



**Universidade Federal da Bahia**  
**Escola Politécnica**  
**Programa de Pós-Graduação em**  
**Engenharia Elétrica**



Eduardo Augusto Chaves Junqueira

# **Radiotransceptor Full-Duplex Aplicado a Redes de Sensores**

Orientador: Prof. Robson Nunes de Lima

Salvador-Ba – Brasil

Julho de 2024



Eduardo Augusto Chaves Junqueira

# **Radiotransceptor Full-Duplex Aplicado a Redes de Sensores**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Robson Nunes de Lima

Salvador-Ba – Brasil

Julho de 2024

J95 Junqueira, Eduardo Augusto Chaves  
Radiotransceptor full-duplex aplicado a redes de sensores/Eduardo Augusto  
Chaves Junqueira. – Salvador, 2024.  
88 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Robson Nunes de Lima.  
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal da Bahia, escola Politécnica/  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2024.  
Inclui referências e apêndice.

1. Radiotransceptor. 2. Transmissão full duplex. 3. Telemetria. 4. Circulador  
óptico. 5. Transmissor. 6. Receptor. I. Lima, Robson Nunes de. II. Universidade  
Federal da Bahia. IV. Título.

CDU 621.396.61

Eduardo Augusto Chaves Junqueira

## Radiotransceptor Full-Duplex Aplicado a Redes de Sensores

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Trabalho aprovado. Salvador-Ba – Brasil, Julho de 2024:

Documento assinado digitalmente  
 **ROBSON NUNES DE LIMA**  
Data: 19/09/2024 22:44:49-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Orientador: Prof. Robson Nunes de Lima

Documento assinado digitalmente  
 **FABRICIO GERONIMO SIMOES SILVA**  
Data: 19/09/2024 19:36:37-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Prof. Fabrício Gerônimo Simões Silva



---

Prof. Maicon Deivid Pereira

Salvador-Ba – Brasil  
Julho de 2024



# Agradecimentos

Agradeço ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia por me proporcionar a oportunidade de cursar as disciplinas e desenvolver este projeto em um período tão cheio de obstáculos e mudanças.

Ao professor Dr. Robson Nunes de Lima, meu orientador que me acompanha desde a iniciação científica, por propor os desafios para este projeto, acompanhar o desenvolvimento com paciência e debater as soluções com didática.

Ao colega Matheus Andrade das Virgens pela colaboração e parceria no desenvolvimento dos projeto.

Ao Laboratório de Concepção de Circuitos Integrados, e todos os que o frequentam, pela disponibilidade, pelo companheirismo de todos e por ser uma ótima sala para estudar e trabalhar nas placas de circuito.

Ao Laboratório Integrado Professor Silvio Loureiro, Adelino Ribeiro e o professor Dr. Antonio Cezar pelo suporte na fabricação da placa de circuito impresso.

Ao CNPq, pela cessão de recursos por meio dos projetos 404227/2023-6 (Universal), 309919/2021-5 (Produtividade) e 406193/2022-3 (INCT-Namitec).

A minha família e meus amigos pela inspiração, motivação e por estarem sempre ao lado, mesmo que muitas vezes à distância.

E à Carolina, meu amor que revisou esta dissertação e fez com que nela, assim como em mim, nenhuma virgula ficasse fora do lugar.

Muito obrigado.



# Resumo

Um radiotransceptor *full-duplex* adequado para telemetria e redes de sensores operando na banda ISM a 434 MHz e capaz de transferir sem-fio energia e informação é apresentado neste documento. O transceptor inclui um oscilador a SAW, um modulador ASK, um amplificador de potência e um demodulador FSK. A separação dos caminhos de transmissão e recepção é alcançada através de um circulador passivo e não-magnético. Operando a 100 kb/s, o receptor tem sensibilidade de -20 dBm. O transmissor tem 40% de eficiência para 29,577 dBm de potência de saída. As medições de parâmetros S do circulador mostram uma isolamento de aproximadamente 50 dB entre transmissão e recepção e perdas por inserção de TX de 2,3 dB.

**Palavras-chave:** radiotransceptor, full-duplex, telemetria, circulador, transmissor, receptor.



# Abstract

A full-duplex radio transceiver suitable for telemetry and sensor networks operating in the license-free ISM band at 434 MHz and capable of wirelessly transferring information and energy is presented in this document. The transceiver's analog blocks include a SAW oscillator, ASK modulator, LDMOS power amplifier, and FSK demodulator. The separation of transmission and reception paths is achieved by means of a passive non-magnetic circulator. Operating at 100 kb/s, the receiver has a sensitivity of -20 dBm. The transmitter has a 40% efficiency for an output power of 29.577 dBm. The S-parameters measurements of the circulator show an isolation of around 50 dB between transmission and reception, and the insertion loss for the TX path of 2.3 dB.

**Keywords:** telemetry, radio transceiver, circulator, full-duplex, transmitter, receiver.



# Lista de ilustrações

Fig. 1 – Sistemas de telemetria com sensores sem bateria. a) O sensor é alimentado por energia solar e transmite a informação para um receptor. b) O sistema tem uma unidade transmissora que fornece energia para os sensores. c) As unidades transmissora e receptora compõem uma unidade central que controla a disponibilidade da energia para os sensores. . . . .	22
Fig. 2 – Diferentes formas de comunicação. a) Duas antenas e frequências diferentes. b) Uma antena e transmissão intercalada. c) Uma antena e comunicação concomitante em uma frequência. d) Uma antena e comunicação concomitante em frequências diferentes. . . . .	23
Fig. 3 – Sistema de telemetria com sensores alimentados remotamente. . . . .	25
Fig. 4 – <i>Frames</i> transmitidos para identificação de unidades remotas (sensores). . . . .	26
Fig. 5 – Representação dos sinais recebido (RX) e transmitido (TX) pela unidade central. . . . .	27
Fig. 6 – Distância entre a unidade central e o sensor. . . . .	28
Fig. 7 – Funcionalidades do Radiotransceptor. . . . .	31
Fig. 8 – Funcionalidades do Transmissor. . . . .	32
Fig. 9 – Funcionalidades do Receptor. . . . .	33
Fig. 10 – Circulador ideal. . . . .	35
Fig. 11 – Acoplador direcional ideal. . . . .	37
Fig. 12 – (I) Circuito do circulador baseado em acoplador linear. (II) Diagrama do fluxo do sinal transmitido. (III) Diagrama do fluxo do sinal recebido. . . . .	38
Fig. 13 – Circulador baseado no acoplador em anel. . . . .	40
Fig. 14 – Circulador com combinador ativo. . . . .	40
Fig. 15 – Circulador em Delta. . . . .	41
Fig. 16 – Célula do Circulador em Delta. . . . .	43
Fig. 17 – Isolação do circulador em delta variando com a potência injetada. . . . .	43
Fig. 18 – Circulador baseado em linhas de transmissão variáveis no tempo. . . . .	44
Fig. 19 – Tensão nas portas do circulador dada uma fonte de 30dBm na porta 1. . . . .	45
Fig. 20 – Circuito oscilador com <i>injection locking</i> . . . . .	47
Fig. 21 – Soma de dois senos com frequências próximas gerando um sinal modulado em amplitude. . . . .	48
Fig. 22 – Circuito oscilador com primeiro estágio de amplificação. . . . .	51
Fig. 23 – Geração do sinal pela manipulação do <i>timer</i> do microcontrolador. . . . .	52
Fig. 24 – Circuito amplificador de potência. . . . .	53
Fig. 25 – Cargas ótimas para (I) eficiência e (II) ganho do amplificador. . . . .	54
Fig. 26 – Circuito completo do bloco de transmissão. . . . .	55

Fig. 27 – Placa de circuito impresso montada. . . . .	55
Fig. 28 – Esquemático do circulador com carga adicionada à porta 4 para gerar reflexão. . . . .	56
Fig. 29 – Desenho do circulador para produção da placa de circuito impresso. . . . .	57
Fig. 30 – Polarização do amplificador de baixo ruído. . . . .	58
Fig. 31 – a) Curvas na carta de Smith para variações na figura de ruído. b) Curvas na carta de Smith para variações no ganho disponível. . . . .	59
Fig. 32 – Carga do amplificador e filtro. . . . .	60
Fig. 33 – Circuito completo do bloco de recepção. . . . .	60
Fig. 34 – Desenho do circuito do bloco de recepção para confecção de placa de circuito impresso (PCI). . . . .	61
Fig. 35 – Ganho do amplificador de potência. . . . .	64
Fig. 36 – Formas de tensão e corrente e potência dissipada no amplificador de potência. . . . .	65
Fig. 37 – Placa de circuito impresso para medições. . . . .	66
Fig. 38 – Configuração para as medições do transmissor com antenas. . . . .	66
Fig. 39 – Configuração para as medições do transmissor com conexão direta. . . . .	67
Fig. 40 – Resultado de medição no analisador de espectro. . . . .	67
Fig. 41 – Circuito simulado para determinar a carga para máxima isolamento. . . . .	68
Fig. 42 – Variação da fase, entre 84 e 91 graus, do coeficiente de reflexão com a magnitude fixa em 0,3. . . . .	69
Fig. 43 – Resultados de simulação de parâmetros S do circuito circulador. . . . .	70
Fig. 44 – Resultados de simulação de parâmetros S e eletromagnética do circuito circulador. . . . .	70
Fig. 45 – Parâmetros do circulador após análise de Monte Carlo sobre o desvio dos capacitores e da permissividade do substrato. . . . .	71
Fig. 46 – Placa de circuito do circulador. . . . .	71
Fig. 47 – Resultados de medição do circulador pelo analisador de redes. . . . .	72
Fig. 48 – Placa de circuito do circulador adaptada para conexão com carga variável. . . . .	72
Fig. 49 – Medição dos parâmetros do circulador com variação da carga. . . . .	73
Fig. 50 – Comparações entre os parâmetros simulados e medidos. a) Parâmetros de reflexão; b) Parâmetros de transmissão. . . . .	74
Fig. 51 – Sinais com intermodulação após amplificador de baixo ruído. a) Tensão no tempo com RX a 433,4 MHz; b) Tensão no tempo com RX a 433,9 MHz; c) Amplitude por frequência de 0 a 2 MHz com RX a 433,4 MHz; d) Amplitude por frequência em torno de 434,5 MHz com RX a 433,4 MHz; e) Amplitude por frequência de 0 a 1,2 MHz com RX a 433,9 MHz; f) Amplitude por frequência em torno de 434,5 MHz com RX a 433,9 MHz. . . . .	76
Fig. 52 – Amplitude dos sinais equivalentes aos valores lógicos 1 e 0 após o filtro. . . . .	77

Fig. 53 – Sinais equivalente aos valores lógicos 1 e 0 convertidos em tensões constantes pelo demodulador. . . . .	77
Fig. 54 – Quadripolo para medição dos parâmetros S. . . . .	85
Fig. 55 – Acoplador representado com eixo de simetria (capacitor de acoplamento representado como dois capacitores em série). . . . .	86
Fig. 56 – Circuitos modo par e modo ímpar. . . . .	87



# Lista de tabelas

Tab. 1 – Parâmetros da transmissão. . . . .	29
Tab. 2 – Parâmetros da recepção. . . . .	29
Tab. 3 – Comparação entre as arquiteturas de circuladores. . . . .	56
Tab. 4 – Resultados de simulação do oscilador e primeiro amplificador. . . . .	63
Tab. 5 – Resultados de simulação do amplificador de potência. . . . .	64
Tab. 6 – Resultados de simulação do transmissor. . . . .	65



# Lista de abreviaturas e siglas

<b>ASK</b>	<i>amplitude shift keying</i>
<b>FSK</b>	<i>frequency shift keying</i>
<b>IoT</b>	<i>Internet of Things</i>
<b>LCCI</b>	Laboratório de Concepção de Circuitos Integrados
<b>LDMOS</b>	<i>laterally-diffused metal-oxide semiconductor</i>
<b>OOK</b>	<i>on off keying</i>
<b>PCI</b>	placa de circuito impresso
<b>PWM</b>	<i>pulse width modulation</i>
<b>RFID</b>	<i>radiofrequency identification</i>
<b>SAW</b>	<i>surface acoustic wave</i>
<b>SNR</b>	<i>signal-noise ratio</i>
<b>SPDT</b>	<i>single pole dual through</i>



# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>21</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivos</b>	<b>24</b>
1.1.1	Objetivo Geral	24
1.1.2	Objetivos Específicos	24
<b>2</b>	<b>SISTEMAS DE TELEMETRIA</b>	<b>25</b>
<b>2.1</b>	<b>Especificações do Sensor sem bateria</b>	<b>25</b>
<b>2.2</b>	<b>Características do Enlace</b>	<b>26</b>
<b>2.3</b>	<b>Especificações da Unidade Central</b>	<b>28</b>
<b>3</b>	<b>RADIOTRANSCEPTOR</b>	<b>31</b>
<b>3.1</b>	<b>Transmissão</b>	<b>31</b>
<b>3.2</b>	<b>Interface com a antena</b>	<b>32</b>
<b>3.3</b>	<b>Recepção</b>	<b>33</b>
<b>4</b>	<b>CIRCULADORES E QUASE-CIRCULADORES</b>	<b>35</b>
<b>4.1</b>	<b>Circuladores Passivos</b>	<b>36</b>
4.1.1	Acoplador Direcional	36
4.1.2	Acoplador em Anel	39
<b>4.2</b>	<b>Circuladores Ativos</b>	<b>40</b>
4.2.1	Combinador Ativo	40
4.2.2	Delta	41
4.2.3	Linear Variável no Tempo	43
<b>5</b>	<b>ESTRATÉGIAS DE DEMODULAÇÃO FSK</b>	<b>47</b>
<b>5.1</b>	<b>Demodulação com injeção de frequência no Oscilador</b>	<b>47</b>
<b>5.2</b>	<b>Intermodulação</b>	<b>48</b>
<b>6</b>	<b>METODOLOGIA DE PROJETO</b>	<b>51</b>
<b>6.1</b>	<b>Transmissão</b>	<b>51</b>
6.1.1	Oscilador	51
6.1.2	Modulação	52
6.1.3	Amplificador de potência	53
6.1.4	Circuito Completo do Bloco de Transmissão	54
<b>6.2</b>	<b>Circulador</b>	<b>55</b>
<b>6.3</b>	<b>Recepção</b>	<b>57</b>
6.3.1	Amplificador de Baixo Ruído	57

6.3.2	Carga e Filtro Passa-Baixas . . . . .	59
6.3.3	Retificador . . . . .	60
6.3.4	Circuito Completo do Bloco de Recepção . . . . .	60
<b>7</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E MEDIÇÃO . . . . .</b>	<b>63</b>
<b>7.1</b>	<b>Transmissão . . . . .</b>	<b>63</b>
7.1.1	Simulação . . . . .	63
7.1.2	Medição . . . . .	65
<b>7.2</b>	<b>Circulador . . . . .</b>	<b>68</b>
7.2.1	Simulação . . . . .	68
7.2.2	Medição . . . . .	70
<b>7.3</b>	<b>Recepção . . . . .</b>	<b>73</b>
7.3.1	Simulação . . . . .	74
<b>8</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .</b>	<b>79</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>81</b>
	<b>APÊNDICE A – CÁLCULO DOS PARÂMETROS S DO ACOPLA- DOR DIRECIONAL . . . . .</b>	<b>85</b>
<b>A.1</b>	<b>Acoplador Direcional . . . . .</b>	<b>86</b>

# 1 Introdução

Na era da informação, é essencial o aumento da capacidade de processamento de grandes volumes de dados. Aplicações atualmente em evidência como redes neurais, aprendizado de máquina e inteligência artificial, que atuam sobre grandes volumes de dados, vêm se tornando centrais para o desenvolvimento de campos como a pesquisa climática, a biotecnologia e a indústria 4.0. A captação desses dados tem evoluído com as novas gerações de comunicação sem fio e o crescimento de sistemas de Internet das Coisas - *Internet of Things* (IoT), que permitem a alta integração de numerosos dispositivos distribuídos no espaço, gerando, transmitindo e processando informações entre si.

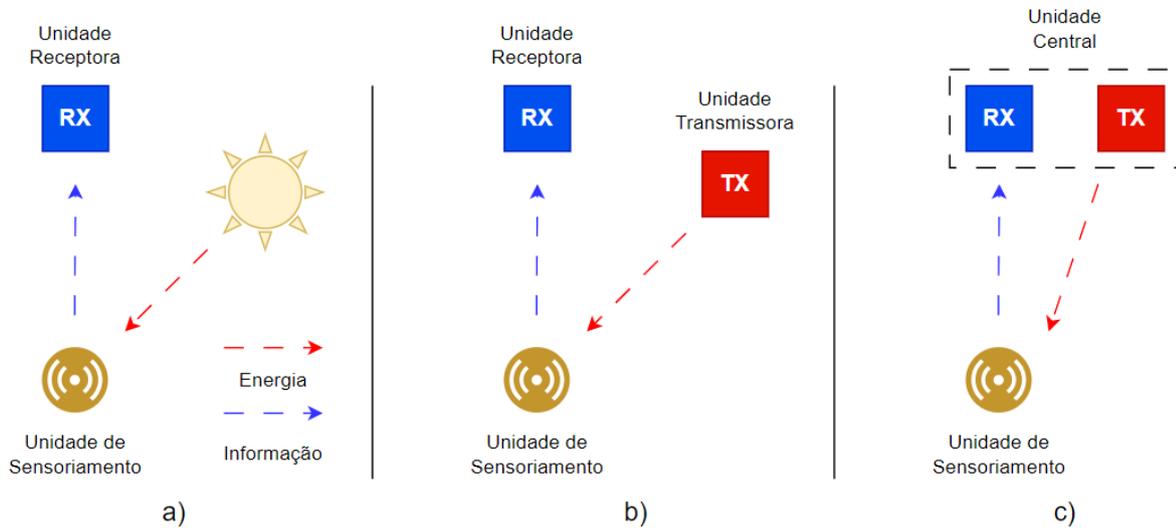
No contexto da medição de grandezas físicas, a utilização de radiocomunicadores para sensores traz benefícios quando o local da medição é de difícil acesso ou altamente sensível a perturbações. É o caso dos estudos de áreas de produção agrícola (WANG et al., 2019), sensoriamento intracorpóreo, como em (SRIVASTAVA et al., 2018) e (WONG et al., 2008), entre outras aplicações em ambientes extremos (RASHVAND; ABEDI, 2017). Sistemas de telemetria com unidades de sensoriamento remotas, sem fio, são vantajosos nessas aplicações por serem mais leves, terem menos modos de falha e maior potencial de escalabilidade.

Contudo, essas unidades remotas geralmente têm sua alimentação fornecida por baterias, que podem ser perigosas em certas condições (RODRIGUES et al., 2017), com possíveis vazamentos ou sobreaquecimento. Baterias também precisam ser trocadas o que requer acesso à unidade remota, isso é especialmente prejudicial para aplicações intracorpóreas por requerer procedimentos invasivos.

Uma alternativa que se apresenta ao problema das baterias é o uso, pelas unidades remotas, de "*Energy Harvesting*", ou a captação de energia do ambiente para alimentação dos circuitos da unidade. Essa energia pode ser provida por alguma condição do próprio ambiente, como através da captação de energia solar; ou através de ondas eletromagnéticas transmitidas por uma unidade específica, conectada a uma fonte de energia (ALMEIDA; GU; WU, 2024). Neste último caso, semelhante ao funcionamento de etiquetas *radiofrequency identification* (RFID), a unidade transmissora da energia pode ser ou não a mesma que recebe os dados das leituras dos sensores. A figura 1 ilustra os três casos.

O aproveitamento da energia do ambiente (Fig. 1a)) não é ideal para aplicações em que a disponibilidade da informação é um fator importante. Sensores que se alimentem com energia solar, por exemplo, não poderiam fazer medições a noite ou sob a sombra de algum objeto sem algum sistema de armazenamento de energia. A presença de uma unidade transmissora de energia (Fig. 1b)) permite que os sensores sejam ativados a

Fig. 1 – Sistemas de telemetria com sensores sem bateria. a) O sensor é alimentado por energia solar e transmite a informação para um receptor. b) O sistema tem uma unidade transmissora que fornece energia para os sensores. c) As unidades transmissora e receptora compõem uma unidade central que controla a disponibilidade da energia para os sensores.



Fonte: o autor

qualquer momento. As unidades transmissora de energia e receptora da informação podem ser combinadas em uma única unidade central onde a informação flua não só da unidade sensora mas também no sentido contrário (Fig. 1c)). Com isso, a unidade central pode, por exemplo, transmitir um identificador para selecionar o sensor que deve realizar a medição.

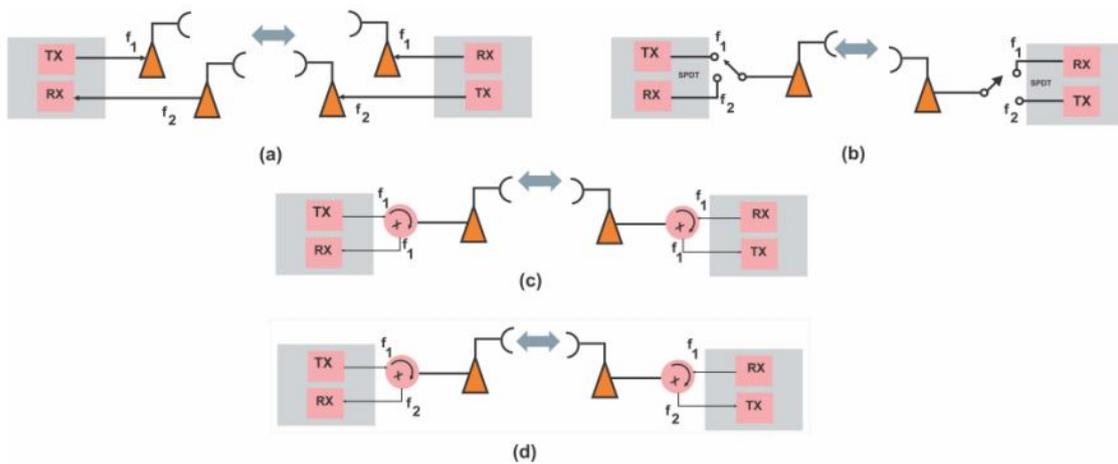
Arquiteturas como essa com comunicação bidirecional foram estudadas por (ZHANG; MAUNDER; HANZO, 2015), (RENZO; LU, 2017) e outros. De acordo com (ALMEIDA; GU; WU, 2024), o foco da pesquisa na área tem se concentrado no desenho e otimização dos sistemas de comunicação e, em alguma medida, na implementação de receptores. Em (ALMEIDA; GU; WU, 2024) também é apresentada uma revisão de unidades centrais para aplicações com sensores remotos, com foco nos transmissores. Neste sentido, este projeto propõe uma arquitetura de um radiotransceptor, que engloba as unidades transmissora e receptora, para a unidade central de um desses sistemas de telemetria para curtas distâncias.

A opção pelo projeto desse radiotransceptor se deu como uma continuação dos projetos desenvolvidos pelo grupo de pesquisa (JUNQUEIRA; LIMA, 2021) (NETO; LIMA; CATUNDA, 2019) e está alinhada ao desenvolvimento de um radiotransceptor para a unidade sensora, complementando o estudo das arquiteturas de circuito do sistema de telemetria com sensores alimentados remotamente.

Este radiotransceptor pode ser projetado para transmissão e recepção concomitante

ou intercalada, usando uma ou mais antenas e uma ou mais faixas de frequência. A figura 2a) demonstra uma comunicação com dois pares de antenas, cada par comunicando em uma frequência, que permitem a comunicação concomitante, mas que dependendo da proximidade das frequências pode apresentar auto-interferência dos sinais. Um exemplo de uso dessa configuração é em sistemas que têm geometrias de antena diferentes para transmissão e recepção.

Fig. 2 – Diferentes formas de comunicação. a) Duas antenas e frequências diferentes. b) Uma antena e transmissão intercalada. c) Uma antena e comunicação concomitante em uma frequência. d) Uma antena e comunicação concomitante em frequências diferentes.



Fonte: Robson Nunes de Lima

Radiotransceptores conectados a uma única antena têm a vantagem de minimizar o tamanho do hardware, e requerem estratégias para impedir a auto-interferência entre transmissão e recepção. Na figura 2b), uma chave é utilizada para fazer a interface entre antena e transmissor ou receptor. Assim, a comunicação ocorre intercalada, em um sentido por vez, e se inverte com a mudança de posição das chaves.

A comunicação concomitante, *full-duplex*, entre radiotransceptores com uma antena está demonstrada nas figuras 2c) e d) com uma e duas frequências. Com ela, a unidade central do sistema de telemetria pode manter a transmissão enquanto recebe os dados de leitura dos sensores. Se a unidade central dispõe de uma alimentação contínua e com pouca limitação de potência, o sinal transmitido por ela pode ser usado para energizar as unidades sensoras, dispensando a necessidade de baterias nessas unidades.

Este é o comportamento esperado para o produto do projeto apresentado nesta dissertação, que começa discutindo as características do sistema de telemetria e como elas se traduzem em parâmetros para o transmissor e o receptor. Em sequência apresenta a arquitetura proposta para o desenvolvimento do radiotransceptor em blocos; Discute

estratégias para os circuitos nos blocos do circulador e do receptor; Apresenta a metodologia de projeto e concepção desses circuitos seguida pelos resultados de simulação e medição; Conclui com as considerações finais.

## 1.1 Objetivos

### 1.1.1 Objetivo Geral

Conceber e implementar, em circuitos discretos, um radiotransceptor full-duplex para uma unidade central destinado a aplicações com sensores alimentados remotamente, cuja frequência de operação fica em torno de 434 MHz.

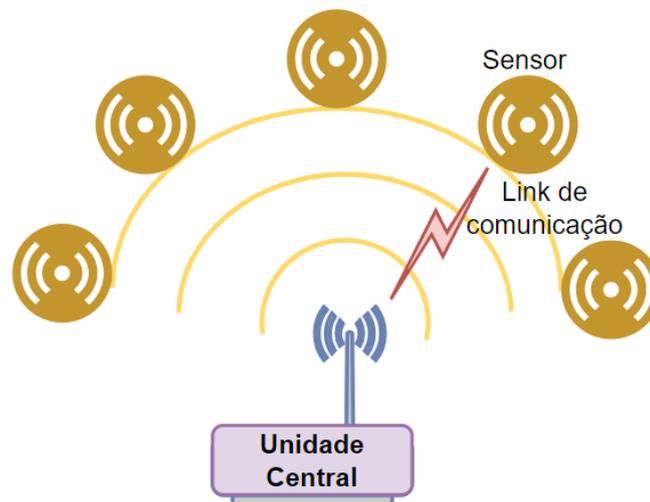
### 1.1.2 Objetivos Específicos

- Estudar topologias de circuladores.
- Projetar e implementar um protocolo de comunicação adequado para o funcionamento de sensores com alimentação remota.
- Conceber, simular e implementar um transmissor contendo um oscilador senoidal usando um ressonador *surface acoustic wave* (SAW) para geração da portadora a 434,5 MHz, um driver controlado por um sinal digital capaz de modular a portadora em amplitude e um amplificador de potência baseado em transistor do tipo *laterally-diffused metal-oxide semiconductor* (LDMOS) para prover o nível de potência necessário ao sinal.
- Conceber, simular e implementar um circulador para permitir a transmissão e recepção simultâneas no radiotransceptor com isolamento mínima adequada aos níveis de potência dos sinais transmitido e recebido.
- Estudar, conceber e simular um receptor composto por um amplificador de baixo ruído e um demodulador em frequência, *frequency shift keying* (FSK).

## 2 Sistemas de Telemetria

O sistema de telemetria para o qual se propõe o radiotransceptor deste projeto é composto por uma unidade central e um conjunto de unidades de medição (unidades sensoras) para cujos sensores a energia é fornecida por meio de ondas eletromagnéticas, enviadas pela unidade central. Esta, por sua vez, transmite um sinal de alta potência com um código identificador da unidade sensora a ser medida, representado na figura 3 pelo *link* de comunicação. O sensor selecionado realiza a medição e retorna o sinal para a unidade central contendo a informação do sensor e o seu código identificador.

Fig. 3 – Sistema de telemetria com sensores alimentados remotamente.



Fonte: o autor

### 2.1 Especificações do Sensor sem bateria

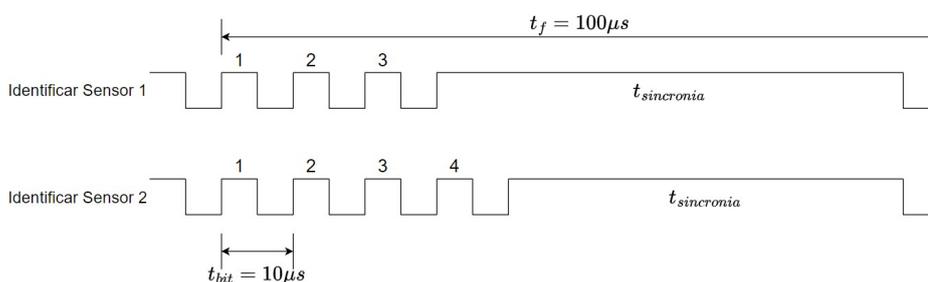
As especificações do sensor alimentado remotamente foram adaptadas de (NETO; LIMA; CATUNDA, 2019), que desenvolveu um radiotransceptor para a unidade sensora em 27 MHz. Na arquitetura do radiotransceptor, a energia recebida pelo sensor tem dois usos, uma parte dela é demodulada para a leitura do código identificador, mas a maior parte da energia é recuperada para energizar o sensor. Nesse sentido, a potência mínima disponível na antena do sensor deve ser de 10 dBm (10 mW). A partir da potência disponível, se considerarmos uma eficiência total mínima para a unidade sensora de 10%, podemos considerar a potência mínima do sinal retransmitido para a unidade central de 0 dBm (1 mW).

Por ser alimentada remotamente, a eficiência é um parâmetro crítico na unidade sensora, incluindo seu circuito radiotransceptor. Assim, as estratégias de modulação dos sinais transmitidos e recebidos pelos sensores foram definidas para permitir explorar circuitos de maior eficiência. O sinal que é transmitido da unidade central para os sensores tem uma modulação por chaveamento da amplitude, *amplitude shift keying* (ASK), cuja demodulação pode ser feita com arquiteturas mais simples. Já quando é gerado no sensor e transmitido para a unidade central, tem modulação por chaveamento de frequência, FSK, para facilitar o uso de amplificadores em classes não lineares, permitindo maior eficiência (CRIPPS, 2006).

## 2.2 Características do Enlace

Foi definido que o sinal transmitido pela unidade central para o sensor, em 434,5 MHz, conterá um código de identificação. Cada palavra que compõe o sinal transmitido é composta por 10 bits, tendo período de  $100 \mu\text{s}$ . O código de identificação do sensor é gerado pelo microcontrolador que modulará a largura de uma portadora a 100 kHz. Os bits de identificação terão ciclo de trabalho de 50% e frequência de 100 kHz e indicarão qual sensor deve ser ativado e o número de grandezas físicas medidas. Os três primeiros bits são reservados para as grandezas físicas e serão usados pelo sensor para codificar a medição. Os bits de sincronização, todos os que não forem ocupados pela identificação, terão ciclo de trabalho de 100%. Dessa forma, o bit de sincronização será no mínimo duas vezes maior que os demais.

Fig. 4 – *Frames* transmitidos para identificação de unidades remotas (sensores).



Fonte: o autor

A palavra de comunicação pode conter até 8 bits de contagem e 2 bits de sincronização, permitindo que o sistema de telemetria trabalhe com até 5 sensores. A figura 4 mostra palavras geradas pelo microcontrolador para a identificação de diferentes sensores.

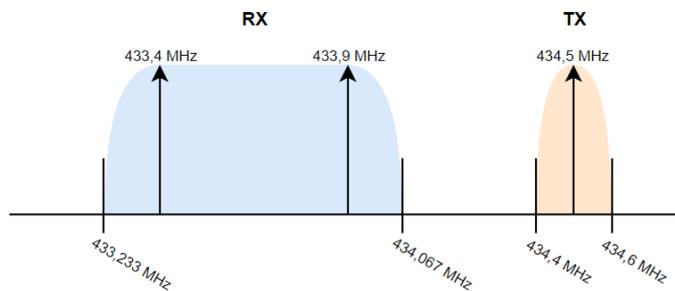
Já o sinal transmitido da unidade sensora para a unidade central, modulado em frequência, variará entre 433,4 MHz e 433,9 MHz, frequências para as quais é possível dispor

de ressonadores SAW, com alto fator de qualidade. A codificação da informação medida será feita na largura do pulso (*pulse width modulation* (PWM)), na mesma configuração de frame descrita acima. Aqui, no entanto, o ciclo de trabalho do PWM varia entre 30% para o valor lógico 0 e 60% para o valor lógico 1.

Por prover a alimentação da unidade sensora, a unidade central deve se manter transmitindo potência por todo o ciclo de operação do sensor. Isso implica a coexistência de sinais vindos da unidade central e da unidade sensora excitando a antena, o que requer a análise das larguras de banda afim de garantir que não haverá interferência (Fig. 5). Considerando como pior caso o pulso com ciclo de trabalho de 30%, foi determinada a largura de banda (BW) utilizando a regra de Carlson (CARLSON, 1963), que considera o desvio de frequência ( $\Delta f$ ) e a frequência máxima do sinal modulante ( $f_m$ ) 2.1. O resultado indica que a maior parte da potência do sinal está na banda de 834 kHz entre 433,233 MHz e 434,067 MHz. Assim, não há sobreposição de banda entre os dois sinais.

$$BW = 2(\Delta f + f_m) \quad (2.1)$$

Fig. 5 – Representação dos sinais recebido (RX) e transmitido (TX) pela unidade central.

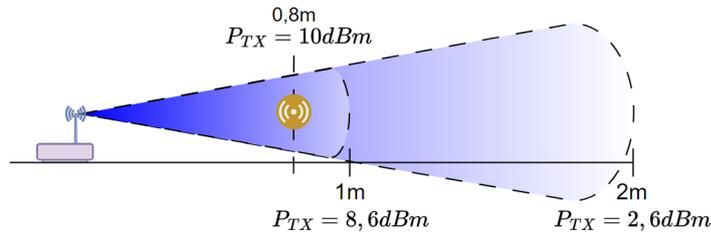


Fonte: o autor

Outro parâmetro crítico da propagação dos sinais, a atenuação do espaço livre foi calculada para se determinar a que distância para a qual o critério de potência fornecida para a unidade sensora é satisfeito. A figura 6 mostra a potência recebida ( $P_r$ ) pela antena da unidade sensora a diferentes distâncias da unidade central, que transmite um sinal de 30 dBm ( $P_t$ ). Esses valores foram calculados a partir do ganho das antenas ( $G_t$  e  $G_r$ ) de 1.9 dBi, da distância entre elas ( $d$ ) e do comprimento de onda da portadora ( $\lambda$ ) através da equação de Friis (2.2), considerando que o sensor estará no campo distante. De acordo com a figura 6, a uma distância de 80 cm a atenuação seria de 20 dB, fazendo com que a potência do sinal transmitido para o sensor chegasse a 10 dBm. A potência do sinal transmitido de volta para a unidade central, de 0 dBm pela especificação do sensor, chegaria à unidade central a -20 dBm.

$$P_r = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.2)$$

Fig. 6 – Distância entre a unidade central e o sensor.



Fonte: o autor

## 2.3 Especificações da Unidade Central

Para atingir as especificações levantadas para a unidade sensora e considerando as características do enlace de comunicação, a unidade central deve transmitir um sinal contendo um código identificador da unidade sensora e deve ser capaz de prover potência suficiente para alimentá-la. Este sinal deve ter 30 dBm de potência na antena e deve ser composto por uma portadora em 434,5 MHz modulada em amplitude, [ASK](#). Por convenção, este sinal será tratado neste projeto por sinal transmitido, ou TX.

A unidade central também deve ter sensibilidade para demodular o sinal de resposta do sensor com potência mínima de -20 dBm e modulado em frequência, [FSK](#), variando entre 433,4 MHz e 433,9 MHz. Este sinal, tratado no projeto por sinal recebido ou RX, será captado pela antena enquanto TX estiver sendo transmitido. A operação *full duplex* com diferença de potência de 50 dB entre os sinais requer um componente ligado à antena que forneça isolamento entre transmissão e recepção, afim de impedir a auto-interferência na unidade central. Afim de levar a uma diferença significativa entre os sinais, a isolamento mínima foi especificada em 60 dB.

Por operar com potência mais baixas, a recepção também está sujeita a interferências por ruído. Para maximizar a *signal-noise ratio* ([SNR](#)) na interface com o microcontrolador, os circuitos de recepção devem ser projetados para minimizar a figura de ruído. Calculando a [SNR](#) pela equação 2.3 a partir da potência do sinal recebido (S), do ruído térmico ( $kT_0$  onde k representa a constante de Boltzmann e  $T_0$  a temperatura) e da largura de banda (BW), foi determinada que a figura de ruído (NF) de todo o caminho de recepção do sinal não deveria ultrapassar 50 dB para que a [SNR](#) não fosse menor que 20 dB.

$$SNR = S - 10\log_{10}(kT_0) - 10\log_{10}(BW) - NF \quad (2.3)$$

Os parâmetros de projeto da unidade central estão resumidos nas tabelas 1, para a transmissão, e 2, para a recepção.

Tab. 1 – Parâmetros da transmissão.

Frequência	Potência de transmissão	Distorção Total	Isolação do transmissor
434,5 MHz	30 dBm	< 2,5%	> 60 dB

Tab. 2 – Parâmetros da recepção.

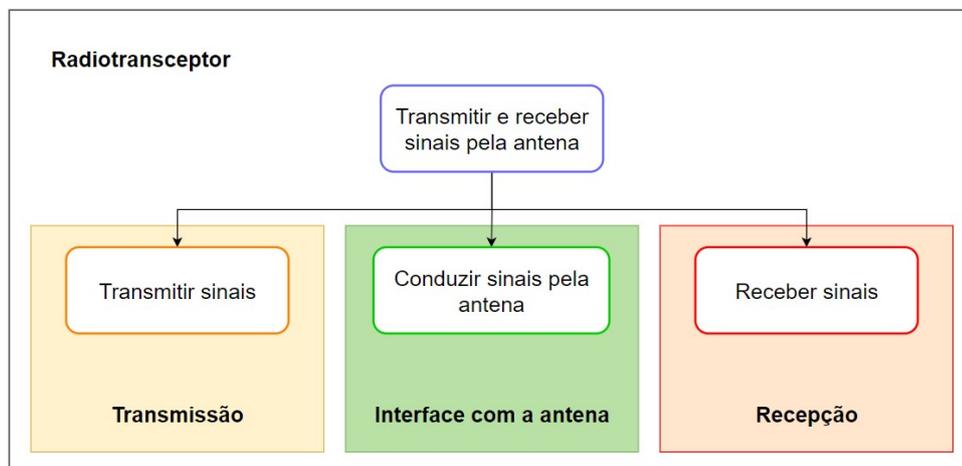
Frequência	Potência recebida	SNR
433,4 MHz e 433,9 MHz	-20 dBm	> 20 dB



## 3 Radiotransceptor

O radiotransceptor proposto neste trabalho tem como função interfacear o microcontrolador da unidade central do sistema de telemetria com o meio (ar) onde os sinais se propagarão entre essa unidade e as unidades sensoras. O projeto deste sistema, visando satisfazer os requisitos definidos no capítulo anterior, foi dividido em três blocos de circuitos (Fig. 7): transmissão, recepção e interface com a antena. Cada bloco é responsável por desempenhar uma função específica da função principal do radiotransceptor, e foi verificado através de simulações computacionais e prototipagem.

Fig. 7 – Funcionalidades do Radiotransceptor.



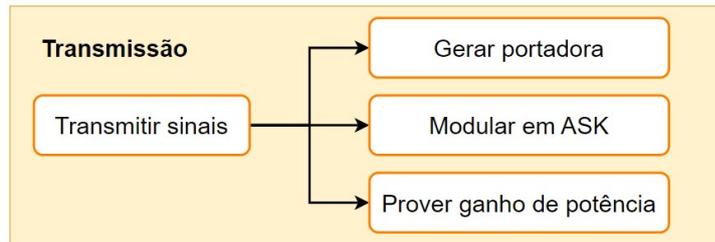
Fonte: o autor

### 3.1 Transmissão

O transmissor tem como finalidade enviar um sinal contendo informação modulada em amplitude e com potência suficiente para alimentar sensores remotos (Fig. 8). Para isso, ele deve gerar uma portadora na frequência especificada para a transmissão, 434,5MHz. Em seguida, modular a portadora em amplitude a partir do sinal da informação a ser transmitida e o identificador do sensor. Por fim, é necessário um ganho de potência para que o sinal possa alimentar o sensor. A potência do sinal TX especificada é de 30 dBm.

Foram desenvolvidos três circuitos que cumprem as funções do transmissor em estágios. Um oscilador gera a portadora na frequência de transmissão. Um amplificador provém ganho à portadora e realiza a modulação seguido por um amplificador de potência, que provém ganho final à portadora modulada e eleva a potência a 30 dBm.

Fig. 8 – Funcionalidades do Transmissor.



Fonte: o autor

O bloco de transmissão tem duas interfaces. Uma de alta impedância para entrada do sinal digital do microcontrolador para realizar a modulação. A outra é a saída do amplificador de potência e está adaptada para  $50\Omega$ , impedância característica das portas do circuito de interface com a antena, para facilitar a integração dos blocos. Ela será usada para ensaios com o circuito de transmissão e a ela se conectará o bloco que realiza a interface com a antena.

## 3.2 Interface com a antena

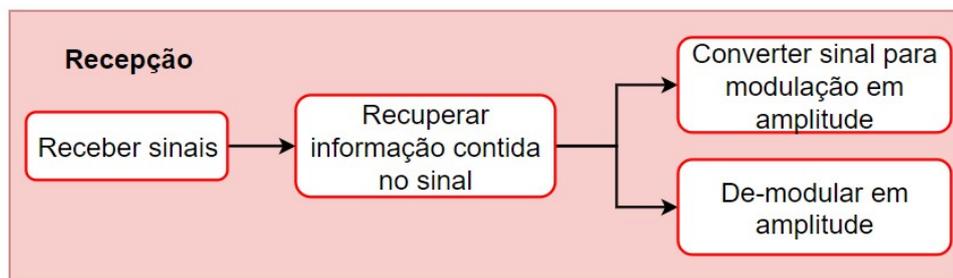
Para que os sinais transmitidos (TX) e recebidos (RX) transitem pela mesma antena mas sejam processados por blocos de circuito diferentes, é necessário um componente que garanta o trânsito desses sinais sem auto-interferência. Há diferentes meios de realizar essa função. Em um sistema simplex, em que transmissão e recepção ocorrem de maneira alternada, uma chave *single pole dual through* (SPDT) é suficiente. Se o sistema operar com sinais concorrentes, duplex, mas com frequências diferentes, pode se atingir o resultado com filtros passa-faixa projetados para as frequências de cada sinal.

Para este radiotransceptor a solução com filtros foi descartada pela dificuldade de prover isolamento suficiente entre frequências muito próximas. Como alternativa foi adotado um circulador, componente amplamente utilizado que pode ser fabricado com ferrite, material magnético que permite a transmissão de sinais apenas em um sentido. O circulador deste radiotransceptor, no entanto, foi projetado com elementos não magnéticos, compondo um circuito que garante a transmissão dos sinais TX e RX e evita que eles se sobreponham nas portas dos blocos. Considerando a grande disparidade de potência dos dois sinais, cerca de 50 dB, o principal desafio do circulador é garantir o isolamento entre TX e o bloco de recepção.

### 3.3 Recepção

O sistema de recepção deve ser capaz de captar o sinal de resposta do sensor e recuperar a informação contida nele, convertendo-a em um sinal de tensão que possa ser processado pelo conversor analógico-digital do microcontrolador. A estratégia para demodular o sinal em FSK consiste na conversão para uma modulação em amplitude e posteriormente em sua de-modulação (Fig. 9). Para realizar essas funções, o bloco dispõe de um amplificador de baixo ruído, um filtro e um detector de envoltória.

Fig. 9 – Funcionalidades do Receptor.



Fonte: o autor

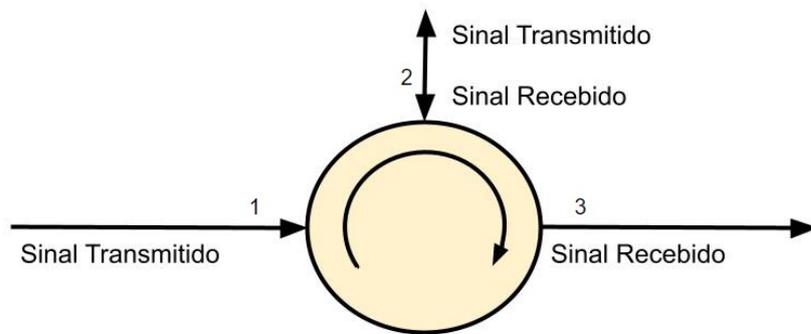
As características do sistema de telemetria impõem desafios à estratégia de recepção, como a possibilidade de interferência do sinal de transmissão na recepção, dada a diferença de potência entre TX e RX e a pequena variação de frequência de RX, menos de 1%, entre 433,4MHz e 433,9MHz. Algumas estratégias foram estudadas para contornar esses desafios antes de se chegar à arquitetura do circuito adotada.



## 4 Circuladores e Quase-Circuladores

Em um circulador (Fig. 10), a transmissão dos sinais se dá entre suas portas em um único sentido, isto é, o que é injetado em uma porta é transmitido apenas para a porta seguinte. Assim, dois sinais podem coexistir na porta 2 (a antena), um deles injetado na própria porta 2 (RX) e transmitido para a porta 3, e outro injetado na porta 1, (TX), que não se manifesta na porta 3.

Fig. 10 – Circulador ideal.



Fonte: o autor

A matriz de parâmetros de espalhamento (Parâmetros S) do circulador ideal de 3 portas (4.1) demonstra que todo o sinal injetado em uma porta é transmitido para a porta seguinte. Aplicado ao sistema de telemetria, a porta 1 se conectaria ao transmissor, a porta 2 à antena e a porta 3 ao receptor. Assim, o que fosse recebido pela antena seria totalmente transmitido para o receptor e, se houvesse reflexão do sinal no receptor, alguma potência seria transmitida para o transmissor. O circuito circulador ideal para o radiotransceptor é aquele que anula o efeito da reflexão ao impedir que sinais fluam da porta 3 para a porta 1. A este sistema se dá o nome de quase-circulador e sua matriz ideal de parâmetros S está representada na equação 4.2.

$$S_{Circulador} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

$$S_{Quase-Circulador} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

Uma opção comum para sintetizar circuladores é com o uso de ferrite, um material magnético usado em várias aplicações em altas frequências (entre 1 GHz e 100 GHz) e que quando inserido em um campo magnético constante e perpendicular ao seu plano, exibe um comportamento de elemento não recíproco, o que é explorado na concepção de isoladores e dos circuladores (HARRIS, 2012).

Um circulador também pode ser sintetizado a partir de circuitos não magnéticos passivos e ativos. Há soluções que exploram o defasamento dos sinais para que haja interferência destrutiva ou construtiva nas portas isolada e de transmissão respectivamente (BRAND, 2021), enquanto outras utilizam redes variantes no tempo para garantir a transmissão dos sinais no sentido correto.

No desenvolvimento deste projeto foram estudadas algumas arquiteturas de circuladores não magnéticos e seus desempenhos analisados sob as condições do sistema de telemetria proposto.

## 4.1 Circuladores Passivos

### 4.1.1 Acoplador Direcional

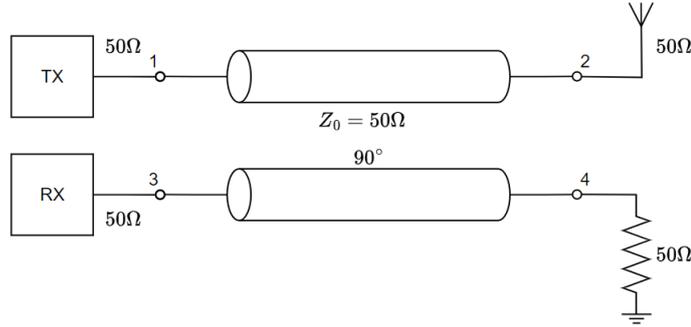
O acoplador direcional pode ser utilizado como um circulador passivo (Fig. 11) onde as perdas por transmissão são mínimas no caminho direto, da porta 1 para a 2, são maiores no caminho acoplado, de 1 para 4, e não há transmissão entre as portas 1 e 3. O circuito ideal é composto por duas linhas de transmissão paralelas, acopladas magneticamente, de  $90^\circ$  e impedância igual à impedância característica do circuito ( $Z_0$ ). A matriz do acoplador linear ideal está apresentada na equação 4.3, onde  $c$  representa o fator de acoplamento.

Para este projeto, foram colocados o bloco transmissor na porta 1 e a antena na porta 2. Assim, as perdas por transmissão do sinal TX são minimizadas. O bloco receptor foi adicionado à porta 3, idealmente isolada da porta 1 e acoplada à porta 2 pelo fator de acoplamento ( $c$ ).

$$S_{ideal} = \begin{pmatrix} 0 & -j\sqrt{1-c^2} & 0 & jc \\ -j\sqrt{1-c^2} & 0 & jc & 0 \\ 0 & jc & 0 & -j\sqrt{1-c^2} \\ jc & 0 & -j\sqrt{1-c^2} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

Realizações do acoplador direcional em circuito não são ideais e portanto a isolamento entre as portas 1 e 3 não é garantida embora ainda tenda a ser alta. Considerando a alta diferença de magnitude entre as potências transmitida e recebida neste radiotransceptor, foi preciso adicionar um elemento extra para aumentar a isolamento. Neste projeto, na banda

Fig. 11 – Acoplador direcional ideal.



Fonte: o autor

ISM, o acoplador linear também não seria construído com o acoplamento pela proximidade das linhas de transmissão e sim através de capacitores nas extremidades das linhas. Os cálculos dos parâmetros S de um acoplador onde as linhas são acopladas por capacitores estão descritos no Apêndice I.

A isolação da porta 3 seria então aumentada pelo cancelamento da parcela do sinal transmitido (TX) que aparecesse nela através da soma com outra parcela de igual magnitude, mas defasada em  $180^\circ$ . Essa outra parte do sinal TX seria refletida da porta 4 pela modificação da impedância de carga da porta. Assim, o auto-cancelamento do sinal maximiza a isolação compensando os efeitos dos componentes não ideais. A figura 12 apresenta o funcionamento desse circuito para os sinais TX e RX.

As condições de reflexão de TX na porta 4 são definidas pela razão entre as ondas incidente ( $a_4$ ) e refletida ( $b_4$ ) (4.4). Ao aplicar essa razão sobre a equação (4.5), isola-se  $a_4$  (4.6). Substituindo 4.6 em 4.7, o novo parâmetro  $S_{31}$  é calculado pela razão entre  $b_3$  e  $a_1$  (equação 4.8). A expressão para o coeficiente de reflexão (equação 4.9) é calculada ao igualar a equação 4.8 a zero.

$$\Gamma_L = \frac{a_4}{b_4} \quad (4.4)$$

$$b_4 = S_{41}a_1 + S_{42}a_2 + S_{43}a_3 + S_{44}a_4 \quad (4.5)$$

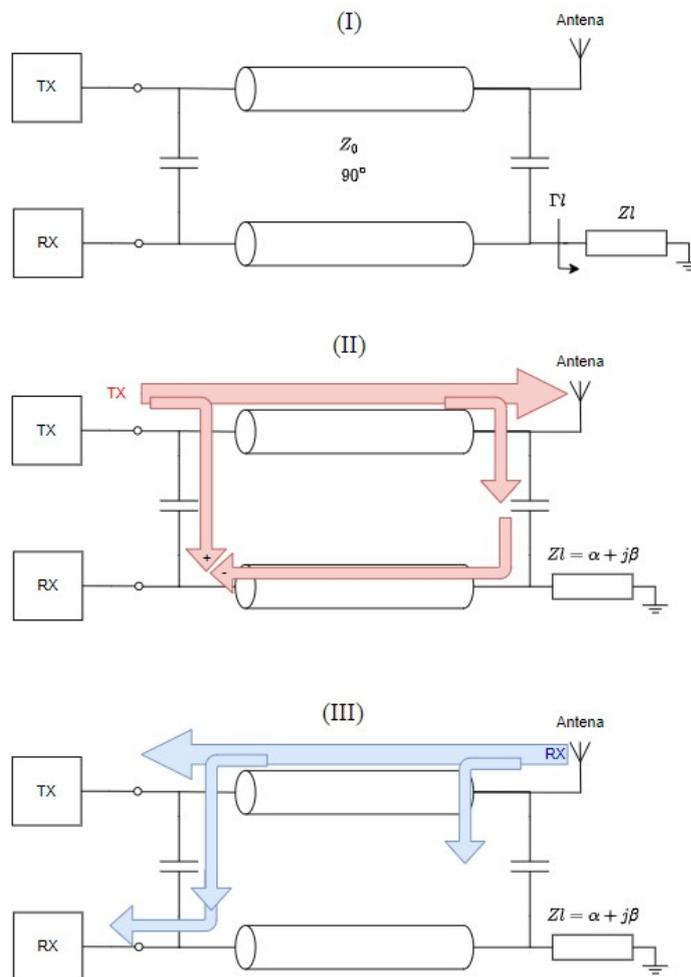
$$a_4 = \frac{(S_{41}a_1 + S_{42}a_2 + S_{43}a_3)\Gamma_L}{(1 - S_{44}\Gamma_L)} \quad (4.6)$$

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3 + S_{34}a_4 \quad (4.7)$$

$$\frac{b_3}{a_1} \Big|_{a_2=a_3=0} = S_{31} + \frac{S_{34}S_{41}\Gamma_L}{1 - S_{44}\Gamma_L} = 0 \quad (4.8)$$

$$\Gamma_L = \frac{S_{31}}{S_{31}S_{44} - S_{34}S_{41}} \quad (4.9)$$

Fig. 12 – (I) Circuito do circulador baseado em acoplador linear. (II) Diagrama do fluxo do sinal transmitido. (III) Diagrama do fluxo do sinal recebido.



Fonte: o autor

As matrizes abaixo representam os parâmetros S de um acoplador linear com a porta 4 terminada em  $50\Omega$  (4.10) e em uma carga com um determinado coeficiente de reflexão (4.11). No último caso, a isolação entre as portas 1 e 3 é consideravelmente maior nos dois sentidos, característica de um circuito quase-circulador.

$$S_{50\Omega} = \begin{pmatrix} 0.078 / -30.893^\circ & 0.937 / -107.154^\circ & 0.083 / 143.774^\circ \\ 0.937 / -107.154^\circ & 0.078 / -30.893^\circ & 0.291 / -18.184^\circ \\ 0.083 / 143.774^\circ & 0.291 / -18.184^\circ & 0.078 / -30.893^\circ \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

$$S_{carga} = \begin{pmatrix} 0.085 / -13.368^\circ & 0.942 / -107.429^\circ & 3.704 \cdot 10^{-4} / -151.392^\circ \\ 0.942 / -107.429^\circ & 0.079 / -29.786^\circ & 0.272 / -15.246^\circ \\ 3.704 \cdot 10^{-4} / -151.392^\circ & 0.272 / -15.246^\circ & 0.271 / -108.838^\circ \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

### 4.1.2 Acoplador em Anel

O circulador baseado em um acoplador em anel é composto por quatro linhas de transmissão. Três delas com comprimento físico de  $\frac{\lambda}{4}$  e uma de  $\frac{3\lambda}{4}$  (Fig. 13). Neste circuito, o sinal é dividido em duas partes iguais. As partes são defasadas de maneira que se cancelem na porta oposta à que o sinal foi injetado. O sinal transmitido é dividido entre as duas portas adjacentes, como demonstra a matriz de parâmetros S do circuito ideal (equação 4.12).

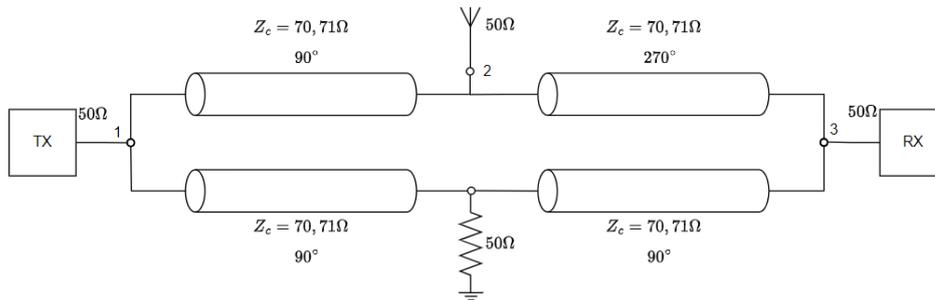
Conectando a porta 1 ao transmissor, a porta 2 à antena e a porta 3 ao receptor, é possível transmitir o sinal para a antena e dela para o receptor mantendo o isolamento entre TX e RX. Como o sinal TX é dividido para que haja o cancelamento, a potência transmitida pela antena é metade da injetada pelo transmissor.

A perda por inserção de metade da potência (3dB) ocorre também para o sinal RX. Assim, em comparação com o acoplador direcional, as perdas na recepção são significativamente menores, aqui elas são fixas em 3 dB enquanto que no acoplador estão atreladas ao fator de acoplamento. No entanto, para a aplicação deste projeto em que a potência transmitida é muitas vezes maior que a recebida, é a redução das perdas de TX que mais pesa na escolha da solução.

$$S_{ideal} = -\frac{j}{\sqrt{2}} * \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

A implementação do acoplador em anel em 434 MHz pode ser feita com linhas de transmissão. O desafio está no comprimento das linhas de aproximadamente 6 cm e 18 cm. As linhas podem ser substituídas por redes de capacitores e indutores, que embora tenham menor largura de banda, ocupam menos espaço. Essa solução foi testada em (JUNQUEIRA; LIMA, 2021) onde a isolação medida foi menor que a simulada, demonstrando o desafio de atingir o defasamento correto para o cancelamento dos sinais.

Fig. 13 – Circulador baseado no acoplador em anel.



Fonte: o autor

## 4.2 Circuladores Ativos

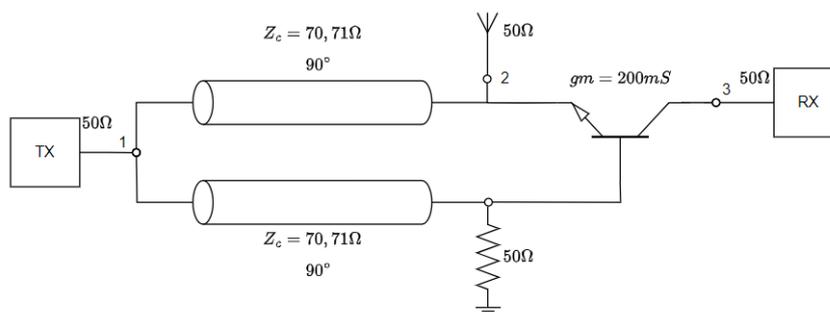
Elementos ativos também são explorados na construção de circuladores. Esses circuitos tendem a ser mais compactos e integráveis com outros blocos, além de terem menos perdas. São também mais complexos e sensíveis a altas potências.

Neste projeto foram estudadas três arquiteturas de circuladores com transistores e chaves.

### 4.2.1 Combinador Ativo

O combinador ativo funciona de maneira semelhante ao acoplador em anel. Os sinais injetados na porta 1 (transmissor) e na porta 2 (antena) são divididos em duas partes iguais. As partes são defasadas pelas linhas de transmissão e são combinadas novamente, podendo se somar ou se anular. Neste circuito, o combinador é composto por um transistor (Fig. 14).

Fig. 14 – Circulador com combinador ativo.



Fonte: o autor

Essa arquitetura de circulador foi estudada por (BRITO et al., 2018) que obteve

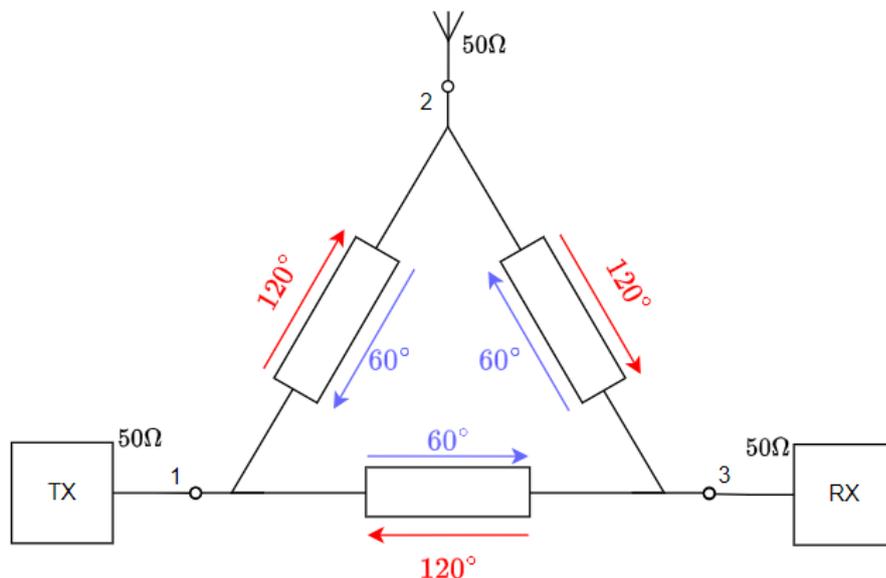
uma isolação (S31) acima de 50 dB. Para que isso ocorra, o transistor deve ser polarizado de forma que a transcondutância siga a equação 4.13. Em operações de pequenos sinais, a dependência dos parâmetros do circulador com a polarização do elemento ativo não é um problema, mas quando a potência injetada é alta, como no caso deste projeto, a polarização é afetada o que leva à deterioração da isolação.

$$gm = \frac{1}{Z_0} \quad (4.13)$$

### 4.2.2 Delta

Este circuito, proposto por (MUNG; CHAN, 2017), é composto de três células organizadas em delta, cada uma provocando um defasamento de 60° ou 120° de acordo com o sentido de propagação do sinal (Fig. 15). Aqui o sinal injetado em cada porta é dividido em dois, metade dele percorrerá as células no sentido horário e metade no anti-horário. Desta forma os sinais se somam na porta seguinte no sentido horário, as duas metades chegam com defasamento igual, e se anulam na terceira porta, onde os sinais de tensão estão defasados em 180°.

Fig. 15 – Circulador em Delta.



Fonte: o autor

As células são compostas por um transistor em paralelo com um induto ou com uma linha de transmissão (Fig. 16). Dois capacitores,  $C_g$  e  $C_d$ , são adicionados ao gate e ao dreno para se somar às capacitâncias internas do transistor,  $C_{gs}$  e  $C_{ds}$ , e igualar as capacitâncias de entrada ( $C_{in}$ ) e saída ( $C_{out}$ ) (4.14). Outros dois capacitores ( $C_p$ ) são

adicionados em paralelo ao circuito pelas duas portas. Eles se somam a  $C_{in}$  e  $C_{out}$  caso  $C_{gs}$  e  $C_{ds}$  sejam muito pequenos ou para permitir reduzir  $C_g$  e  $C_d$ , o que diminui a sensibilidade do circulador para altas potências injetadas. Em contraponto, diminuir as capacitâncias  $C_g$  e  $C_d$  requer que a transcondutância do transistor seja maior, para se manter o mesmo  $gm'$  (4.16). Desta forma, a diminuição da sensibilidade do circulador para potências mais altas é limitada pela transcondutância máxima do transistor.

$$C_{in} = C_{out} = \frac{C_g C_{gs}}{C_g + C_{gs}} = \frac{C_d C_{ds}}{C_d + C_{ds}} \quad (4.14)$$

$$C = C_{in} + C_p = C_{out} + C_p \quad (4.15)$$

$$gm' = gm \frac{C_g C_d}{(C_g + C_{gs})(C_d + C_{ds})} \quad (4.16)$$

Para encontrar a matriz S do circulador, define-se primeiro a matriz de admitância (matriz Y), como descrito por (MUNG; CHAN, 2017). A partir dos parâmetros Y (equações 4.17, 4.18 e 4.19), da capacitância C (4.15), da indutância L (modelando a linha de transmissão) e da transcondutância equivalente  $gm'$  (4.16) são calculados  $S_{11}$  (4.20) e  $S_{21}$  (4.21) igualando  $S_{31}$  e  $S_{13}$  a zero.

$$Y_L = \frac{1}{Z_0} \quad (4.17)$$

$$Y_r = \frac{1j}{wL} \quad (4.18)$$

$$Y_f = gm' + \frac{1j}{wL} \quad (4.19)$$

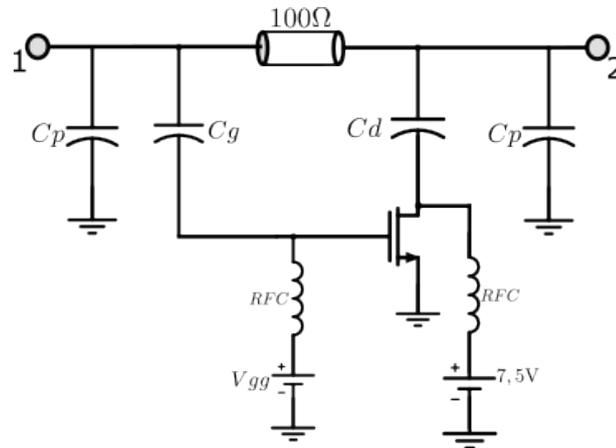
$$S_{11} = \frac{2Y_L Y_f}{Y_f^3 - Y_r^3} - 1 \quad (4.20)$$

$$S_{21} = \frac{2Y_L Y_r^2}{Y_f^3 - Y_r^3} \quad (4.21)$$

Para simulações e estudo dessa arquitetura como uma opção para este projeto, optou-se por uma indutância de 35 nH. Os capacitores  $C_g$  e  $C_d$  foram calculados considerando  $C_p$  de 1 pF para minimizar os efeitos da alta potência injetada. Tal escolha requer uma transcondutância de 4 S, próxima a máxima do transistor AFT05MS004.

Como resultado de simulação de parâmetros S o circulador se aproximou de 51dB de isolamento ( $S_{31}$ ) a 434,5 MHz e esteve acima de 40 dB entre 433 MHz e 435 MHz. Os

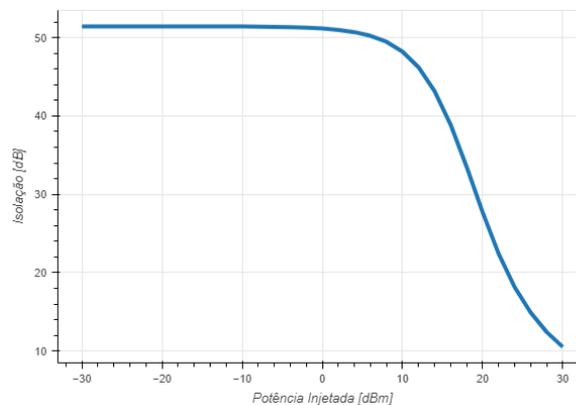
Fig. 16 – Célula do Circulador em Delta.



Fonte: o autor

parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  estiveram em  $-4,989$  dB e  $1,504$  dB respectivamente a  $434,5$  MHz. Em uma simulação Harmonic Balance com variação da potência de entrada, observa-se que a isolação cai consideravelmente quando operando acima de  $10$  dB (figura 17). Isso se dá pela alteração da polarização do transistor quando submetido a grandes sinais.

Fig. 17 – Isolação do circulador em delta variando com a potência injetada.



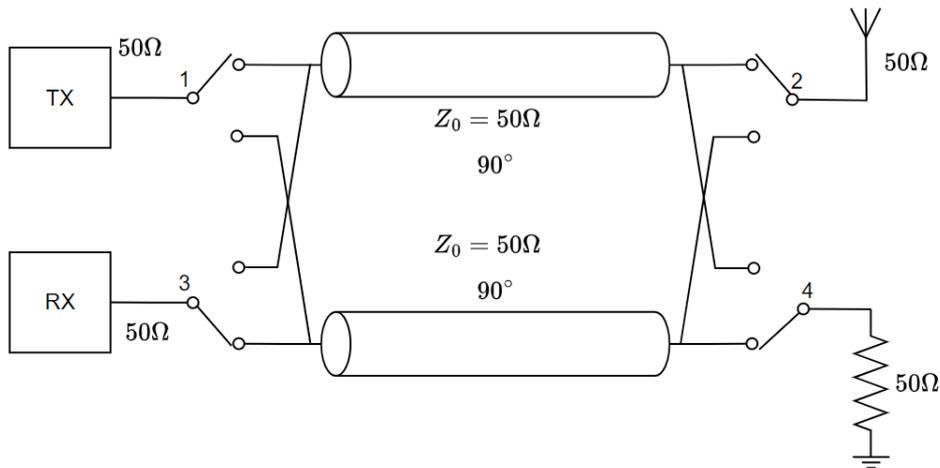
Fonte: o autor

### 4.2.3 Linear Variável no Tempo

Este circulador variável no tempo usa o chaveamento entre linhas de transmissão para criar não reciprocidade no defasamento. Com isso é possível fazer circuladores usando o cancelamento de sinais em um sentido (DINC; NAGULU; KRISHNASWAMY, 2017) ou utilizando as linhas de transmissão como *buffers*. Essa segunda estratégia é usada por (WU et al., 2019) em um isolador, mas observamos que, se for adaptada para uma rede de

quatro portas em que uma delas está conectada a uma carga de impedância característica  $Z_0$  resulta num comportamento adequado para um circulador (figura 18).

Fig. 18 – Circulador baseado em linhas de transmissão variáveis no tempo.

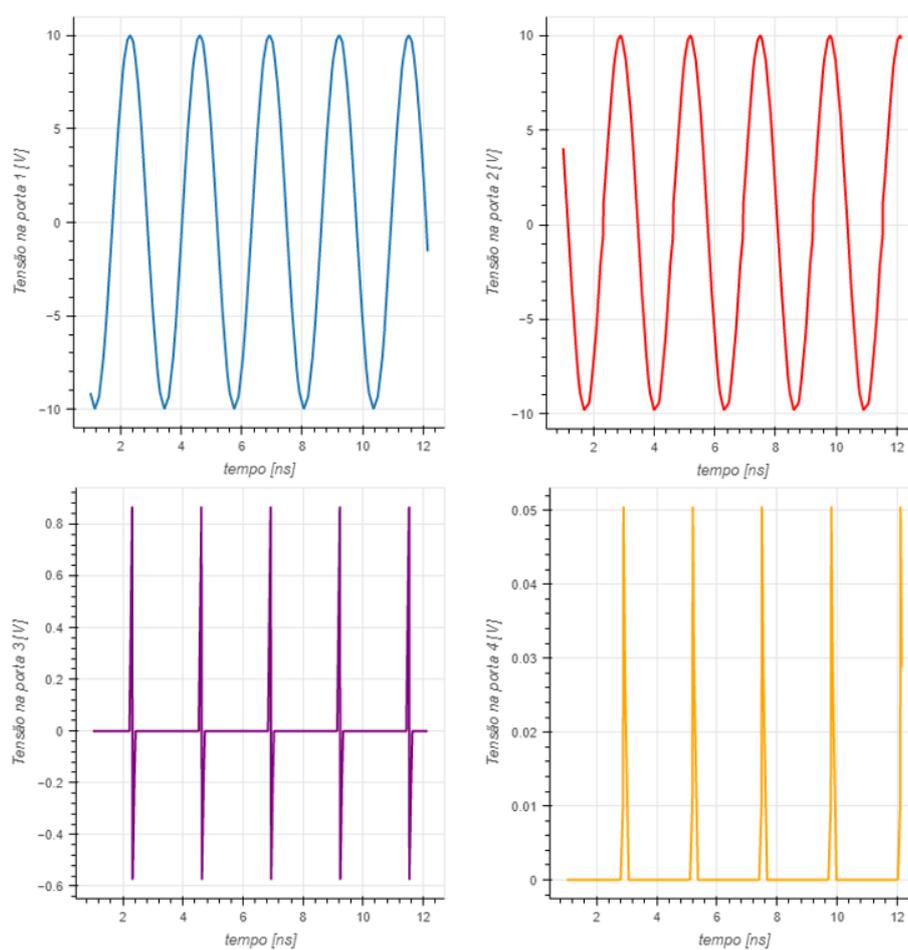


Fonte: o autor

Neste circuito o comprimento das linhas de transmissão é um quarto do comprimento de onda dos sinais de controle de cada chave **SPDT**. Além disso, os sinais de controle dos dois lados estão defasados em  $90^\circ$ . Assim, os sinais são transmitidos continuamente da porta 1 para a 2 e da porta 2 para a 3 e o que vaza de 1 para 3 é apenas em função da velocidade de chaveamento. A figura 19 traz a tensão em cada porta do circulador durante uma simulação no domínio do tempo com um gerador de 30 dBm conectado à porta 1. A tensão na porta 2 tem o mesmo formato e quase a mesma amplitude que a tensão na porta 1, onde a potência foi injetada. Nas portas 3 e 4, há picos de tensão que são provocados pelas transições de estado das chaves.

A isolamento ainda poderia ser melhorada se fossem filtrados os picos de tensão resultantes na porta 3 causados pelo tempo de chaveamento. Outra possível melhoria se daria pelo aumento da frequência de chaveamento que resultaria na diminuição do comprimento da linha de transmissão e em transientes mais rápidos. Essas características conferem ao circuito, potencial para ser implementado no radiotransceptor deste projeto, mas há também dificuldades de construção. Pela necessidade de altas frequências de chaveamento, seria um desafio a mais conceber a chave **SPDT** com componentes discretos ou encontrar uma adequada disponível.

Fig. 19 – Tensão nas portas do circulador dada uma fonte de 30dBm na porta 1.



Fonte: o autor



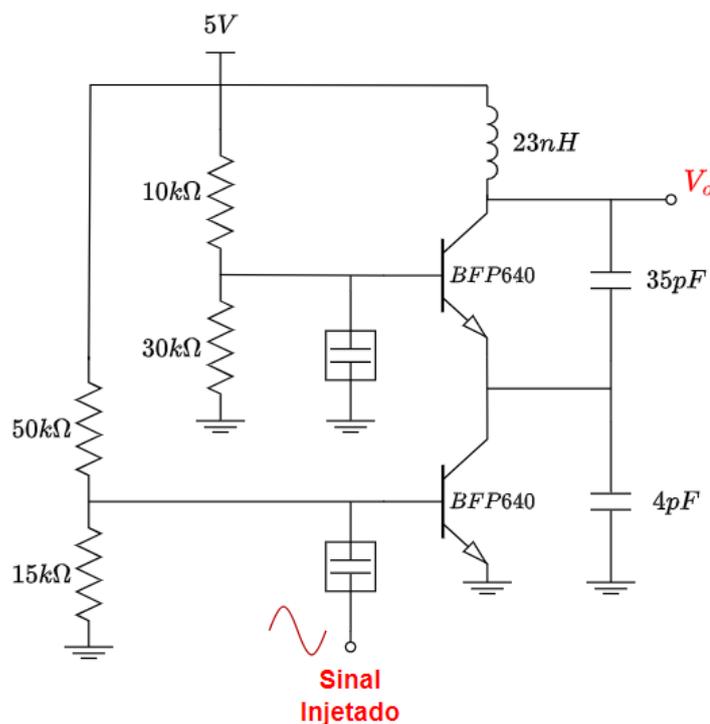
## 5 Estratégias de Demodulação FSK

### 5.1 Demodulação com injeção de frequência no Oscilador

Algumas técnicas experimentadas para a demodulação em frequência, FSK, do sinal recebido utilizaram o conceito de *Injection Locking* em um oscilador (RAZAVI, 2003). Ele consiste em aplicar a um oscilador um sinal de frequência próxima a de sua oscilação natural de forma que ele passe a oscilar na frequência deste sinal (Fig. 20). Para isso, há um deslocamento de fase que é proporcional a diferença entre a frequência natural do oscilador e a frequência injetada.

Para a demodulação, uma amostra do sinal recebido é injetada no oscilador e a fase do sinal resultante é comparada com a do original (BRITO et al., 2013). Dessa comparação pode-se derivar uma tensão constante proporcional à diferença de fase, que por sua vez é proporcional à diferença de frequência citada acima. Neste projeto, essa abordagem não pôde ser usada pois a pequena variação de frequência não gerava variações expressivas de fase. Os osciladores projetados, mesmo usando indutores com perdas baixas, ainda não alcançavam o fator de qualidade suficiente para gerar maior defasamento.

Fig. 20 – Circuito oscilador com *injection locking*.



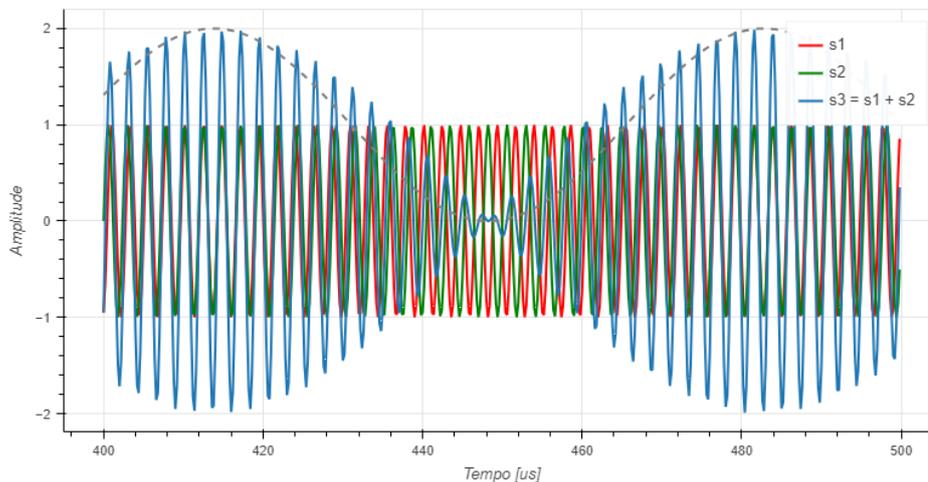
Fonte: o autor

Como alternativa, os indutores foram substituídos por ressonadores SAW que, por terem um altíssimo fator de qualidade, não permitiram que o oscilador seguisse a frequência injetada, levando ao efeito de *Injection Pulling*. O ressonador não consegue compensar a diferença de fase entre a oscilação natural e o que foi injetado o que resulta em um sinal de amplitude variável, fruto da intermodulação das duas frequências. O aproveitamento desse efeito foi considerado, tentando alcançar uma condição em que haveria o "*Locking*" em uma das frequências do sinal recebido e o "*Pulling*" na outra. Porém, a proximidade das duas frequências leva ambas à mesma condição, não demonstrando distinção clara de comportamento.

## 5.2 Intermodulação

Se considerado que a unidade central deve prover energia à unidade sensora por todo o período de aferição e transmissão da informação, concluímos que auto-interferência provocada pelo sinal TX é constante na operação do bloco receptor. Assim, a tensão na porta do receptor tem forma semelhante à do sinal  $s_3$  da figura 21, onde a soma dos dois sinais  $s_1$  e  $s_2$  leva a uma onda modulada em amplitude que pulsa a uma frequência igual à diferença das frequências dos sinais que a compõem.

Fig. 21 – Soma de dois senos com frequências próximas gerando um sinal modulado em amplitude.



Fonte: o autor

Ao injetar RX e a parcela de interferência de TX em um amplificador operando em um regime não linear há uma intermodulação. Ou seja, o sinal resultante terá potência nas frequências dos dois sinais ( $\omega_{TX}$  e  $\omega_{RX}$ ), mas uma parte da potência estará em uma frequência bem mais baixa, igual à diferença  $\omega_{TX} - \omega_{RX}$  (KUO; ZHAO; NIKNEJAD, 2018).

---

Como TX tem frequência constante de 434,5MHz e RX tem frequência variável, a frequência do sinal gerado pela intermodulação é também variável, entre 1,1MHz e 0,6MHz. A variação se mantém a mesma, mas como ela se dá em frequências muito menores, é mais fácil converter em modulação por amplitude com o uso de um filtro. Após a conversão, uma técnica de demodulação em amplitude, mais simples, é empregada.



## 6 Metodologia de Projeto

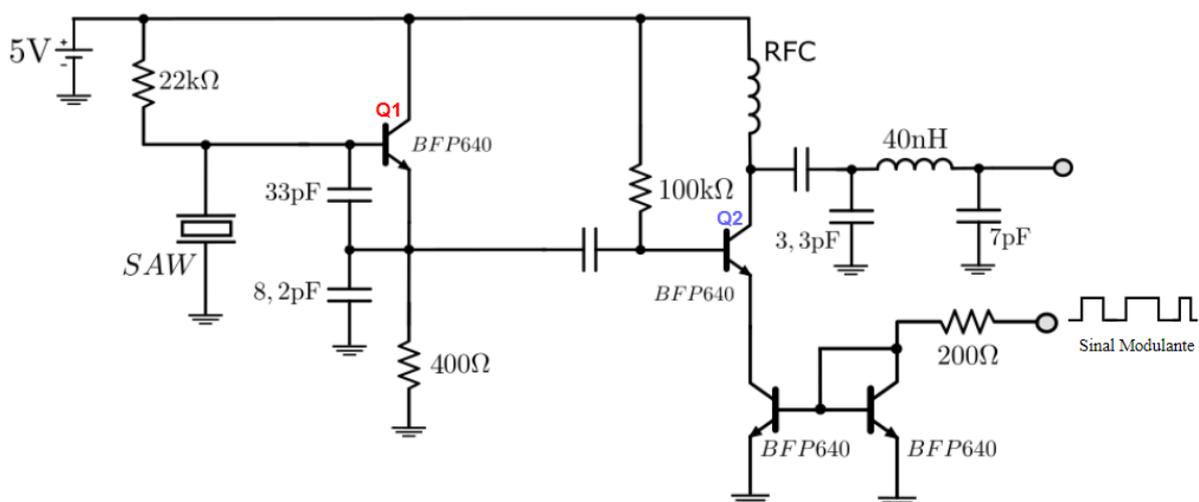
### 6.1 Transmissão

O bloco transmissor tem uma interface digital com o microcontrolador, de onde chega a informação a ser transmitida, e uma interface analógica com o circulador, que levará o sinal modulado à antena. Entre as interfaces, a função do transmissor é gerar uma portadora na frequência especificada para a unidade central, 434,5 MHz, modular a portadora em amplitude a partir do sinal do microcontrolador e dar ao sinal modulado o ganho de potência necessário para que ele alcance o sensor e seja suficiente para alimentá-lo.

#### 6.1.1 Oscilador

O circuito oscilador foi projetado a partir de um ressonador SAW de 434,5 MHz e utilizando a topologia Colpitts (AZADMEHR; PAPROTNY; MARCHETTI, 2020) com um transistor BFP640 da Infineon Technologies, escolhido por ser um TBJ de baixíssimo ruído que opera na frequência desejada e com potência razoável. Dois circuitos foram concebidos e comparados, um com os transistores em topologia cascode e outro com o oscilador e um amplificador em série. O segundo foi escolhido por permitir a maior amplitude de tensão do sinal de saída para uma fonte de 5V (Fig. 22).

Fig. 22 – Circuito oscilador com primeiro estágio de amplificação.



Fonte: o autor

O mecanismo de modulação da portadora foi adicionado ao segundo transistor (Q2 na Fig. 22) através de um espelho de corrente que controla a sua polarização de

acordo com o sinal digital do microcontrolador. O oscilador gera a portadora enquanto o transmissor estiver ligado, mas com o estágio em série desligado não há ganho de potência suficiente para transmitir o sinal ao sensor. Assim, há a modulação sem que a polarização do oscilador seja afetada, o que deixaria as transições do sinal ASK mais lentas dada a alta constante de tempo do oscilador, função do alto fator de qualidade de seu ressonador. O circuito foi adaptado para uma carga de  $50 \Omega$  para se realizarem simulações sobre a potência da portadora, eficiência e ruído de fase.

### 6.1.2 Modulação

A informação a ser transmitida para a unidade de medição é proveniente do microcontrolador e foi definida no capítulo 2 (figura 4). Para gerar esse sinal, foi utilizado um microcontrolador Arduino e a biblioteca TimerOne. A figura 23 mostra como a biblioteca foi usada para controlar o ciclo de trabalho em cada bit a partir de uma lista que representa a palavra a ser transmitida. O *timer* é iniciado com período de 10 microssegundos e uma interrupção é adicionada para que, ao final de cada ciclo, o PWM seja ajustado para o próximo valor da lista. Na interface entre o microcontrolador e o radiotransceptor, valores lógicos 1 e 0 são representados pelas tensões 3,3V e 0V respectivamente. A variação da tensão entre esses dois valores controla a corrente contínua do emissor do primeiro estágio de amplificação (Q2 na Fig. 22), realizando a modulação em amplitude ASK.

Fig. 23 – Geração do sinal pela manipulação do *timer* do microcontrolador.

```
#include "TimerOne.h"

volatile bool en = 0;
volatile int info[8] = { 1023, 1023, 1023, 341, 682, 341, 682, 1023};
volatile int i = 0;

void setup() {
  // put your setup code here, to run once:
  pinMode(10, OUTPUT);
  Timer1.initialize(10);
  Timer1.pwm(9,1023);
  Timer1.attachInterrupt(callback);
  Serial.begin(9600);
}

void loop() {
  while (i<8) {
    continue;
  };
  i = 0;
}

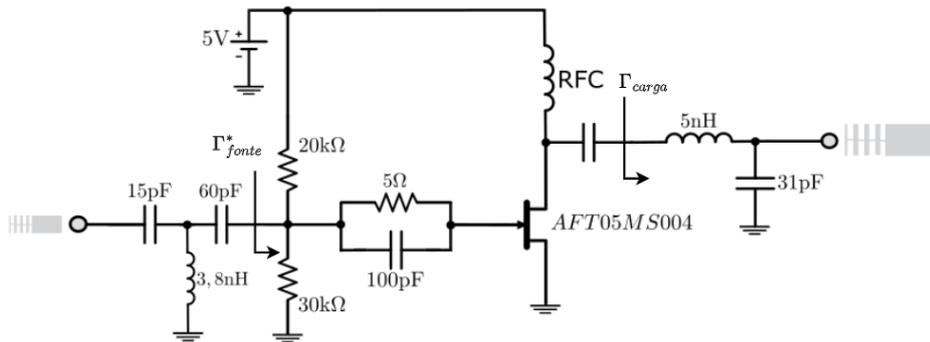
void callback() {
  Timer1.setPwmDuty(9,info[i]);
  digitalWrite(10, digitalRead(10) ^ 1);
  i++;
}
```

Fonte: o autor

### 6.1.3 Amplificador de potência

Último estágio da transmissão, o amplificador de potência confere o ganho necessário para o sinal TX atingir 30dBm. Ele é baseado em um transistor do tipo **LDMOS**, modelo AFT05MS004N da NXP Semiconductors, que suporta até 4W (36,02dBm). A polarização do amplificador se deu em classe AB profunda, afim de ter um ganho alto com maior eficiência. Embora essa classe de operação inclua maior distorção do sinal, a modulação **ASK** que é chaveada entre ligada/desligada (*on off keying (OOK)*), não é prejudicada.

Fig. 24 – Circuito amplificador de potência.



Fonte: o autor

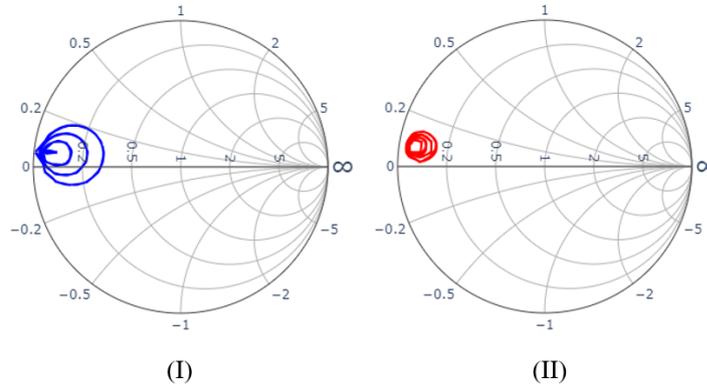
Para garantir a estabilidade dos sistema, foi utilizado o critério de  $K > 1$  e  $\Delta < 1$  (condição de Rollet e condição auxiliar) que para ser alcançado levou à inclusão de uma impedância de  $40\Omega$  ao gate do transistor. Essa solução se mostrou inadequada pois limitava o potencial de ganho do amplificador, sendo substituída por um capacitor de  $100\text{pF}$  em paralelo com uma resistência de  $5\Omega$ . A nova solução cumpre com os critérios de estabilidade sem grande prejuízo à polarização do transistor por ter uma resistência mais baixa em corrente contínua.

Após a polarização e estabilização do amplificador foram feitas simulações de *Load Pull* para determinar as cargas de entrada e saída e permitir a síntese das redes de adaptação de impedância. O resultado da simulação, na figura 25, mostra que as impedâncias ótimas correspondem a uma carga indutiva associada a uma resistência pequena. Essa configuração da carga se assemelha ao de um amplificador de classe J (WRIGHT et al., 2009) na frequência fundamental, cuja impedância de carga ideal está descrita na equação 6.1.

$$Z_{f_0} = R_L + jR_L \quad (6.1)$$

$$Z_{2f_0} = 0 - j\frac{3\pi}{8}R_L \quad (6.2)$$

Fig. 25 – Cargas ótimas para (I) eficiência e (II) ganho do amplificador.



A impedância de carga foi determinada pela análise de *Load Pull* (Fig. 25) para prover o ganho de potência desejado a uma eficiência razoável de forma a não comprometer a linearidade. Na frequência fundamental, a carga ( $Z_{f_0}$ ) tem impedância de  $2,3535 + j3,3037\Omega$ , próxima do ideal para a classe J. Contudo, no segundo harmônico a impedância ( $Z_{2f_0}$ ) é de  $0,61 + j21,7805\Omega$ , com magnitude condizente com o ideal (equação 6.2) mas a fase bastante diferente. Esse resultado pode não apontar para uma classe J como descrita em (WRIGHT et al., 2009), mas o defasamento do segundo harmônico ainda tem potencial de aumentar a eficiência do amplificador. Após a definição do coeficiente de reflexão da carga ( $\Gamma_{carga}$ ), foi calculado o coeficiente de reflexão da fonte ( $\Gamma_{fonte}$ ) através da equação 6.3 e dos parâmetros S do transistor com as redes de polarização e estabilização. A partir dos coeficientes de reflexão da fonte e da carga, foram sintetizadas redes de adaptação à impedância característica,  $50\Omega$ .

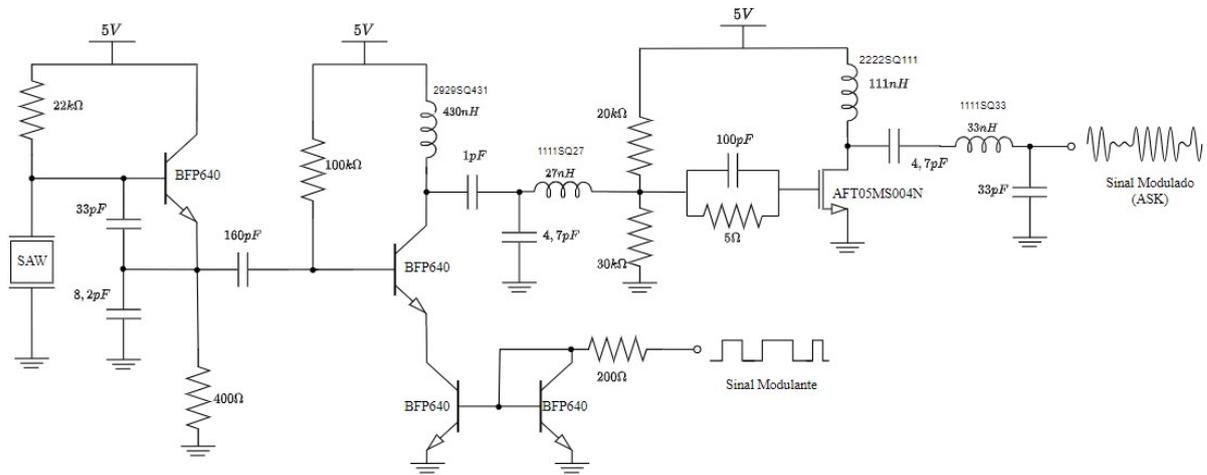
$$\Gamma_{fonte}^* = S_{11} + \frac{S_{21} \cdot S_{12} \cdot \Gamma_{carga}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_{carga}} \quad (6.3)$$

#### 6.1.4 Circuito Completo do Bloco de Transmissão

Confirmado o desempenho de cada circuito através de simulações em software, as impedâncias de carga do primeiro estágio de amplificação e da fonte do amplificador de potência foram integradas através de uma rede de adaptação de impedância. O circuito completo está representado na figura 26.

Para a implementação do circuito em uma placa de circuito impresso, foi necessário substituir o ressonador SAW pela indisponibilidade de compra do componente. Assim, o circuito oscilador foi adaptado para funcionar com um indutor e um capacitor variável, para permitir o ajuste da frequência de oscilação e compensar por diferenças entre o modelo do indutor e o componente real. O circuito modificado foi simulado para averiguar se a potência da portadora, a modulação e as cargas das redes de adaptação não seriam afetadas. Os resultados não foram significativamente diferentes dos anteriores.

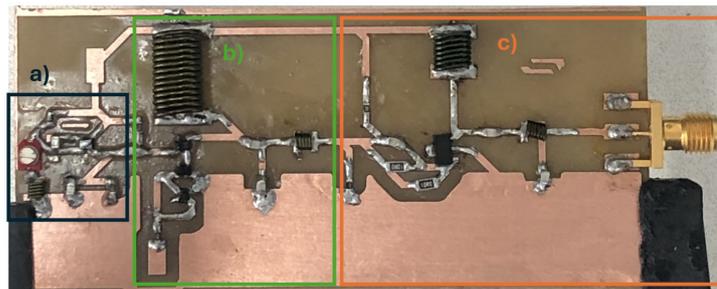
Fig. 26 – Circuito completo do bloco de transmissão.



Fonte: o autor

A figura 27 mostra a placa de circuito impresso do transmissor fabricada no laboratório LIPSIL, na Escola Politécnica. Após a soldagem dos componentes, feita no Laboratório de Concepção de Circuitos Integrados (LCCI), a PCI pôde ser submetida a testes no analisador de espectro. Da esquerda para a direita estão os circuitos do oscilador (Fig. 27 a)), primeiro estágio de amplificação (Fig. 27 b)) e amplificador de potência (Fig. 27 c)), terminando em um conector SMA por onde o sinal será medido.

Fig. 27 – Placa de circuito impresso montada.



Fonte: o autor

## 6.2 Circulador

A topologia de circulador baseada no acoplador direcional (YOO; PARK; YANG, 2018) foi escolhida para implementação por unir simplicidade de montagem e boas características de funcionamento nas condições especificadas para este sistema de telemetria em comparação às outras arquiteturas estudadas (tabela 3).

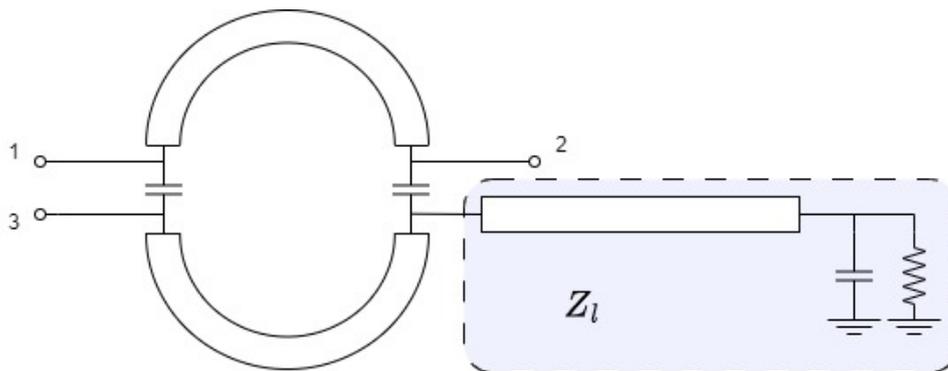
Tab. 3 – Comparação entre as arquiteturas de circuladores.

Circulador	Isolação (simulado)	Sensibilidade a operação de grandes sinais
Acoplador Direcional	62,6 dB	Não
Anel	44 dB	Não
Combinador Ativo	>50 dB	Sim
Delta	51 dB	Sim
LTVT	37 dB	Sim

Nas primeiras simulações, assumindo linhas de transmissão ideais, o circulador atingiu isolação acima de 60 dB a 434,5 MHz e perdas abaixo de 3 dB entre o transmissor e a antena. A alta isolação deve-se à adição de uma carga complexa à porta oposta ao bloco receptor, cujo efeito é refletir uma parte da amostra de TX para aumentar a isolação na recepção.

Para projetar a placa de circuito impresso, foi feita uma simulação eletromagnética do circulador. Nela, as linhas de transmissão foram implementadas na arquitetura circular para permitir a elas alcançarem o comprimento elétrico de  $\frac{\lambda}{4}$  ocupando menos espaço e reduzirem o acoplamento entre as linhas, concentrando-o nos capacitores. A carga na porta 4, geradora da reflexão que aumenta a isolação entre as portas 1 e 3, foi sintetizada com um capacitor em paralelo com uma carga de impedância característica ( $Z_0$ ) e uma linha de transmissão atuando como defasadora.

Fig. 28 – Esquemático do circulador com carga adicionada à porta 4 para gerar reflexão.

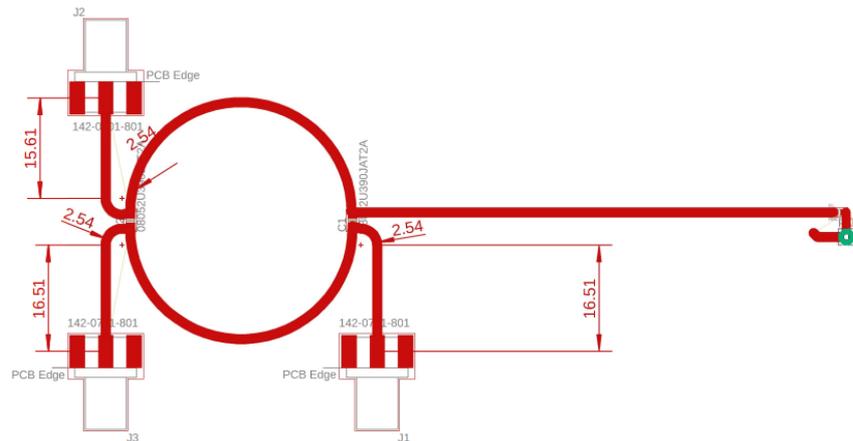


Fonte: o autor

$$S_{simulado} = \begin{pmatrix} 0.110 / -66.391^\circ & 0.877 / -155.414^\circ & 2.509 \cdot 10^{-4} / -76.041^\circ \\ 0.877 / -155.414^\circ & 0.096 / -90.199^\circ & 0.43262.624^\circ \\ 2.509 \cdot 10^{-4} / -76.041^\circ & 0.432 / -62.624^\circ & 0.197 / -154.294^\circ \end{pmatrix} \quad (6.4)$$

A matriz 6.4 traz os parâmetros S resultado da simulação eletromagnética. Com eles, foi possível fazer ajustes antes de gerar o desenho da PCI para corrigir efeitos do acoplamento das linhas e da geometria das trilhas que ligam as portas aos capacitores. Através dessas simulações, também foram avaliados os efeitos que desvios nos parâmetros dos componentes, como capacitâncias ou comprimento das linhas, teriam nos resultados.

Fig. 29 – Desenho do circulator para produção da placa de circuito impresso.



Fonte: o autor

A PCI foi produzida e testada no LCCI com a carga calculada em simulação. Outros testes foram realizados em uma versão modificada do circuito para substituir a carga por uma porta onde se conectou uma carga variável afim de determinar experimentalmente a impedância que maximizaria a isolação.

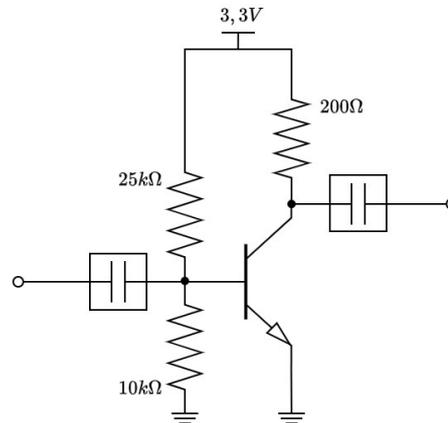
## 6.3 Recepção

### 6.3.1 Amplificador de Baixo Ruído

O transistor escolhido para este amplificador, o BFP640, é um transistor de baixo ruído da *Infineon Technologies*. Sua rede de polarização (Fig. 30) foi projetada para que a corrente contínua do coletor fosse de aproximadamente 6 mA, o que, de acordo com o *datasheet* do componente, tem potencial para uma figura de ruído mínima de 0,6 dB mas não garante máxima linearidade. A distorção é, no entanto, importante para a intermodulação entre o sinal RX e a parte de TX que aparece na recepção por produzir um sinal de frequência bem mais baixa, igual a diferença entre as frequências dos dois sinais injetados no circuito. Essa condição de operação é atingida com a tensão entre o coletor e o emissor do transistor de 3 V, também de acordo com o *datasheet*. Por isso, a tensão de alimentação do circuito foi definida em 3,3 V, diferente dos demais circuitos deste projeto.

A resistência de  $200\Omega$  ligada ao coletor do transistor contribui para a estabilização do amplificador e, por ser independente da frequência, auxilia no projeto da carga para toda a faixa de frequência de operação.

Fig. 30 – Polarização do amplificador de baixo ruído.



Fonte: o autor

Após a definição da rede de polarização e estabilização do amplificador, uma análise de parâmetros de espalhamento (S) levantou as cargas da fonte para ganho máximo disponível (Ga) e figura de ruído mínima (NF). A simulação se repetiu para variações dos parâmetros ótimos para viabilizar a escolha da carga da fonte que atenda a ambos os critérios. Cada círculo na cartas de Smith da figura 31 representa um valor da figura de ruído (Fig. 31 a)) e ganho disponível (Fig. 31 b)) e os coeficientes de reflexão que podem ser apresentados à fonte do circuito para se atingir esses valores. As equações 6.8 e 6.9 definem o centro e o raio respectivamente desses círculos para os valores de ganho calculados por 6.5 a partir dos parâmetros S do amplificador e do fator de estabilidade (K).

$$ga = \frac{Ga}{|S_{21}^2|} \quad (6.5)$$

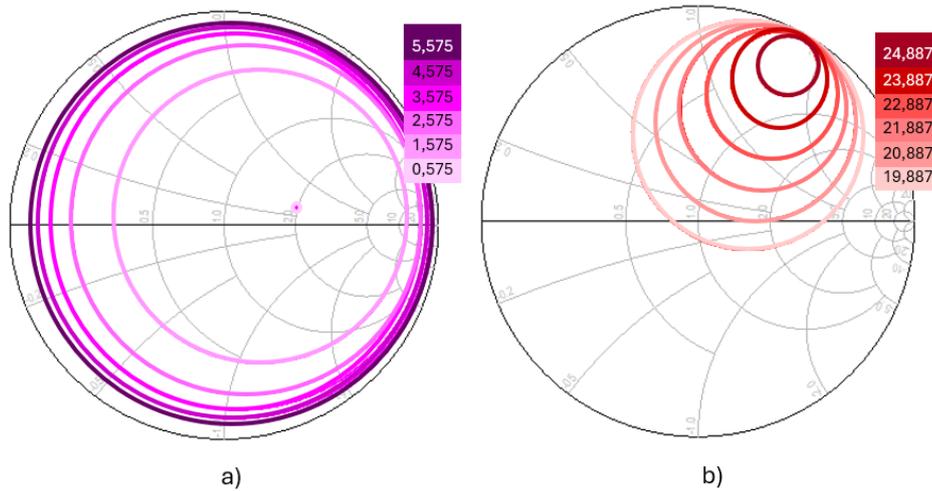
$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (6.6)$$

$$C_1 = S_{11} - |\Delta|^2 S_{22}^* \quad (6.7)$$

$$Ca(\text{center}) = \frac{gaC_1^*}{(1 + ga(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2))} \quad (6.8)$$

$$Ra(radius) = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|ga + |S_{12}S_{21}|^2ga^2}}{|1 + ga(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (6.9)$$

Fig. 31 – a) Curvas na carta de Smith para variações na figura de ruído. b) Curvas na carta de Smith para variações no ganho disponível.



Fonte: o autor

$$\Gamma_{carga}^* = S_{22} + \frac{S_{21} \cdot S_{12} \cdot \Gamma_{fonte}}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_{fonte}} \quad (6.10)$$

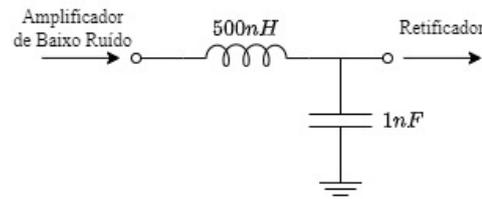
O coeficiente de reflexão da carga ( $\Gamma_{carga}$ ) do amplificador foi calculado pela equação 6.10, através do coeficiente de reflexão determinado a partir da impedância da fonte ( $\Gamma_{fonte}$ ). Com isso, projetou-se a carga para atingir os valores esperados de ganho e figura de ruído na banda ISM. Nas frequências mais baixas, a carga deve agir como um filtro.

### 6.3.2 Carga e Filtro Passa-Baixas

O objetivo deste filtro é isolar as raíais de 600 kHz e 1,1 MHz, frutos da intermodulação entre TX e as frequências assumidas por RX (433,4 MHz e 433,9 MHz), e atenuar cada uma delas com intensidade diferente.

Como a impedância do indutor é próxima da impedância de carga projetada para o amplificador de baixo ruído, e o capacitor tem uma impedância muito baixa nas frequências de TX e RX, mas significativa em torno de 1MHz, o efeito da impedância de entrada do retificador sobre o amplificador é minimizado e o filtro é capaz de atenuar as raíais em 600 kHz e 1,1 MHz. A frequência de corte é afetada pela impedância de entrada do retificador, por isso o processo de determinação da capacitância passou por algumas iterações até a

Fig. 32 – Carga do amplificador e filtro.



Fonte: o autor

resposta em frequência do conjunto apresentar a atenuação de 3 dB a mais em 1,1 MHz em comparação com 600 kHz.

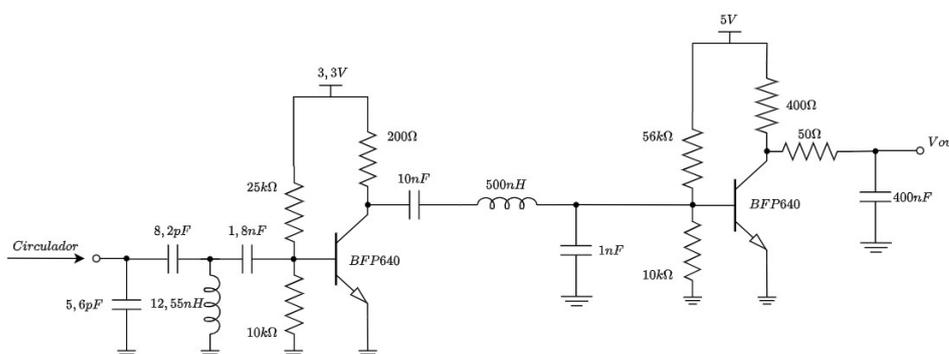
### 6.3.3 Retificador

O retificador foi projetado para atuar sobre as raias de 600 kHz e 1,1 MHz mencionadas anteriormente, já atenuados pelo filtro, e convertê-las em sinais de tensão constante. Ele é composto por um elemento ativo (um transistor BFP-640) e um filtro passa-baixas. O transistor está polarizado de forma que o ângulo de condução dos sinais esteja próximo de  $180^\circ$ , classe B. Essa condição introduz distorções no sinal que passa a ter uma componente de tensão contínua, um valor médio não nulo. O filtro passa-baixas, um filtro RC, mantém o valor médio, constante, enquanto atenua as demais frequências.

### 6.3.4 Circuito Completo do Bloco de Recepção

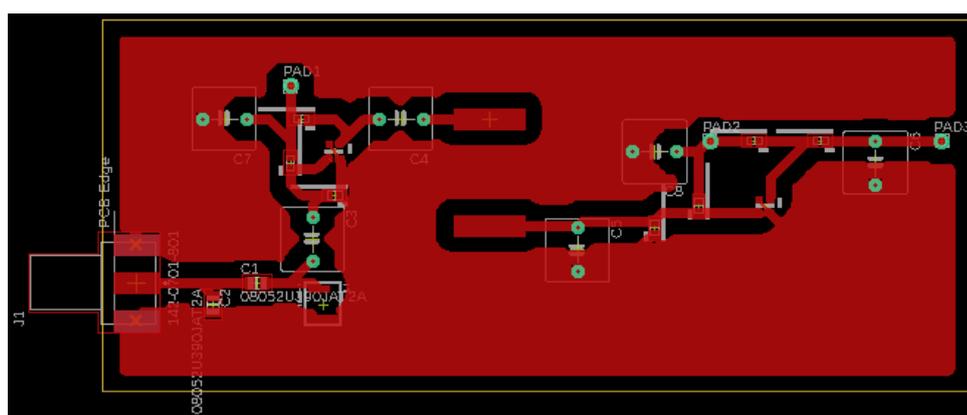
O circuito completo do bloco de recepção, composto pela combinação do amplificador de baixo ruído com o retificador através do filtro passa-baixas, está apresentado na figura 33. A figura 34 mostra o desenho do bloco na placa de circuito.

Fig. 33 – Circuito completo do bloco de recepção.



Fonte: o autor

Fig. 34 – Desenho do circuito do bloco de recepção para confecção de PCI.



Fonte: o autor



## 7 Resultados de Simulação e Medição

Os circuitos concebidos e projetados nas seções anteriores tiveram seus parâmetros de projeto estudados através de simulações no domínio da frequência e do tempo utilizando modelos dos componentes reais disponibilizados pelos fabricantes. Neste projeto foram utilizados indutores da *Coilcraft* do tipo *Square Air Core*. Os resultados das simulações foram usados para fazer ajustes ou confirmar o desempenho de cada bloco do radiotransceptor. Os blocos do circuito de transmissão e do circulator foram implementados em [PCI](#) e submetidos a medições no [LCCI](#).

Esta seção discute os principais resultados das simulações e medições, compara com os parâmetros esperados para cada bloco e propõe soluções.

### 7.1 Transmissão

O bloco de circuito de transmissão foi montado adaptando a saída do primeiro estágio de amplificação à impedância de entrada do amplificador de potência. Antes, os dois circuitos separados foram simulados em software, o oscilador em conjunto com o primeiro amplificador e o amplificador de potência.

#### 7.1.1 Simulação

Por meio de simulação do conjunto do oscilador com o primeiro estágio de amplificação obtiveram-se o ruído de fase, potência de saída, além disso constatou-se a capacidade de modulação em amplitude por meio do mecanismo de ajuste da polarização do amplificador. O ruído de fase do conjunto foi de  $-160$  dBc/Hz a  $100$  kHz da frequência de oscilação. Os demais resultados, apresentados na tabela 4, demonstram que quando o segundo estágio está polarizado, ou seja, quando o sinal modulante está em nível alto ( $3,3$  V), a potência do sinal é significativamente maior do que no outro estado, sinal modulante está em nível baixo ( $0$  V).

A potência atingida no primeiro estágio de amplificação, de  $14$ dBm, impõe para o amplificador de potência um ganho de  $16$ dB para que se atinja a potência final de

Tab. 4 – Resultados de simulação do oscilador e primeiro amplificador.

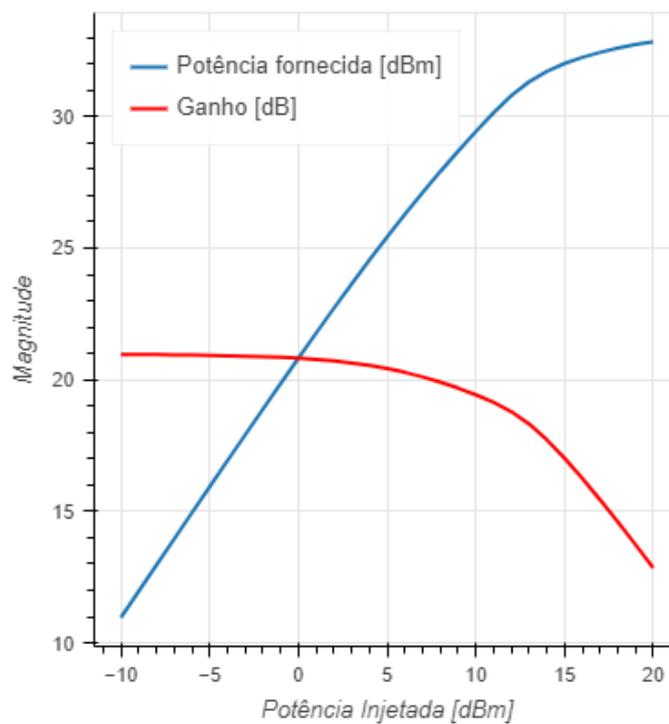
Sinal modulante	Frequência	Potência da Portadora	Eficiência do Sistema	Consumo
1	434,5MHz	14dBm	26%	77 mW
0	434,5MHz	-6dBm	-	≈ 40 mW

Tab. 5 – Resultados de simulação do amplificador de potência.

Frequência	Potência do sinal	Ganho	Eficiência	Consumo
434,5MHz	31,209 dBm	18 dB	56,38%	≈ 2,2 W

transmissão de 30dBm. Foram feitas simulações de *Harmonic Balance* no amplificador de potência, primeiro com uma potência injetada fixa. Depois, a potência injetada foi variada para se observar o comportamento do ganho e da eficiência, esses resultados são apresentados na figura 35. O amplificador opera em uma região levemente não-linear, após o ponto de compressão de 1dB, que ocorre em torno de 8 dBm de potência injetada.

Fig. 35 – Ganho do amplificador de potência.

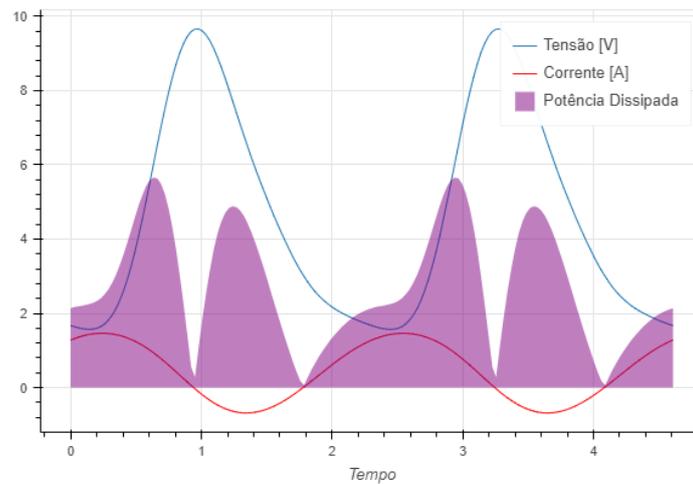


Fonte: o autor

Por isso, e pelas características da carga, nota-se, a partir da figura 36, que há uma distorção na tensão do dreno que aumenta o vale de tensão durante os valores mais altos de corrente. Há também um deslocamento de fase que coloca os valores mínimos da corrente junto ao pico da tensão. Isso reduz a potência dissipada, aumentando a eficiência do amplificador. A distorção total não supera o limiar de 2,5% da amplitude na frequência de interesse e o ganho de potência, apresentado na tabela 5, atinge o esperado com uma eficiência razoável.

O bloco de transmissão completo foi simulado também no domínio da frequência através da simulação de *Harmonic Balance*. A potência do sinal de saída, no estado alto

Fig. 36 – Formas de tensão e corrente e potência dissipada no amplificador de potência.



Fonte: o autor

Tab. 6 – Resultados de simulação do transmissor.

Frequência	Potência do sinal	Eficiência	Distorção Harmônica Total	Consumo
434,5MHz	29,577 dBm	40,096%	0,286%	≈ 2,3 W

do sinal modulante, chegou a 29,577 dBm, ou 0,9 W, próxima do objetivo. A variação no valor se dá pelas perdas nas redes de adaptação de impedância e pelo comportamento dos modelos dos componentes reais, usados na montagem do circuito na [PCI](#).

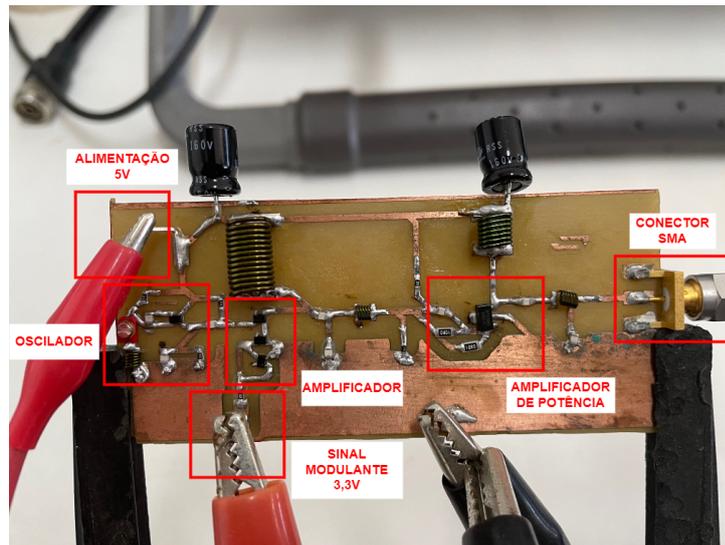
### 7.1.2 Medição

A [PCI](#) fabricada a partir do circuito de transmissão (figura 37), incluindo a substituição do ressonador SAW por um conjunto de indutor e capacitor variável para o ajuste fino da frequência, foi submetida a testes no [LCCI](#).

Para verificar o funcionamento do transmissor e medir o sinal gerado nele, foi instalada uma antena à [PCI](#) e ao analisador de espectro. Duas fontes de tensão contínua foram utilizadas para alimentar o circuito e polarizar o primeiro estágio de amplificação, emulando uma modulação constante na amplitude máxima para que a potência do sinal observado no analisador seja máxima. Antes de ser transmitido pela antena, o sinal é atenuado por dois atenuadores de potência pelo risco de ultrapassar o limite de potência do analisador.

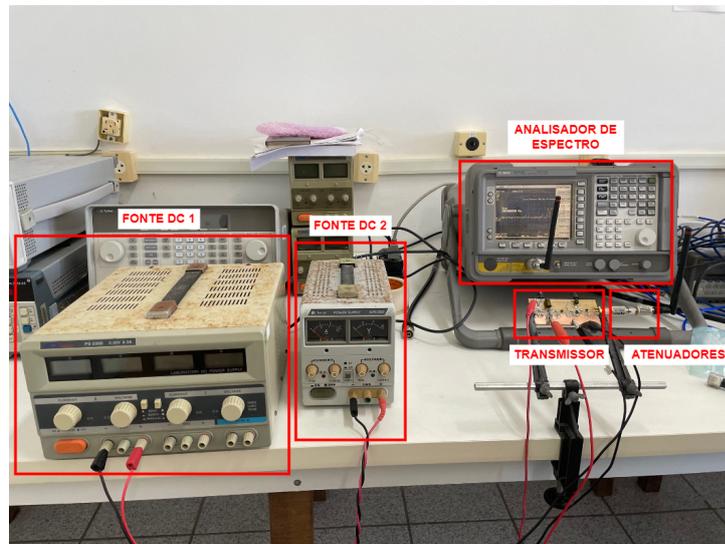
O analisador de espectro captou um sinal produzido pelo bloco de transmissão. O segundo harmônico desse sinal também foi detectado, mas com potência significativamente menor. A frequência em que foi transmitido, no entanto, estava distante do especificado, ficando por volta de 370 MHz. A manipulação do capacitor variável não surtiu efeito na

Fig. 37 – Placa de circuito impresso para medições.



Fonte: o autor

Fig. 38 – Configuração para as medições do transmissor com antenas.

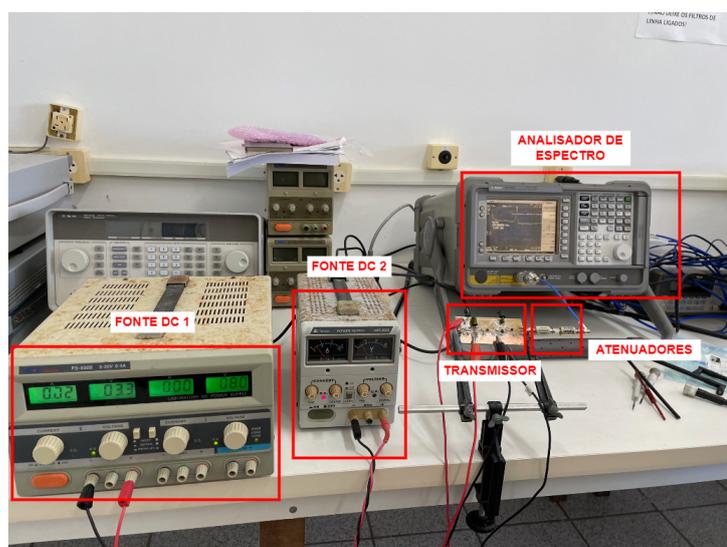


Fonte: o autor

frequência de oscilação. Em face disso, outros testes foram realizados alterando o indutor e o capacitor variável. Nestes testes, as antenas foram substituídas por um cabo a fim de se fazer uma medição direta. Esta configuração está representada na figura 39.

Embora os resultados (Fig. 40) mostrem um sinal com potência significativa, esta não pôde ser medida por incertezas na calibração do analisador. Foi percebido que a potência variava reduzindo a tensão de polarização do primeiro estágio de amplificação, emulando a modulação ASK. Mesmo com as mudanças no ressonador, a frequência

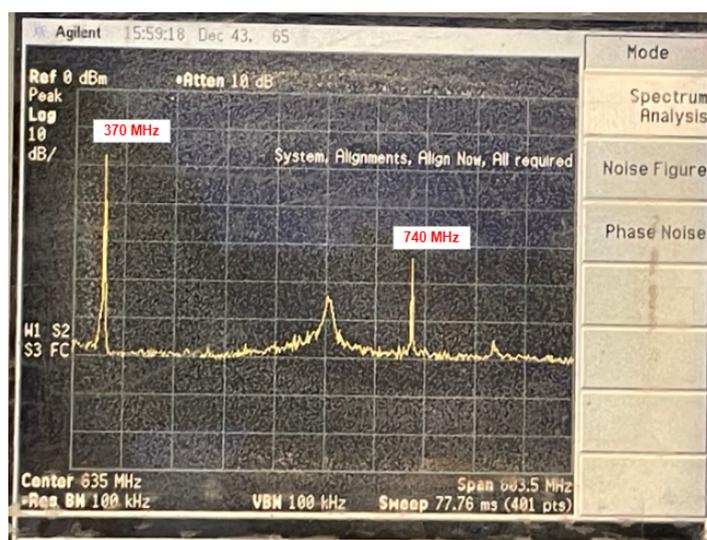
Fig. 39 – Configuração para as medições do transmissor com conexão direta.



Fonte: o autor

continuou praticamente inalterada em 370MHz. Isso indica que a oscilação pode estar acontecendo em outro local do circuito, algo que não foi identificado nas simulações.

Fig. 40 – Resultado de medição no analisador de espectro.



Fonte: o autor

## 7.2 Circulador

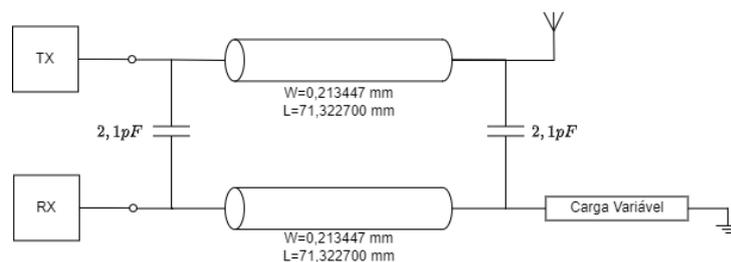
O circuito circulador foi projetado a partir de um acoplador direcional e depois ajustado para maximizar a isolação. Isso foi feito com o auxilio de simulações de parâmetros S primeiro para confirmar o cálculo da capacitância para o acoplamento. Depois outras simulações de parâmetros S com varredura de carga determinaram a impedância para produzir a reflexão na frequência de transmissão. Uma simulação eletromagnética foi feita para avaliar o efeito do formato das linhas de transmissão, em arco, a ser impresso na placa de circuito.

Após fabricada a placa, medições no analisador de rede do LCCI verificaram os parâmetros S do circuito. Outras medições foram feitas com uma adaptação do circuito para incluir uma carga variável a fim de observar o comportamento dos parâmetros na placa variando a carga.

### 7.2.1 Simulação

As simulações e os ajustes no projeto ocorreram de forma iterativa, de forma que os parâmetros definidos nas simulações tiveram que ser revisados após as etapas seguintes, que adicionaram mais complexidade ao circuito. A primeira simulação foi sobre o acoplador com linhas de transmissão ideais e todas as impedâncias características das portas em  $50\Omega$  para medir o acoplamento com os capacitores calculados. Após ajustes nos capacitores, as linhas ideais foram substituídas por modelos de linhas de transmissão reais, com comprimento (L) e largura (W) apresentados na figura 41, e a porta livre por uma carga variável.

Fig. 41 – Circuito simulado para determinar a carga para máxima isolação.

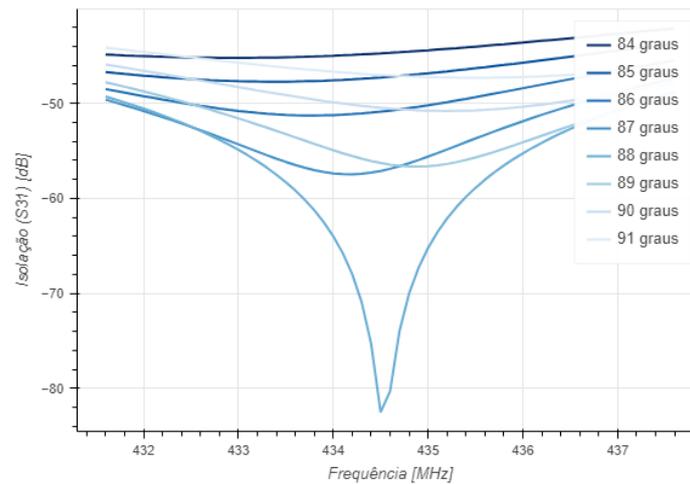


Fonte: o autor

Os parâmetros S do circuito foram analisados após duas varreduras do coeficiente de reflexão da carga, uma alterando a magnitude com a fase fixa e a outra variando a fase e mantendo a magnitude. As varreduras foram feitas separadas por uma limitação da simulação de parâmetros S. A análise da magnitude do coeficiente de reflexão foi feita primeiro e dela se observou que a região ótima estaria por volta de 0,3. Fixada essa

magnitude, foi feita a análise da variação da fase onde se observou que a região entre  $60\Omega$  e  $120\Omega$  apresentava os melhores resultados. Mais algumas rodadas de análises foram feitas variando magnitude e fase dentro das regiões observadas até se chegar nos valores ótimos. A figura 42 mostra uma das simulações com variação de fase com a magnitude fixa em 0,3, dela se determinou o coeficiente de reflexão ótimo com magnitude de 0,3 e fase de  $88^\circ$ .

Fig. 42 – Variação da fase, entre 84 e 91 graus, do coeficiente de reflexão com a magnitude fixa em 0,3.



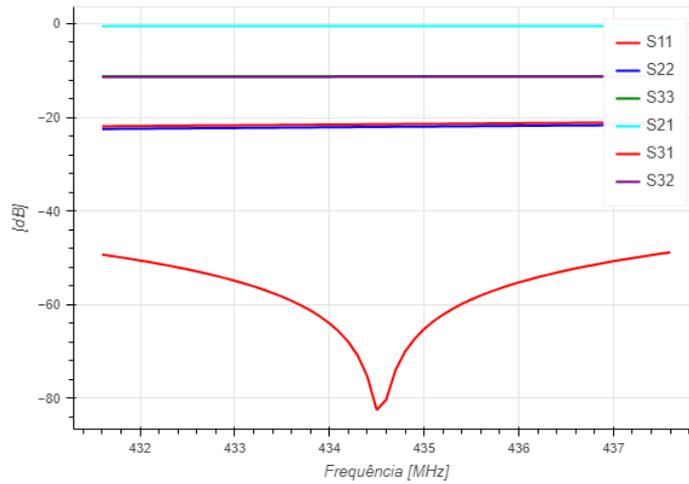
Fonte: o autor

Com a implementação do coeficiente de reflexão na porta livre por uma carga, foi feita uma nova simulação de parâmetros S. Seus resultados (Fig. 43) apontam que o circuito alcança a isolação ( $S_{31}$ ) especificada, estando acima de 60 dB e chegando a 80 dB na frequência crítica para a isolação, a do sinal transmitido. A adaptação do circuito, representada por  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  e  $S_{33}$ , se mantém abaixo de -20 dB para as portas 1 e 2 em toda a faixa de frequências e as perdas por transmissão ( $S_{21}$ ) são pequenas, de cerca de 0,5 dB. As perdas por acoplamento do caminho da antenna à recepção ( $S_{32}$ ) ficaram em torno de 10 dB.

Após o desenho das linhas de transmissão, retratado na figura 29, este foi modelado em software através de uma simulação eletromagnética e o modelo usado na simulação de parâmetros S. A partir dos resultados, a impedância adicionada foi modificada para ajustar o coeficiente de reflexão, aumentando a isolação. Os parâmetros na figura 44, resultados da simulação, mostram a isolação acima de 60 dB na frequência de transmissão e se mantém assim em uma banda mais estreita do que em simulações anteriores. A figura mostra também uma deterioração das adaptações das portas do circulador, quando comparadas a resultados anteriores, mas ainda abaixo de -10 dB na banda de operação.

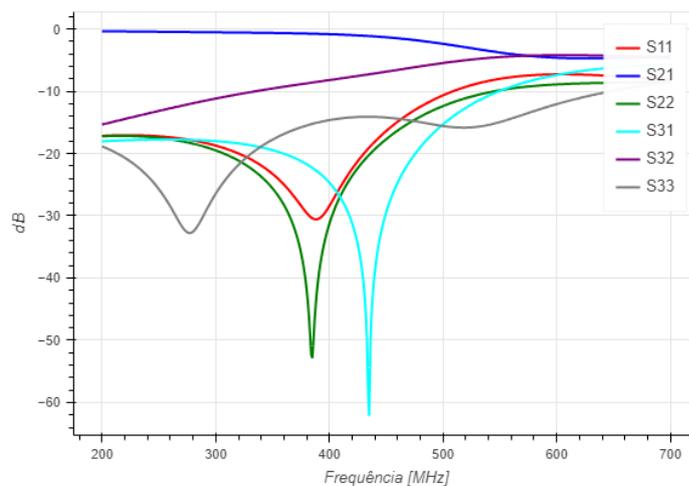
Uma simulação de Monte Carlo foi realizada sobre os parâmetros S do circulador em 434,5 MHz para avaliar o efeito dos desvios dos valores dos capacitores ( $\pm 0,01$

Fig. 43 – Resultados de simulação de parâmetros S do circuito circulator.



Fonte: o autor

Fig. 44 – Resultados de simulação de parâmetros S e eletromagnética do circuito circulator.



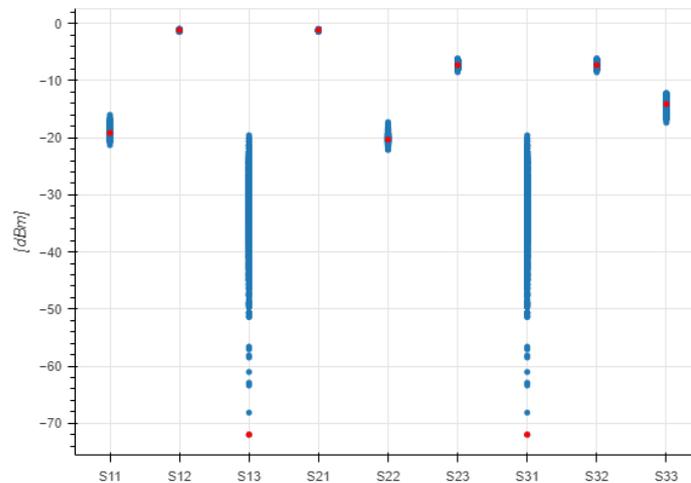
Fonte: o autor

pF) e da permissividade do substrato da PCI ( $\pm 10\%$ ). Os pontos azuis na figura 45 representam resultados para cada parâmetro das 1000 iterações, enquanto os pontos vermelhos representam a simulação de parâmetros S sem desvios. Os resultados mostram que os parâmetros que representam a isolamento são muito sensíveis a alterações no circuito.

## 7.2.2 Medição

A PCI fabricada com um substrato de FR4 para as medições do bloco circulator tem um capacitor variável como parte da carga que otimiza a isolamento. Com esse capacitor é possível fazer ajustes na carga que deslocam as curva na frequência ao custo de diminuir a

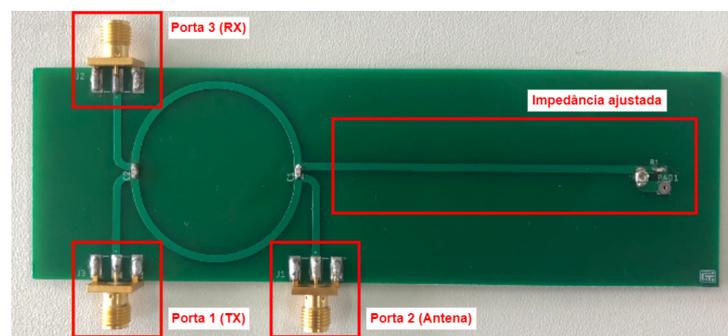
Fig. 45 – Parâmetros do circulador após análise de Monte Carlo sobre o desvio dos capacitores e da permissividade do substrato.



Fonte: o autor

isolação e piorar os parâmetros de adaptação. Esses ajustes são necessários para compensar desvios nos componentes reais em comparação com os modelos de software.

Fig. 46 – Placa de circuito do circulador.

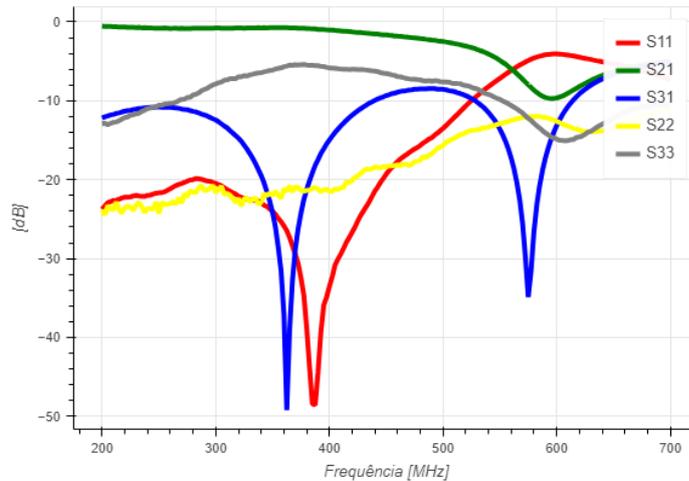


Fonte: o autor

Os resultados da medição (figura 47) mostram que o pico da isolamento, representado pelo parâmetro S31, está deslocado da banda de interesse, aparecendo abaixo de 400 MHz. O caminho entre o bloco de transmissão e a antena, S21, manteve as baixas perdas, mas a adaptação da porta 3 piorou, ficando acima de -10 dB.

Os ajustes no capacitor não foram suficientes para trazer o pico da isolamento para a frequência de interesse. Assim, uma PCI do circulador foi adaptada para conectar uma carga variável capaz de cobrir uma gama maior de impedâncias. O circuito da placa foi convertido em um acoplador linear com a substituição da impedância ajustada por um conector SMA onde se conectou a carga variável.

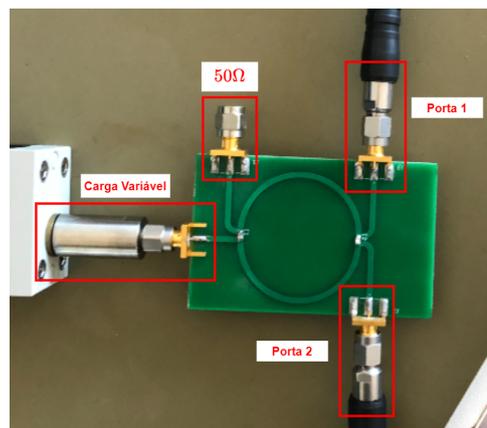
Fig. 47 – Resultados de medição do circulator pelo analisador de redes.



Fonte: o autor

As medições da placa adaptada primeiro tiveram as porta 1 e 2 do analisador de redes conectadas às portas do bloco de transmissão e de recepção respectivamente. Uma carga de  $50\Omega$  estava conectada à outra porta para simular a antena. Essa configuração está demonstrada nas figuras 48 e 49 e foi utilizada para estudo do efeito da variação da carga em busca da impedância que maximiza a isolação.

Fig. 48 – Placa de circuito do circulator adaptada para conexão com carga variável.

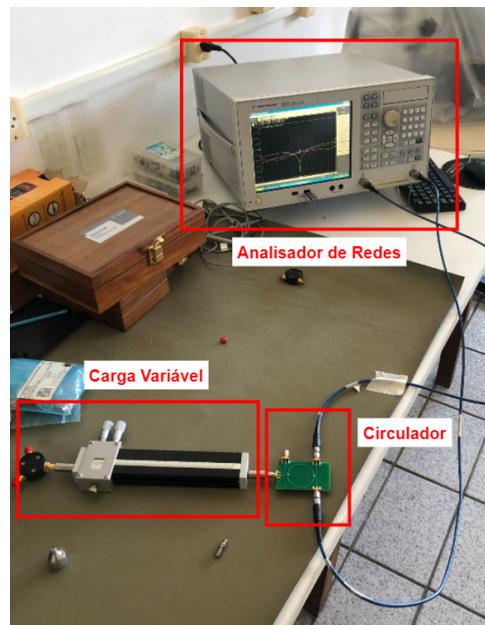


Fonte: o autor

Com a nova carga definida, duas outras medições foram realizadas. A primeira movendo a carga de  $50\Omega$  para a porta onde se conectaria o receptor e conectando a porta 2 do analisador de redes à porta da antena, com a finalidade de medir o caminho entre o bloco de transmissão e a porta da antena bem como a adaptação da mesma. Por fim, foi medida a impedância da carga variável na posição definida, também através do analisador

de redes.

Fig. 49 – Medição dos parâmetros do circulator com variação da carga.



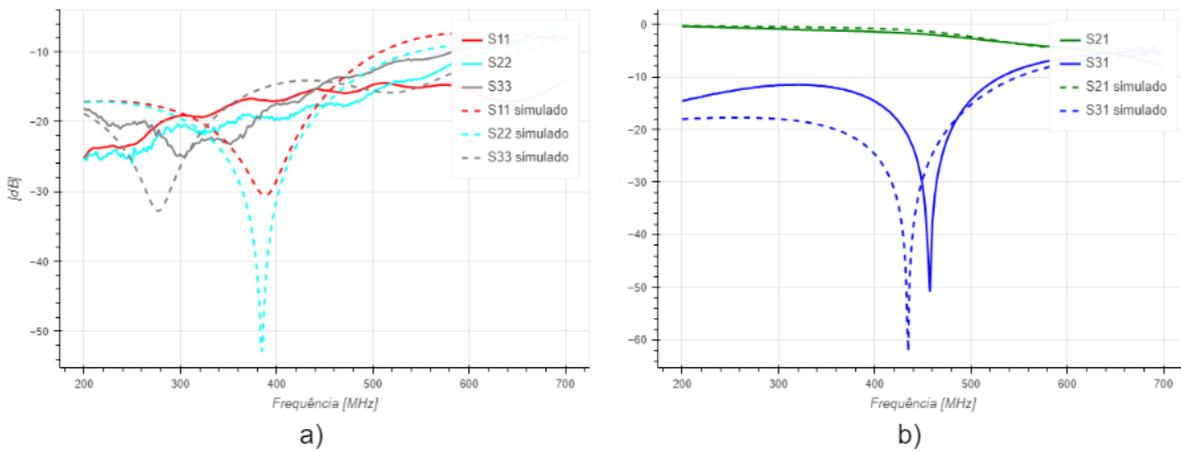
Fonte: o autor

Os parâmetros de transmissão, que representam as perdas de transmissão e a isolação, e reflexão, medida da adaptação do circulator, estão na figura 50 para comparação entre o que foi simulado e o melhor resultado obtido das medições, após o ajuste da carga. O ponto máximo da isolação não chegou à frequência de 434,5 MHz na faixa de variação da carga. A melhor isolação ( $S_{31}$ ) obtida foi de 50,78 dB a 457,5 MHz. As perdas de transmissão de TX para a antena ficaram em torno de 1,7 dB na banda de operação, próximas do simulado. Observando reflexão nas três portas ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$  e  $S_{33}$ ), nota-se que o comportamento dos parâmetros na frequência difere do simulado, mas se mantém abaixo de -10 dB. Tendo  $S_{33}$  melhorado com relação ao resultado de simulação. A diferença pode ter ocorrido por conta de variações nos componentes, dos pontos de solda e dos conectores, não considerados em simulação.

## 7.3 Recepção

O circuito do bloco de recepção contém um amplificador de baixo ruído, um filtro passa baixas e um retificador detector de envoltória. Ele se utiliza da não linearidade do amplificador para provocar a intermodulação entre o sinal RX e o que chega de TX atenuado pela isolação do circulator. Isso produz as senoides nas frequências mais baixas que são filtradas e depois convertidas em sinais de tensão constante, mas proporcional à frequência de RX.

Fig. 50 – Comparações entre os parâmetros simulados e medidos. a) Parâmetros de reflexão; b) Parâmetros de transmissão.



Fonte: o autor

### 7.3.1 Simulação

A simulação dos circuitos do bloco de recepção foi feita conectada ao circuito circulador para simular os níveis de potência dos sinais TX e RX na porta do receptor.

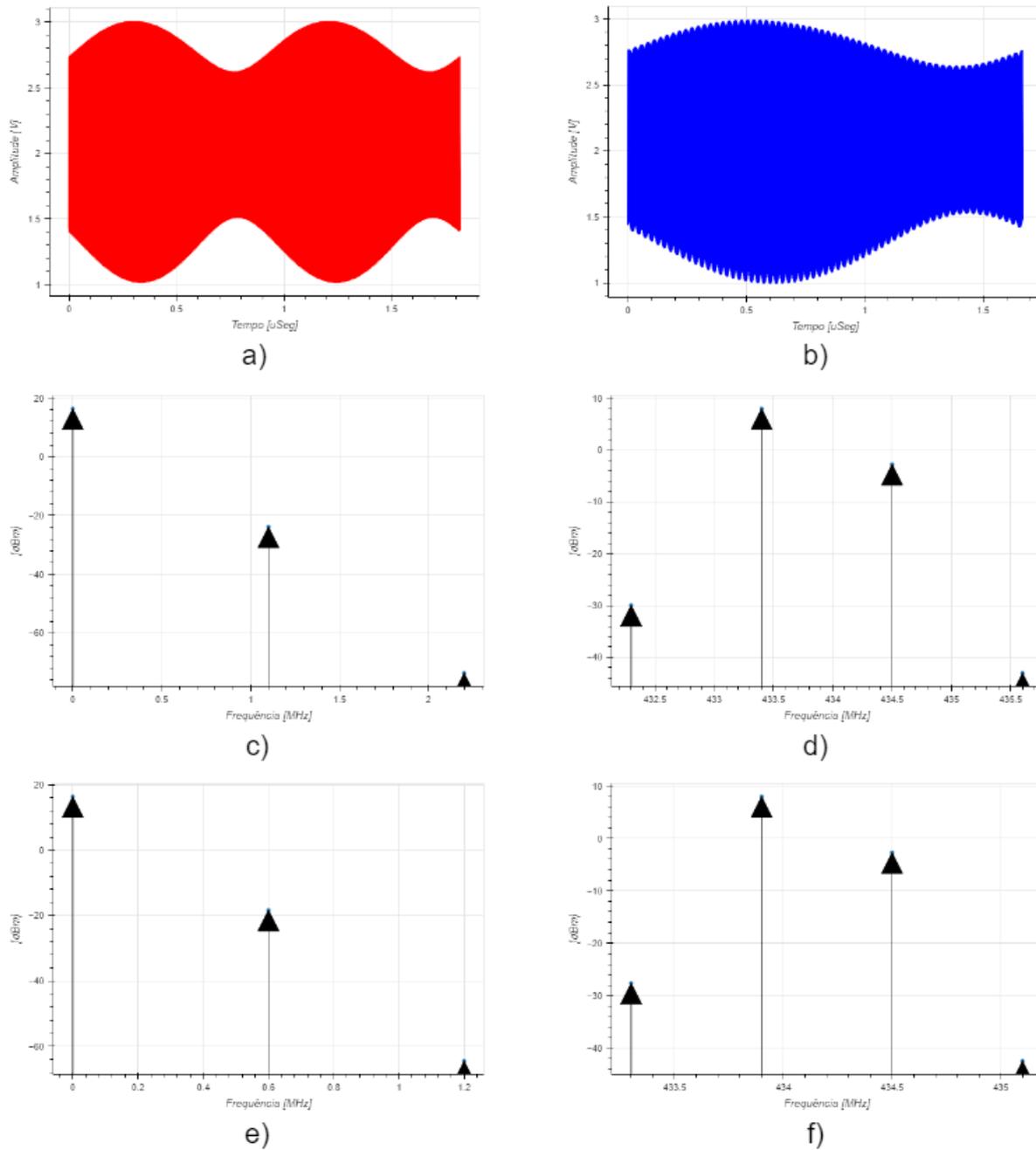
A polarização do amplificador de baixo ruído e o projeto da sua carga buscaram amplificar os sinais recebidos sem aumentar a deterioração pela relação sinal-ruído. A simulação de *Harmonic Balance* do amplificador permitiu analisar a figura de ruído nas frequências de interesse. O amplificador atingiu a figura de ruído de 7,68 em 433,4 MHz, 1,91 em 433,9 MHz e 2,7 em 434,5 MHz.

A figura 51 mostra a tensão no coletor do amplificador de baixo ruído para os casos em que o sinal recebido tem frequência de 433,4 MHz e 433,9 MHz. Do gráfico da tensão no tempo é notável que a soma dos sinais gera uma modulação de amplitude que não é simétrica com o eixo horizontal, efeito da distorção do transistor. Nos gráficos no domínio da frequência se percebe com mais facilidade que a distorção gera senoides em frequências proporcionais às frequências dos sinais somados. A senoide de interesse para o demodulador varia entre 600 kHz e 1,1 MHz dependendo da frequência de RX, e tem potência aproximada de -20 dBm.

Após o filtro, os sinais em 600 kHz e 1,1 MHz são mais facilmente identificados. A atenuação do filtro também os diferencia em nível de potência, que antes era aproximadamente a mesma dada que a resposta em frequência do amplificador é semelhante para as frequências muito próximas que RX assume. O sinal em 600 kHz, gerado pela combinação de TX com RX a 433,9 MHz, tem cerca de -18 dBm de potência após o filtro, enquanto o sinal de 1,1 MHz, da combinação de TX com RX a 433,4 MHz, tem aproximadamente -21 dBm.

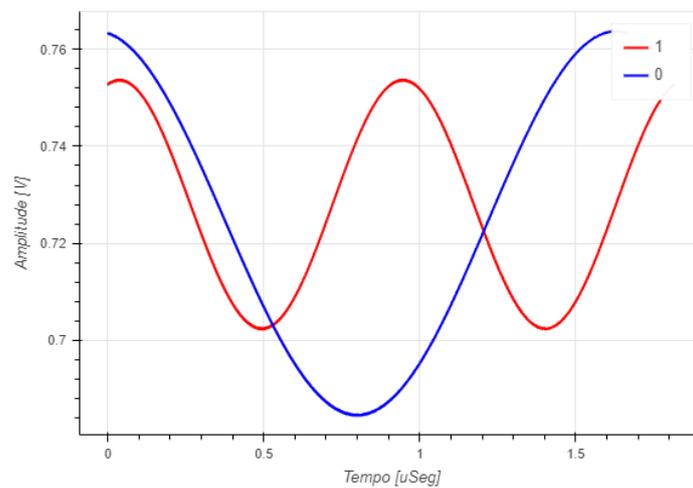
Agora, os sinais gerados com potências que diferem em 3 dB podem ser demodulados como sinais de modulação **ASK**. Essa demodulação em amplitude é feita pelo retificador e produz dois resultados. Quando RX assume a frequência de 433,9 MHz, valor lógico 1, a tensão  $V_{out}$  é de 4,53 V. Já quando a frequência do sinal recebido é de 433,4 MHz, valor lógico 0, a tensão  $V_{out}$  passa a ser de 4,485 V. A variação de 45 mV na figura 53 é suficiente para ser captada pelo conversor analógico/digital de um microcontrolador.

Fig. 51 – Sinais com intermodulação após amplificador de baixo ruído. a) Tensão no tempo com RX a 433,4 MHz; b) Tensão no tempo com RX a 433,9 MHz; c) Amplitude por frequência de 0 a 2 MHz com RX a 433,4 MHz; d) Amplitude por frequência em torno de 434,5 MHz com RX a 433,4 MHz; e) Amplitude por frequência de 0 a 1,2 MHz com RX a 433,9 MHz; f) Amplitude por frequência em torno de 434,5 MHz com RX a 433,9 MHz.



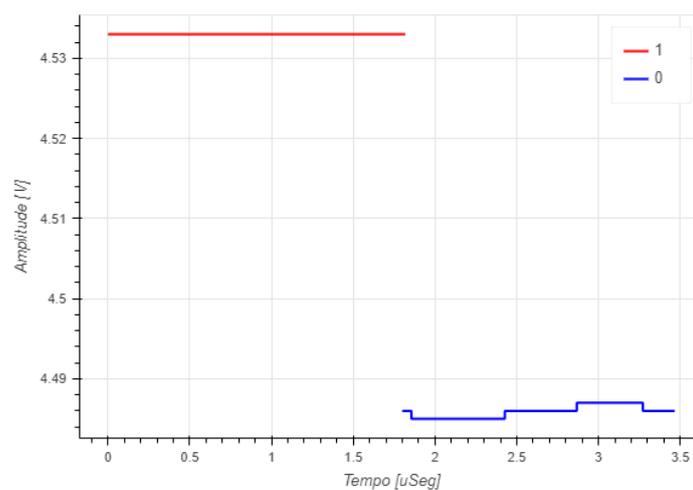
Fonte: o autor

Fig. 52 – Amplitude dos sinais equivalentes aos valores lógicos 1 e 0 após o filtro.



Fonte: o autor

Fig. 53 – Sinais equivalente aos valores lógicos 1 e 0 convertidos em tensões constantes pelo demodulador.



Fonte: o autor



## 8 Considerações Finais

Este projeto se propôs a conceber um radiotransceptor adequado para a unidade central de um sistema de telemetria cujas unidades sensoras fossem alimentadas remotamente. Para isso, um transmissor, um circulador e um receptor foram projetados sob a ótica do sistema de telemetria e suas características. Os capítulos 2 e 3 trataram dessas características e definiram os principais parâmetros que guiaram o estudo e a concepção das arquiteturas dos circuitos.

Os circuitos que compõem o transmissor são um oscilador e dois amplificadores, um que permite a modulação da portadora e outro para prover o ganho de potência necessário para que o sinal transmitido energize as unidades sensoras. Para o oscilador, foi utilizado em ressonador [SAW](#), com alto fator de qualidade, levando à geração da portadora com baixo ruído de fase. A modulação [ASK](#) se deu pela manipulação da polarização do primeiro amplificador, controlada por um microcontrolador. O sinal modulado é então injetado em um amplificador de potência cuja polarização e carga foram projetadas para aumentar a eficiência. Todo o transmissor foi simulado em software, atingindo os resultados esperados. Os circuitos foram então implementados em uma [PCI](#) para ensaios em laboratório, onde se observou que o sinal gerado no transmissor tinha alta potência e era modulado em amplitude, mas não estava na frequência esperada. Outros ensaios feitos após ajustes no circuito também não atingiram a frequência de 434,5 MHz da portadora, o que pode indicar a existência de um polo preponderante no oscilador. Para uma futura implementação do transmissor, seria necessária uma análise do esquemático da [PCI](#) e dos parâmetros dos componentes utilizados, principalmente os indutores.

Uma das contribuições deste trabalho foi a análise de diversas arquiteturas de circuladores sob os parâmetros do sistema de telemetria, em especial a isolação entre transmissão e recepção. Dentre elas, o acoplador linear com uma manipulação do coeficiente de reflexão da porta livre foi a que apresentou os melhores resultados. Em simulação, o circuito alcançou até 80 dB de isolação. Quando implementado na placa, o circuito apresentou uma isolação consideravelmente menor por conta de variações nos parâmetros dos componentes e nas dimensões das linhas de transmissão que afetaram o cancelamento dos sinais. Em ([JUNQUEIRA; LIMA, 2021](#)), foi projetado um circulador em anel a parâmetros concentrados que, quando medido, apresentou isolação de 28 dB. Neste projeto, o circuito circulador permitia que a isolação, causada pelo cancelamento dos sinais, fosse ajustada a partir do coeficiente de reflexão da porta 4. Próximas versões do circulador devem usar este método recursivo para ajustar a carga na porta livre de acordo com os parâmetros reais dos componentes e assim garantir a máxima isolação. Futuros estudos deste radiotransceptor podem também explorar arquiteturas de circuladores com componentes

ativos e técnicas para minimizar o efeito das operações de grandes sinais, principal impeditivo para a utilização dessas arquiteturas neste projeto.

O receptor foi projetado para demodular os sinais vindos das unidades sensoras. Duas estratégias de demodulação em frequência realizáveis com componentes discretos foram estudadas e estão descritas no capítulo 5. Optou-se pela que explora a intermodulação entre os sinais transmitido e recebido para facilitar a conversão da modulação FSK para a modulação em amplitude. A demodulação em amplitude é feita por um detector de envoltória, que produziu um sinal de onda quadrada com 45 mV de amplitude. Para melhorar essa arquitetura, um oscilador com *injection locking* poderia ser utilizado em conjunto ou em substituição ao amplificador por ser capaz de oscilar com amplitude constante na frequência do sinal injetado, desde que este esteja dentro de uma faixa de potência, o que diminuiria a sensibilidade do receptor à potência do sinal recebido.

Juntando o transmissor, o circulador e o receptor, temos um radiotransceptor adequado para operação em um sistema de telemetria com sensores alimentados remotamente. Capaz, em simulação, de transmitir um sinal de 30 dBm modulados em amplitude enquanto recebe um sinal de até -20 dBm modulado em frequência. Esse sistema poderia atuar com distâncias de até 80 cm entre a unidade central e a unidade sensora que está sendo energizada. Em comparação com sistemas que transferem energia por acoplamento e não por irradiação com a mesma potência transmitida (ULLAH et al., 2022), este projeto permitiu uma distância maior entre as unidades, 80 cm contra 6 cm. Tomando sistemas que fazem a transmissão de energia por irradiação, os radiotransceptores em (THOMAS et al., 2012) e (CHOI et al., 2020) alcançaram distâncias superiores que a deste projeto, de 150 cm e 400 cm. A distância máxima de operação do radiotransceptor deste projeto pode ser aumentada com a implementação das sugestões apresentadas neste capítulo para um trabalho futuro.

# Referências

- ALMEIDA, J. V. de; GU, X.; WU, K. Swipt base stations for battery-free, wirelessly powered iot networks: A review on architectures, circuits and technologies. *IEEE Microwave Magazine*, v. 25, n. 6, p. 22–40, 2024. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- AZADMEHR, M.; PAPROTNY, I.; MARCHETTI, L. 100 years of colpitts oscillators: Ontology review of common oscillator circuit topologies. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, v. 20, n. 4, p. 8–27, 2020. Citado na página 51.
- BRAND, J. The radio that can hear over itself: Self-interference cancellation allows radios to transmit and receive on the same frequency. *IEEE Spectrum*, v. 58, n. 3, p. 30–35, 2021. Citado na página 36.
- BRITO, K. et al. A 400 mhz reconfigurable injection-locking based rc oscillator for ask/fsk modulation. In: *2013 26th Symposium on Integrated Circuits and Systems Design (SBCCI)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4. Citado na página 47.
- BRITO, K. B. et al. A 2.45 ghz cmos active quasi-circulator with a built-in rectifier. In: *2018 IEEE 9th Latin American Symposium on Circuits & Systems (LASCAS)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4. Citado na página 40.
- CARSON, J. Notes on the theory of modulation. *Proceedings of the IEEE*, v. 51, n. 6, p. 893–896, 1963. Citado na página 27.
- CHOI, K. W. et al. Simultaneous wireless information and power transfer (swipt) for internet of things: Novel receiver design and experimental validation. *IEEE Internet of Things Journal*, v. 7, n. 4, p. 2996–3012, 2020. Citado na página 80.
- CRIPPS, S. [S.l.: s.n.], 2006. Citado na página 26.
- DINC, T.; NAGULU, A.; KRISHNASWAMY, H. A millimeter-wave non-magnetic passive soi cmos circulator based on spatio-temporal conductivity modulation. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 52, n. 12, p. 3276–3292, 2017. Citado na página 43.
- HARRIS, V. G. Modern microwave ferrites. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 48, n. 3, p. 1075–1104, 2012. Citado na página 36.
- JUNQUEIRA, E. A. C.; LIMA, R. N. de. A full-duplex radiotelemetry transceiver. In: *2021 5th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–4. Citado 3 vezes nas páginas 22, 39 e 79.
- KUO, N.-C.; ZHAO, B.; NIKNEJAD, A. M. Novel inductive wireless power transfer uplink utilizing rectifier third-order nonlinearity. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 66, n. 1, p. 319–331, 2018. Citado na página 48.
- MUNG, S. W. Y.; CHAN, W. S. Active three-way circulator using transistor feedback network. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 27, n. 5, p. 476–478, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.

- NETO, R. M. H.; LIMA, R. N. de; CATUNDA, S. Y. C. A batteryless full-duplex radio transceiver for sensors. In: *2019 4th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 25.
- RASHVAND, H.; ABEDI, A. *Wireless Sensor Systems for Extreme Environments: Space, Underwater, Underground, and Industrial*. [S.l.]: Wiley, 2017. (Wiley - IEEE Series). ISBN 9781119126461. Citado na página 21.
- RAZAVI, B. A study of injection pulling and locking in oscillators. In: *Proceedings of the IEEE 2003 Custom Integrated Circuits Conference, 2003*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 305–312. Citado na página 47.
- REED, J.; WHEELER, G. A method of analysis of symmetrical four-port networks. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 4, n. 4, p. 246–252, 1956. Citado na página 86.
- RENZO, M. D.; LU, W. System-level analysis and optimization of cellular networks with simultaneous wireless information and power transfer: Stochastic geometry modeling. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 66, n. 3, p. 2251–2275, 2017. Citado na página 22.
- RODRIGUES, M. et al. A materials perspective on li-ion batteries at extreme temperatures. *Nature Energy*, 2017. Citado na página 21.
- SRIVASTAVA, A. et al. Bio-witel: A low-power integrated wireless telemetry system for healthcare applications in 401–406 mhz band of medradio spectrum. *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, v. 22, n. 2, p. 483–494, 2018. Citado na página 21.
- THOMAS, S. J. et al. A battery-free multichannel digital neural/emg telemetry system for flying insects. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, v. 6, n. 5, p. 424–436, 2012. Citado na página 80.
- ULLAH, S. et al. Wireless, battery-free, and fully implantable micro-coil system for 7 t brain mri. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, v. 16, n. 3, p. 430–441, 2022. Citado na página 80.
- WANG, Z. et al. The application of the internet of things technology in apple production. In: *2019 IEEE 11th International Conference on Advanced Infocomm Technology (ICAIT)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 109–112. Citado na página 21.
- WONG, A. C. W. et al. A 1 v wireless transceiver for an ultra-low-power soc for biotelemetry applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 43, n. 7, p. 1511–1521, 2008. Citado na página 21.
- WRIGHT, P. et al. An efficient, linear, broadband class-j-mode pa realised using rf waveform engineering. In: *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 653–656. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 54.
- WU, F. et al. Magnetic-free isolators based on time-varying transmission lines. *Electronics*, v. 8, n. 6, 2019. ISSN 2079-9292. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2079-9292/8/6/684>>. Citado na página 43.

---

YOO, B.-Y.; PARK, J.-H.; YANG, J.-R. Quasi-circulator using an asymmetric coupler for tx leakage cancellation. *Electronics*, v. 7, n. 9, 2018. ISSN 2079-9292. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2079-9292/7/9/173>>. Citado na página 55.

ZHANG, R.; MAUNDER, R. G.; HANZO, L. Wireless information and power transfer: from scientific hypothesis to engineering practice. *IEEE Communications Magazine*, v. 53, n. 8, p. 99–105, 2015. Citado na página 22.



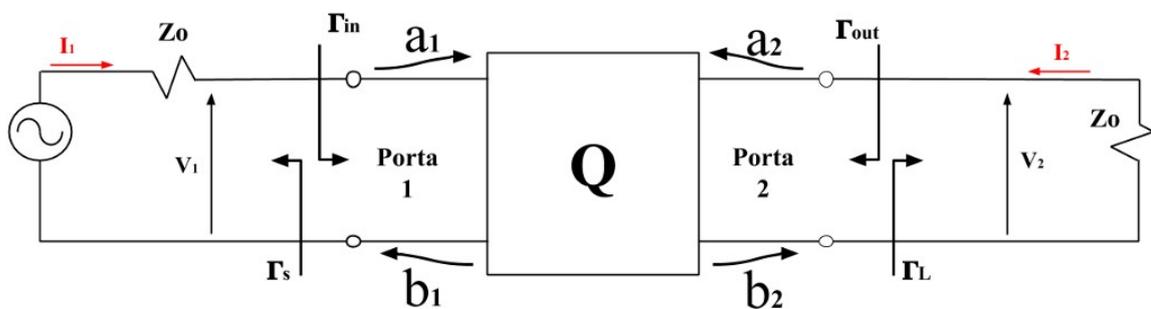
# APÊNDICE A – Cálculo dos Parâmetros S do Acoplador Direcional

Os cálculos da isolação, adaptação e perdas por inserção de cada circulator foi feito utilizando matrizes de espalhamento, ou matrizes S. Essas matrizes são determinadas definindo estímulos e respostas do circuito como ondas incidentes (A.1) e refletidas (A.2) nas  $n$  portas do circuito. A matriz S da figura 54 (A.3) relaciona as ondas refletidas de todas as portas às ondas incidentes (A.4 e A.5), considerando um circuito linear e invariante no tempo.

$$a_n = \frac{V_n + Z_0 I_n}{2\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.1})$$

$$b_n = \frac{V_n - Z_0 I_n}{2\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.2})$$

Fig. 54 – Quadripolo para medição dos parâmetros S.



Fonte: o autor

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (\text{A.4})$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (\text{A.5})$$

$$S_{nm} = \frac{b_n}{a_m} \quad (\text{A.6})$$

Como o circuito é linear, podemos calcular os parâmetros S através da equação A.6 assumindo  $a_{n \neq m} = 0$ . Assim, se substituirmos A.1 e A.2 em A.6, chegamos a expressões para os parâmetros em função das tensões, correntes e da impedância característica das portas ( $Z_0$ ).

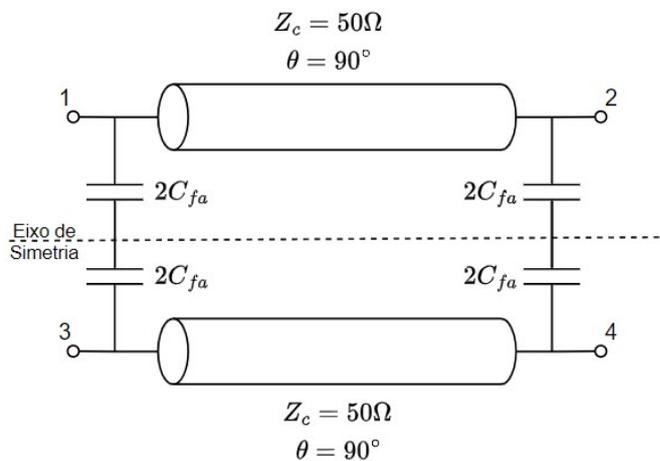
$$S_{nn} = \frac{Zin_n - Z_0}{Zin_n + Z_0} \quad (\text{A.7})$$

$$S_{nm} = \frac{2 \frac{V_n}{V_m}}{1 + \frac{Z_0}{Zin_m}} \quad (\text{A.8})$$

## A.1 Acoplador Direcional

Para calcular as tensões, correntes e impedância de entrada das portas de um circuito simétrico e linear é conveniente realizar a análise descrita por (REED; WHEELER, 1956). Nela, o circuito é dividido no eixo de simetria (Fig. 55) e representado em modo par ( $e$ ) e modo ímpar ( $o$ ) (Fig. 56), o que permite a divisão no eixo de simetria e simplifica os cálculos.

Fig. 55 – Acoplador representado com eixo de simetria (capacitor de acoplamento representado como dois capacitores em série).

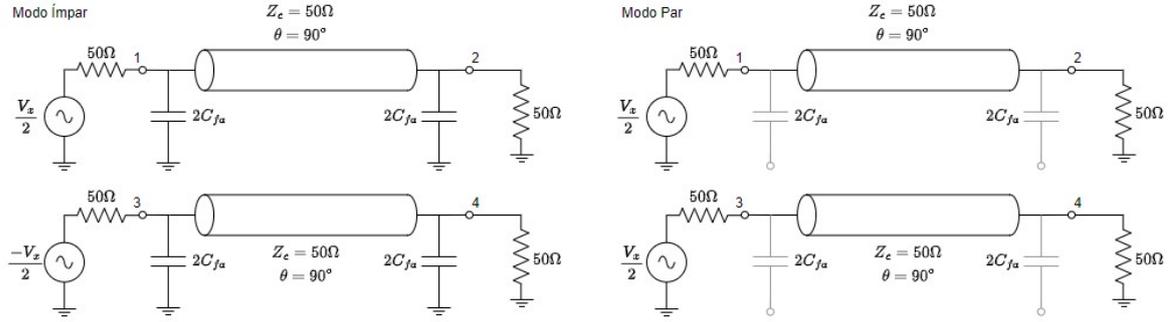


Fonte: o autor

Assim, as tensões e correntes nas portas dos circuitos podem ser calculadas nos circuitos par e ímpar e depois somadas (A.9) (A.10), e a impedância de entrada de cada porta é calculada por A.11.

$$V_n = Ve_n + Vo_n \quad (\text{A.9})$$

Fig. 56 – Circuitos modo par e modo ímpar.



Fonte: o autor

$$I_n = I_{e_n} + I_{o_n} \quad (\text{A.10})$$

$$Z_{in_n} = \sqrt{Z_{in_e} \cdot Z_{in_o}} \quad (\text{A.11})$$

Assim, considerando a fonte de tensão conectada à porta 1, foram calculadas as tensões nas portas 2, 3 e 4 ( $V_2$ ,  $V_3$  e  $V_4$ ), e a impedância de entrada da porta ( $Z_{in_1}$ ) que, pela simetria do circuito, é a mesma das demais portas. As equações A.12 e A.13 têm o objetivo de simplificar as expressões nas equações seguintes.

$$Z_{2C_{fa}} = \frac{1}{j\omega 2C_{fa}} \quad (\text{A.12})$$

$$A = \sqrt{\frac{(Z_{2C_{fa}} + Z_0)Z_{2C_{fa}}}{(Z_{2C_{fa}} + Z_0)^2 - Z_0 Z_{2C_{fa}}}} \quad (\text{A.13})$$

$$V_2 = j\left(\frac{Z_{2C_{fa}}}{Z_{2C_{fa}} + Z_0} + 1\right)\left(\frac{V_1}{2}\right) \quad (\text{A.14})$$

$$V_3 = \left(1 - \frac{1}{A}\right)\frac{V_1}{2} \quad (\text{A.15})$$

$$V_4 = j\left(1 - \frac{Z_{2C_{fa}}}{Z_{2C_{fa}} + Z_0}\right)\frac{V_1}{2} \quad (\text{A.16})$$

$$Z_{in} = Z_0 A \quad (\text{A.17})$$

A partir das A.14, A.15, A.16 e A.8 são calculados os parâmetros  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  e  $S_{41}$  que são equivalentes aos parâmetros de transmissão entre as outras portas. E substituindo  $Z_{in}$  calculado por A.17 em A.7 é calculado  $S_{11}$ , equivalente a  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  e  $S_{44}$ .

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = \frac{A - 1}{A + 1} \quad (\text{A.18})$$

$$S_{21} = S_{12} = S_{43} = S_{34} = \frac{j\left(\frac{Z_2 C f_a}{Z_2 C f_a + Z_0} + 1\right)}{1 + \frac{1}{A}} \quad (\text{A.19})$$

$$S_{41} = S_{14} = S_{32} = S_{23} = \frac{j\left(1 - \frac{Z_2 C f_a}{Z_2 C f_a + Z_0}\right)}{1 + \frac{1}{A}} \quad (\text{A.20})$$

$$S_{31} = S_{13} = S_{42} = S_{24} = \frac{A - 1}{A + 1} \quad (\text{A.21})$$