

Sistema em micro-ondas de baixo custo para detecção de poluentes em água

Leonardo Oliveira de Sousa ^[1], Isaac Barros Tavares da Silva ^[2]

^[1] Universidade Federal Rural do Semi-Árido; leooliveirasousa98@gmail.com

^[2] Universidade Federal Rural do Semi-Árido; isaac.barros@ufersa.edu.br

Resumo: Este trabalho investiga o comportamento de um sensor em micro-ondas para detecção de poluentes em água. Foram realizadas simulações com um sistema de arranjo de antenas no espaço livre, no qual, soluções de água com diferentes concentrações de níquel foram postas em uma cubeta de quartzo, e se analisou o coeficiente de transmissão e a variação de fase do sinal transmitido. As propriedades dielétricas das amostras foram medidas e inseridas na simulação. A fase apresentou um padrão de comportamento consistente para as diferentes concentrações.

Palavras-chave: sensor de água; sensor em micro-ondas; detecção de fase; sensor de frequência única; metais pesados.

Abstract: This paper investigates the behavior of a microwave sensor for detecting pollutants in water. Simulations were carried out with a free-space antenna array system, in which water solutions with different concentrations of nickel and chromium were placed in a quartz cuvette, and the transmission coefficient and phase variation of the transmitted signal were analyzed. The dielectric properties of the samples were measured and inserted into the simulation. The phase showed a consistent pattern of behavior for the different concentrations.

Key-words: water sensor; microwave sensor; phase detection; single-frequency sensor; heavy metals.

1. INTRODUÇÃO

Sensores baseados em micro-ondas tem sido amplamente utilizado para caracterização de materiais químicos, industriais, compósitos e biológicos [1-4]. Na maioria, o princípio de funcionamento em micro-ondas se baseia na variação da frequência em função da mudança de permissividade [5,6]. Nestes dispositivos, desenvolvidos por Cao et al. 2022 [5] e Nikkhah et al. 2024 [6], a mudança de frequência ocorre pela mudança da capacitância causada pelo Material Sob Teste (MUT) próximo aos elementos condutores, permitindo a determinação da permissividade. Sensores de variação de frequência são robustos, mas podem sofrer com ruídos e interferências externos sendo, em vários casos, analisados em duas frequências de ressonância para minimização do erro nas medições [7,8]. Tem surgido interesse também em sensores em micro-ondas baseados na variação de amplitude do sinal [4], [9,10]. Neste caso, apenas uma frequência é fixada para o monitoramento da variação da potência do sinal, sendo uma das vantagens nesta forma de sensoriamento, principalmente quando o monitoramento é a variação de concentração de apenas um tipo amostra.

O sensoriamento utilizando frequência única também pode ser realizado analisando a variação de fase do sinal de reflexão ou transmissão. Em tais sensores, a sensibilidade é estimulada principalmente pela variação de fase do coeficiente de reflexão [11-13], ou do coeficiente de transmissão [14-16]. Esses sensores são compostos por uma linha de transmissão com elementos ressonadores ao lado da linha ou no substrato, apresentando características de metamaterial. Em casos que a variação de fase é obtida por linha de transmissão dobrada, o sensor requer uma grande quantidade da amostra devido ao comprimento de onda do sinal [17]. Sensores do tipo *slow-wave transmission lines* apresentaram boa sensibilidade de fase por meio da transmissão do sinal [18]. Todos os dispositivos vistos até aqui apresentam característica de onda guiada para seu funcionamento, sendo necessário o contato direto da amostra com a superfície do sensor.

Neste artigo, um tipo de sensoriamento para identificar poluentes soluções líquidas por meio do espaço livre é proposto. Trabalhos recentes utilizaram diferentes amostras líquidas como óleo, álcool, água e leite [5,8,19,20], para estudar o comportamento de sensor com base na variação da frequência do sinal transmitido por onda guiada. O sensor proposto aqui foi projetado para ser sensibilizado de acordo com a variação da permissividade das amostras no espaço livre [21,22], e a fase do sinal transmitido foi analisada. As amostras utilizadas foram uma solução de níquel (Ni), preparadas em água destilada com diferentes concentrações. O sensor é composto por dois arranjos de antenas de microfita, uma transmissora e uma receptora, e a amostras foram postas entre as antenas dentro de uma cubeta de quartzo.

2. MATERIAIS E MÉTODOS

2.1. Projeto da antena e do arranjo de antenas

Antenas *patch* de microfita apresentam como características serem pequenas, possibilitar diferentes formas de alimentação, geometrias fáceis de serem modeladas e construídas, e com diversas técnicas na literatura para melhorar seu ganho e diretividade [4]. Para este projeto, foi escolhida uma frequência de trabalho de 5,80 GHz, pois permite a comunicação com outros dispositivos além do sensoriamento. A antena é construída sobre um substrato dielétrico de Resina UV Anycubic Standard devido a sua permissividade dielétrica relativa (ϵ_r) constante com a variação de frequência e por ser utilizado em impressão 3D, facilitando a construção do substrato para diferentes configurações de formato e alimentação. As partes condutoras são de cobre, no qual o plano de terra tem a mesma dimensão do substrato, e foi escolhido uma linha de transmissão de microfita para sua alimentação. Para o casamento de impedância, foi adicionada a técnica de *Inset Fed*. Uma ilustração da antena pode ser vista na Figura 1.

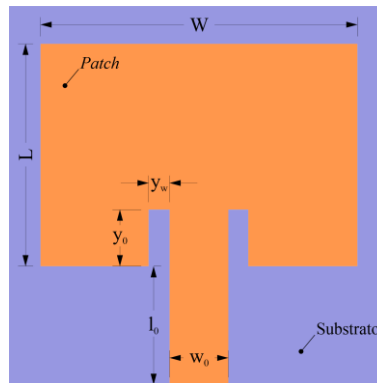


Figura 1. Antena *patch* de microfita com alimentação por linha de transmissão.

Para a modelagem da antena, foi utilizado o modelo da linha de transmissão, o qual leva em consideração os efeitos de borda nos campos elétricos causados pela mudança do meio material, permitindo calcular a permissividade efetiva do conjunto substrato e ar e, a partir disso, obter as dimensões da antena. Inicialmente, as dimensões do *patch* retangular podem ser determinadas como:

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

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (2)$$

No qual,

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \text{ para } \frac{W}{h} > 1 \quad (3)$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (4)$$

A constante c é a velocidade da luz no vácuo, f_r é a frequência de ressonância desejada, ϵ_{eff} é a permissividade efetiva, ΔL é a diferença do comprimento efetivo do *patch* retangular, e h é espessura do substrato dielétrico [23,24].

A impedância da linha de transmissão (Z_{LT}) escolhida para alimentar a antena é de 50 Ω , e suas dimensões podem ser definidas como um múltiplo inteiro de $\lambda/4$ para seu comprimento, em que λ é o comprimento de onda da frequência de projeto, e sua largura definida com a seguinte Equação [24]:

$$Z_{LT} = \frac{\frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}}{\frac{w_0}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left[\frac{w_0}{h} + 1,444 \right]} \quad (5)$$

Em que w_0 é a largura da linha de transmissão. Para se realizar o casamento de impedância, pode ser implementado a técnica de *Inset Fed*, que pode ser obtido calculando a condutância do *patch* (G_1) para o ponto y_0 [23]:

$$G_1 = \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda} \right)^2 \text{ para } W \ll \lambda \quad (6)$$

E,

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{2Z_{LT}G_1} \quad (7)$$

E a largura da fenda y_w pode ser obtida como sendo a metade da largura da linha de transmissão [25].

A análise da antena e do sensor foi realizada através de simulações utilizando o *software* Ansys HFSS®, analisado o coeficiente de reflexão (S_{11}) e transmissão (S_{21}) com um passo de 3 MHz. A Tabela 1 apresenta as dimensões calculadas da antena e as dimensões otimizadas pelo *software* de simulação com base nas dimensões calculadas pelas Equações de 1 a 7.

Tabela 1. Valores otimizados da antena *patch* de microfita para frequência de 5,8 GHz.

		Calculado (mm)	Otimizado (mm)
Patch	W	19,71	22,50
	L	15,72	15,72
Linha de transmissão	l_0	8,49	8,49
	w_0	4,16	4,16
Inset Fed	y_0	5,79	4,00
	y_w	2,08	1,50

Para verificar o comportamento da antena, o primeiro passo foi verificar o comportamento das antenas transmissoras e receptoras idênticas, posicionando entre elas um cubeta de quartzo para conter as amostras da solução utilizada. A distância entre a antena transmissora e a cubeta (D_1) foi calculada de forma a respeitar o campo distante, sendo 30 mm. A distância entre a antena receptora e a cubeta (D_2) foi escolhida 10 mm, tendo em vista que para qualquer valor de D_2 a antena receptora respeita o campo distante da antena transmissora. A Figura 2 apresenta o modelo do sensor proposto, entretanto utilizando arranjos de antenas.

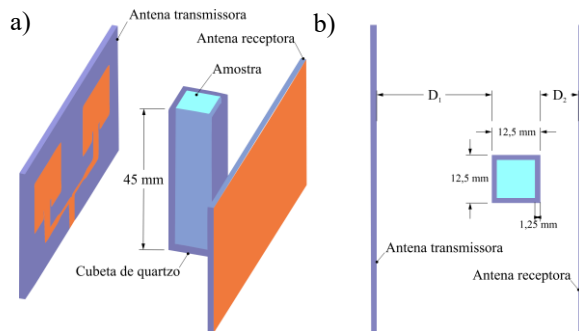


Figura 2. Representação do sensor proposto: (a) vista isométrica; e (b) vista superior.

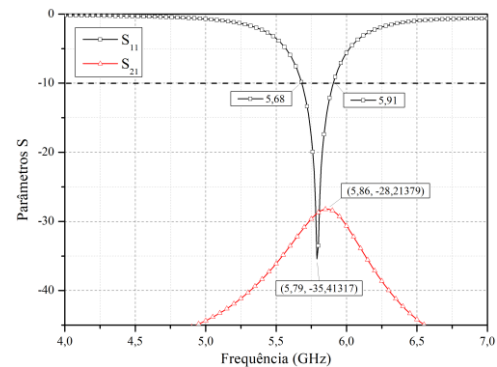


Figura 3. Coeficientes de reflexão e transmissão da antena patch com amostra de água.

A Figura 3 apresenta o coeficiente de reflexão (S_{11}) da antena, e o coeficiente de transmissão (S_{21}) do sistema composto por um par de antenas *patch* com um único elemento e, entre as antenas, uma com cubeta com amostra de água. Observa-se que a antena *patch* está ressoando na frequência de 5,79 GHz, com frequência inferior de 5,68 GHz e superior de 5,91 GHz, logo, uma largura de banda de 230 MHz, na linha de referência de -10 dB. Como pode ser visto pelo S_{21} , o sinal foi atenuado, e apresentou valor máximo de -28 dB e, devido

à alta atenuação do sinal, a antena receptora não recebe potência suficiente para ser excitada pelo sinal transmitido.

Para solucionar o problema da alta atenuação, foi implementado um arranjo de antenas 1x2, apresentado na Figura 4, bem como na Figura 2a). Neste caso, os elementos *patch* retangulares são idênticos e alimentados por uma rede de alimentação, com sua impedância casada através de casadores de impedância [23,26]. O objetivo de utilizar o arranjo no sensor é, principalmente, aumentar seu ganho, pois devido aos MUT serem soluções com base de água, elas apresentam alta permissividade e perdas, causando grande atenuação do sinal.

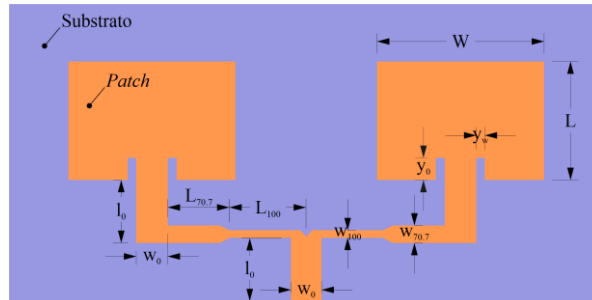


Figura 4. Arranjo de antenas *patch* de microfita.

Inicialmente, foi implementado um divisor de potência do tipo junção T. Este divisor serve para dividir o sinal de alimentação igualmente para cada elemento, no qual a impedância de cada linha é determinada pela sua largura, e os chanfros com formato de “V” servem para minimizar as reatâncias parasitas devido as descontinuidades das junções [26]. Foi desenvolvida a junção para uma alimentação de 50 Ω que deriva para duas de 100 Ω . Para o casamento de impedância, foram utilizados transformadores de $\frac{1}{4}$ de onda, calculadas por [26]:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (8)$$

Tal que, Z_1 é a impedância do transformador, Z_0 é a impedância de entrada do transformador, e Z_L é a impedância de saída do transformador. A Tabela 2 apresenta as dimensões do arranjo de antenas com base nas Equações de 1 a 8, e seus valores otimizados no *software* de simulação.

Tabela 2. Valores otimizados do arranjo de antenas patch para frequência de 5,8 GHz.

		Calculados (mm)	Otimizados (mm)
Patch	W	19,71	22,50
	L	15,72	15,93
Inset Fed	y ₀	5,79	3,00
	y _w	2,08	1,25
Transformador de impedância (70,7 Ω)	w _{70.7}	2,25	2,25
	L _{70.7}	8,49	8,49
Linha 100 Ω	w ₁₀₀	0,98	0,98
	L ₁₀₀	8,49	10,23
Linha 50 Ω	l ₀	8,49	8,49
	w ₀	4,16	4,16

A Figura 5 apresenta uma comparação do coeficiente de transmissão e reflexão do arranjo de antenas com apenas um elemento de antena no sistema com amostra de água. Um único elemento de antena, ressoou em 5,79 GHz com S_{11} igual a -35,4 dB, enquanto que o arranjo de antenas apresentou frequência de ressonância de 5,81 GHz e S_{11} igual a -41 dB. A diferença de 6,5 dB não tem significância para irradiação dos elementos considerando a não linearidade da escala, na qual, abaixo de -10 dB, mais de 90 % do sinal entregue à antena está sendo utilizado pela mesma. As larguras de banda foram de 230 MHz e 190 MHz para um elemento irradiante e para o arranjo, respectivamente.

Percebe-se que o coeficiente de transmissão do arranjo de antenas apresentou um valor máximo de -9,62 dB, estando acima de -10 dB, enquanto que o sensor com antenas apresentou coeficiente de transmissão de -28,21 dB, refletindo um aumento de 18,59 dB do sistema com arranjo em relação ao sistema com antenas. Os ganhos da antena e do arranjo são apresentados na Figura 6.

A antena *patch* apresentou um ganho de 7,40 dB na direção de *Theta* igual a 0° para o plano E e plano H na frequência de 5,80 GHz. O ganho do arranjo foi de 10,54 dB para o mesmo ângulo de radiação nos planos E e H,

apresentando um aumento de 3,15 dB em relação a antena *patch*, como pode ser visualizado na Figura 6. Apesar do arranjo apresentar menor diretividade no plano E, composto pelos vetores de campo elétrico, devido aos glóbulos secundários que surgiram na parte inferior, o ganho é o valor de maior importância para este trabalho.

Como pode ser visto nas Figura 5 e 6, o arranjo de antenas receptora recebe sinal suficiente para ser excitado, devido ao seu maior valor de ganho, resolvendo o problema identificado do sensor utilizando apenas um elemento de antena e motivando a utilização de um arranjo para obter um maior coeficiente de transmissão [4,23]. Uma representação do diagrama de radiação 3D no sistema é apresentada na Figura 7, podendo ser visualizada uma perspectiva isométrica (a), vista superior (b) e vista lateral (c), do diagrama de radiação.

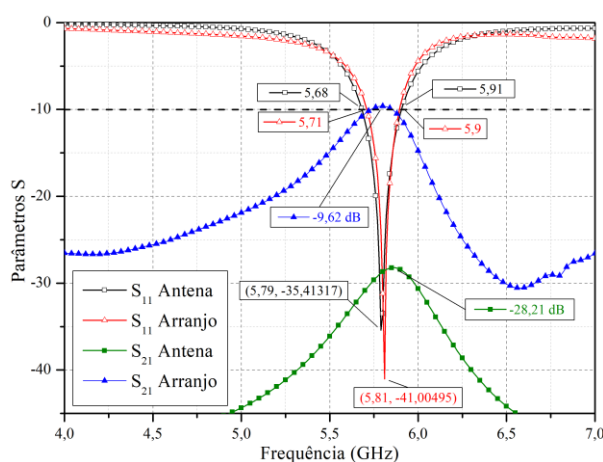


Figura 5. Parâmetros S da antena e do arranjo de antenas.

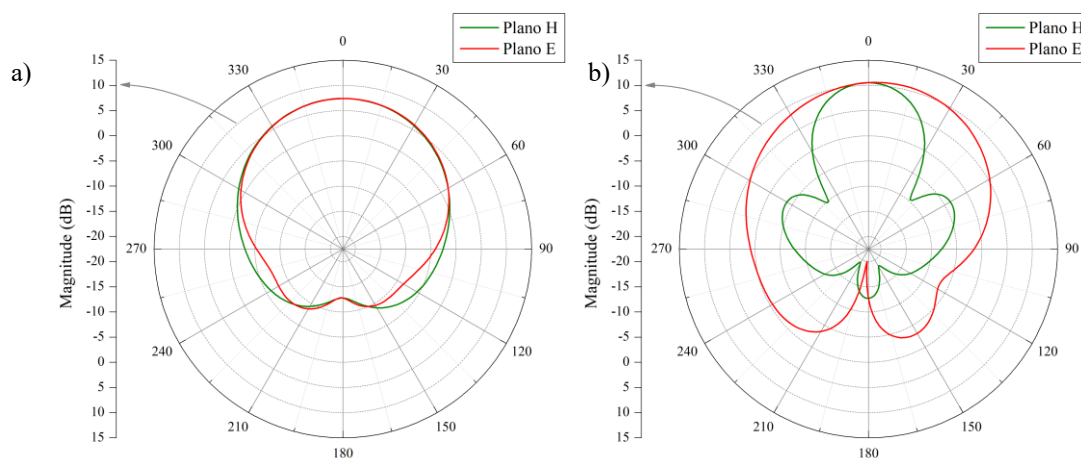


Figura 6. (a) Ganho em dB da antena *patch* e (b) ganho em dB do arranjo de antenas.

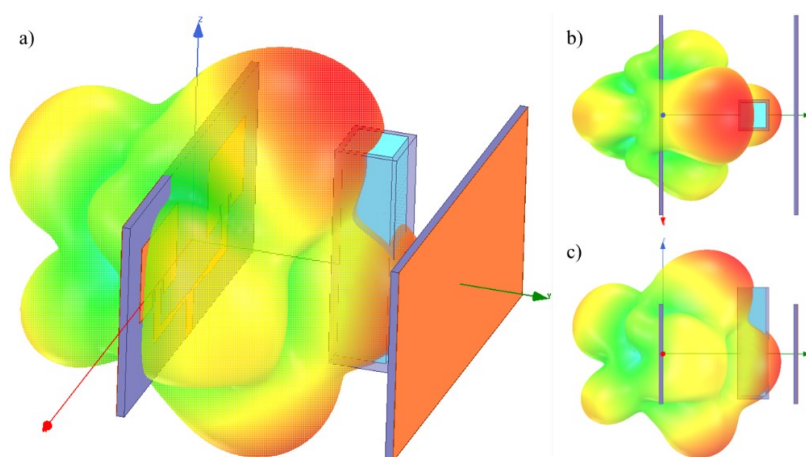


Figura 7. Diagrama de radiação 3D no sistema completo: (a) vista isométrica, (b) vista superior e (c) vista lateral.

As propriedades dielétricas do substrato e da resina foram caracterizadas utilizando um *Vectorial Network Analyzer (VNA)* R&S®ZND em conjunto com o *kit* SPEAG Dielectric Assessment Kit (DAK) 3.5, e seus valores podem ser visto na Figura 8. As permissividades apresentaram um comportamento linear, com valor médio de 2,45 e 3,07 para a resina e para cubeta de quartzo, respectivamente. Os valores médios para as tangentes de perda ($\tan(\delta)$) foram de 0,00011 e 0,00018 para a resina e para o quartzo, respectivamente.

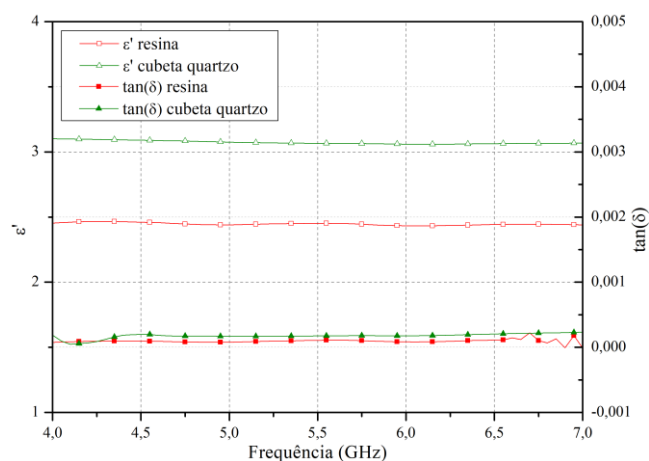


Figura 8. Permissividade dielétrica e tangente de perdas da resina e da cubeta de quartzo.

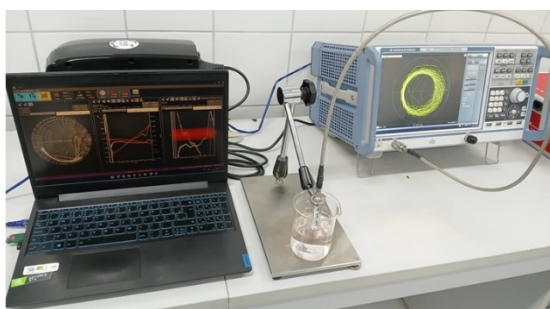
2.2. Preparação das amostras utilizadas para verificar a resposta do sensor

Para verificar o comportamento do sensor, foram preparadas amostras de nitrato de níquel hexahidratado, na forma $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$. O metal foi diluído em água destilada nas concentrações de 100 ppm, 75 ppm, 50 ppm e 25 ppm. As concentrações foram escolhidas de acordo com as referências encontradas na literatura para metais pesados [27-29].

As Figura 9a) e 9b) demonstra a configuração de medição das propriedades dielétricas e as amostras utilizadas na medição, respectivamente. As amostras foram preparadas em triplicata, e utilizada a média da permissividade e da tangente de perdas para análise do trabalho e para as simulações no *software* de simulação, no qual os dados medidos de permissividade e tangente de perdas foram inseridos no Ansys HFSS®.

Devido ao arranjo ser utilizado no sensor proposto, foi escolhida sua largura de banda (190 MHz) para análise das variações de permissividade e coeficiente de transmissão nas amostras de Ni, com frequência variando de 5,71 GHz a 5,9 GHz.

a)



b)



Figura 9. (a) Medição das propriedades dielétricas das soluções de metais com *kit* DAK e VNA; (b) amostras preparadas.

3. RESULTADOS

Esta seção apresenta os resultados das caracterizações das amostras preparadas para a verificação do comportamento do sensor proposto, sendo analisado o coeficiente de transmissão e a fase do sinal transmitido para as diferentes concentrações da solução de Ni.

3.1. Análise das caracterizações das soluções de Ni

As soluções preparadas foram caracterizadas na região de 4 GHz a 7 GHz e analisadas a permissividade dielétrica e a tangente de perdas para todas as concentrações, como podem ser visualizadas nas Figura 10a) e

10b), respectivamente. Como o arranjo de antenas ressoou entre 5,71 GHz a 5,9 GHz, visto na Figura 5, esta faixa de frequência é a região de interesse para um estudo mais aprofundado do comportamento das propriedades dielétricas, e será a faixa de frequência utilizada na análise de fase e coeficiente de transmissão do sistema com MUT.

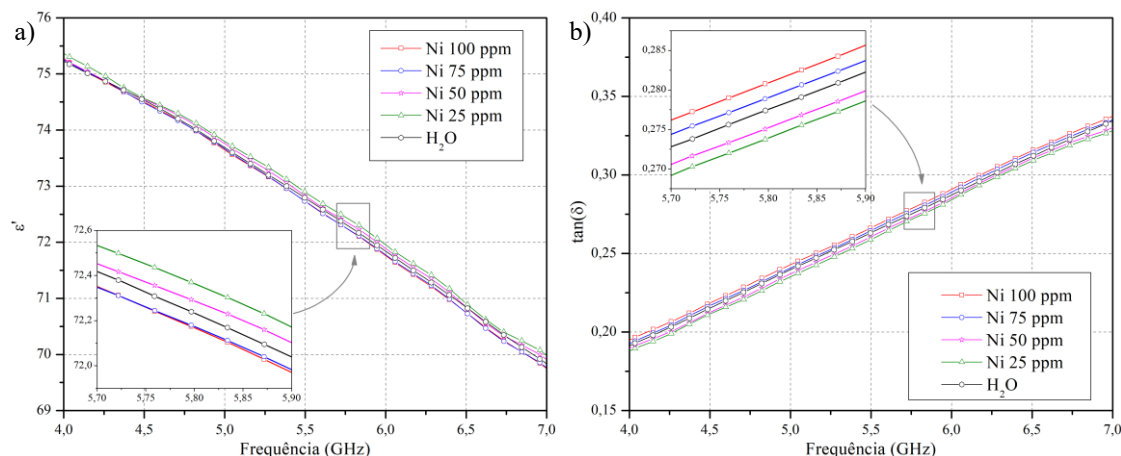


Figura 10. Caracterizações das soluções de níquel: (a) permissividade dielétrica e (b) tangente de perdas.

Na Figura 10a), percebe-se um decaimento de ϵ' com o aumento da frequência de forma quase linear, entre 4 GHz e 7 GHz. Na região de interesse do sistema, observa-se que com o aumento da concentração, as permissividades dielétricas diminuíram e se mantiveram quase paralelas nas concentrações de 25 ppm, 50 ppm e 75 ppm, a solução de 100 ppm apresentou uma sobreposição com a solução de 75 ppm. A permissividade da água esteve entre as retas de 50 ppm e 75 ppm, a qual não era esperado devido ao comportamento das diferentes concentrações. Tal comportamento de variação de permissividade ocorre devido ao níquel apresentar um menor valor de permissividade relativa em relação a água [30-32], que é próxima de 80, logo, a permissividade relativa tende a diminuir com o aumento da concentração de níquel na solução [23].

Analisando a tangente de perdas, Figura 10b), para todos os valores de concentração, as respostas apresentaram um comportamento linear crescente e paralelas em toda a região de caracterização. Dentro da faixa de ressonância do arranjo (5,7 GHz a 5,9 GHz), houve um aumento da tangente de perdas com o aumento da concentração. Este comportamento é esperado devido à tangente de perdas ser diretamente proporcional à condutividade do material, e o níquel ser um material condutor. A água não apresentou um valor esperado para permissividade e para tangente de perdas, tal que a expectativa para $\tan(\delta)$ da água seria encontrá-la abaixo de todas as curvas, tendo em vista que sua condutividade é menor do que as soluções com metais, bem como é esperada a reta de permissividade acima das demais concentrações. Acredita-se que a resposta inesperada da água é devido a qualidade da água utilizada na caracterização, podendo não estar totalmente deionizada. A Tabela 3 apresenta os valores numéricos de ϵ' e $\tan(\delta)$ para a frequência de 5,8 GHz para a solução de Ni.

Tabela 3. Valores da permissividade dielétrica e tangente de perdas na frequência de 5,8 GHz.

Amostra	ϵ'	$\tan(\delta)$
0 ppm (H_2O)	72,23	0,2775
25 ppm	72,36	0,2739
50 ppm	72,29	0,2752
75 ppm	72,17	0,2790
100 ppm	72,17	0,2809

Com relação a permissividade, a solução de níquel apresentou uma absoluta de 0,19. E para a tangente de perdas, uma variação absoluta de 0,007 foi vista. Em relação a água, a solução que mais se afastou foi para a concentração de 25 ppm, com uma diferença de 0,18 %. A mesma concentração também apresentou um maior valor de afastamento com relação a água, sendo de 1,29 %, demonstrando uma maior variação absoluta para os valores de tangente de perdas em comparação com a permissividade.

3.2. Análise simulada da resposta do sensor em micro-ondas

Uma análise do comportamento do sistema pode ser vista na Figura 11 antes de adicionar os MUT. O sistema sem cubeta, apresentou um coeficiente de transmissão de -6,78 dB e, com cubeta, de -5,95 dB na

frequência de 5,8 GHz, como mostrado na Figura 11a). Uma possibilidade para a intensidade do sinal ser maior com a cubeta entre as antenas, é que a cubeta de quartzo está funcionando como uma lente eletromagnética e o sinal é focado para os elementos radiantes da antenna receptora [21]. Esses valores, acima de -10 dB, garantem que a antenna receptora está recebendo potência suficiente para que seja excitada pelo campo eletromagnético irradiado pela antenna transmissora.

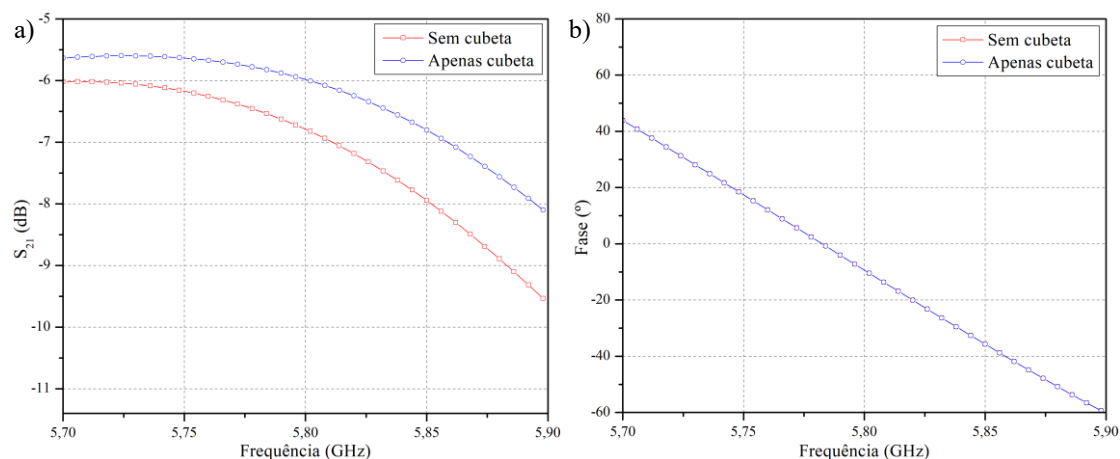


Figura 11. Resposta do sensor: (a) S_{21} ; e (b) fase.

No método de análise de fase do sinal, a frequência é fixada e a fase dos coeficientes de reflexão e transmissão são monitorados. Para uma alta sensibilidade, a frequência escolhida deve estar na região na qual a fase tem maior inclinação e, à medida que a permissividade da amostra aumenta, a fase se desloca para frequências mais baixas [33]. Na frequência de ressonância (5,8 GHz) a fase apresenta seu maior valor de inclinação e, portanto, foi a frequência escolhida para sua análise, como mostrado na Figura 11b). O sensor proposto apresentou uma fase de $-9,42^\circ$ sem cubeta e com a cubeta. Este resultado indica que a cubeta tem influência apenas no coeficiente de transmissão, e não altera a fase do sinal.

Por meio do coeficiente de transmissão, visto na Figura 12a), é possível verificar que a antenna receptora está recebendo potência suficiente para ser excitada mesmo com a inserção da cubeta e das amostras, com uma atenuação do sinal de aproximadamente -3,66 dB em relação ao sistema com apenas a cubeta, visto na Figura 11. Para as diferentes concentrações, as curvas de S_{21} apresentaram um deslocamento à esquerda com o aumento da concentração, entretanto sua intensidade não variou e não é possível fazer o sensoriamento por meio da variação de intensidade do sinal.

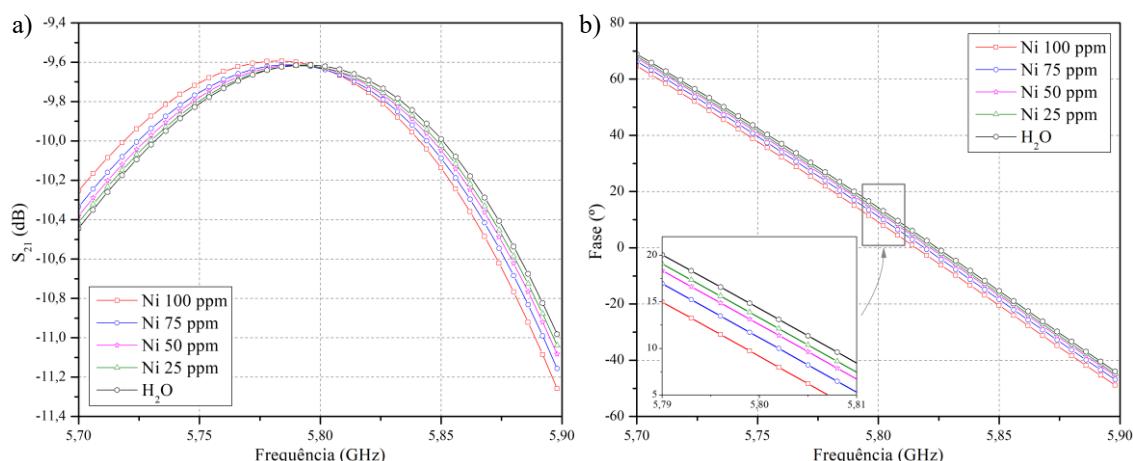


Figura 12. Resposta do sensor para as soluções de níquel: (a) coeficiente de transmissão; e (b) deslocamento de fase.

Na Figura 12b), pode-se observar um deslocamento de fase constante entre as diferentes concentrações e, à medida que a concentração aumenta, consequentemente diminuindo a permissividade da solução, o ângulo de fase diminuiu. Neste caso, a fase demonstrou melhor comportamento para a investigação das soluções, devido a sua maior sensibilidade. Os valores da fase na frequência de 5,8 GHz são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4. Valores de fase na frequência de 5,8 GHz.

<i>Amostra</i>	<i>Fase (°)</i>
0 ppm (H_2O)	14,26
25 ppm	13,27
50 ppm	12,54
75 ppm	11,15
100 ppm	9,15

A fase demonstrou a maior variação absoluta de 5,11°, isso representa uma redução de 35,8% da fase da solução de 100 ppm em relação à água. A variação de fase com relação ao ar (ΔFase_{AR}) e em relação à água (ΔFase_{H_2O}) é apresentada na Figura 13, como função da permissividade na frequência de 5,8 GHz.

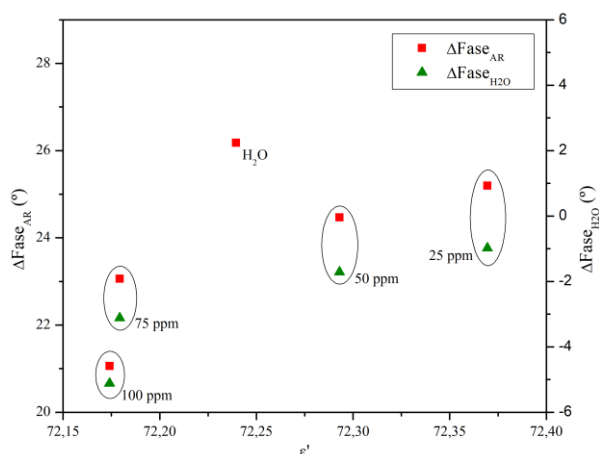


Figura 13. Variação da fase como função da permissividade dielétrica para as amostras de Ni.

Observa-se um comportamento linear crescente da variação de fase com o aumento da permissividade. Como já mencionado, à medida que a variação concentração de Ni diminui, tem-se um aumento da permissividade, implicando, neste caso, em um aumento do deslocamento de fase. Este comportamento é apresentado tanto para variação com relação ao ar, como em relação à água. No entanto, ΔFase_{H_2O} apresentou valores negativos, e ΔFase_{AR} apresentou valores positivos, isto indica que há um atraso maior da fase para o sinal propagado nas amostras de níquel em relação ao sinal propagado no ar.

4. CONCLUSÃO

Neste artigo foi apresentado um sensor em micro-ondas por propagação no espaço livre para detecção de metais pesados em água analisando, principalmente, a variação de fase do sinal transmitido. O sensor foi construído com dois arranjos de antenas *patch* retangular, transmissor e receptor idênticos, operando na frequência de 5,8 GHz. Utilizando os arranjos, o sensor conseguiu transmitir o sinal para antena receptora, com coeficiente de transmissão estando acima de -10 dB, permitindo analisar a fase do sinal transmitido que passava pelas amostras da solução de Ni.

As soluções de Ni foram preparadas em triplicata e caracterizadas pelo o método da sonda coaxial utilizando um *kit* DAK, na qual, pode-se identificar uma diminuição da permissividade relativa da solução à medida que a concentração aumenta devido a menor permissividade do níquel em relação a água destilada. Portanto, o método de caracterização se demonstrou válido para as amostras líquidas.

O sensor testado em concentrações da solução de Ni não teve seu valor de S_{21} variado para as diferentes concentrações na frequência de ressonância. Entretanto, a fase apresentou uma diminuição da sua variação à medida que a concentração aumentava, indicando um aumento de atraso de sinal para concentrações menores, ou seja, para maiores valores de permissividade.

Para trabalhos futuros, recomenda-se implementar estruturas ressonadoras planares próximo a amostra, com uma maior largura de banda do arranjo, para aumentar a sensibilidade do sistema, e analisar o deslocamento de frequência, além da fase. Apesar do sistema apresentar uma variação das propriedades dielétricas coerente com a literatura, e um deslocamento de fase para as diferentes permissividades e perdas, o sensor apresentou variações pequenas, sendo importante a implementação de um aprendizado de máquina para identificar as pequenas variações.

AGRADECIMENTOS

Financiamento: O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

Agradecimentos: À Deus, por Seu amor e Sua constante presença, orientando minha vida e este curso. Aos meus pais, por todo apoio e assistência. À Universidade Federal Rural do Semi-Árido (UFERSA), Capítulo Estudantil IEEE MTT-S UFERSA e ao Laboratório de Telecomunicações e Micro-Ondas (LABMICRO) da UFERSA.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Horsley e D. S. Thaler, “Microwave detection and quantification of water hidden in and on building materials: Implications for healthy buildings and microbiome studies”, *BMC Infect Dis*, vol. 19, nº 1, jan. 2019, doi: 10.1186/s12879-019-3720-1.
- [2] M. T. Islam, F. Bin Ashraf, T. Alam, N. Misran, e K. Bin Mat, “A compact ultrawideband antenna based on hexagonal split-ring resonator for pH sensor application”, *Sensors (Switzerland)*, vol. 18, nº 9, set. 2018, doi: 10.3390/s18092959.
- [3] J. R. F. Guerra, A. L. P. de S. Campos, e H. D. de Andrade, “A microwave system for measuring moisture of hollow concrete blocks”, *Sens Actuators A Phys*, vol. 323, jun. 2021, doi: 10.1016/j.sna.2021.112657.
- [4] B. de M. Pinheiro *et al.*, “The influence of antenna gain and beamwidth used in OSSEUS in the screening process for osteoporosis”, *Sci Rep*, vol. 11, nº 1, dez. 2021, doi: 10.1038/s41598-021-98204-4.
- [5] Y. Cao, C. Ruan, K. Chen, e X. Zhang, “Research on a high-sensitivity asymmetric metamaterial structure and its application as microwave sensor”, *Sci Rep*, vol. 12, nº 1, dez. 2022, doi: 10.1038/s41598-022-05255-2.
- [6] N. Nikkhah, R. Keshavarz, M. Abolhasan, J. Lipman, e N. Shariati, “Highly Sensitive Differential Microwave Sensor Using Enhanced Spiral Resonators for Precision Permittivity Measurement”, *IEEE Sens J*, vol. 24, nº 9, p. 14177–14188, maio 2024, doi: 10.1109/JSEN.2024.3374282.
- [7] R. V. de A. Lira *et al.*, “A compact CSRR-based microwave sensor for soil water content”, *Sens Actuators A Phys*, vol. 370, maio 2024, doi: 10.1016/j.sna.2024.115211.
- [8] S. Kiani, P. Rezaei, e M. Navaei, “Dual-sensing and dual-frequency microwave SRR sensor for liquid samples permittivity detection”, *Measurement (Lond)*, vol. 160, ago. 2020, doi: 10.1016/j.measurement.2020.107805.
- [9] A. Soffiatti, Y. Max, S. G. Silva, e L. M. de Mendonça, “Microwave metamaterial-based sensor for dielectric characterization of liquids”, *Sensors (Switzerland)*, vol. 18, nº 5, maio 2018, doi: 10.3390/s18051513.
- [10] M. C. Jain, A. V. Nadaraja, B. M. Vizcaino, D. J. Roberts, e M. H. Zarifi, “Differential Microwave Resonator Sensor Reveals Glucose-Dependent Growth Profile of E. coli on Solid Agar”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, nº 5, p. 531–534, maio 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.2980756.
- [11] I. Piekarz, J. Sorocki, e M. Bozzi, “Test tube dedicated microwave liquid dielectric sensor for non-contact properties change monitoring and material characterization with tube exchange capability”, *Measurement (Lond)*, vol. 198, jul. 2022, doi: 10.1016/j.measurement.2022.111397.

- [12] L. Su, J. Munoz-Enano, P. Velez, M. Gil-Barba, P. Casacuberta, e F. Martin, “Highly Sensitive Reflective-Mode Phase-Variation Permittivity Sensor Based on a Coplanar Waveguide Terminated with an Open Complementary Split Ring Resonator (OCSRR)”, *IEEE Access*, vol. 9, p. 27928–27944, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3058575.
- [13] L. Su, J. Munoz-Enano, P. Velez, P. C. Orta, M. Gil, e F. Martin, “Highly Sensitive Phase Variation Sensors Based on Step-Impedance Coplanar Waveguide (CPW) Transmission Lines”, *IEEE Sens J*, vol. 21, n° 3, p. 2864–2872, fev. 2021, doi: 10.1109/JSEN.2020.3023848.
- [14] A. K. Jha, A. Lamecki, M. Mrozowski, e M. Bozzi, “A Highly Sensitive Planar Microwave Sensor for Detecting Direction and Angle of Rotation”, *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 68, n° 4, p. 1598–1609, abr. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2019.2957369.
- [15] L. Su, J. Muñoz-Enano, P. Velez, P. Casacuberta, M. Gil, e F. Martin, “Phase-Variation Microwave Sensor for Permittivity Measurements Based on a High-Impedance Half-Wavelength Transmission Line”, *IEEE Sens J*, vol. 21, n° 9, p. 10647–10656, maio 2021, doi: 10.1109/JSEN.2021.3063112.
- [16] J. Muñoz-Enano *et al.*, “Planar phase-variation microwave sensors for material characterization: A review and comparison of various approaches”, 2 de fevereiro de 2021, *MDPI AG*. doi: 10.3390/s21041542.
- [17] J. Munoz-Enano, P. Velez, M. Gil Barba, e F. Martin, “An Analytical Method to Implement High-Sensitivity Transmission Line Differential Sensors for Dielectric Constant Measurements”, *IEEE Sens J*, vol. 20, n° 1, p. 178–184, jan. 2020, doi: 10.1109/JSEN.2019.2941050.
- [18] A. Ebrahimi *et al.*, “Highly Sensitive Phase-Variation Dielectric Constant Sensor Based on a Capacitively-Loaded Slow-Wave Transmission Line”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 68, n° 7, p. 2787–2799, jul. 2021, doi: 10.1109/TCSI.2021.3074570.
- [19] M. Z. B. Chowdhury, M. T. Islam, A. Alzamil, M. S. Soliman, e M. Samsuzzaman, “A tunable star-shaped highly sensitive microwave sensor for solid and liquid sensing”, *Alexandria Engineering Journal*, vol. 86, p. 644–662, jan. 2024, doi: 10.1016/j.aej.2023.12.001.
- [20] Y. I. Abdulkarim *et al.*, “Highly sensitive metamaterial-based microwave sensor for the application of milk and dairy products”, *Appl Opt*, vol. 61, n° 8, p. 1972, mar. 2022, doi: 10.1364/ao.451900.
- [21] S. Z. Ali, K. Ahsan, D. ul Khairi, W. Alhalabi, e M. S. Anwar, “Advancements in FR4 dielectric analysis: Free space approach and measurement validation”, *PLoS One*, vol. 19, n° 9 September, set. 2024, doi: 10.1371/journal.pone.0305614.
- [22] L. Qin *et al.*, “A procedure and device for determining complex material permittivity using the free-space resonance method”, *Review of Scientific Instruments*, vol. 92, n° 3, mar. 2021, doi: 10.1063/5.0035361.
- [23] C. A. Balanis, *ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN THIRD EDITION*, 3° ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2005.
- [24] C. A. Balanis, “ADVANCED ENGINEERING ELECTROMAGNETICS”, 2012.
- [25] S. M. Holanda, “Estudo e desenvolvimento de antenas de microfita utilizando tecido de malha a base de fibras têxteis compostas”, Mossoró, 2016.
- [26] D. M. Pozar, “Microwave Engineering”, 2012.

- [27] R. Li *et al.*, “Study of the Factors Influencing the Adsorption of Heavy Metal Pollutants in Water by Activated Carbon Gel Particles”, *Journal of Environmental Engineering*, vol. 150, n° 7, jul. 2024, doi: 10.1061/joeedu.eeeng-7606.
- [28] R. S. Brishti, R. Kundu, M. A. Habib, e M. H. Ara, “Adsorption of iron(III) from aqueous solution onto activated carbon of a natural source: Bombax ceiba fruit shell”, *Results Chem*, vol. 5, jan. 2023, doi: 10.1016/j.rechem.2022.100727.
- [29] M. R. Meirelles, J. O. D. Malafatti, M. T. Escote, A. H. Pinto, e E. C. Paris, “Magnetic Adsorbent Based on Faujasite Zeolite Decorated with Magnesium Ferrite Nanoparticles for Metal Ion Removal”, *Magnetochemistry*, vol. 9, n° 5, maio 2023, doi: 10.3390/magnetochemistry9050136.
- [30] S. Mahalakshmi e K. S. Manja, “ac electrical conductivity and dielectric behavior of nanophase nickel ferrites”, *J Alloys Compd*, vol. 457, n° 1–2, p. 522–525, jun. 2008, doi: 10.1016/j.jallcom.2007.03.045.
- [31] K. V. Rao e A. Smakula, “Dielectric properties of cobalt oxide, nickel oxide, and their mixed crystals”, *J Appl Phys*, vol. 36, n° 6, p. 2031–2038, 1965, doi: 10.1063/1.1714397.
- [32] X. F. Zhang, P. F. Guan, e X. L. Dong, “Transform between the permeability and permittivity in the close-packed Ni nanoparticles”, *Appl Phys Lett*, vol. 97, n° 3, jul. 2010, doi: 10.1063/1.3464975.
- [33] M. S. Boybay e O. M. Ramahi, “Material characterization using complementary split-ring resonators”, *IEEE Trans Instrum Meas*, vol. 61, n° 11, p. 3039–3046, 2012, doi: 10.1109/TIM.2012.2203450.