

# Estudo de Antenas em Fenda Anelar para Sistemas de Navegação via Satélite

Marcos V. T. Heckler e Edson R. Schlosser

**Resumo**—Este artigo apresenta o estudo de uma antena com geometria do tipo fenda anelar para sistemas de navegação global via satélite. Com o auxílio de resultados numéricos, os principais parâmetros de projeto são analisados. O procedimento de otimização das redes de casamento para ajuste da impedância de entrada do irradiador é descrita. Finalmente, um acoplador híbrido de 90° é conectado às saídas da antena para possibilitar recepção de ondas circularmente polarizadas à direita. Com apenas um laminado de micro-ondas, foi possível projetar uma antena circularmente polarizada com um acoplador híbrido integrado, o que resulta em um processo de construção extremamente simples e com baixo custo.

**Palavras-Chave**—Antenas para sistemas de navegação, antenas em fenda anelar, fendas eletromagnéticas.

**Abstract**—This paper describes the analysis of an annular-slot antenna for global navigation satellite systems. The main design parameters are analyzed and numerical results are shown. The optimizations performed for the impedance matching networks are described. Finally, a 90°-hybrid is integrated to the antenna outputs, so as to allow reception of right-handed circularly polarized waves. The design of this radiator was possible by employing only one dielectric layer for both slot-ring antenna and the feeding lines. This yielded an optimized geometry that is low-cost and easy to fabricate.

**Keywords**—Antennas for navigation systems, annular-slot antennas, slot antennas.

## I. INTRODUÇÃO

Concebidas no início dos anos 50 como linhas de transmissão para circuitos integrados em micro-ondas, as estruturas do tipo microfita passaram por grandes transformações até atingirem as configurações atuais [1]-[2]. Sua geometria original, composta por um plano de terra e por um substrato dielétrico que suporta uma fita condutora, evoluiu para outras de maior complexidade, porém mais versáteis, dando origem aos irradiadores do tipo microfita e de fenda em linha de fita [3]-[6]. Por apresentarem baixo arrasto aerodinâmico, massa e volume reduzidos, além de apresentarem flexibilidade em termos de impedância de entrada e polarização, tais irradiadores têm merecido atenção para diversas aplicações aeroespaciais [7]-[9]. Outra vantagem destas geometrias é a possibilidade de fácil integração com componentes ativos, característica esta que

minimiza as perdas de potência e melhora a figura de ruído de sistemas receptores.

A tecnologia de microfita tem sido utilizada por vários fabricantes de receptores para sistemas globais de navegação via satélite (do inglês, *global navigation satellite systems – GNSS*), os quais têm ganhado cada vez mais popularidade nas últimas duas décadas. Ainda que este sistema tenha sido concebido inicialmente para fins militares, sua aplicação para fins civis está bastante difundida nos dias atuais. Exemplos de aplicação de tais sistemas são os navegadores portáteis utilizados por pedestres e motoristas para localização em cidades e rodovias, e controle da posição de plataformas marítimas para extração de petróleo. No primeiro caso, as antenas são construídas sobre um substrato com permissividade elétrica elevada, com o intuito de obter uma geometria com dimensões reduzidas devido à necessidade de portabilidade do equipamento. Tal estratégia resulta em uma antena que apresenta baixa eficiência de irradiação e elevados níveis de polarização cruzada. Como consequência, o erro na estimativa do posicionamento aumenta, podendo, em alguns casos, chegar a 10 m. Tal precisão é inaceitável em aplicações críticas, como é o caso de equipamentos para auxílio a pousos e decolagens baseados em sistemas GNSS. Sistemas desse tipo têm especial importância em situações de más condições de tempo e visibilidade, que ocorrem com frequência em alguns dos principais aeroportos da Região Sul do Brasil. Como medida de auxílio à aproximação de aeronaves, faz-se necessário o emprego de antenas e receptores GNSS de alto desempenho. Em particular, a antena deve apresentar elevada pureza de polarização e bom casamento de impedâncias [10]-[11].

A literatura apresenta várias contribuições na área de antenas projetadas para sistemas de GNSS, sendo a grande maioria projetada em tecnologia de microfita [12]-[21]. Alternativamente, antenas do tipo fenda em linha de fita podem ser projetadas para apresentar aproximadamente o mesmo desempenho. Essas antenas apresentam vantagens sobre antenas de microfita como menor sensibilidade a tolerâncias inerentes ao processo de fabricação e faixa de operação mais larga [5]. Em especial, as antenas em fenda anelar possibilitam o projeto de geometrias multi-banda com configuração coplanar, apresentando construção mais fácil e com menor custo quando comparadas às estruturas de microfita construídas com sobreposição de elementos (no inglês, *stacked patches*). Para estudar o potencial das antenas de fenda em linha de fita, este trabalho visa ao estudo e projeto de uma antena do tipo fenda anelar para operação na banda E1 (1559 – 1591 MHz) do sistema europeu de navegação via satélite – Sistema Galileo.

Na seção seguinte, considerações sobre os requisitos para uma antena de GNSS são descritas. Em seguida, uma análise

Marcos Vinício Thomas Heckler, Campus Alegrete, Universidade Federal do Pampa, Alegrete - RS, Brasil. Edson Rodrigo Schlosser, Campus Alegrete, Universidade Federal do Pampa, Alegrete - RS, Brasil. E-mails: [marcos.heckler@unipampa.edu.br](mailto:marcos.heckler@unipampa.edu.br) e [schlossertche@gmail.com](mailto:schlossertche@gmail.com). Este trabalho foi parcialmente financiado pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio Grande do Sul (FAPERGS), processo 11/1740-1.

dos principais parâmetros de projeto de antenas do tipo fenda anelar é apresentada e resultados numéricos são discutidos. Finalmente, um acoplador híbrido é projetado e integrado à geometria da antena. Resultados numéricos são mostrados para a antena projetada. Com apenas uma camada de laminado de micro-ondas, foi possível projetar a antena, que apresentou características satisfatórias para operação na faixa E1 do Sistema Galileo.

## II. CONSIDERAÇÕES SOBRE OS REQUISITOS PARA A ANTENA

Para operação em uma única faixa, os sistemas de GNSS em geral consideram os serviços disponibilizados na banda L1 (1578 – 1582 MHz) do sistema americano GPS. Os sistemas mais modernos consideram interface desse sistema com o sistema europeu Galileo, que deverá operar na banda E1 já descrita na seção I. Desta forma, a antena considerada neste artigo deverá operar na faixa 1559-1591 MHz.

A fim de ampliar o campo de visibilidade do receptor GNSS, a antena deve possibilitar a recepção de sinais de satélites que se encontrem desde o zênite até regiões próximas ao horizonte. Para isso, o diagrama de irradiação da antena deve apresentar variação de ganho de, no máximo 10 dB do zênite até 5° de elevação sobre o horizonte. Além disso, para garantir a correta recepção dos sinais ao longo de toda a banda E1, o coeficiente de reflexão da antena deve apresentar valor máximo de -10 dB e a razão axial valor máximo de 3 dB.

Vários autores têm sugerido antenas circularmente polarizadas empregando a técnica de perturbação de modos. Este é o caso das antenas de microfita do tipo quase quadrada ou quadrada com cantos truncados. Sua principal vantagem é a possibilidade de obtenção de polarização circular com apenas um ponto de excitação e uma camada dielétrica, o que resulta em uma antena de fácil construção. Entretanto, como principal desvantagem, a pureza da polarização circular é bastante susceptível à tolerância intrínseca do processo de construção. Além disso, no caso de antenas operando em rede, a razão axial da onda irradiada por essas geometrias é sensível ao acoplamento mútuo entre os elementos que compõem a rede. De maneira alternativa, um esquema de alimentação em dois pontos deslocados de 90° no espaço e com correntes de excitação de mesma amplitude e defasadas de 90° também pode ser empregado para produzir polarização circular. Apesar da necessidade de mais camadas dielétricas para acomodar o irradiador e as linhas de alimentação, tal geometria apresenta alta robustez a tolerâncias do processo de fabricação e das características dos materiais empregados na construção da antena. Além disso, a pureza da polarização circular é pouco afetada pelo acoplamento mútuo caso esse irradiador seja utilizado para composição de uma rede de antenas. Por essas razões, a antena a ser analisada neste trabalho adotará dois pontos de alimentação acoplados a uma híbrida de 90°.

## III. ANTENA COM GEOMETRIA EM FENDA ANELAR

A geometria básica de uma antena em fenda anelar linearmente polarizada é apresentada na Fig. 1. O irradiador é composto por uma fenda com geometria anelar, mostrada em lilás, que é alimentada por uma linha de alimentação, em verde na Fig. 1 e localizada abaixo do plano de terra (GND). A linha de alimentação é utilizada para excitar um campo elétrico na fenda operando no modo  $TM_{11}$ . A Fig. 2(a) mostra esquematicamente a seção transversal da estrutura.

A frequência de ressonância do irradiador é ajustada escolhendo-se o valor do raio médio  $R_{médio}$  da fenda anelar como sendo tal que o comprimento médio da circunferência da fenda, representada pela linha tracejada na Fig. 1, apresente valor de um comprimento de onda guiado, ou seja:

$$R_{médio} = \frac{\lambda_g}{2\pi}, \quad (1)$$

onde  $\lambda_g$  é o comprimento de onda guiado de uma *slotline* com largura  $W_{slot}$ . O valor de  $\lambda_g$  pode ser obtido por técnicas numéricas de onda completa já disponíveis em pacotes comerciais para síntese de linhas de transmissão e guias de onda. Na presente abordagem, o valor de  $\lambda_g$  foi calculado para uma linha do tipo *slotline* com comprimento infinito e largura  $W_{slot}$ . Esta aproximação tem como finalidade obter um valor inicial para a geometria da antena, uma vez que o cálculo de  $\lambda_g$  não leva em conta a curvatura da fenda anelar. Considerando a frequência central de operação da banda E1, equivalente a 1575,42 MHz, e considerando  $W_{slot} = 5$  mm, o raio médio da antena calculado utilizando (1) equivale a  $R_{médio} = 26,6$  mm.

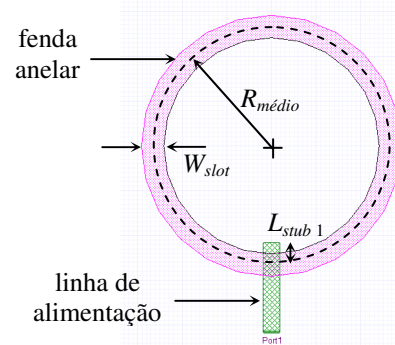


Fig. 1. Vista superior da antena com geometria em fenda anelar.

O irradiador com seção transversal mostrada na Fig. 2(a) apresenta irradiação bidirecional, com máximos de irradiação localizados a 90° do plano de terra (GND) que contém a fenda anelar. Para minimizar a recepção de sinais provenientes de multi-caminho (do inglês, *multipath*), é importante que a antena apresente irradiação unidirecional. Desta forma, um plano de terra na parte inferior da antena foi adicionado, resultando na seção transversal esquematizada na Fig. 2(b). A distância  $h$  causa variação na frequência de ressonância, uma vez que altera o comprimento de onda guiado na *slotline* equivalente que modela a antena. Isso pode ser comprovado pelas curvas de impedância de entrada mostradas na Fig. 3. As curvas mostram a variação da impedância de entrada entre 1,1-2,1 GHz para a geometria da Fig. 1, considerando  $L_{stub1} = 5$  mm. De acordo com essas curvas, o valor de  $h$  deve ser escolhido de tal forma que o plano de terra não fique muito próximo à fenda anelar. Por outro lado, a escolha de um valor de  $h$  muito elevado causa um aumento no volume total da antena. No presente caso, o valor de  $h$  foi escolhido como sendo 30 mm.

Em função da presença do plano de terra inferior, o valor de  $R_{médio}$  teve de ser corrigido de modo a manter a frequência central de operação em 1575,42 MHz. Após um processo de otimização, o novo valor para o raio médio obtido equivale a  $R_{médio} = 27,0$  mm.

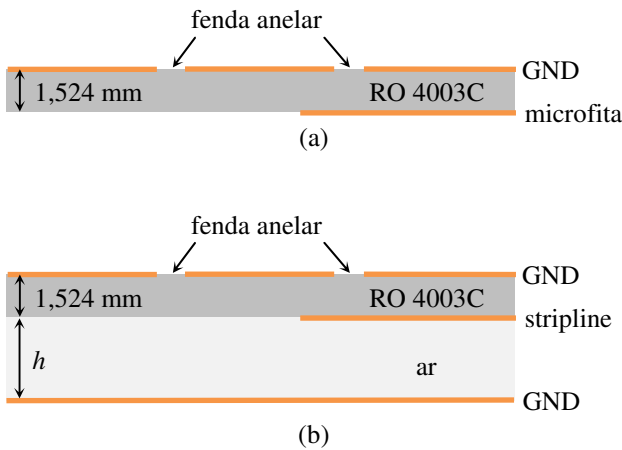


Fig. 2. Vista lateral da antena: (a) Antena bidirecional; (b) Antena unidirecional.

Resta ainda ajustar a impedância de entrada da antena. Utilizando-se a técnica de casamento com tóco simples com terminação em aberto, a geometria da antena resultante é mostrada na Fig. 4, sendo  $L_{stub1} = 5,0$  mm,  $L_{input} = 35,0$  mm,  $L_{stub2} = 16,3$  mm. A curva de impedância de entrada resultante é mostrada na Fig. 5, onde o círculo tracejado em torno do centro da carta de Smith delimita a região em que o coeficiente de reflexão é menor que -10 dB.

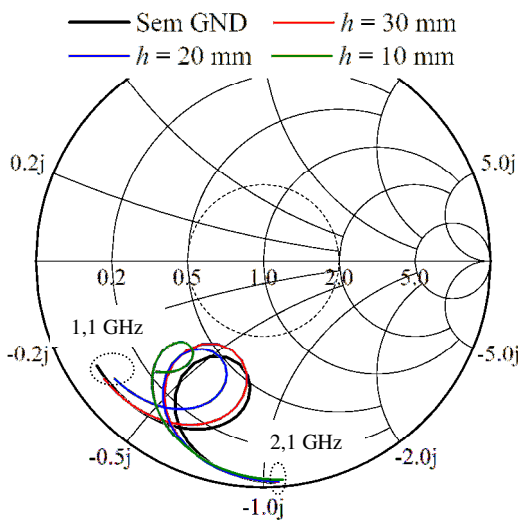


Fig. 3. Variação da impedância de entrada em função da distância do GND à linha de alimentação.

Para avaliar a robustez dessa estrutura às tolerâncias intrínsecas do processo de construção, simulações paramétricas foram realizadas para avaliar o efeito de variações das dimensões da antena sobre o casamento de impedâncias. A primeira análise foi realizada variando-se a largura da fenda em  $\pm 0,1$ mm e os resultados numéricos são mostrados na Fig. 6. Percebe-se que não há variação significativa do coeficiente de reflexão com a largura da fenda. Outro parâmetro estudado foi a posição da fenda anelar em relação à linha de alimentação. Nesta análise, a fenda anelar foi deslocada verticalmente de  $\pm 0,5$ mm, o que acarreta na variação efetiva das dimensões  $L_{stub1}$  e  $L_{input}$ . A variação do coeficiente de reflexão com o deslocamento é apresentado na Fig. 7, onde é possível verificar a ocorrência de grande variação das curvas. No entanto, ressalta-se que em nenhum caso o coeficiente de reflexão

atingiu valor maior que -10 dB dentro da faixa de frequências de interesse. Destaca-se, ainda, que os valores considerados para tolerância de construção estão bastante acima dos valores comumente tolerados para fabricação placas de circuito impresso para operação em altas frequências.

#### IV. ANTENA EM FENDA ANELAR CIRCULARMENTE POLARIZADA

Para recepção de ondas circularmente polarizadas com a geometria proposta na seção anterior, é necessário excitar dois modos ortogonais na antena. Para tal, será adicionada uma nova linha de alimentação deslocada angularmente de  $90^\circ$  em relação à linha que foi utilizada para projetar a antena na seção anterior, resultando na configuração mostrada na Fig. 8.

Um parâmetro importante para avaliar a pureza da polarização circular é a isolamento entre as duas linhas de alimentação. A isolamento entre as portas influencia diretamente o nível da razão axial no caso de essa antena operar com polarização circular. Quanto melhor a isolamento entre as portas, melhor a pureza da polarização circular. A variação da isolamento com a frequência é mostrada na Fig. 9, onde é possível verificar que, na faixa de interesse, a isolamento atinge valores abaixo de -17 dB.

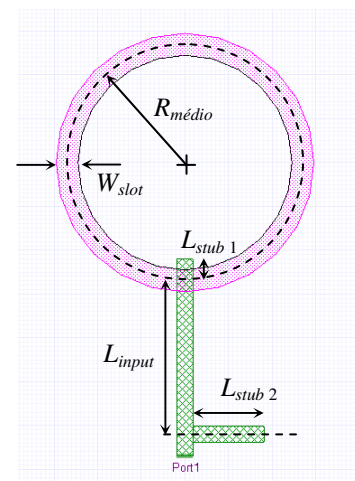


Fig. 4. Vista superior da antena com o tóco para casamento de impedância.

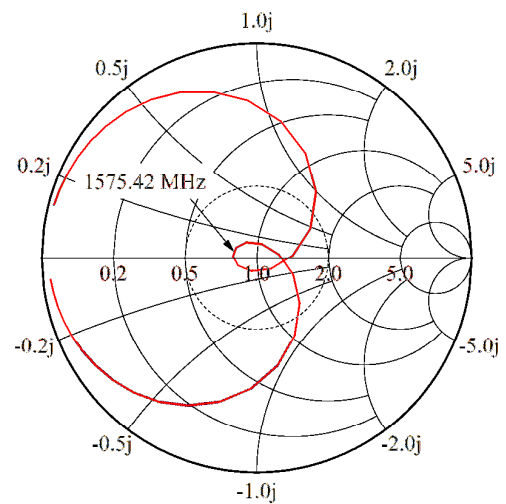


Fig. 5. Impedância de entrada da antena de fenda anelar após o casamento de impedâncias.

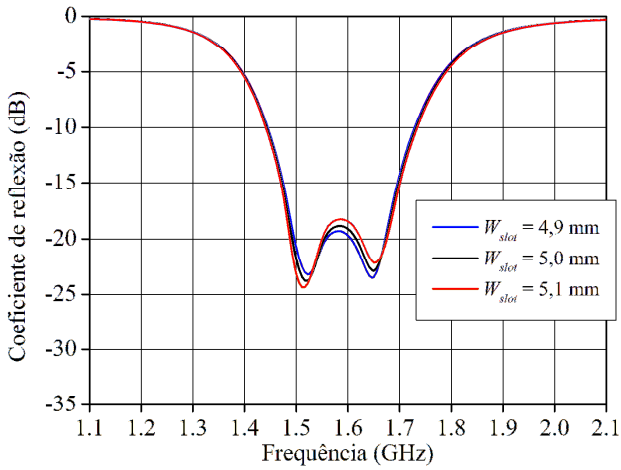


Fig. 6. Variação do coeficiente de reflexão com a largura da fenda anelar.

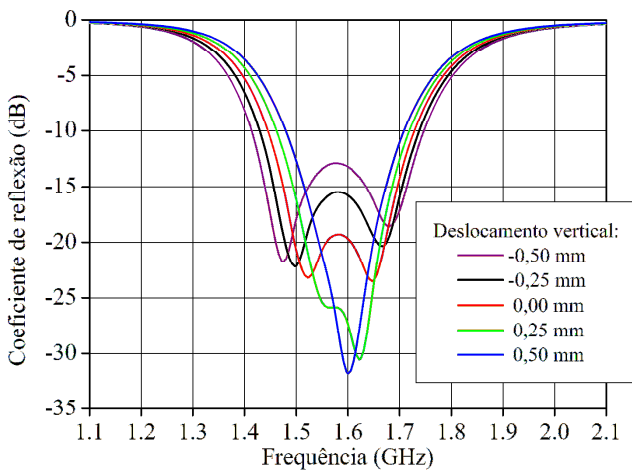


Fig. 7. Variação do coeficiente de reflexão com o deslocamento da fenda anelar em relação à linha de alimentação.

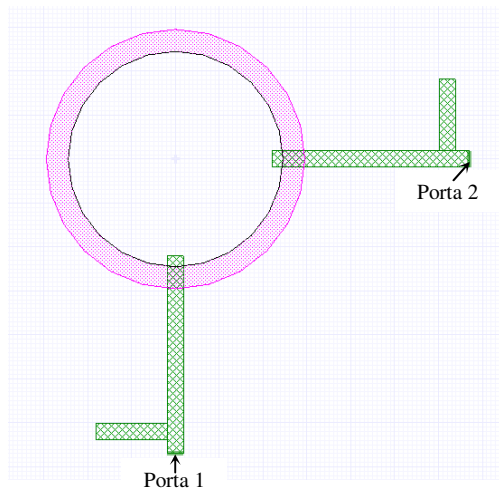


Fig. 8. Vista superior da antenna com duas linhas de alimentação.

Finalmente, um acoplador híbrido de  $90^\circ$  foi integrado à geometria da antenna, resultando na configuração mostrada na Fig. 10. Para verificar a robustez da antenna projetada com a variação da constante dielétrica do laminado utilizado, simulações foram realizadas considerando as máximas variações fornecidas pelo fabricante do laminado RO4003C

utilizado no projeto da antenna. As curvas de razão axial em função da frequência para diferentes valores de constante dielétrica são mostradas na Fig. 11. Considerando a banda E1, o nível mais alto de razão axial fica abaixo de 2,5 dB para o valor nominal de  $\epsilon_r = 3,55$  e se encontra abaixo do valor limite de 3 dB estabelecido na seção II. Uma análise da Fig. 11 também permite concluir que, mesmo considerando valores extremos de constante dielétrica, há uma degradação menor que 0,3 dB quando se observa somente a banda E1, o que mostra que a antenna projetada apresenta boa robustez quanto a variações de constante dielétrica do laminado empregado.

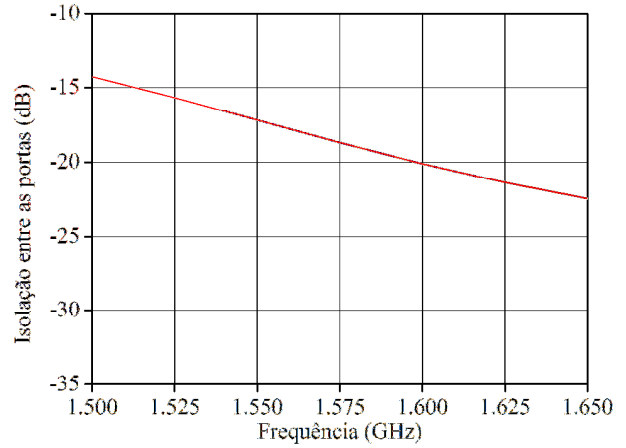


Fig. 9. Isolação entre as saídas da antenna.

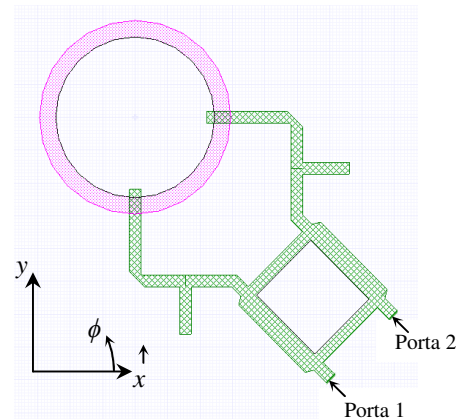


Fig. 10. Vista superior da antenna após a integração do acoplador híbrido de  $90^\circ$ .

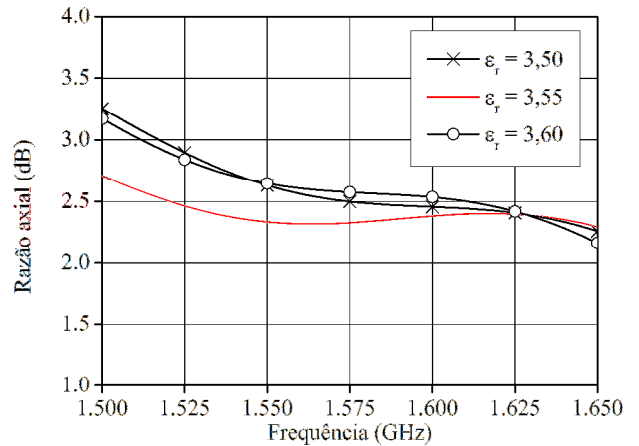


Fig. 11. Curva de razão axial na direção de máxima irradiação em função da frequência.

O diagrama de irradiação calculado para a antena é mostrado na Fig. 12, onde é possível verificar que a variação do ganho desde o zênite até o horizonte é inferior a 10 dB. Cabe ressaltar que as simulações foram realizadas empregando o simulador Ansoft Designer, que utiliza o método dos momentos e a função de Green no domínio espectral para a realização dos cálculos. Conseqüentemente, os cálculos consideram que os planos de terra da estrutura da antena são infinitos e, dessa forma, os campos na parte inferior da antena (região entre  $90^\circ$  e  $270^\circ$ ) são nulos.

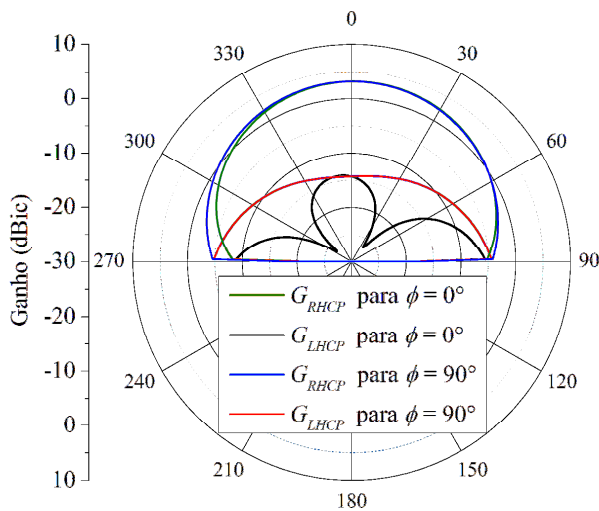


Fig. 12. Diagrama de irradiação na frequência de 1575 MHz.

## V. CONCLUSÕES

O projeto de uma antena com geometria em fenda anelar foi descrito neste artigo. O principal objetivo foi verificar as características de uma antena deste tipo quando projetada para operar na banda E1 do sistema europeu de navegação via satélite – Sistema Galileo. Com apenas um laminado de micro-ondas, foi possível projetar uma antena circularmente polarizada. Cabe salientar que mais camadas seriam necessárias para implementar uma antena circularmente polarizada com um acoplador híbrido de 90 integrado à antena utilizando-se uma geometria em microfita. Dessa forma, a geometria projetada apresenta construção bastante simples, barata e robusta às tolerâncias intrínsecas ao processo de fabricação.

Como atividade futura, pretende-se realizar simulações com o software HFSS, que emprega um método de análise diferente do Ansoft Designer, além de considerar a camada dielétrica e os planos de terra finitos. Finalmente, um protótipo deverá ser construído e caracterizado experimentalmente.

## VI. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio Grande do Sul (FAPERGS) pelo suporte parcial ao trabalho, através do processo 11/1740-1.

## REFERÊNCIAS

- [1] T. C. Edwards, *Foundations for microstrip circuit design*. John Wiley, 1983.
- [2] R. K. Hoffmann, *Handbook of microwave integrated circuits*. Artech House, 1988.
- [3] K. F. Lee and W. Chen, *Advances in microstrip and printed antennas*. John Wiley, 1997.
- [4] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, 2001.
- [5] K.-L. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, John Wiley & Sons, 2002.
- [6] K. F. Lee and K. M. Luk, *Microstrip Patch Antennas*, Imperial College Press, 2010.
- [7] M. V. T. Heckler, M. Bonadiman, J. C. da S. Lacava and L. Cividanes, "Analysis of cylindrical circumferential array with circular polarization for space applications", *IEEE Antennas and Propagation Int. Symposium*, Monterey, CA, EUA, Jun. 2004.
- [8] L. A. Greda and A. Dreher, "Tx-terminal phased array for satellite communication at Ka-band," *2007 European Microwave Conference*, pp.266-269, Oct. 2007.
- [9] M. V.T. Heckler and A. Dreher, "Performance of microstrip antenna arrays installed on aircraft," *Aerospace Science and Technology*, em impressão, ISSN 1270-9638, D.O.I.: 10.1016/j.ast.2012.05.002.
- [10] EUROCAE, *Interim Minimum Operational Performance Specification for Airborne Equipment*, vs. 0.25, Out. 2007.
- [11] RTCA, *Minimum Operational Performance Standards for Global Positioning System/Wide Area Augmentation System Airborne Equipment*, DO 229D, Feb. 2006.
- [12] D. M. Pozar, S. M. Duffy, "A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, no. 11, vol. 45, pp. 1618-1625, Nov. 1997.
- [13] J.-H. Oh, Y.-P. Hong, J.-G. Yook, "Dual circularly-polarized stacked patch antenna for GPS/SDMB", *2008 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, San Diego, USA, Jul. 2008.
- [14] F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, "Dual-band circularly polarized microstrip antenna for satellite applications", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 13-15, 2005.
- [15] J.-M. Baracco, L. Salghetti-Drioli, P. de Maagt, "AMC low profile wideband reference antenna for GPS and Galileo systems", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, no. 8, vol. 56, pp. 2540-2547, 2008.
- [16] Z. Wang, S. Fang, S. Fu, S. Lü, "Dual-band probe-fed stacked patch antenna for GNSS applications", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 100-103, 2009.
- [17] Boccia, L., Amendola, G., di Massa, G.: "Performance evaluation of shorted annular patch antennas for high-precision GPS systems", *IET Microw. Antennas Propag.*, no. 2, vol. 1, pp. 465-471, 2007.
- [18] N. A. Abbasi, R. J. Langley, "Multiband-integrated antenna/artificial magnetic conductor", *IET Microw. Antennas Propag.*, no. 6, vol. 5, pp. 711-717, 2011.
- [19] L. Boccia, G. Amendola, and G. Di Massa, "A dual frequency microstrip patch antenna for high-precision GPS applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 157-160, 2004.
- [20] M. V. T. Heckler, E. N. Lavado, and A. Dreher, "Dual-band circularly polarized microstrip antenna with two isolated outputs suitable for navigation systems," *2009 IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, Charleston, SC, Jun. 2009.
- [21] M. V. T. Heckler, M. Cuntz, A. Konovaltsev, L. A. Greda, A. Dreher, M. Meurer, "Development of robust safety-of-life navigation receivers at the German Aerospace Center (DLR)," *2010 IEEE MTT International Microwave Symposium (IMS 2010)*, Anaheim, CA, Jun. 2010, pp 85-88.