

Isabela Merath Gomide

Projeto de antena Ultra-Wideband direcional tipo fenda

Monografia apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do grau
de Engenheiro.

São Paulo
2013

Isabela Merath Gomide

Projeto de antena Ultra-Wideband direcional tipo fenda

Monografia apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do grau
de Engenheiro.

Área de concentração:
Engenharia Elétrica com ênfase em Sistemas
Eletrônicos

Orientadores:
Prof. Dr. Fátima Salete Correra
Eng. Stelvio Henrique Ignácio Barboza
Eng. Antônio Sandro Verri

São Paulo
2013

Aos meus pais, Rafael e Heloisa, grandes inspirações.
À minha incrível irmã, Mariana.

AGRADECIMENTOS

À Profa. Dra. Fátima Salete Correra, orientadora principal deste projeto de formatura, pelas suas diretrizes claras, motivação e suporte que fizeram o sucesso deste trabalho.

Aos co-orientadores Antônio Sandro Verri e Stelvio Henrique Ignácio Barboza, pelas contribuições essenciais para a qualidade do projeto, principalmente quanto à experiência compartilhada.

Ao técnico Jair Pereira de Souza pelo auxílio na fabricação dos protótipos.

Ao especialista Murilo Hiroaki Seko que muito contribuiu para o bom desenvolvimento do trabalho, ajudando no processo de medidas e na boa interpretação dos dados.

Ao Laboratório de Microeletrônica e ao Centro Interdisciplinar em Tecnologias Interativas da Escola Politécnica da USP por disponibilizarem equipamentos, materiais e instrumentos.

À Escola Politécnica da USP, por me proporcionar uma formação acadêmica completa e pela oportunidade de enriquecer meus conhecimentos ao longo de dois anos de intercâmbio, em programa de dupla diplomação Brasil – França.

À Télécom ParisTech, escola com excelente infraestrutura, onde iniciei os estudos para a realização deste projeto ao lado do M. Cristophe Roblin.

Aos meus amigos de longa data que sempre deram suporte à minha dedicação e aos que acompanharam e fizeram do meu período de formação uma experiência inesquecível.

RESUMO

Este trabalho propõe o projeto de uma antena UWB, de baixo custo, integrável, compacta e eficiente buscando contribuir para a evolução na qualidade das redes internas sem fio. A topologia da antena projetada é formada por dois planos: um plano radiador e um refletor. O radiador é do tipo fenda cuja curva inscrita é uma hipotrocóide, inspirada na antena *bow-tie*. Com o plano refletor busca-se um diagrama de radiação direcional e um ganho superior. A antena projetada demonstrou experimentalmente operação entre 4,23 GHz e 9,44 GHz, com perda de retorno menor que -10 dB, ou seja, uma largura de banda relativa da ordem de 74%. A antena apresentou características de direcionalidade, com 8,3 dBi de ganho e largura de feixe de 3 dB de 70° em 8,5 GHz, atendendo aos requisitos de projeto propostos. Nesta monografia de projeto são apresentados os elementos do design, as simulações, o processo de fabricação e os resultados experimentais necessários para a caracterização da topologia e validação do procedimento de projeto empregado.

Palavras-chave: Antena. UWB. Bow-tie. Hipotrocóide.

ABSTRACT

This paper proposes the design of a UWB antenna, low cost, integrable, compact and efficient in order to contribute to the improvement in the quality of indoor wireless networks. Two planes form the topology of the designed antenna: a radiator and a reflector. The radiator is a bow tie's variation in which the slot-type curve follows a hypotrochoid. In order to have a directional radiation pattern and a higher gain, the reflector plane was installed behind the radiator one. The antenna designed demonstrated experimentally operation between 4.23 GHz and 9.44 GHz, with return loss less than -10 dB and a relative bandwidth around 74%. The antenna also presented a directional characteristic, with 8.3 dBi gain and a half power beamwidth of 70° at 8.5 GHz, meeting the requirements of the proposed project. This monograph presents the design elements, simulations, the manufacturing process and the experimental results, necessary to characterize the topology.

Keywords: Antenna. UWB. Bow-tie. Hypotrochoid.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Comportamento de sistemas em banda ultra larga e banda estreita nos domínios do tempo e da frequência.....	6
Figura 2 - Limites de emissões interna (indoor) e externa (outdoor) dos sistemas UWB a) segundo a FCC e b) segundo a Comissão Europeia.....	7
Figura 3 - Modulação dos pulsos em amplitude.....	9
Figura 4 - Modulação BPSK (Bi-phase shift keying).....	9
Figura 5 - Matriz S de um quadripolo para extração do parâmetro S11.	11
Figura 6 - Antena bicônica de raio infinito.	12
Figura 7 - Antena de microfita quadrada.	14
Figura 8 - Antena dipolo elétrica e seu complementar tipo fenda.	15
Figura 9 - Exemplo de antena bow-tie fabricada.....	16
Figura 10 - Parâmetros dimensionais da antena tipo bow-tie.	16
Figura 11 - Arquitetura proposta para sistema RFID híbrido.....	18
Figura 12 - Antena de fenda e antena impressa (microfita) padrão.....	19
Figura 13 - Antenas do tipo "tapped slot" e tipo corneta TEM.....	20
Figura 14 - Monopolo triangular alimentado por guia de onda coplanar (CPW).....	20
Figura 15 - Antena tipo patch com alimentação por linha de microfita.	21
Figura 16 - Representação gráfica do dimensionamento da alimentação por CPW..	22
Figura 17 - Alimentação por sonda coaxial.	23
Figura 18 - Antena UWB à ser projetada tipo microstrip à fenda com plano refletor.	26
Figura 19 - Desenho da família de curvas chamada Hipotrocóides.....	27
Figura 20 - Parametrização de curvas hipotrocóides no MatLab.	28
Figura 21 - Formas de curvas que servirão de base.	29
Figura 22 - Diferentes formas da conchóide para $e > 1$	30
Figura 23 - Desenho da antena com a curva hipotrocóide.	31
Figura 24 - Representação gráfica da antena em forma de concóide de rosácea.	31
Figura 25 - Vista lateral da antena com dois substratos.	32
Figura 26 - Dimensões do parafuso M2 utilizadas em simulação.	39
Figura 27 - Visões frontal e traseira do protótipo com montagem.....	39
Figura 28 - Antena 1 com metal virado para o exterior e Antena 2 o inverso.	40
Figura 29 - Ilustração do arquivo gerber utilizado para prototipagem na fresadora e limpeza em sala limpa.....	43
Figura 30 - Protótipo da Antena UWB de fenda hipotrocóide.	44
Figura 31 - 8722D VNA da Agilent Technologies.....	45
Figura 32 - Rodhe & Schwarz VNA tipo VZA.....	46
Figura 33 - Antena UWB projetada com ajuste de aprimoramento.....	49
Figura 34 - a) Câmara anecóica e b) aparelho de medição.	51
Figura 35 - Sistema de coordenadas em relação à antena UWB.	52
Figura 36 - Antena para medição em x-y e com ajuste para correta medição de z-x.	55

Lista de Gráficos

Gráfico 1 - Coeficiente de reflexão para dimensões da Tabela 5.....	33
Gráfico 2 - Diagrama de radiação da antena em visualização a) 3D e b) polar no eixo do azimute.	34
Gráfico 3 - S11 para Wpcb e Lpcb variáveis - simulação.	35
Gráfico 4 - S11 para diferentes valores de Wgnd e Lgnd.	36
Gráfico 5 - S11 para dois casos de L_CPW.....	36
Gráfico 6 - S11 para diferentes valores de abertura da linha de allimentação.....	37
Gráfico 7 - S11 com plano refletor na posição original e centralizado.....	38
Gráfico 8 - Perda de retorno sem (S,1,1_sm_mont) e com (S,1,1) montagem.....	40
Gráfico 9 - Perda de retorno para montagem 1 e 2 (Figura 30).	41
Gráfico 10 - Perda de retorno do plano em chapa metálica e em FR-4 35 μ m.....	41
Gráfico 11 - S11 dos resultados simulados e medidos.	47
Gráfico 12 - Perda de retorno (a) simulação; (b) e (c) medidas.....	49
Gráfico 13 - Diagrama de radiação 3D simulado em 5,8GHz.	53
Gráfico 14 - Diagramas de radiação medido e simulado no plano x-y.	54
Gráfico 15 - Diagramas de radiação medido e simulado no plano z-x.	56
Gráfico 16 - Diagrama de radiação medido e simulado da antena com ajuste, para $\theta=90^\circ$	56
Gráfico 17 - Diagramas de radiação simulados da antena com ajuste, para $\phi = 0^\circ / \phi = 180^\circ$	57
Gráfico 18 - Diagrama de radiação E_θ no plano x-y.....	58

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparação entre diversas tecnologias sem fio .	10
Tabela 2 - Classificação das Antenas UWB.	19
Tabela 3 - Principais parâmetros estudados nas simulações	26
Tabela 4 - Relação dos substratos utilizados inicialmente	32
Tabela 5 - Lista de parâmetros e valores da antena projetada.	33
Tabela 6 - Parâmetros finais das simulações.	38
Tabela 7 - Valores de distância entre antenas.	52
Tabela 8 - Parâmetros definidos para o diagrama de radiação.	54
Tabela 9 - Orçamento	59

LISTA DE ABREVIATURAR E SIGLAS

CPW	<i>CoPlanar Waveguide</i> – guia de onda coplanar
EIRP	<i>Equivalent Isotropically Radiated Power</i>
EPUSP	Escola Politécnica da USP
FCC	<i>Federal Communication Commission</i> – Comissão federativa de comunicações
FR4	<i>Fiberglass reinforced epoxy</i>
GHz	Giga Hertz
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
RF	Rádio Frequência
RFID	<i>RadioFrequency Identification</i> – identificação por radiofrequência
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> – relação sinal-ruído
SPD	<i>Spectral Power Density</i> – densidade espectral de potência
TEM	Transversal EletroMagnético
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
UWB	<i>Ultra Wideband</i>
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>
WPAN	<i>Wireless Personal Area Network</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	1
2 REQUISITOS DO PROJETO	3
3 ESTUDO TEÓRICO	5
3.1 Considerações sobre a tecnologia UWB	5
3.1.1 Vantagens	5
3.1.2 Comunicação por impulsos do UWB	8
3.1.3 Desafios	9
3.2 Antenas UWB	10
3.2.1 Antenas independentes da frequência.....	12
3.2.2 Antenas planares.....	13
3.2.3 Antenas de fenda	14
3.2.4 Antenas Bow-tie	15
3.3 RFID – Uma aplicação UWB	17
3.3.1 Tags passivos híbridos – UWB e UHF.....	18
3.4 Possíveis soluções de projeto	19
3.4.1 Antenas UWB planares de microfita	20
3.4.2 Antena UWB tradicional	20
3.4.3 Alimentação.....	21
4 METODOLOGIA	25
4.1 Especificação do elemento radiador	25
4.1.1 Geometria da forma da fenda	26
4.2 Implementação na ferramenta de simulação	30
4.2.1 Hipotrocóide.....	30
4.2.2 Concóide de rosácea	31
4.2.3 Plano refletor	32
4.2.4 Estudo dos parâmetros da geometria	32
4.3 Metodologia da Fabricação	42
4.3.1 Especificações dos materiais	42
4.3.2 Fabricação do plano radiador	42
4.3.1 Montagem final	43
5 TESTES E RESULTADOS	45
5.1 Medida de S11	45
5.1.1 Resultados da antena projetada.....	46
5.1.2 Resultados da antena com ajuste	49
5.2 Diagrama de Radiação	51
5.2.1 Resultados da antena projetada.....	53
5.2.2 Resultados da antena com ajuste	56
5.3 Considerações	57
6 ORÇAMENTO	59
7 CONCLUSÃO	61
REFERÊNCIAS	63
ANEXO A – FAMÍLIAS DE CURVAS DA HIPOTROCÓIDE	65
ANEXO B – CÓDIGO MATLAB PARA MODELIZAÇÃO DA HIPOTROCÓIDE	66
ANEXO C – FAMÍLIAS DE CURVAS DA CONCÓIDE	71
ANEXO D – CÓDIGO MATLAB PARA MODELIZAÇÃO DA CONCÓIDE	72
ANEXO E – DIAGRAMA DE RADIAÇÃO ANTENA FONTE (5,8 GHZ)	76

1 INTRODUÇÃO

Recentemente, o domínio das telecomunicações apresentou inovações que colocaram a comunicação sem fio, seja de voz ou de dados, em um outro nível de utilização e importância no cotidiano do ser humano. Cada vez mais exigimos que mais informação possam ser transmitidas de maneira quase instantânea.

A tecnologia UWB se apresenta como uma alternativa promissora para alguns dos desafios encontrados na comunicação via radiofrequência. Caracterizada tipicamente pela transmissão de pulsos extremamente estreitos, de duração na ordem de nano segundos, o UWB permite a transmissão de elevada taxa de dados, por volta de 100Mb/s, conservando uma baixa densidade espectral de potência.

UWB pode também conviver com as outras tecnologias, utilizando o mesmo espectro de frequências, a partir da emissão do sinal portador de informação com densidade de potência suficientemente baixa ao ponto de não causar interferências.

Entretanto questiona-se a implementação de alguns fatores como a otimização do espectro a baixo custo por exemplo. É neste ponto da análise que a concepção e o estudo do comportamento de antenas adaptadas a esse sistema se torna essencial.

Juntamente com as técnicas de codificação existentes para múltiplos usuários, o UWB torna-se um bom candidato a redes pessoais locais (WPAN – *Wireless Personal Area Network*) pois seu caráter de banda larga e pulsos curtos proporciona resistência a ruídos e a múltiplos trajetos.

O sistema UWB exige antenas eficientes, capazes de trabalhar dentro de uma faixa de frequência determinada de acordo com as normas da tecnologia, mantendo as características do padrão de radiação e o baixo custo. Soma-se ainda a preocupação com a integração e com o volume da antena.

Sendo portanto a antena uma das peças chave para o desenvolvimento e bom funcionamento desta tecnologia, será proposto o projeto e a concepção de uma antena UWB que atenda da maneira satisfatória uma série de requisitos.

O projeto de uma antena UWB, de baixo custo, integrável, compacta e ainda assim eficiente é um desafio aqui explorado buscando contribuir para a evolução na qualidade das redes internas sem fio.

2 REQUISITOS DO PROJETO

O principal objetivo desse trabalho é a fabricação de uma projetada para sistemas UWB cuja performance de radiação e eficiência permitam a utilização da mesma em aplicações como por exemplo na localização de boa precisão me RFID.

A partir de um desenho baseado em curvas matemáticas que caracterizam uma variação de antena UWB do tipo "bow-tie", o projeto consiste em realizar simulações para a otimização dos parâmetros geométricos e dimensionais da antena proposta e a fabricação de um protótipo final.

Como qualquer dispositivo presente nos sistemas UWB, as antenas UWB devem seguir limitações impostas pelas normas regulamentadoras internacionais como citado nos itens 3.1 e 3.2 deste documento.

Deste modo, a antena UWB projetada deverá:

- Estar adaptada dentro de uma banda de frequência de no mínimo 500 MHz, entre 3,1 e 10,6 GHz;
- Apresentar acesso com impedância de 50 Ω , pois será acoplada a um sistema de radiofrequência via cabo coaxial;
- Apresentar comportamento temporal pouco dispersivo;
- Ter perda de retorno de entrada menor ou igual a -10 dB, buscando eficiência na transmissão dada a limitada densidade espectral de potência (-42 dBm) e
- Respeitar a máscara de frequências da FCC, representado na Figura 2.a).

Perda de retorno inferior à -10dB é um critério de avaliação da largura da faixa de operação de um radiador. Desta forma define-se largura de banda (*Bandwidth* - BW) como:

$$BW (\%) = 100 \frac{f_2 - f_1}{f_0}$$

3 ESTUDO TEÓRICO

3.1 Considerações sobre a tecnologia UWB

A tecnologia atualmente conhecida como UWB tem suas origens em 1897 quando Marconi desenvolveu um emissor de pulsos curtos, portanto com larga banda passante, para enviar mensagens em código Morse. Porém naquela época as transmissões geravam bastante interferência e não permitiam uma boa utilização do espectro, o que fez o mercado preferir os sistemas em banda estreita, mais fáceis de regular e controlar.

Também conhecido por *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) 802.15.4, UWB é uma tecnologia desenvolvida para transmitir sinais de rádio a baixos níveis de densidade espectral de potência, perto dos níveis de ruído dos radio-receptores. Esses sinais devem, principalmente, utilizar uma largura de banda maior de 500 MHz ou uma banda relativa superior a 20% de acordo com *Federal Communications Commission* (FCC) dos Estados Unidos [1][2]:

$$B_{rel} = \frac{2(f_2 - f_1)}{f_2 + f_1} \quad (1)$$

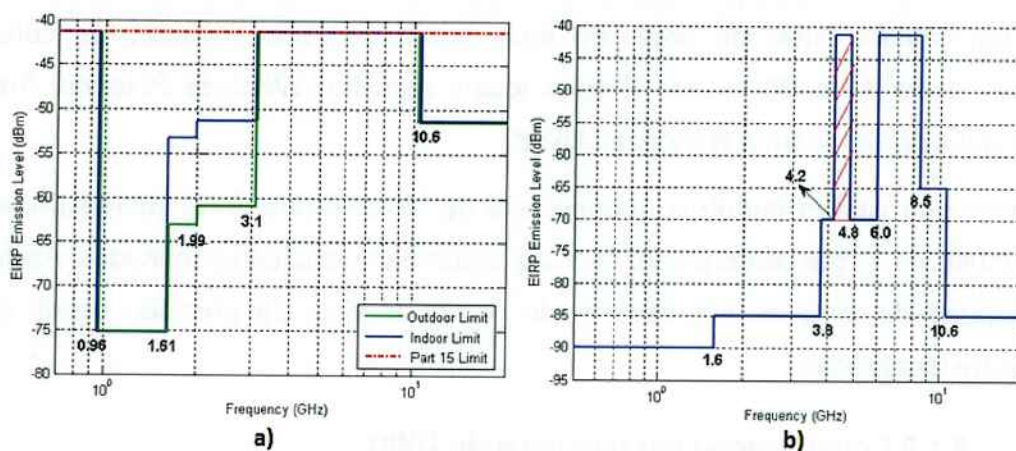
Nos últimos anos, devido ao ocupado espectro de frequência e a elevada demanda de taxa de transmissão, essa tecnologia tem atraído grande interesse da comunidade sem fio. Seu uso dentro dos limites propostos pelas normas internacionais, oferece enorme potencial em termos de capacidade do canal a curtas distâncias, e com baixos níveis de potência irradiada.

3.1.1 Vantagens

Em razão de suas características diversas, a tecnologia UWB apresenta importante potencial no mercado mundial pois permite uma ampla gama de aplicações de baixo custo. O critério econômico pode ser explicado pelo fato de sua concepção ser à base de circuitos integrados CMOS, de menor complexidade que os sistemas de banda estreita, assim os emissores e receptores também são de baixo custo.

Considerando aspectos técnicos da tecnologia UWB, a primeira característica interessante a ser citada é o seu baixo nível de potência irradiada. Com uma banda muito mais larga, a energia do sinal transmitido pode ser espalhada por uma gama

Figura 2 - Limites de emissões interna (indoor) e externa (outdoor) dos sistemas UWB a) segundo a FCC e b) segundo a Comissão Europeia.



Fonte: ZHANG, J. et al.,(2009) [4].

Esses sinais com pouca energia em frequências específicas são extremamente difíceis de detectar e tornam-se uma ferramenta importante para a transmissão de dados confidenciais.

Ainda na transmissão de dados, a largura de banda dos sistemas UWB possibilita uma maior taxa de transmissão e maior performance para sistemas de comunicação sem fio e sistemas de radar. O teorema de Shannon-Hartley nos auxilia na visualização teórica direta da seguinte maneira:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2)$$

Onde:

C é a capacidade máxima do canal em bits/s,

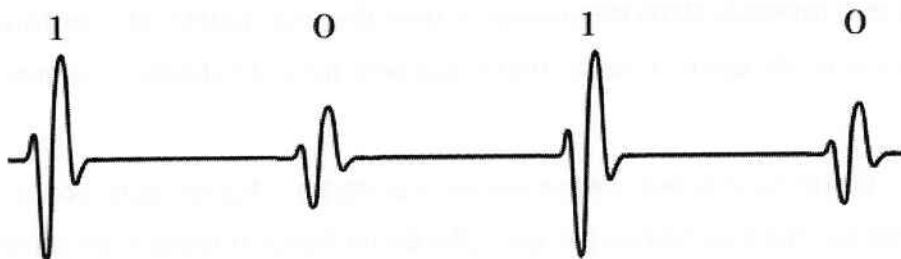
S/N é a relação do sinal sobre o ruído,

B é a largura da banda de transmissão em Hertz.

Quanto mais larga a banda de frequência utilizada, mais bits e portanto uma maior quantidade de dados podem ser transmitidos por segundo ao longo do canal de transmissão. Além disso percebe-se pela relação logarítmica entre C e a relação sinal-ruído (SNR), que os sistemas UWB conseguem funcionar com um SNR relativamente baixo.

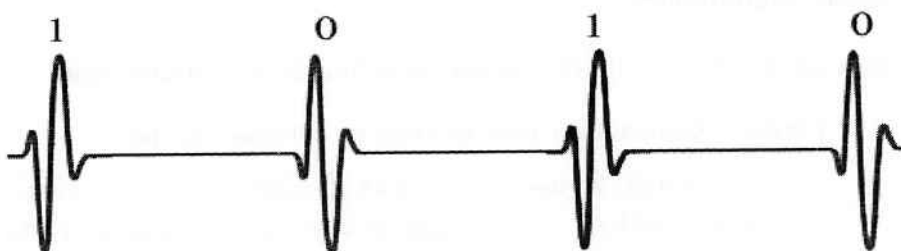
Além disso, a banda ultra-larga também permite a penetração das ondas eletromagnéticas em materiais sólidos como cimento, no solo, em tecidos biológicos devido aos componentes de baixa frequência (alto comprimento de onda).

Figura 3 - Modulação dos pulsos em amplitude.



Fonte: FORTINO, Nicolas (2006) [5].

Figura 4 - Modulação BPSK (Bi-phase shift keying).



Fonte: FORTINO, Nicolas (2006)[5].

Fica claro que a transmissão de pulsos e portanto o comportamento da transmissão via UWB dependem da forma do pulso, da modulação escolhida e de outros fatores por exemplo relacionados às características de frequências.

3.1.3 Desafios

Como foi apresentado, os sistemas de comunicação UWB podem ser vistos como inovadores pois imprimem excelentes performances de capacidade de transmissão obtidas através de emissores e receptores de fácil concepção e baixo custo.

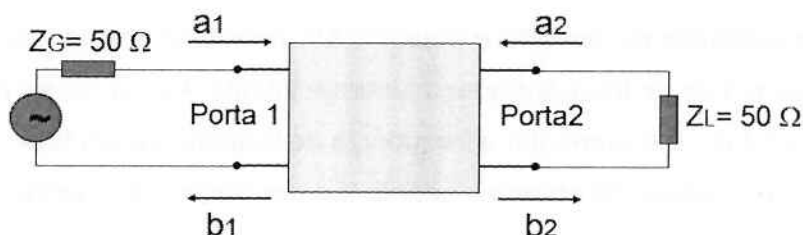
Porém, algumas limitações estão sempre presentes e apresentam desafios no desenvolvimento dos sistemas UWB. É o caso por exemplo da eficiência espectral do sistema citada no capítulo anterior.

Os níveis de emissão fixados pela FCC são bastante restritivos. Dessa forma, a transmissão deve ocorrer em níveis mais elevados de potência, otimizando o uso da máscara em frequência adotada. Porém, conforme a faixa de frequência, as variações drásticas na potência recebida, causarão distorções significativas na forma do pulso recebido. Receptores UWB baseados na correlação de pulsos recebidos terão desempenho limitado [4].

Portanto, podemos dizer que o primeiro desafio do projeto de antenas UWB é a adaptação de impedância ao longo das frequências de 3,1 a 10,6 GHz. Geralmente e no projeto em questão, a antena deverá estar adaptada a impedância de saída do circuito de alimentação definida em 50Ω . A adaptação é essencialmente importante para o rendimento do elemento irradiante.

O critério de adaptação é analisado através do coeficiente de reflexão, S_{11} . Os parâmetros S, ou parâmetros de espalhamento descrevem a relação entre entrada-saída entre as portas (ou terminais) de uma antena ou sistema elétrico. Para um quadripolo com quatro terminais por exemplo, como o ilustrado na Figura 5, o S_{11} representa a relação de tensão refletida sobre a tensão incidente na porta 1 do quadripolo.

Figura 5 - Matriz S de um quadripolo para extração do parâmetro S_{11} .



Fonte: CORERRA, Fatima (2013)

A adaptação dentro da banda descrita acima significa um valor de S_{11} inferior à -10dB para valores de frequência entre 3,1 e 10,6 GHz e para uma impedância de gerador (Z_G) de 50 ohms. Dado Z_1 a impedância de entrada da antena, S_{11} é calculado por:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z_1 - 50}{Z_1 + 50} \quad (3)$$

Como em outros assuntos do mundo eletromagnético, as antenas UWB também são estudadas por diferentes abordagens teóricas. Uma delas é baseada no princípio de Rumsey, onde a impedância e outras propriedades do padrão de uma antena são independentes da frequência se sua forma for especificada apenas em termos angulares.

Uma teoria alternativa utiliza o princípio das antenas complementares onde o produto da impedância de entrada de uma antena planar de campo elétrico e sua correspondente "magnética", resultam em uma constante real. Portanto, uma antena construída nessa estrutura complementar de correntes elétricas e magnéticas

Em teoria, essas antenas independentes da frequência teriam, após um certo ponto, uma corrente possível de ser negligenciada e a estrutura que segue deste ponto ao infinito pode ser truncada e desconsiderada. Este ponto de truncamento define a frequência de corte inferior à qual a antena estará adaptada. A frequência de corte superior está relacionada à geometria do ponto de alimentação.

Algumas topologias de antenas, que teoricamente são definidas por seus ângulos, não apresentam a distribuição de corrente decrescente e portanto não podem ser truncadas. Felizmente outras topologias são mais adequadas às exigências descritas, como por exemplo as antenas em espiral de ângulos idênticos, log-periódicas, antenas pequenas eletricamente e fractais.

3.2.2 Antenas planares

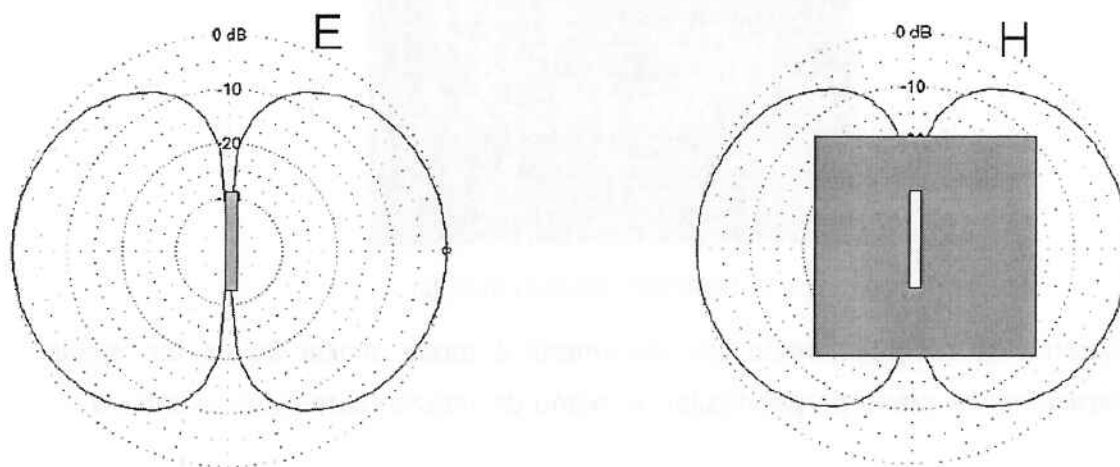
Antenas planares de microfita são aquelas produzidas usando técnicas de circuito impresso onde a parte condutora de material condutor-dielétrico é modelada no formato desejado e a parte dielétrica é deixada como plano de massa.

Essas antenas são de baixo perfil, se acomodam em superfícies planas ou não, de fabricação simples, barata e mecanicamente robustas quando sob superfícies rígidas. Além disso quando utilizadas em forma e modo particulares, elas apresentam versatilidade em termos de frequência de ressonância, polarização, padrão de radiação e impedância.

Encontram-se em diversas aplicações tais como radares, filtros, telefonia celular, GPS, equipamentos de rede sem fio, computadores, RFID, entre outros, justamente por suas características citadas no parágrafo anterior, além de serem compatíveis com circuitos RF planares e atenderem às necessidades de miniaturização.

As principais desvantagens são sua baixa eficiência, baixa potência, alto fator de qualidade Q, polarização impura, e estreita largura de banda. Porém algumas técnicas como aumentar a altura do substrato e o uso de cavidades melhoram sua eficiência e aumentam a largura da banda de frequência.

Figura 8 - Antena dipolo elétrica e seu complementar tipo fenda.



Fonte: Apostila didática Télécom ParisTech (2013)

3.2.4 Antenas Bow-tie

As antenas *bow-tie* receberam esse nome devido a sua forma semelhante à de uma gravata borboleta como pode ser visto na Figura 9. Em alguns idiomas são também chamadas de antenas borboleta. Ela é uma versão planar da antena bicônica finita que se esforça em manter as características ideais, com menor custo, maior facilidade de fabricação, e maior simplicidade geométrica. Assim como as bicônicas, as antenas *bow-tie* também concentram as correntes na borda da curva.

Essas antenas são de pior performance em termos de banda passante em relação à bicônica devido ao truncamento do comprimento. Porém a impedância de entrada é mais flexível e, mesmo que a largura de banda não seja significativa, ela é suficiente para eventualmente atender valores superiores a 100%.

Apresentam uma boa resposta impulsiva que pode ser aperfeiçoada ao se aplicar uma carga no começo ou ao longo da estrutura, melhorado ainda a estabilidade da impedância e evitando reflexão de corrente, embora ocorram importantes perdas na carga resistiva, diminuindo a eficiência de radiação.

2. Altura dos triângulos (H)

A altura dos triângulos refere-se à distância da alimentação ao ponto de truncamento citado anteriormente a partir do qual pode-se negligenciar a corrente circulando na antena.

Uma das abordagens de dimensionamento de uma antena bicônica é dada por Balanis, que indica ser a frequência de corte inferior fixada pelo comprimento L da base do cone que mede um quarto do comprimento de onda na frequência dada [6]:

$$H = \frac{\lambda}{4} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (6)$$

Onde $\alpha = 133,6^\circ$.

3.3 RFID – Uma aplicação UWB

Diversas aplicações e mercados vêm adotando sistemas de identificação por radiofrequência, RFID, para identificação de objetos em tempo real em áreas como logística, automotiva, vigilância, sistemas de automação, cadeias de produção, etc.

Um sistema de RFID consiste em um leitor e etiquetas aplicadas aos objetos, mais conhecidas como *tags*. O leitor interroga os *tags* via uma comunicação sem fio para obter os dados gravados no chip. Existem diferentes tipos de *tags*: passivos, semi-passivos e ativos. Os *tags* passivos são alimentados diretamente por leitores através de um sistema retificador presente no chip RFID. *Tags* semi-passivos são aqueles que grande parte da sua energia provém dos leitores. Por fim, *tags* ativos são aqueles dotados de bateria que se energizam sozinhos. Os dois primeiros tipos de *tags* são os mais explorados pelo mercado devido principalmente ao seu baixo custo e longevidade.

A expectativa sobre os modernos sistemas de RFID repousa sobre sua capacidade de identificação e localização de objetos com alta precisão e segurança, garantindo baixo custo e baixo consumo de potência. Além disso, aparecem atualmente novas exigências como por exemplo: gestão de elevada quantidade de *tags*, consumação de potência extremamente baixa e reduzidos tamanho e preço.

A atual tecnologia RFID, centrada sobre o padrão de comunicação de sinal contínuo orientado na banda UHF, apresenta as seguintes restrições: incapacidade em alcançar uma precisão da ordem de centímetros, influenciadas pelo cancelamento de

Graças a uma elevada taxa de transmissão (1Mb/s a 10 pulsos por bit) e uma baixa consumação ($64\mu\text{W}$), a energia no capacitor é capaz de emitir pacotes de mais de 128 bits.

3.4 Possíveis soluções de projeto

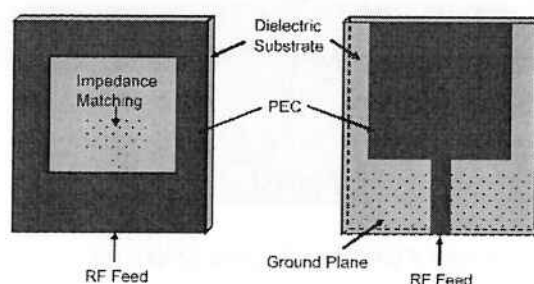
Diversas geometrias e formas de antena se enquadram nas restrições da UWB. Entretanto nem todas correspondem às especificações do capítulo anterior. A Tabela 2 abaixo lista algumas características das antenas UWB. A Figura 12 e a Figura 13 ilustram algumas das antenas.

Tabela 2 - Classificação das Antenas UWB.

	Direcional	Omnidirecional
Bidimensional	Antena Vivaldi Antena Tapered Slot Antena Log-periódica Antena planar de espiral logarítmica Antena espiral cônica	Dipolo planar Antena à fenda Antena impressa em PCB
Tridimensional	Antena corneta TEM Antena corneta rígida Antena refletora	Dipolo cilíndrico carregado Antena bicônica Antena cone-disco

Fonte: ALLEN, B. et. al (2007) [8].

Figura 12 - Antena de fenda e antena impressa (microfita) padrão.



Fonte: ALLEN, B. et. al (2007) [8].

Assim, é possível diminuir de um fator dois ($1/2$) a impedância de entrada da antena em relação à antena do tipo *bow-tie*, o que permite uma melhor adaptação à impedância de 50 Ohms. A alimentação neste caso se torna não simétrica, o que exclui a necessidade de inserção de módulos adaptadores como *baluns*.

Diversos estudos e implementações foram feitos a partir desse design de antena dado que suas características enquadram-se bem com as exigências impostas pela tecnologia UWB. Justifica-se a escolha da antena *bow-tie* como suporte para o desenvolvimento de uma antena UWB justamente pelo desejo de se estudar o emprego de uma antena de geometria básica e flexível (podem ser propostas várias formas de curvas), que apresentam características que podem ser aprimoradas para sistemas UWB. Assim, algumas técnicas de simples fabricação podem ser testadas (é o caso da implementação por fenda).

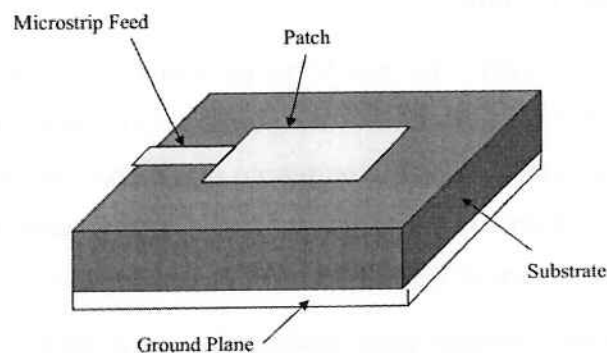
3.4.3 Alimentação

Linha tipo microstrip

A alimentação por linha de microfita é uma trilha condutiva de largura geralmente muito inferior ao do plano condutor conforme a Figura 15. A técnica de alimentação por linha de microfita apresenta vantagens como a facilidade de fabricação, simplicidade na adaptação, controlando o ponto de inserção, e uma modelização igualmente simples.

Entretanto quanto maior a espessura do substrato, mais ondas de superfície são formadas na estrutura e também maior radiação de alimentação espúria, limitando a largura de banda para designs práticos (tipicamente 2-5%).

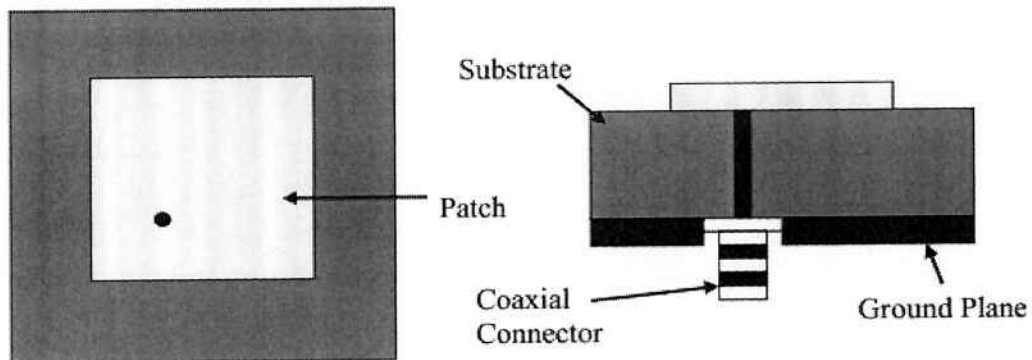
Figura 15 - Antena tipo patch com alimentação por linha de microfita.



Fonte: Microstrip Antenna (2013) [9].

banda estreita e sua modelagem é mais complexa, especialmente para substratos muito finos ($h > 0.02\lambda_0$).

Figura 17 - Alimentação por sonda coaxial.



Fonte: Microstrip Antenna (2013) [9].

4 METODOLOGIA

A proposta do projeto inclui a simulação, concepção e caracterização da antena à fenda, impressa, sobreposta à um plano refletor afim de aumentar a performance e o ganho da radiação.

Primeiramente foi definida a estrutura da antena de forma geral, a partir das considerações teóricas. Em seguida, uma etapa de simulações buscou a compreensão do funcionamento e a otimização da estrutura. Finalmente, com o protótipo fabricado, a antena foi testada, caracterizada e aprimorada.

4.1 Especificação do elemento radiador

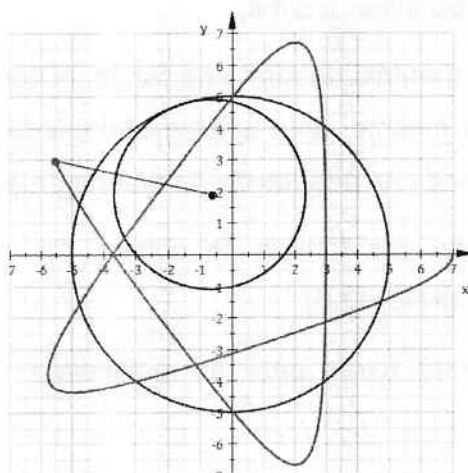
A definição da forma do elemento radiador levou em consideração os critérios técnicos e comerciais definidos nos requisitos do projeto. O estudo teórico permitiu que elementos importantes no design de antenas fossem integrados buscando não só atender aos requisitos do projeto, como também aumentar ao máximo a banda adaptada.

Assim, definiu-se em linhas gerais:

- Antena de microfita (planar);
- Tipo fenda;
- Forma da fenda inspirada na antena bow-tie e
- Alimentação via guia de onda coplanar.

A Figura 18 ilustra os elementos definidos para a antena à ser projetada e a Tabela 3 descreve os principais parâmetros.

Figura 19 - Desenho da família de curvas chamada Hipotrocóides.



Fonte: MathCurve website (2013) [10].

A expressão analítica desta família de curvas é dada pelas equações [10]:

$$x(t) = b \cdot ((q-1)\cos(t) + k \cdot \cos((q-1)t)) \quad (7)$$

$$y(t) = b \cdot ((q-1)\sin(t) - k \cdot \sin((q-1)t)), \quad t \in [0, 2\pi] \quad (8)$$

Onde:

b : raio da circunferência rolante;

$q = a/b$: razão entre o raio das circunferências de base e rolante ($q > 2$) e

$k = d/b$: razão entre a distância do ponto fixo ao centro da circunferência móvel e o raio da mesma.

No Anexo A é possível analisar diferentes famílias de curvas extraídas a partir da expressão analítica em questão.

As equações permitem o desenho de apenas uma das metades da fenda no CST Microwave pois seu traçado insere um ponto de "cruzamento" da linha. Assim, utilizou-se a ferramenta "*mirror*" (espelho) para refletir simetricamente a curva centrada no futuro ponto de alimentação.

Em seguida, foram introduzidos dois novos parâmetros, α e β , com o objetivo de controlar e regular mais precisamente a extensão do desenho nos eixos x e y , de forma independente.

$$x(t) = \alpha \cdot b \cdot ((q-1)\cos(t) + k \cdot \cos((q-1)t)) \quad (9)$$

$$y(t) = \beta \cdot b \cdot ((q-1)\sin(t) - k \cdot \sin((q-1)t)), \quad t \in [0, 2\pi] \quad (10)$$

A equação que rege seu formato é definido pela seguinte equação [11]:

$$\rho = a (1 + e \cos (n\theta)) \quad (11)$$

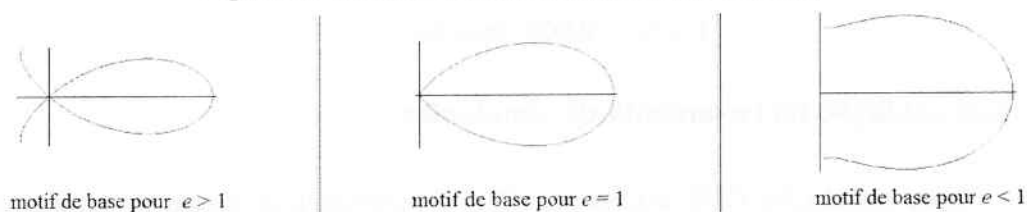
Ou:

$$x(t) = a (1 + e \cos(nt)). \cos(t) \quad (12)$$

$$y(t) = a (1 + e \cos(nt)). \text{sen}(t) \quad (13)$$

Como pode ser visto na Figura 21, a curva é formada por um elemento de base simétrico em relação à 0x obtido para $-\frac{\pi}{n} \leq \theta \leq \frac{\pi}{n}$:

Figura 21 - Formas de curvas que servirão de base.



Fonte: MathCurve website [11].

No Anexo C, uma tabela ilustra diferentes formas obtidas para diferentes “e” e “n”.

Análogo ao que foi feito sobre a hipotrocóide, dois parâmetros, alfa e beta foram adicionados às equações em coordenadas cartesianas afim de obter acesso à extensão x e y da figura independentemente.

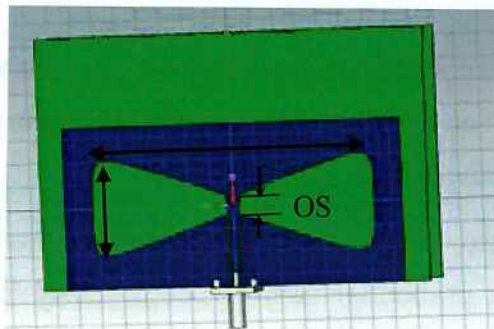
$$x(t) = \alpha * a * (1 + e * \cos(n * t)) * \cos(t) ; \quad (14)$$

$$y(t) = \beta * a * (1 + e * \cos(n * t)) * \sin(t) \quad (15)$$

$$0 \leq t \leq 2\pi$$

A Figura 22 abaixo foi obtida no MatLab cuja programação pode ser encontrada no Anexo D.

Figura 23 - Desenho da antena com a curva hipotrocóide.



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013).

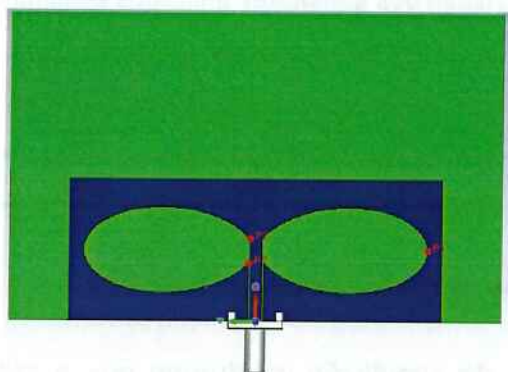
O parâmetro referente a abertura da fenda (OS) é inserido do desenho na forma de um deslocamento proporcional. A função *“trouverXouverture”* desloca a curva no eixo y de OS e encontra o valor equivalente de x. Assim, a função *“adapterCourbe”* poderá realizar os deslocamentos necessários para que se possa usar OS como parâmetro.

4.2.2 Concóide de rosácea

A concóide de rosácea apresentou uma maior facilidade no estabelecimento da geometria da antena a ser simulada. Os parâmetros são análogos aos da própria expressão analítica e a abertura da fenda é proporcional ao parâmetro “e”.

A Figura 24 representa o desenho gráfico feito no CST Microwave.

Figura 24 - Representação gráfica da antena em forma de concóide de rosácea.



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013).

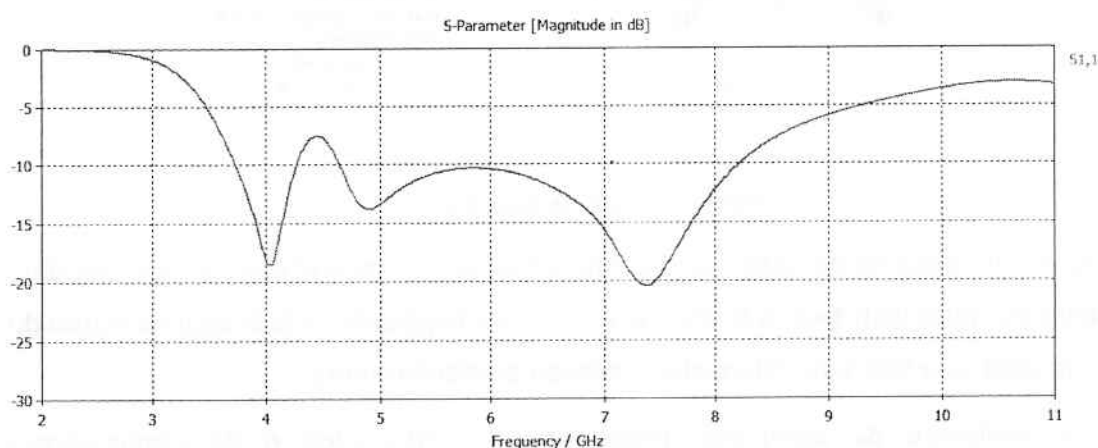
dimensões da linha CPW. A Tabela 5 apresenta valores iniciais com algumas alterações por observação e projetados para uma frequência mínima de 4GHz.

Tabela 5 - Lista de parâmetros e valores da antena projetada

Parâmetro	Descrição	Valor (mm)
Wgnd	Largura do plano metálico	17
Lgnd	Comprimento do plano metálico	42
Wslot	Largura da fenda	12
Lslot	Comprimento de um dos lados da fenda	18
OS	Abertura entre fenda e CPW	0.83
g0	Espaçamento entre plano de massa e linha CPW	0,26
W_CPW	Largura da linha CPW	1.74
L_CPW	Comprimento da linha CPW	8.76
λ	Comprimento de onda	72

Assim, obteve-se a curva de coeficiente de reflexão da antena versus frequência, apresentada no Gráfico 1 com auxílio de ferramenta de otimização sobre esses parâmetros.

Gráfico 1 - Coeficiente de reflexão para dimensões da Tabela 5.



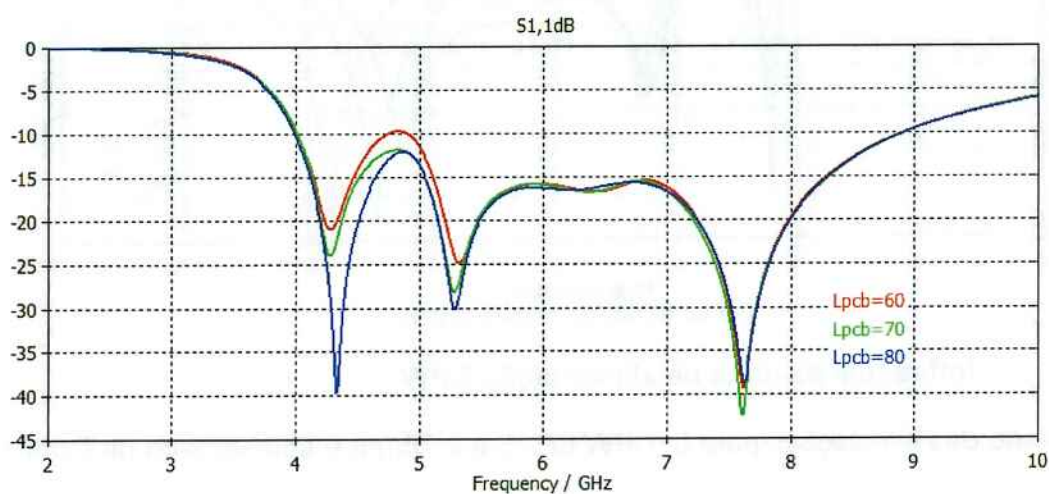
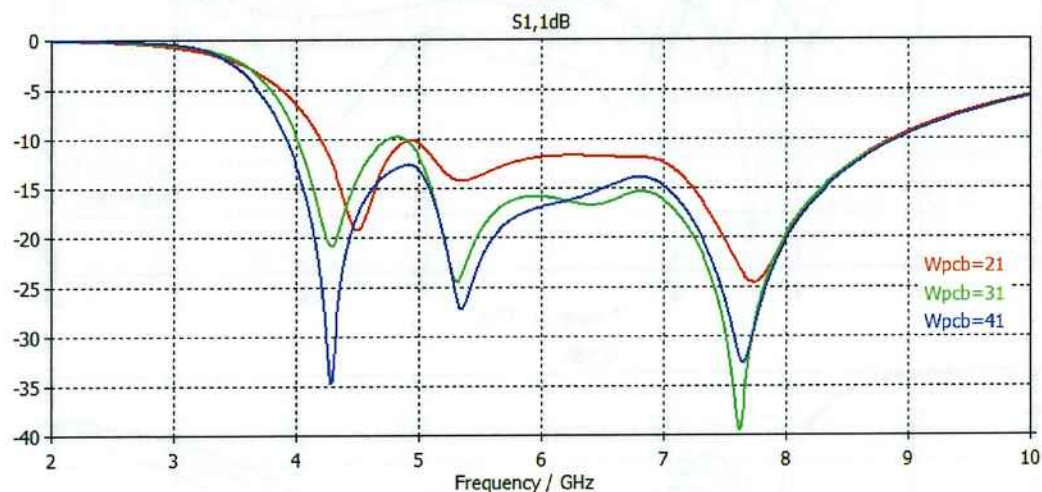
Fonte: GOMIDE, Isabela (2013).

Este resultado indica uma boa performance da antena em relação à largura de banda. Conclui-se que entre 4,7 e 8,2 GHz, essa antena é capaz de transmitir um sinal com uma potência no mínimo dez vezes maior que a do sinal refletido pela antena.

O diagrama de radiação gerado é apresentado no Gráfico 2 abaixo.

Os resultados apresentados no Gráfico 3 abaixo indicam que a antena com menor largura e comprimento do plano de terra do elemento radiador tem melhor perda de retorno. Porém é importante notar que existe um limite relacionado à L_{slot} e W_{slot} .

Gráfico 3 - S_{11} para W_{pcb} e L_{pcb} variáveis - simulação.



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013).

Influência das dimensões do substrato – L_{gnd} e W_{gnd}

Nesse caso foram analisadas as dimensões do substrato. Os resultados apresentados no Gráfico 4 abaixo indicam que a largura e o comprimento do substrato da antena estudada tem valores ótimos intermediários. O limite inferior de W_{gnd} e L_{gnd} estão relacionados aos valores de L_{slot} e W_{slot} . Nota-se também que este fator influencia diretamente os parâmetros anteriores L_{pcb} e W_{pcb}

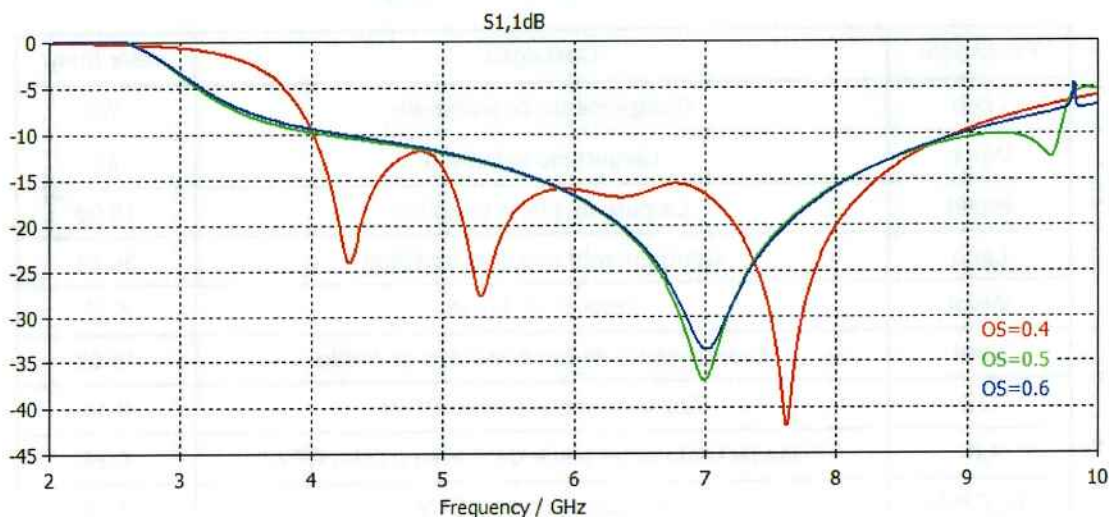
Portanto, a linha de alimentação de entrada da antena está atuando como um circuito de casamento de impedância, sendo que seu comprimento afeta significativamente o coeficiente de reflexão de entrada.

Dado uma limitação física, fixaremos L_{CPW} em 8,76 mm para refinamento posterior se for o caso.

Influência da abertura de alimentação (OS)

A análise da abertura para a linha CPW se torna delicada dada a geometria curvada deste pedaço da forma. Observa-se no Gráfico 6 que a perda de retorno apresenta uma diferença significativa na quantidade de picos quando se aumenta essa largura de apenas 0.1 mm.

Gráfico 6 - S11 para diferentes valores de abertura da linha de alimentação.



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013).

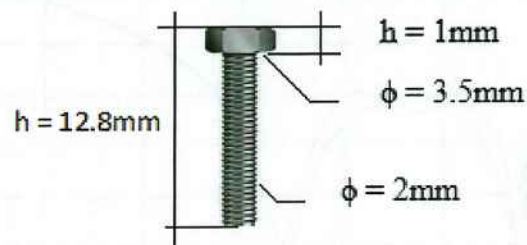
Influência do plano refletor

Outro fator analisado foi a posição do plano de terra conforme visto no item anterior. Para a correção do direcionamento do lóbulo central, o plano refletor foi deslocado a fim de estar centralizado em relação à antena.

Foi possível concluir que a correção da direção do máximo do diagrama de radiação foi devidamente realizada. No entanto, a curva do coeficiente de reflexão de entrada da antena foi influenciada, sofrendo degradação, como mostrado no Gráfico 7.

Os parafusos são do tipo M2 cujas dimensões estão representadas na Figura 26 abaixo. As porcas tem dimensões de 1 mm de altura por 3.5 mm de diâmetro e tanto porca quanto parafuso são feitos em cobre.

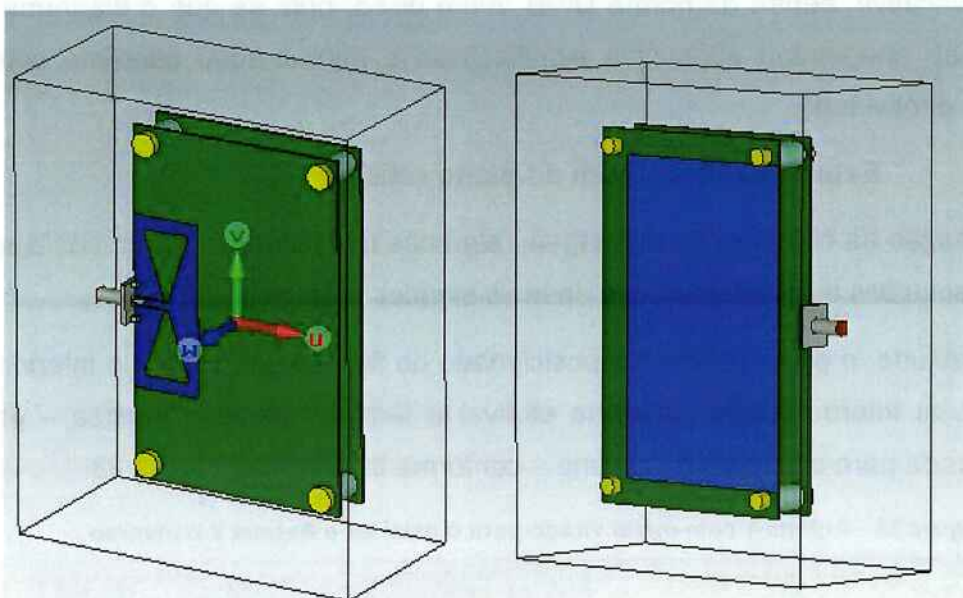
Figura 26 - Dimensões do parafuso M2 utilizadas em simulação.



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013).

Os espaçadores utilizados em simulação são de teflon, com altura igual ao parâmetro d_{BP} (distância entre os planos) e diâmetro externo de 3,5 mm. A montagem resultante é representada na Figura 27.

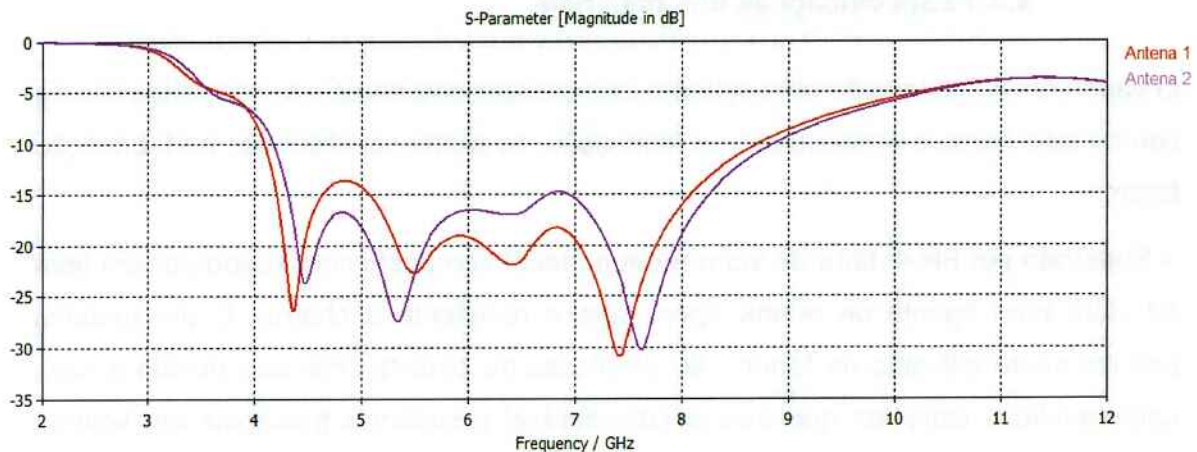
Figura 27 - Visões frontal e traseira do protótipo com montagem.



Fonte: GOMIDE, Isabela(20130).

Observou-se que para esses casos a perda de retorno não sofreu alterações significativas, como apresentado no Gráfico 9. Porém, a Antena 2 apresentou melhor isolamento do plano posterior ao elemento radiador.

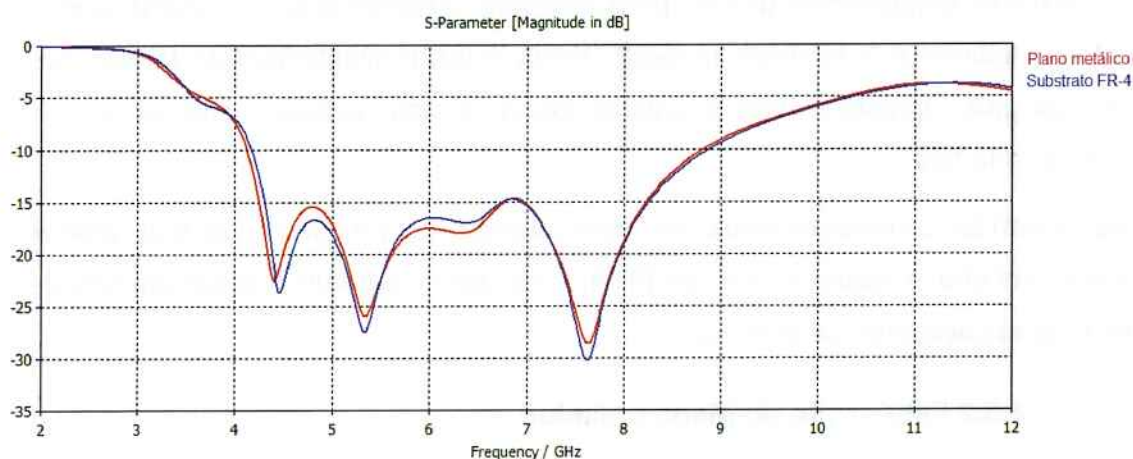
Gráfico 9 - Perda de retorno para montagem 1 e 2 (Figura 30).



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013).

Um segundo estudo foi feito através da substituição do plano refletor na forma de substrato em FR-4 para uma chapa metálica de espessura padrão – 2mm – em cobre. A perda de retorno representada no Gráfico 10, não sofreu alterações significativas. Dado que a chapa de cobre tem custo superior ao substrato FR-4, foi decidido manter a configuração inicial.

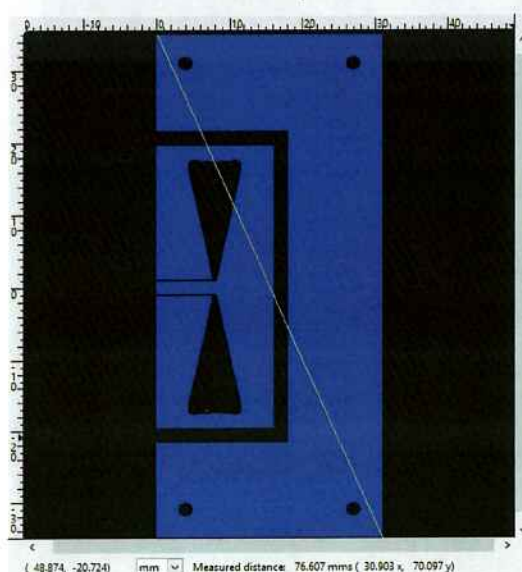
Gráfico 10 - Perda de retorno do plano em chapa metálica e em FR-4 35 μ m.



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013).

As pequenas dimensões que constituem a linha de alimentação CPW, da ordem de 0.2 mm, dificultaram a utilização da técnica de foto-gravação por não garantir a perfeita aderência do fotolito no substrato nesses pontos mais críticos. Optou-se portanto pela utilização da fresadora LPKF Protomat S62, fabricada pela LPKF Laser & Electronics. Um arquivo tipo GERBER ilustrado na Figura 29 foi gerado a partir do próprio software de simulação – CST Microwave – e importado para a máquina.

Figura 29 - Ilustração do arquivo gerber utilizado para prototipagem na fresadora e limpeza em sala limpa.



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013).

Após a primeira etapa na fresadora, a parte de cobre externa ao retângulo interno com o design da antena foi retirado em processo de corrosão química em sala limpa. Essa opção de fabricação em duas etapas foi feita a fim de evitar desgaste das fresas no processo de retirar uma grande área de cobre. Assim, os detalhes foram feitos primeiro e o processo de corrosão tratou de limpar o excedente.

4.3.1 Montagem final

Para a montagem final as duas placas que constituem a antena foram posicionadas paralelamente e separadas por espaçadores de nylon de 8,2 mm de comprimento conforme descrito na seção 4.2.1. Parafusos tipo M2 em cobre, ilustrados anteriormente na Figura 26 também foram utilizados na montagem, assim como as porcas correspondentes.

5 TESTES E RESULTADOS

Para a caracterização do desempenho da antena projetada, dois parâmetros foram medidos: a perda de retorno e o diagrama de radiação. Ambos os experimentos foram realizados nos laboratórios do Departamento de Sistemas Eletrônicos d EPUSP.

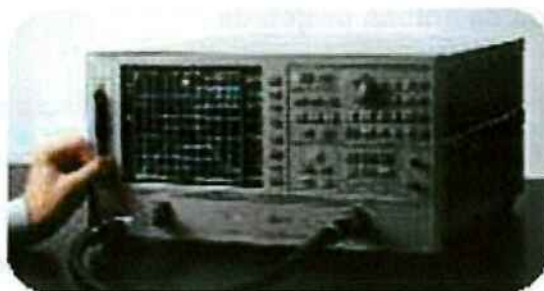
5.1 Medida de S11

Como já citado anteriormente neste documento, o parâmetro S11 representa a perda de retorno da antena. Também conhecido por coeficiente de reflexão, ele permite determinar os intervalos de frequência nos quais o radiador reflete pouca potência em relação ao sinal incidente em sua entrada.

Para a medida deste coeficiente, foram utilizados dois analisadores de rede vetoriais – *Vectorial Network Analyser (VNA)*:

- 8722D da Agilent Technologies – equipamento que cobre frequências de 50 MHz a 40 GHz com conjunto de teste integrado de comutação de parâmetros S, ilustrado na Figura 31.

Figura 31 - 8722D VNA da Agilent Technologies



Fonte: Agilent Technologies website (Acessado em Nov/2013)

As medidas foram feitas após procedimento padrão de calibração com conexão manual do kit de calibração. A calibração foi realizada nas seguintes condições:

Faixa de frequência – 2 a 10 GHz

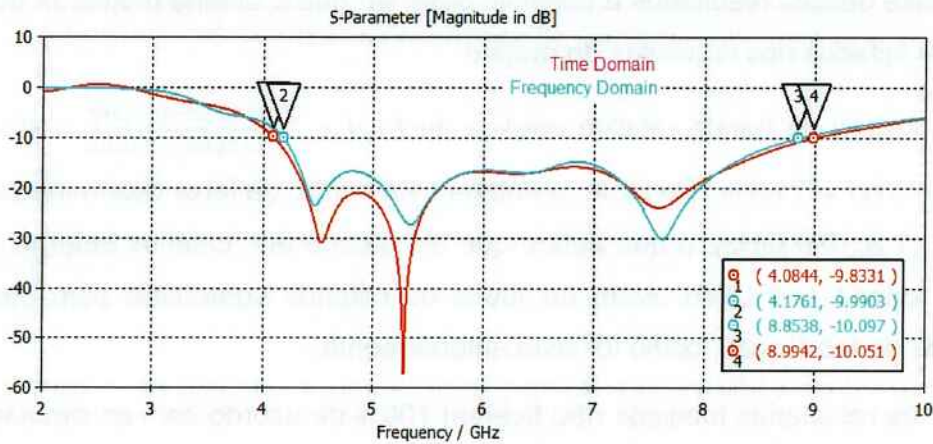
Número de pontos – 801 pontos

Potência - -7dBm

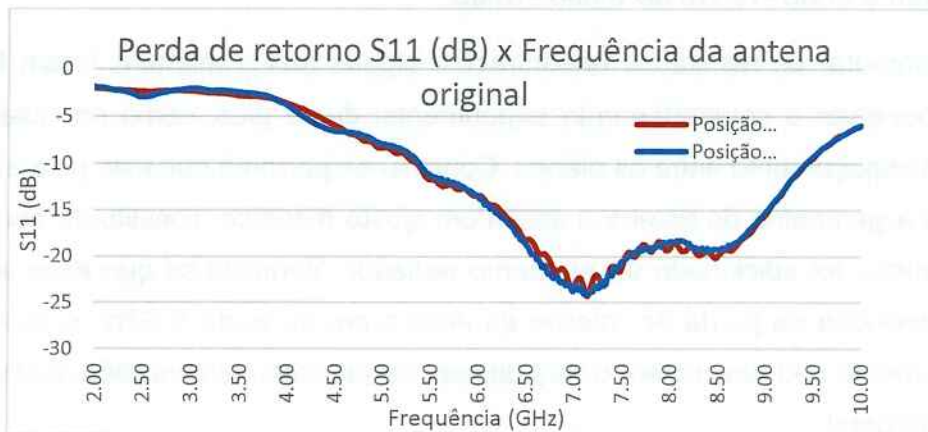
Terminação Carga – broadband

Terminação Curto – 8046F

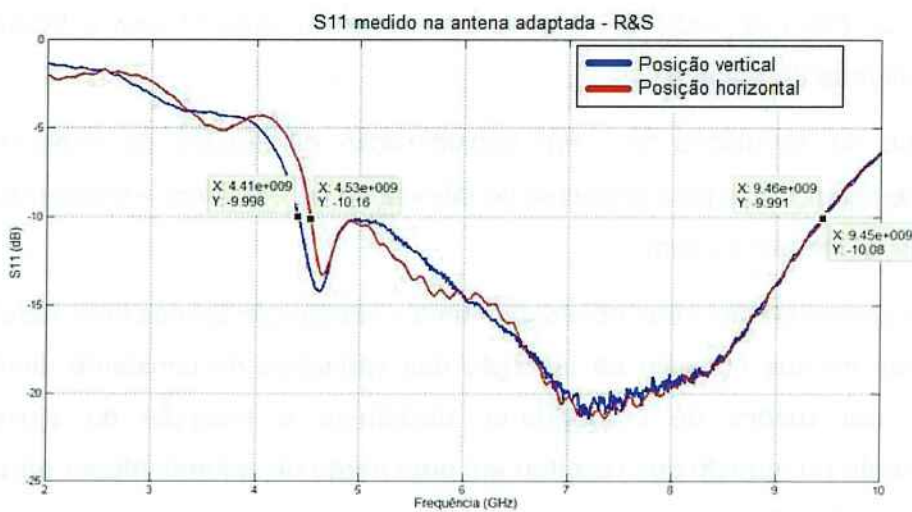
Gráfico 11 - S11 dos resultados simulados e medidos.



a) Resultado das simulações temporal e em frequência realizadas no CST.



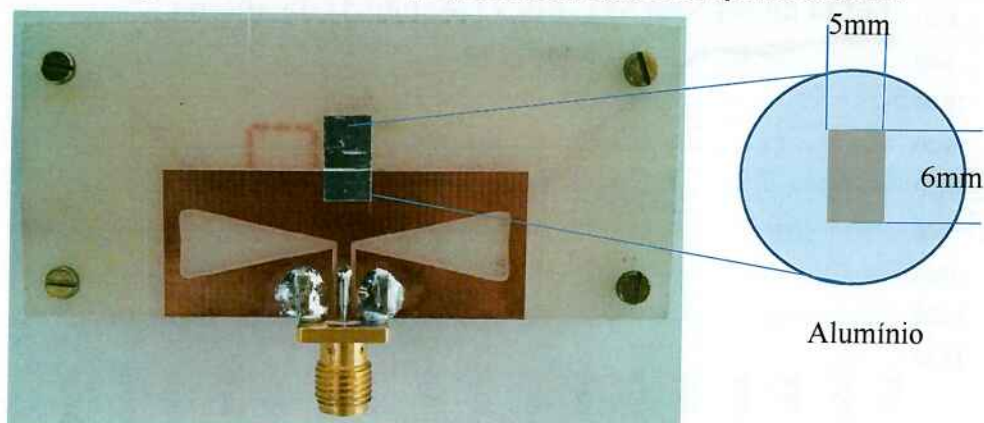
b) Perda de retorno medido no VNA da Agilent Technologies em posição vertical e horizontal.



c) Perda de retorno medido no VNA R&S®VZA da Rodhe & Schawrz do CITI.

Fonte: GOMIDE, Isabela (2013)

Figura 33 - Antena UWB projetada com ajuste de aprimoramento.

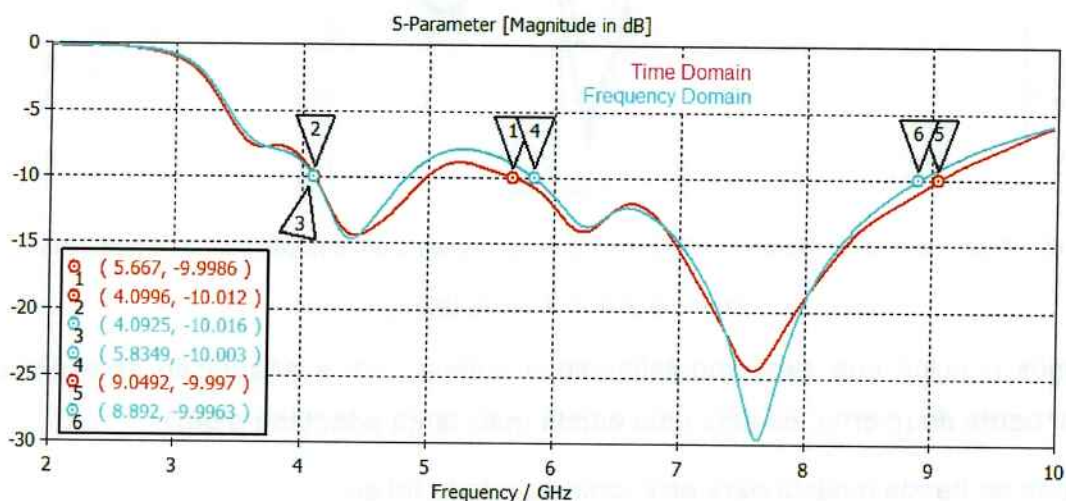


Fonte: GOMIDE, Isabela (2013)

5.1.2 Resultados da antena com ajuste

Com as resoluções tomadas na seção anterior, novas simulações e medições foram realizadas, em sequência análoga. Portanto, o Gráfico 12 apresenta os resultados da simulação temporal e em frequência e as medições em ambos equipamentos e para as posições vertical e horizontal.

Gráfico 12 - Perda de retorno (a) simulação; (b) e (c) medidas.



a) Resultado das simulações temporal e em frequência realizadas no CST.

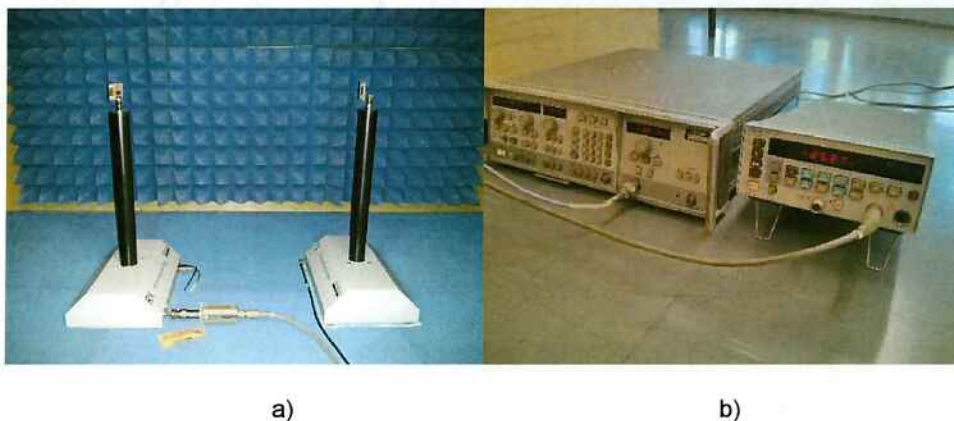
corrente que provavelmente melhor adaptou a antena. Para a simulação, torna-se impreciso o posicionamento e o cálculo do campo elétrico nas bordas da adaptação.

5.2 Diagrama de Radiação

A análise do diagrama de radiação é essencial na caracterização de antenas. Para antenas UWB é interessante observar o diagrama em diferentes frequências dentro da banda de operação da antena. No caso deste projeto, os diagramas de radiação da antena nas polarizações E_θ e E_ϕ foram medidos na frequência de 5,8 GHz nos planos x-y e z-x, sendo comparados com os diagramas obtidos por simulação eletromagnética 3D da mesma. A fim de minimizar efeitos de reflexão do ambiente, a medida foi realizada em uma câmara anecóica eletromagnética de baixo custo, projetada e construída no LME/EPUSP, com dimensões adequadas para medida de antenas planares operando em frequências superiores a 2 GHz. Uma antena patch previamente desenvolvida e caracterizada no LME/EPUSP foi utilizada como antena fonte durante a medida dos diagramas de radiação (ANEXO V).

Para as medidas do diagrama de radiação, foram realizadas as medidas da potência recebida pela antena testada em câmara anecóica do Laboratório de Microeletrônica da EPUSP [12]. O arranjo de equipamentos também incluiu o sistema de posicionamento ME1300 da Dream Catcher; gerador HP8340A (*RF Plug-In*) de 2.0 – 8.4GHz; medidor de potência HP 438A (*Power Meter*); sensor HP 8481D com faixa de medidas de -70 dBm to -20 dBm (*Power Sensor*). O cenário de teste pode ser visto na Figura 34.

Figura 34 - a) Câmara anecóica e b) aparelho de medição.



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013)

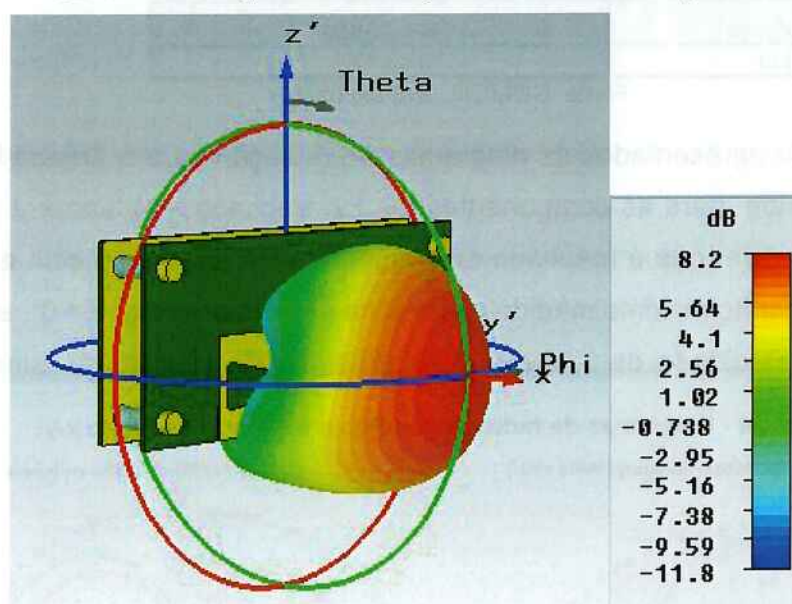
Cronologicamente, o ensaio para extração do padrão de radiação da antena foi posterior à medida do S11. Portanto, foram feitas duas análises: uma para a antena inicial e outra para a antena com ajuste de adaptação.

5.2.1 Resultados da antena projetada

Os diagramas de radiação para a antena projetada, sem o ajuste adicionado na etapa de medidas, foram obtidos por simulação EM 3D na frequência de 5,8 GHz. Essa frequência apresentou bom valor de perda de retorno, em torno de -14 dB.

A simulação realizada no CST permite a análise 3D do diagrama de radiação ilustrado no Gráfico 13. Os resultados indicam o ganho simulado de 8.19 dBi e um máximo de radiação em $\theta = 90^\circ$ e $\phi = 0^\circ$. Observa-se ainda a característica direcional definida em grande parte pelo plano refletor.

Gráfico 13 - Diagrama de radiação 3D simulado em 5,8GHz.



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013)

Para exatidão da medida, foram medidas as perdas nos cabos e conectores, ajustada a potência de emissão de forma a evitar possíveis valores muito elevados nos equipamentos sensíveis. A Tabela 8 abaixo relaciona todos esses parâmetros medidos e calculados.

Para a medida dos diagramas de E_θ e E_ϕ no plano z-x ($\phi = 0^\circ$ e $\phi = 180^\circ$), foi necessário o uso de alguns conectores e cabos rígidos adicionais para o correto posicionamento da antena durante a rotação da mesma, conforme mostra a Figura 36. Esse conjunto de cabos e conectores aumentou em 0,3 dB as perdas do sistema, que posteriormente foram descontadas para o traçado do diagrama de radiação. Nessas condições espera-se uma pequena assimetria no diagrama de radiação medido, dado a assimetria da antena em relação ao eixo de rotação.

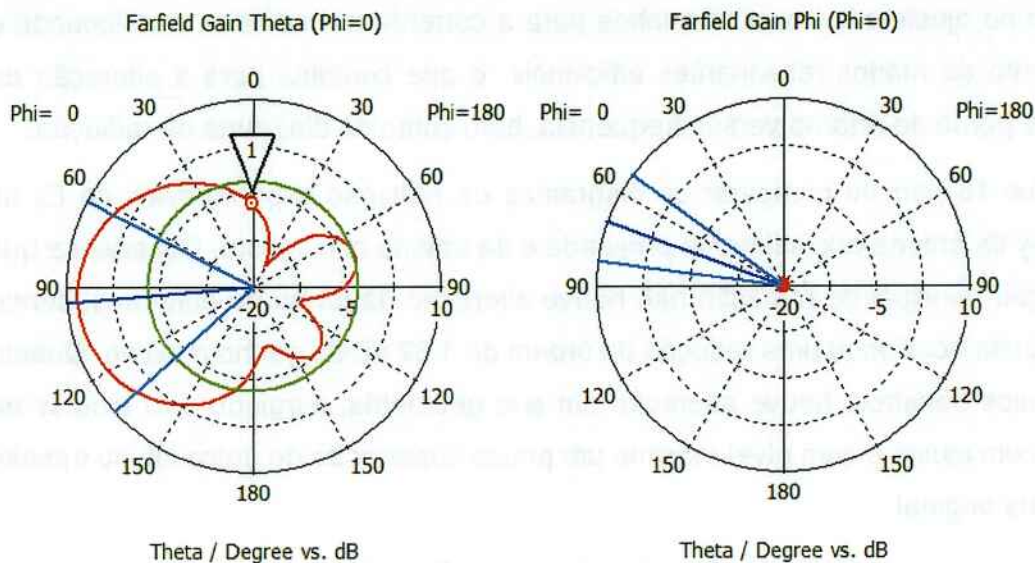
Figura 36 - Antena para medição em x-y e com ajuste para correta medição de z-x.



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013)

O diagrama de radiação de E_θ para $\phi = 0^\circ / \phi = 180^\circ$ obtido experimentalmente apresentou boa concordância com o simulado. Quanto ao diagrama de radiação de E_ϕ para $\phi = 0^\circ / \phi = 180^\circ$, a simulação indicava valores de ganho muito reduzidos, menores que -140 dB. Medir esse nível de ganho torna-se impraticável, pois reflexões que ocorrem na própria estrutura usada para alimentar a antena, como cabos e conectores, geram sinais com nível de potência suficiente para mascarar a medida do diagrama de radiação. Verifica-se no Gráfico 15 que o ganho de E_ϕ é de -20 dB, estando quase 30 dB abaixo do ganho de E_θ . Comprova-se assim um nível reduzido de polarização cruzada, como desejado em antenas com polarização linear.

Gráfico 17 - Diagramas de radiação simulados da antena com ajuste, para $\phi = 0^\circ / \phi = 180^\circ$



Fonte: GOMIDE, Isabela (2013)

5.3 Considerações

Após observados e analisados todos os resultados de simulação e medição foi possível medir e caracterizar a antena estudada.

Pode-se afirmar que a antena é do tipo UWB dado que ela tem largura de banda para o pior caso medido de 70,4% para a antena projetada originalmente e de 74,6% para a antena com ajuste. Em ambos os casos, as bandas são superiores aos 20% exigidos pela FCC e estão dentro da banda definida para UWB.

Em relação ao diagrama de radiação, a antena demonstrou ser direcional, sendo que em 5,8 GHz tem ganho máximo de 9,58 dBi em $\theta = 90^\circ$, ou seja, normal ao plano do radiador. As medidas dos diagramas de campos elétricos polarizados verticalmente e horizontalmente (E_θ e E_ϕ) indicaram que a antena apresenta polarização cruzada reduzida.

A largura de feixe de 3 dB obtida a partir do diagrama de radiação no plano x-y para o campo E_θ foi de 70° .

Outro ponto importante a ser analisado é o aperfeiçoamento da antena através de um ajuste metálico adicionado ao radiador da mesma, proposto ao longo das medições. O aprimoramento da perda de retorno foi claro com a adição desse ajuste. Em parte, o ajuste pode ter introduzido uma compensação para variações das características

6 ORÇAMENTO

Para o orçamento do projeto, vale notar que um dos objetivos iniciais esbarra-se no custo de fabricação. Além disso, encontra-se no departamento de Sistemas Eletrônicos, laboratórios com boa infraestrutura para construção de circuitos planares, o que reduz o custo de investimentos iniciais por exemplo.

Foi levado em conta uma quantidade ligeiramente maior do que o necessário afim de servirem como backup para possíveis problemas.

A Tabela 10 abaixo, apresenta um orçamento final do projeto.

Tabela 9 - Orçamento

Componente	Qtd.	Preço unitário (R\$)	Subtotal (R\$)
Substrato de base (FR4)	2	5,00	10,00
Conectores	4	25,00	100,00
Cabos	2	10,00	20,00
Parafuso + porca	4	0,40	0,80
Espaçadores (20 cm)	2	1,00	2,00
		Total	= 132,80

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado o projeto, a fabricação e a caracterização de uma antena de fenda para sistemas UWB, ou seja adequados ao padrão IEEE 802.15.4. A proposta inclui a utilização das curvas hipotrocóides como formato da fenda além da inserção de um plano refletor em paralelo ao elemento radiador.

A topologia proposta apresentou perda de retorno de entrada menor que -10dB na banda de 4,23 a 9,44, com características de direcionalidade, portanto atende aos requisitos propostos. Sua largura de banda relativa, da ordem de 74%, supera os 33% da antena bow-tie tradicional. Além disso, o ganho da ordem de 8.3 dBi em 8.5 GHz está adequado às antenas de topologia semelhante, como a própria bow-tie estudada ao longo do projeto. A largura de feixe de 3 dB obtida a partir do diagrama de radiação no plano x-y para o campo E_{θ} foi de 70°.

De maneira geral, é apresentada uma nova topologia, leve, de volume adequado, baixo custo e de simples fabricação que introduz diferentes conceitos teóricos de banda larga.

Visando o aprimoramento dos resultados, um ajuste de alumínio foi inserido à topologia original. Os resultados para essa antena adaptada se mostraram promissores principalmente quanto à perda de retorno apresentada.

Um protótipo da antena foi construído e caracterizado, tendo atendido às especificações de projeto.

Aproveitando-se a disponibilidade do protótipo da antena, foi realizada uma investigação experimental sobre a possibilidade de aprimorar suas características elétricas. Primeiramente variou-se a espessura da camada de ar entre o substrato e o refletor da antena. Verificou-se que acréscimos ou diminuições da ordem de alguns milímetros nessa dimensão não resultavam em melhoras significativas na perda de retorno da antena. A seguir estudou-se experimentalmente o efeito de adicionar ajustes metálicos à área de cobre que circunda a fenda radiante da antena. Verificou-se que esse tipo ajuste era promissor, principalmente quanto à melhoria perda de retorno de entrada da antena.

REFERÊNCIAS

- [1] ETSI. **Ultra WideBand (UWB) technologies for communication purposes**. Doc Nb.: EN 302 065. Ver.: 1.1.1. Directives: 99/5/EC.2008.França.
- [2] F.C.C. Commission. **First Report and Order**. In FCC 02-48, Fevereiro,2002.
- [3] VLSI Egypt Blog Post. Published in November, 2012 by Osama Haraz. Disponível em: < <http://www.vlsiegypt.com/home/?p=518> >. Acesso em Agosto,2013.
- [4] ZHANG, J. et al.. **UWB system for wireless sensor networks**. *Mitsubishi Electric Research Laboratories, March 2009*.
- [5] FORTINO, Nicolas. **Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systems Ultra Large Bande impulsionnels**. 2006. 202 p. Dissertação (Doutorado) – Université de Nice-Sophia Antipolis, Nice, França, 2006.
- [6] BALANIS, Constantine. **Antenna Theory: Analysis and Design**. 3rd ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [7] ZHUO ZOU. **Impulse Radio UWB for the Internet-of-Things: A Study on UHF/UWB Hybrid Solution**. KTH School of Information and Communication Technology – Estocolmo, Suécia. *Elektrotechnik & Informationstechnik* 124/11: 397-403. 2007.
- [8] ALLEN, B. et al. **Ultra-wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging**. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2007.

ANEXO A – Famílias de curvas da Hipotrocóide

Valeur de q	Valeur de $\frac{\omega_1}{\omega_2}$	
3	2	
4	3	
5	4	
5/2	3/2	
7/2	5/2	
7/3	4/3	

```
% Author : Ch. Roblin ; 28/05/2012
```

```
% J. De Mello ; 09/06/2012
```

```
% Rev. 1.0 (28/05/12)
```

```
% *
```

```
% 1.1 (09/06/12)
```

```
% *
```

```
if nargin == 3 t = 0:0.01:2*pi; end
```

```
alpha = 1;
```

```
beta = 1;
```

```
figure;
```

```
for n = 1 : .1 : 1.1
```

```
z = n*b*((q-1)*exp(i*t) + k*exp(-i*(q-1)*t));
```

```
x = alpha*real(z);
```

```
y = beta*imag(z);
```

```
plot(x,y);
```

```
hold all;
```

```
end
```

```
z = b*((q-1)*exp(i*t) + k*exp(-i*(q-1)*t));
```

```
x = 1.1*alpha*real(z);
```

```

z=b*((q-1)*exp(i*t)+k*exp(-i*(q-1)*t));
x0 = alpha*real(z);
y0 = beta*imag(z);
plot(x0,y0);
hold all;

xov = trouverXouverture(b,Os);

delta = max(x0) - xov;

bov = (4*b+delta)/4;

z=bov*((q-1)*exp(i*t)+k*exp(-i*(q-1)*t)); %courbe adaptée
x1 = alpha*real(z);
y1 = beta*imag(z);
plot(x1,y1);

delta = max(x1)-max(x0); %transaltion de la courbe
x2 = x1 - delta;
plot(x2,y1);













title('hypotrochoide avec slot'); %truncar o plot depois....
legend('b,alpha,beta','compensée','translatée');
-----

function xo = trouverXouverture(b,Os);
t = 0 : 0.01 : pi/2;













```

ANEXO C – Famílias de curvas da Concóide










Para $e < 1$:

 $n = 1$	 $n = 2$: cacahuete	 $n = 3$	 $n = 4$
 $n = 1/2$	 $n = 3/2$	 $n = 5/2$	 $n = 7/2$
 $n = 1/3$	 $n = 2/3$ vue de dessus du noeud de huit	 $n = 4/3$	 $n = 5/3$

Para $e = 1$:

 $n = 1$: cardióide	 $n = 2$: orelha double	 $n = 3$	 $n = 4$
 $n = 1/2$	 $n = 3/2$	 $n = 5/2$	 $n = 7/2$
 $n = 1/3$	 $n = 2/3$	 $n = 4/3$	 $n = 5/3$

Para $e > 1$

 $n = 1$: limaçon de Pascal à boucle	 $n = 2$: trisectrice de Ceva	 $n = 3$
 $n = 1/2$: néphroïde de Freeth	 $n = 3/2$	 $n = 5/2$
 $n = 1/3$	 $n = 2/3$	 $n = 4/3$

```
% e < 1 --> nut shape

% e = 1 --> folium shape

% e > 1 --> necessarily non connex

%*****

% Author : Ch. Roblin ; 30/05/2012

%          I. M. Gomide ; 09/06/2012

% Rev. 1.0    (30/05/12)

%          *

% 1.1    (09/06/12)

%          *

% _____

%%

if nargin == 3

    alpha = 0;

    t = 0:0.01:2*pi;

end

if nargin == 4 t = 0:0.01:2*pi; end

u = 1;    %u no lugar de alpha
```

```
plot(x,y);
```

```
hold all;
```

```
title('conchoide_rosace');
```

```
legend('a,u,v','1.1*a','1.1*u','1.1*v');
```

```
grid on;hold on
```

Largura de feixe de meia potência estimada da antena-fonte (pior caso é ser pequeno)

Frequência	Dimensão	Valor (graus)
f1	theta3dB	60,0

Cálculo do valor mínimo de K (cálculo intermediário)

Frequência	Nome	Valor (1)
f1	Kmin	2,703

Cálculo de R

Frequência	Dimensão	Valor (m)	Observações
f1	R1	0,517	Acoplamento mútuo de campo reativo: critério de 10° (lambda)
	R2	0,170	Acoplamento mútuo por re-radiação: critério de 0,25 dB
	R3	0,170	Varição transversal de amplitude sobre a abertura da antena em teste: critério de 0,25 dB
	R4	0,150	Varição longitudinal de amplitude sobre a abertura da antena em teste: critério de 10° (ProfundidadeRegiãoAtiva)
	R5	0,151	Varição de fase sobre a abertura da antena em teste: critério de variação de fase $\pi/(4 \cdot K)$
	R	0,517	Maior valor dentre todos os critérios (R1, R2, R3, R4 e R5)

Cálculo do valor de K (cálculo intermediário)

Frequência	Nome	Valor (1)
f1	K	9,238

Cálculo do valor de K (cálculo intermediário)

Frequência	Nome	Valor (1)
f1	K	9,238

Cálculo de hr

Frequência	Dimensão	Valor (m)	Observações
f1	hr	0,746	Critério de interceptação da direção do primeiro nulo da antena-fonte na base da antena em teste: equação
	hr'	0,149	Critério de ângulo de incidência menor ou igual a 60° em paredes laterais com absorvedores de micro-ondas - câmara

Cálculo de ht

Frequência	Dimensão	Valor (m)	Observações
f1	ht	0,746	Valor igual a hr
	ht'	0,149	Valor igual a hr'

*Observar que os cálculos de hr e ht são feitos com objetivo de se diminuir os efeitos de reflexão do solo supondo-se que ele seja plano e refletor. Na presença de cercas de difração, sinais refletidos pelo solo que seriam recebidos pela antena são redirecionados e espalhados. Portanto, podem ser utilizados outros valores para hr e para ht.

Resultados parciais de medidas e processamento

Medidas relevantes de parâmetro S11

Módulos de parâmetros S11 nas frequências de interesse

Frequência	Antena	S11 (dB)
f1	Fonte	-15,10
	Teste	-12,61

Medidas de diagrama de radiação

Potência transmitida (já contabilizando as perdas que ocorrem até o sinal chegar na antena-fonte)

Frequência	Potência	Valor (dBm)
f1	Pt + Lct	5,00

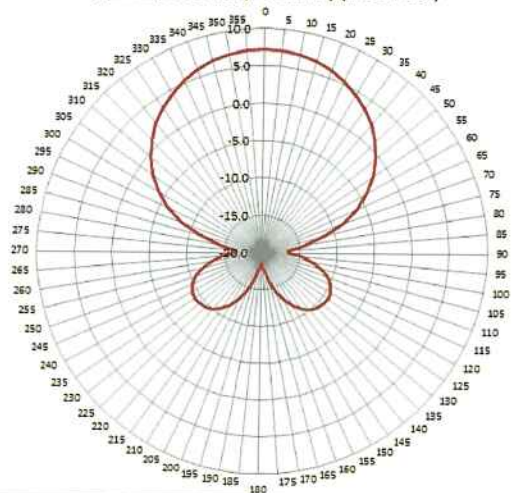
Perda de espaço livre (da equação de transmissão de Friis)

Frequência	Potência	Valor (dB)
f1	Ls	-41,98

Perda na recepção (perdas entre a saída da antena em teste e a entrada do detector de potência - inclui perdas em cabos, conexões e eventuais atenuadores que forem necessários)

Frequência	Potência	Valor (dB)
f1	Lcr	-3,32

E_theta (5800 MHz) - Plano x-y (theta = 90°)



E_theta (5800 MHz) - Plano z-x (phi = 0° / phi = 180°)

