

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO PARANÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM INFORMÁTICA

ELIESER BOTELHO MANHAS JÚNIOR

**ESTRATÉGIAS PARA COMUNICAÇÃO COM EFICIÊNCIA  
ENERGÉTICA EM REDES DE SENSORES SEM FIO**

TESE

CURITIBA

2014

**ELIESER BOTELHO MANHAS JÚNIOR**

**ESTRATÉGIAS PARA COMUNICAÇÃO COM EFICIÊNCIA  
ENERGÉTICA EM REDES DE SENSORES SEM FIO**

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

Área de Concentração: Ciência da Computação.

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Eduardo Pellenz

**CURITIBA**

**2014**

Dados da Catalogação na Publicação  
Pontifícia Universidade Católica do Paraná  
Sistema Integrado de Bibliotecas – SIBI/PUCPR  
Biblioteca Central

M277e  
2014

Manhas Júnior, Elieser Botelho  
Estratégias para comunicação com eficiência energética em redes de sensores sem fio / Elieser Botelho Manhas Júnior ; orientador, Marcelo Eduardo Pellenz. – 2014.  
89 f. : il. ; 30 cm

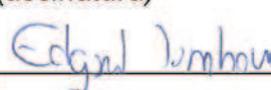
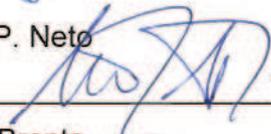
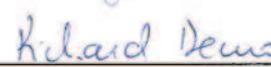
Tese (doutorado) – Pontifícia Universidade Católica do Paraná, Curitiba, 2014  
Bibliografia: f. 86-89

1. Informática. 2. Redes de sensores sem fio. 3. Wavelets (Matemática).  
I. Pellenz, Marcelo Eduardo. II. Pontifícia Universidade Católica do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Informática. III. Título.

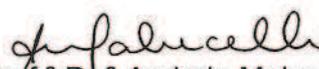
CDD 20. ed. – 004

ATA DE DEFESA DE TESE DE DOUTORADO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM INFORMÁTICA  
ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: CIÊNCIA DA COMPUTAÇÃO  
DEFESA DE TESE DE DOUTORADO Nº 027/2014

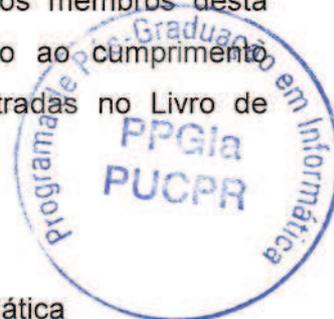
Aos 17 dias de setembro de 2014 realizou-se a sessão pública de Defesa da Tese de Doutorado intitulada “Estratégias para Comunicação com Eficiência Energética em Redes de Sensores Sem Fio” apresentada pelo aluno **Elieser Botelho Manhas Júnior** como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Informática, perante uma Banca Examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Pellenz PUCPR (Orientador)	 _____	<u>APROVADO</u> (aprov/reprov.)
Prof. Dr. Edgard Jamhour PUCPR	 _____	<u>APROVADO</u>
Prof. Dr. Manoel Camillo de O. P. Neto PUCPR	 _____	<u>APROVADO</u>
Prof. Dr. Glauber Gomes de O. Brante UTFPR	 _____	<u>APROVADO</u>
Prof. Dr. Richard Demo Souza UTFPR	 _____	<u>APROVADO</u>

Conforme as normas regimentais do PPGIa e da PUCPR, o trabalho apresentado foi considerado APROVADO (aprovado/reprovado), segundo avaliação da maioria dos membros desta Banca Examinadora. Este resultado está condicionado ao cumprimento integral das solicitações da Banca Examinadora registradas no Livro de Defesas do programa.

  
Prof.ª Dr.ª Andreia Malucelli

Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Informática



Dedico esse trabalho aos meus dois amores, Soraya e Vítor.

## AGRADECIMENTOS

A Deus, por me confortar nos momentos de angústia e me guiar quando me faltou inspiração.

Devo um agradecimento sincero à minha mulher, Soraya, e ao meu filho, Vítor, que souberam compreender os muitos momentos em que estive ausente durante estes quatro anos.

Ao meu orientador Marcelo Pellenz, pela compreensão, atenção, dedicação e amizade durante nosso convívio.

Aos professores da banca examinadora, pelas críticas e sugestões que certamente enriqueceram esse trabalho, em especial ao Richard e ao Glauber, com os quais tive maior contato e que tiveram participação fundamental no desenvolvimento dessa pesquisa.

A todos os professores, colegas de turma e funcionários do PPGIa.

À PUC-PR e à Fundação Araucária, pelo suporte financeiro e material.

A todos os amigos, em particular ao meu brother Luke de Held, que me cedeu seu apartamento em Curitiba durante boa parte do doutorado e também ao Vinícius Zanin e ao Bruno Victorelli, que também me acolheram por lá.

Aos professores, funcionários e alunos do Departamento de Computação da Universidade Estadual de Londrina, dos quais nunca me faltaram apoio e palavras de incentivo.

A toda minha família, em especial à minha mãe, que sempre me indicou os caminhos corretos a seguir e me proporcionou as condições para que um dia eu chegasse até aqui.

*“And in the end  
The love you take  
Is equal to the love you make”*

(Lennon/McCartney)

## RESUMO

MANHAS JR., Elieser Botelho. ESTRATÉGIAS PARA COMUNICAÇÃO COM EFICIÊNCIA ENERGÉTICA EM REDES DE SENSORES SEM FIO. 89 f. Tese – Programa de Pós-Graduação em Informática, Pontifícia Universidade Católica do Paraná. Curitiba, 2014.

Eficiência energética é um fator primordial no projeto de Redes de Sensores Sem Fio. Tais redes são constituídas de pequenos nós sensores tipicamente alimentados por bateria, cuja substituição é, na maioria dos casos, inviável. Grande parte de todo o consumo de energia de uma rede de sensores deve-se à comunicação sem fio entre os nós da rede, portanto, o uso de esquemas de comunicação eficientes, do ponto de vista do consumo de energia, é fundamental para prolongar a vida útil da rede. Além disso, a comunicação entre um nó (fonte) da rede, que coleta uma informação e o nó (destino) que deve receber tal informação é, tipicamente, feita por intermédio de outros nós da rede, ou seja, em múltiplos saltos. Assim, este trabalho analisa a eficiência energética de algumas estratégias de comunicação sem fio para redes de sensores sem fio. Resultados de simulações utilizando a técnica de controle de erros HARQ-CC mostram que, conhecendo-se as condições do canal sem fio, as distâncias entre os nós e os requisitos de qualidade de entrega dos pacotes, é possível encontrar soluções com consumos otimizados de energia. No contexto da transmissão de imagens pela rede de sensores, propomos uma solução combinando um esquema de comunicação cooperativa com a compressão de imagens pela transformada *wavelet* discreta obtendo-se, neste caso, uma economia considerável de energia, ao custo de uma pequena perda na qualidade das imagens. Finalmente analisamos o comportamento do consumo de energia, quando uma taxa otimizada de codificação é utilizada. Mostramos que, para cenários *multi-hop*, a quantidade de saltos entre os nós fonte e destino, bem como a distância desses saltos, pode apresentar um grande impacto no consumo de energia da comunicação fim-a-fim.

**Palavras-chave:** Redes de Sensores Sem Fio, Eficiência Energética, Técnicas de Controle de Erros, Comunicação Cooperativa, Redes de Sensores Visuais.

## ABSTRACT

MANHAS JR., Elieser Botelho. STRATEGIES FOR ENERGY-EFFICIENT COMMUNICATION IN WIRELESS SENSOR NETWORKS. 89 f. Tese – Programa de Pós-Graduação em Informática, Pontifícia Universidade Católica do Paraná. Curitiba, 2014.

Energy efficiency is a major issue in the design of Wireless Sensor Networks (WSNs). Such networks are composed by small sensor nodes, typically battery-powered, whose replacement is, in most cases, not possible. A considerable amount of the overall energy consumption in a WSN is due to the communication among the network nodes, therefore, the use of energy-efficient communications schemes is essential to prolong the network life. In addition, the communication between a node source and the destination node occurs, frequently, through other network nodes, in a multihop way. So, this work analyzes the energy efficiency of some communication strategies in WSNs. The use of HARQ error control technique shows that, knowing the conditions of the wireless channel, the distances between the nodes and the quality requirements for packets delivery, it is possible to find solutions with optimized power consumption. In the context of the image transmission, we proposed a scheme combining cooperative communication with a discrete wavelet transform image compression. We obtain considerable energy savings, at the cost of a small image quality loss. Finally, it was shown that it is possible to obtain a minimum energy consumption in a multihop communication, knowing the distance between the source and destination nodes of the network, when an optimal code rate is used.

**Keywords:** Wireless Sensor Networks, Energy Efficiency, Error Control Techniques, Cooperative Communications, Visual Sensor Networks.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Modelo do Sistema. ....	20
FIGURA 2	– Probabilidade de <i>outage</i> da técnica HARQ-CC na transmissão direta, considerando um desvanecimento Rayleigh quase-estático. ....	22
FIGURA 3	– Diagrama de blocos dos circuitos transmissor e receptor ....	23
FIGURA 4	– Comportamento do consumo de energia na transmissão direta, em função da SNR, para o desvanecimento Rayleigh quase-estático. ....	25
FIGURA 5	– Comportamento do consumo de energia do cenário MH com dois saltos, em função da SNR, para o desvanecimento Rayleigh quase-estático. ....	29
FIGURA 6	– Topologias para análise do consumo de energia. ....	29
FIGURA 7	– Influência do número de retransmissões HARQ-CC no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh quase-estático, em um cenário com dois saltos, $\mathcal{P}_{MH}(M) = 1\%$ , $\Delta = 2$ bits/s/Hz e $\alpha = 2,5$ . ....	31
FIGURA 8	– Influência do número de saltos no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh quase-estático sem compensação do atraso fim-a-fim, considerando $\mathcal{P}_{MH}(1) = 1\%$ , para $\alpha = 2,5$ e $3,5$ . Demais parâmetros: $M = 1$ e $\Delta = 2$ bits/s/Hz. ....	32
FIGURA 9	– Influência do número de saltos no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh quase-estático sem compensação do atraso fim-a-fim, considerando $\mathcal{P}_{MH}(1) = 0,1\%$ , para $\alpha = 2,5$ e $3,5$ . Demais parâmetros: $M = 1$ e $\Delta = 2$ bits/s/Hz. ....	33
FIGURA 10	– Comparação dos esquemas de transmissão, para desvanecimento Rayleigh quase-estático com compensação do atraso fim-a-fim, considerando $\Delta_{SD} \geq 1/3$ e $\mathcal{P}_{MH}(M) = 1\%$ , para $\alpha = 2,5$ e $4,0$ . ....	35
FIGURA 11	– Consumo de energia para os Cenários 1 e 2 para diferentes valores de expoente de perda de percurso ....	35
FIGURA 12	– Probabilidade de <i>outage</i> na transmissão direta, considerando $M = 0$ , $M = 1$ e $M = 2$ e desvanecimento Rayleigh <i>block-fading</i> . ....	37
FIGURA 13	– Influência do número de retransmissões HARQ-CC no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh <i>block-fading</i> , em um cenário com dois saltos, considerando $\mathcal{P}_{MH}(M) = 1\%$ , $\Delta = 2$ bits/s/Hz e $\alpha = 2,5$ . ....	38
FIGURA 14	– Influência do número de retransmissões HARQ-CC no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh <i>block-fading</i> , em um cenário com dois saltos e $\alpha = 2,5$ , considerando uma maior restrição quanto à probabilidade de <i>outage</i> ( $\mathcal{P}_{MH}(M) = 0,1\%$ ). ....	39
FIGURA 15	– Influência do número de retransmissões HARQ-CC no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh <i>block-fading</i> , em um cenário com dois saltos e $\mathcal{P}_{MH}(M) = 1\%$ , considerando um expoente de perda de percurso mais elevado ( $\alpha = 3,5$ ). ....	39
FIGURA 16	– Influência do número de saltos no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh <i>block-fading</i> sem compensação do atraso fim-a-fim, considerando $\mathcal{P}_{MH}(1) = 1\%$ , para $\alpha = 2,5$ e $3,5$ . Demais parâmetros:	

	$M = 1$ e $\Delta = 2$ bits/s/Hz. ....	40
FIGURA 17	– Consumo de energia com compensação de atraso, para $\alpha = 2, 5$ . ....	41
FIGURA 18	– Impacto da variação da eficiência espectral no consumo de energia dos esquemas de transmissão da Tabela 3, para uma distância fixa de 100 metros entre $S$ e $D$ . ....	42
FIGURA 19	– Impacto da variação da eficiência espectral no consumo de energia dos esquemas de transmissão da Tabela 3, para uma distância fixa de 200 metros entre $S$ e $D$ . ....	43
FIGURA 20	– Cenário multicâmera com diferentes níveis de relevância em uma Rede de Sensores Visuais. ....	43
FIGURA 21	– Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em um único salto, no cenário <i>fast-fading</i> . ....	51
FIGURA 22	– Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em dois saltos, no cenário <i>fast-fading</i> . ....	52
FIGURA 23	– Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em três saltos, no cenário <i>fast-fading</i> . ....	52
FIGURA 24	– Taxa ótima de codificação para uma distância de 400 metros entre os nós fonte e destino, considerando $H = 1, H = 2$ e $H = 3$ , no cenário <i>fast-fading</i> . ....	53
FIGURA 25	– Consumo total de energia para uma distância de 400 metros entre os nós fonte e destino, considerando $H = 1, H = 2$ e $H = 3$ , no cenário <i>fast-fading</i> . ....	54
FIGURA 26	– Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em um único salto, no cenário <i>block-fading</i> . ....	55
FIGURA 27	– Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em dois saltos, no cenário <i>block-fading</i> . ....	56
FIGURA 28	– Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em três saltos, no cenário <i>block-fading</i> . ....	56
FIGURA 29	– Taxa ótima de codificação para uma distância de 400 metros entre os nós fonte e destino, considerando $H = 1, H = 2$ e $H = 3$ , no cenário <i>block-fading</i> . ....	57
FIGURA 30	– Consumo total de energia para uma distância de 400 metros entre os nós fonte e destino, considerando $H = 1, H = 2$ e $H = 3$ , no cenário <i>block-fading</i> . ....	57
FIGURA 31	– Número ótimo de saltos entre os nós fonte e destino, para cenários Rayleigh <i>fast-fading</i> e <i>block-fading</i> , considerando distâncias entre $S$ e $D$ de até 400 metros. ....	58
FIGURA 32	– 2D-DWT aplicada (a) Uma vez e (b) Duas vezes. ....	63
FIGURA 33	– Sub-bandas resultantes da aplicação da 2D-DWT à imagem <i>Lena</i> . ....	63
FIGURA 34	– Comparação entre as métricas MSE e MSSIM para a imagem <i>Lena</i> sob diferentes tipos de distorção. (a) Imagem de referência. (b) Variação de brilho. (c) Ruído <i>salt-and-pepper</i> . (d) Ruído branco Gaussiano. ....	67
FIGURA 35	– Três níveis de 2D-DWT aplicados à imagem <i>Lena</i> monocromática de tamanho 512x512 <i>pixels</i> . (a) Imagem de referência. (b) 1 nível de 2D-	

	DWT. (c) 2 níveis de 2D-DWT. (d) 3 níveis de 2D-DWT. ....	68
FIGURA 36	– Três níveis de 2D-DWT aplicados à imagem <i>Lena</i> monocromática de tamanho 256x256 <i>pixels</i> . (a) Imagem de referência. (b) 1 nível de 2D-DWT. (c) 2 níveis de 2D-DWT. (d) 3 níveis de 2D-DWT. ....	68
FIGURA 37	– Três níveis de 2D-DWT aplicados à imagem <i>Lena</i> monocromática de tamanho 128x128 <i>pixels</i> . (a) Imagem de referência. (b) 1 nível de 2D-DWT. (c) 2 níveis de 2D-DWT. (d) 3 níveis de 2D-DWT. ....	69
FIGURA 38	– Comunicação Cooperativa: nós Fonte ( <i>S</i> ), <i>Relay</i> ( <i>R</i> ) e Destino ( <i>D</i> ) .....	70
FIGURA 39	– Consumo total de energia por bit no cenário NLOS para $\mathcal{P}^* = 1\%$ , considerando $\Delta = 2$ bits/s/Hz e $\alpha = 2,5$ .....	76
FIGURA 40	– Consumo total de energia por bit no cenário NLOS para $\mathcal{P}^* = 0,01\%$ , considerando $\Delta = 2$ bits/s/Hz e $\alpha = 2,5$ .....	77
FIGURA 41	– Consumo total de energia por bit no cenário LOS para $\mathcal{P}^* = 1\%$ , considerando $\Delta = 2$ bits/s/Hz e $\alpha = 2,5$ .....	77
FIGURA 42	– Consumo total de energia por bit no cenário LOS para $\mathcal{P}^* = 0,01\%$ , considerando $\Delta = 2$ bits/s/Hz e $\alpha = 2,5$ .....	78
FIGURA 43	– Influência da variação da eficiência espectral no consumo de energia para um cenário NLOS com $\mathcal{P}^* = 1\%$ e distância de 25 metros entre <i>S</i> e <i>D</i> ...	79
FIGURA 44	– Influência da variação da eficiência espectral no consumo de energia para um cenário NLOS com $\mathcal{P}^* = 1\%$ e distância de 75 metros entre <i>S</i> e <i>D</i> ...	80
FIGURA 45	– Influência da variação da eficiência espectral no consumo de energia para um cenário NLOS com $\mathcal{P}^* = 1\%$ e distância de 125 metros entre <i>S</i> e <i>D</i> ..	80
FIGURA 46	– Influência do expoente de perda de percurso no consumo total de energia por bit para um cenário NLOS .....	81

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– Consumo de potência dos circuitos de RF .....	23
TABELA 2	– Parâmetros do Sistema .....	30
TABELA 3	– Esquemas de Transmissão com Compensação de Atraso Fim-a-Fim .....	34
TABELA 4	– Níveis de Relevância das Imagens Obtidas .....	44
TABELA 5	– Consumo de Energia Total - Desvanecimento Rayleigh quase-estático ....	44
TABELA 6	– Consumo de Energia Total - Desvanecimento Rayleigh <i>Block-Fading</i> ( $\alpha = 2,5$ ) .....	45
TABELA 7	– Consumo de Energia Total - Desvanecimento <i>Block-Fading</i> ( $\alpha = 3,5$ ) ....	46
TABELA 8	– Número ótimo de saltos entre os nós fonte e destino para cenários Rayleigh <i>fast-fading</i> e <i>block-fading</i> .....	58
TABELA 9	– Valores de índice MSSIM para diversos níveis de 2D-DWT .....	67
TABELA 10	– Valores de índice MSSIM para três níveis de 2D-DWT aplicados a diferentes imagens monocromáticas de tamanho $512 \times 512$ <i>pixels</i> .....	70
TABELA 11	– Índice de Qualidade Média Global .....	82

## LISTA DE SIGLAS

WSNs	<i>Wireless Sensor Networks</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
HARQ	<i>Hybrid Automatic Repeat Request</i>
VSNs	<i>Visual Sensor Networks</i>
DWT	<i>Discrete Wavelet Transform</i>
SH	<i>Single-Hop</i>
MH	<i>Multi-Hop</i>
ECC	<i>Error Control Coding</i>
ARQ	<i>Automatic Repeat Request</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
HARQ-CC	<i>HARQ com Chase Combining</i>
ACK	<i>acknowledgement</i>
NACK	<i>negative acknowledgement</i>
AWGN	<i>Additive White Guassian Noise</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
LNA	<i>Low-Noise Amplifier</i>
IFA	<i>Intermediate Frequency Amplifier</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
BCH	<i>Código BCH - Bose-Chaudhuri-Hocquenghem</i>
FER	<i>Frame Error Rate</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>
2D-DWT	<i>Two-Dimension Discrete Wavelet Transform</i>
MSE	<i>Mean Square Error</i>
PSNR	<i>Peak Signal-to-Noise Ratio</i>
SSIM	<i>Structural SIMilarity index</i>
MSSIM	<i>Mean Structutal SIMilarity index</i>
AF	<i>Amplify-and-Forward</i>
DF	<i>Decode-and-Forward</i>
SDF	<i>Selective Decode-and-Forward</i>
IDF	<i>Incremental Decode-and-Forward</i>
NLOS	<i>Non-Line-Of-Sight</i>
LOS	<i>Line-Of-Sight</i>
SC	<i>Selection Combining</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$K$	nó <i>relay</i>
$P_i$	potência de transmissão do nó $i$
$h_{ij}$	coeficiente de desvanecimento do enlace $i$ - $j$
$\mathbf{r}_{ij}$	vetor de dados recebido
$\mathbf{s}$	vetor de dados transmitido
$\mathbf{n}_{ij}$	ruído aditivo Gaussiano branco na transmissão entre $i$ e $j$
$\sigma_w^2$	variância do ruído
$N_0$	densidade espectral de potência unilateral do ruído térmico
$\gamma_{ij}$	perda de percurso entre os nós $i$ e $j$
$G$	ganho total das antenas de transmissão e recepção
$\lambda$	comprimento de onda
$f_c$	frequência da portadora
$d_{ij}$	distância em metros entre os nós $i$ e $j$
$\alpha$	expoente de perda de percurso
$M_l$	margem do enlace
$N_f$	figura de ruído no receptor
$I_{ij}$	informação mútua no enlace $i - j$
$R_b$	taxa de transmissão da informação
$B$	largura de banda do sistema
$\Delta$	eficiência espectral
$N$	potência do ruído
$\mathcal{P}_H$	probabilidade de <i>outage</i> no enlace $i - j$
$\Pr\{\cdot\}$	probabilidade de ocorrência de um dado evento
$M$	número máximo de retransmissões HARQ
$Q$	consumo energético da transmissão de um bit de dados
$P_H$	potência de transmissão por salto
$\varepsilon$	<i>peak-to-average ratio</i> para a modulação $\mathcal{M}$ -QAM
$\eta$	eficiência de dreno do amplificador
$P_{DAC}$	potência consumida pelo conversor digital-analógico
$P_{mix}$	potência consumida pelo <i>mixer</i>
$P_{filTX}$	potência consumida pelos filtros de transmissão
$P_{syn}$	potência consumida pelo sintetizador de frequência
$P_{LNA}$	potência consumida pelo amplificador de baixo ruído
$P_{IFA}$	potência consumida pelo amplificador intermediário de frequência
$P_{filRX}$	potência consumida pelos filtros de recepção
$P_{ADC}$	potência consumida pelo conversor analógico-digital
$\mathcal{P}_H(M)$	probabilidade de <i>outage</i> por salto do esquema MH com HARQ
$\mathcal{P}_{MH}(M)$	probabilidade de <i>outage</i> fim-a-fim do esquema MH com HARQ
$Q$	custo energético de uma transmissão
$S$	nó fonte
$D$	nó destino

$\Delta_{SD}$	eficiência espectral (mínima) fim-a-fim
$\Gamma(a, b)$	função gama incompleta
$\Gamma(a)$	função gama completa
$l$	$l$ -ésima retransmissão HARQ
$r$	taxa de codificação
$n$	bits por palavra de código
$k$	bits por palavra de dados
$T_b$	tempo médio para a transmissão por bit do pacote de dados
$T_L$	tempo para transmitir $L$ bits de <i>payload</i>
$T_H$	tempo para transmitir $H$ bits de cabeçalho
$T_O$	tempo para transmitir $H$ bits de <i>overhead</i>
$T_F$	tempo para transmitir um pacote de retorno com $F$ bits de ACK
$E_{st}$	energia de inicialização
$E_{enc}$	consumo de energia dos circuitos de banda base
$E_{dec}$	energia consumida para decodificar o pacote de dados
$\tau$	número de tentativas de transmissões
$\bar{P}_f$	probabilidade do pacote de dados ser transmitido com erro
$t_r$	Número de tentativas de transmissão
$\bar{P}_f^*$	probabilidade do pacote de dados ser decodificado corretamente
$\bar{E}_b$	consumo médio de energia por bit
$n_c$	número de palavras de código por <i>payload</i>
$t$	capacidade, em bits, de correção do código FEC
$\gamma_w$	limiar para a SNR para o cálculo da FER no desvanecimento <i>block-fading</i>
$\tilde{P}_e^Q(\bar{\gamma}, \gamma_w)$	a probabilidade de erro aproximada para a FER no desvanecimento <i>block-fading</i>
<b>L</b>	filtro passa-baixa da transformada DWT
<b>H</b>	filtro passa-alta da transformada DWT
<b>LL<sub>k</sub></b>	sub-banda da transformada 2D-DWT, contendo a versão de resolução de ordem $k$ da imagem
<b>HL<sub>k</sub></b>	sub-banda da transformada 2D-DWT, contendo informação residual horizontal de ordem $k$
<b>LH<sub>k</sub></b>	sub-banda da transformada 2D-DWT, contendo informação residual vertical de ordem $k$
<b>HH<sub>k</sub></b>	sub-banda da transformada 2D-DWT, contendo informação residual diagonal de ordem $k$
$f_L(z)$	função de transferência do filtro passa-baixa da transformada DWT
$f_H(z)$	função de transferência do filtro passa-alta da transformada DWT
<b>x</b>	fragmento da imagem de referência <b>X</b>
<b>y</b>	fragmento da imagem distorcida <b>Y</b>
$l(\mathbf{x}, \mathbf{y})$	similaridade local de luminância entre os fragmentos de imagem <b>x</b> e <b>y</b>
$c(\mathbf{x}, \mathbf{y})$	similaridade local de contraste entre os fragmentos de imagem <b>x</b> e <b>y</b>
$s(\mathbf{x}, \mathbf{y})$	similaridade local de estrutura entre os fragmentos de imagem <b>x</b> e <b>y</b>
$\mu_x$	média aritmética do fragmento de imagem <b>x</b>
$\mu_y$	média aritmética do fragmento de imagem <b>y</b>
$C_1$	parâmetro de estabilização do cálculo da similaridade de luminância
$\sigma_x$	desvio padrão do fragmento de imagem <b>x</b>

$\sigma_y$	desvio padrão do fragmento de imagem $y$
$C_2$	parâmetro de estabilização do cálculo da similaridade de contraste
$\sigma_{xy}$	correlação cruzada entre os fragmentos de imagem $x$ e $y$
$C_3$	parâmetro de estabilização do cálculo da similaridade de estrutura
$W$	tamanho, em <i>pixels</i> , dos lados da janela ponderada deslizando
$w$	função Gaussiana simétrica circular da janela ponderada deslizando
$J$	número de janelas locais da imagem
$m$	parâmetro da distribuição de Nakagami- $m$
$\mathcal{P}_{SR}$	Probabilidade de <i>outage</i> no enlace $S-R$
$\mathcal{P}_{RD}$	Probabilidade de <i>outage</i> no enlace $R-D$
$\mathcal{P}_{DF}$	Probabilidade de <i>outage</i> fim-a-fim para o protocolo DF
$\mathcal{P}_{SD}$	Probabilidade de <i>outage</i> no enlace $S-D$
$E_{SDF}$	Energia total consumida por bit, no protocolo cooperativo SDF
$E_{IDF}$	Energia total consumida por bit, no protocolo cooperativo IDF
$E_{DWT}$	Energia total consumida por bit, no protocolo cooperativo SDF-DWT
$\mathcal{Q}_{NDWT}$	Índice de qualidade média global

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>13</b>
1.1	MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS	15
<b>2</b>	<b>COMUNICAÇÃO EM MÚLTIPLOS SALTOS USANDO A TÉCNICA HARQ COM CHASE COMBINING</b>	<b>18</b>
2.1	MODELO DO SISTEMA	20
2.2	HARQ COM CHASE COMBINING EM CANAIS COM DESVANECIMENTO RAYLEIGH QUASE-ESTÁTICO	21
2.2.1	Formulação do Consumo de Energia	22
2.2.2	Consumo de Energia da Transmissão em Múltiplos Saltos	26
2.2.3	Efeito das Restrições de Atraso no Consumo de Energia	29
2.2.3.1	Consumo de energia sem compensação do atraso fim-a-fim - aumento no número de retransmissões	30
2.2.3.2	Consumo de energia sem compensação do atraso fim-a-fim - aumento no número de saltos	31
2.2.3.3	Consumo de energia com compensação do atraso fim-a-fim	33
2.3	HARQ COM CHASE COMBINING EM CANAIS COM DESVANECIMENTO RAYLEIGH <i>BLOCK-FADING</i>	36
2.3.1	Consumo de energia sem compensação do atraso fim-a-fim - aumento no número de retransmissões	36
2.3.2	Consumo de energia sem compensação do atraso fim-a-fim - aumento no número de saltos	38
2.3.3	Consumo de energia com compensação do atraso fim-a-fim	40
2.4	EXEMPLO DE APLICAÇÃO - AJUSTE DINÂMICO DA POTÊNCIA DE TRANSMISSÃO	41
<b>3</b>	<b>OTIMIZAÇÃO DA TAXA DE CODIFICAÇÃO EM CENÁRIOS COM MÚLTIPLOS SALTOS</b>	<b>48</b>
3.1	MODELO DO CONSUMO DE ENERGIA	49
3.1.1	Otimização da Taxa de Codificação para Cenário ARQ-FEC sob Desvanecimento Rayleigh <i>Fast-Fading</i>	50
3.1.2	Otimização da Taxa de Codificação para Cenário ARQ-FEC sob Desvanecimento Rayleigh <i>Block-Fading</i>	53
<b>4</b>	<b>TRANSMISSÃO DE IMAGENS EM REDES DE SENSORES SEM FIO UTILIZANDO COMUNICAÇÃO COOPERATIVA</b>	<b>59</b>
4.1	REDES DE SENSORES VISUAIS	60
4.1.1	Transformada <i>Wavelet</i> Discreta (DWT)	62
4.1.2	Métricas de Avaliação da Qualidade de Imagens	64
4.1.3	Avaliação da Transformada 2D-DWT através da métrica MSSIM	66

4.2	COMUNICAÇÃO COOPERATIVA .....	69
4.2.1	Transmissão <i>Multi-Hop</i> (MH) .....	72
4.2.2	Transmissão Cooperativa <i>Decode-and-Forward</i> .....	73
4.2.2.1	Esquema <i>Selective Decode-and-Forward</i> (SDF) .....	73
4.2.2.2	Esquema <i>Incremental Decode-and-Forward</i> (IDF) .....	73
4.2.3	O Esquema Proposto SDF-DWT .....	74
4.2.3.1	Cenários em ambiente NLOS .....	75
4.2.3.2	Cenários em ambiente LOS .....	76
4.2.3.3	Influência da Eficiência Espectral no Consumo de Energia .....	78
4.2.3.4	Influência do Expoente de Perda de Percurso no Consumo de Energia .....	79
4.2.4	Análise do Índice de Qualidade Média Global da Imagem .....	80
<b>5</b>	<b>COMENTÁRIOS FINAIS E TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>83</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>86</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Redes de Sensores Sem Fio (WSNs - do inglês *Wireless Sensor Networks*) é uma área de estudos que tem atraído a atenção de muitos pesquisadores, em função da grande variedade de aplicações que podem se beneficiar dessa tecnologia, além dos diversos desafios que ela impõe. O avanço tecnológico e o barateamento dos elementos que compõem uma WSN, mais precisamente dos circuitos integrados, das comunicações sem fio e dos microssistemas eletromecânicos, têm aberto um campo vasto de possibilidades de aplicações em diversas áreas, seja militar, comercial, industrial, da saúde, entre outras (AKYILDIZ et al., 2002). Por outro lado, as WSNs apresentam características peculiares que não permitem, na maioria dos casos, a utilização direta dos protocolos, algoritmos e demais técnicas empregados nas redes de comunicação sem fio. Em algumas situações é até possível adaptá-los para as WSNs, porém em muitas outras, novas soluções devem ser desenvolvidas.

Uma WSN é composta de nós sensores cuja arquitetura apresenta basicamente um módulo computacional (unidade de processamento e memória), um módulo de comunicação sem fio, uma fonte de energia (normalmente uma bateria) e (pelo menos) uma unidade de sensoriamento. Outros elementos, como atuadores e sistemas de localização e de locomoção, podem fazer parte do nó sensor, dependendo das características e necessidades da rede. Esse conjunto de pequenos nós sensores podem ser depositados de forma planejada ou de uma maneira *ad hoc* e atuam de maneira colaborativa no sensoriamento de um determinado fenômeno físico (TILAK et al., 2002). As redes de sensores são, portanto, desenvolvidas para atender a uma determinada aplicação, sendo caracterizadas pelo tipo de sensor utilizado. As WSNs, de maneira geral, têm seus nós sensores alimentados por baterias. Dependendo da quantidade de nós da rede, ou do meio no qual eles se encontram, a recarga ou substituição dessas baterias pode ser inviável. Assim, um dos principais desafios de qualquer WSN é o uso eficiente da energia, visto que a vida útil da rede está inerentemente ligada à duração das baterias. Dentre todos os elementos que compõem um nó sensor o responsável pelo maior consumo de energia é o módulo de comunicação sem fio (ANASTASI et al., 2009), portanto o uso de esquemas de comunicação com eficiência energética é de fundamental importância para

manter uma rede de sensores sem fio operacional e prologar seu tempo de vida útil.

A transmissão de dados através de um meio sem fio é muito sensível às condições do ambiente de propagação. Ela é afetada pelo ruído e interferências de outras comunicações e pela presença, no meio de comunicação, de edificações, objetos, folhagens, etc. Além disso, os elementos envolvidos na comunicação e/ou os objetos ao seu redor, podem estar em movimento, tornando a comunicação ainda mais imprevisível. Um dos efeitos que afeta mais profundamente a qualidade da comunicação é o desvanecimento (*fading*). Ele é provocado pela combinação de diversas componentes do sinal que é transmitido e que chega até o receptor através de múltiplos percursos, causando rápidas, e muitas vezes profundas, variações na amplitude e fase do sinal recebido (RAPPAPORT, 2009). Sendo assim, o uso de técnicas para mitigar os efeitos do desvanecimento são indispensáveis para uma boa qualidade da comunicação.

Diversidade e codificação de canal são duas das técnicas que podem ser usadas, de maneira independente ou combinadas, para combater o desvanecimento. A diversidade espacial é uma das formas de diversidade, a qual explora a natureza aleatória da propagação de rádio localizando caminhos independentes para a comunicação. Essa técnica é normalmente implementada usando-se múltiplas antenas de transmissão e de recepção, em um sistema conhecido como MIMO (do inglês *Multiple-Input Multiple-Output*) (RAPPAPORT, 2009). A diversidade espacial também pode ser obtida através da comunicação cooperativa, na qual outros dispositivos disponíveis no mesmo canal sem fio cooperam na comunicação. Levando-se em consideração que os nós de uma rede de sensores são, normalmente, limitados em termos de custo e tamanho, o uso de algum esquema de comunicação cooperativa pode ser uma alternativa bastante viável para esse tipo de rede.

A codificação de canal é outra técnica que melhora o desempenho do enlace sem fio, acrescentando bits de redundância na mensagem transmitida. Dessa forma, caso haja uma rápida atenuação do canal, o receptor pode usar essa informação redundante para detectar ou corrigir alguns (ou todos os) erros introduzidos pelo canal em uma sequência de bits de mensagem. É importante observar que os bits de codificação acrescentados reduzem a taxa bruta de transmissão de dados no canal, ou seja, a codificação expande a largura de banda ocupada pela taxa de dados de uma mensagem (RAPPAPORT, 2009). Portanto, a utilização do tipo e da taxa de codificação apropriados para determinada aplicação e determinado cenário, também pode ter um impacto significativo no consumo de energia de uma WSN.

## 1.1 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho é analisar alguns esquemas de comunicação, no contexto das redes de sensores sem fio e identificar soluções otimizadas, com foco no consumo eficiente de energia. Uma WSN é normalmente composta de muitos nós sensores, cujo objetivo é coletar dados do ambiente e enviar a um nó destino, também chamado de nó *sink*. Dependendo da distância entre um nó da rede (nó fonte) e o nó destino, e da potência de transmissão do nó, a comunicação direta (em um único salto) entre eles pode ser inviável. Dessa forma, a comunicação deverá ocorrer por múltiplos saltos, através de outros nós, formando uma rota entre o nó que deseja transmitir uma informação e o nó destino. A distância entre os nós da rede é um fator que impacta diretamente o consumo da rede, pois a potência de transmissão do nó determina o alcance da sua transmissão. Além disso, rotas com maior quantidade de saltos afetam o tempo que um pacote leva para ser transmitido do nó fonte ao nó destino. É importante destacar que diversas aplicações possibilitam que os nós da rede sejam posicionados na rede de maneira planejada e otimizada. Assim, o uso de uma maior ou menor quantidade de nós, a sua disposição e a distância entre eles, podem ter uma grande influência no consumo de energia da rede.

Dessa forma, surgem alguns questionamentos, como: em uma determinada rota entre o nó fonte e o nó destino, qual é a quantidade de saltos que minimiza o consumo de energia? Considerando que as transmissões entre os nós utilizem algum esquema para a retransmissão de pacotes perdidos, qual é a quantidade de retransmissões que minimiza o consumo de energia da transmissão fim-a-fim? Como esses resultados são afetados sob diferentes condições do canal sem fio? E sob diferentes restrições de qualidade de recebimento dos pacotes no destino? Qual o impacto no consumo de energia se o atraso total da transmissão de um pacote também for um fator restritivo? O Capítulo 2 procura responder essas questões. Os cenários de análise consideram o uso de um protocolo de requisição automática de repetição híbrido (HARQ - do inglês *Hybrid Automatic Repeat Request*) em conjunto com a técnica *Chase Combining* (CC). Obtemos as expressões fechadas obtidas para a probabilidade de *outage* fim-a-fim e para o consumo de energia total e mostramos que é possível determinar a quantidade ótima de retransmissões do protocolo HARQ, para um dado número de saltos entre os nós fonte e destino, dependendo das condições do canal sem fio, das distâncias entre os nós fonte e destino e de restrições impostas pela aplicação. Alguns resultados e contribuições deste Capítulo podem ser encontradas em (MANHAS et al., 2014).

No Capítulo 3 abordamos o uso das técnicas de codificação de uma maneira distinta. Neste caso, buscamos obter uma comunicação eficiente, em termos de consumo de energia,

através da otimização a taxa de codificação. Utilizando uma família de códigos BCH para análise, encontramos a taxa de codificação ótima, para cada código BCH, em função da distância entre dois nós. Novamente enfocamos o estudo na comparação de cenários com transmissão direta e por múltiplos saltos. Analisando os resultados, sob duas condições de desvanecimento de canal, obtemos a quantidade de saltos que minimiza o consumo de energia, para uma ampla faixa de distâncias entre o nó fonte e o nó destino.

A transmissão de imagens em Redes de Sensores Visuais (VSNs - do inglês *Visual Sensor Networks*) é o foco do Capítulo 4. Como as imagens obtidas pelas VSNs geram uma grande quantidade de informação, a transmissão desses dados impacta significativamente o consumo global da rede e, conseqüentemente, o seu tempo de vida útil. Portanto, uma comunicação eficiente, do ponto de vista da energia consumida pela rede, torna-se fundamental. A redução da quantidade de informação a ser transmitida, aplicando-se algum algoritmo de compressão de imagens, por exemplo, pode diminuir o consumo de energia na comunicação entre os nós. Porém, é importante ressaltar que algoritmos muito complexos, além de também impactarem o consumo de energia, podem não ser viáveis diante das restrições de processamento e quantidade de memória dos nós sensores. Visando otimizar o consumo de energia, o uso eficiente do meio de comunicação deve ser aliado a algoritmos leves de processamento de imagens. Devido ao tipo de aplicação e ao custo dos nós, uma VSN normalmente possui uma quantidade menor de nós, comparada às WSNs tradicionais. Dessa forma, a comunicação entre o nó fonte e o nó destino, de forma direta, ou através de poucos saltos, é comum. Assumindo um cenário particular envolvendo três nós, propomos uma estratégia de transmissão que combina a comunicação cooperativa com a compressão de imagens utilizando a transformada *wavelet* discreta (DWT - do inglês *Discrete Wavelet Transform*). Nesta estratégia o nó fonte envia uma imagem ao nó destino e um terceiro nó (*relay*) coopera com a comunicação, encaminhando uma versão reduzida da imagem. Análises de simulações mostram que o uso dessa estratégia resulta em uma economia de energia, em comparação com a comunicação direta e com a comunicação em múltiplos saltos entre os nós fonte e destino. Observamos também que a perda causada pela compressão é compensada pela considerável economia no consumo de energia. Os principais resultados deste Capítulo são apresentados em (MANHAS et al., 2012).

O restante deste documento está organizado da seguinte maneira. No Capítulo 2 analisamos o uso da técnica HARQ com *Chase Combining* para diversos cenários com desvanecimento Rayleigh quase-estáticos e *block-fading*. A otimização da taxa de codificação para cenários com comunicação em múltiplos saltos é tratada no Capítulo 3. No Capítulo 4 são discutidas a transmissão de imagens em redes de sensores com foco na compressão de

imagens através da DWT e o uso de métricas para avaliação da qualidade de imagens. Também são analisados o consumo de energia de alguns esquemas de comunicação cooperativos e não cooperativos e proposto um esquema combinando a comunicação cooperativa com a compressão pela DWT. Finalmente, no Capítulo 5, concluímos este documento, apresentando os comentários finais e algumas propostas para trabalhos futuros.

## 2 COMUNICAÇÃO EM MÚLTIPLOS SALTOS USANDO A TÉCNICA HARQ COM CHASE COMBINING

As WSNs são constituídas normalmente por uma grande quantidade de nós e os dados coletados por tais nós são encaminhados a um nó destino. A comunicação entre os nós da rede e o nó destino pode ocorrer de forma direta entre um nó da rede e o nó destino, ou seja, através de um único salto (SH - do inglês *single-hop*), ou realizada por múltiplos saltos (MH - do inglês *multi-hop*). Neste caso, alguns nós da rede atuam como nós repetidores (*relay nodes*), encaminhando pacotes salto a salto desde o nó fonte até o nó destino. Este tipo de comunicação é uma solução quando o nó destino não se encontra dentro da faixa de alcance de transmissão do nó fonte. Além disso, a comunicação MH também é uma opção bastante viável do ponto de vista do consumo de energia (KAKITANI et al., 2011; LO et al., 2010). A utilização de nós intermediários na comunicação entre os nós fonte e destino reduz a distância entre transmissores e receptores, permitindo a alocação de uma potência de transmissão menor. Entretanto, com o aumento no número de saltos, o tempo total de comunicação fim-a-fim também é afetado. Assim, o projeto da rede, ou o seu uso de maneira otimizada, deve levar em consideração ambos os aspectos.

Técnicas de codificação para controle de erros (ECC - do inglês *Error Control Coding*) utilizadas para combater as interferências causadas no meio sem fio dividem-se, basicamente, em duas categorias (LIU et al., 1997), a requisição automática de repetição (ARQ, do inglês *Automatic Repeat Request*) e a correção direta de erros (FEC, do inglês *Forward Error Correction*). A técnica ARQ possui a capacidade apenas de detecção de erros<sup>1</sup>; caso um pacote de dados seja recebido com erros é solicitada a sua retransmissão. Na técnica FEC, bits de redundância são inseridos na codificação de maneira que o receptor possa detectar e corrigir certos padrões de ocorrência de erros. Entretanto, tal capacidade de correção de erros é obtida à custa de um maior *overhead*, em função da maior quantidade de bits de redundância.

No caso de sistemas de comunicação sem fio, a combinação das técnicas de controle de erros ARQ e FEC pode ser vantajosa sobre o uso de cada técnica separadamente (LOTT

---

<sup>1</sup>Um código de detecção de erros é capaz de detectar somente os tipos de erros para os quais ele foi projetado.

et al., 2007). Os esquemas HARQ podem ser implementados de várias formas. No esquema conhecido como HARQ com *Chase Combining* (HARQ-CC) (CHASE, 1985) após a primeira transmissão da fonte o destino responde com um pacote ACK ou um pacote NACK, dependendo da verificação de erros. No caso de sucesso na decodificação do pacote o nó destino envia um ACK e o nó fonte, ao receber a confirmação, prossegue com a transmissão do novo pacote. No caso de falha na decodificação, o nó destino armazena o pacote em um *buffer* e envia um NACK. Ao receber o NACK a fonte retransmite o mesmo pacote e o destino aplica o *Chase Combining* entre os pacotes recebidos. Esse processo continua até que o nó destino consiga decodificar corretamente o pacote, ou o limite de retransmissões seja atingido. O efeito do *Chase Combining* de cada retransmissão no destino é visto como um acúmulo de SNR (CHENG, 2006) permitindo, portanto, que uma menor potência de transmissão seja alocada aos nós.

Em um trabalho relacionado (DOMBROWSKI et al., 2013) os autores apresentam um estudo da eficiência energética de uma comunicação máquina-a-máquina usando múltiplos saltos, porém nenhuma técnica de controle de erros é considerada neste estudo. Além disso, apesar da análise considerar curtas distâncias entre os nós fonte e destino, o consumo de potência dos circuitos de rádio frequência (RF) não são levados em conta. Como será mostrado adiante, no caso das redes de sensores sem fio, este consumo pode representar boa parcela da potência consumida na transmissão, especialmente quando os nós transmissor e receptor estão a uma curta distância. Em (STANOJEV et al., 2009), os autores investigam a eficiência energética de esquemas HARQ e, embora o consumo dos circuitos de RF seja considerado, o estudo se limita a cenários com apenas um e dois saltos.

Assim, o objetivo deste Capítulo é analisar a eficiência energética da técnica HARQ-CC em cenários com múltiplos saltos, procurando demonstrar de que maneira o aumento no número de retransmissões e o número de saltos entre os nós fonte e destino, impactam o consumo total de energia e o atraso fim-a-fim da comunicação. O modelo do sistema é apresentado na Seção 2.1. Na Seção 2.2 o consumo de energia na transmissão de pacotes, aplicando-se a técnica HARQ-CC, é analisada assumindo um canal com desvanecimento Rayleigh quase-estático. Na Seção 2.2.1 obtemos uma expressão para o consumo de energia do esquema HARQ-CC para a comunicação direta, enquanto uma expressão estendida para o consumo de energia em um cenário com múltiplos saltos é derivada na Seção 2.2.2. Analisamos na Seção 2.2.3 o impacto, no consumo de energia, da imposição ou não de restrições quanto ao atraso fim-a-fim na entrega de pacotes. Cenários semelhantes são analisados e comparados na Seção 2.3, para os quais o modelo de propagação considera um desvanecimento Rayleigh *block-fading*. Finalmente, a Seção 2.4 apresenta um exemplo de aplicação do esquema HARQ-

CC em um cenário típico de redes de sensores visuais, mostrando que o ajuste dinâmico da potência de transmissão pode resultar em uma economia considerável de energia.

## 2.1 MODELO DO SISTEMA

Os cenários analisados neste Capítulo consideram uma rota em uma WSN, no qual um nó fonte  $S$  envia um pacote de dados a um nó destino  $D$  através de  $K$  nós *relay*. Definimos o  $k$ -ésimo *relay* como  $R_k$ ,  $k \in [1, K]$ , conforme a Figura 1. O esquema HARQ-CC é empregado na comunicação entre dois nós adjacentes. Diversas aplicações de WSNs, como redes urbanas, agricultura de precisão, monitoramento da estrutura de edificações, etc, permitem que os nós da rede sejam deliberadamente depositados de uma maneira fixa e regular (YOUNIS; AKKAYA, 2008; KACIMI et al., 2013). Assumimos, então, que os nós do modelo são fixos e posicionados em um linha reta de maneira equidistante. Além disso, limitamos nossa análise à transmissão de um único pacote desde o nó fonte até o nó destino e consideramos o uso de uma técnica TDMA para acesso ao meio, que é um esquema simples e eficiente para lidar com possíveis interferências, especialmente em redes de sensores de menor escala (WANG et al., 2010; LAU; CUI, 2007). Também é assumido que as mensagens de ACK e NACK são sempre detectadas e decodificadas sem erros. O modelo do sistema apresentado na Figura 1 é utilizado para analisar estratégias para transmissão com eficiência energética em cenários de WSNs com múltiplos saltos.



**Figura 1: Modelo do Sistema.**

**Fonte: Autoria Própria**

Definimos, de maneira geral, a transmissão entre dois nós  $i$  e  $j$  quaisquer como sendo

$$\mathbf{r}_{ij} = \sqrt{P_i \gamma_{ij}} h_{ij} \mathbf{s} + \mathbf{n}_{ij}, \quad (1)$$

na qual  $P_i$  é a potência de transmissão do nó fonte,  $h_{ij}$  é o coeficiente de desvanecimento do enlace  $i$ - $j$ ,  $\mathbf{r}_{ij}$  é o vetor de dados recebido,  $\mathbf{s}$  é o vetor de dados transmitido e  $\mathbf{n}_{ij}$  é o ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN - do inglês *Additive White Gaussian Noise*), com variância  $\sigma_w^2 = N_0/2$  por dimensão, na qual  $N_0$  é a densidade espectral de potência unilateral do ruído térmico. A perda de percurso  $\gamma_{ij}$  entre os nós  $i$  e  $j$  é dada por (GOLDSMITH, 2005):

$$\gamma_{ij} = \frac{G\lambda^2}{(4\pi)^2 d_{ij}^\alpha M_l N_f}, \quad (2)$$

sendo  $G$  o ganho total das antenas de transmissão e recepção,  $\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f_c}$  o comprimento de onda,  $f_c$  é a frequência da portadora e  $d_{ij}$  a distância em metros entre os nós  $i$  e  $j$ . O parâmetro  $\alpha$  é o expoente de perda de percurso,  $M_l$  é a margem do enlace e  $N_f$  a figura de ruído no receptor. O estudo é feito a partir da análise da probabilidade de *outage*. Uma *outage*, ou falha na transmissão ocorre quando  $I_{ij} < R_b$ , onde  $I_{ij}$  é a informação mútua no enlace  $i - j$  e  $R_b = B \cdot \Delta$  é a taxa de transmissão da informação em bits/s, tal que  $B$  é a largura de banda do sistema e  $\Delta$  é a eficiência espectral em bits/s/Hz. Considerando símbolos complexos com distribuição Gaussiana, a informação mútua pode ser escrita como (COVER; THOMAS, 1991)

$$I_{ij} = B \log_2 \left( 1 + \frac{\gamma_{ij} P_i |h_{ij}|^2}{N} \right), \quad (3)$$

tal que  $N = N_0 B$  é a potência do ruído. Assim, a probabilidade de *outage* no enlace  $i - j$ ,  $\mathcal{P}_H$  é

$$\mathcal{P}_H = \Pr \{ I_{ij} < R_b \} \quad (4)$$

na qual  $\Pr\{\cdot\}$  denota a probabilidade de ocorrência de um dado evento. Deve-se notar que (4) depende da distribuição de  $|h_{ij}|$ . Na Seção 2.2, os cenários assumem um modelo de canal com desvanecimento Rayleigh quase-estático, enquanto na Seção 2.3, assumimos um canal com desvanecimento Rayleigh *block-fading*.

## 2.2 HARQ COM CHASE COMBINING EM CANAIS COM DESVANECIMENTO RAYLEIGH QUASE-ESTÁTICO

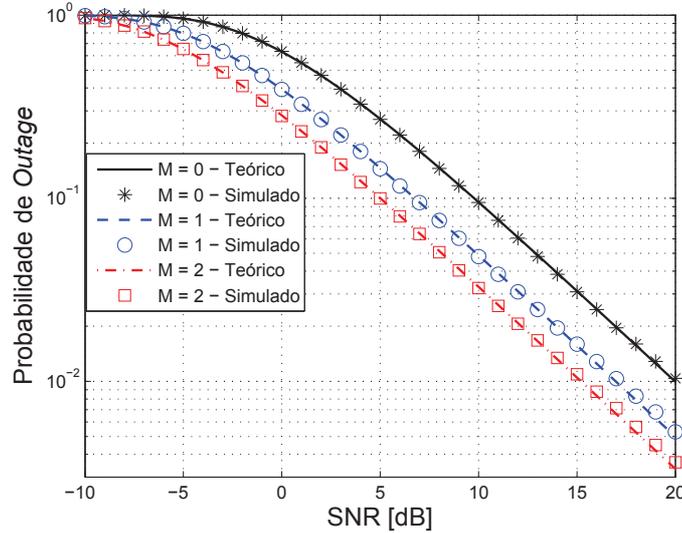
Nesta Seção analisamos o consumo de energia na transmissão de pacotes, aplicando-se a técnica HARQ-CC descrita anteriormente. Assumimos um canal com desvanecimento Rayleigh quase-estático, cujo ganho é considerado constante durante as retransmissões do pacote, mudando apenas para um novo pacote de dados. Consideramos também que o número de retransmissões é finito e limitado em ( $M$ ). A probabilidade de *outage* neste caso é dada por (BRANTE et al., 2011b)

$$\mathcal{P}_H(M) = 1 - \exp \left[ \frac{N(1 - 2^{R_b})}{(M+1)\gamma_{ij}P_i} \right], \quad (5)$$

na qual cada termo  $(M+1)$  é devido ao *Chase Combining* de cada retransmissão no nó destino.

Consideramos inicialmente o efeito da aplicação da técnica HARQ-CC para uma comunicação direta (SH) entre os nós fonte e destino. A Figura 2 mostra as curvas de probabilidade de *outage*, obtidas a partir da expressão teórica e dos resultados simulados através do método de Monte Carlo, para  $M$  variando de 0 (sem retransmissão) até 2 retransmissões. Nota-se que a probabilidade de *outage* diminui à medida que um maior número

de retransmissões é tolerado, embora não apresente ganho de diversidade. Deve-se salientar que o aumento no número de retransmissões acarreta um maior atraso fim-a-fim.



**Figura 2: Probabilidade de *outage* da técnica HARQ-CC na transmissão direta, considerando um desvanecimento Rayleigh quase-estático.**

**Fonte: Autoria Própria**

### 2.2.1 FORMULAÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA

Analisamos a eficiência energética em termos do consumo total de energia por bit transmitido, dado em Joules/bit. Assumimos o modelo de consumo de energia proposto por (CUI et al., 2005), no qual é incluída também a potência consumida pelos circuitos de RF para transmissão e recepção, cujo impacto no consumo geral, especialmente para curtas distâncias, não é desprezível. Por outro lado, para o caso dos nós de uma WSN, o consumo do processamento de banda base é muito pequeno em comparação ao consumo dos circuitos e, por isso, não é considerado nessa análise. De maneira geral, o consumo energético  $Q$  da transmissão de um bit de dados em um salto é definido como

$$Q = \frac{(1 + \delta)P_H + P_{TX} + P_{RX}}{R_b}, \quad (6)$$

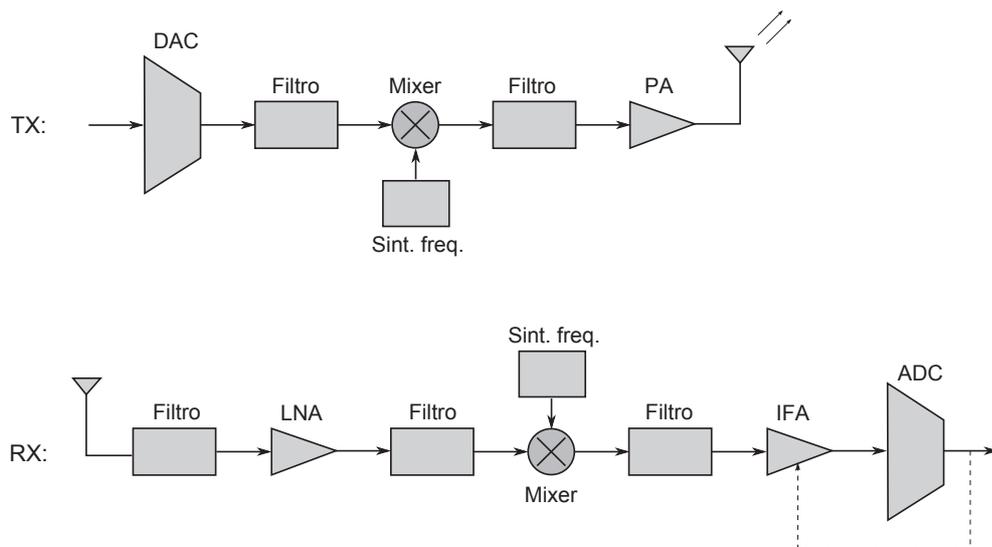
onde  $P_H$  é a potência de transmissão por salto e  $\delta = \left(\frac{\varepsilon}{\eta} - 1\right)$ , tal que  $\varepsilon = 3\left(\frac{\sqrt{\mathcal{M}}-1}{\sqrt{\mathcal{M}+1}}\right)$  é a relação pico-média (PAR - do inglês *Peak-to-Average Ratio*) para a modulação  $\mathcal{M}$ -QAM e  $\eta$  é a eficiência de dreno do amplificador.  $P_{TX}$  e  $P_{RX}$  representam, respectivamente, a potência consumida pelos circuitos de RF para transmissão e recepção, conforme diagrama de blocos da Figura 3. No circuito de transmissão (TX) o consumo é dado por  $P_{DAC} + P_{mix} + P_{fil_{TX}} + P_{syn}$ , que representam as potências consumidas, respectivamente, pelo conversor digital-analógico

(DAC - do inglês *Digital-to-Analog Converter*), *mixer*, filtros de transmissão e sintetizador de frequência. Dessa maneira, a potência consumida pelo circuito de transmissão é:

$$P_{TX} = P_{DAC} + P_{mix} + P_{fil_{TX}} + P_{syn}. \quad (7)$$

No circuito de recepção o consumo é dado por  $P_{syn} + P_{LNA} + P_{mix} + P_{IFA} + P_{fil_{RX}} + P_{ADC}$ , que representam as potências consumidas, respectivamente, pelo sintetizador de frequência, amplificador de baixo ruído (LNA - do inglês *Low-Noise Amplifier*), *mixer*, amplificador intermediário de frequência (IFA - do inglês *Intermediate Frequency Amplifier*), filtros de recepção e conversor analógico-digital (ADC - do inglês *Analog-to-Digital Converter*). Assim, a potência consumida pelo circuito de recepção é dada por

$$P_{RX} = P_{syn} + P_{LNA} + P_{mix} + P_{IFA} + P_{fil_{RX}} + P_{DAC}. \quad (8)$$



**Figura 3: Diagrama de blocos dos circuitos transmissor e receptor**

Fonte: Adaptado de (CUI et al., 2005)

**Tabela 1: Consumo de potência dos circuitos de RF**

<i>Mixer</i>	$P_{mix} = 30 \text{ mW}$
Filtros de TX/RX	$P_{fil_{tx}} = P_{fil_{rx}} = 2,5 \text{ mW}$
Sintetizador de Frequência	$P_{syn} = 50 \text{ mW}$
Amplificador de Baixo Ruído	$P_{LNA} = 20 \text{ mW}$
Amplificador Intermediário de Frequência	$P_{IFA} = 3 \text{ mW}$
Conversor Analógico-Digital	$P_{ADC} = 6,7 \text{ mW}$
Conversor Digital-Analógico	$P_{DAC} = 15,4 \text{ mW}$
Eficiência de Dreno do Amplificador	$\eta = 0,35$

Fonte: (CUI et al., 2005)

Assumindo que o evento  $\mathcal{O}(l)$  corresponde à ocorrência de uma *outage* na  $l$ -ésima retransmissão, definimos  $\mathcal{P}_H(l) = \Pr\{\mathcal{O}(l)\}$  como a probabilidade de *outage* na  $l$ -ésima retransmissão da comunicação direta limitada em  $M$  retransmissões. Considerando todos os eventos possíveis para um máximo de  $M$  retransmissões HARQ, a expressão para o consumo de energia,  $E_{SH}(M)$ , da transmissão direta é dada por

$$\begin{aligned}
E_{SH}(M) &= Q \cdot [1 - \Pr\{\mathcal{O}(0)\}] \\
&+ 2 \cdot Q \cdot \Pr\{\mathcal{O}(0)\} \cdot [1 - \Pr\{\mathcal{O}(1)|\mathcal{O}(0)\}] \\
&+ 3 \cdot Q \cdot \Pr\{\mathcal{O}(0)\} \cdot \Pr\{\mathcal{O}(1)|\mathcal{O}(0)\} \cdot [1 - \Pr\{\mathcal{O}(2)|\mathcal{O}(1), \mathcal{O}(0)\}] \\
&+ 4 \cdot Q \cdot \Pr\{\mathcal{O}(0)\} \cdot \Pr\{\mathcal{O}(1)|\mathcal{O}(0)\} \cdot \Pr\{\mathcal{O}(2)|\mathcal{O}(1), \mathcal{O}(0)\} \cdot [1 - \Pr\{\mathcal{O}(3)|\mathcal{O}(2), \mathcal{O}(1), \mathcal{O}(0)\}] \\
&+ \dots \\
&+ (M+1) \cdot Q \cdot \Pr\{\mathcal{O}(0)\} \cdot \Pr\{\mathcal{O}(1)|\mathcal{O}(0)\} \cdot \dots \cdot \Pr\{\mathcal{O}(M-1)|\mathcal{O}(M-2), \dots, \mathcal{O}(0)\} \cdot [1 - \Pr\{\mathcal{O}(M)|\mathcal{O}(M-1), \dots, \mathcal{O}(0)\}] \\
&+ (M+1) \cdot Q \cdot \Pr\{\mathcal{O}(0)\} \cdot \Pr\{\mathcal{O}(1)|\mathcal{O}(0)\} \cdot \dots \cdot \Pr\{\mathcal{O}(M-1)|\mathcal{O}(M-2), \dots, \mathcal{O}(0)\} \cdot \Pr\{\mathcal{O}(M)|\mathcal{O}(M-1), \mathcal{O}(M-2), \dots, \mathcal{O}(0)\}.
\end{aligned} \tag{9}$$

A primeira linha em (9) representa o caso no qual a transmissão da fonte foi corretamente decodificada pelo destino, de modo que nenhuma retransmissão é necessária. Neste caso, o consumo de energia será de  $Q$ , com probabilidade de  $[1 - \Pr\{\mathcal{O}(0)\}]$ . As linhas seguintes representam a contribuição de cada retransmissão HARQ-CC. Na primeira retransmissão, por exemplo, a expressão do consumo de energia deve levar em consideração que um erro ocorreu na primeira transmissão, o que ocorre com probabilidade de  $\Pr\{\mathcal{O}(0)\}$ , sendo que um pacote retransmitido é corretamente decodificado com probabilidade de  $[1 - \Pr\{\mathcal{O}(1)|\mathcal{O}(0)\}]$ . Tal probabilidade condicional é aplicada para as demais retransmissões, porém o número de termos da expressão aumenta, uma vez que todas as transmissões prévias recebidas com erro devem ser levadas em conta.

Deve-se notar que, no caso particular no qual retransmissões não são permitidas, ou seja, para  $M = 0$ , o consumo de energia será sempre igual a  $Q$ , pois independentemente da ocorrência ou não de *outage*, haverá sempre o custo energético de uma transmissão. De maneira geral, haverá um consumo energético de  $(M+1) \cdot Q$  tanto quando houver sucesso como quando houver falha na última transmissão, conforme mostram, respectivamente, os dois últimos termos da Equação 9.

Em função do efeito do *Chase Combining* podemos considerar

$$\Pr\{\mathcal{O}(M)\} < \Pr\{\mathcal{O}(M-1)\} < \dots < \Pr\{\mathcal{O}(0)\}. \tag{10}$$

Assim, temos que

$$\Pr\{\mathcal{O}(M)|\mathcal{O}(M-1), \mathcal{O}(M-2), \dots, \mathcal{O}(0)\} = \Pr\{\mathcal{O}(M)|\mathcal{O}(M-1)\}. \tag{11}$$

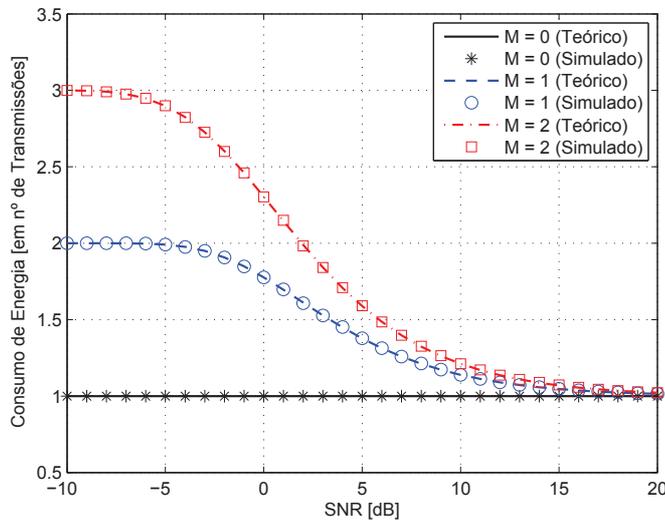
Além disso, a probabilidade condicional

$$\Pr\{\mathcal{O}(M)|\mathcal{O}(M-1)\} = \frac{\Pr\{\mathcal{O}(M), \mathcal{O}(M-1)\}}{\Pr\{\mathcal{O}(M-1)\}} = \frac{\mathcal{P}_H(M)}{\mathcal{P}_H(M-1)}. \quad (12)$$

Aplicando-se (12) em (9), e fazendo-se as devidas simplificações, obtemos uma expressão fechada para a energia da transmissão direta, limitada em  $M$  retransmissões:

$$E_{SH}(M) = Q \left[ 1 + \sum_{m=0}^{M-1} \mathcal{P}_H(m) \right]. \quad (13)$$

A Figura 4 mostra o comportamento do consumo de energia, em função da relação sinal-ruído (SNR - do inglês *Signal-to-Noise Ratio*), para  $M = 0$ ,  $M = 1$  e  $M = 2$ . Podemos observar que, para baixos valores de SNR, o consumo de energia tende a se aproximar do número máximo de transmissões permitidas ( $M + 1$ ), pois é grande a probabilidade de *outage*. À medida que a condição do canal melhora, o consumo de energia se aproxima do consumo mínimo, o que corresponde ao consumo de uma transmissão entre o nó fonte e o nó destino. Nota-se também o valor constante de uma transmissão para o caso onde  $M = 0$ .



**Figura 4: Comportamento do consumo de energia na transmissão direta, em função da SNR, para o desvanecimento Rayleigh quase-estático.**

**Fonte: Autoria Própria**

Visando otimizar o consumo de energia do esquema HARQ para a transmissão direta, devemos calcular a potência mínima de transmissão alocada ao nó fonte que minimiza o consumo de energia, para atingir uma probabilidade de *outage* desejada  $\mathcal{P}_H(M)$ . Utilizando essa probabilidade de *outage* em (5) calculamos a potência mínima de transmissão  $P_H(M)$  que otimiza o consumo de energia. O valor obtido para  $P_H(M)$  é utilizado em (6) para

calcular o consumo  $Q$  de uma transmissão e também na Equação (5), para calcular as  $l$ -ésimas probabilidades de *outage* ( $0 \leq l < M$ ). A partir de (13) é obtido o consumo de energia  $E_{SH}(M)$ , para uma comunicação direta com  $M$  retransmissões. Na Seção seguinte estendemos o modelo de consumo do esquema HARQ para um cenário considerando múltiplos saltos entre os nós fonte e destino.

### 2.2.2 CONSUMO DE ENERGIA DA TRANSMISSÃO EM MÚLTIPLOS SALTOS

Devido às restrições de potência dos nós, que limita o alcance do rádio transmissor e, eventualmente, às longas distâncias entre um nó fonte e o nó destino, na maioria das redes de sensores sem fio a comunicação entre esses nós não é feita de maneira direta e sim através de múltiplos saltos. Nesta Seção e nas Seções seguintes deste Capítulo analisamos o impacto provocado no consumo total de energia e no atraso fim-a-fim da comunicação, quando o esquema HARQ-CC é aplicado em um cenário com múltiplos saltos, em comparação à comunicação direta entre o nó fonte e o nó destino.

Considere, então, a comunicação entre os nós fonte e destino realizada através de  $K$  nós *relay* posicionados entre eles, conforme definido na Seção 2.1. Dessa maneira a comunicação se dará através de  $H = K + 1$  saltos. Como o modelo assume nós equidistantes podemos considerar um mesmo valor para a probabilidade de *outage* por salto,  $\mathcal{P}_H(M)$ , tal que

$$\mathcal{P}_H(M) = \mathcal{P}_{SR_1}(M) = \mathcal{P}_{R_1R_2}(M) = \cdots = \mathcal{P}_{R_{K-1}R_K}(M) = \mathcal{P}_{KD}(M). \quad (14)$$

Considerando que a probabilidade de sucesso na comunicação através de  $H$  saltos é  $(1 - \mathcal{P}_H(M))^H$ , definimos a expressão para a probabilidade de *outage* fim-a-fim,  $\mathcal{P}_{MH}(M)$ , para o esquema MH, em função da probabilidade de *outage* por salto, como

$$\mathcal{P}_{MH}(M) = 1 - (1 - \mathcal{P}_H(M))^H \quad (15)$$

De maneira similar à comunicação SH, desejamos obter uma expressão para o consumo de energia para o esquema HARQ no cenário com múltiplos saltos. Devemos, então, identificar todos os possíveis eventos em uma comunicação com  $H$  saltos, utilizando um máximo de  $M$  retransmissões em cada salto. Salientamos novamente que tanto uma transmissão bem sucedida quanto uma transmissão com falha consomem de energia, sendo que a falha pode acontecer desde o primeiro até o último salto. Consideremos, como exemplo explicativo, um cenário bem simples com apenas dois saltos e  $M = 1$ . Neste caso, a expressão do consumo de

potência é dada por:

$$\begin{aligned}
 E_{MH}(1) &= 2 \cdot Q \cdot [1 - \mathcal{P}_H(0)]^2 \\
 &+ 2 \cdot 3 \cdot Q \cdot [1 - \mathcal{P}_H(0)] \cdot [\mathcal{P}_H(0) - \mathcal{P}_H(1)] \\
 &+ 4 \cdot Q \cdot [\mathcal{P}_H(0) - \mathcal{P}_H(1)]^2 \\
 &+ 2 \cdot Q \cdot \mathcal{P}_H(1) \\
 &+ 3 \cdot Q \cdot [1 - \mathcal{P}_H(0)] \cdot \mathcal{P}_H(1) \\
 &+ 4 \cdot Q \cdot [\mathcal{P}_H(0) - \mathcal{P}_H(1)] \cdot \mathcal{P}_H(1).
 \end{aligned} \tag{16}$$

Neste cenário são possíveis no máximo duas transmissões em cada salto, sendo que cada transmissão possui um custo energético de  $Q$ . As três primeiras linhas representam as probabilidades de sucesso na transmissão da fonte até o destino e as três últimas as probabilidades de falha em qualquer salto. A primeira linha representa a probabilidade de sucesso das transmissões nos dois saltos, sem a necessidade de retransmissões. Temos, portanto, um consumo energético de duas transmissões. A segunda linha representa os dois casos nos quais há sucesso na transmissão até o destino, porém em um dos saltos é necessária uma retransmissão. Cada um dos casos requer três transmissões. Na terceira linha está representado o sucesso da transmissão com a necessidade de retransmissão em ambos os saltos, totalizando quatro transmissões. A quarta linha representa o caso onde tanto a primeira transmissão quanto a retransmissão falham já no primeiro salto, consumindo duas transmissões. Na quinta linha está representado o caso no qual há sucesso no primeiro salto sem retransmissão, porém no segundo salto as duas tentativas de transmissão falham, totalizando três transmissões. Finalmente, na sexta linha está representado o caso de sucesso da transmissão no primeiro salto com retransmissão, seguido de falha nas duas tentativas de transmissão do segundo salto, o que representa um custo de quatro transmissões.

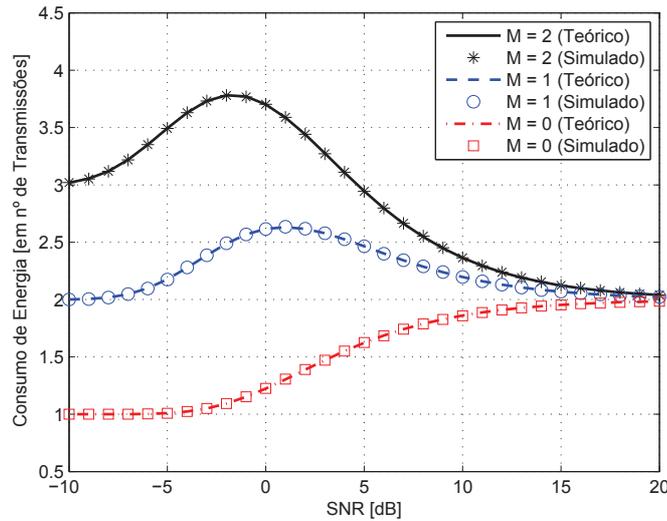
Considerando todos os eventos possíveis para um total de saltos  $H$  e um número máximo de retransmissões  $M$ , obtemos uma expressão fechada para o consumo de energia total

para múltiplos saltos, dada por

$$\begin{aligned}
E_{MH}(M) = & \sum_{n_1=0}^H \sum_{n_2=0}^{H-n_1} \cdots \sum_{n_M=0}^{H-\sum_{k=1}^{M-1} n_k} \binom{H}{n_1} \binom{H-n_1}{n_2} \cdots \binom{H-\sum_{k=1}^{M-1} n_k}{n_M} \\
& \cdot \left( (H - \sum_{k=1}^M n_k) + \sum_{k=1}^M (k+1)n_k \right) \cdot Q \cdot \left( (1 - \mathcal{P}_H(0)) \right)^{H-\sum_{k=1}^M n_k} \prod_{l=1}^M \left( \mathcal{P}_H(l-1) - \mathcal{P}_H(l) \right)^{n_l} \\
& + \sum_{n_1=0}^{H-1} \sum_{n_2=0}^{(H-1)-n_1} \cdots \sum_{n_{M+1}=0}^{(H-1)-\sum_{k=1}^M n_k} \cdot \binom{M+1}{n_1} \binom{M+1}{n_2} \cdots \binom{M+1}{n_M} \\
& \cdot \left( \sum_{k=1}^{M+1} k \cdot n_k + (M+1) \right) \cdot Q \cdot \left( 1 - \mathcal{P}_H(0) \right)^{n_1} \prod_{l=2}^{M+1} \left( \mathcal{P}_H(l-2) - \mathcal{P}_H(l-1) \right)^{n_l} \cdot \mathcal{P}_H(M).
\end{aligned} \tag{17}$$

As duas primeiras linhas de (17) representam todas as possibilidades de sucesso, enquanto as duas últimas linhas representam todas as possibilidades de falha. A Figura 5 mostra o comportamento do consumo de energia, em função da SNR, em um cenário MH com dois saltos, para  $M = 0$ ,  $M = 1$  e  $M = 2$ . Consideremos, por exemplo, o caso onde são permitidas até duas retransmissões. Para baixos valores de SNR, é grande a probabilidade de que tanto a primeira transmissão quanto as duas retransmissões do nó fonte falhem, ou seja, a comunicação não passa do primeiro salto e, dessa forma, o consumo de energia fica próximo de  $3 \cdot Q$ . À medida que o canal melhora o consumo aumenta pois a comunicação consegue atingir os nós subsequentes, utilizando-se de retransmissões. Com uma condição favorável do canal o consumo (em número de transmissões) tende à quantidade total de saltos, ou seja, é grande a probabilidade de que a comunicação em cada salto tenha sucesso já na primeira transmissão.

O objetivo agora é minimizar o consumo de energia para uma transmissão em múltiplos saltos. Devemos calcular a potência mínima de transmissão  $P_H(M)$  que deve ser alocada a cada nó sensor, em uma rota com  $H$  saltos. Porém, como essa potência deve satisfazer uma probabilidade de *outage* fim-a-fim ( $\mathcal{P}_{MH}(M)$ ), primeiramente utilizamos (15) para calcular a probabilidade de *outage* por salto para  $M$  retransmissões,  $\mathcal{P}_H(M)$ . Uma vez obtida  $\mathcal{P}_H(M)$ , a potência mínima de transmissão  $P_H(M)$  é calculada de (5). A partir de então o procedimento é semelhante ao caso SH. O valor obtido para  $P_H(M)$  é utilizado em (6) para calcular o consumo  $Q$  de cada transmissão e também na Equação (5), para calcular as  $l$ -ésimas probabilidades de *outage*. A Equação (17) é usada para se obter o consumo de energia  $E_{MH}(M)$ , para uma comunicação em múltiplos saltos com  $M$  retransmissões.

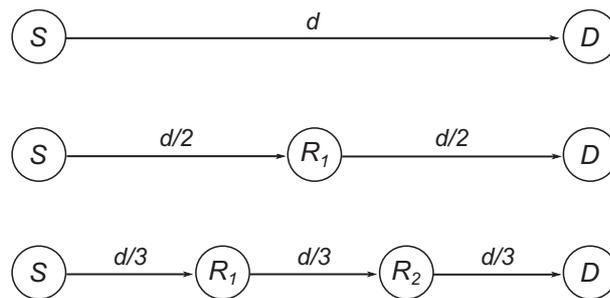


**Figura 5: Comportamento do consumo de energia do cenário MH com dois saltos, em função da SNR, para o desvanecimento Rayleigh quase-estático.**

**Fonte: Autoria Própria**

### 2.2.3 EFEITO DAS RESTRIÇÕES DE ATRASO NO CONSUMO DE ENERGIA

Nesta Seção é comparado o consumo de energia entre os nós fonte e destino usando esquemas de transmissão direta e com múltiplos saltos (para uma mesma distância entre os nós fonte e destino) de acordo com as topologias apresentadas na Figura 6. O objetivo é analisar como a imposição ou não de restrições de atraso fim-a-fim afetam o consumo total de energia.



**Figura 6: Topologias para análise do consumo de energia.**

**Fonte: Autoria Própria**

Nas Seções 2.2.3.1 e 2.2.3.2 nenhuma compensação do atraso fim-a-fim é feita, ou seja, quanto maior o número de retransmissões, e/ou o número de saltos no caminho entre  $S$  e  $D$ , maior também será o atraso fim-a-fim. Este é um cenário típico de aplicações nas quais o consumo de energia é prioritário e há tolerância quanto ao atraso máximo na entrega dos pacotes. Já a Seção 2.2.3.3 apresenta uma análise na qual todos os cenários possuem um mesmo atraso fim-a-fim.

### 2.2.3.1 CONSUMO DE ENERGIA SEM COMPENSAÇÃO DO ATRASO FIM-A-FIM - AUMENTO NO NÚMERO DE RETRANSMISSÕES

Nesta Seção é analisada a influência do número de retransmissões da técnica HARQ-CC no consumo de energia. Com o uso dessa técnica, quanto maior o número de retransmissões, menor é a potência de transmissão necessária para se atingir determinada *outage* alvo, lembrando que o efeito do *Chase Combining* é um aumento da SNR na recepção. Conseqüentemente, o consumo de energia também sofre uma redução. Novamente, esta redução no consumo é obtida à custa de um maior atraso na entrega dos pacotes no nó destino. Os parâmetros gerais do sistema, utilizados em todos os cálculos de consumo de energia deste documento, estão definidos na Tabela 2, de acordo com (CUI et al., 2005).

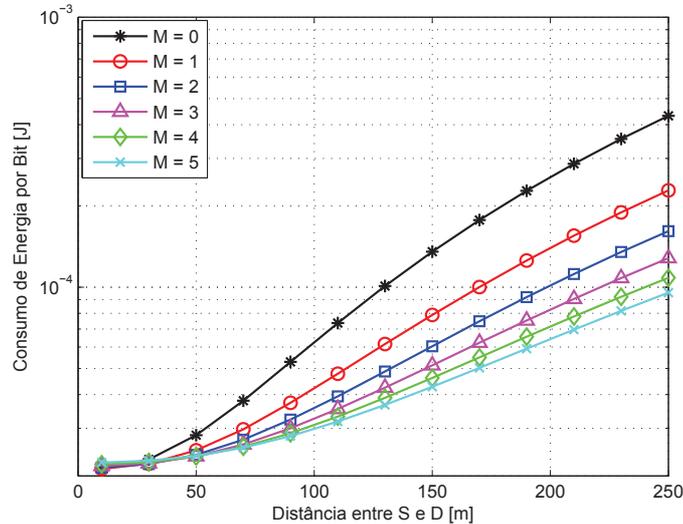
**Tabela 2: Parâmetros do Sistema**

Margem de Enlace	$M_l = 40$ dB
Figura de Ruído	$N_f = 10$ dB
Ganho das Antenas	$G = 5$ dBi
Frequência de Portadora	$f_c = 2,5$ GHz
Densidade Espectral de Potência de Ruído	$N_0 = -174$ dBm/Hz
Largura de Banda	$B = 10$ kHz

Fonte: (CUI et al., 2005)

Para analisar esse cenário variamos o valor de  $M$  de zero até cinco, considerando uma probabilidade de *outage* fim-a-fim de 1%, eficiência espectral por salto de 2 bits/s/Hz, para uma topologia com dois saltos. A Figura 7 mostra que, mesmo realizando-se mais transmissões, o consumo de energia tem uma redução considerável com o aumento no número de retransmissões, principalmente a partir de uma certa distância entre os nós fonte e destino. Tomando-se como referência a distância de 200 metros entre os nós fonte e destino, a redução no consumo de energia do esquema HARQ-CC, em comparação com um esquema sem retransmissões, atinge cerca de 45%, 60%, 68%, 72% e 75%, para  $M$  variando de uma a cinco retransmissões, respectivamente. Os resultados também mostram que a partir de um certo número de retransmissões o ganho passa a ser pequeno e só é justificado por questões de confiabilidade. Simulações considerando outros valores para probabilidade de *outage* fim-a-fim, expoente de perda de percurso e número de saltos mostraram que o comportamento geral não se altera, ou seja, quanto maior o número de retransmissões, menor é o consumo de energia. É importante ressaltar que o acréscimo no número de retransmissões pode provocar um aumento no consumo de energia. Entretanto, isso só ocorre para probabilidades de *outage* elevadas e para distâncias muito curtas entre os nós fonte e destino. Outra consideração importante é que o uso de esquemas de modulação com maior eficiência espectral pode reduzir o consumo de energia, porém isto ocorre apenas para curtas distâncias entre os nós fonte e destino. Este aspecto será

discutido com mais detalhe na Seção 2.3, pois o impacto produzido pela variação da eficiência espectral é um maior para o caso do desvanecimento Rayleigh *block-fading*.



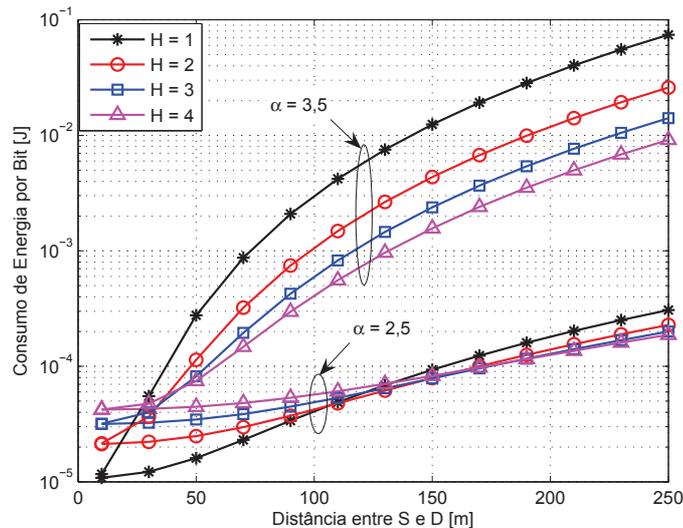
**Figura 7: Influência do número de retransmissões HARQ-CC no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh quase-estático, em um cenário com dois saltos,  $\mathcal{P}_{MH}(M) = 1\%$ ,  $\Delta = 2$  bits/s/Hz e  $\alpha = 2,5$ .**

**Fonte: Autoria Própria**

### 2.2.3.2 CONSUMO DE ENERGIA SEM COMPENSAÇÃO DO ATRASO FIM-A-FIM - AUMENTO NO NÚMERO DE SALTOS

Nesta Seção analisamos como o aumento no número de saltos entre os nós fonte e destino afeta o consumo total de energia. Inicialmente foi observado o comportamento do consumo de energia sob duas condições de perda de percurso, uma menos severa ( $\alpha = 2,5$ ) e outra mais severa ( $\alpha = 3,5$ ). Foram considerados os seguintes parâmetros: probabilidade de *outage* fim-a-fim  $\mathcal{P}_{MH}(1) = 1\%$ , eficiência espectral por salto  $\Delta = 2$  bits/s/Hz e uma única retransmissão  $M = 1$ . A Figura 8 mostra que em condições menos severas de perda de percurso ( $\alpha = 2,5$ ) a transmissão direta apresenta menor consumo quando comparada às transmissões *multi-hop* para distâncias entre fonte e destino menores de 106 metros. Cenários com maior número de saltos começam a apresentar uma economia mais significativa de energia a partir de longas distâncias entre  $S$  e  $D$ . Na distância de 200 metros, por exemplo, a redução no consumo de energia em relação à transmissão SH, para os cenários com dois, três e quatro saltos é de, aproximadamente, 23%, 29% e 31%, respectivamente. Por outro lado, ao se considerar um expoente de perda de percurso mais elevado ( $\alpha = 3,5$ ), a economia no consumo de energia aumenta significativamente nos cenários com maior número de saltos, a partir de curtas distâncias entre fonte e destino. O esquema SH possui menor consumo que os

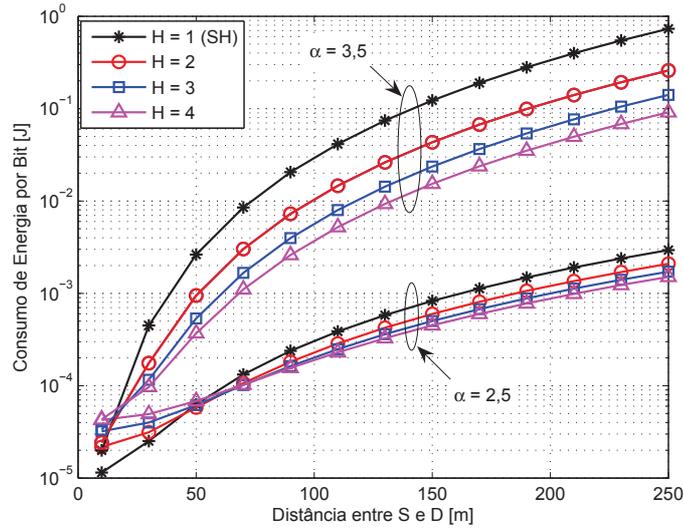
esquemas MH somente até uma distância de 23 metros entre os nós fonte e destino. Como esse maior valor do expoente de perda de percurso exige que elevadas potências de transmissão sejam alocadas aos nós, o efeito do consumo de potência dos circuitos de RF é praticamente desprezível. Com aproximadamente 120 metros entre fonte e destino, os ganhos percentuais de economia de energia, em relação ao cenário SH, praticamente atingem seus níveis máximos, que correspondem a cerca de 65%, 81% e 87%, para os cenários com dois, três e quatro saltos, respectivamente.



**Figura 8: Influência do número de saltos no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh quase-estático sem compensação do atraso fim-a-fim, considerando  $\mathcal{P}_{MH}(1) = 1\%$ , para  $\alpha = 2,5$  e  $3,5$ . Demais parâmetros:  $M = 1$  e  $\Delta = 2$  bits/s/Hz.**

**Fonte: A autoria Própria**

Apresentamos na Figura 9 os resultados para um cenário mais restritivo em relação à probabilidade de *outage* fim-a-fim, ( $\mathcal{P}_{MH}(1) = 0,1\%$ ). Embora o comportamento geral das curvas se assemelhe ao caso anterior (para  $\mathcal{P}_{MH}(1) = 1\%$ ), as distâncias a partir das quais o aumento na quantidade de saltos passa a ser vantajoso diminuem, correspondendo a 44 metros para  $\alpha = 2,5$  e 11 metros para  $\alpha = 3,5$ . Estes resultados mostram que, quando as potências de transmissão alocadas aos nós são elevadas, seja por uma restrição maior quanto à *outage* e/ou por uma condição de canal mais severa, um caminho com maior quantidade de saltos (sempre considerando uma mesma distância os nós  $S$  e  $D$ ) tende a reduzir o consumo de energia. Devemos lembrar que nos cenários até aqui o atraso fim-a-fim não é um fator restritivo. Na Seção seguinte iremos analisar alguns cenários nos quais esse atraso é levado em consideração.



**Figura 9: Influência do número de saltos no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh quase-estático sem compensação do atraso fim-a-fim, considerando  $\mathcal{P}_{MH}(1) = 0,1\%$ , para  $\alpha = 2,5$  e  $3,5$ . Demais parâmetros:  $M = 1$  e  $\Delta = 2$  bits/s/Hz.**

**Fonte: Autoria Própria**

### 2.2.3.3 CONSUMO DE ENERGIA COM COMPENSAÇÃO DO ATRASO FIM-A-FIM

Os cenários anteriores mostraram que, quando o consumo de energia é o fator primordial e um atraso fim-a-fim é tolerado, é possível obter uma redução no consumo utilizando-se a técnica HARQ-CC. Também vimos que, para uma mesma distância entre os nós fonte e destino, cenários com uma maior quantidade de saltos podem reduzir consideravelmente o consumo de energia. Entretanto, várias aplicações exigem um limite para o atraso fim-a-fim. Dessa forma, os próximos cenários procuram identificar soluções nas quais esse atraso também seja considera. Definimos uma eficiência espectral (mínima) fim-a-fim ( $\Delta_{SD}$ ) relacionada com o número de saltos ( $H$ ), com o número total de transmissões por salto ( $M + 1$ ) e com a eficiência espectral por salto ( $\Delta$ ), como:

$$\Delta_{SD} \geq \frac{\Delta}{H(M+1)}. \quad (18)$$

Observamos pela Equação (18) que a redução no atraso fim-a-fim pode ser obtida aumentando-se a eficiência espectral por salto ( $\Delta$ ), com a redução na quantidade de saltos ( $H$ ) entre  $S$  e  $D$  e/ou com a redução no número máximo de retransmissões HARQ-CC ( $M$ ). Consideramos, inicialmente, dois cenários de análise. No Cenário 1 aumentou-se a eficiência espectral das transmissões proporcionalmente ao número de saltos, mantendo-se fixo o número de retransmissões. No Cenário 2 foi imposta uma restrição quanto à quantidade de saltos e

quanto ao número máximo de retransmissões, para um valor fixo de  $\Delta$ . Definimos três esquemas para o Cenário 1 e dois esquemas para o Cenário 2, conforme as restrições impostas para cada cenário. Os valores para o número de saltos, número de retransmissões e eficiência espectral por salto foram definidos de modo que a eficiência espectral fim-a-fim seja igual a  $1/3$  bits/s/Hz para os cinco esquemas, de acordo com (18). Esses valores são mostrados na Tabela 3.

**Tabela 3: Esquemas de Transmissão com Compensação de Atraso Fim-a-Fim**

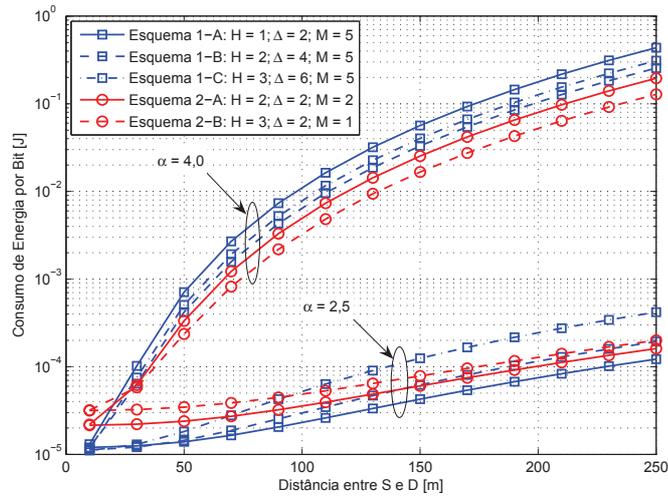
Esquemas de transmissão	Número de Saltos (H)	Eficiência Espectral por Salto ( $\Delta$ )	Número de Retransmissões (M)
Esquema 1-A	1	2	5
Esquema 1-B	2	4	
Esquema 1-C	3	6	
Esquema 2-A	2	2	2
Esquema 2-B	3		1

**Fonte: Autoria Própria**

Primeiramente comparamos os esquemas considerando-se dois valores para o expoente de perda de percurso ( $\alpha = 2,5$  e  $\alpha = 4,0$ ), conforme mostra a Figura 10. Todas as simulações consideram uma probabilidade a *outage* fim-a-fim em 1%. Analisando-se somente os esquemas do Cenário 1 nota-se que o valor mais baixo de  $\alpha$  favorece os esquemas com menor número de saltos e menor eficiência espectral por salto. Com o aumento de  $\alpha$  o resultado se inverte e passam a prevalecer os esquemas com maior número de saltos e maior eficiência espectral por salto. Isso ocorre porque, com um alto valor do expoente de perda de percurso, a potência necessária para atingir distâncias mais longas é relativamente maior do que a potência necessária para se compensar a eficiência espectral.

Quando comparamos somente os esquemas do Cenário 2 observa-se que o menor valor de  $\alpha$  privilegia o Esquema 2-A (menos saltos e mais retransmissões), enquanto para  $\alpha = 4,0$  o Esquema 2-A com três saltos e apenas uma retransmissão apresenta o menor consumo de energia. De maneira semelhante ao Cenário 1, com um valor mais alto de  $\alpha$  a potência exigida para atingir as maiores distâncias do Esquema 2-A é relativamente maior do que o ganho energético obtido com o uso de duas retransmissões. Em uma comparação entre todos os esquemas, observamos que o Esquema 1-A (com apenas um salto) prevalece quando consideramos  $\alpha = 2,5$  para toda a faixa de distâncias analisadas porém, para  $\alpha = 4,0$ , os esquemas do Cenário 2 apresentam os menores consumos de energia, indicando que é melhor manter uma menor eficiência espectral por salto utilizando menos retransmissões. De maneira geral, a compensação da maior quantidade de saltos com o aumento da eficiência espectral por salto não se mostrou vantajosa.

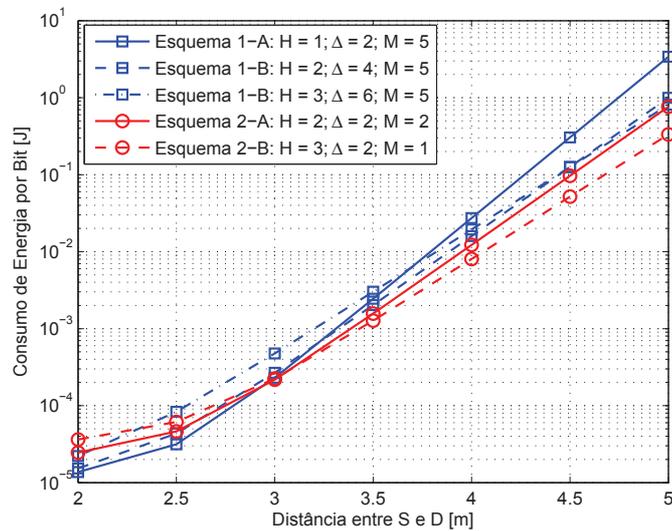
Podemos observar melhor a influência do expoente de perda de percurso através da



**Figura 10:** Comparação dos esquemas de transmissão, para desvanecimento Rayleigh quase-estático com compensação do atraso fim-a-fim, considerando  $\Delta_{SD} \geq 1/3$  e  $\mathcal{P}_{MH}(M) = 1\%$ , para  $\alpha = 2,5$  e  $4,0$ .

Fonte: Autoria Própria

Figura 11. Neste caso, assumimos uma faixa de valores para o expoente de perda de percurso de 2.0 a 5.0, para uma distância fixa de 150 metros entre os nós fonte e destino.



**Figura 11:** Consumo de energia para os Cenários 1 e 2 para diferentes valores de expoente de perda de percurso

Fonte: Autoria Própria

### 2.3 HARQ COM CHASE COMBINING EM CANAIS COM DESVANECIMENTO RAYLEIGH *BLOCK-FADING*

Na Seção 2.2 foi analisado o uso da técnica HARQ-CC em diversos cenários de comunicação com múltiplos saltos considerando canais com desvanecimento Rayleigh quase-estático. Nesta Seção assumimos, para efeito de análise, canais com desvanecimento Rayleigh *block-fading*. Neste caso, consideramos que o ganho do canal permanece contante durante a transmissão de um pacote, mudando para cada retransmissão deste pacote ou na transmissão de um novo pacote de dados. Faremos uma análise comparando os resultados obtidos nas simulações com os dois tipos de desvanecimento Rayleigh. Utilizamos nesta Seção as mesmas equações definidas na Seção 2.2, com exceção da equação da probabilidade de *outage*, que neste caso usa o modelo para o desvanecimento Rayleigh *block-fading*<sup>2</sup>, adaptado de (GOLDSMITH, 2005):

$$\mathcal{P}_H(M) = \frac{\Gamma\left((M+1), \frac{N(1-2^{R_b})}{\gamma_{ij}P_i}\right)}{\Gamma(M+1)}, \quad (19)$$

na qual  $\Gamma(a, b) = \int_0^b y^{a-1} e^{-y} dy$  é a função gama incompleta e  $\Gamma(a) = \int_0^\infty y^{a-1} e^{-y} dy$  a função gama completa.

A Figura 12 mostra as curvas (teóricas e simuladas) de probabilidade de *outage*, para  $M$  variando de 0 até 2 retransmissões. Diferentemente do desvanecimento Rayleigh quase-estático, mostrado na Figura 2, observa-se aqui um ganho de diversidade com o aumento no número de retransmissões, uma vez que cada retransmissão é afetada de maneira independente pelo desvanecimento Rayleigh *block-fading*.

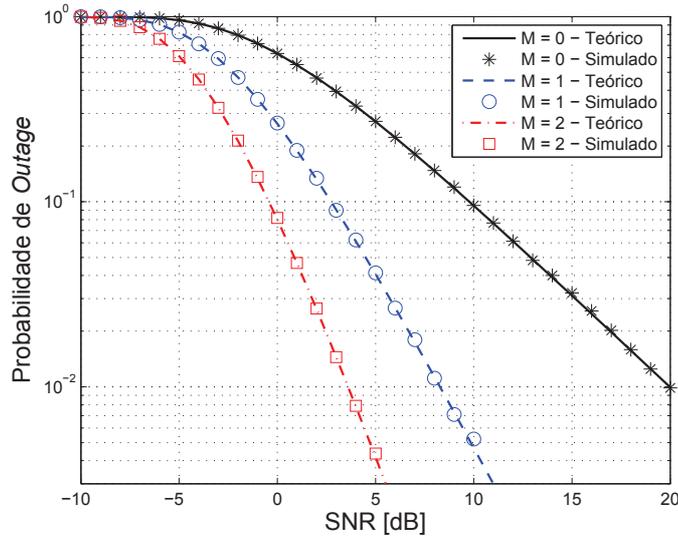
Nas Seções seguintes é analisado o consumo de energia em cenários com e sem compensação do atraso fim-a-fim, considerando o desvanecimento Rayleigh *block-fading*. Os resultados são comparados com os obtidos nos cenários da Seção 2.2.3.

#### 2.3.1 CONSUMO DE ENERGIA SEM COMPENSAÇÃO DO ATRASO FIM-A-FIM - AUMENTO NO NÚMERO DE RETRANSMISSÕES

Nesta Seção é feita uma análise do efeito do aumento no número de retransmissões no consumo de energia sem compensação do atraso fim-a-fim, comparando os cenários com desvanecimentos Rayleigh *block-fading* e quase-estático. Como visto na Seção 2.2.3.1, sob desvanecimento Rayleigh quase-estático o aumento no número de retransmissões provoca uma

---

<sup>2</sup>Optou-se por utilizar a mesma nomenclatura  $\mathcal{P}_H(M)$  de modo a manter coerentes as demais equações.



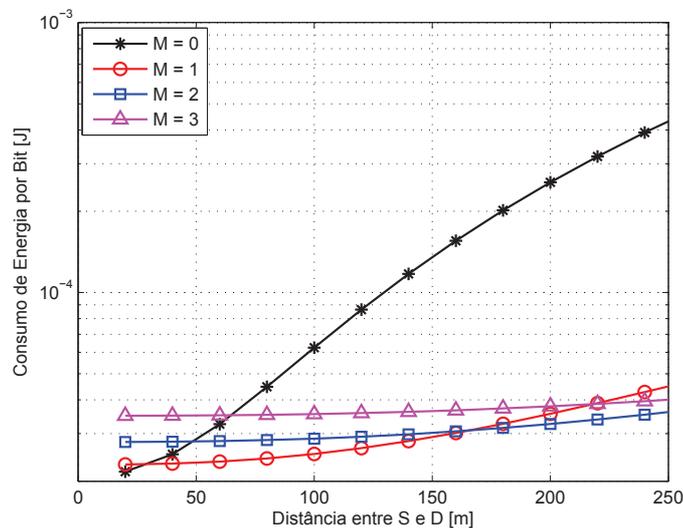
**Figura 12: Probabilidade de *outage* na transmissão direta, considerando  $M = 0$ ,  $M = 1$  e  $M = 2$  e desvanecimento Rayleigh *block-fading*.**

**Fonte: Autoria Própria**

diminuição no consumo de energia para praticamente toda a faixa de distâncias entre os nós  $S$  e  $D$ . O cenário com desvanecimento Rayleigh *block-fading* apresenta um comportamento diferente. O *Chase Combining* tem um efeito muito mais acentuado na redução do consumo de energia, o que pode ser notado comparando-se as curvas onde há retransmissão ( $M > 0$ ) com a curva sem retransmissão ( $M = 0$ ), para desvanecimentos Rayleigh *block-fading* (Figura 13) e quase-estático (Figura 7). Outra diferença é que, no desvanecimento Rayleigh *block-fading*, a redução no consumo de energia, em função do aumento no número de retransmissões, só ocorre a partir de uma certa distância entre os nós  $S$  e  $D$ . Por exemplo, o cenário com uma retransmissão ( $M = 1$ ) apresenta o menor consumo de energia a partir de poucos metros entre os nós fonte e destino, porém é necessária uma distância de aproximadamente 160 metros entre  $S$  e  $D$ , para que o cenário com duas retransmissões ( $M = 2$ ) seja vantajoso, do ponto de vista do consumo de energia.

Isto pode ser explicado pelo fato de que sob desvanecimento Rayleigh *block-fading* a potência de transmissão por salto, necessária para satisfazer a probabilidade de *outage* fim-a-fim, é muito menor do que no caso do desvanecimento Rayleigh quase-estático. É importante ressaltar que tal potência é calculada para satisfazer a probabilidade de *outage* fim-a-fim com um número máximo  $M$  de retransmissões. Esse menor valor da potência de transmissão por salto também faz com que as probabilidades de *outage* para as  $l$ -ésimas retransmissões ( $0 \leq l < M$ ) aumentem. Por exemplo, considerando-se  $M = 2$ , a probabilidade de falha na primeira transmissão ( $l = 0$ ) para o desvanecimento quase-estático é de apenas 3%, enquanto que no

desvanecimento *block-fading* essa probabilidade é de quase 50%. Isso faz com que, no caso do *block-fading*, mais transmissões sejam necessárias para que se atinja a probabilidade de *outage* fim-a-fim. Além disso, com os baixos valores de potência de transmissão, especialmente para curtas distâncias entre  $S$  e  $D$ , a potência do circuito de RF tem um impacto muito grande no consumo total. Neste cenário da Figura 13, por exemplo, a potência do circuito de RF representa mais de 99% da potência total, para uma distância  $S - D$  de 20 metros, e cerca de 68% para uma distância  $S - D$  de 300 metros. Isto explica porque o consumo total aumenta muito pouco em função da distância entre os nós fonte e destino para maiores valores de  $M$  e porque, para pequenas distâncias, o aumento no número de retransmissões afeta significativamente o consumo de energia geral.



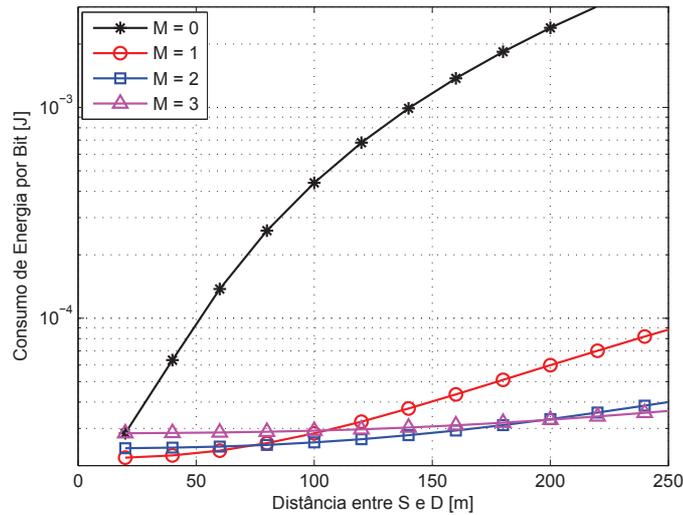
**Figura 13: Influência do número de retransmissões HARQ-CC no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh *block-fading*, em um cenário com dois saltos, considerando  $\mathcal{P}_{MH}(M) = 1\%$ ,  $\Delta = 2$  bits/s/Hz e  $\alpha = 2,5$ .**

**Fonte: Autoria Própria**

À medida que uma maior potência de transmissão é exigida, seja por uma maior restrição de *outage* fim-a-fim (Figura 14) ou em função de uma de perda de percurso mais acentuada (Figura 15), o aumento no número de retransmissões tende a reduzir o consumo de energia a partir de distâncias mais curtas entre  $S$  e  $D$ .

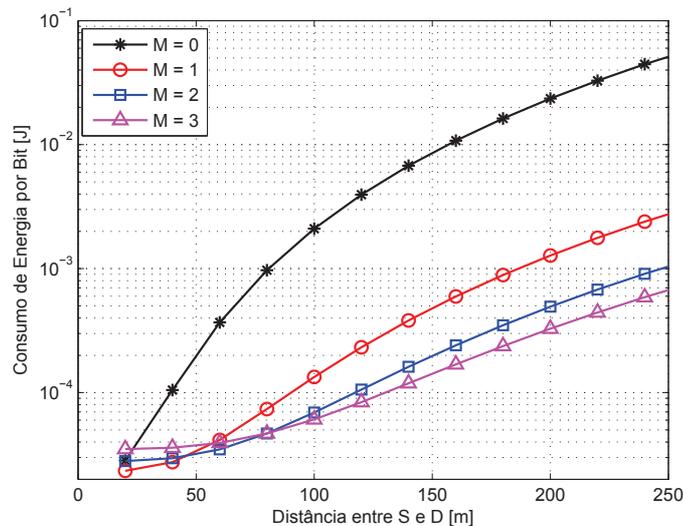
### 2.3.2 CONSUMO DE ENERGIA SEM COMPENSAÇÃO DO ATRASO FIM-A-FIM - AUMENTO NO NÚMERO DE SALTOS

Analisamos nesta Seção o efeito do aumento no número de saltos entre os nós fonte e destino, sob desvanecimento Rayleigh *block-fading*. Conforme observa-se na Figura 16



**Figura 14:** Influência do número de retransmissões HARQ-CC no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh *block-fading*, em um cenário com dois saltos e  $\alpha = 2,5$ , considerando uma maior restrição quanto à probabilidade de *outage* ( $\mathcal{P}_{MH}(M) = 0,1\%$ ).

Fonte: Autoria Própria

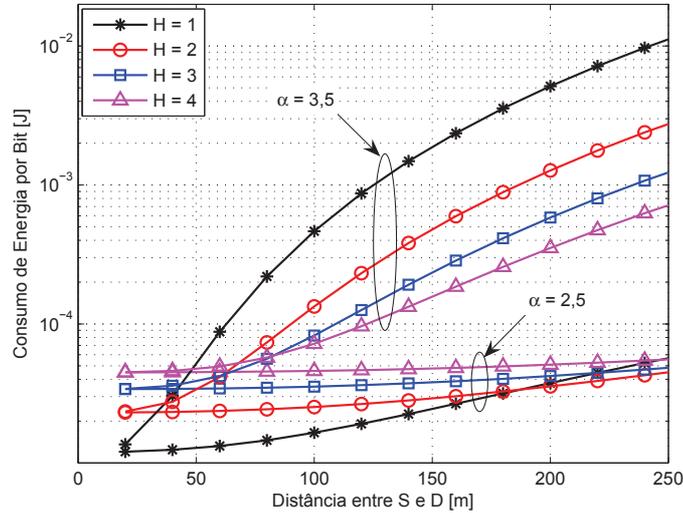


**Figura 15:** Influência do número de retransmissões HARQ-CC no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh *block-fading*, em um cenário com dois saltos e  $\mathcal{P}_{MH}(M) = 1\%$ , considerando um expoente de perda de percurso mais elevado ( $\alpha = 3,5$ ).

Fonte: Autoria Própria

as curvas apresentam um comportamento semelhante ao do desvanecimento Rayleigh quase-estático. O que difere basicamente os dois casos são os pontos de cruzamento das curvas. No desvanecimento Rayleigh *block-fading* o aumento na quantidade saltos só é energeticamente viável a partir de distâncias mais longas entre os nós  $S$  e  $D$ . Novamente a justificativa para tal comportamento recai na maior probabilidade de ocorrência de retransmissões do *block-fading*.

Especialmente para menores valores  $\alpha$ , o consumo de potência dos circuitos de RF impacta de forma mais acentuada o consumo geral de energia.



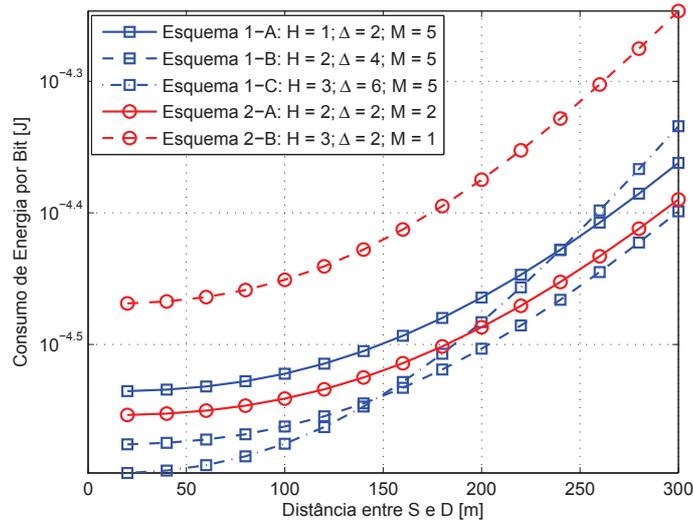
**Figura 16: Influência do número de saltos no consumo de energia, para desvanecimento Rayleigh *block-fading* sem compensação do atraso fim-a-fim, considerando  $\mathcal{P}_{MH}(1) = 1\%$ , para  $\alpha = 2,5$  e  $3,5$ . Demais parâmetros:  $M = 1$  e  $\Delta = 2$  bits/s/Hz.**

Fonte: Autoria Própria

### 2.3.3 CONSUMO DE ENERGIA COM COMPENSAÇÃO DO ATRASO FIM-A-FIM

Também para o caso do desvanecimento Rayleigh *block-fading* analisamos cenários com compensação do atraso fim-a-fim. Usamos a mesma metodologia proposta na Seção 2.2.3.3, considerando os três esquemas do Cenário 1 (compensação da eficiência espectral por salto) e os dois esquemas do Cenário 2 (redução no número de retransmissões), conforme Tabela 3. Os resultados obtidos, assumindo um expoente de perda de percurso  $\alpha = 2,5$ , são mostrados na Figura 17. Observa-se que os valores absolutos de consumo de energia são bastante próximos. Diferentemente do desvanecimento Rayleigh quase-estático, os menores consumos de energia neste caso foram obtidos com o Esquema 1-C, para distâncias entre  $S$  e  $D$  até 147 metros e com o Esquema 1-B, acima dessa distância.

Deve-se ressaltar que as curvas da Figura 17 dão uma visão geral do consumo de energia dos cinco esquemas para uma faixa de distâncias entre os nós fonte e destino. Além disso, tais curvas de consumo foram obtidas de modo a satisfazer um limite para o atraso fim-a-fim, definido pelo valor da eficiência espectral mínima fim-a-fim ( $\Delta_{SD}$ ). Nada impede que, caso seja possível, um esquema transmita seus pacotes com uma eficiência espectral maior, desde que isso resulte em um menor consumo de energia. E isto de fato ocorre, dependendo das



**Figura 17: Consumo de energia com compensação de atraso, para  $\alpha = 2,5$ .**

**Fonte: Autoria Própria**

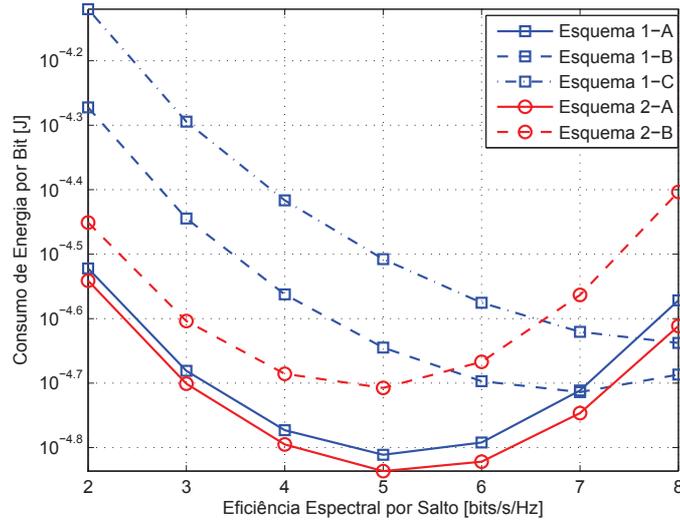
condições de simulação, em particular da distância entre os nós fonte e destino. As Figuras 18 e 19 mostram o consumo de energia em função da eficiência espectral por salto, para distâncias entre  $S$  e  $D$  de 100 metros e 200 metros, respectivamente. Em ambos os casos os menores consumos de energia são obtidos pelo Esquema 2-A, para  $\Delta = 5$  bits/s/Hz e  $\Delta = 4$  bits/s/Hz, respectivamente. Esses valores são maiores que os valores do esquema original ( $\Delta = 2$  bits/s/Hz) e, portanto, satisfazem a condição imposta para o atraso fim-a-fim. É possível notar também que, com o aumento da distância entre os nós fonte e destino, os valores ótimos para a eficiência espectral tendem a diminuir.

#### 2.4 EXEMPLO DE APLICAÇÃO - AJUSTE DINÂMICO DA POTÊNCIA DE TRANSMISSÃO

Esta Seção apresenta um exemplo de aplicação dos resultados obtidos nas Seções anteriores. No exemplo, consideramos o ajuste dinâmico da potência de transmissão dos nós e do número máximo de retransmissões HARQ permitidas na transmissão de imagens em uma Rede de Sensores Visuais (VSNs, do inglês *Visual Sensor Networks*) (SORO; HEINZELMAN, 2009) em um cenário de múltiplas fontes<sup>3</sup>. Em certas aplicações com múltiplas câmeras, as imagens capturadas a partir de diferentes campos de visão podem ter níveis distintos de relevância (COSTA et al., 2013).

Como as imagens capturadas geram uma grande quantidade de dados a serem

<sup>3</sup>As VSNs serão discutidas mais detalhadamente no Capítulo 4.



**Figura 18: Impacto da variação da eficiência espectral no consumo de energia dos esquemas de transmissão da Tabela 3, para uma distância fixa de 100 metros entre  $S$  e  $D$ .**

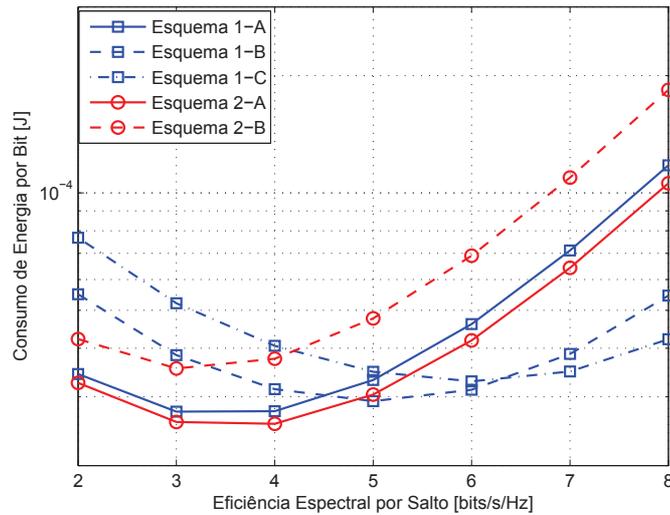
**Fonte: Autoria Própria**

transmitidos, o objetivo deste exemplo é demonstrar que, para este tipo de aplicação, o ajuste dinâmico da potência de transmissão dos nós e do número máximo de retransmissões HARQ-CC pode gerar uma redução significativa no consumo de energia, quando comparado a um esquema sem um controle deste tipo.

Neste exemplo, quatro câmeras ( $cam_1$ ,  $cam_2$ ,  $cam_3$  e  $cam_4$ ), associadas ao nó fonte  $S$ , capturam imagens de seus respectivos campos de visão. Tais imagens são transmitidas ao nó destino  $D$  usando o esquema HARQ-CC, através de um caminho de múltiplos saltos, composto pelos nós *relay*  $R_1$  e  $R_2$ , além dos nós fonte e destino. Este cenário é mostrado na Figura 20 e considera as mesmas características do modelo geral descrito na Seção 2.1.

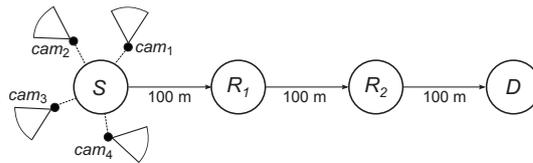
Assumimos que as imagens coletadas pelo nó fonte possuem diferentes níveis de relevância, de acordo com a câmera que capturou a imagem. Tais níveis de relevância são definidos pela qualidade de imagem que se espera receber no nó destino. Essa qualidade é determinada pela confiabilidade de entrega da imagem, ou seja, depende da probabilidade de *outage* fim-a-fim determinada para cada nível de relevância. Consideramos, ainda, que o nó fonte coleta e transmite imagens de cada uma das câmeras segundo uma política *round-robin*, isto é, em cada rodada o nó fonte coleta e transmite uma imagem da câmera 1 e executa o mesmo procedimento para as câmeras 2, 3 e 4. A seguir, reinicia uma nova rodada de coleta e transmissão de imagens a partir da câmera 1 e assim por diante.

A Tabela 4 mostra os quatro níveis de relevância, associados a cada uma das câmeras, em função das probabilidades de *outage* fim-a-fim.



**Figura 19:** Impacto da variação da eficiência espectral no consumo de energia dos esquemas de transmissão da Tabela 3, para uma distância fixa de 200 metros entre  $S$  e  $D$ .

Fonte: Autoria Própria



**Figura 20:** Cenário multicâmera com diferentes níveis de relevância em uma Rede de Sensores Visuais.

Fonte: Autoria Própria

Como nossa análise considera o consumo de energia por bit, assumimos que as câmeras coletam imagens monocromáticas de tamanho  $128 \times 128$  pixels, e que tais imagens são transmitidas sem nenhum processo de compactação<sup>4</sup>. Considerando que cada pixel da imagem é armazenado em um byte, cada imagem transmitida possui uma quantidade total de 16 kbytes, ou seja, 128 kbits.

Como citado anteriormente, o consumo de energia total depende da potência de transmissão alocada em cada nó sensor, de maneira a satisfazer a condição de *outage* estabelecida, limitado a um número máximo permitido de retransmissões HARQ. Definimos, então, um limite de cinco retransmissões permitidas em cada salto.

Este exemplo de aplicação também é analisado sob as duas condições de desvanecimento Rayleigh, quase-estático e *block-fading*. Definimos, para ambos os cenários, o expoente de perda de percurso ( $\alpha = 2,5$ ) e a eficiência espectral por salto ( $\Delta = 2$  bits/s/Hz).

<sup>4</sup>O uso de algum mecanismo de compactação não interfere nos resultados desta análise, pois os ganhos percentuais da aplicação do ajuste dinâmico da potência não se alteram.

**Tabela 4: Níveis de Relevância das Imagens Obtidas**

Nível de Relevância	Probabilidade de <i>outage</i> fim-a-fim ( $\mathcal{P}_{MH}(M)$ )
I - $cam_1$	0,1%
II - $cam_2$	1%
III - $cam_3$	5%
IV - $cam_4$	10%

**Fonte: Autoria Própria**

Inicialmente analisamos o cenário assumindo um desvanecimento Rayleigh quase-estático. A Tabela 5 mostra a energia total consumida na transmissão de uma imagem do nó fonte até o nó destino, considerando os quatro níveis de relevância e o número de retransmissões. Os menores valores de consumo de energia em cada nível de relevância estão destacados em negrito. Observa-se que a diferença entre esses valores é bastante acentuada.

**Tabela 5: Consumo de Energia Total - Desvanecimento Rayleigh quase-estático**

Nível de Relevância	Número Máximo de Retransmissões HARQ				
	$M = 1$	$M = 2$	$M = 3$	$M = 4$	$M = 5$
I	353,06 J	236,95 J	178,91 J	144,10 J	<b>120,91 J</b>
II	38,98 J	27,60 J	21,95 J	18,59 J	<b>16,37 J</b>
III	11,12 J	9,18 J	8,33 J	7,94 J	<b>7,76 J</b>
IV	7,69 J	7,09 J	<b>7,03 J</b>	7,20 J	7,49 J

**Fonte: Autoria Própria**

Em um esquema sem ajuste dinâmico, a potência de transmissão e o número de retransmissões devem ser ajustados em todos os nós para atender o nível de relevância mais restritivo, neste caso, o nível I. Todas as imagens são transmitidas com uma probabilidade de *outage* fim-a-fim de 0,1%, utilizando um máximo de cinco retransmissões em cada salto. Assim, o consumo de energia médio por imagem corresponde ao consumo de energia para transmitir uma imagem de nível de relevância I, ou seja, 120,91 J.

Quando consideramos um esquema com ajuste dinâmico, tanto a potência de transmissão quanto o número de retransmissões por salto são ajustados de modo que o consumo de energia seja o menor possível, dependendo do nível de relevância da imagem. Recorrendo à Tabela 5, verificamos que os consumos mínimos de energia são 120,91 J, 16,37 J, 7,76 J e 7,03 J, para os níveis de relevância I, II, III e IV, respectivamente. Lembrando que a cada rodada uma imagem de cada nível de relevância é transmitida, o consumo de energia médio por imagem equivale a 38,02 J, o que corresponde a uma redução de 68,6% em relação ao consumo médio do cenário sem ajuste dinâmico.

De maneira similar, analisamos o cenário assumindo um desvanecimento Rayleigh

*block-fading*. Diferentemente do desvanecimento Rayleigh quase-estático, no qual o aumento no número de retransmissões reduz, de maneira geral, o consumo de energia, quando o canal está submetido a um desvanecimento Rayleigh *block-fading* o aumento no número de retransmissões só gera uma redução de energia a partir de distâncias maiores entre os nós fonte e destino, especialmente quando a perda de percurso não é tão acentuada. A Tabela 6 mostra os consumos de energia para os quatro níveis de relevância, considerando um expoente de perda de percurso de 2,5.

**Tabela 6: Consumo de Energia Total - Desvanecimento Rayleigh *Block-Fading* ( $\alpha = 2,5$ )**

Nível de Relevância	Número Máximo de Retransmissões HARQ				
	$M = 1$	$M = 2$	$M = 3$	$M = 4$	$M = 5$
I	13,39 J	6,68 J	<b>6,41 J</b>	7,15 J	8,32 J
II	7,43 J	<b>6,33 J</b>	7,19 J	8,60 J	10,31 J
III	<b>6,16 J</b>	6,79 J	8,36 J	10,30 J	12,47 J
IV	<b>5,96 J</b>	7,16 J	9,04 J	11,22 J	13,60 J

**Fonte: Autoria Própria**

Dois observações devem ser feitas neste caso. Primeiramente, mesmo para o nível de relevância mais restritivo (I), o valor ótimo para o número de retransmissões HARQ é 3. Não faz sentido, então, projetar o sistema para utilizar o máximo de 5 retransmissões. Segundo, considerando  $M = 3$ , o consumo de energia para o nível de relevância mais restritivo é menor do que os consumos de energia para os demais níveis de relevância. Apesar de parecer incoerente, este resultado é justificado pelo fato de que, para os níveis de relevância menos restritivos, a potência alocada aos nós é menor. Como salientado na Seção 2.3.1, com uma menor potência de transmissão, a probabilidade de que mais retransmissões sejam necessárias para se atingir a probabilidade de *outage* fim-a-fim alvo aumenta. Dependendo das distâncias entre os nós e da condição do canal, em termos de perda de percurso, o consumo de energia dos circuitos de RF passa a ser significativo, provocando um aumento no consumo de energia geral. Assim, o consumo de energia médio por imagem transmitida do esquema sem o ajuste dinâmico equivale a 6,41 J, enquanto no esquema com o ajuste dinâmico o consumo corresponde a 6,21 J, uma redução de apenas 3,5%.

Entretanto, considerando-se um cenário no qual o expoente de perda de percurso é maior ( $\alpha = 3,5$ ), os valores de consumo de energia justificam a utilização do ajuste dinâmico de potência, conforme mostra a Tabela 7.

Neste novo cenário, o consumo de energia médio por imagem transmitida do esquema sem ajuste dinâmico equivale a 57,06 J. Quando o ajuste dinâmico é aplicado, o consumo médio obtido é de 49,34 J, o que corresponde a uma economia de energia de 13,5%.

**Tabela 7: Consumo de Energia Total - Desvanecimento *Block-Fading* ( $\alpha = 3,5$ )**

Nível de Relevância	Número Máximo de Retransmissões HARQ				
	$M = 1$	$M = 2$	$M = 3$	$M = 4$	$M = 5$
I	920,03 J	206,55 J	101,66 J	69,99 J	<b>57,06 J</b>
II	302,39 J	107,57 J	68,30 J	54,92 J	<b>49,45 J</b>
III	141,96 J	71,16 J	53,97 J	48,07 J	<b>46,12 J</b>
IV	102,28 J	59,75 J	48,88 J	45,42 J	<b>44,73 J</b>

**Fonte: Autoria Própria**

Este Capítulo investigou a aplicação da técnica de controle de erros HARQ-CC na comunicação em múltiplos saltos em WSNs, do ponto de vista do consumo eficiente de energia. Os cenários foram analisados sob uma restrição da probabilidade de *outage* fim-a-fim, em diversas condições de simulação, considerando dois tipos de desvanecimento Rayleigh, quase-estático e *block-fading*. No desvanecimento Rayleigh quase-estático mostramos que o aumento no número de retransmissões do esquema HARQ-CC reduz o consumo de energia para praticamente toda a faixa de distâncias entre os nós fonte e destino, lembrando que este ganho é obtido à custa de um maior atraso fim-a-fim. O resultado é distinto quando consideramos um modelo com desvanecimento Rayleigh *block-fading*. Vimos que, em função do ganho de diversidade do *block-fading*, o uso do esquema HARQ-CC limitado a apenas uma retransmissão provoca uma queda bem mais acentuada no consumo de energia comparada ao mesmo cenário sob desvanecimento quase-estático. Entretanto, cenários com um número maior de retransmissões só se mostraram energeticamente viáveis a partir de longas distâncias entre os nós fonte e destino, em função do maior impacto do consumo de potência dos circuitos de RF nestes casos. Quando consideramos condições mais severas de perda de percurso ou quando é imposta uma forte restrição de *outage* foi possível obter uma economia de energia com o aumento no número de retransmissões a partir de distâncias mais curtas entre  $S$  e  $D$ .

Também foram comparados cenários com diferentes números de saltos entre os nós fonte e destino (para uma mesma distância fim-a-fim). Neste caso, o aumento no número de saltos resultou em economia de energia apenas para curtas distâncias entre  $S$  e  $D$  sob condições mais severas de perda de percurso do canal. Este resultado foi obtido para os dois tipos de desvanecimento Rayleigh analisados. Também foram analisados cenários considerando, além da restrição de *outage*, o atraso fim-a-fim. Cada cenário foi especificado segundo uma combinação de quantidade de saltos, número de retransmissões e eficiência espectral por salto, de modo que todos fossem limitados por uma mesma eficiência espectral (mínima) no destino. Considerando canais com desvanecimento Rayleigh quase-estático, condições de perda de percurso menos severas favoreceram os cenários com menor número de saltos, enquanto que em condições mais severas, os cenários sem aumento da eficiência espectral por salto

apresentaram os melhores resultados. Por outro lado, sob desvanecimento Rayleigh *block-fading*, nossa análise mostrou que valores maiores para a eficiência espectral por salto podem reduzir o consumo de energia, particularmente para menores distâncias entre  $S$  e  $D$ . Finalmente, analisamos um exemplo de aplicação em redes de sensores visuais, que considera a transmissão de imagens captadas por múltiplas câmeras e encaminhadas com diferentes níveis de relevância. Mostramos que, caso a potência de transmissão seja ajustada dinamicamente, de acordo com o nível de relevância desejado, é possível obter uma economia de energia, em relação a um esquema sem o ajuste dinâmico, especialmente em um cenário sob desvanecimento Rayleigh quase-estático.

### 3 OTIMIZAÇÃO DA TAXA DE CODIFICAÇÃO EM CENÁRIOS COM MÚLTIPLOS SALTOS

Neste Capítulo discutimos a otimização da taxa de codificação em WSNs com o objetivo de minimizar o consumo de energia, especialmente para cenários com múltiplos saltos. Conforme visto no Capítulo 2 técnicas de codificação para controle de erros (ECCs) são um mecanismo apropriado para aumentar a confiabilidade do enlace sem fio, com o objetivo de se reduzir a potência de transmissão necessária. Entretanto, tal redução de potência é obtida à custa de um maior consumo de potência do decodificador no receptor e a uma redução de taxa. Códigos mais poderosos apresentam melhores desempenhos com menor consumo de potência de transmissão, porém exigem o uso de decodificadores mais complexos, cujos consumos são maiores quando comparados aos dos decodificadores de códigos mais simples. Caso a potência consumida pelo decodificador supere a potência consumida devido ao uso de uma codificação mais robusta então ao uso da ECC pode não ser energeticamente eficiente quando comparada com um sistema sem codificação (HOWARD et al., 2006).

Nosso estudo se baseia nos resultados apresentados em (ROSAS et al., 2014), no qual a taxa de codificação de códigos BCH é otimizada visando a eficiência de energia em WSNs para canais AWGN e Rayleigh. A escolha por códigos BCH é justificada pela sua simplicidade e pelo fato de que códigos BCH são flexíveis o suficiente para fornecer uma faixa abrangente de diferentes taxas de codificação. O estudo mostra que a taxa ótima de codificação depende da distância assumida entre os nós fonte e destino de tal forma que códigos com menores taxas de codificação, ou seja, com maior quantidade de redundância, são ótimos para comunicações em longas distâncias. Por outro lado, para curtas distâncias, códigos com menor informação de redundância são a melhor opção. Também é importante destacar que tanto os consumos de potência dos circuitos de RF quanto do processamento de banda base são levados em consideração. Os resultados de (ROSAS et al., 2014) mostram que a utilização de uma taxa de codificação otimizada pode estender a faixa de transmissão em até 300%, para canais com desvanecimento Rayleigh. Como o cenário de análise considera uma comunicação ponto-a-ponto, o intuito deste Capítulo é estender os resultados para uma comunicação *multi-hop*, característica típica das WSNs.

### 3.1 MODELO DO CONSUMO DE ENERGIA

Adotamos o modelo do consumo de energia de (ROSAS et al., 2014), usado para determinar o consumo de energia necessário para transmitir com sucesso um bit de dados, definido como bit útil. O modelo assume que, para cada pacote de dados transmitido, um pacote de ACK deve ser recebido, considerando ainda que todos os pacotes enviados em ambas as direções são sempre detectados e que todos os pacotes de ACK são decodificados livres de erros.

Considere  $r = k/n$  como sendo a taxa de codificação para um código de  $n$  bits por palavra de código e  $k$  bits por palavra de dados. Assumindo uma modulação BPSK, o tempo médio  $T_b$ , para a transmissão por bit do pacote de dados, é dado por

$$T_b = \frac{T_L + T_H + T_O}{rL}, \quad (20)$$

onde  $T_L$  é o tempo, em segundos, para transmitir  $L$  bits de *payload*,  $T_H$  é o tempo, em segundos, para transmitir  $H$  bits de cabeçalho e  $T_O$  é o tempo, em segundos, para transmitir  $O$  bits de *overhead*. De maneira semelhante, o tempo de transmissão de um bit de pacote de retorno ACK, codificado usando-se uma modulação binária, é

$$T_{fb} = \frac{T_F}{rL}, \quad (21)$$

na qual  $T_F$  é o tempo, em segundos, para transmitir um pacote de retorno com  $F$  bits de ACK. Considerando  $T_u = r(T_b + T_{fb})$  como o tempo total por bit em cada tentativa de transmissão sem codificação, o consumo de energia total é dado por

$$E_b = 2E_{st} + \frac{1}{r} \{C_{enc} + [C_{dec} + (P_{circ} + P_{PA})T_u] \tau\}, \quad (22)$$

onde  $E_{st}$  é a energia consumida para que o transmissor passe do estado de baixo consumo de potência (*sleep mode*) para o estado ativo,  $C_{enc} = rE_{enc}$ , tal que  $E_{enc}$  representa a energia consumida pelos circuitos de banda base,  $C_{dec} = rE_{dec}$ , tal que  $E_{dec}$  é a energia consumida para decodificar o pacote de dados,  $\tau$  é o número de tentativas de transmissões, em razão de erros na recepção do pacote de dados,  $P_{circ} = P_{TX} + P_{RX}$  representa a potência consumida pelos circuitos de RF e  $P_{PA} = (1 - \delta)P_H$  é o consumo do amplificador de potência.  $P_{TX}$ ,  $P_{RX}$ ,  $P_H$  e  $\delta$  foram definidos na Seção 2.2.1.

Boa parte do consumo de energia provém da necessidade de retransmissões de pacotes decodificados com erro no receptor. Neste estudo consideramos um esquema de controle de erros ARQ simples, combinado com FEC. O número de tentativas,  $\tau$ , até que um pacote seja

decodificado sem erros, é uma variável aleatória e depende das estatísticas do canal, de tal forma que o seu valor médio,  $\bar{\tau}$ , é definido em (ROSAS; OBERLI, 2012) como

$$\bar{\tau} = 1 + \sum_{j=1}^{\infty} (\bar{P}_f)^{t_r} = \frac{1}{\bar{P}_f^*}, \quad (23)$$

tal que  $\bar{P}_f$  é a probabilidade do pacote de dados ser transmitido com erro,  $t_r$  é o número de tentativas de transmissão do pacote e  $\bar{P}_f^* = 1 - \bar{P}_f$  é a probabilidade de decodificar o pacote corretamente.

Em função de  $\tau$ ,  $E_b$  é também uma variável aleatória, cujo consumo médio de energia por bit,  $\bar{E}_b$ , é definido a partir de (22) como

$$\bar{E}_b = 2E_{st} + \frac{1}{r} \left[ C_{enc} + \frac{C_{dec} + (P_{circ} + Ad^\alpha \bar{\gamma}) T_u}{\bar{P}_f^*(\bar{\gamma})} \right], \quad (24)$$

onde  $A$  representa, de maneira geral, os parâmetros de eficiência do amplificador de potência e do modelo de perda de percurso adotados em (ROSAS et al., 2014). Analisamos, a seguir, dois cenários de controle de erros ARQ-FEC, considerando cenários com modelos de desvanecimento Rayleigh *fast-fading* e *block-fading*, respectivamente.

### 3.1.1 OTIMIZAÇÃO DA TAXA DE CODIFICAÇÃO PARA CENÁRIO ARQ-FEC SOB DESVANECIMENTO RAYLEIGH *FAST-FADING*

Definindo, para  $n < L$ ,  $n_c = L/n$  ( $n_c \in \mathbb{N}$ ) como o número de palavras de código por *payload* e considerando  $t$  como o número máximo de bits que o código de blocos FEC é capaz de corrigir por palavra de código,  $\bar{P}_f^*$ , pode ser definida em função da SNR média vista no receptor,  $\bar{\gamma}$ , como (ROSAS et al., 2014)

$$\bar{P}_f^*(\bar{\gamma}) = [1 - \bar{P}_{bin}(\bar{\gamma})]^H \left[ \sum_{j=0}^t \binom{n}{j} [1 - \bar{P}_b(\bar{\gamma})]^{n-j} \bar{P}_b(\bar{\gamma})^j \right]^{n_c}, \quad (25)$$

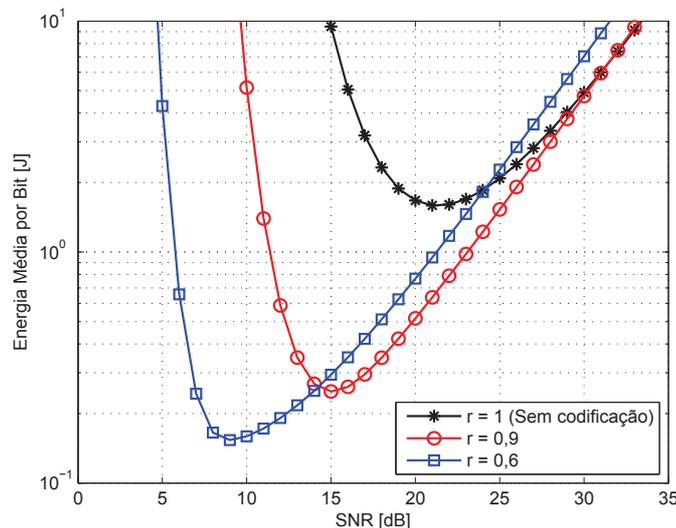
na qual  $\bar{P}_{bin}(\bar{\gamma})$  representa o valor esperado da taxa de erros de símbolo da modulação binária e  $\bar{P}_b(\bar{\gamma})$  representa o valor esperado da taxa de erro de bit da modulação  $\mathcal{M}$ -ária.

Utilizamos o modelo de consumo de energia<sup>1</sup> dado pela Equação (24), para otimizar a taxa de codificação de uma família de códigos BCH, que são códigos simples, de fácil implementação e que permitem uma ampla faixa de diferentes taxas de codificação (ROSAS et al., 2014).

Comparamos diferentes códigos BCH com comprimento  $n = 512$  bits por palavra de

<sup>1</sup>Detalhes de implementação e parâmetros podem ser obtidos em (ROSAS et al., 2014).

código<sup>2</sup>. Os valores de  $\bar{P}_f^*$ , para cada um dos códigos, são calculados a partir de (25) e depois aplicados em (24) para os cálculos de consumo de energia. Utilizando como cenários de análise as topologias para um, dois e três saltos da Figura 6 do Capítulo 2, observamos o comportamento das curvas de consumo de energia em função da SNR<sup>3</sup>, considerando três valores para a taxa de codificação,  $n = 1$  (sem codificação),  $n = 0,9$  e  $n = 0,6$ , conforme Figuras 21, 22 e 23. Nota-se nas três topologias que todas as curvas apresentam uma forma convexa. Isto ocorre porque em baixa SNR são necessárias muitas tentativas de transmissão para que o pacote seja recebido corretamente, ou seja, o valor de  $\bar{\tau}$  é grande. Por outro lado, em alta SNR o número de retransmissões é baixo mas o consumo total de energia é maior, em função da potência irradiada excessiva. Entre os dois extremos existe um valor ótimo para a SNR, para o qual a energia é minimizada.

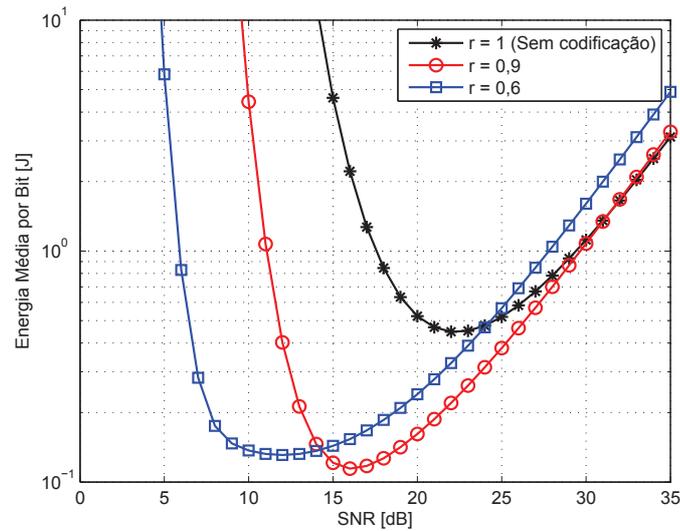


**Figura 21: Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em um único salto, no cenário *fast-fading*.  
Fonte: Autoria Própria**

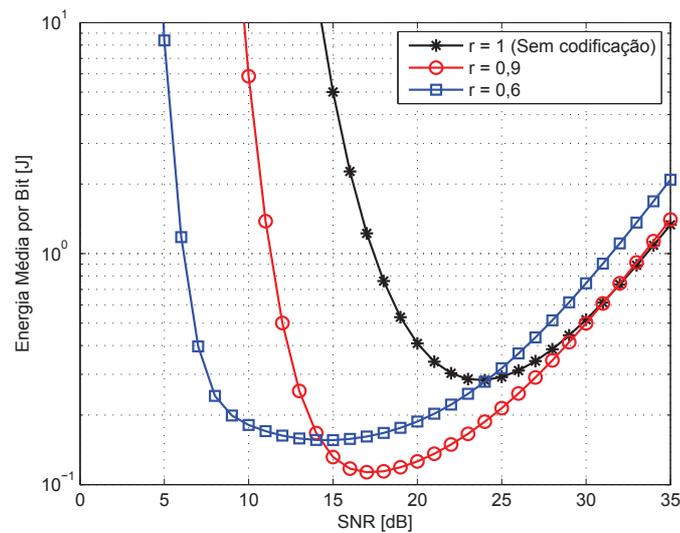
Também é importante notar nas Figuras 21, 22 e 23 que o aumento no número de saltos – e a conseqüente diminuição das distâncias entre os nós – tende a favorecer taxas de codificação maiores. Isso ocorre porque, para distâncias mais curtas, a potência dos circuitos de RF é maior que a potência de transmissão, sendo melhor usar menos codificação para reduzir o tempo total por bit. Para longas distâncias, a maior contribuição no consumo de energia vem da potência de transmissão e, dessa forma, é mais vantajoso usar mais codificação, de modo a minimizar o número de retransmissões. É importante salientar que, na prática, a potência dos transmissores é limitada por questões regulatórias ou de hardware. Dessa forma, a obtenção

<sup>2</sup>Para  $n = 512$  temos um total de 58 códigos diferentes.

<sup>3</sup>Para todas as simulações é usada modulação BPSK.



**Figura 22:** Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em dois saltos, no cenário *fast-fading*.  
**Fonte:** Autoria Própria

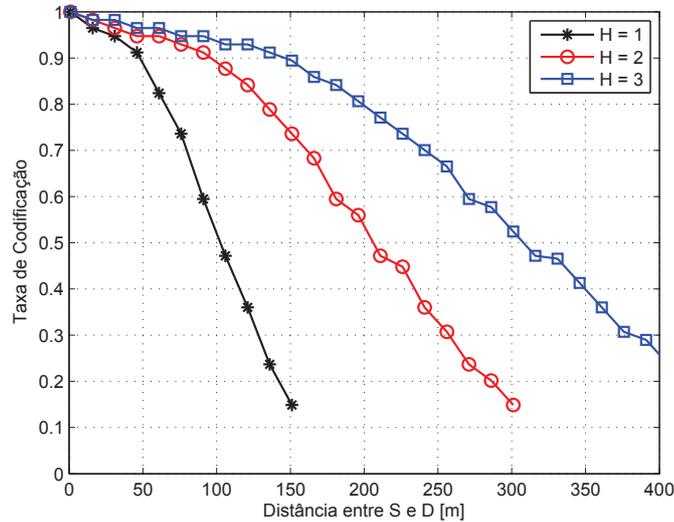


**Figura 23:** Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em três saltos, no cenário *fast-fading*.  
**Fonte:** Autoria Própria

do valor ótimo para a SNR, em função das distâncias entre os nós, deve levar em conta essa limitação de potência.

Consideremos uma família de códigos BCH com um comprimento fixo  $n$ , cujo conteúdo de informação  $k$  é variável, sendo cada código representado pela sua taxa de codificação  $r$ . Assumindo que, para cada código, foi calculada sua SNR média ótima, a Figura 24 mostra as taxas ótimas de codificação, em função da distância entre os nós fonte e destino,

para os três cenários em análise. Observa-se o favorecimento de taxas de codificação maiores, quando se aumenta o número de saltos entre  $S$  e  $D$ .



**Figura 24:** Taxa ótima de codificação para uma distância de 400 metros entre os nós fonte e destino, considerando  $H = 1$ ,  $H = 2$  e  $H = 3$ , no cenário *fast-fading*.

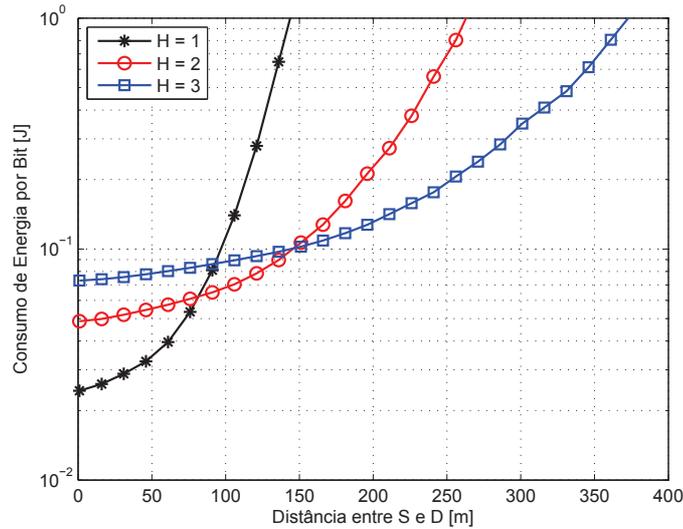
Fonte: Autorial Própria

O consumo total de energia também é influenciado pela quantidade de saltos fim-a-fim. Considerando-se novamente os três cenários, a Figura 25 mostra que, para longas distâncias, cenários com maior número de saltos são mais eficientes energeticamente e, tal como nos casos analisados no Capítulo 2, a justificativa recai na potência de transmissão. As maiores distâncias que devem ser vencidas nos cenários com menos saltos exigem uma elevada potência de transmissão, que impacta de forma mais acentuada o consumo total de energia do que os demais consumos do sistema.

### 3.1.2 OTIMIZAÇÃO DA TAXA DE CODIFICAÇÃO PARA CENÁRIO ARQ-FEC SOB DESVANECIMENTO RAYLEIGH *BLOCK-FADING*

Consideremos agora um cenário com desvanecimento Rayleigh *Block-Fading*. Conforme definido no Capítulo 2, o ganho do canal é considerado constante durante a transmissão de um pacote, mudando independentemente de pacote para pacote. A taxa de erro de pacote média (FER - do inglês *Frame Error Rate*), em um canal com desvanecimento *block-fading*, é denotada por  $P_e^Q(\bar{\gamma})$  e pode ser calculada pela integração da FER em AWGN, representada por  $P_e^G(\gamma)$ , sobre a distribuição de desvanecimento, tal que (GOLDSMITH, 2005)

$$P_e^Q(\bar{\gamma}) = \int_0^\infty P_e^G(\gamma) p_{\bar{\gamma}}(\gamma) d\gamma. \quad (26)$$



**Figura 25: Consumo total de energia para uma distância de 400 metros entre os nós fonte e destino, considerando  $H = 1$ ,  $H = 2$  e  $H = 3$ , no cenário *fast-fading*.**

**Fonte: Autorial Própria**

Embora seja uma expressão exata, a utilização de (26) pode ser bastante complexa. Utilizamos, então, um modelo aproximado proposto por (CHATZIGEORGIOU et al., 2008). Este modelo considera um limiar arbitrário para a SNR,  $\gamma_w$ , de tal forma que (26) pode ser escrita como

$$P_e^Q(\bar{\gamma}) = P(\text{erro}|\gamma \leq \gamma_w)P(\gamma \leq \gamma_w) + P(\text{erro}|\gamma > \gamma_w)P(\gamma > \gamma_w) \quad (27)$$

e, assumindo que  $P(\text{erro}|\gamma \leq \gamma_w) \approx 1$  e  $P(\text{erro}|\gamma > \gamma_w) \approx 0$ , fornece uma aproximação para a probabilidade de erro da FER, denotada por  $\tilde{P}_e^Q(\bar{\gamma}, \gamma_w)$ , de tal forma que

$$\begin{aligned} P_e^Q(\bar{\gamma}) &\simeq P(\gamma \leq \gamma_w) \\ &= \int_0^{\gamma_w} p_{\bar{\gamma}}(\gamma) d\gamma \\ &= 1 - e^{-\gamma_w/\bar{\gamma}} \\ &\triangleq \tilde{P}_e^Q(\bar{\gamma}, \gamma_w). \end{aligned} \quad (28)$$

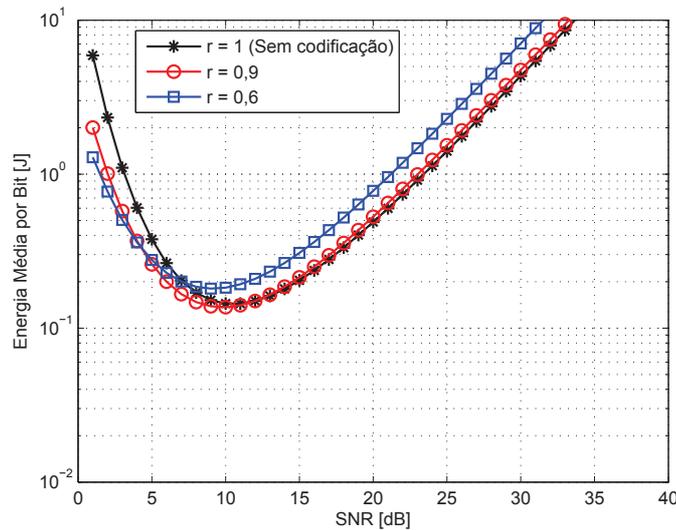
Para o cálculo de  $\gamma_w$ , é derivada em (CHATZIGEORGIOU et al., 2008) uma expressão para valores discretos de SNR. Assumindo que os valores de SNR  $\gamma_i$ , com  $i = 1, 2, \dots, N$ , são igualmente espaçados e ordenados, a expressão para  $\gamma_w$  é dada por

$$\gamma_w = \left( \frac{2}{\gamma_{k-1} + \gamma_k} - (\gamma_k - \gamma_{k-1}) \sum_{i=k}^N \frac{P_e^G(\gamma_i)}{\gamma_i^2} \right)^{-1}, \quad (29)$$

na qual  $P_e^G(\gamma_i) = 1$ , para  $i < k$  e  $P_e^G(\gamma_i) < 1$ , caso contrário.

De maneira semelhante à Seção 3.1.1, faremos uma análise comparativa do consumo de energia dos cenários *single-hop* e *multi-hop*. Para isso devemos calcular a FER aproximada de cada um dos códigos BCH para  $n = 512$ . Obtemos os valores de  $\gamma_w$  para uma faixa de SNR utilizando (29) e aplicamos em (28). Fazemos  $\bar{P}_f^*(\bar{\gamma}) = 1 - \tilde{P}_e^Q(\bar{\gamma}, \gamma_w)$  e usamos novamente em (24) para os cálculos de consumo de energia.

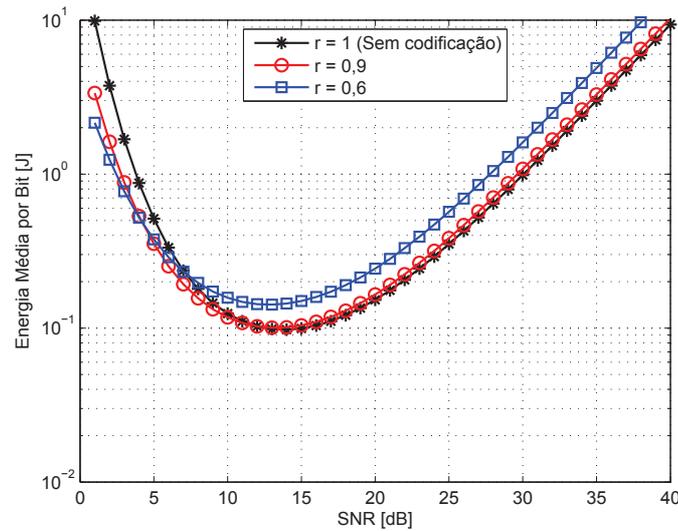
Inicialmente analisamos as curvas de consumo de energia em função da SNR. Nota-se um comportamento muito semelhante entre as curvas das Figuras 26, 27 e 28. A diferença entre as taxas de codificação não provoca alterações tão acentuadas quanto as do desvanecimento *fast-fading*. As curvaturas são mais suaves, mas ainda existe um ponto de mínimo entre as duas extremidades que otimiza o consumo de energia.



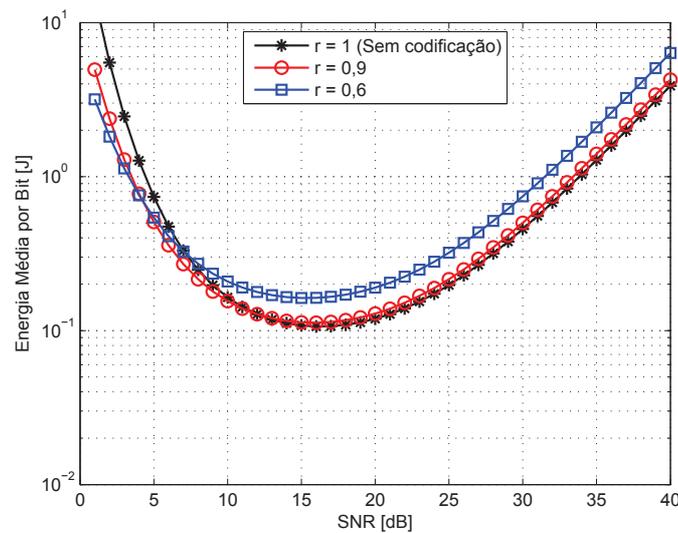
**Figura 26: Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em um único salto, no cenário *block-fading*.**

**Fonte: Autoria Própria**

Novamente assumindo que para cada código foi calculada sua SNR média ótima, a Figura 29 mostra as taxas ótimas de codificação, em função da distância entre os nós fonte e destino, para os três cenários em análise. A tendência de que as taxas ótimas de codificação sejam maiores para os cenários com maior número de saltos se manteve neste cenário. É interessante notar que as menores taxas de codificação ficaram em torno de 0,7, valor bem superior às menores taxas do cenário *fast-fading*, que ficaram abaixo de 0,2. Além disso, para distâncias consideráveis entre os nós fonte e destino (até 50 metros para um salto, até 105 metros para dois saltos e até 165 metros para três saltos), os melhores resultados foram obtidos sem codificação.

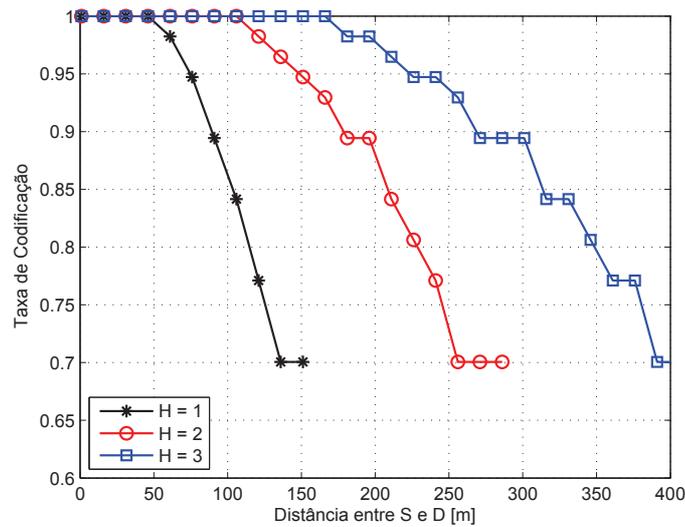


**Figura 27:** Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em dois saltos, no cenário *block-fading*.  
**Fonte:** Autoria Própria

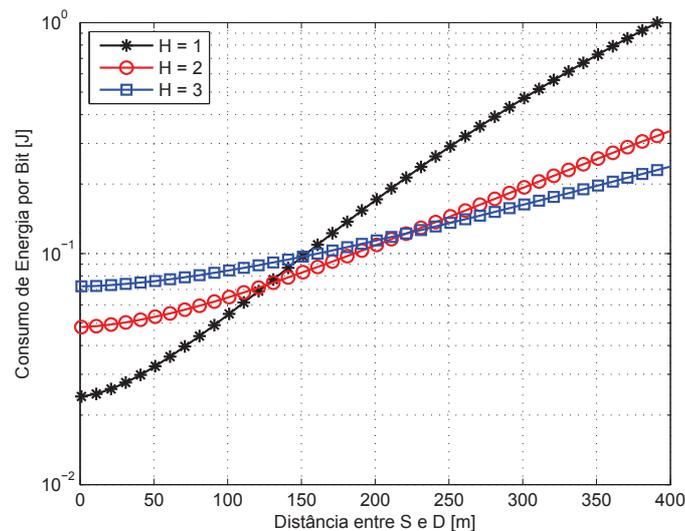


**Figura 28:** Consumo médio por bit útil, em função da SNR, para uma distância de 180 metros entre os nós fonte e destino, considerando uma comunicação em três saltos, no cenário *block-fading*.  
**Fonte:** Autoria Própria

Também para o cenário com desvanecimento Rayleigh *block-fading*, analisamos a influência da quantidade de saltos no consumo total de energia. Analogamente ao caso *fast-fading*, cenários com maior número de saltos são mais eficientes energeticamente para distâncias mais longas, conforme se observa na Figura 30. Entretanto, as distâncias entre  $S$  e  $D$ , para as quais o aumento na quantidade de saltos reduz o consumo de energia, são maiores para o *block-fading*, conforme mostra a Figura 30.



**Figura 29:** Taxa ótima de codificação para uma distância de 400 metros entre os nós fonte e destino, considerando  $H = 1$ ,  $H = 2$  e  $H = 3$ , no cenário *block-fading*.  
Fonte: Autoria Própria

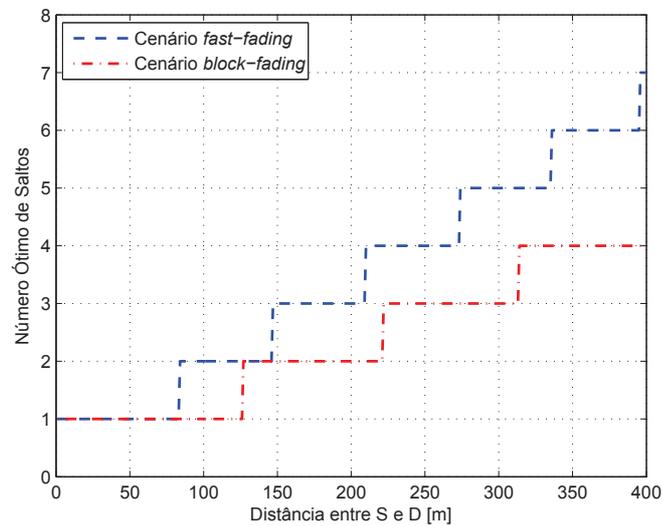


**Figura 30:** Consumo total de energia para uma distância de 400 metros entre os nós fonte e destino, considerando  $H = 1$ ,  $H = 2$  e  $H = 3$ , no cenário *block-fading*.  
Fonte: Autoria Própria

Finalizando, apresentamos uma comparação entre os resultados obtidos para os cenários *fast-fading* e *block-fading*. Considerando distâncias entre  $S$  e  $D$  de até 400 metros, a Tabela 8 mostra que a quantidade de saltos, que minimiza o consumo de energia, é bem diferente nos dois casos. No cenário *fast-fading* esse valor chega a sete saltos, enquanto no cenário *block-fading* a quantidade máxima de saltos é quatro. Essa diferença de comportamento também pode ser observada na Figura 31.

**Tabela 8: Número ótimo de saltos entre os nós fonte e destino para cenários Rayleigh *fast-fading* e *block-fading***

Número ótimo de saltos	1	2	3	4	5	6	7
Distância $S - D$ [m]	até 83	83-146	146-209	209-273	273-335	336-395	395-400
	até 126	126-221	221-313	313-400	—	—	—



**Figura 31: Número ótimo de saltos entre os nós fonte e destino, para cenários Rayleigh *fast-fading* e *block-fading*, considerando distâncias entre  $S$  e  $D$  de até 400 metros.**

**Fonte: Autoria Própria**

#### 4 TRANSMISSÃO DE IMAGENS EM REDES DE SENSORES SEM FIO UTILIZANDO COMUNICAÇÃO COOPERATIVA

No Capítulo 2 analisamos a eficiência energética do esquema HARQ para cenários *multi-hop*. Dependendo do tipo aplicação e do tamanho da rede, uma WSN ser organizada de várias maneiras. No tipo de arquitetura mais simples, todos os nós da rede são iguais em termos de funcionalidades e capacidades. Cada nó coleta informações e as encaminham ao nó destino (*sink*), tipicamente através de uma comunicação *multi-hop*. Nas arquiteturas baseadas em *clusters*, cada *cluster* possui um nó central (*cluster head*), responsável por manter a comunicação com os nós do *cluster* e encaminhar informações ao nó destino. A comunicação entre um nó do *cluster* e o seu *cluster head* pode ser feita de maneira direta (SH) ou em múltiplos saltos. Ainda, uma WSN baseada em *cluster* pode ser classificada como homogênea, se os nós que atuam como *cluster heads* são idênticos aos demais, ou heterogênea, caso eles possuam funcionalidades e capacidades distintas (MHATRE; ROSENBERG, 2004).

As Redes de Sensores Visuais (VSNs - do inglês *Visual Sensor Networks*) são um tipo de redes de sensores sem fio que normalmente se beneficiam do uso de arquiteturas heterogêneas (AKYILDIZ et al., 2007). Os nós-câmera de uma VSN possuem muito mais requisitos de recursos do que os nós de uma rede de sensores típica, o que implica em um custo bem maior. Em função disso, normalmente as VSNs não possuem uma quantidade muito grande de nós<sup>1</sup>. Assim, comunicações em um único salto entre um nó câmera e seu *cluster head*, ou diretamente com o nó *sink*, não são incomuns. A comunicação cooperativa é um esquema de comunicação que pode ser bem eficiente em um cenário como este. Neste contexto, este Capítulo aborda a aplicação do esquema de comunicação cooperativa na transmissão de imagens em VSNs. Inicialmente são discutidas algumas características próprias das VSNs. Na Seção 4.1.1 é apresentada a transformada *wavelet* discreta (DWT - do inglês *Discrete Wavelet Transform*) e como ela pode ser utilizada como mecanismo de compressão de imagens. A Seção 4.1.2 apresenta algumas métricas de avaliação da qualidade de imagens, enquanto na Seção 4.1.3 a

---

<sup>1</sup>Considerando uma rede composta apenas de nós-câmera. Algumas redes de sensores heterogêneas, que combinam nós-câmera com outros tipos de sensores (mais densamente depositados), podem ter uma grande quantidade de sensores.

métrica adotada é utilizada para avaliar a qualidade das imagens após a compressão pela DWT. Na Seção 4.2 são introduzidos alguns conceitos a respeito da comunicação cooperativa e, na Seção 4.2.3, propomos um esquema de transmissão de imagens, utilizando a comunicação cooperativa em conjunto com a compressão de imagens pela DWT, visando a eficiência energética.

#### 4.1 REDES DE SENSORES VISUAIS

As VSNs são compostas de pequenos nós sensores visuais denominados de nós-câmera, que integram o sensor de imagem, o processador embutido e o transceptor, seguindo a tendência de processamento de baixo consumo, comunicação sem fio e sensoriamento distribuído das redes de sensores tradicionais (SORO; HEINZELMAN, 2009). As VSNs possuem características próprias que as diferem das redes de sensores tradicionais, principalmente no que se refere à maneira como os sensores de imagens percebem a informação do ambiente. A maioria dos sensores fornece medidas como sinais de dados de uma dimensão. Os sensores de imagens, por sua vez, são compostos por uma grande quantidade de células fotossensíveis, que fornecem um conjunto de dados bidimensional, resultando em uma imagem. Esta dimensão adicional resulta tanto em um conteúdo de informação mais rico quanto em uma análise e processamento de dados mais complexos. Dessa maneira, o modelo de sensoriamento de uma câmera é inerentemente diferente dos demais sensores. Tipicamente, um sensor coleta dados da sua vizinhança, determinada pela sua faixa de operação. As câmeras, por outro lado, são caracterizadas por um modelo direcional de sensoriamento e capturam imagens de objetos/cenas de uma determinada direção, dentro do seu respectivo campo de visão, o qual é influenciado pelo ângulo de visão da câmera, pela qualidade da lente e pela sua capacidade de aproximação (*zoom*) (COSTA; GUEDES, 2010).

Em (SORO; HEINZELMAN, 2009) são enumeradas algumas características típicas das Redes de Sensores Visuais, como:

- Requisitos de recursos: dada a grande quantidade de dados gerada pelos nós-câmera, tanto o processamento quanto a transmissão dos dados de imagem são mais custosos em termos de energia;
- Processamento local: o processamento local das imagens capturadas reduz a quantidade total de dados a serem transmitidos pela rede. Entretanto, isto pode implicar em algoritmos mais complexos que, em várias situações, não são possíveis de serem mantidos nos nós-câmera em função da pouca quantidade de memória;

- Desempenho em tempo-real: muitas aplicações das Redes de Sensores Visuais requerem dados em tempo-real, impondo limites restritivos quanto ao atraso máximo fim-a-fim;
- Localização precisa e informação de orientação: alguns algoritmos de processamento de imagens requerem informação acerca da localização dos nós sensores, bem como sobre a orientação das câmeras;
- Sincronização temporal: o conteúdo de informação de uma imagem pode tornar-se sem significado caso não haja a informação apropriada a respeito do momento no qual a imagem foi capturada. Tarefas que envolvam múltiplas câmeras dependem fortemente da sincronização das mesmas;
- Armazenamento de dados: as câmeras geram uma grande quantidade de dados durante seu tempo de operação e, em alguns casos, tais dados devem ser armazenados para posterior análise. Caso haja necessidade de minimizar a quantidade de dados que requer armazenamento, o nó pode classificar o dado de acordo com a sua importância.

O grande volume de dados trafegado quando se transmitem imagens ou vídeos torna a questão do consumo de energia ainda mais crítica, conforme discutido no exemplo de aplicação da Seção 2.4. Como citado anteriormente, a transmissão de dados entre os nós sensores é a principal responsável pelo consumo de energia da rede e, no caso das VSNs, uma das maneiras de tratar esse problema é promover algum tipo de compressão das imagens. A menor quantidade de dados a ser transmitida impacta positivamente tanto o consumo de energia quanto o atraso fim-a-fim. Entretanto, deve-se ressaltar que os algoritmos de processamento das imagens devem ser rápidos e de baixo consumo de memória, de modo que tal processamento não comprometa o benefício obtido. Isso é particularmente crítico quando a rede é formada por nós sensores de recursos limitados, como o Cyclops (RAHIMI et al., 2005) e FireFly (MANGHARAM et al., 2007).

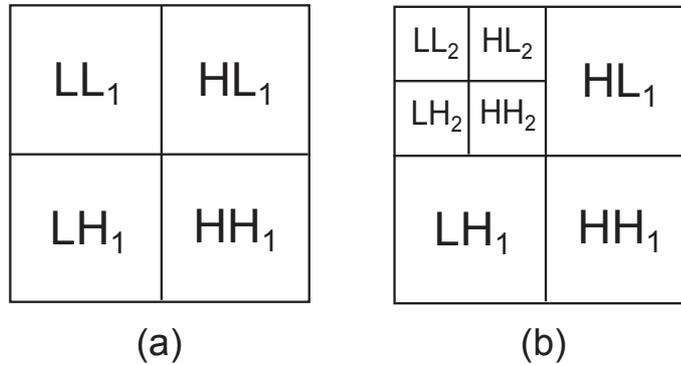
Diversos trabalhos têm explorado a representação multiresolução que pode ser obtida pelo emprego da transformada *wavelet* discreta. Em (WU; ABOUZEID, 2006) é proposto um esquema resiliente de transporte de imagens capaz de fornecer imagens de qualidade aceitável mesmo levando em consideração falhas nos nós e condições debilitadas dos enlaces. A robustez é obtida através de um processamento *in-network* que usa a vantagem da diversidade de caminhos, ao custo de um gasto adicional de energia e atraso, em função do processamento extra realizado nos nós. O trabalho de (YU et al., 2004) propõe um sistema para transmissão de imagens no padrão JPEG-2000 que minimiza o consumo de energia e, ao mesmo tempo, satisfaz garantias estabelecidas de qualidade de serviço (do inglês: *Quality of Service*, QoS),

através do ajuste dos esquemas de codificação de fonte e de canal, além dos níveis de potência de transmissão. O sistema, no entanto, considera o caso no qual o transmissor se comunica diretamente com o receptor, sem a presença de nós intermediários. Em (LEQUIRE et al., 2008) é apresentado um esquema de transmissão baseado na transformada *wavelet* e na transmissão semiconfiável de imagens, com foco no compromisso entre a energia consumida e a qualidade da imagem reconstruída. A transformada *wavelet* produz múltiplos níveis de resolução da imagem, aos quais são atribuídos diferentes níveis de prioridade. Nesse modelo de transmissão de dados adaptativo, cada nó, de acordo com sua energia remanescente, decide se transmitirá os pacotes de determinada prioridade. Nesta mesma linha, o trabalho de (COSTA; GUEDES, 2012) propõe valores de relevância para os dados, baseados nas sub-bandas da DWT, de modo que o envio das sub-bandas necessárias para a recuperação das imagens sejam garantidas por um modelo confiável de transmissão. Já as demais sub-bandas, que contêm informações residuais, serão transmitidas ou descartadas segundo um modelo semi-confiável, dependendo dos valores de relevância a elas atribuídos.

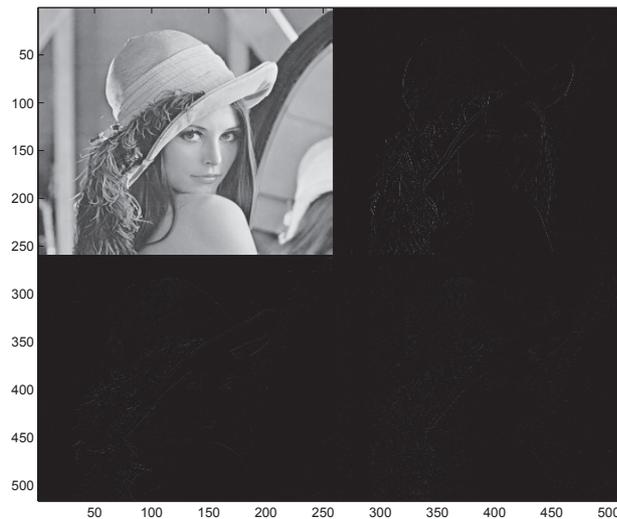
#### 4.1.1 TRANSFORMADA WAVELET DISCRETA (DWT)

São vários os métodos de compressão de imagens disponíveis, porém a transformada *wavelet* tem sido usada frequentemente em processamento de sinais. Sua capacidade inerente de representação multiresolução motivou uma rápida adoção do uso de wavelets em aplicações de processamento de imagens (FOWLER; POPESCU, 2007). A DWT é um processo que pode ser sucintamente descrito como a decomposição de um sinal digital que passa através de um filtro passa-baixa ( $\mathbf{L}$ ) e um filtro passa-alta ( $\mathbf{H}$ ). Esse processo dá origem a duas sub-bandas, sendo que a sub-banda passa-baixa representa uma versão de menor resolução do sinal original, enquanto a sub-banda passa-alta representa a informação residual, necessária para a perfeita reconstrução do sinal original. Considerando que uma imagem é um sinal bidimensional, uma versão em duas dimensões (2D-DWT) deve ser utilizada. Isto é obtido aplicando-se primeiramente à imagem os filtros  $\mathbf{L}$  e  $\mathbf{H}$ , linha por linha e, em seguida, refiltrando a saída pelos mesmos filtros, coluna por coluna. O resultado é a geração de quatro sub-bandas, a sub-banda  $\mathbf{LL}_k$ , contendo a versão de baixa resolução da imagem e três sub-bandas  $\mathbf{HL}_k$ ,  $\mathbf{LH}_k$  e  $\mathbf{HH}_k$  contendo as informações residuais horizontais, verticais e diagonais, de ordem  $k$ , respectivamente (LEQUIRE et al., 2008). Esse procedimento de decomposição pode ser repetido recursivamente, obtendo-se  $k$  níveis de resolução. A estrutura multidimensional 2D-DWT mais comumente utilizada consiste em uma decomposição recursiva da sub-banda  $\mathbf{LL}_k$ , ilustrada na Figura 32, na qual a 2D-DWT foi aplicada duas vezes (FOWLER; POPESCU, 2007). A Figura 33 mostra as quatro sub-bandas resultantes da aplicação da 2D-DWT à imagem

*Lena*. Observa-se no quadrante superior esquerdo a versão de menor resolução da imagem, correspondendo à sub-banda  $LL_1$  e nos demais quadrantes a informação residual. Para as



**Figura 32: 2D-DWT aplicada (a) Uma vez e (b) Duas vezes.**  
**Fonte: Aatoria Própria**



**Figura 33: Sub-bandas resultantes da aplicação da 2D-DWT à imagem *Lena*.**  
**Fonte: Aatoria Própria**

simulações realizadas neste trabalho foram adotados os mesmos filtros passa-baixa e passa-alta utilizados em (LECUIRE et al., 2008). Esses filtros, chamados de Le Gall 5-tap/3-tap, possuem uma implementação eficiente, do ponto de vista do consumo de energia, por requererem apenas operações de ponto fixo, sendo apropriados para compressão de imagens nos nós sensores cujos recursos são tipicamente escassos. As funções de transferência  $f_L(z)$  e  $f_H(z)$  dos filtros passa-baixa e passa-alta são dadas, respectivamente por:

$$f_L(z) = -\frac{1}{8} \cdot (z^2 + z^{-2}) + \frac{1}{4} \cdot (z + z^{-1}) + \frac{3}{4} \quad (30)$$

e

$$f_H(z) = -\frac{1}{2} \cdot (z + z^{-1}) + 1. \quad (31)$$

#### 4.1.2 MÉTRICAS DE AVALIAÇÃO DA QUALIDADE DE IMAGENS

O Erro Médio Quadrático (MSE - do inglês *Mean Square Error*) e seu equivalente, a Relação Sinal-Ruído de Pico (PSNR - do inglês: *Peak Signal-to-Noise Ratio*) têm sido as principais métricas quantitativas de qualidade na área de processamento de imagens (WANG; BOVIK, 2009). Apesar de possuírem algumas características positivas, como simplicidade de cálculo e significado físico claro, as métricas MSE e PSNR não são muito adequadas para representar diferenças na percepção visual de imagens (WANG et al., 2004). A principal razão disso é que diferentes tipos de distorções de imagens podem produzir semelhantes valores de MSE/PSNR, embora suas percepções visuais sejam bastante distintas.

Várias pesquisas têm sido desenvolvidas com o intuito de se criar métricas de verificação de qualidade de imagens que considerem as características do sistema de visão humano. Algumas dessas métricas levam em conta a similaridade estrutural entre a imagem original e a imagem reconstruída, ao invés da medida do erro entre as duas imagens. Um exemplo é o Índice de Similaridade Estrutural (SSIM - do inglês: *Structural SIMilarity index*), que se baseia na suposição de que o sistema visual humano é altamente adaptado para extrair informações estruturais do seu campo de visão (WANG et al., 2004). Dessa maneira, a medição da mudança na informação estrutural pode fornecer uma boa aproximação da distorção percebida da imagem. Assim como o MSE/PSNR, o SSIM é uma métrica de referência total, no sentido de que ele compara uma versão distorcida da imagem com a versão original da mesma. A similaridade entre as imagens varia de 0 (nenhuma) a 1 (total). Assumindo que  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{y}$  sejam fragmentos de imagem locais tomados de uma mesma posição das duas imagens que estão sendo comparadas, o índice SSIM local calcula a similaridade entre três elementos desses fragmentos: a similaridade local de luminância,  $l(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ , a similaridade local de contraste,  $c(\mathbf{x}, \mathbf{y})$  e a similaridade local de estrutura,  $s(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ , de acordo com a relação

$$\text{SSIM}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = l(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \cdot c(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \cdot s(\mathbf{x}, \mathbf{y}). \quad (32)$$

A similaridade de luminância é função de  $\mu_x$  e  $\mu_y$  e definida como

$$l(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \frac{2\mu_x\mu_y + C_1}{\mu_x^2 + \mu_y^2 + C_1}, \quad (33)$$

onde  $\mu_x$  e  $\mu_y$  são, respectivamente, as médias dos fragmentos de imagem de  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{y}$  e a constante

$C_1$  é incluída para evitar instabilidade quando  $\mu_x^2 + \mu_y^2$  é muito próximo de zero. A similaridade de contraste apresenta uma forma similar

$$c(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \frac{2\sigma_x\sigma_y + C_2}{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + C_2}, \quad (34)$$

na qual  $\sigma_x$  e  $\sigma_y$  representam, respectivamente, os desvios padrões dos fragmentos de imagem de  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{y}$  e  $C_2$  tem a mesma função de  $C_1^2$ . Finalmente, a similaridade de estrutura é obtida

$$s(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \frac{\sigma_{xy} + C_3}{\sigma_x\sigma_y + C_3}, \quad (35)$$

na qual  $\sigma_{xy}$  é a correlação cruzada entre  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{y}$ , após a remoção das suas médias.  $C_3$  também é inserido para evitar instabilidade. De acordo com (WANG; BOVIK, 2009) é assumido  $C_3 = C_2/2$  para simplificar a expressão, de maneira que

$$\text{SSIM}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \frac{(2\mu_x\mu_y + C_1)(2\sigma_{xy} + C_2)}{(\mu_x^2 + \mu_y^2 + C_1)(\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + C_2)}, \quad (36)$$

De acordo com (WANG et al., 2004), do ponto de vista de aplicação da métrica, é mais útil calcular vários índices SSIM locais do que um único índice global para toda a imagem. Assim, essas estatísticas são computadas localmente dentro de uma janela ponderada deslizando que se move, *pixel* a *pixel*, através de toda a imagem, resultando em um mapa SSIM. Para os diversos cálculos de índice SSIM neste trabalho, foi utilizada a janela adotada em (WANG et al., 2004) de tamanho  $W \times W$  *pixels*, com  $W = 11$ , na qual o peso de cada *pixel* é definido por uma função Gaussiana simétrica circular, representada por  $\mathbf{w} = [w_{rc}]_{r,c=1,\dots,W}$ , com desvio padrão de 1,5 e normalizada para a soma unitária ( $\sum_{r=1}^W \sum_{c=1}^W w_{rc} = 1$ ). Quando a janela está “sobre” determinada região da imagem, o valor de cada *pixel* desta região é ponderado por  $\mathbf{w}$  e as estimativas das estatísticas locais  $\mu_x$ ,  $\sigma_x$  e  $\sigma_{xy}$  são calculadas da seguinte forma<sup>3</sup>

$$\mu_x = \sum_{r=1}^W \sum_{c=1}^W w_{rc} x_{rc}, \quad (37)$$

$$\sigma_x = \sqrt{\sum_{r=1}^W \sum_{c=1}^W w_{rc} (x_{rc} - \mu_x)^2}, \quad (38)$$

$$\sigma_{xy} = \sum_{r=1}^W \sum_{c=1}^W w_{rc} (x_{rc} - \mu_x)(y_{rc} - \mu_y), \quad (39)$$

Na prática, uma medida única de qualidade de toda a imagem é calculada considerando um

<sup>2</sup>Para  $C_1$  e  $C_2$  foram utilizados, respectivamente, os valores 6,5 e 58,5, conforme (WANG, 2011).

<sup>3</sup>As equações para  $\mu_y$ ,  $\sigma_y$  são descritas de maneira equivalente às equações (37) e (38), respectivamente.

índice SSIM médio (MSSIM)<sup>4</sup>:

$$\text{MSSIM}(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \frac{1}{J} \sum_{n=1}^J \text{SSIM}(\mathbf{x}_n, \mathbf{y}_n), \quad (40)$$

no qual  $\mathbf{X}$  e  $\mathbf{Y}$  são as imagens de referência e distorcida, respectivamente,  $\mathbf{x}_n$  e  $\mathbf{y}_n$  são os conteúdos das imagens na  $n$ -ésima janela local e  $J$  é o número de janelas locais da imagem<sup>5</sup>.

Um exemplo ilustrativo é mostrado na Figura 34, na qual uma versão monocromática de tamanho  $512 \times 512 \text{ pixels}$  da imagem *Lena* é alterada por diferentes tipos de distorções: variação de brilho, ruído *salt-and-pepper* e ruído branco Gaussiano. Observa-se pelas imagens da Figura 34 que, quando diferentes tipos de distorção são aplicados à imagem original, resultados visuais distintos são gerados. Entretanto, a métrica MSE gera um mesmo valor para todos os tipos de distorção e não expressa as diferenças visuais. O índice MSSIM, por outro lado, produz valores mais realísticos para as mesmas distorções. Por exemplo, a imagem na Figura 34-b é, visualmente, mais semelhante à imagem de referência do que as imagens 34-c e 34-d. Essa diferença na percepção visual se reflete nos respectivos valores MSSIM (0,979 para a Figura 34-b, 0,728 para a Figura 34-c e 0,454 para a Figura 34-d), embora a métrica MSE resulte em um mesmo valor (220) para todas as imagens distorcidas.

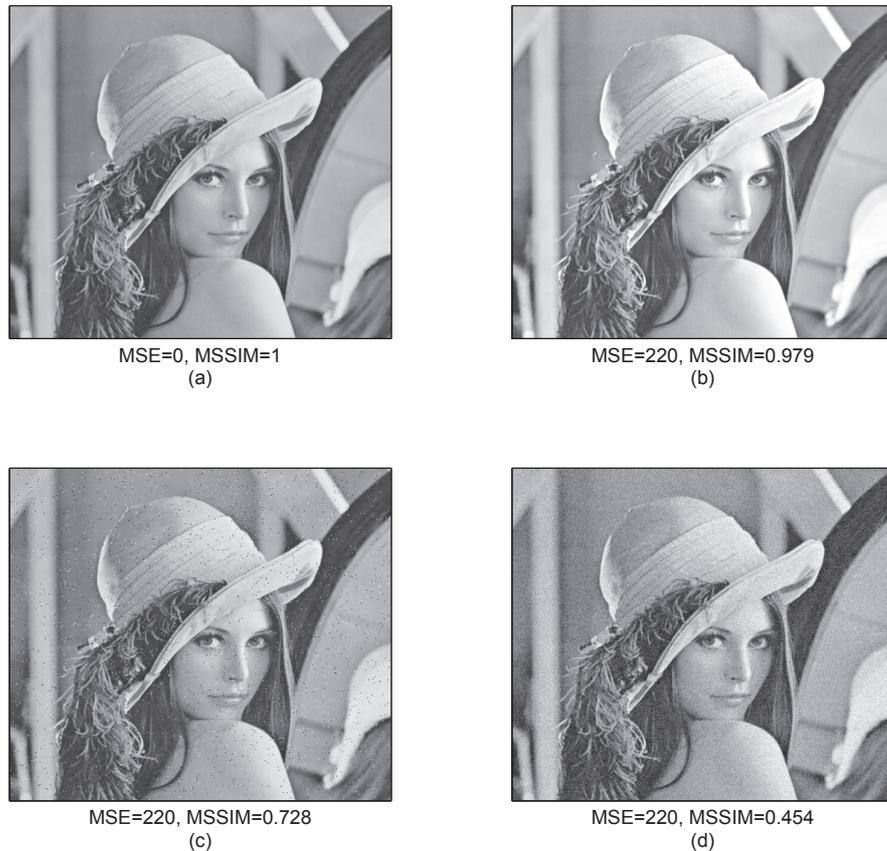
#### 4.1.3 AVALIAÇÃO DA TRANSFORMADA 2D-DWT ATRAVÉS DA MÉTRICA MSSIM

Tipicamente, as imagens transmitidas através das redes de sensores visuais são de tamanho pequeno ou médio, devido às suas restrições de recursos. A seguir é analisado como a qualidade da imagem é afetada compressão pela 2D-DWT, considerando diferentes níveis de resolução. São aplicados três níveis de 2D-DWT em imagens de referência *Lena*, monocromáticas, de tamanhos  $512 \times 512 \text{ pixels}$ ,  $256 \times 256 \text{ pixels}$  e  $128 \times 128 \text{ pixels}$ , respectivamente. A Tabela 9 apresenta os valores dos índices MSSIM para cada um dos casos.

As diferenças de qualidade apresentadas na Tabela 9 podem ser verificadas visualmente pelas Figuras 35, 36 e 37. Nota-se que, para a imagem de tamanho  $512 \times 512 \text{ pixels}$ , a qualidade do terceiro nível de 2D-DWT pode ser tolerado, dependendo da aplicação. Para a imagem de referência de tamanho  $256 \times 256 \text{ pixels}$ , o terceiro nível de 2D-DWT apresenta uma degradação considerável e, dificilmente, seria aproveitável. Finalmente, para a imagem de tamanho  $128 \times 128 \text{ pixels}$ , a qualidade das imagens já fica bastante prejudicada a partir da aplicação do segundo nível de 2D-DWT. Cabe salientar que essa é uma análise particular para os três tamanhos de

<sup>4</sup>Neste trabalho é utilizada uma implementação em Matlab do algoritmo do índice MSSIM disponível online em (WANG, 2011).

<sup>5</sup>A título de exemplo, para uma imagem de tamanho  $512 \times 512 \text{ pixels}$  e uma janela deslizante de  $11 \times 11$ , são computadas um total de 252.004 janelas locais.



**Figura 34:** Comparação entre as métricas MSE e MSSIM para a imagem *Lena* sob diferentes tipos de distorção. (a) Imagem de referência. (b) Variação de brilho. (c) Ruído *salt-and-pepper*. (d) Ruído branco Gaussiano.

**Fonte:** Autoria Própria

referência da imagem *Lena* em questão. Obviamente, a aceitabilidade ou não de determinada qualidade de imagem dependerá da exigência da aplicação.

**Tabela 9:** Valores de índice MSSIM para diversos níveis de 2D-DWT

Tamanho da imagem de referência <i>Lena</i>	1 nível de 2D-DWT	2 níveis de 2D-DWT	3 níveis de 2D-DWT
512 × 512	0.9301	0.8324	0.6054
256 × 256	0.8881	0.7389	0.4326
128 × 128	0.8783	0.7084	0.3490

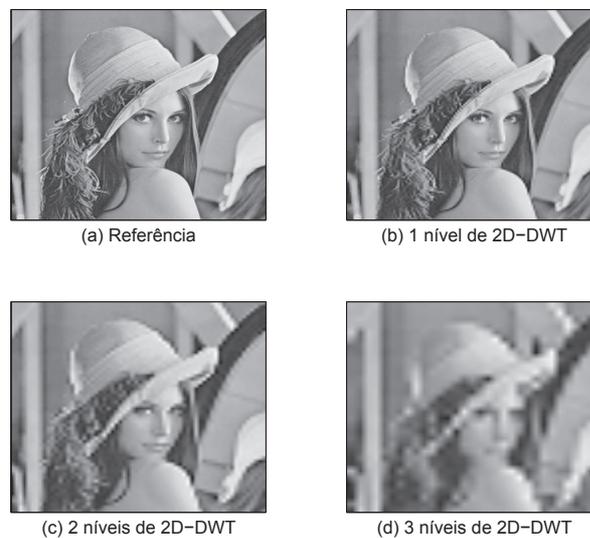
**Fonte:** Autoria Própria

Como mencionado na Seção 4.1.1, quando a 2D-DWT é aplicada a uma imagem, quatro sub-bandas são produzidas, com a sub-banda  $LL_1$  correspondendo a uma versão com um quarto do tamanho da imagem de referência. Aplicando-se novamente a 2D-DWT sobre a sub-



**Figura 35:** Três níveis de 2D-DWT aplicados à imagem *Lena* monocromática de tamanho 512x512 *pixels*. (a) Imagem de referência. (b) 1 nível de 2D-DWT. (c) 2 níveis de 2D-DWT. (d) 3 níveis de 2D-DWT.

**Fonte:** Autoria Própria



**Figura 36:** Três níveis de 2D-DWT aplicados à imagem *Lena* monocromática de tamanho 256x256 *pixels*. (a) Imagem de referência. (b) 1 nível de 2D-DWT. (c) 2 níveis de 2D-DWT. (d) 3 níveis de 2D-DWT.

**Fonte:** Autoria Própria

banda  $LL_1$  a sub-banda  $LL_2$  será gerada, com um quarto do tamanho da sub-banda  $LL_1$ , o que corresponde a uma imagem com 1/16 do tamanho da imagem de referência e assim por diante. Para que seja possível aplicar o algoritmo MSSIM na comparação entre a imagem de referência



**Figura 37:** Três níveis de 2D-DWT aplicados à imagem *Lena* monocromática de tamanho  $128 \times 128$  pixels. (a) Imagem de referência. (b) 1 nível de 2D-DWT. (c) 2 níveis de 2D-DWT. (d) 3 níveis de 2D-DWT.

**Fonte:** Autoria Própria

e as suas versões de menor resolução é necessário que as mesmas sejam do mesmo tamanho. Assim, as imagens comprimidas devem ser reconstruídas de modo a restaurar seus tamanhos originais. Isso é feito aplicando-se a transformada inversa da 2D-DWT às sub-bandas  $LL_k$ , até que o tamanho original seja alcançado. Para a devida reconstrução, as demais sub-bandas  $HL_k$ ,  $LH_k$  e  $HH_k$  têm seus valores igualados a zero. Os índices MSSIM da Tabela 10 mostram como diferentes imagens monocromáticas, de tamanho  $512 \times 512$  pixels, são afetadas pela aplicação de três níveis de 2D-DWT. Pode-se notar que os índices de qualidade MSSIM podem ter grande variação dependendo da imagem. Por exemplo, enquanto para a imagem *Girlface* a degradação total, após a aplicação de 3 níveis de 2D-DWT, é de 32,9%, para a imagem *Bridge* a degradação da qualidade atinge 72,5%. Observa-se também uma tendência de aumento no percentual de degradação entre dois níveis consecutivos de 2D-DWT à medida que mais níveis são aplicados. Com exceção da imagem *Barbara*, cujo percentual de degradação é levemente menor com a aplicação do segundo nível de 2D-DWT em relação ao percentual no primeiro nível, todos os demais percentuais de degradação sofreram aumento.

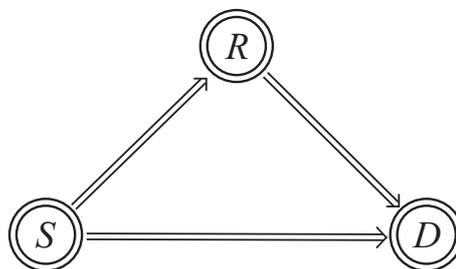
## 4.2 COMUNICAÇÃO COOPERATIVA

No Capítulo 2 foi utilizada a técnica HARQ para combater os efeitos do desvanecimento. Outra forma de se atacar este problema está na exploração da diversidade

**Tabela 10: Valores de índice MSSIM para três níveis de 2D-DWT aplicados a diferentes imagens monocromáticas de tamanho  $512 \times 512$  pixels**

Imagem	Métrica MSSIM								
	1 nível de 2D-DWT			2 níveis de 2D-DWT			3 níveis de 2D-DWT		
	Índice MSSIM	% de degradação		Índice MSSIM	% de degradação		Índice MSSIM	% de degradação	
	Nível 1	Acumulado	Nível 2	Acumulado	Nível 3	Acumulado			
<i>Lena</i>	0.930	7,0%	7,0%	0.832	9,8%	16,8%	0.605	22,7%	39,5%
<i>Barbara</i>	0.830	17,0%	17,0%	0.664	16,5%	33,6%	0.449	21,5%	55,1%
<i>Bridge</i>	0.828	17,0%	17,0%	0.580	24,7%	41,9%	0.275	30,5%	72,5%
<i>Couple</i>	0.877	12,3%	12,3%	0.683	19,4%	31,7%	0.423	26,0%	57,7%
<i>Crowd</i>	0.951	4,9%	4,9%	0.813	13,8%	18,7%	0.479	33,3%	52,1%
<i>Fruit</i>	0.974	2,6%	2,6%	0.840	13,3%	16,0%	0.514	32,6%	48,6%
<i>Girlface</i>	0.944	5,6%	5,6%	0.867	7,6%	13,3%	0.671	19,7%	32,9%
<i>Goldhill</i>	0.878	12,2%	12,2%	0.713	16,4%	28,6%	0.467	24,6%	53,3%
<i>Isabela</i>	0.935	6,5%	6,5%	0.799	13,5%	20,1%	0.533	26,6%	46,6%
<i>Tank</i>	0.855	14,4%	14,4%	0.697	15,8%	30,2%	0.513	18,4%	48,7%

espacial, através da comunicação cooperativa. A diversidade espacial é geralmente obtida através do uso de múltiplas antenas no transmissor e/ou no receptor, o que nem sempre é viável em equipamentos de tamanho reduzido, como os nós de uma rede de sensores. Assim, a comunicação cooperativa pode obter a diversidade espacial através do compartilhamento de recursos de outros nós da rede, sem a necessidade do uso de múltiplas antenas nos seus nós<sup>6</sup>. A comunicação cooperativa é baseada no modelo de canal *relay* (MEULEN, 1971). Este modelo permite que nós distintos compartilhem recursos com o objetivo de alcançar uma transmissão mais confiável. O modelo pode ser melhor compreendido através da Figura 38, que mostra três nós: Fonte (*S*), *Relay* (*R*) e Destino (*D*), no qual o nó fonte envia uma informação ao nó destino e o nó *relay*, ao receber a informação proveniente da fonte, coopera com a comunicação, reencaminhando a informação.



**Figura 38: Comunicação Cooperativa: nós Fonte (*S*), *Relay* (*R*) e Destino (*D*)**  
**Fonte: Autoria Própria**

A cooperação do nó *relay* pode se dar de várias maneiras (LANEMAN et al., 2004). Por exemplo, no protocolo amplifica-e-envia (AF - do inglês *Amplify-and-Forward*, ) o *relay*

<sup>6</sup>Recentes avanços têm viabilizado a utilização de múltiplas antenas em dispositivos cada vez menores, permitindo a aplicação de um esquema de comunicação cooperativa em cenários MIMO (BRANTE, 2013).

simplesmente amplifica o sinal recebido da fonte e o reenvia ao destino. Já no protocolo decodifica-e-envia (DF do inglês *Decode-and-Forward*) o *relay* tenta recuperar a informação enviada pela fonte antes de reenviá-la ao destino. Duas importantes variações do protocolo DF são o SDF (do inglês *Selective Decode-and-Forward*) e o IDF (do inglês *Incremental Decode-and-Forward*). No SDF o *relay* irá cooperar sempre que a informação recebida da fonte for corretamente recuperada, já no caso do IDF o *relay* irá cooperar somente quando solicitado pelo nó destino e, neste caso, é obrigatória a presença de um canal de retorno.

Neste Capítulo a análise do consumo de energia dos esquemas de transmissão considera o esquema de canal *relay*, descrito acima. Os três nós estão dispostos em uma linha reta, com o *relay* a uma mesma distância dos nós fonte e destino. Este pode ser um cenário prático em uma VSN, dessa forma utilizamos distribuição Nakagami- $m$  (SIMON; ALOUINI, 2004) para modelar o ambiente de propagação sem fio. Neste modelo de distribuição o parâmetro de desvanecimento é definido como  $m = 1$  (equivalente ao desvanecimento Rayleigh) para os cenários sem linha de visada (do inglês: *Non-Line-Of-Sight*, NLOS) e  $m = 2$  (menos severo que o desvanecimento Rayleigh) para os cenários com alguma linha de visada (LOS). Além disso, assumimos transmissões ortogonais no tempo (modo *half-duplex*).

A análise da eficiência energética também é realizada sob a restrição de uma probabilidade de *outage*. Com exceção do modelo de propagação (Nakagami- $m$ , neste caso) a modelagem do canal é semelhante à descrita no Capítulo 2. No desvanecimento Nakagami- $m$ , a probabilidade de *outage* no enlace  $i$ - $j$  é dada por (WANG; GIANNAKIS, 2003):

$$\mathcal{P}_H = \frac{\Gamma\left(m, \frac{mN(2^{R_b}-1)}{\gamma_{ij}P_i}\right)}{\Gamma(m)}. \quad (41)$$

Para probabilidades de *outage* suficientemente baixas a equação (41) pode ser aproximada por (WANG; GIANNAKIS, 2003):

$$\mathcal{P}_H \simeq \frac{1}{\Gamma(m+1)} \left( \frac{mN(2^{R_b}-1)}{\gamma_{ij}P_i} \right)^m. \quad (42)$$

A potência mínima de transmissão é restringida pela eficiência espectral  $\Delta$  e por uma probabilidade de *outage* fim-a-fim  $\mathcal{P}_{MH}$  no receptor.

De maneira análoga ao Capítulo 2, o consumo de energia é analisado em termos do consumo total de energia por bit, sendo também incluída a potência consumida pelo circuito de RF para transmissão e recepção. Na análise comparativa são considerados dois esquemas não cooperativos, *single-hop* (SH) e *multi-hop* (MH), além dos esquemas cooperativos SDF e IDF e do esquema SDF-DWT proposto. Os esquemas SH e MH já foram apresentados na Seção 2.2.1,

porém o esquema MH será novamente apresentado de modo a abordar a questão da eficiência espectral. Os demais esquemas de transmissão também são descritos a seguir.

#### 4.2.1 TRANSMISSÃO *MULTI-HOP* (MH)

Considerando o modelo fonte-*relay*-destino, na transmissão MH a fonte envia um pacote de dados para o *relay* e, caso o pacote de dados seja corretamente recebido pelo *relay*, ele é encaminhado ao nó destino. Caso contrário o pacote de dados é considerado perdido. Note que, diferentemente da comunicação SH, na qual o nó fonte envia o pacote de dados diretamente para o nó destino durante um *slot* de tempo, na comunicação MH o envio do pacote do nó fonte ao nó destino, por intermédio do nó *relay*, tem uma duração de dois *slots* de tempo. Assim, a perda na eficiência espectral inerente ao esquema MH reduz o *throughput* máximo fim-a-fim para a metade do esquema SH (BRANTE et al., 2011a). Com o objetivo de se obter o mesmo *throughput* fim-a-fim, cada transmissão requer o dobro da eficiência espectral do SH, de tal forma que a probabilidade de *outage* para cada enlace  $i-j$  da comunicação MH é

$$\mathcal{P}_{MH} \simeq \frac{1}{\Gamma(m+1)} \left( \frac{mN(2^{2R_b} - 1)}{\gamma_{ij}P_i} \right)^m. \quad (43)$$

A probabilidade de *outage* para o MH é dada pela combinação de *outages* nos enlaces  $S-R$  ( $\mathcal{P}_{SR}$ ) e  $R-D$  ( $\mathcal{P}_{RD}$ ):

$$\mathcal{P}_{MH} = \mathcal{P}_{SR} + (1 - \mathcal{P}_{SR}) \cdot \mathcal{P}_{RD}. \quad (44)$$

Definimos, então, a energia total consumida por bit no esquema MH

$$E_{MH} = \frac{(1 - \delta)P_H + P_{TX} + P_{RX}}{2R_b} + (1 - \mathcal{P}_{SR}) \cdot \frac{(1 - \delta)P_H + P_{TX} + P_{RX}}{2R_b}.$$

O primeiro termo em (45) corresponde à energia consumida pela primeira transmissão, enquanto o segundo termo, que ocorre com probabilidade  $(1 - \mathcal{P}_{SR})$ , corresponde à energia consumida na transmissão pelo *relay*. Deve-se notar que todos os termos são divididos por  $2R_b$  porque, com a eficiência espectral multiplicada por dois, cada transmissão é duas vezes mais rápida. A potência mínima de transmissão para o MH,  $P_{MH}$ , pode ser obtida substituindo-se (43) em (44) e determinando-se a menor solução real e positiva de (44) que satisfaça um determinado valor alvo de  $\mathcal{P}_{MH}$ . O consumo de energia é então calculado a partir de (45).

#### 4.2.2 TRANSMISSÃO COOPERATIVA *DECODE-AND-FORWARD*

Os esquemas DF também requerem dois *slots* de tempo para realizar a comunicação: uma transmissão (em *broadcast*) da fonte no primeiro *slot* de tempo, que é recebido tanto pelo *relay* quanto pelo destino, seguida por uma transmissão do *relay* no segundo *slot* de tempo. Considerando o uso de uma seleção por combinação (SC do inglês *Selection Combining*) no nó destino, a probabilidade de *outage* fim-a-fim para o protocolo DF ( $\mathcal{P}_{DF}$ ), que inclui as probabilidades de *outage* dos três enlaces envolvidos na transmissão, *S-D* ( $\mathcal{P}_{SD}$ ), *S-R* ( $\mathcal{P}_{SR}$ ) e *R-D* ( $\mathcal{P}_{RD}$ ), obtidas a partir de (43), é:

$$\mathcal{P}_{DF} = \mathcal{P}_{SD} \cdot [\mathcal{P}_{SR} + (1 - \mathcal{P}_{SR}) \cdot \mathcal{P}_{RD}], \quad (45)$$

que é a mesma para ambos os esquemas SDF e IDF e possui um termo adicional em relação a  $\mathcal{P}_{MH}$ , em função da combinação por seleção no nó destino.

##### 4.2.2.1 ESQUEMA *SELECTIVE DECODE-AND-FORWARD* (SDF)

Considerando que o *relay* coopera sempre que ele decodifica corretamente a mensagem da fonte, a energia total consumida por bit no protocolo SDF,  $E_{SDF}$ , é dada por:

$$E_{SDF} = \frac{(1 - \delta)P_H + P_{TX} + 2P_{RX}}{2R_b} + (1 - \mathcal{P}_{SR}) \cdot \frac{(1 - \delta)P_H + P_{TX} + P_{RX}}{2R_b}, \quad (46)$$

na qual o primeiro termo em (46) representa a energia consumida na fase de *broadcast* e o segundo termo representa o caso no qual o *relay* decodifica corretamente a mensagem da fonte, que é retransmitida para o destino. Entretanto, neste caso a equação do consumo de energia do esquema SDF possui um termo adicional  $P_{RX}$ , quando comparada com o esquema MH. Isso se deve ao fato de que, no primeiro *slot* de tempo, ambos os nós destino e *relay* devem decodificar a mensagem recebida da fonte, enquanto no MH tal decodificação é realizada apenas pelo nó *relay*. A potência mínima de transmissão e o consumo de energia são obtidos de maneira semelhante ao do esquema MH.

##### 4.2.2.2 ESQUEMA *INCREMENTAL DECODE-AND-FORWARD* (IDF)

O protocolo cooperativo IDF aproveita a vantagem da disponibilidade de um canal de retorno. Através deste canal, o nó destino é capaz de requerer, através do envio de uma mensagem de NACK, uma retransmissão do *relay* se a transmissão prévia a partir do nó fonte não teve sucesso. Consequentemente, o *relay* somente retransmite se for solicitado pelo destino.

Assim, a energia total consumida por bit no protocolo IDF,  $E_{IDF}$ , é dada por:

$$E_{IDF} = \frac{(1 - \delta)P_H + P_{TX} + 2P_{RX}}{2R_b} + \mathcal{P}_{SD} \cdot (1 - \mathcal{P}_{SR}) \cdot \frac{(1 - \delta)P_H + P_{TX} + P_{RX}}{2R_b}, \quad (47)$$

que difere de (46) apenas por um  $\mathcal{P}_{SD}$  adicional no segundo termo, indicando que o *relay* irá retransmitir somente se a mensagem da fonte foi recuperada perfeitamente pelo *relay* e a transmissão do nó fonte para o nó destino falhou<sup>7</sup>. Considerando que as probabilidades de *outage* para o SDF e o IDF são iguais, a potência de transmissão ótima para o esquema IDF é calculada de maneira análoga à do esquema SDF.

#### 4.2.3 O ESQUEMA PROPOSTO SDF-DWT

Nesta Seção propomos um esquema que combina o protocolo cooperativo clássico SDF visto na Seção 4.2.2.1 com a aplicação da transformada 2D-DWT. Neste caso, há um compromisso entre consumo de energia e qualidade de imagem de modo que, sempre que possível, o nó destino receba imagens de melhor qualidade, porém em alguns casos o destino poderá receber imagens de qualidade inferior. Nessa estratégia a imagem original, de melhor qualidade, é transmitida pelo nó fonte ao nó destino. O nó *relay*, ao receber e decodificar corretamente essa transmissão, irá aplicar  $N_{DWT}$  vezes a 2D-DWT à imagem e cooperar enviando a versão da imagem de menor qualidade ao nó destino<sup>8</sup>. Essa versão enviada pelo *relay* possui um tamanho menor devido à compressão e, portanto, o consumo de energia para realizar a sua transmissão também será menor. A redução no consumo ocorre no segundo *slot* de tempo da comunicação cooperativa e depende de quantos níveis  $N_{DWT}$  da 2D-DWT são aplicados à imagem original. Como cada sub-banda  $\mathbf{LL}_k$  representa uma versão da imagem com um quarto do tamanho da imagem do nível anterior, cada nível de 2D-DWT aplicado introduz um fator de redução de quatro vezes. O resultado da energia total consumida por bit,  $E_{DWT}$ , no esquema SDF-DWT proposto é:

$$E_{DWT} = \frac{(1 - \delta)P_H + P_{TX} + 2P_{RX}}{2R_b} + \frac{(1 - \mathcal{P}_{SR})}{4^{N_{DWT}}} \cdot \frac{(1 - \delta)P_H + P_{TX} + P_{RX}}{2R_b}, \quad (48)$$

na qual  $N_{DWT}$  corresponde ao número de vezes que a 2D-DWT é aplicada à imagem original no nó *relay*. O primeiro termo em (48) representa a energia consumida quando a imagem, em seu tamanho original, é enviada pela fonte e recebida pelo *relay* e pelo destino, enquanto o segundo termo representa o caso no qual a imagem de menor resolução é encaminhada pelo nó *relay*. Como o tempo gasto durante o segundo *slot* de tempo para transmitir a imagem comprimida é

<sup>7</sup>É importante ressaltar que não estamos levando em consideração neste caso a compensação da eficiência espectral da transmissão da mensagem de NACK a partir do destino.

<sup>8</sup>Consideramos aqui, como versão de menor qualidade, o envio somente das sub-bandas  $\mathbf{LL}_k$ .

menor devido à compressão da imagem, ocorre uma redução no consumo total da energia. Essa redução é representada pelo fator  $4^{N_{DWT}}$  no segundo termo em (48).

De modo a quantificar a qualidade do conjunto de imagens recebidas, foi definido um índice de qualidade média global,  $\mathcal{Q}_{N_{DWT}}$ . Adotou-se o termo “qualidade média” para designar um valor médio entre a quantidade de vezes que o nó destino recebe uma imagem de máxima qualidade (proveniente do nó fonte) e a quantidade de vezes que o destino recebe a versão de menor qualidade do nó *relay*, ponderada pelos seus respectivos índices MSSIM. Dessa maneira, o índice de qualidade média global para  $N_{DWT}$  níveis de 2D-DWT é:

$$\mathcal{Q}_{N_{DWT}} = \text{MSSIM}_{\text{MAX}} \cdot (1 - \mathcal{P}_{SD}) + \text{MSSIM}_{N_{DWT}} \cdot \mathcal{P}_{SD}(1 - \mathcal{P}_{SR})(1 - \mathcal{P}_{RD}), \quad (49)$$

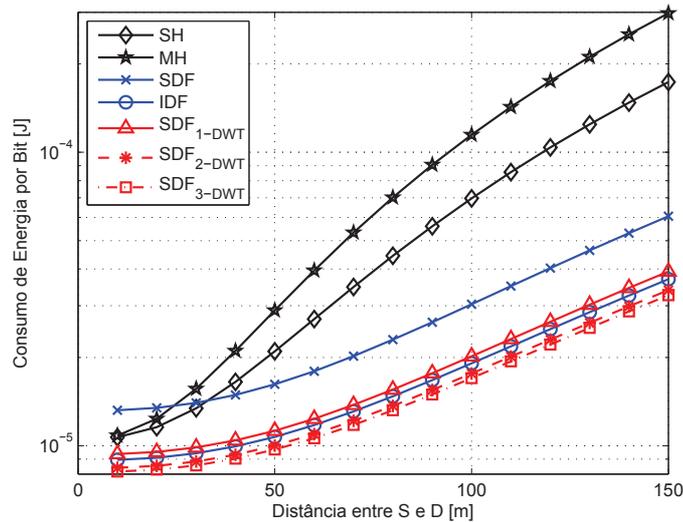
na qual  $\text{MSSIM}_{\text{MAX}}$  é o valor MSSIM para a imagem de máxima resolução (igual a 1) e  $\text{MSSIM}_{N_{DWT}}$  é o valor MSSIM obtido quando o  $N_{DWT}$ -ésimo nível de 2D-DWT é aplicado à imagem. Portanto, o primeiro termo em (49) representa o caso no qual o destino decodifica corretamente a imagem de máxima resolução vinda da fonte e o segundo termo representa a situação na qual a transmissão do nó fonte para o nó destino falhou, mas o nó destino pôde decodificar com sucesso a imagem vinda do nó *relay*.

A seguir apresentamos alguns resultados numéricos comparando a eficiência energética do esquema proposto com os esquemas de transmissão apresentados anteriormente. Os parâmetros gerais utilizados são os mesmos assumidos no Capítulo 2. Foram simulados diversos cenários, nos quais foram consideradas as condições LOS/NLOS do ambiente, além de diversos valores para a máxima probabilidade de *outage* fim-a-fim, eficiência espectral e expoente de perda de percurso. Para o esquema SDF-DWT foram simuladas cenários com a aplicação de até três níveis de 2D-DWT, cujos resultados são representados nos gráficos como  $\text{SDF}_{1-DWT}$ ,  $\text{SDF}_{2-DWT}$  e  $\text{SDF}_{3-DWT}$ , respectivamente.

#### 4.2.3.1 CENÁRIOS EM AMBIENTE NLOS

Nesta Seção, dois cenários foram analisados para diferentes valores de probabilidade de *outage* fim-a-fim, considerando um ambiente no qual não há linha de visada entre os nós (NLOS), ou seja, consideramos  $m = 1$  na distribuição de Nakagami- $m$ . Em ambos os casos foram assumidos um expoente de perda de percurso  $\alpha = 2,5$  e uma eficiência espectral  $\Delta = 2$  bits/s/Hz. Como os consumos de energia dos esquemas são comparados de forma a se obter uma mesma probabilidade de *outage* fim-a-fim, denominamos essa probabilidade de *outage* alvo de  $\mathcal{P}^*$ . No primeiro cenário, mostrado na Figura 39, assumimos  $\mathcal{P}^* = 1\%$ . Nota-se pela figura que os esquemas cooperativos são, em geral, mais eficientes que os esquemas

não cooperativos. O esquema proposto SDF-DWT obteve um desempenho superior ao dos esquemas não cooperativos e superou também o esquema cooperativo SDF, como era de se esperar. A Figura 39 também mostra um desempenho do esquema SDF-DWT muito semelhante ao do esquema cooperativo IDF, o que é interessante pelo fato do esquema SDF-DWT não exigir a presença de um canal de retorno, como o IDF.



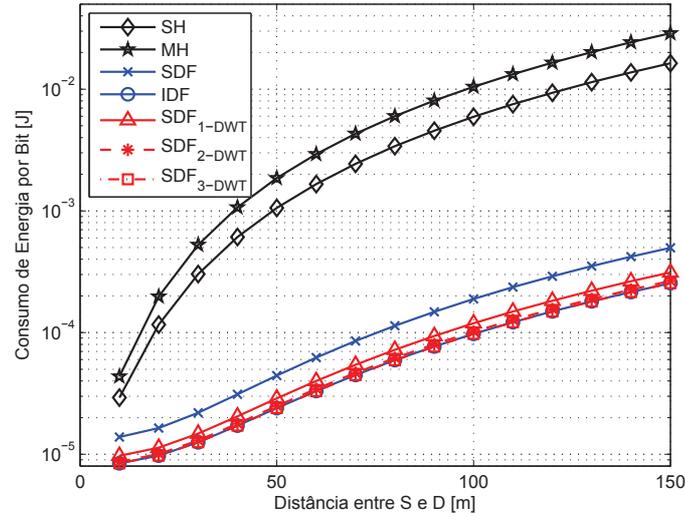
**Figura 39:** Consumo total de energia por bit no cenário NLOS para  $\mathcal{P}^* = 1\%$ , considerando  $\Delta = 2$  bits/s/Hz e  $\alpha = 2,5$

. Fonte: Autoria Própria

No segundo cenário, apresentado na Figura 40, foi imposta uma restrição mais severa quanto à probabilidade de *outage* fim-a-fim ( $\mathcal{P}^* = 0,01\%$ ) e, como se observa na figura, os esquemas cooperativos apresentam um desempenho ainda melhor quando comparado aos esquemas não cooperativos. A análise feita para o esquema SDF-DWT no cenário anterior vale também para este cenário.

#### 4.2.3.2 CENÁRIOS EM AMBIENTE LOS

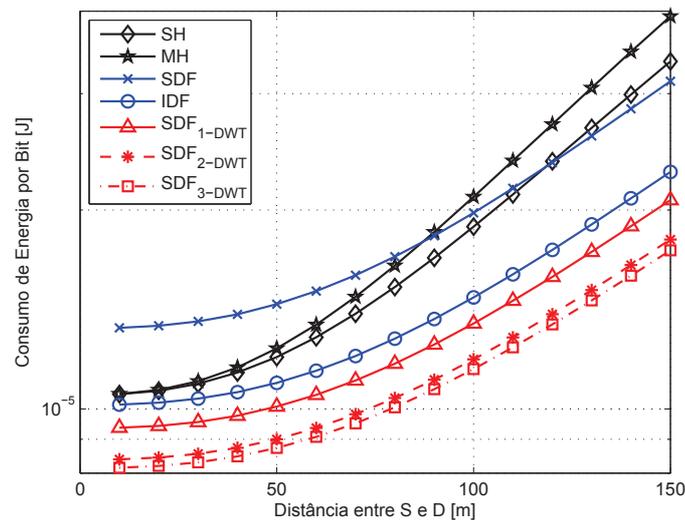
De maneira similar, nesta Seção foram simulados dois cenários, considerando agora o efeito da presença de alguma linha de visada (LOS) no ambiente ( $m = 2$  na distribuição de Nakagami- $m$ ). De maneira geral, os consumos de energia de todos os esquemas em análise são menores quando comparados com os consumos em ambiente NLOS. A Figura 41 mostra uma menor diferença de desempenho entre os esquemas cooperativos e não cooperativos, quando a probabilidade de *outage* fim-a-fim considerada é de 1%. O esquema SDF só se mostra melhor que os esquemas não cooperativos MH e SH a partir de longas distâncias entre os nós fonte e destino, entretanto, deve-se destacar o desempenho consideravelmente melhor do



**Figura 40:** Consumo total de energia por bit no cenário NLOS para  $\mathcal{P}^* = 0,01\%$ , considerando  $\Delta = 2$  bits/s/Hz e  $\alpha = 2,5$

. Fonte: Autoria Própria

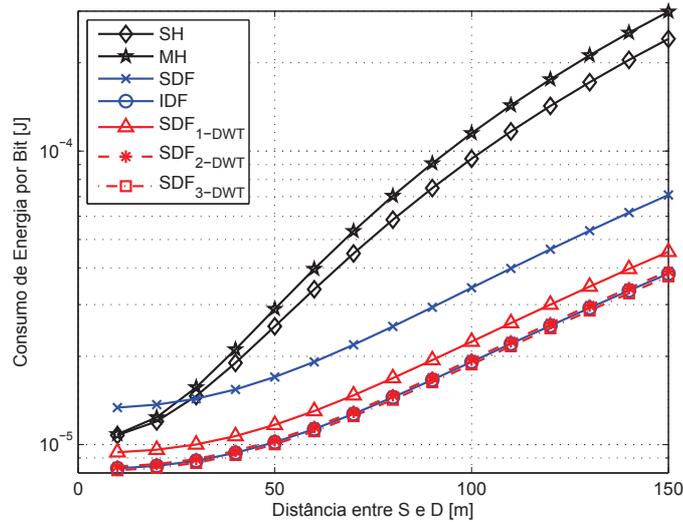
esquema proposto SDF-DWT em relação aos demais esquemas analisados, inclusive o IDF. Quando a probabilidade de *outage* fim-a-fim assumida diminui para 0,01%, os comportamentos são semelhantes ao caso NLOS, com o desempenho do esquema SDF-DWT mantendo-se comparável ao do esquema IDF, conforme mostra a Figura 42.



**Figura 41:** Consumo total de energia por bit no cenário LOS para  $\mathcal{P}^* = 1\%$ , considerando  $\Delta = 2$  bits/s/Hz e  $\alpha = 2,5$

. Fonte: Autoria Própria

Uma consideração importante diz respeito ao consumo de energia do esquema SDF-DWT para um, dois e três níveis de 2D-DWT. A diferença entre os consumos de energia para



**Figura 42:** Consumo total de energia por bit no cenário LOS para  $\mathcal{P}^* = 0,01\%$ , considerando  $\Delta = 2$  bits/s/Hz e  $\alpha = 2,5$

. Fonte: Autoria Própria

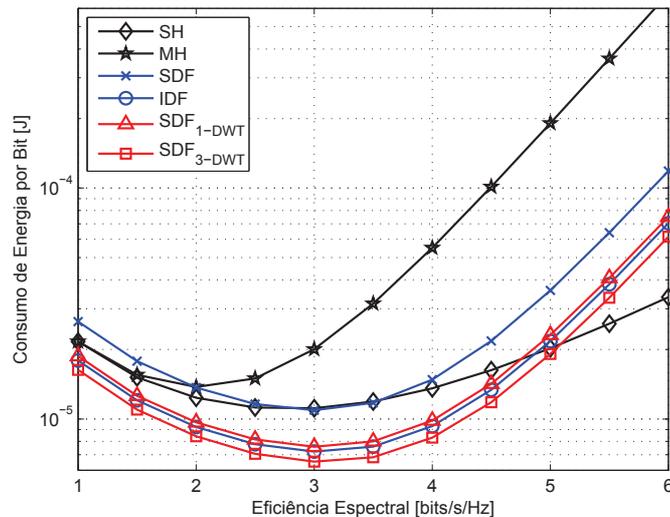
dois e três níveis DWT é muito pequeno, entretanto, como pode ser observado na Figura 35, a diferença de qualidade entre as imagens é razoavelmente grande e não justifica a aplicação do terceiro nível de 2D-DWT para imagens de referência de  $512 \times 512$  pixels. Para imagens de referência de  $128 \times 128$  pixels a aplicação do segundo nível de 2D-DWT já deteriora consideravelmente a qualidade da imagem, como visto na Figura 37. Porém, a diferença de consumo de energia entre o primeiro e o segundo níveis de 2D-DWT não é desprezível e, neste caso, a aplicação ou não do segundo nível de 2D-DWT deverá seguir um compromisso entre qualidade e consumo de energia definido pelo usuário da aplicação.

#### 4.2.3.3 INFLUÊNCIA DA EFICIÊNCIA ESPECTRAL NO CONSUMO DE ENERGIA

Nesta Seção investigamos com a influência da eficiência espectral afeta o consumo de energia. Para essa análise foram assumidas três distâncias entre os nós fonte e destino, 25 metros, 75 metros e 125 metros, cujos resultados são mostrados nas Figuras 43, 44 e 45, respectivamente. Observa-se que as curvas dos esquemas cooperativos possuem o mesmo comportamento, ou seja, em todos eles o valor ótimo para a eficiência espectral é o mesmo, variando apenas no consumo de energia<sup>9</sup>. De maneira geral, para distâncias mais curtas o valor ótimo de eficiência espectral para os esquemas cooperativos é de 3 bits/s/Hz, conforme Figura 43. À medida que a distância entre os nós fonte e destino aumenta, o valor ótimo para a eficiência espectral tende para valores menores. O consumo de energia do esquema  $SDF_{2-DWT}$

<sup>9</sup>Para melhor visualização das figuras foi omitida a curva do esquema  $SDF_{2-DWT}$ .

é bem próximo do consumo do IDF e menor que dos demais esquemas. Somente para valores maiores de eficiência espectral o esquema SH apresenta um menor consumo de energia. Este resultado é interessante, pois conhecendo-se a arquitetura da rede em termos de distâncias médias entre os nós, a técnica de modulação mais eficiente poderá ser adotada. Resultados similares foram obtidos para simulações realizadas assumindo-se um ambiente LOS, com a observação de que, para curtas distâncias – até 20 metros – o desempenho do esquema SH é superior ao do esquema  $SDF_{1-DWT}$ , para valores de eficiência espectral acima de 4 bits/s/Hz.

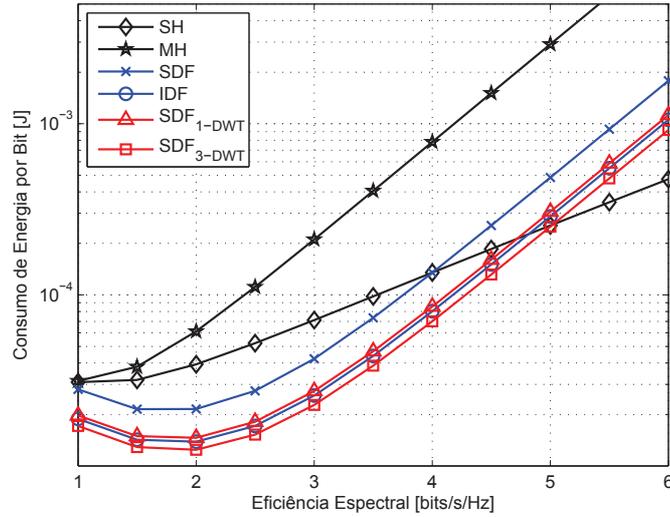


**Figura 43: Influência da variação da eficiência espectral no consumo de energia para um cenário NLOS com  $\mathcal{P}^* = 1\%$  e distância de 25 metros entre  $S$  e  $D$**

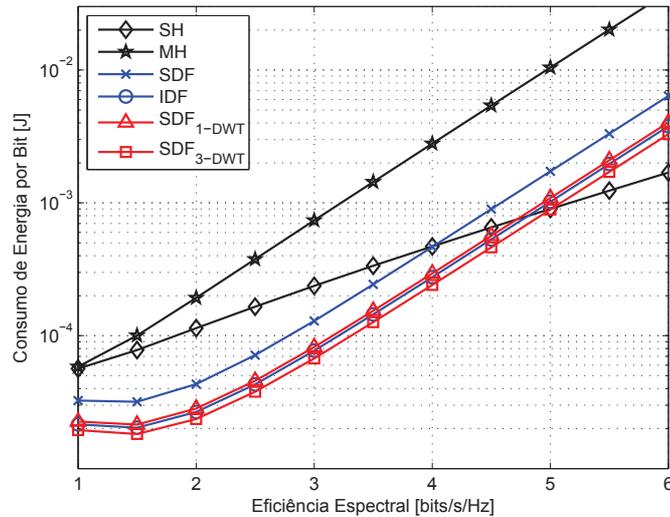
. Fonte: Autoria Própria

#### 4.2.3.4 INFLUÊNCIA DO EXPOENTE DE PERDA DE PERCURSO NO CONSUMO DE ENERGIA

Nesta Seção é analisada a influência do expoente de perda de percurso no consumo de energia. Os parâmetros assumidos para esta análise são: condição NLOS, distância entre os nós fonte e destino de 100 metros,  $\Delta = 2$  bits/s/Hz e  $\mathcal{P}^* = 1\%$ . Como esperado, o consumo de energia de todos os esquemas em análise cresce consideravelmente com o aumento no valor do expoente de perda de percurso e, observando-se a Figura 46, novamente o esquema proposto apresenta os melhores resultados. Variações na distância entre os nós fonte e destino não provocam alterações relevantes no comportamento das curvas, a não ser pelo aumento do consumo geral de energia, entretanto, quando são assumidos valores mais restritivos para a probabilidade de *outage* alvo, as diferenças de consumo de energia entre os esquemas cooperativos e não cooperativos tornam-se mais acentuadas. Simulações em ambiente



**Figura 44:** Influência da variação da eficiência espectral no consumo de energia para um cenário NLOS com  $\mathcal{P}^* = 1\%$  e distância de 75 metros entre  $S$  e  $D$ .  
 . Fonte: Autoria Própria

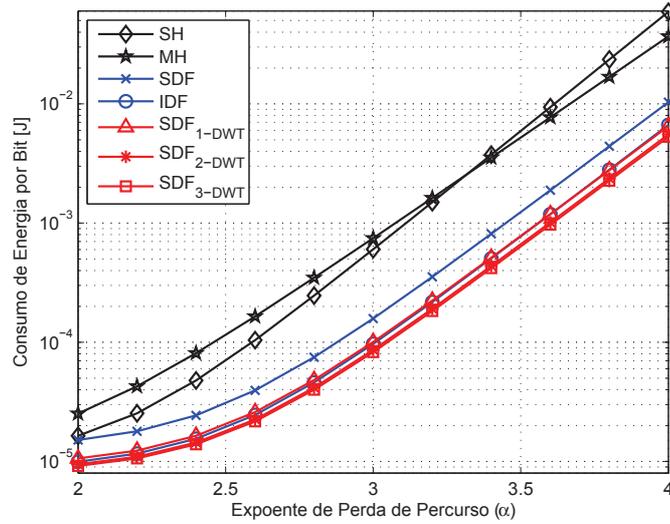


**Figura 45:** Influência da variação da eficiência espectral no consumo de energia para um cenário NLOS com  $\mathcal{P}^* = 1\%$  e distância de 125 metros entre  $S$  e  $D$ .  
 . Fonte: Autoria Própria

LOS mostram um comportamento semelhante aos do cenário NLOS, apenas com uma menor diferença do consumo de energia entre os diversos esquemas.

#### 4.2.4 ANÁLISE DO ÍNDICE DE QUALIDADE MÉDIA GLOBAL DA IMAGEM

Na Seção 4.2.3 foi definido um índice de qualidade média global ( $\mathcal{Q}_{N_{DWT}}$ ). A Tabela 11, apresenta valores de  $\mathcal{Q}_{N-DWT}$  considerando cenários NLOS e LOS. A primeira e segunda



**Figura 46: Influência do expoente de perda de percurso no consumo total de energia por bit para um cenário NLOS**

. Fonte: Autoria Própria

colunas mostram as probabilidades de *outages* fim-a-fim  $\mathcal{P}^* = 1\%$ ,  $\mathcal{P}^* = 0,1\%$  e  $\mathcal{P}^* = 0,01\%$  e as probabilidades máximas de sucesso na transmissão, respectivamente. A terceira coluna apresenta a máxima probabilidade de que o nó destino receba a imagem de referência do nó fonte, enquanto na quarta coluna estão as máximas probabilidades de que o nó destino receba uma versão comprimida pela 2D-DWT da imagem de referência. As três colunas restantes apresentam o  $\mathcal{Q}_{N_{DWT}}$  quando são aplicados um, dois e três níveis de 2D-DWT à imagem de referência. Observa-se que, quanto mais restritiva é a taxa de perda de pacotes, maior é a contribuição do nó fonte no índice  $\mathcal{Q}_{N_{DWT}}$ . É importante ressaltar que a economia de energia do esquema proposto é obtida à custa de uma pequena perda de qualidade global. Por exemplo, no caso da Figura 41, para uma distância de 100 metros entre  $S$  e  $D$ , a economia de energia do esquema  $SDF_{2-DWT}$  é de cerca de 19%, 37%, 40% e 43%, comparada com , os esquemas IDF, SH, SDF e MH, respectivamente, embora o índice de qualidade média global atinja 0,9244, como visto na Tabela 11.

**Tabela 11: Índice de Qualidade Média Global**

Cenário NLOS - $\Delta = 2$ bits/s/Hz						
Probabilidade de sucesso na transmissão				Índice de Qualidade $\mathcal{Q}_{N_{DWT}}$		
$\mathcal{P}^*$	$(1 - \mathcal{P}^*)$	$(1 - \mathcal{P}_{SD})$	$(1 - \mathcal{P}_{RD})$	$\mathcal{Q}_1$ (1-DWT)	$\mathcal{Q}_2$ (2-DWT)	$\mathcal{Q}_3$ (3-DWT)
1%	0.9900	0.8305	0.9700	0.9789	0.9633	0.9271
0,1%	0.9990	0.9467	0.9906	0.9953	0.9902	0.9784
0,01%	0.9999	0.9832	0.9970	0.9987	0.9971	0.9933
LOS scenario ( $m = 2$ ) - $\Delta = 2$						
Probabilidade de sucesso na transmissão				Índice de Qualidade $\mathcal{Q}_{N_{DWT}}$		
$\mathcal{P}^*$	$(1 - \mathcal{P}^*)$	$(1 - \mathcal{P}_{SD})$	$(1 - 2RD)$	$\mathcal{Q}_1$ (1-DWT)	$\mathcal{Q}_2$ (2-DWT)	$\mathcal{Q}_3$ (3-DWT)
1%	0.9900	0.5987	0.9875	0.9627	0.9244	0.8356
0,1%	0.9990	0.8734	0.9960	0.9902	0.9779	0.9494
0,01%	0.9999	0.9600	0.9987	0.9971	0.9932	0.9842

## 5 COMENTÁRIOS FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho analisamos algumas estratégias para a comunicação entre os nós de uma rede de sensores sem fio e propomos algumas soluções com o intuito de minimizar o consumo de energia. O consumo eficiente de energia é um dos principais objetivos no projeto de sistemas de comunicação sem fio de qualquer natureza, porém, no caso de uma rede de sensores, essa é uma questão vital, pois o prolongamento da sua vida útil está diretamente relacionado com a duração da carga das baterias dos nós da rede. A eficiência energética de uma WSN pode ser abordada sob muitos aspectos, como o uso de protocolos de roteamento e de acesso ao meio eficientes, a redução da quantidade de dados, através da compressão e do processamento *in-network* dos dados, o gerenciamento de energia através de protocolos de ativação e desativação dos nós, entre outros. Todavia, a energia consumida pela comunicação entre os nós, através do canal sem fio, ainda é um fator de muito peso no consumo final de energia da rede. É importante ressaltar que a eficiência energética da comunicação depende de inúmeros fatores, tanto os relacionados com o meio sem fio, como as características de atenuação e de desvanecimento do canal, quanto os relacionados com o projeto da rede, ou seja, a disposição do nós na rede, o tipo de comunicação entre eles, o uso de técnicas de correção de erros, entre outros.

No Capítulo 2 analisamos o consumo de energia de alguns cenários de comunicação com múltiplos saltos, utilizando um esquema HARQ-CC para tratar a ocorrência de erros de comunicação. Derivamos uma equação para o cálculo do consumo de energia que leva em consideração o número de retransmissões permitidas no protocolo HARQ-CC e a quantidade de saltos entre os nós fonte e destino. Assumindo dois modelos de desvanecimento Rayleigh (quase-estático e *block-fading*), mostramos que o consumo de energia pode ser bastante afetado pelo número de retransmissões e de saltos entre os nós fonte e nó destino. As restrições quanto à probabilidade de recebimento do pacote no destino e quanto ao seu atraso fim-a-fim, além das condições de atenuação do canal, também impactam diretamente o consumo de energia. De maneira geral, os resultados mostraram que, no desvanecimento Rayleigh quase-estático, o aumento no número de retransmissões do esquema HARQ-CC reduz o consumo de energia para praticamente toda a faixa de distâncias entre os nós fonte e destino. Por sua vez, a redução

no consumo de energia com o aumento na quantidade de saltos só é viável para distâncias mais longas entre  $S$  e  $D$ , exceto quando consideramos condições bem severas de perda de percurso, ou maiores restrições quanto à probabilidade de perda de pacotes. Os cenários analisados sob desvanecimento Rayleigh *block-fading* apresentaram resultados distintos. A primeira diferença está no ganho de diversidade, que resulta em uma economia consideravelmente maior de energia, quando utilizamos o esquema HARQ-CC com apenas uma retransmissão, comparado ao desvanecimento quase-estático. Entretanto, o uso de mais retransmissões nem sempre resulta em redução de energia, pois a potência consumida pelos circuitos de RF torna-se dominante para curtas distâncias. Analisamos, também, um exemplo de aplicação em redes de sensores visuais, que considera a transmissão de imagens captadas por múltiplas câmeras e encaminhadas com diferentes níveis de relevância para o nó destino. Comparamos um cenário no qual a potência de transmissão é mantida fixa, para atender todos os níveis de relevância com um cenário cuja potência de transmissão pode ser ajustada dinamicamente para atender determinado nível de relevância. Os resultados mostraram que o ajuste dinâmico da potência pode reduzir o consumo de energia, em relação a um esquema sem o ajuste dinâmico, especialmente em um cenário sob desvanecimento Rayleigh quase-estático. Os cenários deste Capítulo consideram o canal modelado por uma distribuição Rayleigh. Uma possível extensão para esse estudo é o uso de outro modelo de desvanecimento, como o Nakagami- $m$ , que permite a modelagem de canais com alguma linha de visada. Além disso, embora o esquema HARQ com redundância incremental apresente maior complexidade do que o esquema HARQ-CC, uma análise comparativa entre esses dois esquemas pode trazer resultados interessantes, com relação ao custo-benefício da adoção de um ou outro esquema.

No Capítulo 3 mostramos o impacto produzido no consumo de energia, quando utilizamos uma taxa de codificação otimizada. A taxa de codificação que minimiza o consumo de energia depende fortemente da distância entre o nó transmissor e o nó receptor, além do tipo de desvanecimento do canal. Baseado no modelo de consumo de energia proposto por (ROSAS et al., 2014), calculamos as taxas de codificação ótimas de uma família de códigos BCH, para uma faixa de distâncias entre o nó transmissor e receptor. Os resultados mostraram que, de maneira geral, as taxas ótimas de codificação, que minimizam o consumo de energia, tendem a diminuir com o aumento da distância entre os nós. Considerando a aplicação dessa otimização em redes de sensores, e pelos motivos já expostos neste documento, analisamos o comportamento do consumo de energia em cenários cuja comunicação se dá através de múltiplos saltos. Assumindo o uso de um esquema de correção de erros FEC com retransmissões ARQ, comparamos o consumo de energia dos cenários sob duas condições de desvanecimento Rayleigh, *fast-fading* e *block-fading*. Novamente mostramos que a quantidade

de saltos entre os nós fonte e destino, bem como a distância desses saltos, tem bastante impacto no consumo de energia total da comunicação fim-a-fim, sendo que esse impacto foi maior nos cenários sob desvanecimento *fast-fading*. Possíveis continuidades este estudo podem incluir a adoção de técnicas HARQ com *Chase Combining* como técnica de controle de erros, além análise dos cenários considerando o modelo de desvanecimento como o Nakagami-*m*. Além disso, pretende-se investigar como outros tipos de modulação podem influenciar os resultados.

No Capítulo 4 o estudo focou na transmissão de imagens em redes de sensores visuais. As VSNs possuem algumas particularidades, dentre elas a grande quantidade de informações que é captada pelos nós sensores e que deve processada e transmitida pela rede. Uma das formas de redução na quantidade de dados é através de algoritmos de compressão, porém estes algoritmos devem ser selecionados de acordo com a capacidade de processamento e de armazenamento do nó, não subestimando também o consumo de energia dos algoritmos. Com isso, tanto a transmissão, quanto o processamento dos dados são primordiais no contexto das VSNs. Considerando um cenário envolvendo três nós de uma VSN (fonte, destino e *relay*) propusemos um esquema de transmissão que combina o protocolo cooperativo SDF, com a compressão das imagens através da transformada *wavelet* discreta. Neste esquema o nó fonte envia uma imagem diretamente ao nó destino, enquanto o nó (*relay*) coopera com a comunicação encaminhando, para o nó destino, uma versão reduzida da imagem. Comparamos os resultados deste esquema com os obtidos por esquemas não cooperativos (SH e MH) e cooperativos (SDF e IDF). Na maioria dos cenários analisados, e considerando ambientes com e sem linha de visada, o uso desse esquema resultou em melhores desempenhos – em termos de consumo de energia – comparado aos esquemas SH, MH e SDF, obtendo ainda desempenhos semelhantes ao do esquema IDF. Observamos também que a perda de qualidade causada pela compressão é compensada pela considerável economia no consumo de energia. No contexto das VSNs uma possível proposta de continuidade deste estudo é considerar a compressão das imagens pela DWT realizada no nó fonte. Neste caso, o nó fonte só transmitiria a quantidade de sub-bandas necessária para se atingir um mínimo de qualidade determinado pela aplicação. O nó *relay* poderia atuar na melhoria da condição do canal.

## REFERÊNCIAS

- AKYILDIZ, I. F.; MELODIA, T.; CHOWDHURY, K. R. A survey on wireless multimedia sensor networks. **Computer Networks**, Elsevier North-Holland, Inc., New York, NY, USA, v. 51, n. 4, p. 921–960, mar. 2007. ISSN 1389-1286. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.comnet.2006.10.002>>.
- AKYILDIZ, L. F. et al. A survey on sensor networks. **Computer Networks**, v. 38, no. 4, p. 393–422, Jan. 2002.
- ANASTASI, G. et al. Energy conservation in wireless sensor networks: A survey. **Ad Hoc Networks**, Elsevier Science Publishers B. V., Amsterdam, The Netherlands, The Netherlands, v. 7, n. 3, p. 537–568, maio 2009. ISSN 1570-8705. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.adhoc.2008.06.003>>.
- BRANTE, G. **Esquemas Eficientes de Comunicação Digital e Analógica com Diversidade Espacial e Cooperativa**. Tese (Doutorado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2013.
- BRANTE, G.; KAKITANI, M.; SOUZA, R. Energy efficiency analysis of some cooperative and non-cooperative transmission schemes in wireless sensor networks. **IEEE Trans. on Communications**, v. 59, n. 10, p. 2671–2677, Oct. 2011. ISSN 0090-6778.
- BRANTE, G. de O.; SOUZA, R.; PELLEZZI, M. Cooperative partial retransmission scheme in incremental decode-and-forward relaying. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, v. 2011, n. 1, p. 57, 2011. ISSN 1687-1499. Disponível em: <<http://jwcn.eurasipjournals.com/content/2011/1/57>>.
- CHASE, D. Code combining—a maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets. **IEEE Trans. on Communications**, v. 33, n. 5, p. 385–393, 1985. ISSN 0090-6778.
- CHATZIGEORGIOU, I.; WASSELL, I. J.; CARRASCO, R. On the frame error rate of transmission schemes on quasi-static fading channels. In: IEEE. **Information Sciences and Systems, 2008. CISS 2008. 42nd Annual Conference on**. [S.l.], 2008. p. 577–581.
- CHENG, J.-F. Coding performance of hybrid ARQ schemes. **IEEE Trans. on Communications**, v. 54, n. 6, p. 1017–1029, 2006. ISSN 0090-6778.
- COSTA, D. G.; GUEDES, L. A. The coverage problem in video-based wireless sensor networks: A survey. **Sensors**, v. 10, n. 9, p. 8215–8247, 2010. ISSN 1424-8220. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/1424-8220/10/9/8215>>.
- COSTA, D. G.; GUEDES, L. A. A discrete wavelet transform (DWT)-based energy-efficient selective retransmission mechanism for wireless image sensor networks. **Journal of Sensor and Actuator Networks**, v. 1, n. 1, p. 3–35, 2012. ISSN 2224-2708. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/2224-2708/1/1/3>>.

COSTA, D. G. et al. Energy-efficient packet relaying in wireless image sensor networks exploiting the sensing relevancies of source nodes and DWT coding. **Journal of Sensor and Actuator Networks**, v. 2, n. 3, p. 424–448, 2013. ISSN 2224-2708. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/2224-2708/2/3/424>>.

COVER, T.; THOMAS, J. **Elements of Information Theory**. 2nd. ed. [S.l.: s.n.], 1991.

CUI, S.; GOLDSMITH, A. J.; BAHAI, A. Energy-constrained modulation optimization. **IEEE Trans. on Wireless Communications**, v. 4, p. 2349–2360, 2005.

DOMBROWSKI, C. et al. Energy-efficient multi-hop transmission for machine-to-machine communications. In: **Modeling Optimization in Mobile, Ad Hoc Wireless Networks (WiOpt), 2013 11th International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 341–348.

FOWLER, J.; POPESCU, B. P. An overview on wavelets in source coding, communications, and networks. **EURASIP Journal on Image and Video Processing**, v. 2007, 27 pages, 2007.

GOLDSMITH, A. **Wireless Communications**. 1st edition. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2005.

HOWARD, S. L.; SCHLEGEL, C.; INIEWSKI, K. Error control coding in low-power wireless sensor networks: when is ECC energy efficient. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, v. 2, p. 1–14, 2006.

KACIMI, R.; DHAOU, R.; BEYLOT, A.-L. Load balancing techniques for lifetime maximizing in wireless sensor networks. **Ad Hoc Networks**, Elsevier Science Publishers B. V., Amsterdam, The Netherlands, The Netherlands, v. 11, n. 8, p. 2172–2186, nov. 2013. ISSN 1570-8705. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.adhoc.2013.04.009>>.

KAKITANI, M. et al. Comparing the energy efficiency of single-hop, multi-hop and incremental decode-and-forward in multi-relay wireless sensor networks. In: **Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011 IEEE 22nd International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 970–974. ISSN pending.

LANEMAN, J. N.; TSE, D. N. C.; WORNELL, G. W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior. **IEEE Trans. Inform. Theory**, v. 50, p. 3062–3080, 2004.

LAU, A. P. T.; CUI, S. Joint power minimization in wireless relay channels. **IEEE Trans. on Wireless Communications**, v. 6, n. 8, p. 2820–2824, 2007. ISSN 1536-1276.

LEQUIRE, V.; DURAN-FAUNDEZ, C.; KROMMENACKER, N. Energy-efficient image transmission in sensor networks. **International Journal of Sensor Networks**, Inderscience Publishers, Inderscience Publishers, Geneva, SWITZERLAND, v. 4, p. 37–47, Jul. 2008. ISSN 1748-1279.

LIU, H. et al. Error control schemes for networks: An overview. **Mob. Netw. Appl.**, Springer-Verlag New York, Inc., Secaucus, NJ, USA, v. 2, n. 2, p. 167–182, out. 1997. ISSN 1383-469X. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1023/A:1013676531988>>.

LO, C. K.; VISHWANATH, S.; HEATH, R. W. An energy-based comparison of long-hop and short-hop routing in MIMO networks. **IEEE Trans. on Vehicular Technology**, IEEE, v. 59, n. 1, p. 394–405, 2010.

- LOTT, C.; MILENKOVIC, O.; SOLJANIN, E. Hybrid ARQ: theory, state of the art and future directions. In: IEEE. **Information Theory for Wireless Networks, 2007 IEEE Information Theory Workshop on**. [S.l.], 2007. p. 1–5.
- MANGHARAM, R.; ROWE, A.; RAJKUMAR, R. Firefly: a cross-layer platform for real-time embedded wireless networks. **Real-Time Systems**, Springer US, v. 37, p. 183–231, 2007. ISSN 0922-6443. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1007/s11241-007-9028-z>>.
- MANHAS, E. et al. Energy efficiency analysis of HARQ with Chase combining in multi-hop wireless sensor networks. In: **Computers and Communication (ISCC), 2014 IEEE Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- MANHAS, E. B. et al. Energy-efficient cooperative image transmission over wireless sensor networks. In: **Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2012 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2014 –2019.
- MEULEN, E. C. V. D. Three-terminal communication channels. **Advances in applied Probability**, JSTOR, p. 120–154, 1971.
- MHATRE, V.; ROSENBERG, C. Homogeneous vs heterogeneous clustered sensor networks: a comparative study. In: **Communications, 2004 IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 3646–3651 Vol.6.
- RAHIMI, M. et al. Cyclops: In situ image sensing and interpretation in wireless sensor networks. In: **In SenSys**. [S.l.]: ACM Press, 2005. p. 192–204.
- RAPPAPORT, T. S. **Comunicações sem fio: Princípios e Práticas**. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2009.
- ROSAS, F. et al. Optimizing the code rate for achieving energy-efficient wireless communications. **IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)**, p. 1–6, april 2014.
- ROSAS, F.; OBERLI, C. Modulation and SNR optimization for achieving energy-efficient communications over short-range fading channels. **IEEE Trans. on Wireless Communications**, IEEE, v. 11, n. 12, p. 4286–4295, 2012.
- SIMON, M. K.; ALOUINI, M.-S. **Digital Communication over Fading Channels**. [S.l.]: Wiley Interscience, 2004.
- SORO, S.; HEINZELMAN, W. R. A survey of visual sensor networks. **Advances in Multimedia**, v. 2009, p. 21, 2009.
- STANOJEV, I. et al. Energy efficiency of non-collaborative and collaborative hybrid-ARQ protocols. **IEEE Trans. on Wireless Communications**, v. 8, n. 1, p. 326–335, 2009. ISSN 1536-1276.
- TILAK, S.; ABU-GHAZALEH, N. B.; HEINZELMAN, W. A taxonomy of wireless micro-sensor network models. **SIGMOBILE Mob. Comput. Commun. Rev.**, ACM, New York, NY, USA, v. 6, n. 2, p. 28–36, abr. 2002. ISSN 1559-1662. Disponível em: <<http://doi.acm.org/10.1145/565702.565708>>.

WANG, X. et al. Fair energy-efficient resource allocation in wireless sensor networks over fading TDMA channels. **Selected Areas in Communications, IEEE Journal on**, v. 28, n. 7, p. 1063–1072, September 2010. ISSN 0733-8716.

WANG, Z. The SSIM index for image quality assessment. Disponível em: <http://www.cns.nyu.edu/lcv/ssim/>. Acessado em 25/09/2011. 2011.

WANG, Z.; BOVIK, A. C. Mean squared error: Love it or leave it? a new look at signal fidelity measures. **IEEE Signal Processing Magazine**, v. 26, p. 98–117, 2009.

WANG, Z. et al. Image quality assessment: From error visibility to structural similarity. **IEEE Trans. on Image Processing**, v. 13, n. 4, p. 600–612, 2004.

WANG, Z.; GIANNAKIS, G. A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels. **IEEE Trans. on Communications**, v. 51, n. 8, p. 1389 – 1398, aug. 2003. ISSN 0090-6778.

WU, H.; ABOUZEID, A. A. Error resilient image transport in wireless sensor networks. **Computer Networks**, Elsevier North-Holland, Inc., New York, NY, USA, v. 50, p. 2873–2887, Oct. 2006. ISSN 1389-1286.

YOUNIS, M.; AKKAYA, K. Strategies and techniques for node placement in wireless sensor networks: A survey. **Ad Hoc Networks**, Elsevier, v. 6, n. 4, p. 621–655, 2008.

YU, W.; SAHINOGLU, Z.; VETRO, A. Energy efficient JPEG 2000 image transmission over wireless sensor networks. **IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)**, v. 5, p. 2738–2743, 2004.