

ROGER LORENZONI FARIAS

**VIABILIDADE DA AMPLIAÇÃO DO ALCANCE DE RÁDIO-ENLACES ENTRE UMA
CENTRAL E SENSORES DE NÍVEL DE ÁGUA EM LAVOURAS DE ARROZ**

Trabalho de conclusão de curso apresentado como parte das atividades para obtenção do título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa - UNIPAMPA, área de concentração: Telecomunicações.

Orientador: Marcos Vinício Thomas Heckler

**ALEGRETE
2011**

Autoria: Roger Lorenzoni Farias

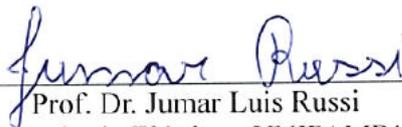
Título: Viabilidade da ampliação do alcance de rádio-enlaces entre uma central e sensores de nível de água em lavouras de arroz.

Trabalho de conclusão de curso apresentado como parte das atividades para obtenção do título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa - UNIPAMPA, área de concentração: Telecomunicações.

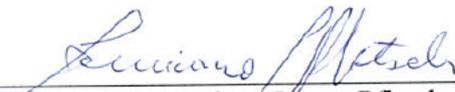
Trabalho apresentado e aprovado em: 22 de Dezembro de 2011.
Banca Examinadora:



Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler
Orientador
Engenharia Elétrica - UNIPAMPA



Prof. Dr. Jumar Luis Russi
Engenharia Elétrica - UNIPAMPA



Prof. Msc. Luciano Lopes Pfitscher
Engenharia Elétrica - UNIPAMPA

*“Dedico este trabalho aos meus pais,
Carmen Luci Lorenzoni Farias e Régis Wegner
Farias e a minha namorada Natália
Giacomini Almeida”*

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Carmen Luci Lorenzoni Farias e Régis Wegner Farias que sempre me apoiaram, nunca medindo esforços para que minha graduação fosse concluída.

À Natália pelo carinho, apoio, compreensão e incentivo em muitos momentos durante o transcorrer de minha faculdade.

A todos os meus colegas de graduação pela enorme amizade, pela confiança e determinação que sempre me passaram nas horas mais difíceis de nossos estudos. E pela parceria em nossas festas.

Agradeço ao Professor Marcos Vinício Thomas Heckler pelo incentivo, pela competência e pela dedicação em suas orientações.

Agradeço a todos meus professores de graduação que sempre me passaram o conhecimento necessário para poder continuar em frente.

RESUMO

Neste trabalho, são estudadas topologias de antenas de microfita retangulares alimentadas de diferentes formas, com a finalidade de ampliar o alcance da transmissão de dados entre uma estação central de recepção e transmissores do nível de água de uma lavoura de arroz. As antenas foram projetadas a partir das especificações do sistema de transmissão de dados implementado que é 2,4GHz.

Inicialmente é analisado o sistema de transmissão de dados implantado nas proximidades da cidade de Uruguaiana localizada no sul do Brasil, com o objetivo de verificar a sua eficiência, propor possíveis adaptações no sistema e apresentar a melhor solução a ser adotada visando a aumentar o alcance dos rádio-enlaces.

Em seguida apresenta-se a tecnologia de elementos irradiadores de microfita, onde são apresentados quatro modelos de antenas, sendo que um desses modelos foi construído. A análise do pré-projeto das antenas é realizada utilizando-se o método da linha de transmissão e suas simulações e otimizações são efetuadas com auxílio de *softwares* comerciais de simulação eletromagnética *Ansoft Designer e HFSS*.

O experimento de uma geometria de antena alimentada por prova coaxial foi realizado. Após comparação dos resultados teóricos e experimentais, verificou-se a presença de um desvio em frequência da curva do coeficiente de reflexão. Por meio de simulações, foi possível comprovar que a utilização de um valor diferente para a constante dielétrica foi a causa do desvio em frequência.

Finalmente, após este estudo, foi possível constatar que a distância entre o transmissor e o receptor do sistema de transmissão de dados poderá ser quase dobrada se a antena monopolo, atualmente em uso, for substituída pela antena de microfita projetada com melhor desempenho.

Palavras chaves: Rádio-enlaces, antenas de microfita, método da linha de transmissão, *software ansoft designer e HFSS*.

ABSTRACT

In this work, different topologies of rectangular microstrip antennas are studied, which are fed in different ways so as to increase the maximum allowed distance between the transmitter and a receiver of data transmission system used to supervise a rice crop. The antennas were designed based on the specifications of the data transmission system, whose operating frequency is $2,4GHz$.

Initially, a monopole antenna is analyzed to assess its radiation characteristics. This monopole antenna is part of the data transmitting system that is being employed in a rice crop located in Urugaiana, in South Brazil. Based on these analyses, an assessment on possible modifications in the communication system will be proposed so as to improve the performance of the radio links.

The main characteristics of simple microstrip radiators are described next. Four different models antennas are proposed and discussed. Among these models, one antenna has been manufactured. The initial design of each antenna has been performed using the transmission line method. Further optimizations have been then carried out employing commercial electromagnetic simulators such as Ansoft Designer and HFSS.

The designed probe-fed antenna has been measured. After comparison between experimental and theoretical results, a frequency shift between the reflection coefficient curves has been verified. By means of simulations, it could be demonstrated that the frequency shift was due to the use of a wrong value for the dielectric constant.

Finally, it has been verified that the distance between the transmitter to the receiver of the data transmitting system currently in used can be nearly doubled, if the monopole is replaced by the microstrip antenna with the best performance, which was designed in the present work.

Keywords: radio-links, microstrip antennas, transmission line method for microstrip antennas.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 – Detalhes da instalação em campo: (a) Sensor ultra-sônico, (b) Transmissor wireless, (c) Sala do controlador, onde se observa na caixa o CLP e o receptor wireless, e na parede os medidores de energia e os inversores das motobombas (no chão).....	17
FIGURA 2 – Sistema de transmissão de dados implementado nas lavouras de arroz.	20
FIGURA 3 – Tela inicial da planilha de cálculo desenvolvida no <i>software Excel</i>	22
FIGURA 4 – Tela da possibilidade de enlace em função da variação da distância.	23
FIGURA 5 – Tela da planilha da variação do alcance em função do ganho da antena transmissora.....	23
FIGURA 6 – Tela do gráfico obtido do alcance do rádio-enlace em função do ganho da antena transmissora.	24
FIGURA 7 – Transmissor <i>SureCross™ DX80</i> utilizado nas lavouras de arroz.....	24
FIGURA 8 – Transmissor <i>SureCross™ DX80</i> modelado no <i>software HFSS</i>	25
FIGURA 9 – Vista explodida do <i>SureCross™ DX80</i> modelado no <i>software HFSS</i>	26
FIGURA 10 – Modelos dos módulos transmissores a serem simulados no <i>software HFSS</i>	27
FIGURA 11 – Ganho no plano xz, do módulo transmissor <i>SureCross™ DX80</i> (a) na frequência de 2,4GHz.....	27
FIGURA 12 – Ganho no plano yz, do módulo transmissor <i>SureCross™ DX80</i> (a) na frequência de 2,4GHz.....	28
FIGURA 13 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para o módulo transmissor <i>SureCross™ DX80</i> (a).....	28
FIGURA 14 – Ganho no plano xz, do módulo transmissor <i>SureCross™ DX80</i> (b) na frequência de 2,4GHz.....	29
FIGURA 15 – Ganho no plano yz, do módulo transmissor <i>SureCross™ DX80</i> (b) na frequência de 2,4GHz.....	30
FIGURA 16 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para o módulo transmissor <i>SureCross™ DX80</i> (b).	30

FIGURA 17 – Ganho no plano xz, do módulo transmissor <i>SureCrossTM DX80</i> (c) na frequência de 2,4GHz.....	31
FIGURA 18 – Ganho no plano yz, do módulo transmissor <i>SureCrossTM DX80</i> (c) na frequência de 2,4GHz.....	32
FIGURA 19 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para o módulo transmissor <i>SureCrossTM DX80</i> (c).....	32
FIGURA 20 - Antena de microfita alimentada por ponta de prova coaxial.....	35
FIGURA 21 - Antena de microfita alimentada por linha de microfita.....	36
FIGURA 22 - Antena de microfita alimentada via acoplamento por proximidade.	37
FIGURA 23 - Antena de microfita retangular.....	38
FIGURA 24 – Vista superior da antena de microfita retangular.....	39
FIGURA 25 – Circuito equivalente do modelo de linha de transmissão.	41
FIGURA 26 – Impedância de entrada em função de y_0	43
FIGURA 27 – Vista isométrica da geometria da antena de microfita com única camada alimentada por prova coaxial construída no HFSS.	45
FIGURA 28 – Vista lateral da geometria da antena de microfita com única camada alimentada por prova coaxial construída no HFSS.	46
FIGURA 29 – Gráfico do módulo do coeficiente de reflexão do pré-projeto da antena de microfita.	47
FIGURA 30 – Gráfico da impedância de entrada do pré-projeto da antena de microfita.	48
FIGURA 31 – Curvas de comportamento da reatância de entrada do pré-projeto da antena de microfita, variadas a partir da posição da ponta de prova coaxial.....	50
FIGURA 32 – Curvas de comportamento da resistência de entrada do pré-projeto da antena de microfita, variadas a partir da posição da ponta de prova coaxial.	51
FIGURA 33 – Curvas de otimização da reatância de entrada da antena realizada no software HFSS.....	52
FIGURA 34 – Curvas de otimização da resistência de entrada da antena realizada no software HFSS.....	53

FIGURA 35 – Curvas de otimização do módulo do coeficiente de reflexão da antena realizada no software HFSS.	53
FIGURA 36 – Curva da impedância de entrada traçada na Carta de Smith, normalizada em relação à $Z_0 = 50\Omega$	54
FIGURA 37 – Ganho no plano xz, da antena alimentada por prova coaxial para a frequência de 2,4GHz.	55
FIGURA 38 – Ganho no plano yz, da antena alimentada por prova coaxial para a frequência de 2,4GHz.	55
FIGURA 39 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para a antena alimentada por prova coaxial.	56
FIGURA 40 – Vista isométrica da geometria da antena de microfita com única camada alimentada por linha de microfita construída no HFSS.	57
FIGURA 41 – Representação da linha de alimentação de largura W_c e comprimento L_c	58
FIGURA 42 – Gráfico do módulo do coeficiente de reflexão do pré-projeto da antena de microfita.	59
FIGURA 43 – Gráfico da impedância de entrada do pré-projeto da antena de microfita.	60
FIGURA 44 – Curva de módulo do coeficiente de reflexão da antena otimizada no software HFSS.	61
FIGURA 45 – Curva da impedância de entrada da antena otimizada no software HFSS.	61
FIGURA 46 – Curva da impedância de entrada traçada na Carta de Smith, normalizada em relação à $Z_0 = 50\Omega$	62
FIGURA 47 – Ganho no plano xz, da antena alimentada por linha de microfita para a frequência de 2,4GHz.	63
FIGURA 48 – Ganho no plano yz, da antena alimentada por linha de microfita para a frequência de 2,4GHz.	63
FIGURA 49 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para a antena alimentada por linha de microfita.	64
FIGURA 50 – Vista da geometria do protótipo 1 construída no HFSS.	65

FIGURA 51 – Gráfico do módulo do coeficiente de reflexão do pré-projeto do protótipo 1.....	66
FIGURA 52 – Gráfico da impedância de entrada do pré-projeto do protótipo 1.....	67
FIGURA 53 – Curva de módulo do coeficiente de reflexão da antena otimizada no software HFSS.....	68
FIGURA 54 – Curva da impedância de entrada da antena otimizada no software HFSS.....	68
FIGURA 55 – Curva da impedância de entrada traçada na Carta de Smith, normalizada em relação à $Z_0 = 50\Omega$	69
FIGURA 56 – Ganho no plano xz, da antena alimentada via proximidade (protótipo 1) para a frequência de 2,4GHz.....	70
FIGURA 57 – Ganho no plano yz, da antena alimentada via proximidade (protótipo 1) para a frequência de 2,4GHz.....	70
FIGURA 58 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para a antena alimentada por acoplamento via proximidade (protótipo 1).....	71
FIGURA 59 – Vista da geometria do protótipo 2 construída no HFSS.....	72
FIGURA 60 – Gráfico do módulo do coeficiente de reflexão do pré-projeto do protótipo 2.....	73
FIGURA 61 – Gráfico da impedância de entrada do pré-projeto do protótipo 2.....	74
FIGURA 62 – Curva de módulo do coeficiente de reflexão da antena otimizada no software HFSS.....	75
FIGURA 63 – Curva de módulo do coeficiente de reflexão da antena otimizada no software HFSS.....	75
FIGURA 64 – Curva da impedância de entrada traçada na Carta de Smith, normalizada em relação à $Z_0 = 50\Omega$	76
FIGURA 65 – Ganho no plano xz, da antena alimentada via proximidade (protótipo 2) para a frequência de 2,4GHz.....	77
FIGURA 66 – Ganho no plano yz, da antena alimentada via proximidade (protótipo 2) para a frequência de 2,4GHz.....	77

FIGURA 67 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para a antena alimentada por acoplamento via proximidade (protótipo 2).	78
FIGURA 68 – Comparação das geometrias da antena alimentada por prova coaxial.	81
FIGURA 69 – Curva do módulo do coeficiente de reflexão da antena alimentada por prova coaxial.....	82
FIGURA 70 – Curva do módulo do coeficiente de reflexão da antena considerando nova espessura do laminado e a imprecisão da prototipadora.....	83
FIGURA 71 – Curvas do módulo do coeficiente de reflexão da antena em função da permissividade relativa.	84
FIGURA 72 – Curvas do módulo do coeficiente de reflexão simulado (curva contínua) e medido (curva tracejada).	85
FIGURA 73 – Curva do módulo do coeficiente de reflexão da antena otimizada para nova permissividade relativa dada por $\epsilon_r = 4,1$	86

LISTA DE TABELAS

TABELA 1- Dados do módulo transmissor e receptor especificados no <i>datasheet</i> do fabricante.....	21
TABELA 2- Comparação entre os resultados das simulações das quatro topologias de antenas de microfita.....	78

SUMÁRIO

Agradecimentos	4
Resumo	6
Abstract	7
Lista de ilustrações	8
Lista de tabelas	13
Sumário	14
1 Introdução	16
2 sistema de transmissão de dados implementado na lavoura de arroz	19
2.1 <i>Introdução</i>	19
2.2 <i>Viabilidade de rádio-enlace entre um transmissor e a estação receptora</i>	20
2.3 <i>Estudo do transmissor utilizado na lavoura de arroz</i>	24
3 Antenas de microfita de baixo custo voltadas para rádio enlaces multiponto-ponto em lavouras de arroz	34
3.1 <i>Introdução</i>	34
3.2 <i>Considerações Iniciais</i>	35
3.3 <i>Métodos de alimentação</i>	35
3.3.1 <i>Alimentação por prova coaxial</i>	35
3.3.2 <i>Alimentação por linha de microfita</i>	36
3.3.3 <i>Alimentação via acoplamento por proximidade</i>	37
3.4 <i>Modelo de linha de transmissão</i>	38
3.4.1 <i>Efeitos de Borda e Constante Dielétrica Efetiva (ϵ_{ref})</i>	38
3.4.2 <i>Comprimento incremental (ΔL), Comprimento Real do elemento irradiador (L), Largura do elemento irradiador (W)</i>	39
3.4.3 <i>Determinação da impedância de entrada a partir do ponto de alimentação</i>	40
3.5 <i>Projeto de quatro modelos de antenas de microfita</i>	44
3.5.1 <i>Antenas de microfita com única camada dielétrica</i>	44
3.5.1.1 <i>Antena de microfita com única camada dielétrica alimentada por prova coaxial</i>	44
3.5.1.2 <i>Antena de microfita com única camada dielétrica alimentada linha de microfita</i>	56
3.5.2 <i>Antenas de microfita com múltiplas camadas dielétricas</i>	64
3.5.2.1 <i>Antena de microfita com múltiplas camadas dielétricas: protótipo 1</i>	64
3.5.2.2 <i>Antena de microfita com múltiplas camadas dielétricas: protótipo 2</i>	71
3.6 <i>Análise comparativa</i>	78
4 Construção do protótipo e resultado experimental	80

4.1	<i>Introdução</i>	80
4.2	<i>Considerações iniciais</i>	80
4.3	<i>Equipamentos utilizados na prototipação e medição da antena</i>	80
4.4	<i>Medidas da antena construída</i>	81
	Considerações finais	87
	Referências bibliográficas	89
	Anexo 1	91

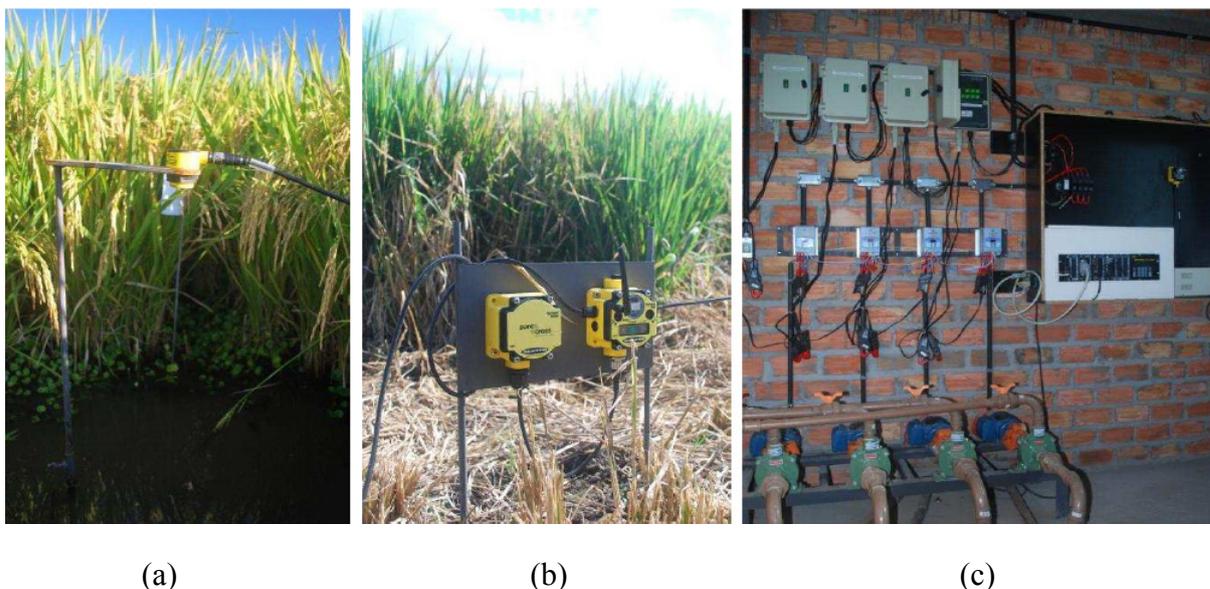
1 INTRODUÇÃO

Atualmente, conforme [1], o cultivo de arroz representa uma carga significativa aos sistemas de potência devido à elevada quantidade de energia elétrica requerida pelo sistema de irrigação. A faixa de potência predominante nas instalações de irrigação de arroz é de 75 a 220 kVA, porém encontram-se instalações com potências superiores a 600 kVA. Esse tipo de carga normalmente localiza-se no fim de rede de alimentadores rurais, de forma concentrada e com regimes contínuos de utilização, em função dos períodos da safra. Além disso, é comum encontrar equipamentos com baixa eficiência, sem manutenção, e tubulações precárias ou com baixo rendimento. Diante desse panorama, as concessionárias de energia vêm investindo em pesquisas de eficiência energética para reduzir o impacto da irrigação de grandes lavouras nos sistemas de potência.

Um sistema de irrigação típico utilizado por produtores inclui uma fonte de água, um sistema de bombeamento e canais de distribuição de água. A fim de permitir o controle do uso de energia elétrica e água, a automação do sistema de irrigação é um recurso que pode garantir o desenvolvimento do cultivo e melhorar a eficiência de irrigação.

Um projeto de pesquisa conduzido pela AES Sul Distribuidora Gaúcha de Energia juntamente com a Universidade Federal do Pampa (Unipampa) foi implantado em Uruguaiana, na fronteira oeste do Rio Grande do Sul. Este projeto está desenvolvendo um sistema automatizado de irrigação de lavouras de arroz baseado no controle da lâmina d'água.

Na Figura 1, é apresentada uma foto com os detalhes do sistema implementado.



Fonte: PFITSCHER, 2011, p. 50 [1]

FIGURA 1 – Detalhes da instalação em campo: (a) Sensor ultra-sônico, (b) Transmissor wireless, (c) Sala do controlador, onde se observa na caixa o CLP e o receptor wireless, e na parede os medidores de energia e os inversores das motobombas (no chão).

Para medir a lâmina d'água na lavoura foram usados sensores ultra-sônicos conectados a módulos transmissores. Os sensores e módulos transmissores estão instalados em hastes, alimentados com uma bateria compacta. Um receptor, instalado próximo a um controlador, recebe os sinais dos transmissores e comunica os dados medidos com o controlador. A lógica de controle do projeto é implementada no controlador, que também tem a função de integrar todos os elementos do sistema. O controlador recebe informações dos sensores e envia os comandos para inversores de frequência, que permitem definir a rotação das bombas de irrigação [2-3].

Os testes de experimentação do sistema estão sendo realizados em quatro parcelas de pequena escala ($10\text{ m} \times 20\text{ m}$), para avaliar o desempenho do sistema proposto. Três parcelas são controladas automaticamente de modo que a lâmina da água fique dentro de uma faixa de valores estabelecida. Uma das parcelas corresponde ao sistema de irrigação convencional (sem utilização de sensores) para uma comparação com as parcelas automatizadas. Os resultados preliminares do projeto mostram que houve redução no uso de energia e água na irrigação das parcelas automatizadas em comparação com a parcela que utiliza o sistema convencional. As reduções ficaram na faixa de 66% a 84% em um período de testes do sistema, o que leva a uma indicação de que é possível melhorar a eficiência energética da irrigação na lavoura [1].

O maior desafio para esse tipo de automação é a confiabilidade da comunicação entre os sensores implantados na lavoura e o sistema de supervisão. Devido o sistema de comunicação de dados que está sendo utilizado no momento apresentar alcance de apenas poucos quilômetros, para seu emprego em lavouras de arroz de maior escala, esse alcance pode não ser suficiente para um bom monitoramento do nível de água. Para tentar superar este problema, o presente trabalho visa estudar a viabilidade técnica da ampliação do alcance de rádio-enlace entre a central e os sensores de nível em uma lavoura de arroz.

O capítulo 2 apresenta o atual sistema de transmissão de dados utilizado em uma lavoura de arroz experimental. Os módulos transmissor e receptor são estudados com a finalidade de conhecer a sua eficiência. A partir deste estudo, é analisado se o atual sistema *wireless* para transmissão de dados tem a possibilidade de ser empregado em lavouras de arroz de maiores dimensões.

No capítulo 3, são estudadas e analisadas quatro topologias de antenas de microfita, sendo estas avaliadas primeiramente com o método da linha de transmissão para antenas com uma única camada dielétrica. Com o auxílio do programa *ansoft designer* [4], as antenas com múltiplas camadas são pré-projetadas. Logo, através do *software HFSS* [5], os pré-projetos das topologias das antenas com única e múltipla camadas dielétricas são otimizadas.

Por fim, o capítulo 4 destina-se ao resultado experimental de uma antena alimentada por ponta de prova coaxial, sendo levantado o valor do módulo do coeficiente de reflexão dessa antena e analisado o valor obtido a fim de comprovar os dados da teoria com a prática.

2 SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE DADOS IMPLEMENTADO NA LAVOURA DE ARROZ

2.1 Introdução.

No atual sistema de transmissão de dados implementado nas proximidades da cidade de Uruguaiana, localizada na região sul do Brasil, o nível da lâmina de água de cada lavoura de arroz é medido através de pares de sensores ultra-sônicos [2-3]. Esses sensores são conectados a transmissores modelo *SureCrossTM DX80 (Node)* da empresa *BANNER Engineering* que tem a função de interligar as lavouras de arroz com uma estação central de recepção através de uma rede *wireless* que opera na frequência de 2,4GHz. Na estação receptora encontra-se o receptor modelo *SureCrossTM DX80 (Gateway)* da empresa *BANNER Engineering*. É importante salientar que o sistema *wireless* utilizado é do tipo multi-ponto ponto, ou seja, os transmissores que se encontram na lavoura de arroz transmitem os dados de nível de água ao receptor na estação rádio-base.

Na Figura 2 é mostrado esquematicamente o sistema de transmissão de dados implementado na lavoura de arroz.

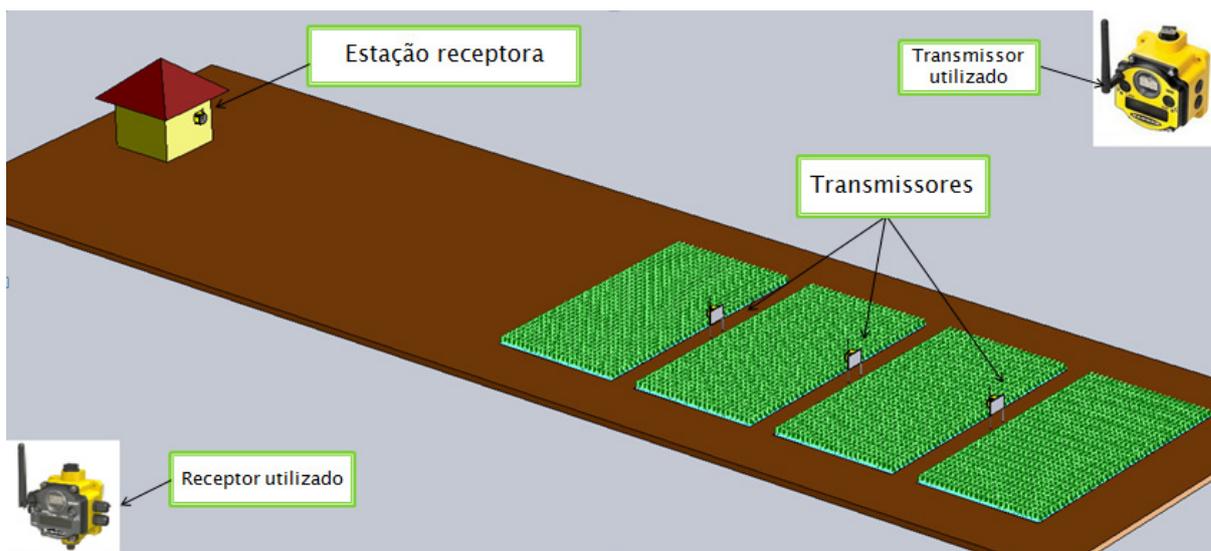


FIGURA 2 – Sistema de transmissão de dados implementado nas lavouras de arroz.

Logo, é estudado o sistema de comunicação sem fio apresentado a fim de verificar a sua eficiência, sendo primeiramente realizado um cálculo da viabilidade de rádio-enlace entre um transmissor e a estação receptora, para estimar o máximo alcance do atual sistema utilizado. Por fim será modelada a geometria do transmissor *SureCrossTM DX80* no *software HFSS*, sendo levantado o parâmetro elétrico do diagrama de ganho com a finalidade de analisar o seu comportamento.

2.2 Viabilidade de rádio-enlace entre um transmissor e a estação receptora.

O estudo da viabilidade de rádio-enlace é importante para estimar qual o alcance adquirido com o sistema *wireless*, sendo consideradas todas as perdas desde o início, no módulo transmissor, até chegar ao módulo receptor. As atenuações ocasionadas no sinal quando se deseja conectar duas áreas através de um rádio-enlace são enunciadas por diversos fatores como perdas nos cabos e conectores, atenuação no espaço livre, obstáculos durante o percurso, intempéries, difração, reflexão, entre outros.

Para o presente trabalho, os rádio-enlaces serão analisados através do modelo mais simples existente, que é o modelo de propagação no espaço livre. Será considerado que as antenas do transmissor e receptor estão perfeitamente alinhadas e com polarização idêntica. Desse modo a equação que engloba as perdas por atenuação no espaço-livre é dada por [6]:

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad [\text{Watts}] \quad (1)$$

onde o fator $\frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2}$, expressa as perdas por atenuação no espaço livre.

A equação (1) é conhecida como equação de *Friis*. Aplicando-se o logaritmo em ambos os lados da equação (1), podemos simplificá-la obtendo os valores em decibel.

$$P_R = P_T + G_T + G_R - 92,5 - 20 \log d - 20 \log f \quad (2)$$

Onde:

P_R : é a potência de recepção em *dBm*.

P_T : é a potência de transmissão em *dBm*.

G_T : é o ganho da antena transmissora em *dBi*.

G_R : é o ganho da antena receptora em *dBi*.

d : é a distância entre o transmissor e o receptor em *km*.

f : é a frequência de operação do sistema em *GHz*.

A equação de *Friis* é fundamental para verificar a possibilidade do enlace. Ela relaciona a potência recebida e transmitida levando em consideração as características de transmissão do rádio-enlace. O estabelecimento do enlace refere-se aos requisitos necessários para que o balanço do lado direito da equação (2) forneça potência suficiente ao receptor para ele detectar, com confiabilidade, a informação transmitida. Ou seja, a potência resultante do lado direito da equação (2), deve superar o nível de sensibilidade do receptor (S_R) de acordo com [6]. A sensibilidade do receptor é uma propriedade inerente ao receptor. Por fim, para que o rádio-enlace funcione em perfeitas condições é preciso ser definida a relação sinal ruído (*SNR*), que indica em quanto o valor da potência do sinal recebido (P_R) deve superar o nível de ruído do receptor (S_R). A relação sinal ruído é uma propriedade especificada pelo fabricante e, para o pior caso, será considerada como $SNR = 10 \text{ dB}$.

Na Tabela 1, são apresentados os dados dos *datasheets* do transmissor e do receptor.

TABELA 1- Dados do módulo transmissor e receptor especificados no *datasheet* do fabricante.

Especificações	Transmissor	Receptor
Potência transmitida	<i>18 dBm</i>	-
Frequência de operação	<i>2,4 GHz</i>	<i>2,4 GHz</i>
Ganho da antena	<i>2 dBi</i>	<i>2 dBi</i>

Sensibilidade do receptor	-	-100 dBm
Perdas nos conectores	1 dB	1 dB

É importante salientar que o alcance máximo prometido pelo fabricante é de 3,2 km.

Para o cálculo da viabilidade do enlace foi desenvolvida uma planilha no *software Excel*, que desenvolve os cálculos a partir das formulações citadas anteriormente, sendo apresentada nas Figuras 3, 4, 5 e 6.

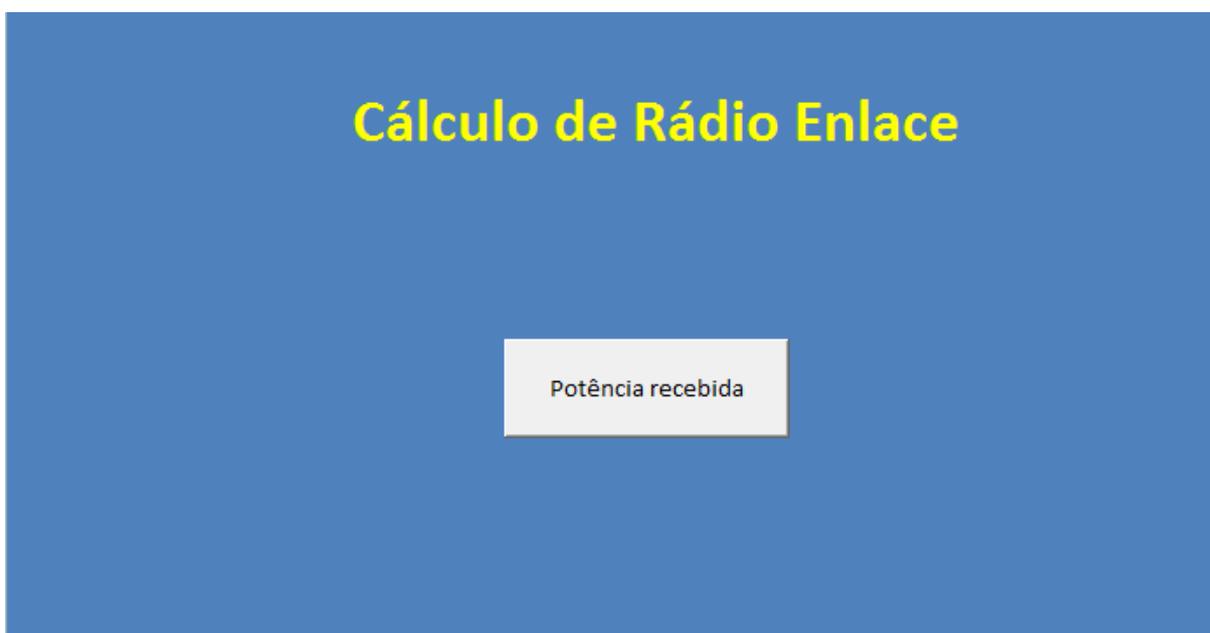


FIGURA 3 – Tela inicial da planilha de cálculo desenvolvida no *software Excel*.

Como pode ser observado na Figura 3, o primeiro passo a ser desenvolvido para determinar a viabilidade do enlace é determinar a potência recebida pelo módulo receptor.

Frequência:	<input type="text" value="2,4"/> GHz	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>	Calcular:	
Potência transmitida:	<input type="text" value="18"/> dBm	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>	Potência recebida:	<input type="text" value="-89,93"/> dBm
Perdas no cabo e por descasamento de impedâncias TX:	<input type="text" value="1"/> dB	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>	Atenuação do espaço livre:	<input type="text" value="109,93"/> dB
Ganho da antena TX :	<input type="text" value="2"/> dBi	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>	Viabilidade do enlace:	<input type="text" value="possível"/>
Distância:	<input type="text" value="3,1"/> km	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>		
Ganho da antena RX:	<input type="text" value="2"/> dBi	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>	<input type="button" value="Distância"/>	
Perdas no cabo e por descasamento de impedâncias RX:	<input type="text" value="1"/> dB	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>	<input type="button" value="Voltar"/>	
Sensibilidade do Receptor:	<input type="text" value="-100"/> dBm	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>		
Relação sinal ruído:	<input type="text" value="10"/> dB	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>		

FIGURA 4 – Tela da possibilidade de enlace em função da variação da distância.

Na tela apresentada na Figura 4, foram utilizados os dados do transmissor e receptor fornecidos no *datasheet* do fabricante. Logo foi variada a distância, sendo o valor máximo atingido em 3,1 km, estando esse valor próximo ao especificado no *datasheet* do fabricante que é de 3,2 km. Se esse valor fosse extrapolado, o enlace seria impossível e mostrado na tela da planilha de cálculo. Outro fator importante é que na equação (2) citada anteriormente, não foram consideradas as perdas no cabo, descasamento por impedâncias, entre outras, sendo estas adicionadas na planilha de cálculo.

Frequência:	<input type="text" value="2,4"/> GHz	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>	Calcular:	
Potência transmitida:	<input type="text" value="18"/> dBm	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>	Distância:	<input type="text" value="2,46"/> km
Perdas no cabo e por descasamento de impedâncias TX:	<input type="text" value="1"/> dB	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>	Atenuação do espaço livre:	<input type="text" value="107,93"/> dB
Ganho da antena TX :	<input type="text" value="0"/> dBi	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>		
Ganho da antena RX:	<input type="text" value="2"/> dBi	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>		
Perdas no cabo e por descasamento de impedâncias RX:	<input type="text" value="1"/> dB	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>		
Potência recebida:	<input type="text" value="-89,93"/> dBm	<input type="button" value="▲"/>	<input type="button" value="▼"/>		

Ganho Tx (dBi)	Distância (km)
0	2,46
1	2,76
2	3,10
3	3,48
4	3,90
5	4,38
6	4,91
7	5,51
8	6,19
9	6,94
10	7,79

FIGURA 5 – Tela da planilha da variação do alcance em função do ganho da antena transmissora.

Na tela apresentada na Figura 5, é mostrado o alcance máximo do rádio-enlace em função da variação do ganho da antena do transmissor. O ganho da antena transmissora é considerado inicialmente 0 *dBi* (antena isotrópica), variando em 1 *dBi* até chegar aos 10 *dBi*. Na Figura 6 é apresentado o gráfico da distância máxima alcançada em função da variação do ganho da antena transmissora.

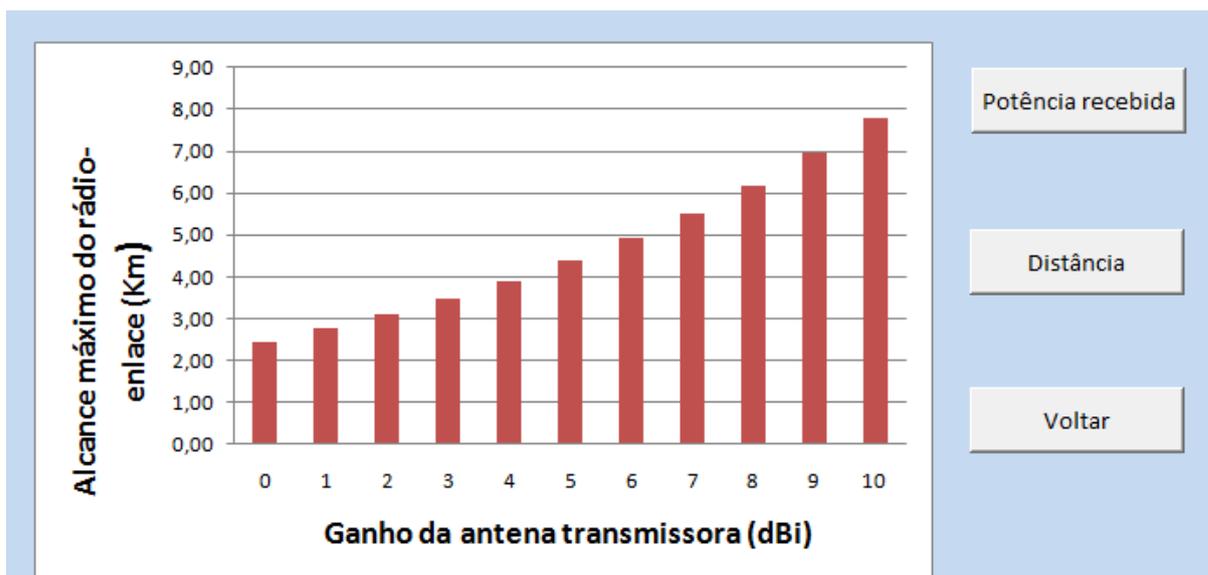


FIGURA 6 – Tela do gráfico obtido do alcance do rádio-enlace em função do ganho da antena transmissora.

2.3 Estudo do transmissor utilizado na lavoura de arroz.

Neste capítulo será discutido o modelamento do transmissor *SureCross™ DX80*, que foi realizado com o auxílio do *software* de simulação eletromagnética *HFSS*, a fim de levantar o diagrama de ganho nos planos *xz* e *yz*. Na Figura 7 é apresentado o transmissor a ser modelado.



FIGURA 7 – Transmissor *SureCross™ DX80* utilizado nas lavouras de arroz.

A partir das dimensões fornecidas pelo fabricante do transmissor, o modelo gerado no *software HFSS* é mostrado na Figura 8.

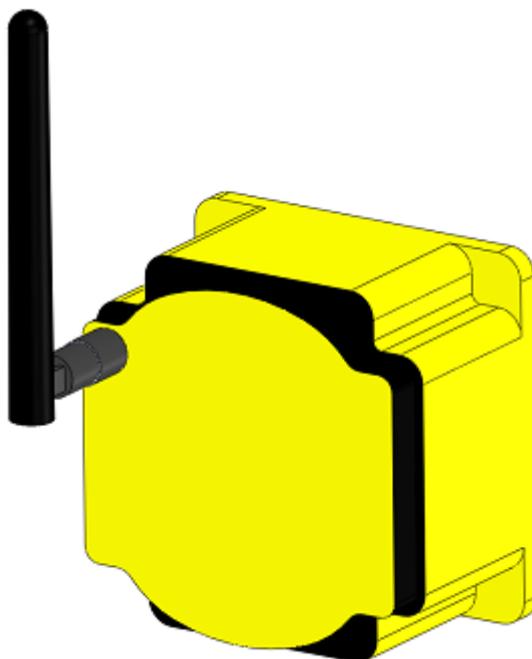


FIGURA 8 – Transmissor *SureCross™ DX80* modelado no *software HFSS*.

Com a geometria já definida no *software*, foram definidos os materiais de cada elemento que compõe o módulo de transmissão. Para ficar mais fácil de visualizar cada elemento, na Figura 9 é mostrada a vista explodida do módulo de transmissão.

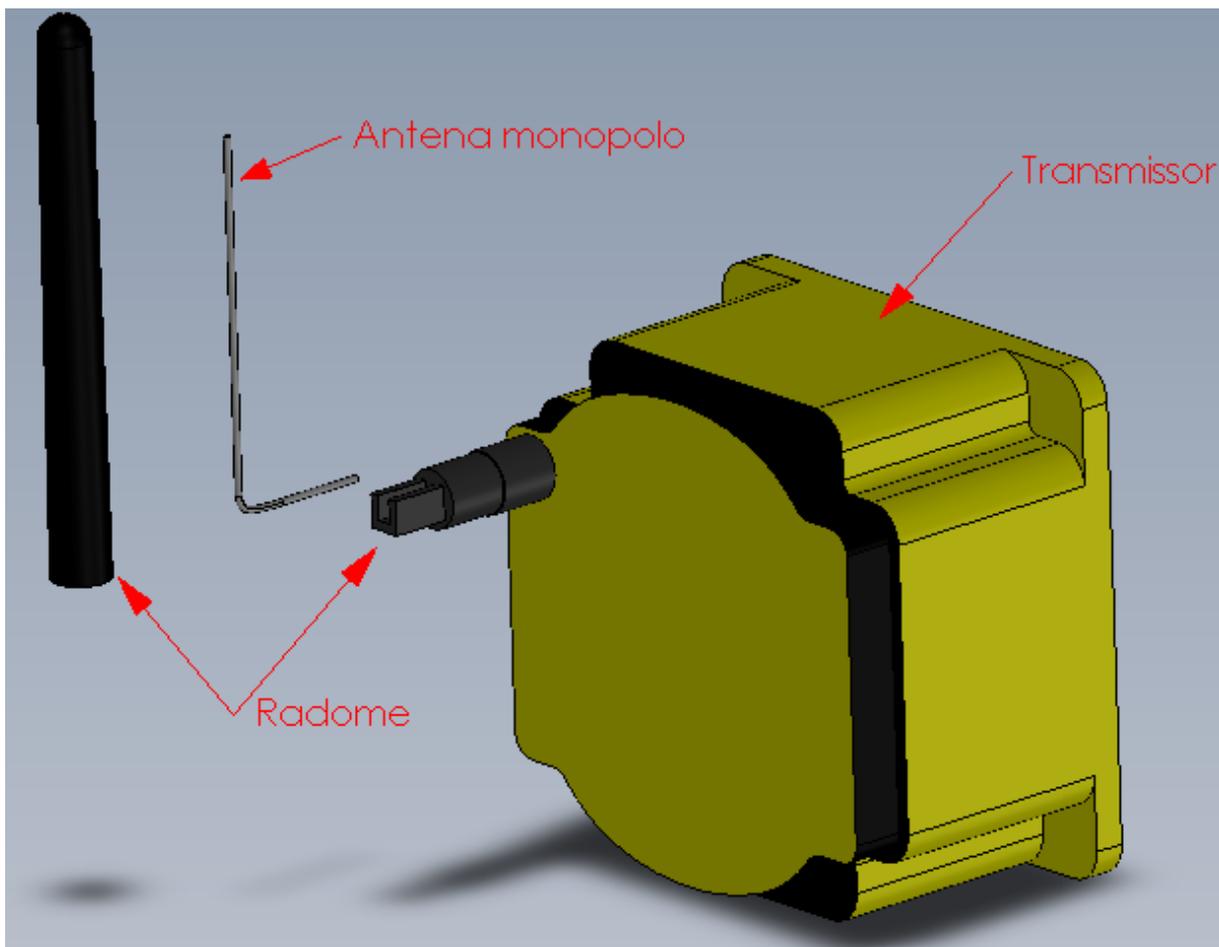


FIGURA 9 – Vista explodida do *SureCross™ DX80* modelado no software *HFSS*.

De acordo com o *datasheet* do fabricante, o radome e o transmissor são constituídos do material policarbonato, que apresenta permissividade relativa igual a $\epsilon_r = 2,9$. Para a antena do tipo monopolo foi considerado o material cobre. Definido os materiais que constituem o módulo transmissor, foram realizadas três simulações para o levantamento do diagrama da função ganho da estrutura: a primeira com a antena orientada em 0 grau (a), a segunda em 90 graus (b) e a terceira em 270 graus (c), como mostrado na Figura 10.

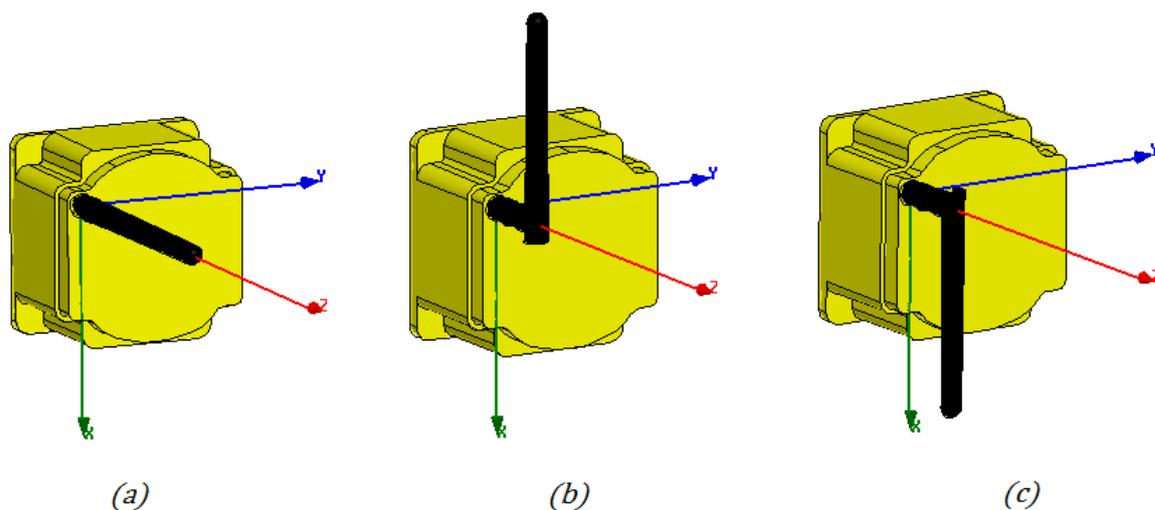


FIGURA 10 – Modelos dos módulos transmissores a serem simulados no *software HFSS*.

O ganho da geometria (a) é determinado, sendo esse apresentado nos planos principais xz e yz para a frequência de 2,4GHz, respectivamente, nas Figuras 11 e 12.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano xz para a frequência de 2,4 GHz

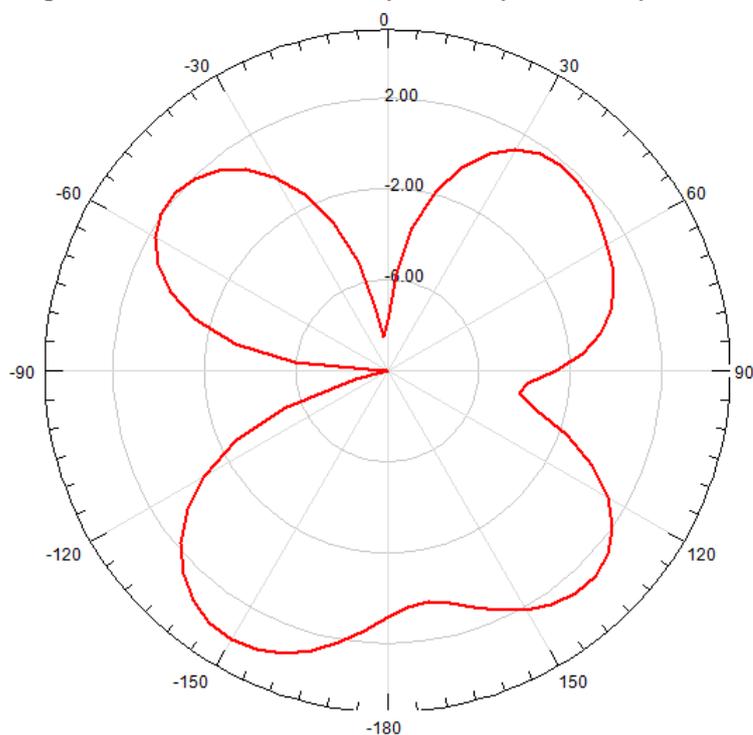


FIGURA 11 – Ganho no plano xz, do módulo transmissor *SureCross™ DX80* (a) na frequência de 2,4GHz.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano yz para a frequência de 2,4 GHz

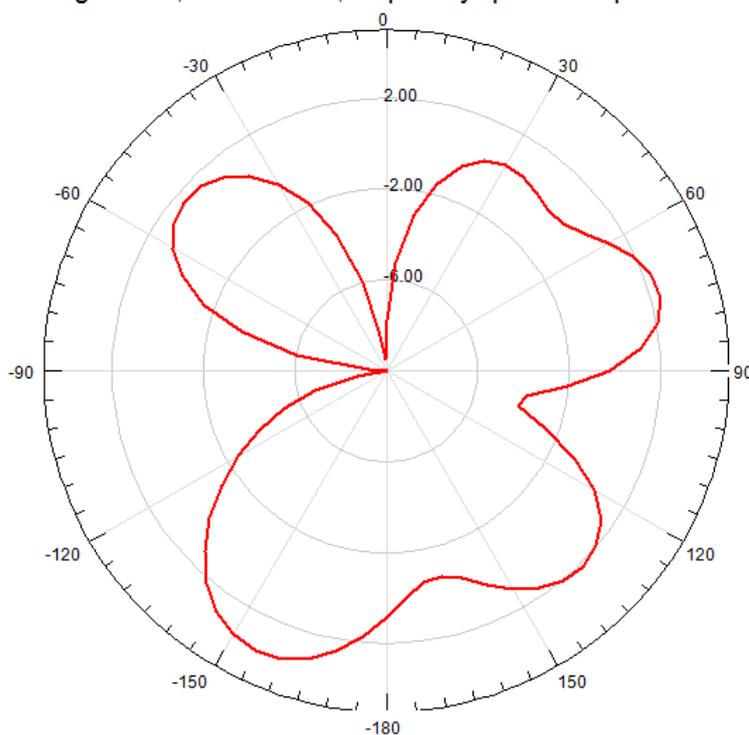


FIGURA 12 – Ganho no plano yz, do módulo transmissor *SureCross™ DX80* (a) na frequência de 2,4GHz.

O diagrama da função ganho do módulo transmissor *SureCross™ DX80* (a) é apresentado em três dimensões na Figura 13, traçado na frequência de 2,4GHz.

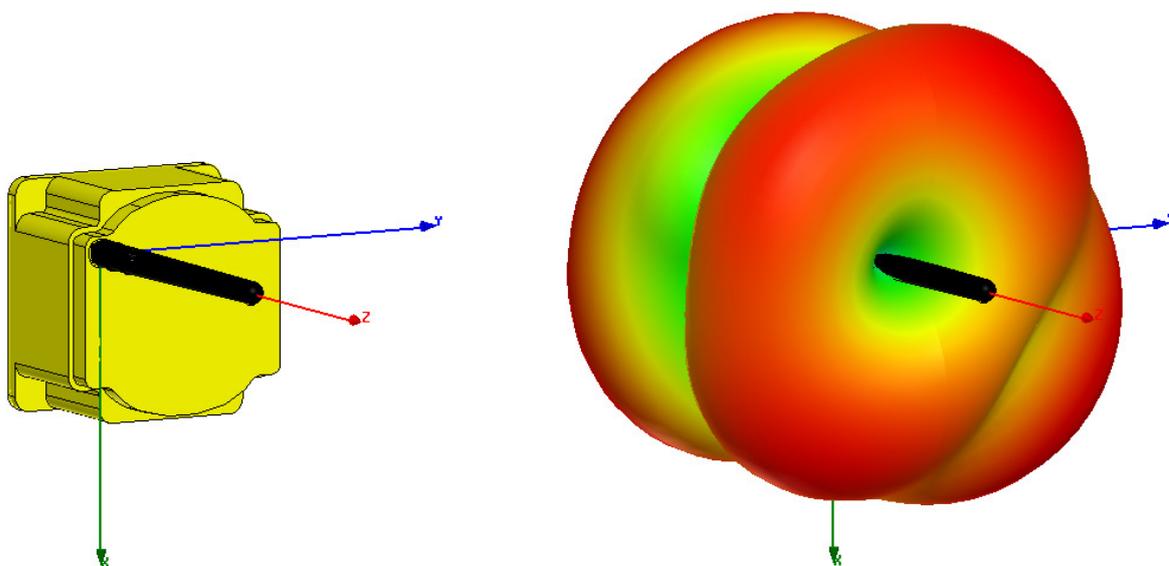


FIGURA 13 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para o módulo transmissor *SureCross™ DX80* (a).

O ganho da geometria (b) é determinado, sendo esse apresentado nos planos principais xz e yz para a frequência de 2,4GHz, respectivamente, nas Figuras 14 e 15.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano xz para a frequência de 2,4 GHz

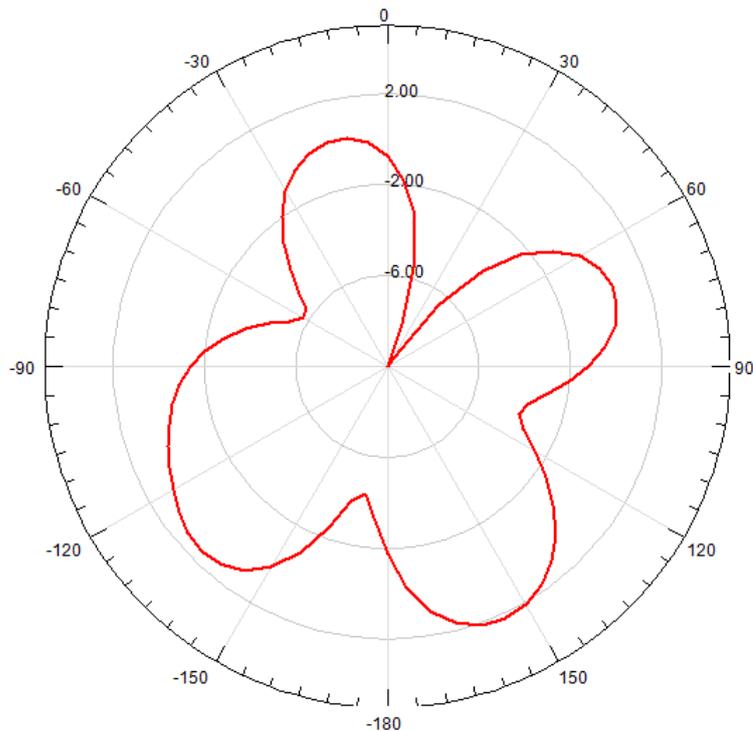


FIGURA 14 – Ganho no plano xz, do módulo transmissor *SureCrossTM DX80* (b) na frequência de 2,4GHz.

Diagrama do ganho G , em decibéis, no plano yz para a frequência de 2,4 GHz

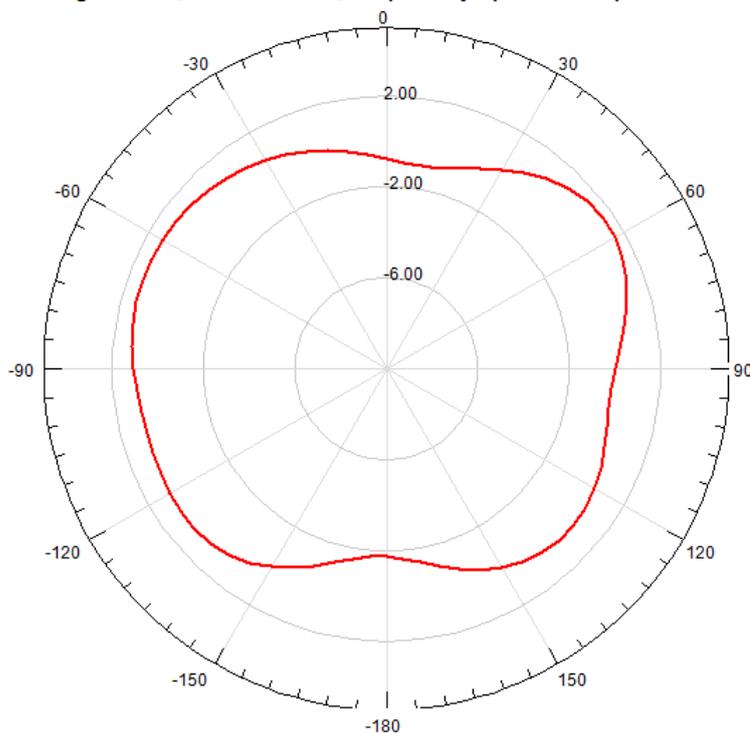


FIGURA 15 – Ganho no plano yz , do módulo transmissor *SureCrossTM DX80* (b) na frequência de 2,4GHz.

O diagrama da função ganho do módulo transmissor *SureCrossTM DX80* (b) é apresentado em três dimensões na Figura 16, traçado na frequência de 2,4GHz.

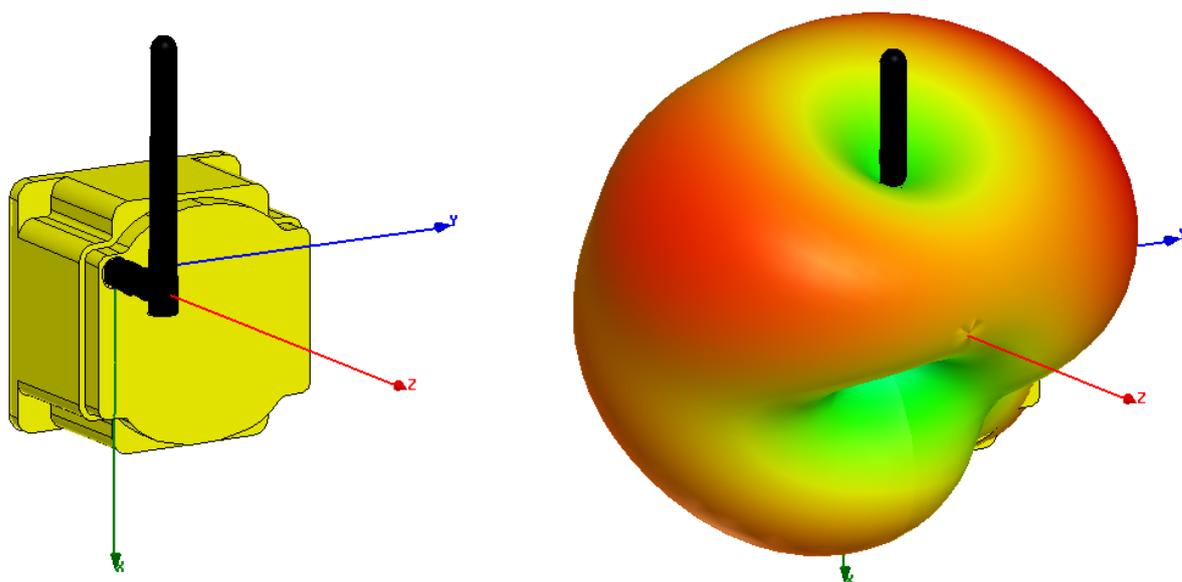


FIGURA 16 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para o módulo transmissor *SureCrossTM DX80* (b).

O ganho da geometria (c) é determinado, sendo esse apresentado nos planos principais xz e yz para a frequência de 2,4GHz, respectivamente, nas Figuras 17 e 18.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano xz para a frequência de 2,4 GHz

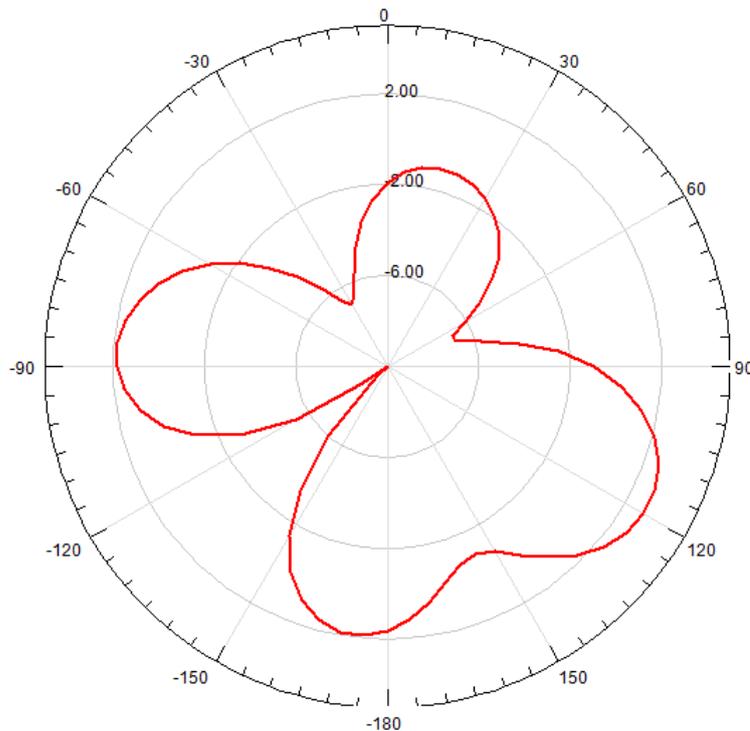


FIGURA 17 – Ganho no plano xz, do módulo transmissor *SureCrossTM DX80* (c) na frequência de 2,4GHz.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano yz para a frequência de 2,4 GHz

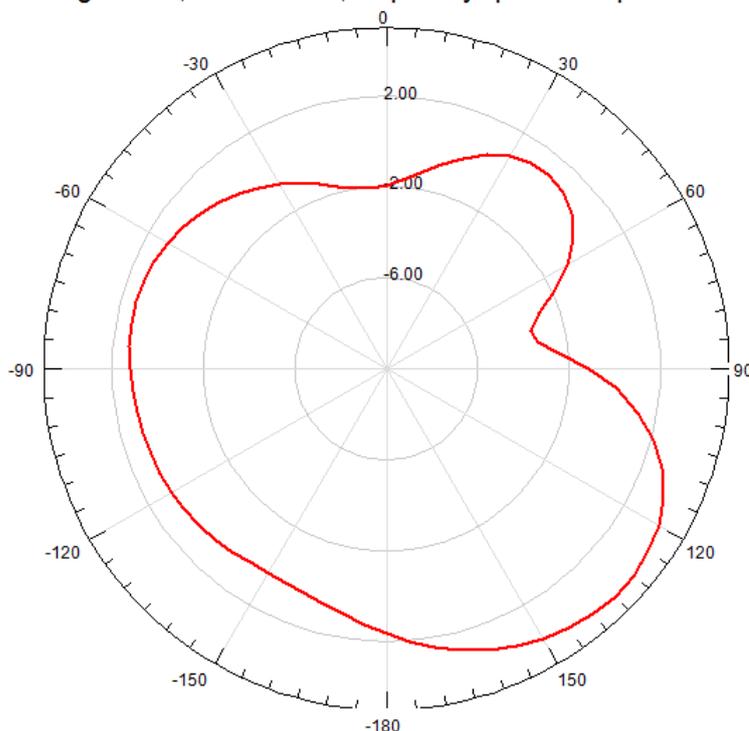


FIGURA 18 – Ganho no plano yz, do módulo transmissor *SureCross™ DX80* (c) na frequência de 2,4GHz.

O diagrama da função ganho do módulo transmissor *SureCross™ DX80* (c) é apresentado em três dimensões na Figura 19, traçado na frequência de 2,4GHz.

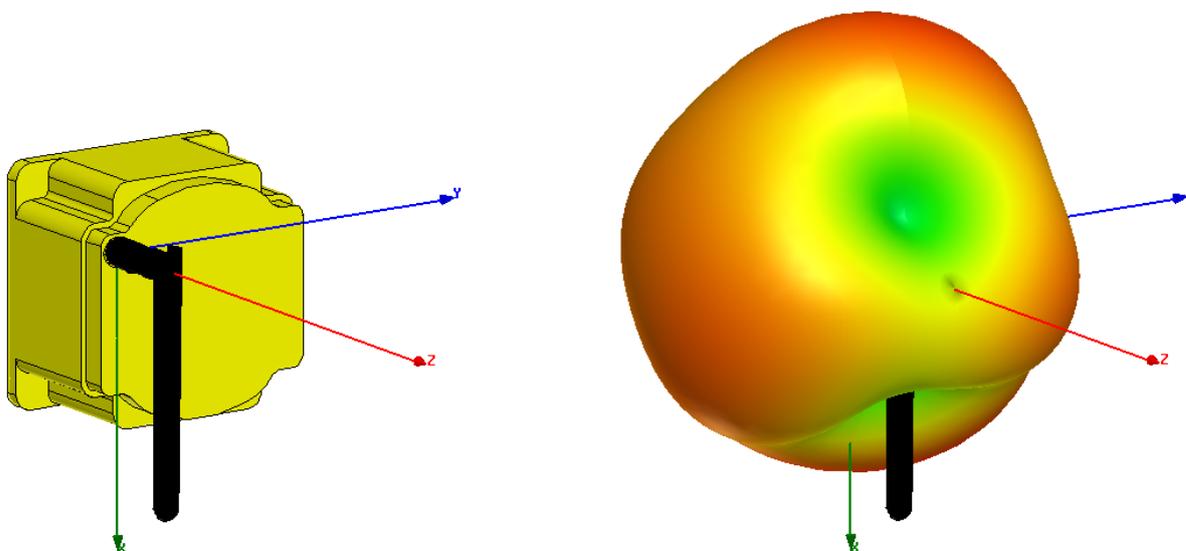


FIGURA 19 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para o módulo transmissor *SureCross™ DX80* (c).

Analisando-se as curvas de ganho apresentadas para as geometrias da Figura 10, é possível constatar que o ganho das antenas por vezes alcança o valor de 2 dBi fornecido no seu *datasheet*. Como a antena que compõe o módulo transmissor é um monopolo, o usuário do sistema é levado a crer que o diagrama de ganho deve ser omnidirecional, não apresentando variações em pelo menos um dos planos principais do diagrama. Entretanto, após a análise das Figuras 11 a 19, verifica-se que essa condição não é satisfeita, uma vez que é observado que ao longo do diagrama de ganho muitos pontos não apresentam o valor de 2 dBi . Além disso, para algumas direções, o ganho assume valores inferiores ao ganho esperado de uma antena isotrópica.

Outro fator analisado é que com as alterações das posições do monopolo em 0, 90 e 270 graus, os diagramas de ganho mudam drasticamente, não seguindo um padrão lógico. Este fato acarreta em uma baixa confiabilidade do sistema implantado, devido ao transmissor estar instalado em um ambiente aberto e estar sujeito a diversos fatores climáticos que podem vir a deslocar o monopolo da posição ajustada.

No sistema atual implantado outro aspecto negativo é a energia desperdiçada, pois como a antena utilizada não apresenta alta diretividade, esta acaba irradiando para regiões onde não há interesse de se transmitir dados. Logo, o rádio-enlace em questão apresenta baixa eficiência, ficando limitado a pequenas distâncias.

O capítulo seguinte destina-se a contornar esses aspectos negativos, com o estudo de topologias de antenas com diagramas de irradiação mais diretivos, isto é, que concentram a energia irradiada em uma determinada direção de interesse. Deste modo, é reduzido o desperdício de energia irradiada, aumentando a eficiência do enlace e possibilitando que o atual sistema de transmissão de dados seja aplicado em lavouras de arroz com maiores dimensões.

3 ANTENAS DE MICROFITA DE BAIXO CUSTO VOLTADAS PARA RÁDIO ENLACES MULTIPONTO-PONTO EM LAVOURAS DE ARROZ.

3.1 Introdução.

De acordo com [7], estruturas de microfita vêm sendo estudadas desde o início dos anos 50 como linhas de transmissão para circuitos integrados em microondas e sofreram diversas transformações até atingirem as configurações atuais. No seu formato original é composto por um plano de terra e um substrato dielétrico que sustenta a fita condutora. Atualmente evoluíram para modelos mais complexos originando as antenas de microfita que são, a cada dia, estudadas e aprimoradas, sendo largamente utilizadas na comunicação sem fio.

O modelo de antena de microfita apresenta diversos fatores favoráveis a sua implementação para aplicações em que se deseja um protótipo de baixo peso, dimensões reduzidas, baixo arrasto aerodinâmico, fácil instalação, baixo custo, fácil fabricação. Porém, o seu modelo original possui desvantagens como baixo ganho (aproximadamente 6 dBi) e faixa de operação estreita (tipicamente de 1% a 3%), sendo a faixa de operação a restrição de maior significância.

Essas desvantagens podem ser solucionadas através de uma adequada estratégia de projeto. O baixo ganho, por exemplo, pode ser solucionado através de antenas com múltiplas camadas dielétricas e a largura de banda estreita pode ser ampliada com o aumento da espessura do substrato dielétrico ou diferentes técnicas de alimentação.

As antenas de microfita podem ser analisadas através de diversas técnicas numéricas existentes. Para o presente trabalho primeiramente será realizado um pré-projeto para a análise e síntese dos protótipos das antenas propostas utilizando o método da Linha de Transmissão. Desta forma, um programa em ambiente MATLAB foi desenvolvido para obter as dimensões iniciais de elementos irradiadores empregando o método da Linha de Transmissão. Este código é apresentado no Anexo 1.

Os *softwares* de simulação eletromagnética de alto desempenho como o *Ansoft Designer* e o *HFSS*, são largamente utilizados no projeto de antenas de microfita. Após a realização do pré-projeto dos modelos de antenas propostos, foi utilizado o *software HFSS* para o modelamento geométrico, análise, otimização e simulação para o levantamento dos parâmetros elétricos das antenas.

3.2 Considerações Iniciais.

Antenas de microfita são formadas por duas placas condutoras paralelas separadas por camadas dielétricas. O elemento irradiador é formado pelo condutor superior e assume a forma de um retângulo e o condutor inferior é o elemento refletor (plano de terra). Neste trabalho serão propostos quatro modelos de antenas de microfita, diferenciados basicamente pelo tipo de alimentação, sendo esta dada por: prova coaxial, linha de microfita e via acoplamento por proximidade. Os modelos de antenas propostos são excitados via conector SMA de 50Ω com base quadrada.

3.3 Métodos de alimentação.

3.3.1 Alimentação por prova coaxial.

Na modalidade de alimentação por prova coaxial o condutor interno do conector SMA é conectado ao elemento irradiador e o elemento externo do conector SMA é conectado ao plano de terra. A Figura 20 apresenta esse tipo de alimentação. A posição da ponta de prova coaxial (y_0) deve ser utilizada para ajustar o valor da impedância de entrada.

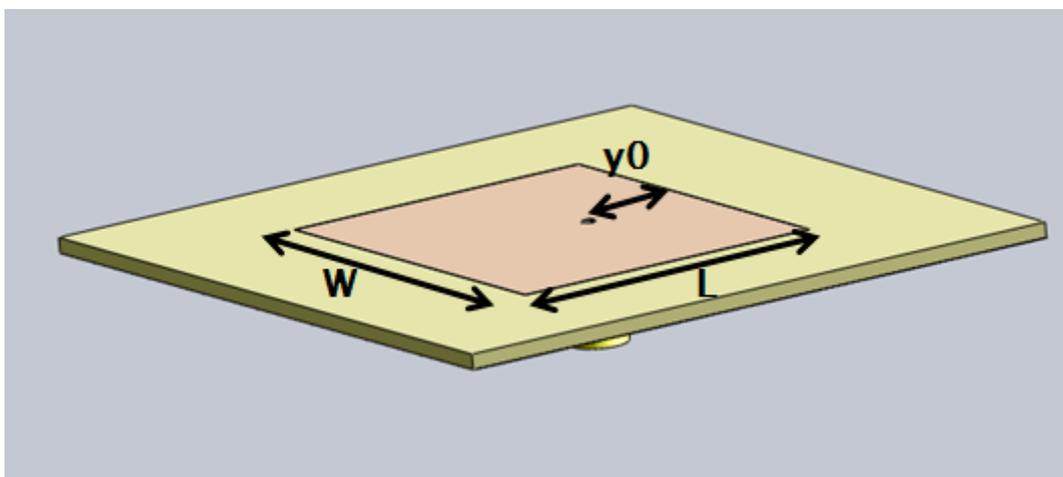


FIGURA 20 - Antena de microfita alimentada por ponta de prova coaxial.

Como vantagem na utilização desse método de alimentação, pode-se citar a facilidade de construção da antena. A desvantagem é a impedância de entrada da antena apresentar um alto valor de reatância indutiva provocada pela ponta de prova coaxial e apresentar pequena largura de banda. Essa alta indutância dificulta o casamento de impedância da antena e é maior em substratos de maior espessura onde a ponta de prova coaxial tem de ser maior a fim de atravessar o substrato dielétrico.

3.3.2 Alimentação por linha de microfita.

Nesse tipo de alimentação o condutor interno do conector SMA é conectado à linha de microfita e o elemento externo do conector SMA é conectado ao plano de terra. A Figura 21 apresenta esse tipo de alimentação.

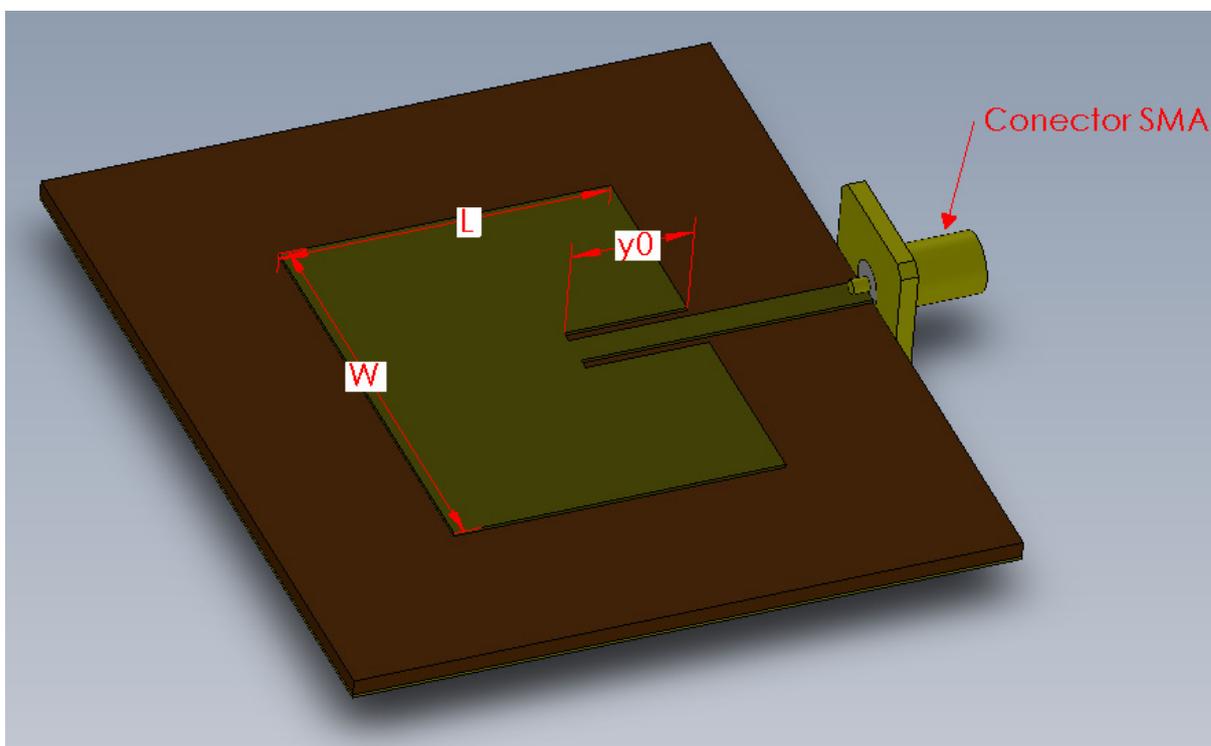


FIGURA 21 - Antena de microfita alimentada por linha de microfita.

Para obter o casamento de impedância entre a linha de alimentação e o elemento irradiador é utilizado o artifício em que a linha de alimentação penetra o elemento irradiador (y_0) na procura do melhor casamento de impedância entre a linha e o elemento irradiador.

A vantagem é que nesse tipo de alimentação o casamento de impedâncias é mais fácil, pois a impedância característica da linha de alimentação pode ser controlada variando a largura W da microfita sobre o substrato dielétrico de espessura definida. A desvantagem é que se

o valor da espessura do substrato dielétrico for elevado e o valor da constante dielétrica do material for reduzido, a valor de W da microfita será maior e conseqüentemente irá aumentar a irradiação indesejada proveniente da linha de alimentação.

3.3.3 Alimentação via acoplamento por proximidade.

A técnica de alimentação via acoplamento por proximidade é caracterizada por uma linha de alimentação, localizada entre as camadas dielétricas, que é acoplada eletromagneticamente ao elemento irradiador retangular. Na Figura 22, o elemento irradiador e a camada dielétrica superior encontram-se transparentes, a fim de apresentar a alimentação via proximidade.

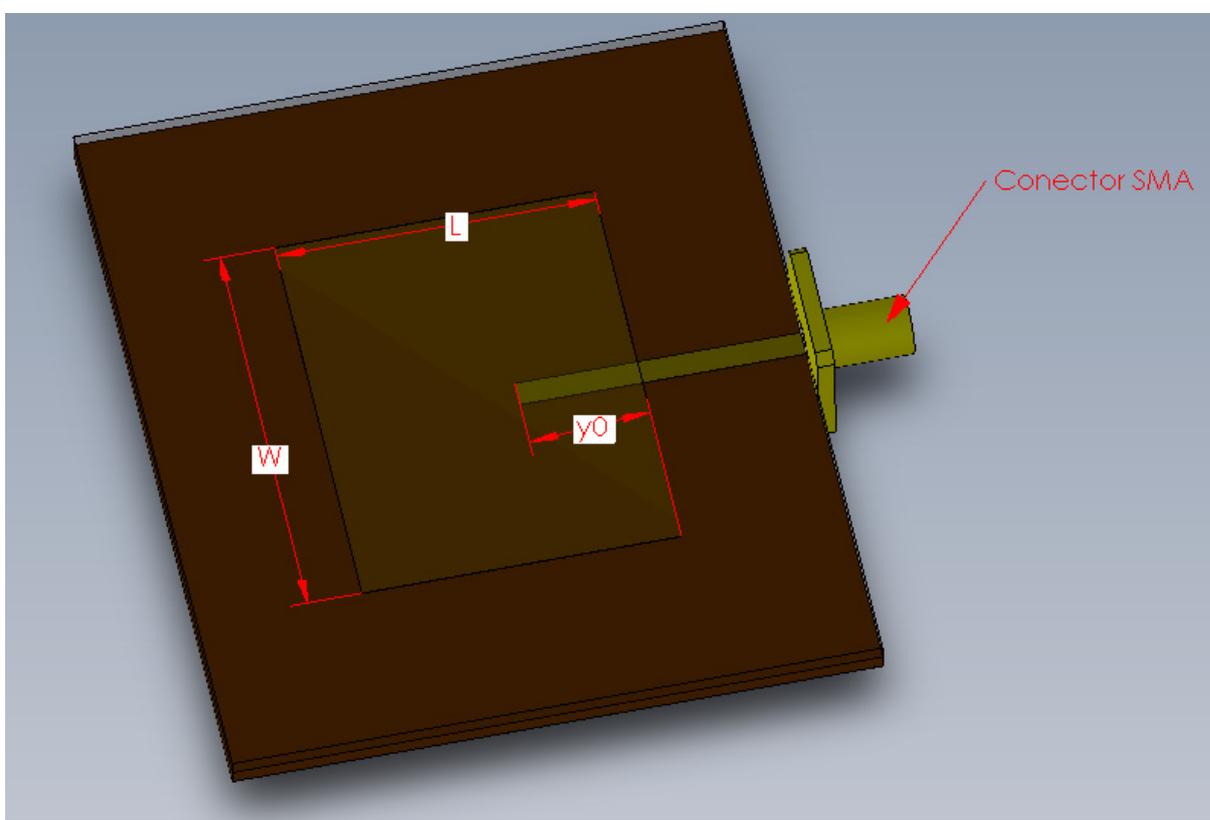


FIGURA 22 - Antena de microfita alimentada via acoplamento por proximidade.

Na Figura 22, a linha de alimentação de microfita não entra em contato com o elemento irradiador. As vantagens apresentadas são que: como a linha de alimentação encontra-se entre os substratos dielétricos a irradiação proveniente da linha perturba menos o diagrama de irradiação da antena; devido à espessura total do substrato dielétrico aumentar com a utilização de múltiplas camadas, a largura de banda da antena aumenta. A desvantagem é que uma antena formada por múltiplas camadas acaba dificultando o projeto e a fabricação do protótipo.

3.4 Modelo de linha de transmissão.

É o modelo de análise de antenas de microfita mais simples, mas produz bons resultados. É importante salientar que esse método de análise aplica-se apenas para estruturas retangulares. Como mostrado na Figura 23, uma antena de microfita retangular pode ser representada por duas fendas radiantes 1 e 2 de largura W e espessura t , separadas por uma distância L . Logo, o modelo da linha de transmissão basicamente pode ser evidenciado como duas fendas irradiadoras que estão espaçadas por uma linha de transmissão de baixa impedância e comprimento L .

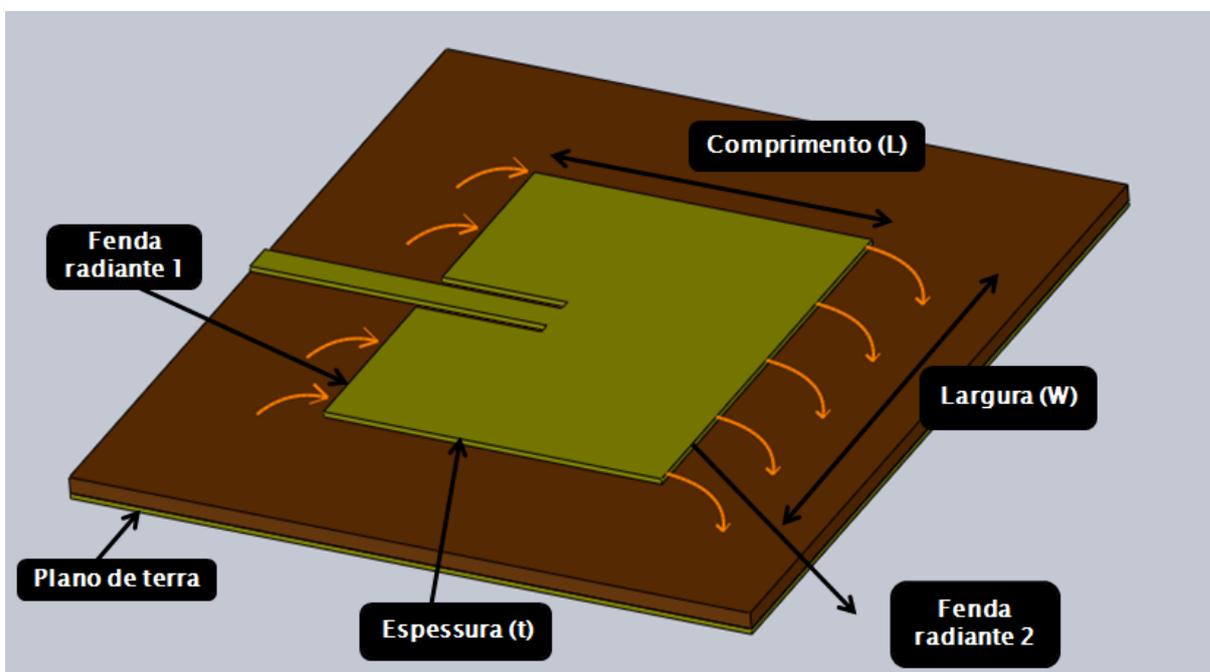


FIGURA 23 - Antena de microfita retangular.

3.4.1 Efeitos de Borda e Constante Dielétrica Efetiva (ϵ_{ref}).

Devido ao elemento irradiador apresentar dimensões finitas de largura e comprimento, os campos nas bordas do elemento irradiador apresentam efeito de borda, conforme a Figura 23. O efeito de borda é uma função das dimensões do elemento irradiador, bem como da espessura do substrato dielétrico. Como $\frac{W}{h} \gg 1$ e $\epsilon_r \gg 1$, as linhas de campo elétrico são concentradas no substrato dielétrico, o efeito de borda dos campos pelas bordas do irradiador faz com que a microfita pareça eletricamente maior que as suas dimensões físicas. Como as ondas se propagam no substrato dielétrico e no ar, uma constante dielétrica equivalente é introduzida, denominada constante dielétrica efetiva ϵ_{ref} , que leva em conta o efeito de borda e a velocidade de propagação na microfita. Os valores da permissividade dielétrica efetiva se encontram

dentro do intervalo $1 < \epsilon_{\text{ref}} < \epsilon_r$, para este modelo de antena analisado. A constante dielétrica efetiva é dependente também da frequência. Para valores baixos de frequência e próximos de até 10 GHz, o valor de ϵ_{ref} é definido por [8]:

$$\epsilon_{\text{ref}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \times \left[1 + \left(12 \times \frac{h}{W} \right) \right]^{-1/2} \quad (3)$$

À medida que o valor da frequência de operação da antena aumenta, as linhas de campo elétrico se concentram no substrato dielétrico, e neste caso, o valor de ϵ_{ref} se aproxima de ϵ_r .

3.4.2 Comprimento incremental (ΔL), Comprimento Real do elemento irradiador (L), Largura do elemento irradiador (W).

Como citado anteriormente, o elemento irradiador da antena de microfita parece eletricamente maior que as suas dimensões físicas. Como mostrado na Figura 24, a dimensão de comprimento L apresenta uma variação ΔL em cada uma de suas extremidades, sendo função da permissividade dielétrica efetiva (ϵ_{ref}) e da razão entre a largura e espessura ($\frac{W}{h}$).

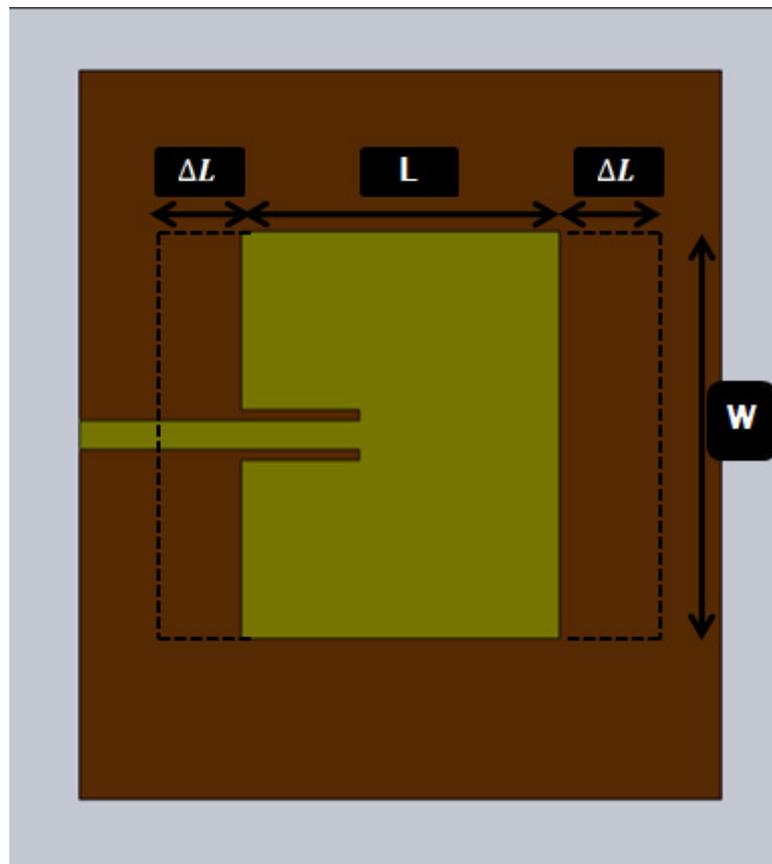


FIGURA 24 – Vista superior da antena de microfita retangular.

O valor do comprimento incremental (ΔL) é definido por [8]:

$$\Delta L = 0,412 \times h \times \frac{(\epsilon_{\text{ref}} + 0,3) \times \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{\text{ref}} - 0,258) \times \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (4)$$

O comprimento real do elemento irradiador (L) está intimamente ligado com a frequência de ressonância da antena (f_r). Então a expressão (5) permite calcular o comprimento do irradiador de modo a definir também a frequência de operação da antena em questão [8].

$$L = \frac{1}{2f_r \times \sqrt{\epsilon_{\text{ref}}} \times \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (5)$$

onde μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo e ϵ_0 é a permissividade elétrica do vácuo.

Finalmente, para um irradiador o valor da largura do *patch* que leva a boas eficiências de irradiação é dado aproximadamente por [8]:

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \times \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (6)$$

onde v_0 é a velocidade da luz no espaço livre.

3.4.3 Determinação da impedância de entrada a partir do ponto de alimentação.

O circuito equivalente da antena retangular de microfita é ilustrado pela Figura 25. As fendas riantes 1 e 2 são representadas por admitâncias Y_1 (com condutância G_1 e susceptância B_1) e Y_2 (com condutância G_2 e susceptância B_2), conforme [8].

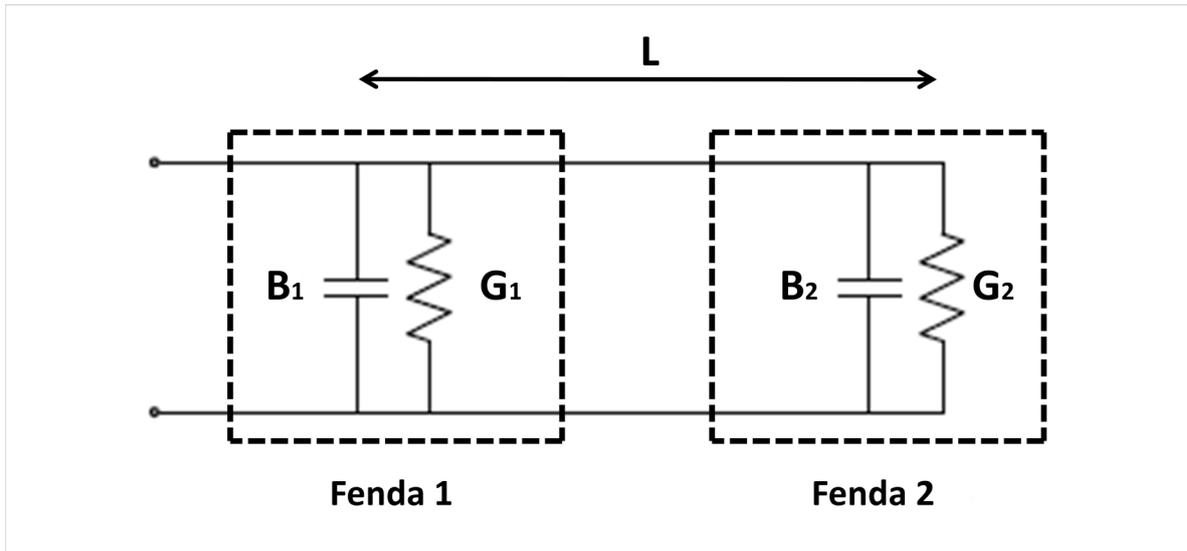


FIGURA 25 – Circuito equivalente do modelo de linha de transmissão.

As admitâncias das fendas 1 e 2 são definidas como [8]:

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (7)$$

$$Y_2 = G_2 + jB_2 \quad (8)$$

Para obter a impedância de entrada da antena (Z_{in}) é preciso determinar a admitância total da fenda 1 (admitância de entrada Y_{in}). Essa admitância total de entrada (Y_{in}) é dada pela soma da admitância da fenda 1 de entrada (Y_1), com a admitância da fenda 2 de saída (Y_2) transferida para a entrada, denominada admitância transformada da fenda 2 (Y_2^*).

Idealmente, as fendas devem ser separadas por $\lambda/2$, onde λ é o comprimento de onda no substrato dielétrico. No entanto devido aos efeitos de borda o comprimento (L) do irradiador é eletricamente maior que o verdadeiro comprimento. Portanto, a verdadeira separação entre as duas fendas é ligeiramente menor que $\lambda/2$. Se a redução do comprimento for adequadamente escolhida usando a equação (4) (tipicamente, $(0,48\lambda < L < 0,49\lambda)$), a admitância transformada da fenda 2 se torna [8]:

$$Y_2^* = G_2^* + jB_2^* \quad (9)$$

onde $G_2^* = G_1$ e $B_2^* = -B_1$

Assim, a admitância total de entrada é real e dada por [8]:

$$\begin{aligned}
Y_{in} &= Y_1 + Y_2^* \\
Y_{in} &= (G_1 + jB_1) + (G_1 - jB_1) \\
Y_{in} &= 2G_1
\end{aligned} \tag{10}$$

Logo, a impedância de entrada é real e dada por [8]:

$$Z_{in} = \frac{1}{2G_1} \tag{11}$$

Como em uma antena parte do sinal irradiado por uma fenda propaga-se em direção a outra fenda e vice-versa, deve-se levar em conta o efeito de acoplamento mútuo entre as fendas. Devido a esse fato interferir na impedância de entrada da antena, a fórmula (11) deve ser modificada para (12), a fim de incluir a condutância mútua (G_{12}), sendo apresentada em [8]:

$$Z_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \tag{12}$$

O valor da condutância da fenda isolada (G_1) pode ser obtido através da expressão definida por [8]:

$$G_1 = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \tag{13}$$

Onde k_0 é a constante de propagação no espaço livre determinada por

$$k_0 = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \tag{14}$$

O valor da condutância mútua (G_{12}) pode ser obtido através da expressão definida por [8]:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (15)$$

onde J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero. O valor obtido da condutância mútua é pequeno em comparação ao valor da condutância G_1 .

A partir da análise da equação (12) é possível observar que a impedância de entrada do irradiador retangular é inversamente proporcional a dimensão W . Isso é aceitável desde que a razão W/L não exceda 2, devido a eficiência de abertura de uma fenda isolada decrescer, a medida que o valor da razão W/L seja excedido.

O método de maior eficiência quando se deseja alterar a impedância de entrada de uma antena retangular de microfita é alterar o ponto de alimentação variando-o em y_0 a partir da fenda 1, como indicado na Figura 26.

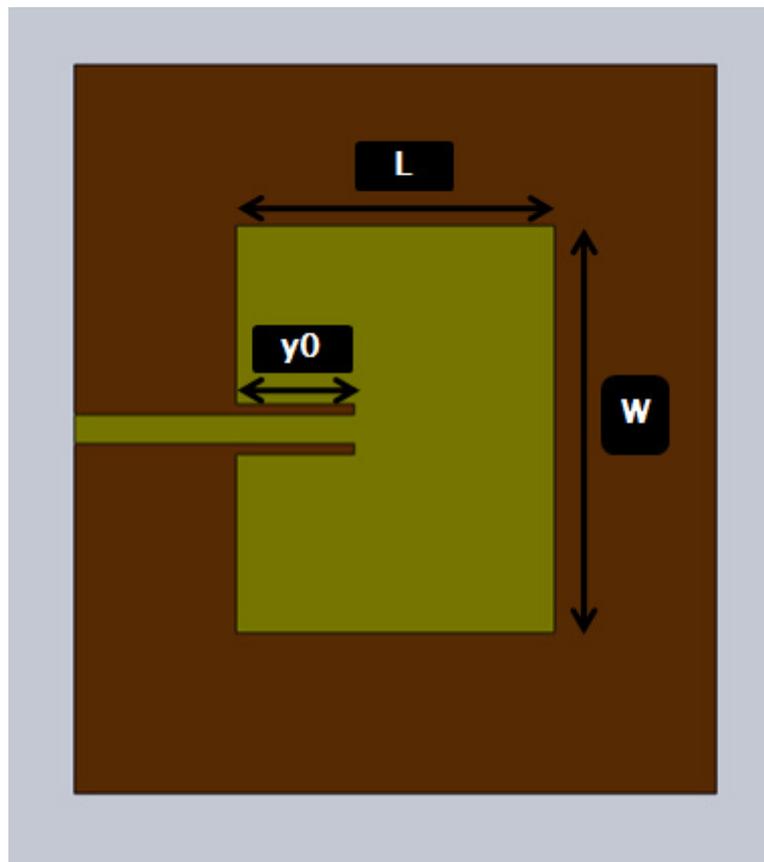


FIGURA 26 – Impedância de entrada em função de y_0 .

A impedância de entrada em função de y_0 é dada por [8]:

$$Z_{in}(y = y_0) = Z_{in}(y = 0)\cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \quad (16)$$

onde $Z_{in}(y = 0)$, é a impedância de entrada na borda da fenda 1.

O valor máximo de impedância de entrada ocorre na borda da fenda 1 ($y_0 = 0$), onde a tensão é máxima e a corrente é mínima, obtendo-se valores de 150 a 300 ohms. O valor mínimo de impedância de entrada ocorre no centro do irradiador de microfita ($y_0 = L/2$) onde a tensão é nula e a corrente máxima.

Devido aos valores de G_1 e G_{12} poderem ser obtidos somente através de métodos numéricos, para acelerar o processo de análise e síntese do método da linha de transmissão, as expressões acima foram implementadas no *software* MATLAB. Todas as equações desenvolvidas no *software* são mostradas no Anexo 1.

3.5 Projeto de quatro modelos de antenas de microfita.

Nessa seção serão analisados e projetados quatro modelos de antenas de microfita. Os quatro modelos de antenas serão divididos em dois tipos sendo estes: antenas de microfita com única camada dielétrica e antenas de microfita com múltiplas camadas dielétricas.

3.5.1 Antenas de microfita com única camada dielétrica.

É o tipo mais simples, em que a antena de microfita apresenta um elemento irradiador, separado por uma única camada de substrato dielétrico, do plano de terra da antena. Para o presente trabalho, serão analisadas duas antenas com uma única camada dielétrica, diferenciadas pelo tipo de alimentação, sendo estas: por prova coaxial ou linha de microfita.

3.5.1.1 Antena de microfita com única camada dielétrica alimentada por prova coaxial.

Para o projeto em questão, é analisada uma antena com irradiador retangular e que opere na sua frequência de ressonância. A escolha do valor da frequência de operação, foi baseado na frequência em que opera o sistema de rádio-transmissão implementado nas lavouras de arroz, que é 2,4GHz. O laminado comercial dupla face utilizado é encontrado no mercado nacional e é o único disponível no laboratório da UNIPAMPA campus Alegrete. Nas especificações do fabricante o laminado dupla face apresenta espessura de 1,5 mm, sendo o substrato dielétrico de FR4 com espessura $h = 1,43\text{mm}$ e a espessura de cada camada de cobre $t = 0,035\text{mm}$. Devido ao fato de o fabricante não especificar o valor da permissividade rela-

tiva e da tangente de perdas do material FR4, foram adotados os seus valores de uso padrão, como $\epsilon_r = 4,4$ e $\text{tg}\delta = 0,02$.

As dimensões da antena foram obtidas com auxílio do Modelo da Linha de Transmissão, implementado no *software* MATLAB. Com a rotina desenvolvida em *software*, foram obtidas as seguintes dimensões: $W = 38,036$ mm, $L = 29,502$ mm e $y_0 = 10,945$ mm.

Os valores obtidos com o Modelo da Linha de Transmissão são apenas um pré-projeto das dimensões iniciais do elemento irradiador, sendo o próximo passo modelar a antena com as dimensões obtidas no pré-projeto através do *software* HFSS. Nesse *software* será realizada também a simulação da antena para o levantamento dos seus parâmetros elétricos (perda de retorno, impedância de entrada e diagrama de ganho) e as devidas otimizações necessárias a fim de adquirir uma antena o mais eficiente possível. Como as dimensões iniciais da antena já foram estabelecidas anteriormente, as Figuras 27 e 28 apresentam a geometria da antena desenvolvida no *software* HFSS.

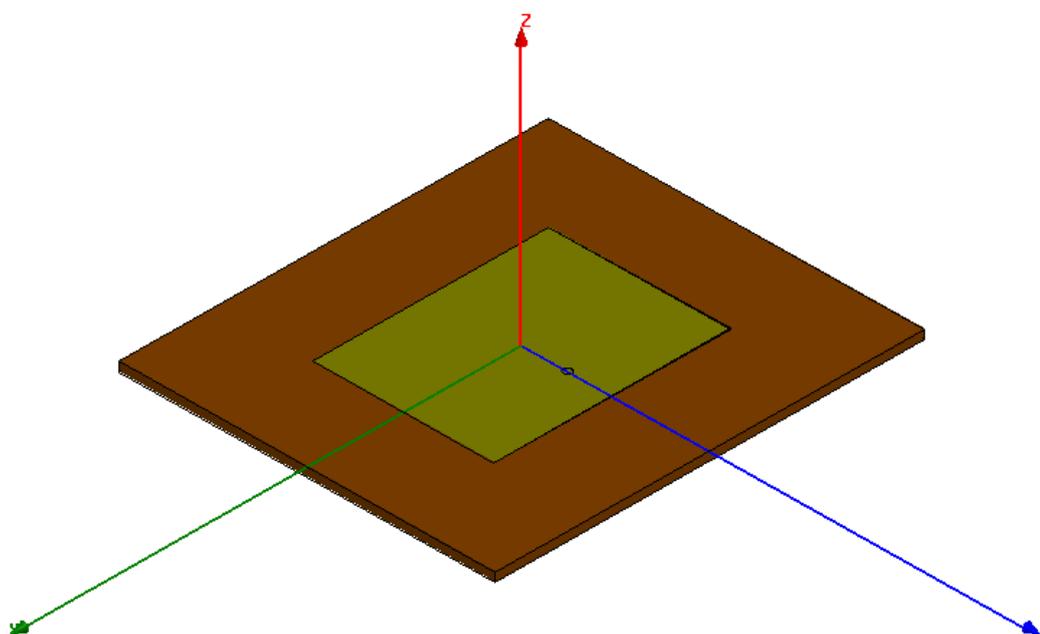


FIGURA 27 – Vista isométrica da geometria da antena de microfita com única camada alimentada por prova coaxial construída no HFSS.

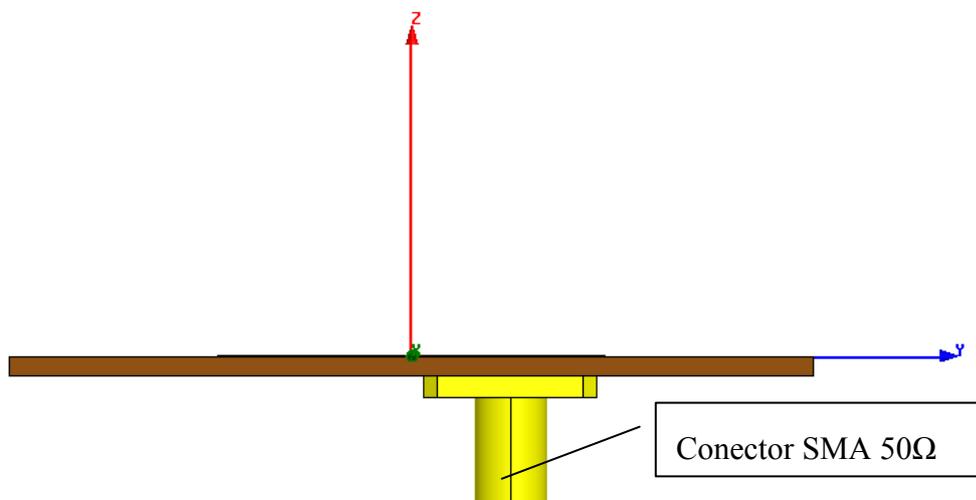


FIGURA 28 – Vista lateral da geometria da antena de microfita com única camada alimentada por prova coaxial construída no *HFSS*.

É importante ser destacado da Figura 28, que a ponta de prova coaxial é formada por um conector SMA de 50Ω , sendo este também modelado através do *software HFSS*.

Com a geometria já definida no *software*, foram definidos os materiais de cada elemento que compõe a antena no próprio *software*, com base nas características elétricas de cada material como citado acima. Finalmente, a geometria da antena apresentada nas Figuras 27 e 28 foi simulada no *software HFSS*.

Nas Figuras 29 e 30 são apresentados, respectivamente, os resultados do módulo do coeficiente de reflexão da antena e impedância de entrada, todos em função da frequência.

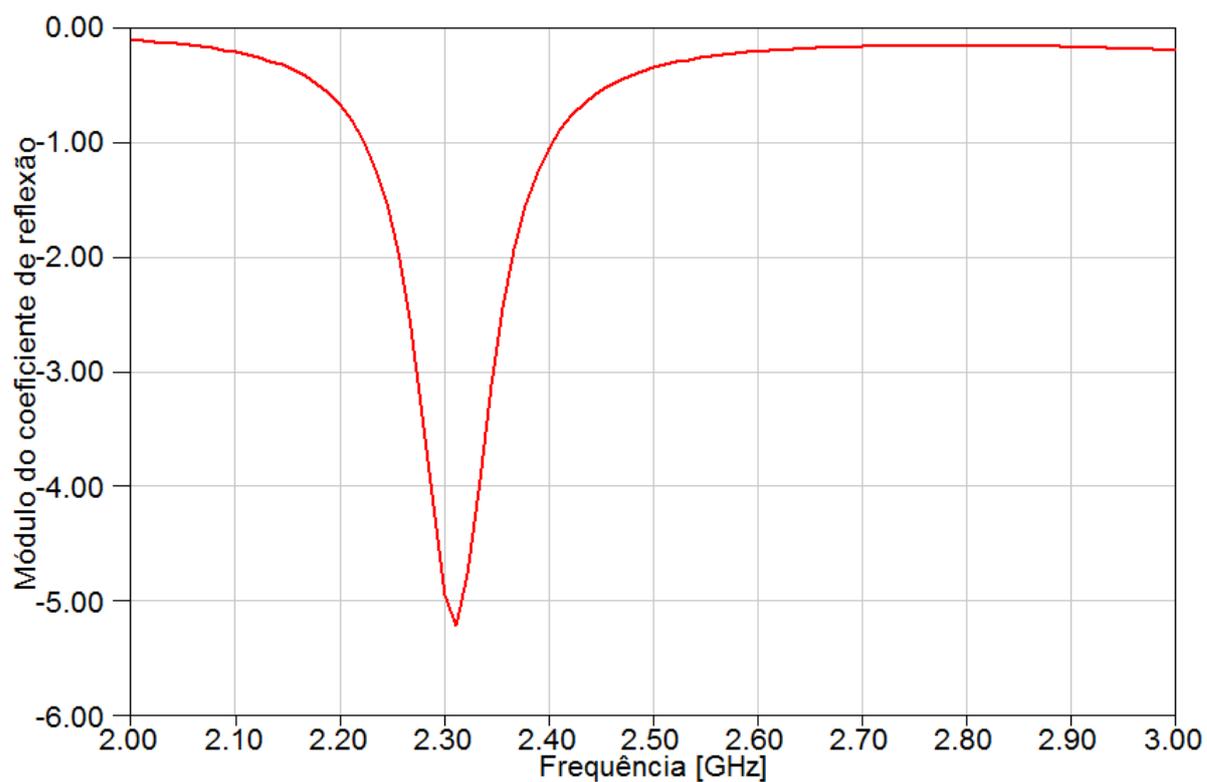


FIGURA 29 – Gráfico do módulo do coeficiente de reflexão do pré-projeto da antena de microfita.

Como pode ser observado na Figura 29, a frequência em que ocorre o mínimo de energia refletida encontra-se levemente deslocada da frequência de operação estipulada para o projeto que é de 2,4GHz. É possível observar que a frequência de ressonância está centrada em 2,31GHz e possui um desvio de 90MHz em relação à frequência de projeto que é de 2,4GHz.

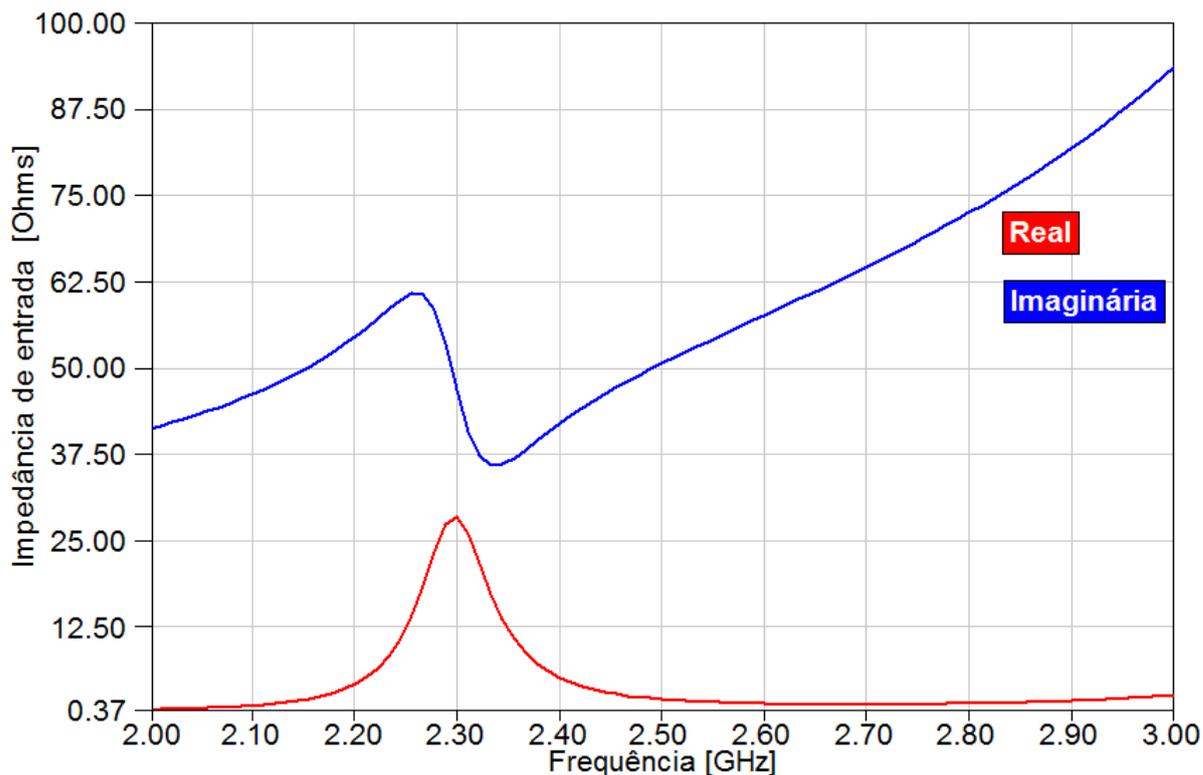


FIGURA 30 – Gráfico da impedância de entrada do pré-projeto da antena de microfita.

Com relação à impedância de entrada da antena visualizada na Figura 30, é possível constatar uma elevada componente indutiva que acaba dificultando o casamento da antena com o conector SMA de 50Ω . Como citado anteriormente, esse alto valor de reatância indutiva é provocado pelo condutor interno do conector SMA. A impedância de entrada da antena centrada em 2,31GHz é $Z_{in} = 26 + j46,8\Omega$, no caso a maior parte de potência incidente nos terminais da antena está sendo refletida e pouca potência sendo utilizada, devido ao descasamento de impedâncias entre a antena e o conector SMA.

Seguindo a estratégia de projeto adotada, como mencionado anteriormente, o próximo passo é realizar a otimização das dimensões (W, L) do elemento irradiador e a posição da inserção da ponta de prova de alimentação (y_0) com o *software HFSS*. Como se pode concluir do método da linha de transmissão, a frequência de operação da antena (ressonância) depende e é controlada pela dimensão L . O valor da frequência varia de modo que, com o aumento da dimensão do comprimento L a frequência de ressonância diminui e, com a diminuição do comprimento L a frequência de ressonância aumenta. A largura W atua principalmente no controle da impedância de entrada da antena, lembrando que é recomendado que o valor da relação W/L não seja maior que 2. Como os valores da largura W e da impedância de entrada (Z_{in}) são inversamente proporcionais, à medida que W aumenta Z_{in} diminui e o inverso tam-

bém é verificado. Já para pequenas variações do valor da dimensão y_0 , acarretam em variações razoáveis de impedância de entrada da antena. É extremamente importante ressaltar que os resultados das expressões propostas pelo método da linha de transmissão são valores aproximados para impedância de entrada de antenas de microfita retangulares. Como a impedância de entrada da antena é complexa e inclui tanto uma parte real quanto uma imaginária, nas simulações com o *software HFSS*, essas grandezas serão analisadas com maior precisão, fato que não pode ser facilmente calculado com o método da linha de transmissão.

Como mostrado na Figura 30, a impedância de entrada da antena apresenta uma alta componente indutiva e está completamente descasada do conector SMA de 50Ω . Um dos objetivos da utilização do *software HFSS* é obter um valor de impedância de entrada da antena puramente real de 50Ω na frequência central de operação, a fim de garantir o casamento de impedância entre a antena e o conector para garantir um protótipo eficiente. Inicialmente, é variada a posição de alimentação da antena (y_0) com objetivo de analisar a resistência e a reatância da impedância de entrada da antena.

No gráfico da Figura 31, é possível observar as curvas do comportamento da reatância de entrada da antena alimentada por prova coaxial obtidas com auxílio do *software HFSS*. Foram apresentadas quatro curvas de reatância, sendo essas variadas em função da posição de alimentação (y_0).

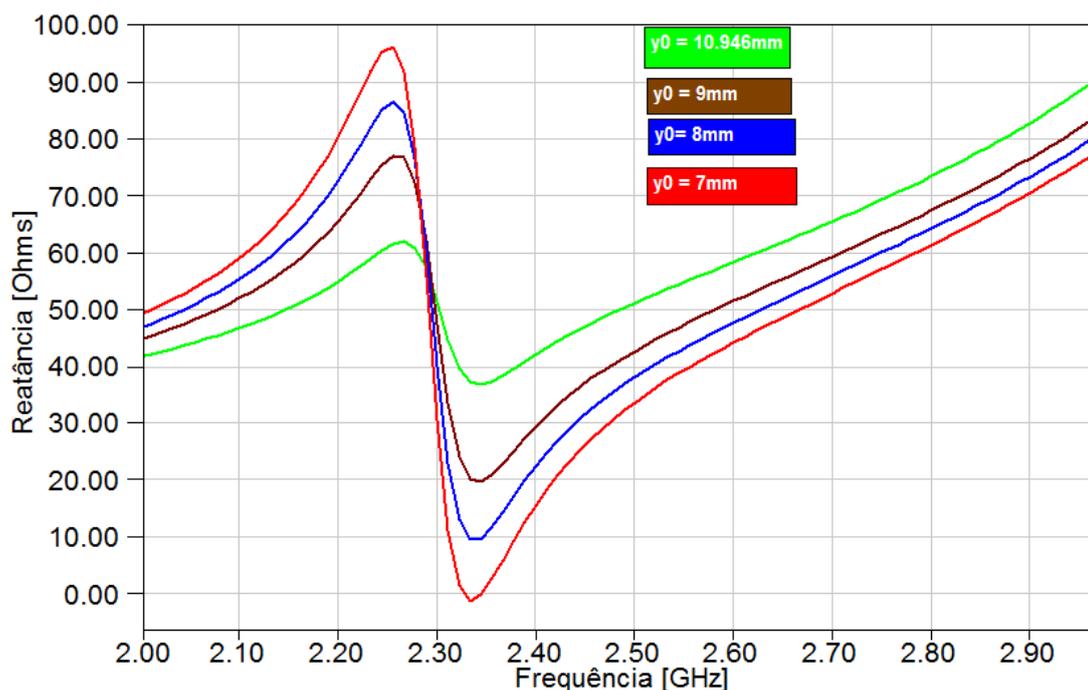


FIGURA 31 – Curvas de comportamento da reatância de entrada do pré-projeto da antena de microfita, variadas a partir da posição da ponta de prova coaxial.

É possível observar na Figura 31, que a reatância capacitiva se mostra mais acentuada a partir da frequência de ressonância da antena, que no caso está centrada em 2,31GHz e aumenta com a variação do ponto alimentação da antena. Esse fato pode ser explicado pelo modelo da linha de transmissão, pois nesse modelo capacitores estão posicionados nas bordas do elemento irradiador, como resultado da energia elétrica armazenada nos campos de franja. Então, quanto mais próximo o conector SMA estiver dos campos de franja, maior será a contribuição de energia capacitiva sobre a reatância de entrada dessa antena, podendo assim compensá-la.

Do mesmo modo, na Figura 32, a partir dos mesmos valores de variação da ponta de prova coaxial em direção à borda do elemento irradiador, foram analisadas as curvas da resistência de entrada da antena alimentada por prova coaxial projetada com o auxílio do modelo da linha de transmissão. As curvas da resistência de entrada apresentadas, evidenciam que a parte resistiva da impedância de entrada aumenta à medida que a ponta de prova de alimentação é deslocada na direção da borda do elemento irradiador.

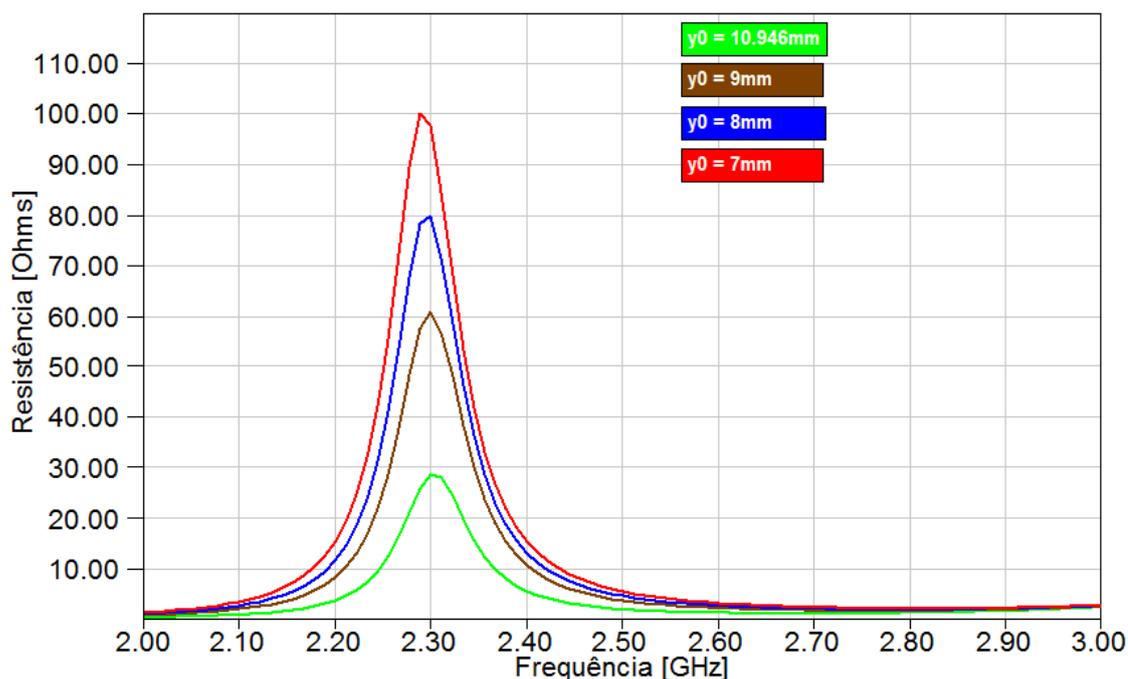


FIGURA 32 – Curvas de comportamento da resistência de entrada do pré-projeto da antena de microfita, variadas a partir da posição da ponta de prova coaxial.

Com base nos resultados obtidos, adota-se uma rotina de projeto para chegar ao modelo otimizado da antena. Devem ser realizados alguns processos iterativos com *software HFSS*, tantos quantos forem necessários a fim de se obter as dimensões do protótipo otimizado. Como já sabemos como varia cada parâmetro elétrico a ser obtido em função das dimensões da antena, em cada uma das iterações é estimado um valor para cada dimensão, até que se obtenha um projeto adequado.

A seguir é citado como se deve conduzir cada processo iterativo para o projeto da antena:

- a) Varia-se o valor do local da inserção da ponta de prova coaxial (y_0), com o objetivo de ajustar a impedância de entrada da antena.
- b) Varia-se o comprimento do elemento irradiador (L), com o objetivo de variar o valor da frequência e fixá-la na frequência de operação imposta no projeto. Lembrando que na frequência de operação a impedância de entrada da antena deve apresentar reatância nula e resistência de 50Ω , para esse projeto.
- c) É feito um ajuste fino na impedância de entrada da antena, variando o valor da largura do elemento irradiador (W).

A fim de verificar essa rotina de projeto, foi simulada a antena de microfita alimentada por prova coaxial com auxílio do *software HFSS*. Inicialmente foram utilizadas as dimensões

obtidas com o método da linha de alimentação, sendo essas dadas por: $W = 38,036\text{mm}$, $L = 29,502\text{mm}$ e $y_0 = 10,945\text{mm}$. Para esse projeto o valor da frequência de ressonância adotado é de $f_r = 2,4\text{GHz}$. A faixa de passagem da antena deve ser centrada em $2,4\text{GHz}$ para valores do módulo do coeficiente de reflexão menores ou iguais -10 dB .

Foram necessários oito processos iterativos para otimizar a antena de microfita alimentada por cabo coaxial. Nas figuras 33, 34 e 35, respectivamente, são apresentadas: a reatância de entrada da antena, resistência de entrada da antena e o módulo do coeficiente de reflexão.

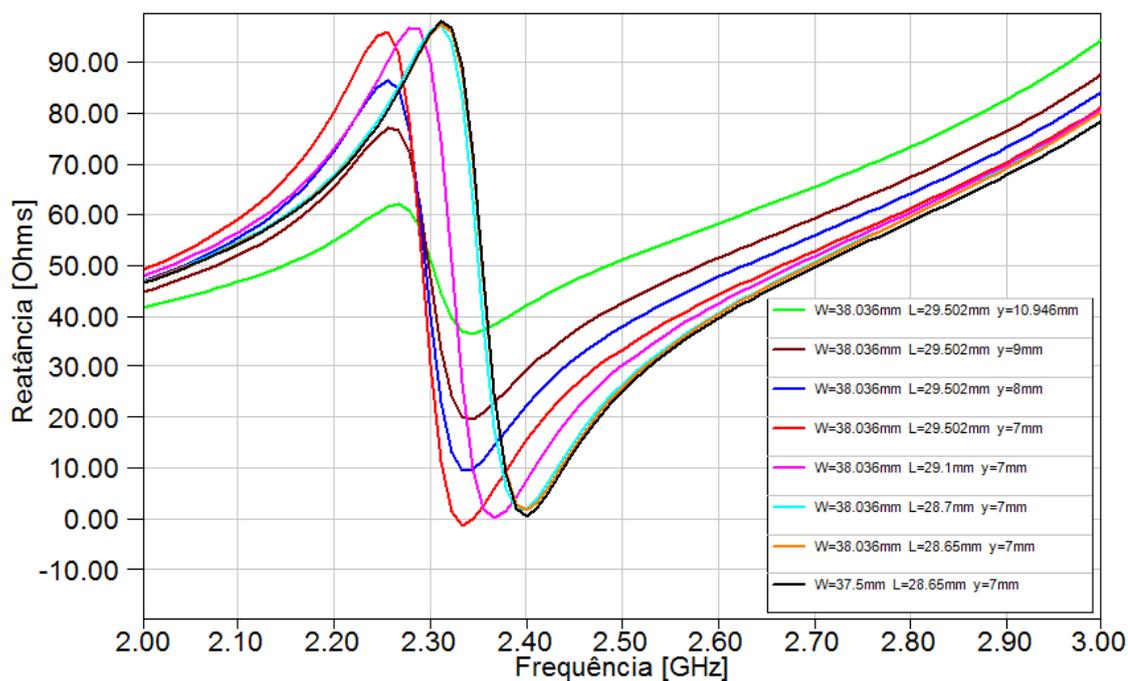


FIGURA 33 – Curvas de otimização da reatância de entrada da antena realizada no *software HFSS*.

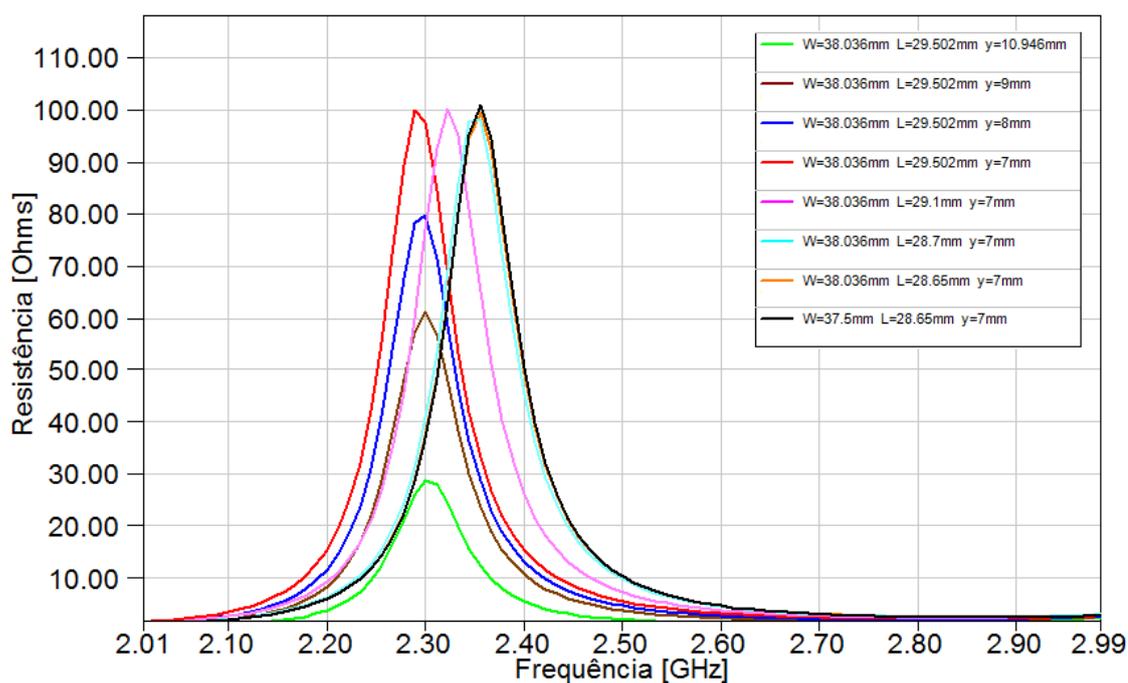


FIGURA 34 – Curvas de otimização da resistência de entrada da antena realizada no *software HFSS*.

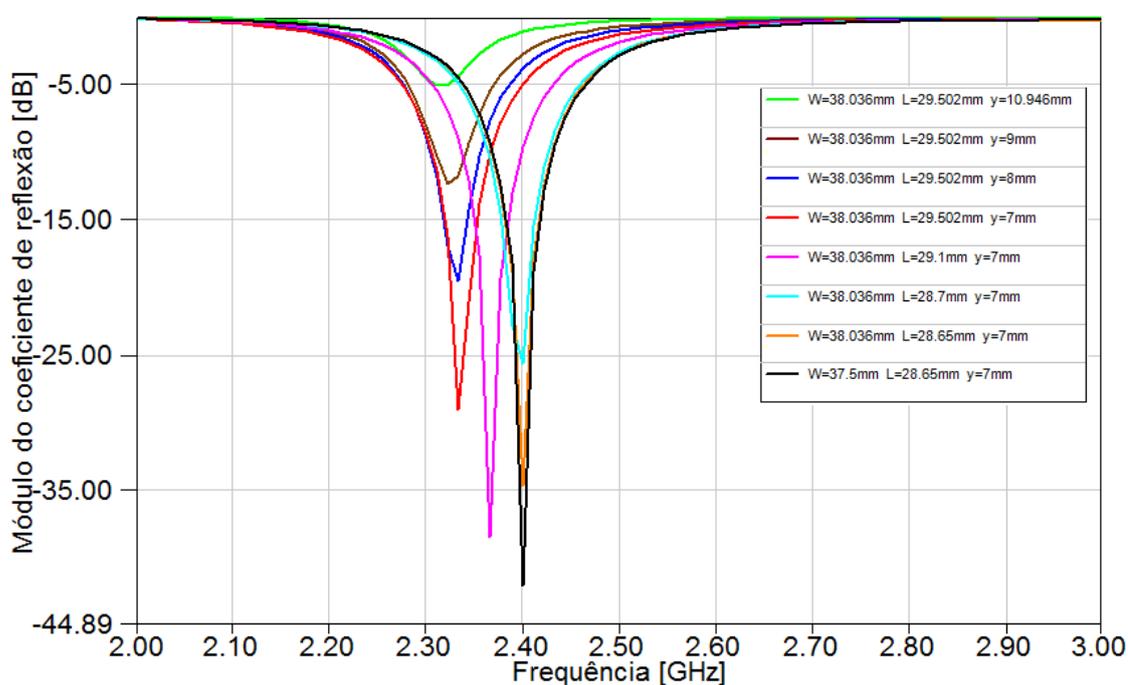


FIGURA 35 – Curvas de otimização do módulo do coeficiente de reflexão da antena realizada no *software HFSS*.

Dos gráficos das Figuras 33, 34 e 35 apresentados, é possível observar que com a estratégia de projeto adotada conseguiu-se otimizar a antena em questão para a sua máxima eficiência, sendo suas dimensões finais definidas por $W = 37,5\text{mm}$, $L = 28,65\text{mm}$ e $y_0 = 7\text{mm}$.

Na Figura 36 é apresentada a curva de impedância de entrada da antena traçada na Carta de Smith. Observa-se dessa figura que a antena está bem casada na frequência desejada de 2,4GHz.

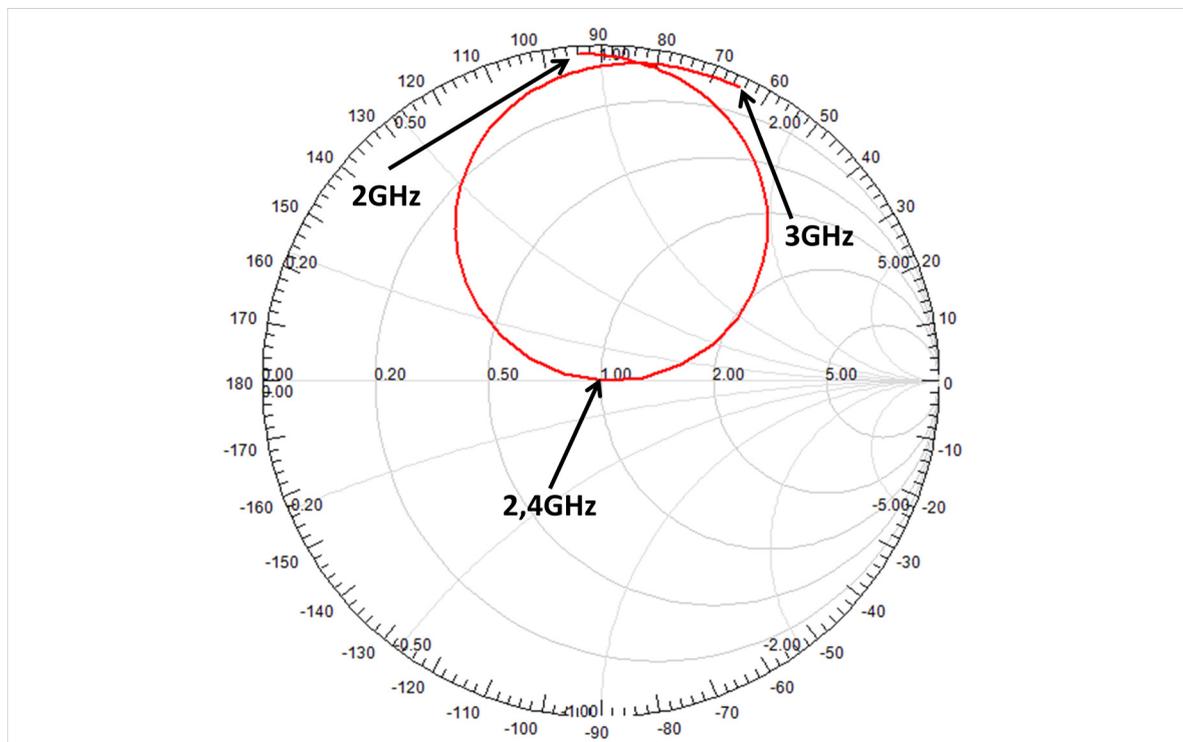


FIGURA 36 – Curva da impedância de entrada traçada na Carta de Smith, normalizada em relação à $Z_0 = 50\Omega$.

O próximo parâmetro elétrico determinado é o ganho da antena, sendo esse apresentado nos planos principais xz e yz para a frequência de 2,4GHz. O ganho G em 2,4GHz é de 3,88 dBi, com máximo de irradiação em $\theta = 0^\circ$. O ganho é mostrado para os planos xz e yz , respectivamente, nas Figuras 37 e 38.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano xz para a frequência de 2,4 GHz

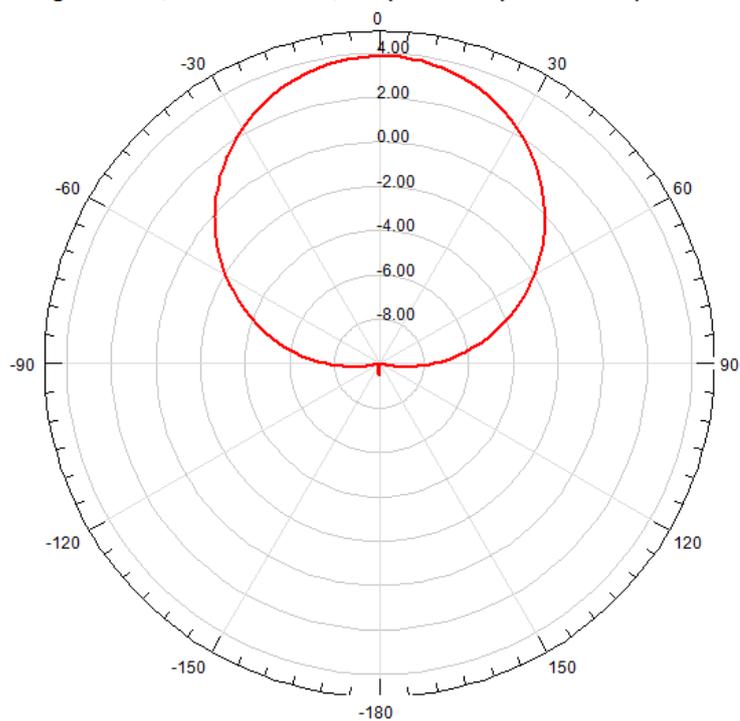


FIGURA 37 – Ganho no plano xz, da antena alimentada por prova coaxial para a frequência de 2,4GHz.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano yz para a frequência de 2,4 GHz

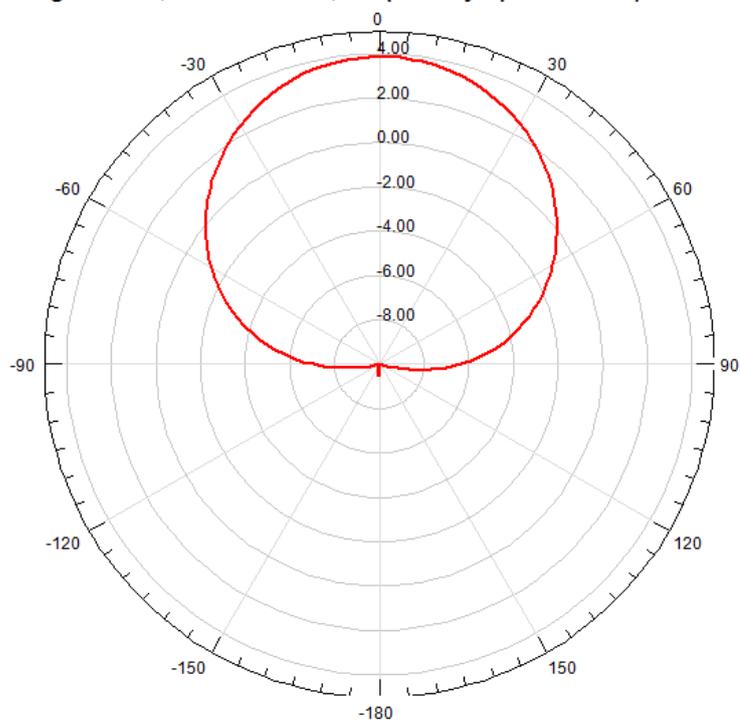


FIGURA 38 – Ganho no plano yz, da antena alimentada por prova coaxial para a frequência de 2,4GHz.

O diagrama da função ganho da antena alimentada por prova coaxial é apresentado em três dimensões na Figura 39, traçado na frequência de 2,4GHz.

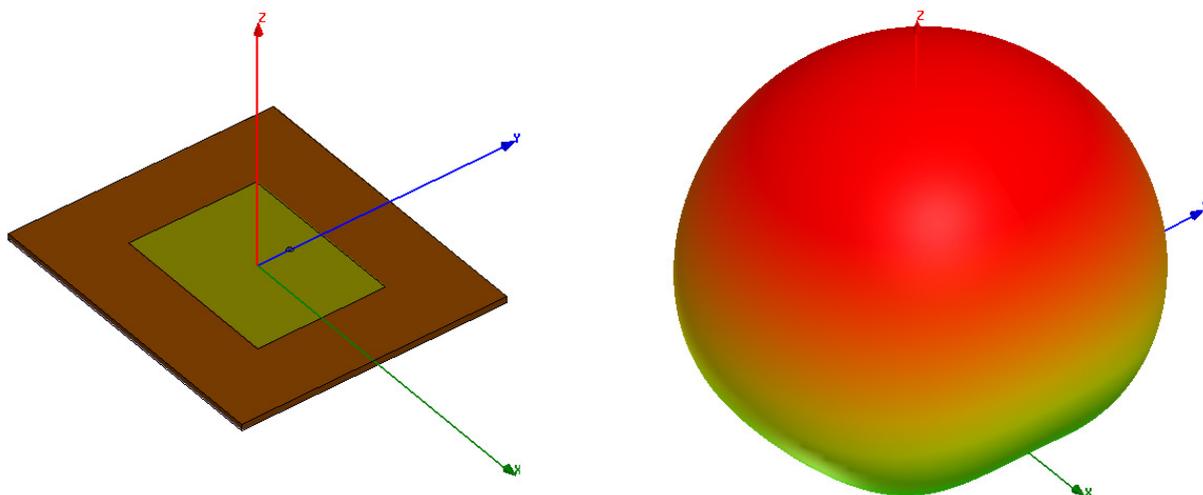


FIGURA 39 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para a antena alimentada por prova coaxial.

3.5.1.2 Antena de microfita com única camada dielétrica alimentada linha de microfita.

Para este modelo de antena serão utilizados os materiais de mesmas propriedades elétricas, do modelo já apresentado no item 3.5.1.1. O material utilizado é o FR4, com espessura igual $h = 1,43\text{mm}$ cada espessura de cobre $t = 0,035\text{ mm}$. O valor da permissividade relativa $\epsilon_r = 4,4$ e tangente de perdas $\text{tg}\delta = 0,02$.

A geometria da antena é apresentada na Figura 40 e suas dimensões foram obtidas com auxílio do Modelo da Linha de Transmissão. Os valores das dimensões obtidas para essa antena são: $W = 38,036\text{mm}$, $L = 29,502\text{mm}$ e $y_0 = 10,945\text{mm}$. Os valores das dimensões são os mesmos encontrados na antena do item 3.5.1.1 anterior, apenas diferenciando no modo da alimentação da antena.

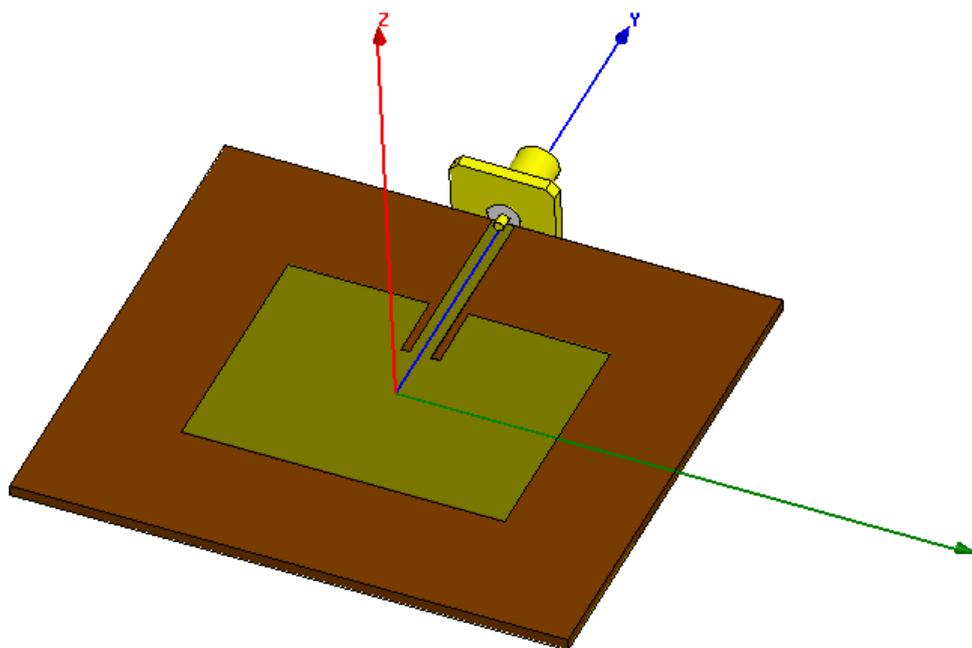


FIGURA 40 – Vista isométrica da geometria da antena de microfita com única camada alimentada por linha de microfita construída no *HFSS*.

Na Figura 40, pode ser visto que o conector SMA de 50Ω é conectado na lateral da antena e é acoplado à linha de alimentação. Esse modelo de antena de microfita retangular apresenta uma reentrância no elemento irradiador de profundidade y_0 . Como já citado, y_0 tem a função de casar o elemento irradiador retangular com a linha de alimentação de microfita. A linha de alimentação apresenta uma impedância característica Z_c e deve ser do mesmo modo casada com o conector SMA de 50Ω . O valor da impedância característica da linha de alimentação pode ser aproximado pela expressão [8]:

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}} \ln \left[\frac{8h}{W_c} + \frac{W_c}{4h} \right], & \frac{W_c}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{ref}} \left[\frac{W_c}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_c}{h} + 1,444 \right) \right]}}, & \frac{W_c}{h} > 1 \end{cases} \quad (15)$$

Onde W_c é a largura da linha de alimentação, como mostrado na Figura 41.

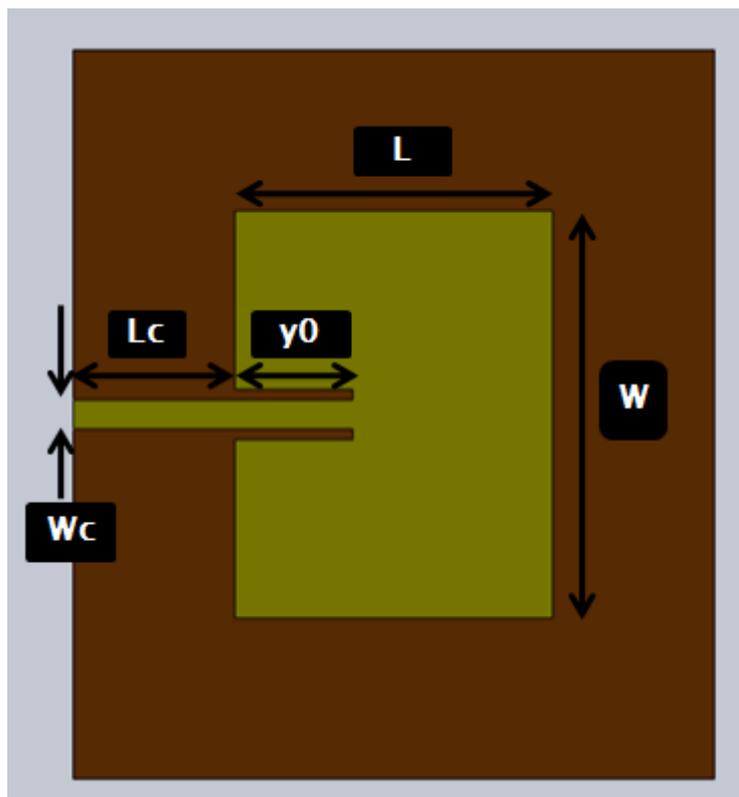


FIGURA 41 – Representação da linha de alimentação de largura W_c e comprimento L_c .

É importante ressaltar que o valor da impedância característica Z_c independe do comprimento L_c da impedância característica. Então o valor do comprimento de L_c foi adotado como igual a $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda guiado (λ_g), dado pela expressão:

$$L_c = \frac{\lambda_g}{4}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ref}}}$$

$$L_c = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (16)$$

O grande obstáculo enfrentado é que o valor de ϵ_{ref} é diferente para diferentes valores de W_c , utilizando um mesmo substrato dielétrico, sendo os valores calculados com a expressão (15), são aproximados. Os valores encontrados através das expressões acima foram de $W_c = 2,7\text{mm}$ e $L_c = 17,13\text{mm}$ para um valor de $Z_c = 50\Omega$, que é o valor da impedância característica do conector SMA utilizado.

Após terem sido definidas as dimensões iniciais do elemento irradiador de microfita com o auxílio do modelo da linha de transmissão, bem como as dimensões da linha de alimentação, é simulado o pré-projeto dessa antena no *software HFSS*. O primeiro item a ser analisado

foi impedância característica da linha de alimentação $Z_c = 50\Omega$ e foi verificado que a mesma estava de acordo com o valor da largura obtida ($W_c = 2,7\text{mm}$).

Logo, são levantados os parâmetros elétricos do módulo do coeficiente de reflexão e impedância de entrada da antena, respectivamente de acordo com as Figuras 42 e 43.

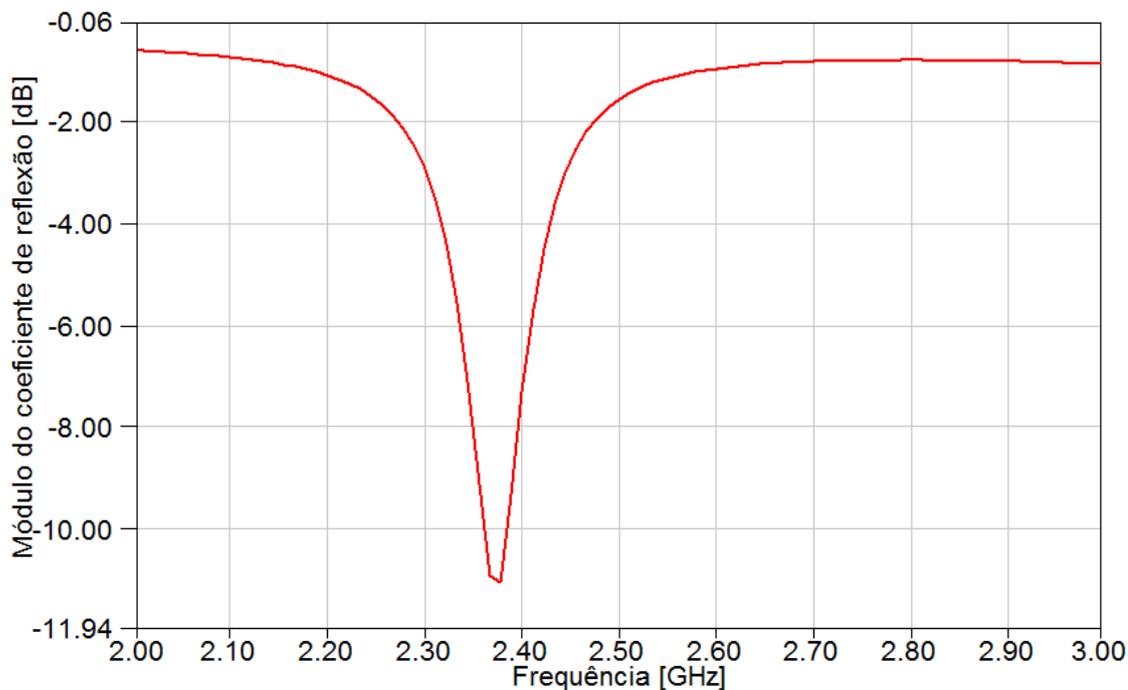


FIGURA 42 – Gráfico do módulo do coeficiente de reflexão do pré-projeto da antena de microfita.

No gráfico da Figura 42, a frequência encontra-se levemente deslocada da frequência de operação adotada para o projeto. É observado que a frequência de ressonância está centrada em 2,37GHz e possui um desvio de 22,2MHz em relação à frequência de projeto que é de 2,4GHz.

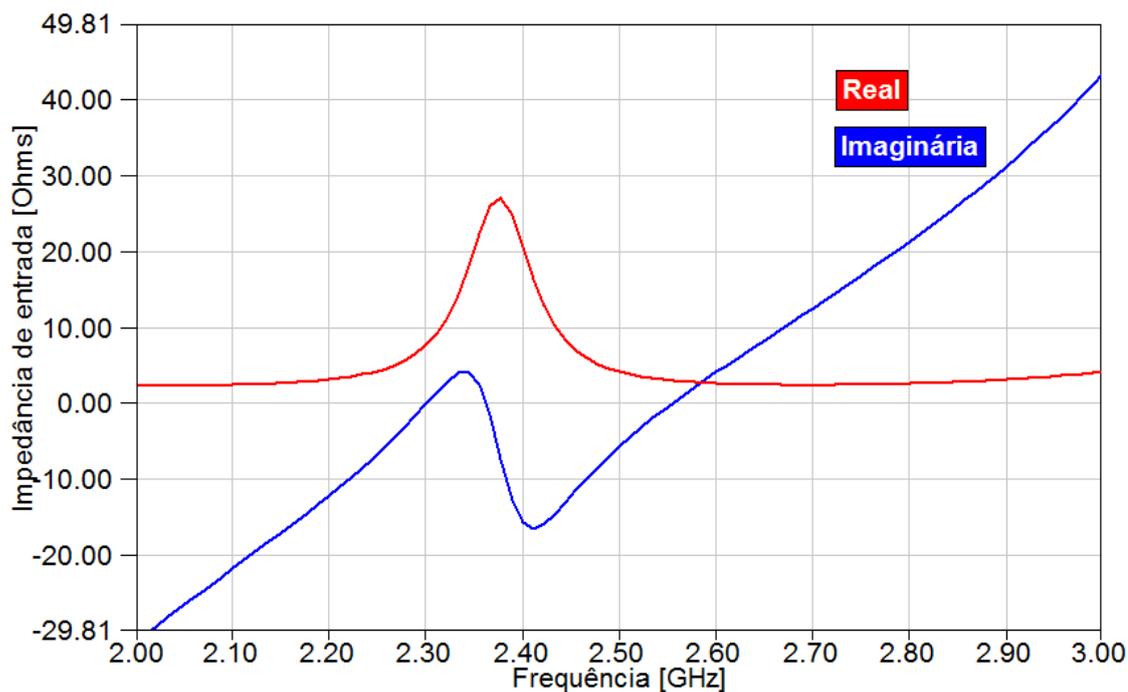


FIGURA 43 – Gráfico da impedância de entrada do pré-projeto da antena de microfita.

A impedância de entrada da antena centrada em $2,37\text{GHz}$ é $Z_{in} = 27,08 - j7,32\Omega$, de acordo com a Figura 43. A impedância de entrada da antena alimentada por linha de microfita, não apresenta uma elevada reatância indutiva, como mostrado no projeto da antena da seção 3.5.1.1.

Logo, a fim de obter o protótipo da antena otimizado, realizou-se algumas variações nas dimensões W , L e y_0 no *software HFSS*. Os valores finais das dimensões otimizadas da antena são dados por $W = 39,35\text{mm}$, $L = 29,27\text{mm}$ e $y_0 = 8\text{mm}$.

A seguir nas Figuras 44 e 45 são mostradas as curvas otimizadas do módulo do coeficiente de reflexão e impedância de entrada da antena.

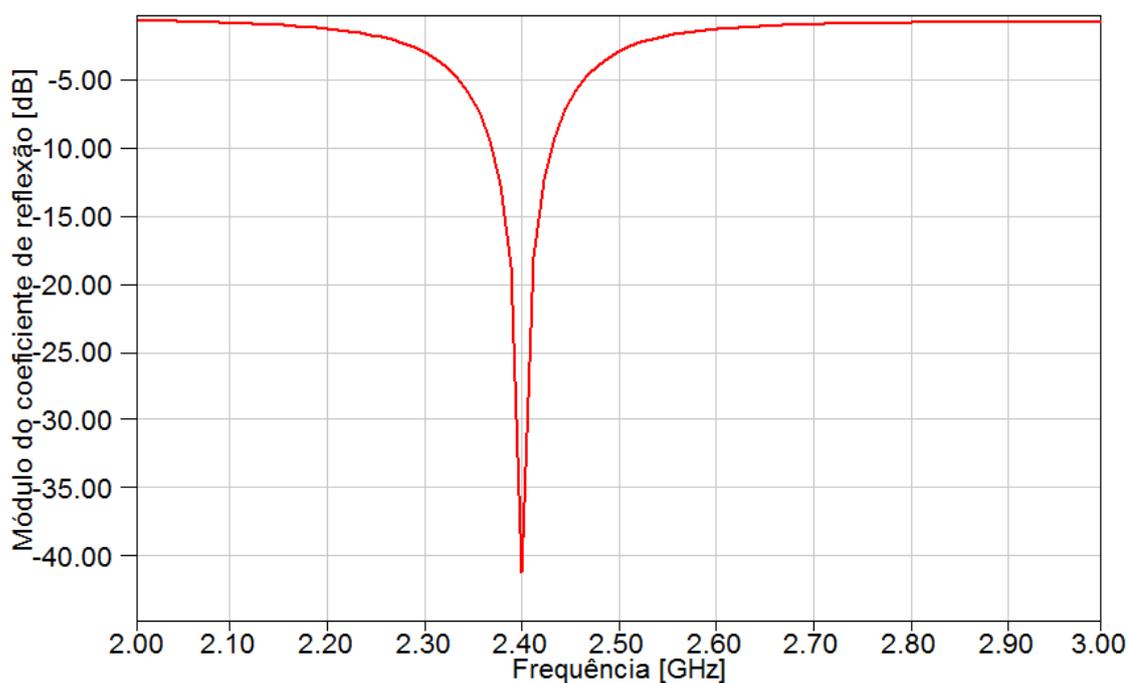


FIGURA 44 – Curva de módulo do coeficiente de reflexão da antenna otimizada no *software HFSS*.

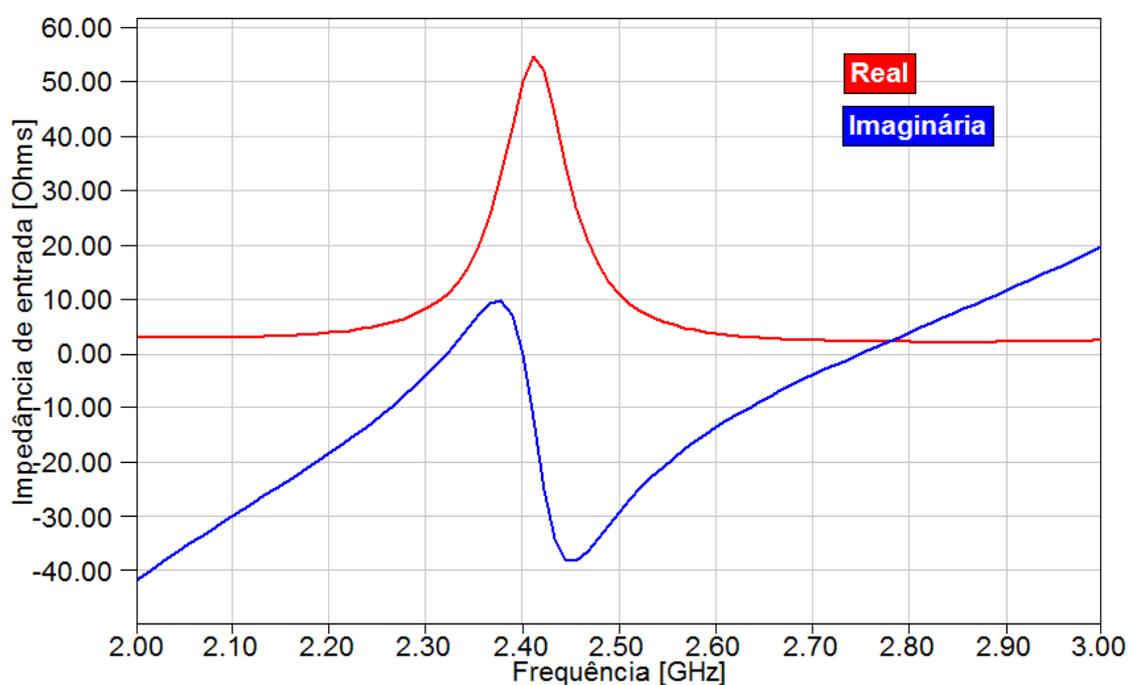


FIGURA 45 – Curva da impedância de entrada da antenna otimizada no *software HFSS*.

Na Figura 46 é apresentada a curva de impedância de entrada da antenna traçada na Carta de Smith. Observa-se dessa figura que a antenna está bem casada na frequência desejada de 2,4GHz.

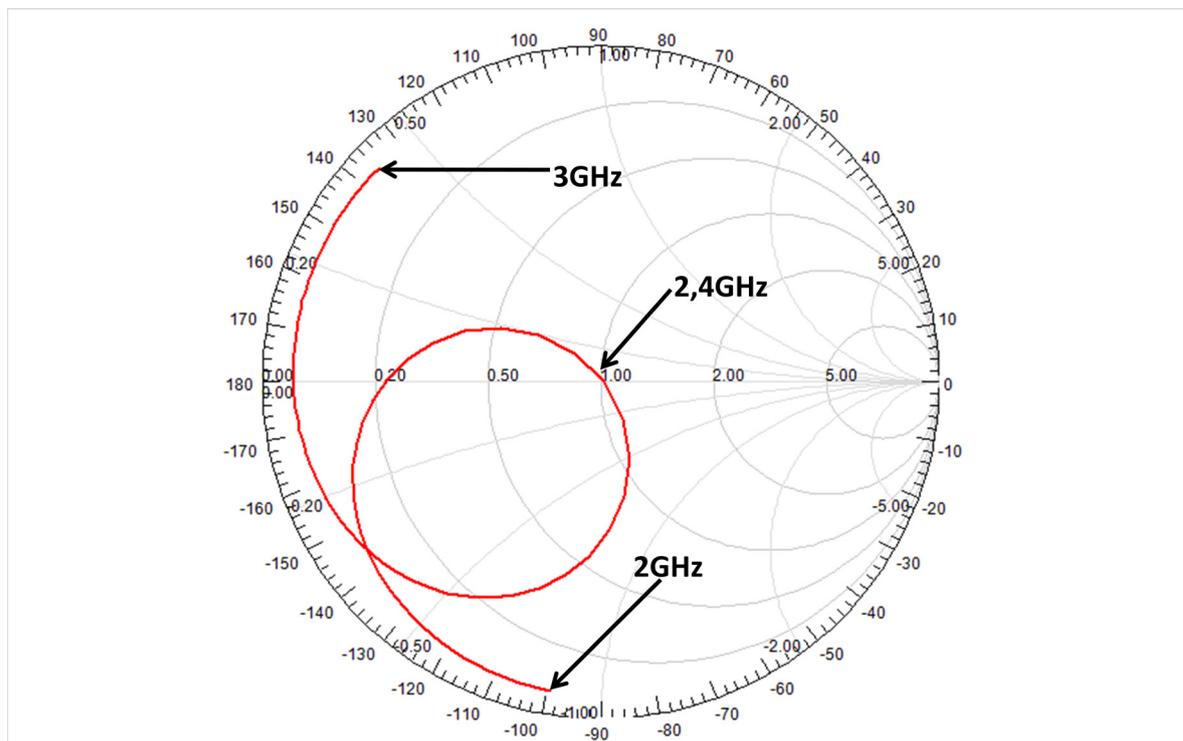


FIGURA 46 – Curva da impedância de entrada traçada na Carta de Smith, normalizada em relação à $Z_0 = 50\Omega$.

O próximo parâmetro elétrico determinado é o ganho da antena, sendo esse apresentado nos planos principais xz e yz para a frequência de 2,4GHz. O ganho G em 2,4GHz é de 3,28 dBi, com máximo de irradiação em $\theta = 0^\circ$. O ganho é mostrado para os planos xz e yz , respectivamente, nas Figuras 47 e 48.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano xz para a frequência de 2,4 GHz

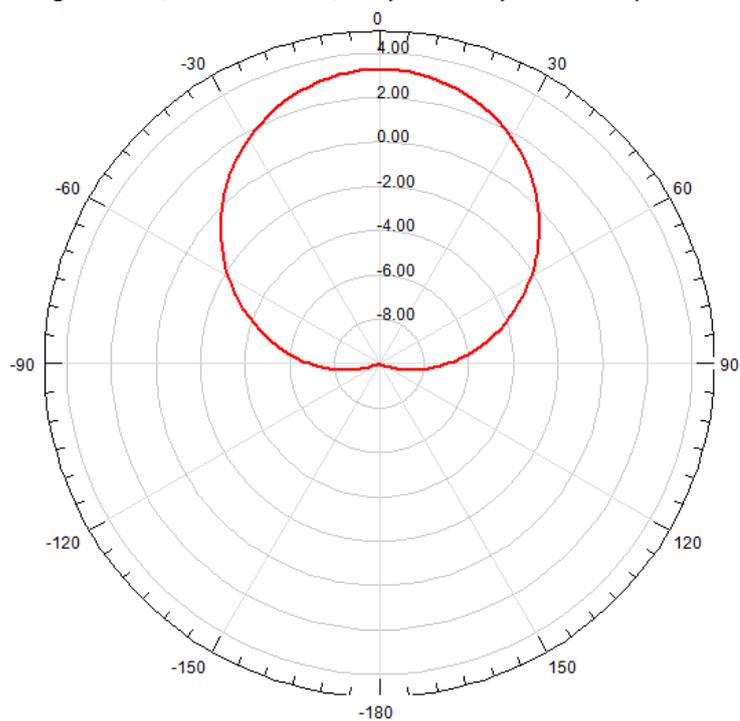


FIGURA 47 – Ganho no plano xz, da antena alimentada por linha de microfita para a frequência de 2,4GHz.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano yz para a frequência de 2,4 GHz

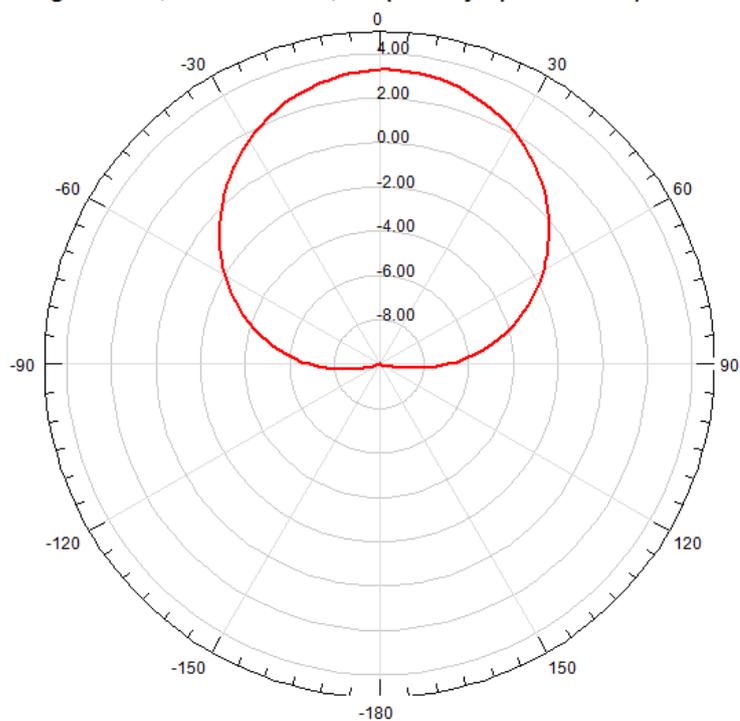


FIGURA 48 – Ganho no plano yz, da antena alimentada por linha de microfita para a frequência de 2,4GHz.

O diagrama da função ganho da antena alimentada por linha de microfita é apresentado em três dimensões na Figura 49, traçado na frequência de 2,4GHz.

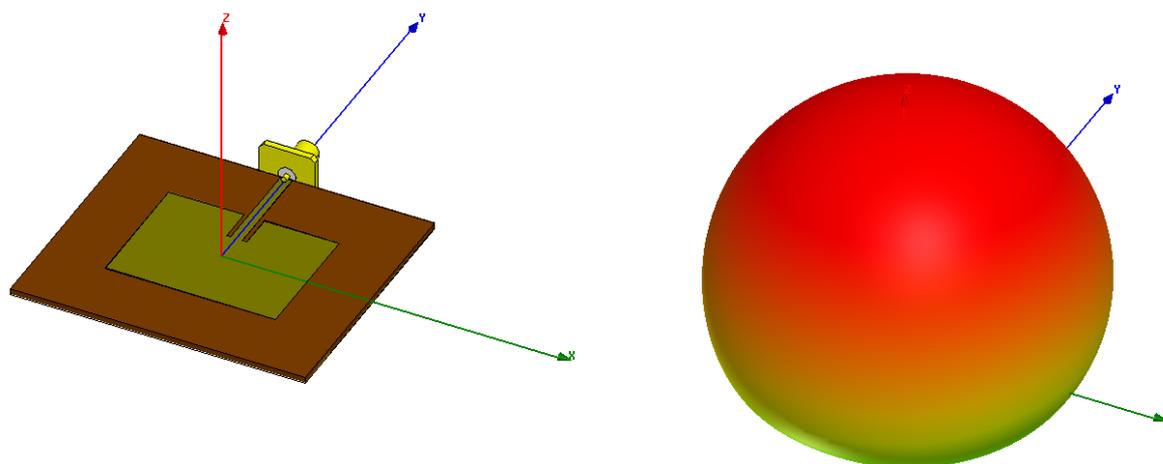


FIGURA 49 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para a antena alimentada por linha de microfita.

3.5.2 Antenas de microfita com múltiplas camadas dielétricas.

São compostas por duas placas condutoras paralelas separadas por duas ou mais camadas dielétricas. O elemento irradiador é formado pelo condutor superior e assume a forma de um retângulo e o condutor inferior é o elemento refletor (plano de terra).

É um modelo de antena de maior complexidade se comparado com antenas de única camada dielétrica. Devido à maior complexidade de sua estrutura, o seu projeto não pode ser estudado por métodos de análise simples como o do modelo da linha de transmissão, apresentado anteriormente. Sendo imprescindível para o projeto da geometria da antena a utilização de análise numérica através de *softwares* mais elaborados. Neste trabalho, serão analisadas duas antenas com múltiplas camadas dielétricas alimentadas por acoplamento via proximidade, sendo essas denominadas protótipo 1 e protótipo 2.

3.5.2.1 Antena de microfita com múltiplas camadas dielétricas: protótipo 1

É analisada uma antena com elemento irradiador retangular e que opere na sua frequência estipulada do projeto, que é 2,4GHz. Por ser uma antena de múltiplas camadas são utilizados dois laminados, uma face e dupla face. Nas especificações do fabricante o laminado de uma face apresenta espessura de 1,465 mm, sendo o substrato dielétrico de FR4 com espessura $h = 1,43mm$ e a espessura de cobre $t = 0,035mm$. O laminado dupla face apresenta espes-

sura de $1,5\text{ mm}$, sendo o substrato dielétrico de FR4 com espessura $h = 1,43\text{ mm}$ e cada espessura de cobre $t = 0,035\text{ mm}$. Devido ao fato de o fabricante não especificar o valor da permissividade relativa e da tangente de perdas do material FR4, foram adotados os seus valores de uso padrão, como $\epsilon_r = 4,4$ e $\text{tg}\delta = 0,002$.

Devido à complexidade da estrutura, as dimensões iniciais do elemento irradiador da antena foram obtidas com o auxílio da ferramenta *estimate* encontrada no *software Ansoft Designer*. As dimensões iniciais obtidas foram $W = 34\text{ mm}$, $L = 28,97\text{ mm}$, $y_0 = 10,7\text{ mm}$ e $W_c = 2,25\text{ mm}$

Logo, os valores obtidos com o módulo *estimate* são apenas um pré-projeto das dimensões iniciais do elemento irradiador, sendo o próximo passo realizar o modelamento da antena com as dimensões obtidas no pré-projeto, através do *software HFSS*. Na Figura 50 é apresentada a geometria da antena desenvolvida no *software HFSS*.

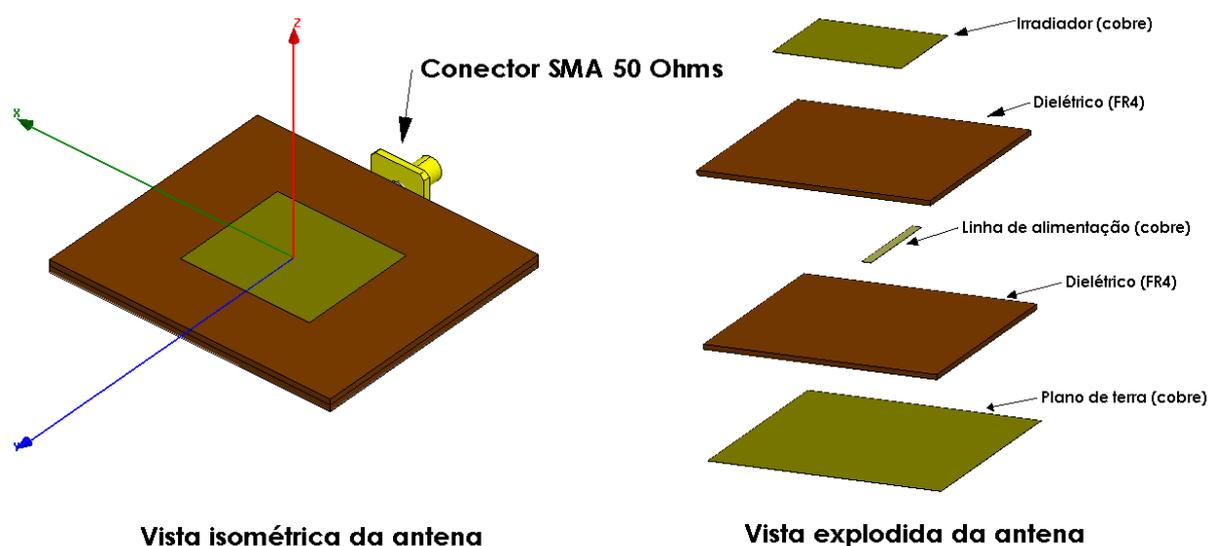


FIGURA 50 – Vista da geometria do protótipo 1 construída no *HFSS*.

Na figura 50 é observado que a placa de circuito impresso de uma face (dielétrico, plano de terra) sustenta a placa de circuito impresso de dupla face (irradiador, dielétrico, linha de alimentação). A placa de uma face apresenta o plano de terra na sua camada inferior enquanto o substrato dielétrico sustenta a placa de dupla face. A placa de dupla face apresenta a linha de alimentação da antena na sua parte inferior e o substrato dielétrico sustenta o elemento irradiador.

No protótipo 1, o conector SMA de 50Ω é conectado na lateral da antena sendo acoplado à linha de alimentação de microfita que se encontra entre as camadas dielétricas. O valor de

y_0 que é dado da borda do elemento irradiador em direção ao centro, controla o ajuste da impedância de entrada da antenna.

Após terem sido definidas as dimensões iniciais do elemento irradiador de microfita e as dimensões da linha de alimentação com o auxílio do *software Ansoft Designer*, é simulado o pré-projeto dessa antenna no *software HFSS*. O primeiro item a ser analisado foi impedância característica da linha de alimentação Z_c e foi obtido um valor de largura $Z_c = 51\Omega$ para o valor $W_c = 2,25mm$ pré-estabelecido com a ferramenta *estimate*. Então o valor de W_c , foi otimizado para $W_c = 2,35mm$ a fim de estabelecer $Z_c = 50\Omega$.

Logo, são levantados os parâmetros elétricos do módulo do coeficiente de reflexão e impedância de entrada da antenna, respectivamente de acordo com as Figuras 51 e 52.

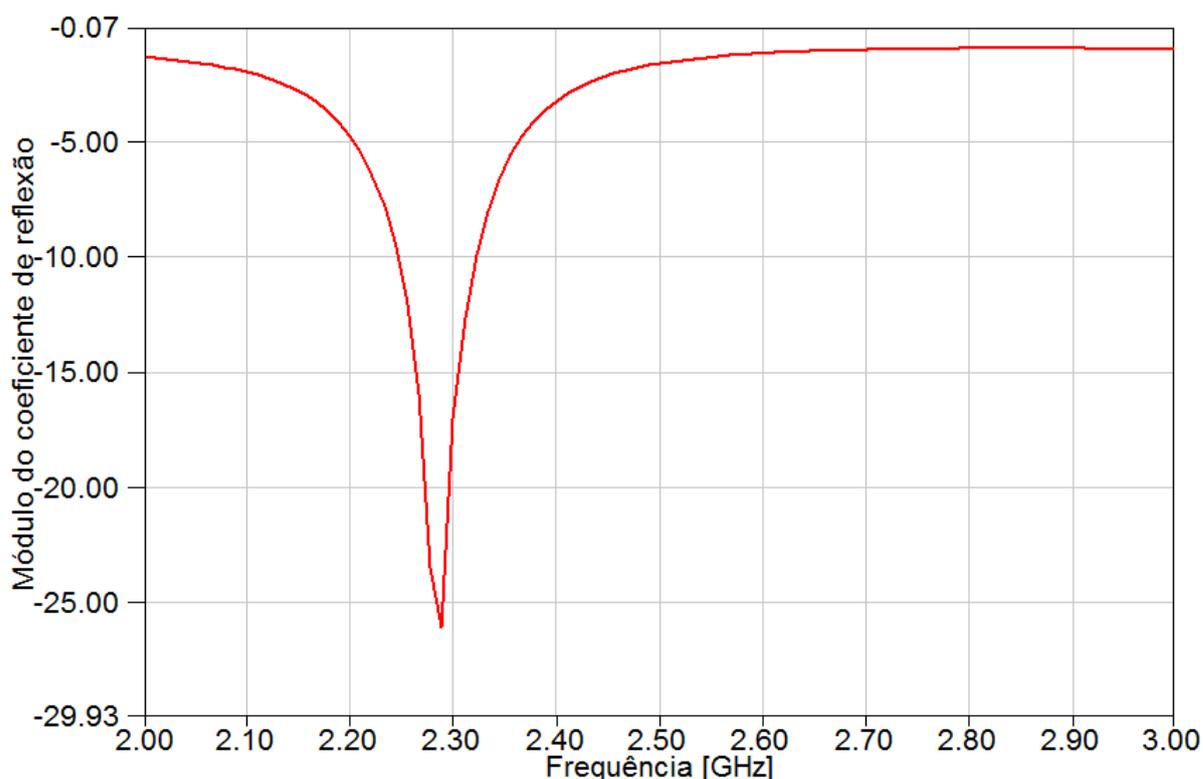


FIGURA 51 – Gráfico do módulo do coeficiente de reflexão do pré-projeto do protótipo

1.

No gráfico da Figura 51, a frequência encontra-se levemente deslocada da frequência de operação adotada para o projeto. É observado que a frequência de ressonância está centrada em 2,28GHz e possui um desvio de 120 MHz em relação à frequência de projeto que é de 2,4GHz.

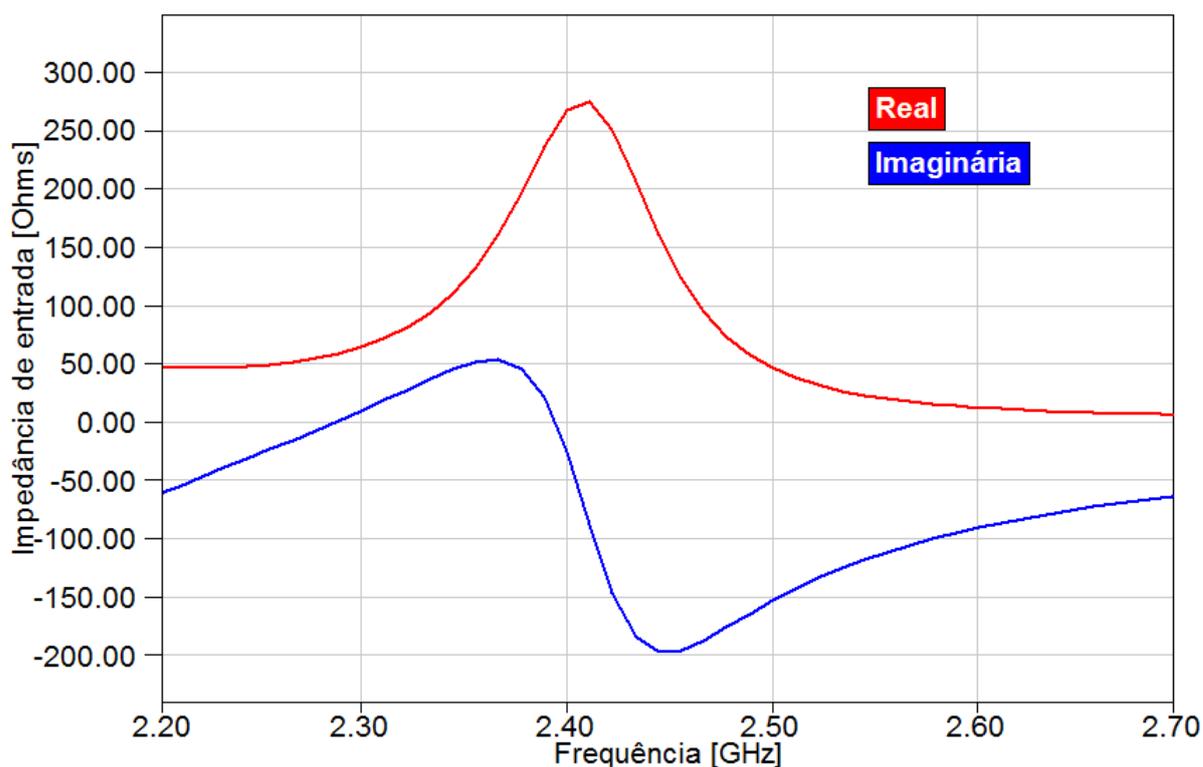


FIGURA 52 – Gráfico da impedância de entrada do pré-projeto do protótipo 1.

A impedância de entrada da antena centrada em $2,28\text{GHz}$ é $Z_{in} = 58,68 - j0,96\Omega$, sendo apresentada na Figura 52.

Deve ser salientado que o valor da frequência de operação e a impedância de entrada da antena se mostraram bem próximos dos valores esperados, comprovando assim que a ferramenta *estimate* utilizada no pré-projeto apresenta bastante eficiência.

Logo, a fim de obter o protótipo da antena otimizado, realizou-se algumas variações nas dimensões W , L e y_0 no *software HFSS*. Os valores finais das dimensões otimizadas da antena são dados por $W = 31,35\text{ mm}$, $L = 27,62\text{mm}$ e $y_0 = 10,1\text{ mm}$.

A seguir nas Figuras 53 e 54 são mostrados as curvas otimizadas do módulo do coeficiente de reflexão e impedância de entrada da antena.

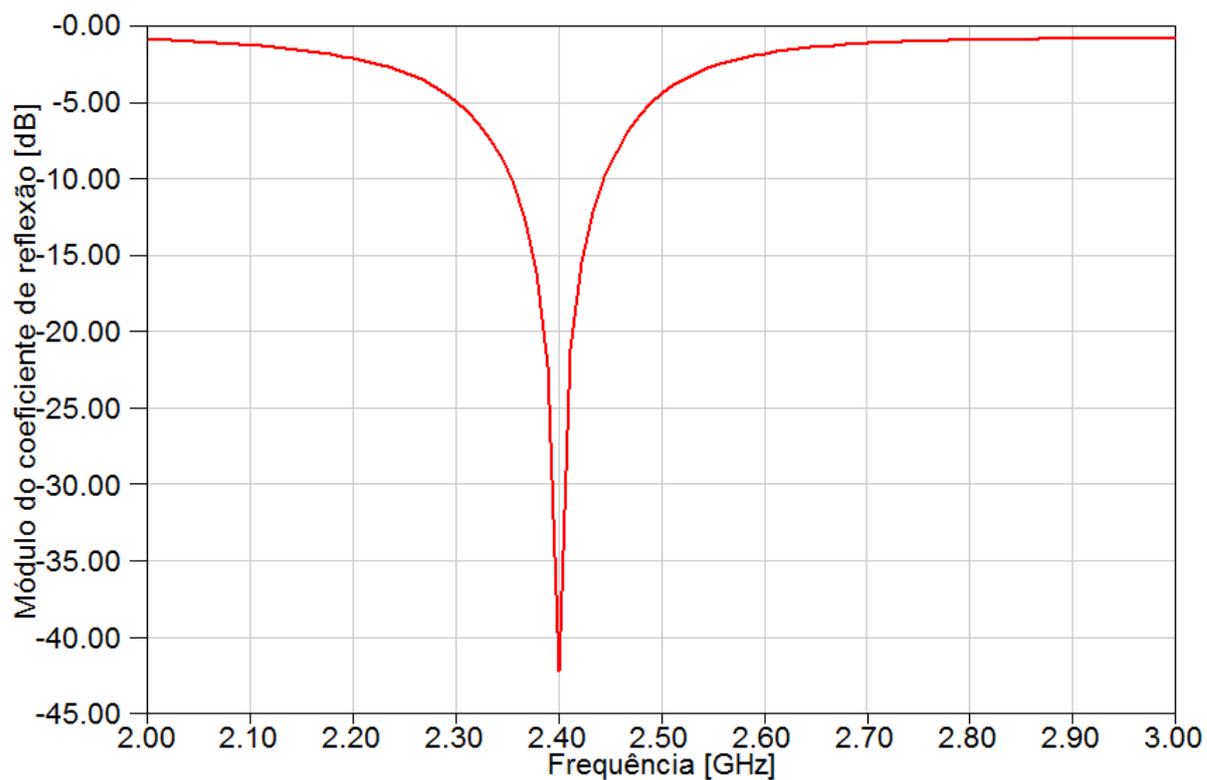


FIGURA 53 – Curva de módulo do coeficiente de reflexão da antena otimizada no *software HFSS*.

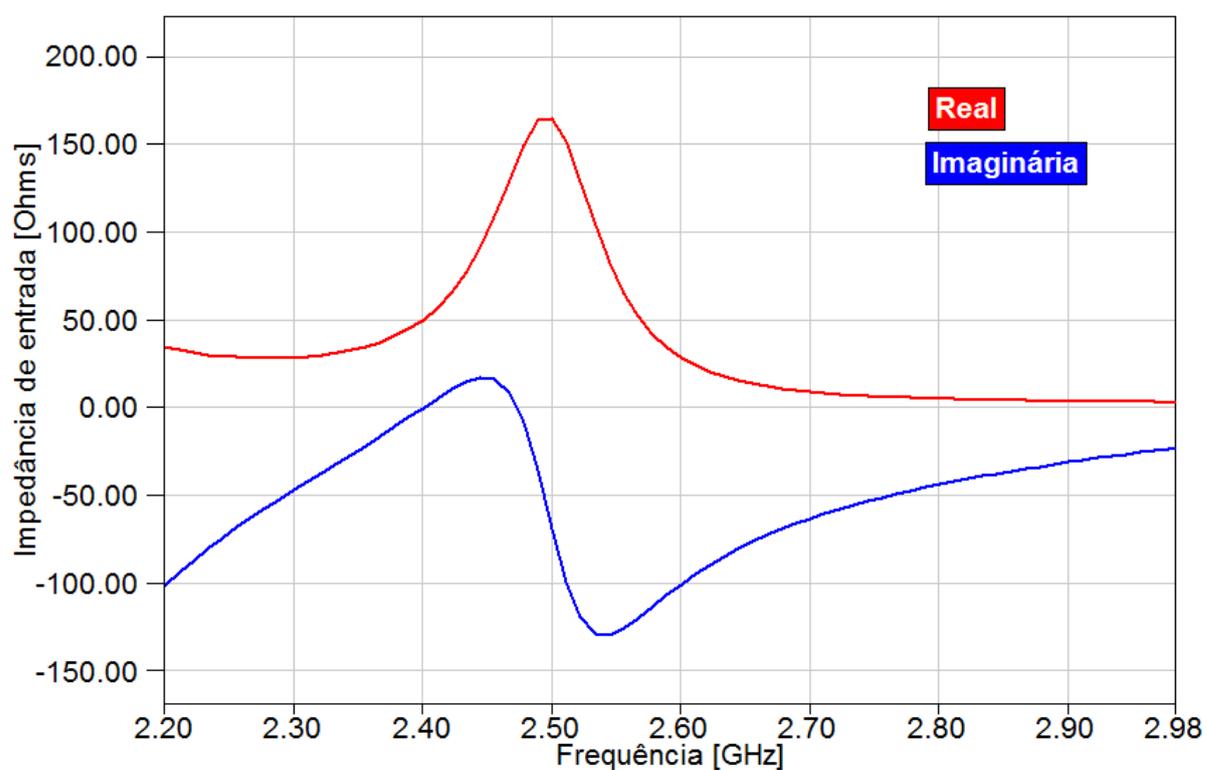


FIGURA 54 – Curva da impedância de entrada da antena otimizada no *software HFSS*.

Na Figura 55 é apresentada a curva de impedância de entrada da antena traçada na Carta de Smith. Observa-se dessa figura que a antena está bem casada na frequência desejada de 2,4GHz.

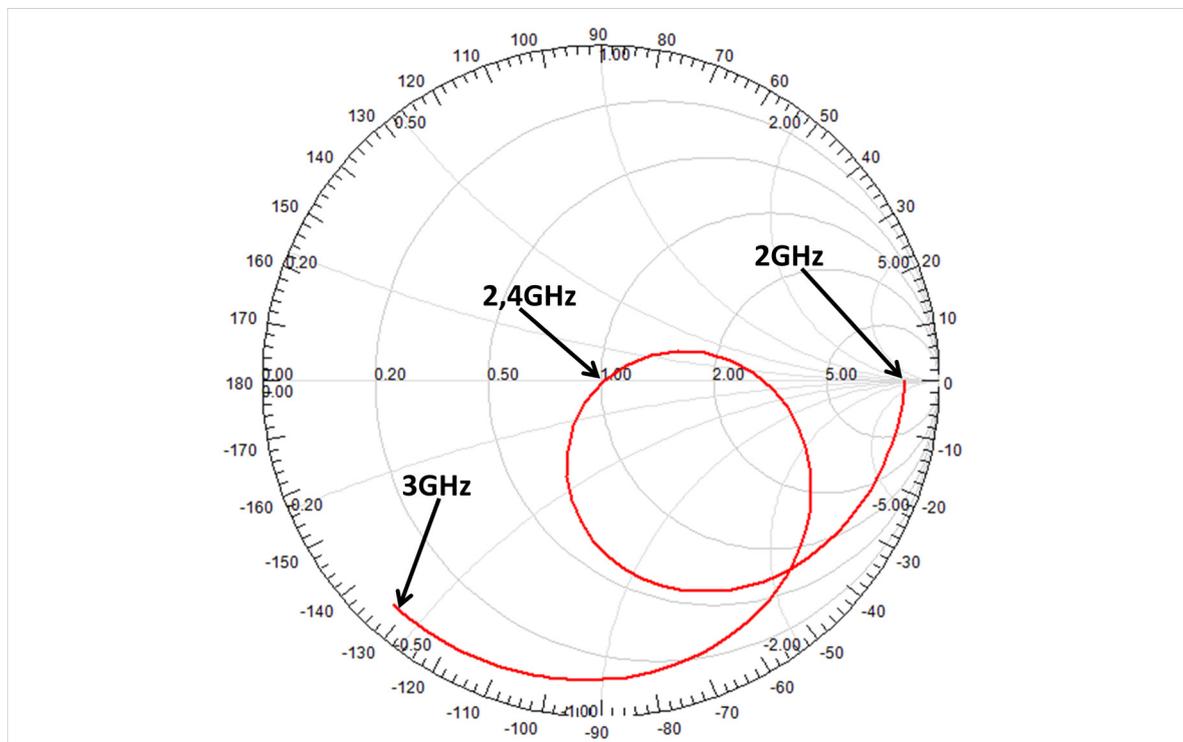


FIGURA 55 – Curva da impedância de entrada traçada na Carta de Smith, normalizada em relação à $Z_0 = 50\Omega$.

O próximo parâmetro elétrico determinado é o ganho da antena, sendo esse apresentado nos planos principais xz e yz para a frequência de 2,4GHz. O ganho G em 2,4GHz é de 4,71 dBi, com máximo de irradiação em $\theta = 0^\circ$. O ganho é mostrado para os planos xz e yz , respectivamente, nas Figuras 56 e 57.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano xz para a frequência de 2,4 GHz

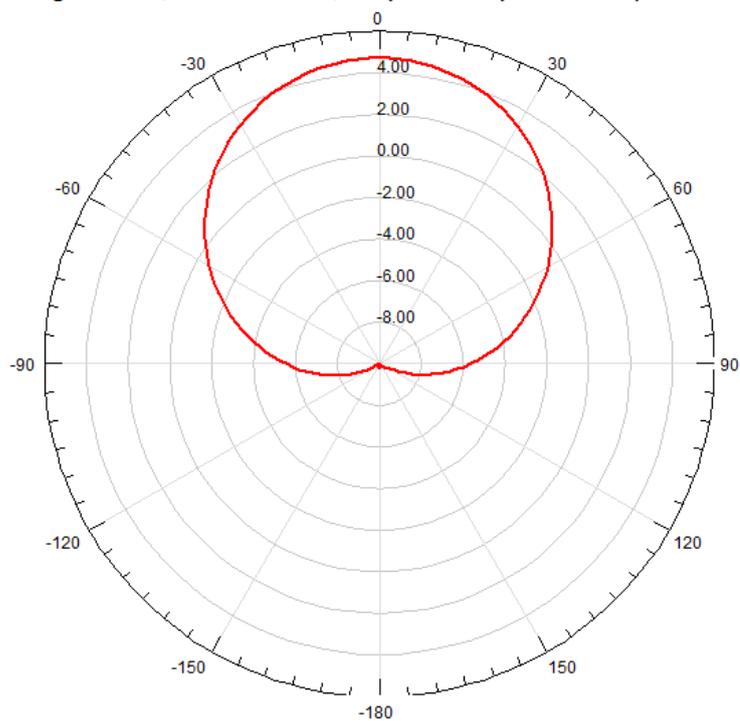


FIGURA 56 – Ganho no plano xz, da antena alimentada via proximidade (protótipo 1) para a frequência de 2,4GHz.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano yz para a frequência de 2,4 GHz

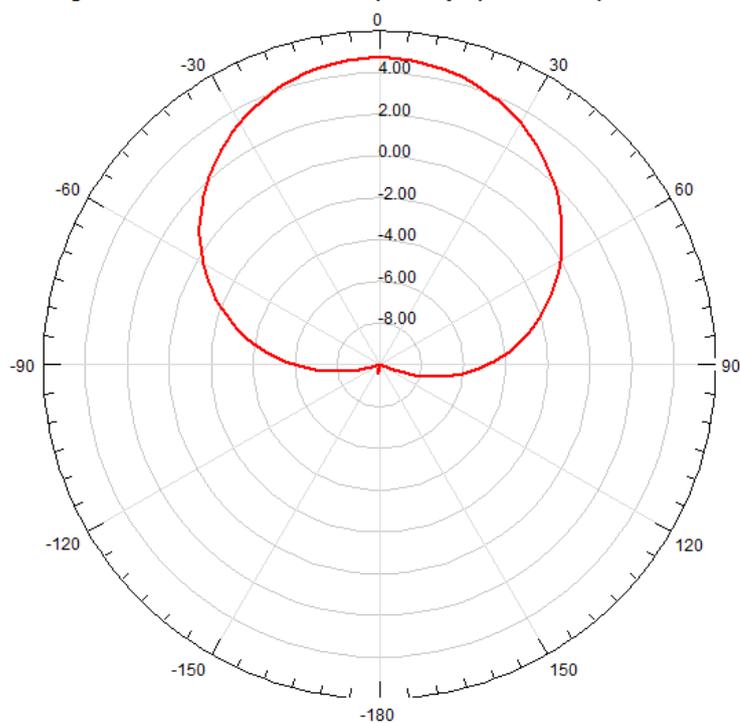


FIGURA 57 – Ganho no plano yz, da antena alimentada via proximidade (protótipo 1) para a frequência de 2,4GHz.

O diagrama da função ganho da antena alimentada por acoplamento via proximidade (protótipo 1) é apresentado em três dimensões na Figura 58, traçado na frequência de 2,4GHz.

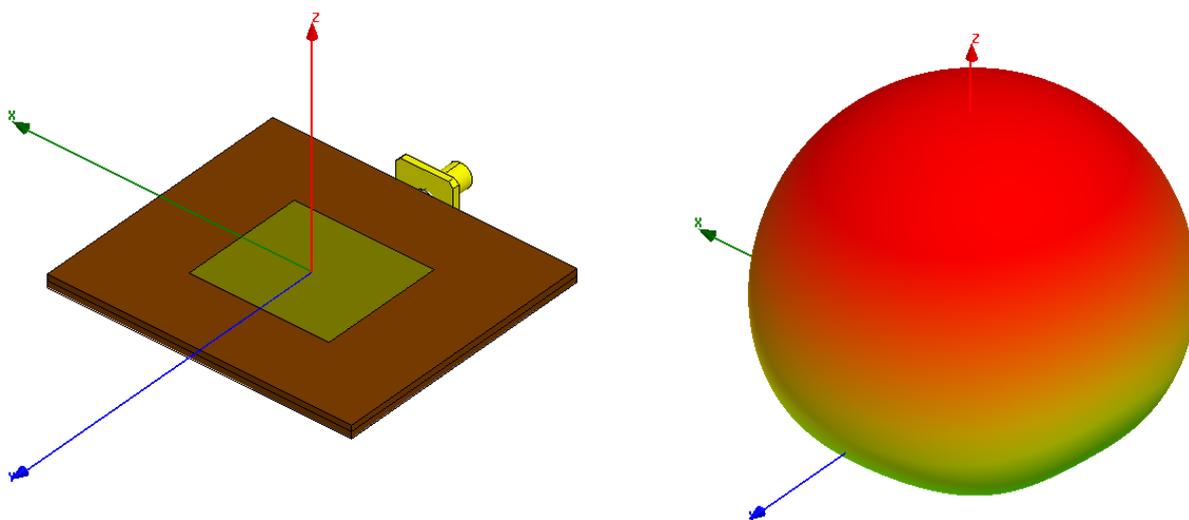


FIGURA 58 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para a antena alimentada por acoplamento via proximidade (protótipo 1).

3.5.2.2 Antena de microfita com múltiplas camadas dielétricas: protótipo 2

Para o protótipo 2 é proposta uma antena com elemento irradiador retangular operando na frequência imposta para o presente trabalho que é 2,4GHz. O protótipo 2 é diferenciado do protótipo 1, pois possui uma camada adicional de ar entre os laminados de uma face e dupla face. Essa camada adicional de ar é introduzida com o objetivo de reduzir as altas perdas proporcionadas pelo material dielétrico (FR4), possibilitando aumentar o ganho da antena. Os dois laminados utilizados, de uma face e dupla face apresentam as mesmas especificações do protótipo 1. Para permitir a que haja uma camada de ar entre os laminados são utilizados espaçadores de acrílico de 10mm de largura, 10mm de comprimento e 2,4mm de espessura. Devido ao fato de o acrílico não apresentar as especificações do fabricante, o valor da permissividade relativa e da tangente de perdas desse material, foram adotados de acordo com [9], como $\epsilon_r = 3,5$ e $\text{tg}\delta = 0,02$. Os valores da permissividade relativa e tangente de perdas, para o ar são respectivamente $\epsilon_r = 1,0006$ e $\text{tg}\delta = 0$ (ou seja, o ar não apresenta perdas).

Como o protótipo 2 é um modelo de antena com múltiplas camadas dielétricas sendo que as camadas apresentam diferentes valores de permissividade relativa e tangente de perdas, para o cálculo das dimensões dessa antena devem ser considerados valores equivalentes de permissividade e tangente de perdas. Os valores equivalentes da permissividade e tangente de

perdas não são calculados, pois suas obtenções são complexas e acabam fugindo do escopo do trabalho proposto.

Logo, para determinar as dimensões iniciais do elemento irradiador da antenna foi utilizada a ferramenta *estimate*, que resultou nas seguintes dimensões: $W = 45 \text{ mm}$, $L = 42,78 \text{ mm}$, $y_0 = 15,16 \text{ mm}$ e $W_c = 14 \text{ mm}$.

Com os valores das dimensões iniciais do elemento irradiador obtidos com o módulo *estimate* o próximo passo foi realizar a modelagem da antenna através do *software HFSS*. Na Figura 59 é apresentada a geometria da antenna desenvolvida no *software HFSS*.

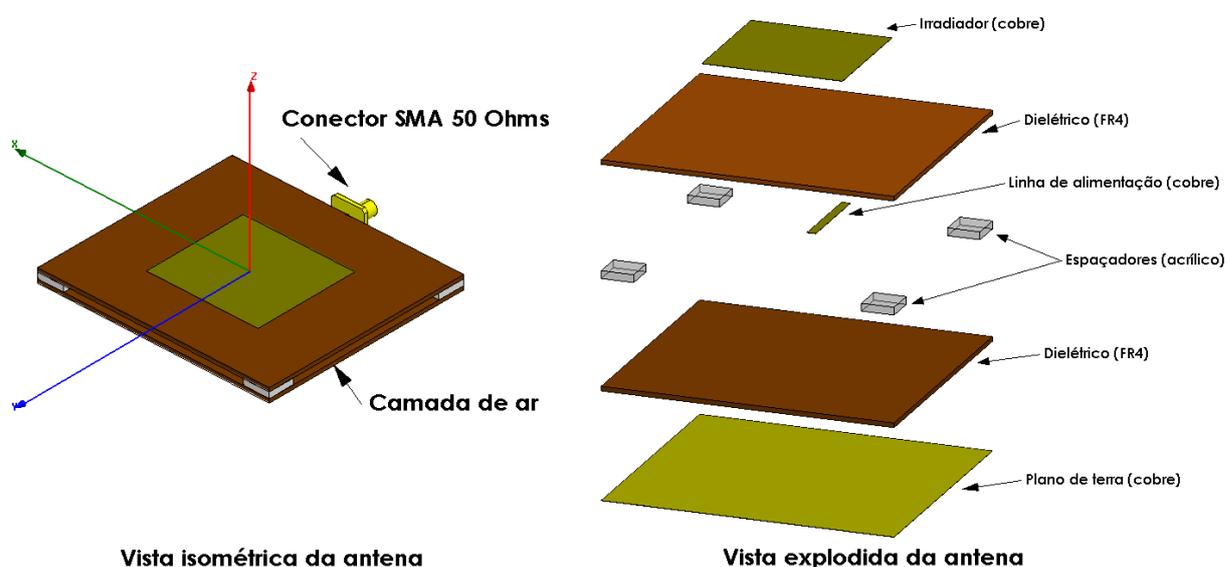


FIGURA 59 – Vista da geometria do protótipo 2 construída no *HFSS*.

É observado na Figura 59 que a placa de circuito impresso de uma face (dielétrico, plano de terra) encontra-se separada da placa de circuito impresso de dupla face (irradiador, dielétrico, linha de alimentação) por espaçadores de acrílico.

No protótipo 2, o conector SMA de 50Ω é conectado na lateral da antenna sendo acoplado à linha de alimentação que se encontra entre as camadas dielétricas. O valor de y_0 que é dado da borda do elemento irradiador em direção ao centro, controla o ajuste da impedância de entrada da antenna.

Após terem sido definidas as dimensões iniciais do elemento irradiador de microfita e as dimensões da linha de alimentação com o auxílio do *software Ansoft Designer*, é simulado o pré-projeto dessa antenna no *software HFSS*. O primeiro item a ser analisado foi impedância característica da linha de alimentação Z_c e foi obtido um valor de largura $Z_c = 39\Omega$ para o

valor $W_c = 14,1\text{mm}$ pré-estabelecido com a ferramenta *estimate*. Então o valor de W_c , foi otimizado para $W_c = 12,5\text{mm}$ a fim de estabelecer $Z_c = 50\Omega$.

Logo, são levantados os parâmetros elétricos do módulo do coeficiente de reflexão e impedância de entrada da antena, respectivamente de acordo com as Figuras 60 e 61.

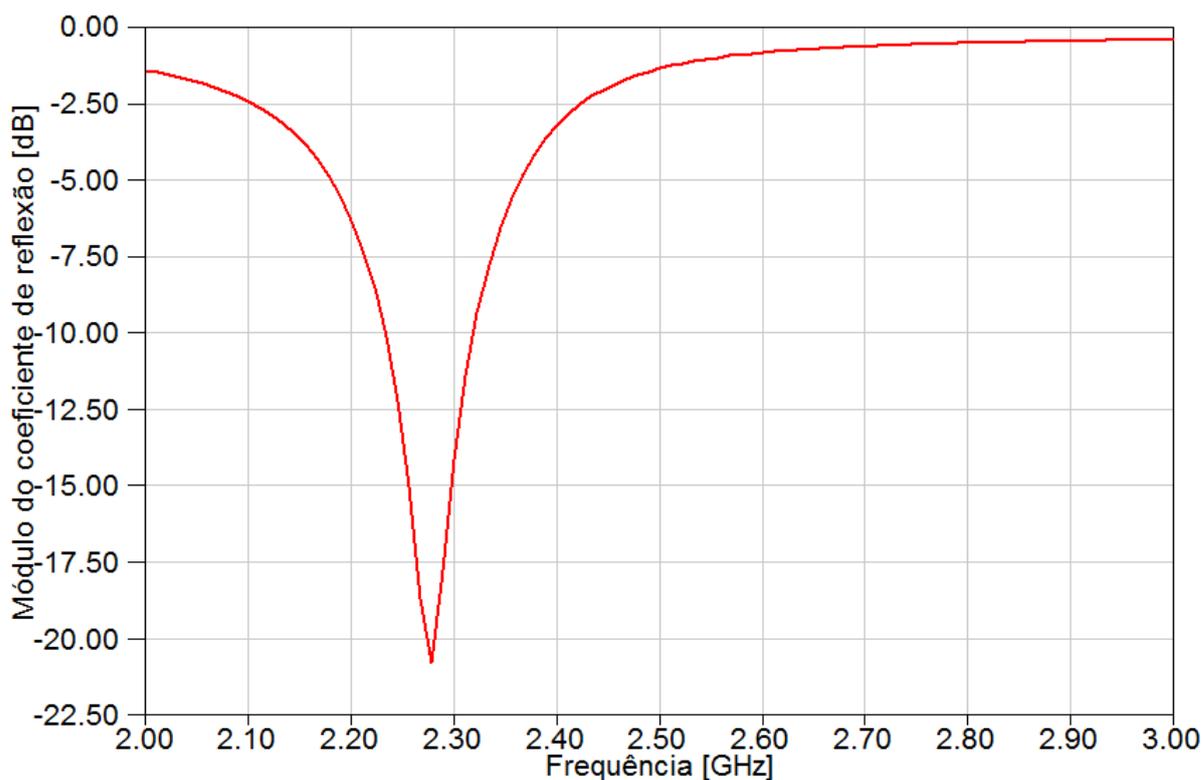


FIGURA 60 – Gráfico do módulo do coeficiente de reflexão do pré-projeto do protótipo 2.

No gráfico da Figura 60, a frequência encontra-se levemente deslocada da frequência de operação adotada para o projeto. É observado que a frequência de ressonância está centrada em 2,27GHz e possui um desvio de 130 MHz em relação à frequência de projeto que é de 2,4GHz.

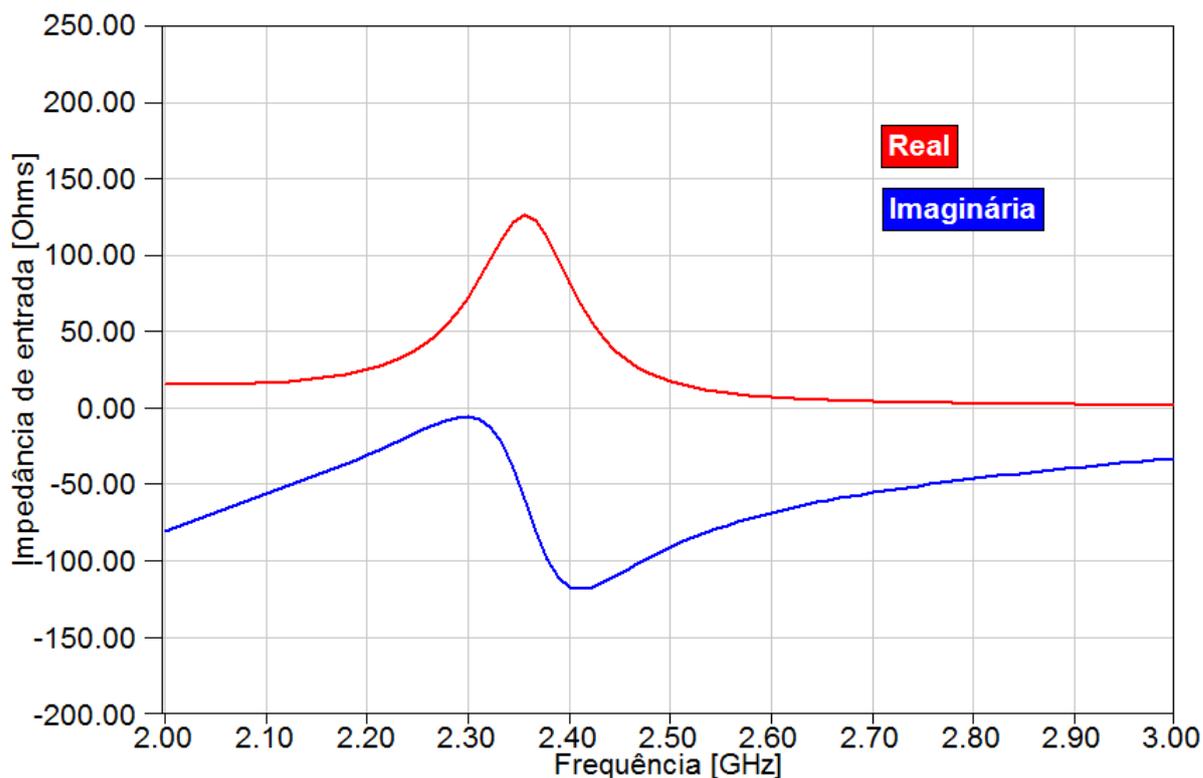


FIGURA 61 – Gráfico da impedância de entrada do pré-projeto do protótipo 2.

A impedância de entrada da antena centrada em $2,27\text{GHz}$ é $Z_{in} = 53,83 - j 8,20\Omega$, sendo apresentada na Figura 61.

Novamente é possível observar que, com o uso da ferramenta *estimate* do *software Ansoft Designer*, conseguiu-se resultados bem próximos do esperado, sendo o próximo passo realizar as devidas otimizações no *software HFSS*.

Para o protótipo da antena otimizado, realizou-se algumas variações nas dimensões W , L e y_0 no *software HFSS*. Os valores finais das dimensões otimizadas da antena são dados por $W = 43,34\text{ mm}$, $L = 40,18\text{mm}$ e $y_0 = 8,265\text{ mm}$.

A seguir nas Figuras 62 e 63 são mostrados as curvas otimizadas do módulo do coeficiente de reflexão e impedância de entrada da antena.

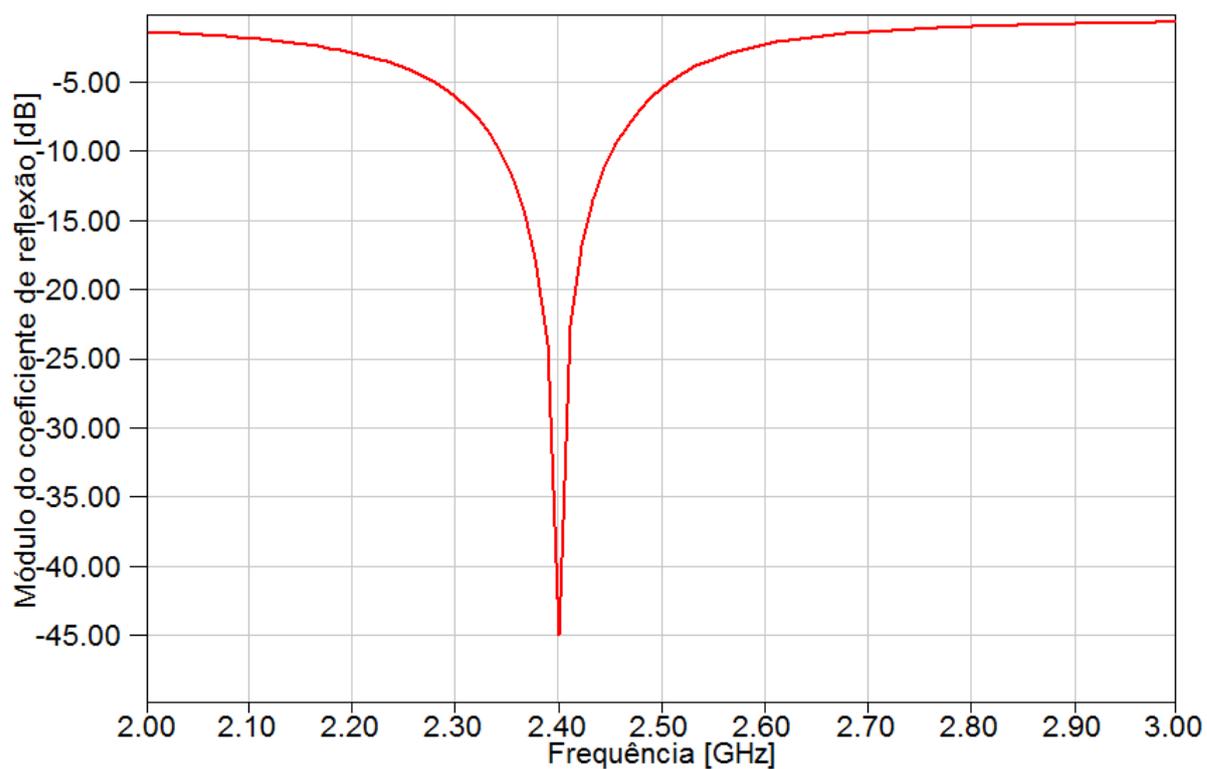


FIGURA 62 – Curva de módulo do coeficiente de reflexão da antena otimizada no *software HFSS*.

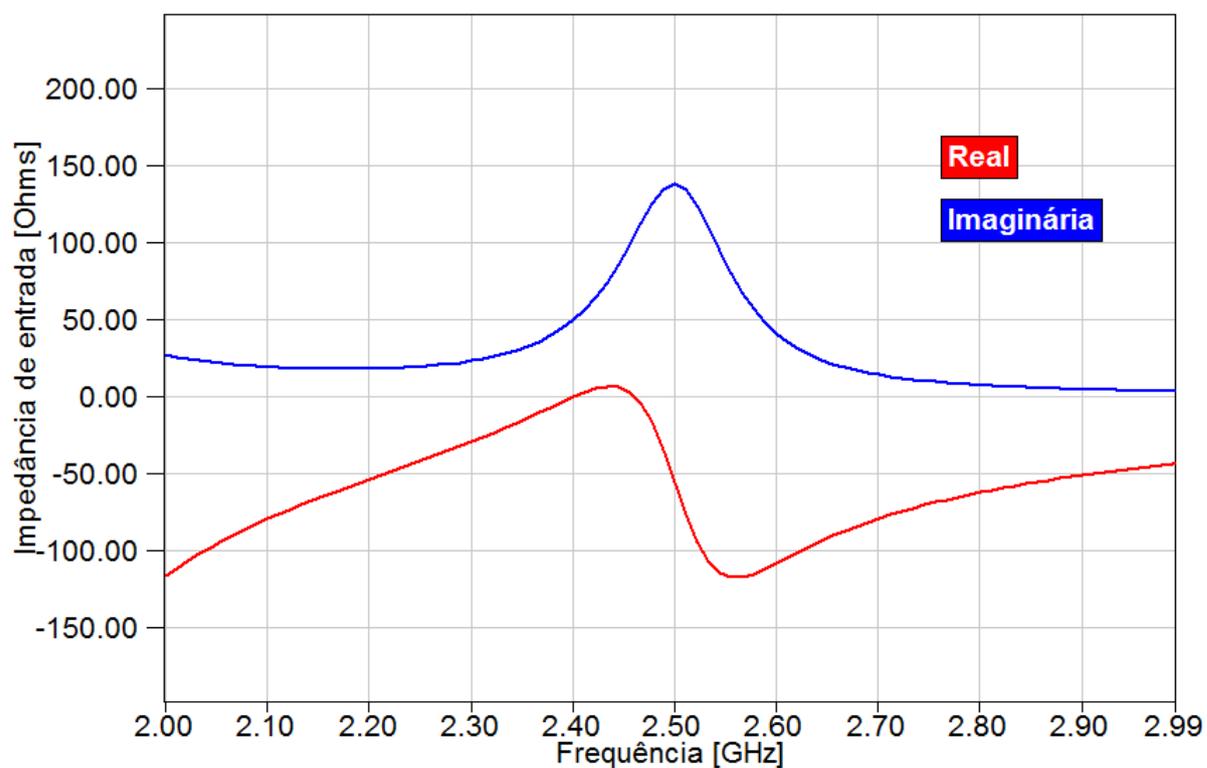


FIGURA 63 – Curva de impedância de entrada da antena otimizada no *software HFSS*.

Na Figura 64 é apresentada a curva de impedância de entrada da antenna traçada na Carta de Smith. Observa-se dessa figura que a antenna está bem casada na frequência desejada de 2,4GHz.

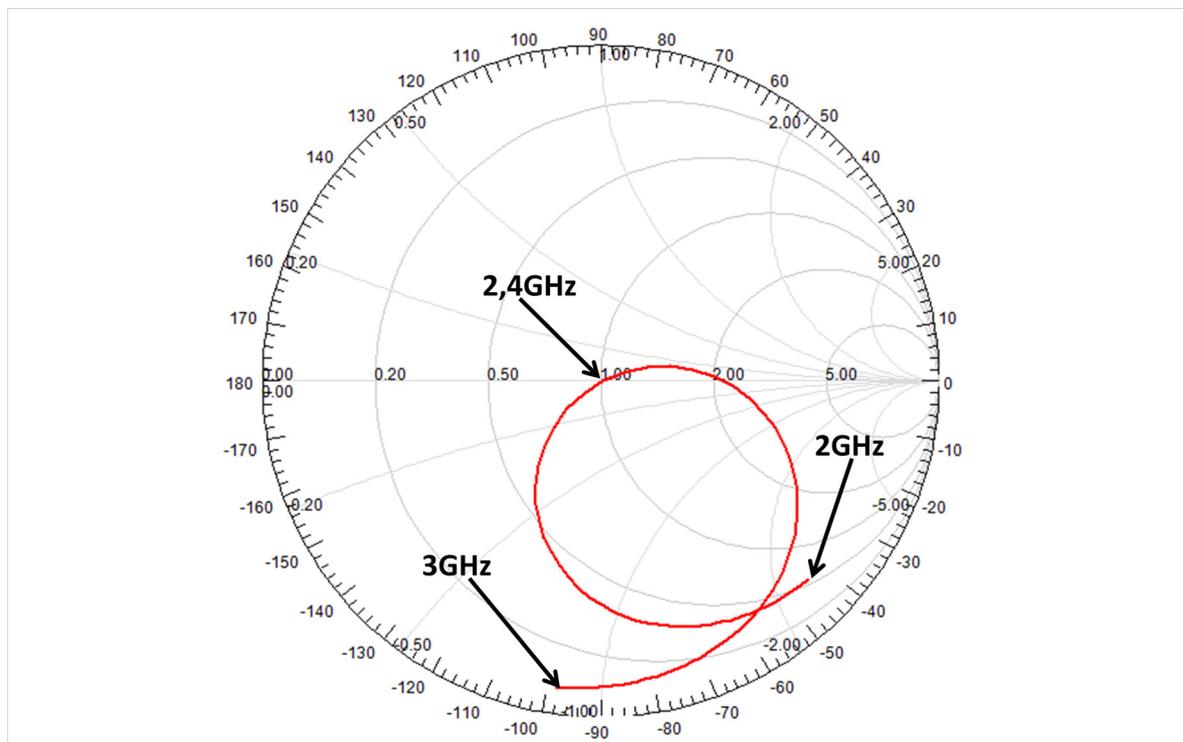


FIGURA 64 – Curva da impedância de entrada traçada na Carta de Smith, normalizada em relação à $Z_0 = 50\Omega$.

Por fim é determinado o ganho da antenna, sendo esse apresentado nos planos principais xz e yz para a frequência de 2,4GHz. O ganho G em 2,4GHz é de 7,82 dBi, com máximo de irradiação em $\theta = 0^\circ$. O ganho é mostrado para os planos xz e yz, respectivamente, nas Figuras 65 e 66. É constatado um aumento significativo do ganho da antenna do protótipo 2 em relação as demais topologias projetadas. O aumento do ganho é devido à utilização de uma camada adicional de ar, sendo o ganho do protótipo 2 igual a 7,82 dBi, o que representa o dobro em relação ao protótipo 1, que apresenta um ganho de 4,71 dBi.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano xz para a frequência de 2,4 GHz

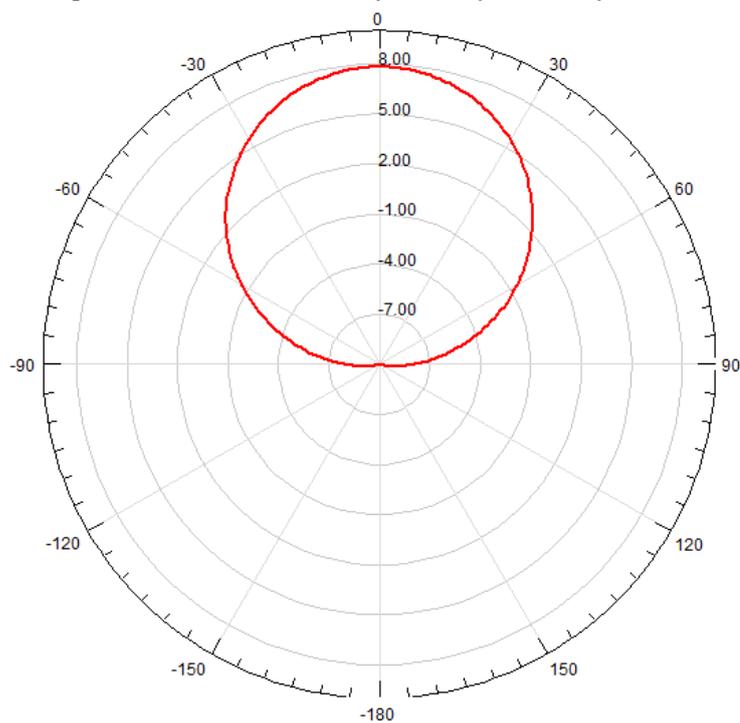


FIGURA 65 – Ganho no plano xz, da antena alimentada via proximidade (protótipo 2) para a frequência de 2,4GHz.

Diagrama do ganho G, em decibéis, no plano yz para a frequência de 2,4 GHz

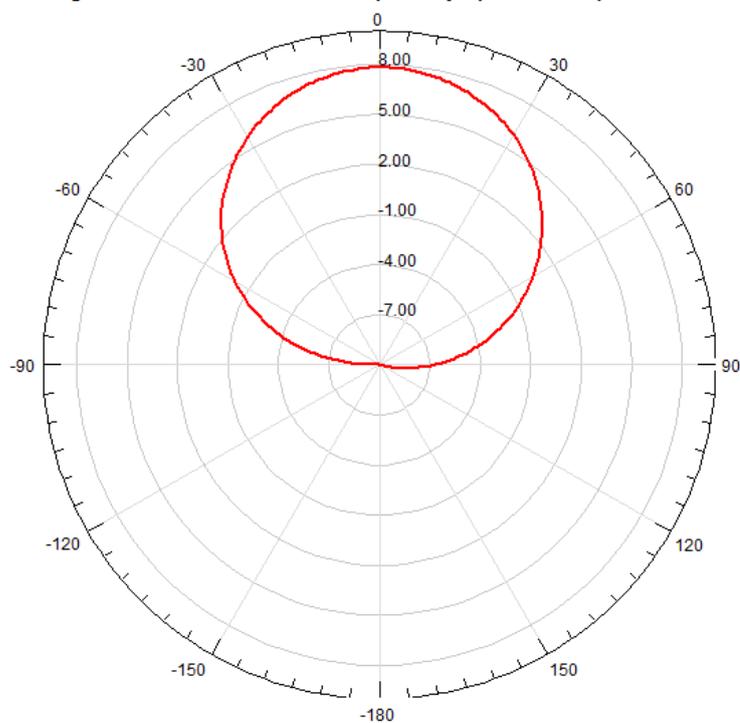


FIGURA 66 – Ganho no plano yz, da antena alimentada via proximidade (protótipo 2) para a frequência de 2,4GHz.

O diagrama da função ganho da antena alimentada por acoplamento via proximidade (protótipo 2) é apresentado em três dimensões na Figura 67, traçado na frequência de 2,4GHz.

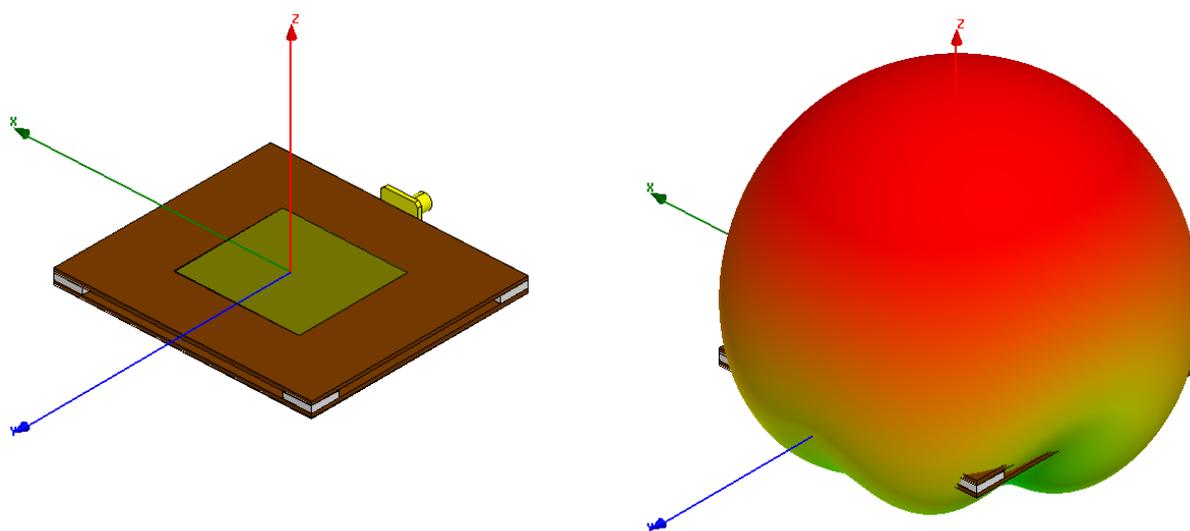


FIGURA 67 – Diagrama da função ganho traçado em três dimensões para a antena alimentada por acoplamento via proximidade (protótipo 2).

3.6 Análise comparativa.

No presente item são apresentados na tabela 2 os resultados das simulações obtidas com o *software HFSS* para as quatro topologias de antenas.

TABELA 2- Comparação entre os resultados das simulações das quatro topologias de antenas de microfita.

Tipo de Alimentação da Antena	Frequência Central de Operação	Ganho (dBi)	Faixa de Passagem (MHz)	Faixa de Passagem (%)
Prova Coaxial	2,4	3,88	62,8	2,61
Linha de microfita	2,4	3,28	61,9	2,57
Acoplamento por proximidade (Protótipo 1)	2,4	4,71	91,3	3,8
Acoplamento por proximidade (Protótipo 2)	2,4	7,82	109	4,54

A faixa de passagem das quatro topologias de antenas é centrada em 2,4GHz para valores do módulo do coeficiente de reflexão menores ou iguais -10 dB. Logo, como se adotou esse critério para o módulo do coeficiente de reflexão, de 100% da potência incidente nos terminais da antena, 90% da potência é irradiada e 10% da potência é refletida.

Em relação aos diagramas de ganho das quatro topologias estudadas é possível constatar uma alta diretividade dos mesmos, concentrando a energia irradiada em uma determinada região do espaço. Destaca-se entre os quatro modelos de antena, principalmente o protótipo 2, que resultou em ganho de $7,82$ dBi. O protótipo 2, ao substituir a antena monopolo apresentada no capítulo 2, possibilita o atual sistema de transmissão de dados utilizado na lavoura de arroz atingir um alcance de 6 km. Logo, é verificado um aumento na eficiência do rádio-enlace o que permite o atual sistema de transmissão de dados *wireless* ser implementado em lavouras de arroz de maiores dimensões.

4 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO E RESULTADO EXPERIMENTAL

4.1 Introdução.

No capítulo em questão será apresentado o protótipo construído e o ensaio experimental do mesmo, com as dimensões obtidas no capítulo 3, que foram encontradas mediante o método da linha de transmissão e o *software Ansoft Designer*, e em seguida sendo otimizadas através do *software HFSS*.

4.2 Considerações iniciais.

Dos quatro modelos de antenas propostos apenas a alimentada por prova coaxial será construída e medida. Outro fator é que o laboratório da Unipampa Campus Alegrete não dispõe de um analisador de redes. Logo, as medidas de impedância de entrada da antena ficam prejudicadas.

Com auxílio de um analisador de espectro foi obtido o valor do módulo do coeficiente de reflexão da antena alimentada por prova coaxial.

4.3 Equipamentos utilizados na prototipação e medição da antena.

Realizada a parte teórica do projeto da antena é efetuada a construção da antena de micro-fita, sendo ressaltado que a construção do protótipo da antena proposto foi totalmente obtido no Laboratório de Eletrotécnica da Unipampa Campus Alegrete.

A placa de circuito impresso que dá origem a antena foi prototipada utilizando a fresadora modelo *LPKF ProtoMat® S62*.

A fim de realizar a medida do módulo do coeficiente de reflexão da antena utilizou-se o analisador de espectro portátil *Rohde & Schwarz FSH3* com capacidade de efetuar medidas de 100 kHz a 3 GHz. Adicionalmente, uma ponte para medidas de reflexão de potência foi utilizada, sendo conectada na parte superior do analisador de espectro.

Na Figura 68 é comparada a geometria da antena desenvolvida no *software HFSS* (a), com a geometria do protótipo da antena construído em laboratório (b), mostrando uma proximidade entre elas. É importante ressaltar que a antena seja bem projetada e construída, com isso, a exatidão da resposta do valor simulado em comparação ao valor medido aumenta significativamente.

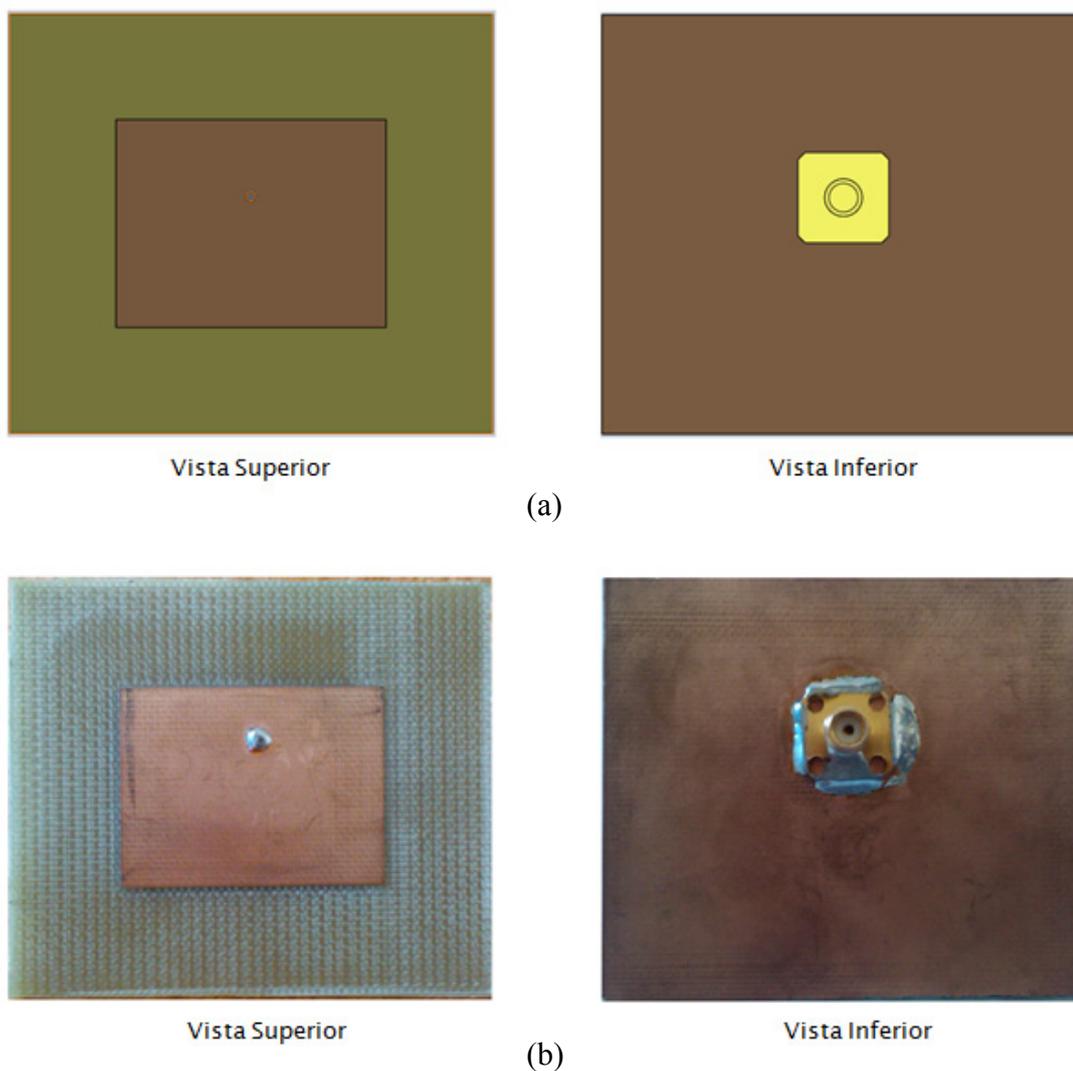


FIGURA 68 – Comparação das geometrias da antena alimentada por prova coaxial.

4.4 Medidas da antena construída.

Como falado anteriormente, para as medidas do protótipo construído foi utilizado o analisador de espectro portátil *FSH3*, da marca *Rohde & Schwarz*. Com este equipamento, o único

parâmetro elétrico da antenna possível a ser levantado foi o módulo do coeficiente de reflexão, em dB.

A curva do módulo do coeficiente de reflexão medida é apresentada na Figura 69.

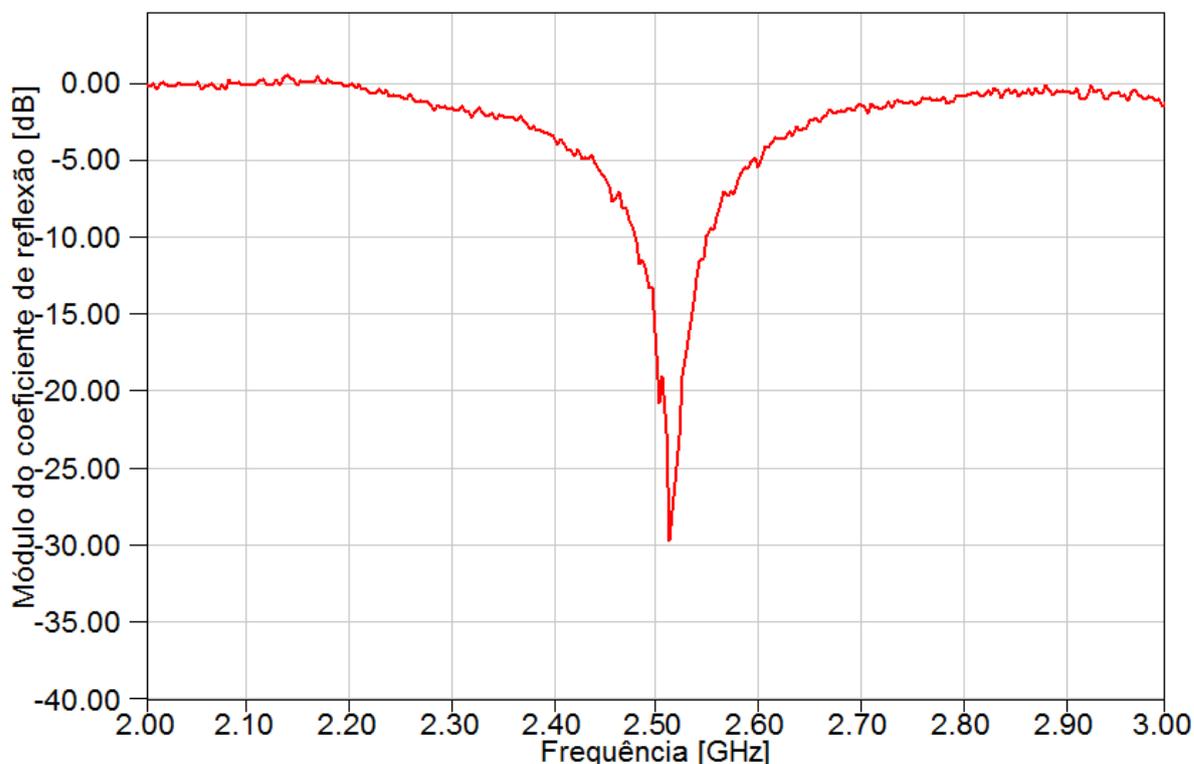


FIGURA 69 – Curva do módulo do coeficiente de reflexão da antenna alimentada por prova coaxial.

No gráfico da Figura 69 é observado que a frequência encontra-se deslocada da frequência de operação adotada no projeto. A frequência de ressonância mostrada está centrada em 2,5133GHz e possui um desvio de 113,3 MHz , 4,72% em relação à frequência de projeto que é de 2,4GHz.

A fim de descobrir o motivo que levou ao deslocamento em frequência do projeto proposto, serão feitas investigações para constatar esse problema.

Devido à experiência de projeto adquirida durante a simulação dos protótipos de antenas propostos, constatou-se que uma mínima alteração nos valores de espessura do material dielétrico, bem como nas dimensões do elemento irradiador, acabam alterando significativamente a frequência de ressonância da antenna. Então, com auxílio de um paquímetro foram feitas medidas minuciosas do elemento irradiador e da espessura do laminado dupla face utilizado. Constatou-se que o laminado apresenta espessura igual a 1,55mm e que a prototipadora ao

invés de remover somente a camada de cobre $t = 0,035$ mm, removeu o total de 0,15mm. As dimensões do elemento irradiador e a posição da alimentação da ponta de prova (y_0) não sofreram alterações.

Após medições rigorosas da antenna construída em laboratório, foi obtido um novo valor para o laminado e também considerado o desgaste impreciso da prototipadora. Com a nova dimensão da antenna, esta foi modelada no *software HFSS* e logo após simulada. Na Figura 70 é apresentado o resultado obtido para o módulo do coeficiente de reflexão com a nova dimensão obtida e a imprecisão da prototipadora.

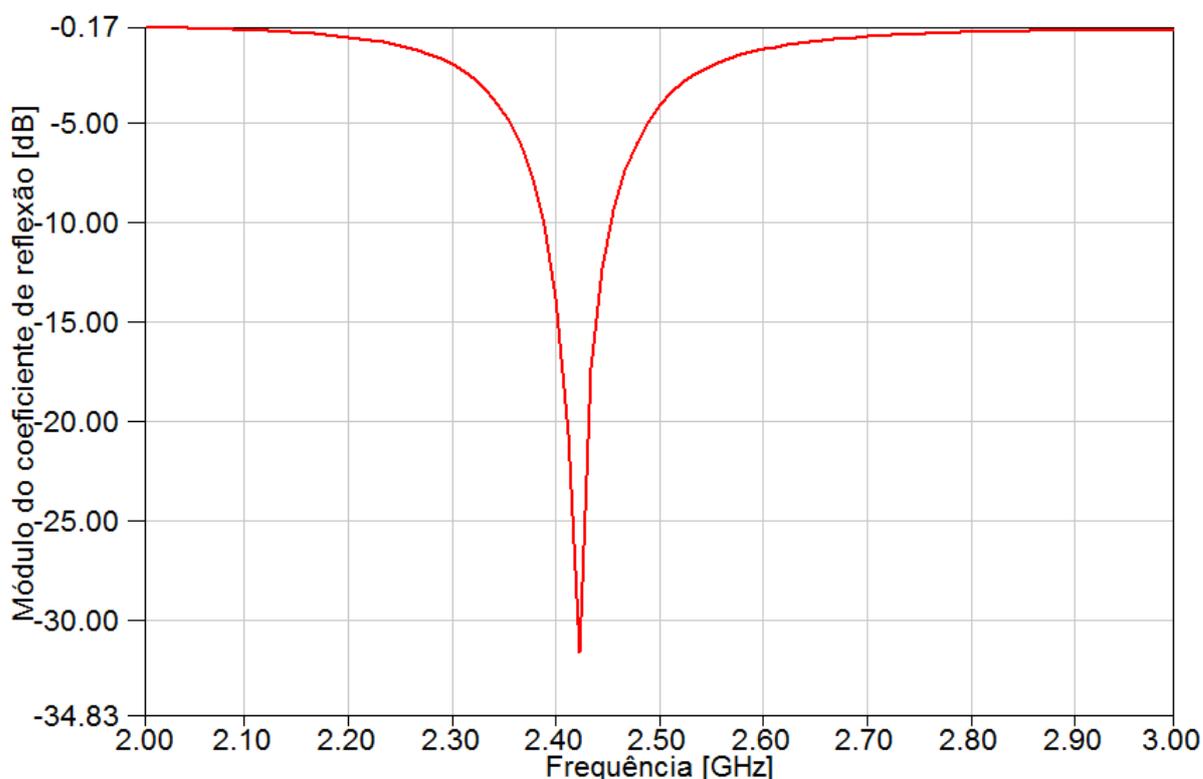


FIGURA 70 – Curva do módulo do coeficiente de reflexão da antenna considerando nova espessura do laminado e a imprecisão da prototipadora.

Na Figura 70 é possível observar que a frequência de ressonância encontra-se levemente deslocada da frequência do projeto de 2,4GHz. Essa frequência está centrada em 2,42GHz e ainda encontra-se longe da frequência medida para o protótipo construído em laboratório que atingiu um valor de 2,5133GHz. Então a possibilidade de a antenna ter apresentado um deslocamento significativo em função da espessura do laminado está descartada. Entretanto, destaca-se que há um efeito do desgaste da prototipadora sobre a frequência de ressonância da antenna, fato que não é amplamente divulgado na literatura.

Portanto, o próximo passo é investigar a permissividade relativa do laminado, devido ao seu valor não ser fornecido pelo fabricante, é adotado o seu valor padrão $\epsilon_r = 4,4$. Com o auxílio do *software HFSS*, a geometria da antena foi simulada para diferentes valores de permissividade relativa, sendo obtidas na Figura 71 as curvas do módulo do coeficiente de reflexão da antena referente a cada valor de permissividade.

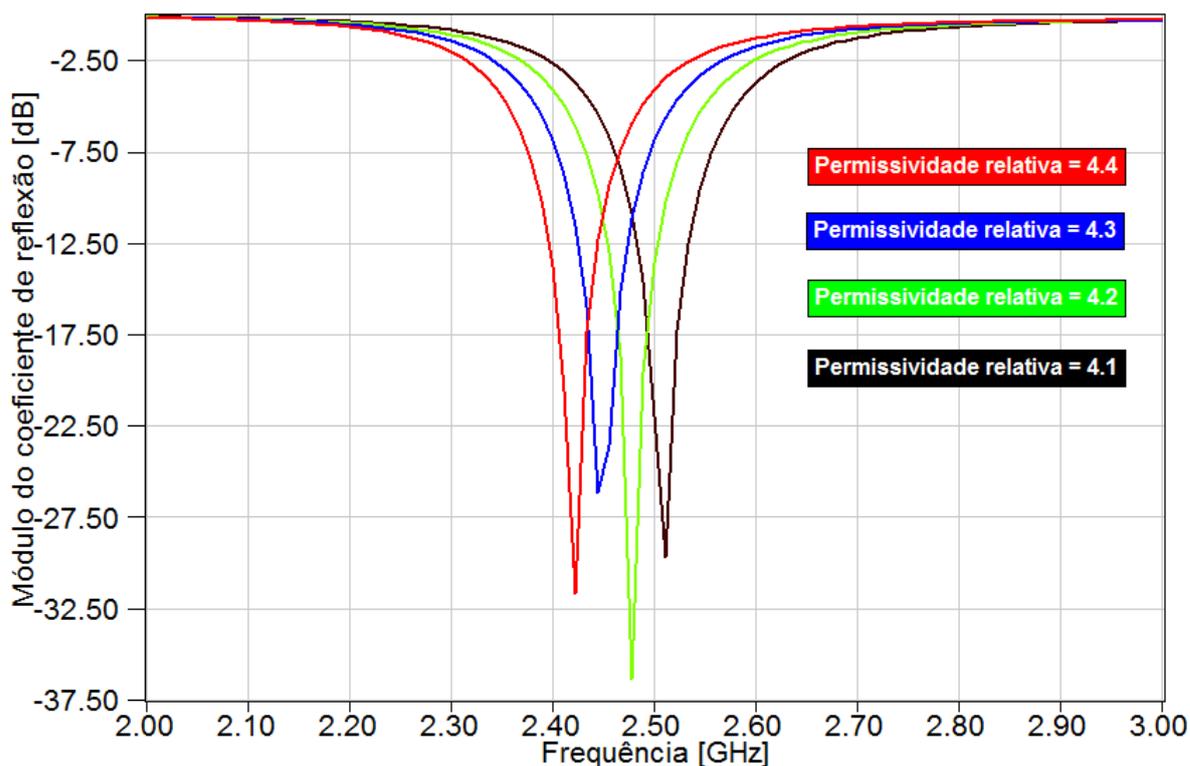


FIGURA 71 – Curvas do módulo do coeficiente de reflexão da antena em função da permissividade relativa.

A partir dessas curvas é possível constatar que o melhor valor a ser adotado para permissividade relativa é de aproximadamente $\epsilon_r = 4,1$. Esse valor é escolhido devido ao fato de a frequência de ressonância da antena ter sido conduzida a um valor muito próximo de 2,5133GHz, que é o valor obtido na medição, como mostrado anteriormente na Figura 69. É importante salientar que essa estratégia empírica utilizada é de grande importância, devido a identificar o real valor da permissividade relativa. Na Figura 72, é apresentada uma comparação entre o resultado medido no analisador de espectro e o resultado simulado no *software HFSS* considerando a permissividade relativa $\epsilon_r = 4,1$.

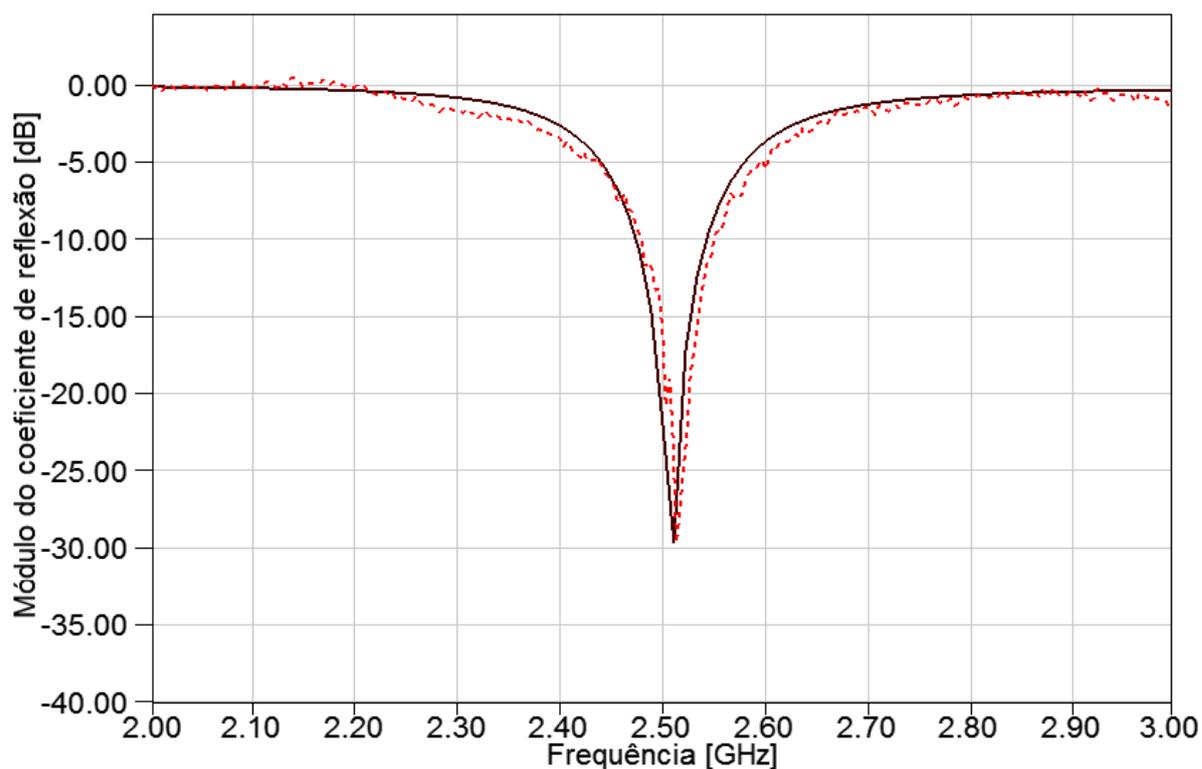


FIGURA 72 – Curvas do módulo do coeficiente de reflexão simulado (curva contínua) e medido (curva tracejada).

Finalmente, com os valores reais da espessura do laminado de dupla face determinado com auxílio de um paquímetro e de acordo com a nova permissividade relativa do material imposta, foram feitas algumas correções no protótipo da antena alimentada por prova coaxial. Com auxílio do *software HFSS* e através de análises empíricas os valores das dimensões após nova otimização são dados por $W = 40,5$ mm, $L = 29,6$ mm e $y_0 = 6,9$ mm.

A seguir, na Figura 73 é mostrada a curva otimizada do módulo do coeficiente de reflexão da antena.

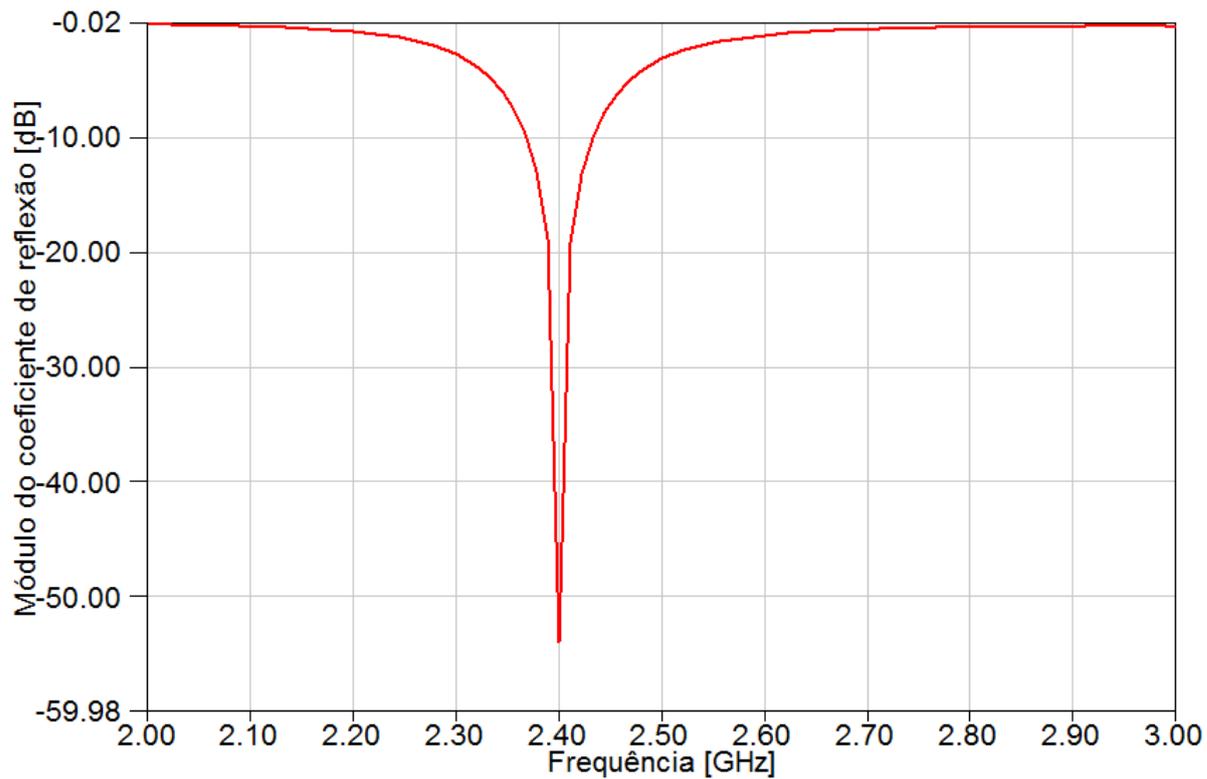


FIGURA 73 – Curva do módulo do coeficiente de reflexão da antena otimizada para nova permissividade relativa dada por $\epsilon_r = 4,1$.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

No presente trabalho, foi analisado um sistema de transmissão de dados sendo mostrada a sua baixa eficiência e sendo propostas alterações a fim de corrigi-la, tornando os rádio-enlaces mais eficientes e possibilitando a aumento do alcance entre a estação receptora e os sensores que medem o nível de água em uma lavoura de arroz. Como alteração propôs-se a substituição das antenas monopolo, de baixa eficiência, por antenas de microfita com a função de aumentar a eficiência e confiabilidade do sistema possibilitando que o atual sistema de transmissão de dados seja implementado em lavouras de arroz de maior escala.

Em seguida foram estudados e analisados quatro modelos de antenas de microfita, sendo primeiramente realizado o pré-projeto das dimensões da antena com o auxílio do modelo da linha de transmissão e do *software Ansoft Designer*. Logo após, foram feitas as devidas otimizações no *software HFSS*, com objetivo de alcançar um protótipo o mais eficiente possível. É importante salientar que o modelo da linha transmissão foi utilizado para análise de antenas de microfita de uma única camada. Realizou-se uma comparação entre os valores das dimensões obtidas no pré-projeto com o auxílio do método da linha de transmissão e os valores otimizados no *software HFSS*. Foi possível verificar que os resultados apresentados são bastante similares, sendo que para a antena alimentada por prova coaxial o desvio percentual máximo foi de 2,82% para as dimensões do elemento irradiador e 35,95% para a distância de casamento de impedância y_0 . No caso da antena alimentada por linha de microfita o desvio percentual máximo foi de 3,45% para as dimensões do elemento irradiador e 26,91% para a distância de casamento de impedância y_0 . O modelo da linha de transmissão não apresentou grande precisão para o valor de y_0 , mas é importante salientar que o tempo computacional necessário para executar o método da linha de transmissão no *software MATLAB*, foi bem menor que o tempo necessário para otimizar a antena no *software HFSS*. Sendo assim, a rotina desenvolvida no *software MATLAB* pode ser utilizada para economizar o tempo do projetista na otimização com o *software HFSS*. As antenas constituídas de múltiplas camadas dielétricas foram pré-projetadas mediante o auxílio do *software Ansoft Designer*, pois devido as suas geometrias serem complexas, a análise via método da linha de transmissão se torna inviável. Referente às antenas de múltiplas camadas destaca-se o protótipo 2, sendo possível obter uma antena com alto ganho mesmo utilizando o material FR4, que apresenta baixo custo e altas perdas. Esse resultado foi obtido devido à estratégia de projeto adotada e através da utilização de uma camada adicional de ar entre o plano de terra e a linha de alimentação, que resultou em um aumento significativo no ganho. Logo, analisando a Figura 6 do capítulo 2, se substituirmos a

antena monopolo por a antena de microfita com camada adicional de ar é possível atingir o alcance de $6km$, o que é um resultado bastante satisfatório.

No capítulo 4, foi apresentada a construção física e a medida do módulo do coeficiente de reflexão para antena com alimentação por prova coaxial. No resultado prático obtido ocorreu um desvio na frequência central de operação, devido ao valor da permissividade do dielétrico adotado não ser o correto. Logo, a antena foi re-projetada com o novo valor da permissividade do dielétrico, sendo que a construção física do novo modelo de antena ficou impossibilitada devido à falta de tempo hábil para a conclusão do presente trabalho.

Em trabalhos futuros são sugeridos os seguintes temas:

- Utilizar métodos de análise de antenas de microfita mais elaborados como, por exemplo, o método da cavidade ressonante ou o método dos momentos (MoM).
- Desenvolver um sistema para realizar a medida do diagrama de irradiação das antenas.
- Projetar uma rede antenas a fim de apresentar ganho superior às antenas propostas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] PFITSCHER, L.L.; BERNARDON, D.P.; KOPP, L.M.; HECKLER, M.V.T.; FERREIRA, A.A.B.; RITTER, J.G.; THOMÉ, B.A.; MONTANI, P.D.; FAGUNDES, D.R.. Gerenciamento automático de irrigação para melhoria da eficiência energética em lavouras de arroz. IX CLAGTEE - 9th Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission, Mar Del Plata, Argentina, 2011.
- [2] PFITSCHER, L.L.; BERNARDON, D.P.; KOPP, L.M.; HECKLER, M.V.T.; THOMÉ, B.A.; FAGUNDES, D.R.. Tecnologias de automação para eficiência energética na irrigação de lavouras de arroz. IX CBQEE - Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, Cuiabá/MT, Brasil, 2011.
- [3] PFITSCHER, L.L.; BERNARDON, D.P.; KOPP, L.M.; FERREIRA, A.A.B.; HECKLER, M.V.T.; THOMÉ, B.A.; MONTANI, P.D.; FAGUNDES, D.R.. An automated irrigation system for rice cropping with remote supervision. POWERENG - III International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, Málaga, Espanha, 2011.
- [4] Ansoft Designer, Ansoft Corporation. Material de divulgação disponível em: http://www.ansoft.com/products/hf/ansoft_designer. Acessado em abril de 2010.
- [5] HFSS 13, Ansoft Corporation. Material de divulgação disponível em: <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss>. Acessado em abril de 2010.
- [6] HAYKIN, Simon e MOHER, Michael. Sistemas Modernos de Comunicações Wireless. Porto Alegre: ARTMED, 2008.
- [7] HECKLER, M.V.T. Redes de antena de microfita circularmente polarizadas moldadas sobre superfícies cilíndricas, Tese de Mestrado, Departamento de Microondas e Optoeletrônica, ITA, 2003.
- [8] BALANIS, Constantine A.. Antenna Theory, 3ed., Hoboken, NJ: Wiley, 2005.
- [9] BONADIMAN, Mateus. Rede de antenas de microfita para radar de abertura sintética aerotransportado, Tese de mestrado, ITA, 2004.
- [10] TSM Antennas. Material elaborado pela empresa.
- [11] NASCIMENTO, D.C. Antenas para comunicações móveis, Tese de mestrado, ITA, 2007.

[12] FERREIRA, D.B. Antenas de microfita montadas sobre superfícies esféricas, Trabalho de graduação, ITA, 2009.

[13] MORAIS, J.A. Antenas de microfita com dimensões reduzidas, Trabalho de graduação, ITA, 2005.

[14] MEDEIROS, Júlio Cesar de Oliveira. Princípios de Telecomunicações: Teoria e Prática. São Paulo: Érica, 2009.

[15] MIYOSHY, Edson Mitisugo e SANCHES, Carlos Alberto. Projetos de Sistemas de Rádio. São Paulo: Érica, 2002.

ANEXO 1

Programa desenvolvido no *software* MATLAB para obtenção das dimensões das antenas propostas utilizando o método da linha de transmissão.

```
function y = microfita
clc
clear all
%UNTITLED2 Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here
freq = input('Frequência de ressonância em GHz:');
er = input('Constante dielétrica do substrato:');
h = input('Espessura do substrato dielétrico em cm:');
R= input('Impedância desejada da linha de alimentação em Ohms:');

% Cálculo (W, ereff, Leff, L) em cm

W=30.0/(2.0*freq)*sqrt(2.0/(er+1.0));
eref=(er+1.0)/2.0+(er-1)/(2.0*sqrt(1.0+12.0*h/W));
dl=0.412*h*((eref+0.3)*(W/h+0.264))/((eref-0.258)*(W/h+0.8));
lambda_o=30.0/freq;
lambda=30.0/(freq*sqrt(eref));
Lef=30.0/(2.0*freq*sqrt(eref));
L=Lef-2.0*dl;
ko=2.0*pi/lambda_o;

function a=equation5(theta)

a=(1/(120*pi^2))*((sin(cos(theta).* (ko*W/2))./cos(theta)).^2.*sin(theta).^3);

end
function b=equation6(theta)

b=(1/(120*pi^2))*((sin(cos(theta).* (ko*W/2))./cos(theta)).^2.*sin(theta).^3
.*besselj(0,sin(theta).* (ko*L)));

end
%Integral numérica

G1=quad(@equation5,0,pi);
G12=quad(@equation6,0,pi);

Rin= 1/(2*(G1+G12));

y0= acos(sqrt(R/Rin))*L/pi;

disp(strvcat('PARÂMETROS DE ENTRADA','====='));
disp(sprintf('\nFrequência de ressonância em GHz = %4.4f',freq));
disp(sprintf('Constante dielétrica do substrato = %4.4f',er));
disp(sprintf('Espessura do substrato dielétrico em cm = %4.4f\n',h));

disp(strvcat('PARÂMETROS DE SAÍDA','====='));
disp(sprintf('\nLargura física do patch em cm = %4.4f',W));
disp(sprintf('Comprimento efetivo do patch em cm = %4.4f',Lef));
```

```
disp(sprintf('Comprimento físico do patch em cm = %4.4f',L));  
disp(sprintf('Distância da borda do patch ao ponto de alimentação em cm =  
%4.4f',y0));
```

```
end
```