Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

Antena espiral equiangular para operações em grandes larguras de faixa

GABRIEL LOBÃO DA SILVA FRÉ

FEVEREIRO / 2016

INSTITUTO NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES – INATEL
MESTRADO EM TELECOMUNICAÇÕES

Antena espiral equiangular para operações em grandes larguras de faixa

GABRIEL LOBÃO DA SILVA FRÉ

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: PROF. DR. JOSÉ ANTÔNIO JUSTINO RIBEIRO

SANTA RITA DO SAPUCAÍ – MG
2016

Fré, Gabriel Lobão da Silva
F797a
Antena espiral equiangular para operações em grandes larguras de faixa. / Gabriel Lobão da Silva Fré. – Santa Rita do Sapucaí, 2016.
67p.

Orientador: Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro.
Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.
Inclui bibliografia e anexo.

1. Antenas espirais 2. Operação faixa larga 3. Sistemas balanceados 4. Engenharia de Telecomunicações. I. Ribeiro, José Antônio Justino. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. IV. Título.

CDU 621.39

Biblioteca "Ministro Carlos Bilac Pinto"

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 15/02/2016, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro
INATEL (Orientador)

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti
UNIFEI

Prof. Dr. Felipe Beltrán Mejia
INATEL

Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito
Coordenador do Curso de Mestrado – INATEL

Dedicatória
Para Paulo, Maria e Lucas.

"Conheço muitos que não puderam, quando deviam,
porque não quiseram quando podiam."
(François Rabelais)

Agradecimentos

Ao professor José Antônio Justino Ribeiro por aceitar-me como seu orientado e pelas infindáveis horas de dedicação, atenção e esforço na orientação deste trabalho. Ao professor Alexandre Baratella Lugli, por suas boas críticas e por ter me convidado a ser seu estagiário docente no decorrer deste curso. Ao professor e mentor Marcelo Carneiro de Paiva, sem o qual eu jamais teria ingressado no mestrado e por me dar condições de realizar os ensaios de laboratório no Inatel Competence Center. Agradeço também a Wheberth Damascena Dias, pela confecção do protótipo e a Luís Gustavo da Silva por ajudar-me nos ensaios de laboratório. A Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais e à Fundação Instituto Nacional de Telecomunicações pelas bolsas de estudo que tanto me ajudaram na continuidade do curso.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS viii

LISTA DE TABELAS x

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS x

LISTA DE SÍMBOLOS xi

RESUMO xiv

ABSTRACT xv

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

1.1 Cenário Atual 16

1.2 Motivação deste trabalho 17

1.3 Estrutura da dissertação 17

CAPÍTULO 2 – A ANTENA ESPIRAL EQUIANGULAR

2.1 Introdução 19

2.2 Resumo histórico sobre a espiral equiangular 19

2.3 A geometria da espiral equiangular 21

2.4 Equações para geração de espirais 22

2.5 Distribuição das correntes ao longo dos braços da antena 27

2.6 Comentários gerais sobre o capítulo 33

CAPÍTULO 3 – CARACTERÍSTICA DE IRRADIADORES QUE EMPREGAM ESPIRAL EQUIANGULAR

3.1 Introdução 34

3.2 Influência da taxa de expansão nas características da antena 34

3.3 Influência do raio inicial nas características da antena 39

3.4 Comentários gerais sobre o capítulo 43

CAPÍTULO 4 – PROJETO DE UMA ANTENA ESPIRAL EQUIANGULAR

4.1 Introdução 45

4.2 Casamento de impedâncias com transformador de quarto de onda determinado por um polinômio de Tschebycheff 45

4.3 Excitação com balun de faixa larga 49

4.4 Montagem e medições da antena espiral equiangular 55

4.5 Comentários gerais sobre o capítulo 58

CAPÍTULO 5 – COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES

5.1 Comentários gerais 59

5.2 Conclusões 60

5.3 Sugestões para trabalhos futuros 61

ANEXO A – TRABALHO PUBLICADO REFERENTE À DISSERTAÇÃO 62

ANEXO B – PROGRAMA PARA GERAÇÃO DA ESPIRAL EQUIANGULAR 62

ANEXO C – PROGRAMA PARA CÁLCULO DA DISTRIBUIÇÃO DE CORRENTE NA ESPIRAL 63

ANEXO D – PROGRAMA PARA GERAÇÃO DE ESTRUTURAS COM DIFERENTES PARÂMETROS CONSTRUTIVOS 64

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 66

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Demonstração de constância do ângulo ψ ao longo da espira.	20
Figura 2.2	Relação de proporcionalidade entre cortes periódicos da espira.	20
Figura 2.3	Exemplos de manifestações de espira equiangular na natureza. (a) Concha do caramujo marinho da classe dos gastropoda . (b) Concha do náutilo, cefalópode marinho, também da classe dos gastropodas. (c) Concha do *terebra maculata*, conídeo da família *Terebridae* [15].	21
Figura 2.4	Função matemática da espira equiangular, de acordo com a equação geral.	22
Figura 2.5	(a) Gráfico das funções geradoras de espirais. (b) Antena construída à partir das espirais geradas.	23
Figura 2.6	Comprimento da espira definida pela função $s(\theta)$.	24
Figura 2.7	Representação do ponto de conexão entre a antena e a linha de transmissão.	25
Figura 2.8	Representação da montagem da antena conectada a sua linha de transmissão.	25
Figura 2.9	As curvas que modelam as bordas de um braço da antena espiral equiangular.	26
Figura 2.10	Sentido das correntes nos braços da antena espiral equiangular.	28
Figura 2.11	Diferença de fase das correntes em cada braço da antena.	31
Figura 2.12	Diferença dos argumentos das correntes para um mesmo instante de tempo ao longo da espiral, traçado para $f = f_0$.	32
Figura 2.13	Representação da diferença de fase ao longo da espiral.	32
Figura 2.14	Módulo da corrente ao longo da uma espiral em decibels.	33
Figura 3.1	Rotação máxima da espiral em função da taxa de expansão, para vários raios iniciais.	35
Figura 3.2	Antenas de comprimentos iguais e taxas de expansão diferentes. (a) Antena 1, com taxa de expansão a=0,12. (b) Antena 2, que possui taxa de expansão 25% maior, sendo a=0,15. (c) Antena 3, com a = 0,1875. (d) Antena 4, com a = 0,2344.	36
Figura 3.3	Parte real e parte imaginária das impedâncias de entrada das antenas projetada com diferentes taxas de expansão.	38
Figura 3.4	Coeficiente de reflexão para vários valores da taxa de expansão (a).	39
Figura 3.5	Diagrama de irradiação para os diferentes valores de taxa de expansão, obtidos por simulações no EMPro® na frequência de 4GHz.	39

Figura 3.6	Antenas com taxa de expansão igual a 0,15 e raios iniciais diferentes. (a) r_o=*2mm.*(b) r_o=*3mm.*(c) r_o=*4mm.* (d) r_o=*5mm.*	41
Figura 3.7	Coeficiente de reflexão em função da frequência para diferentes valores de r_o e taxa de expansão constante igual a 0,15.	42
Figura 3.8	(a) *Espiral* com extensão metálica na extremidade interna. (b) Detalhe ampliado da região interior da espiral enfatizando o raio inicial igual a 3mm.	42
Figura 3.9	Diagrama de irradiação no plano do campo elétrico da antena com $r_o = 3mm$, e taxa de expansão igual a 0,15, para diversas frequências.	43
Figura 3.10	Coeficiente de reflexão da antena com $a = 0{,}15$ e $r_o = 3mm$, considerando quatro linhas de transmissão diferentes.	43
Figura 4.1	Transformação de impedância empregando múltiplas secções de quarto de onda projetadas segundo os polinômios de Tschebyscheff.	46
Figura 4.2	Comparação do desempenho do método de transformação de impedância empregando múltiplas secções de quarto de onda projetadas segundo os polinômios de Tschebyscheff, de 50 para 75Ω e de 50 para 100Ω.	49
Figura 4.3	Dois modelos de baluns. (a) Balum feito com linhas bifilares, dependente da frequência. (b) Balun por acoplamento indutivo, independente da frequência porém com elevas perdas em altas frequências.	50
Figura 4.4	Modelo de uma linha de transmissão de microlinha de fita.	51
Figura 4.5	Estrutura básica do balun construído a partir de um estreitamento de uma microlinha de fita.	51
Figura 4.6	Conjunto de balun, antena e conector, utilizados na simulação no software EMPro®.	53
Figura 4.7	Várias possibilidades de geometrias para baluns de faixa larga.	54
Figura 4.8	Coeficientes de reflexão simulados utilizando diversas configurações de balum.	55
Figura 4.9	Fotografia do primeiro protótipo, confeccionado pelo processo de corrosão sobre laminado de politetrafluoretileno, ArlonDiClad 880. [16] (a) Lado de cima da placa com a antena espiral equiangular. (b) Lado de baixo da placa com o conector SMA.	56
Figura 4.10	Montagem da antena construída para levantamento do coeficiente de reflexão com o uso de um *VNA Agilent E5071C.* [28]	56
Figura 4.11	Comparação entre os valores de coeficiente de reflexão obtidos na prática e os resultados obtidos computacionalmente.	57
Figura 4.12	Coeficiente de reflexão medido em laboratório e obtidos com o software EMPro®	58

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1	Parâmetros construtivos para antenas supondo raios internos constantes, variando a taxa de expansão.	37
Tabela 3.2	Antenas com raios iniciais diferentes para uma taxa de expansão, a = 0,15.	40
Tabela 4.1	Valores utilizados na transformação de impedância empregando múltiplas secções de quarto de onda projetadas segundo os polinômios de Tschebyscheff.	48
Tabela 4.2	Parâmetros para a construção dos trechos de transformação de impedância.	52

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ICT	*Information and communication technology* – Tecnologia da comunicação e informação
IoT	*Internet of Things* – Internet das coisas
UWB	*Ultra-wide band* – Faixa ultra larga
RC	Rádio Cognitivo
EH	*Energy Harvesting* – Transferência de energia para excitação de dispositivos
RF	Rádio Frequência
DC	*Direct Current* – Corrente Contínua
AC	*Alternate Currente* – Corrente alternada
EMPro	*Electromagnetic Professional* - Plataforma de simulação tridimensional de eletromagnetismo
VNA	*Vector Network Analyzer*

Lista de Símbolos

a	Taxa de expansão da espiral equiangular.
a'	Taxa de expansão de transição do raio interno para o raio externo da espiral.
b	Diferença entre os raios interno e externo na extremidade interna da antena.
B	Comprimento total do balun de faixa larga.
C	Velocidade da luz no vácuo.
D	Distância que separa os braços na extremidade interna da antena.
f_1, f_2	Funções fasoriais da corrente no domínio da frequência.
f_o	Menor frequência de operação.
h	Espessura do laminado em que se confecciona a linha de transmissão.
$H_1^{(2)\prime}$	Derivada da função de Hankel de primeira ordem e segunda espécie.
I_{in}	Módulo do fasor da corrente no braço n.
I_n	Fasor da corrente no domínio da frequência do braço n.
i_n	Distribuição de correntes no braço n.
J'_v	Derivada da função de Bessel de ordem v e de primeira espécie.
k	Número de onda.
K_1, K_2	Constantes de proporcionalidades para as funções de Bessel.
L	Comprimento total da espiral.
$\ell_1, \ell_2, \ell_3, \ell_4$	Comprimentos de um transformador de impedâncias de quarto de onda.
R	Resistência elétrica.
r, r_n, r_{ext}	Raio externo de uma espiral equiangular.
r_i	Raio interno de uma espiral.

r_o	Raio inicial externo de uma espiral.
r_t	Raio de transição do raio interno para o raio externo da espiral.
s	Comprimento da espiral em um ponto qualquer.
S_{11}	Coeficiente de reflexão na carga.
u	Função auxiliar para determinação da largura de cada trecho da estrutura de transformação de impedâncias.
v	Ordem da função de Bessel.
w	Largura da microlinha de fita, da parte superior do laminado.
w'	Largura da microlinha de fita, da parte inferior do laminado.
w_1, w_2, w_3, w_4	Largura dos trechos do transformador de quarto de onda.
x	Comprimento ao longo de um balun de faixa de larga.
Y'_v	Derivada da função de Bessel de ordem v e de segunda espécie.
Z_{in}	Impedância de entrada da antena.
Z_L	Impedância da carga.
Z_o	Impedância característica da linha de transmissão.
$\Gamma_{\text{máx}}$	Máximo coeficiente de reflexão tolerado para cada trecho da estrutura de transformação de impedâncias.
Γ_n, Γ_0, Γ_1, Γ_2, Γ_3, Γ_4	Coeficiente de reflexão para o transformador de quarto de onda de ordem n, a compor uma estrutura de transformação de impedâncias segundo o um polinômio de Tschebyscheff.
N	Número de trechos de uma estrutura de transformação de impedâncias.
α	Ângulo estabelecido como critério de projeto para uma estrutura de transformação de impedâncias.
α_m	Ângulo máximo para determinação do coeficiente de reflexão de um trecho da estrutura de transformação de impedâncias.
ε_{eff}	Permissividade efetiva.

ε_{reff}	Permissividade efetiva em baixas frequências.
φ	Ângulo relativo ao raio inicial externo de uma espiral.
φ'	Ângulo relativo ao raio inicial interno de uma espiral.
φ''	Ângulo referente ao ponto de transição entre os raios interno e externo da espiral.
φ_{in}	Argumento do fasor da corrente no braço *n.*
κ	Taxa de variação da largura de um balun de faixa larga.
λ	Comprimento de onda.
λ_g	Comprimento da onda guiada pela linha de transmissão.
λ_o	Comprimento de onda para a menor frequência de operação.
θ	Ângulo cuja espiral é função.
$\theta_{máx}$	Máximo ângulo de rotação de cada braço de uma espiral.
$\theta_{mín}$	Mínimo ângulo de rotação de cada braço de uma espiral.
ψ	Ângulo constante formado entre uma espiral equiangular a sua tangente.

Resumo

Fré, G. L. S. Antena espiral equiangular para operação em grande largura de faixa. Santa Rita do Sapucaí, 2016. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Este trabalho apresenta o estudo teórico e experimental de uma antena espiral equiangular utilizada como irradiador de faixa larga. Foi feito um resumo histórico dos estudos envolvendo esta geometria, suas manifestações na natureza e sua aplicação no projeto de antenas. Foram deduzidas equações para modelagem matemática destas estruturas, a partir das quais se desenvolveram análises teóricas que justificassem sua grande largura de faixa. Foram simulados alguns modelos projetados com diferentes parâmetros construtivos com o intuito de associá-los ao desempenho da antena. O protótipo para execução dos ensaios utilizou as dimensões que levaram melhores resultados nas simulações. Para a excitação da antena, se propuseram duas estruturas de casamento de impedância, com variação da largura de uma linha de transmissão paralela. Após vários testes, optou-se por excitar a antena sem cumprir todas as exigências de casamento e balanceamento, tendo em vista que seu funcionamento sem estas estruturas foi considerado suficiente para as avaliações de interesse nesta fase do desenvolvimento.

Palavras-chave: Antenas espirais, operação em faixa larga, sistemas de balanceamento.

Abstract

Fré, G. L. S. Spiral equiangular antenna to broadband operations. Santa Rita do Sapuaí, 2016. Instituto Nacional de Telecomunicações.

This work presents the study of spiral equiangular antenna applied as wideband irradiator element. A brief study about that geometry is presented. It appears in nature things and also at radiator elements applications. The equations was derived in order to evaluate such structures parameters. Some analysis from this model was made, searching the causes of its broadband performance. A few models are simulated establishing relationships between antenna's geometry and its radiation characteristics. A prototype was constructed with best results dimensions obtained through simulations. Two matching impedance structures were proposed, both of them developed by narrowing the width of a parallel strip transmission line. After several tests, it was decided to feed the prototype with no matching requirements, taking in to account that achieved radiation performance was good enough to meet expectations.

Key-words: Spiral antennas, broadband operation, balanced transmission line.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Cenário Atual

Nas últimas décadas tem-se observado um crescimento rápido das tecnologias de informação e comunicação, tornando-a cada vez mais acessível ao público. Assim, mais usuários acessam um número sempre maior de terminais. Com isto, há necessidade de uma contínua revisão das redes tornando-as mais robustas para dar suporte a todas essas conexões. Os dispositivos se tornaram independentes do usuário, trocado informações entre si de forma autônoma, levando à chamada Internet das Coisas (IoT, *internet of things*). Têm-se procurado a miniaturização dos equipamentos juntamente com o aumento de seus recursos para que possam acessar as redes de comunicação de praticamente qualquer lugar [1]-[3].

Estes fatos têm implicações no contínuo aumento do volume de informações que trafegam pelas redes. Somando-se a isso a mobilidade, exigência dos clientes desses serviços, identifica-se uma grande ocupação do espectro eletromagnético. Por isto, há a necessidade de os sistemas de comunicação operar em várias faixas de frequência, ou em faixas ultra largas (UWB, *ultra-wide band*). Um exemplo da demanda por uma ocupação dinâmica do espaço é o rádio cognitivo (RC), um sistema de rádio que busca operar em faixas ociosas do espectro, necessitando para isto, operar em uma grande largura de faixa de frequências. Diferentemente das tecnologias de faixa estreita, as tecnologias de faixa larga necessitam de mais desenvolvimento, principalmente no que diz respeito aos sistemas de radiocomunicação, envolvendo circuitos eletrônicos, linhas de transmissão e sistemas irradiantes [4]. Algumas estruturas de antenas têm sido aplicadas a sistemas que requerem grande largura de faixa, a exemplo citam-se as antenas log-periódicas, as antenas de abertura gradual conhecidas como antena Vivaldi, e em diversos modelos que aplicam a geometria fractal, como tapete de Sierpinski, o pente de Cantor, floco de neve de Koch, entre outros [5]-[9].

1.2 Motivação deste trabalho

Recentemente, a transferência de energia eletromagnética para a excitação de pequenos sistemas (EH, *energy harvesting*) tem sido o foco de pesquisas na área de rádio freqüência [10]. Com o uso cada vez mais abundante das redes sem fio e a tendência de miniaturização dos dispositivos capazes de acessar essas redes, a técnica de aproveitar a energia eletromagnética para alimentar ou recarregar baterias desses equipamentos, tornou-se uma alternativa viável para lidar com certas quantidades de tais sistemas espalhados por lugares, que podem ser de difícil acesso ou mesmo inacessíveis [11]-[12].

Embora as aplicações em EH possam ser implementadas por diferentes modelos de antenas, a espiral equiangular apresenta características que a tornam adequada a esta aplicação, tais como a relativa simplicidade de projeto, a facilidade em construir a estrutura fisicamente e a pouca variação de suas características elétricas em relação a freqüência . Uma das dificuldades comuns a muitos modelos de antenas relaciona-se à variação da parte real da impedância de entrada, e a inevitável ação da parte imaginária. É possível, contudo, emular na entrada do conversor AC-DC uma impedância puramente real [13], mas a variação da impedância da antena com a frequência dificulta o processo. A antena espiral equiangular, por ser uma antena cuja impedância varia suavemente com a frequência, torna a transferência de energia para excitação do dispositivo mais fácil, tendo atingido bons resultados na eficiência de conversão [14].

Em outras aplicações em que é desejável ter-se uma faixa de frequências ultra larga, poucos estudos têm sido feitos sobre a antena espiral equiangular. Neste trabalho serão discutidas algumas das principais características desta estrutura de irradiador, e apresentados alguns resultados experimentais obtidos através de simulação, e também resultados práticos.

1.3 Estrutura da dissertação

No Capítulo 2 tem-se um resumo histórico sobre a geometria espiral equiangular e sua aplicação como elemento irradiador. São apresentados os principais parâmetros para o projeto e construção de uma antena baseada na espiral equiangular. Destacando-se os fenômenos eletromagnéticos que a fazem uma estrutura de faixa ultra larga, como a forma de distribuição de corrente ao longo dos seus braços.

Apesar de tratar-se de uma antena clássica com muitas aplicações em sistemas de radiocomunicação, pouco se sabe sobre a relação existente entre suas características eletromagnéticas e seus parâmetros construtivos. No Capítulo 3 são discutidos alguns efeitos observados na irradiação por consequência de modificações na geometria da antena.

No Capítulo 4 discutem-se duas alternativas para minimizar os efeitos negativos causados pela necessidade de balanceamento no processo de excitação da antena. Por fim são apresentadas as medições do protótipo feitas com o uso de um VNA, comparadas com os resultados obtidos por simulação no software EMPro®.

No último capítulo, são feitos os comentários e as conclusões mais importantes e identificam-se vários aspectos que servem de estímulo para o prosseguimento dos estudos.

Capítulo 2

A Antena Espiral Equiangular

2.1 Introdução

Será apresentado um pequeno resumo histórico sobre a espiral equiangular e os pontos de maior relevância sobre sua geometria que influenciam no desenvolvimento de irradiadores de faixa larga. Após deduzidas as equações necessárias para a modelagem da estrutura, serão feitas análises teóricas com o objetivo de comprovar as características que permitem que esta antena opere numa grande faixa de frequências. A modelagem matemática da espiral equiangular será relevante nos capítulos subsequentes, para a confecção do protótipo e para análises, medições e interpretação dos resultados.

2.2 Resumo histórico sobre espiral equiangular

A primeira menção sobre este tipo de espiral foi feita por René Descartes (1595 – 1650) em uma carta para Mersenne, em 1638. Nesse documento, a figura era referida como espiral equiangular e está representada na Fig.2.1. A designação é justificada pelo fato de o ângulo ψ formado pelo vetor radial e pela reta tangente ao ponto em que este vetor toca a curva é sempre constante [15]. Em 1668, Edmond Halley (1656 – 1742) observou que o raio da espiral cresce segundo uma progressão geométrica, o que levou alguns autores a referenciar a figura resultante como *espira geométrica* ou *espira proporcional* [16]. Para demonstrar esta propriedade, tomou-se como referência a Fig. 2.2, onde a espiral aparece dividida em raios iguais. Na intersecção dos sucessivos raios com a curva ficam determinadas áreas crescentes segundo uma progressão geométrica. Mais tarde, a simetria apresentada pela espiral equiangular motivou Jacob Bernoulli (1655 – 1705) a novos estudos, que a definiu como a curva que permanece idêntica após sofrer uma rotação ou expansão. Esta propriedade levou Bernoulli a chamá-la de *spira mirabilis*, que em latim quer dizer espiral maravilhosa. Seu fascínio pela beleza matemática da *spira mirabilis* foi tanto que em sua sepultura foi gravado o epitáfio *"Resurgo eadem mutata"*, (Ainda que alterado, permaneço o mesmo). A frase alude ao fato de que uma

espira equiangular infinita não se altera quando for multiplicada por uma constante, pois o efeito de sua expansão ou compressão é, na realidade, equivalente a uma rotação. Uma vez que se tenha a espira infinita, multiplicá-la por uma constante não altera suas dimensões ou sua taxa de expansão radial [15][16].

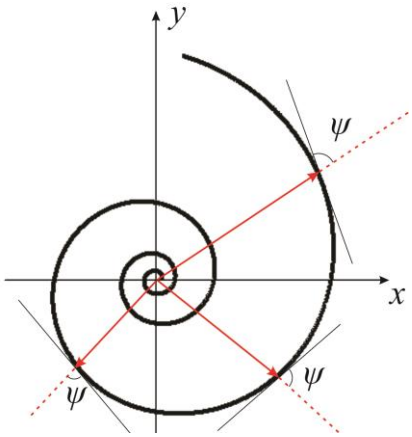


Fig.2.1. Demonstração de constância do ângulo ψ ao longo da espira.

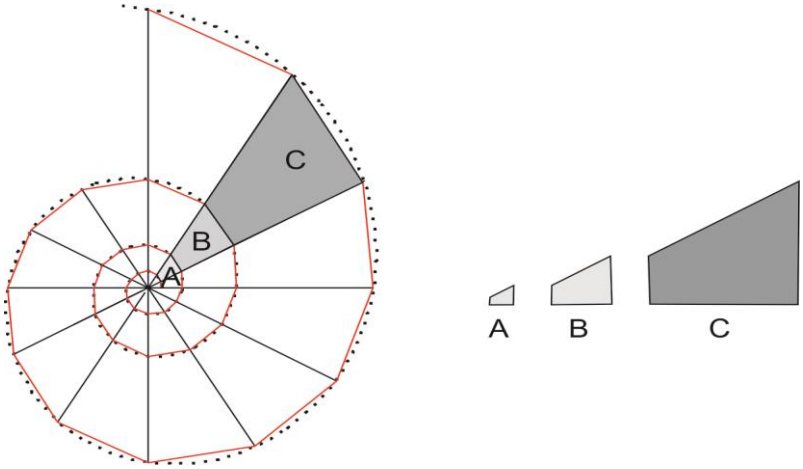


Fig. 2.2. Relação de proporcionalidade entre cortes periódicos da espira.

Existem diversas manifestações na natureza de fenômenos modelados pela espiral equiangular. Um dos mais comuns é o princípio biológico que rege o crescimento de concha de alguns moluscos. Nesse caso, o tamanho aumenta ao longo da vida do animal, porém a forma mantém-se inalterada. Na Fig. 2.3, são vistos exemplos de espécies diferentes de caramujos que demonstram este comportamento [15]. Contudo, a primeira aparição da espira equiangular aplicada à engenharia de antenas ocorreu em 1957 segundo proposta de Rumsey em seu trabalho sobre antenas independentes da frequência [17][18].

(a) (b) (c)

Fig. 2.3. Exemplos de manifestações de espira equiangular na natureza. (a) Concha do caramujo marinho da classe dos gastropoda . (b) Concha do náutilo, cefalópode marinho, também da classe dos gastropodas. (c) Concha do *terebra maculata*, conídeo da família *Terebridae* [15].

2.3 A geometria da espiral equiangular

A curva de uma espiral equiangular é obtida à partir da equação polar cujo raio r é definido como função do ângulo θ, medido em radianos:

$$r(\theta) = e^{a\theta} \tag{2.1}$$

em que a é a taxa de expansão radial. A conversão de (2.1) para coordenadas retangulares é obtida pelas componentes sobre os eixos $x_r(\theta)$ e $y_r(\theta)$ como função de θ, dadas por [17]:

$$x_r(\theta) = r(\theta)\, cos\, \theta \tag{2.2}$$

$$y_r(\theta) = r(\theta)\, sen\, \theta \tag{2.3}$$

A Fig. 2.4 mostra um exemplo de espiral sobre um plano cartesiano, cuja taxa de expansão é igual a 0,15, para θ variando entre 0 e 2π radianos. Em θ igual a zero, tem-se o raio inicial cujo valor foi tomado igual à unidade. Valores diferentes podem ser obtidos multiplicando-se a função $r(\theta)$ por uma constante r_o, obtendo-se

$$r(\theta) = r_o e^{a\theta} \tag{2.4}$$

um modelo mais geral para criação de uma espiral.

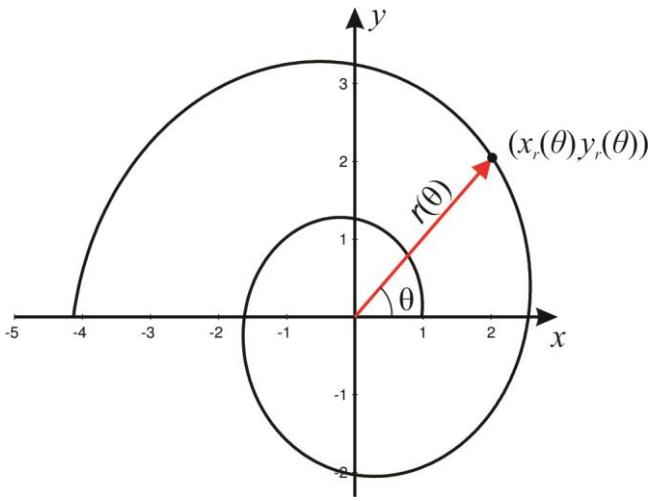


Fig. 2.4. Função matemática da espira equiangular, de acordo com a equação geral.

Fica evidente que em 0 radianos, o raio é igual a r_o. Pode ser ainda admitida a possibilidade de considerar r_o como o resultado de uma potência de base e, elevada a um expoente $a\varphi$, a se determinar.

$$r_0 = e^{a\varphi} \tag{2.5}$$

Aplicando (2.5) em (2.4), tem-se:

$$r(\theta) = e^{a\theta} e^{a\varphi} = e^{a(\theta+\varphi)} \tag{2.6}$$

Esta relação demonstra que, para uma espiral equiangular, uma transformação de escala é equivalente a uma rotação. O fato comprova a condição de Rumsey [18], segundo a qual multiplicar a espiral por r_o é o mesmo que causar uma rotação de $a\varphi$ radianos, considerando que:

$$\varphi = \frac{1}{a} \ell n\, r_o \tag{2.7}$$

Portanto, para uma espira infinita a sua multiplicação por uma constante qualquer não altera suas características geométricas.

2.4 Equação para geração de espirais

Uma antena baseada na geometria de espiral equiangular consiste de duas espirais idênticas definidas por $r(\theta)$, posicionadas a 180º uma da outra. Estas espirais devem ser descritas nas formas:

$$r_1(\theta) = e^{a(\theta+\varphi)} \tag{2.8}$$

$$r_2(\theta) = -r_1(\theta) = e^{i\pi}e^{a(\theta+\varphi)} = e^{a(\theta+\varphi+i\pi/a)} \tag{2.9}$$

Na Fig. 2.5, estão representados os gráficos obtidos a partir destas equações que definem os contornos dos braços da antena. A estrutura deve ser alimentada em seu centro por uma linha de transmissão balanceada, cuja separação entre seus condutores determina o valor r_0, e cujo comprimento máximo é obtido por um truncamento, feito ao igualar-se o comprimento máximo da espiral ao comprimento de onda da menor freqüência de operação. Na Fig.2.5(b) observa-se o truncamento ocorrendo com um estreitamento gradual da largura do braço no intuito de minimizar perdas por acúmulos de cargas nas arestas do irradiador.

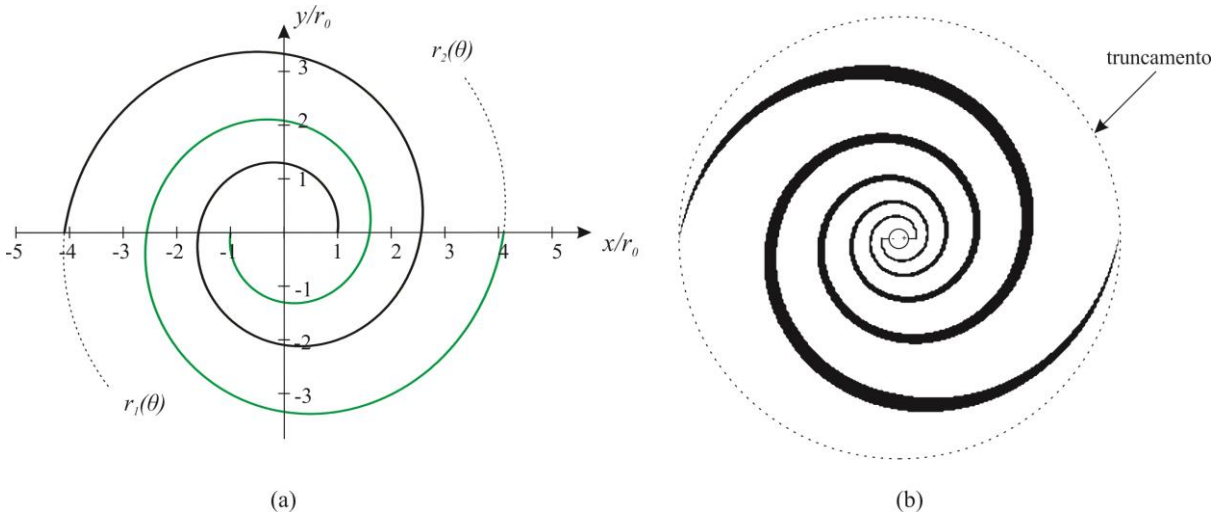


Fig. 2.5. (a) Gráfico das funções geradoras de espirais. (b) Antena construída à partir das espirais geradas.

Outro parâmetro a ser considerado é o comprimento L de cada espiral ao longo de uma faixa de valores de θ, definida entre $\theta_{mín}$ e $\theta_{máx}$. Sendo $\theta_{mín}$ o ângulo para o qual a função se iguala ao raio inicial, chamado de r_0, e $\theta_{máx}$, o ângulo que define a espiral no seu comprimento máximo, L, uma vez que não se pode admitir uma espiral de dimensões infinitas na prática. De acordo com Balanis [19], L é definido por:

$$L = [r_n(\theta_{\text{máx}}) - r_n(\theta_{\text{mín}})]\sqrt{1 + 1/a^2} \tag{2.10}$$

em que $r_n(\theta)$ é o raio da espiral n como função de θ. Sendo n=1 ou n=2, como definido em (2.8) e (2.9), o valor de L não deve se alterar. Deve-se levar em consideração que o índice $n=0$

indica apenas que se trata do raio inicial da espiral r_0, obtido quando θ é igual $\theta_{mín}$, sendo sete valor o mesmo em ambos os braços. É possível escrever o comprimento da espiral à contar de r_0, através da função $s(\theta)$ definida por:

$$s(\theta) = [r_n(\theta) - r_0]\sqrt{1 + 1/a^2} \tag{2.11}$$

A Fig. 2.6 mostra $s(\theta)$ cobrindo a distância percorrida ao longo do raio da espiral para uma variação contínua de θ, partindo de 0 radianos até um ângulo qualquer definido dentro da existência da espira.

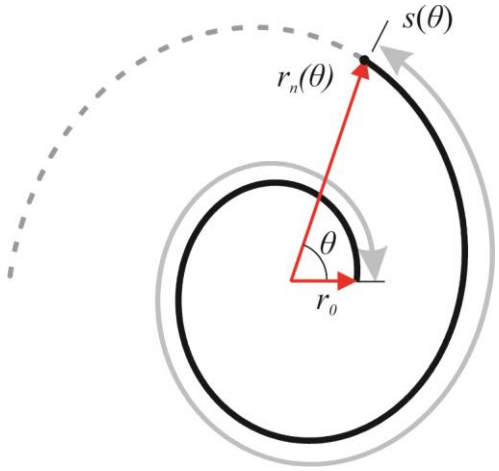


Fig. 2.6. Comprimento da espira definida pela função $s(\theta)$.

A espiral teórica observada por Bernoulli parte de um raio infinitamente pequeno e estende-se para um raio infinitamente grande. Uma espira real capaz de modelar os braços de uma antena tem suas dimensões determinadas por um critério de truncamento a partir da menor frequência de operação do irradiador (f_o). Com este procedimento, fica determinado o comprimento máximo da espiral. Portanto, $s(\theta_{\text{máx}})$ deve ser igual ao comprimento de onda da menor frequência λ_o, dado por [20][21]:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_o\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{2.12}$$

onde, ε_{eff} é a permissividade relativa efetiva. Como primeira abordagem, este valor é a média aritmética entre a permissividade elétrica do ar e a permissividade elétrica do substrato em que se confecciona a antena:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + \varepsilon_{r(ar)}}{2} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \tag{2.13}$$

Portanto, tem-se

$$s(\theta_{\text{máx}}) = L = \lambda_0 \tag{2.14}$$

onde ocorre o truncamento externo da espiral, conforme mostrado na Fig. 2.5(b). O truncamento interno é feito considerando-se a separação entre os raios na extremidade interna das espirais, dada por $2r_0$. Esta distância deve ser idêntica à distância total d entre os condutores da linha de transmissão que alimenta a antena, como mostra a Fig. 2.7.[22]

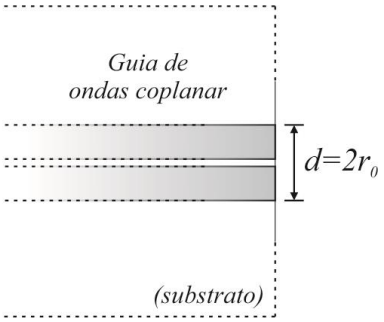


Fig. 2.7. Representação do ponto de conexão entre a antena e a linha de transmissão.

Na Fig. 2.8. tem-se uma melhor visualização da conexão entre a antena e a linha de transmissão responsável pela sua excitação. No Capitulo 3 será mostrado o procedimento de projeto de uma linha de transmissão coplanar para a alimentação.

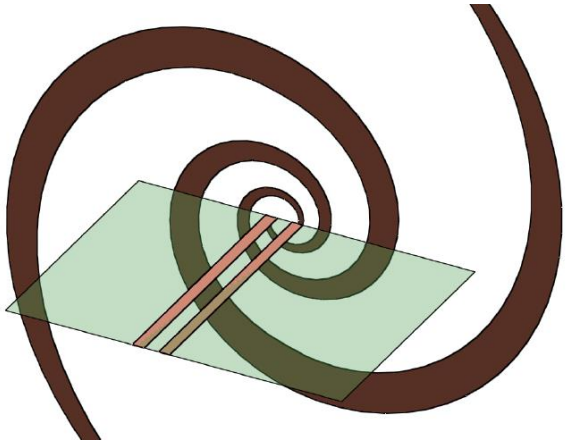


Fig. 2.8. Representação da montagem da antena conectada a sua linha de transmissão.

Para a maioria das análises teóricas, considera-se a espiral como uma linha de espessura desprezível, sem erro apreciável nas relações determinadas. Contudo, para o projeto de uma antena é preciso levar em conta essa espessura para garantir uma maior área do material condutor, o que tem um impacto na impedância do elemento irradiador. Define-se, então, como um braço a superfície delimitada por duas espirais equiangulares, uma interna e uma externa, dadas por:

$$r_{\text{ext}}(\theta) = e^{a(\theta+\varphi)} \tag{2.15}$$

$$r_{\text{i}}(\theta) = e^{a(\theta+\varphi')} \tag{2.16}$$

O ângulo φ', é obtido a partir da diferença b entre os raios internos e externos para θ igual a zero radianos. Ou seja:

$$b = r_{\text{ext}}(0) - r_{\text{i}}(0) = e^{a\varphi} - e^{a\varphi'} \tag{2.17}$$

Como b é conhecido, uma vez que é determinado pela linha de transmissão, têm-se, sucessivamente

$$r_0 - b = e^{a\varphi'} \tag{2.18}$$

$$\varphi' = \frac{1}{a}\ln(r_0 - b) \tag{2.19}$$

Há, ainda, uma terceira curva que conecta o ponto $r_i(\theta_{\text{máx}} - \pi)$ a $r_{\text{ext}}(\theta_{\text{máx}})$ definida como $r_t(\theta)$, vista na Fig. 2.9.

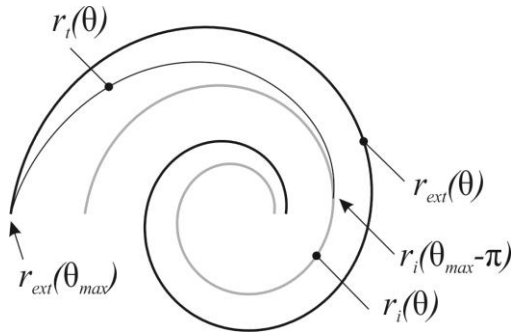


Fig. 2.9. As curvas que modelam as bordas de um braço da antena espiral equiangular.

Uma transição suave de $r_{\text{ext}}(\theta)$ para $r_{\text{i}}(\theta)$ teoricamente minimiza o impacto negativo que cantos acentuados impõem sobre coeficiente de reflexão do elemento irradiador. A curva $r_{\text{t}}(\theta)$ é, na realidade, um trecho de espiral equiangular, porém com taxa de expansão radial diferente das outras duas curvas. Para determinar a equação de $r_{\text{t}}(\theta)$, deve-se considerar que:

$$r_{\text{t}}(\theta_{\text{máx}}) = r_{\text{ext}}(\theta_{\text{máx}}) \tag{2.20}$$

$$r_{\text{t}}(\theta_{\text{máx}} - \pi) = r_{\text{i}}(\theta_{\text{máx}} - \pi) \tag{2.21}$$

Como $r_t(\theta)$ é uma equação de uma espiral equiangular, esta pode ser escrita segundo o formato dado por (2.6).

$$r_{\text{t}}(\theta) = e^{a'(\theta+\varphi'')} \tag{2.22}$$

em que a' é a taxa de expansão e φ'' é rotação inicial. Estes dois parâmetros são determinados aplicando-se (2.22) em (2.20) e em (2.21), o que resulta no seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} e^{a'(\theta_{\text{máx}}+\varphi'')} = e^{a(\theta_{\text{máx}}+\varphi)} & (2.23) \\ e^{a'(\theta+\varphi'')} = e^{a(\theta_{\text{máx}}-\pi+\varphi')} & (2.24) \end{cases}$$

Esta relação leva à seguinte igualdade:

$$\begin{cases} a'(\theta_{\text{máx}}+\varphi'') = a(\theta_{\text{máx}}+\varphi) & (2.23) \\ a'(\theta_{\text{máx}}-\pi+\varphi'') = a(\theta_{\text{máx}}-\pi+\varphi') & (2.24) \end{cases}$$

Uma vez que sejam conhecidos os parâmetros relativos à curva externa, e a curva interna, tem-se:

$$a' = \frac{a(\theta_{\text{máx}}+\varphi)}{\theta_{\text{máx}}+\varphi''} \tag{2.27}$$

Sabendo que o $r_{ext}(\theta_{max})$ é um valor conhecido, determinado ao aplicar (2.14) em (2.11), vem

$$r_{\text{ext}}(\theta_{\text{máx}}) = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1+\frac{1}{a^2}}} + r_0 \tag{2.28}$$

Com isso tem-se:

$$\varphi'' = \frac{\pi\,\varphi + \theta_{\text{máx}}(\varphi'-\varphi)}{\varphi-\varphi'+\pi} \tag{2.29}$$

Portanto, cada espiral pode ser modelada por duas curvas $r_{ext}(\theta)$ e $r_i(\theta)$, sendo a primeira definida pelos truncamentos interno e esterno, e a segunda resume-se por:

$$r_{\text{i}}(\theta) = \begin{cases} e^{a(\theta-\varphi')} & se\ 0 \le \theta \le \theta_{\text{máx}}-\pi \\ e^{a'(\theta-\varphi'')} & se\ \theta_{\text{máx}}-\pi \le \theta \le \theta_{\text{máx}} \end{cases} \tag{2.25}$$

Estas equações definem a curva de um braço da espiral, para o segundo braço aplica-se as relações de (2.8) e (2.9).

2.5 Distribuição das correntes nos braços da antena

Diversas podem ser as construções de uma antena baseada na geometria espiral equiangular Este trabalho contempla a análise da espiral de dois braços alimentada ao centro por uma linha balanceada, como na Fig. 2.10. São dois braços idênticos, definidos por $r_1(\theta)$ e $r_2(\theta)$, cuja única diferença é uma rotação de 180º, conforme demonstrado. Para esta análise, no entanto,

considera-se que no braço 1, definido por $r_1(\theta)$, distribui-se uma corrente dada por $i_1(\theta, t)$ e, portanto, no braço 2, definido por $r_2(\theta)$, distribui-se a corrente $i_2(\theta, t)$. Tais distribuições são funções simultaneamente do ângulo θ, uma vez que dependem da posição ao longo da espiral, e do tempo *t*. Resultam em grandezas complexas, que podem ser escritas segundo a forma polar, tal como:

$$i_n(\theta, t) = I_n \llcorner \varphi_{in} \tag{2.26}$$

onde I_n representa o módulo da corrente e φ_{in} o argumento, ambas escritas como função da posição $s_n(\theta)$ e do tempo *t*, tal como:

$$\varphi_{in} = f_1[s_n(\theta), t] \tag{2.27}$$

$$I_{in} = f_2[s_n(\theta), t] \tag{2.28}$$

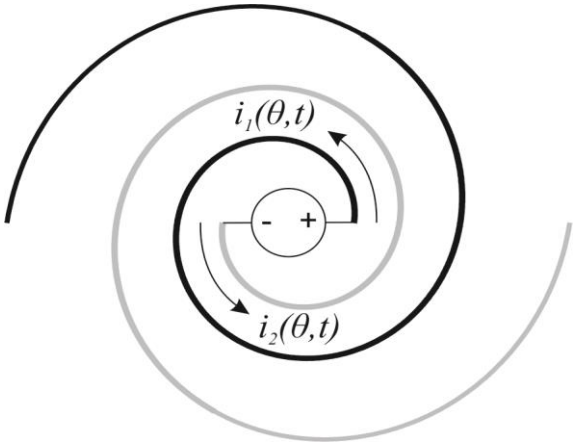


Fig. 2.10. Sentido das correntes nos braços da antena espiral equiangular.

Representa-se a diferença de fase da corrente distribuída no braço *n* por φ_{in}, como função da posição ao longo do braço e do tempo. Logo, vem:

$$\varphi_{in}[s_n(\theta), t] \tag{2.29}$$

Na Fig. 2.10, fica evidente que no ponto de alimentação, em $s_1(0)$ e em $s_2(0)$, as corrente têm sentidos opostos. Logo, a diferença de fase entre $i_1(0, t)$ e $i_2(0, t)$, é instantaneamente igual a 180º:

$$\varphi_{i1}[s_1(0), t] - \varphi_{i2}[s_2(0), t] = 180^o \tag{2.30}$$

Este valor é importante, pois a partir da defasagem inicial calculam-se todas as defasagens ao longo das espirais.

A distribuição da correntes ao longo da posição $s(\theta)$ em cada braço ocorre segundo a derivada primeira da função de Hankel de primeira ordem e de segunda espécie [25]. Matematicamente, tem-se

$$i_n[s(\theta), t] = K_1 H_1^{(2)'}[k \cdot s_n(\theta)] \tag{2.31}$$

em que K_1 é uma constante de proporcionalidade e k é o numero de onda dado por

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{2.32}$$

A função de Hankel de segunda espécie é uma combinação das funções de Bessel de primeira espécie $J_1[k \cdot s_n(\theta)]$ e segunda espécie $Y_1[k \cdot s_n(\theta)]$, na forma [26]:

$$H_1^{(2)}[k \cdot s_n(\theta)] = J_1[k \cdot s_n(\theta)] - iY_1[k \cdot s_n(\theta)] \tag{2.33}$$

Contudo, a distribuição de corrente é dada pela derivada desta função, o que pode ser obtido sabendo que vale a relação: [26]

$$H_1^{(2)'}[k \cdot s_n(\theta)] = J'_1[k \cdot s_n(\theta)] - iY'_1[k \cdot s_n(\theta)] \tag{2.34}$$

Nesta expressão, as derivadas de primeira ordem das funções de Bessel de primeira e segunda espécie de ordem ν são definidas, respectivamente, por [26]:

$$J'_\nu[k \cdot s_n(\theta)] = \frac{1}{2}\{J_{\nu-1}[k \cdot s_n(\theta)] - J_{\nu+1}[k \cdot s_n(\theta)]\} \tag{2.35}$$

$$Y'_\nu[k \cdot s_n(\theta)] = \frac{1}{2}\{Y_{\nu-1}[k \cdot s_n(\theta)] - Y_{\nu+1}[k \cdot s_n(\theta)]\} \tag{2.36}$$

Substituindo (2.35) e (2.36) em (2.34), vem:

$$\begin{aligned} H_1^{(2)'}[k \cdot s_n(\theta)] = i_n[s(\theta), t] \\ = \frac{K_1}{2}\{J_{\nu-1}[k \cdot s_n(\theta)] - J_{\nu+1}[k \cdot s_n(\theta)]\} \\ - \frac{iK_1}{2}\{J_{\nu-1}[k \cdot s_n(\theta)] - J_{\nu+1}[k \cdot s_n(\theta)]\} \end{aligned} \tag{2.37}$$

A partir de (2.37), é possível compreender, com precisão, o comportamento da amplitude I_n e a defasagem das correntes ao longo da espiral, φ_{in}. Aplicando as relações de (2.27) e (2.28) em (2.37), vem:

$$\varphi_{in} = f_1[s_n(\theta), t] = \arctan\left\{\frac{\mathcal{Im}\left\{H_1^{(2)'}[k \cdot s_n(\theta)]\right\}}{\mathcal{Re}\left\{H_1^{(2)'}[k \cdot s_n(\theta)]\right\}}\right\} \tag{2.38}$$

$$I_{in} = f_2[s_n(\theta), t] = \sqrt{\mathcal{Re}^2\left\{H_1^{(2)'}[k \cdot s_n(\theta)]\right\} + \mathcal{Im}^2\left\{H_1^{(2)'}[k \cdot s_n(\theta)]\right\}} \tag{2.39}$$

Portanto, $\varphi_{in}[s_n(\theta), t]$ representa a fase da corrente $i_n(\theta, t)$ na posição $s_n(\theta)$ ao longo da espiral n.

A diferença entre os argumentos de $i_n(\theta, t)$ em cada braço, φ_{i1} e φ_{i2}, indicam as contribuições das correntes para a irradiação da onda eletromagnética. Isto é, se $\varphi_{i1} - \varphi_{i2} = 0$, tem-se as correntes em fase e há uma contribuição construtiva de $i_1(\theta, t)$ e $i_2(\theta, t)$, em um mesmo ponto e em um mesmo instante. Analogamente, uma diferença de fase de 180º, isto é, $\varphi_{i1} - \varphi_{i2} = \pm 180^{\circ}$, resulta em uma contribuição destrutiva de $i_1(\theta, t)$ e $i_2(\theta, t)$ para a irradiação. Conforme demonstrado em (2.30), em $\theta = 0$ há uma diferença de fase entre as correntes de 180º. Isto pode ser visualizado também ao serem traçados os gráficos de φ_{i1} e φ_{i2} na Fig. 2.11. Não somente para $\theta = 0$, mas também nas vizinhanças da extremidade interna da espiral ocorrem diferenças de fase próximas de 180º. Logo, nessa região há uma baixa emissão. Entretanto, devido à geometria dos braços combinada com a distribuição da corrente segundo uma função de Hankel, existem posições ao longo de θ onde a diferença de fase entre as correntes $i_1(\theta, t)$ e $i_2(\theta, t)$ aproximam-se de 0, ou de algum múltiplo inteiro de 360º. Para estas regiões, a contribuição das duas correntes é construtiva, aproximando-se da máxima irradiação no ponto em que a diferença de fase for exatamente igual a 0º ou 360º. A Fig. 2.11, traz a variação de φ_{i1} e φ_{i2}, ao longo de uma antena espiral cujos braços possuem um comprimento igual a λ_0 em $\theta = \theta_{máx}$, obtém o seguinte padrão de φ_{i1} e φ_{i2}. Observa-se uma assimetria entre as duas curvas, fato que se deve a rotação de 180º na curva que gera o braço 2. Deve-se lembrar que a tal rotação é provocada ao se multiplicar a equação desta curva por $e^{i\pi}$, ou seja:

$$r_2(\theta) = -r_1(\theta) = e^{ai\pi(\theta+\varphi)} \tag{2.40}$$

este fator ao ser utilizado como argumento da derivada da função de Hankel de segunda espécie, provoca a assimetria observada na Fig.11.

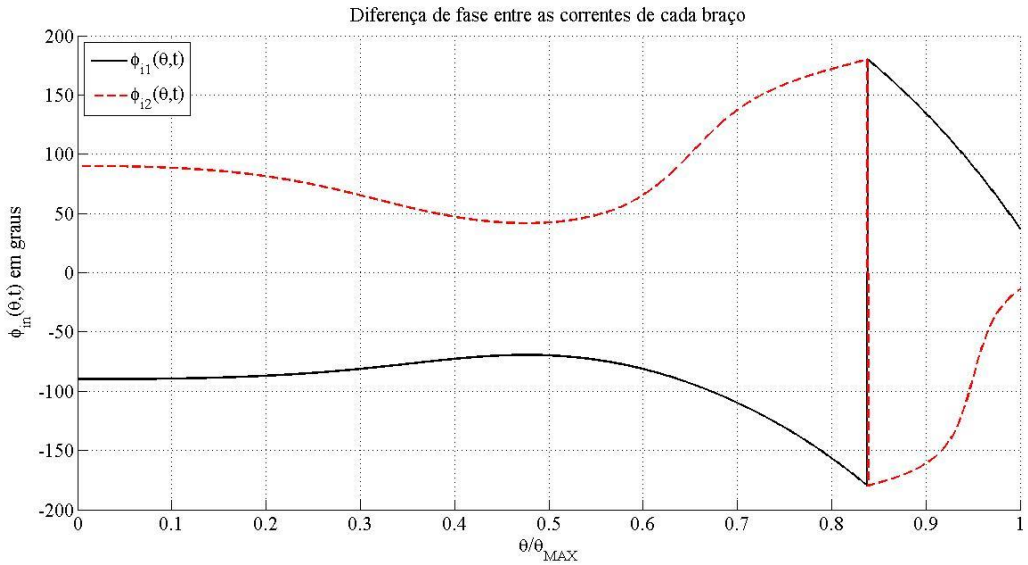


Fig. 2.11 Diferença de fase das correntes em cada braço da antena.

Pode-se admitir que a diferença $\varphi_{i1} - \varphi_{i2}$, seja simplesmente φ_i, entendida como a diferença entre os argumentos das correntes $i_1(\theta, t)$ e $i_2(\theta, t)$. Para um mesmo instante de tempo, vem:

$$\varphi_i(\theta) = \varphi_{i1}[s_1(\theta), t] - \varphi_{i2}[s_2(\theta), t] \tag{2.40}$$

Um gráfico de $\varphi_i(\theta)$ é visto na Fig. 2.12, considerando uma frequência igual a f_o, por tratar-se da freqüência de projeto admitindo que é a partir desta que a antena irá irradiar operar adequadamente. É possível perceber que as correntes entram em fase somente entre 80% e 85% do comprimento total dos braços nesta frequência. Portanto, define-se como sendo esta a região ativa da antena para f_0.

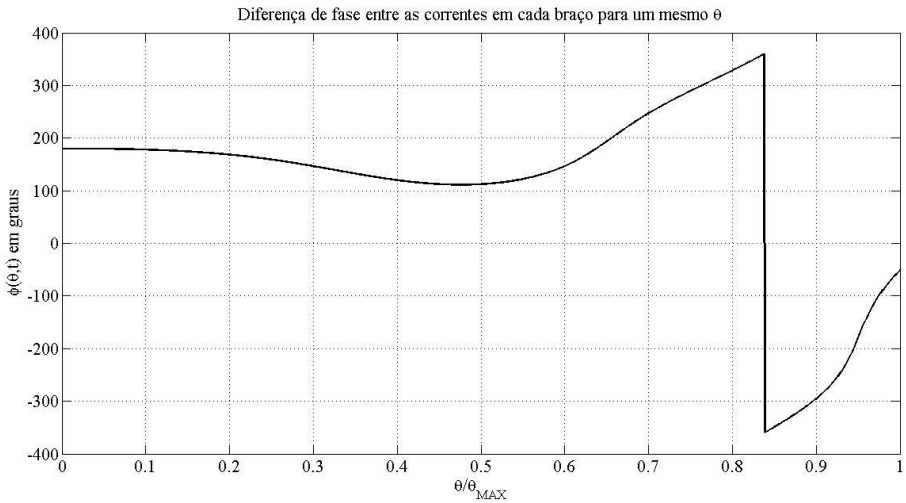


Fig. 2.12. Diferença dos argumentos das correntes para um mesmo instante de tempo ao longo da espiral, traçado para $f = f_0$.

Há ainda a possibilidade de visualizar $\varphi_{i1}[s_1(\theta), t]$ e $\varphi_{i2}[s_2(\theta), t]$ ao longo da espira. A Fig.2.13 mostra um gráfico das espiras gerado no MATLAB®, onde a cor verde representa uma diferença de fase igual a 0º ou 360º, e a cor vermelha representa uma defasagem de 180º. Contudo, há outro efeito a ser considerado, o comportamento da amplitude da corrente $i_{\mathrm{n}}(\theta, t)$ ao longo do comprimento das espirais. Como já mencionado, a amplitude das correntes é representada por $I_{in}[s_n(\theta), t]$, tal como em (2.39). A Fig.2.13 mostra o comportamento de $I_{in}[s_n(\theta), t]$ ao longo da espiral *n*.

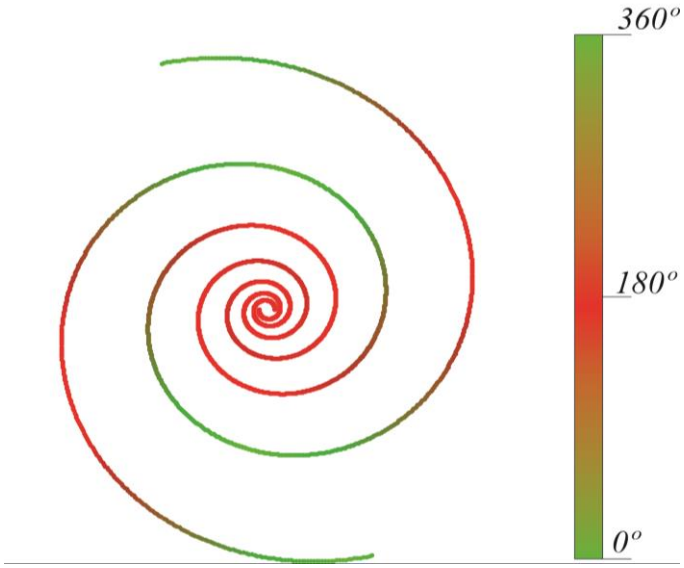


Fig. 2.13. Representação da diferença de fase ao longo da espiral.

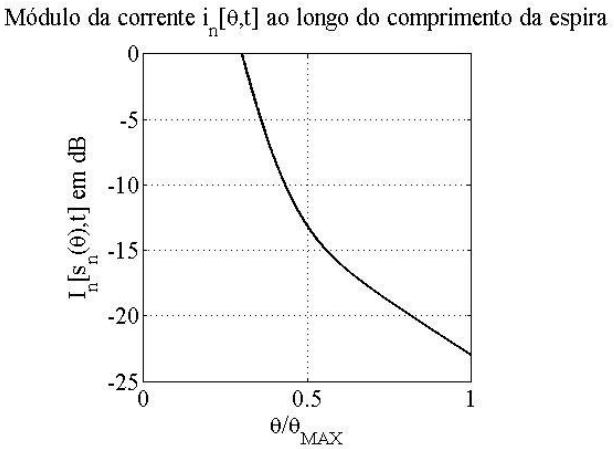


Fig. 2.14. Redução no módulo da corrente ao longo da uma espiral, em decibels.

Enquanto as correntes tendem a entrar em fase na extremidade externa das espirais, a amplitude das correntes nesta região tende a ser muito menor que a correspondente ao centro da espira. Devido a contribuição destrutiva das correntes próximas ao centro da antena, as máximas emissões tendem a ocorrer próximas da extremidade externa, ainda que nestas distâncias as correntes tenham sofrido as atenuações mais altas.

2.6 Comentários gerais sobre o capítulo

Foi discutida a aplicação da geometria espiral equiangular para a modelagem de antenas impressas. Partiu-se das primeiras relações observadas por Jacob Bernoulli, até os estudos mais recentes que propõem sua aplicação na construção de elementos irradiadores de faixa larga. Foram estabelecidas equações para geração das espirais, considerando aspectos construtivos como as dimensões da linha de transmissão, o tamanho físico da antena e a frequência de operação. A partir destas equações, realizaram-se análises teóricas da distribuição das correntes ao longo das espirais. Conclui-se que o formato da antena, juntamente com o balanceamento das correntes no ponto de alimentação, confere com as características necessárias para uma operação aceitável em uma grande largura de faixa.

Capítulo 3

Características de irradiadores em espiral equiangular

3.1 Introdução

No capítulo anterior, descreveu-se um elemento irradiador teórico em forma de uma espiral equiangular, limitado apenas pela geometria. Não foram avaliados os efeitos de seus parâmetros construtivos nas suas características eletromagnéticas. Neste capítulo, faz-se uma análise do desempenho da antena sob a influência desses parâmetros construtivos.

O comprimento de cada espiral depende da frequência de operação e da taxa de expansão radial (a), cujos valores típicos estão entre 0,05 e 0,3 [13][14][27]-[30]. Serão discutidas antenas com braços de mesmos comprimentos, variando-se os demais parâmetros geométricos. A partir dessa análise, observa-se a influência da taxa de expansão e dos raios iniciais em características como impedância, coeficiente de reflexão e diagrama de irradiação.

3.2 Influência da taxa de expansão

Diversos estudos têm sido realizados sobre a antena espiral equiangular, as formas de excitá-la e suas vantagens como elemento irradiador quase independente da frequência [13][14][27]-[30]. Porém, existem poucos estudos sobre os efeitos de diferentes taxas de expansão empregadas em sua construção. Pequenos valores de a tendem a produzir menor razão axial dos campos que, devido ao formato da antena, são emitidos com polarização elíptica [27]. Com a tendendo para zero, tem-se uma polarização circular quando a extensão coincidir com uma circunferência de raio igual ao comprimento de onda (λ) [27][28]. Entretanto, não são muito divulgadas as implicações de diferentes valores de a na impedância de entrada da antena e, consequentemente, no coeficiente de reflexão na linha de alimentação.

A principal dimensão de uma antena espiral equiangular é o seu comprimento físico, constante e independente dos outros parâmetros da antena. Admitindo um raio inicial (r_0) constante, um aumento na taxa de expansão, torna necessário a redução do ângulo máximo de rotação

($\theta_{máx}$) da espiral para manter o comprimento final dos braços inalterado [27][29]. Da Equação (2.10), tem-se

$$r_n(\theta_{\text{máx}}) = L + r_0\sqrt{1 + 1/a^2} \tag{3.1}$$

Aplicando (2.6) e (2.7) em (31), vem:

$$\theta_{\text{máx}} = \frac{1}{a}\left[\ell n\left(r_0 + \frac{L}{\sqrt{1 + 1/a^2}}\right) - \ell n\, r_0\right] \tag{3.2}$$

Uma vez que L é definido somente em função do comprimento de onda em (2.14), o máximo ângulo de rotação da espiral pode ser encontrado na Fig. 3.1, para diferentes valores de r_0. Em seguida, determinam-se o raio inicial interno, dado por φ' em (2.19), e os parâmetros das equações das expirais internas, $r_{int}(\theta)$ em (2.25), a'e φ''.

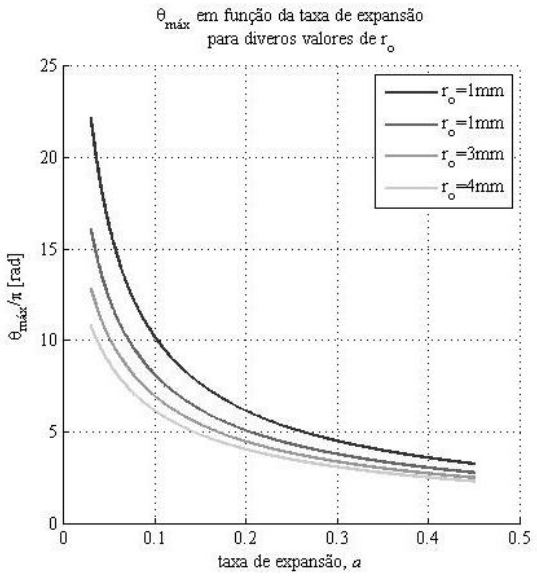


Fig. 3.1. Rotação máxima da espiral em função da taxa de expansão, para vários raios iniciais.

Foram projetadas quatro antenas com o comprimento de cada braço igual a λ_o, calculado na frequência de 1GHz, e com $r_o = 1\text{mm}$. Aumentou-se a taxa de expansão em 25% nos sucessivos projetos, partindo de a = 0,12 no primeiro modelo. Os parâmetros construtivos calculados para cada um constam na Tabela 3.1. As estruturas foram utilizadas para a simulações no programa EMPro®, supondo um laminado de politetrafluoretileno (PTFE), modelo Arlon *DiClad880*® [31]. Esse substrato apresenta baixa tangente de perdas e constante dielétrica próxima de 2,2. Na Fig 3.2, são apresentadas estas antenas.

O aumento geométrico, consequência do aumento de *a*, influi na soma das correntes distribuídas ao longo dos braços. Com o aumento da distância entre os pontos onde as correntes se

encontram em fase, há uma elevação da parte real impedância, como mostrado na Fig. 3.3. Isto implica alterações no casamento entra a antena e a linha de transmissão. Ainda que não tenha sido estabelecida uma relação entre a impedância de entrada da antena e a sua taxa de expansão, com os dados das simulações é razoável afirmar que uma mudança na taxa de expansão irá alterar o casamento ao longo da faixa de operação desejada. Entretanto, o comportamento teórico esperado para a antena espiral equiangular só foi percebido para taxas de expansão mais elevadas. Estas são as características correspondentes às antenas 3 e 4 da Fig. 3.2, nas quais se obteve menor variação da impedância em relação à frequência.

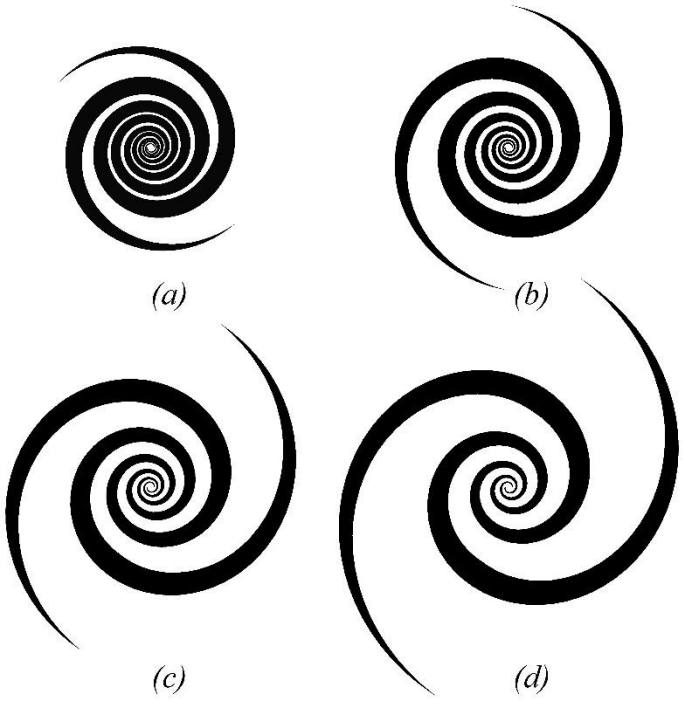


Fig. 3.2. Antenas de comprimentos iguais e taxas de expansão diferentes. (a) Antena 1, com taxa de expansão a=0,12. (b) Antena 2, que possui taxa de expansão 25% maior, sendo a=0,15. (c) Antena 3, com a = 0,1875. (d) Antena 4, com a = 0,2344.

Os resultados computacionais mostraram uma largura de faixa muito estreita, para pequenos valores de a. Na Fig. 3.3, têm-se os gráficos da parte real das impedâncias de cada antena juntamente com o seu valor médio calculado ao longo da faixa de 1 a 20GHz. É possível perceber que com a elevação da taxa de expansão, aumenta-se a parte real da impedância, de modo que para a antena de a = 0,1875, tem-se uma melhor aproximação ao valor da resistência característica da linha de transmissão definida para a simulação, que é de 150Ω. Este fato é confirmado pela Fig. 3.4, onde estão os gráficos do coeficiente de reflexão para cada um dos

quatro casos, notando-se um estreitamento da banda de operação em consequência da elevada variação da parte real da impedância em relação aos 150Ω da linha de transmissão.

Tabela 3.1. Parâmetros construtivos para antenas supondo raios internos constantes, variando a taxa de expansão.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Antena 1 (*a = 0,12*)			
Máxima rotação	$\theta_{máx}$	26,0609	rad
Ângulo para o raio inicial exterior	φ	-57,5646	rad
Ângulo para o raio inicial interior	φ'	-59,9620	rad
Taxa de expansão do raio de transição	a'	0,2116	-
Ângulo do raio de transição	φ''	-43,9293	rad
Antena 2 (*a = 0,15*)			
Máxima rotação	$\theta_{máx}$	22,3671	rad
Ângulo para o raio inicial exterior	φ	-46,0517	rad
Ângulo para o raio inicial interior	φ'	-47,9696	rad
Taxa de expansão do raio de transição	a'	0,2416	-
Ângulo do raio de transição	φ''	-37,0737	rad
Antena 3 (*a = 0,1875*)			
Máxima rotação	$\theta_{máx}$	19,0872	rad
Ângulo para o raio inicial exterior	φ	-36,8414	rad
Ângulo para o raio inicial interior	φ'	-38,3757	rad
Taxa de expansão do raio de transição	a'	0,2791	-
Ângulo do raio de transição	φ''	-31,0157	rad
Antena 4 (*a = 0,2344*)			
Máxima rotação	$\theta_{máx}$	16,2043	rad
Ângulo para o raio inicial exterior	φ	-29,4731	rad
Ângulo para o raio inicial interior	φ'	-30,7005	rad
Taxa de expansão do raio de transição	a'	0,3259	-
Ângulo do raio de transição	φ''	-25,7453	rad

No que diz respeito ao diagrama de irradiação, as simulações mostram haver pouca influência da taxa de expansão com relação ao formato, abertura de feixe e ganho máximo. Alguns levantamentos estão na Fig. 3.5, em que são mostrados os diagramas de irradiação no plano do campo elétrico para as diferentes taxas de expansão, na frequência de 4GHz. O valor foi escolhido porque nesta frequência as quatro antenas apresentaram baixo coeficiente de reflexão. Nota-se que para elevados valores de *a* tem-se maior abertura de feixe e maior simetria entre o lobo principal e o traseiro. Esta simulação não considera a linha de transmissão ou conexões com a antena. Os cálculos mostraram que esses elementos apresentavam maiores efeitos sobre os valores e formatos do lobo traseiro.

É possível projetar uma antena escolhendo-se uma taxa de expansão de modo a tornar a parte real da sua impedância mais próxima da impedância característica da linha de transmissão. Esta opção facilitaria posteriores processos de casamento. A abordagem de todos os pro-

blemas relativos aos métodos para o casamento demandaria estudos aprofundados do tema, incluindo muitas etapas de simulação e de ensaios em laboratório.

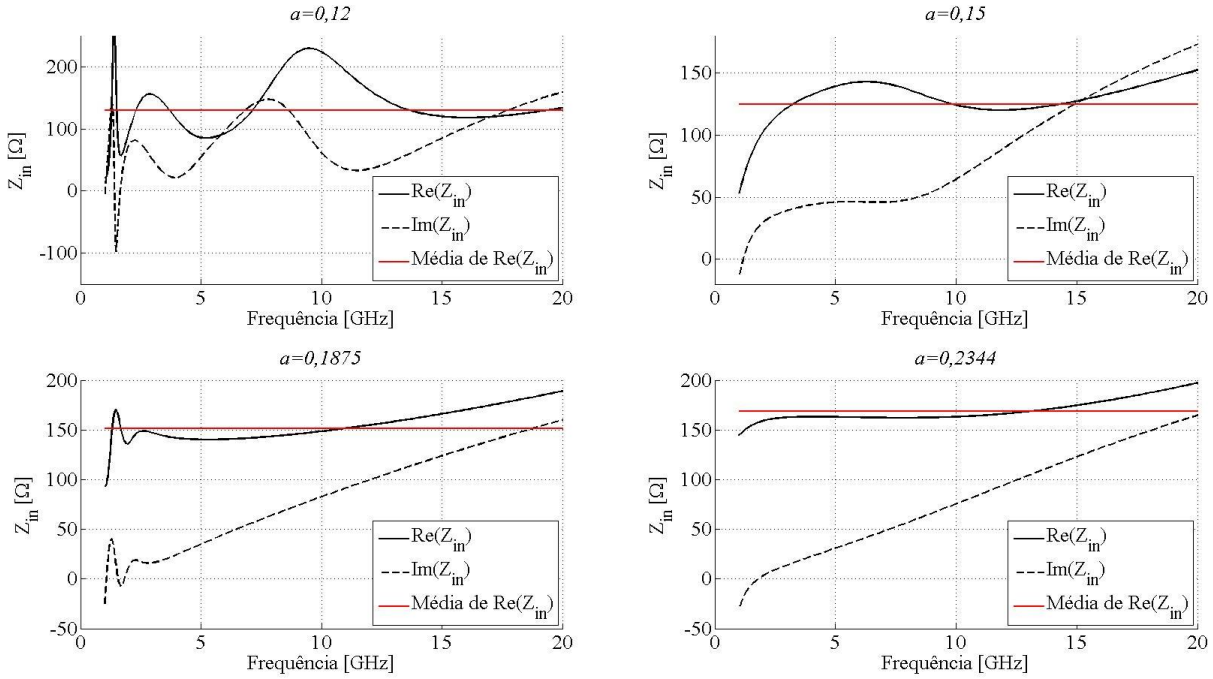


Fig. 3.3. Parte real e parte imaginária das impedâncias de entrada das antenas projetada com diferentes taxas de expansão.

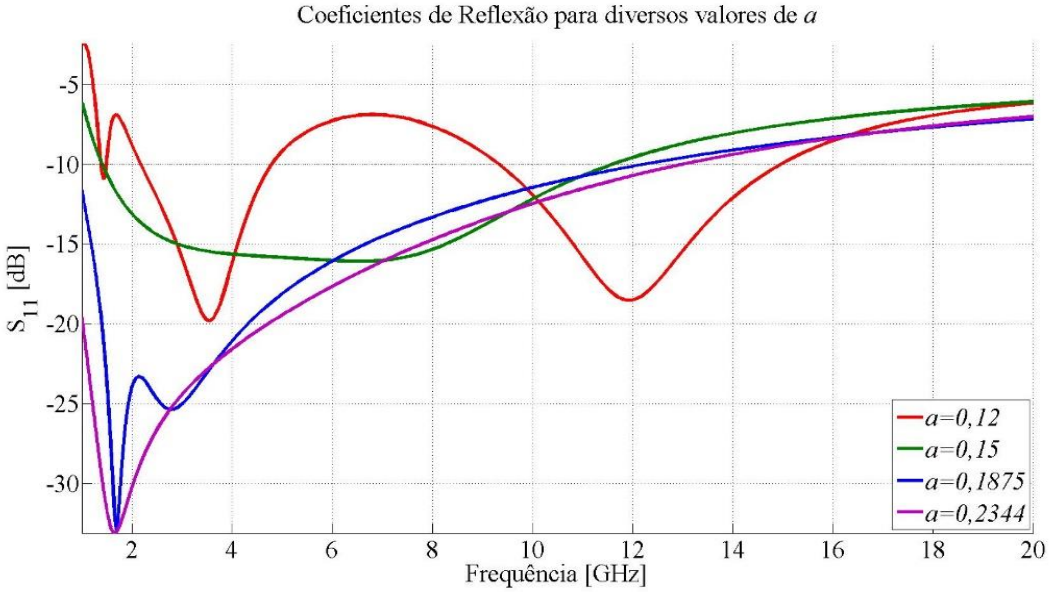


Fig. 3.4 - Coeficiente de reflexão para os valores da taxa de expansão, *a*.

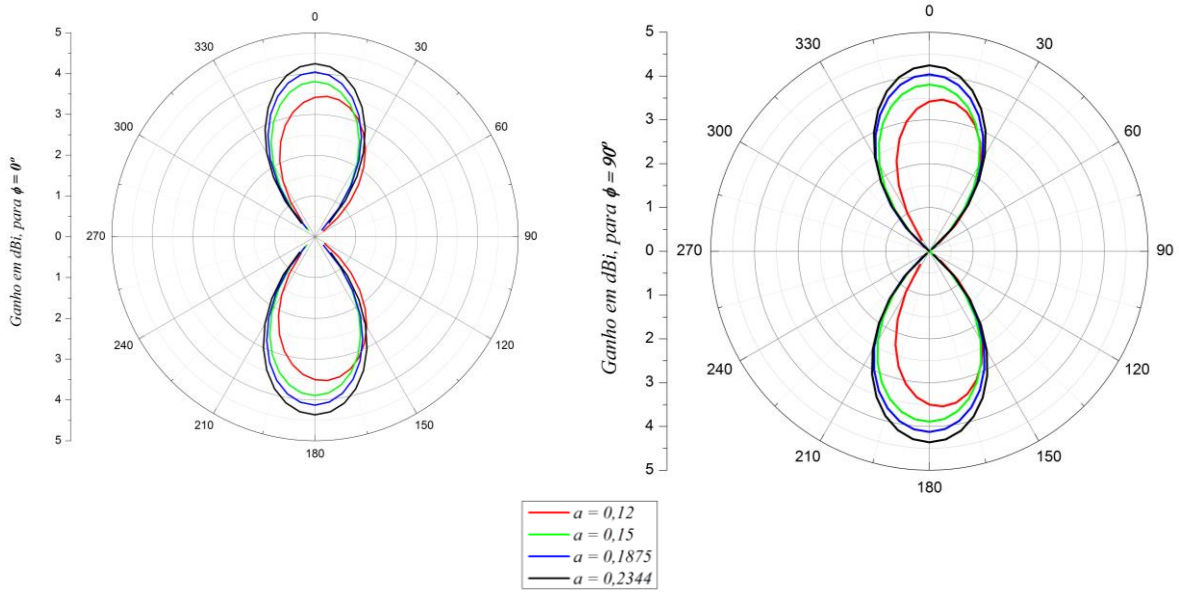


Fig. 3.5. Diagrama de irradiação para os diferentes valores de taxa de expansão, obtidos por simulações no EM-Pro® na frequência de 4GHz.

3.3 Influência do raio inicial nas características da antena

A montagem é uma limitação imposta para as antenas equiangulares, pois pode exigir cuidados especiais para dimensões internas muito pequenas. Uma exigência importante é que a distância a contar do raio inicial (r_o) até o raio final ($r_n(\theta_{máx})$) deve ser igual ao comprimento de onda e não existem valores previamente estabelecidos para r_o. É possível estabelecer estas grandezas de acordo com as necessidades geométricas do projeto, desde que sejam conhecidos os efeitos causados pelas diferentes opções.

Para se prever o comportamento da antena em função de r_o, adotou-se uma taxa de expansão constante igual a 0,15, uma vez que este valor proporcionou uma largura de faixa adequadamente larga que se inicia próxima da freqüência de projeto. Variou-se seu raio inicial de 2mm até 5mm, resultando em quatro antenas para a mesma frequência de operação. Reaproveitando dados da secção anterior e aplicando as equações geradoras das espirais, têm-se os parâmetros construtivos da Tabela 3.2.

Tabela 3.2. Antenas com raios iniciais diferentes para uma taxa de expansão, a = 0,15.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Antena 1 (a = 0,15)			
Máxima rotação	$\theta_{máx}$	22,3671	rad
Ângulo para o raio inicial exterior	φ	-46,0517	rad
Ângulo para o raio inicial interior	φ'	-47,9696	rad
Taxa de expansão do raio de transição	a'	0,2416	-
Ângulo do raio de transição	φ''	-37,0737	rad
Antena 2 (a = 0,15)			
Máxima rotação	$\theta_{máx}$	18,7208	rad
Ângulo para o raio inicial exterior	φ	-414307	rad
Ângulo para o raio inicial interior	φ'	-43,3486	rad
Taxa de expansão do raio de transição	a'	0,2416	-
Ângulo do raio de transição	φ''	-32,8222	rad
Antena 3 (a = 0,15)			
Máxima rotação	$\theta_{máx}$	15,8136	rad
Ângulo para o raio inicial exterior	φ	-38.7672	rad
Ângulo para o raio inicial interior	φ'	-40,6455	rad
Taxa de expansão do raio de transição	a'	0,2416	-
Ângulo do raio de transição	φ''	-30,417	rad
Antena 4 (a = 0,15)			
Máxima rotação	$\theta_{máx}$	13,6851	rad
Ângulo para o raio inicial exterior	φ	-36,8097	rad
Ângulo para o raio inicial interior	φ'	-38,7276	rad
Taxa de expansão do raio de transição	a'	0,2416	-
Ângulo do raio de transição	φ''	-28,0440	rad
Antena 5 (a = 0,15)			
Máxima rotação	$\theta_{máx}$	11,98	rad
Ângulo para o raio inicial exterior	φ	-35,3221	rad
Ângulo para o raio inicial interior	φ'	-37,24	rad
Taxa de expansão do raio de transição	a'	0,2416	-
Ângulo do raio de transição	φ''	-26,4739	rad

Ao contrário do efeito geométrico observado com a variação da taxa de expansão, as mudanças de raios iniciais produzem antenas com geometrias mais próximas, porém com menor número de voltas, como mostra a Fig. 3.6. Isto tem efeito negativo na composição das correntes para as frequências mais baixas, pois entram em fase apenas em uma pequena faixa de valores do ângulo θ.

Um estreitamento na faixa de operação também pode ser observado com o aumento de r_o, devido a um aumento acentuado no coeficiente de reflexão para as frequências mais altas (Fig. 3.7). Conclui-se que o aumento das dimensões da extremidade interior de uma antena espiral equiangular pode inviabilizar sua confecção, para operar em faixa larga. Uma alternativa para

facilitar a montagem, sem prejudicar sua faixa de operação, é inserir nos raios iniciais uma pequena extensão metálica, no intuito de aumentar a área para conexão, mantendo os braços mais próximos. Utilizou-se a separação de 3mm (Fig. 3.8), também com taxa de expansão de 0,15. Obteve-se uma melhora nos resultados, tanto em termos de coeficiente de reflexão, quanto no diagrama de irradiação. Na Fig. 3.9 representam-se os diagramas de irradiação e na Fig. 3.10 têm-se os resultados de coeficiente de reflexão, considerando quatro diferentes impedâncias características para a linha de transmissão. Como mostrado no Capítulo 2, uma linha de transmissão de 150Ω, garante melhor casamento em quase toda a faixa de frequência, entre 1 GHz e 20 GHz.

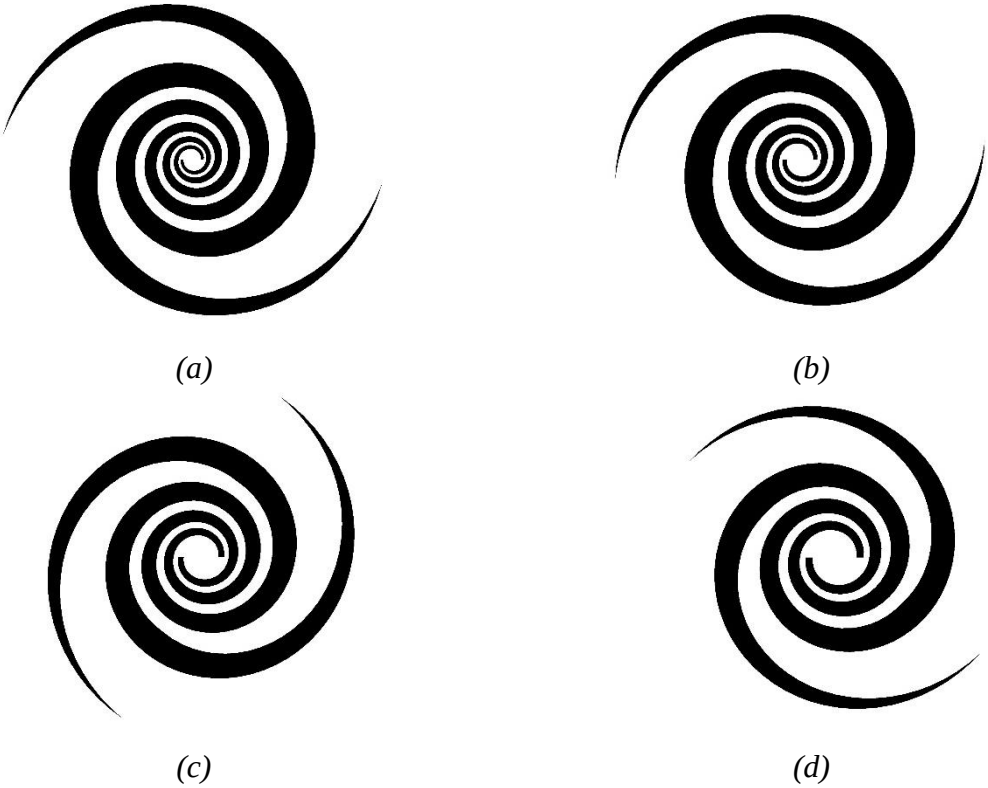


Fig. 3.6. Antenas com taxa de expansão igual a 0,15 e raios iniciais diferentes. (a) $r_o=2mm$.(b) $r_o=3mm$.(c) $r_o=4mm$. (d) $r_o=5mm$.

A Fig. 3.7 apresenta o coeficiente de reflexão para as antenas de diferentes separações entre os braços. Destaca-se o fato de que as condições de melhor casamento se mantiveram em aproximadamente 2GHz, para todas os experimentos e houve um estreitamento significativo

na largura de faixa, fato que se deve a alteração da impedância de entrada da antena, inerente ao maior distanciamento dos braços na extremidade interna. Observa-se na Fig. 3.8 o projeto de uma espiral com separação de 6mm entre os braços, portanto com r_o=3mm, na extremidade interna do irradiador, com extensões metálicas.

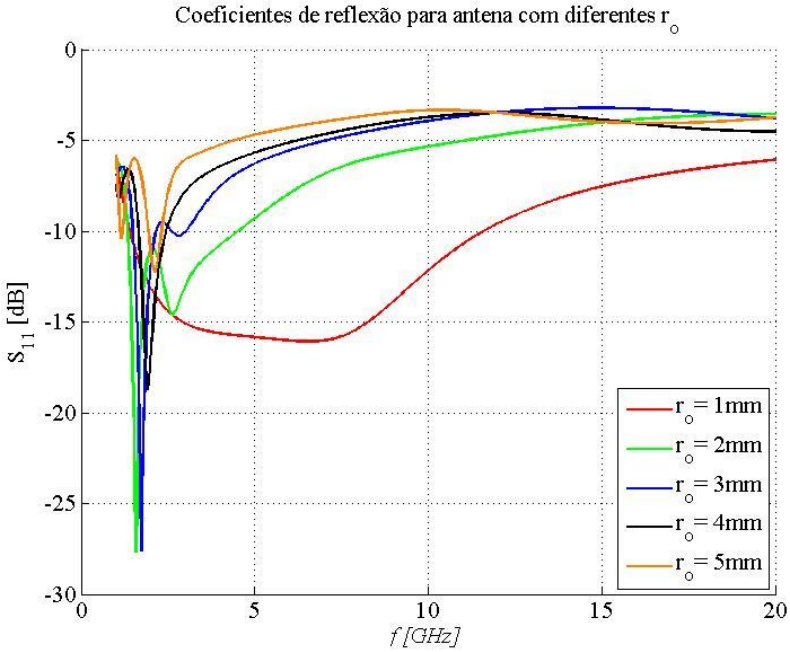


Fig. 3.7. Coeficiente de reflexão em função da frequência para diferentes valores de r_o e taxa de expansão constante igual a 0,15, utilizando linha de transmissão com Z_o = 150Ω.

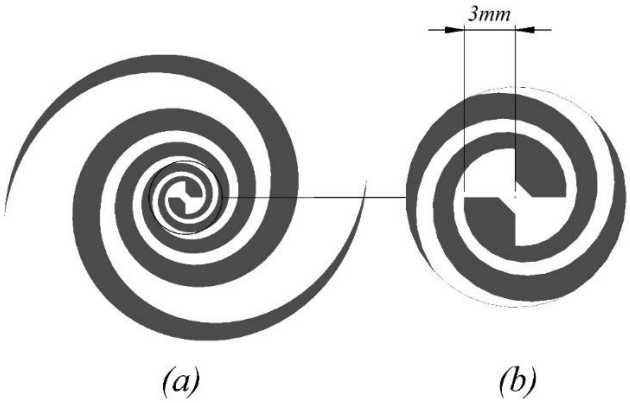


Fig. 3.8. (a) Espiral com extensão metálica na extremidade interna. (b) Detalhe ampliado da região interior da espiral enfatizando o raio inicial igual a 3mm.

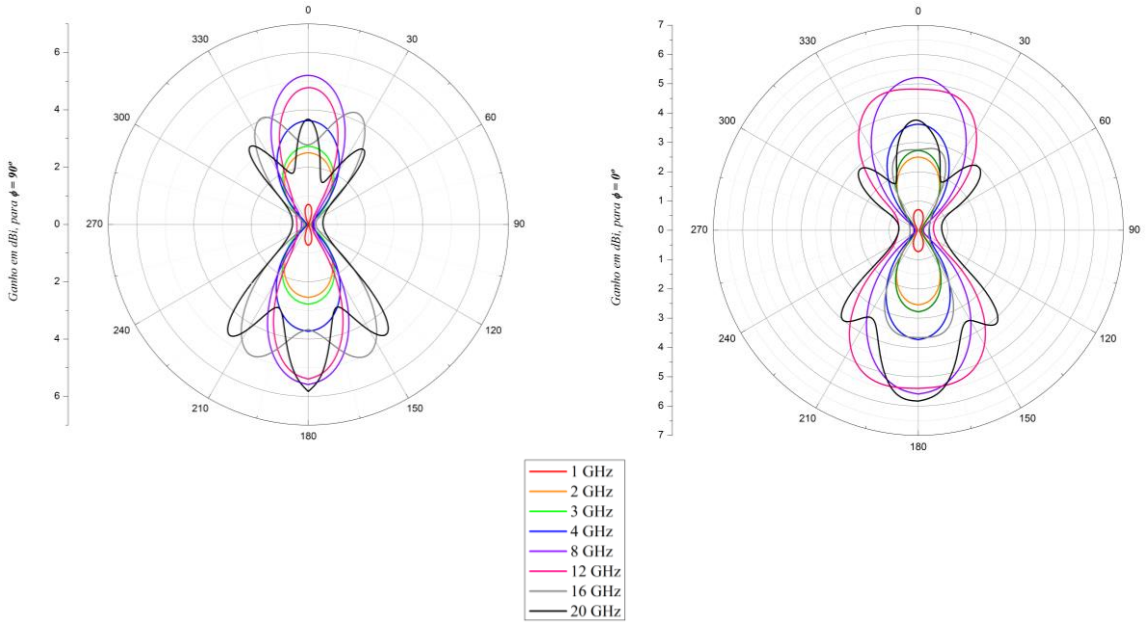


Fig. 3.9. Diagrama de irradiação no plano do campo elétrico da antena com $\boldsymbol{r_o = 3\text{mm}}$, e taxa de expansão igual a 0,15, para diversas frequências.

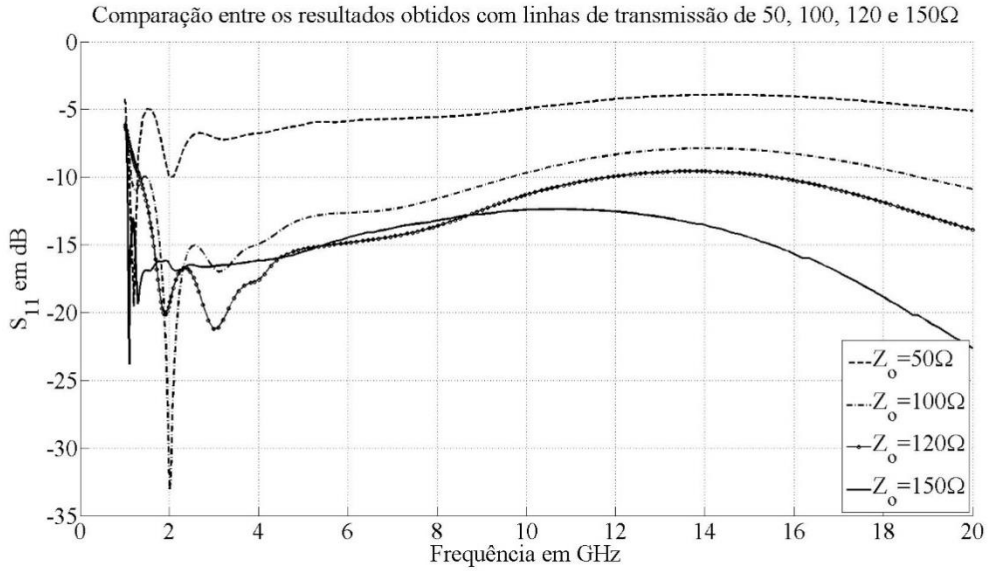


Fig. 3.10. Coeficiente de reflexão da antena com $\boldsymbol{a = 0,15}$ e $\boldsymbol{r_o = 3\text{mm}}$, considerando quatro linhas de transmissão diferentes.

3.4 Comentários gerais sobre o capítulo

Neste capítulo, estabeleceram-se as relações entre os principais parâmetros eletromagnéticos da antena espiral equiangular, com suas dimensões e características geométricas. Utilizando simulações com diferentes parâmetros, buscou-se uma condição ideal de projeto para pro-

duzir uma antena com a faixa mais larga possível. Considerou-se, portanto, que os resultados obtidos com taxa de expansão (a) igual a 0,15 e raios iniciais (r_o) iguais a 3mm e extensão metálica na extremidade interna, (Fig. 3.8), são recomendáveis para sua confecção.

Capítulo 4

Projeto de uma antena espiral equiangular

4.1 Introdução

Uma vez compreendidos os parâmetros construtivos da antena espiral equiangualar e após tê-los relacionados ao seu desempenho, confeccionou-se um protótipo para comprovar os valores teóricos. Diferentemente do ambiente de simulação, onde são possíveis muitas configurações para excitar a antena, na prática há limitações, como a indisponibilidade de geradores balanceados e dificuldades para a adaptação aos valores de impedância de referência. Neste capítulo, são discutidos alguns métodos para excitação do modelo proposto, que exige uma alimentação balanceada. Também são apresentadas as medições em laboratório, as justificativas para os valores encontrados e as comparações com os resultados previstos em simulações.

4.2 Casamento de impedâncias com transformadores de quarto de onda

Como demonstrado no Capítulo 3, a quase independência do desempenho da antena em relação à frequência deve-se a distribuição das correntes nos braços da espiral com a defasagem de 180º na excitação. Os geradores que operam na faixa de micro-ondas, em geral, disponibilizam saídas desbalanceadas, adaptáveis a cabos coaxiais com impedância característica de 50Ω. É necessário, portanto, prover um balanceamento do sinal do gerador em faixa ultra larga e efetuar um casamento de impedâncias, uma vez que a parte real das impedâncias de entrada deste tipo de antena tem valor próximo de 150 Ω.

Existem estruturas que permitem o casamento em faixa larga[32]-[37]. Uma das possibilidades é o transformador de impedâncias com trechos de linha de transmissão cuja largura (w) varia ao longo do comprimento (ℓ). Na Fig. 4.1 é mostrado um transformador de múltiplas secções, cujas larguras e comprimentos podem obedecer a um critério de projeto que utilize um polinômio de Tschebyscheff [29]. A secção mais larga possui impedância igual à da linha de transmissão e o estreitamento das secções ao longo do comprimento garante a elevação no valor deste parâmetro. Na extremidade mais estreita, deverá aproximar-se da parte real da im-

pedância de entrada da antena. Este transformador pode seguir outros critérios que definam a largura ao longo do comprimento, segundo um esquema semelhante ao da Fig. 4.1.

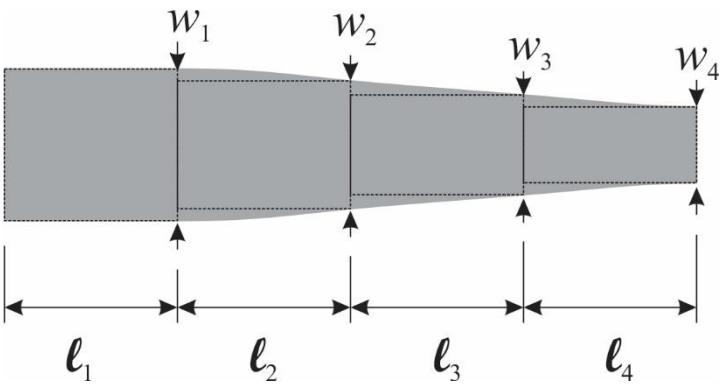


Fig. 4.11. Transformação de impedância empregando múltiplas secções de quarto de onda projetadas segundo os polinômios de Tschebyscheff [29][32] .

Os cálculos que conduzem aos valores de largura e comprimento levam em conta o parâmetro $\Gamma_{máx}$, que representa o coeficiente de reflexão máximo permitido para o transformador, cujo módulo é [32]:

$$|\Gamma_{\text{máx}}| = \frac{|Z_L - Z_o|}{2\sqrt{Z_o Z_L}} |cos\alpha| \tag{4.1}$$

O ângulo α é estabelecido por um critério de projeto, considerando em conta o valor máximo tolerado para $\Gamma_{\text{máx}}$, a partir do qual se encontra α_m[32]:

$$\alpha_m = arcsec\left\{cosh\left[\frac{1}{N} arccosh\left|\frac{\ell n(Z_L/Z_o)}{2\Gamma_{\text{máx}}}\right|\right]\right\} \tag{4.2}$$

em que N é o número de secções do transformador. Neste caso, utilizou-se N = 4. Depois de determinar α_m, como o máximo de α, que deve ser próximo, mas não igual a 90º, uma vez que para este ângilo a secante explode para infinito. Quanto mais próximo de 90º, menor serão os coeficientes de reflexão máximos em cada trecho:

$$\Gamma_0 = \frac{|\Gamma_{\text{máx}}|\, sec^4\, \alpha_m}{2} \tag{4.3}$$

$$\Gamma_1 = \frac{4|\Gamma_{\text{máx}}|(sec^4\, \alpha_m - sec^2\, \alpha_m)}{2} \tag{4.4}$$

$$\Gamma_2 = |\Gamma_{\text{máx}}|(3\, sec^4\, \alpha_m - 4\, sec^2\, \alpha_m + 1) \tag{4.5}$$

Adota-se como critério de projeto que $\Gamma_0 = \Gamma_N$, $\Gamma_1 = \Gamma_{N-1}$ e assim por diante. Para este caso, tem-se $\Gamma_4 = \Gamma_0$ e $\Gamma_3 = \Gamma_1$. Utilizando estas igualdades, encontram-se as impedâncias caracterís-

tica em cada trecho do transformador, admitindo que o trecho de ordem n possua coeficiente de reflexão Γ_n. Portanto, apresenta impedância característica Z_n que obedece à relação:

$$\Gamma_n = \frac{(Z_{n+1}/Z_n) - 1}{(Z_{n-1}/Z_n) + 1} \tag{4.6}$$

Uma vez que para se obter bons casamentos, é necessário que Z_{n+1} seja aproximadamente igual a Z_n, a exigência cumprida com [32]:

$$\Gamma_n = \frac{1}{2}\,\ell n\left(\frac{Z_{n+1}}{Z_n}\right) \tag{4.7}$$

Portanto,

$$Z_n = exp\,(\ell n Z_{n-1} + 2\Gamma_{n-1}) \tag{4.8}$$

Para n = 1, ou seja, na primeira secção do transformador, impõe-se a impedância característica da linha de transmissão Z_o.

Conhecendo a impedância que cada trecho do transformador deve possuir, encontra-se a largura da microlinha que resulte nesta impedância. Esse cálculo leva em conta a relação entre a espessura do laminado (h) e a largura da fita (w). Como a espessura do laminado é constante e conhecida e as impedâncias envolvidas são sempre maiores do que 40Ω, são válidas as expressões [31]:

$$w = h\left(\frac{u}{8} - \frac{1}{4u}\right)^{-1} \tag{4.9}$$

$$u = exp\left\{\frac{Z_o\sqrt{2(\varepsilon_r + 1)}}{120} + \frac{1}{2}\left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\right)\left[\ell n\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{\varepsilon_r}\ell n\left(\frac{4}{\pi}\right)\right]\right\} \tag{4.10}$$

O último passo é determinar o comprimento de cada trecho do transformador. Isto deve ser feito a partir do comprimento de onda guiado para a menor frequência de operação (λ_g), calculado em (2.12). Cada trecho deve ter comprimento igual a $\lambda_g/4$, que depende da largura da microfita em relação à espessura do dielétrico. Este valor depende da constante dielétrica efetiva do material, em função dos efeitos do franjamento, deformações nas linhas de campo próximas ao ponto onde ocorrer descontinuidade do dielétrico [31]. Logo, para a frequência especificada, o transformador tem diferentes comprimentos em cada trecho. A permissividade elétrica efetiva em baixas frequências, para uma relação de $(w/h) \geq 1$, é dada por [20][30]:

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2}\left\{1 + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\right)\left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12/(h/w)}} - \frac{t/h}{2{,}3\sqrt{w/h}}\right]\right\} \tag{4.11}$$

Em estruturas para as quais $(w/h) \leq 1$, a permissividade efetiva em frequências baixas é encontrada com:

$$\varepsilon_{reff} = \frac{(\varepsilon_r + 1)}{2}\left\{1 + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\right)\left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12/(h/w)}} - \frac{t/h}{2{,}3\sqrt{w/h}} + 0{,}04(1 - w/h)^2\right]\right\} \tag{4.12}$$

Ao se aplicar ε_{reff} em (2.12), obtêm-se os comprimentos de cada trecho da estrutura de transformação de impedâncias.

Considerou-se o ângulo α = 85º, resultando em um módulo do coeficiente de reflexão máximo igual a 0,178 (– 15dB), pois nestas condições, cerca de 97% da potência entregue pela linha de transmissão é transferida pela estrutura de casamento, revelando que 85º é um valor adequado para este ângulo. Logo, para cada trecho do processo de transformação de impedância encontra-se α_m = 40,22º. Os resultados a partir destes valores, são apresentados na Tabela 4.1, em que constam as medidas de duas estruturas de transformação, utilizadas separadamente. Para a primeira estrutura, considerou-se uma transformação de 50Ω para 75Ω, considerando que são duas réplicas da mesma estrutura, cada uma conectada a um braço, e portanto em série. Com isto, tem-se a transformação para 150Ω. A segunda estrutura promove transformação, de 50 para 100Ω.

Tabela 4.1. Valores utilizados na transformação de impedância empregando múltiplas secções de quarto de onda projetadas segundo os polinômios de Tschebyscheff.

	Transformação de 50 para 75Ω			**Transformação de 50 para 100Ω**		
$\boldsymbol{n}$	$\boldsymbol{Z_n}$[Ω]	$\boldsymbol{w_n}$[mm]	$\boldsymbol{\ell_n}$[mm]	$\boldsymbol{Z_n}$[Ω]	$\boldsymbol{w_n}$[mm]	$\boldsymbol{\ell_n}$[mm]
0	50	-	-	50	-	-
1	51,4570	2,9200	3,4129	54,7456	4,2625	2,7033
2	56,8548	2,4589	3,4503	63,6854	3,3295	2,7507
3	65,5983	1,8857	3,4950	76,4592	2,4183	2,7912
4	72,4793	1,5417	3,5218	88,9448	1,8077	2,8162

Na Fig. 4.2, estão os gráficos do coeficiente de reflexão, resultados da simulação de uma antena alimentada com uma estrutura de transformação de impedâncias em cada braço. A

transformação de 50Ω para 75Ω resultou em maior largura de faixa, em torno de 4,25GHz, enquanto com a transformação de 50Ω para 100Ω, obteve-se 3,5GHz. Apesar desta transformação de impedâncias já ter sido aplicada com êxito na excitação de antenas, nestas simulações os resultados ainda não são satisfatórios. Atribui-se isto ao balanceamento necessário nos terminais da antena, não previsto nesta estrutura, e ao fato de esta transformação de impedância ser, usualmente, construída junto a uma linha de transmissão coplanar. Portanto, a distribuição de campos elétricos é diferente da estabelecida na simulação. Dada a ausência de plano de terra para esta excitação, considera-se o balun como alternativa a esta de transformação. Foram feitas simulações de alguns modelos de baluns, que são discutidos à seguir.

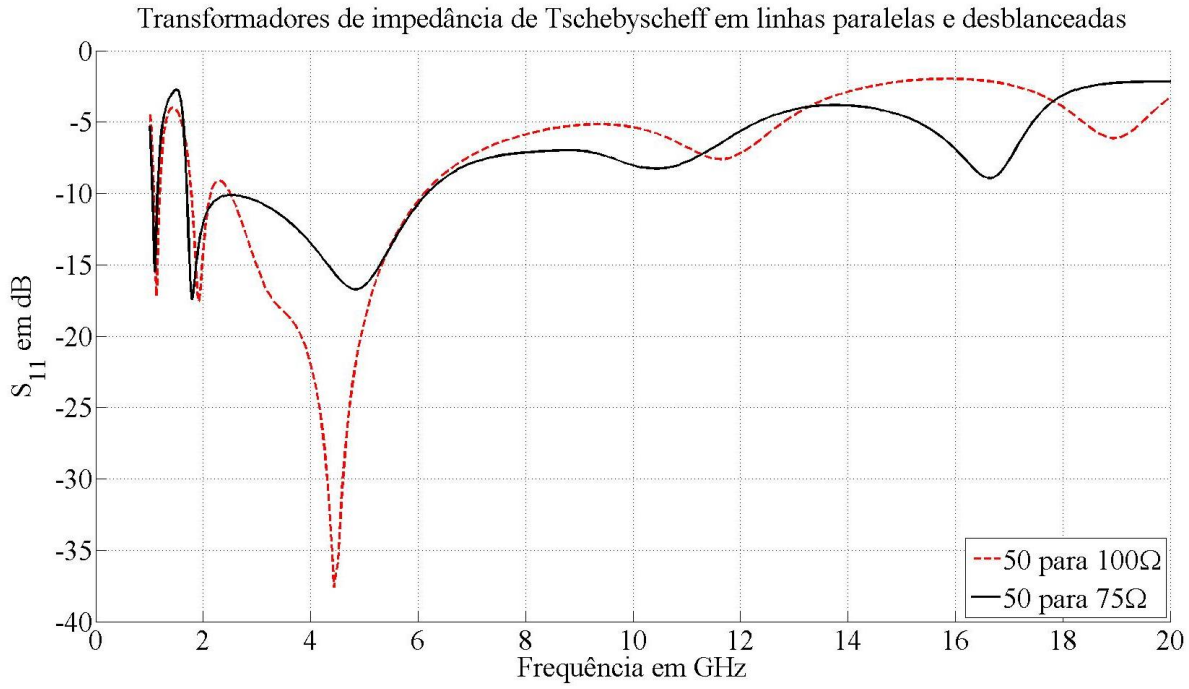


Fig. 4.12. Comparação do desempenho do método de transformação de impedância empregando múltiplas secções de quarto de onda projetadas segundo os polinômios de Tschebyscheff, de 50 para 75Ω e de 50 para 100Ω.

4.3 Excitação com balun de faixa larga

Em geral baluns são sistemas que apresentam limitação em sua faixa de operação cujo comportamento dificilmente permite aplicações em grandes larguras de faixa [34]-[37]. Um exemplo ocorre com os baluns construídos a partir de linhas bifilares simétricas, como na Fig. 4.3(a). A diferença de fase de 180º entre os potenciais na carga é obtida quando o comprimento do balun for igual a $\lambda_o/4$, sendo λ_o o comprimento de onda na frequência central. Por cau-

sa desta característica, o balanceamento só ocorrerá de maneira exata na frequência de projeto e, com alguma tolerância, para uma pequena faixa em torno dessa frequência. Existem baluns que empregam transformadores sobre um núcleo de ferrita, em que o balanceamento é obtido através de um acoplamento entre indutores. Esses modelos permitem adaptações em maiores larguras de faixa, superiores às dos cujas dimensões estejam associadas ao comprimento de onda [40]. Na prática, vários elementos parasitas associados às sua construção comprometem seu desempenho e limitam sua faixa de aplicação. Na Fig. 4.3 (b), tem-se uma configuração esquemática de uma dessas estruturas [20].

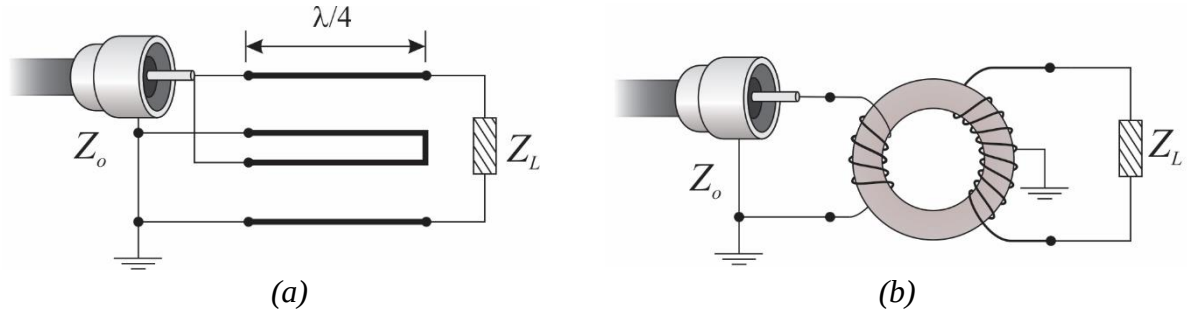


Fig. 4.13. Dois modelos de baluns. (a) Balum com linhas bifilares, dependente da frequência. (b) Balun por acoplamento indutivo, independente da frequência porém com elevadas perdas em altas frequências.

Apesar de as estruturas típicas de balanceamento de linhas de transmissão apresentarem faixa estreita, é possível a concepção de baluns com faixas largas, em torno de um valor especificado. Existem trabalhos em que certos modelos que empregam transições suaves em estruturas com linhas de microfita em que se conseguiram larguras de faixa próxima de 13GHz [34]. Os cálculos desses modelos são feitos a partir de uma microlinha de fita como a da Fig. 4.4. É construída em um laminado com espessura h e constante dielétrica ε_r. A película metálica em sua parte inferior constitui o plano de terra que forma com a linha com a fita metálica da parte superior. Em um procedimento para modificação da impedância característica, altera-se a largura desta fita ao longo do seu comprimento. No modelo proposto, o plano de terra também sofre um estreitamento, de modo que na saída tenha-se uma linha paralela simétrica, como na Fig. 4.5 [34][38][39].

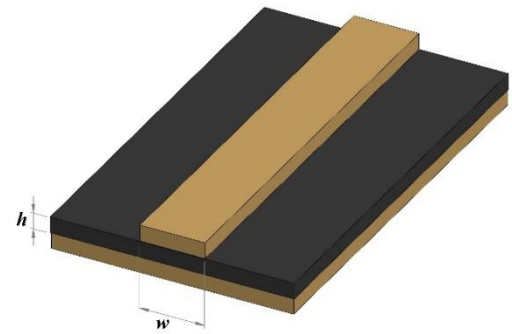


Fig. 4.14. Modelo de uma linha de transmissão de microlinha de fita.

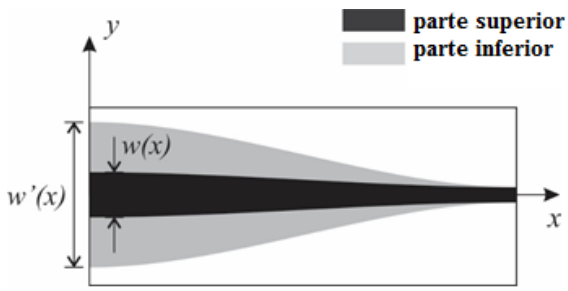


Fig. 4.15. Estrutura básica do balun construído a partir de um estreitamento de uma microlinha de fita.

A impedância característica da linha de transmissão depende de sua largura, que é medida paralelamente ao eixo *y*, na Fig. 4.5. Para a transformação desejada de impedância, este valor relaciona-se com a extensão das fitas metálicas ao longo de *x*. Quando for adotada uma modificação exponencial nas larguras, a impedância característica obedece a uma função do tipo [34]

$$Z(x) = Z_o e^{\kappa x} \tag{4.13}$$

em que Z_o é a impedância característica no início da região de transformação. Portanto, onde houver a menor impedância, que deve ser igual a 50Ω. O coeficiente κ representa a taxa de variação da impedância em função da coordenada *x*. Identificando como *B* o comprimento total do trecho de transformação, determina-se o valor de κ levando-se em conta a impedância de entrada e a impedância que se deseja alcançar através de [34]:

$$\kappa = \frac{1}{B} \ell n \left(\frac{Z_L}{Z_o} \right) \tag{4.14}$$

A largura da fita de *w*(*x*) na Fig. 4.5 é função do comprimento, de acordo com a mudança na impedância característica em toda a extensão do sistema. Quando *w* for menor que a espessura do laminado, a impedância característica de uma microlinha de fita é dada por [34]:

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\ \ell n\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \tag{4.15}$$

Caso contrário, tem-se:

$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}\left[\frac{w}{h} + 1{,}393 + 0{,}667\ell n\left(\frac{w}{h} + 1{,}444\right)\right]} \tag{4.16}$$

Em ambos os casos, a constante dielétrica efetiva para baixas frequências é dada por [20]:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \tag{4.17}$$

Deve-se estabelecer um número de trechos com aumentos sucessivos de impedância. Quanto menor for o salto entre os valores, menor será o módulo do coeficiente de reflexão ao longo da linha. Neste caso, foram considerados oito trechos, cujas impedâncias e espessuras constam na Tabela 4.2. Os valores apresentados referem-se ao balun da estrutura utilizada para simulação no EMPro® do conjunto balun e antena (Fig. 4.6), com as mesmas proporções que outras estruturas propostas [34].

Tabela 4.2. Parâmetros empregados para a construção em ambiente computacional dos trechos de transformação de impedância.

Trecho	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**
Z_0	60	70	80	90	110	130	140	150
Comprimento do trecho [mm]	9,1276	7,3214	12,5816	10,0462	8,3632	3,7101	3,454	5
Posição ao longo de *x* [mm]	9,1276	16,8449	29,4265	39,4727	47,8359	51,5460	55	60
Largura, *w* [mm]	5,591	3,835	2,885	1,779	1,141	0,7441	0,601	0,49
Largura, w' [mm]	20,9963	14,1895	11,4744	2,965	1,8671	0,792	0,601	0,49

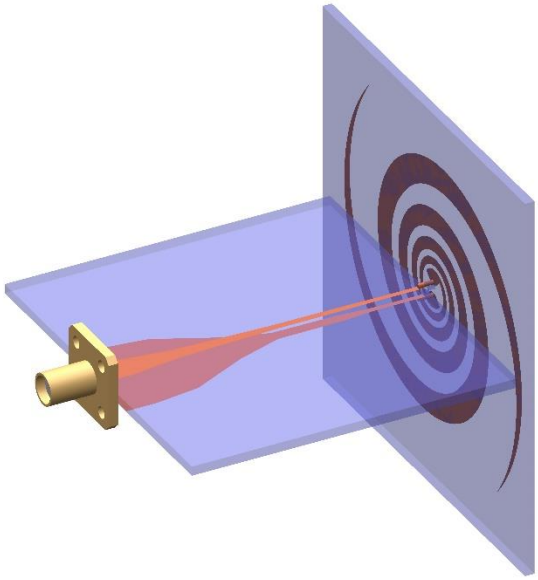


Fig. 4.16. Conjunto de balun, antena e conector, utilizados na simulação no software EMPro®.

Foram consideradas algumas variações na geometria deste balum com o objetivo de melhorar a resposta em frequência. Na Fig. 4.7, têm-se as representações geométricas destas estruturas. O balun 1 apresenta plano de terra mais largo e bordas sem arestas. O balun 2 traz a mesma ideia e, apesar da ausência de arestas, apresenta algumas descontinuidades em suas bordas. O balun 3 possui as mesmas proporções do balun de Vinayagamoorth [34]. O balum 4 tem a mesma estrutura, porém com arestas nas bordas e o 5 diferencia-se pela transformação de impedâncias de 50 para 100Ω, ao invés de 50 para 150Ω, como nos demais. Todas estas possibilidades tiveram o intuito de levantar os comportamentos em função de suas geometrias.

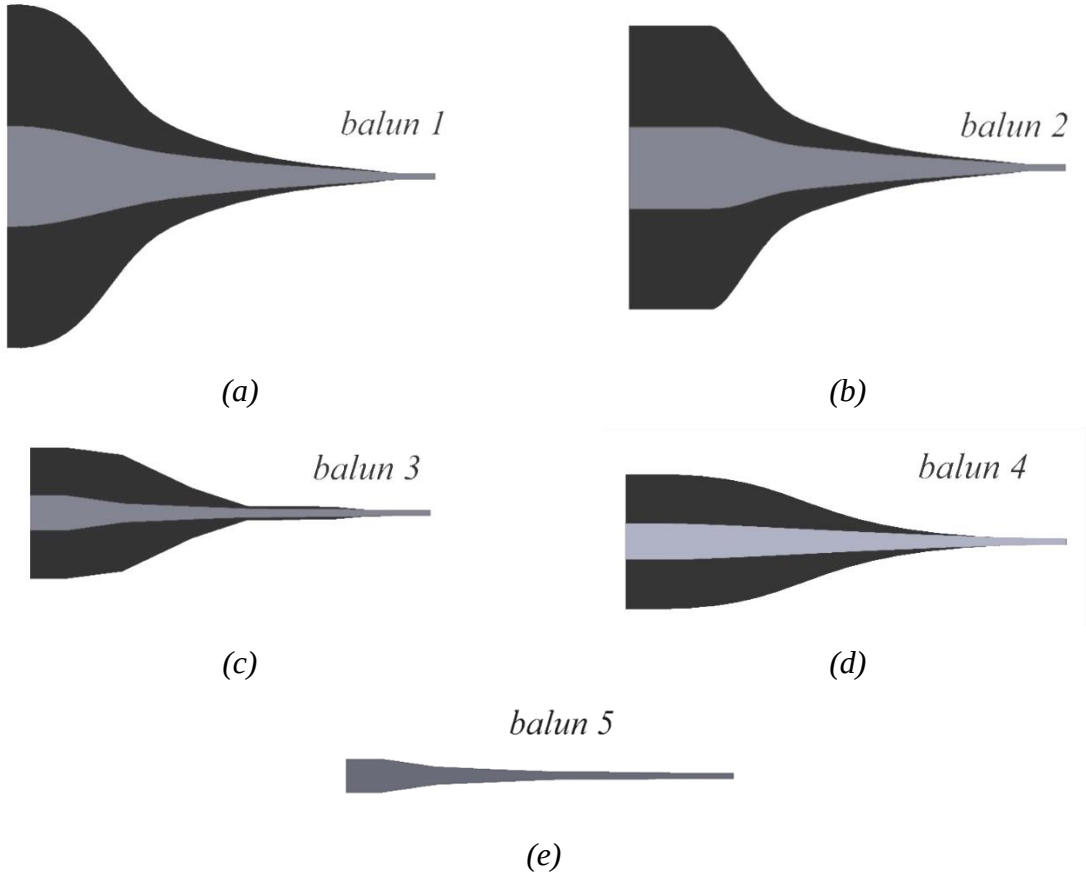


Fig. 4.7. Várias possibilidades de geometrias para baluns de faixa larga.

As simulações destas geometrias estão na Fig. 4.8, considerando um conjunto como o da Fig. 4.6. Ainda que diversas possibilidades tenham sido testadas, houve limitações grandes nas correspondentes larguras de fixa. O melhor resultado foi obtido com o balun 5, e a sua respectiva transformação de impedâncias. Os cálculos mostraram que o coeficiente de reflexão da antena espiral equiangular é susceptível a alterações no balanceamento das correntes. Uma vez que não haja a distribuição descrita no Capítulo 2, o comportamento da antena não é mais tão independente da frequência, como seria desejável. Ou seja, há uma grande variação da impedância de entrada da antena em relação a freqüência.

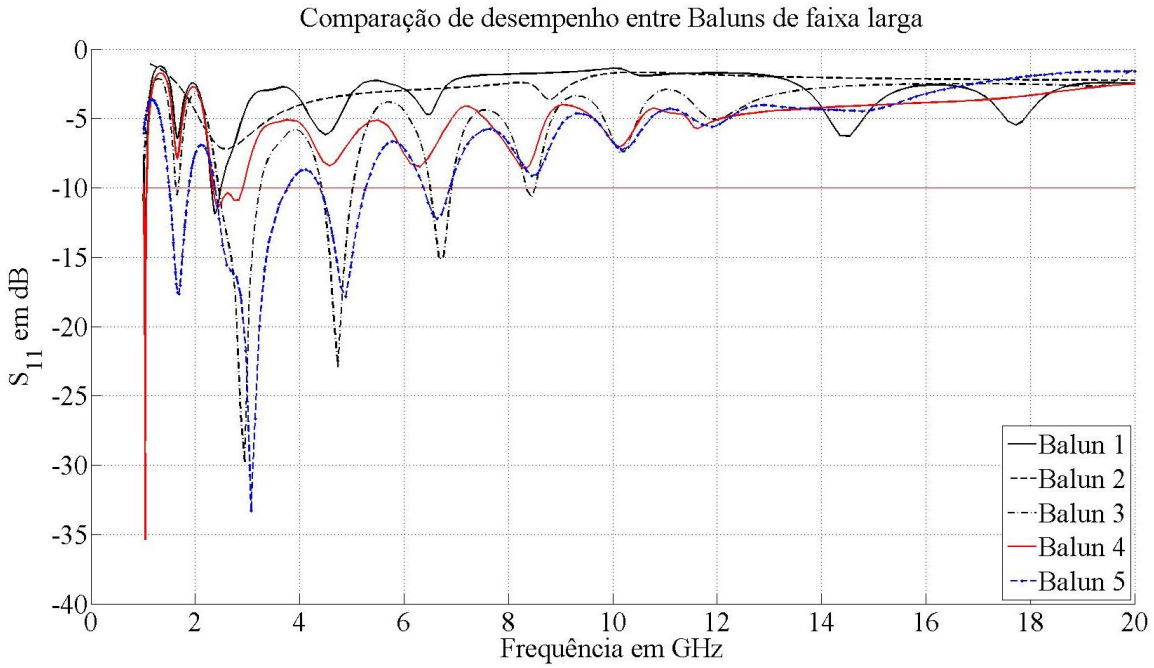


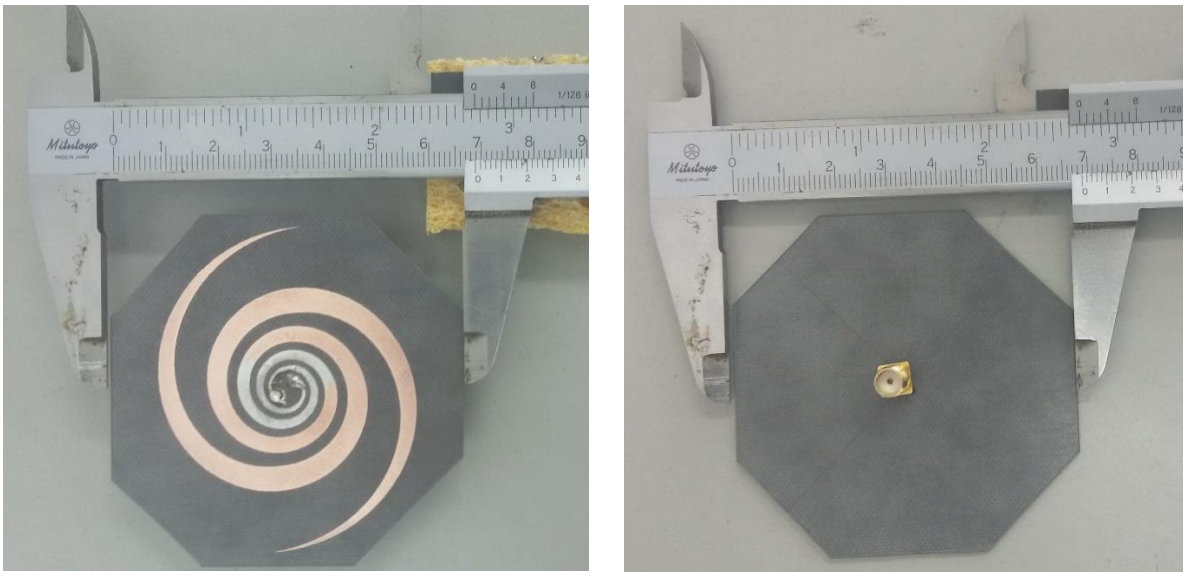
Fig. 4.8. Coeficientes de reflexão simulados utilizando diversas configurações de balun.

4.4 Montagem e medições da antena

Ainda que seja empregado um balun de faixa larga, poderá haver variações apreciáveis nos resultados previstos para a antena, pois tais modelos simulados não obtiveram desempenho aceitável. Por este motivo, é mais conveniente que o balun seja desenvolvido separadamente. Optou-se por alimentar a antena desenvolvida no Capítulo 3 com uma linha coaxial, portanto desbalanceada, de 50Ω e comparar os resultados medidos com as simulações feitas em condições similares. Utilizou-se este valor de impedância característica por tratar-se do padrão adotado nos dispositivos de medição.

A antena foi confeccionada sobre um laminado de politetrafluoretileno (PTFE), Arlon DiClad880®[31] (Fig. 4.9). Este substrato apresenta baixa tangente de perda e constante dielétrica $\varepsilon_r \cong 2{,}2$, que influirá também nas dimensões finais. O conector coaxial utilizado é o modelo *SMA VertJack* [41] para montagem em placas de circuito impresso. O seu condutor interno é ligado a um dos braços da espiral e o externo ao outro braço. As medidas de coeficiente de reflexão foram feitas utilizando um analisador vetorial de circuitos (VNA, *vector network analyzer*) modelo *Agilent E5071C* , [42] para medições até 20GHz. (Fig.4.10). Os resultados

foram aceitáveis em relação aos esperados das simulações em condições similares (Fig. 4.11). Isto é, a saída do gerador é desbalanceada e com impedância de saída igual a 50Ω.



(a) (b)

Fig. 4.9. Fotografia do primeiro protótipo, confeccionado pelo processo de corrosão sobre laminado de politetrafluoretileno, ArlonDiClad 880. [31] (a) Lado de cima da placa com a antena espiral equiangular. (b) Lado de baixo da placa com o conector SMA.

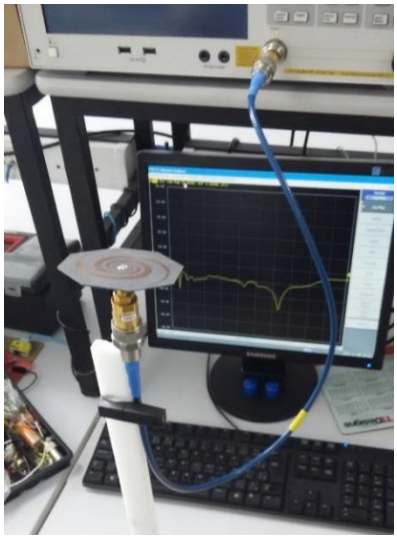


Fig. 4.17. Montagem da antena construída para levantamento do coeficiente de reflexão com o uso de um *VNA Agilent E5071C*. Não foram empregadas estruturas de casamento. [42]

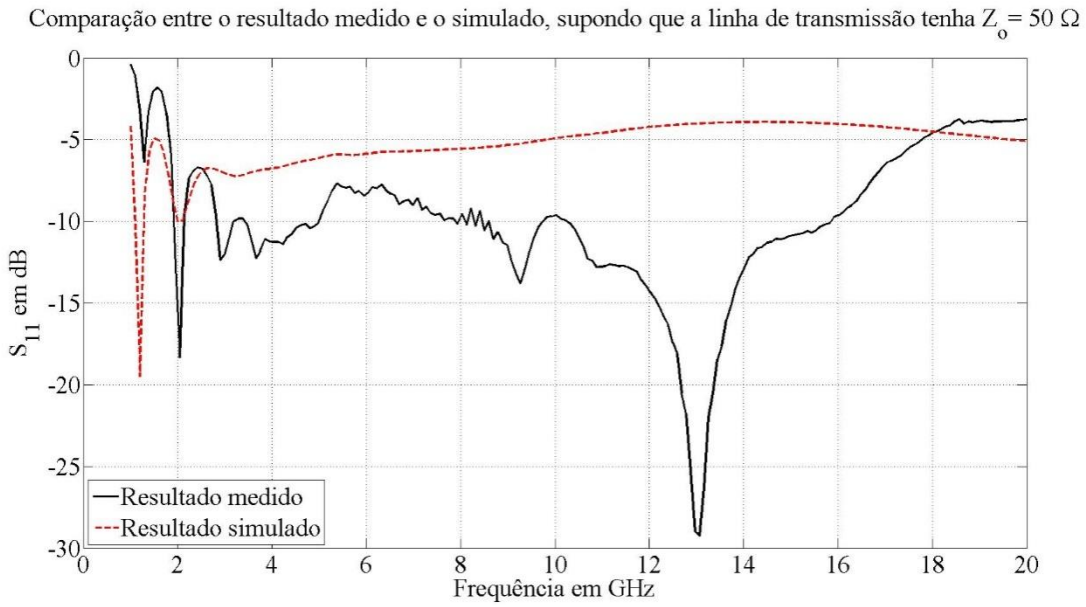


Fig. 4.11. Comparação entre os valores de coeficiente de reflexão obtidos na prática e os resultados obtidos computacionalmente.

Na tentativa de compreender a disparidade entre os resultados, considerou-se simular a mesma estrutura desbalanceada, porém com diferentes valores para Z_o. Na Fig. 4.12, pode-se notar que até 4GHz, o valor medido se assemelha ao que ocorre na simulação com linha de 150Ω. Até 8GHz, o resultado mantém-se entre ao que ocorre com as linhas de 100Ω e de 150Ω, simuladas. Na faixa que vai 8 até 16 GHz, o coeficiente de reflexão medido é sempre menor que -10dB, indicando que pelo menos 90% da energia é entregue à antena. Para esta faixa, a antena apresenta um comportamento aceitável.

Considerando o descasamento da antena e da linha e o desbalanceamento, a largura de faixa de 8GHz é um resultado aceitável para uma antena espiral equiangular. E estes valores seriam melhores se fossem cumpridas as condições exigidas no projeto, vistas no Capítulo 3. Como se observa na Fig 4.12, esta estrutura possui uma largura de faixa superior a 20GHz quando a antena for adequadamente alimentada. Uma vez que sejam minimizadas as limitações físicas, as análises demonstram que os resultados apresentados aproximam-se dos teóricos.

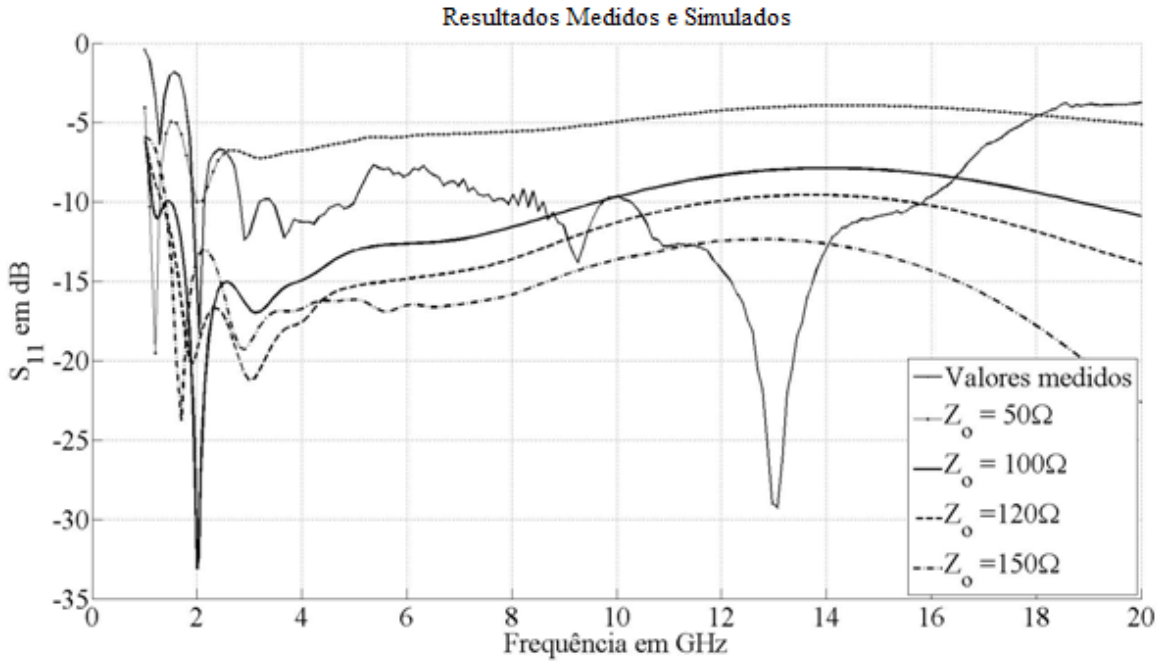


Fig.4.12. Coeficiente de reflexão medido em laboratório e simulados no software EMPro®

4.5 Comentários gerais sobre o capítulo

Todas as relações estabelecidas nos capítulos 2 e 3 foram aplicadas na confecção de um protótipo e no levantamento de suas características através de ensaios em laboratório. Especificaram-se duas estruturas de casamento para excitar a antena, com o objetivo de aproximar os resultados práticos dos teóricos. Após verificar que, nas condições do projeto, a faixa de operação destas estruturas não era tão larga quanto o necessário, optou-se por realizar as medições com linha desbalanceada e descasada e comparar com os resultados obtidos em simulações em condições similares.

Capítulo 5

Comentários e conclusões

5.1 Comentários Gerais

Apresentou-se um breve resumo sobre a espiral equiangular e as razões que levaram à sua aplicação na construção de antenas. Foram definidos os principais parâmetros para projetar uma estrutura baseada nesta geometria, estabelecendo as equações que geram as espirais, necessárias para o dimensionamento da antena. A partir da modelagem matemática, estudam-se as características que conferem à estrutura a possibilidade de operar em uma grande largura de faixa. No Capítulo 2, foram observadas as relações entre os parâmetros construtivos e as características como impedância de entrada, coeficiente de reflexão e diagrama de irradiação. Pôde-se definir os parâmetros que atendessem a um critério de projeto e prever as conseqüências que as suas modificações podem causar no desempenho final. Observou-se a necessidade de alimentação balanceada e do melhor casamento de impedância possível para garantir a operação próxima da desejada em uma grande largura de faixa.

Dois procedimentos foram analisados para atender a esta necessidade: a transformação de impedâncias empregando múltiplos transformadores de quarto de onda, projetados segundo um polinômio de Tschebyscheff, e o desenvolvimento de um balun de faixa larga. Uma vez previstos os resultados através de simulações empregando o programa EMPro® e após serem considerados muito limitados em faixa, optou-se pela alimentação da antena sem atender as necessidades de balanceamento. Portanto, a avaliação de desempenho foi levada a termo sob estas condições, ainda que não cumprissem todas as especificações do projeto. Um protótipo foi construído sobre uma lâmina de politetrafluoretileno a partir dos melhores resultados obtidos nas simulações. Foram feitas medições em laboratórios e comparadas com resultados simulados em condições similares.

5.2 Conclusões

Com os experimentos na antena espiral equiangular, concluiu-se que este modelo de irradiador pode ser aplicado às tecnologias que demandam grande largura de faixa. Entre essas aplicações, citam-se os sistemas que atuam com ocupação dinâmica do espectro eletromagnético, como o rádio cognitivo, ou sistemas de transmissão para internet do futuro e internet das coisas, ou, ainda, tecnologias que ocupam grandes larguras de faixa como os sistemas em UWB. Sua utilização também pode ser direcionada à transferência e captação de energia eletromagnética a ser empregada na excitação de dispositivos, o que motivou originalmente este desenvolvimento. Um dos parâmetros que permite a utilização desta antena para tais finalidades é a pequena variação da sua impedância de entrada em relação à freqüência, fato que se deve ao formato da estrutura que permite ao irradiador ressonar em diferentes regiões de acordo com a freqüência de operação. Destacam-se também o seu coeficiente de reflexão e o modo como as correntes distribuem-se ao longo das espirais, como fatores que tornam o projeto deste tipo de antena conveniente para aplicações que requerem grandes larguras de faixa.

Foi abordada, também, a relação entre as características geométricas da espiral equiangular com seus parâmetros radioelétricos, como o diagrama de irradiação e o coeficiente de reflexão na linha de transmissão. Com este estudo, foi possível prever o comportamento de uma antena a partir de suas dimensões, dado que a espiral apresenta relações diferentes para o comprimento de onda de excitação. Avaliaram-se, ainda, os efeitos da separação dos braços no ponto de alimentação, uma vez que na estrutura escolhida permitia apenas a excitação em série. Esta separação é importante porque determina a distância entre os condutores da linha de transmissão, que influem na respectiva impedância característica. Obtiveram-se bons resultados para separações relativamente grandes ao se inserir extensões metálicas nas extremidades internas da antena. A partir dos resultados, confeccionou-se o protótipo mencionado para a avaliação experimental.

Em simulações feitas com freqüências entre 1 e 20GHz, esta estrutura apresentou resultados aceitáveis, com pouca variação na impedância de entrada e no formato do diagrama de irradiação, conforme demonstrou-se no Capítulo 3. O protótipo fabricado a partir da estrutura simulada, também mostrou-se aceitável, se consideradas as limitações para sua excitação. A largura de faixa não foi tão extensa quanto as que foram obtidas por simulação, fato que se

justifica pela dificuldade de alimentar a antena de forma balanceada e pelo descasamento entre antena e linha de transmissão. Em ambiente computacional é possível excitar a estrutura de forma balanceada em toda a sua faixa de freqüências considerando uma linha com impedância característica de 50Ω, na prática não é possível alimentar a antena nas mesmas circunstâncias devido a limitações inerentes a geometria dos dispositivos, impedindo-os de eficiência em toda a faixa de interesse na prática. O emprego de estruturas de casamento e balanceamento de faixa larga podem melhorar os resultados de laboratório, aproximando-os dos obtidos em simulações.

As previsões de melhora no desempenho puderam ser comprovadas a partir de combinações com estruturas de balanceamento e casamento de impedâncias. No entanto, nenhuma das estruturas experimentadas possibilitou a operação da antena em sua máxima largura de faixa. Portanto, para um projeto de antena espiral equiangular, a maior das limitações é a dificuldade de obter uma linha de transmissão balanceada e adequadamente casada com a antena.

5.3 Sugestões para trabalhos futuros

Os estudos mostram que se pode obter uma estrutura capaz de irradiar em grande largura de faixa tendo pequena complexidade, com pouca variação na impedância e no diagrama de irradiação. Uma das dificuldades é o casamento de impedância e balanceamento da linha de transmissão. Assim, destaca-se a importância de um aprofundamento nos estudos de estruturas que permitam a antena operar em toda extensão de sua faixa prevista de frequências. Isto passa, necessariamente, pelo projeto de baluns capazes de cumprir esta exigência. Também é conveniente propor novas formas de excitação que pudessem contornar este problema. Por exemplo, uma avaliação de novos comportamentos a partir da conexão em paralelo dos terminais de entrada, com um ponto comum de ligação ao condutor central de um cabo coaxial. Há necessidade, ainda, de explorar a formação de arranjos dessas antenas com objetivo de aumento do ganho e controle da polarização da onda eletromagnética irradiada.

Anexo A

TRABALHO PUBLICADOS REFERENTE À DISSERTAÇÃO

- FRE, G. L. S.; SILVA, J. S.; REIS. F. A.; MENDES, L. D. P. *Particle swarm optimization implementation for minimal transmission power providing a fully-connected cluster for the Internet of Things*. International Workshop on Telecommunications (IWT). p. 1-7. doi: 10.1109/IWT.2015.7224573.

Anexo B

Programa em MatLab® para geração da espiral equiangular

```
% Código com objetivo de traçar a figura geométrica de uma antena
% espiral equiangular

clear all
close all
clc

N = 1e4; % Número de pontos
r_ext = @(x) exp(0.2822*(x-24.478226));
r_int1 = @(x) exp(0.2822.*(x-25.497652));
r_int2 = @(x) exp(0.3738*(x-21.175047));
t = linspace(0,3.5*pi,N);

for i=1:N
  rho2(i) = r_ext(t(i));
   if t(i)<= (2.5*pi)
      rho1(i) = r_int1(t(i));
   else
      rho1(i) = r_int2(t(i));
   end
end

hold on
plot(t,rho1)
plot(t,rho2)
```

```
        figure
        hold on
        polar(t,rho1);
        polar(t,rho2);
rho3 = rho1.*-1;
rho4 = rho2.*-1;
x1 = rho1.*cos(t);
y1 = rho1.*sin(t);
x2 = rho2.*cos(t);
y2 = rho2.*sin(t);
x3 = rho3.*cos(t);
y3 = rho3.*sin(t);
x4 = rho4.*cos(t);
y4 = rho4.*sin(t);
figure
        hold on
        plot(x1,y1);
        plot(x2,y2);
        plot(x3,y3);
        plot(x4,y4);
title('grafico feito a partir da conversão polar-retangular')
figure
        hold on
        polar(t,rho1,'k');
        polar(t,rho2,'k');
        polar(t,rho3,'r');
        polar(t,rho4,'r');
        grid
        xlabel('x em milímetros');
        ylabel('y em milímetros');
        title('Modelo de antena equiangular');
```

Anexo C

Programa para cálculo da distribuição de corrente na espiral

```
% Programa para o cálculo da distribuição de correntes ao longo dos
% braços de a antena
clear all
close all
clc
N = 1000;
x = linspace(0.2*pi,6*pi,N);
```

```
k = 2.*pi;
J = 0.5.*(besselh(0,2,x)-besselh(2,2,x));
Ja = abs(J);
Jd = 20*log10(Ja./max(Ja));
Jt = 180.*angle(J)./pi;
subplot(2,1,1)
        plot(x./k,Jd,'k','linewidth', 2)
        xlabel('s(\theta)/\lambda')
        ylabel('J/J_m_a_x [dB]')
        title('J é a densidade de Corrente ao longo do s(\theta)/\lambda')
        grid
subplot(2,1,2)
        plot(x./k,Jt,'k','linewidth', 2)
        xlabel('s(\theta)/\lambda')
        ylabel('\phi(J)')
        grid
```

Anexo D

Programa em MatLab® para geração de estruturas com diferentes parâmetros construtivos

```
% Programa para geração das antenas com raios iniciais diferentes ou
% Antenas com taxas de expansão diferetnes

clear all
close all
clc
format short eng
Er = 2.2;
c = 2.99792458e8;
f0 = 1e9;
Ef = (1+Er)/2;
lamb0 = c/(f0*sqrt(Ef));
a = 0.15;
N = 1e5;    % Numero de pontos
box=0.055;

   r0 = 2e-3;  % raio inicial
   r1 = 0.75*r0; % raio inicial (interno)
   r_max = lamb0/sqrt(1+(1/a^2)) - r0;
   t_max = 1/a*log(r_max/r0);
   t = linspace(0,t_max,N);
```

```
    % phi
    phi = log(r0)/a;

    % Raios externos
            re_1=r0.*exp(a.*t);
            re_2=r0.*exp(a.*t)*-1;

    %Raios internos
    % PARTE 1
            phi_1 = log(r1)/a;

    % PARTE 2
            phi_2 = (pi*phi + t_max*(phi_1-phi))/(phi+pi-phi_1);
            a_1 = a*( (t_max+phi) / (t_max+phi_2) );

for j = 1:N
    % Trecho responsável por "montar" o raio interno
    if t(j) < t_max-pi
       % Define-se por ri(theta)
       ri_1(j) = exp(a.*(t(j) + phi_1));
    else
       % Define-se por rt(theta)
       ri_1(j) = exp(a_1.*(t(j) + phi_2));
    end
end
   ri_2 = -ri_1;

    subplot(1,4,1)
    hold on
    % Raios Externos
    plot(re_1.*cos(t),re_1.*sin(t))
    plot(re_2.*cos(t),re_2.*sin(t),'k')
    % Raios Internos
    plot(ri_1.*cos(t),ri_1.*sin(t))
    plot(ri_2.*cos(t),ri_2.*sin(t),'k')

    axis([-1 1 -1 1].*box)
    axis square
    xlabel(['r_0=', num2str(r0*1e3), 'mm\newliner_1=' ...
       num2str(r1*1e3),'mm\newliner_0-r_1=', num2str((r0-r1)*1e3) 'mm'])
```

Referências Bibliográficas

[1] ZOU, Z. *Impulse Radio UWB for the Internet-of-Things: A study on UHF/UWB Hybrid Solution*.129 f. Thesis for the degree in doctor of philosophy. KTH School of Information and Communication Technology, December 2011.

[2] ITU Internet Reports, "The Internet of Things", November, 2005.

[3] "When everything connects", *The Economist*, v. 383, n.8526, Apr, 2007.

[4] Federal Communications Commission. First Repost and Order, Revision of Part 15 of Commission's Rule regarding UWB Transmission System FCC 02-48. Washington, DC, Apr. 22, 2002. Disponível em: https://transition.fcc.gov/Bureaus/Engineering_ Technology/Orders/2002/fcc02048.pdf . Acesso em Jun. de 2015.

[5] WANG, P. et al. *Design of modified 6-18 GHz balanced antipodal Vivaldi antenna*. Progress In Electromagnetics Research C, v. 25, p. 271-285, 2012.

[6] MATOS R. O. *Antenas Multibandas Utilizando a Geometria Fractal do Triângulo de Sierpinski*. Tese de mestrado, Instituto Nacional de Telecomunicações, Dez. 2012.

[7] SANTOS, M. G.; RIBEIRO, J. A. J. Antena de faixa larga baseada no multifractal de Cantor. *16° Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11° Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, MOMAG, Curitiba, Ago., 2014.

[8] ANDRADE, B. O.; MENDONÇA, L. M. Um novo arranjo de antenas patch de microfita fractal multibanda para comunicação sem fio. *16°Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11° Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, MOMAG, Curitiba, Ago. de 2014.

[9] TEIXEIRA, P. A.; RIBEIRO, J. A. J. *Antena gravata borboleta em geometria fractal para múltiplas freqüências e grande largura de faixa*. Tese de mestrado, Instituto Na-cional de Telecomunicações, Mar. de 2015

[10] RODOPLU, V., MENG, T. H. (1999). *Minimum energy mobile wireless networks. IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 3, 1333– 1344. doi:10.1109/49.779917

[11] AZIZ, A. A., ŞEKERCIOĞLU, Y. A., FITZPATRICK, P., IVANOVICH, M. (2013). A survey on distributed topology control techniques for extending the lifetime of battery powered wireless sensor networks. IEEE Communications Surveysand Tutorials. doi:10.1109/SURV.2012.031612.00124

[12] FRE, G. L. S.; SILVA, J. S.; REIS. F. A.; MENDES, L. D. P. *Particle swarm optimization implementation for minimal transmission power providing a fully-connected cluster for the Internet of Things.* International Workshop on Telecommunications (IWT). p. 1-7. doi: 10.1109/IWT.2015.7224573.

[13] PAING, T.; SHIN, J.; ZANE, R.; POPOVIC, Z. Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy Harvesting. *IEEE Trans. Power Electronics*, n. 3, v. 23, p.1494-1501, 2008. doi: 10.1109/TPEL.2008.921167.

[14] POPOVIC, Z.; FALKENSTEIN, E. A.; COSTINETT, D.; ZANE, R. Low-Power Far-Field Wireless Powering for Wireless Sensor. Proceedings of the IEEE, n.6, v.101, p.1397-1409, 2013. doi: 10.1109/JPROC.2013.2244053.

[15] HUNTLEY, H. E. *The Divine Proportion – A study in Mathematical Beauty*. Dover Publications Inc., New York, 1970

[16] MAINZER, K. *Symmetries of Nature: A Handbook for Philosophy of Nature and Science*. Walter de Gruyter. Berlin, 1988.

[17] RUMSEY, V. H. *Frequency independent antennas: Technical Report no. 20*. University of Ilinois, Urbana, 1957.

[18] RUMSEY, V. H. *Frequency independent antennas.* New York: Academic Press INC., 1966.

[19] BALANIS, C. A. *Antenna theory*. 2nd . Ed. New York: John Wiley, 1997.

[20] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações.* São Paulo: Érica, 2012.

[21] RIBEIRO, J. A. J. *Propagação das ondas eletromagnéticas: princípios e aplicações.* 2 ed. São Paulo: Érica, 2008.

[22] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de microondas: fundamentos e aplicações.* São Paulo: Érica, 2008

[23] JUJIOR, H. H. *Stripline Circuit Design.* Artech House Inc. 2nd Ed. 1974.

[24] DYSON, J. D. Equiangular spiral antenas. *IRE Transactions. 1959, AP-7, p. 181.*

[25] LAXPATI, S. R.; MITTRA, R. Current distribution on a two-arm thin-wire planar equiangular spiral antenna. *Electronics Letters*, 231-215f. Vol.1 No.7 September, 1965.

[26] SPIEGEL, M. R. *Manual de fórmulas e tabelas matemáticas.* Trad. de Roberto Chioccarello. São Paulo: McGraw-Hill, 1975, p. 111.

[27] MCFADDEN, M. *Analysis of the equiangular spiral antenna.* 233f. Thesis for the degree in doctor of philosophy. School of Electrical and Computer Engineering of Georgia Institute of Technology. December 2009.

[28] MCFADDEN, M.; R. SCOTT, W. R. JR. Analysis of the Equiangular Spiral Antenna on a Dielectric Substrate. *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, Vol. 55, No. 11. November 2007. doi: 10.1109/TAP.2007.908838

[29] POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 4nd .Ed. New York: John Wiley, 2011, p. 256-259.

[30] KRAUSS, J. D.; CARVER, K. R.; *Electromagnetics*. 2ed., New York. Mc Graw-Hill, 1973.

[31] ARLON Microwave Materials*DiClad Series*. Disponível em: https:// image-serv10.teamlogic.com/mediaLibrary/303 /Diclad.pdf . Acesso em Nov. 2015.

[32] TEIXEIRA, P. A. *Antena gravata borboleta em geometria fractal para múltiplas frequências e grande largura de faixa*. 80 f. Dissertação (Mestrado em Telecomunicações) – Instituto Nacional de Telecomunicações, Minas Gerais, Brasil. Março de 2015.

[33] THAYSEN, J.; JAKOBSEN K. B.; APPEL-HANSEN, J. *A.* Wideband Balun: How does it Works? *Applied Microwave & Wireless.* Technical University of Denmark. 40-50f.

[34] VINAYAGAMOORTH, K. *Design and implementation of wideband baluns for Archimedean spiral antennas*. Thesis for the degree in master of engineering. 178 f. Science and Engineering Faculty of Queensland University of Technology. August, 2011.

[35] VENKATESAN, J. Novel Version of the Double-Y Balun: Microstrip to Coplanar Strip Transition. *IEEE – Antennas and Wireless Propagation Letters*. n.5, n.1, p.172-174. Dec, 2006. DOI: 10.1109/LAWP.2006.873952.

[36] LI, M.Y.; TILLEY, K.; MCCLEARY, J.; CHANG, K. Broadband coplanar waveguide-coplanar strip-fed spiral antenna. *Electronics Letters*, v.31, n.1 p.4-5, Jan, 1995. DOI: 10.1049/el:19950017.

[37] HUFF, G. H.; REACH, T. L. Stripeline-Based Spiral Antennas with Integrated Feed Structure, Impedance Transformer, and Dyson-Style Balun. *IEEE – Antennas and Propagation Society International Symposium*, p.2698-2701, Jun, 2007.
[38] EDWARDS, T. C. *Foundations for microstrip circuit design*. New York: John Wiley, p.58, 1981.
[39] CARLETI, M. *Antena impressa de faixa ultra-larga empregando a geometria fractal do tapete de Sierpinski*. 79 f. Dissertação (Mestrado em Telecomunicações) – Instituto Nacional de Telecomunicações, Minas Gerais. Julho de 2015.
[40] MINI-CIRCUITS. Tiny wideband transformeres & baluns. *IEEE Microwave Mag*. v. 16, n. 10, p. 55, Nov., 2015
[41] TYCOLECTRONICS, Catalog 1307191. Revised 3/07, Dísponível em https://www.tycolectronics.com. Acesso em Nov. 2015.
[42] Agilent Technologies, *Agilent E5071C ENA Network Analyzer*. Disponível em: http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989- 5478EN.pdf . Acesso em Nov.2015.