

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo otimizar um protótipo de medição de intensidade de campo para ambientes *indoor*. Para realizar tal tarefa, foram estudadas e implementadas várias melhorias ao sistema a fim de ganhar praticidade, autonomia própria, reduzir o nível de interferência, aprimorar sua parte mecânica e adquirir interatividade com o usuário. O novo sistema continuou contando com um módulo de transmissão e um de recepção, porém, com várias inovações. À unidade de transmissão fixa que contava com um gerador de varredura e uma antena transmissora, foi implementado um amplificador de baixo ruído. Em seguida, à unidade de recepção móvel que contava com um computador *desktop*, um analisador de espectro, uma antena receptora e um protótipo de medição de distância (PMD), foram incorporados: um *notebook*, uma placa de aquisição de dados USB e um *Nobreak* podendo substituir, então, parte dos antigos equipamentos.

Inicialmente será apresentado um estudo sobre o ambiente de propagação de rádio *indoor*, considerando as suas principais características e as dificuldades na predição da perda de percurso. Serão utilizados, para a predição de perdas em tais ambientes, apenas os modelos empíricos. Dentre vários existentes, foram selecionados cinco dos mais importantes: modelo de Chan e Razaqpur; modelo de Seidel e Rappaport; modelo ITU-R; modelo de Törnevik e; modelo de do Fator de Piso e Parede. A fim de verificar a eficácia do sistema otimizado e testar esses modelos, uma campanha de medição foi realizada no prédio do Laboratório de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará. Os dados obtidos durante essa campanha foram comparados com os dados simulados com os cinco modelos empíricos. Com isso, pode-se analisar o comportamento do sinal de RF nos corredores do prédio, testar os modelos empíricos e comprovar a eficácia do novo sistema.

CAPÍTULO 1

Principais Aspectos de Rádio-Propagação em Ambientes Fechados

1.1. INTRODUÇÃO

Predizer a perda de propagação em ambientes *indoor* não é tarefa fácil, uma vez que surgem vários fenômenos de propagação que dependem da estrutura específica do prédio como, por exemplo, a planta baixa do prédio, as mobílias, o material de construção, entre outros. Além disso existem peculiaridades, tais como: a propagação ao longo de corredores geralmente tem menos perda do que no espaço livre, enquanto que sinais que se propagam através de paredes e pisos têm mais perdas que no espaço livre. Janelas também provêm percurso de propagação entre andares, devido ao mecanismo da difração pelas janelas, o que complica ainda mais a predição de propagação [4]. Somando a isso existem fenômenos, tais como: o espalhamento provocado por paredes, tetos, pisos e mobílias, que produzem um canal com multipercursos, onde a perda de percurso é muito diferente daquela do contexto *outdoor* [5].

Este capítulo apresenta um estudo superficial dos fenômenos mais significativos que ocorrem na propagação *indoor*, iniciando-se pela descrição da potência média; logo após, os desvanecimentos lento e rápido; em seguida vem os efeitos de multipercurso e perda de propagação no interior de construções.

1.2. POTÊNCIA MÉDIA DO SINAL

Todo receptor móvel seja um telefone celular ou um computador de uma WLAN, necessita receber uma potência mínima da antena transmissora para que consiga trabalhar eficientemente. Num projeto, tanto de uma picocélula como de uma WLAN, é de fundamental importância que todos os pontos do prédio estejam recebendo, pelo menos, essa potência

mínima. As áreas que não são atendidas por essa potência mínima são conhecidas com “áreas de sombra”.

A potência do sinal de RF está sujeita a variações temporal e espacial. Para tanto, os sistemas devem ser projetados com uma margem de potência suficiente para comportar essas variações.

A variação espacial na potência do sinal de RF tem componentes de pequena e larga escala. A componente de larga escala é resultante da perda de propagação ser dependente da distância e da atenuação devido a grandes obstáculos (isto é, perda por sombreamento). Essas variações de larga escala são observáveis através de grandes distâncias, e são tipicamente modeladas como variáveis aleatórias log-normal para ambientes *outdoor*. A componente de pequena escala é resultante das interferências construtivas e destrutivas da propagação da onda de rádio através dos múltiplos percursos (neste trabalho é designado por multipercurso) que chegam ao receptor com diferentes atrasos de propagação, potência e fase. Como resultado dessa interferência, a potência de RF pode variar desde alguns dB's acima até dezenas de dB's abaixo da potência média local para pontos distantes apenas de algumas frações de comprimento de onda. Essas variações de pequena escala são usualmente modeladas como variáveis aleatórias com funções densidades de probabilidade (FDP) de Rayleigh e Rice para propagação obstruída (OBS) e em linha de visada (LOS), respectivamente [2].

A potência do sinal, obtida em medições com receptores portáteis, normalmente apresenta flutuações rápidas de sinal (desvanecimento rápido) devido à componente de pequena escala na distribuição espacial da potência de RF e flutuações lentas (desvanecimento lento) devido à componente de larga escala. Quando se estuda a variação espacial através de pequenas distâncias (por exemplo, um comprimento de onda), a componente de larga escala é considerada constante. Reciprocamente, quando estuda áreas de cobertura (isto é, muitos comprimentos de onda), a componente de pequena escala não descreve a média do sinal sobre o espaço por completo. Em outras palavras, a potência média local é obtida pela média de um grande número de potências medidas nas vizinhanças do local.

As variações de pequena escala são extremamente difíceis de serem preditas, por requerem um conhecimento exato do ângulo de fase de cada componente de multipercurso. Felizmente, desvanecimento de pequena escala pode ser bem caracterizado pela média estatística. Conseqüentemente, é interessante prever a potência média local. Assim, a caracterização da precisão de um modelo de propagação é baseado em medidas que estimem a potência média do sinal local. A diferença entre intensidade do sinal médio local medido e seu valor predito correspondente é definido como erro de predição [2].

1.3. DESVANECIMENTO

Baseado em estudos anteriores sobre desvanecimento do sinal, o mesmo pode ser didaticamente separado em duas partes: desvanecimento lento e desvanecimento rápido.

1.3.1. Desvanecimento lento

Como mencionado anteriormente, o desvanecimento lento está relacionado às características de propagação que manifestam seus efeitos no sinal ao longo de médias e grandes distâncias, comparadas com o comprimento de onda. Mesmo sem movimentação do receptor, o desvanecimento em larga escala pode ocorrer devido a alterações significativas no ambiente como, por exemplo, variações temporais no índice de refração da atmosfera.

Esse tipo de desvanecimento é também conhecido por sombreamento, pois ele está mais relacionado a obstruções naturais (relevo e vegetação) e a construções, como casas e edifícios, que fazem com que o móvel fique em uma região de sombra eletromagnética (ou de nível de sinal bastante reduzido). Quando é obstruído, o sinal chega ao receptor basicamente através de difração e espalhamento, e a sua amplitude segue uma função densidade de probabilidade normal. ^[5]

O desvanecimento lento pode ser atenuado com o uso de antenas direcionais.

1.3.2. Desvanecimento rápido

O desvanecimento rápido é causado pelo comportamento aleatório das componentes que chegam ao receptor, verificado a curtas distâncias ou pequenos intervalos de tempo. Tal comportamento é resultado da multiplicidade de percursos percorridos pelas várias componentes, que chegam ao receptor com diferentes amplitudes e defasagens entre si. O multipercurso é mais bem descrito adiante. A função de distribuição de probabilidades que usualmente descreve a amplitude do sinal para o desvanecimento em pequena escala é a função de Rayleigh.

No caso de ambientes *indoor*, o desvanecimento rápido é causado por reflexões, difrações e refrações em móveis, pisos, paredes e tetos.

1.4. MULTIPERCURSO

Em sistemas de comunicações móveis celulares, a faixa de frequências empregada, o ambiente onde as comunicações ocorrem e a mobilidade, fazem com que o sinal resultante no receptor seja resultado da composição de ondas eletromagnéticas que percorreram diversos percursos distintos entre transmissor e receptor, através de diferentes mecanismos de propagação. No que se refere à frequência, a faixa de frequências escolhida para sistemas móveis celulares (UHF) é favorável à propagação do sinal transmitido através de mecanismos de reflexão, difração, espalhamento e visada direta. Quanto ao ambiente onde as comunicações se realizam, nas áreas mais povoadas (principalmente as grandes áreas urbanas), edifícios representam obstáculos nos quais a onda propagante pode refletir-se ou difratar-se. Como a unidade móvel está, em geral, imersa no ambiente, ela receberá ondas através dos vários mecanismos de propagação gerados pelo ambiente. A mobilidade da unidade portátil possibilita que, a cada instante, o móvel esteja recebendo uma diferente combinação de ondas propagantes, que esteja ocorrendo em determinados local e momento. Os vários raios refletidos e refratados no ambiente urbano são os formadores do multipercurso.

No receptor, os campos associados aos diferentes percursos somam-se vetorialmente e produzem um campo resultante oscilante. A variação no nível do sinal recebido devido ao multipercurso é conhecida por desvanecimento rápido. Espacialmente, desvanecimentos rápidos e lentos ocorrem entre distâncias de $\lambda/2$, aproximadamente (onde λ é o comprimento de onda). O desvanecimento rápido pode ser compreendido tanto espacialmente como temporalmente, analisando-se o tempo entre desvanecimentos sucessivos em um terminal em movimento ou mesmo em repouso (neste último caso, embora o terminal não esteja

deslocando-se, o desvanecimento rápido pode ocorrer devido a alterações no ambiente, como movimentação de veículos, por exemplo).

1.5. PERDA DE PROPAGAÇÃO NO INTERIOR DE CONTRUÇÕES

No que diz respeito à propagação no interior de construções, pode-se destacar duas situações distintas:

- Transmissor (fixo) no exterior da construção e receptor (móvel) no interior da mesma;
- Transmissor (fixo) e receptor (móvel) no interior da construção.

1.5.1. Transmissor (fixo) no exterior e receptor (móvel) no interior da construção

O conhecimento das perdas entre um transmissor localizado em ambiente *outdoor* e um receptor *indoor* vem tornando-se cada vez mais importante. Essa importância fica clara quando se analisa a interferência entre sistemas *outdoor* e *indoor* que operam nas mesmas faixas de frequência. Nesses casos, espera-se que as perdas de penetração promovam o máximo isolamento de RF possível. O mesmo isolamento é desejado entre sistemas *indoor* operando em edifícios vizinhos, por exemplo. Enfim, é importante que se modele as características de propagação desses sistemas de forma a também considerar a energia que entra e sai de edificações.

Para a caracterização do canal de propagação *indoor* faz-se necessário conhecer a perda de penetração através de paredes, pisos, tetos e outras obstruções. De fato, essas perdas dependem de uma série de fatores, como: o andar considerado, frequência de operação, tipo de parede exterior e o ambiente que circunda o edifício em questão. Será feito em seguida um comentário a respeito de cada fator. ^[7]

a) Tipo de parede exterior da construção

Materiais diferentes apresentam diferentes coeficientes de transmissão e reflexão, de forma que uma onda que atinge uma parede metálica sofrerá maior atenuação do que sofreria se atingisse uma parede de tijolos, por exemplo.

b) Andar considerado da construção

O nível de sinal recebido em ambiente *indoor* a partir de um transmissor *outdoor* aumenta com a altura do andar. Isso é devido principalmente ao fato de que o ambiente *outdoor* circundante (especialmente em cidades grandes) apresenta muita concentração de construções, e os efeitos de sombreamento causados por essa concentração são muito mais pronunciados a baixas alturas, situação em que o receptor, embora *indoor*, está imerso no ambiente. Em [8] foram feitas medições em quatorze edifícios. Os resultados mostram que, quando comparada ao nível médio do sinal no nível da rua, a perda de penetração cai numa taxa de 1,9 dB/andar até o 15º andar, quando então começa a subir. Com o aumento da altura, a propagação começa a se liberar do ambiente urbano, ou seja, deixa de ficar imersa na cidade, tendendo a sofrer menores atenuações (em andares mais elevados pode, inclusive, haver visada direta). Já o aumento da perda para andares mais elevados pode ser atribuído ao sombreamento por prédios vizinhos altos. Resultados semelhantes foram obtidos em [9], onde se observou um decréscimo das perdas de penetração até o 9º andar a uma taxa de 2 dB/andar, quando então as perdas também voltaram a aumentar. É interessante observar que, em todas as campanhas de medição realizadas, a altura da estação base transmissora era menor que as alturas atingidas pelo receptor *indoor* nos andares mais elevados.

c) Dependência com a frequência

Embora o conhecimento teórico evidencie o aumento da atenuação de um sinal propagante por um meio com o aumento da frequência, os resultados de medições apresentados em [6] mostram o oposto, o que pode ser atribuído a características muito especiais dos materiais penetrados pela energia eletromagnética. Os seguintes valores foram obtidos: 18 dB em 441 MHz; 14,5 dB em 900 MHz; 13,4 dB em 1800 MHz e 12,8 dB em 2300 MHz. ^[6]

d) Área envidraçada

O trabalho realizado em [8] mostra que a atenuação devida à travessia de áreas envidraçadas é cerca de 6 dB menor do que a atenuação pela travessia de áreas não envidraçadas.

e) Ambiente circundante à construção

Não é complicado perceber que a concentração de edificações em volta do edifício analisado influirá no nível de sinal recebido no seu interior. Em [8], a atenuação medida em um edifício analisado em uma área urbana foi de cerca de 18 dB, enquanto que em um edifício similar, mas em região suburbana, foi da ordem de 13 dB.

Além dos fatores citados, a perda de penetração é ainda dependente da orientação do prédio em relação ao transmissor e da arrumação (*layout*) interna do ambiente *indoor*.^[7]

1.5.2. Transmissor (fixo) e Receptor (móvel) no interior da construção

Essa situação é a que se denomina usualmente de propagação *indoor*. A propagação em ambientes *indoor* é fundamentada basicamente pelos seguintes fatores:^[9]

- reflexão em objetos, pisos, tetos e paredes, e difração especialmente nas junções (“esquinas”) entre corredores;
- transmissão por paredes, pisos e outros obstáculos;
- canalização da energia, especialmente em corredores e para frequências mais altas (devido a múltiplas reflexões);
- dinâmica do ambiente (movimentação de pessoas e abrir e fechar de portas e janelas) e disposição de objetos.

A atenuação no interior de edifícios pode ser classificada em dois grandes grupos:^[6]

- atenuação de partição, que se subdivide em:
 - *hard*, que é a atenuação devida à estrutura do edifício (paredes e pisos);
 - *soft*, que é a atenuação devida às divisórias de salas.
- atenuação devida aos objetos do ambiente.

Em geral, a atenuação entre andares é considerada através do Fator de Atenuação de Andares (FAF - *Floor Attenuation Factor*), com valores tabelados obtidos através de medições.^[6]

É fato que a variabilidade do sinal no ambiente *indoor* é maior que a do *outdoor*, o que pode ser explicado em parte pela dinâmica do ambiente (movimentação de pessoas e alterações causadas no ambiente pela abertura de portas e janelas).

a) Propagação em um mesmo andar

Em um andar de um edifício, ou mesmo dentro de uma sala, as características que determinam o comportamento em larga escala do sinal propagante, conhecidas por geometria em larga escala, são analisadas através de dois elementos independentes, válidos para a caracterização da propagação quando transmissor e receptor estão no mesmo andar.^[10] O primeiro elemento é denominado “espaço aberto (*clear space*) vertical”, compreendendo a região entre o piso e o teto. O segundo elemento consiste nas paredes, que determinarão a existência de reflexões e transmissões. E ainda, dependendo da geometria das paredes e corredores e do nível de campo de componentes refletidas e transmitidas, é possível haver uma contribuição significativa de raios difratados. A região vertical de propagação depende, naturalmente, do ambiente. Por exemplo, salas comerciais têm cadeiras, mesas, arquivos e partições, que definirão a fronteira inferior do espaço livre vertical através do qual ocorre a propagação.

As estruturas que definem as fronteiras superior e inferior são muitas vezes irregulares e funcionam como espalhadores da energia incidente. O espalhamento desvia a energia da propagação (que poderia ser guiada pelo ambiente, caso houvesse apenas reflexão especular) e influi na dependência do nível do sinal com a distância.

Em salas ou áreas com menor ocupação do piso, como *halls* por exemplo, o espaço livre vertical é diferente. Para esses ambientes, em geral, só existirá a fronteira superior, sendo o limite inferior determinado pelo próprio piso. Especialmente para incidência rasante, o piso poderá funcionar (dependendo também do material que o compõe) como um refletor.

b) Propagação entre andares

A compreensão dos mecanismos de propagação entre andares de um edifício também é de bastante interesse, especialmente quando da implementação de um sistema celular, onde se faz necessária a análise de parâmetros como fator de reuso e interferências. A referência [11] subdivide a propagação entre andares em duas categorias: propagação interna, através de pisos e tetos; e propagação externa, através de difrações principalmente nas janelas de cada andar.

Outro mecanismo de relativa importância, dependendo das construções vizinhas à analisada, é o gerado por raios que refletem em edificações circundantes e retornam ao edifício analisado.

1.7. CONCLUSÃO

Neste capítulo, algumas das características mais importantes do ambiente *indoor* foram apresentadas. Existem, entretanto, muitas outras características que influenciam na propagação do sinal nesse tipo de ambiente. Na tentativa de caracterizar quantitativamente todos esses fenômenos, várias pesquisas estão sendo realizadas. Alguns modelos são obtidos a partir de várias campanhas de medição, outros a partir da trajetória dos raios que partem do transmissor, sendo denominados de modelos empíricos e determinísticos, respectivamente. Um estudo sobre esses modelos, suas vantagens e desvantagens, será apresentado no capítulo 2.

CAPÍTULO 2

Modelos de Perda para Ambiente *Indoor*

2.1. INTRODUÇÃO

Existe uma grande variedade de modelos de predição da perda de propagação, sendo estes divididos entre empíricos, determinísticos e estatísticos. Os modelos empíricos são obtidos a partir de uma campanha de medições em uma ou mais regiões e, após a análise dos resultados obtidos, é apresentado como resultado final um modelo através de ábacos (como o modelo de Okumura [12], por exemplo) ou expressões que fornecem o valor mediano da atenuação. Modelos dessa categoria, em especial os modelos dados por uma expressão final (e não por ábacos), apresentam a vantagem de serem, em geral, de fácil aplicação e de necessitarem de um tempo de execução (computacional) relativamente baixo. Por outro lado, por serem baseados em medições realizadas em locais específicos, modelos empíricos tendem a não fornecer resultados muito confiáveis quando aplicados a regiões que difiram significativamente da região original. Embora certos modelos apresentem adaptações para a predição em áreas de características globais distintas da original (como o modelo de Hata-Okumura [13]), os modelos empíricos são mais bem adaptados a regiões de mesmas características da região onde foram realizadas as medidas.

Os modelos determinísticos (teóricos) utilizam alguma formulação da teoria eletromagnética, como a GTD (Geometrical Theory of Diffraction - Teoria Geométrica da Difração) e a UTD (Uniform Theory of Diffraction - Teoria Uniforme da Difração), por exemplo, para realizar o cálculo de cobertura de uma região. A teoria escolhida pode, então, ser inserida em uma técnica, denominada Técnica de Traçado de Raios, que consiste no rastreamento do campo eletromagnético ao longo de raios, que têm suas trajetórias (ortogonais às frentes de onda) e interações com o ambiente investigado. O uso da teoria eletromagnética confere aos modelos teóricos grande vantagem em termos de confiabilidade

dos valores preditos. Além disso, outra característica favorável é o fato de que modelos dessa forma, pela sua própria natureza, podem ser aplicados sem maiores restrições aos mais variados tipos de ambientes. As maiores desvantagens que podem ser citadas são a maior dificuldade de implementação em relação a modelos empíricos e a exigência de recursos computacionais significativamente maiores, em termos de memória e tempo de processamento. Como uma terceira alternativa, existem os modelos semi-determinísticos (ou semi-empíricos), caracterizados por mesclar teoria e dados estatísticos derivados de medições.

Quando um receptor móvel se desloca por uma determinada área urbana ou florestal e experimenta uma variação brusca no nível do sinal recebido, os modelos determinísticos e empíricos não fornecem uma descrição exata da propagação, visto que apenas o valor médio do sinal é determinado [1]. Não podendo incluir todos os obstáculos no cálculo da atenuação, a solução é o uso de uma análise estatística para o sinal.

Os modelos estatísticos dão uma representação explícita das estatísticas do sinal em termos de distribuição paramétrica que é uma mistura das componentes das distribuições Rice, Rayleigh e Gaussiana. Estes modelos usam teoria estatística para derivar uma forma analítica razoável para a distribuição do desvanecimento do sinal e então usar medidas para achar os valores apropriados dos parâmetros na distribuição [19].

Serão apresentados a seguir alguns modelos empíricos para ambientes *indoor* extraídos da literatura (livros e artigos).

2.2. MODELOS EMPÍRICOS

2.2.1. Chan e Razaqpur [14]

Nesse modelo, o cálculo da perda de propagação é baseado nos fatores potência e distância e não são consideradas, de forma direta, as perdas devido a paredes e colunas. Assim:

$$L = -27.56 + 20\log_{10}(f) + 20\log_{10}(d) + L_w(p) \quad (2.1)$$

onde: L – perda de percurso (dB);

d – distância (m) entre o transmissor e o receptor;

f – frequência (MHz);

Lw(p) – função linear do número p de paredes, partições ou colunas atravessadas.

Embora não seja feita referência ao limite de distância dentro do qual o modelo é válido e nem à faixa de frequência, na referência o modelo é aplicado a andares de dimensões 55,5 x 25,5 m e utiliza as frequências de 900 MHz; 1,7 GHz; 18 GHz; e 60 GHz.

A referência também sugere o valor pessimista de 10 dB para cada obstáculo atravessado obtido pela medição da atenuação sofrida pelo sinal ao atravessar paredes ou colunas de concreto, ou partições sólidas.

Obs: a propagação através de andares não é representada nesse modelo.

2.2.2. Seidel e Rappaport I [15]

Esse modelo difere-se do modelo apresentado na seção 2.2.1 no termo da perda por atenuação Lw (p). De fato, ele é subdividido entre atenuação devida a partições (divisórias de salas) e atenuação devida a paredes ou colunas de concreto (que geram valores de atenuação mais altos que partições). A referência sugere valores de atenuação que possam ser usados como uma primeira estimativa, na ausência de informações específicas do local. Sendo assim, a expressão da perda fica a seguinte:

$$L = -27.56 + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d) + AFS(p) + AFC(q) \quad (2.2)$$

onde:

AFS(p) - atenuação (dB) devida à travessia de p partições, função linear do número de obstáculos, p, atravessados;

AFC(q) - atenuação (dB) devida à travessia de q paredes ou colunas de concreto, função linear do número de obstáculos, q, atravessados.

Não é feita referência à faixa de frequências para a qual o modelo é válido e nem ao limite de distância. Na referência, o modelo é utilizado para a frequência de 914 MHz e aplicado a andares de dimensões de até 61 x 52 m.

Os valores para AFS e AFC (para a travessia de cada obstáculo) devem ser obtidos em tabelas. Caso não haja disponibilidade de informação, a referência sugere os seguintes valores, para a frequência de 914 MHz :

$$\text{AFS} = 1,39 \text{ dB} ; \text{AFC} = 2,38 \text{ dB}$$

Obs: a propagação através de andares não é representada nesse modelo.

2.2.3. ITU-R Rec. P.1238 [16]

Esse modelo é apresentado na Recomendação P.1238, da ITU-R (International Telecommunications Union - Radio Communication Sector – União Internacional de Telecomunicações – Setor de Rádio Propagação). Esse modelo é melhor adaptado à predição da perda de propagação entre andares, para estimativa de reuso de frequência em sistemas celulares instalados no interior de edifícios. A atenuação devida a obstáculos em um mesmo andar (paredes, partições, colunas, etc.) está incluída no próprio fator de atenuação com a distância. O modelo não representa, entretanto, os ambientes de forma individualizada (no que diz respeito à atenuação com a distância em um mesmo andar), e sim, através de valores genéricos de fator de atenuação, conforme a Tabela 2-1 [16]. Produzindo, assim, o seguinte modelo de perda de percurso:

$$L = -28 + 20\log_{10}(f) + n \log_{10}(d) + L_f(n_f) \quad (2.3)$$

onde: n – expoente de perda de percurso;

$L_f(n_f)$ – perda de penetração no piso (dB). Os valores devem ser obtidos da Tabela 2-2 [16];

O modelo é aplicável à faixa de frequência de 900 MHz a 100 GHz e não é feita referência explícita quanto ao limite de distância, porém é mencionada a aplicabilidade do modelo a sistemas com distâncias de até 1 km.

Tabela 2-1 – Valores para o coeficiente de atenuação com a distância, n
(onde não há informação para “Residencial”, pode ser utilizado o valor de “Escritório”).

Frequência	Ambiente		
	Residencial [dB]	Escritório [dB]	Comercial [dB]
900 MHz	–	33	20
1,2 – 1,3 GHz	–	32	22
1,8 – 2,0 GHz	28	30	22
4 GHz	–	28	22

Tabela 2-2 – Valores para a atenuação por penetração de andares, $L_f(n_f)$
(n_f é o número de andares atravessados).

Frequência	Ambiente		
	Residencial [dB]	Escritório [dB]	Comercial [dB]
900 MHz	–	9 (1 andar) 19 (2 andares) 24 (3 andares)	–
1,8-2,0 GHz	$4n_f$	$15 + 4(n_f-1)$	$6 + 3(n_f-1)$

Obs: a propagação através de paredes, partições ou colunas não é representada explicitamente nesse modelo. O modelo foi concebido de forma que a perda de penetração em paredes e colunas esteja contabilizada no próprio fator n .

2.2.4. Seidel e Rappaport II [15]

Esse modelo é uma variação do modelo da seção 2.2.2. A propagação através de paredes, divisórias, colunas e andares não são representados explicitamente. O modelo foi concebido de forma que as perdas devido a esses obstáculos sejam contabilizadas na atenuação com a distância:

$$L = -27.56 + 20\log_{10}(f) + (20-10n)\log_{10}(d/d_0) + (10n)\log_{10}(d) \quad (2.4)$$

onde: d_0 – distância de referência (m). Na referência foi escolhido o valor usual $d_0 = 1\text{m}$.

Embora não seja feita referência à faixa de frequências e nem ao limite de distância na qual o modelo é válido, na referência o modelo é utilizado para a frequência de 914 MHz e aplicado a andares de dimensões de até 61 x 52 m;

Obs: o valor de n depende, naturalmente, do conhecimento das características do ambiente, e pode ser obtido de tabelas [15]. Se não há nenhuma informação disponível e as antenas transmissora e receptora estão no mesmo andar, a referência recomenda o valor de $n = 2,76$, para frequência de 914 MHz.

2.2.5. Seidel e Rappaport III [15]

Esse modelo é uma variação do modelo apresentado na seção 2.2.4, para o qual é válida toda a descrição apresentada, com exceção do fator de atenuação entre andares:

$$L = -27.56 + 20\log_{10}(f) + (20-10n)\log_{10}(d/d_0) + (10n)\log_{10}(d) + \text{FAF} \quad (2.5)$$

onde:

FAF – fator de atenuação entre andares. Considera todos os andares atravessados (não é uma função linear do número de andares atravessados) e deve ser obtido de tabela, ou, alternativamente, é função linear do número p de andares atravessados (semelhante ao proposto em [17]).

Observações

- Fator n inclui apenas a atenuação no mesmo andar, uma vez que agora existe o fator FAF para a atenuação entre andares;
- Permanece a estimativa de $n = 2,76$ quando não há informação mais detalhada do ambiente e a frequência utilizada é de 914 MHz;
- Valores apropriados de n e FAF podem ser obtidos de tabelas. Em [17], onde FAF é uma função linear do número de pisos atravessados, os seguintes valores foram obtidos :
 - para a frequência de 900 MHz – 10 a 12 dB de perda por andar
 - para a frequência de 1700 MHz – 14,8 a 16 dB de perda por andar

2.2.6. Törnevik et. al. [18]

Esse modelo propõe dois valores para a atenuação com a distância para duas faixas de distância entre a antena transmissora e a receptora. A primeira faixa de distância considerada é quando $d \leq d_i$ (distância inicial entre transmissor e receptor); e a segunda faixa é quando $d > d_i$. Para ambas as faixas de distância, $n = 20$ e, somente para $d > d_i$, deve ser acrescido ainda o fator $(\Gamma \cdot d)$, ficando a dependência da atenuação com a distância da seguinte forma :

$$(n \log_{10}(d) + \Gamma \cdot d)$$

Valores de d_i e Γ devem ser obtidos para cada ambiente específico. A referência apresenta os seguintes valores, para a frequência de 900 MHz :

prédio de aeroporto : $d_i = 65$ m ; $\Gamma = 0,2$ dB/m

cassino : $d_i = 25$ m ; $\Gamma = 0,5$ dB/m

Para um ambiente qualquer, diferente dos dois apresentados, valores aproximados de d_i e Γ podem ser estimados, a partir dos valores mencionados. Uma estimativa inicial pode ser feita pela análise da concentração média de objetos e concentração média de pessoas no ambiente e pelas dimensões do mesmo, da seguinte forma:

- quanto menor a concentração (de pessoas e objetos) e maiores as dimensões do ambiente, maior será o valor de d_i e menor o de Γ ;
- quanto maior a concentração (de pessoas e objetos) e menores as dimensões do ambiente, menor será o valor de d_i e maior o de Γ .

A expressão completa para esse modelo é:

$$L = -27.56 + 20\log_{10}(f) + 20\log_{10}(d) + \Gamma \cdot d + k F(k) + p W(k) \quad (2.6)$$

onde:

k – número de pisos atravessados;

p – número de paredes e colunas atravessadas;

$F(k)$ – atenuação por andar (dB);

$W(k)$ – atenuação por parede (dB);

O modelo tem aplicação em qualquer faixa de frequências. Porém, os valores dependentes de medições foram obtidos apenas para a frequência de 900 MHz. Na referência é citado, também, que o modelo foi aplicado para distâncias de até 175 metros.

Obs: A Tabela 2-3 fornece valores de atenuação unitária (atenuação por cada obstáculo atravessado), para paredes e pisos, em alguns ambientes medidos em [18].

Tabela 2-3 - Valores de atenuação unitária, para paredes e pisos, em 900 MHz

Tipo de ambiente	Atenuação por parede [dB]	Atenuação por andar [dB]
escritório	2,1	15 – 25
aeroporto	4,0	15
centro de convenções	3,7	31
Cassino	3,0	–
Hospital	3,6	11
estacionamento	4,3	12

2.2.7. Fator de Piso e Parede [19]

Neste modelo o expoente de perda de percurso é fixado em 2, tal como no espaço livre, e à perda do espaço livre adicionam-se os fatores de perdas relativas ao número de pisos n_f e paredes n_w considerados no percurso em linha reta entre os terminais. Assim [19]:

$$L = L_1 + 20\log d + n_f a_f + n_w a_w \quad (2.7)$$

Onde a_f e a_w são fatores de atenuação [dB] por piso e por parede, respectivamente, e L_1 é a perda na distância de referência (a referência utilizou $d = 1$ m).

CAPÍTULO 3

Implementação do Sistema de Medição

3.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será feita uma descrição do sistema implementado para a realização das medições de distância e intensidade de sinal. O sistema foi dividido em blocos, formados por alguns equipamentos utilizados anteriormente ^[3] e pelo protótipo otimizado desenvolvido para medição de distância.

O novo sistema, conforme visto da Figura 3.1, é composto por um gerador de varredura, um amplificador, uma antena transmissora, uma antena receptora, um analisador de espectro, uma placa de aquisição de dados USB, o protótipo de medição de distância, um *notebook* e um fornecedor de energia, além de cabos e conectores.

O sistema funciona da seguinte forma: o gerador de varredura emite um sinal na frequência de 900 MHz , que é amplificado e transmitido por uma antena monopolo. Esse sinal é captado por uma antena dipolo que está acoplada a um analisador de espectro. Depois de detectado, o sinal analógico é enviado à placa de aquisição de dados USB. Paralelamente, o protótipo, implementado para medir distância, também envia sinais de variação de tensão para a placa de aquisição e essa os converte em sinais digitais e envia as para o *notebook*. Esse, por sua vez, armazena as duas informações recebidas para um futuro tratamento.

O transmissor é colocado em uma posição fixa do prédio e o protótipo (carrinho) percorre os corredores do mesmo com os equipamentos receptores sobre ele, fazendo a aquisição de dados.

O sistema é composto, basicamente, pelos seguintes equipamentos:

- 1 gerador de varredura modelo HP 83752A;
- 1 amplificador Mini-circuits modelo ZHL – 42W;

- 1 analisador de espectro modelo HP 8593E;
- 1 placa de aquisição de dados USB modelo LabJackU12;
- 1 protótipo de medição de distância (5ª roda);
- 1 *notebook*;
- Antenas transmissora (monopolo com plano de terra) e receptora (dipolo);
- 1 inversor modelo SMS Manager III senoidal.

O diagrama em blocos do novo sistema de medição é mostrado na Figura 3.1.

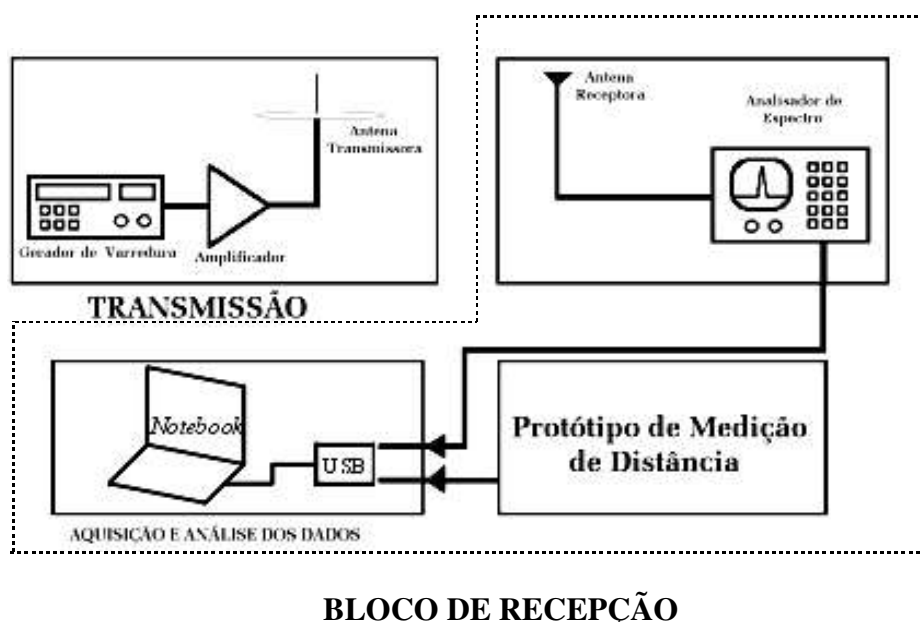


Figura 3.1 – Diagrama em blocos do novo sistema de medição de distância e intensidade do sinal.

A seguir serão descritos os módulos do sistema.

3.2. MÓDULO TRANSMISSOR

A novidade implementada no módulo transmissor é a presença de um amplificador de baixo ruído. Então, a nova formação se dá pelo gerador de varredura, pelo amplificador e pela antena transmissora. Como mostra a Figura 3.2.



Figura 3.2 - Módulo transmissor.

3.2.1. Gerador de Varredura

O gerador de varredura utilizado foi o modelo HP 83752A [20]. Esse equipamento é capaz de gerar um sinal entre 10 MHz e 20 GHz. A sua resolução é de 1 Hz para o modo CW e o seu tempo máximo de chaveamento é de 70 ms. A sua saída de RF pode fornecer uma potência máxima de +15 dBm (para uma temperatura de $25 \pm 5^\circ C$) e potência mínima de -15 dBm.

O *display* da esquerda, Figura 3.3, traz as informações da frequência gerada. Esse *display*, para o modo CW, possui um único campo de 24 caracteres. As frequências são mostradas com mais de 11 dígitos significativos seguidos de 3 caracteres da unidade da frequência

O *display* da direita é dividido em dois campos: o campo da esquerda é usado para mostrar o marcador de frequência, tempo de varredura e estado geral do instrumento. O campo da direita traz informação do nível de potência do sinal em dBm [20].

A Figura 3.3 mostra uma foto da vista frontal do gerador de varredura.



Figura 3.3 - Foto frontal do gerador de varredura modelo HP 83752A.

3.2.2. Amplificador

Foi selecionado um amplificador de baixo ruído da Mini-circuits para o novo sistema, modelo ZHL-42W. Sua frequência de operação varia de 10 Mhz até 4200 Mhz e a sua alimentação fica na faixa de 12 a 16 VDC. Operando com uma frequência de 900Mhz, potência de entrada de 0dBm e 15 VDC, ele apresentou um ganho de 20dB.

3.2.3. Antena Transmissora

A antena transmissora utilizada foi uma monopolo de 6,8 cm de comprimento e plano de terra de 8 cm de diâmetro pertencente ao *kit* SIP360AM da *Science Instruments Company*. Essa antena opera na faixa de frequência de 860 a 900 MHz [21] e possui ganho de 0,99 dB. A Figura 3.4 mostra uma foto da antena transmissora.

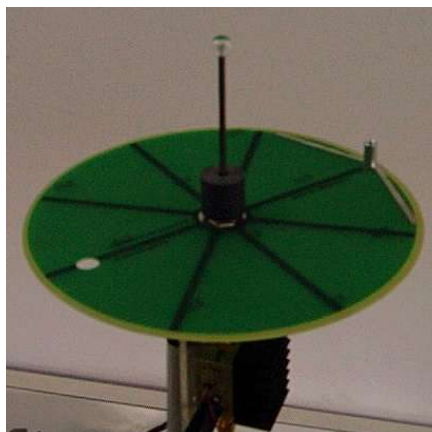


Figura 3.4 - Foto da antena transmissora (monopolo com plano de terra).

3.3. MÓDULO RECEPTOR

Neste módulo se encontram as maiores e mais significativas mudanças do novo sistema. Ele é constituído por uma antena dipolo, um analisador de espectro, o protótipo de medição de distância (um carrinho com uma 5ª roda) e as novidades: uma placa de aquisição de dados USB e um *notebook* no lugar da placa conversora AD/DA e do microcomputador, respectivamente. A Figura 3.5 apresenta uma ilustração do sistema otimizado de recepção implementado.



Figura 3.5 - Foto do módulo receptor.

3.3.1. Antena Receptora

A antena receptora é uma antena dipolo de 16,8 cm de comprimento, que opera na faixa de frequência de 860 a 900 MHz e ganho de 2,14 dB, pertencente ao *kit* SIP360AM da *Science Instruments Company* [21].

A Figura 3.6 apresenta uma foto da antena receptora.



Figura 3.6 - Foto da antena do módulo de recepção (dipolo).

3.3.2. Analisador de Espectro

O analisador de espectro utilizado é o modelo HP 8593E, cuja vista frontal é mostrada na Figura 3.7. A antena receptora é acoplada a esse equipamento, que é capaz de captar as variações de intensidade do sinal. O analisador, através de sua saída de vídeo, envia essas variações à placa de aquisição de dados.

Esse equipamento apresenta, além de uma grande quantidade de facilidades [22], a possibilidade de escolha da frequência inicial e final para uma melhor precisão do sinal recebido. A saída do equipamento utilizada é a saída de vídeo, que apresenta um sinal analógico que varia de 0 a 1V, proporcionalmente à deflexão do sinal na tela. Como o sinal é proporcional à imagem na tela, coloca-se uma abertura (*span*) de 0 Hz na frequência desejada, para que se tenha somente a informação de pico do sinal, por conseguinte, um valor estável na saída [22].

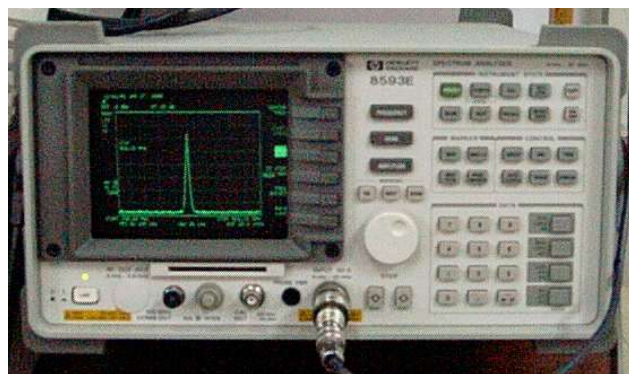


Figura 3.7 - Foto do analisador de espectro utilizado na recepção do sinal.

3.3.3. Protótipo de Medição de Distância (PMD)

O protótipo de medição de distância (PMD) é constituído por um carrinho de madeira de 1 m de comprimento, 56 cm de altura e 52 cm de largura, que tem acoplado a ele uma 5ª roda com 29 cm de diâmetro e 12 furos. Em uma das faces da roda encontra-se uma fonte de luz (infravermelho) e na face oposta um sensor de luz (fototransistor). Quando um dos furos encontra-se entre o fototransistor e o infravermelho, ocorre uma variação de tensão no coletor do fototransistor. Essa variação de tensão passa por um circuito amplificador e posteriormente é enviada à placa de aquisição de dados, que a envia ao *notebook*, que faz a contagem do número de vezes em que houve variação no sinal. Sabendo que cada conjunto de 12 furos corresponde a uma volta completa e conhecendo-se o perímetro da roda, um *software* incorporado ao *notebook* é capaz de converter o número de variações em distância percorrida.

A 5ª roda é constituída pelo conjunto sensor e pelo circuito amplificador, que serão explicados a seguir.

3.3.4. Conjunto Sensor

É constituído por uma roda com 12 furos laterais, um circuito sensível à luz e um circuito emissor de luz. A Figura 3.8 mostra uma perfil do circuito sensor.

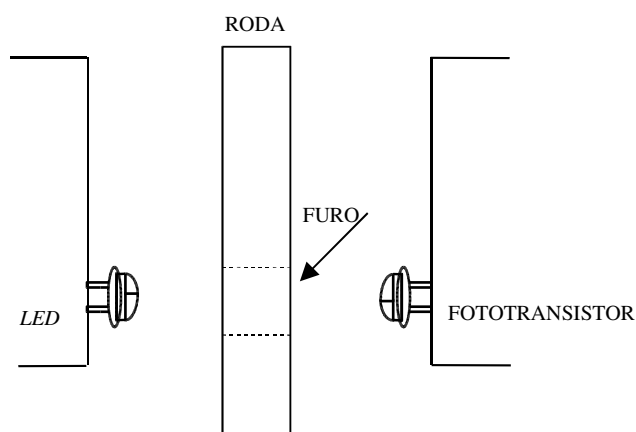


Figura 3.8 - Perfil do circuito sensor.

A roda é feita de madeira e possui 29 cm de diâmetro e com 12 furos igualmente espaçados. A Figura 3.9 mostra o perfil da roda.

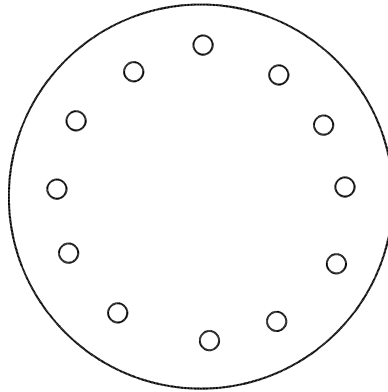


Figura 3.9 - Perfil da roda com furos.

O circuito sensor de luz é alimentado por uma tensão de 5V proveniente da porta USB no *notebook* e é constituído por dois resistores de 470 k Ω em paralelo e um fototransistor, que possui a propriedade de diminuir a sua tensão de coletor quando na presença da luz. A Figura 3.10 mostra o esquema do circuito sensor de luz.

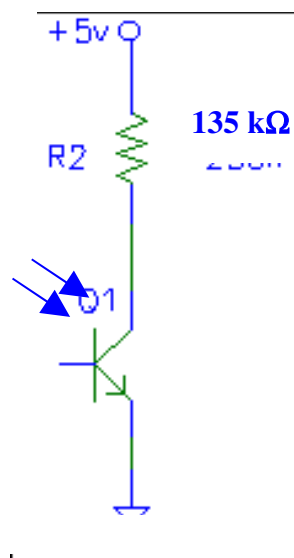


Figura 3.10 - Esquema do circuito sensor.

O circuito emissor de luz, também alimentado com 5V da porta USB do *notebook*, é composto por um resistor de 67Ω e um *led* (infravermelho). A Figura 3.11 mostra os componentes e as ligações desse circuito.

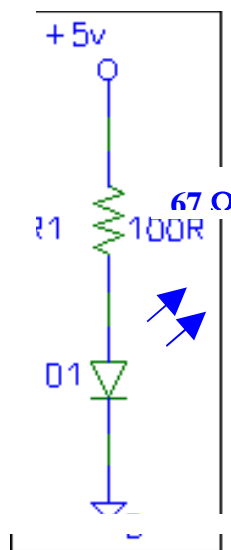


Figura 3.11 - Circuito emissor de luz.

3.3.5. Circuito Amplificador

Esse circuito é mostrado na Figura 3.12 e é composto pelos seguintes componentes:

- um diodo *zener* 1N4728A (D1);
- dois transistores BC548 (Q1 e Q2);
- um Schmitt Trigger 7414 (CI1);
- um resistor de $10\text{ k}\Omega$ (R2);
- um resistor de $470\text{ k}\Omega$ (R1).

O coletor do fototransistor é conectado a um circuito que utiliza um par *Darlington*, o qual amplifica a corrente e possui uma tensão de saída de 0 ou 5 V , dependendo se o transistor estiver saturado ou em corte . A saída do par *Darlington* está conectada ao CI 7414 (*Schmitt trigger*) que amplifica e inverte o sinal de tensão.

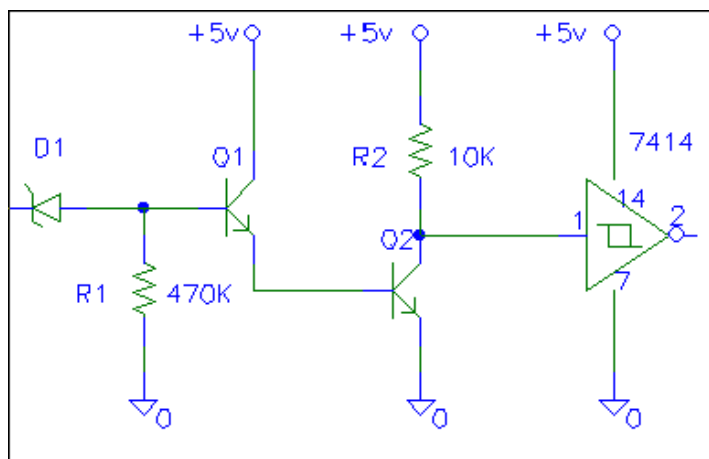


Figura 3.12 - Circuito amplificador.

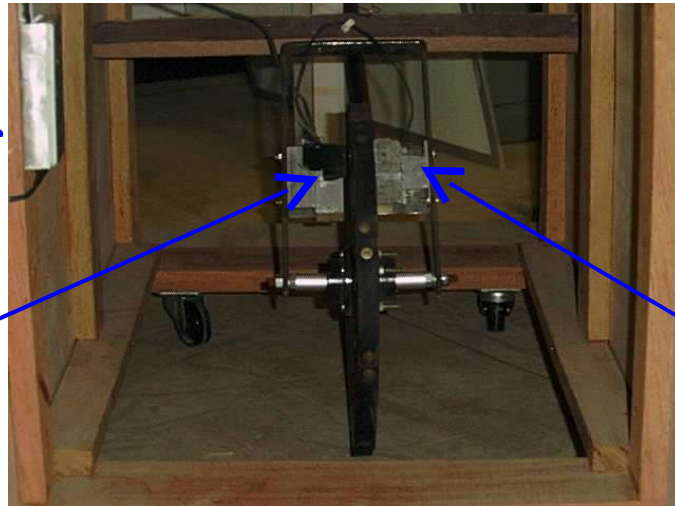
Quando nenhum furo da roda está entre o *led* e o fototransistor, ou seja, há menor luminosidade no fototransistor, a tensão no coletor é máxima e conseqüentemente polariza reversamente o diodo *zener* com 3,3 V, saturando os dois transistores Q1 e Q2 e produzindo uma tensão de 0V no coletor de Q2. Quando existe um furo alinhado com o *led* e o fototransistor, a tensão do coletor é mínima “cortando” o diodo *zener*, e os transistores Q1 e Q2, provocando uma tensão de nível alto no coletor de Q2.

A saída do coletor de Q2 é conectada ao pino 1 do CI 7414 (como indicado na Figura 3.12). Esse pino é a entrada de um dos seis *Schmitt Trigger* do 7414. No pino 2 (saída) tem-se uma tensão invertida e amplificada. O motivo principal da utilização do *Schmitt Trigger* é a redução da interferência de ruído.

A Figura 3.13 apresenta uma foto do conjunto sensor da quinta roda. Nela observa-se a roda, o circuito emissor de luz de um lado da roda e o circuito sensor de luz do outro lado da roda.

COLETOR DO
FOTOTRANSISTOR

Sensor de luz



Emissor de luz

Figura 3.13 - Foto da 5ª roda, sua roda com furos e seus sensores ópticos.

3.3.4. Placa de aquisição de dados USB

A placa de aquisição utilizada é a LabJack U12 e possui as seguintes características [23]:

- 12 canais de entrada analógica a 12 bits;
- 2 canais de saída analógica;
- 20 canais de saída digital;
- 20 canais de entrada digital;
- Conector USB;
- Conector DB25 para entradas e saídas digitais externas.

A conexão USB gera comunicação e alimentação. De fato, não é necessário nenhuma fonte de alimentação externa e, além disso, há várias conexões com saídas de +5 volts na placa.

A especificação mais importante para a placa é sua velocidade ou frequência de aquisição. A frequência de operação deve permitir acompanhar com folga a produção de pulsos gerados pelo PMD com a movimentação do protótipo. Como existe a necessidade de adquirir somente dois sinais (isto é, a saída de vídeo do analisador de espectro e o sinal da 5ª roda), a placa deve operar apenas com duas entradas analógicas. Isso simplifica o *software* de tratamento dos dados e possibilita a utilização de uma placa de baixo custo. E fornece, na

saída, os dois sinais digitais a serem armazenados na memória RAM do computador. A Figura 3.14 mostra a parte frontal da placa de aquisição e a seguir serão apresentadas as descrições de *hardware*.



Figura 3.14 -Placa de aquisição de dados USB.

- **AI0 – AI17:** 8 terminais para entrada de sinais digitais. Elas podem ser configuradas individualmente ou em grupo. Cada entrada tem uma resolução de 12 bits na uma entrada de corrente de $\pm 90 \mu\text{A}$;
- **AO0 & AO1:** 2 terminais para saídas analógicas. Cada saída analógica pode ser configurada para uma tensão entre 0 e tensão de alimentação (+5 volts nominal) com 10 bits de resolução;
- **IO0 – IO3:** 4 conexões de entrada e saída digitais na parte frontal da placa. Esses 4 canais incluem uma série de resistores de 1,5 k que provê proteção contra sobre-tensão/curto-circuito;
- **D0 – D15:** 16 conexões de entrada e saída digitais que são feitas pelo conector DB25. Essas 16 linhas não possuem proteção contra sobre-tensão/curto-circuito e podem chegar a uma corrente de 25mA cada (atingem no máximo uma corrente de 200 mA para um total de 16);

- **CNT:** Conexão de entrada do contador de 32 bits. Esse contador é capaz de contar frequências de até 1 MHz;
- **CAL & STB:** Estes terminais são usados durante teste e calibração. O terminal CAL é uma referência de 2.5 volts;
- **+5V:** fonte de uma alimentação interna de +5 volts. A potência pode ser extraída desta fonte de alimentação conectando aos parafuso-terminais de +5V, ou dos pinos de +5V no conector DB25. A quantidade total de corrente que pode ser extraída dos pinos de +5V, das saídas análogas, e das saídas digitais, é 450 mA para a maioria computadores *desktop* e *hubs* USB. Alguns *notebooks* limitarão esta corrente disponível a aproximadamente 50 mA;
- **GND:** A conexão GND disponível nos terminais frontais e no conector DB25 prove um terra comum para todas as funções da LabJack.

3.3.5. Notebook

Em substituição ao computador *desktop* do sistema antigo [3], foi acoplado ao sistema de recepção um *notebook* (Figura 3.15), que recebe dois sinais provenientes da placa de aquisição de dados: um sinal que é enviado pelo analisador de espectro, com a informação de intensidade do sinal recebido durante o experimento, e o outro sinal é enviado pelo PMD com as informações necessárias para o cálculo posterior da distância percorrida.

Um programa criado em *LabView* 6.1. tem a função de recolher as amostras coletadas pela placa de aquisição de dados externa e registrar seus valores em arquivos de texto que permitam seu futuro processamento. O ambiente de desenvolvimento de *software* permitiu que, além da tarefa básica de armazenamento das amostras, fossem implementadas novas funcionalidades. Estas auxiliam a execução e o monitoramento das medidas e, portanto, possibilitam a verificação do andamento do trabalho em tempo real.



Figura 3.15 – Notebook Fujitsu

3.3.6. Fonte de Energia

Essa parte também é novidade no sistema e tem por objetivo permitir a mobilidade irrestrita do equipamento. O intuito é tornar o equipamento auto-suficiente com relação ao suprimento de energia e propiciar uma autonomia adequada durante um número mínimo satisfatório de horas de trabalho. Para isso, foi necessário utilizar um inversor SMS com potência máxima de saída de 1300VA, tensão de entrada 127 V e frequência de saída 60Hz $\pm 1\%$. Ele alimenta apenas o analisador de espectro que funciona em corrente alternada (AC), uma vez que o *notebook* não necessita de fornecimento de energia externa pois já possui alimentação própria (bateria interna). O esquema adotado resultou em uma autonomia de aproximadamente 3,5 horas de trabalho.

3.4. CONCLUSÃO

Neste capítulo foi descrito o sistema otimizado de medição desenvolvido para medir a distância percorrida pelo receptor móvel e a intensidade de sinal emitido pelo transmissor fixo. De fato, ele obteve mudanças significativas na aquisição e no processamento dos dados adquiridos. Além disso, tornou o módulo de recepção bem mais prático e confiável. O capítulo 4 detalha uma campanha de medição, utilizando o sistema descrito neste capítulo, realizada no prédio do Laboratório de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará.

CAPÍTULO 4

Campanha de Medição

4.1. INTRODUÇÃO

Uma campanha de medição foi realizada para servir de comparação entre a intensidade de sinal medida e a fornecida pelos modelos empíricos. Essa campanha foi realizada em um prédio de dois andares. Na primeira etapa da medição, o transmissor foi localizado no segundo andar do prédio e o receptor móvel percorreu os corredores dos dois andares. Na segunda etapa, o transmissor estava localizado no lado de fora do prédio, próximo ao primeiro andar e o receptor móvel percorreu as mesmas trajetórias da primeira etapa.

4.2. AMBIENTE DE MEDIÇÃO

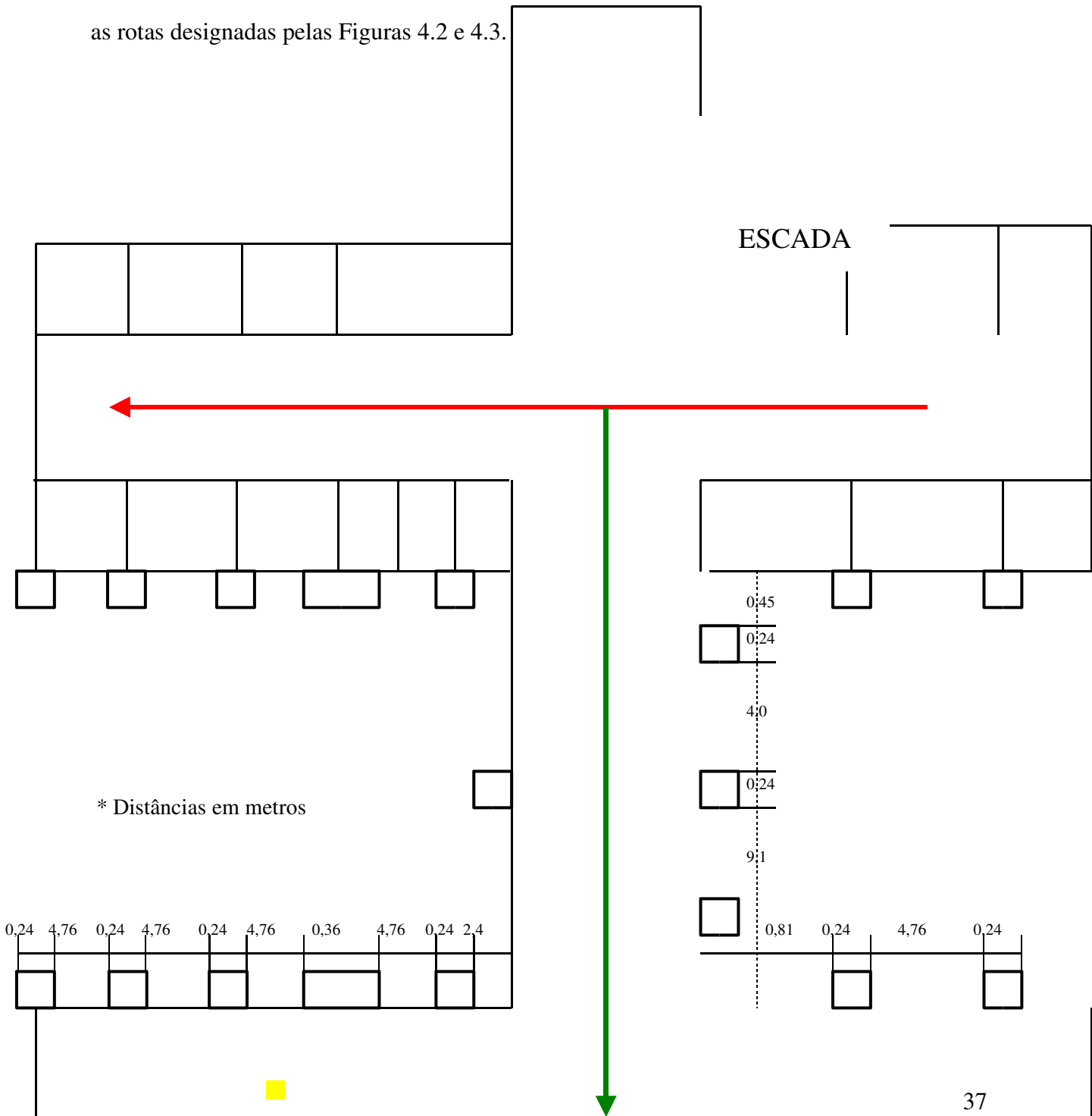
As campanhas de medição foram realizadas no prédio do Laboratório de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará. O prédio em estudo tem suas paredes construídas de tijolos, com o teto e o piso de concreto. As paredes externas possuem janelas envidraçadas em quase toda a sua extensão. O pé direito do prédio é de 3,07m. As Figuras 4.1 e 4.2 mostram uma ilustração da planta baixa do prédio.

Foram realizadas seis rotas de medições com o transmissor em cada andar, ou seja, doze rotas no total (Figuras 4.1 e 4.2). Nas rotas 1, 2 e 3 o transmissor e o receptor estavam localizados no segundo andar do prédio acima descrito. Nas rotas 4, 5 e 6 o transmissor permaneceu posicionado no segundo andar e o receptor percorreu o primeiro andar. Nas rotas 7, 8 e 9 o transmissor foi posicionado no primeiro andar, na área externa do prédio, e o receptor percorreu o segundo andar. E finalmente, nas rotas 10, 11 e 12 o transmissor e o receptor estavam localizados no primeiro andar, sendo que o transmissor ainda encontrava-se na parte externa do prédio. Portanto, nas rotas 4, 5, 6, 7, 8 e 9 além das perdas devido às

paredes, também existem perdas devido ao piso de concreto. Conseqüentemente, é esperado que apresentem uma perda maior.

O gerador de varredura emitia um sinal CW de 0dBm na frequência de 900 MHz que, em seguida, era amplificado de 21dBm. O analisador de espectro foi programado para receber sinais de 890 MHz a 910 MHz, com o *span* em zero. As antenas transmissora e receptora são as descritas no Capítulo 3 e estavam a uma altura de 1,59 m e 1,18 m, respectivamente.

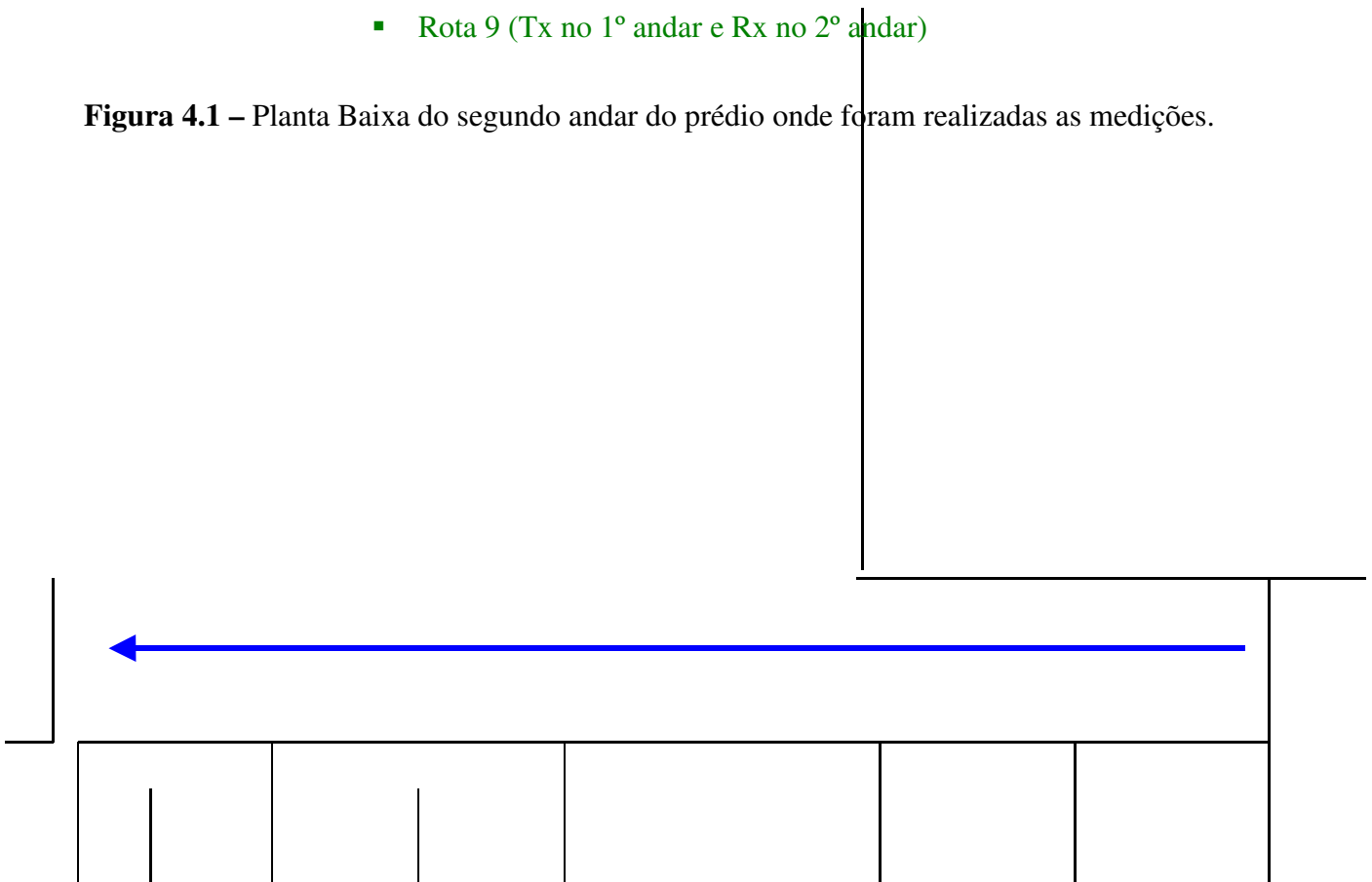
Durante as medições o transmissor permaneceu fixo enquanto que o receptor percorria as rotas designadas pelas Figuras 4.2 e 4.3.

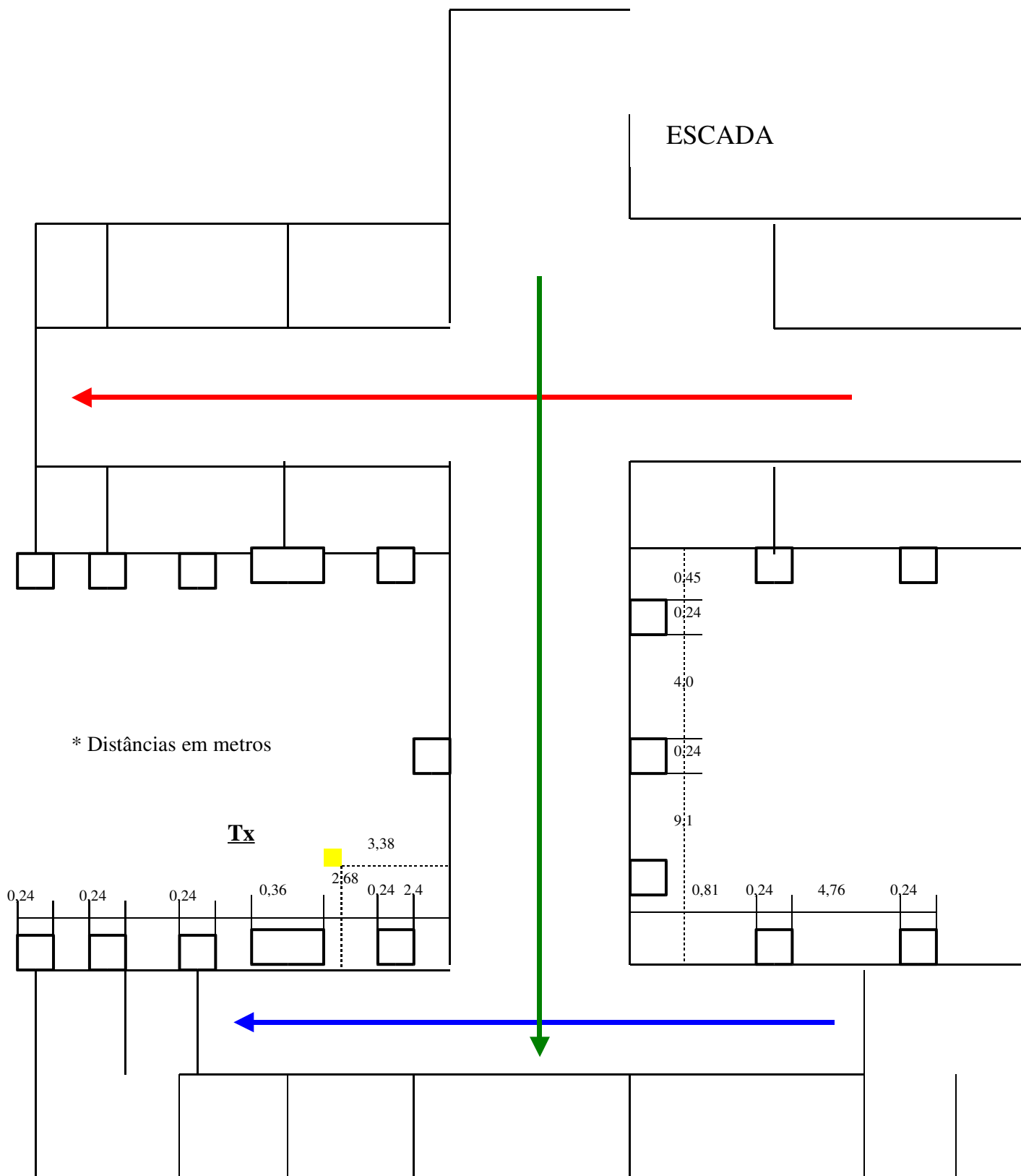


Tx

- Rota 1 (Tx e Rx no 2º andar)
- Rota 2 (Tx e Rx no 2º andar)
- Rota 3 (Tx e Rx no 2º andar)
- Rota 7 (Tx no 1º andar e Rx no 2º andar)
- Rota 8 (Tx no 1º andar e Rx no 2º andar)
- Rota 9 (Tx no 1º andar e Rx no 2º andar)

Figura 4.1 – Planta Baixa do segundo andar do prédio onde foram realizadas as medições.





- Rota 4 (Tx no 2º andar e Rx no 1º andar)
- Rota 5 (Tx no 2º andar e Rx no 1º andar)
- Rota 6 (Tx no 2º andar e Rx no 1º andar)
- Rota 10 (Tx e Rx no 1º andar)
- Rota 11 (Tx e Rx no 1º andar)
- Rota 12 (Tx e Rx no 1º andar)

4.3. AQUISIÇÃO DOS DADOS

Os dados obtidos durante a campanha de medição são os seguintes: o analisador de espectro, através da saída de vídeo, envia uma variação de tensão de 0 a 1 V (proporcional à intensidade de sinal medido) para o *notebook* via placa de aquisição de dados. O PMD envia, pelo mesmo processo, pulsos de tensão de acordo com o surgimento ou não de furos entre os sensores ópticos.

Um software de controle foi desenvolvido em LabVIEW 6.1 com a finalidade de recolher as amostras coletadas pela placa de aquisição de dados externa e registrar seus valores em arquivos de texto que permitam seu futuro processamento. Esse ambiente de desenvolvimento de software permitiu que, além da tarefa básica de armazenamento das amostras, fossem implementadas novas funcionalidades. Estas auxiliam a execução e o monitoramento das medidas e, portanto, possibilitam a verificação do andamento do trabalho em tempo real.

A Figura 4.3 ilustra a interface com o usuário do software. Dentre as facilidades, o usuário pode iniciar e interromper a aquisição dos dados (*Enable Stream*); inserir a taxa de amostragem desejada (*Scan Rate*); configurar os parâmetros dos canais (*Configure Channels*); selecionar o arquivo onde as amostras serão armazenadas (*Write To File*); obter mensagens de possíveis erros no andamento da coleta dos dados (*Error*); monitorar graficamente o nível de sinal recebido e pulsos da 5ª Roda versus tempo.

Figura 4.3 – Interface do *software* com o usuário

A placa de aquisição de dados deve ser utilizada para monitorar, fundamentalmente, os sinais provenientes do PMD e da saída de vídeo do analisador de espectro. Na interface do *software*, estes foram chamados de 5ª Roda e Analisador, respectivamente. Dessa forma, a tarefa do *software* é, essencialmente, a de registrar o sinal de RF e do PMD a uma taxa de amostragem regulável (máximo de 600Hz).

4.4. TRATAMENTO DOS DADOS OBTIDOS

Os dados obtidos durante a medição, entretanto, não são os desejados para se fazer a análise da perda de percurso com a distância, por isso, os dados obtidos durante a campanha de medição necessitam de um tratamento posterior.

4.4.1. Tratando os Dados Provenientes do Analisador de Espectro

O analisador de espectro possui uma curva de calibração que relaciona a variação de tensão na saída de vídeo com a variação de potência no seu *display*. Essa curva é determinada ligando a saída do gerador de varredura diretamente na entrada do analisador de espectro. Em seguida, varia-se a potência de gerador de varredura e anota-se o valor da potência que chega

no analisador de espectro e o valor correspondente, em Volts, na saída de vídeo do mesmo. A tabela com os dados coletados no analisador de espectro foi analisada no programa aplicativo Origin 6.0. O “Origin” encontrou, por regressão linear, a curva de calibração do equipamento, que é mostrada abaixo:

$$P = -79.93908 + 81.57002 V \quad (4.1)$$

Onde:

P – potência do sinal (dBm);

V – tensão (Volt);

Usando essa relação de transformação, obtém-se a variação da potência do sinal a partir da sua variação em volts. Conhecendo-se a potência transmitida e as perdas nos cabos, encontra-se as perdas de percurso para cada rota.

Essa relação de transformação foi incorporada ao *software* de aquisição de dados com a finalidade de proporcionar o monitoramento do sinal em tempo real e armazenar, diretamente, a potência medida, uma vez que no sistema anterior os dados que eram armazenados proviam apenas da variação de tensão.

4.4.2. Transformando a Informação do Protótipo de Medição de Distância

A informação obtida do protótipo PMD durante a campanha de medição é uma variação de tensão. Quando não há furo entre os sensores, o protótipo envia à placa de aquisição de dados uma tensão de 0 V e quando há furo entre os sensores, essa tensão varia para mais de 3 V. Sabendo-se que a distância entre dois furos (pulsos) é de 0,0828 m e que a roda possui 12 furos, a distância percorrida pode ser encontrada. Além disso, a distância obtida a partir do PMD é a distância percorrida e não a distância de rádio (distância transmissor - receptor) que é a medida interessante para o estudo de perda de percurso.

Um programa desenvolvido em MatLab 6.1 realiza todo o tratamento dos dados, ou seja, transforma os pulsos de tensão em distância percorrida e, posteriormente, em distância de rádio. Sendo possível a obtenção dos gráficos de distância de rádio *versus* perda de percurso.

As perdas de percurso medidas serão comparadas com aquelas fornecidas pelos modelos empíricos apresentados no Capítulo 2.

4.5. ANÁLISE DOS RESULTADOS DA CAMPANHA DE MEDIÇÃO

Os dados obtidos durante a campanha de medição, com polarização vertical, foram comparados com as perdas de percurso simuladas com os modelos empíricos estudados no Capítulo 2.

A seguir, a comparação entre as perdas fornecidas pelos modelos empíricos e pelas medições, para cada rota. Foi necessário gerar dois gráficos para quase todas as rotas, pois existiam coincidências nas distâncias de rádio (devido à simetria das rotas em relação à antena transmissora) quando o receptor se aproximava ou se afastava do transmissor.

As equações (2.1) a (2.7), foram reescritas para cada rota com o objetivo de obter a comparação entre os valores medidos e preditos pelos respectivos modelos empíricos. As equações anteriormente citadas, também necessitam incorporar os valores das constantes relativas ao prédio, tais como, os fatores de atenuação de piso e paredes. De fato, a Tabela 4.1 mostra o número de obstáculos atravessados entre o transmissor e o receptor para essas devidas incorporações.

Tabela 4.1 - Número de obstáculos atravessados por cada rota percorrida.

ROTA	Nº DE PAREDES E COLUNAS		Nº DE PISOS
	Rx SE APROXIMANDO DO Tx	Rx SE AFASTANDO DO Tx	
1	0	0	0
2	6	7	0
3	3	0	0
4	0	0	1
5	2	4	1
6	4	0	1
7	1	1	1
8	2	4	1
9	1	0	1
10	1	2	0
11	3	6	0
12	3	0	0

4.5.1. Rotas 1, 2 e 3

Nessas rotas, como já foi mencionado anteriormente, o transmissor e o receptor estavam localizados no segundo andar, portanto, não há perdas devido ao piso de concreto do prédio em estudo. Conseqüentemente, as equações utilizadas serão as (2.1), (2.2), (2.3), (2.4) e (2.6).

A equação do modelo de Chan e Razaqpur (2.1) está reescrita abaixo:

$$L = -27.56 + 20\log_{10}(f) + 20\log_{10}(d) + L_w(p)$$

Substituindo os valores de frequência e perda devido aos obstáculos, temos as perdas por rota percorrida segundo a aproximação ou afastamento do receptor em relação ao transmissor:

$$L_{1AP} = L_{1AF} = -27.56 + 20\log_{10}(900) + 20\log_{10}(d) \quad (4.2)$$

$$L_{2AP} = -27.56 + 20\log_{10}(900) + 20\log_{10}(d) + 60 \quad (4.3)$$

$$L_{2AF} = -27.56 + 20\log_{10}(900) + 20\log_{10}(d) + 70 \quad (4.4)$$

$$L_{3AP} = -27.56 + 20\log_{10}(900) + 20\log_{10}(d) + 30 \quad (4.5)$$

Onde o primeiro índice da perda L representa a rota percorrida e o segundo, a aproximação (AP) ou o afastamento (AF) do receptor em relação ao transmissor. Essa nomenclatura seguirá para todas as equações de perdas do estudo.

A equação do modelo de Seidel Rappaport I (2.2) está reescrita abaixo:

$$L = -27.56 + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d) + AFS(p) + AFC(q)$$

Em todas as rotas não há perdas por partições ($AFS(p) = 0$). Portanto as equações do modelo são:

$$L_{1AP} = L_{1AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) \quad (4.6)$$

$$L_{2AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 14,28 \quad (4.7)$$

$$L_{2AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 16,66 \quad (4.8)$$

$$L_{3AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 7,14 \quad (4.9)$$

A equação do Modelo ITU-R (2.3) está reescrita abaixo:

$$L = -28 + 20 \log_{10}(f) + n \log_{10}(d) + L_f(n_f)$$

O expoente de perda de percurso utilizado ($n = 33$) está de acordo com a Tabela 2.1. Portanto, as equações do modelo ITU-R adaptadas são:

$$L_{1AP} = L_{1AF} = L_{2AP} = L_{2AF} = L_{3AP} = -28 + 20 \log_{10}(900) + 33 \log_{10}(d) \quad (4.10)$$

A equação do modelo de Seidel Rappaport II (2.4) está reescrita abaixo:

$$L = -27.56 + 20 \log_{10}(f) + (20-10n) \log_{10}(d/d_0) + (10n) \log_{10}(d)$$

O expoente de perda de percurso utilizado ($n = 2,76$) está de acordo com a referência [15] e mencionado no capítulo 2.. Assim, as equações do modelo são:

$$L_{1AP} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 18,8065) + 27,6 \log_{10}(d) \quad (4.11)$$

$$L_{1AF} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 0,6453) + 27,6 \log_{10}(d) \quad (4.12)$$

$$L_{2AP} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 33,8982) + 27,6 \log_{10}(d) \quad (4.13)$$

$$L_{2AF} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 1,0828) + 27,6 \log_{10}(d) \quad (4.14)$$

$$L_{3AP} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 20,4922) + 27,6 \log_{10}(d) \quad (4.15)$$

A equação do modelo de Törnevik (2.6) está reescrita abaixo:

$$L = -27.56 + 20\log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d) + \Gamma.d + k F(k) + p W(k)$$

O fator $\Gamma.d$ descrito no capítulo 2 não será considerado em nenhuma rota, pois a distância inicial entre o transmissor e o receptor sempre é maior do que todas as distâncias de rádio. O fator de atenuação por parede utilizado ($F(k) = 2,1$) está de acordo com a Tabela 2.3 e não há perdas devido a pisos ($W(k) = 0$). Assim, as equações do modelo são:

$$L_{1AP} = L_{1AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) \quad (4.16)$$

$$L_{2AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 12,6 \quad (4.17)$$

$$L_{2AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 14,7 \quad (4.18)$$

$$L_{3AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 6,3 \quad (4.19)$$

A comparação entre os valores medidos e fornecidos pelos modelos, para a rota 1, está demonstrada nos gráficos das Figuras 4.4 e 4.5. O erro médio, desvio padrão absoluto e o erro rms são listados nas Tabela 4.2 e 4.3.

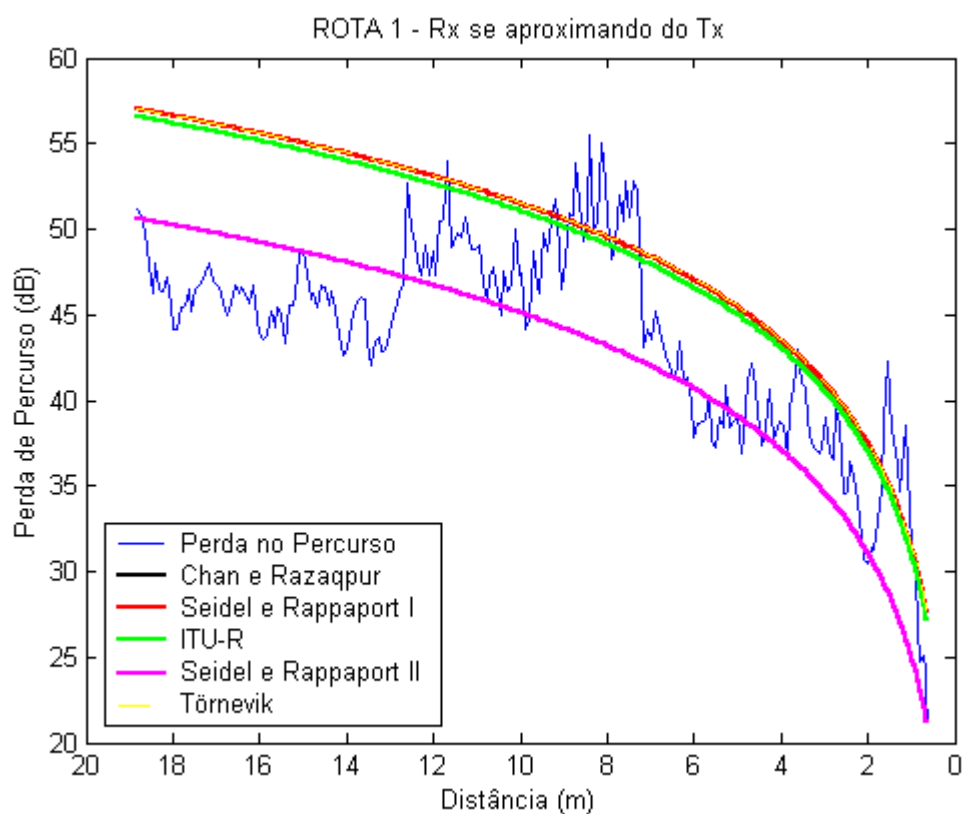


Figura 4.4 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 1 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.2 - Estatística do erro para a Rota 1 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
Chan e Razaqpur	5,9345	3,2720	6,2041
Seidel e Rappaport I	5,9345	3,2720	6,2041
ITU-R	5,6146	3,1514	13,4219
Seidel e Rappaport II	3,4573	2,6597	3,8226
Törnevik	5,9345	3,2720	6,2041

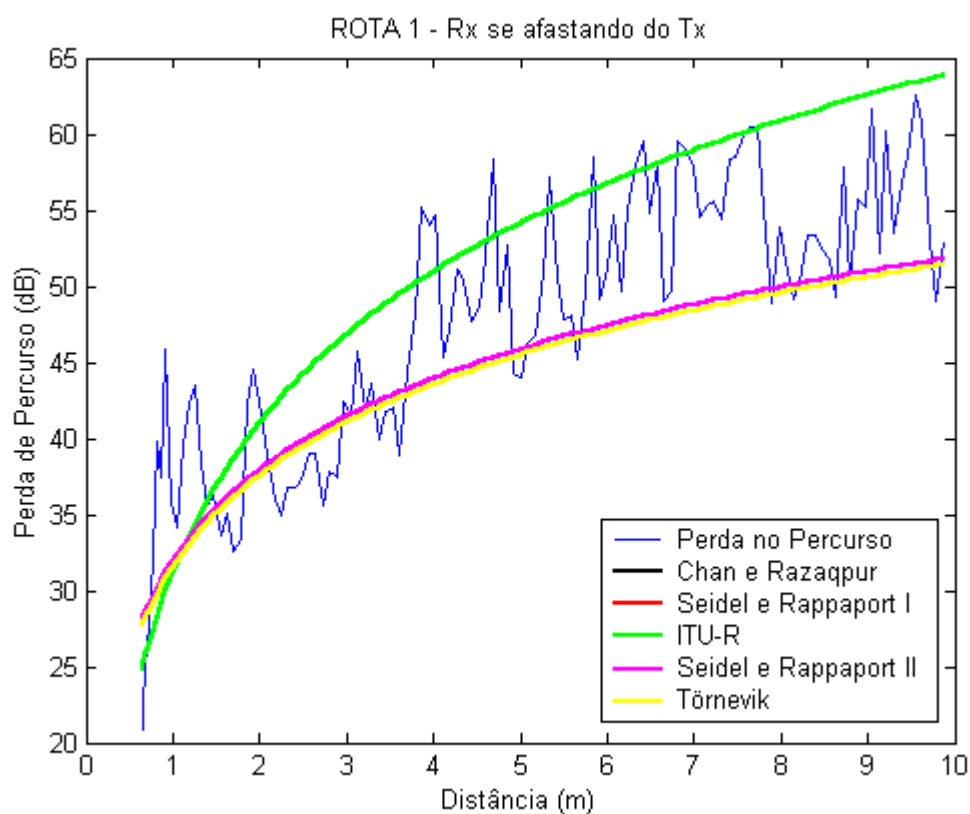


Figura 4.5 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 1 (Rx se afastando do Tx).

Tabela 4.3 - Estatística do erro para a Rota 1 (Rx se afastando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
Chan e Razaqpur	4,8818	3,7318	5,2501
Seidel e Rappaport I	4,8818	3,7318	5,2501
ITU-R	5,5287	3,5808	13,1367
Seidel e Rappaport II	4,6966	3,6008	5,0655
Törnevik	4,8818	3,7318	5,2501

As Figuras 4.6 e 4.7 apresentam os gráficos comparativos para a Rota 2. As Tabelas 4.4 e 4.5 apresentam as respectivas estatísticas do erro.

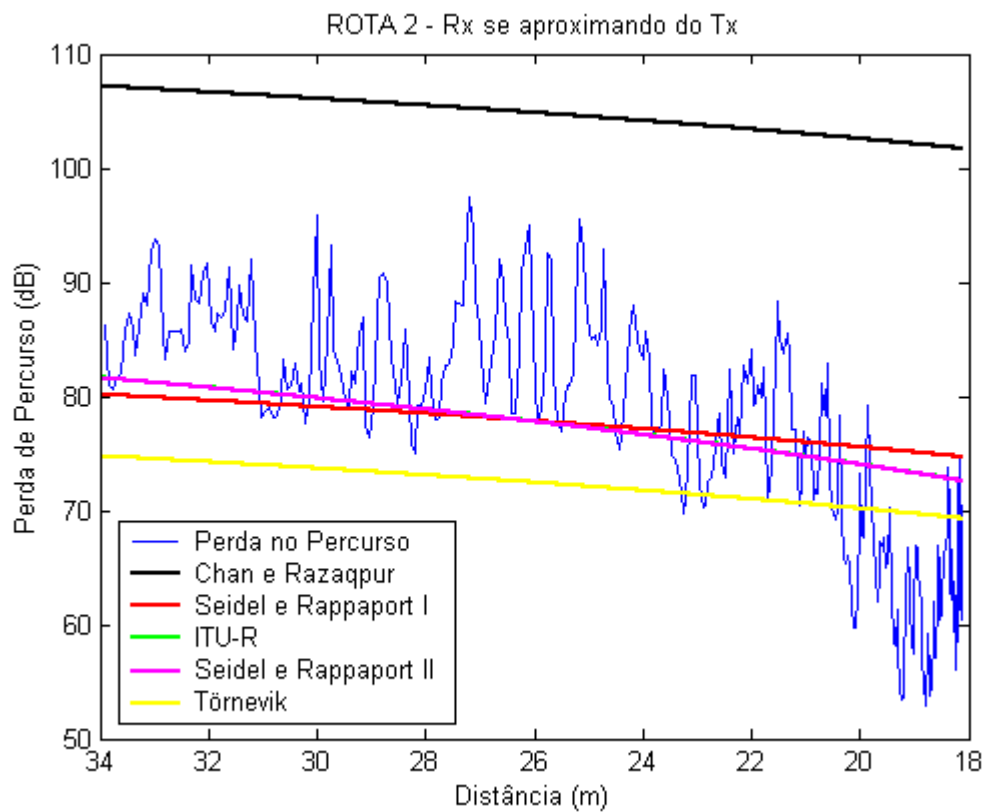


Figura 4.6 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 2 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.4 - Estatística do erro para a Rota 2 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
Chan e Razaqpur	27,9253	9,1144	28,0880
Seidel e Rappaport I	7,4111	5,3693	7,7649
ITU-R	6,7205	4,9158	22,5975
Seidel e Rappaport II	6,7212	4,9142	7,0774
Törnevik	8,7464	5,1412	9,0355

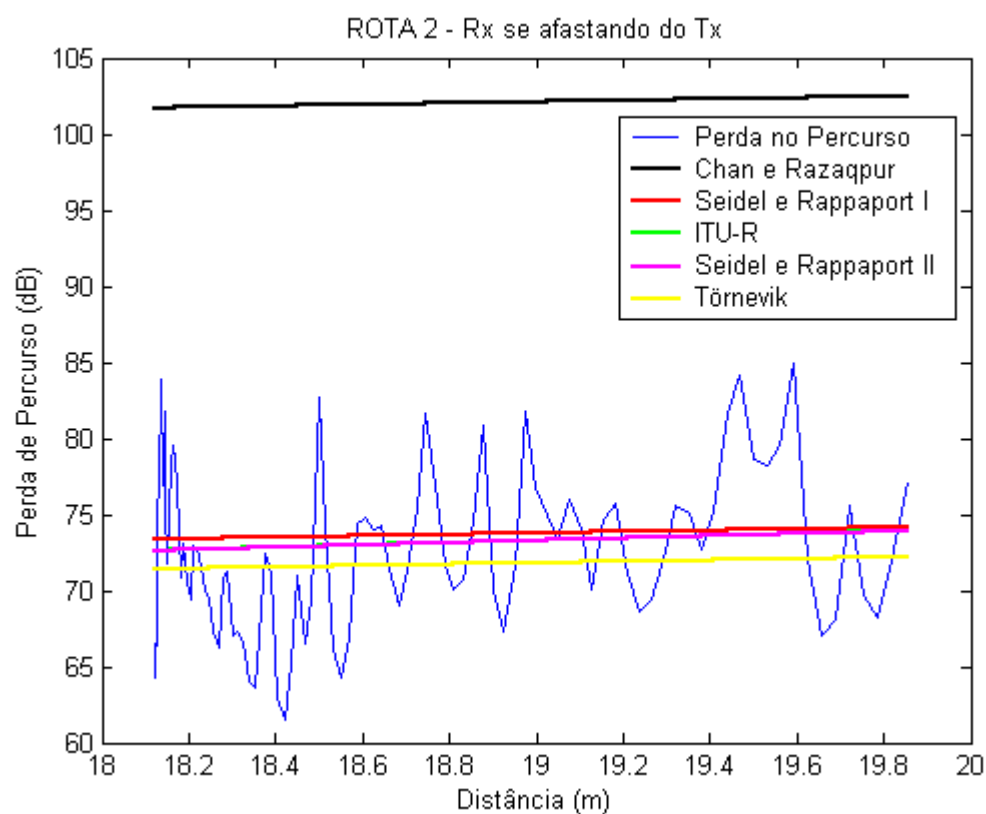


Figura 4.7 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 2 (Rx se afastando do Tx).

Tabela 4.5 - Estatística do erro para a Rota 2 (Rx se afastando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
Chan e Razaqpur	29,4959	5,1674	29,5834
Seidel e Rappaport I	4,3460	2,9951	4,6779
ITU-R	4,2328	2,9434	8,8759
Seidel e Rappaport II	4,2319	2,9429	4,5664
Törnevik	4,1561	3,1471	4,5664

A Figura 4.8 apresenta os gráfico comparativo para a Rota 3. A Tabela 4.6 apresenta a respectiva estatística do erro.

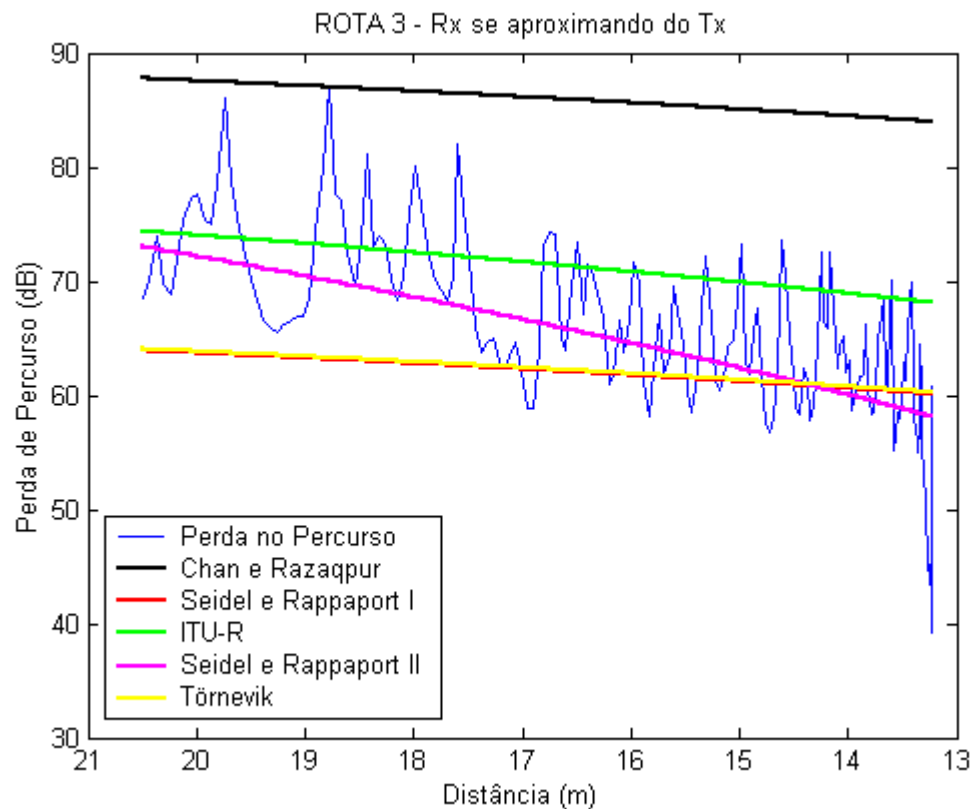


Figura 4.8 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 3 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.6 - Estatística do erro para a Rota 3 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
Chan e Razaqpur	20,6775	7,6242	20,8610
Seidel e Rappaport I	6,3648	5,2179	6,7906
ITU-R	7,2165	5,7238	19,5333
Seidel e Rappaport II	4,7529	3,8880	5,1457
Törnevik	6,3278	5,2105	6,7269

Analisando as Figuras 4.4 a 4.8 e as Tabelas 4.2 a 4.6 percebe-se que: o modelo de Chan e Razaqpur apresentou o pior resultado, superestimando as perdas de percurso, a explicação para esse fenômeno está no fato de que esse modelo faz uma estimativa muito

pessimista das perdas para cada obstáculo atravessado (10dB). O segundo pior resultado foi apresentado pelo modelo ITU-R que teve um erro RMS muito alto em relação aos demais, um dos motivos para esse desempenho é que a constante presente nesse modelo não fora adequadamente escolhida. Em seguida, vem o modelo de Törnevik quase sempre subestimando as perdas. Os melhores resultados apresentados foram os modelos Seidel e Rappaport I e II com certa vantagem para o segundo. De fato, dentre todos os modelos o Seidel e Rappaport I e o II são os mais flexíveis devido no primeiro haver constantes obtidas empiricamente que incorporam as peculiaridades do ambiente e, principalmente no segundo, onde há a presença de um fator de atenuação e da distância de referência do receptor móvel.

4.5.2. Rotas 4, 5 e 6

Nessas rotas, como já foi mencionado anteriormente, o transmissor estava localizado no segundo andar e o receptor, no primeiro. Portanto, deveremos considerar as perdas devido ao piso de concreto do prédio em estudo.

A comparação, novamente, será entre os valores de perdas medidos e os valores fornecidos pelos modelos descritos no capítulo 2. Contudo, somente serão utilizados os modelos válidos para medições em andares diferentes.

A equação do Modelo ITU–R (2.3) está reescrita abaixo:

$$L = -28 + 20 \log_{10}(f) + n \log_{10}(d) + L_f(n_f)$$

O expoente de perda de percurso utilizado ($n = 33$) está de acordo com a Tabela 2.1 e o fator de perda de penetração no piso utilizado ($L_f(n_f) = 9$) está de acordo com a Tabela 2.2. Portanto, as equações do modelo ITU–R adaptadas são:

$$L_{4AP} = L_{4AF} = L_{5AP} = L_{5AF} = L_{6AP} = -28 + 20 \log_{10}(900) + 33 \log_{10}(d) + 9 \quad (4.20)$$

A equação do modelo de Seidel Rappaport III (2.3) está reescrita abaixo:

$$L = -27.56 + 20\log_{10}(f) + (20-10n)\log_{10}(d/d_0) + (10n)\log_{10}(d) + FAF$$

O expoente de perda de percurso utilizado ($n = 2,76$) está de acordo com a referência [15] e mencionado no capítulo 2. A distância de referência (d_0) depende da distância inicial do receptor em relação ao transmissor em cada rota. Assim, as equações do modelo são:

$$L_{4AP} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 14,6616) + 27,6 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.21)$$

$$L_{4AF} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 3,4850) + 27,6 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.22)$$

$$L_{5AP} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 28,1701) + 27,6 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.23)$$

$$L_{5AF} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 17,3535) + 27,6 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.24)$$

$$L_{6AP} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 25,3678) + 27,6 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.25)$$

A equação do modelo de Törnevik (2.6) está reescrita abaixo:

$$L = -27.56 + 20\log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d) + \Gamma.d + k F(k) + p W(k)$$

Os fatores de atenuação por parede e por piso utilizados ($F(k) = 2,1$ e $W(k) = 15$) estão de acordo com as Tabela 2.3 e 2.4, respectivamente. Portanto, as equações do modelo são:

$$L_{4AP} = L_{4AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 15 \quad (4.26)$$

$$L_{5AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 4,2 + 15 \quad (4.27)$$

$$L_{5AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 8,4 + 15 \quad (4.28)$$

$$L_{6AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 8,4 + 15 \quad (4.29)$$

A equação do modelo do Fator de Piso e Parede (2.7) está reescrita abaixo:

$$L = L_1 + 20\log d + n_f a_f + n_w a_w$$

Onde L_1 é a perda de percurso na distância de referência. Os fatores de atenuação utilizados para essas paredes ($a_w = 6,04$ dB) e para esses pisos ($a_f = 16,95$ dB) estão de acordo com a referência [2]. Após as adaptações para as rotas 4, 5 e 6, a equação (2.7) é dada para cada uma dessas rotas por:

$$L_{4AP} = 58,8600 + 20 \log_{10}(d / 14,6616) + 16,95 \quad (4.30)$$

$$L_{4AF} = 44,2108 + 20 \log_{10}(d / 3,4850) + 16,95 \quad (4.31)$$

$$L_{5AP} = 95,8223 + 20 \log_{10}(d / 28,1701) + 16,95 + 12,08 \quad (4.32)$$

$$L_{5AF} = 64,1473 + 20 \log_{10}(d / 17,3535) + 16,95 + 24,16 \quad (4.33)$$

$$L_{6AP} = 84,4152 + 20 \log_{10}(d / 25,3678) + 16,95 + 24,16 \quad (4.34)$$

As Figuras 4.9 e 4.10 apresentam os gráficos comparativos para a Rota 4 e as Tabelas 4.7 e 4.8 apresentam a sua estatística.

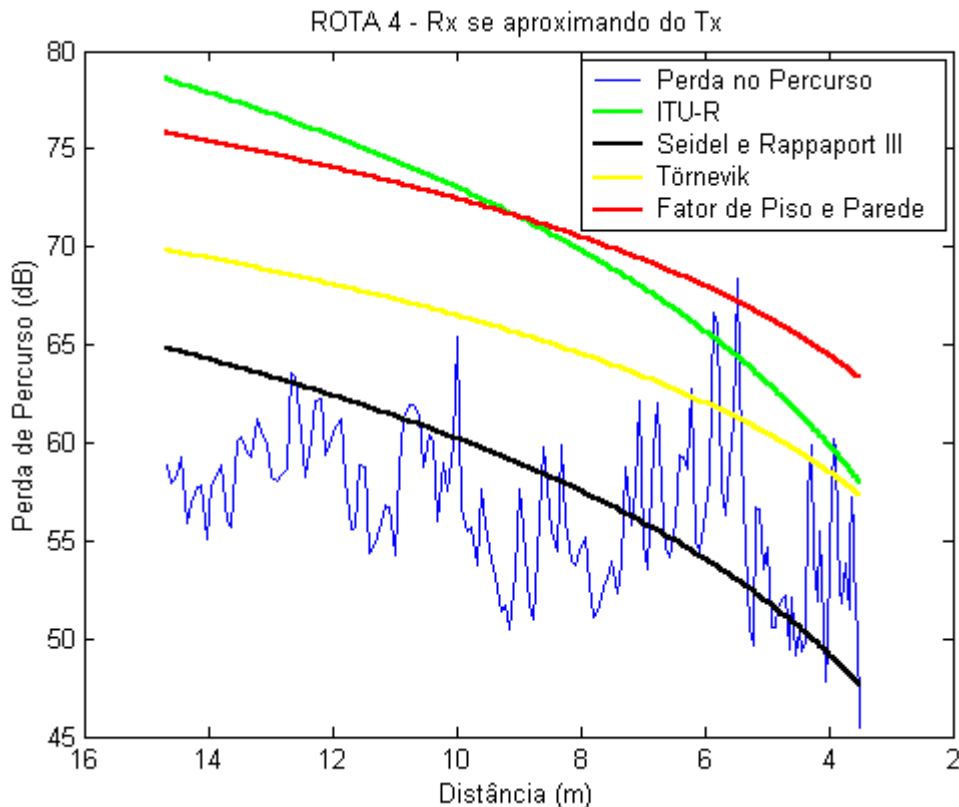


Figura 4.9 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 4 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.7 - Estatística do erro para a Rota 4 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
ITU-R	13,0117	5,3784	46,9926
Seidel e Rappaport III	3,9464	2,8211	4,2890
Törnevik	8,2605	3,4507	8,4668
Fator de Piso e Parede	14,0008	3,9208	14,1401

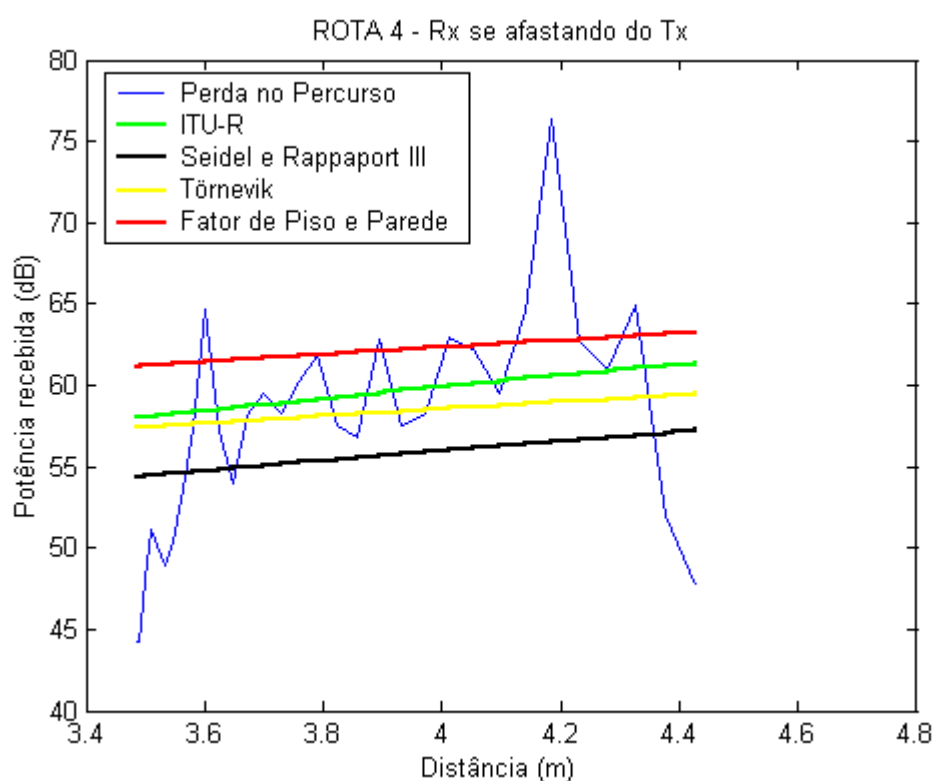


Figura 4.10 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 4 (Rx se afastando do Tx).

Tabela 4.8 - Estatística do erro para a Rota 4 (Rx se afastando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
ITU-R	5,1943	4,6633	12,0336
Seidel e Rappaport III	5,5532	3,7719	5,8830
Törnevik	5,1580	4,4922	5,5764

Fator de Piso e Parede	6,4733	5,4675	6,8827
------------------------	--------	--------	--------

As Figuras 4.11 e 4.12 apresentam os gráficos comparativos para a Rota 5 e as Tabelas 4.9 e 4.10 apresentam a sua estatística.

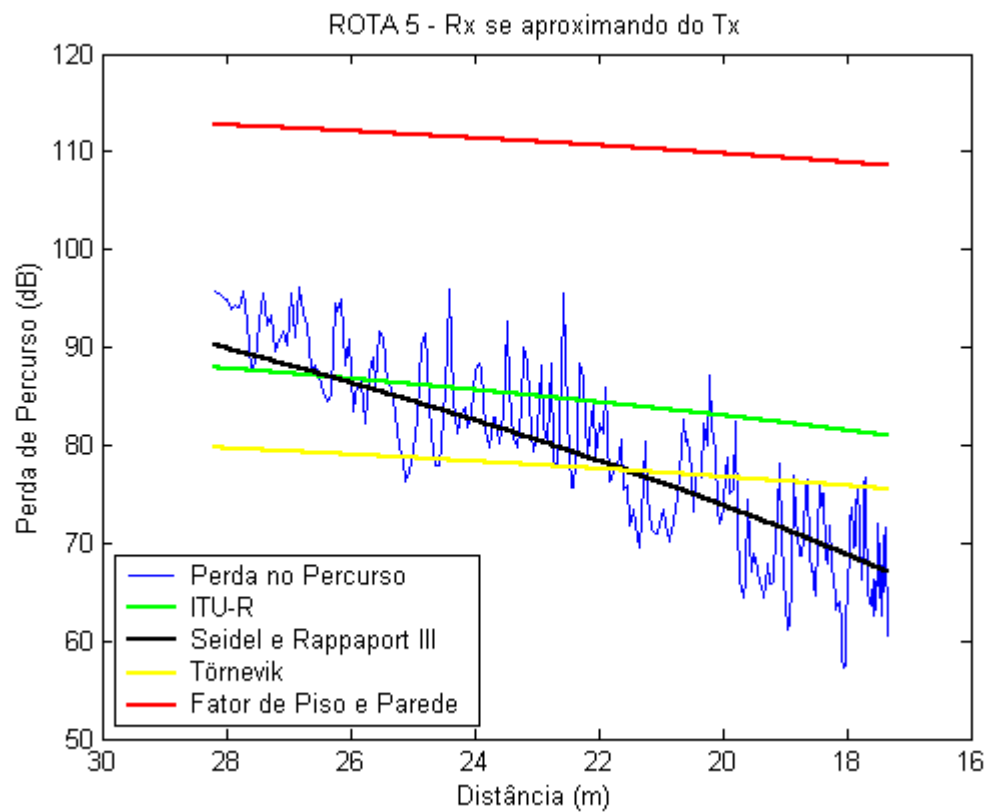


Figura 4.11 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 5 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.9 - Estatística do erro para a Rota 5 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
ITU-R	9,0068	5,7063	27,1360
Seidel e Rappaport III	3,8595	2,8077	4,2076
Törnevik	7,3490	4,6031	7,6558
Fator de Piso e Parede	33,6029	8,6656	33,7316

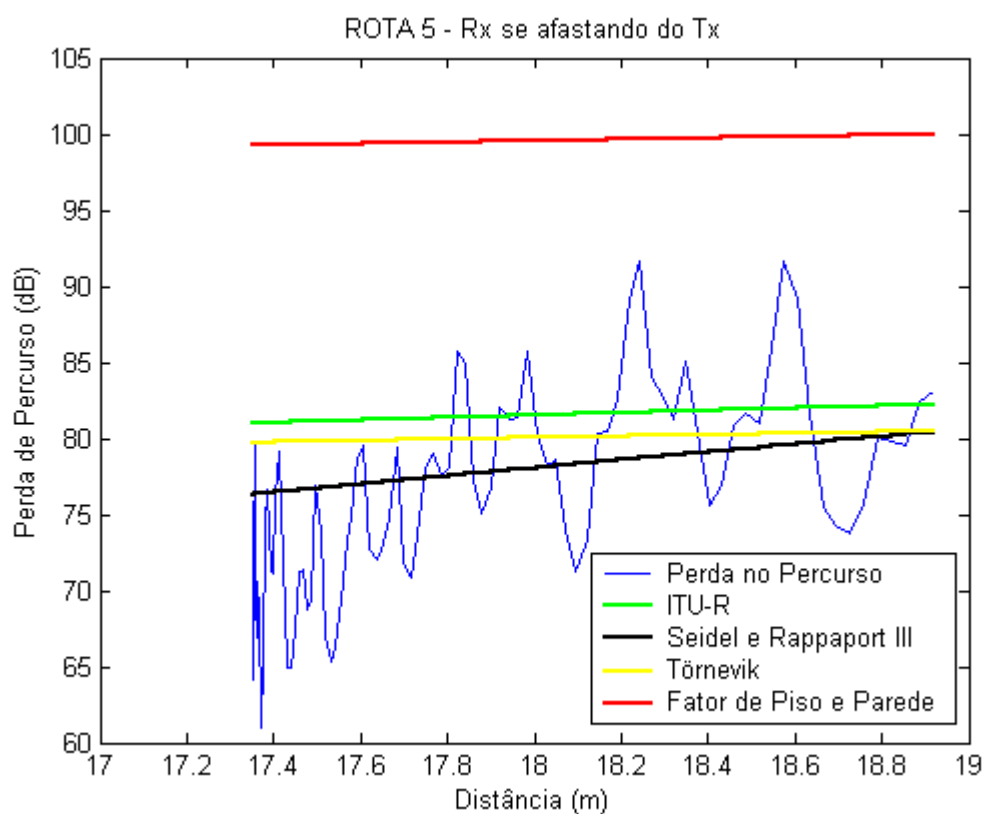


Figura 4.12 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 5 (Rx se afastando do Tx).

Tabela 4.10 - Estatística do erro para a Rota 5 (Rx se afastando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
ITU-R	6,6841	4,9910	17,4245
Seidel e Rappaport III	4,8687	3,7212	5,2369
Törnevik	5,9528	4,6747	6,3333
Fator de Piso e Parede	23,4356	6,4853	23,5736

A Figura 4.13 apresenta o gráfico comparativo para a Rota 6 e a Tabela 4.11 apresenta a sua estatística.

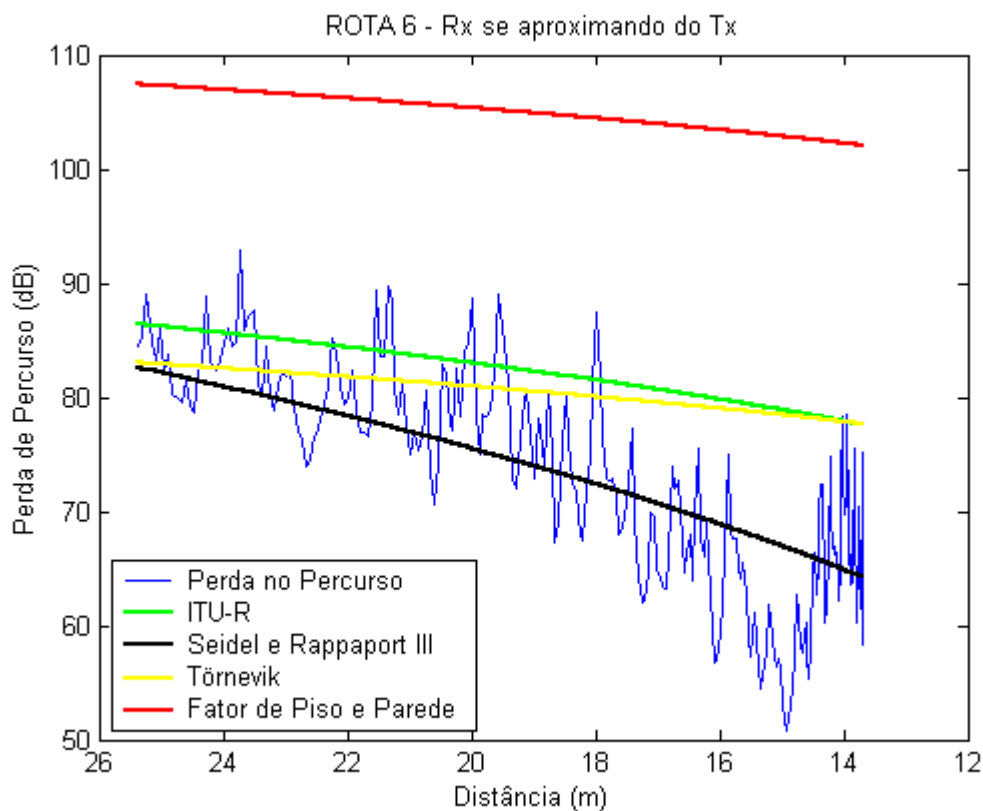


Figura 4.13 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 6 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.11 - Estatística do erro para a Rota 6 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
ITU-R	9,9795	6,7793	31,6328
Seidel e Rappaport III	4,6109	3,7921	5,0023
Törnevik	9,2154	6,9179	9,5834
Fator de Piso e Parede	32,5155	8,1896	32,6412

Observando-se as Figuras 4.9 a 4.13 e as Tabelas 4.7 a 4.11, pode-se concluir que: o modelo do Fator de Piso e Parede apresentou a pior predição, superestimando a perda de percurso; o modelo ITU-R apresentou, novamente, um erro RMS muito alto em relação aos

demais modelos; o modelo de Törnevik apresentou uma predição semelhante às rotas da seção anterior, porém não mais subestimando, onde se conclui que os fatores de atenuação por pisos e paredes não são adequados para o prédio em estudo; e o modelo de Seidel e Rappaport III apresentou a melhor predição, pois incorporar fatores de atenuação que se adaptam ao ambiente de medição.

4.5.3. Rotas 7, 8 e 9

Nessas rotas, o transmissor estava localizado na parte externa do primeiro andar do prédio e o receptor percorreu os corredores do segundo andar. A comparação, novamente, será entre os valores de perdas medidos e os valores fornecidos pelos modelos descritos no capítulo 2. As adaptações das equações dos modelos válidos para medições em andares diferentes serão semelhantes às das adaptações da seção 4.5.2.

As equações adaptadas para o Modelo ITU-R (2.3) são:

$$L_{7AP} = L_{7AF} = L_{8AP} = L_{8AF} = L_{9AP} = L_{9AF} = -28 + 20 \log_{10}(900) + 33 \log_{10}(d) + 9 \quad (4.35)$$

As equações adaptadas para o modelo de Seidel Rappaport III (2.3) são:

$$L_{7AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 13,8433) + 27,6 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.36)$$

$$L_{7AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 4,2804) + 27,6 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.37)$$

$$L_{8AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 27,4552) + 27,6 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.38)$$

$$L_{8AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 17,6490) + 27,6 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.39)$$

$$L_{9AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 20,9899) + 27,6 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.40)$$

$$L_{9AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 14,6278) + 27,6 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.41)$$

As equações adaptadas para o modelo de Törnevik (2.6) são:

$$L_{7AP} = L_{7AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 2,1 + 15 \quad (4.42)$$

$$L_{8AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 4,2 + 15 \quad (4.43)$$

$$L_{8AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 8,4 + 15 \quad (4.44)$$

$$L_{9AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 2,1 + 15 \quad (4.45)$$

$$L_{9AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 15 \quad (4.46)$$

As equações adaptadas para o modelo do Fator de Piso e Parede (2.7) são:

$$L_{7AP} = 70,7134 + 20 \log_{10}(d / 13,8433) + 16,95 + 6,04 \quad (4.47)$$

$$L_{7AF} = 46,1180 + 20 \log_{10}(d / 4,2804) + 16,95 + 6,04 \quad (4.48)$$

$$L_{8AP} = 83.3044 + 20 \log_{10}(d / 27,4552) + 16,95 + 12,08 \quad (4.49)$$

$$L_{8AF} = 66,9488 + 20 \log_{10}(d / 17,6490) + 16,95 + 24,16 \quad (4.50)$$

$$L_{9AP} = 84,4152 + 20 \log_{10}(d / 25,3678) + 16,95 + 6,04 \quad (4.51)$$

$$L_{9AF} = 84,4152 + 20 \log_{10}(d / 25,3678) + 16,95 \quad (4.52)$$

As Figuras 4.14 e 4.15 apresentam os gráficos comparativos para a Rota 7 e as Tabelas 4.12 e 4.13 apresentam a sua estatística.

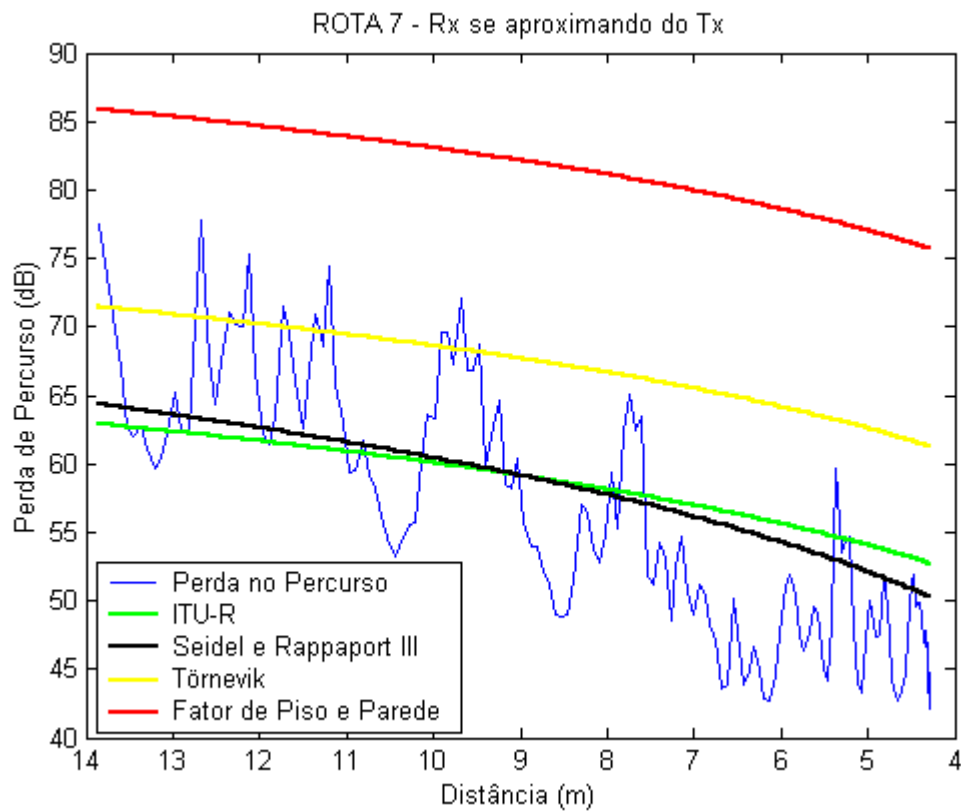


Figura 4.14 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 7 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.12 - Estatística do erro para a Rota 7 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
ITU-R	5,9920	3,6518	14,7916
Seidel e Rappaport III	5,2174	3,2869	5,5234
Törnevik	11,2262	5,8940	11,4857
Fator de Piso e Parede	25,2422	6,6605	25,3738

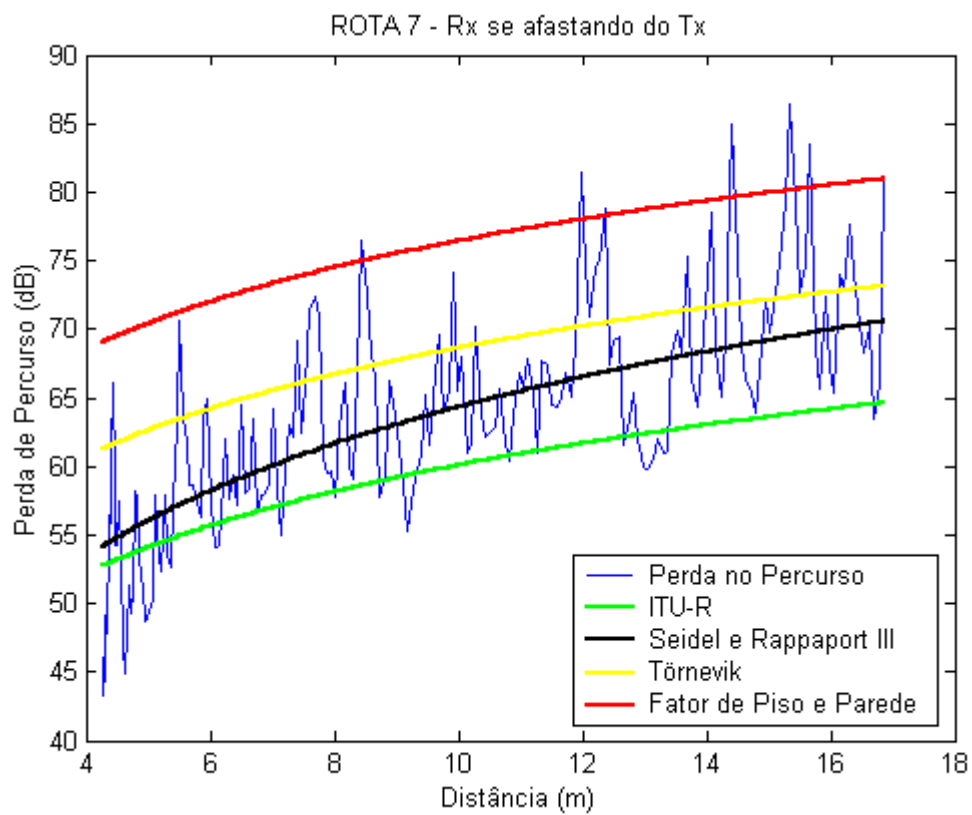


Figura 4.15 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 7 (Rx se afastando do Tx).

Tabela 4.13 - Estatística do erro para a Rota 7 (Rx se afastando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
ITU-R	5,6092	4,6763	13,4594
Seidel e Rappaport III	4,3119	3,4652	4,6966

Törnevik	6,2594	4,0780	6,5771
Fator de Piso e Parede	12,4254	5,5966	12,6486

As Figuras 4.16 e 4.17 apresentam os gráficos comparativos para a Rota 8 e as Tabelas 4.14 e 4.15 apresentam a sua estatística.

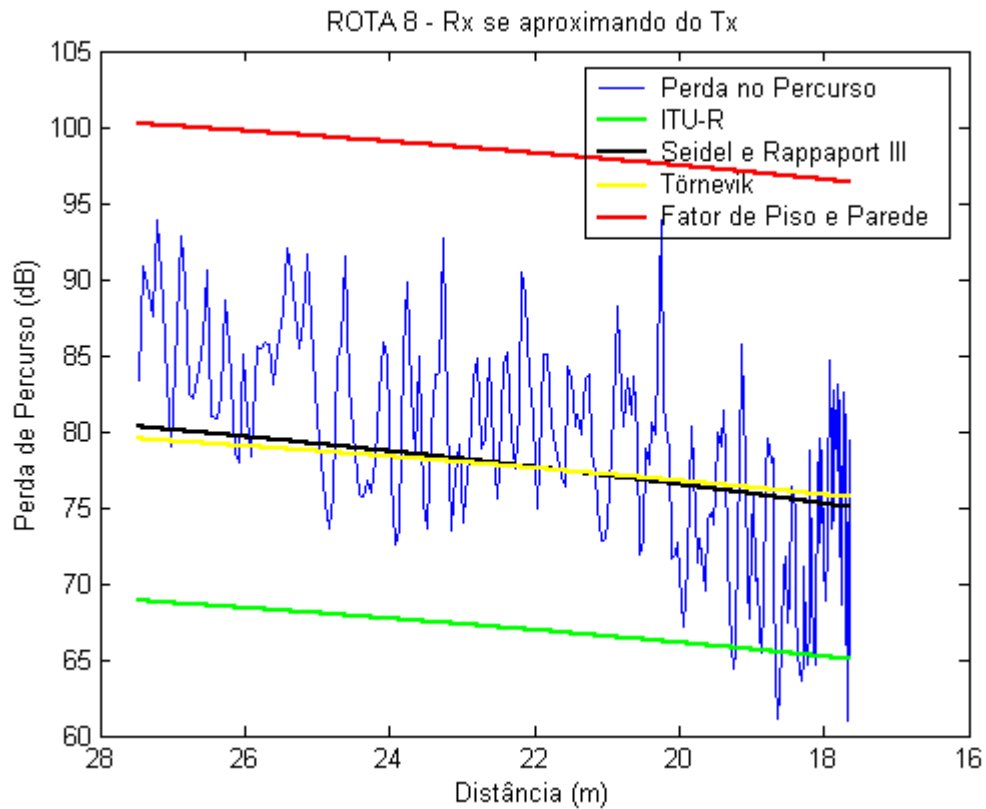


Figura 4.16 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 8 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.14 - Estatística do erro para a Rota 8 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
ITU-R	11,2313	6,1028	37,7205
Seidel e Rappaport III	5,1022	3,5380	5,4379
Törnevik	5,2639	3,7014	5,6044
Fator de Piso e Parede	20,2994	6,4304	20,4572

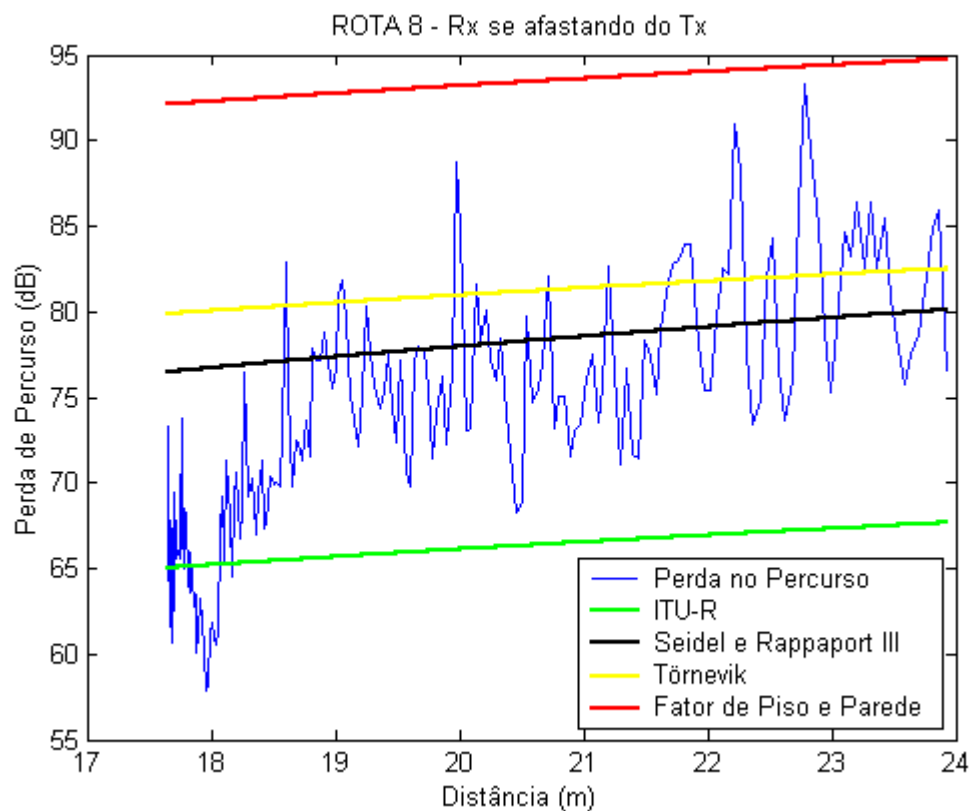


Figura 4.17 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 8 (Rx se afastando do Tx).

Tabela 4.15 - Estatística do erro para a Rota 8 (Rx se afastando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
ITU-R	8,4437	4,4674	24,6474
Seidel e Rappaport III	6,1311	4,4674	6,4852
Törnevik	8,1328	5,3478	8,4552
Fator de Piso e Parede	19,4279	6,5595	19,5960

As Figuras 4.18 e 4.19 apresentam os gráficos comparativos para a Rota 9 e as Tabelas 4.16 e 4.17 apresentam a sua estatística.

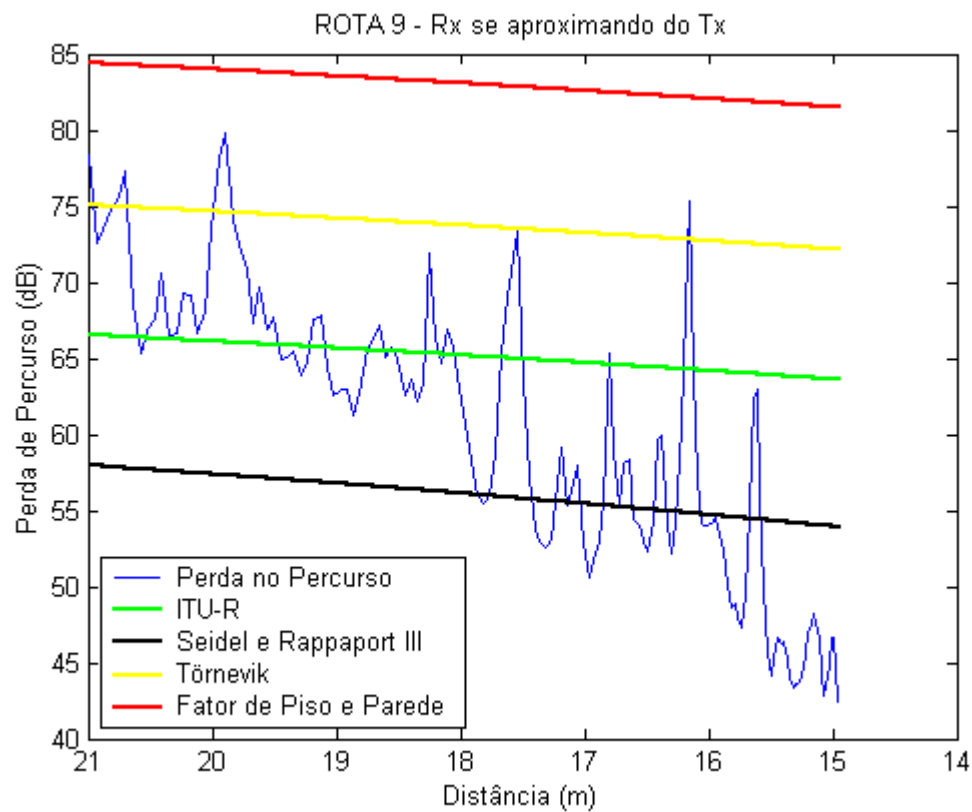


Figura 4.18 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 9 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.16 - Estatística do erro para a Rota 9 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
ITU-R	8,5052	6,4302	24,9335
Seidel e Rappaport III	7,6082	4,9792	7,9286
Törnevik	14,7916	8,4060	15,0731
Fator de Piso e Parede	23,8898	8,8219	24,0738

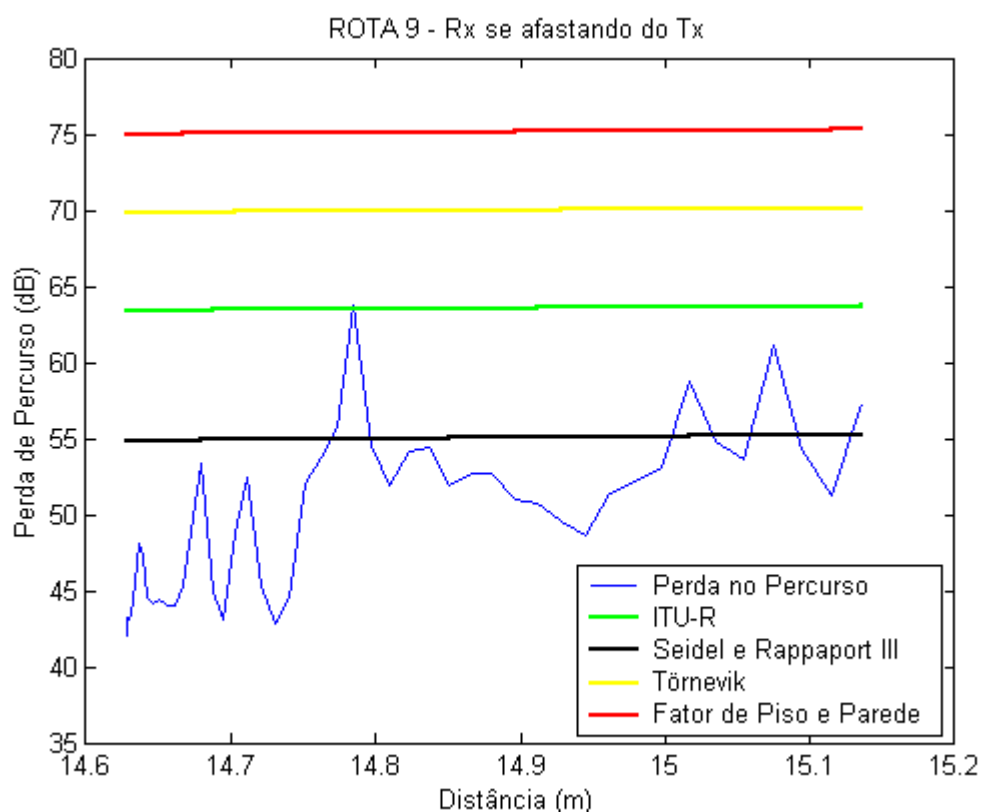


Figura 4.19 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 9 (Rx se afastando do Tx).

Tabela 4.17 - Estatística do erro para a Rota 9 (Rx se afastando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
ITU-R	13,5187	5,1521	49,7572
Seidel e Rappaport III	5,8887	4,0762	6,2252
Törnevik	19,9461	5,1858	20,0757
Fator de Piso e Parede	25,0967	5,1858	25,1998

Observando as Figuras 4.14 a 4.19 e as Tabelas 4.12 a 4.17, pode-se concluir que: o modelo do Fator de Piso e Parede e o ITU-R, novamente, apresentaram as piores previsões; o modelo de Törnevik, dessa vez, superestimou a maioria das perdas, onde se conclui que o fator de atenuação por piso utilizado é supervalorizado e pouco adequado para o piso do

prédio em estudo; e o modelo de Seidel e Rappaport III apresentou, novamente, a melhor predição devido incorporar fatores de atenuação que se adaptam ao ambiente de medição.

4.5.4. Rotas 10, 11 e 12

Nessas rotas, o transmissor e o receptor estavam localizados no primeiro andar, sendo que o transmissor encontrava-se na parte externa do prédio; portanto, não há perdas devido ao piso de concreto. As adaptações das equações dos modelo válidos para essa situação serão semelhantes às das adaptações da seção 4.5.1.

As equações adaptadas para o modelo de Chan e Razaqpur (2.1) são:

$$L_{10AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 10 \quad (4.53)$$

$$L_{10AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 20 \quad (4.54)$$

$$L_{11AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 30 \quad (4.55)$$

$$L_{11AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 60 \quad (4.56)$$

$$L_{12AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 30 \quad (4.57)$$

$$L_{12AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) \quad (4.58)$$

As equações adaptadas para o modelo de Seidel Rappaport I (2.2) são:

$$L_{10AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 2,38 \quad (4.59)$$

$$L_{10AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 4,76 \quad (4.60)$$

$$L_{11AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 10,14 \quad (4.61)$$

$$L_{11AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 20,28 \quad (4.62)$$

$$L_{12AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 10,14 \quad (4.63)$$

$$L_{12AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) \quad (4.64)$$

As equações adaptadas para o modelo ITU-R (2.3) são:

$$L_{10AP} = L_{10AF} = L_{11AP} = L_{11AF} = L_{12AP} = L_{12AF} = -28 + 20 \log_{10}(900) + 33 \log_{10}(d)$$

(4.65)

As equações adaptadas para o modelo de Seidel Rappaport II (2.4) são:

$$L_{10AP} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 7,2856) + 27,6 \log_{10}(d) \quad (4.66)$$

$$L_{10AF} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 3,8109) + 27,6 \log_{10}(d) \quad (4.67)$$

$$L_{11AP} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 21,9285) + 27,6 \log_{10}(d) \quad (4.68)$$

$$L_{11AF} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 17,4114) + 27,6 \log_{10}(d) \quad (4.69)$$

$$L_{12AP} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 17,3978) + 27,6 \log_{10}(d) \quad (4.70)$$

$$L_{12AF} = -27.56 + 20\log_{10}(900) - 1,6 \log_{10}(d / 4,4908) + 27,6 \log_{10}(d) \quad (4.71)$$

As equações adaptadas para o modelo de Törnevik (2.6) são:

$$L_{10AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 2,1 \quad (4.72)$$

$$L_{10AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 4,2 \quad (4.73)$$

$$L_{11AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 6,3 \quad (4.74)$$

$$L_{11AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 12,6 \quad (4.75)$$

$$L_{12AP} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) + 6,3 \quad (4.76)$$

$$L_{12AF} = -27.56 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(d) \quad (4.77)$$

A comparação entre os valores medidos e fornecidos pelos modelos, para a rota 10, está demonstrada nos gráficos das Figuras 4.20 e 4.21. O erro médio, desvio padrão absoluto e o erro rms são listados nas Tabela 4.18 e 4.19.

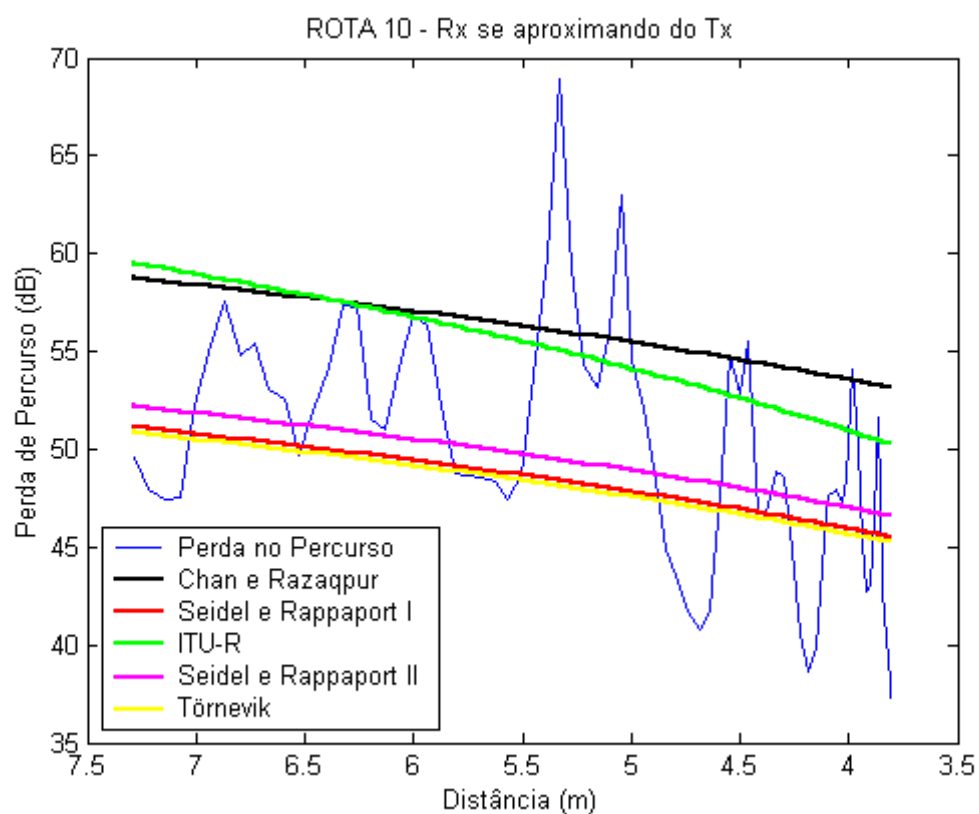


Figura 4.20 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 10 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.18 - Estatística do erro para a Rota 10 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
Chan e Razaqpur	6,9350	4,4367	7,2478
Seidel e Rappaport I	4,3821	3,5653	4,7716
ITU-R	5,9691	3,8806	14,7159
Seidel e Rappaport II	4,2707	3,4171	4,6536
Törnevik	4,4380	3,6224	4,8289

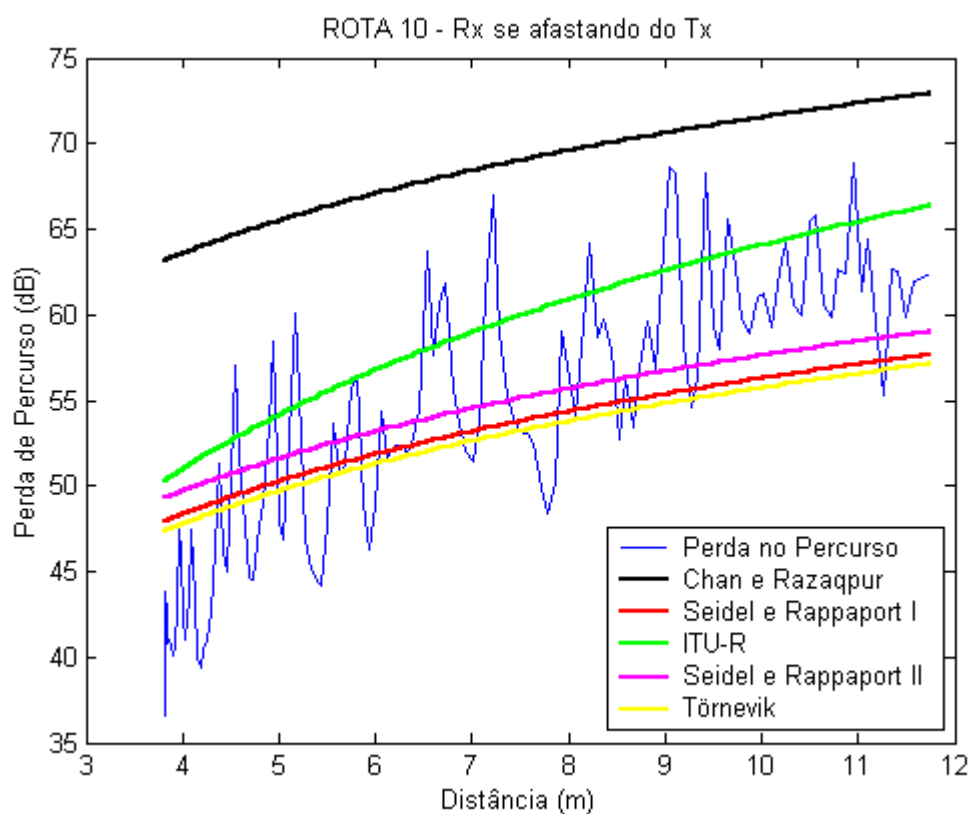


Figura 4.21 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 10 (Rx se afastando do Tx).

Tabela 4.19 - Estatística do erro para a Rota 10 (Rx se afastando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
Chan e Razaqpur	14,4011	5,5290	14,5918
Seidel e Rappaport I	4,6036	3,1506	4,9340
ITU-R	5,5795	3,2055	13,3003
Seidel e Rappaport II	4,5456	3,1632	4,8812
Törnevik	4,6877	3,2252	5,0199

As Figuras 4.22 e 4.23 apresentam os gráficos comparativos para a Rota 11 e as Tabelas 4.20 e 4.21 apresentam a sua estatística.

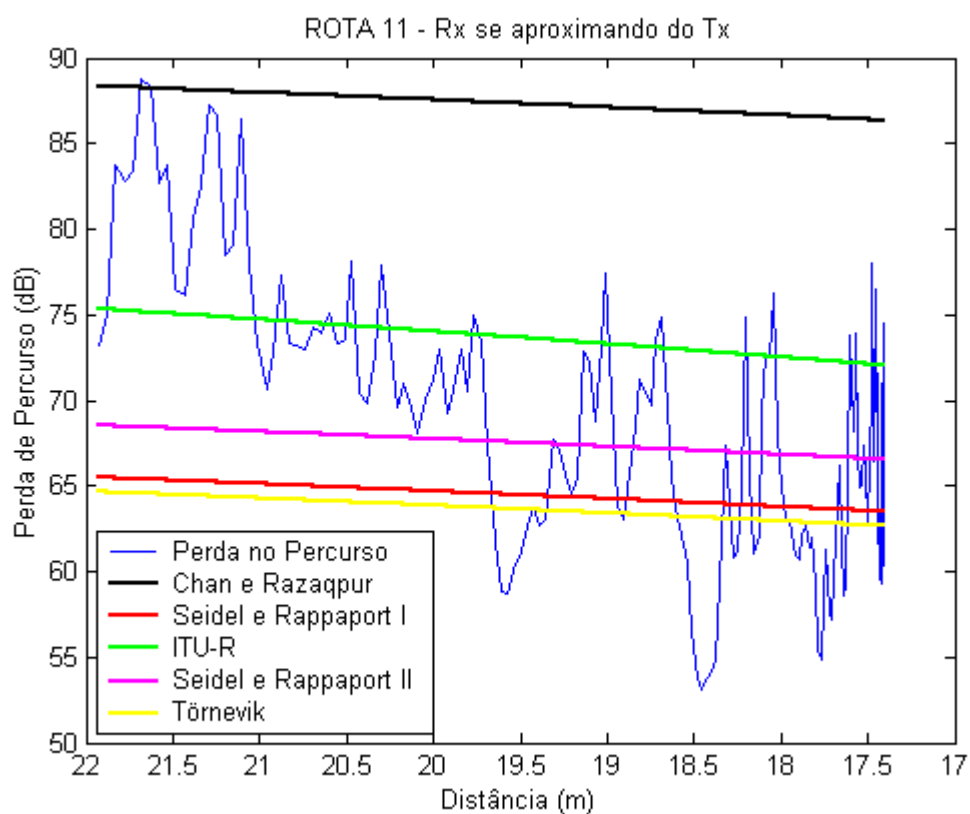


Figura 4.22 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 11 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.20 - Estatística do erro para a Rota 11 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
Chan e Razaqpur	18,8125	7,2654	19,0047
Seidel e Rappaport I	6,5063	5,1972	6,8942
ITU-R	7,0776	4,9090	18,9591
Seidel e Rappaport II	5,9219	4,3347	6,2772
Törnevik	6,8056	5,5288	7,5003

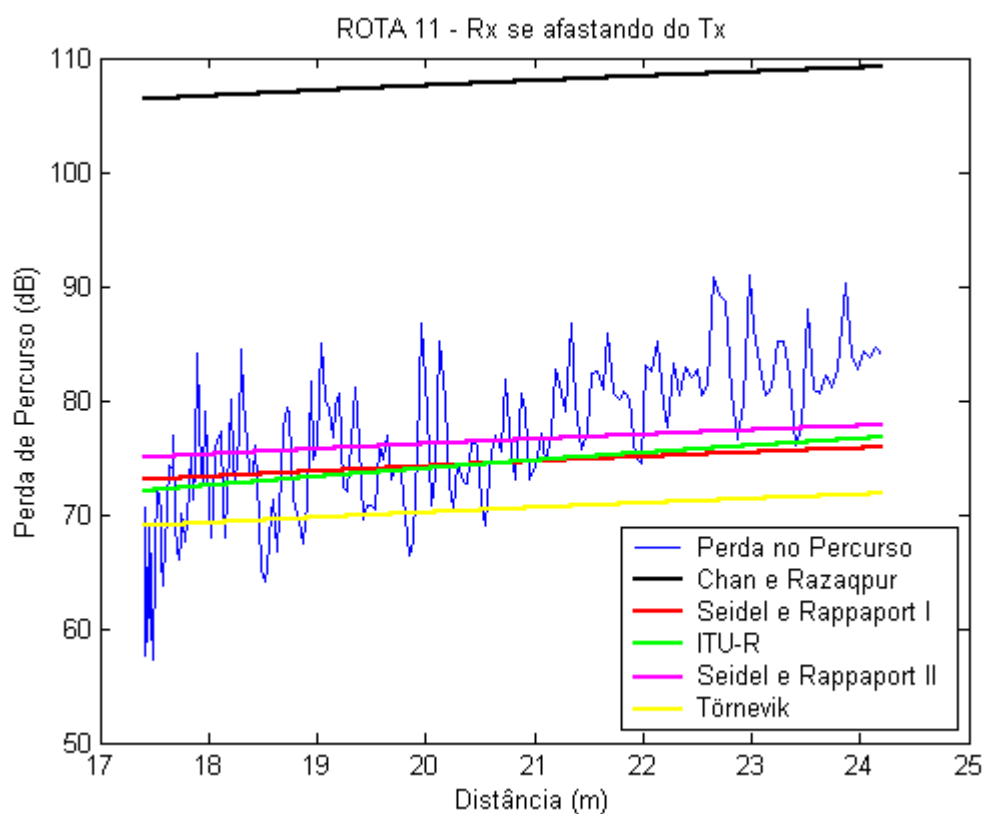


Figura 4.23 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 11 (Rx se afastando do Tx).

Tabela 4.21 - Estatística do erro para a Rota 11 (Rx se afastando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
Chan e Razaqpur	32,5173	6,5454	32,6178
Seidel e Rappaport I	5,3711	3,8120	5,7149
ITU-R	5,0858	3,6365	11,6269
Seidel e Rappaport II	5,3631	3,9013	5,7152
Törnevik	6,7422	4,5955	7,0748

As Figuras 4.24 e 4.25 apresentam os gráficos comparativos para a Rota 12 e as Tabelas 4.22 e 4.23 apresentam a sua estatística.

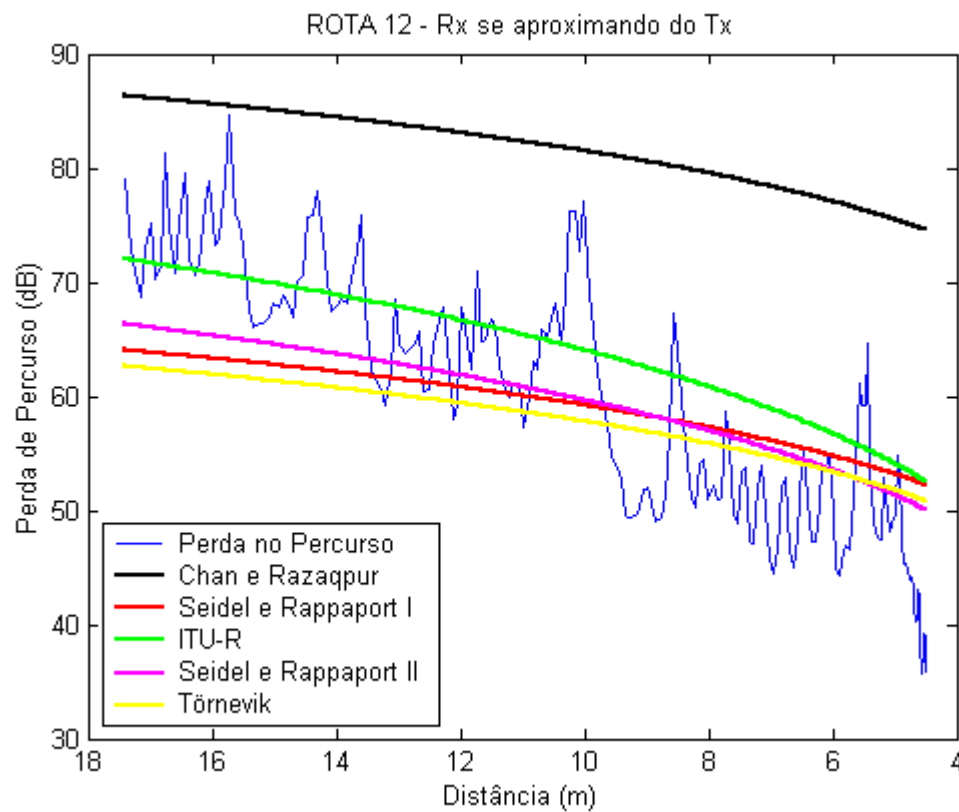


Figura 4.24 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 12 (Rx se aproximando do Tx).

Tabela 4.22 - Estatística do erro para a Rota 12 (Rx se aproximando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
Chan e Razaqpur	22,0901	8,3679	22,2787
Seidel e Rappaport I	7,0241	4,5257	7,3392
ITU-R	6,4489	4,4525	16,5121
Seidel e Rappaport II	6,0822	4,0734	6,4083
Törnevik	7,1044	4,6803	7,4265

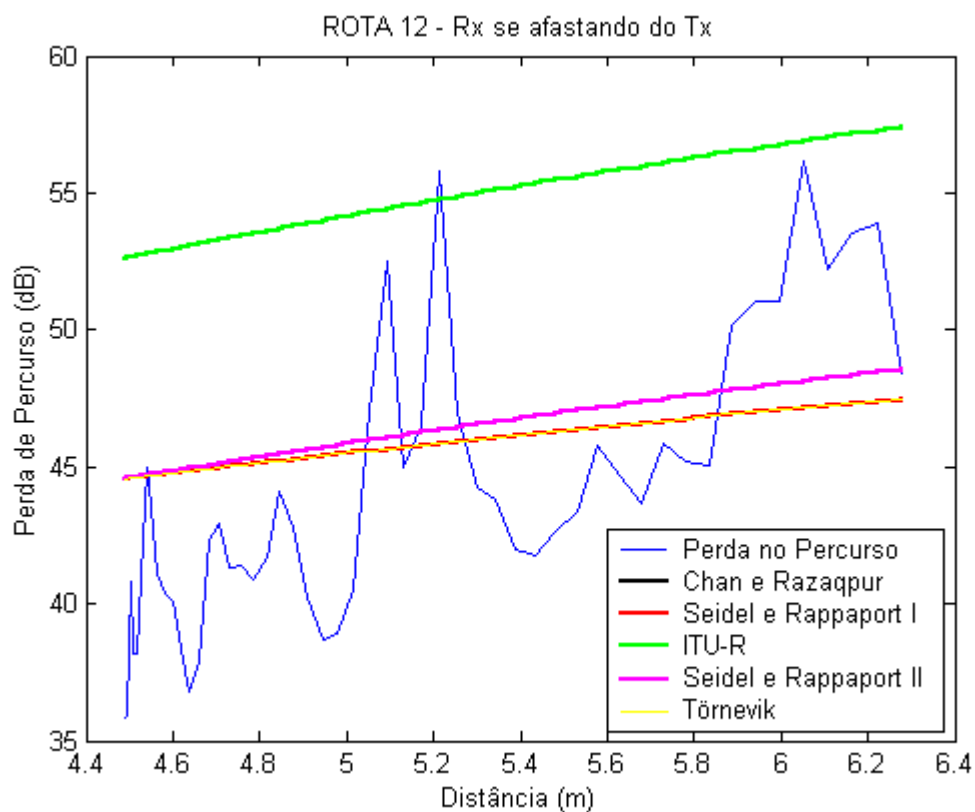


Figura 4.25 – Comparação entre os dados medidos e os simulados com os modelos empíricos para a Rota 12 (Rx se afastando do Tx).

Tabela 4.23 - Estatística do erro para a Rota 12 (Rx se afastando do Tx).

Modelos	Erro Médio (dB)	Desvio Padrão (dB)	Erro RMS (dB)
Chan e Razaqpur	4,0516	2,4917	4,3482
Seidel e Rappaport I	4,0516	2,4917	4,3482
ITU-R	10,6379	3,9414	34,7530
Seidel e Rappaport II	4,1022	2,3753	4,3828
Törnevik	4,0516	2,4917	4,3482

Analisando-se as Figuras 4.20 a 4.25 e as Tabelas 4.18 a 4.23 percebe-se que, como nas demais rotas, o modelo de Chan e Razaqpur superestimou as perdas de percurso e o modelo ITU-R apresentou um erro RMS muito alto em relação aos demais modelos. O modelo de Törnevik apresentou um comportamento parecido com o das primeiras rotas (1 a 3) subestimando as perdas e contrário ao comportamento das rotas intermediárias (4 a 9) que superestimava as mesmas, logo, pode-se concluir que o fator de atenuação por paredes utilizado está subvalorizado. Os melhores resultados apresentados foram os modelos Seidel e Rappaport I e II com certa vantagem, novamente, para o segundo. De fato, esses dois modelos possuem grandes vantagens em relação aos demais, pois contam com constantes que incorporam e se adaptam às características do ambiente em estudo.

CONCLUSÕES

O ambiente *indoor* apresenta muitas variáveis que interferem na propagação do sinal, por isso, a dificuldade na predição da perda nesse ambiente. Um sistema capaz de medir essas perdas foi desenvolvido [3]; entretanto, necessitava de aprimoramentos. Neste trabalho, foram apresentados vários aprimoramentos para a otimização desse sistema.

A fim de se estudar o ambiente *indoor* e verificar a qualidade do sistema otimizado, uma campanha de medição foi realizada. O receptor móvel (dotado de equipamentos, implementado neste trabalho, e capaz de medir a distância percorrida por ele) recebia os sinais provenientes do transmissor fixo e mostrava o seu comportamento, em tempo real, ao usuário. Com os resultados da campanha realizou-se uma comparação com os dados fornecidos por vários modelos empíricos disponíveis na literatura. Com isso, foi possível verificar as perdas de percurso devido aos vários tipos de componentes que fazem parte da estrutura do prédio em estudo. Cada vez que algum obstáculo surgia entre o transmissor e o receptor as perdas se apresentavam de formas diferentes devido à variedade de elementos que compõem o ambiente: paredes, pisos, tetos, janelas envidraçadas, portas de madeira, pessoas se movimentando, entre outros.

Foi possível estudar, também, o comportamento do sinal quando o transmissor estava localizado na área externa do prédio. De fato, contando agora com os elementos externos do prédio (paredes externas e árvores, por exemplo), constatou-se um certo acréscimo nas perdas de percurso.

Com tudo isso, pode-se verificar a atenuação diferenciada por cada obstáculo ao longo das rotas da campanha de medição e verificar a grande melhoria que essas novas implementações vieram proporcionar ao sistema. O receptor tornou-se auto-suficiente em termos de alimentação; ficou bem mais leve, pois não mais carrega um *desktop* e sim um

notebook; seu sistema de aquisição de ficou mais robusto, confiável e interativo com a implementação da placa de aquisição de dados USB e a sua aparência melhorou por contar com menos equipamentos e mais modernos. Já no módulo transmissor, foi implementado um amplificador de baixo ruído para proporcionar uma campanha de medição satisfatória em andares diferentes.

Apesar de todas essas melhorias implementadas neste trabalho outras ainda podem ser realizadas. Na parte física do receptor, modificações mecânicas devem ser realizadas, por exemplo, o “carrinho” utilizado na medição de distância percorrida necessita de um sistema que permita que o mesmo faça curvas sem que a roda e, conseqüentemente, todo o sistema óptico sofra desalinhamento. Um sistema de amortecimento também seria necessário para o caso de prédios em que o piso apresente saliências ou descontinuidades. O tamanho físico do carrinho já pode ser reduzido para que o mesmo se torne mais portátil e, para que o mesmo fique ainda menor, o analisador de espectro poderia ser substituir por um aparelho celular comum.

Seria interessante a realização de medições em outras frequências como, por exemplo, 1800 MHz para uma análise comparativa das perdas com o aumento da frequência. Poderiam ser realizadas, também, várias campanhas de medições em vários prédios com características diferentes: casas, prédios comerciais, residenciais, etc. Além disso, poderia ser realizada uma campanha de medição em um ambiente com grande movimentação de pessoas e, posteriormente, sem a presença das mesmas. Assim, seria possível estudar o efeito que a movimentação das pessoas causa na perda de percurso.

O sistema de medição poderia, também, ser adaptado para a realização de medições em ambiente *outdoor*, bastaria para isso que o sistema óptico fosse acoplado à roda de um automóvel e com a ajuda de um mapa, a distância percorrida poderia ser convertida em distância transmissor – receptor. E assim, efeitos como o sombreamento provocado por árvores e prédios poderia ser estudado mais profundamente.

O crescente aumento do número de usuários dos serviços de telefonia móvel faz com que as picocélulas sejam uma alternativa para atender a grande demanda de usuários em

ambientes fechados, a fim de melhorar o tráfego. Além disso, o crescente interesse pelas WLAN's, fazem com que o estudo de propagação de rádio em ambiente *indoor* seja de suma importância. Espera-se que este trabalho tenha fornecido elementos para o melhor estudo de tais ambientes.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] CAVALCANTE, Gervásio P. S. **Canal de Rádio Propagação de Ondas Eletromagnéticas**, Apostila do Curso de Propagação – UFPa, 2002.
- [2] RODRIGUES, J.C., CAVALCANTE, G. P. e SANCHES, M. A. **Método de Adaptação de Modelos Para Ambiente Indoor**, 19º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Fortaleza – CE, Setembro de 2001.
- [3] RODRIGUES, J.C., CAVALCANTE, G. P. e SEGUINS, F. N. **Protótipo de um Sistema Embarcado para Medição de Intensidade de Sinal em Sistemas Móveis Celulares**, Anais do SBMO 2000, IX Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, pg. 366-370, João Pessoa – PB, Agosto de 2000.
- [4] MURCH, R. D., CHEUNG, K. W., FONG, M. S., SAU, J. H. M., CHUANG, J. C. I. **A New Approach to Indoor Propagation Prediction**, Vehicular Technology Conference, vol. 3, pp. 1737-1740, 1994 IEEE 44 th, 1994.
- [5] POLYDOROU, D. S. and CAPSALIS, C. N. **A New Theoretical Model for the Prediction of Rapid Fading Variations in an Indoor Environment**, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 46, Nº 3, pp. 748-754, August 1997.
- [6] RAPPAPORT, T. S. **Wireless Communications – Principles & Practice**, Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 1996.
- [7] RAPPAPORT, T. S. and SANDHU, S. **Radio-Wave Propagation for Emerging Wireless Personal-Communication Systems**, IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 36, Nº. 5, October 1994.
- [8] WALKER, E. H. **Penetration of Radio Signals Into Buildings in Cellular Radio Environment**, Bell System Technical Journal, 62, 9, 1983, pp. 2719-2735. (citado em [9]).
- [9] TURKMANI, A. M. D., PARSONS, J. D. and LEWIS, D. G. **Radio Propagation Into Buildings at 441, 900 and 1400 MHz**, Proceedings of the Fourth International Conference on Land Mobile Radio, pp. 129-138, December 1987.

- [10]HONCHARENKO, W., BERTONI, H. L., DAILING, J. L., QIAN, J. and YEE, H. D. **Mechanisms Governing UHF Propagation on Single Floors in Modern Office Buildings**, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 41, N°. 4, November 1992.
- [11]HONCHARENKO, W., BERTONI H. L. and DAILING, J. **Mechanisms Governing Propagation Between Different Floors in Buildings**, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 41, N°. 6, June 1993.
- [12]OKUMURA, T., OHMORI, E. and FUKUDA, K. **Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land Mobile Services**, Review Electrical Communication Laboratory, vol. 16, N°. 9-10, pp. 825-873, Sep-Oct 1968.
- [13]HATA, M. **Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services**, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. VT-29, N°. 3, pp. 317- 325, August 1980.
- [14]CHAN, G. K. and RAZAQPUR, F. A. **Spectrum Requirements of an Indoor Pico-Cell Radio System**, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 44, N°. 1, pp. 24-30, February 1995.
- [15]SEIDEL, S. Y. and RAPPAPORT, T. S. **914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multifloored Buildings**, IEEE Trans. on Ant. and Prop., vol. 40, no. 2, pp. 207-217, February 1992.
- [16]Rec. ITU-R P.1238, **Propagation Data and Prediction Models for the Planning of Indoor Radio communication Systems and Radio Local Area Networks in the Frequency Range 900 MHz to 100 GHz.**
- [17]OWEN, F. C. and PUDNEY, C. D. **Radio Propagation for Digital Cordless Telephones at 1700 MHz and 900 MHz**, Electronics Letters, vol. 25, no. 1, January 1989.
- [18]TÖRNEVIK, C., BERG, J., LOTSE, F. and MADFORS, M. **Propagation Models, Cell Planning and Channel Allocation for Indoor Applications of Cellular Systems**, 43rd IEEE Vehicular Technology Conference, Meadowlands Hilton, Secaucus, New Jersey, USA, May 1993.
- [19]SAUNDERS, S. R., **Antennas and Propagation for Wireless Communication System**, John Wiley & Sons Ltd, December 1999.

[20]Guia do Usuário do Gerador de Varredura do Modelo HP83752A.

[21]**Antennas and Transmission Lines**, Kit SIP360AM da Science Instruments Company.

[22]Guia de Calibração da Série de Analisadores HP8590, Capítulo 6 – Especificações e Características do modelo HP8593E.

[23]**LabJack U12 User's Guide**, Revision 1.08, September 2003