

Análise do substrato de ferrita de zinco em antenas de microfita

1st Antonio Nixon M. Medeiros
Departamento de Engenharia e Tecnologia
Universidade Federal Rural do Semi-Árido
Mossoró, Brasil
nixonmoura@hotmail.com

2nd Idalmir S. Q. Junior
Departamento de Engenharia e Tecnologia
Universidade Federal Rural do Semi-Árido
Mossoró, Brasil
idalmir@ufersa.edu.br

Resumo— No artigo é realizado o estudo e análise da ferrita de zinco como substrato de antenas de microfita. A antena de microfita é um dispositivo muito usado nos sistemas de comunicação na faixa de frequência de micro-ondas. Apesar de ter largura de banda estreita e baixa eficiência, tem muitas vantagens, como seu perfil fino e adaptável em qualquer superfície, baixo custo de produção, além de ser muito leve. Neste trabalho é apresentada uma proposta de simulação de antena de microfita com *patch* circular e retangular sobre substrato de ferrita de zinco com o objetivo de analisar os parâmetros das antenas com auxílio do ANSYS HFSS®, com a simulação se obteve o ganho, diagrama de radiação e frequência de ressonância das antenas. Inicialmente, a antena foi projetada ressoar em 10 GHz sobre substrato dielétrico, em seguida foram incluídas outras propriedades do substrato, primeiramente a tangente de perdas elétrica e por fim, a permeabilidade magnética e a tangente de perdas magnética.

Palavras-chave—Antena de microfita, substrato magnético, ferrita de zinco.

I. INTRODUÇÃO

O ano de 2020 iniciou com uma condição deferente em todo o mundo. Diante de uma situação inédita causada pelo novo coronavírus, constatou-se que as mídias essenciais são onde a maior parte do público fazem buscar de informações relacionando a pandemia. A adaptação ao novo normal, pessoas passaram a utilizar cada vez mais os meios comunicação, devido ao isolamento social e o distanciamento. Videochamadas, uso de serviços de streaming cresceram bastante, já que pessoas passaram a ficar mais tempo em suas casas.

Devido ao aumento na demanda por dispositivos móveis e/ou portáteis, como *smartphones*, *notebooks* e *tablets*. Esse interesse surgiu principalmente pelo aumento da quantidade de serviços que utilizam sistemas de comunicação sem fio (ou *wireless*). Uma tendência do mercado é a integração de diferentes tecnologias sem fio em um único dispositivo portátil, de baixo custo, com design leve e compacto. Com a crescente demanda dos sistemas de telecomunicações, surge a necessidade do estudo de antenas, que é equipamento fundamental para transmissão e recepção de sinais de ondas eletromagnéticas[1]. Diante da grande variedades de antenas existentes, é uma boa alternativa, pois, possui fácil fabricação, baixo custo e adaptáveis a vários formatos.

Uma antena de microfita consiste em duas placas condutoras separadas por um substrato dielétrico, sendo uma das placas (superior) o elemento radiante e a outra (inferior) plano de terra [2].

O foco deste trabalho é a análise de um substrato proposto com as características elétricas e magnéticas a serem mostradas posteriormente. Dimensões físicas, frequência de ressonância e largura de banda são influenciadas durante o processo de escolha de qual substrato a ser utilizado [3]. Diferentes tipos de materiais são utilizados como substrato, geralmente são materiais com constante dielétrica entre $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ [1]. Substratos com constante dielétrica alta, são desejáveis em aplicações em micro-ondas na qual as antenas possuem pequenas dimensões, porém as perdas nesses substratos são maiores, resultando em largura de banda relativamente pequenas [1].

Neste trabalho foram projetadas duas antenas, sendo uma com o *patch* retangular e outra com *patch* circular, utilizando o método da linha de transmissão e o método da cavidade respectivamente. Em cada antena foram adicionadas as constantes elétricas e magnéticas de forma sequencial, ou seja, inicialmente as constantes elétricas e em seguida as constantes magnéticas.

Como resultados foram analisados a perda de retorno e os diagramas de radiação 2D e 3D das antenas, para que assim seja possível analisar a faixa de operação e a frequência de ressonância em cada caso. Com a carta de Smith, foi possível obter a impedância de entrada da antena normalizada em 50 Ω , onde se pode-se observar a impedância de entrada em cada caso, com isso foi possível analisar a influência das constantes do substrato na impedância de entrada da antena.

II. METODOLOGIA UTILIZADAS NAS SIMULAÇÕES

Para esta pesquisa foram utilizadas duas antenas, sendo uma antena com *patch* circular e uma antena com *patch* retangular para simulação, utilizando o software ANSYS HFSS®. Foram realizadas simulações de antenas com *patch* retangular e com *patch* circular sem perdas, em seguida foram inseridas as tangentes de perdas dielétricas, e por fim, a inclusão das tangentes de perdas dielétricas e tangentes de perdas magnéticas. No projeto o método de alimentação utilizado foi o da linha de microfita.

A antena com *patch* circular foi calculada utilizando o método da cavidade, o raio da antena pode ser calculado isolando o termo a na Equação 1.

$$(f_{rc})_{100} = \frac{1.8412c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

Para a antena deve-se fazer uma correção no valor a , conforme mostra a Equação 2, para se obter o raio efetivo a_e .

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2)$$

Para esta antena, os parâmetros a serem inseridos são os mostrados abaixo.

$$\begin{aligned} f_r &= 10 \text{ GHz} \\ h &= 3,0 \text{ mm} \\ \text{modo TM } 1,1 &= 1,84120 \\ \epsilon_r &= 8 \end{aligned}$$

Onde f_r é a frequência de ressonância, h é a espessura do substrato dielétrico e ϵ_r é a permissividade relativa do substrato. Os valores acima são utilizados para o *patch* circular e retangular. Dessa forma os valores calculados são os mostrados abaixo.

$$\begin{aligned} a &= 2,85 \text{ mm} \\ a_e &= 3,10 \text{ mm} \end{aligned}$$

Para a antena com *patch* retangular, a largura W , é dado pela Equação 3.

$$W = \frac{c}{2f \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (3)$$

O comprimento L da antena é calculado pela Equação 4.

$$L = L_{eff} - \Delta L \quad (4)$$

Para o cálculo da extensão do comprimento do *patch* ΔL é utilizada a Equação 5 e o comprimento efetivo L_{eff} é calculado conforme a Equação 6.

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (5)$$

$$L_{eff} = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (6)$$

A permissividade relativa efetiva ϵ_{reff} é calculada pela Equação (7).

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (7)$$

O uso da Equação 7 está condicionado ao fato de que a largura W do *patch* deve ser maior que a espessura do substrato, conforme mostra a Equação 8.

$$\frac{W}{h} > 1 \quad (8)$$

Dessa forma, as dimensões W e L calculadas são as mostradas abaixo.

$$\begin{aligned} W &= 7,07 \text{ mm} \\ L &= 3,91 \text{ mm} \end{aligned}$$

A largura da linha de microfita W_0 de ambas antenas, foi calculado numericamente utilizando a Equação 9. Para o cálculo foi utilizado o método das diferenças finitas. A impedância de entrada Z_0 utilizada foi de 50Ω .

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad (9)$$

O comprimento da linha da linha L_0 , é dado pela Equação 10.

$$L_0 = \frac{\lambda_{eff}}{4} \quad (10)$$

Onde λ_{eff} é o comprimento de onda efetivo é dado pela Equação 11.

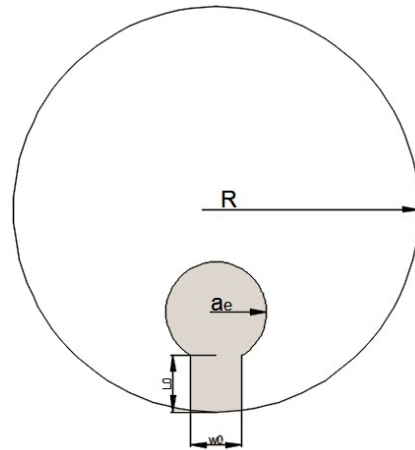
$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (11)$$

As dimensões calculadas da linha de transmissão são mostradas abaixo.

$$\begin{aligned} W_0 &= 3,5 \text{ mm} \\ L_0 &= 3,18 \text{ mm} \end{aligned}$$

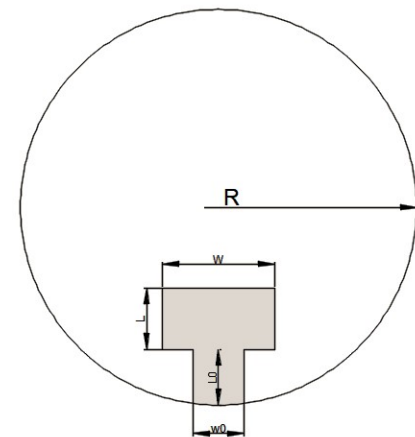
Na Fig. 1 e Fig. 2 é mostrada as dimensões da antena com *patch* circular e retangular respectivamente.

Fig. 1. Antena de microfita com *patch* circular.



Fonte: Autoria própria.

Fig. 2. Antena de microfita com *patch* retangular.



Fonte: Autoria própria.

Para a modelagem da antena no software ANSYS HFSS®, a espessura h do substrato é 3,0 mm e a espessura do cobre h_{cu} é de 0,05 mm.

As antenas foram projetadas em três casos, tanto a antena com patch circular quando do patch retangular. No primeira caso foi utilizando somente a parte real da permissividade. No segundo foi utilizado a parte real e a parte imaginaria na forma da tangente de perdas dielétricas. No terceiro caso foi incluído a permeabilidade magnética e a tangente de perdas magnéticas. As características do substrato de ferrita de zinco utilizado na simulação são:

$$\begin{aligned}\epsilon' &= 8 \\ \epsilon'' &= 2 \\ \tan\delta\epsilon &= 0,25 \\ \mu' &= 0,86 \\ \mu'' &= 0,0075 \\ \tan\delta\mu &= 0,0088\end{aligned}$$

Onde ϵ' é a parte real da permissividade, ϵ'' parte imaginaria da permissividade, $\tan\delta\epsilon$ é a tangente de perdas dielétricas, μ' é a parte real permeabilidade, μ'' é a parte imaginaria e a $\tan\delta\mu$ é a tangente de perdas magnéticas[4].

III. RESULTADOS

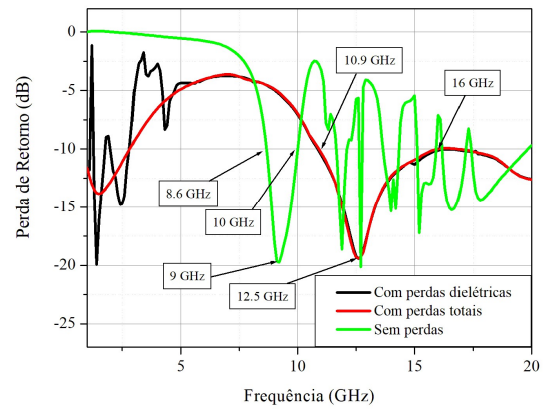
1) Perda de retorno

Para este artigo, foi utilizando a condição no qual as antenas começam a operar em -10 dB.

A. Antena com patch retangular

Nas antenas com patch retangular, observou utilizando o gráfico da perda de retorno o resultado da simulação que a frequência de ressonância e a largura de banda foram modificadas ao adicionar a parte imaginaria da permeabilidade, uma vez que a mesma fez a antena ressoar em uma frequência acima da frequência desejada (frequência em torno de 10 GHz). Na Fig. 3, há uma comparação pelo gráfico da perda de retorno antenas sem perdas, com perdas dielétricas e parte imaginaria da permeabilidade e antenas com perdas totais (perdas dielétricas e perdas magnéticas). Nota-se que o projeto sem perdas e sem a parte imaginaria da permeabilidade, a antena ressoou 9,0 GHz, apresentando uma estreita largura de banda entre 8,6 a 10GHz. Quando adicionado parte imaginaria da permeabilidade e a tangente de perdas dielétricas, houve um salto da frequência de ressonância para um valor de 12,5 GHz, fato esse que não houve uma mudança significativa quando inseriu a tangente de perdas magnéticas, antena ressoando em 12,5 GHz. Houve um aumento na largura de banda na adição das perdas, 10,9 a 16 GHz.

Fig. 3. Gráfico da perda de retorno de uma antena com patch retangular.

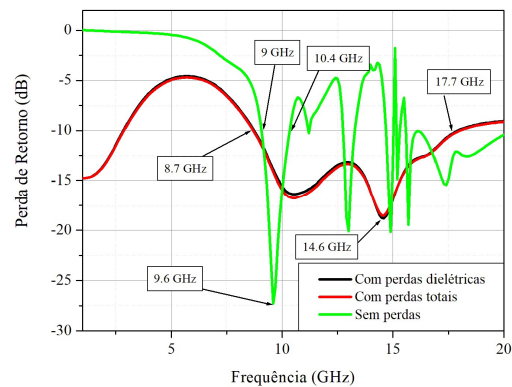


Fonte: Autoria própria.

B. Antena com patch circular

Na antena com patch circular, observou-se pelo gráfico da perda de retorno que o projeto da antena sem perdas, a antena ressoou em 9,6 GHz, apresentando uma largura de banda entre 9 e 10,4 GHz. Com a adição da parte imaginaria e a tangente de perdas dielétricas, a mesma passou a ressoar em 14,6 GHz, no qual foi obtido o mesmo valor com o projeto acionado a tangente de perdas magnéticas. Na Fig. 4 é mostrado o gráfico da perda de retorno da antena em seus três casos, para que assim se possa comparar a operação de cada antena em sua frequência de ressonância bem como sua largura de banda.

Fig. 4. Gráfico da perda de retorno de uma antena com patch circular.



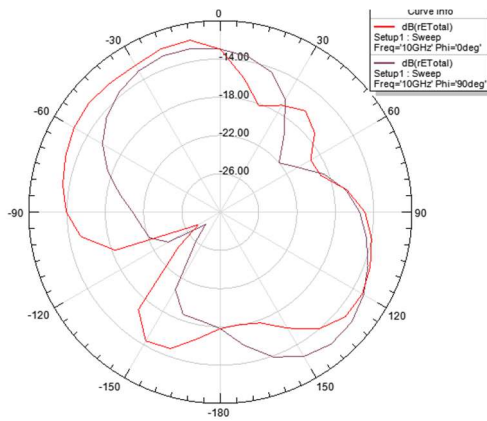
Fonte: Autoria própria.

2) Diagrama de radiação 2D Patch retangular

Além das respostas em perdas de retorno, foram realizados comparativos entre as antenas nos parâmetros desempenhado de ganho e campo irradiado para a frequências no qual elas ressoaram. Nas antenas com patch retangular, foi verificado o comportamento da antena quanto a sua irradiação pelo diagrama de radiação 2D.

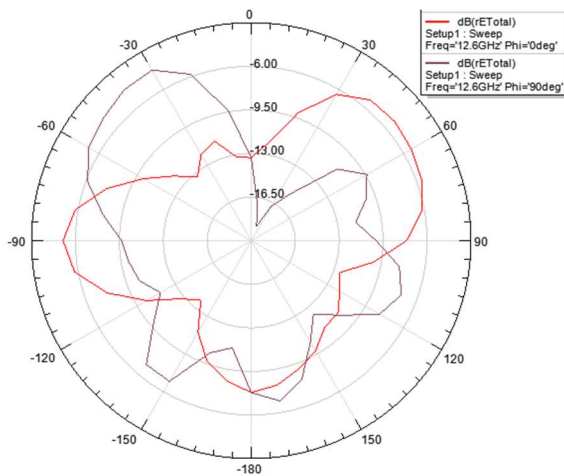
Através do diagrama, obtém-se informações como direção do campo ou onde a potência irradiada pela antena é mais intensa. Utilizando a mesma metodologia, as análises foram realizadas em três etapas: antenas sem perdas, com parte imaginaria da permeabilidade e tangente de perdas, e por fim, com a adição da tangente de perdas magnéticas. Da Fig. 5 a Fig. 7 tem-se os diagramas com suas respectivas configurações de análises.

Fig. 5. Diagrama de radiação da antena com patch retangular sem perdas.



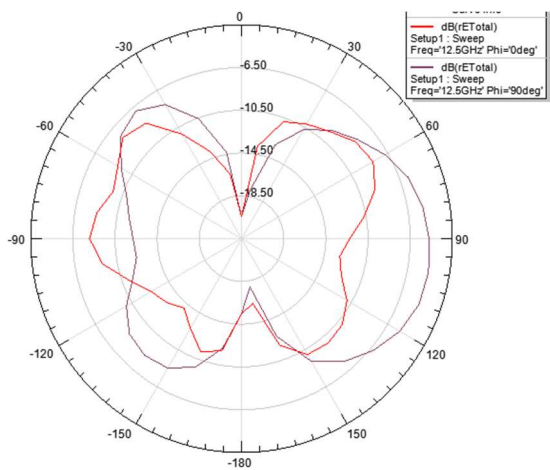
Fonte: Autoria própria.

Fig. 6. Diagrama de radiação de antena com *patch* retangular com perdas dielétricas.



Fonte: Autoria própria.

Fig. 7. Diagrama de radiação de uma antena com *patch* retangular com perdas dielétricas e perdas magnéticas.



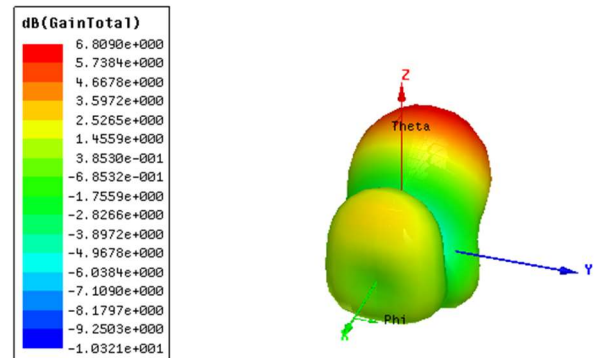
Fonte: Autoria própria.

3) Diagrama de radiação 3D *patch* retangular

A partir da Fig. 8 até a Fig. 10 é possível observar que, ao ser adicionado perdas, o mesmo resultou em distorções do padrão de irradiação e no ganho da antena, implicando em uma diretividade mais uniforme da potência irradiada da

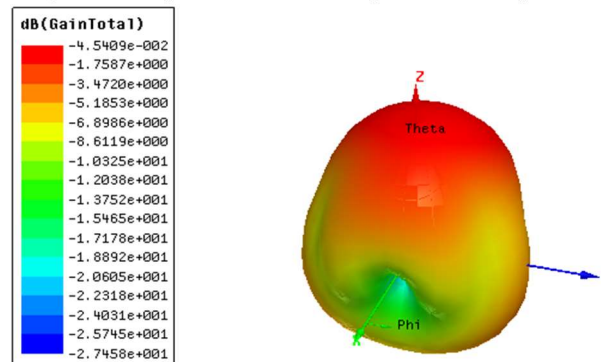
antena, deixando de ter uma característica intermediária entre *end-fire*, ou seja, a direção é na direção axial ao *patch*[5] e *broadside*, ou seja, irradiação da potência normal ao plano da antena, portanto, visando uma melhoria considerada na intensidade do ganho da antena modificada em relação a antena base (antena sem perdas).

Fig. 8. Diagrama de radiação 3D do ganho (dB) de uma antena com *patch* retangular sem perdas.



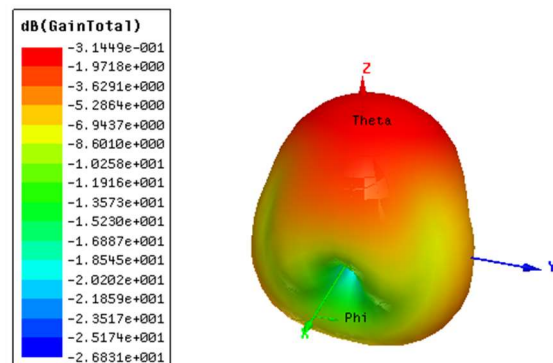
Fonte: Autoria própria.

Fig. 9. Diagrama de radiação 3D do ganho (dB) de uma antena com *patch* retangular com perdas dielétricas e parte real da permeabilidade.



Fonte: Autoria própria.

Fig. 10. Diagrama de radiação 3D do ganho (dB) de uma antena com *patch* retangular com perdas dielétricas e perdas magnéticas.



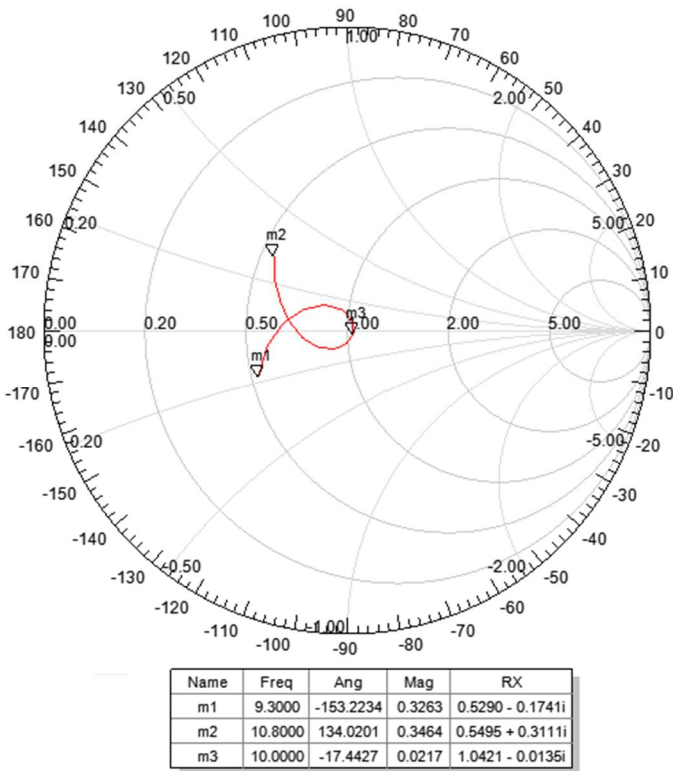
Fonte: Autoria própria.

4) Carta de Smith

Na análise do casamento de impedância da antena sem adição de perdas, quanto menor for a diferença de impedância

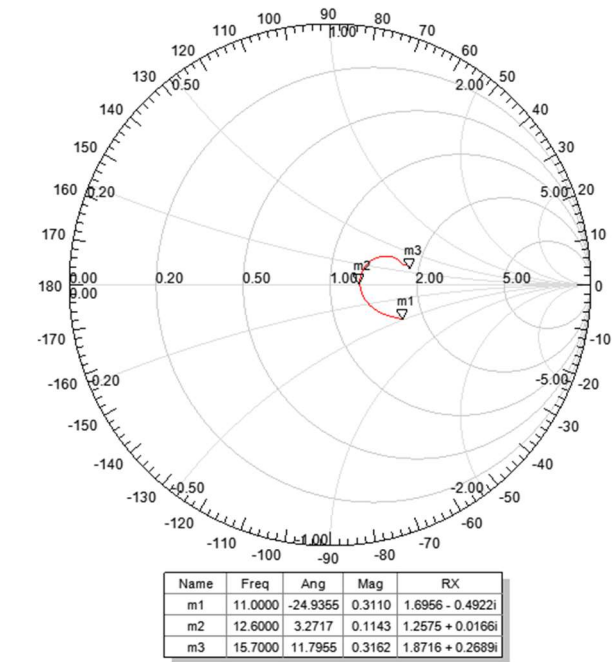
entre a fonte e a carga, melhor, pois essa configuração significa que a antena irá transmitir a máxima potência entre a fonte e a própria antena. No software ANSYS HFSS®, o mesmo já apresenta a impedância normalizada, portanto a impedância das antenas sem perdas observada na Fig. 14, obteve-se um RX (impedância) de $0,5290 - j1741$, na frequência 9,3 GHz. Na presença de perdas dielétricas e a parte imaginária da permeabilidade, impedância teve um aumento significativo para $1,2575 + j0,0166$, valor bem parecidos ao comparar com a antenas com todas as perdas com impedância de $1,3692 + j0,383$. Da Fig. 11 a Fig. 13 pose-se observar o comportamento da impedância entre a carga e a fonte pelas cartas de Smith.

Fig. 11. Carta de Smith de uma antena com patch retangular sem perdas.



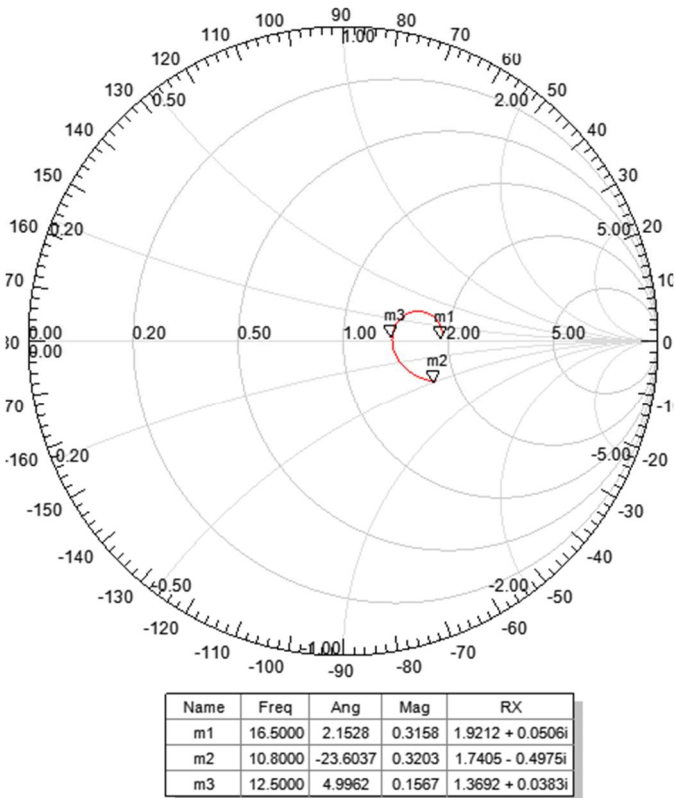
Fonte: Autoria própria.

Fig. 12. Carta de Smith de uma antena com patch retangular com a parte imaginária da permeabilidade e com perdas dielétricas.



Fonte: Autoria própria.

Fig. 13. Carta de Smith de uma antena com patch retangular com perdas dielétricas e magnéticas.



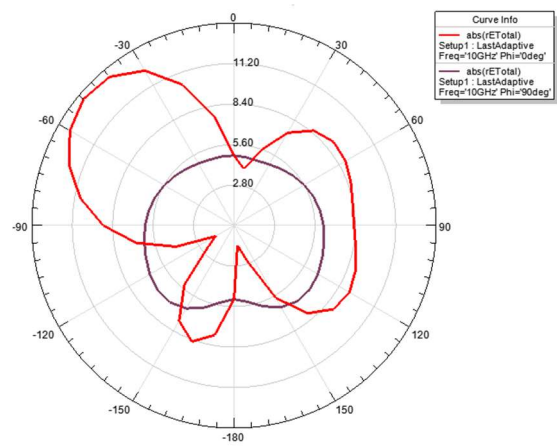
Fonte: Autoria própria.

5) Diagrama de radiação 2D com patch circular

Na Fig. 14 antena sem perdas teve maior ganho comparado as antenas com perdas, onde o campo elétrico, o ganho ficou

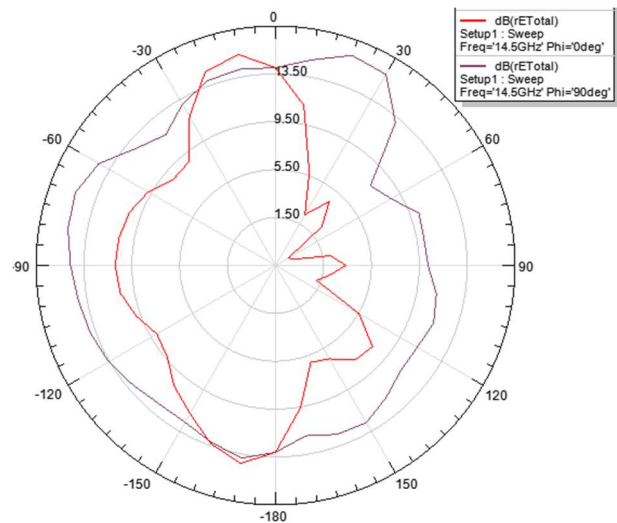
próximo dos 14 dB e o campo magnético acima dos 5 dB. Este fato ocorreu em poucas regiões comparada com as antenas que possuem as respectivas perdas onde o ganho abrangiu uma área maior no gráfico de radiação. Não houve muita diferença no quesito de ganho entre as perdas dielétricas e com a adição de perdas magnéticas, portanto, ao adicionar as perdas houve uma mudança na diretividade da antena. Na presença das perdas houve um aumento significativo do ganho no campo magnético, fato este pode ser observado nas Fig. 14 até a Fig. 16.

Fig. 14. Diagrama de radiação 2D sem perdas.



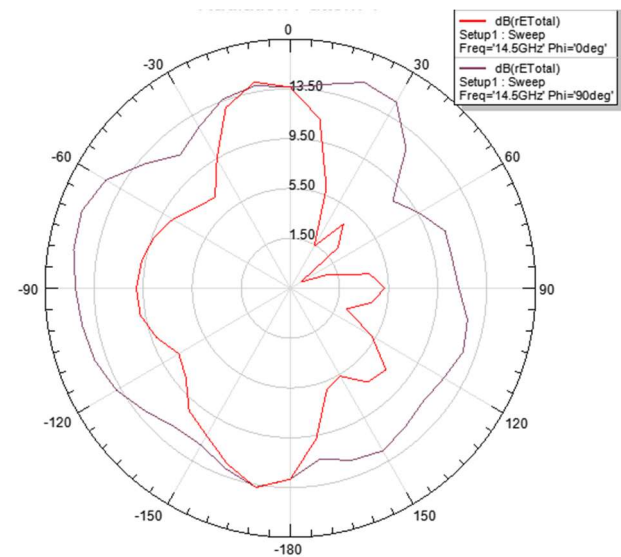
Fonrte: Autoria própria.

Fig. 15. Diagrama de radiação 2D com parte imaginaria da permeabilidade e tangente de perdas dielétricas.



Fonte: Autoria própria.

Fig. 16. Diagrama de radiação 2D com perdas tangente de perdas dieletricas e magneticas.

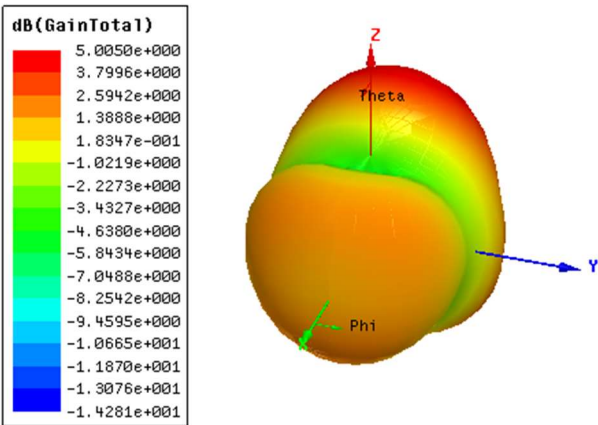


Fonte: Autoria própria.

6) Diagrama 3D: Antena com patch circular

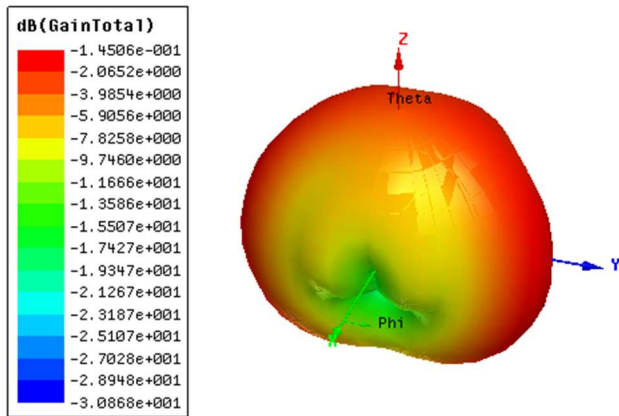
Ao analisar os resultados obtidos, observou-se um comportamento diferentes em todos os casos analisado. A radiação da potência transmitida sem perdas tem uma característica do tipo *end-fire*[5]. Na adição de perdas dielétricas e com a parte imaginaria da permeabilidade, teve uma radiação mesclada entre *end-fire* e *broadside*. Na antena com todas as perdas inseridas, a antena voltou novamente a apresentar uma característica *end-fire*. Da Fig. 17 até 19 tem-se uma visualização dos comportamentos analisados.

Fig. 17. Diagrama de radiação 3D do ganho (dB) de uma antena com *patch* circular sem perdas.



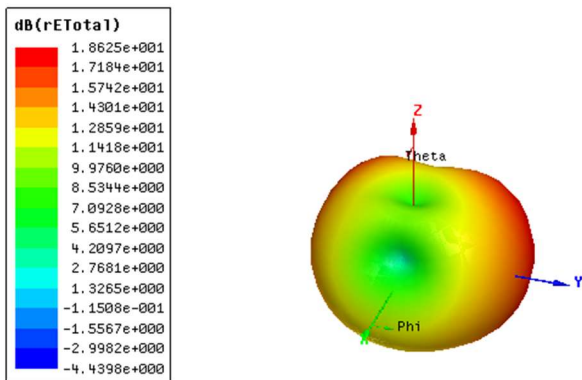
Fonte: Autoria própria.

Fig. 18. Diagrama de radiação 3D do ganho (dB) com perdas tangente de perdas dieletricas e parte real da permeabilidade.



Fonte: Autoria própria.

Fig. 19. Diagrama de radiação 3D do ganho (dB) com perdas tangente de perdas dielétricas e magnéticas.

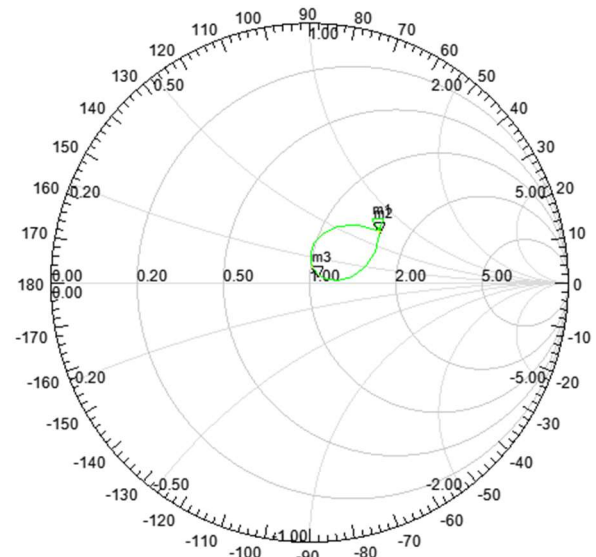


Fonte: Autoria própria.

7) Carta de Smith: Antena com patch circular

Nas frequências de ressonância de 9,6 GHz, a antena sem perdas tem uma impedância de $1,0773 + j0,0593$, houve uma pequena variação na adição de perdas, passaram a ter uma impedância de $1,0647 + j0,2297$ presença de perdas dielétricas e a parte imaginária da permeabilidade. A impedância teve um leve aumento com a adição da tangente de perdas magnéticas RX de $1,3692 + j0,0383$. Na Fig. 20 até a Fig. 22 pose-se observar o comportamento da impedância entre a carga e a fonte pelas cartas de Smith.

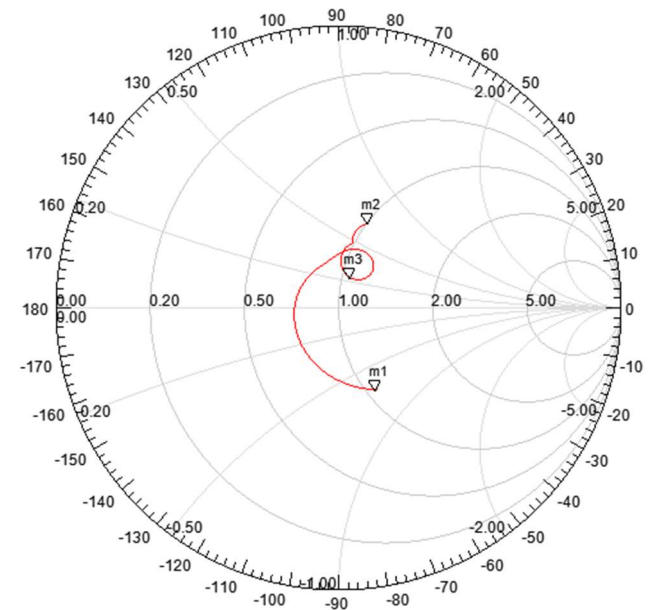
Fig. 20. Carta de Smith de uma antena com patch circular sem perdas.



Name	Freq	Ang	Mag	RX
m1	9.0000	37.6014	0.3463	1.5408 + 0.7398i
m2	10.4000	35.5437	0.3400	1.5728 + 0.7029i
m3	9.6000	35.8827	0.0469	1.0773 + 0.0593i

Fonte: Autoria própria.

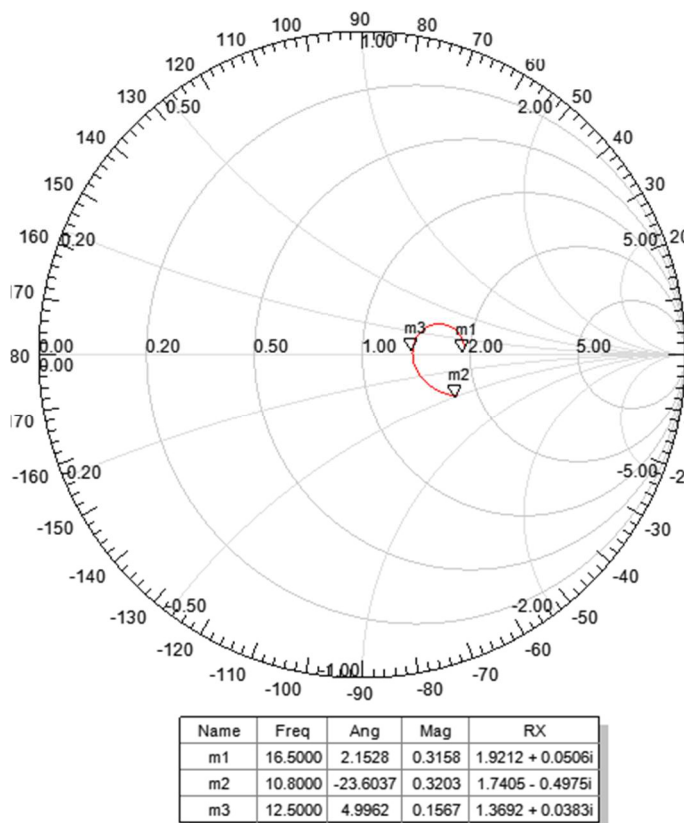
Fig. 21. Carta de Smith de uma antena com patch circular com a parte imaginária da permeabilidade e com tangente de perdas dielétricas.



Name	Freq	Ang	Mag	RX
m1	8.7000	-64.9544	0.3202	1.0794 - 0.6979i
m2	18.0000	70.4222	0.3190	1.0116 + 0.6769i
m3	14.6000	67.9202	0.1149	1.0647 + 0.2297i

Fonte: Autoria própria.

Fig. 22. Carta de Smith de uma antena com patch circular com a parte imaginária da permeabilidade e com tangente de perdas dielétricas e tangente de perdas magnéticas.



Fonte: Autoria própria.

IV. CONCLUSÕES

No atual trabalho, pode-se ver o comportamento de duas antenas ideais e verificar o seu comportamento com as variações no substrato em cada caso da simulação. A cada adição implementada, observou-se um deslocamento na frequência de projeto, largura de banda, modificação de característica de radiação de potência, e um aumento da diferença em relação ao casamento de impedância. Apesar desses parâmetros ser afetado, ganho dessas antenas diminuiu de maneira significativa ao ser adicionado perdas dielétricas e perdas magnéticas. Antenas com *patch* retangulares,

mudaram sua característica de irradiação de potência de maneira intermediária entre um *broadside* e *end-fire* para uma característica *broadside*. Antena com *patch* circular, passaram a ter uma variação em cada caso e voltou novamente a ter sua característica *end-fire*.

A diretividade das antenas foi afetada devido a adição da parte imaginária, pois, essa adição da parte imaginária da permeabilidade magnética e na permissividade elétrica, faz-se com que coeficiente de reflexão do meio ganhe uma fase, e essa fase faz com o que os campos se propagem em direções diferentes. Essa proposta do uso da ferrita de zinco tem como trazer informações sobre o seu comportamento na presença destas perdas, já literatura, não existe trabalho ou projetos realizados com esse substrato.

Como sugestão para trabalhos futuros, podemos elencar tópicos como estudos dos efeitos das geometrias dos *patches* e otimização na frequência desejada para aplicações específicas e fabricação do substrato.

REFERÊNCIAS

- [1] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [2] B. M. de Carvalho Brito, Desenvolvimento de Antena de Microfita Baseada no Fractal de Cantor com Plano de Terra Truncado. Mestrado – Sistemas de Comunicação e Automação, Universidade Federal Rural do Semi-Arido, 2018.
- [3] J. H. C. de Moraes, Evoluções nas modelagens de substratos artificiais (metamateriais) com práticas experimentais em antenas de microfita. Doutorado – Engenharia Elétrica e da Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2015.
- [4] K. V. de Oliveira Castro, Antenas de Microfita sobre Substrato de Ferrita de Nquel Dopadas com Zinco. Mestrado – Sistemas de Comunicação e Automação, Universidade Federal Rural do Semi-Arido, 2018.
- [5] E. M. F. Fernandes, Aplicação de Superfície Seletiva em Frequência para Melhoria de Desempenho de Sistemas de Antenas tipo Banda Dupla. Mestrado – Engenharia de Telecomunicações, Universidade Federal Fluminense, 2016.