

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Projeto de antenas para dispositivos multimédia

Albino Miguel Soares Alves

MESTRADO INTEGRADO EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE
COMPUTADORES

Orientador da FEUP: Henrique Salgado

Orientador da Bosch Car Multimédia Portugal: Rui Cardoso

5 de Julho de 2018

Resumo

Hoje em dia, as pessoas estão cada vez mais acostumadas a estar em constante contacto com dispositivos multimédia e, para muitas delas, o dia-a-dia depende diretamente de dispositivos multimédia. Assim, é cada vez mais comum, por exemplo, ver pessoas num telefonema no meio do trânsito enquanto conduzem.

Quando nos sentamos num motociclo, estamos acostumados a encontrar um painel que nos dê alguma informação sobre o estado da moto. No entanto, raramente encontramos algo no campo da conectividade. É neste campo que se insere o tema desta dissertação.

O produto desta dissertação consistirá numa adaptação de um dos painéis de instrumentos totalmente programáveis fabricados pela Bosch Car Multimédia. Uma das características deste dispositivo é permitir que o condutor se conecte à Internet, bem como permitir que um *smartphone* se conecte ao painel de instrumentos, com possibilidade de ligação ao capacete, usando a tecnologia Bluetooth®. Através desta funcionalidade, é possível receber chamadas e fazer chamadas para uma determinada pessoa, enquanto conduzindo uma moto.

Atualmente, estas características são implementados usando *chip antennas*, que normalmente têm um reduzido desempenho e um custo não desprezável. Portanto, será analisada a introdução de antenas impressas na *printed circuit board* com uma frequência central de operação de 2,45 GHz e com uma largura de banda de 2,4 GHz a 2,5 GHz. Inicialmente, as antenas originais serão testadas, posteriormente serão desenvolvidas e simuladas novas antenas no HFSS, bem como fabricadas e caracterizadas na câmara anecóica, a fim de avaliar a possibilidade de utilização dessas antenas em futuros produtos.

Palavras - chave: antena impressa, IFA, painel de instrumentos.

Abstract

Nowadays people are becoming more accustomed to being in constant contact with multimedia devices, and for many of them, the day-to-day life depends directly on multimedia devices. Thus, it is increasingly common, for example, to see people on a phone call in the middle of traffic while driving.

When we sit on a motorcycle, we are accustomed to finding a dashboard that gives us some information about the state of the bike. However, we rarely find anything in the field of connectivity. It is in this field that the theme of this dissertation is inserted.

The product of this dissertation will consist of an adaptation of one of the fully programmable instrument panels manufactured by Bosch Car Multimédia. One of the features of this device is to allow the driver to connect to the internet, as well as allowing a smartphone to connect to the dashboard as well as a helmet using Bluetooth® technology. Therefore, when we are driving a motorcycle it is possible to both receive calls and make calls to a certain person.

At present, these features are implemented using chip antennas, which typically have poor performance and have a non-negligible cost. Therefore, the introduction of antennas printed on the printed circuit board with a central frequency of operation at 2.45 GHz with a bandwidth of 2,4 GHz to 2,5 GHz will be analyzed. Initially, the original chip antennas will be tested, subsequently, novel antennas will be developed and simulated in HFSS as well as manufactured and characterized in the anechoic chamber in order to evaluate the possibility of using these antennas on future products.

Key words: printed antenna, IFA, instrument panel.

Agradecimentos

Ao Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado pela orientação e disponibilidade no âmbito da realização desta dissertação.

Ao meu manager na Bosch Car Multimédia, Engenheiro Rui Cardoso por toda ajuda e disponibilidade prestada durante a realização deste projeto.

Ao meu mentor na Bosch Car Multimédia, Doutor Ricardo Fernandes por toda a disponibilidade e todo o apoio prestado no âmbito da realização desta dissertação.

Ao Engenheiro Hugo Santos do INESC Porto por toda a ajuda, por todos os conselhos para a realização da dissertação.

À minha família por todo o apoio ao longos destes anos, pois sem o apoio deles não seria possível chegar onde cheguei até ao dia de hoje.

A todas as pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para a realização desta dissertação.

Albino Miguel Soares Alves

“O cientista não é o homem que fornece as verdadeiras respostas; é quem faz as verdadeiras perguntas”

Claude Lévi-Strauss

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto e Motivação	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Estrutura da dissertação	2
2	Estado da Arte	3
2.1	Mecanismos de Radiação	3
2.1.1	Um fio	3
2.1.2	Dois fios	5
2.2	Parâmetros Fundamentais de uma antena	5
2.2.1	Padrão de radiação	5
2.2.2	Intensidade de radiação	6
2.2.3	Diretividade	7
2.2.4	Eficiência	8
2.2.5	Ganho	9
2.2.6	Largura de Banda	9
2.2.7	Impedância de entrada	9
2.2.8	Polarização	11
2.3	Antenas Compactas	12
2.3.1	Definição de <i>Electrically Small Antenna</i>	12
2.3.2	Impedância de entrada	12
2.3.3	Eficiência de radiação	13
2.3.4	Fatores do ambiente	14
2.3.5	Antenas compactas	14
2.3.6	Estrutura AMC	18
2.4	Conclusão	22
3	Projeto e simulação da <i>Inverted-F Antenna</i> para 2.40 GHz a 2.50 GHz	23
3.1	Meio de inclusão da antena	23
3.1.1	Painel de Instrumentos	23
3.1.2	Espaço disponível para inclusão da antena	23
3.1.3	Material que constitui a traseira do painel de instrumentos	24
3.1.4	Estrutura do substrato	25
3.2	Projeto da <i>Inverted-F Antenna</i> para a largura de banda de 2.40 GHz a 2.50 GHz	26
3.2.1	Cálculo da largura da <i>microstrip</i> para 50Ω	26
3.2.2	Dimensionamento do comprimento do monopolo	27
3.3	Resultados da simulação HFSS	29
3.3.1	Resultado do coeficiente de reflexão da antena dimensionada	29

3.3.2	Variação do Comprimento de X	30
3.3.3	Variação do Comprimento de F	31
3.3.4	Variação do comprimento de E	32
3.3.5	Variação do valor de L	34
3.3.6	Variação da espessura do substrato	35
3.3.7	Distribuição da corrente	36
3.3.8	Padrão de radiação	36
3.3.9	Diagrama de radiação	39
3.4	Projeto da <i>Inverted-F Antenna</i> de 2.40 GHz-2.50 GHz com plano de massa nas laterais	40
3.4.1	Impacto do plano de massa em ambas as laterais da IFA	40
3.4.2	Resultados da simulação relativos à inserção da antena na zona A	40
3.4.3	Resultados da simulação da variação de d1	42
3.4.4	Resultados da simulação da variação de d2	43
3.4.5	Resultados da simulação com plano de massa na lateral da direita da antena	44
3.4.6	Resultados da simulação com plano de massa na lateral da esquerda da antena	47
3.4.7	Resultados da simulação relativos à variação do valor de P	49
3.4.8	Resultados da simulação relativos à variação do valor de V	50
3.4.9	Resultado da simulação do padrão de radiação relativos à inserção da antena na zona B	51
3.4.10	Resultado do coeficiente de reflexão quando a antena B está entre uma camada de plástico e uma de metal e apenas entre 2 camadas de plástico	53
3.5	Conclusão	54
4	Resultados da caracterização da <i>Inverted-F Antenna</i> para 2.40 GHz a 2.50 GHz	55
4.1	Resultados da caracterização da antena A	55
4.1.1	Resultados da caracterização da antena A dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal	57
4.2	Resultados da caracterização da antena B	59
4.2.1	Resultados da caracterização da antena B dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal	61
4.2.2	Resultados do diagrama de radiação da antena B fora do painel de instrumentos	62
4.2.3	Resultados do diagrama de radiação da antena B dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal para $\phi = 0^\circ$	64
4.2.4	Resultados do diagrama de radiação da antena B dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal para $\phi = 90^\circ$	65
4.3	Conclusão	67
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	69
5.1	Conclusões	69
5.2	Trabalhos Futuros	70
A	Resultado das medições das <i>chip antennas</i> que equipam o painel de instrumentos atualmente	71
A.1	Resultados obtidos das antenas inseridas atualmente no painel de instrumentos	71
A.1.1	Resultados <i>Wi-Fi</i> ®	71

A.1.2	Resultados <i>Bluetooth</i> ®	71
-------	---	----

Lista de Figuras

2.1	Configurações de fio para radiação [1].	4
2.2	Antena com linhas do campo eléctrico [1].	5
2.3	Padrão de radiação [2].	6
2.4	Representação de lóbulos [2].	7
2.5	Perdas de uma antena.	8
2.6	Coeficiente de reflexão de uma antena para 2.4 GHz.	10
2.7	Circuito equivalente de uma antena dipolo.	10
2.8	Diagrama de polarização circular de uma antena [1].	11
2.9	Exemplo de uma antena dipolo.	12
2.10	Sequência da transformação de uma antena monopolo <i>Inverted-L Antenna</i> [3]. . .	15
2.11	Exemplo típico do formato de uma <i>Inverted-F Antenna</i>	15
2.12	Padrão de radiação de uma <i>Inverted-F Antenna</i> [4].	16
2.13	Exemplo de uma <i>Inverted-F Antenna</i> [5].	16
2.14	Exemplo do formato de uma Meander Antenna.	17
2.15	Patch Antenna [6].	17
2.16	Estrutura AMC [7].	18
2.17	Utilização de um condutor eléctrico perfeito como plano de massa para distância igual a $\lambda/4$	19
2.18	Representação de uma onda eletromagnética ao longo de uma distância.	19
2.19	Utilização de um condutor eléctrico perfeito como plano de massa para distância inferior a $\lambda/4$	20
2.20	Utilização de um AMC.	20
2.21	Diagrama de Fase [7].	21
3.1	Painel de instrumentos atualmente numa mota.	24
3.2	Estrutura exemplo composta pela PCB e pelo <i>display</i>	24
3.3	Estrutura exemplo da tampa traseira do painel de instrumentos.	25
3.4	Organização estrutural da PCB.	26
3.5	Diagrama da antena A.	28
3.6	Resultado do coeficiente de reflexão da antena A em ambiente de simulação HFSS. .	29
3.7	Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de X. .	30
3.8	Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de F. .	31
3.9	Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de E. .	32
3.10	Resultado do $\text{Real}(Z(1,1))$ obtidos por simulação no HFSS.	33
3.11	Resultado da $\text{Img}(Z(1,1))$ obtidos por simulação no HFSS.	33
3.12	Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de L. .	34
3.13	Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação da espessura do substrato.	35
3.14	Distribuição de corrente na superfície da antena.	36

3.15	Antena A em ambiente de simulador, HFSS.	37
3.16	Primeira vista do padrão de radiação obtido por simulação no HFSS.	38
3.17	Segunda vista do padrão de radiação obtido por simulação no HFSS.	38
3.18	Diagrama de radiação normalizado do <i>Realized Gain Total</i> , obtidos por simulação no HFSS, para $\theta = 0^\circ$ e para $\theta = 90^\circ$	39
3.19	Zonas para a integração da antena.	40
3.20	Diagrama da IFA limitada por plano de massa a esquerda e direita.	41
3.21	Resultado do coeficiente de reflexão relativos à inserção da antena na zona A. . .	42
3.22	Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de d1. .	43
3.23	Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de d2. .	44
3.24	Antena em ambiente de teste com vista a ser colocada na Zona H.	45
3.25	Resultado do coeficiente de reflexão relativos a inserção da antena na zona H. . .	45
3.26	Resultado do padrão de radiação relativos a inserção da antena na zona H.	46
3.27	Resultados obtidos por simulação no HFSS da variação de B1.	46
3.28	Diagrama da antena B.	47
3.29	Resultado do coeficiente de reflexão da antena B em ambiente de simulação HFSS. .	48
3.30	Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de P. .	49
3.31	Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de V. .	50
3.32	Antena B em ambiente de simulador, HFSS.	51
3.33	Resultado da simulação do padrão de radiação relativos a inserção da antena na zona B.	52
3.34	Adaptação do padrão de radiação ao caso em específico [8].	52
3.35	Resultado do coeficiente de reflexão da antena B para os 2 materiais	53
4.1	Protótipo final da antena A.	56
4.2	Antena A em ambiente de teste	56
4.3	Resultado da medição do coeficiente de reflexão da antena A.	57
4.4	Ambiente de teste da antena dentro do painel de instrumentos.	58
4.5	Resultado da medição do coeficiente de reflexão da antena A dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal em comparação com o medido fora do painel de instrumentos.	58
4.6	Protótipo final da antena B.	59
4.7	Antena B em ambiente de teste.	60
4.8	Resultado da medição do coeficiente de reflexão da antena B face ao simulado no HFSS.	60
4.9	Produto final da antena B dentro do painel de instrumentos com a tampa traseira em metal.	61
4.10	Resultado da medição do coeficiente de reflexão da antena B e comparação com a antena A.	62
4.11	Posição do corte da antena B.	63
4.12	Diagrama de radiação da antena B para $\theta = 90^\circ$	63
4.13	Posição do painel de instrumentos para $\phi = 0^\circ$	64
4.14	Diagrama de radiação da antena B dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal para $\phi = 0^\circ$	65
4.15	Posição do painel de instrumentos para $\phi = 90^\circ$	66
4.16	Diagrama de radiação da antena B dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal para $\phi = 90^\circ$	66
A.1	Sistema de teste na câmara anecóica.	72

A.2	Posição do painel de instrumentos no teste da antena <i>Wi-Fi</i> ®.	72
A.3	Padrão de radiação do canal 1 na antena <i>Wi-Fi</i> ®.	73
A.4	Padrão de radiação do canal 6 na antena <i>Wi-Fi</i> ®.	73
A.5	Padrão de radiação do canal 11 na antena <i>Wi-Fi</i> ®.	74
A.6	Posição do painel de instrumentos no teste da antena <i>Bluetooth</i> ®.	74
A.7	Padrão de radiação do canal 0 na antena <i>Bluetooth</i> ®.	75
A.8	Padrão de radiação do canal 39 na antena <i>Bluetooth</i> ®.	75
A.9	Padrão de radiação do canal 78 na antena <i>Bluetooth</i> ®.	76

Abreviaturas e Símbolos

PCB	Printed Circuit Board
IFA	Inverted-F Antenna
ESA	Electrically Small Antenna
RBW	Relative Bandwidth
BW	Bandwidth
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
PEC	Perfect Electric Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
AMC	Artificial Magnetic Conductor
HFSS	High Frequency Structure Simulator
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
HIS	High Impedance Surface

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto e Motivação

A Bosch Car Multimédia Portugal, S.A propôs este tema de dissertação com vista a encontrar uma melhor solução para os dispositivos multimédia que equipam alguns dos seus equipamentos.

Hoje em dia as pessoas para fugirem ao trânsito ou até mesmo por puro prazer de condução adquirem motos, que atualmente apesar de mais modernas, com mais eletrónica são pouco interativas para com o motociclista e não proporcionam grandes momentos de multimédia para com este. É neste ponto que entra a Bosch Car Multimédia, fabricando painéis de instrumentos com uma interface apelativa ao condutor com *Bluetooth*®, *Wi-Fi*®, e com muitos outros aspetos importantes para o motociclista. Num dos recentes desenvolvimentos da Bosch nesta gama de produtos, a radiação da antena não atinge requisitos pretendidos, apresenta limitações no que toca ao diagrama de radiação. A solução atual passa pela inclusão de duas *chip antennas* sendo uma delas para *Wi-Fi*® e uma outra para *Bluetooth*®.

Este projeto foi desenvolvido na maioria do tempo nas instalações da Bosch Car Multimédia, pois na restante parte do tempo foi usada a câmara anecóica situada no Departamento de Eletrotécnica da FEUP. Desenvolver este projeto maioritariamente num ambiente empresarial constituiu uma vantagem, nomeadamente ao nível do desenvolvimento de *skills*.

1.2 Objetivos

O objetivo principal desta dissertação é desenvolver um estudo sobre a implementação de uma antena para *Bluetooth*® e *Wi-Fi*® embutida na printed circuit board (PCB) de um painel de instrumentos de um motociclo, com vista a melhorar a solução atual. Ao realizar o estudo sobre a antena deve ter-se em conta vários fatores como o desempenho, o custo e a integração da antena, dando mais ênfase ao desempenho da antena e a integração na PCB, pois existe um espaço reduzido para imprimir a antena. Posto isto, o projeto pode ser direcionado com uma solução para a próxima plataforma de dispositivos multimédia.

1.3 Estrutura da dissertação

Este manuscrito está organizado em 5 capítulos. No primeiro capítulo, são apresentados o contexto, a motivação e a estrutura da dissertação. No capítulo 2 é feita uma abordagem aos mecanismos de radiação, aos parâmetros fundamentais de uma antena assim como a alguns tipos de antenas. No capítulo seguinte, apresenta-se o meio envolvente onde será introduzida a antena, solução proposta, dimensionamento e simulação na ferramenta de desenvolvimento. Posteriormente, no quarto capítulo, são apresentados os resultados das medições efetuadas na câmara anecóica. Por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões obtidas durante as várias etapas da investigação desenvolvida.

Capítulo 2

Estado da Arte

O funcionamento de uma antena encontra-se dependente de vários parâmetros. Neste capítulo, é apresentada uma definição pormenorizada dos parâmetros de uma antena e dos mecanismos de radiação. São apresentadas algumas tipologias de projeção de antenas compactas (*Electrically Small Antennas*) assim como a influência de estruturas que funcionam como condutores magnéticos e elétricos perfeitos.

2.1 Mecanismos de Radiação

Uma antena pode ser vista como um dispositivo que converte ondas eletromagnéticas guiadas em linhas de transmissão para ondas planas, que se propagam no espaço. Uma antena tem por base um circuito elétrico desenhado de forma a poder transmitir uma determinada onda plana. Importa, ainda, referir que as antenas apresentam um caráter bidirecional, isto é, tanto podem ser usadas para transmitir como para receber [9].

A radiação pode ocorrer de várias formas, quer por apenas um fio, quer mediante a utilização de um par de fios condutores.

2.1.1 Um fio

Os fios condutores têm características que permitem o movimento de cargas, o que torna possível o fluxo de corrente num determinado sentido [1].

Se um fio for feito com recurso a um condutor ideal, a densidade de corrente $J(\text{A/m})$ está situada na superfície do fio e é dada por

$$J = q_s v \quad (2.1)$$

em que $q_s(\text{coulomb}/\text{m}^2)$ representa a densidade de carga superficial e $v(\text{m/s})$ representa a velocidade [1].

Por outro lado, caso o fio seja muito fino pode-se afirmar (2.2).

$$I = q_l v \quad (2.2)$$

onde $q_l = q$ é a carga por unidade de comprimento.

A equação (2.3) demonstra a relação entre a corrente e a carga. Através desta equação, constata-se que, para criar radiação, tem de haver uma corrente a variar no tempo ou existir uma aceleração - positiva ou negativa - de carga [1].

$$\frac{dI}{dt} = q \frac{dv}{dt} \quad (2.3)$$

Para criar aceleração, o fio deve ser curvo, dobrado, terminado ou descontínuo [1]. A corrente variável no tempo é criada quando a carga oscila num movimento harmónico no tempo. Para existir radiação, uma carga tem obrigatoriamente de estar em movimento.

No caso da velocidade do movimento de carga ser uniforme, a radiação será gerada se o fio for curvado, dobrado, terminado ou truncado como é apresentado na Figura 2.1 e não poderá ser reto com comprimento infinito. Se a carga oscilar no tempo um fio reto radia [1].

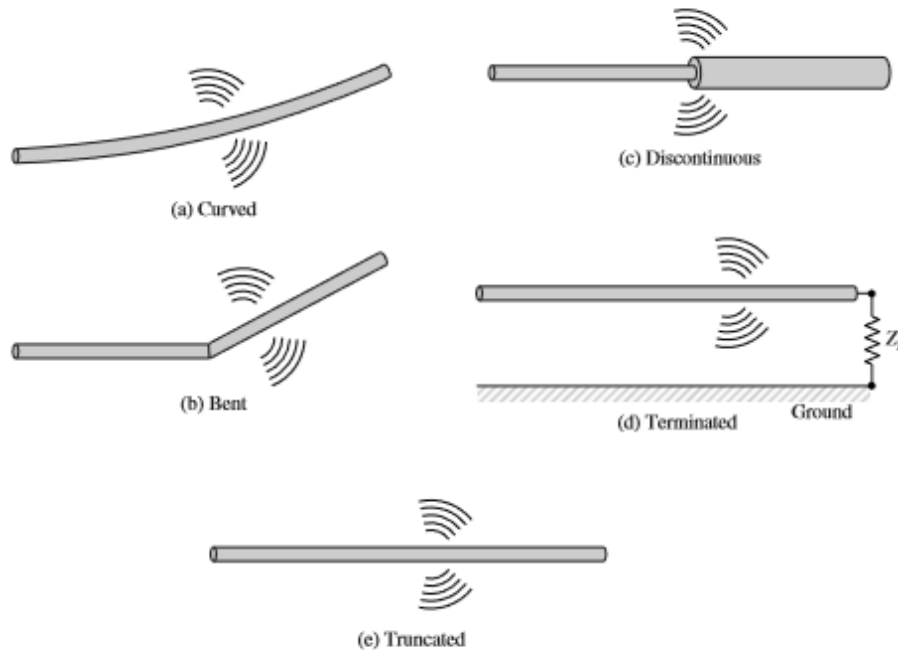


Figura 2.1: Configurações de fio para radiação [1].

2.1.2 Dois fios

Quando na antena, que neste caso é composta por 2 fios condutores, é aplicada uma fonte de tensão, gera-se um campo elétrico entre os 2 condutores elétricos conforme é apresentado na Figura 2.2 [1]. Deste campo elétrico resultam linhas de força elétrica, cuja força é proporcional à intensidade do campo, e são tangentes ao campo elétrico. A corrente é criada pelo movimento de cargas, o que faz com que seja criada uma intensidade de campo magnético. O campo magnético depende das linhas de força magnéticas, que são tangentes ao campo magnético [1].

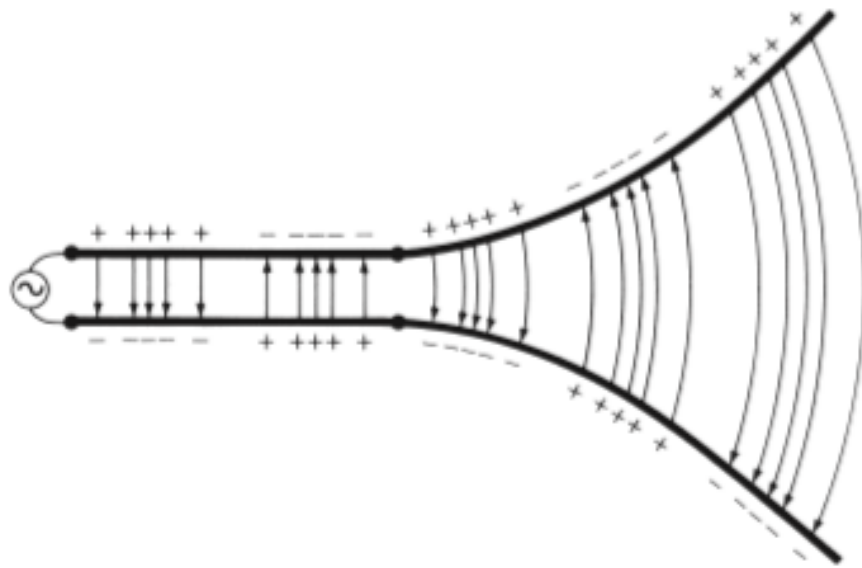


Figura 2.2: Antena com linhas do campo eléctrico [1].

2.2 Parâmetros Fundamentais de uma antena

Nesta secção, que foi escrita seguindo intimamente o livro de Balanis [1], são apresentadas propriedades fundamentais relativas ao funcionamento e desenvolvimento de uma antena.

2.2.1 Padrão de radiação

O padrão de radiação de uma antena é definido por uma representação gráfica, que é feita através de coordenadas espaciais de forma a obtermos uma representação 3D. A representação 3D é possível devido à junção entre dois planos, o plano do campo elétrico com o plano do campo magnético. A forma do padrão de radiação está diretamente dependente de outras propriedades como, por exemplo, a densidade de fluxo de energia, a intensidade de radiação, as forças do campo

elétrico, a diretividade e a polarização. A Figura 2.3 apresenta um exemplo de um padrão de radiação de uma antena. De forma a produzir padrões de potência normalizados, frequentemente apresentados em decibéis (dB), é necessário normalizar o padrão do campo elétrico em relação ao seu valor máximo [2].

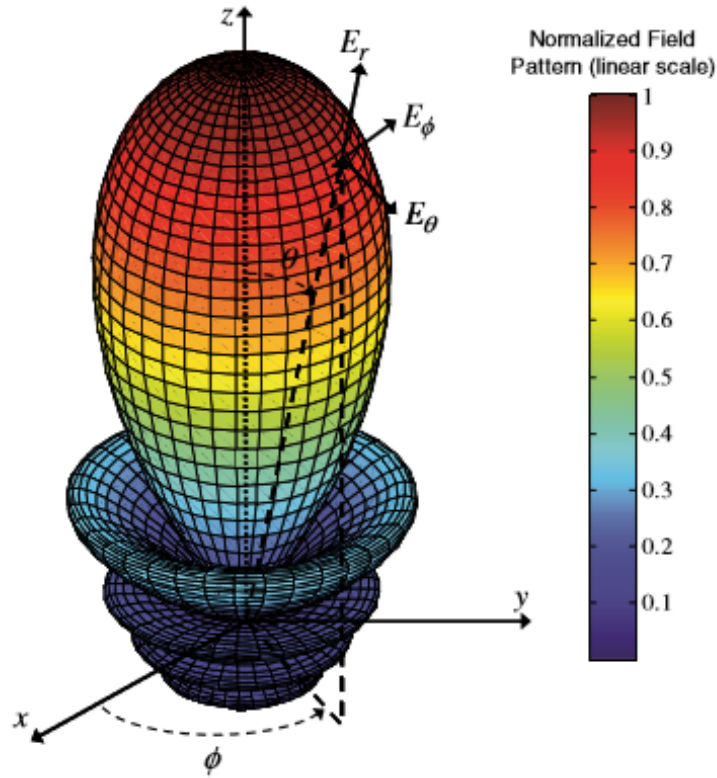


Figura 2.3: Padrão de radiação [2].

Um padrão de radiação apresenta lóbulos, que se distinguem entre principais e secundários. Os principais são os maiores, aqueles que mais se destacam no padrão de radiação, já os secundários são classificados por menores, laterais e traseiros, uma vez que são os lóbulos que frequentemente apresentam menor destaque, na Figura 2.4 é apresentado um exemplo desses lóbulos [1].

2.2.2 Intensidade de radiação

Um campo eletromagnético apresenta uma determinada intensidade de radiação numa determinada direção. A expressão matemática (2.4) mostra que se multiplicarmos a distância ao quadrado (r^2) pela a densidade de radiação (W_{rad}) obtemos a intensidade de radiação (U) [1].

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.4)$$

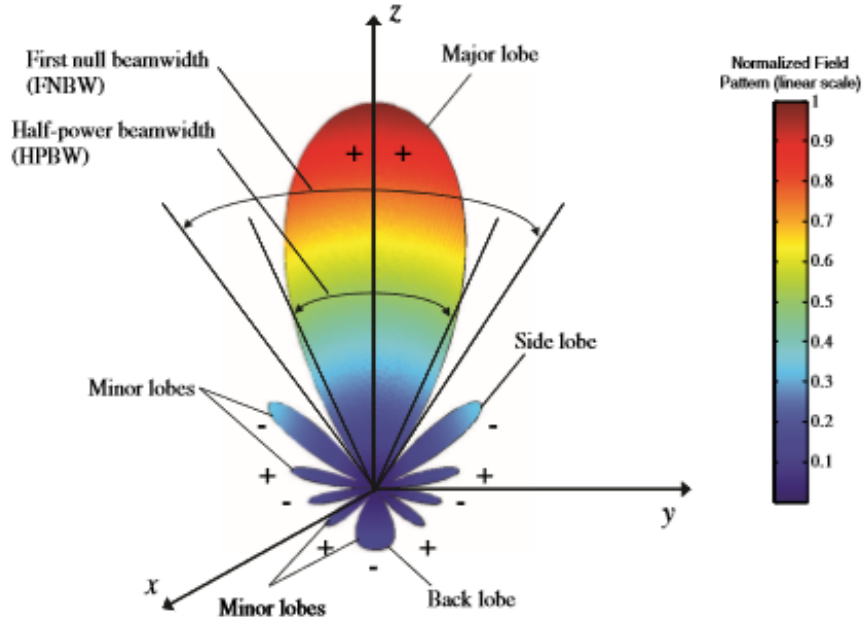


Figura 2.4: Representação de lóbulos [2].

Quando a intensidade de radiação é calculada, é apenas calculada para um determinado ponto da esfera. Assim, de uma forma simples, é possível também calcular a potência total radiada pela antena, bastando para o efeito integrar a intensidade da radiação. Ou seja, integrar a intensidade de radiação sobre a superfície de uma esfera que inclui toda a antena, como se pode perceber através da expressão matemática (2.5) [9].

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta \, d\phi \quad (2.5)$$

2.2.3 Diretividade

A diretividade de uma antena é a razão entre a intensidade de radiação numa dada direção da antena e a intensidade de radiação média em todas as direções [10]. Ou seja, trata-se de uma propriedade que permite avaliar a radiação em função da direção e é definida pela seguinte expressão matemática em (2.6).

$$D = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.6)$$

onde o U_0 representa a intensidade média de uma antena isotrópica. [1].

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.7)$$

2.2.4 Eficiência

Na prática existem perdas associadas ao processo de radiação, nomeadamente perdas por condução, dielétrico e por reflexões, devido à desadaptação verificada entre a linha de transmissão e a antena [1]. A eficiência permite ter uma perceção da quantidade de potência de entrada que é efetivamente radiada pela antena. A eficiência total, e_0 é definida por

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.8)$$

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.9)$$

em que e_r é a eficiência de reflexão, e_c como a eficiência de condução e e_d como a eficiência do dielétrico [1]. O coeficiente de reflexão Γ é dado por

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.10)$$

em que Z_{in} é a impedância de entrada e Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão

O esquema da Figura 2.5 representa as várias perdas de uma antena [1].

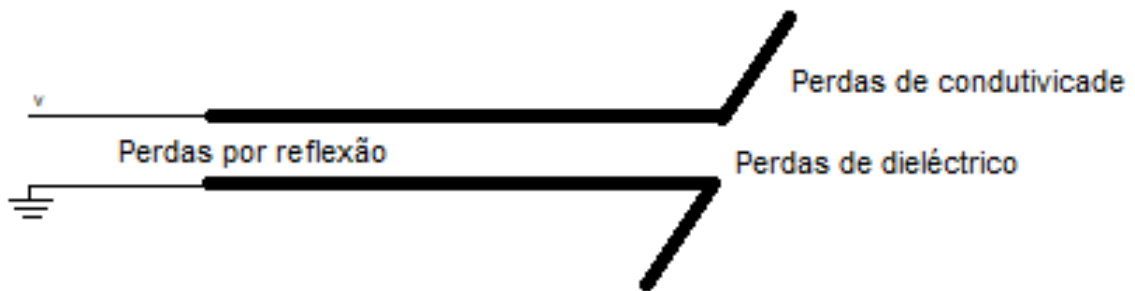


Figura 2.5: Perdas de uma antena.

2.2.5 Ganho

Outro fator que caracteriza o desempenho de uma antena é o ganho - a razão entre a intensidade de radiação numa determinada direção e a intensidade de radiação que seria obtida se a potência acesse pela antena fosse irradiada isotropicamente [10].

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.11)$$

Assumimos que

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (2.12)$$

onde e_{cd} é a eficiência de radiação da antena, de acordo com o *IEEE*, o ganho não inclui as perdas por reflexão e polarização [1].

Como as perdas em (2.12) não são todas contabilizadas, nomeadamente as perdas de reflexão, podem induzir um erro significativo no sistema. Contudo, há outra expressão matemática que aborda estas perdas, apresentada em (2.13) [1].

$$G_{re}(\theta, \phi) = (1 - |\Gamma|^2) G(\theta, \phi) = e_0 D(\theta, \phi) \quad (2.13)$$

2.2.6 Largura de Banda

A largura de banda é "*range of frequencies within which the performance of the antenna conforms to a specified standard with respect to some characteristic*" [10]. Assim, é legítimo afirmar que a largura de banda é a gama de frequências em torno de uma frequência central e em que característica da antena cumpre uma dada especificação.

O valor da largura de banda varia de antena para antena. Habitualmente esta definida em termos da magnitude do coeficiente de reflexão da antena, no intervalo que esta toma valores inferiores a -10 dB. Se para uma antena de banda larga a largura de banda é apresentada numa razão, por exemplo, numa antena com frequência aceitável de 2 GHz a 15 GHz diz-se que esta tem uma largura de banda de 15:2. Por outro lado, nas antenas de banda estreita a largura varia numa percentagem em torno da frequência central, por exemplo, uma antena com 150 MHz de largura de banda com frequência central em 1.5 GHz, ou seja, varia de 1.425 GHz a 1.575 GHz, tem 10 % de largura de banda [1].

A Figura 2.6 mostra a curva do coeficiente de reflexão em função da frequência.

2.2.7 Impedância de entrada

A impedância de entrada é a impedância que a antena apresenta entre os terminais. Ou seja, é a razão entre a tensão (v) e a corrente (I) entre os 2 terminais [11].

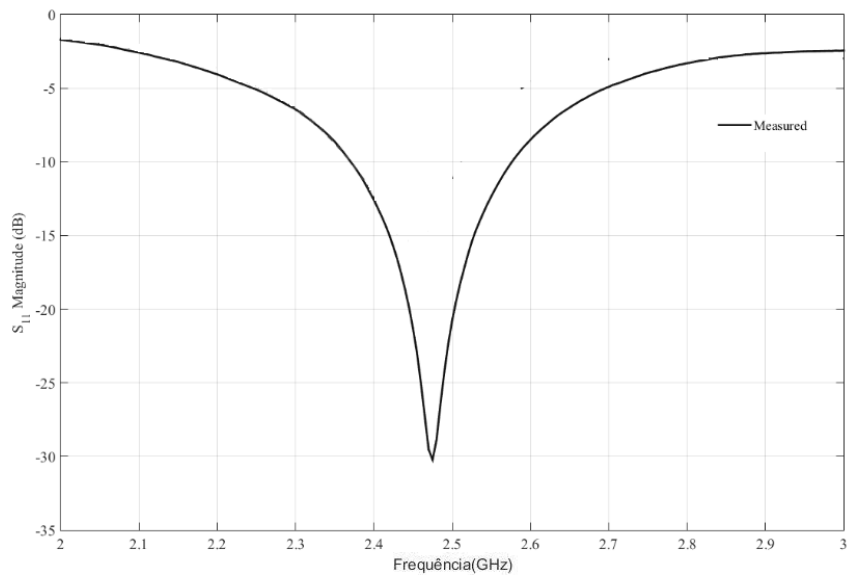


Figura 2.6: Coeficiente de reflexão de uma antena para 2.4 GHz.

A Figura 2.7 mostra um exemplo de um circuito de uma antena dipolo, em que a e b são os terminais da antena ligados a um gerador.

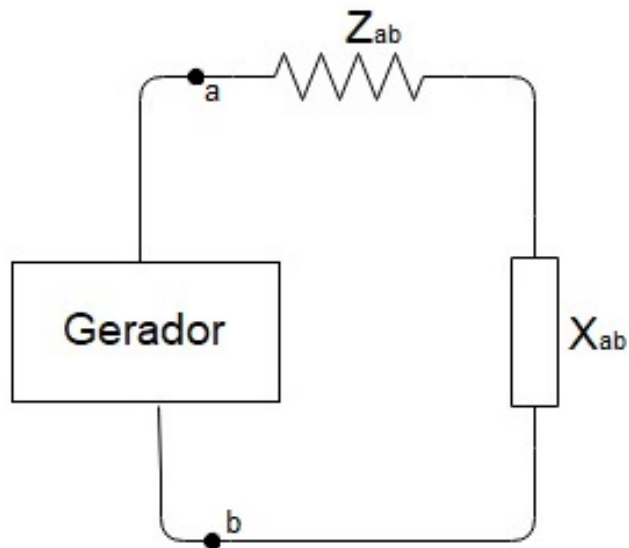


Figura 2.7: Circuito equivalente de uma antena dipolo.

2.2.8 Polarização

A polarização de uma antena numa dada direção é dada pela orientação do campo elétrico da onda transmitida pela antena [10]. A polarização de uma onda radiada, onda eletromagnética, descreve a direção no tempo do vetor do campo elétrico [1].

Existem 3 tipos de polarização: linear, circular e elíptica [1]. A polarização linear é a mais simples das três, apresentando, contudo, o inconveniente da falta de alinhamento entre as antenas emissora e recetora. Assim, as perdas serão tanto maiores, quanto maior for o desalinhamento existente entre as duas antenas.

Uma polarização circular ocorre quando uma onda harmónica temporal é circularmente polarizada num determinado ponto do espaço se o vetor do campo elétrico ou magnético traçar um círculo como uma função do tempo. Para que esta ocorra, o campo deve ter duas componentes lineares ortogonais com a mesma magnitude e uma diferença de fase de múltiplos ímpares de 90 graus. A Figura 2.8 mostra um exemplo de uma onda com polarização circular [1].

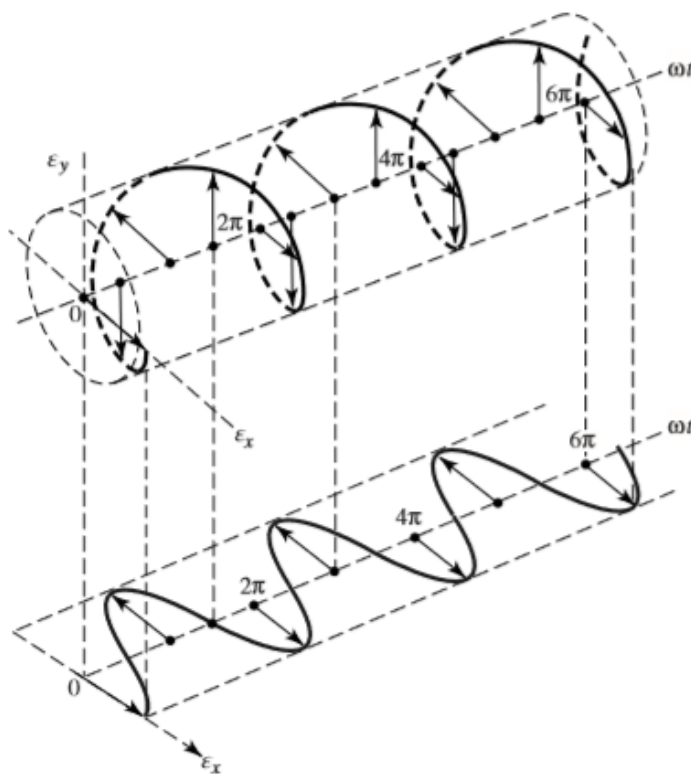


Figura 2.8: Diagrama de polarização circular de uma antena [1].

2.3 Antenas Compactas

Nesta secção é dada uma particular atenção as propriedades e limitações das antenas compactas. Esta secção é baseada na pesquisa de Fujimoto [12].

2.3.1 Definição de *Electrically Small Antenna*

As *Electrically Small Antenna* foram definidas como "*an antenna whose dimensions are much less than the wavelength*" [13].

Uma antena para ser denominada por *Electrically Small Antenna* (ESA) a sua dimensão não poderá ir além de $\frac{\lambda}{2\pi}$ [13].

2.3.2 Impedância de entrada

A Figura 2.9 é um exemplo de uma antena dipolo - antena constituída por 2 fios de metal simétricos em que a alimentação é feita pelo centro [3] - que apresenta um raio d e um comprimento $2a$ onde $2ka$ é menor que 1, onde

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.14)$$

e que a impedância de entrada é dada por $Z_a = R_a + jX_a$ em que R_a e X_a são dados respetivamente por (2.15) e (2.16) [14] [12].

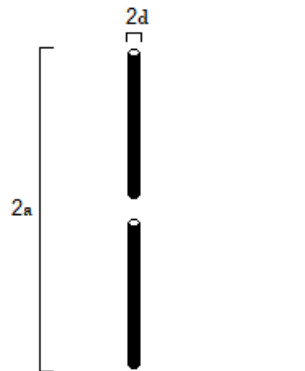


Figura 2.9: Exemplo de uma antena dipolo.

$$R_a = 20(ka)^2 \quad (2.15)$$

$$X_a = 60 \left(\frac{\ln(\frac{2a}{d}) - 3.39}{ka} \right) \quad (2.16)$$

Em antenas compactas a impedância de entrada assim como o espectro de potência de uma antena estão intimamente ligados à largura de banda. Esta resulta da diferença entre a frequência mais alta e a frequência mais baixa, estas estão relacionadas com o *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) ou com as *return loss* (R_L) [12].

$$VSWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2.17)$$

$$R_L = 20 \log |\Gamma| \quad (2.18)$$

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_L}{Z_{in} + Z_L} \quad (2.19)$$

Assume-se frequentemente que a impedância de carga, Z_L é de 50Ω , para um $VSWR=2$, perfaz um $R_L \approx -10$ dB. O coeficiente de reflexão para a impedância de meia potência é 0.707 e o VSWR para este Γ é 5.828. A largura de banda relativa (RBW) é a razão entre a largura de banda (BW) e a frequência central f_0 ou frequência de ressonância f_r . [12]. A largura de banda é frequentemente caracterizada pelo fator de qualidade porque estas estão inversamente relacionadas (2.20) definindo um limite inferior para Q . Nenhuma antena terá um Q menor que o limite inferior [15].

$$\frac{BW}{f_r} = RBW = \frac{1}{Q} \quad (2.20)$$

O fator de qualidade Q de uma antena é definido por

$$Q = \omega \frac{P_{react}}{P_{rad}} \quad (2.21)$$

onde P_{react} representa a potência reativa armazenada na estrutura da antena e P_{rad} representa a energia radiada pela antena [12]. Este fator leva apenas em conta as perdas por radiação.

2.3.3 Eficiência de radiação

A eficiência de radiação de uma *Electrically Small Antenna* é tratada de forma diferente das antenas normais, pois uma antena pequena é mais sensível devido a sua baixa resistência [12],

desta forma passamos a usar a expressão matemática (2.22).

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} \quad (2.22)$$

onde o R_{loss} (2.23) representa a resistência de perdas [16].

$$R_{loss} = R_{la} + R_{lc} \quad (2.23)$$

A impedância de entrada de uma *Electrically Small Antenna* tem uma grande componente capacitiva, isto porque a tensão se atrasa em relação a corrente, como tal, para fazer frente é necessária uma componente conjugada, ou seja uma componente indutiva de forma a compensar esta [12].

2.3.4 Fatores do ambiente

O desempenho de uma antena está diretamente ligado às características do meio em que está inserida, isto é, uma antena pode funcionar muito bem num dado ambiente, mas quando é inserida num outro diferente, pode ter um comportamento totalmente inesperado podendo este ser desastroso o que se traduz num fraco desempenho [17].

Considerando o caso de um monopolo colocado sobre um plano de massa, quando o plano de massa é infinito, é criado um monopolo virtual por baixo do plano de massa, sendo o resultado final deste fator é que o monopolo passa a radiar como um dipolo. Como o tamanho do plano de massa é infinito a corrente de radiação é induzida no plano de massa pela excitação do monopolo, assim o plano de massa comporta-se como parte do sistema. O efeito da proximidade com materiais condutores tanto pode ser vantajoso como pode ser um problema. Normalmente quando menor a antena, maior se reflete o efeito da proximidade [12].

2.3.5 Antenas compactas

Esta subsecção aborda alguns tipos de antenas compactas mais usados em dispositivos multimédia assim como a *Inverted-L Antenna*, *Inverted-F Antenna*, *Meander Antenna* assim como a *Patch Antenna*.

2.3.5.1 *Inverted-L Antenna*

Uma *Inverted-L Antenna* é a evolução de uma antena monopolo de $\lambda/4$ que resulta da dobra do monopolo, a sequência é mostrada Figura 2.10. As dimensões da antena mantêm-se, embora dispostas numa outra dimensão. A parte horizontal da antena funciona como uma componente capacitiva resultando numa difícil adaptação da antena a 50Ω , sendo que a BW da antena deste tipo de antena fica na ordem de 1% [3].

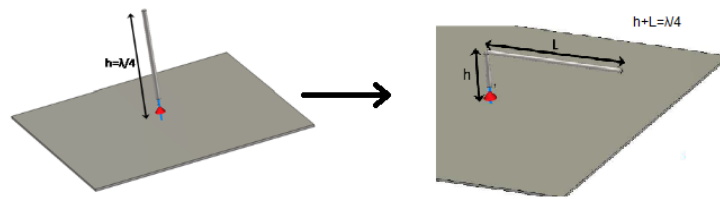


Figura 2.10: Sequência da transformação de uma antena monopolo *Inverted-L Antenna* [3].

2.3.5.2 *Inverted-F Antenna*

A *Inverted-F Antenna* nasce da necessidade de melhorar a adaptação de impedância das *Inverted-L Antenna*. Sendo assim colocou-se um fio de ligação à massa, e este atua como uma auto-indutância em paralelo com a capacidade do "L" resultando num aumento da BW de 2 a 3% [3]. A Figura 2.11 mostra um exemplo de *Inverted-F Antenna*, é uma antena que tem o aspeto de um "F". A antena é alimentada em C. Como as correntes na perna "K", a que liga diretamente ao plano de massa, são elevadas, temos de ter um plano de massa adequado ao "F" para obtermos boa eficiência, e recomendando que o comprimento de B seja menor que D e A [18]. As antenas monopolo possuem características que estão diretamente ligadas ao tamanho do plano de massa. Quando este é aumentado ou reduzido propriedades como a frequência de ressonância são significativamente alteradas [5]. O padrão de radiação típico de uma *Inverted-F Antenna* é apresentado na Figura 2.12.

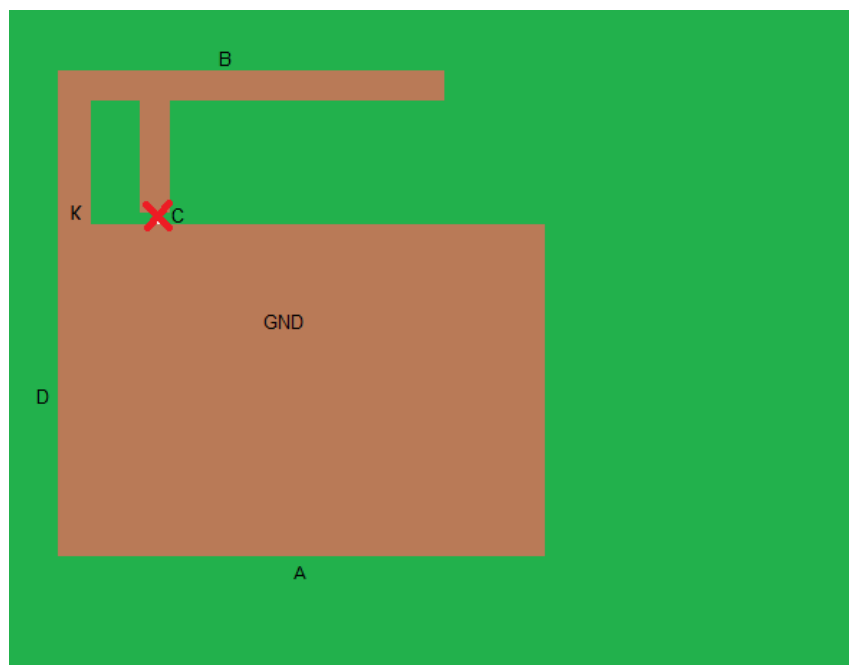


Figura 2.11: Exemplo típico do formato de uma *Inverted-F Antenna*.

A Figura 2.13 apresenta um outro exemplo de uma *Inverted-F Antenna*, esta é uma outra

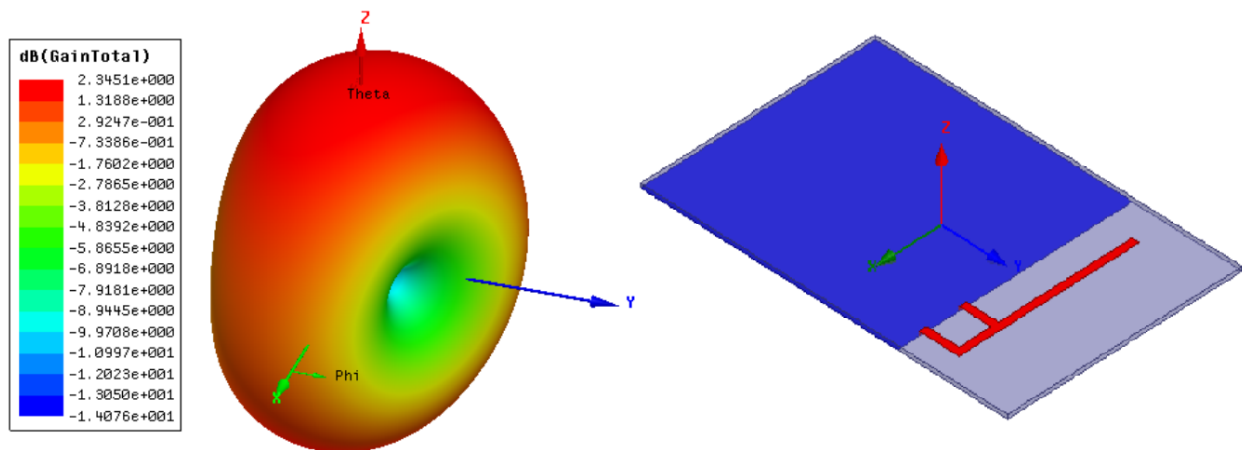


Figura 2.12: Padrão de radiação de uma *Inverted-F Antenna* [4].

variação mas com o plano de massa numa camada inferior à aquela em que é colocada a antena. Neste caso a linha que funciona como adaptador de impedância é conectado ao plano de massa por uma via, relativamente à alimentação da antena, esta é feita por uma linha *microstrip*, que se situa na camada superior onde foi impresso o "F" da antena.

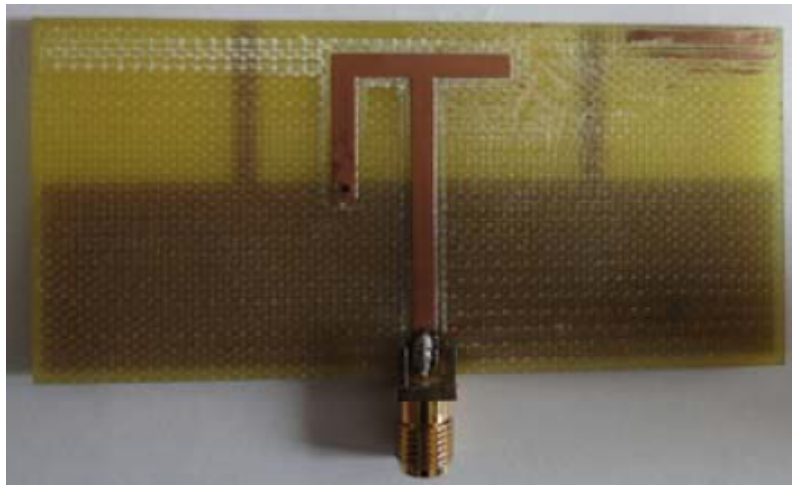


Figura 2.13: Exemplo de uma *Inverted-F Antenna* [5].

2.3.5.3 Meander Antenna

Este tipo de antena é o resultado do uso de uma técnica para compactar uma antena. Esta técnica assenta no princípio de dobrar o fio de uma antena para a frente e para trás, em ziguezague. Apresenta alguns problemas, uma vez que a resistência de radiação, a largura de banda e a

eficiência diminuem à medida que o tamanho diminui. Tem a grande vantagem que é facilmente implementável numa PCB assim como permite a redução da área ocupada por na PCB [18]. A Figura 2.14 mostra um exemplo de uma Meander Antenna.

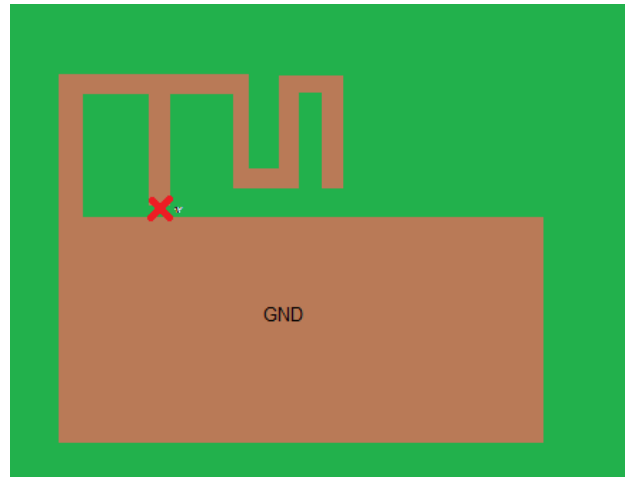


Figura 2.14: Exemplo do formato de uma Meander Antenna.

2.3.5.4 Patch Antenna

A *patch Antenna* tem um vasto uso em comunicações *Bluetooth®* e *Wi-Fi®* pois é uma antena de fácil produção, barata, possui uma fácil instalação e largura de banda adequada à aplicação. Embora tenha estas vantagens possui um desvantagens que é crucial, as dimensões desta antena andam a volta de $\lambda/2$ por $\lambda/2$ [19]. Na Figura 2.14 está representada uma *Patch Antenna*.

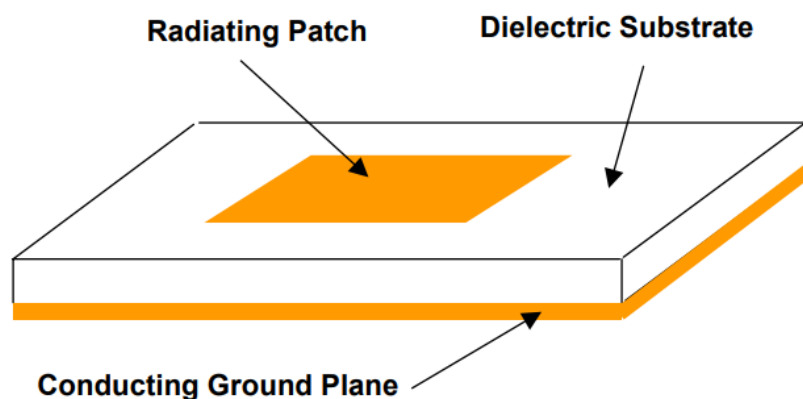


Figura 2.15: Patch Antenna [6].

2.3.6 Estrutura AMC

São estruturas metálicas que adquirem comportamento próximo de um *perfect magnetic conductor* (PMC) para determinadas frequências que pertencem a uma determinada *band-gap*. Como tal, o *artificial magnetic conductor* (AMC) adquire uma alta impedância de superfície e reflete em fase as ondas eletromagnéticas que estão dentro da *band-gap* acabando por suprimir as restantes fora dessa [20] [21].

As estruturas *electromagnetic band gap* (EBG) são aplicadas em inúmeras situações como planos de massa de antenas impressas, em cavidades de antenas ou como refletores nas *patch antennas*. Na Figura 2.16 é a representação da aplicação de um caso AMC.

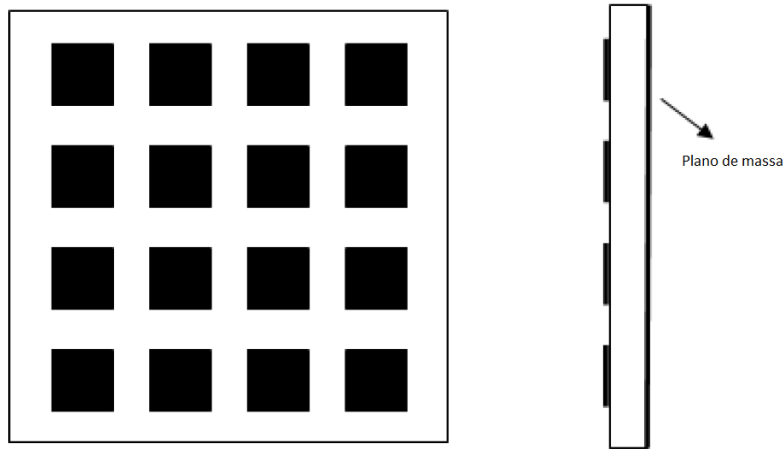


Figura 2.16: Estrutura AMC [7].

Neste tipo de estruturas o campo elétrico é tangente à superfície assim como à direção de propagação. [20]. De acordo a expressão matemática presente em (2.24) um condutor magnético perfeito apresenta uma impedância de superfície infinita, se a intensidade do campo magnético tangencial for igual a 0 [22]. Sendo assim um AMC apresenta uma *High Impedance Surface* (HIS) e uma intensidade de campo magnético tangencial muito baixa.

$$Z_s = \frac{E_z}{H_y} \quad (2.24)$$

Um plano de massa, em condições ideais, pode ser considerado um condutor elétrico perfeito *perfect electric conductor* (PEC). Nestas circunstâncias o campo elétrico deve ser nulo, de outro modo a corrente gerada seria infinita, o que significa que na reflexão de um PEC, o campo elétrico sofre uma inversão de fase de 180° e portanto, em oposição de fase com o campo incidente. No entanto, como representado na Figura 2.17, se o plano de massa estiver a uma distância $\lambda/4$, esta estrutura funciona como um condutor magnético perfeito, onde o campo elétrico refletido se adiciona em fase com a onda incidente. Isto está ilustrado na Figura 2.18, como se pode

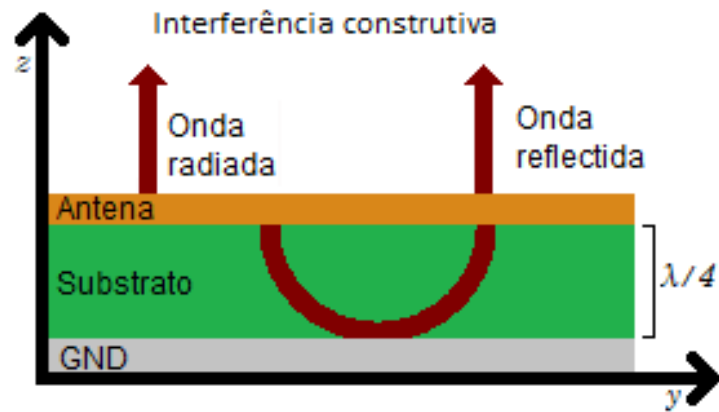


Figura 2.17: Utilização de um condutor elétrico perfeito como plano de massa para distância igual a $\lambda/4$.

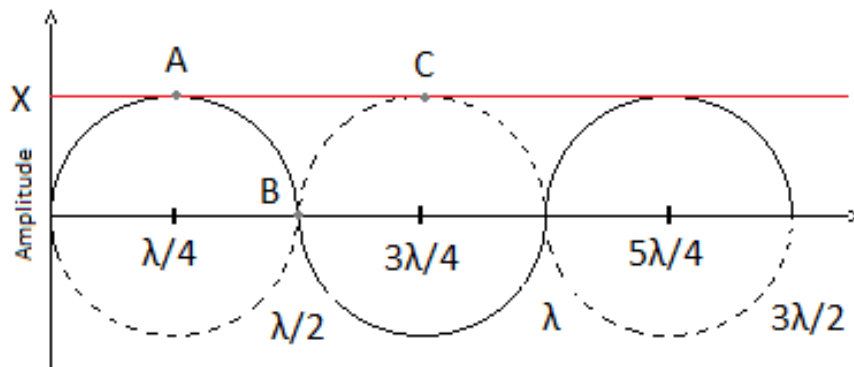


Figura 2.18: Representação de uma onda eletromagnética ao longo de uma distância.

ver se a onda incidente tiver uma amplitude X , ao percorrer $\lambda/4$, esta tem a amplitude B junto do PEC e inverte a sua fase; ao percorrer de novo a distância de $\lambda/4$, esta atinge a antena no ponto C , com a mesma amplitude, adicionando-se em fase, radiando no conjunto com uma amplitude $2X$. Esta estrutura funciona, como um condutor magnético perfeito *artificial magnetic conductor* (AMC) permitindo, assim, aumentar o ganho e a operação da antena com um plano de massa. Caso a distância seja menor que $\lambda/4$ este irá ter um efeito destrutivo no funcionamento da antena, diminuindo a eficiência de radiação.

Isto deve-se ao facto de um PEC apresentar um coeficiente de reflexão igual a -1 , como o campo elétrico tangencial (E_t) é igual a zero reflete as ondas com -180 graus de fase, já um AMC reflete as ondas com 0 graus de fase. Sendo assim um AMC torna-se numa solução muito mais

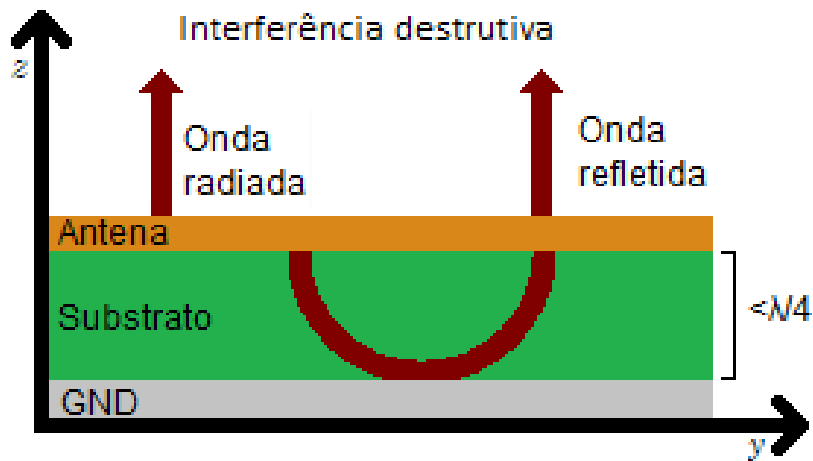


Figura 2.19: Utilização de um condutor elétrico perfeito como plano de massa para distância inferior a $\lambda/4$.

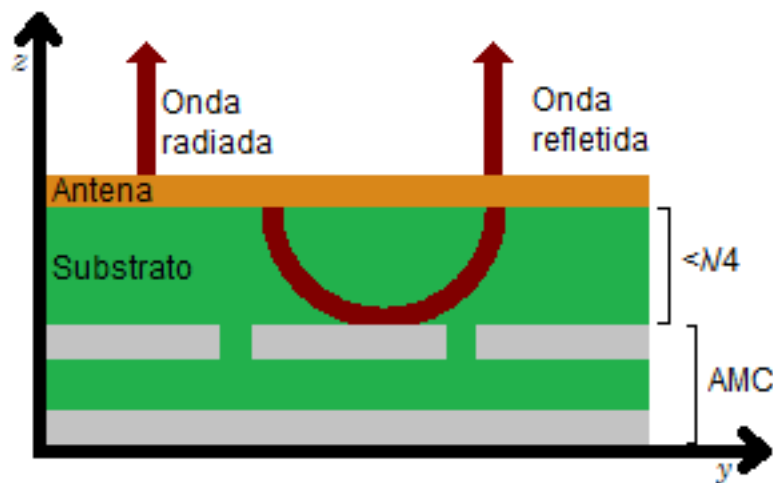


Figura 2.20: Utilização de um AMC.

vantajosa pois ao contrário de um PEC, permite reduzir significativamente a espessura do substrato entre a antena e a superfície refletora.

Como é representado na Figura 2.19, caso fosse utilizado um PEC a uma distância inferior a $\lambda/4$ eram esperados resultados destrutivos porque a radiação como é refletida com inversão de fase iria destruir a radiação da antena no sentido oposto provocando assim uma medíocre eficiência de radiação. [23] [20] [22].

A Figura 2.20 representa a implementação de um AMC.

A reflexão a 0 graus, a alta impedância, pode ser explicada através das expressões matemáticas em (2.25) e (2.26).

$$E(x) = E_f e^{-jkx} + E_b e^{jkx} \quad (2.25)$$

$$H(x) = H_f e^{-jkx} + H_b e^{jkx} \quad (2.26)$$

em que $E(x)$ e $H(x)$ são respetivamente os vetores do campo elétrico e magnético, E_f e H_f representam a amplitude das ondas *forward travelling* e E_b e H_b representam a amplitude das ondas *backward travelling*. A impedância característica em espaço livre resulta da razão entre E_f e H_f sendo esta apresentada em (2.27).

$$\left| \frac{E_f(x)}{H_f(x)} \right| = \left| \frac{E_b(x)}{H_b(x)} \right| = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \eta \quad (2.27)$$

A reflexão em fase relativa às ondas incidentes pode ser dada por

$$\theta = \text{Im} \left\{ \ln \left(\frac{E_b}{E_f} \right) \right\} = \text{Im} \left\{ \ln \left(\frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta} \right) \right\} \quad (2.28)$$

em que quando Z_s é infinito obtêm-se $\theta = 0$ [23].

A Figura 2.21 representa o resultado esperado para a reflexão em fase de um AMC em funcionamento em torno dos 2.45 GHz.

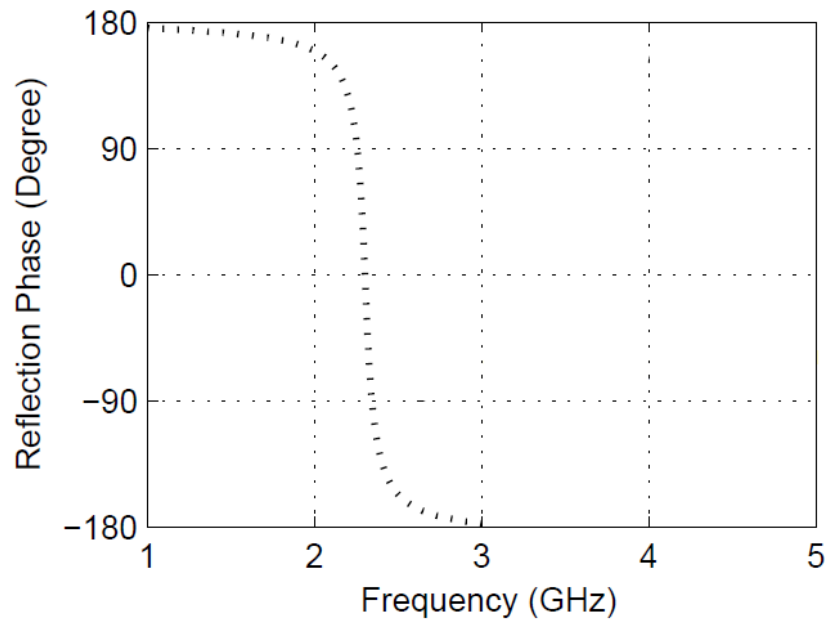


Figura 2.21: Diagrama de Fase [7].

2.4 Conclusão

Do estudo realizado conclui-se que deveria ser projetada e implementada uma *Inverted-F Antenna*, pois este tipo de antena possui características cruciais no que toca as dimensões para ser inserida num ambiente como o que se pretende.

Da análise feita, não se espera que a antena tenha comportamentos de radiação significativamente fora do esperado no que toca a painéis de instrumentos com a tampa traseira produzida de plástico. Para resolver eventuais problemas da tampa traseira em metal, espera-se que um AMC possa ser suficiente para minimizar o problema e até tirar algum partido a nível de ganho.

Capítulo 3

Projeto e simulação da *Inverted-F* *Antenna* para 2.40 GHz a 2.50 GHz

Este capítulo apresenta a metodologia adotada para o projeto da antena a ser desenvolvida. Numa primeira fase é apresentado o ambiente para a inclusão da antena, numa segunda fase é abordada a estratégia adotada e numa terceira fase são apresentados os resultados das simulações da antena.

3.1 Meio de inclusão da antena

Esta secção é responsável por dar a conhecer o ambiente onde será focado o estudo para a implementação da antena.

3.1.1 Painel de Instrumentos

O objetivo desta dissertação é estudar a inclusão de uma antena impressa na PCB de um painel de instrumentos de uma mota. A Figura 3.1 é um exemplo ilustrativo de um tipo do painel de instrumentos atualmente no mercado.

3.1.2 Espaço disponível para inclusão da antena

A área disponível para inclusão da antena é limitada, pois existem vários fatores de ambiente que influenciam diretamente o comportamento da antena. Na Figura 3.2 é representado o ambiente em que será inserida a antena. A solução para tentar resolver o problema do custo da antena assim como a da fraca eficiência de radiação passa por desenhar uma antena numa parte em que não está coberta pelo *display*, ou seja, a área de desenho disponível será a área da PCB que não está coberta pelo *display*. Isto acontece porque o ecrã está assente sobre uma camada de um metal, material condutor, que degrada significativamente o sinal.

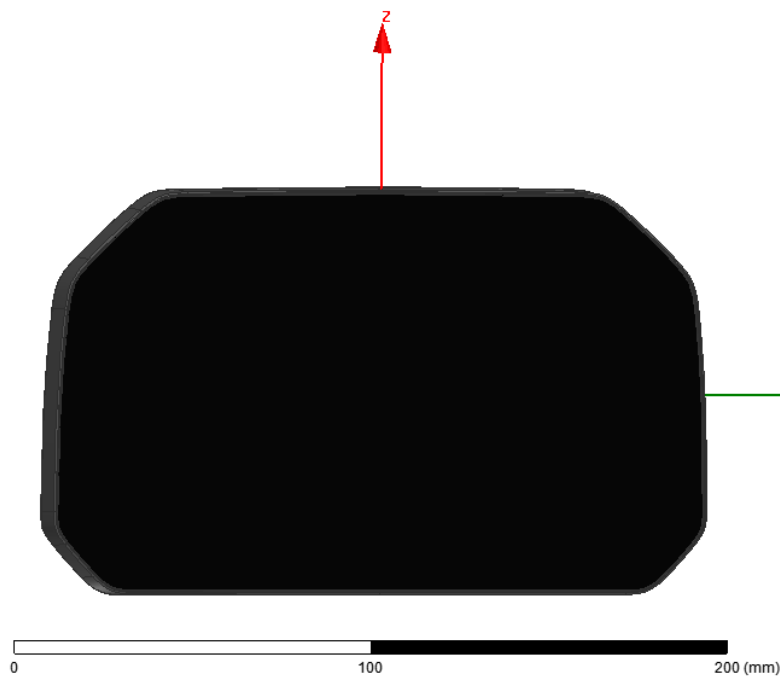


Figura 3.1: Painel de instrumentos atualmente numa mota.

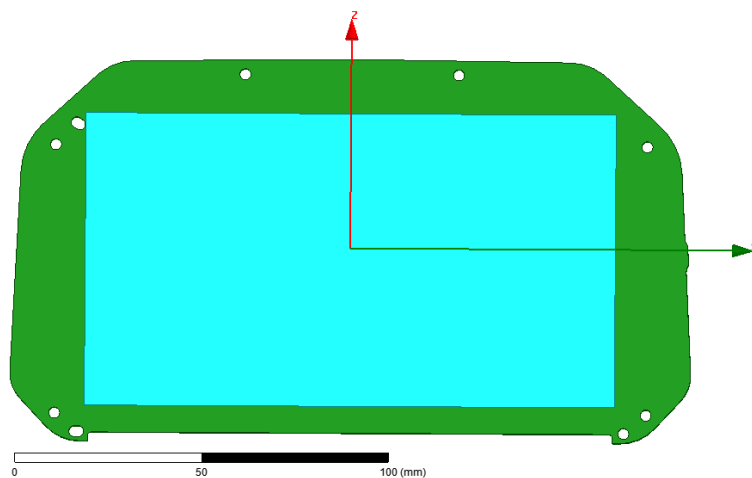


Figura 3.2: Estrutura exemplo composta pela PCB e pelo *display*.

3.1.3 Material que constitui a traseira do painel de instrumentos

O painel de instrumentos, que é apresentado na Figura 3.1 foi objeto de estudo e possui uma tampa traseira que é representada pela Figura 3.3. O material que constitui a tampa traseira do painel de instrumentos pode influenciar diretamente o comportamento de uma antena impressa numa PCB assim como a distância a que a antena está do material em questão.

Atualmente existem 2 tipos de materiais usados na tampa traseira deste tipo de painéis de instrumentos, um deles é o alumínio que tem elevada condutividade elétrica, o outro é um material

orgânico polímero sintético, ou seja, um plástico. O alumínio tem um comportamento semelhante a um *perfect electric conductor*, é um bom condutor elétrico, portanto é de esperar que o comportamento da antena seja bastante diferente de um outro material cuja condutividade elétrica seja muito próxima de zero.

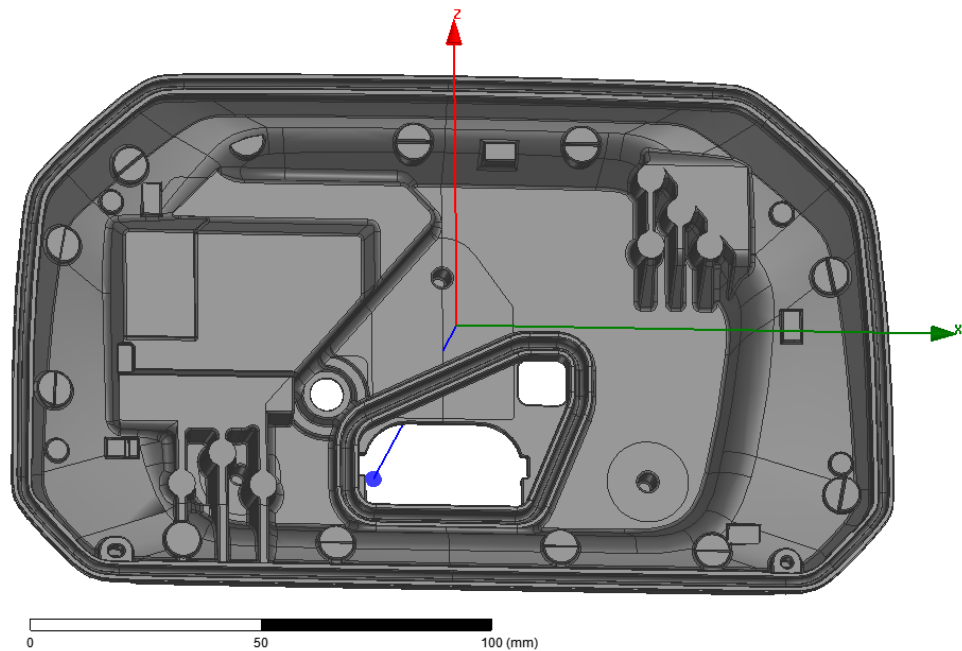


Figura 3.3: Estrutura exemplo da tampa traseira do painel de instrumentos.

3.1.4 Estrutura do substrato

O substrato usado é o FR4, caracterizado por uma permeabilidade dielétrica de 4.6, possuindo uma tangente dielétrica de perdas de 0.01. É de salientar que para condições iguais, assim como para o mesmo tipo de antena, quanto maior a permeabilidade dielétrica do substrato, menores serão as dimensões da antena [24]. O uso deste substrato deve-se ao seu baixo custo de mercado, assim como com a dimensão da escala de produção.

Como se pode observar na Figura 3.4 a PCB está organizada em 10 camadas, nas quais consistem em 10 *layers*, cada uma tem aproximadamente 0.16 milímetros de espessura, perfazendo o conjunto uma espessura total de 1.6 mm. De forma a simplificar a simulação da antena assumiu-se que as 10 camadas seriam equivalentes a ter apenas duas *layers*, *top* e *bottom* com 1.6 mm de espessura, sendo assim as antenas foram simuladas num substrato FR4 de duas *layers* com 1.6 mm.



Figura 3.4: Organização estrutural da PCB.

3.2 Projeto da *Inverted-F Antenna* para a largura de banda de 2.40 GHz a 2.50 GHz

O resultado do projeto desenvolvido foi baseado no trabalho de Ali Javed Hashmi, Touseef Ali, Atif Mehmood e Syed Arsalan Ali [5].

3.2.1 Cálculo da largura da *microstrip* para 50Ω

A alimentação da antena é feita por uma linha de transmissão *microstrip*. Projetou-se a linha para esta adquirir uma impedância 50 ohms. Como o substrato utilizado tem uma altura de 1.6 milímetros e uma constante dielétrica de 4.6, torna-se necessário projetar uma linha *microstrip* com 2.98 milímetros de largura. Usou-se a expressão matemática (3.2) assim como a (3.3) porque se verificou a condição em (3.1).

Para esta configuração de propriedades foi obtido uma *effective dielectric constant* (ϵ_{eff}) de 3.46 [25].

$$\frac{R}{H} > 1 \quad (3.1)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{R}{H} + 1.393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{R}{H} + 1.444 \right) \right]} \quad (3.2)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left[\frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12\left(\frac{R}{W}\right)}} \right] \quad (3.3)$$

3.2.2 Dimensionamento do comprimento do monopolo

Conforme já foi explicado num outro capítulo anterior, uma *Inverted-F Antenna* é baseada num monopolo de $\lambda/4$. Neste caso como esse monopolo está impresso na camada de topo do substrato, isto é, uma parte da antena está em contacto com o ar, já outra parte está em contacto com o substrato, daqui nasce a necessidade de calcular a constante dielétrica efetiva (3.3), esta vai desempenhar um papel significativo no comprimento do monopolo. O comprimento do monopolo é dado pela expressão matemática em (3.4) [24] [1].

$$L_{eff} = \frac{c}{4 * f * \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.4)$$

Como o objetivo deste projeto passa pelo desenho de uma antena para 2.45 GHz, foi dimensionado um primeiro protótipo, denominado por antena A, que é representada pela Figura 3.5 cujas suas dimensões estão presentes na Tabela 3.1, estas foram obtidas com base em sucessivas simulações. Neste protótipo o plano de massa que se situa da camada superior foi delimitado por vias com o intuito de reduzir o fluxo de carga [4]. A distância entre a linha de alimentação da antena e o plano de massa foi obtida por simulação, neste caso a linha deixa de ser *microstrip* passando a ser *coplanar*.

Tabela 3.1: Dimensões da antena A.

Dimensão	Valor (mm)
W	70
L	80
X	16.2
S	14.9
F	23
E	5.6
K	15.4
R	2.98
G	2.35
C1	1.9
C2	2.4
C3	1.8

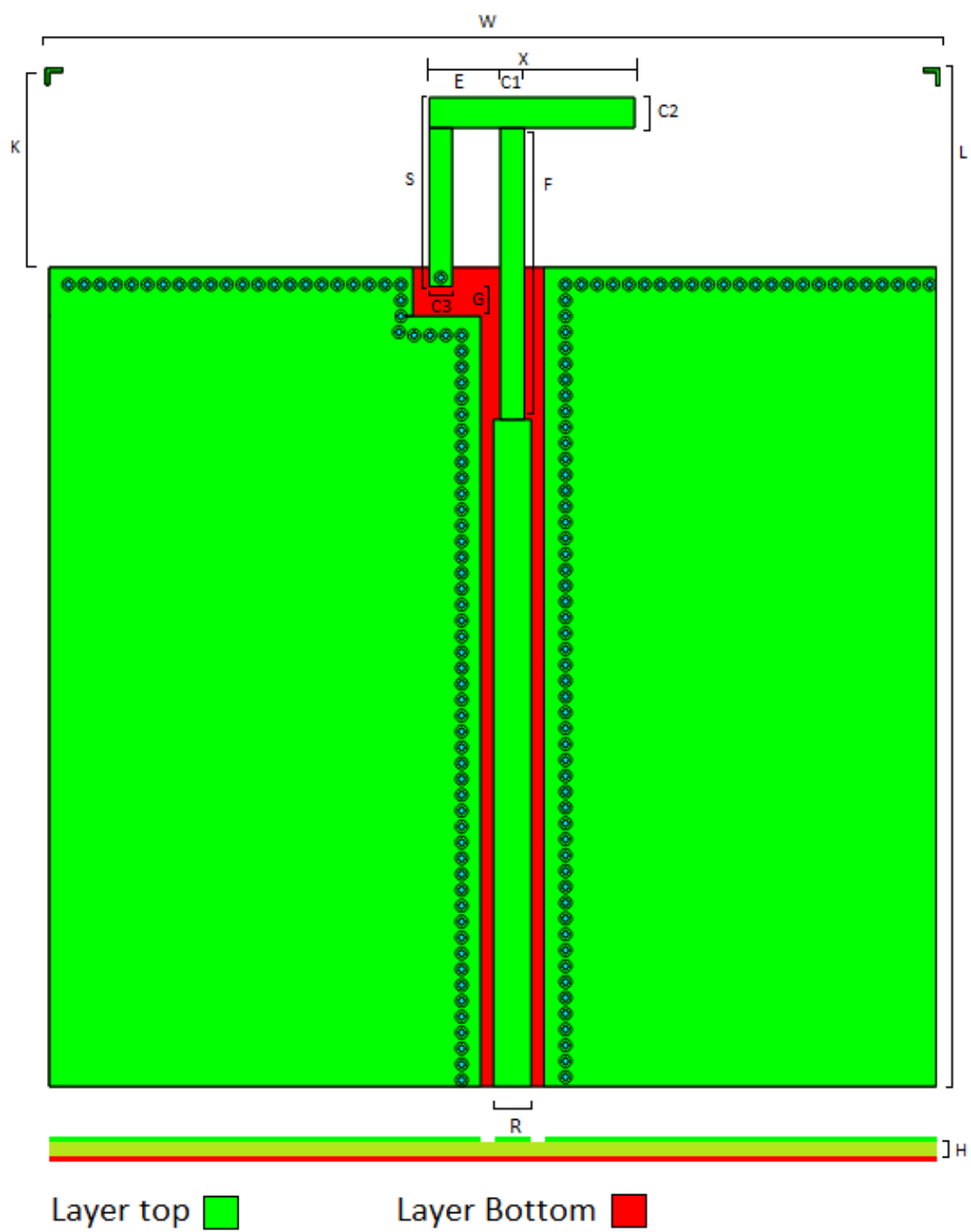


Figura 3.5: Diagrama da antena A.

3.3 Resultados da simulação HFSS

Esta secção tem como finalidade dar a conhecer os resultados obtidos durante a fase de simulação. Foi considerado como referência o limite a -10 dB no S_{11} , para determinação da largura de banda da antenna.

3.3.1 Resultado do coeficiente de reflexão da antenna dimensionada

A Figura 3.6 assim como a Tabela 3.2 apresentam o resultado do coeficiente de reflexão da antenna dimensionada. Este coeficiente dá a conhecer a quantidade de potência que é refletida no porto de entrada da antenna [20].

A largura de banda necessária para a aplicação desta antenna é de 2.4 GHz a 2.5 GHz. Pode-se verificar através do diagrama de S_{11} a largura de banda ultrapassa largamente a largura de banda necessária para o correto funcionamento.

A antenna possui uma frequência central de 2.45 GHz, sendo o coeficiente de reflexão de aproximadamente -28.93 dB e com largura de banda de 2.32 GHz a 2.73 GHz aproximadamente, totalizando cerca de quatro vezes mais a LB necessária.

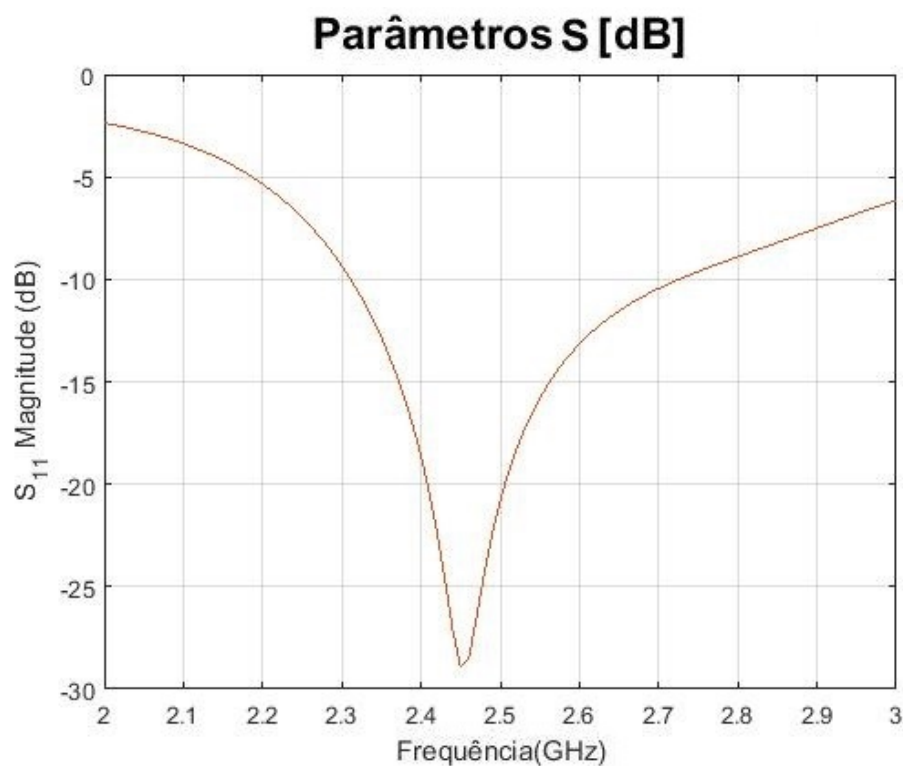


Figura 3.6: Resultado do coeficiente de reflexão da antenna A em ambiente de simulação HFSS.

Tabela 3.2: Caraterísticas da *Inverted-F Antenna*.

Característica simulada	Valor
Frequência central de ressonância	$\simeq 2.45$ GHz
Largura de banda	$\simeq 410$ MHz
Coefficiente de reflexão	$\simeq -28.93$ dB
Ganho	$\simeq 3.247$ dBi

3.3.2 Variação do Comprimento de X

Como se pode observar na Figura 3.7, à medida que variamos o valor de X a frequência central sofre variações. Isto era o que se esperava, pois, ao alterar o valor de X estamos a variar diretamente o comprimento do monopolo que vai interferir diretamente com a frequência central, pois esta depende do comprimento do monopolo. Sendo assim ao aumentarmos o valor de X a frequência central diminui e se diminuirmos o X a frequência de ressonância aumenta. Daqui podemos retirar uma outra conclusão, que é que quanto maior frequência de ressonância da antena, menor a dimensão da antena. A Tabela 3.3 apresenta uma síntese dos resultados de simulação obtidos relativos à variação do valor de X.

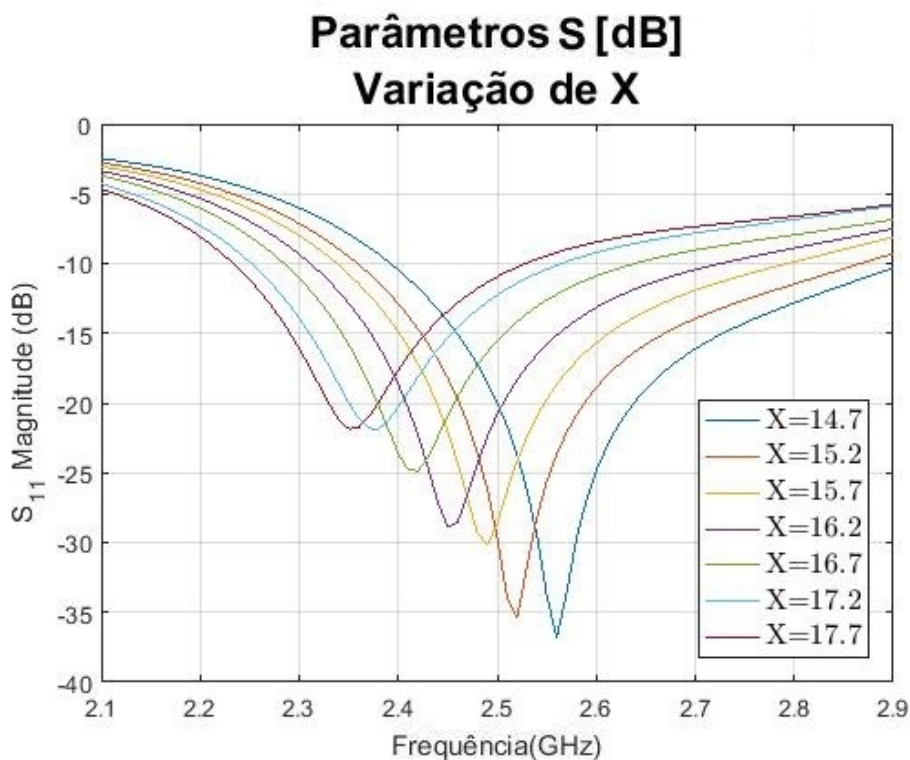


Figura 3.7: Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de X.

Tabela 3.3: Tabela resumo dos resultados da variação do valor de X.

Valor de X	Frequência de ressonância	Largura de banda
14.7 mm	≈ 2.56 GHz	≈ 510 MHz
15.2 mm	≈ 2.52 GHz	≈ 500 MHz
15.7 mm	≈ 2.49 GHz	≈ 450 MHz
16.2 mm	≈ 2.45 GHz	≈ 410 MHz
16.7 mm	≈ 2.42 GHz	≈ 350 MHz
17.2 mm	≈ 2.38 GHz	≈ 315 MHz
17.7 mm	≈ 2.35 GHz	≈ 300 MHz

3.3.3 Variação do Comprimento de F

Observando os resultados da Figura 3.8 pode-se verificar que a redução do comprimento de F acarreta consequências no que toca ao fator de reflexão de entrada, o S_{11} . Este degrada-se significativamente, à medida que reduzimos o comprimento de F. Podemos também observar que a largura de banda varia significativamente à medida que reduzimos o valor de F, tendendo a largura de banda a diminuir. É de fazer notar que para um $F = 26mm$ assim como para $F = 29mm$ obtemos cerca de 550 MHz de LB e para $F = 14mm$ obtemos aproximadamente 275 MHz. A Tabela 3.4 apresenta uma síntese dos resultados de simulação obtidos relativos à variação do valor de F.

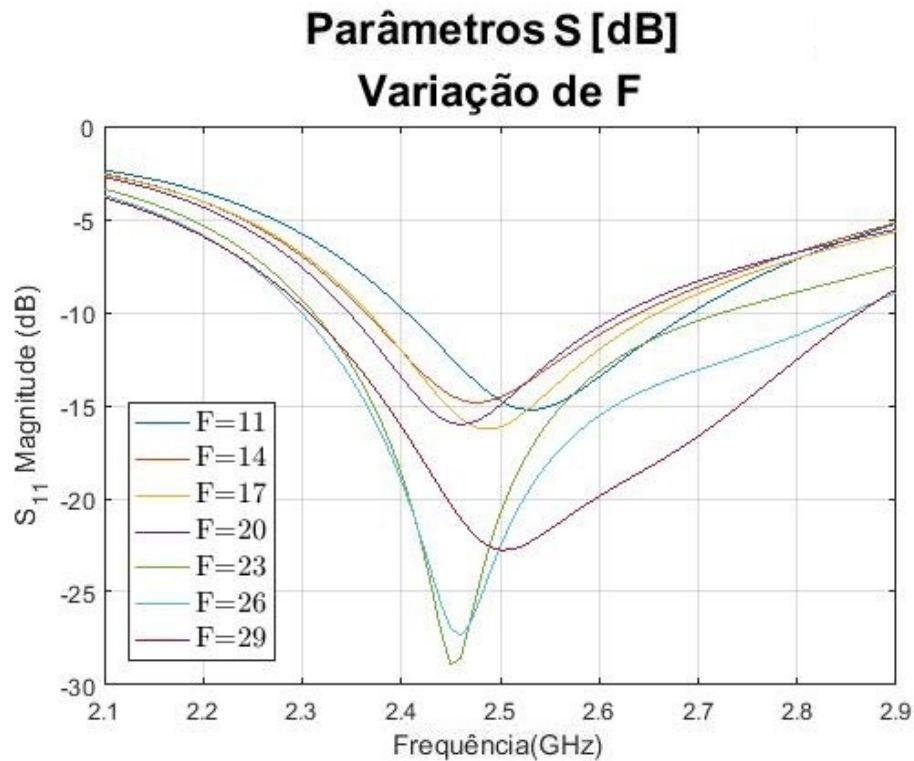


Figura 3.8: Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de F.

Tabela 3.4: Tabela resumo dos resultados da variação do valor de F.

Valor de F	Frequência de ressonância	Largura de banda	Coefficiente de reflexão
11 mm	$\simeq 2.56$ GHz	$\simeq 280$ MHz	$\simeq -15.24$ dB
14 mm	$\simeq 2.48$ GHz	$\simeq 275$ MHz	$\simeq -14.83$ dB
17 mm	$\simeq 2.49$ GHz	$\simeq 290$ MHz	$\simeq -16.27$ dB
20 mm	$\simeq 2.46$ GHz	$\simeq 270$ MHz	$\simeq -16.02$ dB
23 mm	$\simeq 2.45$ GHz	$\simeq 410$ MHz	$\simeq -28.93$ dB
26 mm	$\simeq 2.46$ GHz	$\simeq 550$ MHz	$\simeq -27.36$ dB
29 mm	$\simeq 2.50$ GHz	$\simeq 550$ MHz	$\simeq -22.75$ dB

3.3.4 Variação do comprimento de E

A variação da distância entre o ponto de alimentação da antena, e o curto circuito à massa traduz-se numa variação do valor da impedância. Assim para adaptar a antena a 50Ω foi usado como pilar o valor de E, pois ao variar este valor estamos a variar o comprimento da linha que possui um comportamento indutivo.

A frequência central também depende deste fator como demonstra Figura 3.9. Como podemos observar nas Figuras 3.10 e 3.11, para 5.6mm o valor real da impedância situa-se em torno dos 50Ω e a parte imaginária praticamente nula. A Tabela 3.5 apresenta uma síntese dos resultados de simulação obtidos relativos a variação do valor de E.

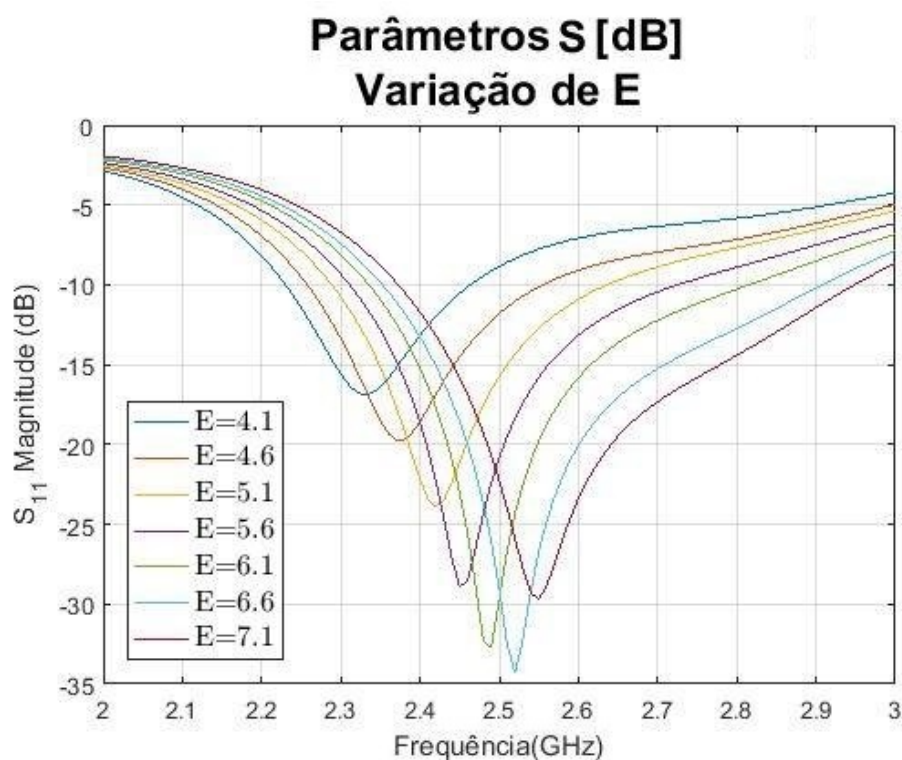


Figura 3.9: Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de E.

Tabela 3.5: Tabela resumo dos resultados da variação do valor de E.

Valor de E	Frequência de ressonância	Largura de banda	Coefficiente de reflexão
4.1 mm	$\simeq 2.33$ GHz	$\simeq 230$ MHz	$\simeq -16.90$ dB
4.6 mm	$\simeq 2.37$ GHz	$\simeq 290$ MHz	$\simeq -19.73$ dB
5.1 mm	$\simeq 2.42$ GHz	$\simeq 340$ MHz	$\simeq -23.90$ dB
5.6 mm	$\simeq 2.45$ GHz	$\simeq 410$ MHz	$\simeq -28.93$ dB
6.1 mm	$\simeq 2.49$ GHz	$\simeq 460$ MHz	$\simeq -32.72$ dB
6.5 mm	$\simeq 2.52$ GHz	$\simeq 540$ MHz	$\simeq -34.32$ dB
7.1 mm	$\simeq 2.55$ GHz	$\simeq 580$ MHz	$\simeq -29.70$ dB

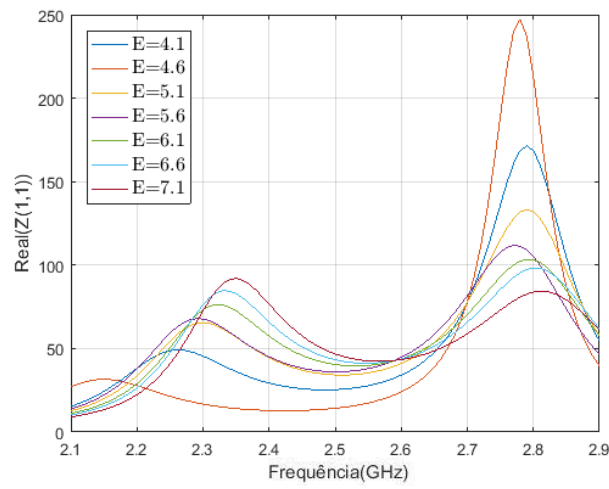


Figura 3.10: Resultado do $Real(Z(1,1))$ obtidos por simulação no HFSS.

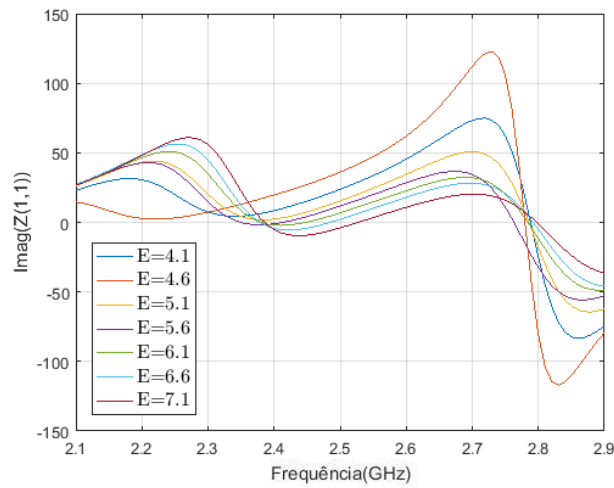


Figura 3.11: Resultado da $Imag(Z(1,1))$ obtidos por simulação no HFSS.

3.3.5 Variação do valor de L

Esta simulação surge da necessidade de validar o uso de uma antena impressa numa PCB relativamente mais pequena que a PCB do painel de instrumentos.

A PCB usada neste painel de instrumentos tem cerca de 120mm de largura, sendo assim olhando para a Figura 3.12 podemos assumir que usando uma PCB de teste mais pequena relativamente à normal, o funcionamento da antena não será comprometido. A Tabela 3.6 apresenta uma síntese dos resultados de simulação obtidos relativos à variação do valor de L.

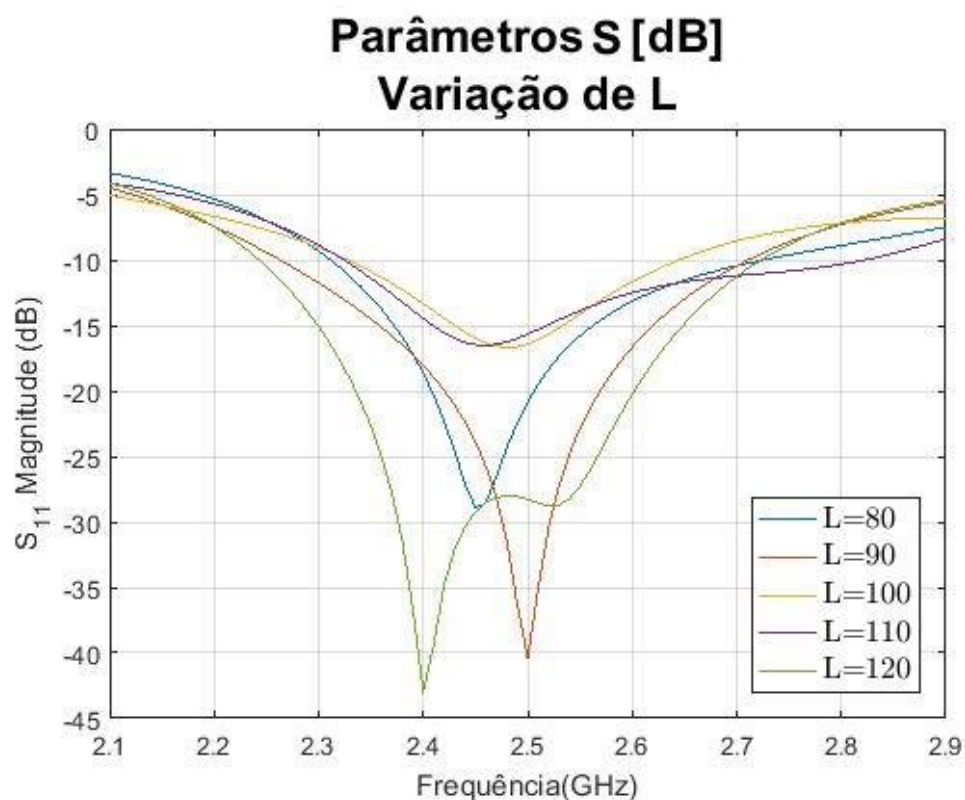


Figura 3.12: Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de L.

Tabela 3.6: Tabela resumo dos resultados da variação do valor de L.

Valor de L	Frequência de ressonância	Largura de banda	Coeficiente de reflexão
80 mm	≈ 2.45 GHz	≈ 410 MHz	≈ -28.93 dB
90 mm	≈ 2.50 GHz	≈ 450 MHz	≈ -19.73 dB
100 mm	≈ 2.48 GHz	≈ 310 MHz	≈ -16.69 dB
110 mm	≈ 2.46 GHz	≈ 490 MHz	≈ -19.52 dB
120 mm	≈ 2.40 GHz / ≈ 2.52 GHz	≈ 480 MHz	≈ -28.77 dB

3.3.6 Variação da espessura do substrato

A variação da espessura do substrato, valor de H , traduz-se numa variação da largura de banda. Daqui podemos retirar que quanto mais fino for o substrato, maior será a largura de banda. A frequência central também sofre variações no que toca à variação da espessura do substrato: a frequência central vai decrementando à medida que a espessura vai aumentando. O resultado da simulação é apresentado na Figura 3.13 o que comprova todas as afirmações feitas anteriormente. A Tabela 3.7 apresenta uma síntese dos resultados de simulação obtidos relativos à variação da espessura.

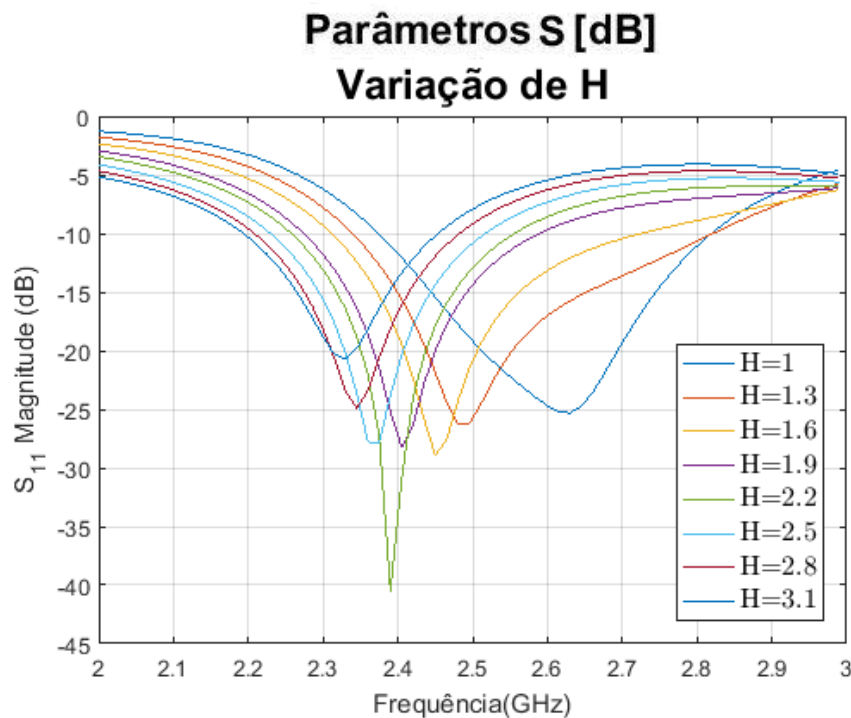


Figura 3.13: Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação da espessura do substrato.

Tabela 3.7: Tabela resumo dos resultados da variação do valor de H

Valor de H	Frequência de ressonância	Largura de banda	Coefficiente de reflexão
1 mm	$\simeq 2.63$ GHz	$\simeq 450$ MHz	$\simeq -25.30$ dB
1.3 mm	$\simeq 2.49$ GHz	$\simeq 480$ MHz	$\simeq -26.20$ dB
1.6 mm	$\simeq 2.45$ GHz	$\simeq 410$ MHz	$\simeq -28.93$ dB
1.9 mm	$\simeq 2.41$ GHz	$\simeq 315$ MHz	$\simeq -28.93$ dB
2.2 mm	$\simeq 2.39$ GHz	$\simeq 300$ MHz	$\simeq -40.56$ dB
2.5 mm	$\simeq 2.37$ GHz	$\simeq 280$ MHz	$\simeq -27.80$ dB
2.8 mm	$\simeq 2.345$ GHz	$\simeq 270$ MHz	$\simeq -24.94$ dB
3.1 mm	$\simeq 2.33$ GHz	$\simeq 255$ MHz	$\simeq -20.74$ dB

3.3.7 Distribuição da corrente

A forma como a corrente é distribuída pela superfície da antena depende da fase assim como da frequência a que a antena está a emitir ou receber radiação.

No caso em estudo a zona da antena responsável pela radiação da antena a 2.45 GHz é a zona por onde é alimentada a antena, como se pode observar na Figura 3.14 é a zona onde existe uma maior distribuição de corrente [7].

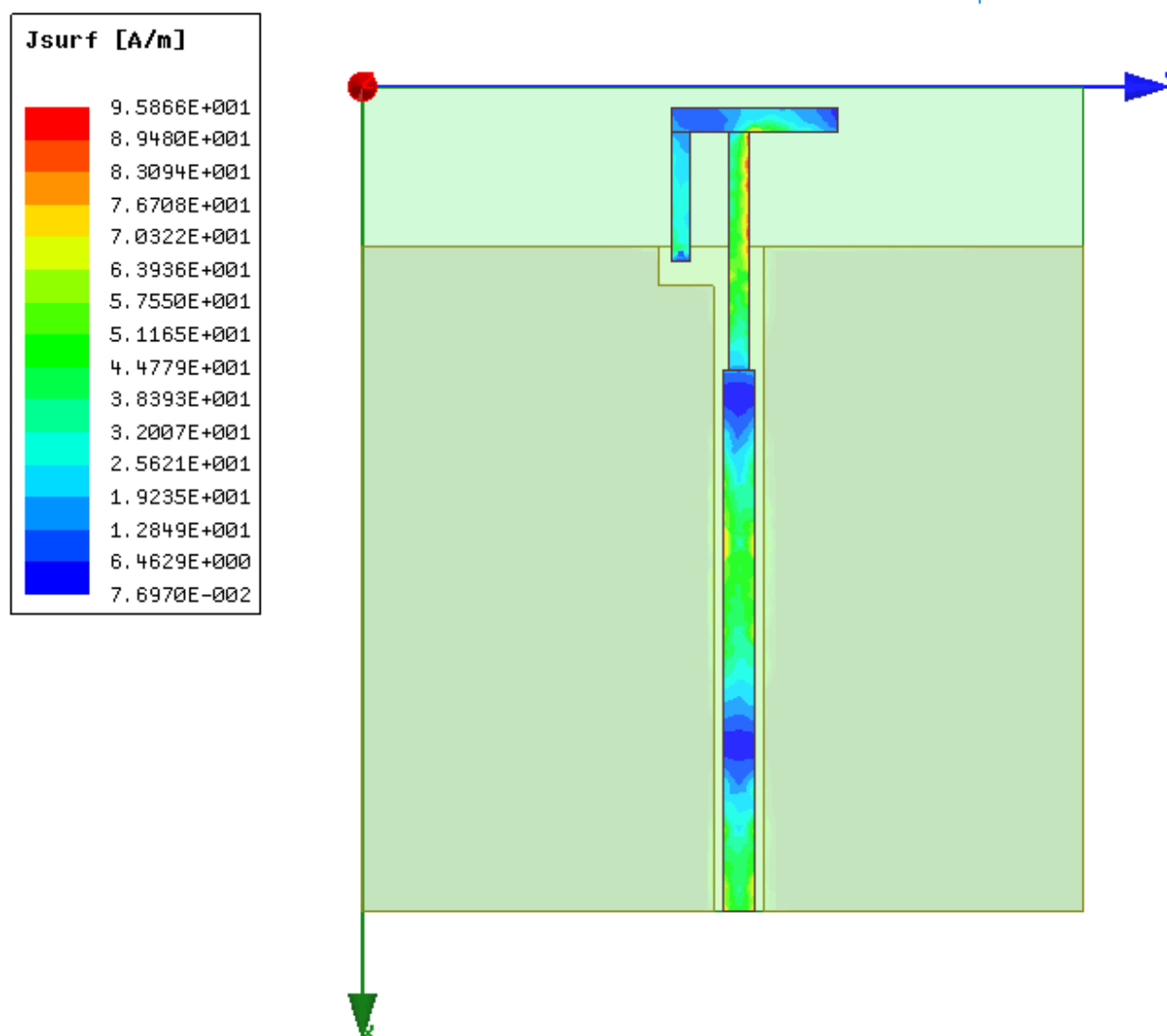


Figura 3.14: Distribuição de corrente na superfície da antena.

3.3.8 Padrão de radiação

Uma outra característica que é crucial no ponto de análise de uma antena é o padrão de radiação, pois é este que nos irá indicar o nível de radiação de uma antena segundo uma determinada direção.

Na Figura 3.15 é apresentada a antena em ambiente de teste no HFSS. As Figuras 3.16 e 3.17 apresentam o mesmo resultado de simulação, apenas com perspectivas diferentes. Como indica o resultado da simulação foi obtido um *Total Realized Gain* máximo de cerca 3.24 dBi. O diagrama de radiação resultante possui um nulo no eixo x, assim sendo pode-se verificar que está de acordo com estudos já feitos anteriormente em antenas com a mesma arquitetura [26].

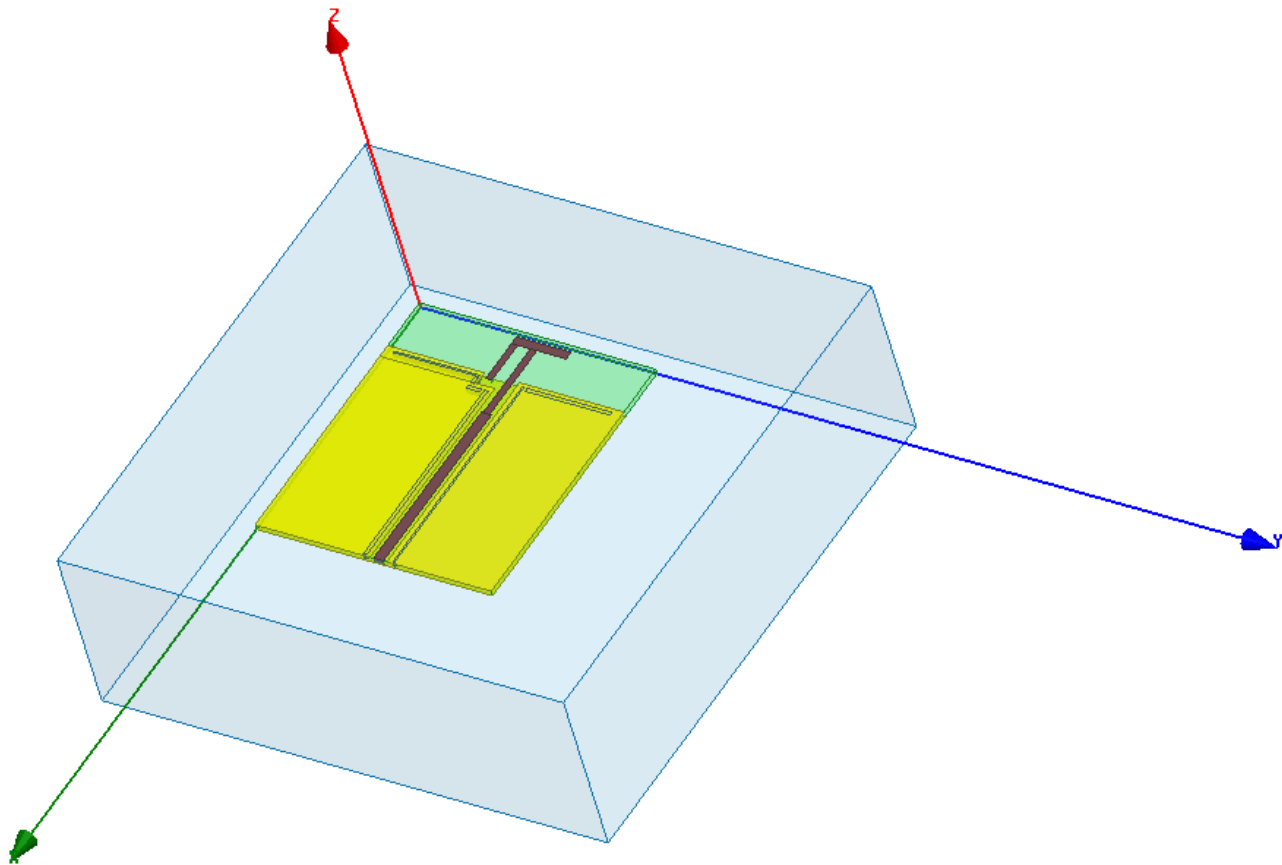


Figura 3.15: Antena A em ambiente de simulador, HFSS.

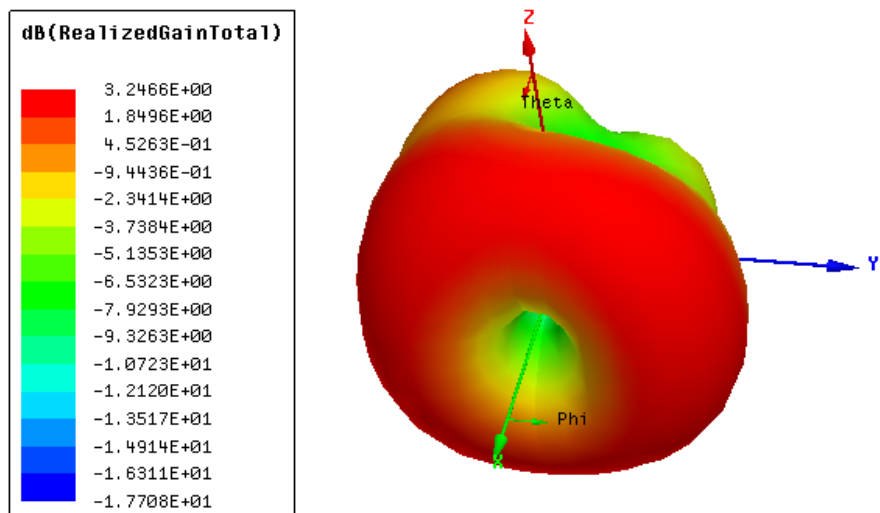


Figura 3.16: Primeira vista do padrão de radiação obtido por simulação no HFSS.

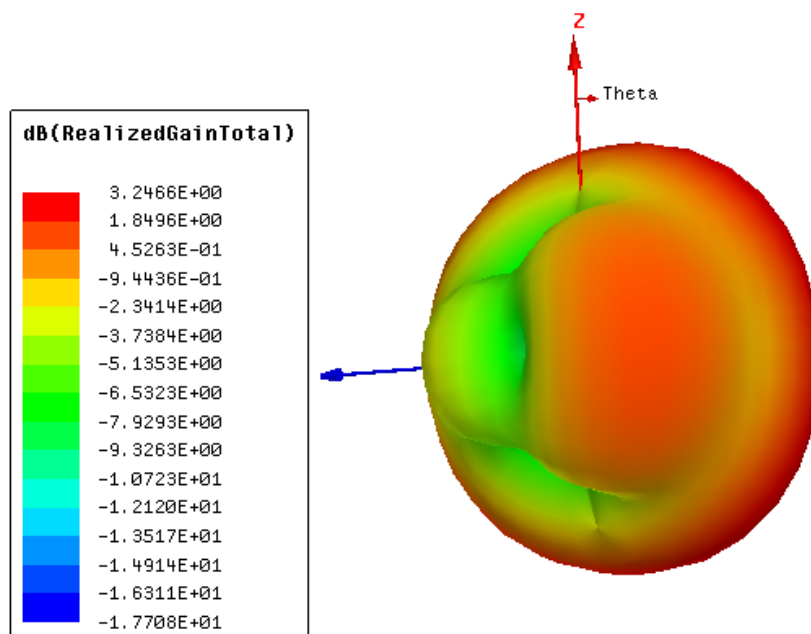


Figura 3.17: Segunda vista do padrão de radiação obtido por simulação no HFSS.

3.3.9 Diagrama de radiação

O diagrama resultante da simulação está dentro do resultado previsto, e esperado. O resultado é possível observar na Figura 3.18. Para $\theta = 0^\circ$ obteve-se um diagrama de radiação com uma distribuição equivalente apresentando um ganho de aproximadamente -3 dB para todo o ϕ , já para $\theta = 90^\circ$ obteve-se um diagrama de radiação com um mínimo de -17.7 dB para $\phi = 0^\circ$ e um máximo de 3.2 dB para $\phi = 50^\circ$.

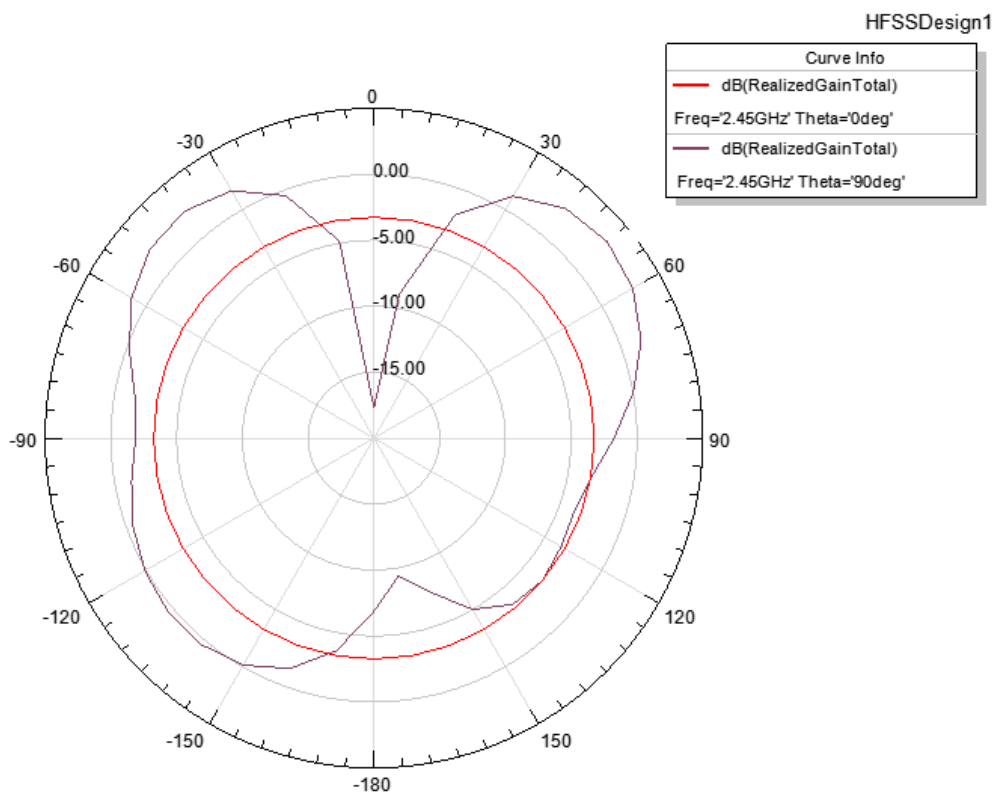


Figura 3.18: Diagrama de radiação normalizado do *Realized Gain Total*, obtidos por simulação no HFSS, para $\theta = 0^\circ$ e para $\theta = 90^\circ$.

3.4 Projeto da *Inverted-F Antenna* de 2.40 GHz-2.50 GHz com plano de massa nas laterais

Nesta secção apresenta-se uma reformulação do projeto de modo a que a antena possa ser integrada o mais facilmente possível de forma a minimizar o impacto na PCB do painel de instrumentos. São apresentadas várias simulações, nomeadamente a inserção de plano de massa à esquerda e à direita das laterais da antena, com finalidade de encontrar a melhor posição para esta.

3.4.1 Impacto do plano de massa em ambas as laterais da IFA

De modo a criar o menor impacto possível na área do substrato que circunda a antena é feito um estudo sobre os pontos estratégicos para colocar esta, ou seja, que permitam reduzir a área de inclusão desta, assim como não danificar a radiação dela, e até mesmo colocar a antena numa determinada direção de forma a tirar o máximo de partido da orientação com vista a obter um melhor desempenho. Na Figura 3.19 são apresentadas as possíveis zonas A, B, C, D, E, F e H para inclusão desta, de forma a minimizar o espaço ocupado pela antena.

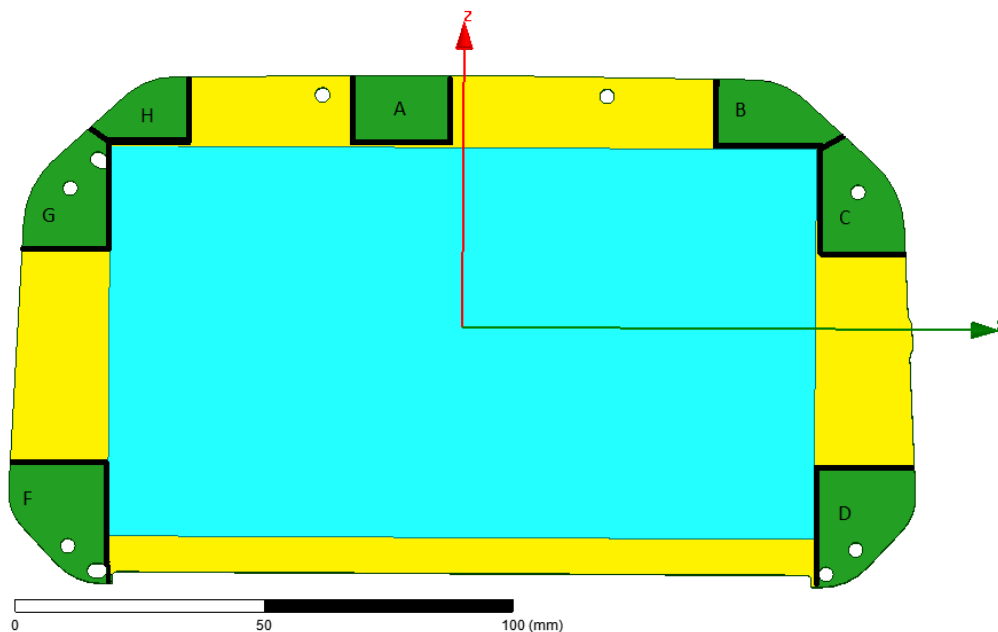


Figura 3.19: Zonas para a integração da antena.

3.4.2 Resultados da simulação relativos à inserção da antena na zona A

A antena presente na Figura 3.20 resulta de uma primeira abordagem, que consiste em colocar a antena no centro da PCB do painel de instrumentos, na zona A que está indicada na Figura 3.19, e simular o efeito do plano de massa tanto à esquerda como à direita.

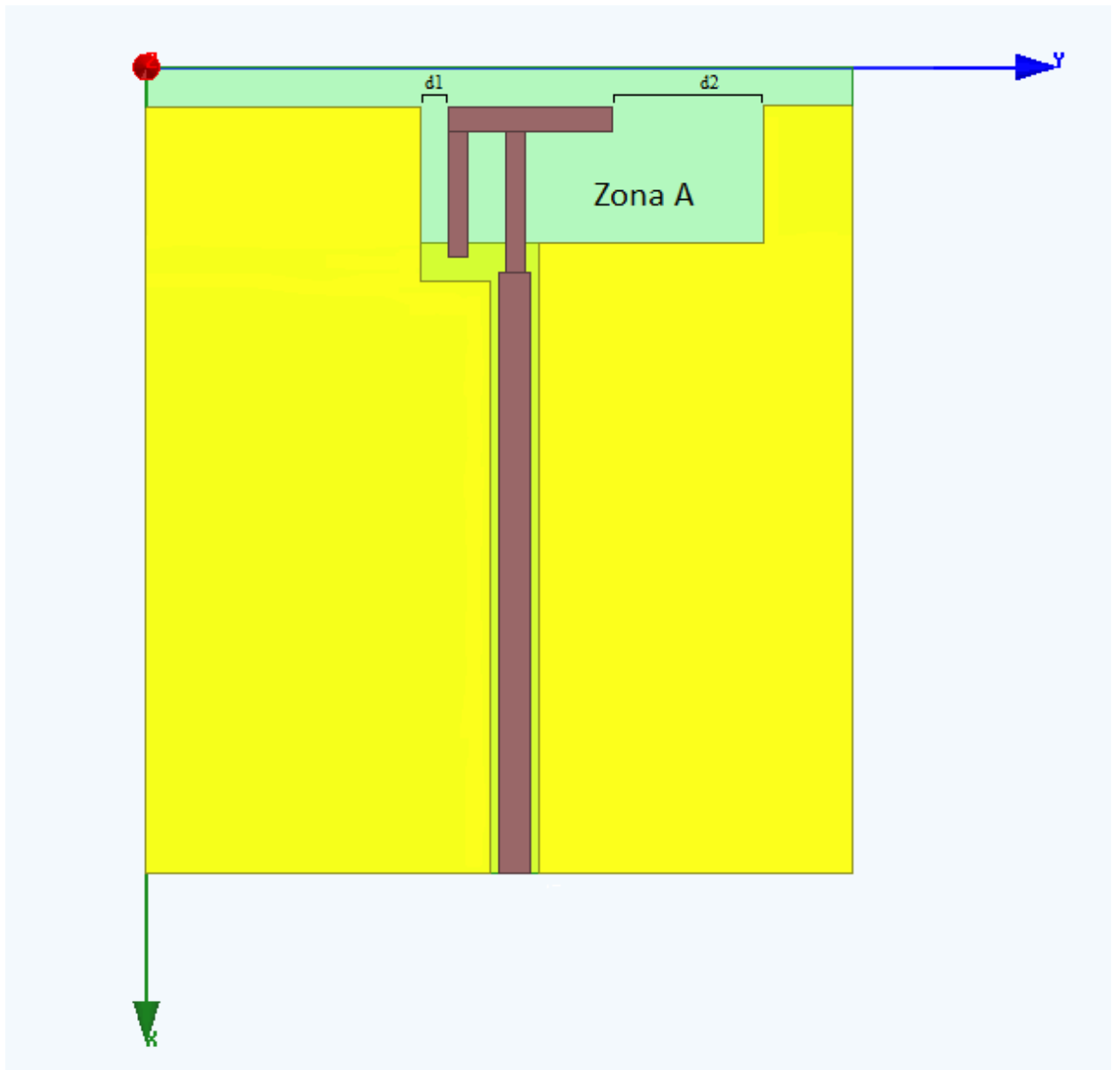


Figura 3.20: Diagrama da IFA limitada por plano de massa a esquerda e direita.

Neste caso específico, como um painel de instrumentos de uma mota é constituído por uma PCB relativamente grande, limitar a antena lateralmente com plano de massa, facilita o trabalho de *layout* do ponto de vista de organização dos componentes eletrónicos. Após a limitação das laterais, com $d1 = 10\text{ mm}$ e $d2 = 21\text{ mm}$ o diagrama de S_{11} que se obteve foi o presente na Figura 3.21. Perante este resultado podemos afirmar que o comportamento da antena é afetado significativamente pela presença do plano de massa. A frequência de ressonância teve um deslocamento de aproximadamente 110 MHz, a largura de banda caiu para cerca de 25% face à largura de banda inicial. No que toca ao coeficiente de reflexão existe uma grande discrepância de magnitude, uma variação de cerca -20 dB de magnitude no ponto da frequência de ressonância.

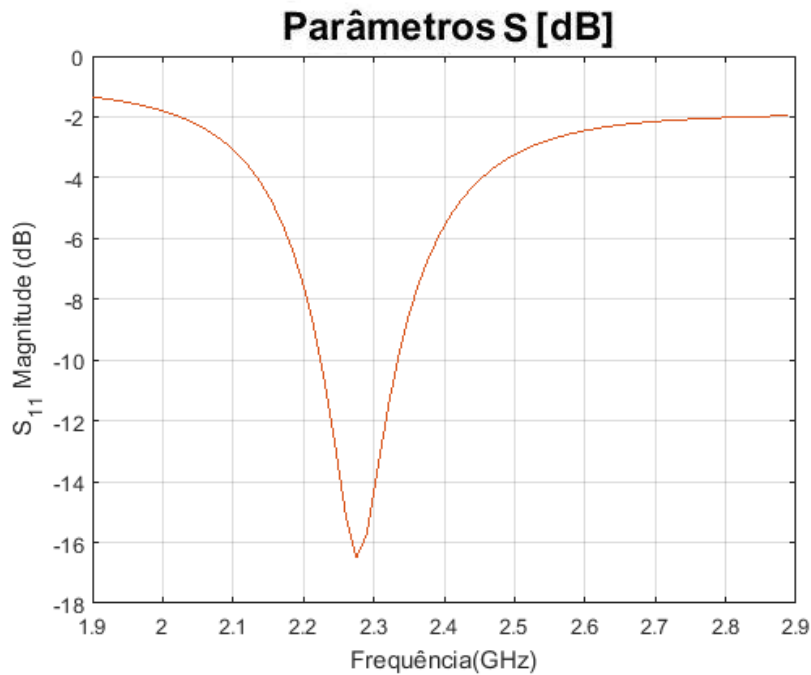


Figura 3.21: Resultado do coeficiente de reflexão relativos à inserção da antena na zona A.

3.4.3 Resultados da simulação da variação de d1

A Figura 3.22 é responsável por dar a conhecer os valores do coeficiente de reflexão que resultaram da variação do valor de d1. Ao variar o valor de d1, estamos a aumentar ou reduzir a área sem plano de massa à esquerda da antena. Quando menor for o valor de d1, maior o valor da frequência de ressonância. A largura de banda aumenta um pouco à medida que o valor de d1 reduz, o que se traduz num ótimo resultado, e permite assim reduzir ao máximo a área à esquerda sem plano de massa.

A Tabela 3.8 apresenta uma síntese dos resultados de simulação obtidos relativos a variação do valor de d1.

Tabela 3.8: Tabela resumo dos resultados relativos à variação do valor de d1.

Valor de A	Frequência de ressonância	Largura de banda	Coeficiente de reflexão
1 mm	≈ 2.37 GHz	≈ 130 MHz	≈ -15.56 dB
4 mm	≈ 2.32 GHz	≈ 132 MHz	≈ -16.77 dB
7 mm	≈ 2.31 GHz	≈ 111 MHz	≈ -16.26 dB
10 mm	≈ 2.28 GHz	≈ 110 MHz	≈ -16.50 dB
13 mm	≈ 2.25 GHz	≈ 102 MHz	≈ -15.78 dB
15 mm	≈ 2.25 GHz	≈ 105 MHz	≈ -17.07 dB

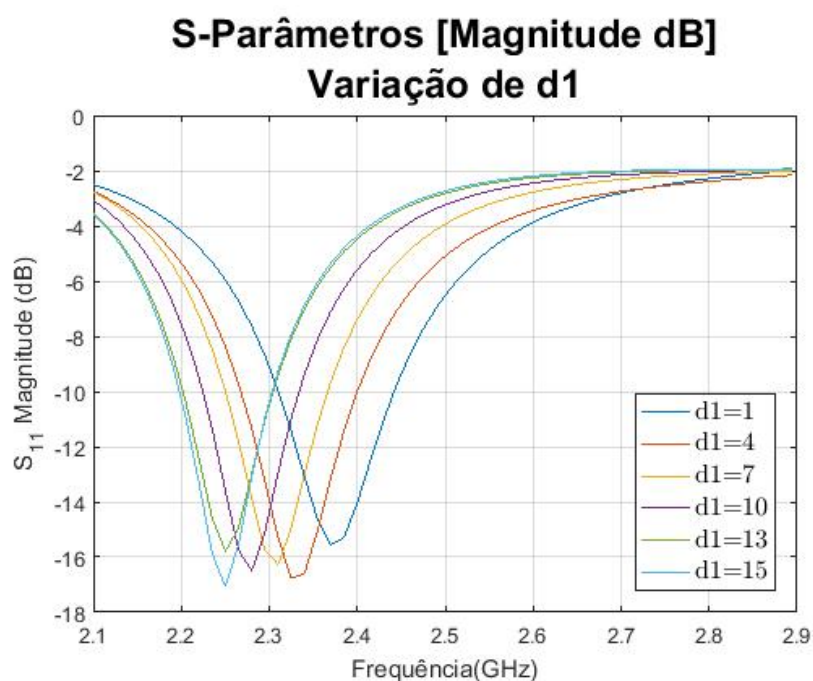


Figura 3.22: Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de d_1 .

3.4.4 Resultados da simulação da variação de d_2

Ao variar o valor de d_2 estamos a aumentar ou reduzir a área sem plano de massa à direita da antena. Ao contrário do que acontece em d_1 , quanto menor for o valor de d_2 , menor o valor da frequência de ressonância. A largura de banda diminui um pouco à medida que o valor de d_2 reduz, daqui podemos tirar a conclusão que ter um plano de massa do lado direito da antena altera a frequência de ressonância assim como a largura de banda. Relativamente ao coeficiente de reflexão existe uma variação significativa quando o parâmetro d_2 é igual a 1 em relação aos restantes valores de d_2 que toca à sua amplitude. O resultado que comprova todos estes resultados é visível na Figura 3.23. A Tabela 3.9 apresenta uma síntese dos resultados de simulação obtidos relativos a variação do valor de d_2 .

Tabela 3.9: Tabela resumo dos resultados da variação do valor de d_2 .

Valor de d_2	Frequência de ressonância	Largura de banda	Coeficiente de reflexão
1 mm	$\simeq 1.99$ GHz	$\simeq 210$ MHz	$\simeq -26.90$ dB
2 mm	$\simeq 2.13$ GHz	$\simeq 132$ MHz	$\simeq -15.14$ dB
7 mm	$\simeq 2.24$ GHz	$\simeq 81$ MHz	$\simeq -12.13$ dB
12 mm	$\simeq 2.28$ GHz	$\simeq 110$ MHz	$\simeq -16.50$ dB
17 mm	$\simeq 2.25$ GHz	$\simeq 102$ MHz	$\simeq -15.78$ dB
21 mm	$\simeq 2.28$ GHz	$\simeq 110$ MHz	$\simeq -16.50$ dB

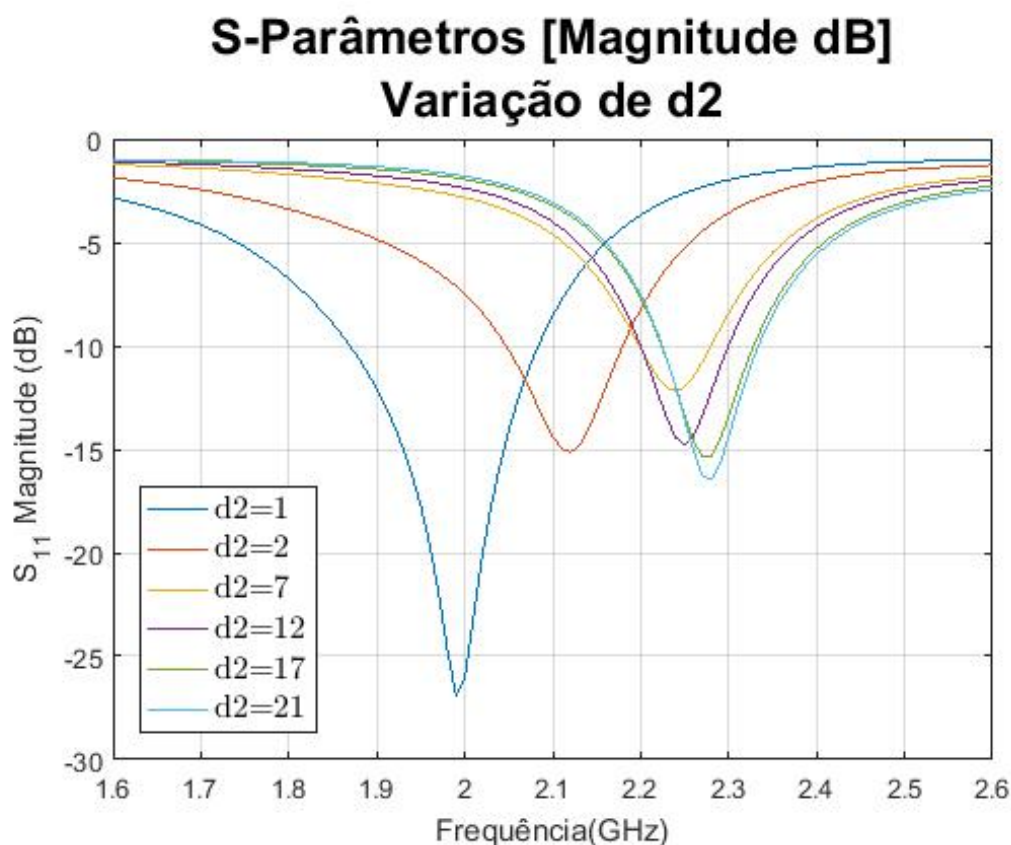


Figura 3.23: Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de d2.

3.4.5 Resultados da simulação com plano de massa na lateral da direita da antena

Neste caso, a antena poderia ser colocada por exemplo na Zona H, onde pode ser observada na Figura 3.19. A antena em ambiente de simulador é apresentada na Figura 3.24 e os resultados da simulação, após colocação de plano de massa apenas à direita da antena assim como algumas adaptações no que diz respeito à frequência de ressonância em torno dos 2.47 GHz, revelaram que o funcionamento da antena possui uma boa largura de banda, cerca de 400 MHz como se pode observar na Figura 3.25 mas possui um padrão de radiação que não satisfaz o tipo de aplicação porque tem 2 mínimos em $\phi = -35^\circ$ e $\phi = 45^\circ$ que é possível observar na Figura 3.26.

Esta antena permitiria reduzir significativamente a área ocupada por esta, 15 mm por 18.5 mm, e sendo assim teria um menor impacto na PCB. É possível observar na Figura 3.27 o comportamento da antena se para uma variação do valor de B1.

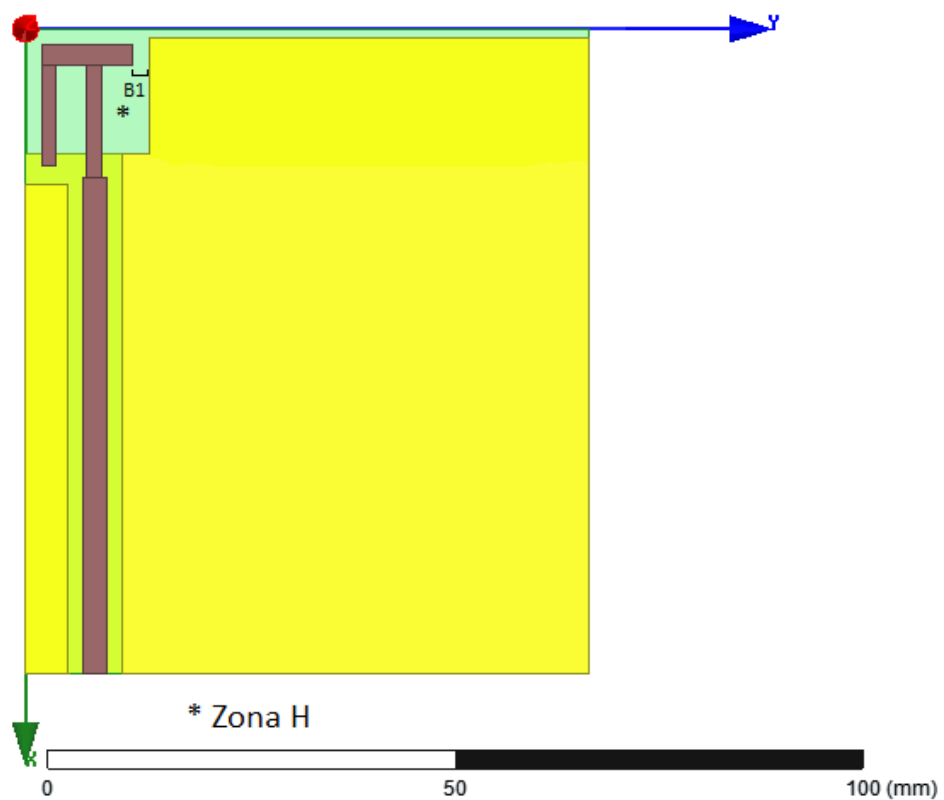


Figura 3.24: Antena em ambiente de teste com vista a ser colocada na Zona H.

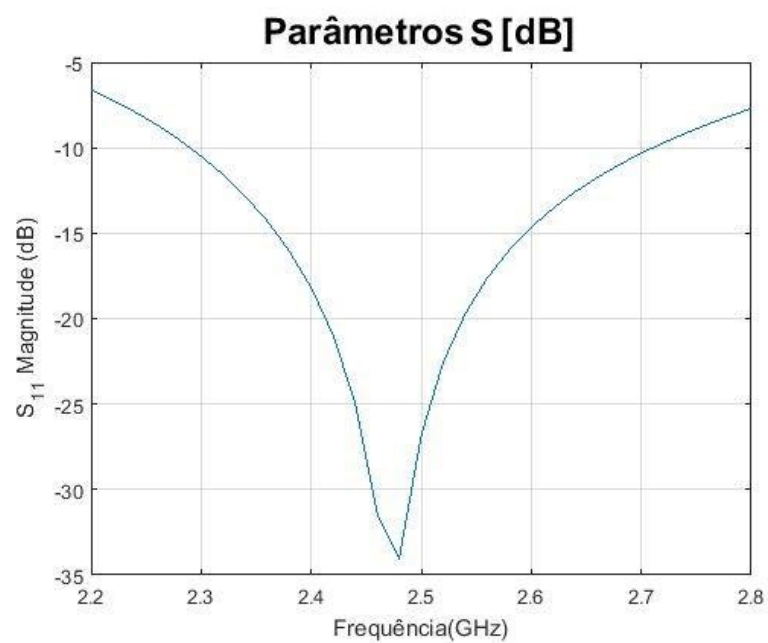


Figura 3.25: Resultado do coeficiente de reflexão relativos a inserção da antena na zona H.

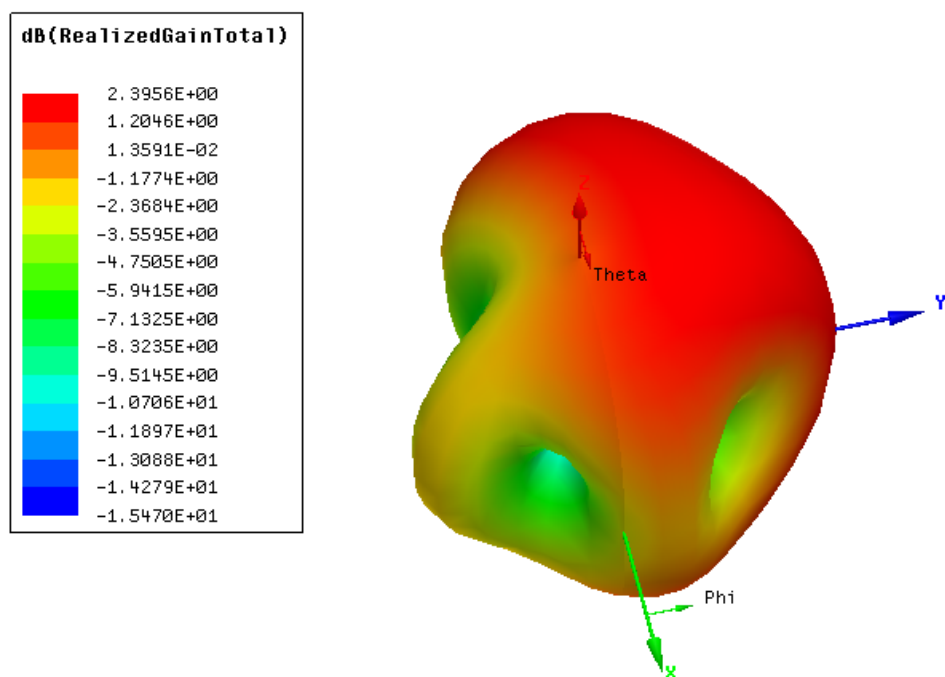


Figura 3.26: Resultado do padrão de radiação relativos a inserção da antena na zona H.

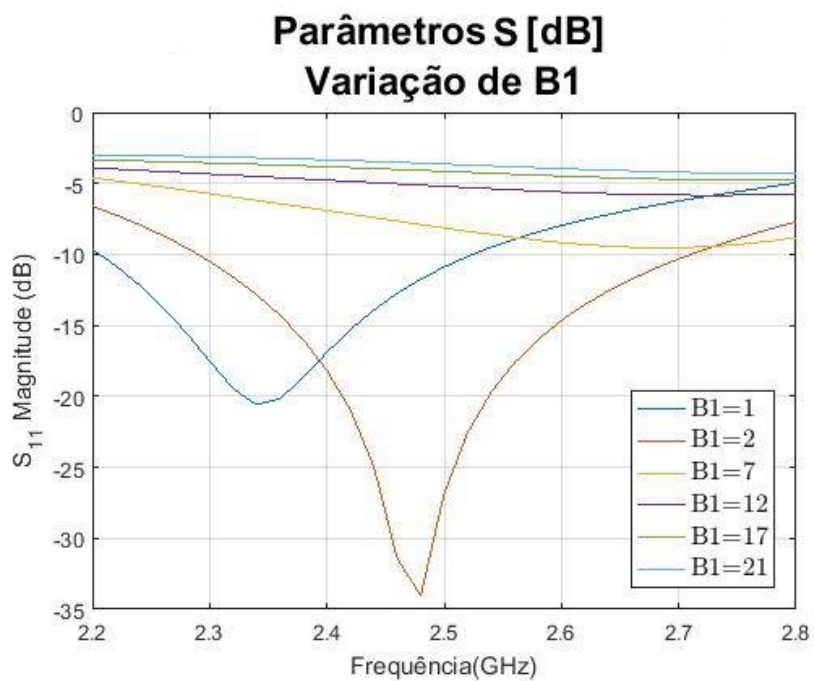


Figura 3.27: Resultados obtidos por simulação no HFSS da variação de B1.

3.4.6 Resultados da simulação com plano de massa na lateral da esquerda da antena

Esta simulação refere-se ao estudo de colocar a antena num outro canto, por exemplo na Zona B, que está indicada na Figura 3.19. As simulações revelaram que este ponto seria o mais vantajoso tanto a nível de padrão de radiação, como a nível de coeficiente de reflexão, que é apresentado na Figura 3.29, para a colocação da antena. Após alguns ajustes nas dimensões da antena, chegou-se a um novo protótipo, denominado por antena B, é apresentado na Figura 3.28, as dimensões estão disponíveis na Tabela 3.10.

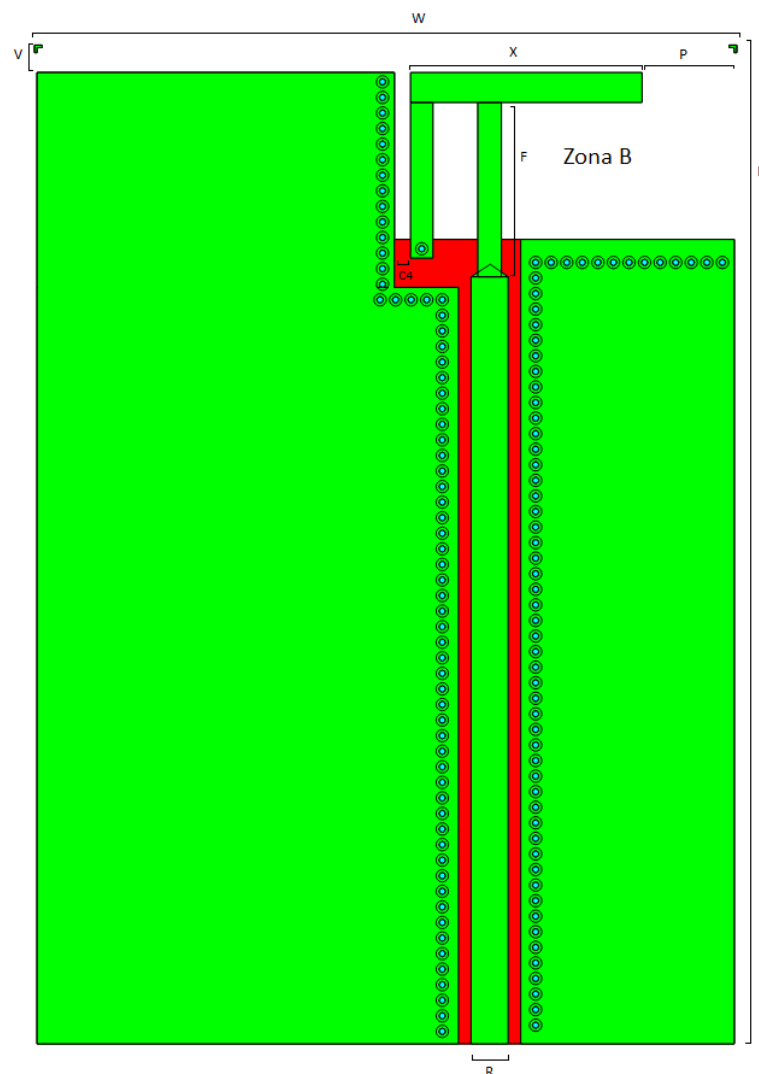


Figura 3.28: Diagrama da antena B.

Tabela 3.10: Dimensões da antena B.

Dimensão	Valor (mm)
W	56
L	80
X	18.6
P	7.4
F	14
V	2
R	2.98
C4	1.3

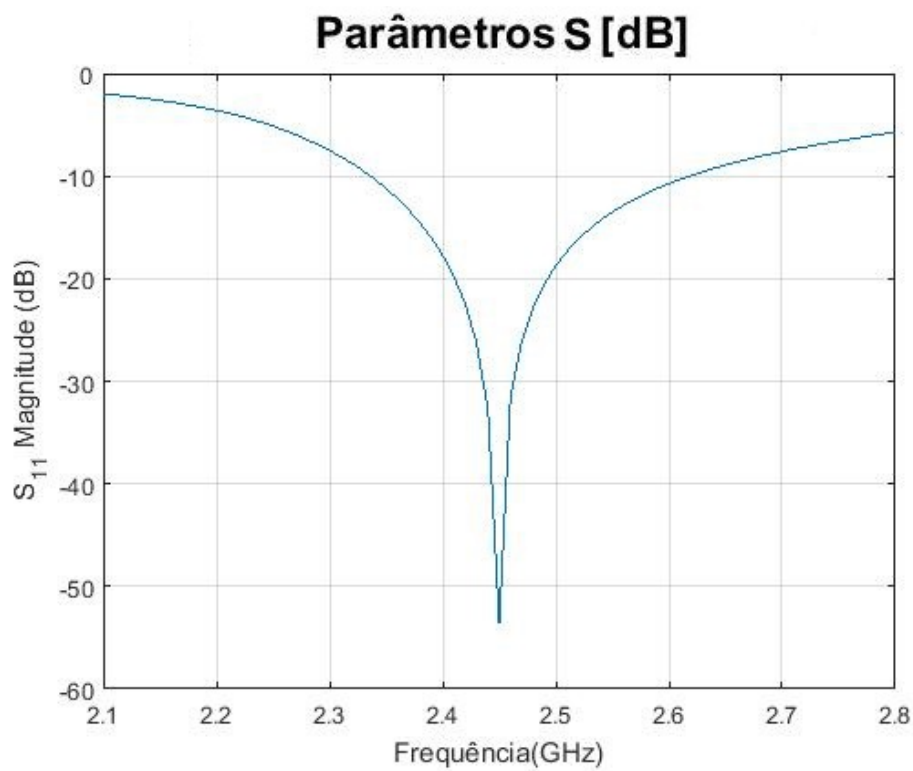


Figura 3.29: Resultado do coeficiente de reflexão da antena B em ambiente de simulação HFSS.

Tabela 3.11: Características da *Inverted-F Antenna* limitada à sua esquerda por plano de massa.

Característica	Valor
Frequência central de ressonância	$\simeq 2.45$ GHz
Largura de banda	$\simeq 280$ MHz
Coeficiente de reflexão	$\simeq -53.53$ dB
Ganho	$\simeq 4.65$ dBi

3.4.7 Resultados da simulação relativos à variação do valor de P

Variar o valor de P, significa dizer que estamos a variar o valor da distância a que a antena se situa da sua margem lateral direita, o resultado da variação desta limitação é possível observar na Figura 3.30. Com este resultado sabe-se que quanto maior essa diferença, menor o valor da frequência de ressonância. Um outro aspeto é a largura de banda, diminui significativamente à medida que P aumenta. As características que a antena adquire variando o valor de P estão também documentadas na Tabela 3.12.

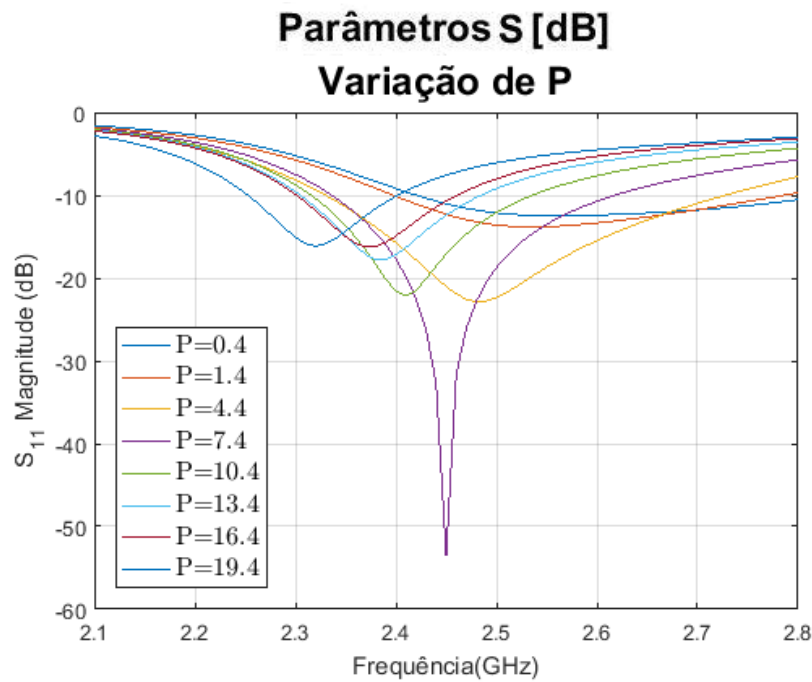


Figura 3.30: Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de P.

Tabela 3.12: Tabela resumo dos resultados da variação do valor de P.

Valor de P	Frequência de ressonância	Largura de banda	Coefficiente de reflexão
0.4 mm	$\simeq 2.56$ GHz	$\simeq 380$ MHz	$\simeq -12.47$ dB
1.4 mm	$\simeq 2.54$ GHz	$\simeq 380$ MHz	$\simeq -13.83$ dB
4.4 mm	$\simeq 2.48$ GHz	$\simeq 400$ MHz	$\simeq -22.84$ dB
7.4 mm	$\simeq 2.45$ GHz	$\simeq 280$ MHz	$\simeq -53.53$ dB
10.4 mm	$\simeq 2.41$ GHz	$\simeq 210$ MHz	$\simeq -22.16$ dB
13.4 mm	$\simeq 2.39$ GHz	$\simeq 180$ MHz	$\simeq -17.78$ dB
16.4 mm	$\simeq 2.37$ GHz	$\simeq 160$ MHz	$\simeq -16.25$ dB
19.4 mm	$\simeq 2.32$ GHz	$\simeq 150$ MHz	$\simeq -16.13$ dB

3.4.8 Resultados da simulação relativos à variação do valor de V

Ao alterar o valor de V, está-se a variar o valor do limite a que a antena se encontra da borda da PCB. Os resultados obtidos através da simulação do coeficiente de reflexão são apresentados na Figura 3.31. Através desta podemos verificar que a antena funciona na largura de banda desejada a menos que não exista qualquer limite, pois quando o limite é igual a 0 mm a antena começa a ressonar aos 2.41 GHz até aos 2.74 GHz, ou seja, inclui parte da largura de banda necessária para o bom funcionamento da antena. Um outro ponto que se observa, é que a largura de banda diminui, assim como a frequência de ressonância à medida que o valor de V aumenta.

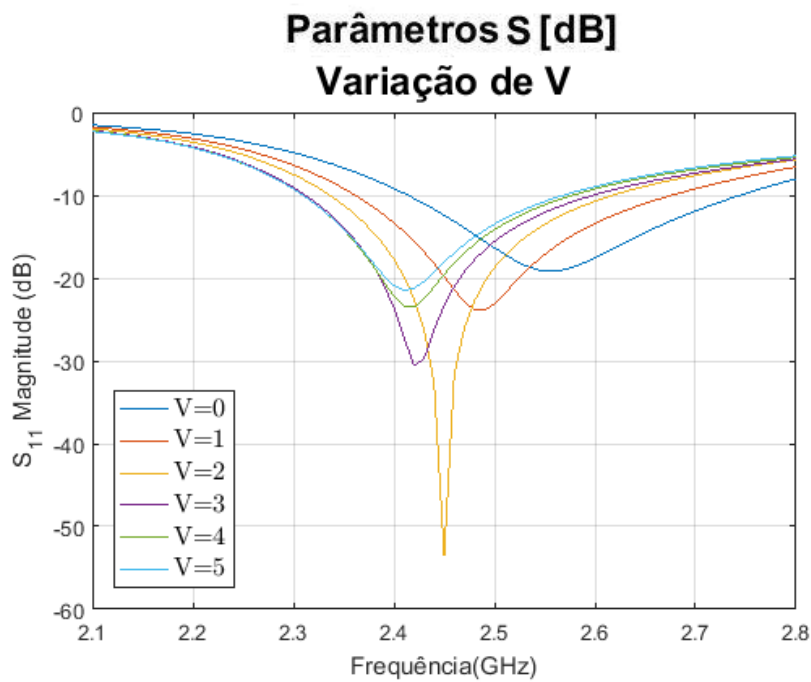


Figura 3.31: Resultado da simulação do coeficiente de reflexão relativos variação do valor de V.

Tabela 3.13: Tabela resumo dos resultados da variação do valor de V.

Valor de V	Frequência de ressonância	Largura de banda	Coeficiente de reflexão
0 mm	$\simeq 2.56$ GHz	$\simeq 330$ MHz	$\simeq -19.18$ dB
1 mm	$\simeq 2.49$ GHz	$\simeq 305$ MHz	$\simeq -23.88$ dB
2 mm	$\simeq 2.45$ GHz	$\simeq 270$ MHz	$\simeq -53.53$ dB
3 mm	$\simeq 2.42$ GHz	$\simeq 280$ MHz	$\simeq -30.58$ dB
4 mm	$\simeq 2.42$ GHz	$\simeq 270$ MHz	$\simeq -23.52$ dB
5 mm	$\simeq 2.41$ GHz	$\simeq 250$ MHz	$\simeq -21.47$ dB

3.4.9 Resultado da simulação do padrão de radiação relativos à inserção da antena na zona B

O padrão de radiação que resultou da inclusão da antena na zona B pode ser observado na Figura 3.33 segundo duas vistas. Na Figura 3.32 é possível observar a antena B em ambiente de simulação HFSS. Da simulação efetuada resultou um ganho máximo de 4.6 dBi.

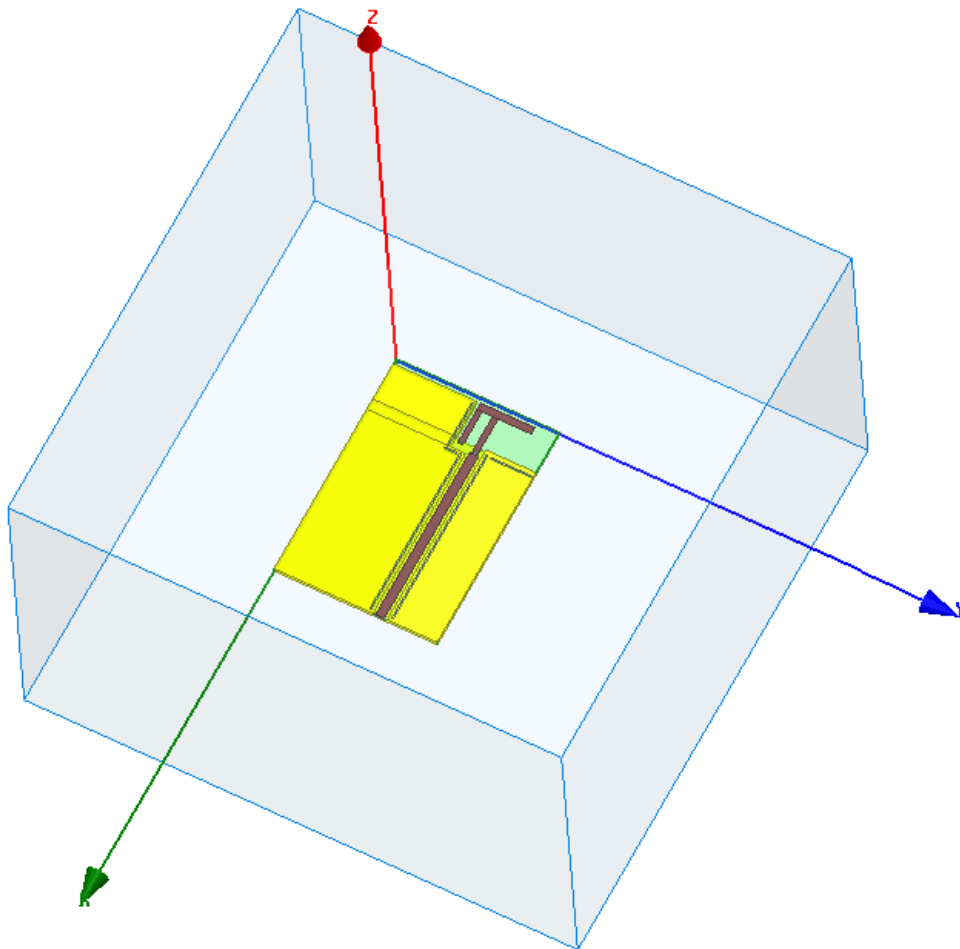


Figura 3.32: Antena B em ambiente de simulador, HFSS.

Como a antena é para um produto que irá equipar um motociclo, o padrão de radiação tem um peso significativo no projeto. A Figura 3.34 é fruto do conjunto de um motociclo com a antena B. É de salientar que neste conjunto tanto a moto como o painel de instrumentos são desprezados na simulação.

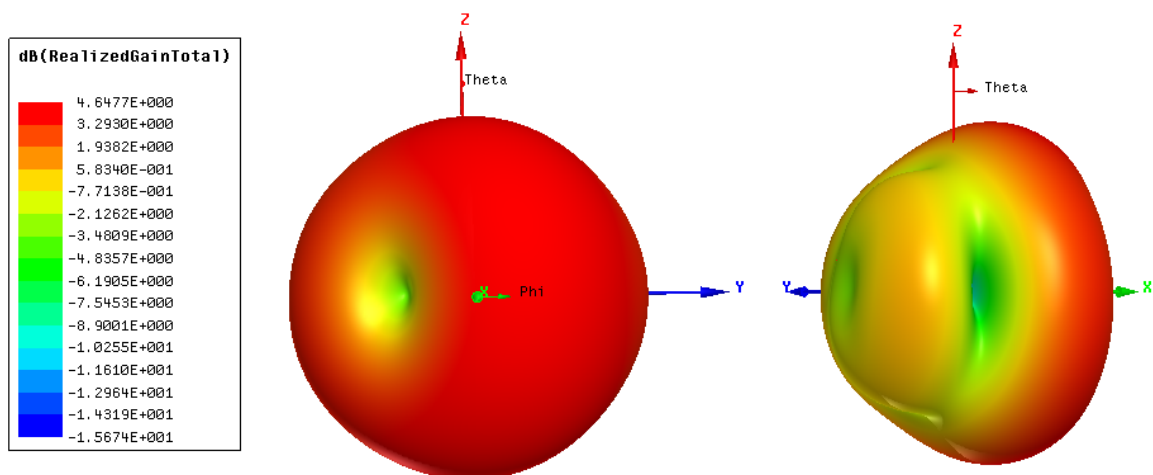


Figura 3.33: Resultado da simulação do padrão de radiação relativos a inserção da antena na zona B.

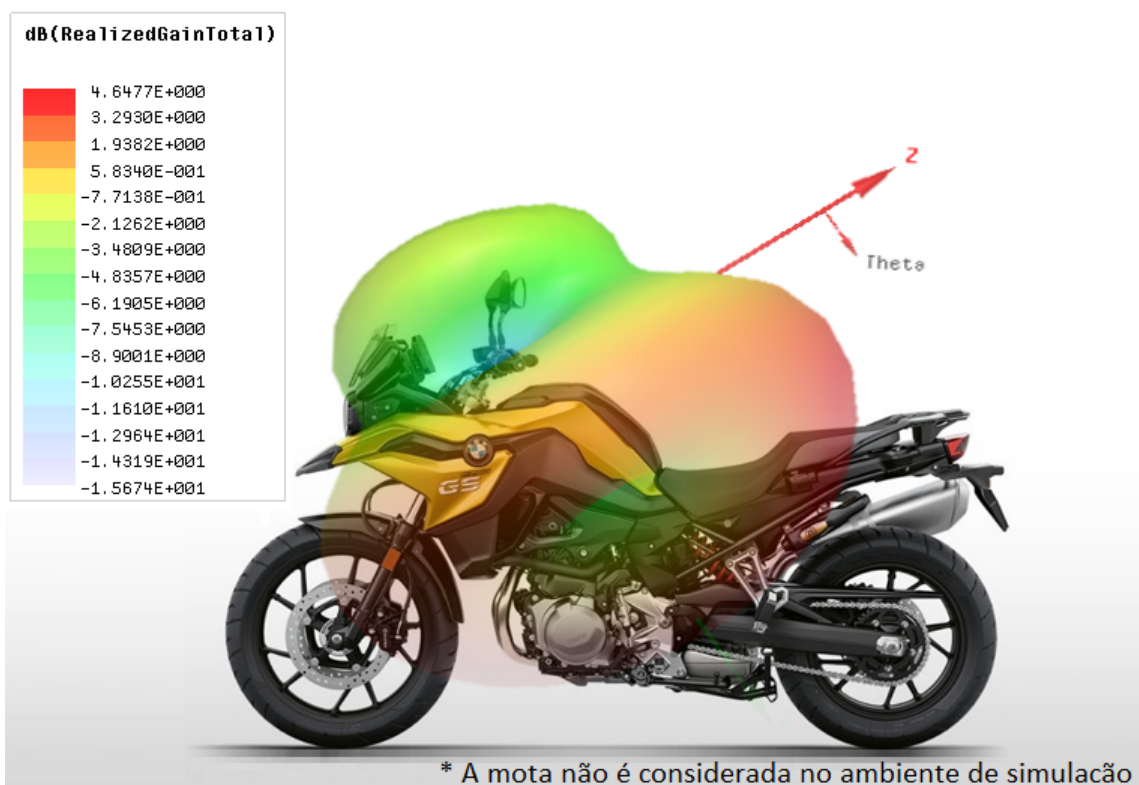


Figura 3.34: Adaptação do padrão de radiação ao caso em específico [8].

3.4.10 Resultado do coeficiente de reflexão quando a antena B está entre uma camada de plástico e uma de metal e apenas entre 2 camadas de plástico

Na Figura 3.35 estão representadas as simulações referentes a 2 casos, um caso é com plano de metal na traseira da antena, outro é com um plano de plástico, mas ambos os casos têm um plano de plástico em cima da antena B. Olhando para a figura, podemos observar que a antena B quando está num ambiente próximo de um metal, neste caso foi o alumínio, adquire um comportamento muito diferente quando comparado com o caso em que está próxima de um plástico. Entre este, a antena B sofre um ligeiro desvio no que toca à frequência de ressonância, mas apesar deste desvio, ainda possui uma largura de banda suficiente, mantendo-se dentro das especificações.

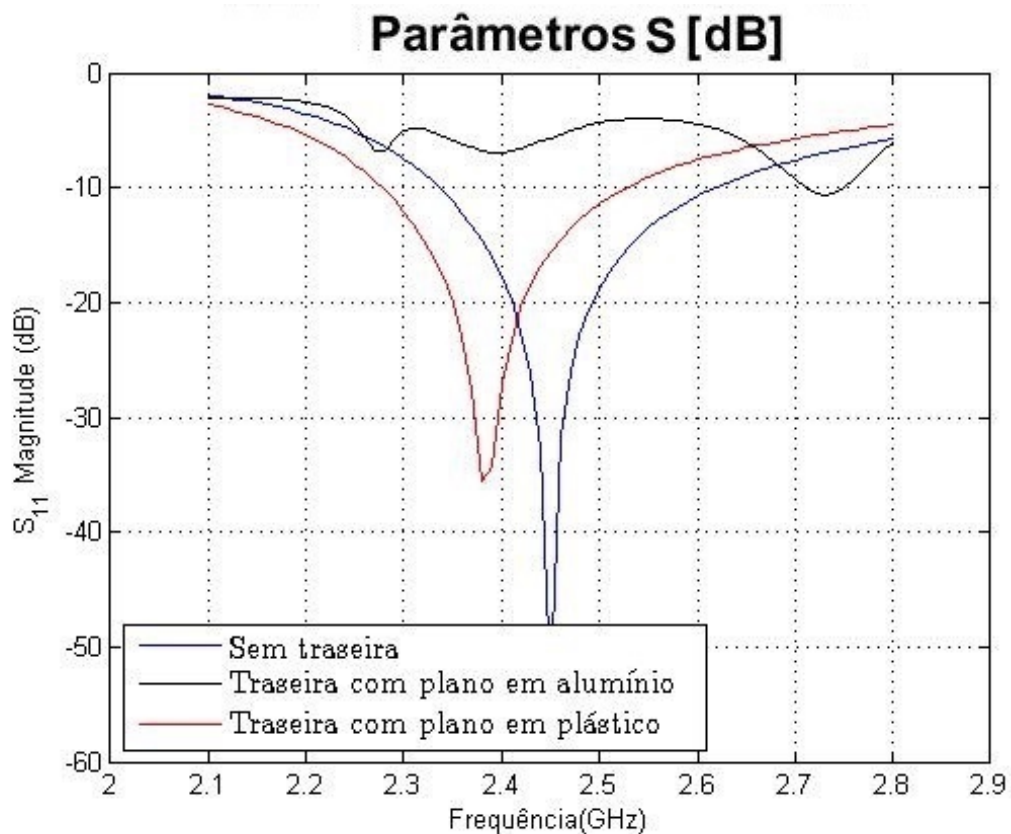


Figura 3.35: Resultado do coeficiente de reflexão da antena B para os 2 materiais

3.5 Conclusão

Como as simulações presentes neste capítulo demonstraram, pode afirmar possível projetar uma antena tendo em conta as restrições de espaço impostas.

Ficou provado que se pode reduzir o tamanho da antena, sacrificando algumas propriedades destas como por exemplo largura de banda, ganho, padrão de radiação ou coeficiente de reflexão. Podemos concluir ainda que o material que constitui a tampa traseira do painel de instrumentos influencia o comportamento da antena.

Capítulo 4

Resultados da caracterização da *Inverted-F Antenna* para 2.40 GHz a 2.50 GHz

Neste capítulo são apresentados os resultados relativos à medição dos coeficientes de reflexão das antenas fabricadas, assim como o diagrama de radiação da antena dentro e fora do painel de instrumentos. Todos estes testes foram realizados na câmara anecóica da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. É de realçar que a antena foi dimensionada tendo em conta que iriam existir alguns problemas com a precisão de fabrico, pois a antena passa por um processo manual de impressão [27].

4.1 Resultados da caracterização da antena A

Na Figura 4.1 é apresentada a primeira iteração da Inverted-F Antenna fabricada, esta foi projetada com o objetivo de validar o ambiente de simulação. A Figura 4.3 mostra os resultados obtidos pela antena, pós fabrico, medidos na câmara anecóica relativos ao diagrama S_{11} em contraste com os resultados simulados. Foi medida uma frequência de ressonância de 2.46 GHz face aos 2.45 GHz simulados, a largura de banda simulada foi cerca de 410 MHz, mas já a largura de banda medida foi não além de 245 MHz.

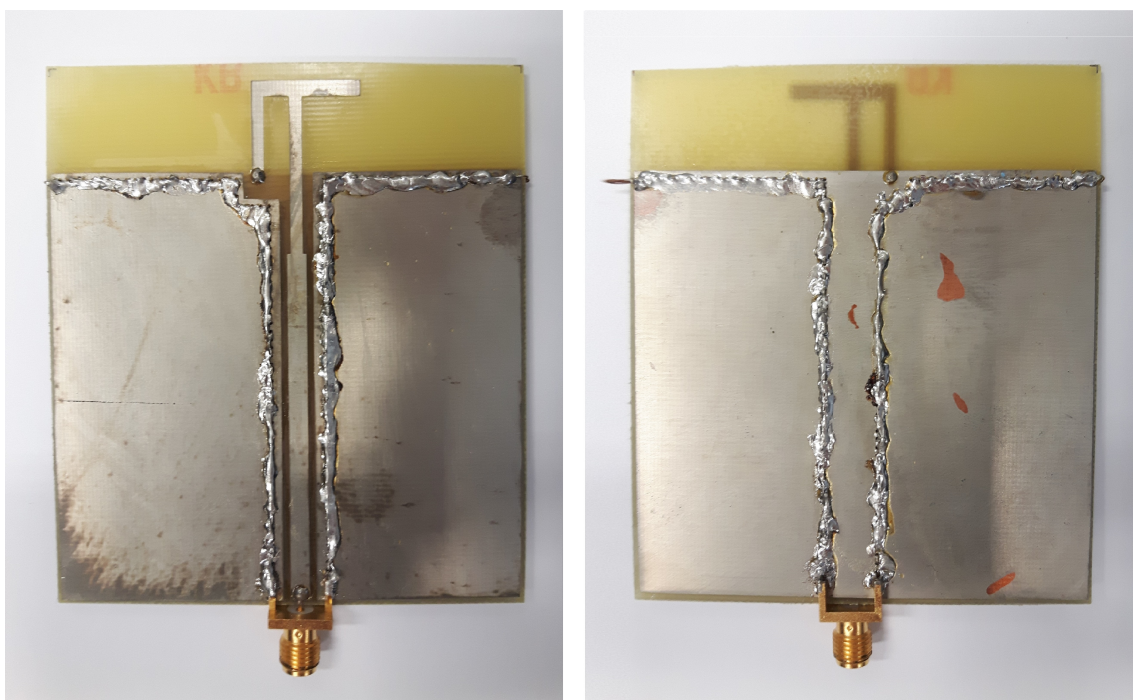


Figura 4.1: Protótipo final da antena A.

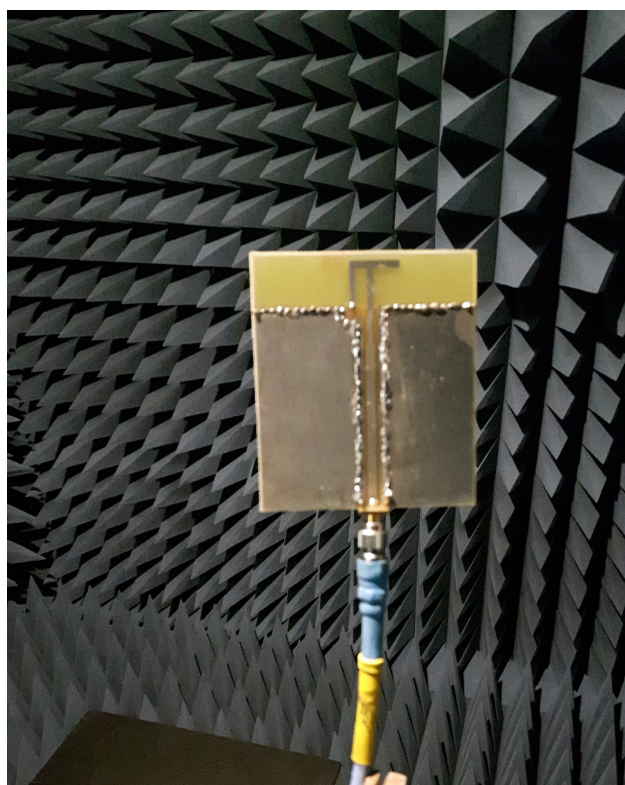


Figura 4.2: Antena A em ambiente de teste

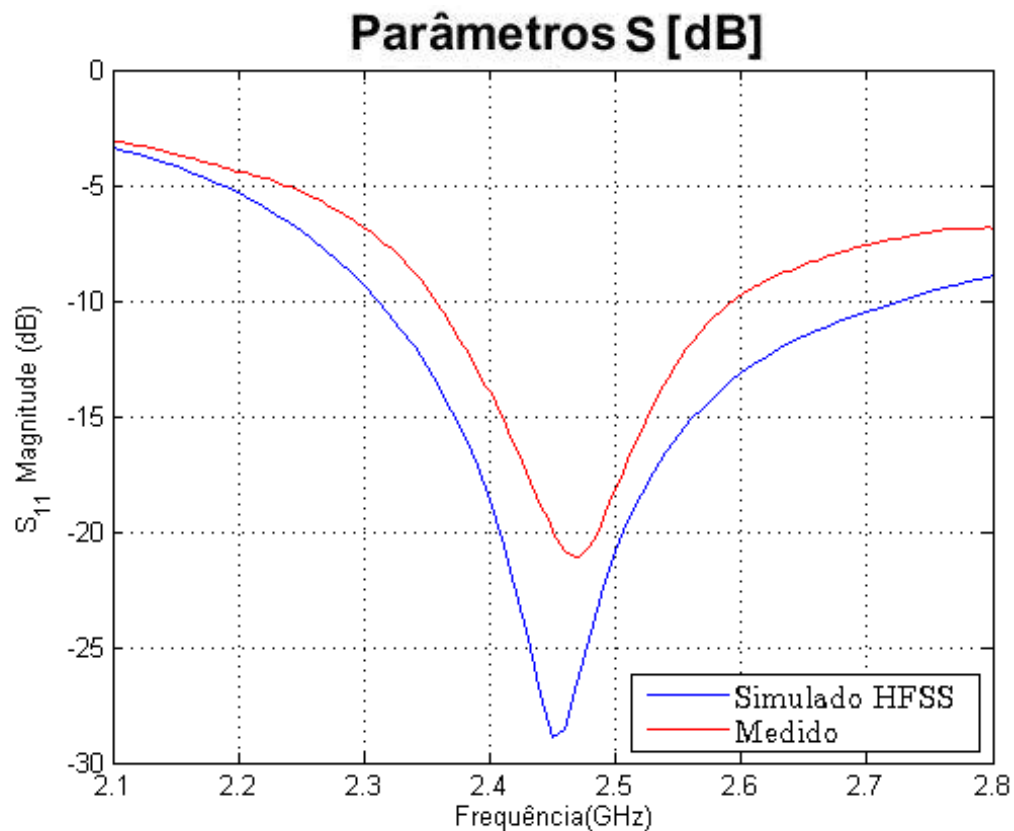


Figura 4.3: Resultado da medição do coeficiente de reflexão da antena A.

4.1.1 Resultados da caracterização da antena A dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal

A medição do coeficiente de reflexão da antena foi feita dentro do painel de instrumentos como podemos observar pela Figura 4.4, o diagrama de S_{11} obtido está apresentado na Figura 4.5. Daqui podemos verificar que quando a antena é colocada dentro do painel de instrumentos é criada uma nova frequência de ressonância a $\simeq 2.36$ GHz. Esta nova frequência de ressonância nasce do facto da tampa traseira do painel de instrumentos de teste ser em metal.

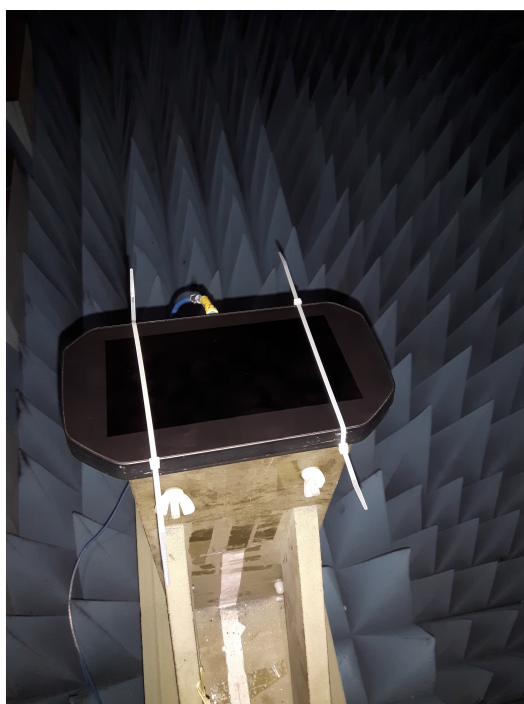


Figura 4.4: Ambiente de teste da antena dentro do painel de instrumentos.

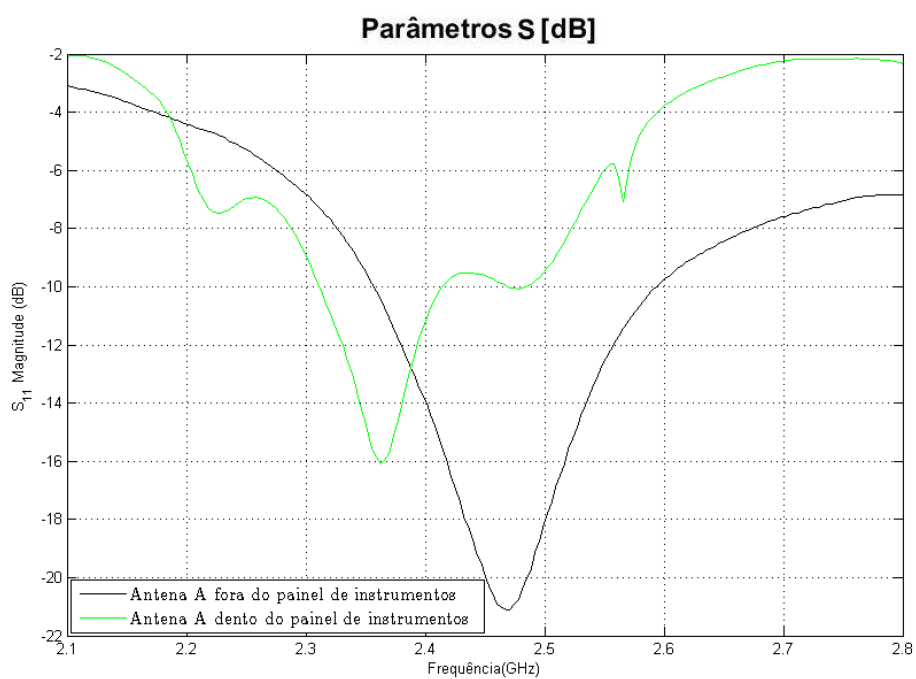


Figura 4.5: Resultado da medição do coeficiente de reflexão da antena A dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal em comparação com o medido fora do painel de instrumentos.

4.2 Resultados da caracterização da antena B

Aqui nesta subsecção são apresentados os resultados relativos à medição do segundo protótipo da antena, apresentada na Figura 4.6, no ambiente de teste da Figura 4.7. Como se pode visualizar na Figura 4.8, tanto o valor de S_{11} medido como simulado são muito idênticos, a Tabela 4.1 apresenta uma comparação entre as diferentes características simuladas e medidas.

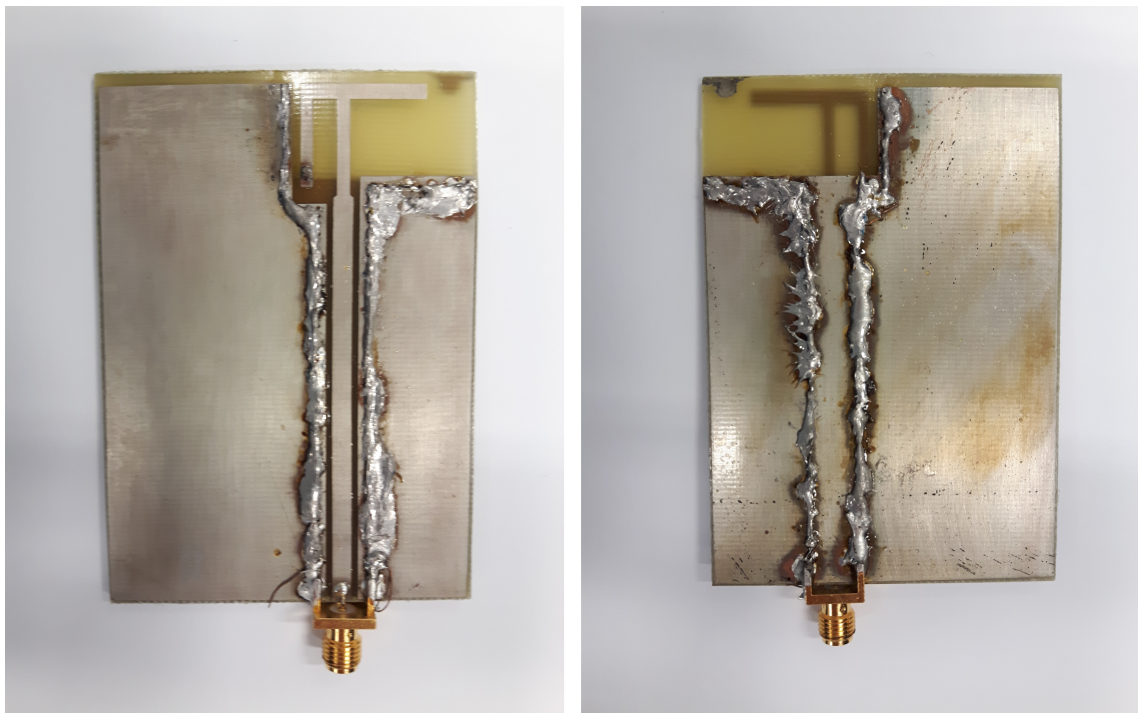


Figura 4.6: Protótipo final da antena B.

Tabela 4.1: Tabela resumo dos resultados da simulação em comparação com a medição relativa à antena B.

Valor	Frequência de ressonância	Largura de banda	Coefficiente de reflexão
Medido	$\simeq 2.43$ GHz	$\simeq 2.34$ GHz-2.58 GHz	$\simeq -22.08$ dB
Simulado	$\simeq 2.45$ GHz	$\simeq 2.33$ GHz- 2.61 GHz	$\simeq -53.53$ dB

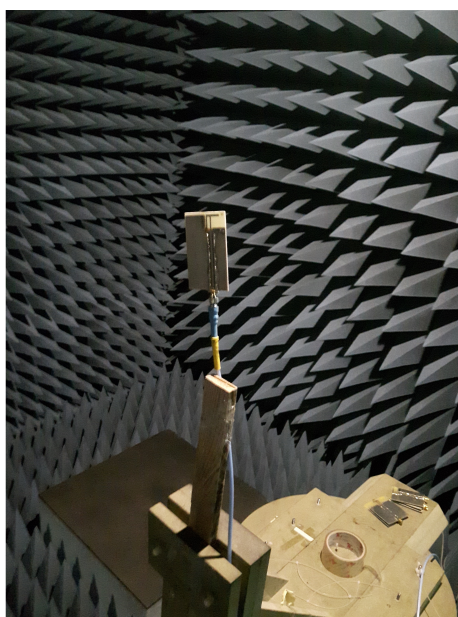


Figura 4.7: Antena B em ambiente de teste.

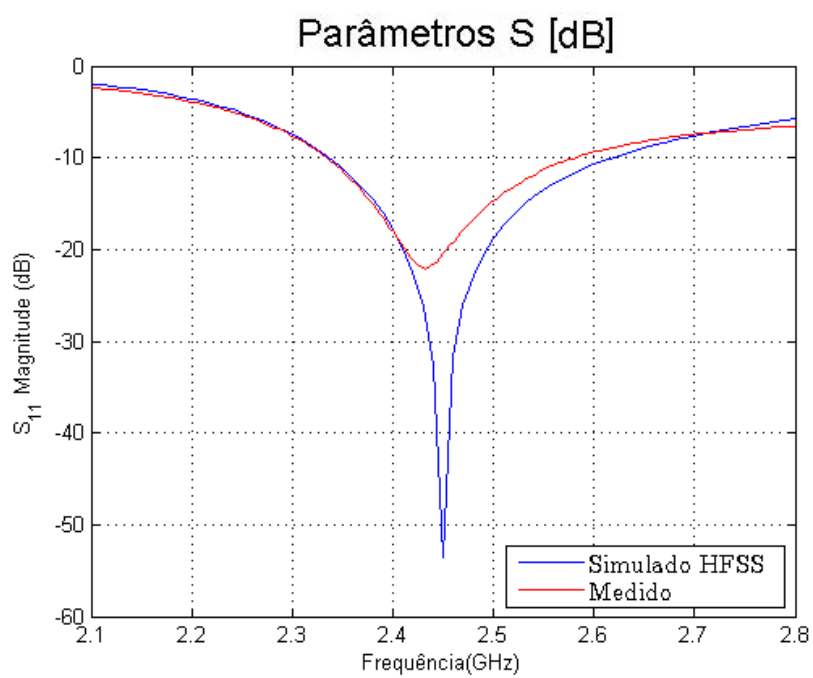


Figura 4.8: Resultado da medição do coeficiente de reflexão da antena B face ao simulado no HFSS.

4.2.1 Resultados da caracterização da antena B dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal

Os resultados do S_{11} medidos na câmara anecóica estão presentes na Figura 4.10, sendo assim é possível verificar que o diagrama S_{11} sofreu um desvio quando a antena está colocada dentro do painel de instrumentos. Este resultado é coincidente com o resultado do diagrama S_{11} do primeiro protótipo nas mesmas condições, em ambos os casos observa-se um desvio no que toca à frequência de ressonância: o primeiro protótipo passa de 2.47 GHz para 2.36 GHz totalizando um desvio de 110 MHz, já o Segundo protótipo passa de 2.43 GHz para 2.295 GHz totalizando um desvio de cerca 135 MHz.

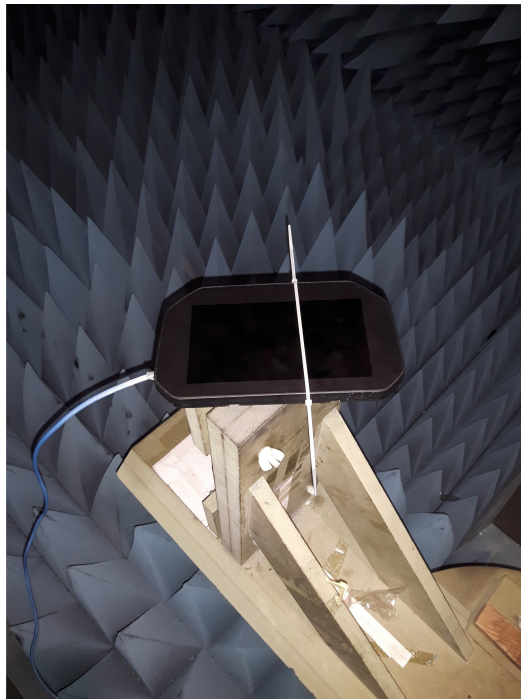


Figura 4.9: Produto final da antena B dentro do painel de instrumentos com a tampa traseira em metal.

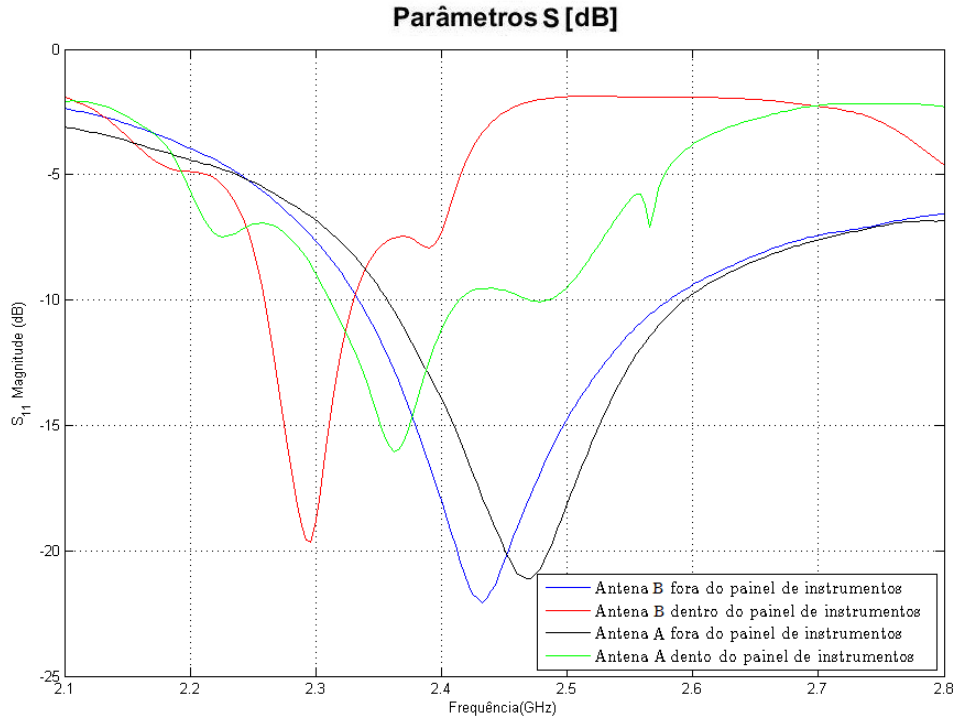


Figura 4.10: Resultado da medição do coeficiente de reflexão da antena B e comparação com a antena A.

4.2.2 Resultados do diagrama de radiação da antena B fora do painel de instrumentos

O resultado da Figura 4.12 corresponde a medição do diagrama de radiação na câmara anecóica nas condições da Figura 4.11. Como podemos observar a forma do diagrama de radiação simulados e medidos, são próximos um do outro. O diagrama de radiação medido possui 3 mínimos em -29° , -120° e 150° , já o diagrama de radiação simulado também contém 3 mínimos, mas em -30° , -108° e 165° .

O ganho máximo medido foi de cerca 3.48 dB face aos 4.38 dB simulados. Estas diferenças observadas podem ser explicadas devido à qualidade de fabrico da antena, pois para medir o ganho foram fabricadas 2 antenas iguais, assim como devido à posição das antenas na câmara anecóica, pois como o padrão de radiação da antena não é omnidirecional e como as antenas não foram colocadas num suporte específico desenhado para o efeito, bastava uma das duas não ter ficado perfeitamente alinhada uma com a outra para existir um desvio. Como foram usadas 2 antenas iguais, ambas possuem o mesmo ganho, assim sendo para o calculo do ganho foi usada a expressão matemática (4.1), em que G é o ganho da antena e d é a distância entre as antenas [1].

$$G = \frac{S_{12dB} - 20\log \frac{\lambda}{4\pi*d} - 20\log (1 - |S_{11}|^2)}{2} \quad (4.1)$$

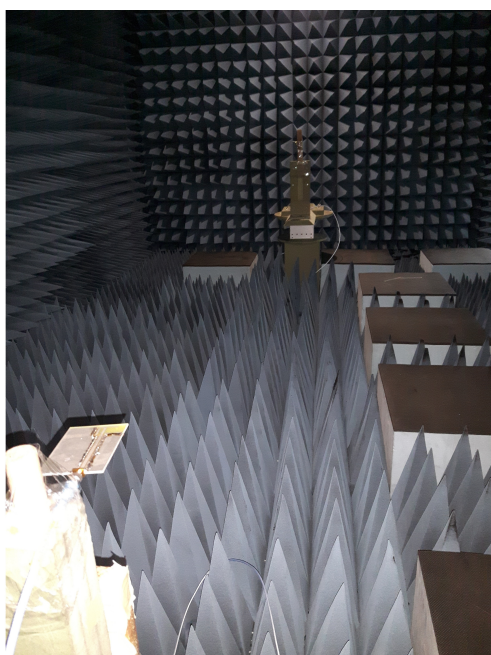


Figura 4.11: Posição do corte da antena B.

Diagrama de radiação normalizado

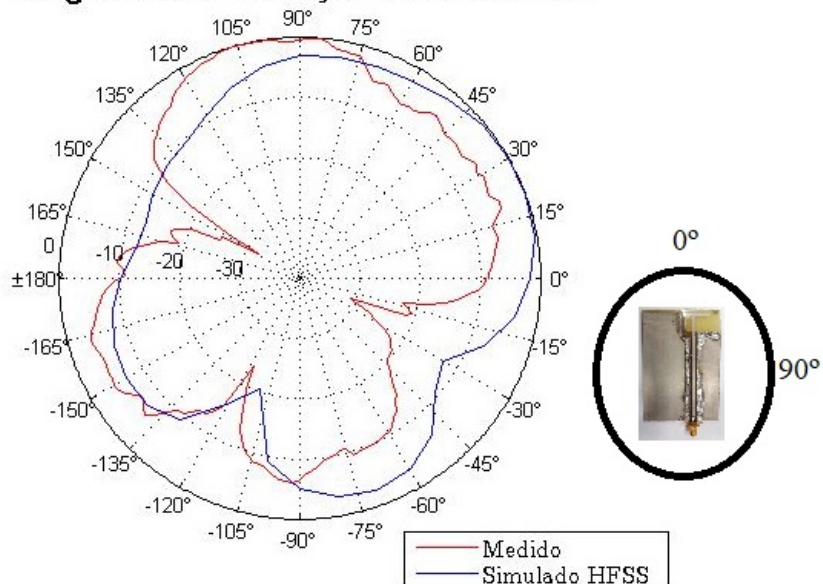


Figura 4.12: Diagrama de radiação da antena B para $\theta = 90^\circ$.

4.2.3 Resultados do diagrama de radiação da antena B dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal para $\phi = 0^\circ$

Este teste pretende dar a conhecer o comportamento da antena para $\phi = 0^\circ$ quando a antena está dentro do painel de instrumentos. Podemos observar que para $\theta = 180^\circ$, é o caso em que a antena emissora dentro do painel de instrumentos está completamente virada com tampa traseira em metal para a antena recetora, tendo por isso um mínimo nesse ponto.

Pela comparação que é feita na Figura 4.14 entre a antena no simulador e a medida dentro do painel de instrumentos podemos verificar que este tem uma grande influência no modo como a antena radia. Este corte foi feito com o intuito de observar o diagrama de radiação a que o condutor vai estar sujeito, como o ambiente de teste mostra, e este é apresentado na Figura 4.13. O ganho máximo medido foi de cerca 1.3 dB dentro do painel de instrumentos.

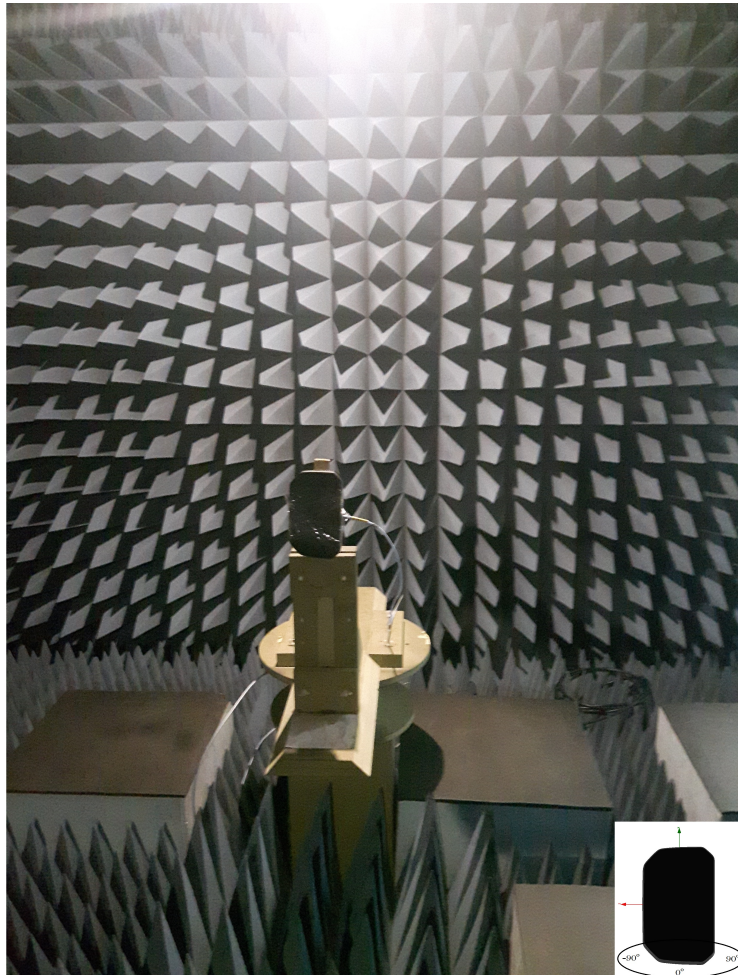


Figura 4.13: Posição do painel de instrumentos para $\phi = 0^\circ$.

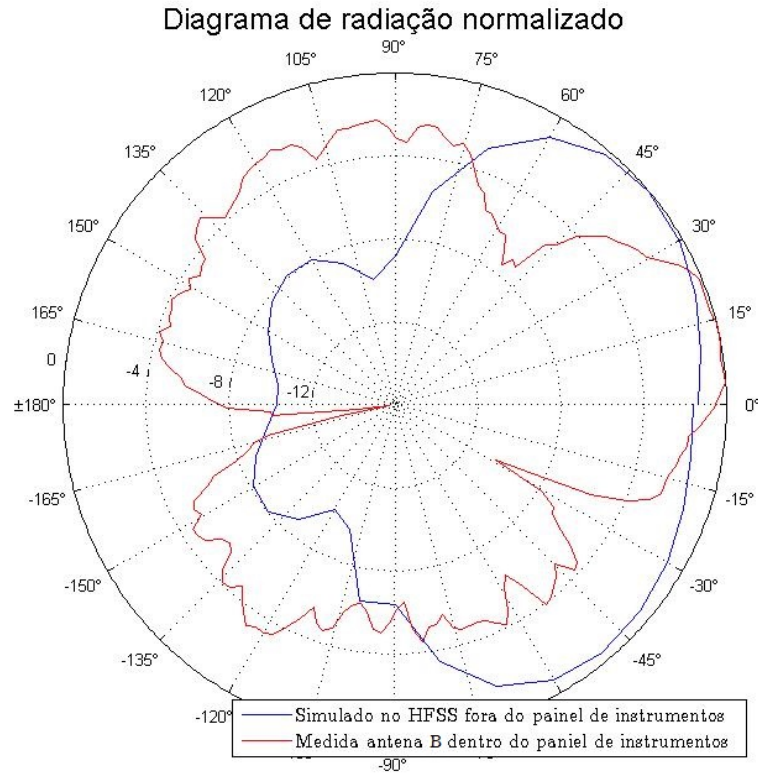


Figura 4.14: Diagrama de radiação da antenna B dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal para $\phi = 0^\circ$.

4.2.4 Resultados do diagrama de radiação da antenna B dentro do painel de instrumentos com traseira em metal metal $\phi = 90^\circ$

Este corte tem como intuito dar a conhecer a influência do painel de instrumentos quando a antenna radia para as suas laterais, para o ângulo $\phi = 90^\circ$. Como se pode observar mais uma vez, o painel de instrumentos tem uma grande influência no modo como a antenna radia. O resultado do diagrama de radiação é apresentado na Figura 4.16 e o ambiente de teste é dado na Figura 4.15.

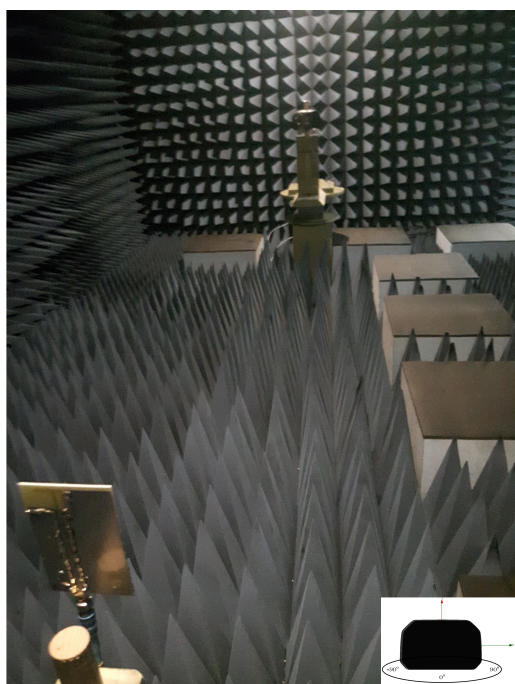


Figura 4.15: Posição do painel de instrumentos para $\phi = 90^\circ$.

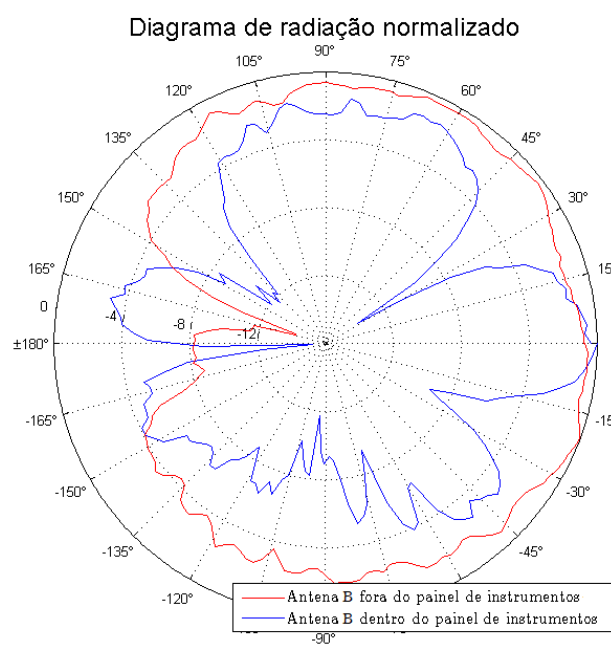


Figura 4.16: Diagrama de radiação da antena B dentro do painel de instrumentos com tampa traseira em metal para $\phi = 90^\circ$.

4.3 Conclusão

Deste capítulo pode-se concluir que é possível implementar uma *Inverted-F Antenna* na PCB de um painel de instrumentos, mesmo quando se tem um painel de instrumentos com uma tampa traseira em metal, em alumínio, e que também é possível dimensionar uma antena para este painel. No que toca à antena nas mesmas condições da simulação, pode-se afirmar que as medições foram coincidentes com as simulações, tanto a nível de coeficiente de reflexão como a nível de diagrama de radiação normalizado.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões

Esta dissertação foi proposta com o objetivo de desenvolver um estudo e dimensionamento de uma antena capaz de ser impressa na PCB de um painel de instrumentos produzido pela Bosch Car Multimédia para um motociclo, de forma a substituir a solução atual que passa pela inclusão de *chip antennas* na PCB. Fruto do estudo, foi possível verificar que existe a possibilidade de dimensionar uma antena capaz de ser implementada neste tipo de painel de instrumentos. A pesquisa desenvolvida focou-se em analisar o tipo de antenas que poderiam ser adaptadas a este caso, sendo assim chegou-se à conclusão que a melhor antena para implementar no painel de instrumentos seria uma *Inverted-F Antenna* devido as suas reduzidas dimensões assim como possui uma largura de banda adequada para a aplicação.

Inicialmente foram feitos testes na câmara anecóica com o objetivo de medir o diagrama de radiação das *chip antennas* inseridas atualmente no produto, os resultados estão presentes no Apêndice A. Posteriormente foi simulada e produzida uma IFA que teve como propósito validar toda a simulação. Os resultados medidos não foram tão generosos quanto os resultados simulados, ficando com cerca de 230 MHz de largura de banda, e com uma frequência de ressonância a rondar os 2.47 GHz, fase aos 410 MHz de largura de banda e 2.45 GHz de frequência de ressonância obtidos em ambiente de simulação no HFSS.

A antena inicialmente produzida quando colocada dentro do painel de instrumentos funcionava em parte da largura de banda e isto deve-se ao facto do painel de instrumentos possuir uma tampa traseira em metal.

De seguida, foram feitas alterações na antena de forma a facilitar a integração no painel de instrumentos, assim como tirar o máximo partido da zona onde a antena é colocada. Após este estudo ficou provado que a melhor zona da PCB para incluir uma antena são nos cantos da PCB, ficando assim a antena limitada com plano de massa pela sua esquerda ou pela sua direita. A antena que contém plano de massa à sua direita, tem menos 30% a 40% da área ocupada do que a antena que contém plano de massa à sua esquerda. Olhando para a aplicação final da antena, o padrão de radiação da antena com plano de massa à direita não satisfaz a futura aplicação tão bem

quando a antena com plano de massa à sua esquerda, sendo assim, neste produto será preferível a inclusão da antena com maior área.

Relativamente à inclusão antena B dentro do painel de instrumentos verificou-se que a nível de diagrama S_{11} existe um deslocamento da frequência central em cerca de 150 MHz. Com base nas simulações realizadas, este deslocamento pode ser compensado diminuindo o tamanho do valor de X, de forma a que a frequência de ressonância aumente. Verificou-se ainda uma alteração diagrama de radiação quando colocada dentro do painel de instrumentos cuja solução pode passar pelo design de uma estrutura AMC, conforme explicado na Subsecção [2.3.6](#).

5.2 Trabalhos Futuros

Para trabalho futuro e considerando a especificação final que impõe que a antena deverá funcionar num painel de instrumentos com uma traseira metálica, propõe-se o estudo da implementação de um AMC para tentar diminuir o efeito da tampa traseira do painel. Como se verificou também que o painel altera a frequência de ressonância da antena, este efeito poderá ser compensado com o projeto de uma antena para operar a uma frequência superior, que compense o desvio medido.

Deverá também ser efetuado o estudo de outro tipo de antena, por exemplo uma *Flex Antenna*. Este tipo de antena é usado frequentemente em dispositivos móveis como exemplo *smartphones* entre outros.

Anexo A

Resultado das medições das *chip antennas* que equipam o painel de instrumentos atualmente

Até ao momento foi efetuada uma pesquisa e leitura de artigos aconselhados pelo orientador que resultou na preparação para a dissertação. Foram ainda efetuadas medições ao diagrama de radiação as antenas *Wi-Fi*® e *Bluetooth*® atualmente usadas no painel de instrumentos, com o auxílio da eletrônica de controlo inserida no próprio painel e um analisador de espectros.

A.1 Resultados obtidos das antenas inseridas atualmente no painel de instrumentos

Foram efetuados testes para as antenas *Wi-Fi*® e *Bluetooth*®

A.1.1 Resultados *Wi-Fi*®

A Figura [A.1](#) mostra o ambiente de teste em que foram realizadas as medições e a Figura [A.2](#) mostra a forma como foi colocado o painel de instrumentos na realização do teste da antena *Wi-Fi*®. Os testes para a antena de *Wi-Fi*® foram efetuados em 3 canais diferentes, sendo estes 1, 6 e 11 cujas frequências em que operavam eram respetivamente 2.412 GHz, 2.437 GHz e 2.462 GHz. Os diagramas de radiação dos respetivos canais são dados pelas Figuras [A.3](#), [A.4](#), [A.5](#).

A.1.2 Resultados *Bluetooth*®

A Figura [A.6](#) mostra a forma como foi colocado o painel de instrumentos na realização do teste da antena *Bluetooth*®. Os testes para a antena de foram efetuados 3 em canais diferentes, sendo estes 0, 39 e 78 cujas frequências em que operavam eram respetivamente a 2.402 GHz, 2.441 GHz e 2.480 GHz. Os diagramas de radiação dos respetivos canais são dados pelas Figuras [A.7](#), [A.8](#), [A.9](#).

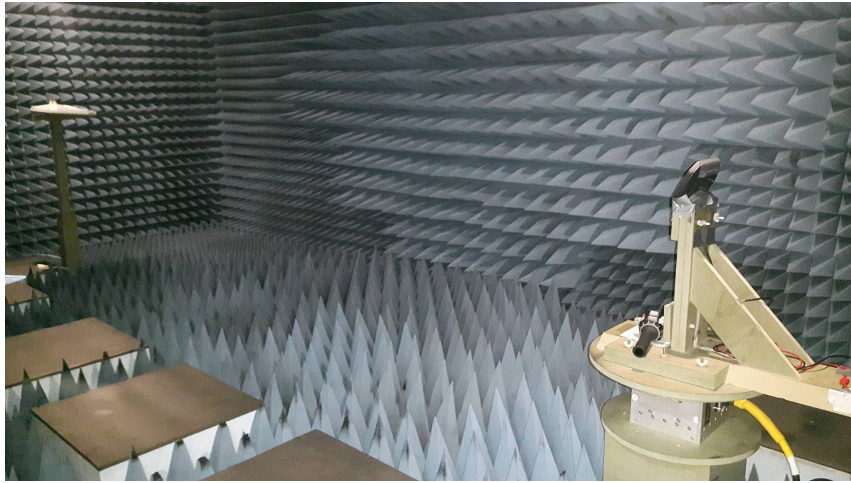


Figura A.1: Sistema de teste na câmara anecóica.

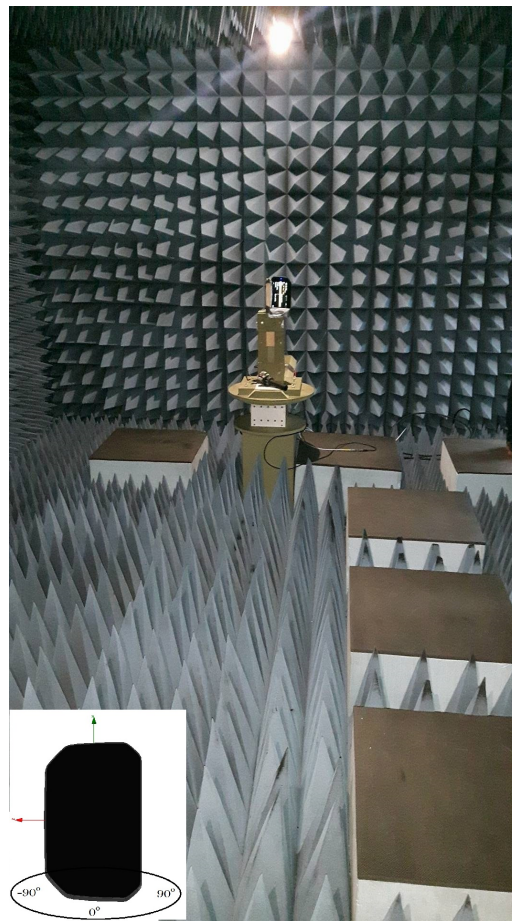


Figura A.2: Posição do painel de instrumentos no teste da antena *Wi-Fi*®.

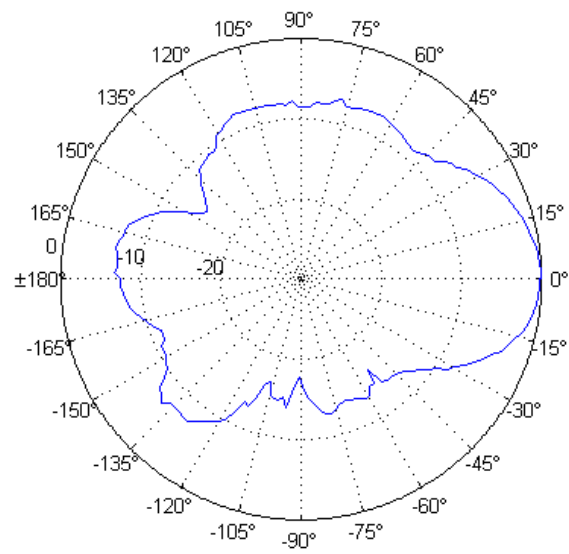


Figura A.3: Padrão de radiação do canal 1 na antena *Wi-Fi*®.

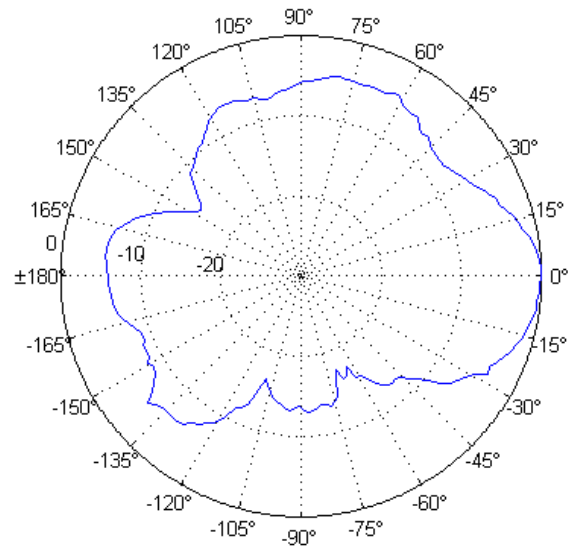


Figura A.4: Padrão de radiação do canal 6 na antena *Wi-Fi*®.

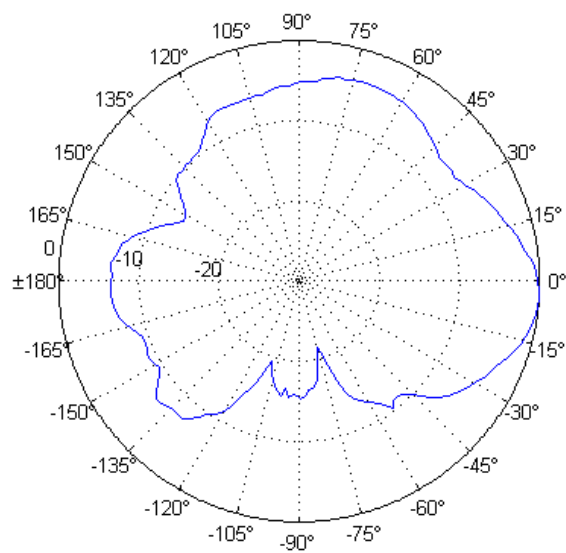


Figura A.5: Padrão de radiação do canal 11 na antena *Wi-Fi*®.

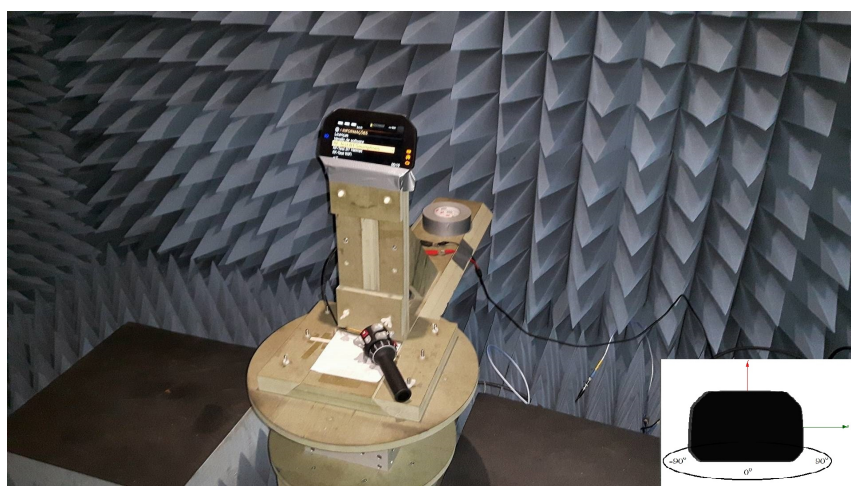


Figura A.6: Posição do painel de instrumentos no teste da antena *Bluetooth*®.

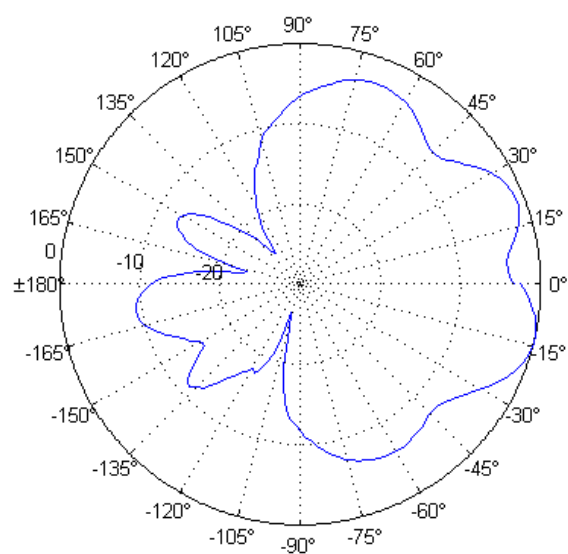


Figura A.7: Padrão de radiação do canal 0 na antena *Bluetooth*®.

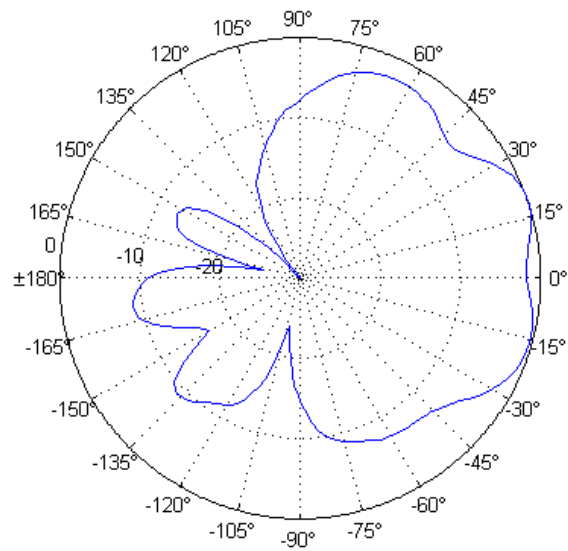


Figura A.8: Padrão de radiação do canal 39 na antena *Bluetooth*®.

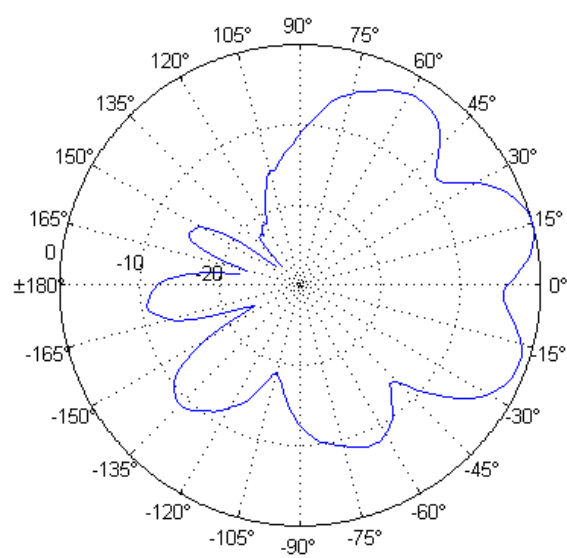


Figura A.9: Padrão de radiação do canal 78 na antena *Bluetooth*®.

Bibliografia

- [1] C. Balanis, “Antenna theory,” 4th Ed, Wiley, 2016.
- [2] C. A. Balanis, “Modern antenna handbook,” 2008.
- [3] L. Huitema and T. Monediere, “Compact antennas — an overview,” *IntechOpen Limited*, September, 2014.
- [4] N. Semiconductors, “Ble antenna design guide.” <https://www.nxp.com/docs/en/user-guide/UM10992.pdf>, May 2018. [Online; accessed 29-May-2018].
- [5] A. J. Hashmi, T. Ali, A. Mehmood, and S. A. Ali, “Design of 50 ohm microstrip monopole inverted F antenna with extension slits for 2.4 GHz,” *19th International Multi-Topic Conference (INMIC)*, pp.1-3, Dec, 2016.
- [6] J. P. Silver, “Micro-strip patch antenna primer.” www.rfic.co.uk. [Online; accessed 23-April-2018].
- [7] Q. Luo, “Design synthesis and miniaturization of multiband and reconfigurable microstrip antenna for future wireless applications.” <http://hdl.handle.net/10216/65615>. [Online; accessed 2-April-2018].
- [8] Motorede, “The design of the F 750GS.” <https://www.motorede.com.br/f750gs-f850gs-2018-preco/bmw-f750s-2018-18-amarela/>. [Online; accessed 21-May-2018].
- [9] D. M. Pozar, “Microwave and rf design of wireless systems,” Nov, 2000.
- [10] “IEEE standard for definitions of terms for antennas,” *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)*, pp. 1–50, March 2014.
- [11] M. ESA, “Electrically small high-temperature superconducting Y-Ba-Cu-O meander dipole antennas for space-limited applications,” Phd thesis, Faculty of Engineering of The University of Birmingham, August, 1996.
- [12] K. Fujimoto and H. Morishita, “Modern small antennas,” Cambridge University Press, 2014.
- [13] H. A. Wheeler, “Fundamental limitations of small antennas,” *Proceedings of the IRE*, vol. 35, pp. 1479–1484, Dec 1947.

- [14] R. P. King, “The theory of linear antennas,” p. pp. 184–192, Harvard University Press, 1956.
- [15] S. R. Best, “A study of the performance properties of small antennas,” Antenna Applications Symposium, University of Illinois Urbana-Champaign (Allerton Park), September 2007.
- [16] R. H. Johnston and J. G. McRory, “An improved small antenna radiation-efficiency measurement method,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 40, pp. 40–48, Oct 1998.
- [17] C. Y. Chiu, K. M. Shum, and C. H. Chan, “A tunable via-patch loaded pifa with size reduction,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 65–71, Jan 2007.
- [18] I. Freescale Semiconductor, “Compact integrated antennas,” Rev. 3, 09/2015.
- [19] P. C. Mishra and R. Sonkusare, “Performance analysis of simple rectangular microstrip patch antenna and gap coupled rectangular microstrip patch antenna,” *International Conference on Intelligent Computing and Control (I2C2)*, pp. 1–4, June 2017.
- [20] L. M. F. Calhau, “Antena multi-banda para comunicações móveis,” Projeto Final de Curso, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Nov 2009.
- [21] G. Goussetis, A. P. Feresidis, and J. C. Vardaxoglou, “Tailoring the AMC and EBG characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 82–89, Jan 2006.
- [22] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059–2074, Nov 1999.
- [23] A. Omisakin, “Metamaterial AMC backed antenna for body-worn application at 2.45 GHz,” Master thesis, Technische Universiteit Eindhoven, 04 2017.
- [24] K. A. AWOL, “Development of compact rectangular microstrip patch antenna for WiMax, fixed service satellite and microwave C-band applications,” Universiti Tun Hussein Onn Malaysia, January 2014.
- [25] Pasternack, “Microstrip calculator.” <https://www.pasternack.com/t-calculator-microstrip.aspx>. [Online; accessed 22-March-2018].
- [26] S. LABS, “An1088: Designing with an inverted-F 2.4 GHz PCB antenna.” <https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/an1088-designing-with-pcb-antenna.pdf>. [Online; accessed 27-April-2018].
- [27] M. J. G. M. Diogo, “Antena wifi 2.45 GHz com estruturas EBG (electromagnetic bandgap),” Tese de mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Junho 2011.