

Capítulo II – Revisão da Literatura e Metodologia

2.1

Considerações Gerais

Dados os objetivos deste estudo, faz-se necessário um esforço de tipificação das metodologias utilizadas na modelagem do problema e de sua inserção na literatura. Este capítulo define os pressupostos e o estado da arte utilizados em cada etapa da solução do problema, assim como possíveis ações simplificadoras (heurísticas). Deve-se observar que não se pretende esgotar a descrição de alguns temas, pois cada abordagem importante possui um capítulo próprio onde a modelagem e a implementação são descritas de forma pormenorizada.

2.2

Breve Revisão da Literatura no Contexto das Comunicações Móveis

Segundo a União Internacional de Telecomunicações (ITU), a faixa EHF (*Extremely High Frequencies*) ou de ondas milimétricas (*millimeter waves*, mmW) compreende o espectro de frequências entre 30 GHz e 300 GHz. Os primeiros relatos na literatura sobre a utilização desta faixa para transmitir informações datam de 1895 [17], quando o pesquisador indiano Jagadish Chandra Bose demonstrou a transmissão e recepção de ondas em 60 GHz na distância de 23 m. Outro pioneiro foi o físico russo Pyotr Lebedew [18], que estudou as ondas milimétricas na mesma época de Bose.

Apesar deste pioneirismo, o custo necessário ao desenvolvimento de equipamentos de transmissão e recepção e a quantidade de espectro ainda disponível nas faixas inferiores às de micro-ondas relegaram as mmW à subutilização por muitas décadas. Apenas na década de 1990, com a explosão de consumo na área de comunicações pessoais, as empresas de tecnologia perceberam que a faixa poderia

ser apropriada para redes de alta velocidade e serviços de última milha em locais de difícil instalação de cabos ou que não poderiam ser atendidas por soluções baseadas nos sistemas de comunicações sem fio das gerações anteriores [19]. Neste período, vários países disponibilizaram grande largura de espectro nesta faixa.

Apesar da disponibilização de banda, o uso da faixa milimétrica no contexto de comunicações pessoais móveis em ambientes externos teve um lento desenvolvimento. Parte desta demora foi devida ao tempo necessário para o amadurecimento de tecnologias já existentes e ao emprego de novas técnicas que levaram a um grande aumento na eficiência espectral. Havia, também, uma percepção negativa das qualidades da propagação das ondas milimétricas em relação às outras faixas já empregadas [1]. Na época, o paradigma das redes celulares era baseado em células de grandes diâmetros, utilizando faixas com menores perdas de propagação em ambientes diversos.

Por outro lado, o uso em ambientes interiores teve um rápido crescimento nos anos 90. Aplicações em redes sem fio locais e pessoais foram intensamente estudadas neste período [20]. O relativo sucesso nestas aplicações possibilitou o barateamento e massificação dos equipamentos utilizados em mmW. Paulatinamente, as redes celulares começaram a diminuir de tamanho para comportar o aumento da demanda e conseqüente necessidade de reuso das faixas de frequência já utilizadas. As células diminuíram para poucas centenas de metros e continuam a diminuir, segundo o conceito de picocélulas. Estes fatores, juntamente com a necessidade de expansão de novas aplicações, criaram as condições para o atual interesse nesta faixa. Contudo, existem ainda inúmeros desafios e obstáculos de ordem tecnológica para a obtenção de uma rede celular urbana prática em mmW.

A utilização de mmW nas conexões entre o núcleo da rede e as sub-redes periféricas é crescente. À medida que as células diminuem, há um adensamento e, em muitos casos, se torna mais econômica sua interligação por mmW, em detrimento de cabos de fibra ótica. Apesar do uso da tecnologia de mmW na infraestrutura das redes, há importantes lacunas na literatura que trata das conexões entre a rede e o usuário final. Esforços de pesquisa para compensar a maior perda de propagação desta faixa propõem o uso de antenas com alto ganho e com a possibilidade de orientação dos feixes em ambos os extremos do enlace de comunicação [21], [22]. Trabalhos mostram que taxas de transmissão de até dezenas de Gbps podem ser alcançadas entre transceptores distantes de, aproximadamente, 1 km e operando

na faixa de mmW com uma largura de banda de 1 GHz [23], [24].

Estudos demonstram que as mmW nas faixas afastadas dos picos de atenuação por gases apresentam perda de propagação relativamente próximas das apresentadas nas faixas de micro-ondas em situações de visibilidade [25], [26]. Para comunicações sem visibilidade, os sinais são pronunciadamente mais fracos, podendo criar regiões de sombra na cobertura. Contudo, a natureza das mmW, sujeita ao espalhamento em função da relação de escala entre o comprimento de onda e os espalhadores no ambiente, pode ser uma alternativa bastante promissora em ambientes urbanos, ainda que esse tema seja carente em literatura [2].

Estudos também demonstram que objetos relativamente pequenos e desprezíveis em UHF podem atenuar o sinal em mmW em até 40 dB, em comparação a sinais na frequência de 2 GHz [26]. Por outro lado, medições conduzidas em ambientes exteriores e interiores nas faixas de 28 GHz e 60 GHz para investigar os efeitos de diversos tipos de espalhadores (postes, paredes, latas de lixo, etc.) mostraram que os mesmos podem ser refletores para mmW. Vários objetos típicos de ambientes externos têm coeficientes de reflexão com módulos superiores a 0,7 [26], [27].

A faixa de mmW é bastante larga e possui várias características de propagação peculiares, que não estão presentes nas faixas de frequências utilizadas atualmente para sistemas celulares [28]. Assim, o desenvolvimento dos novos sistemas de quinta geração (5G) deverá ser adaptável o bastante para lidar com estas particularidades. Talvez os maiores desafios a serem enfrentados sejam o intenso espalhamento e a cobertura deficiente (em particular, na ausência de visibilidade) existentes nos ambientes. Canais urbanos em ambientes externos são particularmente muito afetados por estes desafios, como exemplificado na Figura 2.1, que mostra a variação espacial e temporal de um canal urbano típico, onde foram utilizados transceptores omnidirecionais em 60 GHz. Tal espalhamento pode causar interferência intersimbólica.

Outros estudos sugerem que, mesmo em canais com alto espalhamento, é possível utilizar duas polarizações lineares ortogonais (vertical e horizontal) em um mesmo canal simultaneamente, e obter suficiente discriminação entre as polarizações em ambientes interiores [29]. Tal discriminação talvez seja possível em ambientes externos com muitos espalhadores.

A faixa de mmW é intensamente estudada atualmente por diversos grupos ao redor do mundo. O desafio de pesquisa reside na obtenção de bons modelos, que

considerem as especificidades desta faixa. Vários trabalhos utilizam abordagens típicas de UHF e micro-ondas, apenas considerando prédios como possíveis espalhadores e desconsiderando objetos comuns na paisagem urbana, como postes dos mais diversos tipos, árvores e o espalhamento difuso. Estas classes de espalhadores podem proporcionar conexões viáveis no ambiente altamente refletor das mmW. Outro problema é a consideração, pelos modelos, de uma pequena quantidade de interações com o ambiente. De fato, altos módulos de coeficiente de reflexão, como exposto acima, sugerem que, mesmo após diversas interações, a onda pode ainda conter apreciável energia para aplicações práticas em comunicações móveis. O presente trabalho pretende preencher estas lacunas, adicionando uma abordagem determinística na análise da despolarização em ambientes com dezenas e até centenas de elementos espalhadores.

Neste estudo, o modelo integra as últimas abordagens propostas no campo da propagação para futuros sistemas de comunicações móveis sob a luz de técnicas profundamente testadas pela comunidade científica, adaptadas às necessidades e especificidades próprias das mmW.

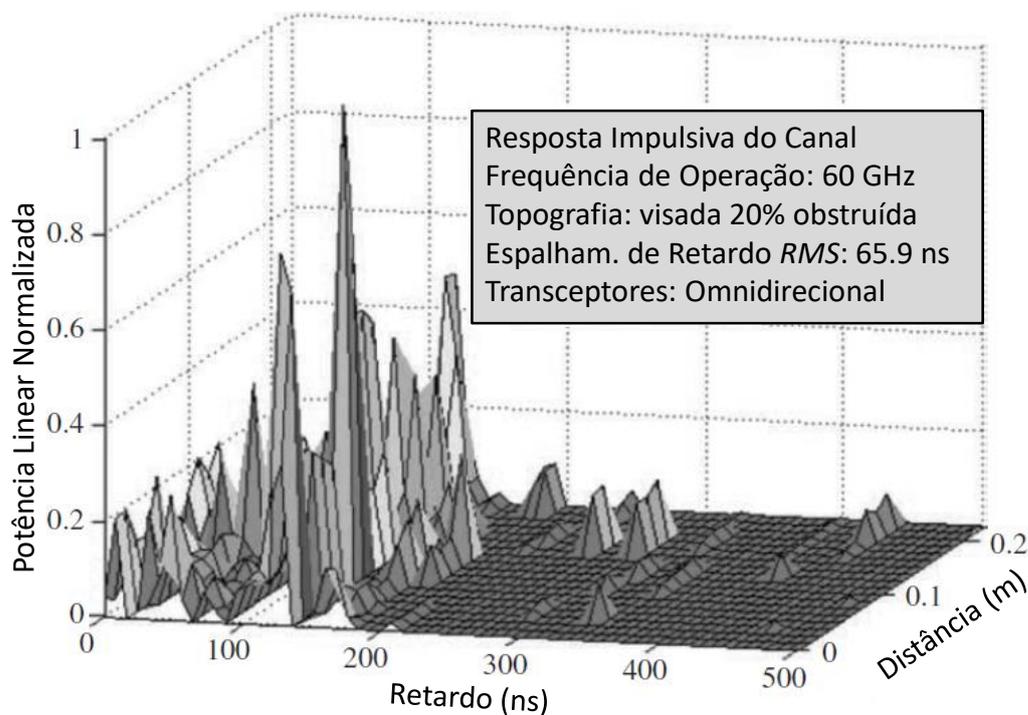


Figura 2.1 – Exemplos de espalhamento em ondas milimétricas em ambientes urbanos. Adaptada de [1].

2.3

Ambiente e Representação Computacional

Um sistema de radiocomunicações sem fio opera, basicamente, pela propagação de energia entre o transmissor e o receptor. A onda que se propaga também é atenuada com a distância e pode sofrer reflexão, difração e espalhamento quando interage com os elementos do ambiente. Segundo Bertoni [30], os ambientes usuais de propagação em terra são divididos segundo sua morfologia entre: urbano, suburbano e rural. Áreas urbanas são definidas como sendo dominadas por altos prédios, com grande ocupação dos terrenos, sendo ambientes típicos dos centros de grandes cidades. As outras duas morfologias apresentam graus de ocupação por prédios mais baixos. Em geral, as morfologias se interpenetram e se misturam no ambiente, formando, por vezes uma zona de transição, onde se pode detectar a presença de características próprias de cada área.

No âmbito deste trabalho, apenas ambientes urbanos foram considerados e as representações do ambiente não estão próximas de zonas de transição. Ou seja, todas as rotas e simulações são definidas em regiões distantes de, pelo menos, três quarteirões dos limites mais próximos, a fim de evitar efeitos indesejáveis das bordas na simulação. Os ambientes simulados são considerados em terreno perfeitamente plano e o ambiente está imerso em uma atmosfera uniforme e isotrópica, com perdas por gases atmosféricos modeladas segundo o Anexo 2 da Recomendação ITU-R P.676-10 [16]. Um exemplo de ambiente urbano que foi utilizado pode ser visto na Figura 2.2.

Todas as classes de espalhadores considerados neste trabalho podem afetar a propagação da onda eletromagnética e possuem propriedades constitutivas próprias (constante dielétrica, condutividade, dimensões e rugosidade). Foi feita uma pesquisa nos ambientes e rotas pesquisados para servir de base sobre a quantidade, o tipo e o posicionamento relativo destes elementos para melhorar a modelagem nos ambientes simulados.

Os principais mecanismos da ótica geométrica (transmissão e reflexão) e da Teoria Uniforme da Difração (UTD) (difração em cunha e em superfícies convexas arbitrárias) são considerados e investigados os efeitos do espalhamento



Figura 2.2 – Área com morfologia urbana no bairro de Ipanema, Rio de Janeiro, Brasil. Reproduzida do Google Maps.

difuso e da despolarização, assim como a caracterização em banda larga de canais com e sem visibilidade (LOS e NLOS, respectivamente) presentes no ambiente. O mecanismo de transmissão de energia do ambiente externo para o ambiente interno das construções não foi considerado, pois a perda de potência associada a este mecanismo o torna pouco significativo na faixa de frequências estudada, face aos outros considerados [31].

Sob o ponto de vista da representação computacional, convém que o espaço seja modelado de forma eficiente, visando à construção de uma base de dados que contenha as suas informações geométricas e também as características morfológicas e intrínsecas dos materiais de sua composição. Estas características vão influenciar a interação da onda com o ambiente. As informações armazenadas na base de dados devem ser acessíveis, com o menor custo computacional possível ao algoritmo. Atualmente, existem várias técnicas empregadas para este fim e as mais populares são: representação por sólidos geométricos, método da subdivisão espacial e a representação por fronteiras. A escolha de um método é altamente influenciada pelo tipo de aplicação pretendido, existindo também combinações e variações destes métodos descritas na literatura [32-37].

No presente modelo, as edificações são representadas a partir de mapas de distribuição predial bidimensional, com todos os limites das construções representados por linhas retas representando as paredes, tal como ilustrado na Figura 2.3. Apenas os vértices dos polígonos são adicionados à base de dados. Essa base poligonal é posteriormente extrapolada na fase de traçado de raios para formar os sólidos (prismas retos convexos) que irão representar as edificações.

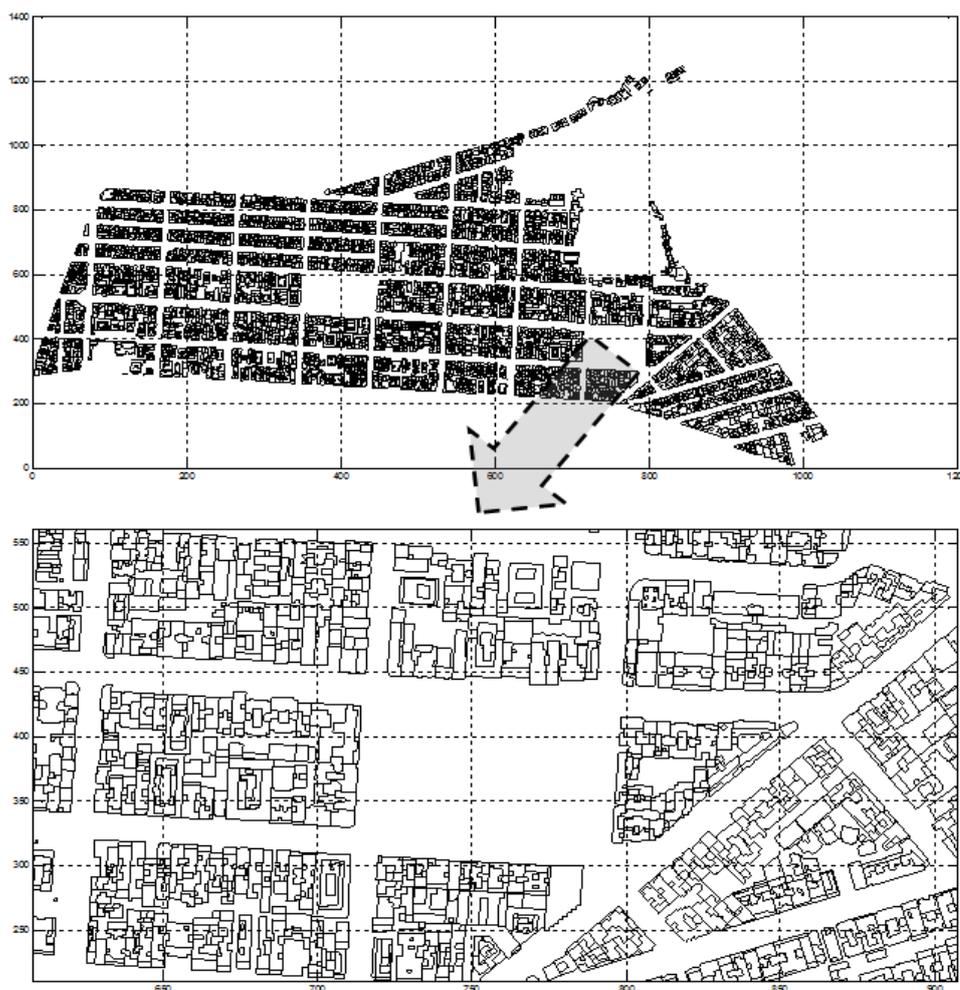


Figura 2.3 – Representação de Ipanema: acima, visão geral do bairro; abaixo, a área em destaque (a mesma área da Figura 2.2).

2.4

Propagação e Traçado de Raios

Tipicamente, existem duas formas populares para o estudo da propagação

em ambientes urbanos, que são os métodos empíricos e os determinísticos. Os métodos empíricos partem da obtenção de dados obtidos nos locais de estudo, que usualmente são tratados por formalismo estatístico. Os resultados obtidos no seu espaço amostral original são extrapolados para situações onde se possa supor que haja forte correlação com as características pesquisadas. Tal abordagem produz resultados variáveis em relação à previsão de efeitos da propagação, quando o mesmo modelo é utilizado em áreas diferentes. Assim, sua aplicabilidade para a caracterização da propagação em cenários distintos nem sempre é confiável [38, 39].

Os métodos determinísticos, em geral, partem de uma modelagem física da propagação e da interação da onda com o ambiente. Assim, podem ser aplicados aos mais variados tipos de ambientes compatíveis com o modelo desenvolvido, pois o formalismo que descreve a propagação eletromagnética não varia de um local para outro [40, 41]. Existem vários métodos apropriados para o desenvolvimento de modelos determinísticos aplicáveis à faixa de ondas milimétricas, sendo o método das aproximações assintóticas um dos mais utilizados. Neste método, são amplamente utilizadas a ótica geométrica, a teoria geométrica da difração [3] e a teoria uniforme da difração [4, 5], que são implementadas neste estudo. Estas abordagens supõem que, em altas frequências, o comprimento de onda do sinal que se propaga é muito pequeno em comparação às dimensões dos espalhadores presentes no ambiente. Tal suposição é ainda mais verdadeira na faixa de mmW, o que traz novas oportunidades e necessidades de se avaliar espalhadores de dimensões relativamente pequenas, que podem ser transparentes a ondas eletromagnéticas de frequências mais baixas. Este enfoque permite a utilização do método de traçado de raios para definir percursos de propagação dos raios e suas possíveis interações com o ambiente [9], utilizando o princípio de Fermat [42].

Na literatura, os métodos de traçado de raios usualmente são classificados de duas formas, de acordo com: (1) a modelagem do ambiente e descrição geral da geometria; ou (2) a forma pela qual o algoritmo traça os raios, seus percursos e interações.

Em relação à modelagem do ambiente e descrição geral da geometria da propagação, pode-se classificar os modelos como de duas dimensões (2D), três dimensões (3D) e duas e meia dimensões (2.5D). Em modelos 2D, o ambiente e os raios são definidos em um plano, sem a consideração de qualquer elevação. Mode-

los 3D representam o ambiente em um espaço do tipo Euclidiano, com as construções sendo representadas por sólidos que podem possuir alturas distintas e as mais diversas formas. A propagação nestes modelos também é tridimensional. Modelos 2.5D também representam as construções por sólidos (prismas retos). Contudo, as alturas são consideradas iguais para todas as edificações e os raios são obtidos a partir de extrapolações dos raios 2D, considerando a altura dos transceptores e seus respectivos azimutes em relação ao plano original. As edificações têm alturas muito superiores às dos transceptores. Desta forma, as contribuições das componentes dos campos que se propagariam acima das edificações podem ser desprezadas.

Sob o ponto de visto do algoritmo de traçado propriamente dito, pode-se citar como popular o método de lançamento direto de raios (*shooting and bouncing*) [43], que consiste no lançamento de raios em diversas direções iniciais. Suas interações com o ambiente são determinadas, sendo verificado se o raio atinge o receptor por critérios de aproximação. É rapidamente implementado, mas pode tanto identificar múltiplos raios com os mesmos tipos de interação quanto não identificar raios importantes. Sua qualidade de predição depende fortemente da quantidade de raios lançados inicialmente a partir das fontes [44].

Outro método muito utilizado é o traçado de feixes [45], que elimina parcialmente as dificuldades apontadas no parágrafo anterior. Analogamente ao lançamento direto de raios, lança feixes a partir de um ponto (transmissor) em direção ao ambiente e verifica suas interações com os obstáculos. Por fim, encontra os feixes que contêm o ponto de observação (receptor), que são utilizados para orientar o traçado de raios do receptor até o transmissor, com base na informação das interações contabilizadas nesse percurso. Alguns de seus inconvenientes são a alta complexidade do algoritmo e a necessidade de um engenhoso particionamento do espaço de forma a otimizar o lançamento dos feixes, o que implica em um bom conhecimento prévio da geometria do ambiente.

Outra abordagem intensamente citada na literatura é o método das imagens [46-48], que inicialmente cria imagens de várias ordens do transmissor, baseadas nos elementos do ambiente. Para a reflexão, o método define um ponto de transmissão e cria imagens especulares de primeira ordem em relação às faces visíveis do ambiente. Cada imagem de primeira ordem também cria suas próprias imagens de segunda ordem e assim sucessivamente, até a ordem pretendida, criando uma

árvore de imagens. Posteriormente, define-se um ponto de observação, sendo traçada uma seção de raio deste ponto até uma imagem cujo elemento que a gerou possua uma superfície refletora voltada para o ambiente externo. Em seguida, é traçada uma nova seção de raio até a imagem de ordem inferior na mesma árvore de imagens, e assim sucessivamente, até o ponto de transmissão. No caso da difração, é utilizado o mesmo método descrito para a reflexão. Contudo, considera-se o ponto de difração como sendo uma nova fonte virtual, que dá origem a uma árvore de imagens correspondente, tendo-se o cuidado, mais uma vez, de não extrapolar a quantidade máxima de interações desejada. O método para o espalhamento por árvores, postes e paredes (espalhamento difuso) é basicamente idêntico ao usado para a difração. Entretanto, em alguns casos é realizado um pós-processamento para adequar os pontos de espalhamento definidos à natureza extensa do modelo geométrico do espalhador, que obviamente não se constitui em apenas um ponto do ambiente. Um exemplo simplificado de traçado de raios pelo método das imagens pode ser visto na Figura 2.4.

Durante o traçado dos raios, são eliminados os raios que estão bloqueados por algum outro elemento do cenário, como forma de diminuir o tempo de processamento. Conhecidos os raios bidimensionais e as alturas dos transceptores, os raios 2.5D espaciais ou refletidos no solo são facilmente determinados com a utilização do teorema de Pitágoras e semelhança de triângulos.

Problemas de duplicidade no traçado de raios são automaticamente resolvidos no método pela adoção das árvores de imagens, o que organiza os raios de forma inequívoca [8]. O método das imagens, utilizado neste estudo, possui muita boa precisão [40], na medida em que encontra o percurso de um raio sem introduzir erros na geometria. Em relação ao primeiro dos métodos descritos na presente seção, apresenta um alto custo computacional [49]. O grande problema no traçado de raios em ambientes exteriores é a quantidade de faces existentes, que gera um grande número de imagens. Por exemplo, o mapa predial do bairro de Ipanema possui dezenas de milhares de faces, que geram a mesma quantidade de imagens de primeira ordem, centenas de milhões de imagens de segunda ordem, trilhões de terceira ordem e assim sucessivamente, o que inviabilizaria essa técnica pelo excessivo custo computacional sem a adoção de técnicas de aceleração apropriadas. Muitos trabalhos limitam-se a raios de poucas ordens por esse motivo.

No passado recente, o método das imagens era desaconselhado para ambientes relativamente grandes (centenas de superfícies refletoras) [50] em função do crescimento no número de imagens a cada nova interação. No presente trabalho, foram usadas várias técnicas conjuntamente, com o objetivo de viabilizar a aplicação do método a ambientes com muitos elementos espalhadores.

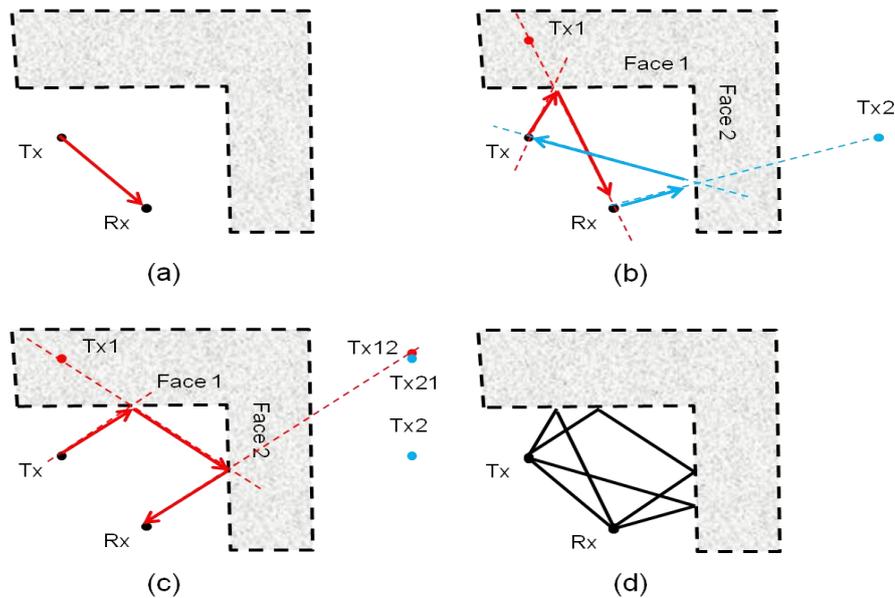


Figura 2.4 – Método das Imagens: (a) percurso direto (visada); (b) Imagens e percursos de primeira ordem gerados nas faces; (c) imagem de terceira ordem e percurso (apenas as imagens Tx1 e Tx12 são válidas); (d) raios traçados pelos percursos.

A primeira técnica utilizada atua de modo a diminuir a quantidade de faces verticais do ambiente, pela aglutinação de todas as bases das construções de cada quarteirão em uma única seção transversal poligonal convexa [51, 52]. A partir desta seção transversal poligonal, é gerado um prisma reto de altura tal que a difração em sua borda superior e a propagação pela sua cobertura superior possam ser desconsideradas. Um resultado desta representação pode ser observado na Figura 2.5.

A segunda técnica limita a criação de imagens de fontes que não são refletidas por uma dada face do ambiente. As imagens eliminadas não participariam do traçado de raios válidos. O algoritmo anterior, que cria a representação poligonal da base do prisma de um quarteirão, utiliza a técnica das triangulações de Delaunay [53]. Este procedimento, além de calcular a envoltória convexa do conjunto de coordenadas que representam os vértices do polígono, também os ordena em sentido

anti-horário. Assim, para que uma determinada fonte seja visível por uma face externa do cenário, é necessário que ela esteja à direita da face delimitada pela linha entre um vértice e o próximo de um dado polígono, como mostra a Figura 2.6.

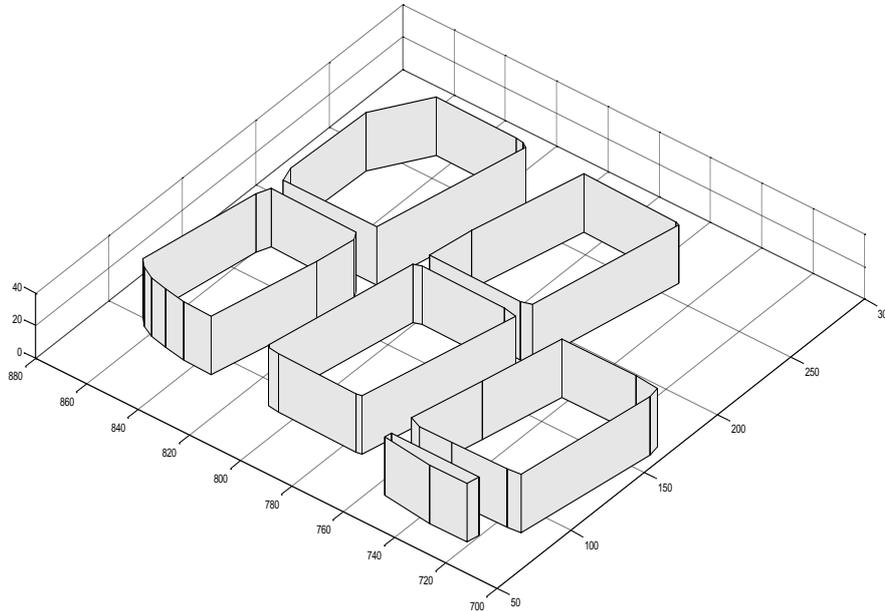


Figura 2.5 – Representação dos quartos por prismas retos: visão das faces laterais externas dos prismas que interagem com a onda eletromagnética.

Outra técnica de aceleração utiliza o conceito de iluminação, pelo qual um raio que ligaria uma imagem de ordem superior a outro de ordem inferior deve sempre interceptar as faces que geraram essas imagens. Assim, apenas faces que possuem algum segmento dentro do feixe que parte de uma imagem qualquer, sendo limitado pelos extremos da face que a gerou, são consideradas para a criação de imagens de ordem superior [8], como mostra a Figura 2.6. Adicionalmente, é verificado, durante a fase de criação das árvores de imagens para todas as fontes, se uma determinada face está muito distante da fonte analisada, o que quase sempre significa que um possível raio será bloqueado em um cenário complexo com muitas dezenas de quartos, como os utilizados neste estudo. Assim, optou-se por não utilizar faces que distam mais que seis quartos de uma determinada fonte, o que corresponde, em geral, a diversas centenas de metros de distância.

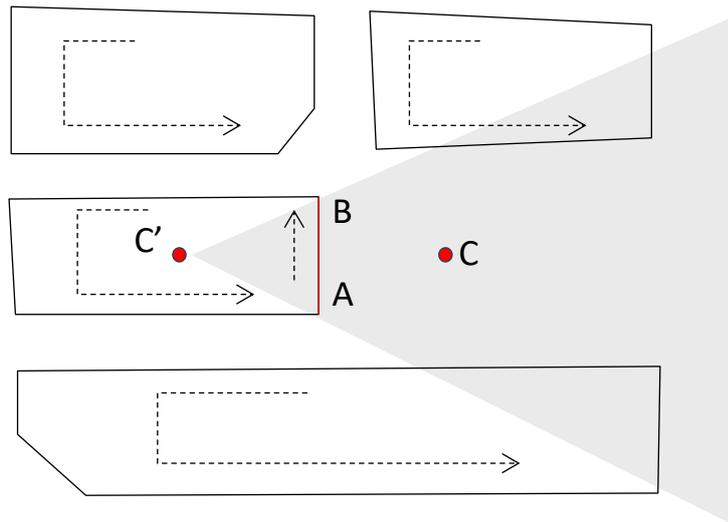


Figura 2.6 - Técnicas de aceleração: (1) a imagem C deve estar à direita da face AB para gerar C', (2) a imagem C' só criará imagens espelhadas em faces iluminadas pelo feixe AC'B (cinza).

A última técnica empregada atua na fase de traçado de raios, detectando os pontos que correspondem a novas fontes (difração e espalhamento) e traçando uma nova árvore de raios aproveitando a árvore anterior criada entre o transmissor e a nova fonte. Com a utilização conjunta destas técnicas, foi possível utilizar o método das imagens em simulações de canais com muitas centenas de faces de edificações e várias centenas de elementos espalhadores distribuídos. O modelo de simulação desenvolvido necessita de algumas horas de processamento e pode traçar, em algumas situações, mais de 120.000 raios entre os transceptores, utilizando uma estação de trabalho do tipo Intel® I5 Q6600 Quadcore com 8 GB de RAM 2666 MHz.

2.5

Sinais de Banda Ultra Larga e Canal de Propagação

Por definição, um sinal de banda ultra larga (UWB) ocupa uma faixa de frequências superior a 500 MHz ou tem largura de banda percentual B_f , definida pela equação (2.1), maior que 20% [54]. São sinais que possuem uma alta largura de banda e, temporalmente, são representados por pulsos de curta duração, tipicamente de picossegundos ou nanossegundos.

$$B_f = 100 \frac{f_f - f_i}{f_c} \quad (2.1)$$

Nesta equação, f_c é a frequência central da faixa de transmissão do sinal, calculada como o valor médio entre f_f e f_i , que representam as frequências consideradas limites final e inicial daquela faixa, respectivamente. Estas frequências são caracterizadas nos pontos onde o espectro do sinal atinge um valor de -10 dB em relação ao valor de pico na faixa considerada.

A tecnologia UWB possui características que a tornam uma boa alternativa para a implementação de sistemas de comunicação móveis na faixa de ondas milimétricas [55, 56], entre as quais destacam-se:

- a) Baixa interferência, já que os trens de pulso emitidos são de baixa potência e espalhados em uma ampla faixa de espectro;
- b) Bom desempenho em canais com multipercursos [55], pois os pulsos são de curtíssima duração, o que diminui a probabilidade de multipercursos atingirem o receptor no mesmo instante de tempo;
- c) Ser uma tecnologia bem testada em sistemas anteriores. Os sinais UWB não requerem uma frequência específica de portadora. Assim, sua eletrônica é mais simples, com menor consumo de potência e de custo mais baixo que sistemas de banda estreita ou banda larga equivalentes;
- d) Pode operar com relação sinal/ruído satisfatoriamente baixa, o que possibilita seu uso em ambientes urbanos densamente ocupados, que em geral possuem nível de ruído mais elevado.

Uma implementação típica de sinais de banda ultra larga utiliza a tecnologia OFDM [57, 58, 59] (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Neste esquema, o espectro é subdividido em diversas sub-bandas e a informação é transmitida utilizando a tecnologia OFDM em subportadoras de frequências ortogonais [60] alocadas em cada sub-banda. Usualmente, em sistemas de comunicações sem fio em ambientes externos, o sinal resultante captado no receptor é oriundo da composição de diversos sinais, que percorreram variados percursos entre o transmissor e o receptor, por diversos mecanismos de propagação. No ambiente de propagação, encontram-se os mais variados elementos espalhadores da onda eletromagnética

(árvores, prédios, elevações do terreno, postes, automóveis, pessoas, etc.) e estes obstáculos geram o fenômeno do multipercurso. Ele está presente em muitos tipos de sistemas de comunicação, mas é mais intenso quando o enlace está imerso em um ambiente com muitos obstáculos [30].

No receptor, os sinais oriundos dos percursos múltiplos se somam e produzem um sinal temporalmente oscilante, resultante de interações construtivas ou destrutivas (desvanecimento). Sob o ponto de vista da comunicação, não se pode afirmar que o multipercurso atua apenas negativamente no enlace, pois, em muitos casos, possibilita a comunicação entre o transmissor e o receptor. Isto porque a energia se propaga por vários percursos e atinge o receptor proveniente de várias direções e com retardos diferentes, possibilitando assim sua recepção, no que seria uma espécie de diversidade temporal do sinal. A multiplicidade de trajetórias percorridas pelas componentes faz com que atinjam o receptor com diferentes amplitudes e defasagens entre si. O efeito Doppler, causado pelo movimento relativo entre os espalhadores, também causa desvanecimento, pois as variações temporais nos comprimentos dos percursos de propagação podem estar relacionadas ao movimento relativo entre as antenas ou elementos do ambiente. Adicionalmente, a taxa de variação de fase devida a esse movimento aparece como um deslocamento em frequência para cada componente de multipercurso afetada [61].

Em canais aleatoriamente variáveis no tempo, a resposta ao impulso do canal é a realização de um processo estocástico e, para sua caracterização, torna-se necessário o prévio conhecimento das funções densidade de probabilidade das variáveis pertencentes ao problema, o que é bastante difícil de obter.

Assim, neste trabalho foi considerado que todos os elementos espalhadores no ambiente não têm quaisquer movimentos relativos entre si. Supõe-se que o canal possua estacionariedade no sentido amplo (WSS). Isto é, que o valor médio do sinal recebido não depende do instante de tempo e a sua função de autocorrelação dependa apenas de diferenças entre instantes de tempo ou de distância [62]. Tal suposição implica a descorrelação de espalhadores nos canais estacionários, o que equivale dizer que os sinais espalhados não apresentam qualquer dependência de amplitude entre si [62]. Estudos demonstram que a hipótese de um canal estacionário no sentido amplo em relação ao tempo é tão mais correta quanto menor for o intervalo de tempo e distância entre as observações de sua resposta ao impulso [63].

No presente trabalho, as respostas ao impulso são observadas em rotas fixas, previamente estabelecidas, com pouco espaço entre os pontos de observação e tomadas no mesmo instante, com os espalhadores estáticos.

2.6

Traçado dos Raios

Cada um dos raios encontrados pelas técnicas já descritas pode ser decomposto em sub-raios, que basicamente representam percursos entre duas interações consecutivas com o ambiente. Por exemplo, o percurso entre o transmissor e a primeira interação com o ambiente é um sub-raio; o próximo percurso até a próxima interação é outro sub-raio. A quantidade de sub-raios está relacionada com a ordem de interações do raio, de tal forma que o algoritmo traça de um até oito sub-raios entre o transmissor e o receptor. Estas interações podem ser oriundas de reflexões, difrações em cunha (nos cantos laterais das construções), difrações em superfícies convexas (cilindros que representam postes e troncos de árvores) e espalhamento (em copas de árvores e paredes). Assim, um raio pode ser constituído por quaisquer das 64 combinações únicas destes mecanismos (veja Apêndice I). Exemplos de raios e sub-raios podem ser vistos na Figura 2.7. Todas as informações correspondentes aos raios obtidas nessa fase são armazenadas na base de dados: dados geométricos de cada sub-raio, tipo de cada interação com o ambiente, dados identificadores e de posicionamento dos elementos do ambiente que interagiram com o raio, assim como suas características morfológicas. Em seguida, os raios 2D são utilizados na determinação dos raios 2.5D associados, a partir da representação do ambiente já descrita. Este procedimento distingue raios aéreos e raios terrestres (refletidos no solo) e traça seus percursos utilizando a informação de altura dos transceptores. Observa-se que ambos os raios aéreo e terrestre correspondentes têm a mesma projeção horizontal (o raio 2D original). Para raios dos tipos direto, refletido e difratado, o algoritmo considera um raio aéreo e um raio terrestre para cada raio 2D, como mostrado na Figura 2.8.

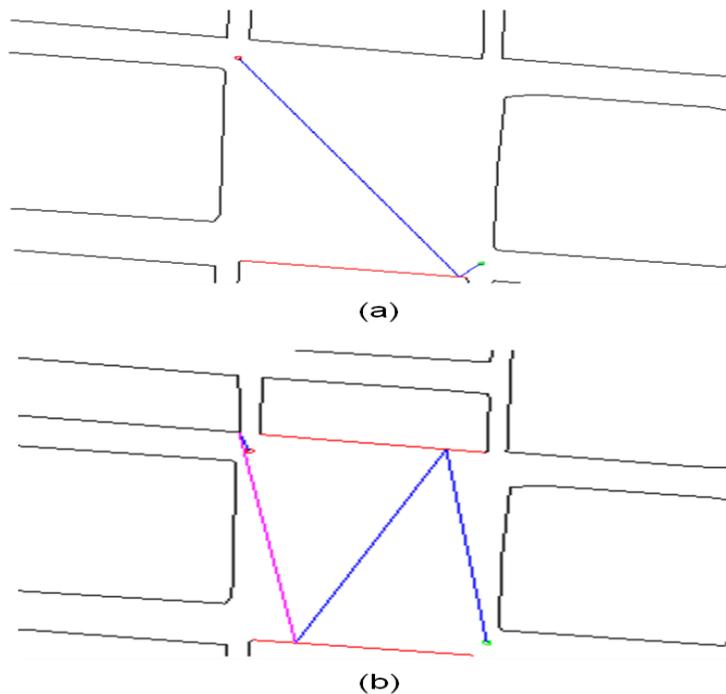


Figura 2.7– Raios 2D e a representação de quarteirão por polígonos convexos (pretos). O transmissor (Tx) é representado por um círculo vermelho e o receptor é representado por um círculo verde. Os raios oriundos do Tx ou refletidos são representados por linhas azuis e os raios difratados em magenta. (a) Raio de primeira ordem com dois sub-raios, (b) raio de terceira ordem com quatro sub-raios.

O algoritmo subdivide os raios que possuem uma interação do tipo espalhamento em duas partes 2D (uma antes e outra depois do espalhamento). Cada parte dá origem a um raio aéreo e um raio terrestre 2.5D, de acordo com o procedimento já descrito. Desta forma, são gerados quatro raios 2.5D para cada raio bidimensional, conforme mostra o exemplo da Figura 2.9.

O elemento do tipo espalhador pode representar o ponto onde se localiza uma árvore, um poste, ou ainda uma seção de parede onde ocorre espalhamento difuso. Pode-se notar que, no processo de determinação dos raios 2.5D, os raios aéreos mantêm a mesma ordem do raio 2D original, enquanto os raios refletidos no solo têm uma ordem de interação com o ambiente a mais. Assim, no caso do mecanismo de espalhamento, podem ser considerados raios até a décima ordem de interação com o ambiente. As informações sobre espalhadores também são armazenadas na base de dados e o algoritmo pode utilizá-las no pós-processamento. Copas de árvores podem espalhar raios incidentes em todas as direções, de acordo com seus diagramas de espalhamento (que podem ser individuais, se necessário). Troncos e postes refletem ou difratam segundo as leis de Snell ou com base na *UTD* ao

longo de percursos geodésicos em sua superfície externa, respectivamente. Adicionalmente, a copa de cada árvore interage com quaisquer raios que não sejam espalhados por ela, mas que a interceptem, causando atenuação adicional. A descrição detalhada das modelagens geométrica e eletromagnética de cada tipo de espalhador é apresentada no capítulo IV. Contabilizados todos os raios, é criada uma nova base de dados 2.5D.

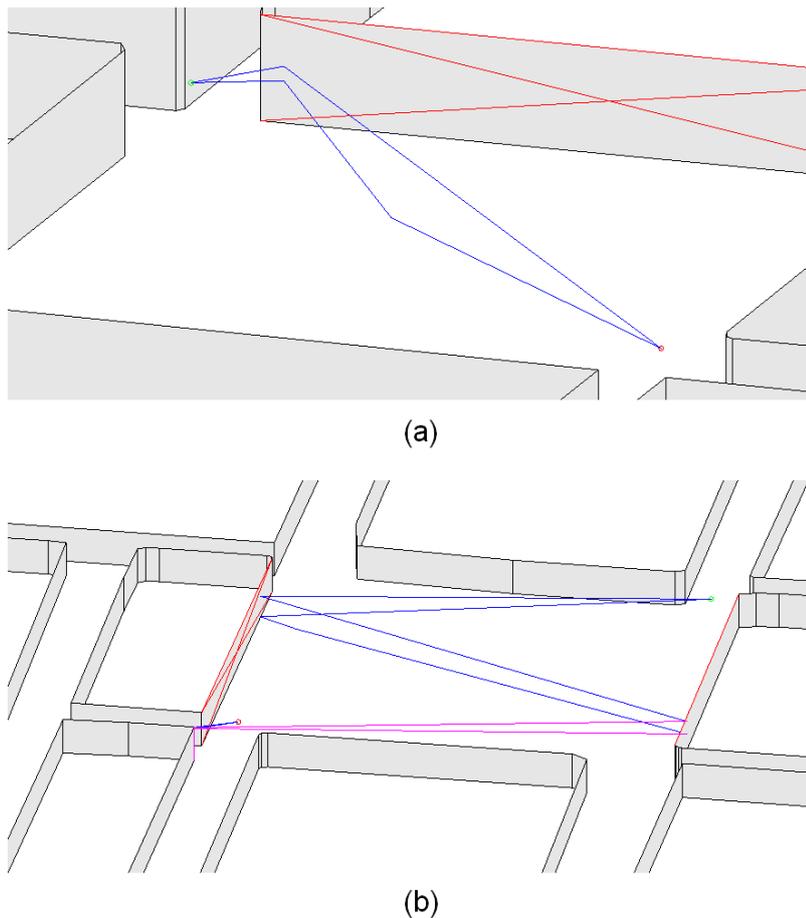


Figura 2.8 – Representação do ambiente por prismas 2.5D (cinza) e raios 2.5D. O transmissor (Tx) é representado por um círculo vermelho e o receptor por um círculo verde. Os raios oriundos do Tx ou refletidos são representados por linhas azuis e o raio difratado em magenta. (a) raio aéreo e terrestre correspondentes ao caso (a) da Figura 2.7; (b) raios aéreo e terrestre correspondentes ao caso (b) da Figura 2.7. As linhas cruzadas vermelhas nas faces, indicam qual das paredes dos prismas interagiram com o raio.

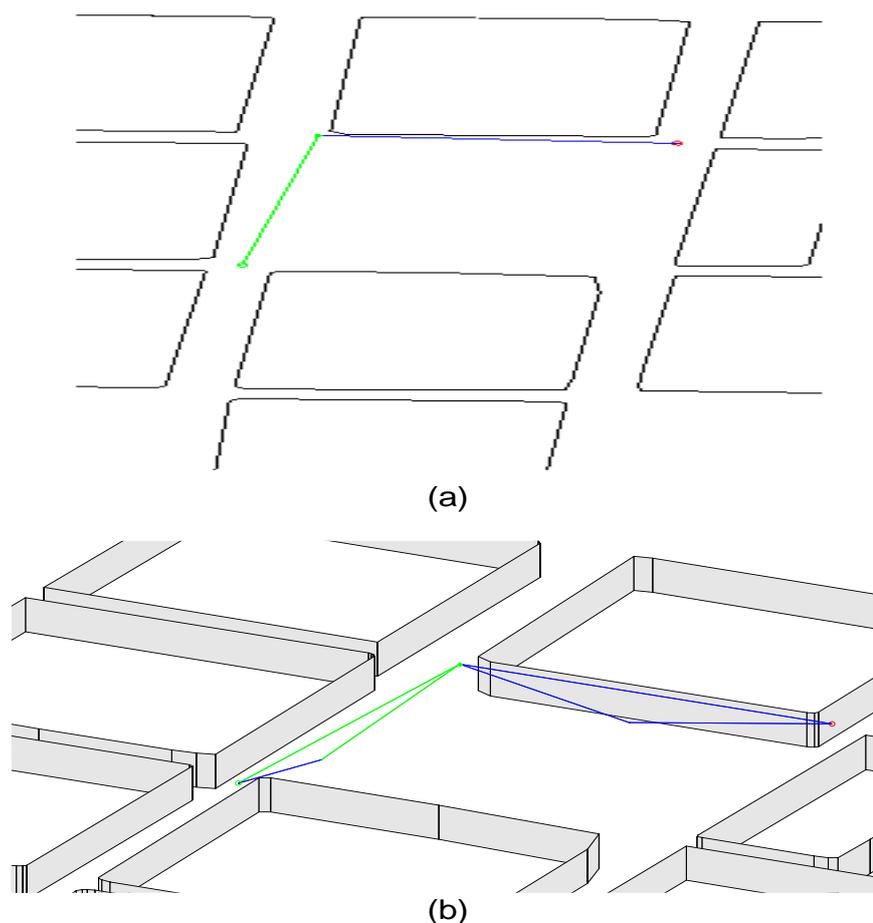


Figura 2.9 – Geração de quatro raios 2.5D contendo um espalhamento (no ponto que une os segmentos azul e verde) a partir de um raio 2D. (a) Raio 2D; (b) Quatro raios 2.5D. As linhas verdes são raios que sofreram espalhamento.

É bastante comum na literatura a utilização apenas dos prédios na representação do ambiente [64, 65], com canais que usualmente contabilizam centenas e até alguns milhares de raios. Alguns trabalhos utilizam uma ou duas classes de espalhadores, geralmente árvores [66, 67]. Contabilizam apenas a perda de propagação ao longo da seção do raio que interage com o espalhador (por exemplo, a folhagem). Não é utilizada uma abordagem determinística que leve em conta a energia espalhada conforme a direção do espalhamento. Nestes modelos, a literatura sobre traçado de raios mostra canais contendo vários milhares de raios. No presente estudo, são comuns canais contendo várias dezenas de milhares de raios, o que denota o esforço de contabilização dos multipercursos no ambiente, conforme mostra a Figura 2.10.

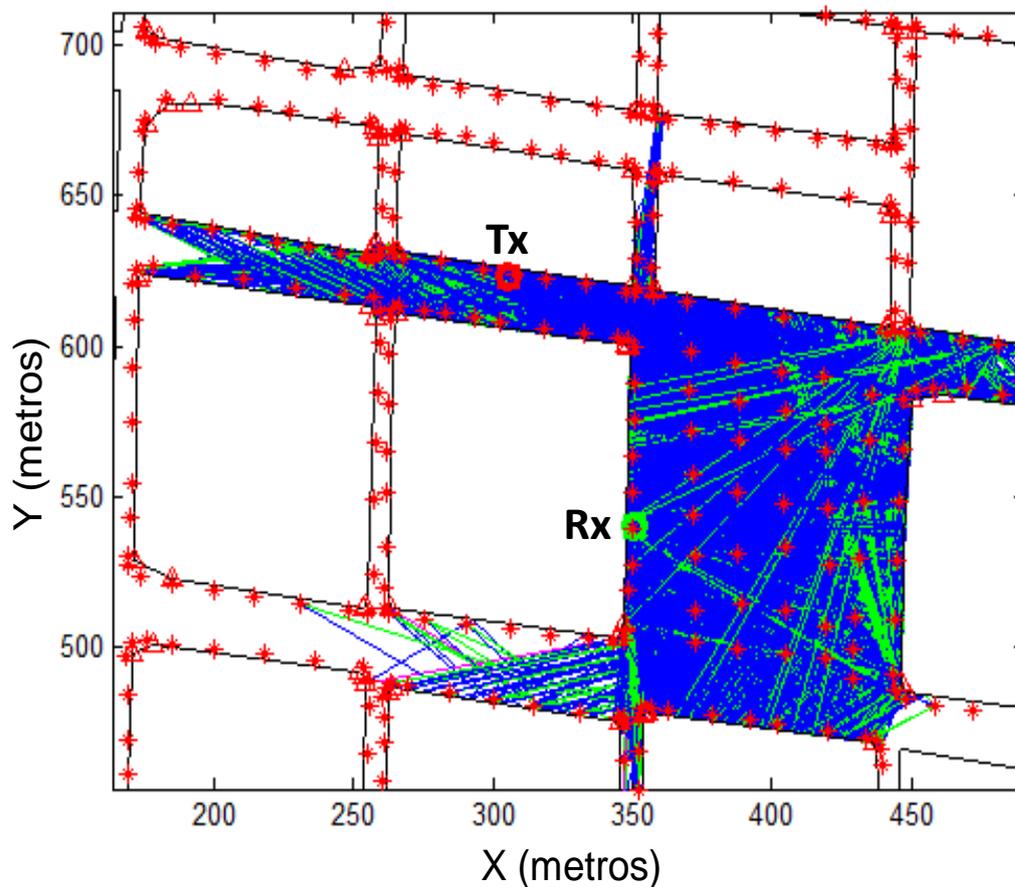


Figura 2.10 – Raios em um canal. O Tx é representado por um círculo vermelho, o Rx por um círculo verde, espalhadores por asteriscos vermelhos, difrações em arestas são identificadas por triângulos vermelhos, raios oriundos de espalhamento por poligonais verdes, raios de cor magenta são oriundos de difração e demais raios por poligonais azuis. O Rx está próximo à praça, na ausência de visibilidade.

2.7

Transceptores e Função de Transferência do Canal

As antenas de transmissão e recepção foram modeladas com um diagrama de radiação que possui alto ganho e pequena largura de feixe de meia potência, axialmente simétrico em relação à direção de ganho máximo, e uma região de ganho plano fora do feixe principal. O feixe principal é do tipo Gaussiano. Portanto, o diagrama de radiação pode ser representado por:

$$P(\theta) = K f(\theta) + (1 - K) \quad (2.2)$$

onde K é uma constante, θ é o ângulo entre a direção do raio desejada e o eixo do feixe principal. A função $f(\theta)$ tem a forma:

$$f(\theta) = \left(\frac{2}{\sigma}\right)^2 e^{-\left(\frac{\theta}{\sigma}\right)^2} \quad (2.3)$$

onde a constante σ está relacionada com a largura do feixe de meia potência. A condição abaixo deve ser satisfeita:

$$\int_{\Omega} P(\theta) d\Omega = 1. \quad (2.4)$$

A imposição da relação (2.4) produz um diagrama de radiação normalizado:

$$P_n(\theta) = \frac{1}{4\pi(1-Ke^\pi)} \left[\frac{4Ke^{-\left(\frac{\theta}{\sigma}\right)^2}}{\sigma^2} + (1-K) \right] \quad (2.5)$$

A Figura 2.11 apresenta um exemplo de diagrama de radiação utilizado em uma das simulações. A forma de cálculo do diagrama de radiação e o relacionamento entre K e σ estão descritos no Apêndice X.

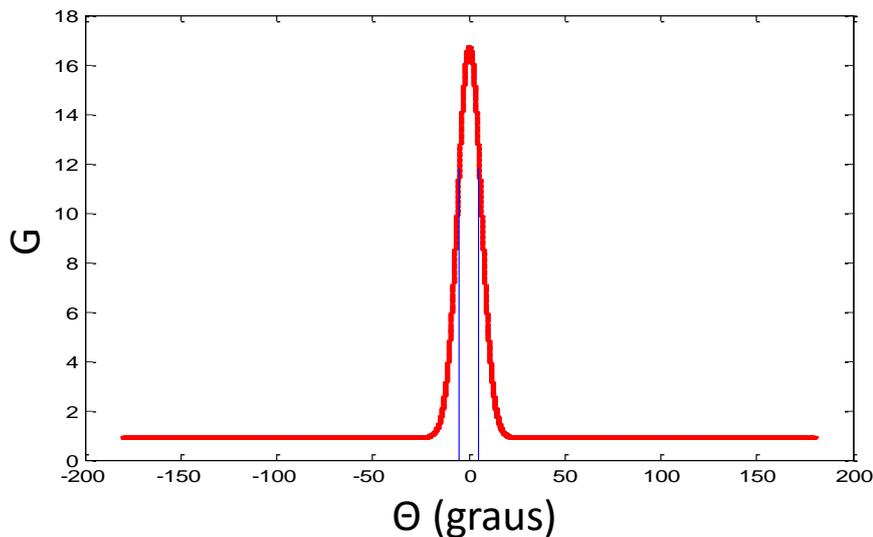


Figura 2.11 – Exemplo de diagrama de radiação: em vermelho o ganho, as linhas azuis representam a largura do feixe de meia potência (11°). Este diagrama possui ganho máximo de 24.5 dBi. Este diagrama foi usado na simulação da propagação no campus da Universidade de New York (NYU). O diagrama é simétrico em relação ao eixo do seu feixe principal.

Adicionalmente, foi implementado o modelo de uma antena de recepção do tipo conjunto uniforme [42], cujo fator de conjunto em coordenadas esféricas pode ser calculado por:

$$AF(\theta, \varphi) = \left(\frac{1}{M} \frac{\sin \frac{M}{2} \Psi_x}{\sin \frac{\Psi_x}{2}} \right) \quad (2.6)$$

onde M é o número de elementos do conjunto na direção horizontal e:

$$\Psi_x = kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x \quad (2.7)$$

O termo d_x é a distância entre os elementos, $k = 2\pi/\lambda$ é o número de onda, λ é o comprimento de onda e β_x é a diferença de fase entre dois elementos consecutivos do conjunto. O conjunto (Rx) possui elementos idênticos, com separações e orientações uniformes. Os elementos do conjunto foram considerados com diagramas de radiação unitários para os valores de θ e φ avaliados. Os valores de M e d_x controlam o formato do diagrama de radiação.

O objetivo destes modelos de transceptores é simular um feixe principal diretivo cujo eixo principal possa ser orientado na direção desejada, objetivando uma filtragem espacial típica esperada para a tecnologia 5G (formatação e combinação de feixes) [68-72]. Usualmente, o ponto de acesso possui *hardware* e algoritmos de rede que lhe conferem muito mais inteligência que o terminal do usuário. Contudo, a simulação também implementa esses recursos no lado móvel da comunicação.

Inicialmente, o algoritmo traça raios no sentido inverso (do terminal móvel para o ponto de acesso), supondo antenas com ganhos unitários. Em seguida, determina as amplitudes e retardos de todas as componentes do sinal recebido pelo terminal móvel (lance de descida). Depois, determina a componente que produz o sinal mais intenso, da forma descrita nos próximos parágrafos. A direção de partida (DOD) e de chegada (DOA) deste raio é utilizada para orientar os eixos dos feixes principais do transmissor e receptor, respectivamente.

A contribuição de um raio para o campo elétrico recebido em um ponto de observação (campos harmônicos no tempo) pode ser calculada por:

$$E_{Rx,v}(r) = E_{Tx,u} G_{tu}(\theta_t, \varphi_t; f) D_{duv}(f) A_g(f) G_{rv}(\theta_r, \varphi_r; f) \sqrt{A_{ef}(f)} e^{-jkr} \quad (2.8)$$

onde $G_{tu}(\theta_t, \varphi_t; f)$ e $G_{rv}(\theta_r, \varphi_r; f)$ representam os ganhos de amplitude das antenas transmissora e receptora na direção do raio nas polarizações u e v , respectivamente, medidas a partir dos respectivos eixos; $D_{duv}(f)$ é o coeficiente de divergência do tubo de raios associado, que depende do tipo da frente de onda transmitida e das interações do raio com o ambiente, assim como da combinação de polarizações nos conjuntos transmissor e receptor [9]; $A_g(f)$ representa atenuação adicional devida a gases atmosféricos, que depende da frequência de operação e de parâmetros meteorológicos (ver Apêndice II); r é a distância entre as posições das antenas transmissora e receptora, medida ao longo do raio; e $A_{ef}(f)$ é a área efetiva da antena receptora, igual a $\lambda^2/4\pi$. Observa-se que os ganhos e $D_{duv}(f)$ podem depender da frequência de operação e das polarizações nos terminais. As interações do raio com os elementos do ambiente podem causar mudanças na direção do mesmo, assim como atenuação, despolarização e mudança de fase no campo elétrico associado. Dependendo do tipo de interação (reflexão, difração ou espalhamento), a frente de onda pode sofrer deformações, o que altera o coeficiente de divergência para os trechos seguintes. Em particular, $D_{duv}(f)$ é igual a $1/r$ (onda esférica) para o raio direto e ao produto de todos os coeficientes de reflexão por $1/r$ no caso de raios puramente refletidos especularmente. Por outro lado, $D_{duv}(f)$ é consideravelmente mais complexo nos demais casos. Os ganhos e $D_{duv}(f)$ são complexos, em geral. Estes tópicos serão pormenorizadamente discutidos no Capítulo IV.

A partir da expressão (2.8), a função de transferência $H_{uv}(f)$ do canal entre o ponto de acesso e o terminal móvel pode ser escrita para as combinações de duas polarizações ortogonais nestes pontos como:

$$H_{uv}(f) = \sum_{m=1}^M G_{tum}(f) A_{gm}(f) D_{duvm}(f) G_{rvm}(f) \sqrt{A_{ef}(f)} e^{-i2\pi f \tau'_m} \quad (2.9)$$

Por exemplo, $uv = VV, HH, VH$ e HV , sendo u e v as polarizações nas antenas transmissora e receptora, onde V e H indicam as polarizações vertical e horizontal, respectivamente. Exceto $A_{gm}(f)$, $A_{ef}(f)$ e o termo exponencial, os demais termos no somatório da expressão (2.9) dependem da combinação de polarizações. Nesta expressão, M é o número de raios entre as antenas transmissora e receptora, a dependência dos ganhos com as direções de partida (DOD) e chegada (DOA) foram omitidas por simplicidade, f é a frequência de operação e o retardo τ'_m resulta da

identidade $kr_m = (2\pi f/c)r_m = 2\pi f\tau'_m$. Finalmente, a expressão (2.9) pode ser escrita de forma resumida,

$$H_{uv}(f) = \sum_{m=1}^M A_{uvm}(f)e^{-i2\pi f\tau_{uvm}} \quad (2.10)$$

onde a amplitude $A_{uvm}(f)$ (real e adimensional) combina o produto dos módulos dos ganhos e de $D_{duvm}(f)$, assim como de $A_{gm}(f)$ e $A_{ef}(f)$. Adicionalmente, a soma das fases dos ganhos e de $D_{duvm}(f)$ pode ser transformada em retardo da mesma forma utilizada na determinação de τ'_m e o resultado a ele somado para produzir o retardo total τ_{uvm} . Pode-se inferir que os termos $A_{uvm}(f)$ e τ_{uvm} consideram todos os coeficientes de reflexão (especular ou não), difração ou espalhamento de cada raio m utilizado no cálculo da expressão (2.10).

2.8

Simulação e Caracterização do Canal de Propagação

A simulação consiste em calcular a função de transferência (resposta em frequência) para cada canal em uma rota preestabelecida, onde o ponto de acesso é usualmente mantido fixo em uma posição e o terminal do usuário (ponto de observação) é deslocado ao longo de uma rota em intervalos regulares e próximos. Muitos trabalhos na literatura atual situam o diâmetro médio de uma célula abaixo de 400 metros para sistemas na faixa de ondas milimétricas [73-75], em função de vários fatores. Entre eles se encontram: a maior perda de propagação nestas frequências; a limitação na potência de sinais de banda ultra larga impostas por agências e organismos de regulação; e a alta densidade de usuários. O algoritmo pode considerar quaisquer configurações de altura acima do solo para os transceptores. Entretanto, no presente contexto, é comum a utilização de antenas transmissoras em alturas relativamente baixas (usualmente entre 10 m e 12 m) e posicionadas na rua, e não no topo de construções, como é usual em sistemas de comunicações móveis de gerações anteriores [30]. O terminal do usuário, em todas as simulações, estará a 1,5 m do solo. Alterando os parâmetros apropriados nos modelos de transceptores descritos na seção 2.7, é possível formatar o feixe de meia potência e o ganho em

uma infinidade de configurações. Contudo, optou-se por utilizar valores de ângulo de meia potência entre 10° e 20° e ganhos acima de 10 dB, que são valores comumente relatados na literatura [1].

Basicamente, é necessário definir uma faixa de frequências, caracterizada como de banda ultra larga, a polarização e o número de amostras desejadas. Assim, o algoritmo divide a faixa de frequências de interesse pelo número de amostras e calcula a função de transferência para cada valor de amostra, pela soma complexa de todos os componentes de amplitude e retardo definidos em (2.10). O número de amostras deve ser ajustado de acordo com a resolução temporal pretendida [76], obedecendo às recomendações de amostragem de Nyquist [38]. Exemplos de funções de transferência obtidas pela soma de todas as componentes calculadas nas frequências amostradas são ilustrados na Figura 2.12. O perfil de potência e retardo $P_{d_{uv}}(\tau) = 20\log[|h_{uv}(\tau)|]$ de cada canal, sendo $h_{uv}(\tau)$ a resposta ao impulso, é obtido pela aplicação da transformada inversa discreta de Fourier (IFFT) à sua função de transferência $H_{uv}(f)$, calculada pela expressão (2.10).

A utilização da transformada inversa discreta de Fourier altera o domínio da variável independente de frequência para o tempo (retardo). O máximo retardo que pode ser calculado pelo algoritmo é dado pela equação abaixo [76]:

$$\tau_{max} = \frac{(N-1)}{B} \quad (2.11)$$

onde N é o número de amostras e B é a largura de banda. A resolução temporal pode ser entendida como o menor retardo que permite a discriminação entre dois multipercursos distintos [76] e pode ser calculada por:

$$\tau_{min} = \frac{1}{B} \quad (2.12)$$

De posse do perfil de potência e retardos, o retardo médio $\bar{\tau}$ e o espalhamento de retardo RMS σ_τ podem ser estimados pelas expressões

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^N \tau_i P_d(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N P_d(\tau_i)} \quad (2.13)$$

e

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\tau_i - \bar{\tau})^2 P_d(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N P_d(\tau_i)}}. \quad (2.14)$$

O conhecimento destes parâmetros é de fundamental importância para a definição da maior duração do símbolo utilizado na comunicação, de modo a minimizar a ocorrência de interferências intersimbólicas (ISI) [38].

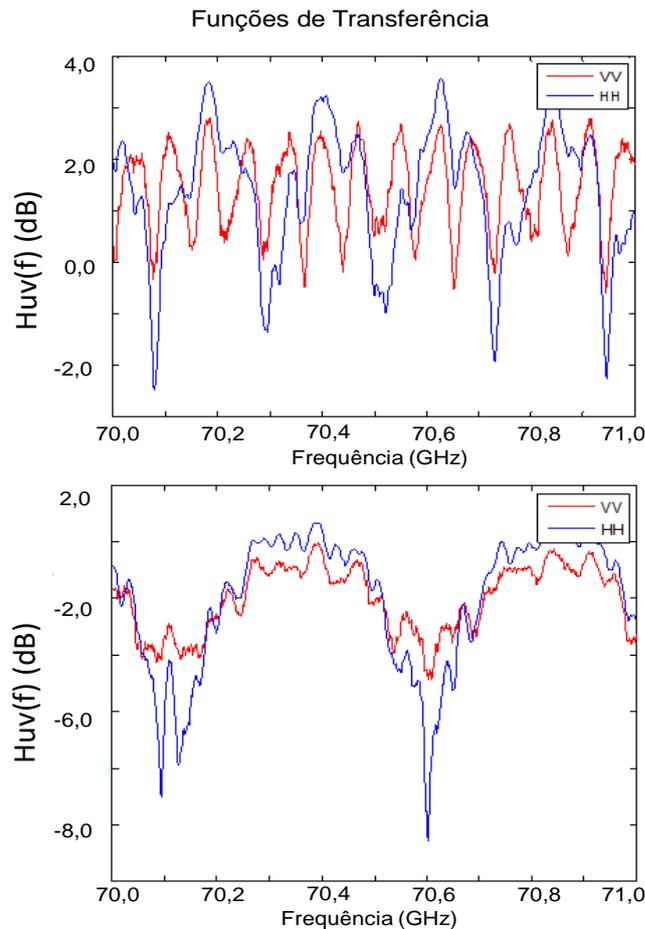


Figura 2.12 – Exemplo de funções de transferência de canal NLOS (gráfico superior) e LOS (gráfico inferior) com campos copolarizados.

A medida que a onda se propaga e interage com os elementos do ambiente, ocorre a despolarização [1], que altera a direção do vetor campo elétrico contido no plano ortogonal ao vetor de onda. O isolamento médio foi calculado pela razão entre os valores médios quadráticos das funções de transferência das componentes copolarizada e de polarização cruzada.

Como exemplo, para a polarização vertical, calcula-se a diferença (em decibéis) entre as potências médias da componente VV (no Tx e no Rx) e da componente HV (no Tx e no Rx). O algoritmo recalcula o vetor campo elétrico antes e após qualquer interação, tornando possível o acompanhamento de suas características em qualquer posição de um raio, como mostra o exemplo da Figura 2.13. O cômputo final da despolarização é feito apenas no ponto de observação final (Rx). Na figura abaixo, após cada interação do raio com a parede, é mostrado um sistema de coordenadas, onde os eixos em vermelho representam as componentes do campo que estão incidindo na parede e os eixos em azul indicam as componentes que partem da parede.

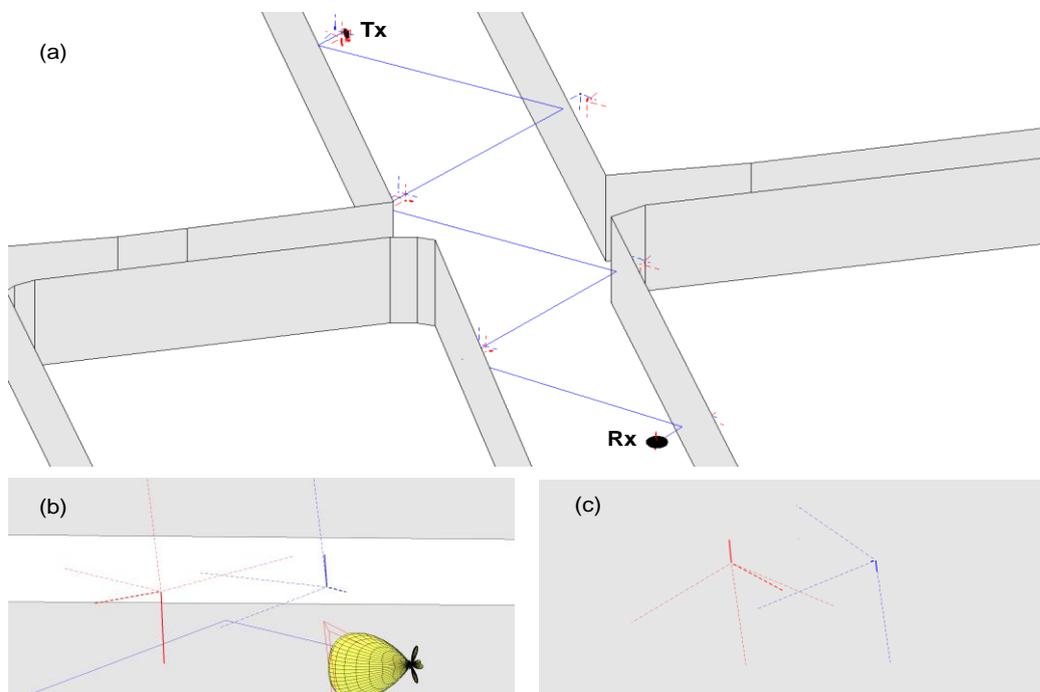


Figura 2.13 – Efeitos da despolarização na propagação de um raio com seis reflexões no ambiente. As faces dos prismas estão em cinza e o raio em azul. O painel (a) mostra o panorama geral das interações do raio nas faces. O painel (b) ilustra a primeira interação, observando-se um sistema de eixos em vermelho (tracejado fino) que representa as componentes do campo antes da interação, onde a componente vertical (linha contínua) e a componente horizontal (tracejado grosso) estão representadas. Outro sistema de eixos em azul (tracejado fino), representa as componentes do campo após a interação, onde a componente vertical (linha grossa) e a componente horizontal (tracejado grosso) estão representadas. No painel (c), com a representação dos campos após a quarta interação, pode-se notar o efeito de despolarização e atenuação. Os módulos dos campos representados estão normalizados e o diagrama de radiação é o correspondente ao de um conjunto planar.