



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

Dissertação de Mestrado

**Radiotransceptor *Full-duplex* para Sensores
Alimentado Remotamente**

Ramón Martinez Homs Neto

Salvador

Setembro - 2019

Ramón Martinez Homs Neto

Radiotransceptor *Full-duplex* para Sensores Alimentado
Remotamente

Dissertação de mestrado apresentada ao PPGEE
- Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica da Universidade Federal da Bahia, como
requisito parcial para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Robson Nunes de Lima

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Robson Nunes de Lima	-	UFBA
Prof. Dr. Eduardo Furtado de Simas Filho	-	UFBA
Prof. Dr. Maicon Deivid Pereira	-	UFBA
Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire	-	UFCG

Salvador
Setembro - 2019

Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema Universitário de Bibliotecas (SIBI/UFBA),
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Homs, Ramón Martínez

Radiotransceptor full-duplex para sensores
alimentado remotamente / Ramón Martínez Homs. --
Salvador, 2019.
126 f. : il

Orientador: Robson Nunes de Lima.

Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica) -- Universidade Federal da
Bahia, Escola Politécnica, 2019.

1. Transceptor. 2. Sem bateria. 3. Colheita de
energia. 4. Sensoriamento remoto. 5. Duplexador. I.
de Lima, Robson Nunes. II. Título.

Ramón Martínez Homs Neto

"Radiotransceptor Full – duplex para Sensores alimentado Remotamente"

Dissertação apresentada à Universidade Federal da Bahia, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de *Mestre*.

APROVADA em: 05 de Setembro de 2019.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Robson Nunes de Lima
Orientador - UFBA



Prof. Dr. Maicon Deivid Pereira
UFBA



Prof. Dr. Eduardo Furtado de Simas Filho
UFBA



Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire
UFCG

Dedicatória

À **Lídia da Silva Homs** e à **Mercedes Martinez Homs**, minha avó e minha tia, à minha esposa **Jamile Ferreira Brandão**, e à minha filha **Júlia Brandão Martinez Homs**, meu maior presente.

Agradecimentos

À minha avó e tia, Lídia e Mercedes, por demonstrarem todos os dias que o amor delas por mim não tem limites, por sempre acreditar em mim, e por terem me apoiado em todos os desafios. Vocês sabem exatamente todo o esforço e os sacrifícios feitos até aqui. Isto é o mínimo que posso fazer para demonstrar respeito e profunda gratidão pela oportunidade que me deram. Sem vocês, isto não seria possível.

À minha esposa Jamile, por viver ao meu lado todos os momentos difíceis, pela compreensão de tanto tempo dedicado ao desenvolvimento deste trabalho, por sempre apoiar as minhas decisões e por acreditar em mim.

À minha filha Júlia, que sempre foi e sempre será a minha maior motivação. Sem você, eu não teria a força de vontade que tenho para superar tantos desafios. Sempre foi por você. Espero deixar, através deste trabalho, um ótimo exemplo para que você no mínimo siga os passos do papai para poder ir mais longe.

Ao professor Robson Nunes de Lima, por ter dedicado o seu tempo e paciência durante o desenvolvimento deste trabalho, por sempre estar presente nas dúvidas, e por demonstrar que posso ir além do meu limite.

Ao SENAI CIMATEC, pelo suporte. À minha família da Área de Eletrônica Embarcada do SENAI, aos amigos do LDE - Laboratório de Dispositivos Eletromagnéticos, e aos amigos do BIR - Instituto Brasileiro de Robótica.

Epígrafe

“If you want a thing bad enough to go out and fight for it, to work day and night for it, to give up your time, your peace and sleep for it. If all that you dream and scheme is about it, and life seems useless and worthless without it. If you gladly sweat for it and fret for it and plan for it and lose all your terror of the opposition for it. If you simply go after that thing that you want with all your capacity, strength and sagacity, faith hope and confidence and stern pertinacity. If neither cold, poverty, famine, nor gout, sickness nor pain, of body and brain, can keep you away from the thing that you want. If dogged and grim you beseech and beset it, with the help of God, you’ll get it!”

(Les Brown)

Resumo

ESTE trabalho apresenta a metodologia adotada para o desenvolvimento da interface de radiofrequência (RF) de um transceptor *full-duplex* capaz de viabilizar medições de grandezas físicas por meio de sensores capacitivos e indutivos incorporados a um oscilador. O suprimento de energia do transceptor é captado de ondas eletromagnéticas transmitidas por uma unidade central remota, não sendo necessário o uso de baterias para sua operação. Para tornar este sistema de medição viável, ele faz uso da comunicação full-duplex. Este sistema consiste em um duplexador que permite a separação entre transmissão e recepção enquanto estas compartilham a mesma antena simultaneamente; de um oscilador Colpitts, cuja tensão de alimentação é obtida a partir de um retificador. Este oscilador funciona tanto como um sistema de medição como um transmissor de RF, cuja frequência é modulada por meio de um sensor de umidade relativa. O dimensionamento destes circuitos, as especificações dos componentes e a definição de topologias, bem como toda a fundamentação teórica necessária, são descritos de forma detalhada neste trabalho. As simulações e medições desenvolvidas apresentaram resultados satisfatórios para o propósito do projeto. Com o intuito de validar as técnicas propostas, foi desenvolvido um protótipo deste sistema operando em torno de 27 MHz, mais precisamente em 26 MHz para transmissão e 28 MHz para recepção na unidade de medição. As características de operação do protótipo em função da distância foram avaliadas em uma câmara semianecóica e para funcionar, o transceptor necessita captar uma potência de 8,5 dBm. Assim, com base nas antenas utilizadas no protótipo, foi possível alimentá-lo remotamente a uma distância de 5 m.

Palavras-Chave

Transceptor; Sem bateria; Colheita de energia; Sensoriamento remoto; Duplexador.

Abstract

THIS work presents the methodology adopted for the development of the radiofrequency (RF) interface of a full-duplex transceiver capable of making measurements of physical quantities through capacitive and inductive sensors incorporated into an oscillator. The power supply of the transceiver is harvested from electromagnetic waves transmitted by a remote central unit, eliminating thus the use of batteries for its operation. To make this measurement system feasible, it makes use of full-duplex communication. This system consists of a duplexer that allows the separation between transmission and reception while they share the same antenna simultaneously; of a Colpitts oscillator, whose supply voltage is obtained from a rectifier. This oscillator functions as both a measuring system and an RF transmitter whose frequency is modulated by means of a relative humidity sensor. The design of these circuits, the specifications of the components and the definition of topologies, as well as all the necessary theoretical basis, are described in detail in this work. The simulations and measurements developed presented satisfactory results for the purpose of the project. In order to validate the proposed technique, a prototype of this system was developed operating around 27 MHz, more precisely being at 26 MHz for transmission and at 28 MHz for reception in the measurement unit. The simulation and measurement results were satisfactory for the purpose of the project. The operating characteristics of the prototype as a function of distance were evaluated in a semi-anechoic chamber and in order to function, the transceiver needs to capture a power of 8.5 dBm. Thus, based on the antennas used in the prototype, it was possible to feed it remotely at a distance of 5 m.

Keywords

Transceiver; Batteryless; Energy harvesting; Remote sensing; Duplexer;

Índice

Dedicatória	vii
Agradecimentos	ix
Epígrafe	xi
Resumo	xiii
Abstract	xv
Índice	xvii
Lista de Acrônimos	xix
Lista de Figuras	xxi
Lista de Tabelas	xxvii
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	1
1.1.1 História da Telemetria	1
1.1.2 Aplicações da Telemetria	4
1.2 Proposta e objetivos	7
1.3 Estrutura da Dissertação	9
2 Fundamentação Teórica	11
2.1 Arquitetura do Transceptor	11

2.2	Transmissão e recepção	14
2.2.1	Análise do circulador	14
2.2.2	Análise do Duplexador	20
2.3	Análise do Enlace	34
2.4	Colheita de Energia	38
2.4.1	Conversor RF-DC	39
2.5	Sistema de Medição - Oscilador	46
2.5.1	Oscilador Colpitts	50
2.5.2	Integração do Sensor ao Oscilador	53
3	Validação da Técnica Proposta	55
3.1	Medições da Potência Disponível na Unidade de Medição	55
3.2	Simulações	58
3.2.1	Duplexador	58
3.2.2	Conversor RF-DC	63
3.2.3	Sistema de Medição - Oscilador Colpitts	67
3.2.4	Integração dos Blocos	70
3.3	Implementação do Protótipo	74
3.3.1	Desenvolvimento da PCI	74
3.3.2	Medição dos Parâmetros dos Circuitos	76
3.3.3	Testes e Medições de Umidade Relativa	81
4	Considerações Finais	87
4.1	Conclusões	87
4.2	Artigos Publicados	89
4.3	Trabalhos Futuros	89
	Referências Bibliográficas	91
	Apêndice	94
A	Integração com Microncontrolador de Ultra Baixo Consumo	95

Lista de Acrônimos

Para rápida referência, segue abaixo em ordem alfabética a lista dos acrônimos (siglas) encontrados no texto.

- **AC** - (*Alternating current* - Corrente alternada);
- **AM** - (*Amplitude modulation* - Modulação em amplitude);
- **ASK** - (*Amplitude-shift keying* - Chaveamento em amplitude);
- **CW** - (*Continous wave* - Onda contínua);
- **dB** - (Decibel);
- **dBm** - (Decibel-miliwatt);
- **DC** - (*Direct current* - Corrente contínua);
- **FM** - (*Frequency Modulation* - Modulação em frequência);
- **GB** - *Gigabyte*;
- **IMD** - (*Implantable medical device* - Dispositivo médico implantável);
- **INMETRO** - (Instituto Nacional de Metrologia);
- **LDO** - (*Low dropout* - Baixa queda);
- **MOSFET** - (*Metal oxide semiconductor field effect transistor* - Transistor de efeito de campo semicondutor metal óxido)
- **NMOS** - (*nFET Metal oxide semiconductor* - nFET semicondutor metal óxido);
- **OOK** - (*On-off keying* - Chaveamento ligado -desligado);
- **Parâmetros S** - (*Scattering parameters* - Parâmetros de espalhamento);
- **PCI** - (Placa de Circuito Impresso);
- **PMOS** - (*pFET Metal oxide semiconductor* - pFET semicondutor metal óxido);
- **RF** - (*Radio frequency* - Radiofrequência);
- **RF-DC** - (*Radio frequency-Direct current* - Radiofrequência-Corrente contínua);
- **RFID** - (*Radio frequency identification* - Identificação por radiofrequência);
- **RX** - (Recepção);
- **TEM** - (*Transverse electromagnetic modes* - Modos eletromagnéticos transversais);
- **TJB** - (Transistor de junção bipolar);
- **TX** - (Transmissão);

- **UR** - (Umidade relativa);
- **VHF** - (*Very high frequency* - Frequência muito alta);
- **VSWR** - (*Voltage standing wave ratio* - Relação de ondas estacionárias de tensão);

Lista de Figuras

1.1	Transmissor de rádio projetado por William Blair em 1927, usando um oscilador CW com válvula. Fonte: [1]	3
1.2	Diagrama básico de um sistema RFID.	7
2.1	Tipos de comunicação: a) <i>simplex</i> ; b) <i>half-duplex</i> ; c) <i>full-duplex</i> - duas antenas, d) <i>full-duplex</i> - antena compartilhada.	12
2.2	Matrizes de espalhamento do duplexador	13
2.3	Diagramas da unidade central e da unidade de medição.	14
2.4	Rede de duas portas.	15
2.5	Determinação da matriz S do quase-circulador: a) Gerador conectado na porta 1; b) Gerador conectado na porta 2; c) Gerador conectado na porta 3.	18
2.6	Matrizes de espalhamento do circulador [Sc] e quase-circulador [Sqc].	19
2.7	Esquema de conexão dos filtros passa-baixas.	20
2.8	Matriz S do duplexador	21
2.9	Respostas em frequência dos filtros Butterworth, Chebyshev, Bessel e Elíptico.	22
2.10	Protótipos normalizados do filtro passa-baixas.	24
2.11	Transformação dos elementos do protótipo passa-baixas para o passa-faixa.	25
2.12	Inversores de impedância (K) e admitância (J).	26
2.13	Inversão de elementos capacitivos e indutivos.	26
2.14	Protótipo passa-baixas modificado com inversores.	26
2.15	Protótipo passa-faixa modificado com inversores.	27
2.16	Redes em π e em T para inversores de imitância.	28
2.17	Filtro passa-faixa com inversores de admitância.	29

2.18 a) Ressonador a três elementos com reatância capacitiva em série - Tipo I. b) Magnitude da impedância em função da frequência. c) Fase da impedância em função da frequência.	32
2.19 a) Ressonador de três elementos com reatância indutiva em série - Tipo II. b) Magnitude da impedância em função da frequência. c) Fase da impedância em função da frequência.	32
2.20 Circuito do duplexador.	33
2.21 Diretividade de uma antena.	36
2.22 a) Circuito <i>clamping</i> ; b) Circuito retificador.	40
2.23 Retificador Dickson de dois estágios.	41
2.24 Retificador Greinacher espelhado e gráfico com tensões de entrada e saída.	42
2.25 Retificador Greinacher espelhado de dois estágios.	42
2.26 Topologia de retificadores com MOSFETs: (a) NMOS retificador dobrador, (b) NMOS retificador em ponte com entrada diferencial, (c) NMOS retificador em ponte com entrada diferencial e <i>gates</i> cruzados, (d) NMOS-PMOS retificador em ponte com entrada diferencial e <i>gates</i> cruzados	43
2.27 Circuito retificador com adaptação de impedância na entrada e regulador de tensão na saída.	45
2.28 Ressonador em paralelo.	46
2.29 Resposta do ressonador em paralelo a um impulso de corrente.	46
2.30 Diagrama do oscilador.	47
2.31 Topologias de amplificadores TJB com defasamento de 0° e 180°	49
2.32 Exemplos de redes LC com defasamento de 0° e 180°	49
2.33 Determinação da função ganho de laço.	50
2.34 a) Oscilador Colpitts; b) Modelo do transistor; c) Determinando $A_L(s)$	50
2.35 Determinando $A_{L(s)}$ para o oscilador Colpitts.	51
2.36 Modelo do indutor com resistência em série e seu equivalente com resistência em paralelo.	52
2.37 Circuito equivalente com transformador.	53
2.38 Circuito do oscilador Colpitts com sensor capacitivo integrado a rede seletiva de frequência.	54

3.1	Antenas monopolo.	56
3.2	Diagrama do esquema de medição da potência disponível na unidade de medição. . .	56
3.3	<i>Setup</i> de medição da potência disponível na unidade de medição.	57
3.4	Atenuação do espaço livre e potência recebida em função da distância - 27 MHz e ganho de 0 dB.	57
3.5	Filtro do canal TX do duplexador.	59
3.6	Filtro do canal RX do duplexador.	59
3.7	Esquemático da simulação de parâmetros S do duplexador.	60
3.8	Resultados da simulação do duplexador - Parâmetros S - Parte I.	60
3.9	Resultados da simulação do duplexador - Parâmetros S - Parte II.	61
3.10	Esquemático da simulação AC do duplexador - Recepção.	62
3.11	Resultado da simulação AC do duplexador - Potências nas portas TX e RX em função da frequência - Recepção.	62
3.12	Esquemático da simulação AC do duplexador - Transmissão.	62
3.13	Resultado da simulação AC do duplexador - Potências nas portas TX e RX em função da frequência - Transmissão.	63
3.14	Esquemático da simulação do retificador.	64
3.15	Resultado da simulação <i>Harmonic Balance</i> do retificador - Tensão na saída (V_{out}) e corrente na saída (I_{out}) em função da resistência da carga.	64
3.16	Resultado da simulação do retificador - Tensão na entrada (V_{in}) e tensão de referência (V_{ref}) em função do tempo.	65
3.17	Resultado da simulação do retificador - Tensão na saída (V_{out}) e corrente na saída (I_{out}) em função do tempo.	65
3.18	Resultado da simulação do retificador - Tensão de <i>ripple</i> (V_{rip}).	66
3.19	Resultado da simulação do retificador - Potência na saída (P_{out}) e eficiência em função da resistência da carga.	66
3.20	Resultado da simulação do retificador - Potência na saída (P_{out}) e eficiência em função da potência na entrada P_{in}	67
3.21	Sensor capacitivo de umidade relativa - HS1101LF.	67
3.22	Simulação da polarização DC do transistor do oscilador.	68
3.23	Esquemático da simulação do oscilador - <i>harmonic balance</i>	69

3.24	Resultado da simulação do oscilador - Frequência em função da variação da capacitância (pF) do sensor e tensão de saída (V_{out}) em função do tempo.	69
3.25	Resultado da simulação do oscilador - Potência total (P_{to}) e potência na saída (P_{out}) em função da variação da capacitância (pF) do sensor.	70
3.26	Eficiência do oscilador Colpitts em função da faixa de capacitância (pF) do sensor.	70
3.27	Esquemático da simulação da integração do retificador ao duplexador.	71
3.28	Resultado da simulação da integração do retificador ao duplexador - V_{Out} e I_{out}	71
3.29	Resultado da simulação da integração do retificador ao duplexador - P_{out}	72
3.30	Esquemático da simulação da integração do oscilador ao duplexador.	72
3.31	Resultado da simulação da integração do oscilador ao duplexador - Potência total (P_{to}) e potência na saída (P_{out}) em função da faixa de capacitância do sensor.	73
3.32	Resultado da simulação da integração do oscilador ao duplexador - Frequência em função da faixa de capacitância do sensor e tensão de saída (V_{out}) em função do tempo.	73
3.33	Resultado da simulação da integração do oscilador ao duplexador - Potência na saída do oscilador (P_{out}) e potência entregue a antena (P_{ANT}).	73
3.34	Esquemático do transceptor da unidade de medição.	74
3.35	<i>Layout</i> do transceptor da unidade de medição.	75
3.36	Fabricação e montagem dos componentes na PCI.	75
3.37	Conexões para medição dos parâmetros do duplexador: a) S_{23} e S_{32} ; b) S_{12} e o S_{21}	76
3.38	<i>Setup</i> de medição dos parâmetros do duplexador com o analisador de redes: a) S_{23} e S_{32} ; b) S_{13} e o S_{31}	76
3.39	Parâmetro S_{12} do duplexador - Coeficiente de transmissão ($2 \rightarrow 1$) do filtro TX.	77
3.40	Parâmetro S_{31} do duplexador - Coeficiente de transmissão ($1 \rightarrow 3$) do filtro RX.	77
3.41	Parâmetro S_{23} do duplexador - Isolação entre os filtros TX e RX ($3 \rightarrow 2$).	78
3.42	Parâmetro S_{32} do duplexador - Isolação entre os filtros TX e RX ($2 \rightarrow 3$).	78
3.43	Resultados e comparação entre os parâmetros de espalhamento simulados e medidos.	79
3.44	<i>Setup</i> de medição da tensão e corrente de saída do conversor RF-DC (<i>Setup</i> conforme simulação apresentada na Figura 3.27).	79
3.45	Tensão de referência (V_{ref}) do circuito de <i>clamping</i> retificador (Osciloscópio - $1\text{ M}\Omega$ - 700mV/div e $200\mu\text{s/div}$).	80
3.46	Tensão de saída (V_{out}) do retificador (Osciloscópio - $1\text{ M}\Omega$ - 400mV/div e $500\mu\text{s/div}$).	81

3.47 Tensão de saída (V_{out}) do oscilador (Osciloscópio - $50\ \Omega$).	82
3.48 Potência de saída (P_{out}) do oscilador.	82
3.49 Duplexador conectado diretamente a unidade de medição para conexão com gerador e receptor.	83
3.50 Medição da umidade relativa em ambiente controlado.	83
3.51 Resultado da medição da umidade relativa.	84
3.52 Setup para medição na câmara semianecóica.	85
4.1 <i>Best Paper Award</i>	89
A.1 Diagrama da unidade de medição com microcontrolador de ultra baixo consumo. . .	95
A.2 Circuito RC.	96
A.3 Modulação ASK <i>on-off keying</i>	97
A.4 Parâmetros do microcontrolador de ultra baixo consumo MSP430F2274.	97
A.5 Kit de desenvolvimento eZ430-RF2500 da Texas Instruments com Microcontrolador de ultra baixo consumo MSP430F2274.	98

Lista de Tabelas

- 3.1 Resultados da simulação do duplexador - Parâmetros S (magnitude/fase) - Porta 2 (TX) e porta 3 (RX). Fonte: Autoria própria. 61
- 3.2 Características do sensor - Umidade relativa em função da capacitância. Fonte: [2] . 68

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

MEDIÇÃO é o processo que reúne um conjunto de operações com o objetivo de associar números com grandezas físicas e fenômenos. A medição é fundamental para a ciência, engenharia, medicina e quase todas as atividades cotidianas. Por esse motivo, os elementos, as condições, as limitações e os fundamentos teóricos da medição sempre foram alvos de pesquisa na comunidade científica. Atualmente a maior parte dos sistemas de medição faz uso da tecnologia dos dispositivos de comunicação para transmissão de dados. Obviamente a integração destes dispositivos proporciona uma série de benefícios aos sistemas de medição. Essa integração é implementada através de uma tecnologia específica chamada telemetria. Etimologicamente, a palavra telemetria é de origem Grega em que: *tele* significa “remoto” e *metron* significa “medida”. A telemetria permite a realização da medição e do monitoramento das diversas grandezas físicas à distância, sendo implementada, geralmente, por meio da transmissão de informações entre uma unidade remota e uma unidade local. Essa tecnologia viabiliza um enlace, através de ondas eletromagnéticas, ondas mecânicas, cabos elétricos e fibras ópticas. Dada a importância e a gama de aplicações da telemetria, esta pesquisa está focada na implementação de um rádio transceptor para sensores. A seguir, será apresentado um breve histórico da telemetria, bem como exemplos de aplicações, além das justificativas e objetivos para o desenvolvimento desta pesquisa.

1.1.1 História da Telemetria

A história da telemetria é muito extensa e possui mais de 170 anos, segundo o artigo “*The Origins of Space Telemetry - Wilfrid J. Mayo-Wells - The Johns Hopkins University Press and the Society for the History of Technology - 1963*” [3], sua história possui marco inicial em 1845 com o B. S. Yakobi ao estabelecer um dos primeiros circuitos de transmissão de dados (informações

logísticas) entre o Palácio de Inverno do Czar e a Sede do Exército Russo. Em 1913-1914 foi implementada de forma ampla, durante a abertura do Canal do Panamá, com um extenso sistema de telemetria para reportar, não só o nível da água, como também alguns fenômenos físicos [3]. Esses acontecimentos demonstram o uso da telemetria com transmissão dos dados através de cabos elétricos. Para entender como surgiu a telemetria sem fio ou radiotelemetria é preciso antes relembrar brevemente a história do rádio, uma vez que diversas contribuições para o seu desenvolvimento aconteceram concorrentemente aos avanços da telemetria.

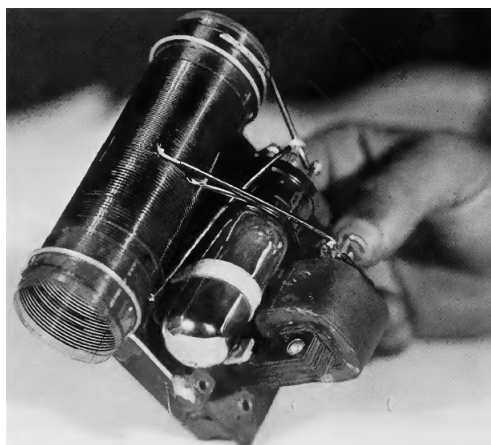
A começar por uma das contribuições mais importantes, a demonstração do fenômeno da indutância mútua desenvolvida pelo trabalho de Faraday e Henry, em que se demonstrou que correntes elétricas variáveis no tempo podiam produzir efeitos em um circuito não conectado por fios à fonte da corrente. Essas contribuições foram fundamentadas através do desenvolvimento e da publicação das teorias, que hoje são a base do eletromagnetismo, por James Clerk Maxwell em “A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field - 1864” e “A Treatise on Electricity and Magnetism - 1873”. As teorias de Maxwell foram confirmadas por Heinrich Rudolf Hertz ao demonstrar, em 1888, a existência, a propagação, e a forma de controlar a frequência das ondas eletromagnéticas. Logo após, Guglielmo Marconi, com influência de algumas contribuições apresentadas por Nikola Tesla, começou a desenvolver o primeiro telégrafo sem fio em 1894 e em 1896 demonstrou que um sistema prático de transmissão sem fio, com alcance de cerca de 10 km, era possível [1]. Além disso, Marconi obteve sucesso em 1899 ao realizar a primeira transmissão sem fios do código Morse através do Canal da Mancha. É importante mencionar também que Guglielmo Marconi e Karl Ferdinand Braun ganharam em 1909 o Prêmio Nobel de Física por suas contribuições no desenvolvimento do telégrafo sem fio. Em 1900 temos as primeiras transmissões sem fio da voz por meio da modulação AM - *Amplitude Modulation*. Todavia somente a partir de 1906, a radiodifusão foi possível com a invenção do triodo (válvula eletrônica), por Lee de Forest, que permaneceu como a tecnologia central (até a invenção do transistor) na amplificação dos sinais de rádio nos transmissores e receptores.

Em meio às contribuições importantes no desenvolvimento do rádio, tem-se a invenção de um dispositivo que permitiu a origem da tecnologia da telemetria sem fio. Essa conexão foi estabelecida através da invenção do oscilador CW - *Continuous Wave* com a válvula triodo. Foram os aperfeiçoamentos realizados na válvula triodo de Lee de Forest que permitiram o desenvolvimento dos osciladores CW, que por sua vez, tornaram possível a origem da telemetria sem fio. A realização da transmissão de dados de medições sem fio surgiu em um dos campos mais experientes em medições na época, a meteorologia. A origem se dá entre 1920 e 1930 com o invento da radiossonda, cuja evolução, conforme mencionado, foi determinada principalmente por avanços na tecnologia de rádio. Em outras palavras, a base teórica necessária para a radiossonda já existia muito tempo antes de tal instrumento ser produzido. No entanto, a possibilidade de conexão entre os sensores presentes no balão e uma estação terrestre, via rádio, dependia do desenvolvimento de transmissores com ta-

manho, peso, potência e capacidade adequados para sobreviver às temperaturas e pressões às quais os balões eram submetidos. É aqui, nesse contexto, que entra o oscilador CW com a válvula triodo. Desde 1912, e também durante o período da primeira guerra mundial (1914-1918), as válvulas triodo foram aprimoradas e surgiram os novos transmissores à bateria, com baixo consumo, utilizando válvulas menores, desenvolvidos para fins militares durante a primeira guerra. A descrição destes avanços apareceram na literatura pós-guerra de forma que tornou possível a sua implementação na operação da radiossonda em balões [1].

Os primeiros trabalhos desenvolvidos com radiossondas até 1924 representavam um grande avanço na telemetria, além de demonstrar também a metodologia para alocar as informações das grandezas físicas em ondas de rádio. Todavia, os dispositivos concebidos baseavam-se na primitiva, e pouco eficiente, tecnologia de centelha para gerar e transmitir sinais de rádio. Somente em 1927, houve uma adaptação da tecnologia de centelha pelos osciladores à válvula para transmissão de ondas de rádio contínuas a partir de balões livres. Este fato está registrado na história da telemetria sem fio com a publicação do trabalho de Idrac, P. e R. Bureau (1927 - *Experiences sur la propagation des sondes radiotelegraphiques en altitude. Comptes Rendus*, 184:691-692.). O trabalho desenvolvido no Escritório Nacional de Meteorologia da França levou-nos a primeira transmissão de um balão com um oscilador CW. A Figura 1.1 exibe um radiotransmissor com oscilador CW projetado por Blair em 1927. Assim, a radiossonda, de uma perspectiva histórica, é importante não só pelo fato de ser utilizada até hoje, mas também porque representa a evolução da telemetria por fios para a radiotelemetria.

Figura 1.1: Transmissor de rádio projetado por William Blair em 1927, usando um oscilador CW com válvula. Fonte: [1]



Não há dúvidas de que os sistemas de monitoramento baseados em telemetria avançaram significativamente em funcionalidade, sofisticação, confiabilidade e flexibilidade, desde então. De fato, a gama de aplicações para telemetria expandiu-se significativamente, com a meteorologia,

ciência espacial, medicina, inteligência militar, agricultura e automobilismo sendo estes apenas alguns dos campos que se beneficiaram com isso.

1.1.2 Aplicações da Telemetria

O fato de a telemetria permitir, de forma remota e versátil, a medição de grandezas físicas distintas ou a aquisição de praticamente quaisquer informações de interesse do usuário, a faz possuir um enorme potencial de aplicação. Por tal motivo, é atualmente empregada em uma vasta gama de aplicações em distintas áreas do mercado e da pesquisa. Ainda que se comentasse de forma breve todas as suas aplicações, isto demandaria uma quantidade considerável de trabalho e tempo. Torna-se mais adequado, por conseguinte, demonstrar sucintamente os exemplos de algumas das grandes áreas em que a telemetria é implementada com grande potencial.

A começar pela meteorologia, que em concordância com o que já foi citado, pode ser considerada o berço da telemetria sem fio, e que ainda emprega largamente a telemetria nos dias atuais. O monitoramento dos dados meteorológicos também pode ser utilizado na agricultura, na aviação, em canteiros de obra e também em usinas hidrelétricas. Atualmente, diversas variáveis climáticas como temperatura, radiação solar, pressão atmosférica, direção, velocidade e rajada de vento, precipitação pluviométrica e umidade relativa, podem ser coletadas e monitoradas por meio dos diversos tipos de sensores presentes em estações meteorológicas [4]. Os sensores das estações meteorológicas podem incluir: termômetro - para medições de temperaturas; higrômetro - para medições de umidade relativa (quantidade de vapor de água no ar) que influencia outros fatores ambientais e cálculos como precipitação, neblina, ponto de orvalho e índice de calor; barômetro - para medir a pressão atmosférica que pode ajudar a prever o clima futuro com base nas variações detectadas por ele; anemômetro - para medir a velocidade instantânea, média, máxima e mínima do vento; cata-vento - para determinar a direção que o vento sopra; pluviômetro - para medir e gerar alertas de chuva ou precipitação líquida [5]. Os dados fornecidos por estações meteorológicas são utilizados para medir as condições climáticas atuais, para prever a previsão do tempo no futuro e também para notificar possibilidade de desastres naturais. Existem hoje um grande número de empresas que desenvolvem estações meteorológicas e que também prestam serviço de telemetria nesta área [4], [5], [6], [7], [8], o que demonstra claramente o potencial econômico na meteorologia.

Igualmente ao campo da meteorologia, a telemetria tornou-se um recurso valioso e tem proporcionado resultados surpreendentes aos profissionais da agricultura [9],[10]. Há tempos que a agricultura vem inovando, evoluindo e crescendo ao integrar recursos tecnológicos, como a telemetria por exemplo, para otimizar as etapas da cadeia de produção. Essa tendência é atualmente conhecida como agricultura de precisão. Auxiliado pela telemetria, os produtores rurais possuem inúmeras vantagens que possibilitam aprimorar o gerenciamento dos seus ativos e extrair o máximo do potencial em todas as etapas de produção nas lavouras, com tudo isso podendo ser feito

a distância. Na agricultura de precisão, a telemetria consiste em um conjunto de dispositivos com sensores integrados e embarcados nas máquinas que passam a coletar dados sobre o solo, o clima e a plantação, além de também permitir comandar ou rastrear equipamentos. Informações como temperatura, umidade relativa, umidade do solo, velocidade e direção do vento, precipitação, radiação solar, imagens, condições climáticas no momento da pulverização, os mapas do horário em que o processo foi realizado, assim como dados sobre o próprio funcionamento da máquina (temperatura e rotação do motor, pressão do óleo e consumo de combustível), podem ser transmitidos em tempo real, por meio de RF, satélite ou telefonia móvel [9]. Graças ao acompanhamento em tempo real das informações retiradas do campo, os empresários são capazes de saber de forma imediata se alguma máquina apresentou falhas e gerir com mais eficiência os processos de manutenção, assim como realizar rapidamente os ajustes e as correções necessárias na produção. Dessa forma, o sistema pode não só elevar a sua produtividade, como também gerar uma redução de custos de 3% a 15% [10].

Outra área de aplicação que também exerce forte uso da telemetria é a categoria mais avançada e mais popular da modalidade de automobilismo do mundo, a Fórmula 1. Praticamente quase nenhum outro tipo de automobilismo faz uso da telemetria tão eficientemente como a Fórmula 1. Um carro de Fórmula 1 pode embarcar centenas de sensores de monitoramento e transmitir em uma única corrida cerca de 2 GB a 3 GB de dados. Na pista, o carro envia dados sobre a pressão dos pneus e do óleo, suspensão, motor, velocidade, temperatura do óleo e da água, transmissão e seleção de marchas, consumo de combustível, frenagem, chassi, aerodinâmica, entre outros. Somente em relação ao motor, os dispositivos embarcados atuam no monitoramento e ajuste do sistema de injeção de combustível, no controle do sistema de ignição, e também no controle de sistemas auxiliares, como os aceleradores, que são monitorados através dos sensores no pedal. À luz dessas informações, fica claro que a telemetria é indispensável na Fórmula 1, tendo em vista que sem o seu auxílio seria simplesmente impossível monitorar continuamente todos os dados essenciais para o ótimo desempenho nas competições [11, 12].

O uso da telemetria na área da mineração permite também uma avaliação rápida dos minérios de forma que a extração possa ser otimizada. É possível também registrar e armazenar dados em tempo real que podem ser usados para análises precisas e para desenvolver algoritmos operacionais [13]. Outro exemplo está no uso da telemetria para estudar o comportamento animal, suas funções e o seu ambiente. Os pesquisadores utilizam etiquetas (*tags*) com sensores de pressão e temperatura para monitorar animais e o meio ambiente. As etiquetas podem armazenar ou arquivar informações dos sensores, ou ainda transmitir as informações para um dispositivo receptor portátil ou via satélite. Para animais marinhos, como focas e leões marinhos, as etiquetas podem informar os cientistas sobre a temperatura corporal do animal, a profundidade em que mergulham no oceano, a velocidade de deslocamento, os movimentos da nadadeira e a localização [14]. Enfim, são diversas as oportunidades para aplicação dessa tecnologia que prova ser tão útil e versátil ao integrar sistemas de medição com

sistemas de comunicação sem fio.

Por final, embora não menos importante, muito pelo contrário, é preciso comentar sobre o potencial de inovação da telemetria na área de saúde. Sim, nesse contexto, tem-se a biotelemetria que permite a medição de sinais fisiológicos à distância, por meio de sensores apropriados, pós-processamento, e geralmente a transmissão dos dados para um equipamento externo de onde pode ser realizado controle ou monitoramento. Dentro dessa aplicação da telemetria estão os dispositivos médicos implantáveis (IMD - *Implantable Medical Device*) que nos últimos 50 anos têm se tornado uma ferramenta muito importante para médicos e pesquisadores. Os IMDs viabilizam o desenvolvimento de aplicações diagnósticas, que a princípio monitoram sinais fisiológicos, como o eletrocardiograma, pressão arterial, nível de oxigênio, temperatura, glicose, pressão ocular, marca-passos, estimuladores elétricos funcionais, entre outros [15, 16, 17, 18]. De fato, uma enorme quantidade de pessoas em todo o mundo dependem de dispositivos médicos para dar suporte e melhorar a qualidade de suas vidas. Logo, os dispositivos implantáveis atualmente despertam grande interesse em pesquisadores no campo de pesquisa biomédica [19, 20]. A princípio, os dispositivos que necessitam de uma conexão com fio apresentam problemas como o risco de inflamação e infecção, além de eventuais rupturas mecânicas, especialmente para aplicações de longo prazo. Portanto, o que todos os IMDs têm em comum é a necessidade da inclusão de uma interface de comunicação sem fio que viabilize o controle e monitoramento remoto do mesmo. Com a evolução da tecnologia, novos IMDs estão sendo desenvolvidos, e espera-se que seu uso aumente rapidamente, principalmente com novos dispositivos que permitem a interação em tempo real com a unidade implantada sem qualquer danos na pele, monitorando os sinais dos pacientes sem que apresente qualquer desconforto. Neste aspecto, entende-se claramente que, uma vez implantado, o acesso ao IMD é um fator crítico, não só para estabelecer comunicação, como também para uma eventual manutenção no implante. Isso faz com que a alimentação do implante torne-se um verdadeiro desafio. Para contornar este problema, existem duas abordagens, a primeira é utilizar uma bateria e a segunda é alimentar o IMD remotamente por meio da energia proveniente de um sinal, como por exemplo, um sinal de RF. As desvantagens de se utilizar bateria estão relacionadas à sua vida útil (necessidade de cirurgia para troca) e ao volume ocupado no IMD, isto faz com que a segunda abordagem seja muito mais atrativa.

Enfim, essas são algumas das áreas mais importantes que fazem uso constante da telemetria em diferentes aplicações e tarefas. Uma vez que foi descrito o que é a telemetria, onde surgiu, e como se aplica, serão apresentadas em seguida a proposta do projeto a ser desenvolvido, assim como as justificativas e objetivos do seu desenvolvimento.

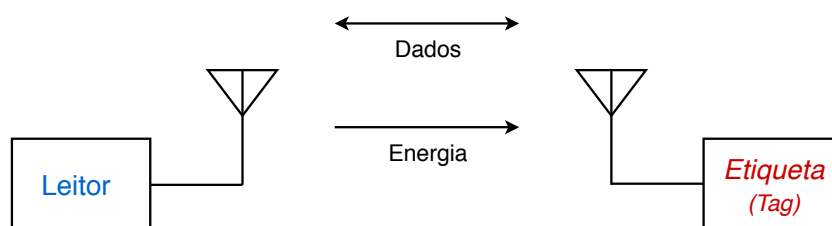
1.2 Proposta e objetivos

De fato, o mundo dos sensores tem interceptado e usufruído do mundo das comunicações sem-fio, seja para viabilizar a obtenção de informações de grandezas físicas remotamente, seja para captar energia contida em ondas eletromagnéticas. Isso pode ser corroborado também pelas redes de sensores sem-fio, cuja comunicação é provida por um radiotransceptor, que, em geral, funciona de maneira independente dos blocos responsáveis pelo processamento dos sinais dos sensores. Ora, há um sem-número de aplicações envolvendo sensores em que o consumo de energia elétrica deve ser minimizado, ou mesmo diversas aplicações para as quais o fornecimento de energia elétrica não deve ser levado à prática via baterias, tais como projetos que envolvem sensores biomédicos intracorpóreos (IMDs) [19, 20].

O compartilhamento de funções ou a reutilização de blocos pode proporcionar, em um sistema de medição, a redução do tamanho e do consumo elétrico, como, por exemplo: o oscilador da interface de RF (Rádio frequência) pode ser modificado para funcionar como oscilador de potência, desempenhando, a tarefa adicional de um amplificador de potência; ou pode ser modificado para funcionar como modulador em que o sinal modulante é a informação de uma dada grandeza física a ser medida ou monitorada [21]. Ou pode ainda ser modificado para ter a função de um receptor despertador, ou seja, um receptor em repouso, que só entra em atividade, quando a energia, captada de ondas eletromagnéticas, lhe é fornecida.

Essa energia pode ser usada para indicar alguma solicitação de informação ou para excitar retificadores de RF a fim de gerar tensões DC para a alimentação dos circuitos de processamento dos sinais dos sensores. Um exemplo de sistema em que a energia para geração da tensão de alimentação é fornecida remotamente, seja via acoplamento magnético ou eletromagnético, é o sistema de RFID - *Radio frequency identification*. Num sistema RFID passivo, a etiqueta sem-fio tem a função tanto de receptor como de transmissor. Quando a mesma recebe a energia eletromagnética que é utilizada para gerar a tensão de alimentação, a função de transmissão é ativada e dessa forma, o código identificador ou a informação armazenada é enviada para a central que enviou a solicitação, conhecida como interrogador ou leitor RFID (Figura 1.2).

Figura 1.2: Diagrama básico de um sistema RFID.



Fonte: Autoria própria

Nesse contexto, propõe-se o desenvolvimento de uma interface RF aplicada a um sistema de medição, cuja tensão de alimentação será gerada a partir da retificação do sinal transmitido via ondas eletromagnéticas por uma unidade central. Para viabilizar esse sistema de medição, a interface RF será do tipo *full-duplex*, com transmissão e recepção simultâneas. A simultaneidade da transmissão e da recepção se faz necessária porque na unidade de medição só haverá a transmissão das informações dos sensores quando e enquanto a unidade central estiver enviando energia para alimentar o sistema de medição. A princípio, a funcionalidade de medição do transceptor é implementada por meio da integração de um elemento sensível ao oscilador. Essa metodologia parte do princípio de que sensor pode ser parte integrante da rede seletiva que estabelece a frequência de um oscilador de RF. Ao inserir um sensor capacitivo ou indutivo como parte do circuito da rede seletiva de frequência do oscilador, pode-se alocar a informação da variável de medição na variação da frequência.

Dessa forma, esse trabalho tem como objetivo a concepção e implementação de uma unidade de medição *full-duplex* constituída de sensor alimentado remotamente, cuja transmissão da grandeza física devidamente monitorada se dê via radiocomunicação para uma unidade central. Com o intuito de avaliar o sistema, a faixa de frequência explorada é aquela em torno de 27 MHz, mais precisamente 26 MHz para transmissão e 28 MHz para recepção na unidade de medição. Essa faixa de frequência foi escolhida por estar próxima da banda científica e também por apresentar menor atenuação do espaço livre quando comparada as outras bandas científicas de frequência superior. A solução proposta para o projeto possui os seguintes desafios e objetivos:

- Estudar e analisar os principais blocos do transceptor de RF (antena, duplexador, retificador, oscilador, sensor e circuitos de adaptação de impedância);
- Projetar e implementar um oscilador que, além de operar como transmissor, deve funcionar também como um sistema de medição em que a frequência da portadora é modulada por um sensor capacitivo ou indutivo;
- Projetar e implementar um retificador de RF com a eficiência necessária para alimentar a unidade de medição à distância;
- Projetar e implementar um circuito que, não só separe a transmissão da recepção, como também execute-as simultaneamente;
- Desenvolver a simulação do retificador, do oscilador e do circuito de separação de transmissão e recepção;
- Integrar os blocos de RF projetados e desenvolver os ensaios de validação do transceptor (unidade de medição).

1.3 Estrutura da Dissertação

Conforme metodologia adotada, no capítulo 2 apresenta-se a arquitetura geral do transceptor, a análise do enlace para predição da potência dos sinais, além do embasamento teórico completo dos blocos do transceptor: duplexador; conversor RF-DC; oscilador. No capítulo 3 apresenta-se a validação da técnica proposta com simulações e implementação do protótipo do sistema. Para cada bloco do transceptor são relatados os resultados das simulações e medições dos parâmetros específicos. No capítulo 4 apresentam-se as considerações finais, o artigo publicado e as sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

A seguir, são apresentados os fundamentos teóricos essenciais para o progresso deste trabalho. A princípio, descreve-se a proposta de arquitetura do transceptor, assim como a metodologia de implementação das suas funcionalidades. Posteriormente, é demonstrada a análise do enlace de RF para implementação da comunicação e alimentação do transceptor. Logo após, são apresentados os conceitos e análises dos principais blocos do transceptor: Duplexador; Colheita de energia - Conversor RF-DC; Oscilador de RF.

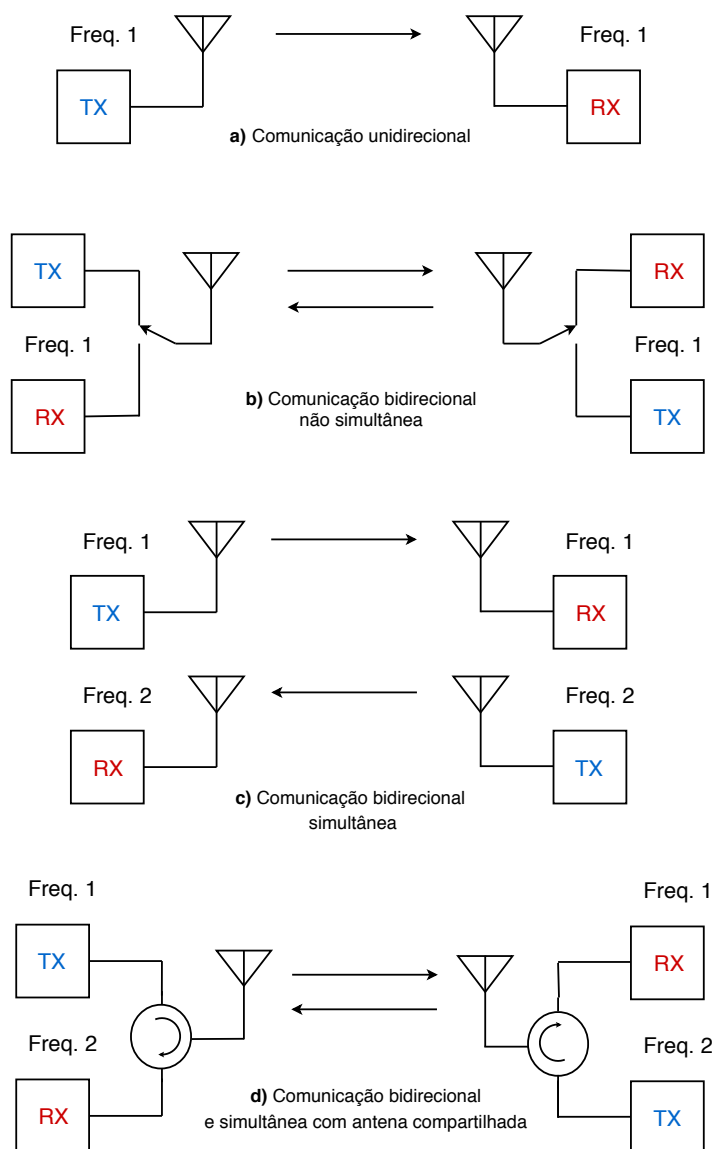
2.1 Arquitetura do Transceptor

TRANSCEPTOR é um dispositivo que combina um transmissor e um receptor utilizando componentes de circuito comuns para ambas funções. Como neste trabalho tem-se por objetivo conceber um transceptor alimentado remotamente e com aplicação em um sistema de medição, a topologia de implementação escolhida engloba uma unidade de medição e uma unidade central. A unidade de medição, assim como a unidade central, possuem um radiotransceptor, cuja antena é compartilhada para viabilizar transmissão e recepção simultâneas. A simultaneidade da transmissão e recepção é um requerimento essencial do sistema, visto que a unidade de medição só transmite informações do sensor enquanto há recepção do sinal transmitido da unidade central.

A Figura 2.1 demonstra exemplos de comunicação unidirecional, bidirecional não simultânea e bidirecional simultânea. No sistema *simplex* (Figura 2.1 a) as informações são transmitidas de forma unidirecional, não havendo retorno do receptor. Há um dispositivo transmissor para um ou mais dispositivos receptores, que é exatamente como funciona, por exemplo, uma emissora de rádio ou televisão. Já o *half-duplex* é um tipo de comunicação em que dados podem ser transmitidos em ambas as direções, entretanto não de forma simultânea. A comunicação bidirecional é obtida de forma que em um determinado instante um dispositivo é transmissor e o outro receptor, em outro

instante os papéis se invertem. O *walkie-talkie* é um exemplo de dispositivo que utiliza a comunicação *half-duplex*. Por final, na comunicação do tipo *full-duplex* é possível transmitir dados em ambas as direções simultaneamente, ou seja, um dispositivo pode transmitir informação ao mesmo tempo que também pode receber. A telefonia móvel é exemplo de um sistema de comunicação do tipo *full-duplex*. Esse tipo de comunicação pode ser implementada por meio de duas antenas (uma para transmissão e a outra para recepção - Figura 2.1 c)) em cada dispositivo e dois canais (Freq. 1 e Freq.2), ou uma única antena (compartilhada para transmissão e recepção - Figura 2.1 d)) com dois canais.

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

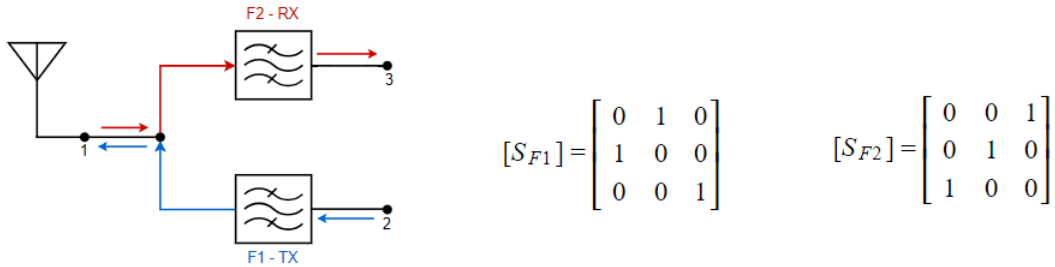


Fonte: Autoria própria.

O transceptor proposto baseia-se no tipo de comunicação *full-duplex* com antena compartilhada para transmissão e recepção simultânea, conforme apresentado na Figura 2.1 d). É importante esclarecer que esse tipo de arquitetura não só elimina a necessidade de se utilizar duas antenas, como também possibilita a redução da dimensão do transceptor. Todavia, para implementar esse tipo de arquitetura no transceptor é necessário estabelecer um nível maior de isolamento entre os sinais de transmissão e recepção. Obviamente, quanto mais distantes estiverem as frequências (Freq.1 e Freq.2), menor será o impacto da autointerferência, entretanto a banda ocupada será maior.

No que se refere a separação entre transmissão e recepção, ela pode ser obtida por meio de um duplexador. O princípio de funcionamento do duplexador consiste basicamente em filtrar os sinais de transmissão e recepção. A ideia inicial é projetar um filtro passa-faixa para a frequência de transmissão e um outro filtro passa-faixa para a frequência de recepção. Dessa forma, o filtro passa-faixa RX permite a passagem do sinal que é recebido pela antena em uma frequência F_2 e atenua o sinal do transmissor em uma frequência F_1 . Do mesmo modo funcionará o filtro passa-faixa TX, só que transmitindo o sinal com frequência F_1 e atenuando o sinal com frequência em F_2 . O duplexador é um hexapolo (rede de três portas e seis terminas) que pode ser representado por matrizes de espalhamento, conforme Figura 2.2. As matrizes de espalhamento consideram um duplexador ideal, ou seja, adaptado, não-dissipativo e com isolamento infinito.

Figura 2.2: Matrizes de espalhamento do duplexador

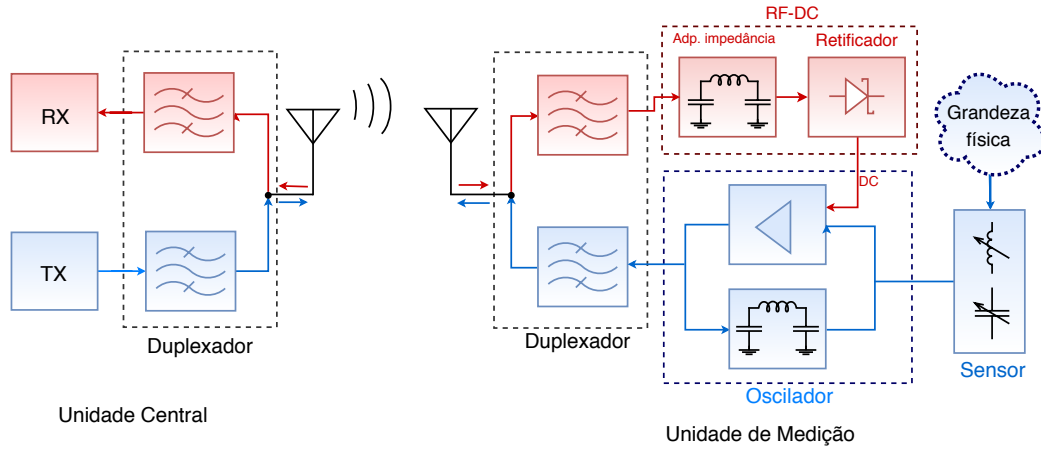


Fonte: Autoria própria.

A arquitetura proposta para o desenvolvimento do sistema de medição é apresentada, através de um diagrama simplificado, na Figura 2.3. A partir da captação da energia eletromagnética transmitida pela unidade central, um retificador de RF, também chamado de RF-DC (*Radio frequency-Direct current*), irá gerar uma tensão DC para alimentar um oscilador cuja frequência será modulada através do sensor. Essa metodologia parte do princípio de que o sensor pode ser parte integrante da rede seletiva que estabelece a frequência do oscilador de RF.

Essa é basicamente a estratégia de operação explorada para viabilizar o desenvolvimento do protótipo. Além da estratégia proposta, o trabalho desenvolvido em [21] apresenta uma outra solução que também viabiliza a simultaneidade da transmissão e recepção e que também poderia

Figura 2.3: Diagramas da unidade central e da unidade de medição.



Fonte: Autoria própria.

ser explorada neste trabalho, em que a própria estrutura do retificador permite a transmissão do sinal do oscilador atuando como um modulador.

2.2 Transmissão e recepção

Como existe a necessidade de comunicação bidirecional entre a unidade central e a unidade de medição, o tipo de comunicação deve ser *full-duplex* com antena compartilhada para transmissão e recepção simultânea em cada unidade. Esta seção trata, portanto, do estudo das estratégias de separação entre transmissão e recepção dos transceptores. Existem alguns dispositivos que viabilizam a comunicação bidirecional e simultânea, isolando uma da outra de forma eficiente. Dentre eles, os mais utilizados são o circulador ou quase-circulador e o duplexador. Portanto, a teoria de operação destes dispositivos será analisada a seguir.

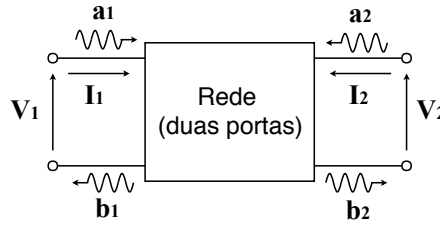
2.2.1 Análise do circulador

Em parâmetros distribuídos as tensões e correntes variam em amplitude e fase ao longo do comprimento. Evidentemente, existem diversas técnicas úteis para análise de circuitos em baixa frequência. Embora essas técnicas não possam ser aplicadas diretamente em RF, os conceitos básicos da análise de circuitos e redes podem ser estendidos para facilitar a análise de muitos problemas encontrados no desenvolvimento de circuitos de RF. A razão preponderante para se fazer isso é que geralmente é muito mais simples aplicar os métodos e as ideias intuitivas da análise de circuitos para um problema de RF do que resolver as equações de Maxwell para o mesmo problema. Por certo, a análise de campo é completa e fornece muito mais informações sobre o problema específico do que,

na maioria dos casos, realmente se precisa. Outra razão para usar a análise de circuitos ou redes é o fato dela permitir modificar o problema original, ou ainda combinar vários elementos e determinar a resposta, sem ter que avaliar em detalhes o comportamento de cada elemento e a interação com seus vizinhos. É evidente que existem situações, no entanto, em que tais técnicas de análise de circuitos são uma simplificação demasiada e podem levar a respostas erradas, devendo-se nestas situações, portanto, recorrer a abordagem de análise de campo, usando as equações de Maxwell [22, 23].

O modelo de rede de duas portas exibido na Figura 2.4 pode ser definido como uma “caixa preta” que possui suas características definidas por uma matriz de números. Isso permite encontrar mais facilmente a resposta da rede à determinados sinais, sem que seja necessário calcular todas as tensões e correntes internas à rede. Este modelo também permite comparar as características de circuitos ou dispositivos de forma ágil e simplificada através de suas respectivas matrizes. Para determinar o comportamento de uma rede de duas portas, os dados da função de transferência e de impedância devem ser obtidos.

Figura 2.4: Rede de duas portas.



Fonte: Autoria própria.

Os parâmetros S são definidos em termos de ondas incidentes e refletidas nas portas, e também ondas transmitidas entre as portas [24]. Uma vez encontrados os parâmetros da rede em função da matriz S, eles também podem ser convertidos para outras matrizes de parâmetros Z, Y ou ABCD. A análise dos circuitos de RF baseada em parâmetros S tem como base os conceitos de linhas de transmissão. Obviamente, os conceitos de linhas de transmissão também são definidos com base na teoria eletromagnética e na teoria de circuitos, logo a teoria das linhas de transmissão pode ser considerada como uma ponte entre a análise de campos e a teoria básica de circuitos, o que a torna uma ferramenta extremamente importante na análise dos circuitos de RF [22, 24].

Partindo das equações (2.1) de tensão e corrente na linha de transmissão, definidas pela soma das ondas refletida e incidente em função de uma posição (x), uma normalização destes parâmetros é realizada para dar início aos conceitos de parâmetros S e a determinação da matriz S, conforme equações 2.2 e 2.3. A razão para essa normalização é o fato de que os parâmetros S são definidos com base da impedância característica Z_o .

$$V_{(x)} = V_{(x)}^+ + V_{(x)}^- \quad I_{(x)} = I_{(x)}^+ - I_{(x)}^- \quad (2.1)$$

$$a_{(x)} = \frac{V_{(x)}^+}{\sqrt{Z_{(o)}}} \quad b_{(x)} = \frac{V_{(x)}^-}{\sqrt{Z_{(o)}}} \quad (2.2)$$

$$v_{(x)} = a_{(x)} + b_{(x)} \quad i_{(x)} = a_{(x)} - b_{(x)} \quad (2.3)$$

Portanto, observa-se que $a_{(x)}$ está diretamente relacionado com a onda de tensão incidente ($V_{(x)}^+$) e $b_{(x)}$ está diretamente relacionado com a onda de tensão refletida ($V_{(x)}^-$). Rescrevendo $a_{(x)}$ e $b_{(x)}$ em função de $V_{(x)}$ e $I_{(x)}$, tem-se:

$$a_{(x)} = \frac{1}{2} [v_{(x)} + i_{(x)}] = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{(x)}}{\sqrt{Z_{(o)}}} + \sqrt{Z_{(o)}} I_{(x)} \right] \quad (2.4)$$

$$a_{(x)} = \frac{1}{2\sqrt{Z_{(o)}}} [V_{(x)} + Z_{(o)} I_{(x)}] \quad (2.5)$$

$$b_{(x)} = \frac{1}{2\sqrt{Z_{(o)}}} [V_{(x)} - Z_{(o)} I_{(x)}] \quad (2.6)$$

A relação entre $a_{(i)}$ e $b_{(i)}$ ($i = 1 \dots n$) pode ser descrita como um sistema de n equações lineares em que $a_{(i)}$ são as variáveis independentes e $b_{(i)}$ são as variáveis dependentes. Para uma rede de duas portas, conforme Figura 2.4 as equações são dadas na seguinte forma

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.7)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.8)$$

Forma matricial

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Pode-se observar que a_1 , a_2 , b_1 e b_2 possuem uma relação direta com as ondas incidentes e refletidas nas portas 1 e 2. O termo $S_{11}a_1$ representa a contribuição da onda refletida b_1 devido a onda incidente a_1 na porta 1. De modo semelhante, $S_{12}a_2$ representa a contribuição da onda refletida b_1 devido a incidência da onda a_2 na porta 2. O mesmo se aplica aos termos seguintes. Os parâmetros S_{11} , S_{12} , S_{21} e S_{22} representam os coeficientes de reflexão e transmissão da matriz S e

são definidos da seguinte forma

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{coeficiente de reflexão na entrada com saída devidamente casada}) \quad (2.10)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{coeficiente de transmissão reversa com entrada devidamente casada}) \quad (2.11)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{coeficiente de transmissão direta com saída devidamente casada}) \quad (2.12)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{coeficiente de reflexão na saída com entrada devidamente casada}) \quad (2.13)$$

Conforme descrito, é possível notar que os parâmetros S são determinados utilizando uma terminação de carga casada com a impedância da linha de transmissão, ao invés do curto-circuito ou circuito aberto. Desse modo, é muito mais fácil prover uma carga casada e determinar os parâmetros de espalhamento em uma banda larga de RF. De forma breve, estes são os conceitos utilizados para análise dos circuitos de RF com base em parâmetros S.

Da mesma forma que a matriz S é determinada para uma rede de duas portas, ela pode também ser determinada e representar um hexapolo (dispositivo de três portas e seis terminais) como o circulador ou quase-circulador, conforme Figura 2.5. O princípio de funcionamento do circulador se dá da seguinte maneira: uma vez aplicado um sinal ao acesso 1, esse sinal é transmitido ao acesso 2; aplicando-o ao acesso 2, ele é transmitido para o acesso 3; e aplicando-o ao acesso 3, ele é transmitido ao acesso 1, ou seja, só há transmissão no sentido indicado pela seta. Do contrário não há transmissão. Um quase-circulador segue o mesmo princípio de funcionamento de um circulador, com a diferença de que não há transmissão entre os acessos 2 e 3.

Para uma rede de três portas, as equações são dadas na seguinte forma

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 \quad (2.14)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3 \quad (2.15)$$

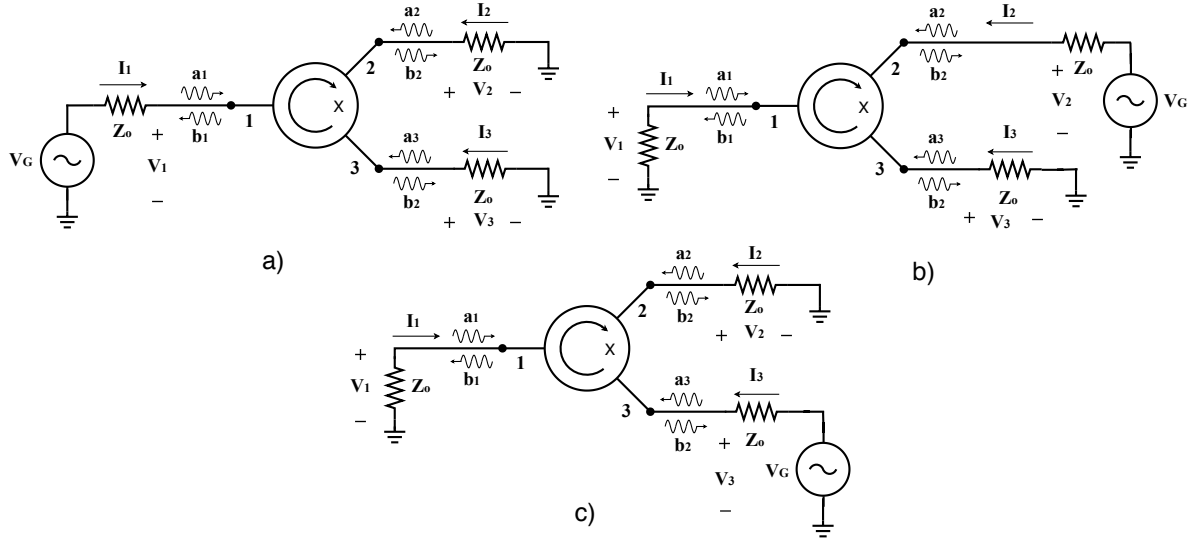
$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3 \quad (2.16)$$

Forma matricial

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}$$

Um dispositivo de três portas adaptado possui coeficientes de reflexão S_{11} , S_{22} e $S_{33} = 0$, uma vez que a impedância está casada em todas as três portas e qualquer potência aplicada em

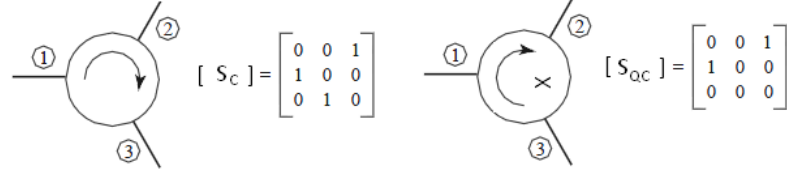
Figura 2.5: Determinação da matriz S do quase-circulador: a) Gerador conectado na porta 1; b) Gerador conectado na porta 2; c) Gerador conectado na porta 3.



Fonte: Autoria própria.

um dos três acessos será transmitida ou dissipada pelo dispositivo, ao invés de ser refletida. O circulador ideal é um dispositivo de três portas adaptado e também não dissipativo, ou seja, ao aplicar-se uma energia em um dos três acessos, ela será transmitida para um dos acessos no sentido de circulação. Como o circulador ideal possui isolamento infinita e é um dispositivo não recíproco, isso implicará em coeficientes de transmissão direta e reversa diferentes: S_{13} , S_{21} e $S_{32} = 1$; e S_{12} , S_{23} e $S_{31} = 0$. O quase-circulador funciona da mesma forma que o circulador, a não ser pelo fato do quase-circulador possuir $S_{32} = 0$. O que é essencial para aplicação neste projeto, tendo em vista que há a necessidade de isolar os trajetos de transmissão e recepção. Em outras palavras, com a antena conectada à porta 1 toda energia recebida por ela será transmitida à porta 2, da mesma forma que toda energia aplicada à porta 3 será transmitida à porta 1. Portanto, um quase-circulador ideal é um dispositivo adequado para a implementação de transmissão e recepção simultâneas no transceptor. Dessa forma, um circulador e um quase-circulador ideais, ou seja, adaptados, não-dissipativos e com isolamento infinita, são representados pelas matrizes de espalhamento, $[S_c]$ e $[S_{qc}]$, respectivamente, conforme Figura 2.6.

Com relação ao quase-circulador, ele pode ser passivo, o qual é usualmente construído com ferrite [25]; em geral ocupa muito espaço e não é compatível com tecnologias de circuito integrado. Uma solução para contornar o uso do ferrite está disponível nos circuladores ativos baseados em amplificadores com transistores, dispositivos não recíprocos. Nos últimos anos, eles têm sido alvo de pesquisa [26], [27]; especialmente pelo potencial de aplicação nos transceptores de RF da geração 5G de telefonia móvel, para a qual devem-se usar sistemas full-duplex de uma única frequência,

Figura 2.6: Matrizes de espalhamento do circulador $[S_c]$ e quase-circulador $[S_{qc}]$.

Fonte: Autoria própria.

ou seja, recepção e transmissão funcionando simultaneamente e numa única frequência portadora. Porém, os circuladores ativos ainda apresentam desafios a serem vencidos e trazem uma grande desvantagem como o consumo de energia. Isso não é interessante para aplicação em um dispositivo de RF sem bateria. Um quase-circulador ativo na unidade central pode ser utilizado, considerando a disponibilidade de energia nessa unidade. Já na unidade de medição, essa separação via quase-circulador ativo é difícil levando em consideração a indisponibilidade de energia local.

Em se tratando dos circuladores passivos, existem metodologias de implementação destes dispositivos com base em acopladores direcionais que também possibilitam a separação entre transmissão e recepção, sem ser necessário utilizar ferrites ou uma fonte externa de alimentação [28, 29]. O trabalho desenvolvido em [29] apresenta algumas alternativas de circuladores passivos baseados no acoplador *branch-line* e acoplador em anel. A técnica padrão de implementação dos acopladores é modificada e uma carga não adaptada é utilizada em uma das quatro portas do acoplador para resolver o problema de isolamento entre transmissão e recepção, e reflexões na entrada da antena. A estratégia por trás da carga não adaptada está em proporcionar intencionalmente um sinal que é refletido de volta para o acoplador. Claramente, cuidados com a fase do sinal são levados em consideração para que os sinais de transmissão sejam cancelados na porta de recepção. O sinal de cancelamento deve possuir a mesma amplitude e fase oposta ao sinal a ser cancelado.

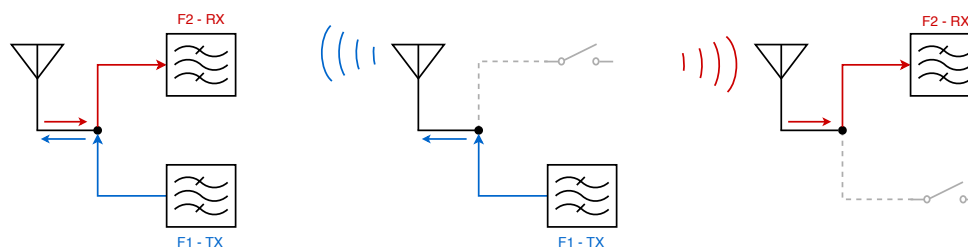
Os resultados apresentados no trabalho são muito interessantes e, de fato, demonstram que essa solução tem potencial para exploração em circuitos onde não é viável a presença de ferrite ou o consumo de potência. É preciso apontar, entretanto, que as soluções propostas com acopladores direcionais geralmente são implementadas em circuitos com frequências maiores em que o comprimento de onda proporciona a fabricação de acopladores de menores dimensões. Isso não é o caso desse projeto, em que o comprimento de onda de operação está próximo de 11,1 m. Apesar da pesquisa feita em [29] também reportar bons resultados aliados à estratégias para a redução dos acopladores direcionais em mais de 70% de sua área, ainda assim, para a utilização dos mesmos em 900 MHz estes possuem dimensões de alguns centímetros. Mesmo com estratégias de redução das dimensões, para frequências próximas de 27 MHz, isto não seria viável. Seria necessário buscar diferentes possibilidades de implementação dos circuladores passivos (utilizando parâmetros con-

centrados, pro exemplo). Desse modo, a solução a ser implementada no transceptor será o circuito duplexador baseado em filtros de RF, cujos conceitos serão apresentados à seguir.

2.2.2 Análise do Duplexador

Outra técnica utilizada na separação entre um sinal de interesse e um sinal indesejado se dá por meio da implementação de filtros. Um filtro é uma rede de duas portas com capacidade seletiva para atenuar sinais com frequências indesejadas, enquanto permite uma boa transmissão de sinais com frequências de interesse. Os filtros podem ser classificados de diversas formas e se aplicam tanto em meios digitais quanto analógicos. Podem ser ativos, quando implementados com elementos que fornecem ganho de potência, ou passivos, quando constituídos por elementos passivos concentrados, como indutores e capacitores, ou ainda elementos passivos distribuídos como linhas de transmissão. Em termos da característica de atenuação e seletividade em frequência, os filtros podem ser classificados como passa-baixas, passa-altas, passa-faixa, rejeita-faixa e passa-tudo. O filtro passa-faixa passivo ideal possui uma banda passante que permite a transmissão de sinais sem qualquer perda. Fora dessa faixa de frequência tem-se a banda de rejeição em que qualquer sinal é totalmente atenuado. Ora, se por meio dos filtros é possível selecionar os sinais de interesse e rejeitar os outros, por quê não utilizá-los na separação entre transmissão e recepção do transceptor? Bom, é possível sim utilizar filtros para realizar essa tarefa. A ideia inicial é projetar um filtro passa-faixa para a frequência de transmissão e um outro filtro passa-faixa para a frequência de recepção, conforme Figura 2.7. Desse forma, o filtro passa-faixa RX permite a passagem do sinal que é recebido pela antena em uma frequência F_2 e atenua o sinal do transmissor em uma frequência F_1 . Do mesmo modo funcionará o filtro passa-faixa TX, só que transmitindo o sinal com frequência F_1 e atenuando o sinal com frequência em F_2 .

Figura 2.7: Esquema de conexão dos filtros passa-baixas.

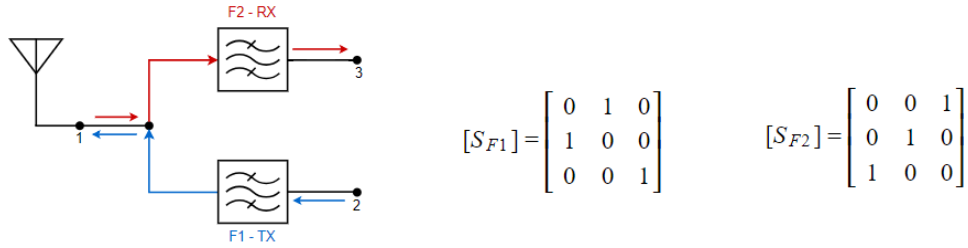


Fonte: Autoria própria.

Esse tipo de configuração, utilizando filtros passa-faixa para isolar o transmissor do receptor, enquanto ambos compartilham a mesma antena, é a essência da operação do duplexador. Percebe-se que o duplexador proporciona uma funcionalidade semelhante a do quase-circulador. Assim como os circuladores, os filtros de RF e os duplexadores também são analisados por meio dos parâmetros de

espalhamento. Apesar da semelhança em funcionalidade e ambos serem dispositivos de três portas, o duplexador apresenta algumas diferenças na sua matriz S . Devido ao fato de ser implementado com dois filtros operantes em duas faixas diferentes, um duplexador ideal deve apresentar uma matriz S em uma frequência F_1 e outra diferente em F_2 , conforme Figura 2.8

Figura 2.8: Matriz S do duplexador



Fonte: Autoria própria.

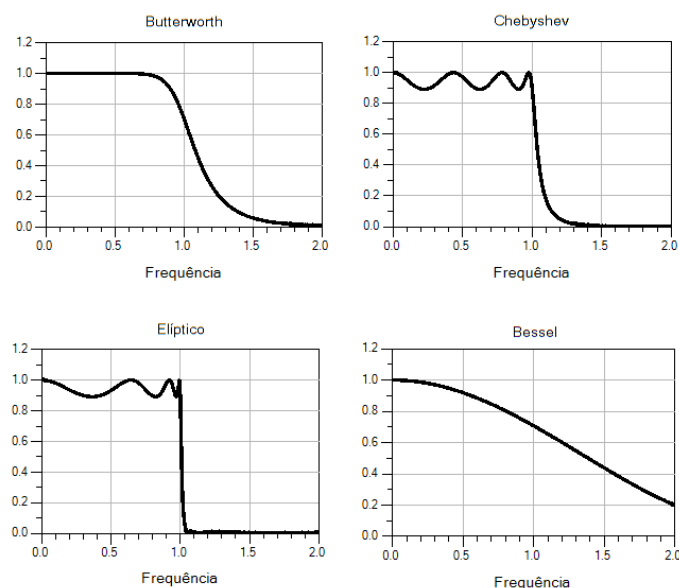
Com base na matriz do duplexador ideal, é possível notar que na frequência F_1 , somente os coeficientes de transmissão S_{12} e S_{21} devem ser iguais a 1. Da mesma forma, na frequência F_2 , somente os coeficientes de transmissão S_{13} e S_{31} devem ser iguais a 1. Os coeficientes de transmissão S_{23} e S_{32} , tanto em F_1 quanto em F_2 , devem ser iguais a 0, uma vez que representam o grau de isolamento entre os canais de transmissão e recepção. Além disso, o coeficiente de reflexão S_{11} deve ser igual a 0 nas duas bandas passantes, e o detalhe mais importante está nos coeficientes de reflexão S_{22} e S_{33} . Estes devem ser iguais a 0 na banda passante do seu canal de operação, e devem ser iguais a 1 na banda de rejeição. É neste ponto que está o desafio principal na implementação do duplexador. Um filtro passivo composto por indutores e capacitores é recíproco, o que significa que a sua matriz S é simétrica e $S_{12} = S_{21}$. Entretanto, ao ponto que dois filtros são conectados conforme esquema do duplexador, um filtro pode interferir e alterar totalmente a característica do outro. De forma ideal, para que não haja interação entre os dois filtros, eles devem ser um circuito aberto fora da sua banda passante (vide Figura 2.7). Este é o conceito fundamental por trás do princípio de funcionamento do duplexador. É por este motivo que os coeficientes de reflexão S_{22} e S_{33} devem ser iguais a 1 fora da banda de passagem dos filtros. Em outras palavras, com estes coeficientes de reflexão iguais a 1 nenhuma potência fora da banda passante seria transmitida através do filtro.

Conforme mencionado, conceitualmente, é possível sim, utilizar filtros para realizar a tarefa de separação entre transmissão e recepção. Todavia, o conceito do duplexador foi explicado a partir de filtros ideais. Sabe-se que um filtro passa-faixa ideal não é fisicamente realizável. Embora filtros de ordem elevada forneçam uma resposta mais próxima do ideal, eles possuem grandes dimensões e perdas associadas à quantidade de elementos. Um filtro real apresenta perdas na banda de passagem e uma banda respectiva à frequência de transição entre a banda passante e a banda

de rejeição. Essas condições, portanto, dificultam a implementação do duplexador, especialmente quando o duplexador é projetado para separar canais com frequências muito próximas. Com relação à resposta em frequência dos filtros, existem alguns tipos de filtros (aproximações) que na prática apresentam características diferentes (Figura 2.9), sendo elas mais ou menos indicadas, a depender da aplicação [30, 31]. Dentre eles, os mais comuns são:

- **Butterworth** - Possui a característica de não apresentar ondulações na banda de passagem, tendo a amplitude da resposta em frequência mais plana possível até a frequência de corte;
- **Chebyshev** - Apresenta ondulação na banda de passagem, todavia permite uma curva mais acentuada na banda de transição, quando comparado a um Butterworth de mesma ordem. A ondulação e a atenuação na banda de transição são parâmetros ajustáveis e possuem uma relação inversa;
- **Elíptico** - Possui a curva mais acentuada na banda de transição, quando comparado a todos os outros tipos. Entretanto, possui ondulação tanto na banda de passagem quanto na banda de rejeição;
- **Bessel** - Apresenta a melhor característica de fase e a mais próxima da ideal, sendo praticamente linear. Por outro lado, possui a menos acentuada de todas as respostas em magnitude, sendo mais indicado para aplicações em que é necessário a mínima variação de fase.

Figura 2.9: Respostas em frequência dos filtros Butterworth, Chebyshev, Bessel e Elíptico.



Fonte: Autoria própria.

A função de transferência de um filtro modelado como uma rede de duas portas é uma representação matemática das características da resposta do filtro e pode ser definida como:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2.17)$$

Em que ε é a constante de *ripple*, $F_n^2(\Omega)$ representa as características do tipo de filtro e Ω é uma variável de frequência. Transformando a equação 2.17 em dB é possível determinar a perda por inserção ($L_A(\Omega)$) do filtro.

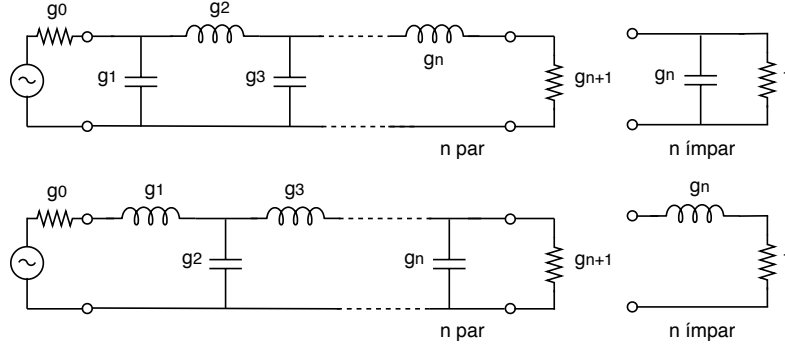
$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \quad (\text{dB}) \quad (2.18)$$

Como o filtro do tipo Chebyshev apresenta uma curva mais acentuada (do que os do tipo Butterworth e Bessel) na transição entre a banda passante e a rejeitante, além de oferecer uma metodologia de implementação mais simples que o tipo elíptico, os filtros passa-faixa do duplexador serão do tipo Chebyshev.

Os dois métodos mais utilizados no desenvolvimento de filtros são o método parâmetro-imagem, desenvolvido por Zobel, e o método polinomial, desenvolvido por Norton e Bennett [30]. O método parâmetro imagem baseia-se na teoria das linhas de transmissão e o ponto de partida é a impedância do sistema dada pelas equações da matriz de impedância. Já o método polinomial lida diretamente com os parâmetros efetivos tendo como ponto de partida os coeficientes de transmissão e reflexão para então determinar a função de transferência e sintetizar a impedância por meio dos métodos de Darlington e Foster. Esse método é capaz de fornecer uma boa aproximação à resposta do filtro e trata-se essencialmente de uma síntese em que, apesar dos valores dos elementos envolverem cálculos trabalhosos, eles podem ser mais facilmente encontrados através do uso de tabelas com parâmetros normalizados e de procedimentos padrão [30, 31]. Logo, os filtros passa-faixa do tipo Chebyshev serão desenvolvidos com base no método polinomial. Para desenvolver o filtro passa-faixa, assim como o passa-alta ou rejeita-faixa, é necessário antes desenvolver o protótipo do filtro passa-baixas. Uma vez determinado o protótipo passa-baixas, ele deve ser convertido para o seu equivalente passa-faixa por meio da técnica de transformação em frequência.

O protótipo passa-baixas é em geral definido com elementos normalizados para tornar a impedância da fonte igual a 1 ($g_0 = 1$), assim como a frequência de corte angular ($\Omega_c = 1$ rad/s). Os valores normalizados dos elementos, conforme Figura 2.10 para os filtros com respostas do tipo Butterworth e Chebyshev estão disponíveis em tabelas que simplificam a implementação [30, 31]. Obviamente, as tabelas são divididas em grupos de acordo com o tipo de resposta do filtro e também oscilação (*ripple*) na banda passante para resposta do tipo Chebyshev. Em cada tabela, os valores normalizados são apresentados para cada elemento do filtro em função da ordem e da impedância

Figura 2.10: Protótipos normalizados do filtro passa-baixas.



Fonte: Autoria própria.

normalizada da fonte. Os valores são aplicados tanto para o protótipo passa-baixa com primeiro elemento sendo o capacitor em paralelo ou com o primeiro elemento sendo o indutor em série. A transformação em frequência permite a desnormalização do protótipo para filtros reais passa-baixas, passa-altas, passa faixa ou rejeita-faixa. A transformação em frequência afeta todos os elementos reativos do filtro e as impedâncias da fonte e da carga são desnormalizadas com um fator (γ_0) proveniente da relação entre a impedância real (Z_0) e o valor normalizado (g_0). Os elementos reativos do filtro passa-baixa são desnormalizados de acordo com a frequência angular de corte ω_c , no fator γ_0 e o valor normalizado do elemento g_n , conforme equações 2.20 e 2.21.

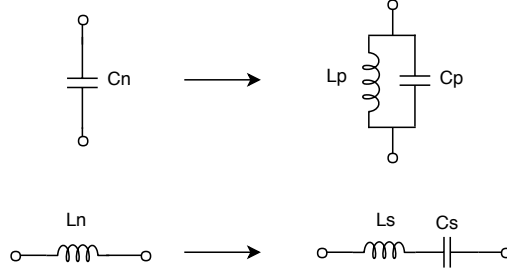
$$\gamma_0 = \left(\frac{Z_0}{g_0} \right) \quad (2.19)$$

$$L_n = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \gamma_0 g_n \quad (\text{H}) \quad (2.20)$$

$$C_n = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{g_n}{\gamma_0} \quad (\text{F}) \quad (2.21)$$

Para o filtro passa-faixa, uma vez determinada as suas especificações, como a frequência central f_0 , frequência de corte inferior f_1 , frequência de corte superior f_2 e os critérios de atenuação das bandas de rejeição, encontra-se, então, a ordem do filtro e os valores dos elementos do protótipo passa-baixas para utilizá-los na transformação em frequência e na desnormalização. A todos os capacitores são adicionados indutores em paralelo e a todos os indutores são adicionados capacitores em série. Após a transformação, os elementos são desnormalizados com novos valores, conforme Figura 2.11 e equações 2.22 - 2.26, sendo ω_0 a frequência angular central, B a banda de passagem do filtro passa-faixa e BR a banda relativa.

Figura 2.11: Transformação dos elementos do protótipo passa-baixas para o passa-faixa.



Fonte: Autoria própria.

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{BR\omega_0} \right) \frac{g_n}{\gamma_0}, \quad L_p = \left(\frac{BR}{\omega_0\Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g_n} = \left(\frac{1}{\omega_0^2 C_p} \right) \quad (2.22)$$

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{BR\omega_0} \right) \gamma_0 g_n, \quad C_s = \left(\frac{BR}{\omega_0\Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g_n} = \left(\frac{1}{\omega_0^2 L_s} \right) \quad (2.23)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2} \quad (rad/s) \quad (2.24)$$

$$B = \omega_2 - \omega_1 \quad (rad/s) \quad (2.25)$$

$$BR = \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \right) = \left(\frac{B}{\omega_0} \right) \quad (2.26)$$

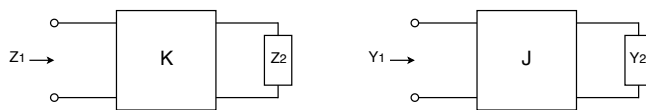
No desenvolvimento de alguns tipos de filtros passa-faixa é interessante converter os protótipos que utilizam ambos capacitores e indutores para esquemas equivalentes baseados somente em capacitores ou somente em indutores para facilitar a implementação do uso de ressonadores. Isto pode ser alcançado com o auxílio de inversores de impedância ou admitância [30, 31, 32]. Um inversor ideal é uma rede de duas portas que se comporta como uma linha de transmissão de um quarto de comprimento de onda com impedância ou admitância característica K ou J , respectivamente (Figura 2.12). Então, se o inversor for terminado com uma carga Z_2 , a impedância vista na outra porta é

$$Z_1 = \frac{K^2}{Z_2} \quad (2.27)$$

Da mesma forma, se o inversor de admitância for terminado com uma admitância Y_2 , a admitância vista na outra porta é

$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_2} \quad (2.28)$$

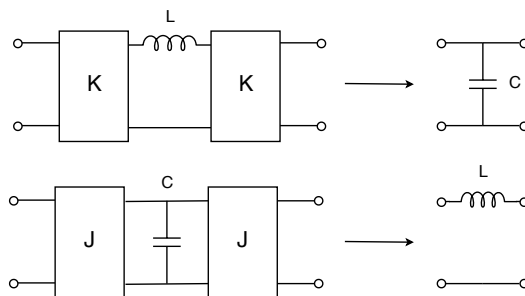
Figura 2.12: Inversores de impedância (K) e admitância (J).



Fonte: Autoria própria.

Dessa forma, por conta do efeito inversor, um indutor em série com inversores em cada terminal irá se comportar como um capacitor em paralelo a partir dos terminais externos. De modo semelhante, um capacitor em paralelo com inversores em cada lado irá se comportar como um indutor em série a partir dos terminais externos dos inversores, conforme Figura 2.13.

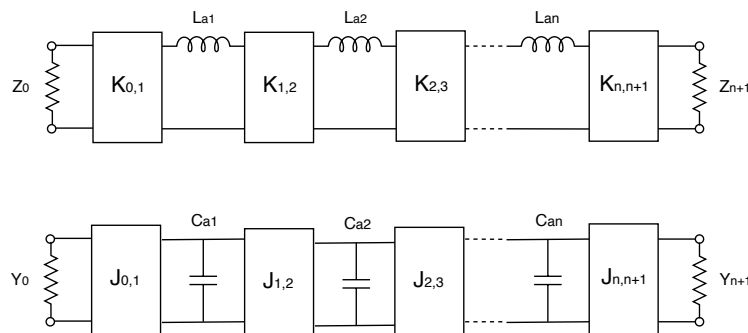
Figura 2.13: Inversão de elementos capacitivos e indutivos.



Fonte: Autoria própria.

Percebe-se que, de fato, os inversores têm capacidade para converter impedâncias e admitância dos elementos. É viável, então, fazer uso dessa técnica para converter circuitos de filtros em uma forma equivalente mais conveniente em diversas aplicações. Ambos os protótipos passa-baixas da Figura 2.10 podem ser convertidos para os circuitos equivalentes da Figura 2.14 com os inversores.

Figura 2.14: Protótipo passa-baixas modificado com inversores.



Fonte: Autoria própria.

Os valores gn , nas equações 2.29 e 2.30, são os valores dos elementos normalizados do protótipo

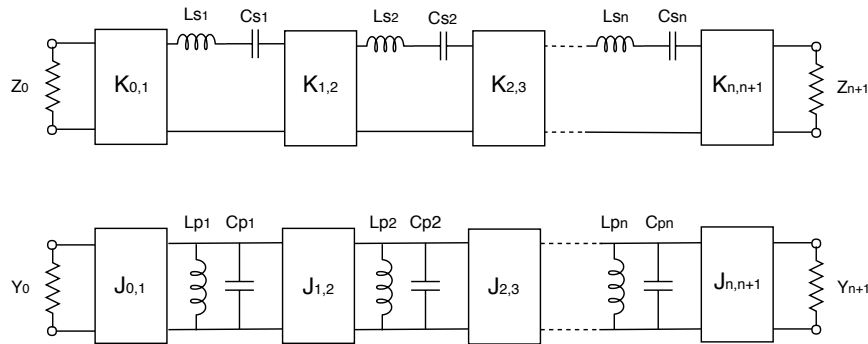
já definidos. Já os valores dos novos elementos, L_{ai} e C_{ai} podem ser definidos arbitrariamente mantendo inclusive a mesma resposta do protótipo do filtro, contanto que os parâmetros dos inversores $K_{i,i+1}$ e $J_{i,i+1}$ obedçam as equações 2.29 e 2.30.

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 L_{a1}}{g_0 g_1}}, \quad K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{L_{ai} L_{a(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ a } n-1}, \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{L_{an} Z_{n+1}}{g_n g_{n+1}}} \quad (2.29)$$

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 C_{a1}}{g_0 g_1}}, \quad J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{C_{ai} C_{a(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ a } n-1}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{C_{an} Y_{n+1}}{g_n g_{n+1}}} \quad (2.30)$$

Como os parâmetros dos inversores são invariantes em frequência, o protótipo do passa-baixas modificado da Figura 2.14 pode ser convertido para outros tipos filtros, como o filtro passa-faixa, aplicando a mesma técnica de transformação em frequência já apresentada. Dessa forma, aos indutores são adicionados capacitores em série constituindo ressonadores em série, e aos capacitores são adicionados indutores em paralelo constituindo ressonadores em paralelo.

Figura 2.15: Protótipo passa-faixa modificado com inversores.



Fonte: Autoria própria.

Então, os valores dos novos elementos L_{si} , C_{s1} , C_{pi} e L_{pi} , são dados pelas equações 2.31 e 2.32, respectivamente.

$$L_{si} = \left(\frac{\Omega_c}{BR\omega_0} \right) L_{ai}, \quad C_{si} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{si}} \quad (2.31)$$

$$C_{pi} = \left(\frac{\Omega_c}{BR\omega_0} \right) C_{ai}, \quad L_{pi} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{pi}} \quad (2.32)$$

Portanto, substituindo L_{ai} e C_{pi} nas equações 2.29 e 2.30 obtêm-se

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 BR \omega_0 L_{s1}}{\Omega_c g_0 g_1}}, \quad K_{i,i+1} = \frac{BR \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{si} L_{s(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ a } n-1}, \quad (2.33)$$

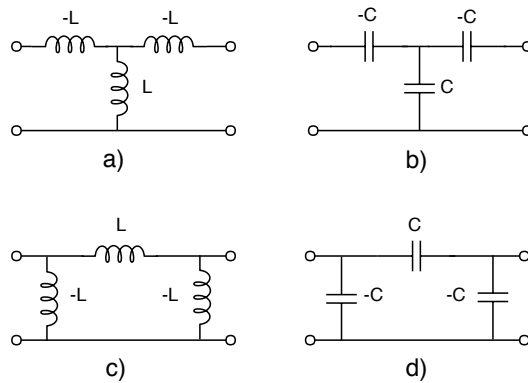
$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{BR \omega_0 L_{sn} Z_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (2.34)$$

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 BR \omega_0 C_{p1}}{\Omega_c g_0 g_1}}, \quad J_{i,i+1} = \frac{BR \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{pi} C_{p(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ a } n-1}, \quad (2.35)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{BR \omega_0 C_{pn} Y_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (2.36)$$

Com relação a implementação prática dos inversores, além das linhas de transmissão de um quarto de comprimento de onda, eles também podem ser desenvolvidos com outros circuitos que possuam a capacidade de prover uma inversão de fase de $\pm 90^\circ$, ou um múltiplo ímpar. Dentre os circuitos mais utilizados, estão as redes em π e em T com elementos indutivos e capacitivos, de acordo com a Figura 2.16. Enquanto para os inversores K , as redes (a) e (b) da Figura 2.16 melhor se aplicam, para os inversores J , as redes (c) e (d) da Figura 2.16 são mais indicadas. Essa recomendação se deve ao fato de que os elementos negativos das redes podem ser convenientemente absorvidos por elementos adjacentes em paralelo, como por exemplo, um indutor ou um capacitor de um ressonador do filtro. O defasamento para as redes (a) e (d) é de $+90^\circ$ e para as redes (b) e (c) é de -90° , ou seja, $\angle S_{21} = +90^\circ$ e $\angle S_{21} = -90^\circ$, respectivamente [32].

Figura 2.16: Redes em π e em T para inversores de imitância.



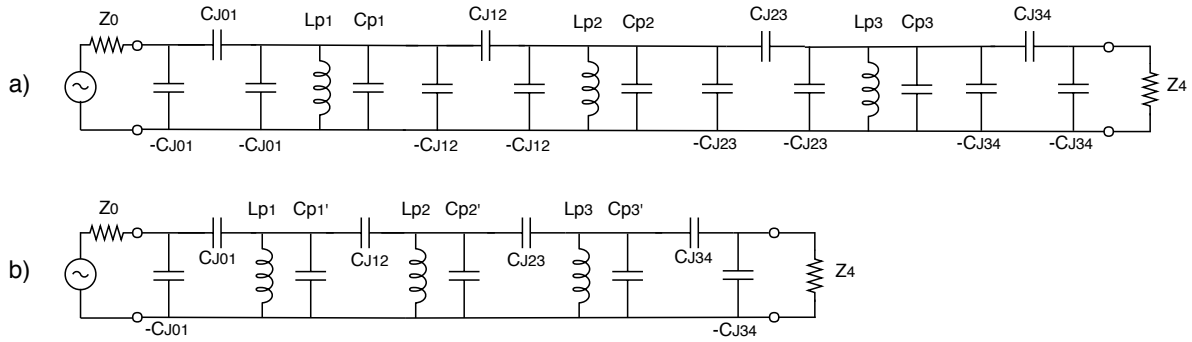
Fonte: Autoria própria.

$$\text{Para as redes (a) e (b): } K = \omega L, \quad K = \frac{1}{\omega C} \quad (2.37)$$

$$\text{Para as redes (c) e (d): } J = \frac{1}{\omega L}, \quad J = \omega C \quad (2.38)$$

Uma vez definido os tipos de redes a serem utilizadas como inversores, elas são inseridas no protótipo do filtro passa-faixa. Para inversores de admitância (J) do tipo π com elementos capacitivos, as redes são inseridas no protótipo, conforme exemplo do protótipo passa-faixa de ordem 3 na Figura 2.17 (a). Os elementos com admitâncias negativas são, na prática, absorvidos por elementos com admitâncias positivas, como os capacitores dos ressonadores em paralelo, conforme Figura 2.17. Por fim, após a simplificação dos elementos, é feita a desnormalização dos elementos do filtro passa-faixa.

Figura 2.17: Filtro passa-faixa com inversores de admitância.



Fonte: Autoria própria.

Sendo:

$$C_{J01} = \frac{J_{0,1}}{\omega_0}, \quad C_{J12} = \frac{J_{1,2}}{\omega_0}, \quad C_{J23} = \frac{J_{2,3}}{\omega_0}, \quad C_{J34} = \frac{J_{3,4}}{\omega_0} \quad (2.39)$$

$$C_{P1'} = C_{P1} - C_{J01} - C_{J12}, \quad C_{P2'} = C_{P2} - C_{J12} - C_{J23}, \quad C_{P3'} = C_{P3} - C_{J23} - C_{J34} \quad (2.40)$$

A princípio, quanto mais elevada a ordem do filtro, e melhor for a qualidade dos componentes, especialmente os indutores, mais acentuada será a resposta do filtro permitindo maior seletividade. Todavia, um filtro de ordem elevada possui desvantagens em dimensões físicas e perdas. Na prática, mesmo um filtro com componentes de alto fator de qualidade apresenta perdas e possui seletividade distorcida, como por exemplo, cuvas menos acentuadas. Estes efeitos são importantes no projeto do duplexador em que, obviamente, o maior problema está na isolação dos canais e na interação entre os filtros. Para atingir bons resultados torna-se necessário a implementação de filtros com alta seletividade e que ao mesmo tempo apresentem não só dimensões físicas reduzidas, bem como baixas perdas por inserção.

Existe uma técnica que permite realizar o aprimoramento de alguns dos parâmetros dos filtros, uma vez que se tenha os dados protótipo do filtro passa-faixa. Essa técnica consiste basicamente na

conversão dos filtros passa-faixa convencionais implementados com inversores de admitância para filtros passa-faixa modificados com polos de atenuação na banda de rejeição [33], [34]. Com o intuito de reduzir o peso e o tamanho do duplexador, pode-se reduzir o número dos ressonadores em paralelo dos filtros passa-faixa. De fato, a redução dos ressonadores irá reduzir as dimensões, mas também irá reduzir a seletividade do filtro. Entretanto é possível inserir polos de atenuação (zeros de transmissão) nos ressonadores e distribuí-los na banda passante do filtro passa-faixa oposto (filtro concorrente do duplexador) [35]. Os polos de atenuação são distribuídos ao longo da banda de passagem do filtro concorrente para obter máxima isolação como o mínimo número de ressonadores. Isto irá aprimorar a seletividade do filtro fornecendo uma transição bem mais acentuada nas bandas de rejeição sem que seja necessário aumentar a sua ordem, ou ainda, aumentar a sua perda por inserção. Essa técnica é, portanto, muito atrativa e tem grande potencial no projeto do duplexador.

Considerando que a função de transferência $H(s)$ é expressa em termos de uma razão de polinômios na forma fatorada

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = K \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_{m-1})(s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_{n-1})(s - p_n)} \quad (2.41)$$

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 $D(s)$, ou seja, conforme s se aproxima dos zeros ($s = z_i$) o numerador será igual a zero ($N(s) = 0$) levando a função de transferência ao valor zero, e quando $s = p_i$ o denominador será igual a zero ($D(s) = 0$) levando a função de transferência a um valor infinito. Dessa forma, a técnica visa modificar a função de transferência do filtro adicionando polos de atenuação (zeros de transmissão) na banda de rejeição do filtro passa-faixa, de uma maneira que a curva de transição torne-se bem mais acentuada e permita a separação de frequências adjacentes.

No duplexador, o filtro do canal de transmissão permite a passagem do sinal em uma frequência f_1 mais baixa do que a frequência f_2 do canal de recepção. Este filtro também deve rejeitar qualquer frequência que não seja f_1 . Todavia, torna-se muito mais impactante o nível de rejeição na frequência f_2 em que a potência do sinal de recepção opera. Logo, a melhor estratégia para este filtro está em torná-lo assimétrico e concentrar polos de atenuação na banda de rejeição superior desse filtro. Desse modo, o filtro, de fato, apresentará um nível de atenuação bem mais alto na banda de rejeição superior, onde há realmente necessidade de isolação. Igualmente, a melhor estratégia para o filtro do canal de recepção está em concentrar os polos de atenuação na banda de rejeição inferior e obter uma maior rejeição para a frequência f_1 .

Os polos de atenuação podem ser introduzidos inserindo uma reatância, capacitiva ou indutiva, em série com os ressonadores em paralelo do filtro passa-faixa, conforme Figuras 2.18 e 2.19 [33, 34,

35]. A admitância (γ_{tank}) de um circuito ressonante em paralelo pode ser descrita como

$$\gamma_{tank} = \frac{1 - \omega^2 LC}{j\omega L} + \frac{\omega^2 LC Q_l + Q_c}{\omega L Q_l Q_c} \quad (2.42)$$

A impedância equivalente (Z_{EQ}) do circuito do ressonador com a reatância em série, conforme Figuras 2.18 e 2.19, pode ser determinada como

$$Z_{EQ} = \frac{1}{\gamma_{tank}} + jX_s + \frac{|X_s|}{Q_s} \quad (2.43)$$

Q_l = Fator de qualidade do indutor;

Q_c = Fator de qualidade do capacitor;

X_s = Reatância do componente em série;

Q_s = Fator de qualidade do componente em série.

Duas frequências de ressonância estão associadas com cada um dos tipos de ressonadores de três elementos. Tanto no ressonador do tipo I (Figura 2.18) quanto no do tipo II (Figura 2.19), a frequência de ressonância correspondente ao pico na magnitude da impedância (ω_p) é determinada principalmente através dos componentes do ressonador em paralelo (LC) sendo que a influência do componente em série é desprezível [36]. Portanto, a frequência de ressonância do pico na magnitude da impedância dos ressonadores do tipo I e II é determinada por

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}, \quad \omega_{p2} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (2.44)$$

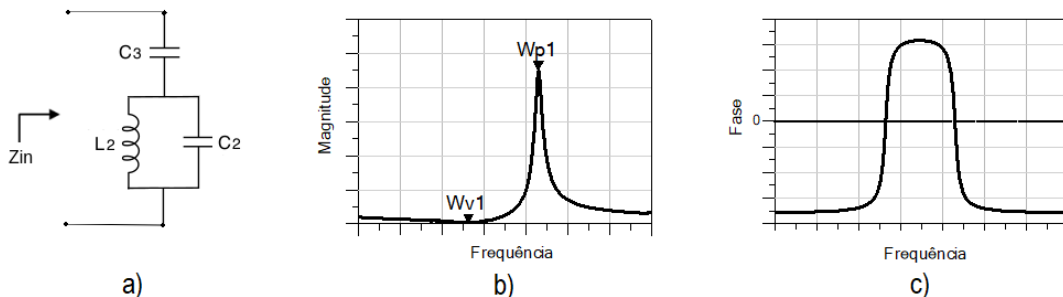
Já a frequência de ressonância relativa ao vale na magnitude da impedância (ω_v), que é a frequência de ressonância série do ressonador e exatamente a frequência do polo de atenuação, é determinada através dos três componentes dos ressonadores. Essa é a frequência em que a reatância da impedância do ressonador em paralelo possui o mesmo valor e sinal oposto a reatância do componente adicionado em série. Neste caso, considerando um alto fator de qualidade do componente em série, a frequência de ressonância do vale na magnitude da impedância do ressonador do tipo I é determinada por

$$\left[\frac{\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2} \approx \frac{1}{\omega C_3} \right] \Big|_{\omega=\omega_{v1}}, \quad \omega_{v1} = \sqrt{\frac{1}{L_2} \left(\frac{1}{C_2 + C_3} \right)} \quad (2.45)$$

Da mesma forma, para o ressonador do tipo II

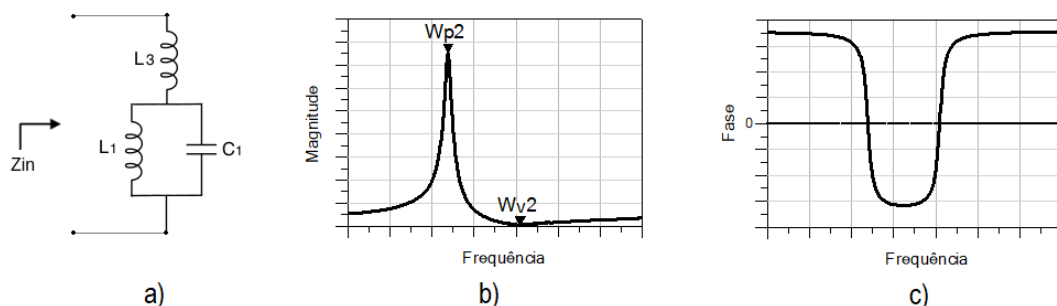
$$\left[\frac{\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} \approx -\omega L_3 \right] \Big|_{\omega=\omega_{v2}}, \quad \omega_{v2} = \sqrt{\frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_3} \right)} \quad (2.46)$$

Figura 2.18: a) Ressonador a três elementos com reatância capacitiva em série - Tipo I. b) Magnitude da impedância em função da frequência. c) Fase da impedância em função da frequência.



Fonte: Autoria própria.

Figura 2.19: a) Ressonador de três elementos com reatância indutiva em série - Tipo II. b) Magnitude da impedância em função da frequência. c) Fase da impedância em função da frequência.



Fonte: Autoria própria.

Nota-se que, em ambas frequências de ressonância, a impedância é reduzida a um valor real e obtêm-se, portanto, zero de reatância. Em ω_p o ressonador apresenta um valor muito alto de impedância puramente resistiva e em ω_v um valor muito baixo. Em outras palavras, esses ressonadores tem a capacidade de operar como uma chave para frequências adjacentes, sendo ora aberta em uma da frequência, ora fechada em outra.

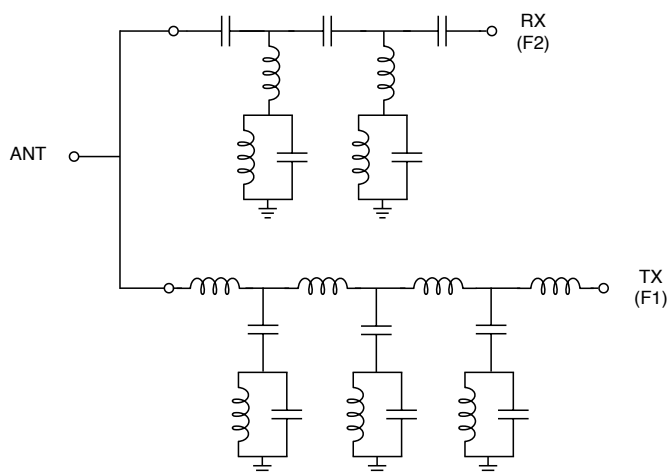
Com a modificação de todos os ressonadores em paralelo do filtro passa-faixa por ressonadores do tipo I e II é possível otimizar a seletividade com polos de atenuação. Para introduzir polos na banda de rejeição inferior do filtro, os ressonadores em paralelo do filtro devem ser substituídos pela estrutura do ressonador do tipo I, visto que a frequência de ressonância série (ω_v), neste ressonador é menor do que a a frequência de pico (ω_p). Por outro lado, para introduzir polos na banda de rejeição superior do filtro, os ressonadores em paralelo do filtro devem ser substituídos pela estrutura do ressonador do tipo II, visto que a frequência de ressonância série (ω_v), neste caso é maior do que a frequência de pico (ω_p). Com o intuito de obter uma atenuação máxima em toda a faixa de

passagem, os polos devem ser distribuídos de tal forma que o *ripple* do nível de atenuação da banda rejeitante seja constante.

Já foi mencionado que as rede do tipo π e T utilizadas para implementar os inversores de admitância, conforme Figura 2.16, possuem a capacidade de prover uma diferença de $\pm 90^\circ$. Então dependendo da escolha do tipos de redes, ao serem acopladas com os ressonadores do tipo I ou II, elas podem inverter a posição do polo em relação a frequência de pico (ω_p), uma vez que o defasamento total dos dois inversores de admitância será de $\pm 180^\circ$, possibilitando a inversão de um ressonador do tipo I para o tipo II e vice-versa. Por fim, após a implementação dos dois filtros passa-faixa modificados para os canais de transmissão (f_1) e recepção (f_2), estes devem ser conectados e, caso necessário, otimizados. A Figura 2.20 apresenta a estrutura final proposta para o duplexador com os filtros modificados.

Neste transceptor existe uma diferença considerável entre o nível de potência do canal de recepção e o canal de transmissão, sendo que a potência recebida sempre será maior do que a potência transmitida, uma vez que o sinal de transmissão será gerado a partir da potência recebida. Tendo em vista essa característica, a estratégia adotada na estrutura do duplexador (Figura 2.20) contempla três polos de atenuação no filtro do canal de transmissão e dois polos de atenuação no filtro do canal de recepção. Nota-se que para o filtro de recepção foram utilizados ressonadores do tipo II, bem como ressonadores do tipo I para o filtro de transmissão. Isto porquê, conforme descrito anteriormente, as redes utilizadas nos inversores de admitância invertem a posição do polos de atenuação e a resposta dos ressonadores de três elementos.

Figura 2.20: Circuito do duplexador.



Fonte: Autoria própria.

2.3 Análise do Enlace

A análise do enlace de RF é um aspecto muito importante no desenvolvimento de sistemas de comunicação. Especialmente, neste trabalho, onde a unidade de medição deve operar sem baterias, a predição do nível de atenuação dos sinais fornece uma estimativa da disponibilidade de potência e da limitação da distância de operação.

Existem diversos parâmetros envolvidos na transmissão de ondas eletromagnéticas de um ponto para outro a certa distância. A emissão ou irradiação de ondas eletromagnéticas no espaço é o processo através do qual pode-se transmitir energia elétrica de uma fonte para um local remoto por meio da propagação. Nesse processo, é fundamental a presença de um dispositivo que permita a transição de ondas eletromagnéticas em um meio guiado, como um cabo coaxial, por exemplo, para um meio aberto ou espaço livre como o ar. Esse dispositivo é constituído basicamente de um arranjo de estruturas metálicas e é chamado de antena. Uma corrente variante no tempo sob a superfície metálica da antena tem a capacidade de irradiar ondas eletromagnéticas, e esse é o mecanismo principal de irradiação presente nas antenas. Então, partindo do conceito de que uma corrente variável em um determinado condutor está diretamente relacionada com a densidade de cargas e a variação da velocidade dessas cargas, é possível concluir que para existir irradiação, é necessário existir uma corrente variante no tempo, que por sua vez é gerada por meio da aceleração ou desaceleração de cargas.

Entende-se então que as cargas elétricas são as fontes de campos eletromagnéticos, portanto caso a fonte do campo varie no tempo, o campo irá variar de modo semelhante. Para exemplificar, pode-se considerar o uso de uma fonte senoidal, como um gerador de RF, para excitar uma linha de transmissão conectada a uma antena. Quando a tensão senoidal é aplicada à linha de transmissão coaxial, um campo elétrico é criado dentro da linha de transmissão e o movimento das cargas livres do condutor da linha proporciona a uma corrente, que por sua vez dá origem a um campo magnético. Os campos elétrico e magnético variantes no tempo dão origem a ondas eletromagnéticas que se propagam dentro da linha de transmissão em direção à antena. Dentro da linha de transmissão a existência da onda eletromagnética depende das cargas, uma vez que removendo a excitação do gerador, a propagação da onda termina. Isto porque o campo elétrico formado na linha de transmissão está vinculado a presença das cargas, uma vez que tem origem em uma carga positiva e termina em uma carga negativa. O campo elétrico se comporta dessa forma até mesmo fora da linha de transmissão, em uma região próxima a antena denominada de região de campo próximo. Todavia, ao ser irradiada através da antena em uma determinada distância, as linhas de campo elétrico formam um laço fechado, situação em que já não é mais necessário a presença de cargas para sustentar a existência da onda eletromagnética. Ou seja, as cargas são necessárias para excitar os campos na antena, embora não sejam necessárias para sustentá-los quando laços fechados de campo

elétrico são formados. A distância em que o campo já se comporta dessa forma é denominada de campo distante. Neste ponto os campos elétrico e magnético podem induzir e alimentar um ao outro e a onda pode se propagar no espaço livre. A energia contida na onda que se propaga no espaço livre pode ser captada novamente por uma outra antena receptora operando com mesmo princípio explicado na irradiação, só que dessa vez é onda propagante que induz uma corrente sob a estrutura metálica da antena receptora. Assim tem-se formação de um enlace para transmissão de energia ou informações remotamente por meio de ondas eletromagnéticas [22, 37, 38].

O estudo dos mecanismos de propagação abrangem o modo como as ondas eletromagnéticas são afetadas pelo meio durante o seu percurso de propagação. Como existe uma grande quantidade de parâmetros que influenciam a propagação das ondas, existe também um alto grau de incerteza na predição dos sinais. Desse modo, deve-se levar em consideração os principais aspectos que proporcionam ganhos ou perdas no enlace. Dentre os parâmetros que afetam a propagação, os principais são a frequência, distância e o tipo de antena. Além disso, o trajeto entre o transmissor e o receptor pode ser constituído de uma simples linha de visão direta ou ser seriamente obstruído por objetos pequenos, pessoas e estruturas de construção civil, que por sua vez podem ocasionar a reflexão, refração ou difração das ondas eletromagnéticas. Para a análise dos casos mais complexos são utilizados os diversos modelos de propagação, de acordo com as características do enlace, para realizar a predição do sinal de RF. Neste trabalho, o trajeto entre a unidade central e a unidade de medição será considerado como uma simples linha de visão direta, utilizando, portanto, o modelo de propagação do espaço livre na predição da potência do sinal de RF. Com o modelo de propagação do espaço livre pode-se prever a potência do sinal recebido em função da distância e da frequência.

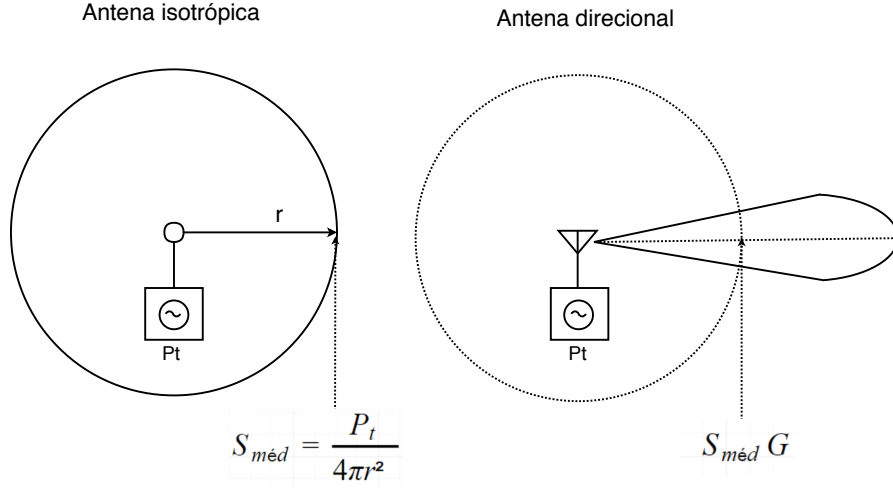
Claramente, as antenas utilizadas para a implementação do enlace também afetam a potência do sinal recebido, uma vez que as antenas possuem a capacidade de prover ganho ao sinal que é transmitido ou recebido por elas. Apesar de ser um elemento passivo, a antena possui a capacidade de focalizar a potência irradiada em determinadas direções, provendo, dessa forma, um ganho de sinal. Uma antena ideal que irradia igualmente em todas as direções, ou seja, que não direciona a irradiação em determinada direção, é definida como uma fonte pontual isotrópica, conforme Figura 2.21. A antena isotrópica é uma antena teórica, que não existe na prática, cuja função é prover um comparativo com uma antena real.

Supondo que a antena isotrópica é alimentada com uma potência P_t em (W), então a potência em um ponto a uma distância r em (m) é igualmente distribuída sobre a superfície de uma esfera com área superficial $4\pi r^2$ em (m^2). Desse modo, conforme Figura 2.21, a densidade de potência S_{med} em W/m^2 no ponto r com a antena isotrópica é dada por:

$$S_{med} = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (W/m^2) \quad (2.47)$$

Com a antena direcional, existe um ganho G devido a capacidade que a antena possui de

Figura 2.21: Diretividade de uma antena.



Fonte: Autoria própria.

concentrar e focalizar a energia irradiada na direção r , ao invés de irradiar em todas as direções. À densidade de potência no ponto r é, portanto, adicionado o ganho G da antena direcional, conforme equação 2.48.

$$S_{med} = G \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (W/m^2) \quad (2.48)$$

Assim como uma antena transmissora pode proporcionar ganho direcionando o sinal de transmissão, uma antena receptora também pode proporcionar ganho ao sinal de recepção de acordo com a sua abertura efetiva. A relação entre a potência recebida P_r em (W) por uma antena e a densidade média de potência disponível no ponto em que essa antena está situada, é definida como a abertura efetiva A_{ef} da antena e possui dimensão de área em (m^2), conforme equação 2.49. Em outras palavras, a abertura efetiva determina a eficiência da antena receptora em converter a potência irradiada em uma potência disponível para uma carga conectada ao seu terminal de saída.

$$A_{ef} = \frac{P_r}{S_{med}} \quad (m^2) \quad (2.49)$$

A abertura efetiva pode variar de acordo com o tipo de antena que se utiliza na recepção do sinal. Entretanto, da mesma forma que o ganho da antena é determinado com relação a uma antena isotrópica, a abertura efetiva de uma antena direcional também pode ser determinada em função da abertura efetiva de fonte isotrópica ideal com ganho unitário, conforme abaixo.

$$A_{ef} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (m^2) \quad (2.50)$$

Onde λ é o comprimento de onda em (m). Dessa forma, considerando uma antena direcional com eficiência de 100%, em que a toda a potência entregue a antena é irradiada, e a diretividade é igual ao ganho, tem-se:

$$A_{ef} = \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) G \quad (m^2) \quad (2.51)$$

Uma vez demonstrado como as antenas afetam a potência do sinal transmitido ou recebido, é possível entender de forma mais clara os conceitos empregados na predição de sinal no espaço livre com linha de visão direta. Neste modelo de propagação, o trajeto percorrido pela onda de rádio até a antena receptora é considerado como uma linha reta, e os efeitos dos fatores do ambiente sob o sinal são desconsiderados. Este modelo faz uso da fórmula de Friis que relaciona a potência transmitida e a potência recebida a uma certa distância e em uma determinada frequência da seguinte forma.

$$P_r = S_{med} A_{ef} \quad (W) \quad (2.52)$$

$$P_r = S_{med} \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) G_r \quad (W) \quad (2.53)$$

$$S_{med} = G_t \frac{P_t}{4\pi d^2} \quad (W/m^2) \quad (2.54)$$

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad [\text{Fórmula de Friis}] \quad (2.55)$$

$$\left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad [\text{Atenuação do espaço livre}] \quad (2.56)$$

P_t = Potência na entrada da antena transmissora (W);

P_r = Potência na saída da antena receptora (W);

G_t = Ganho da antena transmissora;

G_r = Ganho da antena receptora;

d = Distância entre as antenas em (m);

λ = Comprimento de onda (m).

Como é de costume na área de telecomunicações realizar a análise dos dados em dB - Decibel, as fórmulas são transformadas e utilizadas para calcular a potência recebida P_{rdB} em (dB) e a atenuação do espaço livre A_{EL} em (dB), conforme abaixo.

$$P_{rdB} = P_{tdB} + G_{tdB} + G_{rdB} + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad [dB] \quad (2.57)$$

$$A_{EL} = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad [dB] \quad (2.58)$$

As fórmulas descritas proporcionam resultados mais próximos da realidade quando aplicadas sob as seguintes condições:

- $d \gg \lambda$ de modo que as condições de campo distante sejam satisfeitas. Do contrário, a equação (2.56) da atenuação do espaço livre poderá fornecer um resultado de atenuação negativa, o que é praticamente impossível;
- As antenas estão devidamente alinhadas, com a mesma polarização e posicionadas no espaço livre sem obstruções na linha de visão entre elas;
- Não existem interferências construtivas e/ou destrutivas devido aos multitrajetos;
- As antenas estão devidamente casadas. P_t é a potência disponível entregue à antena transmissora e P_r é a potência disponível na saída da antena receptora;
- A largura de banda é estreita o suficiente para que somente um comprimento de onda seja considerado.

Neste trabalho, a frequência de operação do transceptor está em torno de 27 MHz o que implica em um comprimento de onda de 11,1 m. Como a distância de comunicação entre a unidade central e unidade de medição será de alguns metros, isso implicará em uma operação na região de campo próximo e campo próximo radiativo. Portanto, a predição da atenuação do sinal com a fórmula de Friis pode apresentar uma atenuação menor em relação ao valor real. Isto porque a atenuação da potência do sinal é proporcional a $1/d^3$ para a região de campo próximo, enquanto que para campo de distante é proporcional a $1/d^2$. Conforme descrito, esse modelo parte de algumas aproximações para que o nível de potência possa ser estimado de uma forma mais simples, diferentemente da região de campo próximo. Todavia, é interessante utilizar o modelo e verificar a diferença entre os valores de potência recebida calculados e os valores medidos na prática.

2.4 Colheita de Energia

Geralmente, energia é transmitida por meio da habilidade da matéria ou das ondas de transportar uma força dentro de um meio como a água, o ar, ou um material sólido. O objetivo principal da colheita de energia é interceptar essa energia transmitida e convertê-la em energia elétrica [39]. De fato, esta é uma técnica muito atrativa para diversos dispositivos que funcionam sem uma fonte de energia interna (sem bateria, por exemplo).

É possível destacar como as principais fontes de energia: ondas mecânicas (vento, som e vibrações), movimentos, calor e ondas eletromagnéticas (RF e luz solar). Para coletar a energia do vento são utilizadas turbinas eólicas que convertem a energia mecânica em energia elétrica. A energia mecânica rotacional das hélices é aplicada, por meio de caixas de redução, ao rotor de um motor elétrico que, por sua vez, a transforma em força eletromagnética através do fenômeno de indução. A energia do som e das vibrações pode ser coletada por meio de transdutores piezoelétricos

que convertem a energia mecânica em energia elétrica. No caso da energia solar, a coleta é realizada através de painéis solares construídos com fotodiodos que possuem a junção exposta para a coleta dos fótons gerados e transmitidos na forma de ondas eletromagnéticas durante as reações nucleares que acontecem no sol. Na colheita de energia de RF, a fonte é uma radiação eletromagnética intencionalmente transmitida por um dispositivo eletrônico, diferentemente da energia solar em que a fonte é uma radiação natural emitida pelo sol. Neste caso, as propriedades da radiação eletromagnética podem ser controladas, não só em níveis de potência, como também em espectro de acordo com as necessidades do sistema. Além disso, como os sinais de RF podem atravessar alguns tipos de materiais, os sistemas que incorporam a colheita de energia de RF possuem a vantagem de operar em lugares onde a energia solar não chega ou não é suficiente. É possível também coletar energia dos sinais de RF no ambiente provenientes de outras fontes, como por exemplo, os sinais das redes Wi-Fi, de TV, da rádio e de estações rádio base.

A colheita de energia de RF oferece soluções para aplicações em que é inviável a utilização de baterias ou a troca delas, reduzindo ou eliminando assim a necessidade de manutenções periódicas nos dispositivos. Dessa forma, uma unidade central pode transmitir energia para uma unidade de medição remota que, após coletar essa energia com o sistema de colheita, utiliza-a para alimentar todos os circuitos, executar as funções necessárias e ainda transmitir um sinal de volta para a unidade central com as informações adquiridas. Portanto, este tópico trata do bloco de colheita de energia de RF da unidade de medição que basicamente irá converter o sinal de RF recebido pela antena para uma tensão DC - *Direct current*, conforme será descrito a seguir.

2.4.1 Conversor RF-DC

Uma das possíveis formas de conversão se dá através do uso de circuitos retificadores de RF, também definidos como conversor *RF-to-DC* que podem ser desenvolvidos com diodos Schottky de baixa tensão de limiar (*threshold*) e capacitores de alto fator de qualidade. O retificador com diodos pode ser desenvolvido a partir de dois circuitos básicos, conforme Figura 2.22. O circuito de *clamping* (Figura 2.22 a)) é utilizado para estabelecer uma tensão DC de referência V_{ref} . Para simplificar a análise do circuito, e considerar que as quedas de tensão nos diodos V_{th} são as mesmas, a variação da resistência dos diodos é considerada nula. Considera-se também que o tempo de carga dos capacitores é zero e o regime estacionário é alcançado imediatamente [40].

Durante o semiciclo negativo da tensão de entrada V_{in} , o diodo D_1 irá conduzir caso a tensão em seus terminais seja maior do que a sua tensão limiar V_{th} , e apresentará uma queda de tensão. O capacitor C_1 irá se carregar até a tensão de entrada atingir o valor de pico. Neste caso, a tensão

acumulada no capacitor C_1 é:

$$V_{C1} = V_{in,min} - V_{th} \quad (2.59)$$

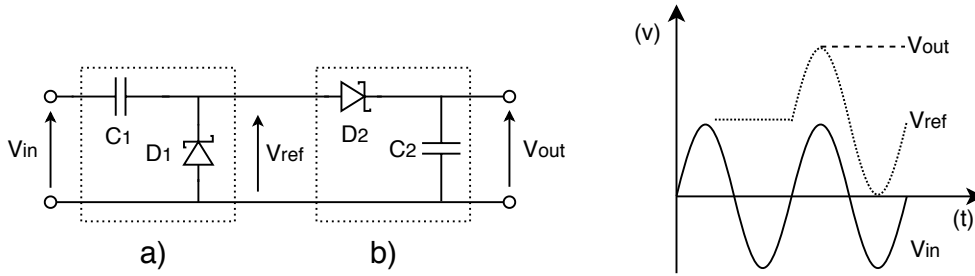
No semiciclo positivo seguinte, a tensão $V_{in,max}$ será somada a tensão de C_1 . Logo, a tensão de referência V_{ref} na saída do circuito de *clamping* será:

$$V_{ref} = V_{in,max} + V_{C1} = 2V_{in,max} - V_{th} \quad (2.60)$$

V_{ref} é uma tensão senoidal com uma componente contínua correspondente a $V_{in,max} - V_{th}$. O diodo D_2 conduz gerando uma queda de tensão, o capacitor C_2 se carrega e filtra as oscilações (*ripple*). Enquanto nenhuma carga for conectada a C_2 , a tensão se manterá praticamente constante. Ao combinar os dois circuitos em cascata temos o circuito retificador dobrador [40, 41]. Desprezando-se o *ripple*, a tensão de saída é dada por:

$$V_{out} = V_{ref} - V_{th} = 2(V_{in,max} - V_{th}) \quad (2.61)$$

Figura 2.22: a) Circuito *clamping*; b) Circuito retificador.

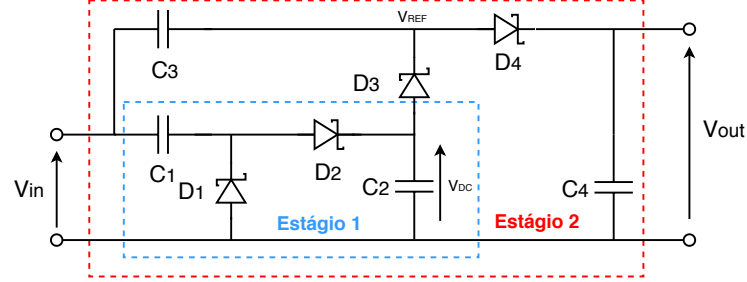


Fonte: Autoria própria.

É importante observar que a tensão limiar V_{th} dos diodos possui forte impacto no desempenho do circuito, uma vez que a sua relação com a amplitude do sinal de RF na entrada do retificador irá determinar tanto a sensibilidade quanto a eficiência deste. Quando utilizados em aplicações de potência elevada, a V_{th} pode até ser desprezada, todavia em condições de potência reduzida, a V_{th} pode ser comparável a amplitude do sinal de RF, ou ainda, ser impraticável para o funcionamento do circuito. Devido a presença de poucos componentes, o circuito retificador dobrador apresenta baixas perdas e boa eficiência. Entretanto, pode ser necessário um nível de tensão maior na saída para alimentar um determinado dispositivo. Neste caso, para aumentar o valor da tensão pode-se implementar os circuitos dobradores em cascata que são denominados de retificadores multiestágios.

Os circuitos multiestágios mais utilizados são os do tipo Dickson e Greinacher [39]. A Figura 2.23 exibe o circuito do tipo Dickson de dois estágios.

Figura 2.23: Retificador Dickson de dois estágios.



Fonte: Autoria própria.

A tensão de saída do estágio anterior estabelece uma nova tensão de referência V_{ref} para o estágio seguinte permitindo que este multiplique ainda mais o valor da tensão total. Neste circuito, durante os semiciclos negativos da tensão de entrada V_{in} , o diodo D_3 irá conduzir, o capacitor C_3 irá se carregar, enquanto o valor de tensão sobre o diodo for maior do que a sua tensão limiar, e a tensão acumulada no capacitor C_3 será de:

$$V_{C3} = V_{in,min} + V_{DC} - V_{th} \quad (2.62)$$

No semiciclo positivo seguinte, a tensão $V_{in,max}$ será somada a tensão de C_3 . Logo, a tensão de referência V_{ref} na saída do circuito de *clamping* do estágio 2 será:

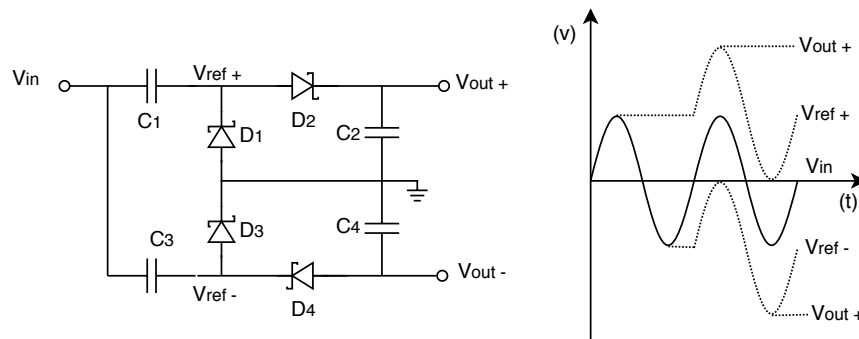
$$V_{ref} = V_{in,max} + V_{C3} = 4V_{in,max} - 3V_{th} \quad (2.63)$$

Enquanto nenhuma carga for conectada a C_4 , a tensão se manterá praticamente constante. Desprezando-se o *ripple*, a tensão de saída para um retificador de N estágios é dada por:

$$V_{out} = V_{ref} - V_{th} = 2N(V_{in,max} - V_{th}), \quad \text{sendo } N \text{ o número de estágios} \quad (2.64)$$

Como alternativa ao modelo de Dickson com conexões em série, os retificadores podem também ser implementados em paralelo utilizando retificadores de polaridades opostas espelhados com relação ao terminal de referência [39, 41]. A Figura 2.24 exibe o circuito do modelo Greinacher espelhado em conjunto com o gráfico que exibe as tensões na entrada de cada retificador de meia onda (V_{ref+} e V_{ref-}) e a tensão de saída (diferença entre V_{out+} e V_{out-}).

Figura 2.24: Retificador Greinacher espelhado e gráfico com tensões de entrada e saída.



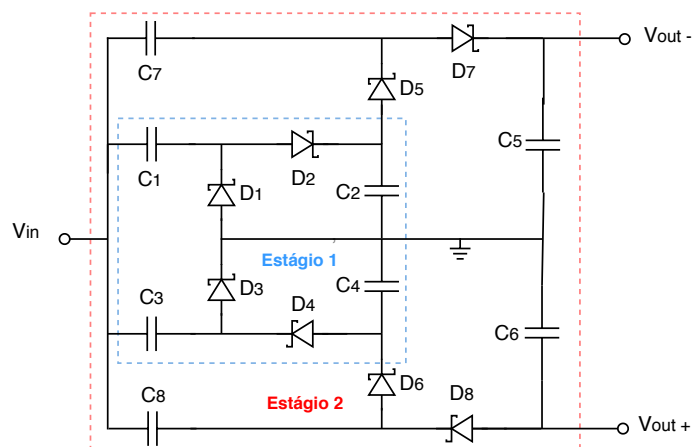
Fonte: Autoria própria.

Neste caso, a tensão de saída será quatro vezes o valor da tensão de entrada subtraída das tensões dos diodos, conforme 2.65.

$$V_{out} = 4(V_{in,max} - V_{th}) \quad (2.65)$$

Para alcançar níveis de tensões maiores com este tipo de retificador, pode-se utilizar o circuito de dois estágios exibido na Figura 2.25. De modo semelhante ao retificador Dickson multiestágio, os circuitos são associados em cascata de forma que a tensão de saída do estágio anterior estabeleça uma nova tensão de referência para o estágio seguinte permitindo que este multiplique ainda mais o valor da tensão total.

Figura 2.25: Retificador Greinacher espelhado de dois estágios.



Fonte: Autoria própria.

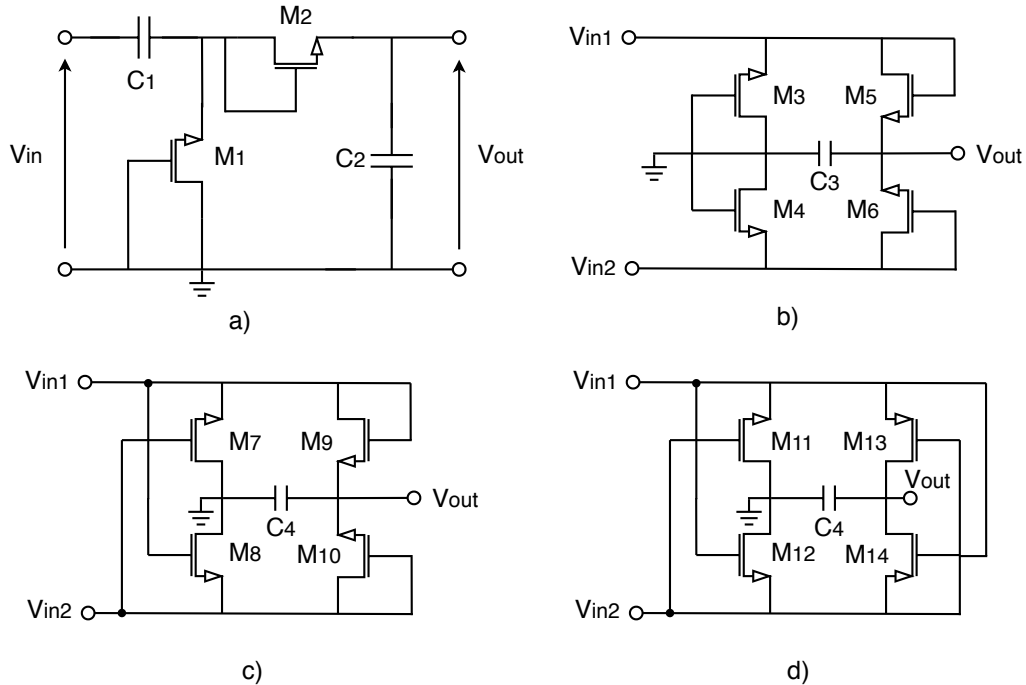
É importante observar que em ambos os circuitos multiestágio, todos os capacitores de entrada do segundo estágio são conectados ao terminal da tensão de entrada V_{in} do retificador para que

todos os diodos sejam excitados com a mesma tensão. Para o retificador Grerinacher multiestágio espelhado, a tensão de saída é:

$$V_{out} = 4N(V_{in,max} - V_{th}) \quad (2.66)$$

Pelo fato de apresentarem baixa tensão limiar, uma curva de queda de tensão exponencial com relação a corrente, e menor sensibilidade a variação da temperatura, os circuitos que utilizam diodos Schottky são a base dos conversores RF-DC, especialmente para circuitos que utilizam componentes discretos. Entretanto, em tecnologias de circuito integrado utiliza-se configurações alternativas de estruturas de diodos baseadas em MOSFETs [42, 43]. A Figura 2.26 exibe algumas topologias de retificadores utilizando transistores NMOS e PMOS de baixo ou quase zero V_{th} [42].

Figura 2.26: Topologia de retificadores com MOSFETs: (a) NMOS retificador dobrador, (b) NMOS retificador em ponte com entrada diferencial, (c) NMOS retificador em ponte com entrada diferencial e *gates* cruzados, (d) NMOS-PMOS retificador em ponte com entrada diferencial e *gates* cruzados



Fonte: Autoria própria.

O princípio de funcionamento do primeiro circuito (a) é exatamente igual ao retificador dobrador com diodos já discutido. O transistor M_1 conduz no semiciclo negativo da tensão de entrada

carregando o capacitor C_1 . No semiciclo positivo seguinte, o capacitor C_1 irá fornecer uma tensão de referência DC que será somada a tensão de entrada fazendo com que o transistor M_2 conduza e carregue o capacitor C_2 com o valor de duas vezes a tensão de entrada subtraída da queda de tensão dos transistores. Da mesma forma, este circuito pode ser utilizado em cascata e em N estágios com o intuito de multiplicar a tensão de saída.

A segunda topologia (b) consiste de uma ponte retificadora com quatro transistores de entrada diferencial e funciona da seguinte forma: durante o período em que V_{in1} é maior do que V_{in2} , os transistores M_5 e M_4 conduzem e carregam o capacitor C_3 , e durante o período em que V_{in1} é menor do que V_{in2} , os transistores M_3 e M_6 conduzem carregando novamente o capacitor C_3 no mesmo sentido. Desse modo, retificam, portanto, o sinal de RF e estabelecem a mesma polaridade na tensão de saída V_{out} . Para aplicações em que o transmissor está próximo e a tensão limiar não é tão crítica, essa topologia pode proporcionar sinais com amplitudes razoáveis. Entretanto, ao retificar sinais de RF provenientes de transmissores distantes, a tensão limiar se torna crítica, tendo em vista que para este circuito funcionar a tensão de entrada deve ser no mínimo duas vezes o valor da tensão limiar dos transistores. A terceira topologia (c) é uma versão modificada da ponte retificadora em que os transistores que tinham o *gate* conectados ao terra, agora são conectados a entrada via acoplamento cruzado para redução do nível de tensão necessários para ligá-los. Por último, na topologia (d) todos os quatro transistores possuem *gate* conectado a entrada via acoplamento cruzado. Diferentemente da topologia anterior, nessa topologia os outros dois transistores são do tipo PMOS e o circuito necessita de um controle de corrente para evitar a circulação de corrente reversa no caso da tensão retificada ser maior do que a tensão de entrada.

A depender do tipo de aplicação, qualquer uma das topologias apresentadas pode ser utilizada para executar a tarefa de conversão de RF-DC. Devido a diversidade de aplicações da colheita de energia de RF, não existe uma única figura de mérito para avaliar a qualidade de desempenho destes circuitos. Porém, é viável definir a eficiência, sensibilidade e tensão de saída como parâmetros críticos de avaliação. Estas figuras de mérito determinam a capacidade dos circuitos de receber potência de um sinal de RF a uma determinada distância e convertê-la eficientemente em potência DC.

A eficiência de conversão de potência η_c é determinada da seguinte forma:

$$\eta_c = \frac{P_{DC}}{P_{in} - P_{ref}} \quad P_{DC} = V_{out}I_{out} \quad (2.67)$$

Onde P_{DC} é a potência DC entregue a carga na saída, P_{in} é a potência incidente na entrada do retificador e P_{ref} é a potência refletida. Já a eficiência total η_o é definida como:

$$\eta_o = \frac{P_{DC}}{P_{in}} \quad (2.68)$$

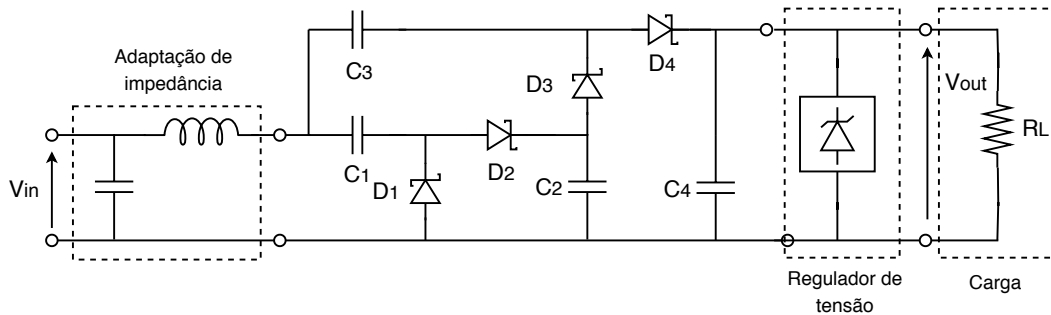
A potência mínima necessária na entrada do retificador para que a carga possa executar sua tarefa é definida como a sensibilidade [39]. A sensibilidade está reversamente relacionada com a eficiência do circuito, uma vez que níveis de potência e amplitude maiores proporcionam maior eficiência. A sensibilidade medida em dBm é dada por:

$$Sens = P_{dBm} = 10 \log_{10}(P_{mW}) \quad (2.69)$$

A amplitude da tensão DC na saída do conversor é definida como tensão de saída e é geralmente definida sob as piores condições, como por exemplo, a condição de potência mínima. A tensão de saída é mais um requisito do projeto do que uma figura de mérito, pois esta será determinada com base nas características da carga. Como a tensão de saída apresenta um *ripple*, após a retificação do sinal de RF utiliza-se um regulador de tensão para eliminar as oscilações. A utilização do regulador provoca uma pequena queda de tensão na amplitude de saída, por isso deve-se utilizar reguladores de baixa queda de tensão (*LDO - low dropout*).

É importante mencionar que, para garantir a eficiência do retificador, é necessário realizar a adaptação da impedância de entrada deste com a impedância da antena ou do circuito anterior de forma que a transferência da potência incidente para o retificador seja otimizada (máxima transferência de potência). Enquanto a estrutura e o número de estágios afeta a impedância total de entrada do retificador, a carga R_L afeta diretamente o valor resistivo da impedância. Portanto, na adaptação de impedância do circuito retificador deve-se levar em consideração a carga conectada na saída, conforme Figura 2.27.

Figura 2.27: Circuito retificador com adaptação de impedância na entrada e regulador de tensão na saída.

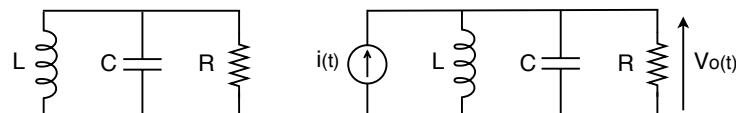


Fonte: Autoria própria.

2.5 Sistema de Medição - Oscilador

Uma vez retificado o sinal de RF, a tensão DC gerada será utilizada para fornecer alimentação ao oscilador. Os osciladores são utilizados em diversas aplicações de RF. Em grande parte delas, têm como objetivo fornecer um sinal de referência periódico senoidal com alta pureza espectral. Neste trabalho, o oscilador funciona tanto como um sistema de medição quanto um transmissor de RF, cuja portadora é modulada por um mensurando fornecido por um sensor, sendo este capacitivo ou indutivo. A análise do oscilador começa com o estudo de um ressonador em paralelo. Os dois elementos reativos (L) e (C) formam um sistema de 2ª ordem que tem potencial para apresentar comportamento oscilatório, caso as perdas sejam nulas, ou caso seja adicionada energia ao sistema.

Figura 2.28: Ressonador em paralelo.

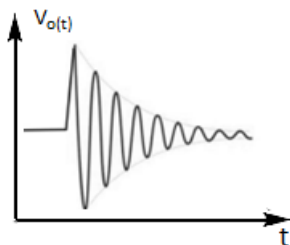


Fonte: Autoria própria.

Ao excitar esse sistema com um impulso de corrente ($i(t) = i_{pulse}\delta(t)$), que pode ser representado pelo ruído do próprio sistema, a tensão de saída ($V_o(t)$) será uma senoide cuja amplitude cai exponencialmente.

$$V_o(t) = \frac{\sqrt{2}i_{pulse}e^{\left(\frac{-t}{2RC}\right)}}{C} \cos\left(\sqrt{\left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}\right)}t\right) \quad (2.70)$$

Figura 2.29: Resposta do ressonador em paralelo a um impulso de corrente.



Fonte: Autoria própria.

Pelo gráfico da Figura 2.29, nota-se que a amplitude da senoide reduz com o tempo. Para eliminar este efeito, devido as perdas associadas com a resistência (R), e impedir que a oscilação cesse é necessário fornecer energia ao circuito. Com isso, é possível fazer $R \rightarrow \infty$ e eliminar a

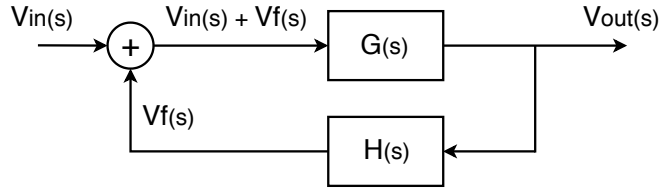
redução exponencial da amplitude. A tensão e a frequência de oscilação serão então determinadas de acordo com as equações 2.71 e 2.72, respectivamente.

$$V_o(t) = \frac{\sqrt{2}i_{pulse}}{C} \cos \sqrt{\left(\frac{1}{LC}t\right)} \quad (2.71)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (2.72)$$

Para evitar que o fornecimento de energia faça o circuito saturar, é importante conhecer as condições de oscilação e tratar do oscilador como um sistema de malha fechada, conforme a Figura 2.30.

Figura 2.30: Diagrama do oscilador.



Fonte: Autoria própria.

Esse diagrama de blocos em malha fechada representa o sistema do oscilador. O dispositivo que fornece energia pode ser desenvolvido a partir de um amplificador com um único transistor que é representado no diagrama por $G(s)$. Já o sistema que provê a realimentação, representado por $H(s)$, pode ser desenvolvido através de uma rede seletiva de frequência composta por circuito ressonante. A presença do sinal positivo no somador indica que os sinais V_{in} e V_f serão somados, entretanto é lógico que a fase do sinal de V_f determinará se o mesmo será adicionado ou subtraído de V_{in} . A fase de V_f é determinada através do laço de malha fechada. Se $G(s)$ proporciona um ganho com defasamento de 0° , $H(s)$ deve proporcionar um defasamento de mesmo valor ou múltiplo de 360° . Da mesma forma, caso $G(s)$ proporcione defasamento de 180° , $H(s)$ deve compensá-lo proporcionando também um defasamento de 180° . Logo, o defasamento total deve ser 0° ou múltiplo de 360° para que haja uma realimentação positiva no sistema. A partir do diagrama de blocos obtém-se o ganho de tensão em malha fechada $A_v(s)$ dado por:

$$A_v(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{G(s)H(s)}{1 - G(s)H(s)} \quad (2.73)$$

Para que a oscilação ocorra sem um sinal na entrada ($V_{in} \rightarrow 0$), $G(s)$ deve possuir um valor infinito ou o denominador da função $(1 - G(s)H(s))$ deve ser igual a zero, portanto:

$$A_L(s) = G(s)H(s) = 1 \quad (2.74)$$

ou

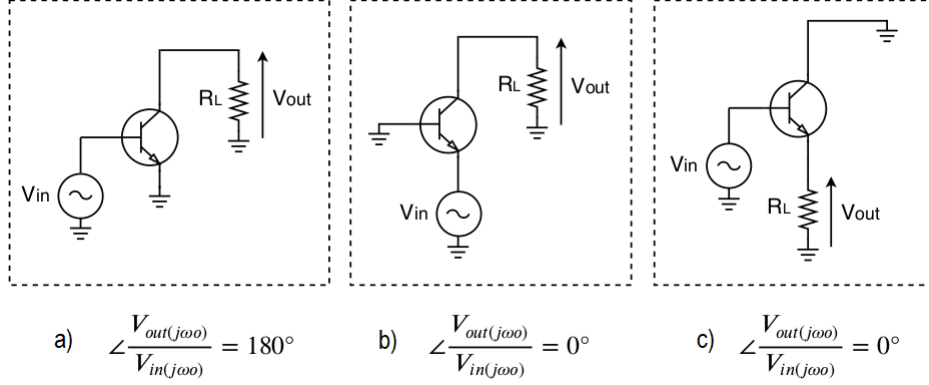
$$|G(j\omega o)H(j\omega o)| = 1 \quad \angle G(j\omega o)H(j\omega o) = 0 \quad (2.75)$$

$$Re[G(j\omega o)H(j\omega o)] = 1 \quad Im[G(j\omega o)H(j\omega o)] = 0 \quad (2.76)$$

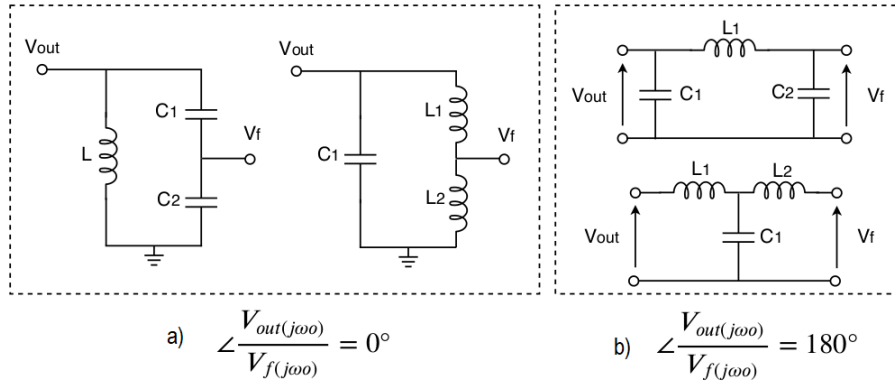
Em outras palavras, a função ganho de laço $A_L(s)$ deve possuir um ganho unitário. Estas relações são conhecidas como as condições de Barkhausen [44]. Além disso, para que a oscilação ocorra é necessário que a função do ganho de tensão em malha fechada $A_v(s)$ possua um par de pólos conjugados complexos no semiplano direito próximos ao eixo imaginário. Assim, o ruído representado por $V_{in}(s)$ irá iniciar uma tensão senoidal crescente na saída. A amplitude da tensão aumentará através da realimentação positiva, dessa forma é necessário um mecanismo de controle não linear da amplitude do sinal em que ao passo que a amplitude aumenta a transcondutância para pequenos sinais do amplificador diminui e provoca mudanças nas posições dos pólos. Os pólos serão movidos para próximo do eixo imaginário até que para um determinado valor de amplitude os pólos estarão localizados no eixo imaginário e a oscilação estará finalmente estabilizada com amplitude constante. Em resumo, para constituir o oscilador é necessário uma rede seletiva de frequência, um elemento ativo capaz de produzir ganho na frequência de ressonância e um mecanismo não linear de controle da amplitude do sinal de saída.

Para satisfazer as condições de Barkhausen é preciso não só analisar as topologias básicas do amplificador, que representa o elemento ativo do oscilador, como também as topologias da rede seletiva de frequência que proporcionará a realimentação. Como o defasamento total deve ser igual a 0° ou múltiplo de 360° , é necessário analisar o defasamento que as topologias dos elementos proporcionam, conforme exemplo do amplificador com TJB - transistor de junção bipolar e das redes seletivas nas Figuras 2.31 e 2.32, respectivamente.

Caso a topologia escolhida para o amplificador proporcione defasamento de 0° , como no caso base comum, conforme Figura 2.31 b), ou 180° , como nos casos emissor e coletor comum, conforme Figuras 2.31 a) e 2.31 c), a rede de realimentação e seletividade em frequência deverá ser projetada para compensar tal defasamento de acordo com as condições de Barkhausen. A Figura 2.32 apresenta exemplos de redes seletivas com divisor capacitivo e indutivo (Figura 2.32 a)) com defasamento de 0° e redes em π e em T com defasamento de 180° (Figura 2.32 b)).

Figura 2.31: Topologias de amplificadores TJB com defasamento de 0° e 180° .

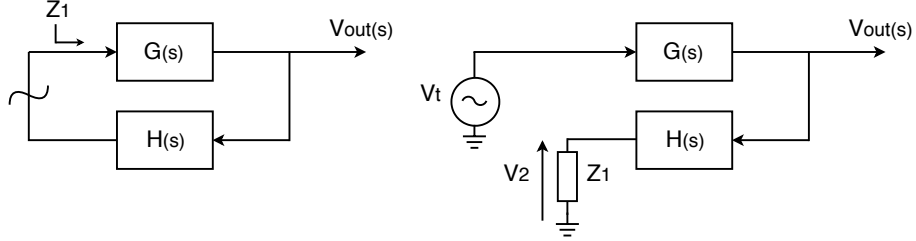
Fonte: Autoria própria.

Figura 2.32: Exemplos de redes LC com defasamento de 0° e 180° .

Fonte: Autoria própria.

O passo seguinte à análise do oscilador é a determinação da função ganho de laço $A_L(s)$ para a qual é necessário abrir o circuito na entrada de $G(s)$ ou $H(s)$, determinar a impedância de entrada do circuito e colocar uma impedância com valor idêntico ao medido no lugar onde o circuito foi aberto. Por final, aplica-se uma tensão de teste V_t e mede-se a tensão sobre a impedância que foi colocada no circuito, conforme Figura 2.33. A razão entre a tensão medida sobre a impedância (V_2) e a tensão de teste V_t será o valor da função ganho de laço $A_L(s)$.

Figura 2.33: Determinação da função ganho de laço.

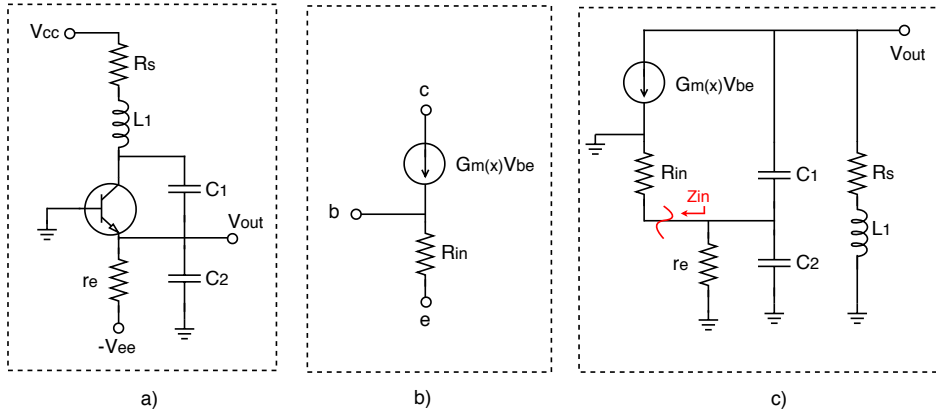


Fonte: Autoria própria.

$$A_L(s) = \frac{V_2(s)}{V_t} = G(s)H(s) \quad (2.77)$$

2.5.1 Oscilador Colpitts

O oscilador Colpitts é projetado a partir de um amplificador com um transistor na topologia base comum e uma rede seletiva de frequência composta por um divisor capacitivo (C_1 e C_2) e um indutor (L) com fator de qualidade associado à sua resistência em série (R_s). A análise do oscilador será realizada da seguinte forma: determinar a função ganho de laço, verificar se existe potencial para oscilação, ou seja, se há polos no semi-plano direito aplicar as condições de Barkhausen e determinar as condições de oscilação.

Figura 2.34: a) Oscilador Colpitts; b) Modelo do transistor; c) Determinando $A_L(s)$.

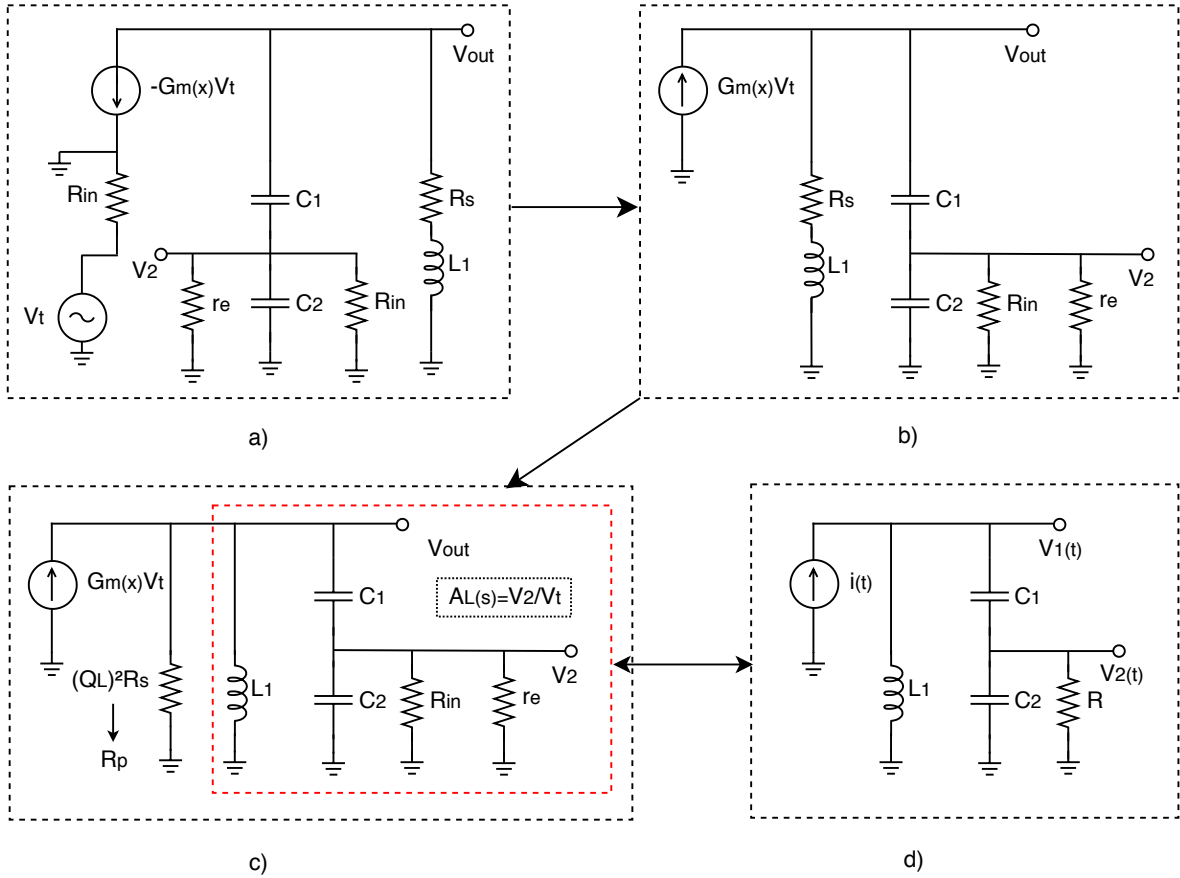
Fonte: Autoria própria.

Para determinar a função ganho de laço $A_L(s)$, será utilizado o modelo do TJB sob grandes sinais apresentado na Figura 2.34 b). Conforme descrito anteriormente, o circuito será aberto na entrada do emissor do amplificador (Figura 2.34 c)), a impedância de entrada será determinada e alocada onde o circuito foi aberto. Tendo feito isso, será aplicada uma tensão de teste V_t , e

será medida a tensão V_2 sobre a impedância, conforme Figura 2.35 a). Em seguida o circuito é simplificado e redesenhado, de acordo com a Figura 2.35b).

Todo indutor real possui um fator de qualidade Q dado pela razão entre a energia armazenada e a energia dissipada, ou parte imaginária sobre a parte real da impedância do indutor. Sendo que, quanto menor for o valor da resistência R_s , maior será o fator de qualidade série Q_s do indutor. O indutor L pode ser representado através dos modelos com resistência em série R_s ou, de forma equivalente, com resistência em paralelo R_p e fator de qualidade Q_p , conforme demonstrado na Figura 2.36.

Figura 2.35: Determinando $A_{L(s)}$ para o oscilador Colpitts.



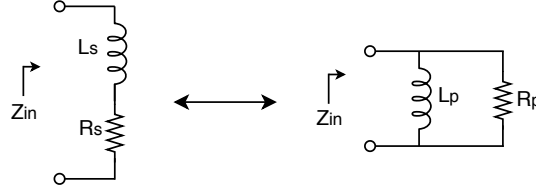
Fonte: Autoria própria.

A equivalência entre os modelos é determinada segundo as relações das equações 2.78 e 2.79.

$$Q_s = \frac{\omega_o L}{R_s} \quad Q_p = \frac{R_p}{\omega_o L} \quad (2.78)$$

$$Q_p = Q_s \quad R_p = R_s Q_s^2 \quad (2.79)$$

Figura 2.36: Modelo do indutor com resistência em série e seu equivalente com resistência em paralelo.



Fonte: Autoria própria.

Substituído o modelo do indutor, obtém-se o circuito da Figura 2.35 c), cuja parte do circuito que se encontra dentro do quadrado é definida como transformador a divisor capacitivo representado na Figura 2.35 d). Logo, sua impedância pode ser determinada através da equação 2.80 e comparada com a impedância de um circuito RLC paralelo convencional (equação 2.83) de forma a estabelecer uma equivalência.

Impedância do transformador a divisor capacitivo da Figura 2.35 d):

$$\frac{V_{1(s)}}{i(s)} = Z_{11(s)} = \frac{s \frac{1}{C}}{s^2 + \left(\frac{n^2}{RC} \left(1 - \frac{1}{n\Omega} \right) \right) s + \frac{1}{LC}} \quad (2.80)$$

Sendo:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad n = \frac{C_1}{C_1 C_2} \quad \Omega = \frac{\omega^2}{\frac{n^2}{RC} \left(1 - \frac{1}{n\Omega} \right) \frac{1}{C_1 C_2 R}} = \frac{Q_e Q_t}{1 - \frac{1}{n\Omega}} \quad (2.81)$$

$$Q_t = \frac{\omega RC}{n^2} \quad Q_e = (C_1 + C_2)R \quad (2.82)$$

Impedância de um circuito RLC paralelo convencional:

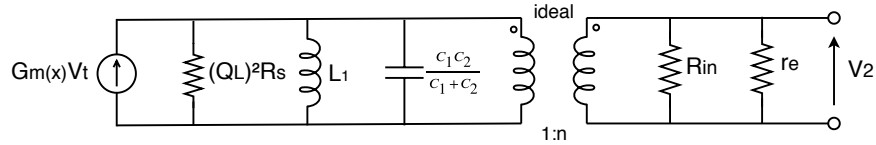
$$\frac{V_{1(s)}}{i(s)} = Z_{11(s)} = \frac{s \frac{1}{C}}{s^2 + \frac{1}{R_{eq}C} s + \frac{1}{LC}} \quad (2.83)$$

Logo, a equivalência com o circuito RLC se dá por:

$$R_{eq} = \frac{R}{n^2 \left(1 - \frac{1}{n\Omega} \right)} \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.84)$$

Por final, fazendo $n\Omega \gg 1$, ou ainda $nQ_tQ_e \gg 1$, obtém-se o circuito equivalente da Figura 2.37 de onde é possível determinar $A_{L(s)}$ e constatar que essa função possui um zero na origem e dois pólos complexos no semiplano direito, tendo, portanto, potencial para oscilar.

Figura 2.37: Circuito equivalente com transformador.



Fonte: Autoria própria.

$$A_L(s) = \frac{V_2}{V_t} = \frac{nG_{m(x)} \frac{1}{C} s}{s^2 + s \frac{1}{R_t C} + \frac{1}{LC}} \quad (2.85)$$

$$R_{eq} = R_{in} || r_e \quad R_t = R_L || \left(\frac{R_{eq}}{n^2} \right) \quad (2.86)$$

Tendo determinado a função ganho de laço e verificado o potencial de oscilação, aplicam-se as condições de Barkhausen com parte real da função igual a 1 e parte imaginária da função igual a 0. Para que as condições sejam verdadeiras é necessário que:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad G_{m(x)} = \frac{1}{nR_L \left(1 - \frac{n}{\alpha} \right)} \approx \frac{1}{nR_L} \quad (2.87)$$

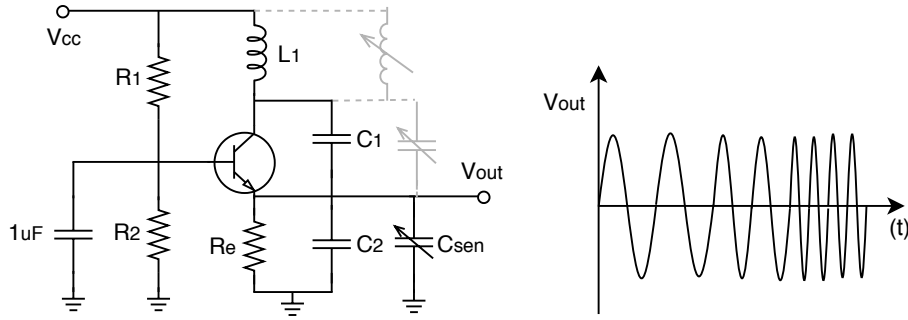
2.5.2 Integração do Sensor ao Oscilador

Analisando o oscilador Colpitts, percebe-se que a frequência gerada é determinada através do indutor e do seu divisor capacitivo, cuja capacitância equivalente é dada por C (Equação 2.87). Logo, ao variar a capacitância de qualquer um dos componentes do divisor capacitivo (C_1 ou C_2) ou a indutância do indutor, é possível variar a frequência gerada. Desse modo, pode-se fazer com que o oscilador funcione não só como transmissor de RF, mas também como um sistema de medição, a partir da integração de um sensor capacitivo ou indutivo. O oscilador funcionará como um modulador FM - *Frequency Modulation* em que o sinal modulante é a informação de uma dada grandeza física a ser medida ou monitorada.

Há certa flexibilidade na inserção do sensor na rede seletiva de frequência do oscilador. Sendo um sensor capacitivo é possível substituir C_1 ou C_2 , pode também ser inserido em paralelo ou em série com C_1 ou C_2 , ou ainda, gerar uma capacitância equivalente só com os elementos sensíveis e após isso inseri-los no divisor capacitivo. Além disso, sensores indutivos podem substituir o indutor

ou serem associados em paralelo ou série. Há a possibilidade de utilizar diferentes topologias de rede seletiva de frequência de modo que facilite a implementação do sensor de acordo com a sua faixa de variação e fator de qualidade. A Figura 2.38 demonstra uma forma de integração de um sensor capacitivo no divisor capacitivo para gerar a modulação FM.

Figura 2.38: Circuito do oscilador Colpitts com sensor capacitivo integrado a rede seletiva de frequência.



Fonte: Autoria própria.

Neste caso, para atender as condições de Barkhausen e garantir a oscilação em toda a faixa de variação do sensor, é necessário que as seguintes condições sejam satisfeitas.

$$C_{eq} = \left[\frac{(C_2 + C_{sen}) C_1}{C_2 + C_{sen} + C_1} \right], \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{eq}}} \quad (2.88)$$

$$G_{m(x)} \approx \frac{1}{n R_L}, \quad n = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_{sen}} \quad (2.89)$$

É importante observar que a transcondutância $G_m(x)$ depende da relação entre as capacitâncias do divisor (fator n), em outras palavras, ao integrar o sensor ao divisor capacitivo, a corrente de coletor necessária para manter a oscilação em toda a faixa da capacitância do sensor deve ser levada em consideração.

Capítulo 3

Validação da Técnica Proposta

No capítulo anterior, foram demonstradas as fundamentações teóricas necessárias para o projeto do transceptor. Primeiramente apresentou-se a arquitetura do transceptor com a técnica de transmissão e recepção simultâneas implementadas com o duplexador, em seguida foi apresentada a teoria de análise do enlace, os conceitos da colheita de energia em conjunto com a teoria dos circuitos conversores RF-DC. Por fim, foi apresentado a teoria da técnica utilizada no sistema de medição da grandeza física, geração e modulação do sinal de RF com o oscilador Colpitts. Neste capítulo, será apresentada a validação das técnicas propostas, incluindo resultados de simulações, implementação do protótipo e resultados das medições.

3.1 Medições da Potência Disponível na Unidade de Medição

Para estabelecer o enlace de RF, tanto na unidade central quanto na unidade de medição, foram utilizadas duas antenas monopolo, conforme Figura 3.1. A frequência de operação das antenas está em torno de 27 MHz cujo comprimento de onda é aproximadamente 11,1 metros. Sabe-se que a dimensão de uma antena está diretamente relacionada com o comprimento de onda e é inversamente proporcional a sua frequência de ressonância, ou seja, quanto maior a frequência de ressonância, menor é a dimensão da antena. Portanto, para operar na frequência de 27 MHz, mesmo com uma antena de um quarto de onda (2,78 m), seria necessário um elemento ativo muito grande, o que não seria viável para a aplicação desse projeto. No entanto, as antenas monopolo utilizadas nesse projeto possuem cerca de 20 cm. Essas antenas são classificadas como antenas eletricamente curtas, uma vez que a sua dimensão é muito pequena (cerca de um quinquagésimo), quando comparada ao comprimento de onda de operação.

Ao reduzir o tamanho da antena, reduz-se também a sua resistência de irradiação e aumenta-se a sua reatância capacitiva, o que altera sua frequência de ressonância. Então, para casar a

Figura 3.1: Antenas monopolo.

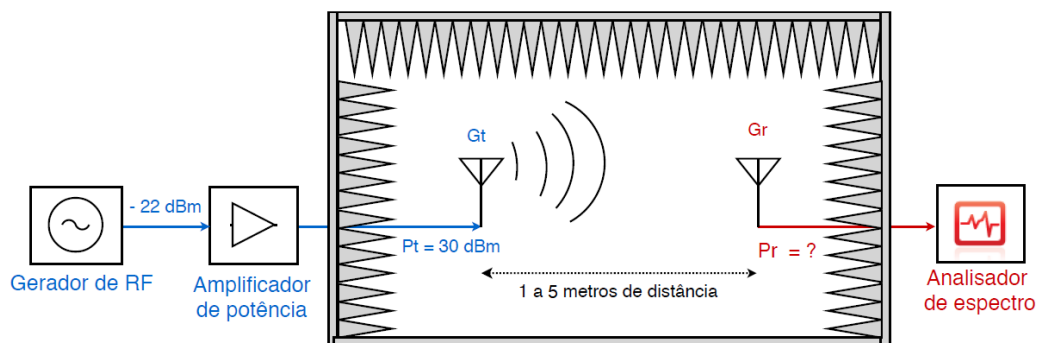


Fonte: Autoria própria.

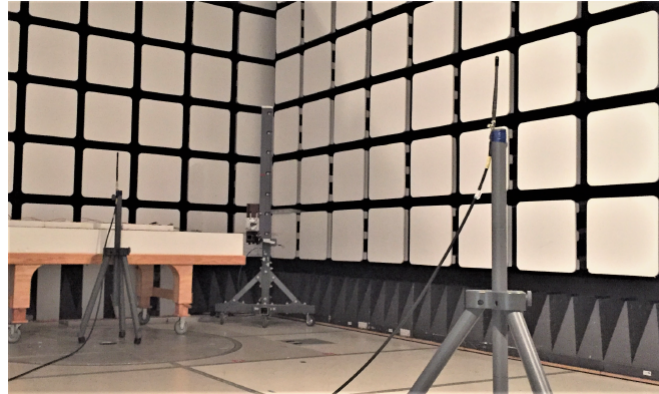
impedância da antena novamente na mesma frequência é necessário aumentar a sua resistência de irradiação e compensar a reatância capacitiva adicionando um indutor em série com a antena [45]. Obviamente, as antenas eletricamente curtas possuem um ganho menor do que uma antena com dimensão de um quarto de onda, o que reduz o nível da potência transmitida. O projeto desses tipos de antenas possui um compromisso entre o ganho o tamanho, ao ponto em que algumas antenas menores podem apresentar baixa eficiência em relação a uma antena isotrópica [46]. Isso pode ser explicado pelo fato de a antena eletricamente curta exigir uma adaptação da impedância com componentes robustos que apresentam uma resistência parasita, o que proporciona baixa eficiência na antena fazendo-a dissipar uma parte significativa da potência, ao invés de irradiar.

As antenas utilizadas nesse projeto não possuem um folheto de dados com especificações relativas ao ganho ou VSWR e também não foi possível calibrá-las. Entretanto, as medições da potência disponível na recepção foram realizadas e comparadas com um valor estimado de 0 dB para o ganho das antenas. Todas as medições foram realizadas em uma câmara semianecóica e o esquema de conexão dos dispositivos utilizados nas medições está representado na Figura 3.2 e a configuração real montada na câmara seminaecóica é exibida na Figura 3.3.

Figura 3.2: Diagrama do esquema de medição da potência disponível na unidade de medição.



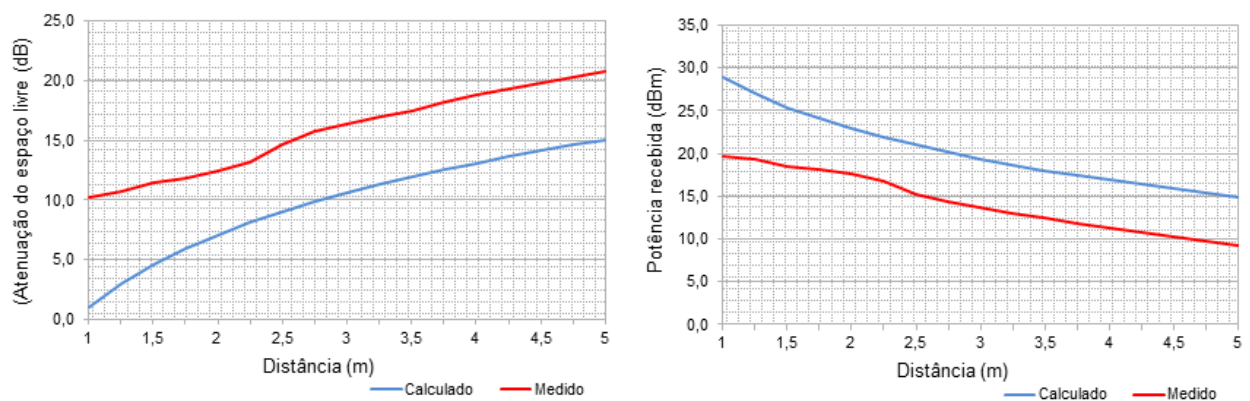
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.3: *Setup* de medição da potência disponível na unidade de medição.

Fonte: Autoria própria.

Foram utilizados um gerador de RF, um amplificador de potência, cabos coaxiais, as antenas e um analisador de espectro, todos estes encontram-se calibrados por laboratórios acreditados pelo INMETRO. Antes de realizar as medições da potência disponível na recepção, o nível de potência na saída do gerador de RF foi ajustado de forma que somando-o ao ganho do amplificador de potência, e levando em consideração a atenuação do cabo entre o amplificador e a antena, o nível de potência entregue a antena transmissora estivesse exatamente em 30 dBm. Uma vez feita essa verificação, a antena transmissora foi conectada com o cabo coaxial à saída do amplificador de potência. A antena receptora foi posicionada de frente para a antena transmissora e as medições foram realizadas variando-se a distância entre as antenas de 1 a 5 metros. Na Figura 3.4 são exibidos os gráficos com a comparação dos valores calculados (conforme descrito na seção 2.2.1 e a equação 2.58) e os medidos em dB para a atenuação do espaço livre e em dBm para a potência recebida.

Figura 3.4: Atenuação do espaço livre e potência recebida em função da distância - 27 MHz e ganho de 0 dB.



Fonte: Autoria própria.

Percebe-se que, apesar de existir diferença entre os valores calculados e medidos, essa diferença não varia muito em função da distância e as respostas exibidas nas curvas seguem o mesmo padrão. É importante lembrar que foram utilizadas antenas eletricamente curtas na frequência de 27 MHz e esse tipo de antena pode dissipar uma parte significativa da potência. Isso poderia justificar a presença da constante diferença entre as curvas do gráfico, a não ser por uma pequena variação para a região que representa as distâncias mais curtas entre as antenas.

Para validar o modelo de predição para essa frequência seria necessário calibrar as antenas, e com os valores de ganho corretos, realizar uma nova comparação entre predição e medição. Enfim, tem-se a informação necessária da potência disponível na recepção em função da distância de operação entre as unidades central e de medição. Nota-se que para operar com uma distância de 5 metros, a unidade de medição terá disponível cerca de 9,3 dBm. Portanto, estes são os valores de potência disponíveis para a unidade remota realizar a medição da grandeza física e transmitir o sinal com a informação da grandeza de volta para a unidade central.

3.2 Simulações

Todas as simulações apresentadas neste trabalho foram desenvolvidas utilizando-se o *software* Advanced Design System (ADS) da Keysight Technologies, que é um *software* de automação de projetos eletrônicos para RF, micro-ondas e aplicações digitais de alta velocidade.

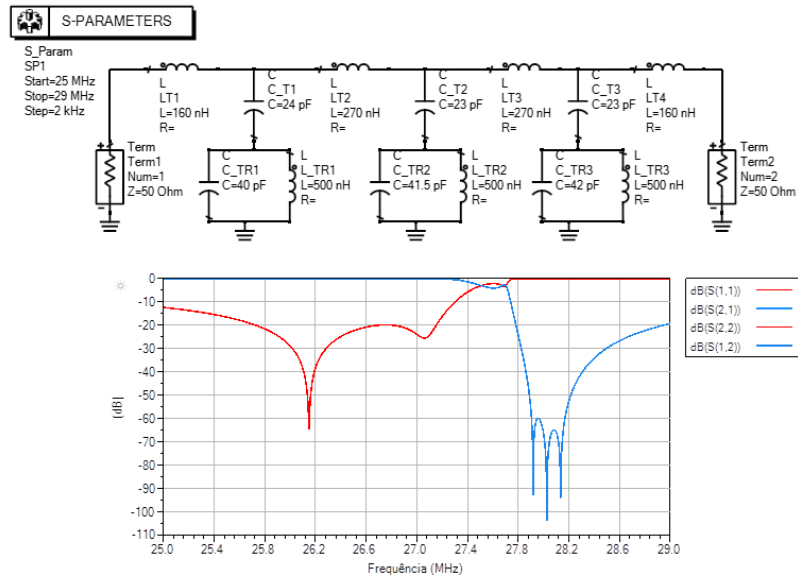
As simulações atingiram dois objetivos principais: auxiliar o desenvolvimento e a otimização dos parâmetros dos principais blocos do transceptor, de modo que atingissem os valores desejados para o projeto; gerar dados para comparação e análise entre os resultados experimentais e simulados. Através da simulação foi possível explorar com certa flexibilidade a influência de alguns componentes nos parâmetros do circuito antes de qualquer implementação prática. Assim, esta etapa demonstrou-se fundamental, não só para atender os objetivos mencionados acima, mas também como um meio rápido e seguro de se familiarizar e prever o comportamento dos blocos de uma forma geral, considerando as dificuldades envolvidas na montagem dos circuitos de RF envolvidos na implementação de protótipos.

3.2.1 Duplexador

A partir dos procedimentos e das equações demonstradas na seção 2.2.2, foram projetados, os dois filtros passa-faixa modificados do tipo Chebyshev com elementos ideais. O primeiro filtro para a faixa de frequência de transmissão (TX) da unidade de medição (26 - 26.3 MHz) e o segundo para a faixa de frequência de recepção (RX) (27.85 - 28.15 MHz). Os filtros foram projetados e avaliados na simulação de parâmetros de espalhamento do ADS. As Figuras 3.5 e 3.6 exibem os circuitos e os

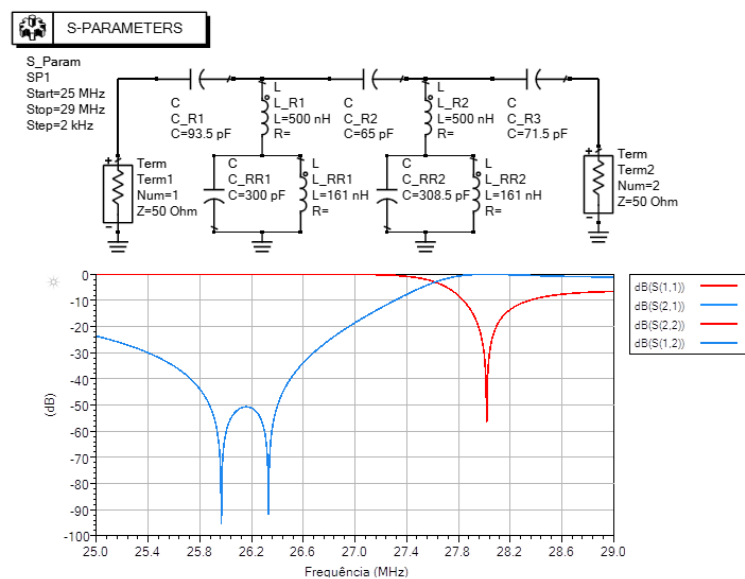
valores dos elementos obtidos, bem como os gráficos com os resultados da simulação dos parâmetros de espalhamento dos filtros. Observa-se que os três polos de atenuação do filtro do canal TX, bem como os dois polos de atenuação do filtro RX, foram implementados conforme esperado.

Figura 3.5: Filtro do canal TX do duplexador.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3.6: Filtro do canal RX do duplexador.

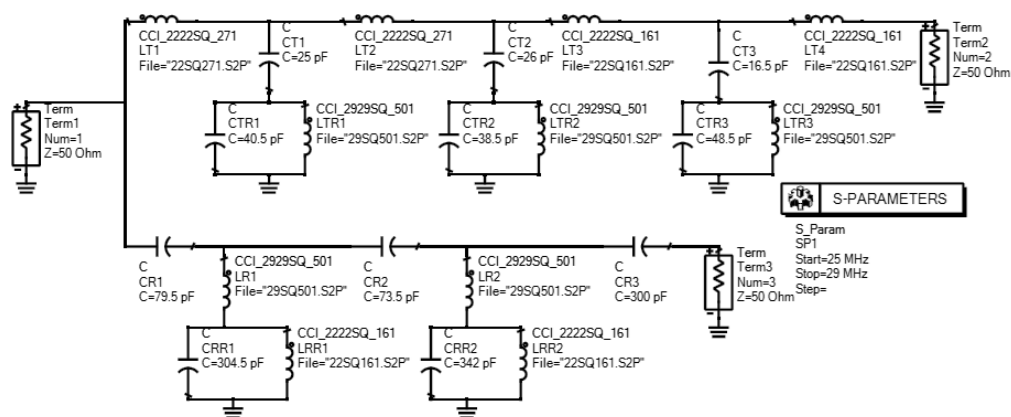


Fonte: Autoria própria.

A simulação com componentes ideais não leva em consideração as perdas associadas às resistências parasitas dos componentes, especialmente os indutores. Logo, para tornar a simulação mais próxima da realidade e avaliar melhor desempenho dos filtros em relação às perdas de inserção, é necessário substituir todos os indutores ideais por indutores reais, para os quais foi utilizada a biblioteca de indutores da Coilcraft disponível para o ADS. Dessa forma, os resultados levarão em conta o fator de qualidade dos indutores que serão utilizados na prática.

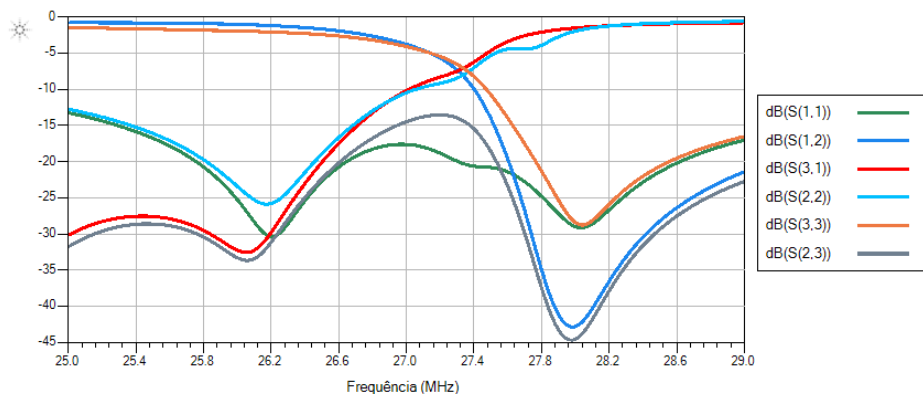
Depois de projetar os dois filtros passa-faixa modificados, estes foram conectados e otimizados. A Figura 3.7 apresenta a estrutura final do duplexador com os filtros modificados, as Figuras 3.8 e 3.9 e a Tabela 3.1 os resultados obtidos na simulação de parâmetros S do duplexador. Todos os indutores utilizados na simulação são da Coilcraft e os modelos estão identificados no esquemático da simulação.

Figura 3.7: Esquemático da simulação de parâmetros S do duplexador.



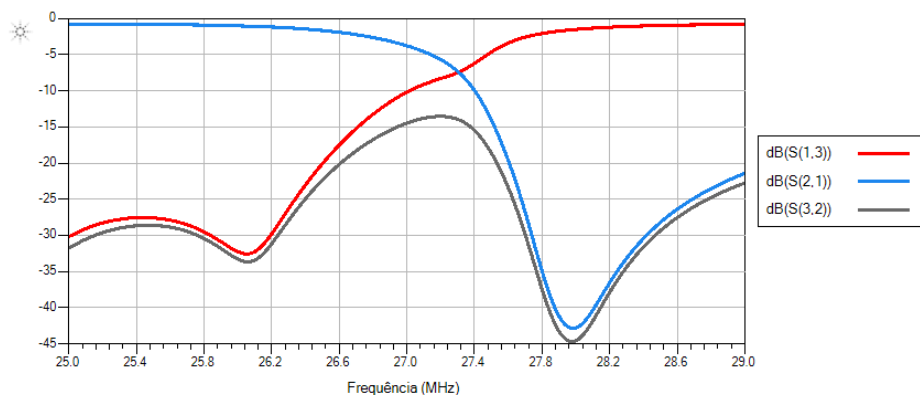
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.8: Resultados da simulação do duplexador - Parâmetros S - Parte I.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3.9: Resultados da simulação do duplexador - Parâmetros S - Parte II.



Fonte: Autoria própria.

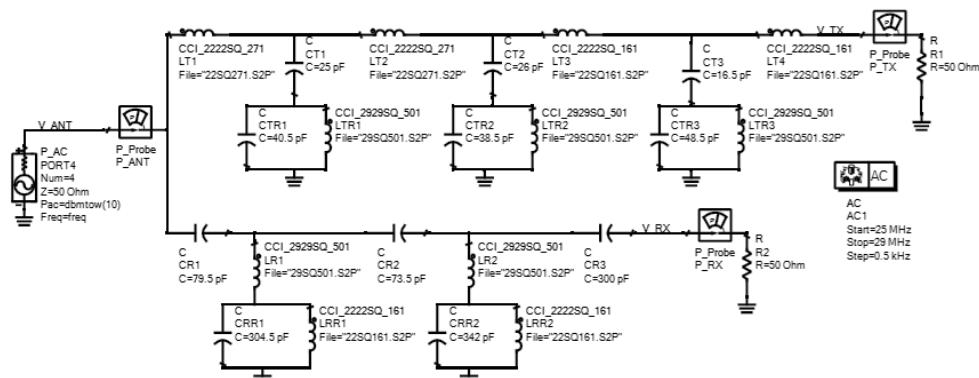
Frequência	S_{11} (dB/°)	S_{12} (dB/°)	S_{13} (dB/°)	S_{21} (dB/°)	S_{22} (dB/°)
26,15 MHz	-29,75/-65,35	-1,14/-161,73	-31,27/-107,4	-1,14/-161,73	-25,83/61
	S_{23} (dB/°)	S_{31} (dB/°)	S_{32} (dB/°)	S_{33} (dB/°)	
	-32,53/92,54	-31,27/-107,4	-32,53/92,54	-2,045/130,62	
28 MHz	S_{11} (dB/°)	S_{12} (dB/°)	S_{13} (dB/°)	S_{21} (dB/°)	S_{22} (dB/°)
	-29,0/41	-42,83/-173,98	-1,52/-144,44	-42,83/-173,98	-1,96/104,71
	S_{23} (dB/°)	S_{31} (dB/°)	S_{32} (dB/°)	S_{33} (dB/°)	
	-44,58/40,28	-1,52/-144,44	-44,58/40,28	-28,45/29,28	

Tabela 3.1: Resultados da simulação do duplexador - Parâmetros S (magnitude/fase) - Porta 2 (TX) e porta 3 (RX). Fonte: Autoria própria.

Neste transceptor há uma diferença considerável entre o nível de potência do canal RX e o canal TX, a potência recebida será sempre maior que a potência transmitida. Considerando essa característica, o duplexador foi projetado para fornecer maior isolamento no canal RX. Como resultados, obteve-se um valor de -44,6 dB a 28 MHz e -32,5 dB a 26,15 MHz para o isolamento entre os canais TX e RX. A perda de inserção para o canal RX foi menor que 1,55 dB e para TX menos de 1,35 dB.

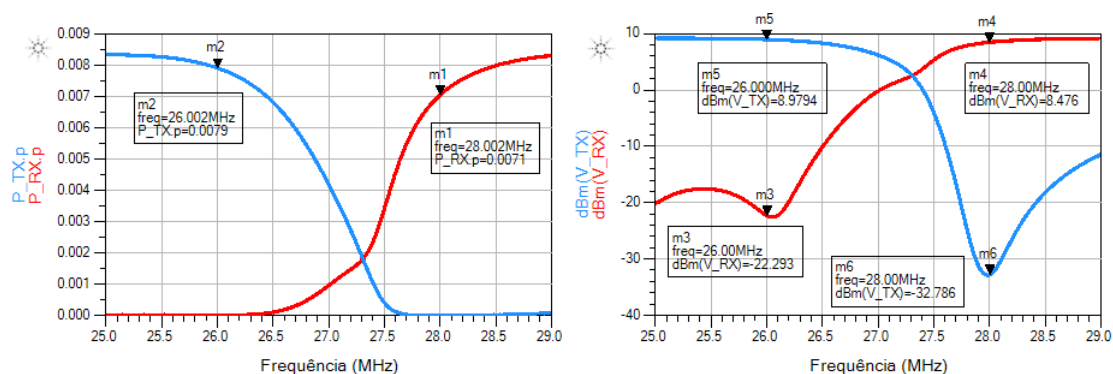
Uma vez estabelecido os parâmetros de espalhamento do duplexador, foram realizadas algumas análises dos níveis de transmissão e recepção dos dois canais com o auxílio da simulação AC disponível no ADS. A Figura 3.10 exibe o esquemático da simulação AC para análise do canal de recepção, considerando a antena como uma fonte AC na porta 1 do duplexador, e a Figura 3.12 o esquemático para análise do canal de transmissão, considerando o oscilador como uma fonte AC na porta 2 do duplexador. As Figuras 3.11 e 3.13 exibem os gráficos obtidos da simulação com os níveis de potência de TX e RX em suas respectivas frequências.

Figura 3.10: Esquemático da simulação AC do duplexador - Recepção.



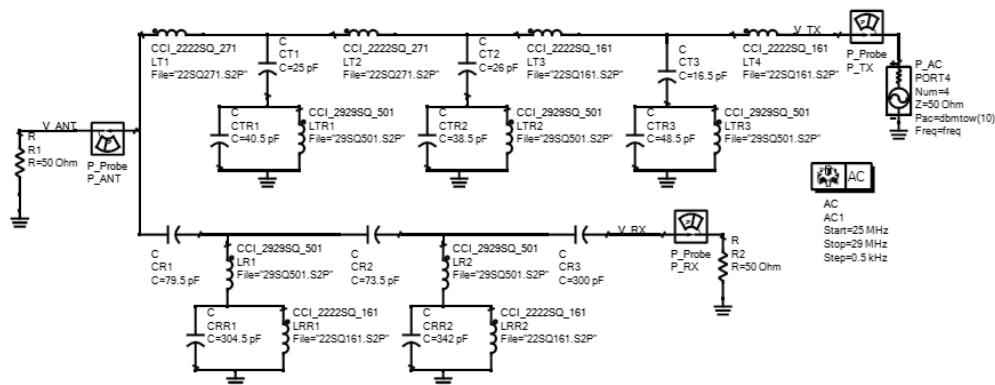
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.11: Resultado da simulação AC do duplexador - Potências nas portas TX e RX em função da frequência - Recepção.



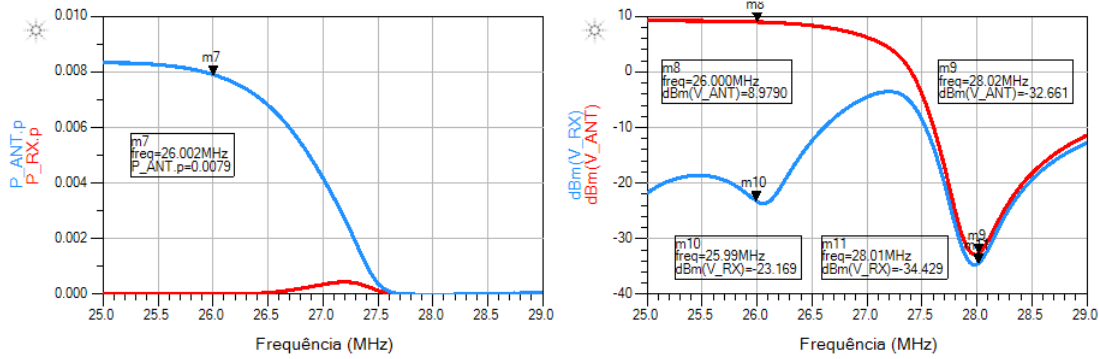
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.12: Esquemático da simulação AC do duplexador - Transmissão.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3.13: Resultado da simulação AC do duplexador - Potências nas portas TX e RX em função da frequência - Transmissão.



Fonte: Autoria própria.

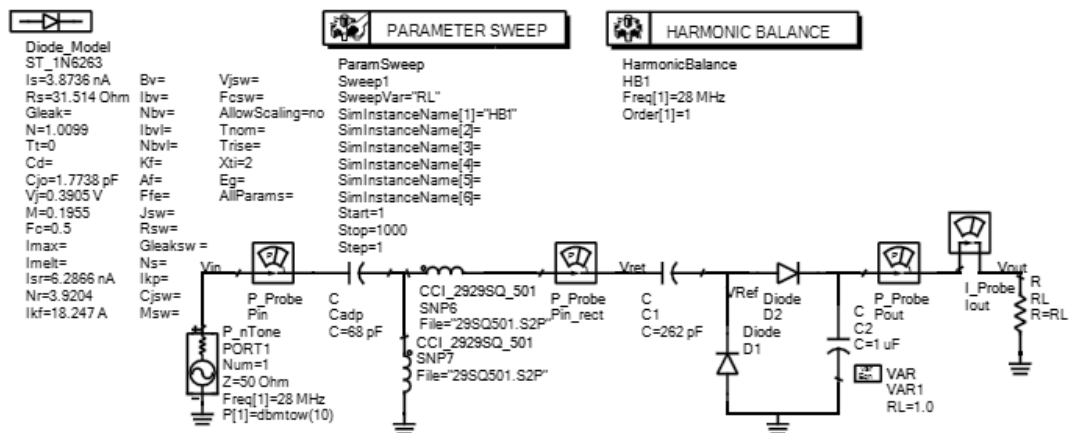
Nota-se, a partir dos resultados obtidos nas simulações do duplexador, que a funcionalidade de separação de forma eficiente dos sinais TX e RX, foi alcançada. Tanto os níveis de isolamento como os níveis de perda por inserção dos filtros estão adequados, levando em consideração que o duplexador está separando TX e RX com apenas 2 MHz de diferença entre eles. De acordo com os resultados obtidos para os níveis de potência em função da frequência nas simulações AC, é possível notar novamente que com estes filtros foi possível implementar a separação entre TX e RX.

3.2.2 Conversor RF-DC

Dado os níveis de potência disponíveis na unidade de medição, conforme os resultados das medições realizadas na seção 3.1, o circuito retificador dobrador foi escolhido para realizar a funcionalidade de conversão RF-DC da unidade de medição, uma vez que com os níveis de potência trabalhados não será necessário multiplicar em mais de um estágio a tensão de entrada, e com este circuito a tensão de saída será aproximadamente o dobro da tensão de entrada. Além disso, este circuito irá suprir o nível de corrente necessário para regular a tensão de saída e alimentar o oscilador sem que seja necessário muitos componentes, o que proporciona menos perdas e mais eficiência.

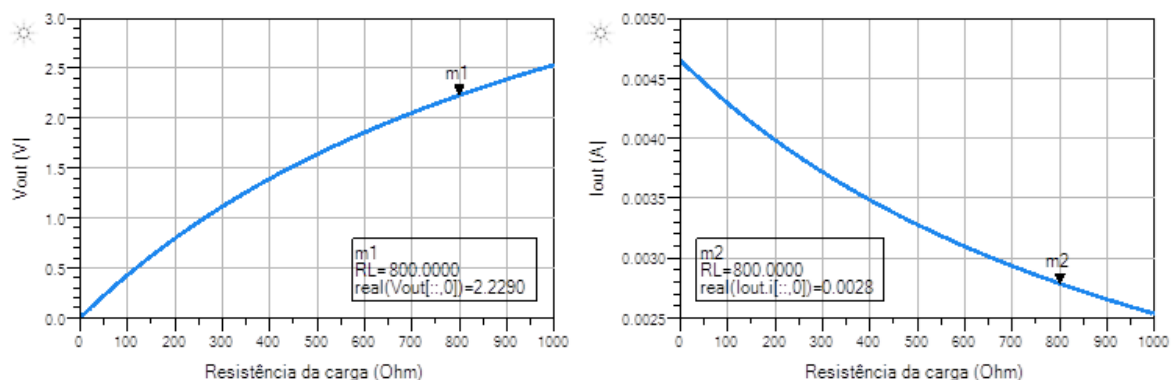
A partir dos procedimentos e das equações demonstradas na seção 2.4.1, o circuito retificador dobrador foi projetado e avaliado na simulação do *harmonic balance* do ADS. A simulação foi desenvolvida utilizando o modelo de diodo Schottky 1N6263 (ST) de acordo com as especificações do fornecedor e para os indutores foram utilizados os parâmetros reais disponíveis na biblioteca da Coilcraft, conforme modelos indicados no esquemático da Figura 3.14. Assim, as perdas críticas associadas com os elementos do circuito puderam ser melhor avaliadas. A Figura 3.14 exibe o esquemático da simulação, o circuito e os valores dos elementos obtidos.

Figura 3.14: Esquemático da simulação do retificador.



Fonte: Autoria própria.

A adaptação da impedância do retificador foi realizada a partir de uma rede L para obtenção da transferência máxima de potência, levando em consideração os valores da impedância de entrada do retificador simulados na frequência RX (28 MHz) e o valor da carga resistiva na saída do circuito. A simulação foi realizada considerando uma potência de entrada de 10 dBm e uma carga resistiva variável de 0 a 1000 Ω na saída, tendo em vista que, conforme descrito na seção 2.4.1, os valores da tensão (V_{out}) e da corrente (I_{out}) de saída variam de acordo com a carga (R_L) inserida. A Figura 3.15 apresenta os resultados obtidos na simulação *harmonic balance* do retificador dobrador com os parâmetros de tensão e corrente de saída em função da resistência da carga conectada à saída.

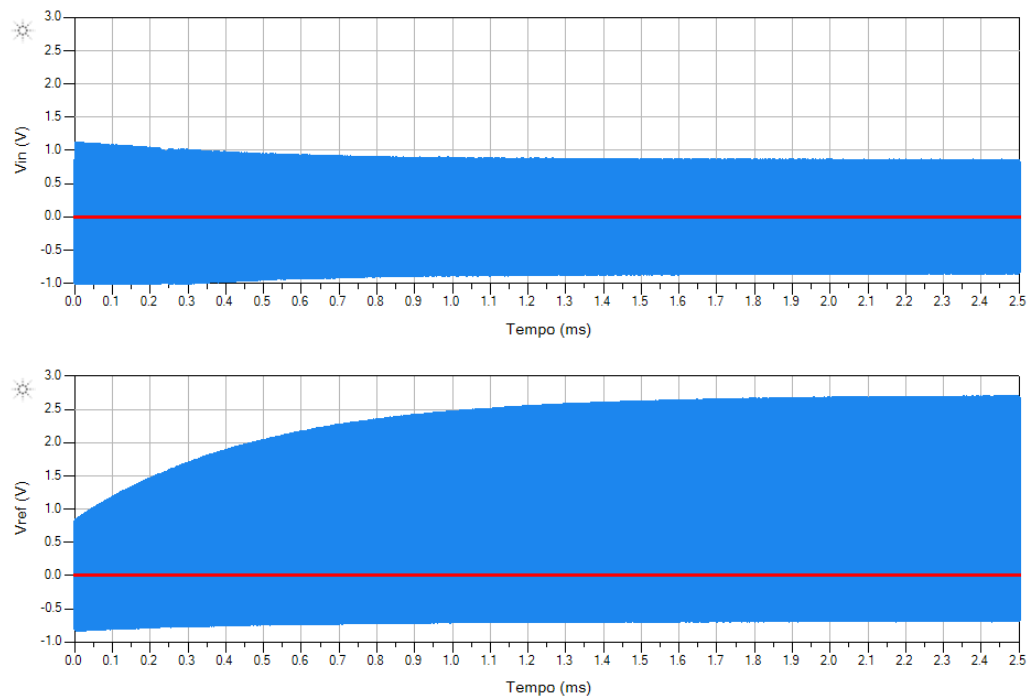
Figura 3.15: Resultado da simulação *Harmonic Balance* do retificador - Tensão na saída (V_{out}) e corrente na saída (I_{out}) em função da resistência da carga.

Fonte: Autoria própria.

Considerando uma carga de 810 Ω , observa-se que os níveis de V_{out} e I_{out} foram aproximadamente iguais a 2,22 V e 2,8 mA, respectivamente. Com o auxílio da simulação *transient* do ADS,

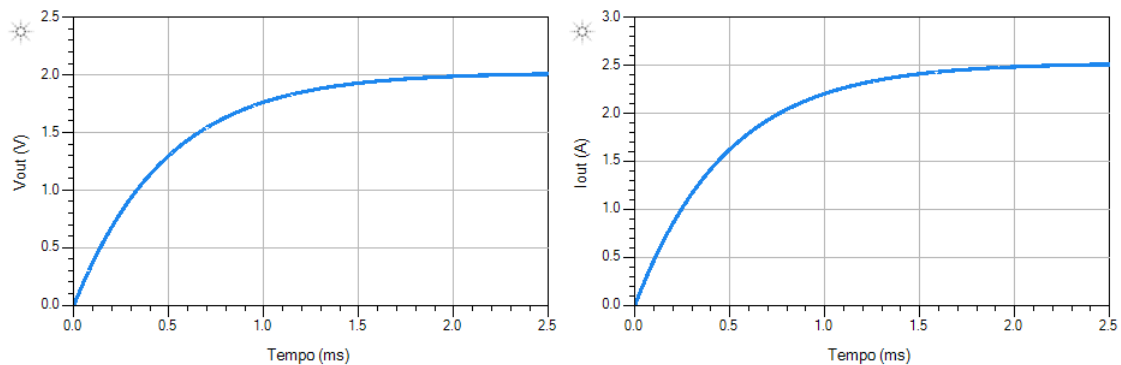
foram analisados alguns parâmetros de tensão e corrente em alguns pontos do circuito. As Figuras 3.16, 3.17 e 3.18 exibem os gráficos das tensões de entrada (V_{in}), de referência (V_{ref}), de saída (V_{out}), a corrente de saída (I_{out}) e a tensão de *ripple* (V_{ripple}) em função do tempo também considerando uma carga de $810\ \Omega$.

Figura 3.16: Resultado da simulação do retificador - Tensão na entrada (V_{in}) e tensão de referência (V_{ref}) em função do tempo.

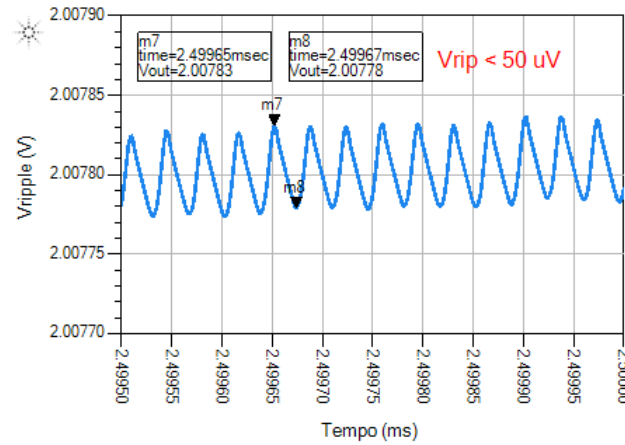


Fonte: Autoria própria.

Figura 3.17: Resultado da simulação do retificador - Tensão na saída (V_{out}) e corrente na saída (I_{out}) em função do tempo.

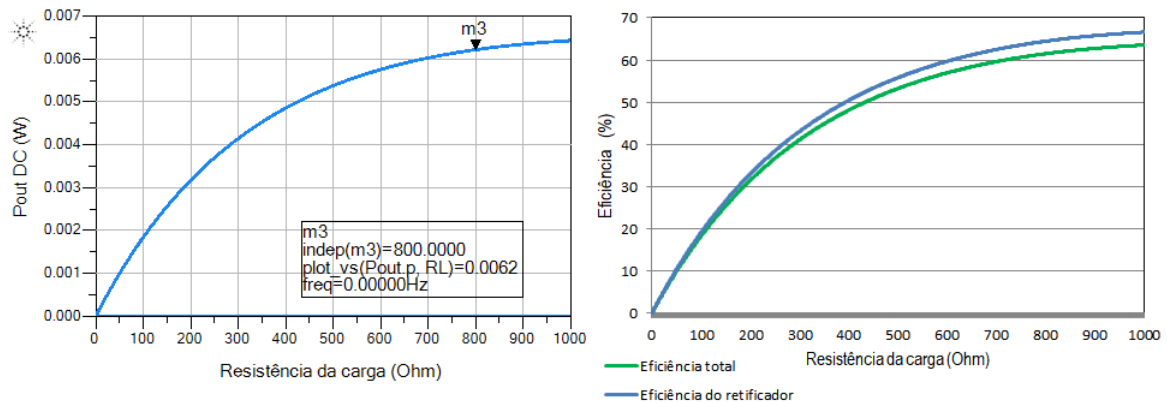


Fonte: Autoria própria.

Figura 3.18: Resultado da simulação do retificador - Tensão de *ripple* (V_{rip}).

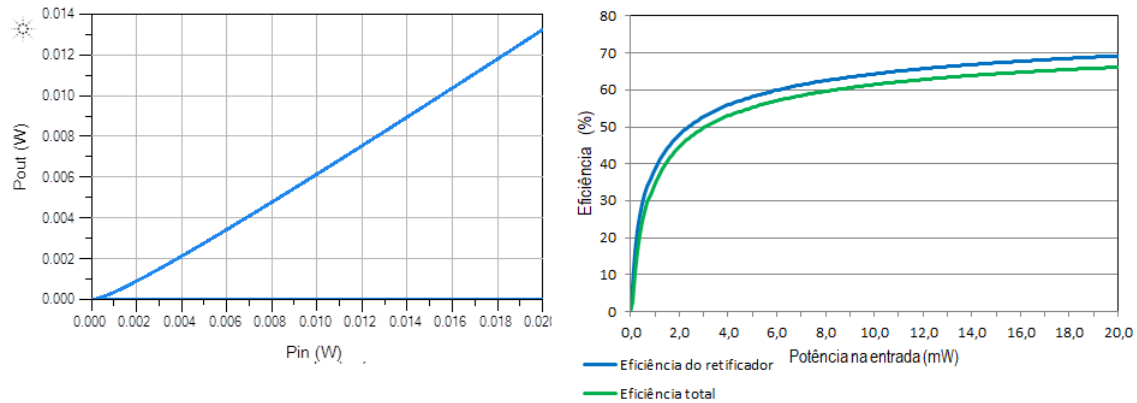
Fonte: Autoria própria.

É possível notar, a partir dos resultados obtidos nas simulações do retificador, que a funcionalidade de conversão da potência de um sinal de RF para uma potência DC foi alcançada. Com um sinal de 10 mW na entrada do conversor RF-DC, foi possível obter uma potência DC (P_{out}) na saída de 6,1 mW, o que leva a uma eficiência total de cerca de 61% (conforme Figuras 3.19 e 3.20), uma tensão de saída (V_{out}) de 2,22 V e uma corrente de saída (I_{out}) de 2,8 mA. Com um capacitor de $1 \mu F$, a tensão pico-a-pico de *ripple* ficou em torno de $50 \mu V$ e os valores de tensão e corrente de saída relatados são alcançados após aproximadamente 3 ms. Outro aspecto importante analisado na simulação foi a relação da potência de saída (P_{out}) com a potência de entrada (P_{in}). A Figura 3.20 exibe os gráficos da potência de saída e da eficiência em função da potência de entrada. Conforme esperado, a eficiência do circuito melhora com o aumento da potência de entrada disponível.

Figura 3.19: Resultado da simulação do retificador - Potência na saída (P_{out}) e eficiência em função da resistência da carga.

Fonte: Autoria própria.

Figura 3.20: Resultado da simulação do retificador - Potência na saída (P_{out}) e eficiência em função da potência na entrada P_{in} .

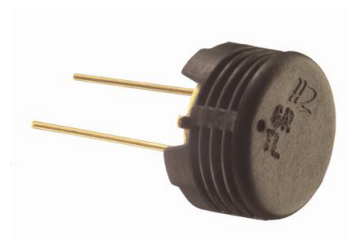


Fonte: Autoria própria.

3.2.3 Sistema de Medição - Oscilador Colpitts

Para fazer com que o oscilador funcione não só como o transmissor de RF, mas também como o sistema de medição, um sensor capacitivo foi selecionado para ser integrado à rede seletiva de frequência do oscilador Colpitts e modular a informação da grandeza física na frequência de oscilação (modulação FM). Como o sensor precisa ser basicamente uma célula capacitiva sem qualquer condicionamento, ou seja, que proporciona variação da capacitância em função de uma determinada grandeza física, o sensor de umidade relativa (UR) HS1101LF foi escolhido. Conforme mencionado, este sensor baseia-se em uma única célula capacitiva com estrutura de polímero sólida e é desenvolvido para aplicações em automação, automotiva, agricultura, residencial, industrial e controle de processos. A Figura 3.21 exibe o sensor de umidade relativa.

Figura 3.21: Sensor capacitivo de umidade relativa - HS1101LF.



Fonte: [2]

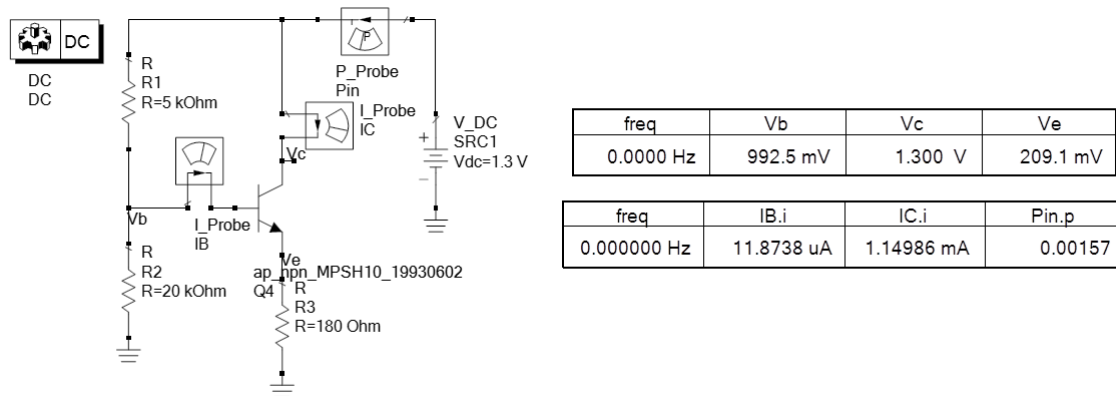
Este sensor possui uma curva característica típica de umidade relativa por capacitância que varia de 161,6 pF (0% de umidade) a 193,1 pF (100% de umidade) com sensibilidade média de 0,31 pF/%UR, conforme Tabela 3.2 (disponível na folha de dados [2]).

UR (%)	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
C (pF)	161,6	163,6	165,4	167,2	169,0	170,7	172,3	173,9	175,5	177,0	178,5
UR (%)	55	60	65	70	75	80	85	90	95	100	
C (pF)	180	181,4	182,9	184,3	185,7	187,2	188,6	190,1	191,6	193,1	

Tabela 3.2: Características do sensor - Umidade relativa em função da capacitância. Fonte: [2]

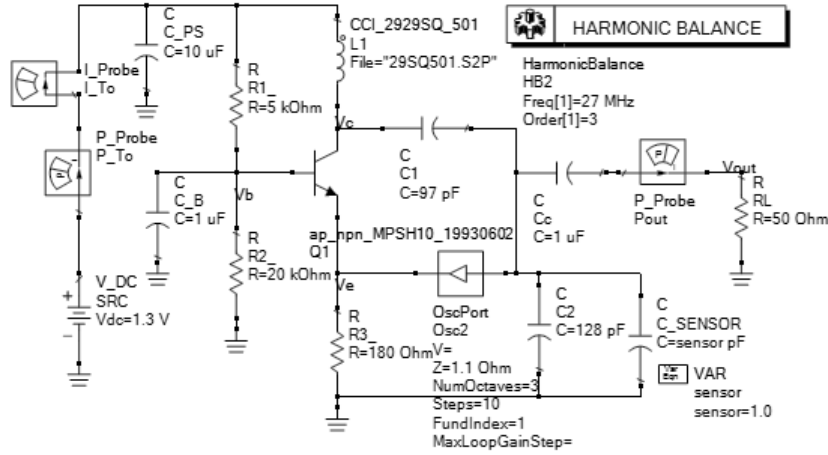
O transistor escolhido para o oscilador foi o TJB NPN MPSH10 e seu modelo, disponível para o ADS, foi utilizado em todas as simulações do oscilador. A Figura 3.22 exibe a configuração e os parâmetros da simulação da polarização DC do oscilador com o divisor de tensão e a tensão de alimentação de 1,3 V com transistor escolhido. Estes parâmetros foram ajustados levando em consideração a potência disponível na unidade de medição, conforme medições na seção 3.2.2, já convertida em potência DC através do circuito retificador.

Figura 3.22: Simulação da polarização DC do transistor do oscilador.



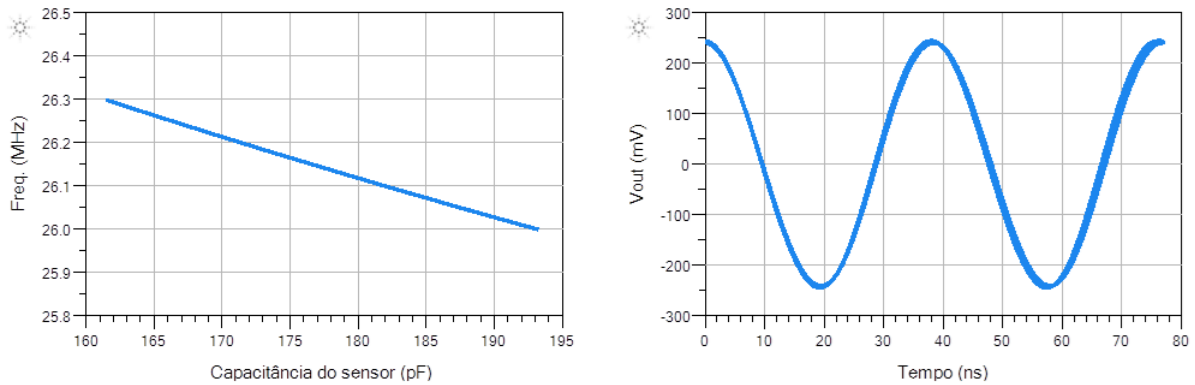
Fonte: Autoria própria.

A partir dos procedimentos e das equações demonstradas na seção 2.5.2, e também em função da faixa de variação da capacitância do sensor de UR, o oscilador Colpitts foi projetado de modo que a faixa de variação da capacitância do sensor proporcionasse uma variação da frequência correspondente a uma banda de 300 kHz, ou seja, de 26 MHz a 26,3 MHz. Para alcançar estes valores, considerou-se a inserção do sensor capacitivo em paralelo com o capacitor C_2 do divisor capacitivo do oscilador Colpitts. Para simular a variação do sensor em função da umidade, o sensor foi modelado como um capacitor variável de acordo com sua faixa de capacitância. A Figura 3.23 exibe a configuração utilizada na simulação do *harmonic balance* no ADS, bem como os valores de todos os componentes utilizados.

Figura 3.23: Esquemático da simulação do oscilador - *harmonic balance*.

Fonte: Autoria própria.

A simulação foi desenvolvida utilizando o indutor com parâmetros reais da biblioteca da Coilcraft. Para simular a carga foi utilizado um resistor de 50 Ω conectado à saída do oscilador. A Figura 3.24 exibe os resultados da simulação com os gráficos da frequência gerada pelo oscilador em função da variação da capacitância do sensor e a forma de onda da tensão de saída (V_{out}).

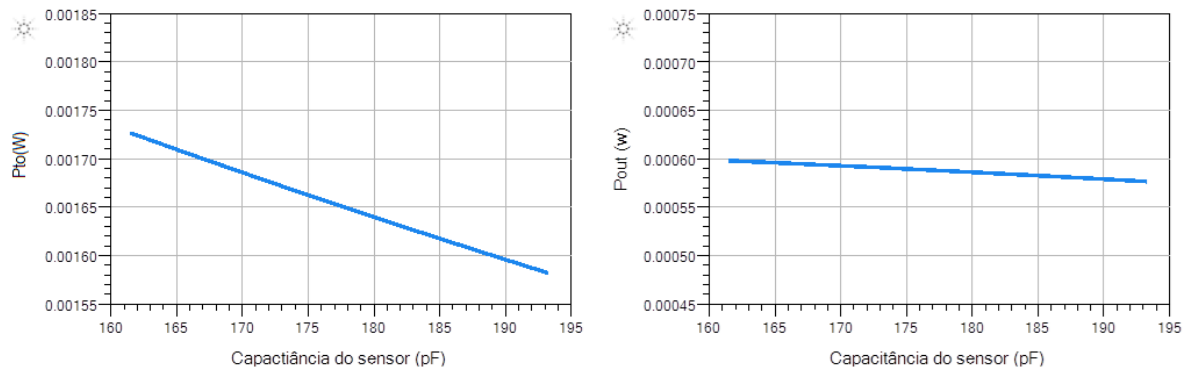
Figura 3.24: Resultado da simulação do oscilador - Frequência em função da variação da capacitância (pF) do sensor e tensão de saída (V_{out}) em função do tempo.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 3.25 exibe os resultados da simulação com os gráficos da potência total (P_{to}) consumida pelo oscilador e a potência de saída (P_{out}) em função da faixa de capacitância do sensor e a Figura 3.26 demonstra a eficiência do oscilador com sensor capacitivo integrado. A partir dos resultados obtidos, observa-se que foi possível implementar as funcionalidades de medição, geração do sinal de RF e modulação FM através do projeto do oscilador com sensor capacitivo integrado. Em função do sensor capacitivo escolhido, a rede seletiva de frequência do oscilador foi ajustada

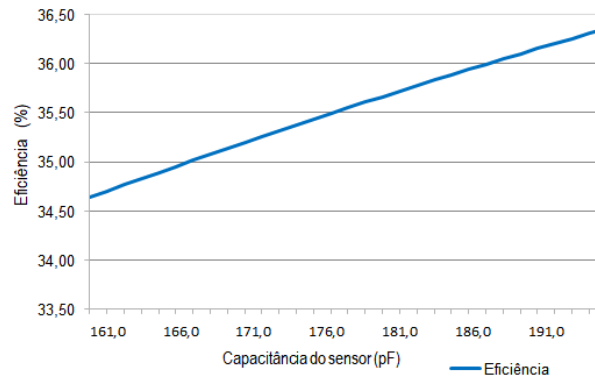
para ressonar na faixa de frequência desejada. Além disso, tanto o nível de potência necessário para manter a oscilação em toda a faixa de frequência, quanto o nível de potência do sinal de saída do oscilador foram satisfatórios e o primeiro atende o requisito de potência disponível na unidade de medição. Por fim, tem-se uma noção da relação entre a potência total consumida pelo oscilador e a potência do sinal de RF gerado na saída, cujo valor mínimo encontrado na simulação foi de 34,5%.

Figura 3.25: Resultado da simulação do oscilador - Potência total (P_{to}) e potência na saída (P_{out}) em função da variação da capacitância (pF) do sensor.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3.26: Eficiência do oscilador Colpitts em função da faixa de capacitância (pF) do sensor.



Fonte: Autoria própria.

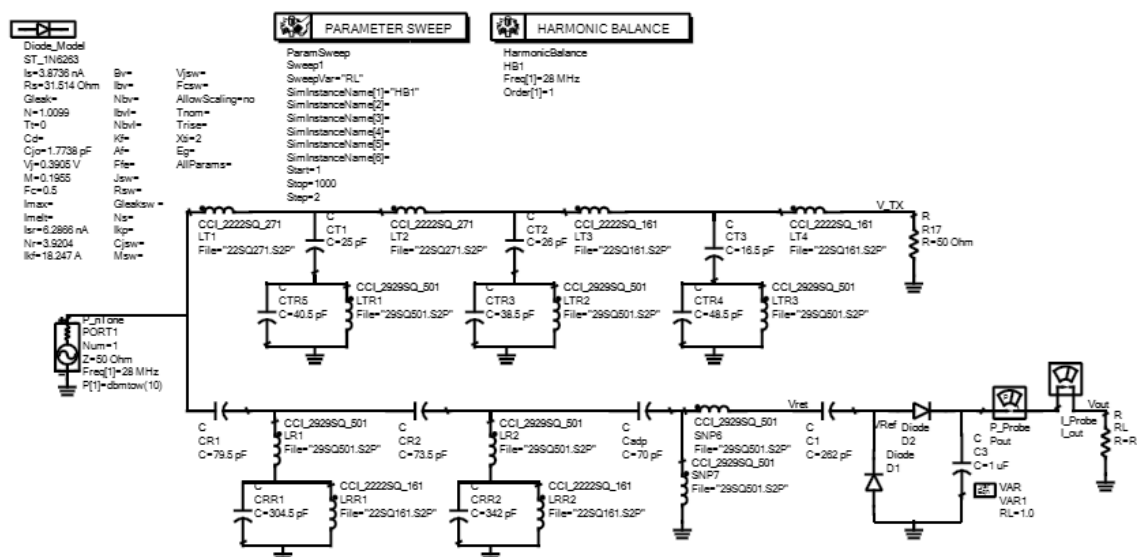
3.2.4 Integração dos Blocos

Uma vez desenvolvidas separadamente as simulações de todos os blocos do transceptor, torna-se interessante avaliar a integração do duplexador com os blocos do circuito conversor RF-DC e e do oscilador Colpitts. Embora estes circuito tenham sido projetados para operar cada um na respectiva faixa de frequência TX e RX, é necessários conectá-los a saída de cada filtro do duplexador, avaliar

o impacto do casamento de impedância e otimizar os parâmetros e componentes. Dessa forma, a simulação final representará algo mais próximo do protótipo que será montado na prática.

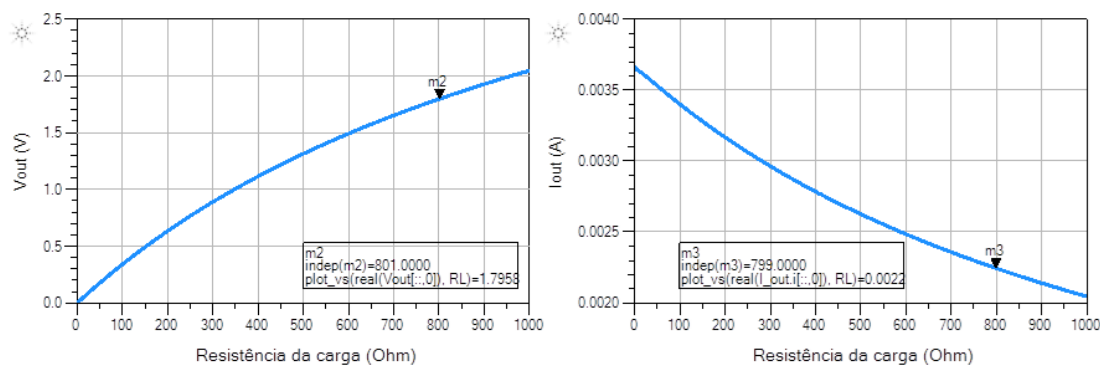
A princípio, o conversor RF-DC foi conectado à saída do filtro RX do duplexador e com o auxílio da simulação do *harmonic balance* novamente os parâmetros dos componentes da rede de adaptação de impedância foram otimizados para obter a máxima transferência de potência. Uma fonte AC com 10 dBm de potência foi considerada na porta 1 do duplexador para simular a potência disponível. Essa simulação leva em consideração a perda por inserção do duplexador e dos principais componentes do retificador. Assim, os níveis de potência, tensão e corrente estarão mais próximos da realidade. As Figuras 3.27 e 3.28 exibem a configuração da simulação e os resultados obtidos.

Figura 3.27: Esquemático da simulação da integração do retificador ao duplexador.

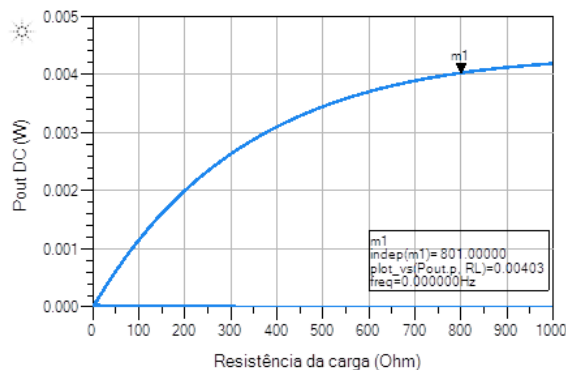


Fonte: Autoria própria.

Figura 3.28: Resultado da simulação da integração do retificador ao duplexador - V_{Out} e I_{out} .



Fonte: Autoria própria.

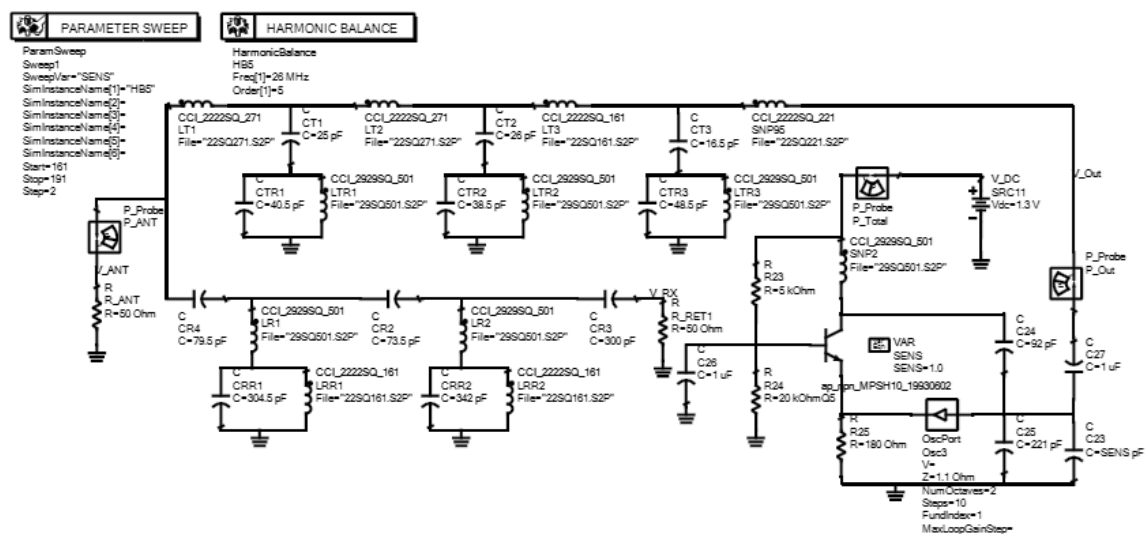
Figura 3.29: Resultado da simulação da integração do retificador ao duplexador - P_{out} 

Fonte: Autoria própria.

Conforme esperado, nota-se uma redução da potência DC na saída do conversor RF-DC devido a perda por inserção do filtro.

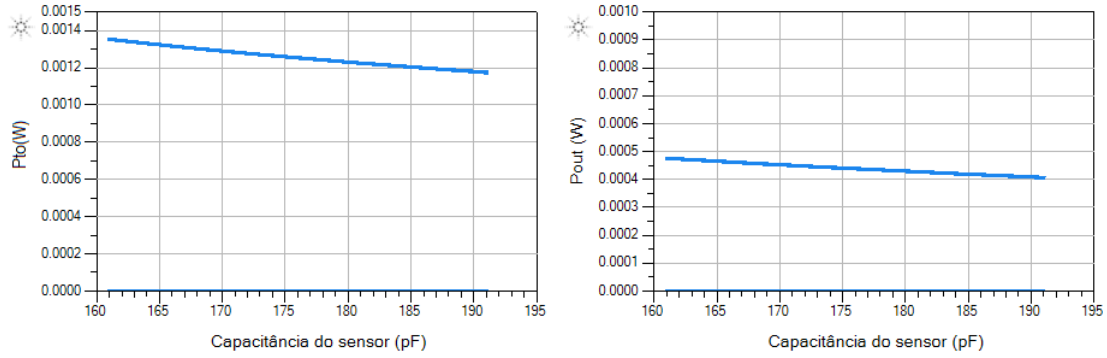
De modo semelhante, o oscilador foi conectado à entrada do filtro TX do duplexador e com o auxílio da simulação do *harmonic balance* novamente os parâmetros dos componentes da rede seletiva de frequência foram otimizados para ajustar a frequência de oscilação. Uma carga de 50Ω foi conectada à porta 1 do duplexador para simular a antena do transceptor. Do mesmo modo, essa simulação leva em consideração a perda por inserção do duplexador e avalia o nível do sinal de RF gerado pelo oscilador e entregue a antena. As Figuras 3.30, 3.31 e 3.32 exibem a configuração da simulação e os resultados obtidos.

Figura 3.30: Esquemático da simulação da integração do oscilador ao duplexador.



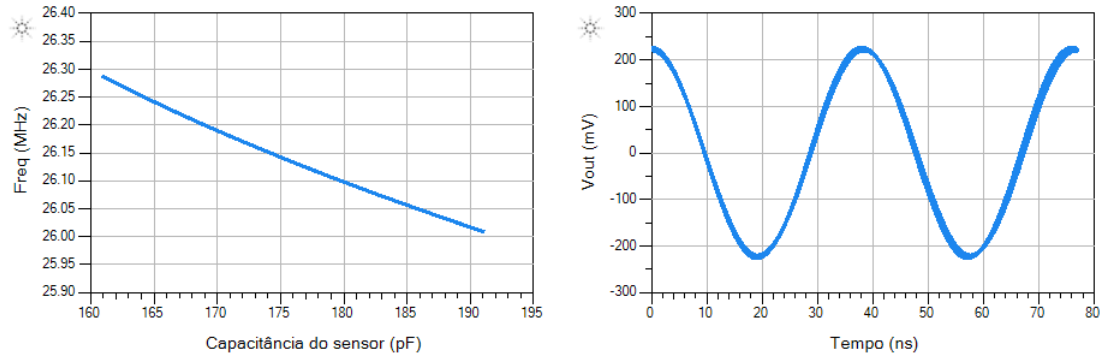
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.31: Resultado da simulação da integração do oscilador ao duplexador - Potência total (P_{to}) e potência na saída (P_{out}) em função da faixa de capacitância do sensor.



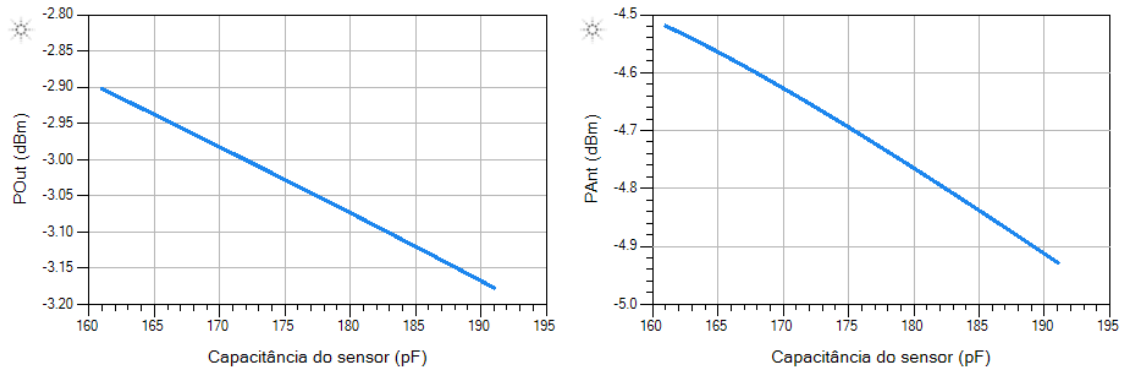
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.32: Resultado da simulação da integração do oscilador ao duplexador - Frequência em função da faixa de capacitância do sensor e tensão de saída (V_{out}) em função do tempo.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3.33: Resultado da simulação da integração do oscilador ao duplexador - Potência na saída do oscilador (P_{out}) e potência entregue a antena (P_{ANT}).



Fonte: Autoria própria.

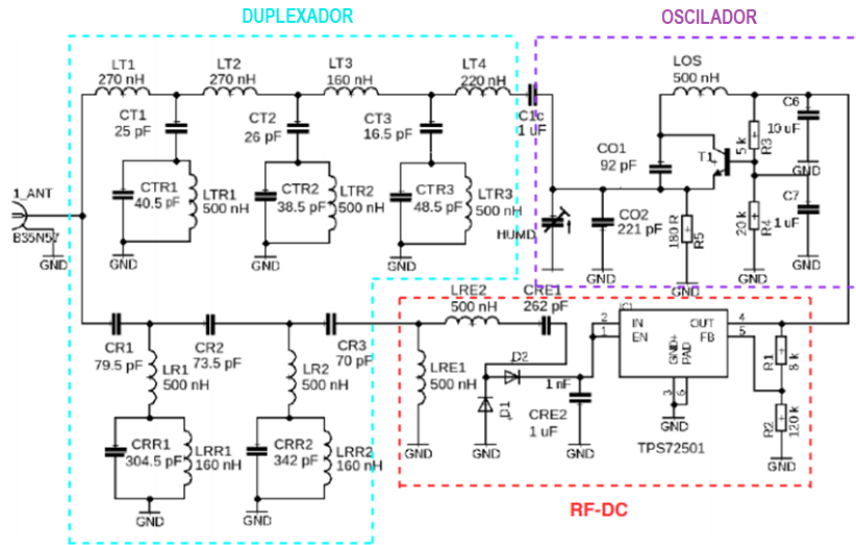
3.3 Implementação do Protótipo

Uma vez realizada a pesquisa, o desenvolvimento da metodologia e a análise desta com o auxílio das simulações, desenvolveu-se um protótipo, ou seja, o primeiro tipo do dispositivo que irá validar a metodologia e o conceito proposto. Em seguida, são desenvolvidos os testes do protótipo para validação dos parâmetros esperados. Esta é uma etapa fundamental para o desenvolvimento de qualquer tipo de dispositivo. A partir de um protótipo funcional é possível avaliar o desempenho dos circuitos projetados, permitindo a antecipação e correção de problemas no projeto antes da sua fabricação final. Portanto, com o intuito de cumprir mais um objetivo deste trabalho, foi desenvolvido um protótipo funcional que permitiu a avaliação dos parâmetros do transceptor e a validação da metodologia proposta.

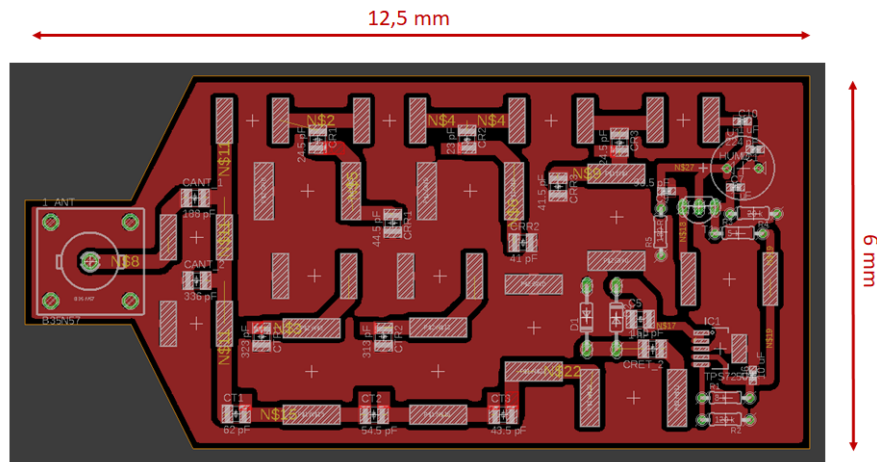
3.3.1 Desenvolvimento da PCI

De acordo com os valores dos componentes calculados e otimizados nas simulações, o esquemático e o *layout* da PCI (placa de circuito impresso) do transceptor da unidade de medição foram desenvolvidos com o auxílio do Autodesk EAGLE que é um *software* de automação de projetos eletrônicos. Com ele, os projetistas de PCI podem conectar com perfeição diagramas esquemáticos, posicionamento de componentes, roteamento de placa de circuito impresso e um amplo conteúdo de bibliotecas. As Figuras 3.34 e 3.35 exibem o esquemático e o *layout* do transceptor da unidade de medição, respectivamente. Foi utilizada uma placa de fibra de vidro com 2 mm de espessura e uma fina película de cobre.

Figura 3.34: Esquemático do transceptor da unidade de medição.



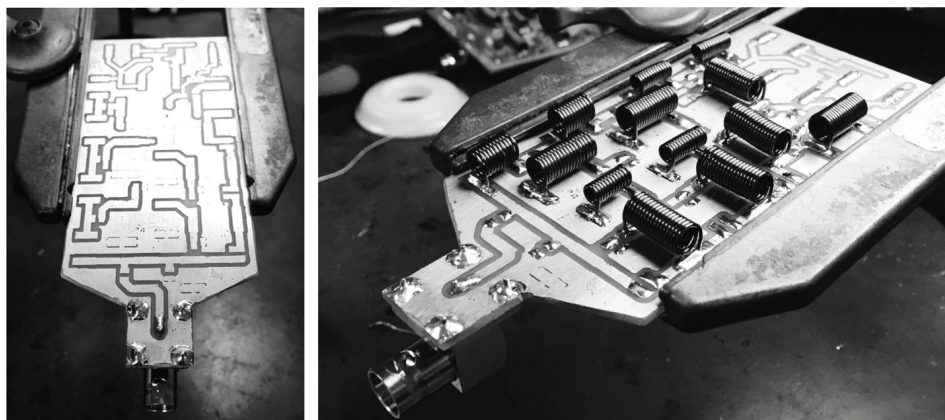
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.35: *Layout* do transceptor da unidade de medição.

Fonte: Autoria própria.

Todos os componentes utilizados no protótipo são os mesmos da simulação com exceção do regulador com baixa queda de tensão TPS72501 que foi adicionado no esquemático com o intuito de retirar o *ripple* da tensão de saída do conversor RF-DC. Dentre os principais componentes estão o transistor MPSH10, sensor de umidade relativa HS1101LF e os diodos 1N6263. Todos os capacitores utilizados nos filtros foram do tipo cerâmico e os indutores foram do tipo núcleo de ar com base nos modelos disponíveis da Coilcraft. A Figura 3.36 mostra a fabricação da placa e a montagem dos componentes do protótipo.

Figura 3.36: Fabricação e montagem dos componentes na PCI.

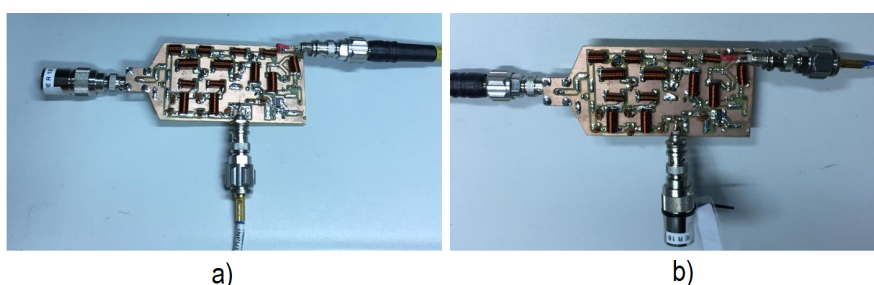


Fonte: Autoria própria.

3.3.2 Medição dos Parâmetros dos Circuitos

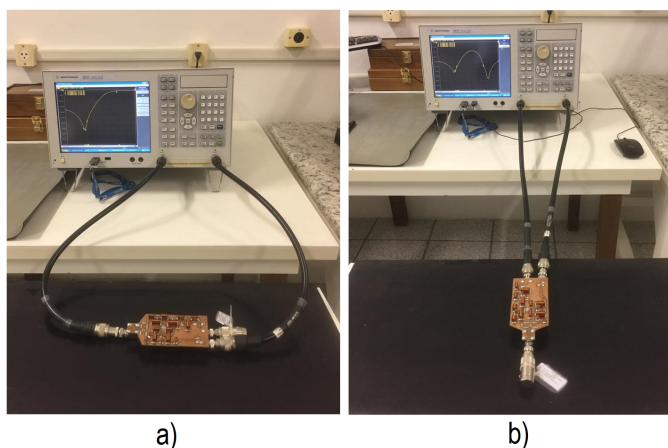
Após a fabricação da placa e a montagem dos componentes, foram realizadas as medições dos principais parâmetros dos circuitos do transceptor. As medições foram desenvolvidas com o auxílio de cabos coaxiais e cargas de $50\ \Omega$, conectores e adaptadores (BNC e tipo N), instrumento e equipamentos calibrados. As medições dos parâmetros S do duplexador foram realizadas com o analisador de redes vetorial E5071C da Agilent Technologies, gerador de RF SMC100A e ESCI EMI test receiver ambos da ROHDE&SCHWARZ. A Figura 3.37 demonstra as configurações para execução das medições dos parâmetros de espalhamento na unidade de medição. Para realizar as medições, foram soldados conectores nas portas dos filtros TX e RX. A Figura 3.37 a) exibe um exemplo da configuração utilizada para medir os parâmetros S_{23} e S_{32} , já a Figura 3.37 b) exibe a configuração para medir o S_{12} e o S_{21} . A Figura 3.38 exibe a configuração utilizada para medir os parâmetros S do duplexador da unidade central.

Figura 3.37: Conexões para medição dos parâmetros do duplexador: a) S_{23} e S_{32} ; b) S_{12} e o S_{21} .



Fonte: Autoria própria.

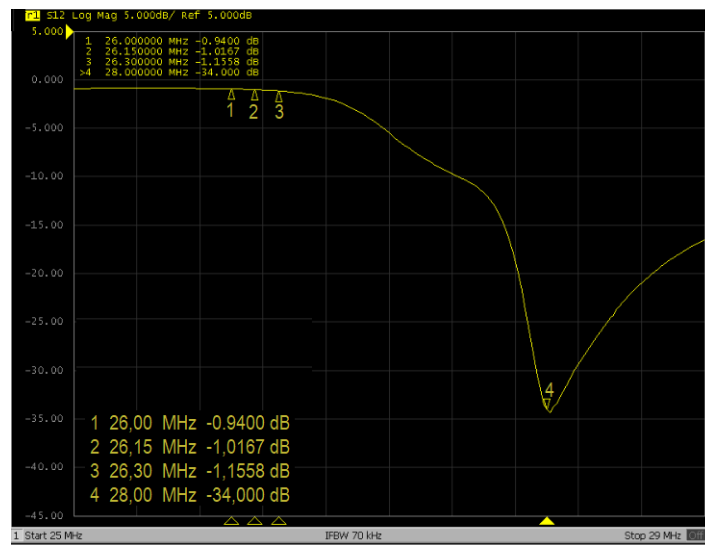
Figura 3.38: *Setup* de medição dos parâmetros do duplexador com o analisador de redes: a) S_{23} e S_{32} ; b) S_{13} e o S_{31} .



Fonte: Autoria própria.

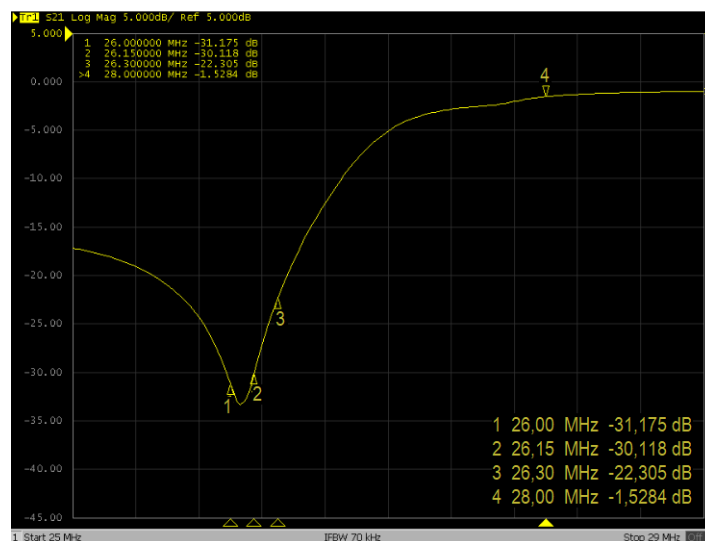
Os resultados obtidos após a medição dos parâmetros são exibidos nas Figuras 3.39, 3.40, 3.41 e 3.42. As figuras exibem os gráficos e os valores explícitos nas faixas de TX e RX. A partir dos resultados obtidos, nota-se que a funcionalidade de separação entre transmissão e recepção em apenas 2 MHz foi implementada com sucesso. Os valores, tanto de isolamento entre os canais TX e RX, quanto as perdas por inserção dos filtros, estão de acordo com o esperado e próximos dos gráficos obtidos nas simulações, conforme gráfico de comparação da Figura 3.43.

Figura 3.39: Parâmetro S12 do duplexador - Coeficiente de transmissão ($2 \rightarrow 1$) do filtro TX.



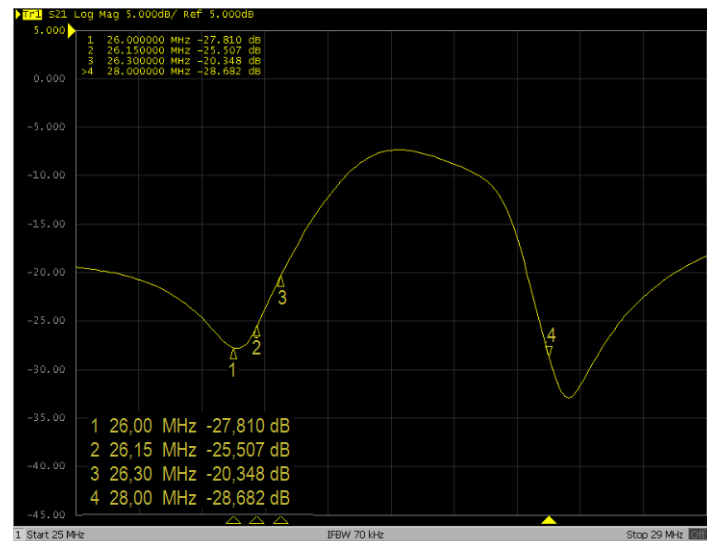
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.40: Parâmetro S31 do duplexador - Coeficiente de transmissão ($1 \rightarrow 3$) do filtro RX.



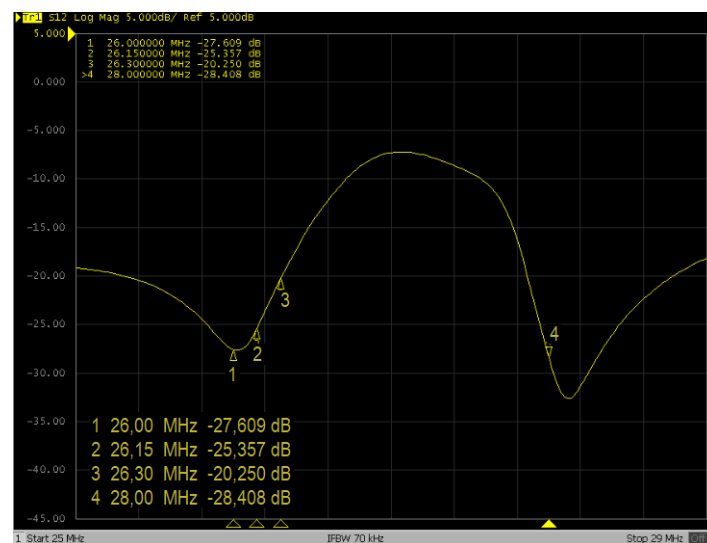
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.41: Parâmetro S23 do duplexador - Isolação entre os filtros TX e RX ($3 \rightarrow 2$).



Fonte: Autoria própria.

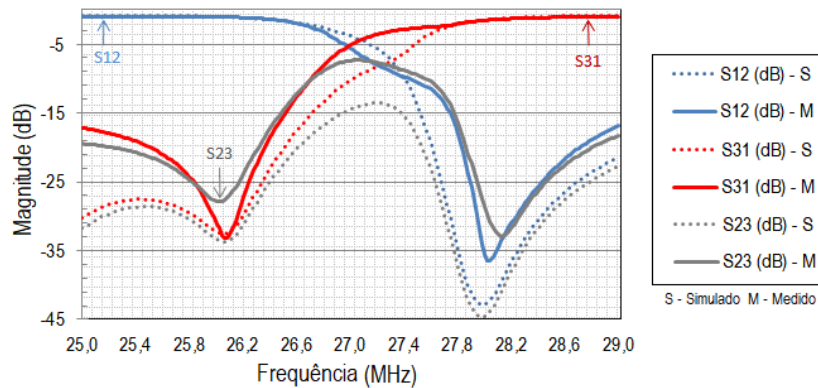
Figura 3.42: Parâmetro S32 do duplexador - Isolação entre os filtros TX e RX ($2 \rightarrow 3$).



Fonte: Autoria própria.

A Figura 3.43 exibe a comparação entre os valores de parâmetro S obtidos nas simulações e os valores medidos no protótipo. Levando em consideração a proximidade das frequências trabalhadas, o duplexador desenvolvido apresentou ótimos resultados e uma boa relação entre medição e simulação. Como a simulação não leva em consideração a incerteza dos componentes utilizados, as resistências, capacitâncias e indutâncias parasitas que existem no desenvolvimento do protótipo, existe uma pequena diferença em alguns dos parâmetros de espalhamento do duplexador.

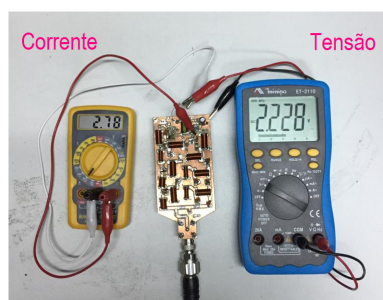
Figura 3.43: Resultados e comparação entre os parâmetros de espalhamento simulados e medidos.



Fonte: Autoria própria.

A partir dos resultados obtidos, tanto na simulação quanto na implementação do duplexador, conclui-se então que, o uso da técnica baseada na conversão dos filtros passa-faixa convencionais implementados com inversores de admitância para filtros passa-faixa modificados com polos de atenuação na banda de rejeição, de fato permite realizar o aprimoramento dos parâmetros dos filtros. Introduzindo polos de atenuação (zeros de transmissão), por meio da inserção de uma reatância, capacitiva ou indutiva, em série com os ressonadores em paralelo, e distribuindo-os na banda passante do filtro passa-faixa oposto, foi possível reduzir o peso e o tamanho do duplexador, além de aprimorar a seletividade dos filtros fornecendo uma transição bem mais acentuada nas bandas de rejeição sem aumentar a sua perda por inserção.

Após a medição dos parâmetros do duplexador, foram realizadas as medições dos parâmetros do conversor RF-DC com o auxílio de multímetros digitais, gerador de RF SMC100A e osciloscópio digital DPO7254 da Tektronix. A Figura 3.44 mostra as configurações e a execução da medição dos parâmetros de tensão e corrente de saída do conversor RF-DC.

Figura 3.44: *Setup* de medição da tensão e corrente de saída do conversor RF-DC (*Setup* conforme simulação apresentada na Figura 3.27).

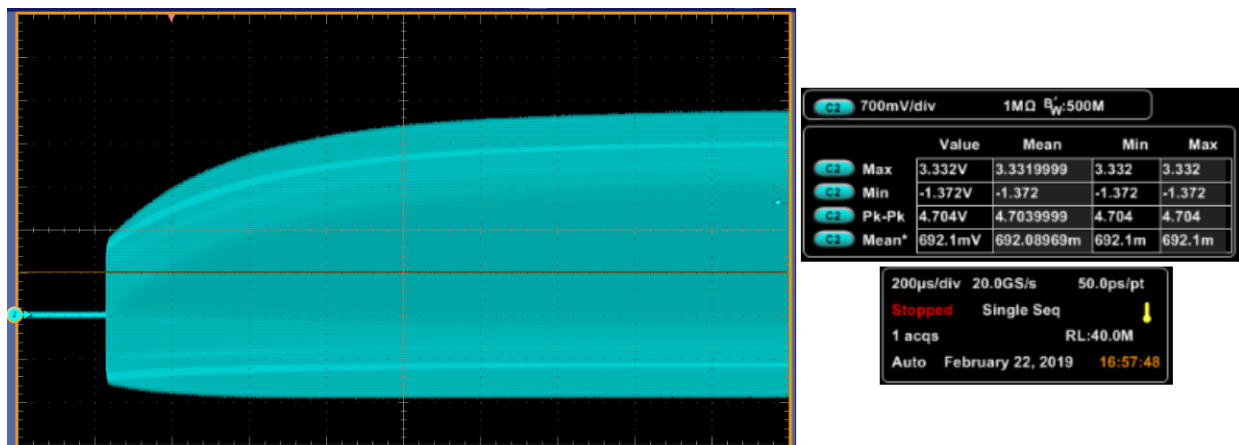
Fonte: Autoria própria.

A medição foi realizada aplicando-se uma potência de 10 dBm na entrada do conversor RF-DC e uma carga resistiva $810\ \Omega$ na saída do conversor para simular a carga do sistema de medição que será alimentada e o regulador de baixa queda de tensão que também será conectado à saída do conversor. Dessa forma, o valor da atenuação do cabo coaxial foi medido e o nível de potência do gerador de RF foi ajustado para compensar também a perda de inserção do filtro (com base nas medições do duplexador), de modo que o nível de potência na entrada do conversor RF-DC estivesse em 10 dBm, conforme a primeira simulação isolada do bloco do conversor (Figura 3.14). A tensão e corrente na saída do conversor foram medidas e os resultados obtidos foram de 2,228 V e 2,78 mA, conforme a Figura 3.44. Estes valores estão de acordo com as simulações em que foram obtidos 2,229 V de tensão e 2,8 mA de corrente.

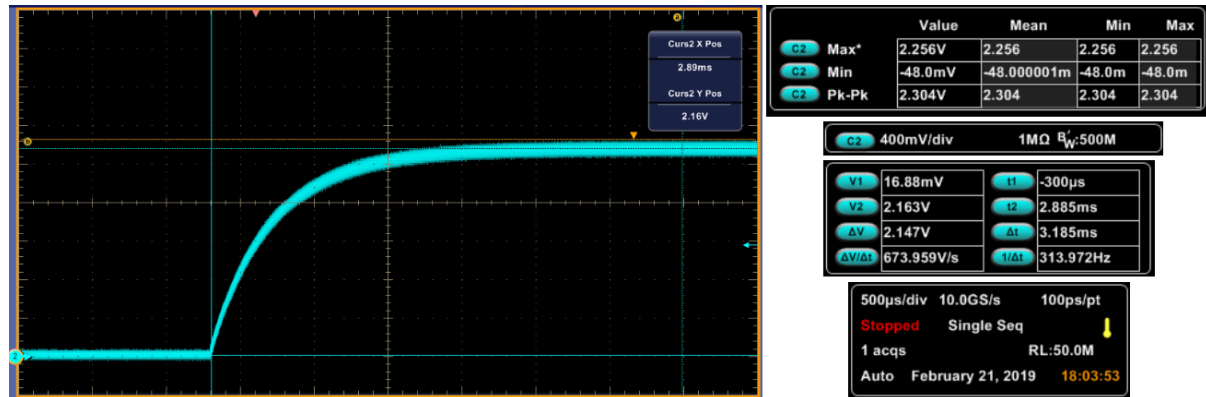
Para avaliar o comportamento do retificador no período transitório e realizar a aquisição de algumas formas de onda, o osciloscópio digital DPO7254 da Tektronix com largura de banda de 2,5 GHz foi utilizado. As Figuras 3.45 e 3.45 exibem as tensões de referência e de saída do retificador, respectivamente. Observa-se em ambas figuras que os valores máximos de tensão são atingidos após aproximadamente 3 ms. O valor de tensão máxima na saída do circuito é de aproximadamente 2,26 V em consonância com os resultados da simulação.

Após a medição de todos os parâmetros, o regulador com baixa queda de tensão foi conectado à saída do retificador e configurado, por meio do divisor resistivo sugerido no *datasheet*, para regular a tensão em 1,3 V que irá alimentar o circuito de medição.

Figura 3.45: Tensão de referência (V_{ref}) do circuito de *clamping* retificador (Osciloscópio - $1\ M\Omega$ - 700mV/div e $200\ \mu\text{s/div}$).



Fonte: Autoria própria.

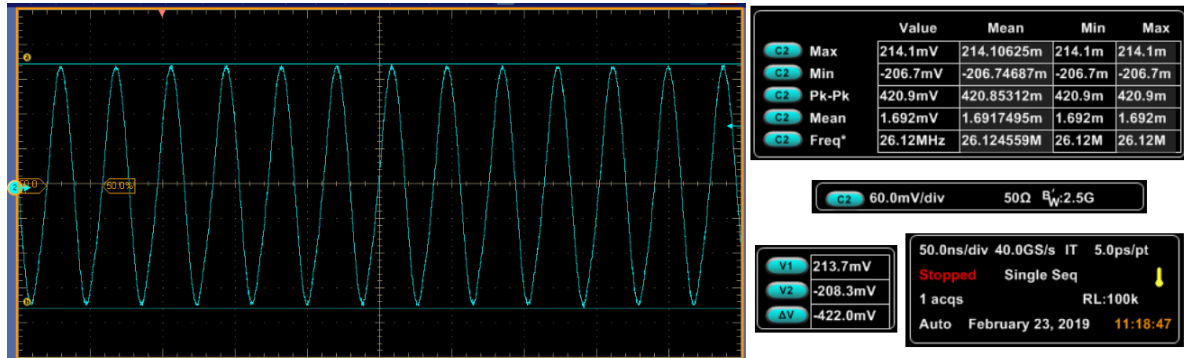
Figura 3.46: Tensão de saída (V_{out}) do retificador (Osciloscópio - 1 M Ω - 400mV/div e 500 μ s/div).

Fonte: Autoria própria.

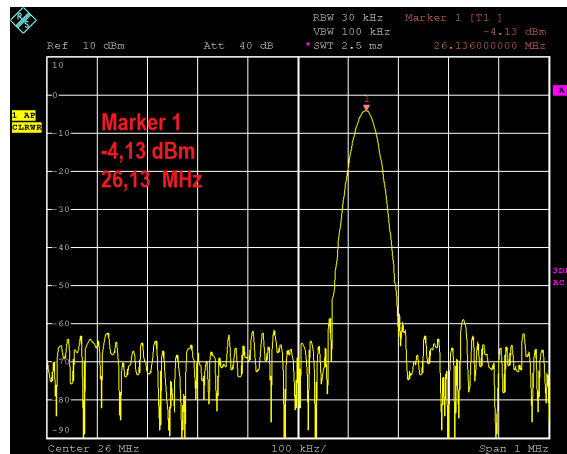
Com base nos resultados obtidos, é possível notar que a funcionalidade de conversão da potência de um sinal de RF para uma potência DC, conforme conceito da colheita de energia de RF, foi alcançada. Novamente, na prática, com um sinal de 10 mW na entrada do conversor RF-DC, foi possível obter uma potência DC (P_{out}) na saída de 6,1 mW, o que leva a uma eficiência total de cerca de 61%, uma tensão de saída (V_{out}) de 2,22 V e uma corrente de saída (I_{out}) de 2,8 mA alcançadas após aproximadamente 3 ms. Dessa forma, após coletar essa energia com o sistema de colheita, será possível alimentar o circuito de medição, executar as funções necessárias e ainda transmitir um sinal de volta para a unidade central com as informações adquiridas.

3.3.3 Testes e Medições de Umidade Relativa

Uma vez implementadas as funcionalidades do duplexador e da colheita de energia de RF com o conversor RF-DC, o passo seguinte foi a implementação do sistema de medição, modulação e geração do sinal de RF, por meio do oscilador Colpitts com sensor de umidade relativa HS1101LF integrado, e alimentá-lo com a tensão retificada e regulada pelo conversor. Portanto, o oscilador foi montado com o transistor TJB NPN MPSH10 (usado na simulação) e o sensor de umidade relativa integrado ao divisor capacitivo. Com o auxílio do ESCI EMI test receiver da ROHDE&SCHWARZ e de um termohigrômetro HUATO S100, ambos calibrados, o divisor capacitivo do oscilador Colpitts foi otimizado de modo que a faixa de variação da frequência estivesse de 26 MHz a 26,3 MHz. A Figura 3.47 exibe a forma de onda da tensão de saída gerada pelo oscilador Colpitts. Nota-se que o sinal de saída possui as mesmas características da forma de onda da tensão de saída (amplitude máxima de 240 mV) do oscilador obtida na simulação (Figura 3.23), sendo a frequência em 26,12 MHz (55 a 60% UR) e amplitude máxima de aproximadamente 214 mV considerando a impedância do osciloscópio em 50 Ω . A Figura 3.48 exibe o nível de potência do sinal do oscilador em que foi obtido um valor de -4,13 dBm na prática e de cerca de -2,4 dBm na simulação.

Figura 3.47: Tensão de saída (V_{out}) do oscilador (Osciloscópio - 50 Ω).

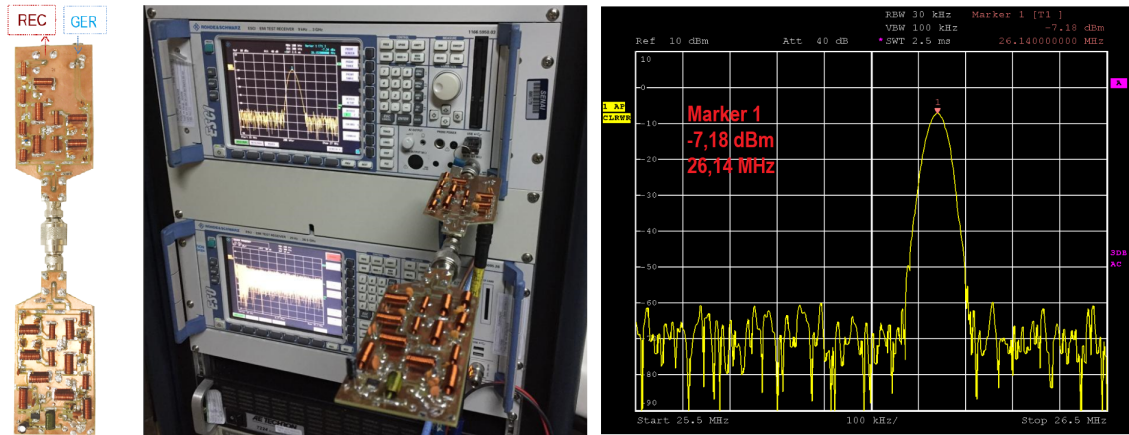
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.48: Potência de saída (P_{out}) do oscilador.

Fonte: Autoria própria.

Com o intuito de validar a operação da unidade de medição, alimentando-a por meio da unidade central, e medir o sinal modulado com a informação da grandeza física também na unidade central, foi necessário implementar um outro duplexador para separar os sinais de transmissão e recepção da unidade central. Logo, o passo seguinte foi desenvolver este duplexador para poder conectar o gerador de RF e o analisador de espectro, e também conectar diretamente as unidades, conforme a Figura 3.49, para poder validar a comunicação bidirecional simultânea com a unidade de medição que estará realizando a medição da unidade a partir da energia fornecida pela unidade central. Dessa forma, o sistema foi alimentado, e com um nível mínimo de potência de 8,5 dBm na entrada do duplexador da unidade de medição foi possível alimentar o sistema e realizar a medição da grandeza física. O sinal gerado pela unidade de medição foi medido na saída do filtro RX do duplexador da unidade central com uma potência de -7,18 dBm em 26,14 MHz ($\approx 60\%$ UR), conforme Figura 3.49.

Figura 3.49: Duplexador conectado diretamente a unidade de medição para conexão com gerador e receptor.



Fonte: Autoria própria.

Com as medições desenvolvidas até o momento não foi possível avaliar o comportamento do transceptor em função da umidade relativa, tendo em vista que as medições não levaram em consideração a variação da umidade no ambiente. Como a umidade é uma grandeza difícil de se controlar, o ideal é realizar testes em um ambiente pequeno que possibilite melhor controle sob a umidade. Portanto, optou-se por montar o sistema em um armário de armazenamento de componentes eletrônicos com controle de umidade. Assim, com a ajuda do sistema de controle foi possível variar a umidade relativa em ambiente controlado e avaliar melhor a resposta do transceptor. A Figura 3.50 apresenta as configurações e os equipamentos utilizados para realizar as medições.

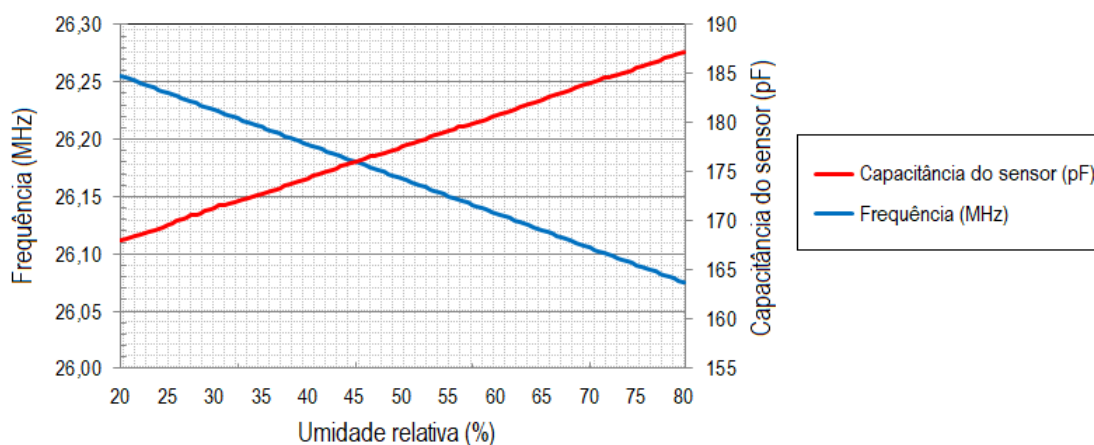
Figura 3.50: Medição da umidade relativa em ambiente controlado.



Fonte: Autoria própria.

As medições foram realizadas e os valores da frequência gerada pelo transceptor e os valores de umidade relativa indicados pelo termohigrômetro foram registrados na faixa de 20 a 80% de umidade relativa. A Figura 3.51 apresenta o resultado das medições que, conforme esperado, estão dentro da faixa projetada para operação do transceptor (de 26 a 26,3 MHz).

Figura 3.51: Resultado da medição da umidade relativa.



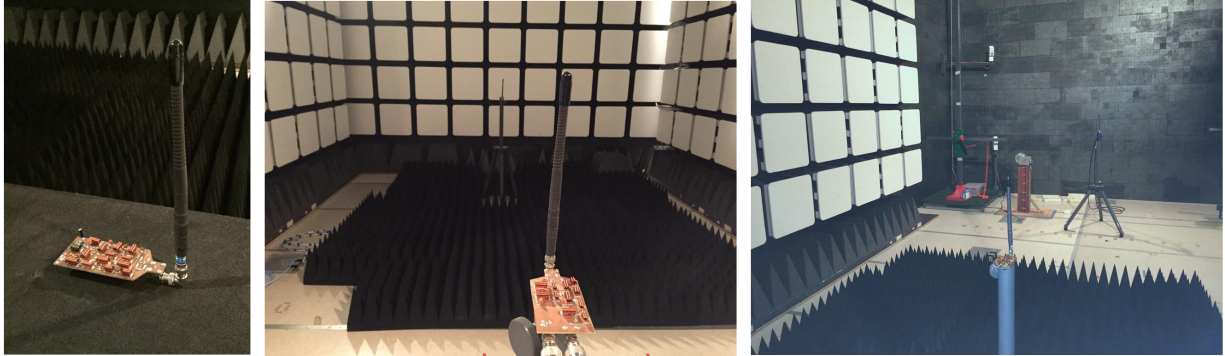
Fonte: Autoria própria.

Com base nos resultados obtidos, é possível concluir que as funcionalidades de medição, geração do sinal de RF e modulação FM foram implementadas e validadas com sucesso. Foi demonstrada a viabilidade de fazer com que o oscilador funcione não só como transmissor de RF, mas também como um sistema de medição e modulador FM, a partir da integração de um sensor capacitivo de umidade relativa à rede seletiva de frequência. Além disso, tanto o nível de potência do sinal de RF necessário para alimentar a unidade de medição, quanto o nível de potência do sinal modulado com a informação da grandeza recebido na unidade central foram satisfatórios com base nas perdas por atenuação do espaço livre em função da distância de comunicação e das antenas utilizadas no protótipo.

Por fim, medições dos níveis de potência transmitido e recebido pela unidade de medição foram realizadas em uma câmara semianecóica para avaliar as características de operação do protótipo desenvolvido em função da distância. Para funcionar, o transceptor da unidade de medição necessita captar uma potência de 8,5 dBm. Assim, com base nas antenas (CB *rubber duck*) utilizadas no protótipo, é possível alimentar remotamente o transceptor a uma distância de 5 m. O sinal com a informação da grandeza de medição transmitido pela unidade de medição pode ser medido na saída do duplexador da unidade central com uma potência de cerca de -25 dBm a 5 m, levando em consideração que uma linha de visão direta é estabelecida entre as unidades central e de medição. A Figura 3.52 apresenta as configurações utilizadas nas medições dos níveis de potência dentro da

câmara semianecóica.

Figura 3.52: Setup para medição na câmara semianecóica.



Fonte: Autoria própria.

Capítulo 4

Considerações Finais

4.1 Conclusões

Este trabalho teve como principal objetivo o desenvolvimento do conceito, a construção e a validação do protótipo de um transceptor *full-duplex* sem bateria que viabilize medições de grandezas físicas com sensores. Para demonstrar a viabilidade do conceito, os principais blocos do transceptor foram analisados na teoria, verificados em simulações e implementados na prática com o desenvolvimento do protótipo. O conceito proposto demonstrou-se adequado a partir da análise dos principais blocos do transceptor em ambiente de simulação, o que permitiu melhor entendimento do comportamento dos circuitos e também a otimização dos parâmetros antes da implementação prática.

A funcionalidade de colheita de energia, para viabilizar uma operação sem bateria, foi implementada a partir do desenvolvimento do conversor RF-DC baseado no circuito dobrador com diodos Schottky. O conversor RF-DC apresentou, tanto em simulação quanto na implementação prática, uma eficiência de 61% na conversão da potência do sinal de RF para potência DC e atendeu também aos requisitos dos níveis de tensão e corrente necessários para operação do circuito de medição em função da distância trabalhada.

Com relação a comunicação bidirecional e simultânea, embora as frequências de transmissão e recepção estejam próximas, sendo separadas por apenas 2 MHz (26 MHz e 28 MHz), o duplexador desenvolvido viabilizou o compartilhamento de uma única antena para transmissão e recepção com níveis consideráveis de isolamento e baixas perdas por inserção. Os resultados obtidos foram satisfatórios e apresentaram boa relação entre simulação e implementação prática. Por fim, na prática para o filtro do canal TX foram obtidos valores de isolamento de -34 dB e -1,16 dB de perda por inserção. Já para o filtro RX, foram obtidos valores de isolamento de -30,12 dB com uma perda por inserção de -1,53 dB.

A funcionalidade do sistema de medição foi implementada a partir do conceito de que um sensor capacitivo ou indutivo pode ser parte integrante da rede seletiva que estabelece a frequência do oscilador de RF. Demonstrou-se, por meio das simulações e implementação prática, que é possível inserir a informação de uma grandeza física na variação da frequência do oscilador fazendo com que este opere tanto como transmissor de RF quanto modulador FM. Dessa forma, desenvolveu-se um sistema de medição e transmissão com tamanho e consumo reduzido, o que facilitou a implementação em um dispositivo passivo. Foi possível também ajustar a banda da frequência de transmissão e os níveis de potência de operação e transmissão da informação.

As características do protótipo, bem como a distância máxima de operação, foram avaliadas em um câmara semianecóica onde foram realizadas medições dos níveis de potência transmitido e recebido pela unidade de medição. Para funcionar, o transceptor da unidade de medição necessita captar uma potência de 8,5 dBm. Assim, com base nas antenas utilizadas no protótipo, é possível alimentar remotamente o transceptor a uma distância de 5 m. O sinal com a informação da grandeza de medição transmitido pela unidade de medição pode ser medido na unidade central com uma potência de cerca de -25 dBm a 5 m, levando em consideração que uma linha de visão direta é estabelecida entre as unidades central e de medição.

Com base nos resultados obtidos, é possível concluir que a metodologia aplicada no estudo do desafio permitiu alcançar os objetivos estabelecidos pelas premissas do projeto e o protótipo desenvolvido demonstrou-se apto a desempenhar de forma satisfatória as funcionalidades de operação sem bateria, comunicação bidirecional e simultânea, medição de grandezas físicas a partir da integração com sensores, modulação e transmissão da informação de forma remota e sem fio.

4.2 Artigos Publicados

Durante a realização deste trabalho, foi produzido e publicado o seguinte artigo:

R. M. Homs Neto, R. N. Lima, S. Y. Catunda, “A Batteryless Full-Duplex Radio Transceiver for Sensors,” 2019 4th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT), São Paulo, 2019.

Figura 4.1: *Best Paper Award*.



Fonte: Autoria própria.

4.3 Trabalhos Futuros

Os conceitos desenvolvidos e aplicados ao protótipo permitem aperfeiçoar os parâmetros do sistema e alcançar novas funcionalidades, incentivando a continuidade do projeto. Pode-se destacar como trabalhos futuros:

- Desenvolvimento de um oscilador de classe E com maior eficiência, exigindo, portanto, menos energia, além de proporcionar maiores distâncias de operação;
- Implementação de outra topologia de medição com um microcontrolador de ultra baixo consumo, também alimentado remotamente, aumentando a capacidade do transceptor de implementar diferentes técnicas de modulação e fazer medições mais precisas. O Anexo A demonstra uma possível metodologia de integração do microcontrolador ao transceptor desenvolvido neste trabalho;
- Desenvolver outros protótipos em frequências mais elevadas.

Referências Bibliográficas

- [1] R. P. M. John L. DuBois and C. A. Ziegler, “The invention and development of the radiosonde, with a catalog of upper-atmospheric telemetering probes in the national museum of american history, smithsonian institution,” 2002.
- [2] T. Connectivity. Relative humidity sensor - hs1101lf. [Online]. Available: https://www.te.com/commerce/DocumentDelivery/DDEController?Action=srchrtv&DocNm=HPC052_J&DocType=Data+Sheet&DocLang=English&DocFormat=pdf&PartCntxt=CAT-HSC0006
- [3] W. J. Mayo-Wells, “The origins of space telemetry,” *Technology and Culture, The History of Rocket Technology*, vol. 4, No. 4, pp. 499–514, Outono 1963.
- [4] G. Construserv. Telemetria meteorologica. [Online]. Available: <https://www.grupoconstruserv.eng.br/servico/telemetria-meteorologica/43>
- [5] ACURITE. Sensores de estacoes meteorologicas. [Online]. Available: <https://www.acurite.com/learn/weather-stations/what-is-a-weather-station>
- [6] RSHYDRO. Professional weather stations. [Online]. Available: <http://www.rshydro.co.uk/professional-weather-stations>
- [7] MYWILDEYE. Professional weather stations. [Online]. Available: <http://www.mywildeye.com/weather-station-and-temperature-monitoring/>
- [8] INSTRUMENTCHOICE. Professional weather stations. [Online]. Available: <https://www.instrumentchoice.com.au/instrument-choice/weather-stations>
- [9] TOTVS. Como a telemetria impulsiona a produtividade agricola. [Online]. Available: <https://www.totvs.com/biblioteca/noticias/como-a-telemetria-impulsiona-a-produtividade-na-agricultura>
- [10] R. G. Rural. Telemetria acelera producao agricola. [Online]. Available: <https://revistagloborural.globo.com/Noticias/Pesquisa-e-Tecnologia/noticia/2017/06/telemetria-acelera-producao-agricola.html>

- [11] E. F1. Telemetria. [Online]. Available: http://www.encyclopediaf1.com.br/por_dentro_da_f1/telemetria
- [12] M. Marelli. Telemetria. [Online]. Available: https://www.magnetimarelli.com/pt/business_areas/motorsport/excel%C3%A4ncias-tecnol%C3%B3gicas/telemetria
- [13] N. T. Inc. The role of telemetry in developing big data and pushing ai in the mining industry. [Online]. Available: <https://www.newtrax.com/telemetry-mining-big-data/>
- [14] Sealtag. What is telemetry? [Online]. Available: <http://www.sealtag.org/What%20Is%20Telemetry.html>
- [15] T. L. R. Ritter, J. Handwerker, M. Ortmanns, and M. Ortmanns, "Telemetry for implantable medical devices: Part 1 - media properties and standards," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 6, pp. 47–51, Spring 2014.
- [16] J. H. H. Xu and M. Ortmanns, "Telemetry for implantable medical devices: Part 2 - power telemetry," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 6, pp. 60–63, Summer 2014.
- [17] T. L. U. Bihr and M. Ortmanns, "Telemetry for implantable medical devices: Part 3 - data telemetry," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 6, pp. 56–62, Fall 2014.
- [18] A. Kiourti and K. S. Nikita, "A review of implantable patch antennas for biomedical telemetry: Challenges and solutions [wireless corner]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, pp. 210–228, June 2012.
- [19] Z. X. et al., "An implantable rfid sensor tag toward continuous glucose monitoring," *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, vol. 19, pp. 910–919, May 2015.
- [20] R. V. M. S. H. P. Chen, S. Saati and Y. Tai, "Wireless intraocular pressure sensing using microfabricated minimally invasive flexible-coiled lc sensor implant," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 19, pp. 721–734, Aug. 2010.
- [21] K. R. M. M. Islam and V. Viikari, "Implementation of sensor rfid: Carrying sensor information in the modulation frequency," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, pp. 2672–2681, Aug. 2015.
- [22] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4 ed. John Wiley and Sons, Inc., 2012.
- [23] C. R. Paul, *Eletromagnetismo para Engenheiros - Com aplicacoes*, 5 ed. LTC, 2006.
- [24] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers - Analysis and Design*, 2 ed. Prentice Hall, 1996.

- [25] J. R. S. H. Dong and J. L. Young, "A wide-band, high isolation uhf lumped-element ferrite circulator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, pp. 294–296, June 2013.
- [26] C. W. W. H. S. Wu and C. K. C. Tzuang, "Cmos active quasi-circulator with dual transmission gains incorporating feedforward technique at k-band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 8, pp. 2084–2091, Aug. 2010.
- [27] H. J. M. Porranzl, C. Wagner and A. Stelzer, "An active quasi-circulator for 77 ghz automotive fmcw radar systems in sige technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 5, pp. 313–315, May 2015.
- [28] W.-K. K. et al, "A passive circulator for rfid application with high isolation using a directional coupler," *Proc. of the 36th European Microwave Conference*, pp. 196–199, September 2006.
- [29] J. N. S. Fanourios E. Fakoukakis, George A. Kyriacou, "Design of passive uhf rfid circulators duplexers/using directional couplers," *IEEE International Conference on RFID - Technologies and Applications (RFID - TA)*, pp. 437–442, 2012.
- [30] A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*. New York . London . Sydney: John Wiley and Sons, Inc., 1967.
- [31] E. M. T. J. G. L. Matthaei, Leo young, *Design of microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures volume I*. Menlo Park California: Stanford Research Institute, 1963.
- [32] M. J. L. Jia-Sheng Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [33] J.-S. Lim and D. C. Park, "A modified chebyshev bandpass filter with attenuation poles in the stopband," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, pp. 898–904, June 1997.
- [34] A. S. et al., "Design of quasi-lumped-element ltcc filters and duplexers for wireless communications," *33rd European Microwave Conference Proceedings (IEEE Cat. No.03EX723C)*, vol. 3, pp. 911–914, 2003.
- [35] Y.-K. N. Tae-Goo Choi, Jeong-Soo Lim and D.-C. Park, "A method for reducing the number of resonators in duplexer design," *Proceedings of ICCS '94*, vol. 1, pp. 256–260, 1994.
- [36] S. A. I. u. Din, J. Wernehag and H. Sjoland, "Two tunable frequency duplexer architectures for cellular transceivers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 64, pp. 2988–2999, Nov. 2017.

- [37] C. A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and design*, 2 ed. John Wiley and Sons, Inc., 1997.
- [38] M. N. O. Sadiku, *Elementos de Eletromagnetismo*, 5 ed. Bookman, 2012.
- [39] L. C. T. Soyata and W. Heinzelman, "Rf energy harvesting for embedded systems: A survey of tradeoffs and methodology," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 16, pp. 22–57, Firstquarter 2016.
- [40] J. M. D. M. Awad, P. Benech and N. Corrao, "Performance comparison of two stage of dickson voltage rectifier realized in fd-soi 28 nm and bicmos 55 nm for rf energy harvesting," *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, pp. 980–983, 2018.
- [41] C. D.-N. J. Jari-Pascal Curty, Michel Declercq, *Design and optimization of passive UHF RFID systems*. Switzerland: Springer, 2007.
- [42] N. J. F. Mazzilli, P. E. Thoppay and C. Dehollain, "Design methodology and comparison of rectifiers for uhf-band rfids," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 505–508, 2010.
- [43] X. Liu and C. Dehollain, "A non-linear model for micropower rectifiers in uhf-band rfids," *17th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, pp. 1057–1060, 2010.
- [44] D. T. H. Kenneth K. Clarke, *Communications Circuits: Analysis and Design*. Addison-Wesley, 1971.
- [45] R. E. C. ROBERT C. HANSEN, *SMALL ANTENNA HANDBOOK*. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, Inc., 2011.
- [46] T. K. S. M. N. Abdallah, W. Dyab and M. Salazar-Palma, "Electrically small antennas design challenges," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pp. 768–769, 2015.
- [47] T. Instruments. Msp430f2274 ultra low power microcontroller. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f2274.pdf>

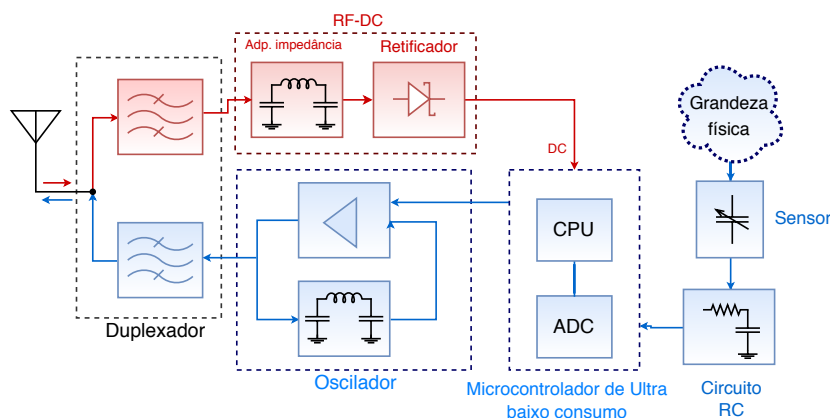
Apêndice A

Integração com Microncontrolador de Ultra Baixo Consumo

Os microcontroladores de ultra baixo consumo possibilitam o processamento dos dados consumindo uma menor quantidade de energia do sistema. Isto permite ao usuário estender o tempo de vida da bateria ou ainda utilizar o microcontrolador em uma aplicação sem bateria com sistema de colheita de energia como o transceptor desenvolvido neste trabalho. Nesse contexto, as tensões e correntes requeridas nas operações do microcontrolador são provavelmente os parâmetros mais importantes, tendo em vista que o transceptor deverá ser capaz de suprir a demanda de energia.

A Figura A.1 exibe o diagrama de uma possível forma de integração do microcontrolador ao transceptor da unidade de medição. Neste caso, a potência DC retificada no conversor RF-DC irá alimentar o microcontrolador que executará as funções de leitura do sensor e modulação do oscilador.

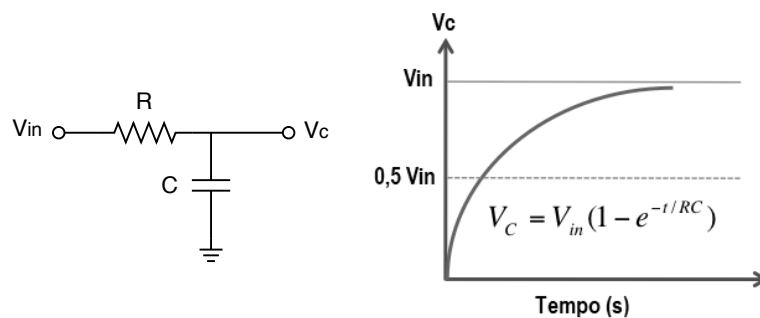
Figura A.1: Diagrama da unidade de medição com microcontrolador de ultra baixo consumo.



Fonte: Autoria própria

A leitura do sensor capacitivo pode ser desenvolvida com base no princípio de carregamento de um capacitor através de um resistor em série, ou seja, a resposta ao degrau de um circuito RC. Em um circuito de primeira ordem RC, conforme mostrado na Figura A.2, ao aplicar uma tensão DC repentinamente, a tensão no capacitor irá aumentar exponencialmente à medida que o capacitor é carregado. Assumindo inicialmente que o capacitor foi totalmente descarregado, quando V_{in} é aplicada através do circuito do resistor, o capacitor começa a se carregar e a tensão V_c aumentará de 0 a V_{in} de forma exponencial, como demonstrado no gráfico no lado direito da Figura A.2. Tendo-se o valor da resistência de R e o tempo necessário para o capacitor alcançar o valor de $0,5V_{in}$, pode-se então determinar o valor da capacitância com base na equação (descrita na Figura) que descreve o comportamento da tensão.

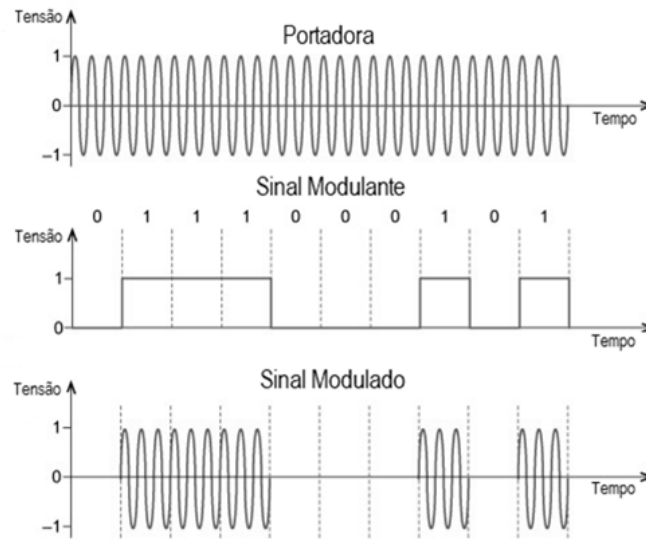
Figura A.2: Circuito RC.



Fonte: Autoria própria

O conceito de medir o tempo decorrido para o capacitor ser carregado de 0 a um determinado nível de tensão pode ser implementado por meio de módulos de comparadores analógicos integrados e temporizadores presentes em diversos tipos de microcontroladores. O módulo comparador irá comparar o nível de tensão no capacitor com o nível da tensão de referência e irá alternar a saída para nível alto ou baixo quando o nível de tensão do capacitor ultrapassar o valor de referência. O módulo temporizador irá calcular o intervalo de tempo decorrido para alternar a saída do comparador. Este é o tempo requerido pelo capacitor para carregar de 0V até o valor da tensão de referência.

Após a aquisição da informação do sensor, pode-se utilizar o microcontrolador para controlar o oscilador e modular a portadora com a informação adquirida. Uma das formas mais simples de se fazer isto é através da modulação ASK (*Amplitude-shift keying*) que pode ser implementada basicamente ligando e desligando o oscilador (OOK - *On-off keying*). Neste caso, a presença da portadora durante um período específico de tempo irá representar o bit 1, enquanto que a sua ausência durante a mesma duração representará o bit 0, conforme demonstrado na Figura A.3.

Figura A.3: Modulação ASK *on-off keying*.

Fonte: Autoria própria

Com relação aos microcontroladores de ultra baixo consumo compatíveis para esta aplicação, o kit de desenvolvimento eZ430-RF2500 da Texas Instruments oferece uma ferramenta completa de desenvolvimento com o microcontrolador de ultra baixo consumo MSP430F2274. Este microcontrolador possui CPU de 16 bits, dois temporizadores de 16 bits integrados, uma interface de comunicação serial universal, conversor A/D de 10 bits com referência integrada e controlador de transferência de dados (DTC), dois amplificadores operacionais de uso geral e 18 pinos de desenvolvimento, 5 modos de baixa potência e um oscilador controlado digitalmente (DCO) que permite o despertar dos modos de baixa potência para o modo ativo em menos de $1 \mu s$ [47]. A Figura A.4 exibe os parâmetros de tensão e corrente necessário para funcionamento do microcontrolador em função do modo de operação.

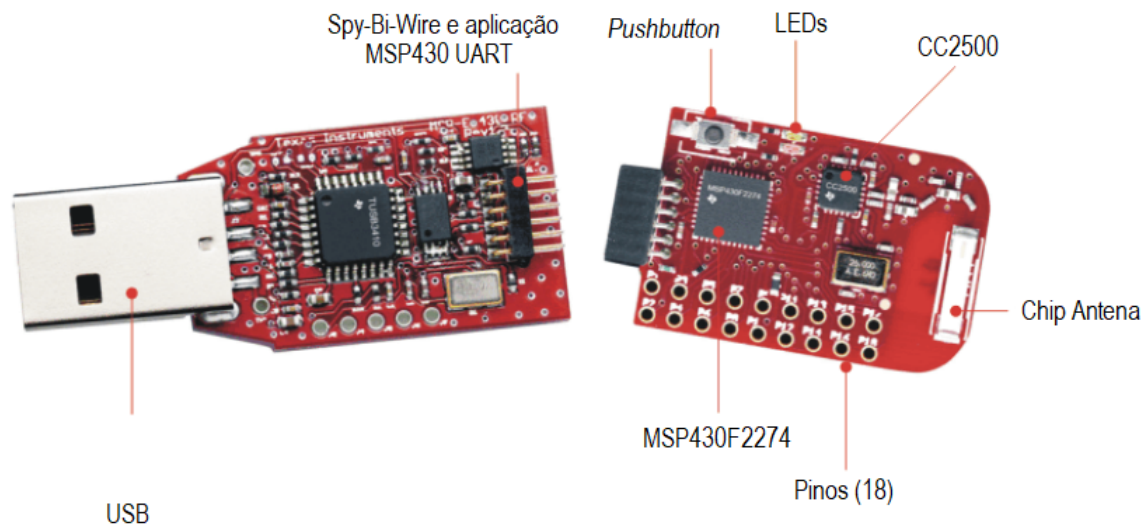
Figura A.4: Parâmetros do microcontrolador de ultra baixo consumo MSP430F2274.

PARAMETER	MIN	TYP	MAX	UNIT
OPERATING CONDITIONS				
Operating supply voltage	1.8		3.6	V
Operating free-air temperature range	-40		85	°C
CURRENT CONSUMPTION				
Active mode at 1 MHz, 2.2 V		270	390	μA
Standby mode		0.7	1.4	μA
Off mode with RAM retention		0.1	0.5	μA
OPERATING FREQUENCY				
VCC ≥ 3.3 V			16	MHz

Fonte: [47]

Nota-se que os valores de tensão (2,2 V) e corrente máxima ($390\ \mu A$) para operação em modo ativo com *clock* em 1 MHz podem viabilizar a integração deste microcontrolador ao transceptor desenvolvido neste trabalho. A Figura A.5 exibe o kit de desenvolvimento eZ430-RF2500.

Figura A.5: Kit de desenvolvimento eZ430-RF2500 da Texas Instruments com Microcontrolador de ultra baixo consumo MSP430F2274.



Fonte: [47]