



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
DE COMPUTAÇÃO



Desenvolvimento de sensor de umidade de solo baseado em antena *patch* de microfitas com capacitor interdigital

Isaú de Sousa Silva Júnior

Orientador: Prof. Dr. Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Telecomunicações) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Natal, RN, Abril de 2025

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN
Sistema de Bibliotecas - SISBI
Catalogação de Publicação na Fonte. UFRN - Biblioteca Central Zila Mamede

Silva Júnior, Isaú de Sousa.

Desenvolvimento de sensor de umidade de solo baseado em antena patch de microfita com capacitor interdigital / Isau de Sousa Silva Junior. - 2025.

41 f.: il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Natal, 2025.

Orientação: Prof. Dr. Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos.

1. Sensor de umidade do solo - Dissertação. 2. Sensor planar de micro-ondas - Dissertação. 3. Teor de umidade do solo - Dissertação. 4. Antena de microfita - Dissertação. 5. Capacitor interdigital - Dissertação. I. Campos, Antônio Luiz Pereira de Siqueira. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 624.131

Elaborado por Jackeline dos Santos Pinheiro da Silva Maia
Cavalcanti - CRB-15/317

Desenvolvimento de sensor de umidade de solo baseado em antena *patch* de microfitas com capacitor interdigital

Isaú de Sousa Silva Júnior

Dissertação de Mestrado aprovada em 13 de maio de 2025 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Dr. Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos (orientador) UFRN

Prof. Dr. Alfredo Gomes Neto IFPB

Prof. Dr. Isaac Barros Tavares da Silva UFRSA

*Ao meu pai, Isau de Sousa Silva, por
ser o porto seguro que me permitiu
encarar mais esse desafio de frente.*

*E à minha mãe, Cleuma Macedo
Silva, que mesmo após 14 anos de
sua partida, segue sendo a semente
da coragem que eu carrego dentro
de mim. Aos dois, dedico cada linha
desta conquista.*

Agradecimentos

Em primeiro lugar agradeço à minha família, pelo apoio incondicional e compreensão durante todos os momentos desafiadores desta jornada acadêmica.

À minha namorada, Efigênia Freitas de Oliveira, pelo incentivo constante, paciência ilimitada e sobretudo pela ajuda na revisão textual deste trabalho, contribuição decisiva para sua clareza e precisão.

Ao Prof. Dr. Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos, meu orientador, pela paciência, orientações e confiança em meu trabalho.

Aos professores do PPgEEC, cuja experiência e ensinamentos foram fundamentais para minha formação pessoal e acadêmica.

Aos colegas da pós-graduação, pela ajuda e companhia durante as atividades do curso.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

Resumo

O conteúdo de água do solo e a disponibilidade de água são de fundamental importância para as atividades terrestres, especialmente àquelas que envolvem agricultura, silvicultura, hidrologia e engenharia. Por essa razão, diversos autores têm se dedicado a propor formas práticas e simples de obter essa informação utilizando as mais diversas técnicas de medição. Entre as técnicas existentes, as baseadas em propriedades dielétricas, como a refletometria no domínio do tempo (TDR) e da frequência (FDR) se destacam como as mais usadas em medições do teor de umidade do solo em campo. Contudo, o alto custo de aquisição de sensores desse tipo pode limitar seu uso em larga escala. Assim, sensores planares de micro-ondas têm ganhado bastante atenção dos pesquisadores como alternativa para o sensoriamento de umidade do solo em campo, pois, devido às suas características inerentes, como baixo custo de produção, facilidade de manuseio, leveza, tamanho reduzido e velocidade de medição, esses sensores se mostram bastante adequados para aplicações que requerem sensoriamento contínuo e em grandes quantidades *in situ*. Neste contexto, este trabalho apresenta o projeto de um sensor planar de micro-ondas de baixo custo para monitoramento de umidade do solo, integrando um capacitor interdigitado (IDC) a uma antena de microfita de *patch* retangular. O dispositivo foi desenvolvido sobre o substrato dielétrico FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$ e $\tan(\delta) = 0,02$) e opera, quando descarregado, em $1,5\text{ GHz}$. Para validação experimental, o sensor foi testado em amostras de solo do tipo Latossolo com umidade entre 0% e 14%, apresentando erro médio de 3,56%, sensibilidade de 1,10% e resolução em frequência de 15,17 MHz, parâmetros comparáveis aos reportados na literatura para sensores de mesma classe. Isso demonstra que o sensor proposto é viável para aplicações que demandam monitoramento contínuo e distribuído, como agricultura de precisão e gestão de recursos hídricos.

Palavras-chave: Sensor de umidade do solo, sensor planar de micro-ondas, teor de umidade do solo, antena de microfita, capacitor interdigital.

Abstract

Soil water content and water availability are critically important for terrestrial activities, especially those involving agriculture, forestry, hydrology, and engineering. For this reason, many researchers have dedicated efforts to proposing practical and simple methods to obtain this information using diverse measurement techniques. Among existing techniques, those based on dielectric properties, such as time-domain reflectometry (TDR) and frequency-domain reflectometry (FDR), stand out as the most widely used for in situ soil moisture measurements. However, the high cost of such sensors limits their large-scale use. Thus, planar microwave sensors have gained significant attention as an alternative for soil moisture sensing in the field, due to their inherent characteristics, such as low production cost, ease of handling, lightweight design, compact size, and fast measurement speed, making them highly suitable for applications requiring continuous and distributed sensing in situ. In this context, this work presents the design of a low-cost planar microwave sensor for soil moisture monitoring, integrating an interdigital capacitor (IDC) with a rectangular microstrip patch antenna. The device was developed using an FR-4 dielectric substrate ($\epsilon_r = 4.4$ and $\tan(\delta) = 0.02$) and operates at 1.5 GHz when unloaded. For experimental validation, the sensor was tested on Oxisol soil samples with moisture levels ranging from 0% to 14%, demonstrating a mean error of 3.56%, sensitivity of 1.10%, and frequency resolution of 15.17 MHz , parameters comparable to those reported in the literature for sensors of the same class. This shows that the proposed sensor is viable for applications requiring continuous and distributed monitoring, such as precision agriculture and water resource management.

Keywords: soil moisture sensor, microwave planar sensor, soil moisture content, microstrip antenna, interdigital capacitor.

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	vi
Lista de Símbolos e Abreviaturas	vii
1 Introdução	1
1.1 Motivação e justificativa	2
1.2 Objetivos	3
1.3 Estrutura e organização do texto	3
2 Determinação do teor de umidade do solo	5
2.1 Método gravimétrico	6
2.2 Métodos indiretos de determinação do teor de umidade de solo	7
2.2.1 técnicas de sensoriamento remoto	7
2.2.2 métodos de medição em pequena escala	8
2.3 Determinação dielétrica do teor de umidade do solo	17
2.4 Conclusões do Capítulo	20
3 Sens. Planares de Micro-ondas p/ Umidade do Solo	21
3.1 Fundamentos e Avanços Recentes em Sensores Planares de Permissividade	21
3.1.1 Sensores Planares de Permissividade: Inovações Recentes	23
3.1.2 Aplicações em Sensoriamento de Umidade em Materiais Diversos	30
3.1.3 Casos de Uso em Sensoriamento de Umidade do Solo	33
3.2 Desafios e Perspectivas em Medição de Umidade do Solo	40
3.3 Conclusões do Capítulo	43
4 Sensor Proposto	45
4.1 Projeto do capacitor interdigital	45
4.2 Projeto do sensor de 1,5 GHz	46
4.2.1 Circuito equivalente	50
4.3 Projeto do sensor de 1 GHz	52
4.3.1 Circuito equivalente	55

5	Análise de Desempenho e Validação Experimental	57
5.1	Resultados simulados	57
5.1.1	Sensor de 1,5 GHz	58
5.1.2	Sensor de 1 GHz	61
5.2	Resultados experimentais	67
6	Conclusão	73
	Referências bibliográficas	75

Lista de Figuras

2.1	Estrutura de classificação dos métodos de mensuração do teor de umidade de solo estudados nesse trabalho.	5
2.2	Tensiômetro com manômetro para medir a tensão da água no solo.	9
2.3	Esquemático de um sensor SMC do tipo sonda de nêutrons.	10
2.4	Esquemático da técnica de medição do SSWC por atenuação de raios gama.	11
2.5	Estrutura e princípio de funcionamento de um radar de penetração no solo.	12
2.6	Diagrama esquemático da medição da umidade do solo utilizando TDR	13
2.7	Diagrama esquemático da determinação do SMC por sonda capacitiva.	15
2.8	Diagrama esquemático da determinação da umidade do solo usando o método FDR.	16
2.9	Ilustração da variação da permissividade relativa do solo com o aumento do percentual volumétrico de água.	18
3.1	Diagrama do sensor de permissividade complexa baseado em uma cavidade reentrante retangular	23
3.2	Sensor submergível de permissividade dielétrica de substancias líquidas proposto por Reyes-vera <i>et al.</i>	25
3.3	Sensores de permissividade dielétrica estudados e comparados por Yeo <i>et al.</i>	26
3.4	Sensor de permissividade dielétrica baseado em SRR-IDG proposto por Muhammed <i>et al.</i>	28
3.5	Sensor de permissividade dielétrica baseado em antena de microfita proposto por Bogosanovich <i>et al.</i>	29
3.6	Sensor de teor de umidade em estoques de arroz proposto por Jain <i>et al.</i>	30
3.7	Sensor de umidade relativa do ar proposto por Akhir <i>et al.</i>	32
3.8	Sensor planar de umidade do tipo linha de microfita com um metamaterial inserido em seu plano terra proposto por Silva <i>et al.</i>	33
3.9	sensor planar de umidade do solo do tipo anel ressonador modificado proposto por Then <i>et al.</i>	34
3.10	Design do sensor de umidade do solo baseado em antena <i>patch</i> retangular modificado com fendas proposto por You <i>et al.</i>	35
3.11	Design do sensor de umidade de solo baseado em antena de microfita em espira proposto Por Priyaa <i>et al.</i>	35
3.12	Sensor de umidade de solo baseado em antena de microfita proposto por Oliveira <i>et al.</i>	37

3.13	Diagrama de blocos do sistema desenvolvido por Herrmann <i>et al</i> para medir umidade do solo na rizobox	39
3.14	Medições realizadas por Zhou <i>et al.</i> em laboratório com o sensor GPR.	40
4.1	Dimensões do IDC projetado.	47
4.2	Antena de microfita projetada projetada para operar em 1,5 GHz.	48
4.3	Sensor de umidade do solo proposto para operar em 1,5GHz.	48
4.4	Distribuição de campo elétrico e de Corrente superficial na antena e no sensor de 1,5 GHz.	49
4.5	S_{11} do sensor de 1,5 GHz e do circuito equivalente.	50
4.6	Circuito equivalente desenvolvido para representar a operação do sensor em 1,5 GHz.	50
4.7	Antena de microfita projetada para operar em 1 GHz.	53
4.8	Projeto detalhado do sensor proposto que opera em 1 GHz.	53
4.9	S_{11} do sensor proposto para operar em 1 GHz com e sem o IDC.	54
4.10	Distribuição de campo elétrico e de Corrente superficial na antena e no sensor projetado para operar em 1 GHz.	55
4.11	Impedância de entrada do sensor proposto.	55
4.12	Circuito equivalente desenvolvido para representar a operação do sensor em 1 GHz.	56
4.13	S_{11} do sensor projetado para operar em 1 GHz e do seu circuito equivalente.	56
5.1	Modelos tridimensionais dos sensores projetados e utilizados na obtenção dos resultados simulados.	58
5.2	S_{11} do sensor de 1,5 GHz para diferentes valores de permissividade relativa do material sob teste.	58
5.3	Deslocamento da frequência de ressonância do sensor de 1,5 GHz devido a variação de permissividade.	59
5.4	Sensibilidade do sensor de 1,5 GHz.	59
5.5	Efeito da variação da tangente de perdas no S_{11} do sensor de 1,5 GHz proposto.	60
5.6	Valores simulados do sensor de 1,5 GHz e curva de ajuste de ϵ_r x f_r	61
5.7	S_{11} do sensor de 1 GHz para diferentes valores de permissividade relativa do material sob teste.	62
5.8	Deslocamento de frequência de ressonância devido a variação de permissividade.	62
5.9	Sensibilidade do sensor.	63
5.10	Comparação entre o sensor projetado para operar em 1 GHz e o projetado para operar em 1,5 GHz.	63
5.11	Comparação do deslocamento de frequência de ressonância dos sensores proposto com outros sensores encontrados na literatura.	64
5.12	Comparação entre a sensibilidade dos sensores propostos com outros sensores encontrados na literatura.	65
5.13	Melhoria das figuras de mérito do sensor de 1 GHz proposto em relação ao dos outros sensores avaliados.	65

5.14	Efeito da tangente de perdas no S_{11} do sensor proposta que opera em 1 GHz.	66
5.15	S_{11} dos sensores propostos com o aumento da $\tan(\delta)$ do MUT para vários valores de permissividade relativa.	67
5.16	Configuração experimental usada nas medições de umidade de solo	68
5.17	Comparação entre o S_{11} medido e simulado do sensor proposto.	68
5.18	S_{11} do sensor fabricado para níveis de umidade em uma amostra de latos-solo.	69
5.19	SWC (%) em função do permissividade relativa estimada da amostra de latosolo.	70
5.20	Comparação da da curva de sensibilidade do sensor proposto com a de outros sensores publicados na literatura.	72

Lista de Tabelas

3.1	Amostras usadas no estudo realizado por Reyes-vera <i>et al.</i>	25
3.2	Propriedades dos substratos dielétricos utilizados por Yeo <i>et al.</i>	27
3.3	Materiais sólidos e líquidos usados por Bogosanovich <i>et al.</i>	29
3.4	Coeficientes de reflexão do sensor proposto por Jain <i>et al.</i> em função do teor de umidade e medição em espaço livre.	31
3.5	Resultados experimentais do $PRFS_{\text{máx}}$ e frequência de ressonância (f_r) para diferentes condições de pH apresentados por Priyaa <i>et al.</i>	36
3.6	Comparação das figuras de mérito dos sensores de umidade encontrados na literatura.	42
4.1	Dimensões finais do sensor proposto para operar em 1,5 GHz.	48
4.2	Dimensões finais do sensor proposto para operar em 1 GHz.	54
5.1	Frequências de ressonância do sensor de 1,5 GHz para cada valor de de permissividade testado.	59
5.2	Frequências de ressonância do sensor de 1 GHz para cada valor de de permissividade testado.	62
5.3	Comparação do sensor proposto com outros sensores disponíveis na literatura em termos de sensoriamento de permissividade.	66
5.4	Comparação entre o S_{11} simulado e medido do sensor proposto descarregado.	69
5.5	Frequências de ressonância do sensor e ϵ_r calculado para cada valor SWC (%) da amostra de solo.	70
5.6	Comparação entre sensores ressonadores para medição de umidade do solo	71

Lista de Símbolos e Abreviaturas

ϵ	Permissividade dielétrica
ϵ_0	Permissividade dielétrica do vácuo
ϵ_r	Permissividade relativa
$\tan(\delta)$	Tangente de perdas
θ_g	Teor gravimétrico de umidade do solo
BSF	<i>Band Stop Filter</i>
BW	<i>Bandwidth</i>
CCORR	<i>Concentric Complementary Open-Ring Resonator</i>
CSRR	<i>Complementary Split-Ring Resonator</i>
DGS	Defected Ground Structure
FDR	<i>Frequency Domain Reflectometry</i>
GPR	<i>Ground Penetrating Radar</i>
IDC	Interdigital Capacitor
LEWS	<i>Landslide Early Warning Systems</i>
LUT	Liquid Under Test
MUT	<i>Material Under Test</i>
NMM	<i>Neutron Moisture Meters</i>
PRFS	<i>Percentage of Resonance frequency shift</i>
R-SSF	<i>Rotated Self-Similar Fractal</i>
RH	Relative Humidity
SIW	Substrate Integrated Waveguide
SMC	<i>Soil Moisture Content</i>

SOL	<i>full short-open-load</i>
SRR	<i>Split-Ring Resonator</i>
SSWC	<i>Shallow Soil Water Content</i>
SWC	<i>Soil Water Content</i>
SWP	<i>Soil Water Potential</i>
TDR	<i>Time Domain Reflectometry</i>
TWTT	<i>Two-Way Travel Time</i>
VNA	<i>vector network analyzer</i>

Capítulo 1

Introdução

O monitoramento da umidade de solos tem um papel crucial em diversas áreas do conhecimento, uma vez que a umidade do solo desempenha um papel significativo no ciclo hidrológico, pois está relacionada aos níveis de precipitação e evapotranspiração, além de influenciar as práticas de irrigação e crescimento de culturas agrícolas [1]. Na agricultura, os níveis de umidade do solo cultivado têm relação direta com a produtividade e o crescimento das colheitas. Altos níveis de umidade do solo, causados por precipitação excessiva ou por solos com características de drenagem deficiente, podem impactar a estrutura física do solo e acelerar processos microbianos anaeróbicos que podem reduzir a fertilidade do mesmo. Por sua vez, a baixa umidade do solo pode comprometer o crescimento e a saúde das culturas, dificultando a absorção de nutrientes pelas plantas, promovendo a erosão do solo e aumentando a suscetibilidade à proliferação de pragas, especialmente durante as fases-chave de crescimento das culturas [2–4]. Além disso, o monitoramento de umidade do solo é de suma importância no gerenciamento dos recursos hídricos destinados a essa atividade.

O teor de umidade do solo também é utilizado como um parâmetro importante para estudos de balanço hídrico e análise de estabilidade de encostas. Além disso, ele é essencial para a avaliação de desempenho de várias estruturas geotécnicas, como pavimentos, fundações, barragens de terra, muros de contenção, revestimentos de argila compactada e repositórios de descarte de resíduos perigosos e tóxicos [5]. Sistemas de alerta de deslizamento em encostas ou rompimento de barragens também podem se beneficiar do monitoramento da umidade do solo. Embora a maioria dos sistemas regionais de alerta precoce de deslizamentos de terra (*Regional Landslide Early Warning Systems*, LEWS) operacionais sejam baseados apenas em limiares de excedência de chuva, estudos recentes demonstraram uma melhoria na qualidade das previsões após a inclusão de informações hidrológicas do solo, tais como medições de umidade *in situ* [6–11].

Nesse contexto, informações precisas sobre a variabilidade no teor de umidade do solo (*Soil Water Content*, SWC) são de suma importância para diversas aplicações. No entanto, variações na textura do solo, topografia, geologia, preparo, cobertura vegetal e práticas de irrigação resultam em grandes variabilidades espaciais e temporais no SWC. Isso levou os pesquisadores a desenvolverem diversos métodos de medição de umidade do solo, tais como: métodos de sensoriamento remoto [2, 12–14] método gravimétrico [5], dispersão de nêutrons [15, 16] e método da resistividade [17]. Além disso, foram criadas

técnicas baseadas na variação dielétrica do solo, como a penetração de radar em alta frequência [18], método da transmissão em espaço livre [19], reflectometria no domínio do tempo [20], reflectometria no domínio da frequência [21] e sensores que fazem essa medição através do método ressonador.

Sensores planares de micro-ondas baseados no método ressonador têm ganhado bastante atenção dos pesquisadores como alternativa para o sensoriamento de umidade do solo [22–26]. Devido às suas características inerentes, como baixo custo de produção, leveza, tamanho reduzido e velocidade de medição, esses sensores se mostram bastante adequados para aplicações que requerem sensoriamento contínuo e/ou grandes quantidades de sensores de umidade *in situ*. Exemplos incluem redes de sensores para agricultura de precisão, sistemas regionais de alerta precoce de deslizamentos de terra e sistemas de monitoramento de integridade de barragens.

1.1 Motivação e justificativa

Dos diversos métodos de medição relatados na literatura, as técnicas baseadas na variação das propriedades dielétricas do solo se destacam como as mais empregadas na mensuração do SWC *in situ*, devido à rapidez na aquisição de dados e à praticidade de operação dos sensores que as utilizam. A reflectometria no domínio do tempo (*Time Domain Reflectometry*, TDR) e a reflectometria no domínio da frequência (*Frequency Domain Reflectometry*, FDR) são as técnicas baseadas na variação dielétrica do solo mais adotadas, apresentando vantagens como alta precisão, ampla faixa de medição, rapidez e reprodutibilidade dos resultados. No entanto, uma das principais limitações dessas técnicas reside no elevado custo inicial dos sensores disponíveis no mercado, o que pode, em alguns contextos, reduzir sua viabilidade econômica em aplicações que demandam a instalação de um grande número de sensores *in situ*, particularmente em cenários com restrições orçamentárias.

Assim, os sensores planares de micro-ondas baseados no método ressonador têm ganhado espaço na literatura como alternativa para o sensoriamento de umidade de solo, pois oferecem vantagens como leveza, baixo custo, tamanho reduzido, velocidade de medição e boa sensibilidade e precisão nas medições realizadas. Para medir o nível de umidade do solo, os sensores baseados no método ressonador se utilizam da variação das propriedades dielétricas do solo, que são fortemente influenciadas pelo teor volumétrico de água presente no meio. A constante dielétrica e a tangente de perdas do solo variam de forma proporcional à quantidade de água presente no mesmo. Ou seja, à medida que o SWC aumenta, a permissividade relativa e a tangente de perdas do substrato também aumentam. Como o sensor deve estar em contato direto com a amostra de solo, a variação das propriedades dielétricas da amostra altera o parâmetro S_{11} do sensor, deslocando sua frequência de ressonância para valores mais baixos e reduzindo o nível de inserção na frequência de ressonância conforme o teor volumétrico de umidade do solo (θ_v) aumenta. Dessa forma, é possível correlacionar a variação da frequência de ressonância do sensor ao teor volumétrico de água na amostra de solo.

Estudos recentes têm aprimorado essa abordagem ao integrar elementos de sensibilidade específicos em antenas de microfita. Por exemplo, Oliveira *et al.* propuseram,

em [23], um sensor com *patch* circular com um CSRR (*Complementary Split Ring Resonator*) integrado, operando em 2,26 GHz e 3,5 GHz, enquanto Yeo *et al.*, [27], utilizaram um *slot* meândrico em uma antena de *patch* retangular para medir permissividades entre 1 e 10 em sólidos. Em um trabalho subsequente [28], os mesmos autores adaptaram o projeto para líquidos de alta permissividade, empregando CSRRs de anel único.

Deste modo, é possível observar uma tendência em relação à utilização de elementos SRRs (*Split Ring Resonator*) ou CSRRs nos sensores encontrados na literatura, com o objetivo de aprimorar sua sensibilidade, especialmente nos sensores baseados em antenas de microfitas. No entanto, em alguns estudos, como nos trabalhos [29] e [30], pesquisadores relatam melhorias ainda mais significativas na sensibilidade desses sensores quando, em vez de SRRs ou CSRRs, são empregados capacitores interdigitais como elementos de sensibilidade. De acordo com esses trabalhos, isso ocorre devido à maior densidade de campo elétrico na interface solo-sensor.

1.2 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo principal desenvolver um sensor de umidade de solo baseado em antena de microfita de *patch* retangular, com um capacitor interdigital (IDC) integrado como elemento de sensibilidade, visando baixo custo, alta sensibilidade e precisão.

Para alcançar esse objetivo, definiram-se os seguintes objetivos específicos:

- Efetuar um levantamento bibliográfico sobre técnicas de sensoriamento de umidade do solo e sensores planares de micro-ondas, identificando vantagens, limitações e lacunas para aplicações *in situ*;
- Efetuar um estudo de estado da arte sobre sensores de umidade de solo para monitoramento localizado, com foco em faixa de medição, precisão, complexidade e adequação para uso *in situ*;
- Identificar qual o melhor elemento de sensibilidade para ser usado no sensor antena (e.g., IDC, fendas, CSSR) com base em critérios de sensibilidade, custo e facilidade de fabricação;
- Projetar, confeccionar e testar um protótipo do sensor proposto, a fim de verificar sua real capacidade de sensoriamento de umidade de solo; e
- Propor um modelo matemático para estimar o teor volumétrico de umidade do solo a partir das medidas de deslocamento de frequência do sensor proposto.

1.3 Estrutura e organização do texto

O trabalho se encontra organizado da seguinte forma:

- O **Capítulo 2** apresenta uma revisão bibliográfica acerca das diferentes técnicas de medição de umidade do solo, expondo seus princípios de funcionamento, vantagens e desvantagens, e organizando-as em uma estrutura de categorização. Ademais,

discute aspectos da determinação da umidade do solo a partir de suas características dielétricas;

- No **Capítulo 3**, por sua vez, é apresentada uma breve revisão bibliográfica sobre sensores planares de micro-ondas utilizados na determinação da permissividade dielétrica de materiais e como esses sensores podem ser usados como sensores indiretos de outras propriedades físicas relacionadas à permissividade dos materiais, como o teor de umidade do solo. Além disso, o capítulo também apresenta um levantamento de estado da arte sobre os sensores de umidade do solo recentemente propostos na literatura;
- O **Capítulo 4** detalha o projeto do sensor planar de umidade do solo proposto neste trabalho, além de apresentar os primeiros resultados simulados obtidos;
- O **Capítulo 5** Apresenta e discute os resultados simulados e experimentais obtidos durante no desenvolvimento e validação do sensor proposto;
- Por fim, o **Capítulo 6** discorre sobre as principais conclusões obtidas da pesquisa até o momento enfatiza os principais resultados obtidos até o momento e expõe brevemente os próximos passos deste trabalho.

Capítulo 2

Determinação do teor de umidade do solo

Sensores de umidade do solo podem detectar tanto o conteúdo total de umidade do solo (SMC, *Soil Moisture Content*) quanto a tensão/potencial da água do solo (SWP, *Soil Water Potential*). Os sensores utilizados para este tipo de medição podem ser adequados tanto para medição em laboratório quanto para medições *in situ*, e, em alguns casos, para ambos. Esses métodos podem ser divididos em duas categorias: (i) métodos diretos e (ii) métodos indiretos. Nos métodos diretos, a umidade do solo é determinada usando a diferença entre os pesos de uma amostra de solo antes e depois de ser seca. Por sua vez, nos métodos indiretos, as medições se baseiam em propriedades químicas ou físicas do solo, que variam em função da quantidade de água presente no mesmo [12].

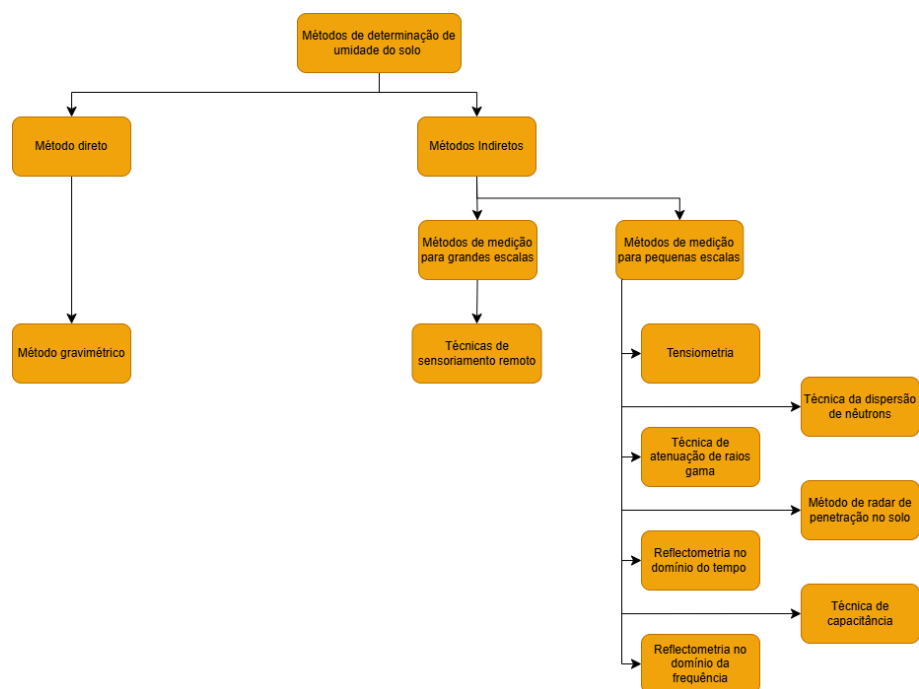


Figura 2.1: Estrutura de classificação dos métodos de mensuração do teor de umidade de solo estudados nesse trabalho.

Existe na literatura uma variedade de métodos de determinação do teor de umidade do solo. Esse amplo espectro de técnicas pode ser classificado de muitas formas, quanto à escala da medição, quanto à característica mensurável do solo usada para estimar o SMC ou quanto à adequação de uso dos métodos para aplicações em campo ou laboratoriais. A Figura 2.1 apresenta a estrutura de classificação hierárquica adotada para os métodos estudados neste trabalho.

Assim, este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica acerca dos principais métodos existentes para a determinação de umidade do solo a fim de entender seus princípios de funcionamento, vantagens, desvantagens e suas principais limitações. Além disso, o trabalho classifica os métodos e técnicas estudados, conforme apresentado na Figura 2.1. Nessa estrutura de classificação, as técnicas de medição são divididas em métodos diretos e indiretos. Os métodos indiretos, por sua vez, são subclassificados em duas categorias: métodos para grandes escalas, que abrangem áreas de medição entre 10 e 1000 m², e métodos para pequenas escalas, que correspondem a medições pontuais.

2.1 Método gravimétrico

O único método conhecido de medição direta do teor de umidade no solo é o método gravimétrico, ou técnica de termostato-peso; todos os outros se enquadram na categoria de métodos indiretos [12]. O método gravimétrico apresenta o teor de umidade do solo com base na massa de água presente em determinada amostra de solo. Se a densidade do solo for conhecida, o método gravimétrico também pode apresentar o teor de umidade do solo em base volumétrica, sendo, por vezes, nesse caso, conhecido como método volumétrico.

Nesse método, o solo é extraído diretamente do campo em amostras deformadas ou indeformadas, pesadas e levadas para uma estufa à temperatura de 105°, deixando-a nessa condição até atingir peso constante (para a maioria dos solos, 24 horas é tempo suficiente [31]). Após esse período, a amostra é novamente pesada e o teor de umidade gravimétrico (θ_g), em KgKg⁻¹, pode ser determinado conforme a Equação 2.1 [31].

$$\theta_g = \frac{M_u - M_s}{M_s} \quad (2.1)$$

Em que M_u é a massa da amostra de solo em situação de campo (em gramas) e M_s é a massa da amostra de solo após a secagem (também em gramas).

Para obter o teor volumétrico de umidade de uma amostra de solo (θ_v), basta multiplicar θ_g pela razão entre a densidade do solo (d_s) e a densidade da água (d_a) ambas em g cm⁻³, ou seja, $\theta_v = \theta_g \cdot (d_s/d_a)$. Ou calcular diretamente segundo a Equação 2.2 [31]. Normalmente assume-se que o valor da densidade da água é igual a 1,00 g cm⁻³.

$$\theta_v = \frac{M_u - M_s}{V_a} \quad (2.2)$$

Em que V_a é o volume da amostra de solo, em cm³ e θ_v é o teor volumétrico de umidade do solo, em m³m⁻³.

Segundo Miranda e Pires [32], o método gravimétrico é o método mais preciso na determinação da umidade do solo. Para além disso, por ser também econômico e de fácil aplicação, é comumente utilizado como base na calibração de sensores de umidade do solo de todos os tipos. Entretanto, a principal desvantagem desse método é o tempo de espera necessário para a obtenção da métrica, uma vez que é necessário um acondicionamento mínimo de 24 h da amostra em uma estufa para a obtenção do teor de umidade da amostra de solo. Isso inviabiliza sua utilização em situações que necessitam do conhecimento dessa métrica de modo mais ágil, limitando esse método a aplicações laboratoriais. Por esse motivo, os métodos indiretos, em especial os que fazem uso de dispositivos eletrônicos, são mais utilizados, pois possibilitam medições *in situ* de forma quase que instantânea.

2.2 Métodos indiretos de determinação do teor de umidade de solo

Como mencionado anteriormente, os métodos indiretos de determinação do teor de umidade do solo tomam proveito de outras métricas mensuráveis do solo que se relacionam com o seu nível de umidade para efetuar as medições, tais como: resistência à passagem de corrente elétrica [33], variação da permissividade dielétrica [22] ou tensão da água no solo [34]. Diferentes tipos de técnicas de sensoriamento empregam estratégias distintas para estimar essas métricas. Em seguida, usam curvas de ajuste ou curvas de calibração para relacionar a medição realizada ao teor de umidade do solo.

Além disso, as técnicas de monitoramento indireto podem ser divididas em duas classes distintas, como pode ser visto na Figura 2.1, referentes às áreas cobertas pelos sensores: (i) técnicas de sensoriamento remoto, usadas para medições do teor de umidade do solo em grande escala e (ii) técnicas de medição em pequena escala, usadas para medições pontuais *in situ*.

2.2.1 técnicas de sensoriamento remoto

O sensoriamento remoto é vital na determinação do teor de umidade do solo em grande escala (cobrindo áreas entre 10 - 1000 m^2). Utilizando tecnologias como radar de micro-ondas, satélites e drones equipados com sensores especializados, é possível monitorar a umidade do solo de forma não invasiva e contínua em extensas áreas de campo, o que não seria possível com as técnicas tradicionais de medição *in situ*. O sensoriamento remoto para estimativa de umidade do solo envolve diferentes métodos, como o sensoriamento remoto passivo de micro-ondas, ou por radar ativo de micro-ondas, o sensoriamento remoto por técnicas ópticas, térmicas e por infravermelho, entre outros [35].

O sensoriamento remoto passivo de micro-ondas mede a radiação eletromagnética naturalmente emitida pela superfície terrestre. Esse método é adequado para monitorar a umidade do solo em grande escala, em áreas com solo nu ou com pouca cobertura vegetal e não é afetado pela cobertura de nuvens e pela iluminação solar [36,37], mas pode ser limitado em sua aplicabilidade a condições específicas para as quais foi calibrado [35]. Por

sua vez, o sensoriamento por radar ativo de micro-ondas utiliza um radar de abertura sintética para medir a umidade do solo. O radar emite ondas eletromagnéticas em direção ao solo, que interagem com ele. Parte das ondas emitidas são refletidas de volta para o radar. A quantidade de energia refletida e o tempo que leva para o pulso retornar são medidos e relacionados ao teor de umidade do solo por um modelo matemático de calibração. Essa técnica pode cobrir grandes áreas, mas é influenciada pela vegetação e pela rugosidade da superfície, exigindo algoritmos complexos para a obtenção de estimativas mais exatas do SWC.

O sensoriamento remoto óptico utiliza a luz visível e infravermelha próxima para estimar o teor de umidade do solo [35]. Essa técnica pode fornecer informações valiosas sobre a umidade do solo superficial (até 5 cm de profundidade) e se baseia na relação entre o SWC e a reflectância da superfície, mas pode ter limitações em precisão e aplicabilidade sob certas condições de luminosidade. Por sua vez, o sensoriamento remoto térmico e por infravermelho mede a radiação térmica emitida pela superfície terrestre e a relaciona ao teor de umidade do solo, especialmente próximo à superfície. Embora forneça dados de alta resolução espacial, assim como o sensoriamento óptico, sua eficácia pode variar com base nas condições específicas e calibração do sistema [35, 38]. A combinação de dados ópticos e térmicos pode aumentar a precisão da estimativa da umidade do solo [38].

Além das citadas acima, existem outras técnicas de sensoriamento remoto para estimar o teor de umidade do solo. Contudo, essas técnicas apresentam limitações quanto à resolução das medições e à complexidade dos modelos matemáticos necessários para relacionar as características medidas ao teor de umidade do solo. Ademais, como as abordagens de detecção remota são usadas para estimar o SWC nos 5 cm superiores do solo, elas exigem que a cobertura vegetal seja mínima, não podem medir o gelo do solo e são sensíveis à rugosidade da superfície. Além disso, as missões de satélite têm coberturas temporais descontínuas e vida útil curta, que não são adequadas para locais agrícolas [18].

2.2.2 métodos de medição em pequena escala

Tensiometria

A tensiometria é um método indireto de medição do teor de umidade no solo. Neste, a medição do potencial de retenção da água no solo é feita por meio de um instrumento denominado tensiômetro [35]. Seu nome advém do fato de se utilizar, também, a palavra tensão para designar o potencial matricial da água no solo. A diferença é que o termo tensão já inclui em seu significado o valor numérico negativo de potencial mátrico [39]. Esse dispositivo consiste em um tubo oco, hermético, com diâmetro de 1/2" e comprimento variável, com uma cápsula de cerâmica permeável acoplada, como pode ser visto na Figura 2.2.

O instrumento é pressurizado e, em sua extremidade superior, é colocado um sensor de tensão, geralmente um manômetro de vácuo. A extremidade inferior, onde está a cápsula porosa de material cerâmico que permite a absorção de água, é então introduzida no solo na profundidade onde se deseja medir o conteúdo de umidade [12]. O sistema é preenchido com água destilada e selado. A cápsula cerâmica, por ser porosa, permite o fluxo de água entre o solo e o interior do instrumento até que a tensão capilar dentro e

fora do tensiômetro entre em equilíbrio. O manômetro então fornece a leitura da tensão capilar interna do dispositivo, que é proporcional à umidade do solo naquele local. A saturação do solo não permite o esvaziamento dos poros sob pressões inferiores à pressão atmosférica. Conforme o solo seca, sua tensão aumenta e a água presente nos poros da cápsula tende a migrar para o meio externo, despressurizando o tubo. Quanto mais seco o solo, maior o seu potencial, mais água irá migrar a partir da cápsula e maior será a pressão negativa medida pelo sensor de tensão [40].

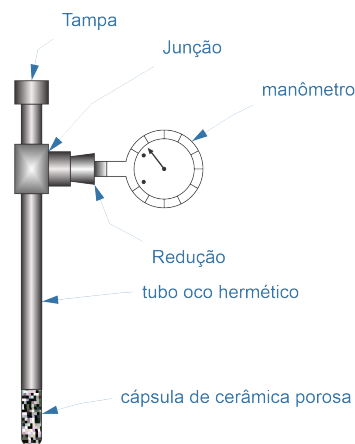


Figura 2.2: Tensiômetro com manômetro para medir a tensão da água no solo.

Fonte: Adaptado de [39].

Os principais tipos de tensiômetro são o de câmara de ar, mercúrio e os tensiômetros eletrônicos. Cada um desses apresenta limitações próprias, o de câmara de ar, por exemplo, sofre com a falta de precisão e a dificuldade de fabricação, uma vez que mesmo pequenos vazamentos na câmara de ar podem levar a erros significativos de leitura. O tensiômetro de mercúrio exige muita manutenção em condições de campo para evitar que o conteúdo de mercúrio vaze, visto que esta substância apresenta riscos à saúde e ao meio ambiente. Por fim, os tensiômetros eletrônicos sofrem com a complexidade e elevado custo dos dispositivos [34]. Contudo, no geral, essa é uma técnica não destrutiva e econômica, capaz de fornecer medições contínuas de umidade do solo sem causar distúrbios ao mesmo [41].

Apesar de permitir a leitura em campo da medida de tensão, é necessário relacionar essa medida com a curva de retenção de água do tipo de solo em que o mesmo é aplicado, a qual é obtida somente através de ensaios em laboratório. Além disso, se muitos tensiômetros são instalados, se faz necessário coletar a leitura de cada um dos equipamentos para posterior processamento dos dados, mesmo que esses utilizem sensores de pressão eletrônicos [40]. Esses equipamentos também já se mostraram inadequados para medições em solos secos [42] e os altos requisitos de manutenção exigidos para o bom funcionamento desses dispositivos podem limitar seu uso em algumas aplicações.

Técnica da dispersão de nêutrons

Os medidores de umidade de nêutrons (NMM, *Neutron Moisture Meters*) empregam a técnica de dispersão de nêutrons [43], que se mostrou bastante versátil para estimar o teor volumétrico de umidade do solo, θ_v , no campo de forma precisa e não destrutiva. O equipamento consiste em uma sonda e um contador de elétrons conectados por um cabo, como ilustrado na Figura 2.3. Nêutrons de alta energia são emitidos por uma fonte radioativa e liberados no solo, onde são desacelerados por colisões com núcleos de átomos de hidrogênio presentes nas moléculas de água do solo [44].

Existem dois tipos de sondas de nêutrons: sondas de profundidade, que podem ser baixadas até a profundidade desejada, e sondas de superfície, utilizadas para medir a umidade na camada superior do solo [42].

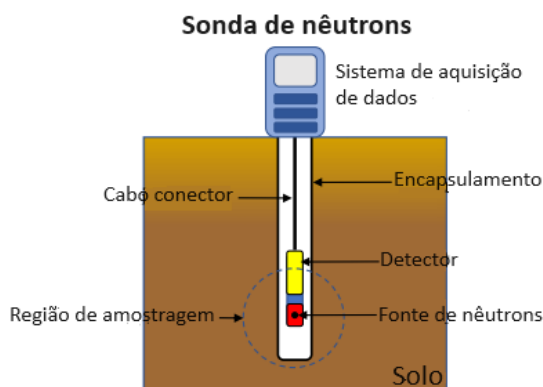


Figura 2.3: Esquemático de um sensor SMC do tipo sonda de nêutrons.

Fonte: Adaptado de [45]

A medição da umidade do solo por sondas de nêutrons oferece várias vantagens. A técnica é rápida, com um tempo de resposta de 1 a 2 minutos, e permite medir um grande volume de solo, além de possibilitar a obtenção de um perfil de distribuição de umidade em diferentes profundidades [5]. Ademais, as sondas de nêutrons são consideradas altamente precisas e podem ser usadas independentemente do estado físico da água no solo [46]. No entanto, a técnica emprega uma fonte de nêutrons rápidos (energia média de 5 Mega elétron Volts, MeV) e um detector de nêutrons lentos (0,025 eV a 27 °C). Embora a força da fonte seja relativamente pequena (0,37 ou 1,85 Giga Becquerel) e as fontes sejam seladas, a radioatividade dessas fontes exige treinamento de segurança, monitoramento e regulamentação rigorosa de transporte e manuseio, o que limita sua aplicação [5].

Entre as desvantagens da técnica estão o alto custo inicial do equipamento, a baixa resolução espacial e os riscos à saúde e ao meio ambiente devido à exposição à radiação. A sonda de nêutrons é insensível em profundidades superficiais menores que 0,3 metros e é difícil de ser transportada entre locais de medição [47]. Comparada a outras técnicas, como a atenuação de raios gama, a sonda de nêutrons apresenta menor risco de segurança, embora ambas tenham altos custos operacionais. Apesar de suas limitações, a sonda de

nêutrons ainda é considerada uma das técnicas mais precisas para medir o teor de umidade do solo.

Técnica de atenuação de raios gama

A técnica de atenuação de raios gama é uma técnica radioativa que pode ser usada para determinar o teor de umidade do solo superficial (SSWC, *Shallow Soil Water Content*), < 25 mm de profundidade, com alta resolução. Essa técnica baseia-se no princípio físico de que a dispersão e a absorção dos raios gama estão relacionadas à densidade da matéria em seu caminho. Além disso, parte da premissa de que a gravidade específica do solo permanece relativamente constante, à medida que a densidade saturada muda com o aumento ou diminuição da umidade [5]. A transmissão de raios gama fornece uma medida da mudança na densidade do solo úmido, que pode então ser usada para estimar o teor de umidade do solo [47]. O instrumento usado nesta técnica inclui uma fonte que emite raios gama cercada por um colimador, detector e escalador [42]. Uma ilustração da técnica usada em laboratório pode ser vista na Figura 2.4.

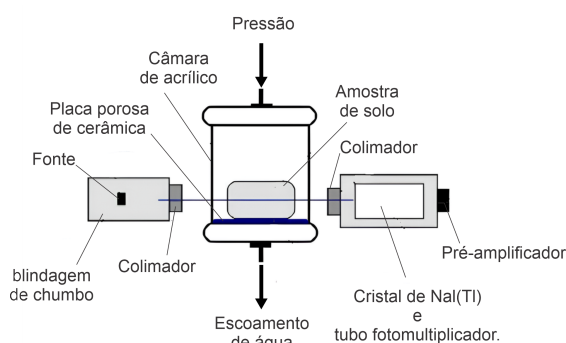


Figura 2.4: Esquemático da técnica de medição do SSWC por atenuação de raios gama.

Fonte: Adaptado de [48]

Uma das principais vantagens da técnica de atenuação de raios gama é sua rapidez, com um tempo de resposta inferior a 1 minuto [5]. É uma técnica laboratorial e de campo que pode ser utilizada em solos congelados e permite monitorar facilmente as mudanças temporais na umidade do solo [49]. No entanto, a técnica apresenta altos custos operacionais e suas medições podem ser afetadas pelas mudanças na densidade do solo [5]. Além disso, a radiação gama é mais perigosa de se trabalhar em comparação com os NMM, exigindo medidas rigorosas de segurança e treinamento especializado. Desse modo, os riscos potenciais associados ao uso de raios gama e os altos custos de operação tornam a técnica de atenuação de raios gama impraticável para uso em larga escala [47]. Assim, embora esta seja uma técnica não destrutiva e ofereça alta resolução, as desvantagens relacionadas à segurança e ao custo limitam seu uso extensivo.

Método de radar de penetração no solo (GPR)

O Radar de Penetração no Solo (GPR, *Ground Penetrating Radar*) é uma técnica geofísica que utiliza ondas eletromagnéticas de alta frequência (1 MHz–1 GHz), geralmente entre 100 e 2500 MHz, para gerar imagens do subsolo [50]. Para tal, são utilizadas duas antenas: uma transmissora e uma receptora. A antena transmissora emite uma onda eletromagnética em direção ao solo. Parte dessa onda se propaga diretamente da antena transmissora para a antena receptora através do ar, enquanto a outra parte, conhecida como onda terrestre, penetra no solo. À medida que a onda terrestre se propaga pelos meios subterrâneos, ela encontra interfaces entre materiais com diferentes permissividades dielétricas, como corpos intrusivos no solo, vazios ou variações no teor de água (conforme ilustrado na Figura 2.5). Nessas interfaces, parte da onda é refletida de volta para a superfície e captada pela antena receptora. O receptor capta essas reflexões e, com base em parâmetros como o tempo de ida e volta (TWTT, *Two-Way Travel Time*), fase, amplitude e outros parâmetros de onda, é possível determinar a velocidade média de propagação da onda no meio. A partir dessa velocidade, a constante dielétrica do substrato pode ser obtida. Então, é possível obter o teor de umidade no solo por meio de curvas ajustadas entre a permissividade obtida e o teor volumétrico de água no solo [18].

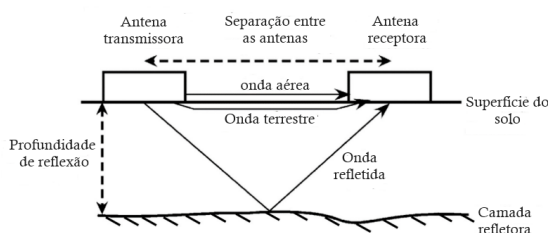


Figura 2.5: Estrutura e princípio de funcionamento de um radar de penetração no solo.

Fonte: Adaptado de [18]

Uma das principais vantagens do GPR é sua capacidade de fornecer medições não invasivas e de alta resolução, cobrindo grandes áreas rapidamente (até 500 x 500 m² por dia) e proporcionando estimativas de alta precisão do teor volumétrico de umidade do solo [51]. Essa característica leva muitos autores a classificarem GPR como uma técnica de medição de umidade de solo em uma categoria intermediária, em relação à escala de medição. Contudo, para fins de simplificação da estrutura de classificação empregada aos métodos estudados neste trabalho, o método de radar de penetração no solo foi agrupado junto aos métodos pontuais. Isso porque sua característica de maior cobertura espacial se dá pela possibilidade de deslizar o sensor GPR pelo solo enquanto realiza sua medição. Porém, as medições em si são realizadas pontualmente, cobrindo uma pequena área de solo.

Entretanto, o método GPR também apresenta desvantagens, como a necessidade de conhecimento avançado do usuário final para se obter dados de boa qualidade e interpretações válidas e variação de desempenho em diferentes tipos de solo e encostas íngremes e rochosas, limitando seu uso, devido ao grande tamanho das antenas [12]. Além disso,

o GPR não obtém bons resultados em solos salinos, pois a atenuação do sinal ocorre devido ao aumento da condutividade elétrica do solo e o uso em florestas é difícil porque as árvores atuam como refletores, gerando dados errôneos [5, 12].

Reflectometria no domínio do tempo (TDR)

O método TDR consiste em transmitir um pulso eletromagnético através de duas ou mais hastes, de comprimentos conhecidos, geralmente entre 0,3–0,6 m, inseridas no solo, que atuam como um guia de onda. O pulso emitido percorre as hastes e parte do sinal transmitido é refletido de volta ao equipamento. Como o comprimento (L) das hastes é fixo, a velocidade de propagação do sinal (V), que é inversamente proporcional à constante dielétrica do solo, pode ser calculada usando a Equação 2.3 [52]. Uma ilustração do método descrito pode ser observada na Figura 2.6.

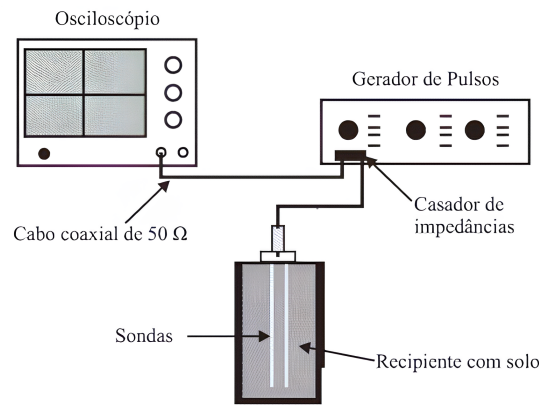


Figura 2.6: Diagrama esquemático da medição da umidade do solo utilizando TDR.

Fonte: Adaptado de [53]

$$V = \frac{c}{\sqrt{\epsilon' \frac{1 + \sqrt{1 + \tan^2(\delta)}}{2}}} \quad (2.3)$$

Em que

$$\tan(\delta) = \frac{\epsilon'' + (\sigma_{dc}/\omega\epsilon_0)}{\epsilon'} \quad (2.4)$$

Se $\tan(\delta) \ll 1$, então

$$V \approx \frac{c}{\sqrt{\epsilon'}} \quad (2.5)$$

Embora a perda elétrica tenha sido pequena para todos os solos estudados pelos autores até o momento, os efeitos da perda elétrica existem e por isso a constante dielétrica medida por este método é denominada como constante dielétrica aparente (K_a). Para materiais de baixa perda, quase homogêneos, $K_a \approx \epsilon'$ e, portanto, pode ser calculada a partir

da Equação 2.6 [52]. Em que, c é a velocidade de propagação da luz no vácuo e t é o tempo de propagação da onda ao longo do guia.

$$K_a = \left(\frac{c \cdot t}{2L} \right)^2 \quad (2.6)$$

$$\theta_v = -5,3 \cdot 10^{-7} + 2,92 \cdot 10^{-2} K_a - 5,5 \cdot 10^{-4} K_a^2 + 4,3 \cdot 10^{-6} K_a^3 \quad (2.7)$$

Esta permissividade aparente pode, então, ser relacionada ao teor de umidade volumétrica da amostra de solo por meio de modelos matemáticos empíricos de calibração como o modelo polinomial de terceira ordem sugerido por Topp *et al.* [52], por vezes referida na literatura como equação de calibração de Topp, Equação 2.7. Com isso, o TDR se destaca como método não-destrutivo e preciso (sensores comerciais oferecem precisão de $\pm 2\%$) [45], que permite repetibilidade e medições de forma praticamente instantânea (≈ 28 s) [5]. O instrumento usado é portátil, fácil de instalar e seguro de operar, além de não necessitar de calibrações específicas para cada tipo de solo [54]. Adicionalmente, ele permite a realização de medições contínuas ao longo de toda a faixa de umidade do solo [55].

Contudo, apesar das vantagens, o método TDR apresenta algumas limitações. Entre elas, destaca-se o alto custo inicial de um sensor TDR, podendo custar entre 1500 e 7500 dólares, incluindo leitor de dados [45]. Outra desvantagem importante está em sua alta sensibilidade a interferências no contato solo-haste, o que pode gerar leituras errôneas caso haja lacunas entre o solo e as hastes. Ademais, o método perde precisão em solos com alta salinidade, pois a concentração elevada de sais pode causar perdas de reflexão no sinal TDR, dificultando a obtenção de leituras confiáveis [5]. Além disso, a equação proposta por Topp [52], Equação 2.7, se torna menos confiável, especialmente para amostras de solo com um θ_v superior a $0,15 \text{ m}^3 \text{ m}^{-3}$, particularmente quando o solo é rico em sais ou argila [56]. Essa inconsistência pode surgir das complexidades da condução inerentes a este método. Para resolver essa questão, Topp *et al.* recomenda em [56] incorporar o componente imaginário da permissividade relativa (ϵ_r) durante o processo de calibração do TDR.

Técnica de capacitância

A técnica de determinação do SMC (*Soil Moisture Content*) por sonda capacitiva depende do efeito do teor de umidade na permissividade dielétrica do solo, semelhante aos sensores de umidade do solo baseados em TDR. Enquanto os sensores TDR determinam a permissividade dielétrica do solo medindo o tempo de atraso de propagação de um sinal eletromagnético, os sensores capacitivos baseiam-se na medição da capacitância de uma sonda enterrada no solo, cujo valor é diretamente influenciado pela permissividade do solo. Como o solo atua como um meio dielétrico entre as sondas enterradas do sensor, o tempo de carga do capacitor, formado pelo conjunto sonda-solo, pode ser usado para medir a ϵ_r do solo [46].

O sensor de capacitância utiliza um oscilador eletrônico que gera uma forma de onda quadrada repetitiva com uma frequência característica (10 a 150 MHz) para medir a ϵ_r .

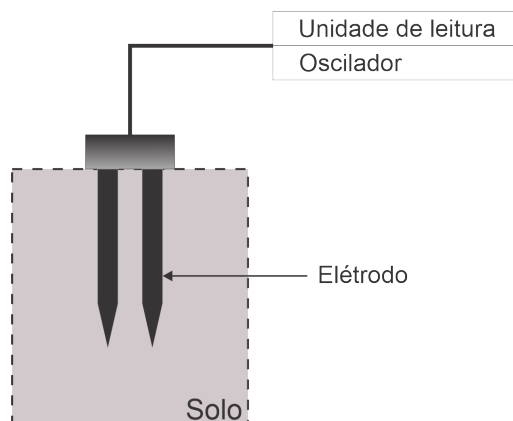


Figura 2.7: Diagrama esquemático da determinação do SMC por sonda capacitiva.

Fonte: autor.

da mistura solo-água ao redor dos dois eletrodos (seja uma matriz de picos paralelos ou anéis metálicos circulares), como ilustrado na Figura 2.7. A relação entre o tempo (t) necessário para carregar um capacitor com uma tensão inicial (V_i) até uma tensão final (V), com uma tensão aplicada (V_a), está relacionada com a capacitância (C) de um capacitor que utiliza o solo como meio dielétrico pela Equação 2.8 [57]. A relação dessa capacitância e a permissividade do solo é expressa pela Equação 2.9. Assim, sabendo que a permissividade relativa do solo (ϵ_r) varia, de forma diretamente proporcional, ao SMC do mesmo, nota-se que com o aumento do teor volumétrico de umidade do solo, o tempo de carga do capacitor aumenta. Desse modo, esta técnica utiliza o tempo de carga do capacitor para estimar a permissividade relativa do solo por meio da Equação 2.10.

$$t = R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{V - V_a}{V_i - V_a} \right) \quad (2.8)$$

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot F \quad (2.9)$$

$$\frac{1}{\epsilon_r} = \frac{1}{t} \left[\epsilon_0 \cdot R \cdot F \cdot \ln \left(\frac{V - V_a}{V_i - V_a} \right) \right] \quad (2.10)$$

Em que $F = A/d$, sendo A a área da seção transversal das placas condutoras e d é a distância entre as placas condutoras, e R a resistência do circuito formado pelo oscilador eletrônico e o capacitor constituído pelo conjunto sonda-solo.

Um sensor de capacitância típico fornece os resultados em termos de nível de tensão (V), que está diretamente relacionado ao tempo de carga do capacitor. A tensão de saída resultante é então relacionada ao ϵ_r ou diretamente ao θ_v usando calibrações específicas [46].

Esses sensores são econômicos e apresentam erro inferior a $\pm 0,04 \text{ m}^3 \text{m}^{-3}$ nas medições de umidade do solo na faixa de temperatura do solo de 0°C a 20°C e até 9 dS/m de salinidade. A determinação de umidade do solo baseada em capacitância é relativamente simples, instantânea e barata, tornando esta técnica uma boa opção para medições

em pequena escala. No entanto, a precisão dos sensores de capacitância é limitada pela profundidade de colocação, comprimento da sonda e presença de sais no solo [46].

Reflectometria no domínio da frequência (FDR)

O método da reflectometria no domínio da frequência, também denominado de método da sonda capacitiva, quantifica as alterações da capacitância do solo devido à presença de água para estimar o teor de umidade. As medidas são realizadas com um sensor FDR, composto de um par de eletrodos que devem ser inseridos diretamente no solo, de modo que este atue como o dielétrico do capacitor formado pelo conjunto solo-sensor, como ilustrado na Figura 2.8. Esse sistema é então conectado a um indutor, formando assim um circuito ressonante LC cuja frequência de ressonância dependerá somente das propriedades dielétricas do solo, já que o indutor e o distanciamento entre as hastes do sensor são fixos. Assim, o dispositivo é capaz de estimar a constante dielétrica do solo por meio da variação da capacitância percebida pelo sensor devido às alterações no nível de umidade do solo [34]. Deste modo, assim como no método TDR, a permissividade aparente obtida pode ser relacionada ao teor volumétrico de umidade do solo por meio de modelos matemáticos de calibração. Note que, apesar de se basear na constante dielétrica aparente do solo, este equipamento não determina o valor da constante, diferentemente do TDR, mas sim a frequência relativa.

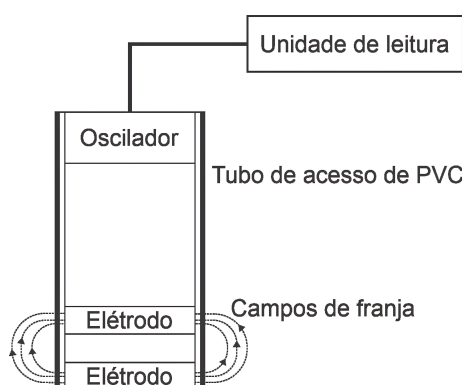


Figura 2.8: Diagrama esquemático da determinação da umidade do solo usando o método FDR.

Fonte: autor.

Embora o princípio de funcionamento da FDR seja semelhante ao da técnica capacitiva, a FDR usa uma varredura de frequências (coletando dados em uma ampla faixa de frequência). Ambas as técnicas são específicas para o tipo de solo e, portanto, requerem calibração frequente durante a implementação. O custo inicial desses instrumentos é relativamente menor do que o da TDR [46].

A técnica capacitiva recentemente tem atraído bastante atenção, principalmente, pelo fato de que a maioria dos equipamentos são sondas perfiladeiras, ou seja, as leituras no perfil do solo são mais práticas de serem obtidas do que no caso do TDR. Ademais, apesar de trabalharem em uma faixa de frequência mais suscetível a erros na determinação

da constante dielétrica aparente do solo, resultados na literatura apontam para acurácia próxima à da técnica de reflectometria no domínio do tempo. Outra facilidade é que possibilitam monitorar o teor da água no solo a uma distância de até 500 m entre o sistema de coleta automático de dados e o sensor (modelo Enviroscan) enquanto que no TDR o comprimento máximo do cabo é de 25 m [58]. Além disso, sensores FDR são consideravelmente mais baratos que os sensores TDR; contudo, ainda são dispositivos caros, custando entre 100 e 4000 dólares [46].

2.3 Determinação dielétrica do teor de umidade do solo

A permissividade dielétrica (ϵ) representa a capacidade de um material de se polarizar em resposta a um campo elétrico externo. Trata-se de uma grandeza complexa, composta por duas partes distintas: parte real (ϵ') e imaginária (ϵ''), como expresso na Equação 2.11. A componente real da permissividade dielétrica de um material (ϵ) representa a capacidade do material de armazenar energia, em resposta a um campo elétrico externo aplicado, e a parte imaginária indica a dissipação de energia em forma de calor [59].

$$\epsilon = \epsilon' + j\epsilon'' \quad [F/m] \quad (2.11)$$

Normalmente, o valor de permissividade de um meio é dado em relação ao valor da permissividade do vácuo ($\epsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12} F/m$) tornando-se uma quantidade adimensional. Nesse caso dá-se o nome de permissividade relativa, ϵ_r , que pode ser escrita como:

$$\epsilon_r = \epsilon'_r + j\epsilon''_r = \epsilon'_r(1 - \tan(\delta)) \quad (2.12)$$

Em que $\tan(\delta) = \epsilon''_r/\epsilon'_r$ é chamado de tangente de perda e exprime a relação entre a parte imaginária e a parte real da permissividade complexa. Representa, portanto, as perdas ou o poder de absorção que tem o material [59]. As equações para calcular as partes real e imaginária de ϵ_r são as seguintes [46]:

$$\epsilon'_r = n^2 + \frac{\epsilon_s - n^2}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (2.13)$$

$$\epsilon''_r = n^2 + \frac{(\epsilon_s - n^2)\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2} + \frac{\sigma_{dc}}{\omega\epsilon_0} \quad (2.14)$$

Em que a contribuição do termo σ_{dc} é relevante apenas quando o material possui alguma condução iônica, e seu valor é diferente de zero. O índice de refração é representado por n , enquanto ϵ_s representa a permissividade relativa estática. ω é a frequência angular do campo elétrico aplicado e τ é o tempo de relaxação (tempo necessário para a molécula de água se alinhar com um campo aplicado).

Em um meio não homogêneo como o solo, a permissividade dielétrica é a combinação das permissividades individuais de seus constituintes, como areia, silte, argila, matéria orgânica etc [60]. O solo úmido é composto basicamente por 3 partes, ar ($\epsilon_r = 1$), solo seco (ϵ_r varia de 3 a 5) e água ($\epsilon_r \approx 80$), de forma que a permissividade do solo úmido é fortemente relacionada ao teor volumétrico de umidade do solo (θ_v), como ilustrado na Figura

2.9. Diversas técnicas de medição do SMC no solo se baseiam nessa correlação entre ϵ_r e θ_v , tais como TDR, FDR, GPR, técnica capacitiva e a técnica de sensoriamento por sensor planar de micro-ondas, como visto na seção anterior. Por vezes, essas técnicas são encontradas na literatura referidas como técnicas dielétricas de determinação de umidade do solo.

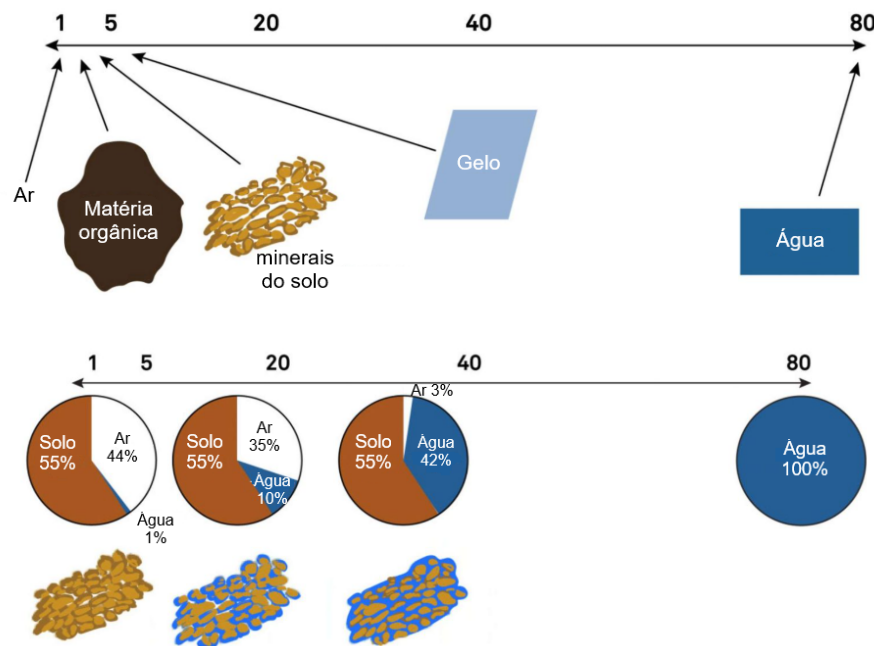


Figura 2.9: Ilustração da variação da permissividade relativa do solo com o aumento do percentual volumétrico de água.

Fonte: adaptado de [61]

Dentre as técnicas de medições pontuais para uso em campo, as técnicas dielétricas se destacam entre as demais, principalmente devido à velocidade de medição (praticamente instantânea). Além disso, essas técnicas também proporcionam boa precisão nas medições e podem ser aplicadas sem nenhum perigo de risco à saúde ou ao meio ambiente. Contudo, elas também sofrem com a complexidade da relação entre ϵ_r e θ_v .

A água contida no solo geralmente é dividida em duas frações: água ligada e água livre. A água ligada refere-se às moléculas de água contidas nas primeiras camadas moleculares ao redor das partículas do solo. Essas moléculas estão fortemente presas às partículas do solo devido à influência das forças matriciais e osmóticas. A água livre, por sua vez, são as moléculas de água localizadas a várias camadas moleculares de distância das partículas do solo, que conseguem se mover dentro do meio do solo com relativa facilidade [62]. Dependendo do tipo de solo, a proporção de água presente nas formas ligada e não ligada varia, afetando assim a forma com que a permissividade dielétrica de cada uma dessas parcelas de água influencia na permissividade aparente (K_a) medida pelos sensores [45].

Eletromagneticamente, um meio de solo úmido é, em geral, uma mistura dielétrica

de quatro componentes: ar, solo em massa, água ligada e água livre [62]. As constantes dielétricas complexas da água ligada e da água livre são funções da frequência do campo eletromagnético f , da temperatura T e da salinidade S . Portanto, a constante dielétrica da mistura solo-água é, em geral, uma função de f , T , S , teor volumétrico de umidade (θ_v) e frações relativas de água ligada e água livre. Esta última relação está diretamente associada à área de superfície do solo por unidade de volume, densidade e à forma das partículas constituintes [62].

Com isso, muitos trabalhos se dedicaram a estudar os efeitos dessas características na medição da permissividade do solo, trabalhos como os de Hallikainen *et. al.* em [62] e Topp *et. al.* em [52] mostram que a medição da permissividade do solo é fortemente influenciada pela frequência de operação do sensor. Em [52], medições realizadas em frequências sub-GHz (entre 20 MHz e 1 GHz) mostram quase nenhuma dependência de características físicas do solo como tipo, temperatura e densidade nas medições de permissividade. Ao mesmo tempo, o estudo mostra uma alta dependência do teor volumétrico de água no solo e sua permissividade aparente. O estudo foi realizado na faixa de frequências entre 10 MHz e 1 GHz usando a técnica de reflectometria no domínio do tempo (TDR) para medir a constante dielétrica de uma ampla gama de amostras granulares colocadas em uma linha de transmissão coaxial.

O estudo em questão realizou 18 experimentos, de modo que fosse possível avaliar individualmente a influência de cada uma das características físicas do solo na medição da constante dielétrica, com diferentes níveis de umidade. Os resultados mostraram que na faixa entre 20 MHz e 1 GHz, K_a apresenta quase que total independência da densidade, textura, salinidade e temperatura do solo (na faixa entre 10 °C e 36 °C). Os resultados também apresentaram uma variação da constante dielétrica aparente de 3 a 40 quando o teor volumétrico percentual de água varia de 0% a 55%, mostrando assim uma alta dependência entre K_a e θ_v . A partir dos dados do estudo, os pesquisadores traçaram uma curva empírica que relaciona K_a e θ_v e a compararam com curvas empíricas obtidas por outros pesquisadores, onde se pode observar boa concordância entre elas, com variação de ϵ de $\pm 3\%$.

Além disso, em [63], há um apanhado sobre as diversas pesquisas feitas até aquele momento sobre a caracterização dielétrica de diferentes tipos de solo úmido a partir de medições radiométricas na faixa das micro-ondas. O trabalho se utiliza do método da relaxação dielétrica do solo proposto por Schwarz [64] para modelar teoricamente o comportamento dielétrico do solo com diferentes teores de água e tipos de solo. Essa abordagem teve como finalidade comparar os resultados com os dados experimentais relatados por outros pesquisadores, como Hoekstra e Delaney [65] e Davis *et al.* [66], que mostram que, para medições feitas abaixo de 1 GHz, a relação entre ϵ e o teor volumétrico de água no solo (θ_v) é aproximadamente independente do tipo de solo.

O modelo teórico aplicado no trabalho apresentou alta concordância com os resultados experimentais disponíveis na literatura, mostrando forte evidência de que, na faixa entre 1,4-5 GHz, a permissividade dielétrica do solo úmido é altamente dependente do tipo de solo. Ou seja, diferentes tipos de solo com o mesmo teor volumétrico de água apresentam diferentes valores de permissividade aparente (K_a). Por outro lado, tanto o modelo teórico quanto os dados experimentais apontam que, em medições com frequências < 1 GHz

(mais especificamente entre 0,3 e 1 GHz), a relação entre permissividade relativa do solo e θ_v apresenta alto grau de independência do tipo de solo. Em outras palavras, diferentes tipos de solo com o mesmo nível de umidade apresentam valores de K_a aproximadamente iguais. Desta forma, espera-se que as medições radiométricas do teor de umidade do solo nessa faixa de frequência (sub-GHz) também possam ser independentes dos tipos de solo, de modo que um sensor dielétrico de umidade do solo não precise de uma curva de calibração diferente para cada tipo de solo.

Por outro lado, o mesmo trabalho mostra que a parte imaginária da permissividade complexa possui, mesmo na região sub-GHz, uma alta dependência da frequência de medição. O estudo mostra que os menores valores medidos de ϵ'' foram encontrados próximos de 1 GHz para solo arenoso com teor volumétrico de umidade acima de $0,06 \text{ cm}^3 \text{ cm}^{-3}$. Os resultados também mostraram que para $\theta_v = 0.3\%$ ou $0,003 \text{ cm}^3 \text{ cm}^{-3}$ o valor medido de ϵ'' cresce com a diminuição da frequência de medição na região sub-GHz. Este comportamento pode significar menor degradação da banda de operação de um sensor planar de micro-ondas do tipo ressonar para medição de umidade do solo operando em uma banda próxima a 1 GHz à medida que o teor volumétrico de água aumente. Isso porque diversos trabalhos, como em [67], já mostraram que o aumento da tangente de perdas do material diminui o fator de qualidade do dispositivo, e a perda tangente, por sua vez, é diretamente proporcional à parte imaginária da permissividade complexa de um material.

2.4 Conclusões do Capítulo

Nesse capítulo, um estudo bibliográfico acerca das diversas técnicas de determinação de umidade do solo foi apresentado, percorrendo brevemente sobre as principais técnicas de medição de umidade do solo em campo, apresentando seus princípios de funcionamento, vantagens, desvantagens e limitações. Dentre as técnicas apresentadas, há um conjunto de técnicas que mede indiretamente o teor volumétrico de umidade do solo a partir das características dielétricas dos mesmos; essas são denominadas de técnicas dielétricas de determinação de umidade do solo. Essas técnicas se destacam entre as demais principalmente devido à velocidade de medição, precisão e por não envolverem riscos à saúde ou ao meio ambiente. Contudo, as técnicas TDR e FDR apresentam alto custo de aquisição, custando milhares de dólares entre sondas e leitores.

Capítulo 3

Sensores Planares de Micro-ondas para Medição de Umidade do Solo

Além dos muitos métodos de medição de umidade do solo *in situ* apresentados no Capítulo 2, pode-se encontrar na literatura recente diversos trabalhos propondo sensores planares de micro-ondas para determinação de umidade do solo. A determinação de θ_v por meio desses sensores pode ser classificada entre as técnicas dielétricas de medição da umidade do solo, pois seu princípio de funcionamento tem como base a relação existente entre a permissividade do solo e seu teor volumétrico de umidade. Dada essa relação, esses sensores usam o mesmo princípio de funcionamento empregado em sensores planares de permissividade de materiais, princípio este que pode ser encontrado na literatura como método ressonador para determinação de permissividade.

Assim, este capítulo apresenta uma breve revisão bibliográfica sobre sensores planares de permissividade dielétrica, discutindo seu princípio de funcionamento, vantagens, desvantagens, limitações e aplicação a partir da análise de alguns trabalhos da literatura recente.

3.1 Fundamentos e Avanços Recentes em Sensores Planares de Permissividade

Em geral, os métodos de medição de permissividade dielétrica podem ser divididos em dois grupos: os métodos ressonantes e não ressonantes. Os métodos não ressonantes exploram as características de transmissão e reflexão das ondas eletromagnéticas, de forma a identificar variações na impedância, velocidade ou fase da onda que possam ser relacionadas às propriedades eletromagnéticas do material em uma certa faixa de frequências [68]. Esses métodos exigem um meio de direcionar a onda EM para um material sob teste (MUT, *Material Under Test*) e então coletar o que é refletido e transmitido através dele [69]. Os métodos não ressonantes incluem o método de guia de ondas e linha de transmissão coaxial [70], método de transmissão em espaço livre [71], método de linha de transmissão aberta [72] e método de linha de transmissão planar [73].

Por sua vez, os métodos ressonantes podem ser divididos em método ressonador e métodos de perturbação ressonante [74]. No método ressonador, a amostra do material é

considerada como parte do ressonador. Assim, ao alterar as características dielétricas do MUT, a resposta em frequência do sensor sofre alterações, como o deslocamento de sua frequência de ressonância e variação em seu fator de qualidade.

Esse comportamento ocorre porque, em ressonadores de micro-ondas, na frequência de ressonância, a energia do campo elétrico e a do campo magnético armazenadas na estrutura devem ser iguais entre si. A partir dessa igualdade, é possível utilizar a Equação 3.1, que relaciona a permeabilidade e a permissividade do meio com a variação da frequência de ressonância do elemento. Essa relação permite extrair informações sobre as propriedades dos materiais externos que interagem com os campos, causando perturbações [23].

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{\int_v (\Delta \epsilon \cdot E_1 \cdot E_0 + \Delta \mu \cdot H_1 \cdot H_0) dv}{\int_v (\epsilon_0 \cdot |E_0|^2 + \mu_0 \cdot |H_1|^2) dv} \quad (3.1)$$

Em que Δf_r corresponde à mudança na frequência de ressonância f_r , $\Delta \epsilon$ a mudança na permissividade, $\Delta \mu$ a mudança na permeabilidade, ϵ_0 e μ_0 são a permissividade e a permeabilidade do espaço livre, respectivamente. E_0 e H_0 as distribuições de campos na ausência de perturbações externas e E_1 e H_1 as distribuições dos campos com perturbações. O termo v representa o volume da cavidade que está em contato com o material sob teste.

Observando a Equação 3.1 é possível notar que, ao expor o elemento ressonador do sistema a materiais com características diferentes, a resposta em frequência do sistema sofrerá uma mudança (deslocamento e atenuação). Com isso, é possível utilizar essa relação para extrair informações sobre o material que interage com o sistema. É a partir desse princípio que ressonadores de micro-ondas dos mais diversos tipos são usados como sensores de permissividade dielétrica ou de permeabilidade magnética. Com esta relação, a partir do deslocamento da frequência de ressonância do sistema para diferentes valores da permissividade ou permeabilidade do material, é possível estimar qual o valor desses parâmetros para os materiais. Para isso, traça-se uma curva de ajuste aos dados por meio de uma regressão polinomial, de modo que essa curva seja então usada para estimar o valor de permissividade de outros materiais. Na literatura, é comum que essa regressão polinomial aplicada aos dados de calibração seja um polinômio de terceira ordem, resultando em um modelo de predição de ϵ_r como mostrado em 3.2.

$$\epsilon_r = \beta_0 + \beta_1 f_r + \beta_2 f_r^2 + \beta_3 f_r^3 \quad (3.2)$$

Em que β_0 , β_1 , β_2 e β_3 são os coeficientes do polinômio e f_r é a frequência de ressonância do sensor.

Para avaliar a precisão do sensor, são usadas duas métricas importantes: o percentual de deslocamento de frequência de ressonâncias (PRFS, *Percentage of Resonance frequency shift*) e a sensibilidade do sensor (S), que é a razão entre a variação da permissividade e a variação da frequência de ressonância do sensor.

$$\Delta f_r = f_{ru} - f_{rl} \quad (3.3)$$

$$PRFS(\%) = \frac{\Delta f_r}{f_{ru}} = \frac{f_{ru} - f_{rl}}{f_{ru}} \times 100 \quad (3.4)$$

$$S(MHz) = \frac{\Delta f_r}{\Delta \epsilon_r} = \frac{f_{rl} - f_{ru}}{\epsilon_{ru} - \epsilon_{rl}} \quad (3.5)$$

Em que f_{ru} é a frequência de ressonância do sensor descarregado, f_{rl} é a frequência de ressonância do sensor quando carregado com um MUT, ϵ_{ru} é a permissividade relativa do meio em que o sensor está e ϵ_{rl} é a permissividade relativa do material sob teste.

3.1.1 Sensores Planares de Permissividade: Inovações Recentes

Nesta sub-seção são apresentados trabalhos recentes da literatura que apresentam diferentes tipos de sensores planares de micro-ondas aplicados ao sensoriamento de permissividade dielétrica de materiais sólidos e líquidos.

A high-sensitivity microfluidic sensor based on a substrate integrated waveguide re-entrant cavity for complex permittivity measurement of liquids

Um exemplo de sensor de micro-ondas usando o método de perturbação ressonante é apresentado em [67], onde é proposto um sensor sem contato baseado em uma cavidade reentrante retangular com tecnologia de guias de ondas integradas ao substrato (SIW, *Substrate Integrated Waveguide*). Além disso, um canal microfluídico em espiral é projetado e incorporado na região do *gap* da cavidade para obter uma forte interação entre o campo elétrico induzido e o LUT (*Liquid Under Test*), como pode ser visto na Figura 3.1, resultando em alta sensibilidade. O sensor em questão é projetado para medir a constante dielétrica complexa de um líquido com base na perturbação da frequência de ressonância e do fator de qualidade da cavidade reentrante causada pela interação do LUT com a região de confinamento máximo do campo elétrico do sensor.

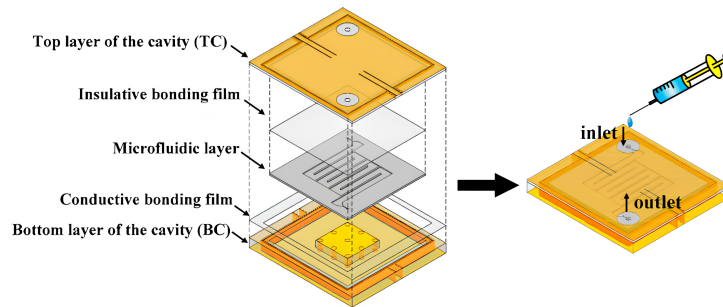


Figura 3.1: Diagrama do sensor de permissividade complexa baseado em uma cavidade reentrante retangular.

Fonte: [67].

Para tanto, os autores propõem um modelo matemático que relaciona a mudança relativa da frequência de ressonância para calcular a parte real da permissividade complexa

e a largura de banda de 3 dB para calcular sua parte imaginária. O sensor foi projetado para operar a 2,19 GHz em condições sem carga e possui um fator de qualidade calculado de 673. Para verificar o desempenho do sensor proposto, resultados experimentais foram obtidos utilizando quatro amostras líquidas: hexano, acetato de etila, dimetilsulfóxido (DMSO) e água. Os resultados experimentais mostraram que o deslocamento máximo da frequência de ressonância foi de 617,5 MHz quando a constante dielétrica variou entre 1 e 80 (do ar para a água), indicando boa sensibilidade. Além disso, o erro relativo máximo entre a permissividade complexa medida pelo sensor e o valor teórico obtido pela equação de relaxação de Debye é de apenas 3,24% (para hexano).

Por fim, os autores também propõem o uso do sensor para caracterizar misturas líquidas binárias. Para isso, foi proposto um experimento para medir a concentração de água em misturas de água e acetona com diferentes concentrações de água (0%, 20%, 40%, 60%, 80% e 100%). Os resultados mostraram que a frequência de ressonância do sensor diminuiu monotonicamente de 1,609 GHz para 1,572 GHz à medida que a concentração de água na mistura aumentou de 0% para 100%. Portanto, foi proposto um modelo matemático para prever a concentração de água na mistura em função da frequência de ressonância do sensor com coeficiente de determinação R^2 de 0,97874 utilizando um método de ajuste polinomial de segunda ordem.

A submersible printed sensor based on a monopole-coupled split ring resonator for permittivity characterization

Dispositivos planares de menor complexidade para a caracterização da permissividade dielétrica de substâncias líquidas também podem ser encontrados na literatura, como em [75]. Nesse trabalho, um sensor submersível de permissividade de materiais líquidos usando o método ressonador de micro-ondas é apresentado. O dispositivo em questão é composto por um ressonador de anel dividido compacto, excitado por duas antenas monopolo integradas, além de um par de elementos parasitas retangulares em torno do SRR para melhorar a transmissão, conforme demonstrado na Figura 3.2. O substrato utilizado foi o FR4 ($\epsilon_r = 4,4$, $\tan(\delta) = 0,019$ e espessura 1,6 mm).

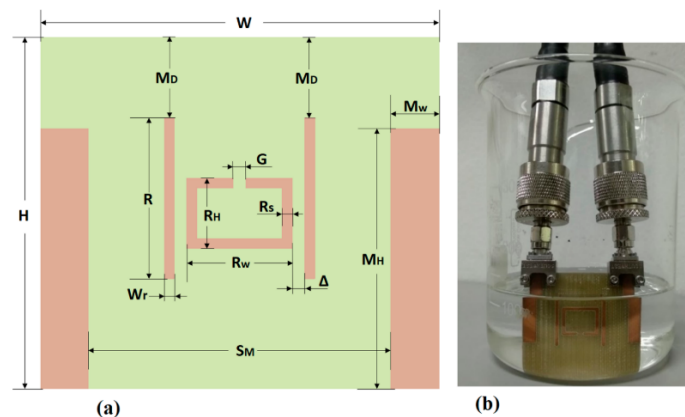


Figura 3.2: Sensor submergível de permissividade dielétrica de substâncias líquidas proposto por Reyes-vera *et al.*: (a) Design e (b) Protótipo submerso em um LUT.

Fonte: [75]

No experimento, o sensor foi imerso em 100 mL de líquido sob teste (LUT), com medições do parâmetro S_{21} realizadas na faixa de 4 GHz a 5,4 GHz. Dois modelos matemáticos foram propostos para correlacionar a constante dielétrica das amostras líquidas aos desvios da frequência de ressonância e à variação do fator de qualidade do sensor. Os LUTs analisados estão listados na Tabela 3.1, a qual apresenta o grau de pureza, a permissividade dielétrica e o desvio relativo da frequência de ressonância obtidos para cada amostra. Os resultados demonstraram boa concordância entre os dados experimentais e o modelo matemático proposto. Observou-se que o sensor exibiu um desvio de 1,2282 GHz na frequência de ressonância para uma variação da permissividade dielétrica de 20 a 40, correspondendo a uma variação relativa de 23,52% ($\Delta f_r / f_{r0}$) na frequência de ressonância do dispositivo.

Tabela 3.1: Amostras usadas no estudo realizado por Reyes-vera *et al.*

LUT	Pureza	ϵ_r	Δf (GHz)
acetona	96%	20,7	0,102
álcool propílico	92%	21,8	0,065
metanol	92%	33,1	0,081
etilenoglicol	93%	37	0,090

Fonte: [75]

High-sensitivity microwave sensor based on an interdigital capacitor shaped defected ground structure for permittivity characterization

Sensores planares podem empregar tanto métodos ressonantes quanto não ressonantes para a caracterização da permissividade dielétrica de materiais. Quanto aos métodos ressonantes, ressonadores planares baseados em SRR (*Split Ring Resonator*) e CSRR (*Com-*

plementary split Ring Resonator) têm sido amplamente utilizados devido às suas vantagens de fabricação, como geometria simples, facilidade de produção e baixo custo. Além disso, proporcionam medidas rápidas e de alta precisão tanto em materiais líquidos [75] quanto em materiais sólidos, como mostrado em [69]. Neste trabalho, os pesquisadores apresentam uma comparação sistemática em termos de sensibilidade entre sensores de permissividade elétrica baseados em CSSR de anel duplo, CSSR de anel único, CSSR de anel único rotacionado e um sensor proposto baseado em IDCS-DGS (Interdigital-Capacitor-Shaped Defected Ground Structure). O sensor proposto e os sensores convencionais baseados em CSSR usados para comparação em [69] podem ser visualizados na Figura 3.3.

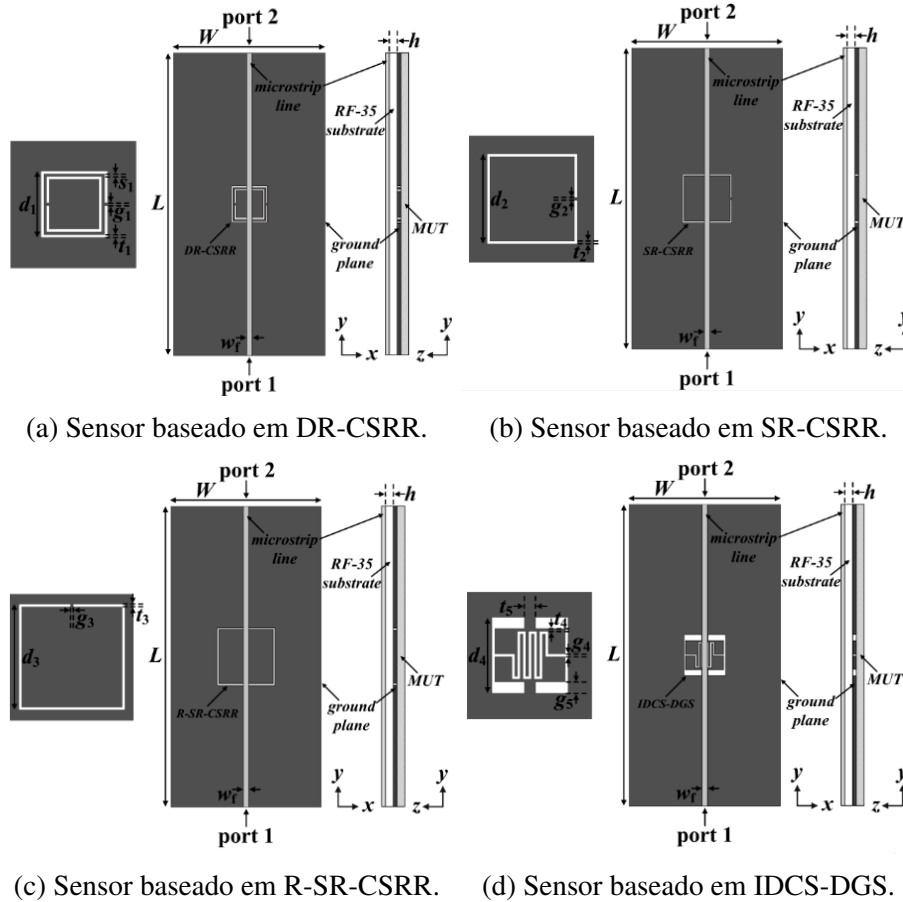


Figura 3.3: Sensores de permissividade dielétrica estudados e comparados por Yeo *et al.* Fonte: [69].

Ambos os sensores utilizam o método ressonante para aferir as características de permissividade do material sob teste. Em outras palavras, o MUT é colocado em contato com o plano terra modificado do sensor, alterando assim a frequência de ressonância dos ressonadores em cada um dos sensores. Esse deslocamento de frequência é, então, relacionado à permissividade dielétrica do MUT. O estudo usou 5 substratos de permissividade conhecidos nos testes dos sensores. Os substratos usados e suas características estão lis-

tados na Tabela 3.2. Os resultados mostraram que a sensibilidade do sensor proposto foi duas vezes maior para TLY-5A e 1,42 vezes maior para RF-10 em comparação com o sensor convencional baseado em CSRR de anel duplo. O sensor baseado em IDCS-DGS apresentou um deslocamento de frequência para RF-10 (material com maior permissividade testada) de 1,5 GHz quando descarregado para 0,615 GHz. Desta forma, o máximo percentual de deslocamento relativo de frequência do sensor proposto foi de 45,5% e sua sensibilidade máxima foi de 0,067 GHz. Por fim, embora o estudo apresente uma comparação em termos de sensibilidade entre os sensores, ele não apresenta um modelo matemático de previsão de permeabilidade baseado no deslocamento de frequência dos sensores.

Tabela 3.2: Propriedades dos substratos dielétricos utilizados por Yeo *et al.*

Material	ϵ_r	$\tan(\delta)$	Espessura (mm)
TLY-5A	2,17	0,0009	1,58
RF-301	2,97	0,0012	1,52
TRF-43	4,30	0,0035	1,63
RF-60A	6,15	0,0028	1,52
FR-10	10,20	0,0025	1,52

Fonte: [69]

Improved Planar Resonant RF Sensor for Retrieval of Permittivity and Permeability of Materials

Em [30], dois sensores baseados em linhas de microfitas acopladas magneticamente a SRRs modificados, um para medir permissividade relativa e outro para medir permeabilidade relativa de materiais magnetodielétricos. Esses dois sensores são apresentados e comparados, em termos de sensibilidade, a outros sensores baseados em SRRs padrões. O sensor de permissividade relativa apresentado no estudo é baseado em um SRR com um IDC introduzido no *gap* do ressonador de anel separado, como pode ser visto na Figura 3.4. Essa estratégia melhora o confinamento do campo elétrico naquela região pois aumenta a capacitância efetiva do *gap*, obtendo assim uma melhoria na sensibilidade do sensor quando comparado a um sensor ressonador de micro-ondas baseado em SRR padrão.

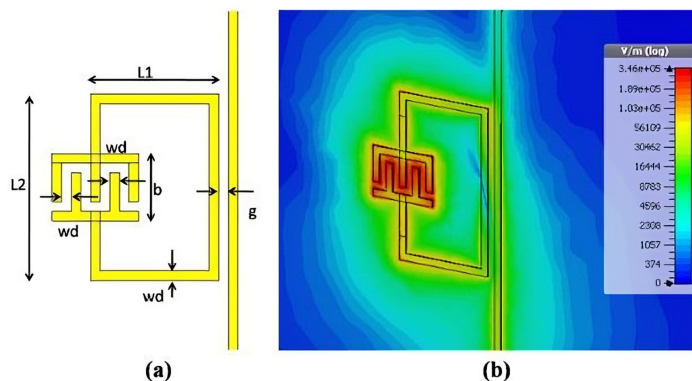


Figura 3.4: (a) Estrutura e (b) Configuração do campo elétrico próximo do sensor de permissividade dielétrica baseado em SRR-IDG proposto por Muhammed *et al.*

Fonte: [30].

Os resultados experimentais mostram que o sensor de permissividade proposto apresenta uma frequência de ressonância quando descarregado de $2,26 \text{ GHz}$. Conforme a permissividade do dielétrico medido aumenta, a frequência de ressonância diminui, com um deslocamento máximo de frequência de $0,36 \text{ GHz}$, saindo de $2,26 \text{ GHz}$ para $1,9 \text{ GHz}$, quando carregado com uma amostra de 30% Cobalto-poliestireno. Uma ferramenta de ajuste de curva da OriginLab foi utilizada para desenvolver um modelo matemático, baseado nos dados de simulações numéricas feitas no CST. Esse modelo relaciona o deslocamento da frequência de ressonância do sensor com a permissividade do MUT. A função de ajuste foi escolhida com base no valor mínimo do qui-quadrado. Esse modelo matemático permitiu a medição da permissividade de diferentes materiais sólidos, de permissividade conhecida, com erro médio relativo máximo de 6,18% (em amostra de Ferro Carbonílico). Os valores de permissividade relativa medidos apresentam boa correspondência com valores de referência disponíveis na literatura, apresentando precisão de mais de 94%.

Microstrip Patch Antenna Sensor for Measurement of the Permittivity of Homogeneous Dielectric

A estrutura plana mais comumente usada em medições de permissividade dielétrica de materiais sólidos são linhas de microfita, como visto acima. Nessas estruturas, apenas o campo periférico interage com o material que está sendo medido, limitando assim o valor da constante dielétrica do substrato do sensor e da constante dielétrica do material sob teste [76]. Para superar esse problema, estruturas ressonadoras como CSRR, SRR e IDG em sensores baseados em linha de microfita têm sido amplamente utilizadas na literatura, como já mencionado acima. Outro tipo de sensor planar de permissividade que pode ser encontrado na literatura há mais de 20 anos são os sensores baseados em antenas de microfita, como visto em [76]. Neste estudo, uma antena de microfita retangular alimentada por um cabo coaxial é apresentada como sensor de permissividade para materiais líquidos e sólidos, como ilustrado na Figura 3.5. Nesse tipo de sensor tanto os campos de

borda, como nos ressonadores de microfita, quanto os campos irradiados interagem com o material sob teste, o que contribui para uma melhor sensibilidade dessas estruturas. O sensor proposto usa o próprio ar como substrato quando usado para mensurar a constante dielétrica de materiais sólidos colocados sobre o *patch* da antena.

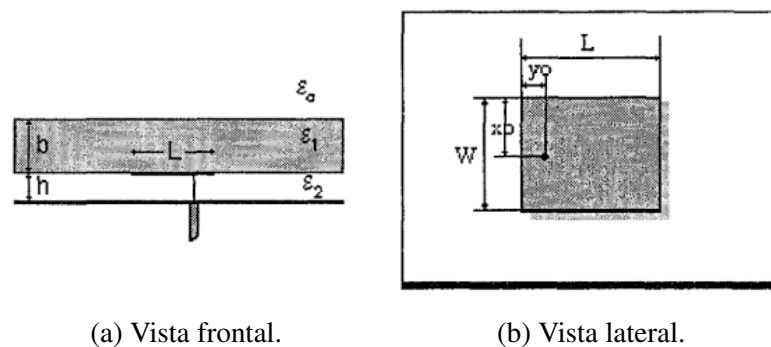


Figura 3.5: Sensor de permissividade dielétrica baseado em antena de microfita proposto por Bogosanovich *et al.*

Fonte: [76].

Para mensurar a permissividade de líquidos, o sensor é colocado dentro de um recipiente que é preenchido com o líquido sob teste. Dessa forma, o LUT passa a atuar como o dielétrico tanto na parte de baixo (substrato) quanto na parte de cima do *patch* (superstrato) da antena. Quatro materiais dielétricos de perdas desprezíveis foram usados na obtenção dos resultados experimentais. Esses materiais estão listados na Tabela 3.3. Os resultados mostram que a frequência de ressonância do sensor diminui com o aumento da constante dielétrica da amostra, de modo que, para cada superestrato, o sensor apresenta uma frequência de ressonância única, mostrando assim que este pode ser usado para medir a permissividade de materiais sólidos. O estudo aponta que os materiais usados precisavam ter perdas desprezíveis. Caso contrário, seria necessário caracterizar a permissividade complexa do material.

Tabela 3.3: Materiais sólidos e líquidos usados por Bogosanovich *et al.*

Material	ϵ_r	Líquido	ϵ_r
PTFE	2,10	Ciclo-hexano	2,02
Acrílico	2,75	Pentanol	13,9
Nylon	3,08	Etanol	24,3
Thordon	3,78	Água	80,1

Fonte: [76]

Os líquidos usados no estudo também estão listados na Tabela 3.3. E os resultados, assim como no caso dos materiais sólidos, mostraram um deslocamento de frequência único para cada líquido testado, mostrando assim que o sensor pode ser usado na caracterização

da permissividade complexa de líquidos. O sensor também mostrou boa sensibilidade nas medições, especialmente no caso de materiais líquidos.

3.1.2 Aplicações em Sensoriamento de Umidade em Materiais Diversos

Para além da caracterização das propriedades dielétricas de diversos tipos de matérias, sensores de micro-ondas podem ser – e de fato são – utilizados para determinar diversas outras características físicas e/ou químicas de substâncias líquidas, sólidas e granulares. Frequentemente, a própria permissividade mensurada é usada para medir outras características indiretamente, como em [18, 23, 24, 62, 67, 77]. Das muitas propriedades físicas que podem ser quantificadas dessa forma, destaca-se o interesse contínuo dos pesquisadores da área em sensores planares de micro-ondas para quantificação do teor de umidade, tema investigado há décadas sob diferentes abordagens.

Esses sensores têm sido empregados, por exemplo, na medição da umidade do solo para fins agrícolas e ambientais (conforme será discutido na seção subsequente), na análise do teor de umidade em grãos para garantir sua adequada conservação [78], na avaliação da umidade relativa do ar [79] e na caracterização do teor de umidade em materiais sólidos heterogêneos [80]. Essa versatilidade decorre da alta sensibilidade da permissividade elétrica de materiais sólidos e granulares à presença de água, cujas propriedades polares influenciam significativamente a resposta dielétrica do meio.

Microstrip Moisture Sensor Based on Microstrip Patch Antenna

Os pesquisadores Jain *et al.* apresentam em [78] um sensor planar baseado em antena de microfita para a caracterização do teor de umidade em estoques de arroz. O dispositivo consiste de uma antena de microfita de *patch* retangular miniaturizada com um *slot* em U, como pode ser visto na Figura 3.6, que opera nas bandas de 5,2 e 6,8 GHz. A antena é alimentada via cabo coaxial e sua dimensão total é de $15 \times 15 \times 1,676 \text{ mm}^3$. O substrato usado foi o FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$ e $\tan(\delta) = 0,02$).

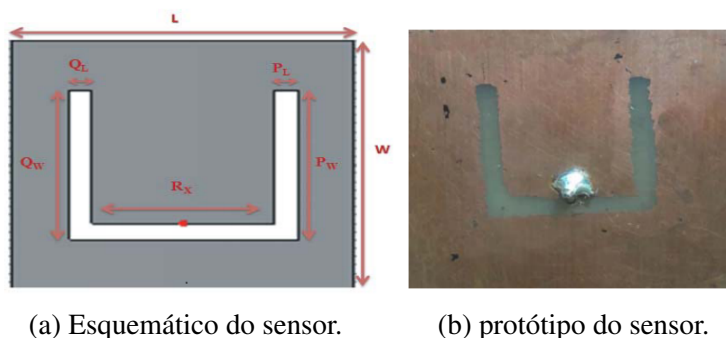


Figura 3.6: Sensor de teor de umidade em estoques de arroz proposto por Jain *et al.*
Fonte: [78].

Nesse trabalho, a determinação do teor de umidade em amostras de arroz é realizada mediante a análise da magnitude do coeficiente de reflexão (Γ) da antena em suas duas

frequências de ressonância. A relação entre o coeficiente de reflexão em cada frequência de ressonância e o teor de umidade (expressos em porcentagem) em cada amostra de arroz foi estabelecida experimentalmente. Os valores de Γ medidos em função dos níveis de umidade estão apresentados na Tabela 3.4. Os resultados evidenciaram uma atenuação significativa do coeficiente de reflexão do sensor desde o primeiro nível de umidade analisado, indicando a alta sensibilidade do método mesmo em baixos níveis de umidade.

Tabela 3.4: Coeficientes de reflexão do sensor proposto por Jain *et al.* em função do teor de umidade e medição em espaço livre.

Teor de Umidade (%)	S_{11} (dB) em 5,2 GHz	S_{11} (dB) em 6,8 GHz
10,71	-12,94	-10,34
14,00	-9,76	-7,95
16,66	-8,77	-5,65
19,35	-5,64	-3,53
21,87	-3,93	-1,14
Espaço Livre	-30,52	-20,75

Fonte: [78]

Esses dados foram empregados na elaboração de dois modelos matemáticos de predição de umidade, nas frequências de ressonância 5,2 GHz e 6,8 GHz, com fatores de correlação (R^2) de 0,411 e 0,379, respectivamente. Adicionalmente, as sensibilidades calculadas para os modelos correspondentes foram de 2,294 e 0,628. Para estimar o teor de umidade final nas amostras, adotou-se um protocolo de cálculo da média aritmética entre os valores preditos individualmente por cada modelo em suas respectivas frequências. Esta abordagem permitiu a medição do teor de umidade em cinco amostras adicionais de arroz umedecido, com um erro relativo máximo de 0,55% entre os valores preditos e os reais.

Antenna for humidity sensor using split ring resonator

Os pesquisadores Akhir *et al.*, por sua vez, apresentam em [79] um sensor de umidade relativa do ar (RH, sigla em inglês) baseado em antena de microfita. Esse tipo de sensor mede a quantidade relativa de vapor de água presente no ar. RH é a unidade mais comumente usada para medição de umidade e é expressa em termos de porcentagem (%). O sensor antena proposto funciona detectando a umidade do ar usando o princípio da capacitância e medindo o coeficiente de reflexão, Γ . Quando a quantidade de vapor de água no ar muda, a antena se enche com o conteúdo de vapor de água no ambiente circundante, acarretando no deslocamento da frequência de ressonância devido a alterações na capacitância.

O sensor proposto por Akhir *et al.* é composto de uma antena em *loop* retangular com um SRR no centro, como na Figura 3.7a. O acoplamento entre essas duas estruturas é o

mecanismo que aumenta a eficiência da radiação, aumentando o campo magnético próximo do *loop*. Além disso, a antena usa uma fita poliamida tipo Kapton como superestrato na área correspondente ao SRR, como pode ser observado na Figura 3.7b. O Kapton funciona como sensor capacitivo para umidade porque possui uma resposta dielétrica linear. Os resultados experimentais mostraram que a adição da fita Kapton à antena não altera de forma significativa sua resposta em frequência. Entretanto, quando o SRR é revestido com Kapton, o superestrato reagirá com a umidade ambiente, e quando o valor de RH aumentar, o valor do dielétrico Kapton também aumentará, causando o deslocamento da frequência de ressonância do sensor para frequências mais baixas.

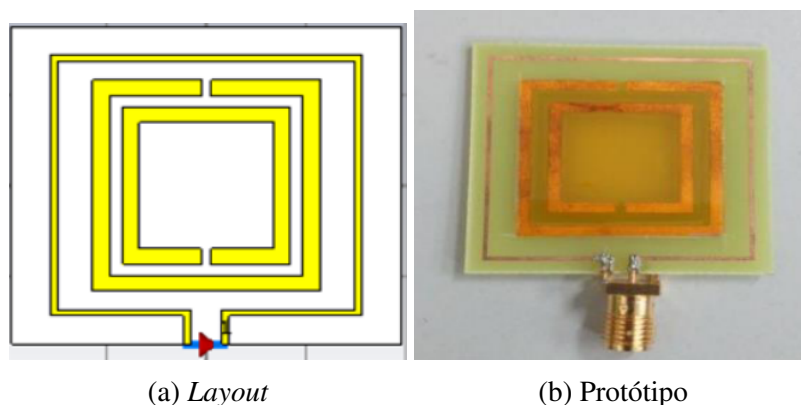


Figura 3.7: Sensor de umidade relativa do ar proposto por Akhir *et al.*
Fonte: [79].

A sensibilidade do sensor foi validada por um experimento simples. Em uma sala fechada com temperatura de $22,6^{\circ}\text{C}$ e RH de 48,5%, o S_{11} da antena foi medido sem e com a presença de água. Sem a presença de água, a frequência de ressonância observada foi de 0,955 GHz. Quando 0,05 ml de água foi adicionado sobre a fita Kapton, a frequência de ressonância se deslocou para aproximadamente 0,89 GHz.

Design of a Microstrip Patch Antenna as a Moisture Sensor

Em [80], pesquisadores do MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) apresentam um sensor de umidade baseado em antena de microfita de *patch* retangular para diversos tipos de materiais, como sódio carbonato, bórax, cloreto de potássio e lactose. O sensor proposto opera na frequência de ressonância 900 MHz e suas dimensões gerais são $88,87 \times 111,03 \times 1,6 \text{ mm}^3$. O sensor proposto relaciona a perda de retorno ao teor de umidade nos materiais. O funcionamento do sensor foi validado medindo sua perda de retorno em diferentes volumes de água adicionados às amostras (20 ml a 100 ml com passo de 20 ml) testadas de 25 mg: sódio carbonato (Na_2CO_3), bórax ($\text{Na}_2[\text{B}_4\text{O}_5(\text{OH})_4] \cdot 8\text{H}_2\text{O}$), cloreto de potássio (KCl) e lactose ($\text{C}_{12}\text{H}_{22}\text{O}_{11}$). Os resultados mostraram que a perda de retorno diminui de forma linear com o aumento do teor de umidade para todas as amostras.

3.1.3 Casos de Uso em Sensoriamento de Umidade do Solo

Soil moisture monitoring system based on metamaterial-inspired microwave sensor for precision agriculture applications

Em [24], é apresentado um sistema de monitoramento contínuo de teor de umidade do solo para aplicação em agricultura de precisão. O sistema é baseado em um sensor de umidade do tipo linha de microfita com uma estrutura meta-inspirada inserida em seu plano de terra. O sensor foi construído sobre um substrato dielétrico biodegradável, PLA ($\epsilon_r = 2,67$ e $\tan(\delta) = 0,011$), e utiliza um ressonador de anel dividido complementar circular acoplado a uma linha de microfita para excitação na frequência de ressonância de 958 MHz. Essa frequência de ressonância foi escolhida porque, conforme descrito em [52] e [63], solos de diferentes texturas quase não apresentam variação (de maneira aproximada) em suas propriedades dielétricas quando submetidos ao mesmo nível de umidade e caracterizados na faixa sub-GHz. Uma ilustração e o protótipo do sensor proposto podem ser vistos na Figura 3.8.

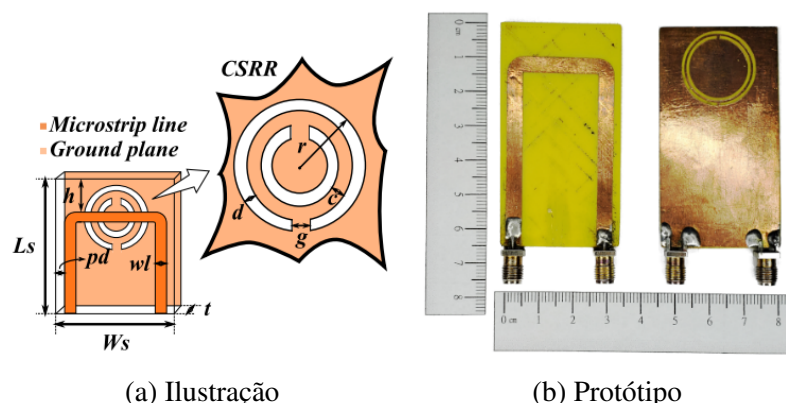


Figura 3.8: Sensor planar de umidade do tipo linha de microfita com um metamaterial inserido em seu plano terra proposto por Silva *et al.*

Fonte: [24].

O sensor foi usado para medir a variação do teor de umidade em duas amostras de solo, uma de solo arenoso e outra de solo argiloso. O percentual de deslocamento de frequência máximo (PRFS, sigla em inglês) foi de 47%. Um modelo matemático baseado em regressão linear foi desenvolvido para correlacionar o deslocamento da frequência de ressonância com o teor de umidade nas amostras, apresentando erros relativos médios de 3,6% (solo arenoso) e 8,2% (solo argiloso) na faixa de 0% a 20% de umidade. Assim, o modelo matemático proposto apresenta uma satisfatória correlação ($R^2 = 0,997$) para a faixa de umidade citada em ambos os tipos de solo investigados.

A modified microstrip ring resonator sensor with lumped element modeling for soil moisture and dielectric predictions measurement

Em [81], os autores Lung Then *et al.* apresentam um sensor baseado em anel ressonador de microfita modificado para mensuração da constante dielétrica e do teor de umidade

em solos arenosos e turfosos. O projeto, ilustrado na Figura 3.9, opera com frequência central de $3,2\text{ GHz}$, abrangendo uma faixa de medição de $0,5\text{ GHz}$ a $4,5\text{ GHz}$. Além disso, os autores também desenvolveram um modelo matemático baseado em conjuntos de elementos RLC para relacionar o coeficiente de reflexão do ressonador com a constante dielétrica do solo, que se modifica de acordo com o teor de umidade. Dois modelos matemáticos polinomiais de terceira ordem, um para cada tipo de solo, foram propostos para relacionar a constante dielétrica medida com o teor de umidade do solo. Os resultados experimentais mostraram que o sensor desenvolvido é capaz de medir teores de umidade do solo de até 28% para solos turfosos e 10% para solos arenosos. O desvio médio entre o teor de umidade previsto e o real (medido por meio do método gravimétrico), nos dois tipos de solo, foi de $\pm 1,5\%$. Ademais, foi observado um erro relativo de 5% na predição da constante dielétrica quando comparado com os valores obtidos por sensores comerciais.

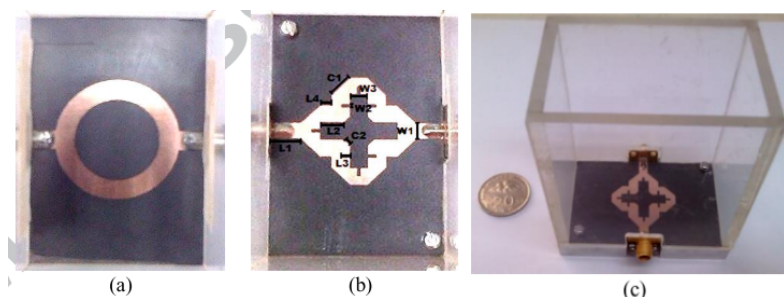


Figura 3.9: Protótipos do (a) sensor de anel ressonador convencional, (b) sensor de anel ressonador modificado proposto por Then *et al.* (c) sensor modificado com suporte acrílico para carregamento de amostra.

Fonte: [81].

A Rectangular Patch Antenna Technique for the Determination of Moisture Content in Soil

Em [82], os autores apresentam um sensor de umidade do solo baseado em antena de microfita de *patch* retangular modificado com fendas, ilustrado na Figura 3.10. O sensor modificado apresenta duas frequências de ressonância, uma em 2 GHz e outra em $2,5\text{ GHz}$. O sensor é capaz de obter o teor de umidade de amostras de solo a partir da relação encontrada entre θ_v e o deslocamento de fase do coeficiente de reflexão da antena. A partir dessa relação, foi possível medir o teor volumétrico de umidade do solo de até 18% para solo argiloso e até 12% em solo turfoso. As medições foram realizadas na frequência de $2,05\text{ GHz}$ com temperatura ambiente de 25°C . O trabalho também explora a possibilidade de obtenção de θ_v a partir da magnitude do coeficiente de reflexão. No entanto, o deslocamento de fase se mostrou mais adequado para o estabelecimento desta relação.

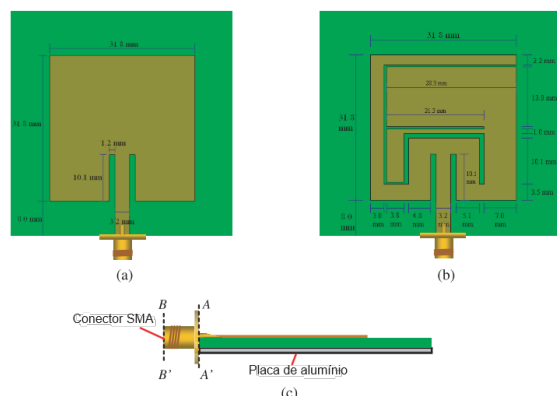


Figura 3.10: Design do sensor de umidade de solo proposto por You *et al.*: (a) sensor *patch* convencional. (b) Vista frontal do sensor *patch* modificado. (c) vista lateral do sensor proposto.

Fonte: [82].

Microwave Sensor Antenna for Soil Moisture Measurement

Outro sensor de umidade do solo baseado em antena de microfita foi proposto em [83]. O sensor consiste em uma antena de microfita em espiral alimentada por um guia de onda coplanar assimétrico de $50\ \Omega$, conforme mostrado na Figura 3.11. Esse dispositivo funciona de acordo com o método ressonador. O MUT foi colocado atrás da antena espiral de modo que sua frequência de ressonância varie dependendo da constante dielétrica do material sob teste. Os resultados simulados mostraram que: à medida que ϵ_r aumenta, a frequência ressonante do sensor muda consistentemente para frequências mais baixas. Dessa forma, a frequência de ressonância do sensor saiu de $2,48\text{ GHz}$ com uma largura de banda de 25 MHz , quando descarregado, para $2,3257\text{ GHz}$, quando carregado com um MUT de $\epsilon_r = 80$.

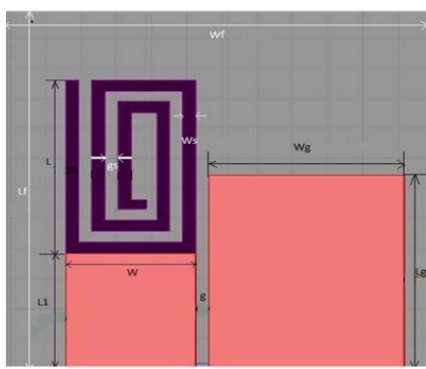


Figura 3.11: Design do sensor de umidade de solo baseado em antena de microfita em espira proposto Por Priyaa *et al.*

Fonte: [83].

A fim de validar a propriedade de detecção da antena, estudos experimentais foram conduzidos utilizando diferentes amostras de solo: com pH 4, 7, 6, 3 e 7, 4. O experimento

é realizado adicionando água a 20 ml da amostra de solo. Durante o primeiro experimento, leituras são feitas para o espaço livre, solo seco com os três diferentes pH, 5 ml e 10 ml de água adicionados aos três solos. Para garantir a reprodutibilidade, o experimento é repetido usando a mesma configuração. Na segunda vez, são feitas leituras para o espaço livre, solo seco, 1 ml, 2 ml, 3 ml, 4 ml e 5 ml de água. Na segunda etapa, observaram-se valores do parâmetro S_{11} praticamente idênticos para o solo seco e após a adição de 5 ml de água. Os $PRFS_{\text{máx}}$ obtidos experimentalmente para cada uma das amostras de solo são apresentados na Tabela 3.5.

Tabela 3.5: Resultados experimentais do $PRFS_{\text{máx}}$ e frequência de ressonância (f_r) para diferentes condições de pH apresentados por Priyaa *et al.*

Água (ml)	pH do solo	$PRFS_{\text{máx}}$ (%)	f_r (GHz)	S_{11} (dB)
10	4,7	46,60	1,290625	-11,24
	6,3	46,20	1,300938	-12,59
	7,4	45,95	1,306953	-10,24

Fonte: [83]

CSRR-based microwave sensor for dielectric materials characterization applied to soil water content determination

Por sua vez, em [23] um sensor de umidade de solo baseado em uma antena de micro-fita de *patch* circular com um elemento CSRR circular é proposto, como pode ser visto na Figura 3.12. O dispositivo foi projetado utiliza o substrato dielétrico FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$, $\tan(\delta) = 0,02$) com 1,58 mm espessura e apresenta duas bandas de operação, a mais baixa em 2,26 GHz e a mais alta em 3,5 GHz. Resultados simulados foram utilizados na concepção de um modelo matemático de predição da constante dielétrica. Esse modelo foi obtido a partir de interpolações polinomiais de segundo grau feitas nos valores das frequências de ressonância obtidos para diferentes valores de ϵ_r nas duas bandas. A obtenção dos dois polinômios foi realizada de forma independente. Posteriormente, realizou-se o cruzamento dos resultados, empregando como parâmetros de entrada os valores de permissividade relativa obtidos (ϵ_r) correspondentes às frequências de ressonância f_{r1} e f_{r2} . Essa integração resultou em um modelo matemático preditivo, cujo fator de correção (R^2) atingiu 0,9995.

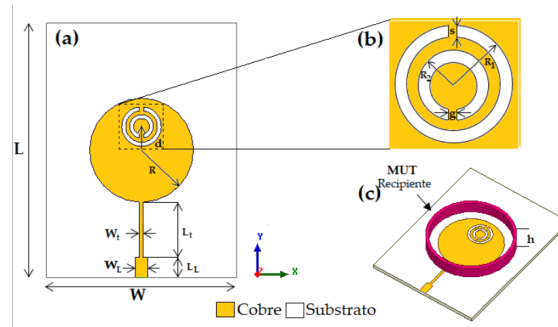


Figura 3.12: Sensor de umidade de solo baseado em antena de microfitas proposto por Oliveira *et al.*: (a) Antena de *patch* circular; (b) Duplo CSRR; (c) antena e recipiente impresso para confinamento do MUT.

Fonte: [23].

Para validar o modelo, foram realizadas medições em 3 materiais de permissividade bastante conhecidas na literatura: FR-4 epoxy ($\epsilon_r = 4,4$), Rogers RO4003C ($\epsilon_r = 3,55$) e vidro ($\epsilon_r = 6$). Os resultados medidos para esses três materiais foram, respectivamente, 4,3052, 3,4563 e 5,8207. Portanto, os erros apresentados foram de 3,08% para o vidro, 2,71% para o Rogers RO4003C e 2,2% para o FR-4. Com o modelo matemático validado, o sensor foi então utilizado para fazer a caracterização da permissividade dielétrica de duas amostras de solo (areia quartzosa e argila vermelha) em diferentes concentrações de água: 1%, 3%, 5%, 7%, 9% e 10% de concentração de água na areia e 1%, 3%, 5%, 7%, 9%, 10% e 15% de água na amostra de argila vermelha. Os resultados experimentais obtidos mostram que o sensor é capaz de medir de forma satisfatória a permissividade dielétrica das amostras de solo para concentrações de água de até 10% na amostra de areia e até 15% na amostra de argila, com um deslocamento máximo de frequência de ressonância de 345 MHz ($PRFS_{\text{máx}} = 16,2\%$, com 10% de água) na amostra de areia quartzosa e de 360 MHz ($PRFS_{\text{máx}} = 10,88\%$, com 15% de água) na amostra de argila.

A noninvasive resonance-based method for moisture content evaluation through microstrip antennas

Em [20], um método de sensoriamento de umidade de solo baseado no mecanismo da reflectometria no domínio do tempo é proposto. A abordagem proposta no trabalho se diferencia do TDR padrão pois usa uma antena de microfitas de *patch* retangular como ressonador ao invés das hastes metálicas, tradicionalmente utilizadas nesse método. Desta forma, o trabalho apresenta uma abordagem de medição de umidade não invasiva, de fácil implementação, que pode ser realizada em uma ampla faixa de frequência e que possibilita custos com o *setup* experimental reduzidos em comparação com métodos que utilizam VNAs (*vector network analyzer*) para mensurar o deslocamento de frequência. Além disso, outra vantagem das antenas sobre as sondas TDR tradicionais é a possibilidade de realizar calibração *full short-open-load* (SOL) na porta da antena, reduzindo consideravelmente as contribuições de erros sistemáticos.

A metodologia proposta foi validada a partir de medidas experimentais feitas em três tipos de amostras de solo arenoso com granulações diferentes: amostra 1 (≤ 2 mm), amos-

tra 2 (2-4 mm) e amostra 3 (2 mm). O sensor proposto então é utilizado para, a partir do modelo matemático proposto, medir a permissividade dielétrica das amostras de areia em diferentes níveis de umidade previamente calculados por meio do método gravimétrico. Antes de obter os resultados experimentais, o modelo matemático proposto foi previamente validado medindo o desvio de frequência do sensor proposto quando colocado em contato com 7 amostras de materiais com características dielétricas bem conhecidas: ar, butano-1-ol, n-hexano, clorobenzeno, 2-heptanol, 2-propanol e iso-propoxietanol. Comparando os resultados com o desvio de frequência predito pelo modelo proposto, foi observada boa concordância entre os resultados. Após a validação do modelo, as medições nas amostras de solo foram feitas. Os resultados mostraram que o sensor proposto, no melhor dos casos, foi capaz de medir a permissividade dielétrica da amostra de solo 3 com teor de umidade de até 20%.

Os melhores e únicos resultados descritos detalhadamente no trabalho foram obtidos com a amostra 3. Ao comparar os resultados, é possível notar que os deslocamentos de frequência do sensor quando em contato com a amostra 3, em relação ao teor de umidade, variam de forma mais linear quando comparados aos deslocamentos observados com as outras duas amostras. Isto é atribuído às diferentes características granulométricas e porosimétricas das areias consideradas, uma vez que a amostra 3 apresenta granularidade muito mais uniforme que as outras duas amostras, o que afeta a absorção de água a partir de determinados níveis de água na amostra, afetando assim a precisão do sensor nas outras duas amostras.

Microwave transmittance technique using microstrip patch antennas, as a non-invasive tool to determine soil moisture in rhizoboxes

Medidas de teor de umidade do solo também podem ser obtidas por meio do método de transmissão no espaço livre, como pode ser observado em [19]. Neste trabalho, Herrmann *et al.* apresentam uma ferramenta não invasiva com base na transmissão de ondas eletromagnéticas na faixa de frequência de micro-ondas, operando próximo a 4,8 GHz. O sensor proposto é composto por duas antenas *patch* de microfita usadas para determinar o teor volumétrico de umidade do solo em rizoboxes (caixas transparentes utilizadas no estudo do desenvolvimento de raízes de plantas em ambiente controlado), como representado na Figura 3.13. Usando um VNA, os parâmetros de espalhamento foram medidos na faixa de frequência de 4,6 a 5,0 GHz para caracterizar a transmissão através de um meio poroso com uma resolução de 0,27 dB. A frequência de 4,8 GHz foi escolhida como um compromisso entre resolução e profundidade de penetração das ondas eletromagnéticas na água. O método consiste em posicionar duas antenas de microfita nos lados opostos de uma rizoboxes; transmitir um sinal de uma antena para a outra e medir o nível de inserção do S_{21} das antenas em 4,8 GHz, relacionando o mesmo ao teor de umidade volumétrica do solo testado.

Os resultados experimentais foram obtidos usando 4 amostras de solo diferentes: Nulverde (Tipo 0, Einheitserde- und Humuswerke Gebr. Patzer GmbH & Co. KG), substrato de turfa-areia-pedra-pomes (Dachstaudensubstrat SoMi 513, Hawita GmbH, Vechta, Alemanha, solo para cactos), um Latossolo Vermelho distrófico/Oxisol (Solo de Cerrado Tropical — Brasil) e pérolas de vidro (tamanho de partícula $\sim 0,25$ mm). Quatro mo-

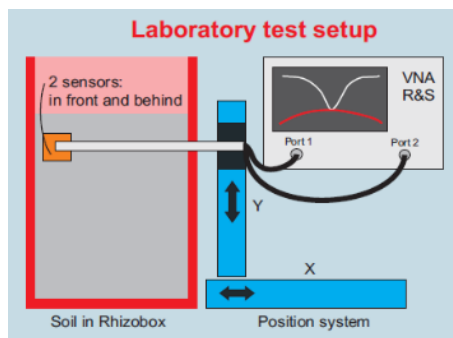


Figura 3.13: Diagrama de blocos do sistema desenvolvido por Herrmann *et al* para medir umidade do solo na rizobox

Fonte: [19]

delos matemáticos polinomiais de predição do teor de umidade volumétrica em função dos coeficientes de transmissão (S_{21}) medidos foram propostos no trabalho, um para cada tipo de solo. Os coeficientes de determinação (R^2) de cada um dos modelos matemáticos foi de: 0,9834 (solo do cerrado), 0,9804 (Null Erde), 0,9725 (solo para cactos) e 0,9923 (pérolas de vidro).

Os resultados preditos pelos modelos apresentam boa concordância com os valores de S_{21} mensurados em níveis de umidade volumétrica conhecidos. Desta forma, o sensor se mostrou capaz de medir níveis de umidade volumétrica até aproximadamente 37% (solo do cerrado), 32,5% (Null Erde), 32% (pérolas de vidro) e 25% (solo para cactos). O trabalho ainda avalia a influência da temperatura ambiente e da distância entre as antenas. Os resultados mostraram que, para níveis de umidade acima de 14,5%, os valores medidos em todos os solos testados são afetados. Quanto à distância, o estudo aponta que o coeficiente de transmissão apresenta atenuação de $-0,18 \text{ dB/mm}$ quando a distância entre as antenas está entre 27,5 mm e 52,5 mm, mostrando que não é necessário manter um forte controle da distância entre as antenas.

Soil water content estimation using high-frequency ground penetrating radar

Em [18], os pesquisadores apresentaram um sensor de umidade de solos rasos baseado em GPR com antenas blindadas operando em 2 GHz. O sistema de aquisição de dados GPR utilizado no estudo foi o Seeker SPR GPR, produzido pela empresa americana US Radar e pela britânica ERA. O software Reflexw 6.0 foi usado para processar os dados coletados e facilitar a interpretação das imagens GPRs e a extração dos parâmetros. Inicialmente, o sensor foi utilizado para medir a permissividade relativa de seis amostras de solos diferentes: solo amarelo-avermelhado (Argila siltosa), solo flúvio-aquático (Argila siltosa), solo marrom (Argila siltosa), solo salino (Argila siltosa), solo argiloso vermelho (Argila) e solo arenoso vermelho (Areia argilosa) com três níveis de umidade previamente calculados pelo método gravimétrico. As amostras de solo foram colocadas em caixas de acrílico de $60 \times 30 \times 25,4 \text{ cm}^3$ com duas hastes metálicas cilíndricas de $5,4 \times 10 \text{ cm}^2$ enterradas a 10 cm (refletor A) e 20 cm (refletor B) de profundidade. As antenas são posicionadas na superfície das amostras de solo, conforme ilustrado na Figura

3.14b.

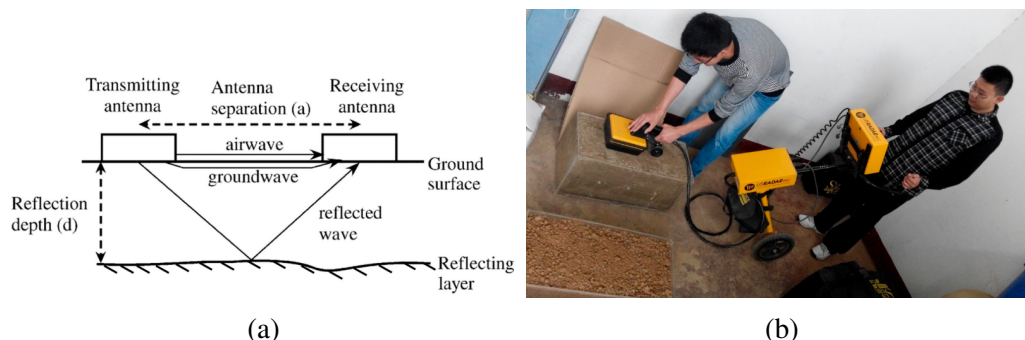


Figura 3.14: (a) Estrutura e princípio de funcionamento do radar de penetração no solo e (b) Medições realizadas por Zhou *et al.* em laboratório com o sensor GPR.

Fonte: [18].

Em seguida, são realizadas as medições do TWTT das ondas emitidas e refletidas pelos refletores A e B. Os autores então utilizam uma expressão matemática que relaciona a velocidade de propagação da onda em um meio com o TWTT e a profundidade dos refletores para calcular a velocidade média de propagação da onda na amostra de solo. Dado que a velocidade de propagação da onda eletromagnética também está relacionada com a permissividade do meio, foi possível calcular a permissividade da amostra. Com os valores de permissividade de cada amostra para cada teor de umidade, os pesquisadores apresentam 6 curvas de ajuste para a predição do teor de umidade nos 6 tipos de solo estudados.

Os seis modelos matemáticos obtidos são curvas polinomiais de terceira ordem com coeficiente de correlação (R^2) de 0,98 no melhor dos casos (curva obtida para o solo marrom) e de 0,89 no pior dos casos (curva obtida para o solo salino). Mais medições foram realizadas a fim de determinar o nível de precisão dos modelos matemáticos propostos. Esses resultados mostraram valores baixos de erro quadrático médio (RMSE) entre os valores de teor de umidade preditos pelas curvas propostas e os valores medidos usando o método gravimétrico. O RMSE do solo argiloso vermelho foi o valor mais alto encontrado, e o do solo salino foi o mais baixo, com valores de 2,92% e 1,22%, respectivamente.

3.2 Desafios e Perspectivas em Medição de Umidade do Solo

Devido às dificuldades de sensoriamento do teor de umidade do solo, vários tipos desses sensores são encontrados na literatura, para caracterização dessa métrica em diversos contextos, como para medições em laboratório, medições em campo, medições em grandes áreas ($> 10 - 100 m^2$), medições em pequenas escalas ($< 0,1 m^2$), medições intrusivas, medições não intrusivas, etc. Desta forma, neste trabalho foram discutidos diversos tipos

de sensores de umidade de solo para pequenas escalas, a fim de fazer um levantamento bibliográfico acerca desse tipo de sensor, identificando assim suas principais características, vantagens e desvantagens, além das tendências e lacunas existentes na literatura.

A Tabela 3.6 resume as principais características dos sensores de umidade de solo disponíveis na literatura analisados nesse trabalho, de forma a facilitar a comparação entre eles. Analisando a Tabela, é evidente que os sensores que não se baseiam no método do ressonador, em média, possuem um fundo de escala mais elevado em comparação com os sensores que adotam esse método, com exceção do sensor apresentado em [20]. No entanto, esses sensores também demonstram maior complexidade em comparação com os sensores baseados no método do ressonador. Alguns deles, como os propostos em [84] e [19], são inadequados para medições *in loco*. Além disso, o sensor desenvolvido em [18] enfrenta limitações quanto aos requisitos de não intrusão, além de ser uma solução de custo e complexidade elevados.

O sensor proposto em [19] apresenta o maior fundo de escala entre os trabalhos estudados, com medição de teor de umidade, acima dos 37% no melhor dos casos. Entretanto, este sensor se baseia no método da transmissão em espaço livre, o qual consiste em posicionar duas antenas de microfitas nos lados opostos de uma amostra de solo, transmitir um sinal de uma antena para outra e medir o nível de inserção do S_{21} das antenas, relacionando o mesmo ao teor de umidade do solo. Desta forma, sensores baseados nesse método, embora sejam uma boa opção para medições laboratoriais, são inadequados para medição de teor de umidade de solo *in situ*. Além do sensor apresentado em [19], o dispositivo proposto em [84], embora apresente boa sensibilidade e bom fundo de escala, também não se mostrou adequado para mensuração do teor de água no solo *in loco*, uma vez que o sensor se baseia em medir a umidade de uma amostra de solo retirada com um cilindro Kopecky, se apresentando também como uma boa alternativa para medições laboratoriais, mas não sendo adequado para uso em campo.

Além disso, a característica não invasiva pode representar um requisito rigoroso para algumas aplicações, de forma que sensores que não exigem nenhum tipo de perturbação do solo são muito mais abrangentes, uma vez que não sofrem com esse tipo de limitação. Ademais, como bem discutido em [84], preservar a integridade do solo que está sendo mensurado é de fundamental importância para se evitar erros de medição, uma vez que a densidade do solo pode afetar diretamente as medidas de umidade do mesmo. Dessa maneira, o sensor apresentado em [18], embora seja o de maior sensibilidade entre os estudados neste trabalho, é limitado pelos requisitos de não intrusão e pode não apresentar o mesmo nível de sensibilidade quando usado em campo, uma vez que seu funcionamento exige que o solo mensurado seja perturbado a fim de enterrar os refletores no solo. Além disso, como o sensor é baseado em radar de penetração de solo, é necessário um sistema de aquisição de dados GPR e um software para processar os dados originais da imagem GPR, o que torna o sensor proposto demasiadamente caro e complexo.

Desta forma, pode-se constatar que os sensores baseados no método ressonador, embora apresentem fundos de escala limitados, aparentam ser o tipo de sensores mais adequados como alternativa para medições contínuas de umidade de solo em campo devido às suas características inerentes, como baixo custo de produção e facilidade de fabricação e operação, ao mesmo tempo que apresentam aceitável sensibilidade e fundo de escala.

Tabela 3.6: Comparação das figuras de mérito dos sensores de umidade encontrados na literatura.

Ref.	Tipo de sensor	f_r (GHz)	N^o de curv. calibração	Tipos de solo	faixa de medição.
Sensores baseados no método do ressonador					
[24]	linha de microfita com CSRR no plano terra	0.958	1	solo arenoso	0%-20%
				solo argiloso	0%-20%
[81]	anel ressonador modificado	3,2	2	solo arenoso	0%-10%
				solo turfoso	0%-28%
[82]	antena de microfita retangular com fendas	2/2,5 (dual-band)	2	solo argiloso	0%-18%
				solo turfoso	0%-12%
[83]	antena de microfita em espiral	2,48	-	solo com pH 4,5	-
				solo com pH 6,3	-
				solo com pH 7,4	-
[23]	antena de microfita de patch circular com CSRR	2,26/3,5 (dual-band)	1	areia quartzosa	0%-10%
				argila vermelha	0%-15%
Sensores baseados em outros métodos					
[20]	TDR com antena de microfita de patch retangular	2	-	areia (granulometria $\leq 1\text{ mm}$)	0% – 15,6%
				areia (granulometria 2 – 4 mm)	0% – 17,1%
				areia (granulometria = 2 mm)	0% – 19,1%
[19]	duas antenas de microfita de patch retangular	4,8	4	Null erde	0%-32,5%
				solo para cactos	0%-25%
				Latossolo Vermelho distrófico/Oxisol	0%-35%
				Pérolas de vidro	0%-32%
[18]	radar de penetração no solo	2	6	solo amarelo-avermelhado	0%-39%
				solo flúvio-aquático	0%-25%
				solo marrom	0%-35%
				solo salino	0%-30%
				solo argiloso vermelho	0%-35%
				solo arenoso vermelho	0%-17,5%
[84]	cylinders Kopecky	0,1 - 0,25	2	solo humogley	0%-25%
				solo de chernozem	0%-20%

Os sensores baseados em antenas de microfita apresentam medições com bom nível de precisão, porém com fundos de escala menores ou iguais a 20%. Por sua vez, os sensores baseados em linha de microfita ou em anéis ressonadores planares apresentam resultados semelhantes, embora o dispositivo apresentado em [81] seja capaz de medir teores de umidade do solo de até 28% para solos turfosos. Entretanto, sensores baseados em antenas de microfita, em termos de complexidade, se mostram melhores em comparação aos sensores baseados em linha de transmissão ou em anéis ressonadores, por se tratarem de sensores mais compactos e de uma única porta.

Posto isto, os sensores de umidade baseados em antenas de microfita se apresentam como as melhores alternativas para o monitoramento contínuo do teor de umidade de solo em campo, como discutido acima. Entretanto, estes apresentam uma faixa de leitura de teor de umidade muito limitada em comparação a outros tipos de sensores. É possível então notar a existência de uma lacuna na literatura de sensores de baixa complexidade e boa precisão que possam fazer leituras de umidade de solo em uma ampla faixa de medição. Desta forma, o desenvolvimento de pesquisas que visem propor sensores de umidade de solo baseados em antena de microfita com amplo fundo de escala se fazem necessárias.

Além disso, como discutido em [77], há diversos fatores que podem influenciar na estimação do teor de umidade em um solo. A frequência de operação do sensor usado na mensuração do teor de umidade tem forte impacto no quanto essas características físicas do solo podem influenciar na medição realizada, como bem discutido nos trabalhos [52, 62, 63, 77]. Os trabalhos [52] e [63] mostram que em frequências sub-GHz as medições de teor de água são pouco afetadas por características do solo, como seu tipo, granulometria, nível de material orgânico, salinidade e temperatura. Essa característica pode ser vista neste estudo bibliográfico, ao observar a Tabela. 3.6 e verificar que o sensor apresentado em [24] é o único dos sensores estudados capaz de estimar a umidade de dois tipos de solo, com características de absorção de água muito distintas, usando um mesmo modelo matemático, enquanto mantém um bom nível de sensibilidade, possível devido à sua operação na faixa sub-GHz. Mostrando assim que essa é uma faixa de frequência importante para esse tipo de sensor.

3.3 Conclusões do Capítulo

Destarte, este capítulo apresentou uma revisão bibliográfica acerca dos diferentes tipos de sensores de umidade de solo encontrados na literatura. O texto discorre resumidamente sobre os diversos trabalhos estudados durante o levantamento bibliográfico, enfatizando as técnicas empregadas em cada um dos sensores estudados, além de suas estruturas físicas e suas métricas de desempenho, como faixa de medição, sensibilidade e coeficientes de determinação dos modelos matemáticos propostos. Facilitando assim a comparação entre eles.

Essas mudanças permitem que os dispositivos interajam de forma diferenciada com solos em variados níveis de umidade, evidenciadas por alterações na frequência de ressonância [23, 24, 81, 83], na fase [82], na atenuação do sinal transmitido entre antenas [19] ou na modificação do tempo de ida e volta das ondas refletidas [18].

Os sensores analisados neste trabalho determinam o teor de umidade do solo por meio da variação das propriedades dielétricas deste, ocasionadas pela variação do nível de água presente no mesmo. Essas mudanças fazem com que os dispositivos interajam de forma diferente com solos em diferentes níveis de umidade. Na literatura, os princípios de detecção variam conforme o parâmetro analisado: alguns dispositivos monitoram mudanças nas frequências de ressonância [23, 24, 81, 83], enquanto outros se baseiam na alteração de fase da onda propagada [82]. Há ainda aqueles que avaliam a atenuação do sinal entre antenas transmissoras e receptoras [19] ou medem o tempo de propagação de ondas refletidas [18]. Deste modo, também se fez necessário discutir sobre alguns tipos de sensores de permissividade encontrados na literatura, tanto para materiais líquidos quanto para materiais sólidos. Também foram discutidos alguns tipos de sensores que medem a umidade de outros tipos de materiais indiretamente por meio da caracterização dielétrica destes em diferentes níveis de umidade.

O levantamento aponta para um alto interesse dos pesquisadores da área em sensores planares de umidade de solo, em especial sensores baseados em antenas de microfita, por se tratarem de sensores compactos, de uma única porta, econômicos e de fácil fabricação e implementação. Também é possível notar um alto interesse dos pesquisadores no uso de metamateriais como SRRs e CSRRs e outros elementos de sensibilidade, tais como capacitores interdigitais e fendas, em sensores planares de permissividade dielétrica. Esses elementos têm a função de aumentar o confinamento do campo elétrico em determinada região dos dispositivos, de modo que pequenas variações na permissividade da amostra resultam em visível deslocamento da frequência de ressonância do sensor. Sensores planares de umidade do solo baseados no método do ressonador utilizam o mesmo princípio para mensurar o teor de umidade de suas amostras. À vista disso, pelos mesmos motivos que nos sensores de permissividade, é possível notar ampla utilização de CSRR, SRRs e fendas em sensores de umidade de solo [23, 24, 82], assim como em sensores de umidade em amostras de arroz [85] e sensores de umidade relativa do ar [79].

Vários tipos de sensores de umidade de solo foram analisados nesse trabalho de forma a avaliar as vantagens e desvantagens de cada um deles. O sensor baseado em GPR [18] por exemplo, apresentou a melhor precisão nas medições de teor de umidade entre os trabalhos estudados e capacidade de medição em amplas faixas de níveis de umidade em vários tipos de solo; entretanto, também se mostrou o sensor de maior custo e complexidade dentre os estudados, além de que seu funcionamento exige a perturbação do solo a ser mensurado. Por sua vez, o sensor baseado no método da transmissão no espaço livre [19] se mostrou ser o sensor com o maior fundo de escala, com medição do teor de umidade acima dos 37%, no melhor dos casos. Contudo, esse sensor não é adequado para medições em campo, devido ao seu princípio de funcionamento.

Por conseguinte, os sensores baseados em antenas de microfita, linha de microfita e anéis ressonadores planares, apresentam medições com bom nível de precisão, porém com fundos de escala menores ou iguais a 20%, com exceção do sensor proposto em [81], que é capaz de medir teores de umidade do solo de até 28%. Todavia, mesmo entre esses, os sensores de umidade de solo baseados em antenas de microfita se destacam em termos de complexidade, por se tratarem de sensores compactos, de uma única porta, baratos e de fácil fabricação e implementação.

Capítulo 4

Sensor Proposto

Nessa seção, são apresentados os detalhes dos projetos dos sensores de permissividade propostos neste trabalho. Os sensores são compostos por antenas de microfitas com um capacitor interdigital em seus *patches*. Um dos sensores foi projetado para operar na frequência de 1 GHz e o outro na frequência de 1,5 GHz. Essas frequências foram selecionadas com base em dois fatores-chave reportados na literatura (conforme discutido na Seção 2.3): (i) a reduzida variação da tangente de perdas com o aumento da umidade do solo observada próxima a 1 GHz, o que pode indicar uma faixa de medição mais ampla; (ii) a quase total independência da permissividade dielétrica aparente (K_a) em relação à densidade, textura, salinidade e temperatura do solo na faixa de 20 MHz a 1 GHz, além da relação quase que totalmente independente entre K_a e o teor volumétrico de água (θ_v) para diferentes tipos de solo nessa mesma faixa. O substrato usado em ambos os projetos foi o FR4 ($\epsilon_r = 4,4$ e $\tan(\delta) = 0,02$) com espessura igual a 1,6 mm.

4.1 Projeto do capacitor interdigital

Como no pré-projeto de qualquer filtro, o projeto do capacitor interdigital (IDC) aqui proposto teve início com as definições dos requisitos do filtro. A frequência central foi definida como sendo de 1,5 GHz. Além disso, é importante pontuar que existem dois tipos de IDC: os com entrada acoplada (*coupled input*) e os com entrada “adaptada” (*adapted input*). Dentre eles, os com entrada acoplada fornecem filtros com bandas mais estreitas. Como neste projeto o capacitor será usado como elemento de sensibilidade, é interessante que sua banda seja a mais estreita possível. Entretanto, é importante lembrar que bandas mais estreitas exigirão filtro de ordem mais elevada, de modo que se torna necessário pensar na complexidade do filtro na hora de escolher sua largura de banda. Assim, foi definido neste trabalho que o IDC projetado será do tipo *coupled input* com banda fracionada de 15%.

O tipo de resposta do capacitor interdigital foi escolhida observando que este não será utilizado como um filtro tradicional. Assim, a máxima planicidade na banda passante não é necessária; entretanto, uma faixa de transição estreita é uma característica desejável. Desta forma, foi escolhida para o capacitor uma resposta do tipo chebyshev com *ripple* de 0,1 dB.

Com estes requisitos, a ordem do IDC foi definida com base nas curvas de atenuação

características de filtros Chebyshev com *ripple* de 0,1 dB, encontradas em [86]. Como a banda fracionada deve ser de 15% as frequências de corte de -3 dB do filtro devem estar em 1,3875 GHz e 1,6125 GHz, assim, considerando uma banda de transição de 200 MHz, queremos que em 1,8125 GHz o filtro ofereça pelo menos 15 dB de atenuação. Desta maneira, observa-se que o filtro deve ter ordem $n = 7$. Sabendo a ordem do filtro, obtemos os coeficientes normalizados de Chebyshev: $g_1 = g_7 = 0,7969$, $g_2 = g_6 = 1,3924$, $g_3 = g_5 = 1,7481$ e $g_4 = 1,6331$.

Com todos esses valores em mãos, as Equações de 4.1 - 4.4 [87] foram usadas para calcular as admitâncias do capacitor interdigital em linha de microfita de acordo com o passo a passo apresentado em [88].

$$\theta = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{FBW}{2}\right) \quad (4.1)$$

$$Y = \frac{1}{Z_0 \tan(\theta)} \quad (4.2)$$

$$J_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{para } i=1 \text{ a } n-1 \quad (4.3)$$

$$Y_{i,i+1} = J_{i,i+1} \sin(\theta) \quad \text{para } i=1 \text{ a } n-1 \quad (4.4)$$

Como os capacitores interdigitais também envolvem acoplamento, é preciso calcular as impedâncias de modo ímpar e par a fim de obter as medidas finais para dimensionar o filtro. Essas impedâncias são calculadas usando as equações descritas em [88].

Por fim, o fator de acoplamento $K_{i,i+1}$ entre as linhas de microfita i e $i+1$ podem ser calculados por meio da Equação 4.5. Os valores de K , então, são usados para calcular o espaçamento entre as linhas de microfita que formam o IDC.

$$K_{i,i+1} = \frac{Z_{ei,i+1} - Z_{oi,i+1}}{Z_{ei,i+1} + Z_{oi,i+1}} \quad (4.5)$$

Com esses valores foi então possível calcular as dimensões físicas do filtro interdigital, que posteriormente foi integrado ao *patch* da antena de microfita, compondo o sensor proposto. As dimensões físicas do filtro projetado podem ser observadas na Figura 4.1. Entretanto, é importante salientar que essas dimensões sofreram alterações após o filtro ser integrado à antena. Os cálculos das dimensões do capacitor interdigital foram realizados usando a plataforma online *Coupled Microstrip Analysis/Synthesis Calculator*, com o substrato dielétrico RF4 ($\epsilon_r = 4,4$ e $\tan(\delta) = 0,02$).

4.2 Projeto do sensor de 1,5 GHz

Em seguida, uma antena de microfita de *patch* retangular foi projetada. Os cálculos das medidas da antena foram feitos considerando o substrato RF4 com 1,6 mm de espessura e frequência de ressonância em 1,5 GHz. As dimensões do *patch* foram calculadas de acordo com as Equações 4.6 e 4.7. Dessa forma, as dimensões obtidas foram

$L = 47,42 \text{ mm}$ e $W = 60,86 \text{ mm}$, em que L e W representam o comprimento e a largura do *patch*, respectivamente.

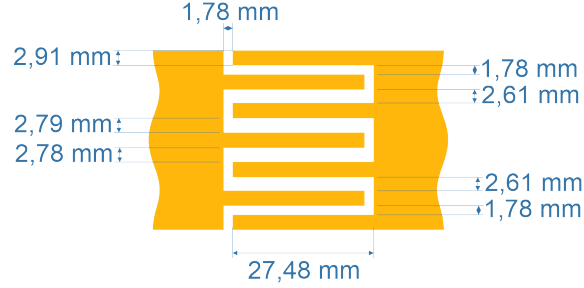


Figura 4.1: Dimensões do IDC projetado.

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (4.6)$$

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (4.7)$$

Em que

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3)(\frac{W}{h} + 0,264)}{(\epsilon_{eff} - 0,258)(\frac{W}{h} + 0,8)}$$

sendo

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.8)$$

e

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4.9)$$

A antena foi projetada para ser alimentada por uma linha de microfita de 50Ω , de modo que um circuito de casamento de impedância se faz necessário. O circuito de casamento de impedância adotado neste projeto foi o transformador de $\lambda/4$. As dimensões calculadas para o transformador e para a linha de microfita, respectivamente, foram $L_t = 28,96 \text{ mm}$, $W_t = 0,53 \text{ mm}$, $W_f = 3 \text{ mm}$ e $L_f = 10 \text{ mm}$. Assim, a antena projetada pode ser vista na Figura 4.2

Em seguida, o capacitor interdigital projetado foi integrado ao *patch* da antena, resultando no sensor-antena final proposto neste trabalho, ver Figura 4.3. Ao integrar o IDC ao *patch* a frequência de ressonância da antena se deslocou para uma frequência de operação bem mais baixa. Com isso, o sensor teve que ser submetido a um processo de parametrização para ajustar suas dimensões para que voltasse a operar em $1,5 \text{ GHz}$. As dimensões do sensor após este processo de otimização podem ser encontradas na Tabela 4.1.

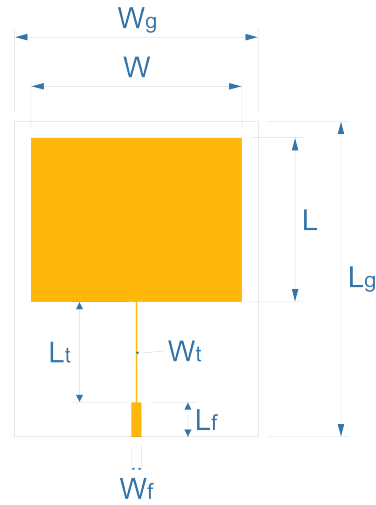


Figura 4.2: Antena de microfita projetada para operar em 1,5 GHz.

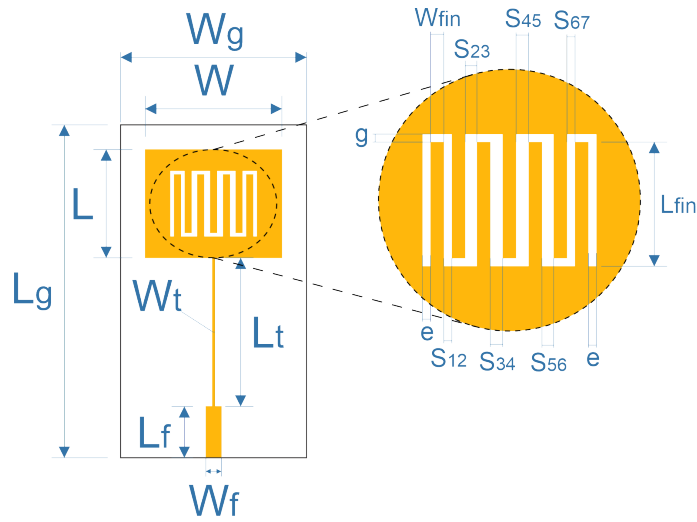


Figura 4.3: Sensor de umidade do solo proposto para operar em 1,5 GHz.

Tabela 4.1: Dimensões finais do sensor proposto para operar em 1,5 GHz.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	valor (mm)
W	26,6	L	21
W_g	36,3	L_g	64,9
W_f	3	L_f	10
W_t	0,5	L_t	29
W_{fin}	1,3	L_{fin}	12
S_{12}	0,78	S_{23}	1,14
S_{34}	1,21	S_{45}	1,22
S_{56}	1,14	S_{67}	0,78
e	0,78	g	0,78

O sensor foi projetado com um capacitor interdigital integrado a uma antena planar com o intuito de aumentar a intensidade do campo elétrico no *patch* de modo a aumentar a sensibilidade do elemento radiador à variação de permissividade do solo devido a mudanças no teor volumétrico de umidade do mesmo. Simulando o dispositivo já otimizado no software comercial HFSS, foi possível comprovar que a inserção do IDC aumentou consideravelmente a intensidade do campo elétrico no *patch* do sensor, conforme ilustrado na Figura 4.4. A distribuição de campo e corrente exibidas na imagem supracitada revelam forte concentração dessas grandezas na região do capacitor interdigital.

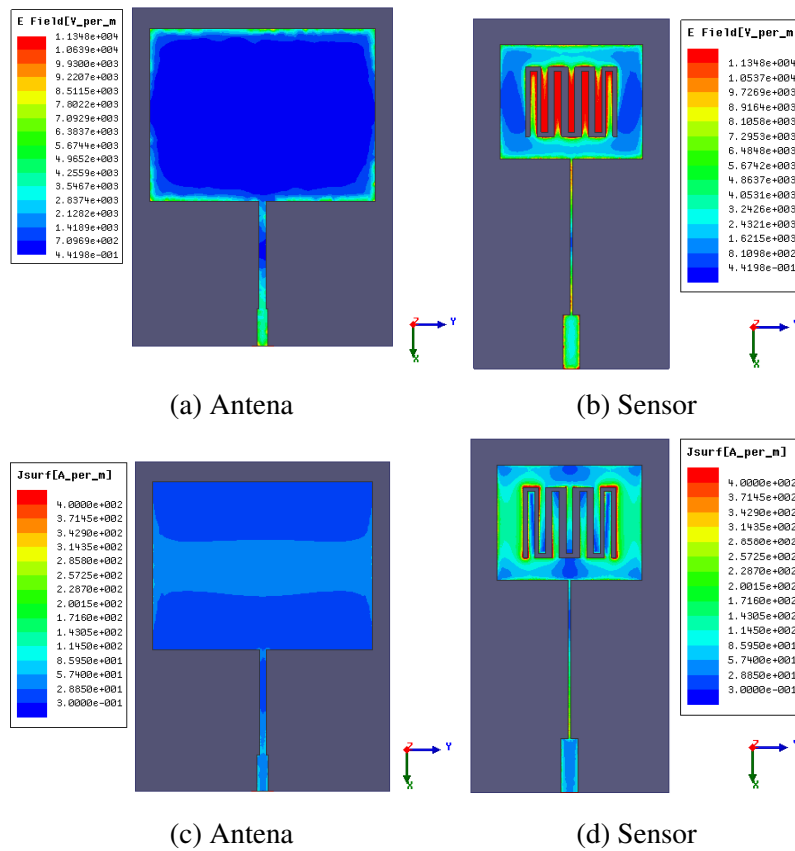


Figura 4.4: Distribuição de campo elétrico e de Corrente superficial na antena e no sensor de 1,5 GHz. (a) intensidade de campo elétrico na antena inicial; (b) intensidade de campo elétrico no sensor; (c) Corrente superficial na antena inicial; (d) corrente superficial no sensor

A Figura 4.5 apresenta o S11 da antena sensor, onde podemos ver que o dispositivo opera na banda entre 1,502 GHz e 1,526 GHz, com frequência de ressonância em aproximadamente 1,51 GHz, onde apresenta nível de inserção de aproximadamente $-26,39$ dB.

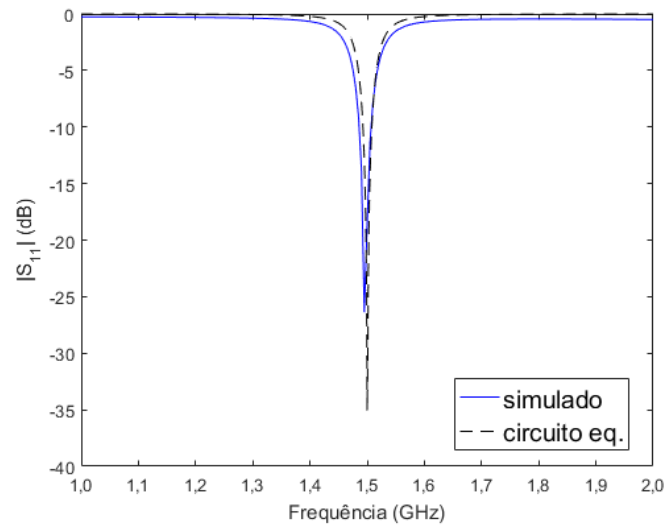


Figura 4.5: S_{11} do sensor de 1,5 GHz e do circuito equivalente.

4.2.1 Circuito equivalente

O circuito equivalente de uma antena é uma representação esquemática e matemática usada para caracterizar suas propriedades elétricas. Esse circuito permite emular o comportamento elétrico da antena através da combinação de componentes básicos de circuitos elétricos. A Figura 4.6 apresenta o circuito equivalente do sensor de 1,5 GHz proposto neste trabalho. O circuito apresentado é composto pela concatenação dos circuitos equivalentes dos três elementos principais que compõem o sensor: o *patch* irradiador, o transformador de um quarto de onda e o capacitor interdigital. O *patch* irradiador é responsável pela emissão e recepção das ondas eletromagnéticas, enquanto o transformador de um quarto de onda ajusta a impedância entre o *patch* e os demais componentes para garantir a máxima transferência de energia. Por fim, o capacitor interdigital é responsável por ajustar a capacitância do sistema, contribuindo para a sensibilidade e a faixa de operação da antena. A combinação desses três circuitos resulta em um modelo abrangente que reflete com precisão o comportamento da perda de retorno do sensor de umidade do solo proposto, como pode ser visto na Figura 4.5.

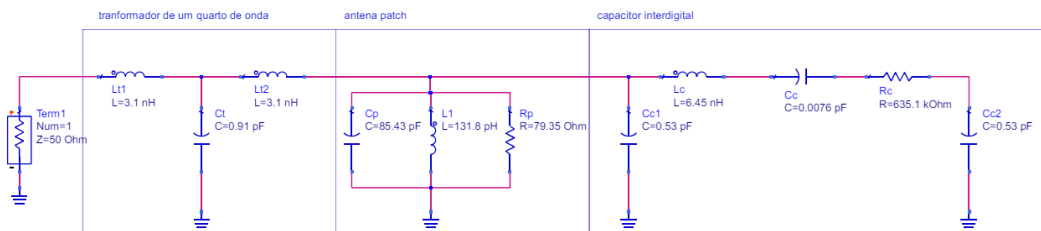


Figura 4.6: Circuito equivalente desenvolvido para representar a operação do sensor em 1,5 GHz.

Os valores dos componentes que compõem o circuito são calculados de acordo com a metodologia apresentada nos trabalhos [89–92], onde são apresentadas, respectivamente, as Equações de 4.10 e 4.11 em [89] para calcular os valores de indutância e capacitância do circuito equivalente do transformador de um quarto de onda:

$$L_t = \frac{Z_0}{2\pi f} \quad (4.10)$$

$$C_t = \frac{1}{2\pi Z_0 f} \quad (4.11)$$

Contudo, embora a Equação 4.10 tenha sido usada para calcular os valores das indutâncias do circuito equivalente do transformador de um quarto de onda, ao concatená-lo com os demais circuitos, foi necessário um ajuste fino no valor de indutância calculado. Isso, para que o coeficiente de reflexão do circuito equivalente do sensor se assemelhe ao máximo à antena proposta. Assim, as indutâncias L_t do circuito ficaram com 1/4 do valor calculado.

O circuito *tank* RLC presente no circuito representa o *patch* da antena e os valores C_p , L_p e R_p podem ser encontrados usando as Equações 4.12, 4.13 e 4.14 apresentadas em [90,91]:

$$C_p = \frac{LW\epsilon_0\epsilon_{eff}}{2h} \cos^2\left(\frac{\pi x_0}{L}\right) \quad (4.12)$$

$$L_p = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_p} \quad (4.13)$$

$$R_p = \frac{Q}{(2\pi f)^2 C_p} \quad (4.14)$$

Em que x_0 é a coordenada x onde a linha de alimentação encontra o *patch* (neste projeto $x_0 = 0$) e ϵ_0 é a constante de permissividade do vácuo ($8,85418782 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$). Além disso, ϵ_{eff} é a permissividade relativa do meio e Q é o fator de qualidade do irradiador. Esses dois últimos parâmetros podem ser calculados de acordo com as Equações 4.15 e 4.16, respectivamente:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4.15)$$

$$Q = \frac{c\sqrt{\epsilon_{eff}}}{4fh} \quad (4.16)$$

em que c é a velocidade da luz no vácuo.

Por fim, os valores de R_c , L_c , C_c , C_{c1} e C_{c2} podem ser calculados usando as Equações 4.17, 4.18, 4.19 e 4.20 [92]:

$$R_c = \frac{L_{fin}}{W_{fin}N} R_s \quad (4.17)$$

em que $R_s = \frac{\rho}{t}$ onde

$$C_{c1} = C_{c2} = 0,5 \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{cZ_0} L_{fin} \quad (4.18)$$

$$L_c = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} L_{fin} \quad (4.19)$$

$$C_c = \frac{\epsilon_{eff} \cdot 10^{-3}}{18\pi} \frac{K(k)}{K'(k)} (N-1) L_{fin} \text{ pF} \quad (4.20)$$

Em que Z_0 é a impedância característica dos dedos do IDC, que pode ser calculada a partir das dimensões L_{fin} e h . N , por sua vez, é o número de dedos do capacitor interdigital e R_s é a resistência de folha, expressa em Ohm por quadrado ($\Omega/\square$), do condutor utilizado no capacitor. No qual $R_s = \rho/t$, sendo ρ a resistividade do material condutor e t a espessura da folha de material condutor. Por fim, a razão entre a integral elíptica completa de primeiro tipo $K(k)$ e seu complemento $K'(k)$ é dada por:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right) & 0,707 \leq k \leq 1 \\ \frac{\pi}{\ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right)} & 0 \leq k < 0,707 \end{cases} \quad (4.21)$$

Em que:

$$k = \tan^2 \left(\frac{\pi W_{fin}}{4(W_{fin} + S)} \right) \quad \text{e} \quad k' = \sqrt{1 - k^2}$$

sendo S o espaçamento entre os dedos do capacitor interdigital.

4.3 Projeto do sensor de 1 GHz

Assim como no projeto do sensor de 1,5 GHz, os cálculos das medidas da antena de 1 GHz foram feitos utilizando as Equações 4.6 e 4.7 e considerando o substrato FR4 com 1,6 mm de espessura. Dessa forma, as dimensões obtidas foram $L \approx 71,3 \text{ mm}$ e $W \approx 91,3 \text{ mm}$, em que L e W representam o comprimento e a largura do *patch*, respectivamente.

Assim como no caso anterior, a antena foi projetada para ser alimentada com uma linha de transmissão de microfitas de 50 Ω , tornando necessário o uso de um circuito de casamento de impedância. A técnica de casamento de impedância adotada neste projeto foi *inset feed*, pois este tipo de alimentação se mostrou mais adequado para a miniaturização do sensor. As dimensões do *inset feed* ($L_{in} = 11,88 \text{ mm}$, $W_{in} = 6 \text{ mm}$) e da linha de microfita ($W_f = 3 \text{ mm}$, $L_f = 30 \text{ mm}$) foram calculadas conforme o método apresentado em [93]. As dimensões do substrato e do plano terra foram calculadas como sendo $L_g = L_f - L_{in} + L + 6 \cdot h \approx 109,9 \text{ mm}$ e $W_g = W + 6 \cdot h \approx 100,9 \text{ mm}$. A antena projetada pode ser vista na Figura 4.7.

Assim, a antena projetada apresenta frequência de ressonância em $f_r \approx 1 \text{ GHz}$ com nível de inserção de $-36,32 \text{ dB}$ e largura de banda de aproximadamente 21,1 MHz.

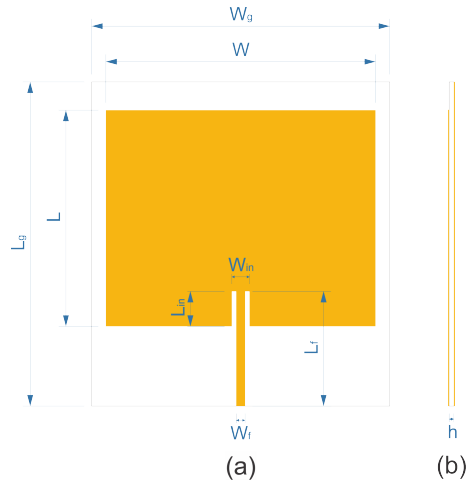


Figura 4.7: Antena de microfita projetada para operar em 1 GHz.

O capacitor interdigital proposto, apresentado na seção 4.1, foi projetado para ser integrado a um sensor-antena (sensor de permissividade de materiais sólidos) que opera 1,5 GHz e foi reutilizado no desenvolvimento do sensor em 1 GHz discutido neste trabalho. Porém, para simplificar o projeto do novo sensor, a configuração do IDC foi ajustada, assumindo-se um espaçamento contínuo entre seus dedos, de $S = 1,14 \text{ mm}$. Além disso, visando aprimorar a miniaturização do sensor de 1 GHz, optou-se por utilizar um capacitor com 9 dedos, em vez dos 7 dedos empregados no projeto anterior.

O capacitor foi então integrado ao *patch* da antena, resultando no *design* final do sensor-antena proposto, conforme ilustrado na Figura 4.8. A integração do IDC ao *patch* causou um deslocamento da frequência de ressonância para uma faixa significativamente mais baixa. Em resposta, foi necessário realizar um processo de parametrização, ajustando as dimensões do sensor para que ele operasse novamente em 1 GHz, com o menor nível de perda por inserção possível. As dimensões finais do sensor, após a otimização, estão apresentadas na Tabela 4.2.

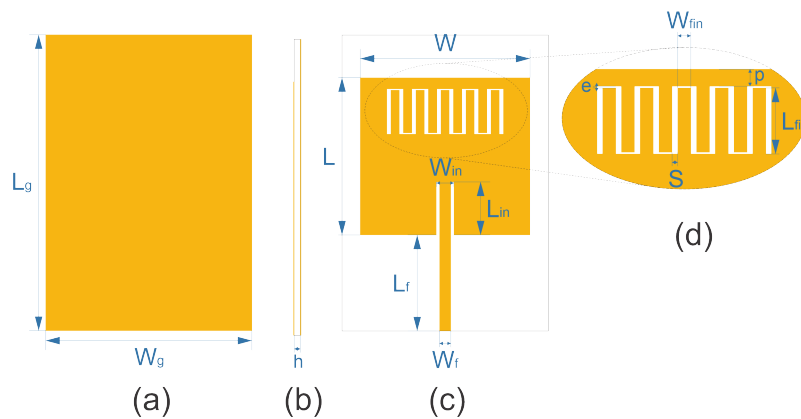
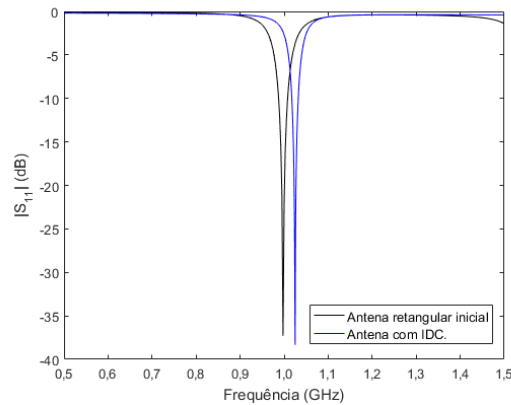


Figura 4.8: Projeto detalhado do sensor proposto que opera em 1 GHz. (a) vista traseira; (b) vista lateral; (c) vista frontal; e (d) vista expandida do capacitor interdigital.

Tabela 4.2: Dimensões finais do sensor proposto para operar em 1 GHz.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	valor (mm)
W	44,8	L	41,5
W_g	54,4	L_g	78
W_f	3	L_f	25,3
W_{in}	4,6	L_{in}	14
W_{fin}	2,3	L_{fin}	11,6
S	1	e	0,3
p	3		

A Figura 4.9 apresenta o S_{11} do sensor quando descarregado, onde é possível ver que o dispositivo opera na banda entre 1,0175 GHz e 1,032 GHz ($BW \approx 15$ MHz). Sua frequência de ressonância é aproximadamente 1,025 GHz, onde apresenta nível de inserção de aproximadamente $-38,4$ dB.

Figura 4.9: S_{11} do sensor proposto para operar em 1 GHz com e sem o IDC.

Simulando o dispositivo já otimizado no software comercial HFSS, foi possível verificar que a antena projetada, como desejado, apresenta alta intensidade do campo elétrico no interior de seu *patch*, como pode ser visto na Figura 4.10. Nessa, são exibidas a distribuição de campo elétrico e de corrente no *patch* do sensor e da antena retangular inicial em suas respectivas frequências de ressonância. Observando a figura, é possível verificar uma forte concentração de campo elétrico e de corrente superficial na região do IDC.

Por fim, com a introdução do capacitor interdigital ao sensor, surge a preocupação do surgimento de uma componente reativa na impedância de entrada, dificultando o casamento de impedância entre a antena e a alimentação. A Figura 4.11 apresenta as partes real (Resistiva) e imaginária (reativa) da impedância de entrada do sensor. O resultado apresentado na Figura mostra que, dentro da banda de operação (1,0175 GHz e 1,032 GHz), a antena se comporta majoritariamente como um elemento resistivo naquela frequência (sem reatância significativa).

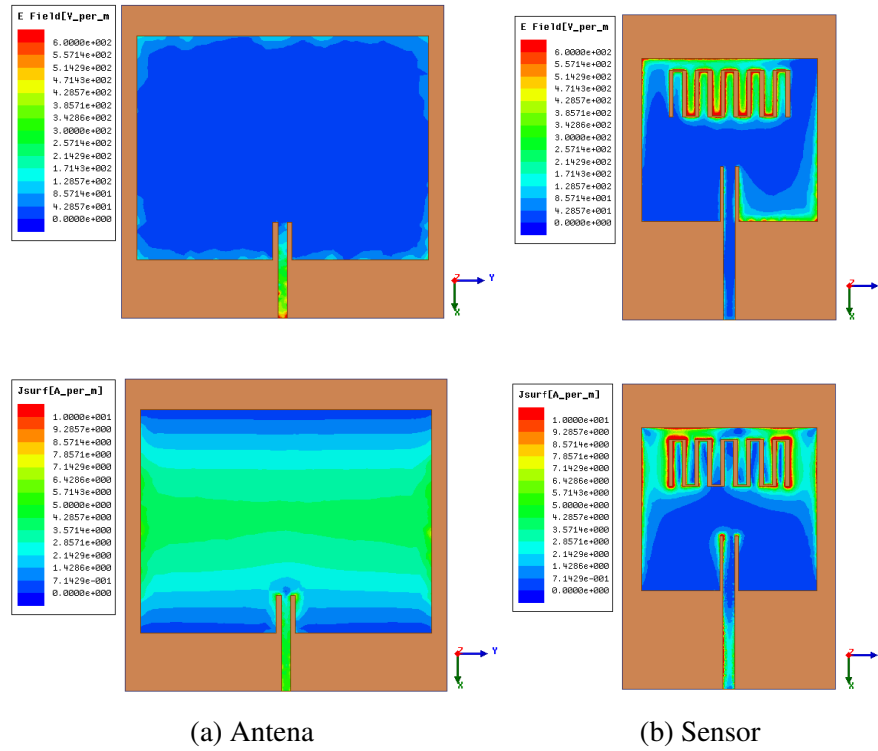


Figura 4.10: Distribuição de campo elétrico e de Corrente superficial na antena e no sensor projetado para operar em 1 GHz .

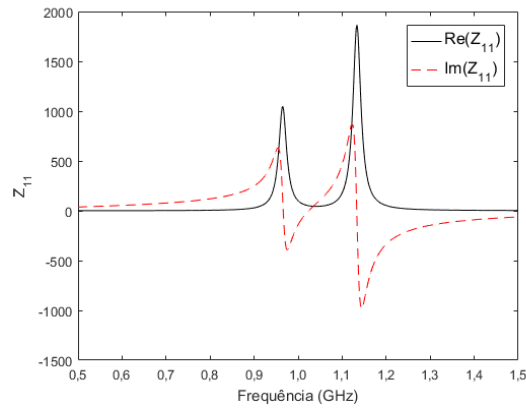


Figura 4.11: Impedância de entrada do sensor proposto.

4.3.1 Circuito equivalente

Seguindo a metodologia descrita na Subseção 4.2.1, um circuito equivalente também foi desenvolvido para o sensor projetado para operar em 1 GHz , conforme ilustrado na Figura 4.12. Embora os mesmos cálculos teóricos tenham sido utilizados, ajustes finos nos parâmetros do circuito *tank* RLC foram necessários para adequar a resposta em frequência do modelo às características simuladas do sensor. Por outro lado, em contraste com

o observado no sensor de $1,5\text{ GHz}$, os valores calculados das indutâncias L_{l1} e L_{l2} não demandaram modificações, preservando integralmente sua configuração teórica inicial.

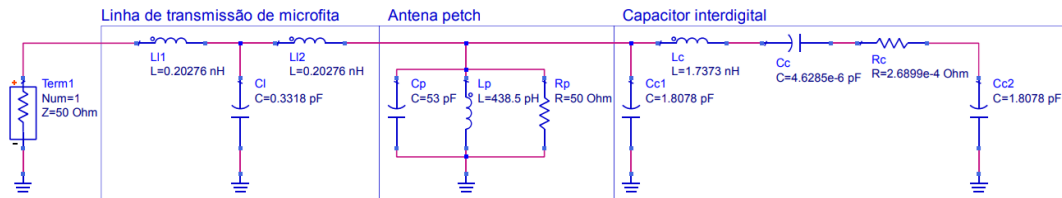


Figura 4.12: Circuito equivalente desenvolvido para representar a operação do sensor em 1 GHz .

A Figura 4.13 exibe o parâmetro S_{11} do sensor proposto sobreposto à curva correspondente do circuito equivalente desenvolvido. A análise comparativa evidencia uma concordância notável entre as curvas, validando assim a capacidade do modelo de reproduzir com alta precisão a resposta em frequência do dispositivo real.

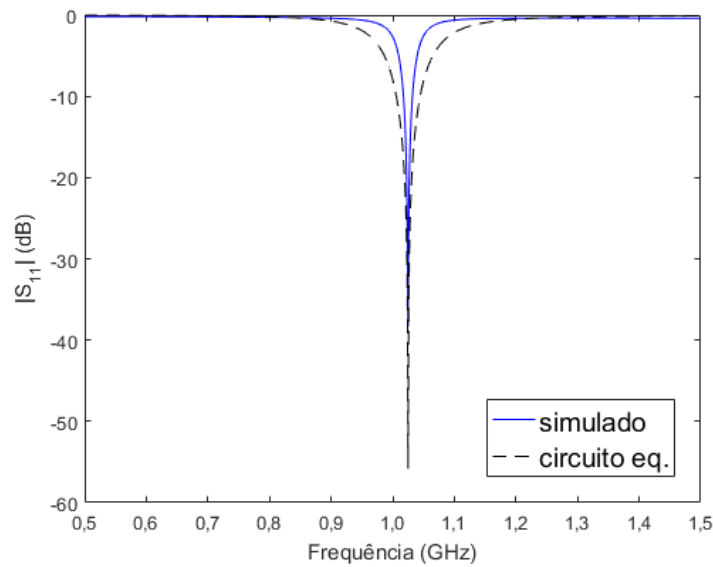


Figura 4.13: S_{11} do sensor projetado para operar em 1 GHz e do seu circuito equivalente.

Capítulo 5

Análise de Desempenho e Validação Experimental

Esta seção expõe e discute os resultados obtidos no desenvolvimento dos sensores planares de micro-ondas propostos neste trabalho, analisando-os de forma comparativa a luz dos resultados simulados e experimentais. Inicialmente, na Seção 5.1, são apresentados os resultados simulados para ambas as configurações: sensor de 1,5 GHz e sensor de 1 GHz. Esses dados foram obtidos por meio de simulações realizadas no *software* comercial ANSYS HFSS. A análise focou na capacidade dos dispositivos em atuarem como sensores de permissividade, avaliando a resposta dos sensores à variação da permissividade dielétrica e da tangente de perdas de um material sólido sob teste.

Na Seção 5.2, são discutidos os resultados experimentais exclusivos do sensor de 1,5 GHz. Para isso, um protótipo foi fabricado e submetido a ensaios de medição de umidade do solo. A caracterização da resposta em frequência foi realizada com um analisador de rede vetorial (VNA), permitindo correlacionar as leituras de umidade com as variações do parâmetro S_{11} . Além disso, a ausência de dados experimentais para o sensor de 1 GHz é detalhadamente justificada nesta seção.

5.1 Resultados simulados

Os dispositivos propostos neste trabalho foram concebidos para atuar como sensores de umidade do solo de alta sensibilidade. Ambos foram projetados como sensores do tipo ressonador, nos quais a detecção do teor de umidade do solo ocorre por meio da variação do parâmetro S_{11} , em resposta à variação das características dielétricas do solo, as quais são diretamente correlacionadas ao conteúdo de água presente neste. Assim, uma estratégia preliminar para avaliar a funcionalidade dos sensores consiste em analisar o comportamento de suas respostas em frequência mediante a variação das características dielétricas de um material sólido.

Para isso, os dispositivos foram simulados no *software* comercial ANSYS HFSS v.15. Nas simulações, um material sob teste (MUT) genérico foi posicionado sobre os dispositivos, contido em um recipiente de poliuretano ($\epsilon_r = 1,08$ e $\tan(\delta) = 0,0016$, modelo fr-3703 da *General plastics*) com as mesmas dimensões dos dispositivos, 5 mm de altura e paredes de 2 mm de espessura, conforme ilustrado na Figura 5.1. A representação gráfica

exibe o modelo tridimensional do sensor operando em $1,5\text{ GHz}$, como descrito acima. Um modelo tridimensional análogo foi usado para simular o comportamento do sensor de 1 GHz .

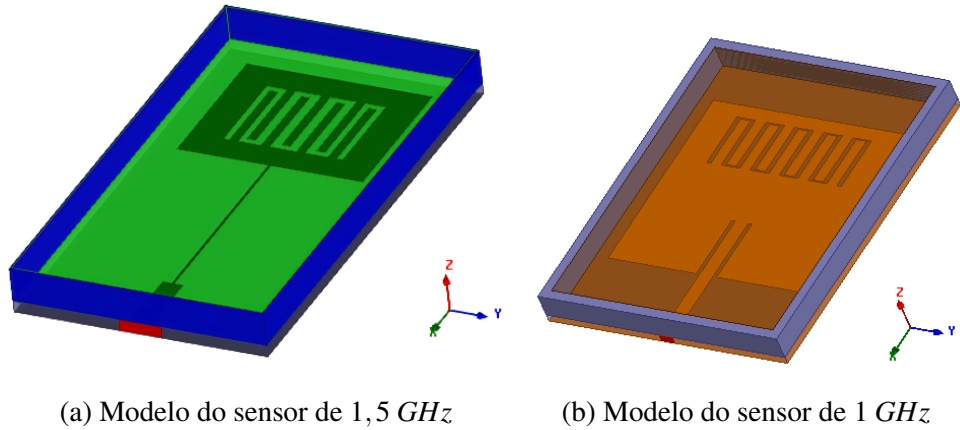


Figura 5.1: Modelos tridimensionais dos sensores projetados e utilizados na obtenção dos resultados simulados.

5.1.1 Sensor de $1,5\text{ GHz}$

Inicialmente, para avaliar o desempenho do sensor, realizou-se uma simulação com um MUT genérico sem perdas. Durante a simulação, variou-se a permissividade relativa (ϵ_r) do material em dois intervalos distintos: de 1 a 10, com incremento unitário, e de 12 a 26, com incremento de 2. Os resultados, ilustrados na Figura 5.2, demonstram como a frequência de ressonância do dispositivo muda com a variação da constante dielétrica do material, deslocando-se para frequências mais baixas com o aumento de ϵ_r , enquanto a perda de inserção se manteve abaixo de -10 dB em todos os casos. Esse comportamento mostra a capacidade do sensor proposto de medir a permissividade de materiais sólidos de baixa perda em uma ampla faixa de valores, o que, por extensão, indica que esse também é capaz de medir a permissividade de solos em uma vasta gama de níveis de umidade.

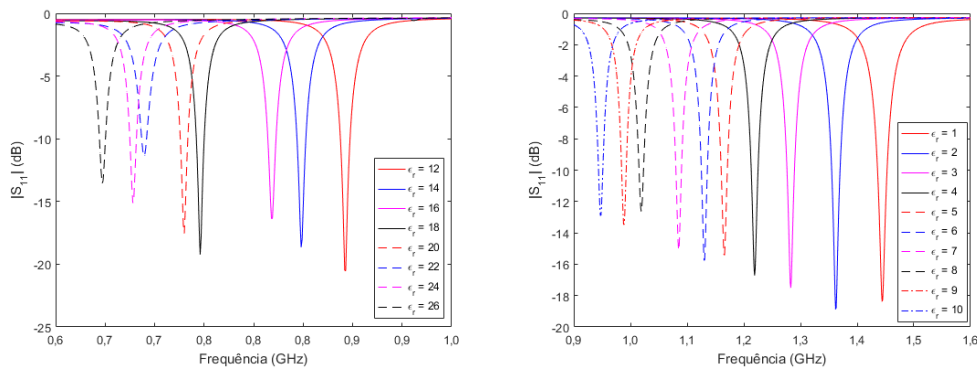
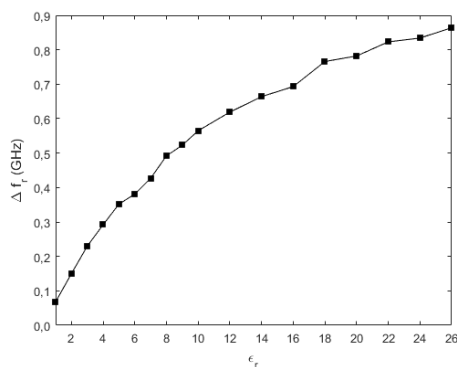


Figura 5.2: S_{11} do sensor de $1,5\text{ GHz}$ para diferentes valores de permissividade relativa do material sob teste.

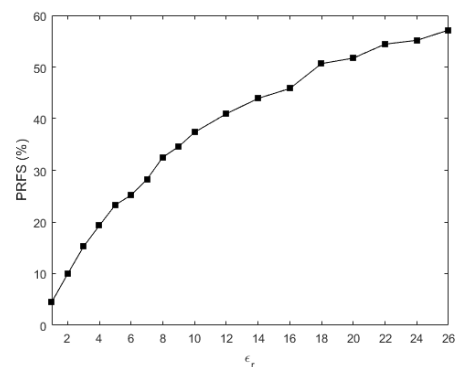
Os resultados vistos na Figura 5.2 foram sintetizados na Tabela 5.1, onde são listadas as frequências de ressonância correspondentes a cada valor de ϵ_r testado. A partir desses resultados, foram calculados os parâmetros apresentados nas Equações 3.3, 3.4 e 3.5, sendo estes, respectivamente: o desvio de frequência (Δf), o percentual de deslocamento de frequência de ressonâncias (PRFS, do inglês *Percentage Resonance Frequency Shift*) e a sensibilidade do sensor (S).

Tabela 5.1: Frequências de ressonância do sensor de 1,5 GHz para cada valor de de permissividade testado.

ϵ_r	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f_r (GHz)	1,444	1,362	1,282	1,220	1,160	1,131	1,085	1,020	0,989	0,947
ϵ_r	12	14	16	18	20	22	24	26	-	-
f_r (GHz)	0,893	0,848	0,819	0,746	0,730	0,689	0,678	0,648	-	-



(a) Deslocamento de frequência.



(b) PRFS.

Figura 5.3: Deslocamento da frequência de ressonância do sensor de 1,5 GHz devido a variação de permissividade.

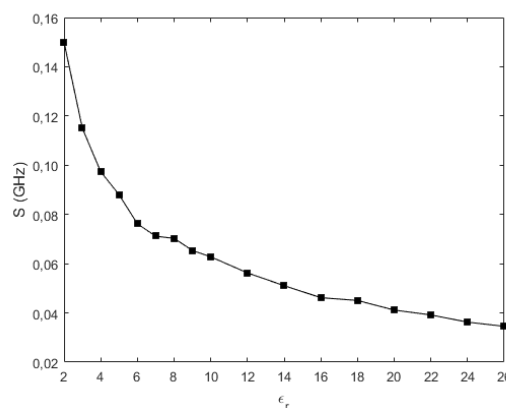


Figura 5.4: Sensibilidade do sensor de 1,5 GHz.

A partir dos resultados apresentados na Figura 5.3, é possível observar que o dispositivo proposto apresenta um percentual de deslocamento de frequência de ressonâncias máximo de $PRFS_{\text{máx}} = 56,8\%$ quando a permissividade relativa do material varia de 1 a 26. Isso representa um deslocamento de frequência de 852 MHz. Além disso, a Figura 5.4 mostra que o dispositivo proposto possui sensibilidade mínima de 34 MHz e máxima de 140 MHz.

Contudo, para validar efetivamente a capacidade do sensor desenvolvido em medir a umidade do solo, a análise isolada da resposta em frequência frente à variação da permissividade de um material sem perdas é insuficiente. Isso ocorre porque, embora solos secos apresentem baixa tangente de perdas, já que o ar e os minerais do solo apresentam perdas reduzidas. Com o aumento da umidade, a água substitui o ar nos poros do solo, elevando a tangente de perdas devido às maiores perdas intrínsecas da água e ao seu comportamento polar em resposta ao campo eletromagnético. Portanto, investigar o aumento da tangente de perdas em materiais com diferentes permissividades dielétricas é crucial para avaliar a resposta do sensor às variações nas propriedades dielétricas do solo em distintos níveis de umidade. Para tal, o sensor foi simulado com seis MUT genéricos, com permissividades dielétricas de 1, 5, 9, 12, 18 e 21. Em cada simulação, a tangente de perdas foi sistematicamente variada de 0 a 0,1 em incrementos de 0,02. Os resultados dessa análise, apresentados na Figura 5.5, demonstram o comportamento do parâmetro S_{11} em função do aumento da tangente de perdas para cada valor de permissividade testado.

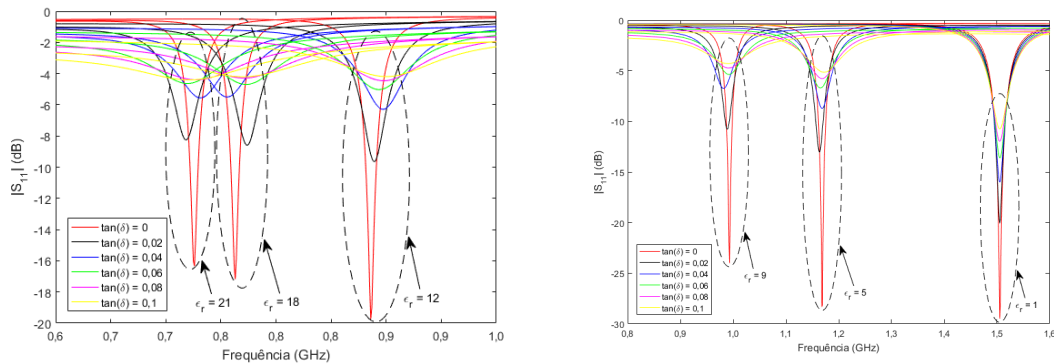


Figura 5.5: Efeito da variação da tangente de perdas no S_{11} do sensor de 1,5 GHz proposto.

Os resultados apresentados na Figura 5.5 demonstram que o sensor desenvolvido exibe razoável insensibilidade à variação da tangente de perdas ($\tan(\delta)$) do material para valores de permissividade relativa ≤ 9 . Conforme evidenciado nos resultados apresentados, o parâmetro S_{11} do sensor mantém-se em um nível ≤ -5 dB para todos os valores de $\tan(\delta)$ testados quando $\epsilon_r \leq 9$ e sem alterações expressivas em sua frequência de ressonância.

Por fim, com base nos dados detalhados na Tabela 5.1, uma expressão polinomial de terceira ordem com coeficiente de determinação (R^2) de 0,997, apresentada na Equação 5.1, foi obtida para modelar a relação entre a permissividade relativa do material sob teste (ϵ_r) e a frequência de ressonância do sensor (f_r). Os valores simulados e a curva de ajuste obtida são comparados na Figura 5.6.

$$\epsilon_r = -47,4f_r^3 + 185f_r^2 - 255f_r + 126 \quad (5.1)$$

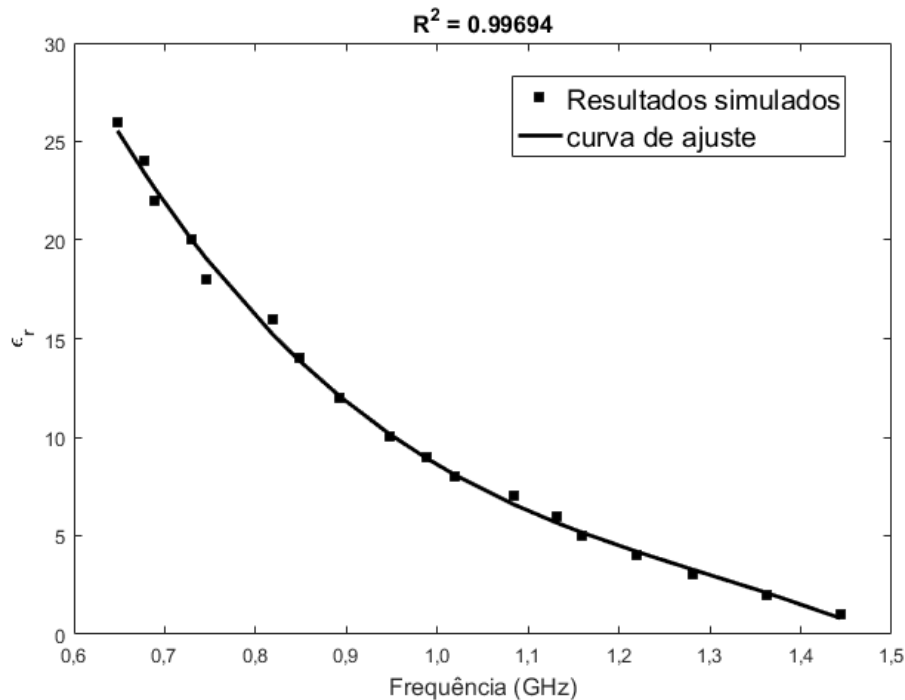


Figura 5.6: Valores simulados do sensor de 1,5 GHz e curva de ajuste de ϵ_r x f_r .

5.1.2 Sensor de 1 GHz

Conforme descrito na Seção 4.3, um segundo sensor foi projetado com base em um capacitor interdigital acoplado a uma antena de microfitas. O objetivo desse dispositivo era investigar se sensores operando em faixas sub-GHz, conforme sugerido pela literatura revisada na Subseção 2.3, poderiam ampliar a faixa de medição de umidade do solo sem comprometer a precisão. Para tal, foi desenvolvido um sensor operando em 1 GHz em quando descarregado, cujo projeto foi detalhado na seção 4.3.

Seguindo a mesma metodologia aplicada ao sensor de 1,5 GHz, avaliou-se inicialmente o desempenho do dispositivo por meio de simulações com um Material sob Teste (MUT) genérico sem perdas. Os resultados, ilustrados na Figura 5.7, demonstram que a frequência de ressonância do dispositivo muda com a variação da constante dielétrica do material, se deslocando para frequências mais baixas com o aumento de ϵ_r , enquanto a perda de inserção se manteve abaixo de -10 dB em todos os casos.

Os dados simulados representados graficamente na Figura 5.7 estão sintetizados na Tabela 5.2, que lista as frequências de ressonância da antena para cada valor de permissividade relativa testado. Com base nesses resultados, o desvio de frequência (Δf), o deslocamento percentual de frequência de ressonância (PRFS) e a sensibilidade do sensor (S) foram calculados de acordo com as Equações 3.3, 3.4 e 3.5. Esses parâmetros calculados podem ser observados graficamente nas Figuras 5.8 e 5.9.

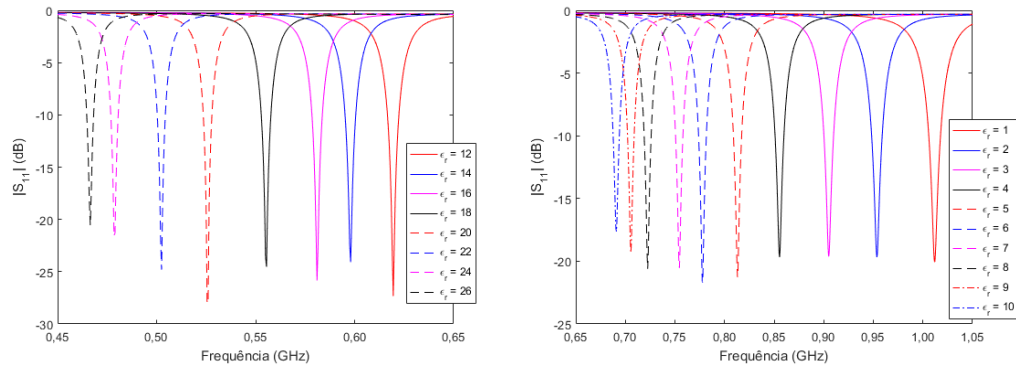


Figura 5.7: S_{11} do sensor de 1 GHz para diferentes valores de permissividade relativa do material sob teste.

Tabela 5.2: Frequências de ressonância do sensor de 1 GHz para cada valor de de permissividade testado.

ϵ_r	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f_r (GHz)	1,0120	0,9535	0,9050	0,8555	0,8130	0,7780	0,7545	0,7225	0,7055	0,6910
ϵ_r	12	14	16	18	20	22	24	26	-	-
f_r (GHz)	0,6195	0,5980	0,5810	0,5555	0,5260	0,5025	0,4785	0,4665	-	-

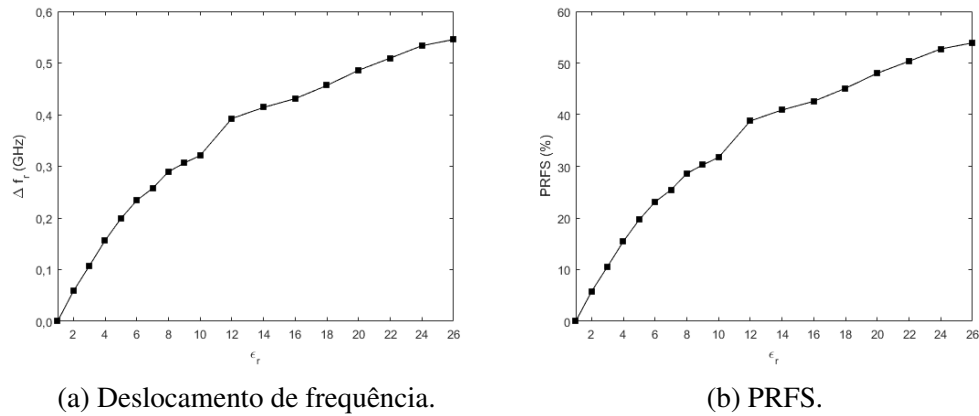


Figura 5.8: Deslocamento de frequência de ressonância devido a variação de permissividade.

A partir dos resultados apresentados na Figura 5.8, é possível observar que o dispositivo proposto apresenta um percentual de deslocamento de frequência de ressonâncias máximo de $PRFS_{\text{máx}} = 56,8\%$ quando a permissividade relativa do material varia de 1 para 26. Isso representa um deslocamento de frequência de 545,5 MHz. Além disso, a Figura 5.9 mostra que o sensor apresenta sensibilidade mínima de 34 MHz e máxima de 140 MHz.

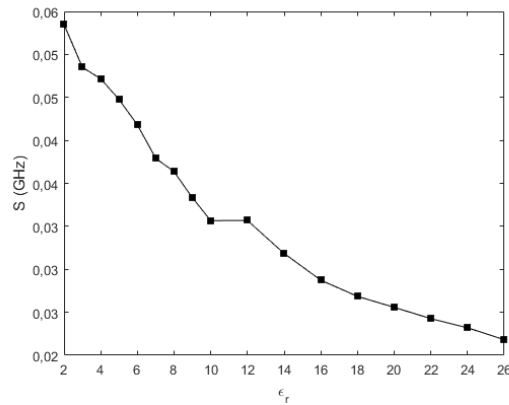


Figura 5.9: Sensibilidade do sensor.

Essas métricas, Δf , PRFS e Sensibilidade, podem ser utilizadas para comparar os dois sensores projetados nesse trabalho: o sensor de 1,5 GHz e o de 1 GHz. A comparação está ilustrada na Figura 5.10. Observa-se que, embora o sensor de 1 GHz apresente um desvio de frequência absoluto menor que o de 1,5 GHz, em termos percentuais, tanto o desvio de frequência quanto a sensibilidade de ambos os sensores se mostraram equivalentes, apresentando valores de PRFS e sensibilidade semelhantes em todo o intervalo de permissividade simulado.

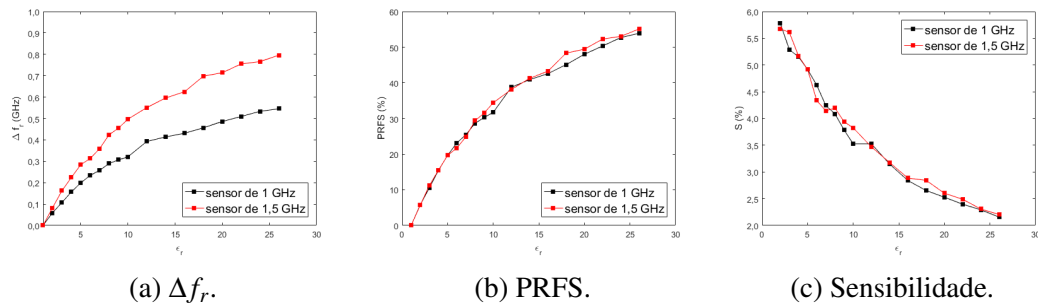


Figura 5.10: Comparação entre o sensor projetado para operar em 1 GHz e o projetado para operar em 1,5 GHz.

Além disso, esses parâmetros podem ser utilizados para comparar o desempenho dos dois dispositivos propostos com outros sensores encontrados na literatura. A Figura 5.11 ilustra essa comparação de forma gráfica. A Figura 5.11a mostra a variação absoluta das frequências de ressonância dos aparelhos em função do aumento da permissividade de um MUT ideal, sem perdas ($\tan(\delta) = 0$). Observa-se que os equipamentos desenvolvidos exibem os menores deslocamentos de frequência em relação aos demais. No entanto, ao analisar os resultados juntamente com as respectivas frequências de ressonância de cada sensor, verifica-se que os sensores com frequências de ressonância mais baixas tendem a apresentar menores deslocamentos absolutos de frequência. Assim, uma maneira mais adequada de avaliar e comparar o desempenho desses aparelhos consiste no percentual de deslocamento de frequência de ressonância (PRFS), ilustrado na Figura 5.11b. Nesse

critério, ambos os sensores propostos demonstram melhor desempenho que os demais dispositivos analisados.

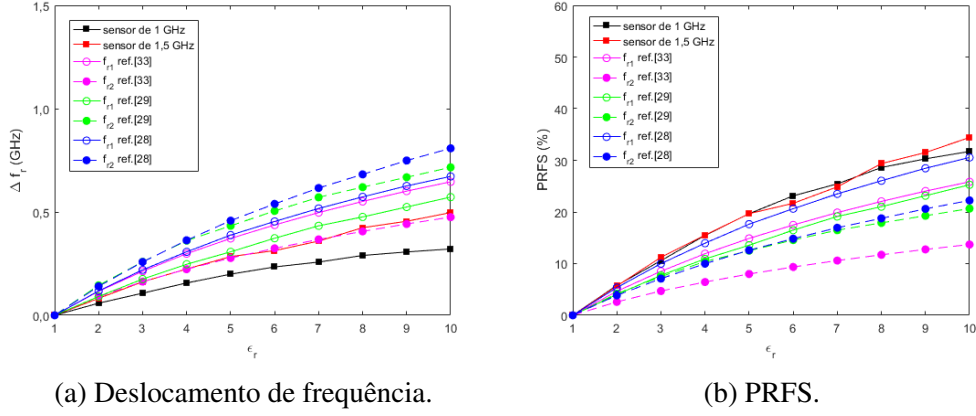


Figura 5.11: Comparação do deslocamento de frequência de ressonância dos sensores proposto com outros sensores encontrados na literatura.

Pelas mesmas razões, a comparação direta da sensibilidade entre sensores que operam em diferentes faixas de frequência não é apropriada. Para superar essa limitação, utiliza-se a sensibilidade percentual, calculada conforme a Equação 5.2.

$$S(\%) = \frac{f_{ru} - f_{rl}}{f_{ru}} \cdot \frac{1}{\Delta \epsilon_r} \times 100 \quad (5.2)$$

A Figura 5.12 apresenta uma comparação entre a sensibilidade percentual dos sensores propostos e a de três sensores disponíveis na literatura. Essa comparação revela que, em todo o intervalo considerado, ambos os sensores propostos apresentam sensibilidade percentual superior aos demais dispositivos avaliados. Além disso, as Figuras 5.13a e 5.13b mostram a melhoria obtida em termos de PRFS (*Percent Relative Frequency shift*) e sensibilidade, respectivamente, em comparação aos três sensores avaliados. O PRFSE (*Enhancement in Percent Relative Frequency Shift*) e a SE (*Sensitivity Enhancement*) foram calculados conforme as Equações 5.3 e 5.4. As figuras destacam as melhorias considerando apenas as frequências que apresentaram os melhores resultados de PRFS e sensibilidade para cada um dos três sensores avaliados em comparação ao sensor de 1 GHz, que, como visto nas Figuras 5.11b e 5.10c, têm PRFS e sensibilidade muito semelhantes ao sensor de 1,5 GHz. Adicionalmente, complementando essas análises comparativas, a Tabela 5.3 sintetiza e expande a comparação entre os parâmetros dos sensores propostos e outros sensores de permissividade reportados na literatura.

$$PRFSE = \frac{PRFS_{\text{proposto}}}{PRFS_{\text{ref.}}} \quad (5.3)$$

$$SE = \frac{S_{\text{proposto}}}{S_{\text{ref.}}} \quad (5.4)$$

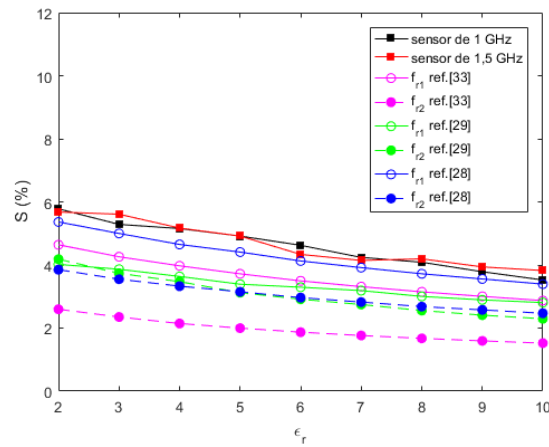
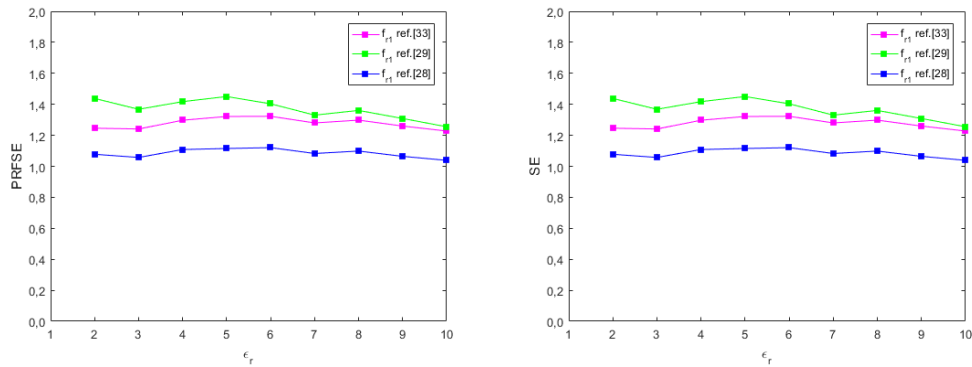


Figura 5.12: Comparação entre a sensibilidade dos sensores propostos com outros sensores encontrados na literatura.



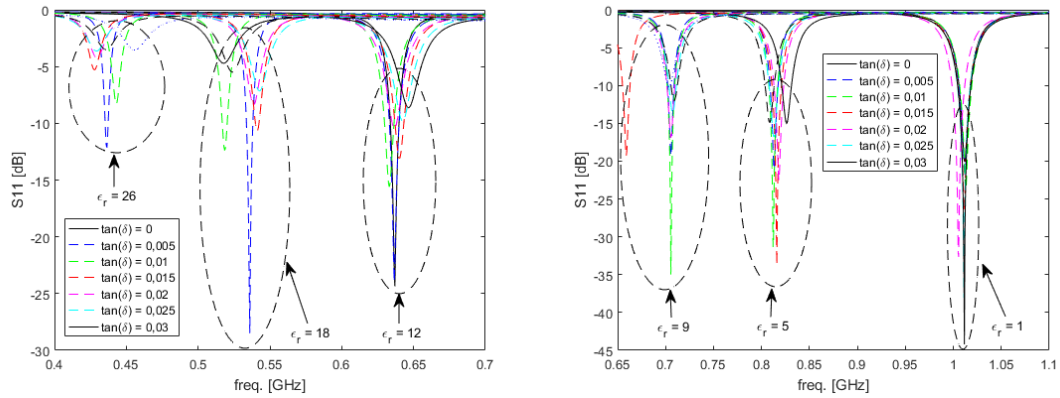
(a) Melhoria do PRFS (PRFSE, sigla em inglês). (b) Melhoria da sensibilidade (SE, sigla em inglês).

Figura 5.13: Melhoria das figuras de mérito do sensor de 1 *GHz* proposto em relação aos outros sensores avaliados.

Os resultados apresentados até o momento tiveram como objetivo avaliar a capacidade do sensor que opera em 1 *GHz* de medir com precisão uma ampla faixa de permissividade dielétrica em materiais sólidos sem perdas. Essa capacidade é um indicativo de que o sensor também pode ser adequado para aplicações como o sensoriamento de umidade do solo com uma ampla faixa de medição. No entanto, apesar dos resultados promissores, em condições reais, o aumento do teor de umidade no solo não apenas eleva sua permissividade dielétrica, mas também sua tangente de perdas. Portanto, simular o efeito do aumento da tangente de perdas do material sob teste em diferentes valores de permissividade dielétrica é crucial para avaliar a capacidade do sensor de medir a permissividade de solos em diferentes níveis de umidade. O resultado dessa análise é apresentado na Figura 5.14.

Tabela 5.3: Comparação do sensor proposto com outros sensores disponíveis na literatura em termos de sensoriamento de permissividade.

Ref.	tipo	Dimensões (mm ²)	Elemento de sensibilidade	freq. Ressonância (GHz) ($\epsilon_r = 1$)	S (MHz) ($\epsilon_r = 10$)	S (GHz) ($\epsilon_r = 2$)	S (%) ($\epsilon_r = 10$)	PRFS (%) ($\epsilon_r = 10$)	faixa de medição
[23]	Antena planar	3072	CSRR duplo circular	$f_{r1} = 2,26$ $f_{r2} = 3,47$	63,56 79,56	91,00 145,00	2,83 2,28	25,26 20,66	$\epsilon_r = 1 - 10$
[27]	Antena planar	6400	fenda retangular	$f_{r1} = 2,50$ $f_{r2} = 3,47$	72,00 53,00	116,00 90,00	2,88 1,53	25,83 13,70	$\epsilon_r = 1 - 10$
[22]	Antena planar	2304	CSRR duplo retangular	$f_{r1} = 2,20$ $f_{r2} = 3,65$	75,00 90,00	118,00 140,00	3,39 2,47	30,54 22,23	$\epsilon_r = 1 - 10$
[26]	R-SSF	3000	-	$f_r = 2,4$	35,67	58,00	3,52	31,72	$\epsilon_r = 1 - 10$
[25]	C-SRR	4225	-	$f_{r1} = 2,40$	76,44	163,00	3,18	28,67	$\epsilon_r = 1 - 10$
Sensor de 1 GHz	Antena planar	4243	IDC	$f_{r1} = 1,00$	90,00	150,00	3,72	30,75	$\epsilon_r = 1 - 26$
Sensor de 1,5 GHz	Antena planar	2349	IDC	$f_r = 1,50$	55,22	82,00	3,82	34,42	$\epsilon_r = 1 - 26$

Figura 5.14: Efeito da tangente de perdas no S_{11} do sensor proposta que opera em 1 GHz.

Os resultados apresentados na Figura 5.14 mostram que o sensor proposto apresenta rápida degradação de seu coeficiente de reflexão com o aumento da tangente de perdas do MUT. Em $\epsilon_r = 26$, o S_{11} do sensor se degrada muito rapidamente, de tal forma que, para tangentes de perda acima de 0,035, já se torna bastante difícil identificar a frequência de ressonância do sensor, inviabilizando assim sua capacidade de sensoriamento em materiais com tangente de perda acima desse limiar. Na Figura 5.15, podemos observar mais detalhadamente a degradação da resposta em frequência do sensor com a variação de $\tan(\delta)$. Também é possível comparar o comportamento do sensor de 1 GHz com o de 1,5 GHz.

Em uma análise comparativa, é possível observar que os resultados divergem do com-

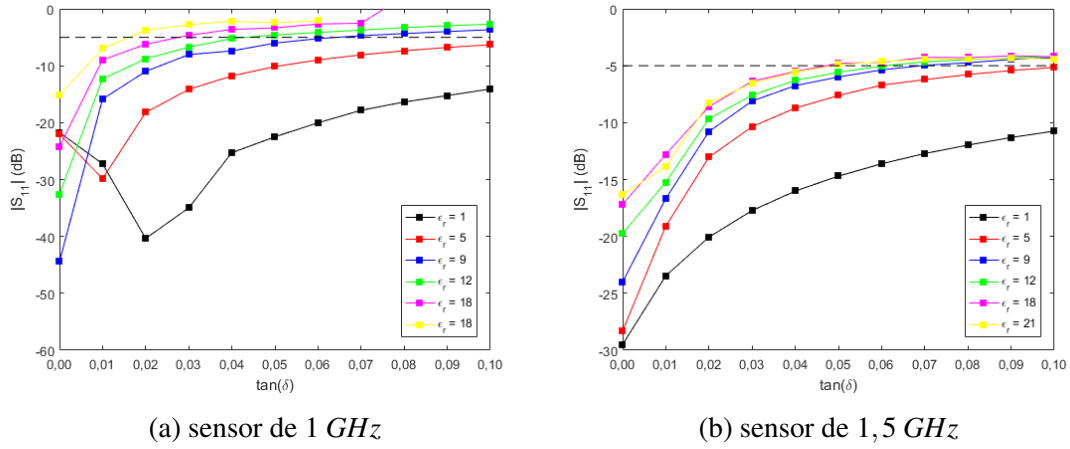


Figura 5.15: S_{11} dos sensores propostos com o aumento da $\tan(\delta)$ do MUT para vários valores de permissividade relativa.

portamento esperado: o sensor de 1,5 GHz apresenta desempenho levemente superior ao do sensor de 1 GHz quanto à degradação do parâmetro S_{11} frente ao incremento da tangente de perdas ($\tan(\delta)$) do material. Para o sensor operando em 1 GHz, os resultados simulados indicam que, quando $\epsilon_r \geq 9$, o parâmetro S_{11} apresenta degradação significativa, dificultando a identificação precisa da frequência de ressonância quando $\tan(\delta) \geq 0,06$. Por outro lado, para o sensor de 1,5 GHz, os resultados mostram que, para $\epsilon_r \leq 12$, é possível distinguir a frequência de ressonância do aparelho até aproximadamente $\tan(\delta) = 0,08$.

5.2 Resultados experimentais

Nesta seção, são apresentados e analisados os resultados experimentais referentes às medições de umidade do solo realizadas com o sensor de 1,5 GHz proposto, visando validar seu desempenho funcional em condições práticas. A escolha pela análise exclusiva do sensor de 1,5 GHz foi justificada pelos resultados prévios discutidos na seção anterior, os quais evidenciaram que o sensor de 1 GHz apresenta degradação mais acentuada da resposta em frequência em função do incremento da tangente de perdas do material. Esse comportamento indica que sua faixa operacional para medição de umidade do solo é significativamente limitada, além de não oferecer vantagens comparativas à sensibilidade apresentada pelo modelo de 1,5 GHz.

Para realizar as medições, um protótipo do sensor proposto foi fabricado e submetido a ensaios controlados de medições de umidade do solo em condições laboratoriais. A Figura 5.16 mostra o protótipo fabricado e o *setup* experimental utilizado, composto pelo sensor conectado a um analisador de redes vetoriais (VNA), modelo *Rohde and Schwarz* ZNB40, e acoplado a um recipiente de PLA (ácido polilático) com dimensões de 30 mm (largura) $\times$ 30 mm (comprimento) $\times$ 20 mm (altura) e espessura de 0,2 mm, projetado para manter as amostras de solo fixas sobre o sensor. A figura 5.17 mostra o S_{11} simulado e

medido do sensor proposto descarregado. Os dois resultados apresentam um bom grau de concordância, embora uma pequena diferença na frequência de ressonância possa ser observada. Os resultados ilustrados na Figura são detalhadamente descritos na tabela 5.4.

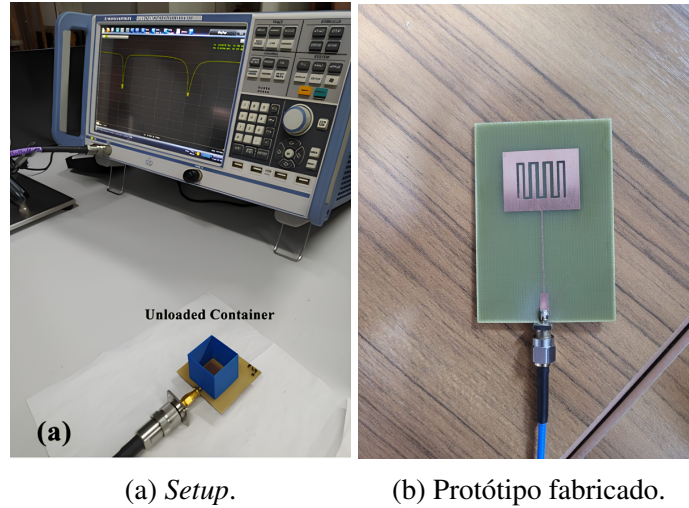


Figura 5.16: Configuração experimental usada nas medições de umidade de solo

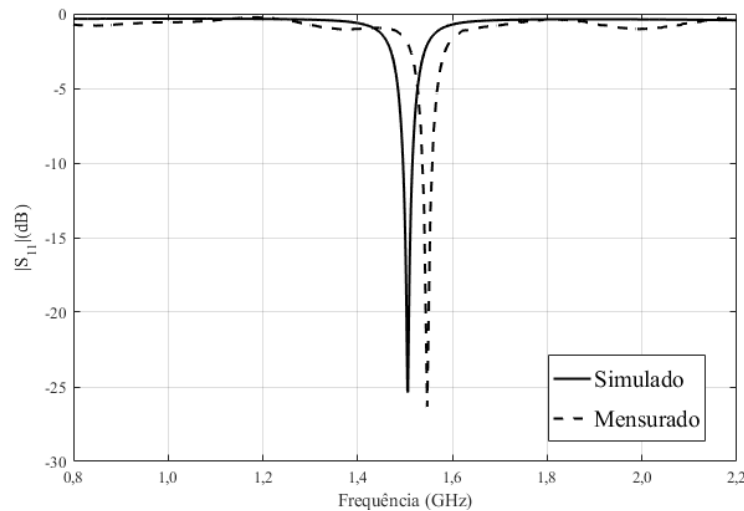


Figura 5.17: Comparação entre o S_{11} medido e simulado do sensor proposto.

Uma vez estabelecido o esquema de medições, deu-se início à coleta dos dados experimentais. O estudo utilizou amostras de Latossolo preparadas com diferentes teores de umidade. Foram preparadas amostras de solo com variações controladas de umidade, utilizando o método gravimétrico. Como discutido na seção 2.1, inicialmente as amostras de solo foram secas em estufa, mantendo-as a 105-110 °C por 24h até a obtenção de massa constante, estabelecendo a condição de solo seco (0% de umidade), conforme estabelecido em [31]. As amostras úmidas foram constituídas mediante adição progressiva de água destilada. Para cada incremento de 1% no teor de umidade, uma massa equiva-

Tabela 5.4: Comparação entre o S_{11} simulado e medido do sensor proposto descarregado.

	f_r (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	BW (MHz)
Resultados simulados	1,506 GHz	-25,39	~ 20
Resultados medidos	1,547 GHz	-26,34	~ 20

lente de solo seco foi removida, mantendo-se a massa total constante em 10 g. O teor de umidade volumétrico (θ_v) de cada amostra foi calculado segundo a equação 2.1.

Para efetuar as medições, cada amostra com uma concentração diferente de água foi adicionada ao recipiente, cobrindo completamente o sensor. Para cada nível de umidade da amostra de solo, foram realizadas três medições do coeficiente de reflexão a fim de assegurar a confiabilidade estatística dos dados. Os parâmetros S_{11} do dispositivo proposto para cada amostra de latossolo são mostrados na Figura 5.18. O comportamento observado espelhou as simulações, onde se verificou uma diminuição da frequência de ressonância do sensor à medida que a umidade relativa do solo aumentava.

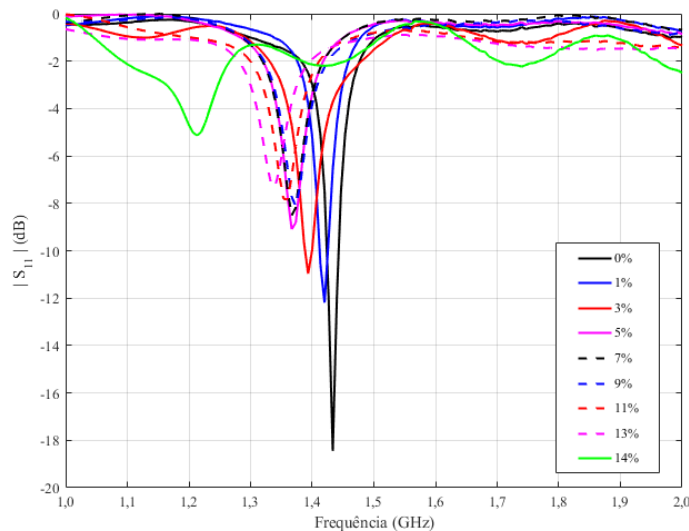


Figura 5.18: S_{11} do sensor fabricado para níveis de umidade em uma amostra de latossolo.

Os valores das frequências de ressonância medidos em função do teor de água no solo (SWC), apresentados na Figura 5.18, estão detalhados na Tabela 5.5. A partir desses dados, aplicou-se a Equação 5.1 para calcular a permissividade relativa (ϵ_r) da amostra de solo. Com base nos resultados, uma segunda equação, que relaciona diretamente o SWC a ϵ_r , foi obtida, permitindo estimar o teor de água do solo a partir de suas propriedades dielétricas.

Tabela 5.5: Frequências de ressonância do sensor e ϵ_r calculado para cada valor SWC (%) da amostra de solo.

	SWC (%)								
	0	1	3	5	7	9	11	13	14
f_r (GHz)	1,433	1,420	1,393	1,367	1,367	1,373	1,353	1,340	1,213
ϵ_r calculado	1,105	1,214	1,639	2,044	1,843	2,044	2,340	2,533	6,674

A Figura 5.19 ilustra a relação entre a constante dielétrica (ϵ_r) e o SWC, evidenciando um crescimento exponencial da permissividade com o aumento do teor de água. Os pontos representam os valores experimentais, enquanto a linha contínua corresponde à curva ajustada por regressão exponencial complementar, cuja expressão matemática é descrita na Equação 5.5.

$$SWC (\%) = 14(1 - 3e^{-0,9\epsilon_r}) + 0,8 \quad (5.5)$$

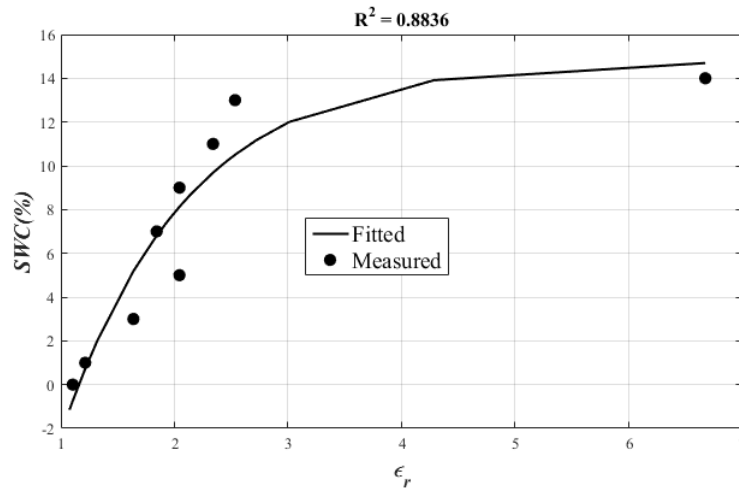


Figura 5.19: SWC (%) em função do permissividade relativa estimada da amostra de latosolo.

Três importantes parâmetros para determinar a validade do sensor foram apresentados em [22]. São eles o valor do erro, a sensibilidade e a resolução de detecção de frequência. O erro é calculado pela diferença entre a frequência de ressonância da simulação da amostra (f_{SS}), a frequência de ressonância da medição da amostra (f_{SM}) e a frequência de ressonância em espaço livre (f_{FL}), como na Equação 5.6. Uma discrepância reduzida entre ambos indica um baixo valor de erro, refletindo a precisão do dispositivo.

$$Erro (\%) = \frac{|f_{SS} - f_{SM}|}{f_{FL}} \times 100 \quad (5.6)$$

Neste trabalho, o erro médio calculado entre os resultados simulados e os medidos é

de 3,56%. Tal valor é considerado aceitável na determinação do teor de umidade do solo, alinhando-se aos padrões de exatidão requeridos para aplicações práticas.

Por sua vez, a sensibilidade do sensor expressa o nível de estabilidade do mesmo e é definida como a variação relativa da frequência de ressonância do dispositivo por unidade de mudança do teor de água em uma amostra de solo. O cálculo desse parâmetro é realizado conforme a Equação 5.7:

$$S = \frac{f_{\text{máx}} - f_{\text{min}}}{f_{\text{máx}}} \cdot \frac{1}{\Delta SWC} \times 100 \quad (5.7)$$

em que $f_{\text{máx}}$ é a frequência de ressonância medida com o sensor carregado com a amostra de solo com o menor teor de umidade testado, f_{min} é a frequência de ressonância medida com o sensor carregado com a amostra de solo com o maior teor de umidade testado e ΔSWC é a variação testada do teor de água na amostra de solo.

Outro parâmetro relevante é a resolução de detecção de frequência (RDF), que quantifica a menor variação de frequência discernível pelo sensor, dada por:

$$RDF = \frac{f_{\text{máx}} - f_{\text{min}}}{\Delta SWC} \quad (5.8)$$

Assim, obtemos que a sensibilidade do sensor proposto é de 1,10% e sua resolução de detecção de frequência (RDF) é de 15,70 MHz. Com esses parâmetros, é possível comparar o desempenho do sensor desenvolvido com outros sensores encontrados na literatura. Tal comparação pode ser vista na Tabela 5.6. A comparação apresentada na tabela mostra que os parâmetros calculados são comparáveis aos reportados na literatura para sensores de mesma classe.

Tabela 5.6: Comparação entre sensores ressonadores para medição de umidade do solo

Ref.	f_r (GHz)	Solo	Sens. (%)	FDR (MHz)	SWC (%)	Tipo de Sensor	Área (mm ²)
[23]	2,26	solo argiloso	0,99	21,00	0-15	CSRR duplo circular	3072
[22]	2,20	Latossolo	1,57	32,14	0-14	CSRR duplo retangular	2304
[94]	0,958	solo argiloso	2,24	13,64	12-23	CSRR duplo circular	2275
[26]	2,40	solo argiloso	0,43	9,2	0-75	R-SSF	3000
[95]	3,16	solo vermelho	1,33	38,7	0-21	CCORR	900
[96]	2,45	-	0,08	2,00	0-100	linha de microfita acoplada a BSF	-
[25]	2,40	solo argiloso	0,71	15,30	0-17	SRR circular	4225
Este trabalho	1,55	Latossolo	1,1	15,70	0-14	Patch com IDC	2348

Por fim, a Figura 5.20 apresenta a curva de sensibilidade do sensor proposto em função do teor de umidade no solo (SWC), bem como as curvas de dois sensores disponíveis na literatura. A análise revela que o dispositivo desenvolvido mantém uma resposta estável na faixa de umidade testada, com sensibilidade variando entre 0,46% (em $SWC = 9\%$) e 1,10% (em $SWC = 14\%$). Esse comportamento é compatível com o desempenho observado nos trabalhos de referência, evidenciando que o sensor proposto apresenta sensibilidade comparável à de soluções previamente publicadas, corroborando sua adequação para aplicações práticas em condições controladas.

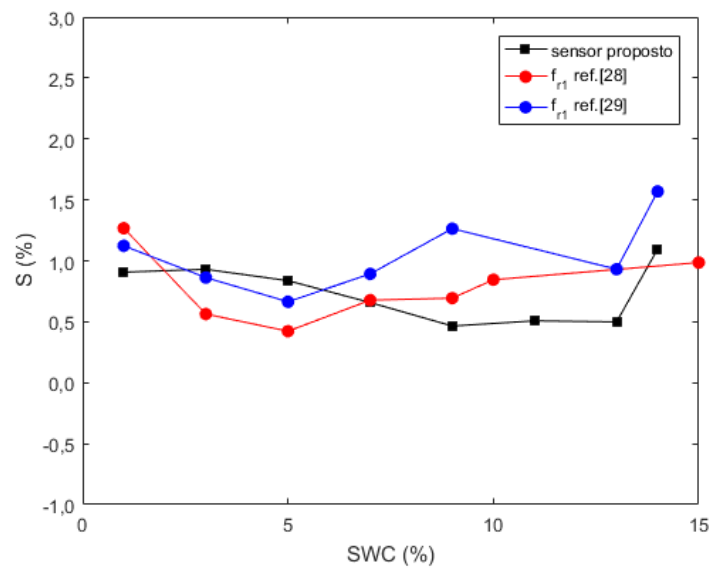


Figura 5.20: Comparação da da curva de sensibilidade do sensor proposto com a de outros sensores publicados na literatura.

Capítulo 6

Conclusão

Este trabalho propôs o desenvolvimento de um novo sensor de micro-ondas compacto, integrando um capacitor interdigital a uma antena de microfitas. O sensor foi concebido para efetuar medições do teor de umidade do solo com base no princípio ressonante, no qual variações na permissividade dielétrica do solo, correlacionadas ao conteúdo de água presente neste, deslocam a frequência de ressonância do dispositivo. Inicialmente, estudos bibliográficos evidenciaram a viabilidade de sensores planares como alternativas de baixo custo e alta precisão para aplicações *in situ*, evidenciando a importância do desenvolvimento de sensores desse tipo.

A princípio dois sensores planares foram propostos: um operando em 1 GHz e outro em 1,5 GHz quando descarregados. Contudo, o sensor de 1,5 GHz destacou-se nas simulações por sua menor sensibilidade à tangente de perdas ($\tan(\delta)$), mantendo respostas estáveis mesmo em condições de alta umidade. Por essa razão, apenas este foi fabricado e validado experimentalmente. Por outro lado, o sensor de 1 GHz, embora funcional, apresentou degradação mais acentuada da resposta em frequência, limitando sua aplicação prática.

Assim, as simulações no *software* ANSYS HFSS comprovaram a eficácia do sensor de 1,5 GHz: ao variar o ϵ_r de um material sob teste (MUT) de 1 a 26, sua frequência de ressonância deslocou-se de 1,444 GHz para 0,648 GHz, com o parâmetro S_{11} mantendo-se sempre abaixo de -10 dB, indicando baixa perda de energia. A partir desses resultados, foi possível propor um modelo empírico para relacionar a frequência de ressonância à permissividade do material sob teste (MUT). Esse modelo foi obtido a partir de uma regressão polinomial de terceiro grau, resultando em um modelo polinomial com coeficiente de determinação (R^2) de 0,997.

A validação experimental usou amostras de solo do tipo Latossolo, com umidade controlada entre 0% e 14%. Os resultados confirmaram a relação direta entre ϵ_r e SWC. O sensor mediu com sucesso teores de água do solo (SWC) superiores a 13%, com erros médios de 3,56%, sensibilidade de 1,10% e resolução em frequência de 15,17 MHz, parâmetros comparáveis aos reportados na literatura para sensores de mesma classe. Esses resultados evidenciam que o dispositivo desenvolvido constitui uma alternativa viável como sensor de baixo custo, de operação simplificada, design compacto, boa precisão e adequado para medições *in situ*. Contudo, deve-se observar que o dispositivo apresenta faixa de medição reduzida, limitada a um teor máximo de umidade de 14%.

Um segundo modelo empírico, dessa vez para relacionar a permissividade relativa do

solo (ϵ_r) ao conteúdo de água no mesmo (SWC), foi proposto. O modelo foi ajustado via regressão exponencial complementar, apresentando coeficiente de determinação (R^2) de 0,8836.

Para aplicações práticas, o sensor de 1,5 GHz se mostra promissor em agricultura de precisão, permitindo o monitoramento contínuo da umidade do solo e a otimização de sistemas de irrigação. Sua operação em faixa de micro-ondas assegura imunidade a interferências eletromagnéticas de baixa frequência, comum em ambientes rurais. Estudos futuros poderão estender sua calibração para outros tipos de solo (e.g., Arenossolo, Cambissolo, Chernossolo), adaptando o modelo empírico sem exigir faixas extensas de medição, mas priorizando precisão em intervalos críticos para manejo hídrico. Além disso, investigações sobre o comportamento do dispositivo frente a outras características ambientais que possam influenciar suas medições, como temperatura ambiente e do solo, salinidade, densidade do solo e concentração de matéria orgânica, são uma frente relevante para pesquisas subsequentes. Por fim, a integração do dispositivo a sistemas IoT e plataformas de agricultura 4.0 constitui uma frente adicional de desenvolvimento, potencializando sua aplicação em ambientes de cultivo inteligente.

Referências Bibliográficas

- [1] D. R. Legates, R. Mahmood, D. F. Levia, T. L. DeLiberty, S. M. Quiring, C. Houser, and F. E. Nelson, “Soil moisture: A central and unifying theme in physical geography,” *Progress in Physical Geography*, vol. 35, pp. 65–86, 2011.
- [2] C. Champagne, H. McNairn, and A. Berg, “Monitoring agricultural soil moisture extremes in canada using passive microwave remote sensing,” *Remote Sensing of Environment*, vol. 115, pp. 2434–2444, 10 2011.
- [3] R. Maity, A. Sharma, D. N. Kumar, and K. Chanda, “Characterizing drought using the reliability-resilience-vulnerability concept,” *Journal of Hydrologic Engineering*, vol. 18, pp. 859–869, 7 2013.
- [4] S. K. Padhee, B. R. Nikam, S. Dutta, and S. P. Aggarwal, “Using satellite-based soil moisture to detect and monitor spatiotemporal traces of agricultural drought over bundelkhand region of india,” *GIScience and Remote Sensing*, vol. 54, pp. 144–166, 3 2017.
- [5] S. U. S. Lekshmi, D. N. Singh, and M. S. Baghini, “A critical review of soil moisture measurement,” *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, vol. 54, pp. 92–105, 2014.
- [6] A. Wicki, P. Lehmann, C. Hauck, S. I. Seneviratne, P. Waldner, and M. Stähli, “Assessing the potential of soil moisture measurements for regional landslide early warning,” *Landslides*, vol. 17, pp. 1881–1896, 8 2020.
- [7] R. Q. Coutinho, B. D. de Moraes, R. M. Mendes, and M. R. M. de Andrade, “Alert scenarios for the metropolitan region of recife-pe based on monitoring of rainfall and soil humidity – a case study,” *Soils and Rocks*, vol. 46, 10 2023.
- [8] I. A. Sousa, C. A. Bortolozo, T. S. G. Mendes, M. R. M. de Andrade, G. D. Neto, D. Metodiev, T. Pryer, N. Howley, S. J. C. Simões, and R. M. Mendes, “Development of a soil moisture forecasting method for a landslide early warning system (lews): Pilot cases in coastal regions of brazil,” *Journal of South American Earth Sciences*, vol. 131, 11 2023.
- [9] G. Chen, S. Bian, J. Ma, X. Meng, W. Shi, J. Wu, Y. Zhang, and Y. Li, “Field experiment on the spatiotemporal evolution of soil moisture in a rainfall-induced loess landslide: Implications for early warning,” *Journal of Hydrology*, vol. 630, 2 2024.

- [10] R. Greco, P. Marino, and T. A. Bogaard, “Recent advancements of landslide hydrology,” *Wiley Interdisciplinary Reviews: Water*, vol. 10, 11 2023.
- [11] H. H. Zhu, X. Ye, H. F. Pei, W. Zhang, G. Cheng, and Z. L. Li, “Probing multi-physical process and deformation mechanism of a large-scale landslide using integrated dual-source monitoring,” *Geoscience Frontiers*, vol. 15, 3 2024.
- [12] P. Dobriyal, A. Qureshi, R. Badola, and S. A. Hussain, “A review of the methods available for estimating soil moisture and its implications for water resource management,” *Journal of Hydrology*, vol. 458-459, pp. 110–117, 8 2012.
- [13] L. Wang and J. J. Qu, “Satellite remote sensing applications for surface soil moisture monitoring: A review,” *Frontiers of Earth Science in China*, vol. 3, pp. 237–247, 2009.
- [14] N. Rodríguez-Fernández, A. A. Bitar, A. Colliander, and T. Zhao, “Soil moisture remote sensing across scales,” *Remote Sensing*, vol. 11, 1 2019.
- [15] B. A. Carbon, F. J. Roberts, P. Farrington, and J. D. Beresford, “Deep drainage and water use of forests and pastures grown on deep sands in a mediterranean environment,” *Journal of Hydrology*, vol. 55, pp. 53–64, 1982.
- [16] A. E. Badr and M. E. Abuarab, “Soil moisture distribution patterns under surface and subsurface drip irrigation systems in sandy soil using neutron scattering technique,” *Irrigation Science*, vol. 31, pp. 317–332, 5 2013.
- [17] S. M. de Jong, R. A. Heijenk, W. Nijland, and M. van der Meijde, “Monitoring soil moisture dynamics using electrical resistivity tomography under homogeneous field conditions,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 20, pp. 1–18, 9 2020.
- [18] L. Zhou, D. Yu, Z. Wang, and X. Wang, “Soil water content estimation using high-frequency ground penetrating radar,” *Water (Switzerland)*, vol. 11, 5 2019.
- [19] P. S. de Paula Herrmann, V. Sydoruk, and F. N. M. Porto, “Microwave transmittance technique using microstrip patch antennas, as a non-invasive tool to determine soil moisture in rhizoboxes,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 20, 2 2020.
- [20] A. Cataldo, G. Monti, E. D. Benedetto, G. Cannazza, and L. Tarricone, “A non-invasive resonance-based method for moisture content evaluation through microstrip antennas,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, pp. 1420–1426, 2009.
- [21] W. Skierucha and A. Wilczek, “A fdr sensor for measuring complex soil dielectric permittivity in the 10-500 mhz frequency range,” *Sensors*, vol. 10, pp. 3314–3329, 4 2010.

- [22] R. V. de Andrade Lira, C. R. Freire, I. B. T. Da Silva, V. P. da Silva Neto, J. G. D. de Oliveira, H. D. de Andrade, and A. L. P. de Siqueira Campos, “A compact csrr-based microwave sensor for soil water content,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 370, p. 115211, 2024.
- [23] J. G. Oliveira, E. N. Pinto, V. P. Neto, and A. G. D’assunção, “Csrr-based microwave sensor for dielectric materials characterization applied to soil water content determination,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 20, 1 2020.
- [24] L. A. P. Silva, F. de Assis Brito Filho, and H. D. D. Andrade, “Soil moisture monitoring system based on metamaterial-inspired microwave sensor for precision agriculture applications,” *IEEE Sensors Journal*, 2023.
- [25] S. Kaur, S. Singh, and M. Sinha, “Prototype of circular split ring resonator based sensor for estimating soil moisture as a function of soil particle distribution,” *IEEE Sensors Journal*, 2024.
- [26] S. Kaur, S. Singh, and M. Sinha, “Design and fabrication of a low-profile planar sensor for estimation of plant-available water in different textured soils,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2025.
- [27] J. Yeo and J. I. Lee, “Slot-loaded microstrip patch sensor antenna for high-sensitivity permittivity characterization,” *Electronics (Switzerland)*, vol. 8, 5 2019.
- [28] J. Yeo and J. I. Lee, “High-sensitivity slot-loaded microstrip patch antenna for sensing microliter-volume liquid chemicals with high relative permittivity and high loss tangent,” *Sensors*, vol. 22, 12 2022.
- [29] J. Yeo and J. I. Lee, “High-sensitivity slot-loaded microstrip patch antenna for sensing microliter-volume liquid chemicals with high relative permittivity and high loss tangent,” *Sensors*, vol. 22, 12 2022.
- [30] K. T. M. Shafi, A. K. Jha, and M. J. Akhtar, “Improved planar resonant rf sensor for retrieval of permittivity and permeability of materials,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, pp. 5479–5486, 9 2017.
- [31] EMBRAPA, *Manual de Métodos de Análise de solo*, vol. Único. EMBRAPA, terceira ed., 2017.
- [32] J. H. MIRANDA and C. M. P. PIRES, *Irrigação*. Piracicapa, SP: FUNEP, (série engenharia agrícola, 1) ed., 2001.
- [33] S. Sreedeeep, A. Reshma, and D. Singh, “Measuring soil electrical resistivity using a resistivity box and a resistivity probe,” *Geotechnical testing journal*, vol. 27, no. 4, pp. 411–415, 2004.
- [34] S. d. L. Coelho, “Desenvolvimento de um tensiômetro eletrônico para o monitoramento do potencial da água no solo,” dissertação de mestrado, Universidade Federal

- do Ceará, Fortaleza, CE, Fevereiro 2003. Disponível em: <https://repositorio.ufc.br/handle/riufc/18077>.
- [35] L. Wang and J. J. Qu, "Satellite remote sensing applications for surface soil moisture monitoring: A review," *Frontiers of Earth Science in China*, vol. 3, pp. 237–247, 2009.
- [36] E. Njoku and D. Entekhabi, "Passive microwave remote sensing of soil moisture," *Journal of Hydrology*, vol. 184, pp. 101–129, 1996.
- [37] T. Schmugge, "Remote sensing of soil moisture: Recent advances," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. GE-21, pp. 336–344, 1983.
- [38] D. Zhang and G. Zhou, "Estimation of soil moisture from optical and thermal remote sensing: A review," *Sensors (Basel, Switzerland)*, vol. 16, 2016.
- [39] T. M. De Queiroz and T. A. Botrel, *Tensiômetro: características, Inovações e aplicações*, vol. Único, pp. 191–228. primeira ed., 2010.
- [40] B. L. C. De Albuquerque, "Desenvolvimento de um sensor de umidade do solo utilizando dgs baseado na geometria matrioska," dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, João Pessoa, PB, Julho 2023. Disponível em: <https://repositorio.ifpb.edu.br/handle/177683/3259>.
- [41] E. F. Wallhan, "Use of tensiometers for soil moisture measurement in ecological research," *Ecology*, vol. 20, no. 3, pp. 403–412, 1939.
- [42] T. Schmugge, T. Jackson, and H. McKim, "Survey of methods for soil moisture determination," *Water Resources Research*, vol. 16, no. 6, pp. 961–979, 1980.
- [43] N. Jayawardane, W. Meyer, and H. Barrs, "Moisture measurement in a swelling clay soil using neutron moisture meters," *Soil research*, vol. 22, no. 2, pp. 109–117, 1984.
- [44] D. Chanasyk and M. A. Naeth, "Field measurement of soil moisture using neutron probes," *Canadian Journal of Soil Science*, vol. 76, no. 3, pp. 317–323, 1996.
- [45] B. Kashyap and R. Kumar, "Sensing methodologies in agriculture for soil moisture and nutrient monitoring," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 14095–14121, 2021.
- [46] S. Mane, N. Das, G. Singh, M. Cosh, and Y. Dong, "Advancements in dielectric soil moisture sensor calibration: A comprehensive review of methods and techniques," *Computers and Electronics in Agriculture*, vol. 218, p. 108686, 2024.
- [47] F. S. Zazueta and J. Xin, "Soil moisture sensors. florida cooperative extension service," *Bulletin*, vol. 292, pp. 1–11, 1994.
- [48] L. F. Pires, O. O. Bacchi, and A. Centenário, "Determinação da curva de retenção da água no solo com auxílio da transmissão de raios gama," in *VI National Meeting on Nuclear Applications*. Rio de Janeiro, 2002.

- [49] J. Goit, P. Groenevelt, B. Kay, and J. Loch, "The applicability of dual gamma scanning to freezing soils and the problem of stratification," *Soil Science Society of America Journal*, vol. 42, no. 6, pp. 858–863, 1978.
- [50] M. Rogers, J. F. Leon, K. D. Fisher, S. W. Manning, and D. Sewell, "Comparing similar ground-penetrating radar surveys under different moisture conditions at kalavassos-ayios dhimitrios, cyprus," *Archaeological Prospection*, vol. 19, no. 4, pp. 297–305, 2012.
- [51] J. Huisman, C. Sperl, W. Bouten, and J. Verstraten, "Soil water content measurements at different scales: accuracy of time domain reflectometry and ground-penetrating radar," *Journal of Hydrology*, vol. 245, no. 1-4, pp. 48–58, 2001.
- [52] G. C. Topp, J. Davis, and A. P. Annan, "Electromagnetic determination of soil water content: Measurements in coaxial transmission lines," *Water resources research*, vol. 16, no. 3, pp. 574–582, 1980.
- [53] S. Pereira, D. Oliveira Filho, E. C. Mantovani, M. M. Ramos, and J. H. Martins, "Reflectometria no domínio do tempo na determinação do conteúdo de água no solo," *Revista Brasileira de Engenharia Agrícola e Ambiental*, vol. 10, pp. 306–314, 2006.
- [54] G. C. Topp and J. L. Davis, "Measurement of soil water content using time-domain reflectometry (tdr): A field evaluation 1," *Soil Science Society of America Journal*, vol. 49, pp. 19–24, 1 1985.
- [55] D. G. Chandler, M. Seyfried, M. Murdock, and J. P. McNamara, "Field calibration of water content reflectometers," *Soil Science Society of America Journal*, vol. 68, pp. 1501–1507, 9 2004.
- [56] G. Topp, S. Zegelin, and I. White, "Impacts of the real and imaginary components of relative permittivity on time domain reflectometry measurements in soils," *Soil Science Society of America Journal*, vol. 64, no. 4, pp. 1244–1252, 2000.
- [57] G. Kargas and K. X. Soulis, "Performance analysis and calibration of a new low-cost capacitance soil moisture sensor," *Journal of Irrigation and Drainage Engineering*, vol. 138, no. 7, pp. 632–641, 2012.
- [58] C. F. Souza, C. R. da Silva, A. S. de Andrade Junior, and E. F. Coelho, "Monitoramento do teor de água no solo em tempo real com as técnicas de tdr e fdr," *Irriga*, vol. 1, no. 01, pp. 26–26, 2016.
- [59] C. Lima, "Caracterização de solos pelo método perturbação da cavidade ressonante," Master's thesis, instituto federal de educação ciência e tecnologia da paraíba - IFPB, 2020.
- [60] M. Dhiware, S. Nahire, and S. Deshmukh, "Dielectric study of soil at x band microwave frequency and physiochemical properties," *International Journal of Engineering and Techniques*, vol. 4, 2018.

- [61] M. grup, “Sensores de umidade do solo - como eles funcionam e por que alguns não são adequados para pesquisa.,” [s.d.].
- [62] M. T. Hallikainen, F. T. Ulaby, M. C. Dobson, M. A. El-Rayes, and L.-K. Wu, “Microwave dielectric behavior of wet soil-part 1: Empirical models and experimental observations,” *IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING*, vol. GE-23, pp. 25–34, 1985.
- [63] J. Wang, “The dielectric properties of soil-water mixtures at microwave frequencies,” *Radio Science*, vol. 15, no. 05, pp. 977–985, 1980.
- [64] G. Schwarz, “A theory of the low-frequency dielectric dispersion of colloidal particles in electrolyte solution1, 2,” *The Journal of Physical Chemistry*, vol. 66, no. 12, pp. 2636–2642, 1962.
- [65] P. Hoekstra and A. Delaney, “Dielectric properties of soils at uhf and microwave frequencies,” *Journal of geophysical research*, vol. 79, no. 11, pp. 1699–1708, 1974.
- [66] J. Davis, A. Annan, and G. TOPP, “Electromagnetic detection of soil water content-progress report. ii,” *Remote sensing of soil moisture and groundwater*, pp. 96–109, 1977.
- [67] Z. Wei, J. Huang, J. Li, G. Xu, Z. Ju, X. Liu, and X. Ni, “A high-sensitivity microfluidic sensor based on a substrate integrated waveguide re-entrant cavity for complex permittivity measurement of liquids,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 18, 11 2018.
- [68] E. Silavwe, N. Somjit, and I. D. Robertson, “A microfluidic-integrated siw lab-on-substrate sensor for microliter liquid characterization,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 21, pp. 7628–7635, 2016.
- [69] J. Yeo and J. I. Lee, “High-sensitivity microwave sensor based on an interdigital-capacitor-shaped defected ground structure for permittivity characterization,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 19, 2 2019.
- [70] W. B. Weir, “Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 33–36, 1974.
- [71] Z. Akhter and M. J. Akhtar, “Free-space time domain position insensitive technique for simultaneous measurement of complex permittivity and thickness of lossy dielectric samples,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 65, no. 10, pp. 2394–2405, 2016.
- [72] T. W. Athey, M. A. Stuchly, and S. S. Stuchly, “Measurement of radio frequency permittivity of biological tissues with an open-ended coaxial line: Part i,” *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 30, no. 1, pp. 82–86, 1982.

- [73] J. Hinojosa, “S-parameter broad-band measurements on-microstrip and fast extraction of the substrate intrinsic properties,” *IEEE microwave and wireless components letters*, vol. 11, no. 7, pp. 305–307, 2001.
- [74] K. Saeed, M. F. Shafique, M. B. Byrne, and I. C. Hunter, “Planar microwave sensors for complex permittivity characterization of materials and their applications,” *Applied Measurement Systems*, pp. 319–350, 2012.
- [75] E. Reyes-Vera, G. Acevedo-Osorio, M. Arias-Correa, and D. E. Senior, “A submersible printed sensor based on a monopole-coupled split ring resonator for permittivity characterization,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 19, 4 2019.
- [76] M. Bogosanovich, “Microstrip patch antenna sensor for measurement of the permittivity of homogeneous dielectric materials,” pp. 31–36, IEEE, 5 1999.
- [77] M. C. Dobson, F. T. Ulaby, M. T. Hallikainen, and M. A. El-Rayes, “Microwave dielectric behavior of wet soil-part ii: Dielectric mixing models,” *IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING*, vol. GE-23, pp. 35 – 46, 1985.
- [78] S. Jain, P. K. Mishra, V. V. Thakare, and J. Mishra, “Microstrip moisture sensor based on microstrip patch antenna,” *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 76, pp. 177–185, 2018.
- [79] S. A. M. Akhir, S. Z. Ibrahim, N. Rosli, A. S. M. Zain, and N. Khalid, “Antenna for humidity sensor using split ring resonator,” *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 13, pp. 584–592, 2019.
- [80] M. W. P. University, I. of Electrical, E. E. P. Section, I. of Electrical, and E. Engineers, “Design of a microstrip patch antenna as a moisture sensor,” 2019.
- [81] Y. L. Then, K. Y. You, M. N. Dimon, and C. Y. Lee, “A modified microstrip ring resonator sensor with lumped element modeling for soil moisture and dielectric predictions measurement,” *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, vol. 94, pp. 119–125, 12 2016.
- [82] K. Y. You, J. Salleh, Z. Abbas, K. Y. You, J. Salleh, and L. L. You, “A rectangular patch antenna technique for the determination of moisture content in soil,” pp. 850–854, 2010.
- [83] A. S. Priyaa, A. Mohammed, C. Ambili, N. S. Anusree, A. V. Thekekara, R. R. Mohan, and S. Mridula, “Microwave sensor antenna for soil moisture measurement,” pp. 258–262, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 3 2016.
- [84] G. Kitić and V. Crnojević-Bengin, “A sensor for the measurement of the moisture of undisturbed soil samples,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 13, pp. 1692–1705, 1 2013.
- [85] S. Jain, P. K. Mishra, and V. V. Thakare, “Design and analysis of microstrip moisture sensor for the determination of moisture content in soil,” *Indian Journal of Science and Technology*, vol. 9, 11 2016.

- [86] G. Mahttei, L. Young, and E. Jones, “microwave filters, impedance matching networks and coupling structure,” *Norwood, MA, Artech House*, 1980.
- [87] P. Pramanick and P. Bhartia, *Modern RF and Microwave Filter Design*, vol. único. 2016.
- [88] A. Makrariya and P. K. Khare, “Microstrip interdigital bandpass filters: Design analysis,” *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 7, 2016.
- [89] C. Tongchoi, M. Chongcheawchamnan, and A. Worapishet, “Lumped element based doherty power amplifier topology in cmos process,” in *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS'03.*, vol. 1, pp. I–I, IEEE, 2003.
- [90] R. K. Verma, B. Priya, M. Singh, P. Singh, A. Yadav, and V. K. Singh, “Equivalent circuit model-based design and analysis of microstrip line fed electrically small patch antenna for sub-6 ghz 5g applications,” *International Journal of Communication Systems*, vol. 36, no. 17, p. e5595, 2023.
- [91] A. Singh, M. Aneesh, Kamakshi, and J. Ansari, “Analysis of microstrip line fed patch antenna for wireless communications,” *Open Engineering*, vol. 7, no. 1, pp. 279–286, 2017.
- [92] R. Beeresha, A. Khan, and H. Manjunath-Reddy, “Design and optimization of interdigital capacitor,” *International Journal of Research in Engineering and Technology*, vol. 5, no. 21, pp. 73–78, 2016.
- [93] A. N. da Silva, *Novas técnicas de otimização de casamento de impedância de antenas planares para sistemas de comunicação sem fio*. Tese de doutorado em engenharia elétrica e de computação), Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2019.
- [94] L. A. P. Silva, “Desenvolvimento de um sensor de umidade do solo biodegradável baseado em geometria do metamaterial do tipo csrr para aplicações na agricultura de precisão,” Maio 2021.
- [95] P. R. Sagar and P. N. Patel, “A planar rf-sensor using concentric complementary open-ring resonator for dielectric characterization & on-field testing of soil,” *IETE Journal of Research*, vol. 70, no. 3, pp. 2335–2344, 2024.
- [96] W. Karasaeng, J. Nualkham, C. Summatta, and S. Sonasang, “Measurement of soil moisture using microwave sensors based on bsf coupled lines,” *Engineering Proceedings*, vol. 58, no. 1, p. 110, 2023.