



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

André Vinícius de Souza Lages

Antena MIMO Ultra Banda Larga para Comunicações

Móveis

Belém/PA

2015



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

André Vinícius de Souza Lages

Antena MIMO Ultra Banda Larga para Comunicações

Móveis

Dissertação de Mestrado submetida à avaliação da Banca Examinadora do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da UFPA para obtenção de grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Telecomunicações

Orientador: Dr. Victor Dmitriev

Belém/PA

2015



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Antena MIMO Ultra Banda Larga para Comunicações Móveis

Dissertação de Mestrado submetida à avaliação da Banca Examinadora do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da UFPA para obtenção de grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Telecomunicações

Autor : André Vinícius de Souza Lages

Aprovada em: ___ / ___ / ____

Banca Examinadora

Orientador: Prof. Dr. Victor Dmitriev
(Orientador - PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Licínus Dimitri de Sá Alcântara
(Membro externo - UFPA)

Membro: Prof. Dr. Rodrigo M. S. Oliveira
(Membro - PPGEE/UFPA)

VISTO:

Membro: Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes
(Coordenador do PPGEE/UFPA)

Dedico primeiramente a Deus por todas as bênçãos. Aos meus pais por seu amor e dedicação. E às minhas irmãs que sempre me apoiaram nessa jornada.

AGRADECIMENTOS

Agradeço acima de tudo a Deus por ter me abençoado com pessoas maravilhosas na minha vida que sempre me apoiaram e suportaram no decorrer dessa trajetória. E por me dar força sempre nos momentos difíceis. Também agradeço a minha Nossa Senhora por estar sempre me acompanhando e intercedendo junto a Deus com suas graças e generosidade amorosa.

Aos meus pais especialmente pelo amor imensurável e paciência, principalmente nesses últimos anos. Por terem me dado uma excelente educação e todas as oportunidades para superar meus desafios e alcançar meus objetivos. Por terem sido meus principais professores, ensinando-me os mais importantes princípios da vida: A fé, a humildade, o amor e a perseverança. Eles são as pessoas mais importantes da minha vida.

Aos meus avós paternos, que infelizmente já são falecidos, por tudo que eles representaram à nossa família, pelo grande carinho em todas as minhas visitas, que infelizmente devido à distância, não eram tão frequentes como eu gostaria. Aos meus avós maternos, pelo amor e exemplo de homem e mulher que sempre foram uma inspiração para toda a minha família.

As minhas irmãs e amigas pelas conversas, conselhos, brincadeiras e até pelas brigas. E especialmente pela paciência, tudo isso foi muito importante nessa minha caminhada.

Aos meus amigos e companheiros de jornada, Renan Landau, Ítalo Essashika, Murilo Kalif, Saulo Barroso, Vitor Freitas, Alan trindade e a todos os meus amigos pelo o apoio e incentivo nos momentos difíceis.

Aos meus familiares, mesmo os mais distantes, por todas as orações, incentivos e motivações durante toda a minha vida.

Ao Prof. Victor, por ter me acolhido desde minha iniciação científica, e agora no mestrado, no laboratório de Nanofotônica e Nanoeletrônica. Sem seus conselhos, suporte e paciência, nada seria possível. Aos amigos do laboratório pelo incentivo, cooperação e descontração.

E a todos os meus professores do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, por todo conhecimento e aprendizado adquirido nesses dois anos.

RESUMO

Propõe-se uma antena Ultra Banda Larga (*Ultra-wideband/UWB*) MIMO (*Multiple input-Multiple output*) com radiadores semielípticos, que operam em todas as faixas móveis entre 0.7-6 GHz, e adaptado para operar no espaço livre (FS) e perto da cabeça humana. Os elementos da antena são de forma idêntica e simétrica, alimentados por uma linha de microfita afunilada e formados por um monopolo semielíptico côncavo inclinado para atingir uma largura de banda maior, ocupando apenas um dos lados do substrato e promovendo um melhor aproveitamento do espaço. Um toco inclinado em 45° também foi adicionado para proporcionar a ressonância de baixa frequência. Além disso, o plano de terra tem cantos arredondados e uma cavidade no fim da linha de microfita para melhorar o casamento de impedância. Um ramo em forma de "T" foi utilizado para melhorar o isolamento e correlação MIMO. Os resultados numéricos mostram bom isolamento e perdas de retorno. A eficiência de multiplexação é superior a - 3 dB no espaço livre e melhor do que - 8 dB perto do manequim da cabeça humana para quase todos os padrões de comunicações móveis no espectro de 0.7-6 GHz. A antena proposta é uma solução muito atraente para aplicações MIMO Ultra Banda Larga.

Palavras chaves- MIMO, UWB, comunicações Móveis, Stub inclinado, Eficiência de multiplexação.

ABSTRACT

We propose an Ultra-Wideband MIMO Semi-Elliptical Antenna, that operates in all mobile bands between 0.7-6 GHz, and adapted to operate in Free Space (FS) and near human head. The antenna elements are identically and symmetric, which are fed by tapered microstrip line and possess a slanted concave semi elliptical patch to achieve a higher bandwidth using only one side of the substrate. A 45° slanted stub is also present yielding the low frequency resonance. Besides, the ground plane has rounded corners and a cutting-slot at the end of the microstrip line for matching purposes. A T-shaped decoupling was used to improve MIMO correlation. Numerical results shows good isolation and return loss. Multiplex efficiency is higher than - 3 dB in FS and better than - 8 dB near human head for almost all mobile standards within 0.7-6 GHz bandwidth. This antenna is a very attractive solution for Ultra-wideband MIMO applications.

Keywords–UWB systems, short-range communications, elliptical monopole, high efficiency.

Lista de Figuras

Capítulo 2

Figura 2.1 <i>Sistema Beamforming</i>	21
Figura 2.2 Multiplexação Espacial.....	22
Figura 2.3 Rede múltipla.	24
Figura 2.4 Antenas Estações Base.	25
Figura 2.5 Antena MIMO para dispositivos móveis [15] e com elemento desacoplador no plano de massa (a) e linha de neutralização (b) [15].....	26

Capítulo 3

Figura 3.1 Célula de Yee.....	28
Figura 3.2 Interface do CST Microwave.	30
Figura 3.3 Fluxograma de Simulação.....	30
Figura 3.4 Impedância de Entrada (Fonte:[21]).....	31
Figura 3.5 Rede 2 portas.....	32

Capítulo 4

Figura 4.1 Protótipo Antena Conceito.	39
Figura 4.2 S_{11} e S_{21} da antena conceito.....	39
Figura 4.3 Antena com <i>patch</i> semielíptico, em cinza o.	40
Figura 4.4 S_{11} do monopolo com radiador semielíptico.....	41
Figura 4.5 Antena com <i>patch</i> semielíptico e toco.....	41
Figura 4.6 Parâmetros S do <i>patch</i> semielíptico com toco e sem (s/) toco.....	42
Figura 4.7 Monopolo elíptico com linha trapezoidal, cantos arredondados e cavidade.	43
Figura 4.8 Impedância do Monopolo elíptico com linha retangular e linha trapezoidal.	43
Figura 4.9 S_{11} do Monopolo elíptico com linha retangular e linha trapezoidal.	44
Figura 4.10 S_{11} da antena com e sem os cantos arredondados.	44
Figura 4.11 S_{11} da antena com cavidade para diferentes valores de L_a	45
Figura 4.12 S_{11} da antena com cavidade para valores diferentes de L_b	45
Figura 4.13 Densidade de distribuição de corrente em 0.7 GHz (a), 2.3 GHz (b) e 5.5 GHz (c).....	46

Figura 4.14 Configuração <i>Head</i> (a), <i>flat</i> (b) e espaço livre (c).....	48
---	----

Capítulo 5

Figura 5.1 Estrutura Final da Antena.....	49
Figura 5.2 Parâmetros S simulados no espaço livre e próximo ao Flat phantom.....	50
Figura 5.3 Parâmetros S simulados no espaço livre e próximo ao Head phantom. ...	50
Figura 5.4 Eficiência total.	51
Figura 5.5 Eficiência total (<i>talking mode: head+mão</i>) da antena estudada por [35].	52
Figura 5.6 Diagrama de radiação $E\theta$ (esquerda) e $E\phi$ (direita) a 0.7 GHz no espaço livre.....	52
Figura 5.7 Diagrama de radiação $E\theta$ (esquerda) e $E\phi$ (direita) a 2.3 GHz no espaço livre.....	53
Figura 5.8 Diagrama de radiação $E\theta$ (esquerda) e $E\phi$ (direita) a 5.5 GHz no espaço livre.....	53
Figura 5.9 Diagrama de radiação $E\theta$ (esquerda) e $E\phi$ (direita) a 0.7 GHz para <i>Flat</i> .	54
Figura 5.10 Diagrama de radiação $E\theta$ (esquerda) e $E\phi$ (direita) a 2.3 GHz para <i>Flat</i>	54
Figura 5.11 Diagrama de radiação $E\theta$ (esquerda) e $E\phi$ (direita) a 5.5 GHz para <i>Flat</i>	54
Figura 5.12 Diagrama de radiação $E\theta$ (esquerda) e $E\phi$ (direita) a 0.7 GHz para <i>head</i>	55
Figura 5.13 Diagrama de radiação $E\theta$ (esquerda) e $E\phi$ (direita) a 2.3 GHz para <i>head</i>	55
Figura 5.14 Diagrama de radiação $E\theta$ (esquerda) e $E\phi$ (direita) a 5.5 GHz para <i>head</i>	56
Figura 5.15 Envelope de correlação.....	57
Figura 5.16 Eficiência de Multiplexação.	57
Figura 5.17 Eficiência de multiplexação (<i>talking mode: head+mão</i>) para duas portas diferentes da antena MIMO avaliada por [35].....	58

Lista de Tabelas

Capítulo 2

Tabela 2.1 Aplicações em Comunicações móveis.....	23
---	----

Capítulo

Tabela 4.1 Especificações das Antenas	36
---	----

Lista de Abreviaturas

UWB – Ultra-wideband

FDTD – Finite Difference-Time Domain

PML – Perfect matched layer

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers

SDMA – Spatial division multiple access

SISO - *Single Input e Single Output*

MIMO – Multiple input Multiple output

MU-MIMO – MIMO multiusuário

SU-MIMO – MIMO único usuário

FS – Espaço Livre

LAN – Redes de área local

LTE – Long term Evolution

ECC – Envelope de correlação.

Mux. Eff. – Eficiência de multiplexação

3G – 3º Geração de telefonia móvel

4G – 4º Geração de telefonia móvel

Lista de símbolos

\vec{H}	Vetor intensidade do Campo Magnético
\vec{E}	Vetor intensidade do Campo Elétrico
ε	Permissividade elétrica
μ	Permeabilidade magnética
\vec{J}	Densidade de corrente elétrica
\vec{M}	Densidade de corrente magnética
σ	Condutividade elétrica
σ_m	Condutividade magnética
E_x, E_y, E_z	Componentes do campo elétrico
$\Delta x, \Delta y, \Delta z$	Discretizações espaciais
Δt	Discretização temporal
$\nabla \times \vec{E}$	Operador rotacional do vetor \vec{E}
β	Constante de propagação
f	Representação dos Vetores de intensidade de campo elétrico e magnético
u	Representação das coordenadas espaciais
$\frac{\partial f}{\partial u}$	Derivada da função f em relação a u
x, y, z	Coordenadas espaciais cartesianas
(i, j, k, n)	Endereçamento no espaço discretizado
Z_{in}	Impedância de entrada

R_{in}	Resistência de entrada
X_{in}	Reatância de entrada
V_{in}	Tensão de entrada
I_{in}	Corrente de Entrada
R_L	Resistência de perdas
R_r	Resistência de radiação
Γ	Coefficiente de Reflexão
V_0^-	Amplitude da onda refletida
V_0^+	Amplitude da onda incidente
Z_L	Impedância da carga
S_{11}	Perdas de retorno
VSWR	Razão de Onda estacionária
f_s	Frequência superior
f_i	Frequência inferior
$f_{central}$	Frequência central
B	Largura de banda
FB	Largura de banda fracionária
e_{total}	Eficiência total
e_{cd}	Eficiência de radiação
e_r	Eficiência por perdas de descasamento de impedância
θ, ϕ, R	Coordenadas esféricas
$U(\theta, \phi)$	Intensidade de radiação em uma dada direção

P_{rad}	Potência radiada
G	Ganho
P_r	Potência recebida
P_t	Potência transmitida
λ	Comprimento de onda
ρ	É a constante escalar do requerimento de potência.
a^+	É a função $\max(a, 0)$
$\lambda_{H,p}$	O p-ésimo valor singular da matriz do canal H.
σ_b^2	A potência do sinal de ruído.
C	Capacidade do Canal.
H	Canal MIMO

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	17
1.1. MOTIVAÇÃO DO TRABALHO.....	17
1.2. ESTRUTURA DO TRABALHO.....	18
2.1. HISTÓRIA E EVOLUÇÃO MIMO.....	19
2.2. TÉCNICAS MIMO.....	20
2.2.1. PRÉ-CODIFICAÇÃO.....	20
2.2.2. MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL.....	21
2.2.3. CODIFICAÇÃO DE DIVERSIDADE.....	22
2.3. APLICAÇÕES EM COMUNICAÇÕES MÓVEIS.....	22
2.4. ANTENAS MIMO.....	24
3. CONCEITOS INICIAIS.....	27
3.1. TEORIA ELETROMAGNÉTICA: MÉTODO FDTD PARA UTILIZAÇÃO DE SOFTWARES DE SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA.....	27
3.1.1. EQUAÇÕES DE DIFERENÇAS DE MAXWELL.....	27
3.1.2. CÉLULA DE YEE.....	28
3.1.3. DISPERSÃO E ESTABILIDADE NUMÉRICA.....	29
3.1.4. SOFTWARE CST MWS: UTILIZAÇÃO DO TIME-DOMAIN SOLVER.....	29
3.2. PARÂMETROS DAS ANTENAS.....	31
3.2.1. IMPEDÂNCIA DE ENTRADA.....	31
3.2.2. PARÂMETROS S.....	31
3.2.3. EFICIÊNCIA TOTAL.....	33
3.3. EFICIÊNCIA MIMO.....	33
3.3.1. ENVELOPE DE CORRELAÇÃO.....	33
3.3.2. EFICIÊNCIA DE MULTIPLEXAÇÃO.....	33
3.3.3. CANAL MIMO.....	34
3.3.4. CAPACIDADE MIMO.....	34
4. DESENVOLVIMENTO DA ANTENA MIMO.....	36
4.1. ESPECIFICAÇÕES MIMO.....	36
4.2. OTIMIZAÇÃO DA ANTENA MIMO.....	37
4.2.1. CONCEITO INICIAL MIMO.....	38
4.2.2. MONOPOLO SEMIELÍPTICO.....	39
4.2.3. MONOPOLO SEMIELÍPTICO COM TOCO.....	41
4.2.4. CANTOS ARREDONDADOS, LINHA TRAPEZOIDAL E CAVIDADE.....	42
4.2.5. RADIAÇÃO MONOPOLO SEMIELÍPTICO.....	45
5. RESULTADOS.....	48
5.1. CONFIGURAÇÕES EXPLORADAS.....	48
5.2. MODELO FINAL.....	49
5.2.1. PERDAS DE RETORNO.....	49
5.2.2. EFICIÊNCIA DA ANTENA.....	51
5.2.4. EFICIÊNCIA MIMO.....	56

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	59
6.1. CONCLUSÃO.....	59
6.2. PUBLICAÇÕES GERADAS.....	59
7. BIBLIOGRAFIA.....	60

1. INTRODUÇÃO

1.1. MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

As comunicações móveis revolucionaram o mundo nas últimas décadas. Estes sistemas se tornaram tão essenciais para sociedade que houve um crescimento exponencial do número de usuários nos últimos anos. Todos os serviços e relações sociais são fortemente dependentes dessa tecnologia atualmente. O benefício da substituição dos cabos por sistemas sem fio, a praticidade e flexibilidade, são alguns dos atrativos que impulsionaram essa revolução. Além disso, permitiu a “diminuição” das distâncias físicas entre continentes diferentes a partir da internete, mesmo áreas remotas do mundo podem usufruir dessa interatividade.

Esse crescimento também passa pela evolução tecnológica de todos os dispositivos envolvidos no sistema, desde componentes *hardwares*, como os circuitos integrados e as antenas, até o *software*, com a melhoria das técnicas de codificação, técnicas de acesso ao meio e protocolos de comunicação. Contudo, muitos desafios surgem com o advento de novas aplicações e serviços; os usuários são cada vez mais exigentes, e requisitos como aumento da qualidade e velocidades são obrigatórios.

Dentro deste contexto, as técnicas *Multiple input - Multiple output* (MIMO) permitem um ganho de grau de liberdades (*degree of freedom*) na melhoria das comunicações móveis. E as antenas são elementos-chave para implementação dessas técnicas.

Um grande desafio é o desenvolvimento de múltiplas antenas para dispositivos compactos operarem com esses sistemas. Recentemente, muitas antenas têm sido propostas na literatura, porém elas geralmente operam em pequenas bandas de frequência, e com eficiência em torno de - 3 dB. Além disso, o desempenho próximo ao corpo humano geralmente não é levado em consideração na concepção, uma vez que a perda de eficiência é inevitável em tais configurações.

Portanto, propõe-se nesse trabalho uma antena MIMO Banda Larga para comunicações móveis. No espaço livre a eficiência é superior a - 2 dB quase toda banda entre 0.7-6 GHz.

1.2. ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em seis capítulos. No capítulo 1, são abordadas as motivações para o desenvolvimento do trabalho e a sua estrutura organizacional.

No capítulo 2 é abordado um pouco sobre a história e evolução dos sistemas MIMO, suas aplicações nas redes de comunicação móveis, em especial, os serviços 4G e alguns tipos de antenas empregadas nesses sistemas.

No capítulo 3 são apresentados os conceitos básicos para o entendimento do processo de desenvolvimento das antenas.

No capítulo 4 é mostrado todo o raciocínio utilizado para o desenvolvimento e otimização do desempenho da antena.

No capítulo 5 são apresentados os resultados finais do trabalho, após a introdução das modificações propostas e otimização da estrutura.

No capítulo 6 são apresentadas as considerações finais do trabalho assim como as respectivas publicações geradas e sugestões de trabalhos futuros.

2. SISTEMAS MIMO – MULTIPLAS ENTRADAS E MULTIPLAS SAIDAS

Sistemas MIMO, são configurações em que se relaciona múltiplas entradas à múltiplas saídas. Em controle moderno é definido como um sistema multivariável que possuem uma resposta bem mais complexa que sistemas com uma única entrada e única saída (SISO - *Single Input e Single Output*). No caso das comunicações sem fio, são técnicas de comunicação ponto a ponto que utilizam múltiplas antenas tanto para transmissão quanto para recepção. Este arranjo concede uma clara vantagem de desempenho de diversidade em relação ao SISO. Proporcionando uma maior qualidade e confiabilidade dos serviços. As técnicas MIMO exploram a dimensão espacial para melhorar a capacidade e aumentar a taxa de transmissão de dados sem aumentar a potência e largura de banda utilizada.

2.1. HISTÓRIA E EVOLUÇÃO MIMO

As descobertas pioneiras dos sistemas MIMO foram iniciadas por A.R. Kaye and D. A. George (1970) [1], BRANDENBURG, L. H.; WYNER [2] e W. Van Etten (1975-1976) [3]. Embora elas ainda não investigassem exatamente todas as vantagens destas técnicas, foram propostos modelos matemáticos importantes que serviram de base para a evolução das transmissões MIMO.

Mas nos anos 80, Salz investigou sistemas multiusuários em redes lineares acopladas [4]. E a fim de melhorar as redes e permitir a reutilização de frequência, o acesso múltiplo por divisão espacial (*Spatial division multiple access- SDMA*) usando antenas direcionais e inteligentes foi proposto por Roy e Ottersten [5]. Enquanto, em 1992, Paulraj e Kailath, propuseram em uma patente, a multiplexação espacial inversa [6]. Possibilitou que a taxa de transmissão fosse subdividida em taxas menores transmitidas por transmissores espacialmente diferentes e recebida pelos receptores segundo suas direções de propagação. Porém, sem mencionar o uso de antenas co-localizadas, apenas antenas espalhadas espacialmente em diferentes posições.

Na década de 90, o interesse por esta tecnologia aumentou e muitos trabalhos foram apresentados sobre as técnicas de comunicação MIMO, inclusive a patente de Greg Rayleigh [7], no qual se utilizava oportunamente o efeito natural da propagação multipercurso e a presença de antenas co-localizadas para aumentar a velocidade de

transmissão. Através do processamento multidimensional, cada percurso pode ser considerado um transmissor distinto de dados diferentes. O estudo ainda apresentou aplicações de modulação, através do MIMO-OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*).

A partir de 2006, milhares de empresas como Broadcom e Intel começaram aplicar essa tecnologia nas redes de área local (LAN). As redes 802.11, a terceira geração de telefonia móvel, e a recente *Long Term Evolution* (LTE), são alguns dos exemplos de padrões baseados nessa tecnologia [8].

2.2. TÉCNICAS MIMO

Como abordado anteriormente, os sistemas MIMO possuem uma grande flexibilidade e podem ser explorados por diversas técnicas de comunicação. Elas podem ser separadas em dois tipos de comunicação, a SU-MIMO (*Single User – Multiple Inputs Multiple Outputs*), quando um dado transmissor se comunica com um único usuário. E a MU-MIMO (*Multiple Users – Multiple Inputs Multiple Outputs*), que já opera com múltiplos usuários.

As técnicas MIMO também são divididas em três categorias, a precodificação (*precoding*), Multiplexação Espacial (*Spatial Mutiplexing*) Codagem por diversidade (*Diversity Coding*).

2.2.1. PRÉ-CODIFICAÇÃO

A Pré-codificação (*Precoding*) pode ser vista com a generalização da técnica formação de feixe ou beamforming, ou de maneira mais conceitual, toda forma de processamento espacial realizado por um dado transmissor a fim de maximizar a potência transmitida de um sinal na direção de determinado receptor. No *beamforming* tradicional em modo *single stream* (fluxo único de dados), o mesmo pacote de dados é enviado por cada antena transmissora com um ganho e defasagem independentes, a fim de maximizar a potência do fluxo transmitido para um usuário, e estabelece sinais nulos na direção de usuários não relacionados como é ilustrado na Figura 2.1 [9].

Contudo para um sistema com múltiplas antenas receptoras, não é possível direcionar a potência para todos os receptores. Portanto, para este caso o modo *multi*

stream é o mais indicado. Cada transmissor transmite um pacote de dados diferente com um peso independente e apropriado para maximizar a taxa de dados. Se destinado a múltiplos usuários, cada pacote é direcionado para um dado usuário, o que é chamado de multiplexação espacial e será melhor discutido na próxima subseção.

Também é importante salientar que o *preconding* exige o conhecimento do estado do canal (*Channel State Information*) que descreve como a informação se propaga pelo canal com os efeitos de atenuação e difração para fornecer uma comunicação mais confiável. Essa modelização pode ser estatística ou através do conhecimento da resposta impulsiva do sistema.

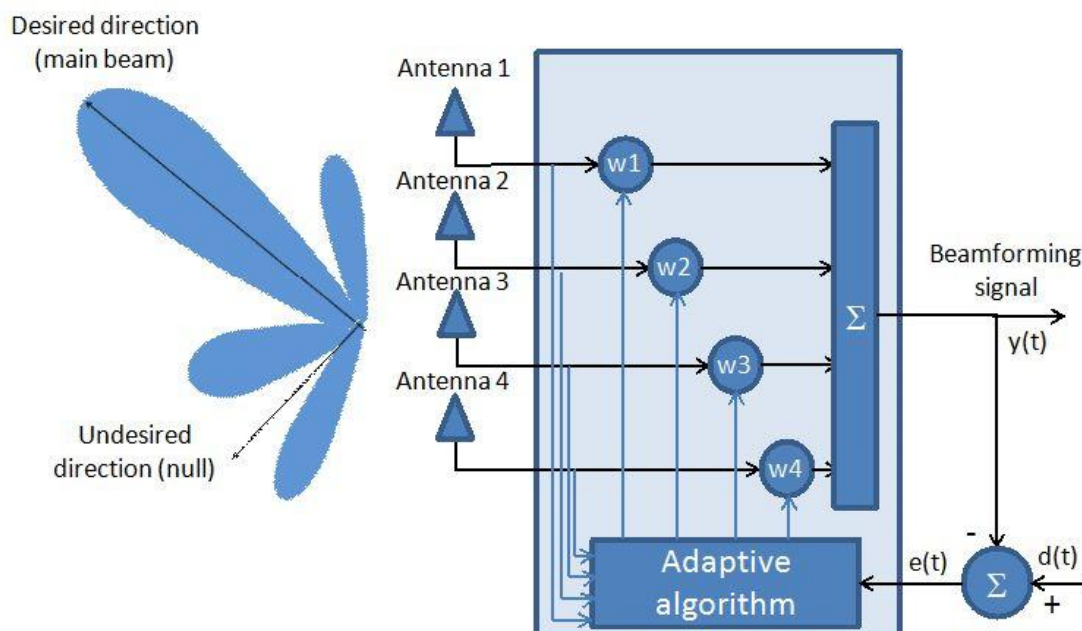


Figura 2.1 Sistema Beamforming.

2.2.2. MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL

A multiplexação espacial, por definição, é a transmissão de pacotes de dados independentes e codificados, a partir de cada elemento de um arranjo de antenas. Portanto, a dimensão espacial é reutilizada, ou multiplexada, mais de uma vez para canais ou dados de comunicações diferentes. Um sinal com alta taxa de transmissão é subdividido em pequenos pacotes com taxa menor. E cada um é transmitido de uma antena de transmissão diferente, no mesmo canal de frequência. Se estes sinais chegam à matriz de antenas receptoras com assinaturas espaciais diferentes e bem

definidas, obtém-se uma estimação precisa do CSI. Cada pacote pode ser tratado como um canal paralelo diferente de comunicação como ilustrado na Figura 2.2 [12].

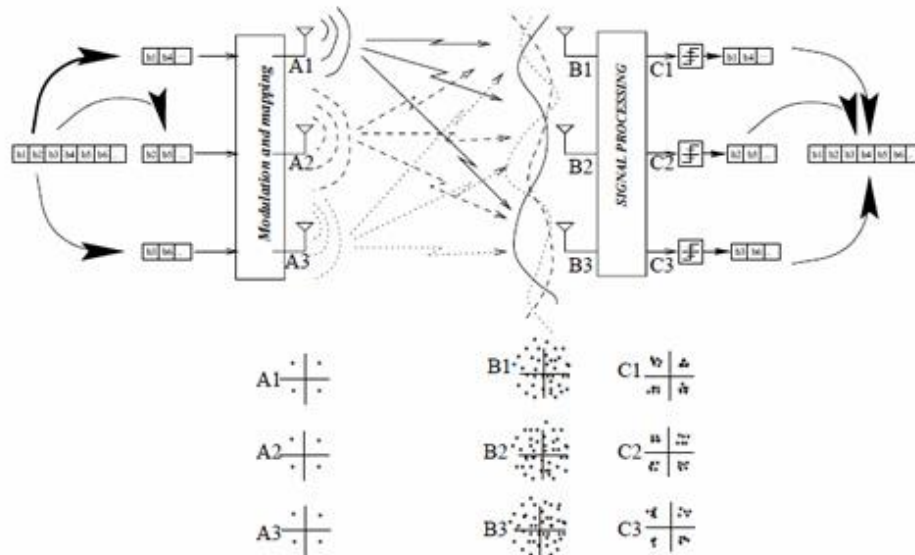


Figura 2.2 Multiplexação Espacial.

2.2.3. CODIFICAÇÃO DE DIVERSIDADE

Como visto anteriormente, os canais são afetados por muitos fatores combinados como o desvanecimento, a difração, a presença de novos obstáculos, e podem mudar continuamente o seu estado. E a estimação precisa do estado do canal é importante para explorar todos os benefícios da tecnologia MIMO. Entretanto, nem sempre é possível realizar essa estimação. Se o CSI não existe ou é totalmente impreciso, não há como implementar o *beamforming* ou a multiplexação espacial. Por isso, a codificação de diversidade abrange justamente, técnicas de processamento de sinal, quando não existe esse conhecimento prévio do canal no transmissor. Um mesmo sinal é transmitido por cada elemento emissor com codificação quase ou totalmente ortogonal. Se um dos sinais transmitidos falhar, os outros podem ser recebidos. A codificação por diversidade também pode ser utilizada em conjunto com a multiplexação espacial quando existe algum conhecimento do canal utilizado.

2.3. APLICAÇÕES EM COMUNICAÇÕES MÓVEIS

Os sistemas MIMO atualmente encontram aplicações em várias áreas e notavelmente em muitas tecnologias diferentes. Desde Satélites, radares, sistemas

de imagem até o mais visível no contexto social, como a telefonia móvel. Alguns exemplos de sistemas MIMO empregados em comunicações móveis são mostrados na tabela 2.1.

Tabela 2.1 Aplicações em Comunicações móveis.

Aplicações	Descrição
3GPP LTE	<i>3rd Generation Partnership Project (3GPP), Long Term Evolution (LTE)</i> é mais utilizada representante da quarta geração de telefonia móvel, que exploram a tecnologia MU-MIMO (multiusuário). Graças a esta tecnologia, o espectro de radiofrequências disponível redes 3GPP LTE pode alcançar maiores eficiências espectrais do que as redes 3G existentes.
Release 8 LTE	Esta atualização introduziu o SU-MIMO (usuário único).
Release 9 LTE	A segunda versão do LTE (Release 9) fornece aprimoramentos para Release 8, e inclui tanto esquemas SU-MIMO (usuário único) quanto MU-MIMO.
LTE Advanced	Progresso em Sistemas MIMO LTE foram obtidos por meio de LTE Avançada. Este Modo permite alternar em uma possível troca entre SU-MIMO e MU-MIMO.
Redes de células múltiplas / Release 10 LTE	As redes de células múltiplas com vários canais de acesso, onde possíveis coordenações entre as estações base é estabelecida. A Figura 2.3 mostra uma rede coordenada MU-MIMO numa rede celular. Três classes de células são apresentados. Estas células são referidas como: <i>Coordinated Cells, Central Cell, Interfering Cell</i> .
Release 12 LTE	Modelagem 3D do canal MIMO, <i>formação de feixe</i> em plano de elevação, MIMO Massivo: Sistemas MIMO em larga escala, MIMO multi-dimensional, incluem o uso extensivo de componentes de baixo consumo de energia de baixo custo, menor latência, a simplificação do controle de acesso ao meio (MAC), e maior robustez à interferência e ao <i>jamming</i> (interferência intencional).

Digital Subscriber Line (DSL)

Sistemas MU-MIMO não são apenas realizados através de redes multicélulas, mas também encontrar as suas aplicações em outros sistemas, tais como o downlink de um *Digital Subscriber Line (DSL)*.

Fonte: [8].

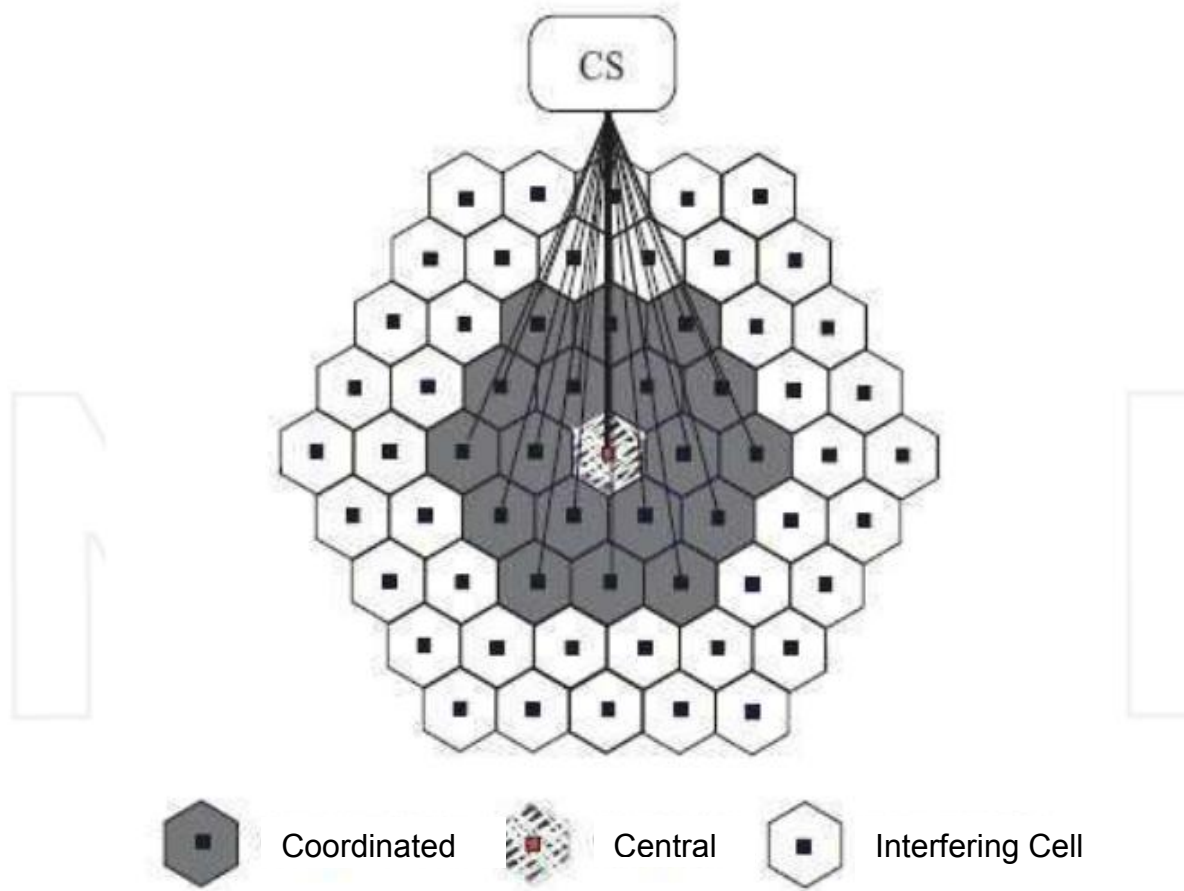


Figura 2.3 Rede múltipla.

2.4. ANTENAS MIMO

O desafio para os engenheiros de radiofrequência (RF) é principalmente compreender os sistemas complexos MIMO, começando pelo transmissor e

terminando com o receptor. Não é suficiente apenas investigar os componentes individuais dos canais de comunicação. As antenas também são parte integrais desse sistema e são adaptadas ao canal de propagação. Para um estudo abrangente, ambos, as antenas e canais de propagação devem ser tratados em conjunto, descritos estatisticamente para levar em consideração o comportamento do sistema em ambientes diferentes de propagação. As correlações entre os coeficientes do canal são influenciadas pelas propriedades das antenas. À medida que as antenas são colocadas numa matriz MIMO, impactos devido ao acoplamento mútuo podem ocorrer. Portanto, todos estes efeitos devem ser considerados ao projetar um arranjo de antenas para sistemas MIMO.

Um exemplo de antenas MIMO, são as antenas de estações base de telefonia móvel, comumente formados por arranjos de dipolos ortogonais inclinados 45° e distribuídos na vertical, como pode ser observado na Figura 2.4 [13]. Cada arranjo pode ser montado na horizontal quanto na vertical, para produzir uma formação de feixe, respectivamente, no plano azimutal e de elevação.

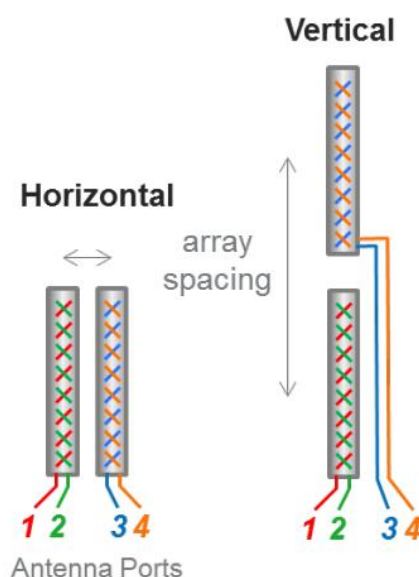


Figura 2.4 Antenas Estações Base.

Um outro grande desafio é a implementação de múltiplas antenas em dispositivos portáteis. Com o avanço da eletrônica e surgimento dos dispositivos com estruturas cada vez mais compactas e requisitos de desempenho superiores foi fortemente intensificado. Conseqüentemente, as antenas de circuito impresso

surgiram como excelente alternativa para respeitar esses requisitos devido à sua forma compacta e plana. Porém, o espaço ainda é um obstáculo para o posicionamento de diversas antenas, e principalmente, mitigar a correlação entre estas. Nos últimos anos muitos modelos têm sido estudados na literatura, porém alta eficiência e uma larga banda de operação ainda são grandes desafios.

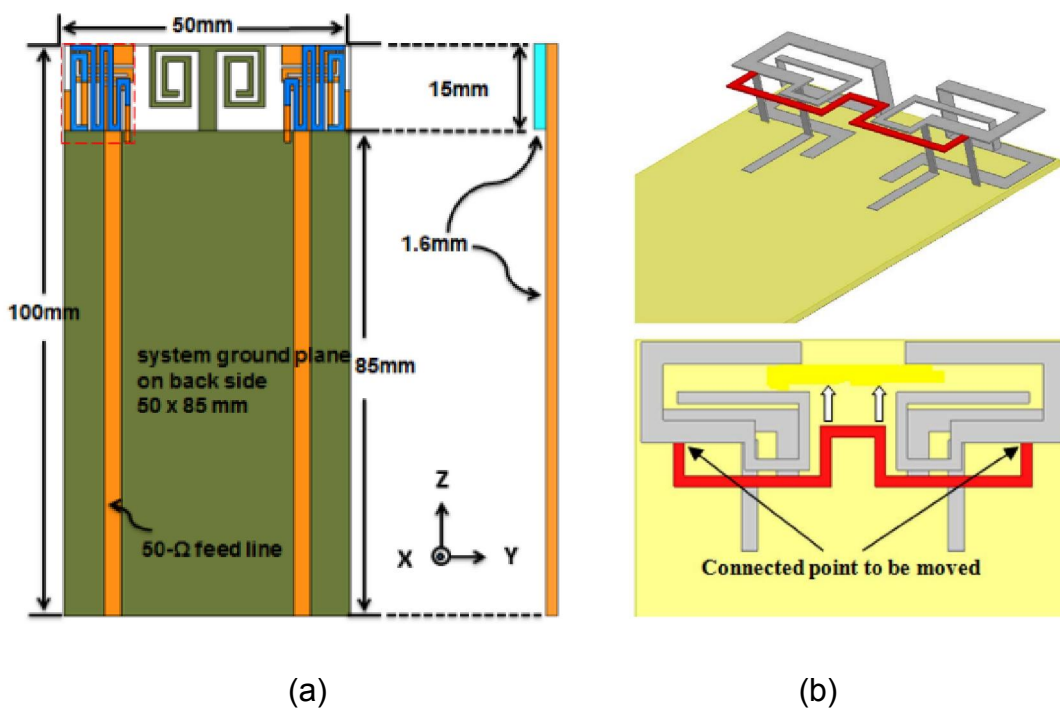


Figura 2.5 Antena MIMO para dispositivos móveis [14] e com elemento desacoplador no plano de massa (a) e linha de neutralização (b) [15].

3. CONCEITOS INICIAIS

3.1. TEORIA ELETROMAGNÉTICA: MÉTODO FDTD PARA UTILIZAÇÃO DE SOFTWARES DE SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

O método das diferenças finitas (*FDTD- Finite Difference-Time Domain*) no domínio do tempo é uma ferramenta para resolução de problemas que envolvem os fenômenos eletromagnéticos descritos por Maxwell, como estudos de radiação, espalhamento e compatibilidade eletromagnética.

A base do método FDTD é a resolução das equações parciais e diferenciais de Maxwell em intervalos de tempo e espaços discretos (células). Os primeiros conceitos foram introduzidos por Yee [17]-[18], nos quais as componentes dos campos elétricos e magnéticos são espaçadas em meio-intervalo espacial e temporal. As características do meio analisado como permissividade elétrica, permeabilidade magnética e condutividade elétrica devem ser bem definidas para se obter um alto grau de precisão nos cálculos. Condições de fronteiras apropriadas também são aplicadas para truncar o domínio computacional (reduzi-lo a um domínio finito, mas considerando-o como infinito) a fim de reduzir o tempo de simulação. No FDTD, para simular ambientes abertos são utilizadas camadas absorventes (*PML – perfect matched layer*).

No caso da concepção de antenas, condições de fronteiras também são definidas para as simulações. O método FDTD lida com problemas de várias camadas de dielétricos sem a utilização das complexas equações de Green requeridas para soluções no domínio da frequência, embora sejam estruturas complexas e com materiais diferentes [18].

3.1.1. EQUAÇÕES DE DIFERENÇAS DE MAXWELL

As equações de Maxwell considerando as perdas magnéticas e elétricas e fontes de corrente no meio, são dadas por:

$$\varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \vec{J} - \sigma \vec{E} \quad (3.1a)$$

$$-\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \nabla \times \vec{E} - \vec{M} - \sigma_m \vec{H} \quad (3.1b)$$

Nas equações 3.1, \bar{M} e \bar{J} são respectivamente as fontes de corrente elétrica e magnética do meio, \bar{H} a intensidade do campo magnético, \bar{E} a intensidade do campo elétrico, σ a condutividade elétrica e σ_m condutividade magnética (representação das perdas magnéticas do meio).

Para simplificar as equações de Maxwell, a solução é feita a partir de equações de diferenças[18], por permitir a solução em intervalos de tempo e espaço discretos como definida abaixo:

$$\frac{\partial f}{\partial u} = \frac{f(u+\Delta u/2) - f(u-\Delta u/2)}{\Delta u} \quad (3.2)$$

Onde u pode ser as coordenadas espaciais x, y, z ou o tempo t . E f a representação das componentes dos vetores de intensidade dos campos elétricos e magnéticos.

3.1.2. CÉLULA DE YEE

Para discretizar o espaço, são usadas as chamadas células de Yee onde os vetores de campo elétrico são cercados por vetores de campo magnéticos de circulação como ilustrado na Figura 3.1 [18].

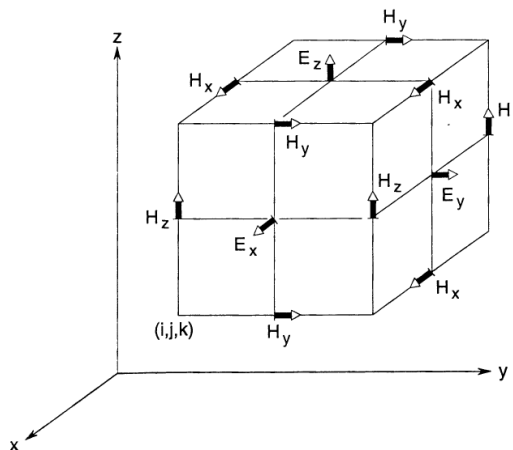


Figura 3.1 Célula de Yee.

Os campos calculados em intervalos de espaço e tempo discretos são representados por: $f(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = f(i, j, k, n)$. Onde i, j, k e n são números inteiros, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ são os intervalos de espaços discretos das coordenadas x, y e z e Δt o intervalo de tempo discreto.

3.1.3. DISPERSÃO E ESTABILIDADE NUMÉRICA

Dispersão Numérica [18], é a variação da velocidade de fase dos modos de onda simulados em relação à velocidade da luz c , variando com o comprimento de onda, com a discretização espacial e com a direção de propagação. Para diminuir a dispersão numérica, os passos espaciais Δx , Δy , Δz devem ser pelo menos, menores ou iguais a $\lambda_m/10$ para se obter um baixo valor de erro. Entretanto, para cálculos mais precisos, discretizações menores que $\lambda_m/20$ são mais indicadas, em especial para modelos com altas perdas.

Outro ponto importante é a estabilidade numérica [18]. Para evitar o aumento descontrolado dos cálculos computados, a discretização no tempo Δt também deve ser limitada, como definida pela condição de Courant:

$$\Delta t < \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (3.3)$$

3.1.4. SOFTWARE CST MWS: UTILIZAÇÃO DO TIME-DOMAIN SOLVER

Atualmente existem vários softwares comerciais que implementam o Método FDTD para resolução de problemas de eletromagnetismo. Esses programas permitem uma rápida resolução e otimização de problemas com estruturas complexas, principalmente com o aumento da velocidade de evolução das pesquisas e do desenvolvimento de tecnologias. Contudo, para o bom manuseio dessas ferramentas é essencial o conhecimento da teoria eletromagnética e o funcionamento básico deste método para os ajustes dos parâmetros de simulação.

Neste trabalho foram utilizados o *software CST Microwave* e o seu *Time-Domain Solver* (Calculador FDTD) para a concepção das antenas [19]. A interface do CST é ilustrada na figura 3.2. Para a realização de uma simulação confiável o seguinte algoritmo deve ser seguido como ilustrado no fluxograma da figura 3.3.

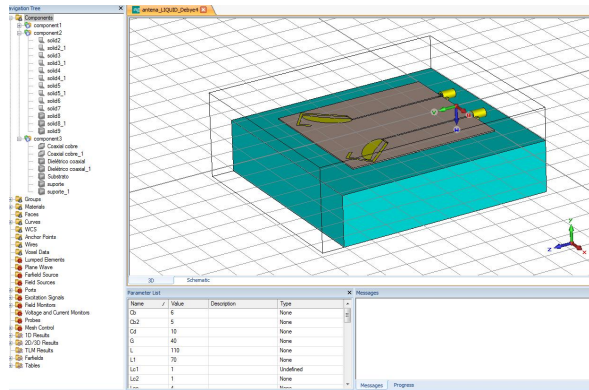


Figura 3.2 Interface do CST Microwave.

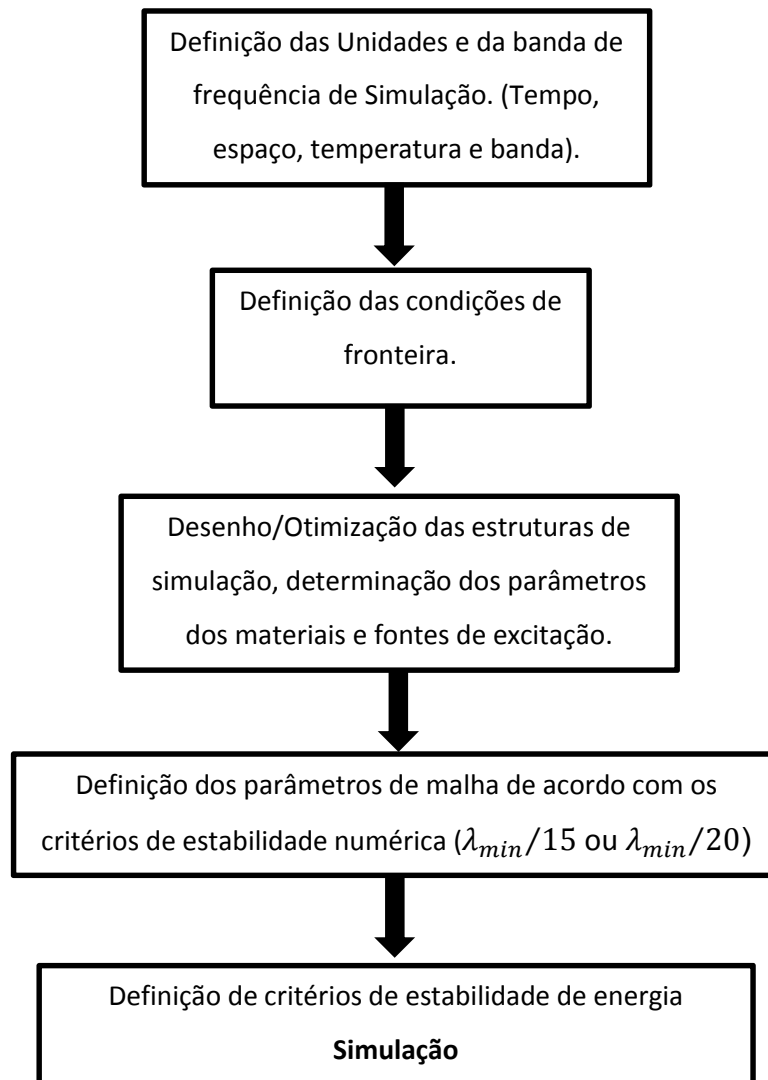


Figura 3.3 Fluxograma de Simulação.

3.2. PARÂMETROS DAS ANTENAS

Para avaliar o desempenho de uma antena MIMO é importante definir parâmetros que possam caracterizá-lo. Como discutido no capítulo 2, o acoplamento mútuo é diretamente relacionado com a correlação e eficiência de multiplexação. No caso das antenas alguns parâmetros como largura de banda de impedância, impedância de entrada, perdas de retorno, diagrama de radiação e eficiência são essenciais para analisá-las e conseqüentemente guiarem o processo de desenvolvimento das antenas [20].

3.2.1. IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

A impedância de entrada de uma antena é definida como a impedância vista nos terminais de entrada ou a relação entre a tensão e a corrente nesses terminais, como expressada na equação abaixo:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + jX_{in}; \quad (3.4)$$

E X_{in} é reatância de entrada da antena e $R_{in} = R_L + R_r$ a resistência de entrada da antena e $j = \sqrt{-1}$. Sendo R_L a resistência de perdas e R_r é a resistência de radiação (equivale à energia radiada), como ilustrado na fig. 3.4.

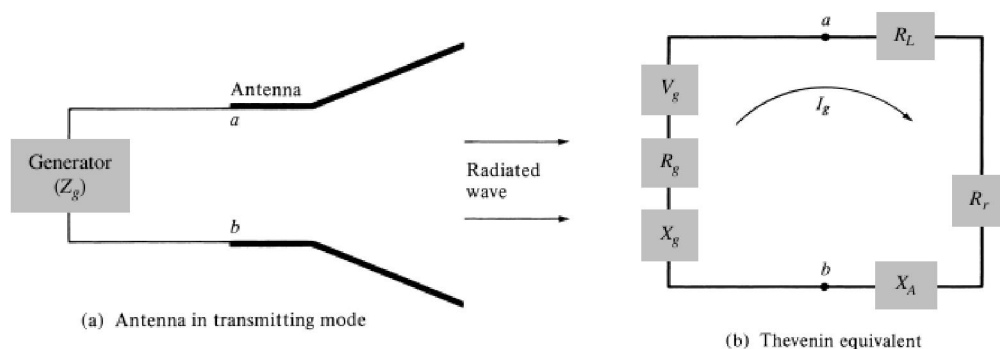


Figura 3.4 Impedância de Entrada (Fonte:[21]).

3.2.2. PARÂMETROS S

Sistemas multiportas como no caso dos sistemas MIMO geralmente são caracterizados por uma série de parâmetros, e geralmente representados na forma Matricial. Nos sistemas radiofrequência é comumente representada pela Matriz de espalhamento (Parâmetros S) [22]:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}, \quad (3.5a)$$

Os termos $a_1 \dots a_n$, são os termos das ondas de tensão incidentes em cada porta, e $b_1 \dots b_n$, as ondas de tensão refletidas em cada porta. Para um sistema de duas portas alimentados com mesma impedância característica Z_0 , temos a configuração mostrada na Figura 3.5.

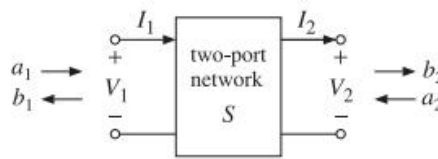


Figura 3.5 Rede 2 portas.

As matriz de espalhamento se reduz às equações abaixo:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (3.5a)$$

Para $a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}}$, $a_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}}$, $b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}}$, $b_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}}$, sendo V_2, V_1 as tensões totais, respectivamente, nas portas 1 e 2, e I_2, I_1 as correntes totais, respectivamente, nas portas 1 e 2. O S_{11} , e também de maneira análoga o S_{22} , pode ser calculado como a razão entre a onda refletida V_0^- e a onda incidente V_0^+ do sinal nos terminais de entrada da antena, ou também pela relação com a impedância da antena (Z_{in})/linha(Z_0) como mostrado pela equação abaixo:

$$\Gamma = S_{11} = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (3.5a)$$

$$\text{Em dB, } \Gamma_{dB} = 20 \log |\Gamma| \text{ ou } S_{11_{dB}} = 20 \log |S_{11}| \quad (3.5b)$$

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.6)$$

3.2.3. EFICIÊNCIA TOTAL

Esse parâmetro avalia a eficiência com que a energia é radiada pela antena, considerando todas as perdas de energia necessárias para a radiação. As perdas por condução e do dielétrico, e as perdas por descasamento de impedância entre antena/gerador. Ela é definida pela eq. (3.7) [21]:

$$e_{total} = e_{cd}e_r, \quad (3.7)$$

sendo $e_{cd} = \frac{R_r}{R_L + R_r}$, é a eficiência de radiação, que é relativa somente às perdas de energia por condução e perdas do dielétrico. Já $e_r = 1 - |\Gamma|^2$ é a eficiência devido às perdas de descasamento de impedância do conjunto antena/gerador.

3.3. EFICIÊNCIA MIMO

3.3.1. ENVELOPE DE CORRELAÇÃO

Com o intuito de avaliar a correlação entre as antenas MIMO co-localizadas em um arranjo, foi definido o coeficiente ou envelope de correlação (ECC) [34]. Porém, para ser obtido, geralmente eram necessários os diagramas de radiação, bem como operações de integração complicadas ao longo de todo o espaço. Em função desta complexidade, um novo método foi proposto a partir dos parâmetros S [36], uma vez que estes são facilmente obtidos tanto numericamente quanto experimentalmente. Logo a ECC foi definida por (3.8),

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{[1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)][1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2)]} \quad (3.8)$$

3.3.2. EFICIÊNCIA DE MULTIPLEXAÇÃO

Uma métrica importante chamada eficiência de multiplexação, tem sido utilizada para investigar o desempenho das antenas MIMO [34]-[36]. Esta avalia a SNR adicional (relação sinal/ruído) necessária para uma antena real atingir a mesma capacidade de uma antena ideal em um canal de desvanecimento independente e identicamente distribuído. A eficiência de multiplexação (Mux Eff.) é descrita pela equação (3.9):

$$\eta_{mux} = \sqrt{(1 - \rho_e)\eta_1\eta_2}, \quad (3.9)$$

Sendo η_i a eficiência total de cada porta i da antena, e ρ_e , o envelope de correlação (ECC) que mede a imunidade do sistema a propagação multipercurso por meio da avaliação da correlação entre os elementos do arranjo de antenas.

3.3.3. CANAL MIMO

Um canal MIMO linear e invariante no tempo pode ser descrito pela equação (3.10), uma vez que se trata de um sistema multivariável. Logo pode ser representado de forma matricial e vetorial, por

$$y = H * x + b, \quad (3.10)$$

Para o qual H é a matriz representativa de um canal complexo MIMO:

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \dots & H_{1m} \\ H_{21} & H_{22} & \dots & H_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n1} & H_{n2} & \dots & H_{nm} \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

na qual m o número de transmissores e n o número de receptores, e :

- $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$, o vetor dos sinais complexos transmitidos.
- $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_n]^T$, o vetor dos sinais complexos recebidos.
- $b = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_n]^T$, o vetor do sinal de ruído.

3.3.4. CAPACIDADE MIMO

A capacidade do canal é definida como o limite superior para o qual a taxa de informações pode ser transmitida de forma confiável ao longo de um canal de comunicação. Para os sistemas MIMO, pode ser avaliada principalmente nos seguintes cenários:

1. Quando a informação do canal (CSI) não é conhecida no transmissor, a potência é dividida para todas as N_T antenas transmissoras. A capacidade é dada por (3.12a) [8]:

$$C(H) = \log_2 \left[\det \left(I_{N_R} + \frac{SNR}{N_T} HH^* \right) \right] \quad (3.12a)$$

- Considerando SNR , a relação sinal ruído do canal; I_{N_R} a matriz identidade dos N_R receptores; H^* a resposta conjugada do canal.
2. No caso da CSI ser conhecida no receptor, a decomposição por valor singular é utilizada:

$$C_{SVD}(H) = R \log_2 \left[\det \left(1 + \frac{SNR}{N_T} HH^* \right) \right] \quad (3.12b)$$

- Sendo $R = \min(N_R, N_T)$ o posto da matriz H .
3. Quando a CSI é conhecida em ambos, transmissores e receptores, a capacidade é dada pelo algoritmo water-filling [8], como descrito a seguir:

$$C_{WF} = \sum_i^R \log_2 \left[\left(\frac{\lambda_{H,p} \cdot \rho}{\sigma_b^2} \right)^+ \right] \quad (3.12c)$$

- $a^+ = \max(a, 0)$.
- Sendo $\lambda_{H,p}$ o p -ésimo valor singular da matriz do canal H .
- ρ é a constante escalar o requerimento de potência.
- σ_b^2 a potência do sinal de ruído.

4. DESENVOLVIMENTO DA ANTENA MIMO

Neste capítulo é abordado o raciocínio utilizado para desenvolver e otimizar as antenas. Mostrando-se as especificações estabelecidas, o conceito de antena explorado e as soluções propostas para alcançar o desempenho almejado.

4.1. ESPECIFICAÇÕES MIMO

É preciso definir as especificações requeridas pelas antenas com o intuito de obter o desempenho adequado do sistema MIMO. Todos os parâmetros definidos no capítulo 3 são importantes no desenvolvimento das antenas. Entretanto, existem parâmetros-chave para o processo de concepção.

Uma alta eficiência de radiação é obrigatória para comunicações móveis dado que a densidade de potência espectral transmitida é baixa. Perdas por condução, perdas nos dielétrico e por descasamento de impedância devem ser minimizadas. Além disso, obtém-se um menor desperdício de energia e aumento da vida útil de futuras baterias que podem ser acopladas a essas antenas. Contudo, antenas para dispositivos móveis geralmente apresentam baixa eficiência, devido ao espaço limitado dentro das cápsulas de celulares, exigindo dos engenheiros e pesquisadores uma grande criatividade e *expertise*. Por estas razões, utiliza-se nesse trabalho um critério de -6 dB [15], para as perdas de retorno e de eficiência total superior a -3 dB. E ainda por serem dispositivos que podem fazer parte de uma linha de produção, elas devem agregar um baixo custo, ser facilmente fabricadas e implementadas, e possuir dimensões compactas. Além disso, por se tratar de um arranjo MIMO, deve-se obter uma isolamento superior a 15 dB, uma baixa correlação entre os elementos radiantes e uma alta eficiência de multiplexação.

Portanto, nesse trabalho, as seguintes especificações foram consideradas no desenvolvimento das antenas:

Tabela 4.1 Especificações das Antenas

Parâmetro	Critério Utilizado
S_{11}	< - 6 dB
S_{21}	>15 dB

Envelope de correlação	<0.5
Eficiência Total	Superior a 3 dB
Eficiência de Multiplexação	Superior a 3 dB
Polarização	Linear
Estrutura	Simples e Compacta

4.2. OTIMIZAÇÃO DA ANTENA MIMO

Definidas as especificações, para o projeto de desenvolvimento das antenas, é preciso procurar técnicas de otimização que atendam esses critérios de desempenho.

Diferentes tipos de antenas de dispositivos móveis são explorados na literatura. Nos quais as especificações definidas a seção 4.1 são norteadoras do processo de concepção. Devido à exigência de operação em cada vez mais bandas de comunicação, antenas Ultra Banda Larga se tornam alternativas interessantes, sendo mais vantajosa a utilização de uma única antena para cobrir todos os padrões de comunicação do que múltiplas antenas espalhadas no dispositivo móvel cujo espaço já é reduzido.

Além disso, para aplicações MIMO encontram-se antenas que mal cobrem alguns padrões de comunicação e com eficiência não muito melhor do que 50% no espaço livre (FS). Além disso, o desempenho próximo ao corpo humano geralmente não é levado em consideração [24]-[30]. Porém, a perda de eficiência é inevitável devido ao contato com o usuário. Outra questão é o isolamento entre elementos das antenas, que tem um grande impacto na capacidade de comunicação de sistemas MIMO. Muitas técnicas de dissociação foram estudadas nos últimos anos [24]-[28].

Um dos mais promissores conceitos de antena UWB é a antena monopolo planar [29]-[31], pois, é um tipo de antena de baixo custo, pequeno volume, fabricação simples e é facilmente embarcada em dispositivos portáteis e integrada com circuitos eletrônicos. Os monopolos podem ter radiadores (*Patch*) com formas circulares, elípticas, retangulares, entre outras, e geralmente são alimentados por linhas de microfita, ou por guias de onda coplanares (*CPW-Coplanar Waveguide*), [31]-[32].

Sendo que as duas possuem performances semelhantes. Cabe ao engenheiro escolher o tipo de alimentação melhor adaptado a antena e a aplicação.

Deste modo, neste trabalho procura-se explorar as qualidades do monopolo planar de maneira a alcançar os melhores desempenhos frente às especificações impostas na seção 4.1. O conceito escolhido para otimização foi o monopolo planar com radiador semielíptico, alimentado por linha de microfita e com isolamento no formato “T” entre os elementos.

4.2.1. CONCEITO INICIAL MIMO

A estrutura da antena como conceito base para a concepção foi a antena proposta por Yang [16]. Devido, principalmente, seu potencial de isolamento entre os elementos através de um ramo na forma de “T” e elementos inclinados em 45° para um melhor aproveitamento do espaço e aumento do comprimento efetivo da corrente. A antena possui dimensão 0.8x125x100 mm³ e foi impressa no substrato FR-4 com permissividade relativa igual a 4.4 e perdas dielétricas iguais a 0.02 como ilustrada na Figura 4.1. O fato da alimentação ser realizada na parte inferior da antena é também uma vantagem em relação aos dipolos alimentados na região central. Pois, toda estrutura de alimentação é vulnerável ao acoplamento com o campo próximo ao redor da antena, o que distorce o diagrama de radiação. E a região central geralmente está no coração desses campos. Enquanto a zona inferior localiza-se em uma região de campo próxima menos intensa. Logo, o uso da linha de microfita é ideal em razão do grau de liberdade oferecido por possíveis modificações do plano de terra abaixo da linha com intuito de melhorar o acoplamento da alimentação com o *patch*.

Contudo, a estrutura dos tocos (*stubs*) utilizados no radiador não fornecem uma boa adaptação de impedância, geralmente, *stubs* funcionam tanto como ressonadores como filtro rejeita banda para algumas frequências como em torno 2.3 GHz, e não apresentam níveis de reflexão melhores que -8 dB para todas as bandas de frequência de telefonia móvel como mostrado na Figura 4.2.

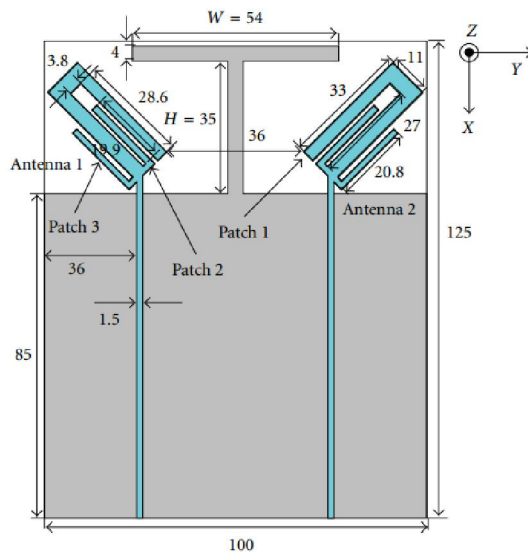


Figura 4.1 Protótipo Antena Conceito.

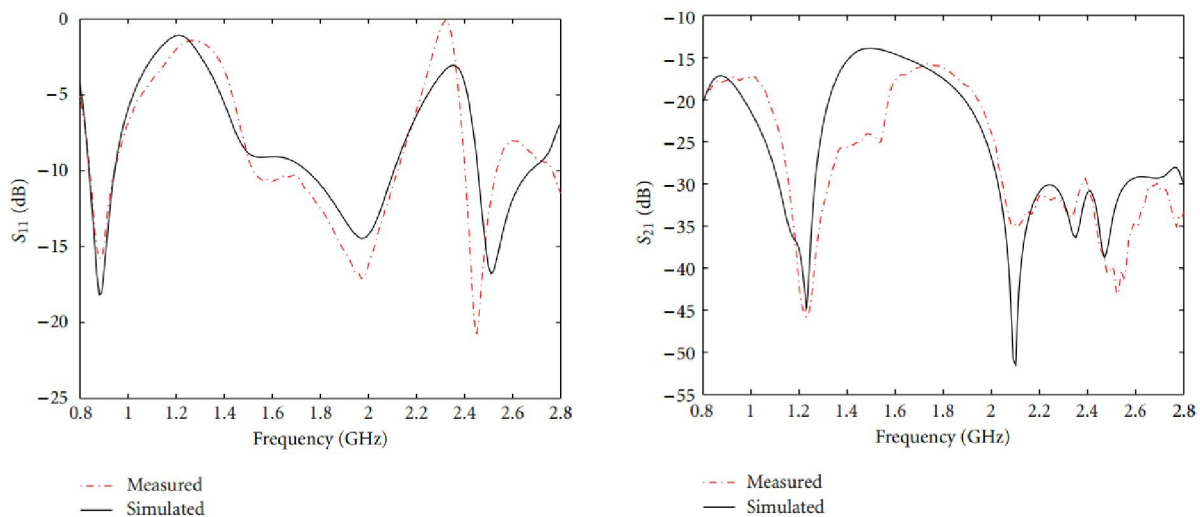


Figura 4.2 S_{11} e S_{21} da antena conceito [16].

4.2.2. MONOPOLO SEMIELÍPTICO

A partir do conceito inicial da Figura 4.1, foi realizada a substituição dos *stubs* pelo radiador semi-elíptico inclinado em 45° . O modelo simulado é ilustrado na Figura 4.3 (dimensões em mm). O substrato FR-4 também foi mantido com as mesmas propriedades dielétricas. Porém, o comprimento do mesmo foi reduzido, apresentando as seguintes dimensões $0.8 \times 112 \times 100 \text{ mm}^3$. A isolação em forma de "T" no plano de massa foi mantida na estrutura para manter o efeito isolador entre os elementos do arranjo. A parte em cor amarela é colocada na superfície superior e a parte cinza na parte inferior do substrato.

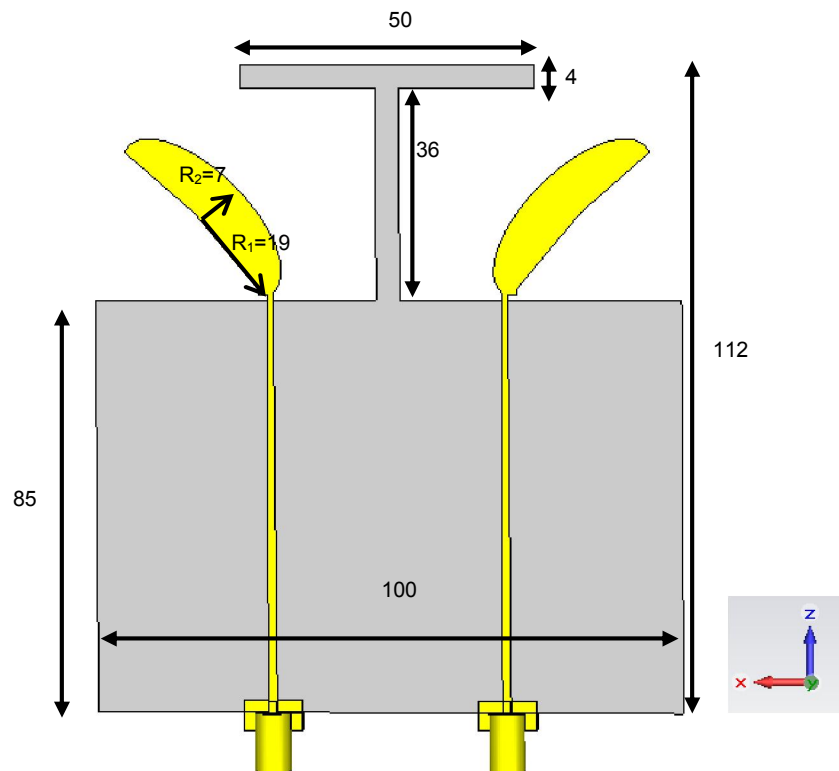


Figura 4.3 Antena com *patch* semielíptico, em cinza o plano de terra.

A escolha pelo monopolo semielíptico em relação à combinação de “tocos” é justificada por ser uma estrutura mais indutiva do que as formas circulares e quadradas. A possibilidade de ajustar os eixos da elipse a fim de obter uma largura de banda de frequências também é uma vantagem. Além de proporcionar uma maior área que os *stubs* e um maior grau de liberdade para as correntes.

Assim como as dimensões da elipse, outros fatores podem influenciar na impedância de entrada do *patch*, como a sua distância em relação ao plano de terra, por se tratar de uma região de acoplamento, onde o campo próximo é muito intenso, como explicado na seção 4.2.1, e ainda, dependente da largura da linha de alimentação da antena. Uma otimização paramétrica foi realizada baseada no trabalho [23] para obter o melhor desempenho da antena com esses parâmetros uma combinação ótima.

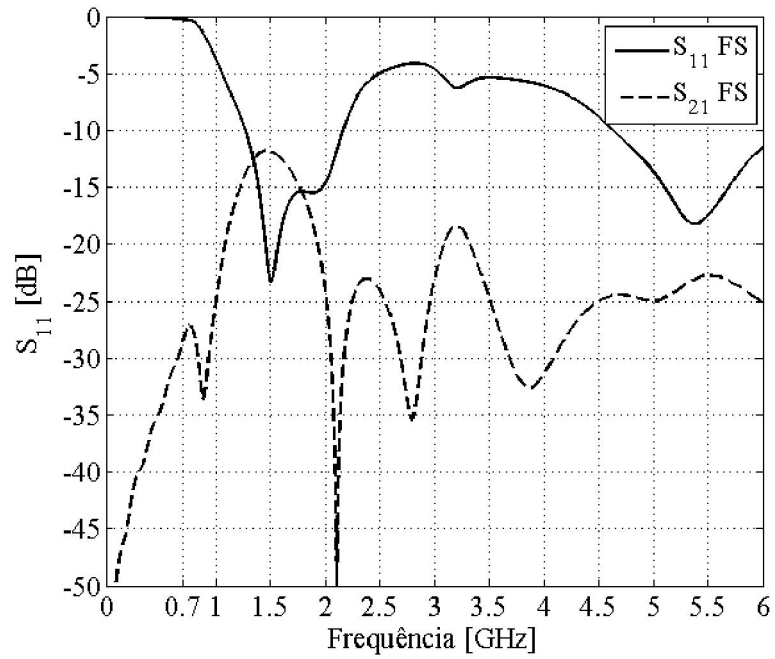


Figura 4.4 S_{11} e S_{21} do monopolo com radiador semielíptico.

4.2.3. MONOPOLO SEMIELÍPTICO COM TOCO

A fim de obter a ressonância para as frequências mais baixas das bandas de comunicações móveis, um único toco retangular inclinado também de 45° foi adicionado ao radiador semielíptico como ilustrado na Fig. 4.5 (dimensões em mm).

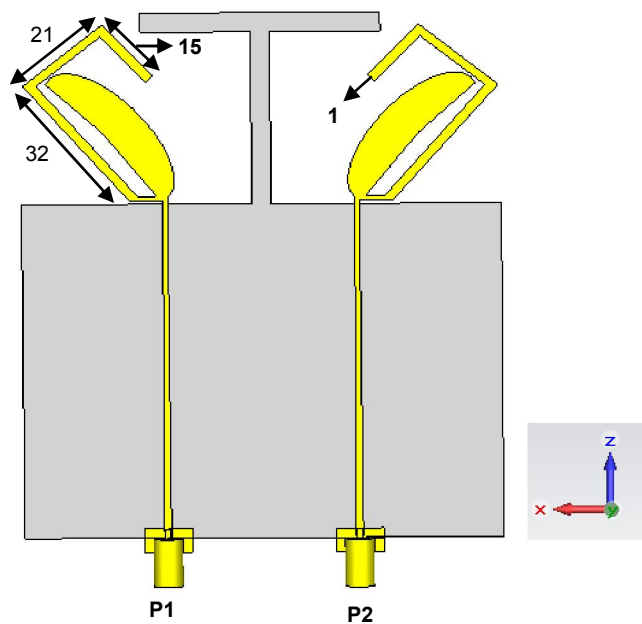


Figura 4.5 Antena com *patch* semielíptico e toco.

Os tocos proporcionam um comprimento elétrico mais longo para corrente e devido a sua espessura mais fina, em torno de 0.7-1 GHz, um casamento melhor da impedância para as frequências mais altas.

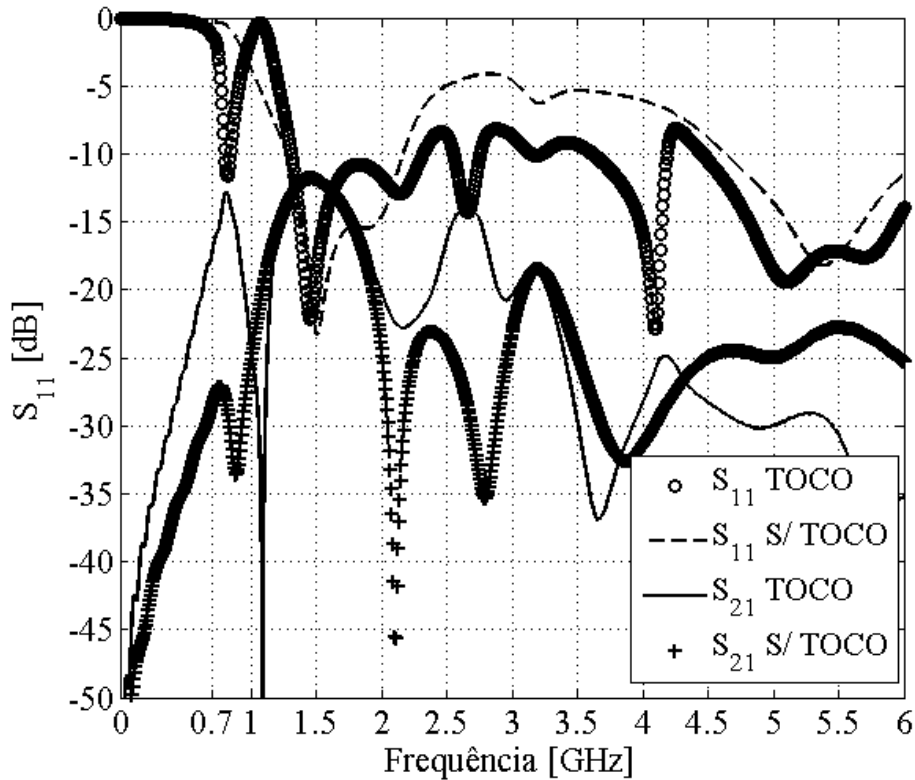


Figura 4.6 Parâmetros S do *patch* semielíptico com toco e sem (s/) toco.

4.2.4. CANTOS ARREDONDADOS, LINHA TRAPEZOIDAL e CAVIDADE.

Uma das pistas importantes para melhorar os resultados está na impedância de entrada do *patch*. A linha de alimentação apresenta uma impedância característica de 50 Ohms calculada através das equações mostradas em [22]. Todavia, o mesmo não pode ser afirmado sobre a impedância de entrada do *patch* elíptico. Logo, a linha retangular não é adequada, uma vez que o descasamento de impedâncias entre o *patch* e a linha provoca um aumento nas reflexões.

Em [23], foi estudado um monopolo elíptico UWB, mostrado na Figura 4.7, sendo utilizada uma linha trapezoidal, cantos arredondados no plano de massa para melhorar o casamento de impedância com o radiador elíptico.

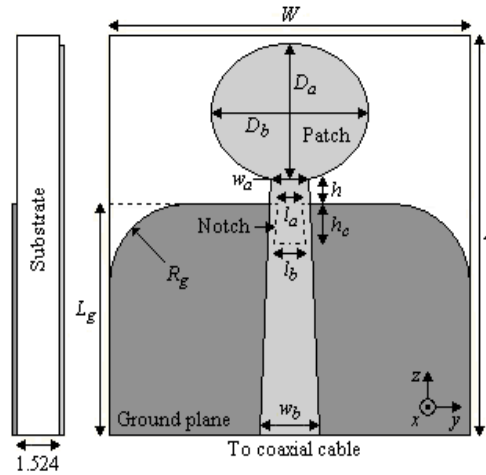


Figura 4.7 Monopolo elíptico com linha trapezoidal, cantos arredondados e cavidade (tracejado).

Retomando esses resultados da linha trapezoidal ilustrados nas Figuras 4.8 e 4.9, observa-se que graças às modificações na linha o nível de reflexão fica abaixo - 15 dB para quase toda a banda UWB, e a oscilação da resistência é razoavelmente estável em torno de 50 Ohms (Impedância gerador) e a da reatância em torno de 0 Ohm.

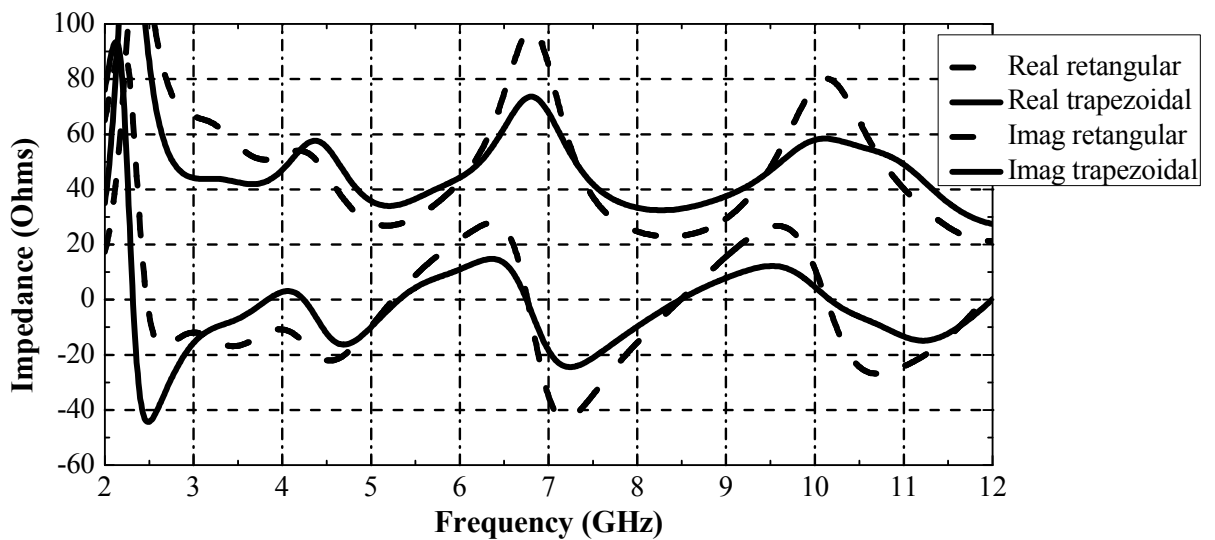


Figura 4.8 Impedância do Monopolo elíptico com linha retangular e linha trapezoidal [23].

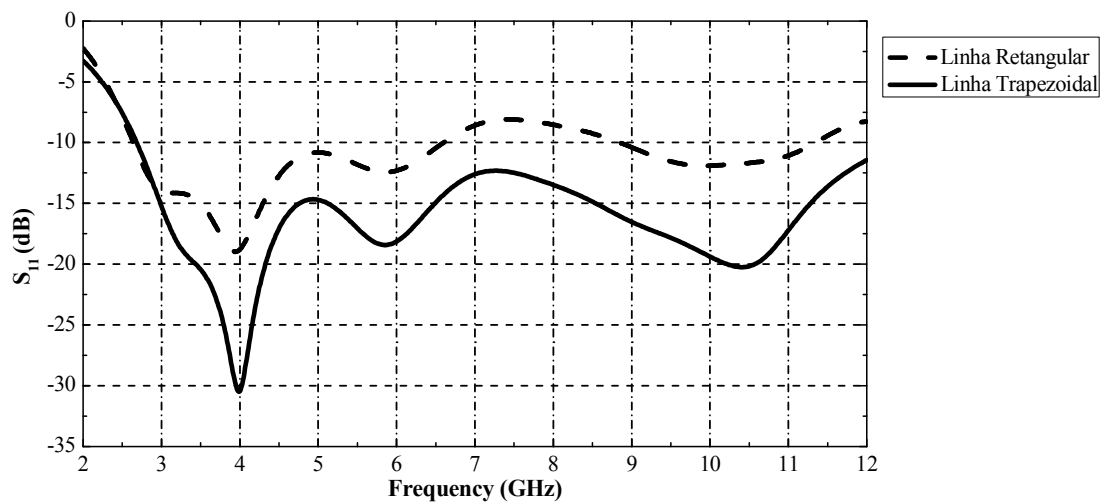


Figura 4.9 S_{11} do Monopolo elíptico com linha retangular e linha trapezoidal.

No caso dos cantos arredondados, eles possibilitam um melhor casamento nas baixas frequências, devido à modificação da densidade de corrente, também aumentando seu comprimento efetivo, como pode ser observado na Figura 4.10.

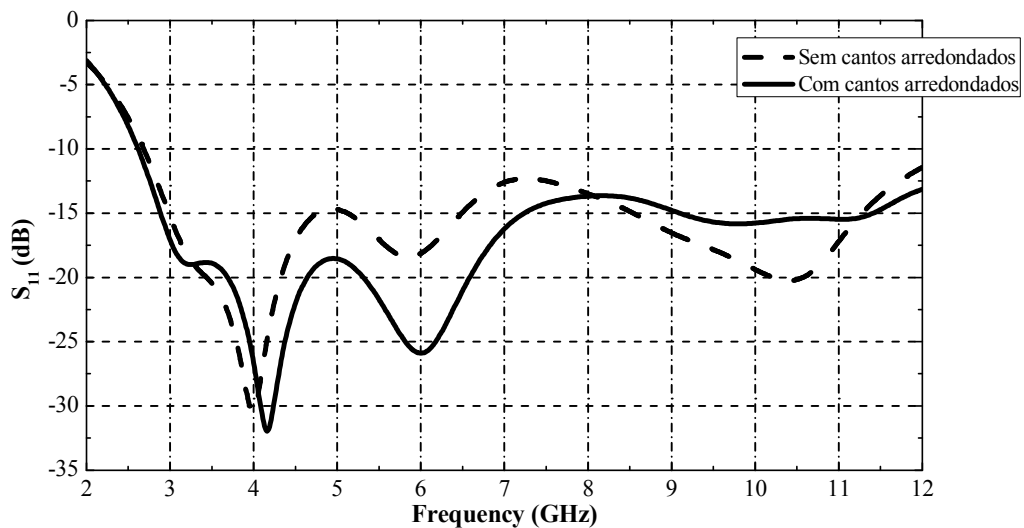


Figura 4.10 S_{11} da antena com e sem os cantos arredondados.

Já para cavidade, também em [23], foi notada a sua ação como um ressonador, agindo principalmente nas altas frequências, nas quais suas dimensões são comparáveis ao comprimento de onda efetivo, como mostrado nas figuras 4.11 e 4.12.

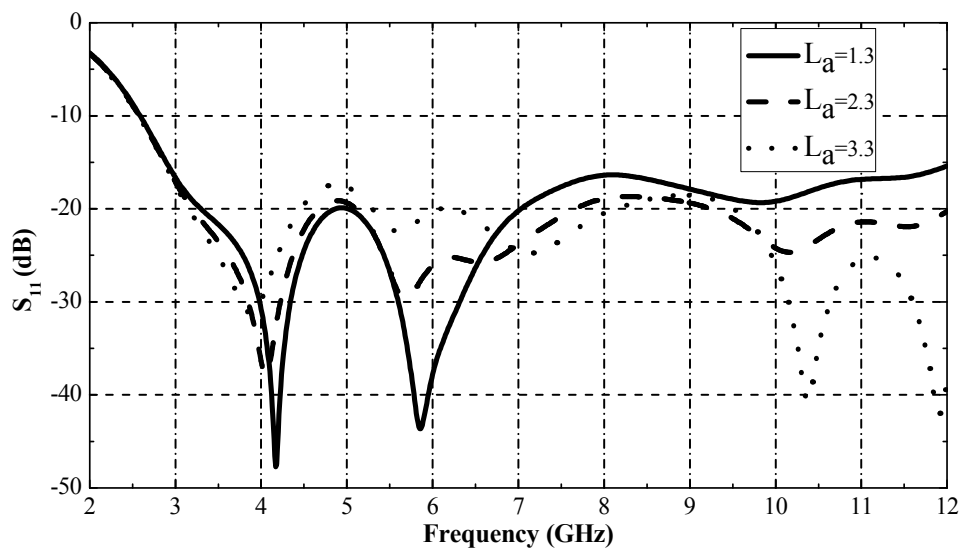


Figura 4.11 S_{11} da antena com cavidade para diferentes valores de L_a .

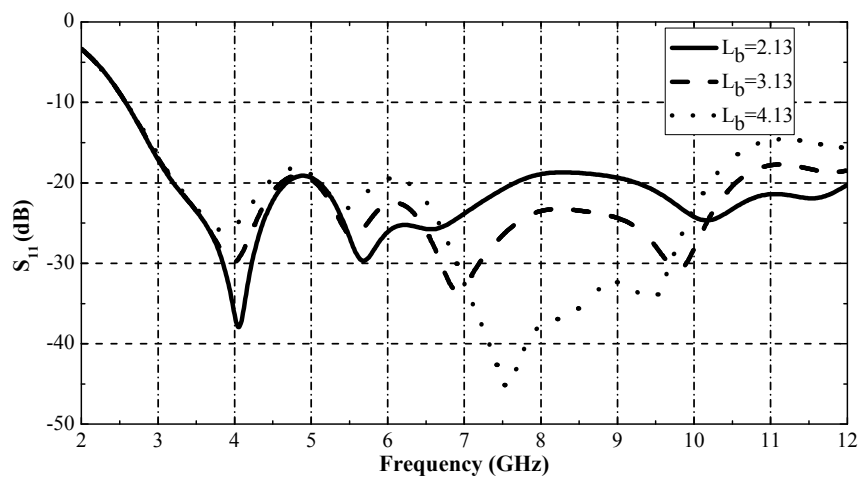


Figura 4.12 S_{11} da antena com cavidade para valores diferentes de L_b .

Partindo desses conceitos, realizou-se a otimização desses parâmetros no monopolo semi-elíptico, os resultados finais são mostrados no capítulo 5.

4.2.5. RADIAÇÃO MONOPOLO SEMIELÍPTICO

A partir dos resultados das seções anteriores, infere-se que a utilização da linha como um transformador de impedância entre a alimentação da antena e o *patch*, os cantos arredondados e a presença dos tocos provocam uma grande evolução do desempenho do monopolo semi-elíptico em termos de perdas de retorno. Para entender esse comportamento dos campos é essencial analisar as distribuições de

corrente da antena, especialmente, nas altas frequências, onde as distribuições sofrem mudanças marcantes, como ilustrado na Figura 4.11.

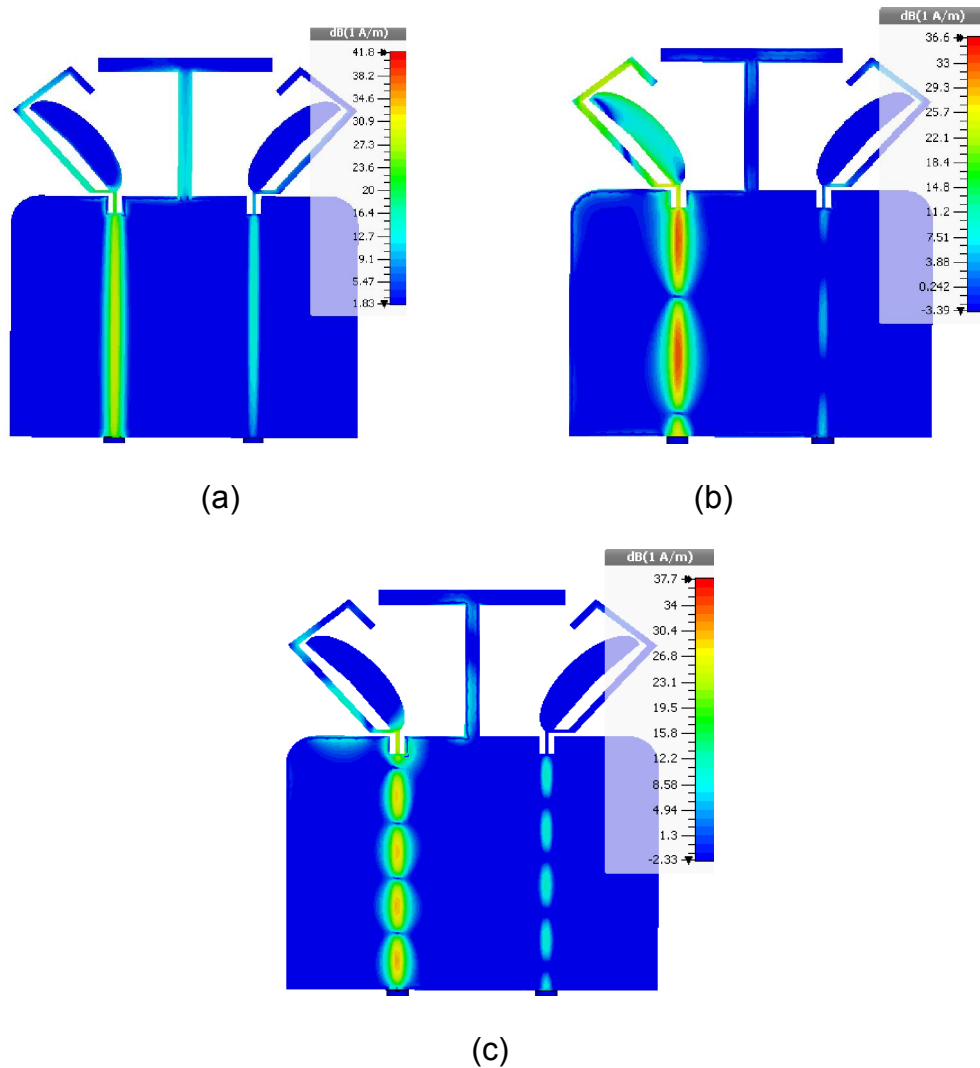


Figura 4.13 Densidade de distribuição de corrente em 0.7 GHz (a), 2.3 GHz (b) e 5.5 GHz (c).

Observa-se que o braço “T” é fortemente excitado, diminuindo a troca de energia entre os elementos e melhora o isolamento, especialmente em frequências mais baixas. As ressonâncias na faixa 0.7-1 GHz são principalmente excitadas no toco inclinado e no ramo “T”. Para as frequências superiores a 1.3 GHz, o *patch* semielíptico inclinado também começa a participar da radiação e os cantos arredondados também são excitados, aumentando a largura de banda. Além disso, é importante salientar que mesmo para as frequências em torno de 5.5 GHz a ponta inclinada é participativa na radiação.

Considerações Finais do Capítulo

A partir dos resultados deste capítulo, observa-se que a antena proposta tem um alto grau de liberdade para otimização. E que o ajuste de um parâmetro pode melhorar os resultados em uma faixa de frequências, mas deteriorá-lo em outra faixa.

Portanto, como há uma grande quantidade de parâmetros, foi utilizado o otimizador do CST MWS que é baseado no algoritmo de interpolação de Newton (*Interpolated Quasi Newton*) para ajustar finamente o S_{11} .

No próximo capítulo, encontram-se os resultados finais da otimização sendo que este também foi otimizado utilizando as mesmas técnicas descritas nesse capítulo, com o objetivo de obter baixos níveis de perdas de retorno e uma alta isolamento entre os elementos. Resultados da antena na presença do corpo humano também serão analisados.

5. RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos a partir da otimização da antena proposta. Somente resultados simulados foram possíveis e apresentados.

5.1. CONFIGURAÇÕES EXPLORADAS

Como visto nas seções anteriores a otimização das antenas UWB é um processo que exige uma análise mais complexa e cautelosa dos engenheiros na fase de otimização. E quando próximo a substratos metálicos ou dielétricos dispersivos, o processo é mais complexo ainda. No caso da telefonia móvel, é inevitável o impacto do corpo humano na performance das antenas. O desempenho da antena MIMO desenvolvida foi avaliado comparando os resultados no espaço livre (*FS*) com dois casos diferentes usando manequins (*phantom*) do corpo humano como mostrado na Fig. 4.14, para reproduzir alguns efeitos dos usuários. A antena está posicionada, respectivamente, 4 milímetros distante do manequim do corpo humano (*Flat*) e 3 mm do manequim da cabeça (*Head*). O alinhamento das configurações e os parâmetros dielétricos dispersivos foram escolhidos como os procedimentos normativos IEC [33].

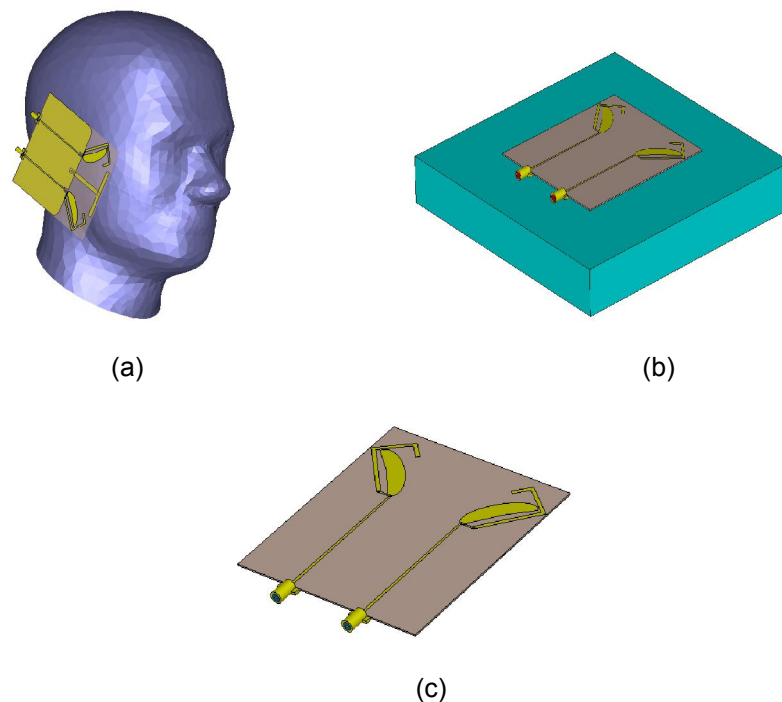


Figura 4.14 Configuração *Head* (a), *flat* (b) e espaço livre (c).

5.2. MODELO FINAL

As dimensões ótimas das antenas se encontram na Fig. 5.1. As antenas foram projetadas em um PCB (*Printed circuit board*) dupla face de área 100 x 112 mm². O dielétrico do PCB é o FR-4 (permissividade relativa $\epsilon = 4.4$ e tangente de perdas do dielétrico $\tan\delta = 0.025$) com espessura de 0.7 mm. As antenas foram alimentadas com um cabo coaxial 50 Ohms e são visualizadas na figura 5.1. Para os resultados simulados foi utilizado uma discretização retangular uniforme de 0.05 mm. O método FDTD foi preferido em detrimento do Método dos elementos finitos devido à necessidade de análise em uma grande quantidade de pontos de frequência.

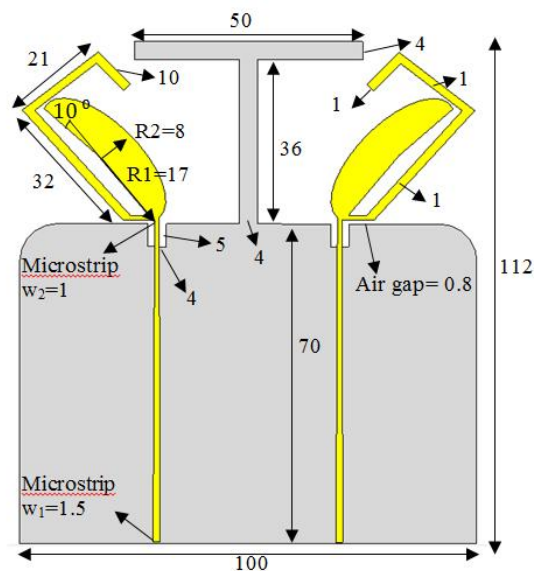


Figura 5.1 Estrutura Final da Antena.

5.2.1. PERDAS DE RETORNO

As perdas de retorno (S_{11}) calculadas com o CST MWS são comparadas nas figuras 5.2 e 5.3. Para todas as configurações, encontramos uma perda de retorno, S_{11} inferior a -8 dB para a quase totalidade da largura de banda de 0,7-6 GHz, como é mostrado na Fig. 4. Observe que, devido à simetria e de reciprocidade, $S_{11} = S_{22}$ para casos planos e FS, e $S_{21} = S_{12}$ para todas as configurações.

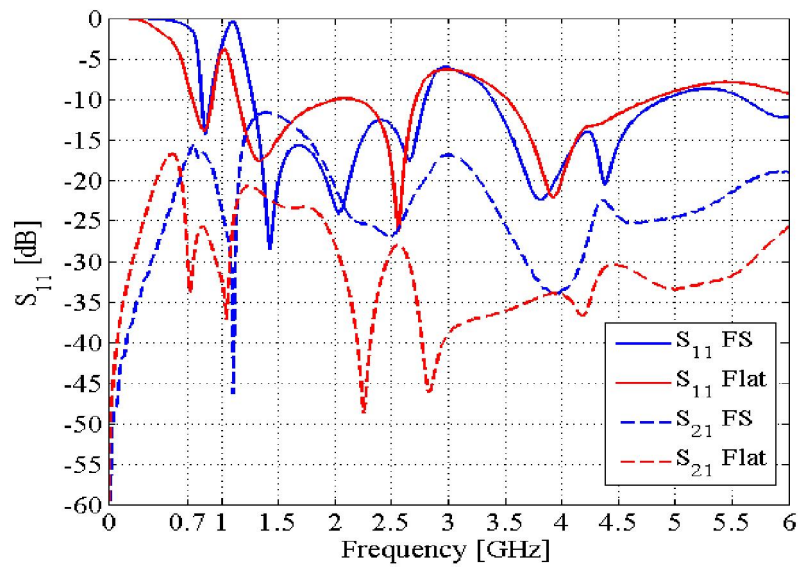


Figura 5.2 Parâmetros S simulados no espaço livre e próximo ao Flat phantom.

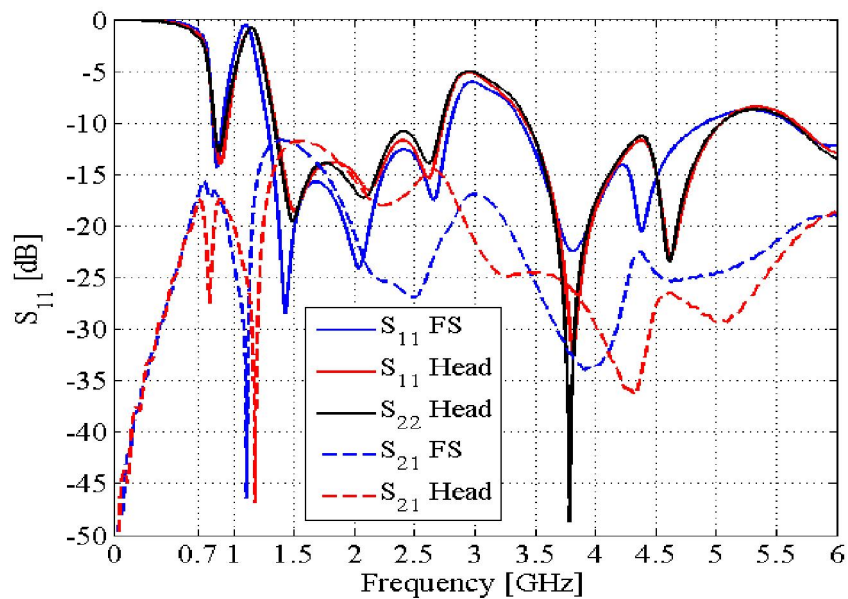


Figura 5.3 Parâmetros S simulados no espaço livre e próximo ao Head phantom.

Embora a largura de banda de impedância seja melhorada na proximidade do corpo humano dentro do espectro 0.7-1 GHz, passando de -1 dB a cerca de -5,4 dB para o manequim *flat*. Isso não significa uma transmissão de energia melhor do que no espaço livre. Materiais com elevada permissividade dielétrica, e perdas de acoplamento podem ajudar ou não a impedância, mas em ambas as situações vão acontecer à custa de uma maior dissipação de potência. Por esta razão, vale a pena ter um bom casamento de impedância próximo a esses materiais como no caso *flat*

onde toda a estrutura fica nas proximidades. Caso contrário, na configuração *Head* os radiadores não estão tão perto do manequim devido à sua forma heterogênea, assim, as perdas de retornos não são tão melhoradas. Estes ganhos e perdas de desempenho para diferentes situações podem ser otimizados para aplicações reais de operação móvel como estudado em [35].

5.2.2. EFICIÊNCIA DA ANTENA

Como a eficiência está relacionada diretamente com a transmissão de potência, pode-se analisar as perdas de energia por meio da eficiência total. Para o espaço livre, obtêm-se um valor maior do que -3 dB para quase toda a banda. Mas, uma vez em contato com o corpo humano, eficiência de radiação da antena é degradada, principalmente nas frequências inferiores a 1 GHz. A eficiência total é maior do que -11 dB e -8 dB, respectivamente, nas configurações *flat* e *head*. Estes resultados podem ser considerados bons, considerando todas as perdas de energia, especialmente, para o caso *flat* [34]-[37], como mostrado nas Figuras 5.4-5.5

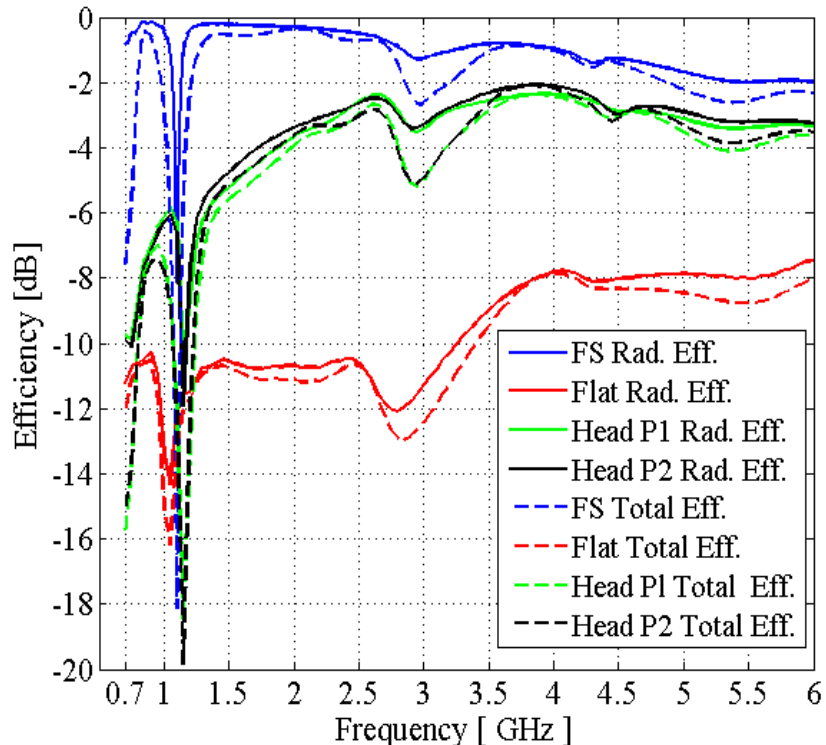


Figura 5.4 Eficiência total.

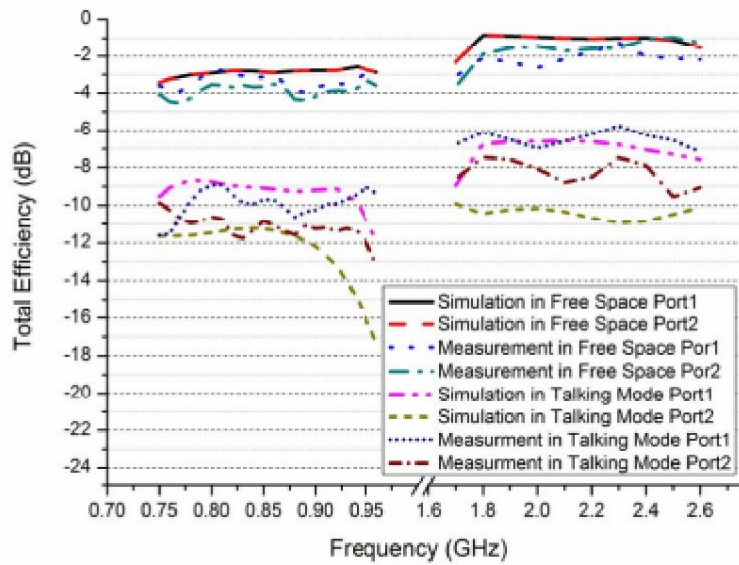


Figura 5.5 Eficiência total (*talking mode: head+mão*) da antena estudada por [35]).

5.2.3. DIAGRAMA DE RADIAÇÃO

O diagrama de radiação somente para uma porta foi calculado, visto que a estrutura é simétrica. A porta excitada está localizada no lado direito das Figuras 5.6-5.8. Os diagramas apresentam um comportamento quase omnidirecional nas frequências inferiores a 1 GHz, mas a partir de 1.5 GHz o diagrama começa a ser mais direcional, como esperado devido a inclinação dos elementos. É possível observar que o corpo da antena possui um efeito bem participativo na radiação.

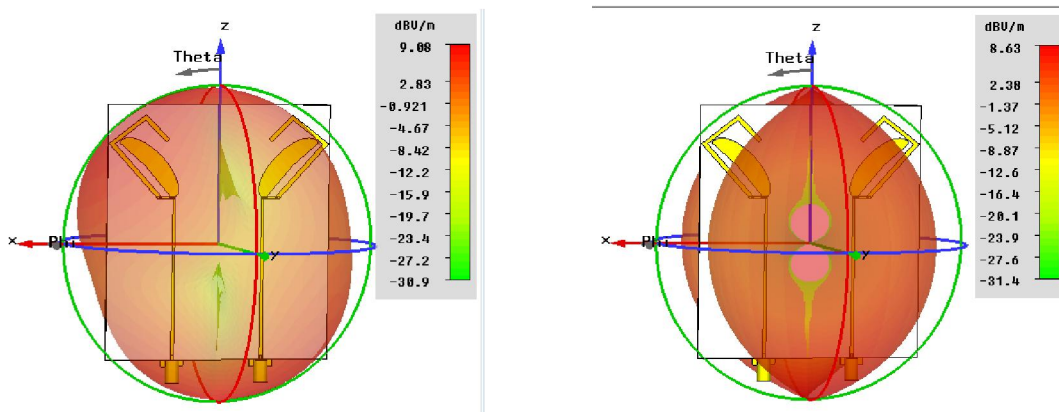


Figura 5.6 Diagrama de radiação E_{θ} (esquerda) e E_{ϕ} (direita) a 0.7 GHz no espaço livre.

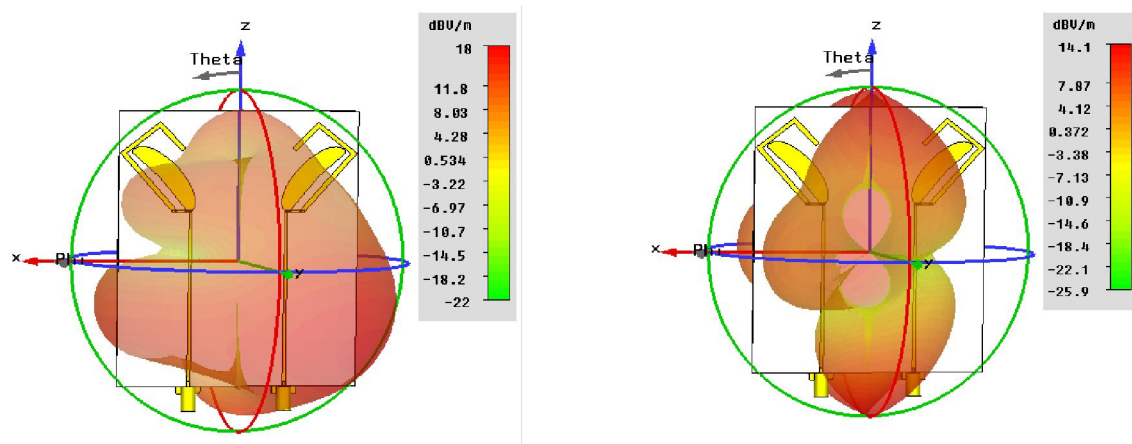


Figura 5.7 Diagrama de radiação E_θ (esquerda) e E_ϕ (direita) a 2.3 GHz no espaço livre.

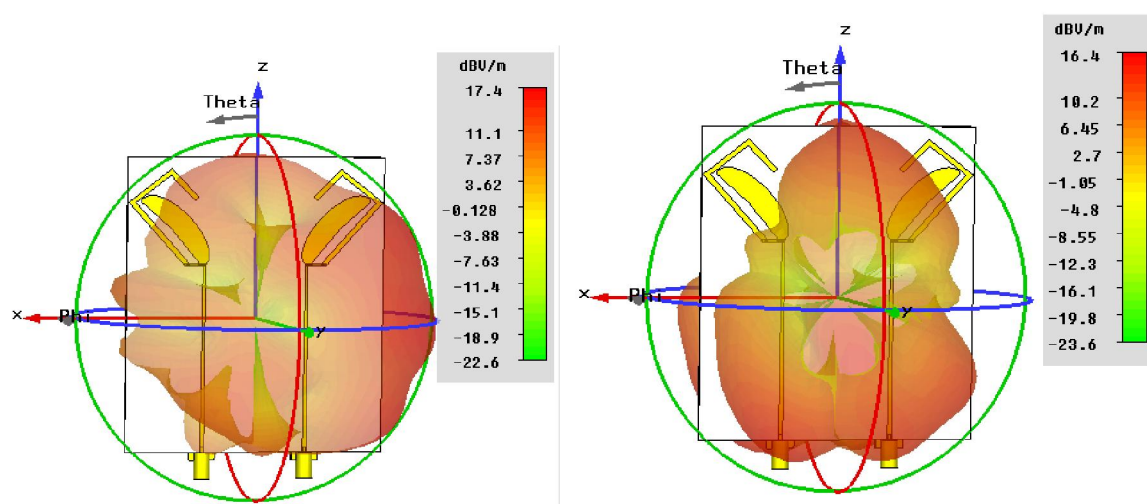


Figura 5.8 Diagrama de radiação E_θ (esquerda) e E_ϕ (direita) a 5.5 GHz no espaço livre.

Já na presença do corpo humano (*Flat*) os valores dos campos diminuem devido à perda de eficiência e o campo começa a ser mais deformado-, mesmo a 0.7 GHz, os campos começam a ser direcionais com relação superior a 15 dB entre E_θ e E_ϕ para frequências inferiores a 3 GHz na direção $\phi = 150/180^\circ$, sendo E_θ a componente dominante. A partir desta frequência E_ϕ começa a ser tão forte quanto E_θ , mas direcionado opostamente em $\phi = 30/50^\circ$ e E_θ continua sendo dominante para $\phi = 150/180^\circ$ como pode ser observado nas Figuras 5.9-5.11.

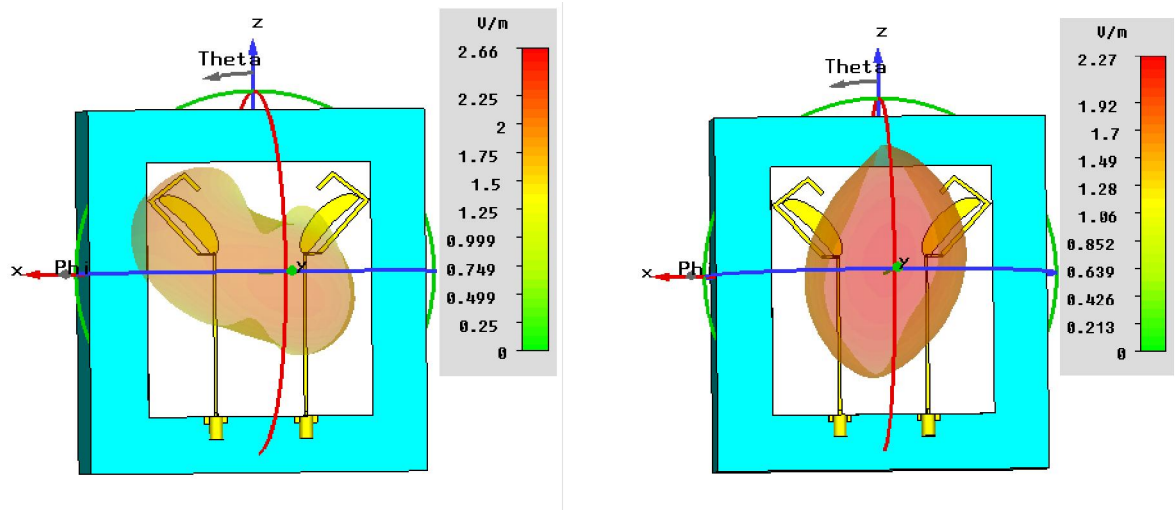


Figura 5.9 Diagrama de radiação E_{θ} (esquerda) e E_{ϕ} (direita) a 0.7 GHz para *Flat*.

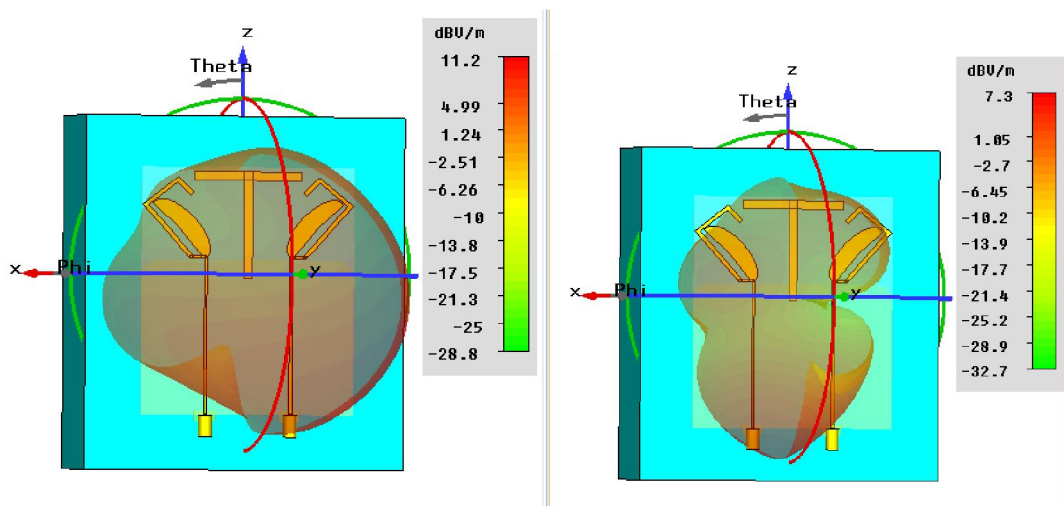


Figura 5.10 Diagrama de radiação E_{θ} (esquerda) e E_{ϕ} (direita) a 2.3 GHz para *Flat*.

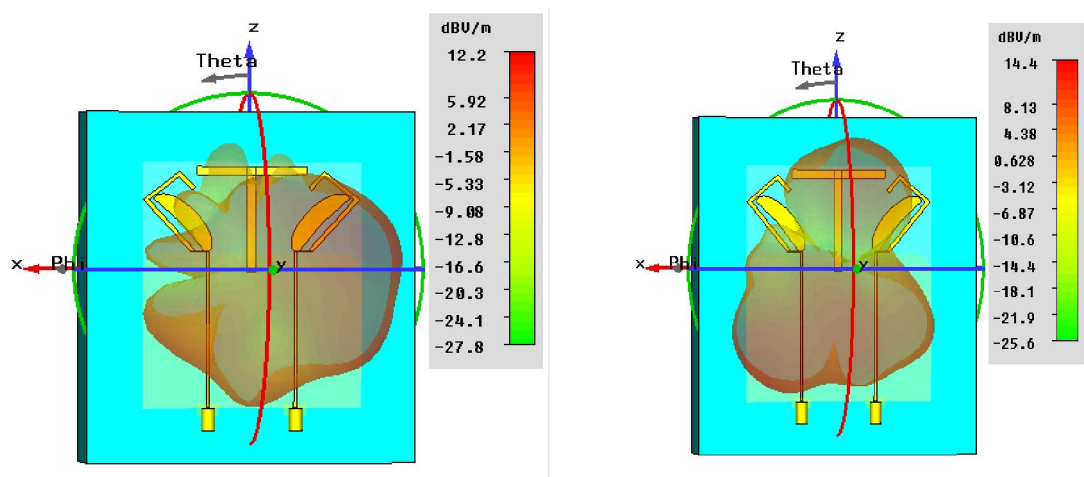


Figura 5.11 Diagrama de radiação E_{θ} (esquerda) e E_{ϕ} (direita) a 5.5 GHz para *Flat*.

Para a configuração *head* os resultados são intermediários entre a o caso *flat* e o espaço livre. A forma heterogênea permite o espalhamento dos campos em certas direções de maneira similar ao espaço livre e em outras direções como na configuração *flat* como ilustrado nas Figuras 5.11-5.13. Pode-se notar uma maior presença de lóbulos secundários para 5.5 GHz devido a curvatura da estrutura que permite reflexões em direções diferentes.

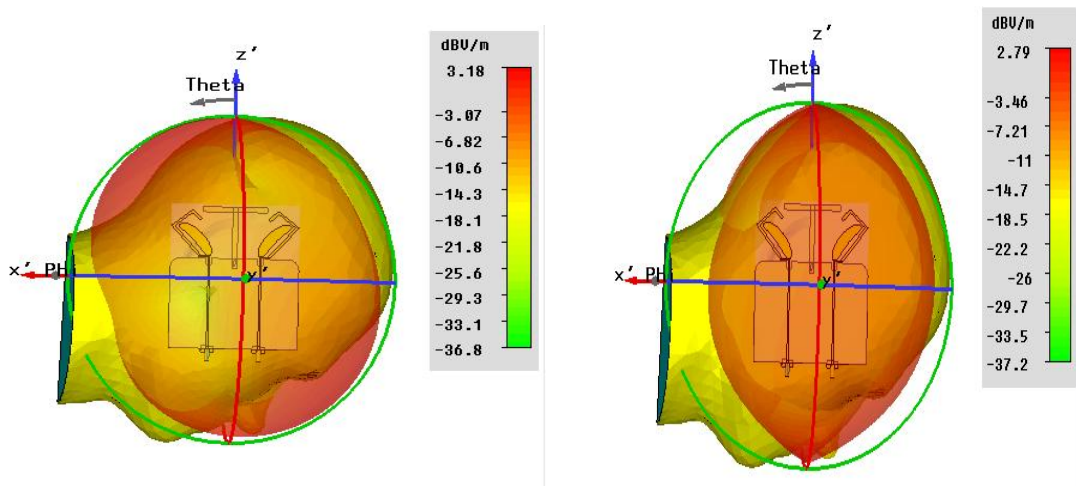


Figura 5.12 Diagrama de radiação E_{θ} (esquerda) e E_{ϕ} (direita) a 0.7 GHz para *head*.

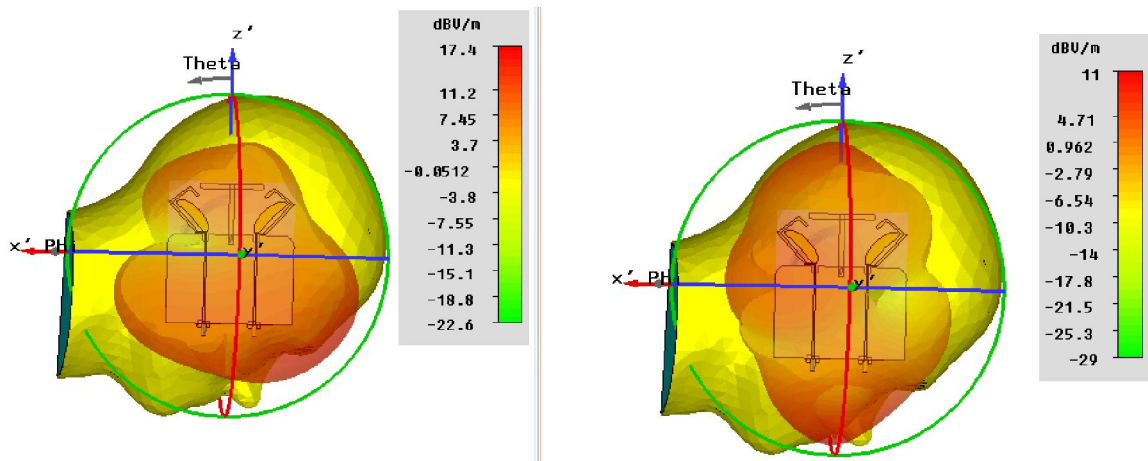


Figura 5.13 Diagrama de radiação E_{θ} (esquerda) e E_{ϕ} (direita) a 2.3 GHz para *head*.

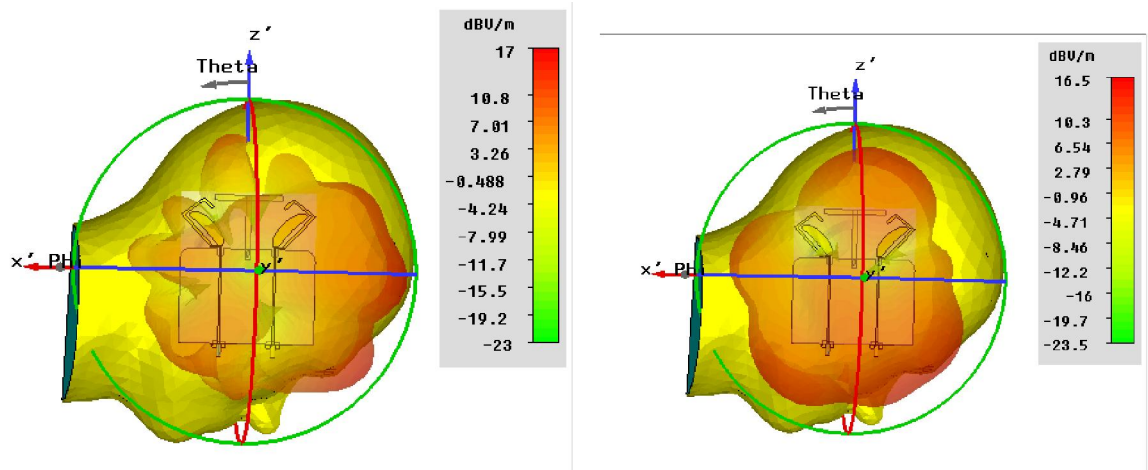


Figura 5.14 Diagrama de radiação E_{θ} (esquerda) e E_{ϕ} (direita) a 5.5 GHz para *head*.

5.2.4. EFICIÊNCIA MIMO

Para avaliar o desempenho das antenas para sistemas MIMO, é importante analisar os coeficientes de correlação (Envelope de Correlação – ECC) e eficiência de multiplexação (*Eff. Mux*), definidas na seção 3.3, uma vez que esses parâmetros investigam o desacoplamento entre os elementos da antena.

A eficiência de multiplexação e a ECC são mostradas na Fig. 5.15 e 5.16. Pode-se observar que o ECC não é ideal em torno de 0.74 GHz na configuração FS, mas é reduzida na presença do corpo humano. Ele não afeta tanto a eficiência multiplexação, apenas para valores muito altos do coeficiente de correlação. A *Eff. Mux* é afetada principalmente pelas eficiências totais da antena. Como era de se esperar, encontramos uma eficiência MIMO menor em torno de 0.7 GHz, mas os resultados globais ainda são aceitáveis para comunicações MIMO se levado em consideração o espectro de funcionamento da antena e os desempenhos mostrados em [34]-[38]. Um exemplo está ilustrado na Figura 5.17, a eficiência de total é analisada tanto no espaço livre quanto na presença de um manequim *head* (*Talking mode*) [35].

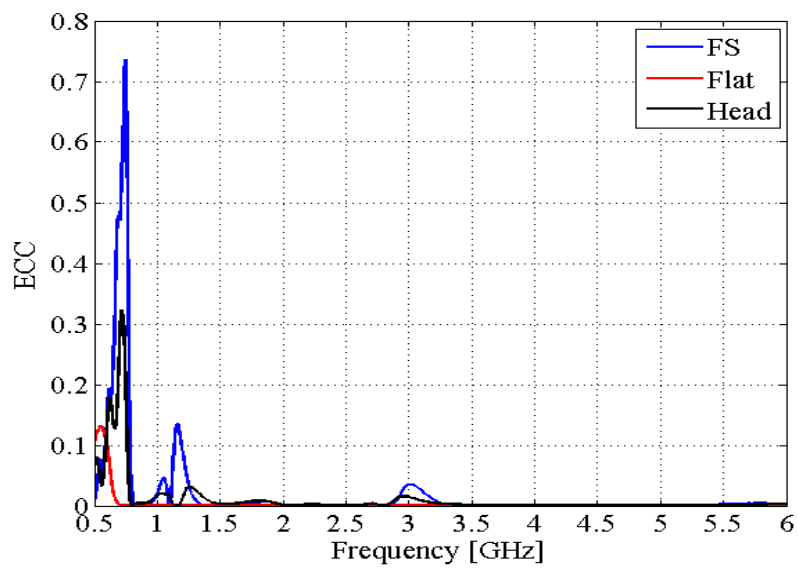


Figura 5.15 Envelope de correlação

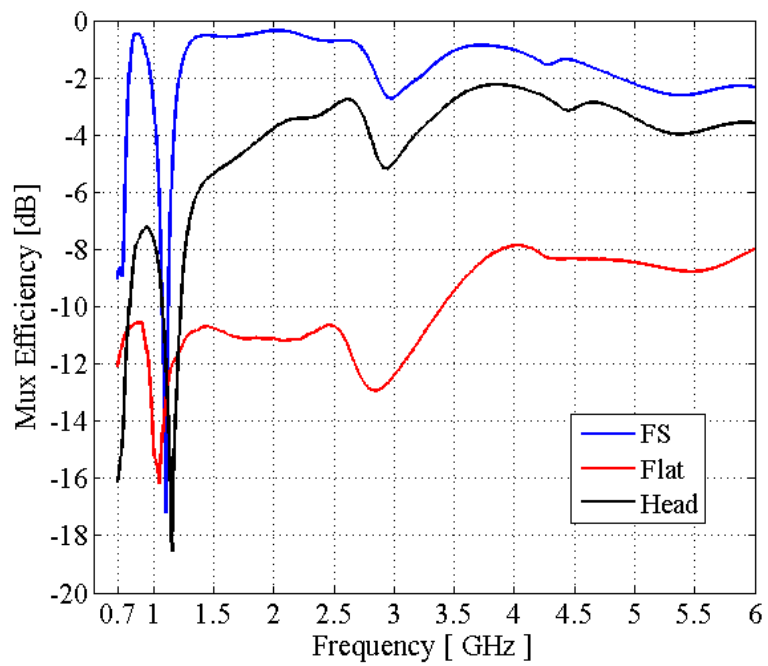


Figura 5.16 Eficiência de Multiplexação.

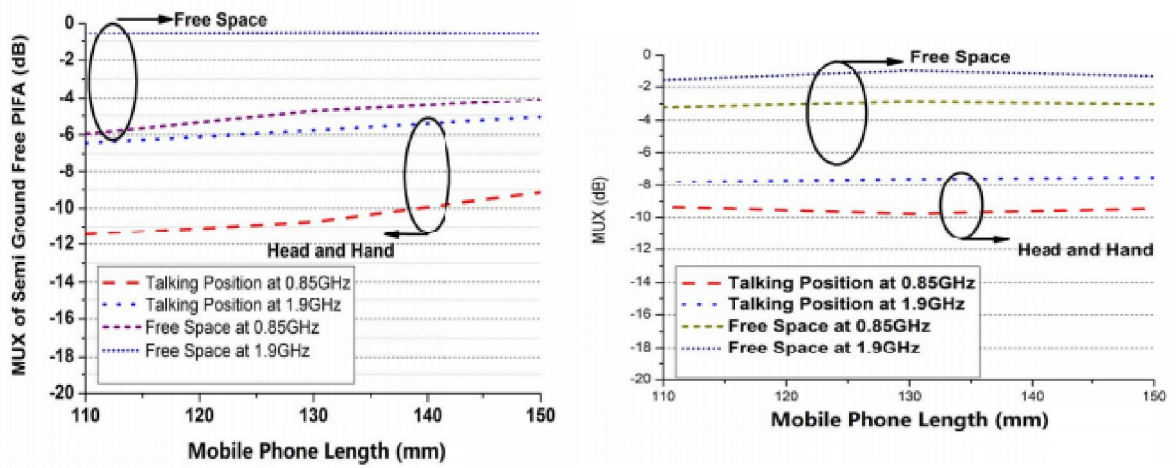


Figura 5.17 Eficiência de multiplexação (*talking mode: head+mão*) para as duas portas diferentes da antena MIMO avaliada por [35].

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

6.1. CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi apresentado o processo de pesquisa e desenvolvimento de uma antena MIMO Ultra Banda Larga para sistemas de comunicação móveis entre 0.7-6 GHz. Discorrendo sobre o breve histórico e aplicações dos sistemas UWB, os conceitos básicos de antenas e comunicações MIMO, as especificações e técnicas de otimização empregadas para o seu desenvolvimento.

A antena proposta possui capacidade para operar nas faixas móveis entre 0.7-6 GHz. As simulações mostraram que esta tem um bom isolamento e uma eficiência muito alta dentro de quase toda a banda 0.7-6 GHz no espaço livre. Embora a presença de materiais dispersivos diminua substancialmente a eficiência total da antena e afeta a sua eficiência de multiplexação, a antena demonstrou uma boa eficiência MIMO para uma largura de banda mais larga do que foi apresentado em outras publicações. Portanto, esta antena é uma solução muito atraente para aplicações MIMO Ultra Banda Larga. Os resultados finais obtidos mostraram que as antenas são bem adequadas para comunicações móveis e para serem embarcadas em dispositivos portáteis.

Tendo como base esses resultados, sugere-se para trabalhos futuros o desenvolvimento de:

- Antenas MIMOS UWB melhor adaptadas a todas as condições de operação do aparelho.
- Antenas MIMO para comunicações 5G.

6.2. PUBLICAÇÕES GERADAS

- A. V. S. Lages, V. Dmitriev, M. N. Kawakatsu, D. C. Nascimento, D. B. Ferreira, and E. S. da Costa. "Ultra-Wideband Planar Monopole Antennas with Improved Characteristics", *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 55, Issue 9, pages 2149–2154, September 2013.
- André Lages, Victor Dmitriev, Clerisson Nascimento, Rafael Santos, Daimam Zimmer. "Antena MIMO UWB Semielíptica Inclinada para Comunicações Móveis", ENCOM 2015.

7. BIBLIOGRAFIA

- [1] KAYE, A.; GEORGE, D. "Transmission of multiplexed PAM signals over multiple channel and diversity systems," *Communication Technology, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 5, p. 520-526, 1970.
- [2] BRANDENBURG, L. H.; WYNER, A. D., "Capacity of the Gaussian channel with memory: The multivariate case," *Bell System Technical Journal*, vol. 53, n. 5, p. 745-778, 1974.
- [3] VAN ETTEN, W. "Maximum likelihood receiver for multiple channel transmission systems," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 24, n. 2, p. 276-283, 1976.
- [4] SALZ, Jack. "Digital transmission over cross-coupled linear channels,". *AT&T Technical Journal*, vol. 64, n. 6, p. 1147-1159, 1985.
- [5] US 5515378, "Spatial division multiple access wireless communication systems".
- [6] US 5345599, "Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception (DTDR)".
- [7] Raleigh, Gregory; Cioffi, John M. (1996). Spatio-temporal coding for wireless communications (PDF). Global Telecommunications Conference, 1996. London, UK November 18–22, 1996.
- [8] MAHA, Ben Zid; KOSAI, Raoof. "Multi User MIMO Communication: Basic Aspects, Benefits and Challenges," 2013.
- [9] Natera, Miguel Alejandro Salas, et al. "New antenna array architectures for satellite communications," *INTECH Open Access Publisher*, 2011.
- [10] FOSCHINI, Gerard J., GANS, Michael J. "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless personal communications*, v. 6, n. 3, p. 311-335, 1998.
- [11] D. Gesbert, and J. Ahktar, "Breaking the barriers of Shannon's capacity: An overview of MIMO wireless systems", *Telenor's Journal: Telekomik*.
- [12] Gesbert, D., Hanly, S., Huang, H., Shamai, S. and Yu, W. (2010). "Multi-Cell MIMO Cooperative Networks: A New Look at Interference," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 28, No. 9, pp. 1380–1408.
- [13] COMMSCOPE, White Paper. What base station antenna configuration is best for LTE-Advanced.

- [14] Chou, Jui-Hung, et al. "A novel LTE MIMO antenna with decoupling element for mobile phone application," *2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Tokyo, (EMC'14/Tokyo), IEEE, 2014.
- [15] DIOUM, Ibra et al. "A novel compact dual-band LTE antenna-system for MIMO operation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 62, n. 4, pp. 2291-2296, 2014.
- [16] Yang, Cheng, et al. "Novel compact multiband MIMO antenna for mobile terminal," *International Journal of Antennas and Propagation 2012* (2012).
- [17] Gedney, S., "Finite-Difference Time-Domain Analysis of Microwave Circuit Devices on High Performance Vector/Parallel Computers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Submitted for Review, 1994.
- [18] A. Taflove, "Computational electrodynamics, The Finite Difference Time Domain Method", *Artech House*, inc, 1995.
- [19] CST Microwave Environment, www.cst.com
- [20] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, 145-183, 1993
- [21] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory Analysis And Design", 3rd Edition Wiley-Interscience, 2005.
- [22] Robert E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering," 2nd Edition, *IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory*, Wiley-Interscience, 2001.
- [23] Lages A. V. S., "Desenvolvimento de um Monopolo Elíptico UWB para Comunicações de Curto Alcance," *Trabalho de Conclusão de Curso*, FEE, UFPA, 2013.
- [24] M. K. Meshram, R. K. Animeh, A.T. Pimpale, and N. K. Nikolova, "A novel quad-band diversity antenna for LTE and Wi-Fi applications with high isolation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 9, pp. 4360-4371, Sep. 2012.
- [25] A. C. K. Mak, C. R. Rowell, and R. D. Murch, "Isolation enhancement between two closely packed antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 11, pp. 3411–3419, 2008.
- [26] C. Yang, Y. Yao, J. Yu and X. Chen, "Novel compact multiband MIMO antenna for mobile terminal," *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012.
- [27] S.-C. Chen, Y.-S. Wang and S.-J. Chung, "A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly coupled antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 12, pp. 3650–3650, Dec. 2008.

- [28] R. A. Bhatti, J.-H. Choi, and S.-O. Park, "Quad-band MIMO antenna array for portable wireless communications terminals," *IEEE Antennas Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 129–132, 2009.
- [29] G. Kang, Z. Du, and K. Gong, "Compact broadband printed slot-monopole-hybrid diversity antenna for mobile terminals," *IEEE Antennas Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 159–162, 2011.
- [30] X. Zhou, X. Quan, R. Li. "A dual-broadband MIMO antenna system for GSM/UMTS/LTE and WLAN handsets," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 551-554, 2012.
- [31] Tzyh-Ghuang Ma, Member, IEEE, and Sung-Jung Wu, "Ultrawideband Band-Notched Folded Strip Monopole Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 9, september 2007.
- [32] Emad Tammam, Lingsheng Yang, Ahmed Allam, Mohammed Ragab, Kuniaki Yoshitomi, Ramesh Pokharel, and Keiji Yoshida. "Design of a Small Size UWB Antenna with Bandrejection Characteristics", *2012 Japan-Egypt Conference on Electronics, Communications and Computers*.
- [33] IEC 62209-62212: Human exposure to radio frequency fields from hand-held and body-mounted wireless communication devices - Human models, instrumentation, and procedures Part 2: Procedure to determine the Specific Absorption Rate (SAR) in the head and body for 30 MHz to 6 GHz Handheld and Body-Mounted Devices used in close proximity to the Body.
- [34] R. Tian, b. K. Lau, z. Ying, " Multiplexing efficiency of MIMO antennas with user effects," in Proc. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2012, IEEE, pp. 1-2.
- [35] K. Zhao, S. Zhang, Z. Ying, S. He. "MIMO performance study of different antennas for LTE mobile phones in CTIA test mode," *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, IEEE, pp. 727-731, 2013.
- [36] S. Zhang, K. Zhao, B. Zhu, Z. Ying, S. He, "MIMO reference antennas with controllable correlations and total efficiencies," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 145, pp. 115-121, 2014.
- [37] S. Zhang, A. A. Glazunov, Z. Ying, S. He, "Reduction of the envelope correlation coefficient with improved total efficiency for mobile LTE MIMO antenna arrays: Mutual scattering mode," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 6, pp. 3280-3291, 2013.

- [38] F. Athley, A. Derneryd, J. Friden, L. Manholm, and A. Stjernman, "MIMO performance of realistic UE antennas in LTE scenarios at 750 MHz," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1337–1340, 2011.