Esquemas de Codificação para um Sistema DS-CDMA com Portadoras Ortogonais

Por: **Eng.º Dayan Adionel Guimarães**
Orientador: **Prof. Dr. Jaime Portugheis**

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, para cumprimento parcial das exigências para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Junho de 1998

Em memória de meu avô Myro Coimbra - um exemplo de sabedoria e humildade...

ÍNDICE ANALÍTICO

Título **i**

Dedicatória **ii**

Índice Analítico **iii**

Agradecimentos **vi**

Resumo e *Abstract* **vii**

Glossário **viii**

Capítulo 1 – Introdução **1**

Capítulo 2 – Sistemas com Espalhamento Espectral **9**

2.1 – Uma Definição Apropriada para um Sinal Espalhado Espectralmente **9**

2.1.1 – Os Diferentes Propósitos do Espalhamento Espectral e da Codificação de Canal **12**

2.2 – Espalhamento Espectral por Seqüência Direta – DS-SS **15**

2.3 – Espalhamento Espectral por Saltos em Freqüência – FH-SS **16**

2.4 – Desempenho de um Sinal Espalhado Espectralmente em um Canal de Rádio Móvel sob Desvanecimento por Multipercursos **17**

2.4.1 – O Canal de Rádio Móvel **17**

2.4.2 – Parâmetros do Canal de Rádio Móvel **19**

2.4.3 – Desempenho do Sinal Espalhado Espectralmente no Canal de Rádio Móvel **21**

2.5 – Propriedades de Autocorrelação e de Correlação Cruzada entre Seqüências Pseudo Aleatórias **24**

2.6 – Acesso Múltiplo com Divisão por Código - CDMA **29**

2.6.1 – Capacidade de um Sistema CDMA **29**

Capítulo 3 – Sistemas CDMA com Multiportadoras **34**

3.1 – Uma Visão Geral **34**

3.2 – O Sistema DS-CDMA com Multiportadoras Ortogonais sob Análise **39**

3.2.1 – Visão Geral **39**

3.2.2 – O Modelo do Canal **44**

3.2.3 – Cálculo das Interferências **46**

Capítulo 4 – Esquemas de Codificação para o Sistema DS-CDMA Multiportadoras Analisado **51**

4.1 – Introdução **51**

4.2 – A Escolha dos Parâmetros *M* e *S* **53**

4.3 – Estimação da Probabilidade de Erro de Bit através de Simulação **56**

4.3.1 – Resultados para Desvanecimentos Rayleigh Independentes **61**

4.3.2 – Resultados para Desvanecimentos Rayleigh Correlacionados **64**

4.3.3 – Comparação entre as Regras de Combinação EGC e MRC para Desvanecimentos Rayleigh Independentes **66**

4.3.4 – Comparação entre as Regras de Combinação EGC e MRC para Desvanecimentos Rayleigh Correlacionados **71**

4.4 – A Simulação do Sistema Original para Estimação da Probabilidade de Erro de Bit com Codificação de Canal **73**

4.4.1 – Esquema 1 – Redução Inerente de Taxa de Transmissão ou Aumento da Largura de Faixa – Canal com Desvanecimentos Rayleigh Independentes **75**

4.4.2 – Esquema 1 – Redução Inerente de Taxa de Transmissão ou Aumento da Largura de Faixa – Canal com Desvanecimentos Rayleigh Correlacionados **77**

4.4.3 – Esquema 2 –Taxa de Transmissão e Largura de Faixa Inalteradas – Canal com Desvanecimentos Rayleigh Independentes **78**

4.4.4 – Esquema 2 –Taxa de Transmissão e Largura de Faixa Inalteradas – Canal com Desvanecimentos Rayleigh Correlacionados **82**

4.4.5 – Esquema 3 – Uso de Diversidade com Taxa de Transmissão e Largura de Faixa Inalteradas – Canal com Desvanecimentos Rayleigh Independentes **84**

Capítulo 5 – Conclusões **88**

Apêndices **92**

Apêndice A – Experimento do *Mathcad* 5/7 para Verificação das Funções de Correlação entre Seqüências Pseudo Aleatórias **92**

Apêndice B – Experimento do *Mathcad* 7 para Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit no Sistema MC-CDMA através de Simulação (para V. A. Independentes) **97**

Apêndice C – Experimento do *Mathcad* 7 para Geração de Variáveis Aleatórias Correlacionadas **101**

Apêndice D – Experimento do *Mathcad* 7 para Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit no Sistema MC-CDMA através de Simulação (para V. A. Correlacionadas) **104**

Apêndice E – Experimento do *Mathcad* 7 para Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit no Sistema MC-CDMA através de Simulação (Esquema 1) **108**

Apêndice F – Experimento do *Mathcad* 7 para Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit no Sistema MC-CDMA através de Simulação (Esquema 2) **114**

Apêndice G – Experimento do *Mathcad* 7 para Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit no Sistema MC-CDMA através de Simulação (Esquema 3) **119**

Bibliografia **124**

AGRADECIMENTOS

Agradeço a *Deus* por mais essa conquista. Sua presença me confortou nas horas difíceis e sempre me transmitiu a força necessária para continuar...

Aos meus Pais, *Hélio* e *Janete*, um agradecimento especial. Vocês me mostraram o caminho e nesse caminho continuo com a vontade, fé e determinação que vocês me transmitiram durante o nosso pequeno período de convivência.

Aos meus irmãos *Vaneli*, *Ranieri* e *Leovani*, obrigado pela torcida e incondicional apoio.

À minha esposa, *Dri*, agradeço também pela especial torcida e pela compreensão naqueles momentos que me privei da sua companhia para me dedicar aos estudos.

Ao meu orientador, Prof. Dr. *Jaime Portugheis*, meu agradecimento pela forma eficaz com que conduziu meus trabalhos de pesquisa.

À Diretoria do Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL, agradeço pela confiança em mim depositada e pela oportunidade de participar do programa de capacitação docente. Espero poder retribuir com o conhecimento que adquiri.

Aos colegas de trabalho do INATEL o meu agradecimento pelo apoio. Àqueles também colegas no programa de capacitação, obrigado pela calorosa acolhida na república em Campinas.

R e s u m o

Nessa dissertação é apresentado um estudo de um sistema de acesso múltiplo DS-CDMA com portadoras ortogonais. O desempenho do sistema em um canal com desvanecimento Rayleigh multipercurso foi analisado através de simulação computacional. Os ganhos de desempenho através do uso de informação de estado de canal no sistema foram obtidos. Dois esquemas de codificação de canal para o sistema estudado foram sugeridos. Os esquemas proporcionam ganhos de desempenho consideráveis, sem a necessidade de redução da taxa de transmissão de informação ou aumento da largura de faixa do sinal transmitido.

A b s t r a c t

In this dissertation, a study of an orthogonal multicarrier DS-CDMA multiple access system is presented. The performance of the system in a multipath Rayleigh fading channel was analyzed through computer simulation. The performance gains through the use of channel state information in the system were obtained. Two channel coding schemes for the studied system were suggested. The schemes provide considerable gain of performance, without reducing the transmission rate of information or increasing the transmitted signal bandwidth.

GLOSSÁRIO

AWGN	*Additive White Gaussian Noise* - ruído branco aditivo com função densidade de probabilidade gaussiana
BCH	*Bose-Chaudhuri-Hocquenghem*
BER	*Bit Error Rate* - taxa de erro de bit
BPSK	*Binary PSK* - modulação PSK binária
CDMA	*Code Division Multiple Access* - acesso múltiplo com divisão por código
Chip	*Bit* de uma seqüência pseudo aleatória (ou aleatória)
DS-CDMA	CDMA por seqüência direta
DS-SS	*Direct Sequency Spread Spectrum* - espalhamento espectral por seqüência direta
EGC	*Equal Gain Combining* - regra de combinação com ganhos iguais
EMI	*Electromagnectic Interference* - interferência eletromagnética
FDMA	*Fequency Division Multiple Access* - acesso múltiplo por divisão de freqüência
FFT	*Fast Fourier Transform* - transformada rápida de Fourier
FH-SS	*Frequency Hopping Spread Spectrum* - espalhamento espectral por saltos em freqüência
FSK	*Frequency Shift Keying* - modulação por chaveamento na freqüência
GAC	*Generalised Array Code* - código de arranjo generalizado

HDSL	*High-rate Digital Subscriber Line* - tipo de modem de alta velocidade; linha de usuário que utiliza modem de alta velocidade
IFFT	*Inverse Fast Fourier Transform* - transformada rápida de Fourier inversa
LPI	*Low Probability of Interception* - baixa probabilidade de interceptação
MAP	*Maximum a-Posteriori* - critério de decisão do máximo a-posteriori
MC-CDMA	*Multicarrier CDMA* - sistema CDMA que utiliza mais de uma portadora nos transceptores
MCM	*Multicarrier Modulation* - técnica de modulação que faz uso de mais de uma portadora
MIP	*Multipath Intensity Profile* - perfil de distribuição da potência recebida no processo de propagação por multipercursos
ML	*Maximum Likelihood* - critério de decisão de máxima verossimilhança
MRC	*Maximal Ratio Combining* - regra de combinação de máxima razão
MT-CDMA	*Multi Tone CDMA* - sistema CDMA que utiliza mais de uma portadora nos transceptores, porém utilizando técnica diferente do sistema MC-CDMA
OFDM	*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - multiplexação por divisão do espectro disponível em sub-faixas ortogonais
P/S	*Parallel to Serial converter* - conversor paralelo/série
PCN	*Personal Communication Network* - rede de comunicação pessoal
PSK	*Phase Shift Keying* - modulação por chaveamento na fase
Receptor RAKE	Tipo de receptor para um sinal espalhado espectralmente

RM	*Reed-Muller*
RSR	Relação sinal/ruído
Ruído FM	Ruído por modulação em freqüência. FM - *Frequency Modulation* - modulação em freqüência
S/P	*Serial to Parallel converter* - conversor série/paralelo
Seqüência PN	Seqüência pseudo aleatória. PN - *Pseudo Noise*
TDMA	*Time Division Multiple Access* - acesso múltiplo por divisão de tempo

C a p í t u l o 1

INTRODUÇÃO

Os sistemas de comunicação vêm apresentando extrema evolução ao longo dos tempos. Vários são os serviços de telecomunicações oferecidos e mais variada ainda é a tecnologia utilizada. Os sistemas de comunicação móvel, em particular os sistemas de telefonia celular, têm se destacado nessa era tecnológica. Muito tem sido estudado, vários sistemas já foram suficientemente testados na prática, outros vários estão em fase experimental e muitos ainda estão na etapa embrionária de pesquisa. A elevada demanda para os serviços de telecomunicações é a razão para tanto esforço no sentido de prover avanços que os tornem cada dia mais atrativos economicamente e tecnologicamente mais versáteis.

A utilização da tecnologia de espalhamento espectral [Mas95] em sistemas de telefonia celular, através da técnica de Acesso Múltiplo com Divisão por Código, CDMA (do inglês, *Code Division Multiple Access*), tem se mostrado promissora a superar a tecnologia de Acesso Múltiplo por Divisão de Freqüência, FDMA (do inglês, *Frequency Division Multiple Access*) e a tecnologia de Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo, TDMA (do inglês, *Time Division Multiple Access*) [Lee91], [Lee95], [Gil91].

A inerente robustez dos sinais de faixa larga aos efeitos da propagação em canais de rádio móveis [Pic91], [Tur80], [Rap96], principalmente no que diz respeito aos efeitos dos multipercursos, já faz parte das certezas na teoria da comunicação.

A utilização de multiportadoras em sistemas de comunicação para as mais variadas aplicações tem sido objeto de estudo de vários pesquisadores, há vários anos, demonstrando inúmeras vantagens [Bin90], [Har96], [Pro95]. Atualmente, a modulação através do uso de multiportadoras tem sido objeto de destaque em pesquisa e desenvolvimento de sistemas de telefonia celular, em uma junção desta com a técnica de acesso múltiplo CDMA, formando o que doravante será denominado genericamente de sistema CDMA Multiportadoras.

Uma das características peculiares do espalhamento espectral é a imunidade a interferências, sejam estas propositais ou não. Uma medida do grau de imunidade é fornecida pelo Ganho de Processamento, que se refere ao acréscimo na quantidade de interferência à qual o sistema poderá estar sujeito e ainda manter um determinado grau de qualidade na comunicação, em relação a um sistema que não utiliza espalhamento espectral. Seu valor é determinado pela relação entre a duração de um bit de informação e a duração de um bit (*chip)* da seqüência de espalhamento pseudo aleatória, PN (do inglês, *Pseudo Noise*). A seqüência de espalhamento é uma seqüência binária de comprimento N e periódica, ou seja, a seqüência se repete de N em N *chips*. Dentro de um período, o comportamento da seqüência se assemelha a uma sucessão de *chips* com distribuição uniforme – Daí o nome: seqüência pseudo aleatória. É esta seqüência que garante a possibilidade de compartilhamento do mesmo canal de comunicação por um elevado número de usuários de um sistema de telefonia celular CDMA. Quanto maior o seu comprimento, maior o número de diferentes seqüências que pode ser gerado, menor o grau de interferência entre os sinais dos usuários e maior o número possível de usuários em todo o sistema. Assim também, para se obter um determinado ganho de processamento típico, suficiente a um desempenho aceitável do sistema, normalmente são necessárias longas seqüências PN. O efeito colateral das longas seqüências se situa na dificuldade de sincronismo nos receptores [Zie95].

Obviamente, uma solução de compromisso deve ser adotada entre a escolha do comprimento mínimo da seqüência PN e a quantidade de interferência permitida no sistema.

Por ocupar uma largura de faixa muito grande, um sinal espalhado espectralmente apresenta uma pequena densidade espectral de potência. Pode-se intuitivamente supor que esse sinal interfira menos em outros sistemas , ou seja, apresente pequena Interferência Eletromagnética, EMI (do inglês, *Electromagnectic Interference*), pois normalmente existe uma determinada faixa de freqüências, que varia de sistema para sistema, dentro da qual este possui maior sensibilidade a interferências. Esta característica já tem sido considerada quando da avaliação de sistemas de telefonia celular [EMC96].

O canal rádio móvel, como será abordado mais adiante, possui comportamento aleatório e provoca fortes variações nos sinais transmitidos através dele. Para que estas imperfeições sejam de certa forma contornadas e se possa estabelecer uma comunicação com qualidade adequada, algumas medidas devem ser tomadas. Tais medidas incluem, entre outras: técnicas de diversidade [Feh95], [Pro95], codificação de canal [Pro95] e equalização [Lee94]. O sistema DS-CDMA Multiportadoras analisado apresenta uma facilidade específica com relação à implementação da diversidade, como poderá ser verificado no Capítulo 3.

Quando dois sinais de diferentes freqüências são transmitidos simultaneamente em um canal rádio móvel, sabe-se que a correlação entre as envoltórias dos sinais recebidos será tanto menor quanto maior for a separação em freqüência entre os sinais. A Largura de Faixa de Coerência [Rap96], [Pro95] é um parâmetro do canal que fornece a ordem de grandeza de tal separação para que as envoltórias possuam uma determinada correlação de amplitude. Quando a separação em freqüência entre os sinais transmitidos for muitas vezes superior à Largura de

Faixa de Coerência do canal é dito que os sinais recebidos possuem pequena correlação de amplitude.

Em se tratando de um sinal faixa larga, com largura de faixa muitas vezes superior à Largura de Faixa de Coerência do canal, como acontece com um sinal espalhado espectralmente em um canal rádio móvel típico, pode-se dizer que as várias componentes espectrais do sinal são afetadas de maneira independente pelo canal. Por um lado tem-se configurada a situação de desvanecimento seletivo [Rap96] ou canal seletivo em freqüência [Pro95], situação esta que é extremamente prejudicial a qualquer sistema de comunicação via rádio e leva à necessidade de implementação de equalizadores nos receptores. Por outro lado pode-se utilizar esta característica do canal para se ter no receptor várias réplicas do sinal transmitido sendo afetadas de maneira independente pelo canal, de tal forma que possam ser combinadas adequadamente. É o que é conhecido como diversidade. No sistema DS-CDMA Multiportadoras sob estudo pode-se transmitir um mesmo bit de informação em freqüências diferentes, preferencialmente separadas de um valor superior à Largura de Faixa de Coerência do canal - diversidade em freqüência.

Uma outra importante característica do canal rádio móvel está relacionada ao denominado Tempo de Coerência [Rap96], [Pro95]. De maneira análoga à anterior, se agora for observado o instante de chegada de cada um dos sinais no receptor, pode-se notar que quanto maior a separação temporal entre esses instantes menor a correlação entre as envoltórias dos sinais recebidos. Esta propriedade permite a implementação da diversidade temporal. No sistema DS-CDMA Multiportadoras pode-se fazer o entrelaçamento temporal dos bits a serem transmitidos, de tal forma que cada bit idêntico, além de transportado por portadoras diferentes, seja ainda transmitido em instantes de tempo diferentes - diversidade temporal e em freqüência [Sou96].

Aliada ao espalhamento espectral está a técnica CDMA. Suas vantagens incluem a privacidade na comunicação proporcionada pela técnica de espalhamento espectral e a possibilidade de uma maior capacidade, em termos de número de usuários, quando utilizada em sistemas de telefonia celular [Gil91], [Lee91]. A primeira vantagem se deve ao fato de cada usuário em um sistema CDMA utilizar um código ou seqüência PN para a transmissão. Somente aquele receptor que conhece o código e está sincronizado a ele é capaz de decodificar a mensagem. A segunda vantagem se deve a inúmeros fatores que combinados possibilitam uma maior capacidade [Gil91]. Entre eles pode-se citar: a grande imunidade a interferências leva a redução de energia por bit necessária na transmissão; robustez quanto ao desvanecimento por multipercursos; controle de potência como elemento de redução das interferências; utilização do ciclo de atividade da voz como elemento redutor do nível de interferências no sistema. Além disso, em um sistema de telefonia celular CDMA, diferentemente dos sistemas FDMA e TDMA, o crescimento do número de usuários ativos pode ser obtido rapidamente, às custas de uma maior quantidade de interferências no sistema e conseqüente diminuição da qualidade de voz. No caso do FDMA e TDMA, novos canais teriam que ser alocados, o que implica em uma modificação imediata do *hardware*. Este fator dá ao CDMA a possibilidade do que se pode chamar de crescimento suave.

Pôde-se verificar através das simulações realizadas e apresentadas nessa dissertação que o sistema, como qualquer outro utilizado em comunicações móveis sem as devidas proteções, é irrealizável do ponto de vista de probabilidade de erro de bit em função da relação sinal/ruído média na recepção. Em sistemas de comunicação digital multiusuários em canais rádio móveis existe sempre uma probabilidade de erro de bit que é irredutível mesmo com o aumento da relação entre a potência de transmissão e a potência de ruído. Em sistemas FDMA e TDMA, tal fato é devido principalmente ao ruído FM aleatório causado

pelo espalhamento *Doppler* no canal [Yac93]. Em sistemas CDMA, essa irredutibilidade da taxa de erro de bit se deve principalmente ao fato do desempenho desses sistemas ser limitado pela quantidade de interferência e não pela quantidade de ruído - a partir de um determinado nível de interferência o ruído torna-se praticamente desprezível. Contudo, torna-se importante reduzir esse patamar. Uma das maneiras é através da codificação de canal. Optou-se por implementar no sistema em estudo alguns esquemas de codificação de canal, com o intuito de reduzir a probabilidade de erro de bit a uma dada relação sinal/ruído e, assim, analisar a possibilidade de realização prática desse sistema. Verificou-se que três esquemas de codificação foram possíveis: um com aumento inerente de largura de faixa ou redução de taxa de transmissão e os outros sem alteração na largura de faixa do sinal transmitido ou na taxa de transmissão de informação em relação ao sistema originalmente proposto [Sou96].

Outra motivação para o estudo se refere às simulações executadas. No sistema proposto originalmente [Sou96], resultados analíticos foram obtidos e o processo para obter os resultados finais se utilizou, em determinado ponto, de uma integração numérica segundo o método de Monte Carlo [Pap91]. Entre as modificações apresentadas, a simulação do sistema trouxe significativos ganhos em termos de quantidade de processamento com relação à solução original proposta por Sorour e Nakagawa, com concordância entre os resultados obtidos nos dois casos, além de possibilitar a avaliação do sistema em condições adversas e mesmo com configurações diferentes da original. Na simulação foram geradas seqüências PN, bits aleatórios, o comportamento do canal foi simulado através da geração de desvanecimento Rayleigh [Pro95] nos sinais recebidos por multipercursos e, através dos cálculos de interferências e regras de decisão apropriadas, a estimação das probabilidades de erro nas várias situações foi realizada através de um cálculo de freqüência relativa [Pap91], ou seja, por

contagem de bits de informação errados em relação ao número de bits de informação transmitidos.

Nos sistemas de telefonia celular digital atuais é grande a utilização do receptor RAKE [Pro95], [Rap96], por sua funcionalidade e relativa simplicidade de implementação. A última motivação para o presente estudo, nem por isso menos importante, originou-se a partir dos resultados das simulações e pelas deduções analíticas observadas em [Sou96]. Se refere à possibilidade do receptor utilizado no sistema DS-CDMA Multiportadoras superar o desempenho do tradicional receptor RAKE, reduzindo-se a complexidade de implementação.

A dissertação se apresenta organizada da seguinte maneira: no Capítulo 2, como fundamentação para o entendimento do sistema DS-CDMA Multiportadoras estudado, é apresentada uma breve dissertação sobre a técnica de espalhamento espectral, base dos sistemas CDMA. Posteriormente são abordadas as características e parâmetros do canal de comunicação em sistemas móveis que influem na avaliação e no projeto desses sistemas. Ainda no Capítulo 2 é apresentado um estudo sobre as propriedades de autocorrelação e de correlação cruzada de seqüências pseudo aleatórias, estudo esse de fundamental importância para o cálculo de interferências em um sistema CDMA. O final do Capítulo 2 é dedicado a uma abordagem da técnica de Acesso Múltiplo com Divisão por Código, principalmente no que tange às possibilidades por ela apresentada de superar, em termos de um número de usuários, a capacidade oferecida pelos sistemas FDMA e TDMA.

O Capítulo 3 apresenta uma visão geral sobre vários sistemas de comunicação com multiportadoras, detalhando aquele sistema objeto do presente trabalho.

No Capítulo 4 são apresentados os estudos adicionais sobre o sistema DS-CDMA Multiportadoras proposto em [Sou96] bem como algumas

implementações alternativas baseadas na inclusão de esquemas de codificação de canal. Resultados obtidos por simulação são apresentados nesse capítulo.

O trabalho termina com o Capítulo 5, um espaço dedicado às conclusões que foram obtidas com o estudo, às indagações, indicações e perspectivas para estudos futuros.

BIBLIOGRAFIA

[Abr94] Abramson, N., "Multiple Access in Wireless Digital Networks*", Proceedings of the IEEE*, vol. 82, No. 9, pp. 1360-1370, September 1994.

[Bin90] Bingham, John A. C., "Multicarrier Modulation for Data Transmission" An Idea Whose Time Has Come", *IEEE Communications Magazine*, May 1990.

[EMC96] EMC Center - Center for the Study of Wireless Electromagnetic Compatibility - *Study of the Interaction of Cardiac Pacemakers and Wireless Telephones*, Universidade de Oklahoma, December 1996 (http://www.ou.edu/)

[Feh95] Feher, Kamilo, "*Wireless Digital Communications - Modulation & Spread Spectrum Applications*", Prentice Hall. New Jersey, 1995.

[Gil91] Gilhousen, K. S., Jacobs, Irwin M., Padovani, Roberto, Viterbi, Andrew J., Weaver, Lindsay A. Jr., Wheatley, Charles E., "On the Capacity of a Cellular CDMA System", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, No. 2, pp. 303-312, May 1991.

[Har96] Hara, Shinsuke and Prasad Ramjee, "An Overview of Multi-Carrier CDMA", *IEEE ISSSTA'96*, Mainz, Germany, 1996.

[Har97] Hara, Shinsuke and Prasad Ramjee, " Overview of Multicarrier CDMA", *IEEE Communications Magazine*, December, 1997.

[Hay94] Haykin, S., "*Communication Systems*", 3rd edition: John Wiley and Sons, Inc..New York, 1994.

[Hon97] Honary, Bahram, "*Trellis Decoding of Block Codes*", Kluwer Academic Publishers, Norwell, Massachusetts, USA, 1997.

[Lat68] Lathi, B. P., "*an introduction to Random Signals and Communication Theory*", ITC, EUA, 1968

[Lee91] Lee, W. C. Y., "Overview of Cellular CDMA", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, No. 2, pp. 291-302, May 1991.

[Lee94] Lee, E. A. and Messerschmitt, D. G., "*Digital Communication*", 2nd edition: Kluwer Academic Publishers, 1994.

[Lee95] Lee, W. C. Y., "Design Aspects of a CDMA Cellular Radio Network", *S.G. Glisic and P. A. Leppänen (eds.), Code Division Multiple Access Communications*, pp. 269-282, Kluwer Academic Publishers, 1995.

[Mas95] Massey, J. L., "Towards an Information Theory of Spread-Spectrum Systems", *S.G. Glisic and P. A. Leppänen (eds.), Code Division Multiple Access Communications*, pp. 29-46, Kluwer Academic Publishers, 1995.

[Opp97] Oppenheim, Alan V. and Willsky, Alan S., "*Signals and Systems*", 2nd edition: Prentice Hall. New Jersey, 1997.

[Pap91] Papoulis, Athanasios, "*Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*", 3rd edition, McGraw Hill, USA, 1991

[Pic91] Pickholtz, R. L., "Spread Spectrum for Mobile Communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, No. 2, pp. 313-322, May 1991.

[Por96] Portugheis, J., "*IE-533 - Introdução às Comunicações Digitais*", Notas de aula, Unicamp, FEEC, DECOM, Segundo Semestre, 1996.

[Pro95] Proakis, J. G., "*Digital Communications*", 3rd edition: McGraw Hill. New York, 1995.

[Pur77A] Pursley, Michael B., "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication – Part I: System Analysis", *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com-25, No. 8, August 1977.

[Pur77B] Pursley, Michael B. and Sarwate, Dilip V., "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication – Part II: Code Sequence Analysis", *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com-25, No. 8, August 1977.

[Rap96] Rappaport, T. S., "*Wireless Communications - Principles and Practice*": IEEE Press, Inc.. New York and Prentice Hall, Inc., New Jersey, 1996.

[Sar80] Sarwate, Dilip V. and Pursley, Michael B., "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences", *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, No. 5, May 1980.

[Sha49] Shannon, Claude E., "Communication in the Presence of Noise", *Proceedings of IRE*, vol.37, pp. 10-21, January, 1949

[Sil54] Silverman, R. A., and M. Balser, "Coding for Constant-Data-Rate Systems", *IRE Transactions on Information Theory*, PGIT-4, pp. 50-63, 1954.

[Sou96] Sourour, E. A. and Nakagawa, M., "Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, No. 3, pp. 356-367, March 1996.

[Tur80] Turim, G. L., "Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio", *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, No. 3, pp. 328-353, March 1980.

[Wha95] Whalen, Anthony D. and McDonough, Robert N., "*Detection of Signals in Noise*", 2nd edition: Academinc Press, San Diego, CA, 1995

[Wic95] Wicker, Stephen B., "*Error Control Systems for Digital Communication and Storage*", Prentice Hall. New Jersey, 1995.

[Yac93] Yacoub, Michel Daoud, "*Foundations of Mobile Radio Engineering*", CRC Press, New York, 1993.

[Yee93] Yee, N., Linnartz, J. P. and Fettweis, G., "Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks", *Proceedings PIMRC '93*, Yokohama, Japan, pp. 109-113, 1993.

[Zie95] Ziemer, Rodger E. et. ali., "*Introduction to Spread Spectrum Communications*", Prentice Hall. New Jersey, 1995.

ÍNDICE REMISSIVO

A
Aristóteles,3

C a p í t u l o 2

SISTEMAS COM ESPALHAMENTO ESPECTRAL

2.1 - Uma Definição Apropriada para um Sinal Espalhado Espectralmente

A definição tradicional que muitos têm em mente a respeito de um sinal espalhado espectralmente é a de que se trata de um sinal que ocupa uma largura de faixa muito maior que a taxa de transmissão de bits de informação. Esta definição possui o seu grau de precisão e por isso tem sido aceita como adequada em alguns casos. Contudo, uma definição mais apropriada foi proposta por Massey [Mas95] e é resumidamente abordada nesse texto.

Um sinal espalhado espectralmente possui uma largura de faixa independente da taxa de transmissão da informação [Zie95]. Segundo Massey [Mas95], "um sinal espalhado espectralmente é um sinal que possui a *Largura de Faixa de Fourier* substancialmente maior que a *Largura de Faixa de Shannon*" ou, de maneira mais simples, um sinal que ocupa uma largura de faixa substancialmente maior que aquela necessária.. A largura de faixa de Fourier, W, é simplesmente a largura de faixa expressa pela transformada de Fourier de um sinal qualquer, tomada nesse espectro segundo alguma definição ou conveniência (rms, ponto(s) de 3 dB, 99% de energia, nulo-a-nulo do lóbulo principal, etc. [Hay94]). A largura de faixa de Shannon, B, pode ser definida como o número mínimo de dimensões por segundo necessário para representar um sinal em um espaço de sinais. Seja um sinal $s(t)$, existente em um intervalo de tempo $0 \leq t < T$, representado por uma soma de funções ortogonais $\Phi_i(t)$, i = 1, 2 , ..., N , através da escolha adequada dos coeficientes S_1, S_2,..., S_N na combinação linear

$$s(t) = \sum_{i=1}^{N} S_i \Phi_i(t) \tag{2.1}$$

de tal forma que todas as possibilidade para $s(t)$ possam ser representadas. Diz-se que $s(t)$ possui uma representação no espaço de sinais euclidiano N-dimensional como um vetor $\mathbf{s} = (S_1, S_2, ..., S_N)$. Se $s(t)$ é um sinal aleatório, mas apresenta algum tipo de redundância, em um intervalo de tempo suficientemente grande o número de dimensões necessário para representá-lo pode ser reduzido (eliminando-se as redundâncias) [Sha49]. Se $s(t)$ é um sinal determinístico, sua largura de faixa de Shannon não tem sentido prático, pois o espaço euclidiano seria reduzido a um espaço unidimensional. Assim, a Largura de Faixa de Shannon somente faz sentido quando são considerados sinais aleatórios ou processos aleatórios, como, por exemplo, um sinal modulado [Lat68].

Segundo Nyquist, se um sinal é considerado limitado em W Hz (não possui componentes de freqüência significativas acima de W Hz) e existe durante um intervalo de tempo de T segundos, tal que $WT >> 1$, à taxa de Nyquist de $2W$ amostras/segundo, seriam suficientes $T/(1/2W) = 2WT$ amostras para representá-lo.

Pode-se provar [Sha49] que é possível construir não mais que $2WT$ funções ortonormais com largura de faixa de Fourier de W Hz ou menos, confinadas no intervalo de $0 \leq t < T$ quando $WT >> 1$, pois $W = N/2T$ é a mínima largura de faixa ocupada por N sinais ortogonais confinados nesse intervalo de tempo T [Lee94]. O *Teorema Fundamental da Largura de Faixa* diz: "a largura de faixa de Shannon, B, de um sinal modulado é, no máximo, igual à sua largura de faixa de Fourier, W, com igualdade se e somente se as funções ortogonais de sua base apresentam espectro plano de $-W < f < W$ e zero em caso contrário", ou seja, se as funções da base são do tipo $\text{sen}(x)/x$, $N/2T$ com N mínimo é igual a W.

Exemplo 1 [Mas95]: suponha um sinal modulado de um determinado usuário em um sistema CDMA, no qual uma seqüência PN bipolar $\{\pm 1\}$ de comprimento L e duração T é multiplicada nesse intervalo por um símbolo do usuário, também de duração T. O sinal modulado do usuário em questão, no intervalo $0 \leq t < T$, pode ser escrito como

$$s(t) = b_1 \sum_{i=1}^{L} a_i \operatorname{sinc}\left(\frac{L}{T}t - i\right) \tag{2.2}$$

onde b_1 é o símbolo do usuário e $(a_1, a_2, ..., a_L)$ é a seqüência código (PN). Sendo as funções da base do tipo $\operatorname{sen}(\pi Lt/T)/(\pi Lt/T)$, a largura de faixa de Fourier deve satisfazer $2W = L/T$, ou $W = L/2T$. Sendo $(a_1, a_2, ..., a_L)$ fixos para um determinado usuário, o espaço de sinais para o sinal desse usuário é unidimensional, ou seja, $N = 1$. A largura de faixa de Shannon será então $B = 1/2T$ Hz e o fator de espalhamento do sinal será $\gamma = W/B = L$. Pode-se concluir, como era esperado, que um sinal CDMA é realmente um sinal espalhado espectralmente quando L é grande.

Exemplo 2 (adaptado de [Mas95]): Em uma determinada comunicação emprega-se sinalização antipodal para se transmitir dígitos binários aleatórios gerados a uma taxa de n símbolos por intervalo de tempo T, utilizando um poderoso codificador de canal (codificador não trivial) de taxa $r = 1/n$ bits/símbolo. O sinal transmitido durante um intervalo $0 \leq t < T$ será

$$s(t) = \sum_{i=1}^{n} b_i \operatorname{sinc}\left(\frac{n}{T}t - i\right) \tag{2.3}$$

onde b_i é representa um bit codificado de duração T/n. A largura de faixa de Fourier deve satisfazer $2W = n/T$, ou $W = n/2T$. Para esta codificação não trivial, os bits codificados $b_1, b_2, ..., b_n$ assumirão uma grande variedade de possibilidades.

Dessa forma, não se pode atribuir a $s(t)$ um espaço de dimensão inferior àquela necessária quando os n bits forem escolhidos de maneira aleatória e independente. Tanto a largura de faixa de Fourier quanto a de Shannon serão aproximadamente iguais e o fator de espalhamento é $\gamma = W/B = 1$.

Um sinal transmitido resultante de uma modulação antipodal de um sinal codificado nunca é um sinal espalhado espectralmente, mesmo que a taxa $r = 1/n$ do código seja muito pequena a ponto de fazer com que a largura de faixa ocupada pelo sinal seja muitas vezes maior que $1/T$ Hz para transportar 1 bit de informação a cada T segundos. Essa última afirmativa leva à correção da usual definição de um sinal espalhado espectralmente, ou seja, um sinal que ocupa uma largura de faixa muitas vezes superior à taxa de transmissão nem sempre é um sinal espalhado espectralmente. Se o número de dimensões por segundo necessário à representação do sinal transmitido depende das estatísticas da informação, como é o caso na codificação de canal, tanto a largura de faixa de Shannon quanto a de Fourier são elevadas, o que leva a um fator de espalhamento pequeno, o que não caracteriza, portanto, um sinal espalhado espectralmente.

Os exemplos anteriores fornecem uma informação importante acerca da diferença fundamental entre a expansão de banda realizada em um sistema com espalhamento espectral e aquela resultante de um processo de codificação não trivial. São dois processos distintos, com propósitos diferentes, que produzem um aumento da largura de faixa de Fourier de um sinal.

2.1.1 - Os Diferentes propósitos do Espalhamento Espectral e da Codificação de Canal

A Baixa Probabilidade de Interceptação, LPI (do inglês, *Low Probability of Interception*) [Zie95], é uma característica de um sinal espalhado espectralmente e

que foi primeiramente explorada para fins militares. Atualmente essa característica tem sido também considerada em sistemas de telefonia celular garantindo, ao menos a um determinado grau, o sigilo e a segurança na comunicação.

Se existem parâmetros do sinal que podem ser variados de modo a criar um número elevado de escolhas para o espaço de sinais N-dimensional ocupado pelo sinal transmitido, pode-se obter uma Baixa Probabilidade de Interceptação através da seleção aleatória desses parâmetros. Para o sinal CDMA do exemplo 1 anterior existem 2^L possíveis escolhas dos parâmetros (± 1) na seqüência PN de comprimento L. Para um determinado usuário essa seqüência continua sendo unidimensional, mas para L grande, a árdua tarefa de encontrar a seqüência utilizada por um determinado usuário faz com que um sinal espalhado espectralmente em um sistema CDMA possua a propriedade de LPI. É a LPI dos sinais em um sistema CDMA que permite que a interferência entre os usuários possa ser "controlada" através da adequada escolha do comprimento e das características das seqüências pseudo aleatórias e da limitação do número de usuários no sistema.

Observando um dos resultados obtidos por Shannon [Sha49], pode-se verificar que a quantidade de bits de informação por segundo que pode trafegar em um canal de largura de faixa W a uma probabilidade de erro arbitrariamente pequena é dada por

$$C \leq W \log_2\left(1 + \frac{S}{N_0 W}\right) \; [bps] \qquad (2.4)$$

onde C é a capacidade do canal, W é a largura de faixa disponível, S é a potência do sinal e N_0 é a densidade espectral de potência de ruído. A igualdade ocorre somente quando $W = B$, ou seja, não existe espalhamento espectral e as

propriedades estatísticas do sinal transmitido se aproximam das propriedades estatísticas de um ruído branco,

$$C = B\log_2\left(1+\frac{S}{N_0 B}\right)\ [bps] \qquad (2.5)$$

É tarefa daquele que está projetando o sistema desenvolver um tipo de codificação que tente aproximar B de W. Isto é conseguido, primeiramente, implementando-se o controle independente dos coeficientes da expressão (2.1) através dos bit de informação originais.

Como conclusão pode-se afirmar que um sinal espalhado espectralmente nunca produz aumento de capacidade em termos de taxa de transmissão de informação mas, entretanto, não necessariamente produz redução significativa nessa capacidade. É o processo de codificação de canal que fará com que a largura de faixa de Shannon seja aumentada e assim a capacidade poderá ser aumentada. Por exemplo, se B tender a infinito na expressão (2.5) a capacidade de canal tende para $1.44S/N_0$. Se $B \geq 4S/N_0$, a capacidade dada por (2.5) será no mínimo igual a $1.287S/N_0$, ou seja, 90% da capacidade quando B tende a infinito. Assim, se B satisfazer a $B \geq 4S/N_0$, independente do quão espalhado for o sinal, a capacidade será no mínimo 90% daquela que poderia ser alcançada com uma largura de faixa de Fourier disponível igual a W, sem nenhum espalhamento e com um esquema de codificação adequado.

A largura de faixa de Shannon é proporcional à taxa de símbolos codificados na saída do modulador. A taxa de bits de informação nunca poderá ultrapassar a capacidade do canal se é esperado que o sistema apresente um certo grau de "confiabilidade". Utilizando-se um código não trivial com taxa suficientemente pequena, medida em símbolos de modulação por bits de informação, pode-se alcançar a largura de faixa de Shannon necessária a uma dada confiabilidade do

sistema. Pelo fato da largura de faixa de Shannon ser proporcional à taxa de símbolos codificados, a codificação não trivial aumenta a largura de faixa de Fourier e a de Shannon de um fator inversamente proporcional à taxa do código. Esta expansão é natural do processo de codificação. O espalhamento espectral aumenta a largura de faixa de Fourier, mas não aumenta a largura de faixa de Shannon, o que é uma característica natural de expansão de banda do processo de espalhamento espectral.

A modulação codificada é um caso especial onde se consegue manter a largura de faixa de Fourier e aumentar a largura de faixa de Shannon. Isto acontece porque o número de possibilidades (dimensões) para a representação dos bits de informação é aumentado (aumento da Largura de Faixa de Shannon), sem contudo se aumentar a taxa de transmissão dos símbolos da modulação (Largura de Faixa de Fourier fixa) [Lee94].

2.2 - Espalhamento Espectral por Seqüência Direta - DS-SS

DS-SS (do inglês, *Direct Sequence Spread Spectrum*) é uma técnica de espalhamento espectral na qual a seqüência de símbolos de informação bipolar $\{\pm 1\}$ é multiplicada por uma seqüência pseudo aleatória, PN, também bipolar $\{\pm 1\}$ ou, equivalentemente, a seqüência de símbolos de informação unipolar $\{0,1\}$ é somada (módulo 2) a uma seqüência PN também unipolar $\{0,1\}$. O resultado de uma das operações anteriores modula uma portadora senoidal, normalmente em fase (PSK) [Pro95]. A seqüência PN possui taxa muitas vezes superior à taxa de bits originais, de tal forma que o espectro resultante possua uma largura de faixa correspondentemente elevada. A Figura 1 ilustra uma possível implementação do processo.

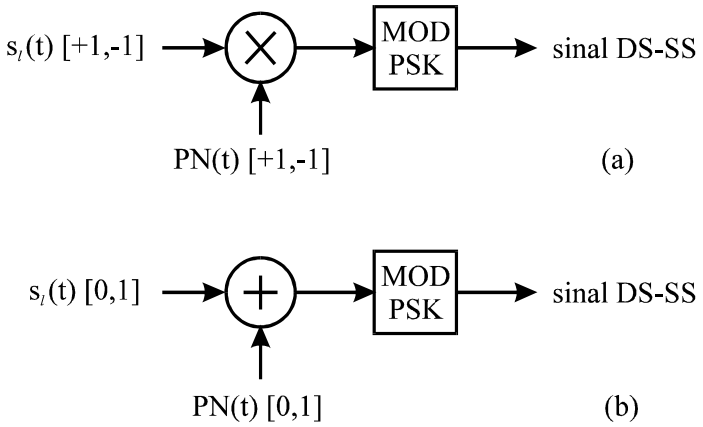


Figura 1 - Ilustração do processo de geração de um sinal DS-SS (a) por multiplicação e (b) por soma módulo 2.

2.3 - Espalhamento Espectral por Saltos em Freqüência - FH-SS

FH-SS (do inglês, *Frequency Hopping Spread Spectrum*) é um técnica de espalhamento espectral na qual a seqüência de símbolos de informação bipolar modula, normalmente em freqüência (FSK) [Pro95], uma portadora que possui sua freqüência variável em função de uma seqüência pseudo aleatória. Se a seqüência PN possui taxa muitas vezes superior à taxa de bits de informação, tem-se a implementação de um sistema FH-SS Rápido (*Fast Frequency Hopping Spread Spectrum*). Se, ao contrário, a seqüência PN possui taxa inferior à taxa de bits originais, tem-se a implementação do sistema FH-SS Lento (*Slow Frequency Hopping Spread Spectrum*). A Figura 2 ilustra uma possível implementação do processo.

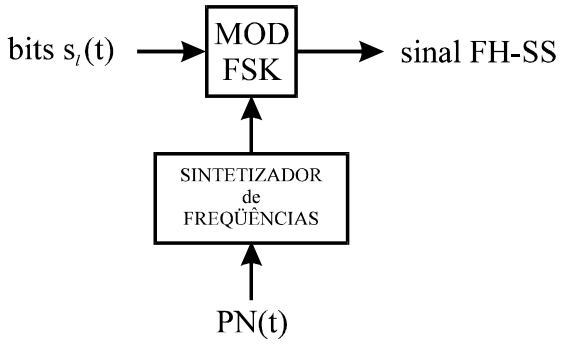


Figura 2 - Ilustração do processo de geração de um sinal FH-SS

2.4 - Desempenho de um Sinal Espalhado Espectralmente em um Canal de Rádio Móvel sob Desvanecimento por Multipercursos

Antes de abordar propriamente as influências do canal de comunicação rádio móvel em um sinal espalhado espectralmente, torna-se importante conhecer as principais características desse canal. Os parágrafos iniciais a seguir fornecem esse ambasamento teórico.

2.4.1 - O Canal de Rádio Móvel

Grande parte dos sistemas de comunicação pode ser analisada, do ponto de vista do canal de comunicação, como sistemas lineares invariantes no tempo [Opp97], onde o sinal é ainda corrompido por ruído aditivo gaussiano branco , AWGN (do inglês, *Additive White Gaussian Noise*). Desse modelo muitos resultados e derivações foram obtidas e levaram à possibilidade de implementação dos chamados receptores ótimos, receptores estes que têm como objetivo final diminuir a probabilidade de erro de detecção do sinal recebido em relação ao sinal transmitido. Do ponto de vista de simplicidade, o canal AWGN é o que pode ser considerado um dos mais bem comportados e previsíveis de todos os canais e a

teoria acerca de suas características se encontra em um estágio consideravelmente avançado.

O canal de rádio móvel, como será chamado daqui em diante, de forma contrária ao canal AWGN, apresenta elevado grau de imprevisibilidade. Receptores ótimos ainda não foram encontrados para tais ambientes, a não ser para algumas condições assumidas e sob várias simplificações nos modelos matemáticos utilizados para derivá-los [Tur80].

É sabido que nos sistemas reais um sinal recebido, após passado por um canal de rádio móvel, apresenta variações temporais em seu espectro de amplitude e fase. Dessa forma, pode-se considerar o canal de rádio móvel como um sistema linear variante no tempo. Vários modelos matemáticos desse canal são citados na literatura e o que aqui será apresentado é aquele considerado por Sourour e Nakagawa [Sou96], onde considera-se que o canal gera um contínuo de multipercursos no sinal transmitido, sendo o número de percursos definido pela relação entre a largura de faixa do sinal transmitido e a Largura de Faixa de Coerência do canal. Cada multipercurso possui uma variação aleatória em sua amplitude que segue uma distribuição de Rayleigh, ou seja, o desvanecimento por multipercursos é um desvanecimento do tipo Rayleigh [Pro95]. O atraso entre os multipercursos é considerado uma variável aleatória uniformemente distribuída no intervalo $[0,T_C)$, onde T_C é a duração de um *chip* da seqüência pseudo aleatória.

A resposta ao impulso do canal pode ser descrita por

$$h(t,\tau) = \sum_{l=1}^{L} g_l(t,\tau)\delta(t-\tau_l(t)) \tag{2.6}$$

onde L é o número de percursos separáveis (discretizados) pelo canal, $\tau_l(t)$ é o atraso de propagação do l-ésimo percurso, no instante t, e g_l é uma variável

aleatória gaussiana complexa de média nula, cuja envoltória segue a distribuição de Rayleigh. A Figura 3 ilustra o aspecto da resposta ao impulso descrita por (2.6) para vários instantes, *t*, de observação.

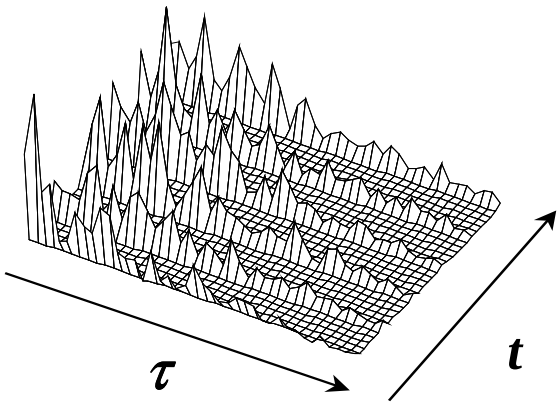


Figura 3 - Ilustração da resposta ao impulso de um canal de rádio móvel em vários instantes de observação.

2.4.2 - Parâmetros do Canal de Rádio Móvel

Para se avaliar um sistema de comunicação digital em um canal de rádio móvel, ou mesmo para que seja projetado um outro sistema, faz-se necessária a utilização de parâmetros que forneçam o maior número de informações acerca das características e do comportamento do canal. Uma breve síntese desses parâmetros é abordada a seguir.

Quando um sinal é transmitido em um canal de rádio móvel, no receptor tem-se réplicas desse sinal oriundas de vários multipercursos. O resultado é um espalhamento temporal do sinal, espalhamento este que pode ser quantificado através do Perfil de Intensidade de Potência, mais conhecido como MIP (do

inglês, *Multipath Intensity Profile*) e de onde se obtém o Espalhamento por Atraso entre Multipercursos (do inglês, *Multipath Delay Spread*) ou simplesmente Espalhamento Temporal. O MIP fornece o comportamento da energia recebida durante um intervalo de tempo correspondente ao máximo espalhamento do sinal recebido causado pelos multipercursos do sinal transmitido.

Sempre que existe espalhamento temporal pode haver a alteração de amplitude das várias componentes do espectro do sinal transmitido. Esta alteração poderá ocorrer de maneira uniforme em toda faixa de freqüências do sinal, configurando o chamado Desvanecimento Plano, ou poderá afetar somente uma determinada faixa de freqüências, configurando o que é conhecido como Desvanecimento Seletivo ou Canal Seletivo em Freqüência. A possibilidade de ocorrência de desvanecimento plano ou seletivo pode ser determinada pela Largura de Faixa de Coerência do canal. Este parâmetro fornece uma medida estatística da faixa de freqüências em que o canal pode ser considerado plano ou, de forma análoga, é a faixa de freqüências dentro da qual as componentes espectrais do sinal recebido possuem grande correlação de amplitude. A Largura de Faixa de Coerência é inversamente proporcional ao Espalhamento Temporal do canal e o seu valor exato depende da definição de uma correlação mínima entre as amplitudes das componentes espectrais, não existindo, portanto, uma fronteira nítida que separe um canal seletivo daquele que possa ser considerado plano.

Em um canal de rádio móvel duas situações podem ocorrer: existe um movimento relativo entre transmissor e receptor e/ou os objetos que circundam o transmissor e o receptor estão em movimento. Em qualquer dos dois casos há variação nos caminhos tomados pelo sinal que trafega do transmissor ao receptor. Essa variação faz com que o sinal recebido apresente uma correspondente variação de fase cuja taxa pode ser vista como uma variação de freqüência do sinal recebido em cada multipercurso, formando o que é denominado

Espalhamento Doppler ou Espectro Doppler. Dessa característica pode-se retirar um parâmetro que informe a variabilidade temporal do canal. Tal parâmetro é denominado Tempo de Coerência é uma medida estatística do intervalo de tempo durante o qual a resposta ao impulso do canal pode ser considerada como invariante ou, de maneira análoga, é o intervalo de tempo dentro do qual os sinais recebidos possuem grande correlação de amplitude. O Tempo de Coerência é inversamente proporcional ao Espalhamento Doppler e, de maneira análoga à anterior, não fornece uma fronteira nítida entre um canal que varia rapidamente, configurando um Desvanecimento Rápido, e aquele que varia lentamente, configurando um Desvanecimento Lento. Na prática assume-se que um canal pode ser considerado lento se suas características não se alteram entre dois intervalos de sinalização consecutivos do sinal transmitido [Pro95].

É importante citar que os parâmetros do canal podem ser separados em parâmetros de dispersão temporal e parâmetros de variação temporal. São efeitos, portanto, independentes, ligados a comportamentos distintos do canal.

2.4.3 - Desempenho do Sinal Espalhado Espectralmente no Canal de Rádio Móvel

Um sinal de faixa estreita, quando transmitido em um canal de rádio móvel, está sujeito a grandes variações temporais e espaciais. Se, ainda, sua largura de faixa não for consideravelmente inferior à largura de faixa de coerência do canal, estará sujeito ao desvanecimento seletivo e tornar-se-á inevitável a utilização de elaborados equalizadores nos receptores.

Quando recebido, o sinal de faixa estreita é composto pela soma vetorial de vários sinais vindos de multipercursos que se sobrepõem temporalmente. Como as portadoras utilizadas na prática possuem elevada freqüência (pequenos comprimentos de onda), pequenos deslocamentos espaciais do receptor ou

pequenos movimentos dos objetos vizinhos podem causar alterações nas fases dos sinais nos vários multipercursos levando à possibilidade de uma mudança brusca de situação de interferência construtiva para interferência destrutiva entre esses sinais na recepção. Tão maior será a taxa de variação da envoltória do sinal recebido quanto maior for a velocidade de movimentação do receptor ou dos objetos vizinhos, o que pode levar à situação de desvanecimento rápido, dificultando o processo de demodulação e detecção do sinal.

Um sinal espalhado espectralmente possui, quase sempre, uma largura de faixa muitas vezes superior à largura de faixa de coerência do canal. Dessa forma, é grande a possibilidade desse sinal sofrer desvanecimento seletivo. Porém, como essa diferença entre a largura de faixa do sinal e a Largura de Faixa de Coerência do canal é grande, uma pequena parcela do espectro total do sinal será afetada. Por esse ângulo, intuitivamente pode-se supor que um desvanecimento seletivo seja menos prejudicial a um sinal espalhado espectralmente do que o é a um sinal de faixa estreita.

Uma análise mais cuidadosa pode demonstrar que, possuindo grande largura de faixa, um sinal espalhado espectralmente sofrerá desvanecimentos seletivos independentes e isto poderá servir como uma forma especial de diversidade. No domínio do tempo esta análise se torna mais palpável. Suponha, para isto, que um sinal de um usuário em um sistema CDMA seja transmitido simultaneamente com outros usuários e que o canal seja dispersivo. No receptor desejado ter-se-á os sinais dos vários usuários, suas réplicas por multipercursos, o sinal de interesse e também suas réplicas. Através do processo de correlação do sinal recebido com a seqüência PN conhecida no receptor pode-se separar o sinal desejado dos demais. Por se tratar de um sinal de faixa larga, as réplicas do sinal desejado com atrasos maiores que a duração de um *chip* da seqüência PN não serão sobrepostas e, se estas forem adequadamente combinadas, ter-se-á o efeito de diversidade.

Ainda, medidas demonstram que um sinal espalhado espectralmente possui grande correlação de amplitude em um espaço de até 5λ, onde λ é o comprimento de onda do sinal [Rap96]. Estas características tornam esse sinal apropriado para a transmissão no severo canal de rádio móvel. A Figura 4 ilustra o resultado de um experimento realizado para verificação de um sinal em banda básica recebido em um sistema CDMA com 5 usuários, durante um intervalo de tempo correspondente à duração de 1 bit de informação (ou 1 bit codificado) para uma seqüência PN de comprimento igual a 800 , onde foram considerados quatro percursos significativos para o sinal transmitido. Observa-se que os quatro percursos foram afetados por "ganhos" diferentes do canal, sofreram atrasos diferentes e foram separados pelo sistema devido à elevada largura de faixa do sinal transmitido. Observa-se ainda que o sinal recebido, após sofrer o processo de correlação com a seqüência PN adequada, permitirá a combinação dos multipercursos - uma característica indesejável do canal é explorada para se obter melhor desempenho do sistema de comunicação, configurando o que é conhecido como diversidade de percursos (do Inglês, *path diversity*). O receptor que executa este processo é o receptor RAKE [Tur80], [Pro95], [Rap96].

Outra característica importante de um sinal espalhado espectralmente se refere à Interferência Intersimbólica. Como pode ser visto na Figura 4, se o atraso provocado pelo canal não for superior à duração de um símbolo transmitido, a interferência intersimbólica será nula. Porém, mesmo que haja certa sobreposição temporal de símbolos vizinhos, é pouco provável que os multipercursos se sobreponham. No processo de detecção os parâmetros do canal são estimados de maneira a informar ao receptor em que instantes de tempo ele deve considerar cada multipercurso como válido para a combinação e posterior decisão. No receptor RAKE, por exemplo, os atrasos entre os multipercursos são estimados através da análise do próprio sinal recebido e dessa forma o receptor consegue combinar somente aqueles percursos que devem ser combinados [Tur80].

Obviamente existem erros e imprecisões no processo de estimação dos parâmetros do canal, mas a possibilidade de diminuição dos efeitos da interferência intersimbólica é nítida e pode levar à possibilidade de um aumento efetivo da taxa de transmissão através do canal.

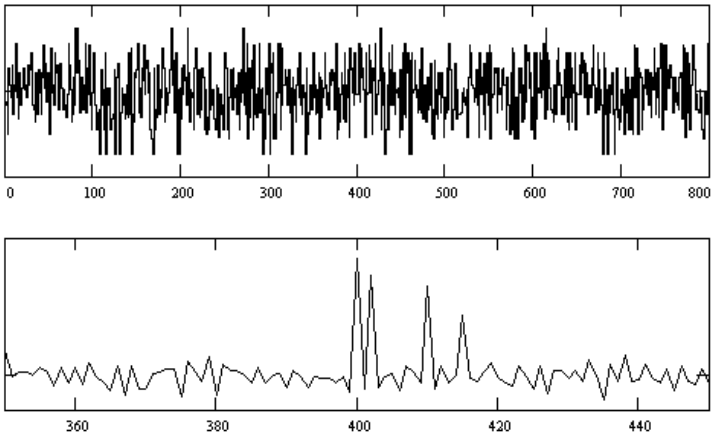


Figura 4 - Ilustração do sinal recebido em um sistema CDMA (gráfico superior) e da possibilidade de separação dos multipercursos demonstrada pela função de correlação do sinal recebido com a seqüência PN adequada (gráfico inferior em escala ampliada).

2.5 - Propriedades de Autocorrelação e de Correlação Cruzada entre Seqüências Pseudo Aleatórias

Em um sistema CDMA todos os usuários utilizam a mesma largura de faixa disponível e podem transmitir simultaneamente. Os sinais dos usuários são diferenciados pelas seqüências pseudo aleatórias que utilizam. Idealmente, a interferência entre os sinais de todos os usuários no sistema deveria ser nula. Ainda, para que o sinal de um usuário possa ser "extraído" dos demais é necessário que, de alguma forma, a seqüência PN por ele utilizada se diferencie das demais.

A função de correlação fornece o grau de dependência ou "similaridade" entre duas funções e é descrita pela expressão

$$\theta_{xy}(\zeta) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y(t-\zeta)dt \tag{2.7}$$

onde ζ é o deslocamento relativo entre as funções. Assim, se no receptor se fizer a correlação do sinal recebido com a seqüência pseudo aleatória de interesse, pode-se separar o sinal desejado dos demais, desde que as propriedades das seqüências PN utilizadas no sistema o permitam.

Para seqüências pseudo aleatórias definem-se funções similares que são descritas a seguir [Pur77A], [Pur77B], [Sar80].

A *Função de Correlação Cruzada Periódica* entre duas seqüências distintas $a^{(k)}$ e $a^{(i)}$,

$$\theta_{k,i}(\zeta) = \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(k)} a_{j+\zeta}^{(i)} \tag{2.8}$$

descreve a correlação entre duas seqüências dentro de todo o comprimento, N, da seqüência. É dita periódica, pois, como já citado, uma seqüência PN possui um padrão de repetição de período igual a N. A Figura 5 ilustra tal função entre duas seqüências tipo *Gold* [Zie95].

A *Função de Autocorrelação Periódica* de uma seqüência $a^{(k)}$,

$$\theta_{k,k}(\zeta) = \theta_k(\zeta) = \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(k)} a_{j+\zeta}^{(k)} \tag{2.9}$$

descreve a correlação entre seqüências iguais dentro de todo o comprimento, *N*, da seqüência. A função é dita periódica pelos motivos já expostos no Capítulo 1. A Figura 6 ilustra tal função entre duas seqüências tipo *Gold* .

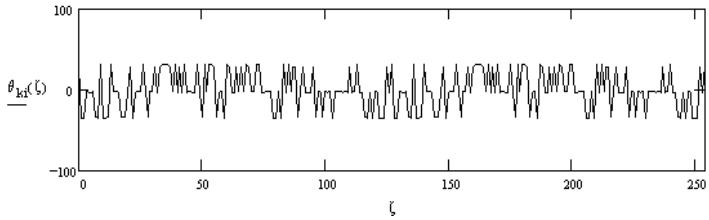


Figura 5 - Ilustração da Função de Correlação Cruzada Periódica entre duas seqüências *Gold* de comprimento *N* = 127, num intervalo correspondente a dois períodos

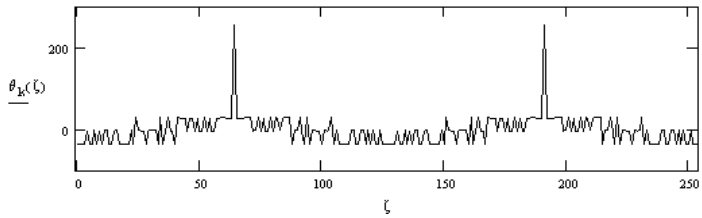


Figura 6 - Ilustração da Função de Autocorrelação Periódica entre duas seqüências *Gold* de comprimento *N* = 127, num intervalo correspondente a dois períodos

A *Função de Correlação Cruzada Aperiódica* entre duas seqüências distintas $a^{(k)}$ e $a^{(i)}$,

$$C_{ki}(\zeta) = \begin{cases} Cp_{ki}(\zeta) = \sum_{j=0}^{N-1-\zeta} a_j^{(k)} a_{j+\zeta}^{(i)} & ,0 \le \zeta \le N-1 \\ Cn_{ki}(\zeta) = \sum_{j=0}^{N-1+\zeta} a_{j-\zeta}^{(k)} a_j^{(i)} \quad ,1-N \le \zeta < 0 \;\; ou = \sum_{j=0}^{N-1-\zeta} a_{j+\zeta}^{(k)} a_j^{(i)} & ,0 \le \zeta \le N-1 \\ 0 & ,|\zeta| \ge N \end{cases} \qquad (2.10)$$

descreve a correlação entre duas seqüências dentro de parte do comprimento, N, da seqüência. É dita aperiódica, pois dentro do intervalo de tempo considerado não há padrões de repetição. Pode-se intuitivamente descrever esta função como aquela que representa o grau de similaridade entre "partes" de duas seqüências, ou seja, o intervalo de análise se compreende entre 0 e N, sendo que para um intervalo igual a N esta função leva aos mesmos resultados da função de correlação cruzada periódica. A Figura 7 ilustra tal função entre duas seqüências tipo *Gold*. Vale observar que

$$\theta_{k,i}(\zeta) = Cp_{ki\zeta} + Cn_{ki\,N-\zeta} \tag{2.11}$$

ou seja, a soma das parcelas não nulas da função de correlação cruzada aperiódica é igual à função de correlação cruzada periódica.

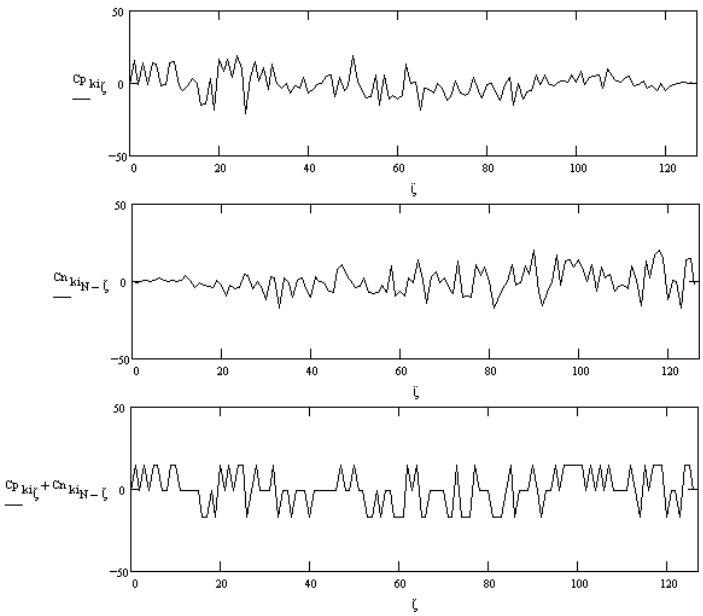


Figura 7 - Ilustração da Função de Correlação Cruzada Aperiódica para deslocamentos positivos (gráfico superior) e deslocamentos negativos (gráfico intermediário). O gráfico inferior mostra o resultado da soma das funções anteriores.

A *Função de Autocorrelação Aperiódica* pode ser calculada através das expressões (2.10), com as devidas adequações.

Os experimentos que geraram os gráficos de todas as funções de correlação aqui apresentadas podem ser vistos no APÊNDICE A.

Através das funções de correlação cruzada periódicas pode-se, por exemplo, determinar o grau de interferência de uma seqüência pseudo aleatória em outra quando o processo de correlação no receptor considera todo o período da seqüência (veja equação (2.8)). Porém, como a maioria dos sistemas CDMA não são síncronos, os sinais colaborarão com interferências que serão contabilizadas através de parte do período de suas seqüências PN. Essa parcela de interferência pode ser calculada utilizando-se as propriedades de correlação aperiódica das seqüências. Pursley [Pur77A], [Pur77B] desenvolveu expressões analíticas para o cálculo de interferências entre seqüências PN, com uma grande vantagem de apresentar uma possível metodologia de cálculo que não necessita levar em conta as características de correlação cruzada entre todos os pares de seqüências utilizadas no sistema sob análise - basta conhecer-se as propriedades de autocorrelação aperiódica das seqüências, o que reduz sensivelmente o volume de cálculos. Os resultados apresentados por Pursley são a base para a avaliação do sistema DS-CDMA Multiportadoras sob análise. É importante citar que os resultados apresentados por M. B. Purley não se aplicam à análise de qualquer sistema CDMA e que, ainda, quando se aplicam, pressupõem uma série de considerações adicionais sobre os sistemas analisados.

Outra observação relevante sobre a importância dos resultados obtidos por Purley se refere ao processo de sincronismo em receptores com tecnologia de espalhamento espectral. Na maioria dos sistemas se faz necessário um rápido sincronismo e, no caso de longas seqüências, isto é feito através da estimação da correlação entre o sinal recebido e a seqüência PN de "desespalhamento" em um

período menor que o período total da seqüência. Esta estimação está relacionada às propriedades de correlação parcial entre seqüências [Zie95], estando estas propriedades relacionadas às funções de correlação aperiódicas anteriormente citadas e definidas em [Pur77A] e [Pur77B].

2.6 - Acesso Múltiplo com Divisão por Código - CDMA

A técnica de espalhamento espectral é a base para a realização de um sistema CDMA. Desde que seqüências pseudo aleatórias sejam devidamente escolhidas (propriedades de autocorrelação e de correlação cruzada adequadas), vários usuários poderão compartilhar um mesmo meio de comunicação, transmitindo em uma mesma faixa de freqüências e ao mesmo tempo. Abramson [Abr94] mostra que a utilização de diferentes seqüências pseudo aleatórias por diferentes usuários não é fator determinante da possibilidade de implementação de uma técnica de acesso múltiplo com divisão por código e introduz um versão equivalente a um CDMA com seqüência de espalhamento única para todos os usuários - o *Spread* ALOHA. Abramson cita que pode haver vantagens do *Spread* ALOHA sobre o CDMA convencional, principalmente quando o canal não exibe sérios efeitos dos multipercursos, como canais de comunicação via satélite e de sistemas PCN (do Inglês, *Personal Communication Networks*). Contudo, os comentários seguintes consideram o sistema CDMA convencional, ou seja, aquele que emprega diferentes códigos para diferentes usuários na implementação da técnica de acesso múltiplo.

2.6.1 - Capacidade de um Sistema CDMA

É comum ouvir falar sempre na incerteza que existe na comparação entre as várias técnicas de acesso múltiplo hoje existentes em termos do número máximo suportado de usuários. Mas, afinal, qual técnica é a superior? - é a pergunta que se ouve. O CDMA tem-se mostrado promissor a superar as demais técnicas de

acesso múltiplo existentes, à medida que sua implementação se torna menos onerosa com o domínio de sua tecnologia. Pode-se verificar que o CDMA possui mais méritos que deméritos nesse sentido [Gil91]. Abramson [Abr94] faz uma comparação entre algumas técnicas de acesso múltiplo em termos de sua aplicação, ou seja, em sua abordagem não existe uma técnica superior em todas as situações e sim uma técnica mais adequada que outra em determinada situação.

A capacidade de um sistema CDMA é o que se pode chamar de limitada por interferência (ao contrário dos sistemas FDMA e TDMA que podem ser classificados como limitados por largura de faixa). Assim, qualquer melhoria nesse sentido reflete diretamente em uma possibilidade de aumento no número de usuários no sistema.

Em sistemas FDMA ou TDMA cada faixa de freqüências ou *slot* de tempo é alocado a uma chamada. Durante a chamada nenhum usuário poderá utilizar aquela faixa de freqüências ou aquele intervalo de tempo. Pode-se facilmente verificar que, para um sistema celular FDMA ou TDMA com padrão de reuso igual a 7, considerando-se como interferentes as seis células co-canais mais próximas (ver Figura 8), a capacidade em termos de canais por célula pode ser aproximadamente expressa por [Lee91]

$$m = \frac{B_t / B_C}{\sqrt{\frac{2}{3}\left(\frac{C}{I}\right)}} \quad \text{canais / célula} \qquad (2.12)$$

Na expressão (2.12) B_t é a largura de faixa total de transmissão ou recepção, B_C é a largura de faixa equivalente por canal e (C/I) é a mínima relação portadora / interferência por canal ou por *slot* de tempo, necessária à uma qualidade aceitável de recepção. Na Figura 8 é mostrada uma configuração típica para um sistema celular com reuso de freqüências. Para a geometria da Figura 8 e para um

expoente de perdas no percurso igual a 4, a C/I para o pior caso pode ser determinada por [Rap96]

$$\frac{C}{I} = \frac{R^{-4}}{2(D-R)^{-4} + (D-R/2)^{-4} + (D+R/2)^{-4} + (D+R)^{-4} + D^{-4}} \tag{2.13}$$

É importante citar que as expressões (2.12) e (2.13) consideraram a perda por propagação variando com a quarta potência da distância. É sabido, porém, que esse fator é dependente das características de propagação de cada área considerada. Rappaport [Rap96] apresenta um simples método de estimação desse fator a partir de algumas medidas em campo na área sob análise.

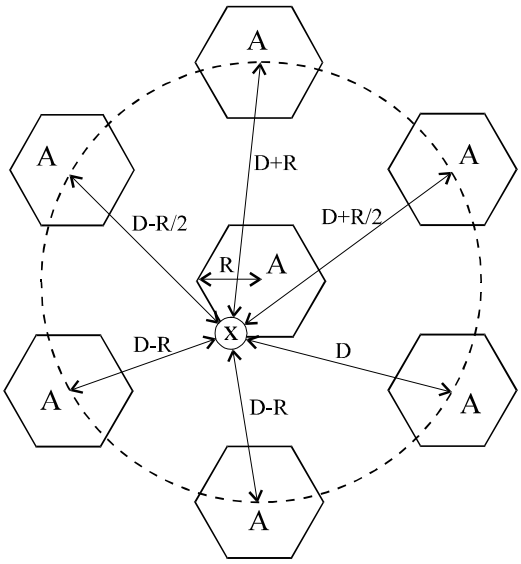


Figura 8 - Ilustração da primeira camada de co-células para *cluster* com N = 7. Quando o móvel está localizado no limite de uma célula (ponto X), está sujeito ao pior caso de interferência co-canal no *link* direto. As distâncias do desenho foram obtidas por simples aproximações

O aumento da capacidade dos sistemas FDMA e TDMA além daquela demonstrada por (2.12) pode ser conseguido através da utilização de técnicas

como *Divisão de Células*, *Setorização* e a implementação de *Microcélulas Zonais* [Rap96]. Vale, porém, ressaltar que, no caso da setorização, técnica esta comumente empregada, tem-se como efeito colateral a redução da eficiência de entroncamento do sistema [Yac93], [Rap96], pois o número de canais por célula será distribuído pelos setores, ou seja, a capacidade não será multiplicada pelo número de setores por célula, como normalmente se acredita.

No caso dos sistemas CDMA, o cálculo exato da capacidade envolve um número de variáveis extremamente superior ao número de variáveis envolvidas na análise dos sistemas FDMA ou TDMA [Gil91]. No pior caso, ou seja, sem nenhuma sofisticação, o sistema CDMA não oferece uma atrativa relação custo/benefício em relação aos demais. Contudo, vários fatores podem ser explorados e levarem a capacidade do CDMA a patamares consideravelmente superiores às outras técnicas de acesso múltiplo. Isto faz do CDMA um sistema complexo, mas com gradativa facilidade de implementação à medida que o avanço tecnológico permite.

O controle de potência realizado nos sistemas de telefonia FDMA e TDMA tem como principais objetivos a redução do consumo de energia e do nível de interferências. O primeiro leva a um aumento do tempo de vida das baterias dos terminais móveis, enquanto o segundo melhora a qualidade do serviço (melhor qualidade de voz). Nos sistemas CDMA, que são sistemas inerentemente limitados pela quantidade de interferência, um eficaz controle de potência tanto no *link* direto quanto no *link* reverso leva a uma possibilidade de aumento direto na capacidade do sistema [Gil91], [Pic91].

Como citado anteriormente, nos sistemas de telefonia celular FDMA e TDMA, enquanto ocupados uma faixa de freqüência ou um *slot* de tempo durante uma chamada, mesmo que o usuário não esteja transmitindo informação (falando) aquele canal não poderá ser utilizado por outro usuário, a não ser com a utilização

de elaboradas e complexas técnicas de alocação de canal. No CDMA, estando um usuário em silêncio, pode-se desligar ou reduzir a potência transmitida nesses instantes. Isto pode levar a uma redução na quantidade de interferência no sistema, permitindo um proporcional aumento na capacidade. Os modernos *vocoders* naturalmente podem fazer uso deste ciclo de atividade da voz, que normalmente se encontra na casa de 35% a 40% do tempo, enviando comandos de desligamento ou redução da potência transmitida nos intervalos de silêncio. Um aumento médio de capacidade de cerca de 35% pode ser conseguido [Gil91].

A setorização nos sistemas FDMA ou TDMA tem como principal objetivo a redução do nível de interferências com um pequeno aumento na capacidade de tráfego. Nos sistemas CDMA pode-se utilizar a setorização para uma diminuição efetiva do nível de interferências, levando a um aumento direto na capacidade do sistema. Para três setores por célula, a capacidade pode ser realmente triplicada.

Outros fatores importantes a considerar estão relacionados à tecnologia de espalhamento espectral utilizada no CDMA, conforme já citadas: sigilo na comunicação, robustez contra as degradações causadas pelo canal de rádio móvel, pequena densidade espectral de potência (baixa Interferência Eletromagnética), imunidade a interferências e a possibilidade de compartilhar o canal de comunicação com outros serviços de faixa estreita [Pic91], etc..

Guilhousen e Lee [Gil91], [Lee91] fornecem justificativas técnicas adicionais interessantes que, se não convincentes, ao menos demonstram as potencialidades da tecnologia CDMA e indicam o caminho que ela poderá traçar de agora em diante, tornando-se, provavelmente, a mais utilizada para sistemas de comunicação multiusuários.

BIBLIOGRAFIA

Capítulo 3

SISTEMAS CDMA MULTIPORTADORAS

3.1 - Uma visão Geral

Existem várias possibilidades de implementação daqueles que são denominados sistemas multiportadoras [Sou96], [Bin90], [Pro95], [Yee93], [Har97], [Lee94]. A principal e inicial motivação para o uso desses sistemas se deve à possibilidade de maiores taxas de transmissão. Em sistemas de comunicação móvel, associada às altas taxas, está a robustez às características do canal.

De maneira genérica, um sistema multiportadoras subdivide a largura de faixa disponível do canal em sub-faixas ortogonais (OFDM, do Inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e, preferencialmente, distribui a potência de transmissão nessas sub-faixas tal que a capacidade seja maximizada (princípio do "enchimento de água", do Inglês: *water-filling principle*) [Pro95; p. 687]. Em função da aplicação, existem variações dessa definição em termos de implementação do sistema, mas o propósito final continua sendo elevar a taxa de transmissão ou reduzir a probabilidade de erro de bit na detecção.

Uma implementação de um sistema multiportadoras, porém sem a associação a nenhuma técnica de acesso múltiplo, denominada Modulação Multiportadoras, MCM (do Inglês, *Multicarrier Modulation*), é mostrada por Bingham [Bin90]. A técnica explorada por Bingham é semellhante àquela utilizada nos recentes *modems* de alta velocidade HDSL (do Inglês, *High-rate Digital Subscriber Line*). Nesse esquema a seqüência de bits de entrada do modulador é convertida para a forma paralela e as saídas são agrupadas em vários grupos de tamanho variável. Cada

grupo de bits modula uma portadora através de uma técnica de modulação com número de níveis diferentes e os sinais resultantes são somados antes de serem enviados ao meio de comunicação. Através de um adequado controle da potência de transmissão nas sub-bandas, baseado no princípio do "enchimento de água" [Pro95; p. 687], garante-se a maximização da capacidade de transmissão através do canal. Como resultado tem-se uma taxa de transmissão superior àquela que seria conseguida com um sistema de portadora única, para um mesmo canal considerado. A Figura 9 ilustra o diagrama do transmissor em questão.

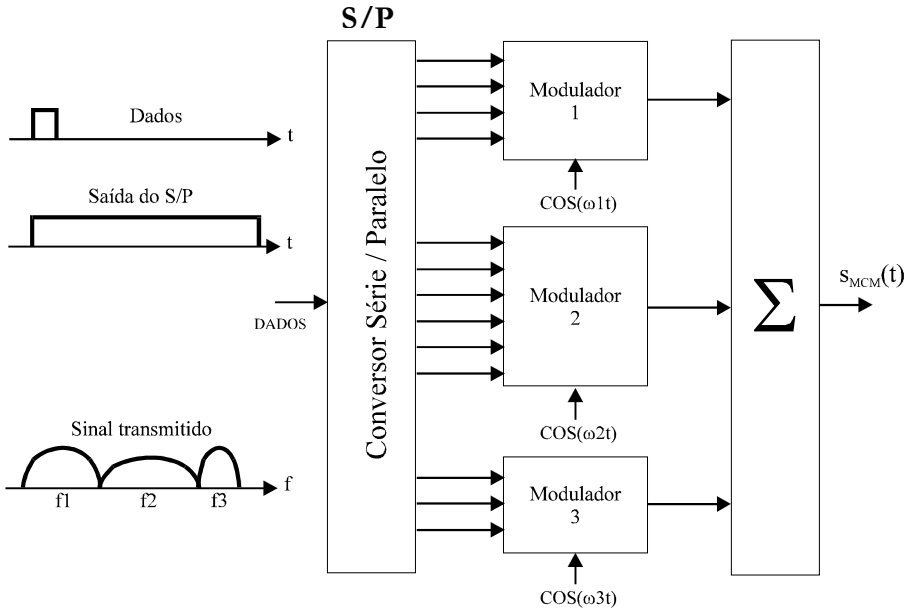


Figura 9 - Ilustração do transmissor de um sistema com Modulação Multiportadoras - MCM

Uma outra grande vantagem de um sistema multiportadoras está ligada à sua implementação [Yee93] [Pro95] [Lee94]. Através de adequados algoritmos de Transformada Rápida de Fourier, IFFT (do Inglês, *Inverse Fast Fourier Transform*) e FFT (do Inglês, *Fast Fourier Transform*) [Hay94], pode-se simplificar o projeto dos

receptores através da substituição dos filtros casados ou correlatores convencionais por implementações da transformada rápida de Fourier.

A junção da técnica OFDM com a técnica de acesso múltiplo CDMA trouxe a possibilidade de implementação dos chamados esquemas CDMA Multiportadoras, dentre os quais alguns serão brevemente abordados neste texto. Deve-se ressaltar que objetiva-se com essa abordagem apenas demonstrar algumas das possíveis maneiras de se implementar sistemas CDMA Multiportadoras, sem, contudo, entrar no mérito do desempenho de cada um deles, dadas as mais diversas aplicações e situações reais possíveis. Atenção maior será dada ao sistema DS-CDMA Multiportadoras objeto de estudo do presente trabalho e inicialmente proposto em [Sou96], aplicado a sistemas de comunicação móvel, especificamente telefonia móvel celular.

No sistema proposto por Yee e Linnartz [Yee93], denominado MC-CDMA, ocorre uma combinação entre o espalhamento no domínio da freqüência e modulação com multiportadoras. Como pode ser visualizado pela Figura 10, são geradas várias réplicas de cada bit da seqüência original de dados bipolar e cada réplica é modulada por um *chip* diferente da seqüência pseudo aleatória. Os sinais resultantes dessa multiplicação modulam diferentes portadoras ortogonais.

Outra possível implementação é denominada de Sistema DS-CDMA com Multiportadoras ou Sistema CDMA Seqüência Direta Multiportadoras [Har96]. Nele, a seqüência original de bits sofre uma conversão para a forma paralela em R ramos e os bits bipolares em cada ramo multiplicam uma mesma seqüência pseudo aleatória (espalhamento espectral por seqüência direta). O resultado da multiplicação em cada ramo modula uma portadora dentre as R portadoras ortogonais. A Figura 11 ilustra a implementação do transmissor para este sistema.

Uma terceira implementação é denominada de CDMA Multitom, MT-CDMA (do inglês, *Multi Tone Code Division Multiple Access*) [Har96]. Nela, a seqüência de bits de entrada sofre conversão para a forma paralela e os bits bipolares de cada ramo são multiplicados por uma mesma seqüência pseudo aleatória de taxa muitas vezes superior àquela utilizada nos sistemas anteriores. O resultado dessa multiplicação modula portadoras diferentes em cada ramo, porém com espaçamento em freqüência menor que nos casos anteriores, mas ainda suficiente à ortogonalidade entre as portadoras antes do processo de espalhamento. Uma ilustração do transmissor MT-CDMA pode ser vista na Figura 12.

Algumas comparações e maiores detalhes sobre as implementações aqui citadas podem ser vistas em [Har96] e [Har97].

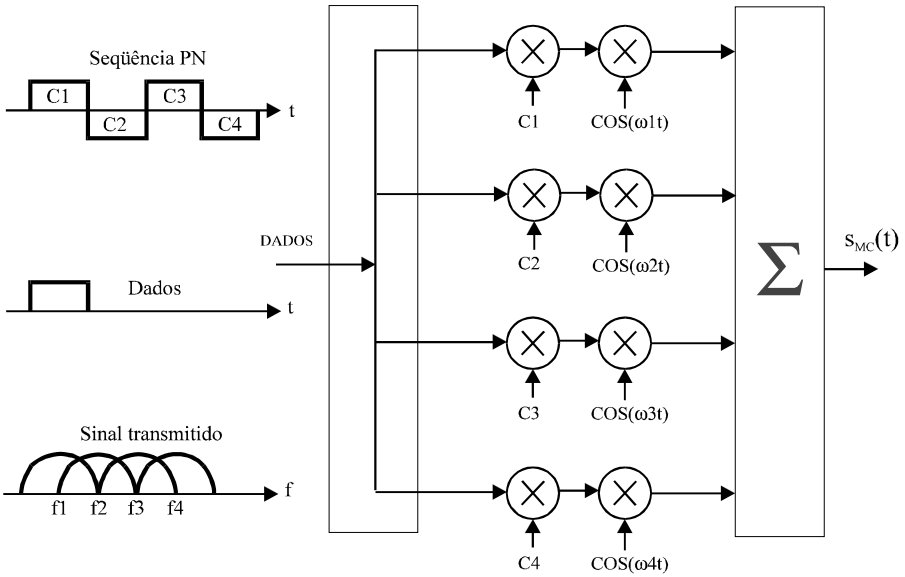


Figura 10 - Transmissor de um sistema CDMA Multiportadoras - MC-CDMA

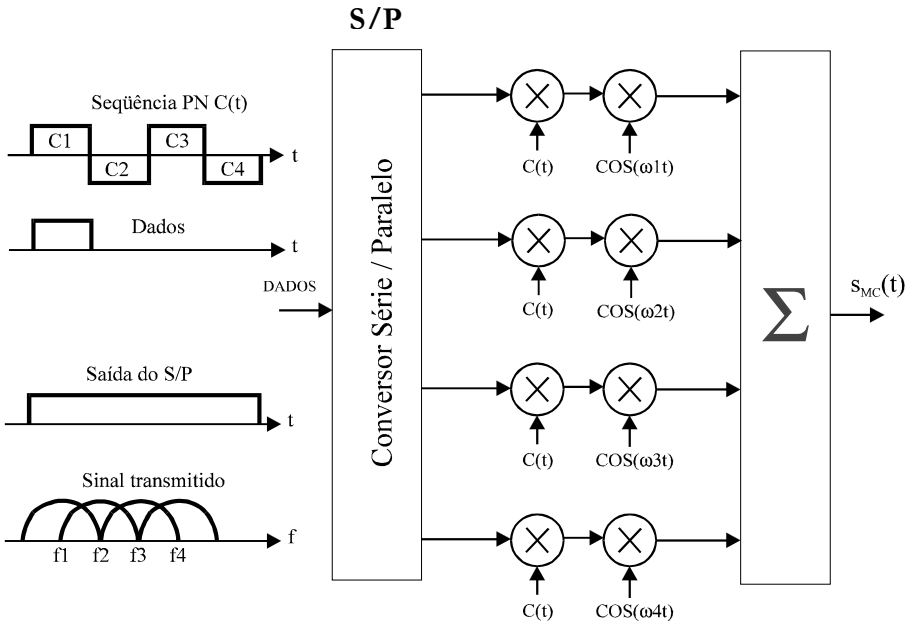


Figura 11 - Transmissor de um sistema CDMA Seqüência Direta Multiportadoras - MC-DS-CDMA

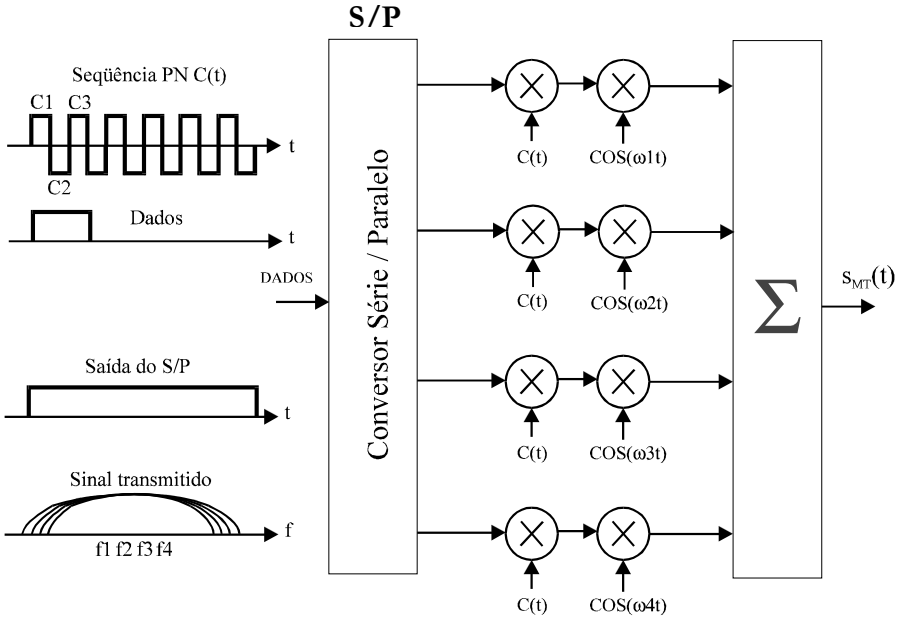


Figura 12 - Transmissor de um sistema CDMA Multitom - MT-CDMA

3.2 - O Sistema CDMA com Multiportadoras Ortogonais sob Análise

3.2.1 - Visão Geral

Sorour e Nakagawa [Sou96] propõem um sistema DS-CDMA Multiportadoras que parece ser uma combinação ou generalização dos esquemas mostrados nas Figuras 10 e 11. Suas principais características são:

- possibilidade de implementação simultânea de diversidade temporal e em freqüência;
- redução da interferência intersimbólica causada pelos multipercursos;
- possibilidade de superar o desempenho dos receptores RAKE convencionais;
- possibilidade de aumento da eficiência espectral (aumento do ganho de processamento).

É importante citar que neste texto serão abordados os aspectos principais do sistema proposto e os resultados importantes obtidos, sem a preocupação em repetir as deduções matemáticas dos autores.

A Figura 13 ilustra a idéia do transmissor do Sistema CDMA Multiportadoras Ortogonais de uma forma didática. A implementação real pode ser efetuada a partir de técnicas de transformada rápida de Fourier, conforme já mencionado em parágrafos anteriores. No transmissor, a seqüência de bits de informação passa por um conversor série/paralelo (S/P) com M saídas. A duração dos bits de entrada vale T_b e a duração dos bits na saída do conversor S/P vale MT_b. Em cada saída do conversor S/P são geradas S réplicas dos bits. Essas réplicas sofrem uma intercalação temporal (*interleaving*) que as mantém ζ segundos distantes e as saídas desses intercaladores modulam diferentes portadoras. A separação entre as

portadoras que transportam as réplicas dos bits é feita a maior possível, de forma a se ter a implementação de diversidade em freqüência (ver Figura 14). Tanto mais eficaz será este tipo de diversidade quanto menos correlacionadas forem as alterações causadas pelo canal em cada freqüência que transporta as réplicas dos bits de informação ou, de forma análoga, quanto maior a separação entre tais freqüências em relação à largura de faixa de coerência do canal. Assim também, tanto mais eficaz será a diversidade temporal quanto menos correlacionadas forem as alterações causadas pelo canal em cada réplica de um mesmo bit, ou seja, quanto maior o intervalo de tempo que separa os bits idênticos nas saídas de cada grupo de *S* intercaladores temporais em relação ao tempo de coerência do canal.

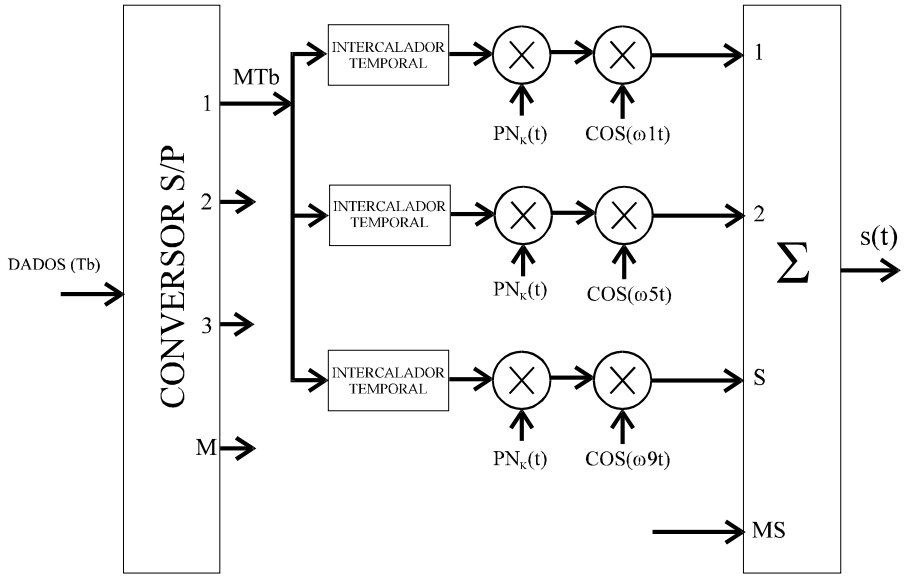


Figura 13 - Ilustração do transmissor do Sistema DS-CDMA com Multiportadoras Ortogonais para $M = 4$ e $S = 3$.

Nitidamente, os principais parâmetros que governam o sistema proposto são os valores de *M*, *S* e ζ. Uma abordagem mais detalhada sobre a escolha adequada desses parâmetros é apresentada no Capítulo 4.

Sendo W a largura de faixa disponível para o sistema DS-CDMA com Multiportadoras, para o caso de um sistema CDMA com portadora única esta largura de faixa (nulo-a-nulo do lóbulo principal do espectro do sinal modulado) vale aproximadamente $W = 2/T_{C1}$, onde T_{C1} é a duração de um *chip* da seqüência pseudo aleatória para o sistema com portadora única.

Para que se mantenha a mesma largura de faixa do sistema DS-CDMA Multiportadoras, o comprimento, N, da seqüência pseudo aleatória deverá ser alterado. Tem-se MS portadoras ortogonais com sobreposição de 50% de seus espectros modulados (ver Figura 14), o que leva a uma largura de faixa total de $W = 2/T_{C1} = (MS+1).½.\ 2/T_C$. Como $N = T/T_C = MT_b/N$, obtém-se

$$N = \frac{2M}{MS+1} N_1 \tag{3.1}$$

onde N_1 é comprimento da seqüência PN para o caso de portadora única.

Um sistema DS-CDMA Multiportadoras com L portadoras, ocupando uma largura de faixa total de W Hz, sem sobreposição de espectro entre as portadoras e com separação entre elas maior que a largura de faixa de coerência do canal é equivalente a um sistema CDMA com portadora única quando a largura de faixa é tal que L percursos físicos existam [Sou96].

No sistema proposto por Sorour e Nakagawa é permitido que haja superposição entre portadoras contíguas. A quantidade de sobreposição reflete diretamente em um correspondente aumento no ganho de processamento do sistema. Por exemplo, para 50% de sobreposição tem-se, conforme pode ser visto pela figura 14, um ganho espectral, definido como a relação entre a largura de faixa necessária sem qualquer sobreposição espectral e aquela com a sobreposição considerada, de

$$G_E = \frac{MS(2/T_C)}{(MS+1)(1/T_C)} = \frac{2MS}{MS+1} \tag{3.2}$$

Nesse caso, com o aumento do produto *MS*, o ganho G_E torna-se aproximadamente igual a dois e o ganho de processamento do sistema é também aproximadamente duplicado, como pode ser notado pela Figura 14.

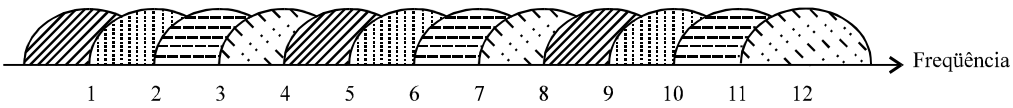


Figura 14 - Espectro do sinal transmitido no sistema DS-CDMA Multiportadoras para $M = 4$, $S = 3$ e 50% de sobreposição entre portadoras moduladas adjacentes

O receptor de um usuário do sistema sob análise é mostrado na Figura 15, também em caráter ilustrativo. Nele, o sinal recebido é multiplicado pela seqüência pseudo aleatória adequada e o sinal "desespalhado" resultante é demodulado, utilizando-se um filtro casado ou um receptor RAKE (banco de filtros casados) para cada portadora. Cada bit idêntico demodulado sofre o processo inverso de intercalação temporal e em cada grupo p, $p = 1, 2, ... M$. Em cada grupo p, $p = 1, 2, ... M$, S bits idênticos são combinados segundo a regra de Combinação com Ganhos Iguais, EGC (do Inglês, *Equal Gain Combining*), e a decisão é feita posteriormente.

Uma das principais propostas de Sorour e Nakagawa [Sou96] é reduzir a complexidade do sistema, utilizando apenas um filtro casado por portadora. Isto somente pode ser conseguido se 1) o canal não provocar nenhum espalhamento temporal - o que equivale a existir somente um percurso para o sinal transmitido ou 2) cada portadora sofrer efeitos do canal de forma independente. Como a

primeira alternativa é pouco provável de acontecer em um ambiente de comunicação móvel, resta optar pela segunda. Através da adequada escolha dos parâmetros M e S pode-se ter a largura de faixa de cada portadora modulada inferior à largura de faixa de coerência do canal. Dessa forma o canal se comportará como se houvesse apenas um único percurso por portadora e possibilitará a utilização de um único filtro casado (ao invés de um receptor RAKE) em cada um dos MS ramos. Tal situação é alcançada quando $MS \geq 2L_1 - 2$, onde L_1 é o número de percursos que podem ser discriminados (discretizados) pelo sistema para o caso de portadora única. Sendo assim, L, o número de percursos que podem ser discretizados pelo sistema DS-CDMA Multiportadoras, e que é dado pela equação (3.3), será igual a um.

$$L = \left\lfloor \frac{2(L_1 - 1)}{MS + 1} \right\rfloor + 1 \tag{3.3}$$

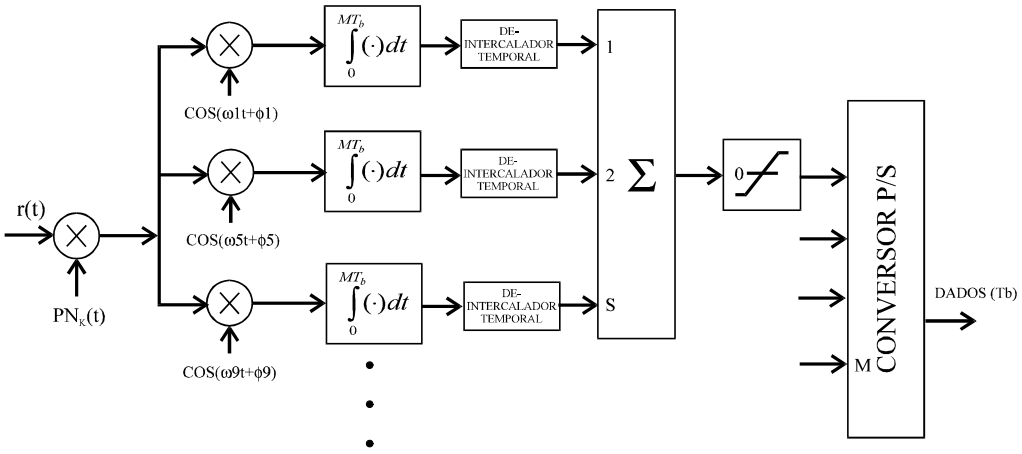


Figura 15 - Ilustração do receptor de um usuário
para o Sistema DS-CDMA Multiportadoras

Na análise feita por Sorour e Nakagawa foi considerado o caso geral em que o receptor de um usuário é formado por M grupos. Cada grupo consiste de S receptores RAKE, um para cada portadora utilizada no sistema. Cada receptor RAKE consiste de λ filtros casados com os primeiros λ percursos gerados pelo canal e separados no receptor, sendo $1 \leq \lambda \leq L$.

3.2.2 - O Modelo do Canal

O modelo do canal utilizado nas análises de Sorour e Nakagawa [Sou96] é aquele que apresenta como resposta ao impulso um contínuo de multipercursos discrimináveis quando o canal apresenta atrasos entre eles maiores ou iguais à duração de um *chip* da seqüência pseudo aleatória - é a condição de separabilidade (do Inglês, *resolvability*) do canal [Tur80]. Cada percurso é afetado de maneira independente pelo canal por um ruído multiplicativo com distribuição de Rayleigh (desvanecimento Rayleigh).

Para representar o canal foi utilizado como referência o modelo de Linha de Atraso com Derivações tal qual aquele proposto por Proakis em [Pro95]. Os atrasos entre as derivações foi considerado como uma variável aleatória com distribuição uniforme entre $[0,T_C)$, ao contrário dos valores fixos de T_C considerados por Proakis. Foi assumido um adequado controle de potência no sistema de tal sorte que o canal pudesse ser considerado estatisticamente idêntico para todos os usuários [Gil91]. Foi considerado ainda que o canal se mantém constante por um intervalo de tempo correspondente à duração de um símbolo da modulação. Essa última consideração permite que, segundo o modelo genérico expresso pela equação (2.6), se descreva a resposta ao impulso do canal por

$$h_{k,m}(t) = \sum_{l=1}^{L} g_{k,m,l}\delta(t - t_{k,l}) \tag{3.4}$$

onde L é o número de percursos discriminados pelo sistema, $g_{k,m,l} = \beta_{k,m,l}\exp(j\gamma_{k,m,l})$ e´ uma variável aleatória gaussiana complexa de média nula e variância σ_l^2 e $t_{k,l} = (l - 1)T_C + \Delta_{k,l}$ é o atraso sofrido pelo sinal no l-ésimo percurso do k-ésimo usuário, assumido igual para todas as portadoras do mesmo usuário. O índice m diferencia a resposta ao impulso para cada portadora utilizada. Os atrasos $\{ \Delta_{k,l} \}$ são variáveis aleatórias independentes e identicamente distribuídas para todo k e l, com distribuição uniforme em $[0,T_C)$. Os fatores multiplicativos em cada percurso ("ganhos"), $\{ g_{k,m,l} \}$, são independentes para diferentes k, independentes para diferentes l, independentes e identicamente distribuídos para diferentes k e mesmo l, devido ao controle de potência, e correlacionados para diferentes m e mesmos k e l, isto é, quando diferentes portadoras transmitidas pelo mesmo usuário pertencem ao mesmo percurso, elas estarão sujeitas a desvanecimentos correlacionados. A quantidade de correlação dependerá da separação entre as freqüências que transportam as réplicas dos bits de informação em relação à largura de faixa de coerência do canal. Em situações reais existirá uma determinada correlação entre as réplicas dos bits transmitidas em intervalos de tempo distintos, intervalos estes determinados pelos blocos de entrelaçamento temporal. A quantidade de correlação dependerá da relação entre esses intervalos e o tempo de coerência do canal. Essa correlação foi considerada nula por Sourour e Nakagawa em [Sou96], ou seja, foi assumido entrelaçamento temporal perfeito.

Foi ainda considerado que a energia total do sinal recebido é a soma das energias em cada um dos multipercursos, normalizando-se esta energia total a um valor unitário. Assim tem-se que

$$\sum_{l=1}^{L} \sigma_l^2 = 1 \tag{3.5}$$

Dois Perfis de Intensidade de Potência foram considerados: o perfil com distribuição uniforme e o perfil com distribuição exponencial, onde tem-se, respectivamente

$$\sigma_l^2 = \frac{1}{L} \qquad \text{e} \qquad \sigma_l^2 = \sigma_1^2 e^{-\frac{l-1}{\delta}} \tag{3.6}$$

onde δ representa a taxa de queda da intensidade dos multipercursos com o tempo no perfil exponencial e σ_1^2 é dado por

$$\sigma_1^2 = \frac{1-e^{-\frac{1}{\delta}}}{1-e^{-\frac{L}{\delta}}} \tag{3.7}$$

3.2.3 - Cálculo das Interferências

O sinal transmitido pelo usuário *k* no sistema DS-CDMA Multiportadoras, assumindo uma modulação BPSK, tem a forma

$$s_k(t) = \sum_{m=1}^{MS} \sqrt{2P} b_{k,p}(t) a_k(t) \cos(\omega_m t + \phi_{k,m}) \tag{3.8}$$

onde $(2P)^{1/2}$ representa a magnitude de cada bit transmitido num intervalo de tempo *T* e *P* é a potência de transmissão por portadora. $b_{k,p}$ é um bit do usuário *k* no ramo p = 1, 2, ..., *M*. $a_k(t)$ é a seqüência PN para o usuário *k*. O termo em coseno representa as portadoras e respectivas fases utilizadas no transmissor do usuário *k*, onde m = 1, 2, ..., *MS* as identificam.

O sinal recebido, para o sistema DS-CDMA com Multiportadoras assíncrono com *K* usuários, tem a forma

$$r(t) = \eta(t) + \sqrt{2P}\sum_{k=1}^{K}\sum_{m=1}^{MS}\sum_{l=1}^{L}\beta_{k,m,l}b_{k,p}(t - t_{k,l} - \tau_k)$$
$$\cdot a_k(t - t_{k,l} - \tau_k)\cos(\omega_m t + \varphi_{k,m,l}) \qquad (3.9)$$

onde $\eta(t)$ é o ruído aditivo gaussiano branco de média nula e densidade espectral de potência bilateral $N_0/2$. $\varphi_{k,m,l}$ é a fase do sinal recebido e τ_k é o atraso de propagação para o sinal do usuário k. $\beta_{k,m,l}$ representa o ruído multiplicativo com distribuição Rayleigh (envoltória da variável aleatória gaussiana complexa $g_{k,m,l}$).

As variáveis de decisão nas saídas dos $S\lambda$ filtros casados do receptor do usuário 1, segundo a regra EGC, são somadas para formar a variável de decisão final [Sou96]

$$Z|p = \sum_{\nu=1}^{S}\sum_{n=1}^{\lambda} Z_{q,n} = \eta + D + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \qquad (3.10)$$

onde ν representa o número relativo de cada portadora dentro de um grupo p, p = 1, 2, ..., M. λ representa o número de filtros casados por portadora recebida. Para $\lambda = 1$ tem-se um único filtro casado por portadora, enquanto que para $\lambda = L$ tem-se um receptor RAKE para cada portadora. A variável $q = p + M(\nu - 1)$ é o número absoluto de cada portadora no sistema - por exemplo, a freqüência $\nu = 2$ do grupo $p = 1$, para $M = 4$, corresponde à freqüência de número $q = 5$ no sistema. Se as portadoras utilizadas no sistema possuem freqüência angular $\omega m = \omega 1 + (m - 1)2\pi/T_C$, onde $m = 1, 2, ... MS$ é o número absoluto de cada portadora e T_C é a duração de *chip* da seqüência de espalhamento, através do valor de q pode-se garantir a máxima separação entre as portadoras dos bits idênticos. η representa o ruído aditivo gaussiano branco de média nula e variância $N_0TS\lambda/4$ e D é o sinal desejado pelo usuário em análise (usuário 1), referente a um único bit recebido (bit 0), e vale

$$D = \sqrt{\frac{P}{2}} T b_{1,p}^{0} \sum_{\nu=1}^{S} \sum_{n=1}^{\lambda} \beta_{1,q,n} \tag{3.11}$$

Observando a expressão (3.10), nota-se a presença de quatro tipos de interferência, que são:

- I_1 - interferência devida aos L - 1 percursos diferentes de n, causados pela mesma portadora q do mesmo usuário $k = 1$;

- I_2 - interferência devida aos L - 1 percursos diferentes de n, causados pelas outras portadoras diferentes de q , do mesmo usuário $k = 1$;

- I_3 - interferência devida aos L percursos, causados pela mesma portadora q , dos outros usuários $k = 2, ... K$;

- I_4 - interferência devida aos L percursos, causados pelas outras portadoras diferentes de q , dos outros usuários $k = 2, ... K$;

Foi considerada uma aproximação gaussiana [Rap96] para as interferências. Nessa aproximação, essencialmente baseada no Teorema Central do Limite [Pap91], a soma de vários sinais interferentes em um sistema CDMA é considerada como possuindo uma distribuição gaussiana com média nula. Dessa forma, para a análise do desempenho do sistema, basta que sejam calculadas as variâncias das interferências consideradas.

Em [Sou96] os autores apresentam um tedioso processo de deduções matemáticas que levam à possibilidade do cálculo das variâncias de todas as interferências. Com essas variâncias, conhecendo-se as estatísticas do desvanecimento, pode-se avaliar analiticamente o desempenho do sistema em termos de probabilidade de erro de bit versus relação sinal/ruído média por bit recebido. Essa relação sinal/ruído será melhor definida no Capítulo 4.

Sorour e Nakagawa [Sou96] chegaram a uma expressão final de cálculo de probabilidade de erro de bit, expressão esta que apresenta somente soluções numéricas. Como a modulação utilizada para análise do sistema foi a modulação BPSK, a probabilidade de erro de bit em função da variável de decisão obtida vale

$$BER = Q\left(\sqrt{\frac{E[Z_1|p]^2}{Var[Z_1|p]}}\right) = \frac{1}{2}\left[1 - erf\left(\frac{\sqrt{\frac{E[Z_1|p]^2}{Var[Z_1|p]}}}{\sqrt{2}}\right)\right] \tag{3.12}$$

onde E[*] é a esperança matemática ou valor médio, Var[*] é a variância da variável de decisão e Q(*) é a Função de Probabilidade Gaussiana [Rap96], função esta que também pode ser definida através da Função Erro, *erf* , como mostrado na expressão (3.12).

A resolução de (3.12) envolve soluções numéricas da integral que faz parte de sua definição. O método utilizado por Sorour e Nakagawa para resolvê-la foi o método de Monte Carlo [Pap91].

Inicialmente, os resultados foram obtidos levando-se em conta a utilização de qualquer tipo de seqüência pseudo aleatória no sistema. Tendo como base o trabalho de Purley [Pur77A], [Pur77B], expressões analíticas foram deduzidas em [Sou96] e levaram à conclusão por parte dos autores, através dos resultados numéricos obtidos, que a análise de um sistema CDMA utilizando-se seqüências código aleatórias leva a valores intermediários de desempenho quando comparada com análises que consideram códigos reais. Tal conclusão pode em muito simplificar os cálculos de interferência e, por conseqüência, aumentar a velocidade nas simulações ou soluções analíticas realizadas.

Talvez a observação mais importante sobre os resultados analíticos obtidos por Sorour e Nakagawa [Sou96] esteja ligada à possibilidade de obtenção de um desempenho superior àquele demonstrado pelos receptores RAKE. Esta superioridade começa a aparecer quando o sistema DS-CDMA Multiportadoras proposto vai da implementação da diversidade através dos multipercursos, típica dos receptores RAKE, em direção à diversidade em freqüência proposta pelo sistema.

Por simplicidade, o processo de intercalação temporal utilizado no sistema foi omitido (considerado ideal) nas deduções matemáticas. Ainda, por dificuldades analíticas, o grau de correlação exato entre as portadoras que transportam o mesmo bit não foi considerado nos cálculos. É importante repetir que esse grau de correlação será tanto menor quanto maior for a separação entre tais portadoras. Assim, mesmo que o valor exato não tenha sido considerado, para valores adequados dos parâmetros do sistema pode-se fazer com que essa correlação seja mínima, a ponto de poder ser desprezada.

BIBLIOGRAFIA

Capítulo 4

ESQUEMAS DE CODIFICAÇÃO PARA O SISTEMA DS-CDMA MULTIPORTADORAS ANALISADO

4.1 - Introdução

No artigo de Sourour e Nakagawa [Sou96], o Sistema DS-CDMA com Multiportadoras Ortogonais proposto apresenta como principais características a possibilidade de implementação simultânea de diversidade temporal e em freqüência, possibilitando desempenhos superiores com a utilização de simples filtros casados no receptor, no lugar de receptores RAKE convencionais. Contudo, tal superioridade somente pode ser alcançada com a adequada escolha dos principais parâmetros que governam o sistema. Uma breve abordagem complementar sobre essa escolha é apresentada nesse capítulo.

Em seguida são mostrados os resultados da simulação do sistema em algumas condições idênticas às propostas em [Sou96], no intuito de validar o processo de simulação implementado.

Pôde-se observar em [Sou96] que a ordem de grandeza das probabilidades de erro de bit a uma dada relação sinal/ruído é relativamente altas se, por exemplo, pretende-se analisar o desempenho do sistema através de simulação em situações mais próximas da realidade. Nesse capítulo são exploradas algumas alternativas que levam o sistema a um desempenho superior (probabilidades de erro de bit menores, a uma dada relação sinal/ruído, que nos casos analisados em [Sou96]).

São mostrados os resultados que comparam o desempenho do sistema utilizando a regra de combinação com ganhos iguais, EGC (do Inglês, *Equal Gain*

Combining), com aquele utilizando a regra de combinação de máxima razão, MRC (do Inglês, *Maximal Ratio Combinig*). Essa comparação é feita considerando-se os desvanecimentos causados pelo canal tanto independentes quanto correlacionados entre si. Nos dois casos verifica-se ser possível a melhora do desempenho do sistema analisado através da introdução da regra MRC.

Posteriormente são mostrados os resultados de simulações com a inclusão de esquemas de codificação de canal. O primeiro esquema analisado considera um codificador colocado entre a fonte dos bits de informação e a entrada do sistema, com o decodificador situado na saída do receptor. É o esquema chamado no texto de codificação convencional, pois leva à necessidade de redução da taxa de envio de informação para que as demais características do sistema se mantenham inalteradas. Outros dois esquemas de codificação de canal são propostos. Estes são baseados em modificações no sistema original [Sou96], modificações estas que permitem a implementação da codificação sem o aumento da largura de faixa ocupada pelo sinal modulado e sem a alteração da taxa de envio de informação com relação ao sistema proposto em [Sou96]. Os esquemas sugeridos são analisados considerando-se os desvanecimentos causados pelo canal tanto independentes quanto correlacionados. A inclusão da codificação de canal demonstrou, em qualquer dos casos analisados, melhor desempenho que o sistema original.

Em caráter apenas de investigação, outras simulações foram realizadas: a verificação do desempenho do sistema sem codificação com a regra de combinação quadrática e a verificação do desempenho do sistema não codificado com uma regra de decisão por maioria no receptor. Essas implementações são citados brevemente no texto.

4.2 - A Escolha dos Valores dos Parâmetros M e S

No sistema proposto em [Sou96], quando o número de portadoras do sistema é aumentado, o sinal modulado correspondente a cada uma dessas portadoras ocupará uma largura de faixa cada vez menor apresentando cada vez mais elevada correlação de envoltória entre todas as suas componentes. Isso acontece, pois se o produto MS aumenta, a largura de faixa ocupada por portadora modulada diminui em relação à Largura de Faixa de Coerência do canal, Δf_c , e a situação se assemelha a ter-se um único percurso do sinal transmitido por portadora. Em uma situação de percurso único, o espalhamento temporal causado pelo canal, T_m , torna-se desprezível em relação à duração dos símbolos enviados no meio, o que corresponde a um valor de Δf_c extremamente grande se comparado com a largura de faixa ocupada por cada portadora modulada.

Mas qual será o número ótimo de portadoras a ser escolhido, ou seja, qual a melhor combinação do produto MS, dada uma largura de faixa do canal disponível, W , e uma taxa de transmissão necessária, $R = 1/T_b$ bits/s ?

Algumas observações a respeito dos valores de M e S podem ser feitas, considerando-se, como em [Sou96], um sistema com modulação BPSK:

- Dada uma seqüência PN de comprimento N e uma taxa de transmissão de $R = 1/T_b$ bps, se a duração de cada símbolo BPSK é $T = MT_b = NT_c$, quanto maior o valor de M, maior será T_c e menor será a interferência *inter-chip*.

- O valor de S está associado à ordem da diversidade temporal obtida e também representa a ordem da diversidade em freqüência. Ainda, quanto maior o valor de M, maior será a separação entre as freqüências que transportam o mesmo bit e melhor será o desempenho promovido pela diversidade.

- Pode-se facilmente verificar que o atraso ζ entre as réplicas dos bits está relacionado ao atraso τ_i do bloco de entrelaçamento temporal. E esse atraso, por sua vez, está relacionado ao tempo necessário para se recuperar um determinado bit na recepção, tempo esse que não pode ser elevado em alguma aplicações, como por exemplo na transmissão de voz simultânea nos dois sentidos de uma comunicação.

- Uma solução de compromisso parece ser aquela que maximiza ambos os valores de M e S, com uma tendência de melhores desempenhos para maiores valores de S.

No lado da transmissão o atraso ζ deve ser suficiente para que as portadoras que transportam bits idênticos sejam transmitidas em instantes de tempo distintos, ou seja,

$$\zeta_{\min} = T = MT_b \tag{4.1}$$

Ainda, o tempo de entrelaçamento temporal deve ser suficientemente grande para se obter uma ordem de diversidade temporal eficaz, ou seja

$$\zeta > \Delta t_c \tag{4.2}$$

onde Δt_c é o tempo de coerência do canal.

Para que todas as réplicas do bits de informação sejam, no tempo, igualmente separadas, deve-se obedecer a relação

$$\zeta = \frac{\tau_i}{S} \tag{4.3}$$

onde é importante notar que ζ é múltiplo de $T = MT_b$.

Observando (4.2) e (4.3), obtém-se a condição

$$S < \frac{\tau_i}{\Delta t_c} \tag{4.4}$$

No modelo proposto por Sorour e Nakagawa [Sou96], um mesmo bit é enviado *S* vezes em freqüências diferentes. Para que cada uma das portadoras desses bits sofra desvanecimento plano e, ainda, para que a separação entre elas seja suficiente para que sejam afetadas de maneira independente pelo canal, deve-se satisfazer, respectivamente, as condições

$$\frac{2}{T_c} < \Delta f_c \tag{4.5}$$

e

$$M \frac{1}{T_c} > \Delta f_c \tag{4.6}$$

onde Δf_c é a Largura de Faixa de Coerência do canal e a segunda condição pôde ser obtida por inspeção da Figura 14.

Combinando as expressões (4.5) e (4.6) obtém-se a condição

$$\frac{2}{T_c} < \Delta f_c < M \frac{1}{T_c} \tag{4.7}$$

A equação (4.7) merece uma interpretação adequada: quanto maior for a Largura e Faixa de Coerência do canal, maior terá que ser o valor de *M*, se é esperada independência na atuação dos desvanecimentos em cada portadora de um mesmo bit. Por exemplo, se $M = 1$ ou 2 a equação (4.7) não é satisfeita. Isso não significa

que M não possa assumir os valores 1 ou 2. Para esses casos a situação que se tem é a de uma grande correlação entre as envoltórias de cada portadora de um mesmo bit. Essa correlação começa a diminuir com o aumento de M, ou seja, quando a expressão (4.7) começa a ser verdadeira. Vale observar também que se T_C não satisfaz a (4.5), é grande a possibilidade de ocorrência de desvanecimento seletivo em cada portadora modulada, o que não impede que a condição da equação (4.6) seja atendida. A expressão (4.7), quando verdadeira, apenas informa a possibilidade de ocorrência de desvanecimento plano em cada portadora e ainda a possibilidade de baixa correlação entre as envoltórias de portadoras de bits replicados.

Para atender a uma determinada largura de faixa e taxa de transmissão, como citado no Capítulo 3, equação (3.1), o comprimento da seqüência PN e, consequentemente, o valor que T_C devem obedecer a

$$N = \frac{2M}{MS+1} N_1 \tag{4.8}$$

As equações (4.4), (4.7) e (4.8) sugerem as condições de contorno para os valores de M e S. Os valores do Tempo de Coerência do canal e da Largura de Faixa de Coerência do canal podem ser obtidos através de algumas medidas em campo na área onde se deseja implantar o sistema de comunicação móvel, sendo que tais valores podem ser obtidos através de algumas medidas já executadas para uma série de ambientes típicos [Rap96].

4.3 - Estimação da Probabilidade de Erro de Bit através de Simulação

Como alternativa ao método de análise proposto por Sorour e Nakagawa optou-se por simular o sistema DS-CDMA Multiportadoras. Além disso procurou-se

desenvolver um método de simulação tal que permitisse a avaliação do sistema em configurações diferentes da original e com a inclusão de esquemas de codificação de canal. Alguns resultados analíticos foram ainda utilizados, porém com o único intuito de determinar valores das grandezas que foram geradas computacionalmente, conforme detalhado mais adiante.

Todas as simulações e outras implementações pertinentes foram desenvolvidas com o uso do *software* de Matemática *Mathcad*, nas versões 5 e 7.

A partir das expressões analíticas desenvolvidas por Sorour e Nakagawa [Sou96] pode-se derivar o esquema mostrado na Figura 16, para um usuário *k* qualquer. Nele a seqüência de bits de informação do *k*-ésimo usuário é modulada conforme a regra de formação do sinal DS-CDMA Multiportadoras. A seqüência de símbolos modulados, na saída do transmissor, é entregue ao meio de comunicação (canal) onde pode-se destacar presentes os fatores: o ruído aditivo gaussiano branco, o ruído multiplicativo com distribuição Rayleigh, representando os "ganhos" do canal em cada multipercurso, e a soma de todas as interferências no sinal desejado do *k*-ésimo usuário.

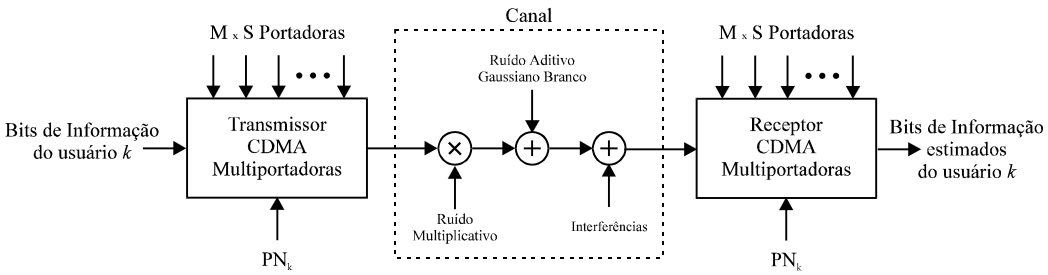


Figura 16 - Ilustração do Sistema DS-CDMA
Multiportadoras para um usuário *k* qualquer

O sinal recebido pelo *k*-ésimo receptor é demodulado e uma estimação da seqüência de bits de informação é gerada em sua saída.

A implementação do processo de simulação pode ser verificada no APÊNDICE B, onde, basicamente, tem-se:

- os bits de informação foram aleatoriamente gerados com distribuição uniforme;

- foi gerado um conjunto de variáveis aleatórias com distribuição de Rayleigh, independentes, de forma a representar o ruído multiplicativo do canal. Cada símbolo enviado ao canal teve sua amplitude alterada por um desses valores aleatórios, ou seja, foi assumido um canal com desvanecimento lento. Ainda, réplicas de cada símbolo transmitido foram consideradas e afetadas também pelo ruído multiplicativo. Essas réplicas representam o efeito dos multipercursos do sinal transmitido. Em uma outra simulação, variáveis aleatórias correlacionadas foram geradas, simulando um comportamento mais real do sistema em questão (ver APÊNDICE C);

- o ruído gaussiano branco, com variância apropriada, foi gerado e adicionado a cada símbolo transmitido;

- foi assumido, conforme aproximação gaussiana [Rap96] baseada no Teorema Central do Limite [Pap91], que o conjunto de sinais interferentes no sinal do *k*-ésimo usuário pode ser considerado como um ruído gaussiano se o número de usuários interferentes for suficientemente elevado. Dessa forma, tomando como referência as expressões analíticas deduzidas por Sorour e Nakagawa [Sou96] e também por Pursley [Pur77A], [Pur77B], pôde-se determinar a variância (potência) das várias interferências e com elas gerar variáveis aleatórias gaussianas que foram também adicionadas ao sinal transmitido.

Vale observar que as simulações efetuadas consideraram as seqüências de espalhamento dos vários usuários como realmente aleatórias. Essa medida facilitou os cálculos e imprimiu maior velocidade às simulações. Contudo, baseado no estudo de Pursley, através das propriedades de autocorrelação e de correlação cruzada de qualquer seqüência PN pode-se calcular as variâncias dos sinais interferentes para o sistema DS-CDMA Multiportadoras sob estudo. O APÊNDICE A mostra um experimento no *Mathcad* para implementação de seqüências PN *m* ou *Gold* e as expressões para o cálculo dos parâmetros dessas (e de outras) seqüências, suficientes aos cálculos das variâncias citadas;

- como resposta ao impulso do canal foram consideradas duas situações: uma assume o Perfil de Intensidade de Potência como sendo exponencial (caso mais típico para ambientes externos [Rap96]), ou seja, a intensidade de cada multipercurso cai exponencialmente com o tempo. A outra considera o perfil como possuindo uma distribuição uniforme (caso mais típico em ambientes internos [Rap96]);

- o sinal recebido é então considerado como perfeitamente demodulado (estimativas de fase da portadora sem nenhum erro);

- para um determinado ramo do sistema DS-CDMA Multiportadoras é implementada uma regra de decisão e de combinação conforme descrito em [Sou96]. A regra de decisão assume, para cada braço de um determinado ramo do receptor, a presença de um banco de filtros casados (receptor RAKE), cujo número de filtros é determinado pela escolhas dos parâmetros do sistema. A Figura 17 ilustra o processo, mostrando parte de um ramo do esquema de recepção, tomando como referência a Figura 15, onde, por simplicidade, não foram desenhados os de-intercaladores temporais. A saída

de cada banco de filtros casados (ou de cada filtro casado) é então combinada segundo a regra de combinação com ganhos iguais, EGC.

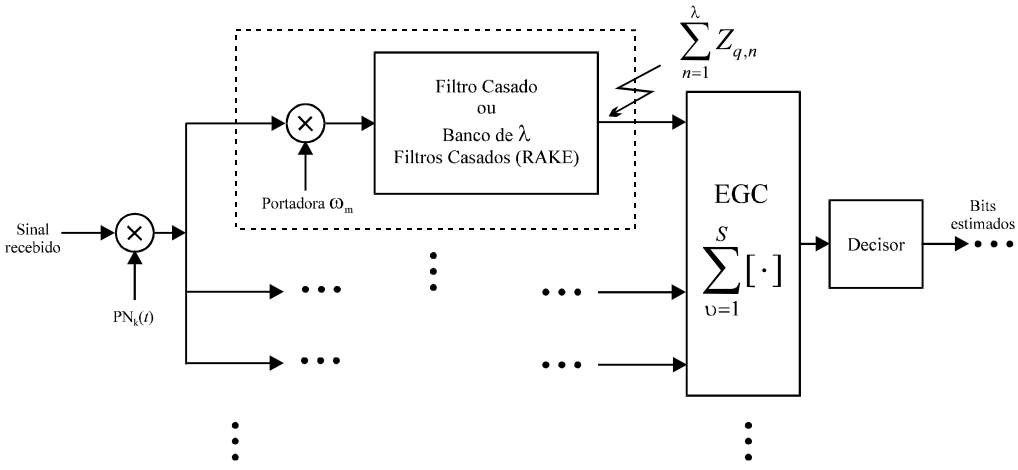


Figura 17 - Ilustração do processo de decisão e combinação EGC

- o resultado da combinação EGC serve como entrada para uma rotina de decisão que atribui os valores estimados aos bits recebidos;

- finalmente, os bits estimados são comparados aos bits de informação gerados e uma probabilidade de erro de bit é estimada através do cálculo da freqüência de erros em um determinado número de bits considerados [Pap91]. Foi considerado nas simulações que cada saída do conversor série/paralelo do transmissor apresenta uma distribuição uniforme de bits, de tal sorte que a taxa de erro de bit possa ser calculada apenas considerando-se um único ramo dentre os *M* ramos do sistema. Um gráfico é então plotado, tendo como variáveis a Taxa de Erro de Bit, BER (do Inglês, *Bit Error Rate*) e a Relação Sinal Ruído média por símbolo recebido, em dB.

4.3.1 - Resultados para Desvanecimentos Rayleigh Independentes

Como já abordado no Capítulo 3, no transmissor do sistema DS-CDMA Multiportadoras em estudo, além de outras particularidades, cada bit na saída do conversor série/paralelo é repetido S vezes e transmitido em instantes de tempo diferentes e também em portadoras diferentes. A separação entre as portadoras que transportam o mesmo bit é feita a máxima possível para um dado número MS de portadoras de tal forma que o canal atue da maneira mais independente possível em cada réplica gerada e assim proporcione um melhor desempenho do combinador do receptor. Porém, em canais reais, o que determinará o grau de correlação, ρ, entre os bits idênticos recebidos em portadoras distintas e instantes de tempo distintos será, de um lado, a Largura de Faixa de Coerência do canal e de outro o Tempo de Coerência do canal.

Os resultados a seguir se referem a uma correlação nula entre as envoltórias das portadoras de bit idênticos. O processo de intercalação temporal do sistema também pode ser considerado ideal nessas simulações. Estas observações se devem ao fato das variáveis aleatórias Rayleigh geradas serem independentes e, assim, atuarem de forma independente nos símbolos transmitidos, tanto no domínio do tempo quanto da freqüência. Na prática um valor muito próximo de zero pode ser obtido com a adequada escolha dos parâmetros M e S do sistema conforme demonstrado no item 4.2.

O APÊNDICE B apresenta a implementação para a estimação da taxa de erro de bit com essas variáveis não correlacionadas.

A Figura 18 mostra alguns resultado obtidos e que apresentaram perfeita concordância com aqueles obtidos por Sorour e Nakagawa [Sou96] para:

- M = 2, S = 2, $L1$ = 4, λ = 1, K = 10, $N1$ = 60, ρ = 0, perfil de potência uniforme, regra de combinação EGC;

- M = 3, S = 3 $L1$ = 4, λ = 1, K = 10, $N1$ = 60, ρ = 0, perfil de potência uniforme, regra de combinação EGC;

- M = 1, S = 3, $L1$ = 4, λ = 1, K = 20, $N1$ = 126, ρ = 0, perfil de potência uniforme, regra de combinação EGC;

- M = 3, S = 2, $L1$ = 4, λ = 1, K = 10, $N1$ = 60, ρ = 0, perfil de potência uniforme, regra de combinação EGC;

- M = 1, S = 1, $L1$ = 4, λ = 4 (Receptor RAKE), K = 10, $N1$ = 60, ρ = 0, perfil de potência uniforme.

Para facilidade na leitura, as definições dos parâmetros aqui considerados são novamente citadas: M é o número de saídas do conversor série/paralelo do sistema, S é o número de repetições dos bits na saída do conversor série/paralelo, $L1$ é o número de percursos do sinal para o caso de portadora única, λ é o número de filtros casados por portadora no receptor, K é o número de usuários considerados, $N1$ é o comprimento (número de *chips*) das seqüências de espalhamento para o caso de portadora única e ρ é o coeficiente de correlação entre as envoltórias das portadoras vizinhas das réplicas dos bits de informação.

Na Figura 18, a relação sinal/ruído média, RSR Média, é definida como a relação E_b/N_o (energia de bit pela densidade espectral de potência de ruído) média na recepção. Em um canal com apenas ruído branco (canal AWGN), tanto E_b quanto N_o são constantes. Porém, em um canal com desvanecimento, E_b é uma variável aleatória que segue as estatísticas do desvanecimento e N_o mantém-se inalterado. Assim, a relação sinal ruído média será $[E_b/N_o]E(B^2)$, onde B é a

variável aleatória que representa o ruído multiplicativo no canal e E(B^2) é o valor médio de B^2. Em todas as simulações a variável B foi considerada como apresentando uma distribuição de Rayleigh, ou seja, o desvanecimento simulado é um desvanecimento do tipo Rayleigh [Pro95], [Feh95], [Rap96].

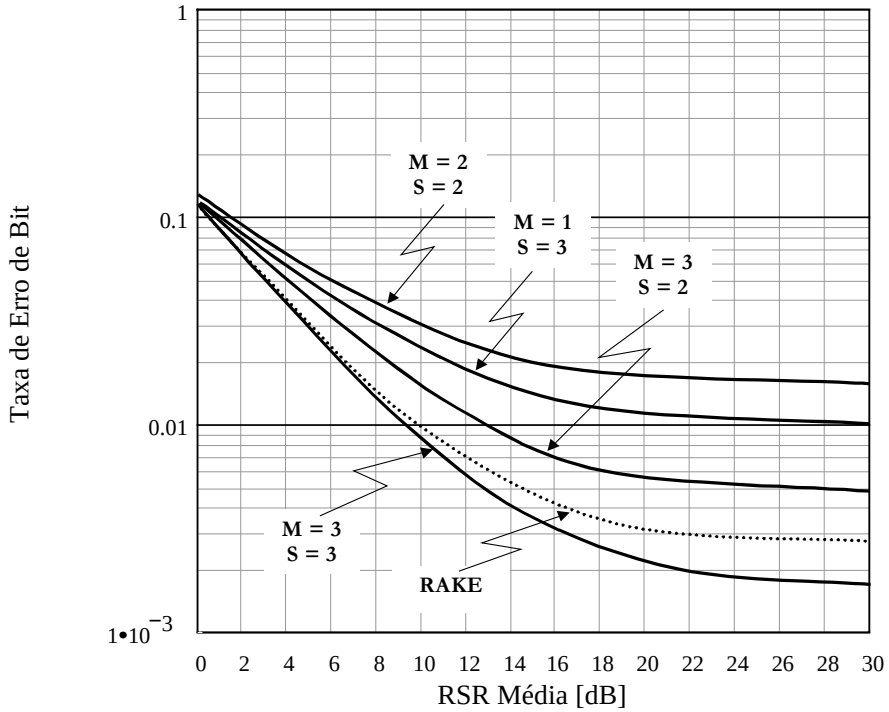


Figura 18 – Alguns resultados da simulação do sistema DS-CDMA Multiportadoras para correlação nula entre envoltórias de portadoras de bits idênticos.

Observa-se através dos resultados mostrados na Figura 18 que, com a adequada escolha dos parâmetros, realmente existe a possibilidade do sistema apresentar um desempenho superior àquele que poderia ser obtido com a utilização de receptores RAKE convencionais. Outros resultados que validam essa afirmativa podem ser verificados em [Sou96].

Na Figura 18 observa-se ainda a tendência de saturação da probabilidade de erro de bit, mesmo com o aumento da relação sinal/ruído que, conforme abordado no Capítulo 1, se deve principalmente ao fato do desempenho de um sistema CDMA ser limitado pela quantidade de interferência e não pela quantidade de ruído - a partir de um determinado nível de interferência o ruído torna-se praticamente desprezível.

4.3.2 - Resultados para Desvanecimentos Rayleigh Correlacionados

O processo de intercalação temporal do sistema não foi considerado ideal nessas simulações. Variáveis aleatórias Rayleigh correlacionadas foram geradas de tal forma que existisse um determinado grau de correlação entre as amplitudes dos bits idênticos recebidos em diferentes portadoras, mas de um bit para o outro as variações do canal simulado apresentaram uma correlação pequena, mas diferente de zero.

O processo de geração das variáveis Rayleigh correlacionadas foi implementado matematicamente, por filtragem de um vetor com variáveis Rayleigh independentes. As características do filtro utilizado correspondem a um canal com resposta impulsiva exponencial cujo espalhamento temporal foi ajustado através da alteração da função de transferência do filtro para se obter a correlação desejada entre os valores vizinhos do "vetor filtrado".

Os valores correlacionados foram agrupados em grupos de S valores de tal sorte que se mantivesse uma determinada correlação ρ entre os valores que representariam a atuação do canal em cada uma das S portadoras que transportam um mesmo bit. A correlação entre os "ganhos" do canal de um bit para outro não foi nula (intercalação temporal não ideal), pois no "vetor filtrado" essa atuação é representada por valores distantes de S e, como o valor de S pode ser relativamente pequeno, valores tomados de S em S apresentam correlação não

nula. O APÊNDICE C mostra como foram geradas as variáveis correlacionadas e o APÊNDICE D apresenta a implementação para a estimação da taxa de erro de bit com essas variáveis correlacionadas.

Os resultados obtidos para o caso de desvanecimentos correlacionados apresentaram ligeiro desvio (maiores probabilidades de erro de bit a uma dada relação sinal/ruído) em relação àqueles obtidos por Sourour e Nakagawa, devido à diferença nos processos de geração de variáveis Rayleigh correlacionadas e ao fato da intercalação temporal dos bits de informação não ter sido ideal. É importante citar, porém, que não foi objetivo desse trabalho a determinação do exato grau de correlação entre as envoltórias das portadoras de bits idênticos. Procurou-se, sim, verificar e demonstrar o decréscimo no desempenho do sistema quando o canal atua no sinal transmitido com desvanecimentos correlacionados. Apesar desse ser o caso mais típico em situações reais, como citado em parágrafos anteriores a adequada escolha dos parâmetros do sistema em função dos parâmetros do canal pode levar a um grau de correlação tão pequeno que possa ser considerado praticamente nulo.

A Figura 19 a seguir mostra os resultados obtidos para:

- $M = 2$, $S = 3$, $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 10$, $N1 = 60$, $\rho = 0.255$, perfil de potência uniforme, regra de combinação EGC;

- $M = 1$, $S = 3$ $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 20$, $N1 = 126$, $\rho = 0.259$, perfil de potência uniforme, regra de combinação EGC.

Observando-se a Figura 19 e comparando-a com a Figura 18 para $M = 1$ e $S = 3$, torna-se notável a degradação no desempenho do sistema quando existe uma certa correlação diferente de zero entre os sinais a serem combinados no

receptor. Em outras resultados mostrados mais adiante, esta degradação pode ser novamente verificada para outras configurações do sistema.

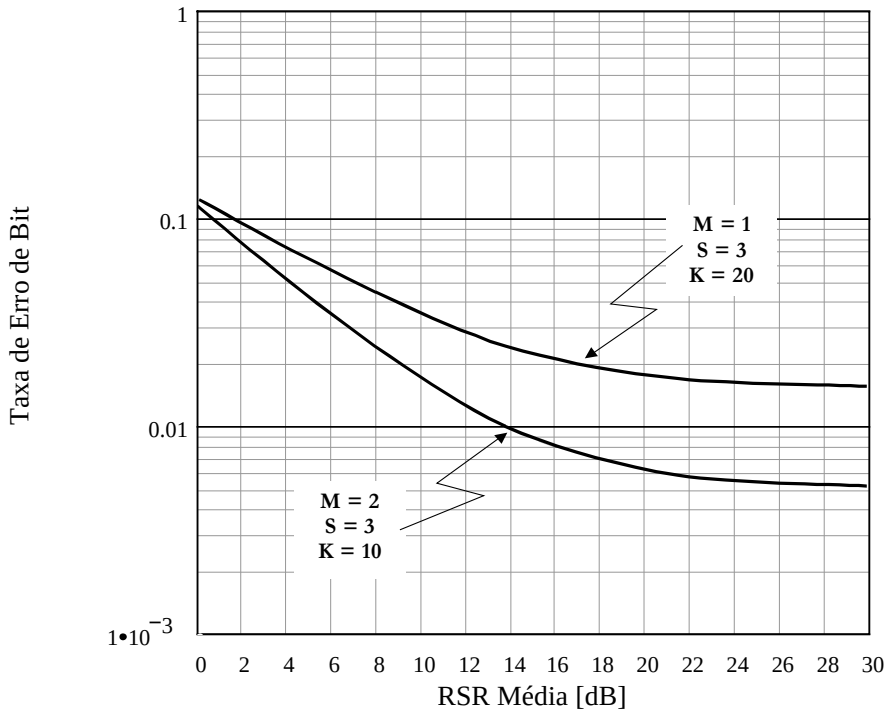


Figura 19 – Alguns resultados da simulação do sistema DS-CDMA Multiportadoras para correlação não nula entre envoltórias de portadoras de bits replicados

4.3.3 - Comparação entre as Regras de Combinação EGC e MRC para Desvanecimentos Rayleigh Independentes

A regra de combinação com ganhos iguais, EGC, apresenta extrema simplicidade de implementação, porém o seu desempenho não é ótimo para canais com desvanecimento Rayleigh. Whalen [Wha95; p. 239-241] demonstra a regra ótima para detecção de múltiplos pulsos com amplitudes independentes em um canal AWGN, no sentido de minimização da probabilidade de erro. A regra

demonstrada em [Wha95] para o canal AWGN é equivalente à regra de combinação com ganhos iguais, EGC.

Uma regra alternativa de combinação das réplicas dos sinais recebidos no sistema sob estudo é aquela que, antes de somar os valores das S saídas dos filtros casados (ou banco de filtros casados), pondera suas amplitudes por um valor proporcional à relação entre o nível de tensão do sinal recebido e a potência de ruído associada. Essa regra de combinação, que é a regra MRC, é considerada ótima para canais com desvanecimento Rayleigh [Wha95], [Tur80], [Pro95], [Yac93], pois maximiza a relação sinal ruído instantânea na saída do combinador e, portanto, minimiza a probabilidade de erro na decisão posterior.

Instantaneamente, o sinal na saída do combinador MRC pode ser escrito como

$$Z = \sum_{l=1}^{L} \left(\frac{K \cdot \beta_l}{N_l} \right) x_l \tag{4.9}$$

onde L representa o número de sinais combinados (ou a ordem da diversidade implementada), K é uma constante de proporcionalidade qualquer, β_l representa a atuação (ganho) do canal no l-ésimo sinal, N_l representa a potência instantânea de ruído total e x_l é o l-ésimo sinal combinado.

No estudo em questão x_l representa as saídas dos filtros casados (ou banco de filtros casados) em cada um dos S braços dos M ramos do receptor, ou seja

$$x_l = \sum_{n=1}^{\lambda} Z_{q,n} \tag{4.10}$$

N_l é a potência instantânea de ruído mais interferências, ou seja

$$N_l = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + \eta \tag{4.11}$$

Assim, a regra de combinação MRC para o caso é

$$Z_{MRC}|p = \sum_{\upsilon=1}^{S} \left[\frac{\beta_\upsilon}{I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + \eta} \right] \sum_{n=1}^{\lambda} Z_{q,n} \tag{4.12}$$

onde $Z_{MRC}|p$ é a variável de decisão aplicada ao elemento decisor do ramo p, p = 1, 2, ..., M, conforme pode ser verificado através da Figura 20.

Pelas simulações realizadas verificou-se que a potência de ruído mais interferências não varia com o valor de **ν** e pode-se então simplificar a regra de combinação para

$$Z_{MRC}|p = \sum_{\upsilon=1}^{S} \left[\beta_\upsilon \cdot \sum_{n=1}^{\lambda} Z_{q,n} \right] \tag{4.13}$$

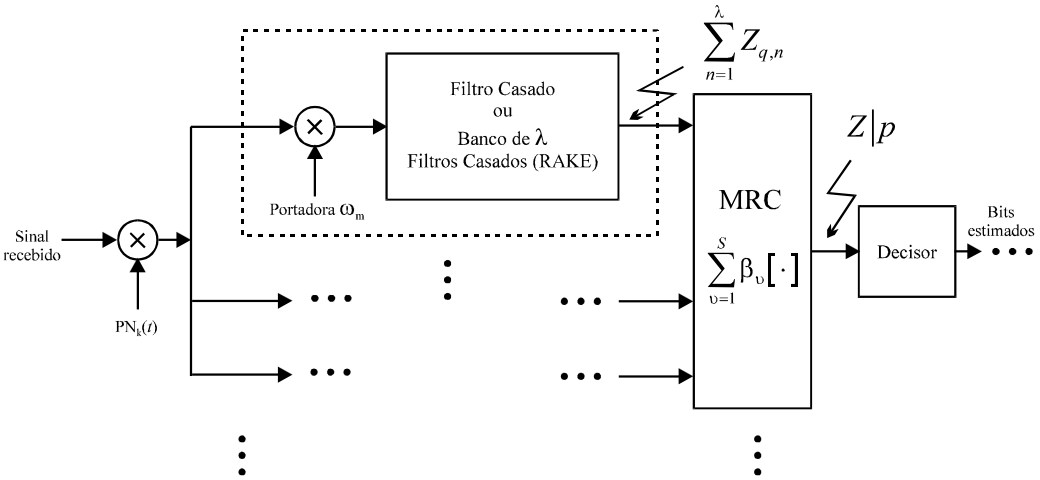


Figura 20 - Ilustração do processo de combinação
MRC e decisão

A Figura 21 mostra os resultados obtidos através da simulação para comparação entre as regras EGC e MRC, para:

- M = 3, S = 3, $L1$ = 4, λ = 1, K = 100, $N1$ = 60, ρ = 0, perfil de potência uniforme;

- M = 3, S = 3 $L1$ = 4, λ = 1, K = 10, $N1$ = 60, ρ = 0, perfil de potência uniforme;

- M = 1, S = 1, $L1$ = 4, λ = 4 (Receptor RAKE), K = 10, $N1$ = 60, ρ = 0, perfil de potência uniforme.

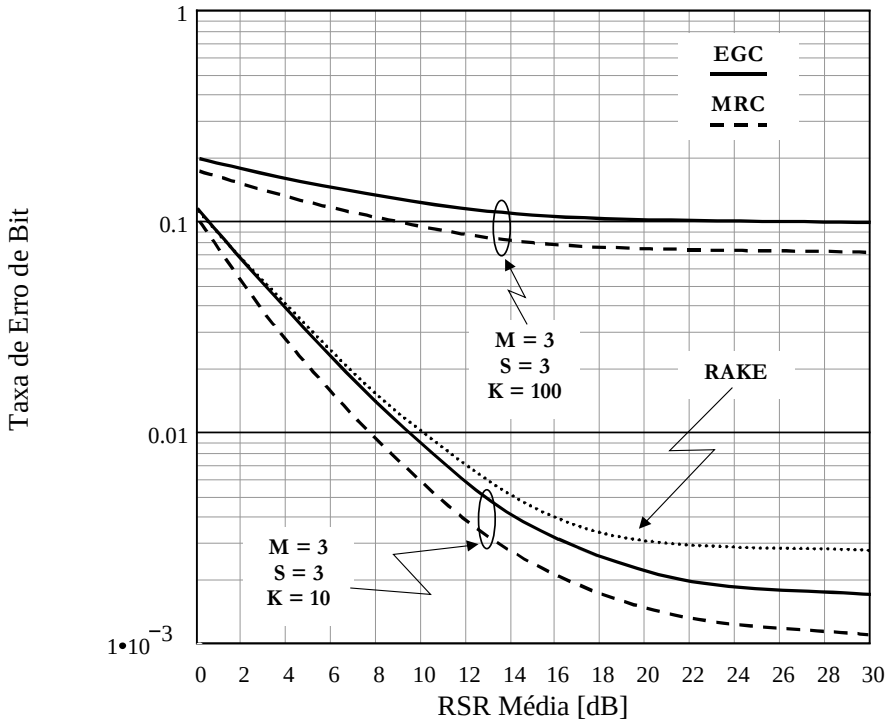


Figura 21 – Alguns resultados da simulação do sistema DS-CDMA Multiportadoras para comparação entre as regras de combinação EGC e MRC em um canal com desvanecimentos Rayleigh independentes

Na Figura 21, para $M = S = 1$ (um único receptor RAKE) a ordem da diversidade implementada é igual a 1 e, como era de se esperar, os combinadores EGC e MRC apresentaram o mesmo desempenho.

Como pode ser notado através da Figura 21, a regra de combinação MRC, para ordem de diversidade superior a 1, leva a um melhor desempenho do sistema, mas apresenta uma complexidade adicional, pois necessita conhecer os "ganhos" do canal.

Em sistemas onde se utiliza portadoras piloto para controle de potência, estratégias de *Handoff* [Rap96] e/ou para auxílio em um eventual processo de detecção coerente, a tarefa de estimação dos "ganhos" de canal se torna consideravelmente simples e, portanto, extremamente atrativa.

A título de experiência foi realizada uma simulação para a regra de combinação denominada de Combinação Quadrática [Pro95]. A essência da combinação ótima está no fato de se atenuar sinais pouco confiáveis (de pequena relação sinal ruído) e fortalecer aqueles de maior relação sinal ruído [Tur80]. A regra Quadrática combina sinais bipolares segundo a expressão

$$Z|p = \sum_{\upsilon=1}^{S} \left[\sum_{n=1}^{\lambda} Z_{q,n} \cdot \left| \sum_{n=1}^{\lambda} Z_{q,n} \right| \right] \tag{4.14}$$

ou seja, reforça os sinais (sinal mais ruído) de maior intensidade e atenua aqueles de menor intensidade.

Os resultados obtidos mostraram um desempenho ainda inferior àquele utilizando-se a regra EGC e por isso não foram aqui registrados. Esse desempenho inferior pode ser intuitivamente justificado pelo fato de que reforçando-se ou atenuando-se os sinais de entrada do combinador (sinais x_l em (4.10)), mantém-se inalterada a relação sinal ruído instantânea, com o agravante

de se estar reduzindo aqueles sinais de pequena intensidade que podem, eventualmente, apresentar uma relação sinal ruído instantânea elevada e que, portanto, podem aumentar o desempenho do combinador.

Outra simulação realizada baseou-se em uma decisão abrupta de cada um dos S bits repetidos pelo transmissor, assumindo como estimação final do bit transmitido um valor baseado na regra de decisão por maioria de um código de repetição com taxa $1/S$. Nessa situação o desempenho também se mostrou inferior àquele alcançado com a regra EGC e, por esse motivo, os resultados não foram apresentados.

4.3.4 - Comparação entre as Regras de Combinação EGC e MRC para Desvanecimentos Rayleigh Correlacionados

A Figura 22 mostra os resultados obtidos através da simulação para comparação entre as regras EGC e MRC em canal com desvanecimentos Rayleigh correlacionados, para:

- $M = 2$, $S = 3$, $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 10$, $N1 = 60$, $\rho = 0.255$, perfil de potência uniforme;

- $M = 1$, $S = 3$ $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 20$, $N1 = 126$, $\rho = 0.259$, perfil de potência uniforme.

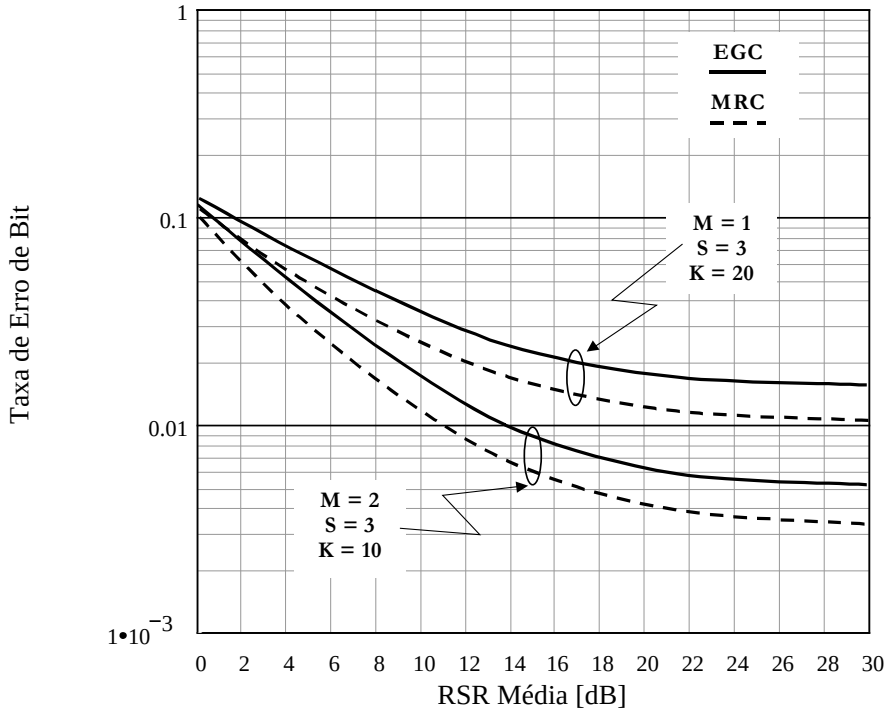


Figura 22 – Alguns resultados da simulação do sistema DS-CDMA Multiportadoras para comparação entre as regras de combinação EGC e MRC em um canal com desvanecimentos Rayleigh correlacionados

Observa-se pela Figura 22 que, mesmo com desvanecimentos correlacionados, a vantagem da regra de combinação MRC sobre a EGC mantém-se praticamente inalterada com relação ao caso de desvanecimentos independentes, apesar de nos dois casos o desempenho ter sido degradado. A diferença de desempenho entre as regras se deve ao conhecimento dos estados do canal (ganhos) e o decréscimo no desempenho de ambas se deve ao decréscimo no desempenho dos combinadores quando em suas entradas estão presentes sinais correlacionados.

4.4 - A Simulação do Sistema Original para a Estimação da Taxa de Erro de Bit com Codificação de Canal

Buscando uma verificação da possibilidade de melhoria de desempenho do sistema proposto originalmente, foram propostos três esquemas de codificação de canal, esquemas estes que são detalhadamente abordados nos itens seguintes. É importante citar que não se buscou obter uma codificação ótima para o sistema e sim verificar, por exemplo, as possibilidades de aumento do número de usuários a uma dada probabilidade de erro de bit em relação ao sistema original, advindas dos ganhos de codificação obtidos.

Os códigos utilizados nas simulações são códigos de bloco lineares não sistemáticos do tipo Arranjo Generalizado, GAC, (do Inglês, *Generalized Array Code*) [Hon97]. Optou-se por esses código devido à possibilidade de decodificação por treliça [Hon97] utilizando o Algoritmo de Wagner [Sil54]. Esse algoritmo, por sua vez, apresenta um desempenho equivalente ao Algoritmo de Viterbi com decisão suave para alguns códigos com verificação de paridade [Por96].

O Algoritmo de Wagner, inicialmente chamado de código de Wagner [Sil54], foi proposto para decodificação de simples códigos de verificação de paridade. Contudo, sua utilização pode ser estendida para quaisquer casos em que a codificação e a decodificação pode ser baseada em processos de verificação de paridade, como é o caso de alguns códigos Reed Muller. O algoritmo é descrito nos próximos parágrafos.

Seja uma palavra com m dígitos transmitida com uma paridade conhecida. Na recepção os dígitos se apresentam perturbados pelo canal e tem-se os seguintes passos:

- As probabilidades *a-posteriori* $p(\hat{a}1 \lfloor y)$ e $p(\hat{a}2 \lfloor y)$ de cada dígito y recebido são calculadas e a estimativa dos dígitos transmitidos é feita de acordo com o critério MAP (do Inglês, *Maximum a-Posteriori*), ou seja, é escolhido $\hat{a}1$ se $p(\hat{a}1 \lfloor y) > p(\hat{a}2 \lfloor y)$ e $\hat{a}2$ em caso contrário – se $p(\hat{a}1 \lfloor y) = p(\hat{a}2 \lfloor y)$ a decisão é feita arbitrariamente. Para o caso das probabilidades *a-priori* de $a1$ e $a2$ serem iguais, caso este tipicamente verificado na prática, o critério MAP se reduz ao critério de Máxima Verossimilhança, ML (do Inglês, *Maximum Likelihood*), no qual se decide por $\hat{a}1$ se $p(y|\hat{a}1) > p(y|\hat{a}2)$ e $\hat{a}2$ em caso contrário – novamente, se $p(y|\hat{a}1) = p(y|\hat{a}2)$ a decisão é feita arbitrariamente. O critério ML pode também ser implementado a partir da correlação entre o sinal recebido com $a1$ e $a2$ gerados no receptor, escolhendo-se aquela estimação correspondente à maior correlação ou, equivalentemente, correspondente à máxima amplitude na saída do correlator (ou filtro casado). Em uma simulação pode-se aplicar o critério ML de acordo com a distância euclidiana quadrática entre a amplitude do sinal recebido na saída do correlator e a amplitude do sinal transmitido normalizada em relação à média do sinal recebido, ou seja, escolhe-se $\hat{a}1$ se $(y - a1)^2 < (y - a2)^2$ e $\hat{a}2$ em caso contrário. Vale observar que o método ML utilizado nas simulações se baseou nessa distância euclidiana.

- Tendo-se decidido pelos m dígitos, verifica-se a paridade. Se esta estiver correta a palavra estimada é considerada como correta. Se a paridade não estiver correta, a palavra estimada é aquela anterior com o dígito estimado mais "duvidoso" invertido. O dígito mais duvidoso é aquele que apresenta a menor diferença $[p(y|\hat{a}1) - p(y|\hat{a}2)]$ ou $|(y - a1)^2 - (y - a2)^2|$;

- O receptor então "limpa" todos os registros utilizados até esse passo e reinicia o algoritmo com a próxima palavra recebida.

O Algoritmo de Wagner pode ser considerado como aquele que "provavelmente" permite a correção de um único dígito em cada bloco de m dígitos. Contudo, pode-se verificar que seu desempenho pode ser superior [Por96], [Sil54] quando utilizado como algoritmo de decodificação de alguns códigos Reed Muller e Hamming, ultrapassando o desempenho apresentado pelos algoritmos convencionais de decodificação desses códigos.

4.4.1 - Esquema 1: Redução Inerente de Taxa de Transmissão ou Aumento de Largura de Faixa – Canal com Desvanecimentos Rayleigh Independentes

No Esquema 1, a codificação de canal e a decodificação foram adicionadas na entrada e saída do sistema original, respectivamente. Mantendo-se a taxa de envio de bits de informação, com esse processo é inevitável um aumento na largura de faixa de transmissão por um fator $1/R$, onde R é a taxa do código utilizado. Por outro lado, se é necessário que as características do sinal transmitido se mantenham as mesmas que as do sistema original, obrigatoriamente a taxa de bits de informação deverá ser reduzida.

Para a simulação foram gerados aleatoriamente os bits de informação e estes foram entregues à rotina de codificação. O código utilizado no Esquema 1 é um código de bloco linear não sistemático (16,5,8) do tipo Arranjo Generalizado, GAC, que é equivalente ao código Reed Muller RM(1,4) [Wic95], [Hon97]. A implementação para simulação pode ser verificada através do APÊNDICE E e os resultados obtidos são mostrados pela Figura 23 a seguir para:

- $M = 1$, $S = 3$, $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 20$, $N1 = 126$, $\rho = 0$, perfil de potência uniforme, regra de combinação EGC;

- M = 2, S = 3 $L1$ = 4, λ = 1, K = 10, $N1$ = 60, ρ = 0, perfil de potência uniforme; regra de combinação EGC.

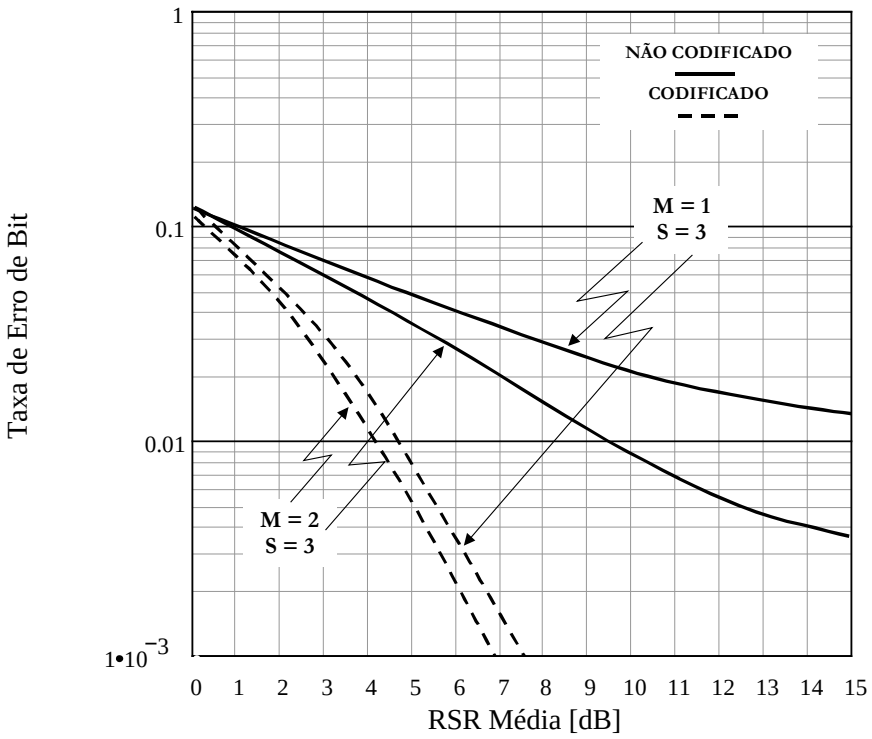


Figura 23 – Alguns resultados da simulação do sistema DS-CDMA Multiportadoras codificado (Esquema 1) e não codificado, para canal com desvanecimentos Rayleigh independentes

Mais uma vez as definições dos parâmetros aqui considerados são citadas: M é o número de saídas do conversor série/paralelo do sistema, S é o número de repetições dos bits na saída do conversor série/paralelo, $L1$ é o número de percursos do sinal para o caso de portadora única, λ é o número de filtros casados por portadora no receptor, K é o número de usuários considerados, $N1$ é o comprimento (número de *chips*) das seqüências de espalhamento para o caso de

portadora única e ρ é o coeficiente de correlação entre as envoltórias das portadoras vizinhas das réplicas dos bits codificados.

4.4.2 - Esquema 1: Redução Inerente de Taxa de Transmissão ou Aumento de Largura de Faixa – Canal com Desvanecimentos Rayleigh Correlacionados

A Figura 24 mostra os resultados obtidos através da simulação para verificação do desempenho do sistema com codificação de canal segundo o Esquema 1 em um canal com desvanecimentos Rayleigh correlacionados, para:

- $M = 1$, $S = 3$, $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 20$, $N1 = 126$, $\rho = 0.259$, perfil de potência uniforme, regra de combinação EGC;

- $M = 2$, $S = 3$ $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 10$, $N1 = 60$, $\rho = 0.255$, perfil de potência uniforme; regra de combinação EGC.

Novamente observa-se um decréscimo no desempenho do sistema com e sem codificação devido aos desvanecimentos correlacionados causados pelo canal. Nota-se, porém, que o decréscimo no desempenho para o sistema não codificado é maior que para o sistema codificado, ou seja, o ganho de codificação foi aumentado. Esse fato pode ser explicado se for lembrado que o desempenho da regra de combinação utilizada (EGC) é diretamente afetado pelo grau de correlação entre os sinais combinados. Como, nessa simulação, o processo de intercalação temporal não é ideal, mas proporciona uma pequena correlação entre símbolos consecutivos enviados através do canal, o desempenho do decodificador é quase o mesmo que na situação de correlação temporal nula (intercalação temporal aproximadamente ideal).

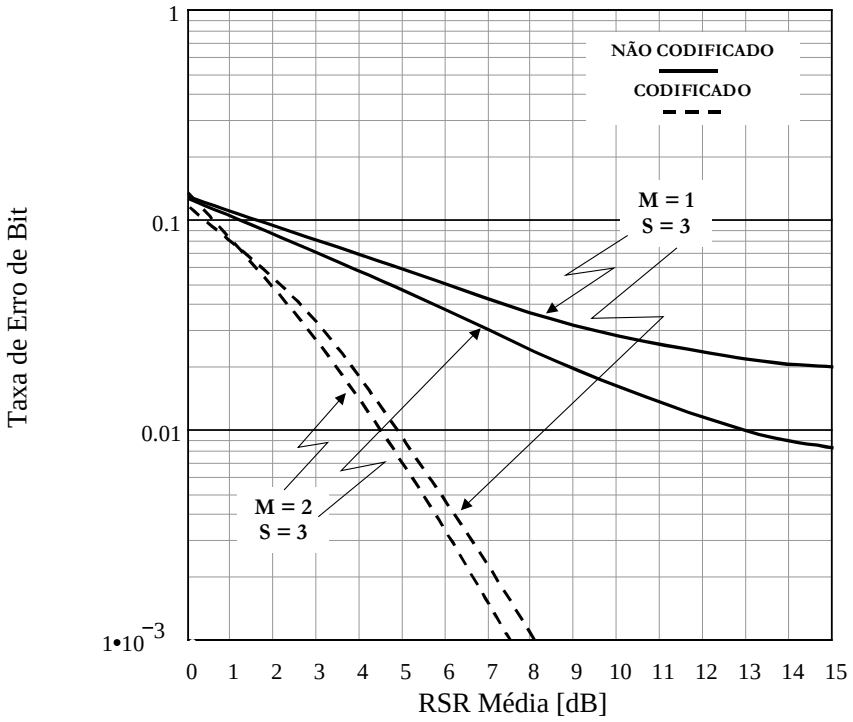


Figura 24 – Alguns resultados da simulação do sistema DS-CDMA Multiportadoras codificado (Esquema 1) e não codificado, para canal com desvanecimentos Rayleigh correlacionados

4.4.3 - Esquema 2: Taxa de Transmissão e Largura de Faixa Inalteradas - Canal com Desvanecimentos Rayleigh Independentes

Nesse item está sendo proposta uma modificação no sistema original, introduzindo a codificação de canal sem que haja aumento de largura de faixa ou redução na taxa de transmissão de informação. A implementação está baseada na Figura 25. Na Figura 25.a pode-se notar que ao invés de se repetir S vezes cada um dos bits na saída do conversor série/paralelo, optou-se por gerar S bits codificados através de um codificador de canal de taxa $R = 1/S$. O código utilizado é um código de bloco linear não sistemático (15,5,7) equivalente ao

código BCH (15,5,7), formado segundo a regra de Arranjo Generalizado [Hon97]. Na Figura 25.b observa-se que o combinador do receptor deu lugar ao decodificador.

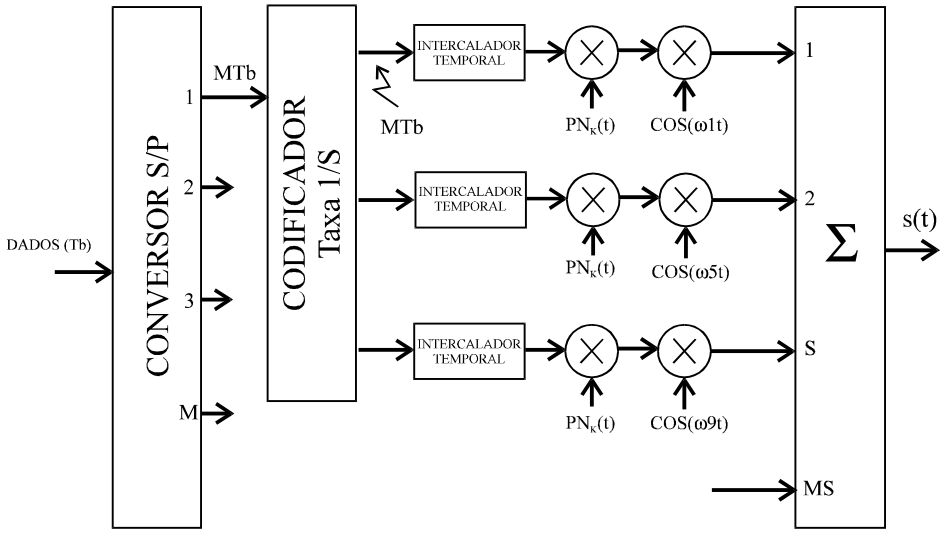


Figura 25.a - Ilustração do transmissor do Sistema DS-CDMA Multiportadoras codificado segundo Esquema 2 para $M = 4$ e $S = 3$.

Com essa implementação deixam de existir a diversidade temporal e em freqüência propostas no sistema original. Essa diversidade dá lugar a um outro tipo de diversidade, onde tem-se cada um dos bits codificados sendo afetados de forma independente pelo canal, se os parâmetros M e S são para esse fim escolhidos.

Se o objetivo final for o de simplificar a implementação do sistema através da substituição de cada um dos receptores RAKE (banco de filtros casados) por um único filtro casado, a escolha dos parâmetros M e S se mantém como aquela demonstrada no item 4.2. Nesse caso, nenhum tipo de diversidade poderá ser explorado. Contudo, como pôde-se observar através dos resultados obtidos, tal implementação apresentou, para certos valores de relação sinal/ruído, um

considerável ganho em relação ao sistema não codificado. É importante lembrar que se trata de uma implementação de codificação sem expansão de banda ou diminuição da taxa de transmissão de informação em relação ao sistema original [Sou96] para valores de *M* e *S* iguais para os dois casos.

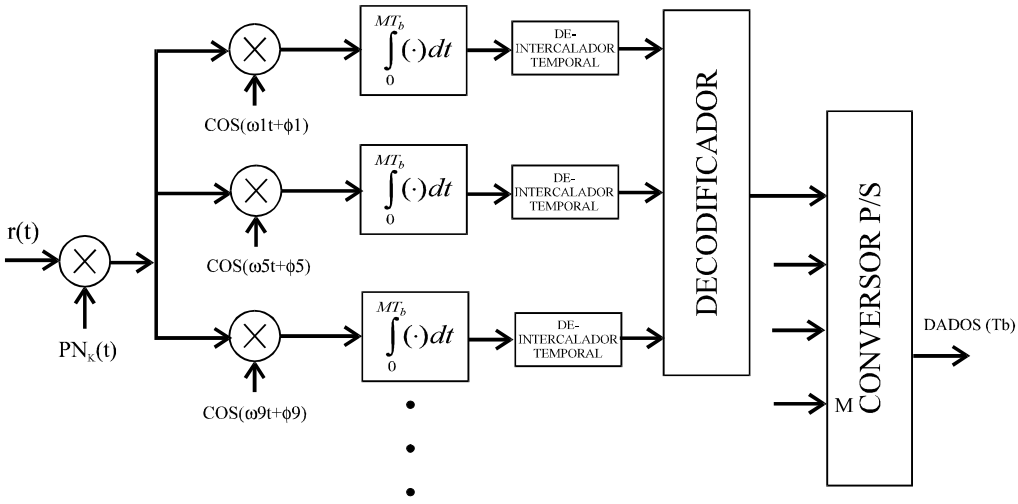


Figura 25.b - Ilustração do receptor de um usuário
para o Sistema DS-CDMA Multiportadoras
codificado segundo Esquema 2

Se, por outro lado, se mantiver receptores RAKE em cada um dos ramos do receptor aumenta-se a complexidade do sistema, mas em contrapartida ganha-se o efeito da diversidade de percursos explorada pelo RAKE. Nesse caso, contudo, as portadoras que transportam cada bit codificado estarão sujeitas a desvanecimentos seletivos em freqüência.

O experimento para as simulações pode ser verificado no APÊNDICE F e o resultado das simulações é mostrado na Figura 26 para:

- $M = 1$, $S = 3$, $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 20$, $N1 = 126$, $\rho = 0$, perfil de potência uniforme;

- $M = 2$, $S = 3$ $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 10$, $N1 = 60$, $\rho = 0$, perfil de potência uniforme.

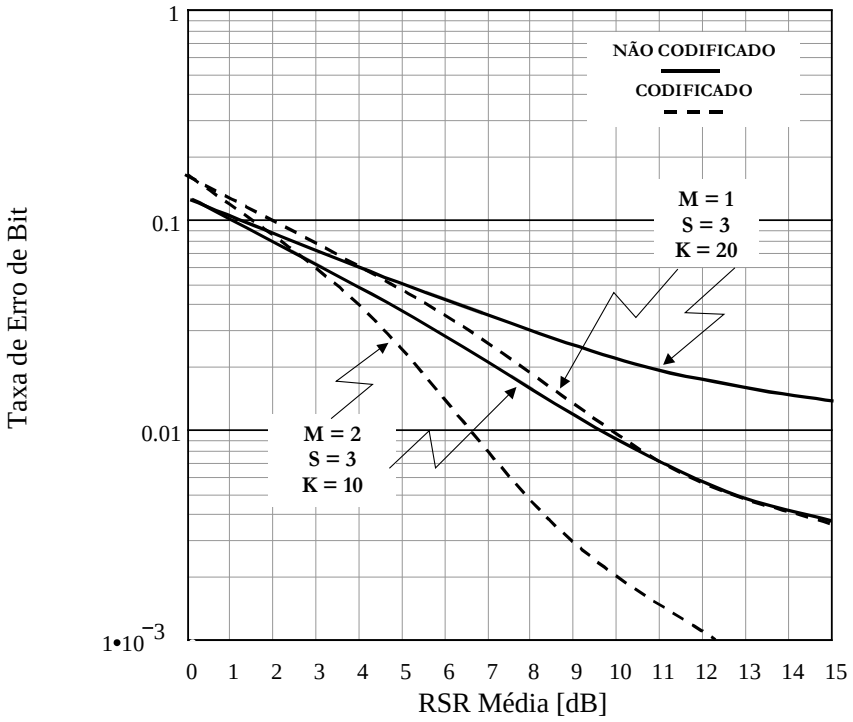


Figura 26 – Alguns resultados da simulação do Sistema DS-CDMA Multiportadoras codificado (Esquema 2) e não codificado para canal com desvanecimentos Rayleigh independentes

Os parâmetros aqui considerados têm as definições: M é o número de saídas do conversor série/paralelo do sistema, $1/S$ é a taxa do codificador colocado em cada saída do conversor série/paralelo, $L1$ é o número de percursos do sinal para o caso de portadora única, λ é o número de filtros casados por portadora no

receptor, K é o número de usuários considerados, $N1$ é o comprimento (número de *chips*) das seqüências de espalhamento para o caso de portadora única e ρ é o coeficiente de correlação entre as envoltórias das portadoras vizinhas das réplicas dos bits codificados.

4.4.4 - Esquema 2: Taxa de Transmissão e Largura de Faixa Inalteradas - Canal com Desvanecimentos Rayleigh Correlacionados

A Figura 27 mostra alguns resultados obtidos através da simulação para verificação do desempenho do sistema com codificação de canal segundo o esquema 2 em um canal com desvanecimentos Rayleigh correlacionados, para:

- $M = 1$, $S = 3$, $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 20$, $N1 = 126$, $\rho = 0.259$, perfil de potência uniforme;

- $M = 2$, $S = 3$ $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 10$, $N1 = 60$, $\rho = 0.255$, perfil de potência uniforme.

Mais uma vez observa-se um decréscimo no desempenho do sistema com e sem codificação, devido aos desvanecimentos correlacionados causados pelo canal. Nessa situação, o decréscimo no desempenho para o sistema não codificado foi ligeiramente maior que para o sistema codificado. Agora, como a diversidade nos bits codificados é dada pela separação entre as portadoras que os transportam, na existência de uma correlação diferente de zero entre elas o desempenho do processo de decodificação será prejudicado, pois maior será a probabilidade de ocorrência de erros consecutivos em uma mesma palavra código em um número que poderia ultrapassar a capacidade de correção do código. Nota-se, porém, que os efeitos dessa correlação não nula foram mais prejudiciais ao processo de combinação no caso do sistema não codificado.

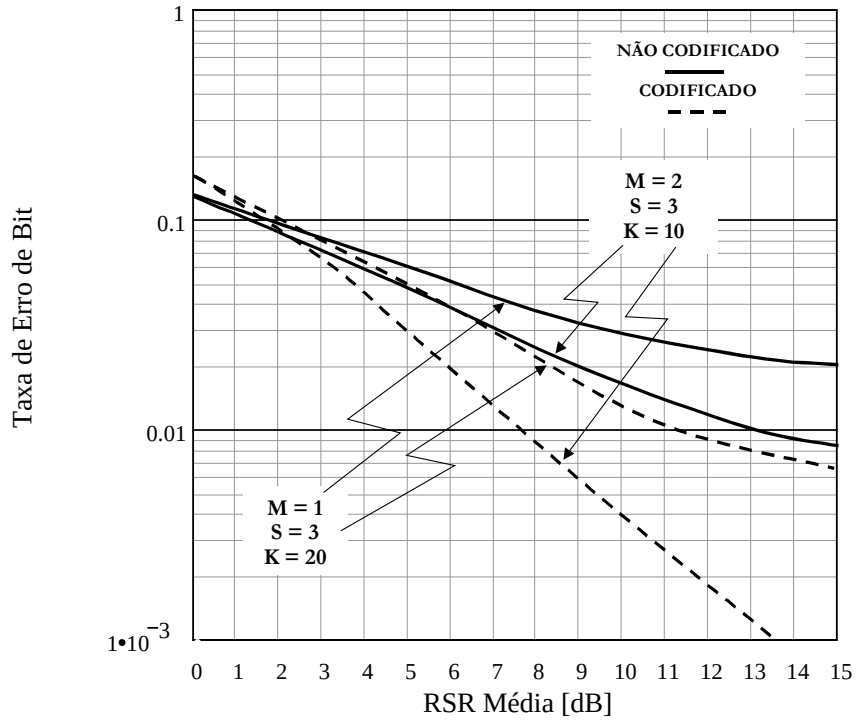


Figura 27 – Alguns resultados da simulação do Sistema DS-CDMA Multiportadoras codificado (Esquema 2) e não codificado para canal com desvanecimentos Rayleigh correlacionados

Nas simulações com desvanecimentos correlacionados, o valor do coeficiente de correlação entre as envoltórias das portadoras de cada um dos *S* bits codificados foi feito aproximadamente o mesmo. Contudo, em situações reais, essa correlação será tanto menor quanto maior for o valor do parâmetro *M* do sistema, pois é o seu valor que determina a separação entre assas portadoras e, portanto, o grau de correlação entre suas envoltórias.

4.4.5 - Esquema 3: Uso de Diversidade com Taxa de Transmissão e Largura de Faixa Inalteradas - Canal com Desvanecimentos Rayleigh Independentes

Uma outra proposta foi elaborada no intuito de ainda explorar as vantagens da diversidade conseguida através da adequada escolha dos parâmetros do sistema. Novamente, mesmo com a introdução de um esquema de codificação, mantém-se a largura de faixa e a taxa de transmissão de informação inalteradas.

A proposta consiste em se introduzir um codificador com taxa $1/A$ em cada uma das saídas do conversor série/paralelo do transmissor e se gerar, para cada bit codificado, R repetições, criando novamente a possibilidade de se explorar a diversidade.

Para que as características do sistema não se alterem e se possa utilizar todos os procedimentos já discutidos na determinação dos seus parâmetros, o produto $A.R$ deve ser igual ao parâmetro S do sistema original. A Figura 28 ilustra a idéia.

No receptor as réplicas de cada bit codificado são combinadas segundo a regra EGC ou MRC e os sinais de saída de cada combinador são apresentados ao decodificador, conforme pode ser visualizado na Figura 29.

O código utilizado nas simulações é um código de bloco linear não sistemático (8,4,4) gerado a partir da regra de Arranjo Generalizado. Tal código é equivalente ao código Reed Muller RM(1,3) [Hon97]. O processo de decodificação, como nos casos anteriores, se baseou no Algoritmo de Wagner.

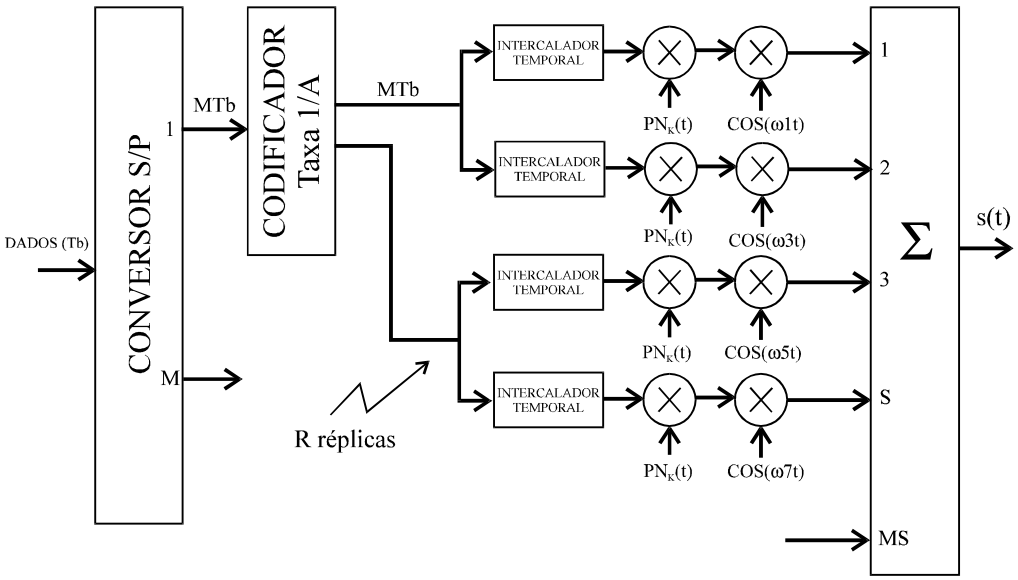


Figura 28 - Ilustração do transmissor do Sistema DS-CDMA Multiportadoras codificado segundo Esquema 3

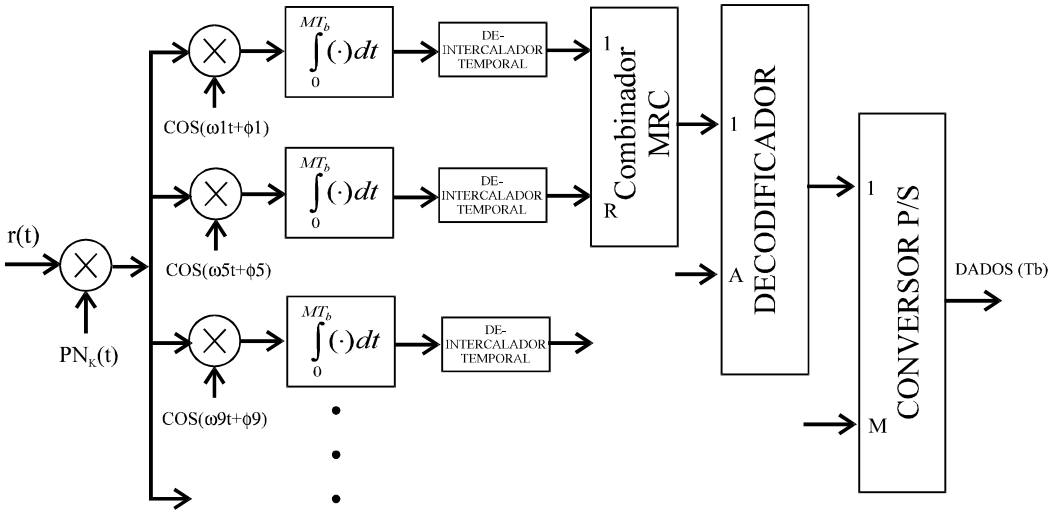


Figura 29 - Ilustração do receptor de um usuário para o Sistema DS-CDMA Multiportadoras codificado segundo Esquema 3

Foi executada a simulação do sistema proposto com a utilização da regra de combinação MRC no receptor para as situações: $M = 2$, $S = 6$, $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 10$, $N1 = 60$, $\rho = 0$, perfil de potência uniforme; e $M = 2$, $S = 4$ $L1 = 4$, $\lambda = 1$, $K = 10$, $N1 = 60$, $\rho = 0$, perfil de potência uniforme. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 30.

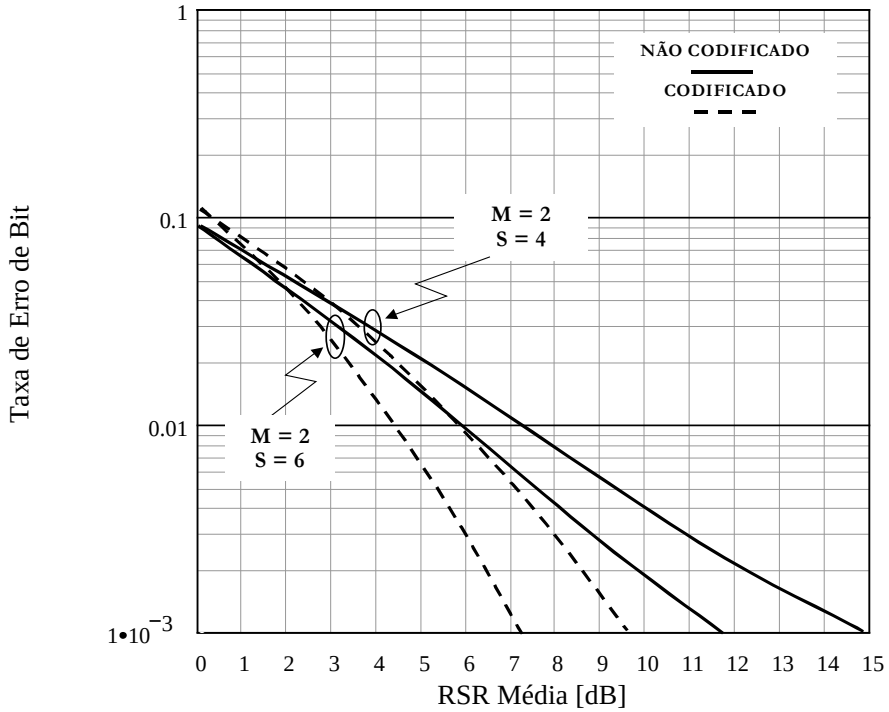


Figura 30 – Alguns resultados da simulação do Sistema DS-CDMA Multiportadoras codificado (Esquema 3) e não codificado para canal com desvanecimentos Rayleigh independentes.

Através da simulação dos esquemas de codificação 2 e 3 pôde-se observar que a substituição da diversidade na forma de repetição da informação enviada pela "diversidade" na forma de bits codificados sendo afetados independentemente pelo canal pode apresentar resultados mais satisfatórios a relações sinal/ruído não

muito baixas (acima de 2 ou 3 dB nos casos verificados). Alternativamente, para um mesmo desempenho, pode-se reduzir o número total de portadoras utilizadas.

Comparando as Figuras 26 e 30, nota-se que o desempenho apresentado através da codificação segundo o esquema 2 para $M = 2$ e $S = 3$, acima de 2 dB de relação sinal/ruído, está muito próximo daquele apresentado sem nenhuma codificação para $M = 2$ e $S = 6$ – nessa situação o número total de portadoras poderia ser reduzido de 12 para 6, com desempenhos aproximadamente iguais.

No sistema proposto em [Sou96] há a sobreposição dos espectros das portadoras ortogonais vizinhas moduladas. Num severo canal de comunicação móvel, devido aos multipercursos, essa superposição acarretaria em uma interferência oriunda dos multipercursos dos sinais transportados pelas portadoras vizinhas, naqueles sintonizados pelo filtro casado da portadora de interesse. No exemplo citado no parágrafo anterior, a modificação do sistema segundo o esquema de codificação 2 permitiria a utilização de 6 portadoras, ocupando a mesma largura de faixa que as 12 anteriores, porém sem superposição espectral, situação esta que seria mais adequada à transmissão em um canal de comunicação móvel.

O experimento implementado para as simulações com o esquema 3 pode ser verificado no APÊNDICE G.

BIBLIOGRAFIA

Capítulo 5

CONCLUSÕES

Essa dissertação apresentou um estudo sobre o Sistema CDMA com Multiportadoras Ortogonais proposto por Essam A. Sorour e Masao Nakagawa [Sou96]. Por ser tratar de uma proposta recente, ainda não implementada na prática, e por explorar conceitos inovadores e possibilidades de ganhos de desempenho em relação a tecnologias convencionais, a opção pelo estudo foi plenamente justificada.

Para a análise de sistemas CDMA ficou nítida a necessidade da utilização dos resultados das publicações clássicas de Michael B. Pursley [Pur77A], [Pur77B], as quais desenvolvem úteis ferramentas para o cálculo de interferências nesses sistemas.

A utilização de técnicas de espalhamento espectral em sistemas de comunicação móvel mais uma vez se mostrou adequada para minimizar os efeitos de um canal que apresenta grande aleatoriedade e onde predomina a propagação por multipercursos.

Uma das principais características do sistema proposto em [Sou96] reside na possibilidade de apresentação de um desempenho superior àquele demonstrado com a utilização dos receptores RAKE convencionais, com decréscimo no grau de complexidade do sistema. Essa característica pôde ser comprovada através das simulações realizadas, cujos resultados foram apresentados no Capítulo 4.

Em se tratando das simulações, ficou clara a necessidade do conhecimento de ferramentas computacionais como recursos imprescindíveis à pesquisa. O volume

dos apêndices, esses totalmente voltados às implementações computacionais, mostra nitidamente esse fato.

O trabalho apresenta como colaboração adicional à proposta de Sourour e Nakagawa [Sou96] dois estudos: a simulação do sistema utilizando a regra de combinação de máxima razão, MRC, e a simulação do sistema com codificação de canal.

Os resultados obtidos com a regra de combinação MRC mostraram consideráveis ganhos de desempenho do sistema. Como pode ser observado na Figura 21, página 69 e Figura 22, página 72, antes da saturação do sistema (probabilidade de erro de bit irredutível mesmo com o aumento da relação sinal/ruído) pôde-se conseguir ganhos da ordem de 2 dB nas situações simuladas.

Com relação à codificação de canal, três esquemas foram testados. Um, que poderia ser chamado de codificação convencional, se baseou na inclusão do codificador na entrada do sistema e do decodificador na saída. Sem a preocupação com a escolha do código mais adequado, foi utilizado um código de bloco linear com taxa 5/16, equivalente ao código Reed Muller RM(1,4), e os resultados demonstraram excelentes ganhos de codificação. Verificando a Figura 23, página 76 e a Figura 24, página 78, pode-se notar ganhos superiores a 2 dB para os casos considerados e para probabilidades de erro inferiores a 1.10^{-1}. É importante citar que para esse caso as simulações foram executadas utilizando-se a regra de combinação EGC tanto para o sistema codificado quanto para o não codificado.

O esquema convencional de codificação de canal citado apresenta como inerente desvantagem a redução da taxa de transmissão de informação de um valor igual ao inverso da taxa do código utilizado, em relação àquela possível sem

codificação, para que os parâmetros do sistema e, consequentemente, as larguras de faixa das várias portadoras se mantenham iguais às do sistema não codificado.

Para solucionar o problema da desvantagem citada foi proposta uma modificação no sistema original, na qual a codificação de canal é introduzida em um local apropriado no sistema de tal sorte que o processo não acarrete em redução da taxa de transmissão de informação ou aumento da largura de faixa do sinal transmitido. O esquema em questão apresentou ganhos de codificação superiores a 1 dB, para probabilidades de erro inferiores a 3.10^{-2}, como pode ser notado através da Figura 26, página 81 e Figura 27, página 83. Nessa implementação não é explorada a diversidade, no sentido da combinação de réplicas de bits transmitidos; tem-se uma situação na qual cada bit codificado transmitido pode ser afetado de forma independente pelo canal de comunicação - uma diversidade de bits codificados, se os parâmetros do sistema são adequadamente determinados conforme as regras citadas em [Sou96] e aquelas complementares citadas no Capítulo 4, item 4.2. Conclui-se, pelos resultados obtidos, que uma implementação de diversidade nos bits codificados pode levar a melhores resultados em termos de probabilidade de erro de bit a uma dada relação sinal ruído que a diversidade convencional (repetição). A justificativa para esse fato pode ser intuitivamente baseada nos resultados obtidos com um processo de intercalação temporal de bits codificados. Quando é implementado, esse processo leva a consideráveis ganhos em desempenho [Wic95], pois nele reduz-se a possibilidade de ocorrência de erros em rajada, aumentando o desempenho do processo de detecção e correção de erros no decodificador. Na implementação proposta nessa dissertação procura-se evitar que bits codificados adjacentes, esses transmitidos por portadoras diferentes, sejam igualmente afetados pelo canal e, da mesma forma, o resultado será um aumento no desempenho do processo de detecção e correção de erros no decodificador. Um experimento que reforça essas conclusões intuitivas foi implementado como um terceiro esquema de

codificação. Trata-se da exploração de alguma diversidade em detrimento do aumento da taxa do código utilizado. O resultado: uma diversidade de ordem 6 apresentou desempenho inferior a uma codificação com taxa 1/2 combinada com uma diversidade de ordem 3, como pode ser visto na Figura 30, página 86.

Os esquemas de codificação propostos, juntamente com os resultados obtidos pelas simulações, demonstraram a importância do processo de codificação de canal como fator responsável por melhorias de desempenho significativas e até de viabilização de um sistema de comunicação móvel digital. Como citado por Wicker [Wic95], em canais com desvanecimento a diferença de desempenho entre sistemas codificados e não codificados pode ser consideravelmente superior à diferença de desempenho em canais AWGN, o que demonstra, ainda mais, a necessidade de se utilizar, sempre que possível, esquemas de codificação.

Para estudos futuros pretende-se explorar mais profundamente os fenômenos observados com os dois tipos de diversidade implementados: repetição e combinação versus diversidade em bits codificados, para sistemas com multiportadoras.

Algumas questões em aberto: Qual será a melhor forma de se implementar um esquema de codificação para o sistema estudado? Quais são os limites de ganho de codificação? Qual a sensibilidade dos esquemas de codificação propostos à imprecisão na estimação da fase da portadora no processo de detecção coerente e ao imperfeito sincronismo do sinal recebido com a seqüência de espalhamento de interesse? Qual será a sensibilidade dos esquemas de codificação propostos se o sistema estiver sujeito a condições reais de funcionamento?

BIBLIOGRAFIA

APÊNDICE A – EXPERIMENTO DO *MATHCAD 5/7* PARA VERIFICAÇÃO DAS FUNÇÕES DE CORRELAÇÃO ENTRE SEQÜÊNCIAS PSEUDO ALEATÓRIAS

Correlação aperiódica $C_{k,i}(l)$

(arquivo corraper.mcd)

Grau do polinômio gerador: $m := 5$

Variáveis auxiliares:

$M := 0 .. m - 1$

$N := 2^m - 1$

$j := 0 .. N - 1$

$N = 31$

$a_{m-2} := 0$

$a^T = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$

Polinômio gerador:
(não preencher x_0)

x_1
x_2
.
.
.
x_m

$x_M :=$

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Estado inicial dos Flip-Flops (criar matriz m x 1):

$$s^{<0>} := \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$I := \text{stack}\left(\text{identity}(m-1), a^T\right)$

$G := \text{augment}(x, I)$

Cálculo do estado s_{i+1} de saída do gerador de seqüências, a partir do estado s_i através da expressão $s_{i+1} = G.s_i$ em módulo 2:

$$s^{<j+1>} := \overrightarrow{G \cdot \text{mod}\left(s^{<j>}, 2\right)}$$

Seqüência binária tipo m, unipolar (saída do gerador de seqüências): $S_j := \text{mod}\left[\left(s^{<j>}\right)_0, 2\right]$

Quantidade de 0s e 1s na seqüência C:

$$\text{quantidade}(l, S) := \sum_j \left(S_j = l\right)$$

$\text{quantidade}(0, S) = 15$

$\text{quantidade}(1, S) = 16$

$$ka := \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad kb := \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad kc := \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$S =$

	0
0	1
1	1
2	0
3	1
4	0
5	1
6	0
7	0
8	1
9	0
10	0
11	0
12	1
13	0
14	1
15	1
16	1
17	1
18	1
19	0
20	1
21	1
22	0
23	0
24	1
25	1
26	1
27	0
28	0
29	0
30	0

Seqüências m com polinômios geradores de grau 5, com estado inicial [110000] e polinômios 67, 75 e 54, em octal, respectivamente. ka, kb e kc são registros definitivos para armalenamento das seqüências geradas por cada polinômio. C varia a cada cálculo de uma seqüência e deve ser armazenado em registros definitivos a cada seqüência gerada.

As expressões abaixo geram as seqüências m ou Gold, bipolares, dos usuários k0 e k1, a partir dos registros definitivos anteriormente citados. Nota: "Toggle equation" conforme se queira gerar seqüências m ou Gold.

Gold:

$$k0_i := 2 \cdot \mathrm{mod}\left(ka_i + kc_i, 2\right) - 1$$

$$k1_i := 2 \cdot \mathrm{mod}\left(kb_i + kc_i, 2\right) - 1$$

m:

$$k0_j := 2 \cdot ka_j - 1$$

$$k1_j := 2 \cdot kb_j - 1$$

$$k2_j := 2 \cdot kc_j - 1$$

Quantidade de +1 e -1 nas seqüências de k0 e k1:

$$\mathrm{quantidade}(l, k0) := \sum_j \left(k0_j = l\right)$$

$$\mathrm{quantidade}(-1, k0) = 15$$

$$\mathrm{quantidade}(1, k0) = 16$$

$$\mathrm{quantidade}(l, k1) := \sum_j \left(k1_j = l\right)$$

$$\mathrm{quantidade}(-1, k1) = 15$$

$$\mathrm{quantidade}(1, k1) = 16$$

Cálculo da correlação cruzada aperiódica entre duas seqüências:

Número de chips da seqüência PN: $N = 31$

Índice de cada chip dentro da seqüência e

Faixa de deslocamento entre seqüências para cálculo de autocorrelação: $l := 0 .. N - 1$

Seqüência PN dos usuários K0, K1 e K2 deslocadas de l :

$$K0_{l,j} := (k0)_{mod((j+l),N)}$$

$$K1_{l,j} := (k1)_{mod((j+l),N)}$$

$$K2_{l,j} := (k2)_{mod((j+l),N)}$$

Gráfico da correlação cruzada entre duas seqüências m , uma com deslocamento l = 0 e outra com deslocamentos de 0 < l < N. Notar os seus valores máximo e mínimo, comparar com Ziemer e com Proakis (segundo Ziemer a expressão para a correlação é normalilada em relação ao comprimento da seqüência):

Segundo Ziemer: $\theta_l := \frac{1}{N} \cdot \left(\sum_j K0_{0,j} \cdot K1_{l,j} \right)$ $\max(\theta) = 0.226$ $\min(\theta) = -0.29$

Segundo Proakis: $\theta_l := \left(\sum_j K0_{0,j} \cdot K1_{l,j} \right)$ $\max(\theta) = 7$ $\min(\theta) = -9$

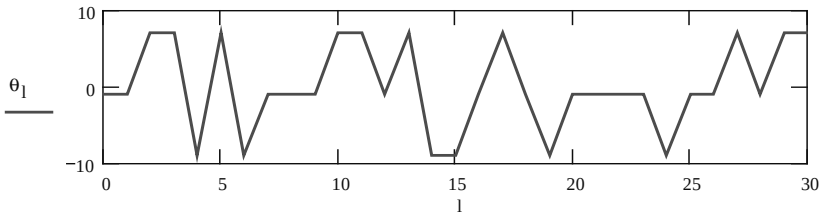
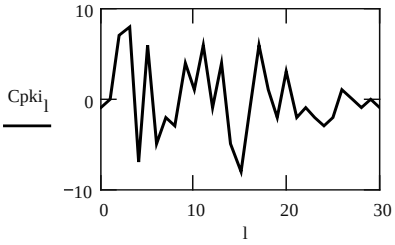


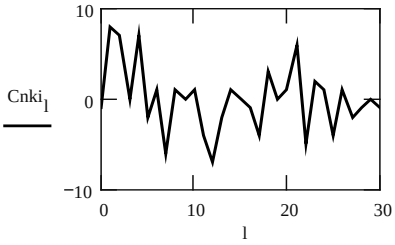
Gráfico da correlação cruzada aperiódica entre duas seqüências m (usuários K0 e K1), uma com deslocamento $\lambda = 0$ e outra com deslocamentos de $0 < l < N$:

$$Cpki_l := \left[\sum_{j=0}^{(N-1)-l} K0_{j,0} \cdot K1_{j,l} \right]$$ para l positivo (de 0 a N-1)

$$Cnki_l := \left[\sum_{j=0}^{(N-1)-l} K0_{j,l} \cdot K1_{j,0} \right]$$ para l negativo (de 1-N a 0)

$Cpki_N := 0$ $Cnki_N := 0$ para l maior ou igual a N e menor ou igual a 1-N





Cálculo do parâmetro de correlação cruzada, $\mu_{k,i}(l)$, para l=0 e l=1

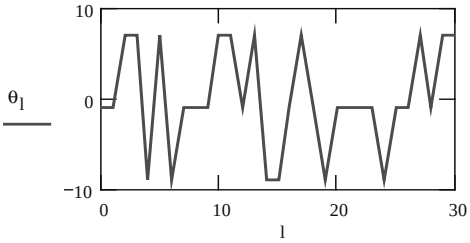
$$\mu ki0 := \left[\sum_{l=0}^{N-1} \left(Cnki_{N-l}\right)^2 + \left(Cpki_l\right)^2 \right] \qquad \mu ki0 = 863$$

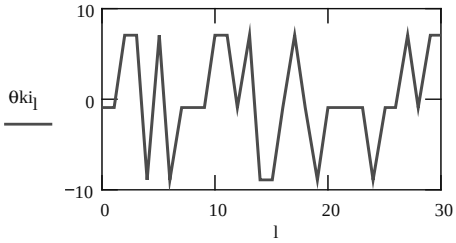
$$\mu ki1 := \left[\sum_{l=0}^{N-1} \left(Cnki_{N-l}\right)\cdot\left(Cnki_{N-l-1}\right) + \left(Cpki_l\right)\cdot\left(Cpki_{l+1}\right) \right] \qquad \mu ki1 = -32$$

$$rki := 2\cdot\mu ki0 + \mu ki1 \qquad rki = 1.694\cdot 10^3$$

Notar que a função de (auto)correlação periódica é a
soma das funções parciais de (auto)correlação aperiódicas

$$\theta_l := \left(\sum_j K0_{0,j}\cdot K1_{l,j} \right) \qquad \theta ki_l := Cpki_l + Cnki_{N-l}$$

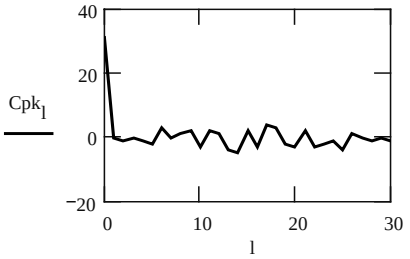


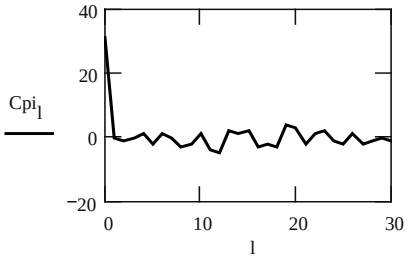


Abaixo pode-se verificar que o parâmetro $r_{k,i}$ pode ser calculado a partir da autocorrelação entre o par de seqüências k e i, conforme Pursley (1977). Dessa forma, a complexidade computacional do cálculo de interferências em um sistema com K usuários fica reduzida para apenas K cálculos de autocorrelação e não 1/2K(K-1) cálculos envolvendo todas as correlações cruzadas.

$$Cpk_l := \left[\sum_{j=0}^{(N-1)-l} K0_{j,0} \cdot K0_{j,l} \right] = Cnk_l \qquad Cpi_l := \left[\sum_{j=0}^{(N-1)-l} K1_{j,0} \cdot K1_{j,l} \right] = Cni_l$$

$Cpk_N := 0 \qquad Cpi_N := 0$





$$rki := 2 \cdot N^2 + \left(4 \cdot \sum_{l=1}^{N-1} Cpk_l \cdot Cpi_l \right) + \left[\sum_{l=0}^{N-1} \left(Cpk_{N-l}\right) \cdot \left(Cpi_{N-l-1}\right) + \left(Cpk_l\right) \cdot \left(Cpi_{l+1}\right) \right]$$

$rki = 1.694 \cdot 10^3$ (Comparar com resultado da página anterior)

APÊNDICE B – EXPERIMENTO DO *MATHCAD 7* PARA CÁLULO DA PROBABILIDADE DE ERRO NO SISTEMA MC-CDMA ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO (PARA V. A. INDEPENDENTES)

MC-CDMA com códigos aleatórios e todas interferências - MRC x EGC
(arquivo aleatsim10.mcd)

Parâmetros do Sistema MC-CDMA: $M := 3$ $S := 3$

Comprimento da seqüência para o caso de única portadora: $N1 := 60$

Número de percursos "resolvíveis" para o caso de única portadora: $L1 := 4$

Coeficiente de correlação de envoltória entre sucessivas "identical-bit carriers": $\rho := 0$

Comprimento da seqüência para o sistema MC-CDMA: $N := floor\left(\frac{2 \cdot M}{M \cdot S + 1} \cdot N1\right)$

$N =$

Número de usuários: $K := 10$

Número de percursos "resolvíveis" para o sistema MC-CDMA: $L := floor\left[\frac{2 \cdot (L1 - 1)}{M \cdot S + 1}\right] + 1$

(Para RAKE L = λ. Com λ = 1, tem-se um MF por portadora): $\lambda := 1$ $L =$

Índice de cada percurso: $l := 1 .. L$

Identificação da freqüência em cada grupo p: $\nu := 1 .. S$

Identificação da freqüência no sistema: $q_\nu := 1 + M \cdot (\nu - 1)$

Densidade de Potência de Ruído: $N0 := 1$ W/Hz

Variável auxiliar = número de valores de potências de sinal gerados: $t := 3, 5 .. 47$

Potência do Sinal (ajustar para Eb/N0 máxima = 1000 = 30dB): $P_t := 10^{\frac{t}{14}}$

Duração de bit: $T := 0.1$

Número de bits gerados para cálculo da BER através da freqüência dos erros: $X := 200000$

Índice dos valores usados em cada repetição $x := 1 .. X$

Variável auxiliar para se gerar SX valores de B: $c := 1 .. S \cdot X$

Multipath Intensity Profile
(arquivo mip.mcd)

Rate of power decay para o perfil exponencial: $\delta := \frac{L}{1}$

Exponential Profile: $\sigma_1 := \sqrt{\frac{1 - exp\left[-\left(\frac{1}{\delta}\right)\right]}{1 - exp\left[-\left(\frac{L}{\delta}\right)\right]}}$ $\sigma_l := \sqrt{\left(\sigma_1\right)^2 \cdot exp\left[-\left(\frac{l-1}{\delta}\right)\right]}$

Uniform Profile: $\sigma_l := \sqrt{\frac{1}{L}}$

Limite de energia unitária: $\sum_{l=1}^{L} \left(\sigma_l\right)^2 =$

Processos Gaussianos de média nula e variância Var : $GAUSS(Var) := \sqrt{-(2 \cdot ln(rnd(1))) \cdot Var} \cdot cos(2 \cdot \pi \cdot rnd(1))$

Processo Rayleigh : $\beta_{c,l} := \sqrt{-(2 \cdot ln(rnd(1))) \cdot \left(\sigma_l\right)^2}$ [Papoulis, Pág. 227]

$$B_{x,v} := \left[\sum_{n=1}^{\lambda} \left[\beta_{v + S \cdot (x-1), n}\right]\right]$$

$$\gamma b\text{médio}_t := \frac{P_t \cdot T}{N0 \cdot S \cdot \lambda} \cdot \left[\frac{1}{X} \cdot \sum_x \left(\sum_v B_{x,v}\right)^2\right]$$

Máximo valor de $\gamma_b$médio$_t$ em dB: $10 \cdot log\left(\gamma b\text{médio}_{47}\right) =$

Mínimo valor de $\gamma_b$médio$_t$ em dB: $10 \cdot log\left(\gamma b\text{médio}_{3}\right) =$

Para seqüências aleatórias: $r := 2 \cdot (K-1) \cdot N^2$ $\mu := (K-1) \cdot N^2$

$$Q_\nu := \sum_{m=1}^{M \cdot S} \left(m \neq q_\nu\right) \cdot \frac{1}{\left(m - q_\nu\right)^2}$$

$$Qtil_\nu := \frac{\frac{1}{M^2} \cdot \sum_{\nu=1}^{S-1} (S > 1) \cdot \sum_{d=\nu+1}^{S} \frac{1}{(d-\nu)^2}}{S}$$

O que está sendo calculado abaixo no combinador dos S termos : argumento do somatório em ni multiplicado pelos $B_{x,ni}$ para MRC e por 1 para EGC. Notar que os S termos são multiplicados pelos $B_{x,ni}$, pois a potência do ruído é igual para cada um dos S termos do somatório (verificar comprovação em aleatsim11.mcd).

Devido à simetria do canal, considerada nas simulações, ao invés da utilização de bits "+-1" aleatórios optou-se pelo cálculo somente com bits "+1" para se ter velocidade nas simulações.

$$BEREGC(t) := \frac{1}{X} \sum_{x} \left[\left[\sum_{\nu} \left[\left[\left(\sqrt{\frac{P_t}{2} TB_{x,\nu}} \right) + \left[GAUSS \left[\frac{P_t T^2}{6N^2} \left[2N \left[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right] + \right.\right.\right.\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left.\left.\left. + \frac{\pi}{2} \left[\sum_{n=1}^{\lambda-1} (\lambda > 1) \left[\sum_{l=n+1}^{\lambda} \left[\left(2N - 2l + 2n - 1\right) \sigma_l \sigma_n \right] \right] \right] \right] \right] \right] + \left[GAUSS \left[\frac{P_t T^2}{4\pi^2 N^2} \left[2NQ_\nu \left[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right] + \right.\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left.\left. - Qtil_\nu \frac{\pi}{2} \left[\sum_{n=1}^{\lambda-1} (\lambda > 1) \left[\sum_{l=n+1}^{\lambda} \left[\left(2N - 2l + 2n - 1\right) \sigma_l \sigma_n \right] \right] \right] \right] \right] + \left(GAUSS \left(\frac{P_t \frac{T^2}{N^2} \lambda}{6N} r \right) \right) + \right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left. \left(GAUSS \left(\frac{P_t \frac{T^2}{N^2} \lambda}{2N\pi^2} \mu Q_\nu \right) \right) + \left(GAUSS \left(\frac{N0T\lambda}{4} \right) \right) \right] \right] (1) \right] < 0 \right]$$

$$BERMRC(t) := \frac{1}{X}\sum_{x}\Bigg[\Bigg[\sum_{\nu}\Bigg[\Bigg[\left(\sqrt{\frac{P_t}{2}TB_{x,\nu}}\right) + \Bigg[GAUSS\Bigg[\frac{P_tT^2}{6N^2}\Bigg[2N\Bigg[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda}\sigma_n^2\Bigg] +$$

$$+\frac{\pi}{2}\Bigg[\sum_{n=1}^{\lambda-1}(\lambda > 1)\Bigg[\sum_{l=n+1}^{\lambda}\Big[\big(2N - 2l + 2n - 1\big)\sigma_l\sigma_n\Big]\Big]\Big]\Big]\Big]\Big]\Big] + \Bigg[GAUSS\Bigg[\frac{P_tT^2}{4\pi^2N^2}\Bigg[2NQ_\nu\Bigg[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda}\sigma_n^2\Bigg] +$$

$$-\,Qtil_\nu\frac{\pi}{2}\Bigg[\sum_{n=1}^{\lambda-1}(\lambda > 1)\Bigg[\sum_{l=n+1}^{\lambda}\Big[\big(2N - 2l + 2n - 1\big)\sigma_l\sigma_n\Big]\Big]\Big]\Big]\Big]\Big]\Big] + \left(GAUSS\left(\frac{P_t\frac{T^2}{N^2}\lambda}{6N}r\right)\right) +$$

$$\left(GAUSS\left(\frac{P_t\frac{T^2}{N^2}\lambda}{2N\pi^2}\mu Q_\nu\right)\right) + \left(GAUSS\left(\frac{N0T\lambda}{4}\right)\right)\Big]\Big](B_{x,\nu})\Big] < 0\Big]$$

$BEREGC(t)$

$BERMRC(t)$

$M =$

$S =$

$L =$

$L1 =$

$\lambda =$

$K =$

$N =$

$N1 =$

$\rho =$

$X =$

$10 \cdot log\left(\gamma\ bmédio_t\right)$

BER x RSR média

APÊNDICE C – EXPERIMENTO DO *MATHCAD 7* PARA GERAÇÃO DE VARIÁVEIS ALEATÓRIAS CORRELACIONADAS

Geração de Variáveis Aleatórias Rayleigh Correlacionadas
arquivo Rayleighcorr2A.mcd

Parâmetros do Sistema MC-CDMA: $M := 1$ $S := 3$

Comprimento da seqüência para o caso de única portadora: $N1 := 60$

Número de percursos "resolvíveis" para o caso de única portadora: $L1 := 4$

(Para RAKE L = λ. Com λ = 1, tem-se um MF por portadora): $\lambda := 1$

Número de percursos "resolvíveis" para o sistema MC-CDMA: $L := \mathrm{floor}\left[\frac{2\cdot(L1-1)}{M\cdot S+1}\right]+1$

Índice de cada percurso: $l := 1..L$ $L =$

Identificação da freqüência em cada grupo p: $\nu := 1..S$

Estimativa do Número de bits gerados para cálculo da BER através da freqüência dos erros: $X := 81000$

Rate of power decay para o perfil exponencial: $\delta := \frac{L}{1}$

Exponential Profile: $\sigma_1 := \sqrt{\frac{1-\exp\left[-\left(\frac{1}{\delta}\right)\right]}{1-\exp\left[-\left(\frac{L}{\delta}\right)\right]}}$ $\sigma_l := \sqrt{\left(\sigma_1\right)^2\cdot\exp\left[-\left(\frac{l-1}{\delta}\right)\right]}$

Uniform Profile: $\sigma_l := \sqrt{\frac{1}{L}}$

$\mathrm{WRITE}(\text{"sigmaLM1S3U"}) := \sigma$

$\mathrm{logBaseNdeX}(N, X) := \frac{\ln(X)}{\ln(2)}$

Número de colunas da matriz resultante: $S =$

Número de linhas da matriz resultante: $\frac{\left(2^{\mathrm{ceil}(\mathrm{logBaseNdeX}(2, S\cdot X))}-1\right)}{S} =$

Valor real do Número de bits gerados para cálculo da BER através da freqüência dos erros (deve ser levado ao valor de X no arquivo Aleatsim10corr.mcd): $X := \frac{\left(2^{\mathrm{ceil}(\mathrm{logBaseNdeX}(2, S\cdot X))}-1\right)}{S}$ $X =$

Índice dos valores usados em cada repetição $x := 1..X$

Variável auxiliar para se gerar SX valores de B: $t := 1..S\cdot X$ (Variável temporal)

Processo Rayleigh : $\beta_{t,l} := \sqrt{-(2\cdot\ln(\mathrm{rnd}(1)))\cdot(\sigma_l)^2}$ [Papoulis, Pág. 227]

Geração de variáveis aleatórias Rayleigh, independentes: $B_{x,v} := \left[\sum_{n=1}^{\lambda}\left[\beta_{v+S\cdot(x-1),n}\right]\right]$

WRITE("corr2B") := submatrix(B, 1, X, 1, S)

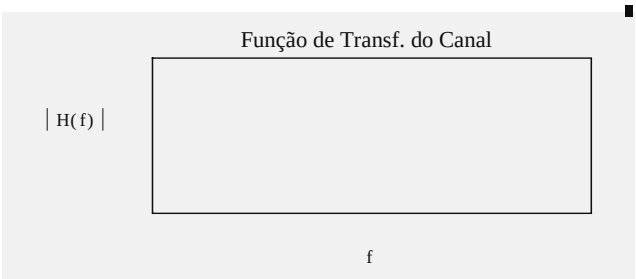
BB_t := READ("corr2B")

Transformada Rápida de Fourier do vetor B: FourierBB := fft(BB)

Número de elementos do Vetor complexo de freqüências, N: N := last(FourierBB)

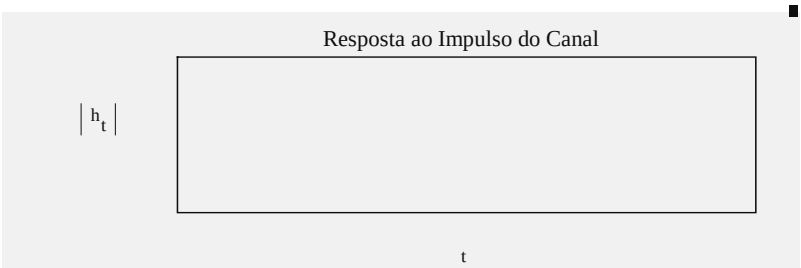
Variável freqüência, f: f := 0 .. N

$$H(f) := \frac{1}{1-\frac{2}{135000\cdot\frac{X}{21845}}\cdot\pi\cdot f\cdot j}$$



s_f := H(f) h := ifft(s)

N2 := last(h) N2 = t := 0 .. N2



Transformada Rápida Inversa de Fourier do vetor R = s.FourierB, r:

$R_f := s_f\cdot FourierBB_f$ r := ifft(R)

N2 := last(r) N2 =

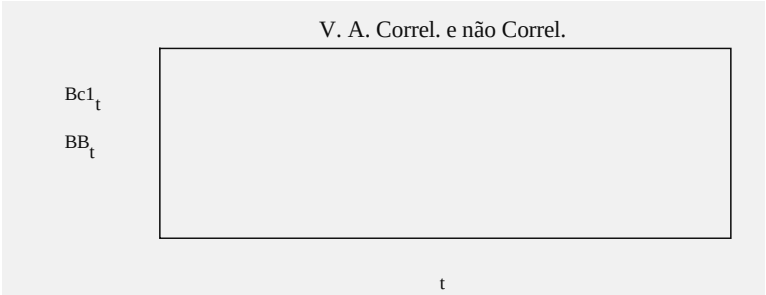
t := 0 .. N2

Resultado:
Processo Rayleigh com V. A. correlacionadas por processo de filtragem, tendo o filtro uma resposta em freqüência igual à Função de Transferência do canal:

Vetor de Variáveis aleatórias Rayleigh Correlacionadas, Bc: $Bc_t := \left| r_t \right|$

$varBB := var(BB)$ $\quad varBc := var(Bc)$ $\quad meanBB := mean(BB)$ $\quad meanBc := mean(Bc)$

$$Bc1_t := \left(Bc_t - meanBc\right) \cdot \sqrt{\frac{varBB}{varBc}} + meanBc$$



$var(Bc1) =$

$var(BB) =$

$mean(Bc1) =$

$mean(BB) =$

$Bc1^T =$

Vetor de Variáveis aleatórias Rayleigh Correlacionadas com deslocamento = 1, Bcd:

$Bcd_t := Bc1_{mod(t+1,\, last(Bc1)+1)}$

$Bcd^T =$

Coeficiente de correlação entre valores vizinhos do processo Rayleigh:
(para variar, alterar o valor de A - maior A, menor correlação)

$corr(Bc1, Bcd) =$

$WRITE(\text{"coefcorrM2S3U"}) := corr(Bc1, Bcd)$ $\qquad A \equiv 135000 \cdot \frac{X}{21845}$

$\rho := READ(\text{"coefcorrM1S3U"})$ $\qquad \rho =$

$$B := \left| \begin{array}{l} B \leftarrow submatrix\left[Bc1^T, 0, 0, S \cdot X - (S-1), S \cdot X\right] \\ \text{for } z \in S \cdot X - S, S \cdot X - S - S .. S - 1 \\ \quad B \leftarrow stack\left[submatrix\left[Bc1^T, 0, 0, z - (S-1), z\right], B\right] \\ B \end{array} \right.$$

$WRITEPRN(\text{"dadosM1S3U"}) := B$

$WRITEPRN(\text{"dados1M1S3U"}) := stack(B, B)$

APÊNDICE D – EXPERIMENTO DO *MATHCAD 7* PARA CÁLULO DA PROBABILIDADE DE ERRO NO SISTEMA MC-CDMA ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO (PARA V. A. CORRELACIONADAS)

MC-CDMA com códigos aleatórios e todas interferências - MRC x EGC
BER x RSR média para Desvanecimentos Rayleigh correlacionados
(arquivo aleatsim10corr.mc)

Parâmetros do Sistema MC-CDMA: $M := 1$ $S := 3$ $\rho := READ(\text{"coefcorrM1S3U"})$

Coeficiente de Correlação entre portadoras de bits idênticos: $\rho =$

Comprimento da seqüência para o caso de única portadora: $N1 := 60$

Número de percursos "resolvíveis" para o caso de única portadora: $L1 := 4$

Comprimento da seqüência para o sistema MC-CDMA: $N := floor\left(\frac{2 \cdot M}{M \cdot S + 1} \cdot N1\right)$ $N =$

Número de usuários: $K := 10$

Número de percursos "resolvíveis" para o sistema MC-CDMA: $L := floor\left[\frac{2 \cdot (L1 - 1)}{M \cdot S + 1}\right] + 1$

(Para RAKE L = λ. Com λ = 1, tem-se um MF por portadora): $\lambda := 1$ $L =$

Índice de cada percurso: $l := 1 .. L$

Identificação da freqüência em cada grupo p: $\nu := 1 .. S$

Identificação da freqüência no sistema: $q_\nu := 1 + M \cdot (\nu - 1)$

Densidade de Potência de Ruído: $N0 := 1$ W/Hz

Variável auxiliar = número de valores de potências de sinal gerados: $t := 1 .. 10$

Potência do Sinal (ajustar para Eb/N0 máxima = 1000 = 30dB): $P_t := 10^{\frac{t}{2.7}}$

Duração de bit: $T := 0.1$

$\sigma_l := READ(\text{"sigmaLM1S3U"})$

Processos Gaussianos de média nula e variância Var :

$$GAUSS(Var) := \sqrt{-(2\cdot ln(rnd(1)))\cdot Var}\cdot cos(2\cdot\pi\cdot rnd(1))$$

$X := 43690$ $\quad X := 100$

O valor de X corresponde ao último valor +1 na matriz B abaixo.

$x := 0..X-1$

$$B := \frac{READPRN(\text{"dadosM1S3U"})}{1}$$

Verificar arquivo Rayleighcorr2A e ajustar denominador para valores de Gamab adequados (alterar o valor de X acima para maior velocidade e aumentar denominador ao lado para menor Gamab).

$B =$

$$\gamma b médio_t := \frac{P_t\cdot T}{N0\cdot S\cdot\lambda}\cdot\left[\frac{1}{X}\cdot\sum_x\left(\sum_\nu B_{x-1,\nu-1}\right)^2\right]$$

Máximo valor de $\gamma_b$médio$_t$ em dB: $\quad 10\cdot log\left(\gamma b médio_{10}\right) =$

Mínimo valor de $\gamma_b$médio$_t$ em dB: $\quad 10\cdot log\left(\gamma b médio_{1}\right) =$

Para seqüências aleatórias: $\quad r := 2\cdot(K-1)\cdot N^2 \qquad \mu := (K-1)\cdot N^2$

$$Q_\nu := \sum_{m=1}^{M\cdot S}\left(m\neq q_\nu\right)\cdot\frac{1}{\left(m-q_\nu\right)^2}$$

$$Qtil_\nu := \frac{\frac{1}{M^2}\cdot\sum_{\nu=1}^{S-1}(S>1)\cdot\sum_{d=\nu+1}^{S}\frac{1}{(d-\nu)^2}}{S}$$

$$BEREGC(t) := \frac{1}{X}\sum_{x}\Bigg[\Bigg[\sum_{\nu}\Bigg[\Bigg[\left(\sqrt{\frac{P_t}{2}TB_{x-1,\nu-1}}\right) + \Bigg[GAUSS\Bigg[\frac{P_tT^2}{6N^2}\Bigg[2N\Bigg[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda}\sigma_n^2\Bigg] +$$

$$+ \frac{\pi}{2}\Bigg[\sum_{n=1}^{\lambda-1}(\lambda > 1)\Bigg[\sum_{l=n+1}^{\lambda}\Big[\big(2N-2l+2n-1\big)\sigma_l\sigma_n\Big]\Bigg]\Bigg]\Bigg]\Bigg]\Bigg] + \Bigg[GAUSS\Bigg[\frac{P_tT^2}{4\pi^2N^2}\Bigg[2NQ_\nu\Bigg[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda}\sigma_n^2\Bigg] +$$

$$- Qtil_\nu\frac{\pi}{2}\Bigg[\sum_{n=1}^{\lambda-1}(\lambda > 1)\Bigg[\sum_{l=n+1}^{\lambda}\Big[\big(2N-2l+2n-1\big)\sigma_l\sigma_n\Big]\Bigg]\Bigg]\Bigg]\Bigg]\Bigg] + \left(GAUSS\left(\frac{P_t\frac{T^2}{N^2}\lambda}{6N}r\right)\right) +$$

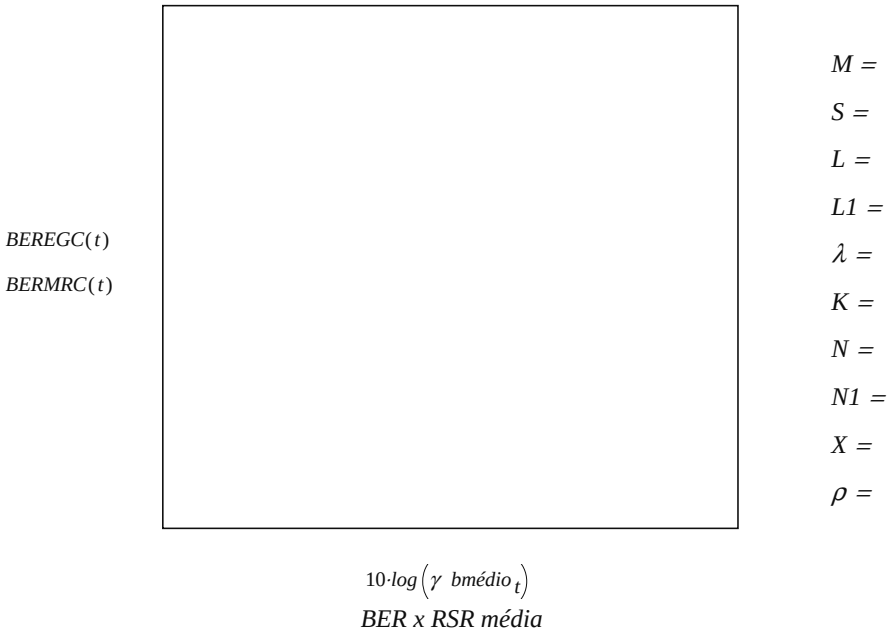
$$\left(GAUSS\left(\frac{P_t\frac{T^2}{N^2}\lambda}{2N\pi^2}\mu Q_\nu\right)\right) + \left(GAUSS\left(\frac{N0T\lambda}{4}\right)\right)\Bigg]\Bigg](1)\Bigg] < 0\Bigg]$$

$$BERMRC(t) := \frac{1}{X}\sum_{x}\Bigg[\Bigg[\sum_{\nu}\Bigg[\Bigg[\left(\sqrt{\frac{P_t}{2}TB_{x-1,\nu-1}}\right) + \Bigg[GAUSS\Bigg[\frac{P_tT^2}{6N^2}\Bigg[2N\Bigg[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda}\sigma_n^2\Bigg] +$$

$$+ \frac{\pi}{2}\Bigg[\sum_{n=1}^{\lambda-1}(\lambda > 1)\Bigg[\sum_{l=n+1}^{\lambda}\Big[\big(2N-2l+2n-1\big)\sigma_l\sigma_n\Big]\Bigg]\Bigg]\Bigg]\Bigg]\Bigg] + \Bigg[GAUSS\Bigg[\frac{P_tT^2}{4\pi^2N^2}\Bigg[2NQ_\nu\Bigg[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda}\sigma_n^2\Bigg] +$$

$$- Qtil_\nu\frac{\pi}{2}\Bigg[\sum_{n=1}^{\lambda-1}(\lambda > 1)\Bigg[\sum_{l=n+1}^{\lambda}\Big[\big(2N-2l+2n-1\big)\sigma_l\sigma_n\Big]\Bigg]\Bigg]\Bigg]\Bigg]\Bigg] + \left(GAUSS\left(\frac{P_t\frac{T^2}{N^2}\lambda}{6N}r\right)\right) +$$

$$\left(GAUSS\left(\frac{P_t\frac{T^2}{N^2}\lambda}{2N\pi^2}\mu Q_\nu\right)\right) + \left(GAUSS\left(\frac{N0T\lambda}{4}\right)\right)\Bigg]\Bigg](B_{x-1,\nu-1})\Bigg] < 0\Bigg]$$



BER x RSR média

APÊNDICE E – EXPERIMENTO DO *MATHCAD 7* PARA CÁLULO DA PROBABILIDADE DE ERRO NO SISTEMA MC-CDMA ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO (ESQUEMA 1)

MC-CDMA Codificado (Codificador/Decodificador na Entrada/Saída do sistema) - EGC - BER x RSR média
(arquivo aleatsim10codif.mcd)

Parâmetros do Sistema MC-CDMA: $M := 3$ $S := 3$

Comprimento da seqüência para o caso de única portadora: $N1 := 60$

Número de percursos "resolvíveis" para o caso de única portadora: $L1 := 4$

Coeficiente de correlação de envoltória entre sucessivas "identical-bit carriers": $\rho := 0$

Comprimento da seqüência para o sistema MC-CDMA: $N := \mathrm{floor}\left(\frac{2 \cdot M}{M \cdot S + 1} \cdot N1\right)$

$N =$

Número de usuários: $K := 10$

Número de percursos "resolvíveis" para o sistema MC-CDMA: $L := \mathrm{floor}\left[\frac{2 \cdot (L1 - 1)}{M \cdot S + 1}\right] + 1$

(Para RAKE L = λ. Com λ = 1, tem-se um MF por portadora): $\lambda := 1$ $L =$

Índice de cada percurso: $l := 1 .. L$

Identificação da freqüência em cada grupo p: $v := 1 .. S$

Identificação da freqüência no sistema: $q_v := 1 + M \cdot (v - 1)$

Densidade de Potência de Ruído: $N0 := 1$ W/Hz

Variável auxiliar = número de valores de potências de sinal gerados: $t := 1 .. 5$

Potência do Sinal (ajustar para $\gamma_b$médio máximo =15dB): $P_t := 10^{\frac{t}{3.8}} \cdot \frac{5}{16}$

Duração de Símbolo Transmitido: $Ts := 0.1$

Número de bits codificados gerados para cálculo da BER através da freqüência dos erros (deve ser divisível por 16): $X := 16 \cdot 50$

Número de bits de Informação gerados para cálculo da BER através da freqüência dos erros: $X \cdot \frac{5}{16} =$

Índice dos valores usados em cada repetição: $x := 1 .. X$

Variável auxiliar para se gerar SX valores de B: $c := 1 .. S \cdot X$

Índice dos vetores Mensagem: $i := 0 .. \frac{X}{16} - 1$

Índice de cada bit de mensagem dentro do vetor mensagem: $j := 0 .. 4$

REED MULLER (16,5,8) = (comprimento, dimensão, d_{min})

Geração de inteiros entre m e n com distribuição Uniforme: $RND\_INT(u, v) := u + floor(rnd(v - u + 1))$

$M1_{i,j} := RND\_INT(0, 1)$

$$G := \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

M1 =

$C1 := M1 \cdot G$

$C := \overrightarrow{(mod(C1, 2) \cdot 2 - 1)}$

$WRITE(\text{"codigovetor"}) := C$

$b_x := READ(\text{"codigovetor"})$

Rate of power decay para o perfil exponencial: $\delta := \frac{L}{1}$

Exponential Profile: $\sigma_1 := \sqrt{\frac{1 - \exp\left[-\left(\frac{1}{\delta}\right)\right]}{1 - \exp\left[-\left(\frac{L}{\delta}\right)\right]}}$ $\sigma_l := \sqrt{\left(\sigma_1\right)^2 \cdot \exp\left[-\left(\frac{l - 1}{\delta}\right)\right]}$

Uniform Profile: $\sigma_l := \sqrt{\frac{1}{L}}$

Limite de energia unitária: $\sum_{l=1}^{L} \left(\sigma_l\right)^2 =$

Processos Gaussianos de média nula e variância Var : $GAUSS(Var) := \sqrt{-(2 \cdot \ln(rnd(1))) \cdot Var} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot rnd(1))$

Processo Rayleigh : $\beta_{c,l} := \sqrt{-(2 \cdot \ln(rnd(1))) \cdot \left(\sigma_l\right)^2}$ [Papoulis, Pág. 227]

$$B_{x,\nu} := \left[\sum_{n=1}^{\lambda} \left[\beta_{\nu + S\cdot(x-1),n} \right] \right]$$

$$\gamma bcmédio_t := \frac{P_t \cdot Ts}{N0 \cdot S \cdot \lambda} \cdot \left[\frac{1}{X} \cdot \sum_{x} \left(\sum_{\nu} B_{x,\nu} \right)^2 \right]$$

Máximo valor de $\gamma_b$médio$_t$ em dB: $10\cdot\log\left(\gamma bcmédio_5\right) + 10\cdot\log\left(\frac{16}{5}\right) =$

Mínimo valor de $\gamma_b$médio$_t$ em dB: $10\cdot\log\left(\gamma bcmédio_1\right) + 10\cdot\log\left(\frac{16}{5}\right) =$

Para seqüências aleatórias: $r := 2\cdot(K-1)\cdot N^2$ $\mu := (K-1)\cdot N^2$

$$Q_\nu := \sum_{m=1}^{M\cdot S} \left(m \neq q_\nu\right) \cdot \frac{1}{\left(m - q_\nu\right)^2}$$

$$Qtil_\nu := \frac{\frac{1}{M^2} \cdot \sum_{\nu=1}^{S-1} (S > 1) \cdot \sum_{d=\nu+1}^{S} \frac{1}{(d-\nu)^2}}{S}$$

$$rx_{x,t} := \left[\sum_{\nu} \left[\left[\left(\sqrt{\frac{P_t}{2} T_s B_{x,\nu} b_x} \right) + \left[GAUSS \left[\frac{P_t Ts^2}{6N^2} \left[2N \left[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right] + \right.\right.\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left.\left.\left. + \frac{\pi}{2} \left[\sum_{n=1}^{\lambda-1} (\lambda > 1) \left[\sum_{l=n+1}^{\lambda} \left[\left(2N - 2l + 2n - 1 \right) \sigma_l \sigma_n \right] \right] \right] \right] \right] \right] \right] + \left[GAUSS \left[\frac{P_t Ts^2}{4\pi^2 N^2} \left[2NQ_{\nu} \left[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right] + \right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left.\left. - Qtil_{\nu} \frac{\pi}{2} \left[\sum_{n=1}^{\lambda-1} (\lambda > 1) \left[\sum_{l=n+1}^{\lambda} \left[\left(2N - 2l + 2n - 1 \right) \sigma_l \sigma_n \right] \right] \right] \right] \right] \right] + \left(GAUSS \left(\frac{P_t \frac{Ts^2}{N^2} \lambda}{6N} r \right) \right) +$$

$$\left.\left.\left.\left. \left(GAUSS \left(\frac{P_t \frac{Ts^2}{N^2} \lambda}{2N\pi^2} \mu Q_{\nu} \right) \right) + \left(GAUSS \left(\frac{N\,0Ts\lambda}{4} \right) \right) \right] \right] (1) \right]$$

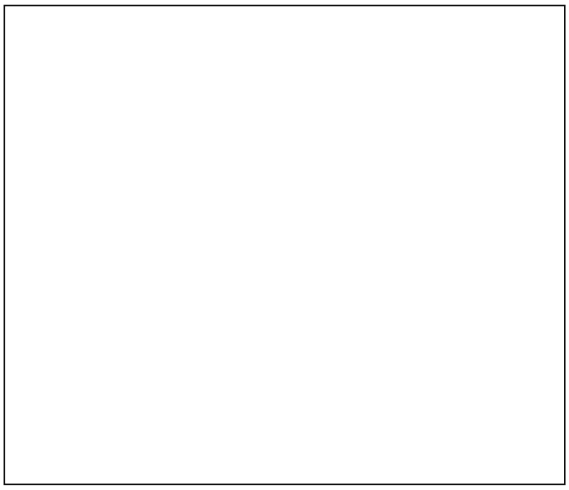
ALGORITMO DE WAGNER
Decodificação do Código RM(16,5,8)

$$R := \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \qquad T := \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$
\begin{aligned}
\text{BEREGCcodif} := \;& \text{for } t \in 1..5 \\
& \quad \text{for } i \in 0..\frac{X}{16}-1 \\
& \quad\quad \text{for Ramo} \in 0..3 \\
& \quad\quad\quad \text{for Seção} \in 0..3 \\
& \quad\quad\quad\quad rg \leftarrow \left[\left[\text{submatrix}\left[rx^{<t>T}, 0, 0, (\text{Seção})\cdot 4+1+i\cdot 16, (\text{Seção})\cdot 4+4+i\cdot 16\right]\right]\right]^T \\
& \quad\quad\quad\quad \text{Métrica0}_{\text{Ramo, Seção}} \leftarrow \sum_{b=0}^{3}\left[rg_b - \left(T^{<\text{Ramo}>}\right)_b\cdot(1)\right]^2 \\
& \quad\quad\quad\quad \text{Métrica1}_{\text{Ramo, Seção}} \leftarrow \sum_{b=0}^{3}\left[rg_b - \left(T^{<\text{Ramo}>}\right)_b\cdot(-1)\right]^2 \\
& \quad\quad\quad\quad \text{Dado}_{\text{Ramo, Seção}} \leftarrow \begin{cases} 0 & \text{if } \text{Métrica0}_{\text{Ramo, Seção}} < \text{Métrica1}_{\text{Ramo, Seção}} \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \\
& \quad\quad\quad\quad \Delta\text{Métrica}_{\text{Ramo, Seção}} \leftarrow \left|\text{Métrica0}_{\text{Ramo, Seção}} - \text{Métrica1}_{\text{Ramo, Seção}}\right| \\
& \quad\quad\quad\quad \text{Métrica}_{\text{Ramo, Seção}} \leftarrow \begin{cases} \text{Métrica0}_{\text{Ramo, Seção}} & \text{if } \text{Métrica0}_{\text{Ramo, Seção}} < \text{Métrica1}_{\text{Ramo, Seção}} \\ \text{Métrica1}_{\text{Ramo, Seção}} & \text{otherwise} \end{cases} \\
& \quad\quad\quad \text{Parid}_{\text{Ramo}} \leftarrow \text{mod}\left(\sum_{\text{Seção}=0}^{3}\text{Dado}_{\text{Ramo, Seção}}, 2\right) = 0 \\
& \quad\quad\quad \text{if } \text{Parid}_{\text{Ramo}} \neq 1 \\
& \quad\quad\quad\quad \text{for Seção} \in 0..3 \\
& \quad\quad\quad\quad\quad \Delta\text{MSeção}_{\text{Seção}} \leftarrow \Delta\text{Métrica}_{\text{Ramo, Seção}} \\
& \quad\quad\quad\quad \text{ÍndiceSeçãoMin}\,\Delta\text{Métr} \leftarrow \sum_{\text{Seção}=0}^{3}\text{Seção}\cdot\left(\min(\Delta\text{MSeção}) = \Delta\text{MSeção}_{\text{Seção}}\right) \\
& \quad\quad\quad\quad \text{Dado}_{\text{Ramo, ÍndiceSeçãoMin}\,\Delta\text{Métr}} \leftarrow \begin{cases} 0 & \text{if } \text{Dado}_{\text{Ramo, ÍndiceSeçãoMin}\,\Delta\text{Métr}} = 1 \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \\
& \quad\quad\quad \text{MRamo}_{\text{Ramo}} \leftarrow \sum_{\text{Seção}=0}^{3}\text{Métrica}_{\text{Ramo, Seção}} \\
& \quad\quad \text{ÍndiceRamoMinMétr} \leftarrow \sum_{\text{Ramo}=0}^{3}\text{Ramo}\cdot\left(\min(\text{MRamo}) = \text{MRamo}_{\text{Ramo}}\right) \\
& \quad\quad \text{Mens4bits} \leftarrow \left((\text{Dado})^T\right)^{<\text{ÍndiceRamoMinMétr}>} \\
& \quad\quad \text{Mens2bits} \leftarrow R^{<\text{ÍndiceRamoMinMétr}>} \\
& \quad\quad \text{Mens}^{<i>} \leftarrow \text{stack}(\text{submatrix}(\text{Mens4bits}, 0, 2, 0, 0), \text{Mens2bits}) \\
& \quad\quad \text{Mens}^{<i>} \\
& \quad (\text{Mens})^T \\
& \quad BER_t \leftarrow \frac{1}{\text{cols}(M1)\cdot\text{rows}(M1)}\cdot\left[\sum_{i=0}^{\text{rows}(M1)-1}\left[\sum_{j=0}^{\text{cols}(M1)-1}\left(\text{Mens}^T\right)_{i,j} \neq M1_{i,j}\right]\right] \\
& BER
\end{aligned}
$$

$$BEREGCcodif(t) := BEREGCcodif_t$$

$BEREGCcodif(t)$



M =

S =

L =

L1 =

λ =

K =

N =

N1 =

ρ =

X =

$$10 \cdot \log\left(\gamma \, bcmédio_t\right) + 10 \cdot \log\left(\frac{16}{5}\right)$$

BER x RSR média

APÊNDICE F – EXPERIMENTO DO *MATHCAD 7* PARA CÁLULO DA PROBABILIDADE DE ERRO NO SISTEMA MC-CDMA ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO (ESQUEMA 2)

MC-CDMA Codificado (Codificador/Decodificador na Saída/Entrada do Conversor S/P e P/S) - BER x RSR média
(arquivo aleatsim10codif1.mcd)

Parâmetros do Sistema MC-CDMA: $M := 1$ $S := 3$

Comprimento da seqüência para o caso de única portadora: $N1 := 126$

Número de percursos "resolvíveis" para o caso de única portadora: $L1 := 4$

Coeficiente de correlação de envoltória entre sucessivas "identical-bit carriers": $\rho := 0$

Comprimento da seqüência para o sistema MC-CDMA: $N := \mathrm{floor}\left(\frac{2\cdot M}{M\cdot S+1}\cdot N1\right)$

$N =$

Número de usuários: $K := 20$

Número de percursos "resolvíveis" para o sistema MC-CDMA: $L := \mathrm{floor}\left[\frac{2\cdot(L1-1)}{M\cdot S+1}\right]+1$

(Para RAKE L = λ. Com λ = 1, tem-se um MF por portadora): $\lambda := 1$ $L =$

Índice de cada percurso: $l := 1..L$

Identificação da freqüência em cada grupo p: $\nu := 1..S$

Identificação da freqüência no sistema: $q_\nu := 1 + M\cdot(\nu - 1)$

Densidade de Potência de Ruído: $N0 := 1$ W/Hz

Variável auxiliar = número de valores de potências de sinal gerados: $t := 1..5$

Potência do Sinal (ajustar para $\gamma_b$médio$_t$ máximo = 15dB): $P_t := 10^{\frac{t}{2.3}}$

Duração de Símbolo Transmitido: $Ts := 0.1$

Número de bits de Informação gerados para cálculo da BER através da freqüência dos erros: $X := 15\cdot 20$

Número de bits codificados gerados para cálculo da BER através da freqüência dos erros (deve ser divisível por 15): $S\cdot X =$ $\frac{S\cdot X}{15} =$

Índice dos bits de informação usados em cada repetição: $x := 1..X$

Variável auxiliar para se gerar SX valores de B e SX bits codificados: $c := 1..S\cdot X$

Índice dos vetores Informação: $i := 0..\frac{X}{5}-1$

Índice de cada bit de mensagem dentro do vetor mensagem: $j := 0..4$

REED MULLER (15,5,7) = (comprimento, dimensão, d_{min})

Geração de inteiros entre m e n com distribuição Uniforme: $\mathrm{RND\_INT}(u, v) := u + \mathrm{floor}(\mathrm{rnd}(v - u + 1))$

$M1_{i,j} := \mathrm{RND\_INT}(0, 1)$

$$G := \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

M1 =

$C1 := M1 \cdot G$

$C := \overrightarrow{(\mathrm{mod}(C1, 2) \cdot 2 - 1)}$

$\mathrm{rows}(C) \cdot \mathrm{cols}(C) =$ $S \cdot X =$ $S =$ $X =$

$\mathrm{rows}(C) =$ $\mathrm{cols}(C) =$

$$C := \left| \begin{array}{l} C1 \leftarrow \mathrm{submatrix}(C, \mathrm{rows}(C) - 1, \mathrm{rows}(C) - 1, \mathrm{cols}(C) - 3, \mathrm{cols}(C) - 1) \\ \text{for } n \in \mathrm{rows}(C) - 1 .. 0 \\ \quad \text{for } u \in \frac{\mathrm{cols}(C)}{3} - 1 .. 0 \\ \quad\quad C1 \leftarrow \mathrm{stack}(\mathrm{submatrix}(C, n, n, u \cdot 3, u \cdot 3 + 2), C1) \\ C1 \end{array} \right.$$

Rate of power decay para o perfil exponencial: $\delta := \frac{L}{1}$

Exponential Profile: $\sigma_1 := \sqrt{\dfrac{1 - \exp\left[-\left(\frac{1}{\delta}\right)\right]}{1 - \exp\left[-\left(\frac{L}{\delta}\right)\right]}}$ $\sigma_l := \sqrt{(\sigma_1)^2 \cdot \exp\left[-\left(\frac{l - 1}{\delta}\right)\right]}$

Uniform Profile: $\sigma_l := \sqrt{\frac{1}{L}}$

Limite de energia unitária: $\sum_{l=1}^{L} (\sigma_l)^2 =$

Processos Gaussianos de média nula e variância Var :

$$GAUSS(Var) := \sqrt{-(2\cdot\ln(rnd(1)))\cdot Var}\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot rnd(1))$$

Processo Rayleigh :

$$\beta_{c,1} := \sqrt{-(2\cdot\ln(rnd(1)))\cdot(\sigma_1)^2}$$

[Papoulis, Pág. 227]

$$B_{x,v} := \left[\sum_{n=1}^{\lambda}\left[\beta_{v+S\cdot(x-1),n}\right]\right]$$

$$\gamma bmédio_t := \frac{P_t\cdot Ts}{N0\cdot S\cdot\lambda}\cdot\left[\frac{1}{X}\cdot\sum_{x}\left(\sum_{v}B_{x,v}\right)^2\right]$$

Máximo valor de $\gamma_b$médio$_t$ em dB: $10\cdot\log(\gamma bmédio_5) =$

Mínimo valor de $\gamma_b$médio$_t$ em dB: $10\cdot\log(\gamma bmédio_1) =$

Para seqüências aleatórias: $r := 2\cdot(K-1)\cdot N^2$ $\mu := (K-1)\cdot N^2$

$$Q_v := \sum_{m=1}^{M\cdot S}(m\neq q_v)\cdot\frac{1}{(m-q_v)^2}$$

$$Qtil_v := \frac{\frac{1}{M^2}\cdot\sum_{v=1}^{S-1}(S>1)\cdot\sum_{d=v+1}^{S}\frac{1}{(d-v)^2}}{S}$$

ALGORITMO DE WAGNER
Decodificação do Código RM(15,5,7)

$$R := \begin{bmatrix}0&1&0&1\\0&0&1&1\end{bmatrix} \qquad T := \begin{bmatrix}-1&-1&-1&-1\\-1&1&-1&1\\-1&-1&1&1\\-1&1&1&-1\end{bmatrix}$$

```
BERcodif1 := | for t ∈ 1..5
               | rx ← 0
               | for x ∈ 1..X
               |   for v ∈ 1..S
               |     EQUAÇÃO(A)
               | C1 ← submatrix(rx, 1, 1, 1, S)
               | for z ∈ 2..X
               |   C1 ← augment(C1, submatrix(rx, z, z, 1, S))
               | for i ∈ 0..(X·S)/15 − 1
               |   | for Ramo ∈ 0..3
               |   |   | for Seção ∈ 0..3
               |   |   |   | Δ ← 2 if Seção = 3
               |   |   |   | Δ ← 3 if Seção ≠ 3
               |   |   |   | rg ← submatrix(C1, 0, 0, Seção·(4) + i·15, (Seção)·(4) + Δ + i·15)^T
               |   |   |   | Métrica0_(Ramo, Seção) ← Σ_(b=0)^Δ [rg_b − (T^<Ramo>)_b·(1)]^2
               |   |   |   | Métrica1_(Ramo, Seção) ← Σ_(b=0)^Δ [rg_b − (T^<Ramo>)_b·(−1)]^2
               |   |   |   | Dado_(Ramo, Seção) ← | 0 if Métrica0_(Ramo, Seção) < Métrica1_(Ramo, Seção)
               |   |   |   |                      | 1 otherwise
               |   |   |   | ΔMétrica_(Ramo, Seção) ← | Métrica0_(Ramo, Seção) − Métrica1_(Ramo, Seção) |
               |   |   |   | Métrica_(Ramo, Seção) ← | Métrica0_(Ramo, Seção) if Métrica0_(Ramo, Seção) < Métrica1_(Ramo, Seção)
               |   |   |   |                         | Métrica1_(Ramo, Seção) otherwise
               |   |   | Parid_Ramo ← mod(Σ_(Seção=0)^3 Dado_(Ramo, Seção), 2) = 0
               |   |   | if Parid_Ramo ≠ 1
               |   |   |   | for Seção ∈ 0..3
               |   |   |   |   ΔMSeção_Seção ← ΔMétrica_(Ramo, Seção)
               |   |   |   | ÍndiceSeçãoMin_ΔMétr ← Σ_(Seção=0)^3 Seção·(min(ΔMSeção) = ΔMSeção_Seção)
               |   |   |   | Dado_(Ramo, ÍndiceSeçãoMin_ΔMétr) ← | 0 if Dado_(Ramo, ÍndiceSeçãoMin_ΔMétr) = 1
               |   |   |   |                                     | 1 otherwise
               |   |   | MRamo_Ramo ← Σ_(Seção=0)^3 Métrica_(Ramo, Seção)
               |   | ÍndiceRamoMinMétr ← Σ_(Ramo=0)^3 Ramo·(min(MRamo) = MRamo_Ramo)
               |   | Mens4bits ← ((Dado)^T)^<ÍndiceRamoMinMétr>
               |   | Mens2bits ← R^<ÍndiceRamoMinMétr>
               |   | Mens^<i> ← stack(submatrix(Mens4bits, 0, 2, 0, 0), Mens2bits)
               |   | Mens^<i>
               | (Mens)^T
               | BER_t ← 1/(cols(M1)·rows(M1)) · [Σ_(i=0)^(rows(M1)−1) [Σ_(j=0)^(cols(M1)−1) (Mens^T)_(i,j) ≠ M1_(i,j)]]
               | BER
```

EQUAÇÃO(A): Deve ser inserida na rotina anterior para correto funcionamento.

$$rx_{x,\nu} := \left[\left[\left(\sqrt{\frac{P_t}{2} T_S B_{x,\nu} b_x}\right) + \left[GAUSS\left[\frac{P_t Ts^2}{6N^2}\left[2N\left[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2\right] + \right.\right.\right.\right.\right.$$

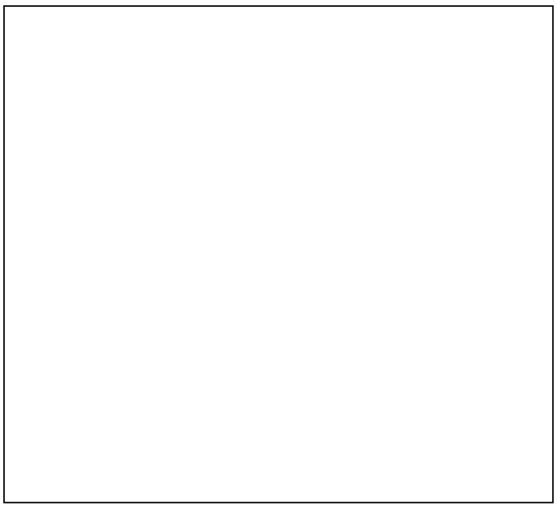
$$\left. + \frac{\pi}{2}\left[\sum_{n=1}^{\lambda-1} (\lambda > 1)\left[\sum_{l=n+1}^{\lambda}\left[\left(2N - 2l + 2n - 1\right)\sigma_l \sigma_n\right]\right]\right]\right]\right]\right] + \left[GAUSS\left[\frac{P_t Ts^2}{4\pi^2 N^2}\left[2NQ_\nu\left[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2\right] + \right.\right.\right.$$

$$\left. - Qtil_\nu \frac{\pi}{2}\left[\sum_{n=1}^{\lambda-1} (\lambda > 1)\left[\sum_{l=n+1}^{\lambda}\left[\left(2N - 2l + 2n - 1\right)\sigma_l \sigma_n\right]\right]\right]\right]\right]\right] + \left(GAUSS\left(\frac{P_t \frac{Ts^2}{N^2}\lambda}{6N} r\right)\right) +$$

$$\left(GAUSS\left(\frac{P_t \frac{Ts^2}{N^2}\lambda}{2N\pi^2} \mu Q_\nu\right)\right) + \left(GAUSS\left(\frac{N0Ts\lambda}{4}\right)\right)\right]\right]$$

$BERcodif1(t) := BERcodif1_t$

BERcodif1(t)



$10 \cdot \log\left(\gamma bmédio_t\right)$

BER x RSR média

M =

S =

L =

L1 =

λ =

K =

N =

N1 =

ρ =

X =

APÊNDICE G – EXPERIMENTO DO *MATHCAD 7* PARA CÁLULO DA PROBABILIDADE DE ERRO NO SISTEMA MC-CDMA ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO (ESQUEMA 3)

MC-CDMA Codificado (Codificador/Decodificador na Saída/Entrada do Conversor S/P e P/S) e Réplicas dos Bits Codificados - BER x RSR média
(arquivo aleatsim10codif2.mcd)

Parâmetros do Sistema MC-CDMA: $M := 2$ $S := 6$

Taxa do Codificador: $A := 2$ $\frac{1}{A} =$

Número de repetições de cada bit codificado: $Rep := 3$

1/Taxa x Número de Repetições deve ser igual a S: $A \cdot Rep =$

Comprimento da seqüência para o caso de única portadora: $N1 := 60$

Número de percursos "resolvíveis" para o caso de única portadora: $L1 := 4$

Coeficiente de correlação de envoltória entre sucessivas "identical-bit carriers": $\rho := 0$

Comprimento da seqüência para o sistema MC-CDMA: $N := \mathrm{floor}\left(\frac{2 \cdot M}{M \cdot S + 1} \cdot N1\right)$

$N =$

Número de usuários: $K := 10$

Número de percursos "resolvíveis" para o sistema MC-CDMA: $L := \mathrm{floor}\left[\frac{2 \cdot (L1 - 1)}{M \cdot S + 1}\right] + 1$

(Para RAKE L = λ. Com λ = 1, tem-se um MF por portadora): $\lambda := 1$ $L =$

Índice de cada percurso: $l := 1 .. L$

Identificação da freqüência em cada grupo p: $\nu := 1 .. S$

Identificação da freqüência no sistema: $q_\nu := 1 + M \cdot (\nu - 1)$

Densidade de Potência de Ruído: $N0 := 1$ W/Hz

Variável auxiliar = número de valores de potências de sinal gerados: $t := 1 .. 5$

Potência do Sinal (ajustar para γ_b médio máximo = 15dB): $P_t := 10^{\frac{t}{2.5}}$

Duração de Símbolo Transmitido: $Ts := 0.1$

Número de bits de Informação gerados para cálculo da BER através da freqüência dos erros: $X := 8 \cdot 20$

Número de bits codificados gerados para cálculo da BER através da freqüência dos erros (deve ser divisível por 8): $A \cdot X =$ $\frac{A \cdot X}{8} =$

Índice dos bits de informação usados em cada repetição: $x := 1..X$

Variável auxiliar para se gerar SX valores de B e SX bits codificados: $c := 1..S \cdot X$

Índice dos vetores Informação: $i := 0..\frac{X}{4} - 1$

Índice de cada bit de mensagem dentro do vetor mensagem: $j := 0..3$

REED MULLER (8,4,4) = (comprimento, dimensão, d_{min})

Geração de inteiros entre m e n com distribuição Uniforme: $RND\_INT(u, v) := u + floor(rnd(v - u + 1))$

$M1_{i,j} := RND\_INT(0, 1)$

$$G := \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

M1 =

$C1 := M1 \cdot G$

$C := \overrightarrow{(mod(C1, 2) \cdot 2 - 1)}$

$rows(C) \cdot cols(C) =$ $S \cdot X =$ $S =$ $X =$

$rows(C) =$ $cols(C) =$

$$C1 := \left| \begin{array}{l} C1 \leftarrow submatrix(C, rows(C) - 1, rows(C) - 1, cols(C) - A, cols(C) - 1) \\ \text{for } n \in rows(C) - 1..0 \\ \quad \text{for } u \in \frac{cols(C)}{A} - 1..0 \\ \quad\quad C1 \leftarrow stack(submatrix(C, n, n, u \cdot A, u \cdot A + 1), C1) \\ C1 \end{array} \right.$$

$$C := \left| \begin{array}{l} C \leftarrow C1^{<0>} \\ \text{for } v1 \in 0..(A - 1) \\ \quad \text{for } Repetição \in 1..Rep \\ \quad\quad C \leftarrow augment\left(C, C1^{<v1>}\right) \\ C \leftarrow submatrix(C, 0, X - 1, 1, Rep \cdot A) \end{array} \right.$$

Rate of power decay para o perfil exponencial: $\delta := \frac{L}{1}$

Exponential Profile: $\sigma_1 := \sqrt{\frac{1 - \exp\left[-\left(\frac{1}{\delta}\right)\right]}{1 - \exp\left[-\left(\frac{L}{\delta}\right)\right]}}$ $\sigma_l := \sqrt{\left(\sigma_1\right)^2 \cdot \exp\left[-\left(\frac{l-1}{\delta}\right)\right]}$

Uniform Profile: $\sigma_l := \sqrt{\frac{1}{L}}$

Limite de energia unitária: $\sum_{l=1}^{L} \left(\sigma_l\right)^2 =$

Processos Gaussianos de média nula e variância Var : $GAUSS(Var) := \sqrt{-(2 \cdot \ln(rnd(1))) \cdot Var} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot rnd(1))$

Processo Rayleigh : $\beta_{c,l} := \sqrt{-(2 \cdot \ln(rnd(1))) \cdot \left(\sigma_l\right)^2}$ [Papoulis, Pág. 227]

$$B_{x,v} := \left[\sum_{n=1}^{\lambda} \left[\beta_{v + S \cdot (x-1), n}\right]\right]$$

$$\gamma bmédio_t := \frac{P_t \cdot Ts}{N0 \cdot S \cdot \lambda} \cdot \left[\frac{1}{X} \cdot \sum_{x} \left(\sum_{v} B_{x,v}\right)^2\right]$$

Máximo valor de $\gamma_b$médio$_t$ em dB: $10 \cdot \log\left(\gamma bmédio_5\right) =$

Mínimo valor de $\gamma_b$médio$_t$ em dB: $10 \cdot \log\left(\gamma bmédio_1\right) =$

Para seqüências aleatórias: $r := 2 \cdot (K-1) \cdot N^2$ $\mu := (K-1) \cdot N^2$

$$Q_v := \sum_{m=1}^{M \cdot S} \left(m \neq q_v\right) \cdot \frac{1}{\left(m - q_v\right)^2}$$

$$Qtil_v := \frac{\frac{1}{M^2} \cdot \sum_{v=1}^{S-1} (S > 1) \cdot \sum_{d=v+1}^{S} \frac{1}{(d-v)^2}}{S}$$

ALGORITMO DE WAGNER
Decodificação do Código RM(8,4,4) $T := \begin{bmatrix} -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$ $R := (0 \quad 1)$

```
BERMRCcodif2 := | for t ∈ 1..5
                |   rx ← 0
                |   for x ∈ 1..X
                |     for v1 ∈ 1..A
                |       EQUAÇÃO(A)
                |   C1 ← submatrix(rx, 1, 1, 1, A)
                |   for z ∈ 2..X
                |     C1 ← augment(C1, submatrix(rx, z, z, 1, A))
                |   for i ∈ 0..(X·A)/8 − 1
                |     for Ramo ∈ 0..1
                |       for Seção ∈ 0..3
                |         rg ← submatrix(C1, 0, 0, Seção·2 + i·8, Seção·2 + 1 + i·8)^T
                |         Métrica0_{Ramo,Seção} ← Σ_{b=0}^{1} [rg_b − (T^<Ramo>)_b·(1)]^2
                |         Métrica1_{Ramo,Seção} ← Σ_{b=0}^{1} [rg_b − (T^<Ramo>)_b·(−1)]^2
                |         Dado_{Ramo,Seção} ← | 0 if Métrica0_{Ramo,Seção} < Métrica1_{Ramo,Seção}
                |                             | 1 otherwise
                |         ΔMétrica_{Ramo,Seção} ← | Métrica0_{Ramo,Seção} − Métrica1_{Ramo,Seção} |
                |         Métrica_{Ramo,Seção} ← | Métrica0_{Ramo,Seção} if Métrica0_{Ramo,Seção} < Métrica1_{Ramo,Seção}
                |                                | Métrica1_{Ramo,Seção} otherwise
                |       Parid_Ramo ← mod(Σ_{Seção=0}^{3} Dado_{Ramo,Seção}, 2) = 0
                |       if Parid_Ramo ≠ 1
                |         for Seção ∈ 0..3
                |           ΔMSeção_Seção ← ΔMétrica_{Ramo,Seção}
                |         ÍndiceSeçãoMin_ΔMétr ← Σ_{Seção=0}^{3} Seção·(min(ΔMSeção) = ΔMSeção_Seção)
                |         Dado_{Ramo,ÍndiceSeçãoMin_ΔMétr} ← | 0 if Dado_{Ramo,ÍndiceSeçãoMin_ΔMétr} = 1
                |                                            | 1 otherwise
                |       MRamo_Ramo ← Σ_{Seção=0}^{3} Métrica_{Ramo,Seção}
                |     ÍndiceRamoMinMétr ← Σ_{Ramo=0}^{1} Ramo·(min(MRamo) = MRamo_Ramo)
                |     Mens4bits ← ((Dado)^T)^<ÍndiceRamoMinMétr>
                |     Mens1bit ← R^<ÍndiceRamoMinMétr>
                |     Mens^<i> ← stack(submatrix(Mens4bits, 0, 2, 0, 0), Mens1bit)
                |     Mens^<i>
                |   (Mens)^T
                |   BER_t ← 1/(cols(M1)·rows(M1)) · [Σ_{i=0}^{rows(M1)−1} [Σ_{j=0}^{cols(M1)−1} (Mens^T)_{i,j} ≠ M1_{i,j}]]
                | BER
```

Inserir a EQUAÇÃO(A) abaixo na rotina anterior para correto funcionamento.

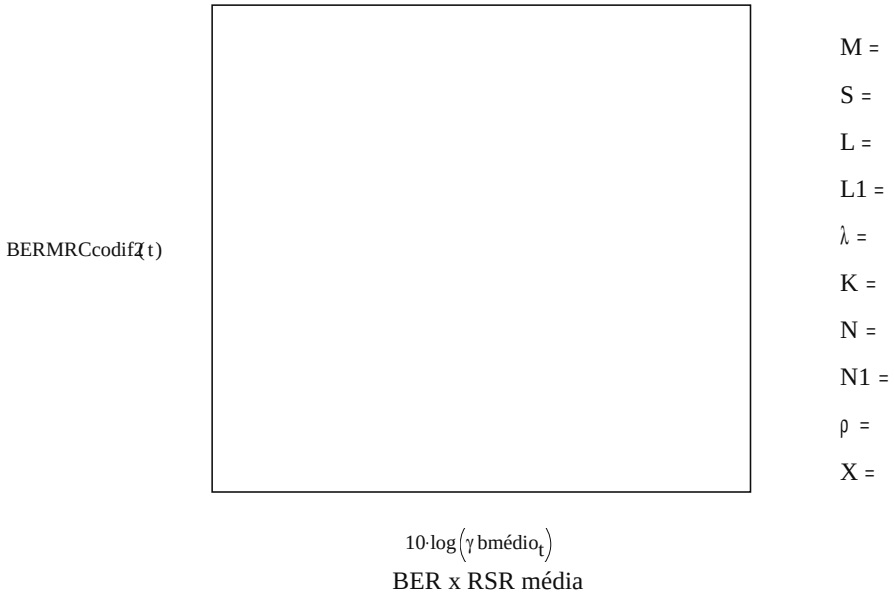
$$rx_{x,\nu 1} := \left[\sum_{\nu=Rep(\nu 1-1)+1}^{Rep(\nu 1)} \left[\left[\left(\sqrt{\frac{P_t}{2} T_s B_{x,\nu} C_{x-1,\nu-1}} \right) + \left[GAUSS \left[\frac{P_t Ts^2}{6N^2} \left[2N \left[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right] + \right.\right.\right.\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left.\left.\left. + \frac{\pi}{2} \left[\sum_{n=1}^{\lambda-1} (\lambda > 1) \left[\sum_{l=n+1}^{\lambda} \left[\left(2N - 2l + 2n - 1 \right) \sigma_l \sigma_n \right] \right] \right] \right] \right] \right] \right] + \left[GAUSS \left[\frac{P_t Ts^2}{4\pi^2 N^2} \left[2NQ_\nu \left[\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right] + \right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left.\left.\left. - Qtil_\nu \frac{\pi}{2} \left[\sum_{n=1}^{\lambda-1} (\lambda > 1) \left[\sum_{l=n+1}^{\lambda} \left[\left(2N - 2l + 2n - 1 \right) \sigma_l \sigma_n \right] \right] \right] \right] \right] \right] \right] + \left(GAUSS \left(\frac{P_t \frac{Ts^2}{N^2} \lambda}{6N} r \right) \right) +$$

$$\left. \left(GAUSS \left(\frac{P_t \frac{Ts^2}{N^2} \lambda}{2N\pi^2} \mu Q_\nu \right) \right) + \left(GAUSS \left(\frac{N0Ts\lambda}{4} \right) \right) \right] \right] (B_{x,\nu})$$

$$BERMRCcodif2(t) := BERMRCcodif2_t$$



BER x RSR média

BIBLIOGRAFIA

[Abr94] Abramson, N., "Multiple Access in Wireless Digital Networks*", Proceedings of the IEEE*, vol. 82, No. 9, pp. 1360-1370, September 1994.

[Bin90] Bingham, John A. C., "Multicarrier Modulation for Data Transmission" An Idea Whose Time Has Come", *IEEE Communications Magazine*, May 1990.

[EMC96] EMC Center - Center for the Study of Wireless Electromagnetic Compatibility - *Study of the Interaction of Cardiac Pacemakers and Wireless Telephones*, Universidade de Oklahoma, December 1996 (http://www.ou.edu/)

[Feh95] Feher, Kamilo, "*Wireless Digital Communications - Modulation & Spread Spectrum Applications*", Prentice Hall. New Jersey, 1995.

[Gil91] Gilhousen, K. S., Jacobs, Irwin M., Padovani, Roberto, Viterbi, Andrew J., Weaver, Lindsay A. Jr., Wheatley, Charles E., "On the Capacity of a Cellular CDMA System", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, No. 2, pp. 303-312, May 1991.

[Har96] Hara, Shinsuke and Prasad Ramjee, "An Overview of Multi-Carrier CDMA", *IEEE ISSSTA'96*, Mainz, Germany, 1996.

[Har97] Hara, Shinsuke and Prasad Ramjee, " Overview of Multicarrier CDMA", *IEEE Communications Magazine*, December, 1997.

[Hay94] Haykin, S., "*Communication Systems*", 3rd edition: John Wiley and Sons, Inc..New York, 1994.

[Hon97] Honary, Bahram, "*Trellis Decoding of Block Codes*", Kluwer Academic Publishers, Norwell, Massachusetts, USA, 1997.

[Lat68] Lathi, B. P., "*an introduction to Random Signals and Communication Theory*", ITC, EUA, 1968

[Lee91] Lee, W. C. Y., "Overview of Cellular CDMA", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, No. 2, pp. 291-302, May 1991.

[Lee94] Lee, E. A. and Messerschmitt, D. G., "*Digital Communication*", 2nd edition: Kluwer Academic Publishers, 1994.

[Lee95] Lee, W. C. Y., "Design Aspects of a CDMA Cellular Radio Network", *S.G. Glisic and P. A. Leppänen (eds.), Code Division Multiple Access Communications*, pp. 269-282, Kluwer Academic Publishers, 1995.

[Mas95] Massey, J. L., "Towards an Information Theory of Spread-Spectrum Systems", *S.G. Glisic and P. A. Leppänen (eds.), Code Division Multiple Access Communications*, pp. 29-46, Kluwer Academic Publishers, 1995.

[Opp97] Oppenheim, Alan V. and Willsky, Alan S., "*Signals and Systems*", 2nd edition: Prentice Hall. New Jersey, 1997.

[Pap91] Papoulis, Athanasios, "*Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*", 3rd edition, McGraw Hill, USA, 1991

[Pic91] Pickholtz, R. L., "Spread Spectrum for Mobile Communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, No. 2, pp. 313-322, May 1991.

[Por96] Portugheis, J., "*IE-533 - Introdução às Comunicações Digitais*", Notas de aula, Unicamp, FEEC, DECOM, Segundo Semestre, 1996.

[Pro95] Proakis, J. G., "*Digital Communications*", 3rd edition: McGraw Hill. New York, 1995.

[Pur77A] Pursley, Michael B., "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication – Part I: System Analysis", *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com-25, No. 8, August 1977.

[Pur77B] Pursley, Michael B. and Sarwate, Dilip V., "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication – Part II: Code Sequence Analysis", *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com-25, No. 8, August 1977.

[Rap96] Rappaport, T. S., "*Wireless Communications - Principles and Practice*": IEEE Press, Inc.. New York and Prentice Hall, Inc., New Jersey, 1996.

[Sar80] Sarwate, Dilip V. and Pursley, Michael B., "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences", *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, No. 5, May 1980.

[Sha49] Shannon, Claude E., "Communication in the Presence of Noise", *Proceedings of IRE*, vol.37, pp. 10-21, January, 1949

[Sil54] Silverman, R. A., and M. Balser, "Coding for Constant-Data-Rate Systems", *IRE Transactions on Information Theory*, PGIT-4, pp. 50-63, 1954.

[Sou96] Sourour, E. A. and Nakagawa, M., "Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, No. 3, pp. 356-367, March 1996.

[Tur80] Turim, G. L., "Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio", *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, No. 3, pp. 328-353, March 1980.

[Wha95] Whalen, Anthony D. and McDonough, Robert N., "*Detection of Signals in Noise*", 2nd edition: Academinc Press, San Diego, CA, 1995

[Wic95] Wicker, Stephen B., "*Error Control Systems for Digital Communication and Storage*", Prentice Hall. New Jersey, 1995.

[Yac93] Yacoub, Michel Daoud, "*Foundations of Mobile Radio Engineering*", CRC Press, New York, 1993.

[Yee93] Yee, N., Linnartz, J. P. and Fettweis, G., "Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks", *Proceedings PIMRC '93*, Yokohama, Japan, pp. 109-113, 1993.

[Zie95] Ziemer, Rodger E. et. ali., "*Introduction to Spread Spectrum Communications*", Prentice Hall. New Jersey, 1995.