



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO  
DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA

---

## EQUIPAMENTO PARA TESTE DE DESEMPENHO DE RECEPTORES CELULARES UTILIZANDO EMULAÇÃO DE DESVANECIMENTO PLANO

Candidato : **JOSÉ BORIS ANGULO BUTRON**

Orientador : Prof. Dr. Evandro Conforti

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC), da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), como requisito para à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica .

Banca examinadora :

Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin  
Prof. Dr. Rui Fragassi Souza  
Prof. Dr. Evandro Conforti (orientador)

24/07/2003

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

An48e                      Angulo Butron, José Boris  
                                 Equipamento para teste de desempenho de receptores  
                                 celulares utilizando emulação de desvanecimento plano  
                                 / José Boris Angulo Butron.--Campinas, SP: [s.n.], 2003.

                                 Orientador: Evandro Conforti  
                                 Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de  
                                 Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
                                 Computação.

                                 1. Rayleigh, Espalhamento de. 2. Rádio – Receptores  
                                 e recepção. 3. Telefonia celular. 4. Emuladores  
                                 (Programas de computador). 5. Sistemas de  
                                 comunicação móvel. I. Conforti, Evandro. II.  
                                 Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de  
                                 Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

## Resumo

Foi elaborado um aparato instrumental para emular o desvanecimento de propagação em multicaminho de um sinal de microonda. O aparato é composto por um programa de simulação do desvanecimento variável no tempo, um módulo de conversão digital/analógico, um controlador e um atenuador de microondas. O programa foi implementado para simular o desvanecimento do tipo Rayleigh. Os resultados numéricos, obtidos através da simulação de modelos matemáticos, são enviados para o conversor D/A, de modo a produzir um sinal analógico com um desvanecimento que varia ao longo do tempo. Os níveis de tensão deste sinal alimentam um atenuador de Rádio Freqüência, o qual reproduz o sinal de microonda variável no tempo segundo o desvanecimento tipo Rayleigh.

Foi utilizado um gerador de sinal CDMA nas bandas A, B e C. Este sinal CDMA, ao passar pelo atenuador de RF, sofre um desvanecimento não seletivo em freqüência (desvanecimento plano). Este sinal pode ser enviado para um receptor móvel ou, mesmo, para uma Estação Rádio Base (ERB), visando testar seu desempenho quanto à sensibilidade ao desvanecimento em ambiente laboratorial, sem necessidade de testes de campo.

## Abstract

A multipath fading emulator instrument, composed by a fading-simulator-software and a D/A converter, followed by a voltage-controlled microwave attenuator, has been implemented for a Rayleigh type fading. A CDMA generator in the A/B/C cellular bands has been employed in the tests. The emulator produced a microwave attenuated signal that closely replicates the multipath signal propagated under various conditions of mobile velocity and environment.

## Agradecimentos

Penso que os resultados que obtivemos ao final das várias etapas de nossas vidas, em especial, neste momento, a conclusão de uma dissertação de mestrado, são frutos não só de um desenvolvimento técnico isolado, obtido em função dos estudos, mas também da observação da maneira pela qual as pessoas que nos rodeiam agem, e a transformação que esta observação nos causa .

Agradeço à Motorola do Brasil, através do Instituto Eldorado, pelos equipamentos cedidos em comodato para a Unicamp. Ao professor Evandro agradeço em especial, pelas valiosas discussões e sugestões relevantes para este trabalho, ao Rogério , ao Mateus , ao Daniel Mello e à Euphélia.

Meus agradecimentos vão também ao CNPq, pela bolsa outorgada e ao CEPOF (Centro de Excelência em Fotônica)-FAPESP, pela série de equipamentos cedidos para esta pesquisa.

Ao meu Orientador Prof. Dr. Evandro Conforti, pela dedicação nas pesquisas para a obtenção de bons resultados .

Aos colegas Marcelo Ribeiro, André Rayol, Cristiano Gallep, Rafael , pelas valiosas sugestões e sua sincera amizade .

Aos meus queridos pais, José Herbert Angulo e Mery Butron, por todo o estímulo, compreensão e carinho que me proporcionaram nos momentos mais críticos da minha vida. Agradeço a Deus por eles estarem do meu lado, me incentivando sempre sobre as minhas decisões de vida e formação acadêmica.

Aos meus irmãos, Luis Marcell, Mirna Fatima e Karla Zulema, agradeço todo o apoio e incentivo que me proporcionaram durante toda a minha vida acadêmica na UNICAMP, e durante os períodos críticos da minha vida; para todos eles meu eterno agradecimento.

E, finalmente, às pessoas que, de algum modo, fazem parte da minha vida, Leonor, Romina, Florencia, Rafael R. Butron, Luiza, Valdeni, me incentivando no cotidiano.

*"O segredo da vida não é fazer o que se gosta, mas sim gostar do que se faz."*

Desconhecido

*"A grandeza não consiste em receber honras, mas em merecê-las."*

Aristóteles

*"A simpatia dá amigos; o interesse, companheiros."*

Ditado Popular

# Conteúdo

<b>Resumo e abstract</b> .....	i
<b>Agradecimentos</b> .....	ii
<b>1. Introdução</b>	
<i>Introdução</i> .....	1
<b>2. Conceitos e definições</b>	
2.1. <i>Introdução</i> .....	4
2.2. <i>Conceitos de propagação na atmosfera</i> .....	4
2.2.1. <i>Onda de solo</i> .....	5
2.2.2. <i>Onda Troposférica</i> .....	5
2.2.3. <i>Onda Ionosférica</i> .....	5
2.3. <i>Propagação em multipercurso</i> .....	6
2.4. <i>Diversidade</i> .....	8
2.4.1. <i>Diversidade Espacial</i> .....	9
2.4.2. <i>Diversidade Temporal</i> .....	9
2.4.3. <i>Diversidade em Frequência</i> .....	9
2.5. <i>Efeito Doppler</i> .....	10
2.6. <i>Tipos de desvanecimento</i> .....	11
2.6.1. <i>Desvanecimento lento</i> .....	13
2.6.2. <i>Desvanecimento rápido</i> .....	14
2.7. <i>Dispersão de atraso e largura de banda coerente</i> .....	14
2.8. <i>Modulação</i> .....	16
2.8.1. <i>Modulação QPSK</i> .....	16
2.9. <i>Comentários finais</i> .....	17
<b>3. Caracterização de equipamentos para a Emulação de propagação tipo Rayleigh</b>	
3.1. <i>Introdução</i> .....	18
3.2. <i>Descrição dos Emuladores</i> .....	19
3.2.1. <i>Módulo de simulação</i> .....	20

---

3.2.1.1. Modelo matemático do canal de Rayleigh.....	20
3.2.1.2. Programa do desvanecimento Rayleigh em Matlab.....	22
3.2.1.3. Programa de Interface entre o PC e o conversor D/A.....	24
3.2.2. Módulo de processamento de informação.....	26
3.2.2.1. Placa de conversão Digital / Analógica.....	26
3.2.2.2. Atenuador de RF controlável.....	29
3.2.2.3. Circuito de amplificação do sinal de controle.....	33
3.2.2.4. Resposta do pré-amplificador operacional.....	34
3.4. <i>Conclusões</i> .....	37
<b>4. Montagem experimental para caracterização da propagação em ambientes suburbano</b>	
4.1. <i>Objetivos</i> .....	39
4.2. <i>Montagem para medidas de campo</i> .....	40
4.2.1. Montagem do móvel Receptor.....	40
4.2.2. Montagem da unidade de transmissão.....	41
4.2.2.1. Antena de Transmissão.....	41
4.3. <i>Conclusão</i> .....	43
<b>5. Comparação entre a emulação do desvanecimento e as medidas de campo</b>	
5.1. <i>Introdução</i> .....	44
5.2. <i>Montagem laboratorial</i> .....	44
5.3. <i>Gerador de RF</i> .....	45
5.4. <i>Sistema de Estação Rádio Base (ERB)</i> .....	46
5.5. <i>Resultado das comparações das Medidas de campo e as simulações</i> .....	47
5.6. <i>Medidas das envoltórias do sinal de desvanecimento</i> .....	51
<b>6. Conclusões</b>	59
<b>Anexo I</b> .....	60
<b>Anexo II</b> .....	61
<b>Referências Bibliográficas</b> .....	66

# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO

Os acessos celulares contam hoje com cerca de 800 milhões de terminais, repartidos em quatro tecnologias de Segunda geração (2G): GSM (71%), CDMA (12%), TDMA(10%) e PDC (7%) que vão migrar, aos poucos, para a terceira Geração (3G).

Vivemos em uma época na qual transparece um avanço tecnológico impressionante nas telecomunicações, são inúmeros os diferentes sistemas existentes e, a cada dia, um novo parece ser apresentado. Mas qual é a tecnologia adequada? – perguntam, confusos, os profissionais de telecomunicações. Cada fabricante defende, de forma ferrenha, sua idéia e, ainda, afirma que a do concorrente é a menos indicada, embora, muitas vezes, seja a adequada. Se não se conhece a tecnologia em seus meandros, corre-se o risco de deixá-la ditar as decisões importantes nas organizações, decisões estas muitas vezes importantes, decisões estas muitas vezes regadas de um modismo inerente a um lançamento tecnológico de impacto. É conhecendo-se a tecnologia, para bem poder utilizá-la, de forma a tomar ações em função do mercado, que pode-se evitar o engodo de as organizações simplesmente “empurrarem” esta ou aquela tecnologia para o cliente.

Em 1947, ainda na época das “válvulas”, o conceituado *AT&T Bell Laboratories* introduziu o conceito de telefonia celular para um sistema de comunicações móveis que utilizava modulação AM [22]. O baixo desempenho desse sistema levou este laboratório, em 1962, a implementar um sistema de modulação FM, na faixa de VHF, com canais de 30 kHz. Este sistema teve sua primeira utilização comercial em 1979, tendo o nome de sistema AMPS ( *Advanced Mobile Phone System* ). Hoje, através da elaboração de normas mundiais, tem-se buscado constantemente a interoperabilidade dos sistemas de comunicação móvel e a possibilidade de comunicação global, que possa permitir a transmissão simultânea de voz, dados e aplicações multimídia. Devido, principalmente, à possibilidade de implementação de novos serviços, assim como pela segurança na comunicação, os

sistemas digitais têm se mostrado, cada vez mais, candidatos a serem a base definitiva dos futuros sistemas, principalmente com o avanço da micro-eletrônica e com o desenvolvimento das ferramentas de software.

De fato, com o passar do tempo, as tecnologias digitais foram se diversificando com arquiteturas diferentes e robustas, como GSM (que é inspiração Européia), o CDMA e TDMA (que são criações da América do Norte). O desenvolvimento da tecnologia de comunicação sem fio para sistemas celulares digitais CDMA (Code Division Multiple Access) tem sido fortificado nos últimos anos, de forma a cumprir as recomendações da ITU (Internacional Telecommunication Union). Nestes sistemas CDMA, o teste dos celulares móveis e das Estações Rádio-Base (ERB) representam uma parcela importante para a qualidade de serviços assegurada (QoS). Um dos testes fundamentais para o desempenho de uma ERB (ou móvel) é a sua capacidade de combater o desvanecimento devido ao múltiplo percurso dos caminhos de propagação. Em acréscimo, o movimento em alta velocidade do móvel introduz complicações adicionais para o receptor CDMA.

Neste complexo contexto de propagação, os testes de desempenho nas redes celulares contemplam a realização de medidas de campo no próprio ambiente operacional. Entretanto, durante a etapa laboratorial de desenvolvimento de uma nova Estação Rádio Base ou de um aparelho móvel, seria interessante criar um equipamento que pudesse gerar o desvanecimento no próprio ambiente laboratorial. Vários procedimentos similares foram feitos para se criar esse emulador de desvanecimento, no ambiente interno de um laboratório [1],[2],[3]. Todos estes modelos referenciados estão tentando chegar o mais próximo das condições ideais da realidade. Entretanto, as modernas técnicas computacionais associadas aos equipamentos controlados por GPIB (norma IEEE 488.2), assim como a disponibilidade de placas de baixo custo para PCs, motivaram o desenvolvimento de sistemas de emulação de desvanecimento proposto neste trabalho.

Neste sentido, foi elaborado um sistema que incorpora o desvanecimento de um sinal de Rádio-Freqüência (RF) através do controle eletrônico de um atenuador de microondas. Este controle eletrônico advém de um conversor Digital/Analógico, cuja função de probabilidade do desvanecimento, em relação ao tempo, é gerado por um PC.

No Capítulo 2 são introduzidos os conceitos e definições essenciais ao entendimento deste trabalho.

No Capítulo 3 são mostrados os ensaios e caracterizações dos instrumentos e circuitos, assim como os modelos matemáticos a serem utilizados, incluindo-se os programas de simulação que fazem parte do emulador deste trabalho. Os resultados pertinentes são mostrados nos capítulos seguintes.

O Capítulo 4 detalha a montagem experimental para as medidas de campo, especificando os detalhes sobre as medidas efetuadas.

No Capítulo 5 faz-se uma comparação entre os dados colhidos experimentalmente nas medidas de campo com os dados obtidos através do emulador construído. Esta comparação é necessária para validar, posteriormente, as medidas que serão feitas em futuros trabalhos de caracterização de receptores móveis e rádio-bases.

As conclusões finais são apresentadas no Capítulo 6, seguidas das Referências Bibliográficas e dos Apêndices, que incluem os programas computacionais aqui desenvolvidos.

Este conjunto de capítulos, tem por objetivo geral mostrar, passo a passo, os detalhes abrangentes do experimento, desde a elaboração dos modelos matemáticos, até a aquisição dos dados, para a validação de campo do emulador.

# CAPÍTULO 2

## CONCEITOS E DEFINIÇÕES

### ***2.1. Introdução***

Objetiva-se a simulação, por instrumentos (emulação), do sinal de rádio-frequência (RF) recebido em um canal de comunicações móveis, sujeito a desvanecimentos. A emulação é implementada através do desenvolvimento de modelos matemáticos para gerar um sinal resultante, após a propagação via percursos múltiplos. Neste capítulo, são também introduzidos os conceitos de espalhamento *Doppler* e tempo de coerência, dispersão de atraso, largura de banda de coerência, desvanecimentos rápidos, sombreamento e perdas de propagação, ou de percurso, de forma a caracterizarem-se os parâmetros utilizados para qualificar e quantificar estes fenômenos de propagação das ondas de rádio.

### ***2.2. Conceitos de propagação na atmosfera [9]***

A parte do espectro eletromagnético, utilizada em radiocomunicações, estende-se desde cerca de 30 kHz ( $\lambda = 10$  km) até 300 GHz ( $\lambda = 1$  mm). A energia eletromagnética é radiada por uma antena transmissora e coletada por uma antena receptora. No espaço livre, as ondas eletromagnéticas propagam-se em linha reta e apenas são afetadas pela eventual presença de corpos ou obstáculos sólidos (naturais ou artificiais). Na atmosfera terrestre, elas são afetadas pela presença da superfície terrestre, difícil de se caracterizar, devido aos objetos naturais e artificiais existentes no terreno, assim como pelas propriedades físicas da própria atmosfera.

Dependendo da banda de frequência utilizada, as três formas fundamentais de ondas eletromagnéticas na atmosfera são :

- Onda de solo
- Onda troposférica

- Onda ionosférica

### **2.2.1. Onda de solo**

A onda de *solo* é a fração da radiação que é diretamente afetada pelo terreno e pelos objetos nele existentes. Propaga-se em contato com a superfície terrestre por reflexão, difração e difusão (em edifícios, vegetação, acidentes geográficos, e outros objetos). A onda de solo afeta todas as bandas de frequência, desde as mais baixas frequências (30 a 300 kHz) até as ultra-altas frequências (UHF, de 300 a 3000 MHz). As ondas médias (300 a 3000 kHz) e curtas (3 a 30 MHz) constituem a forma de propagação local diurna. É a forma de propagação dominante em VHF (30 a 300 MHz) e UHF, mas o sinal atenua-se muito rapidamente com o aumento da distância ao transmissor.

### **2.2.2. Onda troposférica**

A onda troposférica é a fração da radiação mantida próxima da superfície terrestre, devido à refração na troposfera (camada inferior da atmosfera, caracterizada por um índice de refração decrescente com a altitude), que produz o encurvamento da trajetória das ondas eletromagnéticas, em condições de propagação normais. A refração troposférica é, relativamente, irrelevante para frequências inferiores (até cerca de 30 MHz), mas torna possível a comunicação em VHF, a distâncias muito maiores que aquelas que são seguidas com a onda solo.

Em comunicações móveis utilizando as bandas de VHF e UHF, a onda troposférica constitui uma perturbação indesejada, pois causa interferências e não proporciona comunicação confiável.

### **2.2.3. Onda Ionosférica**

A onda ionosférica ( ou onda celeste ) resulta da fração da radiação emitida pela antena transmissora com um ângulo de elevação, relativamente à direção horizontal, a qual regressa à superfície após refração/reflexão em camadas da ionosfera (estratos fortemente ionizados na alta atmosfera, entre cerca de 50 a 500 km de altitude). Por sucessivas reflexões na ionosfera e na superfície terrestre, a onda ionosférica permite transpor

distâncias de milhares de quilômetros. Eventualmente, a onda ionosférica pode, mesmo, dar uma volta completa à Terra.

A propagação por onda ionosférica é útil apenas para frequências inferiores a 30 MHz e depende dos ciclos de atividade solar. Em períodos de atividade solar elevada, a frequência máxima utilizável (Maximum Usable Frequency – MUF) pode exceder 50 MHz, mas nos períodos de atividade solar reduzida pode ser da ordem de 2 ou 3 MHz. A atividade solar tem uma periodicidade da ordem de 11 anos. A propagação ionosférica não é, portanto, possível na banda de UHF, nas quais se incluem as bandas atualmente designadas para sistemas de comunicação móveis.

Em um sistema de comunicações celulares, a unidade móvel geralmente não dispõe de um percurso direto (em linha de visada) para a estação rádio-base. As ondas eletromagnéticas penetram nos prédios apenas de forma limitada devido às perdas nos materiais atravessados e, quando há difração, elas parecem encurvar-se ligeiramente em obstáculos pequenos de terreno. Devido à difusão e reflexões múltiplas, as ondas eletromagnéticas propagam-se em áreas com elevada densidade de construção, embora a intensidade do sinal seja substancialmente atenuada por todos estes efeitos, o que resulta na necessidade de se utilizarem receptores muito sensíveis[17]. Devido ao reduzido alcance em VHF e UHF, nestas bandas é possível consignar o mesmo canal espectral a usuários móveis em áreas separadas por distâncias de 20 a 100 km, sem que se verifique interferências significativas entre elas, exceto em condições de propagação anormais (como a onda troposférica), desde que a potência transmitida seja reduzida e a altura das antenas seja restrita.

### ***2.3. Propagação em multipercurso [17],[18],[9]***

As ondas eletromagnéticas radiadas pela antena de uma estação de base atingem as unidades móveis por diversos percursos, com diferentes tempos de atraso. Os campos se somam vetorialmente na antena receptora, interferindo de forma construtiva ou destrutiva, dependendo da relação entre as suas fases relativas, conforme ilustrado na Fig. 2.1.

Desta forma, uma unidade móvel, operando em um dado local, pode receber um sinal com intensidade muito diferente de outro móvel localizado a uma curta distância. Além disso, quando uma unidade móvel está em movimento, a relação entre as fases das várias ondas eletromagnéticas recebidas altera-se continuamente, o que resulta em rápidas e amplas flutuações da amplitude e fase do sinal total recebido, com o seu conseqüente desvanecimento.

O movimento produz também um desvio Doppler da freqüência do sinal recebido[7]. Ambos efeitos, desvanecimento e desvio Doppler, são conseqüências do movimento da unidade móvel através de um campo rapidamente variável no espaço, podendo resultar, também, do movimento de objetos difusores ou refletores presentes no cenário (veículos, seres vivos, etc.). Mesmo que a unidade móvel esteja estacionária, o movimento rápido de veículos nas suas proximidades pode resultar em uma variação rápida da amplitude do sinal recebido.

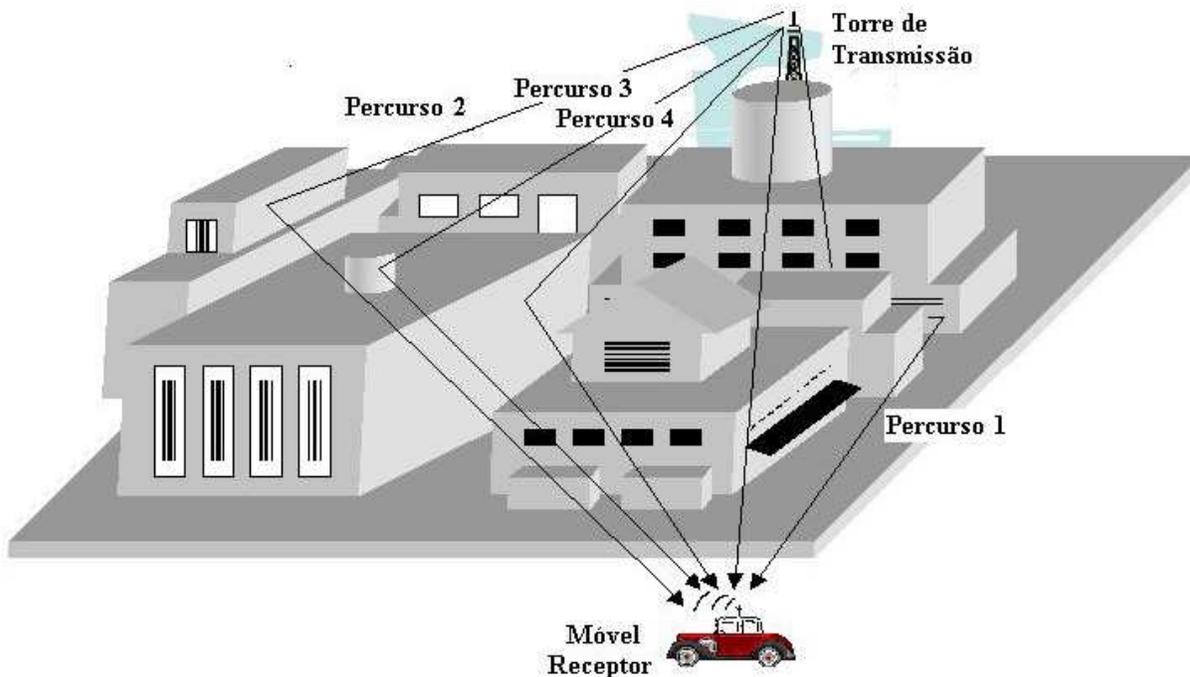


Fig. 2.1. Ilustração da propagação em multipercursos

As propriedades do canal de propagação com múltiplo percurso resultam em dispersão do sinal recebido, no domínio do tempo, e em seletividade no domínio da frequência. A largura de banda de coerência do canal pode ser interpretada como a largura de banda em que a sua função de transferência permanece aproximadamente constante. Se a largura de banda do sinal transmitido for menor do que a largura de banda de coerência do canal, diz-se que o sinal é de *banda estreita*. Um sinal de banda estreita sofre apenas desvanecimento de amplitude e a interferência entre símbolos transmitidos é desprezível. Se a largura de banda do sinal for maior do que a largura de banda de coerência do canal, diz-se que o sinal é de *banda larga*. Um sinal de banda larga sofre forte dispersão temporal, a qual produz interferência entre símbolos e limita a banda máxima utilizável.

Com sinais de banda larga, os atrasos de propagação máximos no canal podem abranger muitos períodos de símbolos, resultando em forte distorção do sinal. Além disso, o desempenho do sistema é degradado pela estimativa imperfeita da fase da portadora (necessária para a demodulação) e do instante ótimo de amostragem (devido ao defasamento dinâmico do relógio de regeneração). Estas limitações motivam o uso de técnicas que minimizam a interferência entre símbolos, entre as quais se destacam as de modulação com espalhamento espectral, as de equalização adaptativa e a diversidade espacial.

#### **2.4. Diversidade**

Devido aos multipercursos existentes em um canal de comunicações móveis, como foi mostrado na Fig.2.1, o sinal recebido em um determinado instante pode não ter intensidade suficiente para ser apropriadamente processado no receptor. A diversidade é uma técnica na qual as réplicas de um sinal são combinadas na recepção, objetivando-se obter maior confiabilidade na detecção desse sinal. Quando dois sinais iguais são transmitidos através de um canal móvel, usando portadoras distintas, e em instantes de tempos distintos, quanto maior é a separação temporal entre as réplicas e a separação entre as portadoras utilizadas, menor será a correlação entre as envoltórias dos sinais recebidos. A diversidade tem como objetivo disponibilizar ao receptor réplicas da informação

transmitida, sendo essas réplicas afetadas diferentemente, de maneira descorrelacionada pelo canal. Em determinado instante, uma réplica poderá estar em situação de desvanecimento profundo, mas será grande a possibilidade de que outras réplicas não estejam nessa situação. Assim, elas podem ser combinadas para fornecerem, ao processo de detecção, um sinal final mais estável do que aquele obtido se não houvesse réplicas não-correlacionadas.

Existem várias técnicas de diversidade, como a diversidade espacial, diversidade temporal e diversidade em frequência, detalhadas a seguir.

### ***2.4.1. Diversidade Espacial***

A Diversidade Espacial convencional consiste em colocarem-se duas antenas de recepção (uma principal e uma outra auxiliar), num mesmo plano vertical. Ou seja, a principal no ponto mais alto e a auxiliar alguns metros mais baixo, montadas na mesma torre. As antenas receptoras são fisicamente separadas, de tal forma que os sinais recebidos por cada uma delas estejam descorrelacionados. O efeito desta contramedida cresce com o aumento da separação vertical destas antenas. Quanto maior a diferença entre as antenas, a correlação entre elas vai ficando pequena, diminuindo a probabilidade de as duas antenas estarem sob o mesmo tipo de desvanecimento, ao mesmo tempo[17].

### ***2.4.2. Diversidade Temporal***

Na Diversidade Temporal, réplicas da informação são enviadas em instantes de tempo distintos, sendo que o intervalo de separação entre essas réplicas deve ser superior ao tempo de coerência do canal, para que existam sinais descorrelacionados na recepção.

### ***2.4.3. Diversidade em Frequência***

Na Diversidade em frequência, réplicas da informação são transportadas por portadoras distintas. As portadoras devem estar separadas em frequência por um valor superior à largura de faixa de coerência do canal, para que exista a descorrelação entre as réplicas obtidas na recepção. Como se sabe, para o rádio digital, o desvanecimento dificilmente atinge dois canais de rádio ao mesmo tempo com a mesma profundidade. Isto por que o

desvanecimento é seletivo em frequência. Aliás, ao simular apenas desvanecimentos planos, o instrumento apresentado neste trabalho apresenta a sua principal limitação.

Assim, se uma certa banda básica (que estava sendo transmitida por um dos canais principais e numa frequência  $f_4$ , por exemplo) sofrer um desvanecimento seletivo, ela é imediatamente comutada para uma nova frequência  $f_2$ . A detecção do desvanecimento é feita por um circuito do demodulador, o qual percebe um aumento na taxa de erro de bits (TEB) acima, por exemplo, de  $10^{-6}$  bit errados.

### ***2.5. Efeito Doppler***

O *Efeito Doppler* é a recepção de uma frequência diferente daquela que está sendo transmitida, devido ao movimento relativo entre o transmissor e o receptor. Quanto maior for a velocidade de deslocamento do receptor móvel em relação à direção de propagação da onda de rádio, maior é o desvio de frequência. O efeito Doppler, em função da velocidade de um móvel, é representado pelas seguintes expressões [9],[13],[19] :

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos(\theta) \quad (2.1)$$

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos(\theta) \quad (2.2)$$

$$\lambda = \frac{c}{f_c} \quad (2.3)$$

onde a variável  $v$  é a velocidade do móvel e a variável  $\lambda$  é o comprimento de onda (função da velocidade da luz, representada pela variável,  $c$ , e da frequência de transmissão, representada por  $f_c$ ). A variável  $\theta$  representa o ângulo entre a direção do movimento e a direção da propagação da onda eletromagnética. Isto pode-se observar na Fig. 2.2.

Na propagação em multipercurso, cada um dos sinais sofrerá diferentes desvios Doppler e, como resultado, tem-se um espectro Doppler, formado a partir da variação aleatória da frequência percebida em cada multipercurso. Este fenômeno dá origem ao que se denomina *Ruído FM Aleatório*[18].

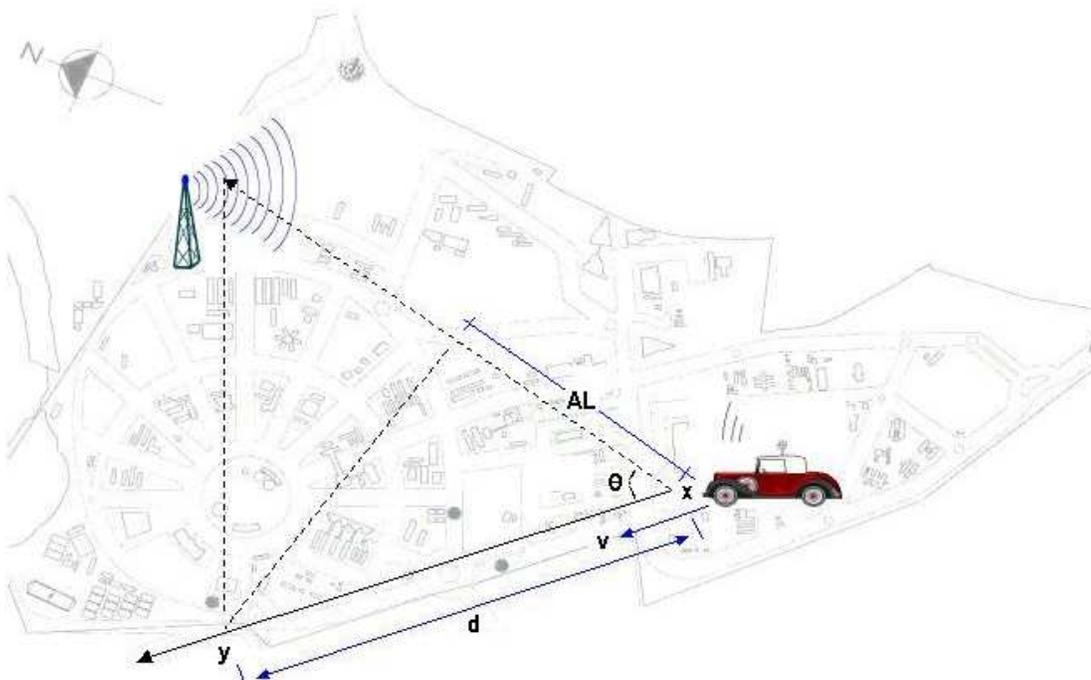


Fig.2.2. Variáveis e geometria para o modelamento do efeito Doppler

## 2.6. Tipos de desvanecimentos [9],[17]

Quando um sinal é transmitido em um canal rádio-móvel, no receptor tem-se réplicas desse sinal oriundas de vários multipercursos. O resultado é um espalhamento temporal do sinal, que pode ser qualificado através do *perfil de intensidade de potência*, de onde se obtém o *espalhamento por atraso em multipercursos*, também chamado de *espalhamento temporal* ( $T_m$ ).

Sempre que existe um espalhamento temporal, pode haver a alteração de vários componentes do espectro do sinal transmitido. Esta alteração pode ocorrer de maneira uniforme, em toda faixa de frequência do sinal, formando o chamado *desvanecimento plano*

(não-seletivo em frequência). No caso em que a faixa de frequência seja afetada de forma não uniforme, configura-se um desvanecimento conhecido como *desvanecimento seletivo em frequência*. A ocorrência dos desvanecimentos plano ou seletivo em frequência pode ser determinada pela largura de faixa de coerência do canal ( $W_c$ ), definida como a faixa de frequência dentro da qual os componentes espectrais recebidos possuem grande correlação de amplitude. A *largura de faixa de coerência do canal*, ( $W_c$ ), é inversamente proporcional ao *espalhamento temporal do canal* ( $T_m$ ):

$$W_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.4)$$

Como exemplo, considere-se uma informação digital  $u(t)$ , modulada em amplitude, fase, ou em frequência, a qual é transmitida através de um canal móvel, com taxa  $1/T$ , onde  $T$  é o intervalo temporal da sinalização. A variação do canal é caracterizada pela função de transferência,  $H(f,t)$ , que permite obter a distorção para o sinal  $U(f)$ , onde  $U(f)$  é a transformada de Fourier de  $u(t)$ . Se  $U(f)$  tem uma largura de faixa maior do que  $W_c$ , a função  $U(f)$  é exposta a variações de fase. Neste caso, o canal tem desvanecimento do tipo seletivo em frequência. Caso o intervalo de sinalização,  $T$ , satisfizer a condição  $T \gg T_m$ , o canal introduz uma pequena quantidade de interferência entre símbolos (ISI). Se a largura de faixa do pulso do sinal  $u(t)$  é  $W(t)=1/T$ , a condição  $T \gg T_m$  implica que  $W \ll W_c$ , o que caracteriza o desvanecimento plano.

No canal de rádio-móvel, pode ocorrer o movimento relativo entre transmissor e receptor, assim como entre os objetos próximos a eles que estão em movimento. Em qualquer dos dois casos, há variações nos caminhos tomados pelo sinal que trafega do transmissor ao receptor, fazendo com que o sinal apresente uma correspondente variação de fase. A taxa de variação desta fase pode ser vista como uma variação de frequência do sinal recebido em cada multipercurso, formando o *espalhamento Doppler*.

Desta característica, pode-se retirar um parâmetro que informa a variabilidade temporal do canal, denominado *Tempo de Coerência* ( $T_c$ ), definido por uma média

estatística de intervalos de tempo, dentro da qual os sinais recebidos possuem grande correlação de amplitude.

O tempo de coerência é inversamente proporcional ao espalhamento Doppler  $B_d$  :

$$T_c = \frac{1}{B_d} \quad (2.5)$$

Dependendo do tempo de coerência do canal, obtém-se um *desvanecimento lento* ou um *desvanecimento rápido* . Para o exemplo anterior, se  $T \ll T_c$  , o canal é conhecido como canal com desvanecimento lento. Caso contrário, é conhecido como canal de desvanecimento rápido.

A observação da potência do sinal recebido ao longo do tempo permite detectar variações de dois tipos:

- Desvanecimento lento, com período de algumas horas de atraso.
- Desvanecimento rápido, com períodos entre uma fração de segundo até alguns minutos.

### **2.6.1. Desvanecimento lento**

O desvanecimento lento é aquele que determina a variação gradual da *potência média do local*, isto é, a potência média recebida medida ao longo de um percurso de uma unidade móvel, com algumas dezenas de comprimentos de onda (geralmente  $40\lambda$ ). A potência média do local,  $P_0$  , tem uma distribuição log-normal, isto é, o seu valor, expresso em unidades logarítmicas ( dB), tem uma distribuição normal :

$$p(\ln P_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} . e^{-\frac{(\ln P_0 - m)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.6)$$

onde a variável  $m$  é a média local e o valor  $\sigma$  é o desvio padrão de  $\ln P_0$ .

### ***2.6.2. Desvanecimento rápido***

Geralmente, se considera desvanecimento rápido a transmissão com percurso desobstruído entre o transmissor e o móvel receptor. Embora, habitualmente, exista apenas um percurso possível entre duas antenas, durante certos períodos verifica-se, experimentalmente, a coexistência de vários percursos distintos, os quais provocam o desvanecimento rápido.

### ***2.7. Dispersão de atraso e largura de banda de coerência [17],[5]***

O sinal de Rádio-Freqüência (RF) atinge o receptor por múltiplos percursos, com comprimentos diferentes. Desta forma, o atraso de propagação é também específico para cada percurso. Como resultado final, aparece um efeito de espalhamento do sinal no tempo, como se mostra na Fig. 2.1. Este fenômeno é designado por dispersão ou espalhamento de atraso. Em um sistema de comunicação digital, a dispersão de atraso causa interferência intersimbólica, limitando, por isso, a velocidade de sinalização máxima em um canal com múltiplos percursos de propagação .

Os valores medidos da dispersão de atraso indicam valores típicos muito distintos do desvio padrão do atraso excedente,  $\tau_d$  , utilizado geralmente como medida de dispersão de atraso, para diferentes ambientes de propagação e bandas de freqüência, desde algumas dezenas de ns (ambientes interiores, SFH) até poucas dezenas de  $\mu$ s ( áreas urbanas, UHF).

Num meio dispersivo no tempo, a velocidade de transmissão (ou débito binário),  $R$ , é limitada pela dispersão do atraso de propagação [19]. O débito binário máximo que garante o funcionamento, com uma taxa de erros reduzida, pode ser estimado, conservativamente, por :

$$R < \frac{1}{2\tau_d} \quad (2.7)$$

Portanto, se o período de símbolo for superior a  $2\tau_d$  , a interferência entre símbolos induzida pelo canal é desprezada.

A largura de banda de coerência,  $B_c$ , é a largura de banda dentro da qual as amplitudes ou fases de dois sinais, com frequências distintas, apresentam um elevado grau de semelhança. Formalmente, a largura de banda de coerência é definida como a largura de banda em que a função de auto-correlação entre duas envoltórias de sinais desvanecidos, com frequências distintas  $f_1$  e  $f_2$ , excede o valor 0,5.

A largura de banda de coerência, para as amplitudes de dois sinais recebidos, é :

$$B_c = \frac{1}{2\pi\tau_d} \quad (2.8)$$

Para o caso de fases aleatórias de dois sinais recebidos, a largura de banda de coerência é expressa por :

$$B_c = \frac{1}{4\pi\tau_d} \quad (2.9)$$

Considera-se que sofrem desvanecimentos independentes, os sinais cujas frequências diferem mais do que a largura de banda de coerência. Isto ocorre quando :

$$\Delta f = |f_1 - f_2| > B_c \quad (2.10)$$

A relação entre a largura de banda de coerência,  $B_c$ , e a banda de transmissão (largura de banda do sinal transmitido),  $B_T$ , permite classificar um canal de comunicações móveis como :

- Canal seletivo em frequência, se  $B_T \gg B_c$ ;
- Canal não-seletivo em frequência, se  $B_T \ll B_c$ ;

Os sistemas multicanal de segunda geração não são seletivos em frequência. Nos sistemas de banda larga de terceira geração, que utilizam técnicas de espalhamento espectral, a largura de banda de transmissão é geralmente maior do que a largura de banda de coerência, o que torna o canal seletivo em frequência.

## 2.8. Modulação [17]

A modulação digital é um processo, mediante o qual, símbolos digitais são transformados em formas de onda que são compatíveis às características de um canal passa-banda, como mostrado na Fig.2.3. Neste caso, o sinal da informação é modulado em uma senóide de frequência bem mais elevada, chamada de *portadora*, que é enviada e transmitida pela antena.

Um sistema de comunicação móvel apresenta algumas exigências no que diz respeito aos esquemas de modulação. Dentre esses objetivos, podem-se citar: redução da complexidade de implementação; robustez contra desvanecimentos por multipercursos; envoltória filtrada constante e eficiência espectral adequada.

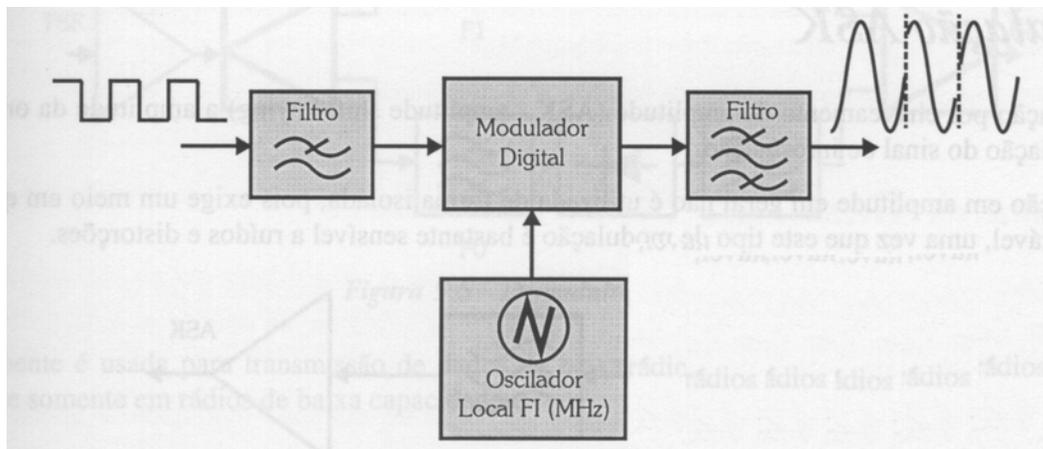


Fig. 2.3. Etapas de modelamento de um sinal [17]

Os terminais móveis devem possuir dimensões reduzidas e baixo custo. Para que isso seja possível, a complexidade dos circuitos utilizados também deve ser reduzida. Neste aspecto, atenção especial deve ser dada às técnicas de modulação baseadas em FSK (*Frequency Shift Keying*) e PSK (*Phase Shift Keying*).

### 2.8.1. Modulação QPSK

A modulação QPSK (modulação por deslocamento de fase em quadratura) é um tipo de modulação bastante robusta, sendo bastante imune ao ruído electromagnético. Por esse motivo, esta modulação é normalmente utilizada no ambiente com satélites ou no

ambiente de codificação de dados. A modulação QPSK funciona segundo o princípio de alternar a fase do sinal digital, ficando assim desfasado com o sinal recebido. O uso do QPSK também aumenta a robustez da rede como um todo [17]. Os modernos sistemas de terceira geração, tipo EXVDO, por exemplo, utilizarão esquemas de modulação digital QPSK.

### ***2.9. Comentários finais***

Apresentaram-se, resumidamente, os principais conceitos envolvidos neste trabalho, assim como algumas equações fundamentais que os descrevem, de forma a embasar didaticamente os modelamentos e montagens efetuados.

# CAPÍTULO 3

## CARACTERIZAÇÃO DE EQUIPAMENTOS PARA A EMULAÇÃO DA PROPAGAÇÃO TIPO *RAYLEIGH*

### **3.1. Introdução**

Neste capítulo mostram-se os métodos e procedimentos utilizados para a obtenção de um *software* visando ao modelamento matemático de um canal de rádio-móvel, baseado na propagação tipo Rayleigh[6]. Também serão detalhados os procedimentos adotados para a caracterização do emulador do canal de propagação.

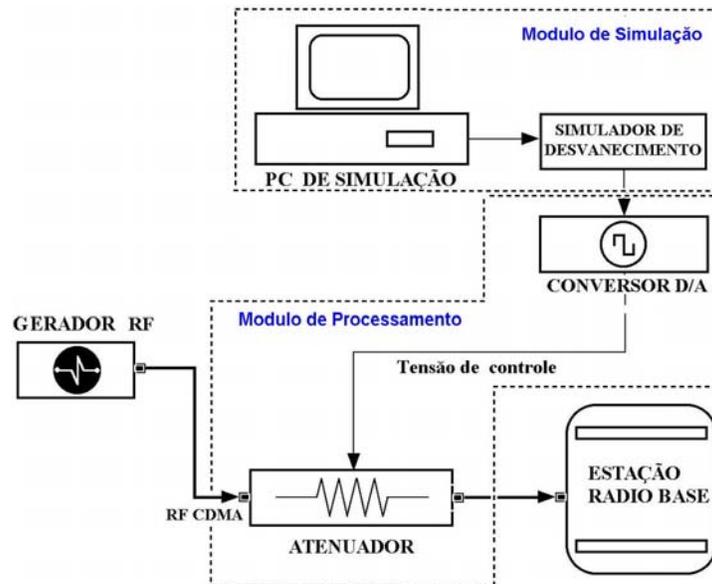
A idéia do emulador surgiu após a utilização sistemática da Estação Rádio-Base (ERB), modelo SC 611, durante cursos de treinamento para a Motorola [21], ministrados pelo Prof. Evandro Conforti. A homologação das estações é feita através dos testes de operação da parte digital, assim como pela medida da taxa de erro para a mínima intensidade de sinal de RF que chega à entrada da ERB (sensitividade da ERB). No entanto, em um ambiente real, ocorre o desvanecimento plano (ou mesmo seletivo), com variações bruscas e lentas do sinal no tempo e, não, um sinal mínimo e fixo. Nestas condições, seria interessante proceder à homologação das ERBs em um ambiente mais próximo do real.

O emulador apresentado nesta tese objetiva o teste de ERBs para o caso de desvanecimento tipo Rayleigh. O sinal de RF, com desvanecimento deste tipo, é entregue à entrada da ERB, de forma a testar seu desempenho nestas condições. Portanto, o computador gera um sinal simulado que, logo, é convertido em voltagem analógica com variações tipo Rayleigh, através de um conversor D/A. Este sinal é convenientemente amplificado e aplicado a um atenuador de RF controlado por tensão, de forma a causar o desvanecimento na portadora de RF.

Como o atenuador possui banda larga, o desvanecimento obtido é do tipo plano, sendo que esquemas para desvanecimentos seletivos e de tipos diferentes do Rayleigh serão tratados em trabalhos futuros. Foi utilizado um gerador de sinal de Rádio-Freqüência (RF) nas bandas A e B, com uma freqüência que varia na faixa de 800 a 900 MHz, mas outras freqüências poderiam ser utilizadas. A descrição do emulador é apresentada a seguir.

**3.2. Descrição dos Módulos**

Neste segmento serão detalhados os módulos que compõem o conjunto experimental do emulador, como é mostrado na Fig. 3.1. Estes módulos são divididos em dois: o de Simulação, que compreende a representação dos modelos do canal, e o de Processamento, que realiza a conversão dos dados de Digital para Analógico e os dados os aplicam no atenuador de RF.



*Fig. 3.1. Esquema do emulador de propagação em multicaminho, composto dos módulos de Simulação e Processamento*

**3.2.1. Módulo de Simulação**

Este módulo é composto por um modelo de canal que será simulado através de modelos matemáticos, com auxílio de um programa computacional (MATLAB), como será mostrado a seguir.

**3.2.1.1. Modelo matemático do canal de Rayleigh**

O canal de desvanecimento com distribuição de Rayleigh é contemplado [1],[5] na maioria dos ambientes de desvanecimento[2],[4]; um exemplo específico é no caso de velocidade de deslocamento do móvel com este parâmetro de desvanecimento, que acontece sempre numa recepção móvel-celular devido aos obstáculos existentes entre o transmissor e o receptor, fora os outros ruídos introduzidos pelo próprio ambiente (sinais de emissoras de rádio, televisão, etc.). Neste modelo, será considerada uma modulação BPSK e detecção coerente, devido à função de Rayleigh [5] ser não-correlacionada. Na Fig. 3.2. está representado o modelo de Rayleigh, onde a função  $d(t)$  representa o desvanecimento de Rayleigh, a função  $n(t)$  representa o ruído do canal e, por último, temos a função  $u(t)$ , que é a informação a ser transmitida, modulada em BPSK (-1 e 1) [1].

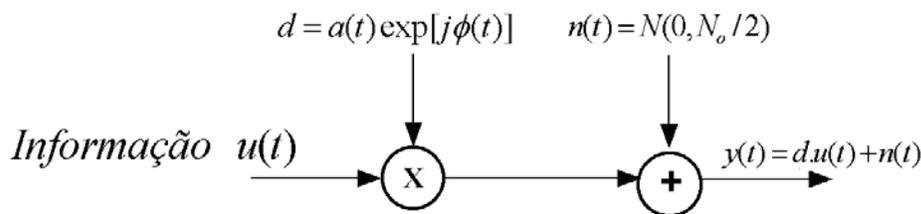


Fig.3. 2. Modelo de um canal de Rayleigh com desvanecimento

Na Fig. 3.2, a variável  $a(t)$  representa a amplitude do desvanecimento de Rayleigh, modelada por uma variável aleatória com média nula, cuja envoltória segue uma distribuição do tipo Rayleigh, com densidade de probabilidade,  $p(a)$ , dada por[ 6],[7]:

$$p(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right] \tag{3.1}$$

com valor médio quadrático dado por :

$$E[a] = \int_0^{\infty} ap(a)da = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \quad (3.2)$$

$$E[a^2] = \int_0^{\infty} a^2 p(a)da = 2\sigma^2 \quad (3.3)$$

Na equação (3.2), a variável  $\sigma$  representa o desvio padrão da gaussiana que gerou a variável Rayleigh, da Fig. 3.1. Nas equações (3.1) e (3.3), é mostrado um ruído AWGN (Additive White Gaussian Noise) com média nula e densidade espectral de potência representada por  $\sigma^2 = N_0/2$  [W/Hz]. Nas equações (3.1), (3.2) e (3.3), a variável  $a$  representa o desvanecimento do canal e a variável  $p(a)$  representa a função probabilidade de Rayleigh.

O gerador de desvanecimento não-correlacionado do tipo Rayleigh [4] é gerado por duas variáveis aleatórias gaussianas ( $a_1$  e  $a_2$ ), com média nula e variância zero, relacionadas pela seguinte expressão :

$$a = \sqrt{\frac{a_1^2 + a_2^2}{2}} \quad (3.4)$$

Nesta equação, a autocorrelação da variável  $a$  fica independente do tempo. Uma das técnicas para a geração de desvanecimento descorrelacionado do tipo Rayleigh consiste na combinação de alguns osciladores de frequência iguais à da frequência Doppler  $F_d$  cuja função matemática é conhecida como *Jake Fading* [5],[6].

Na equação (3.4), os parâmetros  $a_1(t)$  e  $a_2(t)$  são obtidos através das seguintes equações:

$$a_1(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \omega_m t \quad (3.5)$$

$$a_2(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cos \omega_m t \quad (3.6)$$

As equações (3.7),(3.8),(3.9),(3.10), a seguir, expressam as variáveis mostradas acima.

$$\omega_m = \frac{2\pi V}{\lambda} \quad (3.7)$$

$$\omega_n = \omega_m \cos \frac{2\pi n}{N} \quad (3.8)$$

$$N_0 = \frac{1}{2} \left( \frac{N}{2} - 1 \right) \quad (3.9)$$

$$\beta_n = \frac{\pi n}{N_0} \quad (3.10)$$

Para as equações (3.5) e (3.6), a variável  $\omega_m$  representa o deslocamento doppler máximo;  $\omega_n$  representa o deslocamento doppler associado ao ângulo de chegada de cada componente de multipercurso;  $\beta$  representa a fase de cada componente de multipercurso e  $N_0$  é o número de osciladores de frequência para cada caminho. As equações (3.5) e (3.6), acima mostradas, modelam o desvanecimento Rayleigh, levando-se em conta as condições ideais de um ambiente suburbano[5], como é mostrado na Fig.4.1 (A região suburbana utilizada para as medições, foi o campus da UNICAMP).

### 3.2.1.2. Programa do desvanecimento Rayleigh em MatLab

O programa que simula o desvanecimento tipo Rayleigh[6] foi elaborado no software *Matlab* [4],[11],[14]. Foram utilizados alguns recursos funcionais do software, facilitando, assim, a montagem do programa. Neste caso, foram reproduzidas as equações (3.5) e (3.6), de acordo com as necessidades. O objetivo deste programa é de prover um referencial de comparação com as medidas de campo. Estas medições foram efetuadas no

perímetro da Unicamp e Cidade Universitária II, no sub-distrito de Barão Geraldo, na cidade de Campinas, São Paulo, como será mostrado no Capítulo 4 (vide Fig. 4.1).

Introduzindo, no programa, os valores adequados a cada caso, pode-se obter uma simulação precisa sobre o desvanecimento Rayleigh para aquele tipo de situação. No *Anexo I* é apresentada a listagem do programa utilizado para simulação destes modelos.

Quando o programa é executado, alguns parâmetros são requisitados para a realização da simulação, tais como tempo de amostragem ( $T_{\text{pack}}$ ), número de quadros de amostragem ( $n_{\text{frame}}$ ), número de pontos amostrados ( $L_{\text{total}}$ ), velocidade do móvel em km/h, ( $v_c$ ), e frequência de transmissão em MHz ( $f_c$ ). Estes dados alimentam a função que descreve o modelo, chamado de “jakes fading novo1” [6]. Nesta função, os dados introduzidos são processados de acordo com as equações (3.4), (3.6), (3.7), (3.8), (3.9), (3.10), sendo que o resultado desta simulação é um sinal com desvanecimento, como mostrado na Fig. 3.3. Para este caso, foram utilizados uma velocidade de 50 km/h, tempo de amostragem de 0.6 s, 400 pontos de amostragem e uma frequência de transmissão de 836 MHz. O eixo “X” é mostrado na escala linear e o eixo “Y”, em escala logarítmica.

O programa de simulação em *Matlab* foi executado em um computador PC com sistema operacional Windows 98<sup>®</sup>, processador Pentium 1.4 GHz, 512 Mbytes de memória RAM. O tempo de simulação para gerar as curvas de desvanecimento de 400 amostras foi menor que 1 s.

A quantidade de pontos foi determinada de acordo com a velocidade de processamento do nosso conversor D/A, que foi de 1,0 ms, entre amostras; com esse dado podemos ter uma noção dos pontos que podemos amostrar ao longo do tempo, e, para esta finalidade, foi utilizada a seguinte equação :

$$N_{\text{pontos}} = \frac{\text{tempo\_observação\_sinal}}{1 \text{ ms}} \quad (3.11)$$

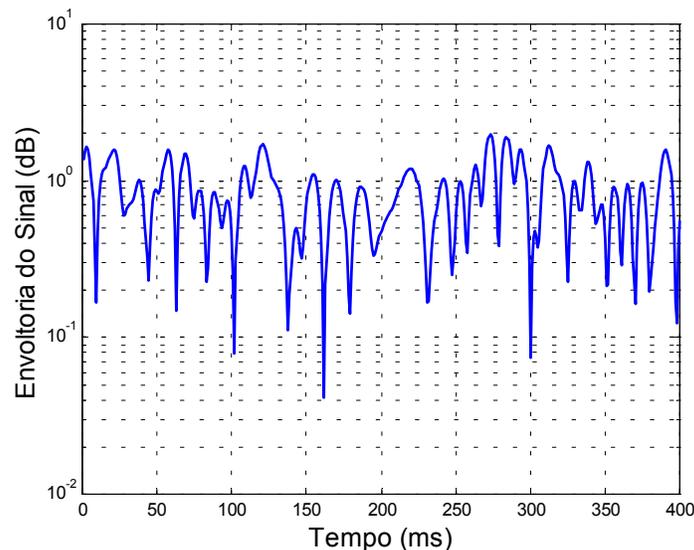
Para nosso caso, o *tempo\_observação\_sinal* foi de 600 ms, o que deu 600 pontos, visualizados no eixo “x” dos gráficos simulados.

Para atender à taxa de Nyquist, foi utilizada a seguinte equação [23] :

$$v.T_s \leq \frac{\lambda}{4} \quad (3.12)$$

onde  $v$  é a velocidade do móvel,  $T_s$  é o tempo entre amostras e  $\lambda$  é o comprimento de onda do sinal da portadora. Com esta equação, podemos calcular a velocidade máxima suportada pelo nosso simulador.

Os dados gerados pelo simulador da distribuição Rayleigh, são gravados em um arquivo de texto para que, em seguida, possam ser utilizados no programa de interface com o conversor D/A. Neste trabalho, somente foi desenvolvido o modelo de desvanecimento tipo Rayleigh, mas outros tipos de desvanecimento poderiam ser implementados, de forma a alimentarem o programa de interface com o conversor D/A, mostrado a seguir.



*Fig.3.3. Exemplo de uma simulação do canal de Rayleigh no software em MATLAB;  
os dados de simulação :  $v=50$  km/h,  $t=0,6$  s e  $f=836$  MHz.*

### **3.2.1.3. Programa de Interface entre o PC e o conversor D/A**

A finalidade do programa *Interface PC-conversorD/A* é o tratamento da informação proveniente da simulação dos modelos de Rayleigh. Na Fig.3.4, mostra-se a tela de

apresentação deste programa, onde tem-se vários itens importantes que devem ser observados antes de se executar o programa. Primeiramente, pode-se observar, na Fig. 3.4, que o botão *enviar*, está desativado. Isto acontece devido ao fato de o programa não ter, ainda, carregado um arquivo. Para que isto aconteça, há que se especificar o diretório no qual se encontra o arquivo da simulação, para, assim, tornar possível o carregamento da base de dados, como mostrado na Fig. 3.5. A tensão *default* de referência do programa é de 5 V, podendo ser alterada, desde que sejam feitas as alterações pertinentes nos *jumpers* da placa de conversão. A tensão utilizada neste trabalho é de 10 V.



Fig. 3.4. Tela de apresentação do programa de envio de dados para o conversor D/A

Finalmente, tem-se as opções de uma a quatro portas para a saída do sinal. Neste caso, pode-se mandar o sinal para uma porta, ou para várias portas ao mesmo tempo, de forma a simular casos em que existam vários multi-percursos relevantes, por exemplo. Na Fig. 3.4, foi mostrada a tela de apresentação do programa para o caso de todas as opções estarem habilitadas, ou seja, o arquivo a ser simulado está carregado e definido, assim como o canal de saída especificado. Para efetuar a simulação, os dados resultantes do modelamento têm que estar gravados em um arquivo tipo “texto”, com extensão “.dat” ou “.txt”, já que o programa só reconhece estes tipos de formato para a sua leitura.



Fig. 3.5. Tela do programa de conversão, com todas as configurações prontas para envio

### 3.2.2. Módulo de processamento de informação

Este módulo (vide Fig. 3.1) compreende a placa D/A, o amplificador e o atenuador de RF. A placa de conversão D/A recebe os dados simulados, referentes ao modelo matemático, através do programa de interface entre o computador e a placa D/A. Os dados digitais da simulação são convertidos em níveis de tensão analógicos pelo conversor D/A. Estes dados, após amplificação conveniente, irão alimentar o atenuador de RF.

A seguir, será detalhada a estrutura do conversor D/A, mostrando os detalhes de calibração para efetuar as medidas.

#### 3.2.2.1. Placa de conversão Digital /Analógica

O conversor Analógico/Digital foi construído em uma placa, que deve ser encaixada no computador (conector ISA). Esta placa converte os sinais digitais, gerados pelo programa de simulação, para sinais analógicos (níveis de tensão). Esta placa é composta por 4 canais analógicos, 2 canais digitais de entrada e 2 canais digitais de saída.

Os canais analógicos podem ser configurados individualmente para trabalhar de 0 a 10V ou de -10 V a +10 V . A placa aqui utilizada foi o modelo PDCDA4C , do fabricante Prodel.

### *Estrutura do conversor*

A resolução de bits , esta definida por:

- 4 Canais D/A independentes.
- 16 bits de saída digital.
- 16 bits de entrada digital.

### *Saídas Analógicas*

Canais	: 4 canais.
Resolução	: 12 bits.
Opções de saída	: 0 a +10 V (unipolar) -10 V a +10 V (bipolar)

### *Tensão de referência*

A placa de conversão está projetada para receber alimentação do próprio computador. Sendo assim, ela é alimentada com +10 V com uma variação mínima de 0,05 V, que podem ser ajustáveis em caso de variação.

No caso da placa ser alimentada externamente, ela terá que ser alimentada por uma fonte DC de -10 V a +10 V no máximo, ou 10 V em AC. No *driver* de saída, a corrente máxima tem que ser 5 mA.

### *Entrada Digital*

A placa de conversão D/A tem uma entrada digital de 16 bits, sendo que os 12 primeiros bits são de resolução e os outros 4 bits restantes são de sinalização, totalizando, assim, 16 bits .

Os Circuitos Integrados (CI) TTL, neste conversor, estão sendo operados com as seguintes especificações :

Entrada baixa : máximo de 0,8 V.

Entrada alta :           mínimo de 2,0 V.  
Consumo :               -0,4 mA para 0,5 V.  
                              0,05 mA para 2,7 V.

### ***Saída Digital.***

Canais :                 16 bits  
Nível :                 Compatível com TTL  
Saída baixa :           0,5 V, drenando 8 mA  
Saída alta :            2,4 V, fornecendo 0,05 mA.

### ***Informação Geral do conversor.***

Como dito anteriormente, a placa de conversão digital-analógica possui um conector ISA para ser conectada ao computador, como pode-se observar na foto mostrada na Fig. 3.6. Suas características técnicas de alimentação são:

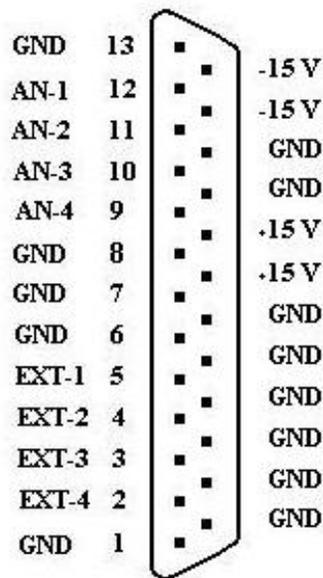
- Tensão de alimentação: +5 V
- Corrente: 500 mA,
- Tensão de saída:  $\pm 10$  V, 500 mA.



*Fig. 3.6. Estrutura da placa de conversão Digital-Analógica (placa D/A)*

### *Pinagem do conector de ENTRADA/SAÍDA Digital*

A estrutura da pinagem da placa D/A (mostrada na Fig. 3.6) foi importante para realizar os testes de continuidade de sinal. Este e outros testes foram efetuados para a verificação do software de interface entre o computador e a placa de conversão, a ser mostrado no Capítulo 5. O conector da Fig. 3.7, situado na saída da placa de conversão D/A, possui as seguintes saídas relevantes: pino 9, 10, 11, 12, são portas de saída analógicas do sinal, já convertidas em níveis de tensão; pinos 20 e 21, tensão de saída de  $-15\text{ V}$ ; pinos 24 e 25, tensão de saída de  $+15\text{ V}$ ; pinos 1,6,7,14,15,16,17,18,19,22 e 23 estão conectados ao terra. Cada uma das portas analógicas pode transmitir informação independente, ou seja, vários tipos de simulações, ao mesmo tempo, podem ser feitas, fato que será utilizado futuramente, nos próximos trabalhos.



*Fig.3.7. Detalhes da pinagem do conector de Entrada e Saída Digital*

#### **3.2.2.2. Atenuador de RF controlável**

Os atenuadores de RF são quadripolos que reduzem as potências dos sinais de microonda em uma determinada proporção, sendo amplamente utilizados para moduladores de AM, para ajuste de níveis de sinal e, em alguns casos, para adaptação de impedância nos diversos pontos dos equipamentos e sistemas.

Nestes quadripolos as impedâncias são constituídas geralmente de resistores o que, teoricamente, faz com que a atenuação resultante seja constante e independente da frequência. Além disto, há uma defasagem que aumenta, quase que linearmente, com a frequência, dentro da faixa de operação do dispositivo, de forma a garantir sua linearidade. O atenuador de RF, assim como o circuito amplificador do sinal (que é parte do *módulo de processamento de informação*), têm sua foto mostrada na Fig. 3.8.

Pode-se notar, também na figura abaixo, o cabo de conexão ao PC, terminado por um conector de 25 pinos, entrada e saída para o *buffer*, descrito mais à frente, entrada da tensão de controle do atenuador de RF, assim como a entrada e saída de RF (CDMA ou outro sinal modulado) com conectores tipo N.

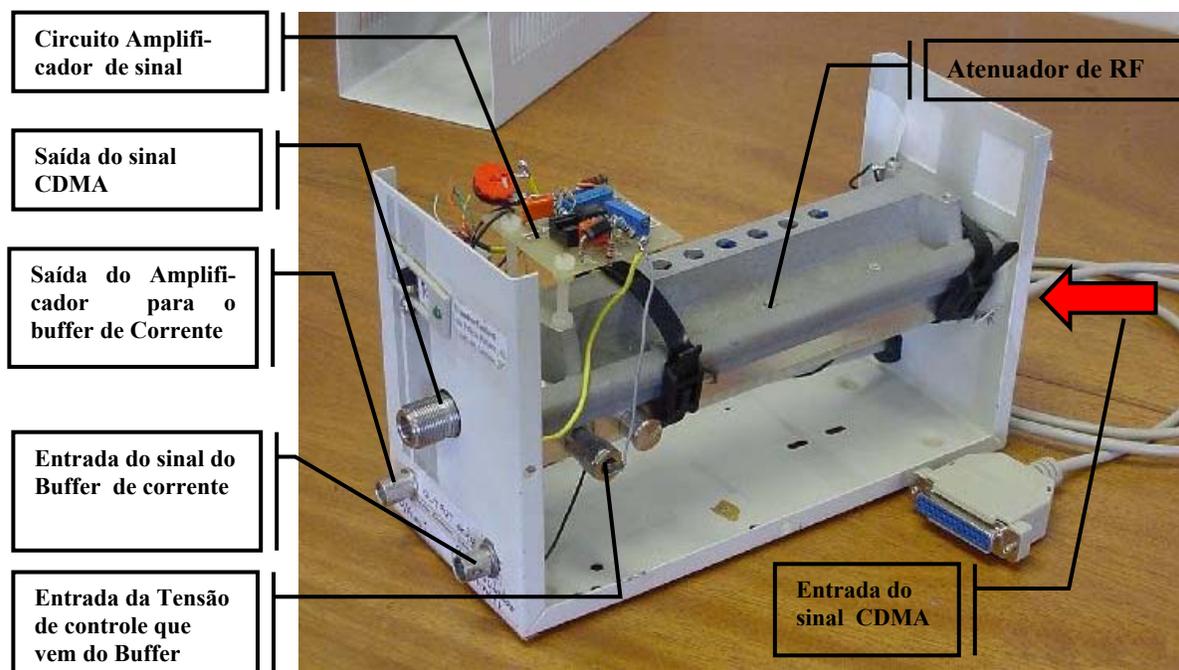


Fig. 3.8. Foto do módulo de processamento do emulador.

Antes de serem realizadas as calibrações do amplificador de sinal, o atenuador foi caracterizado para poder estabelecer suas propriedades. O atenuador foi caracterizado em uma faixa de frequência de 800 MHz a 2 GHz. Dentre todas essas medidas, foi escolhida a frequência de 836 MHz, para se fazerem as medidas de campo, assim como as simulações

de desvanecimento, frequência esta coerente com um dos canais da ERB SC611. A curva de calibração é mostrada na Fig. 3.9. No eixo “X “, mostra-se a atenuação experimental do atenuador e no eixo “Y “, representa-se a tensão (Voltagem) aplicada ao atenuador, em sua porta de controle.

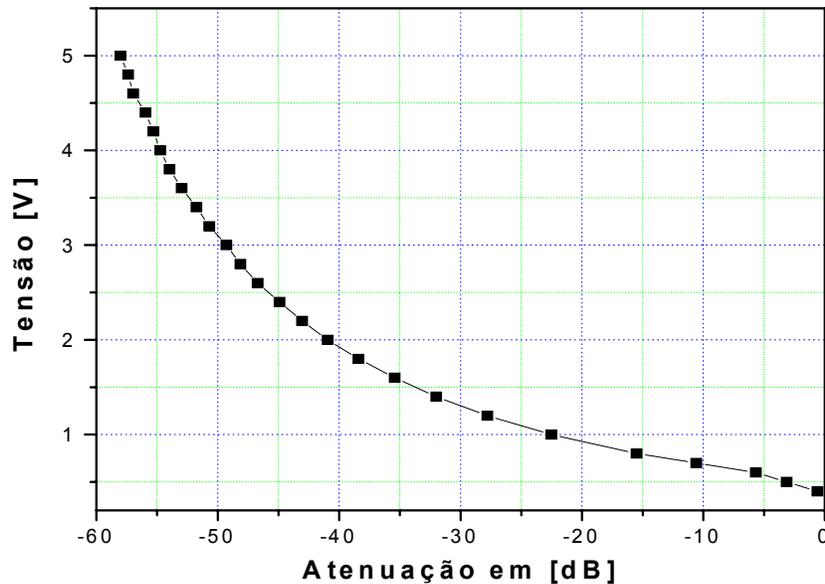


Fig. 3.9. Curva de caracterização do atenuador de Rádio-freqüência em 836 MHz

Como dito, a frequência de 836 MHz será utilizada como referência para a aquisição dos valores binários de tensão, que serão enviados para o conversor D/A, visando a emulação do desvanecimento. Estes valores, na prática, são válidos para toda a faixa de 800 MHz até 2 GHz, devido à grande banda plana do atenuador de RF aqui utilizado.

Na curva de caracterização do atenuador, foi feito um ajuste de pontos através de um polinômio de ordem seis, como é mostrado na Fig. 3.10. A equação do polinômio, ajustada para a curva, e que será utilizada para se obter os valores das tensões dentro dos limites de calibração do atenuador, pode ser expressa por:

$$Y = A + B_1 x + B_2 x^2 + B_3 x^3 + B_4 x^4 + B_5 x^5 + B_6 x^6 \quad (3.13)$$

A utilização das variáveis deste polinômio serão descritas posteriormente.

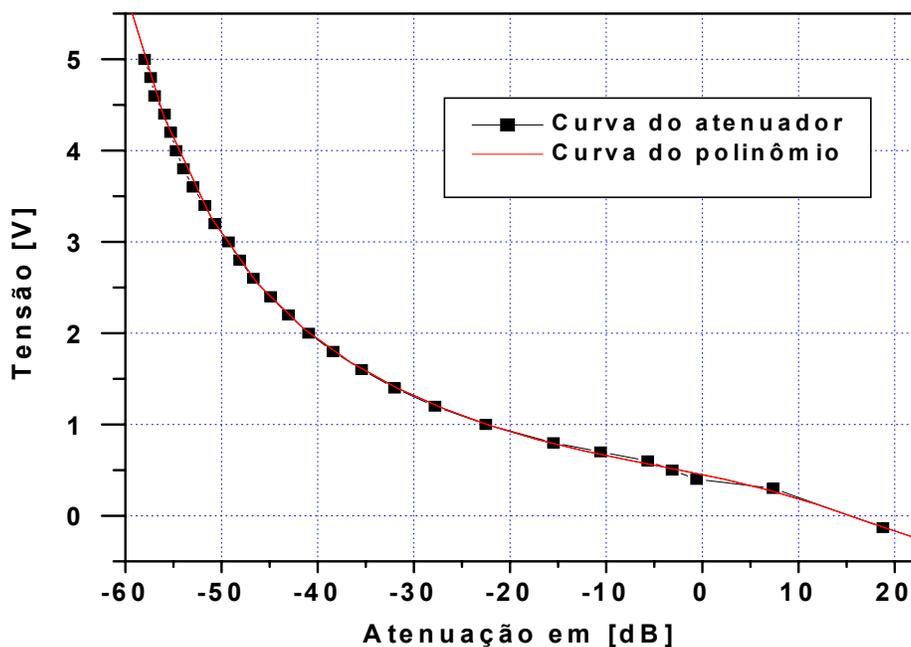


Fig. 3.10. Polinômio ajustado sobre a curva de caracterização do Atenuador de RF

Os coeficientes polinomiais utilizados na equação (3.13), de sexto grau, são mostrados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1. Parâmetros do polinômio do atenuador de RF

Parâmetros	Valor
A	0,45114
B <sub>1</sub>	-0,02163
B <sub>2</sub>	-3,07815 E-4
B <sub>3</sub>	-2,05626 E-5
B <sub>4</sub>	2,0134 E -7
B <sub>5</sub>	1,62394 E -8
B <sub>6</sub>	2,27779 E -10

A variável de tensão a ser aplicada ao atenuador, representada pela variável Y, será obtida pela multiplicação conveniente dos coeficientes polinomiais A, B<sub>1</sub>, B<sub>2</sub>, B<sub>3</sub> ..... e B<sub>6</sub>,

pela variável “x” e suas potências. Os valores desta variável, em decibéis, serão substituídos pelos valores de atenuação de desvanecimento, gerados na simulação para o modelo de Rayleigh, através do software *Matlab*. Estes valores, entretanto, são calculados para uma escala linear de atenuação. Conseqüentemente, sua conversão para decibéis necessita da equação (3.14), mostrada a seguir:

$$P_{\log} = 20 \log \left( \frac{\text{Valor\_Simulado\_MATLAB}}{\text{Max\_Valor\_da\_simulação}} \right) \quad (3.14)$$

Nesta equação,  $P_{\log}$ , será o resultado, em decibéis (dB). Uma vez transformados os valores da simulação de Rayleigh para dB, pode-se começar a substituir estes valores no lugar da variável “X” do polinômio. Assim, pode-se obter os valores de “Y” que serão as tensões, em volts, geradas para cada ponto de simulação.

Obtém-se, desta forma, após este processo, uma coluna de valores com tensões aleatórias, referentes à simulação do modelo de Rayleigh, sempre respeitando os limites máximo e mínimos do atenuador.

### **3.2.2.3. Circuito de amplificação do sinal de controle**

O circuito de amplificação, mostrado na Fig 3.11, tem a função de amplificar o sinal que vem do conversor Digital/Analógico para, em seguida, enviar este sinal para o atenuador. O circuito de amplificação emprega um amplificador operacional (tipo 741, com entrada em FET), juntamente com um amplificador de áudio (HP 6827 A), utilizado como *buffer*. O amplificador HP6827 foi necessário devido ao fato de que o atenuador de RF não pôde, na prática, ser alimentado unicamente pelo operacional (por necessitar um valor de corrente acima da capacidade do operacional). O circuito operacional utilizado tem a função de inverter e amplificar o sinal do conversor D/A. A inversão é necessária, visto que o conversor D/A fornece tensão de zero a +5 volts, e o atenuador de RF opera com zero a -5 volts.

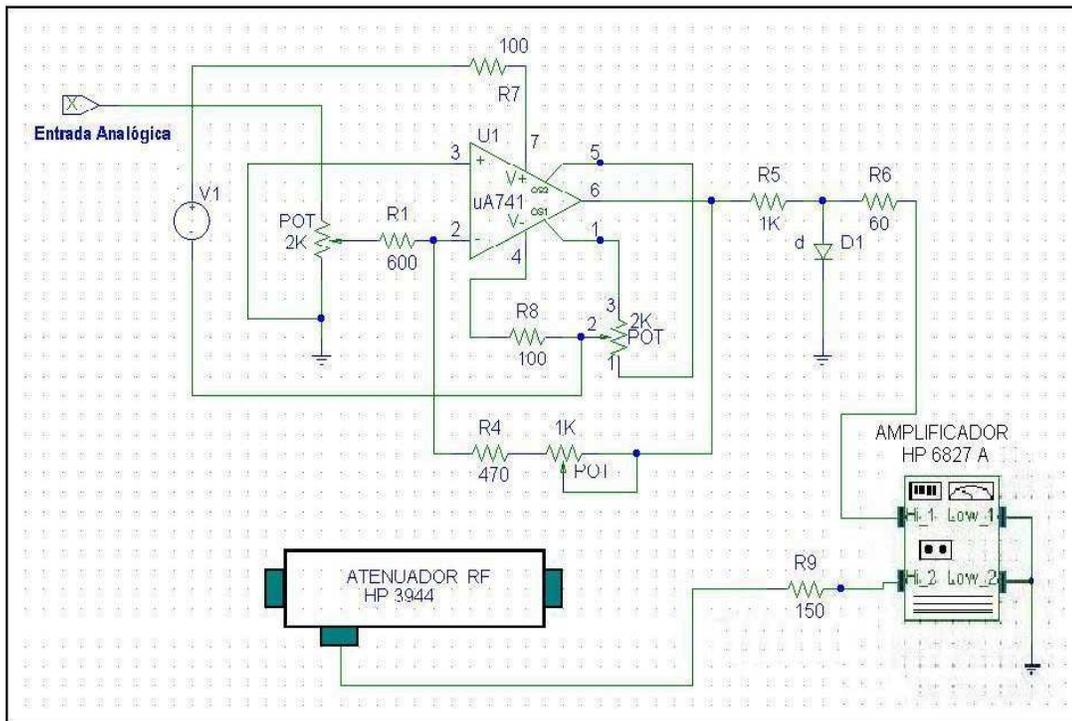


Fig 3.11. Circuito Eletrônico que amplifica o sinal do conversor D/A

Em acréscimo, o circuito prevê ganho variável (potenciômetro de  $2k\Omega$  e  $1k\Omega$ ) e ajuste de *offset* (potenciômetro de  $2k\Omega$  nas portas 4 e 1 do operacional), para compensar perdas e imprecisões da placa D/A. O sinal de saída do amplificador passa por um diodo retificador, D1, para eventualmente proteger o atenuador de RF durante os testes do circuito ou operação incorreta. A colocação de um resistor de  $150\ \Omega$ , em série com o atenuador de RF, é uma proteção adicional. O ganho do HP 6827 A foi ajustado para um valor aproximadamente igual à unidade, mas este ganho varia com a amplitude do sinal, gerando alguma não-linearidade, principalmente em altas frequências. As curvas de calibração do amplificador operacional e do *buffer* são mostradas a seguir.

### 3.2.2.4. Resposta do pré-amplificador operacional

As curvas de resposta do circuito operacional foram feitas utilizando-se uma onda triangular, de frequência variável, geradas pelo equipamento HP 8116A (Pulse/Function Generator, 50 MHz). As formas de onda geradas pelo HP8116A são mostradas na parte

superior das fotos do osciloscópio Tektronix 2221A, mostradas nas Fig. 3.12, 3.13, 3.14 e 3.15.

Na Fig. 3.12, pode-se verificar a resposta a uma onda triangular de 1150 Hz. Esta resposta, mostrada na figura inferior da foto, mostra a boa linearidade do operacional assim como a proteção assegurada pelo diodo D1 (vide Fig. 3.11).

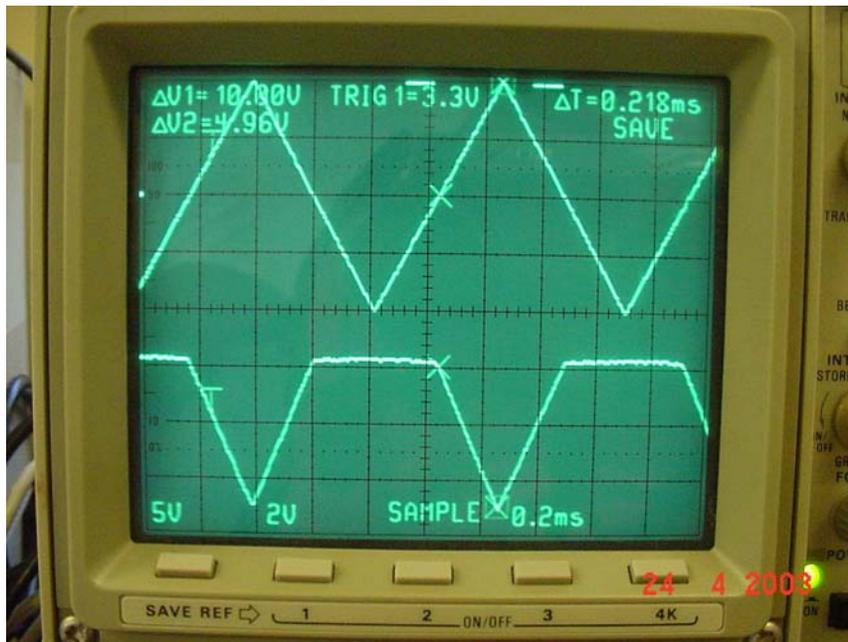


Fig. 3.12. Resposta do circuito Amplificador Operacional para uma  $f= 1150$  Hz

Na Fig. 3.13, pode-se verificar a resposta do amplificador operacional a uma onda triangular de 50 kHz. Esta resposta, mostrada na figura inferior da foto, mostra a razoável linearidade do operacional, até mesmo para estas freqüências relativamente altas, assim como a proteção assegurada pelo diodo D1. Maiores valores de freqüência não foram testados por serem desnecessários, uma vez que a máxima taxa enviada pelo conversor D/A é de um milissegundo, ou seja algo em torno de 1 kHz.

É interessante notar que o comprimento entre duas amostras consecutivas (a serem enviadas ao conversor D/A) deve ser menor que um quarto do comprimento de onda, para atender à taxa de Nyquist. Entretanto, este comprimento é a velocidade do móvel vezes o tempo entre duas amostras. Desta forma, a velocidade do móvel deve ser menor que um

quarto do comprimento de onda dividido pelo tempo entre amostras. Conseqüentemente, para um tempo entre amostras de um milissegundo (tempo mínimo para o conversor D/A utilizado) e o comprimento de onda de 36 centímetros ( $f = 836,37$  MHz) a velocidade do móvel deve ser menor do que 90 m/s o que corresponde a 324 quilômetros por hora. Desta forma, esta seria a velocidade limite do móvel a ser testado com o emulador deste trabalho.

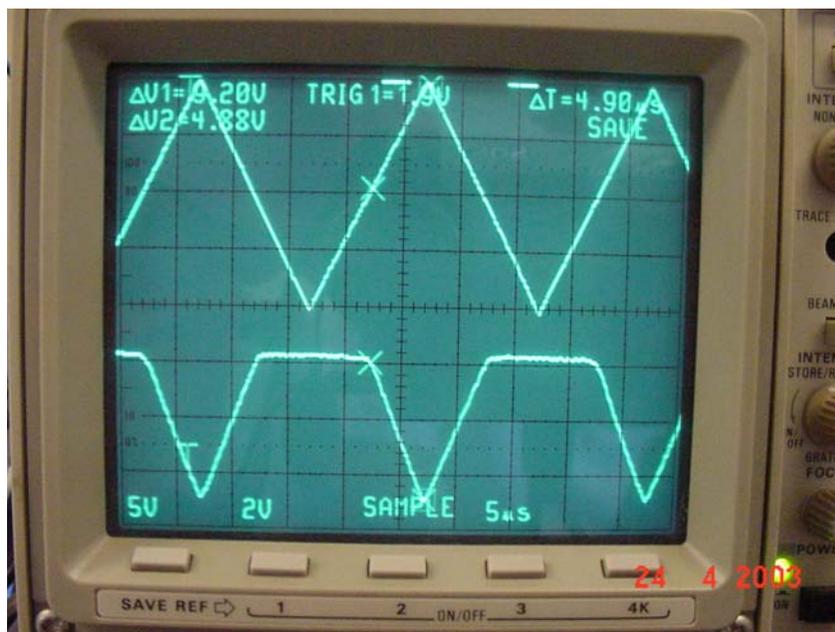


Fig. 3.13. Resposta do circuito Amplificador Operacional para uma  $f = 50$  kHz

O teste do circuito tipo *buffer* (amplificador HP 6827A – *bipolar power supply / amplifier*) é mostrado nas Fig. 3.14 e 3.15. Na Fig. 3.14, pode-se verificar a resposta a uma onda triangular de 1 kHz. Esta resposta, mostrada na figura inferior da foto, mostra a razoável linearidade do *buffer* (apesar de se poder notar uma discreta distorção no sinal), assim como a proteção assegurada pelo diodo D1 (vide Fig. 3.11). Notar que a tensão sobre o atenuador de RF aparece “clipada”, devido à atuação deste diodo de proteção.

A verificação da resposta do *buffer*, combinada com o operacional, a uma onda triangular de 10 kHz, apresenta uma resposta (não mostrada aqui), em que se verifica o início do comprometimento da linearidade. A proteção assegurada pelo diodo D1 continua eficaz. Maiores valores de frequência foram testados com sérios comprometimentos da

linearidade e com diminuição do ganho do circuito *buffer*. Isto ocorre porque o HP 6827A é feito para sinais de até 20 kHz. Como exemplo destas distorções, mostra-se na Fig. 3.15 a resposta do circuito *buffer* para sinais de 30 kHz. Também, pode-se notar, na Fig. 3.15 que a proteção do diodo continua efetiva para o atenuador de RF.

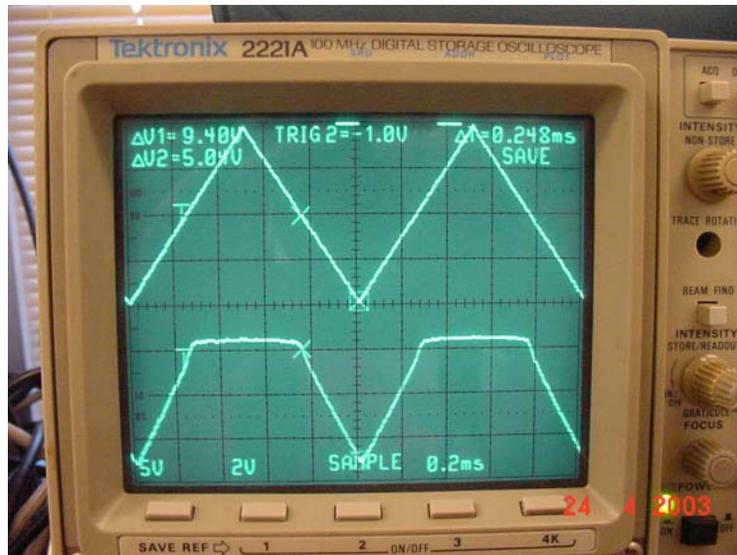


Fig. 3.14. Resposta do circuito *buffer* para uma  $f=1$  kHz

A resposta deste atenuador, para sinais de controle, foi testada com o auxílio de um gerador de sinal e o analisador de espectro, que mediu a envoltória do sinal (varredura com *zero span*). O atenuador de RF respondeu com boa linearidade a sinais de controle de onda triangular de até 3 kHz, conforme mostrado na Fig. 3.16. Devido à velocidade da varredura do analisador de espectro (com *zero span*) não ultrapassar 15 milissegundos, não foi possível efetuar os testes de resposta do controle do atenuador de RF para frequências maiores. Entretanto, como discutido anteriormente, estes sinais acima de muitos kHz não se fazem necessários para o emulador deste trabalho, desde que as velocidades do móvel estejam abaixo de 300 km/h.

### 3.3. Conclusões

Os módulos de processamento da informação e o módulo de simulação, que constituem o emulador de desvanecimento para a propagação tipo Rayleigh, tiveram

desempenho satisfatório. A boa linearidade do circuito de amplificação é uma garantia de que o sinal analógico gerado pelo conversor D/A será aplicado fielmente ao atenuador de RF. Por outro lado, o uso de um conversor D/A, com 12 bits, garante boa precisão para a conversão do sinal digital simulado pelo PC (software do *Matlab* descrito em 3.2.1) e a saída analógica. O emprego de um polinômio de ordem seis garante a boa precisão para a curva de calibração do atenuador de RF. A velocidade do conversor D/A utilizado limita a emulação do desvanecimento tipo Rayleigh para velocidades do móvel abaixo de 300 km/h.

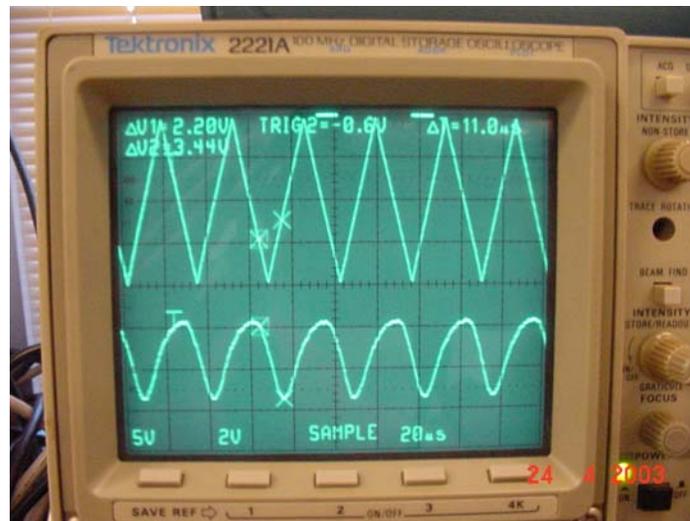


Fig. 3.15. Resposta do circuito Amplificador e Buffer para uma  $f= 30$  kHz

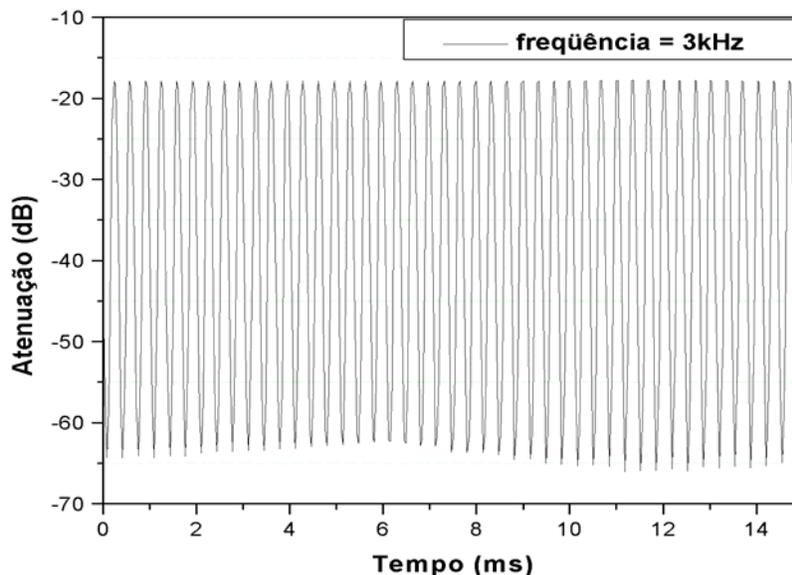


Fig. 3.16. Resposta do circuito de controle do atenuador de RF para uma  $f= 3$  kHz

# CAPÍTULO 4

## MONTAGEM EXPERIMENTAL PARA CARACTERIZAÇÃO DA PROPAGAÇÃO EM AMBIENTE SUBURBANO

### 4.1. Objetivos

Visando obtenção de resultados experimentais, para validar o emulador descrito no Capítulo 3, foram feitas medidas de campo no perímetro da Unicamp e Barão Geraldo, na região de Campinas, SP, como está sendo mostrado na Fig. 4.1. Este ambiente é típico para uma zona suburbana.

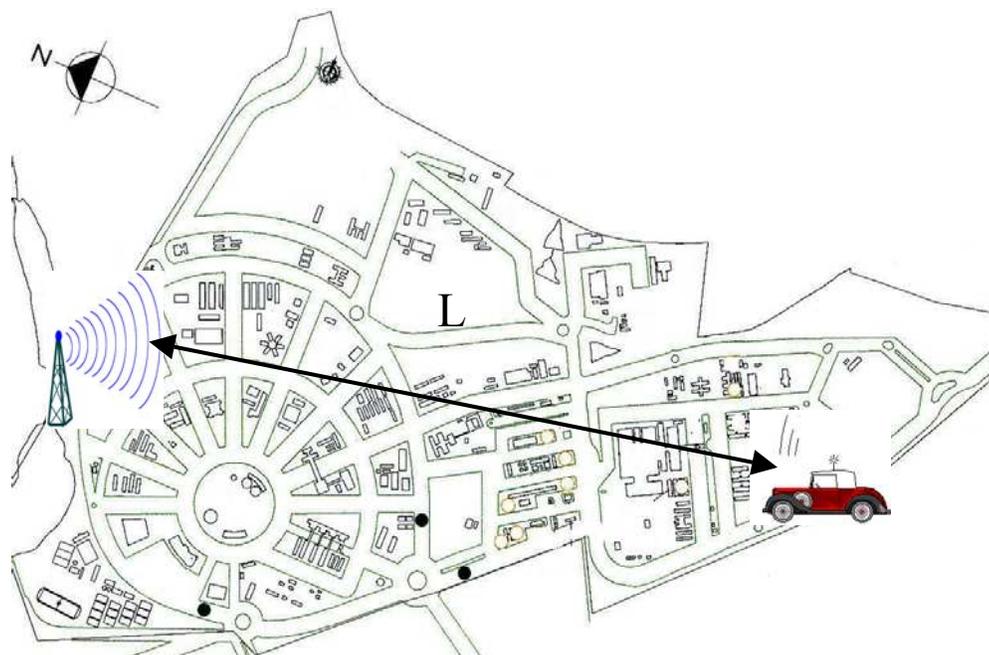


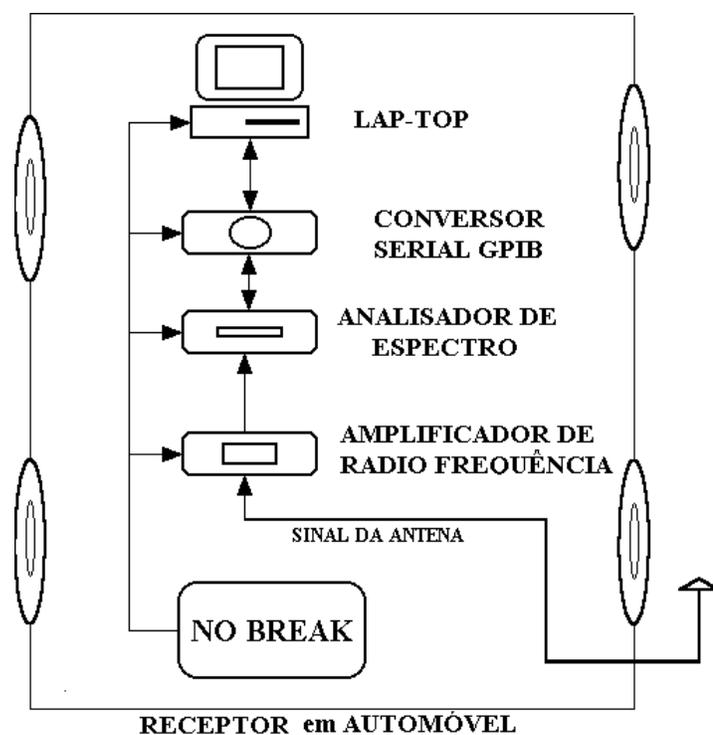
Fig. 4.1. Campus da UNICAMP especificando o perímetro de transmissão e o receptor móvel ( $L \approx 1431,5$  m), num ambiente suburbano.

## **4.2. Montagem para medições de campo**

Para fazer o levantamento de algumas medidas experimentais, foram montados dois módulos: o do móvel receptor e o da antena e gerador de transmissão.

### **4.2.1. Montagem do Móvel Receptor**

O sistema de recepção foi colocado em um veículo (Volkswagem), modelo Parati ano 2000, devido ao bom desempenho empiricamente obtido em relação a ruídos causados pela ignição do motor. Este sistema é mostrado na Fig. 4.2, detalhando a montagem feita para a realização das medições. Uma antena monopolo vertical recebe o sinal, o qual é pré-amplificado e enviado para um analisador de espectro, controlado por GPIB (IEEE 488.2). O computador Lap-Top (modelo Compac) controla o tempo de varredura e armazena os 401 pontos para cada varredura do analisador ( HP 8590B ). Todo o sistema é alimentado por um “No Break” com capacidade para 4 horas de teste, quando com a carga máxima (No Break fabricado pela Powerware, modelo 5121 ).



*Fig. 4.2 Esquema do receptor móvel para aquisição de dados de campo*

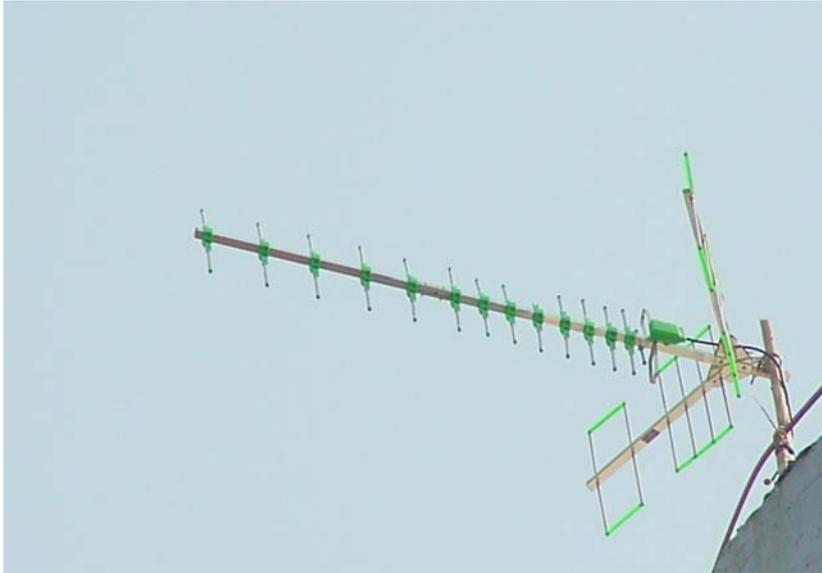
#### 4.2.2. Montagem da unidade de Transmissão

Para efetuar a transmissão utilizou-se uma antena YAGI, que será descrita a seguir.

##### 4.2.2.1. Antena de Transmissão

Para a transmissão do sinal, foi usada uma antena YAGI de 14 elementos com refletor de canto e 12 dBi de ganho (ver Fig. 4.3), devido à sua aplicação típica nas faixas de VHF e UHF, para enlaces compreendendo as frequências de 100 MHz a 1 GHz. Em testes de campo aberto, medidas do padrão de radiação forneceram uma largura de feixe de meia potência horizontal de  $40^\circ$  aproximadamente. Este tipo de antena Yagi foi utilizado por ser uma antena de baixo custo, leve, com boa diretividade e de fácil aquisição no mercado. Normalmente, em aplicações celulares são usados arranjos de dipolos polarizados verticalmente como antenas nas estações rádio-base. Nestas aplicações, a geometria empregada é aquela que está sendo mostrada na Fig. 4.3, isto é, não foi necessária, em termos de desempenho elétrico, a adoção de placas condutoras de continuidade[16].

Uma das aplicações comerciais desta antena é a transmissão e recepção de sinais de UHF (300 MHz a 3 GHz), primordialmente devido ao seu ganho alto e considerável largura de faixa. A antena YAGI contém um dipolo de meia onda alimentado e vários dipolos em curto (parasitas), colocados segundo a direção da máxima radiação desejada, como é mostrada na Fig. 4.3. Normalmente, a antena Yagi possui um excitador, vários diretores e um refletor apoiados sobre um suporte comum. Estes elementos destinam-se, respectivamente, a excitar a onda eletromagnética, dirigi-la na direção de máxima radiação desejada e refleti-la, também, nesta direção preferencial. Uma análise simples do comportamento dos parasitas pode ser obtida a partir da análise de um dipolo excitado em presença de apenas um elemento parasita, onde o conjunto é formado por um dipolo de meia onda alimentado e um elemento parasita. A onda eletromagnética, emitida pelo excitador, induzirá uma certa corrente no parasita que, por sua vez, reradiará parte da energia recebida. O campo distante é, assim, a soma vetorial dos campos emitidos pelo excitador e pelo parasita; no entanto, a onda radiada por este último possui uma fase otimizada em relação à do excitador, em função da diferença de percursos e defasagem elétrica entre as correntes[16].



*Fig. 4.3. Detalhe da antena YAGI utilizada na transmissão de RF para o móvel*

A transmissão do sinal foi feita de sobre uma torre de 30 metros de altura, onde foi montada uma estrutura composta por uma antena YAGI direcionada para a região onde seriam feitas as medidas (área suburbana), como mostra da Fig. 4.4, e uma gerador de sinal CDMA( HP 8935 ).



*Fig.4.4. Detalhe da antena YAGI instalada no topo de uma torre de 30 m para transmissão*

Como seria esperado, um aumento de diretividade na antena da estação rádio-base geralmente resulta em um acréscimo de potência recebida na unidade móvel. Contudo, mesmo que a energia transmitida pela antena da estação rádio-base seja direcional, o sinal recebido pelo móvel é ainda uma combinação de sinais diretos e refletidos dos espalhadores localizados em todas as direções ao redor do móvel. Considerando que a distância entre a antena transmissora e o local onde as medidas foram realizadas foi de aproximadamente *1400 m* e que foi utilizada uma antena monopolo para recepção do sinal, os efeitos de diretividade da antena YAGI sobre as medidas podem ser desprezados.

### 4.3. Conclusão

Como ilustração final, a foto do sistema receptor, instalado na unidade móvel, é mostrada na Fig. 4.5. O sistema funcionou a contento, operando por duas horas, sem interrupção da energia, sendo alimentado por um *No Break* com uma autonomia, para medição, de 6 horas. O resultados obtidos serão mostrados no capítulo a seguir.



Fig. 4.5. Sistema receptor instalado dentro de uma unidade móvel, pronto para realizar medições de campo.

# CAPÍTULO 5

## COMPARAÇÃO ENTRE A EMULAÇÃO DO DESVANECIMENTO E AS MEDIDAS DE CAMPO

### 5.1. Introdução

Apresentam-se as medidas de intensidade de sinal (envoltória), obtidas em campo, e os resultados obtidos através da simulação, de forma a comprovar a validade das idéias envolvidas neste trabalho. De forma geral, os resultados são preliminares, uma vez que, para validade estatística, uma grande quantidade de valores, em diversos locais, precisariam ser obtidos, sendo que estes procedimentos serão objeto de futuros trabalhos.

### 5.2. Montagem laboratorial

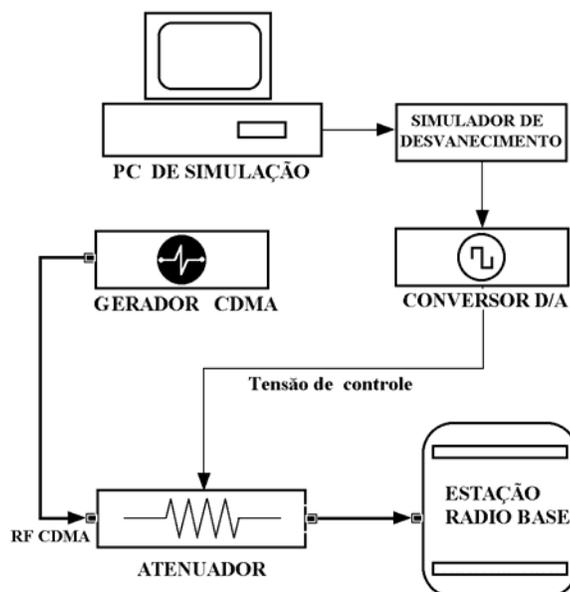


Fig. 5.1. Seqüência de tratamento de dados na ERB

Como descrito anteriormente, o emulador de propagação (vide Fig. 5.1) contém um programa de desvanecimento, utilizando-se dos softwares *Matlab* e *Delphi*, um módulo de conversão digital-analógico e um atenuador de RF. O gerador CDMA e um receptor celular (ou a Estação Rádio-Base - ERB) completam o sistema geral de testes. O programa de simulação do desvanecimento tipo Rayleigh é implementado através de características predefinidas do meio, de acordo com as condições do ambiente e segundo as equações dos modelos matemáticos mostradas no Capítulo 3. Os resultados numéricos, obtidos através da simulação dos modelos matemáticos, são gerados através de um programa feito no software *Matlab*. Em seguida, eles são salvos em um arquivo com extensão de texto, para, posteriormente, serem recuperados em um programa que usa o software *Delphi*. Este programa faz a interface entre o computador e o conversor D/A. Na saída da placa de conversão, tem-se um sinal com desvanecimento, representado por níveis analógicos de tensão que variam com o tempo, de acordo com as características do atenuador. Estes valores de tensão alimentam o atenuador de Rádio-Freqüência, seguindo a calibração previamente realizada (vide Capítulo 3).

Foi utilizado um gerador de sinal CDMA, para as bandas A, B e C, sintonizado em uma freqüência de 836 MHz. O sinal CDMA, ao passar pelo atenuador de RF, sofre um desvanecimento Rayleigh (gerado pelo simulador), não-seletivo em freqüência, caracterizando um desvanecimento tipo plano. O sinal processado pelo atenuador de Rádio Freqüência pode, então, ser enviado para a Estação Rádio-Base (ERB), visando testar seu desempenho em ambiente laboratorial, como mostrado na Fig. 5.1.

### **5.3. Gerador de RF**

O gerador utilizado neste trabalho é da marca Agilent, modelo 8935. Este equipamento tem a capacidade de gerar e analisar sinais com padrão CDMA, suportando as bandas celulares nas freqüências de 800 MHz a 1 GHz e de 1,7 MHz a 2 GHz. Também pode gerar sinais de RF (modulado em AM e FM) nas freqüências de 400 kHz a 1 MHz e de 1,7 MHz a 2 GHz. Na Fig. 5.2, mostra-se uma foto deste equipamento gerando um sinal CDMA.



Fig .5.2. Gerador de padrão CDMA, IS 95 , da marca Agilent modelo 8935

#### 5.4. Sistema de Estação Rádio Base (ERB)

Um modelo de estação rádio-base da Motorola para uso em micro-célula (BSS-Base Station System), padrão CDMA, é mostrada resumidamente na Fig.5.3 . O CBSC ( *Centralized Base Station Controler*) é o Controlador Centralizado das Estações Rádio-Base e atua de forma remota em várias BTSs ( *Base Transceiver Station* ou Estações Bases Transceptoras). O CBSC contém dois sub-módulos, o MM ( *Mobility Manager* ou Gerenciador de Mobilidade), que controla todas as funções de processamento de chamadas (este módulo inclui o estabelecimento, supervisão e desconexão de chamadas) e o segundo sub-módulo XC ( *Transcoder Frame* ou Quadro do Transcodificador ), que fornece as funções de transcodificação e comutação.

A BTS, Estação Base Transceptora ou ERB, é o módulo que estabelece a interface da rede com a unidade móvel. Por último, o OMC-R ( *Operation Maintenance Center - Radio* ou Centro de Operações e Manutenção – Rádio) é aquele que executa todas as funções de gerenciamento de falhas da rede celular, realizando o gerenciamento de todos os dados que passam pela ERB.

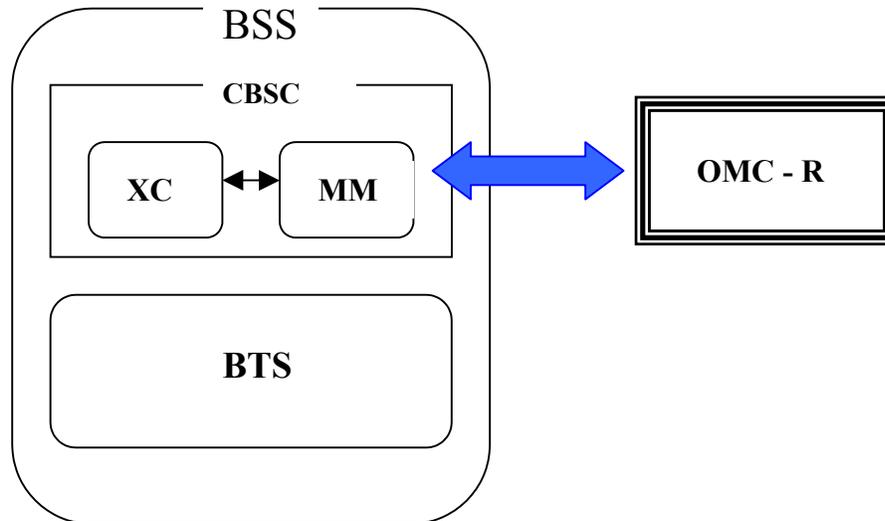


Fig. 5.3. Estrutura de uma Estação Rádio Base(ERB), BS 611

Os resultados para a ERB SC611, da Motorola, não serão apresentados nesta tese. Sua integração e análise detalhada serão objetos de futuros trabalhos do grupo.

### 5.5. Resultados das comparações das Medidas de Campo e Simulações

As medidas de campo foram feitas em uma área suburbana, como descrito em capítulos anteriores, sendo mostradas a seguir.

Na Fig.5.4, mostra-se o resultado de uma simulação Rayleigh através do programa do Anexo I. Considerou-se um móvel com velocidade de 50 km/h, frequência de transmissão de 836,37 MHz, sendo que o sinal foi amostrado durante 600 ms, totalizando 401 pontos de amostragem. O tempo entre amostras (que é o inverso da frequência de amostragem) é calculado dividindo-se o tempo de observação do sinal pelo número de amostras. Desta forma, o número de pontos de simulação iguala o número de pontos experimentais da varredura do analisador de espectro (total de 401 pontos experimentais).

Na Fig.5.5 é mostrado o resultado de uma medição típica de campo, feita no campus da UNICAMP (Fig. 4.1). A velocidade do carro foi de 50 km/h, o tempo de

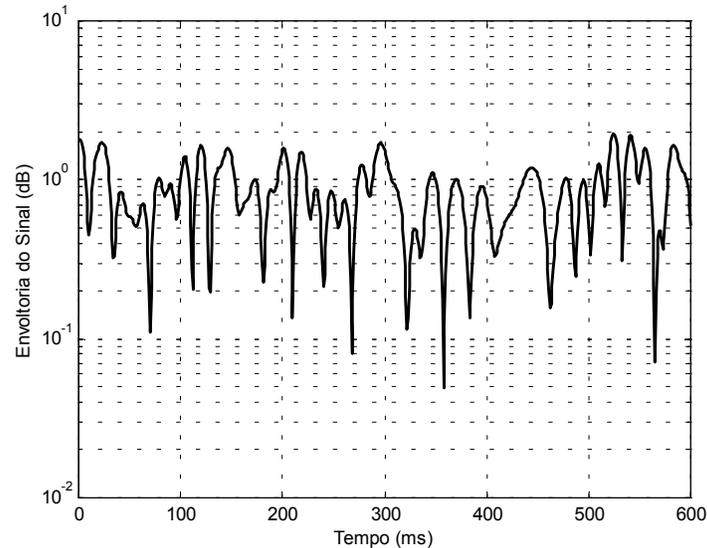


Fig.5.4 . Resultado de SIMULAÇÃO , onde  $V=50 \text{ km/h}$ ,  $t=0.6 \text{ s}$ ,  $f = 836,37 \text{ MHz}$

varredura do analisador de espectros (HP 8590B em *zero span*) durou 600 ms (de forma a preencher o total de 401 pontos experimentais) para uma frequência central de  $f = 836,37 \text{ MHz}$ . Pode-se observar, nas Fig. 5.4 e 5.5, que as variações das envoltórias são semelhantes. Ainda, da Fig. 5.5 é possível observar o sinal de desvanecimento rápido sobreposto em alguma variação da média local da envoltória. De acordo com Lee [20], o comprimento da seção de sinal para cálculo da média local é de  $40\lambda$ , se a envoltória é considerada variar de acordo com a distribuição de Rayleigh. A seção de sinal observada na Fig. 5.5 tem um comprimento de  $Vt \approx 8 \text{ m}$ , o que corresponde aproximadamente à metade de  $40\lambda \approx 14 \text{ m}$ . Portanto, para esta seção de sinal,  $40\lambda$  não é apropriada para cálculo da média local e um comprimento menor deve ser determinado. Esta variação da média local não foi considerada quando calculando as funções de distribuição cumulativa do sinal de desvanecimento como será visto na Seção 5.6.

Na Fig.5.6, mostra-se o resultado de uma simulação com um móvel com velocidade de 60 km/h, sinal amostrado durante 200 ms, totalizando 401 pontos de amostragem. e uma frequência de transmissão de 836,37 MHz. Na Fig.5.7, mostra-se o resultado experimental, feito no campus da UNICAMP (Fig.4.1), velocidade do carro igual a 60 km/h, tempo de

varredura igual a 200 ms (total de 401 pontos experimentais) e  $f = 836,37$  MHz. Pode-se observar novamente, nas figuras abaixo, que as variações das envoltórias são parecidas.

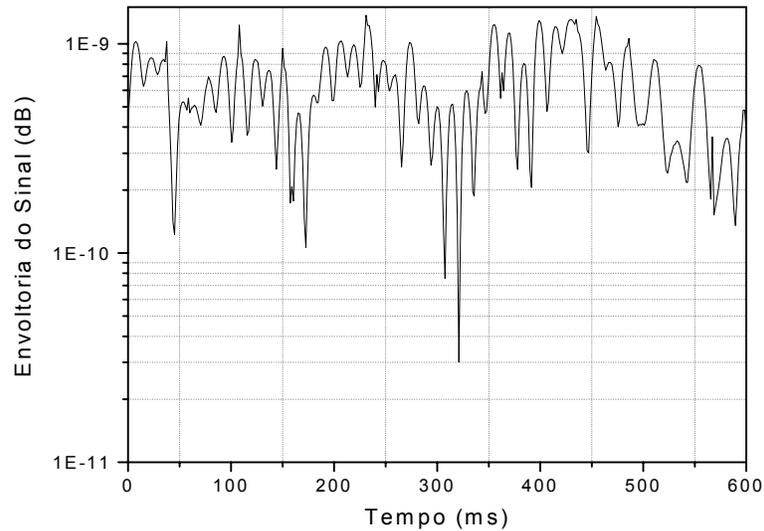


Fig. 5.5. Resultado EXPERIMENTAL, onde  $v=50$  km/h,  $t=0,6$  s,  $f = 836,37$  MHz

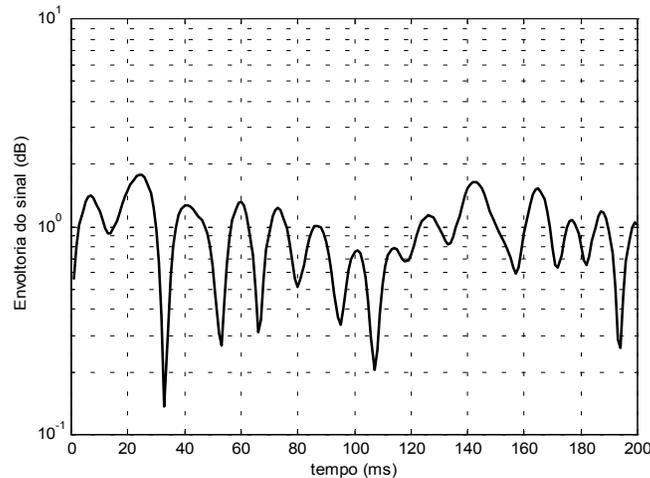


Fig.5.6. Resultado de SIMULAÇÃO, onde  $v=60$  km/h,  $t=0,2$  s,  $f = 836,37$  MHz.

Notar que, na Fig. 5.6 e 5.7, foi utilizada uma base de tempo menor, devido à maior velocidade do móvel. Além disso, pode-se notar que a razão entre o valor máximo e o mínimo do desvanecimento teórico das envoltórias nas Fig. 5.4 e 5.5 é de  $1,8 \div 5 \times 10^{-2}$ ,

ou seja, é igual a 36 dB. Os mesmos valores experimentais são, aproximadamente, de  $1,2 \times 10^{-9} \div 3,5 \times 10^{-11}$ , ou seja, um valor, aproximadamente, igual a 34 dB. Isto evidencia uma boa concordância estatística entre a envoltória simulada e a experimental.

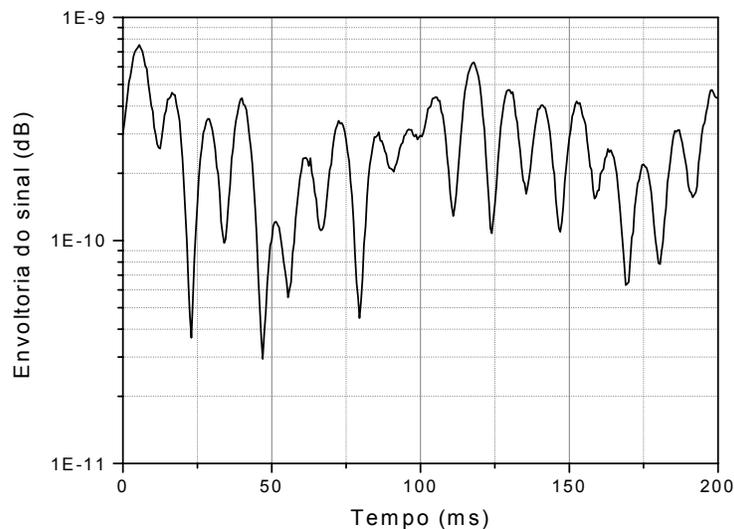


Fig. 5.7. Resultado EXPERIMENTAL, onde  $V=60 \text{ km/h}$ ,  $t=0,2 \text{ s}$ ,  $f=836,37 \text{ MHz}$

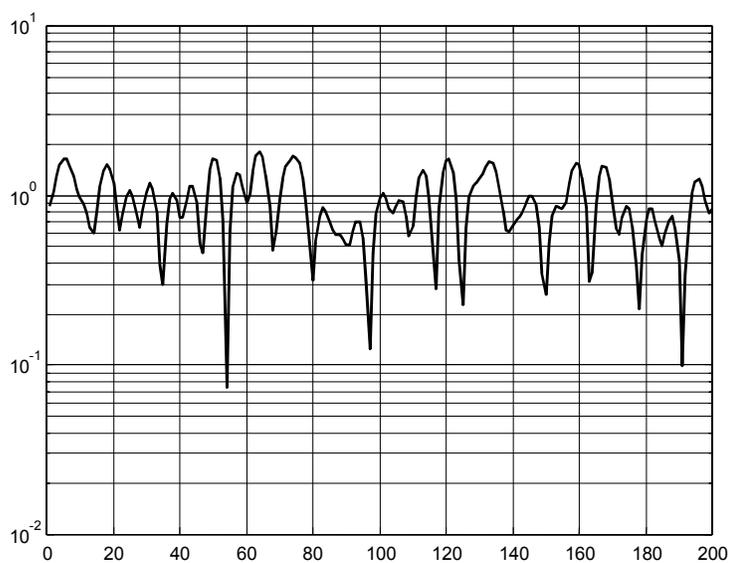


Fig. 5.8. Resultado SIMULADO, onde  $V=70 \text{ km/h}$ ,  $t=0,2 \text{ s}$ ,  $f=836,37 \text{ MHz}$

A Fig.5.8 é resultado de uma simulação para uma velocidade de 70 km/h, tempo do sinal amostrado de 200 ms e uma frequência de transmissão de 836,37 MHz. Na Fig. 5.9 mostra-se o resultado de uma medição de campo, com uma velocidade de 70 km/h, tempo de amostragem de 200 ms e uma frequência de transmissão de 836,37 MHz. Mais uma vez, apesar da elevada velocidade do móvel, nota-se uma razoável concordância entre os valores medidos e simulados, evidenciando o bom desempenho da técnica aqui introduzida.

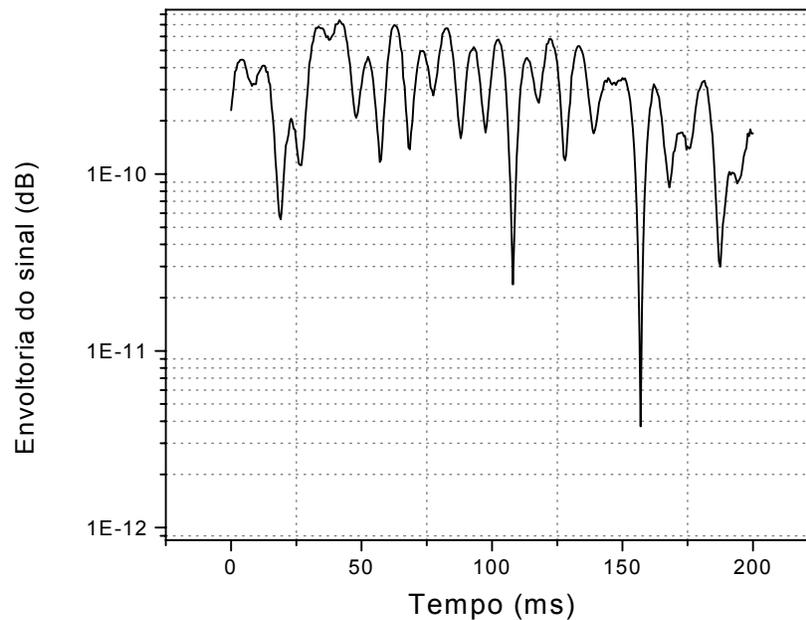


Fig. 5.9. Resultado EXPERIMENTAL, onde  $V=70$  km/h,,  $t=0,2$  s,  $f = 836,37$  MHz.

### 5.6. Medidas das envoltórias do sinal com desvanecimento

As medidas, apresentadas a seguir, resultam dos experimentos laboratoriais efetuados para os sinais simulados, após sua passagem pelo conversor digital-analógico ou conversor D/A (vide Fig. 3.6, módulo de processamento). Neste sentido, o sinal é simulado digitalmente para a distribuição Rayleigh, em uma seqüência de valores digitais. Cada um destes valores é convertido para um sinal de tensão analógica. Como a seqüência de valores digitais possui um intervalo de tempo entre cada valor, a seqüência de sinais analógicos será variável no tempo. Devido às características da formatação do programa e do

conversor D/A utilizados, estes intervalos de tempo, entre dois valores binários, são de um milissegundo. Desta forma, os sinais binários, à medida que são convertidos, geram um sinal analógico, variável no tempo, com dependência temporal associada a um determinado conjunto *PC-software-conversor D/A*. Estes sinais foram registrados em um osciloscópio (Tektronics 2221A), conforme mostra-se a seguir.

Concomitantemente ao processo acima descrito, envia-se um sinal de RF (em 836,37 MHz, neste caso) para a porta de entrada do atenuador de RF. Desta forma, ao aplicar-se o sinal analógico de tensão (após seu processamento pelo amplificador e *buffer*, mostrados no Capítulo 3) na porta de controle do atenuador de RF, aparece, na porta de saída de RF deste atenuador, um sinal de microonda com desvanecimento no tempo. Neste trabalho, o sinal de microonda foi detectado por um Analisador de Espectro (HP 8590B) cuja varredura, de 401 pontos, foi colocada em *zero span*. O *trigger* do HP8590B foi disparado ao mesmo tempo em que a seqüência de tensão analógica chegava no osciloscópio. Desta forma, os desvanecimentos de tensão e microondas puderam ser gravados experimentalmente, em função do tempo, na forma de gráficos.

A foto desta montagem é mostrada na Fig. 5.10, podendo-se notar os resultados dos desvanecimentos nas telas do osciloscópio e do analisador de espectro .

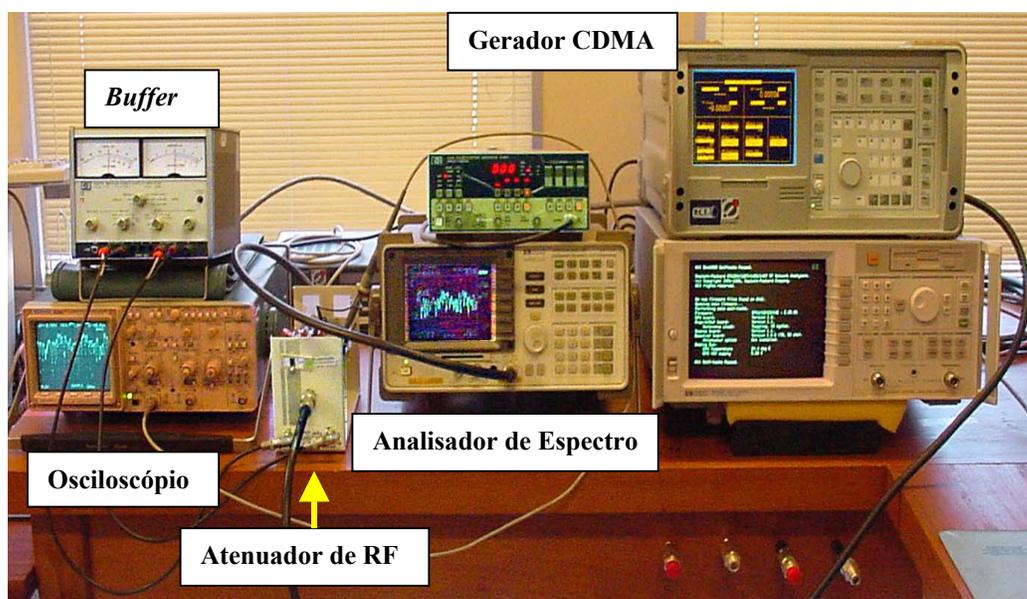


Fig. 5.10. Foto da montagem experimental da emulação

Após a simulação com o *Matlab*, obtém-se uma seqüência de pontos, referente a uma distribuição de Rayleigh, de acordo com os parâmetros introduzidos. O resultado da simulação para  $v=30$  km/h,  $t=0,6$  s,  $f=836,37$  MHz e 600 pontos de amostragem, é apresentado na Fig. 5.11(a). A quantidade de pontos foi determinada de acordo com a Equação (3.11), mostrada no Capítulo 3. Para validar os valores de velocidade aqui utilizados, empregou-se a metodologia descrita pela equação de Nyquist (vide Equação (3.12), Capítulo 3).

Os dados no *Matlab*, em princípio, não são normalizados. Para sua melhor visualização, utilizou-se a escala logarítmica. Posteriormente à simulação com o software *Matlab*, os dados são transformados para uma escala em dB normalizada (através da equação (3.14), do Cap. 3). Em seguida, estes valores são equacionados através da curva de caracterização descrita pelo polinômio (vide Cap. 3, Fig. 3.10). Após esta parametrização, os dados são salvos em um arquivo, com extensão *.txt*, para sua posterior recuperação e envio para o conversor D/A. Na Fig. 5.11(b) é mostrada a foto da tela do osciloscópio (Tektronics 2221A), com os dados analógicos de simulação, após a saída do conversor, os quais serão aplicados na entrada de controle do atenuador de RF.

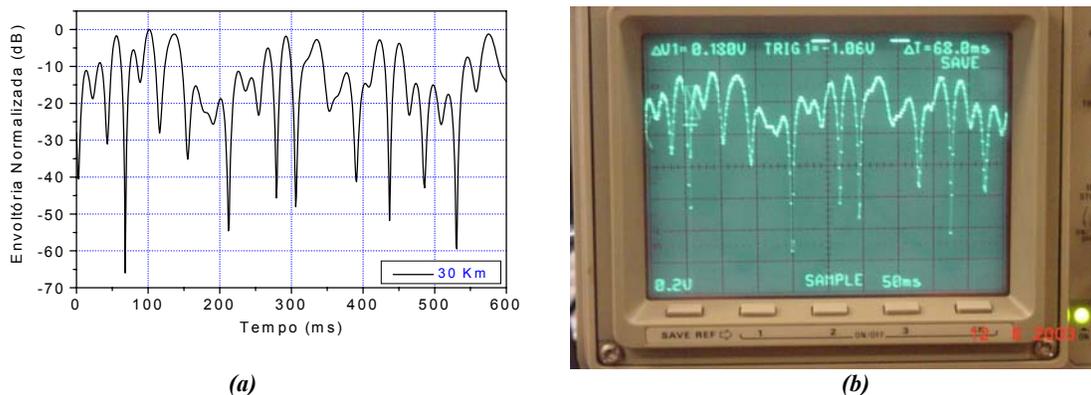


Fig. 5.11. Resultados da simulação da distribuição de Rayleigh após a saída do programa de simulação, com  $v=30$  km/h (a) e após o conversor D/A (b).

Pode-se notar que os dados do simulador, mostrados na Fig. 5.11(a), são quase idênticos aos do gráfico mostrado na tela do osciloscópio, na Fig 5.11(b). Portanto, pode-se concluir que os dados, depois de passarem por alguns processos, continuam coerentes e sem distorções. Na Fig. 5.12(a), mostra-se o gráfico que foi capturado pelo analisador de

espectro, após o atenuador de RF. Comparando com o gráfico da Fig. 5.11(a), acima mostrado, pode-se perceber que a curva medida pelo analisador (Fig. 5.12(a)) apresenta picos de valores mínimos com módulos maiores que os da curva simulada. Isto se deve ao fato da curva adquirida pelo analisador ter sido amostrada com aproximadamente 300 pontos, metade do número de amostras da curva simulada (Fig. 5.11(a)). Assim, os valores mínimos de envoltória foram detectados de forma insuficiente pelo analisador de espectro, em *zero span*. Concluindo, a envoltória do sinal de RF varia de acordo com a atenuação que, por sua vez, é função do sinal de tensão aplicada na entrada de controle do atenuador de RF, como se mostra na Fig. 5.12(a).

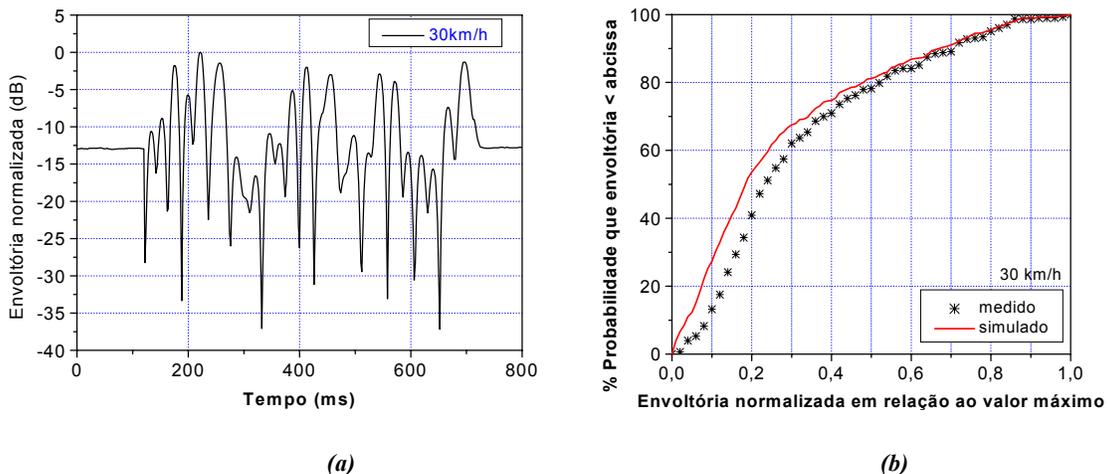


Fig. 5.12. (a) Gráfico da envoltória de RF com desvanecimento, registrada no analisador de espectro  
 (b) comparação de probabilidades entre os dados simulados e os dados do resultado final

Na Fig. 5.12(b), mostra-se a comparação das funções de distribuição de probabilidade cumulativa da envoltória simulada (Fig. 5.11(a)) com a envoltória medida no analisador (Fig. 5.12(a)). Desta figura, nota-se que a probabilidade de que a envoltória seja menor que um certo valor é sempre maior para os valores simulados do que para os valores medidos. Isto se deve ao fato da curva medida ter sido adquirida no analisador de espectro com, aproximadamente, 300 amostras, resultando em valores mínimos de envoltória não terem sido apropriadamente amostrados, conforme descrito anteriormente. Na tentativa de se resolver esta deficiência, no futuro será adquirido um analisador de espectro com maior número de pontos de amostragem.

Nas Fig. 5.13(a) e Fig. 5.13(b), são mostrados os gráficos da simulação em *Matlab*, para uma  $v=60$  km/h. Este gráfico já foi normalizado (através da Equação (3.14), do Capítulo 3) e foi amostrado com 600 pontos, para poder atender à taxa de Nyquist (vide Equação (3.12), no Capítulo 3), de acordo com as especificações acima feitas.

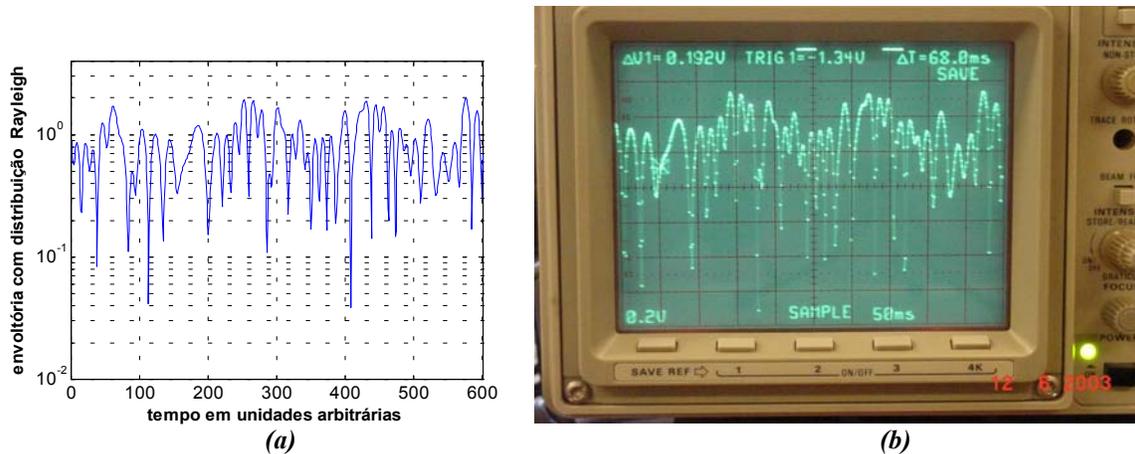


Fig. 5.13 Resultados da simulação da distribuição de Rayleigh já normalizados, com  $v=60$  km/h (a), Foto do osciloscópio mostrando a distribuição de Rayleigh, após o conversor D/A (b).

Na Fig. 5.14(a), apresenta-se o resultado final dos dados que já passaram pelo atenuador, como descritos para os gráficos anteriores. Na Fig. 5.14(b), foram comparadas as funções de distribuição de probabilidade cumulativa, calculadas para as envoltórias normalizadas dos dados de simulação e os medidos pelo analisador de espectro. Pode-se notar boa concordância entre as curvas. As discrepâncias podem ser atribuídas aos erros de quantização do conversor D/A, assim como ao número finito insuficiente de pontos de medida, por parte do analisador de espectro, que adquire os valores da potência de RF.

Na Fig. 5.15 são mostradas as funções de *Distribuição de Probabilidade Cumulativa* de envoltórias para simulações em diferentes velocidades. Fica claro, neste gráfico, que, para a velocidade de 60 km/h e valores baixos de envoltória, a função distribuição é significativamente maior, ou seja, a probabilidade de que a envoltória seja menor do que um certo valor é maior para uma maior velocidade do móvel. Isto se deve ao fato de que, para velocidades maiores, a taxa (no tempo) dos cruzamentos de nível aumenta. Conseqüentemente, a envoltória apresenta um maior número de pontos abaixo de

um determinado nível. Por exemplo, na Fig. 5.15, a probabilidade de que os valores da envoltória estejam abaixo de 0,2 é, aproximadamente, 50% para uma velocidade de 30 km/h, e vale, aproximadamente, 68 % para uma velocidade de 60 km/h.

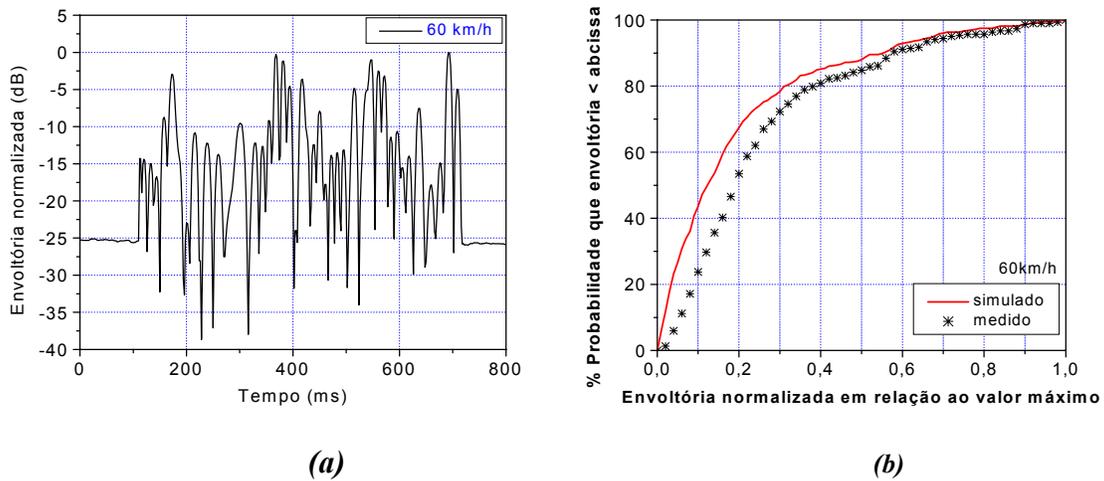


Fig. 5.14. (a) Gráfico visualizado no analisador de espectro, como resultados da simulação final, já com a sinal de RF anexado, (b) comparação de probabilidades entre os dados simulados e os dados do resultado final

Comparação das funções distribuição para envoltórias simuladas em diferentes velocidades

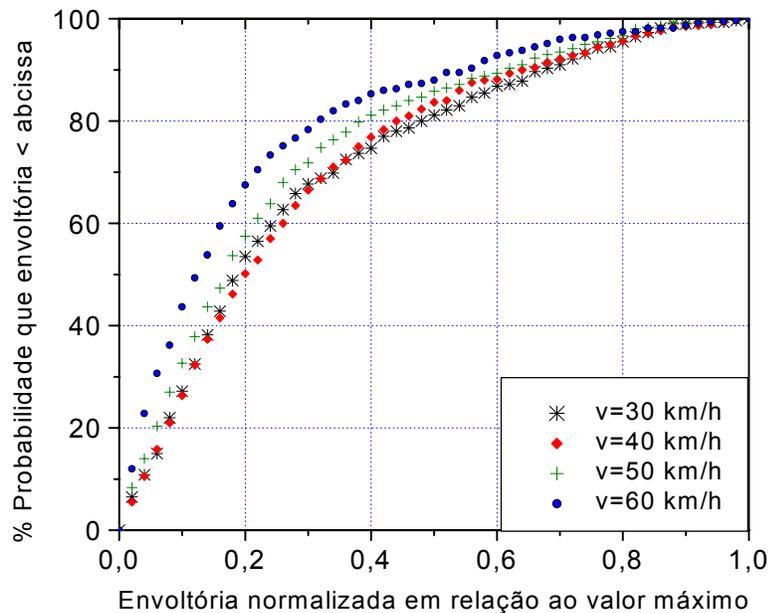


Fig. 5.15. Distribuição de probabilidade de envoltórias simuladas para várias velocidades

De forma a comparar os valores obtidos pelo simulador (resultados Seção 5.6) com a prática de um enlace de comunicações (resultados da Seção 5.5), as funções de *Distribuição de Probabilidade Cumulativas* de envoltórias, relativas às medidas de campo, são apresentadas na Fig. 5.16, simultaneamente com os valores simulados, após o atenuador de RF. Estes valores são apresentados para uma velocidade de 60 km/h. Pode-se notar que existe uma diferença entre os valores de distribuição de probabilidade para valores medidos em campo e os obtidos em simulação.

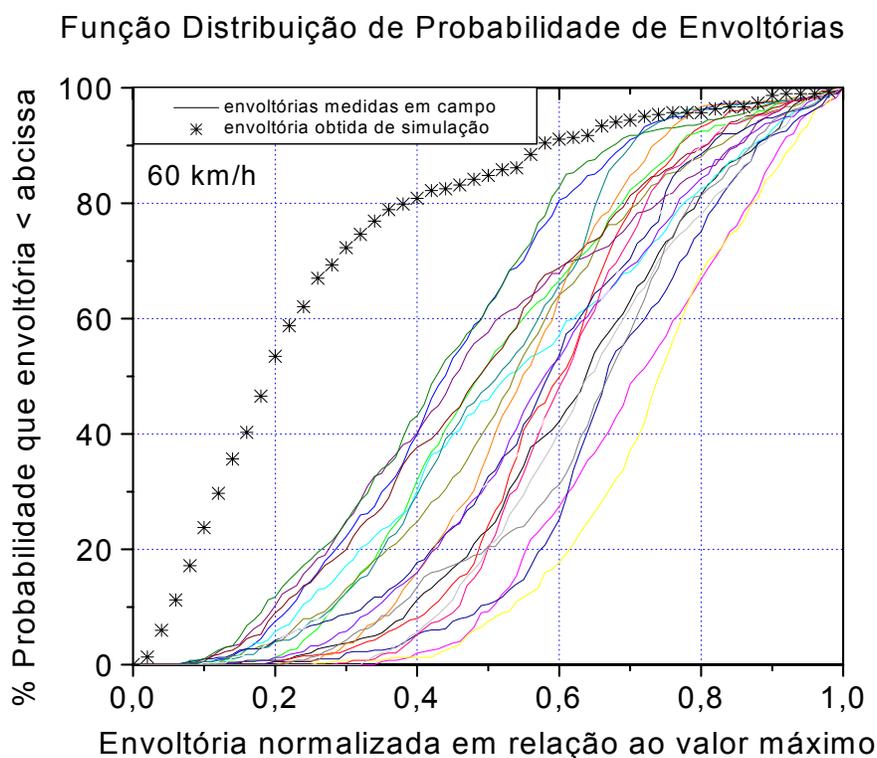


Fig. 5.16 Comparação entre as Probabilidades das envoltórias, medidas em campo e a simulada, para uma  $v=60$  km/h

Notadamente, para valores baixos de envoltória, a distribuição de probabilidade simulada é significativamente maior que a distribuição para envoltórias medidas em campo. A distribuição de probabilidade simulada se aproxima da distribuição de Rayleigh, pois foi obtida de amostras geradas pelo simulador.

As medidas de envoltória feitas em campo, não, necessariamente, seguem a

distribuição de Rayleigh. Ao se comparar as curvas de envoltória simulada com as medidas em campo, é possível perceber que a taxa de cruzamento de nível é maior para os dados simulados do que para os medidos. Além disso, os valores mínimos de desvanecimento (vales) são menores para os dados simulados.

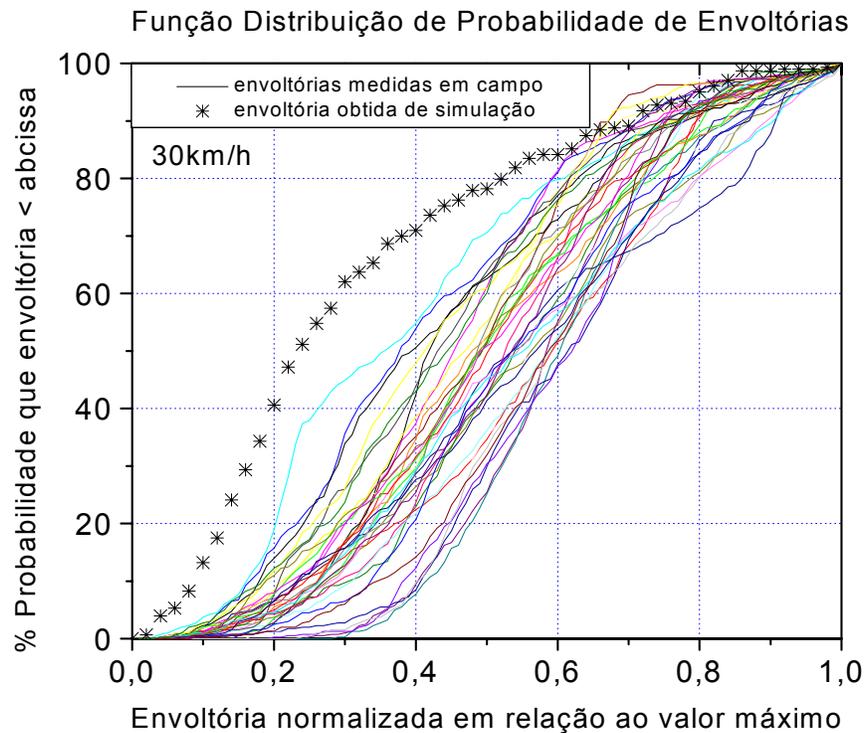


Fig. 5.17 Comparação entre as Probabilidades das envoltórias, medidas em campo e a simulada, para uma  $v=30$  km/h

Na Fig. 5.17, está sendo mostrada uma comparação entre a distribuições de probabilidades cumulativas de envoltórias medidas em campo e o valor da curva do simulador, para uma  $v=30$  km/h; estão sendo apresentadas 30 curvas, referentes às medições feitas em campo, onde podemos observar uma dispersão das funções de distribuição obtidas para cada medição, dada a variabilidade do ambiente rádio-móvel.

Para esta velocidade, a taxa de cruzamento de nível para a envoltória simulada é menor que para  $v=60$  km/h. O que faz a curva de distribuição simulada se aproximar mais dos valores medidos em campo.

# CAPÍTULO 6

## CONCLUSÕES

Foi confeccionado um emulador de desvanecimento em Rádio-Frequência (RF) para testes de estações rádio-base e receptores celulares, composto por um programa computacional, um módulo de conversão Digital-Analógico e componentes de microondas, empregando um único gerador de rádio-frequência. A técnica aqui introduzida é simples e os resultados numéricos (obtidos através da simulação via modelos matemáticos), foram comparados com resultados de campo, observando-se boa concordância. Em trabalhos futuros, a operação em banda larga deverá ser implementada e vários conjuntos de pontos experimentais, para diferentes condições de propagação, deverão ser obtidos.

# ANEXO I

*Programa elaborado em Matlab, para a simulação do modelo de Rayleigh, utilizando as equações de Jake.*

```
function [fading]=jakes_fading_novo1(TPack,nframe,L_total,vc,fc)
IndiceT=(nframe-1)*TPack;
IndiceT=IndiceT+rand(1,1)*TPack;
alpha=0;
N0=8; N=(2*N0+1)*2;
sample=L_total; n=[1:N0]';
beta_n=n*pi/(N0+1);
vc=vc/3.6;
c=3e8;
omega_m=2*pi*vc*fc/comega_n=omega_m*cos(2*pi*n/N);
t=[IndiceT:(TPack/L_total):(IndiceT+(TPack-TPack/L_total))];

for k=1:N0
    temp_x_c(k,:)=cos(beta_n(k))*cos(omega_n(k)*t);
    temp_x_s(k,:)=sin(beta_n(k))*cos(omega_n(k)*t);
end

x_c=(sum(temp_x_c)*2+sqrt(2)*cos(alpha)*cos(omega_m*t))/sqrt(N0);
x_s=(sum(temp_x_s)*2+sqrt(2)*sin(alpha)*cos(omega_m*t))/sqrt(N0+1);

fading=sqrt(x_c.^2+x_s.^2)/sqrt(2);
plot([1:L_total],fading);
```

## ANEXO II

*Programa elaborado em Delphi, que faz a interface entre o dados simulados pelo computador e o conversor D/A.*

```
unit projet1;  
  
interface  
  
uses  
  Windows, Messages, SysUtils, Variants, Classes, Graphics, Controls, Forms,  
  Dialogs, StdCtrls, ExtCtrls, Menus;  
  
type  
  TForm1 = class(TForm)  
    GroupBox1: TGroupBox;  
    Button1: TButton;  
    Label2: TLabel;  
    Edit1: TEdit;  
    Button2: TButton;  
    Panel1: TPanel;  
    Label1: TLabel;  
    CheckBox1: TCheckBox;  
    CheckBox2: TCheckBox;  
    CheckBox3: TCheckBox;  
    CheckBox4: TCheckBox;  
    MainMenu1: TMainMenu;  
    Arquivo1: TMenuItem;  
    Abrir1: TMenuItem;  
    OpenFileDialog1: TOpenDialog;  
    Panel2: TPanel;  
    Label3: TLabel;  
    Label4: TLabel;  
    Label5: TLabel;  
    Label6: TLabel;  
    procedure Button2Click(Sender: TObject);  
    procedure Button1Click(Sender: TObject);  
    procedure Button4Click(Sender: TObject);  
    procedure Abrir1Click(Sender: TObject);  
    procedure Timer1Timer(Sender: TObject);  
    procedure Delay(Tempo:Real);  
    procedure FormCreate(Sender: TObject);  
  private  
    { Private declarations }  
  public  
    { Public declarations }  
  end;  
  
var
```

```
Form1: TForm1;  
Num_Tx_Bits: word;  
Cont_bits_tx: byte;  
Tx_rad:boolean;  
Tx_man:boolean;  
Val_Tx: word;  
Tensao: word;  
bit_tx:word;  
Analog1:boolean;  
Analog2:boolean;  
Analog3:boolean;  
Analog4:boolean;
```

```
DBuffer: array [0..2000] of real;  
i : integer;  
cter : integer;
```

```
a : real;  
F : TextFile;  
Teste : string;  
Arquivo : string;
```

implementation

```
{ $R *.dfm }
```

```
procedure TForm1.Button2Click(Sender: TObject);  
begin  
tx_rad:=false;  
Panel1.Caption:=inttostr(0);  
asm  
{ mov al,0h  
mov dx,0306h  
out dx,al  
mov dx,0302h  
out dx,al  
inc dx  
out dx,al  
inc dx  
out dx,al  
inc dx  
out dx,al }  
end;
```

end;

```
procedure TForm1.Button1Click(Sender: TObject);  
begin  
  
if CheckBox1.Checked = true then analog1:=true;  
if CheckBox2.Checked = true then analog2:=true;  
if CheckBox3.Checked = true then analog3:=true;
```

```
if CheckBox4.Checked = true then analog4:=true;
Panel1.Caption:=inttostr(Val_Tx);
tx_rad:=true;
```

```
AssignFile(F, Arquivo);
```

```
Reset(F);
```

```
i := -1;
```

```
while not eof(F) do
begin
```

```
    i := i + 1;
    Readln(F, Teste);
    DBuffer[i] := strToFloat(Teste);
```

```
end;
```

```
CloseFile(F);
```

```
cter := 0;
```

```
while cter < i do
begin
```

```
    a := DBuffer[cter];
```

```
    cter := cter + 1;
    Val_Tx:=trunc(a*819);
    tensao := Val_Tx;
```

```
    if analog1 = true then
begin
```

```
        asm
            mov ax,tensao
            mov bl,al
            mov al,ah
            mov dx,0306h
            out dx,al
            mov al,bl
            mov dx,0302h
            out dx,al
        end;
```

```
    end;
```

```
    if analog2 = true then
```

```
begin
    asm
        mov ax,tensao
        mov bl,al
        mov al,ah
        mov dx,0306h
        out dx,al
        mov al,bl
```

```
        mov dx,0303h
        out dx,al
        end;
    end;
    if analog3 = true then
    begin
        asm
            mov ax,tensao
            mov bl,al
            mov al,ah
            mov dx,0306h
            out dx,al
            mov al,bl
            mov dx,0304h
            out dx,al
        end;
    end;
    if analog4 = true then
    begin
        asm
            mov ax,tensao
            mov bl,al
            mov al,ah
            mov dx,0306h
            out dx,al
            mov al,bl
            mov dx,0305h
            out dx,al
        end;
    end;
    //Delay(1);
    sleep(1);
end;

cter := 0;

end;

procedure TForm1.Button4Click(Sender: TObject);
begin
tx_man:=false;
button1.Enabled:= true;
Panel1.Caption:=inttostr(0);
    asm
        mov al,0h
        mov dx,0306h
        out dx,al
        mov dx,0302h
        out dx,al
        inc dx
        out dx,al
    end;
```

```
inc dx
out dx,al
inc dx
out dx,al
end;

end;

procedure TForm1.Abrir1Click(Sender: TObject);
begin
  if Opendialog1.Execute then
    Arquivo := Opendialog1.FileName;
  Form1.Caption := Arquivo;
  Button1.Enabled := True;
end;

procedure TForm1.Timer1Timer(Sender: TObject);
begin
end;

procedure TForm1.Delay(tempo:real);
var
tempo1 : real;
tempo2 : real;
tempo3 : real;
//tempo : real;
begin
tempo1 := Time*1000000;
while tempo3 <= tempo do
begin
tempo2 := Time*1000000;
tempo3 := tempo2 - tempo1;

end;

end;

procedure TForm1.FormCreate(Sender: TObject);
begin
Button1.Enabled := False;
end;

end.
```

## Referências Bibliográficas

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles e Practice*. Prentice Hall, 1996, pp. 181-188.
- [2] M. Patzold and F. Laue, “Statistical properties of Jakes fading channel simulator,” in *VTC*, 1998.
- [3] R. J. C. Bultitude, “Estimating frequency correlation functions from propagation measurements on fading radio channel,” *IEEE Journal Communications*, vol 20, no. 6, Aug. 2002.
- [4] G. S. Prablu and P. M. Shankar, “Simulation of flat fading using MATLAB for classroom instruction,” *IEEE Transactions on Education*, vol. 45, no. 1, Feb. 2002.
- [5] R. Prasad, *CDMA for Wireless Personal Communications*. Boston-London: Artech House, 1996.
- [6] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley, 1974.
- [7] J. G. Proakis, *Digital Communication*. McGraw-Hill, 3rd ed., 1994.
- [8] J. C. Liberti Jr. and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications : IS 95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice Hall PTR, 1999.
- [9] C. Salema, *Feixes Hertzianos*. Portugal: IST Press, 1998.

- [10] A. Abdi, “A space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels,” *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, vol 20, no. 3, Apr. 2002.
- [11] T. –A. Chen, M. P. Fitz, W. –Y. Kuo, and M. D. Zoltowski, “A space-time model for frequency nonselective rayleigh fading channels with applications to space-time modems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 7, Jul. 2000.
- [12] G. S. Prablu and P. M. Skankar, “Simulation of fading using MATLAB for classroom instruction,” *IEEE Transaction on Education*, vol. 45, no. 1, Feb. 2002.
- [13] B. Sklar, “Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems,” *IEEE Communications Magazine*, Jul. 1997.
- [14] A. O. Dobre, I. Baescu, and M. Minea, “Computer model for a land mobile fading channel,” *Facta Universitaris Int. Journal*, vol 13, no. 2, pp 167-174, Serbia, Yugoslavia, Aug. 2000.
- [15] *Statistics Toolbox User’s Guide*, The Math Works Inc.,1994.
- [16] L. C. Esteves, *Antenas – Teoria Básica e Aplicações*. Cap. 6, pp. 310-345, Editora McGraw-Hill do Brasil,1981.
- [17] E. M. Miyoshi, C.A. Sanches, *Projetos de Sistemas de Rádio*. Ed. Erica, São Paulo, 2002.
- [18] G. F. O. Cifuentes, “Turbo Códigos,” Tese de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2003, Cap. 4.
- [19] W. C. Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications System*, McGraw-Hill, 1989.

- [20] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*, 2nd ed., New York, NY: John Wiley & Sons, 1993. ch. 2.
- [21] *Manual de Operação da Estação Rádio-Base BST 611*, Motorola Industrial Ltda. Manual do Estudante, 2002.
- [22] *Curso de Radio Móvel*, Instituto Eldorado, Manual de Estudos, 2002.
- [23] M. D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*, Boca Raton, Florida: CRC Press, 1993, ch. 4.