

Estudo Numérico de Circuito de Alimentação por Microfita para Aplicação em Arranjos de Antenas 2x2 em Nanossatélites 8U para Comunicações em 401 MHz

Numerical Study of Microstrip Feedline Network for Application in 2x2 Antenna Arrays on 8U Nanosatellites for 401 MHz Communications

Amarilton Lopes Magalhães, Jorge Fredericson de Macedo Costa da Silva, Daniel Xavier Gouveia, Antônio Sergio Bezerra Sombra

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE) / e-mail: amariltonn@gmail.com, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE) / e-mail: jorge.fredericson@gdeste.ifce.edu.br, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE) / e-mail: dxgouveia@gmail.com, Universidade Federal do Ceará (UFC), e-mail: asbsombra@gmail.com.

Resumo

Este trabalho descreve os resultados de simulação numérica para um circuito de alimentação de microfita sequencialmente rotacionada de quatro portas concebida em substrato dielétrico de baixo custo com dimensões 20x20 cm² para posterior utilização em um arranjo 2x2 de antenas ressoadoras dielétricas circularmente polarizado à direita com frequência de operação em torno de 401 MHz (UHF). A rede de alimentação foi projetada seguindo as dimensões máximas de um nanossatélite cúbico de formato 8U. Para atender à condição de polarização circular à direita (RHCP), a rede de alimentação foi projetada de forma que proporcionasse defasagem progressiva para as suas quatro portas de saída.

Palavras-chave: Rede de alimentação por microfita; rotação sequenciada; polarização circular; nanossatélites; arranjos de antenas; UHF.

Abstract

This paper describes the numerical simulation results for a sequentially rotated four-port microstrip feedline network designed on 20x20 cm² low cost dielectric substrate for future use in a 2x2 right-hand circularly polarized dielectric resonator antenna array with operating frequency at 401 MHz (UHF). The feedline network was designed by adopting the maximum dimensions of an 8U cube-shaped nanosatellite. To meet right-hand circular polarization (RHCP) condition, the feedline network was designed to provide progressive phase shift for its four output ports.

Keywords: Microstrip feedline network; sequential rotation; circular polarization; nanosatellites; antenna arrays; UHF.

1. Introdução

A técnica de rotação sequenciada da alimentação [1] foi introduzida para aprimorar a largura de banda de polarização circular de antenas linearmente ou circularmente polarizadas, proporcionando arranjos circularmente polarizados independente da polarização do elemento. Está técnica demonstrou boa performance em inúmeros trabalhos [2],[3],[4],[5],[6],[7].

No Brasil, utiliza-se frequências em torno de 401,62 MHz e 401,65 MHz por satélites para coleta de dados ambientais em *up-link*, obtidos através de diversas plataformas de coleta. Considerando que os satélites aproximam-se do fim das suas vidas úteis e visando a continuidade do sistema de coleta de dados com avanços tecnológicos e redução de custos, estabeleceu-se a missão de desenvolver uma

constelação de nanossatélites do tipo 8U, os quais apresentam estrutura equivalente a um cubo de arestas com de 20 cm de aresta [8],[9]. A implementação de arranjos de antena nesta aplicação é de grande importância, uma vez que podem proporcionar aumento significativo no ganho do conjunto de antenas. Além do ganho, deve-se implementar uma técnica que proporcione polarização circular com boa largura de banda.

Este trabalho descreve a simulação numérica de uma rede de alimentação por microfita sequencialmente rotacionada visando um posterior estudo de um arranjo planar 2x2 de antenas ressoadoras dielétricas com polarização circular à direita (RHCP, do inglês *Right-Hand Circular Polarization*) e frequência de operação em 401 MHz. Para alcançar a polarização do tipo RHCP no arranjo, deve-se garantir uma defasagem progressiva na alimentação de cada porta da rede. A defasagem progressiva no circuito de microfita para 4 portas pode ser obtida com o uso de um elemento defasador de 180° com três portas, sendo uma porta de entrada e duas portas de saída, cada uma conectada a outro elemento defasador de 90°. Para cumprir o requisito estrutural para nanossatélites do tipo 8U, adotou-se um substrato dielétrico de base quadrada com 20 cm de lado.

2. Desenvolvimento

O modelo computacional empregado neste trabalho foi concebido no HFSS (*High Frequency Structure Simulator*), um *software* comercial de alto desempenho para simulações numéricas de estruturas tridimensionais sob altas frequências, pertencente à empresa Ansoft, LLC. Através do método dos elementos finitos tridimensional, o software gera soluções para as equações de Maxwell, das quais pode-se obter os parâmetros de espalhamento S , impedância Z , admitância Y e campos eletromagnéticos das estruturas [10].

A concepção do modelo numérico da rede de alimentação por microfita se deu por várias etapas, as quais são descritas nesta seção. As subseções 2.1 a 2.3 foram baseadas no trabalho de [11].

2.1. Substrato

O primeiro passo do projeto foi determinar o substrato dielétrico a ser utilizado na concepção do circuito. A escolha foi realizada com base em uma solução econômica e de fácil disponibilidade comercial. Logo, optou-se pela utilização do FR4 Epoxy com duplo laminado como placa com substrato dielétrico para a realização das simulações numéricas. Nesta placa, uma das suas superfícies condutoras será considerada como o plano de terra do modelo, ao passo que na outra superfície será projetado o traço da linha de microfita. Neste trabalho, os condutores são considerados como condutores elétricos perfeitos (PEC, do inglês *Perfect Electric Conductor*). As características do substrato dielétrico utilizado nas simulações computacionais são descritas na Tabela 1.

Tabela 1. Características do substrato dielétrico.

Parâmetro	Valor
Permissividade relativa (ϵ_r)	4,4
Tangente de perdas dielétricas	0,02
Espessura do dielétrico (h)	1,6 mm
Comprimento	20 cm
Largura	20 cm
Condutor	PEC
Espessura do condutor (t)	0,018 mm

2.2. Conector SMA de 50 Ω

No sentido de aumentar a fidelidade do modelo numérico deste circuito de alimentação, optou-se pela utilização de um conector “subminiatura versão A” (SMA, do inglês *subminiature version A*) com impedância característica de 50 Ω , ligado diretamente à linha de microfita. Utilizou-se como referência

um modelo comercial da marca Johnson Components, pertencente à empresa Bel Fuse, Inc [12], com alguns detalhes físicos alterados para simplificação do modelo computacional. A Tabela 2 mostra os parâmetros utilizados na modelagem do conector SMA de 50 Ω .

Para validar a impedância característica do conector, foram realizadas simulações utilizando portas de onda em cada extremidade do conector, onde cada porta abrange as faces do dielétrico e da sonda metálica. Nestas simulações, retirou-se o guia que serve para facilitar a junção conector-microfita (*tab contact*). As Figuras 1a e 1b mostram, respectivamente, a vista em perspectiva do modelo computacional do conector e o resultado da simulação da impedância característica Z_0 obtida nas duas portas. Os valores de Z_0 nas portas 1 e 2 são aproximadamente iguais a 50,03 Ω , demonstrando que o conector SMA está apto a ser conectado a uma linha de microfita de 50 Ω e ser implementado em uma situação experimental da rede de alimentação.

Tabela 2: Parâmetros do modelo computacional do conector SMA de 50 Ω .

Parâmetro	Valor
Raio da sonda metálica	0,69 mm
Espessura da malha condutora	0,38 mm
Comprimento da base	9,52 mm
Altura da base	7,92 mm
Espessura da base	1,65 mm
Condutor	PEC
Dielétrico	Teflon
Espessura do dielétrico	1,6 mm
Permissividade relativa	2,1

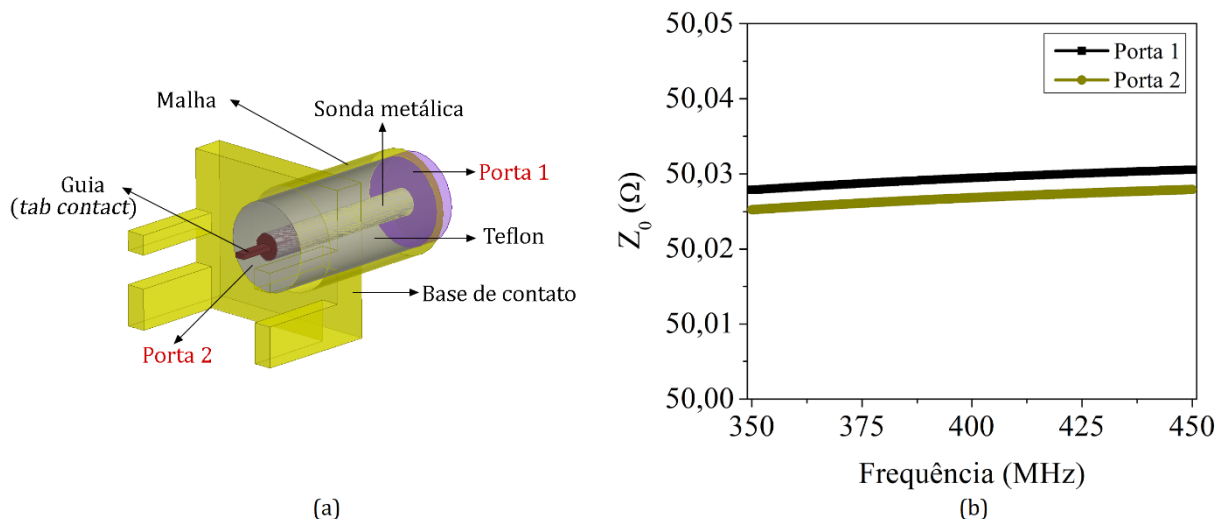


Figura 1. Modelo computacional do conector SMA de 50 Ω . (a) Vista em perspectiva. (b) Gráfico da impedância característica simulada em função da frequência nas portas 1 e 2.

2.3. Linha de microfita de 50 Ω

A linha de microfita, ilustrada na Figura 2, é formada por uma estrutura composta por um traço condutor de largura w impresso sobre uma das faces de um substrato dielétrico de permissividade relativa ϵ_r , espessura h e um plano condutor na outra face [13],[14].

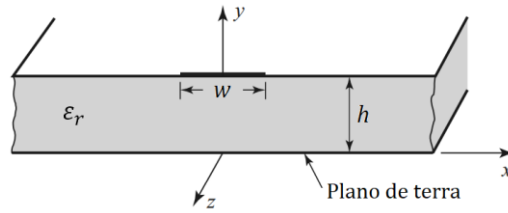


Figura 2. Geometria de uma linha de microfita [14].

De acordo com [13] e [14], a relação largura-espessura da linha de microfita pode ser calculada pela Equação 1.

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, & \frac{w}{h} < 2 \text{ ou } A > 1,52 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\}, & \frac{w}{h} > 2 \text{ ou } A \leq 1,52 \end{cases} \quad (1)$$

na qual os valores de A e B são determinados pelas Equações (2) e (3).

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3)$$

Com o valor da razão w/h , para $Z_0 = 50 \Omega$, pode-se determinar o valor da largura w para $h = 1,6$ mm. Após isso, é desejável a utilização da Equação (4) para verificar o casamento com o valor da impedância determinado, efetuando o caminho inverso.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right), & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right]}, & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (4)$$

onde ϵ_{ef} é a permissividade efetiva da linha de microfita, interpretada como a permissividade de um meio homogêneo equivalente que substitui o ar e o dielétrico, pode ser calculada através da Equação (5), onde $F(w/h)$ é dado pela Equação (6) [13].

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F \left(\frac{w}{h} \right) \quad (5)$$

$$F \left(\frac{w}{h} \right) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2, & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}}, & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (6)$$

As Equações (4) e (5) apresentam erro relativo máximo menor que 1% e podem ser utilizadas quando o condutor possuir espessura desprezível. De acordo com [15], a espessura do condutor da linha de microfita é desprezível quando as condições $t/h \leq 0,005$, $2 \leq \epsilon_r \leq 10$ e $w/h \geq 0,1$ são satisfeitas. A segunda e a terceira condições são satisfeitas, porém, a primeira não. Portanto, deve-se implementar uma correção, dada pelas Equações 7 e 8, nas quais calcula-se a relação da largura equivalente pela altura w_e/h e a permissividade efetiva equivalente [13],[16].

$$\frac{w_e}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right), & \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \text{ ou } 0,159 \\ \frac{w}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right), & \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \text{ ou } 0,159 \end{cases} \quad (7)$$

$$\epsilon_{efe} = \epsilon_{ef} + C \quad (8)$$

onde

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \frac{\frac{t}{h}}{\sqrt{\frac{w}{h}}} \quad (9)$$

Através dos resultados obtidos com as Equações (7) e (8), pode-se utilizar w_e e ϵ_{efe} para determinar o valor de Z_0 na Equação 4. Este método foi utilizado no cálculo da largura da linha de microfita. Após diversas utilizações das equações citadas e com o auxílio do software TxLine [17] para comparação dos resultados, obteve-se $w = 3,04$ mm para $Z_0 = 50 \Omega$.

No sentido de validar a impedância característica da linha de microfita a ser utilizada na rede alimentação, desenvolveu-se um modelo computacional para simulação numérica, mostrado nas Figuras 3a-3c. Foram implementadas duas portas utilizando conectores SMA, de acordo com a subseção 2.2. Os resultados de impedância característica simulados nas portas 1 e 2 são mostrados na Figura 3d. Os valores de Z_0 nas portas 1 e 2 são aproximadamente iguais a 50,03 Ω e 50,02 Ω , respectivamente, em concordância com o valor teórico e validando a utilização de 3,04 mm como largura da microfita.

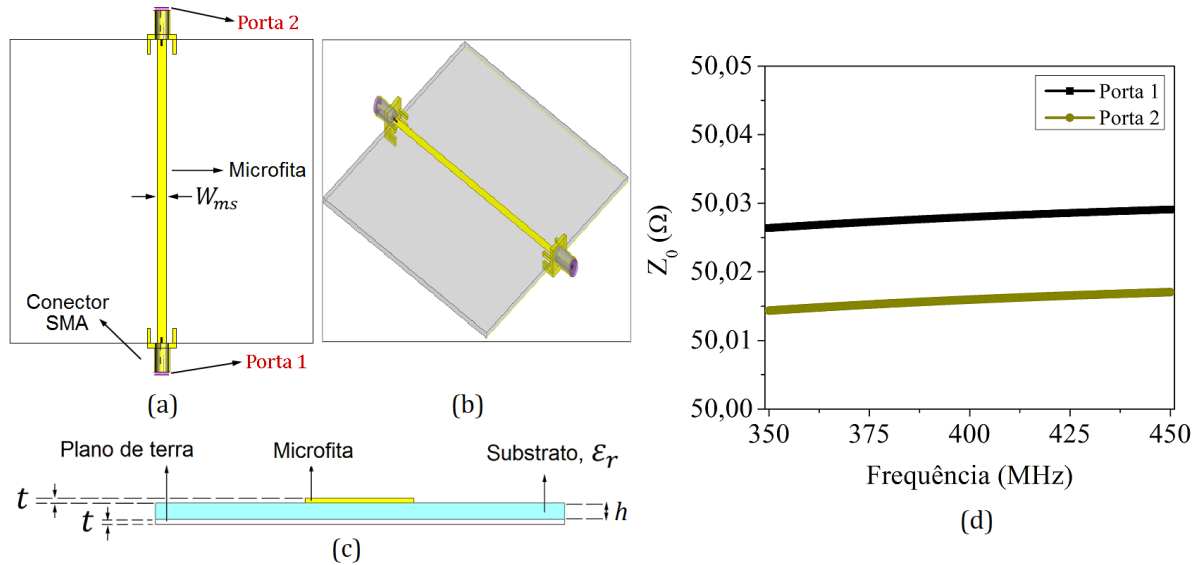


Figura 3. Modelo computacional da linha de microfita de 50 Ω e resultados. (a) Vista superior. (b) Vista em perspectiva. (c) Vista lateral. (d) Gráfico de Z_0 em função da frequência simulada nas portas 1 e 2.

2.4. Divisores de potência com defasagem

A concepção da rede de alimentação proposta pode ser realizada utilizando-se dois acopladores híbridos de 90° e um de 180° . Entretanto, tendo em vista o pouco espaço disponível e a permissividade relativamente baixa do substrato, esta solução tornaria o projeto mais complexo e fisicamente limitado. Logo, optou-se pela utilização de três divisores de potência do tipo “T”, um com defasagem de 180° entre as portas de saída (central) e dois com defasagem de 90° (esquerdo e direito). Cada junção T possui na entrada uma linha de 50Ω , e na saída, duas linhas em paralelo com a mesma impedância característica para igual divisão de potência. Com isso, a impedância percebida no centro da junção seria igual a 25Ω . Portanto, deve-se acrescentar um transformador de um quarto do comprimento de onda entre a linha de entrada e a junção para que exista casamento de impedância.

A impedância característica Z_{T4} dos 3 transformadores de um quarto do comprimento de onda guiado são calculados pela Equação (10) [13].

$$Z_{T4} = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (10)$$

onde $Z_0 = 50 \Omega$ e $Z_L = 25 \Omega$. Portanto, o valor da impedância característica do transformador é igual a $35,35 \Omega$. O seu comprimento físico L_{T4} corresponde a $\lambda_g/4$, onde λ_g é o comprimento de onda guiado na linha de microfita, dado pela Equação (11). O valor calculado de L_{T4} é igual a $100,38 \text{ mm}$, entretanto este resultado deve ser compensado devido à ocorrência de uma dobra na linha correspondente ao transformador, que poderá ser visualizado na subseção 2.6.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}(Z_{T4})}} \quad (11)$$

No projeto das junções “T”, para que haja defasagem de 180° entre as portas de saída, deve-se haver uma diferença física de $204,58 \text{ mm}$ entre as mesmas, enquanto deve-se haver uma diferença de $102,29 \text{ mm}$ para que haja defasagem de 90° . Estes valores foram calculados substituindo Z_{T4} por Z_0 na Equação (11).

2.5. Compensação de descontinuidades

Em circuitos de microondas, as descontinuidades da linha de microfita introduzem reatâncias parasitas que devem ser consideradas no projeto. É desejável que as dobras e junções em “T” sejam compensadas, de forma a minimizar essas reatâncias, de forma que o desempenho do circuito seja melhorado. O processo de compensação é chamado de chanfro ou mitre [13],[18]. O modelo de mitre ideal em dobras de 45° em linhas de microfita é ilustrado na Figura 4.

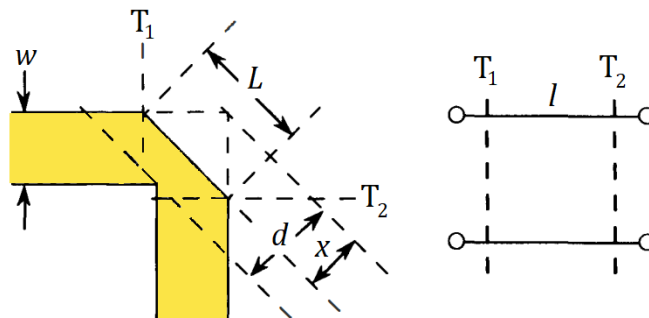


Figura 4. Dobra na linha de microfita com mitre ideal [18].

O valor da altura da seção triangular subtraída do canto da dobra pode ser calculado através da Equação (12), em função da largura da microfita e da altura do substrato. O comprimento do canto

chanfrado L é igual ao dobro de x e também pode ser obtido pela Equação (13), enquanto que o comprimento elétrico l é dado pela Equação (14). Essas equações são válidas para $w/h \geq 0,25$ e $\epsilon_r \leq 25 \pm 4$ [18].

$$x = w\sqrt{2} \left(0,52 + 0,65e^{\frac{-1,35w}{h}} \right) \quad (12)$$

$$\frac{L}{w} = \sqrt{2} \left(1,04 + 1,3e^{\frac{-1,35w}{h}} \right) \quad (13)$$

$$l = \frac{L}{\sqrt{2}} \quad (14)$$

A compensação da descontinuidade em uma junção “T” pode ser compensada também pela remoção de uma seção triangular da junção. Para uma linha principal (central) com impedância característica de $Z_0/\sqrt{2}$, o ângulo ideal do mitre é igual 120° e o comprimento ideal de cada lado adjacente a este ângulo é igual a $0,851w$, o qual é independente de frequência, dielétrico e demais parâmetros [18]. Os detalhes são exibidos na Figura 5.

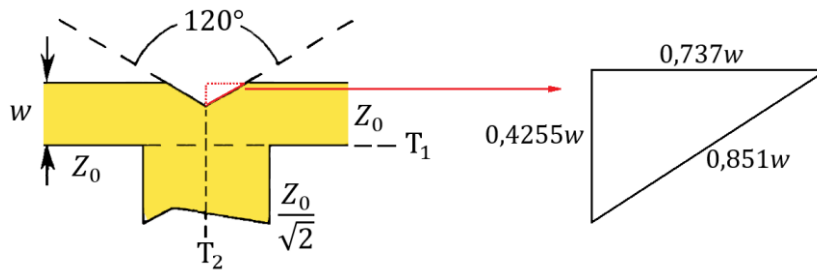


Figura 5. Linha de microfita em “T” ideal e dimensões do recorte [18].

O modelo numérico da rede de alimentação por microfita com rotação sequenciada é mostrada na Figura 1. A rede é composta por linhas de microfita de 50Ω , transformadores de um quarto do comprimento de onda guiado e junções do tipo “T” impressos sobre um substrato dielétrico de baixo custo, com dimensões 20×20 cm, altura de 1,6 mm, espessura do condutor de $18\mu\text{m}$ e permissividade relativa igual a 4,4. O circuito de microfita está ligado à alimentação principal através de um conector SMA também de 50Ω . Na Figura 1b, a camada superior é o plano de terra, estando o circuito de microfita no lado inferior do substrato.

Após cálculo da compensação de uma dobra em cada transformador de um quarto de onda, obteve-se o comprimento L_{T4} compensado, sendo igual a 100,64 mm teoricamente e validado em simulação. Os demais trechos de linhas de 50Ω apresentaram várias dobras e sua compensação foi realizada tanto em cálculo como em simulação.

2.6. Modelo computacional da rede de alimentação por microfita sequencialmente rotacionada

Na concepção computacional da rede alimentação, projetou-se inicialmente os defasadores de 90° e 180° de forma isolada. Após os resultados iniciais em ambos os casos, foram necessários pequenos ajustes no comprimento de alguns trechos. Após finalizada a simulação dos defasadores, os mesmos foram integrados na forma geral da rede de alimentação, mostrada na Figura 6. Os resultados finais são mostrados na Figura 7.

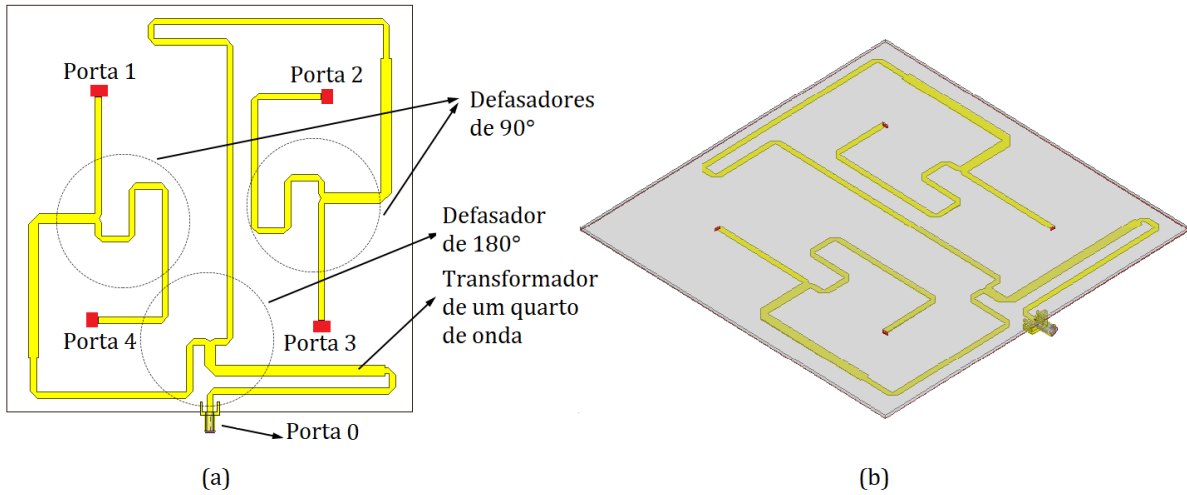


Figura 6. Rede de alimentação por microfita de 4 portas com defasagem progressiva. (a) Vista superior com esquema de defasadores e portas. (b) Vista em perspectiva.

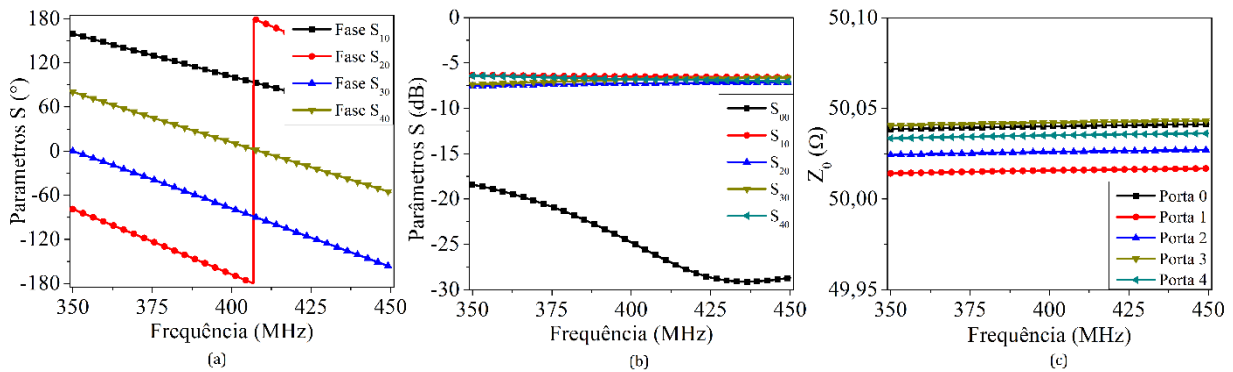


Figura 7. Resultados da rede de alimentação por microfita de 4 portas com defasagem progressiva. (a) Ângulo dos parâmetros S . (b) Parâmetros S em dB. (c) Impedâncias características das quatro portas.

3. Resultados e Discussão

Os resultados da simulação inicial com o defasador de 180° indicaram diferença de fase entre as portas de $180,02^\circ$ em 401 MHz, com $S_{10} = -3,39$ dB, $S_{20} = -3,7$ dB e impedâncias características $Z_1 = 50,05 \Omega$ e $Z_2 = 50,04 \Omega$. Em seguida, as simulações com o defasador de 90° indicaram diferença de fase entre as portas de $90,04^\circ$, com $S_{10} = -3,17$ dB, $S_{20} = -3,41$ dB e impedância característica de $50,03 \Omega$ nas duas portas. Logo após a simulação com os defasadores de 180° e 90° separados, os dois foram reunidos em uma única rede de quatro portas, conforme a Figura 6. Os resultados da rede de alimentação de 4 portas indicam boa quadratura de fase entre as portas em 401 MHz e defasagem progressiva no sentido $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 1$ (sentido de rotação para a direita ao analisar as portas), com $\angle(S_{10}) = 100,39^\circ$, $\angle(S_{20}) = -169,69^\circ$, $\angle(S_{30}) = -79,62^\circ$ e $\angle(S_{40}) = 10,28^\circ$. As diferenças de fase entre as portas são $\angle(S_{40} - S_{30}) = 89,9^\circ$, $\angle(S_{10} - S_{40}) = 90,11^\circ$, $\angle(S_{20} - S_{10}) = 89,92^\circ$ e $\angle(S_{30} - S_{20}) = 90,07^\circ$. Os valores de impedância características nas portas são $Z_1 = 50,02 \Omega$, $Z_2 = 50,03 \Omega$, $Z_3 = 50,04 \Omega$ e $Z_4 = 50,04 \Omega$. Os parâmetros S em dB indicam boa divisão de potência entre as quatro portas, com $S_{10} = -6,51$ dB, $S_{20} = -7,25$ dB, $S_{30} = -6,85$ dB e $S_{40} = -6,79$ dB. Houve variação nos parâmetros S de máximo $-1,25$ dB, o que representa perdas por inserção no sistema.

4. Considerações Finais

Com base nos resultados obtidos, conclui-se que a rede de alimentação proposta neste trabalho sob forma numérica representa uma alternativa de baixo custo para o desenvolvimento e implementação de arranjos de antenas 2x2, como arranjos de antenas ressoadoras dielétricas, para utilização em nanossatélites meteorológicos de formato 8U. A técnica de rotação sequenciada da alimentação proveu diferença de fase progressiva entre as quatro portas do circuito no sentido de rotação física à direita quando se analisa as mesmas, o que significa que o circuito de alimentação está apto a proporcionar um futuro arranjo de antenas circularmente polarizado à direita.

Referências

- [1] J. Huang, A technique for an array to generate circular polarisation with linearly polarised elements, IEEE Trans., AP34 (1986), 1113-1124.
- [2] S-L. S. Yang and R. Chair and A. A. Kishk and K. F. Lee and K. M. Luk, Study on sequential feeding networks for subarrays of circularly polarized elliptical dielectric resonator antenna, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 55 (2007), 321-333.
- [3] T. Teshirogi and M. Tanaka and W. Chujo, Wideband circularly polarised array antenna with sequential rotations and phase shifts of elements, em “Proc. Int. Symposium on Antennas and Propagation”, pp. 117-120, Japan, 1985.
- [4] A. Chen and C. Yang and Z. Chen and Y. Zhang and Y. He, Design of multilevel sequential rotation feeding networks used for circularly polarized microstrip antenna arrays, International Journal of Antennas and Propagation, 2012 (2012).
- [5] S. Karamzadeh and B. Virdee and V. Rafii and M. Kartal, Circularly polarized slot antenna array with sequentially rotated feed network for broadband application, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 25 (2015), 358-363.
- [6] T. Sedghechongaralouye-Yekan and M. Naser-Moghadasi and R. A. Sadeghzadeh, Broadband Circularly Polarized 2x2 Antenna Array with Sequentially Rotated Feed Network for C-Band Application, Wireless Personal Communications, 91 (2016), 653-660.
- [7] B-F. Zong and G. M. Wang and H. Y. Zeng and Y. W. Wang and D. Wang, SCRLH-TL Based Sequential Rotation Feed Network for Broadband Circularly Polarized Antenna Array, Radioengineering, 25 (2016), 81.
- [8] M. J. M. Carvalho and J. S. S. Lima and L. S. Jotha and P. S. Aquino, Conasat-constelação de nano satélites para coleta de dados ambientais, “INPE, XVI Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto (SBSR)”, pp. 13-18, Natal, 2013.
- [9] W. Yamaguti and V. Orlando and S. P. Pereira, O sistema brasileiro de coleta de dados ambientais: Status e planos futuros, “INPE, XIV Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto (SBSR)”, pp. 1633-1640, Natal, 2009.
- [10] Ansys Corporation, Ansoft HFSS for Antenna/RF - User Guide, 4ª. ed., Pittsburgh (2010).
- [11] A. L. Magalhães, Estudo Numérico de Antena Ressonadora Dielétrica Circularmente Polarizada para Comunicações em 401 MHz, Dissertação (Mestrado em Eng. de Telecomunicações), Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, Fortaleza, 2017.

- [12] Bel Fuse, SMA 50 Ohm End Launch Jack Receptable–Tab Contact (2017). Disponível em: <<https://belfuse.com/resources/Johnson/productinformation/pi-142-0701-851.pdf>>. Acesso em: 10-12-2017.
- [13] K. C. Gupta and R. Gard and I. Bahl and M. Bozzi, “Microstrip lines and slotlines”, 2ª. ed, Artech house, Norwood, 1996.
- [14] D. M. Pozar, "Microwave engineering", John Wiley & Sons, New York, 2012.
- [15] M. A. R. Gunston and J. R. Weale, Variation of microstrip impedance with strip thickness, Electronics Letters IET, 5 (1969), 697–698.
- [16] I. J. Bahl and R. Garg, Simple and accurate formulas for a microstrip with finite strip thickness, Proceedings of the IEEE, 65 (1977), 1611–1612.
- [17] National Instruments, Tx-Line Transmission Line Calculator (2017). Disponível em: <<http://www.awrcorp.com/products/additional-products/tx-line-transmission-line-calculator>>. Acesso em: 10-12-2017.
- [18] B. C. Wadell, “Transmission line design handbook”, Artech House, Boston, 1991.