

GRASIELLI BARRETO

**Eficiência Energética em Redes de
Sensores Subaquáticas**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Informática da Pontifícia Universidade Católica do Paraná como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Informática.

Curitiba
2015

GRASIELLI BARRETO

Eficiência Energética em Redes de Sensores Subaquáticas

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Informática da Pontifícia Universidade Católica do Paraná como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Informática.

Área de Concentração: Ciência da Computação

Orientador: Marcelo Eduardo Pellenz

Curitiba
2015

Barreto, Grasielli

Eficiência Energética em Redes de Sensores Subaquáticas. Curitiba, 2015.

Dissertação - Pontifícia Universidade Católica do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Informática.

1. Redes Acústicas Subaquáticas 2. Códigos BCH 3. Códigos Fontanais 4. Eficiência Energética

I. Pontifícia Universidade Católica do Paraná. Centro de Ciências Exatas e Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Informática

Dedico este trabalho ao meu esposo, pelo seu
incessante e alentador incentivo.

Agradecimentos

A Deus que está comigo em todos os momentos da minha vida e que sem Ele, nem esta simples frase poderia ter sido escrita.

Ao meu orientador Professor Marcelo E. Pellenz, pela confiança, amizade e inúmeras oportunidades de crescimento.

A minha família pelas orações.

Aos meus amigos do PPGIA, em especial a Patricia Antonioli, Marcia D. Pascutti e Cheila C. Farias.

Sumário

Agradecimentos	iii
Sumário	iv
Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	viii
Lista de Símbolos	ix
Lista de Abreviações	xi
Resumo	xii
Abstract	xiii
Capítulo 1	
Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Estrutura do Documento	2
Capítulo 2	
Fundamentação Teórica	4
2.1 Redes de Sensores Subaquáticas (USN)	4
2.2 Aplicações	6
2.3 Modelo do Canal Acústico Subaquático	7
2.3.1 Velocidade de Propagação do Som	7
2.3.2 Modelo de Atenuação	8
2.3.3 Modelo de Ruído	10
2.3.4 Relação Sinal Ruído (SNR)	11
2.4 Esquemas de Modulação	13
2.4.1 Modems Comerciais	15
2.4.2 Modems Experimentais	16

2.5	Relação Entre Potência Acústica e Elétrica	19
2.6	Considerações Finais	20
Capítulo 3		
Esquemas de Codificação de Canal		21
3.1	Eficiência Energética de Esquemas Codificados	21
3.2	Codificação de Canal	23
3.3	Códigos BCH	25
3.4	Códigos Fontanais	26
3.4.1	Método RLF (Random Linear Fountain)	27
3.4.2	Método LT (Luby Transform Codes)	28
3.5	Modelo Proposto	29
3.6	Considerações Finais	34
Capítulo 4		
Resultados		35
4.1	Parâmetros do Cenário	35
4.2	Análise de Probabilidade de Acerto do Código Fontanal	40
4.3	Análise do Efeito da Distância	45
4.4	Considerações Finais	48
Capítulo 5		
Conclusão		49
5.1	Trabalhos Futuros	49
Referências Bibliográficas		51

Lista de Figuras

Figura 2.1	Exemplo de Arquitetura de Rede Subaquática (MELODIA, 2013)	6
Figura 2.2	Velocidade em função da profundidade e diagrama de raio do canal SOFAR (BREKHOVSKIKH; LYSANOV, 2003)	8
Figura 2.3	Comportamento do coeficiente de absorção de <i>Thorp</i> $a(f)$	10
Figura 2.4	Densidade espectral de potência para ruído ambiente	12
Figura 2.5	SNR em função da frequência e distância transmissor-receptor	13
Figura 3.1	Modelo de canal com apagamento	26
Figura 3.2	Modelo do Consumo de Energia	32
Figura 4.1	Taxa Ótima de Código (quadro de 128 bytes).	36
Figura 4.2	Taxa Ótima de Código (quadro 512 bytes).	37
Figura 4.3	Valores de k e n (quadro de 128 bytes).	37
Figura 4.4	Valores de k e n (quadro de 512 bytes).	38
Figura 4.5	Capacidade de Correção (quadro de 128 bytes).	38
Figura 4.6	Capacidade de Correção (quadro de 512 bytes).	39
Figura 4.7	Consumo de Energia (quadro de 128 bytes).	39
Figura 4.8	Consumo de Energia (quadro de 512 bytes).	40
Figura 4.9	Taxa Ótima (k/n) para $d=1\text{km}$ (quadro de 128 bytes).	41
Figura 4.10	Taxa Ótima (k/n) para $d=1\text{km}$ (quadro de 512 bytes).	41
Figura 4.11	Valores de k e n para $d=1\text{km}$ (quadro de 128 bytes).	42
Figura 4.12	Valores de k e n para $d=1\text{km}$ (quadro de 512 bytes).	42
Figura 4.13	Capacidade de Correção $d=1\text{km}$ (quadro de 128 bytes).	43
Figura 4.14	Capacidade de Correção para $d=1\text{km}$ (quadro de 512 bytes).	43
Figura 4.15	Consumo de Energia para $d=1\text{km}$ (quadro de 128 bytes).	44
Figura 4.16	Consumo de Energia para $d=1\text{km}$ (quadro de 512 bytes).	44
Figura 4.17	Taxa Ótima de Código em Função da Distância	45

Figura 4.18 Tamanho do Bloco em Função da Distância	46
Figura 4.19 Capacidade de Correção em Função a Distância	46
Figura 4.20 Consumo de Energia em Função da Distância	47
Figura 4.21 SNR em Função da Distância	47

Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Largura de banda em função da distância	13
Tabela 2.2	Modems Comerciais para Comunicações Subaquáticas (TREZZO, 2013)	18
Tabela 2.3	Modems Experimentais para Comunicações Subaquáticas	19
Tabela 2.4	Conversão Watts/dBre (RJE, 2015)	20
Tabela 3.1	Códigos BCH	33
Tabela 4.1	Parâmetros do Cenário	35

Lista de Símbolos

T	Temperatura em graus Celsius
S	Salinidade em uma parte de mil
Z	Profundidade em metros
l_{ref}	Distância de referência
k	Fator de espalhamento geométrico
l	Distância
$a(f)$	Fator de absorção
f	Frequência em kHz
$N_{th}(f)$	Ruído térmico
$N_w(f)$	Ruído das ondas
$N_s(f)$	Ruído de embarcações
$N_t(f)$	Ruído por turbulência
w	Velocidade do vento
$N(f)$	Ruído total
s	Fator de atividade de transporte
P_t	Potência
$N_u(f)$	Densidade de ruído espectral
B	Largura de banda
$\bar{\gamma}_b$	Relação sinal ruído média
v	Parâmetro de forma
α	Parâmetro de escala
K_{v-1}	Função Bessel
$\Gamma(v)$	Função gama
I	Intensidade
φ	Eficiência total
P_{Rx}	Potência recebida
t	Capacidade de correção
n	Tamanho da palavra código

N_p	Número de quadros codificados
P_s	Probabilidade de Sucesso
E	Consumo de energia
P_{Tx}	Potência de Transmissão
R_b	Taxa de bits
N	Pacotes codificados

Lista de Abreviações

WSN	<i>Wireless Sensor Network</i>
ARQ	<i>Automatic Repeat Request</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
RF	<i>Rádio Frequência</i>
AUV	<i>Autonomous Underwater Vehicles</i>
SOFAR	<i>Sound Fixing And Ranging</i>
SNR	<i>Signal-To-Noise Ratio</i>
M-PSK	<i>M-ary Phase Shift Keying</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
M-FSK	<i>M-ary Frequency Shift Keying</i>
FH-FSK	<i>Frequency-Hopping Frequency-Shift Keying</i>
BFSK	<i>Binary Frequency Shift Keying</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
S2C	<i>Sweep Spread Carrier</i>
LBL	<i>Base Line Long</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
rModem	<i>Reconfigurable Modem</i>
MIT	<i>Instituto de Tecnologia de Massachusetts</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
GUI	<i>Graphical User Interface</i>
RMS	<i>Root Mean Squared</i>
BCH	<i>Bose, Chaudhuri, Hocquenghem</i>
RLF	<i>Random Linear Fontain</i>
LT	<i>Luby Transform Codes</i>
FER	<i>Frame error rate</i>

Resumo

As redes de sensores subaquáticas (USN - *Underwater Sensor Networks*) têm atraído o interesse dos pesquisadores por serem uma ferramenta promissora para exploração e monitoramento do ambiente subaquático. Podemos citar como exemplo o monitoramento das variações climáticas, o movimento das placas tectônicas e suas consequências na superfície, a exploração da pesca, o controle de poluição, a vigilância subaquática etc. Assim como em redes de sensores sem fio, o processo de comunicação das USN é afetado por fatores tais como ruído e desvanecimento do sinal devido a múltiplos percursos, que interferem no processo de comunicação, causando atraso de propagação, altas taxas de erros e redução da largura de banda, o que compromete a confiabilidade dessas redes. Para mitigar esses efeitos, são utilizadas técnicas de correção de erros, pois estas apresentam bons resultados quanto ao aumento da confiabilidade e diminuição do consumo de energia. Neste trabalho, modelamos e avaliamos o consumo de energia, por meio da utilização de códigos corretores de erros BCH e códigos fontanais, para diferentes taxas e probabilidades de entrega do código fontanal. Consideramos para a modelagem de canal a distribuição-K e o esquema de modulação BFSK. Os resultados obtidos possibilitam otimizar o projeto do esquema de codificação de canal das USN através da escolha dos parâmetros ótimos do codificador BCH, minimizando o consumo energético do enlace de comunicação subaquático.

Palavras-chave: Redes Acústicas Subaquáticas, Códigos BCH, Códigos Fontanais, Eficiência Energética.

Abstract

Underwater Sensor Networks (USN) have attracted the interest of researchers to be a promising tool for exploration and monitoring of the underwater environment. We can cite as an example the monitoring of climate variations, the movement of tectonic plates and their consequences on the surface, the exploitation of fisheries, pollution control, underwater surveillance etc. As well as wireless sensor networks, the communication process of the USN is affected by factors such as noise and signal fading due to multipath, which interfere in the communication process, causing propagation delay, high error rates and reduced bandwidth, which undermines the reliability of these networks. To mitigate these effects, error correction techniques are used, since they have good results in increasing the reliability and decreased power consumption. In this work, we modeled and evaluated energy consumption by the use of the BCH error correcting codes and fountain codes for different rates and the probability of delivery of fontanal code. We consider for modeling the channel distribution-K and BFSK modulation scheme. The results obtained allow to optimize the design of the channel encoding scheme of the USN by the choice of the optimal parameters BCH encoder, thereby minimizing the power consumption of underwater communication link.

Keywords: Underwater Acoustic Networks, BCH codes, Fountain codes, Energy efficiency.

Capítulo 1

Introdução

As USN têm atraído o interesse dos pesquisadores como uma ferramenta promissora para a exploração do ambiente subaquático contemplando o monitoramento das variações climáticas, o movimento das placas tectônicas e suas consequências na superfície, a exploração da pesca, controle de poluição, vigilância submarina etc. (PARTAN; KUROSE; LEVINE BRIAN, 2006) (AKYILDIZ; POMPILI; MELODIA, 2005). Basicamente, as USN consistem de nós sensores dispostos no ambiente subaquático em diferentes profundidades, interligados por *gateways* via enlace acústico e estações de superfície para receber e processar os dados coletados. A transmissão no canal subaquático é considerada uma das mais adversas devido a atenuações, ruídos e múltiplos percursos (STOJANOVIC; PREISIG, 2009). Esses elementos únicos e característicos das USN acarretam atraso de propagação, altas taxas de erros e redução da largura de banda, o que compromete a perfeita recepção dos dados (MELODIA, 2013). Para superar essas barreiras, utiliza-se a mesma técnica empregada em redes WSN (*Wireless Sensor Network*), que são os códigos corretores de erros, os quais permitem operar com a relação sinal-ruído mais baixa, diminuem o consumo de energia e melhoram a confiabilidade da rede.

1.1 Motivação

Basicamente, existem dois tipos de técnicas de controle dos erros de transmissão, o ARQ (*Automatic Repeat Request*) e o FEC (*Forward Error Correction*) (XU; LI; MIN, 2012). O ARQ utiliza canais de retorno para informar quando um pacote foi recebido corretamente, bem como quais foram recebidos com erros e, conseqüentemente, necessitam de retransmissões. No entanto, em USN essa técnica não apresenta bons resultados devido as suas características de estreita largura de banda e atrasos de propagação. No esquema FEC, por sua vez, dentro de sua capacidade de correção, não é necessária a utilização

do canal de retorno, uma vez que, por meio de redundância, incluída na mensagem original, é possível recuperar a informação transmitida, não se exigindo sua retransmissão. Existem basicamente duas categorias de códigos FEC: os códigos de blocos e os códigos convolucionais.

Especificamente, neste trabalho, os estudos se concentraram em códigos de bloco do tipo BCH, os quais são amplamente utilizados nas WSN (ROSAS et al., 2014) (PETRACCA et al., 2014) por apresentarem bons resultados quanto à correção de erros no envio de pacotes. Outro tipo de código corretor de erro são os códigos fontanais, em que o nó origem transmite diversos pacotes de informação codificada. Qualquer destino que queira receber a informação, necessita receber e armazenar em seu *buffer* uma quantidade $N \geq M$ pacotes codificados, onde M é o número de pacotes de informação, que se deseja entregar ao receptor (cerca de 5% a mais), de mensagens codificadas a fim de decodificar toda a informação original (MACKAY, 2005).

A principal motivação para esta pesquisa são os trabalhos apresentados por (ROSAS et al., 2014) e (AHMED; STOJANOVIC, 2013). O primeiro foi um estudo para WSN, em que os códigos corretores de erros BCH foram utilizados para determinar a taxa ótima de código para cada distância de transmissão, comprovando que a taxa ótima diminui conforme ocorre o aumento da distância. O segundo trabalho foi específico para USN, em que os códigos fontanais foram utilizados para especificar a quantidade de pacotes a ser enviada com redundância pré-especificada para se recuperar a mensagem original. Os trabalhos demonstraram bons resultados da aplicabilidade destes códigos para diminuir as taxas de erros do canal e apresentar redução do consumo de energia destas redes.

1.2 Objetivos

O objetivo deste estudo é otimizar estratégias de transmissão, utilizando-se códigos fontanais e códigos de bloco BCH, a partir da escolha da taxa ótima do código com a finalidade de reduzir o consumo de energia e aumentar a eficiência energética dos enlaces de comunicação das USN.

1.3 Estrutura do Documento

O restante do documento está estruturado em Capítulos com os seguintes propósitos: No Capítulo 2, são apresentados os conceitos relacionados às USN. No Capítulo 3, apresentamos os conceitos básicos sobre codificação de canal, descrevendo os princípios e

parâmetros básicos dos códigos de bloco BCH e dos códigos fontanais, os trabalhos relacionados com a pesquisa, a metodologia de análise (otimização) e o modelo de consumo de energia para o esquema de transmissão usando códigos fontanais e códigos BCH. No Capítulo 4, são apresentados os resultados de simulação e no Capítulo 5 a conclusão.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

Neste capítulo são apresentados os principais conceitos relacionados às USN, com especial atenção a modelagem do canal acústico subaquático, objetivando abordar os fundamentos que serão utilizados no Capítulo 3. Na Seção 2.1 é apresentado o conceito das USN, como são formadas, qual o tipo de comunicação apropriada para o ambiente subaquático e quais as limitações quanto a sua aplicabilidade. Na Seção 2.2, são apresentados exemplos de aplicações para essas redes. Na Seção 2.3, aborda-se o modelo do canal acústico subaquático e os fatores que influenciam na propagação do som no ambiente subaquático. Na Seção 2.4, são apresentados alguns exemplos de esquemas de modulação, modems comerciais e experimentais utilizados em USN. Na Seção 2.5, aborda-se a relação entre potência acústica e potência elétrica.

2.1 Redes de Sensores Subaquáticas (USN)

As USN têm o mesmo conceito das WSN, ou seja, utilizam sensores para o monitoramento de algum fenômeno, formando redes nas quais as informações são armazenadas, processadas ou simplesmente repassadas entre os sensores que as compõem. Embora existam semelhanças estruturais nestas redes, há importantes diferenças físicas, tecnológicas e econômicas.

Fisicamente uma USN é constituída por nós sensores que são distribuídos no ambiente subaquático e interconectados, por um ou mais *gateways*, via enlace acústico. Os sensores podem ser posicionados em diferentes profundidades de onde, comumente, utilizando caminhos com múltiplos saltos, transmitem os dados coletados para uma estação de superfície. Os *gateways* são compostos de transceptores horizontais e verticais (MELODIA, 2013), sendo que os transceptores horizontais são responsáveis por concentrar os dados coletados pelos nós sensores e envio de comandos de configuração e os transceptores

verticais, pela transmissão dos dados para estação de superfície. A estação de superfície pode ser equipada com um transceptor acústico capaz de estabelecer múltiplas conexões paralelas com os *gateways* e com nós sorvedouros, em terra e/ou na superfície, utilizando-se de transmissores de rádio de longo alcance ou satélite. Na Figura 2.1 observa-se a arquitetura típica de como é composta uma USN.

A tecnologia utilizada para a comunicação em USN pode empregar diferentes tipos de sinais: RF (*Rádio Frequência*), ópticos e acústicos. Em geral, a comunicação por RF é utilizada em curtas distâncias porque sofre grande atenuação neste ambiente, devido à absorção do meio, a qual se eleva quanto maior a frequência. Cabe observar que, para o estabelecimento de comunicações a baixas frequências, são necessárias grandes antenas de transmissão (MELODIA, 2013). Sinais ópticos, apesar de oferecerem grande largura de banda, são rapidamente dispersos e absorvidos no meio, limitando sua aplicação para comunicação de curto alcance. As ondas acústicas, diferentemente de ondas de RF e ondas ópticas, sofrem relativamente baixa absorção e podem viabilizar a comunicação à longas distâncias, contudo sofrem limitações em sua aplicabilidade devido a fatores tais como (AKYILDIZ; POMPILI; MELODIA, 2005):

- A largura de banda disponível é limitada e dependente do alcance e frequência, sendo no máximo centenas de kHz;
- O desvanecimento do sinal devido a múltiplos percursos prejudicam severamente o canal subaquático;
- O canal é extremamente variável, pois o atraso de propagação é de cinco ordens de magnitude maior do que em canais terrestres de rádio frequência;
- Autonomia limitada das baterias e, geralmente, as mesmas não podem ser recarregadas;
- Sensores submarinos são propensos a falhas por agentes externos, tais como incrustação e corrosão.

Considerando-se esses fatores, o canal de propagação acústico subaquático pode ser classificado como o meio de transmissão mais adverso da natureza (STOJANOVIC; PREISIG, 2009). O custo da infraestrutura e do desenvolvimento é significativamente maior no cenário subaquático (PENTEADO, 2010), principalmente no que se refere a vedação hermética necessária para resistir à elevada pressão hidrostática, na implantação dos equipamentos e no suprimento de energia para os mesmos.

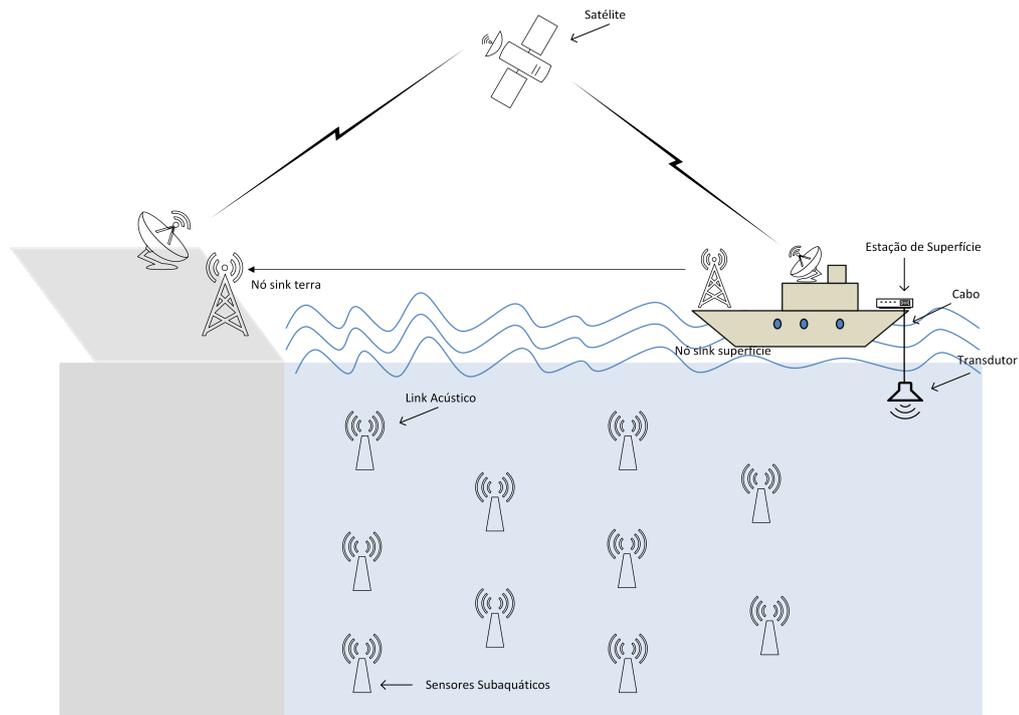


Figura 2.1: Exemplo de Arquitetura de Rede Subaquática (MELODIA, 2013)

2.2 Aplicações

O desenvolvimento da acústica subaquática teve grande impulso na segunda guerra mundial, devido à necessidade militar na identificação de embarcações inimigas e de comunicação com submarinos, posicionados nos mais diferentes pontos dos oceanos (QUAZI; KONRAD, 1982). Somente anos mais tarde a teoria acústica evoluiu, possibilitando estudos para utilização em outras áreas e aplicações de interesse, a saber (AKYILDIZ; POMPILI; MELODIA, 2007) (STOJANOVIC; PREISIG, 2009):

- Monitoramento ambiental: (MELODIA, 2013) apresenta o uso destas redes em Nova York, onde o rio Hudson tem mapeados os 507 km de sua extensão por redes de sensores distribuídas para coletar informações biológicas, físicas, químicas e transmiti-las para um centro de gerenciamento de dados. Outra possibilidade é realizar o monitoramento das correntes marítimas, as quais influenciam o clima do planeta e ajudam a compreender e prever o efeito das atividades humanas sobre os ecossistemas marinhos;
- Explorações submarinas: podem ajudar a detectar campos petrolíferos, determinar rotas para o assentamento de cabos e auxiliar na exploração de minerais.
- Prevenção de desastres: redes de sensores que medem a atividade sísmica de locais

remotos podem fornecer alertas de tsunamis para as zonas costeiras ou estudar os efeitos dos maremotos.

- Navegação assistida: Os sensores podem ser usados para identificar barreiras no fundo do mar, como por exemplo rochas ou bancos de areias em águas rasas, posições de ancoradouros e destroços submersos. Também possibilita o reconhecimento de minas explosivas (sistema que envolve a operação de vários AUV (*Autonomous Underwater Vehicles*) com sensores acústicos e ópticos) e também para realizar a medição da profundidade dos oceanos.
- Vigilância tática distribuída: AUV e sensores submarinos fixos podem, colaborativamente, monitorar áreas de interesse, reconhecimento, segmentação e detecção de intrusão.

2.3 Modelo do Canal Acústico Subaquático

As características de propagação em canais acústicos subaquáticos são influenciadas por fatores como (MELODIA, 2013) (RADOSEVC; PROAKIS; STAJANOVIC, 2009): a baixa velocidade do som no ambiente subaquático, a atenuação causada pelo espalhamento e absorção, os efeitos do ruído no ambiente subaquático nas diferentes bandas de frequência. Estas características causam reduzida largura de banda, múltiplos percursos, desvanecimento do sinal e grandes atrasos de propagação, que podem resultar numa baixa eficiência energética e fraca confiabilidade.

2.3.1 Velocidade de Propagação do Som

A velocidade de propagação do som na água é de aproximadamente 1500 m/s, variando entre 1450 a 1540 m/s (URICK, 1983), valor este que causa grande latência nas transmissões acústicas subaquáticas, sendo este dado uma das maiores barreiras no desenvolvimento das USN. A título de comparação, a velocidade no meio subaquático é mais de quatro vezes maior que a propagação do som no ar, porém é cinco ordens de grandeza menor que a propagação eletromagnética no ar (PENTEADO, 2010).

A velocidade de propagação do som na água também é variável e dependente da profundidade, temperatura e da salinidade do meio. A fórmula da velocidade do som na água é dada em m/s por (BREKHOVSKIKH; LYSANOV, 2003):

$$C = 1449,2 + 4,6T - 0,055T^2 + 0,00029T^3 + (1,4 - 0,01T)(S - 35) + 0,16Z, \quad (2.1)$$

sendo T a temperatura em graus Celsius, S a salinidade em uma parte de mil (varia de 32 a 37, sendo 35 o valor padrão) e Z a profundidade em metros.

A equação 2.1 dá origem à curva conhecida como *perfil da velocidade*, que representa a variação da velocidade do som em função da profundidade. Na figura 2.2(a) C representa a velocidade do som e Z a profundidade. Acima do eixo Z_m a velocidade do som aumenta principalmente devido ao aumento da temperatura. Abaixo, o aumento da velocidade está relacionado com o aumento da pressão hidrostática. O ponto C_h é a velocidade do som no leito do oceano e Z_c a profundidade na qual a velocidade do som se iguala à da superfície. A Figura 2.2(b) r é a distância horizontal e o eixo vertical Z a profundidade, o ponto de inflexão da curva Z_m delimita duas regiões, acima a termoclina principal e abaixo a isoterma profunda, origem dos efeitos de refração que dão origem ao canal SOFAR (*Sound Fixing And Ranging*). Este canal forma uma guia horizontal de ondas acústicas cujo eixo central se localiza na separação dessas duas regiões. Esse efeito ocorre devido à refração que as ondas acústicas sofrem nas contínuas camadas adjacentes de velocidades diferentes. Sinais de baixa frequência produzidos nesse eixo, ou próximos a ele, se propagam horizontalmente por diversos quilômetros com pouca atenuação, pois nunca perdem energia em reflexões na superfície ou no fundo do oceano, ficando submetidos aos efeitos de refração.

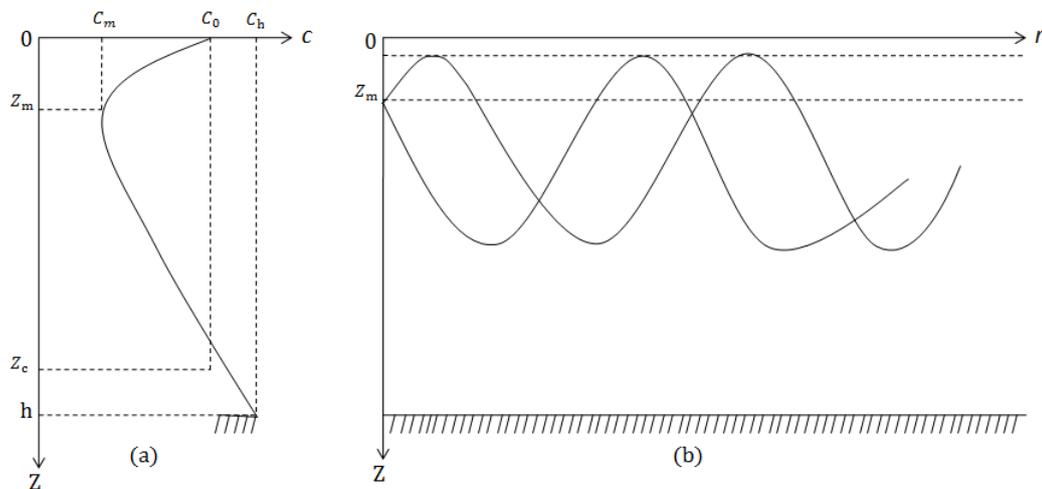


Figura 2.2: Velocidade em função da profundidade e diagrama de raio do canal SOFAR (BREKHOVSKIKH; LYSANOV, 2003)

2.3.2 Modelo de Atenuação

A propagação dos sinais acústicos no ambiente subaquático sofre atenuação em consequência à perda de amplitude, que ocorre devido ao espalhamento e absorção das

ondas sonoras. Estas perdas dependem da distância transmissor-receptor em relação a frequência do sinal transmitido, na seguinte relação (STEFANOV; STOJANOVIC, 2011):

$$A(l, f) = (l/l_{ref})^k a(f)^l \text{ dB}, \quad (2.2)$$

onde $A(l, f)$ é a atenuação em função da distância l em km , l_{ref} é a distância de referência, k é o fator espalhamento que está relacionado com a distância l entre a fonte e o receptor. $a(f)$ se refere a absorção que ocorre quando o som se propaga no oceano e parte da energia acústica é continuamente absorvida e transformada em calor e além da sua dependência espacial, também é dependente da frequência f .

No caso do espalhamento, a energia acústica se dissipa à medida que se propaga sobre uma grande área, diminuindo assim a intensidade da onda acústica. Há dois tipos comuns de espalhamento (MELODIA, 2013):

- Esféricos: caracterizam comunicações em águas profundas e ocorrem quando as ondas acústicas se espalham esfericamente para o exterior a partir de uma fonte num meio infinito;
- Cilíndricos: caracterizam comunicações em águas rasas, e ocorrem quando as ondas acústicas se espalham horizontalmente, dado que o meio tem limites paralelos inferiores e superiores.

Valores típicos de k são: 1 para cilíndrico e 2 para esférico, no entanto, o valor usual é de 1,5. O coeficiente de absorção $a(f)$, pode ser calculado pela fórmula de *Thorp* (BREKHOVSKIKH; LYSANOV, 2003):

$$10 \log_{10} [a(f)] = \frac{(0,11)f^2}{1+f^2} + \frac{44f^2}{4100+f^2} + \frac{2,75f^2}{10^4} + 0,003 \text{ dB/km} \quad (2.3)$$

Esta fórmula é válida para frequências de algumas centenas de Hertz. Para baixas frequências, a seguinte fórmula poder ser usada (BREKHOVSKIKH; LYSANOV, 2003):

$$10 \log_{10} [a(f)] = 0,002 + 0,11 \frac{f^2}{1+f^2} + 0,001f^2 \text{ dB/km} \quad (2.4)$$

A fórmula de Fisher e Simmons (MELODIA, 2013) é uma alternativa para o cálculo do coeficiente de absorção $a(f)$, podendo ser definido como

$$10 \log_{10} a(f) = (A_1 P_1 \frac{f^2}{f_1^2 + f^2} f_1 + A_2 P_2 \frac{f^2}{f_2^2 + f^2} + A_3 P_3 f^2) 10^{-3} \text{ dB/km} \quad (2.5)$$

sendo que A_1, A_2, A_3, f_1 e f_2 são funções complexas da temperatura e P_1, P_2 e P_3 , funções

da pressão da água. O coeficiente de absorção aumenta na mesma proporção do aumento da frequência de operação, impondo com isso um limite de frequência máxima utilizável para um enlace acústico de uma determinada distância (STOJANOVIC, 2007), conforme a Figura 2.3, reproduzida e validada com (HAGMANN; FOH; CAI, 2009).

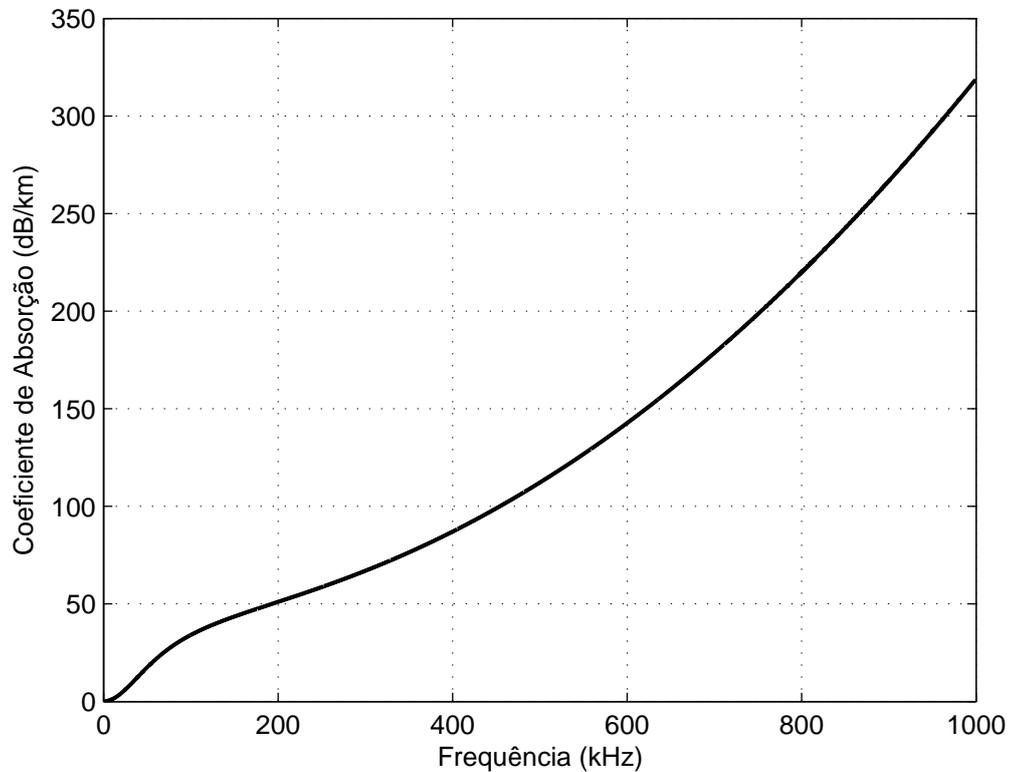


Figura 2.3: Comportamento do coeficiente de absorção de *Thorp* $a(f)$

2.3.3 Modelo de Ruído

O ruído no ambiente subaquático é consequência de diferentes origens físicas, mas tem sido modelado, contemplando quatro fatores principais: turbulência, ruído de embarcações, vento e ruído térmico, considerando-se que em cada região do espectro de frequência existe uma fonte de ruído dominante. As principais fontes contribuintes de ruído de acordo com as diversas bandas de frequência são (URICK, 1983):

- Banda de frequência I (abaixo de 1Hz): o ruído mais provável é a atividade sísmica;
- Banda de frequências II (entre 1 e 20 Hz): prevalece o ruído de turbulência oceânica;
- Banda de frequências III (entre 20 e 500Hz): o principal contribuinte são as altas velocidades dos ventos, porém geralmente é mais afetado pelo ruído de embarcações;

- Banda de frequências IV (entre 500Hz e 50 kHz): caracterizado pelo ruído de superfície (vento e a agitação do mar);
- Banda de frequência V (maior que 50 kHz): é a banda de ultrassons, onde o ruído dominante é a agitação térmica.

Os níveis de ruídos a partir dos contribuintes principais e a densidade espectral de potência de cada um desses componentes é dado em dB re μPa por Hz em função da frequência (kHz) (STOJANOVIC; PREISIG, 2009) :

$$N_{th}(f) = -15 + 20 \log_{10}(f) \quad (2.6)$$

$$N_w(f) = 50 + 7,5\sqrt{w} + 20 \log_{10}(f) - 40 \log_{10}(f + 0,4) \quad (2.7)$$

$$N_s(f) = 40 + 20(s - 0,5) + 26 \log(f) - 60 \log_{10}(f + 0,03) \quad (2.8)$$

$$N_t(f) = 17 - 30 \log_{10}(f) \quad (2.9)$$

sendo $N_{th}(f)$ o ruído térmico, $N_w(f)$ o ruído das ondas, $N_s(f)$ o ruído de embarcações e $N_t(f)$ o ruído das turbulências. O parâmetro de atividades das embarcações s varia de 0 a 1 e w é a velocidade do vento em (m/s). O ruído total $N(f)$ é dado pela soma dos quatro componentes

$$N(f) = N_{th}(f) + N_w(f) + N_s(f) + N_t(f) \quad (2.10)$$

A Figura 2.4 mostra o ruído total em dB re $1 \mu\text{Pa}$, para o parâmetro de atividade de embarcações $s=0$. Este resultado foi reproduzido e validado com (STOJANOVIC; PREISIG, 2009).

2.3.4 Relação Sinal Ruído (SNR)

A partir do modelo de atenuação $A(l, f)$ e do ruído $N(f)$ pode-se definir a relação sinal ruído SNR (*Signal-To-Noise Ratio*) como (STOJANOVIC, 2007):

$$\bar{\gamma}(l, f) = \frac{P_t/A(l, f)}{N_u(f)B} \quad (2.11)$$

sendo P_t a potência de transmissão acústica, $N_u(f) = (10^{N(f)/10}) \cdot 10^{-6}$ a densidade de ruído espectral em P^a/Hz e B a largura da banda em torno da frequência f . A combinação dos efeitos da atenuação $A(l, f)$ e do ruído $N(f)$ resulta na dependencia da frequência e

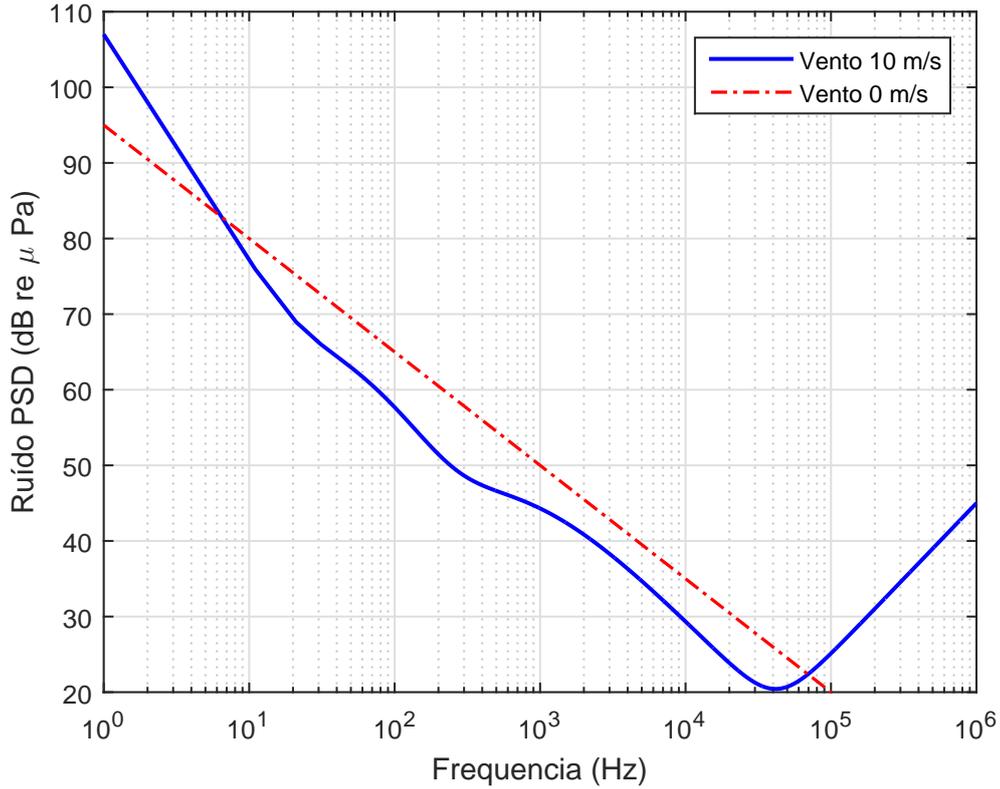


Figura 2.4: Densidade espectral de potência para ruído ambiente

da distância e pode ser calculado por

$$\bar{\gamma}(l, f) \propto \frac{1}{A(l, f)N_u(f)} \quad (2.12)$$

As curvas da relação sinal/ruído *versus* a frequência são apresentadas na Figura 2.5 (STOJANOVIC; PREISIG, 2009). É importante observar que para uma dada distância entre transmissor e receptor existe uma frequência ideal de transmissão que maximiza a SNR. Na figura 2.5 para distância de 5km resulta em um SNR maior quando comparada a distância de 100km. Isso faz com que a banda de transmissão disponível também varie com a distância, sendo maior para menores distâncias conforme apresentou-se na Tabela 2.1 (AKYILDIZ; POMPILI; MELODIA, 2005).

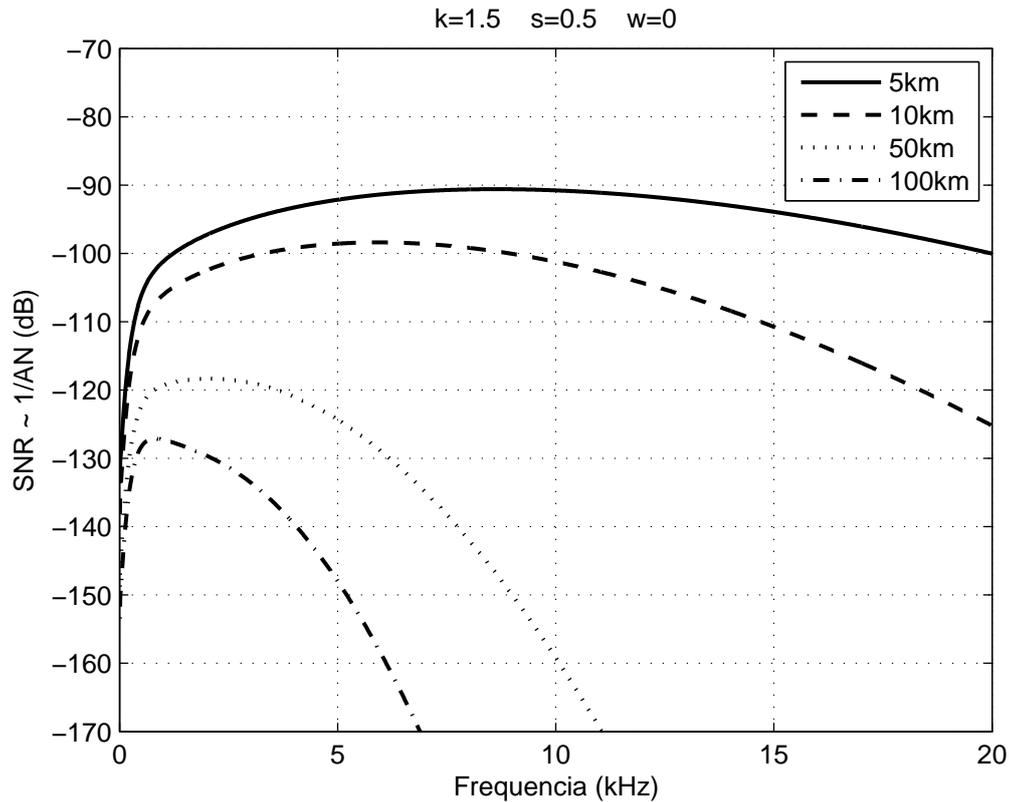


Figura 2.5: SNR em função da frequência e distância transmissor-receptor

	Alcance (km)	Largura de Banda (kHz)
Muito Longo	1000	< 1
Longo	10-100	2-5
Médio	1-10	10
Curto	0.1-1	20-50
Muito Curto	< 0.1	> 100

Tabela 2.1: Largura de banda em função da distância

2.4 Esquemas de Modulação

Em canais acústicos subaquáticos, os esquemas de modulações podem reduzir as limitações de desempenho e melhorar a eficiência da largura de banda e da taxa de bit do canal. As características de alguns desses esquemas para USN são descritos a seguir.

Modulação M-PSK (*M-ary Phase Shift Keying*): neste esquema, os dados são transmitidos via deslocamento de fase contínua de uma portadora para uma das M fases discretas. Para uma determinada probabilidade de erro, sinais PSK exigem menos potência transmitida do que em FSK e requerem menor largura de banda. Para combater a interferência entre símbolos, são utilizadas técnicas de equalização de canal (STOJA-

NOVIC; CATIPOVIC; PROAKIS, 1994). Para a modulação PSK o cálculo da BER (*Bit Error Rate*) para um canal com desvanecimento *Rayleigh* pode ser calculado por

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right], \quad (2.13)$$

onde $\bar{\gamma}_b$ é a relação sinal ruído médio no receptor.

Modulação M-FSK (*M-ary Frequency Shift Keying*): neste esquema de modulação, a transmissão dos dados é feita por meio do deslocamento da frequência contínua de uma portadora para uma das M frequências discretas. Como o receptor geralmente compara a energia das diferentes frequências para deduzir quais dados foram enviados, utiliza-se somente a detecção não-coerente, devido ao efeito Doppler no canal subaquático. Para combater a ISI, causada por múltiplos percursos e o espalhamento da frequência, intervalos de guarda são inseridos entre as sucessivas transmissões de símbolos (AKYILDIZ; POM-PILI; MELODIA, 2005). Como resultado, a taxa de dados da modulação FSK é muito baixa. A técnica de transmissão por espalhamento espectral por saltos em frequência FH-FSK (*Frequency-Hopping Frequency-Shift Keying*) melhora a taxa de dados, pois não precisa esperar pela compensação do canal, porém exige uma maior largura de banda. Para o BFSK (*Binary Frequency Shift Keying*) a largura de banda mínima teórica (em Hz) é o dobro da taxa de bits. Em um canal com desvanecimento *Rayleigh* o cálculo da BER para o BFSK pode ser obtido por

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{2 + \bar{\gamma}_b}} \right] \quad (2.14)$$

Em comunicações acústicas subaquáticas, as variações do sinal e os múltiplos percursos aumentam significativamente a BER em comparação com a comunicação de RF. Para modelar os efeitos do desvanecimento em canais de RF, são utilizadas as distribuições *Rayleigh* e *Rice*, as quais também podem ser utilizadas em canais USN, porém um modelo mais aproximado do canal pode ser alcançado, utilizando-se a distribuição-K (SOUZA et al., 2015) que é dada por

$$f_X(x) = \frac{4}{\sqrt{\alpha}\Gamma(v)} \left(\frac{x}{\sqrt{\alpha}} \right)^v K_{v-1} \left(\frac{2x}{\sqrt{\alpha}} \right), \quad (2.15)$$

onde v é um parâmetro de forma, α um parâmetro de escala, K_{v-1} é a função de *Bessel* modificada de segundo tipo, de ordem $v - 1$ e $\Gamma(v)$ é a função gama. Para modulações

BFSK não coerentes no canal com distribuição-K a BER pode ser calculada por

$$P_b(\bar{\gamma}) = \frac{v}{\Gamma(v)} \int_0^{\infty} \frac{u^{(v-1)} e^{-u}}{2v + u \frac{E_b}{N_u(f)}} du \quad (2.16)$$

Existem outros esquemas de modulações que podem ser utilizados em USN como Direct Sequence Spread Spectrum-DSSS (FREITAG et al., 2001) (LANBO; SHENGLI; JUN, 2008) e OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) (LI et al., 2008) (BINGHAM, 1990). Contudo, das técnicas de modulações apresentadas nesta Seção, foi considerado o esquema de modulação BFSK e, para modelar o desvanecimento, utilizou-se a distribuição-K, a qual possibilita uma melhor modelagem do canal subaquático (SOUZA et al., 2015).

2.4.1 Modems Comerciais

Os modems comerciais específicos para USN são apresentados na Tabela 2.2 (TREZZO, 2013), na qual várias características podem ser comparadas, sendo possível avaliar suas capacidades de acordo com vários fatores. O termo NE é utilizado onde as especificações não foram fornecidas pelo fabricante.

Uma boa taxa de transmissão em *bits/s* e alcance satisfatório é a proposta do modem da Aquatec Group Limited o AquaModem 1000 (AQUATEC, 2013), o qual pode ser configurado dependendo do espectro de propagação do ambiente, podendo ser utilizadas as modulações FSK ou PSK.

No modelo EvoLogic S2C R 48/78 (EVOLOGIC, 2015), o alcance de transmissão permite uma melhor flexibilidade de aplicação, e obtém ótimo alcance e alta taxa de bits. O esquema de modulação utilizado é um esquema patenteado S2C (*Sweep Spread Carrier*), projetado para imitar padrões sonoros dos golfinhos, os quais emitem sons em uma ampla variedade de frequências. Esta técnica tem se mostrado eficiente para neutralizar os efeitos de múltiplos percursos.

O SMART Modem SM-975 (BENTHOS, 2015), suporta uma série de recursos como gravação em banda acústica, reprodução da forma de onda arbitrária, utiliza a técnica de posicionamento subaquático LBL (*Base Line Long*) e alta capacidade no registro de dados. Este modem é altamente personalizável e, portanto, um bom alcance de frequências e altas taxas de bits. Os esquemas de modulação utilizados são M-FSK e o PSK (*Phase Shift Keying*).

O AquaSeNT *Aquatic Sensor Network Technology LLC* (AQUASENT, 2015), foi projetado para uso em redes de sensores subaquáticas, a fim de monitorar e recolher dados

numa grande variedade de aplicações, sendo um dos poucos modems comerciais baseados em OFDM. O modem utiliza uma potência de transmissão relativamente baixa, com uma alta taxa de bits de 3,2 kbps.

O UWM2000H, desenvolvido pela LinkQuest (LINKQUEST, 2015) atinge 17,8 kbps e uma potência de transmissão relativamente baixa, de 2 ou 8W, dependendo da distância de transmissão desejada. O modem utiliza modulação proprietária, porém os detalhes não estão disponíveis. Alguns dos recursos adicionais deste modem incluem equalização do canal para combater os efeitos de múltiplos percursos, correção de erro e adaptação automática de taxa para combater diferentes condições de ruído.

O *Micron Data Modem* da Tritech's (TRITECH, 2015) foi projetado especificamente para a comunicação subaquática em ambientes onde o espaço e/ou potência são limitados. Sua taxa de bits, cerca de 40 *bps*, é muito mais lenta do que a dos demais modems descritos. No entanto, como o modem está destinado a aplicações de baixa taxa de dados, este valor pode ser suficiente. O esquema de modulação é baseado na tecnologia de espalhamento espectral.

2.4.2 Modems Experimentais

O objetivo das pesquisas de modems experimentais é possibilitar uma implementação flexível de diferentes protocolos e algoritmos. Modems flexíveis variam de modems reconfiguráveis, que permitem aos usuários selecionar o método de modulação, a partir de um conjunto finito de esquemas, para modems totalmente reprogramáveis que possibilitam ao usuário realizar qualquer esquema de modulação e demodulação, além de conter um protocolo flexível de rede e um *software* com maior precisão (OTNES; JENSERUDA; VOLDHAUGB, 2009). Os modems experimentais, discutidos nesta Seção, são apresentados na Tabela 2.2.

Criado em 2009 pelo Woods Instituto Oceanográfico Hole micromodem WHOI do (GALLIMORE et al., 2010), é um modem compacto cujo transceptor é de baixo consumo de potência podendo operar nos modos: ativo, baixa potência e hibernar. Os esquemas de modulação suportados são FH-FSK e o PSK com 80-5000 *bps*. Possui um sistema de *feedback* adaptativo e *software* de correção de erros. Em testes o modem alcançou uma taxa de 200 bps com alcance de até 11km.

O HERMES (BEAUJEAN et al., 2008), desenvolvido pela *Florida Atlantic University*, é um modem acústico de alta frequência e velocidade e possui dois enlaces de comunicação subaquática: *uplink* com elevadas taxas de *bits* e um *downlink* com baixa taxa de *bits*. O HERMES pode transmitir imagens sem compressão de alta resolução a

aproximadamente 86,9 kbps na faixa de 120 m. Utiliza a banda de frequência 260-380 kHz, significativamente maior do que a maioria dos outros modems acústicos. As modulações utilizadas são BPSK ou QPSK com DSSS podendo atingir taxas de 16 a 87 kbps sem codificação, dependendo das especificações de pacotes. Uma vez que as transmissões de imagem, nesta aplicação, podem suportar BER mais elevados do que os dados textuais tradicionais. A transmissão é considerada bem-sucedida, até 120m com 71,8% dos pacotes detectados e autenticados e uma BER média de 5,3%. Num alcance de 95m, a porcentagem de pacotes detectados e autenticados aproxima-se de 100% , um valor menor de BER é alcançado quando a transmissão não é de imagem.

O rModem (*Reconfigurable Modem*) foi projetado para permitir ao usuário reconfigurar funcionalidades em diferentes camadas da pilha de protocolos com possibilidade de otimização *cross-layer* (SOZER; STOJANOVIC, 2006). Desenvolvido pelo MIT (*Instituto de Tecnologia de Massachusetts*), possui um processador digital de sinais DSP (*Digital Signal Processor*) e um FPGA (*Field-Programmable Gate Array*) que possibilita a operação em qualquer frequência de portadora e largura de banda dentro do intervalo de 1 a 100 kHz, enquanto que o DSP funciona a 255MHz. O rModem permite a utilização de esquemas de transmissão MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) usando os quatro canais configuráveis de entrada e de saída. O interfaceamento possui um filtro analógico *anti-aliasing* com largura de banda de 1 a 100 kHz, que pode ser usado para várias aplicações e uma placa de 56 pinos para acomodar futuras expansões. Tem uma interface gráfica do usuário GUI (*Graphical User Interface*), a qual pode ser usada para controlar o hardware, enviar e receber pacotes e log de eventos de dados.

O UCSB AquaModem foi projetado pela University of California Santa Barbara (BENSON, 2010), para uso em redes de sensores *ad hoc* e o esquema de modulação é o DSSS. A largura de banda é de 5 kHz e sua taxa de transferência de dados de 133 bps. O algoritmo de modulação inclui tempos de guarda com a finalidade de diminuir a necessidade de equalização. Testes mostram que a potência máxima de transmissão é de aproximadamente 12 W RMS (*Root Mean Squared*).

Fabricante	Modem	Frequência (kHz)	Potência Tx(W)	Potência Rx(W)	Modulação	Taxa de Bit (bps)	Máximo Alcance em (km)
AquaTec	AquaModem 1000	7.5-12	20	0.6	FSK/DPSK-SS	300-2000	20
EvoLogics	S2C R 48/78	48-78	5, 8, 18, e 60	1.1	S2C	3200	1
Teledyne Benthos	SMART Modem	9-14, 16-21 ou 22-27	NE	NE	FSK/PSK	140-15360	2-6
AquaSeNT	AquaSeNT Modem	14-20	5-20	0.7	OFDM	3200	4
LinkQuest	UWM2000H	26.77-44.62	2-8	0.8	Proprietária	17800	1.2
Tritech	Micron Data Modem	20-28	7,92	0.72	SS	40	0.5

Tabela 2.2: Modems Comerciais para Comunicações Subaquáticas (TREZZO, 2013)

Modem	Modulação	Taxa de Bit (bps)	Máximo Alcance em (km)
WHOI Micro-Modem	FH-FSK/QPSK	80-5000	11
HERMES	BPSK/QPSK	16000-87000	0.12
rModem	variado	variado	variado
UCSB AquaModem	DSSS	133	440

Tabela 2.3: Modems Experimentais para Comunicações Subaquáticas

2.5 Relação Entre Potência Acústica e Elétrica

O Som ocorre devido a movimentos regulares de moléculas em um meio elástico (ar ou água) que se comunicam com as moléculas adjacentes resultando em mudanças de pressão. Ao se propagar, a onda de som transporta energia mecânica sob a forma de energia cinética das partículas em movimento mais a energia potencial das tensões criadas no meio elástico. Com isso uma certa quantidade de energia por segundo fluirá através de uma unidade de área perpendicular à direção de propagação. Esta quantidade de energia por segundo (potência), atravessando uma unidade de área, é chamada a **intensidade da onda** com pressão efetiva igual a $1 \mu\text{Pa}$.

Conforme (URICK, 1983) se I_1 e I_2 são duas intensidades ou fluxos de energia, a relação entre ambas intensidades é dada por

$$N = 10 \log_{10} \left(\frac{I_1}{I_2} \right), \quad (2.17)$$

onde N denota sua proporção. O nível de uma onda de som é a quantidade de decibéis pelos quais sua intensidade, ou densidade do fluxo de energia, difere da intensidade da onda de som referência. Na expressão acima se I_2 é a intensidade referência, então uma onda de som de intensidade I_1 tem um nível igual a N dB. A referência usada é N dB re $1 \mu\text{Pa}$, portanto, uma onda tendo uma intensidade 100 vezes a da onda plana de pressão rms $1 \mu\text{Pa}$ é dita ter um nível de $10 \log_{10} \frac{100}{1} = 20$ dB re $1 \mu\text{Pa}$.

Para converter as intensidades da onda dada em dB re μPa , em potência elétrica (*Watts*), é preciso considerar o consumo de potência elétrica denotado por $P_t(l, f)$ em função da distância l e frequência f que é dado como (STOJANOVIC, 2007) em dB re μPa

$$P_t(l, f) = N(f)A(l, f)B(f)SNR, \quad (2.18)$$

Os fatores $N(f), A(l, f), B(f)$ e SNR foram descritos nas Seções anteriores e sua

conversão para *Watts* pode ser feita conforme (GAO; FOH; CAI, 2012):

$$P_t^{el} = \frac{P_t \cdot 10^{-17.2}}{\varphi} \quad (2.19)$$

Sendo $10^{-17.2}$ o fator de conversão da potência acústica em dB re 1 μPa em potência elétrica em *Watts* e φ a eficiência total do circuito elétrico (potência do amplificador e transdutor). Na Tabela 2.4 apresentam-se as conversões mais utilizados para sinais acústicos submarinos.

Watts	dB re: 1 μPa @ 1 yd	dB re: 1 μbar @ 1 yd	dynes/cm
0.125	162.5	62.5	1300
0.25	165.5	65.5	1900
0.50	168.5	68.5	2700
1.00	171.5	71.5	3800
2.00	174.5	74.5	5300
10.0	181.5	81.5	11900
20.0	184.5	84.5	16800
40.0	187.5	87.5	23700
100	191.5	91.5	37600
200	194.5	94.5	53100

Tabela 2.4: Conversão Watts/dBre (RJE, 2015)

2.6 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos das USN, foram discutidas as características do canal acústico subaquático, tais como velocidade do som, modelo de atenuação do canal, modelo de ruído, quais suas origens físicas e, a partir desses fatores, foi definida a relação sinal ruído. Também descreveu-se os esquemas de modulação mais comuns para a utilização nas USN, os modems comerciais propostos e suas características e os modems experimentais que apresentam flexibilidade quanto aos esquemas de modulação a serem utilizados. Por último, apresentou-se a relação entre a potência acústica e a elétrica. No próximo Capítulo serão apresentados os trabalhos relacionados a eficiência energética das USN e WSN, técnicas de codificação de canal e o modelo de análise de consumo proposto nesse trabalho.

Capítulo 3

Esquemas de Codificação de Canal

Uma rede de sensores é composta por nós sensores, estáticos ou móveis formando um sistema capaz de monitorar o ambiente, processar e armazenar dados detectados e transmiti-los no canal de comunicação. Um desafio para estas redes se relaciona à questão energética, devido à limitada autonomia do hardware dos nós, considerando-se que muitos dos ambientes a serem monitorados tais como, o ambiente subaquático, florestas, campos de batalha, são de difícil acesso tornando muito caro ou mesmo impraticável, o ressurgimento de energia para os sensores ou a reimplantação dos nós. Por esses fatores, o prolongamento da vida útil da rede e a eficiência energética são preponderantes para a implantação de uma USN.

Em redes subaquáticas, a questão da eficiência energética se torna ainda mais complicada devido às instabilidades do canal que provocam altas taxas de erros. Nesses canais, a energia necessária para transmissão é cerca de 100 vezes maior do que a energia para recepção (PARTAN; KUROSE; LEVINE BRIAN, 2006). Códigos de controle de erros têm mostrado bom desempenho quanto à diminuição de erros nos canais subaquáticos, aumentando a confiabilidade da rede.

3.1 Eficiência Energética de Esquemas Codificados

Para fins de obter uma maior eficiência energética, cujo o objetivo é prolongar o tempo de vida útil da rede, diversas técnicas são propostas destacando-se os códigos corretores de erros BCH, Fontanais e a codificação de rede por se mostrarem eficientes quanto à transmissão de pacotes com baixa taxa de erro. Na sequência, são apresentados alguns trabalhos em que essas técnicas foram utilizadas.

A utilização dos códigos fontanais no trabalho de (AHMED; STOJANOVIC, 2011) foi proposta para gerar pacotes de acordo com uma redundância pré-especificada. O

objetivo foi o de calcular o número de pacotes necessários a serem transmitidos, em ordem, para o receptor detectar um bloco de M pacotes de dados originais com probabilidade pré-especificada, constatando-se que este número depende do número de pacotes originais enviados, bem como da taxa de erro de pacotes do canal.

Quando se considera canais invariantes no tempo (AHMED; STOJANOVIC, 2013), a taxa de pacotes depende do estado do canal, e para canais com variação rápida existe uma potência de transmissão ideal em que a média de energia por bit é minimizada. A utilização dos códigos fontanais possibilitou diminuir os efeitos do desvanecimento em canais de USN. Os ajustes da potência de transmissão e da taxa de codificação, minimizaram o consumo de energia média por bit de informação transmitida com sucesso. Os resultados mostraram que existe uma taxa de transmissão ideal tanto para a potência de transmissão quanto para o número de pacotes codificados.

Variação dos códigos fontanais (ABOUEI et al., 2011), os códigos LT (LUBY, 2002) mostraram uma flexibilidade, ajustando-se sua taxa de codificação correspondente para se adequar às condições do canal. A utilização dos códigos permite ajustar as taxas para atingir um determinado BER para que se obtenha um baixo consumo de energia.

Os códigos BCH foram utilizados no trabalho de (ROSAS et al., 2014) pelo qual foi possível comprovar que, para cada distância de transmissão, existe uma taxa de código ótima. Ficou comprovado que esta taxa está relacionada com a distância de transmissão, aumentando conforme essa distância aumenta e, ainda, que o alcance de transmissão de um dispositivo de comunicação de baixa potência pode ser significativamente aumentado com o uso de esquemas codificados.

Em (NITHYA; RAMACHANDRAN; BHASKAR, 2014) foram considerados o tempo de vida da rede e a confiabilidade do enlace pelo que se pode constatar que os códigos BCH melhoraram o desempenho de ambos, sendo que o código BCH com taxa de código de 0,8 proporciona ganho de codificação de 1.6 dB quando comparado com outros esquemas cíclicos e ARQ, comprovando-se ser um código eficiente na redução do consumo de energia em comparação com os demais os códigos considerados.

Os Códigos BCH são utilizados (SEPEHR; PFISTER; CHAMBERLAND, 2013) para estudar o desempenho das filas em sistemas de comunicação que transmitem dados codificados em canais com apagamento. Os códigos BCH são utilizados para analisar a relação entre a seleção da taxa de código e do desempenho filas nos enlaces de dados ponto-a-ponto. Demonstrou-se que é possível selecionar o melhor tamanho do bloco e taxa de código do esquema de codificação com base nos requisitos do sistema. Isto é especialmente útil no contexto de aplicações sensíveis ao atraso em que tamanhos de bloco grandes são inadequados.

Outra técnica que pode prover a eficiência energética para WSN é a codificação de rede. O processo de codificação é utilizado devido à baixa complexidade de codificação e decodificação que diminui a sobrecarga de cálculo e o consumo de energia. Um esquema híbrido de codificação de rede e retransmissão seletiva é empregado em (MO, 2012). A repetição seletiva é utilizada para garantir confiabilidade do salto. Os resultados mostraram que é possível estimar uma taxa de codificação ideal, de maneira que os pacotes possam ser transmitidos com alta probabilidade de sucesso.

A elaboração de um esquema de codificação de rede com tamanhos aleatórios de símbolo, pacote e bloco foi apresentado em (MANVILLE et al., 2013). Os resultados demonstram a importância da aplicação da codificação de rede como recurso para recuperação de erros para compensar as perdas naturais dos canais USN. Em uma WSN, a área em torno do nó sorvedouro forma uma zona de gargalo, na qual o fluxo de tráfego é muito alto, o que compromete o tempo de vida da rede. A combinação da codificação de rede com *duty cycle*, no trabalho de (ROUT; GHOSH, 2013), permite aumentar o tempo de vida da rede de 2,5% a 9,5%.

Neste trabalho, propõe-se reduzir a taxa de erro na entrega de pacotes em USN, utilizando-se códigos BCH e códigos fontanais. Com base nos estudos de (ROSAS et al., 2014) e (AHMED; STOJANOVIC, 2013), busca-se avaliar o impacto da codificação do canal e das transmissões no desempenho e no consumo de energia das USN. Apesar dos benefícios a codificação de rede não será abordada neste trabalho.

3.2 Codificação de Canal

A codificação de canal tem um papel importante no processo de comunicação digital, pois possibilita, por meio de redundância introduzida, que a informação enviada seja pouco afetada pelo ruído existente nos meios de transmissão. Neste trabalho, somente os códigos de bloco foram considerados.

No processo de comunicação digital, a fonte emite mensagens em sequências de *bits*. Uma sequência destes bits é dividida em u blocos, de k bits cada e cada um destes blocos são codificadas para um bloco \mathbf{c} de $n > k$ bits que é transmitido pelo canal. Se k bits estão contidos em um bloco de n bits, então a quantidade de redundância introduzida no processo de codificação é de $(n - k)$. A taxa de codificação de um código de bloco pode ser definida como sendo a relação entre o número de bits de informação e o número de bits da palavra código ou seja $R = k/n$. O bloco de informação \mathbf{r} recebido é formado por \mathbf{c} mais os erros \mathbf{e} que ocorrem durante o processo de transmissão devido as degradações impostas pelo meio, ou seja, $\mathbf{r} = \mathbf{c} + \mathbf{e}$.

Dado o código $C(n, k)$ uma **matriz geradora** é uma matriz $k \times n$ cujas linhas, formam uma base para C (LIN; JR, 1983) e cada palavra de código em C é uma combinação linear das linhas da matriz geradora G :

$$\mathbf{c} = \mathbf{u} \cdot G = [u_1, u_2, \dots, u_k] \begin{bmatrix} \vec{g}_1 \\ \vec{g}_2 \\ \vdots \\ \vec{g}_k \end{bmatrix} = u_1 \vec{g}_1 + u_2 \vec{g}_2 + \dots + u_k \vec{g}_k \quad (3.1)$$

A partir da qual obtém-se o valor de c_i sendo

$$c_i = u_0 g_{0,i} + u_1 g_{1,i} + \dots + u_{k-1} g_{k-1,i} \quad (3.2)$$

Na prática, utiliza-se uma matriz geradora de forma sistemática dada por

$$G = [P_{k \times (n-k)} \mid I_{k \times k}] \quad (3.3)$$

Dada a matriz geradora de um código de bloco linear $G_{k \times n}$ na forma sistemática, a matriz de verificação de paridade é definida como:

$$H = [I_{(n-k) \times (n-k)} \mid P^T], \quad (3.4)$$

onde P^T é a transposta da matriz P .

A capacidade de correção de um código é definida pela distância mínima do código d_{min} (LIN; JR, 1983)

$$d_{min} = \min\{\Delta(c_i, c_j)\} \text{ onde } c_i \neq c_j \in C \quad (3.5)$$

A **Distância de Hamming** entre duas palavras código quaisquer Δ é estabelecida como sendo o número de posições em que os dígitos desses dois blocos são diferentes entre si, sendo formada pelo número de coordenadas em que diferem. A capacidade de correção de erros do código é dada por $t < d_{min}/2$.

A **Decodificação por Síndrome** é um método eficiente e rápido conhecido para decodificar códigos de bloco lineares (LIN; JR, 1983). Determinada a palavra \mathbf{r} recebida e a matriz de verificação de paridade H , realizam-se as seguintes ações:

1. Cálculo da síndrome de $\mathbf{s} = \mathbf{r} \cdot H^T$;
2. Localizar o padrão de erro mínimo \mathbf{e} correspondente a síndrome \mathbf{s} .

3. Calcular a palavra código candidata \mathbf{c} de $\mathbf{c} = \mathbf{r} + \mathbf{e}$.

3.3 Códigos BCH

Códigos BCH (*Bose, Chaudhuri, Hocquenghem*) foram criados em 1959 por Hocquenghem e, independentemente, por Bose e Ray-Chaudhuri em 1960. São códigos do tipo cíclicos lineares mas antes de sua definição apresenta-se a definição dos códigos cíclicos de forma geral. Um código linear $C(n, k)$ é chamado de código cíclico se cada deslocamento cíclico de uma palavra código em C é também uma palavra código em C se (LIN; JR, 1983)

$$\mathbf{v} = (v_0, v_1, \dots, v_{n-1}) \in C \quad (3.6)$$

então

$$v^{(1)} = (v_{n-1}, v_0, \dots, v_{n-2}) \in C \quad (3.7)$$

Palavras código cíclicas são geralmente vistas como polinômios. Por exemplo, os componentes de \mathbf{v} podem ser representados como coeficientes de um polinômio:

$$v(x) = (v_0 + v_1 \cdot x + \dots + v_{n-1} x^{n-1}) \quad (3.8)$$

$$v^{(1)}(x) = (v_{n-1} + v_0 \cdot x + \dots + v_{n-2} 2x^{n-1}) \quad (3.9)$$

Cada deslocamento cíclico de \mathbf{v} pode ser encontrado multiplicando $v(x)$ por potências de x . Por exemplo:

$$v^{(1)}(x) = x \cdot v(x) \text{ mod } (x^n + 1) \quad (3.10)$$

Códigos cíclicos são gerados por um polinômio chamado polinômio gerador $g(x)$.

Para a descrição do código BCH qualquer inteiro positivo m ($m \geq 3$) e t ($t < 2^{m-1}$) existe um código BCH binário com os seguintes parâmetros (LIN; JR, 1983):

Tamanho do bloco: $n = 2^m - 1$,

Números de dígitos de paridade: $n - k \leq mt$,

Distância mínima: $d_{min} \geq 2t + 1$

Em um bloco de n dígitos, o código BCH tem capacidade de corrigir qualquer combinação de t ou menos erros em um bloco de n dígitos.

3.4 Códigos Fontanais

Os códigos Fontanais (ARSLAN, 2014) possibilitam uma maneira eficiente para o envio de dados em canais com apagamento, típicos das redes USN. Um canal com apagamento é um canal de comunicação em que um pacote de dados é perdido com probabilidade β ou é recebido corretamente com probabilidade $1 - \beta$. A figura 3.1 mostra um canal com apagamento, onde o pacote de dados é de três bits.

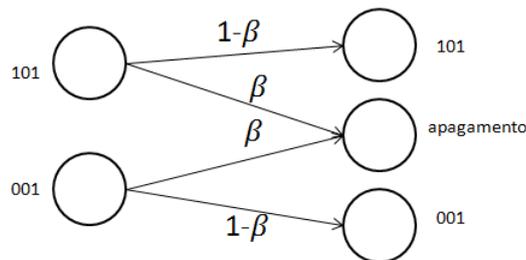


Figura 3.1: Modelo de canal com apagamento

Uma estratégia para transmitir pacotes em canais com apagamento é a de o receptor enviar uma confirmação dos pacotes recebidos ou solicitar a retransmissão dos pacotes perdidos. A desvantagem deste método é o alto custo devido às confirmações de recebimento e, especialmente, as retransmissões perdidas, pois, além do tráfego na rede, aumenta-se o consumo de energia.

A situação pode ser mais crítica quando se considera mais de um receptor, tal como em transmissões *multicasting* ou *broadcasting*, nas quais cada pacote pode ser recebido por um grande número de usuários, os quais deverão confirmar cada pacote recebido, gerando uma elevada quantidade de confirmações. Em suma, mesmo que apenas um dos receptores não receba um determinado pacote, o transmissor terá que retransmitir esses pacotes e todos os usuários irão recebê-los, gerando uma grande redundância de pacotes na rede e maior consumo de energia.

A utilização de códigos Fontanais evita a retransmissão de pacotes perdidos, isto porque, em vez de enviar cada pacote separadamente, e retransmiti-lo em caso de perda, o transmissor emite uma combinação linear dos pacotes até que a informação original seja entregue integralmente. O número de pacotes recebidos pelo receptor é suficiente para decodificar todo o bloco de dados. Se determinado pacote não for recebido, isso não afetará na decodificação do bloco de dados, e qualquer pacote codificado recebido é aceitável para o receptor realizar a decodificação.

Várias opções de códigos Fontanais foram introduzidos e utilizados em diferentes aplicações dentre os quais os códigos RLF (*Random Linear Fountain*) (MACKAY, 2005)

e LT (*Luby Transform Codes*) (LUBY, 2002) os quais são descritos resumidamente nas seções seguintes.

3.4.1 Método RLF (Random Linear Fountain)

A primeira abordagem sobre códigos fontanais foi o RLF. Em geral, o transmissor tem um bloco de N pacotes de dados de c^1, c^2, \dots, c^N no qual a cada intervalo de tempo de transmissão, o mesmo gera um pacote de saída por meio da combinação de um número aleatório de pacotes a partir do seu *buffer*, o qual é enviado através do canal gerando-se N bits aleatórios G_{nt} $n = 1, \dots, N$. O pacote transmitido, o_t , é construído a partir desses pacotes cujos G_{nt} é 1, o_t pode ser obtido por

$$o_t = \sum_{n=1}^N c^n \cdot G_{nt} \quad (3.11)$$

No lado do receptor, em cada intervalo de tempo, pode haver um apagamento do canal, assim o receptor só irá obter alguns pacotes de saída, somente quando o mesmo receber um número suficiente de pacotes, poderá realizar a decodificação. Suponha que o receptor receba Q pacotes de saída aleatórias a partir do qual pretende recuperar um bloco de N pacotes. Obviamente, se $Q < N$ o receptor não tem pacotes de saída suficientes para decodificar um bloco de N pacotes, portanto é necessário $Q = N$. A matriz G pode ser definida como

$$G = \{G_{nq}\}_{q=1}^Q \quad (3.12)$$

Para o caso de $Q = N$, a possibilidade de decodificação sem erros depende da matriz G . Se G é invertida, o receptor pode decodificar todos os pacotes e cada pacote c^n pode ser calculado como

$$c^n = \sum_{q=1}^Q O_q \cdot G_{qn}^{-1} \quad (3.13)$$

A inversão da matriz G depende da independência linear de Q pacotes de saída recebidos. Para grandes valores de N , a probabilidade de receber N pacotes de saída independentes de Q recebido é igual a 0,28 quando $Q = N$ (MACKAY, 2005). No entanto, mostra-se (MACKAY, 2005) que essa probabilidade pode ser próxima de 1 se o receptor atinge pacotes de saída $Q = N + E$, em que E é um pequeno *overhead*. Com E *overhead* de pacotes, a probabilidade de falha de decodificação é próxima de $1/2^E$. Para elevados valores de N , a porcentagem de *overhead* pode ser muito baixa, enquanto o sucesso de decodificação é garantida com uma probabilidade muito alta.

A principal desvantagem do método RLF é a sua complexidade de decodificação que aumenta em função do crescimento da matriz, o que não o torna muito eficiente. Observa-se que, para uma baixa porcentagem de *overhead*, um valor elevado de N é necessário, pelo que constata-se que a complexidade não o viabiliza.

3.4.2 Método LT (Luby Transform Codes)

Códigos LT definem uma classe de códigos Fontanais que, não somente possuem as características dos outros códigos descritos anteriormente, como seu processo de decodificação é menos complexo em comparação com o método RLF. Em códigos LT, ao invés de se utilizar *bits* aleatórios (utilizados em RLF) e gerar a matriz G , uma distribuição de grau é aplicada para o processo de codificação a qual também afeta o processo de decodificação.

Na **codificação** o pacote de saída é denominado de o_t , e é gerado a partir de um bloco de N pacotes de dados. Aqui, ao invés de bits aleatórios G_{nt} , é usada uma distribuição para determinar o número de pacotes de dados que poderão ser escolhidos. Por definição, o grau de pacotes de saída d é o número de dados que são combinados para formar os pacotes de saída. Esse grau d é gerado aleatoriamente a partir da distribuição de grau $\mu(d)$ que será introduzida posteriormente. Para gerar um pacote de saída, um novo d será gerado da distribuição $\mu(d)$, então d pacotes aleatórios são uniformemente escolhidos, utilizando-se operações *XOR*. As características da distribuição de grau desejada afeta diretamente a decodificação. Assim, a decodificação é explicada primeiro e posteriormente a distribuição de grau.

A estratégia de **decodificação** de códigos RLF é a inversão da matriz G , também aplicada aqui, mas esta solução não é desejada por ser de alta complexidade. Assumindo-se que a distribuição de grau gerará graus de pacotes de saída de tal forma que pelo menos 1 pacote de saída de grau unitário exista no início do processo de decodificação e desde que o valor de uma variável c^n em um pacote de saída de grau unitário seja conhecido, esse valor pode ser inserido em qualquer outra operação que tenha essa variável. Portanto, o grau desses pacotes de saída são reduzidos para um. Numa segunda rodada um novo pacote de grau unitário pode ser encontrado e repete-se o processo, e, assim, sucessivamente até que os valores de todos os pacotes de dados originais c^n , $n = 1 \dots N$ sejam determinados. Se, em algum momento no processo de decodificação, nenhum pacote de grau unitário estiver disponível para continuar o procedimento, a decodificação falha.

A **distribuição de grau** tem um importante papel na redução de *overhead* e no processo de decodificação (MACKAY, 2005) sendo desejável que se gerem valores de grau

baixo suficiente, especialmente grau unitário, que permite o início da decodificação e sua continuidade. No entanto, se em qualquer fase da decodificação faltarem pacotes, de grau unitário, a decodificação falhará, e por isso a concepção da distribuição deve evitar esta situação. Por outro lado, todos os pacotes originais devem estar contidos nos pacotes de saída recebidos, pois se qualquer um destes não é abrangido por pacote de saída, ele não poderá ser recuperado. Esta é uma cobertura adequada necessária. Finalmente estes dois objetivos são preferíveis para serem satisfeitos em um número mínimo de pacotes de *overhead*. Para de implementar uma distribuição de grau desejada com este grau médio, e tendo idealmente um pacote de grau unitário para cada estágio do processo decodificação, a distribuição de grau Sóliton Ideal pode ser uma opção (LUBY, 2002). Apesar da característica desejada da distribuição Sóliton, este grau de distribuição não é prático. Em muitos estágios intermediários do processo de decodificação, a probabilidade de não ter pacotes de grau unitário para continuar o processo de decodificação continua elevado e a decodificação pode falhar. Além disso, alguns dos pacotes de origem não pode abranger todos.

A fim de superar os problemas acima mencionados, os códigos LT utilizam a distribuição Sóliton Robusta que é uma versão modificada da distribuição Sóliton Ideal. Dois novos parâmetros nesta distribuição são δ e S . S é o número esperado de pacotes de grau unitário que é projetado para ser maior do que 1 em todas as fases do processo de decodificação. δ probabilidade de falha do processo de decodificação depois de receber Q números de pacotes codificados.

3.5 Modelo Proposto

O modelo de análise de consumo de energia proposto considerou a utilização dos códigos BCH e fontanal. O objetivo foi o de alcançar um baixo consumo de energia nas USN. Para o código fontanal foram utilizados uma probabilidade específica no recebimento de pacotes. O modelo possibilita especificar qual a taxa ótima a se utilizar para determinados valores de SNR e distâncias de transmissão com probabilidade específica na entrega de pacotes, determinando o consumo total necessário de energia. As etapas deste modelo são apresentadas na Figura 3.2 e descritas abaixo:

- **Etapa 1:** Nesta etapa é definida a distância entre o transmissor e o receptor, $d_i, 1 \leq i \leq I$, onde I é o total de distâncias consideradas;
- **Etapa 2:** Especifica-se a potência utilizada pelo transmissor no envio do pacote é definida em dB re μPa ;

- **Etapa 3:** Nesta etapa calcula-se da potência recebida P_{Rx} , dado o valor da potência transmitida e considerando a atenuação sofrida pelo canal subaquático, definida pela equação 2.2;
- **Etapa 4:** Calcula-se a relação sinal-ruído (SNR) usando da equação 2.11.
- **Etapa 5:** Define-se o código BCH C_q a ser utilizados para $1 \leq q \leq Q$, de acordo com a Tabela 4.1.
- **Etapa 6:** Uma vez definido o código BCH, calcula-se a taxa de erro de quadro FER (*Frame error rate*) conforme a equação

$$P_f^{BCH} = \sum_{j=0}^t \binom{n}{j} (BER)^j (1 - BER)^{n-j}, \quad (3.14)$$

onde t é a capacidade de correção do código, n é o tamanho da palavra código. Para a modulação BFSK, a BER considerando o modelo de desvanecimento para o canal da distribuição-k que foi definido pela equação 2.16.

- **Etapa 7:** Nesta etapa realiza-se o cálculo da FER do protocolo que é relativa ao encapsulamento dos dados da camada física e dada pela equação:

$$P_f^{Proto} = 1 - (1 - P_f^{BCH})^{N_p}, \quad (3.15)$$

onde N_p é o número de quadros codificados BCH encapsulados para completar o tamanho do bloco do protocolo. Para este cálculo consideramos três diferentes tamanhos de quadros: 128, 256 e 512 bytes.

- **Etapa 8:** Foi especificado o tamanho de M pacotes de informação a serem enviados, estipulando um determinado valor de P_s para o código fontanal, considerando a FER do protocolo.
- **Etapa 9:** Nesta etapa realizamos a simulação para determinar o número médio de transmissões N necessárias para recuperar M pacotes de informação, considerando a probabilidade pré-especificada de sucesso P_s que é dado por

$$P_s = \sum_{m=M}^N \binom{N}{m} (1 - P_f^{Proto})^m (P_f^{Proto})^{N-m}, \quad (3.16)$$

- **Etapa 10:** Avalia o consumo de energia E para a recuperação de M pacotes de informação, que é dado pela equação:

$$E = \left(\frac{n}{k}\right) \left(\frac{P_{Tx}}{R_b}\right) \left(\frac{N}{M}\right) \text{ J} \quad (3.17)$$

Sendo que o primeiro termo está relacionado com a quantidade de redundância utilizada para correção de erros da mensagem. O segundo é o consumo de energia por bit considerando a potência de transmissão P_{Tx} em *Watts*, obtido do valor em dB re μPa , conforme equação 2.18 e R_b a taxa de bits. Enquanto o terceiro termo está relacionado com o consumo de energia dos N pacotes codificados enviados para a recuperação de M pacotes de informação.

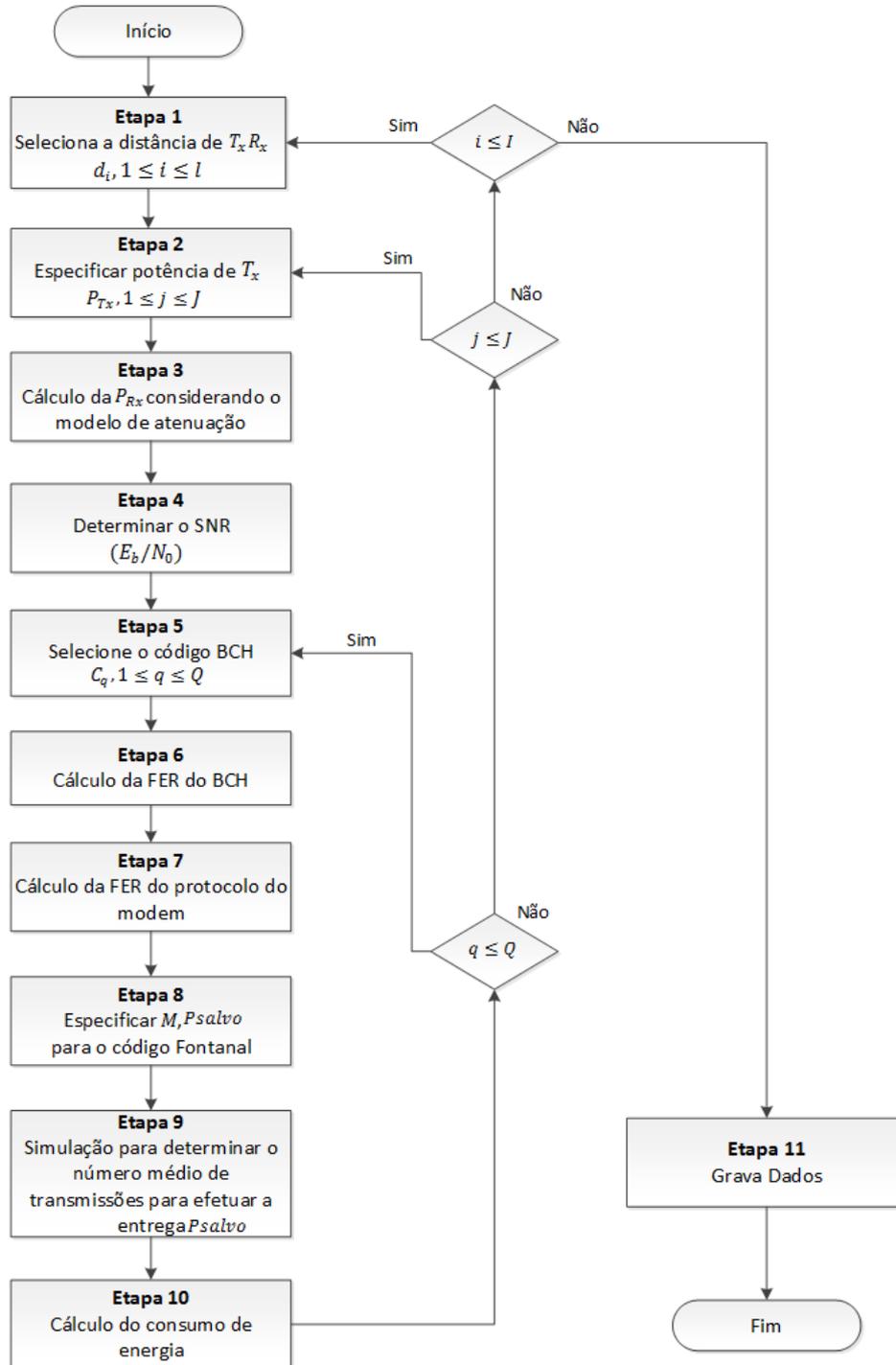


Figura 3.2: Modelo do Consumo de Energia

n	k	t	n	k	t	n	k	t
7	4	1	255	163	12	511	268	29
15	11	1		155	13		259	30
	7	2		147	14		250	31
	5	3		139	15		241	36
31	26	1		131	18		238	37
	21	2		123	19		229	38
	16	3		115	21		220	39
	11	5		107	22		211	41
	6	7		99	23		202	42
63	57	1		91	25		193	43
	51	2		87	26		184	45
	45	3		79	27		175	46
	39	4		71	29		166	47
	36	5		63	30		157	31
	30	6		55	31		148	53
	24	7		47	42		139	54
	18	10		45	43		130	55
	16	11		37	45		121	58
	10	13		29	47		112	59
	7	15		21	55		103	61
127	120	1		13	59		94	62
	113	2		9	63		85	63
	106	3	511	502	1		76	85
	99	4		493	2		67	87
	92	5		484	3		58	91
	85	6		475	4		49	93
	78	7		466	5		40	95
	71	9		457	6		31	109
	64	10		448	7		28	111
	57	11		439	8		19	119
	50	13		430	9		10	121
	43	14		421	10			
	36	15		412	11			
	29	21		403	12			
	22	23		394	13			
	15	27		385	14			
	8	31		376	15			
255	247	1		367	16			
	239	2		358	18			
	231	3		349	19			
	223	4		340	20			
	215	5		331	21			
	207	6		322	22			
	199	7		313	23			
	191	8		304	25			
	187	9		295	26			
	179	10		286	27			
	171	11		277	28			

Tabela 3.1: Códigos BCH

3.6 Considerações Finais

Neste Capítulo, explicou-se a importância da eficiência energética para as redes de sensores sem fio, que devido a fatores característicos dessas redes, apresentam-se como canais com apagamento. Estudos relacionados mostram bons resultados quanto a aplicabilidade dos códigos corretores de erros BCH e códigos fontanais para se alcançar a eficiência energética em USN e WSN. Definiu-se também um modelo de análise de consumo de energia para as USN considerando os códigos BCH e os códigos fontanais para recuperação erros. O cálculo do consumo de energia é obtido por meio da equação 3.17, ressaltando que para um cálculo mais preciso, existem outros fatores que poderiam ser computados tais como (ROSAS et al., 2014):

- O consumo inicial de energia do transmissor nos estados ativo ou inativo;
- O consumo de energia dos componentes eletrônicos, devido ao processamento inicial, ou seja, o tempo gasto por estes equipamentos no processamento de um pacote para a transmissão, quando são considerados o tempo de transmissão de bits, do *overhead* e do *payload*.
- O consumo de energia inerente às operações aritméticas realizadas durante a execução do algoritmo devido o processo de codificação/decodificação.

Capítulo 4

Resultados

Neste Capítulo, são apresentados os resultados para a otimização do consumo de energia em função da escolha dos códigos BCH e dos parâmetros do código fontanal. Nas simulações de transmissão com dados codificados foram computados os valores, de acordo com o modelo de consumo de energia apresentado no Capítulo 3, e em três cenários: no primeiro avaliamos os parâmetros do código no consumo de energia em função da SNR; no segundo investigamos os efeitos da probabilidade alvo do código fontanal, e, no terceiro, avaliamos os parâmetros do código em função da distância de transmissão e a análise do consumo de energia para uma potência de transmissão fixa e diferentes distâncias entre transmissor e receptor.

4.1 Parâmetros do Cenário

Na Tabela 4.1 são relacionados os parâmetros utilizados para as simulações, considerando um único enlace acústico, os tamanhos de quadros de dados conforme o WHOI Micro Modem (GALLIMORE et al., 2010), via Software Matlab.

Parâmetro	Descrição	Valor
E	Fator de Espalhamento	1.5
s	Ruído de Transporte	0.5
w	Velocidade do vento m/s	0
Δ_f	Largura de Banda Hz	100
P_{Tx}	Potência de transmissão em dB re μPa	120-190
M	Quadros de informação	10
Payload	Tamanho do quadro de dados Bytes	128/256/512
P_s	Probabilidade de sucesso	0.999/0.8

Tabela 4.1: Parâmetros do Cenário

A Figura 4.1 mostra a taxa ótima de código em função da SNR, para um bloco de tamanho 128 bytes, três diferentes distâncias de transmissão 1, 5 e 10 km e um $P_s = 0.999$.

A curva na figura tende a crescer conforme os valores da SNR e taxa ótima aumentam, observando que valores de taxa ótima próximos a 1 indicam o uso de pouca codificação. Valores de SNR mais altos necessitam de pouca redundância, devido ao fato de ocorrerem menos erros na transmissão, enquanto que para SNR mais baixos ocorrem mais erros necessitando de maior redundância para sua compensação e deduzimos que para dado SNR há uma taxa ótima a se utilizar, evitando o desperdício de quantidade de redundância e, conseqüentemente, economizando energia.

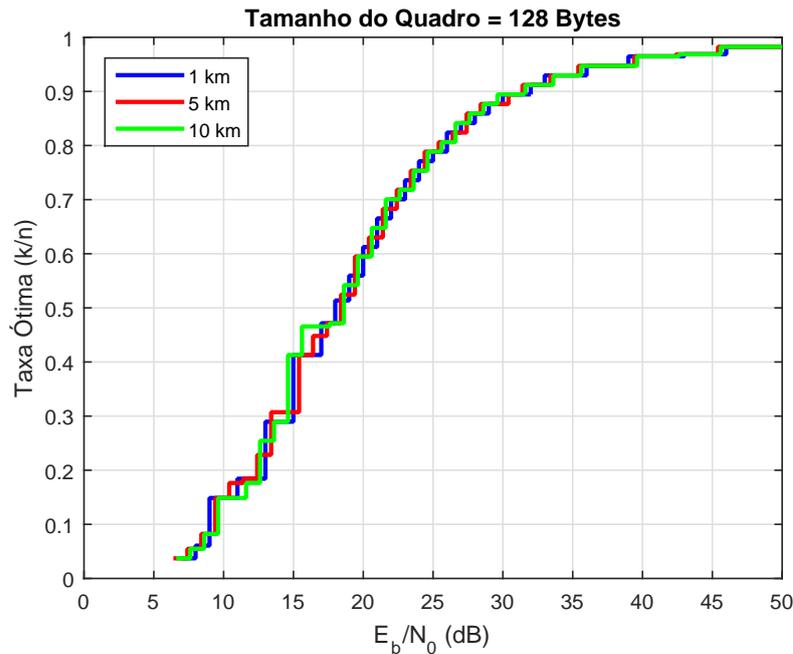


Figura 4.1: Taxa Ótima de Código (quadro de 128 bytes).

A Figura 4.2 é referente à taxa ótima de código para um quadro de tamanho 512 bytes com as mesmas distâncias da Figura 4.1 cujo comportamento da curva é semelhante ao do quadro de 128 bytes, não se modificando muito com a mudança do tamanho do quadro. O tamanho de quadro de 256 bytes não foi apresentado por ter comportamento similar.

As Figuras 4.3 e 4.4 apresentam os resultados para valores ótimos de k e n do código BCH em função da SNR. Os pontos de quedas na curva são devidos à existência de mais de um código com o mesmo consumo mínimo de energia para diferentes valores de k e n , mas com taxas de código e capacidades de correção semelhantes. Por exemplo, para valores n de 255, 511 e k de 171 e 394, suas taxas de código são 0.67 e 0.77 e a capacidade de correção, 11 e 13 respectivamente, e para ambos o consumo de energia foi semelhante.

No gráfico da figura 4.5, a capacidade de correção decresce à medida que a SNR

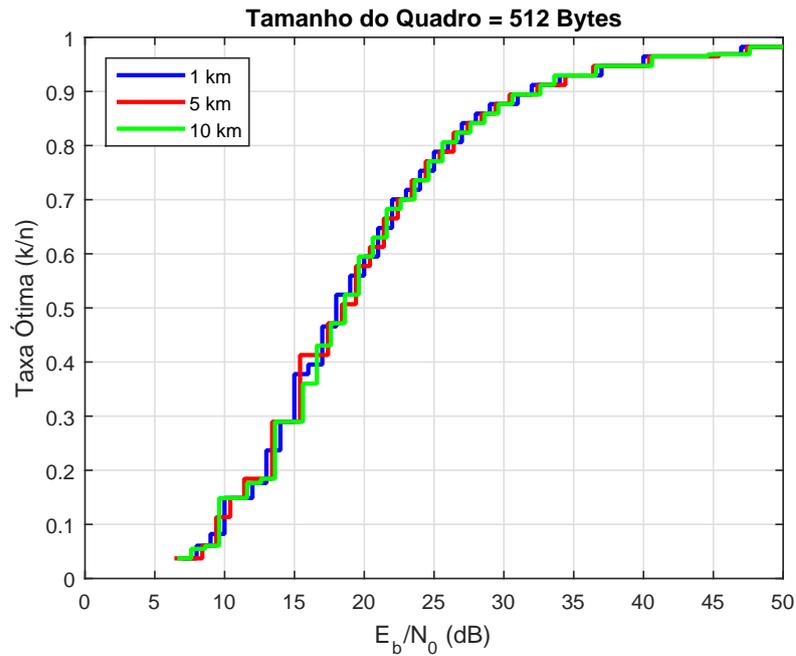


Figura 4.2: Taxa Ótima de Código (quadro 512 bytes).

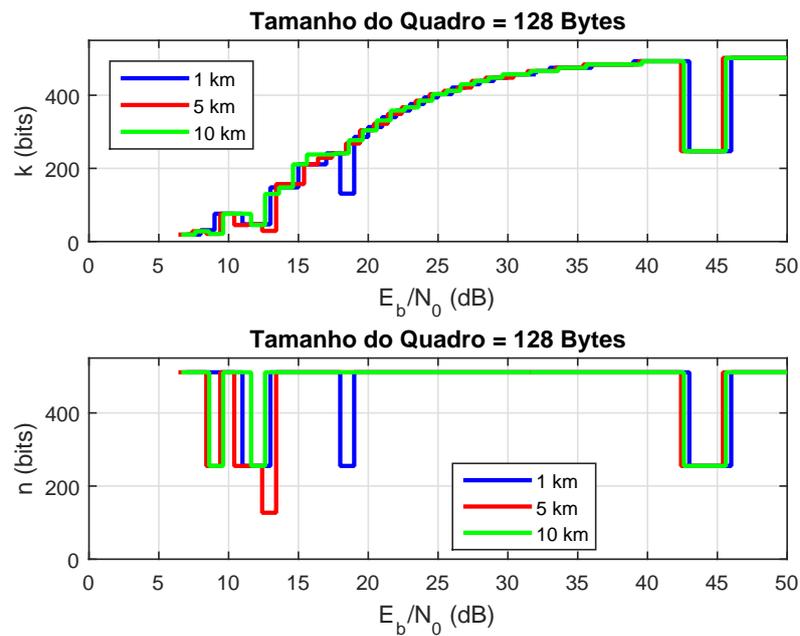


Figura 4.3: Valores de k e n (quadro de 128 bytes).

aumenta, significando menor uso de redundância sendo que esse comportamento da curva não é afetado pelo tamanho do quadro conforme verificado no gráfico da figura 4.6

As Figuras 4.7 e 4.8 representam o consumo de energia para quadros de tamanho 128 e 512 bytes e três distâncias diferentes. Constata-se que o consumo de energia é menor

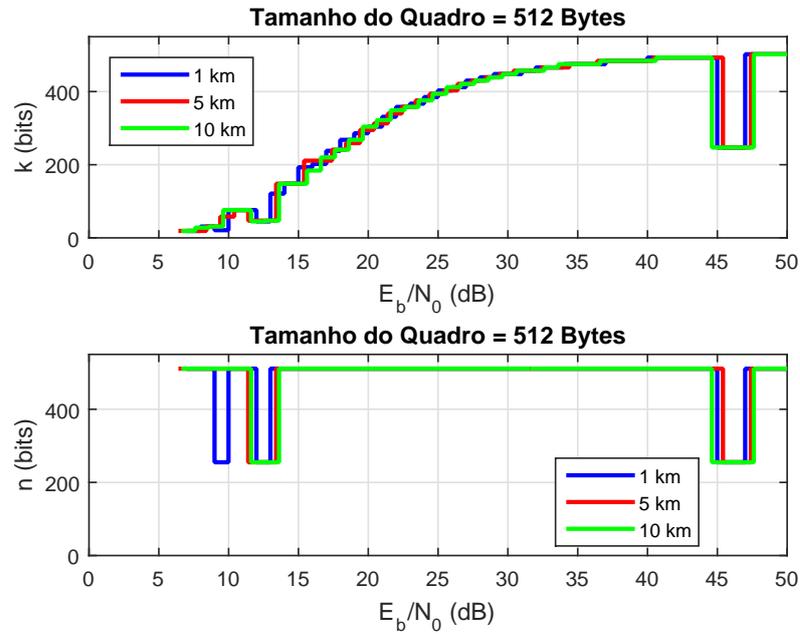


Figura 4.4: Valores de k e n (quadro de 512 bytes).

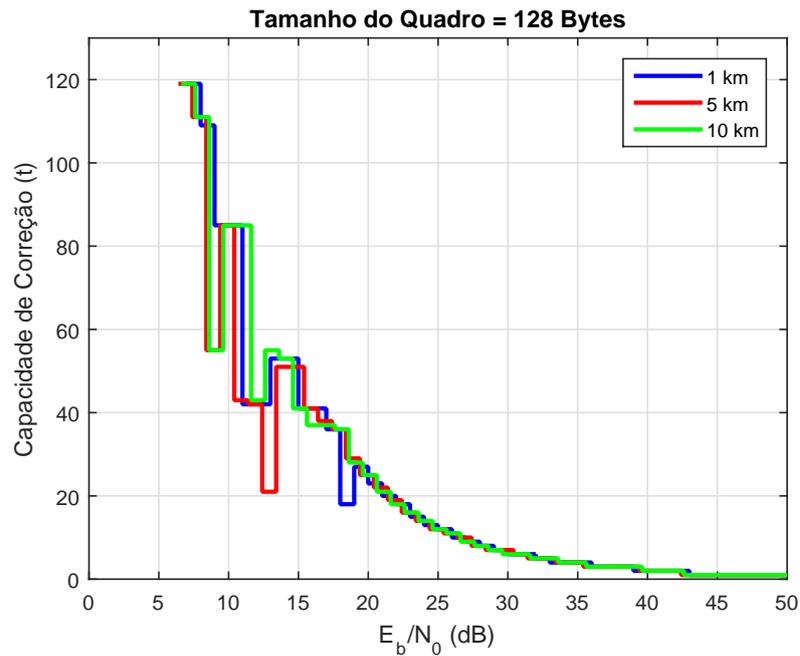


Figura 4.5: Capacidade de Correção (quadro de 128 bytes).

para SNR com valores menores e a curva tende a crescer conforme estes aumentam. É possível avaliar que entre os pontos 8 e 12 dB, existe um valor comum de SNR que possibilita um menor consumo de energia. Também observa-se que para SNR com valores diferentes o consumo de energia é o mesmo, como exemplo os pontos na Figura 6 e 22

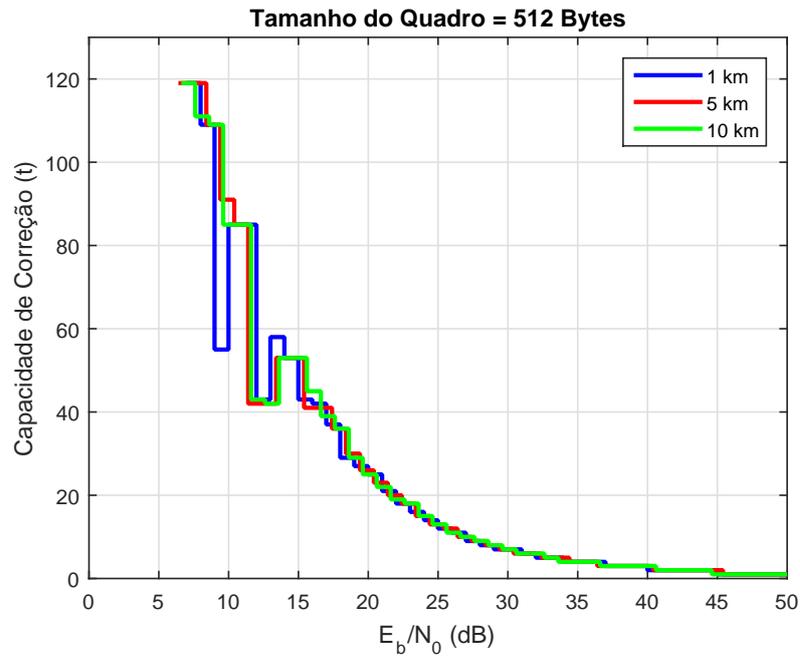


Figura 4.6: Capacidade de Correção (quadro de 512 bytes).

dB.

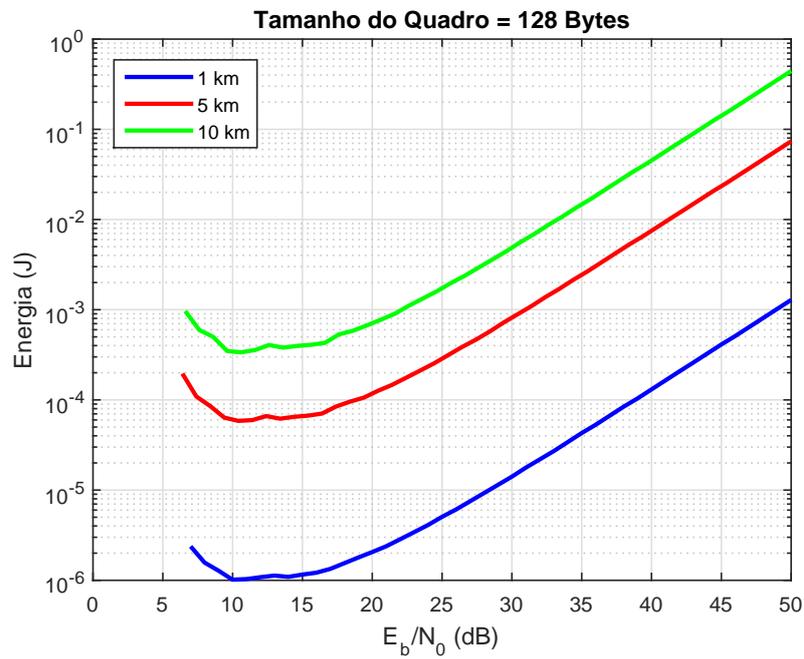


Figura 4.7: Consumo de Energia (quadro de 128 bytes).

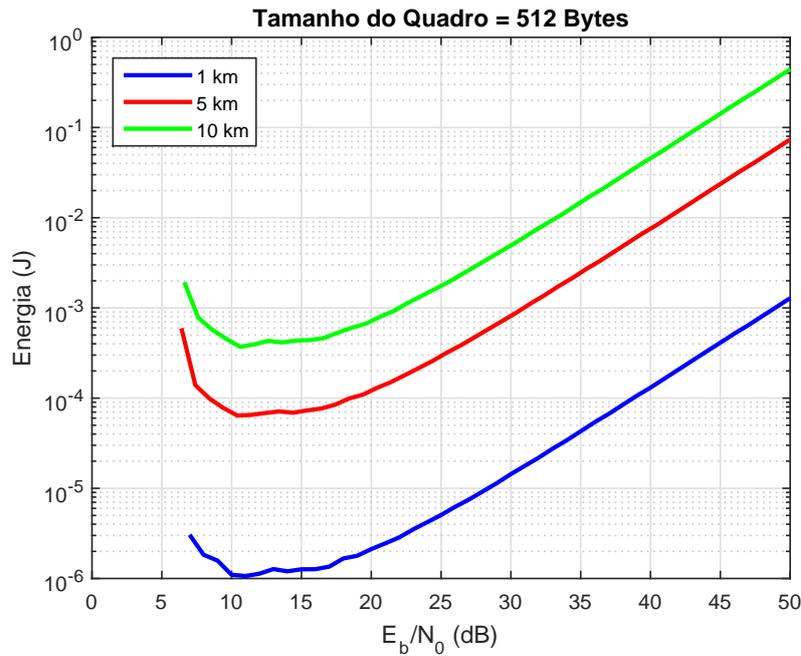


Figura 4.8: Consumo de Energia (quadro de 512 bytes).

4.2 Análise de Probabilidade de Acerto do Código Fontanal

O segundo cenário de simulação está relacionado com a capacidade de correção do código fontanal comparando, valores de $P_s=0.8$ e 0.999 , tamanhos de quadros de 128 e 512 bytes e distância fixa de 1 km.

As Figuras 4.9 e 4.10 mostram o comportamento da curva, que é semelhante para os dois valores de P_s , porém há uma variação na taxa ótima para os valores de P_s como por exemplo para o valor de 25 dB e $P_s = 0.8$ a taxa ótima seria 0.9, enquanto para o $P_s = 0.999$ e o mesmo valor em dB a taxa ótima seria de 0.8 aproximadamente, uma vez que para se alcançar uma probabilidade maior de entrega é necessário o uso de um número maior de pacotes codificados contudo, para economizar energia, é selecionado um código mais potente (menor taxa). Na Figura 4.10, apesar de um tamanho de quadro maior, não apresenta grandes variações.

As análises das figuras 4.11 e 4.12 apresentam os valores ótimos de k e n em função do SNR e valores de $P_s=0.8$ e 0.999 . Os resultados são semelhantes aos já explicados para as figuras 4.3 e 4.4.

As Figuras 4.13 e 4.14 mostram a comparação da capacidade de correção para

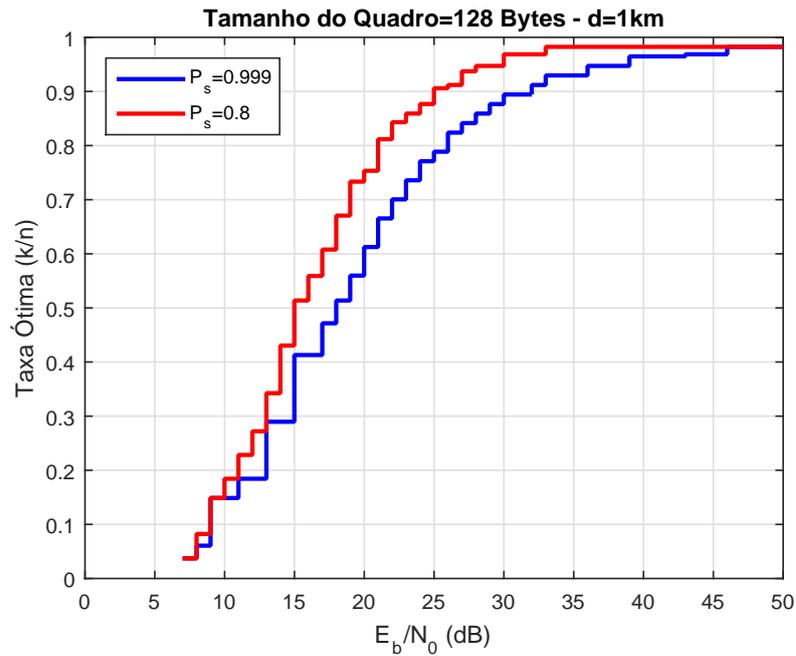


Figura 4.9: Taxa Ótima (k/n) para $d=1\text{km}$ (quadro de 128 bytes).

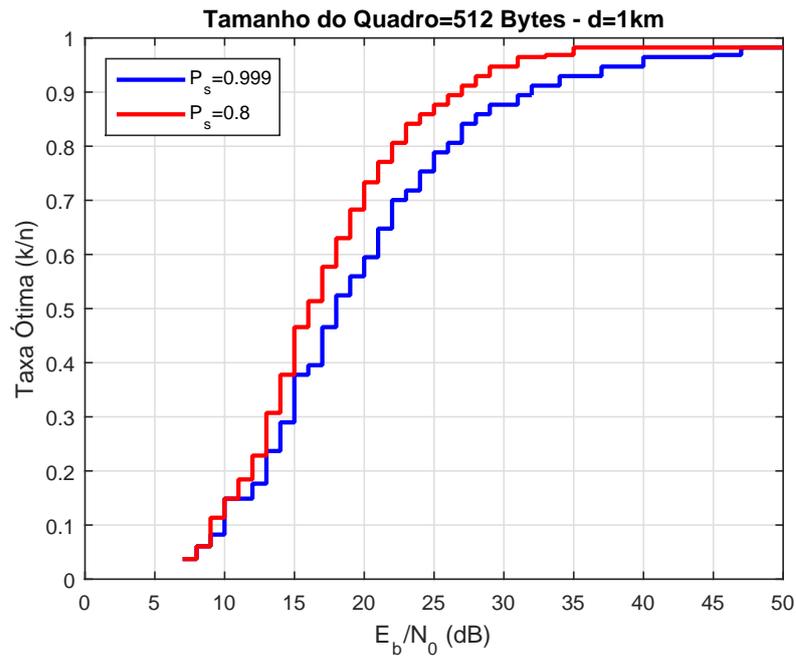


Figura 4.10: Taxa Ótima (k/n) para $d=1\text{km}$ (quadro de 512 bytes).

$P_s=0.8$ e 0.999 , para os quais o comportamento da curva mantém as mesmas características para ambos os tamanhos de quadros, decrescendo a medida que o SNR aumenta. Os valores de capacidade de correção são maiores para SNR menores devido ao maior uso de redundância. No entanto, a capacidade de $P_s=0.8$ é menor em relação a $P_s=0.999$

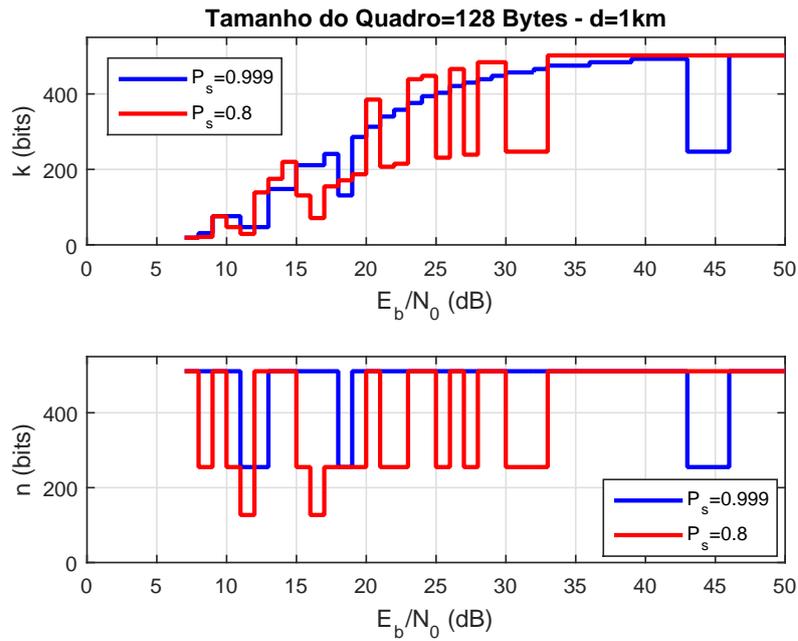


Figura 4.11: Valores de k e n para $d=1\text{km}$ (quadro de 128 bytes).

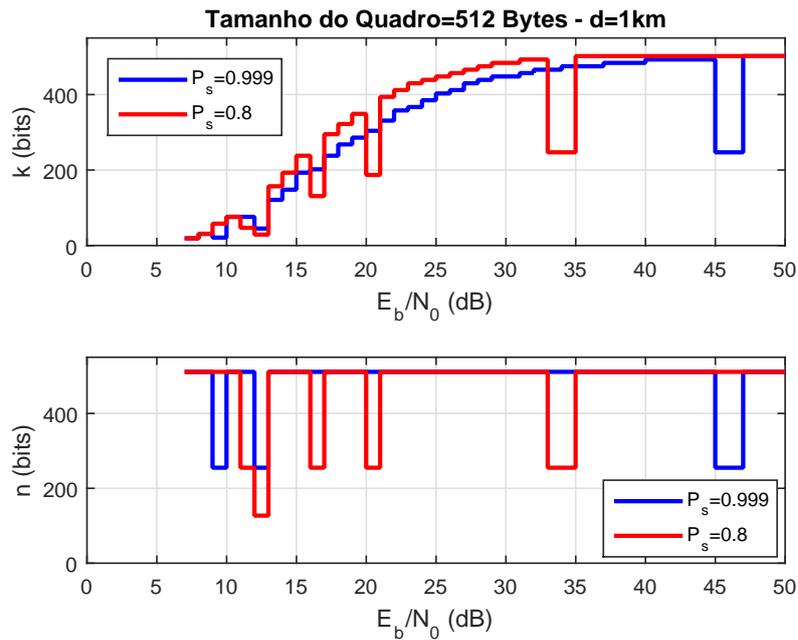


Figura 4.12: Valores de k e n para $d=1\text{km}$ (quadro de 512 bytes).

peço fato deste utilizar uma taxa de codificação maior para alcançar uma probabilidade de entrega de pacotes mais aproximada, sendo semelhante para um valor de quadro de 512 bytes.

A Figura 4.15 está relacionada ao consumo de energia para as duas probabilidades

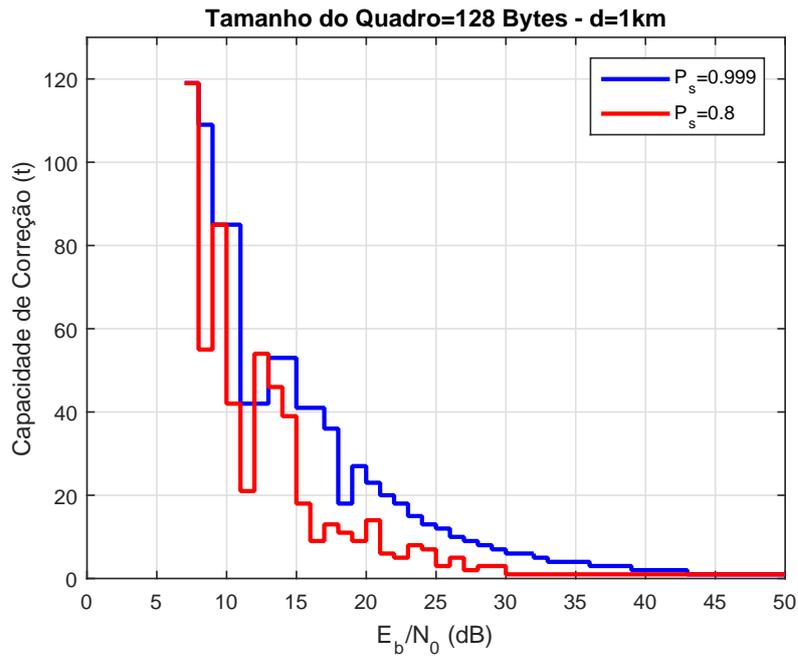


Figura 4.13: Capacidade de Correção $d=1\text{km}$ (quadro de 128 bytes).

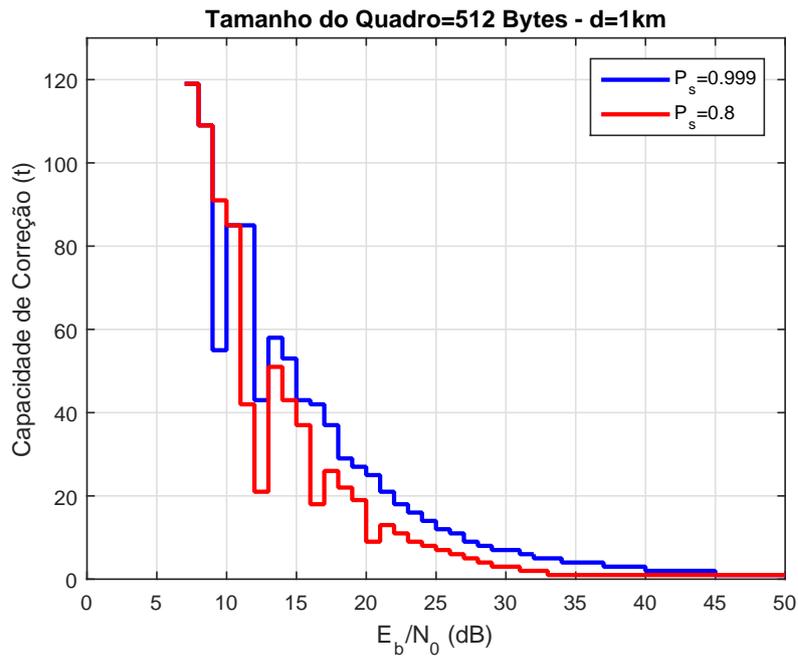


Figura 4.14: Capacidade de Correção para $d=1\text{km}$ (quadro de 512 bytes).

de P_s . É possível verificar que há um valor de menor consumo de energia para ambos os P_s entre os valores de 8 e 12 dB, observando-se uma pequena variação de $P_s = 0.999$ em relação ao consumo de energia que é maior do que $P_s = 0.8$. O consumo de energia tende a aumentar com o aumento da distância, ficando equivalente independentemente do valor

de P_s .

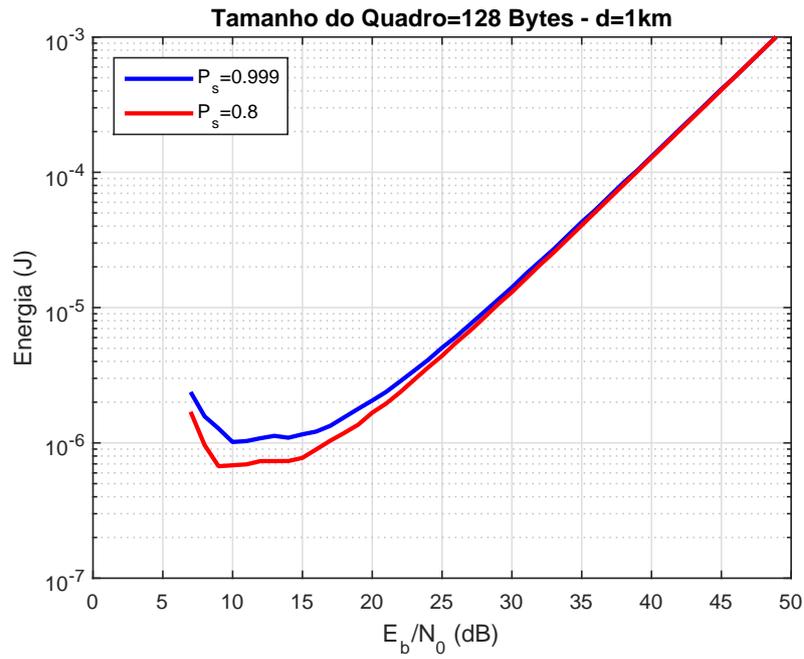


Figura 4.15: Consumo de Energia para $d=1\text{km}$ (quadro de 128 bytes).

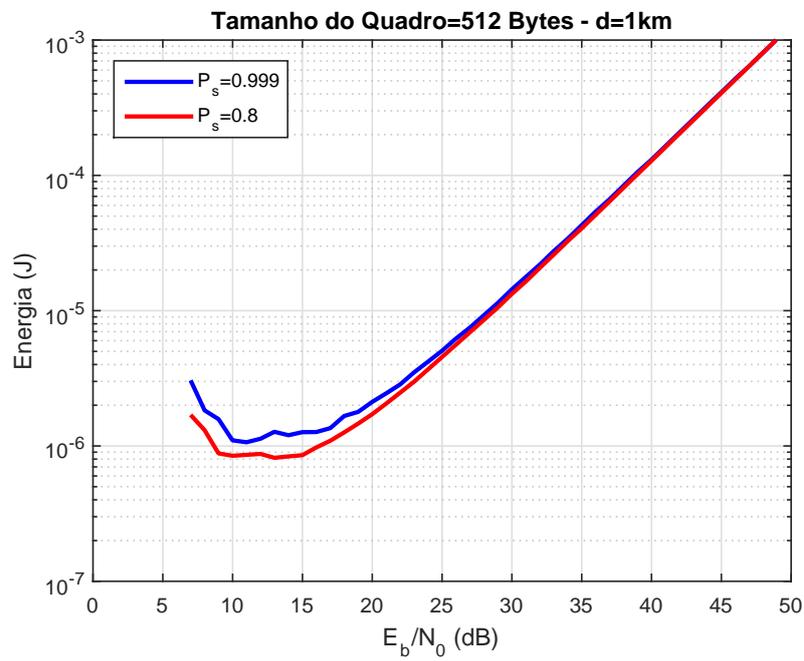


Figura 4.16: Consumo de Energia para $d=1\text{km}$ (quadro de 512 bytes).

4.3 Análise do Efeito da Distância

O objetivo desta análise é conhecer os efeitos de diferentes distâncias de transmissão e potência fixa de 150 dB re μPa , considerando-se duas probabilidades de sucesso de entrega de pacotes P_s para os códigos fontanais.

Na Figura 4.17, observamos que comportamento da curva é semelhante para os dois valores de P_s , com tendência a diminuir com o aumento a distância, assim como ocorre a redução da taxa ótima de código e permite concluir que há um aumento quanto ao uso de redundância para correção de erros para distância maiores.

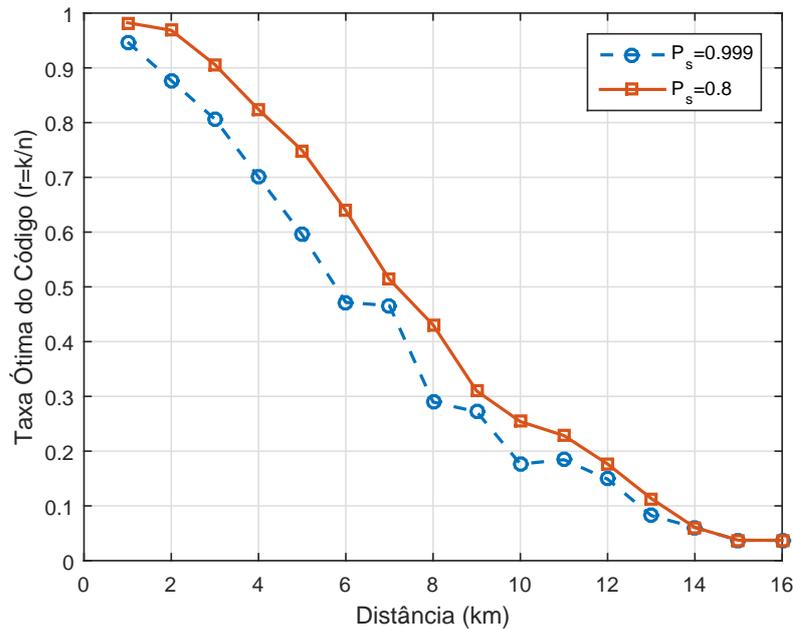


Figura 4.17: Taxa Ótima de Código em Função da Distância

Na Figura 4.18 para o tamanho do bloco ideal a se utilizar considerando a distância, permanece com o mesmo comportamento das figuras 4.3 e 4.4.

A Figura 4.19 apresenta a capacidade de correção em função da distância, sendo menor a curtas distâncias devido ao uso de pouca codificação e, aumentando conforme ocorre o aumento da distância de transmissão.

Na figura 4.20, como a potência de transmissão está fixa, a medida que a distância aumenta, o valor de SNR no receptor diminui, com isso a BER e FER aumentam, elevando a quantidade de transmissões e também o consumo. A redução da SNR é mostrada na Figura 4.21.

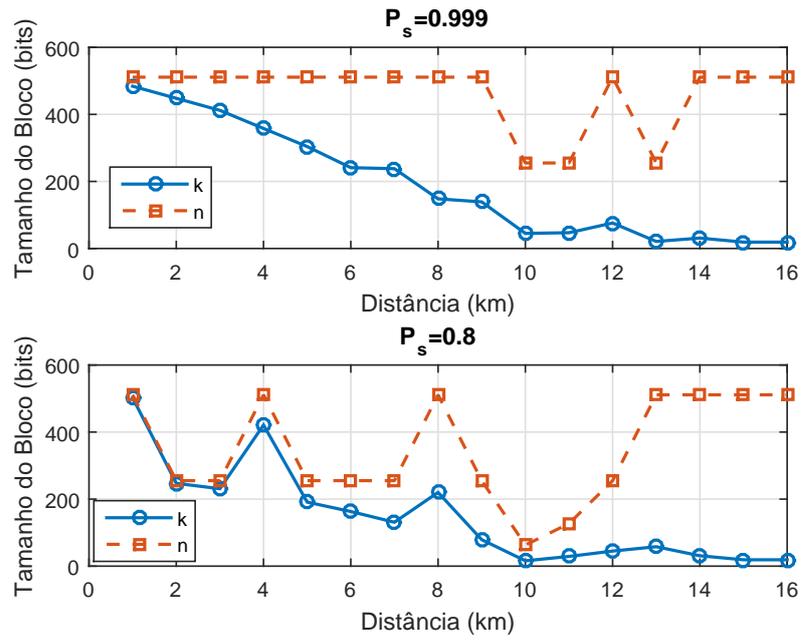


Figura 4.18: Tamanho do Bloco em Função da Distância

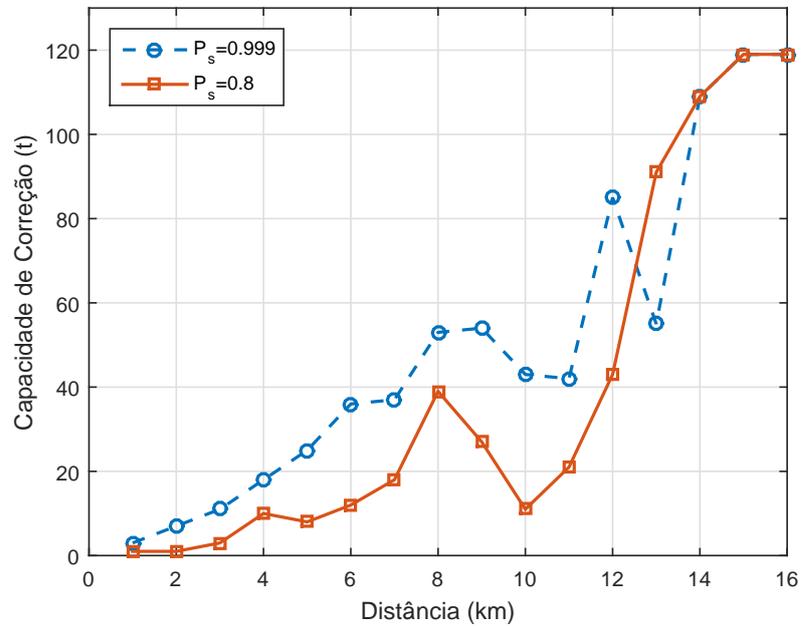


Figura 4.19: Capacidade de Correção em Função a Distância

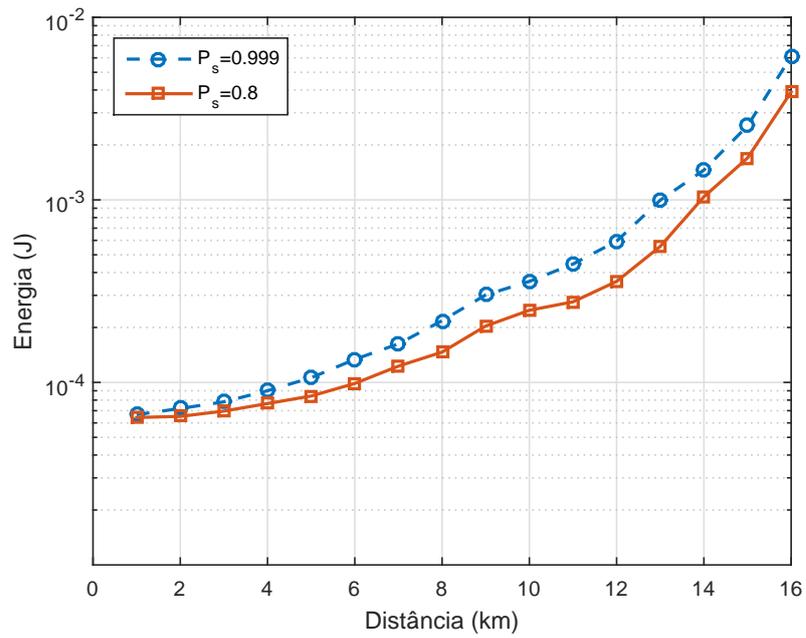


Figura 4.20: Consumo de Energia em Função da Distância

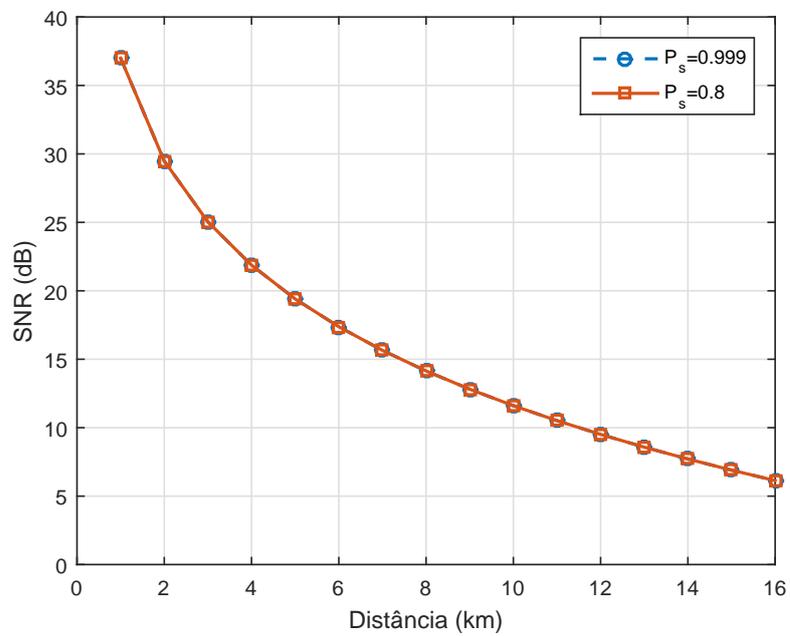


Figura 4.21: SNR em Função da Distância

4.4 Considerações Finais

Neste Capítulo, foram apresentadas simulações para três cenários diferentes: o primeiro considerando-se a capacidade de correção dos códigos BCH para três diferentes distâncias de transmissão em relação ao SNR; no segundo, a probabilidade de acerto do código fontanal, considerando-se dois valores de P_s ; e o terceiro, o efeito da análise em função da distância. Os resultados mostraram que, para dado valor de SNR, é possível identificar a taxa ótima de código a se utilizar, o tamanho do quadro ideal, a capacidade de correção e valor de SNR para um menor consumo de energia. Embora não tenhamos investigado neste trabalho concluímos que os estudos podem ser facilmente estendidos para outros tipos de códigos de bloco, de esquemas de modulação e diferentes parâmetros dos códigos fontanais e que o uso de um modelo de consumo mais preciso, também poderá ser considerado para uma análise mais refinada do consumo de energia.

Capítulo 5

Conclusão

A limitada capacidade de suprimento de energia de cada nó impõe restrições consideráveis ao sistema de rede de sensores, sendo essencial que mecanismos apropriados sejam desenvolvidos, de modo que a energia dos nós seja conservada, conseqüentemente aumentando a vida útil da rede.

Com esse propósito abordamos a utilização dos códigos corretores de erros BCH e fontanaais, conforme os trabalhos de (AHMED; STOJANOVIC, 2013) (ROSAS et al., 2014) para redes USN, com a finalidade de diminuir os efeitos do canal subaquático e alcançar uma possível redução no consumo de energia.

As simulações e resultados apresentados no Capítulo 4 confirmam que, com a utilização de esquemas codificados, é possível reduzir o consumo de energia por meio da definição da taxa ótima de código e do envio específico de pacotes a serem transmitidos. Com isto, permite especificar a quantidade suficiente de potência a se utilizar para cada distância, evitando-se o desperdício de potência irradiada.

Com a combinação deste dois códigos corretores, pode-se comprovar resultados satisfatórios quanto a redução do consumo de energia, possibilitando-se, assim, um aumento do tempo de vida da rede, o que confirmam a viabilidade do emprego desses códigos para as redes USN.

5.1 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros, é importante considerar:

- Utilização de um modelo mais preciso para o consumo de energia, conforme discutido na Seção 3.5;
- Investigar outros tipos de códigos;

- Considerar mais de um enlace acústico;
- Outros esquemas de modulação e modelos de desvanecimento para o canal;

Referências Bibliográficas

- ABOUEI, J. et al. On the energy efficiency of lt codes in proactive wireless sensor networks. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 59, n. 3, p. 1116–1127, 2011.
- AHMED, R.; STOJANOVIC, M. Random linear packet coding for high speed acoustic communication: An experimental analysis. In: *OCEANS, 2011*. Yeosu: [s.n.], 2011. p. 1–7.
- AHMED, R.; STOJANOVIC, M. Random linear packet coding for fading channels. In: *Oceans - San Diego, 2013*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6.
- AKYILDIZ, I. F.; POMPILI, D.; MELODIA, T. Underwater acoustic sensor networks: Research challenges. *AD HOC NETWORKS (ELSEVIER)*, v. 3, p. 257–279, 2005.
- AKYILDIZ, I. F.; POMPILI, D.; MELODIA, T. State of the art in protocol research for underwater acoustic sensor networks. *SIGMOBILE Mob. Comput. Commun. Rev.*, New York, NY, USA, v. 11, n. 4, p. 11–22, 2007.
- AQUASENT. *Aquasent modem*. 2015. Disponível em: <http://www.aquasent.com/>. Acesso em: 07 mar. 2015.
- AQUATEC. *Aquamodem 1000 Data Sheet*. 2013. Disponível em: <http://www.aquatecgroup.com/images/datasheets/aquamodem1000.pdf>. Acesso em: 6 mar. 2015.
- ARSLAN, S. S. Incremental redundancy, fountain codes and advanced topics. *CoRR*, 2014.
- BEAUJEAN, P. P. J. et al. Hermes - a high-speed acoustic modem for real-time transmission of uncompressed image and status transmission in port environment and very shallow water. In: *OCEANS 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–9.
- BENSON, B. *Design of a Low-Cost Underwater Acoustic Modem for Short-Range*. 177 p. Tese (Doutorado) — University Of California, San Diego, 2010.
- BENTHOS, T. *SMART Modem SM-975*. 2015. Disponível em: https://teledynebenthos.com/product/smart_products/sm-975. Acesso em: 2015.03.07.

BINGHAM, J. A. C. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come. *Communications Magazine, IEEE*, v. 28, n. 5, p. 5–14, 1990.

BREKHOVSKIKH, L. M.; LYSANOV, Y. *Fundamental of Ocean Acoustic*. [S.l.]: Springer, 2003. 280 p.

EVOLOGIC. *S2c 48/78 Underwater Acoustic Modem*. 2015. Disponível em: http://www.evologics.de/en/products/acoustics/s2cr_48_78.html. Acesso em: 08 mar. 2015.

FREITAG, L. et al. Analysis of channel effects on directsequence and frequency-hopped spreadspectrum acoustic communication. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, v. 26, n. 4, p. 586–593, 2001.

GALLIMORE, E. et al. The whoi micromodem2 A scalable system for acoustic communications and networking. In: *OCEANS 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–7.

GAO, M.; FOH, C. H.; CAI, J. On the selection of transmission range in underwater acoustic sensor networks. *Sensors*, v. 12, n. 4, p. 4715–4729, 2012.

HAGMANN, M.; FOH, C. H.; CAI, J. *Design of a High Speed, Short Range Underwater Communication*. 64 p. Tese (Doutorado) — Eidgenössische Technische Hochschule, Zurich, 2009.

LANBO, L.; SHENGLI, Z.; JUN, H. C. Prospects and problems of wireless communication for underwater sensor networks. *Wireless Communications and Mobile Computing*, v. 8, n. 8, p. 977–994, 2008.

LI, B. et al. Scalable ofdm design for underwater acoustic communications. In: *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008. ICASSP 2008. IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 5304–5307.

LIN, S.; JR, D. J. C. *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1983. 603 p.

LINKQUEST. *Linkquest Underwater Acoustic Modems UWM2000h Specifications*. 2015. Disponível em: <http://www.link-quest.com/html/uwm2000h.htm>. Acesso em: 07 mar. 2015.

LUBY, M. Lt codes. In: *Foundations of Computer Science, 2002. Proceedings. The 43rd Annual IEEE Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 271–280.

- MACKAY, D. Fountain codes. *Communications, IEE Proceedings*, v. 152, n. 6, p. 1062–1068, 2005.
- MANVILLE, C. et al. Network coding in underwater sensor networks. In: *OCEANS - Bergen, 2013 MTS/IEEE*. Bergen, Norway: [s.n.], 2013. p. 1–5.
- MELODIA, T. Advances in underwater acoustic networking. In: _____. *Mobile Ad Hoc Networking: The Cutting Edge*. 2. ed. [S.l.]: Wiley - IEEE Press, 2013. cap. 23, p. 888.
- MO, H. e. a. Practical coding-based multi-hop reliable data transfer scheme for underwater acoustic networks. In: *IEEE Globecom*. Anaheim, CA, US: [s.n.], 2012. p. 5751–5756.
- NITHYA, V.; RAMACHANDRAN, B.; BHASKAR, V. Energy efficient coded communication for iee 802.15.4 compliant wireless sensor networks. *Wireless Personal Communications*, Springer US, v. 77, n. 1, p. 675–690, 2014.
- OTNES, R.; JENSERUDA, T.; VOLDHAUGB, J. E. . A roadmap to ubiquitous underwater acoustic communications and networking. In: *Underwater Acoustic Measurement: Technologies and Results*. Crete, Greece: [s.n.], 2009. p. 1–8.
- PARTAN, J.; KUROSE, J.; LEVINE BRIAN, N. A survey of practical issues in underwater networks. In: *WUWNet '06*. Los Angeles, CA, USA: ACM, 2006. p. 17–24.
- PENTEADO, D. *Redes Acusticas Subaquatica Na Monitoração De Correntes Marítimas*. 82 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2010.
- PETRACCA, M. et al. Error resilient video streaming with bch code protection in wireless sensor networks. *Journal of Communications Software and Systems*, v. 10, p. 31–40, 2014.
- QUAZI, A. H.; KONRAD, W. L. Underwater acoustic communications. *Communication Magazine, IEEE*, v. 20, n. 2, p. 24–30, 1982.
- RADOSEVC, A.; PROAKIS, J. G.; STAJANOVIC, M. Statistical characterization and capacity of shallow water acoustic channels. In: *OCEANS 2009 - EUROPE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–8.
- RJE, I. *Underwater Acoustics*. 2015. Disponível em: (<http://rjeint.com/templates/theme1577/pdf/UnderwaterAcoustics.pdf>). Acesso em: 15 mar. 2015.

- ROSAS, F. et al. Optimizing the code rate for achieving energy-efficient wireless communications. In: *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2014 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 775–780.
- ROUT, R.; GHOSH, S. Enhancement of lifetime using duty cycle and network coding in wireless sensor networks. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, v. 12, n. 2, p. 656–667, 2013.
- SEPEHR, F. H.; PFISTER, H. D.; CHAMBERLAND, J. F. Delay-sensitive communication over fading channel: Queueing behavior and code parameter selection. *CoRR*, p. 1–12, 2013.
- SOUZA, F. A. et al. Code rate, frequency and transmit power optimization for energy efficient underwater acoustic communications. In: *Communications (ICC), 2015 IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 6351 – 6356.
- SOZER, E.; STOJANOVIC, M. Reconfigurable acoustic modem for underwater sensor networks. In: ACM (Ed.). *WUWNet, 2006*. New York, NY, USA: [s.n.], 2006. p. 101–104. Disponível em: <http://doi.acm.org/10.1145/1161039.1161060>.
- STEFANOV, A.; STOJANOVIC, M. Design and performance analysis of underwater acoustic networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 29, n. 10, p. 2012–2021, 2011.
- STOJANOVIC, M. On the relationship between capacity and distance in an underwater acoustic communication channel. *ACM SIGMOBILE*, v. 11, n. 4, p. 34–43, 2007.
- STOJANOVIC, M.; CATIPOVIC, J. A.; PROAKIS, J. Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, v. 19, n. 1, p. 100–111, 1994.
- STOJANOVIC, M.; PREISIG, J. Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization. *IEEE Communications Magazine*, v. 47, n. 1, p. 84–89, 2009.
- TREZZO, J. *Design and Implementation of an Adaptive Underwater Acoustic Modem and*. 62 p. Dissertação (Mestrado) — University of California, San Diego, 2013.
- TRITECH. *Micron Data Modem*. 2015. Disponível em: <http://www.tritech.co.uk/media/products/micron-data-modem.pdf>. Acesso em: 10 mar. 2015.
- URICK, J. R. *Principles of Underwater Sound*. [S.l.]: MacGraw-Hill, 1983. 423 p.

XU, J.; LI, K.; MIN, G. Reliable and energy efficient multipath communications in underwater sensor networks. *IEEE TRANSACTIONS ON PARALLEL AND DISTRIBUTED SYSTEMS*, v. 23, n. 7, p. 1326–1334, 2012.