



UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

Matheus Andrade das Virgens

**Radiotransceptor *Full-duplex*  
Alimentado Remotamente para  
Sistema de Telemetria**

Dissertação de Mestrado

Salvador  
2024

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

Matheus Andrade das Virgens

## Radiotransceptor *Full-duplex* Alimentado Remotamente para Sistema de Telemetria

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: Robson Nunes de Lima

Área de Concentração: Microeletrônica  
Linha de Pesquisa: Radiotransceptores *Full-duplex*  
para Sistema de Telemetria

Salvador, Bahia, Brasil  
Matheus A. Virgens, Agosto de 2024

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Bernadete  
Sinay Neves, Escola Politécnica – UFBA.

---

V816 Virgens, Matheus Andrade das.

Radiotransceptor full-duplex alimentado remotamente para sistema de telemetria / Matheus Andrade das Virgens. – Salvador, 2024.

151f.: il. color.

Orientador: Prof. Dr. Robson Nunes de Lima.

Dissertação (mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, 2024.

1. Transceptor full-duplex. 2. Sensoriamento. 3. Telemetria. I. Lima, Robson Nunes de. II. Universidade Federal da Bahia. III. Título.

---

CDD: 621.3


Matheus Andrade das Virgens

## **Radiotransceptor Full-duplex Alimentado Remotamente para Sistema de Telemetria**

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”.


Salvador-BA, 01 de Agosto de 2024.

### **Banca Examinadora:**

Documento assinado digitalmente  
 **ROBSON NUNES DE LIMA**  
Data: 30/08/2024 15:44:54-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>


---

Orientador: Prof. Dr. Robson Nunes de Lima  
Universidade Federal da Bahia

Documento assinado digitalmente  
 **RAIMUNDO CARLOS SILVERIO FREIRE**  
Data: 30/08/2024 16:42:13-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire  
Universidade Federal de Campina Grande

Documento assinado digitalmente  
 **MAICON DEIVID PEREIRA**  
Data: 30/08/2024 19:42:52-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Prof. Dr. Maicon Deived Pereira  
Universidade Federal da Bahia

*Dedico este trabalho a minha família.*

*“O inconsciente governa o homem mais do que ele imagina.”*

Sigmund Freud

## Agradecimentos

Agradeço primeiramente a minha família por me apoiar e acreditar nas minhas conquistas.

À minha namorada, Laura das Neves por seu amor, carinho e apoio nesta etapa da minha vida. Assim como minhas amigadas mais verdadeiras por tornarem esta jornada mais leve.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFBA, especialmente ao meu orientador, o professor Dr. Robson Nunes de Lima, pela paciência e disposição em ajudar e orientar durante a pesquisa e desenvolvimento no trabalho de mestrado.

Ao meu colega de pesquisa Eduardo Junqueira pela cooperação no desenvolvimento do trabalho.

Ao Laboratório de Eletrônica Embarcada do SENAI CIMATEC e aos colegas: Victor, William, Gustavo e Daniel que me deram suporte na montagem das Placas de Circuito Impresso, além de disponibilizar o uso do espaço e das ferramentas do laboratório.

Ao Ramóm Homs, cujo trabalho de mestrado foi a inspiração do meu, além de ter sido meu orientador durante meu período de bolsista no Laboratório de Eletrônica Embarcada do SENAI CIMATEC.

Ao Laboratório de Concepção de Circuitos Integrados (LCCI) da UFBA, pelo suporte na fabricação das Placas de Circuito Impresso.

Aos meus colegas de trabalho da empresa *Ford Motor Company Brazil* e a minha supervisora Adriana Neves por permitir uma maior flexibilidade dos meus horários para eu realizar as atividades do mestrado.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela bolsa de estudos.

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

*Resumo*

Este trabalho diz respeito à concepção e implementação da interface de radio-frequência de um transceptor full-duplex, cuja operação se dá em torno de 433 MHz. Esse radiotransceptor é parte integrante de uma rede de sensores do tipo estrela 1:N, em que uma única unidade central gerencia N unidades sensoras. Essa unidade central é responsável tanto pelo fornecimento remoto de energia como pela apresentação dos dados provenientes dos sensores. Cada unidade sensora, ênfase desse trabalho, é constituída de um circulador não-magnético que permite a transmissão e a recepção simultânea de sinais. O receptor desta unidade consiste num conversor de energia RF-DC e num demodulador ASK. O transmissor é construído a partir de um oscilador senoidal com ressonador SAW que desempenha as seguintes funções: gerador da portadora, amplificador de potência e modulador FSK. Os resultados de medição mostram que quando uma potência de 18 dBm excita o retificador de entrada do receptor da unidade sensora, uma potência de 1,2 mW é gerada na saída do oscilador de potência dessa unidade.

**Palavras-chaves:** Sensoriamento, *full-duplex*, transferência remota de energia, circulador e quase-circulador.



*Abstract*

This paper concerns the design and implementation of a 433 MHz full-duplex radio transceiver for a sensor unit. This radio is part of a 1:N star-network topology consisting of sensor units and a central unit responsible for wireless supplying energy to the sensor units and managing the raw sensor data. Each sensor unit comprises a magnetless circulator that enables simultaneous transmission and reception. The receiver of this unit consists of an energy harvesting system and an ASK demodulator. The transmitter core of this unit is an SAW sinusoidal oscillator that performs the function of a carrier, a power amplifier, and an FSK modulator as well. The measurement results show that when a power of 18 dBm excites the input rectifier of the receiver of the sensing unit, a power of 1.2 mW is generated at the output of the power oscillator of this unit.

**Keywords:** Sensing, full-duplex, wireless power transfer, circulator and quasi-circulator.

# Lista de Figuras

1.1	Rede de sensores alimentados remotamente. . . . .	4
1.2	Rede de sensores do tipo estrela 1 : $N$ aplicado à telemetria. . . . .	6
2.1	Tipos de comunicação: a) <i>simplex</i> ; b) <i>half-duplex</i> ; c) <i>full-duplex</i> via duas antenas, d) <i>full-duplex</i> com antena compartilhada. . . . .	13
2.2	Arquitetura, em diagrama de blocos, do radiotransceptor RF proposto para Unidade de Medição. . . . .	15
2.3	Faixa de frequência destinada à Unidade de Medição. . . . .	18
2.4	Ilustração de Modulação por Largura de Pulso (PWM). . . . .	21
2.5	Sequência de pulsos PWM enviados pela Unidade Central: requisição de dados para determinada Unidade de Medição. . . . .	22
2.6	Sequência de pulsos PWM enviados pela Unidade de Medição: medições .	23
2.7	Esquema de Modulação Digital: a) em Frequência: BFSK ( <i>Binary Frequency Shift Keying</i> ); b) em Amplitude : OOK ( <i>On-Off Keying</i> ). . . . .	24
2.8	Espectro de um sinal: a) BFSK; b) OOK. . . . .	26
2.9	Onda eletromagnética irradiada pela antena. . . . .	27
2.10	Enlace para transmissão de energia e informação. . . . .	28
2.11	Ilustração e respectiva matriz $S$ de um: a) circulator ideal e b) quase-circulator ideal. Linhas pretas e vermelhas representam fluxo de potência entre portas: permitido; e não permitido respectivamente. . . . .	32
2.12	a) Acoplador em anel e b) circulator baseado em acoplador em anel. . . . .	34
2.13	Acoplador Direcional: a) Representação e b) implementação via linhas de transmissão paralelas e capacitor discreto para acoplamento. . . . .	34

2.14	Circulador implementado via Acoplador Direcional. . . . .	35
2.15	Linha de Transmissão (parâmetros distribuídos) e seus equivalentes circuitos a parâmetros concentrados. . . . .	36
2.16	a) Duplexador para transmissão e recepção simultânea de sinais com única antena compartilhada; b) transmissão de sinal; recepção de sinal. . . . .	37
2.17	Duplexador e suas matrizes S para recepção e transmissão. . . . .	39
2.18	Técnicas de SWIPT: a) Divisão do Tempo (TS — <i>Time Splitting</i> ); b) Divisão de Potência (PS — <i>Power Splitting</i> ). . . . .	40
2.19	Implementação de SWIPT via acoplador direcional. . . . .	41
2.20	Retificador RF dobrador de tensão. . . . .	43
2.21	Ilustração do Retificador Dickson multiestágios. . . . .	45
2.22	Retificador Dickson de 2 estágios. . . . .	45
2.23	Retificador de Onda Completa. . . . .	46
2.24	Retificador Greinacher de 2 estágios: a) normal e b) modificado. . . . .	46
2.25	Conversor RF-DC via transistores em conexão diodo . . . . .	47
2.26	Retificador RF com rede de adaptação de impedância na entrada e regulador de tensão na saída. . . . .	49
2.27	a) Circuito Detector de Envoltória; b) formas de ondas: sinal OOK $V_{in}$ e sinal PWM modulado $V_{mod}$ ; c) formas de ondas: sinal OOK $V_{in}$ e sinal PWM demodulado $V_{out}$ . . . . .	50
2.28	Transmissores Diretos . . . . .	52
2.29	a) Rede LC ; b) Rede LC excitada por um pulso de corrente $i_{\delta}(t)$ ; c) Resposta ao impulso $V_{out}(t)$ . . . . .	52
2.30	Representação do conceito de resistência negativa em: a) diagrama de blocos; b) em termos de impedâncias; c) Excitação do sistema por um pulso de corrente; d) sua resposta. . . . .	54
2.31	Oscilador Colpitts com carga conectada ao coletor do transistor. . . . .	55
2.32	Aplicação do conceito de impedância negativa ao Oscilador Colpitts: a) Análise AC do circuito; b) Determinação de $Z_{in}$ . . . . .	56
2.33	a) Modelo equivalente de um cristal; b) Reatância de um cristal em função da frequência. . . . .	58

2.34	Oscilador Colpitts com ressonador SAW. . . . .	59
2.35	Circuito Amplificador de Potência para diferentes Classes de Operação: A, AB, B, C. . . . .	60
2.36	Corrente no coletor em função da tensão base-emissor. Os pontos $Q_1$ a $Q_1$ ilustram a tensão base-emissor quiescente $V_{BE,Q}$ para as classes de operação A à C. . . . .	62
2.37	Polarização e Formas de Onda para Amplificador de Potência do tipo Classe-A. . . . .	62
2.38	Polarização e Formas de Onda para Amplificador de Potência do tipo Classe-AB. . . . .	63
2.39	Polarização e Formas de Onda para Amplificador de Potência do tipo Classe-B. . . . .	63
2.40	Componentes da Tensão Coletor-Emissor ( $V_{CE}$ ) e Corrente do Coletor ( $I_C$ ) para amplificador de potência em classe J. . . . .	65
2.41	Formas de onda da Tensão Coletor-Emissor ( $V_{CE}$ ) e Corrente do Coletor ( $I_C$ ) para Amplificador do tipo: a) Classe B, Classe AB; b) Classe J. . . . .	66
2.42	a) Rede de adaptação para oscilador “classe J”: b) circuito equivalente para a fundamental $f_o$ ; b) circuito equivalente para o segundo harmônico $2 \cdot f_o$ . . . . .	67
2.43	Oscilador de Potência Colpitts Modulador do tipo BFSK. . . . .	68
3.1	Análise do enlace: atenuação do espaço livre; potência recebida pela Unidade de Medição. . . . .	70
3.2	Esquemático de simulação do circulador em anel. . . . .	72
3.3	Resultados da simulação do circulador via acoplador em anel — Parâmetros S: $S_{11}$ , $S_{13}$ , $S_{21}$ , $S_{22}$ , $S_{32}$ , $S_{33}$ . . . . .	73
3.4	Resultados da simulação do circulador via acoplador em anel — Parâmetros S: $S_{12}$ , $S_{23}$ , $S_{31}$ . . . . .	74
3.5	Esquemático de simulação do retificador RF-DC. . . . .	74

3.6	Resultado de simulação <i>Harmonic Balance</i> do retificador — Tensão na saída ( $V_{out}$ ) e corrente na saída ( $I_{out}$ ) em função da resistência da carga ( $R_L$ ).	75
3.7	Resultado de simulação <i>Transient</i> do retificador — Tensão de entrada ( $V_{in}$ ) e tensão de referência ( $V_{ref}$ ).	75
3.8	Resultado de simulação <i>Transient</i> do retificador — Tensão de <i>ripple</i> .	75
3.9	Resultado de simulação <i>Transient</i> do retificador — Tensão na saída ( $V_{out}$ ) e corrente na saída ( $I_{out}$ ) em função do tempo.	76
3.10	Resultado de simulação <i>Harmonic Balance</i> do retificador — Análise de sensibilidade do circuito (varredura da potência RF de entrada ( $P_{in}$ )).	76
3.11	Esquemático de simulação do acoplador direcional para SWIPT.	77
3.12	Esquemático de simulação do detector de envoltória.	78
3.13	Resultados de simulação <i>Transient</i> do detector de envoltória — tensão de entrada do detector ( $V_1$ ); tensão de entrada do detector ( $V_3$ ).	78
3.14	Resultados de simulação <i>Transient</i> do detector de envoltória — tensão de entrada do detector ( $V_3$ ); tensão de saída do <i>Driver</i> ( $V_{out}$ ).	78
3.15	Resultados da simulação do acoplador direcional — Parâmetros S: $S_{21}$ , $S_{31}$ , $S_{41}$ , $S_{11}$ , $S_{22}$ , $S_{33}$ , $S_{44}$ .	79
3.16	Resultados da simulação do acoplador direcional anel: Matriz de Parâmetros S para frequência $f_{Rx} = 434,42$ MHz.	79
3.17	Esquemático de simulação do oscilador Colpitts proposto.	80
3.18	Resultador de simulação do oscilador Colpitts proposto, ressonador ASR433.92E-T utilizado: tensão ( $V_c$ ) e corrente ( $I_c$ ) no coletor. Ressonador SAW utilizado: ASR433.92E-T.	82
3.19	Resultador de simulação do oscilador Colpitts proposto: tensão ( $V_{out}$ ) e corrente ( $I_{out}$ ) na saída (carga de $50 \Omega$ ). Ressonador SAW utilizado: ASR433.92E-T.	82
3.20	Resultador de simulação do oscilador Colpitts proposto: ruído de fase. Ressonador SAW utilizado: ASR433.92E-T.	83
3.21	Resultador de simulação do oscilador Colpitts proposto: resposta transitente do circuito. Ressonador SAW utilizado: ASR433.92E-T.	83

3.22	Resultador de simulação do receptor: a) tensão de saída do detector de envoltória; b) tensão de saída do retificador RF-DC. . . . .	84
3.23	Resultador de simulação da integração entre transmissor e circulator: tensão e corrente de saída na porta 2 do circulator. . . . .	85
3.24	<i>Layout</i> dos circuitos protótipo da unidade sensora. . . . .	86
3.25	Setup de teste do circuito Circulator. . . . .	87
3.26	Conexões para medição dos parâmetros S do circulator: a) $S_{32}$ ; b) $S_{31}$ ; c) $S_{21}$ . . . . .	87
3.27	Medição dos parâmetros S do circulator: $S_{32}$ ; $S_{23}$ . . . . .	88
3.28	Medição dos parâmetros S do circulator: $S_{31}$ ; $S_{13}$ . . . . .	89
3.29	Medição dos parâmetros S do circulator: $S_{21}$ ; $S_{12}$ . . . . .	89
3.30	Parâmetros S do circulator: resultados de medição; resultados de simulação. . . . .	90
3.31	Setup de teste do circuito Retificador RF-DC. . . . .	90
3.32	Resultado de medição do retificador RF-DC, para potência RF de entrada de 10 dBm: magnitude do parâmetro $S_{11}$ . . . . .	91
3.33	Resultado de medição do retificador RF-DC, para potência RF de entrada de 10 dBm: $S_{11}$ exibido na Carta de Smith. . . . .	91
3.34	Figuras de mérito do retificador RF-DC: resultados de medição; resultados de simulação. . . . .	92
3.35	Setup de teste do circuito Oscilador — análise no domínio: a) da frequência; b) do tempo. . . . .	93
3.36	Resultado de medição do circuito Oscilador: potência RF de saída. Tensão DC de alimentação = 2,5 V. Ressonador SAW: ASR433.92E-T. . . . .	93
3.37	Resultado de medição do circuito Oscilador: tensão AC de saída. Tensão DC de alimentação = 2,5 V. Ressonador SAW: ASR433.92E-T. . . . .	94
3.38	Resultado de medição do circuito Oscilador: tensão AC de saída. . . . .	96
A.1	Resposta em frequência dos filtros tipo: a) Butterworth; b) Chebyshev; c) Elíptico; d) Bessel. . . . .	112
A.2	Resposta em magnitude de um filtro do tipo passa-baixa: a) não-normalizado; b) normalizado. . . . .	113

A.3	Filtro passa-baixas protótipos normalizados: a) $g_1$ sendo elemento em paralelo; b) $g_1$ sendo elemento em série. . . . .	115
A.4	Resposta em magnitude de um filtro do tipo: a) passa-faixa não-normalizado; b) passa-baixa normalizado. . . . .	116
A.5	Transformação do filtro passa-baixa protótipo para filtro passa-faixa. . . . .	118
A.6	Protótipos de filtro passa-baixa modificado com inversores. . . . .	118
A.7	Protótipo passa-faixa modificado com inversores. . . . .	119
A.8	a) Protótipo Filtro Passa-Baixa. b) Filtro Passa-Faixa. c) Filtro Passa-Faixa com Inversores tipo $K$ . . . . .	119
A.9	d) Filtro Passa-Faixa com linha de transmissão $\frac{\lambda}{4}$ ; e) Substituição pela respectiva rede em $\pi$ ; f) Filtro Passa-Faixa equivalente. . . . .	120
A.10	d) Filtro Passa-Faixa com linha de transmissão $\frac{3\lambda}{4}$ ; e) Substituição pela respectiva rede em $\pi$ ; f) Filtro Passa-Faixa equivalente. . . . .	121
A.11	Inversão de: a) ressonador série; b) ressonador paralelo. . . . .	122
A.12	Inversor de Imitância a partir de uma linha de transmissão de um quarto de comprimento de onda: a) tipo $J$ ; b) tipo $K$ . . . . .	122
A.13	Inversor de Imitância a partir de uma linha de transmissão de um quarto de comprimento de onda: a) tipo $J$ ; b) tipo $K$ . . . . .	123
A.14	a) Circuito ressonador a três elementos com reatância capacitiva em série tipo I. Resposta da sua impedância em função da frequência: b) em magnitude; c) em frequência. . . . .	126
A.15	a) Circuito ressonador a três elementos com reatância indutiva em série tipo II. Resposta da sua impedância em função da frequência: b) em magnitude; c) em frequência. . . . .	126
A.16	Filtro passa-faixa com zeros de transmissão na banda de rejeição inferior. . . . .	127
A.17	Filtro passa-faixa com zeros de transmissão na banda de rejeição superior. . . . .	127
A.18	Duplexador com rede de adaptação entre os canais de transmissão (TX) e recepção (RX). . . . .	129
A.19	Circuito do duplexador. . . . .	129

B.1	Placa de Circuito Impresso do circulador: sem; e com os componentes eletrônicos soldados na placa. . . . .	130
B.2	Placa de Circuito Impresso do retificador RF-DC: sem; e com os componentes eletrônicos soldados na placa. . . . .	131
B.3	Placa de Circuito Impresso do oscilador Colpitts: sem; e com os componentes eletrônicos soldados na placa. . . . .	131



# Lista de Tabelas

1.1	Comparativo entre arquitetura de radiotransceptores: [1]; trabalho aqui proposto. . . . .	3
1.2	Especificações de radiotransceptores 433 MHz. . . . .	3
1.3	Requerimentos da unidade de medição proposta. . . . .	10
2.1	<i>Power budget</i> — potência disponível estimada aos blocos do radiotransceptor. . . . .	19
2.2	Figuras de Mérito dos Amplificadores de Potência RF do tipo modo Linear. . . . .	64
3.1	Potência de entrada na porta 1 e potências aferidas nas portas 2 a 3. . . . .	79
3.2	Resultados de simulação do oscilador “Classe J”. . . . .	82
3.3	Resultados de simulação: integração do receptor ao circulador. Frequência do sinal excitante RF: 434,42 MHz. . . . .	84
3.4	Comparativo dos resultados do circulador: simulação; medição. Faixa de operação: 433 MHz ISM. . . . .	95
3.5	Comparativo dos resultados do retificador RF-DC: simulação; medição. Sinal RF de excitação em 434,42 MHz e 10 dBm (10 mW) de potência. . . . .	95
3.6	Comparativo dos resultados do oscilador: simulação; medição. Ressonador SAW utilizado: ASR433.92E-T. . . . .	95

# Nomenclatura

ADC *Analog to Digital Converter* - Conversor Analógico para Digital

ADS *Advanced Design Systems*.

ASK *Amplitude Shift Keying* - Chaveamento em Amplitude

BFSK *Binary Frequency Shift Keying* - Chaveamento em Frequência

CI Circuito Integrado

CMOS *Complementary metal-oxide-semiconductor* - Semicondutor de Óxido Metálico Complementar

DC *Direct Current* - Corrente Contínua

FM *Frequency Modulation* - Modulação em Frequência

FSK *Frequency Shift Keying* - Chaveamento em Frequência

I/O *Input/Output* - Entrada/Saída

IA Inteligência Artificial

IMD *Implantable Medical Device* - Dispositivo Médico Implantável

IoT *Internet of Things* - Internet das Coisas

ISM *Industrial Scientific and Medical* - Industrial, Médico e Científico

LDO *Low-dropout* - Baixa Queda de Tensão

LNA *Low Noise Amplifier* - Amplificador de Baixo Ruído

LoRa *Long Range*

LoRaWAN *Long Range Wide-Area Network*

MCU Microcontrolador

MEMS *Micro-electromechanical System* - Sistema Microeletromecânico

OOK *On-off Shift Keying*

PA *Power Amplifier* - Amplificador de Potência

PCI Placa de Circuito Impresso

PCM *Pulse Code Modulation* - Modulação por Código de Pulso

PS *Power Splitting* - Divisão da Potência

PWM *Pulse Width Modulation* - Modulação por Largura de Pulso

RF Radiofrequência

RFC *Radiofrequency Choke* - Indutor de Choke

RFID *Radio Frequency Identification* - Identificação por Radiofrequência

SAW *Surface Acoustic Wave*

SWIPT *Simultaneous Wireless Information and Power Transfer* - Transmissão de Informação e Transferência de Energia Simultâneas

TS *Time Splitting* - Divisão do Tempo

UHF *Ultra High Frequency* - Frequência muito alta

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação . . . . .	1
1.2	Contextualização . . . . .	5
1.2.1	Aplicações da Telemetria . . . . .	7
1.3	Proposta e Objetivos . . . . .	9
1.4	Estrutura da Dissertação . . . . .	11
<b>2</b>	<b>Fundamentação Teórica</b>	<b>12</b>
2.1	Arquitetura do Transceptor . . . . .	12
2.2	Aquisição e Processamento de Dados . . . . .	17
2.2.1	Microcontrolador de Consumo Ultra-Baixo . . . . .	17
2.2.2	Codificação e Decodificação da Informação . . . . .	19
2.2.3	Modulação e Demodulação da Informação . . . . .	24
2.3	Análise do Enlace . . . . .	25
2.4	Transmissão e Recepção . . . . .	31
2.4.1	Análise do Circulador . . . . .	31
2.4.2	Análise do Duplexador . . . . .	36
2.5	Receptor — Conversão de Energia e Decodificação da Informação Simul- tâneos . . . . .	39
2.5.1	Retificador RF — Conversão de Energia RF . . . . .	41
2.5.2	Detector de Envoltória — Decodificação da Informação . . . . .	49
2.6	Transmissor . . . . .	51
2.6.1	Oscilador RF . . . . .	51

2.6.2	Oscilador Colpitts . . . . .	55
2.6.3	Ressonador SAW . . . . .	58
2.6.4	Classes de Operação — Classe J . . . . .	59
<b>3</b>	<b>Validação da Técnica Proposta</b>	<b>69</b>
3.1	Estimativa da Potência Disponível ao radiotransceptor — Análise do Enlace	69
3.2	Simulações . . . . .	71
3.2.1	Circulador . . . . .	71
3.2.2	Retificador RF . . . . .	73
3.2.3	Detector de Envoltória e Acoplador Direcional . . . . .	76
3.2.4	Oscilador . . . . .	79
3.2.5	Integração dos blocos . . . . .	81
3.3	Implementação do Protótipo . . . . .	85
3.3.1	Desenvolvimento da PCI . . . . .	85
3.3.2	Medição dos Parâmetros dos Circuitos . . . . .	86
<b>4</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>97</b>
4.1	Conclusões . . . . .	97
4.2	Contribuições . . . . .	99
4.3	Artigos Publicados . . . . .	99
4.4	Trabalhos Futuros . . . . .	99
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>101</b>
<b>A</b>	<b>Dimensionamento de um duplexador</b>	<b>111</b>
A.1	Funções de Aproximação . . . . .	111
A.2	Dimensionamento de um filtro passa-faixa do tipo Chebyshev . . . . .	114
A.3	Filtros com Inversores de imitância . . . . .	118
A.4	Inversores de imitância . . . . .	120
A.5	Adição de zeros de transmissão . . . . .	123
<b>B</b>	<b>Placas de Circuito Impresso (PCIs) confeccionadas e montadas.</b>	<b>130</b>

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação

Esta dissertação consiste no desenvolvimento e implementação de um radiotransceptor para um sistema de medição. Este sistema é composto de uma unidade central e de várias unidades de medição. A unidade central coordena a comunicação e assegura o fornecimento de energia elétrica para as unidades sensores por meio de ondas eletromagnéticas. A unidade central envia dados de comando ao passo que as unidades sensoras enviam dados de medições obtidos através dos sensores.

O radiotransceptor é um dispositivo destinado à transmissão e recepção de sinais. Define-se radiocomunicação como a forma de estabelecer a transmissão e/ou recepção da informação por intermédio de ondas eletromagnéticas propagadas no espaço. Alguns exemplos de radiocomunicação são Wi-Fi e *Bluetooth*. Tais sinais podem conter informações de áudio, voz, comandos ou ainda grandezas físicas. Especificamente, para dados de medições, a radiocomunicação é estabelecida por um sistema de telemetria que por definição é sistema de medição de maneira remota [2].

Neste contexto, o mundo do sensoriamento recorre às radiocomunicações, tanto para viabilizar a aquisição de grandezas físicas remotamente [3, 4, 5] quanto para captar a energia proveniente de ondas eletromagnéticas para alimentação remota dos dispositivos [6, 7, 8]. Além disso, ainda há a possibilidade dos radiotransceptores estarem conectados numa rede maior que é a internet, e assim dar origem a um dispositivo do tipo Internet

das Coisas (IoT — *Internet of Things*) [9, 10, 11].

A Internet das Coisas é o conceito em que diversos dispositivos eletrônicos e/ou sistemas embarcados, incluindo sensores e/ou atuadores, estão interconectados numa rede, viabilizando assim: a concepção de sistemas de controle e acionamento; e a coleta e compartilhamento de dados. Uma aplicação de IoT no cotidiano é o conceito de casa inteligente (*smart house*) em que por meio dos dispositivos IoT, é obtido um ambiente automatizado [12]. Com a execução de certas tarefas de forma automática, proporciona-se um maior conforto no dia-a-dia do usuário, no caso o morador. Dentre os módulos IoT disponíveis no mercado, podemos citar, por exemplo, o LoRa/LoRaWAN (*Long Range/Long Range Wide-Area Network*) [13] e o Sigfox [14].

Neste cenário de radiocomunicações e sensoriamento, seguindo a linha de pesquisa de “Sistemas de Telemetria Alimentados Remotamente”, foi concebido o trabalho [1]. Para este trabalho, a interface radiotransceptora da unidade de medição, funcional na banda de 27 MHz, dispõe de:

- conversor RF-DC, que a partir da energia contida nos sinais de radiofrequência, provê uma alimentação elétrica DC para os demais blocos da unidade sensora;
- um único sensor capacitivo acoplado ao oscilador de potência para transmissão dos dados de medição via modulação analógica em frequência;
- duplexador para propiciar, de maneira simultânea, a transmissão e a recepção de sinais de radiofrequência, a partir de uma única antena.

Dando continuidade ao trabalho feito [1], e seguindo a mesma linha de pesquisa, esta dissertação visa fazer contribuições para o ramo de telemetria, especialmente conceber uma arquitetura do radiotransceptor referente a uma unidade sensora. Em resumo, a Tabela 1.1 exhibe as principais contribuições deste trabalho em relação ao [1].

Primeiramente, a interface radiotransceptora da unidade de medição proposta é funcional na banda para desenvolvimento industrial, médico e científico (ISM — *Industrial Scientific and Medical*) de 433 MHz. As principais atribuições e especificações dos dispositivos que operam em 433 MHz são apresentadas na Tabela 1.2 [15].

Tabela 1.1: Comparativo entre arquitetura de radiotransceptores: [1]; trabalho aqui proposto.

Trabalho [1]	Trabalho aqui proposto
Unidade central envia apenas energia	Unidade central envia energia e comandos
Unidade sensora não possui identificação	Unidade sensora possui identificação
Único sensor por unidade sensora	Possibilidade de múltiplos sensores (e tipos)
Sem microcontrolador	Com microcontrolador
Modulação em único estágio	Modulação dupla (mais robusto)
Oscilador com rede $LC$	Oscilador com ressonador SAW
Oscilador não otimizado em termos de eficiência	Oscilador operante em classe J
Radiotransceptor funcional em 27 MHz	Radiotransceptor funcional em 433 MHz ISM

Tabela 1.2: Especificações de radiotransceptores 433 MHz.

Especificação	Descrição
Comprimento de onda	$\approx 69,2$ cm
Modulações suportadas	BFSK, GFSK, 4FSK, ASK, OOK e MSK
Máxima Potência de Saída RF	10 mW (10 dBm)
Frequência Mínima da banda	433,05 MHz
Frequência Máxima da banda	434,79 MHz

A escolha da banda 433 MHz ISM, em detrimento de outras bandas ISM, se deve a esta ser uma faixa intermediária. Exemplificando, a banda de 27 MHz tem como vantagens menor atenuação no espaço livre e, de maneira geral, maior simplicidade para implementação de circuitos de radiofrequência com componentes discretos. Por outro lado, uma banda de frequência mais elevada, 2,4 GHz, por exemplo, traz maiores desafios no desenvolvimento dos circuitos de radiofrequência, em especial para concepção com componentes discretos, além de uma maior atenuação do canal de comunicação (espaço livre). Em contrapartida, a banda de 2,4 GHz tem como benefícios uma maior possibilidade de concepção de circuitos integrados de alto desempenho e antenas menores.

Logo, a banda de 433 MHz atende, para este trabalho as relações de compromisso entre atenuação no espaço livre, tamanho da antena e possibilidade de implementação de circuitos RF tanto com tecnologia de circuitos integrados quanto com componentes discretos. Na literatura, muitos radiotransceptores operantes em 433 MHz ISM são destinados para aplicações médicas. Do ponto de vista de arquitetura, tais radiotransceptores são ou *half-duplex* (transmissão e recepção não simultâneas) ou *full-duplex* (transmissão e recepção não simultâneas) com uma antena para transmissão e outra antena ou acoplamento indutivo para recepção [16], mas não *full-duplex* com uma única antena. Nota-se



também que por conta da restrição de alimentação elétrica, seus transmissores visam alta eficiência e muitas vezes são presentes amplificadores de potência de classe E [17]. Alguns destes radiotransceptor ainda destinam uma banda em frequência fora dos 433 MHz para o sinal de recepção para conversão da energia dos sinais [18] [19].

Em segundo lugar, para a unidade de medição aqui proposta, foi adicionada um microcontrolador de consumo ultra baixo. Tal adição oferece uma maior flexibilidade para implementação do sistema de telemetria, tais como facilita a incorporação de mais sensores (e tipos distintos) à unidade de medição ou incorpora o endereçamento para cada unidade de medição, imaginando um sistema dispo de várias unidades radio-transceptoras como ilustrado na Figura 1.1.

Como o sistema de telemetria com diversas unidades sensoras, é importante assegurar a informação e/ou energia enviada pela unidade central seja recebida de fato pelo destinatário desejado. Para isso, a unidade sensora apresenta um sistema de decodificador de endereço, assim garantindo que a informação recebida diz de fato respeito a sua respectiva unidade.

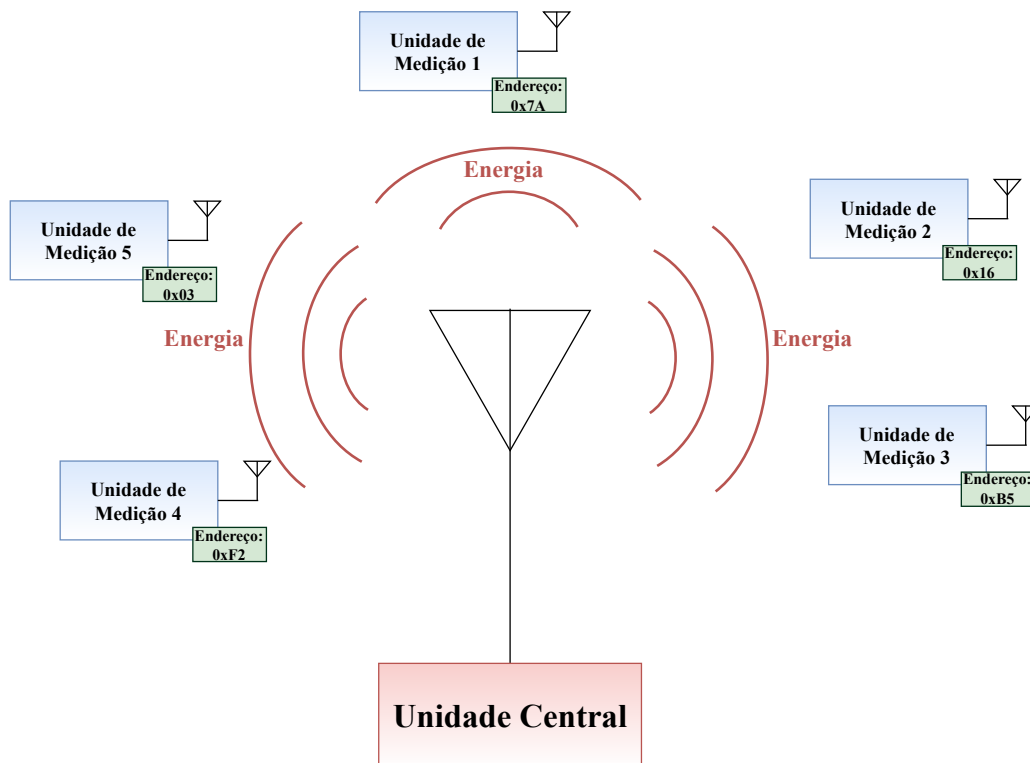


Figura 1.1: Rede de sensores alimentados remotamente.

Ademais, o uso do microcontrolador para o sistema de telemetria não somente aumenta as possibilidades de implementar diversas formas de modulação e demodulação, como também propicia um sistema de aquisição e processamento de dados mais robusto. Por fim, este trabalho visa conceber um sistema de medição com um sistema de aquisição e processamento de dados, com capacidade de transmitir e receber informação e sendo alimentado eletricamente apenas pela energia referente aos sinais de radiofrequência como uma alternativa aos módulos comerciais como *LoRaWAN* e *Sigfox*, sistemas estes mais robustos ao custo de maior consumo em termos gerais.

## 1.2 Contextualização

A medição é um processo com o intuito de quantificar as grandezas físicas. A medição é essencial para ciência, engenharia, medicina e também presente em diversas atividades do cotidiano. Diante disso, áreas do conhecimento como metrologia e instrumentação eletrônica são alvos de pesquisa na comunidade científica [20].

Atualmente, grande parte dos sistemas de medição faz uso de dispositivos como radiotransceptor para monitoramento das medições, como temperatura, umidade, nível de luminosidade, dentre outros, de maneira remota. Indo além, aplicando o conceito de Internet das Coisas (IoT), é possível também conectar tais dispositivos a uma rede, possibilitando um sistema de controle e monitoramento robusto com diversos sensores e atuadores inter-conectados. Um exemplo é o uso de IoT na área da logística, em que dispositivos IoT são incorporados a um armazém inteligente (*smart warehouse*) para monitoramento de insumos e do sistema logístico em sua totalidade. O termo *smart warehouse* diz respeito ao armazém com diversas tecnologias embarcadas para otimização do processo logístico [21, 22].

Um radiotransceptor é um dispositivo destinado à transmissão e recepção de sinais por intermédio de ondas eletromagnéticas. Para tal, dispõe de um transmissor (TX) e um receptor (RX). Aos sinais de radiofrequência podem ser incorporados informações tais como: comandos, voz, código de identificação, medições de grandezas físicas, entre outros.

Etimologicamente, a palavra telemetria é de origem grega, sendo que *tele* e *me-*

*tron* significam respectivamente “remoto” e “medida”. Logo, a telemetria é o processo de medição e monitoramento de grandezas físicas à distância [2]. Tal processo é ilustrado na Figura 1.2, em que há comunicação sem fio entre unidades de medição constituídas por redes de sensores e uma unidade central de monitoramento. Neste universo, a radiocomunicação de dados tem ganhado cada vez mais destaque em aplicações envolvendo redes de sensores, conforme preconiza o advento da IoT.

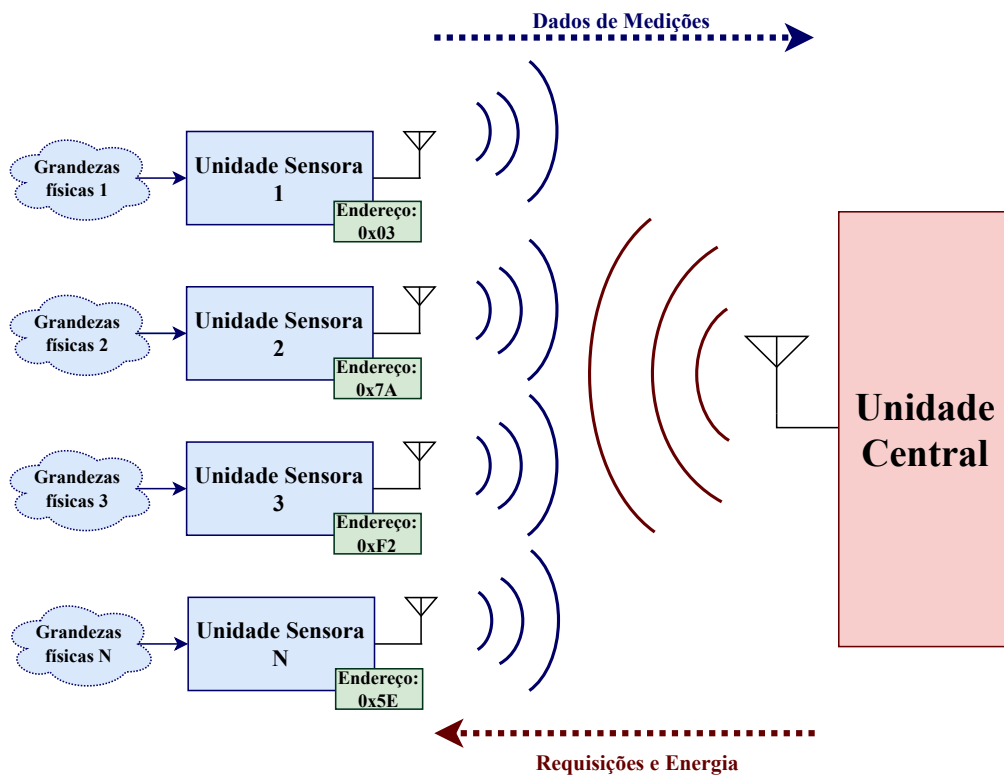


Figura 1.2: Rede de sensores do tipo estrela 1 :  $N$  aplicado à telemetria.

Considerando a importância e a gama de aplicações da telemetria, esta pesquisa foca na concepção de um radiotransceptor para rede de sensores alimentados remotamente. A seguir, serão apresentadas algumas aplicações referentes à telemetria, exemplificando alguns dos benefícios da incorporação de radiotransceptores aos sistemas medição, estado da arte, finalizando com as justificativas e os objetivos para o desenvolvimento desta pesquisa.

### 1.2.1 Aplicações da Telemetria

Atualmente, a telemetria é empregada em uma vasta gama de aplicações em diferentes áreas da pesquisa e de mercado por viabilizar, de forma remota e versátil, a aquisição e monitoramento de medição de grandezas físicas de interesse do usuário. Aqui será demonstrado brevemente algumas das áreas nas quais a telemetria é implementada ou possui grande potencial para tal.

Iniciando pela meteorologia, em que os dados monitorados podem ser utilizados na agricultura, usinas hidroelétricas, aviação, engenharia civil, engenharia ambiental, dentre outros. Variáveis climáticas como temperatura, umidade relativa do ar, pressão atmosférica, radiação solar, direção e velocidade do vento são coletadas por meio de diversos sensores. Citando alguns dos sensores presentes em estações meteorológicas: termômetro — medição de temperatura; higrômetro — medição de umidade relativa (concentração de vapor de água no ar); barômetro — medição de pressão atmosférica; anemômetro — medição de velocidades instantânea, média, mínima e máxima do vento; cata-vento — indicação da direção do vento; pluviômetro — medição de precipitação de água [23]. Há trabalhos acadêmicos [24, 25] e projetos de companhias (empresas) [23, 26] que adotam a telemetria para monitoramento de variáveis climáticas.

Citado anteriormente, outra área que também exerce forte uso da telemetria é a agricultura, que vem incorporando cada vez mais tecnologias visando otimizar a produção. Esta tendência de realizar a gestão de insumos e maquinários agrícolas em todas suas etapas de produção é conhecido como agricultura de precisão [27]. Por intermédio das informações adquiridas pela rede sensores sem fio, é possível fazer um melhor gerenciamento da produção agrícola: mapear condições de plantio (variáveis climáticas, umidade do solo, dentre outros); automatização de processos e monitorar o maquinário agrícola. Como consequência, o custo é reduzido por diminuir o desperdício de insumos e efetuar manutenções preventivas das máquinas [28, 29]. A pecuária também pode ser beneficiada com a telemetria, mediante IoT, é possível acompanhar o dia a dia dos animais e, com algoritmos de Inteligência Artificial (IA), verificar o bem-estar dos animais, se estão ganhando massa corporal, etc. [30].

Por último, é importante salientar o potencial de inovação da telemetria na área

de saúde. Resumidamente, a biotelemetria permite a medição e transmissão remota de sinais fisiológicos, com os respectivos sensores e radiotransceptores apropriados, para um equipamento externo que adquire os dados para controle e monitoramento. Temos como exemplo destas unidades transceptoras, os dispositivos médicos implantáveis (IMD - *Implantable Medical Device*) [2, 31].

Para procedimento de diagnósticos, os dispositivos que necessitam de conexões com fios podem apresentar problemas ao paciente, em especial para aplicações de longo prazo, como risco de inflamação e infecção, e possíveis rupturas mecânicas das conexões com fio. Por conseguinte, os IMDs podem simplificar procedimentos médicos invasivos por possuírem uma interface RF para medição à distância, assim dispensando o uso de fiação externa. Realização de eletrocardiograma, monitoramento de sinais fisiológicos como pressão arterial, nível de oxigênio, glicose, pressão ocular são alguns exemplos aos quais o uso de IMDs se aplica [32, 33, 34, 35]. Devido a estas vantagens que a concepção desses dispositivos tem sido foco de pesquisas no meio acadêmico [19, 36, 18, 16].

Ora, uma vez implantado, o acesso ao IMD é um fator de suma importância, não somente para estabelecer a comunicação, mas também para eventuais manutenções ao implante. Tornando assim, a alimentação elétrica do dispositivo um desafio a ser vencido. Existem duas abordagens para solucionar tal questão, a primeira é o uso de uma bateria e a segunda prover alimentação elétrica por intermédio da energia proveniente de um sinal, como um sinal de RF. Volume ocupado e vida útil (necessidade de cirurgia para troca) são algumas das desvantagens do uso de baterias, tornando a segunda abordagem mais atrativa apesar dos desafios para implementação. Normalmente os implantes médicos desprovidos de baterias, como apresentados em [36, 18, 16], têm a transferência remota da energia viabilizada por bobinas externas (*external coils*) e seus respectivos acoplamentos indutivos (*inductive coupling*).

Em suma, essas são algumas das áreas mais importantes que se beneficiam com o emprego constante da telemetria. Dada a explicação do conceito de telemetria e suas aplicações, a seguir serão apresentados: proposta e os objetivos projeto; e as justificativas do seu desenvolvimento.

## 1.3 Proposta e Objetivos

De fato, as áreas de sensoriamento e das telecomunicações possuem uma correlação. O sensoriamento remoto é viabilizado pelos radiotransceptores que permitem não somente a transmissão e recepção de dados, mas também a captação de energia de ondas eletromagnéticas. Em muitas aplicações as redes de sensores podem estar em locais de difícil acesso ou até mesmo inacessíveis. Logo, a captação de energia é de grande importância para muitos sistemas de telemetria, na quais seus consumos devem ser mínimos, isto quando não devem ser alimentados eletricamente via baterias como o caso de sensores biomédicos intra-corpóreos citados anteriormente [37, 38].

Visto que o tamanho e consumo são figuras de méritos de grande valor para o dimensionamento de radiotransceptores, em especial para aqueles independentes de baterias, há estratégias como o compartilhamento de informações ou a reutilização de blocos para contornar estas questões. Por exemplo: o oscilador senoidal de RF pode ser modificado para atuar como o oscilador de potência, executando a tarefa primária de um amplificador de potência; ou ainda modificado como modulador, incorporando no sinal da portadora a informação referente à grandeza física medida pelo sensor [39, 8]. Outra possibilidade é a função de receptor despertador, estando em repouso, exceto quando capta energia proveniente de ondas eletromagnéticas [40].

Esta energia pode ser usada como indicador de alguma solicitação de informação ou ainda para excitar eletricamente retificador de RF com o intuito de gerar tensão DC para alimentação dos diversos circuitos da unidade transceptora. Temos como exemplo, os dispositivos de identificação por radiofrequência (RFID — *Radio Frequency Identification*). Em um sistema RFID, a etiqueta (tag) passiva capta e converte a energia contida nestas ondas eletromagnéticas para gerar a tensão de alimentação. E a partir desta tensão de alimentação, ativar a função de transmissão. Desta maneira, o código identificador ou dado armazenado na memória da etiqueta é enviado para a central conhecida como leitor (ou interrogador) RFID. Tais etiquetas são empregadas em muitas áreas como logística e serviços industriais.

Dentro deste contexto, é proposto o desenvolvimento de uma interface RF destinada para um sistema de medição em que não somente a transmissão e recepção de

dados ocorre remotamente, mas também a transferência da energia para alimentação elétrica da unidade. A interface RF em questão será do tipo *full-duplex* (transmissão e recepção simultâneas), visto que a transmissão de dados da unidade de medição para a unidade central só ocorrerá enquanto a unidade sensora estiver recebendo energia da unidade central. Como citado anteriormente, a decodificação da informação recebida também é uma funcionalidade presente na unidade de medição proposta devido ao seu endereçamento.

Portanto, o objetivo principal desta dissertação é a concepção e implementação de uma unidade de medição *full-duplex* constituída de uma única antena, funcional na banda ISM, mais especificamente em torno de 433 MHz, cuja alimentação também é remota. A banda ISM de 433 MHz foi escolhida devido a esta faixa de frequência atender aos requisitos de projeto de tamanho do circuito e antena e atenuação do espaço livre. Como ponto de partida, as frequências das portadoras da unidade sensora são: 433,42 MHz e 433,92 MHz para sinais transmitidos; e 434,42 MHz para recepção. Os demais requisitos de projeto da unidade sensora proposta estão explicitados na Tabela 1.3.

Tabela 1.3: Requerimentos da unidade de medição proposta.

<b>Especificação</b>	<b>Descrição</b>
Frequências das portadoras para transmissão	433,42 MHz e 433,92 MHz
Frequência da portadora para recepção	434,42 MHz
Esquema de modulação para transmissão	BFSK
Esquema de modulação recepção	OOK
Mínima Potência de Entrada RF	20 mW (20 dBm)
Consumo mínimo do transmissor	3 mW
Consumo mínimo do microcontrolador	3,5 mW
Tensão DC de alimentação	1,8 V
Taxa de transmissão de bits	20 kbps

A solução proposta possui os seguintes objetivos específicos e desafios:

- Utilizar da técnica de modulação dupla para transmissão remota de grandezas físicas ao passo que evita a perda de informações;
- Implementar um protótipo para aquisição e processamento de sinais via microcontrolador de consumo ultra-baixo;
- Estudar os principais blocos RF da unidade transceptora (quase-circulador, retifi-

- cador RF, oscilador RF, detector de envoltória, entre outros);
- Dimensionar quase-circulador passivo para isolação entre os sinais elétricos de transmissão e recepção, assim como garantir baixas perdas por inserção e reflexão;
  - Projetar um circuito que converta a energia captada pela antena, alimentando a unidade de medição remotamente;
  - Dimensionar um oscilador de potência RF, assim como modificá-lo para operar como modulador;
  - Projetar um circuito para demodulação do sinal RF proveniente da Unidade Central;
  - Integrar e simular os circuitos do radiotransceptor;
  - Confeccionar o protótipo Unidade de Medição, operante na banda de 433 MHz ISM e, por fim, validar o trabalho proposto.

## 1.4 Estrutura da Dissertação

Consoante a metodologia adotada, no capítulo 2 são apresentados a arquitetura geral do transceptor, o sistema de aquisição e processamento de dados e a análise do enlace para predição da potência dos sinais recebidos pela unidade de medição. Também é detalhado o embasamento teórico completo dos blocos do transceptor: circulador; conversor RF-DC; oscilador de potência e demodulador. No terceiro capítulo discorre-se acerca da validação da técnica proposta com simulações e concepção do protótipo do sistema. Para cada bloco da interface RF são relatados os resultados das simulações e medições dos parâmetros específicos. No capítulo 4, como conclusão, são feitas as considerações finais, sugestões para trabalhos futuros e exhibe-se o artigo submetido.



## Capítulo 2

# Fundamentação Teórica

Neste capítulo são apresentados os fundamentos teóricos de suma importância para o progresso deste trabalho acadêmico. Primeiramente, explicita-se a arquitetura da unidade de medição e a metodologia de implementação das suas funcionalidades esperadas. Em segundo lugar, é explicado o sistema de aquisição e processamento de dados. Em seguida, discorre-se acerca da análise do enlace para efetuar a transmissão e recepção remotas de energia e informação. Por fim, apresentam-se os conceitos e análises dos principais blocos do transceptor: circulador, oscilador de potência (modulador), conversor RF-DC e detector de envoltória (demodulador).

### 2.1 Arquitetura do Transceptor

Para determinar a arquitetura do radiotransceptor, aqui consideramos que o objetivo deste trabalho é conceber um radiotransceptor alimentado remotamente para um sistema de medição e que a topologia do sistema de telemetria em questão envolve múltiplas unidades de medição e uma unidade de monitoramento. Além disso, cada unidade possui um radiotransceptor cuja única antena é compartilhada tanto para transmissão quanto para recepção de ondas eletromagnéticas. A simultaneidade é um dos principais requisitos para esse sistema de telemetria, pois a unidade de medição transmite unicamente enquanto houver a recepção da energia RF proveniente da unidade central.

A Figura 2.1 exhibe os diferentes tipos de comunicação: unidirecional, bidirecional não simultânea e bidirecional simultânea. Para o sistema *simplex* (Figura 2.1a), as

informações são transmitidas exclusivamente em uma direção, do transmissor ao receptor, assim não havendo retorno do receptor. Há apenas um único transmissor para um ou vários receptores, um exemplo deste funcionamento é uma emissora de rádio ou televisão. Já para sistemas *half-duplex* como *walkie-talkie* está presente a comunicação bidirecional, contudo não simultânea. Em um dado momento, um dispositivo atua como transmissor enquanto o outro como receptor, em outro instante as funções se invertem.

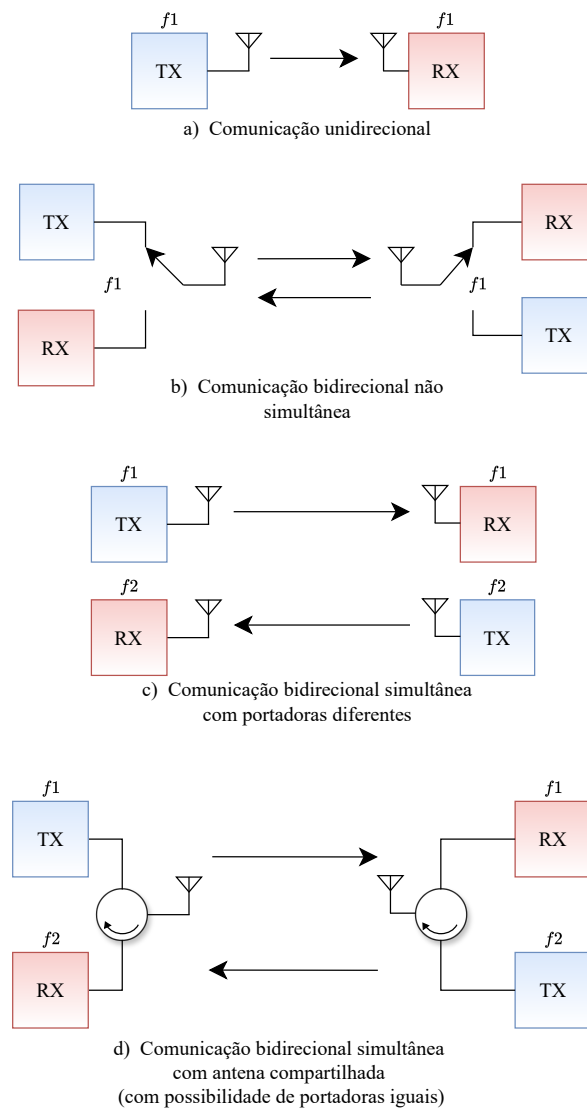


Figura 2.1: Tipos de comunicação: a) *simplex*; b) *half-duplex*; c) *full-duplex* via duas antenas, d) *full-duplex* com antena compartilhada.

Outro sistema de comunicação é o *full-duplex*, em que os dispositivos possuem

a capacidade de enviar e receber dados ao mesmo tempo. Muitos dos sistemas de telefonia móvel são exemplos de sistemas de comunicação do tipo *full-duplex*, por exemplo. Este tipo de comunicação pode ser viabilizada de duas maneiras: por intermédio de duas antenas para cada radiotransceptor, similar à Figura 2.1c, uma para transmissão e outra para recepção; ou com apenas uma antena compartilhada para transmissão e recepção, veja Figura 2.1d. Ainda acerca do Figura 2.1d, ainda há a possibilidade das portadoras da transmissão e recepção serem os mesmos, portanto tendo potencial para maior transmissão de dados.

O trabalho proposto tem como pré-requisito o tipo de comunicação *full-duplex* com apenas uma antena, conforme a Figura 2.1d. Esta topologia ao dispensar o uso de múltiplas antenas possibilita a redução de dimensão da unidade. Entretanto, deve-se estabelecer um nível de isolamento adequado entre os sinais de transmissão (TX) e recepção (RX) com o intuito de minimizar autointerferências. É evidente que quanto mais distantes forem as frequências das portadoras  $f_1$  e  $f_2$ , menor é este efeito ao custo de maior banda ocupada. Circuitos como quase-circuladores e duplexadores possuem a função de prover maior isolamento entre os sinais TX e RX. Especificamente acerca deste projeto, foi escolhido o circulador, pois o mesmo atende os requisitos de consumo, desempenho, além do fato que a implementação do duplexador, como componentes discretos, em uma banda muito estreita, como a de 433 MHz, ser desafiadora.

Os circuitos básicos que compõem um radiotransceptor são: osciladores senoidais, misturadores, moduladores, amplificadores de potência (PA — *Power Amplifier*), amplificador de baixo ruído (LNA - *Low Noise Amplifier*) e filtros elétricos. Alguns desses circuitos podem ser dispensados a depender da arquitetura do transmissor e do receptor. Por exemplo, a topologia heteródina por fazer translação da frequência do sinal tanto no receptor como no transmissor necessariamente se utiliza de conversores de frequência.

Em contrapartida, a topologia homódina tem potencial para reduzir ou até mesmo eliminar o uso de misturadores e alguns filtros, simplificando sua realização, visto que a demodulação em radiotransceptores homódinos ocorre de maneira que a frequência do sinal modulado é diretamente injetado no demodulador, cuja saída será o sinal demodulado já na banda base. Logo, para este trabalho, a arquitetura de transceptor

homódina é interessante do ponto de vista pela redução de blocos e potencial redução de consumo elétrico.

A arquitetura do sistema de medição proposto é apresentado por meio do diagrama simplificado, na Figura 2.2. Vale destacar sobre a unidade de sensora:

- Cada unidade de medição possui um endereçamento específico (como um "código de identificação");
- A sua rede de sensores é alimentada remotamente;
- É voltado principalmente para aplicações de curta distâncias, devido à atenuação do espaço e à restrição de energia disponível.

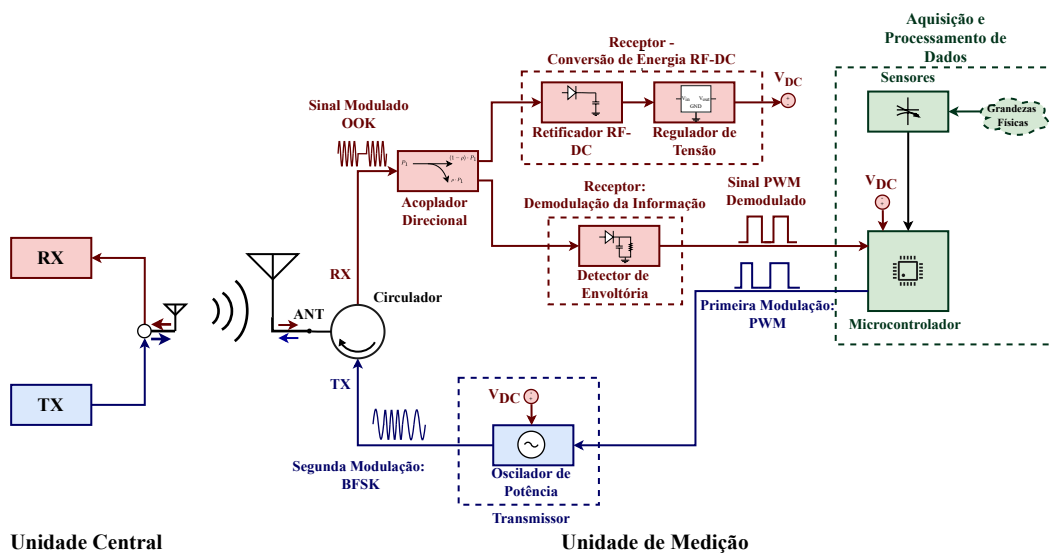


Figura 2.2: Arquitetura, em diagrama de blocos, do radiotransceptor RF proposto para Unidade de Medição.

No que se refere ao sistema de aquisição e processamento de dados, a modulação dupla será empregada com o intuito de realizar medições mais precisas e evitar perdas de informações. Diferentemente de um sistema de comunicação, num sistema de telemetria tem-se interesse nos valores absolutos dos sinais associados às grandezas físicas. Exemplificando, numa transmissão por modulação analógica em amplitude (AM — *Amplitude Modulation*) de um sinal de voz, mesmo com a atenuação do sinal modulado, a partir da envoltória, e não da sua amplitude absoluta, a informação será recuperada.

Já para um sinal de medição, parte da informação seria inevitavelmente perdida. Assumindo o uso da modulação em frequência (FM — *Frequency Modulation*), qualquer erro de sincronismo da portadora compromete a recuperação adequada da medição. Podemos citar como exemplos de modulação dupla usuais em telemetria: PWM-FM; PWM-FSK, PCM-ASK, PWM-ASK [41].

O primeiro estágio da modulação adotada neste projeto consiste na codificação por larguras de pulso (PWM — Modulação por Largura de Pulso) das medições. As grandezas mensuradas pela rede de sensores serão amostradas e digitalizadas pelo microcontrolador mediante seu conversor analógico para digital (ADC — *Analog to Digital Converter*).

Uma vez digitalizada, os dados de medição são incorporados numa sequência de pulsos PWM. O microcontrolador também decodifica as requisições da unidade central de monitoramento e envia a sequência de pulsos após detectar que a requisição da unidade central foi destinada à específica unidade. A unidade de medição consegue detectar se uma requisição recebida é destinada a ela ou não através de seu endereço (similar a um “código de identificação”).

Após a codificação, os sinais digitais serão modulados pela segunda vez, desta vez em frequência com a técnica BFSK (*Binary Frequency Shift Keying* — Chaveamento em Frequência). A frequência do sinal modulado varia conforme o nível lógico da entrada: 433,42 MHz e 433,92 MHz para nível baixo e alto respectivamente. Neste trabalho, o transmissor consiste em um oscilador de potência RF com um dois ressonadores do tipo SAW (*Surface Acoustic Wave*) os quais são chaveados conforme o sinal PWM previamente gerado pelo microcontrolador. Resumidamente, muda-se a frequência da portadora do sinal RF transmitido conforme qual o ressonador é acoplado ao oscilador.

O receptor possui a funcionalidade de viabilizar simultaneamente a decodificação da informação e a conversão da energia proveniente dos sinais de RF. Para isso, foi empregada a técnica de divisão de potência, via acoplador direcional, destinando grande parte da potência ao conversor RF-DC (*Direct Current* — Corrente Contínua) e o restante ao circuito de decodificação [42]. O fator de acoplamento será determinado com o intuito de maximizar a energia a ser convertida, ao passo que permite uma decodificação com uma baixa taxa de erros.

No que diz ao respeito à decodificação da informação, esta é viabilizada por um detector de envoltória. Toda a informação do sinal recebido, a ser demodulado, está contida na amplitude seguindo o esquema de modulação OOK (*On-off Shift Keying*), uma variação simples da ASK (*Amplitude Shift Keying* — Chaveamento em Amplitude). Ora, optou-se pelo esquema de modulação OOK para o sinal de recepção pela simplicidade de implementação, e por conseguinte baixo consumo do circuito demodulador. Assim interessante para aplicações de baixo custo e consumo, como este trabalho, mesmo não sendo eficiente no quesito de banda de frequência ocupada [43]. De maneira geral, a modulação OOK é mais fácil de implementar e ocupa uma menor banda se comparado à modulação BFSK, ao custo de uma maior possibilidade de erro e mais susceptível à inferência. Sumarizando sobre a transmissão e recepção das informações, a faixa destinada à unidade sensora, na banda ISM de 433 MHz, é ilustrada na Figura 2.3.

Já a recuperação da energia, referente aos sinais de RF, tem como bloco chave o retificador RF-DC, o circuito responsável pela alimentação remota dos demais blocos unidade de medição: rede de sensores, microcontrolador e oscilador de potência. O retificador RF-DC converte a energia RF, captada pela antena, em tensão DC. Desta forma, a unidade de medição entra em funcionamento somente após a recepção e conversão de energia. Um regulador de tensão pode ser adicionado na saída do retificador (conversor RF-DC) para fixar a tensão de alimentação ao restante do sistema.

## 2.2 Aquisição e Processamento de Dados

### 2.2.1 Microcontrolador de Consumo Ultra-Baixo

Os microcontroladores (MCUs) de consumo ultra baixo possuem arquiteturas otimizadas no quesito de potência requerida para seu funcionamento. Isto é extremamente importante em sistemas com restrições de energia como a unidade de sensoriamento a ser implementada neste trabalho, por permitir estender o tempo de vida da bateria ou ainda eliminar o seu uso. Há diversos modos de configuração que desabilitam periféricos para minimizar o consumo. Resumidamente, há o modo ativo (*Run mode*) e diversos modos de repouso (*Sleep mode*). A transição de um modo de repouso para o modo

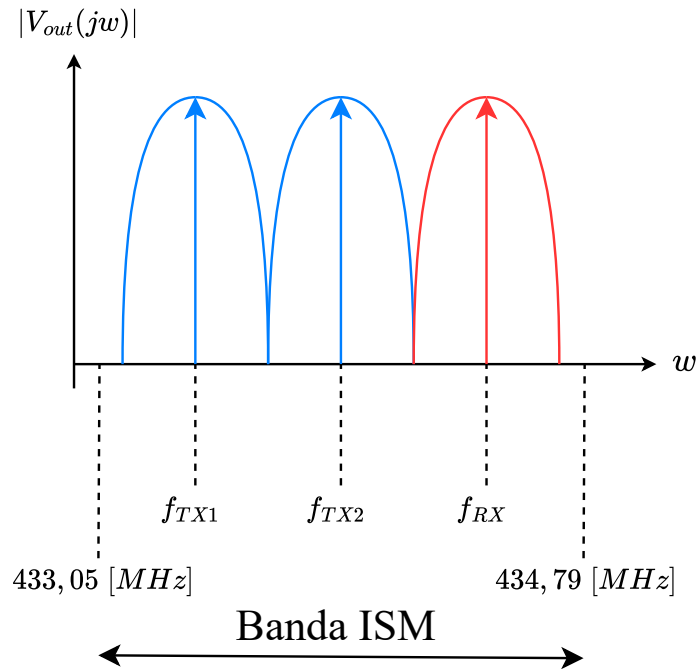


Figura 2.3: Faixa de frequência destinada à Unidade de Medição.

ativo também requer uma corrente considerável afetada pelo *wake up time*. A tensão de alimentação e corrente requerida em um modo de operação específico são os parâmetros mais importantes, dado que sua demanda de energia deverá ser suprida pelo transceptor. A frequência de *clock* do processador e a temperatura de operação interferem no consumo.

Considerando estes aspectos, para a Unidade de Medição, escolheu-se o microcontrolador de consumo ultra-baixo STM32L031G6U7. Dentre algumas especificações deste microcontrolador, podemos citar:

- processador ARM Cortex-M0 de 32 bits podendo operar com uma frequência de clock entre 32 kHz a 32 MHz;
- 8 temporizadores de 16 bits sendo um destes otimizado para aplicações de consumo ultra-baixo;

- faixa de tensão de alimentação entre 1,65 V a 3,6 V;
- 21 pinos de I/O (*Input/Output* — Entrada/Saída);
- canais ADC (*Analog to Digital Converter* — Conversor Analógico para Digital) de 12 bits.

Para este microcontrolador, com *clock* externo em 8 MHz e tensão de alimentação em 1,8V, estima-se uma corrente de consumo em 1,4 mA em *Run mode* [44]. O que implica num consumo de 2,5 mW. O consumo pode ser reduzido ao passo que diminui a frequência de *clock*. Dispondo dos dados de consumo do microcontrolador, dos requisitos de projeto especificados na Tabela 1.3 (Seção 1.3) e dos resultados de simulação a serem detalhados na Seção 3.2, determinou-se o *power budget* da unidade sensora. Em outras palavras, o mapeamento de potência disponível ou reservada por bloco do radiotransceptor. A tensão de alimentação DC do microcontrolador será de 1,8 V; e a partir de um cristal externo, a frequência do *clock* será de até 4 MHz. A escolha desses valores é para atender aos requisitos de consumo mapeados no *power budget* da unidade sensora.

Potência	[mW]
RF de entrada do circulador	20
RF de entrada receptor	10
DC de saída do conversor RF-DC	6,8
DC destinada ao oscilador	3
DC destinada ao microcontrolador	3,8

Tabela 2.1: *Power budget* — potência disponível estimada aos blocos do radiotransceptor.

Devido à questão de disponibilidade do microcontrolador, para testes preliminares envolvendo a parte de processamentos de dados, iremos utilizar a placa de desenvolvimento STM32F407-DISC1. Vale ressaltar que essa placa de desenvolvimento possui o microcontrolador STM32F407VG, cujo foco é alto desempenho e não consumo ultra-baixo, além do fato da placa de desenvolvimento possuir diversos periféricos adicionais que colaboram com o alto consumo.

### 2.2.2 Codificação e Decodificação da Informação

Primeiramente, iremos fazer uma breve revisão do conceito de sinal PWM (*Pulse*



*Width Modulation* — Modulação por Largura de Pulso). A modulação PWM se dá pela portadora do tipo digital e pela informação do tipo analógica a ser modulada na portadora. Mais especificamente, a informação incorporada está contida na largura de pulso deste sinal, como indicado na Figura 2.4. Um parâmetro do sinal PWM é o Ciclo de Trabalho (*Duty Cycle*)  $D$  a qual é a razão entre o período em que o nível do sinal PWM está alto pelo período total do sinal PWM. Normalmente, o *Duty Cycle* é expresso em porcentagem ( $D\%$ ):

$$D\% = \frac{T_{On}}{T_{PWM}} \cdot 100\% \quad (2.1)$$

Para efetuar de fato a comunicação entre a unidades central e a unidade sensora, um protocolo de comunicação aqui é proposto, conforme apresentado na bibliografia: [41, 45]. Neste protocolo, as informações transmitidas e recebidas estão contidas numa sequência de pulsos predeterminadas. A unidade central envia uma requisição de dados de uma determinada unidade de medição por meio de uma sequência de pulsos predeterminada, conforme Figura 2.5.

Primeiramente, a unidade central inicia a sequência de pulsos ao mudar o nível lógico do sinal de controle de alto para baixo (*falling edge* — borda de descida). Em segundo lugar, durante um período fixo  $\tau_{total}$ , a unidade central envia uma sequência de pulsos e, após esse período, a saída é colocada em nível lógico baixo novamente. A quantidade de pulsos, em que os respectivos períodos são  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ , pode variar conforme qual unidade de medição é solicitada. Por exemplo, três pulsos dizem respeito à unidade de medição 1 (endereço 0x3), enquanto 6 pulsos sem referem à unidade de medição 4 (endereço 0x6).

Embora a quantidade de pulsos que dizem respeito ao endereçamento varie, a largura de cada pulso desta sequência ( $\tau_1, \dots, \tau_n$ ) é mantida com uma largura fixa. O ideal é deixar esse *duty cycle* alto, mas não 100% para maximizar a energia transferida para a unidade de medição. Em quarto lugar, um pulso de largura  $\tau_{sync}$  é enviado para respeitar o período fixo  $\tau_{total}$  da mensagem enviada. Após isso, a unidade central reenvia continuamente a mesma sequência de pulsos da Figura 2.5 por um período pré-estabelecido  $\tau_{wait}$ , por exemplo, dois minutos. Nesse meio tempo, a Unidade Central

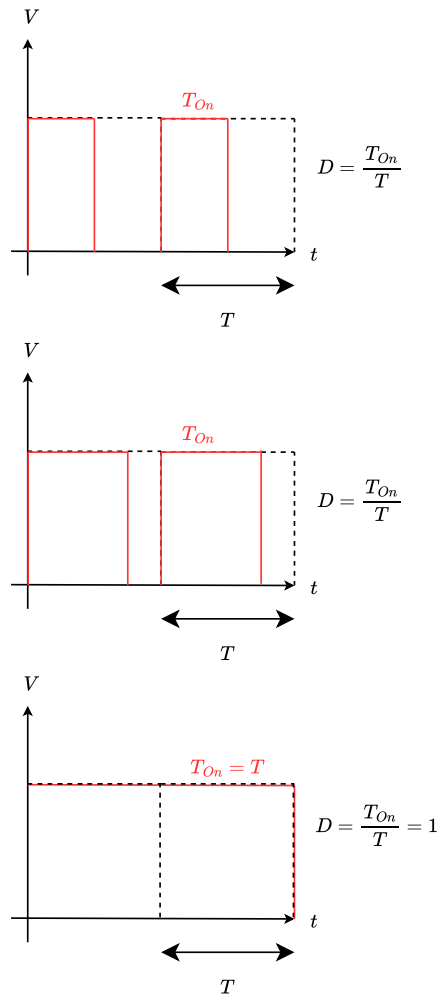


Figura 2.4: Ilustração de Modulação por Largura de Pulso (PWM).

está no aguardo do recebimento da mensagem da Unidade Sensora.

Similarmente, a unidade de medição enquanto identificar que está recebendo solicitação da unidade central, enviará continuamente uma sequência de pulsos similar para a unidade central, como mostra a Figura 2.6. Entretanto, há uma diferença: agora os pulsos que dizem respeito ao endereçamento não são mais de tamanho fixo, mas sim suas larguras de pulsos variam conforme a informação a ser transmitida. Neste contexto, a variação da largura de um pulso é conforme o valor de uma medição (via sensor).

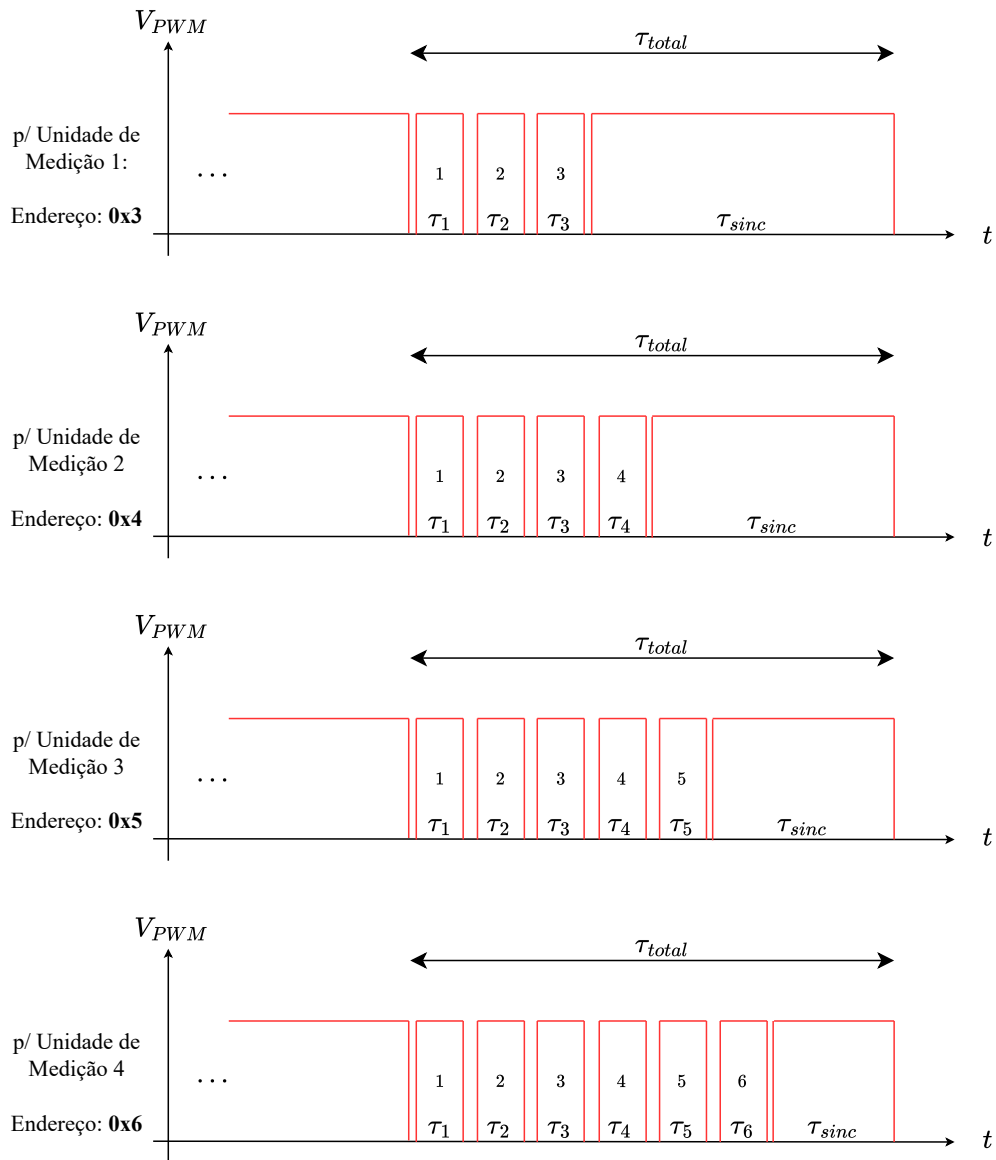


Figura 2.5: Sequência de pulsos PWM enviados pela Unidade Central: requisição de dados para determinada Unidade de Medição.

Enquanto isso, a unidade central segue enviando informação e energia para as unidades de medição para garantir tanto o recebimento das informações quanto a alimentação elétrica das unidades sensoras. Por fim, a unidade central cessa o envio de energia e informação após o tempo de espera  $\tau_{wait}$  é excedido.

Vale destacar que amostragem do sinal a ser modulado, é feita a cada iniciação do envio da mensagem. A amostragem da grandeza física ocorre com o período de  $\tau_{total}$ .

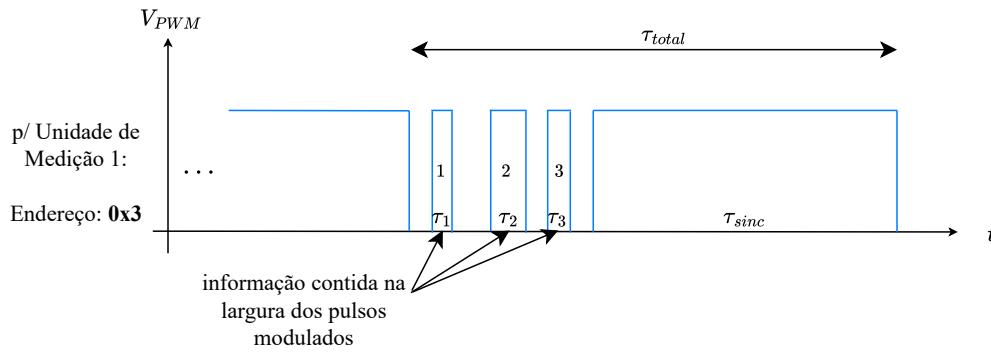


Figura 2.6: Sequência de pulsos PWM enviados pela Unidade de Medição: medições

Logo, a frequência de amostragem é expressa por:

$$f_{sample} = \frac{1}{\tau_{total}} \quad (2.2)$$

Para obter uma aquisição e processamento adequado de dados, o teorema da amostragem de Nyquist–Shannon deve ser atendido. O conceito deste teorema é: para dado um sinal com frequência  $f_{signal}$ , a frequência de amostragem  $f_{sample}$  deve ser no mínimo duas vezes do que a frequência do sinal  $f_{signal}$  a ser amostrado. Neste trabalho,  $f_{signal}$  se refere à frequência do sinal medido pelo sensor. Portanto, a frequência de amostragem  $f_{sample}$  das medições, deve atender ao seguinte requisito:

$$f_{sample} > 2 \cdot f_{signal} \quad (2.3)$$

Por exemplo, caso a frequência referente ao sinal de saída do sensor  $f_{signal}$  seja de 100 Hz, a frequência de amostragem  $f_{sample}$  mínima é 200 Hz, o que implica numa sequência de pulsos cuja duração  $\tau_{total}$  é de no máximo 5 ms.

Vale ressaltar que este protocolo é apenas uma das diversas formas de transmitir os dados medidos pelo microcontrolador, sendo que diversas outras formas de codificações podem ser implementadas para transmissão de dados de múltiplos sensores, dentre outras aplicações.

Para implementação do protocolo de comunicação acima, o microcontrolador STM32 da unidade sensora deverá ter configurado pelo menos:

- um pino de I/O configurado como saída do tipo PWM;

- um *Timer* configurado para geração do sinal de saída PWM;
- um pino de I/O configurado como entrada do tipo PWM;
- um *Timer* configurado para capturar o sinal de entrada tipo PWM;
- seis pinos de I/O configurado como entrada ADC (um pino por sensor).

### 2.2.3 Modulação e Demodulação da Informação

Ambas modulações BFSK e OOK têm como portadora um sinal analógico senoidal e a informação a ser modulada está contida numa sequência de pulsos. Para a unidade sensora, dispondo da informação previamente modulada em PWM, o sinal PWM irá chavear o circuito transmissor que irá efetuar a segunda modulação, especificamente a modulação em frequência do tipo BFSK ilustrada na Figura 2.7a. Como podemos observar, caso o sinal PWM esteja em nível lógico alto, a frequência da onda é de um determinado valor, por outro lado, caso o sinal PWM esteja em nível lógico baixo, a frequência da onda é de outro determinado valor.

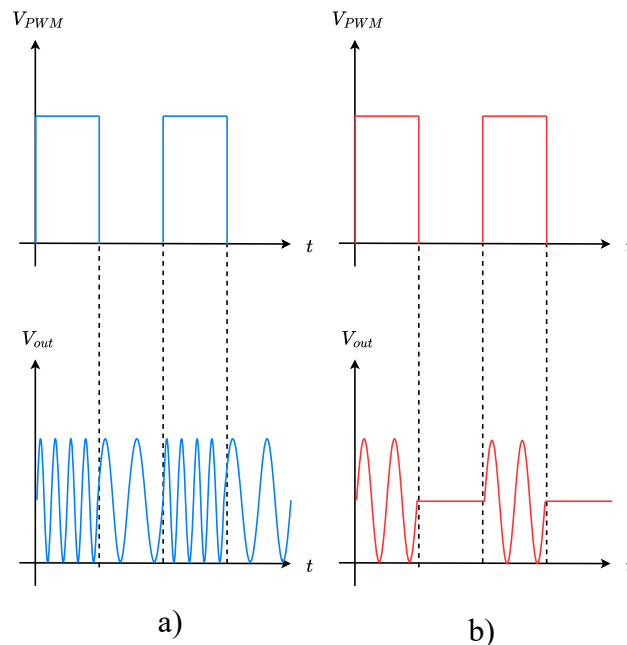


Figura 2.7: Esquema de Modulação Digital: a) em Frequência: BFSK (*Binary Frequency Shift Keying*); b) em Amplitude : OOK (*On-Off Keying*).

Dado um sinal BFSK com frequências das portadoras inferior  $f_l$  e superior  $f_h$  e uma taxa de transmissão de bits (pulsos)  $R_b$ , temos:

$$B_{BFSK} = (f_h + R_b) - (f_l - R_b) = (f_h - f_l) + 2R_b \quad (2.4)$$

A banda total  $B_{BFSK}$ , ilustrada na Figura 2.8a, ocupada pelo sinal BFSK, expressa em termos da diferença entre as portadoras ( $\Delta f$ ) e a taxa de transmissão de bits, é dada por:

$$B_{BFSK} = \Delta f + 2R_b \quad (2.5)$$

De forma análoga, para a unidade central, dispondo da informação previamente modulada em PWM, o sinal PWM irá chavear o circuito transmissor que irá efetuar a segunda modulação, especificamente a modulação em amplitude do tipo OOK ilustrada na Figura 2.7b. Como podemos observar, caso o sinal PWM esteja em nível alto, o sinal modulado é uma senoide, por outro lado, caso o sinal PWM esteja em nível baixo, o sinal de saída não apresenta nível AC. Dado um sinal OOK com frequência da portadora  $f_o$  e uma taxa de transmissão de bits (pulsos)  $R_b$ , temos uma banda total  $B_{OOK}$ , ilustrada pela Figura 2.8b, ocupada pelo sinal OOK de:

$$B_{OOK} = 2R_b \quad (2.6)$$

Para ambos esquemas de modulação dupla, a taxa máxima de transmissão de pulsos  $R_b$  é calculada a partir da largura mínima do pulso PWM  $\tau_{min}$ . Em outras palavras:

$$R_b = \frac{1}{\tau_{min}} \quad (2.7)$$

## 2.3 Análise do Enlace

A emissão ou irradiação de ondas eletromagnéticas no espaço é o processo de transmissão, da energia eletromagnética ou da informação, de uma fonte para um local remoto por intermédio da propagação. A antena é um dispositivo que possui a capacidade de irradiar estas ondas de um meio guiado para um meio aberto ou espaço livre como o

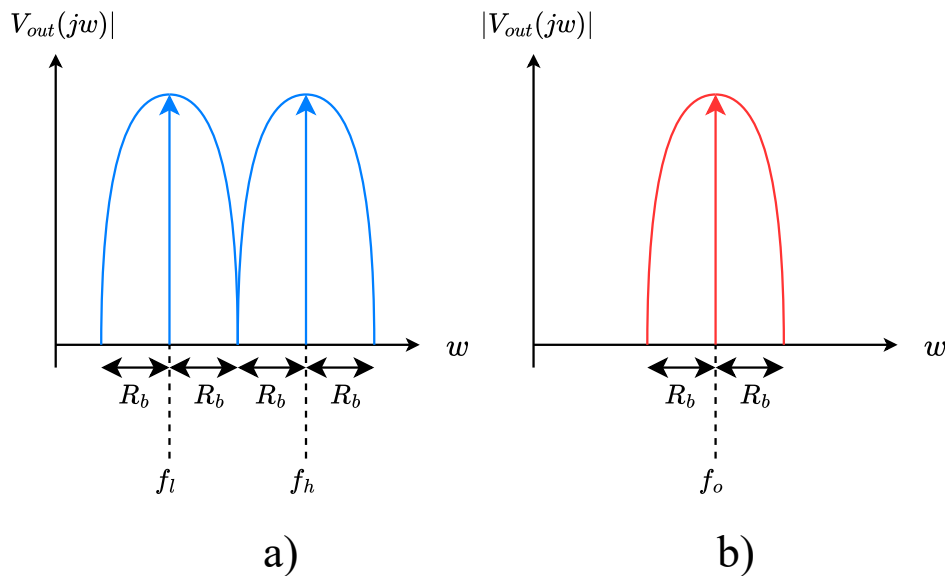


Figura 2.8: Espectro de um sinal: a) BFSK; b) OOK.

ar [46]. A antena também consegue captar as ondas eletromagnéticas presentes no meio aberto.

As características elétricas de uma antena são dependentes das dimensões elétricas e da distribuição espacial das correntes induzidas na superfície (ou no volume) desta antena. Resumidamente, para a irradiação ocorrer é necessário haver uma corrente variante no tempo sob a superfície (ou volume) metálica da antena, obedecendo à teoria eletromagnética. A corrente variante no tempo no que lhe diz respeito é gerada pela aceleração ou desaceleração de cargas elétricas.

Para exemplificar o processo de irradiação, consideremos o sistema ilustrado na Figura 2.9 que consiste da fonte senoidal, similar a um gerador de RF, que excita eletricamente uma linha de transmissão conectada a uma antena. Ao aplicar a tensão senoidal na linha de transmissão, um campo elétrico é criado ao longo da linha. O campo elétrico então dá origem ao movimento ordenado das cargas livres do condutor da linha, em outras palavras corrente elétrica. A corrente, por sua vez, proporciona um campo magnético. Com a presença dos campos elétrico e magnético variantes no tempo, temos então ondas eletromagnéticas propagando na linha de transmissão conectada à antena.

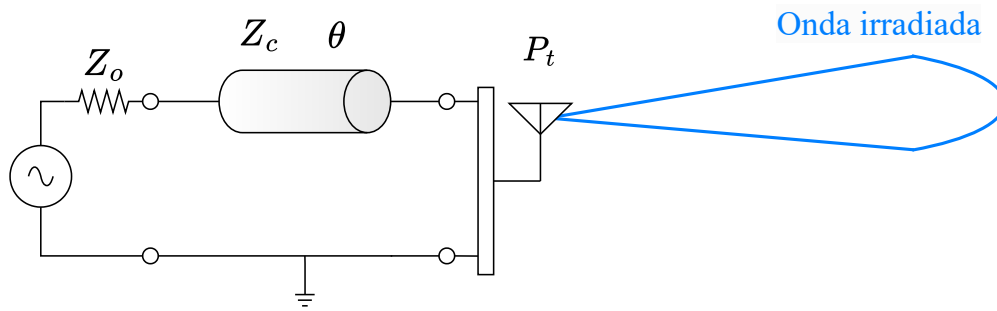


Figura 2.9: Onda eletromagnética irradiada pela antena.

Uma vez que onda eletromagnética é irradiada pela antena, não é mais necessária a presença de cargas elétricas para sustentar sua propagação no meio aberto a partir de uma determinada região. Nesta região, denominada região de campo distante, as linhas de campo elétrico formam um laço fechado, assim dispensando a presença de cargas. Resumidamente, as cargas elétricas são necessárias para excitação dos campos elétrico e magnético na antena, mas não para sustentar a propagação da onda no espaço após os laços fechados do campo elétrico estejam formados.

Na região de campo distante, a onda eletromagnética irradiada pode se propagar no espaço livre. A onda em questão pode também ser captada novamente por outra antena receptora, obedecendo princípio similar ao de irradiação. A diferença é que para a recepção, a onda propagante é que induz uma corrente variante na estrutura metálica da antena. Com isso, forma-se um enlace para transmissão e recepção de energia ou informações de maneira remota por intermédio de ondas eletromagnéticas.

O enlace, representado na Figura 2.10, é o meio para transmissão remota de informações e energia por meio de ondas eletromagnéticas e antenas. A análise do enlace de RF é um fator muito importante no desenvolvimento de sistemas de radiocomunicação, especialmente, neste trabalho, onde a unidade de medição deve operar sem baterias. O intuito de realizar esta análise para este projeto de pesquisa é de estimar a potência recebida da unidade de medição a partir da potência emitida pela unidade central. A potência recebida pela unidade é o ponto de partida para dimensionamento dos demais circuitos da unidade sensora, cujo consumo é uma figura de mérito de suma importância para esta dissertação.

Existe uma gama de parâmetros que influencia na atenuação da onda eletromag-



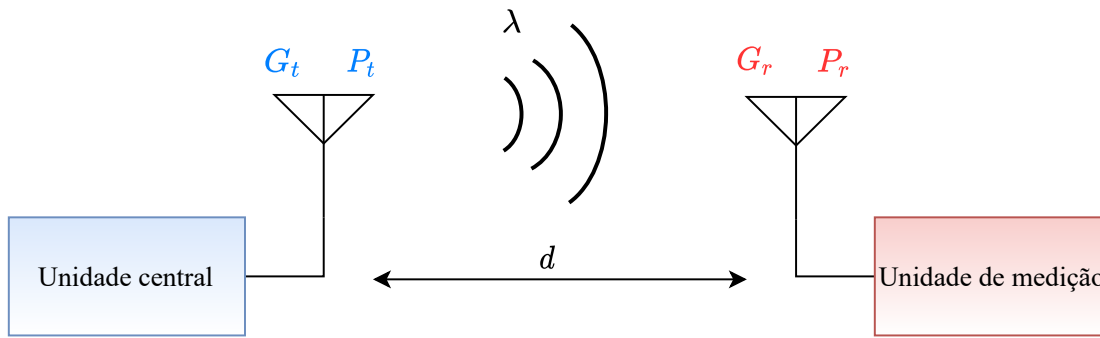


Figura 2.10: Enlace para transmissão de energia e informação.

nética durante o seu percurso de propagação. Assim, tornando complexa a predição da potência de recepção com um alto grau de precisão. Portanto, são normalmente consideradas apenas as principais variáveis de influência para ganho ou perdas no enlace. São estas: distância entre antenas  $d$ ; comprimento de onda  $\lambda$ ; e especificações das antenas de transmissão e recepção.

Ademais, o tipo de trajeto da onda também influencia sobre as perdas no enlace. Por exemplo, um trajeto entre transmissor e receptor constituído por obstáculos como pessoas, residências, objetos pequenos, dentre outros, podem provocar reflexão, refração e difração da onda. Tais fenômenos são mais difíceis de ocorrer em situação que o trajeto é uma simples linha de visão direta. Neste trabalho, será considerado que o trajeto entre a unidade central e a unidade de medição seja uma linha de visão direta. Partindo deste pressuposto, será utilizado o modelo de propagação no espaço livre para predição da potência do sinal de RF captada pela unidade de medição.

É evidente que as antenas empregadas para o enlace também contribuem para a potência do sinal recebido, já que as antenas podem prover ganho ao sinal transmitido ou recebido por elas. Ora, a antena possui a capacidade de focalizar a potência irradiada em certas direções em detrimento de outras. Devido a esta capacidade denominada diretividade, a antena consegue prover ganho mesmo sendo um elemento do tipo passivo. Uma antena isotrópica não direciona a irradiação em determinada direção, pelo contrário, irradia igualmente em todas as direções, atuando como uma fonte pontual. De fato, a antena isotrópica é uma antena que não existe na prática, sendo puramente teórica e usada como comparativo com uma antena real.

Neste cenário, baseada no modelo de propagação no espaço livre, a Fórmula de

Friss (Equação 2.8) estabelece a relação entre potência recebida e transmitida para um enlace:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.8)$$

Em que:

- $P_r$ : Potência recebida em [W];
- $P_t$ : Potência transmitida em [W];
- $G_t$ : Ganho da antena transmissora em [1];
- $G_r$ : Ganho da antena receptora em [1];
- $\lambda$ : Comprimento de onda em [m];
- $d$ : Distância entre antenas em [m].

Temos ainda a atenuação do espaço livre  $\alpha$  expressa por:

$$\alpha = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.9)$$

Por meio da Fórmula de Friss é possível ter uma estimativa da disponibilidade de potência e da limitação da distância de operação da unidade de medição. Esta fórmula relaciona as potências recebida e transmitida entre duas antenas separadas por uma distância suficientemente grande a ponto de garantir a condição de campo distante. Vale destacar que a Equação de Friss é válida para condição de campo distante ( $d \gg \lambda$ ). Para este trabalho, foi empregado um fator de 10 para delimitar o campo distante ( $d > 10 \cdot \lambda$ ). Apesar de que a condição de campo distante (região de Fraunhofer) é calculada por:

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.10)$$

Em que  $R$  é a distância radial em relação à antena, e  $D$  é a maior dimensão da antena.

Na área de telecomunicações é usual, e muitas vezes conveniente, realizar a análise dos dados em escala logarítmica (em dB — Decibel). Logo, as equações acima são

transformadas e utilizadas para calcular a potência recebida,  $P_{r_{dB}}$  e a atenuação do espaço livre,  $A_{EL}$ , ambas em dB, conforme Equação 2.11 e Equação 2.12 respectivamente.

$$P_{r_{dB}} = P_{t_{dB}} + G_{t_{dB}} + G_{r_{dB}} + 20\log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right) \quad [dB] \quad (2.11)$$

$$A_{EL} = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) \quad [dB] \quad (2.12)$$

A análise do enlace utilizando as equações acima fica mais condizente com a realidade quando as condições abaixo são respeitadas:

- $d \gg \lambda$  de forma que as condições de campo distante sejam atendidas, senão a Equação 2.12 pode ter como resultado uma atenuação negativa, o que é incoerente com a fundamentação teórica. Como condição de campo distante, aqui iremos considerar  $d > 10 \cdot \lambda$ ;
- As antenas do enlace estão igualmente polarizadas, alinhadas e posicionadas no espaço livre sem obstruções ao longo do enlace;
- Ausência de interferências construtivas e/ou destrutivas por conta de multi-trajetos;
- As antenas estão devidamente casadas, logo a potência disponível  $P_t$  é totalmente entregue para a antena transmissora. Similarmente, a potência disponível na saída da antena receptora é  $P_r$ ;
- A frequência do enlace a ser analisado é de banda estreita. Assim, podemos considerar apenas uma frequência para análise.

Percebe-se que as antenas adotadas para o enlace afetam as potências dos sinais enviados ou captados. Neste trabalho, a frequência da onda está em torno de 433 MHz inferindo em um comprimento de onda de 69,2 cm. Assim, considerando o fator de 10, o limiar de campo distante fica em torno de 6,9 metros. Já este limiar calculado via Equação 2.10 é de aproximadamente 8,6 centímetros, considerando uma antena cuja maior dimensão é  $\frac{\lambda}{4}$ .

Portanto, a região de operação pode ser de campo próximo ou de campo distante, pois a distância de comunicação entre as unidades será de alguns metros. Logo, a predição

da atenuação, em função da distância entre as antenas, pela Fórmula de Friss deve apresentar certas discrepâncias. Mesmo assim, utilizou-se a Fórmula de Friss para ter uma estimativa da potência disponível para a unidade sensora em função da distância para a unidade central.

## 2.4 Transmissão e Recepção

O tipo de comunicação deve ser *full-duplex* com antena compartilhada devido à necessidade de simultaneidade entre transmissão e recepção de energia e informação entre a unidade central e a unidade de medição. Portanto, esta seção trata das estratégias de separação entre transmissão e recepção dos transceptores. Dentre as diversas estratégias, as mais comuns são o uso do: circulador; quase-circulador; e duplexador. A seguir, será analisada a teoria de operação destes dispositivos. Para um bom entendimento da teoria destes circuitos, é essencial ter o conhecimento prévio de matriz de espalhamento (matriz  $S$ ) e o significado dos seus respectivos parâmetros  $S$ .

### 2.4.1 Análise do Circulador

Supondo um hexapolo com as impedâncias perfeitamente casadas em todas as três portas, isto é  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ , qualquer energia injetada numa porta deste dispositivo será totalmente transmitida ou dissipada, mas não refletida. Os circuladores são dispositivos não-recíprocos de três portas, em que os sinais injetados em uma porta são transmitidos para a próxima porta em apenas uma direção, enquanto as demais portas estão isoladas [47]. Assim, obedecendo ao sentido de circulação exemplificada na Figura 2.11a, um circulador ideal além de ser não-dissipativo e apresentar todas as portas adaptadas, possui também isolamento infinita. Este nível de isolamento implica em coeficientes de transmissão direta e reversa distintos por conta da não-reciprocidade do dispositivo:  $S_{13} = S_{21} = S_{32} = 1$  e  $S_{12} = S_{23} = S_{31} = 0$ , respectivamente.

O quase-circulador tem o mesmo princípio de funcionamento do circulador, porém no quase-circulador duas das três portas estão isoladas entre si em ambas direções (idealmente  $S_{13} = 0$ ). Portanto, o sinal é transferido da porta 1 à porta 2 e da porta 2 à porta 3, entretanto nenhum sinal é transmitido entre as portas 1 e 3, como ilustrado na

Figura 2.11b. Esta particularidade do quase-circulador é interessante para a aplicação deste projeto, em que se deseja obter um elevado nível de isolamento entre os sinais de transmissão (TX) e recepção (RX) ao mesmo tempo que permite o fluxo de sinais da porta TX à antena e da antena à porta RX. Quase-circuladores, que são dispositivos designados primordialmente para operação em banda estreita, têm sido objeto de intensa pesquisa nos últimos anos pelo potencial de ser aplicado em sistemas de telefonia móvel da quinta geração (5G), para os quais são previstas a comunicação *full-duplex* numa única frequência (*In-Band Full-Duplex*) [48].

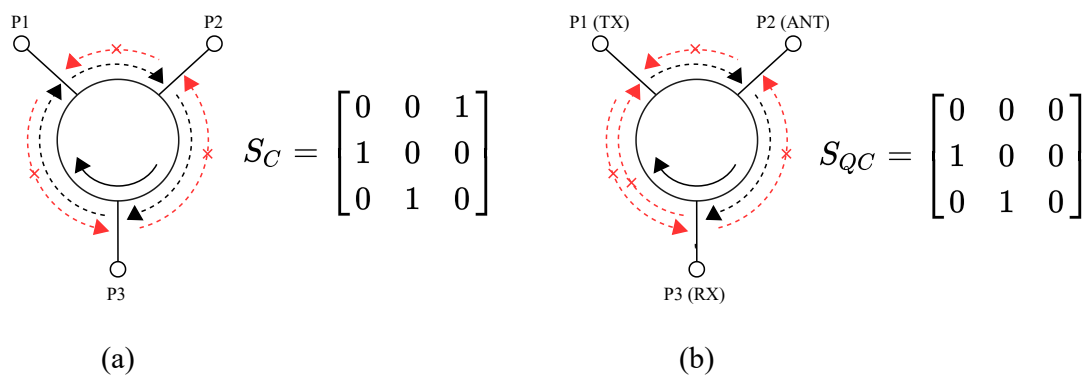


Figura 2.11: Ilustração e respectiva matriz  $S$  de um: a) circulador ideal e b) quase-circulador ideal. Linhas pretas e vermelhas representam fluxo de potência entre portas: permitido; e não permitido respectivamente.

As primeiras topologias de circuladores, para garantir a não-reciprocidade, apresentam na sua construção materiais ferromagnéticos como ferrite [49]. De maneira geral, os circuladores baseados neste material, no entanto, são incompatíveis com tecnologias de circuitos integrados. Na literatura, há diversas topologias de quase-circuladores ativos que usufruem da não-reciprocidade dos transistores para cancelar os sinais em determinadas portas. Todavia, os quase-circuladores ativos apresentam desafios a serem vencidos como alta figura de ruído e consumo elevado. O último desafio praticamente torna inviável o uso de quase-circuladores ativos para este trabalho justamente pela restrição de potência disponível para a unidade de medição.

Por fim, há também quase-circuladores passivos não-magnéticos baseados em acopladores: do tipo anel [50]; e direcional [51], por exemplo. O circulador baseado em acoplador em anel é ilustrado na Figura 2.12a. Tal acoplador é uma rede de quatro portas sendo composto basicamente por um divisor de potência em fase e um combinador

de potência defasado em  $180^\circ$ .

Exemplificando o funcionamento do circuito: ao aplicar um sinal de entrada na porta 1, a potência é dividida igualmente para as duas saídas, portas 2 e 3, considerando que o acoplador seja do tipo híbrido (3 dB), enquanto a quarta porta permanece isolada. Neste caso, não há defasamento entre os sinais de saída. Já para a situação em que os sinais são injetados simultaneamente na segunda e terceira porta, observa-se que na porta 1 ( $\Sigma$ ) os sinais injetados são combinados e o defasamento entre os mesmos não se altera. Já na porta 4 ( $\Delta$ ), os sinais injetados também são combinados, contudo, a diferença de fases entre os mesmos é acrescida de  $180^\circ$ .

A matriz  $S$  desse acoplador é expressa pela Equação 2.13. O circulador baseado em acoplador do tipo anel é obtido ao adicionar uma carga com impedância  $Z_o$  na porta 3 do acoplador em anel como pode ser observado na Figura 2.12b. A impedância característica  $Z_c$  das linhas de transmissão que constituem o acoplador em anel é de  $\sqrt{2}Z_c$ .

$$S_{anel} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Já os acopladores direcionais são quadripolos designados em distribuir a potência de entrada para diferentes saídas em proporções (usualmente) bem distintas. Como pode se observar, para o acoplador direcional representado na Figura 2.12a, dada uma potência de entrada  $P_{in}$  na porta 1, a maior parcela da potência é transferida a porta 2, uma pequena parcela é acoplada à porta 3, e a porta 4 é idealmente isolada.

A Figura 2.12b mostra a implementação de acoplador direcional com linhas de transmissão paralelas e capacitores discretos para acoplamento [52]. Assumindo que o valor da reatância do capacitor  $C_c$  é muito maior do que a impedância característica  $Z_c$  ( $\frac{1}{\omega C_c} \gg Z_c$ ), temos:

$$\frac{(\omega Z_c C_c)^2}{1 + (\omega Z_c C_c)^2} = 10^{-\frac{C_F}{10}} \quad (2.14)$$

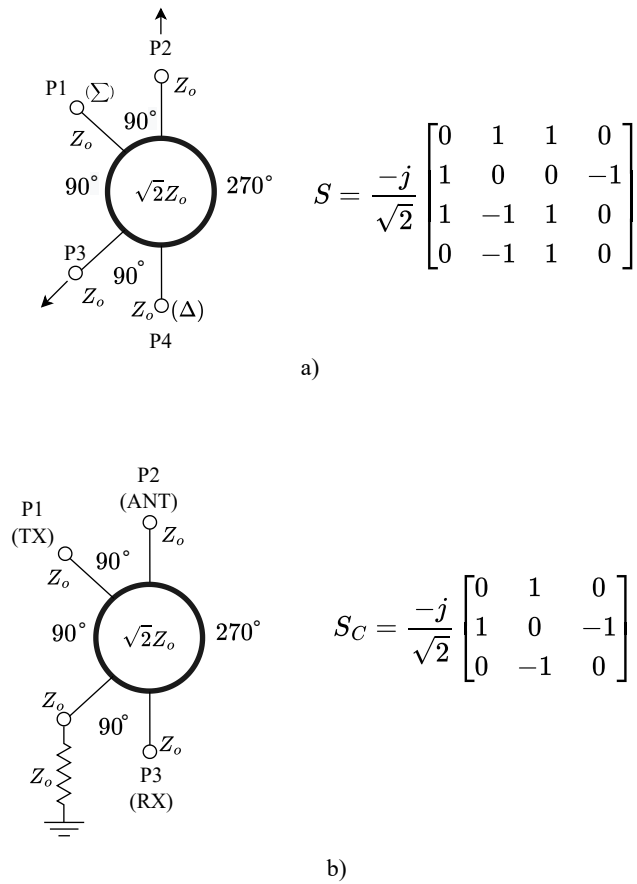


Figura 2.12: a) Acoplador em anel e b) circulator baseado em acoplador em anel.

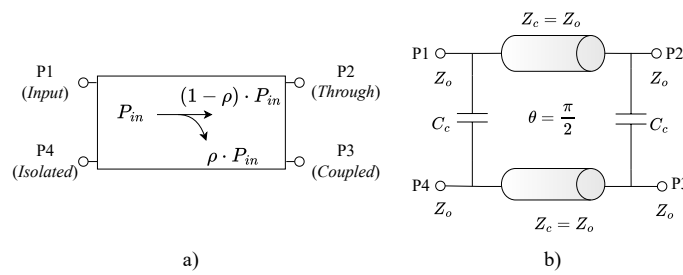


Figura 2.13: Acoplador Direcional: a) Representação e b) implementação via linhas de transmissão paralelas e capacitor discreto para acoplamento.

Sendo  $C_F$  o fator de acoplamento em decibéis (dB). Fazendo a consideração, para o caso de nível de acoplamento muito baixo, de que o fator  $(wZ_cC_c)^2$  tem valor muito baixo se comparado à unidade, temos a equação Equação 2.15. A Figura 2.14 exhibe o circulator implementado via acoplador direcional. Observe que uma carga de

impedância variável (carga com reatância indutiva ou capacitiva) foi adicionada à porta isolada, para maximizar a isolamento entre transmissão (TX) e recepção (RX).

$$C_c \approx \frac{1}{wZ_c} (10^{\frac{-C_F}{10}}) \quad (2.15)$$

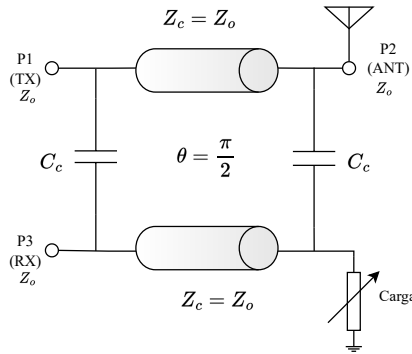


Figura 2.14: Circulador implementado via Acoplador Direcional.

Esta topologia de circulador, apesar de apresentar uma perda por inserção muito baixa na transmissão, o que é interessante, acaba sendo impraticável o seu uso para este trabalho pelo fato da perda por inserção na recepção ser consoante o fator de acoplamento. Resumidamente, as perdas na recepção são consideráveis, o que vai de encontro a questão de restrição de energia.

Outras topologias de quase-circuladores passivos não-magnéticos envolvem a técnica de modulação espaço-temporal [48, 53, 54]. Apesar do potencial destes recentes trabalhos, a complexidade de implementação e a necessidade de sinais de excitação para efetuar a técnica de modulação tornam-nos não atrativos para este trabalho. Portanto, dentre as topologias de circuladores e quase-circuladores, o circulador baseado em acoplador em anel é a mais adequada para o uso neste projeto de radiotransceptor.

Vale ressaltar que pode ser empregado a conversão de linhas de transmissão para componentes discretos como pode ser visto na Figura 2.15. Essa estratégia pode ser interessante, em especial, quando a frequência de operação não é muito elevada. Ora, para implementação do circuito com parâmetros distribuídos, em frequências mais baixas, as linhas de transmissão apresentam comprimentos consideráveis, aumentando o tamanho do circuito. Apesar de 433 MHz está na faixa de UHF (*Ultra High Frequency* — Frequência muita alta), em comparação com outras frequências na ordem de giga hertz,



a frequência de 433 MHz é relativamente baixa.

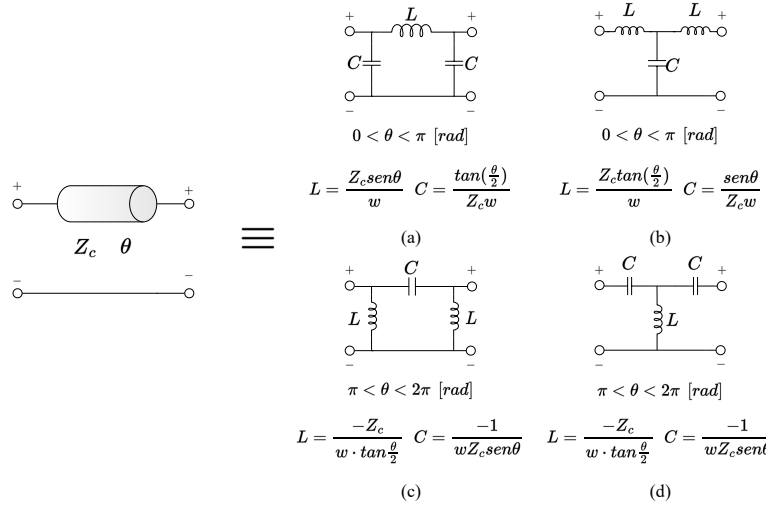


Figura 2.15: Linha de Transmissão (parâmetros distribuídos) e seus equivalentes circuitos a parâmetros concentrados.

Apesar da simplicidade no dimensionamento do circulator baseado em acoplador em anel, as perdas por inserção de 3 dB (metade da potência), seja na transmissão ou na recepção, é um ponto negativo a ser considerado para o projeto. Em termos de arquitetura do radiotransceptor, como alternativa aos circuladores e quase-circuladores, temos o circuito duplexador para viabilizar a comunicação *full-duplex* com uma única antena.

### 2.4.2 Análise do Duplexador

Uma maneira comum para separar os sinais indesejáveis do sinal de interesse, selecionando o último, se dá por meio da implementação de filtros. Filtros elétricos são redes de duas portas seletivas em frequência, isto é, redes com capacidade de atenuar sinais de frequência indesejadas ao passo que permite a passagem sinais de frequência de interesse. Quanto a sua concepção, os filtros podem ser classificados como: ativo, quando o filtro é constituído de elementos ativos como transistores e amplificadores operacionais; ou passivos, quando o filtro é uma rede *RLC* (resistor, indutor, capacitor) e/ou linhas de transmissão.

Em termos do tipo de seletividade, os filtros podem ser classificados como passa-baixas, passa-altas, passa-faixa, rejeita-faixa e passa-tudo. Um filtro passa-faixa sele-

ciona sinais de frequências que estão em uma faixa intermediária denominada banda passante, enquanto rejeita qualquer sinal que esteja fora da banda passante, ou seja, dentro da banda de rejeição. Para um filtro passa-faixa ideal, a atenuação nas bandas passante e de rejeição são nula e infinita, respectivamente.

Diante da capacidade dos filtros em selecionar sinais desejados, alternativamente ao uso de quase-circuladores, há a possibilidade da implementação de duplexadores para separar os sinais de transmissão e recepção. O duplexador, exibido na Figura 2.16a, é um hexapolo que consiste em dois filtros passa-faixas, sendo um designado para transmissão e outro para recepção.

Assim, o filtro passa-faixa TX permite a passagem do sinal transmitido de frequência  $f_{TX}$  da porta 2 para antena e rejeita os demais sinais, aqui incluso também o sinal recebido de frequência  $f_{RX}$ , como mostra a Figura 2.16b. Similarmente, o filtro passa-faixa RX permite a passagem do sinal recebido de frequência  $f_{RX}$  captado pela antena para a porta 3, e rejeita os demais sinais inclusive o sinal transmitido de frequência  $f_{TX}$ , como exibe a Figura 2.16c.

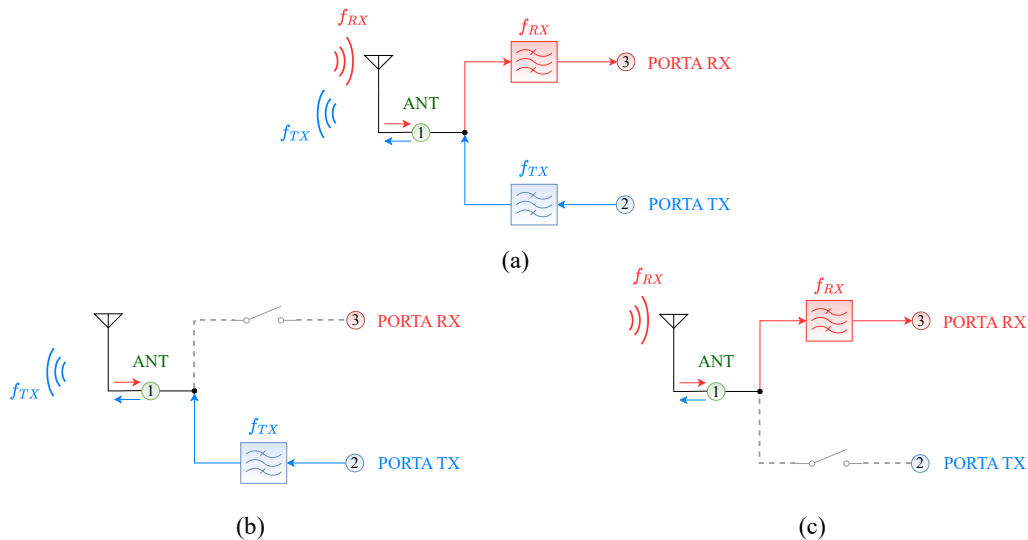


Figura 2.16: a) Duplexador para transmissão e recepção simultânea de sinais com única antena compartilhada; b) transmissão de sinal; recepção de sinal.

Percebe-se a capacidade do duplexador de isolar o transmissor ao receptor, sendo que ambos compartilham da mesma antena, desempenhando papel similar ao quase-circulador. Outra semelhança entre os dois circuitos é que os filtros RF e, por consequên-

cia, os duplexadores também são analisados por meio de suas matrizes de parâmetros  $S$ . Entretanto, há algumas diferenças na matriz de espalhamento do duplexador. Pelo fato de sua implementação ser por meio de dois filtros operantes em duas faixas de frequências distintas, um duplexador ideal apresenta então duas matrizes  $S$ , uma para frequência de transmissão  $f_{TX}$  e outra para frequência de recepção  $f_{RX}$ , como mostra a Figura 2.17.

Observa-se na matriz  $S_{f_{TX}}$  que apenas os coeficientes de transmissão  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são iguais à 1, enquanto os demais coeficientes de transmissão são nulos. Da mesma forma, apenas os coeficientes de transmissão  $S_{13}$  e  $S_{31}$  são iguais à 1 na matriz  $S_{f_{RX}}$ , ao mesmo tempo que os demais coeficientes de transmissão são nulos. Em ambas matrizes  $S$ , os coeficientes de transmissão  $S_{23}$  e  $S_{32}$  são iguais a 0 por dizer respeito à isolamento entre os canais TX e RX. O coeficiente de reflexão  $S_{11}$  também é nulo nas duas bandas passantes.

O principal detalhe a ser notado nas duas matrizes se refere aos coeficientes de reflexão  $S_{22}$  e  $S_{33}$ . Estes apresentam valor igual a 0 na sua banda passante,  $f_{TX}$  e  $f_{RX}$  respectivamente, e valor igual a 1 na sua banda de rejeição. Aqui reside o principal desafio na concepção do duplexador. Ora, sabe-se que um filtro passivo é uma rede recíproca. Isto implica em uma matriz  $S$  simétrica, com  $S_{12} = S_{21}$  e  $S_{13} = S_{31}$ . Como os dois filtros estão interligados por ambos estarem conectados à antena, podem ocorrer interferências entre os sinais transmitido e recebido ou alterar totalmente a resposta do filtro.

Para evitar isso, idealmente os filtros elétricos devem se comportar como chave aberta quando seu sinal de entrada estiver fora de sua banda passante, exemplificado na Figura 2.16. Por esta razão os coeficientes de reflexão  $S_{22}$  e  $S_{33}$  são iguais a 1 nas frequências de recepção (RX) e transmissão (TX) respectivamente. Resumidamente, quando o sinal não estiver na banda passante do respectivo canal, tal canal deve se comportar como uma chave em aberto a fim de impedir que qualquer potência fora da banda passante seja transmitida para outro canal de maneira indesejada.

De fato, do ponto de vista conceitual, é viável a utilização de filtros passa-faixa para separar os sinais de transmissão e recepção, como mencionado anteriormente. Entretanto, foi apresentado o conceito do duplexador a partir de filtros ideais, não-realizáveis. Ora, a resposta de um filtro passa-faixa real apresenta perdas ao longo da banda passante

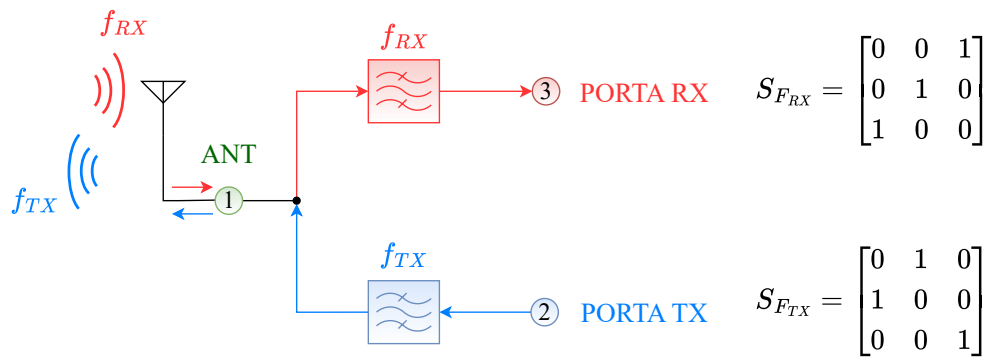


Figura 2.17: Duplexador e suas matrizes S para recepção e transmissão.

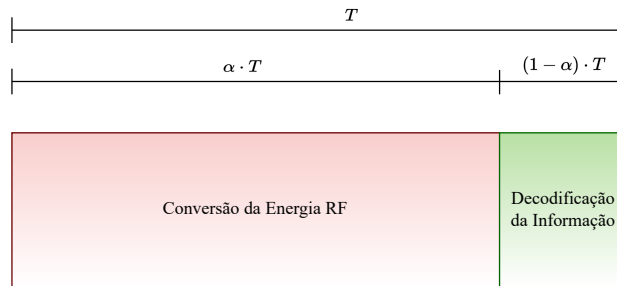
e faixas de transições entre a banda passante e a banda de rejeição. Logo, estas não-idealidade dificultam a implementação do duplexador, especialmente quando o mesmo é projetado para separar canais com frequências muito próximas como a qual se aplica este trabalho.

Aqui, os dois canais do duplexador devem apresentar, na banda estreita de 433 MHz, uma alta isolação entre os canais TX e RX, baixa perda de inserção para transmissão sinais de frequência  $f_{TX}$  e de maneira similar baixa perda de inserção para recepção sinais de frequência  $f_{RX}$ . Devido aos desafios de implementar um duplexador que atendam a esses requisitos de projeto, para estabelecer a comunicação *full-duplex* com uma única antena, o circulator em anel foi escolhido para ser implementado. O Apêndice A detalha toda a metodologia para dimensionamento do duplexador.

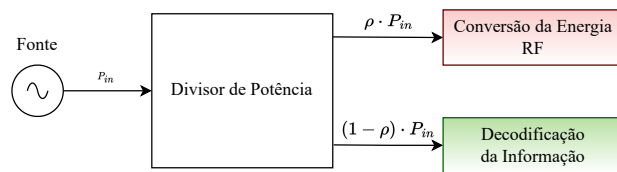
## 2.5 Receptor — Conversão de Energia e Decodificação da Informação Simultâneos

Como citado anteriormente, é esperado que a unidade sensora ao captar o sinal de recepção não somente utilize da energia eletromagnética para gerar uma tensão DC (*Direct Current*), mas também realize a demodulação do sinal recebido. Desta maneira, o conceito de Transmissão de Informação e Transferência de Energia Simultâneas (SWIPT — *Simultaneous Wireless Information and Power Transfer*) será adotado pra o circuito receptor [42, 55, 56]. Para tal, existem diversas formas de implementar SWIPT, mas podemos classificar esses métodos de basicamente duas formas: Divisão do Tempo (TS

— *Time Splitting*); e Divisão de Potência (PS — *Power Splitting*). A Figura 2.18 exhibe ambas as técnicas.



a)



b)

Figura 2.18: Técnicas de SWIPT: a) Divisão do Tempo (TS — *Time Splitting*); b) Divisão de Potência (PS — *Power Splitting*).

A técnica de Divisão do Tempo consiste em, dado período  $T$ , uma parcela do tempo ( $\alpha \cdot T$ ) é destinada ao receptor realizar transferência de potência, enquanto o resto do período ( $(1 - \alpha) \cdot T$ ) é reservada à transmissão da informação. Sendo  $\alpha$  o fator de Divisão por Tempo. Percebe-se que a maior parte do período, é reservada à conversão de energia, devido à restrição de energia que muitos radiotransceptores possuem.

Já a técnica de Divisão de Potência, dado um sinal de entrada com determinado nível de potência  $P_{in}$ , uma parcela dessa potência é destinada ao circuito referente a transferência de potência ( $(1 - \rho) \cdot P_{in}$ ), enquanto a potência restante ( $\rho \cdot P_{in}$ ) é reservada para a transmissão da informação, sendo  $\rho$  o fator de Divisão por Potência.

De fato, comumente destina-se a maior parte da energia para conversão de energia, pois, os circuitos demoduladores por natureza possuem níveis de sensibilidade maiores do que conversores RF-DC, além do fato de que, novamente, há a questão da restrição de energia. O objetivo aqui é maximizar a energia disponível para o conversor RF-DC ao passo que o demodulador recupere o sinal. Empregando essa técnica de divisão para o receptor, o sinal modulado em PWM-OOK pode ser otimizado no sentido de minimizar

o período sem potência para transmissão de informação, similar a [57].

Uma maneira de implementar SWIPT, mais especificamente com a técnica de Divisão de Potência é por meio de acoplador direcional apresentado na Subseção 2.4.1. O acoplador empregado como um bloco do receptor é exibido na Figura 2.19. Dispondo deste acoplador, temos que a maior parcela da potência de entrada na porta  $P_1$  é transferida à porta  $P_2$  destinada ao conversor RF-DC, enquanto uma parcela mínima da potência é acoplada à porta  $P_3$ , que diz respeito ao circuito demodulador. Para este trabalho, foi adotado a divisão por potência devido à simplicidade de implementação.

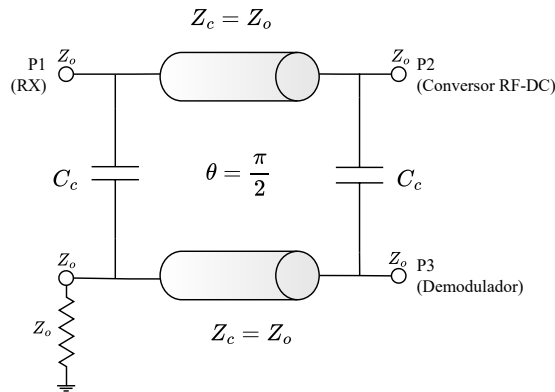


Figura 2.19: Implementação de SWIPT via acoplador direcional.

### 2.5.1 Retificador RF — Conversão de Energia RF

Ondas mecânicas provenientes do vento, som e vibrações, calor e ondas eletromagnéticas (RF e luz solar) são alguns exemplos de fontes de energia. Em muitas ocasiões, o principal intuito em captar a energia externa é de convertê-la em energia elétrica [58]. A energia elétrica então pode ser empregada para alimentar eletricamente sistemas ou dispositivos elétricos como um radiotransceptor.

Exemplificando alguns mecanismos de colheita e conversão de energia, temos a energia eólica, onde turbinas eólicas são equipamentos utilizados para conversão da energia do vento em energia elétrica. A hélice é rotacionada conforme o vento e a energia mecânica rotacional proveniente do movimento das hélices é transferida ao rotor

de um motor elétrico mediante caixas de redução. Devido à rotação do rotor, por meio do fenômeno de indução eletromagnética, a energia rotacional é transformada em energia elétrica.

Já para energia solar, os painéis solares construídos com fotodiodos desempenham o papel de captação e conversão de energia por intermédio do efeito fotovoltaico. Tal efeito consiste na excitação elétrica por parte do fotodiodo ao ser exposto à luz visível, onde a colisão dos fótons, equivalente às partículas de luz solar, com os átomos da superfície fotodiodo tem por consequência a emissão de elétrons.

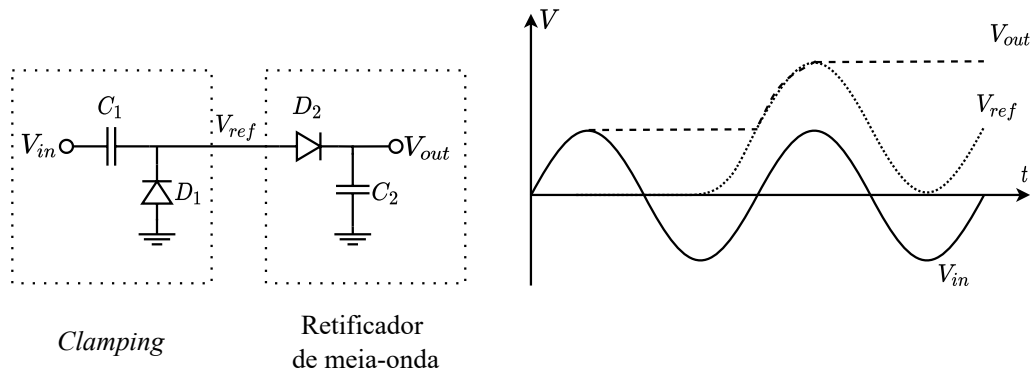
No caso da captação de energia de ondas eletromagnéticas, a fonte RF emite radiação eletromagnética intencionalmente ao dispositivo eletrônico, diferentemente da luz do sol. É possível então controlar tanto o nível de potência quanto ao espectro designado à radiação eletromagnética. Com isso, pode-se utilizar de sistemas de energia de RF onde a energia solar não é suficiente ou é de difícil acesso pelos meios tradicionais. A irradiação energia eletromagnética na frequência de radiofrequências possui também a capacidade de contornar obstáculos e atravessar alguns tipos de materiais, outra vantagem a ser observada em relação à energia solar. Pode-se também coletar energia dos sinais de RF no ambiente gerados por outras fontes. Alguns exemplos de sinais RF são sinais de rádio, Bluetooth e Wi-Fi.

Nos últimos anos houve um aumento significativo de pesquisas acerca de sistemas sem fio para captação e conversão de energia de RF. Em outras palavras, sistemas capazes de captar a energia referente aos sinais de radiofrequência e convertendo-a em energia elétrica. Com este sistema, o dispositivo pode se tornar autônomo quanto à alimentação elétrica, de forma que o mesmo pode funcionar sem a necessidade de troca de baterias ou similares [59]. Esses sistemas podem ser explorados em arquiteturas de radiotransceptores. Aqui será detalhado o bloco chave para conversão de energia de RF em energia elétrica: o retificador RF.

Retificadores de RF também denominados de conversores RF-DC, podem ser implementados via capacitores e diodos Schottky, cuja tensão de limiar (*threshold*)  $V_{th}$  é baixa. A Figura 2.20 ilustra o retificador de topologia dobrador de tensão. Tal conversor RF-DC é constituído de dois circuitos: o primeiro provê uma tensão de referência  $V_{ref}$ , na literatura este circuito é nomeado como *clamping* [60]; e o retificador de meia-onda.

O circuito retificador de meia-onda atua convertendo o seu sinal de entrada em uma tensão de saída DC.

Figura 2.20: Retificador RF dobrador de tensão.



Com o intuito de simplificar a análise, serão desprezadas as variações da resistência dos diodos. Com o mesmo intuito, são consideradas também que as quedas de tensão  $V_{th}$  em todos os diodos são iguais e que o tempo de (des)carregamento dos capacitores é nulo, ou seja, o regime estacionário é atingido instantaneamente.

Durante o semi-ciclo negativo do sinal de entrada  $V_{in}$ , o diodo  $D_1$  conduz uma vez que a tensão em seus terminais se torne maior que a tensão de limiar  $V_{th}$ , apresentando então uma queda de tensão. Já o capacitor  $C_1$  irá se carregar até atingir a tensão abaixo:

$$V_{C1} = V_{in,max} - V_{th} \quad (2.16)$$

Onde  $V_{in,max}$  representa a tensão de pico de  $V_{in}$ . Observa-se que durante o semi-ciclo negativo, o diodo  $D_2$  não conduz. Já durante o semi-ciclo positivo, o diodo  $D_1$  não conduz, ao mesmo tempo que o diodo  $D_2$  conduz gerando uma queda de tensão. A tensão de entrada é somada a tensão do capacitor  $C_1$ . Portanto, a tensão de referência  $V_{ref}$  que também é a tensão de saída do circuito de *clamping* é expressa por:

$$V_{ref} = V_{in,max} + V_{C1} = 2 \cdot V_{in,max} - V_{th} \quad (2.17)$$

O capacitor  $C_2$  é acoplado na saída do retificador com o papel de filtrar eventuais oscilações (*ripple*) da tensão DC de saída. Devido à queda de tensão do diodo  $D_2$ , a tensão de saída  $V_{out}$ , desprezando-se o *ripple*, é dada por:



$$V_{out} = V_{ref} - V_{th} = 2(V_{in,max} - V_{th}) \quad (2.18)$$

É notável pela Equação 2.18 que a tensão de limiar  $V_{th}$  tem grande impacto no desempenho do circuito, no que diz respeito à eficiência e à sensibilidade. Ora, a diferença entre a amplitude do sinal de RF na entrada e a tensão de limiar está diretamente relacionada com o nível do sinal DC da saída. Para aplicações de potência elevadas, a queda de tensão dos diodos pode até mesmo serem desprezadas. Contudo, em condições de potência reduzida a qual este trabalho se aplica, a queda de tensão  $V_{th}$  pode estar na mesma ordem de grandeza que  $V_{in,max}$ , ou ainda ser suficientemente elevada tornando impraticável o funcionamento do circuito.

O retificador dobrador normalmente apresenta bom desempenho, com baixas perdas e alta eficiência, devido ao baixo número de componentes presentes no circuito. Caso seja necessário que o conversor RF-DC proporcione nível de tensão maior na saída para alimentar um certo dispositivo, retificadores multiestágios podem ser empregados para aumentar o valor da tensão DC de saída.

Os retificadores multiestágios comumente usados são os do tipo Dickson e Greinacher. A Figura 2.21 ilustra circuitos dobradores em cascata (Dickson). Já a Figura 2.22 mostra o retificador Dickson de dois estágios. Observa-se que a tensão DC de saída do estágio anterior provê uma nova tensão de referência ao estágio seguinte, permitindo que o estágio seguinte então multiplique ainda mais o valor da tensão. Desprezando-se o *ripple* de tensão, a tensão de saída para um retificador Dickson de  $N$  estágios é expressa por:

$$V_{out} = 2N(V_{in,max} - V_{th}) \quad (2.19)$$

O modelo de Greinacher com retificadores dobradores conectados em paralelo é uma alternativa ao modelo de Dickson cujas conexões são em série. O modelo Greinacher é baseado no retificador de onda completa. Este retificador é constituído de dois retificadores dobradores dispostos simetricamente como ilustrada na Figura 2.23. A tensão de saída do retificador de onda completa, desprezando o *ripple*, é expressa por:

Figura 2.21: Ilustração do Retificador Dickson multiestágios.

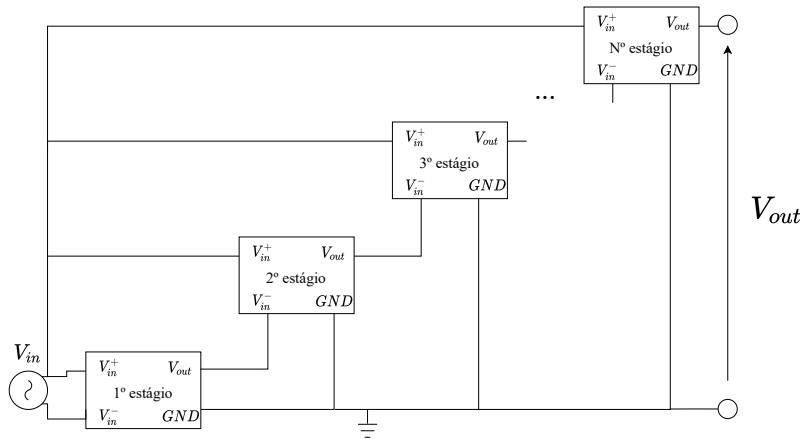
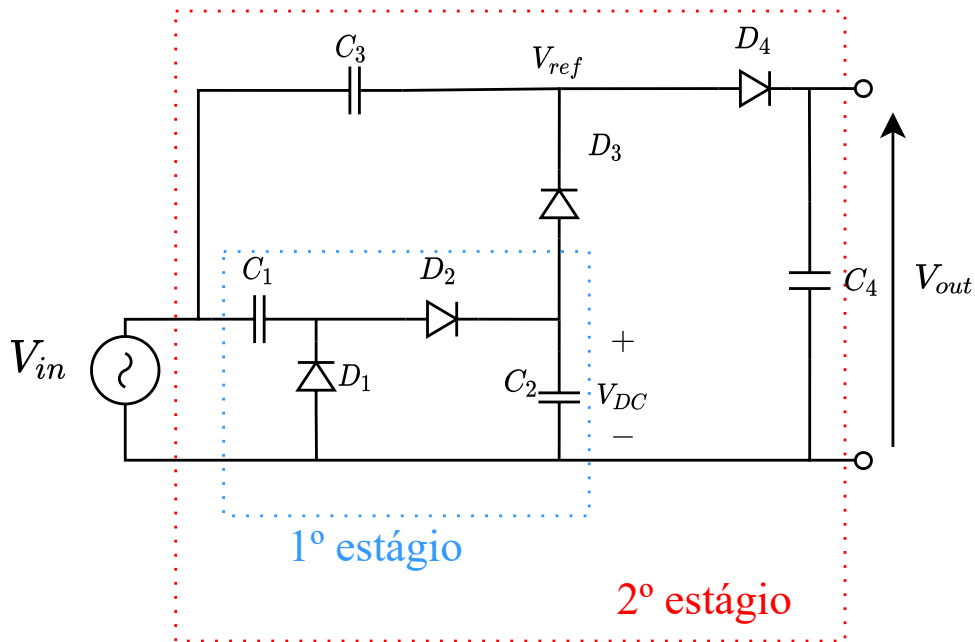


Figura 2.22: Retificador Dickson de 2 estágios.



$$V_{out} = 4(V_{in,max} - V_{th}) \quad (2.20)$$

O retificador Greinacher propriamente dito é basicamente o retificador de onda completa cascateado, similar Figura 2.24a. O rearranjo de capacitores levam ao retificador Greinacher modificado exibido na Figura 2.24b. Esse rearranjo tem o intuito de que todos os diodos retificadores sejam excitados com o mesmo nível de sinal de entrada, conseqüentemente obtendo uma melhor performance. A tensão de saída do retificador Greinacher de  $N$  estágios, desprezando o *ripple*, é dada por:

$$V_{out} = 4N(V_{in,max} - V_{th}) \tag{2.21}$$

Figura 2.23: Retificador de Onda Completa.

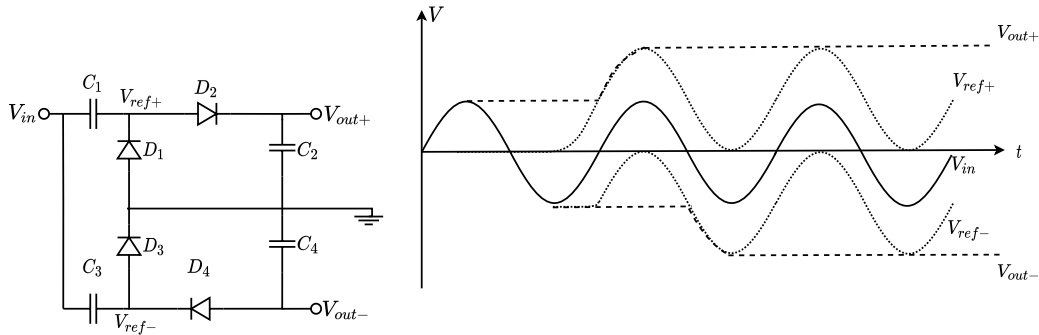
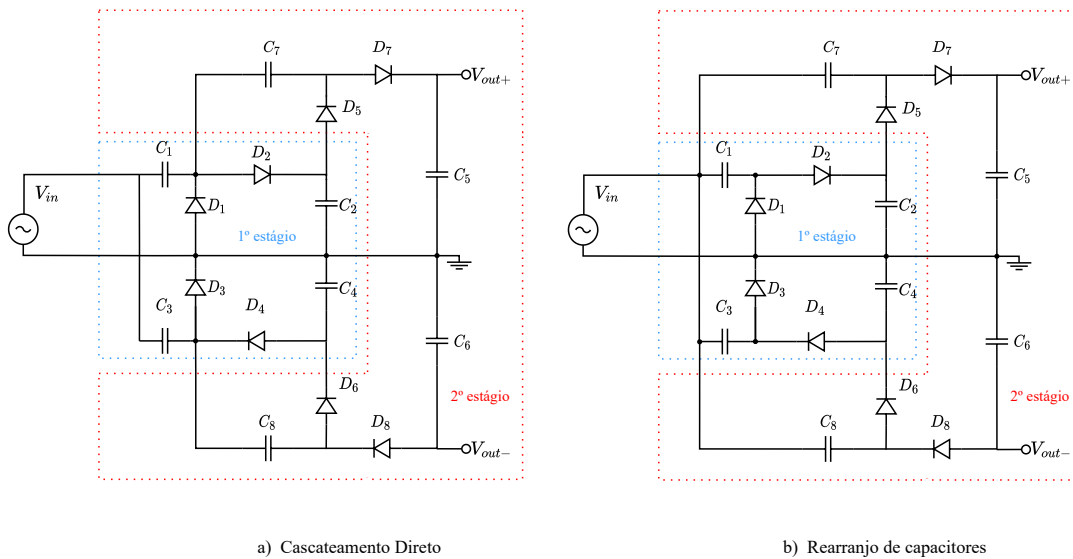


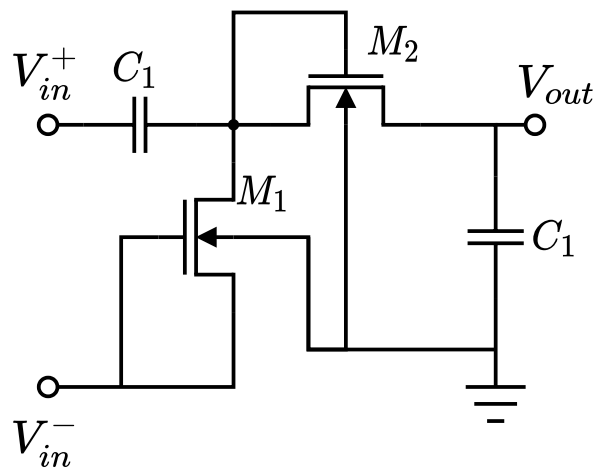
Figura 2.24: Retificador Greinacher de 2 estágios: a) normal e b) modificado.



Majoritariamente diodos Schottky são utilizados nos conversores RF-DC, em especial em circuitos implementados via componentes discretos, pelo fato de apresentarem baixa sensibilidade a variação de temperatura, alta velocidade de comutação e principalmente baixa tensão de limiar. Alternativamente aos diodos Schottky, em circuitos integrados (CI) são empregados transistores em conexão diodo, isto é dreno e porta conectados diretamente. Isso se deve as dificuldades em confeccionar diodos Schottky em CI, devido à complexidade do componente, e sua baixa compatibilidade com tecnologias comumente usadas como a tecnologia CMOS.

A Figura 2.25 exibe um conversor RF-DC implementado via transistores em conexão diodo. Este tipo de implementação não costuma ser muito eficiente, já que é comum que os transistores do tipo MOSFETs apresentem uma queda de tensão associada diretamente à tensão de limiar  $V_{th}$  maior em comparação aos diodos Schottky. Alternativamente, técnicas baseadas em circuitos de compensação de tensão limiar [61, 62] e cancelamento interno da tensão de limiar [63, 64], visam contornar a limitação de transistores em conexão diodo.

Figura 2.25: Conversor RF-DC via transistores em conexão diodo



Aqui foram apresentadas algumas arquiteturas de circuitos retificadores. Conforme os requisitos de projeto, qualquer uma dessas topologias pode ser utilizada visando, através da energia provenientes das ondas eletromagnéticas, fornecer uma tensão DC aproximadamente constante. Como a implementação da unidade sensora será feita com componentes discretos, a topologia com diodos Schottky foi escolhida. Ademais, a saída do retificar desejada é não-balanceada, descartando assim os retificadores do tipo Greinacher. Portanto, o Retificador RF dobrador de tensão é a topologia inicialmente escolhida para projeto.

Os principais parâmetros do retificador para avaliação de seu desempenho são: eficiência, sensibilidade, tensão de saída [58]. A eficiência de conversão  $\eta_c$  é a proporção entre a potência DC entregue à carga na saída  $P_{out}$  e a parcela da potência RF de entrada não refletida, conforme Equação 2.22.

$$\eta_c = \frac{P_{out}}{P_{in} - P_{ref}} \quad (2.22)$$

Sendo  $P_{in}$  e  $P_{ref}$  as potências incidente e refletida respectivamente. Este parâmetro é o principal indicativo de eficiência do retificador. Na prática, a eficiência de conversão nunca será total por conta das perdas por não-linearidades dos diodos, fugas de corrente e efeitos parasitas.

Já a eficiência total  $\eta_o$  é dada pela Equação 2.23. Aqui podemos observar que a eficiência total também inclui perda de potência por reflexões da onda incidente proveniente de um descasamento de impedância entre a fonte e o circuito retificador. Portanto, a eficiência total é inferior à eficiência de conversão.

$$\eta_o = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.23)$$

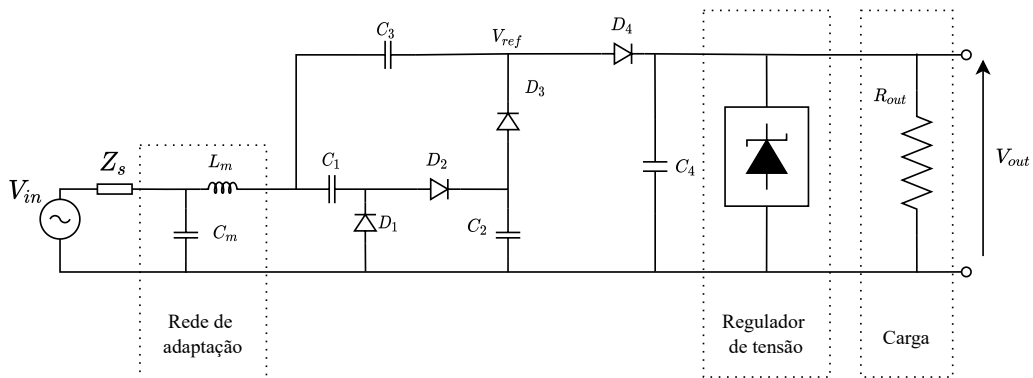
A sensibilidade é a mínima potência incidente  $P_{min}$  necessária para que o conversor RF-DC opere conforme as especificações pré-definidas, como, por exemplo, determinada amplitude da tensão DC na saída. A sensibilidade e a eficiência de conversão são parâmetros de relação inversa. A operação do retificador com a mínima potência possível ocasiona em uma eficiência menor, visto que a eficiência tende a aumentar com o aumento da potência de entrada e amplitude de tensão na entrada. A sensibilidade é medida em dBm e expressa pela Equação 2.24, sendo  $P_{min}$  dado em mW.

$$Sens = 10 \log (P_{min[mW]}) \quad [dBm] \quad (2.24)$$

Vale ressaltar que os parâmetros do retificador aqui citados são sensíveis à carga na saída que deverá ser otimizada com o intuito de tanto harmonizar as figuras de mérito quanto atender às especificações de projeto. A tensão de saída do conversor normalmente é um requisito de projeto, visto que esta costuma ser determinada consoante as características da carga. De maneira a garantir uma tensão DC fixa, adiciona-se um regulador de tensão logo na saída retificador. Como o regulador ocasiona uma queda de tensão, é interessante o uso de reguladores de baixa queda de tensão (LDO — *Low-dropout*) para minimizar tal efeito.

Por fim, podemos destacar a importância da rede de adaptação de impedância para otimizar o desempenho do conversor RF-DC que prover simultaneamente o casamento de impedância, ocasionando na diminuição das perdas por reflexão, quanto o ganho de tensão. Com este ganho, a amplitude da tensão de entrada  $V_{in,max}$  aumenta, e por conseguinte têm-se um aumento da eficiência e uma tensão DC na saída maior. A rede de adaptação deve ser projetada somente após definir a carga ótima, pois a impedância do conversor RF-DC é altamente sensível à carga na saída. A Figura 2.26 exhibe um conversor RF-DC de dois estágios com uma rede de adaptação na entrada e regulador de tensão na saída.

Figura 2.26: Retificador RF com rede de adaptação de impedância na entrada e regulador de tensão na saída.



### 2.5.2 Detector de Envoltória — Decodificação da Informação

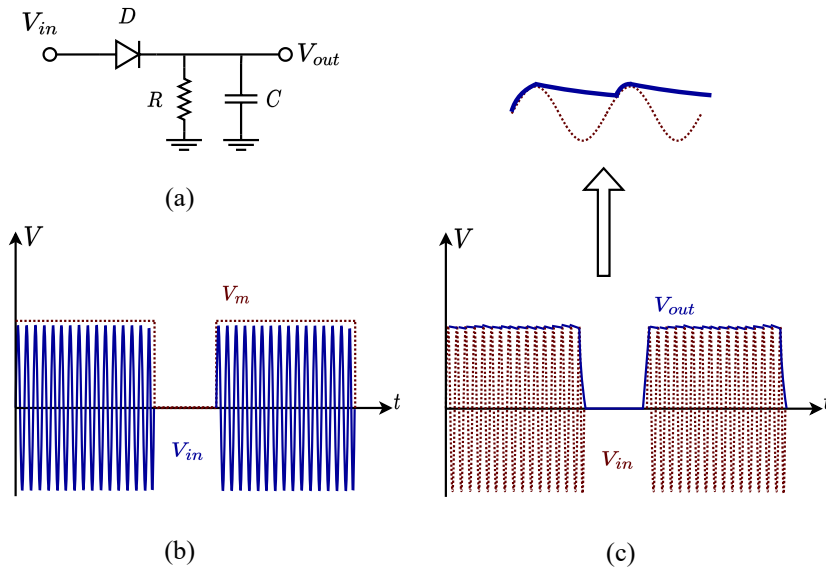
É esperado que o sinal recebido pela unidade medição esteja modulado em amplitude, mais especificamente o esquema de modulação adotado é o OOK (*On-off Keying*). Um circuito capaz de atuar como demodulador em amplitude é o detector de envoltória, exibido na Figura 2.27a, [65, 66, 67].

Dado o sinal de entrada  $V_{in}$  modulado em OOK (como ilustra a Figura 2.27b), durante o semi-ciclo positivo o diodo  $D$  conduz, permitindo que o capacitor  $C$  se carregue até a tensão de pico do sinal de entrada  $V_{in,max}$ . Enquanto a amplitude do sinal de entrada fique menor do que a tensão do capacitor  $V_C$ , o diodo para de conduzir e o capacitor então se descarrega através do resistor  $R$ .

A taxa de descarregamento é conforme a constante de tempo  $\tau = RC$ . Esse

processo de carregamento do capacitor se repete a cada ciclo positivo. Desta forma, eliminando a portadora e recuperando a mensagem modulada, como mostra a Figura 2.27c.

Figura 2.27: a) Circuito Detector de Envoltória; b) formas de ondas: sinal OOK  $V_{in}$  e sinal PWM modulado  $V_{mod}$ ; c) formas de ondas: sinal OOK  $V_{in}$  e sinal PWM demodulado  $V_{out}$



Devido ao descarregamento, a tensão de saída  $V_{out}$  apresenta uma variação *ripple*. Esse *ripple* de tensão  $V_{ripple}$  pode ser calculada por:

$$V_{ripple} = \frac{V_{in,max}}{2f_c RC} \quad (2.25)$$

Sendo  $f_c$  a frequência da portadora. Note que essa variação pode ser diminuída ao aumentar o valor da capacitância  $C$ . Contudo, se aumentado em demasia, o circuito perderá a capacidade de recuperar a mensagem devido à resposta lenta de (des)carregamento. Em termos gerais, dada um banda em frequência  $B$  referente ao sinal de mensagem  $m(t)$ , a constante de tempo  $\tau = RC$  deve estar conforme a expressão abaixo:

$$\frac{1}{2\pi f_c} \ll \tau < \frac{1}{2\pi B} \quad (2.26)$$

## 2.6 Transmissor

### 2.6.1 Oscilador RF

Oscilador RF e amplificador de potência (PA) são dois blocos presentes em arquiteturas de transmissores, sendo que pelo menos um dos blocos costuma ser também responsável pela modulação da informação. A partir de uma fonte DC, os amplificadores de potência dão ganho ao sinal RF de baixa potência com o intuito de compensar as perdas durante a radiotransmissão. Já os osciladores são utilizados em diversas aplicações de RF, tanto para o transmissor quanto ao receptor, com a função de gerar um sinal de referência senoidal com alta pureza espectral [68].

Como citado anteriormente, é conveniente explorar topologias de maior simplicidade para concepção de radiotransceptores destinadas à rede de sensores, em especial para aplicações de curtas distâncias e que possam ser alimentadas a partir da captação de energia. Neste contexto, tem-se a redução de consumo como um fator crítico de projeto e para contornar esta questão, estratégias como reutilização de blocos ou compartilhamento de funções num radiotransceptor são bem vistas [39].

Para exemplificar, na Figura 2.28 consta três topologias de transmissores diretos. O ponto em comum em todas as arquiteturas é a presença do oscilador que recebe diretamente o sinal modulante. O transmissor exibido na Figura 2.28a apresenta três estágios, sendo o primeiro o oscilador, o segundo um pré-amplificador (*driver*) e por último um amplificador de potência. Caso, o oscilador consiga prover um sinal com potência adequada, o uso pré-amplificador é dispensável conforme Figura 2.28b. Neste caso, o oscilador RF atua como oscilador de potência.

Ou ainda, o transmissor direto consiste apenas em um oscilador de potência, similar Figura 2.28c. Nota-se que o oscilador de potência em questão desempenha papel tanto de modulador quanto de amplificador. Neste trabalho, a topologia do transmissor direto empregada é a última, Figura 2.28c, pelo fato do transmissor ser constituído de apenas um bloco. Com isso, espera-se consumo e área reduzido em comparação a outras topologias aqui apresentadas.

O conceito básico de um oscilador é demonstrado a partir de um ressonador em



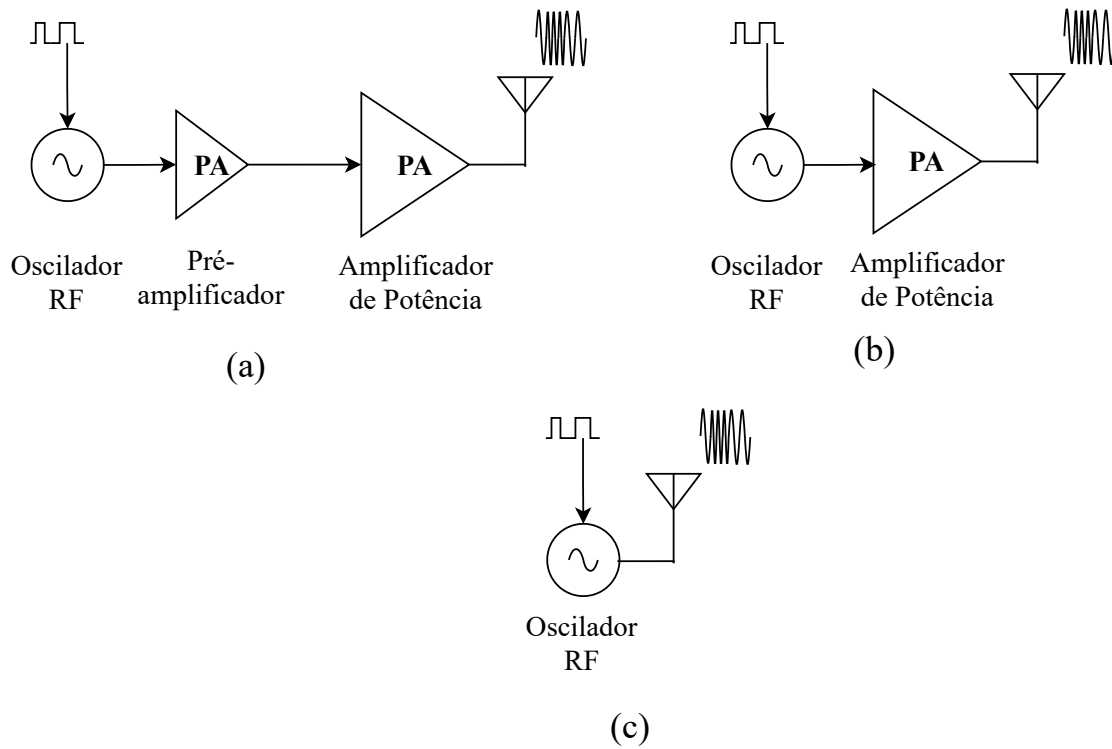


Figura 2.28: Transmissores Diretos

paralelo. Os elementos reativos, indutor ( $L$ ) e capacitor ( $C$ ), associados em paralelo, formam um sistema de segunda ordem com potencial de apresentar comportamento oscilatório. Para que o sistema de fato oscile é necessário que as perdas sejam nulas ou que seja adicionada energia ao sistema para compensar as perdas.

É observado que capacitores e indutores reais apresentam perdas, representado na Figura 2.29a por  $r_i$ , e fatores de qualidade finitos. Logo, na prática, mesmo um circuito  $LC$  dissipa energia via resistências internas, assim atenuando o sinal oscilante.

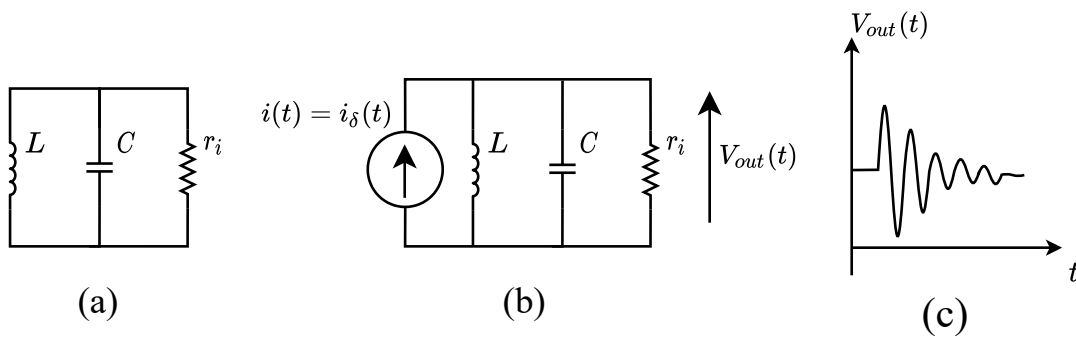


Figura 2.29: a) Rede  $LC$  ; b) Rede  $LC$  excitada por um pulso de corrente  $i_\delta(t)$ ; c) Resposta ao impulso  $V_{out}(t)$ .

Dado um pulso de corrente ( $i(t) = i_\delta(t)$ ) como fonte, ilustrado na Figura 2.29b, têm-se uma tensão senoidal  $V_{out}(t)$ , cuja amplitude decai exponencialmente como exibido na Figura 2.29c e demonstrado pela Equação 2.27. O pulso de corrente representa o próprio ruído inerente ao sistema:

$$V_{out}(t) = \frac{\sqrt{2}}{C} i_\delta \cdot e^{\frac{-t}{2RC}} \cos\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}} t\right) \quad (2.27)$$

Podemos observar pelo gráfico da Figura 2.29c a redução da amplitude do sinal de saída com o tempo que ocorre devido às resistências internas ( $r_i$ ). Ao injetar adequadamente energia ao circuito, é eliminado o efeito dissipativo, isto é  $r_i \rightarrow \infty$ , e por consequência o sistema oscila sem atenuação. A tensão de saída,  $V_{out}(t)$ , é dada pela Equação 2.28, sendo  $w_o$  a frequência de oscilação.

$$V_{out}(t) = \frac{\sqrt{2}}{C} i_\delta \cdot e^{\frac{-t}{2RC}} \cos(w_o t) \quad (2.28a)$$

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.28b)$$

É importante conhecer as condições de oscilação com o intuito de evitar que o fornecimento de energia provoque a saturação do circuito. Alternativamente às condições de Barkhausen, detalhado no ??, pode-se aplicar o conceito de resistência negativa para determinar a frequência de oscilação e ganho mínimo do amplificador para oscilação. O princípio da técnica é ilustrado na Figura 2.30. Dado o circuito que consiste em um circuito amplificador e em uma carga, o qual suas impedâncias estão representadas por  $Z_{in}$  e  $Z_L$ , pela Figura 2.30a e Figura 2.30b, se o circuito em questão está oscilando, podemos concluir que:

$$Z_L I = Z_{in} I \quad I \neq 0 \quad (2.29a)$$

$$Z_L = -Z_{in} \quad (2.29b)$$

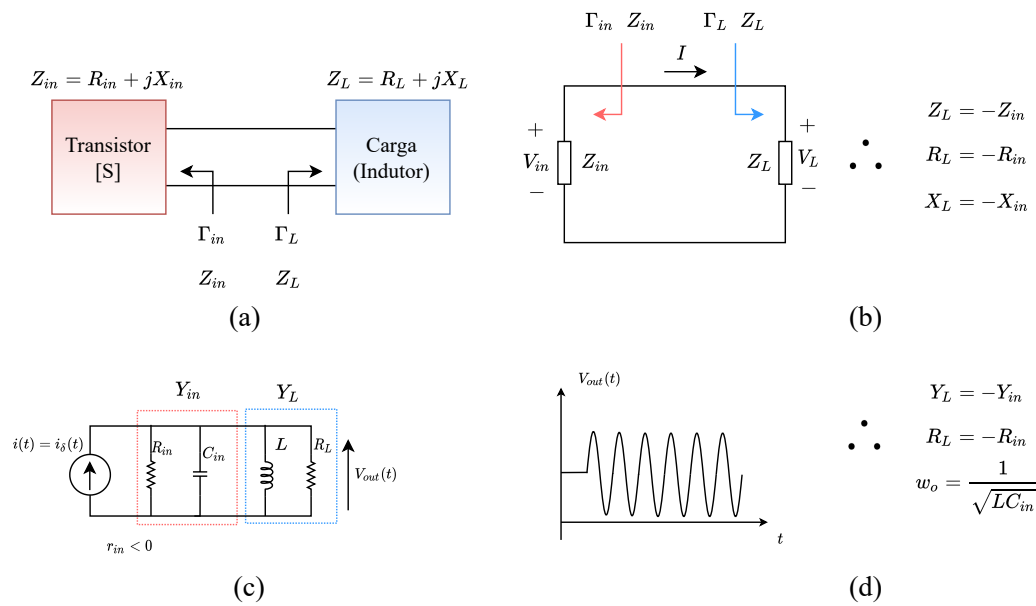
Assumindo que  $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$  e  $Z_L = R_L + jX_L$ , temos que as condições de

oscilação são:

$$R_L = -R_{in} \tag{2.30a}$$

$$X_L = -X_{in} \tag{2.30b}$$

Figura 2.30: Representação do conceito de resistência negativa em: a) diagrama de blocos; b) em termos de impedâncias; c) Excitação do sistema por um pulso de corrente; d) sua resposta.



Por exemplo, supondo uma carga indutiva de reatância  $j\omega L$  e resistência intrínseca de  $R_L$ . O circuito amplificador deverá fornecer um ganho representado pela resistência negativa  $R_{in}$  para compensar as perdas pelo fator de qualidade limitado da carga indutiva. Como a carga é indutiva, a impedância do amplificador deverá ser capacitiva de maneira que uma rede  $LC$  seja estabelecida, como pode ser visto na Figura 2.30d.

Para um sistema de segunda ordem, como a rede  $LC$ , sem atenuações, o ruído térmico é o suficiente para que a oscilação se inicie e se mantenha, como ilustra a Figura 2.30d. Resumidamente, ao determinar a função impedância  $Z_{in}$  aplica-se a Equação 2.30b para determinar a frequência de oscilação e a Equação 2.30a para determinar o ganho mínimo para cancelar o efeito dissipativo da resistência parasita da carga. Em termos práticos, a resistência equivalente do circuito  $R_{in}$  em módulo deverá ser superior

ao da carga  $R_L$  ( $-R_{in} > R_L$ ).

### 2.6.2 Oscilador Colpitts

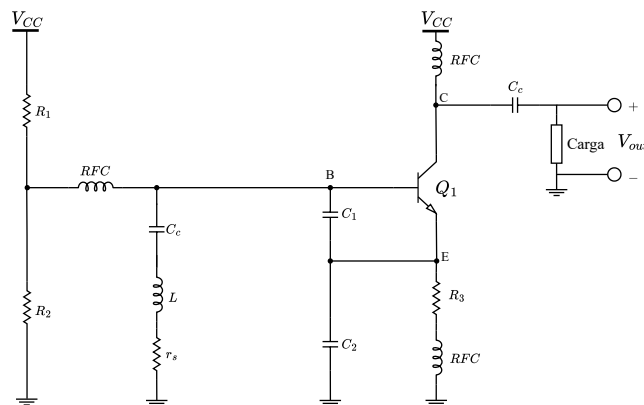
O projeto do oscilador Colpitts é comumente dado a partir de um transistor atuando como amplificador, normalmente na topologia base comum ou coletor comum, e uma rede seletiva em frequência composto por um divisor capacitivo e um indutor ( $L$ ) com um fator de qualidade ( $Q$ ). O fator de qualidade ( $Q$ ) de um indutor é dado por:

$$Q = \frac{\omega_o L}{r_s} = \frac{r_p}{\omega_o L} \quad (2.31)$$

Sendo  $L$ ,  $\omega_o$ ,  $r_s$  e  $r_p$  respectivamente a indutância, a frequência angular, a resistência série equivalente do indutor (modelo circuito série) e a resistência equivalente do indutor (modelo circuito paralelo).

A Figura 2.31 exibe uma topologia de oscilador Colpitts, cuja carga está conectada ao coletor do transistor  $Q_1$ . O Indutor de Choke  $RFC$  (*Radiofrequency Choke*) idealmente para nível DC é curto-circuito, e para nível AC é circuito aberto. Ao passo que o capacitor de acoplamento  $C_c$  idealmente em DC é circuito aberto, e para nível AC é curto-circuito. A polarização do transistor ( $Q_1$ ) é estabelecida pelo divisor resistivo ( $R_1$  e  $R_2$ ) e pelo resistor  $R_3$  conectado ao emissor. Por fim, temos a rede seletiva em frequência previamente citada composta pelo divisor capacitivo composto de  $C_1$  e  $C_2$  e pelo indutor  $L$  com sua respectiva resistência série equivalente  $r_s$ .

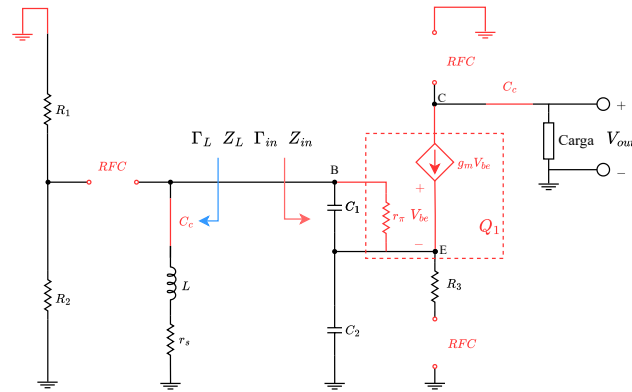
Figura 2.31: Oscilador Colpitts com carga conectada ao coletor do transistor.



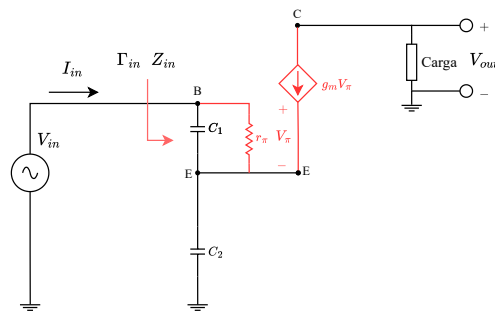
Usaremos o conceito de resistência negativa para análise do Oscilador Colpitts

em questão. Primeiramente, como ilustrado pela Figura 2.32a, temos o modelo AC simplificado do circuito. Em segundo lugar, calcularemos a impedância equivalente ( $Z_{in}$ ). Por fim, encontraremos as condições de oscilação por intermédio da Equação 2.30.

Figura 2.32: Aplicação do conceito de impedância negativa ao Oscilador Colpitts: a) Análise AC do circuito; b) Determinação de  $Z_{in}$ .



(a)



(b)

Nota-se pela Figura 2.32b que:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{Z_{in}} = \frac{V_{\pi}}{r_{\pi}} + sC_1V_{\pi} \quad (2.32)$$

Para simplificação da análise, consideraremos  $r_{\pi} \rightarrow \infty$ . Logo:

$$I_{in} = sC_1V_{be} \quad (2.33)$$

$$V_{be} = \frac{I_{in}}{sC_1} \quad (2.34)$$

Também podemos observar que:

$$I_{in} = sC_2(V_{in} - V_{be}) - g_m V_{be} \quad (2.35)$$

Substituindo Equação 2.34 em Equação 2.35, temos:

$$Z_{in}(s) = \frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{g_m}{s^2 C_1 C_2} + \frac{1}{s \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \quad (2.36)$$

$$Z_{in}(j\omega) = \frac{V_{in}(j\omega)}{I_{in}(j\omega)} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{-j}{\omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \quad (2.37)$$

$$R_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (2.38a)$$

$$X_{in} = \frac{-1}{\omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \quad (2.38b)$$

Vale salientar que:

$$R_L = r_s \quad (2.39a)$$

$$X_L = \omega L \quad (2.39b)$$

Por último, através da Equação 2.30 obtém-se a frequência de oscilação  $\omega_o$  em [rad/s], expressa pela Equação 2.40; e a condição de oscilação, expressa pela Equação 2.41, dada pela transcondutância do transistor  $g_m$  em [A/V]:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.40a)$$

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.40b)$$

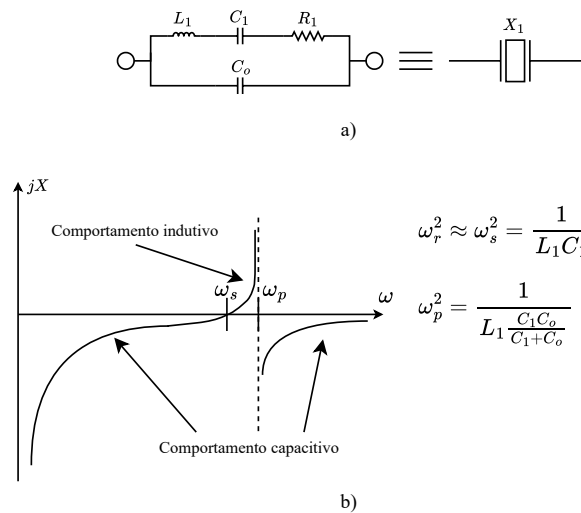
$$g_m > r_s \omega^2 C_1 C_2 \quad (2.41)$$

### 2.6.3 Ressonador SAW

Como mencionado anteriormente, o fator de qualidade ( $Q$ ) é um parâmetro importante para o desempenho do oscilador. Na literatura, é explicitado que o alto fator de qualidade implica no aumento da estabilidade do oscilador e reduz o ruído de fase. O ruído de fase e sua relação com fator de qualidade, foi modelada primeiramente por Leeson [69]. Um elemento caracterizado pelo alto fator de qualidade é cristal ressonador, como quartzo.

A Figura 2.33a mostra o modelo do circuito  $RLC$  equivalente de um cristal, que possui frequência de ressonância série (reatância idealmente nula) e paralela (reatância idealmente infinita). A Figura 2.33b exibe a reatância do cristal em função da frequência. Como pode ser visualizado no gráfico, o cristal apresenta comportamento indutivo numa faixa de frequência muito estreita, mais especificamente entre as frequências de ressonância série e paralela [70]. Ressonadores do tipo SAW (*Surface Acoustic Wave*), por exemplo, podem operar na faixa de giga-hertz com fator de qualidade acima de 1000 [71].

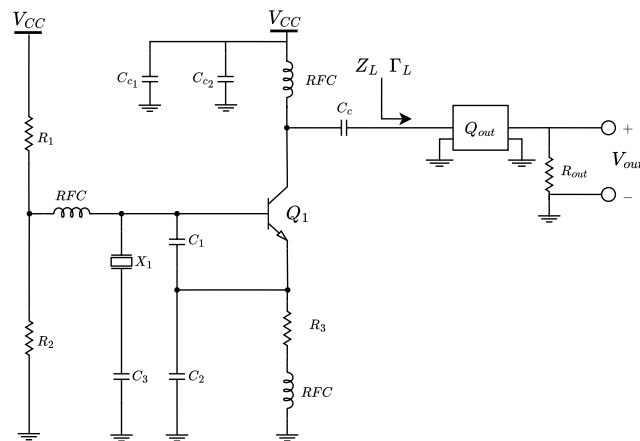
Figura 2.33: a) Modelo equivalente de um cristal; b) Reatância de um cristal em função da frequência.



Logo, os cristais ressonadores são modelados como um indutor em modo paralelo em topologias de osciladores  $LC$  como Colpitts, com os benefícios oriundos de um elevado fator de qualidade do ressonador se comparado ao indutor discreto [72, 73]. Ora,

para o Oscilador Colpitts previamente apresentado na Subseção 2.6.2, substituiremos o indutor da rede seletiva em frequência pelo ressonador SAW. Além disso, o capacitor de acoplamento em série com o indutor não é mais necessário, visto que o ressonador SAW para nível DC idealmente é um circuito em aberto (comportamento capacitivo). O oscilador Colpitts proposto para a unidade de medição é exibido na Figura 2.34. Perceba que os capacitores de acoplamento  $C_{C_1}$  e  $C_{C_2}$  foram adicionados com o intuito de acoplar o ruído da fonte DC para a referência, em outras palavras, diminuir a entrada do ruído da fonte ao circuito. Agora, exploraremos o quadripolo  $Q_{out}$  referente à rede de adaptação de impedância na saída na Subseção 2.6.4.

Figura 2.34: Oscilador Colpitts com ressonador SAW.



#### 2.6.4 Classes de Operação — Classe J

O oscilador é composto por dois blocos: o amplificador que fornece ganho direto e a rede seletiva em frequência para realimentação positiva. Ora, osciladores, assim como amplificadores de potência, podem ser polarizados de diversas formas e operar sob diferentes classes de operação. As figuras de mérito como: eficiência, linearidade, potência de saída, banda em frequência de operação, dentre outros; variam conforme a classe adotada. Portanto, para escolher da melhor maneira possível a classe de operação, deve-se atentar aos requisitos técnicos e caso de uso do projeto.

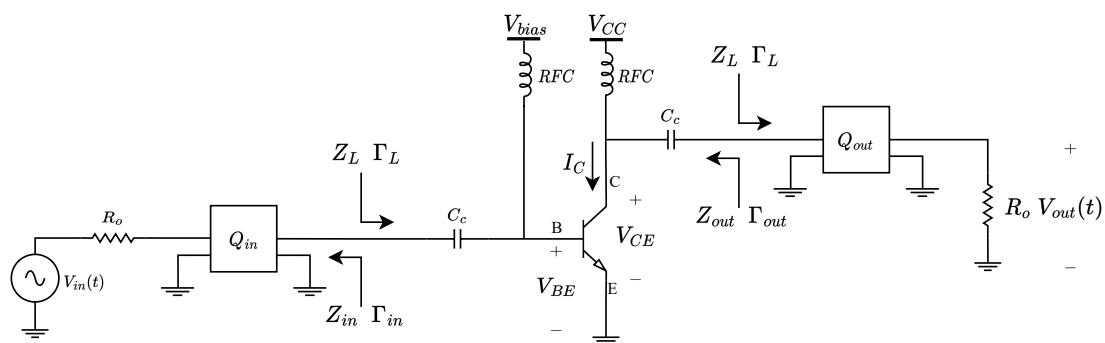
Aqui, o oscilador Colpitts foi polarizado em classe AB profunda e sua rede de



adaptação proposta é para duas bandas (fundamental e segundo harmônico) baseada no conceito de operação em classe J. Tal classe foi escolhida com o intuito de investigar: esse tipo em classe de operação em osciladores RF; técnicas de adaptação em duas bandas para otimizar a eficiência do oscilador. Além disso, a classe J potencialmente proporciona uma eficiência similar daquela obtida com a classe B ou AB profunda, porém sem demandar a geração de conduções de carga de curto-circuito, dificultando a operação em banda larga. Em contra-partida, no lugar de curto-circuito, é necessária a geração de uma impedância puramente reativa no segundo harmônico para operação em classe J.

Com isso, faremos uma revisão das principais classes de operação de amplificadores de potência. Começando pelos amplificadores em que suas classes são do tipo modo linear: A, AB, B, C. Para a operação de um amplificador linear são considerados: uma excitação senoidal; e o transistor modelado como uma fonte de corrente ideal controlada por tensão. Como ilustrado na Figura 2.35, estes possuem uma rede de adaptação na saída, para obter a carga ótima, e outra na entrada para casamento das impedâncias entre fonte e entrada do amplificador. A carga ótima, como o nome já diz, é a carga que melhor atende às especificações levantadas. Para o projeto da unidade sensora, a carga ótima é aquela que oferece a maior eficiência possível.

Figura 2.35: Circuito Amplificador de Potência para diferentes Classes de Operação: A, AB, B, C.



Para amplificadores de potência, a eficiência  $\eta$  é dada pela razão da potência RF de saída  $P_{out}$  pela potência de alimentação DC  $P_{DC}$ :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (2.42)$$

O princípio de operação dos amplificadores de potência do tipo linear varia com a polarização do transistor [70]. Uma vez estabelecida a tensão DC base-emissor  $V_{BE,Q}$  do transistor, é obtida a polarização do mesmo. A partir da excursão do sinal de entrada nos terminais base-emissor, tem-se a corrente do coletor  $I_C$  variando em conjunto como podemos observar na Figura 2.36.

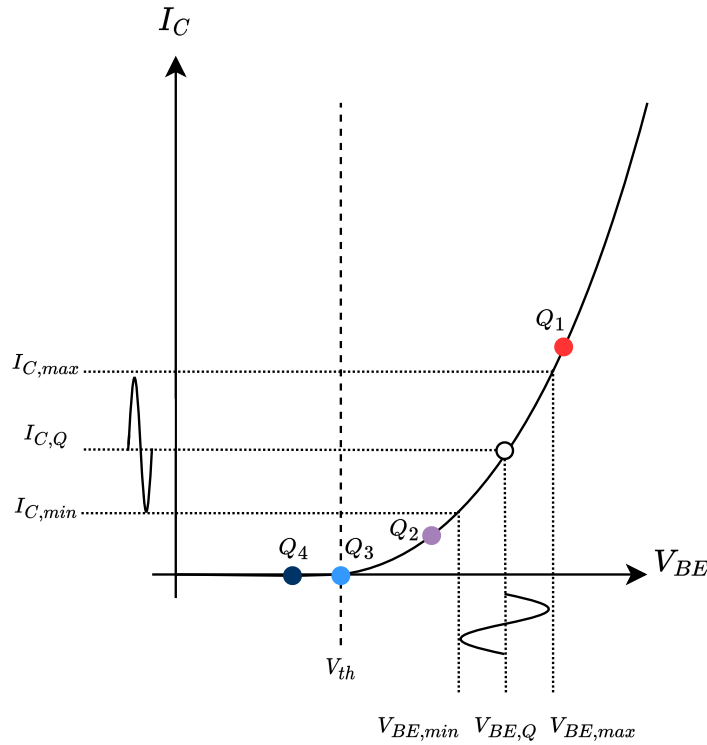
Uma possibilidade para reduzir a potência média dissipada pelo transistor e, consequentemente, aumentar a eficiência do amplificador, é reduzir a corrente média de saída do transistor. Para obter essa redução da corrente, o ângulo de condução de corrente é manipulado através da polarização do transistor. O ângulo de condução  $\alpha$  (normalmente expressa em graus ou radianos) é a parcela no qual a corrente do coletor não é nula. As classes de operação lineares são classificadas segundo o ângulo de condução. Para o amplificador classe A, a corrente conduz durante todo período ( $\alpha = 360^\circ$ ), resultando numa forma de corrente idealmente senoidal. Já para classe B, a corrente conduz metade do período ( $\alpha = 180^\circ$ ). A classe AB, como o próprio nome sugere, apresenta o ângulo de condução de valor intermediário ( $180^\circ < \alpha < 360^\circ$ ). Por fim, para classe C, o corrente de coletor conduz por menos da metade do período ( $\alpha < 180^\circ$ ).

É notável que, para um mesmo sinal de entrada, alterando a tensão base-emissor quiescente ( $V_{BE,Q}$ ), são obtidas formas do sinal de corrente do coletor  $I_C$  distintos, como podemos observar na Figura 2.36:

- Para o ponto  $Q_1$ , o transistor conduz durante todo o período, resultando na operação em classe A;
- Para o ponto  $Q_3$ , onde a tensão DC base-emissor é igual à tensão de limiar  $V_{th}$ , o transistor conduz por metade do período, por conseguinte a operação em classe B;
- Para ponto intermediário  $Q_2$ , temos a operação em classe AB;
- Para o ponto  $Q_4$ , onde sua tensão DC base-emissor é inferior à tensão de limiar, temos a operação em classe C.

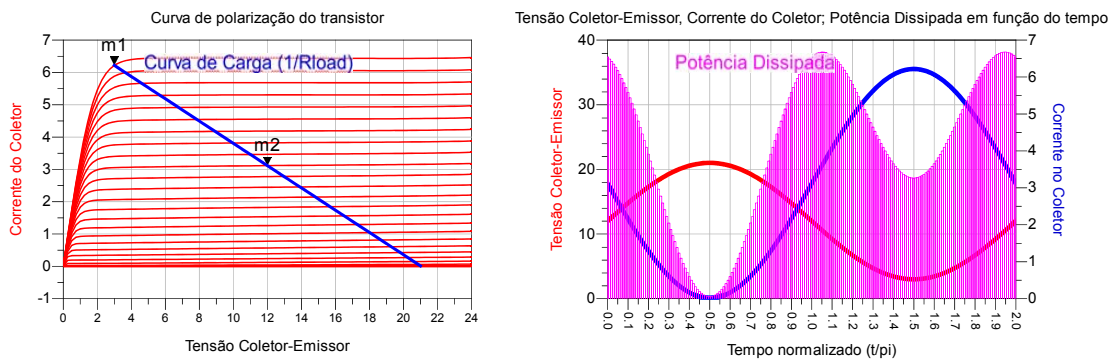
Um ponto de atenção é que o ponto quiescente de polarização inicialmente escolhido pelo projeto pode ser alterado devido aos efeitos não-lineares do amplificador.

Figura 2.36: Corrente no coletor em função da tensão base-emissor. Os pontos  $Q_1$  a  $Q_4$  ilustram a tensão base-emissor quiescente  $V_{BE,Q}$  para as classes de operação A à C.



As Figuras 2.37, 2.38, 2.39 mostram as curvas de polarização e as curvas de tensão coletor-emissor, corrente de coletor e potência consumida para as classes A, AB, e B respectivamente. Percebe-se que, independente da classe linear, as formas de onda da tensão coletor-emissor se mantém ao contrário das curvas de corrente e potência dissipada.

Figura 2.37: Polarização e Formas de Onda para Amplificador de Potência do tipo Classe-A.



O intuito de diminuir o ângulo de condução é reduzir o valor médio de corrente e,

Figura 2.38: Polarização e Formas de Onda para Amplificador de Potência do tipo Classe-AB.

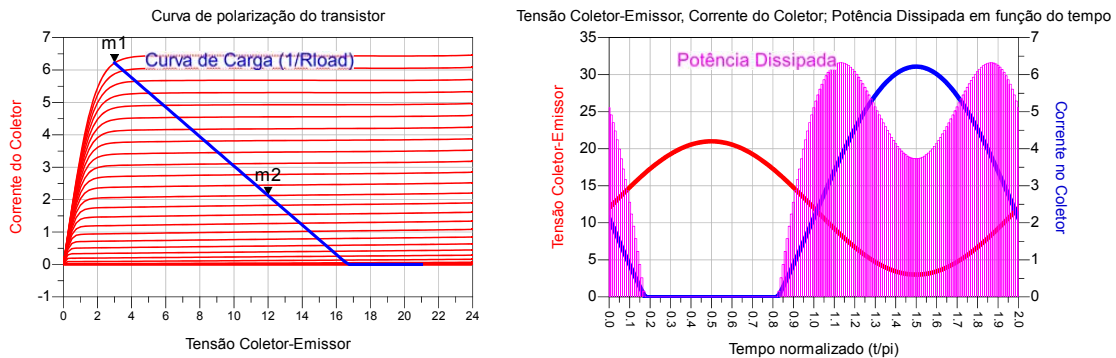
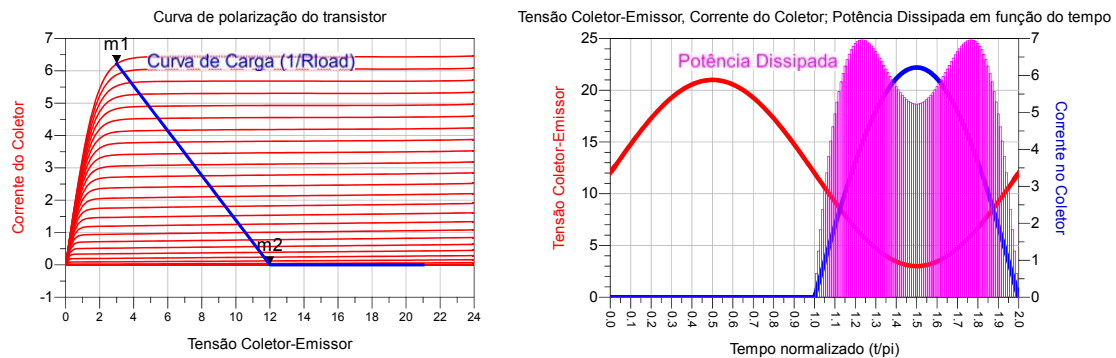


Figura 2.39: Polarização e Formas de Onda para Amplificador de Potência do tipo Classe-B.



portanto, reduzir a potência estática. Em outras palavras, diminuir a potência dissipada no transistor. Quanto menor o ângulo de condução, maiores a eficiência e o nível de distorção da corrente do coletor. Resumidamente, para as classes de operação lineares temos a relação de compromisso entre eficiência e linearidade do circuito. Amplificador de potência classe A apresenta menor eficiência e maior linearidade, enquanto se têm o oposto para classe C. A Tabela 2.2 resume o desempenho dos amplificadores de potência lineares, e suas figuras de mérito: eficiência máxima (em teoria)  $\eta$ ; potência de saída normalizada (em teoria)  $P_{out,n}$ ; e nível de linearidade.

A potência de saída para classes B e AB costumam ser ligeiramente inferiores se comparados a classe A, cujo ângulo de condução é de  $360^\circ$ . Por outro lado, a potência de saída para classe C é consideravelmente inferior, pois a corrente de coletor conduz por um breve período. Para os amplificadores lineares, à medida que se aumenta a eficiência por intermédio da classe de operação, são obtidas, por outro lado, quedas do ganho e da

Tabela 2.2: Figuras de Mérito dos Amplificadores de Potência RF do tipo modo Linear.

Classe	$(\alpha)$ [°]	$\eta$ [%]	$P_{out,n}$ [1]	Linearidade
A	360	50	1	1°
AB	>180 e <360	>50 e <78.5	próxima a 1 (1.07 para $\alpha = 245^\circ$ )	2°
B	180	78.5	1	3°
C	<180	>78.5 e <100	1 para $\alpha = 180^\circ$ 0 para $\alpha = 0^\circ$	4°

potência de saída.

Para obter-se, uma alta eficiência simultaneamente com um ganho adequado, os amplificadores de potência RF do tipo modo não-linear (ou modo chaveamento) emergem como alternativa. Estes tipos de amplificadores consistem no amplificador operando como chave de maneira que: quando o transistor está operando como uma chave fechada, tem-se baixa tensão coletor-emissor  $V_{CE}$  e alta corrente do coletor  $I_C$ ; já quando o transistor está operando como uma chave aberta, tem-se alta tensão coletor-emissor  $V_{CE}$  e baixa corrente do coletor  $I_C$ . Assim, idealmente não há uma situação, nem mesmo durante os chaveamentos, em que há simultaneamente alta tensão coletor-emissor  $V_{CE}$  e alta corrente do coletor  $I_C$ . Logo, a potência estática idealmente é nula, sendo que as perdas idealmente se restringem à energia contida nos harmônicos [74, 75, 76].

Os amplificadores em modo chaveamento (comutação) tendem a apresentar banda de operação estreita, dada à geração de condições de curto-circuito e/ou circuito aberto nas frequências harmônicas. Ademais, se comparado aos amplificadores de classe A e AB, ao custo de uma maior eficiência, os amplificadores de comutação mostram níveis menores de linearidade. Ora, as formas de onda quadradas presentes nos amplificadores em modo de comutação podem ser expressas por uma série de Fourier, na qual a onda quadrática é uma soma de diversos harmônicos.

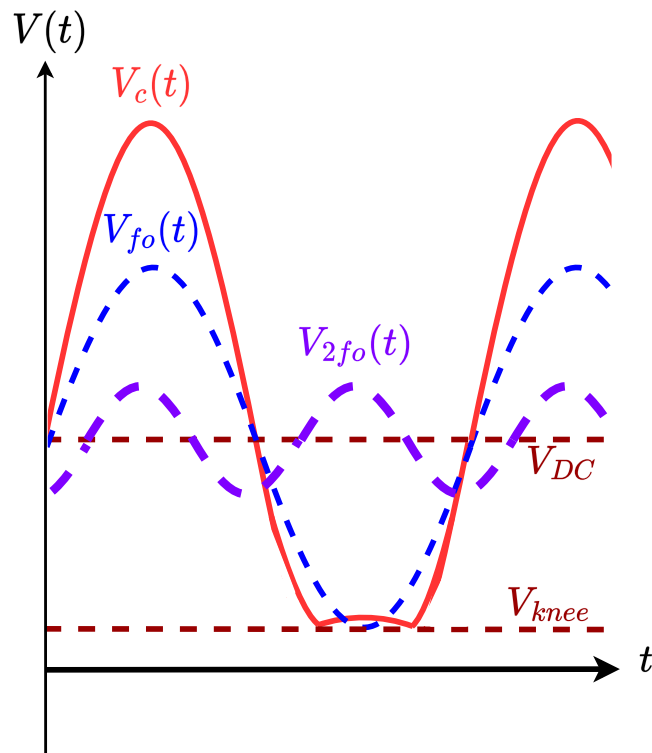
Os amplificadores lineares normalmente também são banda estreita, pois suas figuras de mérito são sensíveis à carga ótima que varia conforme a frequência. Uma forma de contornar ganho e/ou eficiência adequados para uma banda larga é se utilizando de rede de adaptação multi-banda, trazendo uma complexidade a mais ao projeto do amplificador, além de adicionar mais componentes no circuito.

Como alternativa, o amplificador de potência RF operante em classe J, apresen-

tado em [77], concilia a alta eficiência e potencial de ser empregado em aplicações de banda larga. Tal amplificador é polarizado em classe B ou classe AB profunda, seguindo o circuito apresentado na Figura 2.35, com a diferença de que a impedância de carga é otimizada tanto para frequência fundamental ( $f_o$ ) quanto para o segundo harmônico ( $2 \cdot f_o$ ). Diferentemente de outras topologias de amplificadores, para classe J, intencionalmente deseja-se obter uma carga capacitiva ao invés de gerar condições de curto-circuito ou circuito aberto.

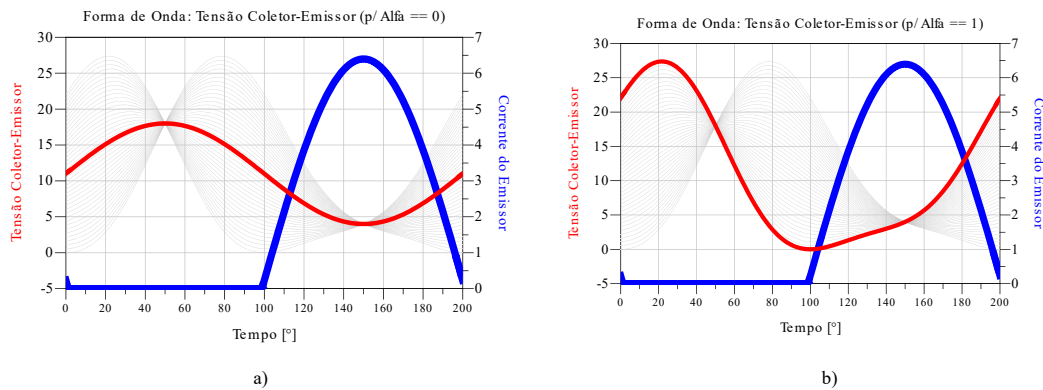
Para operação em classe J, a partir da carga estabelecida para fundamental e segundo harmônico, podemos notar que a tensão coletor-emissor  $V_{CE}$  sofre um aumento (*boost*) da tensão de pico e um defasamento [78, 79, 80], como mostram a Figura 2.40 e a Figura 2.41. Diferentemente das classes lineares, em que suas formas de onda da tensão coletor-emissor são aproximadamente senoidais.

Figura 2.40: Componentes da Tensão Coletor-Emissor ( $V_{CE}$ ) e Corrente do Coletor ( $I_C$ ) para amplificador de potência em classe J.



Esta distorção proposital da forma de onda da tensão coletor-emissor é devido à sobreposição das componentes fundamental e segundo harmônico. Conforme Equação 2.43, a carga ótima para classe J na frequência fundamental e segundo harmônico

Figura 2.41: Formas de onda da Tensão Coletor-Emissor ( $V_{CE}$ ) e Corrente do Coletor ( $I_C$ ) para Amplificador do tipo: a) Classe B, Classe AB; b) Classe J.



são respectivamente indutiva e puramente capacitiva. Analogamente, para a classe J inversa, a carga ótima na frequência fundamental e segundo harmônico são respectivamente capacitiva e puramente indutiva, conforme a Equação 2.44.

$$Z_L(f_o) = R_{opt} + j \cdot R_{opt} \tag{2.43a}$$

$$Z_L(2 \cdot f_o) = 0 - j \cdot \frac{3\pi}{8} R_{opt} \tag{2.43b}$$

$$Z_L(f_o) = R_{opt} - j \cdot R_{opt} \tag{2.44a}$$

$$Z_L(2 \cdot f_o) = 0 + j \cdot \frac{3\pi}{8} R_{opt} \tag{2.44b}$$

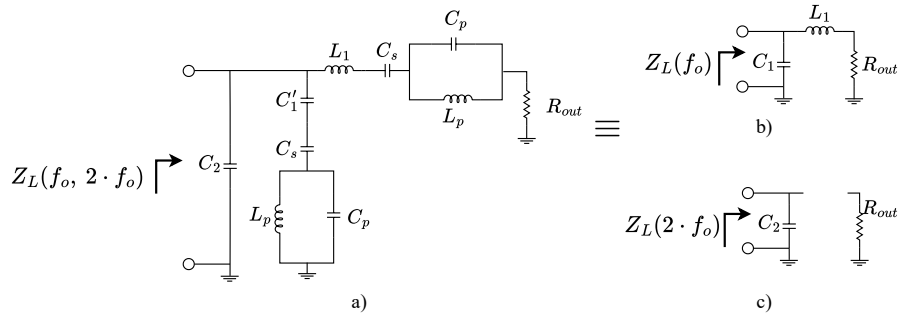
Normalmente, em amplificadores classe J, a impedância de carga para o segundo harmônico implementada é sub-ótima, visto que, para otimização em ambas frequências (fundamental e segundo harmônico), é necessário realizar uma rede de adaptação para atender simultaneamente as duas frequências, implicando em maior complexidade da rede e em maior número de componentes. Logo, é comum se utilizar de redes em  $L$ ,  $\pi$  e  $T$  para amplificadores de potência classe J. Entretanto, o intuito deste projeto de pesquisa é adotar os conceitos de classe J para o oscilador-modulador, em que sua banda de operação é estreita. Portanto, a rede de adaptação para o oscilador proposto é otimizado simultaneamente para a fundamental e para o segundo harmônico, como pode ser visto na Figura 2.42a.

Veja que aqui foram utilizados os circuitos  $LC$  ressonadores, compostos por  $C_s$ ,  $L_p$  e  $C_p$ , que operam como chave. Em resumo, para a frequência fundamental do oscilador  $f_o$ , o ressonador se comportará como uma chave em curto. Para tal, sua frequência de ressonância série  $w_s$  deve ser a mesma que a frequência da portadora  $w_o$ . Com o ressonador operando como uma chave em curto, temos a rede equivalente da Figura 2.42b que provê a carga indutiva.

De maneira similar, para o segundo harmônico  $2 \cdot f_o$ , o ressonador se comportará como uma chave em aberto. Portanto, sua frequência de ressonância paralela  $w_p$  deve ser a mesma que a frequência do segundo harmônico  $2 \cdot w_o$ . Com o ressonador operando como uma chave em aberto, obtemos a rede equivalente da Figura 2.42b que provê a carga puramente capacitiva. O dimensionamento do circuito ressonante é detalhado na Seção A.5, onde tal conceito também pode ser aplicado aos duplexadores.

Uma vez determinada a carga ótima para ambas as frequências ( $Z_L(f_o)$  e  $Z_L(2 \cdot f_o)$ ), o circuito de adaptação pode ser dimensionado a partir das equações abaixo:

Figura 2.42: a) Rede de adaptação para oscilador “classe J”: b) circuito equivalente para a fundamental  $f_o$ ; b) circuito equivalente para o segundo harmônico  $2 \cdot f_o$ .



$$C_2 = \frac{Im[Z_L(2 \cdot f_o)]}{2\pi \cdot 2f_o} \quad (2.45)$$

$$C_1' = C_1 - C_2 \quad (2.46)$$

$$w_p = 2\pi \cdot 2f_o \quad (2.47)$$



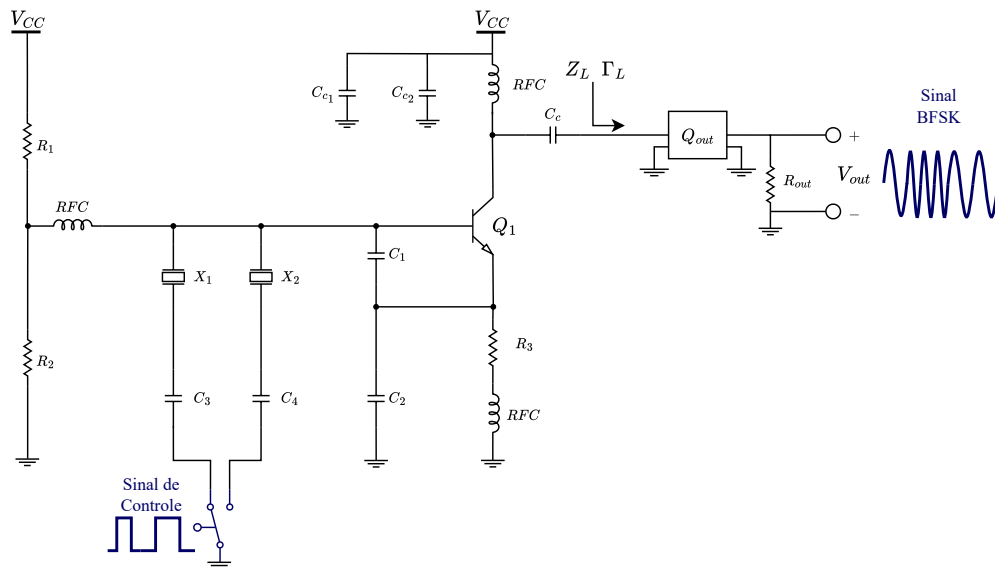
$$C_p = \frac{1}{\omega_p^2 L_p} \tag{2.48}$$

$$\omega_s = 2\pi \cdot f_o \tag{2.49}$$

$$C_s = \frac{1}{\omega_s^2 L_p} - C_p \tag{2.50}$$

Vale ressaltar que  $C_1'$  e  $C_s$  podem ser associados num capacitor equivalente série, e  $L_1$  e  $C_s$  num indutor equivalente série. Por fim, o oscilador Colpitts deverá ser modificado para operar também como modulador. Para modulação em frequência, utilizando de chaves e um sinal de controle (neste caso, sinal PWM enviado pelo microcontrolador), é selecionado o ressonador SAW e assim modificando a frequência de operação, como exemplificado na Figura 2.43. A modulação BFSK foi escolhida, pois a informação do sinal modulado não está na sua amplitude. Com isso, o uso de amplificadores de eficiência mais elevadas compensa apesar dos níveis de distorção mais elevados.

Figura 2.43: Oscilador de Potência Colpitts Modulador do tipo BFSK.



## Capítulo 3

# Validação da Técnica Proposta

Uma vez apresentados e detalhados a fundamentação teórica e metodologia, é feita a concepção da unidade sensora para validação técnica da solução proposta. Acerca dos resultados que serão detalhados, temos:

- Circuitos apenas simulados: detector de envoltória, acoplador direcional e receptor completo;
- Circuitos simulados, montados e testados: circulador, retificador RF-DC e oscilador;
- Não foi feito: alimentação remota do microcontrolador e demais blocos da unidade sensora (autonomia energética); simulação da modulação BFSK.

### 3.1 Estimativa da Potência Disponível ao radiotransceptor

#### — Análise do Enlace

A partir da Lei de Friss (Equação 2.8), via MATLAB, foi feito dois gráficos, exibidos na Figura 3.1: o primeiro é referente à atenuação do espaço  $\alpha$ ; o segundo refere-se a potência captada pela antena da unidade de medição  $P_r$ . Tanto a atenuação quanto a potência recebida estão em função da distância do enlace.

Foi considerada uma potência de transmissão de 30 dBm (1 W) fornecida pela unidade central em 434,42 MHz e que as antenas de ambas unidades são iguais e possuem

um ganho de 1,9 dBi. Tal ganho diz respeito à antena, do tipo helicoidal de um-quarto comprimento de onda, ANT-433-HESM da fabricante TE Connectivity Linx. O *datasheet* desta antena contém informações como ganho e faixa de frequência recomendada para operação (de 418 MHz a 458 MHz) [81]. Como mostra a Figura 3.1, foi calculado que para uma distância de 0,6 metros e 0,9 metros, a potência recebida é de respectivamente 13 dBm e 9,5 dBm, e a atenuação no espaço é respectivamente 20,7 dB e 24,3 dB.

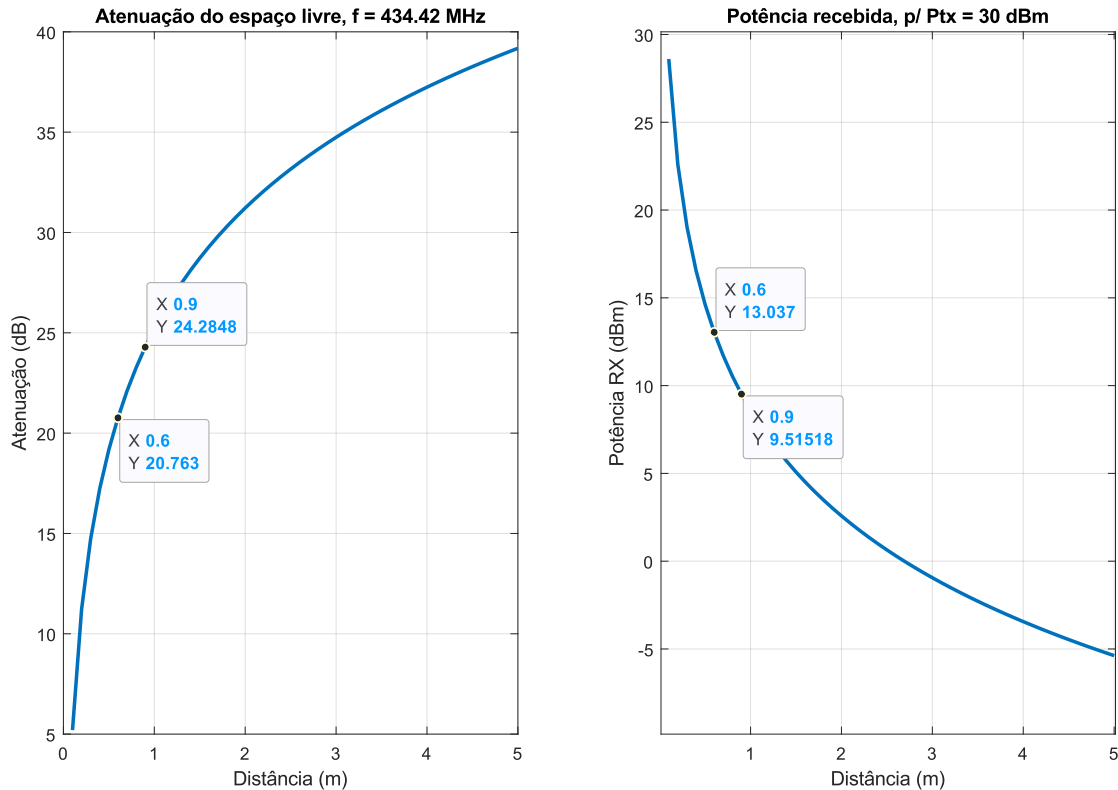


Figura 3.1: Análise do enlace: atenuação do espaço livre; potência recebida pela Unidade de Medição.

Como citado anteriormente, a Equação de Friss é válida para uma região de campo distante. A partir da Equação 2.10, para uma antena de comprimento  $\frac{\lambda}{4}$ , é estimada uma região de campo distante cujo raio é de 8,6 centímetros. Todavia, para este projeto de pesquisa, consideramos a região de campo distantes aquela fora do raio de 6,9 m de distância da antena. Pelo fato do cálculo da potência disponível via Lei de Friss ser apenas uma estimativa, além da questão da distância entre antenas atender a condição de campo distante, é esperada que a potência recebida de fato seja inferior à calculada. Contudo, a partir desse cálculo, temos um ponto de partida para o projeto da unidade sensora.

## 3.2 Simulações

Todas as simulações apresentadas neste projeto de pesquisa foram desenvolvidas utilizando o *software* de automação de projetos eletrônicos (RF e micro-ondas inclusos) chamado Advanced Design Systems (ADS) da empresa Keysight Technologies.

Foi analisada a influência de variações dos componentes em relação às figuras de mérito dos circuitos antes de montar e testar na prática os blocos de RF propriamente ditos. Por exemplo, o desempenho dos circuitos foram verificados ao variar os parâmetros dos seus elementos mais sensíveis. O simulador foi uma ferramenta importante não somente para análise, mas também para dimensionamentos do circuito para atingir as especificações de projeto.

Esta etapa de simulação provou-se fundamental além dos motivos citados anteriormente, também para ter um maior entendimento dos blocos de RF, e maior capacidade de previsão de comportamentos dos circuitos de RF presentes na interface RF do radio-transceptor.

### 3.2.1 Circulador

Foi simulado o circulador passivo não-magnético baseado em acoplador em anel. Tal circuito foi projetado e avaliado na simulação de parâmetros de espalhamento do ADS. Com o intuito de tornar a simulação mais próxima da realidade, avaliando melhor o desempenho dos circuladores principalmente em relação às perdas de inserção, os indutores ideais foram substituídos por indutores reais.

A simulação com componentes ideais desconsidera as perdas associadas às resistências parasitas dos componentes, em especial os indutores. Os modelos de indutores reais da Coilcraft são disponibilizados via biblioteca para o software ADS. Portanto, os resultados da simulação consideram os fatores de qualidade finitos dos indutores a serem utilizados na unidade de medição.

A Figura 3.2 exhibe o circuito do circulador. Podemos observar que os terminais 1, 2 e 3 que respectivamente às portas de transmissão, antena, e recepção. A simulação foi realizada na faixa de frequência de 410 MHz a 450 MHz. A Equação 3.1, Equação 3.2 e a

Equação 3.3 mostram as matrizes de espalhamento do circulator para as frequências de transmissão ( $f_{TX1} = 433,24$  MHz,  $f_{TX2} = 433,78$  MHz) e recepção ( $f_{RX} = 434,42$  MHz) respectivamente. Como esperado, na banda de 433 MHz ISM, as perdas por inserção foram aproximadamente 3 dB, seja para transmissão ( $S_{21}$ ) quanto para recepção ( $S_{32}$ ), visto que o circulator é do tipo híbrido. Logo metade da potência é dissipada seja na transmissão, quanto na recepção.

Considerando que a potência de entrada na porta 2 (Antena) é de 10 dBm (10 mW), espera-se que aproximadamente 7 dBm (5 mW) seja transmitida à porta 3 (RX). Similarmente, considerando uma potência de entrada na porta 2 de 13 dBm (20 mW), é esperada que 10 dBm (10 mW) seja transmitida à porta 3 (RX). As perdas por reflexão estão na faixa de 28 dB ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$  e  $S_{33}$ ), estas perdas muito pequenas. Por fim, uma alta isolamento ( $S_{13}$  e  $S_{31}$ ) entre as portas TX e RX foi atingida, acima de 70 dB. Os parâmetros  $S$  do circulator em função da frequência são exibidas na Figura 3.3 e na Figura 3.4.

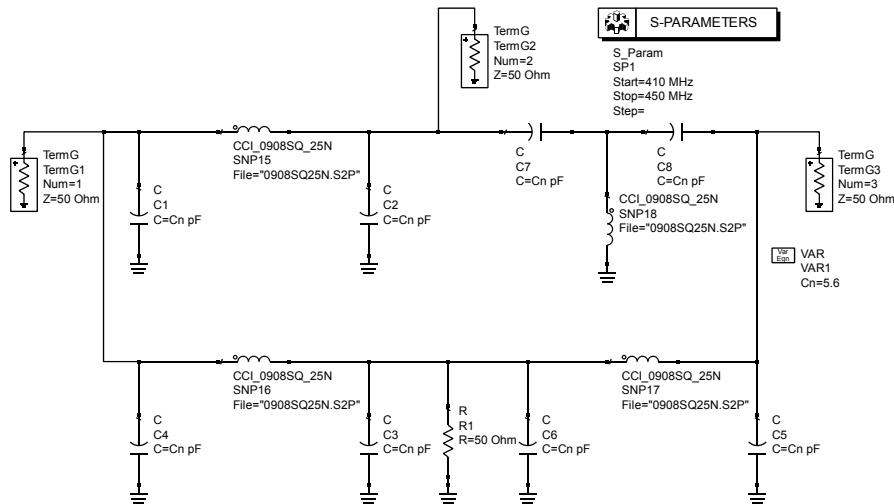


Figura 3.2: Esquemático de simulação do circulator em anel.

$$S(f_{TX1}) = \begin{pmatrix} -28,19 \angle -171,40^\circ & -3,10 \angle -92,96^\circ & -74,53 \angle -28,13^\circ \\ -3,10 \angle -92,96^\circ & -28,22 \angle -172,34^\circ & -3,10 \angle -87,04^\circ \\ -74,53 \angle -28,13^\circ & -3,10 \angle -87,04^\circ & -28,22 \angle -172,34^\circ \end{pmatrix} \quad [dB] \quad (3.1)$$

$$S(f_{TX2}) = \begin{pmatrix} -28,51\angle -171,08^\circ & -3,10\angle -93,10^\circ & -72,26\angle -26,38^\circ \\ -3,10\angle -93,17^\circ & -28,53\angle -172,20^\circ & -3,10\angle -86,84^\circ \\ -72,26\angle -26,38^\circ & -3,10\angle -86,84^\circ & -28,53\angle -172,10^\circ \end{pmatrix} \quad [dB] \quad (3.2)$$

$$S(f_{RX}) = \begin{pmatrix} -28,901\angle -170,64^\circ & -3,10\angle -93,41^\circ & -70,04\angle -25,10^\circ \\ -3,10\angle -93,41^\circ & -28,90\angle -171,99^\circ & -3,10\angle -86,60^\circ \\ -70,04\angle -25,10^\circ & -3,10\angle -86,60^\circ & -28,90\angle -171,99^\circ \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

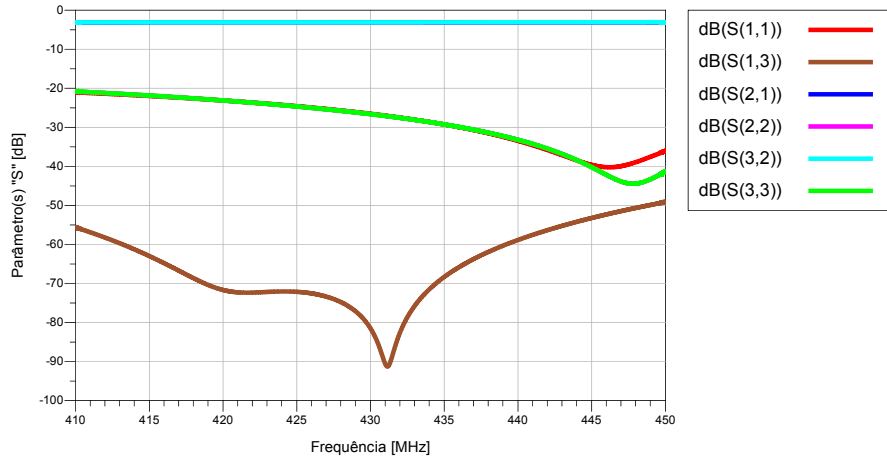


Figura 3.3: Resultados da simulação do circulator via acoplador em anel — Parâmetros S:  $S_{11}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{32}$ ,  $S_{33}$ .

### 3.2.2 Retificador RF

O retificador RF-DC foi elaborado tendo como ponto de partida uma potência RF de entrada de 10 dBm (10 mW) na entrada do receptor. Este valor foi obtido considerando: a potência de 30 dBm enviada pela unidade central; menos a atenuação do espaço livre de 17 dB; menos a perda por inserção de 3 dB do circulator. Para atingir simultaneamente uma tensão de alimentação superior a 1,8 V, potência DC de saída de pelo menos 6 mW e alta eficiência, o circuito retificador dobrador de dois estágios foi escolhido para projeto, como mostra a Figura 3.5. Lembrando de que os requisitos de tensão e potência foram apresentados anteriormente na Subseção 2.2.1 em que detalha

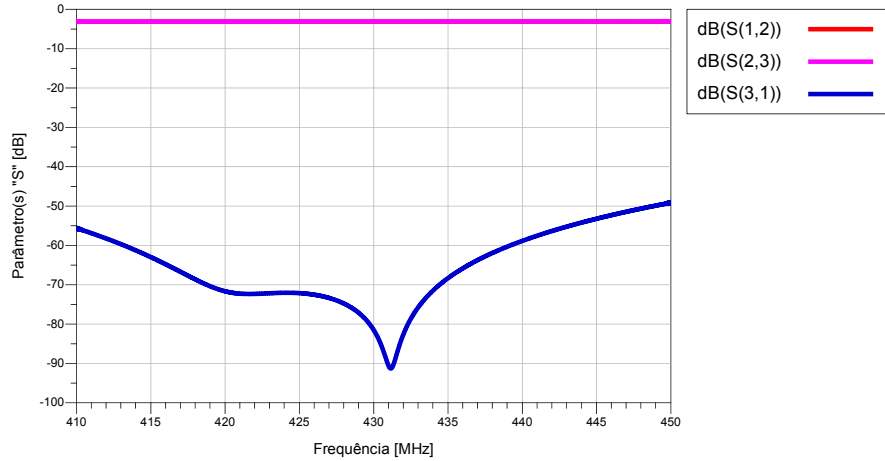


Figura 3.4: Resultados da simulação do circulator via acoplador em anel — Parâmetros S:  $S_{12}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{31}$ .

a tensão DC esperada para unidade sensora e o *power budget* desta unidade. A tensão é estabilizada em 1,8 V posteriormente pelo regulador de tensão.

Tal retificador foi projetado e avaliado via recurso *Harmonic Balance* do ADS. Também foi feita a simulação de Transiente para análise temporal do circuito. Estas simulações foram desenvolvidas utilizando o modelo SPICE do diodo SMS7630, da Skyworks Solutions, fornecido no *datasheet* do componente. O retificador foi simulado com uma potência RF de entrada  $P_{in}$  de 10 dBm e uma carga resistiva localizada na saída do circuito. Variou-se esta carga de 100  $\Omega$  a 5000  $\Omega$ , como podemos observar na Figura 3.6, tendo em vista que as figuras de mérito deste circuito variam conforme a mesma. Para uma carga de 1500  $\Omega$ , foram obtidas uma tensão e corrente de saída de 3,19 V e 2,13 mA respectivamente, além de eficiência de conversão de 68,99% e eficiência total de 68,02%, resultando numa potência DC de saída de 6,8 mW.

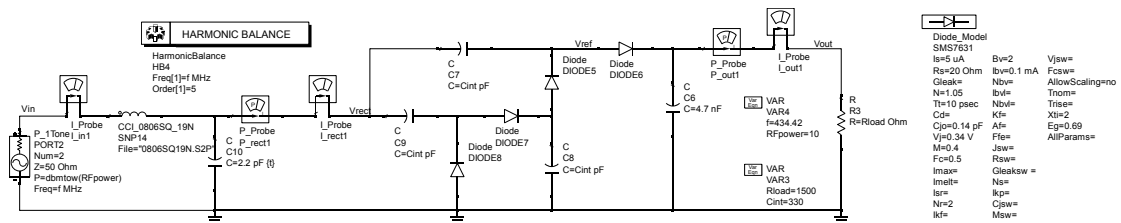


Figura 3.5: Esquemático de simulação do retificador RF-DC.

A Figura 3.7, Figura 3.8 e a Figura 3.9 exibem os resultados de simulação da análise transiente, a partir da carga ótima de 1500  $\Omega$  e potência de entrada de 10 dBm. Com um capacitor de 4,7 nF acoplado na saída do retificador, a tensão e corrente de

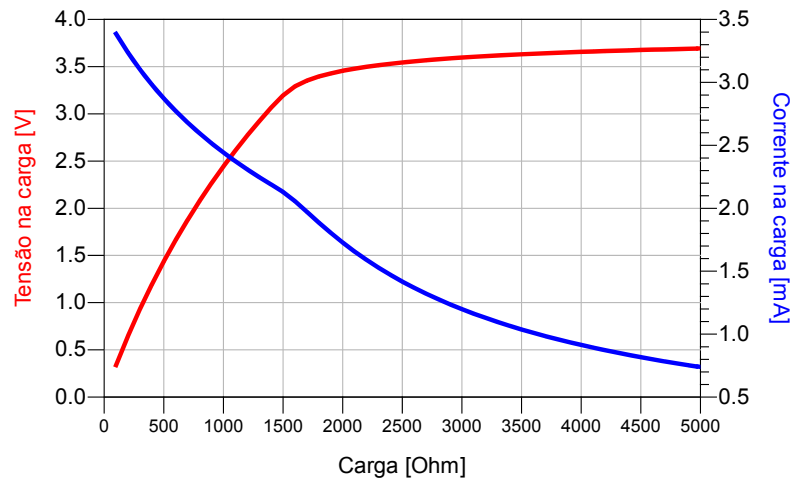


Figura 3.6: Resultado de simulação *Harmonic Balance* do retificador — Tensão na saída ( $V_{out}$ ) e corrente na saída ( $I_{out}$ ) em função da resistência da carga ( $R_L$ ).

saída se estabilizarem após 20 ms, além de uma tensão de *ripple* (pico-a-pico) na saída de 0,678 mV. O gráfico da Figura 3.10 demonstra que conforme a potência de entrada aumenta, a eficiência, a tensão e a potência de saída aumentam até determinado ponto. Como o circuito foi otimizado em 10 dBm, tal saturação, para potências de entrada mais elevadas, não afeta o desempenho da unidade de medição.

Figura 3.7: Resultado de simulação *Transient* do retificador — Tensão de entrada ( $V_{in}$ ) e tensão de referência ( $V_{ref}$ ).

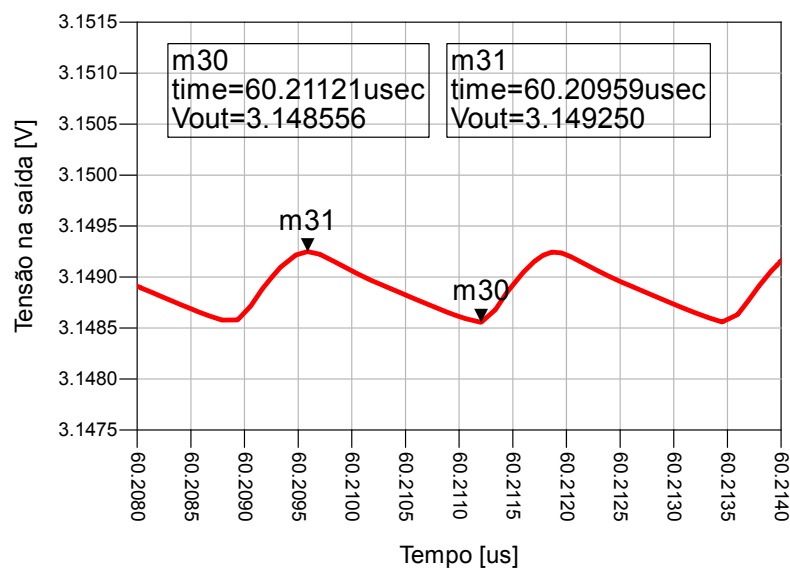


Figura 3.8: Resultado de simulação *Transient* do retificador — Tensão de *ripple*.



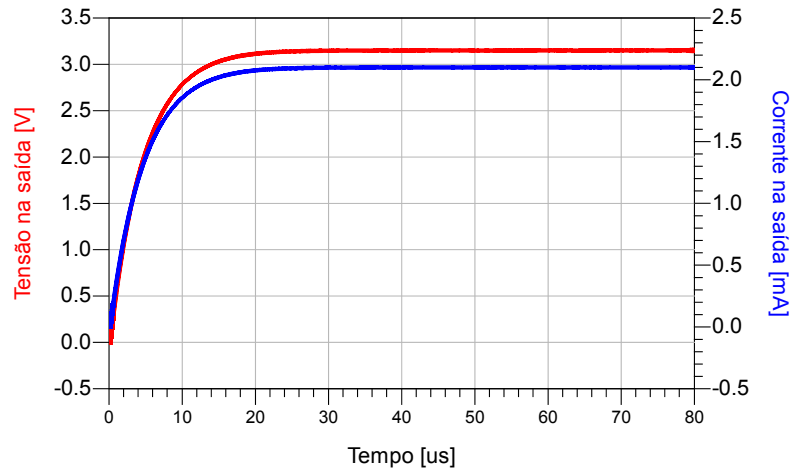


Figura 3.9: Resultado de simulação *Transient* do retificador — Tensão na saída ( $V_{out}$ ) e corrente na saída ( $I_{out}$ ) em função do tempo.

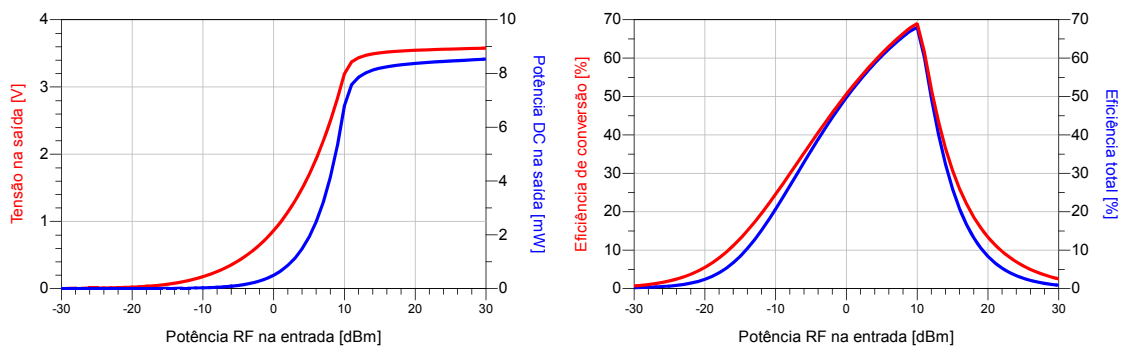


Figura 3.10: Resultado de simulação *Harmonic Balance* do retificador — Análise de sensibilidade do circuito (varredura da potência RF de entrada ( $P_{in}$ )).

### 3.2.3 Detector de Envoltória e Acoplador Direcional

No processo de demodulação do sinal recebido são utilizados os seguintes blocos: acoplador direcional, detector de envoltória e *driver*; conforme ilustrados na Figura 3.11 e na Figura 3.12 respectivamente. A simulação do circuito demodulador propriamente dito foi realizada por intermédio da ferramenta *Envelope* do ADS. Aqui se considerou uma potência média RF de entrada de -5 dBm para o detector de envoltória.

Essa potência de entrada de -5 dBm foi calculado a partir da potência RF mínima disponível na porta de recepção (estimada no mínimo 10 dBm), menos o fator de acoplamento de 12 dB do acoplador direcional, menos 3 dB referente à margem de segurança estipulada para recuperação do sinal. O fator de acoplamento de 12 dB corresponde que 93% da potência disponível na porta RX do circulator é destinada ao retificador RF-DC, enquanto os 7% restante destina-se ao detector de envoltória.

Para o circuito demodulador, o mesmo diodo SMS7630 foi empregado, assim como os indutores da Coilcraft. Pela Figura 3.13, podemos notar que o sinal modulado foi recuperado adequadamente. A tensão de pico do detector foi de 0,72 V com um *ripple* de tensão de 25 mV pico-a-pico.

O *driver*, composto pelo transistor BFR106 da fabricante Infineon Technologies e pelo resistor de 10 k $\Omega$ , foi adicionado para garantir que o sinal demodulado excursionasse entre 0 V e 1,8 V, na faixa de tensão de entrada esperada do pino de entrada digital do microcontrolador deste projeto. Na Figura 3.14 podemos notar que o transistor, que está sendo chaveado, atua como inversor lógico. Quando a tensão de entrada está em torno de 0,72 V, o transistor conduz, ocasionando numa tensão de saída de 0 V, em contrapartida, quando a tensão de entrada está em torno de 0 V, o transistor se comporta como chave aberta, por conseguinte a sua tensão de saída é 1,8 V.

Para a tensão de 0,72 V, a potência estática *driver* foi de 322,6  $\mu$ W (0,32 mW), consumo este que não é crítico para o funcionamento da unidade de medição. A princípio, seria possível utilizar o *driver*, e com isso utilizar uma porta digital do microcontrolador para leitura do sinal de recepção. Contudo, caso o uso *driver* por porventura seja descartado para a implementação da unidade de medição, temos como alternativa, o sinal de saída do detector de envoltória ser lido diretamente pelo microcontrolador por meio de um de seus canais ADC.

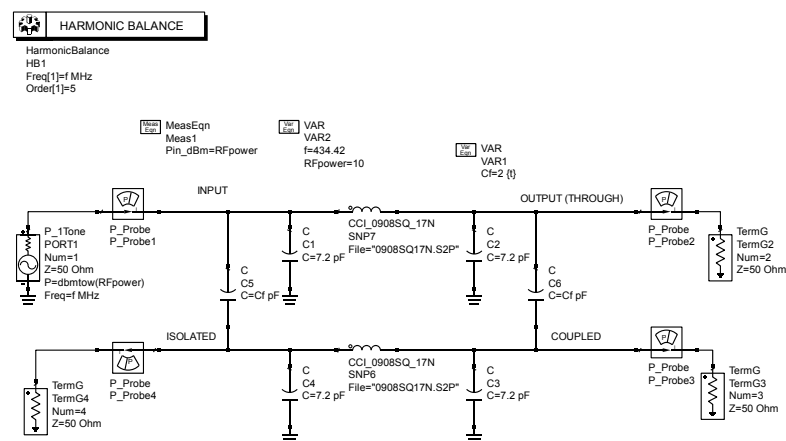


Figura 3.11: Esquemático de simulação do acoplador direcional para SWIPT.

Para o acoplador direcional, através da simulação de *Harmonic Balance* foi validada a potência transferida da porta 1 para as demais portas. A Tabela 3.1 exibe os

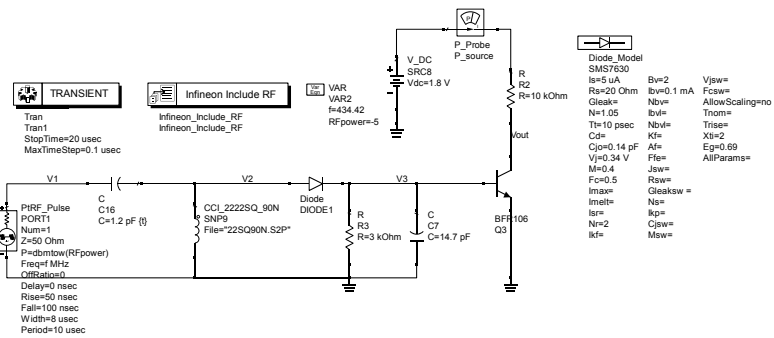


Figura 3.12: Esquemático de simulação do detector de envoltória.

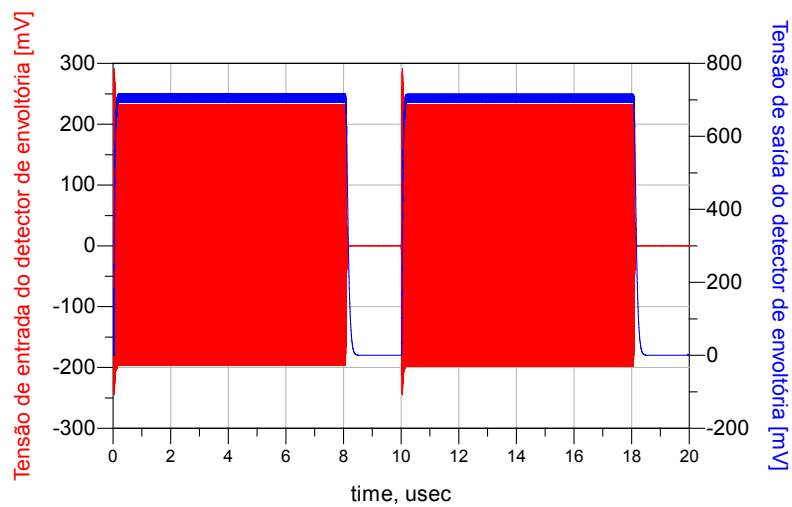


Figura 3.13: Resultados de simulação *Transient* do detector de envoltória — tensão de entrada do detector ( $V_1$ ); tensão de entrada do detector ( $V_3$ ).

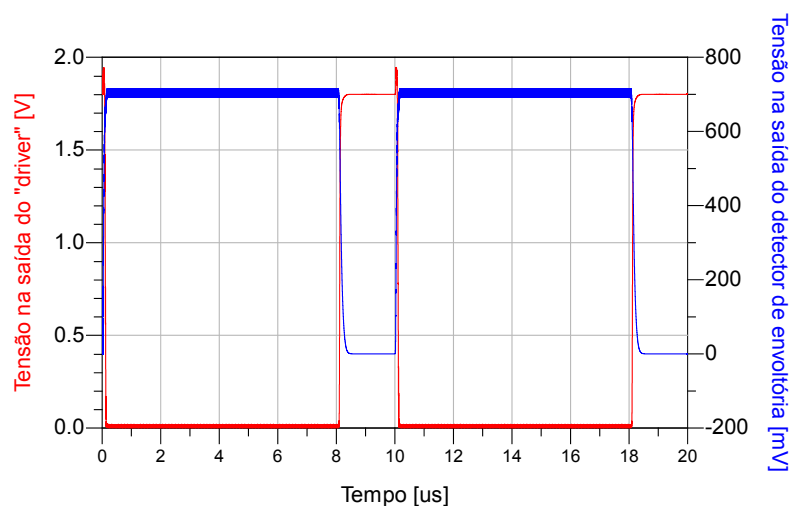


Figura 3.14: Resultados de simulação *Transient* do detector de envoltória — tensão de entrada do detector ( $V_3$ ); tensão de saída do *Driver* ( $V_{out}$ ).

resultados de simulação. Note que praticamente toda potência é transferida à porta 2, uma pequena potência (atenuada em 11,7 dB) é acoplada à porta 3, ao passo que a

porta 4 é idealmente isolada. Também foram medidos os parâmetros de espalhamento deste acoplador. Como podemos observar na Figura 3.15 e na Figura 3.16, a perda por inserção entre as portas 1 e 2 é 0,3 dB, enquanto a perda por inserção entre as portas 1 e 3 é de 11,7 dB, conforme o fator de acoplamento determinado, a isolamento entre as portas é cerca de 26 dB, e as perdas por reflexão na faixa de 33 dB.

$P_{in}$ [dBm]	$P_1$ [dBm]	$P_2$ [dBm]	$P_3$ [dBm]	$P_4$ [dBm]
10	9,998	9,602	-1,704	-18,565
7	6,998	6,602	-4,704	-19,564

Tabela 3.1: Potência de entrada na porta 1 e potências aferidas nas portas 2 a 3.

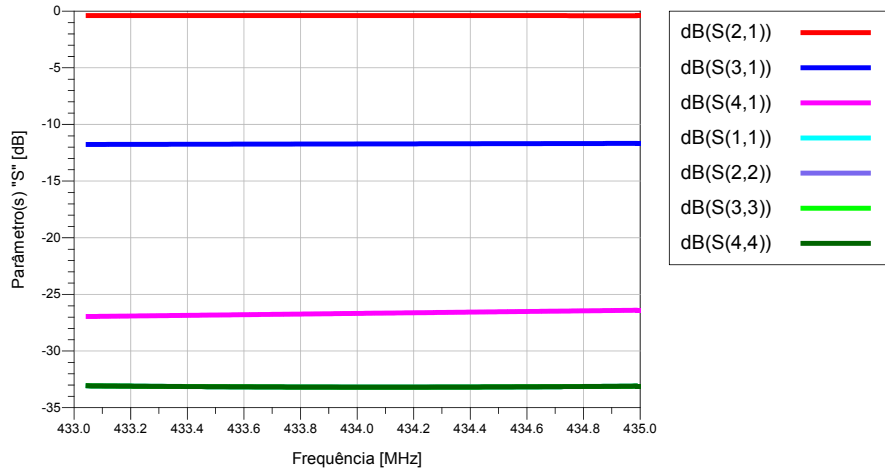


Figura 3.15: Resultados da simulação do acoplador direcional — Parâmetros S:  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$ ,  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ,  $S_{44}$ .

$$S(f_{Rx}) = \begin{pmatrix} -33,18 \angle -106,70^\circ & -0,39 \angle -101,23^\circ & -11,70 \angle -11,72^\circ & -26,56 \angle 166,59^\circ \\ -0,39 \angle -101,23^\circ & -33,18 \angle -106,70^\circ & -26,56 \angle 166,59^\circ & -11,70 \angle -11,72^\circ \\ -11,70 \angle -11,72^\circ & -26,56 \angle 166,59^\circ & -33,18 \angle -106,70^\circ & -0,39 \angle -101,23^\circ \\ -26,56 \angle 166,59^\circ & -11,70,18 \angle -11,72^\circ & -0,39 \angle -101,23^\circ & -33,18 \angle -106,70^\circ \end{pmatrix} [dB]$$

Figura 3.16: Resultados da simulação do acoplador direcional anel: Matriz de Parâmetros S para frequência  $f_{Rx} = 434,42$  MHz.

### 3.2.4 Oscilador

Dispondo dos dados das frequências das portadoras de transmissão ( $f_{Tx1} = 433,24$  MHz e  $f_{Tx2} = 433,78$  MHz), da tensão DC de alimentação (1,8 V) e da potência DC disponível para o circuito transmissor (cerca de 3 mW), realizou-se a simulação do oscilador

Colpitts, exibido na Figura 3.17. Estes requisitos de tensão e potência foram apresentados anteriormente na Subseção 2.2.1. As configurações empregadas nas simulações no ADS do oscilador foram principalmente a de *Harmonic Balance*. Também utilizou-se a ferramenta *Envelope* para averiguar o tempo em que magnitude da tensão de saída do oscilador atinge certa estabilidade.

O transistor foi polarizado em class AB, tendo como ponto de partida uma tensão DC base-emissor  $V_{BE}$  de 0,73 V, corrente DC de coletor  $I_c$  de 1,55 mA, e tensão DC de base em relação à referência  $V_B$  de 1 V. Após polarizar o transistor e aplicar o conceito de impedância negativa para dimensionamento do oscilador, foi feito o *Load-Pull* (varredura de carga), cujo objetivo é encontrar a carga ótima, que neste caso é aquela que provê a maior eficiência ao mesmo tempo que atende ao requisito de para determinada potência DC. No caso, o resultado apresentou a carga resistiva ótima de  $450 \Omega$  ( $\Gamma = 0.8\angle 0^\circ$ ). Em seguida, calculou-se a impedância de carga necessária para operação em “Classe J” via Equação 2.43, após ajuste fino chegou-se à impedância de carga para frequência fundamental e segundo harmônico de respectivamente  $Z_L(f_o) = (450 + j450) \Omega$  e  $Z_L(2 \cdot f_o) = (0 - j770) \Omega$ . Uma vez determinada a rede seletiva em frequência, foi obtida a rede do oscilador Colpitts seguindo a metodologia apresentada na Subseção 2.6.4.

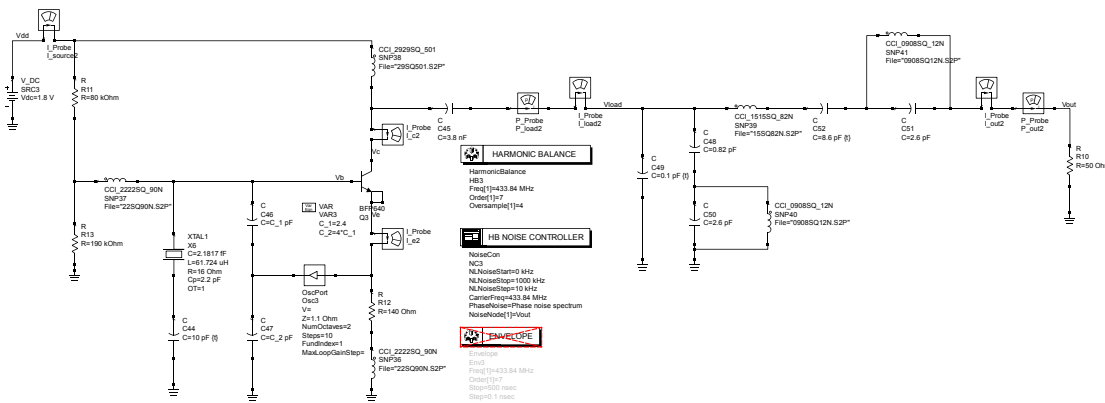


Figura 3.17: Esquemático de simulação do oscilador Colpitts proposto.

Para a simulação, os ressonadores SAW foram modelados por meio do componente geral do ADS, em que os dados da rede RLC equivalente foram adicionados como parâmetros do modelo. Tais parâmetros foram obtidos dos *datasheets* dos ressonadores utilizados neste trabalho, ASR433.42E-T e ASR433.92E-T, ambos da Abracon LLC. O

transistor escolhido foi o BFP640 da Infineon Technologies. Os indutores ideais de *choke* foram substituídos por indutores reais de valor alto suficiente para ter resposta próxima de circuito aberto na frequência da portadora, mas também o menor possível para diminuir as perdas devido às resistências parasitas. Note também que o indutor de *choke* entre o coletor e a carga possui a maior indutância. Isso se deve a alta sensibilidade do circuito com a carga na saída.

A Tabela 3.2 exhibe os resultados de simulação para o oscilador proposto para diferentes ressonadores. Para ambos os casos, a eficiência ficou em torno de 57%, a potência de saída em torno de 2,4 dBm (1,73 mW) e ruído de fase de -140 dBc em para um desvio de 500 Hz da portadora, como mostra a Figura 3.20. As frequências fundamentais do oscilador foram de 433,24 MHz e 433,78 MHz para os ressonadores ASR433.42E-T e ASR433.92E-T.

As formas de onda de tensão e corrente no coletor, para o ressonador ASR433.92E-T, são mostradas na Figura 3.18. Observa-se que a tensão possui forma não senoidal, efeito da componente do segundo harmônico, se aproximando na forma de onda teórica para classe J. Também é notável o defasamento entre os sinais de tensão e corrente. Vale ressaltar que as variações entre as formas de onda foram mínimas para os dois ressonadores.

Já as formas de onda de tensão e corrente na saída de fato (carga de  $50 \Omega$ ), para o ressonador ASR433.92E-T, são mostradas na Figura 3.19. Percebe-se que os sinais de tensão e corrente estão em fase e suas formas de onda são senoidais, diferentemente da tensão e corrente no coletor. Para análise transiente, foi verificado que o oscilador atinge a estabilidade em 200 ns, como mostra a Figura 3.21. Este parâmetro é importante, pois uma resposta lenta de estabilização do oscilador limitaria a taxa de transmissão de dados via modulação da portadora. Todas formas de onda do oscilador com o ressonador ASR433.42E-T, foram bem similares as aqui apresentadas. Não foi validado a modulação em frequência via simulação seja utilizando a ferramenta *Envelope* ou *Transient* do ADS.

### 3.2.5 Integração dos blocos

Após simular cada circuito individualmente, também foram verificados os parâmetros dos circuitos ao integrar diversos blocos, com o intuito de prever, antes da

Especificação	ASR433.42E-T	ASR433.92E-T
Frequência de oscilação [MHz]	433,24	433,78
Eficiência [%]	57,15	57,95
Potência RF de saída [dBm]	2,37	2,41
Potência DC [mW]	3,02	3,00
Ruído de Fase [dBc/Hz] p/ $\Delta f = 500$ [Hz]	138,72	-139,58

Tabela 3.2: Resultados de simulação do oscilador “Classe J”.

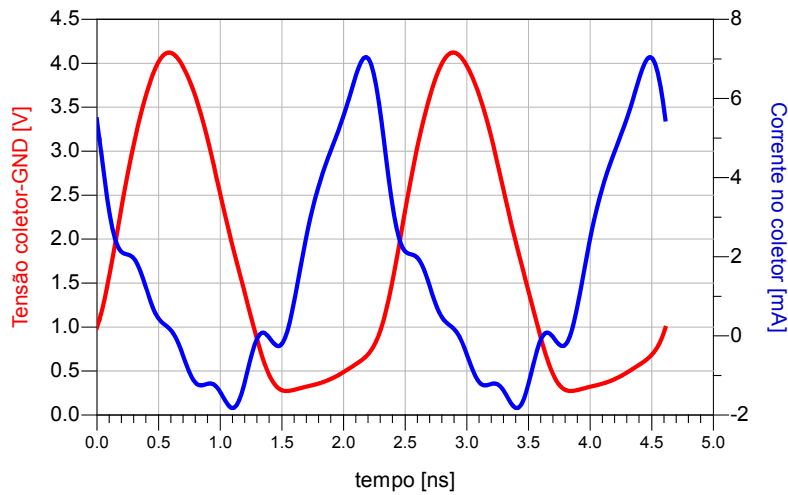


Figura 3.18: Resultador de simulação do oscilador Colpitts proposto, ressonador ASR433.92E-T utilizado: tensão ( $V_c$ ) e corrente ( $I_c$ ) no coletor. Ressonador SAW utilizado: ASR433.92E-T.

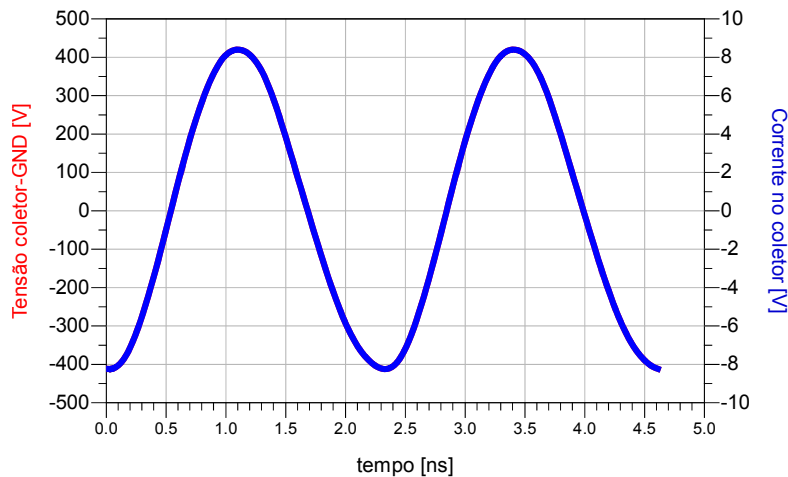


Figura 3.19: Resultador de simulação do oscilador Colpitts proposto: tensão ( $V_{out}$ ) e corrente ( $I_{out}$ ) na saída (carga de  $50 \Omega$ ). Ressonador SAW utilizado: ASR433.92E-T.

implementação prática do protótipo, possíveis interferências entre os blocos.

Para o receptor, foram conectados o retificador RF-DC e o detector de envoltória ao acoplador direcional, para validação do conceito de transmissão de informação

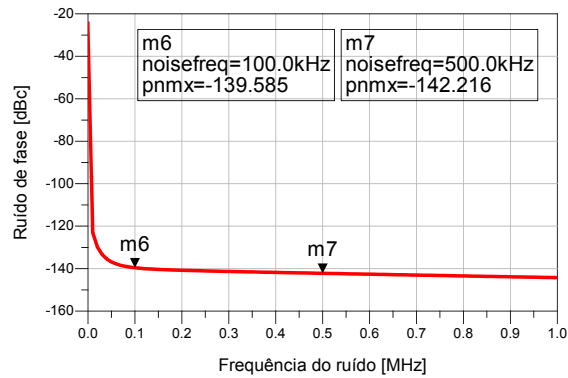


Figura 3.20: Resultador de simulação do oscilador Colpitts proposto: ruído de fase. Ressonador SAW utilizado: ASR433.92E-T.

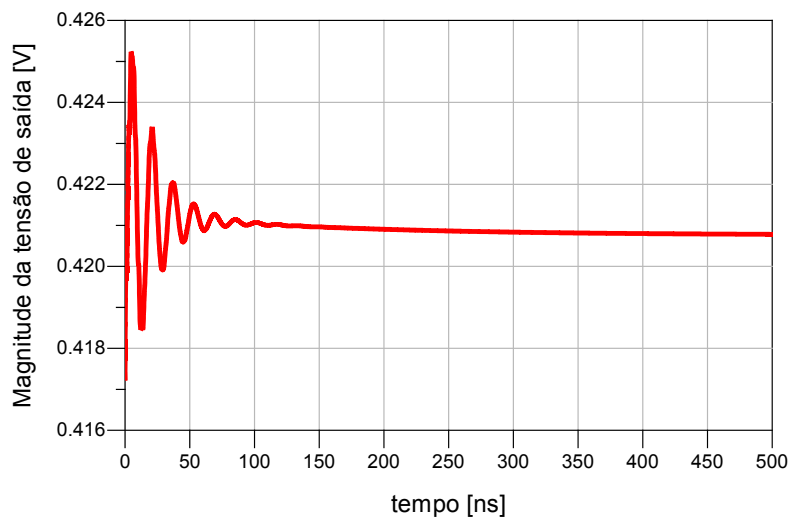


Figura 3.21: Resultador de simulação do oscilador Colpitts proposto: resposta transiente do circuito. Ressonador SAW utilizado: ASR433.92E-T.

e energia simultâneas (SWIPT). Para esta simulação, um gerador de sinal RF de 10 dBm à 434,42 MHz foi adicionado na entrada do acoplador. Como podemos observar na Figura 3.22, enquanto há recepção de energia por parte do retificador, o mesmo fornece a tensão DC de 3,19 V, já quando há falta de energia devido ao sinal modulado OOK está em nível lógico baixo, a tensão DC de saída do retificador cai conforme o capacitor conectado na saída se descarrega.

Para contornar tal situação, é recomendável conectar na saída do regulador de tensão um super-capacitor ou uma bateria recarregável para prover a tensão e a energia necessárias para alimentação elétrica dos demais blocos da unidade de medição. O detector de envoltória operou normalmente sem qualquer perda de desempenho com a integração.



A integração do receptor com o circulator também foi simulada. Neste caso, uma carga de  $50 \Omega$ , um gerador de sinal RF de 13 dBm, e o receptor foram conectados respectivamente nas portas 1, 2 e 3 do circulator. A potência de 13 dBm é para compensar a perda de inserção de 3 dB para a transmissão de potência da porta 2 para a 3. Novamente, na saída do retificador, a tensão e potência DC de saída se mantiveram como exibe a Tabela 3.3.

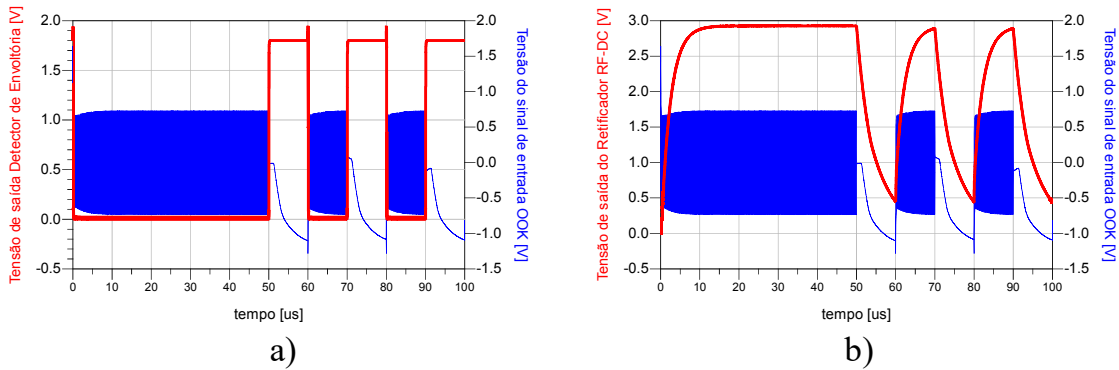


Figura 3.22: Resultador de simulação do receptor: a) tensão de saída do detector de envoltória; b) tensão de saída do retificador RF-DC.

<b>Potência RF de entrada do circulator (porta ANT) [dBm]</b>	<b>13</b>
Potência RF na porta RX [dBm] ([mW])	9,88 (9,74)
Tensão DC de saída [V]	3,17
Potência DC de saída [mW]	6,73
Eficiência total [%]	69,11

Tabela 3.3: Resultados de simulação: integração do receptor ao circulator. Frequência do sinal excitante RF: 434,42 MHz.

Para a transmissão, o oscilador Colpitts foi acoplado ao circulator. Neste cenário, o oscilador foi conectado à porta 1 (TX) do circulator, enquanto as demais portas estão terminadas com uma carga de  $50 \Omega$ . O intuito dessa simulação é validar a potência transmitida da porta TX para a porta 2, destinada para a antena. A partir do sinal RF, de 2,33 dBm em 433,78 MHz, gerado pelo oscilador de potência, na porta 2 do circulator foi medida uma potência de -0,77 dBm em 433,78 MHz, ao passo que a porta 3 permanece isolada. Observa-se uma diferença de aproximadamente 3 dB entre as potências nas portas 1 e 2. Esta diferença diz respeito à perda de inserção entre as portas durante a transmissão do sinal. Resultado este esperado, visto que a topologia do circuito é baseado em acoplador híbrido em anel. A Figura 3.23 exibe a tensão e

a corrente medida na porta 2 do circulator, perceba que os sinais de tensão e corrente estão em fase.

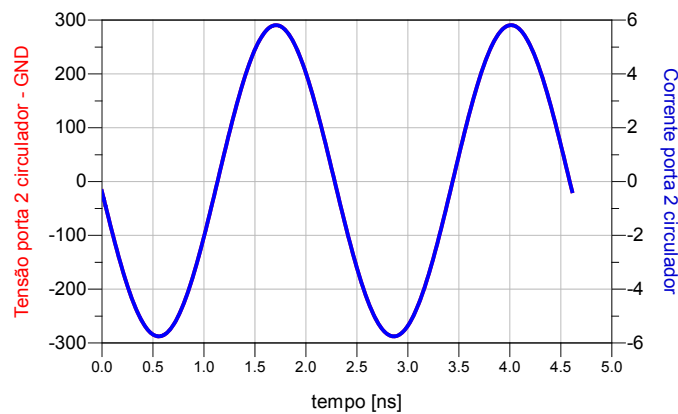


Figura 3.23: Resultador de simulação da integração entre transmissor e circulator: tensão e corrente de saída na porta 2 do circulator.

### 3.3 Implementação do Protótipo

Após feita a pesquisa, a elaboração da metodologia e sua análise através das simulações, então foi desenvolvido um protótipo da unidade de medição com o intuito de validar o conceito da unidade de medição e a sua metodologia. Em seguida, foram feitos os testes de verificação e validação do protótipo. Aqui podemos averiguar o funcionamento e desempenho dos circuitos projetados, e caso necessário fazer as correções e ajustes finos no projeto da unidade de medição. Com isso, esta etapa é fundamental para o desenvolvimento do radiotransceptor.

#### 3.3.1 Desenvolvimento da PCI

A partir dos circuitos das simulações com respectivos componentes escolhidos, calculados e otimizados, foram elaborados os esquemáticos elétricos e os *layouts* das PCIs (Placa de Circuito Impresso) da unidade de medição. Para tal elaboração, foi utilizado o *software* de design de PCIs chamado Altium Designer, viabilizando assim um roteamento de placa de circuito impresso robusto com os adequados encapsulamentos (*packages*) dos componentes eletrônicos. A Figura 3.24 mostra o *layout* da unidade sensora. O receptor completo refere-se a todos os seus blocos: acoplador direcional, detector de envoltória e retificador; apesar de que apenas o último bloco ter sido de fato

montado e testado. Já o Apêndice B exibe as respectivas PCIs fabricadas e montadas. Para a fabricação, foram utilizadas placas de fibra de vidro de 1,6 mm de espessura com uma fina película de cobre nas faces superior (*top*) e inferior (*bottom*). O

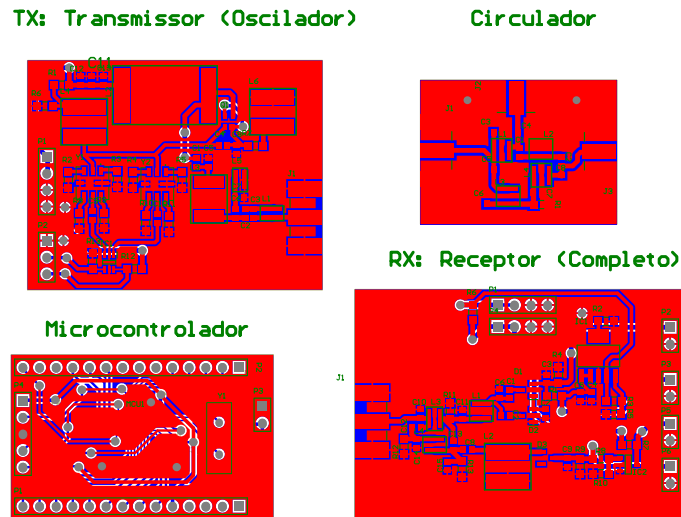


Figura 3.24: *Layout* dos circuitos protótipo da unidade sensora.

### 3.3.2 Medição dos Parâmetros dos Circuitos

Com as placas já fabricadas e com os componentes eletrônicos soldados nestas PCIs, foram realizados testes de verificação do protótipo, com o intuito de avaliar seu desempenho em comparação aos resultados de simulação previamente obtidos. Além dos instrumentos e equipamentos calibrados, as medições foram feitas com o auxílio de cabos coaxiais e cargas de  $50 \Omega$ . Estes instrumentos são: o analisador de redes vetorial E5071 da Agilent; o analisador de espectro 440EB da Agilent; o gerador de sinais E4438C da Agilent; o osciloscópio MS07104B da Agilent; um multímetro da Agilent; e a fonte de alimentação E36103B da Keysight.

Para o circulador, os parâmetros de espalhamento foram medidos com o analisador de rede, como pode ser visto na Figura 3.25. Como o circulador é uma rede de três portas (hexapolo), foram feitas três medições, para medição dos parâmetros adicionou-se uma carga de  $50 \Omega$  em uma das portas ao passo que as demais portas estão conectadas ao analisador de rede, como exibido na Figura 3.26.

As Figuras 3.27, 3.28, 3.29 mostram os resultados de medições dos parâmetros

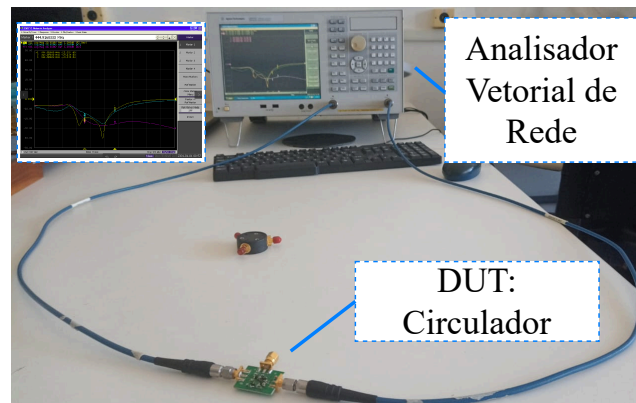


Figura 3.25: Setup de teste do circuito Circulador.

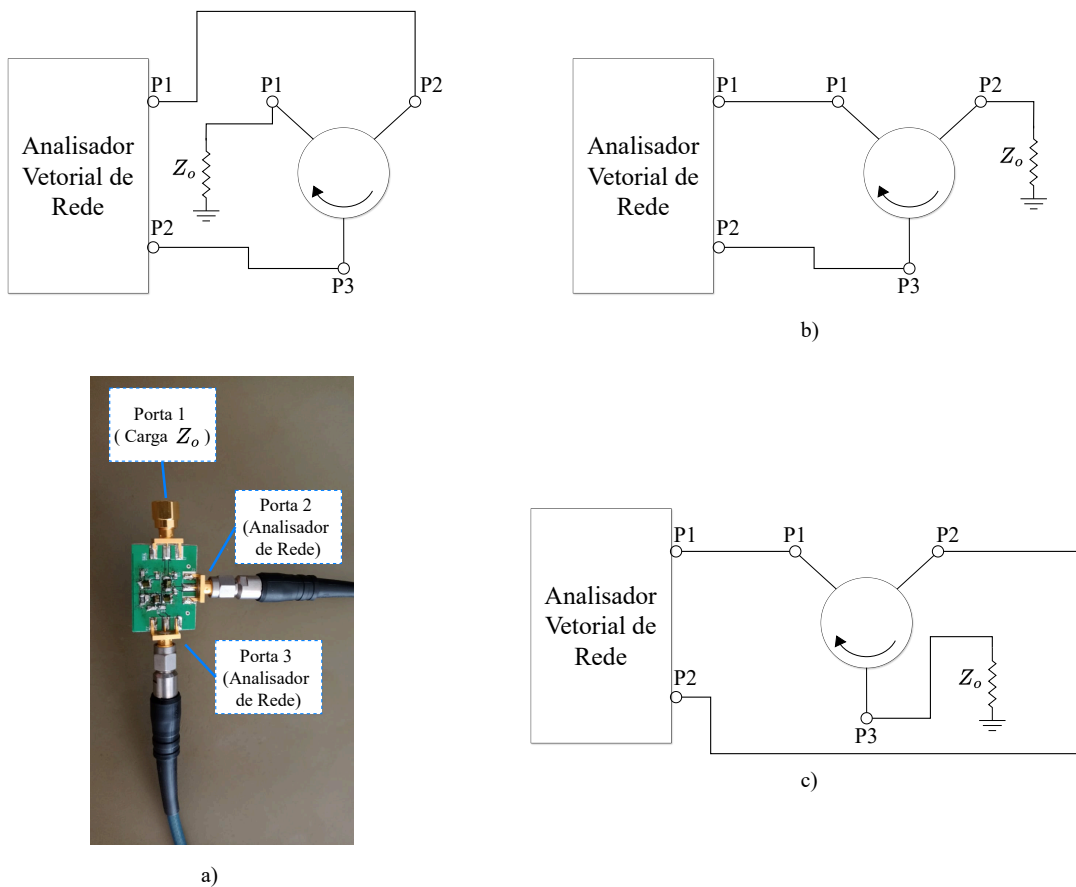


Figura 3.26: Conexões para medição dos parâmetros S do circulador: a)  $S_{32}$ ; b)  $S_{31}$ ; c)  $S_{21}$ .

de espalhamento do circulador. Como pode ser observado nestas figuras, as perdas por reflexão ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$  e  $S_{33}$ ) se mantiveram acima de 10 dBm entre 280 MHz e 450 MHz, faixa na qual está inclusa a banda ISM de 433 MHz. Já as perdas por inserção ( $S_{21}$  e  $S_{32}$ ) ficaram em torno entre 3 dB e 3,6 dB em 433 MHz. Já o nível de isolamento ( $S_{31}$  e  $S_{13}$ )

foi de 26 dB em 433 MHz. A isolamento máxima foi de 27 dB numa frequência próxima, mais especificamente 391 MHz.

Diante dos resultados de medição do circulator, podemos concluir que os mesmos foram satisfatórios, pois as perdas por inserção estão próximos dos valores teóricos, assim como as perdas por reflexão mínima de 10 dB (10% de perda) e o nível de isolamento. Os resultados de simulação e medição do circulator são mostrados na Figura 3.30. Nesta figura, podemos observar que o protótipo não obteve o mesmo nível de isolamento encontrado na simulação. Contudo, de certa forma é esperado esse rendimento inferior por conta de diversos fatores na montagem do circuito como não idealidades dos componentes, efeitos parasitas presentes na placa de circuito impresso, dentro outros.

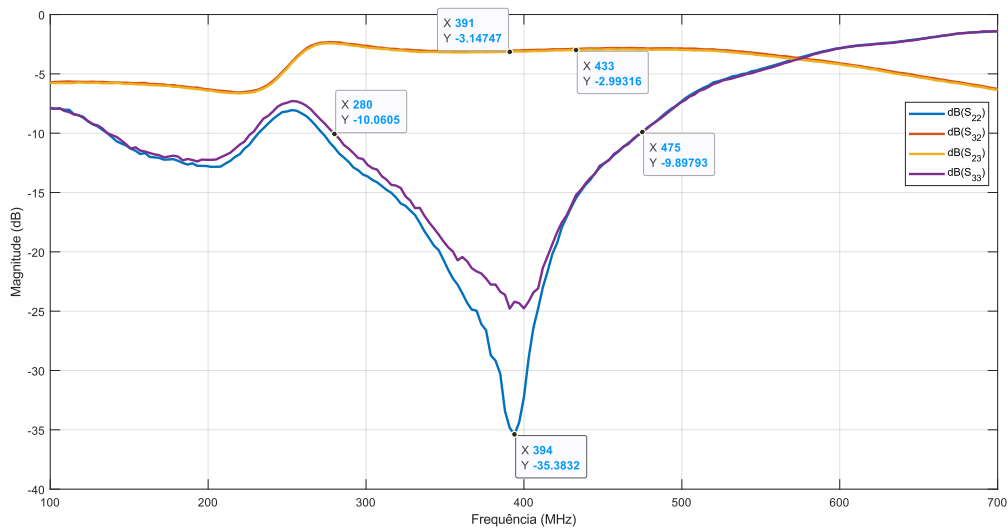


Figura 3.27: Medição dos parâmetros S do circulator:  $S_{32}$ ;  $S_{23}$

Para o retificador RF-DC, o setup de medição é mostrado na Figura 3.31. Aqui, o gerador de sinais provê o sinal RF de entrada do circuito. Na saída do retificador, a sua tensão DC foi medida por meio de um multímetro digital. Para este teste, foi conectado a carga ótima de  $1500 \Omega$  na saída do conversor RF-DC, lembrando que este valor da carga ótima foi determinada previamente via simulação.

Através do analisador de rede, foi o  $S_{11}$  do retificador RF-DC em função da frequência, como pode ser visto respectivamente na Figura 3.32 e Figura 3.33. Vale destacar que a potência RF de excitação do analisador de rede foi configurada em 10 dBm (diferente do valor padrão de 0 dBm). É notável que, na carta de Smith, a adaptação de impedância em 434,42 MHz não ficou próxima à carga da fonte ( $50 \Omega$ ). Isso se reflete

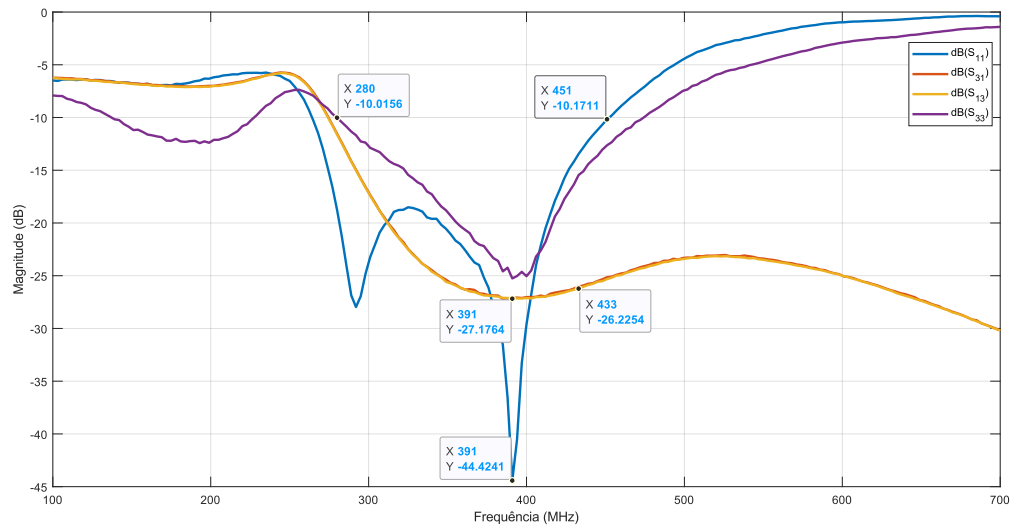


Figura 3.28: Medição dos parâmetros S do circulator:  $S_{31}$ ;  $S_{13}$

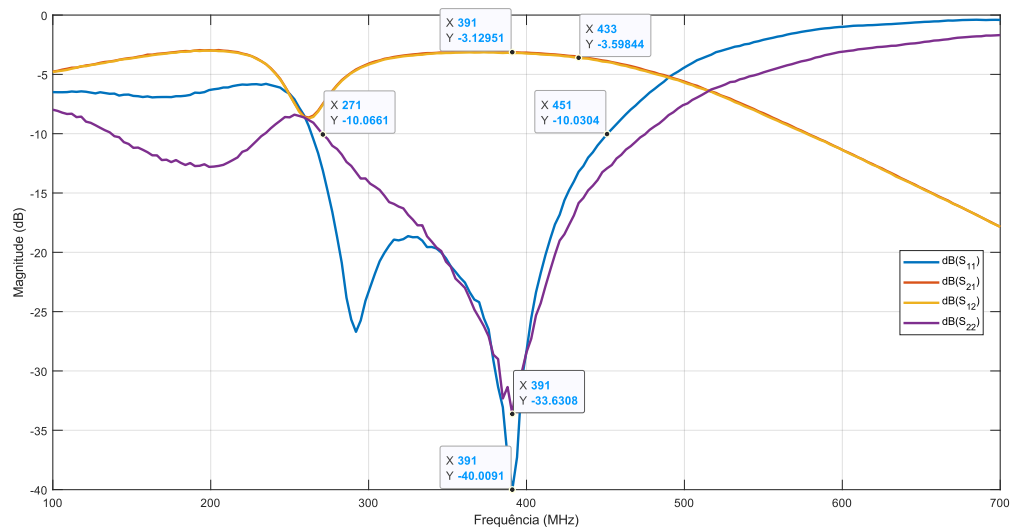


Figura 3.29: Medição dos parâmetros S do circulator:  $S_{21}$ ;  $S_{12}$

numa perda por reflexão de 5 dB (30% de perda). Considerando uma potência de entrada de 10 dBm (10 mW), apenas 8,45 dBm (7 mW) de fato estará disponível ao retificador. Comprometendo assim, o desempenho do conversor RF-DC.

Temos os resultados comparativos de simulação e medição do conversor RF-DC para diferentes potências de entrada, exibidos na Figura 3.34. Aqui, está evidente o desempenho inferior do circuito implementado em relação ao simulado. Para um sinal de entrada RF cuja potência é 10 dBm (10 mW), a tensão de saída DC, a potência DC de saída e a eficiência total do retificador foram respectivamente 1,6 V, 1,7 mW e 17%. Já para um sinal RF de 18 dBm (63,1 mW), temos uma tensão DC de 3,5 V, uma

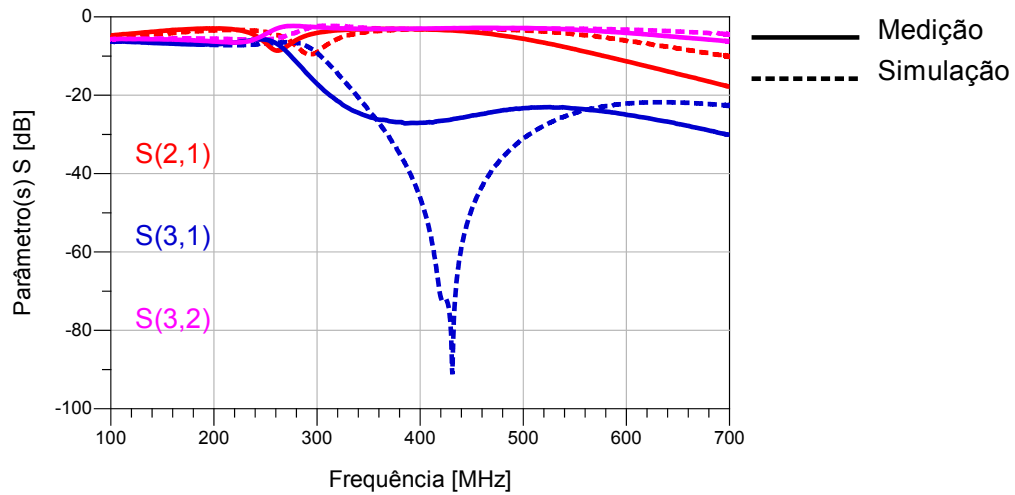


Figura 3.30: Parâmetros S do circulator: resultados de medição; resultados de simulação.

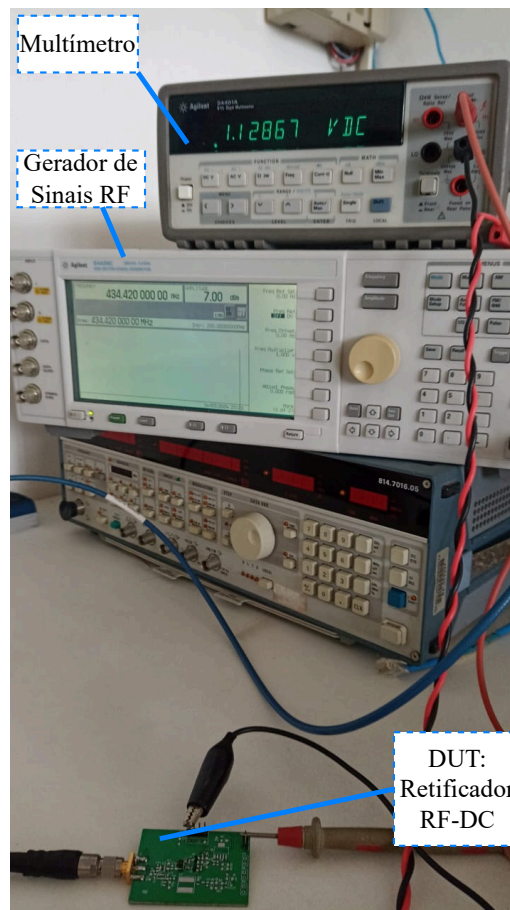


Figura 3.31: Setup de teste do circuito Retificador RF-DC.

potência DC de 8,3 mW e uma eficiência total de 13,2%. É possível notar também que a medida que a potência RF de entrada aumenta, os valores de medição se aproximam ao

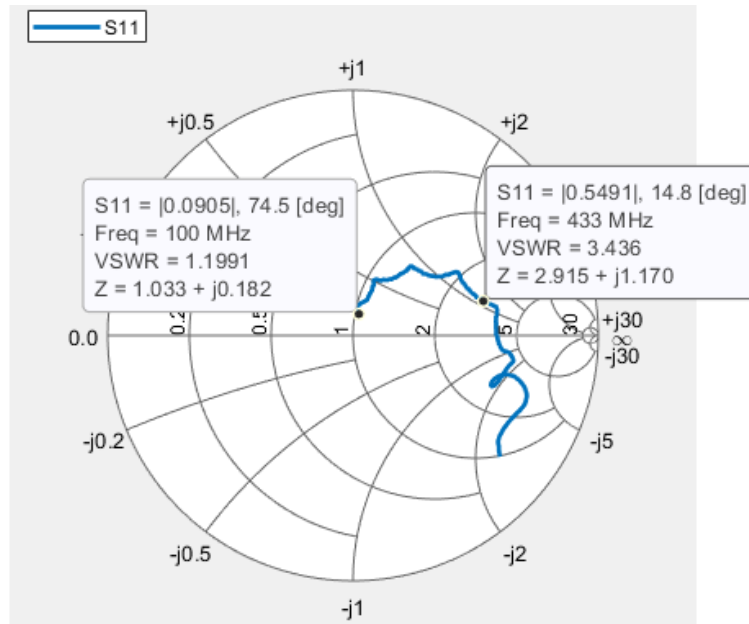


Figura 3.32: Resultado de medição do retificador RF-DC, para potência RF de entrada de 10 dBm: magnitude do parâmetro  $S_{11}$ .

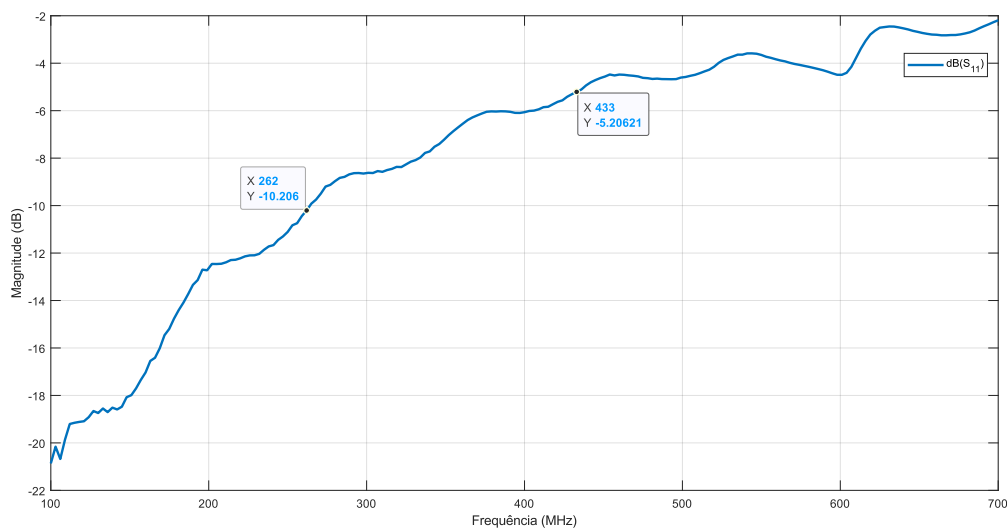


Figura 3.33: Resultado de medição do retificador RF-DC, para potência RF de entrada de 10 dBm:  $S_{11}$  exibido na Carta de Smith.

de simulação. Possivelmente, devido aos diodos conduzirem por mais tempo conforme a potência RF de entrada aumenta. Um ponto importante a ser destacado é que devido à falta do componente regulador de tensão, não foi possível fixar a tensão DC de alimentação dos demais blocos do radiotransceptor. A falta do componente se deu pela não-disponibilidade física do circuito eletrônico, não por questões técnicas em si.

Para validação do circuito montado do oscilador, dois setups de testes foram



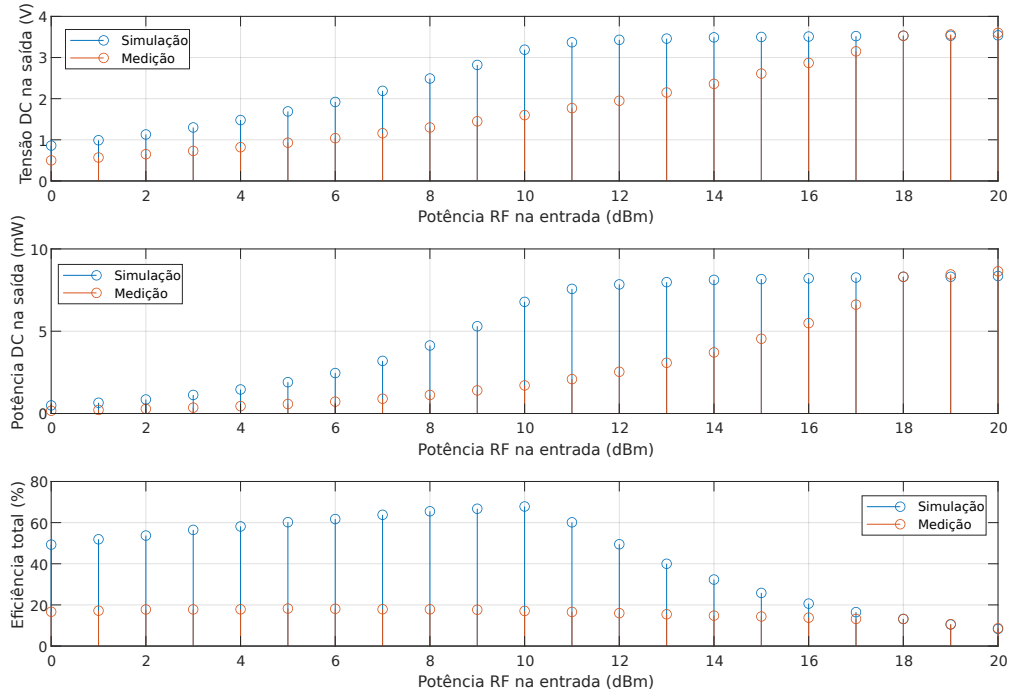


Figura 3.34: Figuras de mérito do retificador RF-DC: resultados de medição; resultados de simulação.

feitos. Para análise da potência de saída do oscilador no domínio da frequência, usou-se o Analisador de Espectro 440EB da Agilent, como exibe a Figura 3.35a. Ao passo que, foi empregado o Osciloscópio MS07104B da Agilent para visualizar a tensão de saída do oscilador no domínio do tempo, como mostra a Figura 3.35b. Para ambos setups, a Fonte DC E36103B da Keysight está presente para alimentação DC do circuito oscilador.

Os testes do circuito protótipo do oscilador foram realizados apenas com o ressonador SAW ASR433.92E-T. Nesta configuração, o circuito começou a oscilar com um bom nível de estabilidade para uma tensão de alimentação DC de 1,4 V. Com 1,8 V, tensão DC estabelecida na simulação, o circuito apresentou uma potência de saída de -5,52 dBm (0,20 mW) e uma potência DC de 3,27 mW, resultando numa eficiência de 6,25%. Já para uma tensão DC de alimentação de 2,5 V, temos uma potência de saída de 0,82 dBm (1,20 mW), potência DC de 7,88 mW e uma eficiência de 15,30%. Em ambos os casos, o circuito oscilou em 326,25 MHz, abaixo da banda de 433 MHz ISM. A Figura 3.36 e Figura 3.37 mostram os resultados de medição do oscilador, respectivamente nos domínios da frequência e do tempo.

A Figura 3.38 mostra os resultados de simulação e medição do oscilador pro-

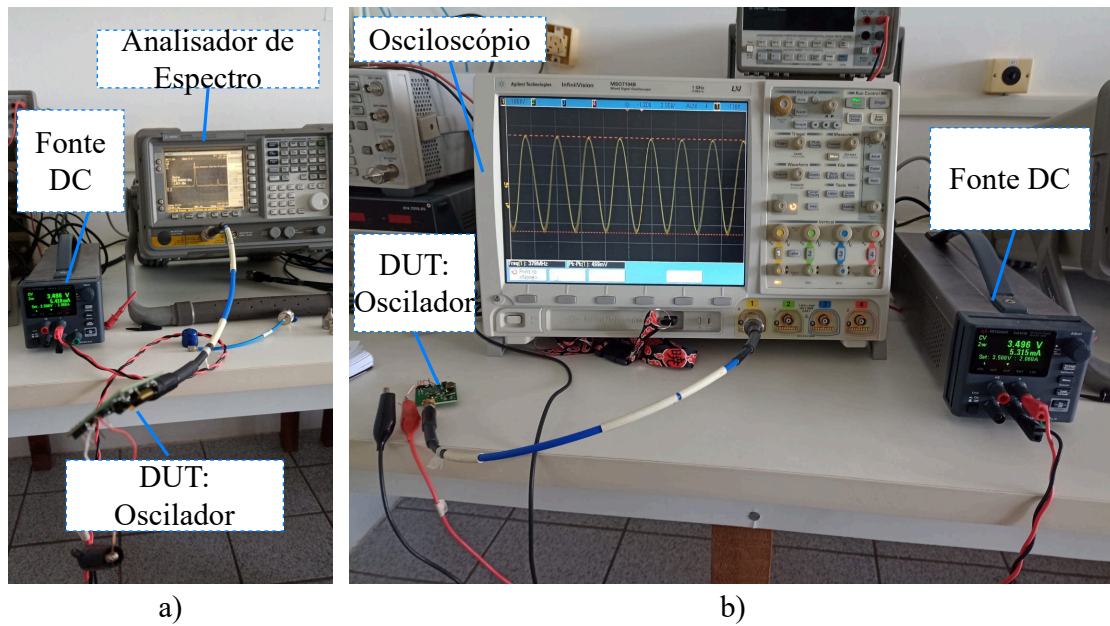


Figura 3.35: Setup de teste do circuito Oscilador — análise no domínio: a) da frequência; b) do tempo.

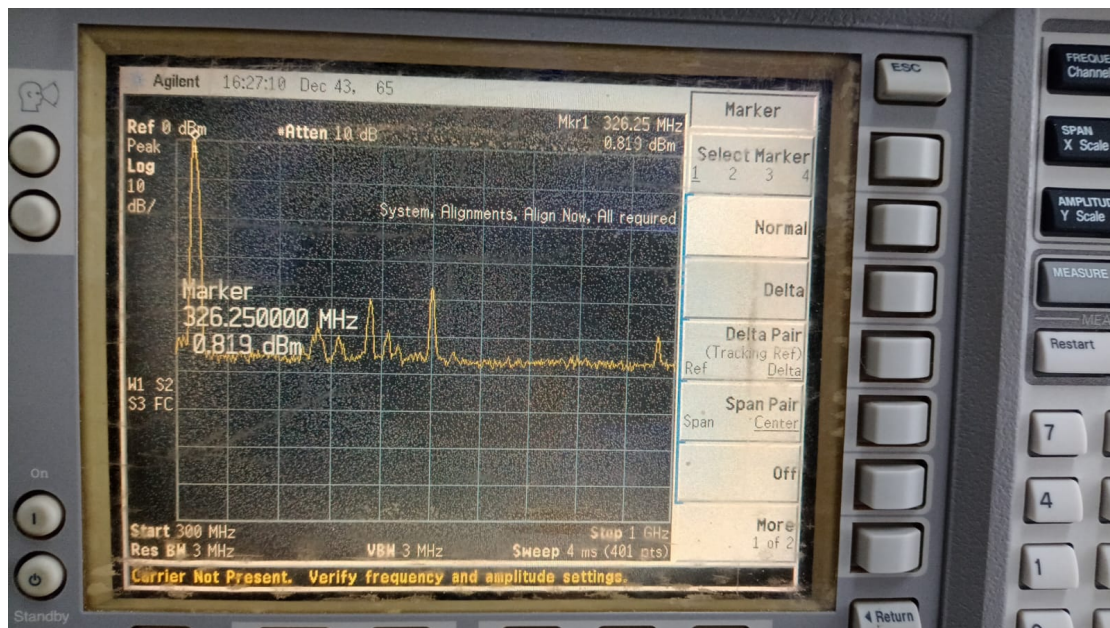


Figura 3.36: Resultado de medição do circuito Oscilador: potência RF de saída. Tensão DC de alimentação = 2,5 V. Ressonador SAW: ASR433.92E-T.

posto. Para diferentes tensões de alimentação, as potências DC medidas pelo circuito protótipo foram similares aos resultados de medição, ao passo que as potências RF de saída, e por conseguinte as eficiências do protótipo foram consideravelmente inferiores aos resultados de simulação. Isso se deve provavelmente devido ao conjunto de fatores: a não-caracterização do ressonador SAW, visto que o respectivo modelo do ADS

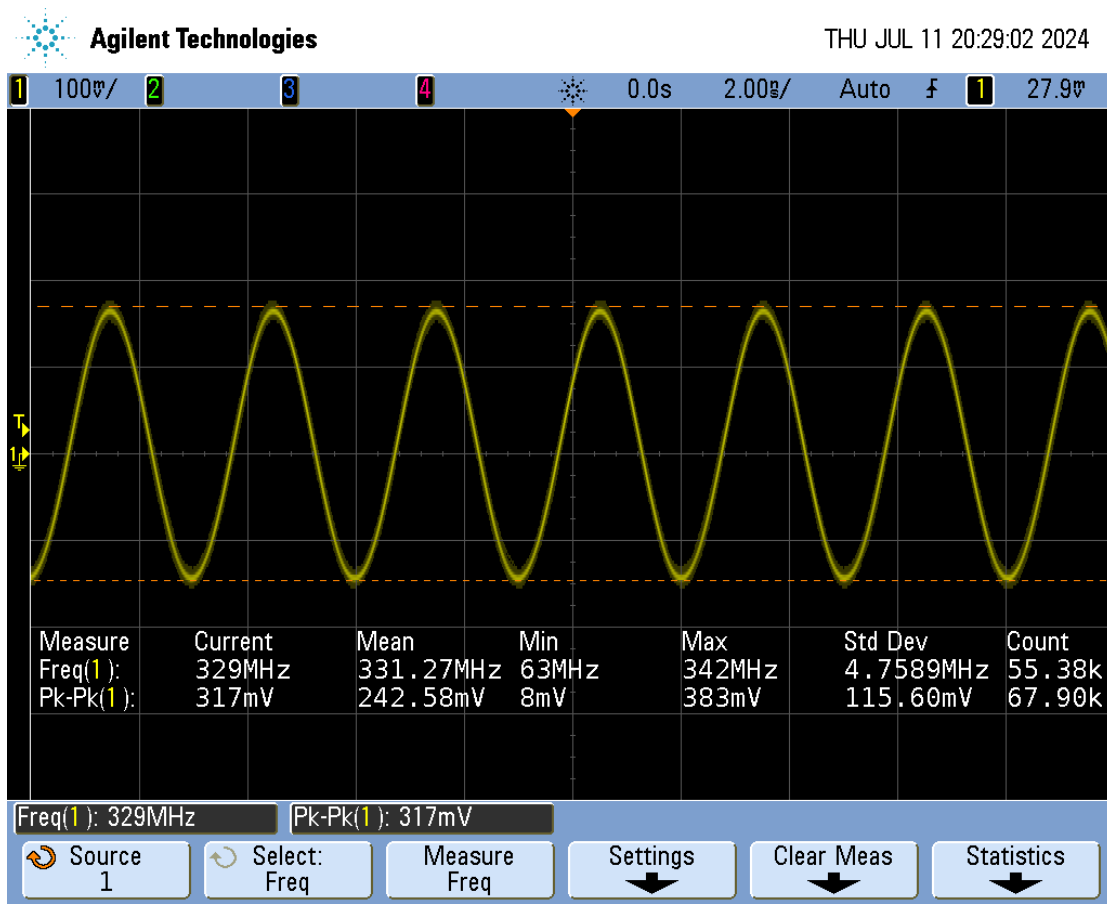


Figura 3.37: Resultado de medição do circuito Oscilador: tensão AC de saída. Tensão DC de alimentação = 2,5 V. Ressonador SAW: ASR433.92E-T.

considerou-se o modelo simplificado *RLC*; e aos descasamentos das impedâncias, seja devido à impedância de saída do transistor ou pela impedância da carga conectada na saída. Disposto dos resultados de medição do retificador e do oscilador, podemos concluir que potencialmente, a partir de um sinal excitante de 18 dBm em 434,42 MHz ao retificador, é possível alimentar eletricamente o oscilador para que este apresente em sua saída um sinal RF de 0,82 dBm (1,2 mW).

Finalmente, as Tabelas 3.4, 3.5 e 3.6 sumarizam os resultados de simulação e medição do circulador, retificador e oscilador respectivamente.

Tabela 3.4: Comparativo dos resultados do circulador: simulação; medição. Faixa de operação: 433 MHz ISM.

<b>Parâmetro</b>	<b>Simulação</b>	<b>Medição</b>
Perdas por inserção [dB]	3,1	3,6
Perdas por reflexão [dB]	28,2	13,2
Isolação [dB]	74,5	26,3

Tabela 3.5: Comparativo dos resultados do retificador RF-DC: simulação; medição. Sinal RF de excitação em 434,42 MHz e 10 dBm (10 mW) de potência.

<b>Parâmetro</b>	<b>Simulação</b>	<b>Medição</b>
Tensão DC na saída [V]	3,2	1,6
Potência DC na saída [mW]	6,8	1,7
Eficiência total [%]	68	17

Tabela 3.6: Comparativo dos resultados do oscilador: simulação; medição. Ressonador SAW utilizado: ASR433.92E-T.

<b>Parâmetro</b>	<b>Simulação</b>	<b>Medição</b>
Tensão DC de alimentação [V]	1,8	2,5
Frequência da portadora [MHz]	433,78	326,25
Potência RF na saída [dBm]([mW])	2,41 (1,74)	0,82 (1,2)
Potência DC na saída [mW]	3,00	7,88
Eficiência [%]	57,95	15,30

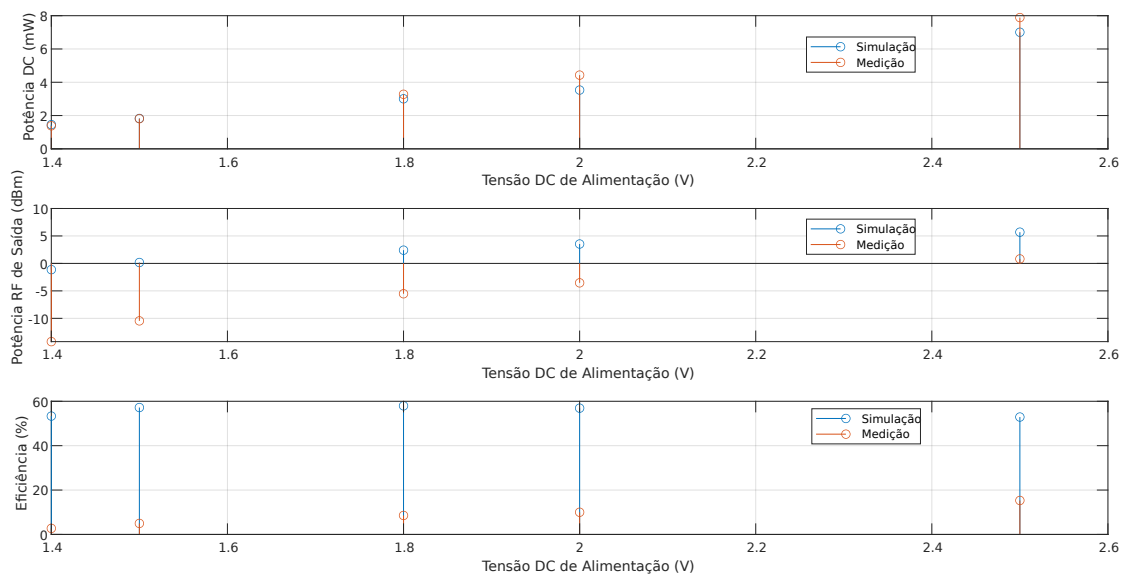


Figura 3.38: Resultado de medição do circuito Oscilador: tensão AC de saída.

## Capítulo 4

# Considerações Finais

### 4.1 Conclusões

Este projeto de pesquisa teve como principal objetivo, a partir do conceito desenvolvido, a construção e validação do protótipo do radiotransceptor *full-duplex* com uma rede sensores alimentada remotamente. Com o intuito de demonstrar que a implementação do conceito é de fato viável, os principais blocos do radiotransceptor foram concebidos, dimensionados e verificados por meio de simulações, e os seus circuitos implementados a partir de componentes discretos. As simulações não somente demonstraram que o conceito é adequado, mas também possibilitou um maior entendimento dos parâmetros dos circuitos para possíveis otimizações e ajustes finos no processo da implementação prática.

A funcionalidade de viabilizar a comunicação *full-duplex* com apenas uma única antena foi validada com o protótipo do circulador em anel, que na banda ISM de 433 MHz apresentou uma isolamento de 26 dB entre os canais de transmissão e recepção, ao passo que as perdas por inserção e por reflexão se mantiveram na faixa de 3 dB e acima de 10 dB respectivamente. A simulação também exibiu valores similares, com exceção da isolamento de 74 dB, quase 40 dB acima da implementação prática. Contudo, o circulador em anel mostrou-se funcional para nível de implementação prática.

Já para a parte da alimentação remota da unidade de medição, houve uma considerável discrepância entre os resultados de simulação e de medição do retificador RF-DC.

Enquanto na simulação, para dado sinal RF de entrada com 10 dBm (10 mW) de potência em 434,42 MHz, a tensão de saída DC e a eficiência total foram de 3,2 V e 68% respectivamente, o protótipo teve como resultados uma tensão DC de saída de 1,6 V e eficiência total 17%. As perdas de reflexão, por conta da adaptação não adequada das impedâncias entre gerador e retificador, foram as principais causas dessa discrepância.

Para a recepção da informação, os resultados de simulação mostraram que o detector de envoltória conseguiu demodular o sinal modulado em amplitude. Contudo, tanto a demodulação quanto o conceito de transmissão simultânea de informação e energia (SWIPT) não foram validados ao nível de implementação. Outro ponto de observação é que devido à falta do componente regulador de tensão, não foi possível fixar a tensão DC de alimentação para alimentar os demais blocos do radiotransceptor.

O mesmo nível de divergência, entre a simulação e a validação do protótipo, foi observado para o circuito oscilador. A eficiência do circuito simulado ficou em torno de 57%, a frequência de oscilação foi de 433,78 MHz com potência de saída em torno de 2,4 dBm (1,73 mW), para uma tensão de alimentação de 1,8 V. Já o respectivo protótipo teve como frequência de oscilação 326,25 MHz (mais de 100 MHz abaixo do esperado) com uma potência de saída de 0,82 dBm (1,20 mW) para uma tensão DC de alimentação de 2,5 V. Resultando assim, numa eficiência de 15,3%. O principal ponto de atenção é o circuito oscilar numa frequência fora da banda de 433 MHz, mesmo com o ressonador SAW presente no circuito, o que é uma indicação de que algum outro componente esteja contribuindo para essa oscilação. Potencialmente, a partir de um sinal de 18 dBm (63,1 mW) em 434,42 MHz na entrada do receptor, é possível alimentar eletricamente o oscilador, e este prover um sinal RF de 0,82 dBm (1,2 mW).

Considerando os resultados obtidos, é notável que os conceitos apresentados nesta dissertação: “Radiotransceptor *Full-duplex* Alimentado Remotamente para Sistema de Telemetria” foram validados parcialmente seja por conta de falta de alguns testes adicionais para otimização de circuitos como oscilador e retificador, ou seja, por conta de falta de testes propriamente dito, como a parte da demodulação do sinal recebido OOK. Contudo, há potencial para a implementação de um sistema de telemetria com a arquitetura aqui proposta.

## 4.2 Contribuições

Dentre as contribuições desta dissertação podemos destacar:

- A arquitetura proposta (e o detalhamento da concepção deste radiotransceptor *full-duplex*);
- Otimização do oscilador de potência, em “classe J”, para um sistema de medição;
- Estudo de separação da energia para conversão de energia e demodulação.

## 4.3 Artigos Publicados

Em meio a realização deste projeto de pesquisa, o seguinte artigo foi submetido para revisão do colegiado e aprovado pelo mesmo:

- *A 433 MHz Full-Duplex Front-end for Remotely Powered Sensors.*

Posteriormente, o mesmo será submetido a uma revista.

## 4.4 Trabalhos Futuros

Tendo como ponto de partida os conceitos desenvolvidos, simulados e aplicados ao protótipo da unidade de medição, como possíveis pontos de melhoria para trabalhos futuros seguintes:

- Testar o sistema globalmente: rede uma única unidade central e diversas unidades sensoras;
- Verificar a autonomia energética por parte da unidade sensora, em outras palavras, se o radiotransceptor opera adequadamente dispondo apenas da energia contida das ondas eletromagnéticas captadas pela antena;
- Incorporar outras fontes de energia (auxiliar). Exemplo: energia solar
- Validar, via protótipo, o conceito de transmissão simultânea de informação e energia (SWIPT);



- Otimização da rede de adaptação de entrada do retificador RF-DC para melhora de desempenho, em especial da eficiência total;
- Otimizar a rede de adaptação de saída do oscilador de potência para melhora de desempenho, em especial da eficiência total;
- Investigar o protocolo de comunicação aqui apresentado ou similares;
- Investigar a possibilidade de implementação, de pelo menos parte, das interfaces de rádio comunicação em tecnologia de circuitos integrados.

# Referências Bibliográficas

- [1] Ramòn M. Homs Neto, Robson N. de Lima, and Sebastian Y. C. Catunda. A batteryless full-duplex radio transceiver for sensors. In *2019 4th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*, pages 1–6, 2019.
- [2] R. Ritter, J. Handwerker, T. Liu, and M. Ortmanns. Telemetry for implantable medical devices: Part 1 - media properties and standards. *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, 6(2):47–51, 2014.
- [3] Ulrich Bihr, Tianyi Liu, and Maurits Ortmanns. Telemetry for implantable medical devices: Part 3 - data telemetry. *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, 6(4):56–62, 2014.
- [4] Kerem Kapucu, Jose Luis Merino Panadés, and Catherine Dehollain. Design of a passive uhf rfid tag for capacitive sensor applications. In *Proceedings of the 2013 9th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, pages 213–216, 2013.
- [5] V. Palazzi, F. Gelati, U. Vaglioni, F. Alimenti, P. Mezzanotte, and L. Roselli. Leaf-compatible autonomous rfid-based wireless temperature sensors for precision agriculture. In *2019 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet)*, pages 1–4, 2019.
- [6] Hongcheng Xu, Jonas Handwerker, and Maurits Ortmanns. Telemetry for implantable medical devices: Part 2 - power telemetry. *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, 6(3):60–63, 2014.

- [7] Kaibin Huang and Xiangyun Zhou. Cutting the last wires for mobile communications by microwave power transfer. *IEEE Communications Magazine*, 53(6):86–93, June 2015.
- [8] Kerem Kapucu and Catherine Dehollain. A passive uhf rfid system with a low-power capacitive sensor interface. In *2014 IEEE RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA)*, pages 301–305, 2014.
- [9] Vítor Fialho and Fernando Fortes. Low power iot network sensors optimization for smart cities applications. In *2019 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST)*, pages 1–6, 2019.
- [10] Elisa Pantoja and Mircea Stan. Advancing wireless iot sensor networks with edge-powered rfid devices. In *2023 IEEE 14th Annual Ubiquitous Computing, Electronics Mobile Communication Conference (UEMCON)*, pages 0632–0636, 2023.
- [11] S. Shankar, G. Deepika, G. Devi, S. Ramesh, Suraj Srivastava, and S Sandeep Kumar. Development of efficient wireless sensor network for iot applications. In *2023 3rd International Conference on Pervasive Computing and Social Networking (ICPCSN)*, pages 1419–1424, 2023.
- [12] Artem Tulenkov, Anzhelika Parkhomenko, and Aleksandr Sokolyanskii. Evaluation and selection of iot service for smart house system big data processing. In *2019 IEEE 14th International Conference on Computer Sciences and Information Technologies (CSIT)*, volume 2, pages 124–129, 2019.
- [13] B. Veerasamy, B. Gayathri Durga, T. Harish Muthu Kumaran, Innamuri Venkata Devika, and M. Jeya Akshaya. Soldier health detection and position tracking system using lorawan sensor for low power and long-range access. In *2023 7th International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)*, pages 9–13, 2023.
- [14] Marcel Grané, José David Martínez, Alfredo Arnaud, Rafael Puyol, and Matías Miguez. A sensor network using sigfox for temperature and humidity monitoring in the livestock industry. In *2024 IEEE 15th Latin America Symposium on Circuits and Systems (LASCAS)*, pages 1–5, 2024.

- [15] Abhaykumar Kumbhar. Overview of ism bands and software-defined radio experimentation. *Wireless Personal Communications*, 97, 12 2017.
- [16] Hsiao-Chin Chen, Ming-Yu Yen, Qi-Xiu Wu, Kuo-Jin Chang, and Li-Ming Wang. Batteryless transceiver prototype for medical implant in 0.18- $\mu\text{m}$  cmos technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(1):137–147, 2014.
- [17] J. P. Carmo, J. C. Ribeiro, J. F. Ribeiro, M. F. Silva, P. M. Mendes, and J. H. Correia. 433 mhz implantable wireless stimulation of spinal nerves. In *2010 17th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, pages 223–226, 2010.
- [18] Darrin J. Young. Wireless powering and data telemetry for biomedical implants. In *2009 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 3221–3224, 2009.
- [19] H.-C. Chen and W.-K. Lee. Battery-less ASK/o-QPSK transmitter for medical implants. *Electronics Letters*, 48(17):1036–1038, August 2012.
- [20] Walter Lang. *Sensors and Measurement Systems*, pages i–xxii. 2021.
- [21] Rardchawadee Silapunt, Worawit Panpanyatep, and Ganda Boonsothonsatit. Design and development of the smart object for the iot-enabled smart warehouse. In *2022 International Electrical Engineering Congress (iEECON)*, pages 1–4, 2022.
- [22] K. Srilatha, D Rushikeshwar, and N.R Bhaskar Chowdary. Smart warehouse monitoring system using internet of things (iot). In *2023 2nd International Conference on Vision Towards Emerging Trends in Communication and Networking Technologies (ViTECoN)*, pages 1–6, 2023.
- [23] What is a weather station, Acessado em: 19 de Agosto de 2021. <https://www.acurite.com/blog/what-is-a-weather-station>.
- [24] Lan Huiyan, Ma Shangchang, Feng Yanjiao, and Zhao Junchao. System design of wireless meteorological element acquisition based on loongson 2k1000. In *2019 International Conference on Meteorology Observations (ICMO)*, pages 1–4, 2019.

- [25] Juan F. Martínez-Osuna, Francisco J. Ocampo-Torres, Lucía Gutiérrez-Loza, Ernesto Valenzuela, Angel Castro, Rodrigo Alcaraz, Carlos Rodríguez, and Luis R. Ulloa. Coastal buoy data acquisition and telemetry system for monitoring oceanographic and meteorological variables in the gulf of mexico. *Measurement*, 183:109841, 2021.
- [26] Estação meteorológica para monitoramento climático e ambiental, (Acessado em: 19 de Agosto de 2021). <https://sigmasensors.com.br/estacao-meteorologica>.
- [27] Melissa Bonfim Alcantud and Paulo Roberto Rosa. Aplicação de redes de sensores sem fio na agricultura de precisão: Uma reflexão teórica. *COLLOQUIUM EXACTARUM*, 9, 8 2017.
- [28] C. Wang, D. George, and P. R. Green. Development of plough-able rfid sensor network systems for precision agriculture. In *2014 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet)*, pages 64–66, 2014.
- [29] A. R. de la Concepcion, R. Stefanelli, and D. Trincherro. Adaptive wireless sensor networks for high-definition monitoring in sustainable agriculture. In *2014 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet)*, pages 67–69, 2014.
- [30] Empresa chinesa vai monitorar gado brasileiro com sensores na cabeça, 2021 (Acessado em: 19 de Agosto de 2021). <https://economia.uol.com.br/noticias/redacao/2021/08/04/empresa-chinesa-de-smartphones-vai-monitorar-gado-brasileiro.htm>.
- [31] Yuan Gao, Yuanjin Zheng, Shengxi Diao, Wei-Da Toh, Chyuen-Wei Ang, Minkyu Je, and Chun-Huat Heng. Low-power ultrawideband wireless telemetry transceiver for medical sensor applications. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 58(3):768–772, 2011.
- [32] Kyle Fricke and Robert Sobot. Miniature implantable telemetry system for pressure-volume cardiac monitoring. In *2013 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, pages 282–285, 2013.

- [33] Joseph Y. Lucisano, Timothy L. Routh, Joe T. Lin, and David A. Gough. Glucose monitoring in individuals with diabetes using a long-term implanted sensor/telemetry system and model. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 64(9):1982–1993, 2017.
- [34] K. Kuwana, T. Dohi, Y. Hashimoto, K. Matsumoto, and I. Shimoyama. Implantable telemetry capsule for monitoring arterial oxygen saturation and heartbeat. In *2008 30th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 3204–3207, 2008.
- [35] Po-Jui Chen, Saloomeh Saati, Rohit Varma, Mark S. Humayun, and Yu-Chong Tai. Wireless intraocular pressure sensing using microfabricated minimally invasive flexible-coiled ic sensor implant. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 19(4):721–734, 2010.
- [36] Hongcheng Xu, Jonas Handwerker, and Maurits Ortmanns. Telemetry for implantable medical devices: Part 2 - power telemetry. *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, 6(3):60–63, 2014.
- [37] Changrong Liu, Yong-Xin Guo, and Shaoqiu Xiao. Wireless data telemetry and power transfer for biomedical applications. In *2014 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio2014)*, pages 1–3, 2014.
- [38] Ufuk Muncuk, Kubra Alemdar, Jayesh D. Sarode, and Kaushik Roy Chowdhury. Multiband ambient rf energy harvesting circuit design for enabling batteryless sensors and iot. *IEEE Internet of Things Journal*, 5(4):2700–2714, 2018.
- [39] Md. Mazidul Islam, Kimmo Rasilainen, and Ville Viikari. Implementation of sensor rfid: Carrying sensor information in the modulation frequency. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(8):2672–2681, 2015.
- [40] Stefan von der Mark and Georg Boeck. Ultra low power wakeup detector for sensor networks. In *2007 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, pages 865–868, 2007.

- [41] Robson Nunes de Lima. Sistema de telemetria bidirecional versátil. Master's thesis, Universidade Federal da Paraíba, 1991.
- [42] Gaofeng Pan, Hongjiang Lei, Yi Yuan, and Zhiguo Ding. Performance analysis and optimization for swipt wireless sensor networks. *IEEE Transactions on Communications*, 65(5):2291–2302, 2017.
- [43] Behzad Razavi. *RF MICROELECTRONICS*. Pearson, 2011.
- [44] Stm32l031g6 data sheet, (Acessado em: 14 de Agosto de 2024). <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32l031g6.html>.
- [45] R.N Lima, R.C.S Freire, and G.S. Deep. Sistema de telemetria bidirecional com aplicações em biomédica. *Revista Brasileira de Engenharia. Caderno de Engenharia Biomédica, Brasil*, 7, n.1.:499–510, 1990.
- [46] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley Sons, second edition, 1997.
- [47] David M. Pozar. *Microwave engineering*. Wiley india, New Delhi, 3rd ed edition, 2011.
- [48] C. Xu, E. Calayir, and G. Piazza. Magnetic-free electrical circulator based on aln mems filters and cmos rf switches. In *2018 IEEE Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, pages 755–758, 2018.
- [49] Hang Dong, Jacob R. Smith, and Jeffrey L. Young. A wide-band, high isolation uhf lumped-element ferrite circulator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 23(6):294–296, 2013.
- [50] H. Ahn, Ik-Soo Chang, and Sang-Won Yun. Miniaturized 3-db ring hybrid terminated by arbitrary impedances. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(12):2216–2221, 1994.
- [51] Fanourios E. Fakoukakis, George A. Kyriacou, and John N. Sahalos. Design of passive uhf rfid circulators/duplexers using directional couplers. In *2012 IEEE In-*

- ternational Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, pages 437–442, 2012.
- [52] Thomas H. Lee. *Planar Microwave Engineering: A practical guide to theory, Measurement, and circuits*. Cambridge Univeristy Press, 2004.
- [53] Ahmed Kord, Dimitrios L. Sounas, and Andrea Alù. Differential magnetless circulator using modulated bandstop filters. In *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 384–387, 2017.
- [54] Mahmoud Nafe, M. Naimul Hasan, Hind Reggad, Daniel Kuzmenko, Jingjun Chen, and Xiaoguang Liu. Magnetic-free circulator based on spatio-temporal modulation implemented via switched capacitors for full duplex communication. In *2018 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium)*, pages 119–120, 2018.
- [55] Xun Zhou, Rui Zhang, and Chin Keong Ho. Wireless information and power transfer: Architecture design and rate-energy tradeoff. *IEEE Transactions on Communications*, 61(11):4754–4767, 2013.
- [56] Alessandra Costanzo, Diego Masotti, Giacomo Paolini, and Dominique Schreurs. Evolution of swipt for the iot world: Near- and far-field solutions for simultaneous wireless information and power transfer. *IEEE Microwave Magazine*, 22, 2021.
- [57] Ibrahim Abdo, Mutasem Odeh, and Fadi R. Shahroury. A new modulation scheme for low power consumption and small size passive rfid tags. In *2013 IEEE Conference on Wireless Sensor (ICWISE)*, pages 68–72, 2013.
- [58] Tolga Soyata, Lucian Copeland, and Wendi Heinzelman. Rf energy harvesting for embedded systems: A survey of tradeoffs and methodology. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 16(1):22–57, 2016.
- [59] A. Sedeek, E. Tammam, and E. Hasaneen. High efficiency 2.45 gigahertz low power hybrid junction rectifier for rf energy harvesting. In *2018 International Japan-Africa Conference on Electronics, Communications and Computations (JAC-ECC)*, pages 147–150, 2018.



- [60] Jari-Pascal Curty. *Design and optimization of passive UHF RFID systems*. Springer, 2007.
- [61] Giuseppe Papotto, Francesco Carrara, and Giuseppe Palmisano. A 90-nm cmos threshold-compensated rf energy harvester. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 46(9):1985–1997, 2011.
- [62] Parvaneh Saffari, Ali Basaligheh, and Kambiz Moez. A wide-range highly power efficient rf-to-dc rectifier for rf energy harvesting systems. In *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pages 1–4, 2018.
- [63] Xu Han, Zhang Zhang, Ye Tan, Guangjun Xie, and Zhengxi Cheng. A 13.56mhz low-voltage rf-dc rectifier with controlled vth cancellation technique. In *2014 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology*, pages 1–3, 2014.
- [64] M. L. Matias, J. P. C. Cunha, P. A. Dal Fabbro, D. Mioni, W. Prodanov, M. Pessatti, B. Leite, and A. Mariano. A comparison of high-efficiency uhf rfid rectifiers using internal voltage compensation and zero-threshold-voltage mosfets. In *2014 IEEE 5th Latin American Symposium on Circuits and Systems*, pages 1–4, 2014.
- [65] B P Lathi and Zhi Ding. *Modern digital and analog communication systems*, 2009.
- [66] P.N.A. Fahsyar and N. Soin. Cmos implementation of envelope detector circuit in 0.18 $\mu$ m process. In *2010 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE2010)*, pages 145–148, 2010.
- [67] Atit Tamtrakarn. A 3v 890a 13.56mhz ook receiver with sensitivity improvement by base-band amplifier for short-range wireless biotelemetry application. In *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 364–367, 2016.
- [68] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith. *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, seventh edition, 2014.
- [69] D.B. Leeson. A simple model of feedback oscillator noise spectrum. *Proceedings of the IEEE*, 54(2):329–330, 1966.

- [70] C. Plett and J. Rogers. 2010.
- [71] M. H. M. Hamzah, A. N. Nordin, and J. Karim. Low power and high voltage swing cascode pierce oscillator for mems saw resonators. In *2016 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP)*, pages 1–4, 2016.
- [72] Tsubasa Yasuda, Kohei Uchino, Shyoji Izumiya, Takehiko Adachi, and Shasika Shaminda Senanayaka. 433 mhz wide-tunable high q saw oscillator. In *2013 Joint European Frequency and Time Forum International Frequency Control Symposium (EFTF/IFC)*, pages 744–746, 2013.
- [73] L. Tanguay and M. Sawan. Low power saw-based oscillator for an implantable multisensor microsystem. In *APCCAS 2006 - 2006 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, pages 494–497, 2006.
- [74] N.O. Sokal and A.D. Sokal. Class e-a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 10(3):168–176, 1975.
- [75] Mohammad Mahdi Ahmadi and Maryam Salehi-Sirzar. A self-tuned class-e power oscillator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(5):4434–4449, 2019.
- [76] F.H. Raab. Class-f power amplifiers with maximally flat waveforms. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(11):2007–2012, 1997.
- [77] Steve Cripps. 2006.
- [78] Peter Wright, J. Lees, P. J. Tasker, J. Benedikt, and Steve C. Cripps. An efficient, linear, broadband class-j-mode pa realised using rf waveform engineering. In *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 653–656, 2009.
- [79] Saeed Rezaei, Leonid Belostotski, Fadhel M. Ghannouchi, and Pouya Aflaki. Integrated design of a class-j power amplifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(4):1639–1648, 2013.
- [80] Anirban Sarkar and Brian Floyd. A 28-ghz class-j power amplifier with 18-dbm

- output power and 35 In *2014 IEEE 14th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in Rf Systems*, pages 71–73, 2014.
- [81] Ant-433-hetm data sheet, (Acessado em: 14 de Agosto de 2024). <https://www.te.com/commerce/DocumentDelivery/DDEController?Action=srchtrrv&DocNm=ANT-433-HETH&DocType=Data+Sheet&DocLang=English&DocFormat=pdf&PartCntxt=ANT-433-HETH>.
- [82] A.I Zverev. *Handbook of Filter Synthesis*. Wiley, 1 edition, 1967.
- [83] Jia-Sheng Hong. *Microstrip filters for RF/Microwave Applications*. Wiley, 2 edition, 2011.
- [84] Imad ud Din, Johan Wernehag, Stefan Andersson, and Henrik Sjöland. Two tunable frequency duplexer architectures for cellular transceivers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 64(11):2988–2999, 2017.
- [85] A. Simine, V. Piatnitsa, A. Lapshin, E. Jakku, D. Kholodnyak, S. Leppaevuori, and I. Vendik. Design of quasi-lumped-element ltcc filters and duplexers for wireless communications. In *33rd European Microwave Conference Proceedings (IEEE Cat. No.03EX723C)*, volume 3, pages 911–914 Vol.3, 2003.
- [86] T. Ohno, K. Wada, and O. Hashimoto. Design methodologies of planar duplexers and triplexers by manipulating attenuation poles. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(6):2088–2095, 2005.
- [87] Wing-Yan Leung, K.-K.M. Cheng, and Ke-Li Wu. Multilayer ltcc bandpass filter design with enhanced stopband characteristics. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 12(7):240–242, 2002.
- [88] Jeong-Soo Lim and Dong Chul Park. A modified chebyshev bandpass filter with attenuation poles in the stopband. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(6):898–904, 1997.

# Apêndice A

## Dimensionamento de um duplexador

### A.1 Funções de Aproximação

As duas principais técnicas para síntese de filtros são o método parâmetro-imagem, proposto por Zobel, e o método polinomial (ou de inserção), desenvolvido por Norton e Bennett [82]. O primeiro método tem como base o conceito de linhas de transmissão. O filtro do tipo parâmetro-imagem pode ser representado por uma função de impedância e outra função de atenuação.

Por outro lado, o método polinomial busca, a partir da função de transferência do filtro, e por conseguinte dos coeficientes de transmissão e reflexão, determinar a função impedância do respectivo filtro, para então aplicar técnica de síntese de impedância como métodos de Cauer e Foster. Apesar de por vezes o uso do método polinomial exigir cálculos trabalhosos, tal método permite uma boa aproximação com a resposta do filtro especificada, pois esta técnica tem como ponto de partida a função de transferência do filtro desejado. Portanto, os filtros deste projeto de pesquisa serão desenvolvidas a partir do método polinomial.

Na literatura são encontradas diversas funções de aproximação empregadas para concepção de filtros reais, algumas destas ilustradas na Figura A.1. Mediante técnicas de transformação que serão detalhadas ainda nesta seção, é obtido o filtro passa-faixa a partir da resposta do filtro passa-baixa. Dentre as principais funções de aproximação, temos:

- **Butterworth** — Sua resposta em frequência é maximamente plana na banda de passagem, ou seja, não possui oscilações na banda de passagem;
- **Chebyshev** — Permite uma curva mais acentuada na região de transição se comparado à função de Butterworth de mesma ordem ao custo de apresentar ondulações na banda de passagem;
- **Elíptico** — Possui maior declive de transição dentre as funções aqui citadas. Por outro lado, apresenta ondulações nas bandas de passagem e de corte. Além disso, apresenta zeros finitos;
- **Bessel** — Possui a melhor resposta em fase, sendo praticamente linear. Contudo, apresenta o menor declive de transição dentre todas as funções de aproximação aqui citados.

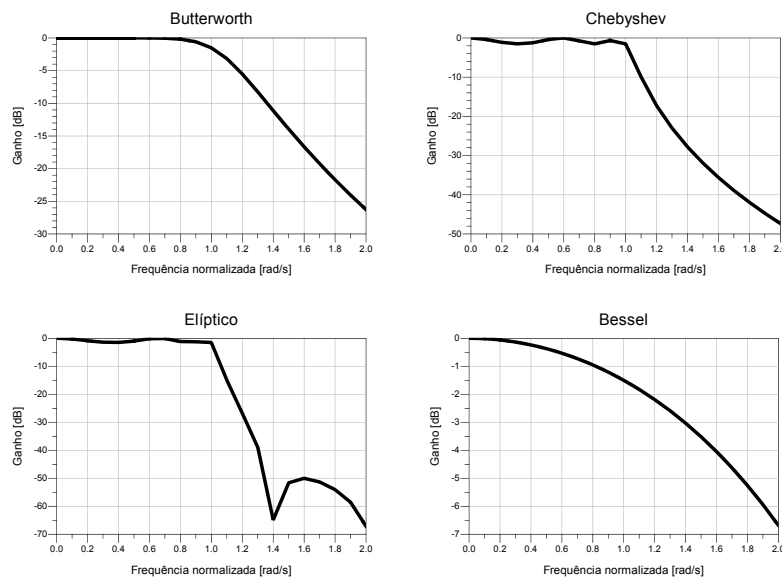


Figura A.1: Resposta em frequência dos fitros tipo: a) Butterworth; b) Chebyshev; c) Elíptico; d) Bessel.

A magnitude ao quadrado da função de transferência de um filtro ( $|S_{21}(j\Omega)|^2$ ), modelado como uma rede de duas portas, é definido como [83]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (\text{A.1})$$

Em que  $\varepsilon$  é a constaste de *ripple* (ondulação),  $F_n$  diz repeito à filtragem da função

de aproximação e  $\Omega$  representa a frequência normalizada a partir da frequência de corte  $w_c$ . Também é possível determinar a perda por inserção do filtro  $L_A(\Omega)$ :

$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \quad [dB] \quad (A.2)$$

Para o filtro do passa-baixa, exemplificado na Figura A.2, a respectiva frequência normalizada  $\Omega$  em função da frequência angular  $w$  é dada por:

$$\Omega = \left(\frac{\Omega_c}{w_c}\right)w \quad (A.3)$$

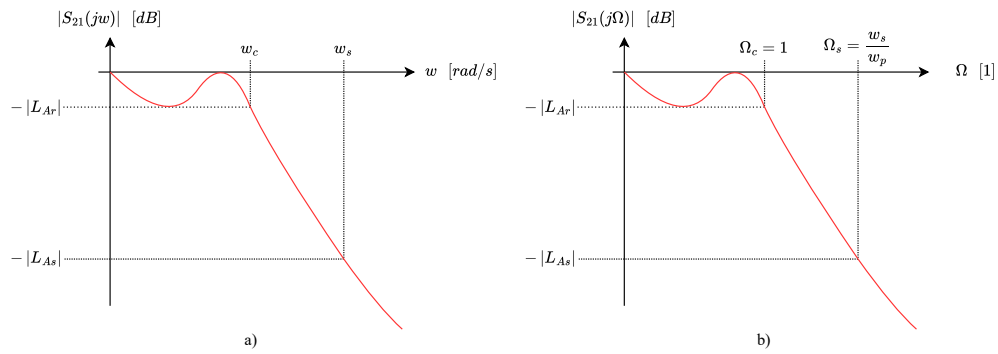


Figura A.2: Resposta em magnitude de um filtro do tipo passa-baixa: a) não-normalizado; b) normalizado.

Sendo:

- $w_c$  - Frequência de corte (superior na banda passante);
- $w_s$  - Frequência de rejeição (inferior na banda de rejeição);
- $\Omega_c$  - Frequência de corte normalizada;
- $\Omega_s$  - Frequência de rejeição normalizada;
- $L_{Ar}$  - Atenuação máxima na banda de passagem;
- $L_{As}$  - Atenuação mínima na banda de rejeição.

Os filtros passa-faixa do duplexador serão concebidos a partir da função de aproximação de Chebyshev, pelo fato de apresentar não somente uma maior nível de seletividade do que os filtros concebidos a partir das funções de Butterworth e Bessel

(considerando mesmo gabarito do filtro), como também devido a sua implementação ser mais simples do que um filtro implementação a partir da função do tipo elíptico.

## A.2 Dimensionamento de um filtro passa-faixa do tipo Chebyshev

Para o filtro Chebyshev, o módulo ao quadrado da sua função de transferência ( $|S_{21}(j\Omega)|^2$ ) é expressa por:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{\epsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (\text{A.4a})$$

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(N \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(N \cosh^{-1} \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (\text{A.4b})$$

Sendo  $N$  a ordem do filtro e o *ripple* constante ( $\epsilon$ ), para dada atenuação máxima na banda de passagem  $L_{Ar}$  em [dB] é dado por:

$$\epsilon = \sqrt{10^{L_{Ar}} - 1} \quad [\text{dB}] \quad (\text{A.5})$$

Depois da normalização, calcula-se a ordem do filtro ( $N$ ) por:

$$N \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}} - 1}{10^{0.1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (\text{A.6})$$

Para o cálculo dos elementos do filtro passa-baixa protótipo do tipo Chebyshev cuja função de transferência é expressa pela Equação A.4, os coeficientes  $g$  do filtro protótipo de ordem  $N$  são calculados conforme:

$$\beta = \ln[\coth(\frac{L_{Ar}}{17.37})] \quad (\text{A.7})$$

$$\gamma = \sinh(\frac{\beta}{2N}) \quad (\text{A.8})$$

$$g_0 = 1 \quad (\text{A.9})$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \quad (\text{A.10})$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \cdot \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{N}\right]} \quad (\text{A.11})$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{para } N \text{ ímpar} \\ \cot^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{para } N \text{ par} \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

O filtro final, independente do seu tipo de seletividade: passa-baixa, passa-faixa, entre outros; é sintetizado a partir do filtro passa-baixa protótipo. O filtro protótipo é aquele cujos elementos são normalizados. A Figura A.3 exibe circuitos respectivos aos filtros protótipo passa-baixa concebidos a partir da função de aproximação do tipo Butterworth ou Chebyshev.

Para tal, tem-se a resistência/condutância da fonte unitária ( $g_0 = 1$ ), a frequência angular de corte unitária ( $\Omega_c = 1$ ) e demais elementos representados por  $g_i$ . Uma vez determinado o circuito respectivo filtro passa-baixa protótipo, realiza-se a síntese do filtro final.

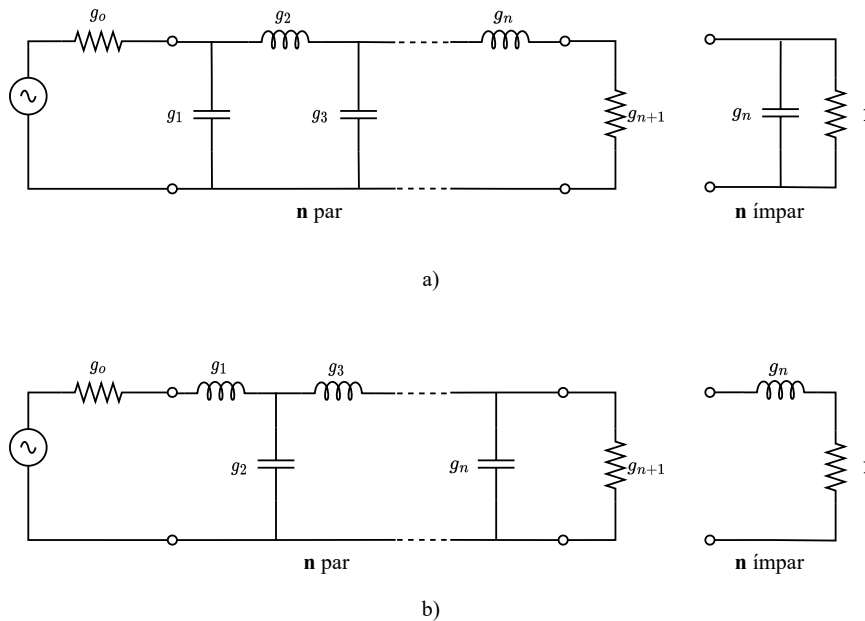


Figura A.3: Filtro passa-baixas protótipos normalizados: a)  $g_1$  sendo elemento em paralelo; b)  $g_1$  sendo elemento em série.



Como citado anteriormente, uma vez determinado o gabarito do filtro, primeiramente deve-se realizar as devidas normalizações como ilustrado na Figura A.4. Para o filtro do passa-faixa, a respectiva frequência normalizada ( $\Omega$ ) em função da frequência angular ( $w$ ) é dada por:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left( \frac{w}{w_o} - \frac{w_o}{w} \right) \quad (A.13)$$

Sendo,

$$w_0 = \sqrt{w_1 w_2} \quad (A.14)$$

$$FBW = \frac{w_2 - w_1}{w_0} \quad (A.15)$$

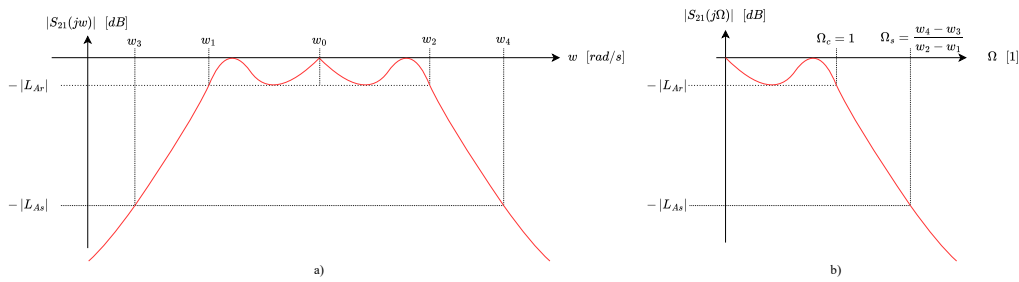


Figura A.4: Resposta em magnitude de um filtro do tipo: a) passa-faixa não-normalizado; b) passa-baixa normalizado.

Onde:

- $w_1$  - Frequência inferior da banda passante;
- $w_2$  - Frequência superior da banda passante;
- $w_3$  - Frequência inferior da banda de rejeição;
- $w_4$  - Frequência superior da banda de rejeição;
- $w_o$  - Frequência central da banda passante;
- $FBW$  - Banda passante normalizada;
- $\Omega_c$  - Frequência de corte normalizada;

- $\Omega_s$  - Frequência de rejeição normalizada;
- $L_{Ar}$  - Atenuação máxima na banda de passagem;
- $L_{As}$  - Atenuação mínima banda de rejeição.

Finalmente, após determinar o filtro passa-baixa protótipo, os componentes do filtro passa-faixa não-normalizado são calculados através das equações abaixo:

Fator de impedância  $\gamma$ :

$$\gamma_0 = \frac{Z_0}{g_0} \quad (\text{A.16})$$

Para dada resistência  $g$ , temos:

$$R = \gamma_0 \cdot g \quad (\text{A.17})$$

Para dado indutor  $g$ , temos:

$$L_s = \left( \frac{\Omega_C}{FBW w_o} \right) \gamma_0 \cdot g \quad (\text{A.18})$$

$$C_s = \frac{1}{w_o^2 L_s} \quad (\text{A.19})$$

Para dado capacitor  $g$ , temos:

$$C_p = \left( \frac{\Omega_C}{FBW w_o} \right) \frac{1}{\gamma_0} \cdot g \quad (\text{A.20})$$

$$L_p = \frac{1}{w_o^2 C_p} \quad (\text{A.21})$$

Note que o indutor do filtro protótipo é convertido em ressonador série ( $L_s$  e  $C_s$ ), já o capacitor do filtro protótipo é convertido em ressonador paralelo ( $L_p$  e  $C_p$ ), como indica a Figura A.5.

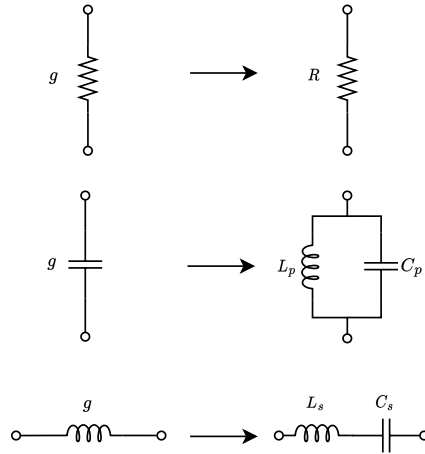


Figura A.5: Transformação do filtro passa-baixa protótipo para filtro passa-faixa.

### A.3 Filtros com Inversores de imitância

Uma vez dimensionado o filtro passa-faixa, o mesmo circuito pode ser modificado de forma mais conveniente para sua confecção. Uma forma de realizar essa modificação é por meio de inversores de imitância.

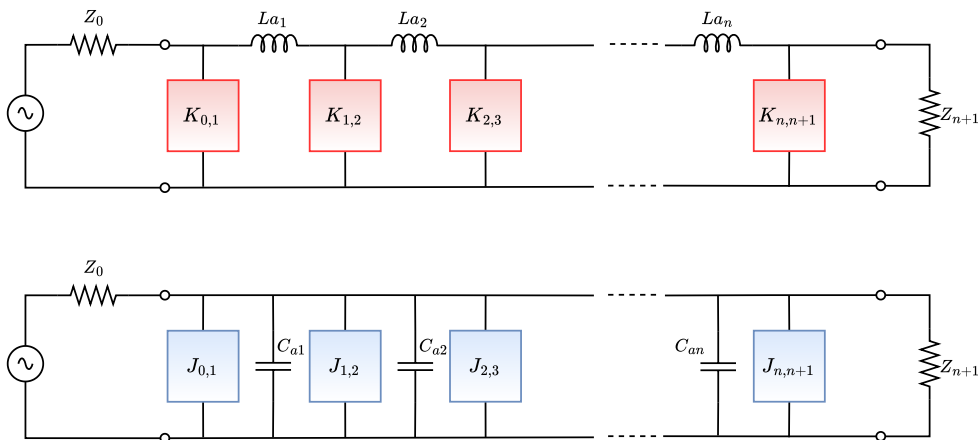


Figura A.6: Protótipos de filtro passa-baixa modificado com inversores.

Aqui iremos detalhar uma metodologia para síntese de filtros passa-faixa com inversores. Primeiramente, elaboramos o filtro passa-baixa protótipo, similar a Figura A.8a. Em segundo lugar, é feita a desnormalização do filtro protótipo resultando no filtro passa-faixa da Figura A.8b. Em seguida, calculamos os fatores de inversão  $K$  através da ??.

Para a implementação do filtro a parâmetros concentrados, substituiremos os inversores a parâmetros distribuídos pelas respectivas redes em  $\pi$ . Tal rede foi escolhida

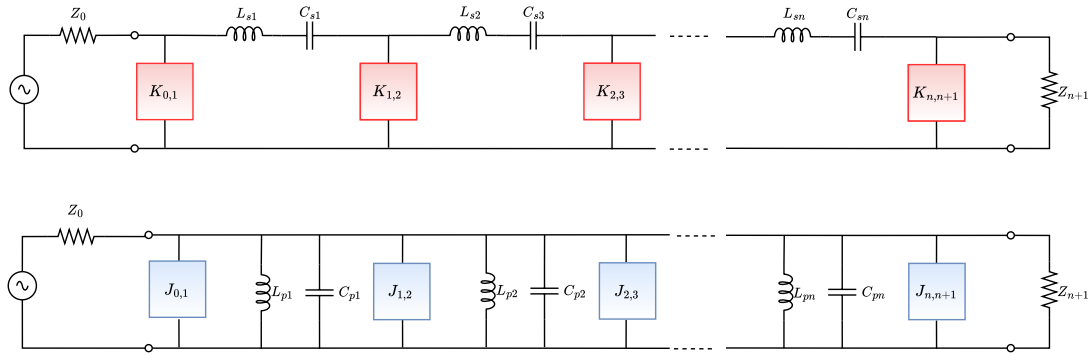


Figura A.7: Protótipo passa-faixa modificado com inversores.

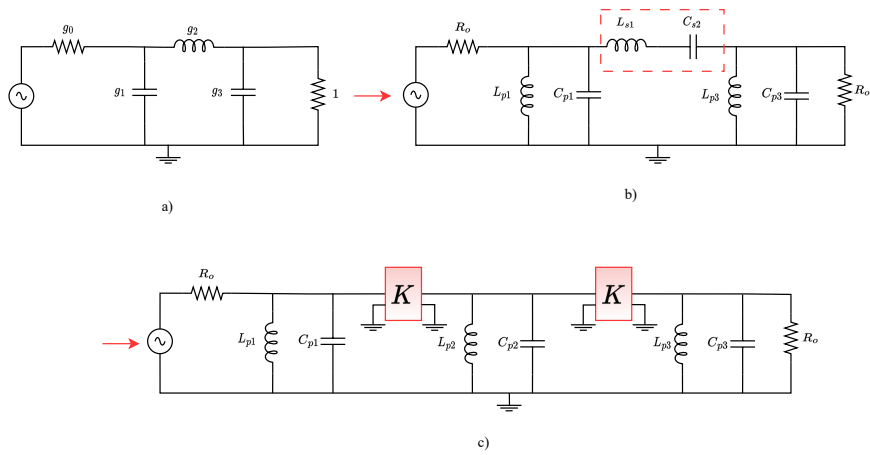


Figura A.8: a) Protótipo Filtro Passa-Baixa. b) Filtro Passa-Faixa. c) Filtro Passa-Faixa com Inversores tipo  $K$ .

em detrimento da rede em  $T$ , pois assim as suas capacitâncias ou as suas indutâncias negativas em paralelo serão absorvidas pelos ressonadores do filtro passa-faixa. A partir do fator de inversão  $K$ , as capacitâncias  $C$  e indutâncias  $L$  são calculadas através da Equação A.32 e Equação A.34 respectivamente.

Por exemplo, para o circuito da Figura A.9, temos:

$$C'_{p1} = C_{p1} - C \tag{A.22}$$

$$C'_{p2} = C_{p2} - C - C = C_{p2} - 2C \tag{A.23}$$

$$C'_{p3} = C_{p3} - C \tag{A.24}$$

Similarmente, para o circuito da Figura A.10, temos:

$$L'_{p1} = \frac{L - L_{p1}}{L_{p1}L} \quad (\text{A.25})$$

$$L'_{p2} = \left( \frac{1}{L_{p2}} - \frac{1}{L} - \frac{1}{L} \right)^{-1} = \left( \frac{1}{L_{p2}} - \frac{2}{L} \right)^{-1} \quad (\text{A.26})$$

$$L'_{p3} = \frac{L - L_{p3}}{L_{p3}L} \quad (\text{A.27})$$

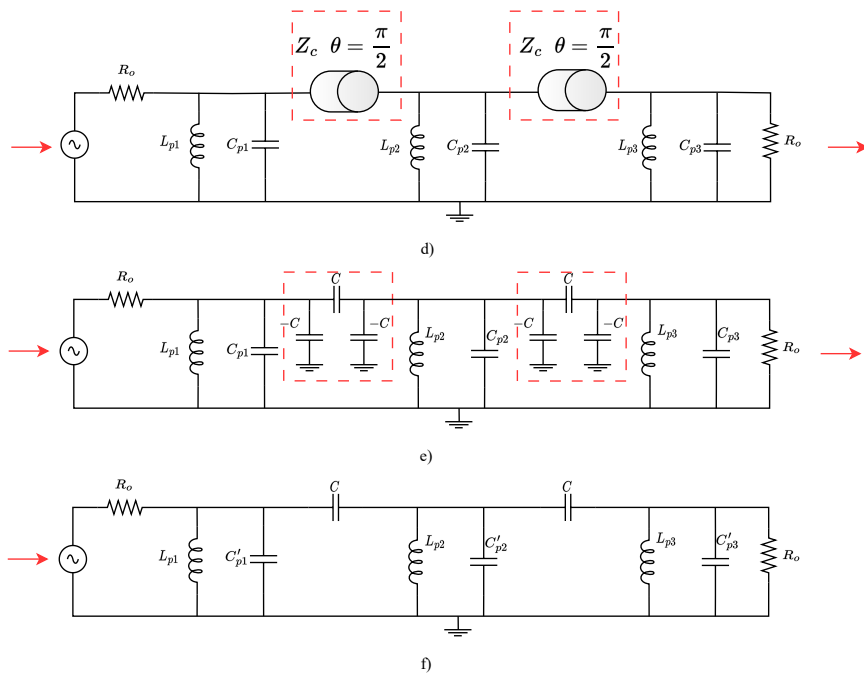


Figura A.9: d) Filtro Passa-Faixa com linha de transmissão  $\frac{\lambda}{4}$ ; e) Substituição pela respectiva rede em  $\pi$ ; f) Filtro Passa-Faixa equivalente.

## A.4 Inversores de imitância

Um exemplo do uso de inversores é realizar a inversão de ressonadores série em ressonadores paralelo e vice-e-versa. A Figura A.11a mostra a inversão do ressonador série em ressonador paralelo. Neste cenário, temos:

$$K = \sqrt{\frac{L_p}{C_s}} = \sqrt{\frac{L_s}{C_p}} \quad (\text{A.28})$$

$$Z_1 = \frac{K^2}{Z_s} \quad (\text{A.29})$$

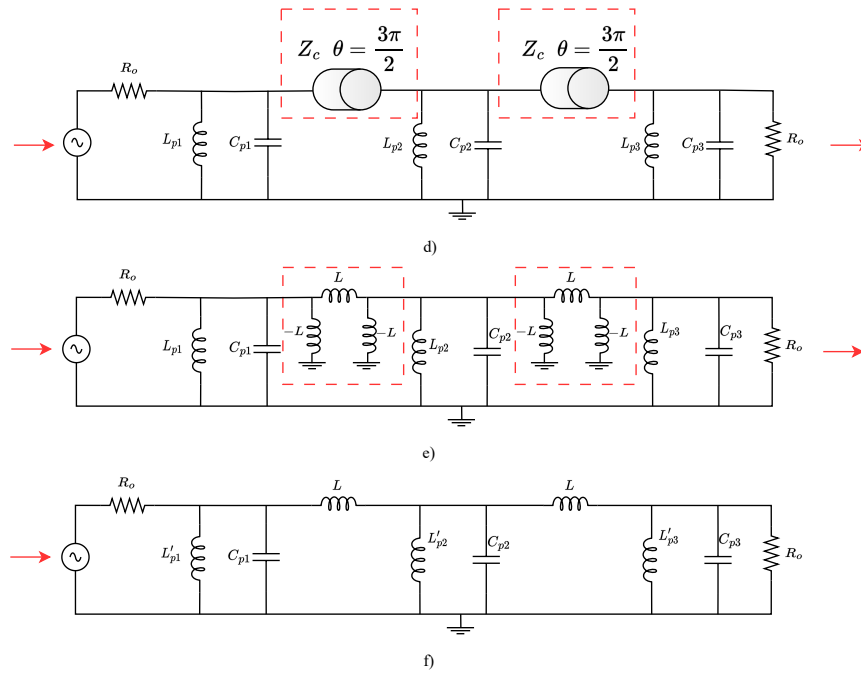


Figura A.10: d) Filtro Passa-Faixa com linha de transmissão  $\frac{3\lambda}{4}$ ; e) Substituição pela respectiva rede em  $\pi$ ; f) Filtro Passa-Faixa equivalente.

De maneira análoga, a Figura A.11b exibe a inversão do ressonador paralelo em ressonador sério. Neste contexto, temos:

$$J = \sqrt{\frac{C_s}{L_p}} = \sqrt{\frac{C_p}{L_s}} \quad (\text{A.30})$$

$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_p} \quad (\text{A.31})$$

Podemos notar na Equação A.29 e na Equação A.31 que o inversor de imitância pode ser implementado por uma linha de transmissão de um quarto de onda ( $\frac{\lambda}{4}$ ) ou de três quartos de onda ( $\frac{3\lambda}{4}$ ), cujo defasamentos são respectivamente  $+90^\circ$  e  $-90^\circ$  ( $+270^\circ$ ). A Figura A.12 exibe topologias de inversor de imitância a parâmetros concentrados equivalentes a uma linha de transmissão de um quarto de comprimento de onda com impedância característica  $K$  (ou característica admitância  $J$ ). De maneira análoga, a Figura A.13 exibe topologias de inversor de imitância a parâmetros concentrados equivalentes a uma linha de transmissão de três quartos de comprimento de onda com impedância característica  $K$  (ou admitância característica  $J$ ).

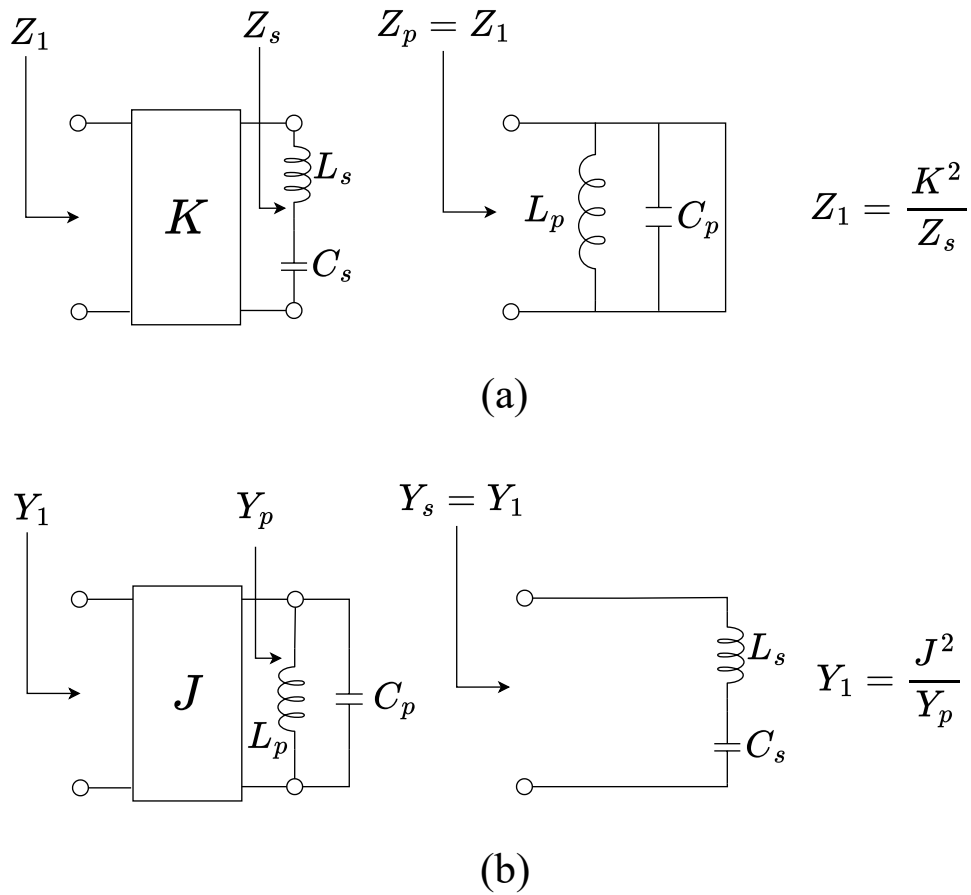


Figura A.11: Inversão de: a) ressonador série; b) ressonador paralelo.

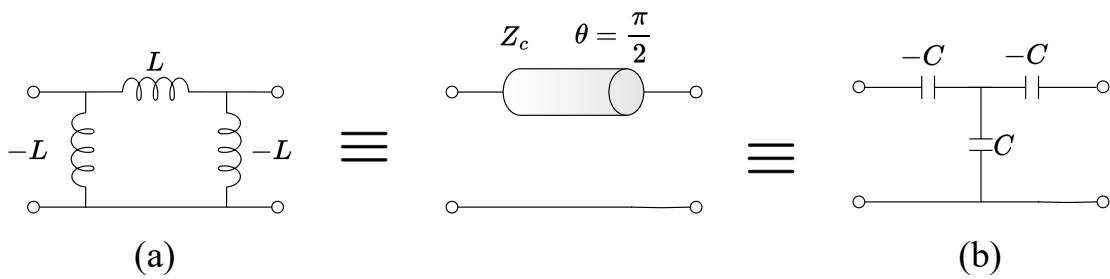


Figura A.12: Inversor de Imitância a partir de uma linha de transmissão de um quarto de comprimento de onda: a) tipo  $J$ ; b) tipo  $K$ .

Para a rede em  $\pi$  da Figura A.12a, temos:

$$\frac{1}{Z_c} = J = \frac{1}{K} = \frac{1}{wL} \tag{A.32}$$

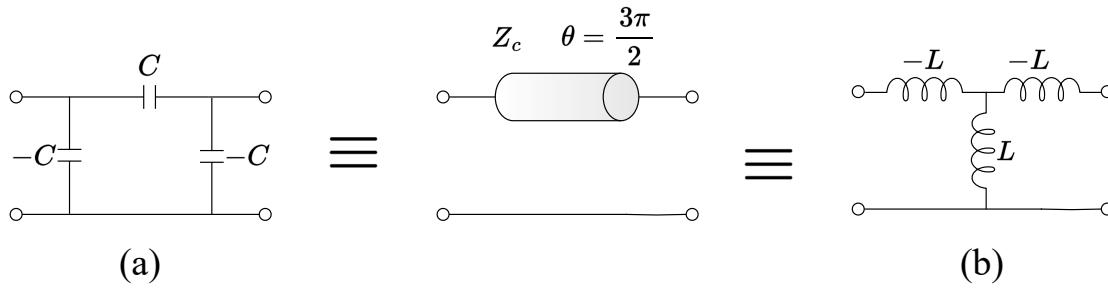


Figura A.13: Inversor de Imatância a partir de uma linha de transmissão de um quarto de comprimento de onda: a) tipo  $J$ ; b) tipo  $K$ .

Para a rede em  $T$  da Figura A.12b, temos:

$$Z_c = K = \frac{1}{J} = \frac{1}{\omega C} \quad (\text{A.33})$$

Para a rede em  $\pi$  da Figura A.13a, temos:

$$\frac{1}{Z_c} = J = \frac{1}{K} = \omega C \quad (\text{A.34})$$

Para a rede em  $T$  da Figura A.13b, temos:

$$Z_c = K = \frac{1}{J} = \frac{1}{\omega L} \quad (\text{A.35})$$

## A.5 Adição de zeros de transmissão

Em teoria, quanto maior a ordem do filtro, maior o nível de seletividade do filtro. Logo, a resposta do filtro apresentará curva mais acentuada. Entretanto, normalmente a confecção de filtros de ordem elevada implicam em maiores dimensões físicas. Na prática, os filtros de ordem elevadas estão mais sujeitos a apresentar perdas e distorções consideráveis devido ao número de componentes reais do filtro. O alto fator de qualidade dos componentes (em especial o indutor), reduz os efeitos indesejados, mas até certo ponto. É evidente que esses efeitos são importantes ao projeto do duplexador, tendo em vista que o maior desafio é manter simultaneamente alto nível de isolamento entre os canais e baixa perdas por inserção.

Neste cenário, por vezes é necessário adotar técnicas para aumentar o nível de



seletividade do filtro, mas sem aumentar a ordem do filtro. Uma técnica para atingir tal objetivo é a adição de zeros de transmissão na resposta dos filtros [84, 85, 86, 87, 88]. Desta forma, modificando os filtro passa-faixas implementados com inversores de admitância apresentados anteriormente.

Como explicado anteriormente, ao reduzir a ordem do filtro, reduz-se também o número de ressonadores em paralelo do filtro passa-faixa. Portanto, são reduzidas também as perdas e as distorções ao custo de uma menor atenuação na banda de rejeição. Todavia, ao adicionar os zeros de transmissão (polos de atenuação) ao longo da banda de rejeição do filtro, acentua-se novamente a transição entre as bandas de passagem e rejeição, assim compensando a redução da ordem.

Para o dupplexador, o intuito é distribuir os polos de atenuação ao longo da banda de passagem do filtro concorrente para maximizar a isolação com o número mínimo de ressonadores. Conclui-se então que esta técnica é bastante atrativa para projeto de dupplexadores, visto que é acrescido o nível de seletividade do filtro, sem que seja necessário aumentar a ordem do mesmo.

Dada uma função de transferência  $H(s)$  expressa em termos de uma razão de polinômios na forma fatorada:

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = K \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_i) \cdots (s - z_{m-1})(s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - z_i) \cdots (s - p_{n-1})(s - p_n)} \quad (\text{A.36})$$

Em que os zeros ( $z_i$ ) são as raízes do polinômio do numerador  $N(s)$  e os polos ( $p_i$ ) são as raízes do polinômio do denominador. Dada a função de transferência  $H(s)$ , para  $s$  igual a um zero de transmissão ( $s = z_i$ ), o numerador  $N(s)$  será igual a zero. Consequentemente, a função de transferência  $H(s)$  também será igual a zero ( $H(s) = 0$ ).

Por outro lado, quando  $s$  tende ao valor ao polo ( $s \rightarrow p_i$ ), o denominador  $D(s)$  tende a zero. Com isso, a função de transferência  $H(s)$  tende ao infinito ( $H(s) \rightarrow \infty$ ). Sendo assim, a técnica procura adicionar os polos de atenuação (zeros de transmissão) na banda de rejeição do filtro passa-faixa, tornando a curva de transição mais acentuada e permitindo uma maior separação das frequências adjacentes.

Para este projeto de pesquisa, a frequência do sinal transmitido ( $f_{TX}$ ) é inferior

à frequência de recepção ( $f_{RX}$ ), para minimizar as perdas no espaço livre do sinal transmitido pela unidade de medição, cuja potência é bem menor do que o sinal recebido. O filtro do canal de transmissão permite a passagem de sinais cuja frequência é  $f_{TX}$  e rejeita as demais frequências. Por outro lado, a rejeição da frequência de recepção é muito mais impactante para a isolação entre os canais. Logo, para o filtro do canal de transmissão, adicionar polos de atenuação na sua banda de rejeição superior que coincide com a banda passante do filtro do canal de recepção, é uma excelente estratégia para aumentar a isolação entre os canais.

Similarmente, para o filtro do canal de recepção, adicionar polos de atenuação na sua banda de rejeição inferior que coincide com a banda passante do filtro do canal de transmissão, é uma excelente estratégia. Nota-se que os filtros irão apresentar respostas assimétricas, já que os polos de atenuação não estão presente em ambas bandas de rejeição.

A adição dos zeros de transmissão pode ser feita inserindo uma reatância, capacitiva ou indutiva, em série ao ressonador paralelo do filtro passa-faixa, como ilustrado nas Figuras A.14 e A.15.

Ambos circuitos ressonadores a três elementos, ressonador tipo I (Figura A.14) e ressonador tipo II (Figura A.15) possuem duas frequências de ressonância associadas. A frequência de ressonância referente ao pico da magnitude da impedância ( $w_p$ ) é majoritariamente determinada pelo ressonador em paralelo ( $LC$ ), sendo que a contribuição da reatância em série é desprezível. Logo, a frequência de ressonância referente ao pico da magnitude da impedância para o ressonador tipo I ( $w_{p1}$ ) é determinada por:

$$w_{p1} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (\text{A.37})$$

A frequência de ressonância referente ao pico da magnitude da impedância para o ressonador tipo II ( $w_{p2}$ ) é expressa por:

$$w_{p2} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (\text{A.38})$$

A frequência de ressonância relativa ao vale na magnitude da impedância  $w_s$ , a qual é a frequência do zero de transmissão, é determinada pelos três componentes do

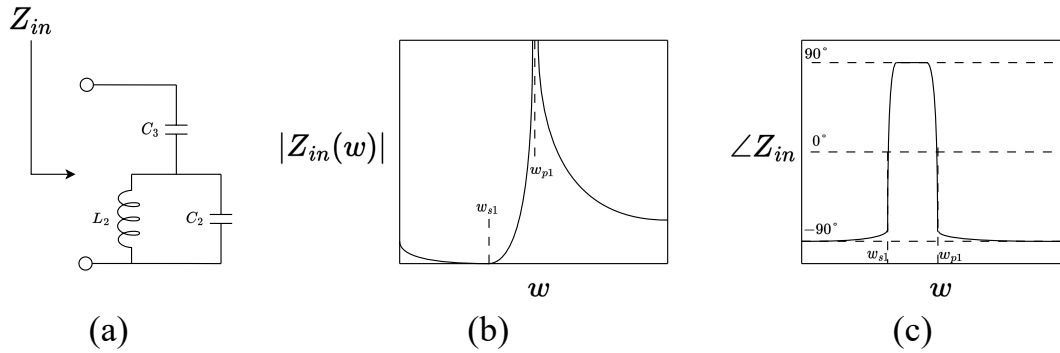


Figura A.14: a) Circuito ressonador a três elementos com reatância capacitiva em série tipo I. Resposta da sua impedância em função da frequência: b) em magnitude; c) em frequência.

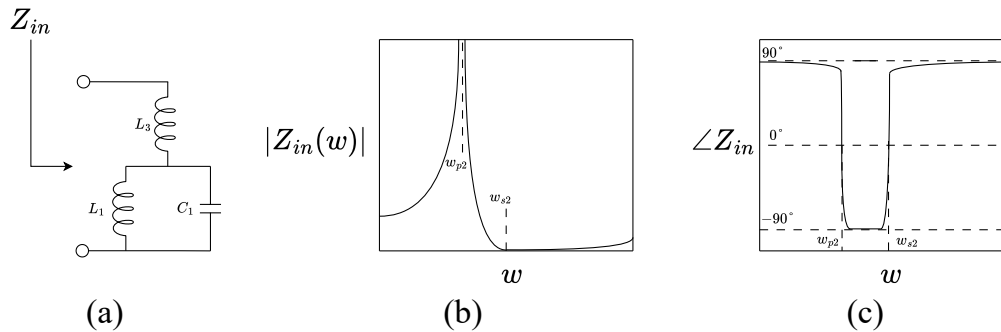


Figura A.15: a) Circuito ressonador a três elementos com reatância indutiva em série tipo II. Resposta da sua impedância em função da frequência: b) em magnitude; c) em frequência.

circuito ressonante. Esta é a frequência que as impedâncias da reatância em série e do ressonador em paralelo possuem mesmo valor em magnitude, porém sinais opostos. Considerando, um alto fator de qualidade do componente em série, a frequência de ressonador relativa ao vale na magnitude da impedância do ressonador tipo I ( $w_{s1}$ ) é dada por:

$$\left[ \frac{wL_2}{1 - w^2L_2C_2} \approx \frac{1}{wC_3} \right] \Bigg|_{w=w_{s1}} \therefore w_{s1} = \sqrt{\frac{1}{L_2} \left( \frac{1}{C_2 + C_3} \right)} \quad (\text{A.39})$$

A frequência de ressonador relativa ao vale na magnitude da impedância do ressonador tipo II ( $w_{s2}$ ) é determinada por:

$$\left[ \frac{wL_1}{1 - w^2L_1C_1} \approx -wL_3 \right] \Bigg|_{w=w_{s2}} \therefore w_{s2} = \sqrt{\frac{1}{C_1} \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_3} \right)} \quad (\text{A.40})$$

Podemos observar que para ambos os circuitos ressonadores, a impedância equivalente para a frequência de ressonância paralela  $w_p$  é muito alta, ao passo que a impedância equivalente para a frequência de ressonância série  $w_s$  é muito baixa e puramente resistiva. Concluímos então, que os ressonadores possuem potencial de operar como uma chave para diferentes frequências: chave aberta em  $w_p$ ; e chave fechada em  $w_s$ .

Modificando adequadamente os ressonadores em paralelo do filtro-passa faixa pelos ressonadores do tipo I e II, o nível de seletividade é otimizada com a adição dos polos de atenuação. Para adicionar os polos de atenuação na banda de rejeição inferior do filtro, os ressonadores em paralelo devem ser substituídos pelo ressonador tipo I, devido à frequência de ressonância série ( $w_v$ ) é inferior à frequência de pico ( $w_p$ ).

Um ponto de atenção ao adicionar esses ressonadores é que os inversores de admitância (impedância) podem inverter a posição do polo de atenuação em relação à frequência de pico  $w_p$ , devido ao seu defasamento de  $\pm 90^\circ$ . Assim, mudando a resposta em frequência do circuito, possibilitando o ressonador do tipo I operar como ressonador tipo II e vice-versa. Propõe então usar ressonadores tipo I para inversores cujo defasamento é de  $90^\circ$  e utilizar ressonadores tipo II para inversores cujo defasamento é de  $-90^\circ$  ???. Com base nisso, são obtidos os filtros passa-faixa com polos de atenuação exemplificados na Figura A.16 e na Figura A.17.

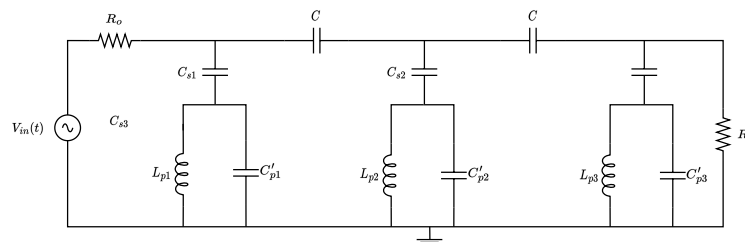


Figura A.16: Filtro passa-faixa com zeros de transmissão na banda de rejeição inferior.

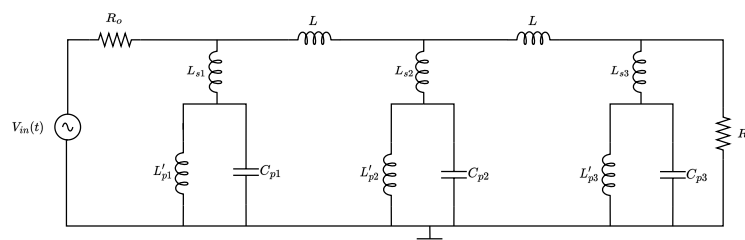


Figura A.17: Filtro passa-faixa com zeros de transmissão na banda de rejeição superior.

Idealmente, para frequência de operação de canal, a impedância equivalente do outro canal deverá ser infinita ( $Z_{eq} \rightarrow \infty$ ), para reduzir interferência entre os canais, como explicado anteriormente. Ora, as resistências dos terminais (tipicamente  $50 \Omega$ ) são parâmetros de especificação dos filtros, e variações destas implicam em uma resposta em frequência indesejada. Entretanto, caso a impedância equivalente do filtro seja alta (majoritariamente reativa) na banda de passagem do filtro concorrente, a interferência entre os canais TX e RX será considerável [85] pelo fato de haver o compartilhamento da porta (normalmente a porta destinada à antena) entre os canais dos filtros de transmissão (TX) e recepção (RX).

Logo, é necessário adicionar uma rede de adaptação para cancelar o efeito indesejado destas reatâncias. Uma possível técnica de cancelamento é a adição de linha de transmissão de um quarto de comprimento de onda na porta de cada canal do filtro, como indicado na Figura A.18. Note que, comprimento da linha de transmissão corresponde à frequência de operação do canal concorrente. Isso garante uma impedância equivalente idealmente infinita do canal de transmissão para sinais na frequência de recepção e vice-versa:

$$Z_{eq_{TX}}(f_{RX}) \rightarrow \infty \quad (\text{A.41})$$

$$Z_{eq_{RX}}(f_{TX}) \rightarrow \infty \quad (\text{A.42})$$

Em outras palavras, as impedâncias de entrada de cada canal estão adaptadas de forma que estas não interfiram na resposta em frequência do canal adjacente, similar a um duplexador ideal (ilustrado previamente na Figura 2.16).

Tais linhas de transmissão podem ser convertidas para suas respectivas redes a parâmetros concentrados, como explicado previamente na Subseção 2.4.1. Por último, a Figura A.19 exhibe o circuito duplexador, a parâmetros concentrados, implementado via inversores de admitância.

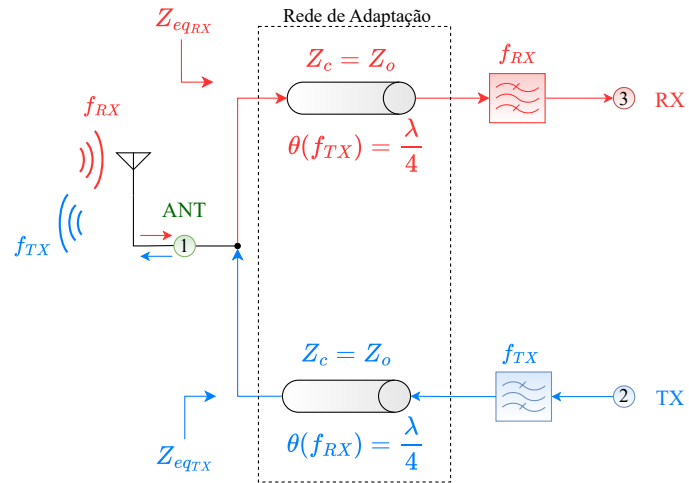


Figura A.18: Duplexador com rede de adaptação entre os canais de transmissão (TX) e recepção (RX).

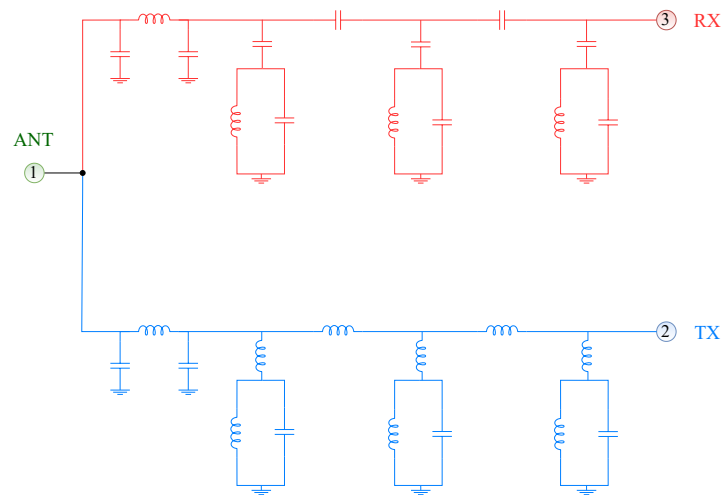


Figura A.19: Circuito do duplexador.

## Apêndice B

### Placas de Circuito Impresso (PCIs) confeccionadas e montadas.

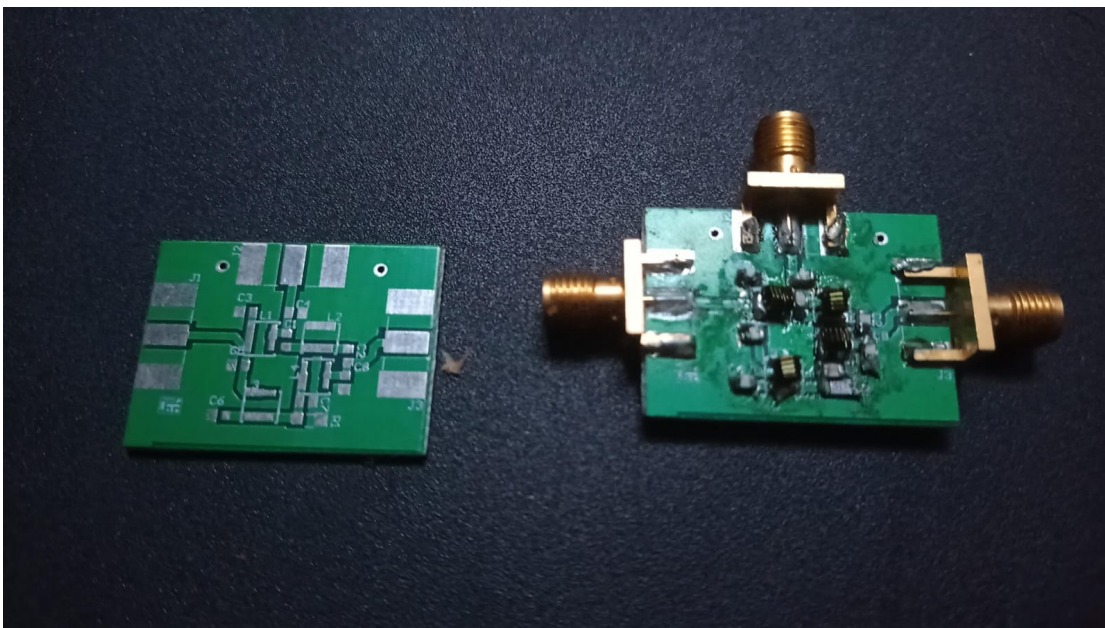


Figura B.1: Placa de Circuito Impresso do circulator: sem; e com os componentes eletrônicos soldados na placa.

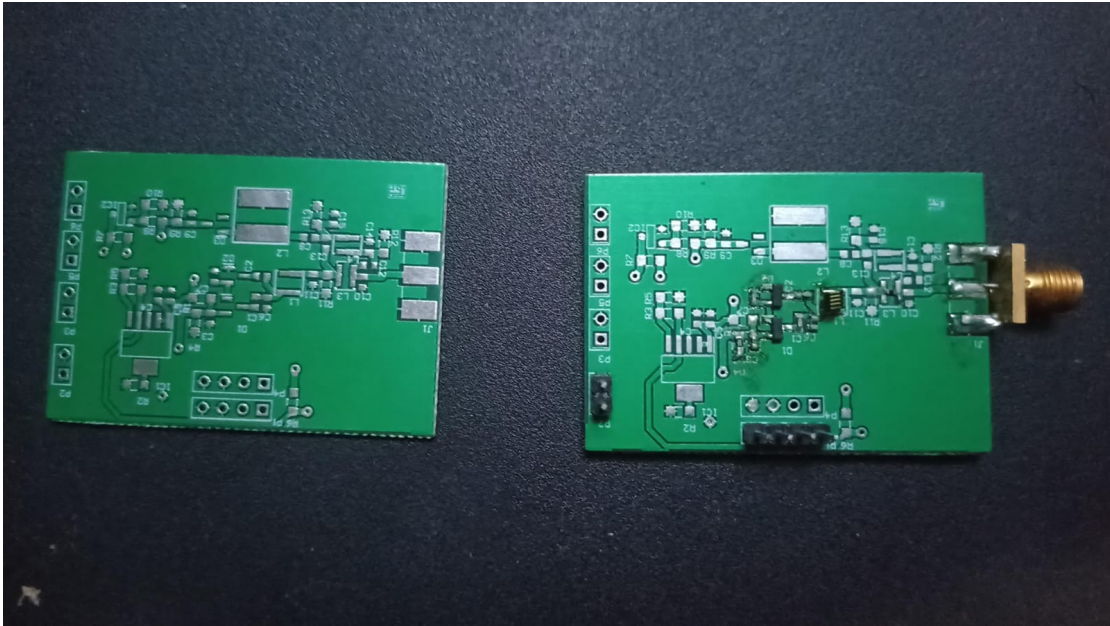


Figura B.2: Placa de Circuito Impresso do retificador RF-DC: sem; e com os componentes eletrônicos soldados na placa.

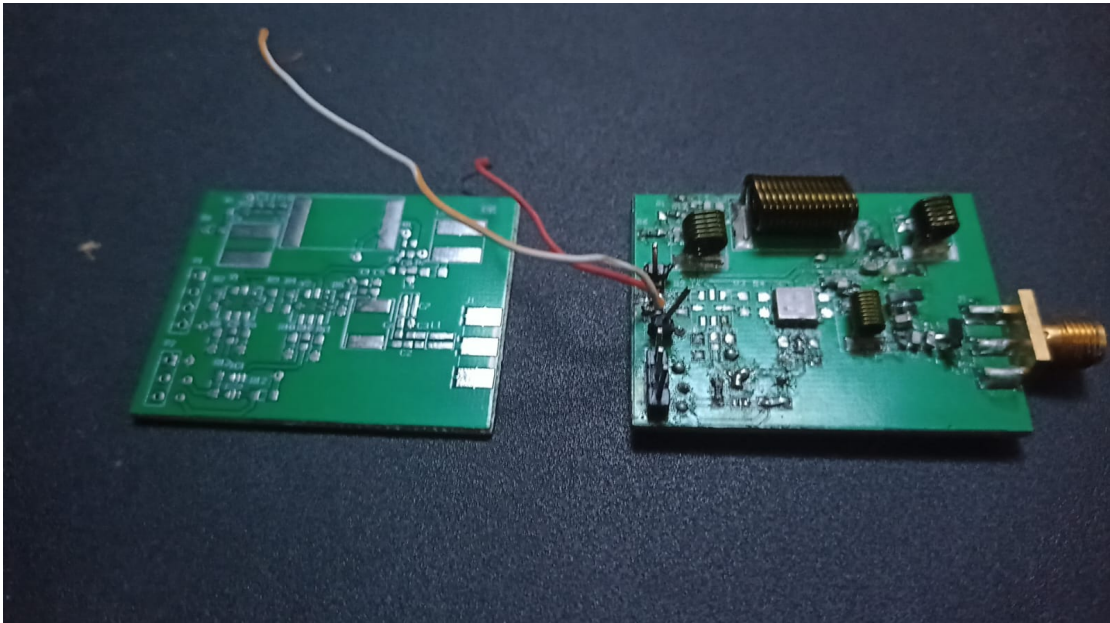


Figura B.3: Placa de Circuito Impresso do oscilador Colpitts: sem; e com os componentes eletrônicos soldados na placa.