresentou menor oscilação da potência durante os testes quando comparados com RCC. Mesmo assim, verifica-se na literatura que há oportunidade de implementar em trabalhos futuros adequações no algoritmo do RCC para melhorar seu desempenho.

Palavras-chave: transferência de potência indutiva; IPT; rastreamento do ponto de máxima potência; MPPT; Perturba e Observa; P&O; Controle de Correlação de *Ripple*; RCC.

ABSTRACT

In this work, an inductive power transfer system (IPT) was implemented, using a 5V source that supplies power to a 22Ω resistive load. Wireless power transmission, although proposed in the second half of the 19th century, has only in recent years reached wide use. In the assembly performed, a microcontroller was used to drive and control the inverter that feeds a primary coil while another microcontroller is allocated on the secondary side of the circuit. The microcontrollers communicate via Wi-Fi performing power control on the load. At first, the prototype was subjected to tests to generate power and efficiency curves, as function of the inverter frequency and the distance between the coils. With these curves it was possible to identify if the separation phenomenon occurs in the prototype as well as to determine the expected practical results of MPPT. In the second moment, the Perturba & Observe (P&O) and Ripple Correlation Control (RCC) techniques were tested in the prototype in search of the MPP and compared with the results previously obtained. The implementation of the P&O technique proved to be simpler than the RCC from the point of view of the mathematical adaptation necessary for implementation in IPT, considering that they were used as a basis for the implementation of both in other applications consulted in the literature. As for the practical results, the control with P&O showed less power oscillation during the tests when compared with RCC. Even so, it appears in the literature that there is an opportunity to implement adjustments in the RCC algorithm in future works to improve its performance.

Keywords: inductive power transfer; IPT; maximum power point tracking; MPPT; Perturb and Observe; P&O; Ripple Correlation Control; RCC.

LISTA DE SIGLAS

CPT – *Capacitive Power Transfer*: Transferência de Potência Capacitiva

EV – *Electric Vehicle*: Veículo Elétrico

IPT – *Induction Power Transfer*: Transferência de Potência Indutiva

MPP – *Maximum Power Point*: Ponto de Máxima Potência

MPT – *Microwave Power Transfer*: Transferência de Potência Microondas

MPPT – *Maximum Power Point Tracking*: Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

PP – Paralelo-paralelo

PS – Paralelo-série

SP – Série-paralelo

SS – Série-série

WPT – *Wireless Power Transfer*: Transferência de Potência Sem Fio

WTC – *Wireless Power Consortium*: Consórcio de Potência Sem Fio

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Bobina de Tesla no laboratório no Colorado, em 1900.	11
Figura 2: Projeto patenteado por Nikola Tesla para transmissão de energia sem fio.	12
Figura 3: Classificação dos métodos de WPT.	14
Figura 4: Acoplamento capacitivo – CPT.	16
Figura 5: Acoplamento indutivo – IPT, com capacitor compensador em série.	17
Figura 6: Método micro-ondas para exemplo de energia solar espacial.	17
Figura 7: Diagrama de blocos do sistema proposto por Jang e Jovanovic (2003).	19
Figura 8: Transferência de energia sem fio de campo intermediário para microimplante. (a) Esquema para transferência de energia para uma bobina de 2mm montada na superfície do coração. (b) Visão ampliada do campo magnético em diferentes camadas de tecido. (c) Espectros de frequência espacial em planos de profundidade.	22
Figura 9: Esquemático de um módulo sanduíche para energia solar acoplado em satélites.	23
Figura 10: Simulação de pares de bobinas com diferentes formas geométricas. (a) Modelos de pares de bobinas. (b) Fator de acoplamento com placa de alumínio. (c) Fator de acoplamento sem placa de alumínio.	24
Figura 11: Dois receptores cobrindo duas células primárias de um transmissor com matriz multiplexada.	27
Figura 12: Representação do princípio de funcionamento do IPT.	32
Figura 13: Topologias básicas do IPT.	33
Figura 14: Gráfico radar comparando as quatro topologias básicas do IPT.	33
Figura 15: Topologia série-série e modelagem. (a) Topologia básica. (b) Modelo de acoplamento. (c) Circuito primário com impedância refletida.	34
Figura 16: Representação de duas bobinas acopladas magneticamente e seus fluxos magnéticos. (a) Bobina 1 energizada e bobina 2 com circuito aberto. (b) Bobina 2 energizada e bobina 1 com circuito aberto.	39
Figura 17: Fenômeno de separação para um circuito IPT simétrico.	43
Figura 18: Fenômeno de separação para um circuito IPT assimétrico.	44
Figura 19: Gráfico 2D dos fenômenos de separação e bifurcação. (a) Visão da frequência. (b) Visão da tensão na carga.	47
Figura 20: Curvas de potência para painéis fotovoltaicos, com variação de irradiação e temperatura.	49
Figura 21: Simulação de potência da carga utilizando o método de Casamento de Impedância.	51
Figura 22: P&O aplicado a conversor SEPIC em IPT.	52
Figura 23: Fluxograma com exemplo de método P&O aplicado para razão cíclica.	53
Figura 24: Fluxograma do P&O implementado no trabalho.	54
Figura 25: Potência e corrente de PV em função da tensão, para aplicação de RCC.	55

Figura 26: MPPT com RCC para diferentes pontos de operação. (a) Tensão. (b) Ondulação da potência. (c) Sinal de erro, produto da ondulação de potência e tensão.	57
Figura 27: Fluxograma do RCC digital implementado.	60
Figura 28: Protótipo do IPT.	62
Figura 29: Microcontrolador ESP32 – módulo TTGO T-Beam V1.0.	63
Figura 30: Microcontrolador ESP8266 – módulo NodeMCU V3 ESP-12e.	64
Figura 31: Esquemático do circuito inversor de frequência que alimenta a bobina transmissora (primária).	65
Figura 32: Relação de tensão gate-source e corrente de dreno do MOSFET IRF1404.	65
Figura 33: Trecho do data sheet do MOSFET IRF1404.	66
Figura 34: Conexão típica de driver de tensão IR2110.	66
Figura 35: Esquemático do circuito retificador que alimenta a carga.	67
Figura 36: Bancada de teste: protótipo, osciloscópio, microcontroladores.	69
Figura 37: Curvas de Potência x Frequência obtidas do protótipo.	70
Figura 38: Gráfico 3D da potência em relação à distância e frequência.	72
Figura 39: Curvas de rendimento comparativas entre 75 kHz e 89,5 kHz.	73
Figura 40: Curva 3D de rendimentos em relação a distância e frequência.	75
Figura 41: Formas de onda para 70 kHz - CH1 Corrente, CH2 Tensão no primário, CH3 Tensão no secundário, CH4 Tensão na carga: a) Corrente na fonte; b) Corrente no primário, c) Corrente no secundário.	77
Figura 42: Formas de onda para 89,5 kHz - CH1 Corrente, CH2 Tensão no primário, CH3 Tensão no secundário, CH4 Tensão na carga: a) Corrente na fonte; b) Corrente no primário, c) Corrente no secundário.	79
Figura 43: Formas de onda para 110 kHz - CH1 Corrente, CH2 Tensão no primário, CH3 Tensão no secundário, CH4 Tensão na carga: a) Corrente na fonte; b) Corrente no primário, c) Corrente no secundário.	80
Figura 44: Teste P&O - comportamento da tensão na carga para diferentes posições da bobina.	84
Figura 45: Teste P&O - detalhe no instante de tempo t_1.	85
Figura 46: Teste P&O - comportamento da tensão em regime com a bobina em 25 mm.	86
Figura 47: Teste RCC - comportamento da tensão na carga para diferentes posições da bobina.	87
Figura 48: Teste RCC - detalhe no instante de tempo t_1.	88
Figura 49: Teste RCC - comportamento da tensão em regime com a bobina em 25mm.	88
Figura 50: Layout da placa de circuito impresso do inversor.	100
Figura 51: Layout da placa de circuito impresso do retificador que alimenta a carga.	100

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 1: Comparativo de características entre métodos mais comuns de WPT.....</i>	<i>15</i>
<i>Tabela 2: Capacitância primária para as quatro topologias básicas.....</i>	<i>38</i>
<i>Tabela 3: Fenômeno de Separação - regiões de acoplamento e frequências.....</i>	<i>44</i>
<i>Tabela 4: Fenômeno de Bifurcação - regiões de acoplamento e frequências.....</i>	<i>46</i>
<i>Tabela 5: Características das bobinas transmissora e receptora.....</i>	<i>67</i>
<i>Tabela 6: Comparativo entre as frequências, para tensões e corrente.....</i>	<i>82</i>
<i>Tabela 7: Posição das bobinas para cada instante de tempo nos testes das técnicas P&O e RCC.....</i>	<i>83</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	SÍNTESE DOS DIVERSOS MÉTODOS	15
1.1.1	POR INDUÇÃO ELETROMAGNÉTICA	15
1.1.2	POR RADIAÇÃO ELETROMAGNÉTICA.....	17
1.2	ESTADO DA ARTE EM APLICAÇÕES WPT	18
1.3	O PADRÃO QI	25
1.4	OBJETIVO DA PESQUISA.....	28
1.4.1	OBJETIVO GERAL	28
1.4.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	28
1.5	JUSTIFICATIVA	28
1.6	ESTRUTURA DO TRABALHO.....	29
2	REFERENCIAL TEÓRICO.....	30
2.1	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SISTEMA IPT	30
2.2	TOPOLOGIAS DE IPT	32
2.3	CIRCUITOS E EQUAÇÕES DO IPT SÉRIE-SÉRIE	34
2.4	FATORES QUE INFLUENCIAM NA TRANSMISSÃO DE ENERGIA IPT.....	39
2.4.1	FATOR DE ACOPLAMENTO	39
2.4.2	FATOR DE QUALIDADE.....	41
2.4.3	FENÔMENO DE SEPARAÇÃO E BIFURCAÇÃO	42
2.4.4	RESISTÊNCIA DA CARGA.....	48
2.5	RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA.....	48
2.5.1	VISÃO GERAL DE MÉTODOS DE CONTROLE PARA MÁXIMA POTÊNCIA.....	49
2.5.2	TÉCNICA P&O	51
2.5.3	TÉCNICA RCC	54
2.6	COMENTÁRIOS	61
3	PROTÓTIPO.....	62
3.1	COMENTÁRIOS	68
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÕES	69
4.1	CURVAS DE POTÊNCIA NA CARGA	69
4.2	CURVAS DE RENDIMENTO	73
4.3	FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE DO SISTEMA IPT.....	76
4.3.1	FORMAS DE ONDA EM 70 KHZ.....	77
4.3.2	FORMAS DE ONDA EM 89,5 KHZ	78
4.3.3	FORMAS DE ONDA EM 110 KHZ.....	80
4.3.4	ANÁLISE SOBRE AS FORMAS DE ONDA	81
4.4	RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....	83
4.4.1	RASTREAMENTO COM A TÉCNICA P&O.....	83
4.4.2	RASTREAMENTOS COM A TÉCNICA RCC	86
5	CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES	90
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	92
	ANEXO I – ALGORITMO P&O	96
	ANEXO II – ALGORITMO RCC	98
	ANEXO III – PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO	100

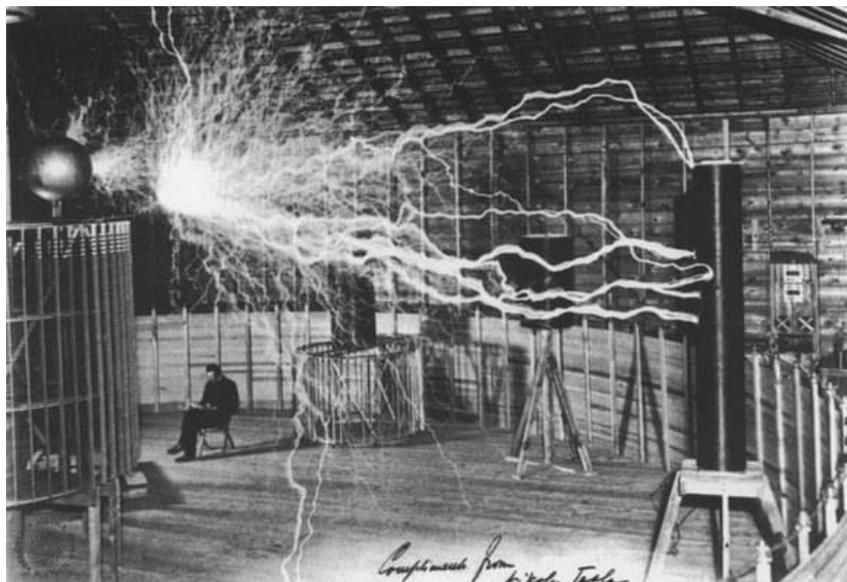
1 INTRODUÇÃO

A transferência de energia sem fios (WTP – do inglês *Wireless Power Transfer*) é um assunto já estudado desde a década de 1890 por Nikola Tesla (BRITTAİN, 2005).

Em 1890 Tesla iniciou estudos e o desenvolvimento de ideias relacionadas à transmissão de energia sem fio, numa época em que pouco se conhecia sobre ondas eletromagnéticas. Dois anos antes, em 1888, Hertz havia feito uma publicação confirmando a teoria dinâmica do campo eletromagnético de J. Clark Maxwell de 1865. Tesla pensava que a energia poderia ser transmitida pelo ar da mesma forma que é transmitida por um condutor, porém ele era pouco compreendido naquela época. (MARINCIC, 1982).

Em 1899 Tesla construiu no estado do Colorado, nos EUA, um grande transformador ressonante com 15m de diâmetro, chamado atualmente de Bobina de Tesla, que produzia uma tensão de cerca de 10 milhões de volts com uma corrente elétrica segura. Uma foto de um experimento com o transformador no laboratório é apresentada na **Figura 1**. Se tratava de um transformador com núcleo de ar, com alta relação de transformação entre primário e secundário (IEEE ENGINEERING MANAGEMENT REVIEW, 2017; MARINCIC, 1982; VUCKOVIC, 1990).

Figura 1: Bobina de Tesla no laboratório no Colorado, em 1900.

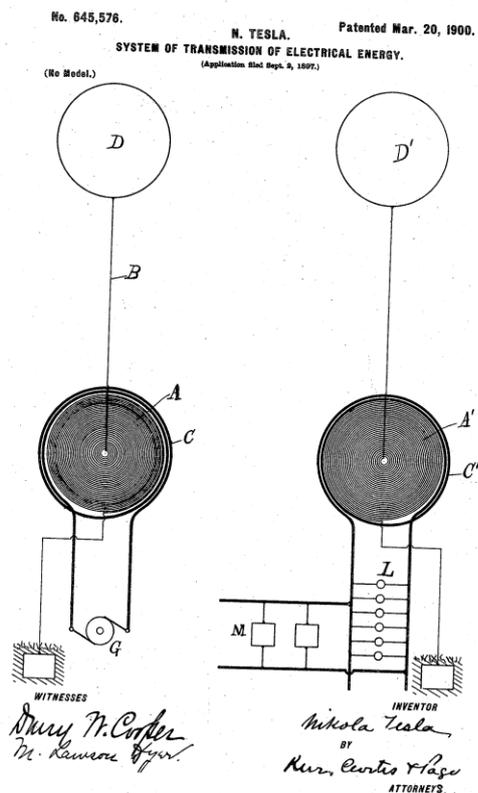


Fonte: Palestra da UFRGS aborda vida e legado de Nikola Tesla (2016).

Tesla realizou vários experimentos com alta tensão e conseguiu acender algumas lâmpadas a uma certa distância do seu laboratório a partir do seu transformador. Tesla não deixou muitas anotações sobre seus estudos nessa área e este experimento só veio a ser replicado em 1970, por Robert Golka (IEEE ENGINEERING MANAGEMENT REVIEW, 2017; MARINCIC, 1982; VUCKOVIC, 1990).

Os registros indicam que uma patente submetida em Nova York por Nikola Tesla em 1897, e publicada em 1900, teria sido um dos primeiros trabalhos relacionados ao assunto (ver Figura 2). O projeto compreendia duas bobinas distantes entre si, no qual Tesla demonstrava a pretensão de transmitir energia elétrica de uma bobina para outra em escala industrial, de tal forma que poderia ser utilizado para iluminar cidades distantes (TESLA, 1900).

Figura 2: Projeto patentado por Nikola Tesla para transmissão de energia sem fio.



Fonte: Tesla (1900).

As iniciativas de Tesla à época não avançaram por falta de financiamento, e o desenvolvimento do WPT ficou estagnado por décadas devido à indicação de baixo rendimento do sistema e à necessidade de grandes dispositivos para construir o circuito ressonante de forma segura. No entanto, com a evolução da eletrônica de potência, o aprimoramento da teoria eletromagnética e o aumento das aplicações práticas desta, a WPT tem sido mais estudada nas últimas décadas e tem evoluído desde conceitos como coletar energia solar no espaço e enviar para a Terra em forma de ondas de rádio, até uma realidade mais acessível às demandas cotidianas como recarregar baterias de dispositivos móveis com o objetivo de aumentar a autonomia ou promover maior conforto, praticidade e mobilidade aos usuários (KIM, ABU-SIADA e SUTINJO, 2018; LUMPKINS, 2014).

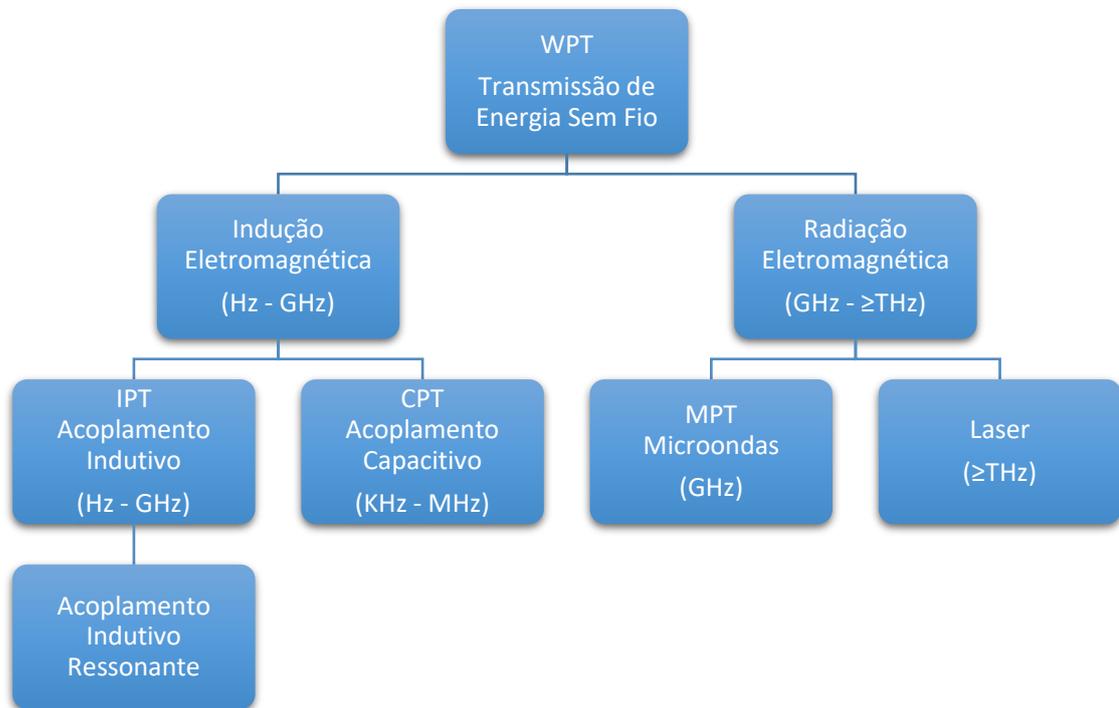
A WPT consiste em transmitir energia de uma fonte, chamada de emissor, para uma carga, chamada de receptor¹, sem o uso de cabos ou condutores elétricos entre ambos. A energia é transferida por campo eletromagnético através de meios não condutores, como por exemplo o ar, plástico e tecido do corpo humano. A WTP compreende diferentes métodos de transmissão, com uma ampla gama de potência, distância de transmissão e, portanto, com variadas aplicações. Na **Figura 3** apresenta-se uma das formas de classificação dos métodos mais comuns (CIRIMELE, DIANA, *et al.*, 2018; MACEDO, 2019; VALTCHEV, BAIKOVA e JORGE, 2012).

A primeira linha de classificação se divide em duas:

- **Indução Eletromagnética**, que transmite energia via campo magnético ou elétrico, e;
- **Radiação Eletromagnética**, que utiliza ondas eletromagnéticas para transmissão a longas distâncias.

¹ Neste trabalho, transmissor sempre irá se referir ao circuito primário do WPT enquanto o receptor irá fazer referência ao circuito secundário. Em algumas ocasiões, quando for mais intuitivo, se utilizará somente os termos primário e secundário, por exemplo, ao se fazer alusão a transformadores em IPT e o modelo dos circuitos utilizados.

Figura 3: Classificação dos métodos de WPT.



Fonte: Adaptado de Cirimele, Diana, *et al.* (2018).

Na **Tabela 1** é apresentado um comparativo de distância de transmissão, potência de transmissão e aplicações mais comuns entre alguns dos métodos de WPT, de acordo com (KIM, ABU-SIADA e SUTINJO, 2018).

Tabela 1: Comparativo de características entre métodos mais comuns de WPT.

Método	IPT	CPT	MPT
Distância de transmissão	mm – m (~10 vezes o diâmetro da bobina)	< 360mm	m – km
Potência de transmissão	mW - kW	mW – 3kW	μW, mW – kW
Aplicações mais comuns	Aplicações domésticas, Veículos elétricos, Veículos ferroviários.	Aplicações médicas, Veículos elétricos, Veículos ferroviários.	Sistema de energia solar espacial, Sensor sem fio, Aplicações domésticas.

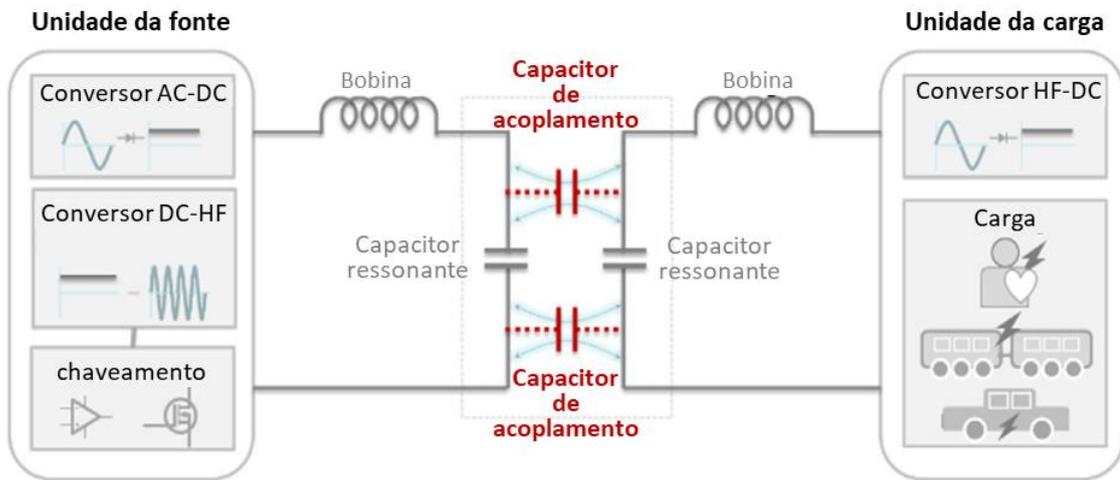
Fonte: Adaptado de Kim, Abu-Siada e Sutinjo (2018).

1.1 SÍNTESE DOS DIVERSOS MÉTODOS

1.1.1 Por Indução Eletromagnética

- a) **Acoplamento Capacitivo (CPT – do inglês *Capacitive Power Transfer*):** o transmissor e receptor são placas de um capacitor (ou mais de um capacitor) em que o dielétrico é o ar ou outro material, e a energia é transmitida pela variação do campo elétrico. Um diagrama básico de implementação do método é apresentado na **Figura 4**.

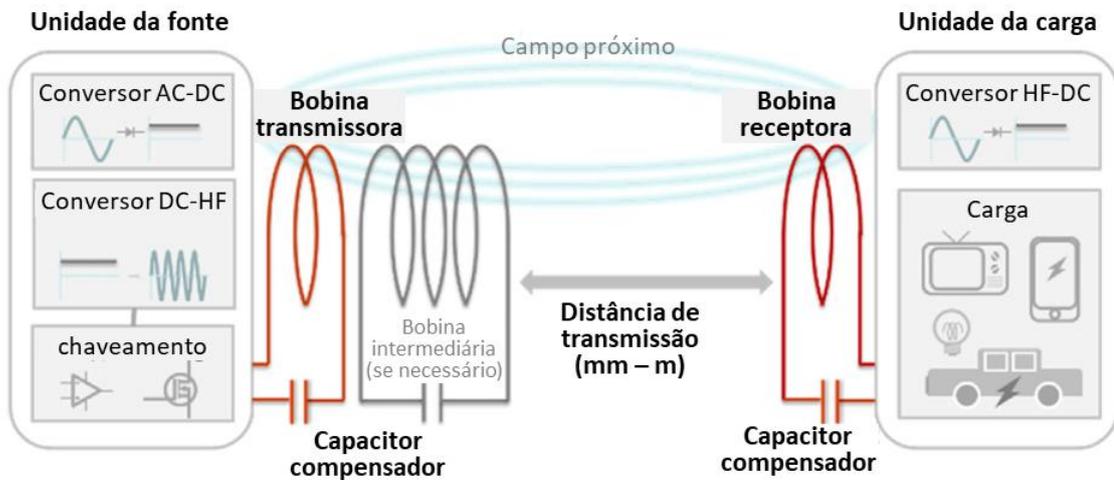
Figura 4: Acoplamento capacitivo – CPT.



Fonte: Adaptado de Kim, Abu-Siada e Sutinjo (2018).

- b) Acoplamento Indutivo (IPT – do inglês *Induction Power Transfer*):** o transmissor e receptor de energia são bobinas de um transformador cujo núcleo é o ar ou outro material, e a energia é transmitida pela variação do campo magnético.
- c) Acoplamento Indutivo Ressonante:** as bobinas do primário e secundário fazem parte de circuitos ressonantes na mesma frequência, o que aumenta a potência transmitida e a distância de alcance. O esquema básico de implementação do método IPT é apresentado na **Figura 5**.

Figura 5: Acoplamento indutivo – IPT, com capacitor compensador em série.

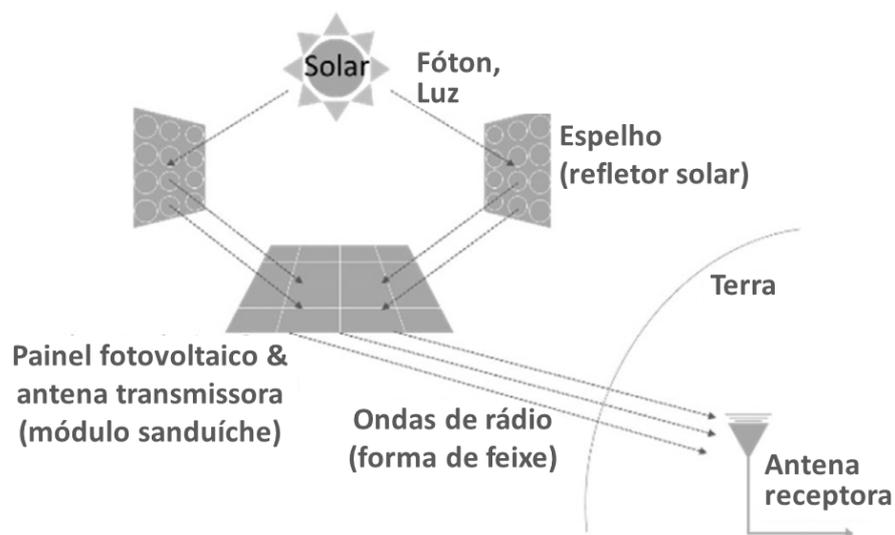


Fonte: Adaptado de Kim, Abu-Siada e Sutinjo (2018).

1.1.2 Por Radiação Eletromagnética

- a) **Micro-ondas (MPT – do inglês *Microwave Power Transfer*):** o transmissor e receptor de energia são antenas, e a energia radioativa é transmitida a longas distâncias, conforme ilustrado na **Figura 6**.

Figura 6: Método micro-ondas para exemplo de energia solar espacial.



Fonte: Adaptado de Kim, Abu-Siada e Sutinjo (2018).

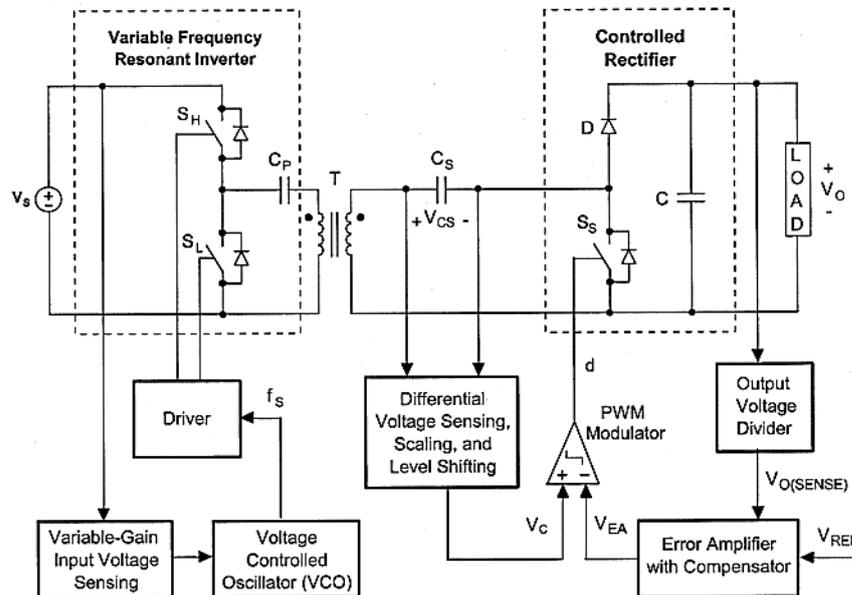
- b) Laser:** a energia elétrica no transmissor é convertida em emissão laser, cujo feixe é direcionado para uma célula ou painel fotovoltaico no receptor, que o converte para eletricidade.

1.2 ESTADO DA ARTE EM APLICAÇÕES WPT

Diversas publicações recentes têm tratado da aplicação de WPT em diversos campos de conhecimento.

Jang e Jovanovic (2003) apresentam uma proposta de IPT série-série para carregamento de bateria de aparelho celular, com o inversor do primário e retificador do secundário controlados, para aplicações de uma variada faixa de tensão de entrada e potência de carga. No transmissor, a frequência de chaveamento do inversor é controlada para manter constante a transferência de potência para o receptor, mesmo com variação da tensão de entrada. No receptor, o chaveamento do retificador é controlado para manter a tensão de saída igual a uma referência especificada mediante variações na carga. Na Figura 7 mostra-se o diagrama de blocos do controle. O link indutivo é realizado por meio de uma bobina primária de 210 espiras e uma bobina secundária de 9 espiras, cada uma envolvendo um núcleo de ferrite separado. A distância de ar entre as bobinas é de 60 milímetros. Foram realizados sete testes no protótipo com o propósito de fornecer à carga uma tensão constante de aproximadamente 5Vcc, variando a tensão de alimentação entre 120Vcc e 376Vcc, o que levou a uma variação da frequência de chaveamento do inversor entre 66kHz e 140kHz. O rendimento medido ficou entre 59,4% e 71,4%.

Figura 7: Diagrama de blocos do sistema proposto por Jang e Jovanovic (2003).



Fonte: Jang e Jovanovic (2003).

Alguns fabricantes de aparelhos celulares já disponibilizam carregadores de bateria sem fio, que também podem ser utilizados para carregar fones de ouvido *bluetooth*, *smart watches* (relógios eletrônicos de pulso) e outros acessórios que interagem com os celulares. Uma base carregadora quase do mesmo tamanho de um celular pode ser colocada sobre uma mesa, ligada a uma tomada, e quando o usuário desejar carregar algum aparelho, basta repousá-lo sobre esta base, de forma prática, sem necessidade de ficar manuseando fios a cada carregamento. A maior parte destes dispositivos utiliza o padrão Qi (palavra chinesa, em que alguns dos significados é “ar” ou “fluxo de energia”), regido pelo consórcio WPC (*Wireless Power Consortium*), que engloba mais de 200 empresas e estabelece alguns parâmetros de interface com o objetivo de tornar o carregamento compatível entre os dispositivos e fabricantes (Qi Specification, 2020).

Há estudos que abordam o desenvolvimento de técnicas para o carregamento de baterias de veículos elétricos (EV – do inglês *Electric Vehicle*), que pode se dar tanto de forma estática, com o veículo parado sobre uma base carregadora sem fio, quanto de forma dinâmica, com o veículo trafegando sobre uma via especificamente estruturada para carregamento sem fio. Nesse último caso, a autonomia do veículo é

aumentada, considerando que ele não precisa parar de se deslocar para recarregar (AL-SAAD, HUSSIEN e CRACIUNESCU, 2019; KIM et al., 2016).

Outros estudos apontam para o desenvolvimento de dispositivos biomédicos instalados no corpo humano, e que podem ter sua bateria recarregada utilizando técnicas sem fio. Essa estratégia garante mais segurança para o paciente, uma vez que se reduz a necessidade de procedimentos médicos para a troca de baterias, bem como também reduz o risco de infecção e rompimento de cabos que antes eram utilizados para conectar o lado externo e o dispositivo interno ao corpo humano (AHIRE e GOND, 2017; KEERTHI, ILANGO e MANJULA, 2018).

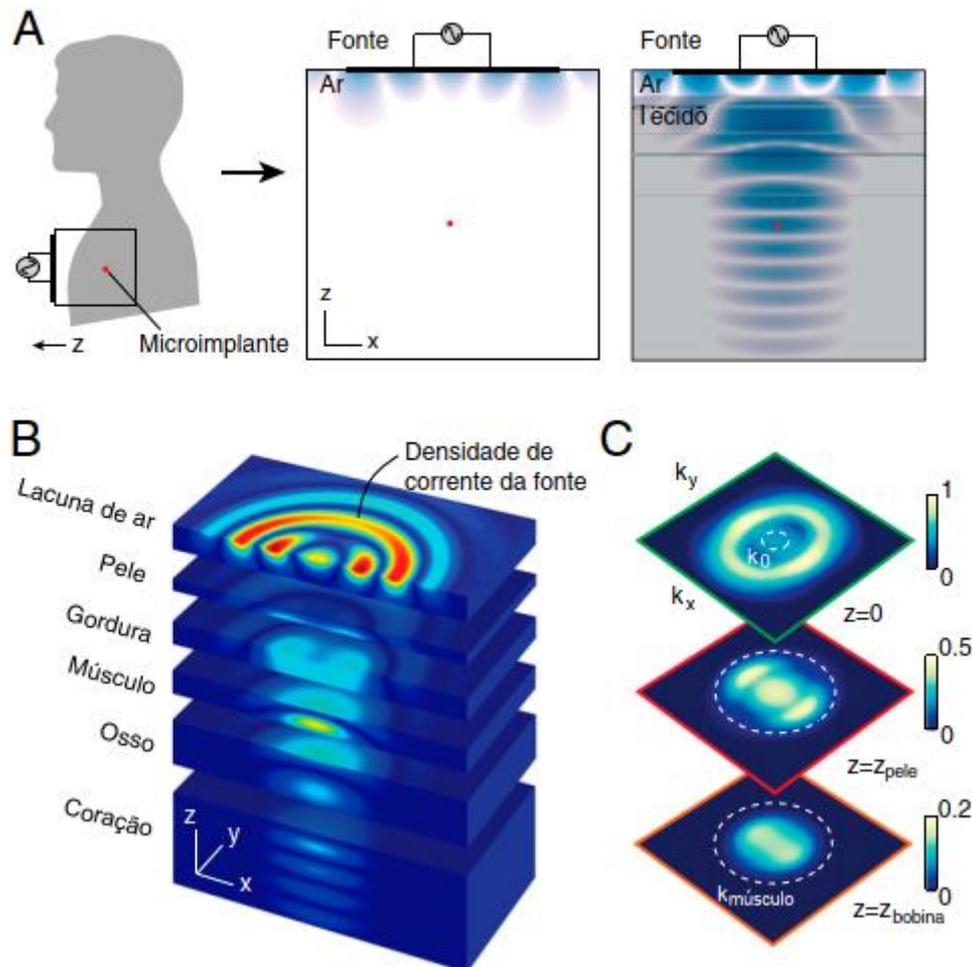
A transferência de energia sem fio para implantes biomédicos também tem sido objeto de estudos. Agarwal, Jegadeesan, *et al.* (2017) apresentam uma ampla análise comparativa incluindo os métodos biomédicos tradicionais como IPT (indutivo ressonante) e CPT (capacitivo), além dos métodos biomédicos não convencionais como ultrassom, campo intermediário e MPT (micro-ondas):

- a) **IPT**: é o mais antigo e estabelecido método com resultados aprovados para implantes pelo órgão americano U.S.FDA, uma agência federal do Departamento de Saúde. As topologias série e paralelo entregam a mesma quantidade de energia para a carga implantada. Entretanto, a topologia série usa uma maior corrente e menor tensão, enquanto a paralelo utiliza uma menor corrente e maior tensão para a mesma potência. Como os retificadores têm melhor desempenho com baixas correntes, a topologia paralelo tem sido a melhor escolha para implantes biomédicos.
- b) **CPT**: o rendimento é muito sensível à separação entre as placas transmissora e receptora devido ao fraco acoplamento capacitivo, portanto a flutuação de potência no implante tende a ser maior no CPT do que no IPT. O rendimento cai drasticamente com a separação entre as placas, e por isso se limita a aplicações subcutâneas;
- c) **Ultrassom**: a transferência de energia ultrassônica utiliza a propagação de ondas ultrassônicas (>20 kHz) com um transdutor piezoelétrico no receptor para converter em energia elétrica. As ondas sofrem atenuação e reflexão

com as diferentes densidades e impedâncias acústicas das partes do corpo humano. Os efeitos nocivos da vibração constante ao corpo humano ainda não foram investigados;

- d) **Campo intermediário:** a transferência de energia de campo intermediário utiliza frequências maiores que as tradicionais de campo curto (IPT e CPT), e a distância entre transmissor e receptor é da ordem do comprimento de onda. Na **Figura 8** mostra-se a transferência de energia sem fio de campo intermediário para microimplante. Na **Figura 8.a**, tem-se o esquema para transferência de energia para uma bobina de 2mm montada na superfície do coração, mostrando o campo magnético (esquerda) no ar e (direita) acoplado em tecido multicamadas. A bobina, ponto vermelho, está a 5 cm da fonte de 6cmx6cm de 1,6GHz. Na **Figura 8.b**, tem-se a visão ampliada do campo magnético em diferentes camadas de tecido, mostrando ondas convergindo para a bobina do implante, e na **Figura 8.c** estão mostrados os espectros de frequência espacial em planos de profundidade;
- e) **MPT:** micro-ondas poderia alimentar os implantes com antenas muito menores do que a IPT, entretanto, alguns pontos a tornam atualmente impraticáveis para dispositivos biomédicos: baixo rendimento, as perdas de retificação são maiores por trabalhar na faixa de frequência de GHz; a potência transmitida teria que ser muito pequena para atender aos critérios de segurança definidos por órgão regulamentadores para sistemas de transferência de energia sem fio.

Figura 8: Transferência de energia sem fio de campo intermediário para microimplante. (a) Esquema para transferência de energia para uma bobina de 2mm montada na superfície do coração. (b) Visão ampliada do campo magnético em diferentes camadas de tecido. (c) Espectros de frequência espacial em planos de profundidade.

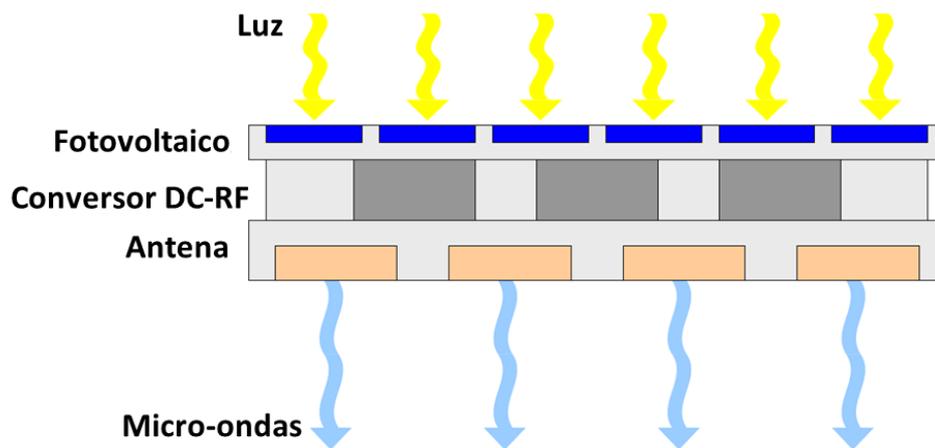


Fonte: Adaptado de Ho, Yeh, *et al.* (2014).

Uma pesquisa recente, publicada em 2021, que inclui pesquisadores do Laboratório de Pesquisa Naval dos Estados Unidos, apresentou o desenvolvimento e teste de um painel solar que teria o objetivo de enviar energia de satélites no espaço para locais remotos da Terra. O painel, conhecido como Módulo de Antena Fotovoltaica de Radiofrequência (PRAM, em inglês), consiste em um módulo que seria acoplado a um satélite, e possui três camadas: um painel fotovoltaico, um conversor CC-CA para RF e uma antena transmissora de micro-ondas, conforme apresentado no esquemático da **Figura 9**. Com dimensões aproximadas de 30cm x 30cm, o módulo alcançou uma potência de 8,4W e rendimento de 8% nos testes em órbita, apesar de

não ter enviado energia para Terra ainda. Os estudos nesse tipo de transmissão de energia, por micro-ondas, aumentaram significativamente na última década devido ao incentivo político no Japão, China, Coreia do Sul e Estados Unidos (RODENBECK, JAFFE, *et al.*, 2021).

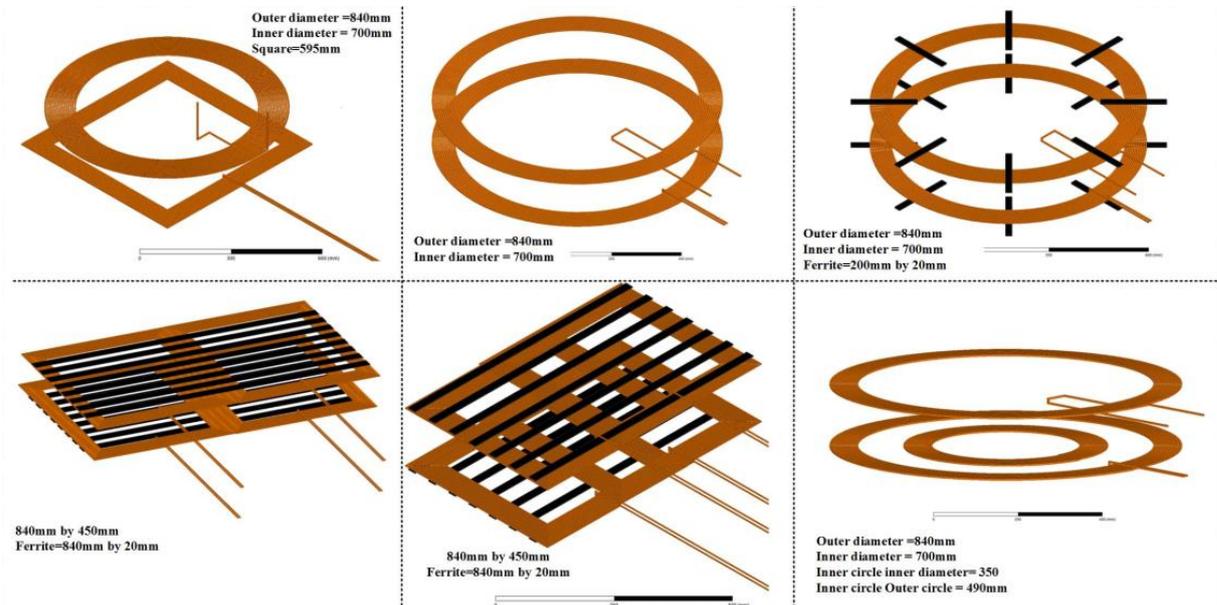
Figura 9: Esquemático de um módulo sanduíche para energia solar acoplado em satélites.



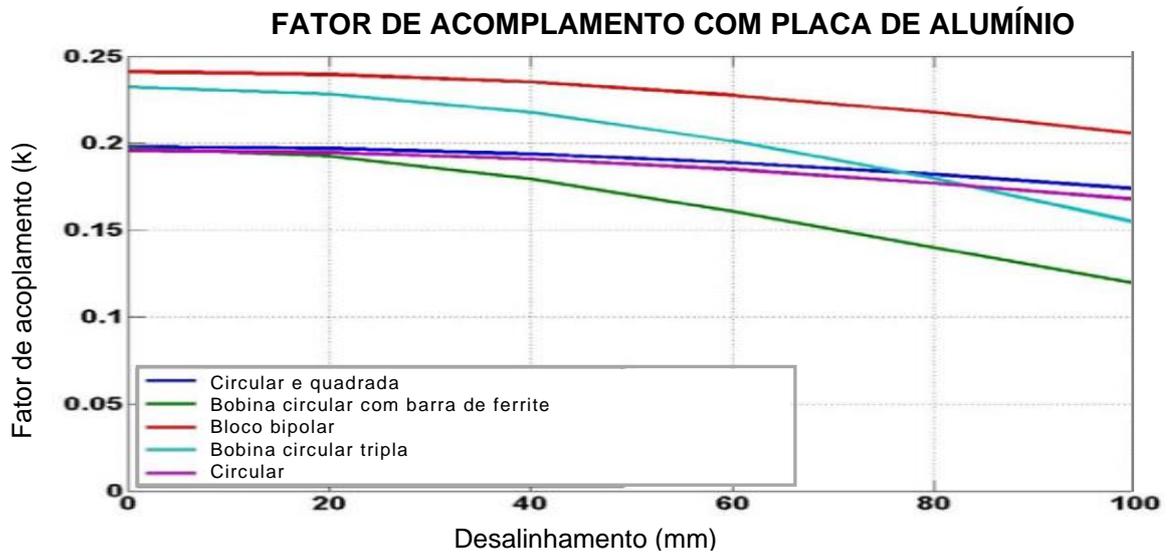
Fonte: Adaptado de Rodenbeck, Jaffe, *et al.* (2021).

Num estudo de Patil, McDonough, *et al.* (2018) faz-se uma avaliação geral sobre WPT, considerando os avanços no carregamento de veículos elétricos. Entre os itens abordados, inclui-se uma análise abrangente sobre os dispositivos de carregamento na qual se verifica que a geometria das bobinas e o uso de placa metálica por trás das bobinas influenciam no comportamento do sistema. Na **Figura 10** apresenta-se diferentes modelos de pares de bobinas avaliados no estudo e o comportamento do fator de acoplamento com relação ao desalinhamento. Na **Figura 10.a** visualiza-se os 06 modelos de pares de bobinas avaliados, a partir da esquerda no sentido horário: bobina circular e quadrada, bobina circular, bobina circular com barras de ferrite, bobina tripla, bloco bipolar (duas perspectivas). Os resultados do fator de acoplamento são mostrados na **Figura 10.b** utilizando uma placa de alumínio por trás das bobinas e na **Figura 10.c** sem a utilização da placa de alumínio.

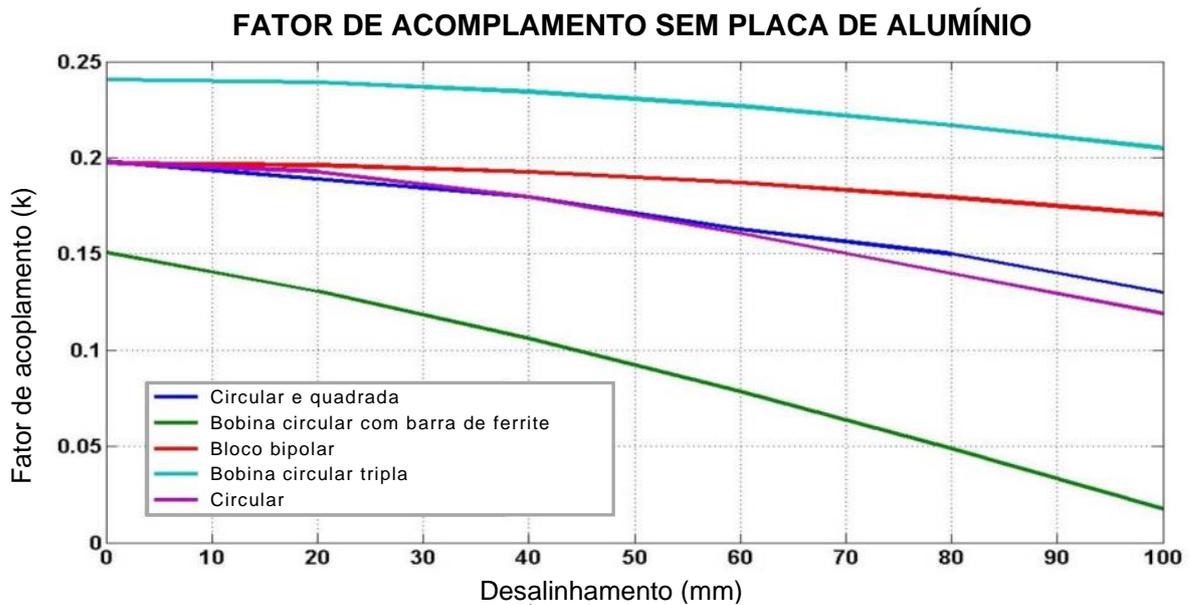
Figura 10: Simulação de pares de bobinas com diferentes formas geométricas. (a) Modelos de pares de bobinas. (b) Fator de acoplamento com placa de alumínio. (c) Fator de acoplamento sem placa de alumínio.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Adaptado de Patil, Mcdonough, *et al.* (2018).

Pode-se observar que as menores variações do fator de acoplamento em função de desalinhamento (melhores resultados) ocorrem para as bobinas circular e quadrada e circular, quando adiciona-se placa de alumínio, e bobina circular tripla e bloco bipolar, quando não se utiliza placa de alumínio.

Além disso, de forma geral, os maiores valores de fator de acoplamento são com placa de alumínio quando se compara individualmente cada modelo com e sem placa de alumínio, exceto para a bobina circular tripla. A placa de alumínio contribui para canalizar as linhas de campo magnético, evitando a perda por dispersão.

1.3 O PADRÃO Qi

Grande parte dos dispositivos móveis como celulares e seus acessórios utiliza o padrão Qi, regido pelo consórcio WTC (*Wireless Power Consortium*), que engloba mais de 200 empresas e estabelece alguns parâmetros de interface com o objetivo de tornar o carregamento compatível entre os dispositivos e fabricantes.

A potência do transmissor atinge até 15W, sendo que o consórcio afirma já estar trabalhando em busca de carregadores seguros com potências entre 30W e 60W, para permitir carregamento de aparelhos como computadores portáteis. Os

transmissores podem ser tanto carregadores autônomos quanto carregadores integrados a outros produtos como despertadores, móveis e aparelhos de som.

O sistema baseado no padrão Qi funciona por meio de acoplamento indutivo ressonante com capacitor em série, tendo o fator de acoplamento magnético entre primário e secundário na faixa de 0,5 ou menor. Comparativamente, um transformador convencional tem o fator de acoplamento em torno de 1.

Antes de iniciar a transferência de energia, o transmissor e receptor se comunicam para confirmar algumas informações, como: se o dispositivo móvel é realmente capaz de ser carregado, se precisa ser carregado, qual a capacidade de potência. Por exemplo, se um dispositivo receptor de 5W é colocado para carregar sobre um transmissor de 15W, ambos se comunicarão para que o transmissor envie no máximo 5W.

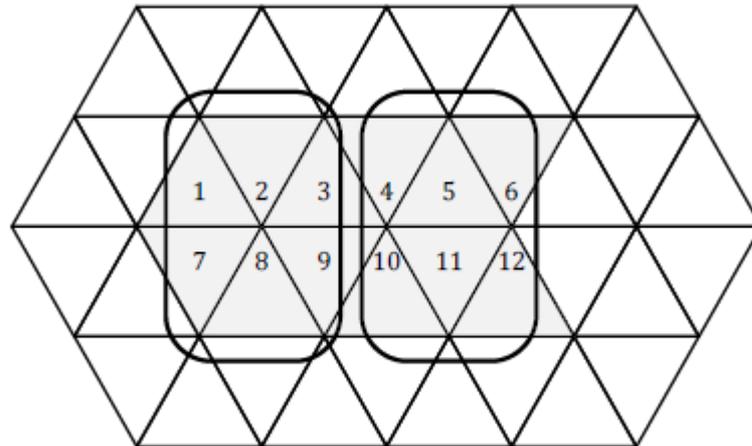
O padrão Qi possui documentos divididos em 4 partes, que especificam os critérios construtivos elétricos e mecânicos (formato, dimensões, camadas) para cada um dos cerca de 50 modelos definidos. As partes 1, 2 e 4 são públicas, disponíveis na penúltima versão para baixar no site do consórcio. A parte 3 descreve os procedimentos de teste de conformidade e fica disponível apenas para membros do WTC.

Os modelos são agrupados em dois tipos:

- a) Tipo A – Transmissores possuem uma ou mais bobinas, sendo que apenas uma é ativada por vez. Incluem meios de perceber se há alinhamento entre bobina do transmissor e bobina do receptor.
- b) Tipo B – Transmissores possuem uma matriz de bobinas. Permite o posicionamento livre do receptor sobre o transmissor e pode ativar uma ou mais bobinas do transmissor.

Cada transmissor serve a apenas um receptor por vez, porém uma base pode conter vários transmissores para atender a mais de um dispositivo simultaneamente. Múltiplos transmissores do tipo B podem compartilhar o multiplexador e matriz de bobinas, conforme ilustrado na **Figura 11**.

Figura 11: Dois receptores cobrindo duas células primárias de um transmissor com matriz multiplexada.



Fonte: Qi Specification (2020).

Dependendo de cada modelo, a especificação pode apresentar as seguintes características:

- a) Inversor em meia ponte ou ponte completa;
- b) Controle de potência transferida, por meio da variação da tensão do inversor, da razão cíclica (*duty cycle*), ou da frequência de operação. Utiliza até duas variáveis combinadas;
- c) A tensão de entrada do inversor com uma faixa de 3V a 19V, controlada com resolução de 50mV para controle de potência. Quanto menor a tensão, menor a potência transferida;
- d) Razão cíclica com uma faixa de 2% a 50%, ajustada com uma resolução de 0,1%;
- e) Frequência de operação com uma faixa de 87 kHz a 205 kHz, e resolução de ajuste de 500 Hz. Geralmente a frequência de ressonância entre transmissor e receptor é próxima do limite inferior (87 kHz), portanto, menores frequências de operação dentro da faixa resultam numa maior potência transmitida, e maiores frequências resultam em menor potência por estarem mais distantes da ressonância;

- f) O rendimento do sistema esperado para modelos de 5W, varia de 25% a 65% (para cargas de 75Ω e $8,7\Omega$ respectivamente, não linear); (Qi Specification, 2020).

Com base no exposto nesta seção, neste trabalho foi montado um protótipo com características semelhantes aos critérios adotados no padrão Qi, como potência, frequência de operação, e rendimento. Os testes realizados neste protótipo tiveram como objetivos os apresentados na próxima seção.

1.4 OBJETIVO DA PESQUISA

1.4.1 Objetivo Geral

Esta dissertação de mestrado tem como objetivo principal investigar a relação entre as técnicas Perturba & Observa (P&O) e Controle de Correlação de *Ripple* (RCC) em um sistema de transmissão de energia sem fio do tipo indutivo para fazê-lo operar no ponto de máxima transferência de potência.

1.4.2 Objetivos Específicos

Como objetivos específicos tem-se:

- Determinar a relação entre potência e rendimento em um sistema IPT;
- Comparar a resposta dinâmica das técnicas P&O e RCC quando aplicadas em um sistema IPT para busca do ponto de máxima potência;
- Avaliar o erro em regime permanente das técnicas P&O e RCC em torno do ponto de máxima potência quando aplicadas em IPT.

1.5 JUSTIFICATIVA

A justificativa e motivação para este trabalho estão resumidas da seguinte forma:

- a) A transmissão de energia sem fio tem sido uma demanda crescente atrelada a dispositivos que oferecem mobilidade, como celulares, veículos elétricos e atrelado a usos biomédicos como coração artificial.

- b) Aumentar a capacidade de transmissão de energia melhora a autonomia dos dispositivos móveis.
- c) Há diversas técnicas para busca do ponto de máxima potência conhecidas para sistemas fotovoltaicos, que podem ser aplicadas a um sistema de transmissão de energia sem fio.
- d) Uma das técnicas de MPPT mais difundidas nas aplicações gerais é a P&O, que apresenta um algoritmo simples do ponto de vista matemático e de implementação, com apenas duas variáveis.
- e) Outra técnica bem conhecida que tem ganhado destaque em aplicações é a RCC, que busca o MPP com base no *ripple* em torno do valor médio, que já é uma informação intrínseca de dispositivos em eletrônica de potência.

O sistema WPT tem um ponto de máxima potência. A técnica P&O é de fácil implementação, e a técnica RCC se baseia em características intrínsecas de eletrônica de potência. Como até a realização deste trabalho não foram encontradas na literatura aplicações dessas técnicas em IPT, houve motivação para o desenvolvimento desta pesquisa.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho está dividido em cinco capítulos, onde o primeiro capítulo contém uma breve introdução contextualizando o tema abordado, juntamente com os objetivos principais da pesquisa e a forma como o trabalho está estruturado.

O segundo capítulo apresenta o referencial teórico, com o princípio de funcionamento, topologias, circuitos e busca pela máxima potência.

No terceiro capítulo, é apresentado o protótipo que foi utilizado para realização dos testes práticos.

Já no capítulo quatro são mostrados os resultados e discussões referente à comparação de duas técnicas de controle em busca da máxima potência aplicadas no protótipo.

E por fim, o quinto capítulo se dedica a apresentar as principais conclusões do trabalho e recomendações futuras para continuidade da pesquisa.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SISTEMA IPT

Um sistema de Transmissão de Energia Indutiva (IPT), transfere energia de uma bobina transmissora (ou primária) para uma bobina receptora (ou secundária).

O IPT funciona semelhante a um transformador, porém com um acoplamento magnético bem menor. Num transformador ideal, a potência do enrolamento primário é transferida para o enrolamento secundário por meio de um núcleo ferromagnético. Já no IPT, o meio ferromagnético que serviria de caminho para o fluxo é removido, e a transferência de potência ocorre em meios como o ar, tecido humano etc. dependendo da aplicação (MACEDO, 2019).

O princípio de funcionamento do IPT é baseado em duas leis – a de Ampère e a de Faraday.

De acordo com a **Lei de Ampère**, um campo magnético de intensidade H é produzido quando um condutor é percorrido por uma corrente elétrica, conforme a Equação (1), que é a forma diferencial da Lei de Ampère ajustada,

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (1)$$

onde D é a densidade de fluxo elétrico e J é a densidade de corrente que percorre o condutor (MACEDO, 2019).

A intensidade de campo magnético H é proporcional à densidade de fluxo magnético B . A relação entre eles costuma-se supor linear e é uma propriedade do material onde se encontra o campo magnético, dada por,

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2)$$

onde μ é a permeabilidade magnética do material. Portanto, a intensidade do campo magnético H não muda com o meio material ao qual se encontra, enquanto a densidade de fluxo magnético B muda (UMANS, 2014).

A permeabilidade dos materiais magnéticos lineares μ é expressa em termos de uma constante μ_r em relação à permeabilidade do vácuo μ_0 ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m):

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 \quad (3)$$

De acordo com a **Lei de Faraday**, um campo magnético variável produz um campo elétrico, conforme escrito abaixo, que é a terceira equação de Maxwell na forma diferencial,

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4)$$

onde E é a intensidade campo elétrico.

Fazendo uma analogia a um circuito magnético descrito em (UMANS, 2014), temos que no núcleo, o campo B é a razão entre o fluxo ϕ e a secção do entreferro Ac conforme Equação (5):

$$B = \frac{\phi}{Ac} \quad (5)$$

Com algumas considerações, a Equação (4) leva à Equação (6), que define a tensão e induzida nos terminais de uma bobina com N espiras,

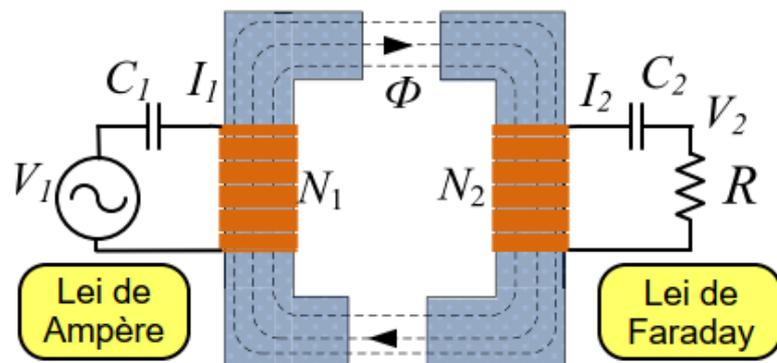
$$e = N \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} \quad (6)$$

Em que fica definido λ como sendo o fluxo concatenado do enrolamento:

$$\lambda = N\phi \quad (7)$$

A **Figura 12** ilustra o princípio de funcionamento do IPT. Uma fonte de tensão V_1 alimenta uma bobina primária N_1 , que se comporta como transmissor, onde se observa a Lei de Ampère, na qual a corrente produz um fluxo magnético Φ . Já na bobina secundária N_2 , que exerce o papel de receptor, a Lei de Faraday é observada, onde uma tensão é induzida por conta do campo magnético variável, alimentando uma carga R .

Figura 12: Representação do princípio de funcionamento do IPT.

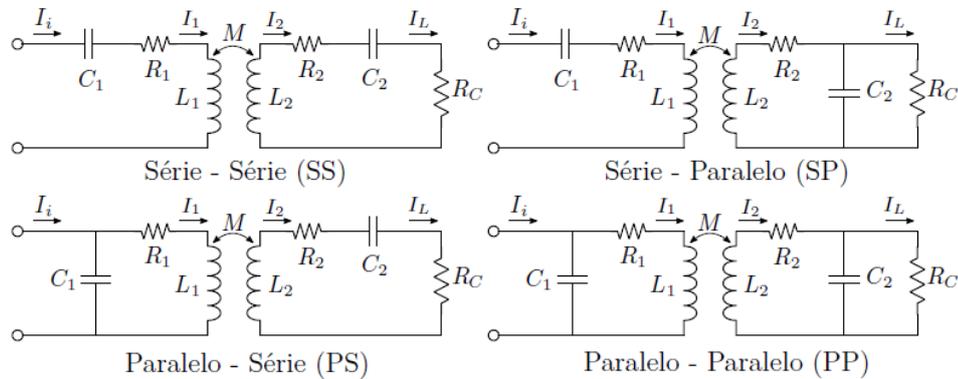


Fonte: Adaptado de Shevchenko, Husev, *et al.* (2019).

2.2 TOPOLOGIAS DE IPT

No IPT, vários fatores afetam a sua eficiência de transmissão, como o desalinhamento e a distância entre as bobinas. Por isso um capacitor adicional é comumente utilizado para operar com o sistema em ressonância, e assim compensar a potência reativa. Desta forma, o IPT pode se derivar em diferentes topologias, sendo que as clássicas são: série-série (SS), série-paralelo (SP), paralelo-série (PS) e paralelo-paralelo (PP); que fazem referência à forma com que o capacitor e indutor estão conectados nos circuitos transmissor-receptor. Na **Figura 13** são mostradas as quatro topologias básicas do IPT.

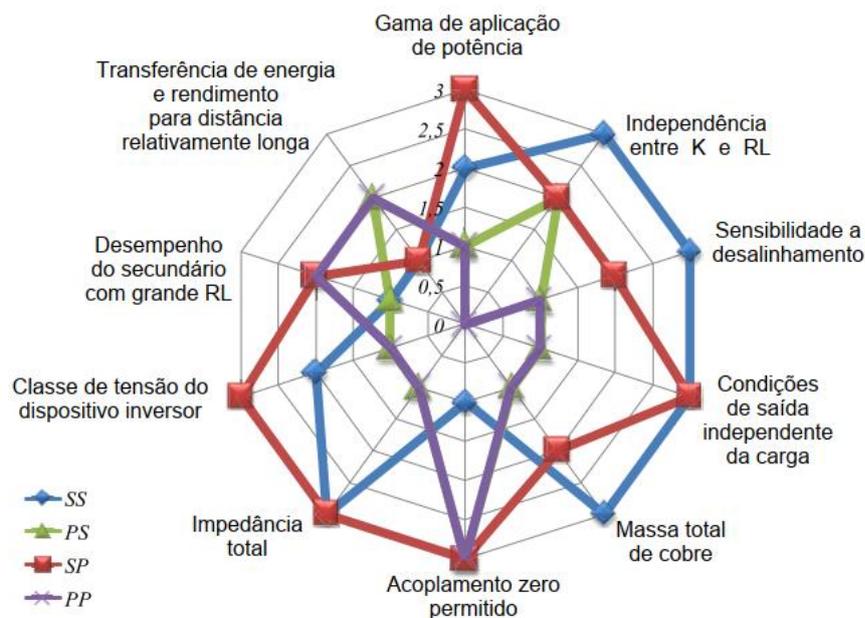
Figura 13: Topologias básicas do IPT.



Fonte: De Lacerda (2020).

Cada método e topologia tem suas vantagens e desvantagens, fazendo com que sejam mais adequados para um determinado tipo de aplicação, de acordo com análise detalhada realizada por Shevchenko, Husev, *et al.* (2019). Na **Figura 14** é apresentado em um gráfico radar de características importantes das quatro topologias básicas. A pontuação varia de 0 a 3 para cada uma das dez características avaliadas.

Figura 14: Gráfico radar comparando as quatro topologias básicas do IPT.



Fonte: Adaptado de Shevchenko, Husev, *et al.* (2019).

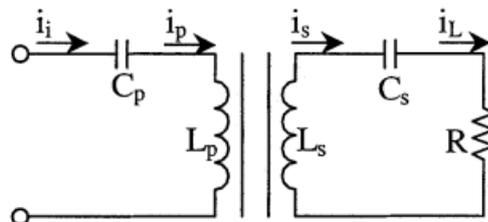
Dentre as aplicações de IPT se encontram veículos elétricos, abordado por Ruddell, Thrimawithana, *et al.* (2016), além de *smartphones*.

Este trabalho aborda o método de IPT, com a topologia SS, e analisa o comportamento do rendimento e potência recebida numa carga resistiva. A busca pela frequência de ressonância para a máxima potência em diferentes distâncias entre bobinas é testada com as técnicas de Perturba e Observa (P&O) e Correlação de *Ripple* (RCC). A justificativa para a escolha da topologia SS é detalhada seção 2.3.

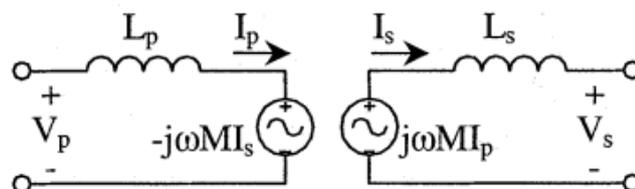
2.3 CIRCUITOS E EQUAÇÕES DO IPT SÉRIE-SÉRIE

Wang, Covic e Stielau (2004) fazem uma abordagem para detalhar as características do circuito IPT, sendo que aqui se detalha apenas o circuito série-série e suas nomenclaturas conforme modelo de carga visto pela fonte, apresentado na **Figura 15**, onde os subscritos significam entrada (subíndice i), primário (subíndice p), secundário (subíndice s) e carga (subíndice L):

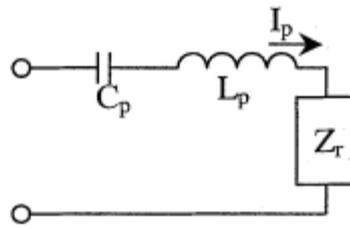
Figura 15: Topologia série-série e modelagem. (a) Topologia básica. (b) Modelo de acoplamento. (c) Circuito primário com impedância refletida.



(a) Topologia básica.



(b) Modelo de acoplamento.



(c) Circuito primário com impedância refletida.

Fonte: Adaptado de Wang, Covic e Stielau, (2004).

Na **Figura 15.a** é ilustrada a topologia básica do IPT série-série, onde se observa que em ambos os lados o capacitor está em série com o indutor respectivo. Na **Figura 15.b** mostra-se o modelo de acoplamento baseado em um transformador de acoplamento de indutância mútua, em que:

- M é a indutância mútua entre o primário e o secundário;
- ω é a frequência da corrente;
- $j\omega MI_p$ é a tensão induzida no secundário devido à corrente primária,
- $j\omega M I_s$ é a tensão induzida no primário devido à corrente secundária.

Na **Figura 15(c)** apresenta-se a impedância Z_r , como sendo a impedância do secundário refletido no primário:

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} \quad (8)$$

onde Z_s é a impedância do secundário dada por,

$$Z_s = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R \quad (9)$$

Substituindo a Equação (9) em (8) obtém-se as partes real (**Re**) e imaginária (**Im**) de Z_r :

$$\text{Re} \{Z_r\} = \frac{\omega^4 C_s^2 M^2 R}{(\omega^2 C_s L_s - 1)^2 + \omega^2 C_s^2 R^2} \quad (10)$$

$$\mathbf{Im} \{Z_r\} = \frac{-\omega^3 C_s M^2 (\omega^2 C_s L_s - 1)}{(\omega^2 C_s L_s - 1)^2 + \omega^2 C_s^2 R^2} \quad (11)$$

A potência transferida do primário para o secundário é dada pela parte real de Z_r :

$$P = (\mathbf{Re} Z_r) I_p^2 \quad (12)$$

Substituindo-se (10) em (12) tem-se a potência transferida do primário para o secundário em função dos parâmetros do circuito e de operação:

$$P = \left(\frac{\omega^4 C_s^2 M^2 R}{(\omega^2 C_s L_s - 1)^2 + \omega^2 C_s^2 R^2} \right) I_p^2 \quad (13)$$

Ainda segundo Wang, Covic e Stielau, (2004), a potência transferida do primário para o secundário pode ser maximizada caso o sistema opere na frequência de ressonância do secundário dado por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_s L_s}} \quad (14)$$

sendo que a resistência refletida na operação com a frequência de ressonância secundária é dada por (15):

$$\mathbf{Re} \{Z_{r0}\} = \mathbf{Re} Z_r(\omega = \omega_0) \quad (15)$$

ao substituir (14) em (10) chega-se à conclusão de que (15) pode ser escrita como:

$$\mathbf{Re} \{Z_{r0}\} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R} \quad (16)$$

e de forma semelhante, ao substituir (14) em (11) chega-se à conclusão de que a reatância refletida é zero:

$$\mathbf{Im} \{Z_{r0}\} = 0 \quad (17)$$

Portanto, (16) e (17) demonstram que na frequência de ressonância ω_0 a impedância secundária refletida no primário é puramente resistiva.

Até aqui foram demonstradas as relações entre primário e secundário. Agora faz-se uma abordagem em relação à fonte. Desta forma, tem-se que a impedância total vista pela fonte na **Figura 15(c)** é:

$$Z_t = \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p + Z_r \quad (18)$$

Para otimizar a potência entregue pela fonte à carga, é desejável eliminar o fluxo de potência reativa, o que leva à fonte a operar com ângulo de fase zero, ou seja, a defasagem entre tensão e corrente da fonte é zero. Adicionalmente, é necessário que a frequência de ressonância do primário seja igual à frequência do secundário ω_0 , para que na Equação (18) tenha-se a impedância refletida Z_r nas condições encontradas nas Equações (16) e (17), ou seja, com frequência ω_0 e a parte $\text{Im}\{Z_{r0}\}$ nula para que ocorra a máxima transferência de potência do primário para o secundário. Dessa forma chega-se a partir da Equação (18), que:

$$\text{Im}\{Z_t(\omega = \omega_0)\} = 0 \quad (19)$$

$$\frac{1}{j\omega_0 C_p} + j\omega_0 L_p = 0 \quad (20)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_p L_p}} \quad (21)$$

A relação entre os valores de capacitância e indutância do primário dados na Equação (21) para a máxima entrega de potência pela fonte é semelhante à relação entre os valores de capacitância e indutância do secundário mostrados na Equação (14) para a máxima transferência de potência entre primário e secundário, portanto, podem ambas serem expressadas pela Equação (22).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_p L_p}} = \frac{1}{\sqrt{C_s L_s}} \quad (22)$$

De acordo com Shevchenko, Husev, *et al.* (2019) a escolha dos valores de L e C do circuito ressonante depende principalmente da topologia do primário e secundário, do fator de qualidade e do fator de acoplamento (características que serão detalhadas na seção 2.4).

A capacitância do primário é determinada com o objetivo de maximizar a potência entregue pela fonte, e replicando a linha de raciocínio descrito em (19), é possível calcular a capacitância para cada uma das topologias básicas, conforme apresentado na **Tabela 2** (SHEVCHENKO, HUSEV, *et al.*, 2019; WANG, COVIC e STIELAU, 2004).

Tabela 2: Capacitância primária para as quatro topologias básicas.

SS	$C_p = \frac{1}{\omega_0^2 L_p}$	(23)
SP	$C_p = \frac{1}{\omega_0^2 \left(L_p - \frac{M^2}{L_s} \right)}$	(24)
PP	$C_p = \frac{\left(L_p - \frac{M^2}{L_s} \right)}{\left(\frac{M^2 R}{L_s^2} \right)^2 + \omega_0^2 \left(L_p - \frac{M^2}{L_s} \right)^2}$	(25)
PS	$C_p = \frac{L_p}{\left(\frac{\omega_0^2 M^2}{R} \right)^2 + \omega_0^2 L_p^2}$	(26)

Fonte: Adaptado de WANG, COVIC e STIELAU (2004).

É possível identificar que capacitância primária C_p é independente da carga nas topologias SS e SP, o que é benéfico. Já nas topologias PP e OS, C_p é em função da carga, o que significa ser impraticável ter uma capacitância variável de acordo com a carga.

Também é possível observar que a forma mais simples de definição da capacitância primária é na topologia SS, pois depende apenas de L_p e ω_0 . Por esse motivo essa topologia é uma das mais aplicadas.

2.4 FATORES QUE INFLUENCIAM NA TRANSMISSÃO DE ENERGIA IPT

Alguns fatores influenciam no acoplamento magnético entre transmissor e receptor, e conseqüentemente impactam na energia transmitida:

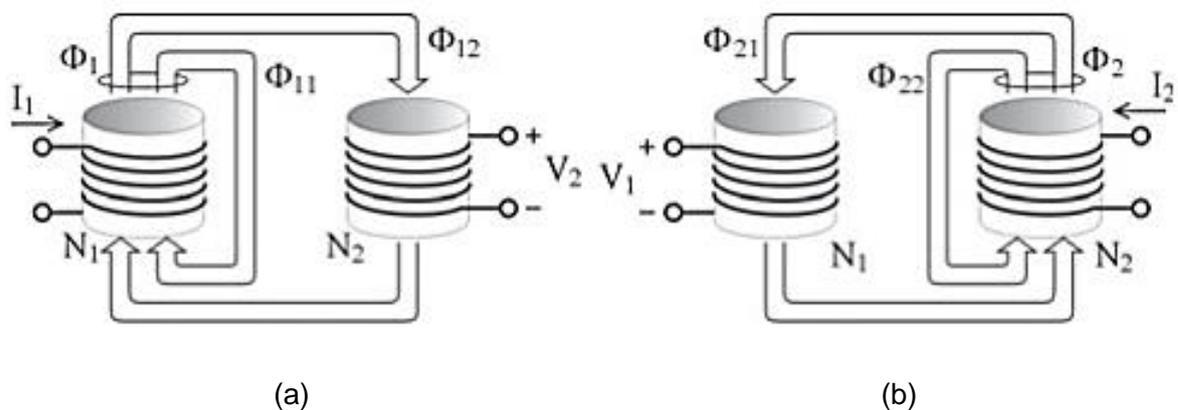
- diferença de tamanho e forma entre as bobinas do transmissor e receptor;
- desalinhamento paralelo (no mesmo plano) e angular (diferentes planos) entre as bobinas;
- distância entre as bobinas, e
- presença de corpo estranho entre as bobinas (Qi Specification, 2020).

2.4.1 Fator de acoplamento

O fator de acoplamento é um dos parâmetros que influencia na transmissão de energia sem fio.

Na **Figura 16** é ilustrada uma representação simplificada do fluxo magnético quando se alimenta apenas uma das bobinas acopladas.

Figura 16: Representação de duas bobinas acopladas magneticamente e seus fluxos magnéticos. (a) Bobina 1 energizada e bobina 2 com circuito aberto. (b) Bobina 2 energizada e bobina 1 com circuito aberto.



Fonte: Brusamarello e Blauth (2012).

O fluxo total produzido pela bobina primária de N_1 espiras (chamada de N_1) e pela bobina secundária de N_2 espiras (chamada de N_2) são respectivamente dados por (BRUSAMARELLO e BLAUTH, 2012):

$$\Phi_1 = \Phi_{11} + \Phi_{12} \quad (27)$$

$$\Phi_2 = \Phi_{22} + \Phi_{21} \quad (28)$$

onde:

- Φ_1 é o fluxo magnético total produzido pela bobina N_1 ;
- Φ_{11} é a parcela do fluxo Φ_1 não conectada à bobina N_2 (fluxo disperso);
- Φ_{12} é a parcela do fluxo Φ_1 conectada à bobina N_2 (fluxo mútuo);
- Φ_2 é o fluxo magnético total produzido pela bobina N_2 ;
- Φ_{22} é a parcela do fluxo Φ_2 não conectada à bobina N_1 (fluxo disperso);
- Φ_{21} é a parcela do fluxo Φ_2 conectada à bobina N_1 (fluxo mútuo).

De forma resumida, o fator de acoplamento indica quanto do fluxo magnético produzido por uma bobina enlaça a outra bobina, sendo representado por um número real entre 0 e 1. Se não há acoplamento magnético entre as duas bobinas, o sistema está totalmente desacoplado e $K=0$. Por outro lado, se todo o fluxo magnético produzido por uma bobina alcança a outra bobina, o sistema está totalmente acoplado, e $K=1$. (BRUSAMARELLO e BLAUTH, 2012).

Transformadores possuem núcleo com material ferromagnético de alta permeabilidade magnética e tem o fator de acoplamento próximo a 1. Sistemas IPT utilizam o ar como núcleo, ou seja, com baixa permeabilidade magnética, e conseqüentemente tem um baixo fator de acoplamento, que costuma ser inferior a 0,5. (DE LACERDA, 2020).

A indutância mútua M representa o acoplamento magnético entre as indutâncias próprias do primário L_p e secundário L_s e elas estão relacionadas pelo fator de acoplamento K , conforme apresenta-se na Equação (29) (CHAIDEE, SANGSWANG, *et al.*, 2017; DE LACERDA, 2020; LI, XU e WANG, 2018; ZHANG, WONG, *et al.*, 2014).

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (29)$$

O fator de acoplamento depende das características e posição espacial dos indutores primário e secundário, portanto a distância entre as bobinas e o desalinhamento paralelo ou angular influenciam neste parâmetro (DE LACERDA, 2020).

Ao se afastar ou se desalinhar as bobinas primárias e secundárias, a quantidade de fluxo magnético que sai da bobina primária e alcança a secundária é reduzida, e, portanto, o fator de acoplamento é reduzido, bem como a indutância mútua. A impedância total vista pela fonte, dada pela Equação (18) e Equação (8), é reduzida, o que leva ao aumento da corrente entregue pela fonte.

2.4.2 Fator de Qualidade

De acordo com Wang, Covic e Stielau (2004), o fator de qualidade Q (em inglês, *quality factor*) é definido como sendo a relação entre a potência reativa e potência real, calculado na frequência de ressonância ω_0 :

$$Q_{p,s}(\omega = \omega_0) = \frac{VAR_{p,s}}{P} \quad (30)$$

onde VAR_p e VAR_s são as potências reativas no primário e secundário respectivamente. Desta forma, os fatores de qualidade do primário e secundário são expressos como:

$$Q_p = \frac{L_p R}{\omega_0 M^2} \quad (31)$$

$$Q_s = \frac{\omega_0 L_s}{R} \quad (32)$$

Os fatores de qualidade podem ser usados para investigar o comportamento do sistema IPT em relação à frequência de operação, que em determinadas

circunstâncias podem manifestar os fenômenos não lineares chamados de bifurcação e separação, que estão detalhados na Seção 2.4.3.

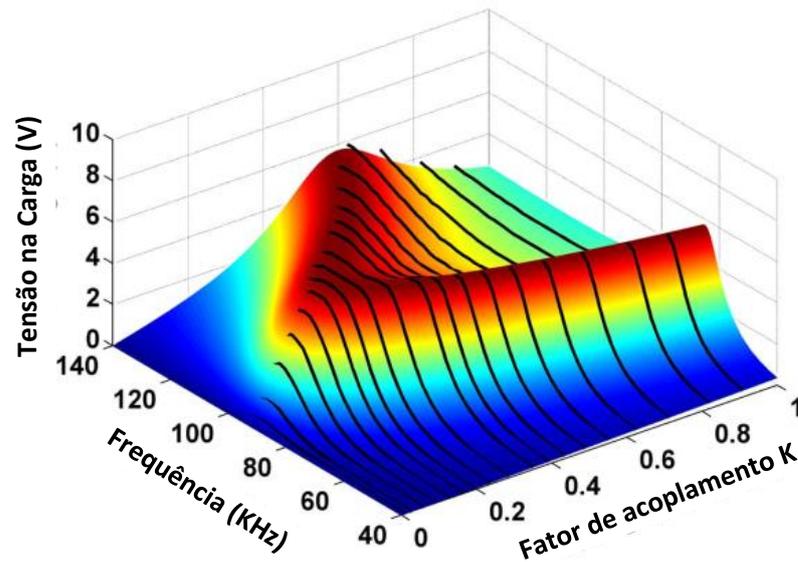
2.4.3 Fenômeno de Separação e Bifurcação

Os fenômenos de separação e bifurcação apresentam algumas semelhanças, que se pode levar a confundi-los, porém eles possuem conceitos diferentes. Ambos são explicados e suas diferenças são esclarecidas a seguir.

A separação de frequência é um fenômeno que ocorre quando o acoplamento entre o primário e secundário se torna maior que um valor chamado acoplamento de separação e a curva de potência da carga muda de um pico para dois picos (LIU, YUAN, *et al.*, 2021; NIU, CHU, *et al.*, 2013).

Na **Figura 17** apresenta-se o fenômeno de separação de um circuito IPT simétrico (com os parâmetros do primário e secundário iguais), observado num exemplo de gráfico 3D, onde trata-se a potência da carga como sendo representada indiretamente pela tensão numa carga resistiva. A curva apresenta apenas uma crista de potência na carga (tensão) para valores do fator de acoplamento de 0 até cerca de 0,2. A partir deste valor, a curva apresenta uma separação e passa a apresentar duas cristas, ou seja, dois picos de potência para cada fator de acoplamento, tendo, portanto, duas frequências de operação do sistema que proporcionam esses picos de potência. Esse fenômeno não é benéfico pois o sistema de controle de MPPT pode ficar perdido, preso em um máximo local.

Figura 17: Fenômeno de separação para um circuito IPT simétrico.



Fonte: Adaptado de Niu, Chu, *et al.* (2013).

Matematicamente, o fenômeno de separação ocorre onde a potência atinge picos, ou seja, onde a derivada parcial da potência da carga P_L em relação à frequência ω é nula, conforme (33), que é chamada de equação de separação (NIU, CHU, *et al.*, 2013).

$$\frac{\partial P_L}{\partial \omega} = 0 \quad (33)$$

Em um sistema IPT ideal simétrico, os parâmetros elétricos do primário e secundário são iguais ($L=L_p=L_s$ e $C=C_p=C_s$) e as resistências internas são nulas. Fazendo o desdobramento de (33) através dos parâmetros e equações do circuito, Niu, Chu, *et al.* (2013) chegam ao fator de acoplamento de separação:

$$K_{separação} = \frac{1}{Q} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \quad (34)$$

Q é o fator de qualidade, dado por $Q=\omega L/R$, onde R é a resistência da carga.

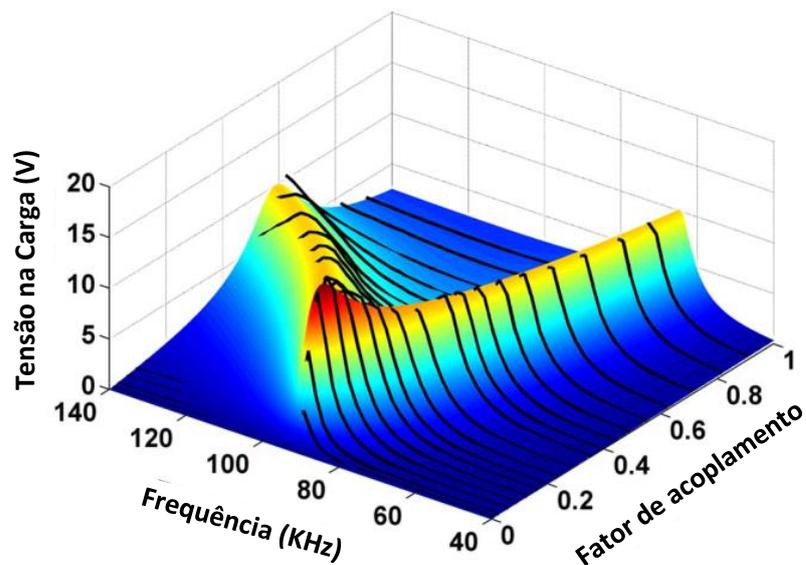
O fator de acoplamento pode ser identificado em três regiões relacionadas à separação, assim como há três frequências, apresentados na **Tabela 3**.

Tabela 3: Fenômeno de Separação - regiões de acoplamento e frequências.

Fenômeno de Separação	
Fatores de acoplamento	<ul style="list-style-type: none"> ▪ $K > K_{separação}$: região de separação de frequência; ▪ $K = K_{separação}$: ponto de separação de frequência; ▪ $K < K_{separação}$: região livre de separação de frequência.
Frequências	<ul style="list-style-type: none"> ▪ ω_o – a frequência de menor valor na região de separação é chamada de frequência ímpar ω_o (do inglês, <i>odd</i>). Observe que a frequência ímpar ω_o tem significado e nomenclatura diferente da frequência da ressonância natural ω_0. ▪ ω_e – a frequência de maior valor na região de separação é chamada de frequência par ω_e (do inglês, <i>even</i>); ▪ ω_t – é a frequência de vale, (do inglês <i>trough</i>).

Na **Figura 18** apresenta-se um exemplo de gráfico com o fenômeno de separação de um circuito assimétrico não ideal (parâmetros do primário e secundários diferentes e considerando as resistências internas), em que a dedução teórica é mais complexa.

Figura 18: Fenômeno de separação para um circuito IPT assimétrico.



Fonte: Adaptado de (NIU, CHU, *et al.*, 2013).

No caso assimétrico, a potência da carga atinge o máximo no ponto ω_{max} e K_{max} .
 dado por:

$$\omega_{max} = \omega_0 \quad (35)$$

$$K_{max} = \frac{\sqrt{R_1 R_s}}{\omega_0 \sqrt{L_1 L_2}} \quad (36)$$

onde, R_1 e R_2 são as resistências internas do primário e secundário respectivamente, e R_s é a soma da resistência da carga R_L com R_2 , (NIU, CHU, *et al.*, 2013).

A partir do ponto de acoplamento de separação $K_{separação}$ sugere-se que o incremento da frequência por ω_e ocorre de forma muito mais rápida que o decremento da frequência ímpar ω_o , e, portanto, se um controle de frequência for implementado na região de separação em busca da máxima potência, a frequência ímpar deveria ser escolhida pois muda de forma relativamente mais lenta, (NIU, CHU, *et al.*, 2013).

Uma informação interessante abordada por Liu, Yuan, *et al.* (2021) aponta que o fenômeno de separação se manifesta somente nas topologias básica SS e SP, e, portanto, não aparecem nas outras duas topologias, PS e PP. Porém, como a topologia SS é a mais amplamente utilizada nos sistemas IPT e possui suas vantagens já citadas na **Figura 14**, então muitos trabalhos realizados se preocupam em analisar esse fenômeno.

Já o **fenômeno de bifurcação** ocorre quando se atende à (37), chamada de equação da bifurcação, na qual a defasagem da corrente e tensão da fonte é nula:

$$\text{Im} \{Z_t\} = 0 \quad (37)$$

onde Z_t é a impedância total vista pela fonte, descrita pela Equação (18) (NIU, CHU, *et al.*, 2013).

O fator de acoplamento pode ser identificado em três regiões relacionadas à bifurcação, assim como há três frequências, apresentados na **Tabela 4**.

Tabela 4: Fenômeno de Bifurcação - regiões de acoplamento e frequências.

Fenômeno de Bifurcação	
Fatores de acoplamento	<ul style="list-style-type: none"> ▪ $K > K_{bifurcação}$: região de bifurcação de frequência; ▪ $K = K_{bifurcação}$: ponto de bifurcação de frequência; ▪ $K < K_{bifurcação}$: região livre de bifurcação de frequência.
Frequências	<ul style="list-style-type: none"> ▪ ω_{bm} – é igual à frequência de ressonância natural ω_0 e é chamada de frequência de bifurcação do meio ω_{bm} (do inglês <i>middle</i>); ▪ ω_{bg} – a frequência de maior valor na região de bifurcação é chamada de frequência maior ω_{bg} (do inglês, <i>greater</i>); ▪ ω_{bs} – a frequência de menor valor na região de bifurcação é chamada de frequência menor ω_{bs} (do inglês, <i>smaller</i>).

O fenômeno de bifurcação ocorre quando o fator de qualidade do primário é muito menor que o fator de qualidade do secundário, e que para o circuito SS ocorre se (38) é satisfeita (WANG, COVIC e STIELAU, 2004):

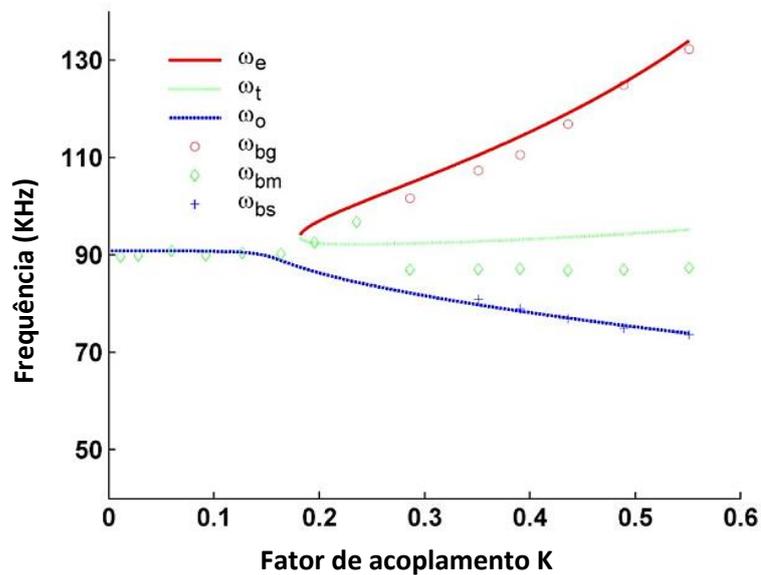
$$Q_p < \frac{4Q_s^3}{4Q_s^2 - 1} \quad (38)$$

Em resumo, a diferença entre os fenômenos de separação e bifurcação é a seguinte, conforme Niu, Chu, *et al.* (2013):

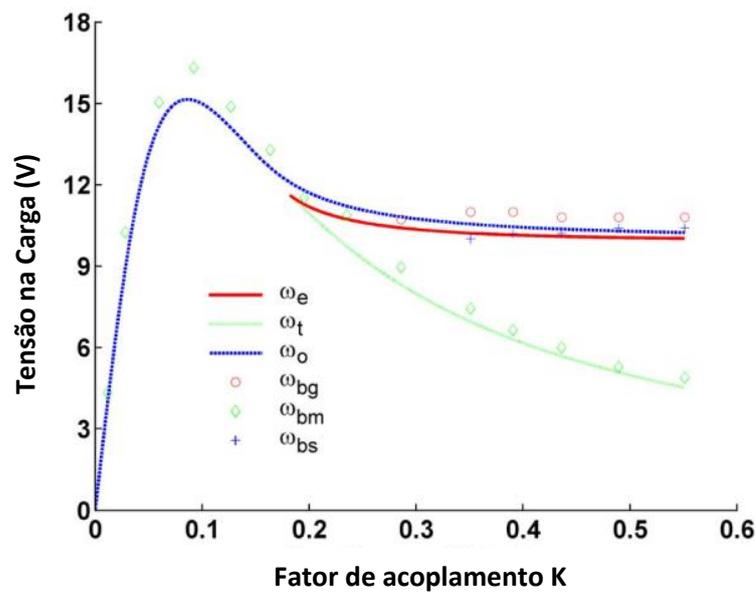
- **Separação** (em inglês, *splitting*): está relacionado às características de saída do WPT, e conceitualmente é definida por (33), onde a potência da carga atinge picos (derivada nula).
- **Bifurcação** (em inglês, *bifurcation*): está relacionado às características de entrada do WPT, e conceitualmente é definida por (37), onde o ângulo de defasagem entre a tensão e corrente de entrada é nulo.
- Em geral, $K_{separação} \neq K_{bifurcação}$, apesar de serem próximos, podendo ser iguais a depender da relação dos parâmetros do primário e secundário. Quanto maior o fator de qualidade Q, mais próximos tendem a ser.

Na **Figura 19** apresenta-se uma visão 2D do gráfico mostrado na **Figura 18**, de um circuito assimétrico, onde é possível observar a sutil diferença entre os fenômenos de separação e bifurcação. As frequências de separação ω_e , ω_t e ω_o são mostradas em linha contínua, enquanto as frequências de bifurcação ω_{bg} , ω_{bm} e ω_{bs} são mostradas com marcadores. Na **Figura 19.a** é mostrado um corte com vista superior do gráfico 3D da **Figura 18**, já na **Figura 19.b** é ilustrado um corte com visão lateral da **Figura 18**.

Figura 19: Gráfico 2D dos fenômenos de separação e bifurcação. (a) Visão da frequência. (b) Visão da tensão na carga.



(a)



(b)

Fonte: Adaptado de Niu, Chu, *et al.* (2013).

2.4.4 Resistência da carga

O objetivo de um sistema IPT é alimentar uma carga elétrica, a qual pode influenciar na forma de funcionamento do sistema.

Conforme apresentado na Seção 2.4.2 a resistência da carga influencia no fator de qualidade Q , que por sua vez, influencia no comportamento do IPT conforme apresentado na Seção 2.4.3.

Portanto, para se projetar e operar um sistema IPT, é importante ter em foco qual a aplicação que se pretende atender, com a respectiva carga.

2.5 RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA

Conforme apresentado na Seção 2.4.3, a frequência de ressonância natural de um sistema IPT ω_0 é a frequência que pode oferecer a máxima potência à carga. Porém, isso só é possível quando o sistema está submetido ao fator de acoplamento K_{max} dado por (36) ao mesmo tempo que está operando com ω_0 .

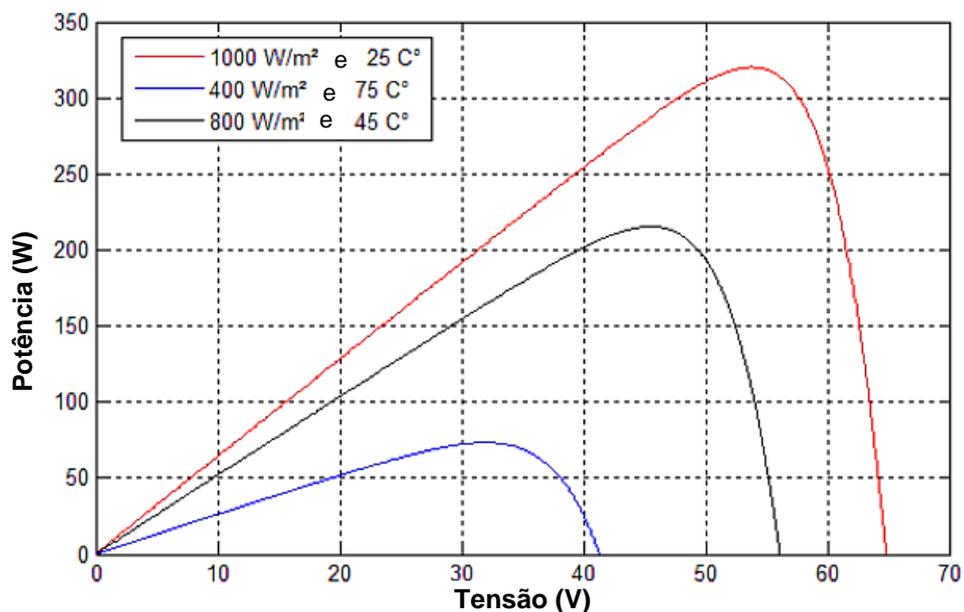
Como o fator de acoplamento pode variar de acordo com o afastamento ou desalinhamento entre as bobinas, por exemplo, então é importante encontrar uma

forma de rastrear a maior potência que o sistema possa oferecer para cada cenário de operação, que pode ter a frequência de operação diferente de ω_0 . Para isso se faz necessário a aplicação de um controle, que consiga através de alguma informação do sistema, identificar qual é o ponto pretendido de operação para maximizar a potência.

2.5.1 Visão Geral de Métodos de Controle para Máxima Potência

Os métodos de controle de rastreamento de máxima potência buscam encontrar o ponto de maior valor na curva de potência, num dado cenário de operação. Cada aplicação tem um formato de curva de potência, por exemplo: para aplicação de IPT, já foi visto que as curvas se assemelham aos gráficos 3D apresentados na **Figura 17** e **Figura 18**, enquanto que para aplicação de painéis fotovoltaicos (PV), as curvas têm os formatos semelhantes ao da **Figura 20**.

Figura 20: Curvas de potência para painéis fotovoltaicos, com variação de irradiação e temperatura.



Fonte: Adaptado de Ziouh e Abbou (2016).

Há diversos métodos para Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT) para as mais variadas aplicações. Alguns dos métodos são citados por Latreche, Mostefai, *et al.* (2015) e Yadav, Yadav e Shah, (2021):

- Perturba e Observa (P&O, do inglês *Perturb and Observe*);
- Controle de Correlação de *Ripple* (RCC, do inglês *Ripple Correlation Control*);
- Casamento de Impedância (IM, do inglês *Impedance Matching*);
- Condutância Incremental (INC, do inglês *Incremental Conductance*);
- Lógica Fuzzy (FLC, do inglês *Fuzzy Logic Control*).

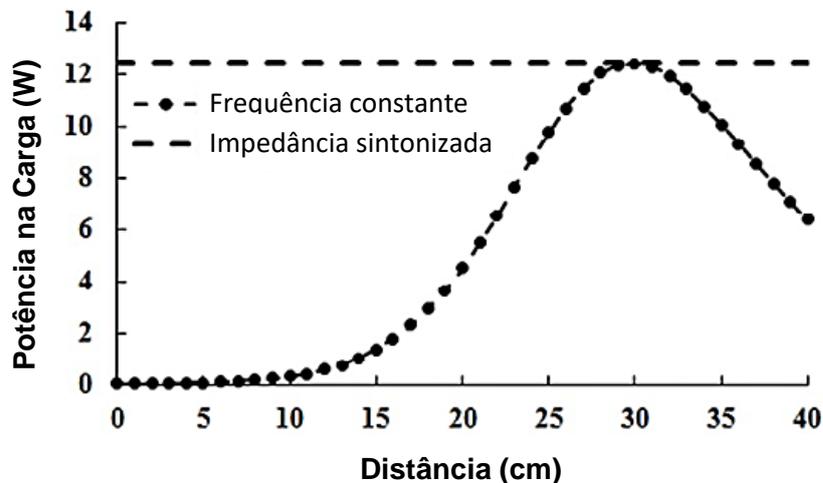
De acordo com Latreche, Mostefai, *et al.* (2015) e Yadav, Yadav e Shah, (2021), o método P&O é o mais amplamente utilizado para controle de MPPT em aplicações de PV devido à simplicidade de implementação na forma básica e necessidade de poucos parâmetros de medição. Ele tem como princípio básico provocar uma perturbação em uma das variáveis manipuladas do sistema e observar se a potência aumentou ou reduziu, e a partir daí tomar uma decisão em direção ao Ponto de Máxima Potência (MPP).

O método RCC se baseia na ondulação (*ripple*, em inglês) de uma das variáveis do processo e também é bastante explorado em aplicações de PV como abordado nos estudos de Buyukdegirmenci, Bazzi e Krein, (2010), Kimball e Krein (2008), Satish, Srinivas e Sreeraj (2015) e Ziouh e Abbou (2016). Esse método é aplicado por Choi, Bazzi e Krein (2010) em um estudo sobre otimização dinâmica de máquinas elétricas para encontrar um comando de fluxo do rotor ideal que maximize a potência de saída de um freio regenerativo de carro elétrico.

O estudo de Chaidee, Sangswang, *et al.* (2017) apresenta como seria a utilização do método de Casamento de Impedância para IPT. A impedância é sintonizada ajustando-se a frequência ressonante e a capacitância de acordo com a variação da distância entre as bobinas. Na **Figura 21** mostra-se a simulação realizada. Um protótipo foi implementado para confirmar os resultados, que demonstram ser próximos ao da simulação. Não fica claro, mas as informações apresentadas não indicam a existência de microcontrolador para realizar o controle e dão indícios de que o protótipo teria a capacitância controlada manualmente, para realizar a sintonia da

impedância. A vantagem desse método é que ao variar a capacitância, varia-se a característica física do circuito para obter-se sempre o ponto máximo de potência, porém a complexidade é maior para a implementação prática de um controle automático que varie a capacitância.

Figura 21: Simulação de potência da carga utilizando o método de Casamento de Impedância.



Fonte: Adaptado de Chaidee, Sangswang, *et al.* (2017).

Nas Seções 2.5.2 e 2.5.3 são abordados de forma mais detalhada os métodos P&O e RCC, que são os objetos de comparação deste trabalho aplicado a IPT.

2.5.2 Técnica P&O

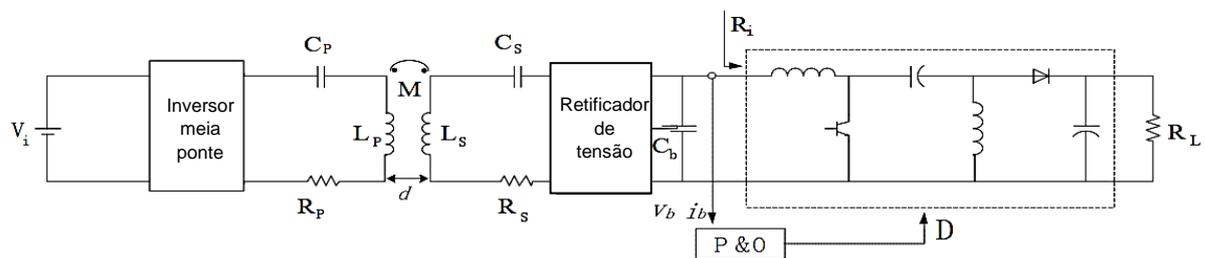
A técnica P&O, que tem como princípio básico provocar uma perturbação, aumentando ou reduzindo o valor de uma das variáveis manipuladas do sistema (variável que é alterada a fim de manter a potência no valor desejado; ex: tensão, corrente, frequência), e observar se a potência aumentou ou reduziu. A partir do valor observado, toma-se a decisão se aumenta ou reduz a variável de controle em busca do Ponto de Máxima Potência (MPP).

O funcionamento do método se resume da seguinte forma de acordo com Latreche, Mostefai, *et al.* (2015):

- Assume-se que o sistema opera num determinado ponto, que está fora do ponto de máxima potência;
- É realizada uma pequena perturbação de uma variável manipulada, através de um incremento de valor D_{passo} (que pode ser positivo ou negativo);
- A mudança na potência ΔP é medida;
- Se $\Delta P > 0$, então o sistema se aproximou do MPP e a próxima perturbação precisa ser na mesma direção que a dada anteriormente;
- Se $\Delta P < 0$, então o sistema se afastou do MPP e a próxima perturbação precisa ser na direção contrária.

Um estudo realizado por Li, Xu e Wang (2018) aplicou-se P&O em um sistema IPT, para controlar a potência de saída de um conversor SEPIC que foi inserido no secundário, antes da carga, conforme apresentado na **Figura 22**.

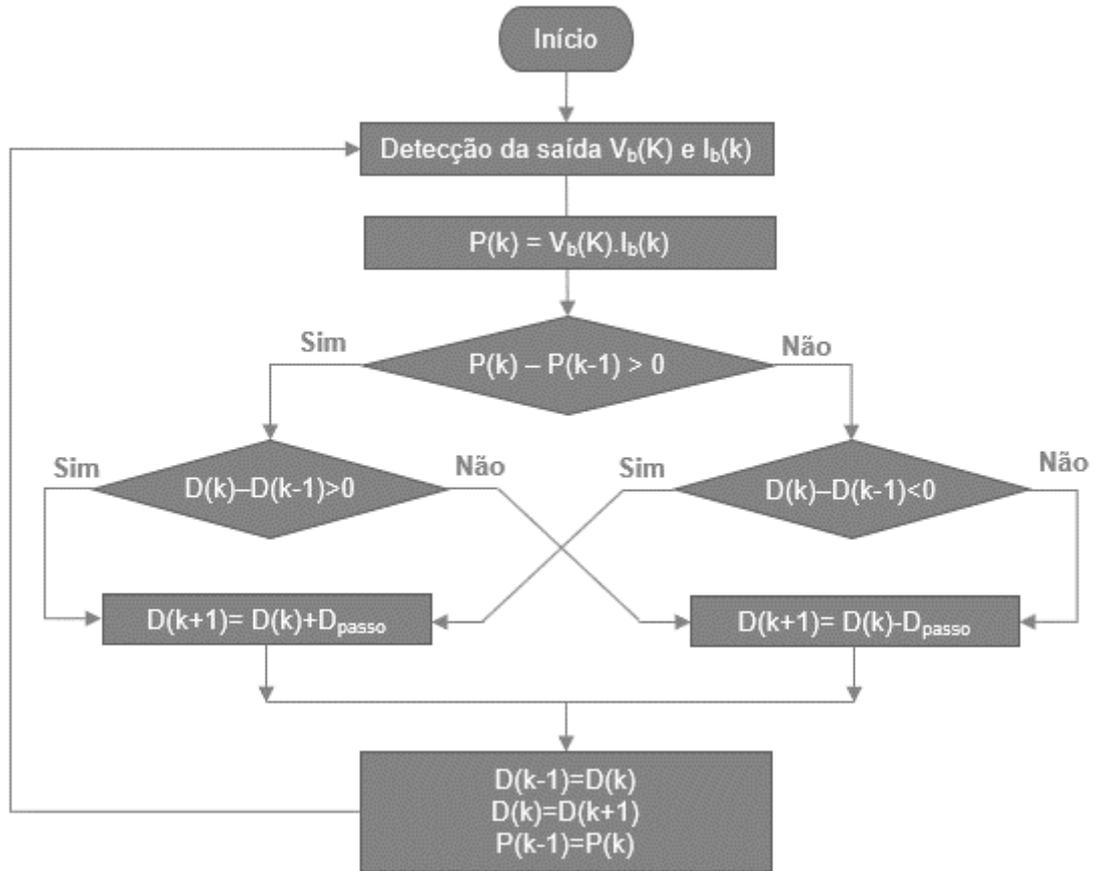
Figura 22: P&O aplicado a conversor SEPIC em IPT.



Fonte: Adaptado de Li, Xu e Wang (2018).

A razão cíclica D (do inglês *duty cycle*) do conversor SEPIC foi utilizada para controlar a potência de saída, conforme o fluxograma do P&O apresentado na **Figura 23**, onde: k , $k-1$ e $k+1$ são os instantes da amostragem.

Figura 23: Fluxograma com exemplo de método P&O aplicado para razão cíclica.



Fonte: Adaptado de Li, Xu e Wang (2018).

O método nunca opera constantemente no MPP, pois conceitualmente sempre é realizada uma perturbação (incremento ou decremento da variável manipulada), e, portanto, em regime permanente o sistema oscila em torno do MPP.

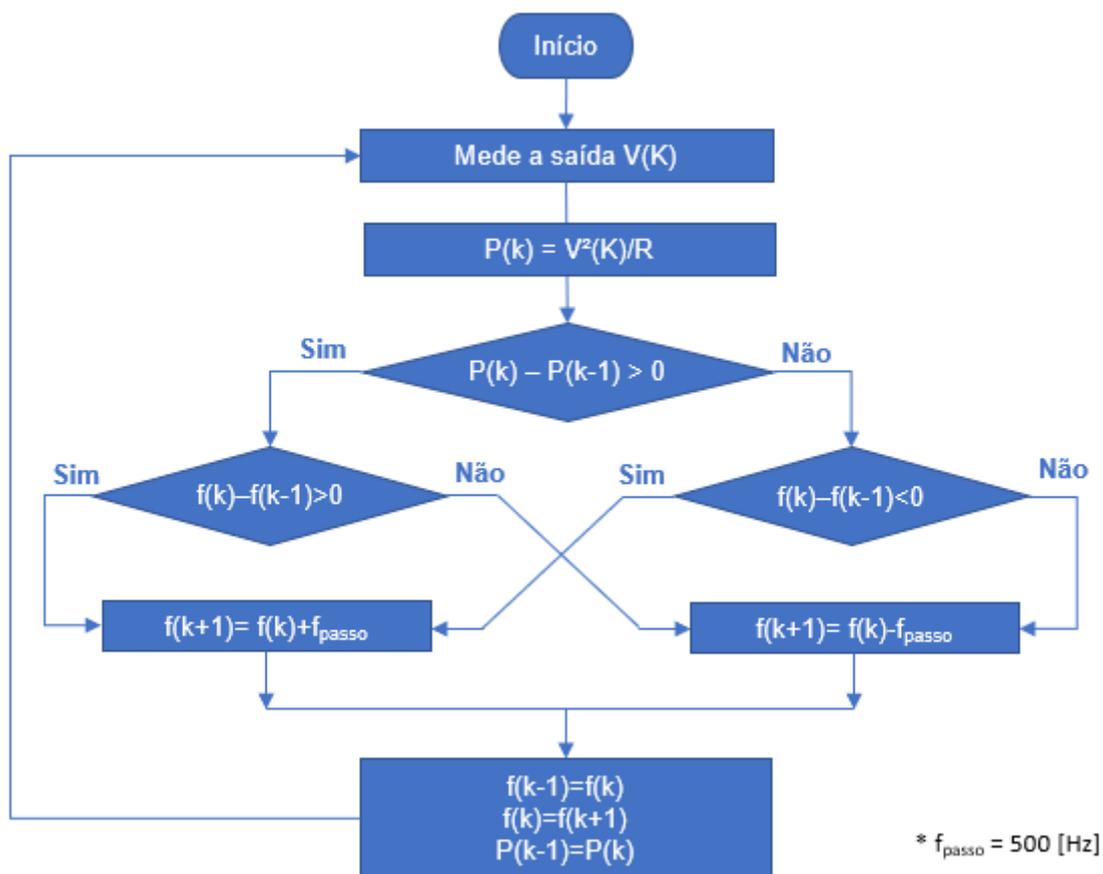
A oscilação pode ser minimizada, reduzindo-se o tamanho da perturbação, porém o rastreamento do MPP torna-se mais lento. Por outro lado, se a perturbação for muito grande, o rastreamento tende a ser mais rápido, entretanto pode oscilar em pontos distantes em torno do MPP. É preciso encontrar um ponto de equilíbrio entre agilidade do rastreamento e precisão (SATISH, SRINIVAS e SREERAJ, 2015).

É possível adaptar a técnica reduzindo o tamanho da perturbação apenas numa região próxima da máxima potência, porém o algoritmo se torna um pouco mais complexo. À medida que se aproxima do MPP, a variação da potência tende a ser

menor, e o algoritmo teria que avaliar se o incremento da potência se tornou menor que um valor estipulado dentre as decisões que toma.

No caso do controle de IPT deste trabalho, a variável razão cíclica D indicada no fluxograma da **Figura 23** é substituída pela frequência f do inversor para controlar a potência, e o fluxograma do P&O implementado apresenta-se na **Figura 24**. O cálculo da potência também foi adaptado. A frequência não precisa ser medida pois já é conhecida pelo microcontrolador do primário, que faz o controle do inversor.

Figura 24: Fluxograma do P&O implementado no trabalho.



Fonte: O próprio autor.

2.5.3 Técnica RCC

A técnica RCC faz uso da ondulação de tensão, corrente ou potência e correlaciona com as funções de comutação para realizar o controle. Em muitas aplicações a ondulação é tratada como ruído e é removida por filtragem, e geralmente não é considerada uma fonte de informação. Mas a ondulação é inerente à ação de

chaveamento e por isso o RCC é especificamente adequado para eletrônica de potência. A ondulação pode ser tratada como uma perturbação interna (KREIN, 1999).

Como o RCC utiliza a ondulação disponível inerente ao processo, não se faz necessário a inserção de perturbações artificiais para rastrear o ponto de máxima potência (SATISH, SRINIVAS e SREERAJ, 2015).

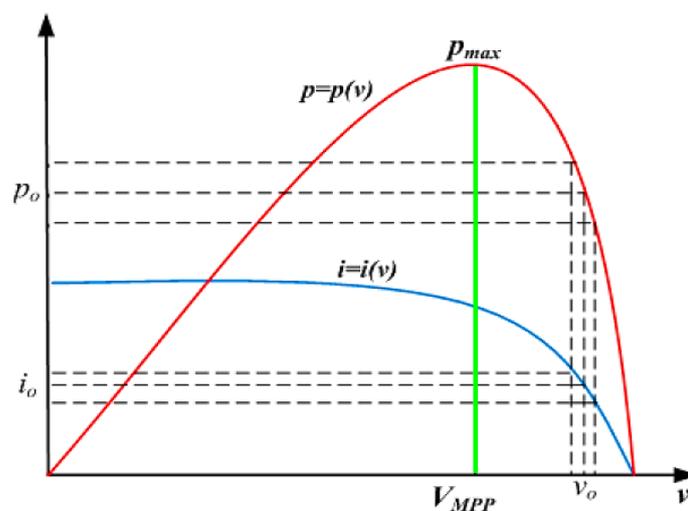
De acordo com Satish, Srinivas e Sreeraj (2015), a ondulação contida numa variável no tempo genérica $x(t)$ pode ser expressa como:

$$x(t) = \tilde{x}(t) + \bar{x}(t) \quad (39)$$

onde $\tilde{x}(t)$ representa a ondulação, e $\bar{x}(t)$ é a componente média. Essa variável genérica pode ser, por exemplo, tensão $v(t)$, corrente $i(t)$, potência $p(t)$.

Num estudo aplicado à painel fotovoltaico, cuja curva de potência é mostrada na **Figura 25**, Satish, Srinivas e Sreeraj (2015) desenvolvem o rastreamento da máxima potência através da ondulação presente na multiplicação da potência e tensão, conforme descrito na sequência.

Figura 25: Potência e corrente de PV em função da tensão, para aplicação de RCC.



Fonte: Adaptado de Satish, Srinivas e Sreeraj (2015).

A potência do painel fotovoltaico é expressa por:

$$p(t) = v(t)i(t) \quad (40)$$

então, expressando $v(t)$ e $i(t)$ na forma de (39), tem-se:

$$p(t) = \bar{v}(t)\bar{i}(t) + \bar{i}(t)\tilde{v}(t) + \bar{v}(t)\tilde{i}(t) + \tilde{v}(t)\tilde{i}(t) \quad (41)$$

Dando seguimento ao desenvolvimento da equação e considerando linearização no ponto v_o e i_o da curva, chega-se a:

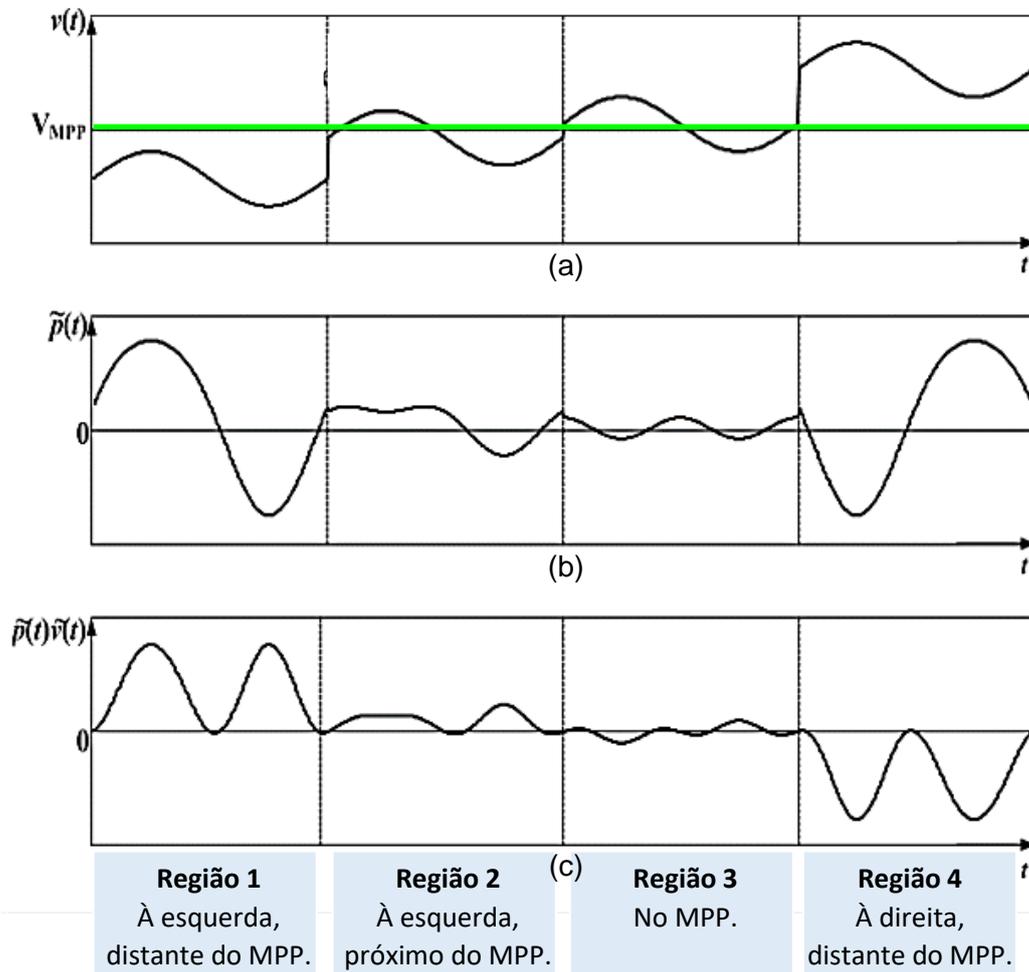
$$\tilde{p}(t)\tilde{v}(t) = \tilde{v}^2(t) \left[\frac{dp(t)}{dv(t)} \right] + \tilde{v}^2(t)\tilde{i}(t) \quad (42)$$

Como o valor médio de $\tilde{v}^2(t)\tilde{i}(t)$ ao longo de um ciclo é zero e $\tilde{v}^2(t)$ é sempre positivo, a magnitude do valor médio de $\tilde{p}(t)\tilde{v}(t)$, chamado de sinal de erro $e(t)$, é diretamente relacionada à magnitude de dp/dv . O sinal $e(t)$ representa a distância do ponto de operação do MPP (SATISH, SRINIVAS e SREERAJ, 2015).

Analisando o sinal de erro $e(t)$, que é o valor médio de $\tilde{p}(t)\tilde{v}(t)$, as 4 regiões de operação na **Figura 26** indicam:

- Região 1 - operando à esquerda e distante do MPP: o valor médio de $e(t)$ é positivo;
- Região 2 - operando à esquerda e próximo do MPP: o valor médio de $e(t)$ é positivo, porém com menor magnitude;
- Região 3 - operando no MPP: o valor médio de $e(t)$ é zero;
- Região 4 - operando à direita e distante do MPP: o valor médio de $e(t)$ é negativo.

Figura 26: MPPT com RCC para diferentes pontos de operação. (a) Tensão. (b) Ondulação da potência. (c) Sinal de erro, produto da ondulação de potência e tensão.



Fonte: Adaptado de Satish, Srinivas e Sreeraj (2015).

Num outro estudo, Ziouh e Abbou (2016) fazem uma abordagem da aplicação de RCC de uma forma um pouco diferente para painel fotovoltaico. A máxima potência é encontrada quando o gradiente de dp/dv é zero, Equação (43), conforme já dissertado a partir da Equação (42), porém o rastreamento é realizado calculando o produto da derivada da potência e tensão em relação ao tempo.

$$\frac{dp}{dv} = 0 \quad (43)$$

Dessa forma, quando se opera com a tensão à esquerda do ponto V_{MPP} , a Inequação (44) é satisfeita:

$$\frac{dp}{dt} \times \frac{dv}{dt} > 0 \quad (44)$$

E quando se opera com a tensão à direita do ponto V_{MPP} , a Inequação (45) é satisfeita:

$$\frac{dp}{dt} \times \frac{dv}{dt} < 0 \quad (45)$$

Para este trabalho, a técnica RCC foi desenvolvida adaptando-se o que se conhece para MPPT de PV, onde emprega-se a potência em função da tensão. Porém, como o circuito IPT é um conversor ressonante no qual a potência varia com a frequência, neste trabalho a tensão na Equação (43) de PV foi substituída pela frequência, sendo reescrita conforme a Equação (46) no ponto onde ocorre a máxima potência:

$$\frac{dp}{df} = 0 \quad (46)$$

Dando sequência ao desenvolvendo e adaptando o equacionamento abordado por Kroeger, Choi, *et al.* (2010), tem-se:

$$f = A \int \frac{dp}{dt} \frac{df}{dt} dt \quad (47)$$

$$f = A \int \text{sig} \left(\frac{dp}{dt} \right) \text{sig} \left(\frac{df}{dt} \right) dt \quad (48)$$

onde *sig* é a função sinal e *A* é o ganho de controle integral e tem efeito na estabilidade e velocidade de convergência.

Considerando a resistência da carga constante, e sendo a potência dada por $P=V^2/R$, esta fica proporcional ao quadrado da tensão. Assim, medindo-se a tensão tem-se um reflexo do comportamento da potência, o que resulta na equação adaptada mostrada em (49):

$$f = Af \operatorname{sig} \left(\frac{dv}{dt} \right) \operatorname{sig} \left(\frac{df}{dt} \right) dt \quad (49)$$

Muitos dos métodos de MPPT tem aplicações com implementações analógicas ou digitais, sendo que cada uma tem suas vantagens. Kimball e Krein (2008) adaptam a Equação integral para uma implementação discreta que compara a potência em dois pontos no mesmo ciclo de chaveamento. Essa abordagem é diferente da técnica P&O porque o controlador não espera o sistema para buscar o regime (KROEGER, CHOI, *et al.*, 2010).

A implementação de um integrador digital se dá por meio da expressão genérica:

$$x(k) = A.e(k) + A.e(K - 1) + x(k - 1) \quad (50)$$

onde k e $k - 1$ são o número da amostragem, A é o ganho de controle integral; $e(k)$ e $e(k - 1)$ são os sinais de erro das respectivas amostragens, e $x(k)$ e $x(k - 1)$ são os valores das variáveis de controle nas respectivas amostragens.

Para aplicação ao protótipo, tem-se que:

$$\Delta v = v(k) - v(K - 1) \quad (51)$$

$$\Delta f = f(k) - f(K - 1) \quad (52)$$

$$\operatorname{prodsig}(k) = \operatorname{sig}(\Delta v) \cdot \operatorname{sig}(\Delta f) \quad (53)$$

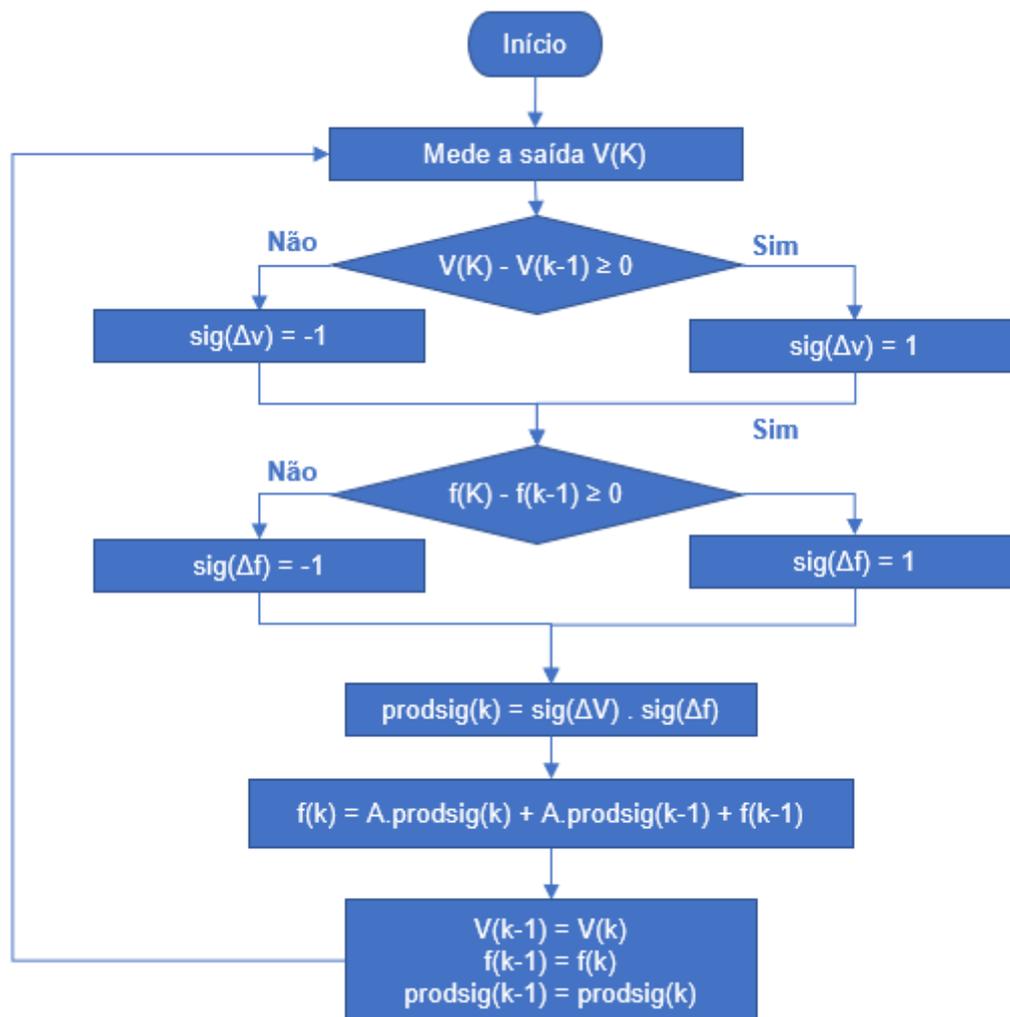
$$f(k) = A.\operatorname{prodsig}(k) + A.\operatorname{prodsig}(K - 1) + f(k - 1) \quad (54)$$

onde, fazendo-se correlação com a Equação (50), k e $k - 1$ são o número da amostragem, $f(k)$ e $f(k - 1)$ são as variáveis de controle, assumindo os valores da frequência do inversor nas respectivas amostragens; Δv e Δf são respectivamente a diferença de tensão na carga e de frequência do inversor, nas amostragens; $\operatorname{prodsig}$ é o sinal de erro, assumindo o sinal do produto do sinal de Δv e Δf nas amostragens.

No algoritmo, o ganho A foi ajustado com valor de 250, para que, caso os sinais fique com níveis iguais, o incremento de frequência assuma o valor de 500 Hz. Dessa maneira o incremento do RCC fica com valor semelhante ao incremento do P&O e podem ser comparados de forma mais adequada.

O fluxograma do RCC implementado é mostrado na **Figura 27**.

Figura 27: Fluxograma do RCC digital implementado.



Fonte: O próprio autor.

2.6 COMENTÁRIOS

Neste capítulo apresentou-se o referencial teórico de sistemas de transmissão de energia sem fio. Mostradas as topologias usuais, justificou-se o uso da configuração série-série completando com equações de operação, ocorrência dos fenômenos de separação e bifurcação, finalizando com a apresentação das técnicas e algoritmos de MPPT que serão aplicados e comparados no protótipo, descrito a seguir.

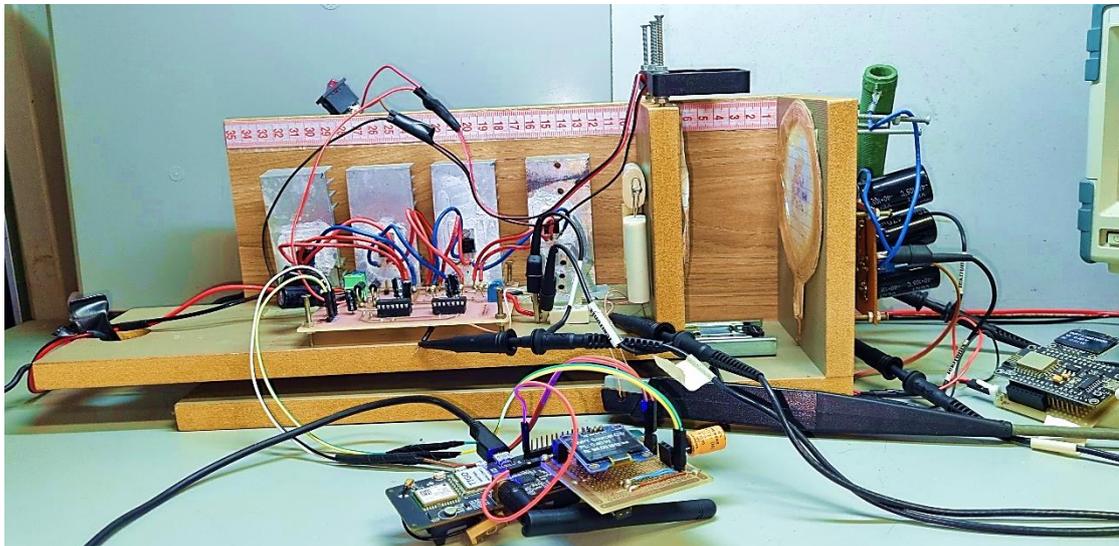
3 PROTÓTIPO

Para a realização dos testes de bancada, foi utilizado o protótipo que se apresenta na **Figura 28**, adaptado do trabalho de Daltio (2019).

A bobina transmissora e o inversor são montados sobre uma plataforma de madeira que desliza sobre um trilho, cujo movimento de afastamento se dá para o lado esquerdo.

A bobina receptora, circuito retificador e uma carga resistiva de 22Ω , 50W, são montados sobre uma estrutura fixa, também de madeira, e que sustenta o trilho. Desta forma, as bobinas primária e secundária podem ser afastadas ou aproximadas para simular a variação do acoplamento magnético e proporcionar os testes do IPT. A estrutura fixa contém uma fita métrica que é utilizada para determinar a distância entre as bobinas durante os testes.

Figura 28: Protótipo do IPT.



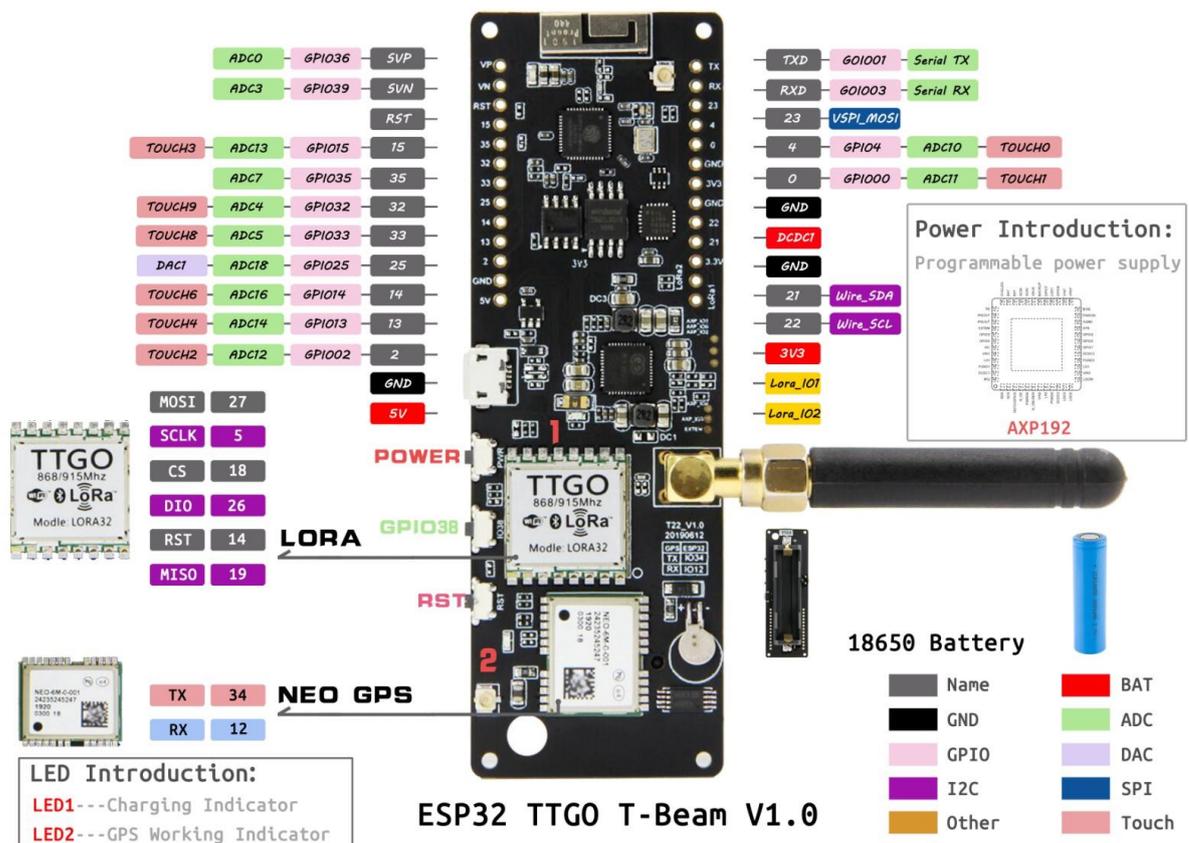
Fonte: O próprio autor.

Dois microcontroladores são utilizados, um conectado ao transmissor e outro ao receptor.

Microcontrolador do transmissor:

- Modelo ESP32, do fabricante Espressif (ESPRESSIF SYSTEMS CO., 2020);
- Se comunica via *wifi* com o microcontrolador do receptor para receber informações da carga;
- Utilizado para determinar a frequência de operação e gerar os sinais de comando para os interruptores do inversor;
- Contém o algoritmo de busca da máxima potência;
- Embarcado na placa de desenvolvimento TTGO T-Beam, cujo detalhamento apresenta-se na **Figura 29**;
- Possui dois conversores ADC SAR 12-bits com até 18 canais;
- *Clock* de 160 a 240 MHz.

Figura 29: Microcontrolador ESP32 – módulo TTGO T-Beam V1.0.

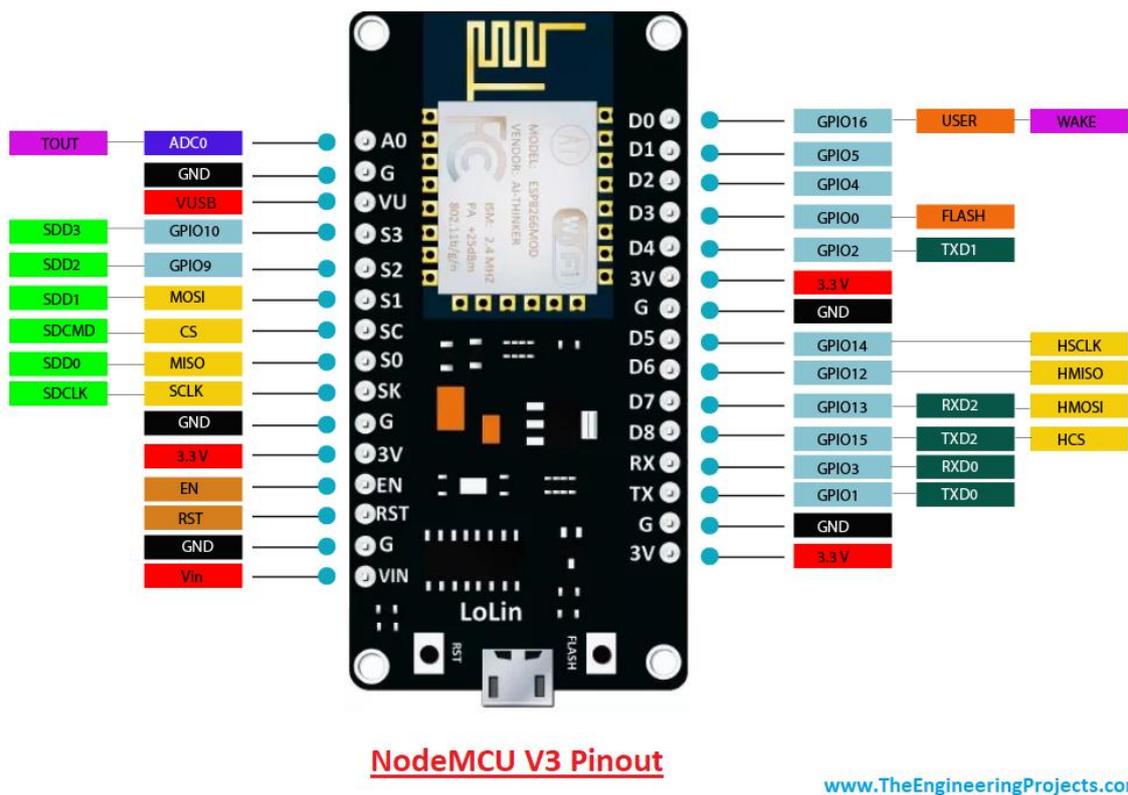


Fonte: Lilygo CO. (2020).

Microcontrolador do receptor:

- Modelo ESP8266, do fabricante Espressif (ESPRESSIF SYSTEMS CO., 2020);
- Se comunica via *wifi* com o microcontrolador do transmissor para enviar informações da carga;
- Utilizado para medir tensão da carga, após o retificador, e calcular a potência consumida;
- Embarcado na placa de desenvolvimento ESP8266 Nodemcu V3 ESP-12e, cujo detalhamento apresenta-se na **Figura 30**;
- *Clock* até 160MHz.

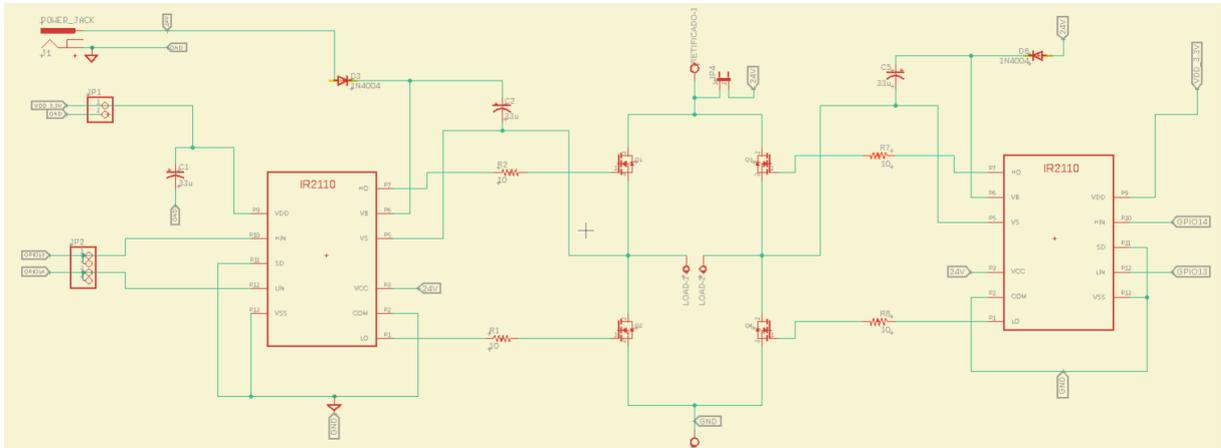
Figura 30: Microcontrolador ESP8266 – módulo NodeMCU V3 ESP-12e.



Fonte: The Engineering Projects (2020).

O esquemático do circuito do transmissor é apresentado na **Figura 31**.

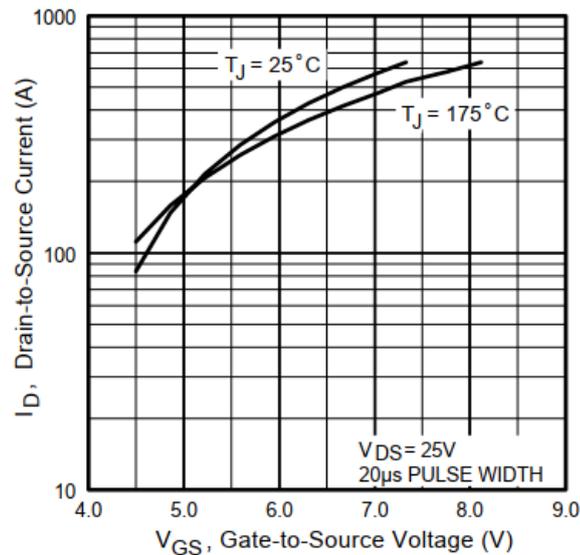
Figura 31: Esquemático do circuito inversor de frequência que alimenta a bobina transmissora (primária).



Fonte: Daltio (2019).

Para o inversor, tipo ponte completa, foi implementado com MOSFET de modelo IRF1404, cuja tensão do gate-source deve ser de ao menos 4 V, conforme **Figura 32**.

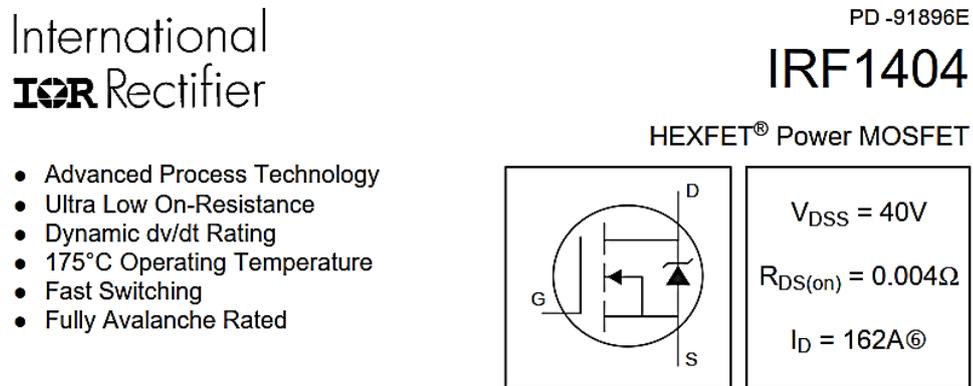
Figura 32: Relação de tensão gate-source e corrente de dreno do MOSFET IRF1404.



Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER.

Na **Figura 33** apresenta-se algumas das principais características dispostas no data sheet do MOSFET.

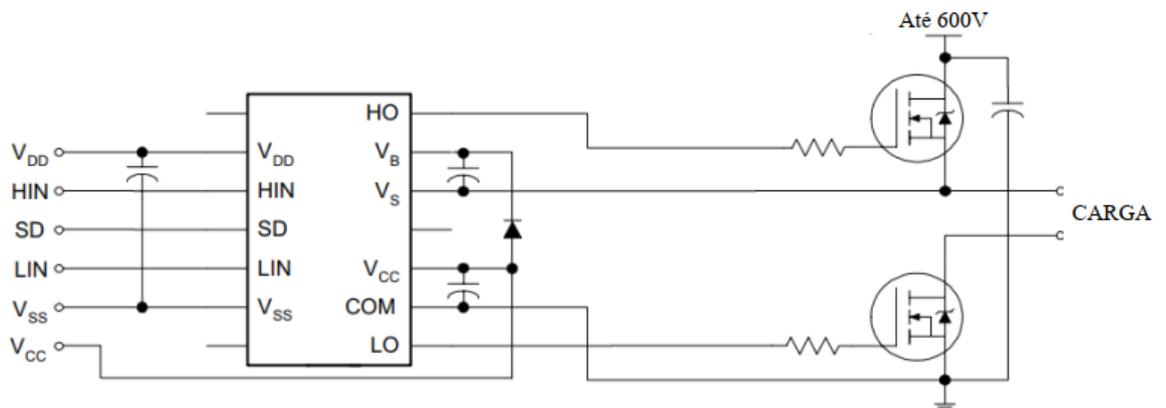
Figura 33: Trecho do data sheet do MOSFET IRF1404.



Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER.

Como o microcontrolador não fornece tensão e corrente suficientes para acionar diretamente os MOSFETs do inversor, foi necessário utilizar um driver de tensão e corrente entre o microcontrolador e o inversor, do modelo IR2110, cuja conexão típica é apresentada na **Figura 34**.

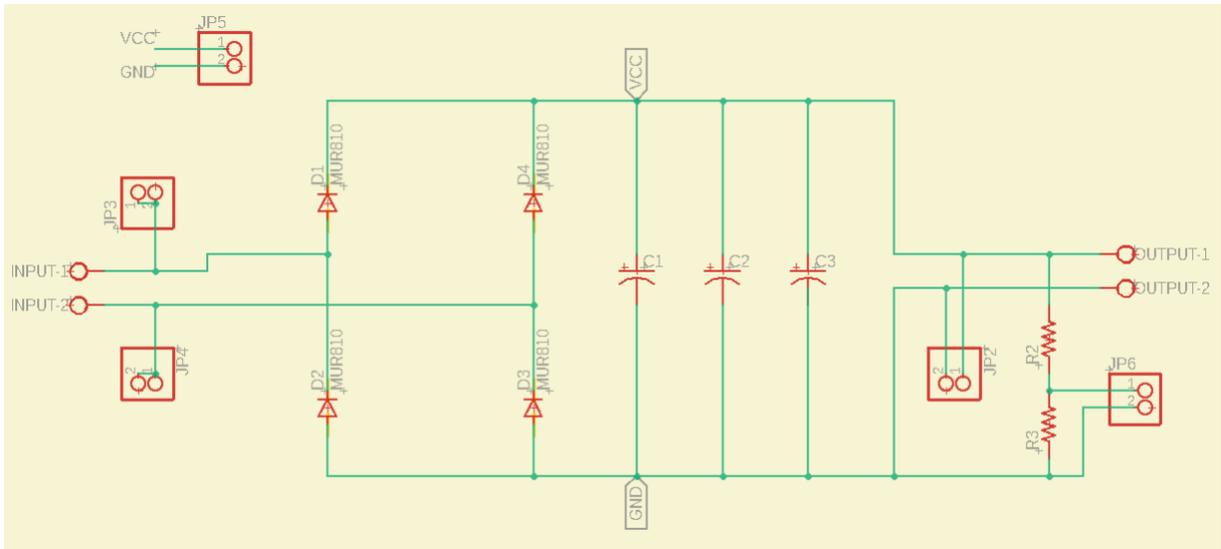
Figura 34: Conexão típica de driver de tensão IR2110.



Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER (2005).

O esquemático do circuito receptor é apresentado na **Figura 35**.

Figura 35: Esquemático do circuito retificador que alimenta a carga.



Fonte: Daltio (2019).

As bobinas transmissoras e receptoras foram construídas no formato circular planar, com um condutor especial para altas frequências, chamado de fio Litz. Não foram utilizadas placas metálicas nos fundos das bobinas. As características são apresentadas na **Tabela 5**.

Tabela 5: Características das bobinas transmissora e receptora.

Característica	Valor
Diâmetro interno	8 cm
Diâmetro externo	10 cm
Diâmetro do fio Litz	0,5 mm
Espaçamento entre os fios	0,4 mm
Número de voltas	13
Indutância	Transmissor: 25,6 μ H Receptor: 26,3 μ H
Resistência	0,7 Ω

Fonte: DALTIO (2019).

3.1 COMENTÁRIOS

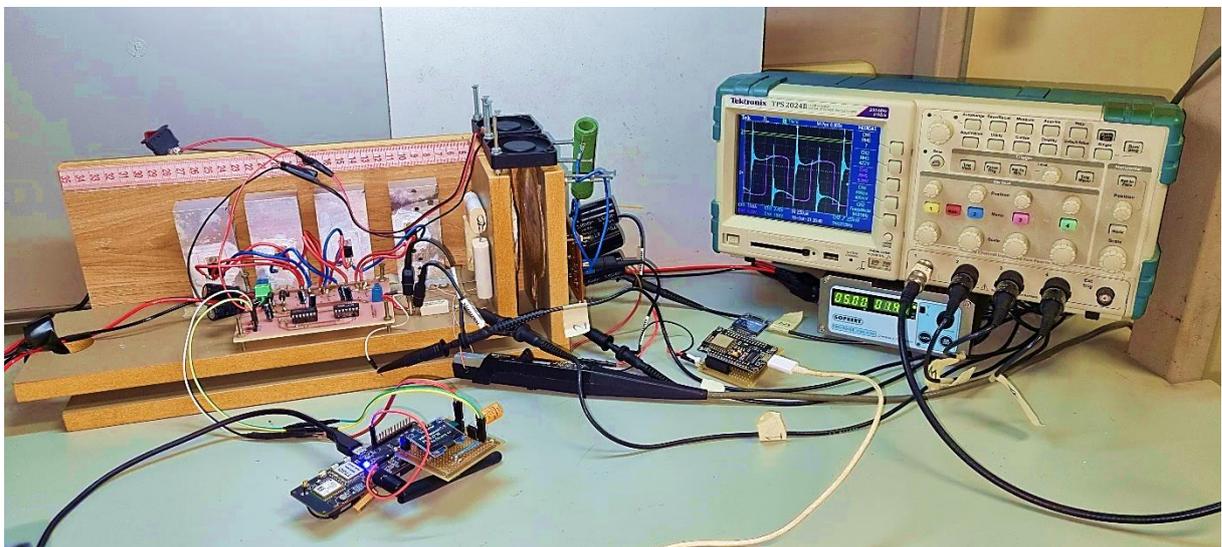
Neste capítulo apresentou-se o protótipo IPT do tipo série-série, detalhou-se a descrição dos componentes e demonstrou-se os circuitos esquemáticos e *layouts* da placa de circuito impresso do inversor e retificador. Foi possível compreender todo o conjunto eletrônico utilizado para os testes de bancada que serão realizados, descritos a seguir.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÕES

Para atingir-se o objetivo geral e os objetivos específicos do trabalho, análises matemáticas e testes experimentais foram realizados no protótipo de bancada.

Um osciloscópio Tektronix do modelo TPS2024B foi utilizado para capturar os resultados, conforme apresenta-se na **Figura 36**. Um amplificador de corrente da Tektronix de modelo AM503B foi utilizado junto com a ponta de prova de corrente da Tektronix do modelo A6392, e interligado ao osciloscópio.

Figura 36: Bancada de teste: protótipo, osciloscópio, microcontroladores.



Fonte: O próprio autor.

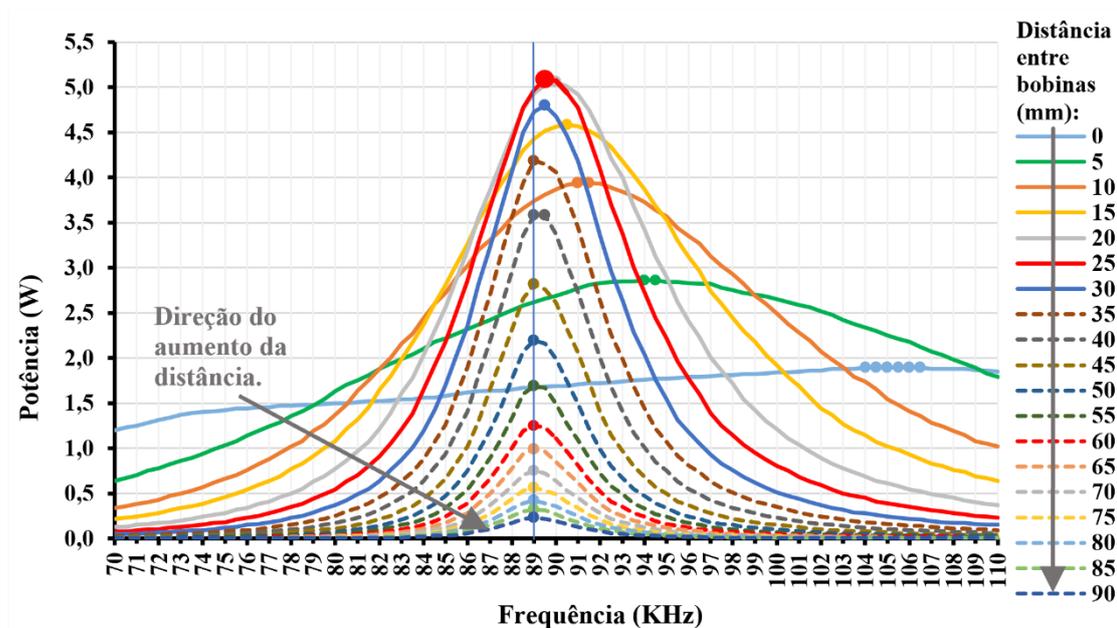
Em todos os testes realizados, a citação do termo “distância” sempre se refere à distância de afastamento entre as bobinas do sistema IPT, medido por meio da fita métrica da estrutura fixa. A citação do termo “frequência” sempre se refere à frequência de operação do inversor, determinada pelo microcontrolador do transmissor.

4.1 CURVAS DE POTÊNCIA NA CARGA

O primeiro teste a que o protótipo foi submetido teve o objetivo de construir as curvas de potência na carga, para cada combinação de frequência e distância, conforme apresentado na **Figura 37**.

Por meio dessas curvas, é possível analisar e visualizar qual a tendência de comportamento do sistema WPT em cada cenário, e assim comparar quaisquer técnicas de controle.

Figura 37: Curvas de Potência x Frequência obtidas do protótipo.



Fonte: O próprio autor.

Para a construção das curvas seguiu-se as seguintes etapas:

- A tensão de alimentação da fonte foi de 5V;
- As bobinas foram posicionadas manualmente em uma determinada distância, que variou de 0mm até 90mm, sendo incrementada de 5mm em cada medição;
- Para cada distância a frequência variou de 70kHz até 110kHz, sendo incrementada de 500Hz a cada intervalo de tempo de 1s;
- Em cada ponto de frequência e distância, a potência na carga foi calculada por um microcontrolador conectado no secundário, por meio da medição da tensão na carga e considerando-se a carga com o valor constante de resistência de 22,8Ω.

Os pontos de máxima potência (MPP – do inglês *Maximum Power Point*) de cada curva foram destacados com um marcador redondo.

Em geral, as curvas apresentaram apenas um MPP, porém as curvas de 0 mm, 5 mm, 10 mm e 40 mm trouxeram mais do que um MPP. Por exemplo, a curva de 0 mm, exibida em linha contínua azul clara, apresenta seis frequências em que as potências são iguais e de valores máximos para essa determinada distância: 104,0 kHz; 104,5 kHz; 105,0 kHz; 105,5 kHz; 106,0 kHz e 106,5 kHz.

O fato de ter mais do que um ponto de máxima potência em cada curva pode estar relacionada à precisão do medidor de tensão do microcontrolador utilizado no secundário, que no caso do microcontrolador ESP8266 é um conversor analógico para digital de 10 bits. Um medidor mais preciso poderia levar a ter pequenas diferenças entre essas potências, o que poderia destacar um único ponto de frequência com a máxima potência.

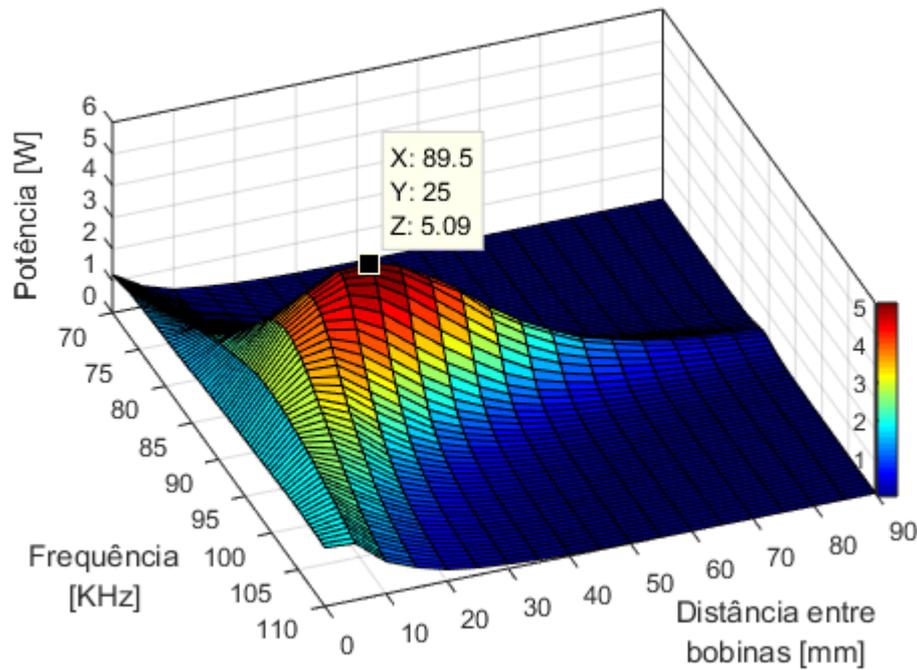
As curvas de 0 mm até 30 mm foram desenhadas em linha contínua, e possuem frequências de MPP diferentes entre elas. As curvas de 35 mm até 90 mm foram desenhadas em linha tracejadas, para diferenciar das citadas anteriormente, e possuem a mesma frequência de MPP (89,0 kHz). Uma linha vertical em azul foi desenhada na vertical em 89,5 kHz para auxiliar a visualização da frequência de MPP das curvas tracejadas.

Analisando as regiões próximas aos MPP, é possível observar que as curvas mais planas como as de 0 mm ou de 5 mm apresentam menor sensibilidade (derivada) da potência em relação à variação da frequência se comparadas com as curvas com maior concavidade, como as de 25 mm e 30 mm.

Portanto, é de se esperar que o controle esteja susceptível a maiores variações nas curvas mais côncavas caso ele seja desenvolvido baseado em derivadas.

Na **Figura 38** mostra-se um gráfico distância x frequência x potência.

Figura 38: Gráfico 3D da potência em relação à distância e frequência.



Fonte: O próprio autor.

Analisando a **Figura 38** observa-se que a maior potência do sistema é de 5,09 W, ocorrendo em 25 mm e na frequência de 89,5 kHz. As maiores potências transferidas para a carga se concentram na região avermelhada, para distâncias em torno de 25 mm (de 15 mm a 35 mm) combinadas com frequências próximas de 89,5 kHz (de 88 kHz a 91 kHz).

Também é perceptível que o sistema não apresenta o fenômeno de separação. Isso significa que não há máximos locais em frequências afastadas, o que é benéfico para que o sistema de controle não fique perdido, nem preso em um máximo local.

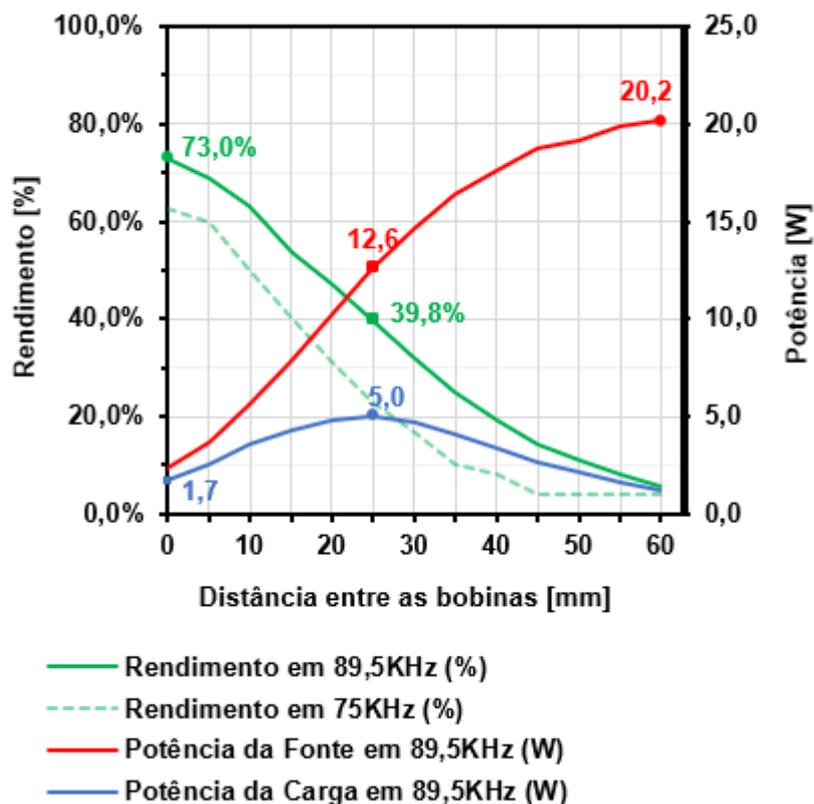
Caso o fenômeno de separação tivesse se manifestado, seria necessário acrescentar no controle de MPPT uma tratativa para selecionar a frequência ímpar, pois ela muda de forma relativamente mais lenta que a frequência par, o que traria o benefício de um controle mais suave, com mudanças menos bruscas (NIU, CHU, et al., 2013).

4.2 CURVAS DE RENDIMENTO

O protótipo foi submetido a outro teste, com o objetivo de analisar o comportamento do rendimento com a variação da frequência e distância.

Num primeiro momento, a pretensão foi de verificar como o rendimento se comporta para a frequência fixa de máxima potência do sistema, que é de 89,5 kHz, obtendo assim o gráfico da **Figura 39**. Considerou-se ser interessante exibir no mesmo gráfico, para efeito comparativo, uma frequência afastada da ressonante. Para isso foi selecionada a frequência de 75 kHz, apresentada em linha tracejada. Também são exibidas as curvas de potência na fonte (entrada) e na carga (saída) para 89,5 kHz, para enriquecer as análises.

Figura 39: Curvas de rendimento comparativas entre 75 kHz e 89,5 kHz.



Fonte: O próprio autor.

É possível constatar que a máxima potência na carga não coincide com o máximo rendimento, e que ambos apresentam um perfil de comportamento diferente à medida que as bobinas se afastam. A potência da carga começa com um valor baixo,

passa por um pico e depois volta a cair; enquanto o rendimento começa com o máximo, e sempre decai com o afastamento das bobinas.

Um ponto relevante a destacar é que no MPP do sistema o rendimento é de 39,8% (neste ponto as perdas correspondem a 60,2% da potência injetada pela fonte). Já no ponto de máximo rendimento, que é de 73,0% (perdas correspondendo a 27% da potência demandada da fonte), a potência na carga é cerca de 34,0% da máxima alcançável (1,7 W em relação a 5,0 W).

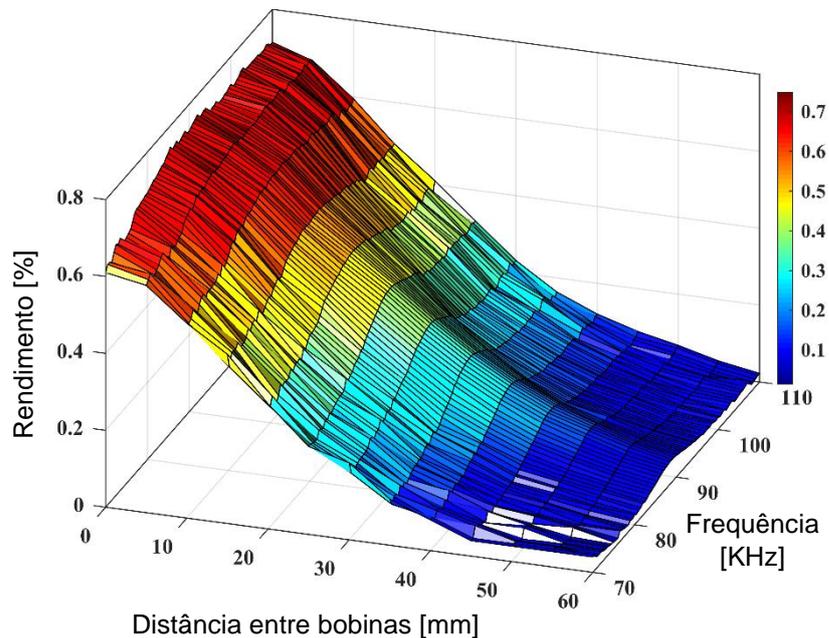
Portanto, em um projeto, é de grande importância definir se o objetivo será a operação com máxima potência, ou com máximo rendimento, , já que dependendo da escolha a frequência de operação será diferente.

Um outro ponto importante que a observação das curvas da **Figura 39** proporciona é que a potência da fonte (curva vermelha) sempre aumenta à medida que se afastam as bobinas. Isso significa que para uma tensão de fonte constante, a impedância vista pela fonte diminui com o afastamento das bobinas e conseqüentemente a corrente primária aumenta. A diminuição da impedância vista pela fonte dá-se porque a indutância mútua diminui ocasionada pela diminuição do fator de acoplamento. Assim, a corrente fornecida pela fonte fica limitada somente pela impedância do circuito primário, que possui um valor baixo.

Ainda observando a **Figura 39** ressalta-se que para o protótipo testado a faixa de variação da distância entre as bobinas deve ficar no intervalo de [0 mm – 25 mm]. Para valores fora dessa faixa o rendimento do protótipo é extremamente baixo e a corrente no circuito primário extremamente elevada. O que significa que praticamente toda a potência fornecida pela fonte será dissipada na forma de calor na bobina primária, o que poderá levá-la a danificar.

Na **Figura 40**, apresenta-se um gráfico 3D do rendimento obtido nos testes em relação à distância e à frequência.

Figura 40: Curva 3D de rendimentos em relação a distância e frequência.



Fonte: O próprio autor.

A construção das curvas foi realizada seguindo as seguintes etapas:

- As bobinas foram posicionadas manualmente em uma determinada distância, que variou de 0 mm até 60 mm, sendo a distância incrementada de 5 mm em cada medição;
- Para cada distância a frequência foi variada de 70 kHz até 110 kHz, sendo incrementada de 500 Hz em cada medição;
- Em cada ponto de frequência e distância, a potência da carga foi calculada pelo microcontrolador do secundário, por meio da medição da tensão na carga e considerando-se a carga com o valor constante de resistência de $22,8 \Omega$.
- A potência da fonte foi calculada em cada ponto por meio dos valores de tensão (5V) e corrente anotados a partir da leitura no display da fonte.

Analisando o gráfico em cortes nos planos paralelos ao eixo da frequência, é possível verificar que o rendimento tem curvas com picos em torno da frequência ressonante do sistema, de 89,5 kHz.

Já a análise em cortes nos planos paralelos ao eixo da distância, constata-se que o rendimento é maior próximo de 0 mm, com valores que variam entre 61% e 75%.

Portanto, reforça-se a observação de que a região de trabalho de frequência e distância de um projeto depende da potência da carga desejada combinada com o rendimento desejado.

4.3 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE DO SISTEMA IPT

Para melhor compreender e avaliar a operação de um sistema do tipo IPT série-série, levantou-se algumas curvas de tensão em diversas situações de operação. Os resultados a seguir foram obtidos por meio de osciloscópio de 4 canais isolados.

Neste teste, as bobinas foram posicionadas a uma distância fixa de 25 mm, e a frequência foi alterada para três níveis: 70 kHz, 89,5 kHz e 110 kHz. A tensão de alimentação da fonte foi mantida em 5 V.

A distância foi escolhida como 25 mm, pois apresenta a curva com a maior potência entregue à carga, conforme observado na **Figura 37**.

As três frequências foram escolhidas por serem representativas e permitirem comparação de cenários extremos:

- **70 kHz:** frequência abaixo da frequência de ressonância do sistema, fica à esquerda das curvas de potência da **Figura 37**, distante do ponto de máxima potência entregue à carga;
- **89,5 kHz:** frequência de ressonância do sistema na posição de 25 mm, e conseqüentemente no MPP;
- **110 kHz:** frequência acima da frequência de ressonância do sistema, fica à direita das curvas de potência da **Figura 37**, distante do MPP.

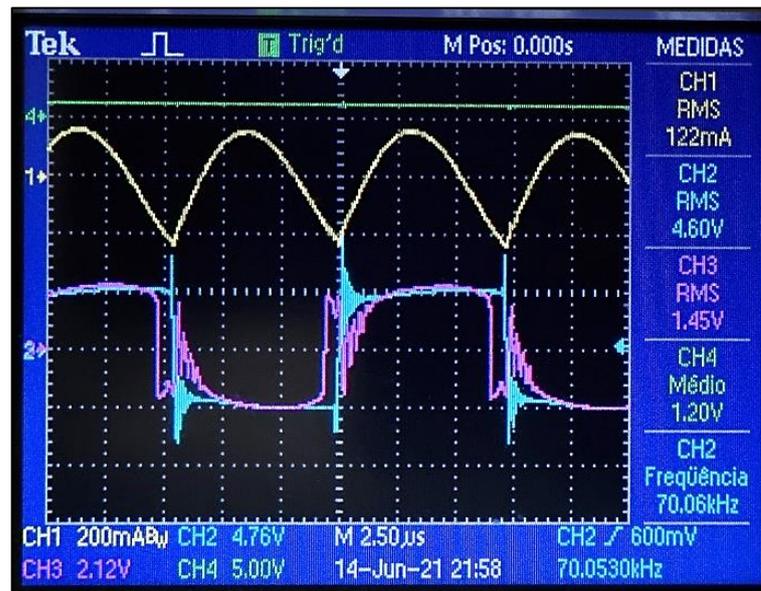
Para cada frequência, foram capturados 3 quadros do osciloscópio com as formas de onda de tensão e corrente. Em cada quadro as tensões são obtidas no mesmo ponto, o que muda é apenas o ponto de observação da corrente (canal 1). Os

valores podem ter pequenas variações entre os quadros de mesmo cenário, devido à oscilação natural do sistema entre instantes de tempo diferentes.

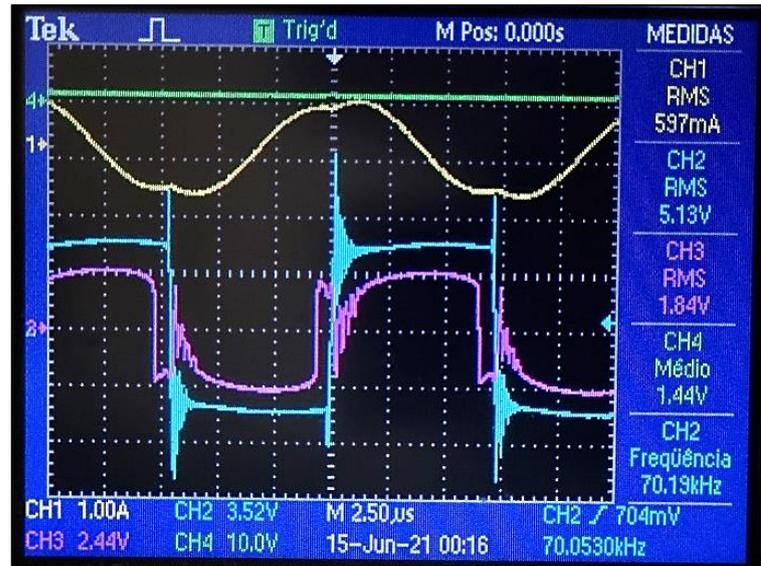
4.3.1 Formas de onda em 70 kHz

As curvas de tensão no primário (azul), no secundário (rosa), corrente (amarelo) e tensão na carga (verde) para operação em 70 kHz estão apresentadas na **Figura 41**. Na **Figura 41.a** a corrente é da fonte; na **Figura 41.b** a corrente é no primário; e na **Figura 41.c** a corrente é no secundário.

Figura 41: Formas de onda para 70 kHz - CH1 Corrente, CH2 Tensão no primário, CH3 Tensão no secundário, CH4 Tensão na carga: a) Corrente na fonte; b) Corrente no primário, c) Corrente no secundário.



(a)



(b)



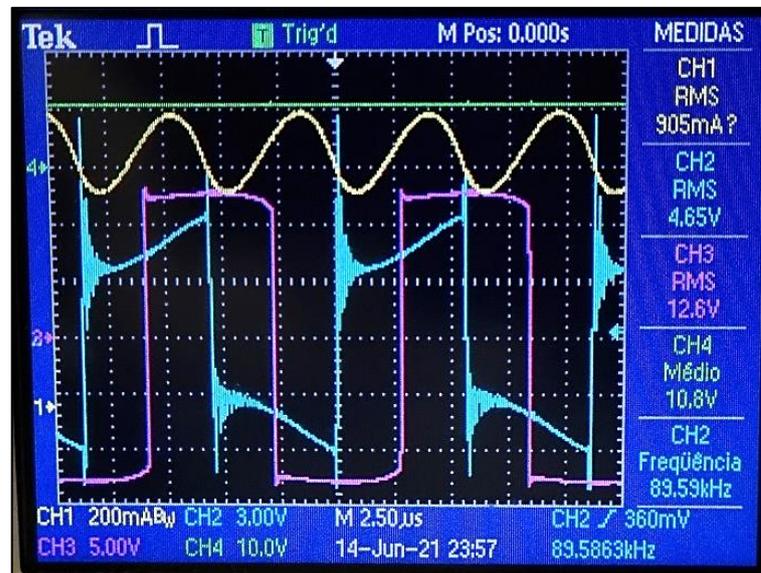
(c)

Fonte: O próprio autor.

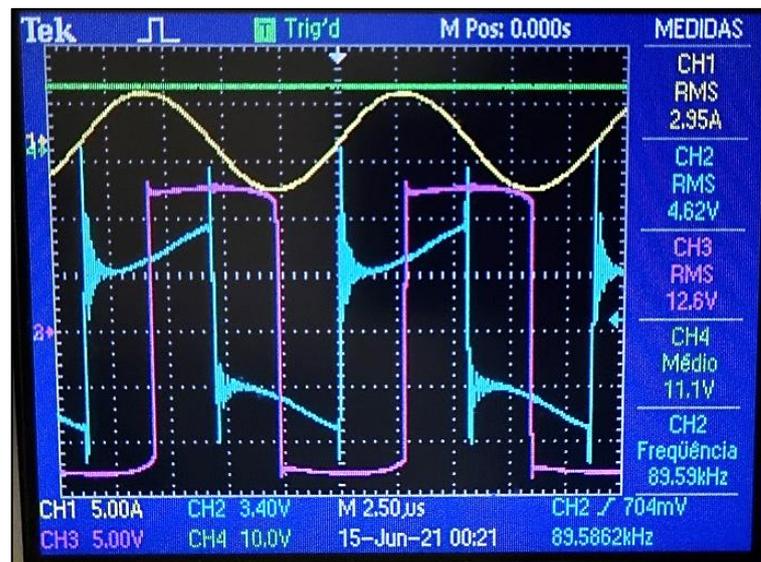
4.3.2 Formas de onda em 89,5 kHz

A frequência de operação foi posteriormente ajustada em 89,5 kHz. As formas de onda obtidas, de distribuição similar à **Figura 41**, estão apresentadas na **Figura 42**.

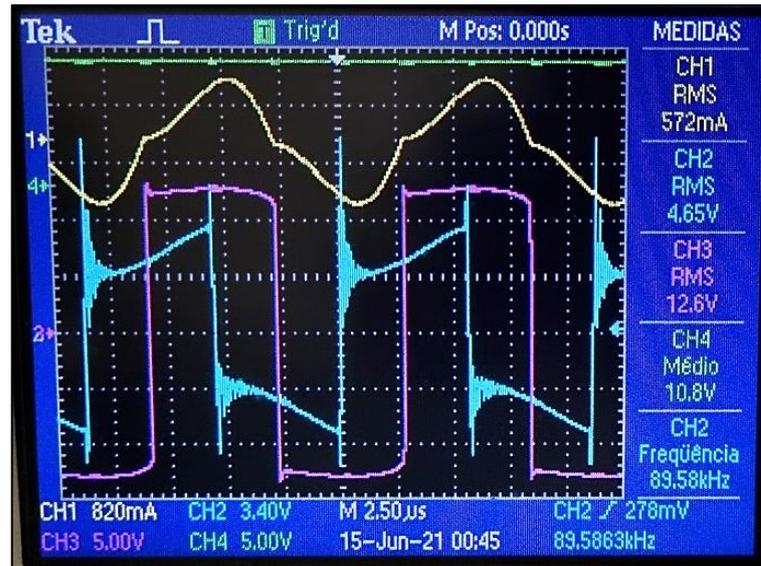
Figura 42: Formas de onda para 89,5 kHz - CH1 Corrente, CH2 Tensão no primário, CH3 Tensão no secundário, CH4 Tensão na carga: a) Corrente na fonte; b) Corrente no primário, c) Corrente no secundário.



(a)



(b)



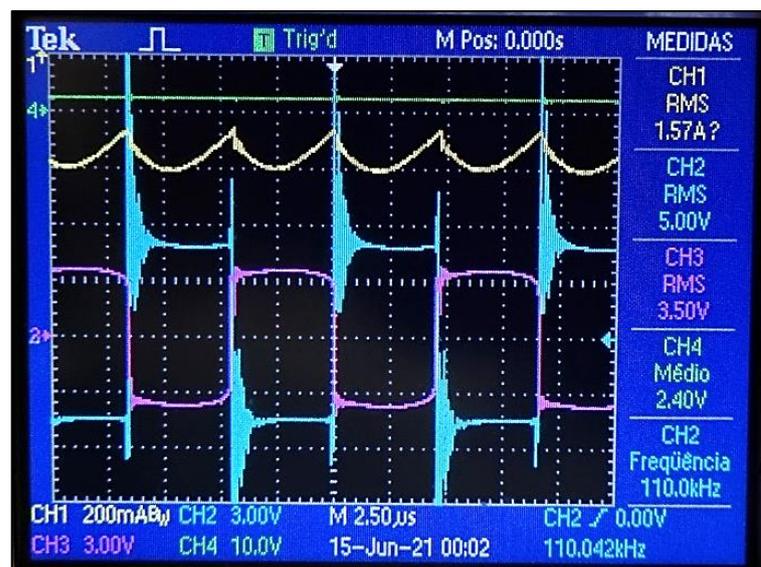
(c)

Fonte: O próprio autor.

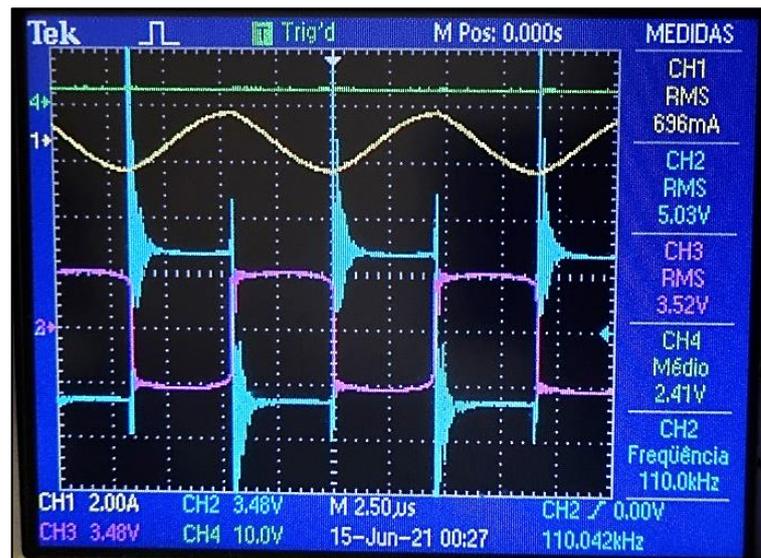
4.3.3 Formas de onda em 110 kHz

Ajustou-se então a frequência de chaveamento para 110 kHz, e os resultados obtidos estão apresentados na **Figura 43**.

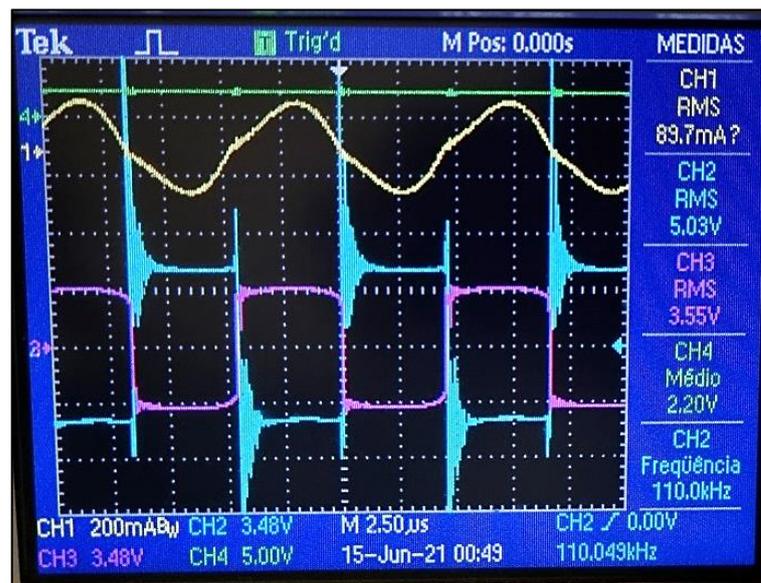
Figura 43: Formas de onda para 110 kHz - CH1 Corrente, CH2 Tensão no primário, CH3 Tensão no secundário, CH4 Tensão na carga: a) Corrente na fonte; b) Corrente no primário, c) Corrente no secundário.



(a)



(b)



(c)

Fonte: O próprio autor.

4.3.4 Análise sobre as formas de onda

Na Tabela 6 resume-se os resultados observados nas Figura 41 (a,b,c), Figura 42 (a,b,c) e Figura 43 (a,b,c).

Tabela 6: Comparativo entre as frequências, para tensões e corrente.

ITEM	FREQUÊNCIA NO INVERSOR		
	70 kHz	89,5 kHz	110 kHz
Tensão V_L na carga Potência P_L na carga	$V_L = 1,2V$ $P_L = 0,06W$	$V_L = 10,8V$ $P_L = 5,12W$	$V_L = 2,4V$ $P_L = 0,25W$
Tensão V_2 no secundário Tensão V_1 primário	$V_2 = 1,84V$ $V_1 = 5,12V$	$V_2 = 12,6V$ $V_1 = 4,65V$	$V_2 = 3,52V$ $V_1 = 5,03V$
Fase: Tensão no secundário Tensão primário	0°	- 90°	- 180°
Fase: Corrente primário Tensão primário	+ 90°	0°	- 90°

Fonte: O próprio autor.

Analisando, é possível constatar que:

- A maior potência realmente foi transferida na frequência de ressonância, 89,5 kHz.
- A tensão do secundário se torna maior que a tensão do primário, quando na frequência de ressonância.
- A tensão no secundário é defasada de -90° em relação à tensão primária, na frequência ressonante. Para frequência menor ou maior que a ressonante, a tensão secundária tende a ficar em fase ou defasar de -180° em relação à tensão primária, respectivamente;
- A corrente do primário fica em fase com a tensão primária para a frequência de ressonância. Para frequência menor ou maior que a ressonante, a corrente primária se adianta ou se atrasa em relação à tensão primária, respectivamente.

4.4 RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

As técnicas P&O e RCC foram implementadas no algoritmo de MPPT, e o comportamento da tensão na carga foi observada para cada caso.

As seguintes etapas foram seguidas em cada técnica:

- A bobina foi inicialmente posicionada em 5mm, e esperou-se o controle alcançar o regime do MPPT;
- A bobina foi subitamente deslocada para cada posição nos instantes de tempo indicados na **Tabela 7**, e aguardou-se 10s até o próximo deslocamento;

Tabela 7: Posição das bobinas para cada instante de tempo nos testes das técnicas P&O e RCC.

	Instante de tempo	Posição da bobina
t_0	00 s	05 mm
t_1	10 s	25 mm
t_2	20 s	30 mm
t_3	30 s	25 mm
t_4	40 s	05 mm

Fonte: O próprio autor.

Como o posicionamento das bobinas é realizado de forma manual, é possível haver uma pequena diferença de precisão entre as posições de t_0 e t_4 , assim como de t_1 e t_3 , o que pode refletir em uma pequena diferença na tensão a ser exibida nos testes.

4.4.1 Rastreamento com a técnica P&O

Na **Figura 44** apresenta-se a tensão na carga para as situações dadas na **Tabela 7** e técnica MPPT P&O. O traço vermelho é a tensão idealizada em cada situação (comportamento teórico esperado, ao se comparar as curvas de potência da **Figura 37**), enquanto a linha verde é o comportamento real da tensão na carga. É possível observar que na técnica P&O o sistema responde rápido aos deslocamentos, e tem uma boa estabilidade.

Figura 44: Teste P&O - comportamento da tensão na carga para diferentes posições da bobina.



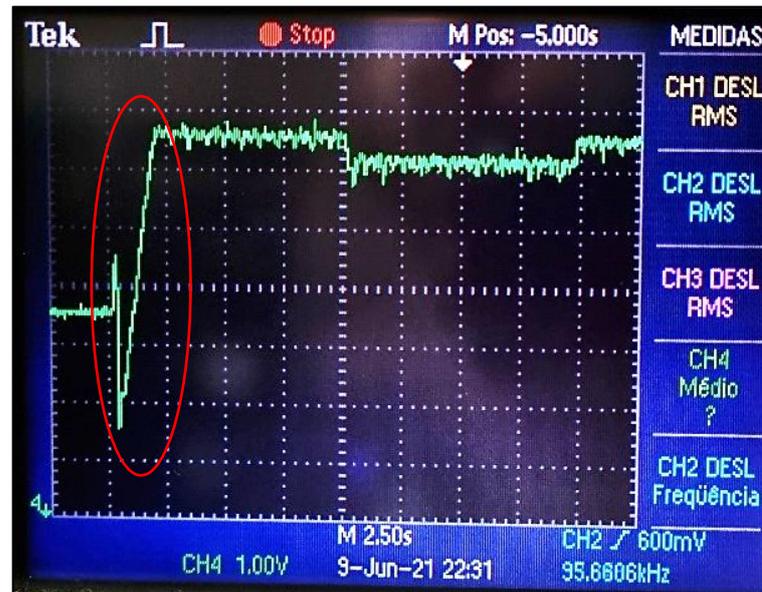
Fonte: O próprio autor.

A tensão na carga se comporta da seguinte forma:

- Em t_0 , a tensão inicia em torno de 7,6 V.
- Em t_1 , a tensão cai subitamente para 5,6 V, e em torno de 2s depois ela passa para 10,6 V;
- Em t_2 , a tensão cai imediatamente para 10,1 V;
- Em t_3 , a tensão volta para 10,6 V;
- Em t_4 , a tensão cai para 7,2 V e em cerca de 2s estabiliza em 7,6 V.

Na **Figura 45** mostra-se um detalhe da **Figura 44**, com destaque no círculo vermelho para o instante de tempo t_1 , onde a bobina foi afastada de 05 mm para 25 mm. A tensão tem uma queda, e em cerca de 2s ela estabiliza em novo patamar no novo valor.

Figura 45: Teste P&O - detalhe no instante de tempo t_1 .



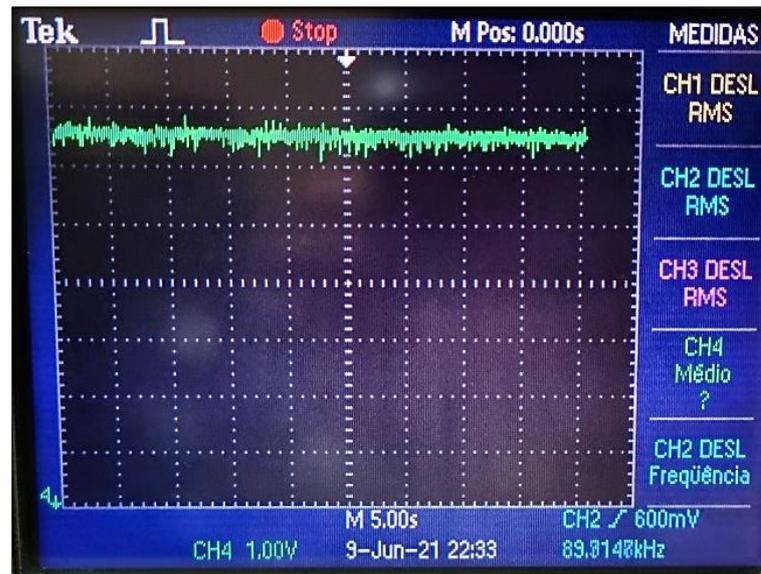
Fonte: O próprio autor.

Essa queda de tensão com a posterior ascensão é esperada pois, ao acompanhar as curvas de potência na **Figura 37**, pode-se observar o caminho que o algoritmo do MPPT percorre, nas seguintes etapas:

- 1) Inicialmente o sistema está operando no MPP de 05 mm, ou seja, no pico da curva verde;
- 2) No instante em que se afasta abruptamente a bobina para 25 mm, o sistema pula imediatamente da curva verde, de 05 mm, para a curva vermelha, de 25mm. Porém, a frequência não muda imediatamente neste curto intervalo de tempo e, portanto, o sistema encontra a curva vermelha na mesma frequência que vinha operando, num ponto fora da máxima potência dessa nova curva, o que indica a queda destacada na própria **Figura 45**;
- 3) Em seguida, com os as interações do algoritmo do MPPT ocorrendo, o sistema se desloca sobre a curva vermelha até alcançar o pico, em regime permanente.

Na **Figura 46** vê-se a tensão da carga em regime permanente, com a bobina em 5mm, e a tensão em torno de 10,6 V.

Figura 46: Teste P&O - comportamento da tensão em regime com a bobina em 25 mm.



Fonte: O próprio autor.

4.4.2 Rastreamentos com a técnica RCC

Na **Figura 47** mostra-se a tensão na carga para situação idêntica à analisada com a técnica P&O, porém aqui com a rotina RCC implementada. É possível observar que na técnica RCC o sistema responde tão rápido aos deslocamentos como no P&O, porém apresentou nos testes menor estabilidade em regime. A linha vermelha mostra qual seria o comportamento teórico esperado.

Figura 47: Teste RCC - comportamento da tensão na carga para diferentes posições da bobina.



Fonte: O próprio autor.

A tensão apresenta o seguinte comportamento:

- Em t_0 , a tensão na carga inicia em torno de 7,6 V.
- Em t_1 , a tensão cai subitamente para 4,4 V, e em torno de 2s ela passa para 10,6 V. Porém oscila com uma queda para 8,9 V até retomar os 10,6 V;
- Em t_2 , a tensão cai para 10,1 V, mas também oscilando com quedas;
- Em t_3 , a tensão volta para 10,6 V, porém com uma oscilação de queda para 8,4 V;
- Em t_4 , a tensão cai para 7,2 V e em cerca de 3s estabiliza em 7,6 V.

Na **Figura 48** é mostrado um detalhe da **Figura 47**, com destaque no círculo vermelho para o instante de tempo t_1 , onde a bobina foi afastada de 5 mm para 25 mm. A tensão tem uma queda, e em cerca de 2,5s ela assume um novo patamar, porém oscila cerca de 3 V.

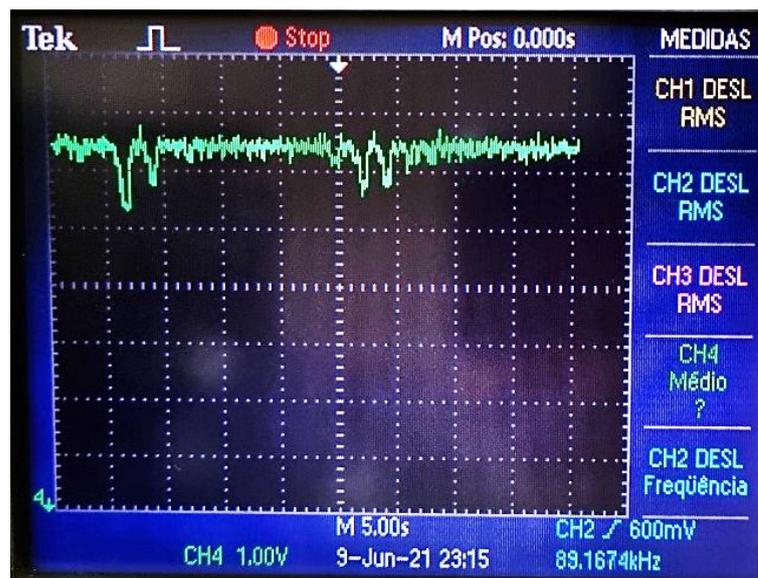
Figura 48: Teste RCC - detalhe no instante de tempo t1.



Fonte: O próprio autor.

Na **Figura 49** mostra-se a tensão da carga em regime permanente, com a bobina em 5mm, e a tensão em torno de 10,6V. No quadro de 45s, é possível constatar quatro oscilações mais intensas, com queda de até 1,1V, mesmo não tendo movimentação das bobinas.

Figura 49: Teste RCC - comportamento da tensão em regime com a bobina em 25mm.



Fonte: O próprio autor.

Dos resultados apresentados verifica-se que, dos algoritmos MPPT implementados, a técnica P&O apresentou comportamento mais estável que a técnica RCC.

5 CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

O protótipo do IPT foi submetido a testes experimentais que possibilitaram a avaliação das técnicas implementadas e a produção de curvas, por exemplo, da potência e do rendimento, na qual observa-se que o ponto de máxima potência não é coincidente com o ponto de máximo rendimento. Desta forma, em algumas aplicações práticas, pode ser necessário escolher entre a operação com a máxima potência ou a operação com o máximo rendimento. As duas técnicas testadas podem levar o sistema IPT operar em máxima potência ou em máximo rendimento, bastando alterar o parâmetro de busca no algoritmo.

As técnicas de P&O e RCC foram adaptadas para IPT, alterando-se as variáveis tensão e razão cíclica, aplicadas em painéis fotovoltaicos, para a frequência, visto que a frequência é uma variável relevante para a transmissão de potência em IPT. A implementação das técnicas de forma analógica torna-se mais complexa que a implementação digital, pois na implementação analógica seria necessário um circuito integrado conversor tensão-frequência,

Os dois algoritmos conseguiram atingir o ponto de máxima potência e obtiveram comportamento semelhante no tempo de resposta em busca do MPP. Para essa comparação de forma mais justa, o passo de incremento foi escolhido igual para ambos, sendo de 500Hz. Entretanto, no quesito estabilidade, o algoritmo P&O demonstrou melhor desempenho que o RCC ao longo dos testes. Isso se deve ao fato de que a forma aplicada do RCC contempla a multiplicação de duas derivadas, o que deixa o sistema mais sensível a ruídos internos. Em alguns estudos de simulações computacionais os ruídos não existem e o RCC conseguia demonstrar uma melhor estabilidade que no caso prático deste trabalho.

Todavia destaca-se que existem na literatura métodos de melhorar a estabilidade no ponto de máxima potência do algoritmo perturba&observa como a técnica do passo variável, por exemplo. Tal técnica pode ser adaptada para o RCC em um ajuste de ganho do PI, o que pode vir a melhorar a estabilidade do algoritmo no MPP.

Visto que o RCC é sensível por conta do produto de duas variáveis, outra alternativa que pode contribuir para a melhora da estabilidade do sistema no MPP seria um algoritmo misto entre P&O com passo variável e RCC.

Certamente outras técnicas de algoritmo MPP hoje aplicadas em sistemas fotovoltaicos, se testadas em um circuito IPT, podem levar a melhores resultados.

Como sugestão para trabalhos futuros deixa-se:

- 1) Analisar o comportamento do rendimento e potência ao aplicar alguma técnica para melhorar o fator de acoplamento (ex: inserção de placas de alumínio por trás das bobinas ou alteração da forma geométrica das bobinas);
- 2) Avaliar o comportamento do MPPT com a ocorrência do fenômeno de separação (reduzindo a resistência de carga ou aumentando o fator de acoplamento);
- 3) Comparar a aplicação de outras técnicas de MPPT, como por exemplo, Casamento de Impedância, Condutância Incremental;
- 4) Conceber uma técnica mista P&O com passo variável e RCC.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGARWAL, K. et al. Wireless Power Transfer Strategies for Implantable Bioelectronics. **IEEE Reviews in Biomedical Engineering**, 10, 2017. 136-161. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7879807>>.
- AHIRE, D. B.; GOND, V. J. **Wireless Power Transfer System for Biomedical Application: A Review**. International Conference on Trends in Electronics and Informatics. [S.l.]: IEEE. 2017. p. 135-140.
- AL-SAAD, M.; HUSSEIN, E.; CRACIUNESCU, A. **Maximum Power Point Tracking and Power/Voltage Regulation for Inductive Wireless Battery Charging**. Bucharest: IEEE. 3 Outubro 2019.
- BRITAIN, J. E. 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: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1428017>>.
- BRUSAMARELLO, V. J.; BLAETH, Y. B. An Analysis of kii Coupling Coefficients. **The International Journal of Electrical Engineering & Education**, v. 49, n. 1, p. 16–25, January 2012. Disponível em: <<https://journals.sagepub.com/doi/10.7227/IJEE.49.1.2>>.
- BUYUKDEGIRMENCI, V. T.; BAZZI, A. M.; KREIN, P. T. **A comparative study of an exponential adaptive perturb and observe algorithm and ripple correlation control for real-time optimization**. 2010 IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Boulder, CO, USA: IEEE. 2010. p. 1-8.
- CHAI DEE, E. et al. **Maximum output power tracking for wireless power transfer system using impedance tuning**. 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. [S.l.]: IEEE. 2017. p. 6961-6966.
- CHOI, S.; BAZZI, A.; KREIN, P. **Ripple Correlation Control Applied to Electric Vehicle Regenerative Braking**. 2010 Power and Energy Conference At Illinois (PECI). Urbana, IL, USA: IEEE. 2010. p. 88-92.
- CIRIMELE, V. et al. Inductive Power Transfer for Automotive Applications: State-of-the-Art and Future Trends. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 54, n. 5, September 2018. 4069-4079.
- DALTIO, M. L. **Sistema de Transmissão de Energia Sem Fio com Ajuste Automático da Frequência de Ressonância para a Maximização da Potência Transferida**. UFES. Vitória/ES. 2019.
- DE LACERDA, M. L. S. S. **Projeto, Análise e Construção de um Sistema Indutivo de Transmissão de Energia Associado a Módulo Fotovoltaico**. Vitória: [s.n.]. 2020.
- DOS SANTOS, F. et al. Aplicando P&O à Corrente Primária de um Sistema sem Fio de Transferência de Energia. **14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, September 2021. 432-438. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9529513>>.
- ESPRESSIF SYSTEMS CO. **Site da Espressif**, 2020. Disponível em: <<https://www.espressif.com/en/products/hardware/modules>>. Acesso em: 02 Março 2020.
- FERRARO, L. **Design and Control of Inductive Power Transfer System for Electric Vehicle Charging**. PhD, Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse. [S.l.]: [s.n.]. 2017.
- HO, J. et al. Wireless power transfer to deep-tissue microimplants. **Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America**, 111, n. 22, May 2014. 7974-7979. Disponível

em: <<https://www.pnas.org/content/early/2014/05/14/1403002111>>. Copyright 2014 National Academy of Sciences.

IEEE ENGINEERING MANAGEMENT REVIEW. Nikola Tesla. **IEEE Engineering Management Review**, v. 45, n. 3, p. 9-10, september 2017. ISSN 0360-8581. Disponivel em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8048437>>.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **HIGH AND LOW SIDE DRIVER IR2110**. [S.l.]. 2005. (PD60147 rev.U).

INTERNATIONAL RECTIFIER. **HEXFET Power MOSFET IRF1404**. [S.l.]. (PD -91896E).

JANG, Y.; JOVANOVIC, M. A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable-Telephone Battery Chargers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 3, p. 520-527, june 2003. ISSN 0278-0046/03. Disponivel em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1203003>>. Acesso em: 17 Fevereiro 2021.

KEERTHI, K.; ILANGO, K.; MANJULA, G. Study of Midfield Wireless Power Transfer for Implantable Medical Devices. **2nd International Conference on Biomedical Engineering (IBIOMED)**, November 2018. 44-47. Disponivel em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8534820>>.

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**, v. 154, p. 493-502, January 2018. ISSN 0378-7796. Disponivel em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779617303851?via%3Dihub>>.

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, feb 2016. ISSN 0018-9480. Disponivel em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7387785>>.

KIMBALL, J. W.; KREIN, P. T. **Discrete-Time Ripple Correlation Control for Maximum Power Point Tracking**. IEEE Transactions on Power Electronics. [S.l.]: IEEE. 2008. p. 2353-2362.

KIMBALL, J.; KREIN, T. Discrete-Time Ripple Correlation Control for Maximum Power Point Tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 23, n. 5, Sep. 2008. 2353 - 2362. Disponivel em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4689440>>.

KREIN, P.. **Ripple correlation control, with some applications**. 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Orlando, FL, USA: IEEE. 1999. p. 283-286.

KROEGER, K. et al. **A Digital Implementation of Continuous-time Ripple Correlation Control for Photovoltaic Applications**. 2010 Power and Energy Conference At Illinois (PECI). Urbana, IL, USA: IEEE. 2010. p. 7-11.

LATRECHE, S. et al. **Implementation of a MPPT algorithm and supervision of a Shading on photovoltaic panel**. IREC2015 The Sixth International Renewable Energy Congress. Sousse: IEEE. 2015. p. 1-6.

LI, J.; XU, D.; WANG, D. **Perturb and Observe Method of Impedance Matching for Magnetically Coupled Wireless Power Transfer System**. Chinese Automation Congress (CAC). [S.l.]: IEEE. 2018. p. 2513-2517.

LILYGO CO. **Site da Lilygo**, 2020. Disponivel em: <<http://www.lilygo.cn/>>. Acesso em: 02 Março 2020.

LIU, X. et al. Analysis and Utilization of the Frequency Splitting Phenomenon in Wireless Power Transfer Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 36, n. 4, April 2021. 3840-3851. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9201168>>.

LUMPKINS, W. Nikola Tesla's Dream Realized: Wireless power energy harvesting. **IEEE Consumer Electronics Magazine**, v. 3, n. 1, p. 39-42, Jan 2014. ISSN 2162-2256. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6685904>>.

MACEDO, T. S. **Estudo, análise e simulação computacional de acoplamentos indutivos wireless utilizando software de elementos finitos**. [S.l.]: Universidade Federal do Espírito Santo. Jun 2019.

MARINCIC, A. S. Nikola Tesla and the Wireless Transmission of Energy. **IEEE Power Engineering Review**, v. PER-2, p. 58-59, oct 1982. ISSN 0272-1724. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5519923>>.

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**, 60, n. 6, June 2013. 1670 - 1677. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6363491>>.

PALESTRA da UFRGS aborda vida e legado de Nikola Tesla. **Site da Universidade Federal do Rio Grande do Sul**, 2016. Disponível em: <<http://www.ufrgs.br/ufrgs/noticias/palestra-aborda-vida-e-legado-de-nikola-tesla>>. Acesso em: 4 Agosto 2021.

PALIZBAN, O.; MEKHILEF, S. **Modeling and control of photovoltaic panels base perturbation and observation MPPT method**. 2011 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering. Penang, Malaysia: IEEE. 2011. p. 393-398.

PATIL, D. et al. Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, 4, n. 1, March 2018. 3-37. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8168345>>.

Qi Specification. **Wireless Power Consortium**, 2020. Disponível em: <<https://www.wirelesspowerconsortium.com/knowledge-base/specifications/download-the-qi-specifications.html>>. Acesso em: 08 Novembro 2020.

RODENBECK, C. T. et al. Microwave and Millimeter Wave Power Beaming. **IEEE Journal of Microwaves**, v. 1, n. 1, p. 229-259, 7 Jan 2021. ISSN 2692-8388. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9318744>>.

RUDDLELL, S. et al. A novel single-phase AC-AC BD-IPT system with zero power ripple. **IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)**, Feb 2016. 1-6.

SATISH, R.; SRINIVAS, C. L. S.; SREERAJ, E. S. **A Maximum Power Point Tracking Technique Based on Ripple Correlation Control for Single-Phase Single-Stage Grid Connected Photovoltaic System**. National Power Electronics Conference (NPEC). [S.l.]: [s.n.]. 2015.

SHEVCHENKO, V. et al. Compensation Topologies in IPT Systems: Standards, Requirements, Classification, Analysis, Comparison and Application. **IEEE Access**, 7, September 2019. 120559-120580. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8815754>>.

TESLA, N. **System of transmission of electrical energy**. 645576, 20 Março 1900. Disponível em: <<https://patents.google.com/patent/US645576A/en>>.

THE ENGINEERING PROJECTS. **Site The Engineering Projects - Tutorials & Projects for Engineers**, 2020. Disponível em: <<https://www.theengineeringprojects.com/>>. Acesso em: 02 Março 2020.

TRIVEDI, A. et al. **Comparison of Perturb & Observe and Ripple correlation control MPPT algorithms for PV array**. 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES). [S.l.]: IEEE. 2016. p. 1-5.

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7ª. ed. [S.l.]: Mc Graw Hill, 2014. ISBN 978-85-8055-374-1.

VALTCHEV, S.; BAIKOVA, E.; JORGE, L. Electromagnetic field as the wireless transporter of energy. **Facta universitatis. Series electronics and energetics**, 25, n. 3, December 2012. 171-181. Disponível em: <<https://www.semanticscholar.org/paper/Electromagnetic-field-as-the-wireless-transporter-Valtchev-Baikova/d07f934f2cd4a6c3d45104799927b87cf6a5ae7b>>. Acesso em: 15 Agosto 2021.

VUCKOVIC, J. I. Nikola Tesla: the man time forgot. **IEEE Potentials**, v. 9, n. 3, p. 53-54, october 1990. ISSN 0278-6648. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/101405>>.

WANG, C.-S.; COVIC, G. A.; STIELAU, O. H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 51, n. 1, Feb 2004. 148-157. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1265794>>.

YADAV, J.; YADAV, S.; SHAH, M. **Variable Step Perturb and Observe Algorithm for Standalone Solar Photovoltaic (PV) System**. 2021 IEEE 4th International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON). Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE. 2021. p. 1-6.

ZHANG, W. et al. Design for Efficiency Optimization and Voltage Controllability of Series-Series Compensated Inductive Power Transfer Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 29, n. 1, Jan 2014. 191-200. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6471242>>.

ZIOUH, A.; ABBOU, A. **Comparison of two MPPT methods fuzzy logic and ripple correlation control for the application of LED lighting supplied by photovoltaic panels grid**. 2016 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC). Marrakech, Morocco: IEEE. 2016.

ANEXO I – ALGORITMO P&O

No Anexo I é apresentado o trecho do código P&O implementado.

```

/* CÓDIGO PARA MICROCONTROLADOR NA ||FONTE||
* TÉCNICA PERTURBA E OBSERVA (P&O)
* CONTROLE FIXO E AUTOMÁTICO DE FREQUÊNCIA PARA MÁXIMA POTÊNCIA NA CARGA DE
ACORDO COM O ACIONAMENTO DO BOTÃO IO38 DO ESP32 T-BEAM
*
* 07/06/2021: Funcionando adequadamente.
* Forma de funcionamento:
* 1) O programa começa com frequência fixa de 80KHz (PWM_Out = 80000).
* 2) Para iniciar o controle automático de frequência, é necessário dar um start físico pressionando o
botão IO38 do ESP32 T-BEAM.
* 3) A frequência irá buscar um valor, dependendo da posição que a bobina estiver. Ao estabilizar, a
frequência irá oscilar em torno deste ponto.
* 4) A cada clique no botão IO38 do ESP32 T-BEAM, o controle alterna entre fixo e automático. O
display indica C:0 (fixo), e C:1 (automático). Após estabilização da potência, mover a bobina para uma
nova posição e observar o comportamento.
*/
//*****

uint32_t PWM_Out = 80000; // PWM_Out é o sinal PWM após processamento do controle.
uint32_t max_PWM_Freq = 110e3; // Limite de frequência do controle MPPT.
uint32_t min_PWM_Freq = 80e3; // Limite de frequência do controle MPPT.
int incr = 500; // Incremento de frequência no controle MPPT.

/*****
/***** FREQUENCY CONTROL *****/
/*****

uint32_t control_signal = 0; // Inicia o sinal de controle que incrementará a frequência, com o valor da
variável "incr".
double last_PLmed = 0;
int freq_rising = 1; // Indica qual era a tendência da frequência (0 = queda; 1 = subida)

void MPPT_PO(double PLmed){

// Provoca a perturbação, atualiza sinal de controle,
if( ((PLmed-last_PLmed) > deltaP) || ((PLmed-last_PLmed)==0){ // || ((PLmed-last_PLmed)==0) Não
faz muito sentido. E se (PLmed-last_PLmed) estiver entre 0 e deltaP? Ou seja, entre 0 e 0.01?
    if(freq_rising==1){
        control_signal = + incr;
        freq_rising=1;
    }else{
        control_signal = - incr;
        freq_rising=0;
    }
    Serial.println("PLmed=\t" + String(PLmed) + "\tlast_PLmed=\t" + String(last_PLmed) + "\td=\t" +
String(PLmed-last_PLmed));
    last_PLmed = PLmed;
} else if( (PLmed-last_PLmed) < (-1*deltaP)){
    if(freq_rising==1){
        control_signal = - incr;
        freq_rising=0;
    }else{
        control_signal = + incr;
        freq_rising=1;
    }
}
}

```

```
    }  
    Serial.println("PLmed=\t" + String(PLmed) + "\tlast_PLmed=\t" + String(last_PLmed) + "\td=\t" +  
String(PLmed-last_PLmed) + "freq_rising= "+freq_rising);  
    last_PLmed = PLmed;  
  }  
/*****/
```

ANEXO II – ALGORITMO RCC

No Anexo II é apresentado o trecho do código RCC implementado.

```

/* CÓDIGO PARA MICROCONTROLADOR NA ||FONTE||
* TÉCNICA RCC (RIPPLE CORRELATION CONTROL) - TENSÃO MÉDIA NA CARGA
* CONTROLE FIXO E AUTOMÁTICO DE FREQUÊNCIA PARA MÁXIMA POTÊNCIA NA CARGA DE
ACORDO COM O ACIONAMENTO DO BOTÃO IO38 DO ESP32 T-BEAM
*
* 06/06/2021: Em teste para amostragem a cada 100ms.
* Forma de funcionamento:
* 1) O programa começa com frequência fixa de 80KHz (PWM_Out = 80000).
* 2) Para iniciar o controle automático de frequência, é necessário dar um start físico pressionando o
botão IO38 do ESP32 T-BEAM.
* 3) A frequência irá buscar um valor, dependendo da posição que a bobina estiver. Ao estabilizar, a
frequência irá oscilar em torno deste ponto.
* 4) A cada clique no botão IO38 do ESP32 T-BEAM, o controle alterna entre fixo e automático. O
display indica C:0 (fixo), e C:1 (automático). Após estabilização da potência, mover a bobina para uma
nova posição e observar o comportamento.
*/
//*****

uint32_t PWM_Out = 80000; // PWM_Out é o sinal PWM após processamento do controle. PWM_Out
= (0.001*Multisigk+0.001*Multisigk_1+xk_1). // 80e3
uint32_t max_PWM_Freq = 110e3; // Limite de frequência do controle MPPT.
uint32_t min_PWM_Freq = 80e3; // Limite de frequência do controle MPPT.
int incr = 500; // Incremento de frequência no controle MPPT.
int Multisigk_1 = 1; // Inicializa a multiplicação dos sinais [sig_fk * sig_Vk] (-1 = negativo ; 1 = positivo)

/*****
/***** FREQUENCY CONTROL *****/
/*****

double deltaV = 0.01; //W - Deixou de ser necessário nas modificações do código
int sig_fk = 1; // Inicializa o sinal da derivada da frequência (-1 = negativo ; 1 = positivo)
int sig_Vk = 1; // Inicializa o sinal da derivada da tensão (-1 = negativo ; 1 = positivo)
int Multisigk = 1; // Inicializa a multiplicação dos sinais [sig_fk * sig_Vk] (-1 = negativo ; 1 = positivo)
double fk_1 = 0;
double Vk_1 = 0;

void MPPT_RCC(double Vk, double fk){

// Verifica o sinal da derivada da tensão na carga VL
if( ((Vk-Vk_1) > deltaV) || ((Vk-Vk_1)==0))
{
sig_Vk=1; // Derivada de tensão com sinal positivo;
}else
{
sig_Vk=-1; // Derivada de tensão com sinal negativo;
}
Vk_1 = Vk; // Tensão anterior recebe a tensão atual;

////////////////////////////////////

// Verifica o sinal da derivada da frequência da onda quadrada do PWM
if( (fk > fk_1) || (fk == fk_1))

```

```

{
  sig_fk=1; // Derivada de frequência com sinal positivo;
}else
{
  sig_fk=-1; // Derivada de frequência com sinal negativo;
}
fk_1 = fk; // Frequência anterior recebe a frequência atual;

  Multisigk=sig_Vk*sig_fk; // Multiplicação dos sinais de derivadas da tensão (sig_Vk) e frequência
(sig_fk)

}
/*****/
  MPPT_RCC(VL.toDouble(),PWM_Out);
  PWM_Out = (250*Multisigk+250*Multisigk_1+fk_1); // frequência para o inversor

  Multisigk_1 = Multisigk; // Multiplicação do sinal anterior recebe o valor atual;

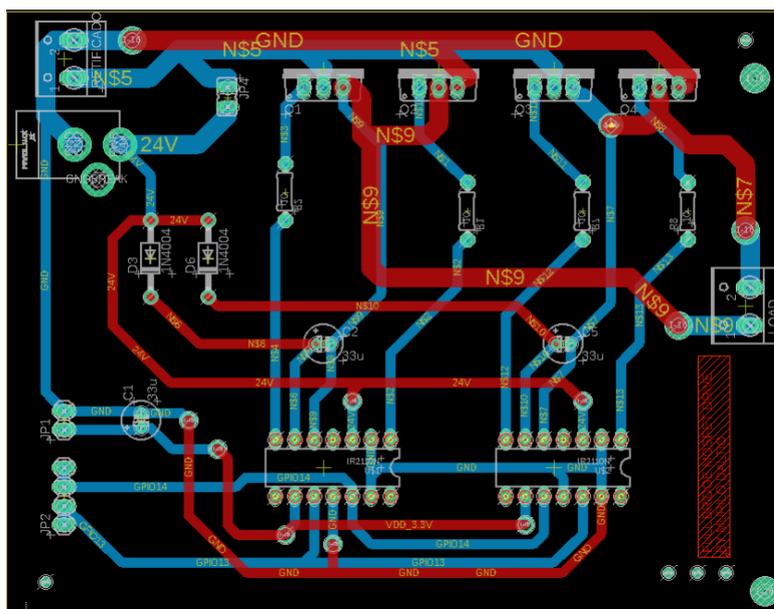
/*****/

```

ANEXO III – PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

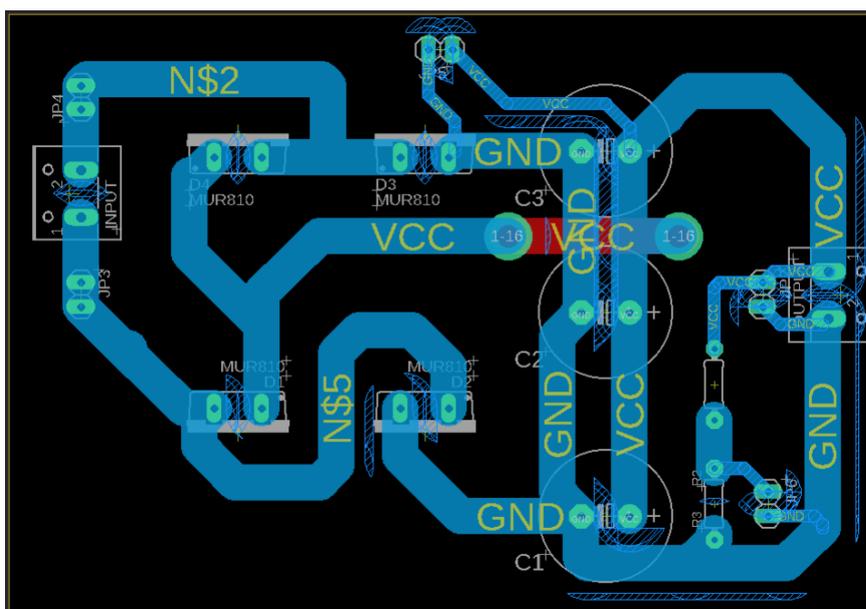
No Anexo III são apresentadas as placas de circuito impresso do transmissor e receptor.

Figura 50: Layout da placa de circuito impresso do inversor.



Fonte: Daltio (2019).

Figura 51: Layout da placa de circuito impresso do retificador que alimenta a carga.



Fonte: Daltio (2019).