UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL

MAURÍCIO MENON

**EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E OTIMIZAÇÃO DO TAMANHO DO
PAYLOAD EM REDES DE SENSORES SEM FIO UTILIZANDO
CÓDIGOS CONVOLUCIONAIS**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA

2016

MAURÍCIO MENON

**EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E OTIMIZAÇÃO DO TAMANHO DO
PAYLOAD EM REDES DE SENSORES SEM FIO UTILIZANDO
CÓDIGOS CONVOLUCIONAIS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do título de “Mestre em Engenharia Elétrica” – Área de Concentração: Telecomunicações e Redes.

Orientador: Prof. Glauber Gomes de Oliveira Brante

Coorientador: Prof. Richard Demo Souza

CURITIBA
2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

M547e
2016 Menon, Maurício
Eficiência energética e otimização do tamanho do payload em
redes de sensores sem fio utilizando códigos convolucionais /
Maurício Menon.-- 2016.
39 f. : il. ; 30 cm.

Texto em português, com resumo em inglês
Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal
do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica
e Informática Industrial, Curitiba, 2016
Bibliografia: f. 38-39

1. Energia – Consumo. 2. Redes de sensores sem fio. 3. Sis-
temas de computação sem fio. 4. Transmissão de energia sem
fio. 5. Engenharia elétrica – Dissertações. I. Brante, Glauber Go-
mes de Oliveira. II. Souza, Richard Demo. III. Universidade Tec-
nológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Informática Industrial. IV. Título.

CDD: Ed. 22 – 621.3

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba

Título da Dissertação Nº. ____

Eficiência Energética e Otimização do Tamanho do Payload em Redes de Sensores Sem Fio Utilizando Códigos Convolucionais.

por

Maurício Menon

Orientador: Prof. Dr. Glauber Gomes de Oliveira Brante (UTFPR)

Coorientador: Prof. Dr. Richard Demo Souza (UTFPR)

Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de MESTRE EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: **TELECOMUNICAÇÕES E REDES** do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, às 14h do dia 18 de novembro 2016. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores doutores:

Prof. Dr. Glauber Gomes de Oliveira Brante
(Presidente – UTFPR)

Prof. Dr. Samuel Mafra
(UFPR)

Prof. Dr. Bruno Sens Chang
(UTFPR)

Visto da coordenação:

Prof. Jean Carlos Cardozo da Silva, Dr.
(Coordenador do CPGEI)

A minha esposa pelo incentivo que tornou possível a conclusão desta dissertação.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu orientador pela paciência e disposição, meu co-orientador pelos comentários sempre esclarecedores, aos meus pais e à Itaipu Binacional pelo incentivo à pesquisa e a capacitação de seus colaboradores.

RESUMO

MENON, Maurício. Eficiência Energética e Otimização do Tamanho do *Payload* em Redes de Sensores Sem Fio Utilizando Códigos Convolucionais. 39 f. Dissertação – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2016.

Este trabalho estuda o impacto energético da otimização do tamanho do *payload* de códigos convolucionais em um enlace sem fio ponto-a-ponto dentro de uma rede de sensores. Consideram-se dois modelos de canal, AWGN e Rayleigh, visando representar cenários com diferentes características quanto à severidade de enlace. Nesse contexto, faz-se o estudo da otimização da relação sinal-ruído, da taxa de código empregada, bem como a otimização do tamanho do *payload* para diferentes condições de transmissão. Os dados numéricos obtidos através de simulação demonstram que existe um ponto ótimo para o tamanho do *payload*, que varia com a distância de transmissão e que proporciona ganhos em termos de eficiência energética, especialmente em enlaces de curta distância.

Palavras-chave: Códigos convolucionais, eficiência energética, comunicações sem fio, rede de sensores sem fio.

ABSTRACT

MENON, Maurício. Energy Efficiency and Payload Size Optimization Using Convolutional Codes in Wireless Sensor Networks . 39 f. Thesis – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2016.

This paper studies the impact of the payload size in the energy efficiency in a point-to-point link in a wireless sensor network using convolutional codes. Two channel models are considered, AWGN and Rayleigh, representing distinct conditions with respect to the severity of the link. In this context, signal-to-noise ratio, code rate and payload size are optimized. The numeric results obtained through simulations show that there is an optimal point for the payload size, which depends on the transmission distance, and which provides gains in the overall energy efficiency, especially in short range links.

Keywords: Convolutional coding, energy efficiency, wireless communications, wireless sensor network.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Codificador convolucional típico, com uma entrada, três memórias e três saídas.	17
FIGURA 2	– Eficiência energética nos canais Rayleigh e AWGN para distância de enlace de $d = 50$ m, modulação BPSK e códigos com taxa $r = \{\frac{2}{3}, \frac{4}{5}, 1\}$	27
FIGURA 3	– Consumo de energia média por bit utilizando modulação BPSK nos canais AWGN e Rayleigh, com a distância do link $d = 50$ m e códigos com taxa $r = \{\frac{2}{3}, \frac{4}{5}, 1\}$. A codificação convolucional produz um gráfico convexo para cada taxa de dados r , com valor mínimo único.	28
FIGURA 4	– SNR ótima conforme a otimização utilizada: eficiência energética máxima e energia média mínima.	28
FIGURA 5	– Relação entre SNR ótima e taxas de códigos para as distâncias de 50 m e 200 m nos casos de otimização minimizando o consumo médio de energia e maximizando a eficiência energética.	29
FIGURA 6	– Relação entre SNR ótima, taxas de códigos e distâncias com otimização pela Eficiência Energética, para canais AWGN e Rayleigh. A taxa de código otimizada e sua relação entre a SNR ótima e distância também é exibida.	30
FIGURA 7	– Retransmissões para a taxa de código ótima de canais AWGN e Rayleigh, com <i>payload</i> fixo de 1024 bits, cabeçalho de 16 bits. É possível verificar a influência da correção de erros obtida pela codificação ótima, na prática limitando o número de retransmissões em um certo patamar.	31
FIGURA 8	– Otimização do tamanho do <i>payload</i> para distâncias de 100, 300 e 500 metros para canal AWGN e canal Rayleigh.	32
FIGURA 9	– Tamanho ótimo do <i>payload</i> (L^*) em função da distância de transmissão para os canais AWGN e Rayleigh.	33
FIGURA 10	– Eficiência energética para canal AWGN para os seguintes casos: <i>i.</i>) otimização completa: SNR, taxa de código e tamanho do <i>payload</i> ; <i>ii.</i>) otimização da SNR e da taxa de código com tamanho de <i>payload</i> fixo de $L = 128$ bits; <i>iii.</i>) otimização da SNR com taxa de código fixa $r = 2/3$ e tamanho de <i>payload</i> fixo de $L = 128$ bits.	34
FIGURA 11	– Eficiência energética para canal Rayleigh para os seguintes casos: <i>i.</i>) otimização completa: SNR, taxa de código e tamanho do <i>payload</i> ; <i>ii.</i>) otimização da SNR e da taxa de código com tamanho de <i>payload</i> fixo de $L = 128$ bits; <i>iii.</i>) otimização da SNR com taxa de código fixa $r = 2/3$ e tamanho de <i>payload</i> fixo de $L = 128$ bits.	35

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– Parâmetros de Simulação	26
TABELA 2	– <i>Throughput</i> (T) e Energia Média Total($\bar{\epsilon}_b$) para um canal AWGN	30
TABELA 3	– <i>Throughput</i> (T) e Energia Média Total ($\bar{\epsilon}_b$) para um canal Rayleigh	31
TABELA 4	– <i>Payload</i> ótimo (L^*) para distâncias (d) simuladas no canal AWGN e Rayleigh.	33

LISTA DE SIGLAS

APU	Arithmetic Processing Unit
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase-shift keying
FER	Frame Error Rate
FET	Field-Effect Transistor
HARQ	Hybrid Automatic Repeat r eQuest
IoT	Internet of Things
NLOS	Non Line-of-Sight
PA	Power Amplifier
PDF	Probability Density Function
RF	Rádio Frequência
SNR	Signal to Noise Ratio

LISTA DE SÍMBOLOS

y	Transmissão entre dois nós quaisquer
P	Potência de transmissão do nó
κ	Perda de percurso entre os nós
h	Coeficiente de desvanecimento no enlace
$\mathbf{x}$	Vetor de dados transmitido
$\mathbf{w}$	Ruído no receptor
N_0	Densidade espectral de potência unilateral do ruído térmico
d	Distância em metros entre os nós
α	Expoente de perda de percurso
G	Ganho total das antenas de transmissão e recepção
λ	Comprimento de onda
f_c	Frequência de portadora
M_l	Margem de enlace
N_f	Figura do ruído no receptor
$\bar{\gamma}$	SNR média
σ_n^2	Potência do ruído
B	Largura de banda
P_b	Probabilidade de erro de bit (BER)
$\tilde{P}_f$	Probabilidade de erro do pacote (FER)
H	Tamanho do cabeçalho do pacote
L	Tamanho do <i>payload</i> do pacote
$P_b(\gamma)$	BER da transmissão não codificada
$P_e(\bar{\gamma})$	BER após a decodificação
β_δ	Informação de peso das palavras codificadas
δ	Distância da palavra codificada nula
δ_{free}	Distância mínima do código
P_2	Probabilidade de um receptor de máxima verossimilhança decidir erroneamente
ε_{st}	Energia de inicialização
r	Taxa de código
k	Número de bits por palavra não-codificada
n	Número de bits por palavra codificada
O	Tamanho do Overhead
T_b	Tempo médio de transmissão por bit de dados na direção direta
R_b	Taxa de bits
$\varepsilon_{\text{el,tx}}$	Energia por bit por pacote adiante utilizada para processamento pré-transmissão
$P_{\text{el,tx}}$	Consumo dos componentes eletrônicos de RF
ε_{PA}	Energia por bit por pacote utilizado para radiação eletromagnética
P_{PA}	Consumo do amplificador de potência(PA)
P_{tx}	Potência de transmissão
ξ	Taxa pico-a-média fornecida na saída do PA
η	Eficiência de dreno do PA

A_0	Parâmetro de ganho da antena
F	Tamanho do pacote de retorno
$P_{el,rx}$	Consumo dos componentes eletrônicos de RF na recepção
$\varepsilon_{fb,rx}$	Energia por bit utilizada para decodificação do pacote de retorno correspondente
T_{fb}	Tempo de retorno por bit de <i>payload</i>
G	Número de operações matemáticas
ε_g	Energia para operações matemáticas
V_{dd}	Tensão de operação da APU
I_0	Corrente média durante a execução dos cálculos aritméticos
f_{APU}	Frequência de operação da APU
Δt_g	Tempo necessário para a g -ésima operação
ε_{enc}	Energia de codificação
ε_{dec}	Energia de decodificação
v	Ordem de memória do código convolucional
$n_{bin-add}$	Número de adições binárias na codificação
$n_{bin-comp}$	Número de comparações binárias do algoritmo de Viterbi
n_{add}	Número de adições binárias do algoritmo de Viterbi
$n_{int-comp}$	Número de comparações de inteiros do algoritmo de Viterbi
τ	Número de tentativas de transmissão
P_{el}	Consumo de potência total dos componentes eletrônicos
ε_b	Energia total consumida
$\bar{\tau}$	Número médio de tentativas de transmissão
$\bar{\varepsilon}_b$	Energia média total consumida
T	Throughput (taxa líquida)
η_{EE}	Eficiência energética
P_{max}	Limite de potência de transmissão
$\tilde{\gamma}_{max}$	SNR máxima de operação
$\mathcal{R}_n$	Família de códigos
$\mathcal{L}$	Família de tamanhos de <i>payloads</i>
$\tilde{\gamma}^*$	SNR ótima
r^*	Taxa de código ótima
L^*	Tamanho de <i>payload</i> ótimo

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	OBJETIVOS	14
1.1.1	Objetivo Geral	14
1.1.2	Objetivos Específicos	14
1.2	ORGANIZAÇÃO	14
2	MODELO DO SISTEMA	15
2.1	MODELO DO SISTEMA DE COMUNICAÇÃO	15
2.2	CÓDIGOS CORRETORES DE ERROS	17
3	ESQUEMA PROPOSTO	19
3.1	MODELO DE CONSUMO DE ENERGIA	19
3.1.1	Consumo de Energia dos Componentes Eletrônicos e de Transmissão	19
3.1.2	Consumo de Energia de Codificação e Decodificação	20
3.2	EFICIÊNCIA ENERGÉTICA	21
3.3	OTIMIZAÇÃO DA SNR, TAXA DE CÓDIGO E PAYLOAD	22
4	RESULTADOS	26
5	CONCLUSÃO	36
	REFERÊNCIAS	38

1 INTRODUÇÃO

Durante muito tempo o desenvolvimento de novas soluções na comunicação sem fio teve como foco a melhoria de desempenho baseada no aumento da eficiência espectral ao custo de maior consumo de energia (VERDU, 2002). As redes de sensores sem fio, bem como o crescente desenvolvimento da IoT (do inglês *Internet of Things*), contribuíram significativamente para que a eficiência energética se tornasse um tema central em pesquisas, tendo em vista que a motivação ambiental e econômica convergem na otimização de recursos energéticos escassos, especialmente em dispositivos alimentados por baterias (LI et al., 2011). Componentes eletrônicos (*modems*, interfaces de rede, etc.) consomem praticamente o mesmo percentual que o processamento (PENTIKOUSIS, 2010), demonstrando que a otimização deve ser feita em todas as etapas do processo de comunicação. Enquanto a capacidade de processamento de um microprocessador praticamente dobra a cada dois anos, a capacidade das baterias teve crescimento modesto de cerca de 3,5% ao ano nas últimas duas décadas (DOHLER et al., 2011).

Grande parte dos dispositivos sensores ligados por meio de uma rede sem fio emprega técnicas de correção de erros, que trazem ganhos de confiabilidade ao enlace ao custo de consumo maior de energia. A codificação escolhida também tem grande impacto no estudo da eficiência energética. Entre os principais códigos utilizados tem-se o BCH, generalização do código de Hamming para correção de erros múltiplos (LIN; COSTELLO, 2004). Em (ROSAS et al., 2014) a codificação BCH foi utilizada em conjunto com a otimização da relação sinal-ruído (SNR, em inglês *Signal to Noise Ratio*) assim como da taxa de código. Foi apresentado um amplo modelo de consumo energético, englobando desde a potência de transmissão, consumo dos circuitos de RF (Rádio Frequência) e consumo de banda base para codificação e decodificação. Já os autores em (SOUZA et al., 2015) apresentam uma análise de eficiência energética em um meio de transmissão sub-aquático, que traz características distintas do meio de comunicação sem fio, bem como dos resultados das otimizações empregadas. Além disso, códigos convolucionais são considerados em (SOUZA et al., 2015), os quais possuem desempenho superior à codificação em blocos (LIN; COSTELLO,

2004). Entretanto, o foco destes trabalhos é na minimização da energia utilizada e não no estudo da eficiência energética. Neste aspecto, uma análise de eficiência energética pode ser encontrada em (SANKARASUBRAMANIAM et al., 2003), o qual analisou o efeito da otimização do tamanho do *payload* de códigos BCH. Entretanto, a análise deste último trabalho não considerou o consumo de energia dos circuitos de transmissão e recepção, bem como empregou códigos de taxa fixa.

Ademais, muitas vezes a capacidade de correção do código utilizado não é suficiente e é necessário combinar técnicas de retransmissão aos códigos corretores, comumente conhecido como técnicas de HARQ (do inglês, *Hybrid Automatic Repeat reQuest*) (LOTT et al., 2007). Por exemplo, a eficiência energética de HARQ empregando códigos convolucionais foi analisada em (KLEINSCHMIDT et al., 2009; KLEINSCHMIDT, 2013; PELLENZ et al., 2009). Entretanto, o consumo dos circuitos eletrônicos e do processamento em banda base não foi considerado por estes trabalhos. Ainda, a eficiência energética de alguns diferentes esquemas HARQ foi estudada em (ROSAS et al., 2016) no canal Nakagami-*m*. O estudo mostra que a otimização da taxa de código é fundamental para maximizar a eficiência energética, bem como que o uso de HARQ estende substancialmente o alcance de comunicação.

O trabalho desenvolvido nessa dissertação estuda técnicas de HARQ empregando códigos convolucionais em uma rede de sensores sem fio. Diferentemente de trabalhos anteriores, *e.g.*, (ROSAS et al., 2014; SOUZA et al., 2015; SANKARASUBRAMANIAM et al., 2003; KLEINSCHMIDT et al., 2009; KLEINSCHMIDT, 2013; PELLENZ et al., 2009), o foco está na otimização do tamanho do *payload*, visando maximizar a eficiência energética em um cenário que também permite otimizar a taxa de codificação dos códigos convolucionais, bem como a SNR de operação do enlace. Além disso, diferente de (SANKARASUBRAMANIAM et al., 2003), o modelo de consumo de energia empregado aqui considera o custo de transmissão, dos circuitos eletrônicos de RF, bem como o custo de codificação e decodificação dos pacotes, além da possibilidade de retransmissões. Ademais, buscando representar cenários com diferentes características quanto à severidade da comunicação, consideram-se dois modelos para o canal: AWGN e Rayleigh de desvanecimento rápido. Os resultados mostram que existe um tamanho ótimo para o *payload* que maximiza a eficiência energética, que depende da distância de transmissão do enlace. No geral, se observa que pacotes de tamanho maior otimizam a eficiência energética do canal AWGN em comparação com o canal Rayleigh. Além disso, a otimização desse parâmetro aumenta significativamente a eficiência energética, em maior proporção do que o aumento ocasionado pela otimização apenas da SNR e taxa de código.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

Analisar o desempenho de um enlace de comunicação digital sem fio que utiliza códigos convolucionais, otimizando o tamanho do *payload*.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Modelar o sistema de comunicação ponto a ponto entre dois nós em um canal de comunicação sem fio sujeito a desvanecimento.
- Modelar o consumo de energia para um nó de uma rede de sensores sem fio que transmite um pacote de dados e recebe o pacote de retorno correspondente.
- Otimizar a SNR, taxa de código dentro de uma família convolucional e tamanho do *payload* para várias distâncias em função da eficiência energética considerando os modelos anteriores.
- Comparar o desempenho do canal Rayleigh com desvanecimento rápido e AWGN em diferentes graus de otimização considerando variações de tamanho do *payload* e taxa de código (variável ou fixa).

1.2 ORGANIZAÇÃO

No sequência da dissertação, o Capítulo 2 introduz o modelo do sistema de comunicação digital para a comunicação, ponto-a-ponto, o Capítulo 3 modela o consumo de energia, eficiência energética e apresenta a otimização, incluindo a do tamanho do *payload*, enquanto o Capítulo 4 traz resultados de simulação utilizando o modelamento anteriormente apresentado. Por fim, o Capítulo 5 conclui a dissertação, bem como apresenta sugestões de trabalhos futuros.

2 MODELO DO SISTEMA

Neste capítulo apresentamos de forma concisa fundamentos sobre a transmissão de informações em canais sem fio. Existem, basicamente, dois tipos de canal em relação ao desvanecimento e a banda de coerência, intervalo no espectro no qual um sinal é praticamente plano e não sofre distorções. No primeiro, chamado estático, o canal varia muito lentamente em relação ao tempo de transmissão do bloco contendo símbolos; no segundo, chamado rápido, o canal varia aleatoriamente a cada símbolo. A partir deste conceito são descritos dois modelos matemáticos que buscam descrever as características mais importantes do meio de transmissão.

O primeiro modelo de canal de comunicação, bastante utilizado pela sua simplicidade, é o AWGN (do inglês *Additive White Gaussian Noise*). O canal AWGN descreve um cenário praticamente estático de comunicação no qual o desvanecimento é desconsiderado. Já o modelo de canal Rayleigh descreve um canal de comunicação com condições bem mais severas, dominado por componentes de multipercurso. Na dissertação é utilizado o canal Rayleigh modelado com desvanecimento rápido devido ao salto de frequência, típico em protocolos como o ZigBee. Nestes canais de desvanecimento rápidos (em inglês *Fast Fading*), considera-se que o desvanecimento varia para cada símbolo da mensagem transmitida.

2.1 MODELO DO SISTEMA DE COMUNICAÇÃO

É considerada a existência de dois nós que se comunicam diretamente, ponto-a-ponto, em um canal de comunicação sem fio. De forma geral, a transmissão $\mathbf{y}$ entre dois nós quaisquer é denotada por

$$\mathbf{y} = \sqrt{P\kappa}h\mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (1)$$

onde P é a potência de transmissão do nó, κ representa a perda de percurso entre os nós, h é o coeficiente de desvanecimento no enlace, de média nula e potência unitária, e que pode ser modelado por diversas distribuições de probabilidade, $\mathbf{x}$ é o vetor de dados transmitido, que possui energia unitária, e $\mathbf{w}$ é o ruído no receptor, modelado como um ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN), com variância $\sigma_w^2 = N_0/2$ por dimensão, onde N_0 é a densidade espectral de

potência unilateral do ruído térmico.

A perda de percurso entre os nós pode ser modelada de diversas maneiras. Em nossa análise, utilizamos o modelo *log*-distância, incluindo parâmetros práticos de redes sem fio, tais como ganho das antenas de transmissão e recepção, frequência da portadora, margem de enlace e figura de ruído. Dessa forma definimos (GOLDSMITH, 2005)

$$\kappa = \frac{G\lambda^2}{(4\pi)^2 d^\alpha M_l N_f}, \quad (2)$$

onde d é a distância em metros entre os nós, α é o expoente de perda de percurso, G é o ganho total das antenas de transmissão e recepção, $\lambda = 3 \cdot 10^8 / f_c$ é o comprimento de onda, f_c é a frequência de portadora, M_l é a margem de enlace e N_f é a figura do ruído no receptor.

A relação sinal-ruído (SNR) instantânea no receptor pode ser escrita como

$$\gamma = |h|^2 \cdot \frac{\kappa P}{\sigma_n^2}, \quad (3)$$

tal que $\bar{\gamma} = \frac{\kappa P}{\sigma_n^2}$ é definido como a SNR média, dado que consideramos $\sigma_h^2 = E[|h|^2] = 1$, onde $E[\cdot]$ denota o valor esperado, $\sigma_n^2 = N_0 B$ é a potência do ruído na qual B é a largura de banda do sistema.

São considerados dois tipos de canais de comunicação, um praticamente estático e outro mais severo. No primeiro tipo de canal, AWGN, a BER (do inglês *Bit Error Rate*) para a modulação binária por chaveamento de fase (BPSK) é definida como

$$P_b = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\bar{\gamma}}) \quad (4)$$

na qual erfc é a função erro complementar definida como $\text{erfc}(\bar{\gamma}) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\bar{\gamma}}^{\infty} e^{-t^2} dt$.

No segundo tipo de canal o comportamento da variável aleatória que representa o módulo do desvanecimento do canal sem fio é a distribuição de Rayleigh. Esta distribuição representa sistemas em que não há linha de visada (NLOS, do inglês *Non Line-of-Sight*) entre os nós de transmissão e recepção. Considera-se que o desvanecimento é do tipo rápido, característico de protocolos como o Zigbee. Portanto, a variável aleatória γ , que é função de $|h|^2$, apresenta distribuição exponencial com média $\bar{\gamma}$ e PDF definida, conforme (PROAKIS; SALEHI, 2007), por:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \begin{cases} \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}, & \text{se } \gamma \geq 0 \\ 0, & \text{se } \gamma < 0 \end{cases} \quad (5)$$

Dessa forma a probabilidade de erro de bit média P_b para a modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh é

$$P_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{1 + \bar{\gamma}}} \right). \quad (6)$$

2.2 CÓDIGOS CORRETORES DE ERROS

É vantajosa a utilização de códigos corretores de erro para aumentar o desempenho de comunicações sem fio digitais com ganhos típicos de 2-6 *dB* no enlace ao custo de adição da redundância necessária para minimizar a taxa de erro (FREEMAN, 2007). Ao contrário dos códigos de bloco no qual a saída depende somente das entradas atuais, os códigos convolucionais dependem de v saídas anteriores, ou seja, o codificador contém memória. A Figura 1 contém um diagrama típico de um codificador convolucional com $v = 3$, uma entrada e três saídas. São amplamente utilizados devido a sua capacidade de aumentar a confiabilidade de sistemas de comunicação digital com complexidade de codificação/decodificação aceitável (LIN; COSTELLO, 2004). Podem ser representados por uma treliça que permite a utilização do algoritmo de decodificação por máxima verossimilhança conhecido como algoritmo de Viterbi. O consumo de energia do receptor é fortemente relacionado a complexidade de decodificação da treliça que representa o código (BENCHIMOL et al., 2013).

Figura 1: Codificador convolucional típico, com uma entrada, três memórias e três saídas.

Fonte: Adaptado de (PROAKIS; SALEHI, 2007).

Existem dois tipos de decodificação, por "decisão suave" e por "decisão abrupta". Na

decodificação com decisão abrupta, cada sinal é analisado tomando-se uma decisão imediata a respeito do sinal transmitido representar um "0" ou "1" e a distância de Hamming é utilizada. Já na decodificação por decisão suave o decodificador utiliza uma quantização multibit, isto é, em vez de designar o dígito "0" ou "1" para cada sinal recebido que define duas regiões de decisão, são estabelecidas várias regiões para a decodificação, com valores intermediários dados a sinais com níveis de decisão menos claros. Além disso utiliza a distância Euclidiana. Neste trabalho, optou-se pela decisão abrupta pelo fato que este processo economiza recursos, principalmente relacionados a utilização de memória em dispositivos com recursos limitados, considerado aqui mais importante que o desempenho superior do algoritmo de decisão suave. Os códigos convolucionais por decisão abrupta possuem um bom compromisso entre eficiência e complexidade para dispositivos utilizados em redes de sensores (baixo consumo, baixa complexidade). Muitos circuitos integrados utilizados como os *Texas Instruments* CC1100 e TMS320C55x implementam internamente códigos convolucionais por decisão abrupta (Texas Instruments, 2007, 2009).

Em códigos convolucionais de decisão abrupta podemos escrever a taxa de erro de pacote (FER, do inglês *Frame Error Rate*), $\bar{P}_f$, como

$$\bar{P}_f(\bar{\gamma}) = 1 - (1 - P_b(\bar{\gamma}))^H (1 - P_e(\bar{\gamma}))^L, \quad (7)$$

onde H é o tamanho do cabeçalho (do inglês *Header*), L é o tamanho do *payload* do pacote, $P_b(\gamma)$ é a BER da transmissão não codificada e $P_e(\bar{\gamma})$ é a BER após a decodificação, dada por (PROAKIS; SALEHI, 2007)

$$P_e(\bar{\gamma}) < \frac{1}{k} \sum_{\delta=\delta_{\text{free}}}^{\infty} \beta_{\delta} P_2(\delta), \quad (8)$$

na qual β_{δ} é a informação de peso das palavras codificadas que estão a uma distância δ da palavra codificada nula, δ_{free} é a distância mínima do código (idealmente a maior possível) e k é o número de bits de informação. Além disso, assume-se que os bits referentes ao cabeçalho são transmitidos sem codificação. Por fim, define-se P_2 como a probabilidade de um receptor de máxima verossimilhança decidir erroneamente (PROAKIS; SALEHI, 2007)

$$P_2(\delta) = \begin{cases} \sum_{j=\frac{\delta+1}{2}}^{\delta} \binom{\delta}{j} P_b(\bar{\gamma})^j (1 - P_b(\bar{\gamma}))^{\delta-j}, & \text{se } \delta \text{ é ímpar,} \\ \frac{1}{2} \binom{\delta}{\frac{\delta}{2}} P_b(\bar{\gamma})^{\delta/2} (1 - P_b(\bar{\gamma}))^{\delta/2} + \sum_{j=\frac{\delta}{2}+1}^{\delta} \binom{\delta}{j} P_b(\bar{\gamma})^j (1 - P_b(\bar{\gamma}))^{\delta-j}, & \text{se } \delta \text{ é par.} \end{cases} \quad (9)$$

3 ESQUEMA PROPOSTO

Neste capítulo apresentamos o modelo de consumo de energia para o nó de uma rede de sensores sem fio. O consumo total é o somatório de diversos componentes referentes aos componentes eletrônicos e de transmissão, codificação e decodificação considerando estatísticas de retransmissão. Na sequência, mostramos o cálculo da eficiência energética a partir da energia total consumida pelo transmissor e receptor considerando eventuais novos processamentos, seguida da otimização da SNR, taxa de código e *payload*.

3.1 MODELO DE CONSUMO DE ENERGIA

Analisa-se os componentes do consumo de energia para um nó de uma rede de sensores sem fio que transmite um pacote de dados e recebe o pacote de retorno correspondente. Assume-se que cada pacote transmitido adiante corresponde a um pacote de retorno na direção inversa, o qual informa a recepção correta ou solicita uma retransmissão (GOLDSMITH, 2005). Na sequência, a Seção 3.1.1 analisa o consumo de energia da transmissão e dos componentes de RF associados, enquanto a Seção 3.1.2 analisa o consumo de energia em banda base.

3.1.1 Consumo de Energia dos Componentes Eletrônicos e de Transmissão

Inicialmente, assume-se que o transmissor está em modo de baixo consumo de energia e deve ser inicializado antes de ser capaz de realizar qualquer transmissão. Dessa forma, denota-se por ϵ_{st} a energia total gasta na inicialização dividida pelo número de bits do *payload* (L) que serão transmitidos antes do nó voltar ao modo de economia de energia.

Além disso, define-se $r = k/n$ como a taxa de código, na qual n é o número de bits por palavra codificada e $n - k$ é o número de bits redundantes. Cada pacote na interface física contém H bits referentes ao cabeçalho, O bits equivalentes referentes a transmissão de sinais de controle e sincronização (*overhead*), além do *payload* com rL bits de dados e $(1 - r)L$ bits adicionais devido à codificação. Neste trabalho, apenas a modulação BPSK é considerada; dessa

forma, o tempo médio de transmissão por bit de dados na direção direta, T_b , é dado por (ROSAS et al., 2014)

$$T_b = \frac{H + O + L}{rLR_b}, \quad (10)$$

em que R_b denota a taxa de bits.

Assim, é possível escrever a energia por bit por pacote adiante utilizada para processamento pré-transmissão, $\epsilon_{el,tx}$, como

$$\epsilon_{el,tx} = P_{el,tx} T_b, \quad (11)$$

na qual $P_{el,tx}$ é o consumo dos componentes eletrônicos de RF. De forma similar, a energia por bit por pacote utilizado para radiação eletromagnética, ϵ_{PA} , é

$$\epsilon_{PA} = P_{PA} T_b, \quad (12)$$

onde P_{PA} é o consumo do amplificador de potência (PA, do inglês *Power Amplifier*), dado em função da potência de transmissão P_{tx} como sendo $P_{PA} = \xi/\eta P_{tx}$, em que ξ é a taxa pico-a-média fornecida na saída do PA e η é a eficiência de dreno do PA, ou seja, a razão entre a potência de saída RF e a potência CC quando a alimentação CC foi conectada ao dreno de um FET, tipicamente de 35% para um PA classe B (CUI et al., 2005). Em termos da SNR média $\bar{\gamma}$ no estágio de decisão do receptor, (2) e (3), podemos escrever P_{PA} como (ROSAS et al., 2014)

$$P_{PA}(\bar{\gamma}) = \frac{\xi A_0 \sigma_n^2}{\eta} d^\alpha \bar{\gamma}, \quad (13)$$

na qual $A_0 = \frac{4\pi^2 N_f M_1}{G\lambda^2}$ e $\sigma_n^2 = N_0 B$.

Por fim, cada pacote de retorno dura F/R_b segundos, sendo F o número de bits que compõe o pacote de retorno. Durante este tempo o transceptor consome $P_{el,rx}$ Watts para os elementos eletrônicos de RF, de forma que a energia por bit utilizada para decodificação do pacote de retorno correspondente, $\epsilon_{fb,rx}$, é (ROSAS et al., 2014)

$$\epsilon_{fb,rx} = \frac{P_{el,rx} F}{rLR_b} = P_{el,rx} T_{fb}, \quad (14)$$

onde $T_{fb} = \frac{F}{rLR_b}$ é o tempo de retorno por bit de *payload*.

3.1.2 Consumo de Energia de Codificação e Decodificação

Cada procedimento de codificação envolve G tipos diferentes de operações aritméticas, cada uma com consumo de energia ϵ_g executada $n_g^{\text{enc}}(r)$ vezes durante o algoritmo de

codificação utilizado. Considerando que a codificação é feita para os rL bits de dados do pacote e que os cálculos são executados por uma unidade de processamento aritmético (APU, do inglês *Arithmetic Processing Unit*), o consumo de energia da g -ésima operação é modelada em (SINHA; CHANDRAKASAN, 2001), na qual $\epsilon_g = V_{dd}I_0\Delta t_g$, V_{dd} é a tensão de operação, I_0 é a corrente média durante a execução dos cálculos aritméticos, a qual depende da frequência de operação f_{APU} e Δt_g é o tempo necessário para a g -ésima operação. A relação com o número de ciclos necessários, c_g , é $\Delta t_g = c_g/f_{APU}$, levando ao consumo de energia de codificação (ϵ_{enc}) (ROSAS et al., 2014)

$$\epsilon_{enc} = \frac{V_{dd}I_0}{rLf_{APU}} \sum_{g=1}^G c_g n_g^{enc}(r). \quad (15)$$

De forma similar, pode-se definir o consumo de energia de decodificação, ϵ_{dec} , a partir de (15) com adaptações necessárias.

Além disso, assume-se que o codificador utiliza códigos convolucionais com k entradas, n saídas e ordem de memória v (LIN; COSTELLO, 2004). Nesta dissertação foram utilizados códigos convolucionais convencionais de memória $v = 5$ e $v = 6$, listados em (BOCHAROVA; KUDRYASHOV, 1997). As taxas de código r consideram a palavra codificada de tamanho fixo, variando o conteúdo k . Dessa forma, o número total de operações por pacote é $n_{bin-add} = rL(nvk + n(k-1))$ adições binárias, muitas vezes inferior a uma ordem de magnitude das operações requeridas para decodificação (SOUZA et al., 2015). Para a decodificação assume-se a utilização do Algoritmo de Viterbi com decisão abrupta, o qual é um algoritmo de máxima verossimilhança de baixa complexidade (LIN; COSTELLO, 2004). O número de operações por pacote requeridos pelo algoritmo considerando uma treliça convencional é (BENCHIMOL et al., 2013) $n_{bin-comp} = n_{add} = L2^{k+v}$ e $n_{int-comp} = L2^v(2^k - 1)/n$, onde $n_{bin-comp}$, n_{add} e $n_{int-comp}$ são, respectivamente, o número de comparações binárias, adições e comparações de inteiros.

3.2 EFICIÊNCIA ENERGÉTICA

Primeiramente, define-se a energia total consumida pelo transmissor, levando em conta a decodificação de pacotes de retorno, como

$$\begin{aligned} \epsilon_{tx} &= \epsilon_{st} + \epsilon_{enc} + (\epsilon_{el,tx} + \epsilon_{PA} + \epsilon_{fb,rx})\tau \\ &= \epsilon_{st} + \epsilon_{enc} + [(P_{el,tx} + P_{PA})T_b + P_{el,rx}T_{fb}]\tau, \end{aligned} \quad (16)$$

em que τ representa o número de tentativas de transmissão até um pacote ser decodificado sem erros. Analogamente, podemos escrever o consumo de energia pelo receptor como

$$\epsilon_{rx} = \epsilon_{st} + [\epsilon_{dec} + P_{el,rx} T_b + (P_{el,tx} + P_{PA}) + T_{fb}] \tau. \quad (17)$$

Note que (17) é multiplicado por τ devido à necessidade de um novo processamento para cada tentativa de transmissão. Definindo-se $P_{el} = P_{el,tx} + P_{el,rx}$ como o consumo de potência total dos componentes eletrônicos, pode-se escrever a energia total consumida $\epsilon_b = \epsilon_{tx} + \epsilon_{rx}$ como sendo

$$\epsilon_b = 2\epsilon_{st} + \epsilon_{enc} + \left[\epsilon_{dec} + (P_{el} + P_{PA}) \frac{T_b + T_{fb}}{r} \right] \tau. \quad (18)$$

Para simplificar a análise matemática, não se considera nenhum limite para o número de retransmissões¹, de forma que o número médio de transmissões $\bar{\tau}$ para canais de desvanecimento rápido é dado por (ROSAS et al., 2014)

$$\bar{\tau} = (1 - \bar{P}_f)^{-1}. \quad (19)$$

Assim, podemos calcular energia média total consumida $\bar{\epsilon}_b$ como

$$\bar{\epsilon}_b = 2\epsilon_{st} + \epsilon_{enc} + \frac{r \epsilon_{dec} + (P_{el} + Ad^\alpha \bar{\gamma})(T_b + T_{fb})}{r [1 - \bar{P}_f(\bar{\gamma})]}. \quad (20)$$

Definimos a taxa líquida T , (do inglês *throughput*), como

$$T = \frac{rLR_b}{(H + O + L + F) \bar{\tau}}. \quad (21)$$

Deste modo a eficiência energética η_{EE} é definida como a razão entre o *throughput* e a energia total consumida durante um certo intervalo de tempo (LI et al., 2011)

$$\eta_{EE} = \frac{T}{\bar{\epsilon}_b} = \frac{1}{(T_b + T_{fb}) \bar{\tau} \bar{\epsilon}_b}. \quad (22)$$

3.3 OTIMIZAÇÃO DA SNR, TAXA DE CÓDIGO E PAYLOAD

Para o estudo da otimização da eficiência energética, emprega-se estratégia similar a (ROSAS et al., 2014), otimizando a SNR de operação e a taxa de código, porém visando a eficiência energética dos códigos convolucionais aqui considerados. Além disso, também se

¹Apesar de se considerar que o número de retransmissões pode ser realizado sem limites, uma extensa análise por simulações mostra que o número médio de retransmissões é sempre baixo, não excedendo a duas retransmissões.

otimiza o tamanho do *payload*.

Considera-se que os nós operam sob um limite de potência de transmissão $P_{\max}$, o que implica em uma SNR máxima de operação de $\bar{\gamma}_{\max} = \frac{\eta P_{\max} d^{-\alpha}}{\xi A_0 \sigma_n^2}$. Além disso, todos os códigos utilizados nesse trabalho pertencem à família de códigos convolucionais selecionada de (BOCHAROVA; KUDRYASHOV, 1997), em que cada código é caracterizado pela taxa $r = k/n$ e memória v . Denotamos a família de códigos com o mesmo n por $\mathcal{R}_n$. Ainda, considera-se um conjunto possível de tamanhos de *payloads*, denotado por $\mathcal{L}$. Dessa forma, a SNR ótima $\bar{\gamma}^*$ para um código qualquer de taxa $r \in \mathcal{R}_n$, tamanho de *payload* $L \in \mathcal{L}$ e operando a uma distância de transmissão d pode ser escrita como

$$\bar{\gamma}^*(r, L, d) = \arg \max_{\bar{\gamma} \in [0, \bar{\gamma}_{\max}]} \eta_{EE}(\bar{\gamma}, r, L, d). \quad (23)$$

Assim, a partir do valores de SNR ótima, pode-se encontrar a taxa de código ótima r^* para uma palavra com tamanho de *payload* de $L \in \mathcal{L}$ bits como sendo

$$r^*(L, d) = \arg \max_{r \in \mathcal{R}_n} \eta_{EE}(\bar{\gamma}^*, r, L, d). \quad (24)$$

Por fim, tamanho de *payload* ótimo L^* , que é função da distância de transmissão d , é dado por

$$L^*(d) = \arg \max_{L \in \mathcal{L}} \eta_{EE}(\bar{\gamma}^*, r^*, L, d). \quad (25)$$

Conceitualmente a simulação é dividida em duas etapas. Tendo em vista que a etapa de maior custo computacional é a geração dos dados relacionados ao canal e sua respectiva estatística envolvida, a primeira parte da simulação trata da geração desses dados. Na segunda etapa ocorre a otimização propriamente dita com as informações anteriormente geradas. A seguir o processo é explicado, conforme detalhado pelo Algoritmo 1.

Na etapa da otimização primeiramente são carregados os dados, seguido do cálculo da taxa de erro do pacote (linha 7) e energia consumida (linha 8). Utilizando condicionais e laços aninhados primeiramente computa-se a Eficiência Energética para obter a SNR ótima (linha 13) em função da taxa de código, *payload* e distância. Assim, calcula-se o número de retransmissões (linha 19) e energia média consumida (linha 20) para a SNR ótima. Obtém-se a seguir a taxa de código ótima (linha 24) em função das distâncias (linha 22). Os valores de $d_{\max}$ e $L_{\max}$ foram definidos após simulações pontuais que permitiram delimitar a faixa de valor de interesse da distância e *payload* para a otimização. Vale ressaltar que a implementação escolhida armazena os dados da otimização da SNR e código em um arquivo para um *payload*

e cabeçalho fixo por simulação.

Para a otimização do *payload* o arquivo gerado na otimização da SNR e código fornece os dados necessários. Os dados de eficiência energética são utilizados para calcular o ponto máximo para uma dada distância e tipo de canal (linha 38).

Visto que a etapa de maior custo computacional é justamente a geração dos dados do canal e sua respectiva estatística envolvida, sabendo-se de antemão tais dados considera-se que a otimização poderia ser feita mesmo em dispositivos com recursos limitados em tempo real.

Algorithm 1 Otimização da SNR, Taxa de Código e *payload*

Input: $\mathcal{R}_n, \mathcal{L}, \bar{\gamma}_{max}, d$

1: $l \leftarrow 1$ ▷ l - Índice do conjunto de tamanhos de *Payload*

2: **while** $l \leq |\mathcal{L}|$ **do**

3: $L \leftarrow \mathcal{L}_l$

4: $cod \leftarrow 1$ ▷ Códigos de (BOCHAROVA; KUDRYASHOV, 1997)

5: **while** $cod \leq |\mathcal{R}_n|$ **do**

6: **Input:** k, n, v

7: Cálculo de $\bar{P}_f(\bar{\gamma})$ de acordo com (7)

8: Cálculo de ε_b de acordo com (11)-(22)

9: **while** $(\bar{\gamma}_i \leq \bar{\gamma}_{max})$ **do**

10: $i \leftarrow 1; \bar{\gamma}_i \leftarrow -5; \eta_{EE}^* \leftarrow 0$ ▷ Condições iniciais

11: **if** $\eta_{EEi} > \eta_{EE}^*$ **then**

12: $\eta_{EEi} \leftarrow \eta_{EEi}(\bar{\gamma}_i, r, L, d)$ de acordo com (23)

13: $\bar{\gamma}^* \leftarrow \bar{\gamma}_i$

14: **end if**

15: $\bar{\gamma}_{i-1} \leftarrow \bar{\gamma}_i$

16: $i++$

17: $\bar{\gamma}_i \leftarrow \bar{\gamma}_i + 0.2$ ▷ Passos de 0,2 dB

18: **end while**

19: Cálculo de $\bar{\tau}$ de acordo com (19)

20: Cálculo de $\bar{\varepsilon}_b$ de acordo com (20)

21: **end while** ▷ SNR otimizada

22: **while** $d \leq d_{max}$ **do**

23: $k \leftarrow 1$

24: $r^*(L, d) \leftarrow \arg \max_{r \in \mathcal{R}_n} \eta_{EE}(\bar{\gamma}^*, r, L, d)$ segundo (24)

25: **if** $r^* < r$ **then**

26: $r^*(L, d) \leftarrow \arg \max_{r \in \mathcal{R}_n} \eta_{EE}(\bar{\gamma}^*, r, L, d)$

27: $r^* \leftarrow r$

28: **end if**

29: $k++$

30: **end while**

31: $cod++$

32: **end while** ▷ SNR e código otimizados

33: Otimização completa para um dado tamanho de *payload*

34: **while** $L \leq L_{max}$ **do**

35: **while** $d \leq d_{max}$ **do**

36: **if** $L^* < L$ **then**

37: $m \leftarrow 1$

38: $L^*(d) \leftarrow \arg \max_{L \in \mathcal{L}} \eta_{EE}(\bar{\gamma}^*, r^*, L, d)$ segundo (25)

39: $L^* \leftarrow L$

40: **end if**

41: $m++$

42: **end while**

43: **end while** ▷ SNR, código e *payload* otimizados

4 RESULTADOS

Nesta seção são apresentados alguns exemplos numéricos simulados do impacto da otimização da SNR, taxa de código e tamanho do *payload* em um cenário de redes de sensores sem fio. Consideram-se dois cenários. O primeiro considera desvanecimento rápido modelado pela distribuição Rayleigh, que modela um cenário severo quanto ao desvanecimento e sem linha de visada (NLOS), ao passo que o segundo cenário considera um canal AWGN típico. Além disso, ressalta-se que operações de soma e comparação, tanto inteira quanto binária, necessitam de apenas um pulso de *clock* do processador.

Tabela 1: Parâmetros de Simulação

Parâmetro	Descrição	Valor
H	Cabeçalho do pacote (IEEE STD 802.15.4, 2006)	2 bytes
O	<i>Overhead</i> (IEEE STD 802.15.4, 2006)	5 bytes
F	Tamanho do pacote de retorno (IEEE STD 802.15.4, 2006)	11 bytes
B	Largura de banda (CUI et al., 2005)	10 kHz
R_b	Taxa de símbolo (CUI et al., 2005)	10 kbps
ϵ_{st}	Energia de inicialização (CUI et al., 2005)	0,125 nJ
α	Coefficiente de perda de percurso	3,2
A_0	Perda de percurso de espaço aberto (CUI et al., 2005)	30 dB
η	Eficiência do PA (CUI et al., 2005)	25%
$P_{el,tx}$	Consumo da eletrônica de Tx (CUI et al., 2005)	98,2 mW
$P_{el,rx}$	Consumo da eletrônica de Rx (CUI et al., 2005)	112,5mW
N_0	Densidade espectral de potência do ruído	-174 dBm/Hz
N_f	Figura de ruído do receptor (CUI et al., 2005)	10 dB
M_1	Margem do enlace (CUI et al., 2005)	30 dB
f_{APU}	Frequência da APU (Texas Instruments, 2016)	20 MHz
V_{dd}	Tensão da APU (Texas Instruments, 2016)	3 V
I_0	Corrente média (Texas Instruments, 2016)	6,37 mA

Os parâmetros utilizados na simulação estão listados na Tabela 1, mostrando características como tamanho do cabeçalho, *overhead*, particularidades do enlace e propriedades eletrônicas dos componentes utilizados. Ressalta-se que esses parâmetros utilizados foram obtidos de folhas de dados de fabricantes (Texas Instruments, 2016), especificações das normas dos protocolos de comunicação (IEEE STD 802.15.4, 2006) e dados

obtidos do estado da arte da literatura (CUI et al., 2005). Além disso, ressalta-se que tais parâmetros podem ser facilmente adaptados em nosso cenário de simulação no caso da evolução da tecnologia. O intervalo considerado para a SNR é entre -5 dB e 80 dB e o tamanho do *payload* é de 1024 bits valor que, na sequência da dissertação, será otimizado.

Figura 2: Eficiência energética nos canais Rayleigh e AWGN para distância de enlace de $d = 50$ m, modulação BPSK e códigos com taxa $r = \{\frac{2}{3}, \frac{4}{5}, 1\}$.

A Figura 2 mostra a eficiência energética em função da SNR para os canais Rayleigh e AWGN, sem otimização de taxa e tamanho de *payload*. Note que η_{EE} é uma função côncava da SNR. Quando a SNR é alta, há poucas retransmissões, mas o consumo de energia também aumenta devido a maior potência irradiada. Para SNR baixa, é necessário um número maior de retransmissões até que a decodificação ocorra sem erro, com aumento geral da energia utilizada.

É importante ressaltar que a SNR que maximiza a eficiência energética é diferente da SNR que minimiza o consumo de energia, como apresentado em (ROSAS et al., 2014). Isso se deve ao fato de que a eficiência energética também leva em consideração a taxa de dados sendo transmitidos. A Figura 3 exibe os dados da otimização em função da energia mínima para o modelo e parâmetros utilizados neste trabalho, nas mesmas condições da Figura 2. Neste caso percebe-se que a curva é convexa e que os pontos são ligeiramente deslocados: o ponto mínimo para o canal Rayleigh com $r = 4/5$ e $d = 50$ m é diferente do ponto máximo nas mesmas condições. A Figura 4 mostra o ponto de SNR ótima que maximiza a eficiência energética, em vermelho, e a que minimiza o consumo de energia, em preto, para facilitar a visualização.

Figura 3: Consumo de energia média por bit utilizando modulação BPSK nos canais AWGN e Rayleigh, com a distância do link $d = 50 \text{ m}$ e códigos com taxa $r = \{\frac{2}{3}, \frac{4}{5}, 1\}$. A codificação convolucional produz um gráfico convexo para cada taxa de dados r , com valor mínimo único.

Figura 4: SNR ótima conforme a otimização utilizada: eficiência energética máxima e energia média mínima.

Comparando os canais Rayleigh e AWGN, nota-se uma menor SNR requerida para o canal AWGN, porém essa diferença é bastante dependente da taxa de código utilizada, o que indica a importância da otimização conjunta de $\bar{\gamma}$ e r . A Figura 5 permite avaliar a dependência da taxa de código em relação a SNR ótima para as duas condições de otimização. Enquanto o canal AWGN tem um gráfico côncavo, com uma região inicial na qual a SNR ótima cai com a taxa crescente até atingir o ponto de inflexão em aproximadamente $r = 1/3$. Já o Rayleigh se aproxima mais de uma reta, com uma região na proximidade de $r = 0,7$ na qual a SNR ótima permanece relativamente constante mesmo aumentando a taxa de código. Em suma, o gráfico demonstra que em via de regra, no canal Rayleigh, para taxa de código mais elevadas a SNR ótima necessária é maior enquanto no canal AWGN há regiões que, mesmo com taxa de código baixa, é necessária uma SNR ótima considerável.

Figura 5: Relação entre SNR ótima e taxas de códigos para as distâncias de 50 m e 200 m nos casos de otimização minimizando o consumo médio de energia e maximizando a eficiência energética.

Na sequência é realizada a otimização da taxa de código, com a taxa no ponto de maior eficiência energética. A Figura 6 traz a continuidade da análise apresentada na Figura 5, relacionando a SNR ótima com distância para várias taxas. A figura também traz a relação da taxa de código ótima encontrada. Assim, pode-se perceber que a SNR ótima diminui lentamente com a distância, o que deverá ser compensando por um número médio maior de retransmissões, visando contrabalancear os custos referentes à potência de transmissão e potência consumida

pelos circuitos de RF. Por fim, percebe-se que a taxa de código apresenta uma queda maior com a distância no canal Rayleigh do que no canal AWGN.

Figura 6: Relação entre SNR ótima, taxas de códigos e distâncias com otimização pela Eficiência Energética, para canais AWGN e Rayleigh. A taxa de código otimizada e sua relação entre a SNR ótima e distância também é exibida.

O número médio de retransmissões é baixo para AWGN e Rayleigh. A Figura 7 traz o número médio de retransmissões para a taxa de código ótima na qual verifica-se que o número de retransmissões aumenta com a distância. Vale ressaltar que as condições de funcionamento não são idênticas para todas as distâncias, tornando a análise complexa. A taxa de código (ótima) e potência (indiretamente modificada pela SNR de operação) são exemplos de relações de troca com reflexo no número de retransmissões. Deste modo, o custo energético da retransmissão será cada menor, ao mesmo tempo que se espera que os pacotes conterão cada vez mais informação redundante para correção de erros.

Tabela 2: Throughput (T) e Energia Média Total($\bar{e}_b$) para um canal AWGN

d [m]	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500
T [bps/Hz]	0,916	0,911	0,891	0,891	0,876	0,876	0,876	0,876	0,876	0,876
$\bar{e}_b$ [J]	0,027	0,034	0,052	0,091	0,154	0,254	0,399	0,597	0,857	1,190

Recordando a definição de η_{EE} (22), a Tabela 2 traz o comprometimento entre o *throughput* e a energia média total consumida para o canal AWGN, sendo possível a comparação

Tabela 3: Throughput (T) e Energia Média Total ($\bar{e}_b$) para um canal Rayleigh

d [m]	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500
T [bps/Hz]	0,722	0,627	0,605	0,460	0,451	0,451	0,451	0,309	0,303	0,303
$\bar{e}_b$ [J]	0,042	0,065	0,129	0,194	0,335	0,558	0,881	0,886	1,229	1,690

com um canal Rayleigh na Tabela 3. Em ambos os casos a SNR e taxa de código estão otimizados, *payload* de 1024 bits e modulação BPSK. No canal Rayleigh o *throughput* cai de forma muito mais acentuada, e a energia cresce de forma igualmente acentuada, enquanto as retransmissões aumentam, facilmente verificável na Figura 7. Para o canal AWGN o *throughput* cai ligeiramente e depois fica constante, as retransmissões aumentam e permanecem constantes enquanto a energia sobe. O canal Rayleigh é duplamente atingido portanto, com aumento de potência e aumento da redundância necessária, enquanto no AWGN praticamente só a potência aumenta.

Figura 7: Retransmissões para a taxa de código ótima de canais AWGN e Rayleigh, com *payload* fixo de 1024 bits, cabeçalho de 16 bits. É possível verificar a influência da correção de erros obtida pela codificação ótima, na prática limitando o número de retransmissões em um certo patamar.

Até este ponto do trabalho utilizou-se como padrão o *payload* de 1024 bits. Como uma primeira visualização do efeito do tamanho do *payload* na eficiência energética do sistema, a Figura 8 traz a relação para algumas distâncias de transmissão, com $d = \{100, 300, 500\}$ m. Como se pode observar, existe um tamanho de *payload* ótimo para cada distância de transmissão

e que varia dependendo do tipo de canal (AWGN ou Rayleigh). Os dados exibidos no gráfico fazem parte de um conjunto de dados maior. Por exemplo, a curva para o canal AWGN e $d = 100$ m que aparenta ser constante na verdade é uma curva convexa em que o ponto máximo é um valor muito elevado, e portanto de menor importância para o estudo da eficiência, a menos que *basebands* e protocolos futuramente utilizem pacotes realmente grandes. Via de regra a análise é válida para distâncias médias e altas para AWGN, enquanto para canais Rayleigh é útil mesmo em distâncias mais curtas como 100m. Em uma análise visual rápida, percebe-se que a região próxima a 1024 bits apresenta os valores máximos de eficiência energética para a maior parte dos casos. Assim, temos dois valores notórios de *payload*: 128 bits, valor próximo do adotado no padrão IEEE 802.15.4 e o valor de 1024 bits, próximo da região de máximo, sujeito a um refinamento nos próximos passos. A variação do tamanho do *header* não se mostrou útil para maiores comentários, visto que sua influência só é percebida nos casos em que é da mesma ordem de grandeza do *payload*.

Figura 8: Otimização do tamanho do *payload* para distâncias de 100, 300 e 500 metros para canal AWGN e canal Rayleigh.

A curva convexa obtida mostra o impacto na eficiência energética se *payloads* de tamanhos muito diferentes do ótimo forem utilizados. Deste modo, a Tabela 4 traz os valores exatos obtidos para os dois tipos de canal utilizados, enquanto a Figura 9 permite comparar visualmente a diferença de comportamento e performance. Como esperado, o tamanho do

payload decresce com o aumento da distância em ambos os cenários. Comparando-se os canais AWGN e Rayleigh, nota-se que η_{EE} é maximizada com valores maiores de L para o canal AWGN em relação ao Rayleigh, o que é devido ao ambiente de transmissão menos severo. Em distâncias $d > 250$ m, L^* se estabiliza em torno de 450 bits para o canal Rayleigh e 1700 bits para o canal AWGN. Portanto, para distâncias maiores e condições de canal mais severas, a curva convexa fica cada vez mais próxima dos eixos. Também é perceptível o comportamento sem saltos abruptos de valores, mesmo para o conjunto completo de valores simulados.

Figura 9: Tamanho ótimo do *payload* (L^*) em função da distância de transmissão para os canais AWGN e Rayleigh.

Tabela 4: *Payload* ótimo (L^*) para distâncias (d) simuladas no canal AWGN e Rayleigh.

d [m]	100	150	200	250	300	350	400	450	500
L_{AWGN}^* [bits]	12688	4368	3152	2256	1680	1680	1680	1680	1680
$L_{Rayleigh}^*$ [bits]	864	480	384	512	448	448	448	448	448

As duas últimas figuras trazem uma situação de otimização completa, assim como utilizam valores de *payload* típicos de redes IEEE 802.15.4, de 128 bits. A Figura 10 plota a eficiência energética em função da distância de transmissão para canais AWGN e a Figura 11 faz o mesmo para canais Rayleigh considerando três cenários de otimização: *i.*) otimização completa, buscando a melhor SNR, taxa de código e tamanho do *payload*; *ii.*) otimização da SNR e da taxa de código com tamanho de *payload* fixo de $L = 128$ bits; *iii.*) otimização apenas

Figura 10: Eficiência energética para canal AWGN para os seguintes casos: *i.*) otimização completa: SNR, taxa de código e tamanho do *payload*; *ii.*) otimização da SNR e da taxa de código com tamanho de *payload* fixo de $L = 128$ bits; *iii.*) otimização da SNR com taxa de código fixa $r = 2/3$ e tamanho de *payload* fixo de $L = 128$ bits.

da SNR com taxa de código fixa $r = 2/3$ e tamanho de *payload* fixo de $L = 128$ bits. Pode-se notar a partir das figuras que a otimização da taxa de código traz um incremento de eficiência energética mais significativo para distâncias mais curtas de enlace, principalmente para o canal Rayleigh onde tal incremento se observa apenas até uma distância de $d = 100$ m. Entretanto, a otimização do tamanho do *payload* traz um incremento ainda mais expressivo em termos de eficiência energética, e em uma faixa maior de distâncias de transmissão, que se observa para ambos os modelos de canal.

Tendo em vista que um cenário de redes de sensores sem fio foi considerado, os resultados mais importantes se concentram na região de curto alcance de transmissão. Ademais, é também importante ressaltar a diferença de escalas entre os eixos das duas figuras, tendo em vista que em Rayleigh a eficiência energética é consideravelmente menor que em AWGN, como verificado no trabalho.

Figura 11: Eficiência energética para canal Rayleigh para os seguintes casos: *i.*) otimização completa: SNR, taxa de código e tamanho do *payload*; *ii.*) otimização da SNR e da taxa de código com tamanho de *payload* fixo de $L = 128$ bits; *iii.*) otimização da SNR com taxa de código fixa $r = 2/3$ e tamanho de *payload* fixo de $L = 128$ bits.

5 CONCLUSÃO

Estudou-se o impacto em eficiência energética da otimização do tamanho do *payload* de códigos convolucionais empregando HARQ em uma rede de sensores sem fio. O modelo de simulações utilizado considera o consumo de energia da transmissão de pacotes, consumo dos circuitos eletrônicos associados aos sinais de RF e consumo em banda base para codificação e decodificação dos pacotes. Além disso, foram considerados diferentes cenários em que se permite otimizar SNR e taxa de código, aliada à adaptação do tamanho do *payload*.

Verificou-se na literatura uma série de trabalhos relevantes ao estado da arte com a busca pela otimização da eficiência energética. Em especial, notou-se que a otimização do *payload* já havia sido considerada em trabalhos anteriores, mas de maneira ainda superficial, empregando um modelo simplificado para a eletrônica envolvida, bem como desconsiderando a otimização de diversos parâmetros importantes, tais como a SNR de operação e a taxa de código empregada.

Assim, no Capítulo 2 introduziu-se o modelo do sistema de comunicação de dois nós, ponto-a-ponto, nos canais Rayleigh de desvanecimento rápido (representando um sistema com salto em frequência) e no canal AWGN (representando um sistema estático). Com a utilização de códigos convolucionais de decisão abrupta definiu-se o equacionamento da taxa de erro de pacote, taxa de erro de bit e probabilidade de um receptor de máxima verossimilhança decidir erroneamente.

O Capítulo 3 apresentou a proposta dessa dissertação, que otimiza de maneira conjunta a SNR de operação, taxa de código e tamanho do *payload*. Neste capítulo é feito o modelamento do consumo de energia, eficiência energética, otimizações de SNR, taxa de código e *payload*, além de considerações práticas de implementação. Cabe ressaltar que os principais resultados aqui obtidos foram publicados em (MENON et al., 2016).

Os resultados mostram que existe um tamanho de *payload* ótimo que maximiza a eficiência energética, que depende da distância de transmissão e do tipo de canal analisado, sendo que η_{EE} é maximizada com valores maiores de L para o canal AWGN em relação ao

Rayleigh. A otimização de L traz um aumento expressivo em termos de eficiência energética, maior do que o observado pela otimização apenas da SNR e taxa de código, e mais presente em distâncias mais curtas de transmissão, típicas para as redes de sensores sem fio levadas em consideração. Entretanto, considera-se que o comprometimento entre retransmissão e correção de erros funciona melhor em distâncias maiores, com potências maiores e taxas menores, região na qual o refinamento do modelo produz menos resultados.

A análise do compromisso entre SNR e taxa de código é complexa. As Figuras 10 e 11 utilizam como taxa de código de referência $r = 2/3$. A taxa foi selecionada de forma a não ficar próxima tampouco afastada das taxas típicas obtidas pelo canal AWGN e dentro da variação das taxas do canal Rayleigh, no que seria considerado um bom compromisso em um sistema com taxa de código fixa. Assim, as figuras trouxeram uma análise balanceada. Deste modo, podemos verificar que a otimização conjunta da SNR e taxa de código produz bons resultados em ambos os tipos de canal, com maior peso para a otimização da SNR no canal Rayleigh. Analisando em conjunto com a Figura 7, fica claro o papel da otimização da taxa de código neste tipo de canal de prevenir a degradação da comunicação com taxa de retransmissão elevadas em distâncias médias e altas.

Implementações práticas poderiam ser consideradas em futuros trabalhos. Um estudo poderia ser relacionado a instalação em campo, com informações sobre a relação entre alcance, taxa de dados, antenas utilizadas, potência e modulação, entre outros fatores, que não são encontrados facilmente. Um exemplo é o alcance típico de 250 m a 10 mW com antenas helicoidais em 915 MHz encontrado em fontes não confiáveis, como fóruns de usuários na Internet, sem maiores detalhamentos. Outro estudo poderia analisar o impacto da utilização do conjunto finito de potências de transmissão considerados na simulação que limitam, de certa forma, os graus de liberdade do algoritmo de otimização. Outra pesquisa poderia estender os *basebands/chipsets* utilizados, visto que possuem diferentes *hardwares*, permitindo a comparação do desempenho e viabilidade da implementação prática da otimização em tempo real nestes dispositivos.

REFERÊNCIAS

- BENCHIMOL, I. B.; PIMENTEL, C.; SOUZA, R. D.; UCHOA-FILHO, B. F. A computational complexity measure for trellis modules of convolutional codes. In: **Int. Conf. Telecommun. Signal Proces. (TSP)**. 2013. p. 144–148.
- BOCHAROVA, I. E.; KUDRYASHOV, B. D. Rational rate punctured convolutional codes for soft-decision Viterbi decoding. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 43, n. 4, p. 1305–1313, Jul 1997. ISSN 0018-9448.
- CUI, S.; GOLDSMITH, A. J.; BAHAI, A. Energy-constrained modulation optimization. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 4, n. 5, p. 2349–2360, Sep 2005. ISSN 1536-1276.
- DOHLER, M.; HEATH, R. W.; LOZANO, A.; PAPADIAS, C. B.; VALENZUELA, R. A. Is the phy layer dead? **IEEE Communications Magazine**, v. 49, n. 4, p. 159–165, April 2011. ISSN 0163-6804.
- FREEMAN, R. L. **Radio System Design for Telecommunication**. 3. ed. Wiley-IEEE Press, 2007. ISBN 9780471757139.
- GOLDSMITH, A. **Wireless Communications**. 1. ed. Cambridge University Press, 2005. ISBN 9780521837163.
- IEEE STD 802.15.4. IEEE standard for information technology– local and metropolitan area networks– specific requirements– part 15.4: Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low rate wireless personal area networks (WPANs). **IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003)**, p. 1–320, Sep 2006.
- KLEINSCHMIDT, J. H. Analyzing and improving the energy efficiency of IEEE 802.15.4 wireless sensor networks using retransmissions and custom coding. **Telecommunication Systems**, v. 53, n. 2, p. 239–245, 2013. ISSN 1572-9451.
- KLEINSCHMIDT, J. H.; BORELLI, W. C.; PELLEZZ, M. E. An energy efficiency model for adaptive and custom error control schemes in bluetooth sensor networks. **AEU - International Journal of Electronics and Communications**, v. 63, n. 3, p. 188–199, 2009. ISSN 1434-8411.
- LI, G. Y.; XU, Z.; XIONG, C.; YANG, C.; ZHANG, S.; CHEN, Y.; XU, S. Energy-efficient wireless communications: tutorial, survey, and open issues. **IEEE Wireless Commun.**, v. 18, n. 6, p. 28–35, Dec. 2011. ISSN 1536-1284.
- LIN, S.; COSTELLO, D. J. **Error Control Coding**. 2. ed. Pearson, 2004. ISBN 9780130426727.
- LOTT, C.; MILENKOVIC, O.; SOLJANIN, E. Hybrid ARQ: Theory, state of the art and future directions. In: **IEEE Inf. Theory Workshop on Inf. Theory for Wireless Netw.** 2007. p. 1–5.

MENON, M.; BRANTE, G.; DEMO SOUZA, R.; de SOUZA, F.; PELLENZ, M. E. Eficiência energética e otimização do tamanho do payload em redes de sensores sem fio utilizando códigos convolucionais. In: **XXXIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2016)**. Santarém, Brazil, 2016. p. 718–722.

PELLENZ, M. E.; SOUZA, R. D.; FONSECA, M. S. P. Error control coding in wireless sensor networks. **Telecommunication Systems**, v. 44, n. 1, p. 61–68, 2009. ISSN 1572-9451.

PENTIKOUSIS, K. In search of energy-efficient mobile networking. **IEEE Communications Magazine**, v. 48, n. 1, p. 95–103, January 2010. ISSN 0163-6804.

PROAKIS, J.; SALEHI, M. **Digital Communications**. 5th. ed. McGraw-Hill Education, 2007. ISBN 9780072957167.

ROSAS, F.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; OBERLI, C. Optimizing the code rate for achieving energy-efficient wireless communications. In: **IEEE Wireless Commun. Netw. Conf. (WCNC)**. 2014. p. 775–780. ISSN 1525-3511.

ROSAS, F.; SOUZA, R. D.; PELLENZ, M. E.; OBERLI, C.; BRANTE, G.; VERHELST, M.; POLLIN, S. Optimizing the code rate of energy-constrained wireless communications with HARQ. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 15, n. 1, p. 191–205, Jan 2016. ISSN 1536-1276.

SANKARASUBRAMANIAM, Y.; AKYILDIZ, I. F.; MCLAUGHLIN, S. W. Energy efficiency based packet size optimization in wireless sensor networks. In: **IEEE Int. Workshop on Sensor Network Protocols and Applications**. 2003. p. 1–8.

SINHA, A.; CHANDRAKASAN, A. Dynamic power management in wireless sensor networks. **IEEE Design Test of Computers**, v. 18, n. 2, p. 62–74, Mar 2001. ISSN 0740-7475.

SOUZA, F. A.; SOUZA, R. D.; BRANTE, G.; PELLENZ, M. E.; ROSAS, F. Code rate, frequency and SNR optimization for energy efficient underwater acoustic communications. In: **IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)**. 2015. p. 6351–6356. ISSN 1550-3607.

Texas Instruments. **DN 504 - FEC Implementation**. online, 2007.

Texas Instruments. **Viterbi Decoding Techniques for the TMS320C55x DSP Generation**. online, 2009.

Texas Instruments. **MSP430BT5190 Product Review**. online, 2016.

VERDU, S. Spectral efficiency in the wideband regime. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 48, n. 6, p. 1319–1343, Jun 2002. ISSN 0018-9448.