Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

Sistema de balanceamento e casamento de impedâncias para irradiadores de faixa ultra larga

Luzia Natacha Filipe Paim de Carvalho

Dezembro/2017

INSTITUTO NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES – INATEL
MESTRADO EM TELECOMUNICAÇÕES

Sistema de balanceamento e casamento de impedâncias para irradiadores de faixa ultra larga

LUZIA NATACHA FILIPE PAIM DE CARVALHO

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

ORIENTADOR: PROF. DR. FELIPE BELTRÁN MEJÍA

SANTA RITA DO SAPUCAÍ – MG
2017

Carvalho, Luzia Natacha Filipe Paim de
C3311s
Sistema de balanceamento e casamento de impedâncias para irradiadores de faixa ultra larga. / Luzia Natacha Filipe Paim de Carvalho. – Santa Rita do Sapucaí, 2017.
80 p.

Orientador: Prof. Dr. Felipe Beltrán Mejía.
Dissertação de Mestrado em Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.
Inclui bibliografia e anexo.

1. Antena espiral equiangular 2. Balun 3. Casamento de impedâncias 4. Coeficiente de reflexão. 5. Largura de faixa I. Mejía, Felipe Beltrán. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

Biblioteca "Ministro Olavo Bilac Pinto"

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 07/12/2017, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Felipe Beltrán Mejía
INATEL (Orientador)

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro
INATEL

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti
UNIFEI

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

Cruzar a linha de
chegada era seu sonho e
tornou-se realidade.
(Gabrielle Andersen, Olimpíadas de 1984)

Agradecimentos

Agradeço a Deus por não ter me permitido desistir, por ter colocado pessoas com palavras de consolo nas horas difíceis.

Ao meu orientador professor Felipe Beltrán Mejía pelo aprendizado, pelas palavras de incentivo na continuação do trabalho.

Em particular gostaria de agradecer ao professor José Carvalho da Rocha pela oferta da bolsa de mestrado e por ter confiado nas minhas capacidades.

Menção especial ao professor José Antônio Justino Ribeiro sua porta estava sempre aberta, estava sempre disposto a ouvir e dar conselho, sua ajuda persistente nesta dissertação não seria possível.

Agradecimento especial ao mestre Gabriel Lobão da Silva Fré pelo encorajamento e aconselhamento sobre a escrita da dissertação, configurações de simulação não seriam possíveis sem o seu apoio.

A empresa Rogers Corporations pela doação do substrato Arlon DiClad880® utilizado na confecção dos protótipos. Agradeço o Wheberth Damascena Dias pela construção do protótipo e fornecer os conectores SMA. Todas as medidas experimentais não seriam possíveis sem o conhecimento do Luís Gustavo da Silva. Ao Igor Feliciano pelos comentários sobre minha pesquisa foram úteis para aumentar a qualidade da dissertação.

Agradeço ao professor Danilo Henrique Spadoti por ter disponibilizado o laboratório da UNIFEI para a realização das simulações.

Gostaria de reconhecer todos os colegas que me apoiaram e encorajaram em especial à Eliet, Indira, Elvira, Mauro, Alexandre, Poliane, Daniele, Ana Cláudia e Deborah.

Agradeço a todos os funcionários do Inatel em especial à Gisele, Rosalba e Rosana.

Um agradecimento especial ao meu marido Victor da Silva pelo apoio incondicional durante a minha formação. Aos meus filhos Josildo Falcão e Ana Renata que souberam aguentar a minha ausência. Sou grata a minha mãe Ilda da Silva pelo apoio e oração, sem isso não conseguiria terminar o mestrado. Agradeço ao meu pai, irmãos, família e amigos pelas palavras de incentivo.

Sumário

Lista de Figuras ..... **xi**

Lista de Tabelas ..... **xiii**

Lista de Abreviaturas e Siglas ..... **xiv**

Lista de Símbolos ..... **xv**

Resumo ..... **xviii**

Abstract ..... **xix**

Capítulo 1 Introdução **1**

1.1 Epítome sobre sistemas irradiantes de grande largura de faixa 1

1.2 Balanceamento e casamento de impedância para operações em grande largura de faixa 2

1.3 Motivação para o desenvolvimento do trabalho 3

1.4 Estrutura da dissertação 3

Capítulo 2 Antena espiral equiangular **5**

2.1 Introdução 5

2.2. A geometria da antena espiral equiangular 5

2.3 Equações para geração de espirais 7

2.4 Distribuição da corrente nos dois braços da antena 13

2.5 Verificações numéricas das distribuições de corrente 18

2.6 Simulação da antena 21

2.7 Comentários sobre o capítulo 22

Capítulo 3 Transformação de impedâncias e balanceamento **24**

3.1 Introdução 24

3.2 Transformador de impedâncias em múltiplos estágios 24

3.2.1 Projeto da linha de transmissão para cada estágio do transformador 31

3.2.2 Determinação do comprimento da linha de microfita 32

3.3 Projeto do transformador de impedâncias 33

3.4 O sistema de balanceamento final 35

3.5 Simulação e medição do balun 38

3.6 Comentários sobre o capítulo 41

Capítulo 4 Integração da antena espiral equiangular e o sistema de excitação 42

4.1 Introdução 42

4.2 Análise da impedância de entrada da antena 42

4.3 Avaliação do desempenho 43

4.4 Diagramas de irradiação obtidos com a simulação 46

4.5 Comentários sobre o capítulo 48

Capítulo 5 Comentários e conclusões 50

5.1 Comentários gerais 50

5.2 Conclusões 51

5.3 Sugestões para trabalhos futuros 51

Anexo A Código para a formação dos braços da antena espiral equiangular 53

Anexo B Código do transformador de impedância por polinômios de Tschebyscheff 55

Anexo C Trabalhos publicados referentes à dissertação 58

Referências Bibliográficas 59

Lista de Figuras

Fig. 2.1. Espirais equiangulares obtidas com as equações apresentadas no texto. Optou-se pela amplitude de 0,1 em α =0 e com coeficiente de expansão de 0,25. (a) Com a equação básica. (b) Curva com a rotação obtida com um deslocamento fixo de 45º. 6
Fig. 2.2. Elementos para determinação do comprimento da espiral equiangular. 8
Fig. 2.3. Formação de um braço da antena a partir de duas espirais com uma rotação fixa entre elas. 9
Fig. 2.4. (a) Formação dos braços da antena nas condições de frequência e limites angulares propostos. ($f_{mín}$ = 1GHz, $\alpha_{máx}$ = 19,4845rad, φ = –41,4307 rad, φ' = –43,3486 rad, φ''= –33,116 rad, a′ = 0,2416). (b) Detalhamento da região central, destacando os pontos em que serão ligados os terminais de alimentação. 13
Fig. 2.5. Distribuição de corrente nos braços da espiral. Em A as correntes nos dois braços tem sentidos opostos, anulam as radiações e em B as correntes estão em fase, às radiações somam. 14
Fig. 2.6. Densidade de corrente ao longo dos braços. Comportamento do módulo da corrente com a distância. Variação do argumento em função da distância. 18
Fig. 2.7. Distribuições de corrente e de fase ao longo dos braços da antena. 20
Fig. 2.8. Modelo simplificado para justificativa da distribuição de onda estacionária nos braços da antena. 21
Fig. 2.9. Partes real e imaginária da impedância de entrada da antena espiral equiangular em função da frequência. 21
Fig. 2.10. Coeficiente de reflexão da antena espiral equiangular. 22

Fig. 3.1. Esquema básico de uma transformação de impedância por sucessivos estágios ligados em cascata. 25
Fig. 3.2. Sequência de transformadores para casamento de impedância em faixa larga a serem empregados usando os polinômios de Tschebyscheff. 25
Fig. 3.3. Alterações nas linhas de campo, devido à concentração de cargas nas bordas da microfita. 33
Fig. 3.4. Transformação do plano de terra de uma linha de microfita em uma linha de transmissão paralela simétrica balanceada. 34
Fig. 3.5. Regiões da superfície inferior do transformador de impedâncias. 35
Fig. 3.6. Funções gaussianas normalizadas que definem as dimensões do condutor inferior. 36
Fig. 3.7. Composição das funções gaussianas. 37
Fig. 3.8. Curva das dimensões do balun para o condutor inferior. 37
Fig. 3.9. Coeficiente de reflexão (S_{11}) e o coeficiente de transmissão (S_{21}) em relação à frequência do balun. 38
Fig. 3.10. Protótipo do balun simétrico, com a vista superior e inferior da microlinha. 40
Fig. 3.11. Montagem do balun simétrico construído para levantamento dos coeficientes S_{11} e S_{21} com o VNA Agilent E5071C. 40
Fig. 3.12. Comparação entre os valores dos coeficientes de reflexão e transmissão medidos e simulados 40

Fig. 4.1. Impedância de entrada da antena dos valores simulados e medidos.....43
Fig. 4.2. Estrutura da antena espiral equiangular com excitação no centro. a) Simulado no programa Comsol Multiphysics®. b) Protótipo da estrutura para os ensaios de laboratório.....44
Fig. 4.3. (a) Fotografia do protótipo da antena excitada para os ensaios de laboratório. (b) Equipamentos empregados nas medições e apresentação dos resultados.....45
Fig. 4.4. Gráfico de comparação do coeficiente de reflexão (S_{11}) dos valores simulados e medidos. 45
Fig. 4.5. Diagramas de irradiação da antena e balun para as diferentes frequências. 47
Fig. 4.6. Diagrama de irradiação bidimensional no plano transversal ao plano da antena.....48
Fig. 4.7. Ganho na direção de máximo, como determinado nos cálculos do simulador, a partir da integração do diagrama de irradiação.....48

Lista de Tabelas

Tabela 3.1. Parâmetros calculados para cada estágio do transformador de impedâncias.....34

Lista de Abreviaturas e Siglas

IoT	*Internet of Things* – Internet das Coisas
LTE	*Long Term Evolution*
SMA	*SubMiniature version A*
UWB	*Ultra-Wideband* – Faixa ultra-larga
VNA	*Vector Network Analyzer* – Analisador vetorial de circuitos

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.
A	Constante de proporcionalidade.
b	Diferença entre os raios interno e externo na extremidade interna da antena.
b_n	Larguras correspondentes às secções da linha de microfita utilizando os polinômios de Tschebyscheff.
b_1, b_2, b_3, b_4	Larguras correspondentes às secções da linha de microfita utilizando os polinômios de Tschebyscheff
b	Largura da linha de microfita
c	Velocidade da onda eletromagnética no vácuo
d	Largura dos condutores da linha de transmissão que alimenta a antena
f	Frequência arbitrária utilizada no cálculo dos polinômios de Tschebyscheff
f_o	Frequência mínima de projeto
f_{min}	Frequência mínima de operação
f_{md}	Frequência central da faixa especificada para a operação
g_1, g_2	Variáveis arbitrárias que descrevem as curvas gaussianas do condutor inferior do balun
g_{12}	Variável arbitrária que descreve o somatório das curvas gaussianas
h	Espessura da camada dielétrica
$H_1^{(2)}$	Derivada da função de Hankel de primeira ordem e segunda espécie
i_+, i_-	Distribuição das correntes nos braços
I_+, I_-, I_{sn}	Módulo do fasor da corrente nos braços
J_{res}, J_{ims}	Densidade superficial da corrente da parte real e parte imaginária
J_1, Y_1	Funções de Bessel de primeira espécie e segunda espécie
J_m', Y_m'	Derivadas da função de Bessel de ordem m de primeira espécie e segunda espécie

J_s	Densidade superficial de corrente
k	Fator de fase da onda guiada ou número de onda
κ	Fator entre as larguras dos condutores superior e inferior na entrada do balun
K	Fator da curva resultante do condutor inferior
K_1, K_2	Constante de proporcionalidade
ℓ	Variável utilizada para representar o comprimento de cada secção no cálculo dos polinômios de Tschebyscheff
L	Comprimento total do elemento irradiador
m	Ordem da função de Bessel
N	Número de secções da linha de microfita da transformação de impedância
n	Ordem das secções da linha de microfita
R	O vetor posição especificado no espaço
r, r_{ext}	Raio externo de uma espiral equiangular
r_o	Raio inicial externo de uma espiral
r_{c1}, r_{c2}, r_{c3}, r_{c4}	Raio das quatros curvas de cada braço da espiral
r_{int}	Raio interno de uma espiral
r_t	Raio de transição do raio interno para o raio externo da espiral
r_{eo}, r_{io}	Raios inicias externo e interno da espiral
S	Comprimento da espiral em um ponto qualquer
S_{11}	Coeficiente de reflexão
S_{12}	Coeficiente de transmissão
T	Espessura das películas metálicas da microfita
t_d	Tempo de atraso
u	Variável utilizada em uma expansão dos polinômios de Tschebyscheff
u_n	Variável utilizada no cálculo da determinação das larguras para cada secção da linha de microfita
v	Velocidade
x	Variável utilizada em uma expansão dos polinômios de Tschebyscheff
w_b	Largura da microlinha de fita da parte inferior do laminado
Z_{on}	Impedância característica nas secções da linha de microfita
Z_i	Impedância no ponto de conexão com o sistema de casamento na técnica Tschebyscheff
Z_L	Impedância da carga

Z_o	Impedância característica da linha a ser casada
Z_{LN}	Impedâncias de carga das secções da linha de microfita
Z_1, Z_2, Z_3, Z_4	Impedâncias características das secções da linha de microfita empregando os polinômios de Tschebyscheff
ω	Frequência angular
ε_o	Permissividade elétrica do ar
ε_r	Constante dielétrica
ε_{ref}	Constante dielétrica efetiva
ε_{refn}	Constante dielétrica efetiva em cada secção da microfita
λ_n	Comprimentos de onda correspondentes às *n* secções da linha de microfita utilizando os polinômios de Tschebyscheff
$\lambda_{o1}, \lambda_{o2}, \lambda_{o3}, \lambda_{o4}$	Comprimentos de onda correspondentes às secções da linha de microfita utilizando os polinômios de Tschebyscheff
λ	Comprimento da onda guiada
λ_o	Comprimento da onda eletromagnética no vácuo
$\lambda_{máx}$	Comprimento da onda máximo para a menor frequência de operação
α	Ângulo cuja espiral é função
$\alpha_{máx}$	Máximo ângulo de rotação de cada braço de uma espiral
$\alpha_{mín}$	Mínimo ângulo de rotação de cada braço de uma espiral
θ	Ângulo utilizado no cálculo do argumento do polinômio de Tschebyscheff referente ao comprimento das secções
$\theta_{máx}$	Ângulo utilizado no cálculo do argumento do polinômio de Tschebyscheff referente ao comprimento máximo tolerado das secções
σ_1, σ_2	Variâncias
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
Γ	Coeficiente de reflexão
Γ_m	Coeficiente de reflexão máximo tolerado
$\Gamma_n, \Gamma_o, \Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4$	Coeficientes de reflexão para o transformador de quarto de onda de ordem *n*, a compor uma estrutura de transformação de impedância segundo o polinômio de Tschebyscheff

Resumo

Carvalho, L. N. F. P. Sistema de balanceamento e casamento de impedâncias para irradiadores de faixa ultra larga. Santa Rita do Sapucaí, 2015. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Este trabalho apresenta a construção e avaliação de um sistema de excitação de uma antena espiral equiangular para operação em faixa larga. Análises da antena mostram o potencial para operar em grandes larguras de faixa com moderada variação em suas características como impedância e ganho. Contudo, as mesmas análises concluem que para tanto, fica necessário a concepção e modelamento de uma estrutura que promova sua excitação de forma adequada de modo a extrair estas vantagens. O estudo dos polinômios de Tschebyscheff para o casamento de impedâncias e obtenção do menor coeficiente de reflexão, método aplicado no projeto do balun. Partiu-se da ideia do emprego de uma linha de microfita e foram deduzidas as equações para a modelagem do seu plano terra para se chegar ao transformador mais adequado. Realizaram-se várias simulações com antena e balun no programa Comsol Multiphysics®. Os resultados da impedância de entrada e do coeficiente de reflexão mostraram que o formato da antena, juntamente com o balanceamento das correntes no ponto de alimentação, concorda com as características necessárias para uma operação em uma grande faixa de frequência.

Palavras-chave: Antena espiral equiangular, balun, casamento de impedâncias, coeficiente de reflexão, largura de faixa.

Abstract

Carvalho, L. N. F. P. Impedance matching and balance system for ultra-wide range radiators. Santa Rita do Sapucaí, 2015. Instituto Nacional de Telecomunicações.

This work presents the construction and evaluation of an excitation system of an equiangular spiral antenna for wide band operation. Antenna analyzes show the potential to operate at large bandwidths with moderate variation in their characteristics, as impedance and gain. However, the same analyzes conclude that is necessary to design and model a structure that provides it is properly excitation allowing the system to extract these advantages. The study of the Tschebyscheff polynomials for the impedance matching and obtaining the smallest reflection coefficient, method applied in balun design. It was based on the idea of using a microstrip line and deduced the equations from the model of its ground plane to reach the most suitable impedance matching structure. Several simulations of the antenna and balun were made in the software Comsol Multiphysics®. The results of input impedance and reflection coefficient showed that the antenna shape, along with the balance of the currents at the feed point, provides the characteristics required for operation over a wide frequency range.

Keywords: balun, bandwidth, equiangular spiral antenna, impedance matching, reflection coefficient.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Epítome sobre sistemas irradiantes de grande largura de faixa

Com o avanço das tecnologias de comunicação móveis e o aumento das taxas de dados nos terminais das redes, tem se percebido uma escassez do espectro radioelétrico [1], [2]. Com a quarta geração da telefonia móvel (4G), padrão conhecido como *LTE-Advanced*, atingem-se taxas de dados de 100Mbit/s [3], [4]. Ainda que os recursos tenham sido explorados em seus limites, será necessário um modelo de terminal móvel para as futuras tecnologias. Uma das possibilidades discutidas para os sistemas de comunicações de quinta geração (5G), internet das coisas (IoT), entre outras aplicações, é o rádio com ocupação oportunista do espectro [5], empregando equipamentos de grande largura de faixa [6], [7] e, sempre que possível, de pequenas dimensões que facilitem sua portabilidade.

A antena é um importante componente de um sistema de radiocomunicação, que faz a interface entre os equipamentos terminais e o meio de propagação. Pelas razões mencionadas, há necessidade de antenas de pequenas dimensões, com características de irradiação bem especificadas, polarização definida e, prevendo-se ocupação dinâmica do espectro, com possibilidade de operação em grande largura de faixa. Para essas novas aplicações, a faixa de frequências de interesse fica entre centenas de megahertz e dezenas de gigahertz, uma vez que se estudam sistemas de 5G capazes de operar em ondas milimétricas [8], [9].

No desenvolvimento dos sistemas de radiocomunicações, foram propostos diferentes irradiadores de faixa larga, como, por exemplo, a antena Beverage [10], a antena rômbica [11–13], diversos modelos de dipolos com geometrias que permitissem atuação em faixa larga [14], [15], certos modelos de antenas corneta para microondas [16], [17], etc. Os modelos baseados na variação angular de suas propriedades têm sido explorados desde o trabalho

pioneiro de Rumsey [18], [19]. Com essa ideia, desenvolveram-se antenas em espiral, obedecendo a uma adaptação da espiral de Arquimedes [20], [21], e o modelo de antena em espiral equiangular [22–24].

Este trabalho fixou-se na antena espiral equiangular pelas suas características de pequena complexidade de fabricação, geometria adequada à operação em faixa larga, pequena variação de impedância de entrada em uma grande faixa de operações, entre outras propriedades [25], [26]. Um dos grandes desafios para utilização desta antena é a sua excitação, com a necessidade de prover o casamento de impedâncias e o balanceamento das correntes em toda a faixa de operação.

Em geral, a alimentação das antenas envolve um cabo coaxial de baixa perda, que é um sistema desbalanceado de excitação. Isto o torna inadequado em frequências elevadas pelo desequilíbrio entre as correntes nos ramos de um elemento irradiador que exija excitação balanceada [27], [28]. Além disto, a impedância característica da linha de transmissão e a impedância de entrada da antena devem apresentar valores próximos o suficiente para se garantir baixas perdas por reflexão de até 10%, com aproveitamento igual ou maior do que 90% da potência incidente na antena. Portanto, o coeficiente de reflexão de tensão deve ter seu módulo inferior a 0,316 ou −10dB [29].

1.2 Balanceamento e casamento de impedância para operações em grande largura de faixa

Em uma condição ideal, a impedância característica da linha de transmissão e a impedância de entrada de uma antena devem ter valores iguais para se garantir que seja suprimida a onda refletida a partir da carga. Com isto, elimina-se a perda por reflexão e obtêm-se a máxima transferência de potência da linha para a antena. Todavia, as condições que estabelecem os valores dessas impedâncias são diferentes e dificilmente ocorre a coincidência em frequências de interesse [28]. Por esta razão, um sistema eficiente exige que entre a carga e a extremidade da linha de transmissão haja um processo que efetue a transformação de impedância do valor da carga para a impedância característica e isto corresponde ao casamento de impedância. Muitos são os métodos para efetuar o casamento de impedância [30].

Diversos modelos de antenas são estruturas balanceadas, referentes à distribuição de corrente e da diferença de potencial entre seus terminais. As antenas espirais devem ser assim

alimentadas, ainda que seja utilizando um cabo coaxial a partir do equipamento. Logo, além da adaptação de impedâncias, há necessidade de efetuar uma transição entre sistemas balanceados e desbalanceados por meio dos diversos modelos de adaptadores denominados *baluns* [31]. Há muitos modelos de antenas desenvolvidos em laminados de circuitos impressos em que a alimentação incorpora microlinhas de fita como extensões da própria antena. Portanto, há necessidade de o projeto efetuar, simultaneamente, o balanceamento entre o cabo coaxial e a antena, além de garantir o casamento de impedância. Várias aplicações exigem operações em faixa muito largas e todo o sistema de casamento e balanceamento deve cumprir estas exigências.

1.3 Motivação para o desenvolvimento do trabalho

Os aperfeiçoamentos das antenas impressas capazes de operar sob os sistemas de quarta e quinta geração, bem como o uso eficiente do espectro por meio da tecnologia de rádio cognitivo. Têm aumentado a demanda por equipamentos portáteis de pequenas dimensões, com grande largura de faixa e baixo custo de produção. Neste trabalho, estuda-se uma antena com as características necessárias a essas novas aplicações e propõe-se um projeto de estrutura para a sua alimentação [26]. A opção pela antena espiral equiangular vem do fato de seu desempenho ser quase independente da frequência com a escolha adequada de suas dimensões. Na prática, os resultados ficam relacionados às limitações construtivas, principalmente no que se refere ao casamento de impedância e largura de faixa final.

1.4 Estrutura da dissertação

Organizou-se o desenvolvimento do texto em cinco capítulos. No Capítulo 2, são apresentadas a geometria da antena espiral equiangular e as equações que permitem o dimensionamento de seus braços, bem como levantadas as suas principais características que a tornam interessante para este trabalho. Apresenta-se, ainda, uma análise qualitativa dos fenômenos que a fazem uma estrutura de faixa larga, a distribuição das correntes nos braços da antena, partindo-se da teoria de linhas de transmissão. No Capítulo 3 é modelado à estrutura capaz de conferir funcionalidade à antena proposta, permitindo que se aproveitasse de um modo mais amplo, as suas vantagens para um sistema de radiocomunicação. São deduzidos os

passos para a transformação e balanceamento de impedâncias para a excitação da antena, usando a sequência dos polinômios de Tschebyscheff de modo a obter as dimensões de sucessivos transformadores de quarto de onda. Mostra-se como a alteração no plano terra da linha de microfita evolui para duas fitas condutoras com que se consegue o balanceamento no sistema de alimentação. Diversas simulações feitas com o programa Comsol Multiphysics® são discutidas no Capítulo 4, prevendo-se um comportamento teórico da estrutura completa. As comprovações foram feitas com medições e ensaios utilizando o analisador vetorial de circuitos (VNA), discutidas no mesmo Capítulo. Finalmente, no Capítulo 5 destacam-se as principais conclusões, comentam-se os resultados teóricos e experimentais, com algumas recomendações para futuras evoluções do tema.

Capítulo 2

Antena espiral equiangular

2.1 Introdução

O objetivo deste trabalho é projetar, construir e avaliar um sistema de excitação de uma antena *espiral equiangular*. Trata-se de um modelo de irradiador capaz de operar em grande largura de faixa, baixa complexidade e baixo custo de produção. Deve-se a isto o fato da impedância de entrada apresentar pequena variação com relação à frequência ao longo de sua faixa de operação. Esta propriedade permite classificar este tipo de irradiador como quase independente da frequência. Suas características tornam a antena de interesse para diferentes sistemas modernos de radiocomunicações, como os que operam em faixa ultra-larga (UWB) e determinados sistemas que operam com a ocupação dinâmica do espectro, como os sistemas de rádio cognitivo [32]. Em geral, a excitação envolve o uso de um cabo coaxial de baixa perda que é um sistema de alimentação desbalanceado. Todavia a antena em questão exige uma alimentação balanceada. Por conseguinte, demanda um sistema que faça a devida adaptação, pois os equipamentos, em geral, utilizam interfaces coaxiais. A geometria de uma estrutura capaz de prover o balanceamento em grande largura de faixa implica certa complexidade de projeto. Será apresentada uma análise da geometria da antena, ressaltando os pontos de maior relevância para seu desenvolvimento e a modelagem de um sistema que permita sua excitação e avaliação com a melhor exatidão possível.

2.2. A geometria da antena espiral equiangular

A espiral equiangular é uma curva obtida da equação polar,

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

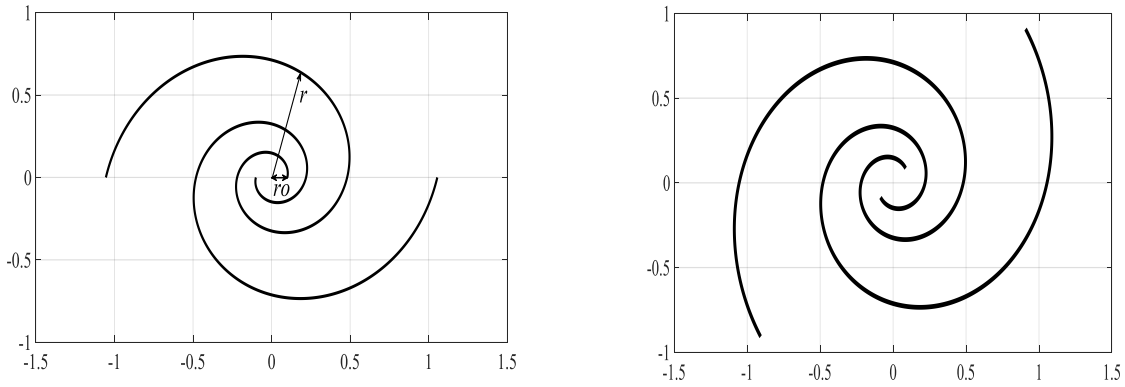
em que o raio *r*, dado em metros (Fig. 2.1 (a)), é função do ângulo α medido em radianos [22], [26], *a* é a grandeza adimensional que relaciona o crescimento de *r* em relação à variação de α denominado *taxa de expansão radial*. A conversão de (2.1) para coordenadas retangulares é obtida pelas componentes sobre os eixos $x_r(\alpha)$ e $y_r(\alpha)$ como função de α, dadas por:

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

$$y_r(\alpha) = r(\alpha)\operatorname{sen}\alpha. \tag{2.3}$$

A Fig. 2.1 mostra um exemplo de espiral sobre um plano cartesiano, cuja taxa de expansão é igual a 0,25 para α variando entre 0 e 3π radianos. Em $\alpha = 0$, tem-se o raio inicial cujo valor foi tomado igual 0,10cm. Valores diferentes podem ser obtidos multiplicando-se a função $r(\alpha)$ por uma constante r_o de valor conveniente

$$r(\alpha) = r_o\, e^{a\alpha}. \tag{2.4}$$



(a) (b)

Fig. 2.1. *Espirais equiangulares obtidas com as equações apresentadas no texto. Optou-se pela amplitude de 0,1 em α =0 e com coeficiente de expansão de 0,25.* (*a*) *Com a equação básica.* (*b*) *Curva com a rotação obtida com um deslocamento fixo de 45º.*

Admite-se a possibilidade de considerar r_o como uma potência de base *e* com expoente $a\varphi$, a se determinar, para uma conveniente mudança de escala. Neste caso,

$$r(\alpha) = e^{a\alpha}e^{a\varphi} = e^{a(\alpha+\varphi)}. \tag{2.5}$$

Esta relação demonstra que, para uma espiral equiangular, uma transformação de escala é equivalente a uma rotação, como ilustra a Fig. 2.1 (b). Isto 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 o ângulo de rotação que produz um valor de raio inicial igual a r_o é dado por:

$$\varphi = \frac{1}{a}\ln r_o . \tag{2.6}$$

2.3 Equações para geração de espirais

A antena espiral equiangular consiste de duas espirais idênticas posicionadas a 180º uma da outra (Fig. 2.1) descritas por:

$$r_1(\alpha) = e^{a(\alpha+\varphi)}, \tag{2.7}$$

$$r_2(\alpha) = -r_1(\alpha) = e^{i\pi}e^{a(\alpha+\varphi)} = e^{a\left(\alpha+\varphi+i\pi/a\right)}. \tag{2.8}$$

Os gráficos obtidos a partir destas equações definem os contornos dos braços da antena como apresentados na Fig. 2.1 (a). Os pontos iniciais das espirais correspondem aos locais usualmente empregados para a excitação. Como se observa, pela própria geometria da antena, a sua alimentação é feita por uma linha de transmissão balanceada, cuja separação entre seus condutores é igual a $2r_o$. Tais equações indicam que as espirais crescem indefinidamente. Na prática, porém, a extensão máxima é determinada por um critério de um truncamento, isto é, uma limitação imposta por fatores que determinam o desempenho final da estrutura. Uma praxe de projeto é fixar a extensão máxima de cada braço com valor igual ao do comprimento de onda do sinal processado na menor frequência desejada para sua operação, identifica-se este valor por L [33].

A extensão de cada espiral é delimitada pelos ângulos α_{min} e $\alpha_{máx}$. O valor α_{min} corresponde ao ângulo para o qual a função se iguala ao raio inicial (r_o). O ângulo $\alpha_{máx}$ indica o comprimento máximo, L. Para encontrar este valor, considera-se a geometria parcial de uma espiral mostrada na Fig. 2.2, na qual $d\alpha$ é um elemento de avanço do ângulo. Para este incremento angular, resulta em um acréscimo dr no raio. Este acréscimo é perpendicular ao

arco de círculo determinado por $rd\alpha$. Portanto, considerando que o arco da espiral seja praticamente a hipotenusa do triângulo retângulo, obtém:

$$(dL)^2 = (rd\alpha)^2 + (dr)^2. \tag{2.9}$$

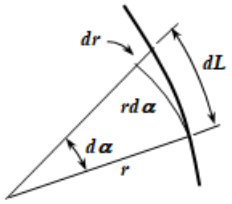


Fig. 2.2. *Elementos para determinação do comprimento da espiral equiangular.*

Desta expressão, obtêm-se o elemento infinitesimal de comprimento, portanto a extensão desejada será o resultado de sua integração entre os limites angulares especificados. Portanto, [22], [34]:

$$\int_{r_o}^{r} dL = \int_{r_o}^{r} \left\{ r^2 \left(\frac{d\alpha}{dr} \right)^2 + 1 \right\}^{1/2} dr. \tag{2.10}$$

Para efetuar esta integração, considera-se (2.4) da qual se obtém a relação entre α, r e a respectiva derivada:

$$\alpha = \frac{1}{a} \ln\left(\frac{r}{r_o} \right), \tag{2.11}$$

$$\frac{d\alpha}{dr} = \frac{1}{a} \frac{r_o}{r} \frac{1}{r_o} = \frac{1}{ar}. \tag{2.12}$$

Entrando com estes valores em (2.10), encontra-se [22], [33]:

$$L = \int_{r_o}^{r} \left\{ r^2 \left(\frac{1}{ar} \right)^2 + 1 \right\}^{1/2} dr = \left\{ \left(\frac{1}{a} \right)^2 + 1 \right\}^{1/2} (r - r_o). \tag{2.13}$$

Para o projeto de uma antena espiral equiangular consideramos o primeiro braço com as bordas definidas por duas curvas segundo as expressões [35]:

$$r_{c1} = r_o e^{a\alpha}, \tag{2.14}$$

$$r_{c2} = r_o e^{a(\alpha - \varphi)}, \tag{2.15}$$

em que o ângulo φ define um valor inicial de raio que determina a largura finita de cada braço da antena em sua extremidade inicial, ou seja, quando α = 0. Para ilustração da Fig. 2.3, está apresentado o gráfico para uma rotação inicial φ = π/2. Como se tratam de duas espirais idênticas, porém uma adiantada em relação à outra de φ radianos, estabelece-se entre as duas curvas uma certa largura para o braço da antena. O outro braço é traçado de maneira semelhante, levando em conta uma rotação fixa adicional de π radianos. Portanto, o levantamento das curvas interna e externa para este lado da antena ficam determinadas, respectivamente, por:

$$r_{c3} = r_o e^{a(\alpha-\pi)}, \tag{2.16}$$

$$r_{c4} = r_o e^{a(\alpha-\pi-\varphi)}. \tag{2.17}$$

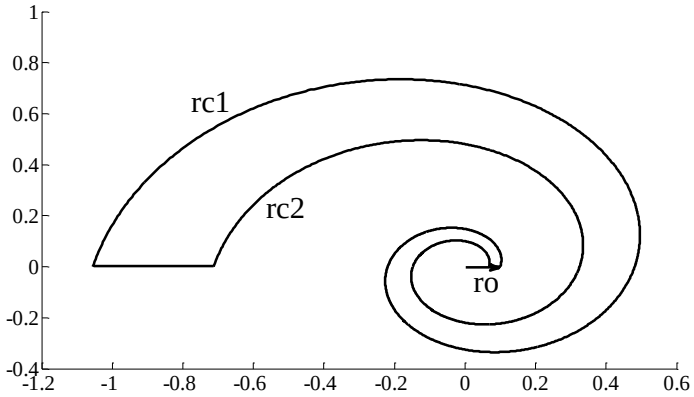


Fig. 2.3. *Formação de um braço da antena a partir de duas espirais com uma rotação fixa entre elas.*

Já foi mencionado que uma espira real capaz de indicar os braços de uma antena tem sua extensão máxima determinada pelo comprimento de onda do sinal guiado na menor frequência de operação (f_{min}). Portanto, $L(\alpha_{\text{máx}})$ deve ser igual ao comprimento de onda relativo à menor frequência de operação, $\lambda_{\text{máx}}$, dado por [36], [37]:

$$L = \int_{(\alpha_{\text{min}})}^{(\alpha_{\text{máx}})} \left\{ r^2 \left(\frac{1}{ar} \right)^2 + 1 \right\}^{1/2} dr = \lambda_{\text{máx}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{\text{ref}}}}, \tag{2.18}$$

em que ε_{ref} é a permissividade relativa efetiva, a resultante entre o material do substrato e o ambiente externo. Enquanto a largura máxima da fita de cada braço for muito menor do que a

largura do substrato, a permissividade efetiva pode ser obtida aproximadamente como a média aritmética entre a permissividade elétrica do substrato e a do ar em que se produz a antena:

$$\varepsilon_{\text{ref}} = \frac{\varepsilon_r\ \varepsilon_{\text{o}} + \varepsilon_{\text{o}}}{2} = \frac{\varepsilon_{\text{o}}\left(\varepsilon_r + 1\right)}{2} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2}. \tag{2.19}$$

Para o truncamento interno considera-se a separação entre os raios na extremidade interna das espirais, dada por $2r_{\text{o}}$. Em princípio, esta distância deve ser idêntica à largura dos condutores da linha de transmissão que alimenta a antena (d). Como esta largura não é conhecida nesta fase do projeto, admite-se sem erro apreciável, que a largura das fitas metálicas na extremidade inicial seja de aproximadamente 25% de r_{o} [38].

Este valor pode influir em certos parâmetros da antena, como, por exemplo, na determinação de sua impedância. Define-se, então, como um braço a superfície delimitada por duas espirais equiangulares, uma interna e uma externa, dadas por [26]:

$$r_{ext} = r_{eo} e^{a(\alpha+\varphi)}, \tag{2.20}$$

$$r_{int} = r_{\text{io}} e^{a(\alpha+\varphi')}. \tag{2.21}$$

O ângulo φ' é obtido a partir da diferença b entre os raios internos e externos para α igual a zero radiano, ou seja:

$$b = r_{eo} e^{a\varphi} - r_{\text{io}} e^{a\varphi'}. \tag{2.22}$$

Como b é determinado a partir da separação desejada entre as partes iniciais das espirais, pode ser especificado a partir do valor conveniente para a linha de alimentação. Assim, é possível admitir que r_{eo} e r_{io} sejam ambos iguais a unidade, facilitando os cálculos necessários ao projeto. Nestas condições, para a espiral externa, o ponto inicial é determinado por $r_{\text{o}}=e^{a\varphi}$. Com isto, é possível especificar o valor de φ' a partir da sequência de cálculos:

$$r_{\text{o}} - b = e^{a\varphi'}, \tag{2.23}$$

$$\varphi' = \frac{1}{a}\ln\left(r_{\text{o}} - b\right). \tag{2.24}$$

As equações (2.20) e (2.21) descrevem espirais que se expandem separadamente, sem contato em nenhum ponto. No desenvolvimento de uma antena, é conveniente que extremidades finais dos elementos metálicos não ocorram de forma brusca e sim de maneira suave. Isto diminui as concentrações de cargas e correntes nessas regiões, reduzindo eventuais

efeitos reativos parasitas. Para cumprir esta exigência, deve-se prever uma variação gradual na expansão da espiral interna até encontrar-se com a espiral externa na extremidade do braço. Então, o levantamento propõe uma curva que conecte o ponto r_{int} corresponde ao ângulo ($\alpha_{máx} - \pi$) ao ponto relativo à espira externa no ângulo $\alpha_{máx}$. Esta nova espiral é identificada pelo raio vetor $r_t(\alpha)$ e, semelhantemente às outras espirais, obedece a uma equação do tipo

$$r_t(\alpha) = e^{a'(\alpha+\varphi')}, \tag{2.25}$$

em que a' é a taxa de expansão e φ'' é a rotação inicial. Os novos parâmetros devem ser obtidos para cumprir as seguintes condições de projeto [26]:

$$r_t(\alpha_{máx}) = r_{ext}(\alpha_{máx}), \tag{2.26}$$

$$r_t(\alpha_{máx} - \pi) = r_{int}(\alpha_{máx} - \pi). \tag{2.27}$$

Com estas substituições, resulta no sistema de equações:

$$\begin{cases} e^{a'(\alpha_{máx}+\varphi'')} = e^{a(\alpha_{máx}+\varphi)} & (2.28) \\ e^{a'(\alpha_{máx}-\pi+\varphi'')} = e^{a(\alpha_{máx}-\pi+\varphi')} & (2.29) \end{cases}$$

e às seguintes relações:

$$\begin{cases} a'(\alpha_{máx}+\varphi'') = a(\alpha_{máx}+\varphi) & (2.30) \\ a'(\alpha_{máx}-\pi+\varphi'') = a(\alpha_{máx}-\pi+\varphi') & (2.31) \end{cases}$$

Uma vez que sejam conhecidos os parâmetros relativos à curva externa e à curva interna, combinando as expressões anteriores, obtêm-se os resultados:

$$a' = \frac{a(\alpha_{máx}+\varphi)}{\alpha_{máx}+\varphi''}, \tag{2.32}$$

$$\varphi'' = \frac{\pi\varphi + \alpha_{máx}(\varphi' - \varphi)}{\varphi - \varphi' + \pi}. \tag{2.33}$$

Estas equações definem as curvas do primeiro braço da espiral, para o segundo braço aplicam-se as relações de (2.16) e (2.17), sendo a primeira curva definida pelos truncamentos interno e externo, e a segunda resume-se por,

$$\begin{cases} e^{a(\alpha-\varphi')} & \text{se } 0 \le \alpha \le \alpha_{máx} \\ e^{a'(\alpha-\varphi'')} & \text{se } \alpha_{máx} - \pi \le \alpha \le \alpha_{máx} \end{cases} \tag{2.34}$$

Neste projeto, percebe-se que o parâmetro $\alpha_{\text{máx}}$ é importante na determinação de outros valores. O comprimento total do braço da antena deve coincidir com um comprimento de onda na menor frequência de operação e foi deduzido em (2.13),

$$L = \lambda_{\text{máx}} = \left\{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + 1\right\}^{1/2}\left(r - r_{\text{o}}\right) = \frac{c}{f_{\text{mín}}\sqrt{\varepsilon_{\text{ref}}}} \cong \frac{c}{f_{\text{mín}}\sqrt{(\varepsilon_r + 1)/2}}. \tag{2.35}$$

O fator $(r - r_{\text{o}})$ é fixado a partir da separação entre os eletrodos, determinada pela linha de alimentação. Da equação anterior, encontra-se,

$$\left(r - r_{\text{o}}\right) = \frac{c}{f_{\text{mín}}\left(\sqrt{1 + a^{-2}}\right)\left(\sqrt{(\varepsilon_r + 1)/2}\right)}. \tag{2.36}$$

Sabe-se que

$$r_e\left(\alpha_{\text{máx}}\right) = e^{a(\alpha_{\text{máx}} + \varphi)}, \tag{2.37}$$

coincidente com o resultado para *r* encontrado em (2.36) para a curva externa. Assim, impõe-se que

$$e^{a(\alpha_{\text{máx}} + \varphi)} = \frac{c}{f_{\text{mín}}\left(\sqrt{1 + a^{-2}}\right)\left(\sqrt{(\varepsilon_r + 1)/2}\right)} + r_{\text{o}}. \tag{2.38}$$

Então, vem:

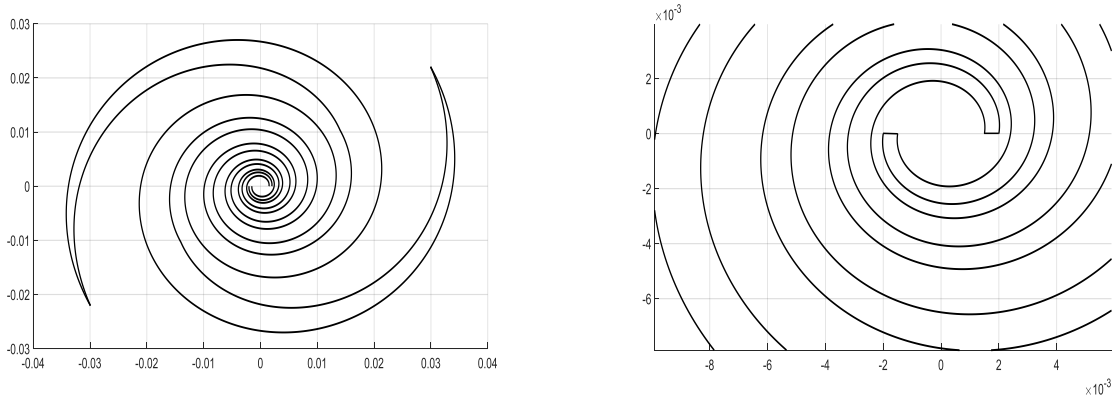
$$\alpha_{\text{máx}} = \frac{1}{a}\ln\left\{\frac{c}{f_{\text{mín}}\left(\sqrt{1 + a^{-2}}\right)\left(\sqrt{(\varepsilon_r + 1)/2}\right)} + r_{\text{o}}\right\} - \varphi. \tag{2.39}$$

Lembrando que $r_{\text{o}} = e^{a\varphi}$, encontra-se $a\varphi = \ln r_{\text{o}}$, encontra-se uma nova expressão,

$$\alpha_{\text{máx}} = \frac{1}{a}\ln\left\{\frac{c}{r_{\text{o}} f_{\text{mín}}\left(\sqrt{1 + a^{-2}}\right)\left(\sqrt{(\varepsilon_r + 1)/2}\right)} + 1\right\}. \tag{2.40}$$

Assim, o limite para a extensão do braço da antena ($\alpha_{\text{máx}}$) fica determinado em função da taxa de expansão (*a*), da frequência mínima especificada, da permissividade efetiva do substrato e da coordenada radial do ponto inicial da antena. A Fig. 2.4 foi obtida com o programa MATLAB® obedecendo à sequência descrita para os cálculos. Para a ilustração,

fixaram-se os valores $f_{mín}$ = 1GHz, a = 0,15 com as dimensões dadas em milímetros. Estabelecem-se r_o = 2mm (distância do centro até o início da espiral externa), ε_r = 2,2, b=0,5mm, $\alpha_{máx}$ = 19,4845rad, $\varphi = -41{,}4307\ rad$, $\varphi' = -43{,}3486\ rad$, $\varphi'' = -33{,}116\ rad$, a'=0,2416, para a formação dos dois braços da antena.



(a) (b)

Fig. 2.4. (a) *Formação dos braços da antena nas condições de frequência e limites angulares propostos.* ($f_{mín}$*=1GHz,* $\alpha_{máx}$ *= 19,4845rad,* $\varphi = -41{,}4307\ rad$, $\varphi' = -43{,}3486\ rad$, $\varphi'' = -33{,}116\ rad$, $a' = 0{,}2416$). (b)*Detalhamento da região central, destacando os pontos em que serão ligados os terminais de alimentação.*

2.4 Distribuição da corrente nos dois braços da antena

A distribuição de corrente segue, aproximadamente, a teoria de linhas de transmissão [39–41]. Nesta modelagem aproximada, admite-se que o percurso da corrente esteja concentrado em uma linha, na região central, ao longo de todo o condutor. Em termos mais exatos, deve-se prever que ocorra uma distribuição não uniforme ao longo da largura da fita. Todavia, nesta primeira etapa, cujo interesse é avaliar o desempenho da corrente ao longo dos braços, é possível supor a concentração no percurso central de cada condutor. Para uma análise qualitativa do desempenho, considera-se que a emissão da energia eletromagnética pela antena equivale a uma carga em sua extremidade, de maneira que haja apenas a onda incidente. Esta hipótese tem sido adotada com resultados confiáveis a partir de vários estudos sobre o assunto [42], [43]. Desta maneira, em função da emissão para o espaço, prevê-se uma redução exponencial na amplitude da corrente e um deslocamento de fase quase linear com a distância. Para a avaliação deste desempenho, acompanha-se o esquema da Fig. 2.5 com a análise apenas da onda incidente em uma estrutura de ondas caminhantes [25].

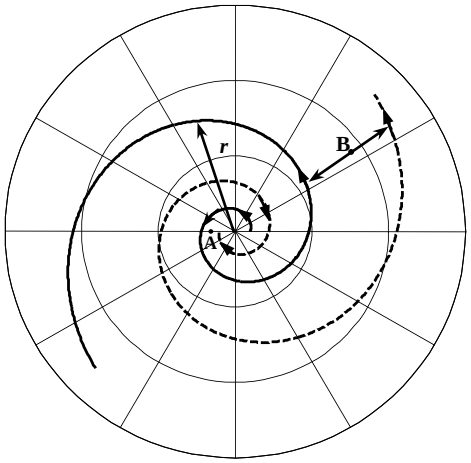


Fig. 2.5. *Distribuição de corrente nos braços da espiral. Em A as correntes nos dois braços tem sentidos opostos, anulam as radiações e em B as correntes estão em fase, às radiações somam.*

Para uma excitação harmônica no tempo, a corrente tem sua amplitude e sua fase modificada em função do ângulo ao longo dos braços e do tempo. Em um dos braços, é conveniente representar a modificação na amplitude e na fase como $i_+(\alpha,t)$. Portanto, nesse braço a corrente pode ser especificada como,

$$i_+(\alpha,t) = I_+(\alpha)e^{i\omega t}, \tag{2.41}$$

em que a amplitude depende da posição ao longo dos braços. Sua representação no domínio do tempo é obtida com a parte real desta equação. Analogamente, para o outro braço, a corrente seria representada como,

$$i_-(\alpha,t) = I_-(\alpha)e^{i\omega t}, \tag{2.42}$$

em que $i_+(\alpha, t)$ e $i_-(\alpha, t)$ são funções de valores complexos do ângulo α. Considerando que as espirais são desenvolvidas em um plano, o vetor posição desta corrente em cada ponto é descrito como $\vec{r}_+(\alpha)$, no esquema da Fig. 2.5. Para o segundo braço, a posição da corrente é fixada por $\vec{r}_-(\alpha)$. Lembrando que os braços são simétricos e com as correntes em distâncias idênticas defasadas de 180º, no ponto de excitação, conclui-se que para o mesmo módulo de amplitude,

$$\vec{r}_-(\alpha) = -\vec{r}_+(\alpha). \tag{2.43}$$

A corrente é sempre a parte real de $i_\pm(\alpha, t)$ de valor positivo quando for dirigido para fora. Desta análise, verifica-se que a fase ao longo dos braços dependerá do instante considerado e do deslocamento ao longo dos braços. Isto é, partindo da fase inicial no início de cada braço no instante $t = t_d$, há um deslocamento da corrente com o crescimento do tempo. O intervalo t_d

corresponde ao tempo necessário para o deslocamento da corrente em um percurso $s(\alpha)$. Os dois valores se relacionam por meio da velocidade v na estrutura, isto é, $t_d = s(\alpha)/v$, identificado como tempo de atraso. Portanto, a fase modifica-se com o tempo e com a distância. A modificação com o tempo é relacionada à frequência e a alteração com a distância depende do fator de fase (β) ao longo dos braços. Assim, pode-se escrever a fase local na forma,

$$\Phi(\alpha,t) = \Phi(0,t) - \beta\, s(\alpha) = \Phi(0,t) - \frac{\omega\, s(\alpha)}{v} = \Phi(0,t) - \frac{2\pi\, f\, s(\alpha)}{v}. \tag{2.44}$$

Lembrando que $v/f = \lambda$ é o comprimento de onda, tem-se,

$$\Phi(\alpha,t) = \Phi(0,t) - \frac{2\pi\, s(\alpha)}{\lambda}. \tag{2.45}$$

No ponto A (Fig. 2.5), observa-se que os efeitos das correntes nos braços estão em sentidos praticamente opostos quando a separação entre os eletrodos for muito pequena comparada com o comprimento de onda. Isto é, nas proximidades do limite inferior da faixa de atuação da antena. Portanto, nestas condições ocorre a anulação da emissão da onda eletromagnética. Esta informação pode ser representada algebricamente levando em conta que em um dos braços tem-se a defasagem relativa à meia volta. Isto é, ocorre uma modificação de π radianos nesta distância e, simultaneamente, no braço tem-se o início da transmissão da corrente. Logo, tudo se passa como se em um mesmo ponto existissem duas correntes em sentidos opostos e de mesma amplitude. Isto é,

$$\Phi_+(\pi,t) - \Phi_-(0,t) \cong \Phi_+(0,t) - \Phi_-(0,t) = \pi. \tag{2.46}$$

Seguindo o mesmo raciocínio, calculam-se as outras defasagens ao longo das espirais. Continuará ocorrendo à anulação da radiação ao longo de um percurso pequeno no quais ambas as correntes tiverem direções aproximadamente opostas. À medida que o ângulo α aumentar, existirá um ponto determinado pelo vetor posição do segundo braço $\vec{r}_-(\alpha_{\text{máx}})$, tal que:

$$s_-(\alpha_{\text{máx}} + \pi) - s_-(\alpha_{\text{máx}}) = \frac{\lambda}{2}. \tag{2.47}$$

Por causa da irradiação ao longo dos braços, tem-se um efeito semelhante ao de uma atenuação, isto é, ocorre um decaimento no módulo da corrente à medida que avança a partir do centro da antena. Foi demonstrado [19], [42] que, em função deste decréscimo, a densidade superficial de corrente ao longo das lâminas condutoras tem um comportamento aproximadamente igual à derivada da função de Hankel de primeira ordem e segunda espécie. Chamando de J_s a densidade superficial de corrente, em termos aproximados resulta:

$$J_s \cong K_1 \left\{ \frac{\partial H_1^{(2)}[k, s_n(\alpha)]}{\partial \alpha} \right\}, \tag{2.48}$$

em que K_1 é uma constante de proporcionalidade e k é o fator de fase de onda guiada ou número de onda ao longo dos braços da antena. Ou seja, para a frequência f, tem-se:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{v} = \frac{2\pi f}{c/\sqrt{\varepsilon_{\text{ref}}}} = \frac{2\pi f \sqrt{\varepsilon_{\text{ref}}}}{c}. \tag{2.49}$$

A função de Hankel de segunda espécie $H_1^{(2)}[k,s_n(\alpha)]$ é a combinação complexa das funções de Bessel de primeira espécie $J_1[k,s_n(\alpha)]$ e de segunda espécie $Y_1[k,s_n(\alpha)]$, ambas de primeira ordem, de acordo com [42]:

$$H_1^{(2)}[k, s_n(\alpha)] = J_1[k, s_n(\alpha)] - iY_1[k, s_n(\alpha)]. \tag{2.50}$$

Portanto a derivada desta função é obtida por:

$$\frac{\partial H_1^{(2)}[k, s_n(\alpha)]}{\partial \alpha} = \frac{\partial J_1[k, s_n(\alpha)]}{\partial \alpha} - i \frac{\partial Y_1[k, s_n(\alpha)]}{\partial \alpha}. \tag{2.51}$$

Nesta expressão, as derivadas de primeira ordem das funções de Bessel de primeira e segunda espécie de ordem m são:

$$\frac{\partial J_1[k, s_n(\alpha)]}{\partial \alpha} = J'_m[k, s_n(\alpha)] = \frac{1}{2}\{J_{m-1}[k, s_n(\alpha)] - J_{m+1}[k, s_n(\alpha)]\}, \tag{2.52}$$

$$\frac{\partial Y_1[k, s_n(\alpha)]}{\partial \alpha} = Y'_m[k, s_n(\alpha)] = \frac{1}{2}\{Y_{m-1}[k, s_n(\alpha)] - Y_{m+1}[k, s_n(\alpha)]\}. \tag{2.53}$$

Substituindo as duas últimas equações na (2.48), teremos [26]:

$$J_s = \frac{K_1}{2}\left\{J'_m[k, s_n(\alpha)] - iY'_m[k, s_n(\alpha)]\right\}. \tag{2.54}$$

Através de (2.54), compreende-se o comportamento da amplitude da corrente em um ângulo determinado ao longo das espirais e da respectiva defasagem. Estes valores serão identificados, respectivamente, pelo módulo I_{sn} e por Φ_{sn}. Em vista da descrição da densidade de corrente de superfície, a corrente resultante é proporcional à integração de (2.48) ao longo da dimensão transversal de cada eletrodo. Considerando a descrição dada em (2.48), que, como visto, representa uma grandeza complexa deduzida das equações sucessivas, é conveniente resumir as duas partes na forma

$$J_s = J_{res} + iJ_{ims}, \tag{2.55}$$

em que

$$J_{res}[k, s_n(\alpha)] = \Re e\{J_s[k, s_n(\alpha)]\} = K_1 \Re e\left\{\frac{\partial H_1^{(2)}[k, s_n(\alpha)]}{\partial \alpha}\right\}, \tag{2.56}$$

$$J_{ims}[k, s_n(\alpha)] = \Im m\{J_s[k, s_n(\alpha)]\} = K_1 \Im m\left\{\frac{\partial H_1^{(2)}[k, s_n(\alpha)]}{\partial \alpha}\right\}. \tag{2.57}$$

Em consequência, o módulo e o argumento da corrente a uma distância definida pelo ângulo α ao longo dos braços ficariam:

$$I_{sn} = K_2\sqrt{J^2{}_{res}[k, s_n(\alpha)] + J^2{}_{ims}[k, s_n(\alpha)]}, \tag{2.58}$$

$$\Phi_{sn} = \operatorname{arctg}\left\{\frac{J_{ims}[k, s_n(\alpha)]}{J_{res}[k, s_n(\alpha)]}\right\}, \tag{2.59}$$

sendo K_2 nova constante de proporcionalidade resultante do processo de integração da densidade de corrente.

Destas equações, com o auxílio do programa MATLAB®, foram traçados os gráficos da Fig. 2.6 correspondentes aos valores de módulo e de argumento para a corrente em um ponto genérico B, como na Fig. 2.5. Quando os sentidos das correntes nos braços coincidirem, seus efeitos somam-se e são responsáveis por maiores irradiações. Os locais em que isso acontece

são identificados como *região ativa* da antena, e variam de acordo com a frequência. Movimentam-se em direção à extremidade da estrutura conforme o aumento da frequência de operação, fato que permite a antena operar em grande largura de faixa. Deve-se relembrar que a emissão de energia eletromagnética tem efeito semelhante a uma perda de potência, a amplitude da corrente se reduz ao longo dos braços.

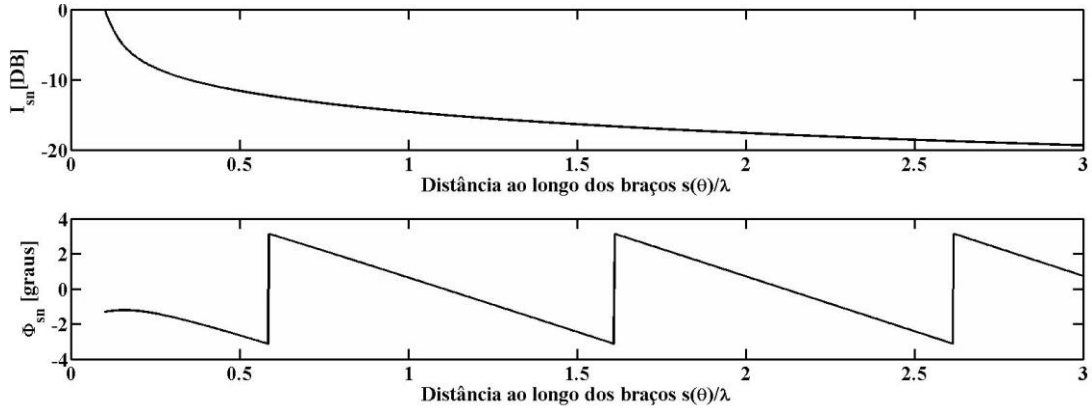


Fig. 2.6. *Densidade de corrente ao longo dos braços. Comportamento do módulo da corrente com a distância. Variação do argumento em função da distância.*

2.5 Verificações numéricas das distribuições de corrente

As equações deduzidas permitem avaliar a distribuição de corrente ao longo de cada braço da espiral, com informações relevantes para o projeto da antena espiral equiangular. Apesar de estas equações modelarem os fenômenos eletromagnéticos da estrutura, não são capazes de quantificar as distribuições exatas das correntes, levando em conta as composições cíclicas em cada braço, por causa das sucessivas voltas das espirais. Outro fator não contemplado por estas equações são as interferências, ora destrutivas e ora construtivas, entre as ondas que se propagam ao longo dos braços e as refletidas nas interfaces do substrato com o ar. A inclusão de todos esses elementos em um cálculo analítico demanda sistemas de equações complexas e, ainda assim, envolvendo certa modelagem aproximada. Por este motivo, a verificação mais próxima das condições reais de projeto foi feita com recursos computacionais. Neste trabalho, recorreu-se ao programa Comsol Multiphysics®, que se baseia na solução das equações de Maxwell pelo método dos elementos finitos. Utilizou-se a antena descrita, desconsiderando-se a largura das fitas condutoras que compõem seus braços. Desta maneira, seria possível comparar os resultados com os obtidos com as equações demonstradas por Rumsey [18].

Escolheram-se as frequências de 1, 2, 5, 10 e 15GHz, para levantamento da distribuição das amplitudes e fases de correntes nos braços. Os valores encontrados por essas simulações estão apresentados nas diferentes etapas da Fig. 2.7. As imagens em fundo azul e coloridas referem-se ao módulo da corrente e as em fundo cinza indicam o comportamento da fase. Em uma escala de cinza as cores branca e preta são, respectivamente, $-\pi$ e $+\pi$ radianos. Para o levantamento, admitiu-se que entre os terminais de entrada estivesse sendo aplicada uma diferença de potencial de 1V.

Como se observa na Fig. 2.7, a amplitude da densidade de corrente decaí ao longo do braço, fato previsto em (2.58). Todavia, devido à composição das correntes nos braços, formada por ondas incidente e refletida em suas extremidades, observa-se também uma variação harmônica em toda a extensão, com resultantes passando por máximos e mínimos. Os locais em que estes resultados ocorrem dependem da frequência e usualmente são expressos como função do comprimento de onda. Para avaliar este comportamento, pode-se aproximar a antena para uma linha de transmissão equivalente com certa perda por unidade de comprimento e tendo seus terminais em aberto, segundo o modelo da Fig. 2.8. Os pontos de resultante máxima ocorrem quando coincidirem, simultaneamente, os valores máximos das ondas incidente e refletida da corrente e os pontos de corrente mínima correspondem às diferenças de fase de π radianos. Os valores intermediários resultam de outras combinações. As diferenças de fase indicadas nos diagramas estão normalizadas em relação ao valor de π. A interferência construtiva acontece quando a diferença de fase normalizada aproximar-se de -1, 0 e $+1$. A quantidade de regiões ativas aumenta com a frequência, uma vez que ocorrem mais interferências construtivas na mesma extensão dos braços. Por causa do processo de irradiação, que se manifesta como uma perda de potência, as amplitudes resultantes diminuem à medida que se aproximar das extremidades dos braços.

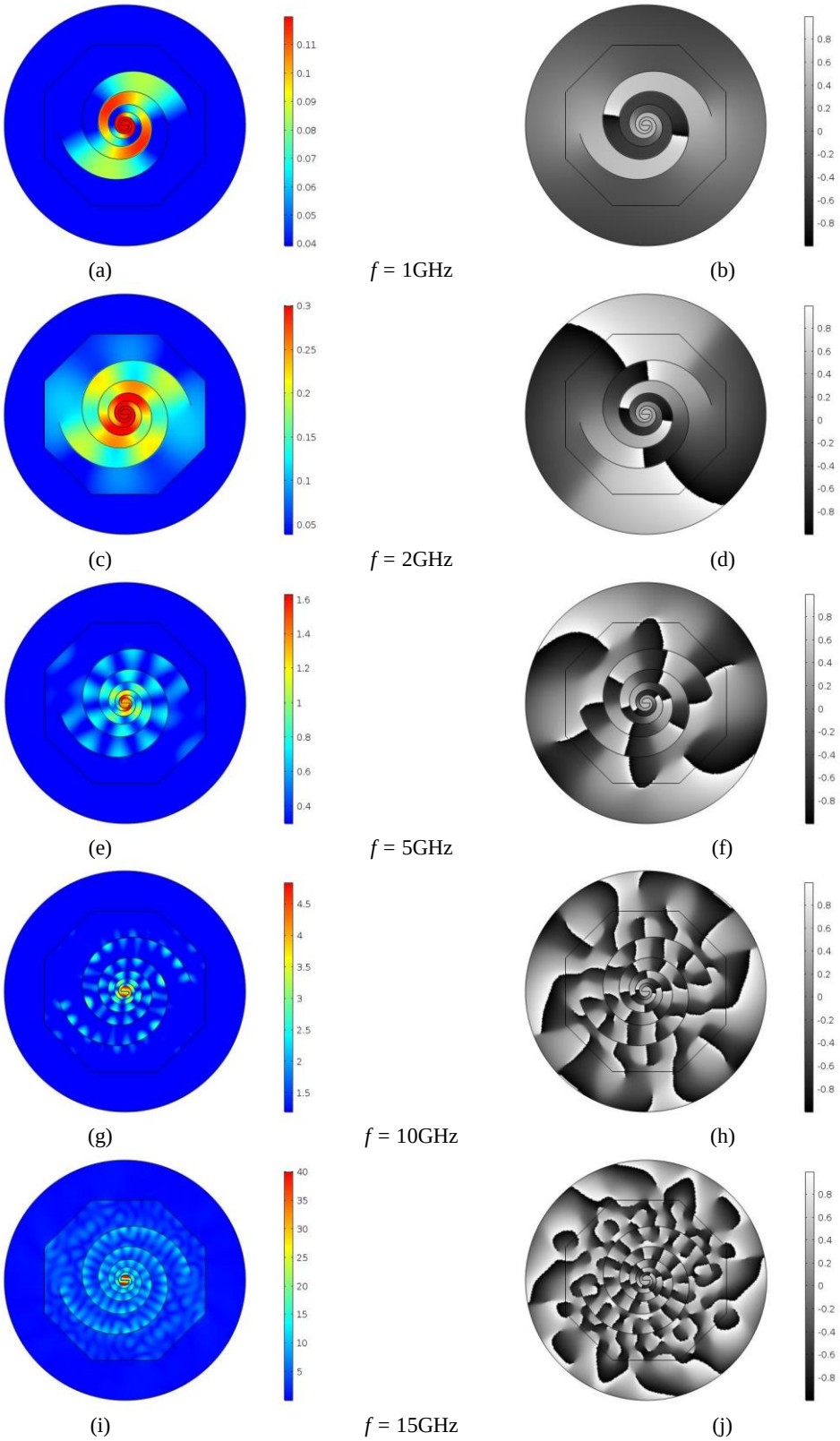


Fig. 2.7. *Distribuições de corrente e de fase ao longo dos braços da antena.*

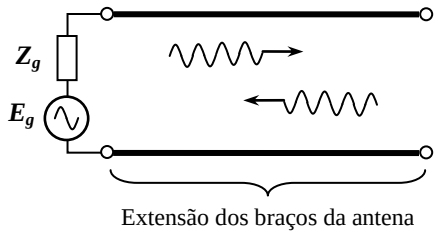


Fig. 2.8. *Modelo simplificado para justificativa da distribuição de onda estacionária nos braços da antena.*

Além de apresentar os fenômenos avaliados nesta secção, estes resultados permitem compreender as características que determinam a grande largura de faixa deste modelo de antena [44]. O comportamento periódico da curva exponencial mostra diferentes regiões da antena responsáveis pela emissão da energia eletromagnética em cada frequência. Este comportamento depende de certas circunstâncias, como uma excitação balanceada e o casamento de impedância em toda a faixa de operação. Estas condições não são facilmente obtidas e constituem um dos objetivos deste trabalho.

2.6 Simulação da antena

Com a estrutura projetada, foi feita a simulação que revelou a impedância de entrada da antena. Conforme a Fig. 2.9, este parâmetro apresenta pouca variação na maior parte da sua faixa de operação, ficando próxima a 100Ω com uma parte imaginária de valor muito menor. Este resultado é o esperado pela teoria desenvolvida por Rumsey [18]. O fato da parte imaginária assumir valores muito pequenos facilita o casamento de impedância em faixa larga, mesmo levando em conta as modificações na parte real.

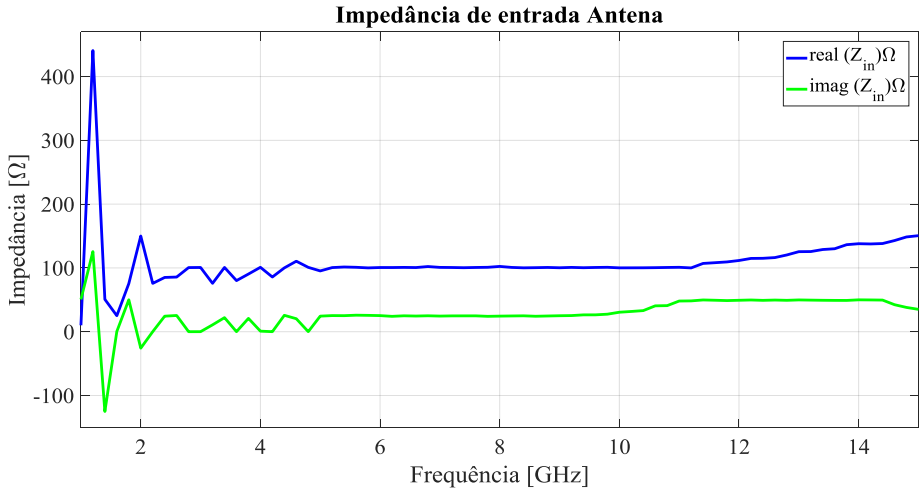


Fig. 2.9. *Partes real e imaginária da impedância de entrada da antena espiral equiangular em função da frequência.*

Como as partes real e imaginária não são exatamente constantes, há necessidade de especificar um valor adequado para a impedância característica da linha de transmissão. O levantamento com o programa mostrou que entre 2GHz e 15GHz, a impedância de entrada ficou entre $(150 - i25)\Omega$ e $(150 + i25)\Omega$. Se for feita a opção por uma impedância que representa uma reflexão de potência da ordem de 5%, pode-se considerar que a impedância de referência para qual a impedância do gerador deve ser transformada é de 115Ω. Na avaliação prática, impôs-se uma impedância características de 50Ω, valor usual para os cabos coaxiais empregados em microondas e depois uma transformação deste valor para 115Ω. Os resultados dos cálculos com o programa para as duas opções de impedância estão representadas na Fig. 2.10. Para o valor de 115Ω, houve uma redução acentuada no coeficiente de reflexão, com valores menores do que −10dB entre 1,8GHz e 15GHz.

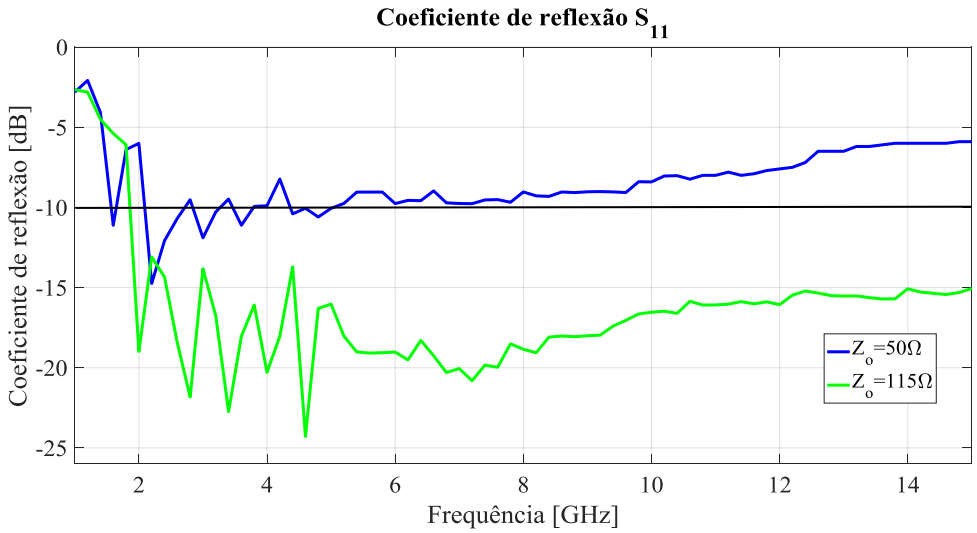


Fig. 2.10. *Coeficiente de reflexão da antena espiral equiangular.*

2.7 Comentários sobre o capítulo

Analisou-se a geometria da antena espiral equiangular e estabeleceram-se as equações para a construção das espirais em função de parâmetros geométricos, como o raio em função do ângulo e a taxa de expansão radial para definição dos contornos dos braços. Outro parâmetro é o comprimento de cada espiral, escolhido convenientemente como igual ao comprimento de onda na menor frequência da faixa especificada. Destacaram-se os parâmetros que permitem a modelagem teórica e efetuou-se a simulação da distribuição das correntes ao longo dos braços, supondo a alimentação simétrica em seu centro. Como, a excitação é feita geralmente a partir

de um cabo coaxial, de característica desbalanceada, há uma exigência a mais de garantir o balanceamento em toda a faixa prevista para a antena. Com a simulação concluiu-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. O próximo Capítulo abordará as etapas necessárias para realizar o projeto de um protótipo de alimentação balanceada (balun) da antena espiral equiangular.

Capítulo 3

Transformação de impedâncias e balanceamento

3.1 Introdução

Como visto no Capítulo 2 para a escolha da alimentação, são considerados alguns fatores como as dimensões da antena, a largura de banda especificada para sua operação e, sempre que possível, o casamento de impedância. A excitação da antena espiral equiangular necessita que as correntes de excitação estejam defasadas de 180º no ponto de alimentação, isto é, que se tenha uma excitação balanceada. A ideia que se tenha composição construtiva dos efeitos das correntes distribuídas em seus braços, contribuindo para maximizar irradiação em diferentes frequências. Os locais em que este fato ocorre caracterizam uma região ativa da antena, que se desloca entre seu início e seu final conforme a frequência de operação. A eficácia do processo de emissão depende de haver máxima transferência de potência do sistema de alimentação para os terminais da antena. Isto implica a necessidade de reduzir ao mínimo a potência refletida, demandando o casamento de impedância da linha de transmissão. O método que se utilizou para efetuar a transformação de impedâncias e o balanceamento do sistema de alimentação é a sequência do polinômio de Tschebyscheff, a partir do qual será efetuado o projeto de todo o sistema de alimentação [28].

3.2 Transformador de impedâncias em múltiplos estágios

Uma das maneiras de obter o casamento de impedâncias em faixa larga é empregar sucessivos estágios de linha de transmissão ligados em cascata, com comprimentos e impedâncias características convenientes para cada caso (Fig. 3.1). Esses estágios formam um transformador de impedância que pode ser construído com microlinha de fita com sua largura modificada ao longo da extensão necessária para o casamento. Desta maneira, constrói-se uma

transição suave entre os sucessivos valores de impedância. Existem diferentes procedimentos para a escolha dessas impedâncias, com objetivo de conseguir a transformação com pequeno coeficiente de reflexão [38–40]. Um método usual é empregar os polinômios de Tschebyscheff na descrição do coeficiente de reflexão para estabelecer as impedâncias que conduzam a resultado abaixo do valor máximo especificado em certa largura de faixa [28]. Será empregado este método visando uma adaptação em faixa larga.

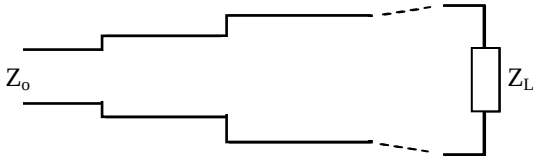


Fig. 3.1. *Esquema básico de uma transformação de impedância por sucessivos estágios ligados em cascata.*

Em cada secção, têm-se as respectivas impedâncias características e, em consequência, diferentes valores de coeficientes de reflexão [28]. Especificou-se Z_o como a impedância característica da linha a ser casada. As próximas secções têm impedâncias características Z_1 e Z_2 e assim sucessivamente. Encontram-se os coeficientes de reflexão por meio de:

$$\Gamma_o = \frac{Z_1 - Z_o}{Z_1 + Z_o}, \tag{3.1}$$

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n}, \tag{3.2}$$

$$\Gamma_N = \frac{Z_L - Z_N}{Z_L + Z_N}, \tag{3.3}$$

sendo n = 0,1,..., N e $Z_{N+1} = Z_L$, coincidindo com a impedância de carga, e N o número de estágios do transformador. Na Fig. 3.2 estão representados os coeficientes definidos nas equações anteriores e os indicativos dos comprimentos de cada secção em termos da respectiva defasagem ao longo do trecho [39]. O melhor valor para este comprimento é parte integrante do projeto do sistema de adaptação.

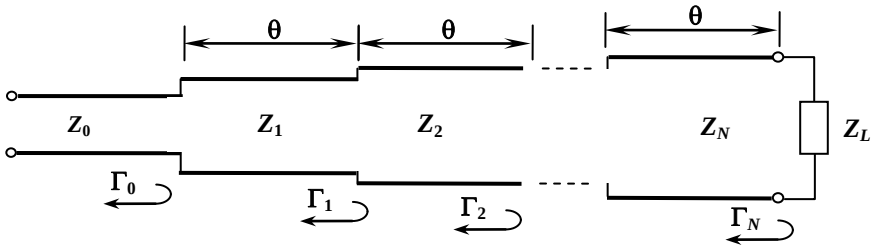


Fig. 3.2. *Sequência de transformadores para casamento de impedância em faixa larga a serem empregados usando os polinômios de Tschebyscheff.*

Para múltiplas secções, o coeficiente de reflexão total sofre influência dos coeficientes de transmissão nas várias etapas. Quando o coeficiente de reflexão for pequeno em cada um dos estágios, é possível admitir que este valor final seja descrito aproximadamente por,

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_o + \Gamma_1 e^{-i2\theta} + \Gamma_2 e^{-i4\theta} + \cdots + \Gamma_N e^{-i2N\theta}, \tag{3.4}$$

onde $\theta = k\ell$ é o argumento de cada função exponencial, sendo k número de onda e ℓ o comprimento de cada secção. Esta aproximação traz erros bem pequenos quando o módulo do coeficiente de reflexão for igual ou inferior a 0,20 [28].

Devido à simetria da estrutura, impõe-se a condição de $\Gamma_o = \Gamma_N$, $\Gamma_1 = \Gamma_{N-1}$, e assim sucessivamente. De (3.4), obtém-se:

$$\begin{aligned}
&\Gamma(\theta) = \Gamma_o + \Gamma_1 e^{-i2\theta} + \Gamma_2 e^{-i4\theta} + \cdots + \Gamma_{N-1} e^{-i2(N-1)\theta} + \Gamma_N e^{-i2N\theta} = \\
&= e^{-iN\theta}\left\{\Gamma_o\left[e^{iN\theta} + e^{-iN\theta}\right] + \Gamma_1\left[e^{i(N-2)\theta} + e^{-i(N-2)\theta}\right] + \Gamma_2\left[e^{i(N-4)\theta} + e^{-i(N-4)\theta}\right] + \cdots\right\} = \\
&= 2e^{-iN\theta}\left\{\Gamma_o\left[\frac{e^{iN\theta} + e^{-iN\theta}}{2}\right] + \Gamma_1\left[\frac{e^{i(N-2)\theta} + e^{-i(N-2)\theta}}{2}\right] + \Gamma_2\left[\frac{e^{i(N-4)\theta} + e^{-i(N-4)\theta}}{2}\right] + \cdots\right\}.
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Nesta expressão, reconhecem-se as formas exponenciais de funções co-seno, de maneira que,

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-iN\theta}\left\{\Gamma_o\cos(N\theta) + \Gamma_1\cos\left[(N-2)\theta\right] + \cdots + \Gamma_n\cos\left[(N-2n)\theta\right] + \cdots + \Gamma_N\cos(N\theta)\right\}. \tag{3.6}$$

Esta equação tem o formato da expansão de uma função segundo a série de Fourier de co-senos [48]. Quando N for par, resulta:

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-iN\theta}\left\{\Gamma_o\cos(N\theta) + \Gamma_1\cos\left[(N-2)\theta\right] + \cdots + \Gamma_n\cos\left[(N-2n)\theta\right] + \cdots + \left(\frac{1}{2}\right)\Gamma_{N/2}\right\}, \tag{3.7}$$

e se N for ímpar deve-se escrever:

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-iN\theta}\left\{\Gamma_o\cos(N\theta) + \Gamma_1\cos\left[(N-2)\theta\right] + \cdots + \Gamma_n\cos\left[(N-2n)\theta\right] + \cdots + \left(\frac{1}{2}\right)\Gamma_{(N-1)/2}\cos\theta\right\}. \tag{3.8}$$

Nota-se que θ é a função do comprimento de onda e, portanto, da frequência. Assim, prevê-se uma modificação no coeficiente de reflexão à medida que se alterar a frequência do sinal. Deseja-se que esta modificação fique entre limites bem definidos e, se possível, invariáveis em

toda a faixa de operação. Para isto, é conveniente que a sua expressão geral tenha um comportamento semelhante ao descrito pelos polinômios de Tschebyscheff [28], [33]. Então, iguala-se (3.7) à expressão que permite a expansão deste polinômio, isto é,

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-iN\theta}\left\{\Gamma_o \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + ... + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + ...\right\} \tag{3.9}$$
$$= Ae^{-iN\theta} T_N(\sec\theta_{máx}\cos\theta),$$

em que o valor de *A* é obtido pela comparação com a expressão original. A ordem do polinômio depende do número de estágios a ser utilizado no casamento. Em sua forma tradicional, os polinômios de ordem *n* são expansões de [28], [39]:

$$T_n(x) = \cos\left(n\cos^{-1}x\right), \quad \text{para } |x| \le 1 \tag{3.10}$$
$$T_n(x) = \cosh\left(n\cosh^{-1}x\right). \quad \text{para } |x| \ge 1 \tag{3.11}$$

Levando em conta que o coeficiente de reflexão é um parâmetro de módulo menor do que a unidade deve-se considerar a expansão determinada por (3.10). Ou seja, nos limites máximos da faixa, quando $\theta = \theta_{máx}$ o valor para $|\Gamma(\theta)|$ deve ser menor do que a unidade. Nesta análise, fez-se a opção por quatro estágios no processo de adaptação de impedâncias e será utilizado o polinômio de quarta ordem [49]. Como a expansão do polinômio alcança os limites da função co-seno quando o argumento estiver entre −1 e +1, é necessário que estes limites coincidam com os valores limites da faixa de operação. Por conseguinte, o argumento do polinômio de Tschebyscheff deve ser normalizado em relação a este valor máximo. Isto é,

$$x = \frac{\cos\theta}{\cos\theta_{máx}} = \sec\theta_{máx}\cos\theta. \tag{3.12}$$

Substituindo (3.12) em (3.10), obtêm-se a expressão geral do polinômio que será utilizado no desenvolvimento [28]:

$$T_N\left(\frac{\cos\theta}{\cos\theta_{máx}}\right) = T_N\left(\sec\theta_{máx}\cos\theta\right) = \cos\left\{n\left[\cos^{-1}\left(\frac{\cos\theta}{\cos\theta_{máx}}\right)\right]\right\}. \tag{3.13}$$

Para o polinômio de quarta ordem, diferentes análises demonstraram a possibilidade de produzir casamentos de impedâncias com baixos coeficientes de reflexão [48], tem-se:

$$T_4(\sec\theta_{máx}\cos\theta) = \sec^4\theta_{máx}(\cos 4\theta + 4\cos 2\theta + 3) - 4\sec^2\theta_{máx}(\cos 2\theta + 1) + 1. \tag{3.14}$$

Na frequência de projeto (f_o), o comprimento de cada secção é de um quarto de comprimento de onda ($\lambda/4$), que corresponde a uma diferença de fase de $\pi/2$. Para uma frequência arbitrária, o argumento θ fica:

$$\theta = k\ell = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda_o}{4} = \frac{\pi}{2}\left(\frac{f}{f_o}\right). \tag{3.15}$$

O módulo do coeficiente de reflexão para um sistema de casamento tal como o descrito nesta secção, é conhecido a partir da diferença entre as impedâncias que se deseja casar. Logo, depende das impedâncias características da linha e de sua carga. Em uma situação qualquer, para um trecho de comprimento ℓ, impedância característica Z_{on} e a carga com valor Z_{LN}, na entrada desse trecho a impedância encontrada vale [28]:

$$Z_i = Z_{on}\frac{Z_{LN} + i\,Z_{on}\,\mathrm{tg}(k\ell)}{Z_{on} + i\,Z_{LN}\,\mathrm{tg}(k\ell)}. \tag{3.16}$$

Esta propriedade será repetida em todos os trechos da sequência de adaptação da Fig. 3.2. No trecho de ordem N, a impedância de terminação é a carga do sistema completo e na sua entrada tem-se a transformação obtida por meio da equação anterior. Esta impedância de entrada passa a atuar como se fosse a carga do trecho de ordem $N-1$. Este, por sua vez, tem sua própria impedância característica e nova transformação neste estágio. A impedância de entrada passa a ser a carga no novo transformador, e assim sucessivamente. Sendo Z_o a impedância característica da linha de transmissão principal, obtém-se o coeficiente de reflexão máximo tolerado, fazendo-se [28], [49]:

$$\Gamma = \frac{Z_{i1} - Z_o}{Z_{i1} + Z_o} = \frac{Z_1\left(Z_L + i\,Z_1\,\mathrm{tg}(k\ell)\right) - Z_o\left(Z_1 + i\,Z_L\,\mathrm{tg}(k\ell)\right)}{Z_1\left(Z_L + i\,Z_1\,\mathrm{tg}(k\ell)\right) + Z_o\left(Z_1 + i\,Z_L\,\mathrm{tg}(k\ell)\right)}. \tag{3.17}$$

Em um transformador de quarto de onda, para a adaptação entre as impedâncias Z_o e Z_L, sua impedância característica tem que ser a média geométrica das impedâncias que se pretendem casar. Então,

$$Z_1 = \sqrt{Z_o Z_L}\,. \tag{3.18}$$

Entrando com esta condição no resultado anterior, vem:

$$\Gamma = \frac{Z_1(Z_L - Z_o)}{Z_1(Z_L + Z_o) + i\,2\,Z_o Z_L\,\mathrm{tg}(k\ell)} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o + i\,2\sqrt{Z_o Z_L}\,\mathrm{tg}(k\ell)}. \tag{3.19}$$

Em análises envolvendo reflexões, o quadrado do módulo do coeficiente de reflexão mostrará a quantidade de potência refletida. Por esta razão, é conveniente obter este valor, que a partir da equação anterior corresponde a,

$$|\Gamma| = \frac{|Z_L - Z_o|}{\sqrt{(Z_L + Z_o)^2 + 4Z_o Z_L \operatorname{tg}^2(k\ell)}}. \tag{3.20}$$

Dividindo o numerador e o denominador por ($Z_L - Z_o$), obtém-se:

$$|\Gamma| = \left[\frac{(Z_L + Z_o)^2}{(Z_L - Z_o)^2} + \frac{4Z_o Z_L}{(Z_L - Z_o)^2}\operatorname{tg}^2(k\ell)\right]^{-1/2} = \left[\frac{Z_L^2 + Z_0^2 + 2Z_L Z_0}{(Z_L - Z_o)^2} + \frac{4Z_o Z_L}{(Z_L - Z_o)^2}\operatorname{tg}^2(k\ell)\right]^{-1/2}. \tag{3.21}$$

Adicionando ($2Z_L Z_o - 2Z_L Z_o$) ao primeiro termo do numerador, obtém-se:

$$|\Gamma| = \left[1 + \frac{4Z_L Z_o}{(Z_L - Z_o)^2}\left\{1 + \operatorname{tg}^2(k\ell)\right\}\right]^{-1/2} = \left[1 + \frac{4Z_L Z_o}{(Z_L - Z_o)^2}\sec^2\theta\right]^{-1/2}. \tag{3.22}$$

Como nas proximidades de $\theta = \pi/2$, têm-se $\sec^2\theta >> 1$, a segunda parcela torna-se muito maior do que a primeira. No projeto do casamento, especifica-se o máximo tolerado para o coeficiente de reflexão (Γ_m). Assim, o módulo do coeficiente de reflexão a partir de (3.22) é:

$$|\Gamma_m| = \frac{|Z_L - Z_o|}{2\sqrt{Z_o Z_L}}|\cos\theta|. \tag{3.23}$$

Deste parâmetro, obtêm-se os valores em cada um dos estágios do transformador, conforme (3.9). Quando $\theta = 0$, o coeficiente de reflexão é máximo e acontece no ponto de conexão com a impedância de carga. Portanto, (3.9) fica descrita na forma [28]:

$$\Gamma(0) = AT_N(\sec\theta_{máx}) = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}, \tag{3.24}$$

em que A é uma constante de proporcionalidade já definida. Seu valor é,

$$A = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}\frac{1}{T_N(\sec\theta_{máx})}. \tag{3.25}$$

Como Γ_m é o máximo para o coeficiente de reflexão na banda passante e na forma como se apresentou a função $T_n(x)$ em termos dos cossenos terá o valor máximo unitário, então $|\Gamma_m| = |A|$. Assim:

$$T_N\left(\sec\theta_{\text{máx}}\right)=\frac{1}{\Gamma_m}\left|\frac{Z_L-Z_{\text{o}}}{Z_L+Z_{\text{o}}}\right|. \tag{3.26}$$

Como sec $\theta_{\text{máx}}$ tem valor acima da unidade nas frequências próximas da condição de casamento, os polinômios de Tschebyscheff devem ser apresentados em termos de cossenos hiperbólicos, como em (3.11), isto exige que o argumento de (3.26) fique [49],

$$\sec\theta_{\text{máx}}=\cosh\left[\frac{1}{N}\operatorname{arccosh}\left(\frac{1}{\Gamma_m}\left|\frac{Z_L-Z_{\text{o}}}{Z_L+Z_{\text{o}}}\right|\right)\right]=\cosh\left[\frac{1}{N}\operatorname{arccosh}\left(\frac{1}{\Gamma_m}\left|\frac{Z_L/Z_{\text{o}}-1}{Z_L/Z_{\text{o}}+1}\right|\right)\right]. \tag{3.27}$$

Sabe-se que o argumento de um co-seno hiperbólico pode ser reescrito em termos de um logaritmo natural, segundo a expressão [48],

$$\operatorname{argcosh}\ x=\ln\left(x+\sqrt{x^2-1}\right). \tag{3.28}$$

Portanto, na expressão anterior, escreve-se em termos de logaritmo e efetua-se sua expansão em série de potências [48]:

$$\ln x=2\left\{\left(\frac{x-1}{x+1}\right)+\frac{1}{3}\left(\frac{x-1}{x+1}\right)^3+\frac{1}{5}\left(\frac{x-1}{x+1}\right)^5+\cdots\right\}. \tag{3.29}$$

Quando x for próximo da unidade, os termos da série de ordens superiores a primeira tornam-se muito pequenos. Usando apenas o primeiro termo do segundo membro desta equação tem-se:

$$\frac{x-1}{x+1}\cong\frac{1}{2}\ln x. \tag{3.30}$$

Esta aproximação causa erro inferior a 1,4% quando $|x-1|=0{,}50$. No casamento de impedâncias, procura-se aproximar a impedância de carga da impedância característica da linha. A relação entre as impedâncias mostradas em (3.27) possibilita a aproximação dada em (3.29). Portanto, obtém-se:

$$\sec\theta_{\text{máx}}=\cosh\left\{\frac{1}{N}\operatorname{arccosh}\left|\frac{\ln\left(Z_L/Z_{\text{o}}\right)}{2\Gamma_m}\right|\right\}, \tag{3.31}$$

sendo N o número de secções a serem empregados. O valor de $\theta_{\text{máx}}$ será incluído no cálculo do argumento dos polinômios de Tschebyscheff. Como foi escolhido o casamento com quatro estágios, substituindo os valores para $N = 4$ em (3.9), vem [28]:

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-i4\theta}\left[\Gamma_o \cos 4\theta + \Gamma_1 \cos 2\theta + (1/2)\Gamma_2\right] = \tag{3.32}$$

$$= Ae^{-i4\theta}\left\{\sec^4\theta_{máx}\left(\cos 4\theta + 4\cos 2\theta + 3\right) - 4\sec^2\theta_{máx}\left(\cos 2\theta + 1\right) + 1\right\}.$$

Calculam-se os coeficientes de reflexão dos vários estágios pela comparação entre os termos da função cos ($n\theta$) em ambos os membros (3.32), tem-se:

cos 4θ: $$2\Gamma_o = A\sec^4\theta_{máx}\,, \tag{3.33}$$

cos 2θ: $$2\Gamma_1 = 4A\left(\sec^4\theta_{máx} - \sec^2\theta_{máx}\right), \tag{3.34}$$

cos 0 = 1: $$\Gamma_2 = 3A\sec^4\theta_{máx} - 4A\sec^2\theta_{máx} + A. \tag{3.35}$$

Como os coeficientes de reflexão são simétricos, têm-se $\Gamma_o = \Gamma_4$ e $\Gamma_1 = \Gamma_3$, a partir da dedução, o coeficiente de reflexão na secção de ordem n é dado por:

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} = \frac{(Z_{n+1}/Z_n) - 1}{(Z_{n+1}/Z_n) + 1}. \tag{3.36}$$

Para um bom casamento de impedâncias, Z_{n+1} deve ser próximo de Z_n. Utilizando a aproximação (3.30), a equação (3.36) é aproximada da seguinte forma:

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} = \frac{(Z_{n+1}/Z_n) - 1}{(Z_{n+1}/Z_n) + 1} \cong \left(\frac{1}{2}\right)\ln\left(\frac{Z_{n+1}}{Z_n}\right). \tag{3.37}$$

Por conseguinte, nos estágios de casamento sucessivos, obtêm-se as respectivas impedâncias características isolando Z_{n+1} da expressão anterior,

$n = 0$ $$Z_1 = \exp\left(\ln Z_o + 2\Gamma_o\right), \tag{3.38}$$

$n = 1$ $$Z_2 = \exp\left(\ln Z_1 + 2\Gamma_1\right), \tag{3.39}$$

$n = 2$ $$Z_3 = \exp\left(\ln Z_2 + 2\Gamma_2\right), \tag{3.40}$$

$n = 3$ $$Z_4 = \exp\left(\ln Z_3 + 2\Gamma_3\right). \tag{3.41}$$

3.2.1 Projeto da linha de transmissão para cada estágio do transformador

Uma vez conhecidos os coeficientes de reflexão nos pontos de conexão de cada um dos n estágios do transformador, serão projetados como associações de linhas de microfita de impedância característica igual Z_n obtidas de (3.38) à (3.41). Em cada estágio se tem uma largura b_n e um comprimento ℓ_n. O método adotado depende da impedância característica e envolve fórmulas empíricas cujos coeficientes valem para certas faixas de valores. Optou-se por impedâncias superiores a 40Ω, uma vez que a antena que se deseja excitar tem impedância

de entrada próxima a 100Ω. O projeto acompanha as etapas a seguir. Primeiramente, calcula-se o parâmetro u_n para cada estágio [49]:

$$u_n = \frac{Z_n\sqrt{2(\varepsilon_r+1)}}{120} + \frac{1}{2}\left(\frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\right)\left[\ln\left(\frac{\pi}{2}\right)+\frac{1}{\varepsilon_r}\ln\left(\frac{4}{\pi}\right)\right], \tag{3.42}$$

à partir do qual se obtêm as larguras das fitas de cada um dos estágios a partir de

$$b_n = h\left(\frac{e^{u_n}}{8}-\frac{1}{4e^{u_n}}\right)^{-1}, \tag{3.43}$$

sendo ε_r a constante dielétrica do substrato utilizado. À medida que a impedância característica da linha aumenta, diminuem-se as larguras das microfitas em cada estágio. Os resultados são convenientes, do ponto de vista teórico, porque as larguras maiores exigem cuidados adicionais em frequências altas, com possíveis aparecimentos de modos espúrios oriundos de ressonâncias transversais [50].

3.2.2 Determinação do comprimento da linha de microfita

Calculadas as larguras das microfitas em cascata, determinam-se os respectivos comprimentos, iguais a um quarto dos correspondentes comprimentos de onda guiados (λ_n). A teoria mostra que nas extremidades da estrutura ocorre um acúmulo de cargas e não-homogeneidades na distribuição de campo nessa região, como se representa na Fig. 3.3. O fenômeno é conhecido como franjamento [28]. Pelo fato do dielétrico não ser homogêneo, com descontinuidades em algumas de suas faces, e aos efeitos de franjamento de campo, há modificações na constante dielétrica que demandam cuidados no cálculo do comprimento de onda guiada em cada secção. Seu valor é dado por [51]

$$\lambda_n = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_{ref}}}, \tag{3.44}$$

em que, λ_o é o comprimento de onda no vácuo e ε_{ref} é a constante dielétrica efetiva. Este parâmetro leva em conta a largura da fita impressa em relação às dimensões do laminado. Os efeitos combinados de franjamento e descontinuidade do dielétrico levam ao novo valor da constante dielétrica efetiva a ser aplicada em (3.44). Conforme as características geométricas

envolvidas e para os limites $(b/h) \geq 1$ e $(b/h) < 1$, a constante dielétrica efetiva em cada um dos n trechos é [31], [33], [50]:

$$\varepsilon_{\text{ref}n} = \left\{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right\}\left\{1 + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\right)\left[\frac{1}{\sqrt{1+12(h/b_n)}} - \frac{t/h}{2{,}3\sqrt{b_n/h}}\right]\right\}, \tag{3.45}$$

$$\varepsilon_{\text{ref}n} = \left\{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right\}\left\{1 + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\right)\left[\frac{1}{\sqrt{1+12(h/b_n)}} - \frac{t/h}{2{,}3\sqrt{b_n/h}} + 0{,}04\left(1 - \frac{b_n}{h}\right)^2\right]\right\}, \tag{3.46}$$

onde t é a espessura de películas metálicas da microfita. Tipicamente, este valor situa-se entre 15μm até em torno de 100μm [33]. Por causa dos pequenos valores de espessura da película metálica, a correção devida ao seu valor é muito significativa.

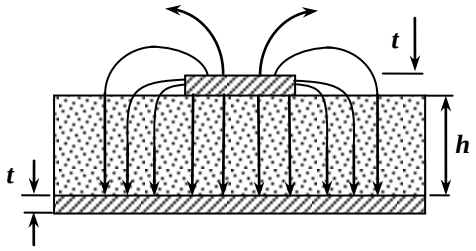


Fig. 3.3. *Alterações nas linhas de campo, devido à concentração de cargas nas bordas da microfita.*

3.3 Projeto do transformador de impedâncias

Para o projeto do transformador de impedâncias, considerou-se o substrato Arlon DiClad 880® com espessura h = 1,6mm e dielétrico de politetrafluoretileno (PTFE), cuja constante dielétrica é ε_r = 2,2 [52]. Considerando a atuação até 20GHz, optou-se pela frequência de projeto (f_o) de 10GHz. Em geral, a antena espiral equiangular apresenta parte real de sua impedância de entrada superior a 100Ω [25], [53]. Por conseguinte, o transformador foi dimensionado para efetuar a transição entre 50Ω a 115Ω. Com esses valores nas expressões desenvolvidas, têm-se os resultados da Tabela 3.1, obtidos com cálculos efetuados pelo programa Matlab®. Com as várias etapas, foi obtida na entrada uma impedância de 58,705Ω. Este valor não trará grandes problemas, pois que conectado a uma linha de 50Ω, produzirá um coeficiente de reflexão de entrada menor do que –21,91dB. Em grande parte das avaliações de desempenho de uma antena, considera-se aceitável um coeficiente de reflexão menor –10dB, indicando que mais de 90% da energia é transferida para o trecho n +1. Do mesmo modo, a

impedância final não é igual à impedância de carga, mas suficientemente próxima para resultar em um valor aceitável de coeficiente de reflexão na saída. A modificação da impedância em cada trecho Z_n, que resulta em um coeficiente de reflexão Γ_n, é consequência do estreitamento da microfita ao longo de seu comprimento, conforme proposto pela Fig. 3.2. Apesar de valores próximos, existe uma pequena diferença entre os comprimentos dos vários estágios. Justifica-se pelo fato da modificação na largura para a nova impedância característica tem efeito sobre a constante dielétrica efetiva para cálculo do comprimento de onda guiada. Nas extremidades do transformador, levam-se em conta, ainda, os efeitos de franjamento.

Tabela 3.1. *Parâmetros calculados para cada estágio do transformador de impedâncias*.

Trecho n	Γ_n [dB]	Z_n [Ω]	b_n [mm]	ℓ_n [mm]
1	–21,91	58,705	3,869	5,526
2	–21,74	69,145	2,939	5,567
3	–20,69	83,158	2,097	5,616
4	–21,74	97,946	1,500	5,660

Estes valores são especificados no projeto da linha de microfita, constituída de uma fita metálica sobre um plano de terra teoricamente com largura muitas vezes maior do que a especificada para a fita. Pela sua geometria, trata-se de uma linha desbalanceada e demanda um processo de balanceamento (balun) para garantir as características desejadas de irradiação. O projeto de um balun deve propor uma modificação na largura do plano de terra na parte inferior do substrato até chegar-se a uma linha balanceada, como sugere a Fig. 3.4. A modificação no plano de terra deve manter as características especificadas para o coeficiente de reflexão.

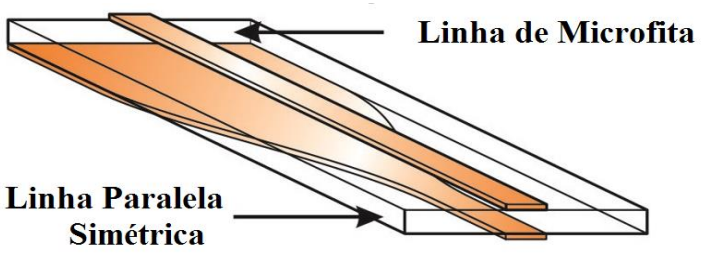


Fig. 3.4. *Transformação do plano de terra de uma linha de microfita em uma linha de transmissão paralela simétrica balanceada.*

3.4 O sistema de balanceamento final

A modelagem proposta na Fig. 3.2 foi utilizada para o projeto do balanceamento empregando os polinômios de Tschebyscheff nos cálculos das dimensões das fitas. Para a superfície metálica inferior são feitas as seguintes considerações:

I – A largura do plano de terra no ponto de conexão com a linha de transmissão principal, $w_b(0)$, é aproximadamente 3,45 vezes a largura da linha de microfita na superfície superior b_1 (Tabela 3.1). Trata-se da região B vista na Fig. 3.5.

II – A largura do plano de terra, já convertido em uma linha de transmissão w_b (L) deve ser igual a b_4 (Tabela 3.1), largura da região C, da Fig. 3.5.

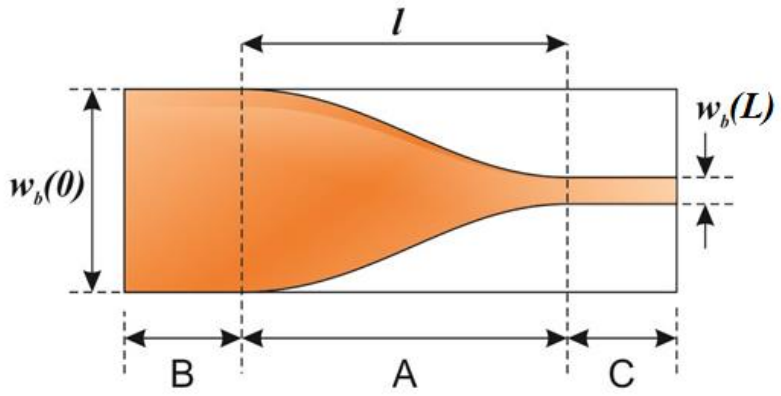


Fig. 3.5. *Regiões da superfície inferior do transformador de impedâncias.*

Para minimizar o coeficiente de reflexão, a transição da largura do condutor da parte inferior deve ser de forma suave. Uma possibilidade é fazer com que as tangentes às laterais do condutor inferior sejam horizontais nas extremidades entre as regiões B-A e A-C. Esta condição indica que nas proximidades das conexões de entrada e saída não há modificação na impedância característica e, portanto, não há onda refletida. A função que descreve a curva gaussiana apresenta esta condição em seu ponto máximo. Assim, a largura do condutor inferior é definida ao longo de seu comprimento por uma composição de duas funções gaussianas com diferentes variâncias. Uma delas apresenta média igual à zero, levando ao seu máximo na entrada da linha, e a outra com média igual a L e seu máximo na extremidade final da linha. Dispondo a largura do condutor sobre o eixo das ordenadas e o comprimento sobre o eixo abscissas, identificado o comprimento máximo por L, as curvas utilizadas são representações de:

$$g_1(\ell) = \exp\left(-\frac{\ell^2}{2\sigma_1{}^2}\right) \tag{3.46}$$

$$g_2(\ell) = \exp\left(-\frac{\left((\ell - L)/5\right)^2}{2\sigma_2{}^2}\right) \tag{3.47}$$

em que as variâncias $\sigma_1{}^2$ e $\sigma_2{}^2$ são determinadas empiricamente. Os resultados aceitáveis foram para $\sigma_1 = L/3$ e $\sigma_2 = L/12$ e as correspondentes funções estão ilustradas na Fig. 3.6. Constata-se que com as diferentes variâncias, $g_1(\ell)$ decai mais rapidamente que $g_2(\ell)$, para se produzir a suavização pretendida. Este método foi feito e comprovado experimentalmente [31], porém os métodos para dimensionamento da estrutura não foram divulgados. Na Fig. 3.7, tem-se a composição das funções gaussianas, dada por:

$$g_{12}(\ell) = \kappa\, g_1(\ell) + g_2(\ell) \tag{3.48}$$

O fator κ faz com que a curva resultante apresente o valor de 3,45 em ℓ = 0, relação definida entre as larguras dos condutores superior e inferior na entrada do balun. Este número foi escolhido tomando por referência a relação usual em cabos coaxiais, para se ter impedância característica próxima de 50Ω e pequena atenuação [54]. Em $\ell = L$ tem-se as mesmas larguras em ambos os condutores da placa, resultando na linha paralela simétrica, como mostra a Fig. 3.7.

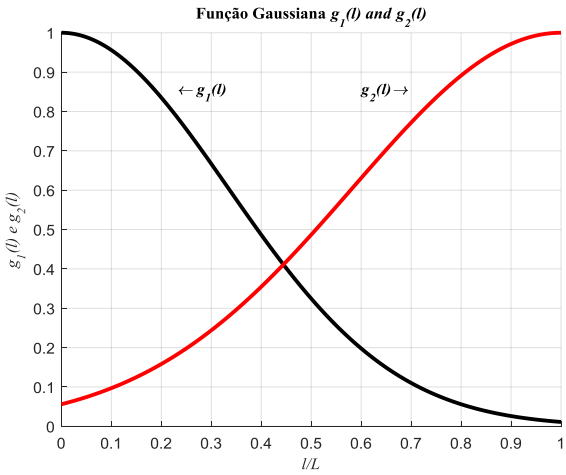


Fig. 3.6. *Funções gaussianas normalizadas que definem as dimensões do condutor inferior.*

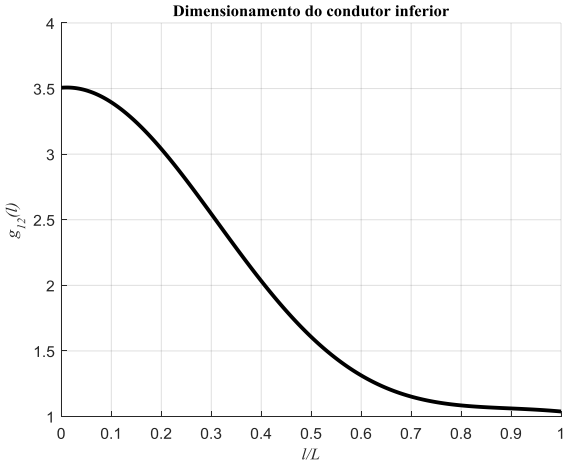


Fig. 3.7. *Composição das funções gaussianas.*

Finalmente, a equação e o gráfico (Fig. 3.8) que determinam as dimensões do condutor inferior em função do seu comprimento, $w_b(\ell)$, pode ser obtida considerando os valores de projeto do transformador de impedâncias do item anterior e obedecendo a lei de variação:

$$w_b(\ell) = \left(w(0)\, g_1(\ell) + w(L)\, g_2(\ell)\right)/2 \tag{3.49}$$

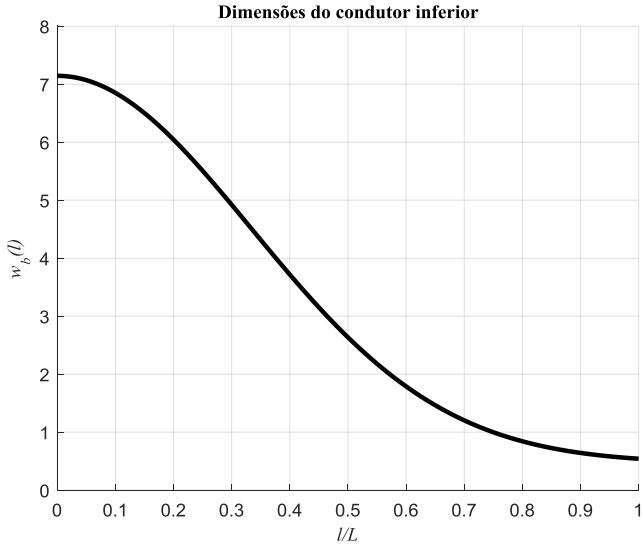


Fig. 3.8. *Curva das dimensões do balun para o condutor inferior*.

3.5 Simulação e medição do balun

O projeto da estrutura do balun foi proposto, como solução para excitar a antena espiral equiangular, que conforme visto na Fig. 3.9, exibiu parte real da impedância de entrada de aproximadamente 115Ω, valor observado ao longo de grande parte da faixa de frequências simulada, e que consequentemente não permite casamento com os sistemas de rádios comerciais, que usualmente utilizam cabos coaxiais de 50Ω. Neste ponto emerge a necessidade de prover um sistema capaz de transformar a impedância de saída dos sistemas comuns de rádio com a que se observa na entrada da antena. Utilizando o *software* Comsol Multiphysics®, realizou-se a simulação do balun para esta transformação de impedância, tomando como referência a frequência central de operação de 10GHz. Os resultados para o coeficiente de reflexão constam na Fig. 3.9, em que se pode constatar a possibilidade de operar em faixa larga, com aceitável coeficiente de reflexão (S_{11}), abaixo de –10dB entre as frequências de aproximadamente 2GHz e 20GHz. A melhor condição de casamento ocorreu em 14,5GHz e, sendo que para toda a faixa simulada, o coeficiente de transmissão (S_{21}) ficou menor que –2,5dB. Como na simulação foram especificadas as características do laminado, incluindo a parte imaginária de sua permissividade relativa, o coeficiente de transmissão inclui as perdas sob a forma de calor na estrutura de transmissão.

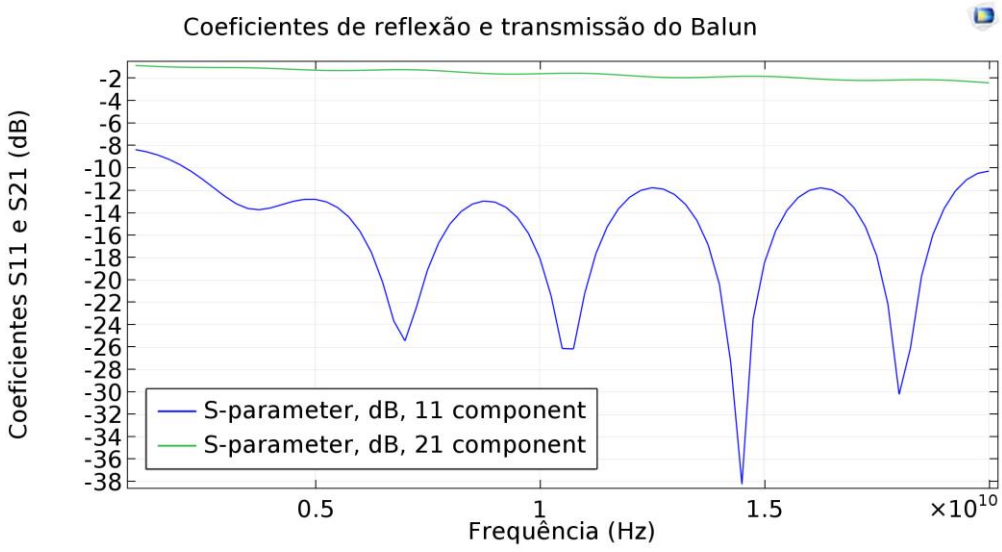


Fig. 3.9. *Coeficiente de reflexão (S_{11}) e o coeficiente de transmissão (S_{21}) em relação à frequência do balun.*

Para comprovar que o balun estudado pode ser utilizado na excitação de antenas de faixa larga, confeccionou-se um protótipo sobre um laminado de politetrafluoretileno (PTFE). Utilizou-se o modelo Arlon DiClad880® e adotou-se a configuração simétrica (Fig. 3.10), de modo a validar os valores de coeficiente de reflexão. Destacam-se as diferenças entre as dimensões das fitas e dos planos de terra, vista superior e inferior da estrutura. Estas dimensões foram discutidas na Secção 3.2. Empregaram-se, em ambas as extremidades, conectores de tipo *SMA VertJack* [55], com possibilidade de operação até 20GHz, segundo o fabricante. O equipamento para as medições dos coeficientes de reflexão e transmissão foi o analisador vetorial de circuitos (VNA, *vector network analyzer*) modelo *Agilent E5071C* [56] para medições até 20GHz (Fig. 3.11). Com este projeto, obtiveram-se os gráficos do coeficiente de reflexão (S_{11}) menores que −10dB na faixa entre 2,8GHz e 20GHz. O coeficiente de transmissão (S_{21}) foi melhor do que −4dB para frequências de 1GHz à 20GHz. Este valor é compatível com o coeficiente de reflexão máximo aceitável e tensão refletida defasada de 180^{o} da tensão incidente na carga, com outro efeito de perda no sistema. Estes resultados são vistos na Fig. 3.12, nos quais se observam semelhanças nos pontos de ressonância entre os valores obtidos por simulação e os medidos. A especificação de conector ideal na simulação é um dos fatores que determinam as diferenças encontradas nos ensaios de laboratório. Os resultados foram aceitáveis em relação aos esperados das simulações, considerando condições próximas entre si, como na Fig. 3.12. Com base nestas análises e pela constatação no laboratório, conclui-se que este balun tem bom desempenho na excitação da estrutura proposta.



Fig. 3.10. *Protótipo do balun simétrico, com a vista superior e inferior da microlinha.*



Fig. 3.11. *Montagem do balun simétrico construído para levantamento dos coeficientes S_{11} e S_{21} com o VNA Agilent E5071C.*

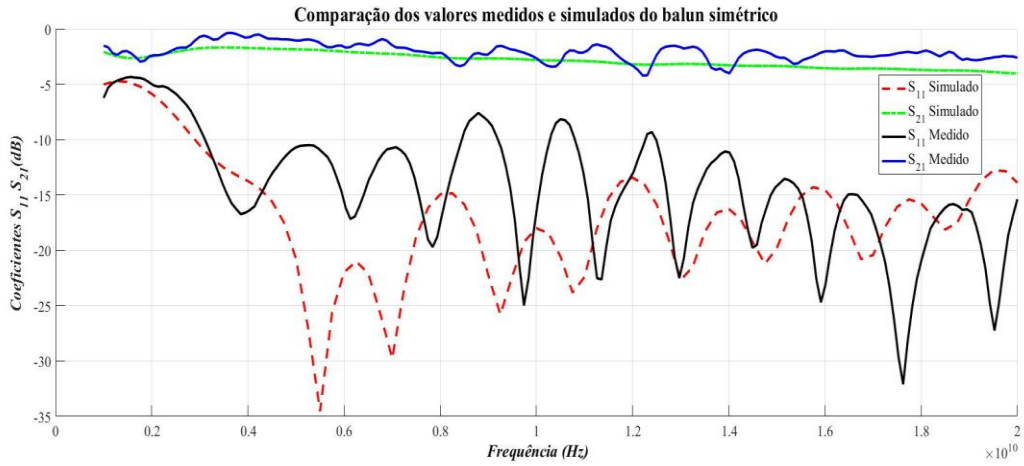


Fig. 3.12. *Comparação entre os valores dos coeficientes de reflexão e transmissão medidos e simulados*

3.6 Comentários sobre o capítulo

Abordou-se o projeto do transformador de impedâncias aplicando os polinômios de Tschebyscheff na concepção de transformadores de quarto de onda. O balanceamento foi feito pela conversão de um plano de terra em linha de transmissão paralela simétrica com a fita na parte superior do laminado. Para satisfazer a condição de um coeficiente de reflexão abaixo de um valor especificado foi conveniente empregar o polinômio de quarta ordem. Obtiveram-se os valores para parte superior da microlinha, mas o projeto do balun propõe a modificação na largura do plano de terra até chegar-se a uma linha balanceada. Esta modificação mantém as características especificadas para o coeficiente de reflexão. Recorreram-se às funções gaussianas para minimizar o coeficiente de reflexão, de modo que a transição da largura do condutor fosse feita de forma suave. Foram utilizadas fórmulas empíricas para o projeto da curva de suavização, de maneira a satisfazer às exigências de casamento de impedâncias e balanceamento. Foram feitas comparações entre os valores medidos e simulados do balun simétrico para validar o seu uso como excitador de antenas de faixa larga. Este método mostrou que a estrutura era capaz de transformar a impedância de 50Ω para 115Ω e em seguida de 115Ω novamente para 50 Ω. Nas duas fases, manteve coeficiente de reflexão com pequeno valor e o correspondente coeficiente de transmissão em uma grande largura de faixa.

Capítulo 4

Integração da antena espiral equiangular e o sistema de excitação

4.1 Introdução

No Capítulo 2 apresentou-se a antena espiral equiangular, bem como sua modelagem matemática e algumas simulações computacionais. Em que se constatou a limitação deste irradiador quanto a sua capacidade para atender à proposta inicial de operar em larguras de faixa, apesar de suas características atenderem aos requisitos, havia a impossibilidade de prover uma excitação adequada, de modo a permitir aproveitar suas vantagens. A estrutura de alimentação foi proposta e modelada no Capitulo 3, destacaram-se algumas simulações e os ensaios práticos para sua validação. A integração da antena espiral equiangular e o sistema de excitação são apresentados neste capítulo. Foram feitas as medições e comparações com os valores obtidos a partir de simulações.

4.2 Análise da impedância de entrada da antena

Depois de confeccionar a antena e o balun, bem como efetuar a sua excitação como prevista na simulação, mediu-se a sua impedância de entrada. O projeto da excitação supôs a transição entre um cabo coaxial de 50Ω e a impedância no ponto de conexão com os braços da antena. Como detalhado nas seções anteriores, admitiu-se um valor de 115Ω na entrada da antena na concepção do projeto do balun. Portanto, idealmente, na conexão com o cabo coaxial, seria encontrado o valor de 50Ω puramente real [55]. Os resultados para as partes real e imaginária estão detalhados na Fig. 4.1, em que linhas de cor preta estão às previsões teóricas obtidas com o *software* Comsol Multiphysics®, e as linhas de cor vermelha indicam os valores medidos com o analisador vetorial de circuitos (VNA) Agilent Mod. E5071C, com resposta

possível até 20GHz [56]. Entre 2,2GHz e 15,3GHz, a parte real modificou-se em torno de 50Ω, com um mínimo em 30Ω e um máximo em 70Ω, aproximadamente. Na mesma faixa de frequência, a parte reativa da impedância assumiu valores entre −25Ω e +25Ω, ficando próxima de zero em uma grande porção da faixa. Em várias frequências, encontrou-se um casamento quase ideal, com impedância na conexão com o cabo coaxial em torno de 50Ω e quase puramente resistiva. Para complementar as características e propriedades da antena, foram feitas outras simulações e medições, tais como coeficiente de reflexão, ganho e diagrama de irradiação, este último apenas foram simulados.

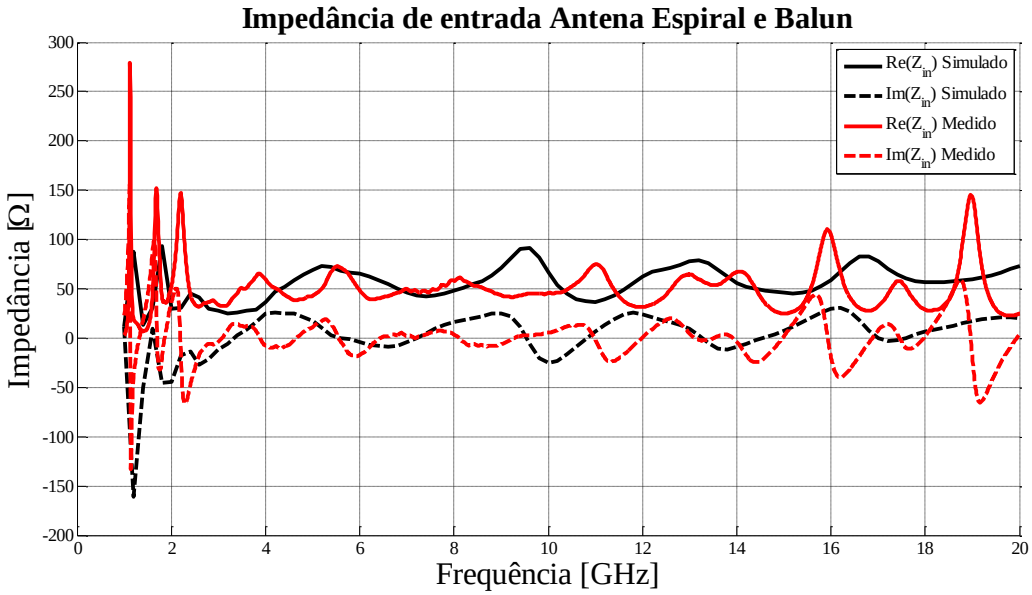
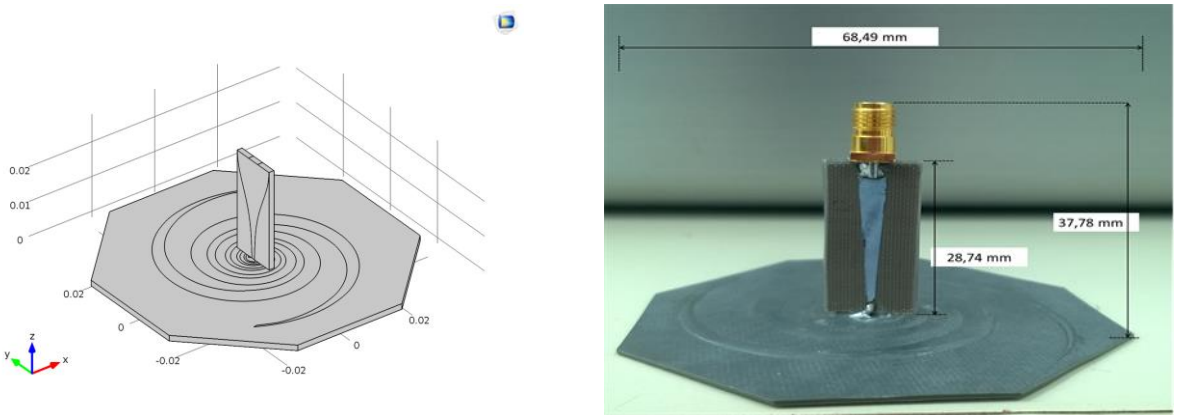


Fig. 4.1. *Impedância de entrada da antena dos valores simulados e medidos*

4.3 Avaliação do desempenho

Uma vez concebidos os dois sistemas para compor o irradiador, e tendo sido validado por simulações, foram implementados de modo a se realizar ensaios práticos. Optou-se por uma base dielétrica octogonal com dimensões um pouco maiores do que a determinada pelos condutores que formam os braços da antena. Tomou-se por referência o comprimento de onda para a menor frequência especificada de operação (λ_o), que no projeto inicial era previsto para funcionamento a partir de 1GHz. A extensão entre os lados opostos do octógono que compõem o substrato é de $0{,}25\lambda_o$ = 75mm. Ajustes posteriores, demonstraram que o melhor valor ficou em 68,5mm ≅ $0{,}228\lambda_o$. A evolução das dimensões da parte metálica foi discutida

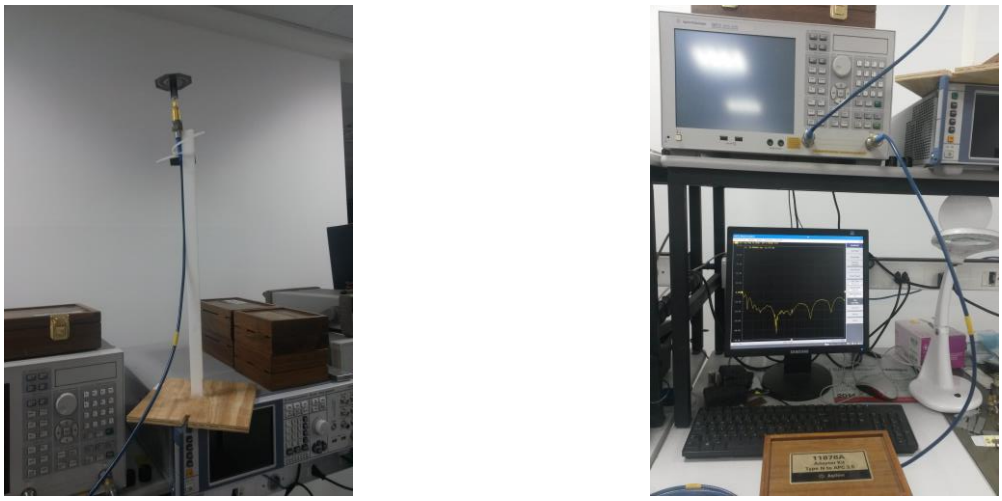
no Capítulo 2. O comprimento total do balun é desenvolvido no Capítulo 3, dado pelo somatório dos comprimentos de cada transformador de quarto de onda, levando ao valor final de aproximadamente 28,74mm, desconsiderando a extensão do conector. Na montagem, empregou-se o conector SMA *VertJack* [55], resultando em um comprimento total do sistema de alimentação de 37,8mm.



(a) (b)

Fig. 4.2. Estrutura da antena espiral equiangular com excitação no centro. a) Simulado no programa Comsol Multiphysics®. b) Protótipo da estrutura para os ensaios de laboratório.

A alimentação da antena é feita em seu centro, como na Fig. 4.2(b). Nas simulações, utilizou-se uma excitação uniforme estabelecida entre os condutores do sistema de excitação, caracterizando uma conexão ideal, tal como se vê na Fig. 4.2(a). A simulação das duas estruturas interligadas foi feita na faixa de 1GHz a 20GHz, considerando a excitação desbalanceada, tal como feita na prática por meio de cabo coaxial. Na Fig. 4.3, está apresentada a montagem em laboratório para realização das medidas, principalmente as correspondentes ao casamento de impedância, isto é, os efeitos sobre o coeficiente de reflexão. Na Fig. 4.4, estão os gráficos referentes a este parâmetro, indicando os valores calculados e os medidos, na faixa especificada. Como no caso da medição da impedância, as medidas do coeficiente de reflexão foram realizadas com o analisador vetorial de circuitos (VNA) Agilent Mod. E5071C [56]. O melhor casamento de impedância medido ocorreu em 7,175GHz, isto é, 0,683 f_{md}, sendo esta a frequência central da faixa especificada para a operação. Em 4,23GHz, 13,54GHz e 17,44GHz, mediram-se outros pontos de bom casamento de impedância, com coeficiente de reflexão menor que –21,89dB, –28,75dB e –22,63dB, respectivamente. Na simulação, as melhores condições de casamento foram identificadas em 7GHz, 14,6GHz e 17,8GHz, alguns deles bem próximos aos das medições.



(a) (b)

Fig. 4.3. (*a*) *Fotografia do protótipo da antena excitada para os ensaios de laboratório.* (*b*) *Equipamentos empregados nas medições e apresentação dos resultados.*

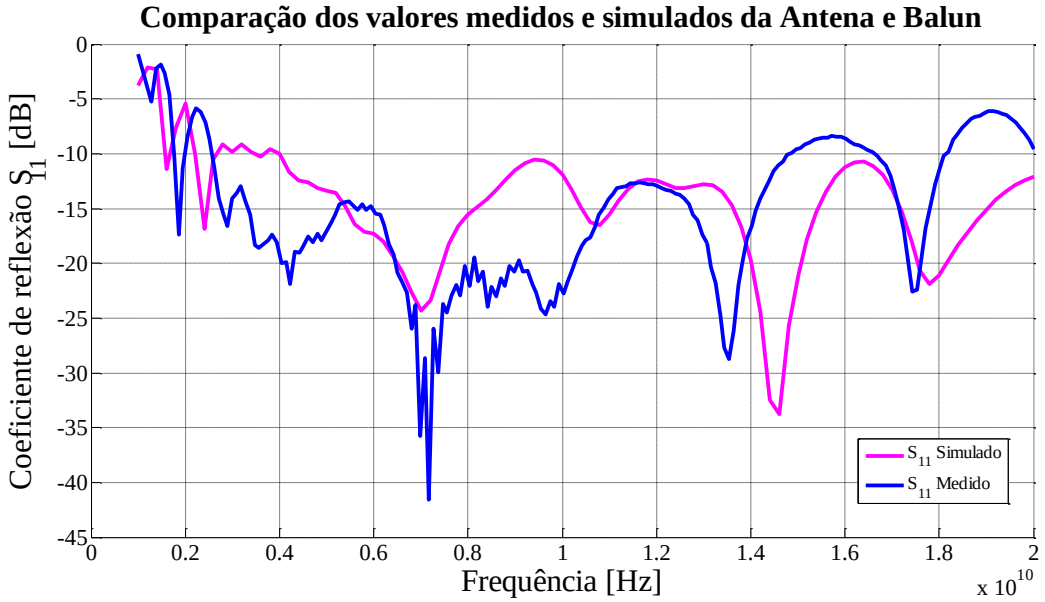
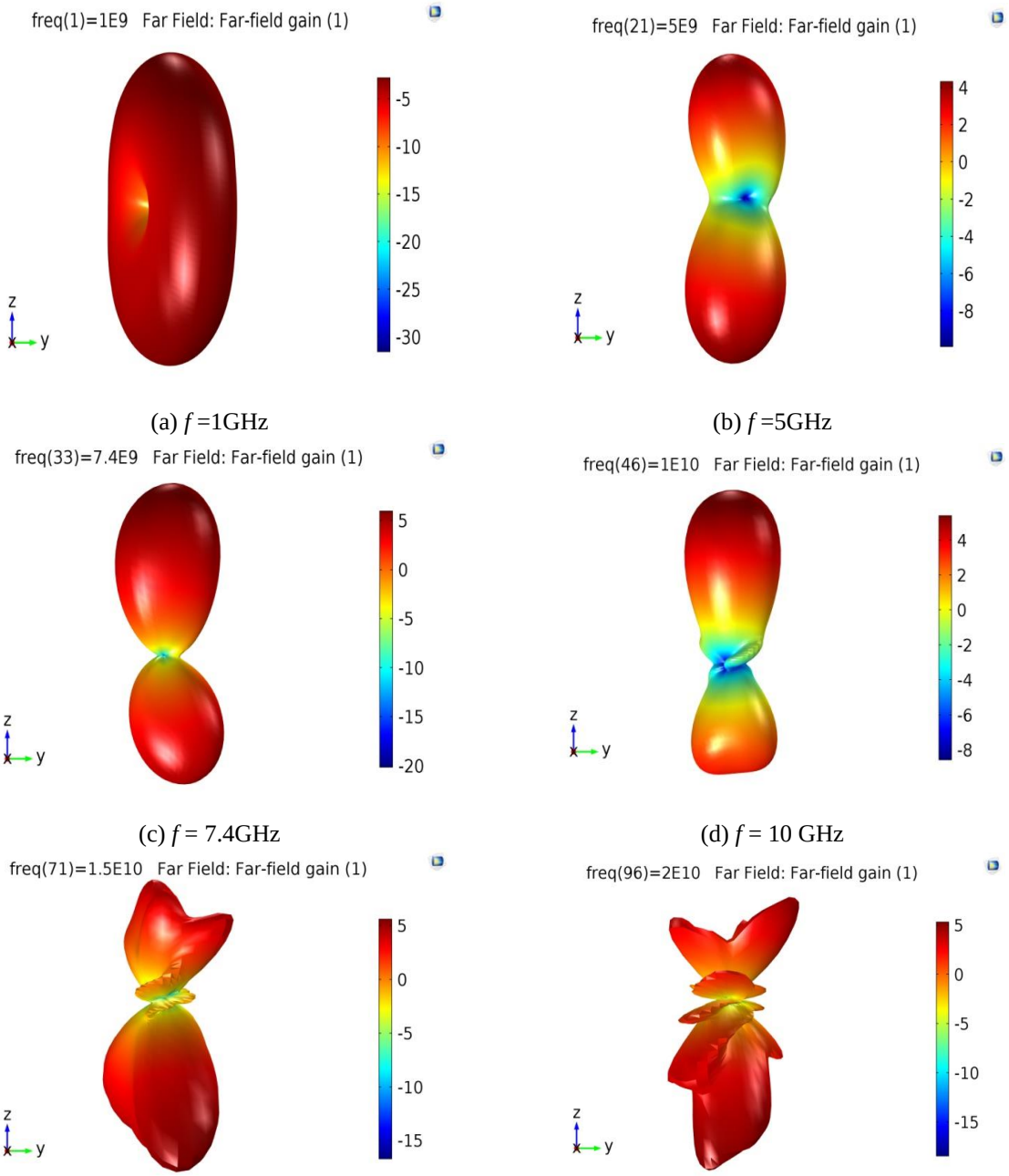


Fig. 4.4. *Gráfico de comparação do coeficiente de reflexão* (S_{11}) *dos valores simulados e medidos.*

No gráfico do coeficiente de reflexão (Fig. 4.4) nota-se uma diferença entre os dois valores simulados e medidos na faixa de 7,2GHz à 10,6GHz, atribuída ao conector, considerado ideal na simulação da estrutura, resultando em algumas discrepâncias nos valores medidos. Nos ensaios de laboratório não foram feitos os levantamentos separados desses componentes que, certamente, causam perda de potência, afetando na resposta global em frequência.

4.4 Diagramas de irradiação obtidos com a simulação

Empregando o programa Comsol Multiphysics®, os diagramas de irradiação para o ganho aparente foram traçados para as frequências de 1GHz, 5GHz, 7,4GHz, 10GHz, 15GHz, 20GHz. Os resultados em três dimensões estão na Fig. 4.5. Os diagramas de irradiação em duas dimensões foram feitos para as mesmas frequências e são apresentados na Fig. 4.6. Com o aumento da frequência a estrutura torna-se eletricamente maior, resultando em um aumento de ganho. Em relação ao valor médio de campo, isto é, tomando por referência a emissão da antena isotrópica, a antena passou a atuar com ganho acima de 0dBi em frequências superiores a 2,55GHz. Em outras frequências os resultados foram 4,33dBi em 5GHz, 5,98dBi em 7,4GHz, 5,40dBi em 10GHz, 5,62dBi em 15GHz e 5,34dBi em 20GHz. O comportamento geral está apresentado na Fig. 4.7. Os valores indicados foram obtidos diretamente com o programa de simulação, de conformidade com a integração numérica obtida a partir do cálculo dos campos distantes dos correspondentes diagramas de irradiação [57]. Também observou-se alterações no diagrama de irradiação com o aumento da frequência. Passou de um diagrama onidirecional no plano transversal ao plano da antena para diagramas mais diretivos. Dependendo da frequência, o lobo principal sofre mudanças de direção, até um limite de 180º entre 7,4GHz e 20GHz, comparativamente ao diagrama nos limites inferiores de frequência. Este efeito ocorre com as dimensões elétricas da antena mostradas anteriormente, determinadas para a frequência mínima de operação.



(a) f =1GHz (b) f =5GHz

(c) f = 7.4GHz (d) f = 10 GHz

(e) f = 15GHz (f) f = 20GHz

Fig. 4.5. *Diagramas de irradiação da antena e balun para as diferentes frequências.*

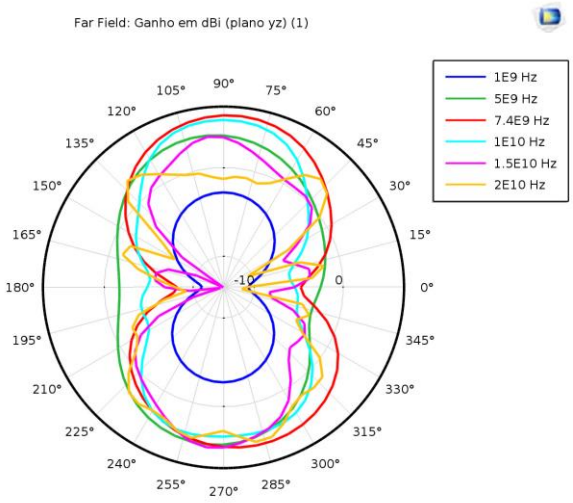


Fig. 4.6. *Diagrama de irradiação bidimensional no plano transversal ao plano da antena.*

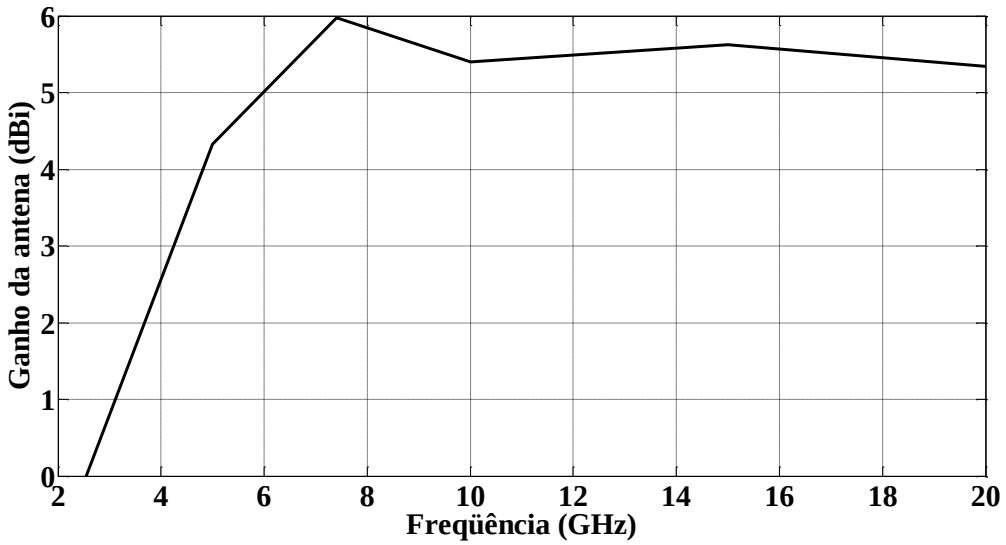


Fig. 4.7. *Ganho na direção de máximo, como determinado nos cálculos do simulador, a partir da integração do diagrama de irradiação.*

4.5 Comentários sobre o capítulo

Apresentadas as medições em laboratório, procuraram-se as justificativas para os valores encontrados e suas comparações com os resultados previstos nas simulações. O modelo utilizado na simulação não incluiu de forma mais rigorosa as características do conector coaxial, pois demandaria um tempo maior para conclusão dos cálculos, bem como a devida caracterização dos conectores, além de não considerar as flutuações oriundas do processo de fabricação das estruturas, feitas por corrosão. Por este fato, já se previa certa influência sobre

os valores medidos. Entretanto, os resultados das simulações e das medições da impedância de entrada da antena indicam comportamentos semelhantes em boa parte da faixa de frequência analisada e com coincidências em várias frequências de ressonância, isto é, quando a impedância de entrada tornava-se puramente real. Mesmo com as discrepâncias dos valores obtidos dos ensaios, o desempenho da estrutura resultante ainda pôde ser considerado aceitável. O emprego do transformador de impedâncias de faixa larga no sistema de alimentação permitiu casamento próximo do solicitado entre a linha coaxial de 50Ω e o ponto de excitação da antena. A medida do coeficiente de reflexão realizadas com o VNA concorda com a simulação e mostra que a estrutura é adequada para frequências na faixa de 2,5GHz a 14,6GHz. Diversos sistemas modernos de radiocomunicações ocupam esta faixa do espectro ou parte dela, como, por exemplo, os equipamentos para banda ultra-larga (UWB). Os diagramas de irradiação obtidos na simulação mostram um padrão mais onidirecional nas frequências mais baixas da faixa, com visíveis alterações à medida que se aumenta a frequência.

Capítulo 5

Comentários e conclusões

5.1 Comentários gerais

Apresentou-se uma análise da antena espiral equiangular, suas equações para geração das espirais, a distribuição de corrente nos seus braços e um método de casamento de impedância que permitisse a operação da antena em faixa larga. Estudaram-se as características dos eletrodos e das demais partes envolvidas na montagem, visando à operação em grandes larguras de faixa. Uma vez que o elemento irradiador tem geometria simétrica a partir de sua excitação, houve a necessidade de alimentação balanceada, por meio de um balun de faixa larga que permitisse a adaptação de impedâncias entre o cabo coaxial de 50Ω e a antena.

A transformação de impedância entre esses pontos foi formulada segundo um processo que utiliza os polinômios de Tschebyscheff tomando como referência um valor médio de impedância de entrada de 115Ω. Estabelece um valor máximo aceitável de perdas por reflexão nas sucessivas interfaces entre os trechos de casamento. Buscou-se um coeficiente de reflexão aceitável no ponto de conexão com a linha de transmissão, por critério o valor deveria ser menor que −10dB em toda a faixa. O projeto do balun propõe alterações progressivas na largura do plano terra e da fita metálica. Em geral, estas mudanças acompanham fórmulas empíricas, de confiabilidade, como comprovam as simulações com o programa Comsol Multiphysics® [57], confrontadas com os valores medidos. Dois protótipos foram construídos sobre uma lâmina de politetrafluoretileno (PTFE) a partir dos melhores resultados fornecidos pelas simulações.

5.2 Conclusões

O trabalho permitiu determinar os benefícios da alimentação escolhida para a antena espiral equiangular, bem como qualquer irradiador de faixa larga, em um sistema diferente das técnicas convencionais. Foram realizadas análises teóricas e os respectivos experimentos com o objetivo de comprovar características que permitissem a antena operar em grandes larguras de faixa. Estas soluções são vantajosas para diferentes sistemas modernos de comunicações. O balanceamento das correntes no ponto de alimentação confere boa correlação entre os resultados simulados e medidos em frequências de 2,8GHz a 20GHz. Obtiveram-se coeficientes de reflexão menores do que −10dB, indicando transferência de potência melhor do que 90% para a antena. Uma vez que a antena é aplicável em faixa larga, a proposta da sua combinação com um sistema de alimentação especial permitiu que o conjunto também operasse em grande largura de faixa, do ponto de vista do casamento de impedância. Os diagramas de irradiação obtidos por simulações e mostram um comportamento onidirecional em frequências baixas. Surgem outros lobos à medida que a frequência aumenta fato oriundo do aparecimento de modos de ordens mais altas, devido ao aumento do comprimento elétrico da estrutura. Os diagramas de irradiação indicaram, resultados de ganho 4,33dBi em 5GHz, 5,98dBi em 7,4GHz, 5,40dBi em 10GHz, 5,62dBi em 15GHz e 5,34dBi em 20GHz, exceto em baixas frequências. Nessa parte da banda experimentada há grandes variações na impedância de entrada, provocando descasamentos e grandes perdas por reflexões no ponto de excitação. Isto reduz o valor de ganho quando comparado com a antena isotrópica. Todavia, ainda que estes efeitos indesejáveis tenham ocorrido, o desempenho final da estrutura mostrou-se adequado à proposta para sua aplicação em sistemas que demandem grandes larguras de faixa.

5.3 Sugestões para trabalhos futuros

O propósito deste trabalho foi garantir condições de operação para a antena proposta em determinados sistemas de radiocomunicações. O balun, uma contribuição relevante deste trabalho, ainda deve ser aperfeiçoado para excitar outras estruturas que também necessitem de casamento e balanceamento em grandes larguras de faixa. Por exemplo, há propostas de antenas de faixa larga nos modelos log-periódicas, a gravata borboleta, algumas configurações com geometria fractal, a antena Vivaldi, entre outras. Como a estrutura projetada dá condição

para que o sistema capture energia com pequenas perdas ao longo de uma grande largura de faixa, é conveniente explorar seu potencial em diferentes sistemas modernos de transmissão. Como há uma tendência para progressivo aumento nas frequências de portadoras para radiocomunicações, os projetos dos elementos de irradiação e de casamento envolvem novos problemas que deverão ser superados, incluindo a progressiva necessidade de miniaturização. Não foi possível um controle efetivo do formato do diagrama de irradiação nem de sua modificação com a frequência. Assim, prevê-se a necessidade de uma otimização nas geometrias dos braços da antena e nas curvas de suavização do balun para cumprir este objetivo. Sabendo-se que o controle do diagrama também é possível com uso de arranjos de elementos de irradiação, esta também é uma nova possibilidade a ser explorada, incluindo as necessárias modificações no sistema de alimentação.

Anexo A

Código para formação dos braços da antena espiral equiangular

```
clear all
close all
clc
format short eng


N = 1e3;    % Numero de pontos da simulação
Er = 2.2;
Eeff = (1+Er)./2;


freq = 1e9;
lamb0 = 3e8./(freq.*sqrt(Eeff));

a = 0.15;   % Taxa de expansão - Valor empírico

ri  = 1e-3;              % Raio inicial - deve ser igual a espessura do
substrato
b = ri*0.25;   % Raio inicial - parte interna.
t_max = (1/a).*( log( lamb0./sqrt(1+a.^-2) + ri) - log(ri) );
theta = linspace(0,t_max,N);
phi = log(ri)./a;
phi_l = (1./a).*log(ri - b);
phi_ll = (pi.*phi + t_max.*(phi_l - phi))./(phi - phi_l + pi);

a_l = (a.*(t_max + phi))./(t_max + phi_ll);
rext  =  exp(a.*(theta  +  phi));       %  Função  que  define  a  espiral  em
coordenadas retangulares


for j=1:N
    if theta(j) < (t_max-pi)
        rint(j) = exp(a.*(theta(j) + phi_l));
    else
        rint(j) = exp(a_l.*(theta(j)+phi_ll));
    end
end


% primeiro braço
xe = rext.*cos(theta);
ye = rext.*sin(theta);



xi = rint.*cos(theta);
yi = rint.*sin(theta);
```

```
% segundo braço
xe2 = -rext.*cos(theta);
ye2 = -rext.*sin(theta);


xi2 = -rint.*cos(theta);
yi2 = -rint.*sin(theta);


figure

hold on

plot(xe,ye,'k','linewidth',2.5)
plot(xi,yi,'k','linewidth',2.5)
plot(xe2,ye2,'r','linewidth',2.5)
plot(xi2,yi2,'r','linewidth',2.5)



% axis ([-0.015 0.015 -0.015 0.015])
grid
```

Anexo B

Código do transformador de impedância por polinômios de Tschebyscheff

```
clear all
close all
clc
format shorteng


% TRANSFORMADOR DE IMPEDÂNCIA POR POLINOMIOS DE TSCHEBYCHEFF
%
%              l0
%            ________  l1
%     b0   |         ________    l2
%     b1   |                 ________   l3
% Z0  b2   |                         ________   l4
%     b3   |                                 ________
%     b4   |                                         | ZL
%


% Definição das constantes
    % Permissividade elétrica relativa ao substrato utilizado
    Er = 2.2;
    % Espessura da película metálica do substrato utilizado
    t = 35e-6;
    % Espessura do laminado dielétrico do substrato utilizado
    h = 1.6e-3;
    % velocidade da luz no vácuo
    c = 3e8;

% Definições de projeto
    % Impedância de carga
    ZL = 115;
    % Impedância de entrada
    Z0 = 50;    % valores em Ohm

    % Número secções
    N = 4;

    % frequencia de projeto
    freq = 10e9;
    % comprimento de onda
    lamb0 = c./freq;

% ângulo do polinômio
theta = 78; % em graus
```

```
                %----------------------------------%
                %       INICIO DOS CÁLCULOS        %
                %----------------------------------%

% Valor máximo tolerado para coef. de reflexão (Gm);
Gm = (abs(ZL-Z0)./(2.*sqrt(Z0.*ZL))).*abs(cosd(theta));

    F1 = log(ZL./Z0);
    F2 = 2.*Gm;
    F3 = acosh(abs(F1./F2));
    F4 = cosh(F3./N);

theta_m = asecd(F4); % Valor em graus
clearvars F1 F2 F3 F4

% Calculo dos Coef. de reflexão para cada secção
% admite-se, devido a simetria que G4=G0 e G3=G1, e que A=Gm;

A = Gm;     % Conforme definido no texto de referência

G(1) = (A./2).*secd(theta_m).^4;
G(2) = 2.*A.*(secd(theta_m).^4 - secd(theta_m).^2);
G(3) = 3.*A.*secd(theta_m).^4 - 4.*A.*secd(theta_m).^2 + A;
G(4) = G(2);  % G4=G0
G(5) = G(1);  % G3=G1

% G = [G0 G1 G2 G3 G4]; % vetor cof. de reflexão nas secção j
                        % sendo que j=1,2,...,N

% Cálculo da Impedâncias na secção j;
Z = Z0;
for j=1:N
    Z(j+1) = exp(log(Z(j)) + 2.*G(j));
end
Z(j+2) = ZL;

% Calculo da largura da secção j, de impedância Z(j)
for j=1:N+2
    if Z(j) >= 40
        F1 = Z(j).*sqrt(2.*(Er+1))./120;
        F2 = 0.5.*((Er-1)./(Er+1));
        F3 = log(pi/2) + log(4./pi)./Er;

        u(j) = F1+F2.*F3;
        clearvars F1 F2 F3
        hb(j) = (exp(u(j))./8 ) - (1./(4.*exp(u(j))));
        clearvars u
        b(j) = h./hb(j);
    else
        u(i) = (60.*pi.^2)./(z(j).*sqrt(Er));

        bh(j) = (2./pi).*((u(j)-1)-log(2.*u(j)-1))...
            .*((Er-1)./(pi.*Er)).*(log(u(j)-1) + 88/300 - 88/(170.*Er));
        b(j)= h.*bh(j);
    end
end
```

```
    % Validação alternativa dos calculos anteriores para largura da fita,
    % por um método gráfico

    b_linha = linspace(0.5e-3,3.5e-3,1e3);

    % Calculo pela eq. 6.81

    Z_linha   =   (120.*pi.*h)./(b_linha.*sqrt(Er).*(1   +   (1.735.*Er.^-
0.0724).*(b_linha./h).^-0.836));

    plot(b_linha.*1e3,Z_linha,'--k','linewidth',2)
    grid
    xlabel('Largura da microlinha em [mm]')
    ylabel('Impedância [\Omega]')
    title('Impedância de uma microlinha em função de sua largura')
    axis square

    hold on
    for j=1:N+2
    plot(b(j)*1e3,Z(j),'ko','markeredgecolor','k',...
        'markerfacecolor','k')
    end

    legend('Resultado da função Z(b)','Valor encontrado')

% Cálculo do comprimento da secção j, de comprimento de onda lamba(j)/4
% Correção da permissividade relativa devido ao franjamento
for j=1:N+2
    F1 = (Er+1)./2;
    F2 = (Er-1)./(Er+1);
    F3 = sqrt(1+12.*(h./b(j))).^-1;
    F4 = (t./h)./(2.3.*sqrt(b(j)./h));

    if b(j)./h >=1
        Eref(j) = (F1).*(1+F2.*(F3-F4));
    else
        F5 = 0.04.*(1-(b(j)./h)).^2;
        Eref(j) = (F1).*(1+F2.*(F3-F4+F5));
    end

    lamb(j) = lamb0./sqrt(Eref(j));
    l(j) = lamb(j)./4;
end
l
b
20.*log10(G)
```

Anexo C
Trabalhos publicados referentes à dissertação

- CARVALHO, L. N. F. P.; MEJÍA, F. B.; FRÉ, G. L. S. *Projeto de um irradiador de faixa ultra-larga.* XII ENEEEL – Encontro Nacional de Estudantes de Engenharia Elétrica. São Luís – Maranhão, Brasil. Jul. 2017.

Referências Bibliográficas

[1] SONG, H. J.; NAGATSUMA, T. *Present and future of terahertz communication*. IEEE THz Science Technology, v. 1, nº 1, p. 256–236, 2011.

[2] HAMMUDA, H. *Cellular mobile radio systems: designing systems for capacity optimization*. New York: John Willey & Sons, 1998.

[3] SAWANOBORI, T. K.; ROCHE R. *Mobile Data Demand: Growth Forecast Met*. Disponível em: https://www.ctia.org/docs/default-source/default-document-library/062115mobile-data-demands-white-paper-new.pdf. Acesso em: 20/04/2017.

[4] 3rd Generation Partnership Project; Techincal Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception. Disponível em: http://www.qtc.jp/3GPP/Specs/36101-800.pdf. Acesso em Mar., 2017.

[5] ZHAO, Q.; TONG, L.; SWAMI, A.; CHEN, Y. *Decentralized cognitive MAC for opportunistic spectrum access in ad hoc networks: A POMDP framework*. IEEE Journal on selected areas in communications, v. 25, nº 3, p. 589–600, Abr., 2007.

[6] FETTWEIS, G. P. *5G and the future of IoT*. European Solid-State Circuits Conference, Lausanne, Switzerland, 2016.

[7] FETTWEIS, G. P.; ALAMOUTI, S. *5G: Personal mobile internet beyond what cellular did to telephony*. IEEE Communications Magazine, v. 52, p. 140–145, Fev., 2014.

[8] POZAR, D. M.; SCHAUBERT, D. H. *Microstrip Antennas: The analysis and design of microstrip antennas and arrays*. Wiley-IEEE Press, 1995.

[9] KUMAR, A. *Antenna design with fiber optics*. University Michigan: Artech House, 1996.

[10] BEVERAGE, H. H.; RICE, C. W.; KELLOGG, E. W. *The wave antenna a new type of highly directive antenna*. Transactions Am. Inst. Electr. Eng., v. XLII, p. 215–266, 1923.

[11] ORR, W. I. *Radio Handbook,* 20ª Ed. Indianapolis: Howard W. Sams & Co., 1975.

[12] BRUCE, E. *Development in short-wave directive antennas.* Proceeding Inst. Radio Eng., v. 19, nº 8, p. 1406–1433, Ago., 1931.

[13] HARPER, A. E. *Rhombic antenna design*. New York: D Van Nostrand Co., 1941.

[14] BAYLES, J. K.; COLE, D. E.; ECKERSLEY, R. J.; HUM, J.; LINNET, P.; TEBBIT, J. E. *Radio communication handbook*. 5º Ed. London: Radio Society of Great Britain, 1977.

[15] LAPIERRE, M.; ANTAR, Y. M.; ITTIPIBOON, M. A.; PETOSA, A. *Ultrawideband monopole/dielectric resonator antenna*. IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett, v. 15, nº 1, p. 7–9, Jan., 2005.

[16] SOUTHWORTH, G. C. *Hyper-frequency wave guides — General considerations and experimental results*. Bell Syst. Tech. J., v. 15, nº 2, p. 284–309, Abr., 1936.

[17] CARSON, J. R.; MEAD, S. P.; SCHELKUNOFF, S. A. *Hyper-frequency wave guides - mathematical theory*. Bell Syst. Tech. J., v. 15, nº 2, p. 310–313, Abr., 1936.

[18] RUMSEY, V. H. *Frequency independent antennas*. University of Illinois Electrical Engineering Research Laboratory, Urbana: Techincal Report, v. 20, 1957.
[19] CHEO, B.; RUMSEY, V. H.; WELCH, W. *A solution to the frequency-independent antenna problem*. IRE Trans. Antennas Propag., v. AP-9, p. 527–534, Nov., 1961.
[20] KAISER,J. A. *The Archimedean two-wire spiral antenna*. IRE Trans. Antennas Propag., v. 8, nº 3, p. 312–323, 1986.
[21] SUN, C.; WAN, G.; HU, Z.; MA, X. *Design and simulation of planar Archimedean spiral antenna*. Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Xi'an, China, p. 821–824, 2010.
[22] DYSON, J. D. *The equiangular spiral antenna*. IRE Transactions on Antennas and Propagation, University of IIIinois, Urbana, IL, USA, p. 181–187, Abr.,1959.
[23] GSCHWENDTNER, E.; PARLEBAS, J.; WIESBECK, W. *Spiral antenna with frequency independent coplanar feed for mobile communication systems*. Antennas and Propagation Society Internacional Symponsium, v. 1, p. 560–563, 1999.
[24] TURNER, E. M. *Spiral slot antenna*, Ph. D. dissertation, Wright Air Development Centre, Dayton, 1995.
[25] MCFADDEN, M. *Analysis of the equiangular spiral antenna*. Georgia Institute of Techonology, Geórgia, 2009.
[26] FRE G. L. S.; RIBEIRO, J. A. J. *Antena espiral equiangular para operações em grandes larguras de faixa*. Mestrado em telecomunicações, Instituto Nacional de Telecomunicações-INATEL, Minas Gerais, Brasil, 2016.
[27] HUANG Y.; BOYLE, K. *Antennas from theory to practice*. John Willey & Sons, 2008.
[28] POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 4º Ed. New York: John Willey, 2011.
[29] Federal Communications Commission. First Report and Order, Revision of Part 15 of Commission's Rule regarding UWB Transmission System FCC 02-48. Washington, DC, Apr. 22, 2002.
[30] WEEKS, W. L. *Antenna engineering*. New York: McGraw-Hill, 1968.
[31] VINAYAGAMOORTHY, K. *Design and implementation of wideband baluns for Archimedean spiral antennas*. Master of Engineering, Queensland University of Technology, Australia, Brisbane, 2011.
[32] ASCAMA, H. D. O. *Radar UWB: Antena e mecanismo para detecção de pessoas*. Tese de doutorado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2010.
[33] BALANIS, C. A. *Antenna theory*, 2º ed. New York: John Willey, 1997.
[34] CURTIS, W. L. *Spiral antennas*. *IRE Trans. Antennas Propag.*, v. AP-8, p. 298–306, Mai., 1960.
[35] WENTWORTH, S. M.; RAO, S. M. *Analysis of equiangular spiral antennas*. International Journal Microwave Mill, v. 6, nº 2, p. 92–99, 1996.
[36] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de antenas: Fundamentos, projetos e aplicações*, 1ª Ed. São Paulo: Érica, 2012.
[37] RIBEIRO, J. A. J. *Propagação das ondas eletromagnéticas: princípios e aplicações*, 2ª Ed. São Paulo: Érica, 2008.
[38] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de microondas: fundamentos e aplicações*, 1ª Ed. São Paulo: Érica, 2008.
[39] COLLIN, R. E. *Foundations for microwave engineering*, 2ª Ed. New Jersey, USA: John Willey & Sons, 2001.

[40] JOHNK, K. T. A. *Engineering electromagnetic fields & waves*. New York: John Willey, 1975.
[41] DEMAREST, K. R. *Engineering electromagnetics*. Upper Saddle River, 1998.
[42] LAXPATI, S. R.; MITTRA, R. *Current distribuition on a two-arm thin-wire planar equiangular spiral antenna*. Electronics letters, v. 1, nº 7, p. 213–215, Set., 1965.
[43] YEH, Y. S.; MEI, K. K. *Theory of conical equiangular-spiral antennas part II-current distributions and input impedances*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. AP-16, nº 1, p. 14–21, Jan., 1968.
[44] MCFADDEN, M.; Scott Jr.,W. R. *The equiangular spiral antenna at low frequencies*. Microwave and optical technology letters, v. 51, nº 2, p. 536–540, Fev., 2009.
[45] CARRO, P. L.; MINGO, J.; GARCIA-DUCAR, P.; SANCHEZ, C. *Synthesis of hecken-tapered microstrip to parallel baluns for UHF frequency band*. Microwave Symposium Digest (MTT), 2011.
[46] MONGIA, R. K.; BAHL, I. J.; BHARTIA, P.; HONG, J. *RF and Microwave coupled-line circuits*, 2ª Ed. London: Artech House, 2007.
[47] RUDOLF, P. *A near-optimum matching section without discontinuities*. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, v. MTT-20, nº 11, p. 734–739, Nov., 1972.
[48] SPIEGEL, M. R. *Manual de fórmulas e tabelas matemáticas*. São Paulo: McGraw-Hill, 1975.
[49] TEIXEIRA, P. A.; RIBEIRO, J. A. J. *Antena gravata borboleta em geometria fractal para múltiplas frequências e grande largura de faixa*. Mestrado em telecomunicações, Instituto Nacional de Telecomunicações-INATEL, Minas Gerais, Brasil, 2015.
[50] EDWARDS, T. C. *Foundations for microstrip circuits design*. New York: John Willey, 1981.
[51] GUPTA, K. C.; GARG, R.; BAHL, I. J. *Microstrip lines and slotlines*. Norwood: Artech House, 1979.
[52] Arlon microwave materials DiClad series. Disponível em: *http://imageserv10.teamlogic.com/mediaLibrary/303/Diclad.pdf*. Acesso em: 08/09/2016.
[53] THAYSEN, J. K.; JAKOBSEN, B.; APPEL-HANSEN, J. *A logarithmic spiral antenna for 0.4 to 3.8 GHz*. Applied microwave & wireless, v. 13, nº 2, p. 32–45, 2001.
[54] COLLIN, R. E. *Foundations for microwaves engineering*. 2ª Ed. New York: McGraw-Hill, 1992.
[55] Tycolectronics, catalog 1307191. Disponível em: *http://www.tycoletronics.com*. Acesso em: 20/04/2017.
[56] Agilent Technologies, Agilent E5071c ENA Network Analyzer. Disponível em: *http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5478EN.pdf*. Acesso em: 20/04/2017.
[57] Galeria de tutorias, Comsol Multiphisics®. Disponível em: *https://br.comsol.com/models/rf-module*. Acesso em: 04/07/2016.