UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO
ESCOLA POLITÉCNICA
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E DE COMPUTAÇÃO

INFLUÊNCIA MÚTUA DE TÉCNICAS DE SUPRESSÃO DE CCI NO GPRS

Autor: _____
Wallace Alves Martins

Banca Examinadora:

Orientador: _____
Prof. Paulo Sergio Ramirez Diniz, Ph.D.

Co-orientador: _____
Tadeu Nagashima Ferreira, M.Sc.

Examinador: _____
Prof. Luiz Wagner Pereira Biscainho, D.Sc.

Examinador: _____
Prof. Marcello Luiz Rodrigues de Campos, Ph.D.

DEL

Agosto de 2007

Aos meus pais,

Renê e Perpétua Martins.

Agradecimentos

"Feliz o homem que acha sabedoria, e o homem que adquire o conhecimento; porque melhor é o lucro que ela dá do que o da prata, e melhor a sua renda do que o ouro mais fino. Mais preciosa é do que pérolas, e tudo o que podes desejar não é comparável a ela." Pv 3.13-15.

Agradeço a Deus por me permitir, através de Sua ajuda, completar mais um passo importante da minha vida. Obrigado, Senhor!

Agradeço aos meus pais, Renê e Perpétua Martins, por me amarem de uma forma toda especial e me mostrarem um caminho para uma "vida melhor": educação. Eles não pouparam esforços em me guiar por esse caminho e o pouco que consegui até hoje deve-se, em quase sua totalidade, a eles. Pais, amo vocês!

Agradeço à minha princesa, Claudia Lacerda, por me amar e ser o meu suporte nos momentos mais difíceis durante esses cinco anos de faculdade. Amo você!

Agradeço ao Prof. Paulo Diniz, pessoa que aprendi a admirar ao longo do tempo. Sem ele eu teria comprometido a faculdade devido a dificuldades financeiras. Se um dia eu conseguir a metade de tudo o que ele conseguiu na sua carreira profissional, terei cumprido o meu papel como engenheiro na sociedade. Diniz, obrigado por ter sido o meu orientador.

Agradeço também ao meu co-orientador, M.Sc. Tadeu Ferreira. Ainda não encontrei entre os cristãos alguém tão atencioso e prestativo como ele. É um exemplo a ser seguido em vários aspectos. Aprendi muito com você, Tadeu.

Não poderia deixar de destacar o meu agradecimento ao Prof. Luiz Wagner, meu "*quasi*-orientador". Obrigado pelos conselhos e, principalmente, exemplos que você me deu durante os últimos três anos. Você é um exemplo a ser seguido.

Gostaria de registrar a contribuição de algumas pessoas para a minha formação profissional e pessoal durante o período em que estive na graduação: os professores do DEL, em especial, Prof. Eduardo da Silva, Prof. Jomar Gozzi, Prof. Joarez Bastos e Prof. Osvaldo Filho; os colegas do LPS: Leonardo Nunes, Alan Tygel, Guilherme Pinto, Markus Lima,

André Nogueira, Fábio Freeland, André Targino, Amaro Lima, Michel Tcheou, Leonardo Baltar, Bernardo da Costa, Camila Gussen, José Fernandes, Alessandro Dutra e Rafael de Jesus; e a turma 2002/2 de Engenharia Eletrônica e de Computação (admiro muito vocês!).

Em tempo, lembro de meus irmãos da Segunda Igreja Presbiteriana de Ramos, em especial, Wagner Alonso, Fausto dos Santos, Diego Mariano, Dione de Lima e Clayton da Silva.

Agradeço também ao CNPq pelos três anos de bolsa de iniciação científica concedida a mim.

Resumo

Este trabalho apresenta um estudo, através de simulações, sobre a influência da técnica SAIC de cancelamento de interferência co-canal (CCI) sobre os parâmetros dos algoritmos de controle dinâmico de potência e adaptação do enlace de rádio, em uma conexão *downlink* do GPRS.

A importância deste estudo deve-se à utilização de algoritmos, tais quais os referidos acima, com parâmetros que foram otimizados sob condições diferentes das atualmente utilizadas. Com efeito, isso pode ocorrer ao substituirmos uma técnica por outra que apresente características mais apreciáveis do que a anterior. Entretanto, devido à alta complexidade de um sistema prático de comunicação móvel, essa substituição pode interferir negativa ou positivamente em outras partes constituintes do sistema.

Com o intuito de verificar a influência do SAIC sobre os algoritmos citados, implementamos um simulador (GPRSsim) da camada de enlace do sistema GSM/GPRS. Ao longo do texto, descrevemos os fundamentos teóricos de que nos valemos para a implementação desse simulador, destacando, principalmente, a modelagem da CCI e as formas de detectar os dados transmitidos em um ambiente com tais interferências.

Os resultados obtidos aqui, sob determinadas hipóteses, indicam que podemos ajustar os parâmetros do algoritmo de controle de potência para obter uma economia de potência, com uma BLER média resultante maior, em relação a um receptor convencional, quando utilizamos o SAIC. Verificamos também que o *throughput* resultante pode ser maior no SAIC se ajustarmos devidamente o algoritmo de adaptação do enlace de rádio. Essas conclusões são válidas somente em ambientes cuja interferência predominante seja a CCI.

Palavras-Chave

BTS

Banda-básica

Canal

CCI

Downlink

Enlace

GSM

GPRS

LS

MS

Multi-percurso

Potência

SAIC

Viterbi

Sumário

Agradecimentos **iii**

Resumo **v**

Palavras-Chave **vi**

Sumário **vii**

1 Apresentação **1**

1.1 Motivação 2

1.2 Objetivos 4

1.3 Conteúdo deste Trabalho 5

2 O Sistema GPRS **6**

2.1 O Processo de Comunicação sem Fio 7

2.2 O Canal sem Fio 8

2.2.1 Modelagem Discreta no Tempo 10

2.3 Rede GSM/GPRS 13

2.3.1 Arquitetura 13

2.3.2 Organização de Canais Lógicos no *Downlink* 14

2.4 Técnicas de Supressão de Interferência 16

2.4.1 Controle Dinâmico de Potência 18

2.4.2 Adaptação do Enlace de Rádio 20

2.5 Resumo 22

3 Cancelamento de CCI em Receptores GSM/GPRS Utilizando SAIC **23**

3.1 O Problema da Interferência Co-canal 23

3.2 Receptor GSM/GPRS Convencional 25
3.2.1 Estimação de Canal 26
3.2.2 Degradação da SNR devido a Erros de Estimação de Canal 28
3.2.3 Detecção dos Dados Transmitidos 29
3.3 SAIC 31
3.3.1 Estimação de Canal 31
3.3.2 Degradação da SNR devido a Erros de Estimação de Canal 32
3.3.3 Detecção dos Dados Transmitidos 33
3.3.4 Complexidade de Implementação – Soluções Alternativas 35
3.3.5 O Interferidor Dominante 37
3.4 Resumo 38

4 Implementação do Simulador 40
4.1 Especificação de Requisitos 40
4.1.1 Finalidade 40
4.1.2 Escopo 41
4.1.3 Descrição Geral 41
4.1.4 Requisitos Específicos 42
4.2 Descrição do Projeto 43
4.2.1 Finalidade 43
4.2.2 Módulos 43
4.3 Transmissor 46
4.3.1 Gerador de Dados 47
4.3.2 Codificador de Canal 47
4.3.3 *Interleaver* 51
4.3.4 Formatador do *Burst* 51
4.3.5 Codificador Correlativo e Diferencial 52
4.3.6 Mapeador GMSK 52
4.3.7 Formatador do *Frame* 53
4.3.8 RF *Frequency Hopping* 54
4.3.9 Controle de Potência 55
4.3.10 Adaptação do Enlace de Rádio 56
4.4 Canal 56

4.5 Receptor 59
4.5.1 Estimação de Canal 60
4.5.2 Estimação de Dados 60
4.5.3 Mapeador Reverso GMSK 60
4.5.4 Decodificador Correlativo e Diferencial 61
4.5.5 Multiplexador 61
4.5.6 *De-interleaver* 61
4.5.7 Medidas do MS 61
4.5.8 Decodificador de Canal 62
4.6 Resumo 63

5 Simulações dos Algoritmos **64**
5.1 Receptor Convencional 64
5.1.1 Controle Dinâmico de Potência 66
5.1.2 Adaptação do Enlace de Rádio 69
5.2 Receptor SAIC 74
5.2.1 Controle Dinâmico de Potência 74
5.2.2 Adaptação do Enlace de Rádio 75
5.3 Análise dos Resultados 80
5.4 Resumo 83

6 Conclusões **85**
6.1 Contribuição do Trabalho 87
6.2 Possíveis Extensões deste Trabalho 88

Referências Bibliográficas **89**

Lista de Figuras

1.1 Divisão celular e reúso de freqüência. 3

2.1 Modelo de Turin. 9

2.2 Arquitetura de uma rede GPRS. 13

2.3 Estrutura hierárquica das janela no tempo do GSM. Figura adaptada de [1]. . . . 15

2.4 *Multiframe* do GPRS. Figura adaptada de [1]. 16

3.1 Interferência co-canal para uma divisão celular com reúso de freqüência igual a 7. 24

3.2 Diagrama em blocos de uma recepção considerando os usuários co-canais. . . . 25

3.3 Solução LS para a estimação de canal. 27

4.1 Diagrama de blocos do sistema implementado. 41

4.2 Codificação de canal no GSM. 48

4.3 TCH/FS e PDTCH/FS *bursts* comuns. 52

4.4 Implementação de canal (sem interferência aditiva) baseada no modelo de Jakes. 58

4.5 Estimação da BER antes da decodificação de canal e mapeamento no RXQUAL. 63

5.1 *Throughput* $\times$ CIR (TU50 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): convencional. 71

5.2 *Throughput* $\times$ CIR (RA250 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): convencional. 72

5.3 *Throughput* $\times$ CIR (HT100 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): convencional. 73

5.4 *Throughput* $\times$ CIR (TU50 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): SAIC. 77

5.5 *Throughput* $\times$ CIR (RA250 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): SAIC. . . . 78

5.6 *Throughput* $\times$ CIR (HT100 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): SAIC. . . . 79

Lista de Tabelas

4.1 Canal lógico *versus* Quantidade de *bits* por quadro. 47

4.2 USF *versus* USF pré-codificado (CS-2 e CS-3). 49

4.3 USF *versus* USF pré-codificado (CS-4). 51

4.4 Caso típico de uma área rural: modelagem com 6 *taps* 57

4.5 Caso típico de uma área montanhosa: modelagem com 6 *taps* 57

4.6 Caso típico de uma área urbana: modelagem com 6 *taps* 57

5.1 BLER média para o canal TU50: receptor convencional. 68

5.2 BLER média para o canal RA250: receptor convencional. 68

5.3 BLER média para o canal HT100: receptor convencional. 69

5.4 BLER média para o canal TU50: receptor SAIC. 74

5.5 BLER média para o canal RA250: receptor SAIC. 75

5.6 BLER média para o canal HT100: receptor SAIC. 75

5.7 Comparação entre P_{ref}s: convencional *versus* SAIC (TU50). 80

5.8 Comparação entre P_{ref}s: convencional *versus* SAIC (RA250). 81

5.9 Comparação entre P_{ref}s: convencional *versus* SAIC (HT100). 82

5.10 Comparação entre CIRs: convencional *versus* SAIC (TU50). 82

5.11 Comparação entre CIRs: convencional *versus* SAIC (RA250). 83

5.12 Comparação entre CIRs: convencional *versus* SAIC (HT100). 83

Lista de Abreviações

3GPP	*3rd Generation Partnership Project*
AMR	*Adaptive MultiRate speech transcoding*
AuC	*Authentication Center*
AWGN	*Additive White Gaussian Noise*
BCCH	*Broadcast Control CHannel*
BER	*Bit Error Rate*
BLER	*Block Error Rate*
BSC	*Base Subsystem Control*
BSS	*Base Subsystem Station*
BTS	*Base Transceiver Station*
CCI	*Co-Channel Interference*
CIR	*Carrier-to-Interference Ratio*
CS	*Circuit-Switched mode*
DFE	*Decision-Feedback Equalizer*
DIR	*Dominant-to-Interference Ratio*
EDGE	*Enhanced Data rates for Global Evolution*
EIR	*Equipment Identity Register*
FCCH	*Frequency Correction CHannel*
FDMA	*Frequency–Division Multiple Access*
FN	*Frame Number*
GGSN	*Gateway GPRS Support Node*
GMSK	*Gaussian Minimum Shift-Keying*
GPRS	*General Packet Radio Service*
GSM	*Global System for Mobile communication*
HLR	*Home Location Register*

HSN	*Hopping Sequence Number*
ISI	*Inter-Symbol Interference*
LS	*Least-Squares*
MAI	*Mobile Allocation Index*
MAIO	*Mobile Allocation Index Offset*
ML	*Maximum Likelihood*
MS	*Mobile Station*
MSC	*Mobile services Switching Center*
MSE	*Mean Squared Error*
MUD	*Multi-User Detection*
NRZ	*Not Return to Zero*
PBCCH	*Packet Broadcast Control CHannel*
PCCCH	*Packet Common Control CHannel*
PDN	*Packet Data Network*
PDTCH	*Packet Data Traffic CHannel*
PLMN	*Public Land Mobile Network*
PS	*Packet-Switched mode*
PTCCH	*Packet Timing advance Control CHannel*
RF	*Radio Frequency*
RACH	*Random Access CHannel*
RXLEV	*Received Signal Level*
RXQUAL	*Received Quality*
SACCH	*Slow Associated Control CHannel*
SAIC	*Single-Antenna Interference Cancellation*
SCH	*Synchronization CHannel*
SGSN	*Serving GPRS Support Node*
SNR	*Signal-to-Noise Ratio*
TCH	*Traffic CHannel*
TDMA	*Time–Division Multiple Access*
TRAU	*Transcoding and Adaptation Unit*
USF	*Uplink State Flags*
VLR	*Visitor Location Register*
VoIP	*Voice over Internet Protocol*

Capítulo 1

Apresentação

O ato de se comunicar é inerente ao ser humano. Durante toda a vida, desde o ventre materno até a terceira idade, passando pela infância, adolescência e fase adulta, utilizamos diversos meios de comunicação para interagirmos uns com os outros e, até mesmo, com os demais animais ou com as ferramentas que construímos — por exemplo, os computadores.

A História mostra que, há muito tempo, o ser humano busca superar uma limitação sua: comunicar-se à distância. De fato, vários foram os experimentos realizados e artefatos construídos que buscavam eliminar — ou, pelo menos, reduzir — tal limitação. No entanto, somente a partir de 1837, Samuel Morse conseguiu efetuar uma transmissão utilizando o telégrafo[1]. Mas o que se tornou realmente revolucionário foi a comprovação experimental da teoria eletromagnética de Maxwell feita por Heinrich Hertz em 1887. O experimento de Hertz permitiu que, em 1901, Guglielmo Marconi demonstrasse a comunicação sem fio entre Cornwall, Inglaterra, e New Foundland, Canadá.

Após o experimento de Marconi ocorreram várias evoluções na modelagem matemática do processo de comunicação, bem como na eletrônica que o implementava. Mas, somente há cerca de cinqüenta anos, o mundo começou a pensar no conceito de comunicações móveis (pessoais). No início da década de 1980, os primeiros sistemas de telefonia móvel, classificados, atualmente, como sistemas de primeira geração, tornaram-se populares. Tais sistemas evoluíram e, hoje, estão operando em alguns países os sistemas de terceira geração. Esses sistemas empregam técnicas de transmissão digital altamente sofisticadas quando comparadas às correspondentes analógicas dos sistemas de primeira geração.

No início de 2007, havia aproximadamente 2,8 bilhões de usuários de telefonia celular

[1] Em 1844, Morse transmitiu o texto "What hath God wrought?" entre Washington e Baltimore.

no mundo. O sistema predominante é o GSM[2], do inglês *Global System for Mobile communication*, com cerca de 2,3 bilhões de usuários. Isso corresponde a quase 30% da população mundial, mostrando que melhorias e desenvolvimentos no sistema GSM afetam direta ou indiretamente boa parcela do mundo [2]. Tais melhorias constituem desafios tecnológicos e econômicos àqueles que trabalham no sistema. Em relação ao Brasil, havia cerca de 97 milhões de usuários de telefonia celular em fevereiro de 2007, sendo que, aproximadamente, 60 milhões deles utilizavam o sistema GSM [2].

Boa parte dessa grande massa de usuários de telefonia celular tem demandado novos serviços, os quais exigem altas taxas de transmissão. Isso impõe vários desafios tecnológicos que buscam conciliar essa demanda com a quantidade crescente de usuários, as limitações de disponibilidade de faixa espectral e de potência de transmissão, bem como a complexidade das estações móveis.

É nesse contexto que nos propomos a contribuir para o desenvolvimento do sistema GSM.

1.1 Motivação

A telefonia celular é um caso particular da telefonia móvel que emprega o conceito de divisão celular. Tal divisão, ilustrada na Figura 1.1, permite que haja reúso de freqüência. Isso expande a capacidade do sistema em termos de canais disponíveis para a utilização pelos usuários. Entretanto, cria-se o problema da interferência entre usuários que compartilham a mesma faixa de freqüência em células diferentes, chamada de interferência co-canal (CCI — da sigla em inglês, *Co-Channel Interference*). A Figura 1.1 mostra um padrão de divisão celular com um fator de reúso igual a sete. Esse fator indica a quantidade de células que formam um conglomerado sem repetição de freqüências. Quanto menor for o fator de reúso, maior a capacidade do sistema no que tange ao número de usuários.

Uma desvantagem da diminuição do fator de reúso é o aumento da quantidade de interferência que um usuário sofre numa determinada faixa espectral. Isso ocorre em virtude da diminuição da distância dos outros usuários que compartilham a mesma faixa espectral.

A presença de CCI piora a qualidade da fala recebida pelo usuário, causando a di-

[2]E suas evoluções até o 3GSM, que incluem o GPRS, do inglês *General Packet Radio Service*, o EDGE, do inglês *Enhanced Data rates for Global Evolution*, e outros.

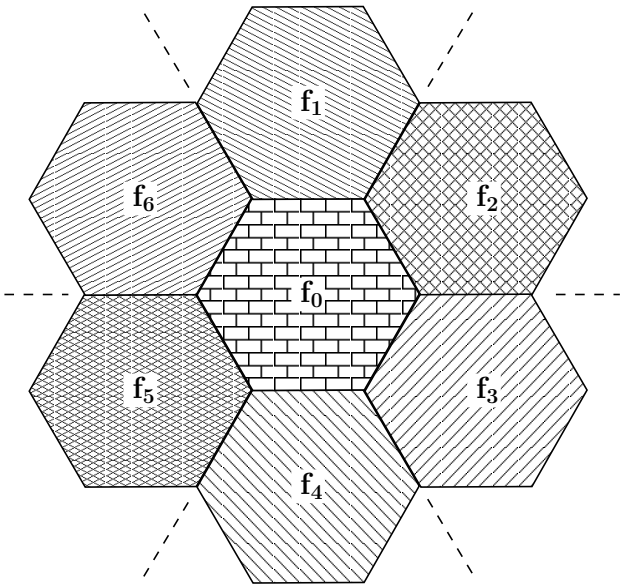


Figura 1.1: Divisão celular e reúso de freqüência.

minuição nas taxas de transmissão — com o intuito de se evitar a degradação do serviço—, quedas de chamadas em curso ou, até mesmo, perda completa do sinal da estação rádio-base, BTS [3] (do inglês *Base Transceiver Station*), no caso de uma conexão *downlink*[3]. Tais fatores causam grande descontentamento nos usuários, o que, por sua vez, traz prejuízos enormes para as operadoras de telefonia celular. Técnicas que consigam combater essas desvantagens advindas do aumento de usuários (diminuição do fator de reúso) são de grande interesse, não somente científico ou tecnológico, mas também das empresas do setor de telefonia móvel.

Vários são os métodos utilizados para reduzir a degradação do desempenho causada pela CCI no GSM/GPRS[4] [3]: transmissão descontínua, controle dinâmico de potência, *frequency hopping*, alocação dinâmica de canais, AMR (do inglês *Adaptive MultiRate speech transcoding*), adaptação do enlace de rádio e outras técnicas que visam ao cancelamento de CCI, tais como a técnica de cancelamento de interferência utilizando uma única antena: o SAIC (do inglês *Single-Antenna Interference Cancellation*), que já está padronizado pelo 3GPP[5].

A técnica SAIC é relativamente nova quando comparada às já comumente utilizadas,

[3]Da BTS para a estação móvel

[4]O escopo desse trabalho serão os sistemas de 2.5G.

[5]Do inglês *3rd Generation Partnership Project*, é o órgão responsável, entre outras coisas, pela especificação dos padrões dos sistemas GSM.

tais como controle dinâmico de potência, adaptação do enlace de rádio e *frequency hopping*. Entretanto, não há nenhuma relação explícita nos modelos matemáticos dessa técnica (SAIC) que nos permita inferir se haverá alterações nos parâmetros das técnicas tradicionais. Além disso, não foi encontrado um estudo disponível sobre o assunto na literatura.

Este projeto de final de curso tem como objetivo suplantar essa deficiência. Aqui, expomos resultados de simulações com um sistema que utiliza um receptor GSM/GPRS convencional[6] e um receptor que utiliza o SAIC e verificamos a influência desta técnica nos algoritmos de controle dinâmico de potência e adaptação do enlace de rádio.

1.2 Objetivos

Conforme já foi ressaltado, o objetivo do trabalho é extrair informações sobre a influência exercida pela utilização da técnica SAIC para cancelamento de interferência co-canal sobre os parâmetros que determinam o controle dinâmico de potência e a adaptação do enlace de rádio. Para isso, foi necessário o desenvolvimento de um simulador da camada de enlace do GSM/GPRS, numa conexão *downlink*, que trabalhasse no nível de símbolos, isto é, sem pulso conformador, com o intuito de testar os seguintes cenários:

- Considerar o ruído gaussiano adicionado à saída do canal digital (GSM e GPRS)[7];
- Considerar a interferência de outros usuários, além do ruído aditivo gaussiano (GSM e GPRS);
- Avaliar os efeitos de controle dinâmico de potência (GSM e GPRS);
- Avaliar os efeitos da adaptação do enlace de rádio (GPRS);
- Avaliar os efeitos do SAIC (GSM e GPRS).

[6]Chama-se de "convencional" o receptor cujo único objetivo é detectar o sinal de interesse, considerando os demais sinais, inclusive os de outros usuários da rede, como um único sinal de ruído.

[7]Neste texto, ao nos referirmos ao GSM, assumimos a transmissão de sinais que representam a voz, ao passo que, ao nos referirmos ao GPRS, tratamos de uma transmissão apenas de dados por pacotes.

1.3 Conteúdo deste Trabalho

O trabalho pode ser dividido em três partes. Na primeira parte, expomos os conceitos teóricos utilizados na implementação do simulador. Na segunda, descrevemos de maneira detalhada a implementação do simulador. Por fim, a terceira parte contém os resultados das simulações, bem como os comentários e conclusões sobre os mesmos. A seguir, fazemos uma breve descrição de cada capítulo.

No Capítulo 2, descrevemos de forma sucinta as noções básicas inerentes ao processo de comunicação sem fio, destacando as particularidades do canal de comunicação. Em seguida, são descritos os principais elementos que compõem uma rede GPRS. Terminamos o capítulo com a definição dos conceitos de controle dinâmico de potência e adaptação do enlace de rádio.

O Capítulo 3 aborda qualitativa e quantitativamente o problema da interferência co-canal. Além disso, ele contém um estudo sobre o receptor GSM/GPRS convencional. Após esse estudo, fazemos uma discussão detalhada sobre a técnica SAIC de cancelamento de interferência.

O Capítulo 4 contém uma descrição do ambiente de simulação, bem como de cada componente do simulador, a saber: (i) Transmissor – gerador dos dados, codificador de canal, permutador (*interleaver*), formatador do *burst*, codificador correlativo e diferencial, mapeador GMSK, formatador do *frame*, *frequency hopping*, controle de potência e adaptação do enlace de rádio; (ii) Canal e (iii) Receptor – estimador de canal, estimador de dados, mapeador reverso GMSK, decodificador correlativo e diferencial, multiplexador, permutador inverso (*deinterleaver*), medidas do terminal móvel e decodificador de canal.

No Capítulo 5 constam os detalhes e resultados das simulações, bem como as figuras de mérito empregadas para a análise dos dados obtidos. Fazemos também uma discussão sobre esses resultados, ressaltando a relevância dos mesmos.

O Capítulo 6 contém a conclusão deste trabalho. Nele, resumimos o que foi feito, destacamos nossa contribuição e apontamos os trabalhos futuros que decorrem deste projeto.

Capítulo 2

O Sistema GPRS

GPRS, do inglês *General Packet Radio Service*, é uma evolução do sistema de telefonia celular GSM que fornece, além das funcionalidades deste último, serviços de transmissão de dados através de pacotes que trafegam pela PLMN, do inglês *Public Land Mobile Network*. Nesses termos, o GPRS foi um passo significativo para a tão propalada integração de mídias.

A transmissão de pacotes é realizada pela rede no modo PS, do inglês *Packet-Switched mode*. A grande vantagem desse modo de conexão, também chamado de comutação por pacote, sobre o tradicionalmente utilizado modo CS, do inglês *Circuit-Switched mode*, também chamado de comutação por circuito, é que não existe uma conexão permanente entre o móvel e a rede durante a transferência de dados no modo PS. Assim, os canais utilizados pelo usuário são alocados por demanda e liberados logo após a transferência de pacotes. Se não há pacotes para serem transferidos, o sistema aloca o canal em questão para outro usuário. Isso aumenta a capacidade da rede para suprir os seus clientes e, simultaneamente, permite que o usuário seja cobrado com base na quantidade transferida de dados, em vez de pelo tempo de utilização da rede.

Entretanto, a transmissão no modo PS introduz atrasos não controláveis pelo receptor, o que não ocorre no modo CS. Em geral, para transmissão de certos tipos de dados, tais como *e-mails*, páginas *web*, fotos e músicas esses atrasos de transmissão/recepção não são uma questão dominante. No caso de transmissão de voz, também há atrasos na recepção dos pacotes que carregam as informações desse sinal. Tais atrasos possuem níveis médios considerados acima dos aceitáveis para o modo PS. Assim, a técnica de VoIP, do inglês *Voice over Internet Protocol*, não é utilizada no GPRS, visto que o sistema utiliza a comutação por circuito para transmissão de voz.

Devido às características do GPRS, a interconexão entre um móvel e outra rede que opere por comutação de pacotes é facilitada, tais quais a *internet*, as *intranets* de instituições ou até mesmo redes locais das empresas.

Neste capítulo, expomos conceitos fundamentais para o entendimento das funcionalidades de uma rede GPRS. Começamos com uma descrição sucinta do processo de comunicação sem fio na Seção 2.1. Em seguida, destacamos algumas características do canal sem fio na Seção 2.2. A Seção 2.3 descreve a arquitetura de uma rede GPRS e os canais lógicos implementados neste trabalho. Por fim, algumas técnicas que ajudam a reduzir os efeitos da interferência, tais como controle dinâmico de potência e adaptação do enlace de rádio são caracterizadas na Seção 2.4.

2.1 O Processo de Comunicação sem Fio

O processo de comunicação é caracterizado por três elementos: a fonte e o destinatário de informação, e o sistema de comunicação. Este último contém transmissor, canal e receptor. A comunicação sem fio é caracterizada pela utilização de um canal sem fio, o qual possui particularidades que, normalmente, exigem métodos mais robustos para combate a interferências implementados no transmissor e no receptor.

O transmissor[1] é composto, basicamente, por quatro blocos funcionais: codificação de fonte, codificação de canal, modulação em banda-básica e modulação em RF (do inglês *Radio Frequency*). A codificação de fonte é responsável pela transformação dos dados de um alfabeto finito em símbolos que o representem e permitam recuperá-los. Essa codificação, em geral, é realizada com a retirada de informações consideradas não-prioritárias, o que permite a compressão de dados. A codificação de canal, por sua vez, introduz símbolos de redundância que permitem uma maior imunidade às interferências introduzidas pelo canal. A modulação em banda-básica mapeia os símbolos a serem transmitidos em uma constelação utilizada de comum acordo entre transmissor e receptor. Por fim, a modulação em RF modifica algumas características do sinal a ser transmitido de acordo com as propriedades do meio de propagação.

O canal é o meio físico no qual a onda eletromagnética, portadora da informação transmitida, propaga-se até alcançar o receptor. A Seção 2.2 contém um detalhamento do

[1] Consideramos apenas o caso digital.

canal no caso particular das comunicações móveis.

O receptor tem como objetivo recuperar uma estimativa da informação original e, ao mesmo tempo, combater distorções e interferências introduzidas pelo canal. Nele constam, em geral, os seguintes blocos funcionais: estimação de canal, demodulação em RF, equalização de canal, demodulação em banda-básica, decodificação de canal, decodificação de fonte. O bloco de estimação de canal é necessário quando não se conhece o canal, sendo utilizado no caso de sistemas de comunicações móveis caracterizadas por um canal variante no tempo (vide Seção 2.2). A equalização busca diminuir os efeitos de seletividade em freqüência do canal sobre os símbolos transmitidos.

2.2 O Canal sem Fio

A presença de multipercursos é uma característica comumente encontrada em canais sem fio. O efeito de multipercurso é representado pela soma de todas as cópias atrasadas da informação que percorreram caminhos diferentes pelo meio físico. Essas cópias são provenientes da reflexão, difração e espalhamento (do inglês *scattering*) da onda eletromagnética transmitida. Sendo assim, a amplitude do sinal correspondente a cada caminho do multipercurso é extremamente dependente da topologia do meio utilizado pelo processo de comunicação, pois tal topologia, em última instância, é quem define a forma como a onda será refletida, difratada ou espalhada. A onda eletromagnética que chega à antena receptora é o resultado das interferências construtivas e destrutivas que ocorrem entre as ondas provenientes de cada percurso.

Uma maneira de modelar matematicamente o efeito do multipercurso é considerar que, se $x(t) \in \mathbb{R}$[2] representa a informação na saída do transmissor, onde $t \in \mathbb{R}$ representa o tempo, então [4]

$$y(t) = \sum_{i \in \mathbb{N}} a_i(f,t) x(t - \tau_i(f,t)) \,, \tag{2.1}$$

em que $y(t) \in \mathbb{R}$ modela o sinal resultante na saída do canal (desconsideramos o ruído), $a_i(f,t) \in \mathbb{R}$ e $\tau_i(f,t) \in \mathbb{R}_+$ representam a atenuação e o atraso globais que a informação do i–ésimo caminho, sofreu[3] no tempo t. O parâmetro $f \in \mathbb{R}$ representa a freqüência instantânea

[2]Neste texto, $\mathbb{N}, \mathbb{Z}, \mathbb{R}$ e $\mathbb{C}$ representam os conjuntos de números naturais, inteiros, reais e complexos, respectivamente.

[3]Além disso, a atenuação e atraso globais também são funções da posição. Essa dependência não foi

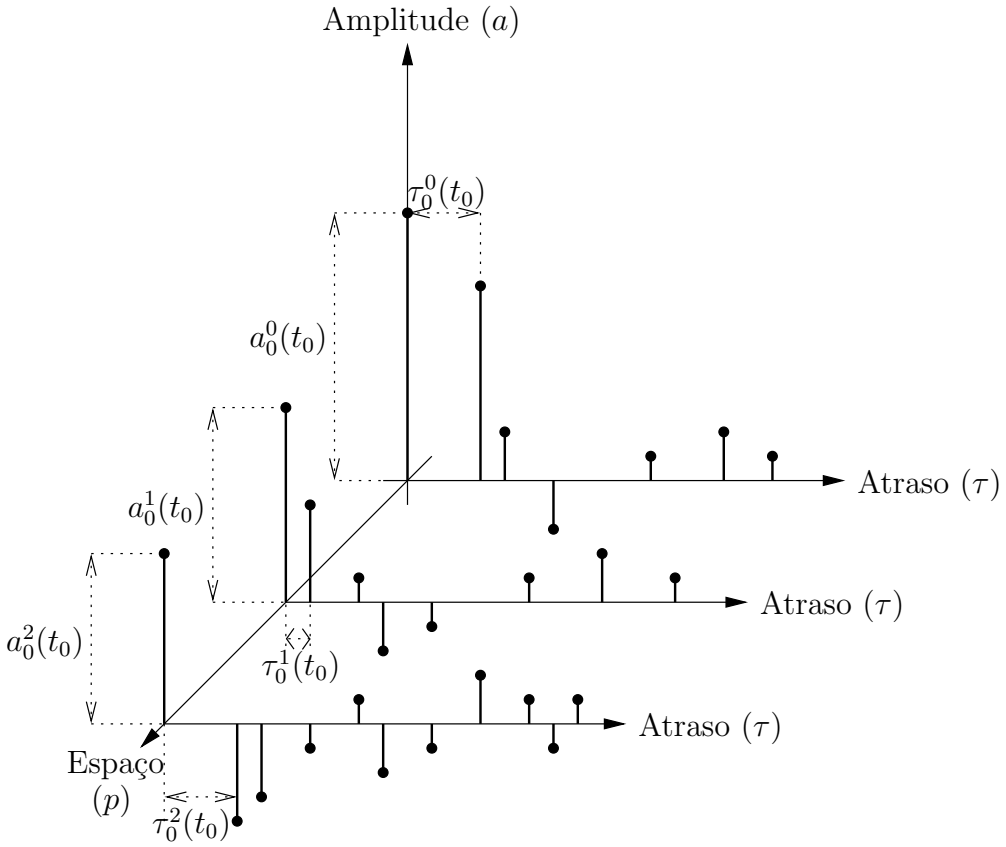


Figura 2.1: Modelo de Turin.

e é utilizada para modelar o fato de que os parâmetros que definem o canal são dependentes de uma freqüência particular presente no conteúdo tempo–freqüência do sinal transmitido[4]. Entretanto, é comum considerar que $a_i(f,t) = a_i(t)$ e $\tau_i(f,t) = \tau_i(t)$, já que, na prática, tais parâmetros são funções que variam "suavemente" à medida que f varia [4].

A Figura 2.1 caracteriza, num determinado instante de tempo t_0, as possíveis contribuições de cada caminho do multipercurso em função da posição relativa entre usuário e BTS. De fato, o eixo temporal indica os atrasos relativos entre os vários componentes dos multipercursos (vemos, por exemplo, que o espaçamento temporal entre os dois primeiros componentes de multipercursos variou sensivelmente ao longo da componente espacial, sendo $\tau_0^0(t_0) \neq \tau_0^1(t_0) \neq \tau_0^2(t_0)$, em que $\tau_0^p(t_0)$ indica o atraso relativo entre os dois primeiros componentes de um multipercurso, no tempo t_0 e na posição p). Tais componentes são caracterizados pela sua amplitude (vemos, também, que a amplitude do primeiro componente

representada porque a posição é uma função do tempo, bastando utilizar a variável independente t.

[4]Essa dependência é conseqüência, entre outros fatores, do efeito *Doppler* e dos ganhos dos amplificadores presentes nas antenas, os quais são dependentes da freqüência de operação.

de multipercurso variou espacialmente $a_0^0(t_0) \neq a_0^1(t_0) \neq a_0^2(t_0)$, em que $a_0^p(t_0)$ indica a amplitude do primeiro componente de um multipercurso, no tempo t_0 e na posição p). Essa figura ilustra o chamado modelo de Turin [5].

Uma vez que existe uma relação linear entre $x(t)$ e $y(t)$, podemos afirmar que o canal age como um sistema linear e, portanto, pode ser descrito pela sua resposta, no instante de tempo t, ao impulso $h(\tau,t)$ aplicado no tempo $t - \tau$. Sendo assim,

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau,t)x(t-\tau)d\tau \,. \tag{2.2}$$

Logo, pelas Equações (2.1) e (2.2), podemos concluir que a resposta ao impulso de um canal com multipercursos é dada por

$$h(\tau,t) = \sum_{i\in\mathbb{N}} a_i(t)\delta(\tau - \tau_i(t)) \,, \tag{2.3}$$

isto é, um filtro linear variante no tempo, onde $\delta(t)$ é a função impulso de Dirac.

2.2.1 Modelagem Discreta no Tempo

Para utilizar um modelo discreto de canal, basta lembrarmos que, se $x(t)$ tiver suporte finito na freqüência limitado por $\frac{1}{2T}$, onde $T \in \mathbb{R}_+$ é o período de amostragem, então [6]

$$x(t) = \sum_{n\in\mathbb{Z}} x(n)\text{sinc}\left[\pi\left(\frac{t}{T} - n\right)\right] \,, \tag{2.4}$$

onde $x(n) = x(nT)$[5], sendo $n \in \mathbb{Z}$ o índice da amostra em questão, e $\text{sinc}(x) = \frac{\text{sen}(x)}{x}$. Logo, substituindo a Equação (2.4) na Equação (2.1), temos

$$y(t) = \sum_{n\in\mathbb{Z}} x(n) \sum_{i\in\mathbb{N}} a_i(t)\text{sinc}\left[\pi\left(\frac{t}{T} - n\right) - \pi\frac{\tau_i(t)}{T}\right] . \tag{2.5}$$

Tomemos, agora, as amostras $y(k) = y(kT)$, com $k \in \mathbb{Z}$. Sendo assim, teremos

$$y(k) = \sum_{n\in\mathbb{Z}} x(n) \sum_{i\in\mathbb{N}} a_i(kT)\text{sinc}\left[\pi\left(k - n\right) - \pi\frac{\tau_i(kT)}{T}\right] . \tag{2.6}$$

[5]Essa notação, quando analisada sem o devido cuidado, pode passar a impressão de que $T = 1$ s. Entretanto, deve-se ter em mente que, ao utilizarmos n como argumento, estamos fazendo a identificação $x(n) = x(nT)$. Existem notações alternativas, tais como $x[n] = x(nT)$ e $x(n) = x_a(nT)$, em que a indica analógico.

Defina $l \triangleq k - n$ e $h_l(k) \triangleq \sum_{i\in\mathbb{N}} a_i(kT)\text{sinc}\left[\pi\left(l - \frac{\tau_i(kT)}{T}\right)\right]$ e substitua tais valores na Equação (2.6), de tal forma que

$$y(k) = \sum_{l\in\mathbb{Z}} h_l(k)x(k-l)\,, \tag{2.7}$$

que é a convolução linear discreta que descreve o comportamento entrada/saída de um sistema linear variante no tempo caracterizado pela resposta ao impulso $h_l(k)$.

A onda eletromagnética que chega no receptor não contém, somente, várias versões do sinal transmitido. De fato, existem inúmeros tipos de interferências que agem sobre essa onda. É comum supor que parte dessas interferências seja modelada, na saída do canal, como uma realização de um processo estocástico conhecido como ruído aditivo branco gaussiano, AWGN, do inglês *Additive White Gaussian Noise*, descorrelacionada com o sinal transmitido. Essa suposição é considerada válida pois, na maioria das aplicações, essa interferência é causada por radiações térmicas dos equipamentos de recepção (e demais objetos próximos ao receptor) e por ser um número muito grande de fontes de interferência [4]. Assim sendo, temos o seguinte modelo

$$y(k) = \sum_{l\in\mathbb{Z}} h_l(k)x(k-l) + \eta(k)\,. \tag{2.8}$$

Vale lembrar ainda que $h_l(k)$ representa a convolução entre os sistemas que implementam a parte de transmissão e recepção em RF, além da resposta ao impulso do filtro que modela o próprio meio físico de propagação.

Notação Matricial

Suponha que transmitamos um vetor[6] de símbolos[7] $\boldsymbol{x} = [\,x(0)\;x(1)\;\cdots\;x(K-1)\,]^T \in \mathbb{C}^K$, onde $K \in \mathbb{N}$, através de um canal com multipercursos, caracterizado pela resposta ao impulso $\boldsymbol{h}(k) = [\,h_L(k)\;h_{L-1}(k)\;\cdots\;h_0(k)\,]^T \in \mathbb{C}^{L+1}$, em que $L+1 \in \mathbb{N}$ é o comprimento efetivo do modelo discreto do canal com memória. Suponha também que $\boldsymbol{\eta} = [\,\eta(0)\;\eta(1)\;\cdots\;\eta(K-1)\,]^T \in \mathbb{C}^K$ é um vetor de amostras de ruído adicionadas à saída

[6] Todos os vetores definidos neste trabalho serão vetores coluna.

[7] A partir daqui, faremos um tratamento em banda-básica, o que implica que $x(n)$ pode ser complexo. O modelo de canal, seja ele contínuo ou discreto, não sofre alteração, a menos de um fator complexo que altera as amplitudes da resposta ao impulso do canal, ou seja, $a_i^b = a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)}$, onde $f_c \in \mathbb{R}_+$ é a freqüência da portadora de RF e b indica que a amplitude corresponde a um modelo em banda-básica [4].

do canal. Com essa notação, temos que a Equação (2.8) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{H}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{\eta}\,, \tag{2.9}$$

onde $\boldsymbol{y} = [\,y(0)\; y(1)\; \cdots\; y(K+L-1)\,]^T \in \mathbb{C}^{K+L}$ é o vetor que chega ao receptor e $\boldsymbol{H} \in \mathbb{C}^{(K+L)\times K}$ é a chamada matriz de convolução do canal, a qual é definida como

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} h_0(0) & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ h_1(1) & h_0(1) & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ h_2(2) & h_1(2) & h_0(2) & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_L(L) & h_{L-1}(L) & h_{L-2}(L) & h_{L-3}(L) & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & h_L(L+1) & h_{L-1}(L+1) & h_{L-2}(L+1) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & h_L(K+L-2) & h_{L-1}(K+L-2) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & h_L(K+L-1) \end{bmatrix}.$$

Quando consideramos que as L últimas componentes de $\boldsymbol{y}$ (neste trabalho, $L \ll K$, com uma diferença de mais de uma ordem de grandeza) correspondem a uma interferência no próximo bloco de dados a ser transmitido, temos a seguinte redefinição de $\boldsymbol{H}$

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \longleftarrow & \boldsymbol{h}^T & \longrightarrow & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \longleftarrow & \boldsymbol{h}^T & \longrightarrow & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \longleftarrow & \boldsymbol{h}^T & \longrightarrow & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \longleftarrow & \boldsymbol{h}^T & \longrightarrow & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \longleftarrow & \boldsymbol{h}^T & \longrightarrow \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{K\times K}\,, \tag{2.10}$$

em que $\boldsymbol{h} = \boldsymbol{h}(k), \forall k \in \{0,1,...,K-1\}$, isto é, consideramos que o canal varia de forma desprezível durante a transmissão de $\boldsymbol{x}$. Além disso, as setas ilustram a extensão horizontal do vetor $\boldsymbol{h}^T$.

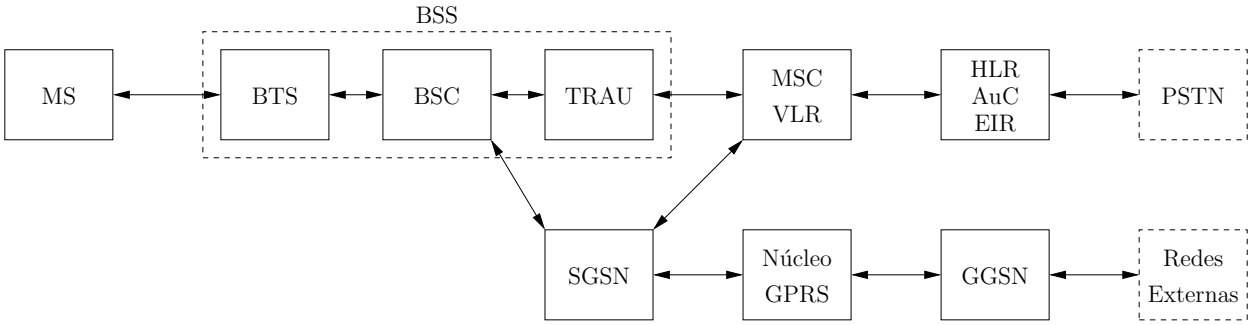


Figura 2.2: Arquitetura de uma rede GPRS.

2.3 Rede GSM/GPRS

Passaremos agora para uma breve exposição sobre a estrutura de uma rede GPRS, destacando os principais componentes de sua arquitetura e a organização dos canais lógicos na conexão *downlink*.

2.3.1 Arquitetura

Os elementos que compõem uma rede GPRS agrupam-se em duas partes: uma estrutura adaptada da antiga rede GSM e um núcleo específico para a transmissão e recepção de pacotes, também chamado de GPRS *core*. A Figura 2.2 mostra os elementos que compõem essas duas partes. Segue-se uma lista que define, de forma sucinta, cada elemento.

- **BSS** é o subsistema da estação–base, do inglês *Base Station Subsystem*. Ela é composta pela estação rádio–base, **BTS**, do inglês *Base Transceiver Station*, pela unidade de transcodificação e adaptação, **TRAU**, do inglês *TRanscoding and Adaptation Unit* e pelo subsistema controlador da base, **BSC**, do inglês *Base Subsystem Control*. A BTS é a responsável pela transmissão e recepção dos sinais em RF (modulação/demodulação, codificação/decodificação de canal e processo de encriptação, entre outros) e interage diretamente com o terminal móvel. A TRAU trabalha com as mudanças de taxa de transmissão. A BSC gerencia os recursos de rádio disponíveis para uma ou mais BTSs;

- **MSC/VLR** é o centro de comutação de serviços móveis, contendo um banco de dados com informações temporárias dos usuários (do inglês, *Mobile services Switching Center/Visitor Location Register*). O MSC é o componente principal da tecnologia CS numa rede GSM, sendo responsável pela comutação de ligações entre usuários móveis e

entre usuários da rede fixa e móvel. O VLR é um banco de dados contendo informações dos usuários que estão sendo servidos pelo MSC em questão.

- **HLR**, do inglês *Home Location Register*, é o registro do local de origem. É um banco de dados que fornece os dados necessários para o MSC realizar a comutação de ligações. Além disso, o HLR contém todas as informações administrativas relacionadas com os assinantes registrados dentro de uma rede GSM [7].

- **EIR** é o registro da identidade dos equipamentos, do inglês *Equipment Identity Register*. É um banco de dados que contém uma lista de todos os equipamentos móveis válidos registrados na rede GSM.

Os elementos até aqui listados são aqueles que compõem uma estrutura puramente GSM. Na rede GPRS, além desses elementos, há mais dois elementos básicos, a saber:

- **SGSN**, do inglês *Serving GPRS Support Node*, tem uma função similar ao MSC, mas aplicado ao modo PS de transmissão/recepção.

- **GGSN**, do inglês *Gateway GPRS Support Node*, permite a interconexão com redes externas de dados, também chamadas de PDNs, do inglês *Packet Data Networks*. O GGSN é conectado ao SGSN através de uma rede interna ao GPRS que se baseia no protocolo IP [7].

2.3.2 Organização de Canais Lógicos no *Downlink*

O GPRS, assim como o GSM, trabalha no modo híbrido de múltiplo acesso que congrega o TDMA, do inglês *Time–Division Multiple Access*, e o FDMA, do inglês *Frequency–Division Multiple Access*[8].

A maioria das redes atuais trabalha nas faixas de 850 MHz, 900 MHz, 1.800 MHz e 1.900 MHz. O espectro é repartido igualmente em faixas de 200 kHz, as quais são compartilhadas pelos usuários através de uma multiplexação no tempo (oito *time–slots* que compõem

[8] As técnicas de múltiplo acesso TDMA e FDMA caracterizam-se por permitir a cada assinante da rede acessar o canal de rádio. Esse acesso é feito por um conjunto de janelas de tempo predeterminado, utilizando toda a faixa de freqüência disponível, no caso do TDMA, ou utilizando uma determinada faixa de freqüência sem restrição de tempo, no caso do FDMA [8].

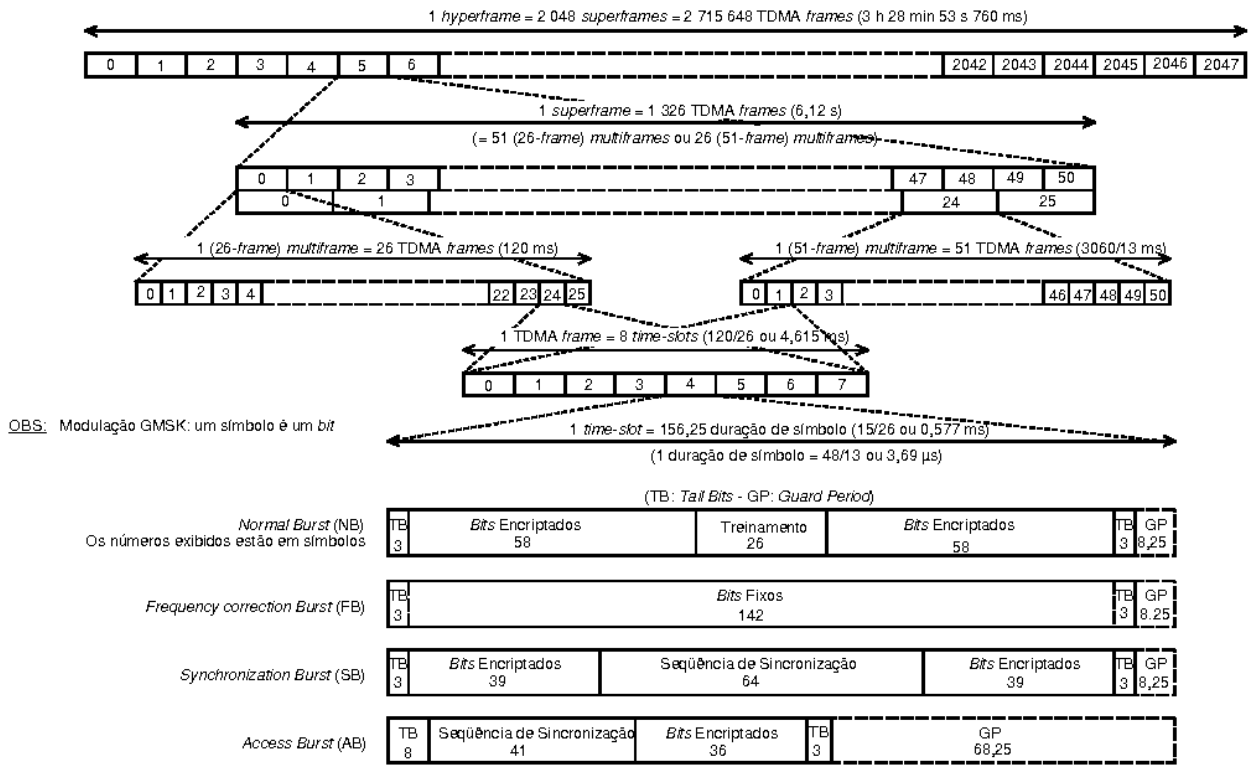


Figura 2.3: Estrutura hierárquica das janela no tempo do GSM. Figura adaptada de [1].

um *frame*[9]). Sendo assim, um canal físico é determinado pela faixa de freqüência e pelo seu *time–slot*.

Esses canais físicos são utilizados através de um mapeamento dos canais lógicos, os quais são divididos em quatro tipos: os canais de tráfego (voz e dados) e os canais de controle (de voz e de dados) [7]. Os canais de controle, por sua vez, são divididos em quatro classes: *broadcast*, dedicados, comuns e associados. Esse mapeamento dos canais lógicos em físicos é utilizado para facilitar o gerenciamento da rede em relação às informações de voz, dados e de sinalização.

O mapeamento é realizado através da definição de janelas de tempo. A Figura 2.3 contém as definições das estruturas hierárquicas das janelas de tempo utilizadas no GSM. Assim, um *hyperframe* é composto por 2048 *superframes*, sendo cada *superframe* composto por 51 *multiframes* contendo 26 TDMA *frames* cada, ou por 26 *multiframes* contendo 51 TDMA *frames*.

[9]Um *time–slot* é uma janela de tempo de, aproximadamente, 577 μs em que um determinado usuário, ou a própria rede, pode transmitir suas informações que são mapeadas em um pacote conhecido como *burst*. Um *frame* é uma janela de tempo com duração de oito *time–slots*.

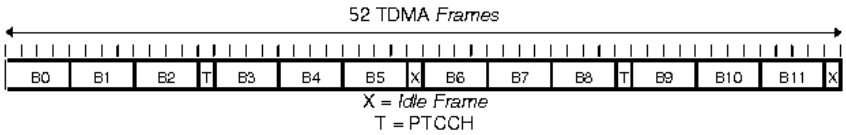


Figura 2.4: *Multiframe* do GPRS. Figura adaptada de [1].

No GPRS, a única diferença é referente à estrutura do *multiframe*, conforme pode ser visto na Figura 2.4. Nesse caso, o *multiframe* é composto por 52 TDMA *frames*, os quais já estão separados em 12 blocos de rádio compostos por 4 TDMA *frames* consecutivos cada, além dos *frames* reservados para não transmitir informação (*idle frames*) e os reservados para o canal lógico PTCCH[10] [7].

Cada canal lógico tem o seu lugar bem determinado nessas estruturas de janelas de tempo. A posição exata de um determinado canal, seja ele de tráfego ou de controle, para voz ou dados, no *superframe*, é definida pelas normas do 3GPP [1].

Neste projeto, trabalhamos com apenas três tipos de canais (dois de tráfego e um de controle): TCH, do inglês *Traffic CHannel*, utilizado para transmissão de voz no GSM, o PDTCH, do inglês *Packet Data Traffic CHannel*, utilizado para transmissão de pacotes no GPRS, e o BCCH, do inglês *Broadcast Control CHannel*, utilizado, no *downlink*, pela rede para enviar diversas informações para o terminal móvel. No TCH, a cada *frame* utiliza-se apenas um *time–slot*, enquanto no PDTCH pode-se utilizar múltiplos *time–slots* no mesmo *frame*. Além disso, utilizamos esses canais em taxa completa, também conhecidos como *full-rate channels*, contrapondo-se aos *half-rate channels*.

2.4 Técnicas de Supressão de Interferência

Em virtude das características do canal sem fio e do dimensionamento das redes de celulares – quantidade de usuários *versus* tamanho das células – a interferência é particularmente elevada em tais sistemas, quando comparada a outros sistemas de telecomunicações, tais como a rede de telefonia fixa.

Para viabilizar a utilização e o crescimento das comunicações móveis, foi necessário o uso de algumas técnicas de supressão de interferência. Segue-se um resumo dessas técnicas com base em [3]:

[10]Do inglês *Packet Timing advance Control CHannel*.

- **Transmissão descontínua**: essa técnica aproveita o fato de que o usuário só fala durante, aproximadamente, 50% do tempo total de uma ligação. Assim os momentos de silêncio são detectados e a transmissão é suspensa. Isso diminui a poluição eletromagnética, reduzindo a interferência causada por esse usuário em outros usuários co-canais da rede;

- **Controle dinâmico de potência**: ajusta, dinamicamente, a potência de transmissão de uma estação móvel. Isso também reduz os níveis de poluição eletromagnética;

- **RF *Frequency Hopping***: a freqüência da portadora a cada bloco de informação transmitida/recebida. Isso introduz um nível maior de diversidade o qual permite que, na média, todos os usuários tenham ligações com uma qualidade dentro de níveis aceitáveis. Essa técnica permite que as freqüências sejam reutilizadas mais freqüentemente nas células adjacentes ou, até mesmo, em setores da mesma célula. ;

- **AMR**: do inglês *Adaptive MultiRate*, essa técnica permite que haja um balanceamento entre a taxa de codificação de fonte e a taxa de codificação de canal utilizadas no GSM. Em condições mais adversas, reduz-se a taxa de codificação de fonte e aumenta-se a taxa de codificação de canal;

- **Adaptação do Enlace de Rádio**: permite que haja uma mudança na taxa de codificação de canal utilizada no GPRS em função das condições do meio de transmissão. Assim, pode-se reduzir o *throughput*[11] e proteger mais a informação transmitida caso o canal esteja muito debilitado, ou aumentar a quantidade de informação transmitida, diminuindo, simultaneamente, a quantidade de símbolos de redundância;

- **Cancelamento de Interferência Co-canal**: essa técnica tenta cancelar diretamente a interferência co-canal. Entretanto, ela exige um processo computacionalmente intensivo para implementá-la. Com isso, verifica-se um compromisso entre eficiência e complexidade do receptor.

Neste trabalho, estamos interessados no controle dinâmico de potência, na adaptação do enlace de rádio e no cancelamento de interferência. Em particular, nosso interesse é verificar as relações entre o cancelamento de interferência com as demais técnicas. Nas

[11] O *throughput* é a taxa efetiva de informação transmitida, ou seja, contabilizam-se apenas as informações consideradas sem erro no receptor.

Subseções 2.4.1 e 2.4.2 introduziremos, mais detalhadamente, os conceitos dessas últimas duas técnicas. No próximo capítulo, trataremos em detalhe o cancelamento de interferência co-canal realizado pelo SAIC.

2.4.1 Controle Dinâmico de Potência

O objetivo do controle dinâmico de potência, conforme já foi mencionado, é reduzir a interferência co-canal, diminuindo, quando for possível, a potência dos usuários que estejam usufruindo de um bom enlace de rádio[12]. Esse controle se dá através da minimização da potência transmitida, obedecidas as restrições de qualidade de serviço e dadas as condições do meio. O controle de potência é mais complicado no modo de comutação por pacotes do que no de comutação por circuito, já que naquele não há um enlace de comunicação contínuo entre o transmissor e o receptor.

Para que seja possível o controle de potência, são necessárias algumas medidas que dêem suporte à tomada de decisão dos algoritmos que o implementam. Essas medidas do enlace de rádio são realizadas pelo terminal móvel no *downlink* ou pela rede no *uplink*[13]. No caso do GSM, o móvel faz as seguintes medidas que são enviadas através do canal lógico SACCH[14] [7] (essas medidas também são realizadas pela BSS para cada terminal móvel):

- **RXLEV** é o nível de sinal recebido, do inglês *Received Signal Level*. O RXLEV é um mapeamento afim em números inteiros do intervalo $[0; 63]$ que contém informações, tanto da célula em que o móvel se encontra, como também das células vizinhas;

- **RXQUAL** é a qualidade do sinal recebido, do inglês *Received Quality*. Essa medida de qualidade, que é um mapeamento linear em números inteiros do intervalo $[0; 7]$, é obtida através da BER, taxa de erro de *bits*, do inglês *Bit Error Rate*, calculada antes da decodificação de canal.

Conforme já foi afirmado, neste projeto implementamos somente a conexão *downlink*. Sendo assim, apenas descreveremos o controle de potência realizado pela BTS [9] e omitiremos

[12] Além desse objetivo, existe o objetivo mais evidente de utilizar somente a potência necessária para manter um bom enlace de rádio, evitando, assim, o desperdício de potência, que se traduz em economia de recursos financeiros e satisfação do usuário por não ter que carregar, mais freqüentemente, a bateria de seu terminal.

[13] O *uplink* corresponde à transmissão do móvel para a BTS.

[14] Do inglês, *Slow Associated Control CHannel*.

o realizado pelo terminal móvel, ainda que possa haver analogias entre eles. O 3GPP não especifica uma estratégia fixa para o controle de potência no caso do GSM, principalmente quanto ao *downlink*, deixando-a a cargo das operadoras da rede. Para o GPRS, porém, existe uma recomendação que está descrita a seguir [9].

A BTS utiliza uma potência constante P_{BTS} para o canal de *broadcast* (BCCH). Além desse canal, os canais PBCCH, PCCCH e PTCCH[15] também utilizam uma potência constante $P_{\mathrm{BTS}} - P_0$ no *downlink*, onde P_0 caracteriza a redução de potência da BTS devido ao controle de potência.

Para os outros canais, temos a seguinte caracterização sugerida em [9] e [7] para o controle de potência

$$P_{\mathrm{d}} = \text{mín}\left\{P_{\mathrm{ref}} + \alpha\left(P_{\mathrm{BTS}} - C + \gamma_{\mathrm{ch}}\right)\ ,\ P_{\text{máx}}\right\} \quad [\mathrm{dB}], \tag{2.11}$$

em que P_{d} [dB] é a potência de saída da BTS, P_{ref} [dB] é apenas um valor de referência para a potência de saída, $\alpha \in [0{,}1]$ é um fator ponderador que quantifica a relação de compromisso entre os controles de potência sem e com realimentação do terminal móvel, P_{BTS} [dB] é a potência constante do canal BCCH, C [dB] é o nível de sinal recebido[16] (medido pelo terminal móvel e transferido para a BTS), γ_{ch} [dB] é o nível de interferência no terminal móvel, o qual também é reportado à BTS e $P_{\text{máx}}$ [dB] é a potência máxima permitida, dada por $P_{\mathrm{BTS}} - P_0$. Uma expressão para o cálculo de P_{d} pode ser dada por

$$P_{\mathrm{d}}^{i+1} = \text{mín}\left\{P_{\mathrm{ref}} + \alpha\left(P_{\mathrm{BTS}} - C^{i} + \gamma_{\mathrm{ch}}^{i}\right)\ ,\ P_{\text{máx}}\right\} \quad [\mathrm{dB}], \tag{2.12}$$

em que i indica o índice da iteração em questão. Normalmente, a iteração começa utilizando-se um valor máximo previamente fixado para P_{d}. Em uma dada iteração, que ocorre a cada 60 ms (= 13 TDMA *frames*), o passo máximo para a variação de potência é de 2 dB. Além disso, os demais *time-slots* de um mesmo *frame* devem ter sua potência entre $P_{\mathrm{BTS}} - P_0 - 10$ e $P_{\mathrm{BTS}} - P_0$ [9], [7].

O terminal móvel monitora o canal BCCH e os *idle frames* para estimar os parâmetros C e γ_{ch} de nível de sinal recebido e nível de interferência, respectivamente. A estimação desses

[15] *Packet Broadcast Control CHannel, Packet Common Control CHannel* e *Packet Timing advance Control CHannel*.

[16] Este parâmetro é mapeado no RXLEV.

parâmetros é feita recursivamente através de filtragens, sendo expressa por

$$\begin{aligned} C^k &= (1-F)C^{k-1} + F(SS)^k, \\ \gamma_{\text{ch}}^i &= (1-f)\gamma_{\text{ch}}^{i-1} + f(SS)_{\text{ch}}^i, \end{aligned} \tag{2.13}$$

em que F, f são parâmetros que definem o peso da recursão, sendo conhecidos como "fatores de esquecimento", $(SS)^k, (SS)_{\text{ch}}^i$ são os níveis de sinal e de interferência total (interferência dos outros usuários e do ruído inerente ao canal), respectivamente, os quais, neste trabalho, são medidos a cada BCCH *burst*, no caso de $(SS)^k$, e a cada *idle frame*, no caso de $(SS)_{\text{ch}}^i$. Além disso, k, i são os índices da iteração os quais são reinicializados sempre que houver *cell reselection* ou acabar a transferência de informações.

No caso do GPRS, não se utiliza diretamente a medida RXQUAL. Esse parâmetro é comumente utilizado nas implementações de controle de potência do GSM, conforme é indicado no exemplo de um algoritmo que serve de base para implementar o controle de potência no GSM presente em [9]. Esse algoritmo define limiares para o RXLEV e para o RXQUAL, os quais, uma vez ultrapassados, indicam um aumento, ou diminuição, da potência transmitida.

2.4.2 Adaptação do Enlace de Rádio

O objetivo da adaptação do enlace de rádio é criar uma flexibilidade quanto à quantidade de informação transmitida no GPRS e a quantidade de redundância na informação. O compromisso ótimo, no sentido de maximizar o *throughput*, é aquele que permite aproveitar melhor as circunstâncias e particularidades do meio de transmissão em um dado período de tempo. De fato, uma adaptação ideal seria aquela em que sempre se escolhesse a melhor taxa de codificação de canal, maximizando, simultaneamente, o *throughput* para uma dada CIR (do inglês *Carrier-to-Interference Ratio*) [7].

O GPRS permite a implementação dessa técnica através de algoritmos, não especificados nas normas do 3GPP, que escolhem, durante um determinado intervalo de tempo, uma dentre quatro taxas de codificação de canal (chamadas de *Coding Schemes*), a saber: 1/2, 2/3, 3/4 e 1. Entretanto, existem alguns cuidados que devem ser tomados em relação a essa adaptação [7]:

- O valor da CIR é apenas estimado através de filtros recursivos (CIR $= C/\gamma_{\text{ch}}$. Vide Subseção 2.4.1) e, em determinadas circunstâncias, pode diferir de forma significativa

do valor correto, fazendo com que uma taxa de codificação de canal seja escolhida de forma inadequada;

- Os limiares da CIR para a mudança de taxa de codificação são dependentes da topologia do meio de transmissão, da velocidade do terminal móvel e do uso ou não de *frequency hopping*;

- Uma vez que trata-se do GPRS, a rede não monitora, constantemente, a qualidade do enlace de rádio, já que não há uma conexão contínua entre o MS e a BTS.

Há, pelo menos, duas maneiras de implementar um algoritmo de adaptação de enlace de rádio numa conexão *downlink*: a rede monitora os valores de CIR que foram relatados pelo terminal e, com base neles e em três limiares (que podem ser fixos ou variáveis) escolhe um dos quatro possíveis esquemas de codificação[17] [7]. Outra maneira seria análoga à anterior, mas baseada no parâmetro RXQUAL, que é uma função da CIR. Uma desvantagem da utilização do RXQUAL é que não é possível calculá-lo quando a taxa de codificação de canal é 1, ou seja, quando não houver codificação de canal[18]. Neste trabalho, utilizamos a adaptação do enlace baseada na CIR e em limiares variáveis dependentes da topologia do canal e da velocidade do MS.

Neste ponto é importante ressaltar as interações intrínsecas entre o controle dinâmico de potência e a adaptação do enlace de rádio. De fato, se a rede GPRS está bem calibrada, o controle de potência permite que a quantidade global de interferência diminua, o que, eventualmente, pode acarretar um aumento da CIR e, assim, um aumento do *throughput*. Entretanto, pode ocorrer também que C diminua numa proporção maior do que a interferência, o que causaria uma diminuição da CIR, diminuindo o *throughput*. Assim, existe um compromisso entre essas duas técnicas no GPRS.

No GSM, existe uma técnica, conhecida como *Adaptive MultiRate*, AMR, ainda mais sofisticada do que a adaptação do enlace de rádio, que possui um objetivo semelhante a desta: permitir que haja um balanceamento entre a taxa de codificação de fonte e a taxa de codificação de canal em função das qualidades do enlace de rádio e do sinal recebido.

As medidas RXLEV e RXQUAL são utilizadas para as mudanças de taxas no AMR,

[17] Deve-se levar em consideração uma pequena margem em relação aos limiares para que se evite o chamado efeito *ping-pong*, ou seja, mudanças constantes no esquema de codificação.

[18] Conforme já foi ressaltado, o RXQUAL é calculado antes da decodificação de canal

sendo que, no caso da adaptação do codec de fala, outras medidas que reflitam de maneira mais fiel a qualidade do sinal de voz devem ser utilizadas.

O AMR não foi implementado neste trabalho.

2.5 Resumo

Apresentamos nesse capítulo alguns conceitos fundamentais para o entendimento do restante do trabalho. Ele contém a base teórica das técnicas implementadas no simulador que desenvolvemos.

Começamos o capítulo destacando as peculiaridades de uma rede GPRS de telefonia celular, contrapondo, assim, as características da comutação por circuito e da comutação por pacotes. Em seguida, trilhamos um caminho um pouco mais teórico, em que destacamos os conceitos primordiais referentes ao processo de comunicação digital sem fio através da descrição de seus blocos constituintes: fonte, sistema de comunicação e receptor (Seção 2.1).

Logo após, ressaltamos as características e modelos discretizados do canal de rádio móvel. Dentre essas características, vale destacar os efeitos dos multipercursos e a modelagem do canal como um filtro linear variante no tempo (Seção 2.2).

Em seguida, descrevemos a arquitetura básica de uma rede GPRS, destacando os elementos que já faziam parte da rede GSM (BSS, MSC/VLR, HLR e EIR), utilizados para a transmissão de voz, além dos elementos que compõem o núcleo da rede de comutação por pacotes (SGSN e GGSN), utilizados para a transmissão de dados (Subseção 2.3.1). Depois disso, descrevemos a estrutura dos canais lógicos no *downlink*, destacando as janelas de tempo definidas como *hyperframes*, *superframes*, *multiframes*, *frames* e *time-slots* (Subseção 2.3.2).

Terminamos o capítulo, na Seção 2.4, destacando as técnicas utilizadas para reduzir os efeitos da interferência, além de permitir uma economia de energia, no caso do controle de potência (Subseção 2.4.1) e um melhor aproveitamento das condições ambiente, em termos de *throughput*, no caso da adaptação do enlace de rádio (Subseção 2.4.2).

Capítulo 3

Cancelamento de CCI em Receptores GSM/GPRS Utilizando SAIC

Devido ao aumento da demanda por serviços de telefonia móvel, há a necessidade de aumento do número de células. Com isso, o número de usuários que utilizam a mesma faixa de freqüência espectral tem crescido. Esse aumento é limitado pela interferência que tais usuários geram. Com o intuito de diminuir essa interferência, e, por conseqüência, viabilizar o crescimento do número de usuários, utilizam-se as técnicas para cancelamento de interferência co-canal.

Neste capítulo, modelaremos o problema da interferência co-canal, em uma conexão *downlink*, na Seção 3.1. Na Seção 3.2, detalharemos a forma como a informação transmitida é estimada em um receptor GSM/GPRS convencional. Em seguida, abordaremos uma técnica utilizada para suprimir essa interferência: o SAIC, do inglês *Single-Antenna Interference Cancellation*, o qual é tratado na Seção 3.3. O capítulo encerra-se com um breve resumo sobre o mesmo.

3.1 O Problema da Interferência Co-canal

Conforme já afirmamos no capítulo anterior, o GSM/GPRS é um sistema com características híbridas de múltiplo acesso, englobando as técnicas TDMA e FDMA. Como tal, as principais interferências causadas por outros usuários da rede consistem em ISI, do inglês *Inter-Symbol Interference*, e CCI, do inglês *Co-Channel Interference*.

A ISI é gerada pela presença de multipercursos, espalhando os *bursts* de outros usuá-

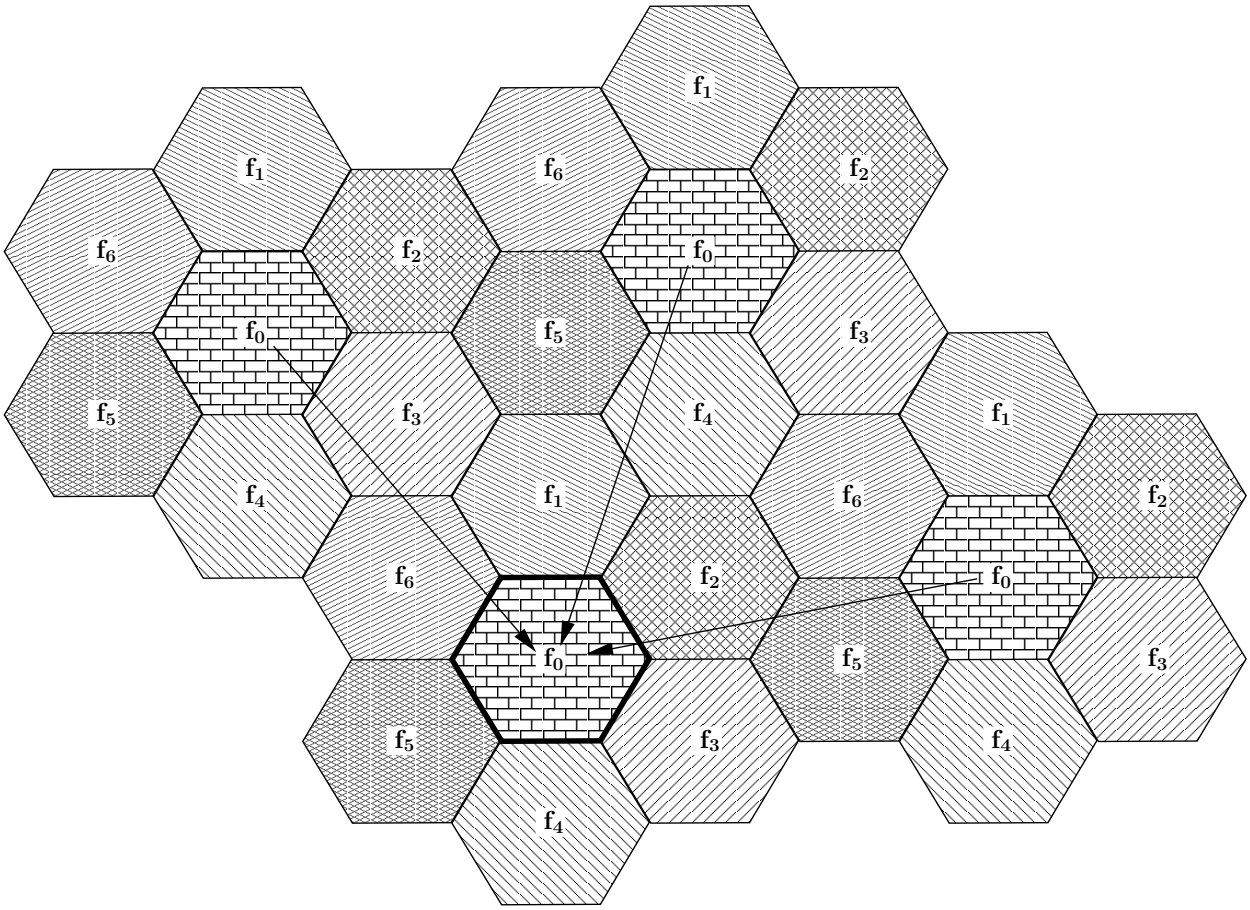


Figura 3.1: Interferência co-canal para uma divisão celular com reúso de freqüência igual a 7.

rios[1] que compartilham o mesmo *frame* numa transmissão. Assim, a informação dos *bursts* que estão nos *time-slots* vizinhos interfere no *time-slot* do usuário de interesse.

Um determinado usuário sofre a CCI[2] quando outros usuários utilizam a mesma freqüência de portadora dele. As redes de telefonia celular são projetadas tomando-se o cuidado de que tais usuários interferidores estejam suficientemente distantes para que o sinal interferente tenha uma potência pequena, quando comparada à do usuário em questão. Entretanto, conforme já mencionado, essa potência tem aumentado devido ao crescimento do número de células e à diminuição do seu tamanho. A Figura 3.1 exemplifica uma estrutura celular de uma rede que utiliza um fator de reúso igual a 7, onde as setas ilustram a interferência co-canal.

[1]No caso do GSM, um determinado usuário compartilha um *frame* com mais sete usuários. No GPRS, entretanto, há a possibilidade de um mesmo usuário utilizar mais de um *time-slot* no mesmo *frame*.

[2]Há, também, a interferência de canais adjacentes que, de fato, existem devido às imperfeições inerentes aos filtros implementados nos equipamentos de transmissão e recepção.

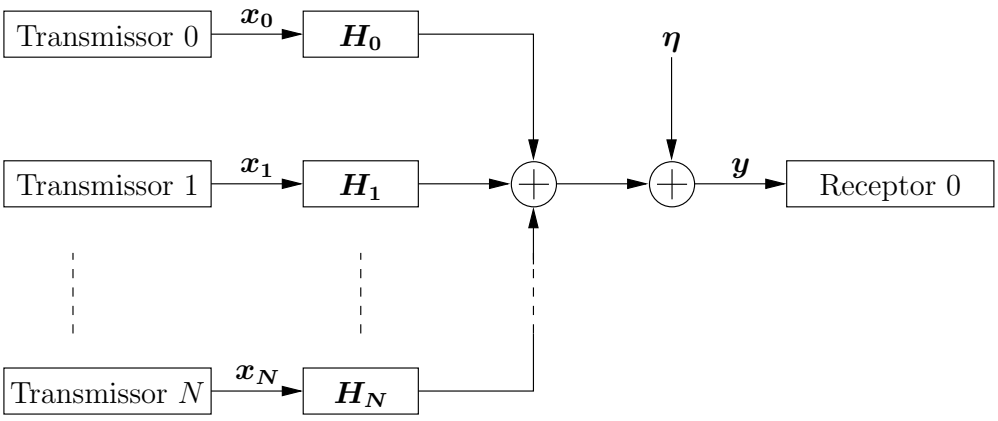


Figura 3.2: Diagrama em blocos de uma recepção considerando os usuários co-canais.

Considere que, por um período de tempo, um determinado usuário (chamado de usuário de interesse), que associaremos ao índice 0, sofre a interferência de $N \in \mathbb{N}$ usuários co-canais. Considerando que a informação de cada usuário provém de um canal diferente, e que, durante esse período, a informação transmitida pelo n-ésimo usuário é $\boldsymbol{x_n} = [\, x_n(0)\ x_n(1)\ \cdots\ x_n(K-1)\,]^T \in \mathbb{C}^K$, então

$$y(k) = \left(\sum_{n=0}^{N} \sum_{l=0}^{L} h_{n,l}(k) x_n(k-l) \right) + \eta(k)\,, \quad 0 \leq k \leq K-1, \tag{3.1}$$

em que $y(k) \in \mathbb{C}$ é a k-ésima amostra do sinal recebido, $L+1 \in \mathbb{N}$ é o comprimento efetivo do modelo discreto do canal com memória, $[\, h_{n,L}(k)\ h_{n,L-1}(k)\ \cdots\ h_{n,0}(k)\,]^T = \boldsymbol{h_n}(k) \in \mathbb{C}^{L+1}$ é o vetor de coeficientes do canal, durante a transmissão da k-ésima amostra, associado ao n-ésimo usuário, $K \in \mathbb{N}$ é a quantidade de símbolos transmitidos, e $\eta(k) \in \mathbb{C}$ é a k-ésima amostra de uma realização de um processo estocástico gaussiano, com média zero e variância $\sigma^2 \in \mathbb{R}_+$, que modela o ruído na saída do canal[3].

A Figura 3.2 ilustra tal modelo, em que definimos $\boldsymbol{H_n} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ como a matriz de convolução (vide Seção 2.2) do canal associada ao n–ésimo usuário, $\boldsymbol{\eta} = [\, \eta(0)\ \eta(1)\ \cdots\ \eta(K-1)\,]^T \in \mathbb{C}^K$ e $\boldsymbol{y} = [\, y(0)\ y(1)\ \cdots\ y(K-1)\,]^T \in \mathbb{C}^K$.

3.2 Receptor GSM/GPRS Convencional

Um receptor GSM/GPRS convencional trata os interferidores como se fossem apenas ruídos, ou seja, ele se preocupa em estimar apenas a seqüência de interesse transmitida, sem

[3]Supomos que o processo é estacionário no sentido amplo.

levar em consideração as informações contidas nos *bursts* dos outros usuários. Portanto, da expressão anterior, temos que

$$y(k) = \left(\sum_{l=0}^{L} h_l(k) x(k-l) \right) + \eta'(k)\,, \quad 0 \leq k \leq K-1, \tag{3.2}$$

em que $[\, h_L(k)\; h_{L-1}(k)\; \cdots\; h_0(k)\,]^T = \boldsymbol{h_0}(k)$, $[\, x(0)\; x(1)\; \cdots\; x(K-1)\,]^T = \boldsymbol{x_0}$ e

$$\eta'(k) = \left(\sum_{n=1}^{N} \sum_{l=0}^{L} h_{n,l}(k) x_n(k-l) \right) + \eta(k)\,.$$

O primeiro passo para a detecção do sinal de interesse é a estimação do canal, que é descrita na próxima seção.

3.2.1 Estimação de Canal

Esta etapa do processo de detecção da informação transmitida é de fundamental importância, tendo em vista o fato de que os coeficientes estimados $\left[\, \hat{h}_L(k)\; \hat{h}_{L-1}(k)\; \cdots\; \hat{h}_0(k)\,\right]^T = \hat{\boldsymbol{h}}_{\boldsymbol{0}}(k) \in \mathbb{C}^{L+1}$ são usados na detecção do sinal transmitido (vide Subseção 3.2.3).

Por simplicidade de notação, reescreveremos a Equação (3.2) com a notação matricial, como segue:

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{X_0} \boldsymbol{h_0} + \boldsymbol{\eta'}, \tag{3.3}$$

onde consideramos que o sinal recebido $\boldsymbol{y} = [\, y(0)\; y(1)\; \cdots\; y(P-1)\,]^T \in \mathbb{C}^P$ corresponde à transmissão de um sinal conhecido pelo receptor, também chamado de sinal piloto ou seqüência de treinamento, cujo comprimento é $P \ll K$, $P \in \mathbb{N}$, $\boldsymbol{\eta'} = [\, \eta'(0)\; \eta'(1)\; \cdots\; \eta'(P-1)\,]^T \in \mathbb{C}^P$, $\boldsymbol{h_0} = \boldsymbol{h_0}(p), \forall p \in \{0,1,...,P-1\}$, isto é, consideramos que o canal varia de forma desprezível durante a transmissão da seqüência de treinamento, e

$$\boldsymbol{X_0} = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \cdots & x(L) \\ x(1) & x(2) & \cdots & x(L+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x(P-1) & x(P) & \cdots & x(L+P-1) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{P \times (L+1)},$$

em que $[\, x(0)\; x(1)\; \cdots\; x(P+L-1)\,]^T \in \mathbb{C}^{P+L}$ é o vetor que contém L símbolos de guarda e a seqüência de treinamento de comprimento P. Comumente utiliza-se $P > L$.

A Equação (3.3) representa um modelo linear[4] para o nosso sistema de transmissão. Considerando que $\boldsymbol{h_0}$ é, simplesmente, um vetor desconhecido que desejamos estimar com a

[4]Uma terminologia mais adequada seria: um modelo afim, tendo em vista que $\boldsymbol{\eta'}$, em geral, não é identicamente nulo.

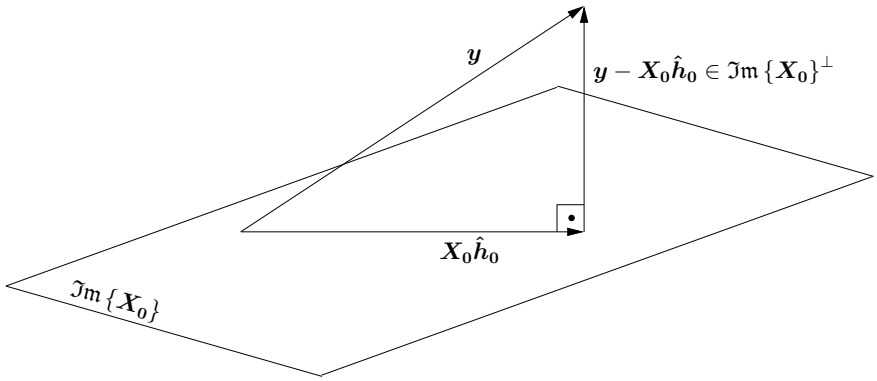


Figura 3.3: Solução LS para a estimação de canal.

informação de que $\boldsymbol{y}$ é, aproximadamente, $\boldsymbol{X_0}\boldsymbol{h_0}$, onde $\boldsymbol{y}$ e $\boldsymbol{X_0}$ são conhecidos, então podemos utilizar o critério LS, do inglês *Least-Squares*, para encontrar o vetor $\hat{\boldsymbol{h}}_0$ tal que [10], [11]

$$\|\boldsymbol{y} - \boldsymbol{X_0}\hat{\boldsymbol{h}}_0\|_2^2 \leq \|\boldsymbol{y} - \boldsymbol{X_0}\boldsymbol{h_0}\|_2^2, \quad \forall \boldsymbol{h} \in \mathbb{C}^{L+1}\,, \tag{3.4}$$

sendo $\|\,.\,\|_2$ a norma–2 do seu argumento.

Tal condição é equivalente a um problema de álgebra linear em que queremos encontrar o vetor $\hat{\boldsymbol{h}}_0$ (de um espaço vetorial $\mathsf{H} = \mathbb{C}^{L+1}$ de dimensão finita igual a $L+1$) que, quando transformado pela aplicação linear $\boldsymbol{X_0} \in \mathcal{L}(\mathsf{H};\mathsf{Y})$, resulta na melhor aproximação para o vetor $\boldsymbol{y}$ (de um espaço vetorial $\mathsf{Y} = \mathbb{C}^P$ de dimensão finita igual a P). Isso corresponde, intuitivamente, a calcular a distância mínima entre o vetor $\boldsymbol{y}$ e o subespaço vetorial $\mathfrak{Im}\{\boldsymbol{X_0}\}$, que é o conjunto imagem da transformação $\boldsymbol{X_0}$. Das noções de geometria no espaço tridimensional (vide Figura 3.3), podemos inferir que $\hat{\boldsymbol{h}}_0$ é tal que $\boldsymbol{y} - \boldsymbol{X_0}\hat{\boldsymbol{h}}_0 \in \mathfrak{Im}\{\boldsymbol{X_0}\}^{\perp}$, em que $\{.\}^{\perp}$ representa o complemento ortogonal associado a $\{.\}$.

Sendo assim, temos que

$$\begin{aligned}
\left\langle \boldsymbol{X_0}\boldsymbol{h}\,, (\boldsymbol{y} - \boldsymbol{X_0}\hat{\boldsymbol{h}}_0) \right\rangle &= 0, \forall \boldsymbol{h} \in \mathsf{H} \Leftrightarrow \\
\left\langle \boldsymbol{h}\,, \boldsymbol{X_0}^{\mathcal{H}}(\boldsymbol{y} - \boldsymbol{X_0}\hat{\boldsymbol{h}}_0) \right\rangle &= 0, \forall \boldsymbol{h} \in \mathsf{H} \Leftrightarrow \\
\boldsymbol{X_0}^{\mathcal{H}}(\boldsymbol{y} - \boldsymbol{X_0}\hat{\boldsymbol{h}}_0) &= 0 \Leftrightarrow \\
\boldsymbol{X_0}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{X_0}\hat{\boldsymbol{h}}_0 &= \boldsymbol{X_0}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{y},
\end{aligned} \tag{3.5}$$

em que $\langle \cdot\,, \cdot \rangle$ indica o produto escalar canônico entre vetores de um espaço vetorial de dimensão finita sobre o corpo dos complexos [12].

Assim, a solução LS sempre existe. No entanto, pode não ser única. De fato, ela será única quando $\boldsymbol{X_0}$ for injetiva, isto é, possuir posto completo por colunas. Com efeito,

se for esse o caso, suponha que exista $0 \neq \boldsymbol{h} \in \mathsf{H}$ tal que ${\boldsymbol{X_0}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{X_0}\boldsymbol{h} = 0$. Assim sendo, $\left\langle \boldsymbol{h}\,, {\boldsymbol{X_0}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{X_0}\boldsymbol{h}\right\rangle = 0 \Leftrightarrow \langle \boldsymbol{X_0}\boldsymbol{h}\,, \boldsymbol{X_0}\boldsymbol{h}\rangle = 0 \Leftrightarrow \|\boldsymbol{X_0}\boldsymbol{h}\|_2^2 = 0$, o que é uma contradição, pois $\boldsymbol{X_0}$ é injetiva, e portanto só pode ser anulada pelo vetor nulo. Portanto, ${\boldsymbol{X_0}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{X_0} \in \mathcal{L}\left(\mathsf{H};\mathsf{H}\right)$ também é injetiva e, como H é de dimensão finita, tem-se que ${\boldsymbol{X_0}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{X_0}$ é sobrejetiva e, portanto, invertível [12]. Logo,

$$\hat{\boldsymbol{h}}_{\boldsymbol{0}} = \left({\boldsymbol{X_0}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{X_0}\right)^{-1}{\boldsymbol{X_0}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{y}. \tag{3.6}$$

Para que uma matriz $\boldsymbol{X_0}$ qualquer seja injetiva, é necessário que suas colunas sejam linearmente independentes, o que implica a existência de um mesmo número de linhas linearmente independentes; logo, devemos ter[5] $L + 1 \leq P$.

3.2.2 Degradação da SNR devido a Erros de Estimação de Canal

Uma avaliação errônea da resposta ao impulso $\boldsymbol{h_0}$ do canal digital causa uma diminuição da SNR, do inglês *Signal-to-Noise Ratio*, efetiva no receptor. Desejamos, assim, obter um parâmetro que quantifique os potenciais distúrbios causados por uma má estimação de $\boldsymbol{h_0}$. Para tal, utilizaremos o critério MSE, do inglês *Mean Squared Error*, como segue [13]:

$$\varepsilon^2 = \mathsf{E}\left\{\|\boldsymbol{y} - \hat{\boldsymbol{y}}\|_2^2\right\} = \mathsf{E}\left\{\|\boldsymbol{X_0}(\boldsymbol{h_0} - \hat{\boldsymbol{h_0}}) + \boldsymbol{\eta'}\|_2^2\right\}\,, \tag{3.7}$$

em que $\mathsf{E}\{.\}$ representa o operador esperança matemática.

Sendo assim, quando não há erros de estimação da resposta ao impulso, ou seja, $\boldsymbol{h_0} = \hat{\boldsymbol{h_0}}$, temos que $\varepsilon^2 = \mathsf{E}\left\{\|\boldsymbol{\eta'}\|_2^2\right\} = \sigma^2 \in \mathbb{R}_+$. Porém, quando $\hat{\boldsymbol{h_0}} = \hat{\boldsymbol{h_0}} + \boldsymbol{\eta_{h_0}}$, em que $\boldsymbol{\eta_{h_0}} \in \mathbb{C}^{L+1}$ representa o erro de estimação da resposta ao impulso, teremos $\varepsilon^2 = \mathsf{E}\left\{\|\boldsymbol{\eta'} - \boldsymbol{X_0}\boldsymbol{\eta_{h_0}}\|_2^2\right\} = \mathsf{E}\left\{\|{\boldsymbol{\eta'}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{\eta'} - {\boldsymbol{\eta'}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{X_0}\boldsymbol{\eta_{h_0}} - {\boldsymbol{\eta_{h_0}}}^{\mathcal{H}}{\boldsymbol{X_0}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{\eta'} + {\boldsymbol{\eta_{h_0}}}^{\mathcal{H}}{\boldsymbol{X_0}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{X_0}\boldsymbol{\eta_{h_0}}\|_2^2\right\}$ e, supondo que $\boldsymbol{\eta_{h_0}}$ seja um processo estocástico tal que $\boldsymbol{\eta'}$ e $\boldsymbol{X_0}\boldsymbol{\eta_{h_0}}$ sejam independentes, então $\varepsilon^2 = \sigma^2 + \mathsf{E}\left\{\|\boldsymbol{X_0}\boldsymbol{\eta_{h_0}}\|_2^2\right\}$.

Tais cálculos, apresentados em [13], continuam o seu desenvolvimento através de uma aproximação: $\mathsf{E}\left\{\|\boldsymbol{X_0}\boldsymbol{\eta_{h_0}}\|_2^2\right\} \approx \sigma^2 \mathrm{tr}\left\{({\boldsymbol{X_0}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{X_0})^{-1}\right\}$. Portanto, a SNR será degradada, aproximadamente, pelo seguinte fator (em dB):

$$\Delta\mathrm{SNR}_{\mathrm{dB}} = 10\log_{10}\left(1 + \mathrm{tr}\left\{({\boldsymbol{X_0}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{X_0})^{-1}\right\}\right)\,. \tag{3.8}$$

[5] Claramente, essa condição não é suficiente.

3.2.3 Detecção dos Dados Transmitidos

Uma vez que tenhamos estimado a resposta ao impulso do canal digital, temos condições para detectar a seqüência transmitida. Há, pelo menos, duas maneiras de fazer isso: através de filtragem linear, usando o critério LS, ou através de técnicas baseadas no critério ML, do inglês *Maximum Likelihood*.

Filtragem Linear

Esta técnica baseia-se no critério LS, de forma análoga à desenvolvida na Subseção 3.2.1, quando estimamos a resposta ao impulso $\boldsymbol{h_0}$ do canal associado ao usuário de interesse. Com efeito, se definirmos $\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}$ da mesma forma que a Equação (2.10) define (substituindo-se $\boldsymbol{h}$ por $\hat{\boldsymbol{h}}_{\mathbf{0}}$), de modo que tenhamos $\boldsymbol{y} = \hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}\boldsymbol{x_0} + \boldsymbol{\eta'}$, então

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathbf{0}} = \left(\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}{}^{\mathcal{H}}\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}\right)^{-1}\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}{}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{y}\,, \tag{3.9}$$

desde que $\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}$ tenha posto completo por colunas. Assim, o filtro a ser implementado deve ter uma matriz de convolução dada por $\left(\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}{}^{\mathcal{H}}\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}\right)^{-1}\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}{}^{\mathcal{H}}$.

Critério ML

Podemos estimar $\boldsymbol{x_0} = [\,x(0)\;x(1)\;\cdots\;x(K-1)\,]^T$ através do conceito de máxima verossimilhança, também conhecido como critério ML. De fato, segundo este critério, a melhor estimativa da seqüência transmitida é aquela que maximiza a função de verossimilhança $p_{\mathbf{Y}|\mathbf{X_0}}(\boldsymbol{y}|\boldsymbol{x_0})$, onde $p_{\mathbf{A}}(\boldsymbol{a})$ indica a função densidade de probabilidade multivariada do processo estocástico $\mathbf{A}$ em uma realização $\boldsymbol{a}$, ou seja [11, 13]

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathbf{0}} = \arg\left\{\operatorname*{máx}_{\forall \boldsymbol{x_0}}\left[p_{\mathbf{Y}|\mathbf{X_0}}(\boldsymbol{y}|\boldsymbol{x_0})\right]\right\}\,, \tag{3.10}$$

em que $\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathbf{0}} = [\,\hat{x}(0)\;\hat{x}(1)\;\cdots\;\hat{x}(K-1)\,]^T \in \mathcal{C}^K \subset \mathbb{C}^K$ é uma estimativa do vetor transmitido $\boldsymbol{x_0}$, onde $\mathcal{C}$ é uma dada constelação com M símbolos[6].

Como consideramos que $\boldsymbol{x_0}$ é um vetor determinístico desconhecido e como $\boldsymbol{y} = \hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}\boldsymbol{x_0} + \boldsymbol{\eta'}$, então a probabilidade de receber um dado $\boldsymbol{y}$, sabendo que foi transmitido um

[6]No caso do GSM/GPRS, utiliza-se a modulação GMSK, do inglês *Gaussian Minimum Shift-Keying*, que é caracterizada pelo fato de que os símbolos cujo índice no *burst* seja de uma determinada paridade encontram-se somente sobre o eixo real do plano complexo enquanto que os símbolos cujo índice no *burst* seja da outra paridade encontram-se somente sobre o eixo imaginário do mesmo plano. Assim, tem-se $M = 2$, por partes.

dado $\boldsymbol{x_0}$, está diretamente relacionada com $\boldsymbol{\eta'}$, pois $\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}\boldsymbol{x_0}$ age apenas como uma constante que altera a média da realização $\boldsymbol{\eta'}$ de um processo estocástico. Sendo assim, $p_{\mathbf{Y}|\mathbf{X_0}}(\boldsymbol{y}|\boldsymbol{x_0}) = p_{\mathbf{N}'}(\boldsymbol{\eta'})$.

Nesse ponto, fazemos uma aproximação que pode ter efeitos negativos no desempenho de um receptor GSM/GPRS convencional baseado na detecção segundo o critério ML: assumimos que $\mathbf{N}'$ é um processo AWGN, com média zero e variância $\sigma^2 \in \mathbb{R}_+$. Com efeito, essa aproximação é realizada a fim de simplificar o detector ML, mas devemos ter em mente que

$$\eta'(k) = \left(\sum_{n=1}^{N}\sum_{l=0}^{L} h_{n,l}(k)x_n(k-l)\right) + \eta(k)$$

e, portanto, possui uma parcela devida ao CCI (somada ao ruído térmico modelado como uma realização de um processo AWGN), que, por vezes, pode comprometer a suposição. Com essa ressalva em mente, temos que

$$p_{Y(k)|X(k),\cdots,X(k-L)}(y(k)|x(k),\cdots,x(k-L)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left\{\left(-\frac{1}{2\sigma^2}|y(k) - \sum_{l=0}^{L} h_l(k)x(k-l)|^2\right)\right\}. \tag{3.11}$$

Se fizermos a hipótese, comumente utilizada, de que as variáveis aleatórias $Y(k)$ são descorrelacionadas e utilizando o fato de que são gaussianas, então essas variáveis aleatórias serão estatisticamente independentes [8], o que implica [13]

$$p_{\mathbf{Y}|\mathbf{X_0}}(\boldsymbol{y}|\boldsymbol{x_0}) = \prod_{k=0}^{K-1} p_{Y(k)|X(k),\cdots,X(k-L)}(y(k)|x(k),\cdots,x(k-L)). \tag{3.12}$$

Assim, se substituirmos a Equação (3.11) na equação anterior, teremos o valor máximo da função de verossimilhança quando

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathbf{0}} = \arg\left\{\min_{\substack{\forall x(k)\in\mathcal{C}\\ \forall k\in\{0,1,\ldots,K-1\}}}\left[\sum_{k=0}^{K-1}\left|y(k) - \sum_{l=0}^{L} h_l(k)x(k-l)\right|^2\right]\right\}, \tag{3.13}$$

ou seja, as componentes do vetor $\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathbf{0}}$ são os argumentos que, através de uma busca exaustiva, minimizam a expressão acima. De fato, existem vários algoritmos de programação linear que aproximam os resultados que seriam obtidos por meio de uma busca exaustiva. No caso de sistemas de comunicação, é comum utilizarmos o algoritmo de Viterbi [7, 8, 13].

Algoritmo de Viterbi

O algoritmo de Viterbi baseia-se no cálculo de uma métrica referente a todos os percursos possíveis de uma treliça. A treliça é uma representação de uma máquina de estados finitos,

formada por nós e arestas, sendo as arestas as representações dos símbolos e os nós, as representações dos estados. O estado é definido como $\boldsymbol{s}(k) = [\, x(k-1)\; x(k-2)\; \cdots\; x(k-L)\,]^T$. Logo, há M^L estados e de cada estado partem M arestas.

Com base na Equação (3.13), a métrica $J(.)$ utilizada é dada por

$$J_k(\boldsymbol{s}(k)) = J_{k-1}(\boldsymbol{s}(k-1)) + \left| y(k) - \sum_{l=0}^{L} h_l(k) x(k-l) \right|^2 . \tag{3.14}$$

A idéia do algoritmo é que, a cada símbolo $x(k)$ utilizado como entrada na treliça, calculem-se as métricas de todos os estados e, caso haja mais de um valor da métrica em um determinado estado proveniente de arestas diferentes, então o menor valor é escolhido. Assim, quando $J_K(.)$ for calculado para todos os possíveis estados, escolhe-se o nó que tenha a menor métrica e o algoritmo percorre a treliça no sentido contrário ao que inicialmente percorrera. Em cada nó, verifica-se qual dentre as arestas a ele ligadas deu origem ao valor daquela métrica "sobrevivente".

Veremos a seguir algumas técnicas que levam em consideração a presença dos outros usuários co-canais buscando eliminar os efeitos de interferência dos mesmos.

3.3 SAIC

Ao contrário de um receptor GSM/GPRS convencional, um receptor que utilize o SAIC leva em consideração a interferência proveniente de *bursts* de outros usuários da rede em células vizinhas. Sendo assim, recorrendo ao modelo exposto na Seção 3.1, temos

$$y(k) = \left(\sum_{n=0}^{N} \sum_{l=0}^{L} h_{n,l}(k) x_n(k-l) \right) + \eta(k)\,, \quad 0 \leq k \leq K-1.$$

Logo, faremos uma análise do receptor SAIC de forma semelhante à que foi feita na Seção 3.2 para o receptor convencional.

3.3.1 Estimação de Canal

A estimação de canal que será apresentada aqui é uma generalização da realizada anteriormente na Subseção 3.2.1, tendo em vista que estimamos conjuntamente os canais de cada um dos N usuários interferidores, além do usuário de interesse. Mais uma vez, vale ressaltar que esta etapa do processo de detecção da informação transmitida é de grande importân-

cia, já que os coeficientes estimados $\left[\,\hat{h}_{n,L}(k)\ \hat{h}_{n,L-1}(k)\ \cdots\ \hat{h}_{n,0}(k)\,\right]^T = \hat{\boldsymbol{h}}_{\boldsymbol{n}}(k) \in \mathbb{C}^{L+1}$ estão presentes nas expressões que definem a detecção do sinal transmitido (vide Subseção 3.3.3).

Sejam $\mathbf{h}(p) = \left[\,\boldsymbol{h_0}(p)^T\ \boldsymbol{h_1}(p)^T\ \cdots\ \boldsymbol{h_N}(p)^T\,\right]^T \in \mathbb{C}^{(N+1)(L+1)}$ e $\mathbf{X} = [\,\boldsymbol{X_0}\ \boldsymbol{X_1}\ \cdots\ \boldsymbol{X_N}\,]$ $\in \mathbb{C}^{P\times(N+1)(L+1)}$, com

$$\boldsymbol{X_n} = \begin{bmatrix} x_n(0) & x_n(1) & \cdots & x_n(L) \\ x_n(1) & x_n(2) & \cdots & x_n(L+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_n(P-1) & x_n(P) & \cdots & x_n(L+P-1) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{P\times(L+1)},$$

em que $[\,x_n(0)\ x_n(1)\ \cdots\ x_n(P+L-1)\,]^T \in \mathbb{C}^{P+L}$ é o vetor que contém L símbolos de guarda e a seqüência de treinamento de comprimento P. Novamente, é comum utilizar $P > L$. Defina também $\boldsymbol{\eta} = [\,\eta(0)\ \eta(1)\ \cdots\ \eta(P-1)\,]^T$, $\boldsymbol{y} = [\,y(0)\ y(1)\ \cdots\ y(P-1)\,]^T \in \mathbb{C}^P$ e suponha que o canal não varie durante a transmissão da seqüência de treinamento, isto é, $\mathbf{h} = \mathbf{h}(p), \forall p \in \{0,1,...,P-1\}$. Nesses termos, podemos reescrever a equação que descreve o sinal recebido da seguinte forma

$$\boldsymbol{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \boldsymbol{\eta}. \tag{3.15}$$

Assim, mais uma vez podemos aplicar o critério LS para encontrar a estimativa $\hat{\mathbf{h}}$ tal que

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg\left\{\min_{\forall \mathbf{h}} \|\boldsymbol{y} - \mathbf{X}\mathbf{h}\|_2^2\right\}. \tag{3.16}$$

Logo,

$$\hat{\mathbf{h}} = \left(\mathbf{X}^{\mathcal{H}}\mathbf{X}\right)^{-1}\mathbf{X}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{y}, \tag{3.17}$$

desde que $\mathbf{X}$ tenha posto completo por colunas.

3.3.2 Degradação da SNR devido a Erros de Estimação de Canal

De forma análoga ao que foi feito na Subseção 3.2.2, calculamos uma estimativa quantitativa da diminuição da SNR para avaliar os distúrbios causados por uma avaliação errônea da resposta ao impulso dos canais digitais presentes em $\mathbf{h}$. Para tal, utilizaremos, mais uma vez, o critério MSE, como segue [13]:

$$\varepsilon^2 = \mathsf{E}\left\{\|\boldsymbol{y} - \hat{\boldsymbol{y}}\|_2^2\right\} = \mathsf{E}\left\{\|\mathbf{X}(\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}) + \boldsymbol{\eta}\|_2^2\right\}. \tag{3.18}$$

Sendo assim, quando não há erros de estimação da resposta ao impulso, ou seja, $\mathbf{h} = \hat{\mathbf{h}}$, temos que $\varepsilon^2 = \mathsf{E}\left\{\|\boldsymbol{\eta}\|_2^2\right\} = \sigma^2 \in \mathbb{R}_+$. Porém, quando $\hat{\mathbf{h}} = \hat{\mathbf{h}} + \boldsymbol{\eta_h}$, em que $\boldsymbol{\eta_h} \in \mathbb{C}^{L+1}$

representa o erro de estimação da resposta ao impulso, teremos $\varepsilon^2 = \mathsf{E}\left\{\|\boldsymbol{\eta} - \mathbf{X}\boldsymbol{\eta_h}\|_2^2\right\} = \mathsf{E}\left\{\|\boldsymbol{\eta}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{\eta} - \boldsymbol{\eta}^{\mathcal{H}}\mathbf{X}\boldsymbol{\eta_h} - \boldsymbol{\eta_h}^{\mathcal{H}}\mathbf{X}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{\eta} + \boldsymbol{\eta_h}^{\mathcal{H}}\mathbf{X}^{\mathcal{H}}\mathbf{X}\boldsymbol{\eta_h}\|_2^2\right\}$ e supondo que $\boldsymbol{\eta_h}$ seja um processo estocástico tal que $\boldsymbol{\eta}$ e $\mathbf{X}\boldsymbol{\eta_h}$ sejam independentes, então $\varepsilon^2 = \sigma^2 + \mathsf{E}\left\{\|\mathbf{X}\boldsymbol{\eta_h}\|_2^2\right\}$.

Supondo que [13]:

$$\mathsf{E}\left\{\|\mathbf{X}\boldsymbol{\eta_h}\|_2^2\right\} \approx \sigma^2 \mathrm{tr}\left\{(\mathbf{X}^{\mathcal{H}}\mathbf{X})^{-1}\right\} , \tag{3.19}$$

então, a SNR será degradada, aproximadamente, pelo seguinte fator (em dB):

$$\Delta\mathrm{SNR}_{\mathrm{dB}} = 10\log_{10}\left(1 + \mathrm{tr}\left\{(\mathbf{X}^{\mathcal{H}}\mathbf{X})^{-1}\right\}\right) . \tag{3.20}$$

3.3.3 Detecção dos Dados Transmitidos

A detecção da informação em um sistema que busca combater a interferência produzida pela própria rede de telefonia celular leva em consideração as informações dos *bursts* interferidores. Novamente, temos pelo menos duas formas de implementar a detecção do sinal transmitido $\boldsymbol{x_0}$: através de filtragem linear, utilizando o critério LS, ou por meio do critério ML, sendo que, em ambos os casos, detecta-se conjuntamente a seqüência de símbolos do usuário de interesse e dos interferidores.

Filtragem Linear

Há várias formas de implementar uma detecção da seqüência transmitida utilizando-se filtragem linear, tais como [3]: cancelamento linear das interferências causadas por CCI e ISI e cancelamento linear da CCI desacoplado de uma equalização não-linear de ISI (por exemplo, o DFE, do inglês *Decision-Feedback Equalizer*). O cancelamento linear das interferências foi abordado na Subseção 3.2.3, embora, naquela subseção, não nos preocupássemos com o efeito da CCI, propriamente dita.

O cancelamento linear simultâneo das interferências causadas por CCI e ISI baseia-se no critério LS. Se definirmos $\hat{\mathbf{H}} = \left[\,\boldsymbol{\hat{H}_0}\ \boldsymbol{\hat{H}_1}\ \cdots\ \boldsymbol{\hat{H}_N}\,\right] \in \mathbb{C}^{K\times(N+1)K}$, em que $\boldsymbol{\hat{H}_n}$ é formado da mesma forma que na Equação (2.10) (substituindo-se $\boldsymbol{h}$ por $\boldsymbol{\hat{h}_n}$), de modo que tenhamos $\boldsymbol{y} = \hat{\mathbf{H}}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta}$, onde $\mathbf{x} = \left[\,\boldsymbol{x_0}^T \boldsymbol{x_1}^T\ \cdots\ \boldsymbol{x_N}^T\,\right]^T \in \mathbb{C}^{(N+1)K}$, então

$$\hat{\mathbf{x}} = \left(\hat{\mathbf{H}}^{\mathcal{H}}\hat{\mathbf{H}}\right)^{-1}\hat{\mathbf{H}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{y} , \tag{3.21}$$

desde que a matriz $\hat{\mathbf{H}}$ possua colunas linearmente independentes.

Critério ML: MUD

Assim como na filtragem linear, existem inúmeras maneiras de implementarmos as técnicas MUD, do inglês *Multi-User Detection*[7], tais como [3]: detecção multi-usuário conjunta (que, por sua vez, divide-se em: detecção baseada em treliça com todos os estados, detecção baseada em treliça com um número reduzido de estados e detecção seqüêncial), cancelamento sucessivo de CCI e cancelamento paralelo de CCI. Apresentaremos, abaixo, a técnica de detecção multi-usuário conjunta, a qual se baseia no critério de máxima verossimilhança conjunta.

Temos que

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg\left\{\max_{\forall \mathbf{x}} \left[p_{\mathbf{Y}|\mathbf{X}}(\boldsymbol{y}|\mathbf{x})\right]\right\} . \tag{3.22}$$

Como consideramos que $\mathbf{x}$ é um vetor determinístico desconhecido e como $\boldsymbol{y} = \hat{\mathbf{H}}\mathbf{x}+\boldsymbol{\eta}$, então a probabilidade de receber um dado $\boldsymbol{y}$ sabendo-se que foi transmitido um dado $\mathbf{x}$ está diretamente relacionada com $\boldsymbol{\eta}$, pois $\hat{\mathbf{H}}\mathbf{x}$ age apenas como uma constante que altera a média da realização $\boldsymbol{\eta}$ de um processo estocástico. Sendo assim, $p_{\mathbf{Y}|\mathbf{X}}(\boldsymbol{y}|\mathbf{x}) = p_{\mathbf{N}}(\boldsymbol{\eta})$.

Nesse caso, é razoável supor que $\mathbf{N}$ é um processo AWGN, com média zero e variância $\sigma^2 \in \mathbb{R}_+$, ao contrário do receptor convencional. Sendo assim, supondo que as variáveis aleatórias $Y(k)$ são estatisticamente independentes [13], temos que:

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg\left\{\min_{\substack{\forall x_n(k)\in\mathcal{C} \\ \forall k\in\{0,1,\ldots,K-1\} \\ \forall n\in\{0,1,\ldots,N\}}} \left[\sum_{k=0}^{K-1}\left|y(k) - \sum_{n=0}^{N}\sum_{l=0}^{L} h_{n,l}(k)x_n(k-l)\right|^2\right]\right\} , \tag{3.23}$$

em que, mais uma vez, podemos utilizar o algoritmo de Viterbi para encontrar uma aproximação daquilo que seria obtido por busca exaustiva [13].

Algoritmo de Viterbi

Na detecção conjunta, o estado é definido como

$$\boldsymbol{s}(k) = [\, x_0(k-1) \;\cdots\; x_0(k-L) \;\cdots\; x_n(k-1) \;\cdots\; x_n(k-L)\,]^T ,$$

[7] As técnicas de detecção multi-usuário estudam formas de detectar um determinado sinal cuja informação foi multiplexada de uma maneira não-ortogonal, aproveitando essa não ortogonalidade como um fator para o aumento da diversidade.

o que implica que há $M^{L(N+1)}$ estados (de cada estado partem $M(N+1)$ arestas).

Com base na Equação (3.23), a métrica $J(.)$ utilizada é dada por

$$J_k(\boldsymbol{s}(k)) = J_{k-1}(\boldsymbol{s}(k-1)) + \left| y(k) - \sum_{n=0}^{N} \sum_{l=0}^{L} h_{n,l}(k) x_n(k-l) \right|^2 . \tag{3.24}$$

O algoritmo é implementado da mesma forma explicada na Subseção 3.2.3.

3.3.4 Complexidade de Implementação – Soluções Alternativas

Embora o algoritmo de Viterbi reduza, de forma drástica, a complexidade que seria obtida por um algoritmo de busca exaustiva, a quantidade de estados de um sistema que considera a interferência dos N interferidores co-canais, em canais digitais com memória de comprimento L, é $M^{L(N+1)}$. Cada estado tem $M(N+1)$ arestas saindo dele e serão concatenados $K-L$ segmentos de treliça[8], em que desconsideramos o transitório de comprimento $L \ll K$, no qual nem todos os estados podem ser atingidos.

Isso implica que a métrica $J(.)$ deverá ser computada $(K-L)M(N+1)M^{L(N+1)}$ vezes. Uma vez que para cada cálculo da métrica realizamos $(N+1)(L+1)$ multiplicações e $NL+1$ adições, se considerarmos que o custo computacional de uma multiplicação seja, aproximadamente, o mesmo de uma adição, então há $2NL+N+L+2$ operações aritméticas a cada cálculo da métrica.

Por fim, para cada símbolo de entrada e em cada estado fazemos M comparações entre as métricas para escolher o "sobrevivente" de cada estado. Assim, se consideramos também que o custo computacional de uma comparação seja aproximadamente o mesmo de uma adição ou multiplicação, então $2NL+N+L+M+2$ operações aritméticas deverão ser realizadas $(K-L)M(N+1)M^{L(N+1)}$ vezes, o que dá um total de

$$(2NL+N+L+M+2)(K-L)M(N+1)M^{L(N+1)} \tag{3.25}$$

operações aritméticas[9].

[8] Um segmento de treliça é um grafo contendo todos os possíveis estados $\boldsymbol{s}(k-1)$ e $\boldsymbol{s}(k)$, bem como todas as arestas que representam as transições entre esses estados.

[9] Na verdade, a quantidade exata de operações aritméticas é ainda maior, pois não consideramos o período de transitório. Entretanto, não valeria a pena chegar a tal nível de detalhe, pois fizemos aproximações igualando os custos das operações de adição, multiplicação e comparação que já comprometem um pouco a precisão do resultado.

A fim de fixarmos idéias, consideremos o caso do sistema GSM, em que $K = 148$ e $M = 2$. Além disso, é comum considerar que $L \in \{2,3,\cdots,7\}$ [3]. Então, seja $L = 5$ e suponha que há $N = 2$ interferidores co-canais com potência não-desprezível em relação ao usuário de interesse. Para esse caso particular, mas representativo de ocasiões práticas, tem-se um total de, aproximadamente, $13{,}94\,.10^9$ operações aritméticas realizadas para detectar os símbolos que carregam informações de, por exemplo, 20 ms de voz. Assim, seria necessário um processador digital de sinais capaz de realizar mais de $700\,.10^9$ operações aritméticas por segundo!

Portanto, devemos, atualmente, nos deter em técnicas de detecção multi-usuário que visem a diminuir essa quantidade de operações sem comprometer de forma significativa o desempenho da detecção. Uma forma de fazer isso é através da redução do número de estados. Essa redução pode ser realizada considerando que haja $N' < N$ usuários co-canais, por exemplo $N' = 1$ (hipótese da existência do interferidor dominante – vide Subseção 3.3.5). Outra maneira seria através da detecção conjunta com realimentação de decisão atrasada[10].

Detecção Conjunta com Realimentação de Decisão Atrasada

Uma forma de reduzir a quantidade de estados é definir um parâmetro $\lambda_n \in \mathbb{N}$, com $0 \leq \lambda_n \leq L$, $\forall n \in \{0,1,\cdots,N\}$, tal que [3]

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg\left\{ \min_{\substack{\forall x_n(k)\in\mathcal{C} \\ \forall k\in\{0,1,\ldots,K-1\} \\ \forall n\in\{0,1,\ldots,N\}}} \left[\sum_{k=0}^{K-1} \left| y(k) - \sum_{n=0}^{N} \sum_{l=0}^{\lambda_n} h_{n,l}(k) x_n(k-l) - \sum_{n=0}^{N} \sum_{l=\lambda_n+1}^{L} h_{n,l}(k) \hat{x}_n(k-l) \right|^2 \right] \right\}.$$

Assim, a quantidade de estados reduz-se de $M^{L(N+1)}$ para $\prod_{n=0}^{N} M^{\lambda_n}$. O primeiro somatório é aquele que permite que todas as hipóteses de $x_n(k) \in \mathcal{C}, \forall k \in \{0,1,\ldots,K-1\}$ sejam testadas, enquanto que o segundo somatório contém decisões anteriormente feitas[11]. Na prática, λ_n é escolhido de tal forma que a parcela dominante de potência está presente nos coeficientes do canal $\hat{h}_{n,0},\cdots,\hat{h}_{n,\lambda_n}$ [3].

[10] Essa redução implica uma degradação de desempenho que pode ser aceitável, principalmente quando objetivamos a redução de complexidade do sistema.

[11] No início do processo, deve-se definir uma heurística para testar alguns valores específicos de $\hat{x}_n(k)$, ou até mesmo testar todos os valores possíveis.

3.3.5 O Interferidor Dominante

Quando tratamos de cancelamento de interferência co-canal, é usual supor, durante a modelagem, que existe um interferidor que se sobrepõe aos outros em relação à quantidade de interferência [13]. Os que defendem essa suposição argumentam que isso é uma boa aproximação devido à independência nas perdas que os sinais dos interferidores sofrem, tais como as perdas por propagação, por sombreamento (do inglês, *shadowing*) e transmissão descontínua, entre outras coisas [13]. Essa propriedade não é sensivelmente afetada quando o reúso de freqüência aumenta. A esse interferidor denominamos dominante.

Podemos utilizar esse fato para fazermos uma aproximação: considerar que $N = 1$. Se compararmos com o exemplo dado na Subseção 3.3.4, seria necessário um processador digital de sinais capaz de realizar mais de $4{,}6\,.10^9$ operações aritméticas por segundo, uma redução de complexidade de mais de uma ordem de grandeza. Exploraremos essa redução de complexidade na implementação de nosso simulador.

Identificação do Interferidor Dominante

Uma forma de identificar o interferidor dominante é através da técnica de estimação de canais par–a–par [13], em que se consideram apenas o usuário de interesse e um dos N interferidores. Os demais sinais interferentes das outras BTSs são considerados como ruídos da saída do "canal digital".

Sejam $\mathbf{h}_{\mathbf{e_n}} = \left[\, \boldsymbol{h_0}^T \; \boldsymbol{h_n}^T \,\right]^T \in \mathbb{C}^{2(L+1)}$, $\mathbf{h}_{\mathbf{r_n}} = \left[\, \boldsymbol{h_m}^T|_{\forall m \neq n,\, m \in \{1,2,\cdots,N\}} \,\right]^T \in \mathbb{C}^{(N-1)(L+1)}$ e $\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}} = [\, \boldsymbol{X_0} \; \boldsymbol{X_n} \,] \in \mathbb{C}^{P \times 2(L+1)}$, $\mathbf{X}_{\mathbf{r_n}} = \left[\, \boldsymbol{X_m}|_{\forall m \neq n,\, m \in \{1,2,\cdots,N\}} \,\right] \in \mathbb{C}^{P \times (N-1)(L+1)}$, em que utilizamos a mesma notação da Subseção 3.3.1. Nesses termos, podemos reescrever a equação que descreve o sinal recebido da seguinte forma:

$$\boldsymbol{y} = \mathbf{X}_{\mathbf{e_n}} \mathbf{h}_{\mathbf{e_n}} + \mathbf{X}_{\mathbf{r_n}} \mathbf{h}_{\mathbf{r_n}} + \boldsymbol{\eta}. \tag{3.26}$$

Mais uma vez podemos aplicar o critério LS para encontrar a estimativa $\hat{\mathbf{h}}$ tal que

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{\mathbf{e_n}} &= \arg \left\{ \min_{\forall \mathbf{h}_{\mathbf{e_n}}} \|\boldsymbol{y} - \mathbf{X}_{\mathbf{e_n}} \mathbf{h}_{\mathbf{e_n}}\|_2^2 \right\} \\ &= \left(\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}{}^{\mathcal{H}} \mathbf{X}_{\mathbf{e_n}} \right)^{-1} \mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}{}^{\mathcal{H}} \boldsymbol{y}\,, \end{aligned} \tag{3.27}$$

desde que a matriz $\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}$ possua colunas linearmente independentes.

Assim, calcularemos N estimativas conjuntas da resposta ao impulso do canais do usuário de interesse e de um candidato a interferidor dominante e, para decidir qual usuário

será o interferidor dominante, nos atemos ao resíduo da estimação, como se segue [13]:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{y} - \hat{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{n}} &= \boldsymbol{y} - \mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}\mathbf{h}_{\mathbf{e_n}} = \boldsymbol{y} - \mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}\left(\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}{}^{\mathcal{H}}\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}\right)^{-1}\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}{}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{y} \\ &= \mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}\mathbf{h}_{\mathbf{e_n}} + \mathbf{X}_{\mathbf{r_n}}\mathbf{h}_{\mathbf{r_n}} - \mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}\left(\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}{}^{\mathcal{H}}\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}\right)^{-1}\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}{}^{\mathcal{H}}(\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}\mathbf{h}_{\mathbf{e_n}} + \mathbf{X}_{\mathbf{r_n}}\mathbf{h}_{\mathbf{r_n}}) \\ &= \left(\mathbf{X}_{\mathbf{r_n}} - \mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}\left(\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}{}^{\mathcal{H}}\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}\right)^{-1}\mathbf{X}_{\mathbf{e_n}}{}^{\mathcal{H}}\mathbf{X}_{\mathbf{r_n}}\right)\mathbf{h}_{\mathbf{r_n}}\,.\end{aligned} \tag{3.28}$$

Portanto, escolheremos o interferidor como sendo o $\hat{n}$–ésimo usuário co-canal que minimiza a potência do resíduo de estimação [13], isto é:

$$\hat{n} = \arg\left\{\min_{\forall n \in \{1,2,\cdots,N\}} \|\boldsymbol{y} - \hat{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{n}}\|_2^2\right\}\,. \tag{3.29}$$

3.4 Resumo

Neste capítulo, apresentamos os conceitos relacionados com as técnicas de cancelamento de interferência co-canal, em uma conexão *downlink*. Tais técnicas são de grande importância, já que os sistemas de telefonia celular são limitados mais pela interferência devida a informações da própria rede do que por ruídos externos à rede, tais como ruídos térmicos.

Modelamos o sinal recebido por um usuário da rede, chamado usuário de interesse, como uma soma dos dados devidos a ele e dos demais usuários interferidores, além do ruído da saída do canal digital (Seção 3.1).

Logo após, na Seção 3.2, descrevemos um receptor GSM/GPRS convencional que considera a interferência devida aos demais usuários da rede como compondo a interferência da saída do canal também. A recepção é realizada estimando-se a resposta ao impulso do canal digital, o que é feito através da aplicação do método dos mínimos quadrados (Subseção 3.2.1). Em seguida, calculamos uma aproximação para a degradação da SNR devida aos erros da estimação de canal, a qual é uma função exclusiva da seqüência de treinamento utilizada (Subseção 3.2.2). Por fim, abordamos duas técnicas utilizadas para a detecção da informação transmitida pelo usuário de interesse (Subseção 3.2.3).

Finalizamos a abordagem teórica com a Seção 3.3, em que descrevemos um receptor GSM/GPRS que leva consideração a interferência devida aos demais usuários da rede e busca cancelar essa interferência co-canal. Mais uma vez, a recepção é realizada estimando-se, conjuntamente, a resposta ao impulso do canais digitais de cada um dos usuários envolvidos no processo, o que é feito através da aplicação do método dos mínimos quadrados (Subseção 3.3.1). Em seguida, calculamos uma aproximação para a degradação da SNR devida aos

erros da estimação conjunta de tais canais (Subseção 3.3.2). Logo após, abordamos duas técnicas utilizadas para a detecção conjunta da informação transmitida pelos usuários de interesse e interferidores (Subseção 3.3.3). Na Subseção 3.3.4 verificamos a complexidade computacional da detecção multi-usuário conjunta e descrevemos uma solução que seria a detecção conjunta com realimentação de decisão atrasada. O tratamento sobre o SAIC encerra-se com uma discussão qualitativa e quantitativa sobre a existência do interferidor dominante, bem como a forma como identificá-lo (Subseção 3.3.5).

Capítulo 4

Implementação do Simulador

Neste capítulo, serão detalhados os blocos funcionais que compõem o simulador que implementamos. Tal implementação baseou-se no pacote GSMSim [14], uma ferramenta desenvolvida em MATLAB© por alguns estudantes da Universidade de Aalborg, na Dinamarca. A Figura 4.1 mostra um diagrama de blocos do sistema que implementamos.

O capítulo começa com a especificação de requisitos do simulador na Seção 4.1. Em seguida, descrevemos o projeto do sistema na Seção 4.2. Abordamos, detalhadamente, na Seção 4.3, a implementação de cada bloco que compõe o subsistema de transmissão, a saber: gerador de dados, codificador de canal, adaptação do enlace de rádio, *interleaver*, formatador do *burst*, codificador correlativo e diferencial, mapeador GMSK, formatador do *frame*, controle de potência e *frequency hopping*. Na Seção 4.4, expomos a implementação do canal digital, destacando também a inserção da interferência co-canal. Logo após, na Seção 4.5, descrevemos os blocos do subsistema de recepção, a saber: estimação de canal, detecção dos dados, mapeador reverso GMSK, decodificador correlativo e diferencial, multiplexador, *deinterleaver*, medidas do MS, decodificador de canal e um módulo de testes.

4.1 Especificação de Requisitos

4.1.1 Finalidade

Esta seção tem como finalidade detalhar a descrição e os requisitos de *software* a que foi submetida a implementação do simulador, sendo dirigida, principalmente, para as pessoas que forem continuar a desenvolvê-lo, agregando outras características ao mesmo.

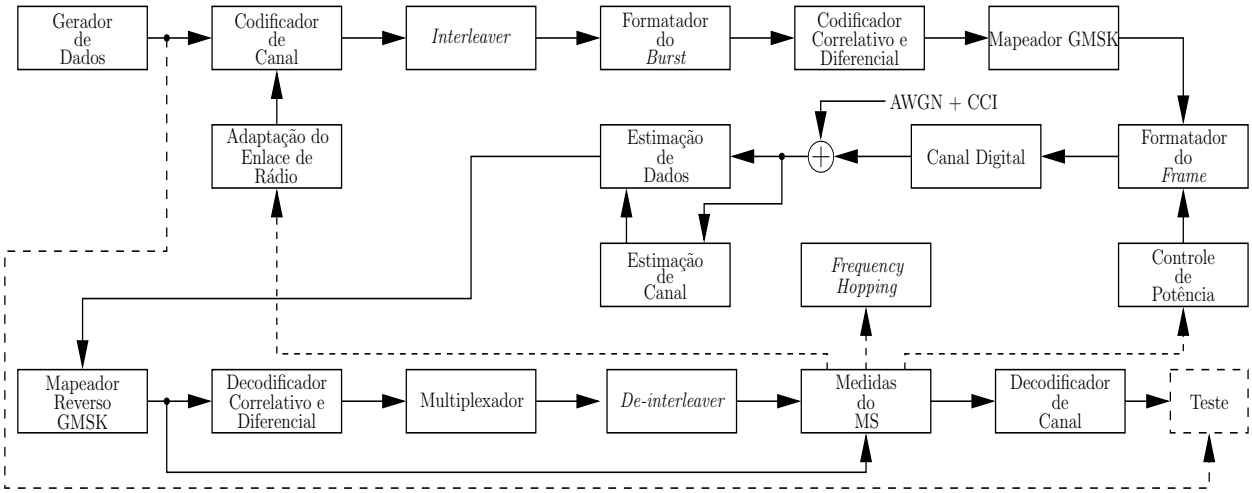


Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema implementado.

4.1.2 Escopo

A finalidade do simulador, doravante chamado de **GPRSsim**, é servir como uma plataforma de avaliação da influência da técnica SAIC para cancelamento de interferência co-canal sobre os parâmetros que determinam o controle dinâmico de potência e a adaptação do enlace de rádio no sistema GSM/GPRS.

O principal benefício será a disponibilidade de uso de uma plataforma que dê indicações sobre uma possível redução dos limiares de potência associados ao controle dinâmico de potência do GSM/GPRS pelo fato de utilizarmos uma técnica de cancelamento de interferência, tal qual o SAIC. Conclusões semelhantes podem ser tomadas em relação ao enlace de rádio do GPRS, isto é, modificar os limiares de forma a obter um maior *throughput*, em relação ao receptor convencional, tendo em vista a utilização do SAIC.

4.1.3 Descrição Geral

O GPRSsim é um conjunto de *scripts* para MATLAB© que implementa a camada de enlace do sistema GSM/GPRS, numa conexão *downlink*, que trabalha no nível de símbolos, isto é, não utiliza um pulso formatador gaussiano (que seria utilizado na modulação GMSK). Algumas suposições são feitas sobre a rede GSM/GPRS:

- Baseia-se nas normas técnicas do 3GPP, no tocante ao subsistema de transmissão e aos modelos básicos de canal (urbano, rural e de terreno montanhoso);

- Utiliza-se adaptação do enlace de rádio;
- Utiliza-se controle dinâmico de potência;
- A sincronização entre os *bursts* de interesse e interferidor é perfeita, ou seja, os *bursts* chegam alinhados no tempo no receptor móvel;
- Assume-se que o sistema já esteja sincronizado, ou seja, a posição dos *bits* de um *burst* transmitido é perfeitamente conhecida dentro do *frame*;
- Existe sempre um interferidor co-canal dominante;
- Não existe outro tipo de interferência aditiva que não seja o ruído branco da saída do canal e os interferidores co-canais;
- Trafegam na rede sinais que contêm dados genéricos (GPRS) e dados de voz (GSM). Como geramos os *bits* de voz da mesma forma que os de dados, essa hipótese não é relevante. Entretanto, em uma situação prática, os *bits* correspondentes à voz podem ter uma distribuição diferente dos correspondentes aos dados genéricos.

Não existem interfaces externas com outros aplicativos, tendo em vista o fato de que o simulador é independente de qualquer outro aplicativo que não seja o próprio MATLAB© e um sistema operacional adequado.

Considera-se que a *interface* com o usuário seja de fácil entendimento, já que o GPRSsim utiliza parâmetros de entrada e saída largamente conhecidos por aqueles que trabalham na área de sistemas de comunicações móveis e que serão os prováveis interessados em utilizá-lo. Além disso, não será difícil adaptar algumas de suas funções, caso seja necessário, devido à modularidade do sistema.

O GPRSsim é um primeiro protótipo de um simulador de enlace que pode ser utilizado como um componente de auxílio para simulações a nível de sistema (considerando toda a rede, a qual é formada por inúmeros enlaces). Para isso, serão necessárias poucas adaptações, destacando-se aquelas referentes a entrada e saída do simulador e controle de erros.

4.1.4 Requisitos Específicos

A *interface* com os usuários ocorre através de linha de comando, para a identificação dos parâmetros de entrada do sistema; e através de diversos gráficos e arquivos gerados pelas simulações.

O sistema é mono-usuário e não possui requisitos especiais de desempenho. Aconselha-se, porém, que o GPRSsim seja utilizado em computadores com desempenho computacional razoável, tais como os PCs ou *laptops* com processadores (AMD, Intel e outros) que tenham sido lançados no mercado a partir de 2004, e com memória RAM a partir de 512 MB. Além disso, deve-se utilizar o MATLAB© 7.0, ou uma versão posterior.

Almeja-se que os principais atributos do simulador sejam a manutenabilidade e a confiabilidade.

4.2 Descrição do Projeto

4.2.1 Finalidade

O GPRSsim, simulador da camada de enlace em uma conexão *downlink* do GSM/GPRS, é um programa relativamente estável devido à estabilidade de suas especificações, indicadas nas normas do 3GPP. Nesta seção, detalharemos o projeto deste simulador. Dirigimo-nos, principalmente, às pessoas que forem continuar o desenvolvimento do GPRSsim, agregando outras características ao mesmo.

4.2.2 Módulos

A Figura 4.1 mostra um diagrama de blocos com os módulos projetados para o sistema. Com base nesse diagrama, foram projetadas e implementadas as seguintes funções:

- `Tx_Data = speech_or_data_frame_generator(LOGICAL_CHANNEL,CS)`:
  Gerador dos *bits* correspondentes à voz (GSM) e aos dados genéricos (GPRS);

- `Tx_Enc = channel_encoder(TX_DATA,LOGICAL_CHANNEL,CS)`:
  Codificador de canal (código cíclico e convolucional);

- `Tx_Interleave_Matrix = interleave(TX_ENC0,TX_ENC1)`:
  Permutador de *bits* correspondentes a dois *bursts* consecutivos;

- `Tx_Burst = burst_formatter(TX_INTERLEAVE,LOGICAL_CHANNEL,CS, INDEX_TDMA_FRAME)`:
  Formatador do *burst* (*bits* de dados, de controle e de treinamento);

- `Tx_Burst_Differential_Correlative_Encoded = differential_correlative_encoder(TX_BURST)`:
  Conversor para o formato NRZ com introdução de ISI controlada;

- `Burst_Gmsk = gmsk_mapper(TX_BURST_DIFFERENTIAL_CORRELATIVE_ENCODED)`:
  Mapeador de *bits* em símbolos da constelação GMSK;

- `[Tx_Frame,Interferes_Pwr] = make_frame(TX_BURST_GMSK,DL_TXPWR, INTERFERES_PWR,FRAME_SCENE,FRAME_COUNTER,INTERFERER)`:
  Formatador do *frame* TDMA;

- `Mai = frequency_hopping(HSN,FN,MAIO,N)`:
  Implementa o salto em freqüência para introduzir diversidade espectral;

- `[Rx_Frame,Cf,Fc,N_Interferers,Rx_Idle_Frame] = channel_simulator(TX_FRAME, VELOCITY,CHANNEL_MODEL,MAI,N,CI,SNR,CIR,FRAME_COUNTER,INTERFERER)`:
  Simulador do canal digital (multipercurso, ruído branco e interferência de outros usuários da rede);

- `[Rx_Burst_Gmsk_Corrupted,Rx_Bcch_Burst,Rx_Idle_Burst] = read_frame(RX_FRAME,RX_IDLE_FRAME,FRAME_COUNTER)`:
  Leitor do *frame* (seleciona o *burst* do usuário de interesse);

- `Channel_Taps_Estimated = channel_estimator(RX_BURST_GMSK_CORRUPTED, CONV_OR_SAIC)`:
  Estimador de canal;

- `Rx_Burst_Gmsk = transmitted_data_estimator(SYMBOLS,NEXT,PREVIOUS,START, STOPS,RX_BURST_GMSK_CORRUPTED,CHANNEL_TAPS_ESTIMATED,CONV_OR_SAIC, VIT_OR_FILT)`:
  Detector da seqüência transmitida;

- `Rx_Burst = gmsk_demapper(RX_BURST_GMSK)`:
  Mapeador de símbolos da constelação GMSK em *bits*;

- `[c,Gamma_Ch,Index_Bcch_Burst,Index_Idle_Burst] = ms_measurements(RX_BCCH_BURST,RX_IDLE_BURST,C,GAMMA_CH,INDEX_BCCH_BURST,`

`INDEX_IDLE_BURST,APAGAR_DEPOIS_GAMMA_CH)`:
Implementa algumas medidas realizadas pelo MS, tais como níveis de sinal e ruído (no GPRS);

- `[Rxlev_Parameter,Rxlev,Rxlev_Buffer,Frame_Counter] = ms_measurements_RXLEV(RXLEV_PARAMETER,RX_BURST_GMSK_CORRUPTED, LOGICAL_CHANNEL,C,RXLEV,RXLEV_BUFFER,FRAME_COUNTER)`:
  Implementa algumas medidas realizadas pelo MS, as quais são parâmetros que indicam a intensidade do sinal recebido;

- `[Reported_Rxlev,Reported_Rxqual] = ms_measurements_report(RXLEV_PARAMETER, REPORTED_RXLEV,RXQUAL_PARAMETER,REPORTED_RXQUAL,LOGICAL_CHANNEL, FRAME_COUNTER)`:
  Implementa a comunicação que o MS realiza com a BTS a respeito das medidas de qualidade;

- `[Rx_Interleave,SF] = demultiplexer(RX_BURST,LOGICAL_CHANNEL)`:
  Retira os *bits* que contém os dados de interesse (ou seja, que não são de controle ou de treinamento) do *burst* recebido;

- `Rx_Enc = deinterleave(RX_INTERLEAVE_MATRIX)`:
  Permutador inverso;

- `[Rx_Data,Burst_Incomprehensible] = channel_decoder(RX_ENC,LOGICAL_CHANNEL, SF)`:
  Decodificador de canal (convolucional);

- `[Rxqual_Parameter,Rxqual,Rxqual_Buffer,Frame_Counter] = ms_measurements_RXQUAL(RXQUAL_PARAMETER,RX_ENC,LOGICAL_CHANNEL,SF,CS, RXQUAL,RXQUAL_BUFFER,FRAME_COUNTER)`:
  Implementa algumas medidas realizadas pelo MS, as quais são parâmetros que indicam a qualidade do sinal recebido;

- `Dl_Txpwr = power_control(DL_TXPWR,LOGICAL_CHANNEL,C,GAMMA_CH, REPORTED_RXLEV,REPORTED_RXQUAL,FRAME_COUNTER)`:
  Implementa o controle de potência realizado no *downlink*;

- `Cs = link_adaptation(CS,LOGICAL_CHANNEL,C,GAMMA_CH,FRAME_COUNTER)`:
  Implementa a adaptação do enlace de rádio realizada no *downlink*;

- `[Ber_All,Ber_Ia,Ber_Ib,Ber_II,Ber_Without_Encoder,Fer,Rber,Bler] = tester(SIMULATION,LOOP_SNR,BURST_INCOMPREHENSIBLE,TX_DATA,RX_DATA,TX_ENC, RX_ENC,LOGICAL_CHANNEL,BER_ALL,BER_IA,BER_IB,BER_II,BER_WITHOUT_ENCODER, FER,RBER,BLER)`:
  Calcula as taxas de erro de *bit* e de *frame*;

- `constants`:
  Contém as variáveis globais (constantes) utilizadas nas funções;

- `make_interferers`:
  Gera os *bursts* interferidores;

- `simulator(NUMBER_OF_VOICE_OR_DATA_FRAMES,VELOCITY,CHANNEL_MODEL, LOGICAL_CHANNEL,N_SIMULATION,MIN_SNR_OR_CIR,MAX_SNR_OR_CIR, SNR_OR_CIR_LOOP,FRAME_SCENE,RESULTS_FILE,CONV_OR_SAIC,VIT_OR_FILT)`:
  Programa principal.

Nas Seções 4.3, 4.4 e 4.5 detalhamos o projeto de cada uma dessas funções.

4.3 Transmissor

O transmissor prepara os dados com o intuito de prevenir que a qualidade do sinal recebido se degrade por conta de influências relacionadas ao canal móvel e a interferências de outros usuários.

Para implementar tal característica, os dados são codificados, agregando-se redundância aos mesmos. O transmissor também faz um embaralhamento dos dados codificados com intuito de aumentar a robustez do sistema a erros em rajada (também conhecidos como *burst errors*). Depois disso, os símbolos são formatados em um quadro TCH/FS, no caso do GSM, ou PDTCH/FS, no caso do GPRS, e, logo após, aplica-se uma codificação diferencial e correlativa. Finalmente, o sinal resultante é mapeado em uma constelação GMSK e esses símbolos são transmitidos pelo canal sem fio.

Tabela 4.1: Canal lógico *versus* Quantidade de *bits* por quadro.

Canal lógico	***Bits* por quadro**
TCH/F	260
PDTCH/F (CS-1)	184
PDTCH/F (CS-2)	271
PDTCH/F (CS-3)	315
PDTCH/F (CS-4)	431

4.3.1 Gerador de Dados

Numa conexão *downlink*, os dados estão disponíveis para o transmissor (BTS). No nosso caso, porém, nós teremos que gerar os dados correspondentes à fala de um usuário, ou dados genéricos, tais quais textos, fotos, páginas *web*, de maneira artificial. A geração de dados é implementada utilizando a função `rand` do MATLAB©. Nós geramos uma seqüência de *bits* (vide Tabela 4.1) uniformemente distribuídos para cada quadro transmitido, seguindo a recomendação presente na norma [15].

Uma questão importante em relação à utilização de uma distribuição uniforme é que estamos supondo que o codificador de fonte é extremamente eficiente, ou seja, ele tende a tornar o sinal o mais aleatório possível, o que estamos modelando idealmente como sendo uma realização de um processo estocástico com distribuição uniforme (isto é, uma distribuição que não dá indicativos de quais valores seriam mais prováveis).

4.3.2 Codificador de Canal

O codificador de canal segue a recomendação [15] do 3GPP. É importante separar aqui a codificação realizada no GSM daquela utilizada no GPRS.

GSM

Para o caso da codificação na taxa completa (do inglês, *full rate coder*), cada quadro da fala contém 260 *bits* distribuídos uniformemente, incluindo 182 *bits* de classe 1 (*bits* protegidos) e 78 *bits* de classe 2 (sem proteção). A Figura 4.2 ilustra essa divisão de *bits* em classes, além de indicar os tipos de codificação utilizados em cada classe.

Em um sistema real, os *bits* entregues pelo codificador de voz devem ser rearranjados

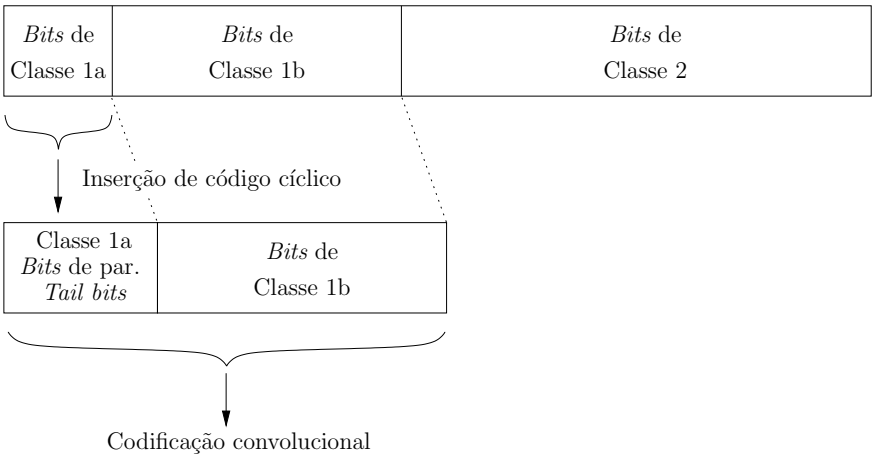


Figura 4.2: Codificação de canal no GSM.

antes de passar pelo codificador de canal. Esse rearranjo segue uma ordem decrescente de importância relativa. Entretanto, isso não é implementado no GPRSsim.

Os *bits* de classe 1 são divididos em *bits* de classe $1a$ (50 *bits*) e de classe $1b$ (132 *bits*). Os *bits* de classe $1a$ são protegidos por um código cíclico e por um código convolucional, enquanto que os de classe $1b$ são protegidos apenas pelo convolucional.

O código cíclico que protege os *bits* de classe $1a$ é um código sistemático. O polinômio gerador é [15]

$$g(D) = D^3 + D + 1 \ , \tag{4.1}$$

em que os *bits* de paridade podem ser encontrados utilizando-se $r(D)$, o resto da divisão de $D^{n-k}m(D)$ por $g(D)$, onde $m(D)$ representa os *bits* de classe $1a$ e $n - k = 2$.

O código convolucional é realizado sobre os *bits* já codificados de classe $1a$ adicionados de quatro zeros e dos *bits* de classe $1b$ (totalizando 189 *bits*), a uma taxa codificação de $1/2$. Os polinômios que definem esse código são [15]

$$\begin{aligned} G_0(D) &= D^4 + D^3 + 1 \\ G_1(D) &= D^4 + D^3 + D + 1 \ ; \end{aligned} \tag{4.2}$$

neste nível, temos 456 *bits* codificados.

GPRS

No PDTCH, canal lógico do GPRS, utilizam-se quatro esquemas de codificação: CS-1, CS-2, CS-3 e CS-4 (vide Subseção 2.4.2). Essa variedade de esquemas possibilita a adaptação do enlace de rádio de acordo com as condições do meio de transmissão.

Tabela 4.2: USF *versus* USF pré-codificado (CS-2 e CS-3).

USF	**USF pré-codificado**
000	000 000
001	001 011
010	010 110
011	011 101
100	100 101
101	101 110
110	110 011
111	111 000

No caso de CS-1, protegem-se os 184 *bits* com um código cíclico sistemático denominado *FIRE code* da seguinte forma: define-se o polinômio gerador por [15]

$$g(D) = (D^{23} + 1)(D^{17} + D^3 + 1) \ , \tag{4.3}$$

em que os *bits* de paridade são tais que, quando a mensagem codificada (polinômio em D de grau 223) é dividida por $g(D)$, obtém-se o resto $r(D)$ definido por [15]

$$r(D) = D^{39} + D^{38} + D^{37} + \cdots + D^2 + D + 1 \ . \tag{4.4}$$

Assim, se o polinômio de grau 39, $p(D)$, for o correspondente aos *bits* de paridade, temos que $D^{40}m(D)+p(D) = q(D)g(D)+r(D) \Leftrightarrow D^{40}m(D)+r(D) = q(D)g(D)+p(D)$, onde as somas aqui são efetuadas módulo 2. Portanto, $p(D)$ é o resto da divisão de $D^{40}m(D)+r(D)$ por $g(D)$.

Após isso, acrescentam-se 4 *tail bits* com valor 0, resultando em um bloco com 228 *bits*. Em seguida, esse bloco passa pelo mesmo codificador convolucional utilizado no GSM, gerando, assim, 455 *bits* codificados.

No caso de CS-2 e CS-3, protegem-se os primeiros 3 *bits* dos 271 ou 315 *bits*, respectivamente, através de uma codificação que segue a Tabela 4.2 [15]. Esses três primeiros *bits* são utilizados para controle de pacotes (multiplexação) numa conexão *uplink*, sendo denominados *Uplink State Flags* (USF). Eles devem ser decodificadas com uma taxa de erro relativamente mais baixa do que os demais *bits*.

Em seguida, protegem-se os 271 (CS-2) ou 315 (CS-3) *bits* do bloco inicial com um *FIRE code*, que acrescenta 16 *bits* de paridade da seguinte forma: define-se o polinômio

gerador por [15]

$$g(D) = D^{16} + D^{12} + D^5 + 1 \ , \tag{4.5}$$

em que os *bits* de paridade são tais que, quando a mensagem codificada (polinômio em D de grau 287, no caso CS-2, ou 331, no caso CS-3) é dividida por $g(D)$, obtém-se o resto $r(D)$ definido por [15]

$$r(D) = D^{15} + D^{14} + D^{13} + \cdots + D^2 + D + 1 \ , \tag{4.6}$$

o que implica que $p(D)$ (paridade) é o resto da divisão de $D^{16}m(D) + r(D)$ por $g(D)$.

Após isso, acrescentam-se 4 *tail bits* com valor 0, resultando em um bloco com 291 *bits* (CS-2) ou 335 *bits* (CS-3). Forma-se, então, o bloco de entrada do codificador convolucional acrescentando-se os *bits* de paridade do USF pré-codificado. Em seguida, esse bloco passa pelo mesmo codificador convolucional utilizado no GSM, gerando, assim, 588 *bits* (CS-2) ou 676 *bits* (CS-3) codificados.

Por fim, efetuamos a perfuração (do inglês, *code puncturing*) do código da seguinte forma:

- CS-2: se o bloco codificado pode ser representado pelo polinômio $C(D) = c(0)D^{587} + c(1)D^{586} + \cdots + c(585)D^2 + c(586)D + c(587)$, então os seguintes *bits* não são transmitidos: $c(3+4k)$ para $k = 3,4,\cdots,146$. Porém, para $k = 9,21,33,45,57,69,81,93,105,117,129,141$, os *bits* $c(3+4k)$ serão transmitidos.

- CS-3: se o bloco codificado pode ser representado pelo polinômio $C(D) = c(0)D^{675} + c(1)D^{674} + \cdots + c(673)D^2 + c(674)D + c(675)$, então os seguintes *bits* não são transmitidos: $c(3+6k)$ e $c(5+6k)$ para $k = 2,3,\cdots,111$.

No caso do CS-4, protegem-se os primeiros 3 *bits* (USF) dos 431 *bits* através de uma codificação que segue a Tabela 4.3 [15].

Em seguida, protegem-se os 431 *bits* do bloco inicial com um *FIRE code*, que acrescenta 16 *bits* da mesma forma como é realizado nas codificações CS-2 e CS-3. Forma-se, então, o bloco codificado acrescentando-se os *bits* de paridade do USF pré-codificado resultando em 456 *bits*. Não há codificação convolucional para esse esquema.

Tabela 4.3: USF *versus* USF pré-codificado (CS-4).

USF	USF pré-codificado
000	000 000 000 000
001	000 011 011 101
010	001 101 110 110
011	001 110 101 011
100	110 100 001 011
101	110 111 010 110
110	111 001 111 101
111	111 010 100 000

4.3.3 *Interleaver*

O *interleaver*, ou permutador, foi implementado com base em [14]. Esse bloco funcional é utilizado para combater os efeitos nocivos ao codificador de canal causados por erros em rajada. Depois de desembaralhado, ele faz com que esses erros estejam espalhados permitindo um funcionamento adequado para o decodificador de canal.

O algoritmo utiliza dois blocos seguidos de 456 *bits* e retorna apenas 456 *bits*. Cada bloco de *bits* codificados passa duas vezes no *interleaver*, o qual opera de acordo com as seguintes fórmulas [14]

$$\begin{aligned} b &= (57.(T \bmod 4) + 32t + 196.(t \bmod 2) \bmod 456) \\ B &= (T - (b \bmod 8)) \operatorname{div} 4 \ , \end{aligned} \tag{4.7}$$

onde $0 \leq t \leq 113$ e $0 \leq T \leq 3$ são as colunas e linhas, respectivamente, da matriz de *interleaver* (cada linha é um bloco com 114 *bits* de dados embaralhados), e $0 \leq b \leq 455$ é o índice dos dados do vetor. Além disso, $m \bmod n$ representa o resto da divisão de m por n e $m \operatorname{div} n$ representa o quociente da divisão de m por n.

4.3.4 Formatador do *Burst*

O *burst* é formatado utilizando-se os dados embaralhados. Nós dividimos os 456 *bits* em oito blocos de 57 *bits* e, então, implementamos o chamado *burst* comum (TCH/FS e PDTCH/FS) como descrito em [15]. A Figura 4.3 ilustra isso.

Esse tipo de *burst* é utilizado na maioria dos canais lógicos, com exceção dos canais

Tail Bits	*Bits* de Dados	*Bit* de Controle	Seq. de Trein.	*Bit* de Controle	*Bits* de Dados	*Tail Bits*	Período Guarda
3	57	1	26	1	57	3	8.25 μs

Figura 4.3: TCH/FS e PDTCH/FS *bursts* comuns.

RACH, SCH e FCCH[1] (e os correspondentes do GPRS). Os 26 *bits* da seqüência de treinamento, conhecidos pelo receptor, são utilizados para estimar a distorção introduzida pelo canal e para a sincronização.

4.3.5 Codificador Correlativo e Diferencial

Este bloco desempenha um papel importante pois ele permite inserir ISI de maneira controlada, com o intuito de aumentar a banda de transmissão [8]. Essa codificação correlativa e diferencial é realizada de acordo com as seguintes expressões [15]:

$$\begin{aligned} d'(n) &= d(n) \oplus d(n-1) \\ a(n) &= 1 - 2d'(n) \ , \end{aligned} \tag{4.8}$$

em que $\oplus$ indica soma módulo 2.

4.3.6 Mapeador GMSK

Este bloco é responsável por transformar os *bits* do GSM/GPRS *burst* comum em símbolos GMSK, isto é, $\{-j, -1, 1, j\}$.

O GMSK é o sinal MSK filtrado por um filtro com formato gaussiano. Como estamos trabalhando em banda-básica, nós não nos preocupamos com tal filtro, ou seja, o sinal é do tipo MSK. A expressão que define um sinal MSK é [14]

$$x(t,a) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos\left(2\pi f_c t + \Theta(t,a)\right) \ , \tag{4.9}$$

onde E_b, T_b, f_c e a indicam a energia correspondente a um *bit*, a duração do *bit*, a freqüência da portadora e os dados NRZ, do inglês *Non Return to Zero*, respectivamente. Quando trabalhamos em banda-básica, nós ignoramos a influência da parte RF e apenas expressamos a envoltória complexa do sinal modulado $\overline{x}(t,a) = e^{j\Theta(t,a)}$, onde $x(t,a) = \mathcal{R}\left\{\sqrt{2E_b/T_b}\overline{x}(t,a)e^{j2\pi f_c}\right\}$.

[1]Do inglês, *Random Access CHannel, Synchronization CHannel* e *Frequency Correction CHannel*, respectivamente.

Uma representação discreta para $\overline{x}(t,a)$ é

$$\overline{x}(n,a) = e^{j\Theta(n,a)} \ , \tag{4.10}$$

em que [14]

$$\Theta(n,a) = \frac{\pi}{2}\sum_{k=0}^{n-1} a(k). \tag{4.11}$$

Não é difícil ver que essas duas equações implicam a seguinte expressão

$$\overline{x}(n) = j\overline{x}(n-1)a(n). \tag{4.12}$$

Essa equação mostra que, se o símbolo é real no instante n, então o símbolo será imaginário puro no instante $n+1$. Por outro lado, se for imaginário puro no instante n, então será real no instante $n+1$.

4.3.7 Formatador do *Frame*

Este módulo implementa a construção do *frame* TDMA. De fato, utilizamos, tanto no GSM como no GPRS, somente um *time-slot*[2] para a transmissão dos dados correspondentes ao usuário de interesse[3].

Assim, escolhemos 7 dentre 100.000 *bursts* (gravados em arquivos) que compartilham o mesmo *frame* com o usuário de interesse. Em seguida, ajustamos a potência de cada um dos 8 *bursts* deste *frame*.

Esse ajuste é feito baseado nos parâmetros de entrada advindos do controle de potência (para o usuário de interesse) e com base em uma flutuação aleatória da potência dos demais usuários do *frame*, a qual segue uma distribuição normal, cuja média é a potência que será utilizada para transmitir para o usuário de interesse e cuja variância é uma fração da potência utilizada na transmissão para o usuário de interesse. Tal flutuação pode ser lenta ou rápida (dependendo da variância da distribuição normal, que pode ser relativamente pequena ou alta, respectivamente), de acordo com o parâmetro `FRAME_SCENE` que indica o tipo de cenário (rápidas ou lentas variações de potência). Em termos matemáticos, se P_{ts} é a potência correspondente ao *time-slot* ts, em que $ts \in \{0,1,\cdots,7\}$, com $ts \neq 3$, então $P_{ts} = \mathcal{N}(P_3,P_3/\alpha)$, onde P_3 é a potência no *time-slot* 3, α é um de dois possíveis valores

[2]Utilizou-se sempre o *time-slot* número $3 \in \{0,1,\cdots,7\}$ para ser o do usuário de interesse.

[3]As especificações do 3GPP definem o conceito de *multi-slots* para o GPRS [7].

previamente especificados[4] e $\mathcal{N}(\mu,\sigma^2)$ representa uma distribuição normal com média μ e variância σ^2. Essa modelagem não foi especificada em norma, sendo uma contribuição nossa. Essa modelagem foi adotada considerando que, em média, os demais usuários que estão sendo servidos pela

Além disso, verificamos se o número do *frame* (FN, do inglês *Frame Number*), é reservado para a transmissão de um *burst* de controle através do canal de *broadcasting* BCCH no *time-slot* 0. A potência P_{BTS} desse *burst* é a máxima potência permitida para transmissão numa determinada BTS. Esse *burst* é inspecionado no receptor com o intuito de estimar o nível de interferência a que o MS está sujeito. Verificamos sempre se todas as potências dos *bursts* que compõem o *frame* TDMA estão abaixo de $P_{\text{BTS}} - P_0$, onde P_0 é uma redução utilizada pelo controle de potência [7] (vide Subseção 2.4.1).

4.3.8 RF *Frequency Hopping*

Há dois tipos de técnicas: *frequency hopping* em banda-básica e RF *frequency hopping*. Neste trabalho, emulamos uma implementação de RF *frequency hopping*, ou seja, o algoritmo que implementamos indica qual seria a freqüência em banda-passante utilizada para a transmissão/recepção se de fato considerássemos uma implementação em RF.

O objetivo do RF *frequency hopping*, ou salto em freqüência, é evitar diferenças muito significativas na qualidade dos enlaces de rádio em uma determinada célula. Isso é realizado através da mudança da freqüência da portadora a cada *frame* TDMA transmitido. De fato, ao mudarmos a freqüência da portadora a cada quadro, evitamos que um determinado usuário seja, permanentemente, prejudicado por haver interferência excessiva de outros usuários co-canais ou, até mesmo, por haver um zero na faixa de freqüências da portadora.

O RF *frequency hopping* é utilizado de forma opcional pela operadora, e pode ser utilizado apenas em algumas células particulares [7]. A principal vantagem dessa técnica é a introdução de diversidade em um enlace de transmissão, garantindo uma qualidade média em todas as comunicações realizadas pela rede.

O princípio que rege o RF *frequency hopping*, numa conexão *downlink*, é que a BTS transmite cada *burst* destinado a um usuário numa freqüência determinada a partir de uma seqüência de números definida por um algoritmo. Esse algoritmo não permite que haja dois usuários utilizando, simultaneamente, a mesma freqüência dentro de uma célula. Além disso,

[4]Utilizamos em nossas simulações $\alpha \in \{2,5\}$.

o algoritmo utiliza os seguintes parâmetros como entradas para determinar a seqüência de saída [16]:

- **FN** é o número do quadro em questão, do inglês *Frame Number*. Esse número é tal que $0 \leq \mathrm{FN} \leq \texttt{FN_MAX} = 26 \times 51 \times 2048 - 1 = 2.715.647$;

- **MAI** é a alocação de freqüências dos canais físicos do móvel, do inglês *Mobile Allocation Index*. Esse parâmetro define os conjuntos de canais de rádio-freqüência que podem ser utilizados pelo terminal móvel. `MAI` contém N canais de rádio freqüência, onde $1 \leq N \leq 64$;

- **MAIO**, do inglês *Mobile Allocation Index Offset*. Esse parâmetro permite distinguir os diferentes terminais móveis dentro da mesma célula que utilizam o mesmo conjunto de canais de rádio freqüência. Nesse caso, $0 \leq \texttt{MAIO} \leq N - 1$;

- **HSN**, do inglês *Hopping Sequence Number*. Esse parâmetro faz com que o algoritmo gere diferentes seqüências em células co-canais. Nesse caso, $0 \leq \texttt{HSN} \leq 63$.

4.3.9 Controle de Potência

O controle dinâmico de potência foi implementado com base na descrição feita na Subseção 2.4.1.

No caso do GSM, a adaptação da potência é realizada em passos relativos fixos (em dB). Para isso definimos para os parâmetros RXLEV e RXQUAL alguns limiares que determinam quando se deve aumentar ou diminuir a potência de transmissão. O algoritmo que implementamos verifica, a cada `N_FRAMES_SACCH_BLOCK`[5] *frames*, se os índices médios de nível de sinal e de qualidade do sinal (RXLEV e RXQUAL) que foram relatados à BTS implicam um ajuste de potência para deixá-los dentro de uma faixa de valores previamente especificados. Além disso, verificamos se a potência do sinal está sempre dentro de uma faixa de valores limitada por P_{BTS} e $P_{\mathrm{BTS}} - 30$ [dB] [9].

Em relação ao GPRS, implementamos a atualização iterativa

$$P_{\mathrm{d}}^{i+1} = \text{mín}\left\{P_{\mathrm{ref}} + \alpha\left(P_{\mathrm{BTS}} - C^{i} + \gamma_{\mathrm{ch}}^{i}\right)\ ,\ P_{\text{máx}}\right\} \quad [\mathrm{dB}], \tag{4.13}$$

em que i indica o índice da iteração em questão. A iteração começa utilizando-se um valor máximo previamente fixado para P_{d}. Em uma dada iteração, que ocorre a cada 60 ms (= 13

[5] É a quantidade de *frames* associada a um bloco SACCH (do inglês *Slow Associated Control CHannel*) [9].

TDMA *frames*), o passo máximo para a variação de potência é de 2 dB. Além disso, os demais *time-slots* de um mesmo *frame* devem ter sua potência entre $P_{\text{BTS}} - P_0 - 10$ e $P_{\text{BTS}} - P_0$ [7,9].

4.3.10 Adaptação do Enlace de Rádio

A adaptação do enlace de rádio foi implementada com base na descrição feita na Subseção 2.4.2.

Essa adaptação verifica a cada `N_FRAMES_GPRS_LINK_ADAPT` *frames* em qual das 4 faixas encontra-se o nível médio de CIR. Uma vez feita essa verificação, muda-se, se for necessário, o esquema de codificação para o esquema de codificação adjacente em direção à faixa de valores requerida. Por exemplo, se o esquema atual é CS-x, então o próximo esquema será CS-$(x-1)$ ou CS-$(x+1)$, dependendo de se é necessária maior robustez a interferências ou não, desde que $1 \leq x-1 < x < x+1 \leq 4$.

4.4 Canal

Há três tipos de ambientes de propagação que são comumente levados em consideração nas simulações: TUx, do inglês *Typical Urban*, RAx, do inglês *Rural Area* e HTx, do inglês *Hilly Terrain*. O x indica a velocidade do móvel em km/h.

O modelo de propagação é determinado pelo atraso médio relativo entre os *taps*, bem como da potência média dos mesmos. Cada *tap* possui uma distribuição Rayleigh para amplitude, a qual varia de acordo com um espectro de Doppler, geralmente definido como [17]

$$S(f) = \frac{1}{\sqrt{\pi f_d (1 - \frac{f}{f_d})^2}}, \quad f \in (-f_d, f_d) \tag{4.14}$$

Conforme podemos ver nas Tabelas 4.4, 4.5 e 4.6, que indicam o atraso e a potência relativos de cada *tap*, o canal digital deve ter uma freqüência de amostragem de, pelo menos, 10 MHz (o que corresponde a um período $T_c = 0{,}1$ μs) se quisermos ter uma boa resolução no tempo para os *taps*. Entretanto, o período de *bit* no GSM/GPRS é de 3,962 μs.

Esses fatos implicam que, se quisermos representar todos os *taps*, deveremos aumentar a taxa de amostragem do nosso sinal. Isso é feito neste trabalho utilizando-se uma interpolação na entrada do canal e uma decimação na entrada do receptor através da função `resample()` do MATLAB©.

Tabela 4.4: Caso típico de uma área rural: modelagem com 6 *taps*

Número do *Tap*	**Atraso Relativo (μs)**	**Potência Relativa Média (dB)**
1	0,0	0,0
2	0,1	-4,0
3	0,2	-8,0
4	0,3	-12,0
5	0,4	-16,0
6	0,5	-20,0

Tabela 4.5: Caso típico de uma área montanhosa: modelagem com 6 *taps*

Número do *Tap*	**Atraso Relativo (μs)**	**Potência Relativa Média (dB)**
1	0,0	0,0
2	0,1	-1,5
3	0,3	-4,5
4	0,5	-7,5
5	15,0	-8,0
6	17,2	-17,7

Tabela 4.6: Caso típico de uma área urbana: modelagem com 6 *taps*

Número do *Tap*	**Atraso Relativo (μs)**	**Potência Relativa Média (dB)**
1	0,0	-3,0
2	0,2	0,0
3	0,5	-2,0
4	1,6	-6,0
5	2,3	-8,0
6	5,0	-10,0

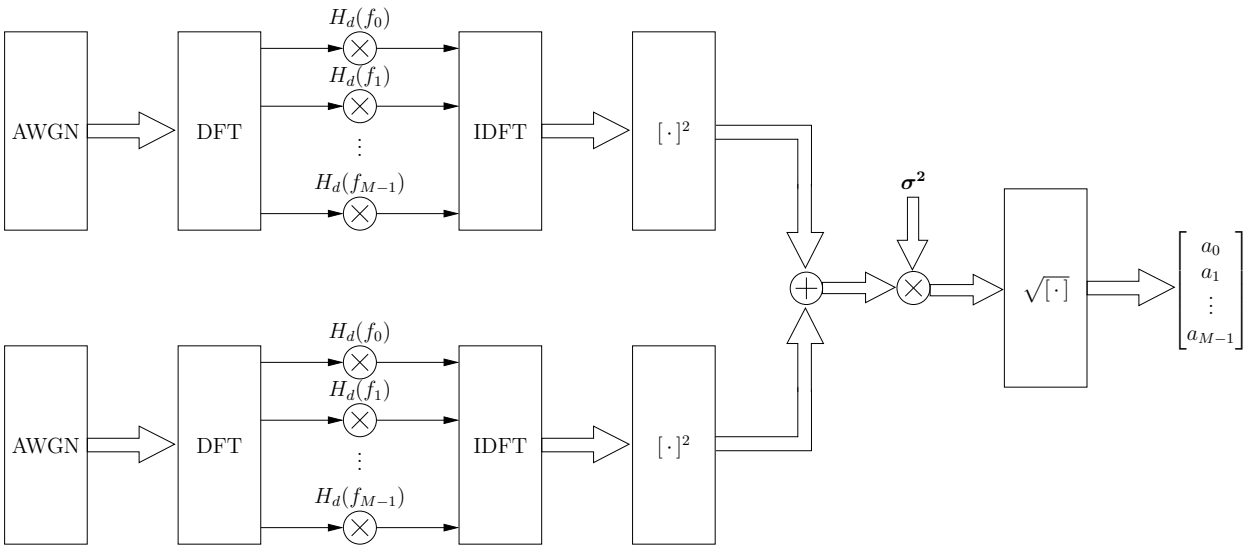


Figura 4.4: Implementação de canal (sem interferência aditiva) baseada no modelo de Jakes.

Sendo assim, implementamos o canal, que varia a cada *frame* transmitido, através da seguinte expressão (vide Subseção 2.2.1)

$$h_l \triangleq \sum_{i=0}^{5} a_i \text{sinc}\left[\pi\left(l - \frac{\tau_i}{T}\right)\right], \tag{4.15}$$

onde $T = 0{,}1\ \mu$s, o índice superior do somatório provém da modelagem proposta pelo 3GPP, τ_i é o atraso relativo entre *taps*[6] (retirado das Tabelas 4.4, 4.5 e 4.6), e a_i é determinado da seguinte forma: geram-se duas realizações de um processo branco e gaussiano de comprimento M (quantidade de linhas das tabelas que definem os parâmetros do canal). Faz-se a transformada discreta de Fourier de cada um desses sinais. Faz-se a filtragem na freqüência pelo espectro de Jakes que modela o efeito Doppler. Esse espectro é definido por [18]

$$H_d(f_m) = \sqrt{S(f_m)}, \tag{4.16}$$

em que $f_m = m\frac{2f_d}{M}, \forall m \in \{0{,}1, \cdots, M-1\}$. Logo após, voltamos ao domínio do tempo através da IDFT e fazemos uma normalização de tal forma que os *taps* tenham sua potência de acordo com um vetor de potência relativa $\boldsymbol{\sigma^2} = \left[\sigma_0^2\ \sigma_1^2\ \cdots\ \sigma_{M-1}^2\right]^T$ (retirado das Tabelas 4.4, 4.5 e 4.6). Assim, $a_i(k)$ será a norma euclidiana de cada um dos coeficientes do vetor obtido pela soma dos vetores resultantes das IDFTs em quadratura. A Figura 4.4 ilustra o que acabamos de descrever. Para mais informações sobre o modelo de Jakes consulte [18].

[6]Por exemplo, $\tau_0 = 0\ \mu$s, $\tau_1 = 0{,}1\ \mu$s, $\cdots$, para um canal do tipo rural.

Além do efeito de multipercurso, nós implementamos um decaimento aleatório[7] na potência do sinal de forma que tivéssemos no receptor uma potência em torno de -50 dBm. Nós também consideramos a interferência devido ao ruído AWGN na saída do canal, que foi adicionada com o auxílio da função `wgn()`.

Por fim, acrescentamos também a interferência co-canal. O número de interferidores foi determinado de forma aleatória dentro de uma faixa que vai de 1 interferidor até no máximo `MAX_N_INTERFERERS`. Os *bursts* desses interferidores foram previamente armazenados em arquivo (100.000 *bursts*), sendo escolhidos aleatoriamente. A potência relativa entre esses interferidores é escolhida com base no fato de existir sempre um interferidor dominante (vide Subseção 3.3.5), a partir dos parâmetros DIR, do inglês *Dominant-to-Interference Ratio*, e CIR.

O parâmetro DIR determina o quanto a potência do interferidor dominante é maior do que a potência de cada um dos demais interferidores, uma vez que consideramos que todos os interferidores têm a mesma potência, com exceção do dominante. A potência total da interferência co-canal é determinada pelo parâmetro CIR.

4.5 Receptor

O receptor estima a mensagem original que foi modificada pelo transmissor e transmitida através do canal. Para isso, ele procura minimizar as perturbações referentes ao canal e tenta desfazer cada transformação ocorrida no transmissor.

O sinal recebido, que é o sinal transmitido corrompido pelo canal digital (incluindo o ruído) mais a interferência dos outros usuários, primeiramente passa pelo estimador de canal. Em seguida, fazemos a detecção dos símbolos transmitidos e, depois, realizamos um mapeamento reverso de GMSK para dados NRZ. Esses dados são transformados em *bits* pelo decodificador diferencial e correlativo. Depois disso, os *bits* são separados utilizando-se um multiplexador e então são realizadas as operações de *de-interleaving* e de decodificação de canal. O receptor finaliza o seu processamento avaliando a qualidade do sistema em termos de taxa de erros de *bits* e de *frames*.

[7] Varia de acordo com uma distribuição gaussiana com média -50 dBm e variância de 2 dBm (isso não é especificado em norma).

4.5.1 Estimação de Canal

A estimação de canal foi implementada com base na descrição feita nas Subseções 3.2.1, 3.3.1 e 3.3.5.

Este bloco funcional faz a estimação de canal com base na seqüência de treinamento do usuário de interesse, através das seguintes expressões (definidas nas Subseções 3.2.1 e 3.3.1):

$$\hat{\boldsymbol{h}}_{\mathbf{0}} = \left(\boldsymbol{X}_{\mathbf{0}}{}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{X}_{\mathbf{0}}\right)^{-1}\boldsymbol{X}_{\mathbf{0}}{}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{y}, \tag{4.17}$$

$$\hat{\mathbf{h}} = \left(\mathbf{X}^{\mathcal{H}}\mathbf{X}\right)^{-1}\mathbf{X}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{y}\,, \tag{4.18}$$

onde a Equação (4.17) contém a resposta ao impulso do canal associada ao usuário de interesse, e a Equação (4.18) contém as respostas ao impulso associadas ao usuário de interesse e ao interferidor dominante.

4.5.2 Estimação de Dados

A estimação de dados foi implementada com base na descrição feita nas Subseções 3.2.3 e 3.3.3.

Estimamos os dados utilizando a técnica de filtragem linear (método LS), de forma análoga ao que foi feito na estimação de canal, através das expressões

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathbf{0}} = \left(\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}{}^{\mathcal{H}}\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}\right)^{-1}\hat{\boldsymbol{H}}_{\mathbf{0}}{}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{y}\,, \tag{4.19}$$

$$\hat{\mathbf{x}} = \left(\hat{\mathbf{H}}^{\mathcal{H}}\hat{\mathbf{H}}\right)^{-1}\hat{\mathbf{H}}^{\mathcal{H}}\boldsymbol{y}\,, \tag{4.20}$$

em que a Equação (4.19) contém os dados estimados do usuário de interesse, enquanto que a Equação (4.20) contém os dados estimados do usuário de interesse e do interferidor dominante.

4.5.3 Mapeador Reverso GMSK

Baseado na Equação (4.12), o mapeador reverso GMSK estima o símbolo $\hat{\bar{x}}(n)$ que foi transmitido e transforma esse símbolo em $\hat{a}(n)$. Assim, temos que

$$\hat{a}(n) = -j\frac{\hat{\bar{x}}(n)}{\hat{\bar{x}}(n-1)}\,, \tag{4.21}$$

em que a condição inicial $\hat{\bar{x}}(-1)$ é coerente com a utilizada no transmissor.

4.5.4 Decodificador Correlativo e Diferencial

Este bloco reconstitui o *burst* binário utilizando a informação no formato NRZ. Com esse objetivo, utilizamos a seguinte expressão

$$\hat{d}(n) = \frac{\hat{a}(n)}{\hat{d}(n-1)}\,, \tag{4.22}$$

em que a condição inicial $\hat{d}(-1)$ é coerente com a utilizada no transmissor.

4.5.5 Multiplexador

Este bloco funcional é bem simples. Dentro de um *burst*, são retidos os *bits* relacionados com os dados transmitidos (114 *bits* – vide Figura 4.3).

4.5.6 *De-interleaver*

Este bloco funcional recupera os blocos de dados codificados a partir dos dados embaralhados. Essa operação nada mais é do que inverter a operação de *interleaving*, reordenando os *bits*. A expressão que implementa o *de-interleaver* é dada por [14]

$$\begin{aligned} T &= 4B + (b \bmod 8), \\ t &= 2((49b \bmod 57) + (b \bmod 8) \operatorname{div} 4), \end{aligned} \tag{4.23}$$

onde os parâmetros que compõem a Equação (4.23) foram definidos na Subseção 4.3.3.

4.5.7 Medidas do MS

As medidas realizadas pelo terminal móvel são de grande utilidade para a tomada de decisão realizada pela BTS no tocante ao controle de potência e à adaptação do enlace de rádio. De fato, as principais medidas (vide Subseção 2.4.1) envolvidas nesses algoritmos são RXLEV, RXQUAL, C e γ_{ch}. Para isso, desenvolvemos quatro funções, cujos objetivos são descritos a seguir:

- `ms_measurements()`: Esta função é utilizada no GPRS para medir os parâmetros C e γ_{ch}. Os parâmetros são atualizados de acordo com as expressões [7], [9]

$$\begin{aligned} C^k &= (1-F)C^{k-1} + F(SS)^k, \\ \gamma_{\text{ch}}^i &= (1-f)\gamma_{\text{ch}}^{i-1} + f(SS)_{\text{ch}}^i, \end{aligned} \tag{4.24}$$

em que F, f são parâmetros que definem o peso da recursão, sendo conhecidos como "fatores de esquecimento"; $(SS)^k$ é o nível de sinal e $(SS)^i_{\text{ch}}$ é o nível de interferência total (interferência dos outros usuários e do ruído inerente ao canal), neste trabalho medidos respectivamente a cada BCCH *burst* e a cada *idle frame*; k e i são os índices da iteração, reinicializados sempre que houver *cell reselection* ou acabar a transferência de informações;

- `ms_measurements_RXLEV()`: Esta função é utilizada tanto no GSM como no GPRS para verificar o valor do parâmetro RXLEV (números inteiros do intervalo $[0; 63]$). No caso do GPRS, utiliza-se a medida C para fazer o mapeamento em RXLEV de acordo com uma escala de valores presente em [9]. No caso do GSM, a cada *burst* recebido pelo MS, ele calcula a energia desse *burst* para fazer uma média com as energias calculadas dos *bursts* anteriores e então mapear em um valor de RXLEV;

- `ms_measurements_RXQUAL()`: Faz um mapeamento linear em números inteiros do intervalo $[0; 7]$ a partir da taxa estimada de erro de *bits* (sem considerar o efeito de codificação/decodificação de canal). Essa estimação é feita da seguinte forma (vide Figura 4.5) [7]: consideramos que os *bits* da saída do decodificador de canal são bastante confiáveis (isto é, não há erros) e assim codificamos esses *bits* novamente e comparamos a saída dessa codificação com a entrada do decodificador de canal para obtermos uma BER que desconsidera a codificação/decodificação de canal;

- `ms_measurements_report()`: Implementa a comunicação que o MS realiza com a BTS a respeito das medidas RXLEV e RXQUAL. O que ele faz é transmitir para a BTS uma média dos últimos valores armazenados em um *buffer* de medidas RXLEV e RXQUAL [7], [9].

4.5.8 Decodificador de Canal

Para implementar a decodificação de canal, utilizamos o já tradicional algoritmo de Viterbi (utilizamos o do GSMsim), que se baseia no princípio de máxima verossimilhança. A decodificação de canal é aplicada a cada *burst* recebido pelo terminal móvel. Este algoritmo está detalhado em [7] e na Subseção 3.3.3 (onde a métrica em questão é calculada através de somas módulo 2, no lugar de distâncias euclidianas).

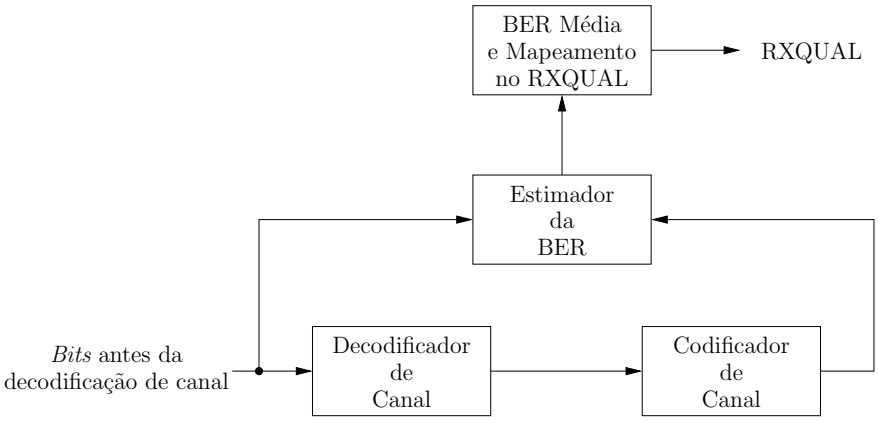


Figura 4.5: Estimação da BER antes da decodificação de canal e mapeamento no RXQUAL.

4.6 Resumo

Neste capítulo detalhamos cada bloco funcional implementado em nosso sistema. Na Seção 4.1, descrevemos as especificações de requisitos do GPRSsim, destacando sua finalidade, escopo, descrição geral e requisitos específicos. Na Seção 4.2 descrevemos o projeto do simulador através das funções que desenvolvemos. Em seguida, detalhamos, na Seção 4.3, o transmissor, caracterizado pelos blocos funcionais: geração de dados, codificação de canal, *interleaver*, formatação de *burst*, codificação diferencial e correlativa, mapeamento GMSK, formatação do *frame*, *frequency hopping*, controle de potência e adaptação do enlace de rádio. Além disso, descrevemos as características implementadas do canal digital utilizado na Seção 4.4. Por fim, descrevemos, na Seção 4.5, o receptor caracterizado pelos blocos funcionais: estimação de canal, estimação dos dados, mapeamento reverso GMSK, decodificador diferencial e correlativo, multiplexador, *de-interleaver*, medidas do MS e decodificador de canal.

Capítulo 5

Simulações dos Algoritmos

Um sistema de telefonia móvel se vale de vários algoritmos com o intuito de combater interferências e distorções causadas pelos mais diversos agentes. Algo que ocorre com certa freqüência na indústria é a incorporação de novos algoritmos mantendo-se os parâmetros que já eram utilizados nos algoritmos anteriores, sem que haja um estudo mais aprofundado sobre a possível mudança desses parâmetros. Tal iniciativa pode, em algumas ocasiões, implicar um desperdício de recursos da rede, o que leva a uma perda econômica das operadoras de celular.

Neste capítulo, detalhamos os resultados obtidos através do GPRSsim sobre a variação dos parâmetros dos algoritmos de controle de potência e adaptação do enlace de rádio utilizados no GPRS, quando passamos de um receptor convencional para um receptor baseado no SAIC. Para isso, escolhemos os parâmetros dos algoritmos referentes ao receptor convencional, com base em algumas hipóteses (Seção 5.1). Em seguida, fazemos o mesmo para um receptor SAIC (Seção 5.2). Terminamos o capítulo com uma comparação entre esses resultados (Seção 5.3) e, logo após, um resumo dos mesmos.

5.1 Receptor Convencional

Os resultados foram obtidos sob as seguintes hipóteses:

- Conquanto que em todas as simulações estejamos interessados no valor da CIR, fixamos uma determinada SNR (= 13 dB) que traduzisse o efeito do ruído, modelado como AWGN, na entrada do receptor. Este valor traduz, de certa forma, um cenário "poluído", do ponto de vista de interferências, já que, em média, um sistema de telefonia

móvel é perturbado, principalmente, pela CCI;

- Transmitimos 100 quadros de dados, sendo que cada quadro possui um número de *bits* que depende do tipo de codificação de canal (vide Tabela 4.1, na Subseção 4.3.1) e é transmitido em 4 *bursts* de forma consecutiva (um em cada *frame*). Repetimos essa transmissão 30 vezes (esse número foi escolhido por ter representatividade estatística, com um tempo de simulação viável para os resultados);

- Consideramos que a DIR era de 10 dB, seguindo os resultados de [13];

- Além disso, com o intuito de reduzir o tempo de simulação, consideramos que o canal estimado seria modelado por um filtro digital[1] de comprimento $L+1=4$, para o canal urbano, seguindo os resultados de [3], e $L+1=2$, para os canais rural e de terreno montanhoso. Essas suposições não trazem prejuízos drásticos ao desempenho do sistema, principalmente devido ao fato de que, ao observarmos as Tabelas 4.4, 4.5 e 4.6, na Seção 4.4, vemos que quase todos os canais possuem seus *taps* confinados nos intervalos $[0; 11{,}8]$ μs e $[0; 3{,}96]$ μs, sendo 11,8 μs $= 3{,}96 \times 3$ μs e 3,96 μs $= 3{,}96 \times 1$ μs, com exceção do canal de terreno montanhoso;

- O canal lógico utilizado foi o PDTCH por estarmos trabalhando com o GPRS;

- Trabalhamos com três tipos de ambientes (modelagem de canal): TU50 (urbano), RA250 (rural) e HT100 (montanhoso). Esses modelos de propagação foram utilizados seguindo as especificações do 3GPP [17];

- Consideramos que o número máximo de interferidores era 4 interferidores co-canais, sendo um deles considerado como dominante. A potência dos demais interferidores são todas iguais e se relacionam com a potência do interferidor dominante através da DIR especificada. Consideramos que sempre há um interferidor dominante.

- Utilizamos *frequency hopping*. Assim, cada *burst* transmitido sofre a influência de usuários co-canais diferentes (de fato, a própria quantidade de usuários co-canais pode ser diferente também), devido ao fato de ter sido transmitido numa faixa espectral diferente;

[1] Este filtro opera na mesma taxa de amotragem dos símbolos GPRS, ou seja, $1/f_s = 3{,}962$ μs.

- Consideramos que a quantidade de *frames* necessários para se fazer uma atualização da potência e do esquema de codificação é 5, embora a norma do 3GPP [9] aconselhe a utilização de 13 *frames*. Essa divergência em relação à norma deve-se a critérios pragmáticos relacionados ao tempo de simulação que seria necessário para verificarmos eventuais grandes variações de potência e de tipo de esquema de codificação de canal. Além disso, essa escolha só acarretaria prejuízos para o GPRSsim se a quantidade de *frames* fosse maior do que 13, porque implicaria que estaríamos esperando um tempo demasiado grande para detectar que a codificação de canal deveria ser diferente. Porém, tal suposição (número de *frames* igual a 5) traria outras conseqüências em um sistema prático devido ao custo adicional para comunicação de controle entre BTS e MS;

- Consideramos sempre os dois tipos de cenários de variação de potência dos usuários que compartilham um mesmo *frame*: variações rápidas e lentas, conforme descrito na Subseção 4.3.7;

- Utilizamos um detector de dados baseado no critério LS, principalmente pelo fato de o detector de Viterbi consumir um tempo um pouco maior de simulação, em especial, quando o receptor SAIC é utilizado;

- Nossas simulações calculam a taxa de erro de blocos, BLER (do inglês, *Block Error Rate*). Um bloco é considerado inválido quando a decodificação dos *bits* protegidos pelo código cíclico indica que houve erro, ou seja, a síndrome é diferente de zero.

5.1.1 Controle Dinâmico de Potência

Conforme já destacamos nas Subseções 2.4.1 e 4.3.9, o algoritmo de controle de potência implementa a recursão $P_{\mathrm{d}}^{i+1} = \text{mín}\left\{P_{\mathrm{ref}} + \alpha\left(P_{\mathrm{BTS}} - C^i + \gamma_{\mathrm{ch}}^i\right)\ ,\ P_{\text{máx}}\right\}$ [dB]. Sendo assim, há quatro parâmetros que devem ser definidos neste algoritmo: P_{ref}, α, P_{BTS} e $P_{\text{máx}} = P_{\mathrm{BTS}} - P_0$.

Fixamos os parâmetros P_{BTS} e $P_{\text{máx}}$ porque esses parâmetros traduzem, de certa forma, a que tipo de classe a BTS pertence [7]. Consideramos que a BTS em questão é de classe cinco (cuja potência máxima típica é de 20 W). Assim, fixamos $P_{\mathrm{BTS}} = 20$ W e $P_{\text{máx}} = 15$ W. Fixamos, também, o parâmetro $\alpha \in [0{,}1]$ em 0,25. Esse parâmetro foi ajustado empiricamente para obtermos, na média, variações de potência de, no máximo, 2 dB.

Com isso, optamos por variar, exclusivamente, o parâmetro P_{ref}. De fato, esse parâmetro é o mais importante do algoritmo, tendo em vista que ele traz consigo a informação da potência considerada, na maior parte do tempo, ideal para a rede. Entretanto, o controle de potência pode julgar, com base nas medidas de nível de sinal e de nível de interferência, que essa potência pode ser aumentada ou diminuída. Uma vez que $P_{\text{ref}} \leq P_{\text{máx}}$, fizemos algumas simulações considerando quatro possíveis valores para P_{ref}: 1 W, 5 W, 9 W e 13 W.

O 3GPP [17] especifica uma BLER menor do que 10% para cada um dos tipos de codificação de canal, sob a interferência de usuários co-canais com potências tais que CIR = 9 dB para a codificação CS-1, CIR = 13 dB para a codificação CS-2, CIR = 15 dB para a codificação CS-3 e CIR = 24 dB para a codificação CS-4.

Os resultados dessas simulações encontram-se resumidos nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3. Nessas tabelas constam os valores médios da BLER para os canais TU50, RA250 e HT100, respectivamente, para cada cenário de variação de potência nos *bursts* de um *frame* (somente no caso da Tabela 5.1, a qual ilustra a pouca variabilidade da BLER em função desse parâmetro[2]), para cada esquema de codificação e para cada P_{ref}.

A linha que contém a P_{ref} escolhida para cada um dos cenários de simulação foi obtida considerando-se a menor potência que ainda nos permitisse ter uma BLER $< 0{,}1$. Com isso, um dos objetivos do controle de potência é atingido, a saber, economizar potência e, simultaneamente, poluir menos o espectro eletromagnético.

Canal Urbano TU50

Os resultados da Tabela 5.1 ilustram a complexidade do problema a que nos propusemos tratar. De fato, ao contrário do que poderíamos supor em uma primeira análise, ao aumentarmos a potência de transmissão, não teremos necessariamente uma taxa média de erro de blocos menor. Isso ocorre devido ao controle de potência que é realizado pelos demais nós da rede. Ou seja, em um primeiro momento, existe um ganho em termos de BLER, mas esse ganho é atenuado logo após, porque os outros usuários da rede percebem um nível de interferência maior e o controle de potência faz com que sua potência aumente também.

[2]Fixamos o parâmetro `FRAME_SCENE = 2`, porque este caso tende a ser um pouco mais genérico do que o caso com `FRAME_SCENE = 1`, tendo em vista que ele inclui tanto pequenas como grandes variações de potência dos *bursts* dentro de um *frame*.

Tabela 5.1: BLER média para o canal TU50: receptor convencional.

BLER	CS-1		CS-2		CS-3		CS-4	
FRAME_SCENE →	1	2	1	2	1	2	1	2
$P_{\text{ref}} = 1$ W	0,101	0,101	0,082	0,082	0,069	0,069	0,041	0,041
$P_{\text{ref}} = 5$ W	0,076	0,076	0,082	0,082	0,059	0,059	0,023	0,023
$P_{\text{ref}} = 9$ W	0,083	0,083	0,093	0,093	0,056	0,056	0,028	0,027
$P_{\text{ref}} = 13$ W	0,101	0,101	0,075	0,075	0,053	0,053	0,027	0,028
P_{ref} Escolhida →	5 W	5 W	1 W	1 W	1 W	1 W	1 W	1 W

Canal Rural RA250

Tabela 5.2: BLER média para o canal RA250: receptor convencional.

BLER	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{\text{ref}} = 1$ W	0,012	0,040	0,018	0,021
$P_{\text{ref}} = 5$ W	0,015	0,043	0,023	0,027
$P_{\text{ref}} = 9$ W	0,022	0,038	0,027	0,025
$P_{\text{ref}} = 13$ W	0,019	0,036	0,020	0,022
P_{ref} Escolhida →	1 W	1 W	1 W	1 W

Os resultados da Tabela 5.2 mostram que o canal rural não é um canal tão hostil ao sinal transmitido quanto o canal urbano analisado anteriormente. De fato, vemos que, para todos os quatro valores de P_{ref}, obtivemos uma BLER menor de que 0,1. Atribuímos tais resultados ao fato de que o multipercurso no canal rural se traduz em um desvanecimento reduzido (vide Tabela 4.4).

Canal de Terreno Montanhoso HT100

Os resultados da Tabela 5.3 mostram que, assim como no canal rural, o canal de terreno montanhoso traz poucos prejuízos ao sinal recebido, quando comparado ao canal urbano. Observe, porém, que a modelagem com apenas dois *taps* deste canal fez com que sua BLER fosse maior do que no canal rural. Isso porque o canal de terreno montanhoso possui mais componentes de multipercurso com potência significativa do que o canal rural[3].

[3]Essa comparação é realizada tomando-se como período de amostragem $1/f_s = 3{,}962$ μs.

Tabela 5.3: BLER média para o canal HT100: receptor convencional.

BLER	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{\text{ref}} = 1$ W	0,038	0,022	0,041	0,065
$P_{\text{ref}} = 5$ W	0,024	0,020	0,035	0,057
$P_{\text{ref}} = 9$ W	0,028	0,029	0,027	0,066
$P_{\text{ref}} = 13$ W	0,029	0,030	0,026	0,060
P_{ref} Escolhida $\rightarrow$	1 W	1 W	1 W	1 W

5.1.2 Adaptação do Enlace de Rádio

O algoritmo de adaptação do enlace de rádio[4] que implementamos baseia-se em três limiares de CIR para a definição do esquema de codificação, conforme explicamos nas Subseções 2.4.2 e 4.3.10.

Para obtermos esses parâmetros, mantivemos a potência do usuário de interesse constante (sem controle de potência para o usuário de interesse) para cada um dos esquemas de codificação e para cada cenário de variação de potência nos *bursts* de um *frame*. Como a potência para cada esquema de codificação é, eventualmente, diferente, utilizamos uma potência dada pela média dos P_{ref}'s escolhidos nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3.

O método que utilizamos consiste em fixar um determinado esquema de codificação e variar a CIR (de 0 dB até 20 dB, com passos de 2 dB), calculando a BLER média resultante. Dispondo da BLER, calculamos o *throughput* de cada esquema de codificação através da seguinte expressão [7]:

$$\text{THROUGHPUT} = R(1 - \text{BLER})\,, \tag{5.1}$$

em que R é a taxa de transmissão de dados para um determinado esquema de codificação, sendo $R = 9{,}05$ kbps para CS-1, $R = 13{,}4$ kbps para CS-2, $R = 15{,}6$ kbps para CS-3 e $R = 21{,}4$ kbps para CS-4 [7].

Com isso, para cada cenário, obtivemos um gráfico com quatro curvas (uma para cada esquema de codificação). As interseções entre esses gráficos definem os limiares que serão utilizados naquele cenário em particular. As Figuras 5.1, 5.2 e 5.3 contêm os resultados das simulações.

[4]É importante ressaltar que não implementamos os atrasos inerentes ao processo de comunicação para mudança de esquema de codificação entre MS e BTS. Assim, não levamos em conta a avaliação da variação das condições do canal mais rápida do que a troca do esquema de codificação.

Canal Urbano TU50

A Figura 5.1 mostra um comportamento típico para um gráfico *throughput* $\times$ CIR, onde os esquemas de codificação que inserem mais redundância obtêm um *throughput* maior do que os esquemas que inserem menos redundância, para valores relativamente baixos de CIR, enquanto que o cenário se inverte para valores de CIR mais altos.

Entretanto, para valores muito baixos ($\leq$ 4 dB), todos os esquemas possuem desempenho prejudicado. Assim, dependendo da quantidade de erros no *burst* e da forma como eles ficaram dispostos após o *de-interleaver*, a decodificação de canal pode, no lugar de corrigir alguns erros, inserir mais erros. Foi exatamente isso o que ocorreu para CIR = 4 dB, pois o CS-4 não é protegido por um código convolucional, enquanto que os demais esquemas de codificação o são.

Canal Rural RA250

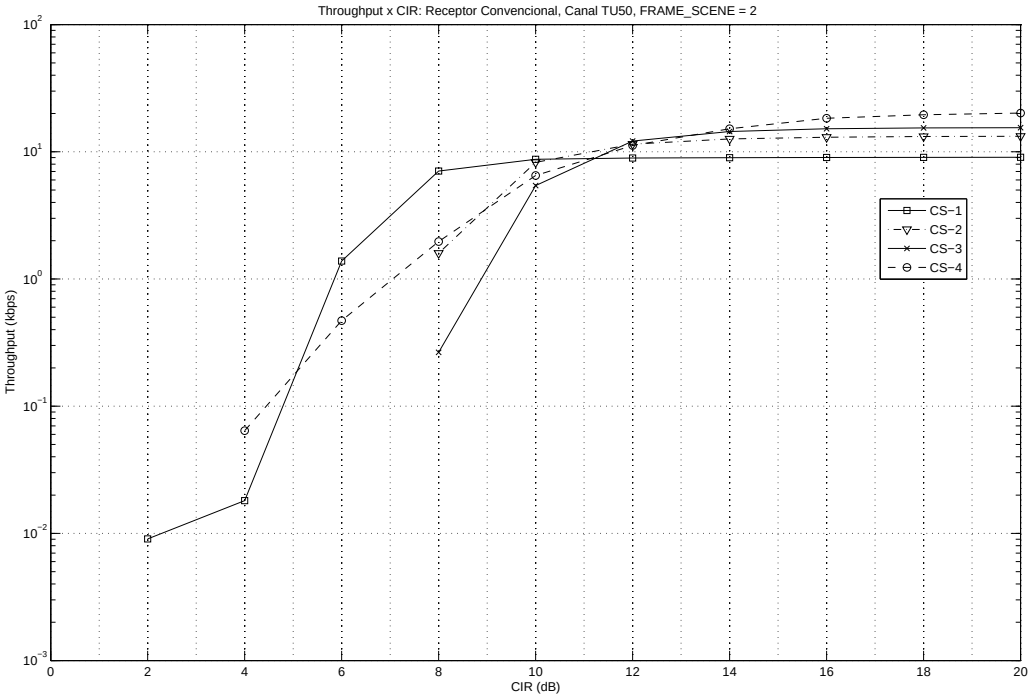
A Figura 5.2 reflete o mesmo comportamento que obtivemos com o canal urbano: o *throughput* é maior quando utilizamos mais redundância em uma faixa de CIR relativamente baixa, enquanto que será maior para CIR alta e uma codificação menos robusta a erros.

Podemos novamente observar que para CIR = 4 dB, onde começamos a ter erros que não invalidam completamente todos os *bursts* transmitidos, a codificação CS-4 obteve um *throughput* maior do que a CS-1. A justificativa para isso é a mesma ressaltada anteriormente para o canal urbano, ou seja, a codificação convolucional do CS-1 introduz erros, o que não ocorre com a codificação CS-4 por não ser protegida por codificação convolucional.

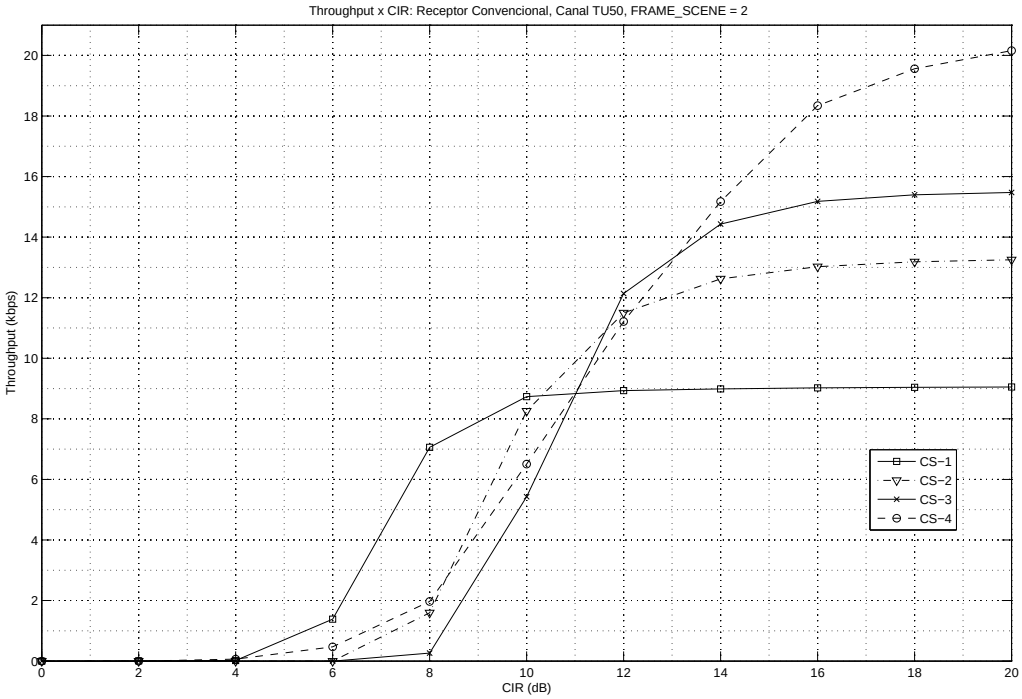
Canal de Terreno Montanhoso HT100

A Figura 5.3 mostra o desempenho do sistema em termos de *throughput* em um ambiente de terreno montanhoso. O comportamento geral do sistema foi semelhante ao dos canais urbano e rural.

Ressaltamos que para CIR = 4 dB, a codificação CS-4 obteve o mesmo *throughput*.

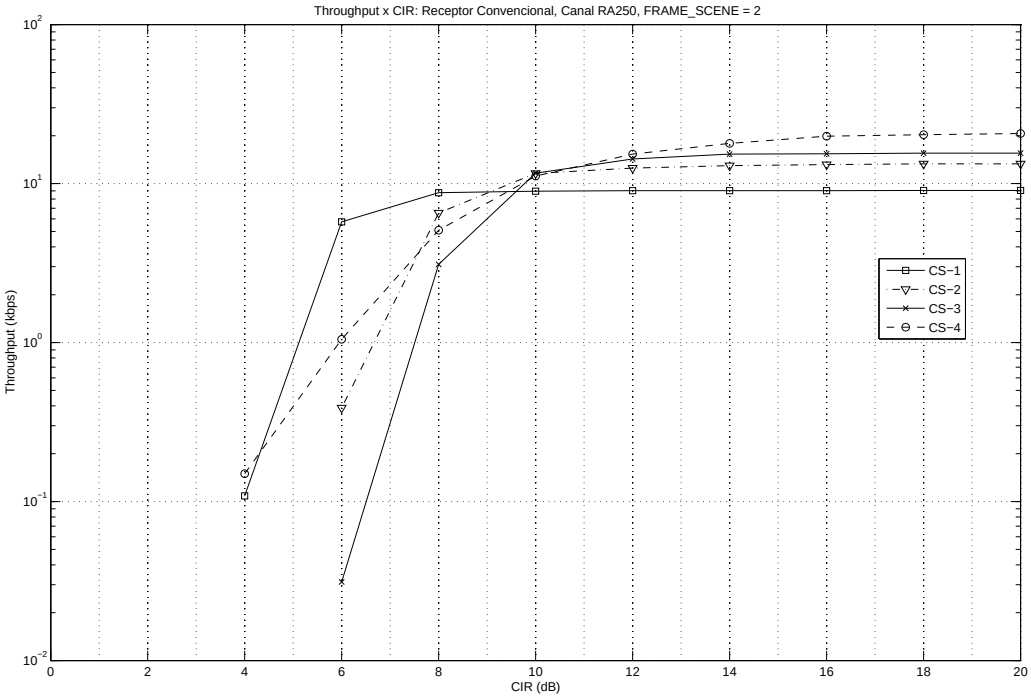


(a)

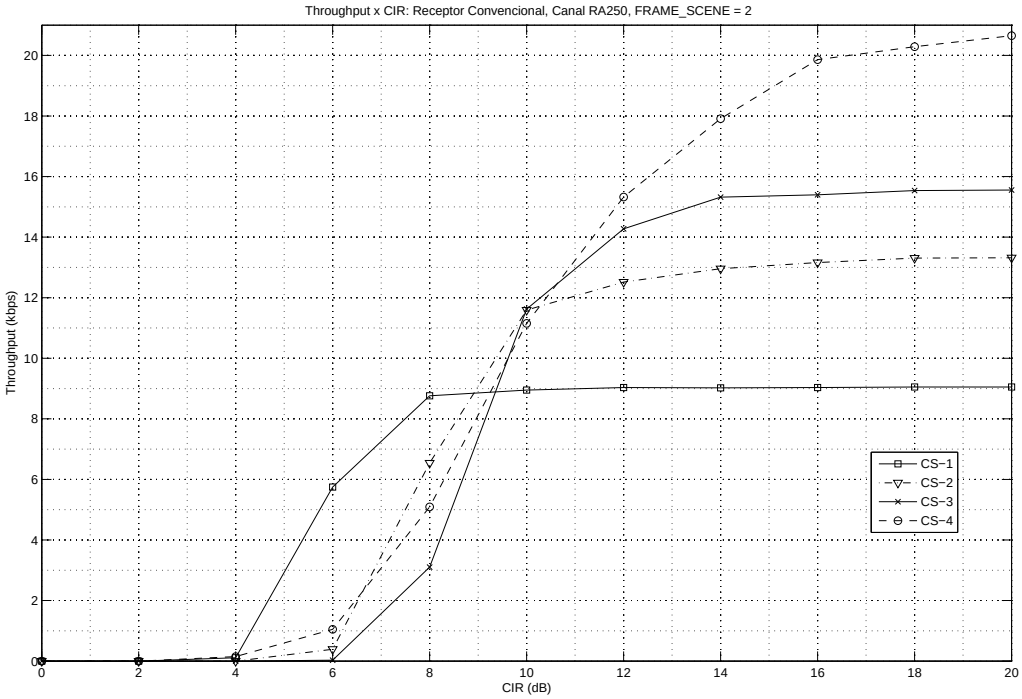


(b)

Figura 5.1: *Throughput* × CIR (TU50 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): convencional.

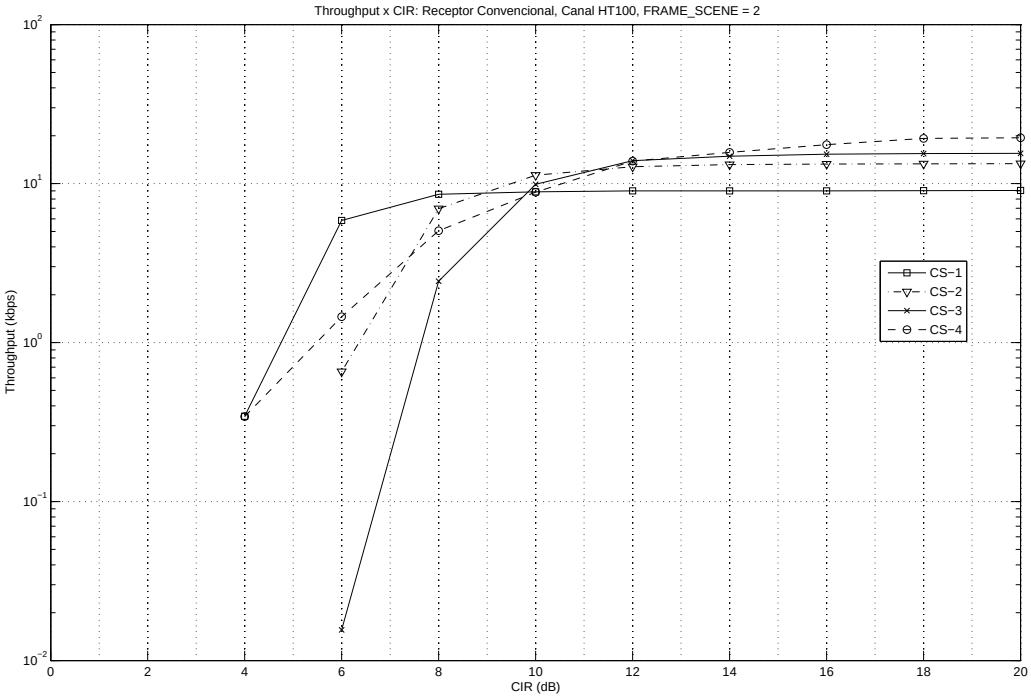


(a)

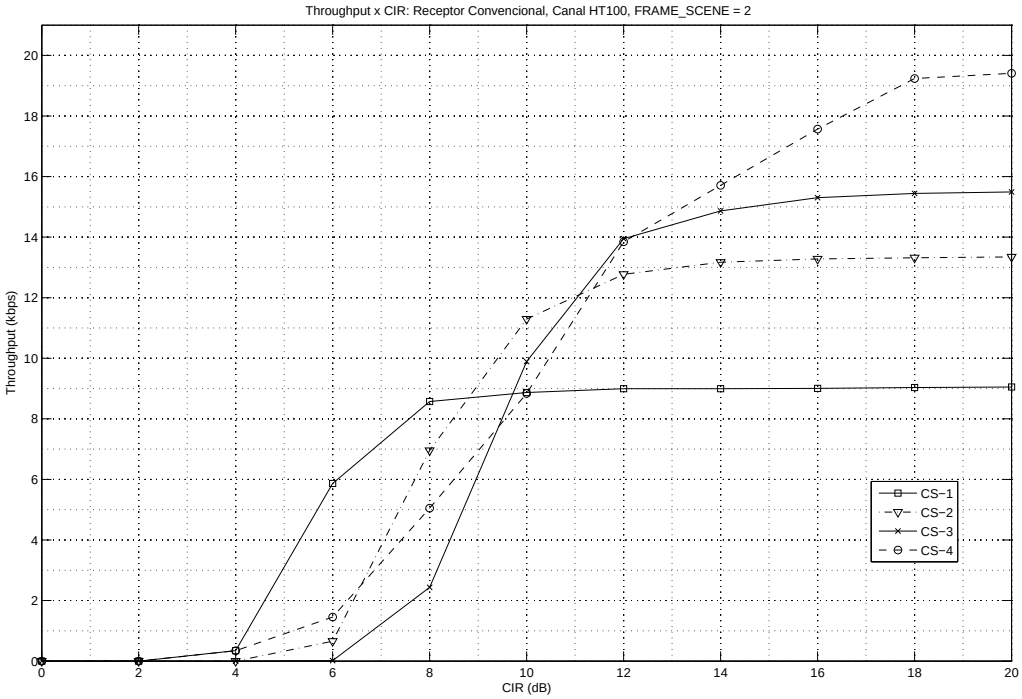


(b)

Figura 5.2: *Throughput* × CIR (RA250 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): convencional.



(a)



(b)

Figura 5.3: *Throughput* × CIR (HT100 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): convencional.

5.2 Receptor SAIC

As hipóteses feitas para o receptor SAIC são as mesmas que foram descritas para o receptor convencional na Seção 5.1.

5.2.1 Controle Dinâmico de Potência

As hipóteses feitas a respeito dos parâmetros do algoritmo de controle de potência no caso do receptor SAIC são idênticas às que foram descritas para o receptor convencional na Subseção 5.1.1. Os resultados dessas simulações encontram-se sumarizados nas Tabelas 5.4, 5.5 e 5.6. Observe que, mais uma vez, o parâmetro `FRAME_SCENE` tem pouca influência na BLER média resultante (vide Tabela 5.4). Com isso, optamos por não variar tal parâmetro para os demais cenários (fixamos `FRAME_SCENE = 2`).

Canal Urbano TU50

A Tabela 5.4 contém os resultados referentes ao canal urbano.

Tabela 5.4: BLER média para o canal TU50: receptor SAIC.

BLER	CS-1		CS-2		CS-3		CS-4	
`FRAME_SCENE` →	1	2	1	2	1	2	1	2
$P_{\text{ref}} = 1$ W	0,051	0,051	0,043	0,043	0,059	0,059	0,096	0,096
$P_{\text{ref}} = 5$ W	0,056	0,056	0,048	0,048	0,058	0,058	0,075	0,075
$P_{\text{ref}} = 9$ W	0,055	0,055	0,044	0,044	0,043	0,043	0,082	0,080
$P_{\text{ref}} = 13$ W	0,062	0,062	0,047	0,047	0,048	0,048	0,095	0,097
P_{ref} Escolhida →	1 W	1 W	1 W	1 W	1 W	1 W	1 W	1 W

Canal Rural RA250

A Tabela 5.5 contém os resultados referentes ao canal rural.

Canal de Terreno Montanhoso HT100

A Tabela 5.6 contém os resultados referentes ao canal de terreno montanhoso.

Tabela 5.5: BLER média para o canal RA250: receptor SAIC.

BLER	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{\text{ref}} = 1$ W	0,010	0,017	0,022	0,024
$P_{\text{ref}} = 5$ W	0,009	0,029	0,012	0,024
$P_{\text{ref}} = 9$ W	0,011	0,022	0,010	0,030
$P_{\text{ref}} = 13$ W	0,009	0,020	0,007	0,026
P_{ref} Escolhida $\rightarrow$	1 W	1 W	1 W	1 W

Tabela 5.6: BLER média para o canal HT100: receptor SAIC.

BLER	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{\text{ref}} = 1$ W	0,035	0,012	0,023	0,060
$P_{\text{ref}} = 5$ W	0,021	0,015	0,019	0,059
$P_{\text{ref}} = 9$ W	0,025	0,023	0,021	0,059
$P_{\text{ref}} = 13$ W	0,023	0,016	0,020	0,063
P_{ref} Escolhida $\rightarrow$	1 W	1 W	1 W	1 W

5.2.2 Adaptação do Enlace de Rádio

Os limiares de CIR para a adaptação do enlace de rádio para o SAIC foram obtidos da mesma forma como descrevemos na Subseção 5.1.2. As Figuras 5.4, 5.5 e 5.6 contêm os resultados das simulações.

Canal Urbano TU50

A Figura 5.4 mostra que o desempenho do SAIC é superior, em termos de *throughput*, em relação ao de um receptor convencional, quando o ambiente está poluído predominantemente pela CCI (observar a CIR = 8 dB, por exemplo).

Mais uma vez, verificamos que a codificação CS-4 obteve um desempenho melhor do que as demais, para CIR = 2 dB, por não sofrer com os danos da decodificação convolucional, que pode não ser vantajosa em ambientes com alta probabilidade de erro de *bits*.

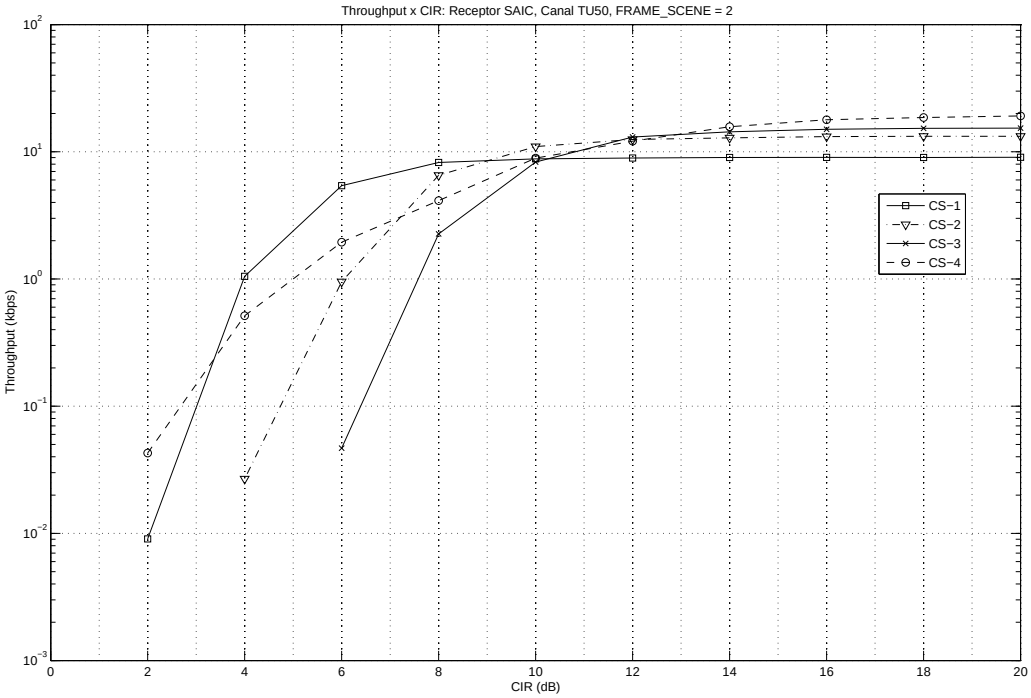
Canal Rural RA250

Assim como ocorreu no canal urbano, a comparação entre as Figuras 5.2 e 5.5 mostra que o SAIC também obteve um desempenho melhor em termos de *throughput* do que um

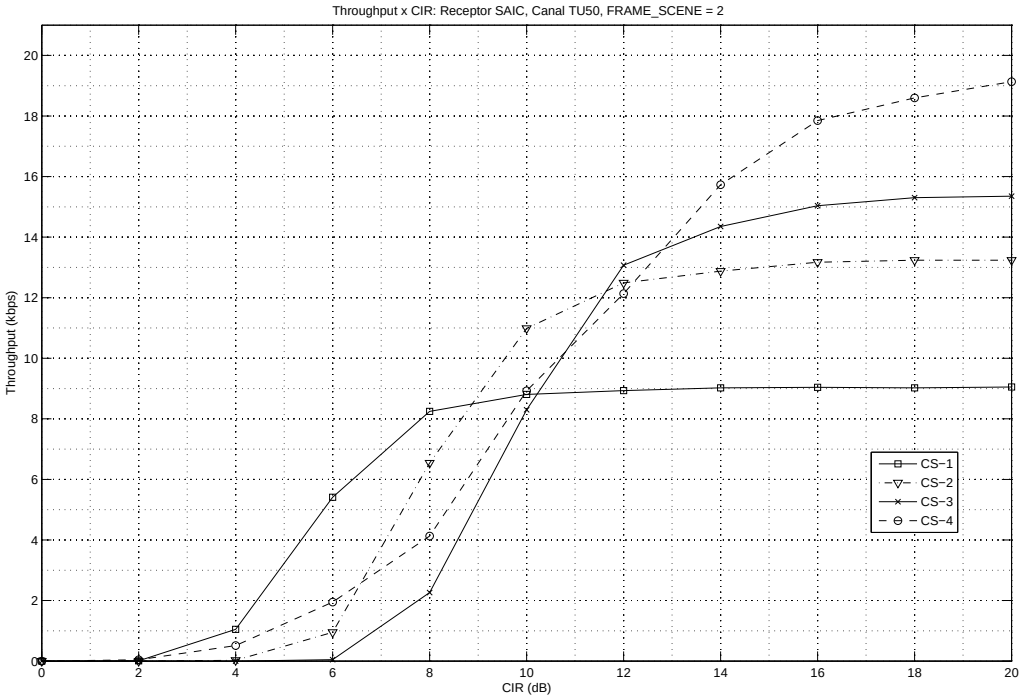
receptor convencional (observar a CIR = 8 dB, por exemplo).

Canal de Terreno Montanhoso HT100

Não foi diferente com o canal de terrreno montanhoso: na comparação entre as Figuras 5.3 e 5.6, verificamos que o receptor SAIC permite um ganho de *throughput* em relação a um receptor convencional.

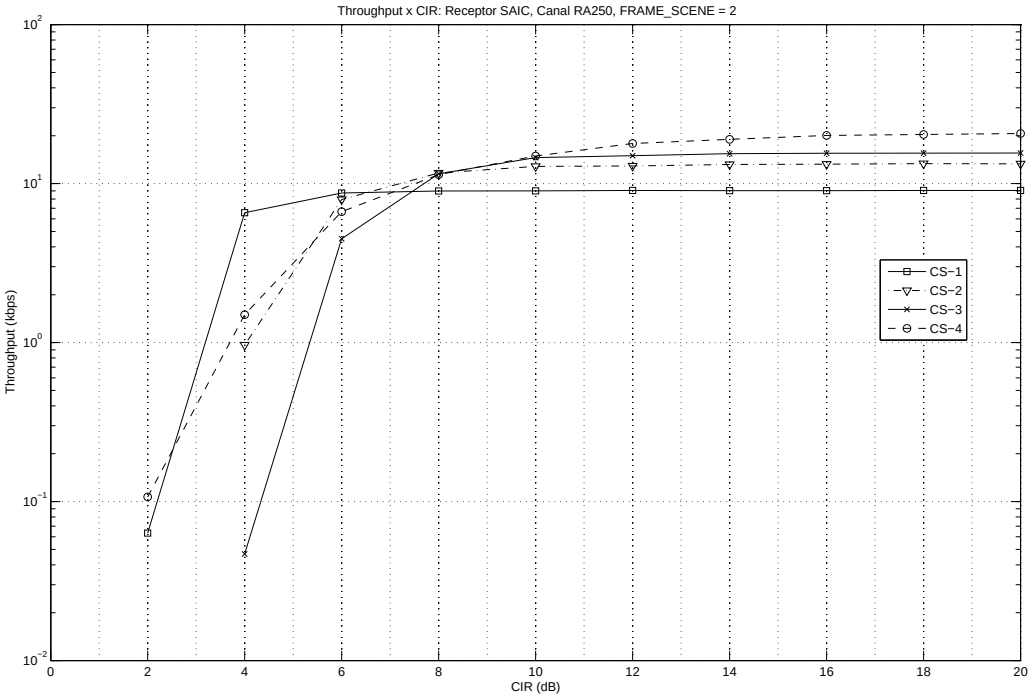


(a)

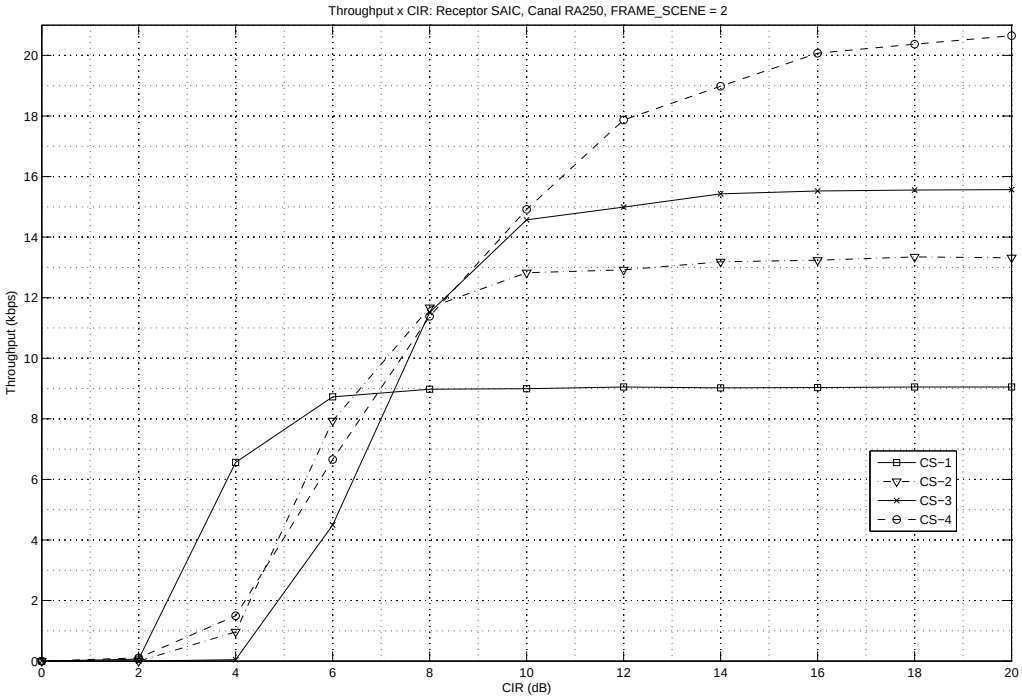


(b)

Figura 5.4: *Throughput* × CIR (TU50 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): SAIC.

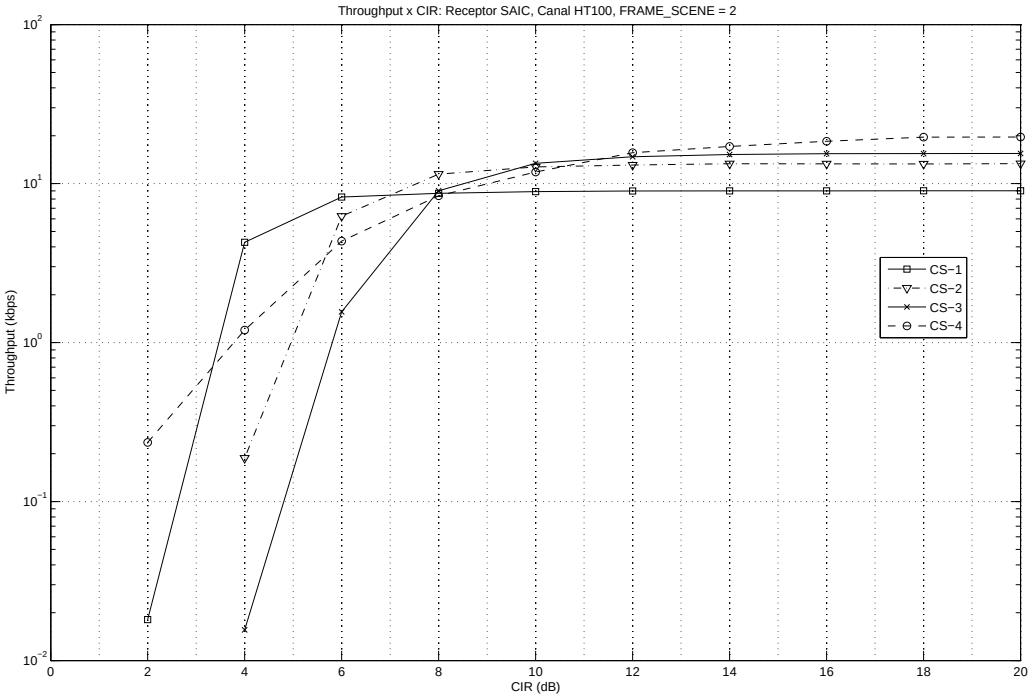


(a)

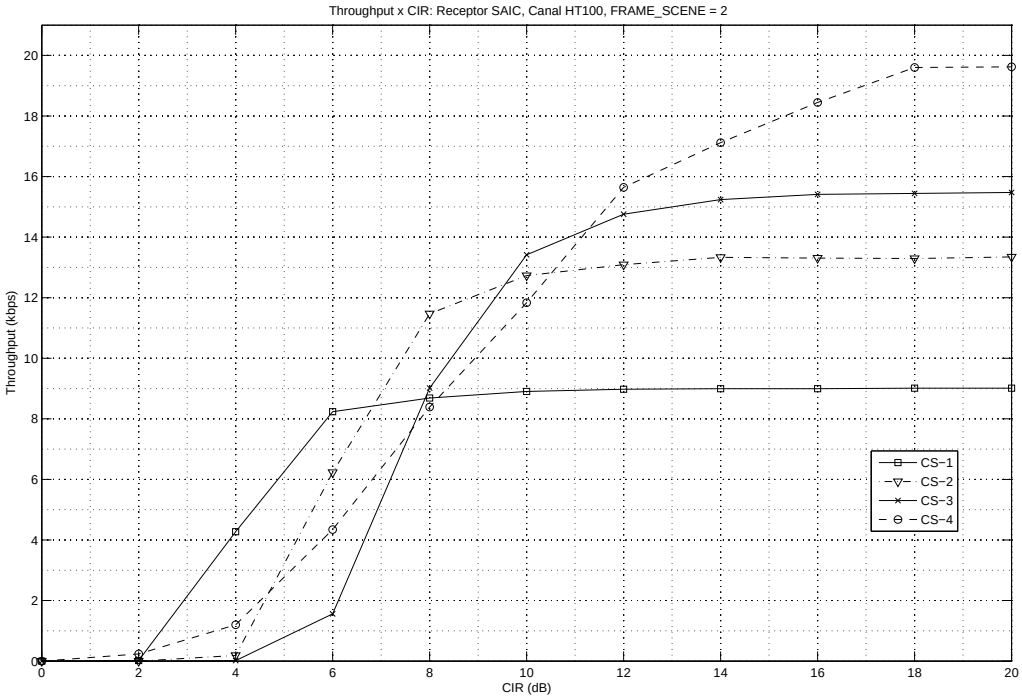


(b)

Figura 5.5: *Throughput* × CIR (RA250 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): SAIC.



(a)



(b)

Figura 5.6: *Throughput* × CIR (HT100 – Escalas (a) Logarítmica e (b) Linear): SAIC.

5.3 Análise dos Resultados

No caso do controle de potência, as Tabelas 5.7, 5.8 e 5.9 contêm um resumo dos resultados obtidos, indicando também a variação percentual da potência de referência ideal quando passamos de um receptor convencional para um receptor SAIC.

Canal Urbano TU50

Tabela 5.7: Comparação entre P_{ref}s: convencional *versus* SAIC (TU50).

Esquema de Codificação	CS-1		CS-2		CS-3		CS-4	
`FRAME_SCENE`	1	2	1	2	1	2	1	2
P_{ref} Convencional (W)	5	5	1	1	1	1	1	1
P_{ref} SAIC (W)	1	1	1	1	1	1	1	1
Variação Percentual	-80	-80	0	0	0	0	0	0

As Tabelas 5.1 e 5.4 nos permitem tirar as seguintes conclusões (condicionadas às nossas hipóteses iniciais, conforme descrito na Seção 5.1): primeiramente, a BLER média do receptor SAIC é, aproximadamente, a metade da BLER do receptor convencional, para os casos de CS-1 e CS-2, em que os valores de CIR são 9 dB e 13 dB, respectivamente. No caso de CS-3, onde CIR = 15 dB, temos uma BLER apenas ligeiramente menor para o SAIC. No CS-4, porém, o receptor convencional teve um desempenho melhor, com uma BLER média aproximadamente igual à metade da do receptor SAIC. Tais resultados são esperados, pois o SAIC procura minimizar uma função objetivo que leva em consideração os interferidores. Quando tais interferidores possuem uma potência considerável em relação à do usuário de interesse, a estimação de canal desses interferidores é eficaz, e assim obtém-se com maior êxito o objetivo, que é cancelar a interferência co-canal. Entretanto, se a CIR é alta, existe uma possibilidade maior de ocorrência de erros devido à estimação de canal dos usuários interferidores (por conta do ruído AWGN da saída do canal, o qual, neste caso, está fixo em 13 dB). Assim, a eficácia do método de cancelamento de interferência é deteriorada. O que se pode fazer nesses casos é, tendo estimativas da CIR e da SNR, escolher o receptor que obteria o melhor resultado em termos de BLER.

A Tabela 5.7 ilustra o fato de que a utilização do SAIC permite uma economia de potência para ambientes em que a CIR é baixa (perceba que a variação ocorreu em uma

região cuja CIR é de 9 dB). É importante ressaltar que os resultados de BLER indicam que, com uma resolução de potência menor nas simulações, poderíamos ter também um ganho de potência para CS-2 (CIR em torno de 13 dB). Essa resolução não foi utilizada aqui por preferirmos privilegiar uma faixa dinâmica maior de potência (limitada superiormente por $P_{\text{máx}} = 15$ dB), com a restrição prática de tempo de simulação.

Canal Rural RA250

Tabela 5.8: Comparação entre P_{ref}s: convencional *versus* SAIC (RA250).

Esquema de Codificação	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
P_{ref} Convencional (W)	1	1	1	1
P_{ref} SAIC (W)	1	1	1	1
Variação Percentual	0	0	0	0

As Tabelas 5.2 e 5.5 ratificam a superioridade do SAIC em relação a um receptor convencional em termos de BLER, principalmente quando o ambiente tem predominantemente interferência co-canal. De fato, vemos que para as codificações CS-1, CS-2 e CS-3 a BLER de um receptor SAIC é menor[5] do que a do convencional, podendo chegar a quase um terço desta. Aqui, também, obtivemos um desempenho superior do receptor convencional para uma codificação CS-4, pois, neste caso, a suposição de haver apenas ruído é mais próxima da realidade do que a de haver um interferidor dominante para então tentar cancelá-lo, como é feito no receptor SAIC.

Com a resolução que utilizamos para P_{ref}, não obtivemos diferenças entre a potência de referência escolhida para o algoritmo de controle de potência dos receptores convencional e SAIC, conforme pode ser observado na Tabela 5.8. Isso pode ser explicado pelo bom desempenho do sistema neste canal, quando comparado com um canal urbano.

Canal de Terreno Montanhoso HT100

As Tabelas 5.3 e 5.6 mostram que o desempenho do SAIC também foi superior ao do receptor convencional em termos de BLER, para o canal de terreno montanhoso. Mais uma vez, a diferença se mostrou maior nas codificações CS-1, CS-2 e CS-3. Para a codificação CS-4, não houve diferença sensível entre os receptores.

[5]Com exceção da codificação CS-3, utilizando $P_{\text{ref}} = 1$ W.

Tabela 5.9: Comparação entre P_{ref}s: convencional *versus* SAIC (HT100).

Esquema de Codificação	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
P_{ref} Convencional (W)	1	1	1	1
P_{ref} SAIC (W)	1	1	1	1
Variação Percentual	0	0	0	0

A Tabela 5.9 mostra que, assim como no canal rural, não houve diferença para o P_{ref}. O motivo, conforme já ressaltamos, é que o comportamento do sistema permanece dentro do especificado (BLER $<$ 0,1) para todas as potências de referência, tanto no receptor convencional como no SAIC.

No caso da adaptação do enlace de rádio, as Tabelas 5.10, 5.11 e 5.12 contêm um resumo dos resultados obtidos, indicando, também, a variação percentual da CIR ideal quando passamos de um receptor convencional para um receptor SAIC.

Canal Urbano TU50

Tabela 5.10: Comparação entre CIRs: convencional *versus* SAIC (TU50).

Transição de Esquema de Codificação	CS-1 $\leftrightarrow$ CS-2	CS-2 $\leftrightarrow$ CS-3	CS-3 $\leftrightarrow$ CS-4
CIR (Convencional) [dB]	10	12	13
CIR (SAIC) [dB]	9	12	13
Variação Percentual	-10	0	0

Conforme já destacamos na Subseção 5.2.2, o SAIC permite que uma rede GPRS trabalhe com um *throughput* maior do que trabalharia com um receptor convencional (vide Figuras 5.1 e 5.4). A Tabela 5.10 mostra que podemos redefinir de forma ligeiramente diferente os limiares de CIR com base nos quais o algoritmo de adaptação do enlace de rádio troca o esquema de codificação. Com efeito, vemos que temos um ganho de *throughput* na faixa em que a CIR é menor do que a SNR do ruído AWGN da saída do canal.

Tabela 5.11: Comparação entre CIRs: convencional *versus* SAIC (RA250).

Transição de Esquema de Codificação	CS-1 ↔ CS-2	CS-2 ↔ CS-3	CS-3 ↔ CS-4
CIR (Convencional) [dB]	9	10	11
CIR (SAIC) [dB]	6	8	10
Variação Percentual	-33,3	-20,0	-9,1

Canal Rural RA250

A Tabela 5.11 mostra que podemos transmitir com uma taxa efetiva maior quando utilizamos o SAIC, em um canal rural. Com efeito, vemos que todos os limiares de CIR[6] podem ser modificados para este canal.

Canal de Terreno Montanhoso HT100

Tabela 5.12: Comparação entre CIRs: convencional *versus* SAIC (HT100).

Transição de Esquema de Codificação	CS-1 ↔ CS-2	CS-2 ↔ CS-3	CS-3 ↔ CS-4
CIR (Convencional) [dB]	9	11	12
CIR (SAIC) [dB]	7	10	11
Variação Percentual	-22,2	-9,1	-8,3

A Tabela 5.12 mostra que podemos melhorar o desempenho do sistema em termos de *throughput*, em um ambiente de terreno montanhoso, principalmente para CIRs em torno de 9 dB.

5.4 Resumo

Neste capítulo, descrevemos os cenários utilizados pelo GPRSsim para obtermos as comparações entre os parâmetros dos algoritmos de controle de potência e de adaptação do enlace de rádio, quando passamos de um receptor convencional para um receptor baseado na técnica SAIC.

A Seção 5.1 contém as hipóteses utilizadas tanto no receptor convencional como no SAIC. Nas Subseções 5.1.1 e 5.1.2 estão os parâmetros obtidos para o receptor convencional

[6]Os valores da Tabela 5.11 são aproximados.

para os dois algoritmos. A Seção 5.2 contém os resultados referentes ao SAIC correspondentes aos dois algoritmos (Subseções 5.2.1 e 5.2.2). Verificamos que existe um desperdício de recursos da rede (potência[7] e taxa de transmissão efetiva) quando não reajustamos os parâmetros do controle de potência e da adaptação do enlace de rádio ao passarmos de um receptor convencional para um receptor baseado no SAIC. Terminamos o capítulo com uma comparação entre esses resultados, na Seção 5.3.

[7]Somente no caso do canal urbano.

Capítulo 6

Conclusões

O objetivo deste trabalho de final de curso foi verificar a influência de um receptor SAIC sobre os parâmetros que determinam o controle de potência e a adaptação do enlace de rádio no sistema GSM/GPRS. A comparação foi estabelecida em relação a um receptor convencional que considera que as interferências co-canais estão incluídas no ruído da saída do canal digital, considerado como uma realização de um processo AWGN. O SAIC, por sua vez, modela diretamente essa interferência co-canal. Para atingirmos tal objetivo, foi necessário o desenvolvimento de um simulador de enlace (GPRSsim).

No Capítulo 1, descrevemos detalhadamente o problema que nos motivou a realizar o presente trabalho: a interferência co-canal (CCI). Essa interferência se deve, em grande parte, à redução da distância entre dois terminais móveis que compartilham a mesma faixa de freqüências para se comunicar. Esse aumento na interferência é amenizado de várias formas, destacando-se o controle dinâmico de potência, a adaptação do enlace de rádio e as técnicas que visam ao cancelamento de CCI, como, por exemplo, o SAIC. Entretanto, não havia na literatura testes que indicassem o impacto da utilização desta técnica (SAIC) sobre os algoritmos utilizados há mais tempo nas aplicações práticas (controle de potência e adaptação do enlace). Sendo assim, neste capítulo, destacamos que o nosso objetivo seria o de implementar um simulador (GPRSsim) da camada de enlace do GSM/GPRS, numa conexão *downlink*, que trabalhasse no nível de símbolos, com o intuito de testar a influência do SAIC sobre as demais técnicas citadas.

No Capítulo 2, abordamos os principais conceitos de que nos valemos para a implementação do simulador GPRSsim. Começamos com uma abordagem mais generalista descrevendo o processo de comunicação digital sem fio, em que destacamos o papel do trans-

missor, com a codificação de fonte, codificação de canal, modulação em banda-básica e a modulação em RF; do canal; e do receptor, com a estimação de canal, demodulação em RF, equalização de canal, demodulação em banda-básica, decodificação de canal e decodificação de fonte. Essa abordagem nos levou a descrever o canal sem fio com um pouco mais de detalhes, o qual foi modelado como um sistema linear variante no tempo. Em seguida, os principais componentes da arquitetura de uma rede GSM/GPRS foram descritos, a saber: MS, BTS, BSC, MSC/VLR, HLR/AuC/EIR, SGSN e GGSN. Logo após, citamos os canais lógicos que utilizamos (TCH/F, PDTCH/F e BCCH) destacando suas estruturas e posições num *frame*. Por fim, descrevemos, detalhadamente, os algoritmos de controle dinâmico de potência e adaptação do enlace rádio comumente utilizados no GPRS e que serviram de base para nossa implementação.

No Capítulo 3, descrevemos os fundamentos teóricos do cancelamento de CCI utilizando-se SAIC. Para tal, modelamos, matematicamente, o problema da interferência co-canal e destacamos como os receptores convencional e SAIC lidam com esse tipo de interferência, destacando-se a forma como a estimação de canal e a detecção dos dados transmitidos são implementadas. Além disso, descrevemos algumas soluções, tais como o algoritmo de Viterbi, que são utilizadas na detecção dos dados. Terminamos o capítulo tratando da existência do interferidor dominante. Esta hipótese simplifica bastante, do ponto de vista computacional, a detecção dos dados.

No Capítulo 4, descrevemos a implementação do GPRSsim. Começamos com a especificação de requisitos de *software* destacando a finalidade, o escopo, a descrição geral e os requisitos específicos do simulador. Em seguida, passamos ao projeto em que citamos os módulos que compõem o simulador e que são explicados, de forma detalhada, nas seções seguintes daquele capítulo. O simulador é composto pelos seguintes blocos funcionais: gerador de dados, codificador de canal, adaptação do enlace de rádio, *interleaver*, formatador do *burst*, codificador correlativo e diferencial, mapeador GMSK, formatador do *frame*, controle de potência, *frequency hopping*, canal digital, estimação de canal, detecção dos dados, mapeador reverso GMSK, decodificador correlativo e diferencial, multiplexador, *deinterleaver*, medidas do MS, decodificador de canal e um módulo de testes.

No Capítulo 5, descrevemos os resultados das simulações que fizemos utilizando o GPRSsim. Primeiramente, descobrimos o menor parâmetro P_{ref} que garantia uma BLER menor do que 0,1, dado um esquema de codificação (aliado a uma CIR fixa), um esquema

de variação de potência dos *bursts* que compartilham o mesmo *frame* com o usuário de interesse e um modelo de canal específico. O parâmetro P_{ref} foi calculado dessa forma para o controle de potência tanto do receptor convencional como o receptor SAIC. Em seguida, calculamos os três limiares de CIR que seriam utilizados para definir quando deveríamos trocar de codificação de canal. Esses limiares foram obtidos através da interseção entre os quatro gráficos de *throughput versus* CIR (um para cada esquema de codificação), para cada cenário de simulação e para cada tipo de receptor. Terminamos o capítulo com uma análise comparativa para esses resultados.

6.1 Contribuição do Trabalho

No Capítulo 5 verificamos, através de diversas simulações, que existe um desperdício de potência e de taxa de transmissão de uma rede GPRS que utilize SAIC, se mantivermos os mesmos parâmetros dos algoritmos de controle dinâmico de potência e de adaptação do enlace de rádio utilizados em um receptor convencional. Esses dois fatores, potência e taxa de transmissão, são de fundamental importância para quaisquer sistemas de comunicação, em especial, os sistemas de comunicações móveis. Desperdiçar tais recursos é algo que deve ser evitado.

É importante notar que, embora as conclusões a que chegamos apontem para algo que esperávamos (economia de recursos com a utilização do SAIC), era necessária a confirmação através de simulações extensivas. Isso porque, o sistema com o qual trabalhamos não tem um comportamento linear. Se pensarmos em termos de potência, por exemplo, os resultados obtidos comprovam que ao aumentarmos a potência de transmissão, não obtemos necessariamente um desempenho melhor em termos de BLER e BER, por conta da interação com os outros usuários que também aumentarão a sua potência, por conta do aumento da potência do usuário de interesse.

Além disso, o nosso estudo serve como um indicativo de que vale a pena haver um investimento de tempo e de recursos financeiros por parte da indústria de telefonia móvel em pesquisar, através de simulações a nível de sistema, e não somente um único enlace como foi feito aqui, quais são os parâmetros ótimos para um sistema com receptores baseados em SAIC. Esse investimento seria recompensado, a longo prazo, por conta da economia de potência (que pode ser traduzida em economia de faixa espectral) e do ganho em taxa efetiva

de transmissão.

Nossa contribuição vai além dos resultados que obtivemos aqui. De fato, foi necessário o desenvolvimento de um simulador bem mais abrangente do que realmente precisaríamos para fazer o levantamento dos dados estatísticos que obtivemos neste trabalho. Isso porque foi preciso verificar o funcionamento do sistema GSM/GPRS como um todo para termos um conhecimento mais profundo do mesmo e, então, estarmos mais capacitados para tomar decisões quanto à escolha de parâmetros dos algoritmos levados em consideração aqui. Assim, o GPRSsim fica como um auxílio aos que desejarem fazer um estudo aprofundado sobre alguma técnica do GSM ou GPRS.

Cabe ressaltar também que várias das funcionalidades do GPRSsim não foram mencionadas nos Capítulo 4 e 5, tais como a transmissão/recepção de dados correspondentes à voz (GSM), bem como o controle de potência relacionado ao GSM, o qual difere bastante do controle de potência do GPRS [9], além da detecção dos dados, tanto do receptor convencional como do receptor SAIC, utilizando o algoritmo de Viterbi.

6.2 Possíveis Extensões deste Trabalho

Acreditamos que os próximos passos imediatos deste trabalho correspondem a estender os resultados aqui obtidos no caso da transmissão por pacotes no GPRS para a transmissão de voz no GSM. Ou seja, verificar as variações dos algoritmos de controle dinâmico de potência e AMR do GSM quando passamos de um receptor convencional para um receptor SAIC.

Referências Bibliográficas

[1] 3GPP, *Radio Access Network – Physical Layer on the Radio Path*, Relatório técnico, 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group GSM/EDGE, 45.001 - v7.3.0, 2006.

[2] INTELLIGENCE, W., "www.gsmworld.com". Março/2007.

[3] HOEHER, P. A., BADRI-HOEHER, S., "Single-Antenna Co-Channel Interference Cancellation for TDMA Cellular Radio Systems", *IEEE Wireless Communication*, pp. 30–37, April 2005.

[4] TSE, D., VISWANATH, P., *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University, 2004.

[5] DINIZ, P. S. R., "Principles of Wireless Communication." Notas de aula da disciplina Transmissão Digital do DEL/UFRJ, 2005.

[6] DINIZ, P. S. R., SILVA, E. A. B., NETTO, S. L., *Digital Signal Processing: System Analysis and Design*. Cambridge University, 2002.

[7] SEURRE, E., SAVELLI, P., PIETRI, P. J., *GPRS for Mobile Internet*. Artech House, 2002.

[8] HAYKIN, S., *Sistemas de Comunicação: Analógicos e Digitais*. Bookman, 2004.

[9] 3GPP, *Radio Access Network – Radio Subsystem Link Control*, Relatório técnico, 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group GSM/EDGE, 45.008 - v7.4.0, 2006.

[10] KAILATH, T., SAYED, A. H., HASSIBI, B., *Linear Estimation*. Prentice Hall, 2000.

[11] TREES, H. L. V., *Detection, Estimation and Modulation Theory: Part I*. Wiley-Interscience, 2001.

[12] LIMA, E. L., *Álgebra Linear*. IMPA, 1998.

[13] PUKKILA, M., *Channel Estimation of Multiple Co-Channel Signals in GSM*. Tese de M.Sc., Helsinki University of Technology, 1997.

[14] EKSTRØM, A. N., MIKKELSEN, J. H., *GSMsim: A MATLAB Implementation of A GSM Simulation Platform*, 1997.

[15] 3GPP, *Radio Access Network – Channel Coding*, Relatório técnico, 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group GSM/EDGE, 45.003 - v7.0.0, 2006.

[16] 3GPP, *Radio Access Network – Multiplexing and Multiple Access on the Radio Path*, Relatório técnico, 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group GSM/EDGE, 45.002 - v7.1.0, 2006.

[17] 3GPP, *Radio Access Network – Radio Transmission and Reception*, Relatório técnico, 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group GSM/EDGE, 45.005 - v7.8.0, 2006.

[18] JERUCHIM, M. C., BALABAN, P., SHANMUGAN, K. S., *Simulation of Communication Systems*. Springer, 2000.