



COMPARATIVO DE DESEMPENHO ENTRE UMA ANTENA BASEADA EM GEOMETRIA FRACTAL E UMA ANTENA FILAMENTAR

Jorge Luiz de Carvalho

Reginaldo Nunes

carvalho.utfpr@gmail.com

reginaldonunes@gmail.com

Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Av. João Bento nº446, 87301153, Campo Mourão, Paraná, Brasil

Resumo. *Este trabalho visa verificar a melhora na eficiência e capacidade de miniaturização através da aplicação de antenas fractais em comparação com modelos regulares de antenas no caso do presente artigo uma antena filamentar, tal modelo foi escolhido por ser o mais comum em diversas aplicações de tecnologia móvel, rádio e televisão. A análise foi realizada usando um código para geração do modelo do fractal e então simulado no programa HFSS. Um importante componente dos dispositivos eletrônicos tem sido a habilidade de se conectar com outros aparelhos através de tecnologias sem fio via diferentes protocolos de comunicação. Entretanto, esse tipo de comunicação tem um problema quando analisada sua eficiência. Com a tendência de miniaturização dos equipamentos e a busca por eficiência energética, a eletrônica encontrou um obstáculo no desenvolvimento de modelos de antenas. Esta é a dificuldade, reduzir o tamanho de antenas sem perder eficiência utilizando a geometria euclidiana clássica. Então uma nova técnica se faz necessária para modelar antenas e em meados dos anos 80 com a união de um novo tipo de geometria que descreve figuras altamente detalhadas, conhecidas como fractais, e a teoria de antenas, foi então criada a eletrodinâmica fractal.*

Palavras chave: Antenas, Fractais, Eficiência, Filamentar, Miniaturização.

1 INTRODUÇÃO

No início dos anos 80 o matemático Benoit Mandelbrot nomeou um novo tipo de geometria como sendo geometria fractal, termo este que significa quebrado, ou fragmentos irregulares. Figuras pertencentes à tal geometria, não podiam ser descritas pela geometria euclidiana convencional, devido a sua complexidade e a sua principal característica, a autossimilaridade. Mandelbrot notou pela primeira vez um padrão fractal aparecendo em um sistema de telecomunicação da IBM®. Esse padrão se manifestava na linha de transmissão como um ruído e Mandelbrot conseguiu delimitar o padrão do ruído utilizando o padrão fractal conhecido como Poeira de Cantor, em que uma figura geométrica é constantemente dividida como demonstra a Fig 1:

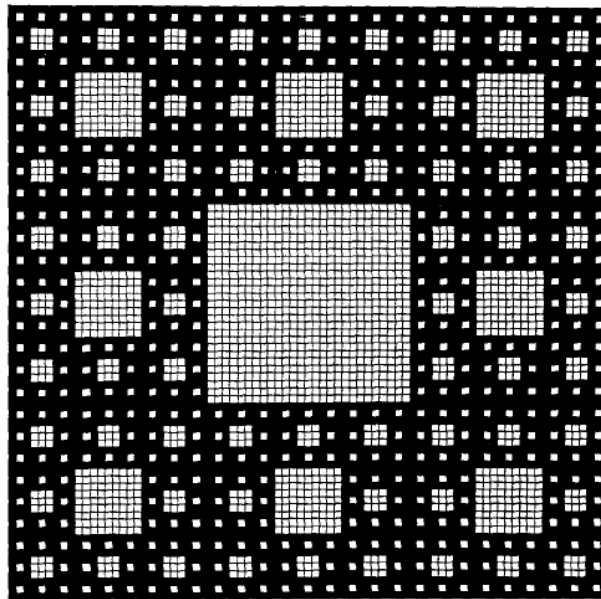


Figura 1 – Fractal Poeira de Cantor

O emprego dessa geometria unida à teoria eletromagnética criou um novo e amplo campo, a Eletrodinâmica Fractal, uma nova teoria que estuda uma diferente classe de problemas de radiação, propagação e espalhamento conforme afirma (WERNER, HAUPT E WERNER, 1999) e ainda segundo os mesmos esta nova seara do conhecimento revela uma grande aplicabilidade, principalmente na área de antenas e designs de antenas.

Um projeto típico de antenas baseia-se na geometria euclidiana para sua execução. E desde a fundamentação da geometria fractal por aquele que é chamado o pai da geometria fractal, Mandelbrot, e posteriormente da eletrodinâmica fractal por Jaggard, vem havendo um grande interesse em substituir os padrões euclidianos por novos modelos baseados em fractais. Este interesse cada vez maior por explorar a capacidade dos modelos de antenas fractais vem sendo chamado de “engenharia de antenas fractais” conforme afirma (WERNER, HAUPT E WERNER, 1999). Dentro dessa área de engenharia dois ramos de pesquisa vêm dominando: o emprego de fractais no formato da antena e o arranjo de antenas utilizando um padrão fractal. Este trabalho tem como foco a primeira área citada, de forma a contemplar os efeitos que o uso de padrões fractais têm sobre o desempenho de uma antena.

Segundo (KIM e JAGGARD, 1986 apud WERNER, HAUPT E WERNER, 1999) a primeira utilização dessa teoria no projeto de antenas é atribuída a Kim e Jaggard. Eles

introduziram um novo método de design de antenas baseado em fractais randômicos. Logo novas descobertas foram surgindo como a descrita por (LAKHTAKIA e VARADAN, 1987 apud WERNER, HAUPT E WERNER, 1999) que relata que um campo irradiado por uma tela fractal, a onda irradiada também apresenta a mesma autossimilaridade.

2 ANTENAS ESCOLHIDAS

As antenas escolhidas para a execução deste trabalho foram uma antena filamentar na configuração de dipolo por ser uma configuração simples, de resultados conhecidos e ampla aplicação e uma antena baseada no fractal de Minkowski que visa explorar a característica de ser construído apenas contendo ângulos retos, tal característica cria indutâncias no circuito irradiando mais energia, uma vez que a largura da trilha aumenta de tamanho no vértice do ângulo o que produz reflexões quando aplicados sinais de alta frequência. Esta é uma característica comumente evitada na fabricação de placas de circuito impresso, porém tratando-se da aplicação em antenas pode-se obter resultados satisfatórios. O projeto da antena filamentar será apresentado a seguir de maneira simplificada apenas para delimitar o modelo adotado. As simulações apresentadas foram geradas utilizando os mesmos parâmetros e mesmo material para as antenas, o cobre.

2.1 Projeto da antena filamentar

Será considerada uma antena filamentar de comprimento L da ordem de grandeza do comprimento de onda λ de operação. Também será considerado o estudo do Dipolo Fino em que o diâmetro do condutor é infinitesimal com relação a λ . Apesar de esta ser uma aproximação para critérios de cálculo, os resultados obtidos se aproximam satisfatoriamente de resultados práticos. A relação entre o diâmetro e λ para que os cálculos sejam válidos deve ser de duas ordens de grandeza.

Para se determinar os campos magnéticos H e elétrico E de cada antena se faz necessário conhecer a distribuição espacial de corrente na estrutura condutora irradiante. Levando em consideração a segunda equação de Maxwell temos que:

$$\nabla \times H = J \quad (1)$$

Da teoria de antenas, se pode reduzir qualquer antena em pequenos irradiadores fundamentais, no caso do dipolo filamentar será reduzido em infinitos filamentos infinitesimais dispostos em série, o Campo Magnético e o Campo Elétrico podem ser calculados utilizando uma abordagem de velocidade angular e linear respectivamente de um fluído imaginário chamado Éter em um ponto $P(x, y, z)$ do espaço tridimensional.

Quando o dipolo é avaliado sobre o prisma de considerações descritos acima podemos concluir que o campo magnético, H_z é igual a zero uma vez que não há “vorticidade” em nenhum plano de giro perpendicular a z . Também é possível definir que como $L \gg d$, sendo d o diâmetro da antena, o campo magnético não varia na direção z . Logo obtemos o seguinte rotacional:

$$\nabla \times H = \hat{z} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \quad (2)$$

Quando analisadas as Eq. (1) e Eq. (2) temos que só há densidade de corrente em z .

Uma vez que a tensão V inserida no elemento irradiador é, $V(t) = V_{max} \cos(2\pi ft)$, por conseguinte tal sinal de tensão produz uma corrente no dipolo que possui uma função no tempo $I(t) = I_{max} \cos(2\pi ft + \varphi)$, onde φ representa a fase entre a tensão V e a corrente I . Através da aplicação do sinal de corrente no conceito de fluído imaginário Éter o resultado é uma distorção do fluído na forma de onda senoidal com uma distância entre os picos no espaço tridimensional, da ordem de $\lambda = cT$ sendo c igual a velocidade da luz no vácuo ($3 \times 10^8 \text{m/s}$). Tal distorção no Éter produz no condutor a mesma distribuição espacial de corrente.

Analisando as dimensões teóricas do condutor e levando em consideração as conclusões supracitadas no texto, se conclui que a variação de corrente ao longo dos eixos x e y é ínfima e que, por conseguinte a variação ocorre apenas em z .

Tendo em vista o caráter diferencial linear das equações de Maxwell, e sabendo que a corrente I no dipolo é uma consequência da tensão V aplicada, logo, a relação entre $V(t)$, $I(t)$, $I(z)$ pode ser descrita através de uma equação diferencial linear.

Se pode concluir ainda que a corrente é zero para valores de comprimento da antena múltiplos de $\lambda/2$, fator este que culminará no uso de um dipolo $\lambda/2$ nas simulações.

Facilmente constatamos a seguinte expressão analítica para $I(z)$:

$$I(z) = \begin{cases} I_0 \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{L}{2} + z\right)\right) & \text{p/ } z < 0 \\ I_0 \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{L}{2} - z\right)\right) & \text{p/ } z \geq 0 \end{cases} \quad (3)$$

Para executar a análise de campo distante será utilizada a formula para condutores infinitesimais lineares:

$$dE_\theta = 60\pi I(z) \left(\frac{dz}{s\lambda}\right) e^{j(\omega t - \beta s + \frac{\pi}{2})} \sin \theta \quad (4)$$

Executando o cálculo de integração em ambos os lados da Eq.(4), tendendo $s \rightarrow r$ para a análise de campo distante e substituindo a Eq.(3). Obtém-se a seguinte equação para análise do campo distante:

$$E_\theta = \frac{I_0 60}{r} e^{j(\omega t - \beta r + \frac{\pi}{2})} \left\{ \frac{\cos\left(\frac{L}{\lambda} \pi \cos(\theta)\right) - \cos\frac{\pi L}{\lambda}}{\sin(\theta)} \right\} \quad (5)$$

Uma vez sabida a equação de campo distante o padrão de irradiação ($F(\theta, \phi)$) é facilmente obtido:

$$F_{(\theta, \phi)} = F_{(\theta)} = \frac{\left| \frac{\cos\left(\frac{L}{\lambda} \pi \cos(\theta)\right) - \cos\frac{\pi L}{\lambda}}{\sin(\theta)} \right|}{\max \left\{ \left| \frac{\cos\left(\frac{L}{\lambda} \pi \cos(\theta)\right) - \cos\frac{\pi L}{\lambda}}{\sin(\theta)} \right| \right\}} \quad (6)$$

A partir de Eq.(6) pode-se obter os diagramas de irradiação para antenas de dipolo linear simétrico, com valores arbitrários de comprimento. Como dito anteriormente tal artigo se baseara em um dipolo de comprimento $\lambda/2$ para a execução das simulações.

2.2 Antena fractal

Comumente antenas fractais são produzidas utilizando a técnica de fabricação de PCB (placas de circuito impresso) o que permite a execução de figuras com um alto nível de detalhamento, logo, um grande número de iterações do conjunto de funções iteradas que definem o fractal. Para este artigo foram aplicadas as transformações do fractal de Minkowski ao dipolo linear em uma dimensão fractal $k=2$, o que é relativo ao nível de detalhamento da topologia. De forma que o dipolo adquirisse o formato do fractal, tal abordagem foi escolhida para que a comparação se tornasse mais palpável eliminando o máximo de variáveis, como o acréscimo de dielétricos, e explorando na simulação apenas a diferença gerada pela geometria empregada.

2.3 Simulação

A simulação foi executada utilizando o software HFSS, software esse amplamente utilizado na literatura. Foram simulados um dipolo filamental para $\lambda/2$ com um comprimento de 25 cm cada polo e com um diâmetro de 0,5 mm, o material utilizado na simulação foi o cobre.

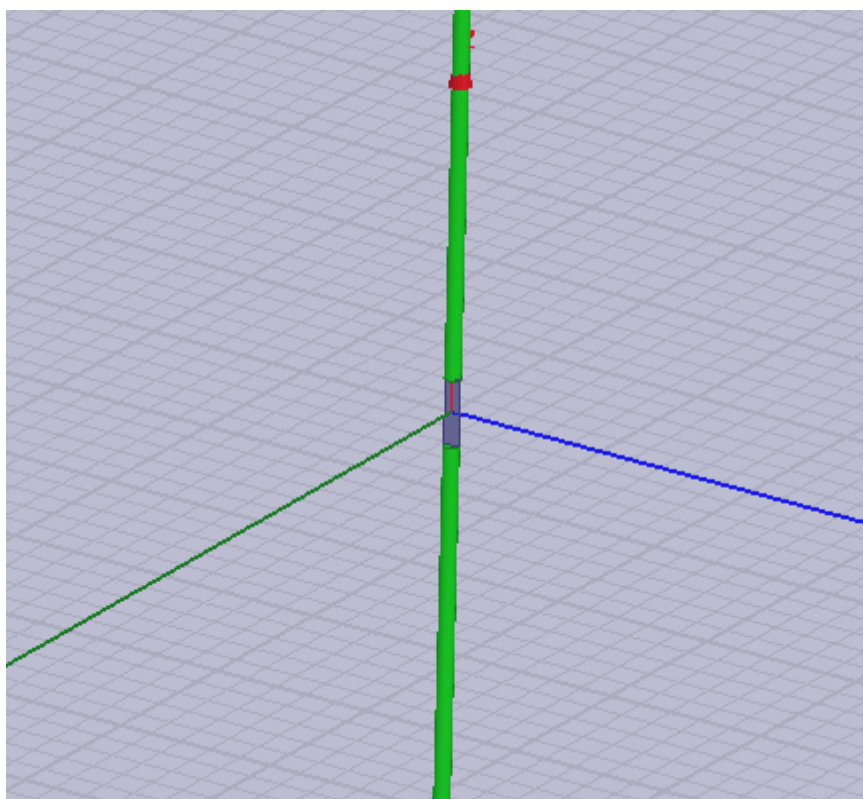


Figura 1. Antena de dipolo filamental

A outra antena utiliza os mesmos parâmetros com o único diferencial de aplicar as transformações do fractal de Minkowski, mantendo o material o diâmetro e o comprimento, porém devido as transformações a altura da antena é reduzida mantendo o comprimento. Foi

ainda executada uma simulação utilizando o mesmo design, porém com dimensões reduzidas pela metade.

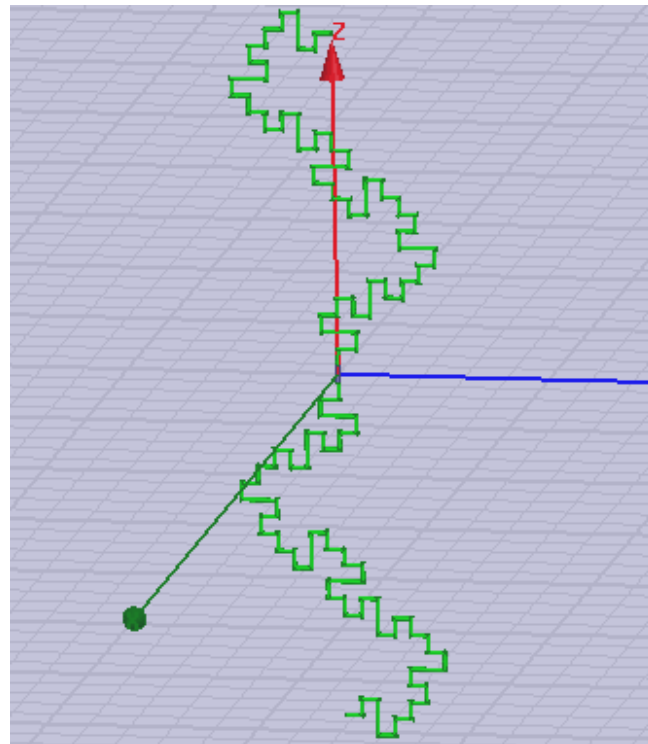


Figura 2. Antena baseada no fractal de Minkowski

2.4 Resultados

Os diagramas de irradiação para a análise de campo distante foram equivalentes, porém o padrão do fractal mostrou certa distorção em relação a ϕ e quando as dimensões da antena fractal foi reduzida à metade a distorção se intensificou, como mostram as figuras a seguir:

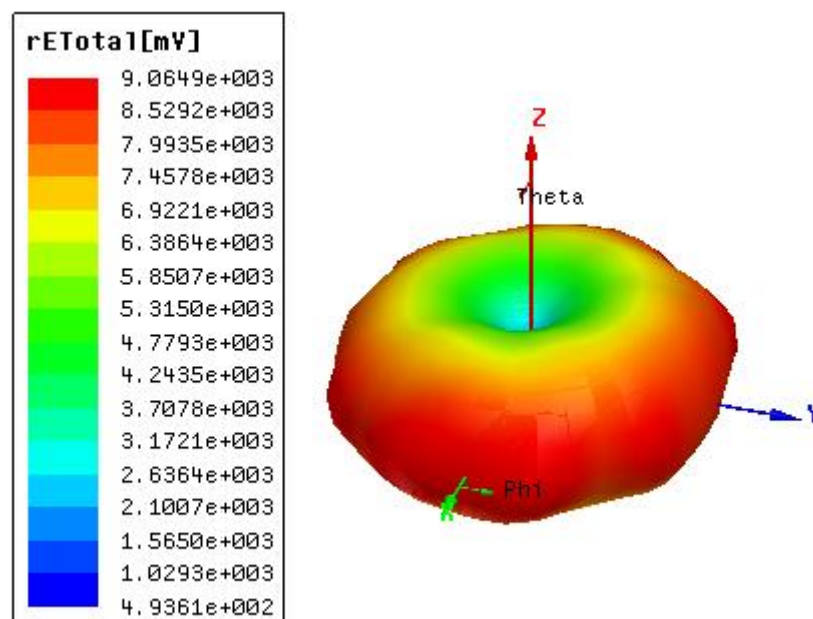


Figura 3. Padrão de irradiação da antena fractal

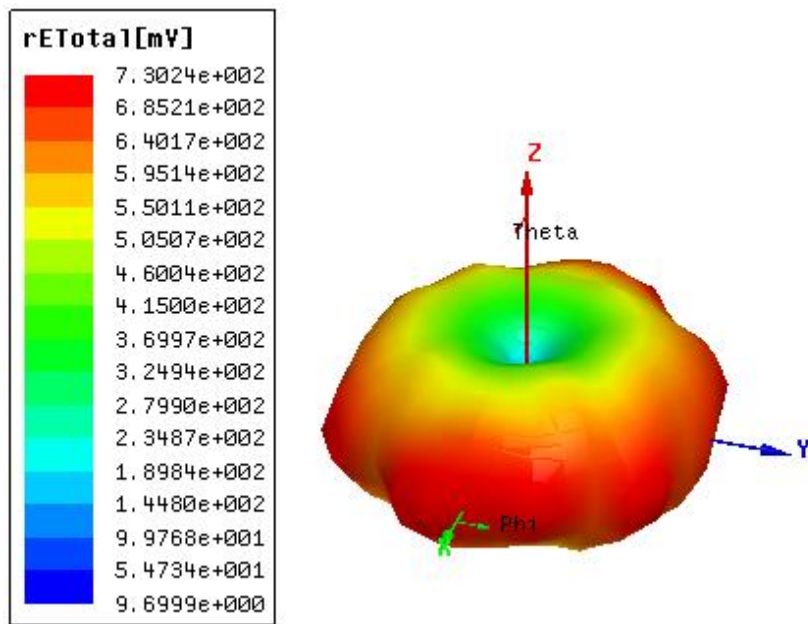


Figura 4. Padrão de irradiação da antena fractal (dimensões reduzidas)

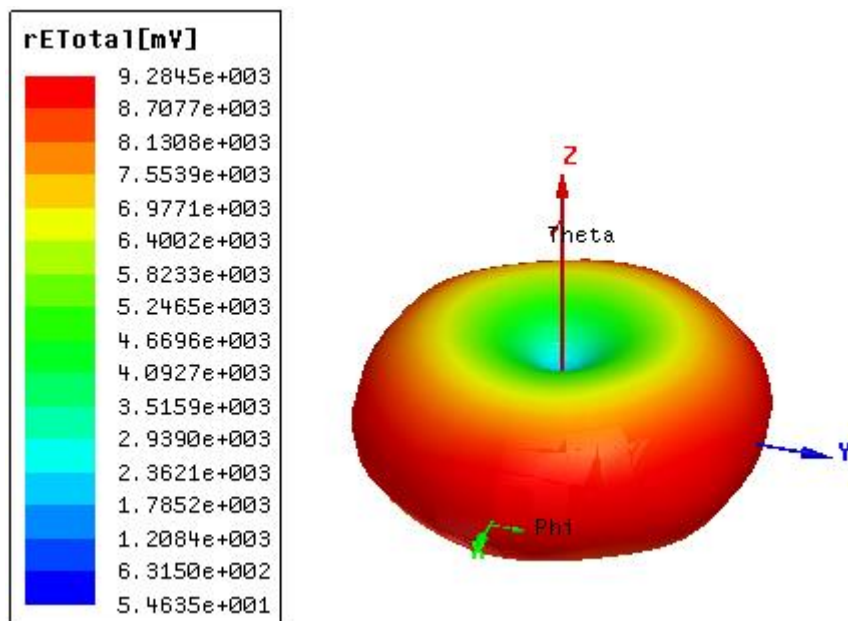


Figura 5. Padrão de irradiação dipolo filamentar

A maior diferença encontrada foi em relação ao coeficiente de retorno (também conhecido como Γ ou perda por retorno). Como mostram as Fig.6, Fig.7 e Fig.8 a seguir:

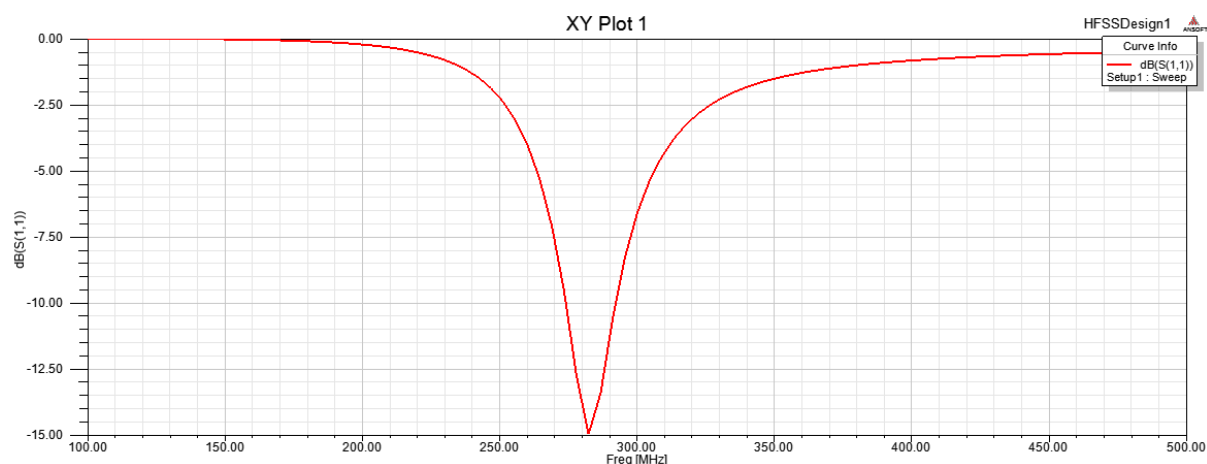


Figura 2. Coeficiente de retorno dipolo filментар

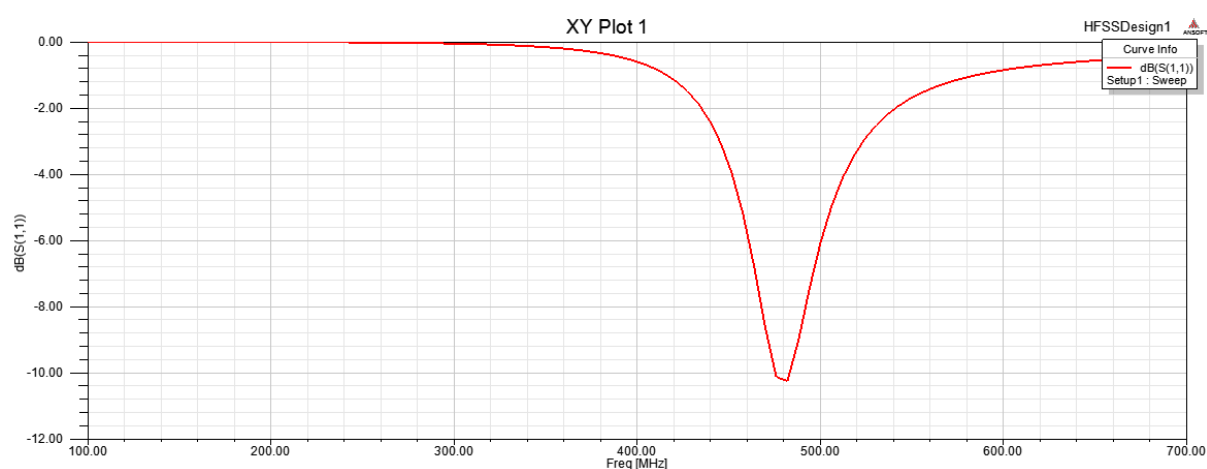


Figura 6. Coeficiente de retorno antena fractal

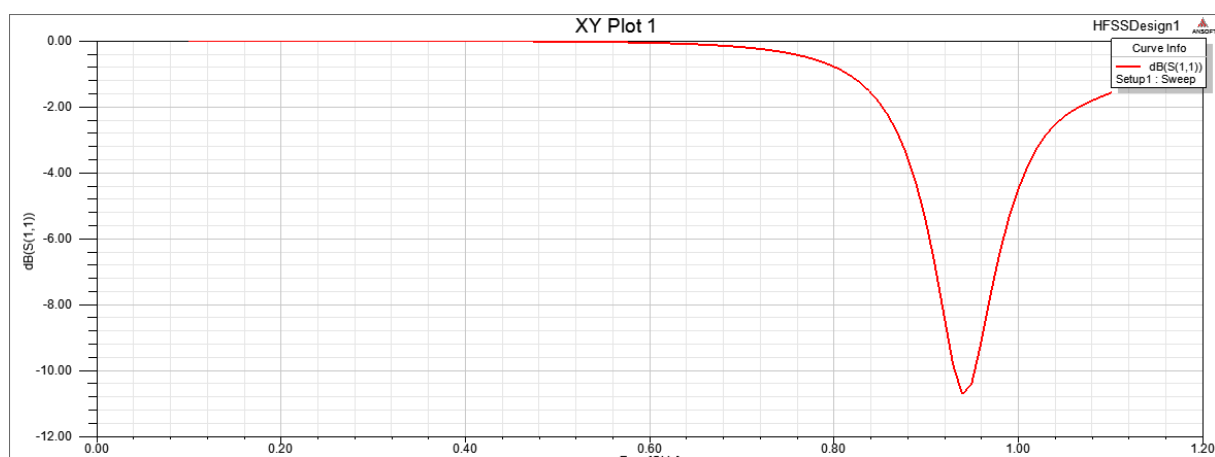


Figura 7. Coeficiente de retorno antena fractal (dimensões reduzidas)

CONCLUSÕES

Houve uma distorção no padrão de irradiação quando aplicado o fractal em comparação com o dipolo. Nota-se ainda que a aplicação das transformações do fractal de Minkowski

resultou em uma mudança no coeficiente de retorno da antena de modo que a faixa de banda em que ela opera foi deslocada para frequências mais altas, com a simulação da antena fractal com dimensões reduzidas pela metade foi verificado um ligeiro aumento da distorção do padrão de irradiação, porém quando verificado o gráfico do coeficiente de retorno nota-se um ligeiro aumento na largura de banda e um ganho ligeiramente maior.

A hipótese de que o caráter do fractal de Minkowski possuir apenas ângulos retos ajudaria no ganho não se confirmou de acordo com os parâmetros das simulações realizadas, bem como a autossimilaridade não representou um aumento na largura de banda, porém a possibilidade de miniaturização ficou evidente através da resposta obtida com o fractal com dimensões reduzidas. Outro comportamento evidenciado foi o deslocamento do coeficiente de retorno com a redução das dimensões.

Deixa-se registrado para próximos trabalhos o interesse na exploração de fractais com uma autossimilaridade mais evidente como o triângulo de Sierpiński que poderia funcionar como diversas antenas resultando em uma largura de banda maior.

Segundo resultados disponíveis na literatura o aumento do nível k do fractal faz com que o coeficiente de retorno do fractal se desloque cada vez mais para altas frequências, tal resultado pode ser corroborado se a antena de dipolo filamentar for interpretada como sendo um fractal de nível 0.

REFERENCIAS

A. Lakhtakia, N. S. Holter, and V. K. Varadan, "Self-similarity in Diffraction by a Self-similar Fractal Screen," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-35, 2, February 1987, pp. 236- 239.

WERNER Douglas H., HAUP, Randy L. e WERNER, Pingjuan L., "Fractal Antenna Engineering: The Theory and Design of Fractal Antenna Arrays", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 41, No. 5. , 1999.