

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

GLAUBER GOMES DE OLIVEIRA BRANTE

**ESQUEMAS EFICIENTES DE COMUNICAÇÃO DIGITAL E
ANALÓGICA COM DIVERSIDADE ESPACIAL E COOPERATIVA**

TESE

CURITIBA

2013

GLAUBER GOMES DE OLIVEIRA BRANTE

**ESQUEMAS EFICIENTES DE COMUNICAÇÃO DIGITAL E
ANALÓGICA COM DIVERSIDADE ESPACIAL E COOPERATIVA**

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do grau de “Doutor em Ciências” – Área de Concentração: Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Richard Demo Souza

CURITIBA

2013

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

B821 Brante, Glauber Gomes de Oliveira
Esquemas eficientes de comunicação digital e analógica com diversidade espacial e cooperativa / Glauber Gomes de Oliveira Brante. — 2013.
112 f. : il. ; 30 cm

Orientador: Richard Demo Souza.
Tese (Doutorado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Curitiba, 2013.
Bibliografia: f. 106-112.

1. Comunicações digitais. 2. Energia – Consumo. 3. Sistemas de comunicação sem fio. 4. Teoria da codificação. 5. Antenas (Eletrônica). 6. Sistemas de telecomunicação. 7. Engenharia elétrica – Teses. I. Souza, Richard Demo orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. III. Título.

CDD (22. ed.) 621.3

Tese de Doutorado Nº. 82

“Esquemas Eficientes de Comunicação Digital e Analógica com Diversidade Espacial e Cooperativa”

por

Glauber Gomes de Oliveira Brante

Esta tese foi apresentada como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em CIÊNCIAS - Área de Concentração: Telecomunicações e Redes, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, às 09h do dia 08 de fevereiro de 2013. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores:

Prof. Richard Demo Souza, Dr.
(Presidente)

Prof. Gustavo Fraidentraich, Dr.
(UNICAMP)

Prof. Marcelo Eduardo Pellenz, Dr.
(PUC-PR)

Prof. Evelio Martin Garcia Fernandez, Dr.
(UFPR)

Prof. Taufik Abrão, Dr.
(UEL)

Visto da Coordenação:

Prof. Ricardo Lüders, Dr.
(Coordenador do CPGEI)

AGRADECIMENTOS

Antes de tudo, agradeço à minha maior companheira, Giuliana, que me acompanhou para a terra da cerveja e do chocolate, que além de nos permitir vivenciar outra cultura, me auxiliou a fazer parte do trabalho sobre o qual trata este documento.

Agradeço a meu orientador e amigo, Richard, que está sempre presente com suas muitas ideias e com ótimo bom humor. Obrigado pelas condições para realizar esse trabalho.

Aos meus colegas de laboratório, Marcos, Hirley, Maciel, Samuel e João, que estão presentes há mais tempo, e aos colegas que recém chegaram, pelas parcerias, pela convivência e pelo café das 16h.

Agradeço à UTFPR e ao CPGEI, pela oportunidade de participar deste programa de Doutorado, e ao CNPq pelo apoio financeiro no Brasil e no exterior. Deixo também meu agradecimento ao prof. Luc Vandendorpe, por me receber em seu grupo de pesquisa, e ao prof. Javier Garcia-Frias, pela colaboração em parte desse trabalho.

Por fim, mas não com menor importância, agradeço aos meus pais, Francis e Marcos, por estarem sempre presentes, e à minha irmã, Nayara, pelas inúmeras dúvidas quanto ao novo acordo ortográfico.

*O que conhece os outros é sábio,
O que conhece a si mesmo é iluminado,
O que vence os outros é forte,
O que vence a si mesmo é poderoso*

(Lao Tzu)

RESUMO

BRANTE, Glauber Gomes de Oliveira. ESQUEMAS EFICIENTES DE COMUNICAÇÃO DIGITAL E ANALÓGICA COM DIVERSIDADE ESPACIAL E COOPERATIVA. 112 f. Tese – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2013.

Nesta tese abordamos técnicas de diversidade espacial e cooperativa em dois tipos de sistemas de comunicação sem fio: sistemas digitais e sistemas analógicos. No âmbito dos sistemas digitais, consideramos a transmissão entre nós de uma rede de sensores sem fio. Uma vez que estas redes são caracterizadas por um grande número de nós, cuja quantidade de energia disponível é restrita, focamos em esquemas eficientes sob o ponto de vista do consumo de energia. Para tanto, analisamos protocolos cooperativos e técnicas com múltiplas antenas procurando delinear a real eficiência dessas técnicas em cenários práticos de redes de sensores sem fio, onde levamos em consideração questões como condição de linha de visada entre os nós, o consumo dos circuitos de transmissão e recepção, a presença ou não do canal de retorno, restrições de perda de pacotes e atraso, além de possíveis não linearidades no consumo das baterias dos dispositivos. Nossos resultados mostram que algumas das conclusões da literatura podem se inverter quando parâmetros mais adequados são levados em conta. Além disso, detalhamos as regiões mais eficientes de operação para cada método de transmissão nas referidas redes. Por outro lado, no âmbito dos sistemas analógicos, consideramos sistemas de codificação analógica conjunta fonte-canal que realizam uma compressão da largura de banda. Tais sistemas têm apelo em cenários nos quais a complexidade e atraso podem ser fatores limitantes. Nesse caso, procuramos primeiramente aplicar o que já existe na literatura no contexto de canais sem fio, para então focar em esquemas cooperativos e de múltiplas antenas que reduzam a distorção no receptor, buscando aproximar o desempenho desses sistemas ao seu limite teórico. Nossos resultados mostram uma melhoria de desempenho quando a diversidade espacial e cooperativa são utilizadas. Além disso, a solução analógica proposta se aproxima do limitante superior de desempenho de um sistema digital prático, com a vantagem de oferecer menor complexidade e atraso, além de maior flexibilidade no projeto do sistema.

Palavras-chave: Diversidade Espacial, Múltiplas Antenas, Comunicações Cooperativas, Eficiência Energética, Codificação Analógica Conjunta Fonte-Canal

ABSTRACT

BRANTE, Glauber Gomes de Oliveira. EFFICIENT DIGITAL AND ANALOG COMMUNICATION SCHEMES WITH SPATIAL AND COOPERATIVE DIVERSITY. 112 f. Tese – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2013.

In this thesis we discuss spatial diversity and cooperative diversity techniques for two types of wireless communication systems: digital systems and analog systems. In the context of digital systems, we consider the transmission between nodes of a wireless sensor network. Since these networks are characterized by a large number of nodes, with limited amount of energy, we focus on efficient schemes from the point of view of the energy consumption. For this purpose, we analyze cooperative protocols and multiple antenna techniques trying to delineate the real effectiveness of these techniques in practical wireless sensor networks scenarios, where we consider issues such as line of sight, the energy consumption of the transmit and receive circuits, the availability or not of a feedback channel, packet loss and delay constraints, and possible nonlinearities in the battery consumption. Our results show that some of the conclusions of the literature can change if some of these parameters are taken into account. Furthermore, we detail the most efficient operation regions for each transmission method in such networks. On the other hand, in the context of analog systems, we consider analog joint source-channel coding systems performing bandwidth compression. Such systems are suitable for scenarios in which the complexity and delay can be limiting factors. In this case, we first apply some of the already existing concepts of the literature to the context of wireless channels, and then focus on cooperative schemes and multiple antenna techniques to reduce the distortion at the receiver, while trying to approximate the performance of these systems to their theoretical limit. Our results show a performance improvement when spatial and cooperative diversity are used. Moreover, the proposed analog solution approaches the upper bound performance of a practical digital system, with the advantage of lower complexity and delay, and more flexibility in the system design.

Keywords: Spatial Diversity, Multiple Antennas, Cooperative Communications, Energy Efficiency, Analog Joint Source-Channel Coding

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Diversidade espacial com múltiplas antenas.	25
FIGURA 2	– Fonte, <i>relay</i> e destino no canal cooperativo.	26
FIGURA 3	– Ilustração do <i>amplify-and-forward</i>	27
FIGURA 4	– Ilustração do <i>decode-and-forward</i>	29
FIGURA 5	– Diagrama em blocos para os circuitos de TX e RX.	30
FIGURA 6	– Uma amostra $X = (x_1, x_2)$ codificada com uma curva espiral, com $\hat{\theta}_1$ e $\hat{\theta}_2$ representando X mapeado em cada um dos braços da espiral.	34
FIGURA 7	– Diagrama em blocos da transmissão analógica no canal sem fio.	34
FIGURA 8	– Esquemas de transmissão.	45
FIGURA 9	– Potência de transmissão com $\Omega = 1$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$	50
FIGURA 10	– Energia total consumida com $\Omega = 1$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$	51
FIGURA 11	– Potência de transmissão com $\Omega = 2$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$	52
FIGURA 12	– Energia total consumida com $\Omega = 2$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$	52
FIGURA 13	– Energia total consumida pelos protocolos SDF e IDF considerando as mensagens de ACK/NACK, $\Omega = 2$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$	53
FIGURA 14	– Energia total consumida com $\mathcal{P}^* = 10^{-2}$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\Omega = 2$	54
FIGURA 15	– Energia total consumida com $\mathcal{P}^* = 10^{-4}$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\Omega = 2$	54
FIGURA 16	– Energia total consumida para diferentes posições do <i>relay</i> , $\Omega = 2$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$	57
FIGURA 17	– Consumo total de energia por bit para uma probabilidade de <i>outage</i> alvo de $\mathcal{P}^* = 10^{-2}$ com $\xi = 2$ b/s/Hz.	63
FIGURA 18	– Mínima energia consumida por bit pelos esquemas MIMO e pelos esquemas SISO cooperativos aplicando DF.	64
FIGURA 19	– Consumo de energia total por bit para $\mathcal{P}^* = 10^{-2}$ quando $d = 50$ m (figura superior) e $d = 150$ m (figura inferior).	65
FIGURA 20	– Carga da bateria em diferentes estágios.	66
FIGURA 21	– Algoritmo reativo de seleção de <i>relays</i>	68
FIGURA 22	– Algoritmo proativo de seleção de <i>relays</i>	69
FIGURA 23	– Comportamento não linear do modelo de consumo da bateria.	71
FIGURA 24	– Potência de transmissão ótima requerida em NLOS para a transmissão de $L = 500$ bits.	74
FIGURA 25	– Energia total consumida em NLOS para a transmissão de $L = 500$ bits. ..	75
FIGURA 26	– Consumo de energia não linear (E_{u_i} dado por (73)) e linear ($E_{u_i} = 0$ J, $\forall i$) para o algoritmo reativo em NLOS na transmissão de $L = 500$ bits.	76
FIGURA 27	– Modelo do sistema, dois grupos de quatro <i>relays</i>	77
FIGURA 28	– Modelo do sistema, quatro grupos de dois <i>relays</i>	77
FIGURA 29	– Diagrama em blocos do protocolo cooperativo AF.	87
FIGURA 30	– Desempenho do sistema 2:1 em canal Rayleigh com nós de única antena.	90
FIGURA 31	– Desempenho do sistema 2:1 com CSI parcial no receptor.	91
FIGURA 32	– Desempenho do sistema 2:1 com diversidade espacial empregando duas antenas no receptor.	93
FIGURA 33	– Desempenho do sistema 2:1 com diversidade espacial empregando três	

	diferentes métodos de combinação: SC, EGC e MRC.	94
FIGURA 34	– Desempenho dos sistemas 1:1, 2:1, 3:1 e 4:1 com diversidade espacial. ..	95
FIGURA 35	– Desempenho do sistema 2:1 com diversidade cooperativa utilizando AF. .	95
FIGURA 36	– Desempenho dos sistemas 1:1, 2:1, 3:1 e 4:1 com diversidade cooperativa. 96	
FIGURA 37	– Desempenho do FDF e SDF comparado ao AF no sistema 2:1.	97
FIGURA 38	– Desempenho do sistema 2:1 com diversidade cooperativa utilizando AF, FDF e SDF em função da posição relativa do <i>relay</i>	98
FIGURA 39	– Desempenho dos esquemas analógicos com MMSE comparadas à capacidade irrestrita do sistema digital utilizando quantização escalar. ...	100

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– Consumo de potência dos circuitos de RF.	31
TABELA 2	– Parâmetros do sistema.	50
TABELA 3	– Distância a partir da qual cada esquema é mais eficiente que a transmissão direta.	55
TABELA 4	– Tempo de vida da rede para diferentes estratégias de agrupamento.	78
TABELA 5	– SDR e entropia em função do número de níveis de quantização (Q) para um sistema digital com entradas Gaussianas.	99

LISTA DE SIGLAS

ACK	<i>acknowledgement</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
AF	<i>Amplify-and-Forward</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
CF	<i>Compress-and-Forward</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
CSMA/CA	<i>Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance</i>
CSNR	<i>Channel Signal-to-Noise Ratio</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DF	<i>Decode-and-Forward</i>
EGC	<i>Equal Gain Combining</i>
fdf	<i>Fixed Decode-and-Forward</i>
HARQ	<i>Hybrid Automatic Repeat reQuest</i>
i.i.d.	<i>independent and identically distributed</i>
IDF	<i>Incremental Decode-and-Forward</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFA	<i>Intermediate Frequency Amplifier</i>
Li-ion	Íons de Lítio
LNA	<i>Low-Noise Amplifier</i>
LOS	<i>Line-Of-Sight</i>
MH	<i>Multi-Hop</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
ML	<i>Maximum Likelihood</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Squared Error</i>
MRC	<i>Maximal Ratio Combining</i>
MSE	<i>Mean Squared Error</i>
NACK	<i>negative acknowledgement</i>
NiCd	Níquel Cádmio
NLOS	<i>Non Line-Of-Sight</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
OPTA	<i>Optimal Performance Theoretically Attainable</i>
PAR	<i>Peak-to-Average Ratio</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RF	Rádio Frequência
SC	<i>Selection Combining</i>
SDF	<i>Selective Decode-and-Forward</i>
SDR	<i>Signal-to-Distortion Ratio</i>
SH	<i>Single-Hop</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>

SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SSC	<i>Switch-and-Stay Combining</i>
ST	<i>Space-Time codes</i>
SVD	<i>Singular Value Decomposition</i>
TAS	<i>Transmit Antenna Selection</i>
WSN	<i>Wireless Sensor Network</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

P_i	potência de transmissão do nó i
κ_{ij}	perda de percurso entre os nós i e j
h_{ij}	coeficiente de desvanecimento no enlace i - j
\mathbf{x}	vetor de dados transmitido
\mathbf{w}_{ij}	ruído aditivo Gaussiano branco na transmissão entre i e j
σ_w^2	variância do ruído
N_0	densidade espectral de potência unilateral do ruído térmico
d_{ij}	distância entre os nós i e j
ν	expoente de perda de percurso
G	ganho total das antenas de transmissão e recepção
λ	comprimento de onda
f_c	frequência de portadora
M_l	margem de enlace
N_f	figura do ruído no receptor
γ_{ij}	SNR instantânea
$\bar{\gamma}_{ij}$	SNR média
σ_h^2	segundo momento do coeficiente de desvanecimento
$E[\cdot]$	valor esperado
N	potência do ruído
B	largura de banda do sistema
I_{ij}	informação mútua no enlace i - j
R_b	taxa de transmissão do sistema
ξ	eficiência espectral
\mathcal{P}_{ij}	probabilidade de <i>outage</i> no enlace i - j
$\Pr\{\cdot\}$	probabilidade de ocorrência de um dado evento
m	parâmetro da distribuição de Nakagami- m
$\Psi(a, b)$	função gama incompleta
$\Gamma(a)$	função gama completa
S	fonte
R	<i>relay</i>
D	destino
β	ganho do AF
P_{DAC}	potência consumida pelo conversor digital-analógico
P_{mix}	potência consumida pelo <i>mixer</i>
$P_{fil_{tx}}$	potência consumida pelos filtros de transmissão
P_{syn}	potência consumida pelo sintetizador de frequência
P_{LNA}	potência consumida pelo amplificador de baixo ruído
P_{mix}	potência consumida pelo <i>mixer</i>
P_{IFA}	potência consumida pelo amplificador de intermediário de potência
$P_{fil_{rx}}$	potência consumida pelos filtros de recepção
P_{ADC}	potência consumida pelo conversor analógico-digital

δ	consumo desperdiçado pelo amplificador de potência
ε	<i>peak-to-average ratio</i> para a modulação M -QAM
M	ordem da modulação M -QAM
η	eficiência de dreno do amplificador
E_{ij}	energia total consumida por bit na transmissão entre dois nós i e j
\mathcal{N}	número de amostras do vetor analógico
\mathcal{K}	número de símbolos analógicos transmitidos pelo canal
\hat{X}	estimativa de X
$\ \cdot\ $	distância Euclideana
$M_{\Delta}(\cdot)$	função que mapeia o vetor fonte na superfície \mathcal{K} -dimensional
Δ	parâmetro característico de $M_{\Delta}(\cdot)$
$T_{\alpha}(\cdot)$	função analógica inversível
φ	símbolo analógico normalizado
θ	ângulo da origem até o ponto X_{θ}
X_{θ}	versão mapeada de X
α	parâmetro característico de $T_{\alpha}(\cdot)$
T	intervalo de tempo
Ω	fator que multiplica a eficiência espectral
d_{sr}^*	distância ótima para o <i>relay</i>
n_{te}	número de antenas de transmissão ativas
n_{re}	número de antenas de recepção ativas
\mathbf{H}	matriz dos ganhos de canais
$\ \cdot\ _F$	norma de Frobenius
γ_T	limiar de comutação no SSC
ω_l^2	autovalores da matriz $\mathbf{H}_{ij}\mathbf{H}_{ij}^*$
K	número de <i>relays</i>
t_k	contador de tempo de cada <i>relay</i> k antes de transmitir
E_{ci}	consumo aparente total de energia do nó i
E_{li}	energia consumida pela carga do nó i
E_{ui}	energia que se torna indisponível no nó i
Θ_i	perfil de potência do nó i
ζ	parâmetro que caracteriza a não linearidade da bateria
T_s	período de amostragem
L	número de bits transmitidos em cada pacote de dados
R_s	função de taxa de distorção
C	capacidade do canal
W	fator linear do estimador MMSE
R_{xy}	correlação cruzada entre x e y
R_{yy}	autocorrelação de y
p_r	posição intermediária do <i>relay</i> em relação à fonte
ϑ	erro de estimação de canal
σ_{ϑ}^2	variância do erro de estimação de canal
Q	número de níveis de quantização

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
2	CONCEITOS EM TRANSMISSÃO SEM FIO	21
2.1	TRANSMISSÃO DIGITAL NO CANAL SEM FIO	21
2.1.1	Distribuição de Rayleigh	23
2.1.2	Distribuição de Nakagami- <i>m</i>	23
2.2	DIVERSIDADE ESPACIAL	24
2.3	COMUNICAÇÕES COOPERATIVAS	25
2.3.1	Protocolos de Comunicação Cooperativa	26
2.3.1.1	<i>Amplify-and-Forward</i>	27
2.3.1.2	<i>Decode-and-Forward</i>	28
2.4	EFICIÊNCIA ENERGÉTICA	29
2.5	TRANSMISSÃO ANALÓGICA NO CANAL SEM FIO	31
2.5.1	Decodificador ML	35
2.5.2	Decodificador MMSE	35
2.5.3	Otimização dos Parâmetros	36
2.6	COMENTÁRIOS FINAIS	37
3	DIVERSIDADE ESPACIAL EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES DIGITAIS	39
3.1	ANÁLISE DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DE REDES DE SENSORES SEM FIO COM DIVERSIDADE COOPERATIVA	40
3.1.1	Modelo do Sistema	42
3.1.2	Esquemas Não Cooperativos	43
3.1.2.1	Transmissão Direta	43
3.1.2.2	Transmissão por Múltiplos Saltos	44
3.1.3	Esquemas Cooperativos	46
3.1.3.1	<i>Selective Decode-and-Forward</i>	46
3.1.3.2	<i>Incremental Decode-and-Forward</i>	47
3.1.4	Posicionamento Ótimo do <i>Relay</i>	48
3.1.5	Exemplos Numéricos	49
3.1.5.1	Considerações sobre a Taxa de Perda de Pacotes	53
3.1.5.2	Considerações sobre o <i>Throughput</i> Fim-a-Fim	53
3.1.5.3	Considerações sobre o Posicionamento do <i>Relay</i>	56
3.2	EFICIÊNCIA ENERGÉTICA EM REDES COM MÚLTIPLAS ANTENAS E SELEÇÃO DE ANTENAS	56
3.2.1	Modelo do Sistema	58
3.2.2	Esquemas de Transmissão	58
3.2.2.1	SISO	59
3.2.2.2	Códigos Espaço-Temporais (ST)	59
3.2.2.3	<i>Transmit Antenna Selection</i> (TAS)	60
3.2.2.4	<i>Beamforming</i> (SVD)	61
3.2.3	Exemplos Numéricos	62
3.3	EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DA SELEÇÃO DE <i>RELAYS</i> LEVANDO EM CONTA	

NÃO LINEARIDADES DA BATERIA	64
3.3.1 Modelo do Sistema	67
3.3.2 Algoritmos de Seleção de <i>Relays</i>	68
3.3.3 Análise de Consumo de Energia e Modelo de Consumo de Bateria	69
3.3.3.1 Transmissão Direta	72
3.3.3.2 <i>Incremental Decode-and-Forward</i>	72
3.3.4 Resultados Numéricos	73
3.4 CONCLUSÕES	78
4 DIVERSIDADE ESPACIAL EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES	
ANALÓGICAS	80
4.1 MODELO DE SISTEMA	81
4.2 SISTEMAS $\mathcal{N}:1$	83
4.3 DIVERSIDADE DE RECEPÇÃO EM SISTEMAS $\mathcal{N}:1$	84
4.3.1 Combinação por Seleção	85
4.3.2 Combinação por Ganho Igual	85
4.3.3 Combinação por Máxima Razão	85
4.3.4 OPTA (<i>Optimal Performance Theoretically Attainable</i>)	86
4.4 DIVERSIDADE COOPERATIVA	86
4.5 RESULTADOS NUMÉRICOS	89
4.5.1 Sistemas de Única Antena	89
4.5.2 Diversidade de Recepção	92
4.5.3 Diversidade Cooperativa	93
4.5.3.1 Considerações sobre o Protocolo <i>Decode-and-Forward</i>	95
4.5.3.2 Impacto do Posicionamento do <i>Relay</i>	97
4.5.4 Analógico <i>versus</i> Digital	98
4.6 CONCLUSÕES	99
5 COMENTÁRIOS FINAIS E TRABALHOS FUTUROS	101
REFERÊNCIAS	105
Anexo A – PESOS DO MRC PARA O PROTOCOLO <i>AMPLIFY-AND-FORWARD</i> ...	112

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de comunicações sem fio têm sido cada vez mais utilizados devido à sua mobilidade e facilidade de instalação. Estão presentes em nosso cotidiano desde dispositivos portáteis, dos mais simples aos com capacidade de processamento que proporcionam as mais avançadas aplicações. As redes locais de acesso sem fio WiFi (IEEE STD 802.11, 1999), as redes metropolitanas sem fio WiMax (IEEE STD 802.16E, 2009), tecnologias celulares de terceira e quarta geração, além da transmissão de TV digital, são exemplos de sistemas sem fio amplamente difundidos. O mercado de comunicações sem fio parece não parar de crescer, com os usuários sempre demandando mais taxa, mais qualidade e maior cobertura.

Um dos desafios enfrentados pela comunicação sem fio é o meio de transmissão. O canal sem fio é um meio de comunicação difícil e imprevisível. Um sinal transmitido por um meio sem fio está sujeito a diversos fatores, tais como ruído, atenuações devido a objetos em movimento, flutuações aleatórias no tempo (usualmente referidas como desvanecimento), *etc.* Portanto, um projeto de um sistema confiável vem ao custo de uma quantidade significativa de potência requerida para transmitir dados entre um nó e outro (GOLDSMITH, 2005).

Uma das técnicas mais eficientes para combater os efeitos do desvanecimento é a exploração de diversidade (GOLDSMITH, 2005), *i.e.* a transmissão do sinal através de “caminhos” independentes. Em especial, a diversidade espacial tem sido foco de um grande número de pesquisas e já é presente em diversos padrões modernos como o IEEE 802.11n (IEEE STD 802.11N, 2009) e o IEEE 802.16e (IEEE STD 802.16E, 2009). O uso de múltiplas antenas de transmissão e recepção representa a alternativa mais comum para se obter diversidade espacial, em que podemos citar os trabalhos de (ALAMOUTI, 1998; FOSCHINI, 1996; TAROKH et al., 1998, 1999) como exemplos representativos nesta área. Um sistema que emprega múltiplas antenas é usualmente referido como um sistema MIMO (do inglês *Multiple-Input Multiple-Output*), em oposição a um sistema SISO (do inglês *Single-Input Single-Output*). Outra alternativa prática para atingir diversidade espacial é através da chamada comunicação cooperativa, que visa obter o ganho de diversidade via compartilhamento dos recursos de dispositivos distintos que utilizam o mesmo canal sem fio (MEULEN, 1971; COVER; GAMAL,

1979; SENDONARIS et al., 2003; LANEMAN et al., 2004).

Neste documento, abordamos técnicas de diversidade espacial em dois tipos de sistemas de comunicação sem fio: sistemas digitais e sistemas analógicos. Primeiramente, consideramos a transmissão digital entre nós de uma rede de sensores sem fio (WSNs – do inglês *Wireless Sensor Networks*). Essas redes possuem um grande número de nós com características mais delicadas quanto ao consumo de energia. Nós sensores são, em geral, alimentados por uma bateria cuja recarga ou substituição é muitas vezes indesejável ou impossível. Dessa forma, tendo em vista que sistemas MIMO e as técnicas de comunicação cooperativa são potenciais candidatos para minimizar a potência de transmissão em redes sem fio, buscamos analisar esquemas de transmissão que utilizam técnicas de diversidade espacial visando a eficiência energética. Em um segundo cenário, consideramos sistemas de comunicação sem fio baseados na transmissão analógica de símbolos de amplitude contínua. A justificativa para o uso de tais sistemas se dá em cenários nos quais a complexidade e atraso podem ser fatores limitantes. Na transmissão digital em um canal sem fio, blocos de tamanho mais longos se fazem necessários para aumentar o desempenho dos códigos de fonte e canal, acarretando em maior complexidade e atraso. Em contrapartida, a transmissão analógica baseada em símbolos pode reduzir esses fatores. O desafio em tais sistemas é a diminuição da distorção no receptor. Para tal, aplicamos técnicas de múltiplas antenas e técnicas cooperativas, visando aproximar o desempenho desses sistemas ao seu limite teórico.

O restante deste documento está organizado da seguinte maneira. No Capítulo 2 apresentamos alguns conceitos importantes sobre a transmissão em meios sem fio, abordando técnicas de transmissão digitais e analógicas, além dos conceitos de múltiplas antenas, cooperação e eficiência energética. No Capítulo 3 exploramos a diversidade espacial em sistemas de comunicações digitais. Iniciamos com a análise da eficiência energética de WSNs com diversidade cooperativa na Seção 3.1, onde buscamos delinear o melhor tipo de estratégia de transmissão em termos de eficiência energética para uma dada topologia da rede e características de transmissão dos nós. Nossa análise leva em conta a condição de linha de visada entre os nós, o consumo dos circuitos de Rádio Frequência (RF), a presença ou não do canal de retorno e duas restrições em particular no receptor: perda de pacotes máxima e vazão (em inglês *throughput*). Nossos resultados mostram que algumas conclusões encontradas na literatura podem se inverter quando os fatores citados acima são levados em conta. Algumas das contribuições dessa seção podem ser encontradas em (BRANTE et al., 2011a, 2011b).

Na sequência, na Seção 3.2, consideramos técnicas de transmissão MIMO. De forma a viabilizar o uso de múltiplas antenas sob a ótica da eficiência energética, exploramos técnicas

de seleção de antenas no transmissor e no receptor. Além disso, também mostramos alguns casos onde a comunicação cooperativa SISO supera a comunicação não cooperativa MIMO, mesmo quando a seleção de antenas é empregada. Por fim, a Seção 3.3 conclui nossa análise em sistemas digitais ao considerar redes maiores, em que muitos nós podem estar envolvidos no processo cooperativo. Além disso, também analisamos um modelo não linear para descrever o consumo das baterias dos dispositivos. Mostramos que os sensores devem ser divididos em grupos, de forma que os nós possam descansar periodicamente, recuperando assim a carga adicional que se torna indisponível devido às não linearidades das baterias. Os resultados dessa seção também foram apresentados em (BRANTE et al., 2012).

Sob o ponto de vista das comunicações analógicas, o Capítulo 4 explora a aplicação de múltiplas antenas e de técnicas cooperativas em tais cenários. Em especial, focamos em esquemas analógicos de codificação conjunta fonte-canal que realizam uma compressão de largura de banda, e aplicamos técnicas de diversidade espacial de forma a aproximar o desempenho desses sistemas ao limite teórico do canal. Nossos resultados mostram que importantes ganhos de desempenho podem ser obtidos com a exploração da diversidade. Além disso, ao comparar os esquemas analógicos ao limite teórico de um esquema digital, mostramos que o sistema analógico tem desempenho muito próximo desse limite para o esquema digital, mas com complexidade e atraso bastante reduzidos. Algumas das contribuições associadas a essa análise também podem ser encontradas em (BRANTE et al., 2011c, 2013). Concluindo este documento, apresentamos comentários finais e propostas para trabalhos futuros no Capítulo 5.

Por fim, listamos abaixo as publicações obtidas até o momento relacionadas com o tema desta tese.

1. BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; GARCIA-FRIAS, J., “*Spatial Diversity Using Analog Joint Source Channel Coding in Wireless Channels*”, **IEEE Transactions on Communications**, vol. 61, no. 1, pp. 301–3011, 2013.
2. BRANTE, G.; KAKITANI, M. T.; SOUZA, R. D., “*Energy Efficiency Analysis of Some Cooperative and Non-Cooperative Transmission Schemes in Wireless Sensor Networks*”, **IEEE Transactions on Communications**, vol. 59, pp. 2671–2677, 2011.
3. BRANTE, G.; KAKITANI, M. T.; SOUZA, R. D., “*Energy Efficiency in Cooperative Wireless Sensor Networks*”, **Energy Efficiency - The Innovative Ways for Smart Energy, the Future Towards Modern Utilities**, ISBN 978-953-51-0800-9, InTech Open, 2012.

4. BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; VANDENDORPE, L., “*Battery-Aware Energy Efficiency of Incremental Decode-and-Forward with Relay Selection*”, **IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)**, Paris, França, 01-04 Abr., 2012.
5. BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; GARCIA-FRIAS, J., “*Analog Joint Source-Channel Coding in Rayleigh Fading Channels*”, **IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)**, Praga, República Tcheca, 22-27 Maio, 2011.
6. BRANTE, G.; KAKITANI, M. T.; SOUZA, R. D., “*On the Energy Efficiency of Some Cooperative and Non-Cooperative Transmission Schemes in WSNs*”, **45th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)**, pp. 1–6, Baltimore, EUA, 23-25 Mar., 2011.

Além das publicações acima citadas, outras publicações obtidas em temas relacionados à tese estão listadas a seguir. Estas publicações não são diretamente abordadas nesse documento visando manter a concisão do tema.

1. KAKITANI, M. T.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; IMRAN, M. A., “*Energy Efficiency of Transmit Diversity Systems Under a Realistic Power Consumption Model*”, **IEEE Communications Letters**, vol. 17, no. 1, pp. 119–122, 2013.
2. ALVES, H.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; REBELATTO, J. L., “*Energy Efficiency and Throughput Performance of Power and Rate Allocation on Incremental Decode-and-Forward Relaying*”, **Springer Wireless Networks**, vol. 18, no. 5, pp. 494–505, 2012.
3. BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; PELLEENZ, M. E., “*Spectrally Efficient Incremental Relaying for Coverage Expansion in Cellular Networks with Heterogeneous Path Loss Conditions*”, **Springer Wireless Personal Communications**, vol. 64, pp. 811–829, 2012.
4. BRANTE, G.; MUNIZ, D. N.; GODOY JR., W., “*Information Set Based Soft-Decoding Algorithm for Block Codes*”, **Revista IEEE América Latina**, vol. 9, pp. 463–469, 2011.
5. BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; PELLEENZ, M. E., “*Cooperative Partial Retransmission Scheme in Incremental Decode-and-Forward Relaying*”, **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, vol. 2011, Paper ID 57, 2011.
6. KAKITANI, M. T.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; IMRAN, M. A., “*Energy Efficiency of Amplify-and-Forward, Repetition Coding and Parallel Coding in Short Range Communications*”, **35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)**, Praga, República Tcheca, 03-04 Jul., 2012.

7. MANHAS JR., E.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; PELLEZ, M. E., “*Energy-Efficient Cooperative Image Transmission over Wireless Sensor Networks*”, **IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)**, Paris, França, 01-04 Abr., 2012.
8. ALVES, H.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D., “*Throughput Performance of Incremental Decode-and-Forward Using Infra-Structured Relays and Rate Allocation*”, **The 8th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)**, Aachen, Alemanha, 06-09 Nov., 2011.
9. PERÓN, G. S.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D., “*Método Distribuído de Seleção de Relays em Redes Cooperativas Utilizando Lógica Fuzzy para Otimização da Vazão e Tempo de Vida*”, **XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT)**, Curitiba, Brasil, 02-05 Out., 2011.
10. KAKITANI, M. T.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; MUNARETTO, A., “*Comparing the Energy Efficiency of Single-Hop, Multi-Hop and Incremental Decode-and-Forward in Multi-Relay Wireless Sensor Networks*”, **The 22nd Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)**, Toronto, Canadá, 11-14 Set., 2011.
11. UCHÔA, A. G. D.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D., PELLEZ, M. E., “*Performance of a Partial Retransmissions Hybrid ARQ Scheme in Rayleigh Block Fading Channels*”, **IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring)**, Budapeste, Hungria, 15-18 Maio, 2011.
12. ALVES, H.; SOUZA, R. D.; BRANTE, G.; PELLEZ, M. E., “*Performance of Type-I and Type-II Hybrid ARQ in Decode and Forward Relaying*”, **IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring)**, Budapeste, Hungria, 15-18 Maio, 2011.
13. BRANTE, G.; UCHÔA, A. G. D.; SOUZA, R. D., “*Cooperative Coded Partial Retransmission Scheme Using Type-I HARQ and LDPC Codes*”, **The 21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)**, Istanbul, Turquia, 26-30 Set., 2010.
14. BRANTE, G.; MUNIZ, D. N.; GODOY JR., W., “*Information Set Based Soft-Decoding Algorithm for Block Codes*”, **IEEE Latin-America Conference on Communications (LATINCOM)**, pp. 1–6, Bogotá, Colômbia, 14-17 Set., 2010.

2 CONCEITOS EM TRANSMISSÃO SEM FIO

Neste capítulo apresentamos alguns conceitos sobre a transmissão de informações em canais sem fio. O objetivo principal é abordar de maneira sucinta fundamentos que serão empregados nas propostas dos Capítulos 3 e 4. Especificamente, na Seção 2.1 descrevemos a transmissão digital no canal sem fio, apresentando os modelos de desvanecimento Rayleigh na Seção 2.1.1 e Nakagami- m na Seção 2.1.2. Em seguida, abordamos técnicas de diversidade espacial visando aumentar a robustez do enlace sem fio. A diversidade através do uso de múltiplas antenas é discutida na Seção 2.2, enquanto o uso da comunicação cooperativa é analisada na Seção 2.3. Outro conceito bastante importante para a transmissão digital, que é focado no Capítulo 3, é a eficiência energética da comunicação através da modelagem de consumo de energia dos nós em uma rede, cuja abordagem inicial é feita na Seção 2.4. Sob o ponto de vista das comunicações analógicas, a Seção 2.5 introduz conceitos da transmissão no canal sem fio, assim como sistemas de compressão de largura de banda, que são foco do Capítulo 4.

2.1 TRANSMISSÃO DIGITAL NO CANAL SEM FIO

De forma geral, uma transmissão entre dois nós i e j quaisquer é denotada por

$$\mathbf{y}_{ij} = \sqrt{P_i \kappa_{ij}} h_{ij} \mathbf{x} + \mathbf{w}_{ij}, \quad (1)$$

onde P_i é a potência de transmissão do nó i , κ_{ij} representa a perda de percurso entre os nós i e j , h_{ij} é o coeficiente quase-estático de desvanecimento no enlace i - j , de média nula e potência unitária, e que pode ser modelado por diversas distribuições de probabilidade, as quais analisaremos na sequência, \mathbf{x} é o vetor de dados transmitido, que possui energia unitária, e \mathbf{w}_{ij} é o ruído no receptor j , modelado como um ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN – do inglês *Additive White Gaussian Noise*), com variância $\sigma_w^2 = N_0/2$ por dimensão, onde N_0 é a densidade espectral de potência unilateral do ruído térmico.

A perda de percurso entre os nós i e j pode ser modelada de diversas maneiras. Em

nossa análise, utilizamos um modelo semelhante ao de (GOLDSMITH, 2005), que define

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

onde d_{ij} é a distância em metros entre os nós i e j , ν é o expoente de perda de percurso, G é o ganho total das antenas de transmissão e recepção, $\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f_c}$ é o comprimento de onda, f_c é a frequência de portadora, M_l é a margem de enlace e N_f é a figura do ruído no receptor. Note que este modelo de perda de percurso já inclui parâmetros bastante práticos de redes sem fio, tais como ganho das antenas de transmissão e recepção, frequência de portadora, margem de enlace e figura de ruído.

A relação sinal-ruído (SNR – do inglês *Signal-to-Noise Ratio*) instantânea no receptor, γ_{ij} , pode ser escrita como

$$\gamma_{ij} = |h_{ij}|^2 \cdot \frac{\kappa_{ij} P_i}{N}, \quad (3)$$

tal que $\bar{\gamma}_{ij} = \frac{\kappa_{ij} P_i}{N}$ é definido como a SNR média, dado que consideramos $\sigma_h^2 = E[|h_{ij}|^2] = 1$, onde $E[\cdot]$ denota o valor esperado, $N = N_0 B$ é a potência do ruído e B é a largura de banda do sistema.

Uma falha, ou *outage*, na transmissão ocorre quando $I_{ij} < R_b$, onde I_{ij} é a informação mútua no enlace i - j e $R_b = B \cdot \xi$ é a taxa de transmissão do sistema em bits/s, tal que ξ é a eficiência espectral em bits/s/Hz. Supondo que os símbolos são complexos com distribuição Gaussiana, a informação mútua pode ser escrita como (COVER; THOMAS, 1991)

$$I_{ij} = B \log_2 (1 + \gamma_{ij}) = B \log_2 \left(1 + \frac{\kappa_{ij} P_i |h_{ij}|^2}{N} \right). \quad (4)$$

Dessa forma, a probabilidade de *outage* no enlace i - j , \mathcal{P}_{ij} , é dada por

$$\mathcal{P}_{ij} = \Pr \{ I_{ij} < R_b \}, \quad (5)$$

onde $\Pr \{ \cdot \}$ é a probabilidade de ocorrência de um dado evento. Note que (5) depende da distribuição de $|h_{ij}|^2$. Na sequência, analisamos a probabilidade de *outage* quando o desvanecimento é modelado por duas distribuições bastante comuns em cenários de comunicação sem fio: a distribuição de Rayleigh e a distribuição de Nakagami- m . Além disso, conforme demonstrado em (KNOPP; HUMBLET, 2000; BIGLIERI et al., 2001), a probabilidade de *outage* é capaz de prever suficientemente bem o desempenho de códigos de erros práticos, com tamanho de blocos relativamente curtos. Como neste trabalho não consideramos nenhum código de blocos em particular, a dimensão dos vetores \mathbf{y} , \mathbf{x} e \mathbf{w} tem pouca influência nos resultados apresentados.

2.1.1 DISTRIBUIÇÃO DE RAYLEIGH

Um dos modelos mais aceitos para descrever o comportamento da propagação no meio sem fio é a distribuição de Rayleigh (GOLDSMITH, 2005), usualmente empregada em casos onde não há linha de visada (NLOS – do inglês *Non Line-Of-Sight*) entre o transmissor e o receptor. Quando h_{ij} é descrito segundo uma distribuição de Rayleigh, $|h_{ij}|^2$ tem uma distribuição exponencial, de forma que a probabilidade de *outage* é dada por

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_{ij} &= \Pr \{I_{ij} < R_b\} \\ &= \Pr \left\{ |h_{ij}|^2 < \frac{N(2^\xi - 1)}{\kappa_{ij}P_i} \right\} \\ &= 1 - \exp \left[-\frac{N(2^\xi - 1)}{\kappa_{ij}P_i} \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

2.1.2 DISTRIBUIÇÃO DE NAKAGAMI-M

Outro modelo estatístico que pode ser adaptado a uma grande variedade de medidas empíricas é a distribuição de Nakagami- m (SIMON; ALOUINI, 2004). Através desse modelo, a severidade do desvanecimento pode ser ajustada pelo parâmetro m . Valores menores de m modelam um canal com pouca ou nenhuma linha de visada (LOS – do inglês *Line-Of-Sight*). Por outro lado, valores mais altos de m são representativos de situações com pelo menos um pouco de LOS. Esta distribuição é especialmente útil em redes bastante densas, as quais frequentemente apresentam pelo menos uma parcela de LOS entre os nós (SAVAZZI; SPAGNOLINI, 2007). De forma geral, e de acordo com os resultados experimentais em (YACOUB, 2007), podemos considerar $m = 1$ para NLOS, no qual Nakagami- m se iguala a Rayleigh, e $m = 2$ para alguma LOS.

Assim, a probabilidade de *outage* assumindo desvanecimento Nakagami- m no enlace i - j é dada por (WANG; GIANNAKIS, 2003)

$$\mathcal{P}_{ij} = \frac{\Psi \left(m, \frac{mN(2^\xi - 1)}{P_i \kappa_{ij}} \right)}{\Gamma(m)}, \quad (7)$$

onde $\Psi(a, b) = \int_0^b y^{a-1} \exp(-y) dy$ é a função gama incompleta e $\Gamma(a) = \int_0^\infty y^{a-1} \exp(-y) dy$ é a função gama completa (GRADSHTEIN et al., 2000). Em alta SNR, a função gama incompleta

pode ser aproximada por $\Psi(a, b) \simeq \frac{1}{a} \cdot b^a$ (WANG; GIANNAKIS, 2003). Portanto

$$\mathcal{P}_{ij} \simeq \frac{1}{\Gamma(m+1)} \left[\frac{mN(2^\xi - 1)}{P_i \kappa_{ij}} \right]^m. \quad (8)$$

É importante ressaltar que, de acordo com (WANG; GIANNAKIS, 2003), essa aproximação é suficientemente precisa para $m = 1$ e $m = 2$ quando a probabilidade de *outage* não é maior que 10^{-2} .

2.2 DIVERSIDADE ESPACIAL

Conforme descrito em (GOLDSMITH, 2005), uma das técnicas mais eficientes para combater os efeitos do desvanecimento é a exploração da chamada diversidade. Dentre as principais formas de diversidade podemos citar a diversidade temporal, a diversidade em frequência e a diversidade espacial. Códigos corretores de erros são exemplos de técnicas que exploram a diversidade temporal, inserindo uma correlação entre os símbolos transmitidos. Técnicas de OFDM (do inglês *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) e espalhamento espectral são exemplos de exploração da diversidade em frequência. A diversidade espacial, por sua vez, explora o uso de múltiplas antenas no transmissor e/ou no receptor, visando criar caminhos independentes para a transmissão de uma mesma informação, permitindo que tal característica seja explorada para: *i.*) aumento de taxa sem o aumento da largura de banda (FOSCHINI, 1996; WOLNIANSKY et al., 1998; SELLATHURAI; HAYKIN, 2002); *ii.*) diminuir a probabilidade de erro (ALAMOUTI, 1998; TAROKH et al., 1998, 1999); *iii.*) um híbrido das duas alternativas anteriores (ZHENG; TSE, 2003; FREITAS-JR. et al., 2005).

Quando múltiplas antenas estão presentes apenas no receptor, conforme ilustrado pela Figura 1(a), técnicas de combinação por diversidade podem ser aplicadas. Dentre as principais técnicas de combinação por diversidade podemos citar a combinação por seleção (SC – do inglês *Selection Combining*), a combinação por ganho igual (EGC – do inglês *Equal Gain Combining*) e a combinação por máxima razão (MRC – do inglês *Maximal Ratio Combining*) (RAPPAPORT, 2002). O caso de múltiplas antenas apenas no transmissor está ilustrado pela Figura 1(b). Neste cenário, uma das técnicas mais eficazes é o esquema de Alamouti (ALAMOUTI, 1998), que estabelece uma codificação espaço-temporal para os símbolos a serem transmitidos. Quando há uma combinação de múltiplas antenas tanto no transmissor quanto no receptor dizemos que o sistema é MIMO, conforme a Figura 1(c).

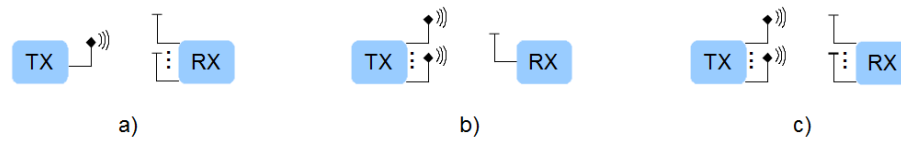


Figura 1: Diversidade espacial através do uso de múltiplas antenas: a) na recepção; b) na transmissão; c) em ambos (sistema MIMO).

Fonte: Autoria Própria.

2.3 COMUNICAÇÕES COOPERATIVAS

Outra alternativa prática para atingir diversidade espacial é através da chamada comunicação cooperativa, que visa obter o ganho de diversidade via compartilhamento dos recursos de dispositivos distintos que utilizam o mesmo canal sem fio (COVER; GAMAL, 1979; SENDONARIS et al., 2003; LANEMAN et al., 2004). Inicialmente, a comunicação cooperativa surgiu como uma alternativa ao uso de múltiplas antenas, uma vez que para que o ganho de diversidade espacial seja obtido na prática é necessário que as antenas estejam devidamente espaçadas no transmissor e no receptor, o que pode ser um fator limitador em dispositivos de tamanho reduzido como um celular ou os nós de uma rede de sensores. Não obstante, grandes avanços na construção de arranjos de antenas foram obtidos nos últimos anos, viabilizando a utilização de múltiplas antenas em nós cada vez menores. Dessa forma, a aplicação das comunicações cooperativas em cenários MIMO também é possível, o que é um tema bastante recente na literatura, onde podemos citar os trabalhos de (CHALISE; VANDENDORPE, 2008; GESBERT et al., 2010; ELKASHLAN et al., 2012).

A comunicação cooperativa é baseada no modelo de canal *relay*, proposto por Van Der Meulen em (MEULEN, 1971), que inicialmente era composto por três nós: fonte (*S*), *relay* (*R*) e destino (*D*), conforme a Figura 2. A ideia principal dessa abordagem é alcançar o ganho de diversidade espacial através de compartilhamento das antenas da fonte e do *relay*. O *relay* atua como um repetidor, reencaminhando a informação da fonte para o destino, auxiliando na comunicação. Este nó repetidor pode ser tanto um *relay* dedicado, sem informação própria a transmitir, quanto um usuário qualquer do sistema. O termo comunicação cooperativa, em geral, se utiliza quando o *relay* é um nó atuando no sistema, que também possui informações próprias para transmitir ao destino. Dessa forma, fonte e *relay* atuam como parceiros para transmitir a informação de ambos, portanto, os nós atuam ora como fonte, ora como *relay*.

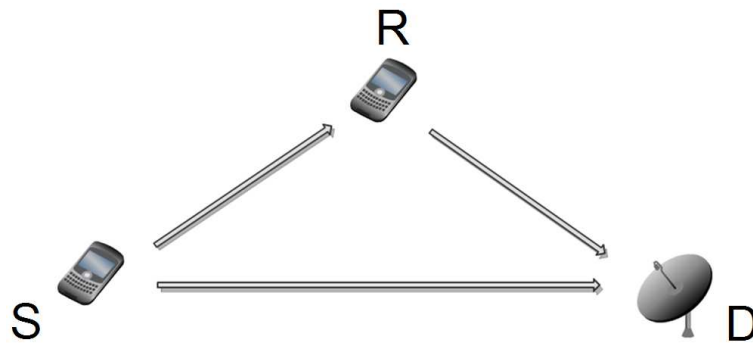


Figura 2: Fonte (S), relay (R) e destino (D) dispostos no canal cooperativo.

Fonte: Autoria Própria.

2.3.1 PROTOCOLOS DE COMUNICAÇÃO COOPERATIVA

Recentemente, alguns protocolos cooperativos para o canal sem fio foram apresentados em (LANEMAN et al., 2004). Os protocolos amplifica-e-encaminha (AF – do inglês *Amplify-and-Forward*) e decodifica-e-encaminha (DF – do inglês *Decode-and-Forward*) deram início à comunicação cooperativa e motivaram muitos outros trabalhos posteriores (ZHAO; VALENTI, 2003, 2005; NOSRATINIA et al., 2004; STEFANOV; ERKIP, 2004; ZHANG; DUMAN, 2005a, 2005b; HU; DUMAN, 2007; KARKOOTI; CAVALLARO, 2008). A ideia principal do AF é que o *relay* apenas amplifique o sinal recebido da fonte, visando compensar os efeitos do canal fonte-*relay*, e reenvie a informação ao destino. Já no protocolo DF, o *relay* tenta recuperar a informação enviada pela fonte, transformando-a em bits de informação, para modular novamente e reenviar ao destino.

O protocolo DF apresenta ao menos três variações importantes: FDF, SDF e IDF. O FDF (do inglês *Fixed DF*) tem a característica do *relay* sempre atuar na comunicação, ou seja, a mensagem enviada pela fonte é sempre regenerada e reenviada ao destino, não importando se a estimação foi feita corretamente ou não. O problema desse protocolo é que a propagação de erros por parte do *relay* pode ser muito grande, reduzindo o desempenho do sistema. O SDF (do inglês *Selective DF*), por sua vez, estabelece uma condição para que o *relay* atue. A ideia é a de que o *relay* seja capaz de detectar se a palavra estimada corresponde à mensagem original vinda da fonte ou não. Com isso, o *relay* reencaminha a informação ao destino apenas caso a estimação esteja isenta de erros. Por fim, o IDF (do inglês *Incremental DF*) explora a realimentação por parte do destino para fonte e *relay*, podendo assim ser feita uma escolha se a cooperação é necessária ou não.

Outro protocolo cooperativo menos empregado, porém não menos relevante, é o

comprime-e-encaminha (CF – do inglês *Compress-and-Forward*) (KRAMER et al., 2005, 2006). No CF, o *relay* quantiza e comprime a mensagem proveniente da fonte, e então encaminha para o destino. Apesar de poder ter desempenho melhor que o protocolo AF e o DF, o CF é menos empregado devido à dificuldade de implementação em sistemas práticos, visto que tanto o *relay* quanto o destino precisam conhecer todos os ganhos de canais, ou seja, o *relay* deve ter conhecimento do canal *R-D* antes de transmitir (KRAMER et al., 2006).

Nas próximas subseções, as estratégias cooperativas AF e DF serão abordadas com maiores detalhes.

2.3.1.1 AMPLIFY-AND-FORWARD

Como já mencionado, o protocolo AF é a estratégia mais simples empregada no sistema cooperativo, conforme ilustrado pela Figura 3. A fonte envia uma informação que é recebida pelo *relay* e pelo destino, sofrendo os efeitos de atenuação e ruídos do canal. O *relay*, por sua vez, aplica um ganho de potência no sinal, tentando compensar os efeitos de atenuação do canal fonte-*relay*. Entretanto, o ruído aditivo também é amplificado por essa operação. No destino, dois sinais provenientes de caminhos independentes terão que ser combinados na decodificação.

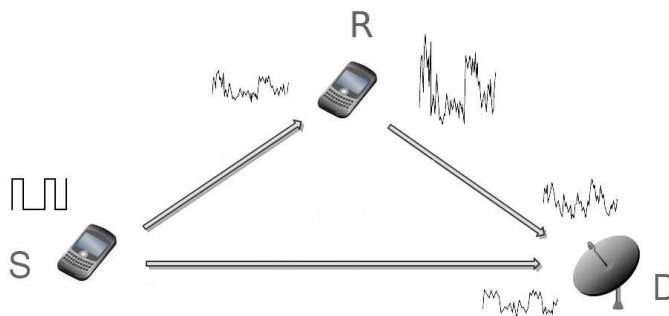


Figura 3: Ilustração da operação do protocolo *amplify-and-forward*.

Fonte: Adaptado de (NOSRATINIA et al., 2004).

Para definir matematicamente a transmissão no protocolo AF, consideraremos que os nós são *half-duplex* e atuam de forma ortogonal no tempo. Dessa forma, num primeiro instante a fonte envia um vetor de informação modulada \mathbf{x} simultaneamente para o *relay* e para o destino. Os sinais recebidos pelo destino e pelo *relay* podem ser facilmente obtidos a partir de (1) com $i \in \{s, r\}$ e $j \in \{r, d\}$, onde os índices s , r e d representam os nós fonte, *relay* e destino, respectivamente.

No segundo instante de tempo da transmissão cooperativa, o *relay* amplifica a

informação recebida da fonte e reencaminha esta informação ao destino. Dessa forma, o sinal recebido pelo destino a partir do *relay* é:

$$\mathbf{y}_{rd} = \beta \mathbf{y}_{sr} \sqrt{\kappa_{rd}} h_{rd} + \mathbf{w}_{rd}, \quad (9)$$

onde β é o ganho do AF, κ_{rd} é a perda de percurso no enlace *R-D*, h_{rd} representa o canal sem fio entre o *relay* e o destino e \mathbf{w}_{rd} representa ruído, conforme definidos em (1).

O ganho β tem duas funções principais: *i.*) compensar os efeitos do canal, normalizando o sinal recebido em energia unitária; *ii.*) aplicar a potência de transmissão P_r característica do *relay*. Dessa forma, primeiramente devemos determinar a energia do sinal recebido pelo *relay*, \mathbf{y}_{sr} :

$$E[|\mathbf{y}_{sr}|^2] = \kappa_{sr} P_s |h_{sr}|^2 + N. \quad (10)$$

Portanto, para normalizar \mathbf{y}_{sr} em energia unitária e aplicar a potência P_r disponível no *relay* teremos

$$\beta = \sqrt{\frac{P_r}{\kappa_{sr} P_s |h_{sr}|^2 + N}}. \quad (11)$$

O destino, por sua vez, deve combinar os sinais \mathbf{y}_{sd} e \mathbf{y}_{rd} provenientes de dois caminhos independentes utilizando alguma técnica de combinação por diversidade. O método que proporciona o melhor desempenho é o MRC (GOLDSMITH, 2005).

2.3.1.2 DECODE-AND-FORWARD

No DF, o *relay* realiza uma decisão sobre a informação recebida da fonte, procurando recuperar a informação digital e anular os efeitos da atenuação do canal e do ruído de recepção, conforme ilustrado pela Figura 4. O sinal recebido no destino através do *relay* é dado por

$$\mathbf{y}_{rd} = \sqrt{\kappa_{rd} P_r} h_{rd} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{w}_{rd}, \quad (12)$$

onde $\hat{\mathbf{x}}$ representa o sinal reconstruído pelo *relay*. Isto é válido tanto para o FDF quanto para o SDF. A diferença entre os dois protocolos surge caso a informação \mathbf{x} não seja corretamente regenerada no *relay*. Quando isso ocorrer, o FDF enviará a palavra incorreta ao destino, propagando erros que podem deteriorar o desempenho da comunicação. Já no caso do SDF o *relay* permanecerá em silêncio, não realizando sua transmissão ao destino. Além disso, de forma semelhante ao AF, o destino deve combinar os sinais \mathbf{y}_{sd} e \mathbf{y}_{rd} provenientes de dois caminhos independentes. Em termos de probabilidade de erros, AF e SDF tem desempenho semelhante, enquanto o FDF tem desempenho pior que a transmissão direta não cooperativa.

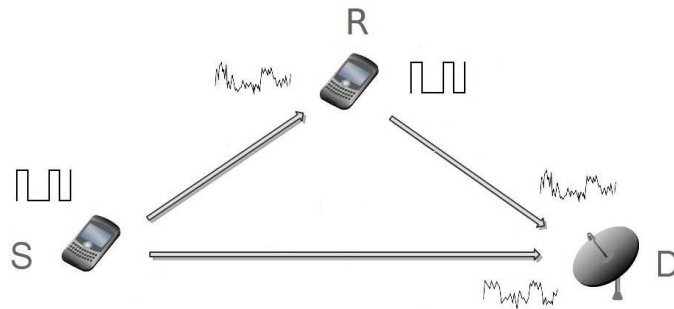


Figura 4: Ilustração da operação do protocolo *decode-and-forward*.

Fonte: Adaptado de (NOSRATINIA et al., 2004).

2.4 EFICIÊNCIA ENERGÉTICA

Outro conceito bastante importante em comunicações digitais é a eficiência energética. Por eficiência energética consideramos o consumo total de energia por bit transmitido, expresso em Joules/bit, para um dado esquema de transmissão. O consumo total deve levar em consideração a potência necessária para transmissão, que é dependente da distância entre os nós, o consumo de potência dos circuitos de RF, e a taxa de transmissão.

Além disso, outra parcela de energia também é consumida pelo processamento em banda base (*i.e.*, codificação de fonte, modulação, codificação de canal, *etc.*), o que pode ser comparável ao consumo dos circuitos de RF no caso de transceptores multi-portadora e de banda larga (BOUGARD et al., 2007). Todavia, a potência consumida pelo processamento em banda base é muito pequena quando comparado ao consumo dos circuitos se consideramos transceptores de banda estreita com portadora única (CUI et al., 2004), tipicamente utilizados em nós de redes de sensores sem fio, que são o foco do Capítulo 3. Dessa forma, esta parcela consumida em banda base foi ignorada em nossa análise.

Em termos de consumo dos circuitos de RF para transmitir e receber, seguimos o mesmo modelo introduzido em (CUI et al., 2004), que representa o estado da arte nas tecnologias de *hardware* para sensores sem fio (CHEN et al., 2010). No transmissor, o consumo é dado por $P_{DAC} + P_{mix} + P_{filx}$, representando a potência consumida pelo conversor digital-analógico (DAC – do inglês *Digital-to-Analog Converter*), *mixer*, e filtros de transmissão, respectivamente. É importante ressaltar que este consumo representa uma única antena de transmissão, uma vez que cada antena requer uma cadeia de RF individual, de forma que o consumo de energia aumenta com o número de antenas. Além disso, a potência consumida pelo sintetizador de frequência é denotada por P_{syn} , que é um elemento único, compartilhado por todas as antenas de transmissão. Dessa forma, o consumo total dos circuitos de RF no

transmissor é

$$P_{\text{TX}}(n_t) = n_t (P_{\text{DAC}} + P_{\text{mix}} + P_{\text{fil}_{\text{tx}}} + P_{\text{syn}}) \quad [\text{W}], \quad (13)$$

onde n_t representa o número de antenas do nó transmissor.

De forma similar, cada antena de recepção consome $P_{\text{LNA}} + P_{\text{mix}} + P_{\text{IFA}} + P_{\text{fil}_{\text{rx}}} + P_{\text{ADC}}$, representando a potência consumida pelo 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*), respectivamente. Como o sintetizador de frequência também é compartilhado por todas as antenas de recepção, o consumo total no receptor é

$$P_{\text{RX}}(n_r) = n_r (P_{\text{LNA}} + P_{\text{mix}} + P_{\text{IFA}} + P_{\text{fil}_{\text{rx}}} + P_{\text{ADC}}) + P_{\text{syn}} \quad [\text{W}], \quad (14)$$

onde n_r representa o número de antenas do nó receptor. O diagrama em blocos dos circuitos de RF é ilustrado pela Figura 5.

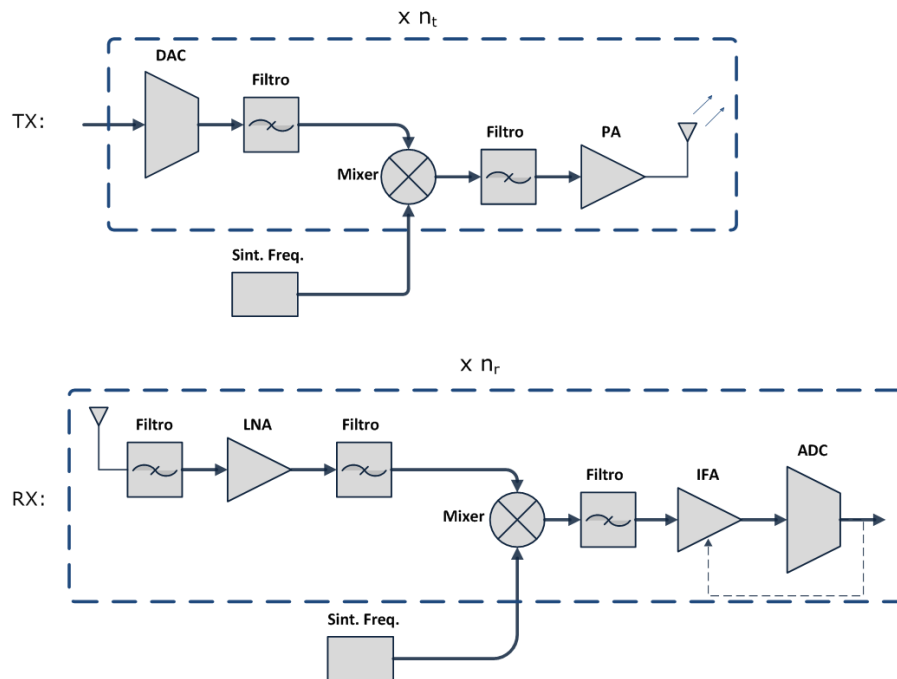


Figura 5: Diagrama em blocos para os circuitos de TX e RX.

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

Além disso, o consumo de um amplificador de potência prático é maior do que a potência de transmissão P_i requerida pelo nó i . Em amplificadores classe B típicos, o consumo de potência é dado por $(1 + \delta)P_i$, onde $\delta = \left(\frac{\varepsilon}{\eta} - 1\right)$, tal que $\varepsilon = 3 \left(\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M+1}}\right)$ é a relação pico-média (PAR – do inglês *Peak-to-Average Ratio*) para a modulação M -QAM e η é a eficiência

de dreno do amplificador (CUI et al., 2004, 2005).

Tipicamente, para a tecnologia atual em *hardware* para sensores sem fio, o consumo dos circuitos de RF é da ordem de dezenas de mW, enquanto a eficiência de dreno de amplificadores de potência pode ser relativamente baixa. A Tabela 1 resume os valores típicos para o consumo de cada um dos blocos da Figura 5, conforme introduzido em (CUI et al., 2004; CHEN et al., 2010). Para o caso de uma modulação BPSK (do inglês *Binary Phase Shift Keying*), utilizando os valores da Tabela 1, a energia adicional desperdiçada pelo amplificador de potência é de $\delta = 1.86$

Tabela 1: Consumo de potência dos circuitos de RF.

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

Fonte: Obtido a partir de (CUI et al., 2004).

Por fim, a energia total consumida por bit, E_{ij} , no caso da transmissão entre dois nós i e j quaisquer é

$$E_{ij} = \frac{(1 + \delta)P_i + P_{\text{TX}}(n_i) + P_{\text{RX}}(n_j)}{R_b} \quad [\text{J/bit}], \quad (15)$$

onde n_i e n_j representam o número de antenas dos nós i e j , respectivamente.

2.5 TRANSMISSÃO ANALÓGICA NO CANAL SEM FIO

A desvantagem da transmissão digital em canais sem fio é que, para aumentar o desempenho dos códigos de fonte e canal, em geral blocos de tamanho mais longos se fazem necessários, acarretando em maior complexidade das operações a serem realizadas, podendo também aumentar o atraso na comunicação. Além disso, um sistema digital é geralmente projetado para um par taxa/distorção específico, e quando a taxa de codificação ou a distorção alvo precisam ser modificadas, uma remodelagem completa do sistema é necessária para manter a otimalidade. É nesse tipo de cenário que as comunicações analógicas baseadas na transmissão de fontes de amplitude contínua podem ser uma alternativa interessante aos sistemas digitais (CHUNG, 2000; RAMSTAD, 2002; HEKLAND et al., 2005, 2009; HU et al., 2011; AKYOL et al., 2010).

Em especial, focamos em esquemas analógicos de codificação conjunta fonte-canál, que realizam compressão analógica de símbolos, portanto introduzindo atrasos pequenos à comunicação. A ideia é representar \mathcal{N} amostras como um ponto em um espaço \mathcal{N} -dimensional onde uma superfície não linear de dimensão \mathcal{K} está definida. A amostra \mathcal{N} -dimensional é projetada nessa superfície e a projeção é transmitida através do canal como um vetor de \mathcal{K} símbolos. Sistemas como estes foram inicialmente propostos em (SHANNON, 1949; KOTEL'NIKOV, 1959), e adquiriram renovado interesse devido à baixa complexidade da codificação conjunta fonte-canál analógica, tornando-os atraentes sob o ponto de vista prático, conforme (IGLESIAS et al., 2011; KIM et al., 2011; FRESNEDO et al., 2011; GARCIA-NAYA et al., 2011).

No transmissor, \mathcal{N} símbolos fonte independentes e identicamente distribuídos (i.i.d. – do inglês *independent and identically distributed*) são codificados em \mathcal{K} símbolos de canal, e então transmitidos através de um canal sem fio. O vetor fonte é denotado por $X = \{x_i\}_{i=1}^{\mathcal{N}}$ (ou x quando $\mathcal{N} = 1$) e as observações recebidas por $Y = \{y_i\}_{i=1}^{\mathcal{K}}$ (ou y quando $\mathcal{K} = 1$). No decodificador, uma estimativa de X , designada \hat{X} , é obtida baseada em Y . Note que os índices i e j , representando que a transmissão é feita entre os nós i e j , foram omitidos com o intuito de simplificar a notação neste caso.

A distorção de \hat{X} com relação a X é medida de acordo com o Erro Médio Quadrático (MSE – do inglês *Mean Squared Error*)

$$\text{MSE} = \frac{1}{\mathcal{N}} E\{\|X - \hat{X}\|^2\}, \quad (16)$$

onde $\|\cdot\|$ denota a distância Euclideana. O desempenho do sistema é medido em termos da Relação Sinal-Distorção (SDR – do inglês *Signal-to-Distortion Ratio*) em função da CSNR (do inglês *Channel Signal-to-Noise Ratio*). A SDR é definida como

$$\text{SDR} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{\text{MSE}} \right), \quad (17)$$

enquanto

$$\text{CSNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_h^2}{\sigma_w^2} \right). \quad (18)$$

Considere a transmissão analógica de uma fonte Gaussiana, sem memória, de amplitude contínua e discreta no tempo, sobre um canal sem fio. O codificador consiste em uma função $M_{\Delta}(\cdot)$ que mapeia o vetor fonte X na superfície \mathcal{K} -dimensional, que está definida em um espaço \mathcal{N} -dimensional, e é parametrizada por Δ . De forma a introduzir mais flexibilidade no esquema proposto mantendo a restrição na potência de transmissão, também utilizamos a

função inversível $T_\alpha(\cdot)$, definida como (HU et al., 2011)

$$T_\alpha(x) = \text{sign}(x)|x|^\alpha. \quad (19)$$

Além disso, aplicamos um fator $\sqrt{\rho}$ para normalizar X em energia unitária¹. Assim, o símbolo normalizado de canal é denotado por $\varphi = \frac{T_\alpha(M_\Delta(X))}{\sqrt{\rho}}$, e esse símbolo é transmitido através do canal sem fio que é então desnormalizado no receptor, de forma que

$$\begin{aligned} Y &= (\varphi h + w)\sqrt{\rho} \\ &= T_\alpha(M_\Delta(X))h + w\sqrt{\rho}, \end{aligned} \quad (20)$$

em que h segue a mesma definição de (1), representando o coeficiente quase-estático de desvanecimento no enlace i - j , com os índices i e j omitidos, seguindo a simplificação de notação utilizada para Y e X , o que também vale para o ruído aditivo w .

Para uma melhor visualização do esquema utilizado, manteremos o foco em sistemas de redução de largura de banda 2:1 neste capítulo de conceitos, onde $\mathcal{N} = 2$ amostras são comprimidas em $\mathcal{K} = 1$ símbolos de canal. Para tanto, codificamos o par de amostras $X = (x_1, x_2)$ utilizando uma curva espiral de Arquimedes. O par de coordenadas x_1 e x_2 é projetado na espiral definida por (HEKLAND et al., 2009)

$$\begin{cases} x_{\theta,1} = \text{sign}(\theta)\frac{\Delta}{\pi}\theta \sin \theta \\ x_{\theta,2} = \frac{\Delta}{\pi}\theta \cos \theta \end{cases} \quad \text{para } \theta \in \mathbb{R}, \quad (21)$$

onde Δ neste caso é a distância entre os dois braços da espiral, e θ é o ângulo da origem até o ponto $X_\theta = (x_{\theta,1}, x_{\theta,2})$, que é a versão mapeada de X na curva. Cada par de amostras fonte, x_1 e x_2 , representa um ponto específico em \mathbb{R}^2 que corresponde ao ponto mais próximo X_θ na espiral, conforme ilustrado pela Figura 6. A função de mapeamento nesse caso é definida como

$$M_\Delta(X) = \min\{\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2\}, \quad (22)$$

com $\hat{\theta}_1$ e $\hat{\theta}_2$ representando X mapeado em cada um dos braços da espiral:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_1 &= \arg \min_{\theta \geq 0} \left\{ \left(x_1 - \frac{\Delta}{\pi}\theta \sin \theta\right)^2 + \left(x_2 - \frac{\Delta}{\pi}\theta \cos \theta\right)^2 \right\}, \\ \hat{\theta}_2 &= \arg \min_{\theta < 0} \left\{ \left(x_1 + \frac{\Delta}{\pi}\theta \sin \theta\right)^2 + \left(x_2 - \frac{\Delta}{\pi}\theta \cos \theta\right)^2 \right\}. \end{aligned} \quad (23)$$

¹É importante ressaltar que nos trabalhos de (CHUNG, 2000; HEKLAND et al., 2005, 2009) $T_\alpha(\cdot)$ é definida como $T_2(\cdot) = \text{sign}(\cdot)|\cdot|^2$. Utilizando $T_2(\cdot)$, a função obtida $M_\Delta(\cdot)^2$ tem função densidade de probabilidade Laplaciana em alta CSNR, o que facilita a análise de desempenho. Entretanto, conforme demonstrado em (HU et al., 2011), a transmissão de $M_\Delta(\cdot)^2$ não garante a otimalidade e a introdução de α gera mais flexibilidade, visto que sua otimização pode melhorar o desempenho.

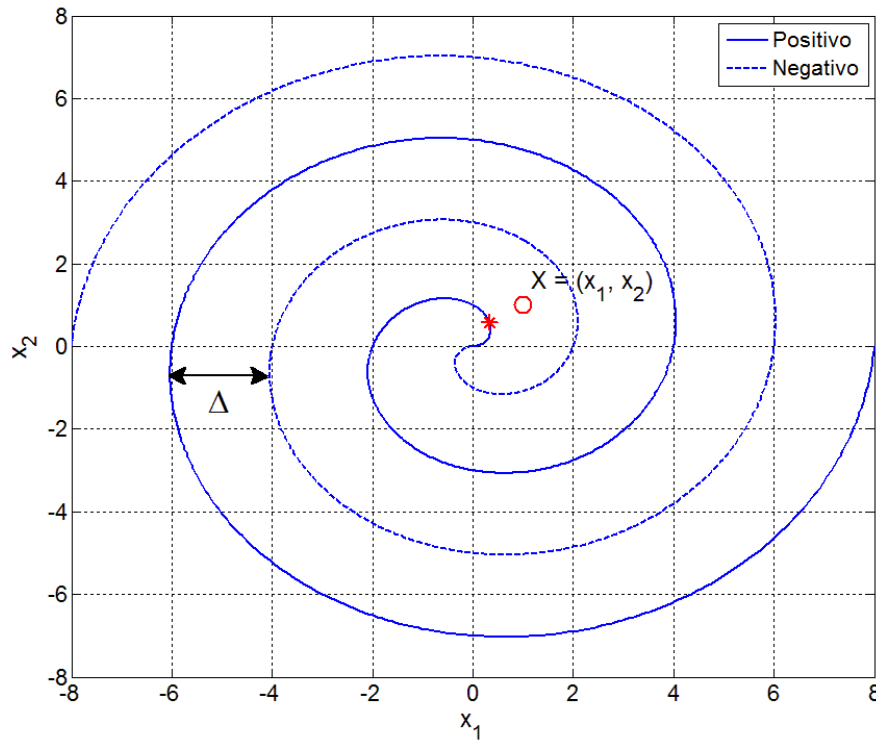


Figura 6: Uma amostra $X = (x_1, x_2)$ codificada com uma curva espiral, com $\hat{\theta}_1$ e $\hat{\theta}_2$ representando X mapeado em cada um dos braços da espiral. O símbolo de canal $\hat{\theta} = \min\{\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2\}$, representado pelo marcador “*”, é o ângulo da origem até este ponto na espiral, e Δ é a distância entre os dois braços da espiral.

Fonte: Baseado em (HEKLAND et al., 2005).

Um receptor prático pode ser projetado ao se considerar um decodificador por Máxima Verossimilhança (ML – do inglês *Maximum Likelihood*) ou pelo Mínimo Erro Médio Quadrático (MMSE – do inglês *Minimum Mean Squared Error*), os quais serão detalhados a seguir. O diagrama em blocos para este sistema de transmissão analógico é ilustrado pela Figura 7.

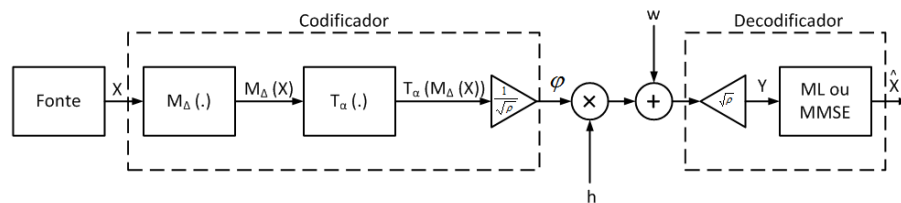


Figura 7: Diagrama em blocos da transmissão analógica no canal sem fio.

Fonte: Autoria Própria.

2.5.1 DECODIFICADOR ML

No decodificador ML, a estimativa \hat{X}_{ML} pertence à curva não linear e é obtida a partir do sinal recebido Y . Para uma melhor visualização manteremos o foco em sistemas 2:1, de forma que $\hat{X}_{ML} = (\hat{x}_1, \hat{x}_2)$ representa o par estimado e y denota o símbolo recebido.

Dessa forma, primeiramente devemos obter o ângulo estimado $\hat{\theta}$, que é equivalente a aplicar a função inversa $T_\alpha^{-1}(\cdot)$ à sequência recebida. A inversa é

$$T_\alpha^{-1}\left(\frac{y}{h}\right) = \text{sign}\left(\frac{y}{h}\right) \left|\frac{y}{h}\right|^{\frac{1}{\alpha}}. \quad (24)$$

Note que o sinal recebido é dividido por h para realizar correção de fase.

Por fim, realizamos o mapeamento inverso para encontrar a estimativa \hat{X}_{ML} a partir de $\hat{\theta}$, que no caso do sistema 2:1 é feito de acordo com (21).

2.5.2 DECODIFICADOR MMSE

Na decodificação por MMSE, os pontos estimados não são restritos a pertencer à curva espiral. A decodificação consiste no valor esperado de uma função densidade de probabilidade em que a informação *a priori* da fonte é envolvida, de forma que

$$\begin{aligned} \hat{X}_{MMSE} &= E\{X|y\} = \int X p(X|y) dX \\ &= \frac{1}{p(y)} \int X p(y|X, h) p(X) dX, \end{aligned} \quad (25)$$

onde assumimos o conhecimento de h no receptor, de forma que podemos escrever

$$p(y|X, h) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\rho\sigma_w^2}} \cdot e^{-\frac{[y - T_\alpha(M_\Delta(X))h]^2}{2\rho\sigma_w^2}}. \quad (26)$$

Entretanto, a probabilidade condicional $p(y|X, h)$ é descontínua e não linear, uma vez que ela envolve a função de mapeamento $M_\Delta(\cdot)$. Portanto, (26) pode somente ser calculada numericamente. Um forma aproximada de calcular a integral é através de uma discretização. Primeiramente, X é discretizado utilizando um passo uniforme, e um valor mapeado para cada ponto discretizado é calculado de acordo com (22), o que leva à versão discreta de $p(y|X, h)$. Assim, a solução da integral em (25) é simplificada, necessitando apenas multiplicações e adições. Além disso, como esta última discretização não depende do símbolo recebido, uma vez feita antecipadamente, o resultado pode ser armazenado no decodificador, reduzindo a complexidade do MMSE.

Não obstante, é importante ressaltar que a complexidade computacional da tarefa de discretização cresce exponencialmente com relação à dimensão de X . Assim, para $\mathcal{N} > 2$ seguimos o mesmo procedimento descrito em (HU et al., 2011), recorrendo à técnicas de Monte Carlo na decodificação, de forma a tornar o sistema proposto prático. Para tal, note que a integral em (25) representa um valor esperado. De acordo com a lei forte dos grandes números, a média obtida a partir de um conjunto de amostras converge “quase certamente” ao valor esperado real. Dessa forma, ao invés de realizar o passo de discretização que requer bastante esforço computacional, várias amostras aleatórias são geradas para calcular a média em (25). Com isso, o desempenho da decodificação passa a depender do número de amostras geradas, e da distribuição utilizada para gerar essas amostras. Para que se possa convergir mais rapidamente ao valor esperado real, utilizamos a estimativa ML. Assim, as amostras são geradas utilizando uma distribuição Gaussiana com média igual a \hat{X}_{ML} . O trabalho de (HU et al., 2011) é referenciado para uma explicação mais detalhada sobre a técnica de decodificação utilizada.

2.5.3 OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS

Para um dado valor de CSNR, o desempenho do sistema é totalmente caracterizado pelos parâmetros Δ e α . Dada uma técnica de decodificação, diferentes escolhas dos parâmetros de codificação levam a diferentes resultados em termos de desempenho. No caso do decodificador por ML no canal AWGN, o parâmetro ótimo Δ^* pode ser analiticamente determinado na região de alta CSNR, e quando $\alpha = 2$ (CHUNG, 2000; HEKLAND et al., 2009):

$$\Delta^* = 2\pi \sqrt[4]{\frac{6 \cdot 0,16^2}{\text{CSNR}}}. \quad (27)$$

Note que apenas o valor médio da CSNR é levado em consideração.

No caso da CSI (do inglês *Channel State Information*) instantânea estar perfeitamente disponível no transmissor obtemos

$$\Delta_h = 2\pi \sqrt[4]{\frac{6 \cdot 0,16^2 \cdot \sigma_w^2}{h^2}}. \quad (28)$$

Entretanto, pode ser irrealista supor que o transmissor possua CSI perfeita. Uma hipótese mais prática é o conhecimento apenas da CSNR, de forma que o Δ ótimo é dado por (27). Todavia, devido à geometria da codificação na curva espiral, se $\alpha \neq 2$ ou se a CSNR for muito baixa, (27) e (28) não são mais válidos, e a otimização analítica dos parâmetros do sistema não é mais possível. Em vez disso, a otimização deve ser realizada numericamente, através do cálculo exaustivo da SDR sobre uma ampla faixa de pares (Δ, α) para cada valor de

CSNR.

Na decodificação por ML, os pontos decodificados pertencem à curva não linear. Entretanto, na decodificação por MMSE, os pontos decodificados podem estar em qualquer lugar do plano, o que conforme demonstrado em (HU et al., 2011), permite reduzir a distorção total. Novamente, não é possível realizar a otimização analítica para a decodificação por MMSE, e esta deve ser feita numericamente.

2.6 COMENTÁRIOS FINAIS

Este capítulo apresenta alguns conceitos na transmissão em canais sem fio. Iniciamos pelo modelo matemático da transmissão em si, assim como alguns modelos estatísticos que predizem o comportamento desse meio sem fio, com ou sem presença de linha de visada. Além disso, visto que uma das formas mais eficientes para melhorar a robustez dos enlaces sem fio é através do uso de técnicas de diversidade, mostramos que a diversidade espacial pode ser obtida através de duas maneiras principais: com o uso de múltiplas antenas, conforme a Seção 2.2; ou através das comunicação cooperativa, conforme a Seção 2.3.

Técnicas cooperativas se baseiam no compartilhamento de antenas entre usuários de uma rede, fazendo que os nós cooperem para melhorar a qualidade da comunicação. Para que a diversidade seja obtida, alguns protocolos cooperativos foram desenvolvidos ao longo dos últimos anos, dentre os quais podemos citar os protocolos *amplify-and-forward*, descrito na Seção 2.3.1.1, e o *decode-and-forward*, conforme Seção 2.3.1.2. O AF tem um funcionamento mais simples, uma vez que o *relay* apenas amplifica o sinal recebido da fonte antes de reencaminhá-lo ao destino. Já o DF procura a regeneração completa do sinal emitido pela fonte antes de reenviá-lo ao destino.

Na sequência, a eficiência energética de sistemas de transmissão digitais foi abordada na Seção 2.4, onde buscamos modelar o consumo de energia de cada nó dependendo do seu papel no processo de comunicação. Mostramos que, além da potência utilizada para transmitir um dado de um nó a outro, uma parcela de energia também é gasta com os circuitos de transmissão e recepção.

Por fim, como uma alternativa às transmissões digitais, abordamos na Seção 2.5 alguns conceitos fundamentais da transmissão analógica no canal sem fio. A motivação para uso de tais sistemas se dá pela menor complexidade e menores atrasos envolvidos no processo de comunicação. Em especial, focamos em sistemas que realizam mudança de largura de banda, em que \mathcal{N} amostras da fonte são codificadas em \mathcal{K} símbolos de canal antes de serem

transmitidos pelo meio sem fio.

Na sequência desse documento, os cenários analisados no Capítulo 3 têm como foco as redes digitais, cujos nós fazem parte de uma rede de sensores sem fio. Dessa forma, visamos aumentar a eficiência energética de tais redes, comparando o consumo energético de estratégias cooperativas e estratégias MIMO, quando o modelo de consumo dos circuitos é levado em consideração. Além disso, as redes analógicas são foco do Capítulo 4, cujo principal objetivo é realizar uma compressão da largura de banda, portanto considerando que \mathcal{N} amostras fonte são codificadas em $\mathcal{K} < \mathcal{N}$ símbolos de canal. Ademais, também estendemos tais cenários analógicos para casos onde múltiplas antenas e cooperação são aplicados.

3 DIVERSIDADE ESPACIAL EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES DIGITAIS

Redes de sensores sem fio são caracterizadas por um grande número de nós, tipicamente alimentados por meio de uma bateria, devido às limitações de tamanho e custo. Além disso, em muitas situações é indesejável ou impossível recarregar ou substituir os sensores (AKYILDIZ et al., 2002). Portanto, ao contrário de redes sem fio tradicionais em que o foco está na qualidade de serviço, o consumo de energia dos dispositivos é fator chave no projeto de uma WSN (CHEN; ZHAO, 2005). Tal questão se torna ainda mais evidente quando comparamos os ganhos em termos de capacidade computacional obtidos nas últimas décadas com a melhoria na capacidade das baterias. Estudos recentes mostram um aumento da ordem de 1 milhão de vezes em termos de *throughput* e da ordem de 40 milhões de vezes em termos de capacidade computacional desde 1957, enquanto apenas 3,5% de ganho anual foi alcançado na capacidade nominal das baterias nas últimas duas décadas (PENTIKOUSIS, 2010; DOHLER et al., 2011).

Um elemento que não pode ser subestimado no consumo total de energia é a potência utilizada pelos circuitos de transmissão e recepção dos nós. Foi mostrado em (CUI et al., 2005) que, em redes onde os nós estão distantes, a potência de transmissão domina sobre o consumo dos circuitos de RF. Entretanto, quando os nós estão próximos, o consumo dos circuitos se torna relevante. No caso de WSNs com energia restrita, tanto a potência de transmissão quanto o consumo dos circuitos deve ser levado em conta. Técnicas cooperativas, explorando a diversidade (SENDONARIS et al., 2003; LANEMAN et al., 2004), são potenciais candidatas para minimizar a potência de transmissão em WSNs.

Outra opção comumente considerada na literatura é o uso de técnicas MIMO, explorando múltiplas antenas de transmissão e recepção. Devido aos ganhos de diversidade espacial, sistemas MIMO podem proporcionar ganhos consideráveis de SNR quando comparados a sistemas SISO (GOLDSMITH, 2005). Dessa forma, para um mesmo requisito de desempenho, técnicas MIMO demandam menos potência de transmissão que SISO. Entretanto, apesar destes benefícios em termos de potência de transmissão, aumentar o número de antenas também implica em múltiplas cadeias de RF, que por sua vez aumenta o consumo de energia.

Neste capítulo analisamos a eficiência energética de redes de sensores sem fio visando incluir alguns aspectos práticos destas redes. Especificamente, comparamos na Seção 3.1 alguns protocolos cooperativos e não-cooperativos em termos de consumo de energia, mostrando a relevância de um modelo que leve em conta o consumo dos circuitos, eficiência dos amplificadores, perda de eficiência espectral, presença ou não de um canal de retorno, linha de visada, *etc.* Esta análise inicial, onde os nós são equipados com uma única antena, é estendida na Seção 3.2 ao considerarmos esquemas de transmissão MIMO. Ao equiparmos os nós com múltiplas antenas, comparamos técnicas de transmissão utilizando códigos espaço-temporais, *beamforming* e seleção de antenas. Ademais, também comparamos o consumo de energia de técnicas MIMO não cooperativas com técnicas cooperativas onde os nós possuem uma única antena, isto é, comparamos a eficiência energética de técnicas de diversidade espacial com técnicas de diversidade cooperativa. Por fim, na Seção 3.3, ampliamos nossa análise para o caso de redes SISO que operam com múltiplos *relays*, onde analisamos alguns algoritmos de seleção de *relays*, além do impacto de não linearidades no consumo das baterias no desempenho destes algoritmos de seleção.

3.1 ANÁLISE DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DE REDES DE SENSORES SEM FIO COM DIVERSIDADE COOPERATIVA

Na literatura, encontramos vários estudos que comparam a eficiência energética de estratégias de comunicação em WSNs. Por exemplo, comunicações cooperativas e comunicações por múltiplos saltos foram comparadas em (JACOBSON; KRZYMIEN, 2009), onde a comunicação cooperativa é superada pela comunicação por múltiplos saltos em termos de taxa alcançável quando um grande número de *relays* está disponível, e reuso espacial é considerado para o esquema múltiplos saltos. Em (ONG; MOTANI, 2010), o roteamento ótimo para o protocolo SDF foi investigado, no qual a transmissão cooperativa alcança o melhor desempenho, superando a transmissão direta e a transmissão por múltiplos saltos. Lembrando que o protocolo SDF, ao contrário do IDF, não requer um canal de retorno.

A eficiência energética do protocolo IDF foi estudada em (STANOJEV et al., 2009; WANG; NIE, 2010; SADEK et al., 2009). Técnicas HARQ (do inglês *Hybrid Automatic Repeat reQuest*) cooperativas e não cooperativas para WSNs foram comparadas em (STANOJEV et al., 2009). Os resultados mostram as limitações de desempenho dos protocolos HARQ cooperativos em termos de energia quando o consumo dos circuitos é devidamente levado em conta, principalmente para faixas de transmissão de curta distância. O consumo de potência de uma WSN cooperativa foi comparada a uma rede não cooperativa para diferentes densidades

de nós em (WANG; NIE, 2010; SADEK et al., 2009). Em (WANG; NIE, 2010), a potência de transmissão dos nós é fixa, de forma que o tamanho dos pacotes e a ordem de modulação para cada esquema são otimizados. Essa análise mostrou que a transmissão cooperativa supera a transmissão não cooperativa quando a distância entre a fonte e o destino é maior do que 80m. Em (SADEK et al., 2009), a potência de transmissão é minimizada baseada na probabilidade de *outage* de cada esquema de transmissão. Os resultados mostram que a rede cooperativa consome menos energia que a transmissão não cooperativa quando a distância entre a fonte e o destino é maior do que 20m.

Entretanto, é importante observar que nos trabalhos previamente citados (JACOBSON; KRZYMIEN, 2009; ONG; MOTANI, 2010; STANOJEV et al., 2009; WANG; NIE, 2010; SADEK et al., 2009), usualmente utiliza-se uma taxa de perda de pacotes fixa e a energia é otimizada para cada estratégia de transmissão empregada. Como resultado, a transmissão por múltiplos saltos e a cooperação são capazes de reduzir o consumo de energia dos nós, devido à menor distância entre eles. Todavia, essa redução em consumo de energia é obtida à custa da eficiência espectral vista no receptor, uma vez que a comunicação que usualmente leva um instante de tempo é agora realizada em mais instantes. Dessa forma, uma comparação mais apropriada deveria considerar o consumo de energia ao estabelecer a mesma taxa de perda de pacotes alvo e o mesmo *throughput* fim-a-fim para a transmissão direta, múltiplos saltos e cooperativa. Em outras palavras, comparar o desempenho de energia quando a mesma taxa de perda de pacotes e eficiência espectral são vistas pelo destino. Em resumo, observamos que pelo menos uma das seguintes características não são encontradas em (JACOBSON; KRZYMIEN, 2009; ONG; MOTANI, 2010; STANOJEV et al., 2009; WANG; NIE, 2010; SADEK et al., 2009):

- i.) o consumo de energia dos circuitos para transmitir e receber, que não está presente em (JACOBSON; KRZYMIEN, 2009; ONG; MOTANI, 2010);
- ii.) a perda de eficiência espectral no receptor ao empregar a transmissão por múltiplos saltos e cooperação, que não é considerada em (ONG; MOTANI, 2010; WANG; NIE, 2010; SADEK et al., 2009);
- iii.) como nosso foco está em WSNs, e estas têm em geral alguma condição de linha de visada, o modelo de perda de percurso em pequena escala deveria refletir isto, enquanto o modelo considerado em (ONG; MOTANI, 2010; STANOJEV et al., 2009; WANG; NIE, 2010; SADEK et al., 2009) é representativo apenas da comunicação sem linha de visada;
- iv.) apenas o protocolo SDF (JACOBSON; KRZYMIEN, 2009; ONG; MOTANI, 2010) ou o

IDF (STANOJEV et al., 2009; WANG; NIE, 2010; SADEK et al., 2009) é considerado nos trabalhos acima. Portanto, o impacto da presença de um canal de retorno na eficiência energética em WSNs cooperativas, analisado ao se comparar o protocolo SDF ao IDF, não foi investigado.

Nesta seção comparamos a eficiência energética da transmissão direta, múltiplos saltos e cooperativa em WSNs onde o receptor possui não apenas restrições quanto à taxa de perda de pacotes, mas também possui um *throughput* fim-a-fim alvo. A justificativa para tal restrição vem do fato que o desempenho de um sistema ainda pode ser prejudicado mesmo que um pacote tenha sido recebido corretamente, mas com um atraso excessivo (LIU; GOLDSMITH, 2004). Nossos resultados contradizem alguns resultados anteriores presentes na literatura ao mostrar que a cooperação, especialmente quando um canal de retorno está disponível, pode ser consideravelmente mais eficiente em termos de energia do que os esquemas de transmissão direta e por múltiplos saltos mesmo nas transmissões à curta distância. Quando um canal de retorno não está disponível, mostramos alguns cenários (LOS e NLOS) onde a cooperação é interessante a partir de uma certa faixa de distâncias, na medida que a energia necessária para transmitir o pacote predomina.

3.1.1 MODELO DO SISTEMA

De forma a considerar tanto situações de NLOS como LOS, empregamos a distribuição de Nakagami- m para descrever o comportamento da propagação no meio sem fio. Conforme descrito na Seção 2.1.2, consideramos $m = 1$ para NLOS (igual a Rayleigh) e $m = 2$ para alguma parcela de LOS. Também assumimos que o desvanecimento é quase-estático e que o canal está fortemente correlacionado no tempo, permanecendo constante por um longo período. Portanto, simples retransmissões da fonte não são muito eficientes neste cenário, uma vez que um estado severo de desvanecimento do canal pode durar por um período maior que o de um conjunto de retransmissões.

Consideramos três nós relevantes em uma WSN: fonte, *relay* e destino, onde a fonte tenta se comunicar com o destino, e o *relay* está posicionado em uma distância intermediária¹. Quatro estratégias de transmissão são consideradas, incluindo duas não cooperativas: transmissão direta e transmissão por múltiplos saltos; e duas estratégias cooperativas: SDF e IDF. Além disso, assumimos transmissões ortogonais no tempo e que os nós são *half-duplex*.

¹Esta topologia unidimensional pode ser interpretada com uma abstração que nos traz importantes dicas sobre o comportamento de uma rede maior. A mesma simplificação é considerada, por exemplo, em (HUANG et al., 2008; WANG; NIE, 2010; SADEK et al., 2009).

3.1.2 ESQUEMAS NÃO COOPERATIVOS

Nessa seção definimos a transmissão direta e a transmissão por múltiplos saltos. Em termos de notação, a comunicação direta será referida por SH (do inglês *Single-Hop*) e a comunicação em múltiplos saltos por MH (do inglês *Multi-Hop*).

3.1.2.1 TRANSMISSÃO DIRETA

Na transmissão direta, denotaremos o pacote recebido pelo destino por

$$\mathbf{y}_{sd,SH} = \sqrt{P_{SH} \kappa_{sd}} h_{sd} \mathbf{x} + \mathbf{w}_{sd}, \quad (29)$$

onde P_{SH} é a potência de transmissão da fonte na transmissão direta, κ_{sd} é a perda de percurso de acordo com (2), h_{sd} representa o desvanecimento quase-estático Nakagami- m , e \mathbf{w}_{sd} é o vetor AWGN.

Assim, conforme a Seção 2.1.2, a probabilidade de *outage* da transmissão direta para um sistema com eficiência espectral ξ , assumindo símbolos Gaussianos complexos e desvanecimento Nakagami- m , pode ser aproximada por (WANG; GIANNAKIS, 2003)

$$\mathcal{P}_{SH} \simeq \frac{1}{\Gamma(m+1)} \left[\frac{mN(2^\xi - 1)}{P_{SH} \kappa_{sd}} \right]^m. \quad (30)$$

Para avaliar a eficiência energética, definimos o consumo total de energia por bit de cada esquema. O consumo total leva em consideração a potência necessária para transmissão, que é dependente da distância entre os nós, o consumo de potência dos circuitos de RF e a taxa de bit, conforme Seção 2.4. Por simplicidade, como apenas consideramos nós que possuem uma única antena nessa análise, introduzimos uma notação simplificada $P_{TX} = P_{TX}(1)$ e $P_{RX} = P_{RX}(1)$. Portanto, a energia total consumida por bit no caso da transmissão direta é

$$E_{SH} = \frac{(1 + \delta)P_{SH} + P_{TX} + P_{RX}}{R_b} \quad [\text{J/bit}]. \quad (31)$$

Dessa forma, para minimizar a energia total consumida pela transmissão direta devemos minimizar a potência de transmissão P_{SH} , uma vez que P_{TX} e P_{RX} são fixos e dependem da tecnologia atual. Estabelecendo um limite para a probabilidade de *outage* \mathcal{P}^* e substituindo esse valor em (30), obtemos a potência de transmissão ótima para a transmissão direta

$$P_{SH}^* = \frac{mN(2^\xi - 1)}{\kappa_{sd} \sqrt[m]{\Gamma(m+1) \mathcal{P}^*}} \quad [\text{W}], \quad (32)$$

tal que $\mathcal{P}_{SH} = \mathcal{P}^*$.

3.1.2.2 TRANSMISSÃO POR MÚLTIPLOS SALTOS

Na transmissão por múltiplos saltos, a comunicação é estabelecida através de nós intermediários que encaminham a informação da fonte até o destino. Nesta seção consideramos dois diferentes instantes de tempo. No primeiro instante, a fonte envia o pacote \mathbf{x} para o *relay*. Assumimos que o *relay* é capaz de detectar se a mensagem foi corretamente recebida e, apenas em caso positivo, o *relay* encaminhará a informação ao destino. Caso contrário, o pacote é considerado perdido e o sistema prossegue com o próximo dado.

Conforme mencionado anteriormente, a perda de eficiência espectral inerente do esquema múltiplos saltos pode comprometer o desempenho do sistema, uma vez que o *throughput* fim-a-fim será reduzido pela metade. Por exemplo, suponha que a informação deve ser obtida no destino dentro de um intervalo de T segundos, tal que a transmissão direta é feita dentro de um período $T_{on} \leq T$, conforme a Figura 8(a). A transmissão por múltiplos saltos é ilustrada pela Figura 8(b), na qual o tempo total de transmissão T' excede T . Para evitar isso, os nós no esquema por múltiplos saltos devem transmitir com uma eficiência espectral maior, de forma a obter o mesmo tempo de transmissão de T_{on} segundos por pacote como na transmissão direta. Neste caso, assumimos que os nós operam com uma eficiência espectral Ω vezes maior que a da transmissão direta, conforme a Figura 8(c). A principal preocupação aqui é a de obter o mesmo *throughput* fim-a-fim em ambos os esquemas de comunicação. Portanto, Ω deve ser pelo menos igual a dois. Além disso, devido à imposição *half-duplex*, note que os nós na transmissão por múltiplos saltos irão permanecer em silêncio por pelo menos metade do tempo, o que tem um impacto direto no consumo de energia.

Os pacotes recebidos podem ser expressos como

$$\mathbf{y}_{ij,MH} = \sqrt{P_{MH} \kappa_{ij}} h_{ij} \mathbf{x} + \mathbf{w}_{ij}, \quad (33)$$

onde $i \in \{s, r\}$, $j \in \{r, d\}$ e P_{MH} é a potência de transmissão requerida pela transmissão por múltiplos saltos². Como a eficiência espectral é Ω vezes maior, a probabilidade de *outage* para cada enlace é

$$\mathcal{P}_{ij,MH} \simeq \frac{1}{\Gamma(m+1)} \left[\frac{mN(2^{\Omega\xi} - 1)}{P_{MH} \kappa_{ij}} \right]^m. \quad (34)$$

A probabilidade de *outage* total para a transmissão por múltiplos saltos é dada pela combinação

²Visto que consideramos uma rede de sensores sem fio, em que os nós possuem características idênticas, consideramos que fonte e *relay* utilizam a mesma potência de transmissão.

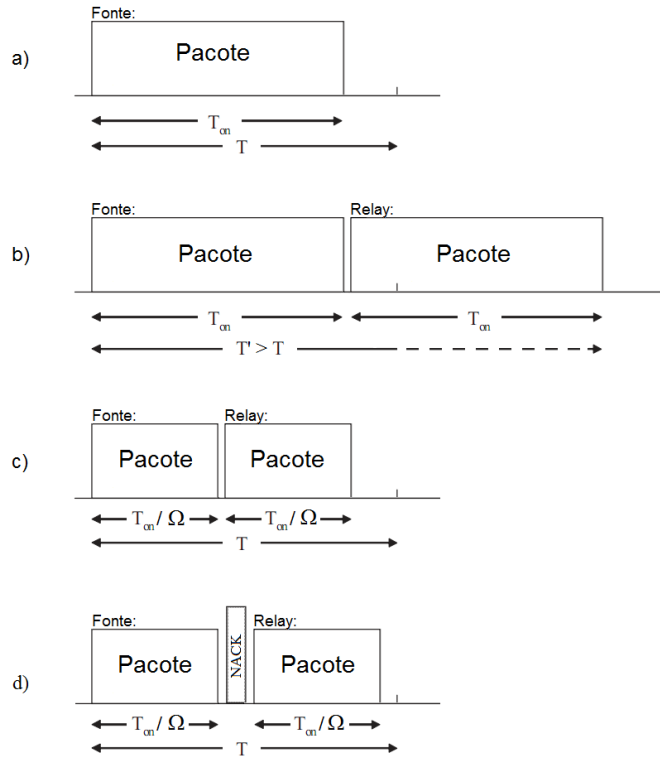


Figura 8: Esquemas de transmissão. a) Transmissão direta; b) Transmissão por múltiplos saltos e SDF sem considerar a perda em eficiência espectral ($\Omega = 1$); c) Transmissão por múltiplos saltos e SDF considerando os requisitos de *throughput* fim-a-fim ($\Omega = 2$); d) Transmissão IDF considerando os requisitos de *throughput* fim-a-fim ($\Omega \geq 2$).

Fonte: Autoria Própria.

das *outages* nos enlaces $S-R$ e $R-D$, de forma que

$$\mathcal{P}_{MH} = \mathcal{P}_{sr,MH} + (1 - \mathcal{P}_{sr,MH}) \cdot \mathcal{P}_{rd,MH}. \quad (35)$$

Portanto, a energia total consumida por bit na transmissão por múltiplos saltos é

$$E_{MH} = \frac{(1 + \delta)P_{MH} + P_{TX} + P_{RX}}{\Omega R_b} + (1 - \mathcal{P}_{sr,MH}) \times \frac{(1 + \delta)P_{MH} + P_{TX} + P_{RX}}{\Omega R_b} \quad [\text{J/bit}]. \quad (36)$$

O primeiro termo em (36) corresponde à energia consumida pela transmissão da fonte, e o segundo termo corresponde à energia consumida quando o *relay* decodificou corretamente a mensagem da fonte e reencaminhou o pacote para o destino. Além disso, note que todos os termos estão divididos por Ω , uma vez que com a eficiência espectral multiplicada por Ω , cada transmissão individual é feita Ω vezes mais rápido.

Substituindo a probabilidade de *outage* ponto-a-ponto $p_{sr,MH}$ em (36) obtemos

$$E_{MH} \simeq \frac{(1 + \delta)P_{MH} + P_{TX} + P_{RX}}{\Omega R_b} \cdot \left[2 - \frac{1}{\Gamma(m+1)} \left(\frac{mN(2^{\Omega\xi} - 1)}{P_{MH}\kappa_{sr}} \right)^m \right] \quad [\text{J/bit}]. \quad (37)$$

De forma semelhante à transmissão direta, encontramos a mínima potência de transmissão necessária ao se determinar uma probabilidade de *outage* alvo \mathcal{P}^* . Dessa forma, substituindo \mathcal{P}_{MH} por \mathcal{P}^* em (35), a potência de transmissão ótima P_{MH}^* pode ser obtida como a menor solução real e positiva de

$$\mathcal{P}^*(P_{MH})^{2m} - (\mu_1 + \mu_2)(P_{MH})^m + (\mu_1\mu_2) = 0, \quad (38)$$

onde $\mu_1 = \frac{[mN(2^{\Omega\xi} - 1)]^m}{\Gamma(m+1)(\kappa_{sr})^m}$ e $\mu_2 = \frac{[mN(2^{\Omega\xi} - 1)]^m}{\Gamma(m+1)(\kappa_{rd})^m}$.

3.1.3 ESQUEMAS COOPERATIVOS

Consideramos ambos os protocolos SDF e IDF. No SDF, o *relay* coopera toda vez que a informação tiver sido corretamente recuperada, já no IDF a cooperação acontece somente quando necessário. Nesta seção, assumimos que o destino faz somente a combinação por seleção, dada sua simplicidade e bom desempenho.

3.1.3.1 SELECTIVE DECODE-AND-FORWARD

Uma vez que a transmissão por múltiplos saltos e o SDF são realizados em dois instantes de tempo, toda vez que o *relay* estiver apto para transmitir, o *throughput* fim-a-fim máximo de ambos os esquemas é metade daquele obtido com a transmissão direta, conforme Figura 8(b). Portanto, no SDF também assumimos que os nós operam com eficiência espectral Ω vezes maior que a transmissão direta, conforme ilustrado pela Figura 8(c), e Ω deve ser pelo menos igual a dois.

A formalização dos pacotes recebidos e a probabilidade de *outage* para cada enlace podem ser facilmente determinadas a partir das equações (33) e (34), com a devida notação (*e.g.*, P_{DF} é a potência de transmissão requerida pela transmissão cooperativa). A probabilidade de *outage* para o SDF é dada pela combinação das *outages* nos enlaces *S-D*, *S-R* e *R-D*:

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_{DF} &= \mathcal{P}_{sd,DF} \cdot \mathcal{P}_{sr,DF} + \mathcal{P}_{sd,DF} \cdot (1 - \mathcal{P}_{sr,DF}) \cdot \mathcal{P}_{rd,DF} \\ &= \mathcal{P}_{sd,DF} \cdot [\mathcal{P}_{sr,DF} + (1 - \mathcal{P}_{sr,DF}) \cdot \mathcal{P}_{rd,DF}]. \end{aligned} \quad (39)$$

Dessa forma, a partir da primeira linha em (39) podemos perceber que uma *outage* ocorre

quando há falha simultânea na transmissão direta e na transmissão da fonte para o *relay*, ou quando mesmo que o *relay* seja capaz de recuperar a informação da fonte, há uma falha na transmissão direta e na transmissão do *relay* para o destino. Note também, a partir da segunda linha de (39), que \mathcal{P}_{DF} possui um termo adicional quando comparado a \mathcal{P}_{MH} , que é o efeito da combinação por seleção no destino.

Então, a energia total consumida por bit no SDF é

$$E_{SDF} = \frac{(1 + \delta)P_{DF} + P_{TX} + 2P_{RX}}{\Omega R_b} + (1 - p_{sr,DF}) \times \frac{(1 + \delta)P_{DF} + P_{TX} + P_{RX}}{\Omega R_b} \quad [\text{J/bit}]. \quad (40)$$

Note que o consumo de energia total do SDF tem um P_{RX} adicional no primeiro termo comparado à transmissão por múltiplos saltos. Isso se deve ao fato do destino ter que decodificar a mensagem da fonte ao mesmo tempo que o *relay*.

Substituindo as probabilidades de *outage* ponto-a-ponto $p_{sd,DF}$, $p_{sr,DF}$ e $p_{rd,DF}$ em (40) obtemos

$$E_{SDF} \simeq \frac{2(1 + \delta)P_{DF} + 2P_{TX} + 3P_{RX}}{\Omega R_b} - \left[\frac{(1 + \delta)P_{DF} + P_{TX} + P_{RX}}{\Gamma(m + 1)\Omega R_b} \right] \cdot \left(\frac{mN(2^{\Omega\xi} - 1)}{P_{DF} \kappa_{sr}} \right)^m \quad [\text{J/bit}]. \quad (41)$$

Para encontrar a potência de transmissão mínima necessária pelo esquema SDF, substituímos \mathcal{P}_{DF} por \mathcal{P}^* em (39), e determinamos P_{DF}^* como a menor solução real e positiva de

$$\mathcal{P}^*(P_{DF})^{3m} - (\mu_1\mu_3 + \mu_2\mu_3)(P_{DF})^m + (\mu_1\mu_2\mu_3) = 0, \quad (42)$$

onde $\mu_3 = \frac{[mN(2^{\Omega\xi} - 1)]^m}{\Gamma(m+1)(\kappa_{sd})^m}$.

3.1.3.2 INCREMENTAL DECODE-AND-FORWARD

Quando um canal de retorno está disponível, o *relay* opera somente quando necessário. Em termos de *throughput* fim-a-fim, ainda observamos que, toda vez que o *relay* atua, a eficiência espectral no receptor é metade do que a da transmissão direta. Além disso, a retransmissão do *relay* é precedida por uma mensagem de NACK do destino. Dessa forma, usando a mesma estratégia que anteriormente, assumimos que os nós operam com eficiência espectral Ω vezes maior que a da transmissão direta, conforme a Figura 8(d), na qual Ω deve ser pelo menos igual a dois³.

³No IDF, quando $\Omega = 2$ compensamos apenas a perda de eficiência espectral devido à retransmissão do *relay*. Entretanto, se considerarmos a transmissão da mensagem de NACK a partir do destino, então Ω deve ser até maior do que dois.

Novamente, a formalização dos pacotes recebidos e probabilidade de *outage* podem ser determinadas com base nos resultados para o SDF. Além disso, a probabilidade de *outage* total para o IDF é a mesma que para o SDF, dada por (39). Entretanto, a energia total consumida por bit no esquema IDF é

$$E_{IDF} = \frac{(1 + \delta)P_{DF} + P_{TX} + 2P_{RX}}{\Omega R_b} + \mathcal{P}_{sd,DF} \cdot (1 - \mathcal{P}_{sr,DF}) \times \frac{(1 + \delta)P_{DF} + P_{TX} + P_{RX}}{\Omega R_b} \quad [\text{J/bit}]. \quad (43)$$

Note que o segundo termo em (43) também é multiplicado por $p_{sd,DF}$, que claramente reduz o consumo de energia em relação ao SDF em (40).

Substituindo as probabilidades de *outage* ponto-a-ponto em (43) obtemos

$$E_{IDF} \simeq \frac{(1 + \delta)P_{DF} + P_{TX} + 2P_{RX}}{\Omega R_b} + \frac{(1 + \delta)P_{DF} + P_{TX} + P_{RX}}{\Omega R_b} \cdot \frac{\mu_3}{(P_{DF})^m} - \frac{(1 + \delta)P_{DF} + P_{TX} + P_{RX}}{\Omega R_b} \cdot \frac{\mu_1 \mu_3}{(P_{DF})^{2m}} \quad [\text{J/bit}]. \quad (44)$$

Note que, uma vez que as probabilidade de *outage* para o SDF e o IDF são iguais, a potência de transmissão ótima para ambos os esquemas cooperativos é também igual, encontrada a partir de (42).

3.1.4 POSICIONAMENTO ÓTIMO DO RELAY

Para minimizar o consumo de energia da transmissão por múltiplos saltos e da cooperação é possível encontrar o posicionamento ótimo para o *relay*. Determinamos a distância *S-R* ótima, d_{sr}^* , que minimiza a probabilidade de *outage* total para a transmissão por múltiplos saltos e para a transmissão cooperativa⁴. Para simplificar a análise, assumimos uma distância normalizada entre a fonte e o destino ($d_{sd} = 1$) e que o *relay* está posicionado sobre a linha reta entre eles ($d_{rd} = 1 - d_{sr}$). Além disso, reescrevemos a probabilidade de *outage* entre os nós i e j como sendo $\mathcal{P}_{ij} = \frac{1}{\Gamma(m+1)} \left(m \cdot C \cdot d_{ij}^{-\nu} \right)^m$, onde C é uma constante.

Dessa forma, no caso da transmissão por múltiplos saltos, utilizando (34) e (35) reescrevemos a probabilidade de *outage* total como

$$\mathcal{P}_{MH} = \frac{[mC(1 - d_{sr})^{-\nu}]^m}{\Gamma(m+1)} \cdot \left[1 - \frac{(mCd_{sr}^{-\nu})^m}{\Gamma(m+1)} \right] + \frac{(mCd_{sr}^{-\nu})^m}{\Gamma(m+1)}. \quad (45)$$

⁴Um vez que a potência de transmissão ótima para os protocolos SDF e IDF são as mesmas, ambos os protocolos cooperativos levam à mesma otimização.

Derivando \mathcal{P}_{MH} com relação a d_{sr} :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{P}_{MH}}{\partial d_{sr}} = & -\frac{v(mC d_{sr}^{-v})^m}{\Gamma(m)d_{sr}} + \frac{v(mC d_{sr}^{-v})^m}{\Gamma(m)\Gamma(m+1)d_{sr}} [mC(1-d_{sr})^{-v}]^m \\ & + \frac{v[mC(1-d_{sr})^{-v}]^m}{\Gamma(m)(1-d_{sr})} \left[1 - \frac{1}{\Gamma(m+1)} (mC d_{sr}^{-v})^m \right]. \end{aligned} \quad (46)$$

Equacionando (46) a zero, chegamos à solução ótima para a transmissão por múltiplos saltos $d_{sr,MH}^* = \frac{1}{2}$.

No caso da transmissão cooperativa, reescrevemos a probabilidade de *outage* dos protocolos SDF e IDF como

$$\mathcal{P}_{DF} = \frac{(mC)^m}{\Gamma(m+1)} \times \mathcal{P}_{MH}. \quad (47)$$

Note que a equação acima é exatamente a equação obtida em (45) multiplicada por um fator constante. Portanto, a solução ótima para o posicionamento do *relay* nos protocolos cooperativos também é dada por $d_{sr,DF}^* = \frac{1}{2}$.

3.1.5 EXEMPLOS NUMÉRICOS

Nessa seção avaliamos numericamente a eficiência energética dos protocolos apresentados. Primeiramente, comparamos a potência de transmissão necessária para a transmissão direta, transmissão por múltiplos saltos e transmissão cooperativa, P_{SH}^* , P_{MH}^* e P_{DF}^* (que é a mesma para SDF e IDF), sem considerar a perda de eficiência espectral em múltiplos saltos e na cooperação (assumindo portanto $\Omega = 1$). A Figura 9 mostra a potência de transmissão para cada um dos esquemas de transmissão para uma taxa de perda de pacotes máxima de $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$ e eficiência espectral de $\xi = 2$ b/s/Hz. Assumimos que o *relay* está na posição ótima e o restante dos parâmetros de simulação é dado pela Tabela 2. Conforme esperado, podemos notar a partir da figura que os esquemas múltiplos saltos e cooperativo requerem menor potência que a transmissão direta, com a cooperação precisando da menor potência entre eles. Uma comparação mais esclarecedora é dada pela energia total consumida por bit para cada esquema, E_{SH} , E_{MH} , E_{SDF} e E_{IDF} . Para modelar o consumo dos circuitos, utilizamos os mesmos parâmetros dados em (CUI et al., 2005), que estão listados na Tabela 1 na Seção 2.4. A Figura 10 mostra os resultados obtidos, onde podemos notar que a transmissão direta é mais eficiente em termos de energia que os demais esquemas para distâncias curtas de transmissão. Na medida em que a distância entre os nós aumenta, a transmissão direta é superada pelas outras estratégias. Considerando o cenário NLOS, a transmissão por múltiplos saltos supera a transmissão direta quando a distância $S-D$ é maior do que 33 m, o SDF é mais

eficiente que a transmissão direta quando a distância $S-D$ é maior que 23 m, e o IDF quando a distância $S-D$ é de mais de 15 m, o que é consistente com os resultados obtidos em (SADEK et al., 2009). Entretanto, observando o cenário LOS, podemos notar que esses valores aumentam consideravelmente. A transmissão por múltiplos saltos é mais eficiente que a transmissão direta apenas quando a distância $S-D$ é maior do que 91 m, SDF para distâncias maiores que 89 m e IDF para distâncias maiores do que 57 m, o que é quase quatro vezes maior que as distâncias no cenário NLOS, mostrando a relevância da modelagem apropriada para o desvanecimento do canal.

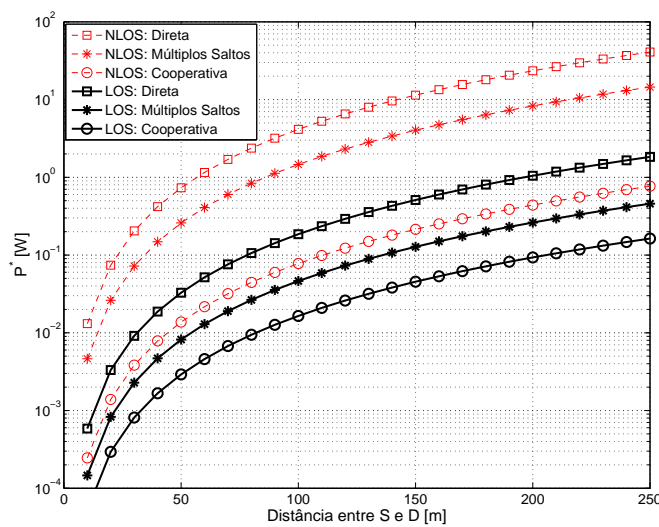


Figura 9: Potência de transmissão da transmissão direta, transmissão por múltiplos saltos e transmissão cooperativa em desvanecimento Nakagami- m para NLOS ($m = 1$) e LOS ($m = 2$) sem considerar a perda de eficiência espectral no receptor da transmissão por múltiplos saltos e da cooperação ($\Omega = 1$), $\xi = 2$ b/s/Hz e $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$.

Fonte: Autoria Própria.

Tabela 2: Parâmetros do sistema.

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

Fonte: Autoria Própria.

A potência de transmissão é comparada na Figura 11 quando devemos alcançar o mesmo *throughput* fim-a-fim no receptor para cada esquema de transmissão, assumindo

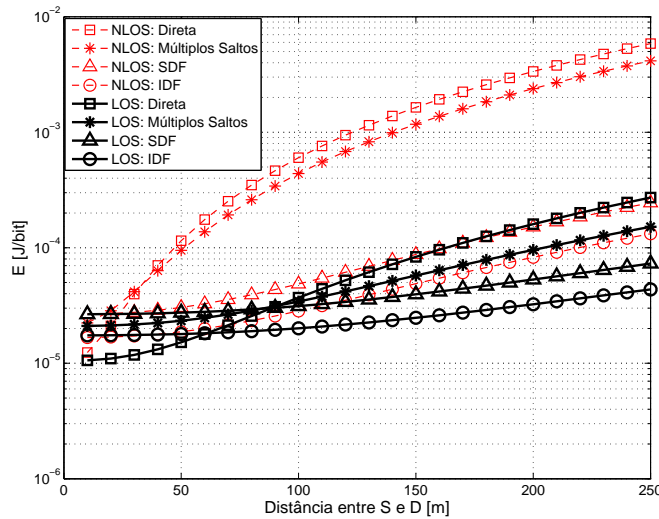


Figura 10: Energia total consumida por bit para a transmissão direta, transmissão por múltiplos saltos, SDF e IDF em desvanecimento Nakagami- m sem considerar a perda de eficiência espectral no receptor para a transmissão por múltiplos saltos e transmissões cooperativas ($\Omega = 1$), $\xi = 2$ b/s/Hz e $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$.

Fonte: Autoria Própria.

portanto $\Omega = 2$. A partir da figura podemos observar que a cooperação ainda requer menor potência de transmissão que os esquemas não cooperativos. Entretanto, note que agora a transmissão por múltiplos saltos requer maior potência que a transmissão direta, devido à maior eficiência espectral utilizada pelos nós. Isto se reflete na Figura 12, que mostra a energia total consumida por bit para cada esquema, onde podemos observar que a transmissão por múltiplos saltos tem desempenho pior que todos os outros métodos em ambos os cenários NLOS/LOS. A transmissão direta tem desempenho melhor que o SDF apenas quando a distância $S-D$ é menor que 12 m em NLOS, e menor que 52 m em LOS. Por outro lado, o IDF tem desempenho melhor que os demais esquemas para qualquer faixa de distâncias, resultado que é consideravelmente diferente dos obtidos em (WANG; NIE, 2010; SADEK et al., 2009), onde mesmo o IDF era superado pela transmissão direta em distâncias curtas de comunicação. Nossos resultados mostram que um ganho de desempenho significativo pode ser obtido quando um canal de retorno está disponível. Note que nos resultados apresentados até então o consumo de energia das mensagens de ACK/NACK do destino foram ignorados, devido ao fato de que essas mensagens tem o tamanho de algumas dezenas de bits, enquanto um bloco de dados transmitido por nós sensores é da ordem de milhares de bits⁵. A Figura 13 mostra uma situação hipotética onde as mensagens de ACK/NACK consomem 10% da energia que é consumida pelos pacotes

⁵Por exemplo, a tecnologia IEEE 802.15.4 (ZigBee) estabelece que um pacote de ACK/NACK (pacote sem dados) possui 6 bytes, enquanto um pacote de dados pode ter até 133 bytes (IEEE STD 802.15.4, 2012)

de dados. Como podemos observar a partir da figura, o impacto no consumo total de energia do protocolo IDF é insignificante e o IDF ainda apresenta o melhor desempenho.

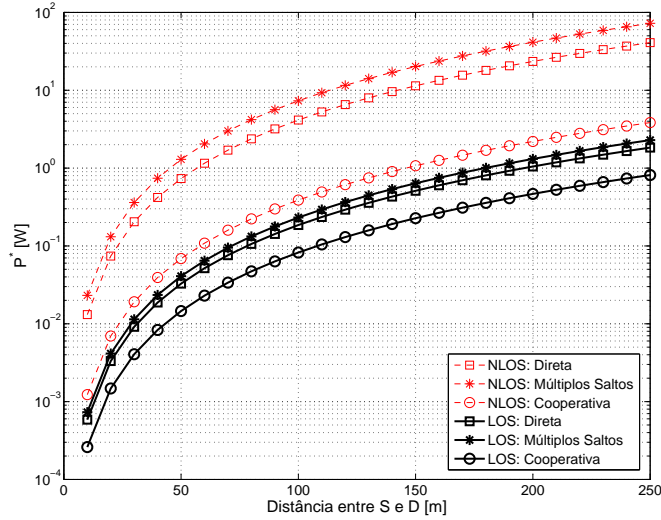


Figura 11: Potência de transmissão necessária para a transmissão direta, transmissão por múltiplos saltos e transmissão cooperativa em desvanecimento Nakagami- m para $\Omega = 2$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$.

Fonte: Autoria Própria.

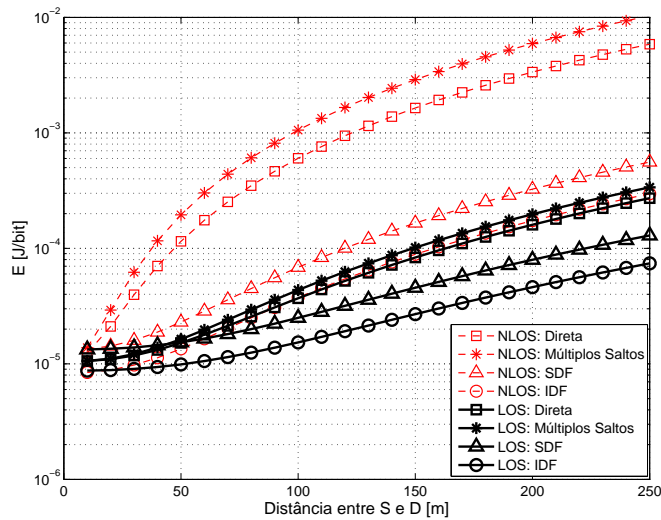


Figura 12: Energia total consumida por bit pela transmissão direta, transmissão por múltiplos saltos, SDF e IDF em desvanecimento Nakagami- m para $\Omega = 2$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$.

Fonte: Autoria Própria.

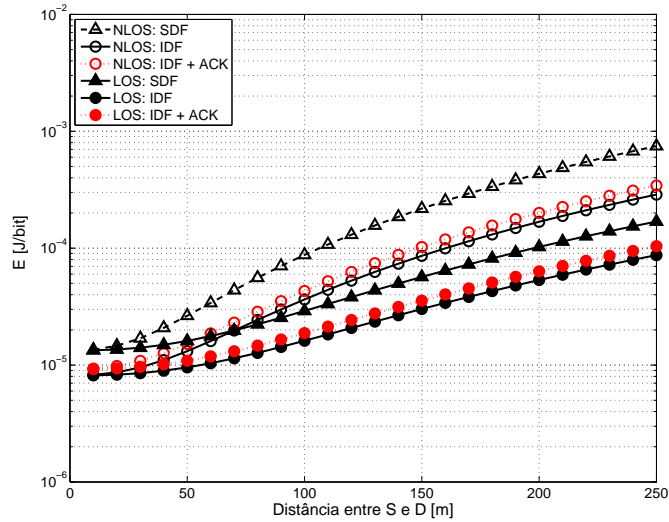


Figura 13: Energia total consumida por bit pelos protocolos SDF e IDF considerando que as mensagens de ACK/NACK consomem 10% da energia que é consumida por um pacote de dados enviado pelos sensores, e que $\Omega = 2$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$.

Fonte: Autoria Própria.

3.1.5.1 CONSIDERAÇÕES SOBRE A TAXA DE PERDA DE PACOTES

Nessa seção analisamos os efeitos da taxa de perda de pacotes máxima estabelecida. Os resultados anteriores foram obtidos para $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$. A Figura 14 compara a energia total consumida pelos esquemas de transmissão quando $\mathcal{P}^* = 10^{-2}$. A eficiência espectral é $\xi = 2$ b/s/Hz, $\Omega = 2$. A partir dessa figura podemos observar que, para requisitos menos severos, a transmissão direta é mais interessante que o SDF para uma grande extensão de distâncias $S-D$, de até 120 m de separação em LOS. Entretanto, ainda observamos que na disponibilidade de um canal de retorno, IDF é a estratégia mais eficiente para qualquer distância. Por outro lado, ao estabelecer que a perda de pacotes no destino seja tão baixa quanto $\mathcal{P}^* = 10^{-4}$, observamos que ambos os esquemas cooperativos têm desempenho muito melhor que a transmissão direta, conforme a Figura 15. Podemos notar que o SDF tem melhor desempenho que a transmissão direta quando a distância $S-D$ é maior que 3 m em NLOS, e 29 m no cenário LOS. Em tais casos, a cooperação se mostra bastante interessante mesmo sem a presença de um canal de retorno.

3.1.5.2 CONSIDERAÇÕES SOBRE O THROUGHPUT FIM-A-FIM

Os resultados anteriores consideravam uma restrição de *throughput* fim-a-fim de $\xi = 2$ b/s/Hz. Consideremos agora $\xi = 1$ b/s/Hz, $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$, $\Omega = 2$ e demais parâmetros do sistema conforme Tabelas 1 e 2. Neste caso, no cenário NLOS, observamos que a transmissão direta

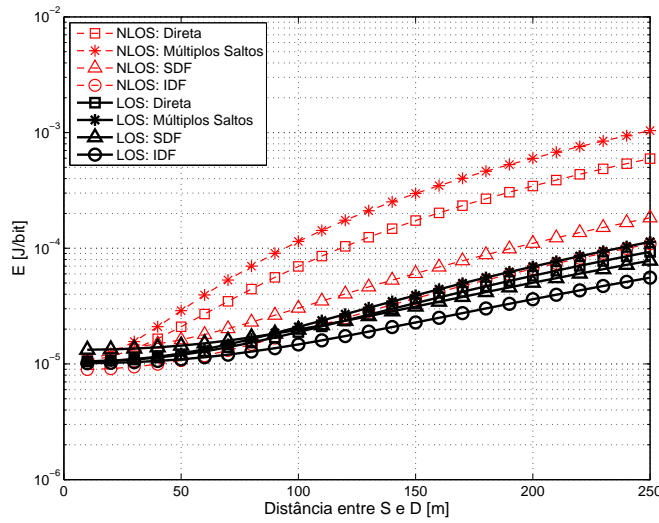


Figura 14: Energia total consumida por bit pela transmissão direta, transmissão por múltiplos saltos, SDF e IDF quando a taxa de perda de pacotes é $\mathcal{P}^* = 10^{-2}$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\Omega = 2$.

Fonte: Autoria Própria.

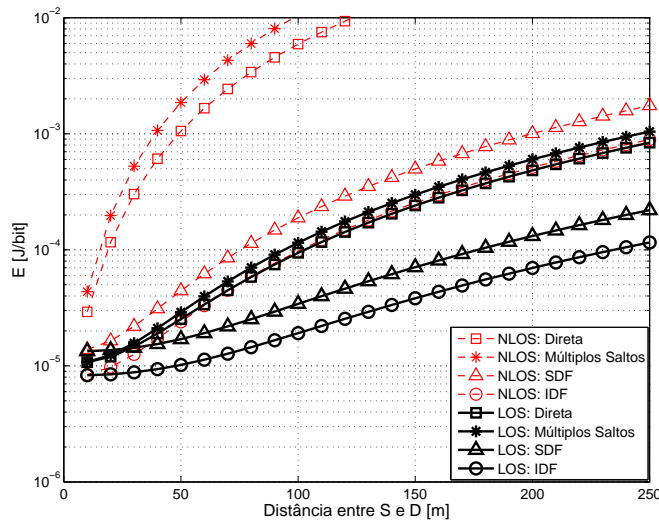


Figura 15: Energia total consumida por bit pela transmissão direta, transmissão por múltiplos saltos, SDF e IDF quando a taxa de perda de pacotes é $\mathcal{P}^* = 10^{-4}$, $\xi = 2$ b/s/Hz e $\Omega = 2$.

Fonte: Autoria Própria.

e por múltiplos saltos são muito próximas em termos de consumo de energia. Os esquemas cooperativos, por outro lado, são capazes de reduzir o consumo de energia significativamente. A partir de distâncias S - D maiores que 23 m, SDF se torna mais eficiente que a transmissão direta e, novamente, a presença do canal de retorno tem um impacto considerável no consumo de energia do sistema. No cenário LOS, a transmissão por múltiplos saltos é um pouco melhor

que a transmissão direta, e o SDF se torna interessante apenas para distâncias maiores que 93 m. Aumentando o requisito de *throughput* fim-a-fim para $\xi = 4$ b/s/Hz, observamos que tanto SDF quanto IDF superam a transmissão direta em toda a faixa de distâncias, em ambos os cenários NLOS e LOS. Entretanto, quando os nós estão em LOS, SDF é pior que a transmissão direta. Apenas o IDF é capaz de reduzir o consumo de energia nesse cenário.

Um resumo dos resultados obtidos considerando diferentes requisitos para a perda de pacotes e para o *throughput* fim-a-fim é apresentado na Tabela 3. A tabela mostra a distância a partir da qual cada esquema supera a transmissão direta em termos de consumo de energia para um dado par (\mathcal{P}^*, ξ) . Por exemplo, o primeiro elemento da tabela mostra que, num sistema com $\Omega = 1$, $\mathcal{P}^* = 10^{-2}$ e $\xi = 2$, a transmissão por múltiplos saltos supera a transmissão direta apenas quando a distância $S-D$ é maior que 82 m em NLOS.

Tabela 3: Distância a partir da qual cada esquema é mais eficiente em termos de energia que a transmissão direta para um dado par (\mathcal{P}^*, ξ) .

		$\Omega = 1$					
		$(10^{-2}, 2)$	$(10^{-3}, 2)$	$(10^{-4}, 2)$	$(10^{-3}, 1)$	$(10^{-3}, 4)$	$(10^{-3}, 5)$
$m=1$	MH	82 m	33 m	14 m	66 m	15 m	8 m
	SDF	62 m	23 m	9 m	48 m	10 m	6 m
	IDF	42 m	15 m	4 m	32 m	5 m	2 m
$m=2$	MH	145 m	91 m	58 m	185 m	38 m	27 m
	SDF	151 m	89 m	54 m	179 m	37 m	26 m
	IDF	95 m	57 m	34 m	118 m	23 m	16 m
		$\Omega = 2$					
		$(10^{-2}, 2)$	$(10^{-3}, 2)$	$(10^{-4}, 2)$	$(10^{-3}, 1)$	$(10^{-3}, 4)$	$(10^{-3}, 5)$
$m=1$	MH	nunca	nunca	nunca	equivalente	nunca	nunca
	SDF	34 m	12 m	3 m	24 m	sempre	sempre
	IDF	sempre	sempre	sempre	sempre	sempre	sempre
$m=2$	MH	nunca	nunca	nunca	sempre	nunca	nunca
	SDF	120 m	52 m	29 m	93 m	nunca	nunca
	IDF	sempre	sempre	sempre	sempre	sempre	até 16 m

Fonte: Autoria Própria.

Muitas conclusões importantes podem ser obtidas a partir dessa tabela. Como podemos notar, as distâncias aumentam consideravelmente para o cenário LOS ($m = 2$), o que mostra a relevância da modelagem apropriada para a perda de percurso em pequena escala nas WSNs. Além disso, na maioria dos cenários, a transmissão por múltiplos saltos se mostrou menos eficiente em termos de energia que a transmissão direta quando o mesmo *throughput* fim-a-fim e taxa de perda de pacotes são exigidos. Por sua vez, o desempenho energético do SDF melhora quando o mesmo *throughput* fim-a-fim é requerido ($\Omega = 2$), o que mostra que o consumo de energia é reduzido não somente devido à menor distância entre os nós, o que também está

presente na transmissão por múltiplos saltos, mas também pelo ganho de diversidade do SDF. Ademais, a importância do canal de retorno é evidente, uma vez que o IDF apresenta o menor consumo de energia comparado aos demais esquemas quando o mesmo *throughput* fim-a-fim e taxa de perda de pacotes máxima são requeridas. O desempenho energético do IDF só não é o melhor quando o *throughput* fim-a-fim exigido é muito alto ($\xi \geq 5$ b/s/Hz). Por fim, é importante frisar que os resultados anteriormente obtidos na literatura consideram apenas os casos com $\Omega = 1$ e $m = 1$ mostrados na Tabela 3.

3.1.5.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O POSICIONAMENTO DO *RELAY*

Nas seções anteriores, a análise foi feita exclusivamente para o caso em que o *relay* está em sua posição ótima, d_{sr}^* . Nessa seção analisamos o efeito de diferentes posições para o *relay* na eficiência energética dos protocolos cooperativos. A Figura 16 mostra o consumo total de energia por bit dos protocolos cooperativos SDF e IDF quando a distância S - R varia de 10% até 90% da distância S - D . A taxa de perda de pacotes máxima é $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$, a eficiência espectral é $\xi = 2$ b/s/Hz, $m = 2$ e $\Omega = 2$. Podemos observar a partir da figura que para redes onde a distância entre a fonte e o destino é menor de que 50 m, a posição do *relay* não afeta significativamente o consumo. Quando a distância entre os nós é maior, observa-se um aumento no consumo de energia dos protocolos cooperativos, que se torna mais evidente na medida que o *relay* se distancia do ponto central entre S e D . É importante comentar que, mesmo com o *relay* longe do ponto central (*e.g.*, muito perto da fonte, ou muito perto do destino) a transmissão cooperativa ainda tem menor consumo de energia que a transmissão direta. Muitos trabalhos lidam com critérios de seleção de *relays* visando maximizar o desempenho do sistema (HIMSOON et al., 2007; HUANG et al., 2008; KE et al., 2010; ZHOU et al., 2008). Entretanto, nossa análise indica que a eficiência energética dos protocolos cooperativos em relação à transmissão direta não é tão significativamente dependente da seleção do *relay*, o que pode simplificar o projeto de estratégias de roteamento em WSNs quando a cooperação é utilizada.

3.2 EFICIÊNCIA ENERGÉTICA EM REDES COM MÚLTIPLAS ANTENAS E SELEÇÃO DE ANTENAS

Conforme citado anteriormente, devido aos ganhos de diversidade espacial, sistemas MIMO podem proporcionar ganhos consideráveis de SNR quando comparados a sistemas SISO. Assim, técnicas MIMO demandam menos potência de transmissão que SISO para um mesmo requisito de desempenho. Entretanto, aumentar o número de antenas também implica em múltiplas cadeias de RF, que por sua vez aumenta o consumo de energia dos circuitos. Um

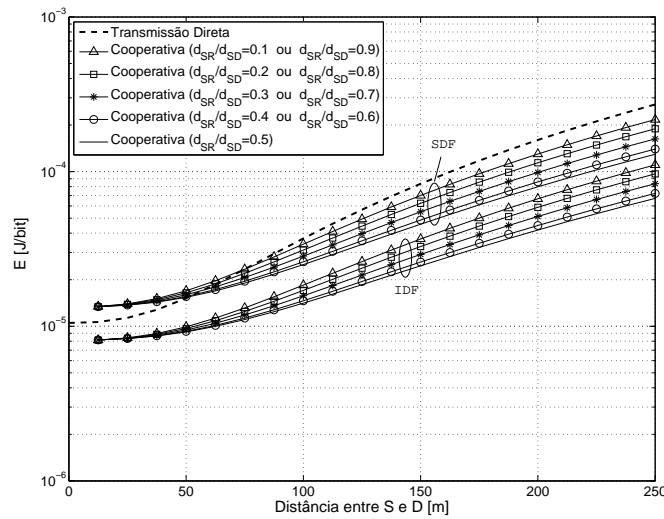


Figura 16: Energia total consumida por bit para a transmissão direta, SDF e IDF com diferentes posições para o relay, $\xi = 2$ b/s/Hz, $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$, $\Omega = 2$ e $m = 2$.

Fonte: Autoria Própria.

exemplo representativo pode ser encontrado em (CUI et al., 2004), onde os autores mostram que com modelos de consumo de potência mais realistas, a vantagem de técnicas MIMO sobre SISO não é sempre evidente para comunicações a curta distância.

Buscando contornar esse problema, abordamos algumas técnicas de combinação por diversidade que possibilitam reduzir o número de cadeias de RF utilizadas. No receptor, exploramos uma forma de seleção de antenas utilizando uma técnica conhecida por *Switch-and-Stay Combining* (SSC) ao invés de MRC (SIMON; ALOUINI, 2004). Esta técnica permite que apenas uma antena permaneça ativa no receptor. SSC atinge a mesma diversidade que o MRC, com uma penalidade mínima à probabilidade de *outage* (SIMON; ALOUINI, 2004). No lado transmissor, *Transmit Antenna Selection* (TAS) pode ser uma alternativa para reduzir o consumo dos circuitos de RF (CHEN; ZHAO, 2005). Com TAS, o receptor deve informar ao transmissor, através de um canal de retorno, qual antena tem a melhor condição de transmissão. Sob o ponto de vista da probabilidade de *outage*, estratégias de seleção de antenas são subótimas, não obstante, este fato é compensado por um menor consumo de energia.

Nesta seção comparamos a eficiência energética de esquemas de transmissão SISO e MIMO em um enlace ponto a ponto (não cooperativo) entre nós de uma WSN. No transmissor, focamos no uso de códigos espaço-temporais, TAS e *beamforming* através de uma técnica de decomposição em valores singulares (SVD – do inglês *Singular Value Decomposition*). No receptor, tanto MRC quanto SSC são empregados. Nossos resultados mostram que,

apesar de *beamforming* apresentar o melhor desempenho em termos de probabilidade de *outage*, a combinação de TAS e SSC é a opção mais energeticamente eficiente quando o consumo dos circuitos de cada antena é levado em consideração. Além disso, também comparamos a eficiência energética dos esquemas MIMO não cooperativos com um esquema SISO cooperativo, com um único *relay* operando com o protocolo *decode-and-forward*. Nossos resultados mostram que, quando um canal de retorno a partir do destino está disponível, IDF SISO pode ser mais eficiente que MIMO não cooperativo em comunicações de curta distância e com taxas de transmissão relativamente baixas.

3.2.1 MODELO DO SISTEMA

Consideramos um enlace geral entre dois nós. A fonte está equipada com n_t antenas de transmissão, onde n_{t_e} denota o número de antenas ativas, e o destino possui n_r antenas de recepção, das quais n_{r_e} estão ativas. Assim, o sinal recebido pode ser representado na seguinte forma vetorial

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{\kappa \cdot P}{n_{t_e}}} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (48)$$

onde P é a potência total de transmissão, κ representa a perda de percurso conforme (2), \mathbf{H} é a matriz $n_{r_e} \times n_{t_e}$ dos ganhos quase-estáticos dos canais, que são i.i.d. de acordo com uma distribuição de Rayleigh com média zero e variância unitária, \mathbf{x} é o vetor $n_{t_e} \times 1$ do símbolo transmitido, que possui energia unitária, e \mathbf{w} é o vetor $n_{r_e} \times 1$ de ruído Gaussiano.

Neste caso, a SNR instantânea no receptor é

$$\gamma = \|\mathbf{H}\|_F^2 \cdot \bar{\gamma}, \quad (49)$$

onde $\|\cdot\|_F$ é a norma de Frobenius, tal que $\|\mathbf{H}\|_F = \sqrt{\sum_{j=1}^{n_{t_e}} \sum_{i=1}^{n_{r_e}} |h_{ij}|^2}$, com h_{ij} representando o coeficiente de desvanecimento entre a j -ésima antena de transmissão e a i -ésima antena de recepção, e $\bar{\gamma} = \frac{\kappa P}{n_{t_e} N}$ é a SNR média. Note que γ é calculada sobre todas as antenas n_{t_e} e n_{r_e} .

3.2.2 ESQUEMAS DE TRANSMISSÃO

Consideramos três estratégias de comunicação MIMO: *i.*) códigos espaço-temporais ortogonais; *ii.*) seleção de antenas; e *iii.*) SVD. Além disso, para fins comparativos, a transmissão SISO também é considerada.

3.2.2.1 SISO

Inicialmente assumimos que $n_t = n_r = 1$ antenas. Os conceitos de informação mútua e probabilidade de *outage* podem ser obtidos a partir da Seção 2.1. No caso da transmissão SISO em canal Rayleigh, a probabilidade de *outage* dada em (6) é reproduzida abaixo por conveniência

$$\mathcal{P}_{\text{SISO}} = 1 - \exp \left[-\frac{N(2^\xi - 1)}{\kappa P} \right]. \quad (50)$$

Assim, a potência de transmissão mínima pode ser obtida estabelecendo uma probabilidade de *outage* alvo \mathcal{P}^* , de forma que $\mathcal{P}_{\text{SISO}} \leq \mathcal{P}^*$. Portanto, a potência mínima de transmissão é

$$P_{\text{SISO}}^* = -\frac{N(2^\xi - 1)}{\kappa \ln(1 - \mathcal{P}^*)} \quad [\text{W}]. \quad (51)$$

Por fim, a energia total consumida por bit é

$$E_{\text{SISO}} = \frac{(1 + \delta)P_{\text{SISO}}^* + P_{\text{TX}}(1) + P_{\text{RX}}(1)}{R_b} \quad [\text{J/bit}]. \quad (52)$$

3.2.2.2 CÓDIGOS ESPAÇO-TEMPORAIS (ST)

Agora consideramos um transmissor com n_t antenas aplicando códigos espaço-temporais ortogonais (ST – do inglês, *Space-Time codes*), e que o receptor aplica MRC entre suas n_r antenas, ou SSC selecionando uma única antena de recepção.

i. MRC Aplicado no Receptor:

A probabilidade de *outage* desse esquema em desvanecimento Rayleigh é conhecida, obtida a partir de (LEE et al., 2008) como

$$\mathcal{P}_{\text{ST+MRC}} = 1 - \exp \left[-\frac{n_t N(2^\xi - 1)}{\kappa P} \right] \sum_{m=0}^{n_t n_r - 1} \frac{1}{m!} \left[\frac{n_t N(2^\xi - 1)}{\kappa P} \right]^m. \quad (53)$$

De forma similar ao SISO, a potência de transmissão mínima $P_{\text{ST+MRC}}^*$ pode ser encontrada a partir de (53) estabelecendo uma *outage* alvo \mathcal{P}^* , de forma que $\mathcal{P}_{\text{ST+MRC}} \leq \mathcal{P}^*$. Entretanto, esta solução deve ser particularizada para cada n_t e n_r , de forma que omitimos os detalhes por brevidade. Assim, o consumo de energia total por bit do ST+MRC é

$$E_{\text{ST+MRC}} = \frac{(1 + \delta)P_{\text{ST+MRC}}^* + P_{\text{TX}}(n_t) + P_{\text{RX}}(n_r)}{R_b} \quad [\text{J/bit}]. \quad (54)$$

ii. SSC Aplicado no Receptor:

Com SSC, ao invés de se buscar continuamente pela antenna com a melhor qualidade, como no caso de SC, o receptor seleciona uma antenna ($n_{r_e} = 1$) até que sua SNR recebida caia abaixo de um limiar γ_T pré-definido. Quando isso acontece, o receptor comuta para (e permanece com) outra antenna. A vantagem em se utilizar SSC em vez de SC é que o consumo dos circuitos no receptor é $P_{RX}(1)$ no SSC, enquanto $P_{RX}(n_r)$ é consumido com o SC. Além disso, foi mostrado em (SIMON; ALOUINI, 2004) que quando γ_T é otimizado, o desempenho do SSC é o mesmo que do SC. A probabilidade de *outage* do ST+SSC pode ser obtido a partir de (CHEN et al., 2008) como

$$\mathcal{P}_{ST+SSC} = \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{n_t N(2^\xi - 1)}{\kappa P} \right] \sum_{m=0}^{n_r-1} \frac{1}{m!} \left[\frac{n_t N(2^\xi - 1)}{\kappa P} \right]^m \right\}^{n_r}, \quad (55)$$

e a potência mínima de transmissão P_{ST+SSC}^* pode ser obtida com respeito a uma *outage* alvo \mathcal{P}^* . Assim, o consumo de energia total por bit é

$$E_{ST+SSC} = \frac{(1 + \delta)P_{ST+SSC}^* + P_{TX}(n_t) + P_{RX}(1)}{R_b} \quad [\text{J/bit}]. \quad (56)$$

3.2.2.3 TRANSMIT ANTENNA SELECTION (TAS)

Como o consumo de energia cresce com n_t , seleção de antenas pode ser de particular interesse para reduzir o número de cadeias de RF utilizadas. Dado nosso foco em reduzir o consumo de energia, consideramos que uma única antenna $n_{t_e} = 1$ permanece ativa dentre as n_t antenas disponíveis no transmissor.

i. MRC Aplicado no Receptor:

Com TAS, o receptor deve informar ao transmissor qual antenna utilizar baseado na SNR instantânea. No receptor, os sinais recebidos por todas as n_r antenas são combinados. Assumindo um canal de retorno livre de erros, a probabilidade de *outage* pode ser obtida a partir de (CHEN et al., 2008) como

$$\mathcal{P}_{TAS+MRC} = \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{N(2^\xi - 1)}{\kappa P} \right] \sum_{m=0}^{n_r-1} \frac{1}{m!} \left[\frac{N(2^\xi - 1)}{\kappa P} \right]^m \right\}^{n_t}, \quad (57)$$

e o consumo de energia total por bit se torna

$$E_{TAS+MRC} = \frac{(1 + \delta)P_{TAS+MRC}^* + P_{TX}(1) + P_{RX}(n_r)}{R_b} \quad [\text{J/bit}]. \quad (58)$$

ii. SSC Aplicado no Receptor:

Quando TAS e SSC são combinados em uma transmissão MIMO, podemos derivar a probabilidade de *outage* baseado na informação mútua entre os dois nós, que neste caso pode ser expressa como

$$I = B \log_2 \left(1 + \bar{\gamma} \max_{i,j} \{|h_{ij}|^2\} \right), \quad (59)$$

onde h_{ij} é um elemento de \mathbf{H} , representando o ganho de canal entre a j -ésima antena de transmissão selecionada e a i -ésima antena de recepção. Assim

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_{\text{TAS+SSC}} &= \Pr \left\{ \max_{i,j} \{|h_{ij}|^2\} < \frac{N(2^\xi - 1)}{\kappa P} \right\} \\ &= \prod_{i=1}^{n_t} \prod_{j=1}^{n_r} \Pr \left\{ |h_{ij}|^2 < \frac{N(2^\xi - 1)}{\kappa P} \right\} \\ &= \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{N(2^\xi - 1)}{\kappa P} \right] \right\}^{n_t n_r}, \end{aligned} \quad (60)$$

assumindo h_{ij} 's i.i.d. com média zero e variância unitária.

Por fim, como apenas uma antena está ativa em cada nó, o consumo de energia total por bit é

$$E_{\text{TAS+SSC}} = \frac{(1 + \delta) P_{\text{TAS+SSC}}^* + P_{\text{TX}}(1) + P_{\text{RX}}(1)}{R_b} \quad [\text{J/bit}]. \quad (61)$$

3.2.2.4 BEAMFORMING (SVD)

Agora assumimos que *beamforming* é utilizado no transmissor através de uma técnica de SVD, o que representa o melhor desempenho em termos de potência de transmissão. Assim como no caso de TAS, um canal de retorno também é necessário para o SVD. Assumindo que todas as n_t e n_r antenas são utilizadas, a informação mútua neste caso pode ser expressa como (TSE; VISWANATH, 2005)

$$I_{ij} = B \sum_{l=1}^k \log_2 \left(1 + \bar{\gamma}_{ij} \omega_l^2 \right), \quad (62)$$

onde $k = \min\{n_i, n_j\}$, e ω_l^2 's são os autovalores da matriz $\mathbf{H}_{ij} \mathbf{H}_{ij}^*$. Utilizando a inequação de Jensen podemos escrever (TSE; VISWANATH, 2005)

$$\frac{1}{k} \sum_{l=1}^k \log_2 \left(1 + \bar{\gamma}_{ij} \omega_l^2 \right) \leq \log_2 \left(1 + \bar{\gamma}_{ij} \left(\frac{1}{k} \sum_{l=1}^k \omega_l^2 \right) \right), \quad (63)$$

de forma que a informação mútua possui um limitante superior igual a

$$I_{ij} \leq kB \log_2 \left(1 + \bar{\gamma}_{ij} \left(\frac{1}{k} \sum_{l=1}^k \omega_l^2 \right) \right). \quad (64)$$

Dado que $\sum_{l=1}^k \omega_l^2 = \sum_{i,j} |h_{ij}|^2$, a probabilidade de *outage* pode ser escrita como

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_{\text{SVD}} &\geq \Pr \left\{ \sum_{i=1}^{n_r} \sum_{j=1}^{n_t} |h_{ij}|^2 < \frac{n_t N k (2^{\frac{\xi}{k}} - 1)}{\kappa P} \right\} \\ &\geq 1 - \exp \left[-\frac{n_t N k (2^{\frac{\xi}{k}} - 1)}{\kappa P} \right] \sum_{m=0}^{n_t n_r - 1} \frac{1}{m!} \left[\frac{n_t N k (2^{\frac{\xi}{k}} - 1)}{\kappa P} \right]^m. \end{aligned} \quad (65)$$

Apesar de (65) ser um limitante, devido à inequação de Jensen em (64), nossos resultados ainda são válidos uma vez que nosso objetivo é mostrar que TAS pode ser mais energeticamente eficiente que SVD, mesmo que (65) seja otimista. Assim, uma vez que todas as antenas estão ativas

$$E_{\text{SVD}} = \frac{(1 + \delta) P_{\text{SVD}}^* + P_{\text{TX}}(n_t) + P_{\text{RX}}(n_r)}{R_b} \quad [\text{J/bit}]. \quad (66)$$

3.2.3 EXEMPLOS NUMÉRICOS

Nesta seção apresentamos alguns exemplos numéricos em termos da eficiência energética dos esquemas SISO e MIMO apresentados. Para parametrização do sistema, utilizamos os valores de consumo de potência para os circuitos de RF dados pela Tabela 1 e os demais parâmetros do sistema listados na Tabela 2. Além disso, uma vez que consideramos nós sensores, focamos no caso com uma ou duas antenas de transmissão/recepção.

A Figura 17 mostra o consumo de energia total por bit dos esquemas MIMO em função da distância entre os nós. A taxa de perda de pacotes máxima é $\mathcal{P}^* = 10^{-2}$ e a eficiência espectral $\xi = 2$ b/s/Hz. Se apenas considerarmos os esquemas sem canal de retorno (SISO, ST+MRC e ST+SSC), podemos notar três regiões distintas de interesse. Na comunicação em longa distância, quando $d > 170$ m, ST com MRC atinge o melhor desempenho em termos de consumo de energia. Quando a distância entre os nós diminui, o uso de SSC mostra importante economia de energia. Neste exemplo, ST com SSC é a melhor estratégia quando $27 < d < 170$ m. Também de forma bastante interessante, quando $d < 27$ m, SISO se torna a melhor estratégia. Se um canal de retorno estiver disponível, a combinação de TAS e SSC apresenta o melhor desempenho até 192 m de distância entre os nós. Para $d > 192$ m, SVD desempenha melhor devido ao seu menor consumo de potência de transmissão.

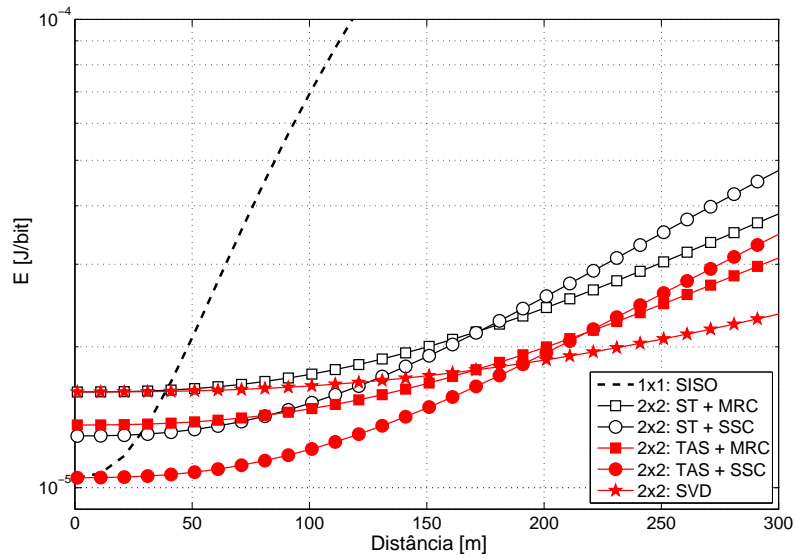


Figura 17: Consumo total de energia por bit para uma probabilidade de *outage* alvo de $\mathcal{P}^* = 10^{-2}$ com $\xi = 2$ b/s/Hz.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 18 compara o consumo de energia mínimo que pode ser alcançado com os esquemas MIMO nos dois diferentes cenários: com canal de retorno, ou sem canal de retorno. No cenário sem canal de retorno, a curva da Figura 18 representa o mínimo entre as estratégias ST+MRC e ST+SSC, enquanto a curva com canal de retorno representa o mínimo entre as estratégias TAS+MRC, TAS+SSC e SVD. Além disso, o desempenho de um esquema SISO cooperativo utilizando o protocolo DF também é incluído. Consideramos que a cooperação é alcançada através de um único *relay* disposto na posição intermediária entre a fonte e o destino. Ademais, para uma comparação justa, assumimos que os nós utilizando DF operam com o dobro da eficiência espectral dos esquemas não cooperativos, uma vez que a cooperação requer dois *slots* para entregar cada pacote. A partir da figura é interessante notar que, em comunicações a curta distância, SISO cooperativo com IDF supera os esquemas MIMO. Neste cenário particular, IDF apresenta o melhor desempenho quando $d < 64$ m.

Por fim, comparamos o consumo de energia dos esquemas que utilizam um canal de retorno com relação à taxa de transmissão. Na parte superior da Figura 19, onde $d = 50$ m é considerado, podemos notar que o IDF apresenta o melhor desempenho apenas para $\xi < 2$ b/s/Hz. Esquemas MIMO utilizando TAS e SSC tem melhor desempenho em $2 < \xi < 5$ b/s/Hz, e SVD tem melhor desempenho para taxas de transmissão mais elevadas. Ao aumentarmos a distância entre os nós, com $d = 150$ m na parte inferior da Figura 19, a combinação de TAS e SSC se torna a melhor opção para ξ 's menores, e SVD tem melhor desempenho para altas taxas

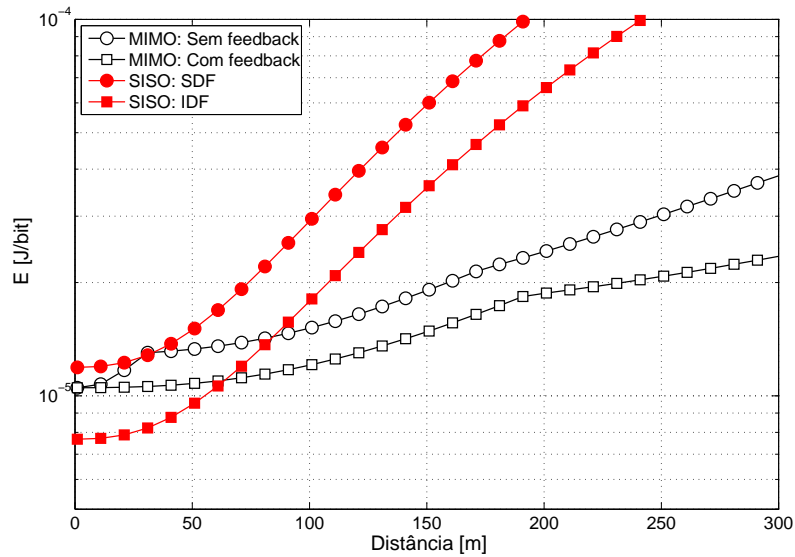


Figura 18: Mínima energia consumida por bit pelos esquemas MIMO e pelos esquemas SISO cooperativos aplicando DF.

Fonte: Autoria própria.

de transmissão, uma vez que a potência de transmissão se torna mais relevante em distâncias de transmissão mais longas.

3.3 EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DA SELEÇÃO DE *RELAYS* LEVANDO EM CONTA NÃO LINEARIDADES DA BATERIA

Baterias comuns, tais como as de níquel cádmio (NiCd) e as de íons de lítio (Li-ion), consistem em uma série de células compostas por dois eletrodos, um catodo e um anodo, separados por um eletrólito. A Figura 20(a) ilustra uma célula totalmente carregada. Quando a célula está conectada a uma carga, reações de oxidação transferem elétrons do anodo para o catodo. Cargas eletroativas são transferidas e consumidas pela superfície do eletrodo, enquanto a reposição dessas cargas em contato com o eletrodo é feita por difusão através do eletrólito, conforme Figura 20(b). Entretanto, o processo de difusão não consegue acompanhar o consumo, o que acarreta numa baixa concentração de cargas eletroativas na superfície do eletrodo, fazendo com que a bateria pare de funcionar, como ilustra a Figura 20(c). Se o uso da bateria for reduzido a zero, ou a um valor bem pequeno, um processo de recuperação acontece conforme a Figura 20(d), atingindo novamente um equilíbrio como mostra a Figura 20(e). Assim, a bateria pode novamente ser utilizada, até que sua carga seja totalmente consumida, conforme Figura 20(f).

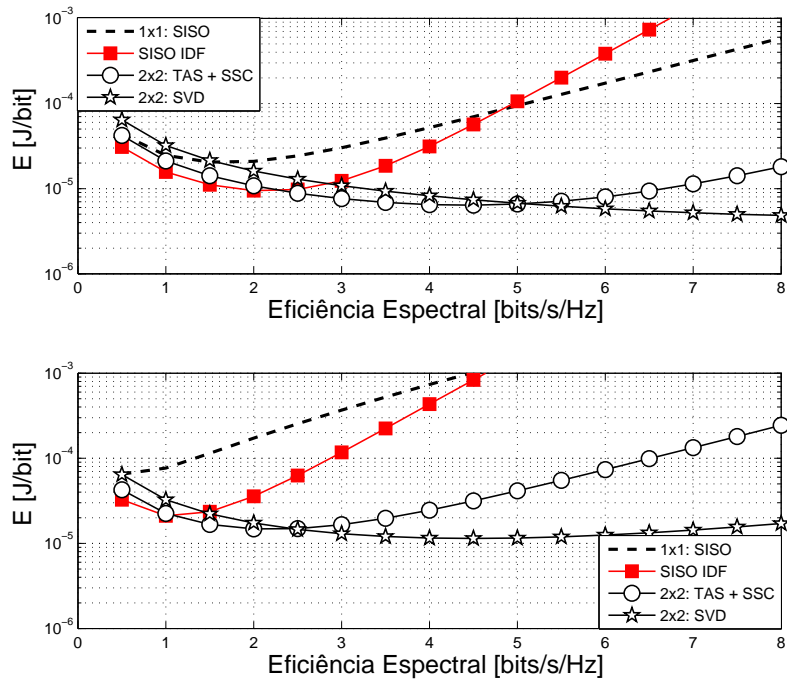


Figura 19: Consumo de energia total por bit para $\mathcal{P}^* = 10^{-2}$ quando $d = 50$ m (figura superior) e $d = 150$ m (figura inferior).

Fonte: Autoria própria.

Dessa forma, além da minimização do consumo de energia em WSNs, o descanso periódico dos dispositivos também é de importância fundamental para o aumento do tempo de vida de redes cujos nós são alimentados por baterias. O comportamento de descarga e recuperação da bateria depende das características da mesma e da corrente de carga. Alguns modelos matemáticos para descrever esse comportamento foram propostos em (RAO; VRUDHULA, 2005; CHAUDHARY; VANDENDORPE, 2010; MA; YANG, 2011), que permitem uma análise mais fiel do consumo real dos dispositivos sem fio.

Ademais, como forma de procurar melhorar o desempenho dos protocolos cooperativos, uma opção é o uso de múltiplos *relays*. Quando uma rede opera com múltiplos *relays*, algum mecanismo de escolha deve ser estabelecido. Em (BLETSAS et al., 2007), a seleção de *relays* reativa e proativa é discutida. No algoritmo reativo, o *relay* é escolhido após a transmissão da fonte, de forma que todos os *relays* participam do processo de seleção, o que pode aumentar o consumo de energia da rede. O algoritmo proativo, por sua vez, seleciona o *relay* antes da transmissão da fonte, de forma que apenas o *relay* selecionado *a priori* deve processar o dado transmitido pela fonte. Outros esquemas de seleção foram considerados em (CHEN et al., 2006; ZHOU et al., 2008). O tempo de vida da rede é maximizado em

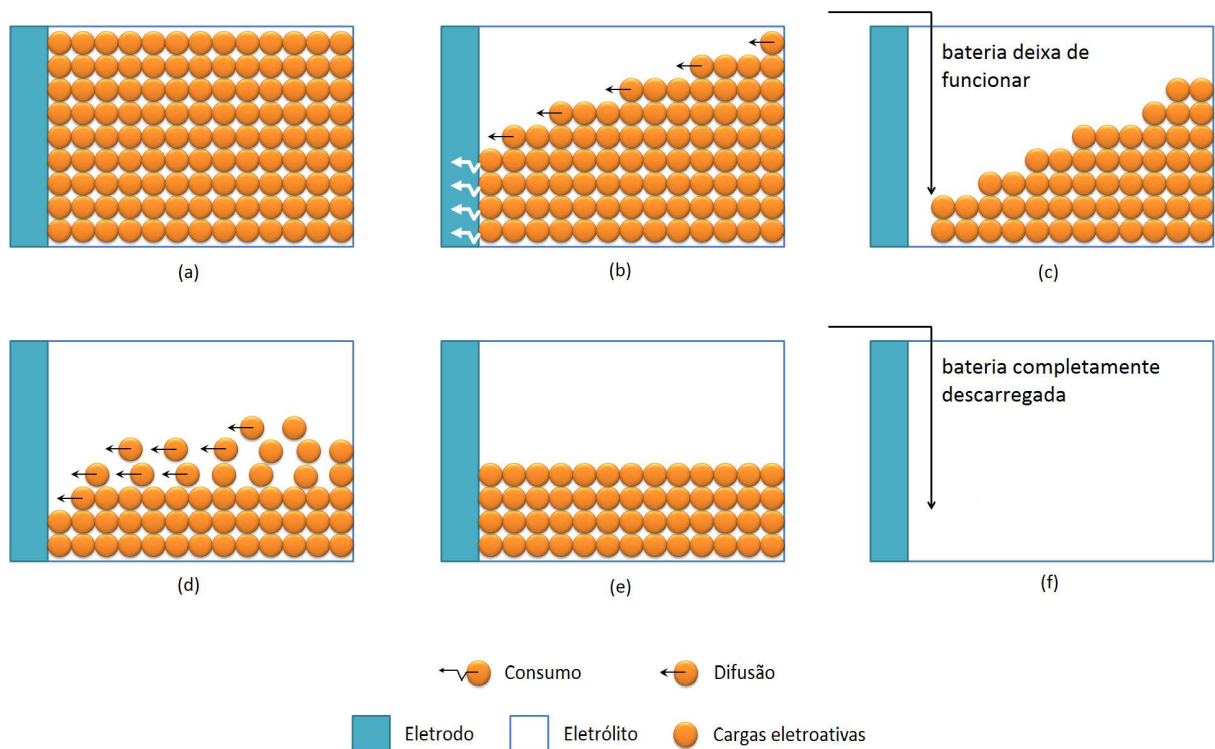


Figura 20: Carga da bateria em diferentes estágios. (a) Totalmente carregada. (b) Descarregando. (c) Bateria fraca, com carga indisponível. (d) Recarga durante período de descanso. (e) Após período de descanso. (f) Bateria totalmente descarregada.

Fonte: Baseado em (MA; YANG, 2011).

(CHEN et al., 2006) ao selecionar o *relay* de forma a manter a energia residual de cada nó comparativamente a mesma, enquanto em (ZHOU et al., 2008) uma estratégia conjunta de alocação de potência na camada física e projeto de camada MAC é utilizado. Entretanto, nenhum desses trabalhos considera as não linearidades do modelo de consumo da bateria, ou o consumo de energia dos circuitos. Recentemente, seleção de *relays* sob a perspectiva da eficiência da bateria foi investigado em (ZHANG et al., 2011), onde os autores levam em consideração o consumo da bateria e diferentes alocações de energia. Entretanto, apesar do modelo da bateria considerado ser não linear, o efeito de recuperação de carga após períodos de descanso não é levado em conta. Também recentemente, os autores em (MARCHENKO; BETTSTETTER, 2011) comparam a eficiência energética e o desempenho de *throughput* dos algoritmos de seleção reativo e proativo, todavia nem o consumo dos circuitos nem o modelo de bateria são considerados.

Nesta seção, comparamos a eficiência energética da seleção reativa e proativa no protocolo IDF, levando em consideração a otimização da potência de transmissão, o consumo de energia dos circuitos de RF, e um modelo de consumo de bateria mais realista. Os resultados

mostram que um grande número de *relays* disponíveis para cooperar não é sempre benéfico no caso do algoritmo reativo, principalmente em comunicações de curto alcance, enquanto o algoritmo proativo sempre se beneficia de um número grande de *relays*. De forma a aumentar a eficiência energética, propomos que os *relays* operem em grupos no algoritmo reativo, e que apenas um grupo permaneça ativo a cada vez, enquanto os demais grupos permaneçam em modo de descanso. Ao fazer com que os grupos fiquem em modo de descanso periodicamente, períodos de descanso são naturalmente introduzidos, permitindo que os dispositivos recuperem parte de sua carga retida na bateria devido às não linearidades.

3.3.1 MODELO DO SISTEMA

Consideramos uma fonte, um destino, e K *relays*, denotados por R_k , $1 \leq k \leq K$, em que todos os *relays* estão em torno da posição intermediária entre a fonte e o destino. Quando $K = 0$ o sistema opera no modo de transmissão direta não cooperativa (SH). O desvanecimento é modelado de acordo com uma distribuição Nakagami- m , onde consideramos $m = 1$ para NLOS (igual a Rayleigh) e $m = 2$ para alguma LOS. Os *relays* operam de acordo com o protocolo IDF, que explora a presença de um canal de retorno a partir do destino para os demais nós. Além disso, assumimos que todas as transmissões são ortogonais no tempo e que os nós são *half-duplex*.

Conforme descrito no Capítulo 2, o pacote recebido em cada intervalo de tempo pode ser expresso como

$$\mathbf{y}_{ij} = \sqrt{P\kappa_{ij}} h_{ij} \mathbf{x} + \mathbf{w}_{ij}, \quad (67)$$

tal que $i \in \{S, R_k\}$ e $j \in \{R_k, D\}$, e, assim como na Seção 2.1.2, a probabilidade de *outage* em desvanecimento Nakagami- m pode ser aproximada por (WANG; GIANNAKIS, 2003)

$$\mathcal{P}_{ij} \simeq \frac{1}{\Gamma(m+1)} \left[\frac{mN(2^{\Omega\xi} - 1)}{P_i\kappa_{ij}} \right]^m, \quad (68)$$

onde $\Omega = \lceil \frac{K}{K+1} \rceil + 1$. Note que $\Omega = 1$ quando $K = 0$ e $\Omega = 2$ nos demais casos, compensando assim a perda de eficiência espectral da comunicação cooperativa.

A probabilidade de *outage* total é dada pela combinação das *outages* em cada link. Assumindo SC temos

$$\begin{aligned} \mathcal{P} &= \mathcal{P}_{sd} \cdot \sum_{n=0}^K \left[\binom{K}{n} (\mathcal{P}_{sr})^{K-n} (1 - \mathcal{P}_{sr})^n (\mathcal{P}_{rd})^n \right] \\ &= \mathcal{P}_{sd} \cdot [\mathcal{P}_{sr} + (1 - \mathcal{P}_{sr}) \cdot \mathcal{P}_{rd}]^K, \end{aligned} \quad (69)$$

onde $\mathcal{P}_{sr} \approx \mathcal{P}_{sr_k}, \forall k \in [1, K]$.

Note que esta equação generaliza o resultado obtido em (39), uma vez que com K relays disponíveis, K caminhos cooperativos independentes podem ser utilizados, de forma que a parcela de (69) que envolve cooperação é elevada ao fator K .

3.3.2 ALGORITMOS DE SELEÇÃO DE RELAYS

Dois algoritmos de seleção de relays foram definidos em (BLETSAS et al., 2007): seleção reativa e seleção proativa. No algoritmo reativo, o relay é selecionado após a transmissão da fonte, que é recebida pelo destino e por todos os demais K relays disponíveis, conforme a Figura 21. O destino, por sua vez, decodifica a mensagem da fonte e checa por possíveis erros. No caso de uma decodificação incorreta, um sinal de NACK é enviado através do canal de retorno. Então, cada relay k estima seu próprio canal $h_{R_k D}$ utilizando a mensagem de NACK⁶, e estabelece um contador $t_k \propto \frac{1}{h_{R_k D}}$ antes de retransmitir, de forma que apenas um relay dentre os K nós, aquele com o melhor canal $h_{R_k D}$, é selecionado. Para evitar colisões, assumimos um protocolo de múltiplo acesso CSMA/CA (do inglês *Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance*), de forma que os demais relays permanecem em silêncio ao perceberem que o canal está em utilização.

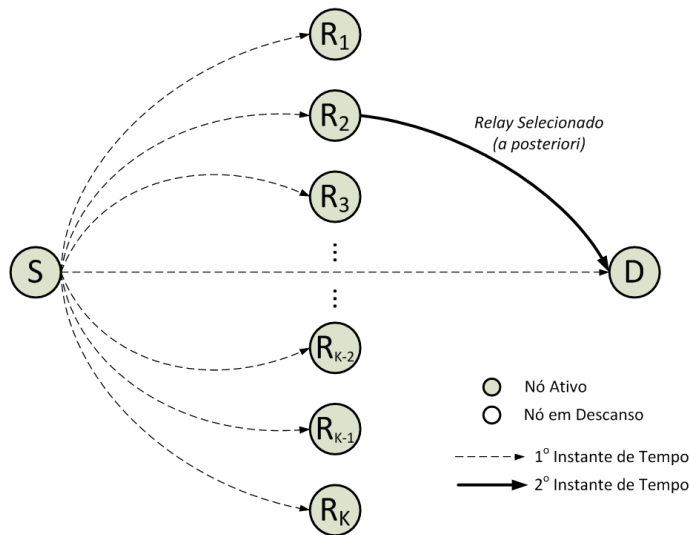


Figura 21: Algoritmo reativo de seleção de relays. Todos os relays recebem a transmissão da fonte.

Fonte: Autoria própria.

O algoritmo proativo seleciona o relay antes da transmissão da fonte, conforme mostra a Figura 22. Portanto, apenas o destino e um relay recebem a transmissão da fonte, enquanto os

⁶O relay participa apenas se a mensagem da fonte pôde ser corretamente decodificada, caso contrário o relay permanece em silêncio no segundo intervalo de tempo.

demais $K - 1$ relays permanecem em modo de descanso. Na prática, o algoritmo reativo é mais fácil de ser implementado, uma vez que ele é distribuído e o conhecimento global de CSI não é necessário.

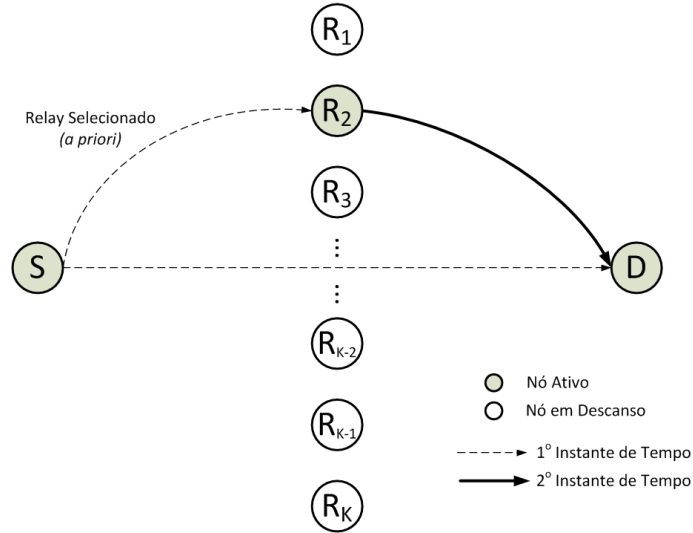


Figura 22: Algoritmo proativo de seleção de relays. Apenas o relay selecionado recebe a transmissão da fonte.

Fonte: Autoria própria.

3.3.3 ANÁLISE DE CONSUMO DE ENERGIA E MODELO DE CONSUMO DE BATERIA

Conforme mostrado em (RAO; VRUDHULA, 2005; CHAUDHARY; VANDENDORPE, 2010), o comportamento de descarga da bateria dos dispositivos não é linear. Além da energia gasta pelo amplificador de potência e pelos circuitos de RF, uma carga adicional permanece retida na bateria devido às não linearidades e esta energia retida se torna indisponível para uso. Assim, o consumo aparente total de energia, E_{c_i} , de um dado nó i é definido em (CHAUDHARY; VANDENDORPE, 2010) como

$$E_{c_i} = E_{l_i} + E_{u_i} \quad [\text{J}], \quad (70)$$

onde E_{l_i} é a energia consumida pela carga, e E_{u_i} é a carga que se torna indisponível. A energia consumida pela carga no tempo discreto n é dada por

$$E_{l_i} = \sum_{j=1}^n \frac{\Theta_i}{\Omega R_b} = n \cdot \frac{\Theta_i}{\Omega R_b} \quad [\text{J}], \quad (71)$$

onde Θ_i é o perfil de potência, que depende do papel do nó i no processo de comunicação. Dessa forma

$$\Theta_i = \begin{cases} (1 + \delta)P_i + P_{\text{TX}} & \text{ao transmitir} \\ P_{\text{RX}} & \text{ao receber} \\ 0 & \text{em modo de descanso} \end{cases} . \quad (72)$$

A carga indisponível depende das características da bateria e da corrente de carga. Quanto maior a corrente de carga, maior a carga indisponível. Além disso, a carga indisponível também aumenta com a duração da carga. Entretanto, uma parcela dessa energia retida pode ser recuperada introduzindo períodos de descanso. A carga indisponível em um tempo discreto n é (CHAUDHARY; VANDENDORPE, 2010)

$$E_{u_i} = 2 \sum_{j=1}^n \frac{\Theta_i}{\Omega R_b} \cdot \mathcal{F}(n, j) \quad [\text{J}], \quad (73)$$

de forma que $\mathcal{F}(x, y) = \sum_{a=1}^{\infty} \frac{1 - e^{-\zeta^2 a^2 T_s}}{\zeta^2 a^2} e^{-\zeta^2 a^2 (x-y) T_s}$, onde ζ é o parâmetro que caracteriza a não linearidade da bateria e T_s é o período de amostragem.

De forma a visualizar os efeitos do modelo de consumo da bateria, vamos analisar o comportamento de um único nó em um processo de comunicação. Como um exemplo, considere que i funciona como um transmissor no primeiro intervalo de tempo, descansa no segundo intervalo de tempo, opera como um receptor no terceiro intervalo de tempo e descansa em um quarto intervalo. Se 500 bits forem transmitidos em cada intervalo de tempo (*time slot*), de forma que o período de amostragem é igual ao período de um bit ($T_s = 1$), ou seja, um bit é transmitido a cada tempo discreto n , o perfil de potência é $\Theta_i = 500$ mW para $n = [1, \dots, 500]$, $\Theta_i = 0$ W para $n = [501, \dots, 1000]$, $\Theta_i = 100$ mW para $n = [1001, \dots, 1500]$, e $\Theta_i = 0$ W para $n = [1501, \dots, 2000]$. Como um exemplo geral, arbitrariamente assumimos $\Omega R_b = 1$ bit/s e $\zeta = 0.06 \text{ s}^{-1/2}$.

A energia consumida pela carga (E_l), a carga indisponível (E_u) e a energia total aparente consumida (E_c) por este nó são mostradas na Figura 23. A partir da figura podemos notar que, ao final do primeiro intervalo de tempo, uma importante quantia de energia é gasta devido às não linearidades e a energia aparente total consumida é muito maior que a energia entregue à carga. Além disso, após um período de descanso, uma fração da energia indisponível pode ser recuperada, conforme podemos observar que a energia total aparente diminui durante o segundo intervalo de tempo. De toda forma, note que a energia aparente total consumida é sempre maior que a energia entregue à carga. A partir da figura também podemos confirmar que, quanto maior a corrente de carga, maior a parcela de energia que se torna indisponível, e

que a energia indisponível também aumenta com a duração da carga.

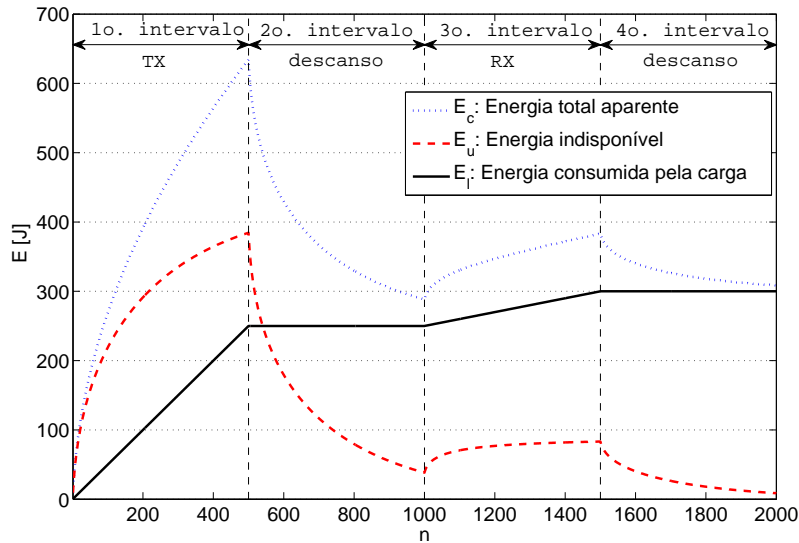


Figura 23: Comportamento não linear do modelo de consumo da bateria. A energia consumida pela carga (E_l), a carga indisponível (E_u) e a energia total aparente consumida (E_c) por um único nó é mostrada durante quatro intervalos de tempo. O nó opera como transmissor no primeiro intervalo de tempo, descansa no segundo intervalo, opera como receptor na sequência, e descansa no quarto intervalo.

Fonte: Autoria própria.

O efeito da recuperação de energia é dado pelo comportamento exponencial de $\mathcal{F}(n, j)$. No nosso exemplo particular, a energia indisponível no final do primeiro intervalo de tempo é

$$E_{u_i} = 2 \underbrace{\sum_{j=1}^{500} \frac{0,5 \text{ W}}{1 \text{ bit/s}}}_{\propto \text{carga}} \cdot \underbrace{\mathcal{F}(500, j)}_{\text{não linearidade}} \quad (74)$$

e no final do segundo intervalo de tempo

$$E_{u_i} = 2 \underbrace{\sum_{j=1}^{500} \frac{0,5 \text{ W}}{1 \text{ bit/s}}}_{\propto \text{carga}} \cdot \underbrace{\mathcal{F}(1000, j)}_{\text{não linearidade}} + 2 \underbrace{\sum_{j=501}^{1000} \frac{0 \text{ W}}{1 \text{ bit/s}}}_{\propto \text{carga}} \cdot \underbrace{\mathcal{F}(1000, j)}_{\text{não linearidade}} \quad (75)$$

A fração proporcional à carga é a mesma em (74) e (75), e a diferença está somente no fator não linear. De acordo com (73), $\mathcal{F}(500, j) \propto e^{-(500-j)}$ e $\mathcal{F}(1000, j) \propto e^{-(1000-j)}$. Como $e^{-(1000-j)} < e^{-(500-j)}$ para $1 \leq j \leq 1000$, a energia indisponível ao final do segundo intervalo de tempo é menor que aquela ao final do primeiro intervalo de tempo, o que explica a recuperação de energia após um período de inatividade.

3.3.3.1 TRANSMISSÃO DIRETA

Na transmissão direta (SH), o consumo total de energia é a soma da energia consumida pela fonte e pelo destino, de forma que

$$\begin{aligned}
 E_{SH} &= \underbrace{\sum_{j=1}^L \frac{(1+\delta)P_{SH} + P_{TX}}{R_b} + 2 \sum_{j=1}^L \left[\frac{(1+\delta)P_{SH} + P_{TX}}{R_b} \cdot \mathcal{F}(L, j) \right]}_{\text{fonte}} \\
 &+ \underbrace{\sum_{j=1}^L \frac{P_{RX}}{R_b} + 2 \sum_{j=1}^L \left[\frac{P_{RX}}{R_b} \cdot \mathcal{F}(L, j) \right]}_{\text{destino}} \quad (76) \\
 &= \underbrace{\frac{(1+\delta)P_{SH} + P_{TX}}{R_b} \sum_{j=1}^L [1 + 2\mathcal{F}(L, j)]}_{\text{fonte}} + \underbrace{\frac{P_{RX}}{R_b} \sum_{j=1}^L [1 + 2\mathcal{F}(L, j)]}_{\text{destino}} \quad [\text{J}],
 \end{aligned}$$

onde L é o número de bits transmitidos em cada pacote. Note que o perfil de potência da fonte é $\Theta_s = (1 + \delta)P_{SH} + P_{TX}$ enquanto o perfil de potência do destino é $\Theta_d = P_{RX}$.

Uma vez que P_{TX} e P_{RX} são fixos, devemos minimizar a potência de transmissão P_{SH} . Fixando a probabilidade de *outage* em um limite de perda de pacotes de \mathcal{P}^* , de forma que $\mathcal{P} \leq \mathcal{P}^*$, e substituindo em (69) chegamos à potência de transmissão mínima P_{SH}^* , dada por (32) na Seção 3.1.2.1.

3.3.3.2 INCREMENTAL DECODE-AND-FORWARD

No IDF, além da energia gasta pela fonte e pelo destino, a energia gasta pelos *relays* também deve ser considerada, o que depende do algoritmo de seleção utilizado. No caso do algoritmo proativo temos

$$\begin{aligned}
 E_{IDF}^{(\text{pro})} &= \underbrace{\frac{(1+\delta)P_{IDF} + P_{TX}}{2R_b} \sum_{j=1}^L [1 + 2\mathcal{F}(2L, j)]}_{\text{fonte}} + \underbrace{\frac{P_{RX}}{2R_b} \sum_{j=1}^{2L} [1 + 2\mathcal{F}(2L, j)]}_{\text{destino}} \\
 &+ \underbrace{\frac{P_{RX}}{2R_b} \sum_{j=1}^L [1 + 2\mathcal{F}(L, j)]}_{\text{relay selecionado - 1º intervalo de tempo}} + \underbrace{\frac{(1+\delta)P_{IDF} + P_{TX}}{2R_b} \sum_{j=L+1}^{2L} [1 + 2\mathcal{F}(2L, j)]}_{\text{relay selecionado - 2º intervalo de tempo}} \quad [\text{J}].
 \end{aligned} \quad (77)$$

Note que a fração correspondente à fonte representa a transmissão de L bits enquanto $\mathcal{F}(2L, j)$ está definido para um período de $2L$ bits. Isto se deve ao fato da fonte transmitir L bits no primeiro intervalo de tempo, e permanecer em silêncio durante o segundo intervalo de tempo,

sendo capaz de recuperar uma fração da energia retida em sua bateria. O destino, por sua vez, opera durante ambos os intervalos de tempo como receptor, consumindo P_{RX} por bit durante um período de $2L$ bits. Além disso, a segunda linha da equação mostra que o *relay* funciona como receptor no primeiro intervalo de tempo, e como transmissor no segundo intervalo. Por fim, note que todos os termos estão sendo divididos por $2R$, um vez que o IDF utiliza o dobro da eficiência espectral do SH.

Vale também ressaltar que consideramos que um número suficiente de *relays* está disponível, de forma que pelo menos um deles seja capaz de decodificar o sinal da fonte. Dessa forma, as probabilidades de *outage* para cada enlace R_k - D não são consideradas em (77).

No algoritmo reativo, além da fonte, do destino e do *relay* selecionado, todos os outros $K - 1$ *relays* também participam durante o primeiro intervalo de tempo. Portanto

$$E_{IDF}^{(re)} = \underbrace{\sum_{k=1}^{K-1} \left\{ \frac{P_{RX}}{2R_b} \sum_{j=1}^L [1 + 2\mathcal{F}(2L, j)] \right\}}_{\text{demais relays}} + E_{IDF}^{(pro)} \quad [J], \quad (78)$$

o que claramente indica um maior consumo de energia em comparação com o algoritmo proativo.

Assim, substituindo (68) em (69) podemos encontrar P_{IDF}^* como sendo a menor solução positiva e real de

$$\mathcal{P}^* = \left\{ \frac{2}{\Gamma(m+1)} \left[\frac{mN(2^{2\xi} - 1)}{P_{IDF}^* \kappa_{sr}} \right]^m - \frac{1}{\Gamma(m+1)^2} \left[\frac{mN(2^{2\xi} - 1)}{P_{IDF}^* \kappa_{sr}} \right]^m \left[\frac{mN(2^{2\xi} - 1)}{P_{IDF}^* \kappa_{rd}} \right]^m \right\}^K \\ \times \frac{1}{\Gamma(m+1)} \left[\frac{mN(2^{2\xi} - 1)}{P_{IDF}^* \kappa_{sd}} \right]^m. \quad (79)$$

Entretanto, esta solução deve ser particularizada para cada número de *relays* K . Como tal procedimento é relativamente simples, omitimos a particularização para cada caso considerado nesta seção.

3.3.4 RESULTADOS NUMÉRICOS

Conforme considerado anteriormente neste capítulo, utilizamos os valores descritos nas Tabelas 1 e 2 para a parametrização do sistema. Além disso, assumimos uma probabilidade de *outage* alvo de $\mathcal{P}^* = 10^{-3}$, e eficiência espectral $\xi = 2$ b/s/Hz. A Figura 24 mostra a

potência de transmissão ótima, P^* , para $K \in \{0, 1, 2, 4, 8\}$ em um cenário NLOS. Observamos que o IDF requer menor potência que o SH e que a potência de transmissão diminui com o aumento de K . Como a potência de transmissão depende somente da probabilidade de *outage*, os algoritmos reativo e proativo levam aos mesmos resultados. No cenário LOS, conclusões similares podem ser obtidas.

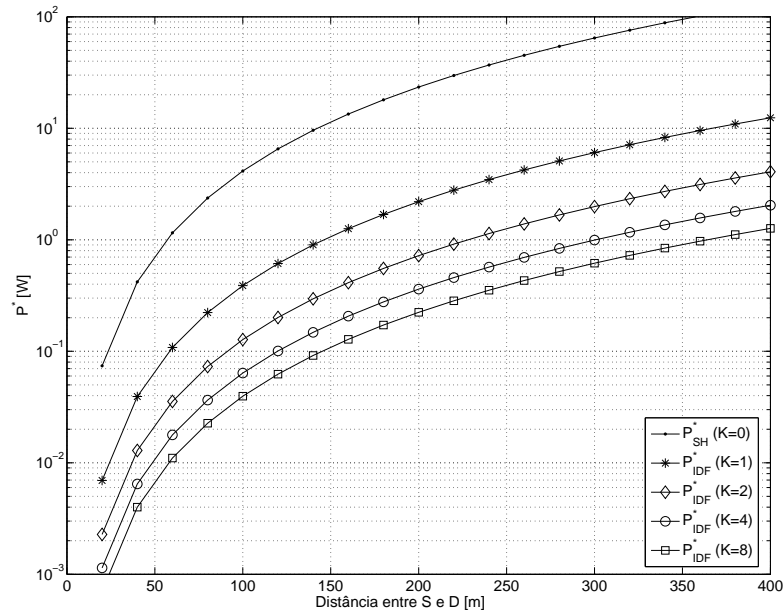


Figura 24: Potência de transmissão ótima requerida em NLOS para a transmissão de $L = 500$ bits.

Fonte: Autoria própria.

O consumo total de energia é apresentado na Figura 25 para NLOS. Baseado em (CHAUDHARY; VANDENDORPE, 2010), consideramos que $L = 500$ bits, $T_s = 1$ s e que o parâmetro não linear da bateria é $\zeta = 0.06 \text{ s}^{-1/2}$. Observando o comportamento do algoritmo reativo na Figura 25, notamos que, para distâncias mais curtas de transmissão, o IDF com $K = 2$ relays é mais eficiente em termos de energia do que com $K = 1$ quando $d_{sd} \geq 47$ m, IDF com $K = 4$ supera $K = 1$ quando $d_{sd} \geq 68$ m, e o IDF com $K = 8$ supera $K = 1$ quando $d_{sd} \geq 94$ m. Também observamos que a economia de energia em distâncias mais longas de transmissão não cresce linearmente com K . Por exemplo, IDF reativo com $K = 8$ é mais energeticamente eficiente que IDF reativo com $K = 4$ apenas quando $d_{sd} \geq 241$ m, e ainda sim por uma margem bem pequena. No cenário LOS, a economia de energia é ainda menos significativa. Isso se deve ao fato da energia consumida pelos circuitos de recepção aumentar com o número de relays.

Também podemos observar a partir da Figura 25 que o algoritmo proativo sempre se beneficia de um maior número de relays. Isso é devido à seleção feita *a priori*, uma vez que

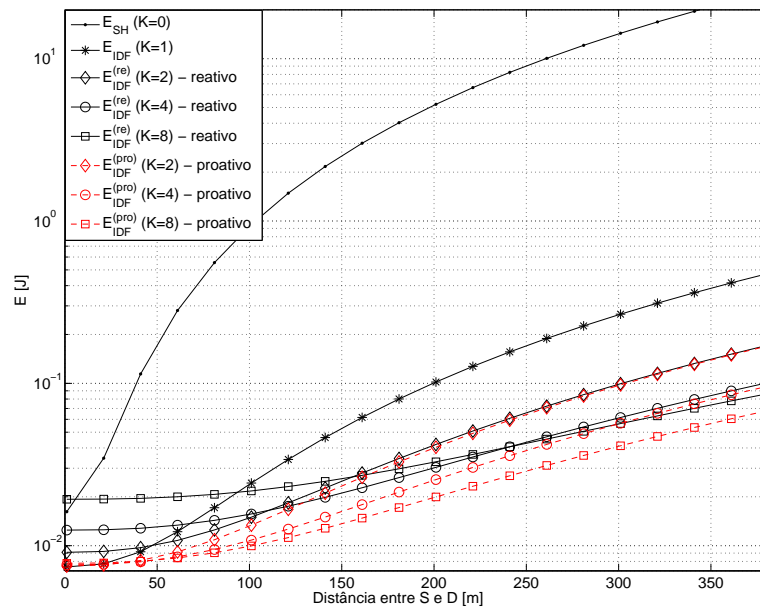


Figura 25: Energia total consumida em NLOS para a transmissão de $L = 500$ bits.

Fonte: Autoria própria.

todos os demais *relays* permanecem inativos durante a transmissão da fonte. Entretanto, este algoritmo depende de uma topologia fixa (ou com mobilidade reduzida), onde o canal seja constante por um longo período, permitindo uma estratégia de pré-seleção. Ademais, note que ao aumentarmos a distância entre os nós, o consumo de energia do IDF reativo se aproxima do IDF proativo, já que a potência de transmissão predomina sobre o consumo de energia dos circuitos de RF.

O efeito no modelo não linear de descarga da bateria no algoritmo reativo é ilustrado pela Figura 26, onde comparamos a energia consumida utilizando este modelo não linear, com a energia consumida ao utilizarmos um modelo linear (portanto considerando $E_{u_i} = 0 \forall i$). Podemos notar que a energia consumida é sempre maior do que a energia entregue à carga devido às não linearidades da bateria. Além disso, note que, na medida que a distância entre os nós aumenta, a diferença no consumo entre $K = 4$ e $K = 8$ no caso não linear é menor do que a diferença entre $K = 4$ e $K = 8$ no caso linear. Uma vez que os nós são *half-duplex* e que as transmissões são ortogonais no tempo, períodos de descanso são naturalmente introduzidos pela comunicação cooperativa e, portanto, uma quantia significativa da carga indisponível pode ser recuperada ao final de cada rodada de transmissão.

A análise acima sugere que o algoritmo reativo não deveria levar em conta todos os

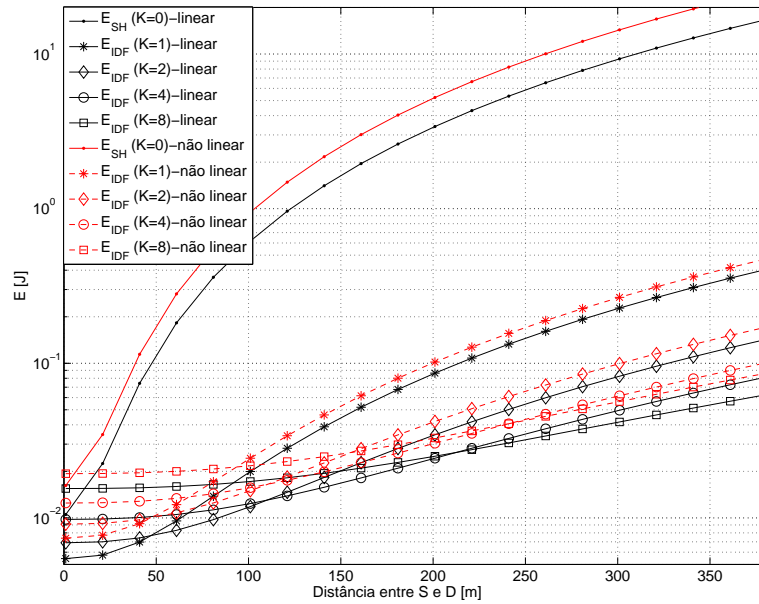


Figura 26: Consumo de energia não linear (E_{u_i} dado por (73)) e linear ($E_{u_i} = 0 \text{ J}, \forall i$) para o algoritmo reativo em NLOS na transmissão de $L = 500$ bits.

Fonte: Autoria própria.

relays ao mesmo tempo, mas sim designar estes *relays* dentro de grupos de forma que, a cada transmissão da fonte, apenas um grupo esteja ativo enquanto todos os demais grupos estejam em modo de descanso. Para exemplificar, tomamos um sistema com $K = 8$ *relays* e calculamos o tempo de vida utilizando três estratégias de agrupamento:

- i. os *relays* estão divididos em quatro grupos de $K = 2$ *relays* cada;
- ii. os *relays* estão divididos em dois grupos de $K = 4$ *relays*;
- iii. a seleção envolve todos os $K = 8$ *relays*.

Para facilitar a visualização, considere a Figura 27 onde os *relays* estão divididos em dois grupos de quatro *relays*. Quando a fonte envia seu primeiro pacote de dados, apenas o primeiro grupo de quatro *relays* está ativo, enquanto os demais *relays* estão em modo de descanso, portanto sem consumo de energia. Então, quando a cooperação ocorre, um *relay* é escolhido dentre estes quatro *relays* ativos. Na transmissão seguinte feita pela fonte, o primeiro grupo irá permanecer inativo enquanto apenas os *relays* do segundo grupo participarão do processo de seleção de *relays*. A mesma ideia se aplica para diferentes números de grupos com diferentes números de *relays*, como mostra a Figura 28 para agrupamentos com dois *relays*.

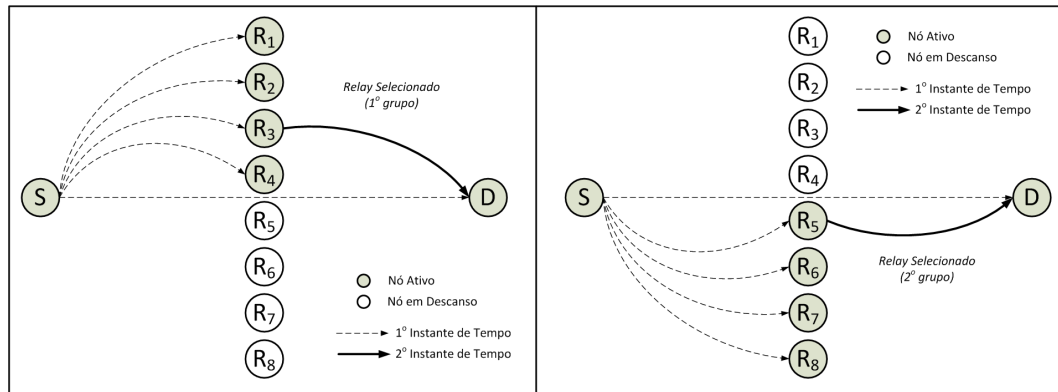


Figura 27: Modelo do sistema, dois grupos de quatro relays. À esquerda, a fonte transmite o primeiro pacote, que é recebido pelo primeiro grupo de relays. Apenas um relay desse grupo é selecionado para cooperar. À direita, a fonte transmite o segundo pacote, que é recebido pelo segundo grupo de relays. Em uma próxima tentativa de transmissão, o esquema se repete.

Fonte: Autoria própria.

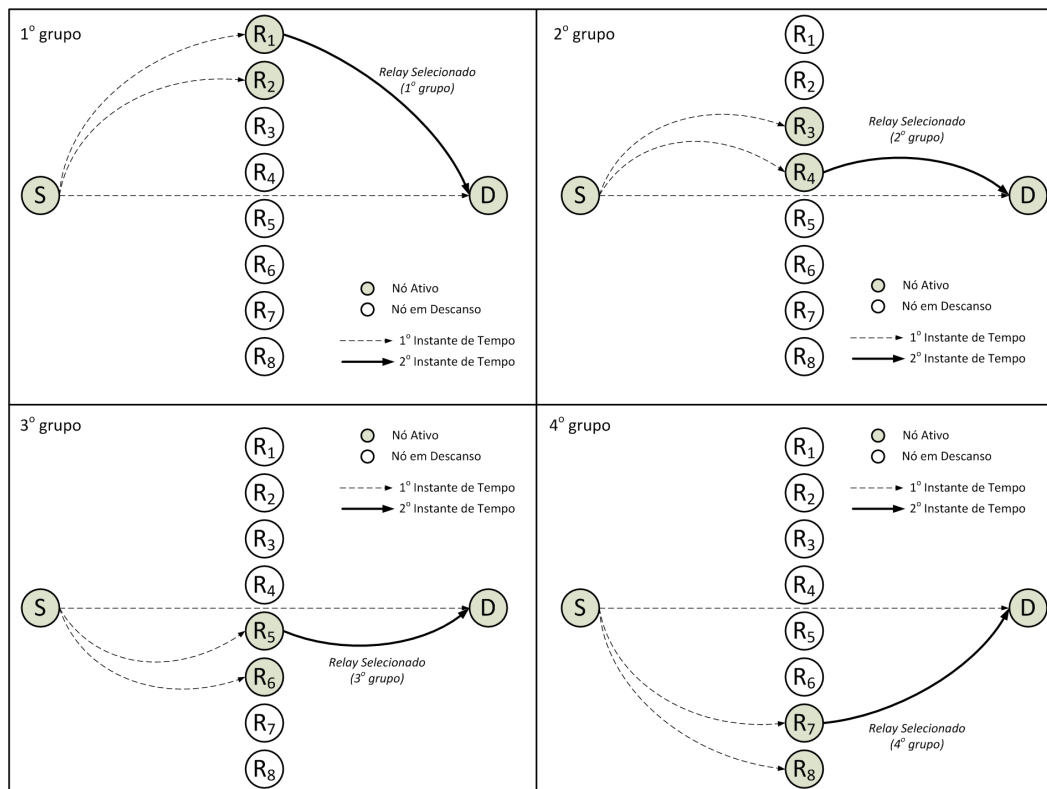


Figura 28: Modelo do sistema, quatro grupos de dois relays.

Fonte: Autoria própria.

Consideramos que a fonte e o destino estão a 300 m de distância e a probabilidade de *outage* é $\mathcal{P}^* = 10^{-2}$, embora o efeito de diferentes probabilidades de *outage* alvo levem aos mesmos resultados qualitativos. Cada *relay* possui uma carga inicial de bateria de 10 J,

que é gradualmente consumida quando o *relay* está recebendo a mensagem da fonte, ou encaminhando esta mensagem ao destino⁷. O tempo de vida é definido como o tempo até que o primeiro *relay* tenha sua bateria completamente drenada. Os resultados são mostrados na Tabela 4, onde podemos notar que, em LOS, uma vez que menos potência de transmissão é necessária, o consumo dos circuitos de RF é mais relevante e grupos menores são mais atrativos, com grupos de $K = 2$ *relays* alcançando o melhor desempenho. Em NLOS, mais potência de transmissão é requerida para atingir a *outage* alvo, e grupos de $K = 4$ têm o melhor desempenho, o que indica que o tamanho ótimo dos grupos varia de acordo com a distância entre os nós e com a presença ou não de linha de visada. De toda forma, neste exemplo em particular, mostramos que dividir os *relays* em grupos pode reduzir o consumo de energia dos nós. Períodos de descanso mais longos são introduzidos aos *relays* quando estes estão agrupados e, conseqüentemente, uma fração maior da carga retida na bateria pode ser recuperada.

Tabela 4: Tempo de vida da rede para diferentes estratégias de agrupamento.

	grupos de $K = 2$	grupos de $K = 4$	grupo de $K = 8$
LOS	459h 10m 12s	403h 19m 48s	291h 56m 24s
NLOS	251h 6m 36s	323h 36m 36s	265h 33m 36s

Fonte: Autoria própria.

3.4 CONCLUSÕES

Nesse capítulo analisamos a eficiência energética de estratégias de transmissão em sistemas de comunicações sem fio digitais. Iniciamos comparando a transmissão direta, transmissão por múltiplos saltos e os protocolos SDF e IDF em um cenário simples de WSNs, restringindo os esquemas a terem o mesmo *throughput* fim a fim e taxa de perda de pacotes máxima. Baseado na análise de *outage* de cada um dos protocolos de transmissão, contradizemos alguns resultados encontrados na literatura ao mostrar que a cooperação, especialmente quando um canal de retorno está disponível e alguma parcela de linha de visada está presente entre os nós, pode ter maior eficiência energética que a transmissão por múltiplos saltos e a transmissão direta, mesmo para a comunicação em curtas distâncias. Além disso, quando um canal de retorno não está disponível, listamos vários cenários onde a cooperação é mais eficiente em termos de energia a partir de uma certa faixa de distâncias.

Na sequência, investigamos a eficiência energética de diferentes técnicas MIMO em um enlace geral de comunicação entre dois nós de uma WSN, na qual esquemas como códigos

⁷Com os parâmetros de sistema considerados, 10J permite cada nó operar pelo menos 100 vezes como *relay*.

espaço-temporais ortogonais, *beamforming* e seleção de antenas são comparados. Nossos resultados mostram que seleção de antenas é uma opção viável para transmissões com maior eficiência energética. A combinação de TAS e SSC, apesar de subótima em termos de probabilidade de *outage*, pode ser uma solução bastante eficiente energeticamente. Ademais, mostramos que SISO cooperativo utilizando IDF supera os esquemas MIMO não cooperativos apenas para comunicações de curta distância e com taxas de transmissão relativamente baixas.

Por fim, consideramos a eficiência energética dos algoritmos de seleção de *relays* reativo e proativo operando sob o protocolo IDF SISO. Consideramos um modelo não linear para o consumo da bateria, no qual uma parcela de energia permanece retida dentro da bateria e se torna indisponível para uso. Não obstante, parte dessa energia retida pode ser recuperada ao se introduzir períodos de descanso. Nossos resultados mostram que, para comunicações de curto alcance utilizando o algoritmo reativo, aumentar o número de *relays* disponíveis não é sempre uma estratégia benéfica. Por outro lado, na medida em que a distância entre os nós aumenta, a eficiência energética dos algoritmos reativo e proativo converge. Além disso, a eficiência energética aumenta quando os *relays* são divididos em grupos, de forma que apenas os nós do grupo selecionado atuem como *relays*, enquanto os *relays* dos outros grupos permanecem inativos.

4 DIVERSIDADE ESPACIAL EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ANALÓGICAS

Em sistemas tradicionais de comunicações digitais, uma fonte contínua é primeiramente codificada com o par taxa/distorção desejado. Em seguida, códigos de canal que operam o mais próximo possível da capacidade são aplicados. Tal separação entre codificação de fonte e de canal é conhecida por ser ótima (SHANNON, 1948). A desvantagem de tais sistemas é que considerável complexidade e atrasos são introduzidos devido aos tamanhos de blocos requeridos pelos códigos de fonte e de canal para se aproximar destes limites teóricos. Por outro lado, é também conhecido que as comunicações analógicas são ótimas sob certas circunstâncias, tais como na transmissão direta de amostras Gaussianas sem codificação através de canais AWGN quando não se realiza nem compressão nem expansão de largura de banda (GOBLICK-JR., 1965). Recentemente, muitos trabalhos tiveram foco no estudo de comunicações analógicas de forma a encontrar um modo eficiente de combinar fontes com canais, visando atingir desempenho próximo ao ótimo (CHUNG, 2000; RAMSTAD, 2002; HEKLAND et al., 2005, 2009; HU et al., 2011; AKYOL et al., 2010).

Grande parte da literatura em codificação analógica lida basicamente com a transmissão em canais AWGN ou em canais sem fio estáticos, e até onde temos conhecimento, apenas com dispositivos com uma única antena (CHUNG, 2000; RAMSTAD, 2002; HEKLAND et al., 2005, 2009; HU et al., 2011; AKYOL et al., 2010; SHANNON, 1949; KOTEL'NIKOV, 1959; IGLESIAS et al., 2011; KIM et al., 2011; FRESNEDO et al., 2011; GARCIA-NAYA et al., 2011). Neste capítulo, primeiramente consideramos um cenário com dois usuários, cada um com uma única antena, transmitindo em um canal Rayleigh com desvanecimento rápido, onde aplicamos a decodificação por ML ou por MMSE. Nossos resultados mostram que a decodificação por MMSE tem desempenho melhor que ML na região de alta CSNR em sistemas cujos nós possuem apenas uma antena, algo que é diferente do observado em canais AWGN (HU et al., 2011). Na sequência, investigamos os efeitos de combinação por diversidade no receptor, através do uso de múltiplas antenas, onde mostramos que a separação entre ML e MMSE pode ser significativamente reduzida, o que torna a baixa complexidade do decodificador por ML interessante para a implementação prática em tais casos.

Comunicações cooperativas utilizando, por exemplo, os protocolos AF e DF também são alternativas para atingir a diversidade espacial. Como neste capítulo tratamos de um cenário completamente analógico, consideramos que o AF é o protocolo mais adequado neste caso. Além disso, a viabilidade prática do DF depende do fato do *relay* ser capaz de saber se a mensagem decodificada está abaixo de um certo limiar aceitável de distorção, podendo assim evitar a propagação de erros. Nossos resultados mostram que comunicações cooperativas utilizando AF, com nós com uma única antena operando com metade da potência utilizada no caso não cooperativo, tem desempenho similar ao caso da comunicação não cooperativa com uma antena de transmissão e duas de recepção aplicando MRC no receptor. Além disso, também mostramos que o desempenho do DF depende da otimização do limiar de distorção aceitável para cada valor de CSNR, o que pode não ser muito prático. Não obstante, mesmo após tal otimização ser realizada, DF continua sendo superado pelo AF.

Por fim, comparamos o desempenho do esquema analógico à capacidade irrestrita de esquemas digitais utilizando quantização escalar. Por capacidade irrestrita consideramos que os símbolos de entrada são Gaussianos, o que maximiza a informação mútua entre a entrada e a saída do canal. Isto não é válido em um sistema digital prático, já que os símbolos de entrada não são mais Gaussianos quando estes pertencem a uma dada constelação. Portanto, essa capacidade serve como um limitante superior ao desempenho de sistemas digitais com quantizadores escalares, uma vez que o projeto de um sistema prático ainda requer a conversão dos símbolos quantizados em uma representação binária, utilizando um codificador de fonte, para então aplicar um código de canal que se aproxime da capacidade, o que pode ser uma tarefa bastante complexa. Além disso, consideramos este referencial porque o esquema analógico proposto opera no nível de símbolo, de forma que a comparação entre os sistemas digital e analógico é justa. Os resultados mostram que a codificação analógica com decodificação por MMSE tem desempenho muito próximo à capacidade dos esquemas digitais, mas com uma complexidade consideravelmente menor que as soluções digitais próximas da capacidade.

4.1 MODELO DE SISTEMA

Conforme previamente descrito na Seção 2.5, consideramos a transmissão analógica de uma fonte Gaussiana, sem memória, de amplitude contínua e discreta no tempo, sobre um canal sem fio. Por conveniência, repetiremos alguns conceitos de forma abreviada na sequência.

No transmissor, \mathcal{N} símbolos i.i.d. são codificados em \mathcal{K} símbolos de canal, e transmitidos através de um canal Rayleigh com desvanecimento rápido de média nula e segundo momento dado por σ_h^2 . O ruído é AWGN com variância σ_w^2 e a fonte produz amostras com

média nula e potência média $\sigma_x^2 = 1$. O vetor fonte é denotado por $X = \{x_i\}_{i=1}^{\mathcal{N}}$ (ou x quando $\mathcal{N} = 1$) e as observações recebidas por $Y = \{y_i\}_{i=1}^{\mathcal{K}}$ (ou y quando $\mathcal{K} = 1$).

O codificador consiste em uma função $M_\Delta(\cdot)$ que mapeia o vetor X na superfície \mathcal{K} -dimensional, que está definida em um espaço \mathcal{N} -dimensional, e parametrizada por Δ . De forma a introduzir mais flexibilidade mantendo a restrição na potência de transmissão, utilizamos a função inversível $T_\alpha(\cdot) = \text{sign}(\cdot)|\cdot|^\alpha$, e aplicamos um fator normalizador $\sqrt{\rho}$. Assim, o símbolo normalizado de canal é denotado por $\varphi = \frac{T_\alpha(M_\Delta(X))}{\sqrt{\rho}}$, de forma que a transmissão pode ser escrita como

$$Y = T_\alpha(M_\Delta(X))h + w\sqrt{\rho}. \quad (80)$$

Um receptor prático pode ser projetado ao se considerar um decodificador tanto por ML quanto por MMSE, os quais estão detalhados nas Seções 2.5.1 e 2.5.2, respectivamente. O diagrama em blocos para este sistema de transmissão analógico é mostrado na Figura 7. Por fim, o desempenho do sistema é medido em termos da $\text{SDR} = 10\log_{10}\left(\frac{1}{\text{MSE}}\right)$ em função da $\text{CSNR} = 10\log_{10}\left(\frac{\sigma_h^2}{\sigma_w^2}\right)$.

Considerando o acima exposto, o desempenho ótimo teoricamente atingível (OPTA – do inglês *Optimal Performance Theoretically Attainable*) pode ser calculado ao igualarmos a função de taxa de distorção à capacidade do canal (BERGER; TUFTS, 1967). A função de taxa de distorção, R_s , que representa a taxa mínima requerida para atingir uma determinada distorção média, é dada por

$$\begin{aligned} R_s &= \mathcal{N} \log_2(\text{SDR}) \\ &= \mathcal{N} \log_2\left(\frac{1}{\text{MSE}}\right). \end{aligned} \quad (81)$$

Supondo desvanecimento Rayleigh e perfeito conhecimento do estado do canal no receptor temos a seguinte expressão para a capacidade do canal (C)

$$C = \mathcal{K} \int_h \log_2\left(1 + \frac{h^2}{\sigma_w^2}\right) p(h) dh. \quad (82)$$

Realizando uma troca de base do logaritmo \log_2 para \log_{10} , e fazendo $R_s = C$, temos

$$\begin{aligned} \mathcal{N} \log_{10}\left(\frac{1}{\text{MSE}}\right) &= \mathcal{K} \int_h \log_{10}\left(1 + \frac{h^2}{\sigma_w^2}\right) p(h) dh \\ &= \frac{\mathcal{K}}{\ln(10)} \exp\left(\frac{\sigma_h^2}{\sigma_w^2}\right) E_1\left(\frac{\sigma_h^2}{\sigma_w^2}\right), \end{aligned} \quad (83)$$

onde $E_n(x) = \int_1^\infty \frac{e^{-xt}}{t^n} dt$, $\Re(x) > 0$, é a função integral exponencial (GRADSHTEIN et al.,

2000).

4.2 SISTEMAS $\mathcal{N}:1$

Em nossa análise, focamos em sistemas chamados $\mathcal{N}:1$, onde \mathcal{N} amostras da fonte são mapeadas em um único símbolo de canal. Primeiramente, consideramos um caso especial onde não há nem expansão, nem compressão de largura de banda, através de um mapeamento linear 1:1. O símbolo transmitido nesse caso pode ser obtido a partir de (20), e expresso de forma simplificada como

$$y = xh + w\sqrt{\rho}. \quad (84)$$

No receptor, uma estimativa de x baseada em y pode ser obtida através do MMSE fazendo $\hat{x} = E\{x|y\}$. Como x e y têm distribuições Gaussianas, a estimativa MMSE é linear neste caso, da forma $\hat{x} = Wy$, onde W é uma constante. Dessa forma, o princípio da ortogonalidade é uma condição necessária e suficiente para garantir que o estimador linear é ótimo (KAY, 1993). Pelo princípio da ortogonalidade devemos satisfazer $E\{(\hat{x} - x)y^T\} = 0$, onde y^T é a transposta de y (KAY, 1993). Neste caso podemos escrever

$$E\{(\hat{x} - x)y^T\} = E\{(Wy - x)y^T\} = WE\{yy^T\} - E\{xy^T\} = WR_{yy} - R_{xy}, \quad (85)$$

onde R_{xy} é a correlação cruzada entre x e y , e R_{yy} é a autocorrelação de y .

Igualando (85) a zero, obtemos $W = R_{xy}R_{yy}^{-1}$. Portanto

$$\hat{x} = R_{xy}R_{yy}^{-1}y = \frac{h}{h^2 + \rho\sigma_w^2} \cdot y. \quad (86)$$

Para o mapeamento 2:1, utilizamos a curva espiral de Arquimedes definida em (21) e o procedimento é dado conforme a Seção 2.5. No caso de mapeamentos com maiores taxas de compressão, utilizamos as propostas de (FLOOR; RAMSTAD, 2006; FLOOR, 2008) para os casos de sistemas 3:1 e 4:1.

Em um sistema 3:1, utilizamos uma estrutura do tipo novelo (do inglês *ball of yarn*) para a projeção da fonte Gaussiana tridimensional na curva unidimensional. As coordenadas x_1 , x_2 e x_3 são projetadas na curva definida por

$$\begin{cases} x_{\theta,1} = \text{sign}(\theta) \frac{\Delta}{\pi} \theta \cos \frac{\theta}{2\pi} \sin \theta \\ x_{\theta,2} = \frac{\Delta}{\pi} \theta \sin \frac{\theta}{2\pi} \sin \theta \\ x_{\theta,3} = \frac{\Delta}{\pi} \theta \cos \theta \end{cases} \quad \text{para } \theta \in \mathbb{R}. \quad (87)$$

No caso da redução de largura de banda 4:1, o vetor $X = \{x_1, x_2, x_3, x_4\}$ pode ser projetado na curva com uma estrutura similar, definida por

$$\begin{cases} x_{\theta,1} = \text{sign}(\theta) \frac{\Delta}{\pi} \theta \sin \frac{\theta}{3\pi} \cos \theta \\ x_{\theta,2} = \text{sign}(\theta) \frac{\Delta}{\pi} \theta \cos \frac{\theta}{2\pi} \sin \theta \\ x_{\theta,3} = \frac{\Delta}{\pi} \theta \sin \frac{\theta}{2\pi} \sin \theta \\ x_{\theta,4} = \frac{\Delta}{\pi} \theta \cos \frac{\theta}{3\pi} \cos \theta \end{cases} \quad \text{para } \theta \in \mathbb{R}. \quad (88)$$

Não obstante, essas técnicas podem ser estendidas para quaisquer outras taxas de redução de largura de banda ao utilizar uma curva unidimensional residindo num espaço \mathcal{N} -dimensional de forma a atingir a compressão de largura de banda $\mathcal{N}:1$. Sistemas $\mathcal{N}:\mathcal{K}$ também podem ser obtidos com combinações simples $\mathcal{N}:1$ com diferentes \mathcal{N} 's (HU et al., 2011). Entretanto, a desvantagem no uso de taxas de compressão elevadas é que, conforme a dimensão do vetor fonte aumenta, a alta complexidade da decodificação por MMSE se torna um problema, e devemos recorrer a técnicas de Monte Carlo para reduzir a complexidade do sistema (HU et al., 2011).

Por fim, as demais operações de decodificação seguem a mesma descrição do diagrama em blocos da Figura 7. O vetor fonte X é projetado na curva utilizando os parâmetros Δ e α , introduzidos pelas funções de mapeamento $M_\Delta(\cdot)$ e $T_\alpha(\cdot)$. Finalmente, após a aplicação do fator de normalização $\sqrt{\rho}$, o símbolo normalizado de canal φ é transmitido através do canal sem fio.

4.3 DIVERSIDADE DE RECEPÇÃO EM SISTEMAS $\mathcal{N}:1$

Agora consideramos que o codificador mapeia uma amostra $X = \{x_i\}_{i=1}^{\mathcal{N}}$ em uma curva unidimensional e transmite essa informação utilizando dois canais independentes, h_1 e h_2 . Note que isso é equivalente a um sistema com uma única antena no transmissor e duas antenas no receptor. A observação recebida no destino é

$$y_i = T_\alpha(M_\Delta(X))h_i + w_i\sqrt{\rho}, \quad i \in \{1, 2\}, \quad (89)$$

onde w_i é o ruído na i -ésima antena, cuja variância é dada por $\sigma_{w_i}^2 = \sigma_w^2, \forall i$.

As sequências recebidas y_1 e y_2 podem ser combinadas por meio de pelo menos três métodos diferentes: SC, EGC e MRC (GOLDSMITH, 2005), que são estudadas na sequência apenas para efeito de mostrar as normalizações necessárias no cenário analógico considerado.

4.3.1 COMBINAÇÃO POR SELEÇÃO

No SC, a escolha é simplesmente feita pela sequência que foi transmitida pelo melhor enlace. Portanto, a sequência y_{SC} é

$$y_{SC} = \begin{cases} y_1 & \text{se } h_1 > h_2, \\ y_2 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (90)$$

De forma similar, o canal equivalente é

$$h_{SC} = \max\{h_1, h_2\}. \quad (91)$$

4.3.2 COMBINAÇÃO POR GANHO IGUAL

O EGC considera ambas as sequências recebidas adicionando-as com peso unitário. Assim, a sequência recebida e o canal equivalente são respectivamente dados por

$$\begin{aligned} y_{EGC} &= y_1 + y_2, \\ h_{EGC} &= h_1 + h_2. \end{aligned} \quad (92)$$

Ao adicionar as duas observações no receptor, o ruído de cada transmissão também é somado, de forma que o ruído equivalente é dado por

$$w_{EGC} = (w_1 + w_2) \sqrt{\rho}. \quad (93)$$

4.3.3 COMBINAÇÃO POR MÁXIMA RAZÃO

O MRC combina as duas sequências recebidas ponderadas por seus respectivos coeficientes de desvanecimento, a fim de tirar proveito da sequência transmitida pelo melhor canal, o que representa o receptor ótimo neste caso (GOLDSMITH, 2005). Assim

$$\begin{aligned} y_{MRC} &= y_1 h_1 + y_2 h_2, \\ h_{MRC} &= h_1^2 + h_2^2. \end{aligned} \quad (94)$$

O ruído equivalente também reflete a combinação, sendo expresso como

$$w_{MRC} = (w_1 h_1 + w_2 h_2) \sqrt{\rho}. \quad (95)$$

4.3.4 OPTA (*OPTIMAL PERFORMANCE THEORETICALLY ATTAINABLE*)

Por fim, para obter o OPTA neste caso devemos calcular a capacidade do canal ao aplicar MRC no receptor, uma vez que o MRC representa o receptor ótimo nesse caso (GOLDSMITH, 2005), o que é dado por

$$C_{\text{MRC}} = \mathcal{K} \int_{h_1} \int_{h_2} \log(1 + \text{CSNR}_{\text{MRC}}) p(h_1) p(h_2) dh_2 dh_1, \quad (96)$$

onde $\text{CSNR}_{\text{MRC}} = \frac{(h_1^2 + h_2^2)^2}{(h_1^2 \sigma_{w_1}^2 + h_2^2 \sigma_{w_2}^2)} = \frac{h_1^2 + h_2^2}{\sigma_w^2}$. Portanto, o OPTA inclui ambas as realizações de canal, de forma que $\mathcal{N} \log_{10} \left(\frac{1}{\text{MSE}} \right) = C_{\text{MRC}}$. Logo

$$\mathcal{N} \log_{10} \left(\frac{1}{\text{MSE}} \right) = \frac{\mathcal{K}}{\ln(10)} \left(1 - \frac{\sigma_h^2}{\sigma_w^2} \right) \exp \left(\frac{\sigma_h^2}{\sigma_w^2} \right) E_1 \left(\frac{\sigma_h^2}{\sigma_w^2} \right). \quad (97)$$

4.4 DIVERSIDADE COOPERATIVA

Nesta seção assumimos um cenário cooperativo simples envolvendo três nós: fonte, *relay* e destino, onde a distância entre a fonte e o destino é normalizada para a unidade, e o *relay* está entre a fonte e o destino, em uma posição intermediária $p_r = \frac{d_{sr}}{d_{sd}}$ em relação à fonte. Também assumimos que as transmissões são ortogonais no tempo e que os nós são *half-duplex*. Além disso, consideramos que os nós transmitem com metade da potência, de forma a restringir o sistema cooperativo a utilizar a mesma potência total que no cenário não cooperativo.

O ganho do enlace entre dois nós quaisquer é baseado no modelo de perda de percurso log-distância, definido como (GOLDSMITH, 2005)

$$\kappa_{ij} = \left(\frac{1}{d_{ij}} \right)^v, \quad (98)$$

onde $i \in \{s, r\}$ e $j \in \{r, d\}$. Note que o ganho $\kappa_{sd} = 1$ uma vez que a distância é normalizada para a unidade, enquanto κ_{sr} e κ_{rd} são maiores do que um devido à posição intermediária do *relay*. Assim, o ganho de canal associado a um enlace de transmissão é $g_{ij} = h_{ij} \sqrt{\kappa_{ij}}$, onde h_{ij} representa o coeficiente de desvanecimento de canal no enlace $i-j$.

Em um cenário de comunicação digital, o protocolo DF muitas vezes supera o AF. Entretanto, tal pressuposto se baseia no fato de que o *relay* atua somente quando a mensagem da fonte pôde ser perfeitamente reconstruída. Por exemplo, ao utilizar códigos de verificação de redundância cíclica (CRC – do inglês *Cyclic Redundancy Check codes*), o *relay* pode verificar se a mensagem recebida foi corretamente decodificada ou não, evitando a propagação de erros

no caso de uma decodificação incorreta. Uma vez que supomos um sistema de comunicação onde todo o processamento é analógico, consideramos que o AF é o protocolo cooperativo mais viável para este cenário. Não obstante, a análise apresentada na sequência para o protocolo AF pode ser facilmente aplicada ao DF.

No cenário analógico, definimos o protocolo AF da seguinte maneira. No primeiro instante de tempo o sinal da fonte é enviado para o destino e para o *relay*, cujos sinais recebidos são respectivamente dados por

$$y_{sd} = T_{\alpha}(M_{\Delta}(X))g_{sd} + w_{sd}\sqrt{2\rho}, \quad (99)$$

$$y_{sr} = T_{\alpha}(M_{\Delta}(X))g_{sr} + w_{sr}\sqrt{2\rho}, \quad (100)$$

onde w_{ij} é o ruído aditivo, cujas variâncias são σ_w^2 . Note que o fator de normalização ρ está multiplicado por dois, o que é equivalente a considerar metade da potência da transmissão.

No segundo instante de tempo, a mensagem recebida pelo *relay* é amplificada e reencaminhada ao destino. O diagrama em blocos para a operação do protocolo AF é ilustrada na Figura 29. O ganho do AF, β , é calculado de forma a compensar a perda no enlace *S-R*, normalizando o sinal recebido com potência unitária. Portanto

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{E[|y_{sr}|^2]}} = \sqrt{\frac{1}{g_{sr}^2 + \sigma_w^2}}. \quad (101)$$

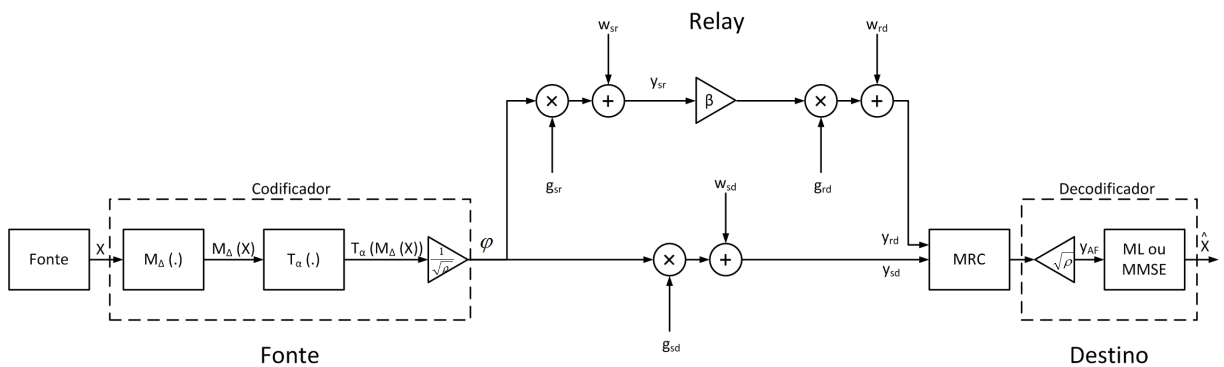


Figura 29: Diagrama em blocos do protocolo cooperativo AF em um sistema de transmissão analógico.

Fonte: Autoria própria.

Então, o sinal reencaminhado pelo *relay* pode ser escrito como

$$y_{rd} = \beta y_{sr} g_{rd} + w_{rd} \sqrt{2\rho}. \quad (102)$$

O destino, por sua vez, combina os sinais da fonte e do *relay*, o que pode ser escrito como

$$y_{AF} = y_{sd}a_1 + y_{rd}a_2, \quad (103)$$

onde a_1 e a_2 são os pesos do MRC. No caso do protocolo AF, os pesos do MRC foram derivados em (SU et al., 2008), dados por

$$\begin{aligned} a_1 &= g_{sd}, \\ a_2 &= \frac{\beta g_{sr}g_{rd}}{\beta^2 g_{rd}^2 + 1}, \end{aligned} \quad (104)$$

cujo detalhamento é dado no Anexo A.

Assim

$$\begin{aligned} y_{AF} &= y_{sd}g_{sd} + y_{rd}\frac{\beta g_{sr}g_{rd}}{\beta^2 g_{rd}^2 + 1} \\ &= g_{sd}^2 T_\alpha(M_\Delta(X)) + \frac{\beta^2 g_{sr}^2 g_{rd}^2}{\beta^2 g_{rd}^2 + 1} T_\alpha(M_\Delta(X)) \\ &\quad + g_{sd}w_{sd}\sqrt{2} + \frac{\beta^2 g_{sr}g_{rd}^2}{\beta^2 g_{rd}^2 + 1}w_{sr}\sqrt{2} + \frac{\beta g_{sr}g_{rd}}{\beta^2 g_{rd}^2 + 1}w_{rd}\sqrt{2}. \end{aligned} \quad (105)$$

Por fim, a capacidade do canal é necessária para obter o OPTA. Entretanto, no caso das comunicações cooperativas, nem AF nem DF atingem capacidade, e a capacidade do canal *relay* ainda é desconhecida (KRAMER et al., 2005). Não obstante, podemos definir o desempenho ótimo para o protocolo AF considerado, expressando o OPTA para o AF como a seguir

$$\mathcal{N} \log \left(\frac{1}{\text{MSE}} \right) = \mathcal{K} \int_{g_{AF}} \log(1 + \text{CSNR}_{AF}) p(g_{AF}) dg_{AF}, \quad (106)$$

onde CSNR_{AF} é expresso em termos do canal equivalente, g_{AF} , e do ruído equivalente, w_{AF} , os quais podem ser obtidos a partir de (105) como

$$\begin{aligned} g_{AF} &= g_{sd}^2 + \frac{(\beta g_{sr}g_{rd})^2}{\beta^2 g_{rd}^2 + 1}, \\ w_{AF} &= \left(g_{sd}w_{sd} + \frac{\beta^2 g_{sr}g_{rd}^2}{\beta^2 g_{rd}^2 + 1}w_{sr} + \frac{\beta g_{sr}g_{rd}}{\beta^2 g_{rd}^2 + 1}w_{rd} \right) \sqrt{2}. \end{aligned} \quad (107)$$

Portanto, o OPTA para o AF é dado por¹

$$\mathcal{N} \log \left(\frac{1}{\text{MSE}} \right) = \mathcal{K} \int_{g_{\text{AF}}} \log \left(1 + \frac{\left(g_{sd}^2 + \frac{(\beta g_{sr} g_{rd})^2}{\beta^2 g_{rd}^2 + 1} \right)^2}{\left[g_{sd}^2 + \left(\frac{\beta^2 g_{sr} g_{rd}^2}{\beta^2 g_{rd}^2 + 1} \right)^2 + \left(\frac{\beta g_{sr} g_{rd}}{\beta^2 g_{rd}^2 + 1} \right)^2 \right] 2\sigma_w^2} \right) p(g_{\text{AF}}) dg_{\text{AF}}. \quad (108)$$

4.5 RESULTADOS NUMÉRICOS

Nessa seção avaliamos o desempenho dos decodificadores por ML e MMSE em um cenário de desvanecimento Rayleigh. Primeiramente, consideramos um sistema simples, com um único transmissor e um único receptor equipados com uma única antena, onde também investigamos o impacto da estimação imperfeita de canal no receptor. Em seguida, investigamos a diversidade de recepção ao considerar dois cenários: o primeiro supõe que o receptor é equipado com duas antenas, e o segundo obtém diversidade através da cooperação. Por fim, comparamos o desempenho do esquema analógico com um esquema digital.

4.5.1 SISTEMAS DE ÚNICA ANTENA

Analizamos o desempenho em termos da SDR, a relação sinal-distorção, para ambos os decodificadores por ML e por MMSE considerando três conjuntos de parâmetros: i) Δ^* como em (27) (*i.e.*, CSI disponível apenas no receptor) e $\alpha = 2$; ii) Δ_h como em (28) (*i.e.*, CSI também disponível no transmissor) e $\alpha = 2$; iii) Δ e α numericamente otimizados para cada CSNR e para cada estratégia de decodificação quando CSI está disponível apenas no receptor. A SDR dos decodificadores por ML e por MMSE, assim como o OPTA quando CSI está disponível apenas no receptor, são mostradas na Figura 30.

A partir da Figura 30 podemos observar que MMSE tem desempenho melhor que ML, principalmente na região de baixa CSNR. Este melhor desempenho pode ser observado principalmente quando CSI está disponível apenas no receptor ($\alpha = 2$ e Δ^*) e o transmissor tem conhecimento apenas da CSNR. Neste caso, na região de alta CSNR, MMSE supera ML em até 1 dB. Quando supomos que CSI está disponível também nos transmissores ($\alpha = 2$ e Δ_h), o desempenho do ML melhora em alta CSNR, se aproximando do desempenho do MMSE. Quando os parâmetros do sistema são otimizados numericamente para cada decodificador, observamos que o desempenho do ML melhora principalmente na região de baixa CSNR, com

¹É importante ressaltar que, uma vez que w_{AF} não é Gaussiano, (108) representa um limitante para o OPTA do AF.

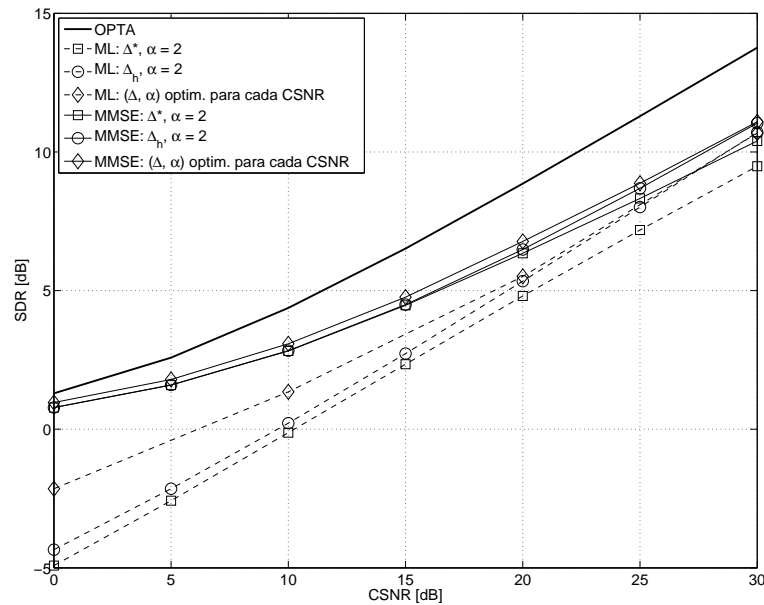


Figura 30: Desempenho do sistema 2:1 na transmissão de fontes Gaussianas em canais com desvanecimento Rayleigh com nós que possuem uma única antena e com diferentes configurações de parâmetros utilizadas com os decodificadores por ML e por MMSE. Para efeitos de comparação, o OPTA quando CSI está disponível apenas no receptor também é incluído.

Fonte: Autoria própria.

pouco impacto em alta CSNR. Além disso, a otimização numérica dos parâmetros do MMSE leva a uma melhoria de desempenho em torno de 0,3 dB em toda a faixa de CSNR. Em alta CSNR, MMSE otimizado está 2,6 dB distante do OPTA.

Estes resultados indicam uma diferença importante em relação ao que se obtém em canais AWGN (HU et al., 2011). Quando não há desvanecimento, o desempenho dos decodificadores por ML e por MMSE são muito similares na região de alta CSNR. Portanto, em uma implementação prática para um canal AWGN, existe uma preferência por ML, uma vez que este apresenta desempenho similar com complexidade reduzida. Entretanto, no cenário com desvanecimento, o desempenho do ML é pior que do MMSE se CSI estiver disponível apenas no receptor. A explicação para essa observação é que, uma vez que o par estimado por ML sempre pertence aos braços da espiral, o ruído é amplificado e a distorção de \hat{X} com relação a X aumenta se o desvanecimento for severo. Por outro lado, o decodificador por MMSE é mais sofisticado uma vez que as estatísticas do canal são utilizadas no processo de decodificação. Portanto, a utilização do decodificador por MMSE pode ser preferível devido ao seu melhor desempenho no cenário sem fio com uma única antena.

Note que o conhecimento perfeito de CSI é considerado para os resultados da

Figura 30. Entretanto, quando o desvanecimento é levado em consideração, conhecimento parcial do estado instantâneo do canal pode ter um impacto no desempenho do sistema. Tendo em vista a análise dos efeitos de CSI parcial, consideramos uma abordagem similar a em (YOO; GOLDSMITH, 2006), modelando o erro de estimação de canal como uma variável aleatória Gaussiana ϑ , com média nula e variância σ_{ϑ}^2 , de forma que a estimativa de canal fica definida como $\hat{g} = g + \vartheta$.

A Figura 31 mostra o desempenho de SDR quando σ_{ϑ}^2 assume valores de $0,1\sigma_w^2$, $0,5\sigma_w^2$, σ_w^2 e $2\sigma_w^2$. Ambos os decodificadores por ML e por MMSE são considerados e CSI está disponível apenas no receptor, de forma que utilizamos Δ^* como em (27) e $\alpha = 2$. A partir da figura podemos notar que o desempenho do decodificador por ML é consideravelmente afetado em baixa CSNR, principalmente quando σ_{ϑ}^2 aumenta. Em alta CSNR, o desempenho da decodificação por ML com erros de estimação de canal se aproxima do desempenho com CSI perfeita. Por outro lado, é interessante observar que a decodificação por MMSE ainda apresenta um desempenho bastante robusto, mesmo com a presença de erros de estimação. Em baixa CSNR a perda de desempenho do decodificador por MMSE com $\sigma_{\vartheta}^2 = 2\sigma_w^2$ com relação ao caso de CSI perfeita é de no máximo 1 dB, e tal diferença diminui na medida em que a CSNR aumenta.

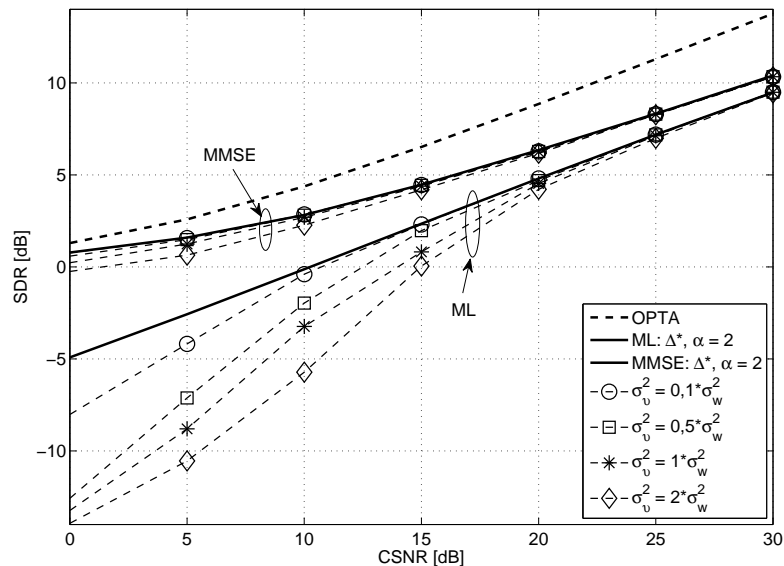


Figura 31: Desempenho do sistema 2:1 na transmissão de fontes Gaussianas em canais de desvanecimento Rayleigh com nós de única antena e com CSI parcial disponível no receptor. A variância do erro de estimação é de $\sigma_{\vartheta}^2 = \{0, 0,1\sigma_w^2, 0,5\sigma_w^2, \sigma_w^2, 2\sigma_w^2\}$ e os decodificadores são parametrizados com Δ^* e $\alpha = 2$.

Fonte: Autoria própria.

Essa robustez da decodificação por MMSE em relação à estimação imperfeita de canal é uma característica importante para sistemas práticos de comunicações sem fio. Além disso, muito embora desvanecimento rápido seja considerado nessa análise, uma vez que nosso esquema opera no nível de símbolo, o desempenho é indiferente ao tempo de coerência do canal (contanto que este seja finito), de forma que o desempenho médio em canais de desvanecimento por bloco e de desvanecimento rápido é o mesmo. Ademais, quando $\mathcal{K} > 1$, mesmo que o canal não seja constante ao longo de todas as \mathcal{K} transmissões, a decodificação por MMSE ainda pode ser uma boa escolha, devido à sua robustez com relação à CSI parcial.

4.5.2 DIVERSIDADE DE RECEPÇÃO

A Figura 32 mostra o desempenho do MRC comparado com o caso de uma única antena para ambos os decodificadores por ML e por MMSE em função da CSNR no sistema de redução de largura de banda 2:1. Consideramos que CSI perfeita é disponível apenas no receptor, e ambos os métodos são parametrizados com Δ^* e $\alpha = 2$. Como esperado, podemos observar que o MRC tem desempenho melhor que no cenário com uma única antena. Em alta CSNR a diversidade de recepção leva a uma melhoria de 4,2 dB e 3,2 dB para a decodificação por MMSE e por ML, respectivamente. Também é interessante notar a partir dessa figura que, na região de alta CSNR, a diversidade de recepção reduz a diferença entre o desempenho dos decodificadores por ML e por MMSE, quando comparado ao caso de uma única antena. Além disso, em alta CSNR, a distância em relação ao OPTA é reduzida para 2,2 dB com MRC.

Ao considerarmos outras técnicas de combinação por diversidade, a Figura 33 compara o desempenho do uso de SC, EGC e MRC no receptor. O caso com uma única antena também é incluído para efeitos comparativos. Conforme esperado, MRC tem desempenho melhor que EGC, que por sua vez tem desempenho melhor que SC, e todos estes três métodos têm desempenho melhor que o caso sem diversidade. A diferença de desempenho do MRC em relação ao EGC é em torno de 0,23 dB em alta CSNR para ambos os decodificadores, e a diferença entre MRC e SC é em torno de 0,7 dB.

Na Figura 34 investigamos o desempenho do MRC utilizando os mapeamentos 1:1, 3:1 e 4:1. Para uma melhor visualização, apenas o decodificador por MMSE é considerado, e os parâmetros Δ e α são otimizados numericamente para cada CSNR. Para efeito de comparação, o sistema de redução de largura de banda 2:1 também é incluído na figura. É interessante notar que a transmissão não é ótima no caso do sistema 1:1, onde existe uma diferença de 1,7 dB entre a SDR do MRC e o OPTA. Isto corrobora os resultados obtidos em (KASHYAP et al., 2003), onde os autores mostram que o mapeamento linear 1:1 não codificado sob canais de

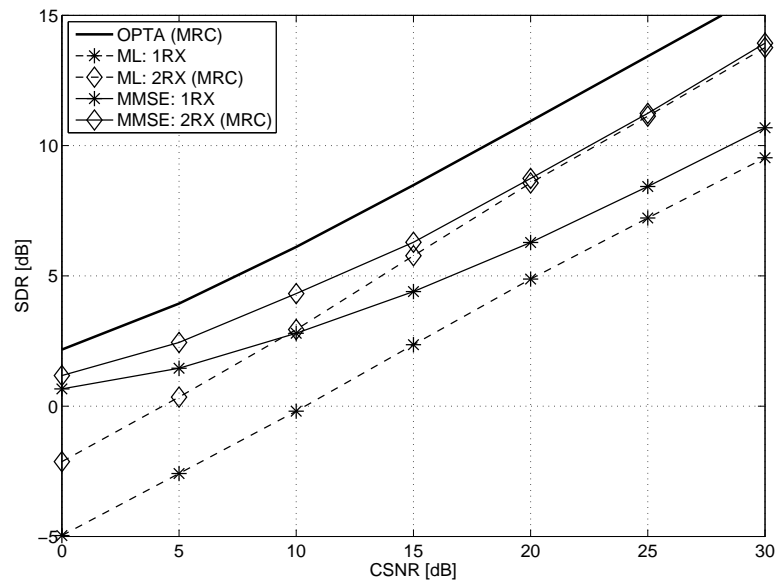


Figura 32: Desempenho do sistema 2:1 em canais de desvanecimento Rayleigh utilizando os decodificadores por ML e por MMSE quando diversidade espacial empregando duas antenas no receptor é utilizada. As seqüências recebidas são combinadas utilizando MRC. O caso com uma única antena (1RX) também é incluído para efeitos de comparação.

Fonte: Autoria própria.

desvanecimento de blocos tem desempenho próximo ao ótimo em baixa CSNR, e uma pequena diferença surge quando a CSNR aumenta. Além disso, tais resultados foram posteriormente estendidos por (GUNDUZ; ERKIP, 2005, 2007), onde se mostra que o esquema linear 1:1 não é capaz de utilizar os graus de liberdade adicionais trazidos pela diversidade espacial. Este resultado também difere do caso em canais AWGN, uma vez que a transmissão direta de símbolos não codificados quando não há nem compressão nem expansão de largura de banda é ótimo quando o desvanecimento não está presente (GOBLICK-JR., 1965). Ademais, podemos também observar a partir da figura que, comparado ao sistema 2:1, a diferença de desempenho em relação ao OPTA é semelhante para todos os fatores de redução de largura de banda. Em alta CSNR, a SDR dos mapeamentos 3:1 e 4:1 estão a aproximadamente 2,5 dB de distância do respectivo OPTA.

4.5.3 DIVERSIDADE COOPERATIVA

Agora analisamos o desempenho de um sistema cooperativo operando com o protocolo AF. Em nossa configuração, consideramos que o *relay* está no ponto intermediário entre a fonte e o destino ($p_r = 0,5$), e que o expoente de perda de percurso é $\nu = 3$. O desempenho de

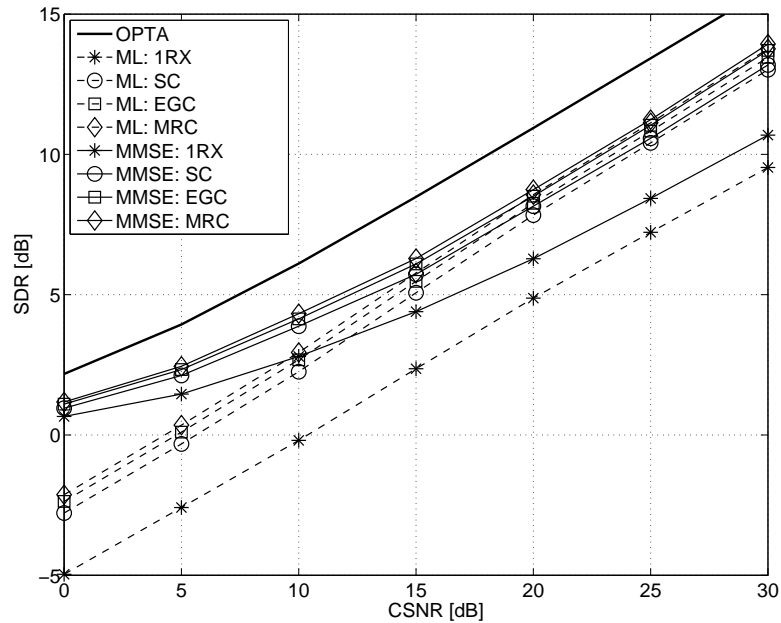


Figura 33: Desempenho do sistema 2:1 em canais de desvanecimento Rayleigh utilizando os decodificadores por ML e por MMSE quando diversidade espacial empregando duas antenas no receptor é utilizada. As seqüências recebidas são combinadas utilizando três diferentes métodos: SC, EGC e MRC. O caso com uma única antena (1RX) também é incluído para efeitos de comparação.

Fonte: Autoria própria.

um sistema com uma única antena, e com diversidade de recepção utilizando MRC e AF são mostrados na Figura 35, a partir da qual podemos observar que o desempenho do protocolo cooperativo com nós com uma única antena é muito próximo do desempenho da transmissão não cooperativa com duas antenas de recepção. A comunicação cooperativa se aproveita da posição do *relay*, uma vez que os enlaces *S-R* e *R-D* têm ganhos maiores que o enlace *S-D* e, portanto, a mensagem encaminhada pelo *relay* contribui mais significativamente ao MRC no destino. Note que isto também se reflete no OPTA, com o OPTA para o AF sendo bem próximo do OPTA para o MRC. De forma similar, na Figura 36 mostramos o desempenho dos mapeamentos 1:1, 3:1 e 4:1. Comparando os resultados da Figura 36 com o desempenho do MRC da Figura 34, também podemos traçar conclusões similares. A diferença de desempenho com relação ao OPTA é de 1,9 dB no caso do sistema cooperativo 1:1, 2,3 dB para o sistema 2:1, 2,5 dB para o caso de 3:1, e 2,7 dB no caso de 4:1.

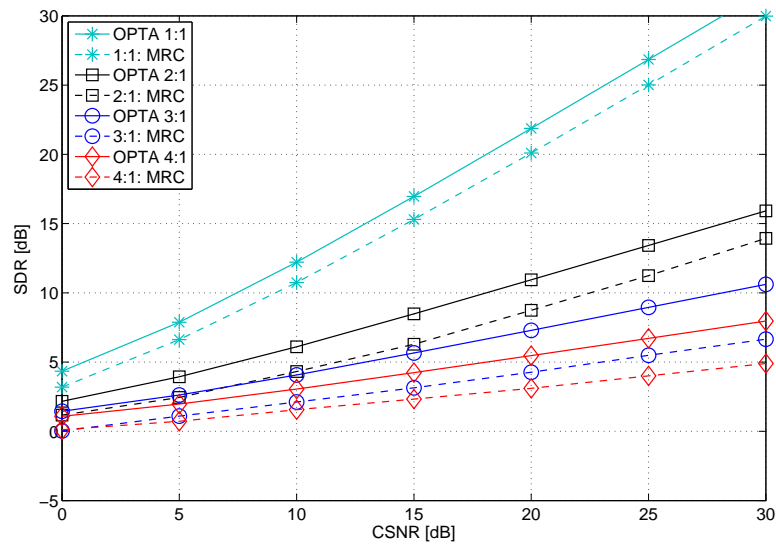


Figura 34: Desempenho dos sistemas 1:1, 2:1, 3:1 e 4:1 em canal de desvanecimento Rayleigh utilizando decodificação por MMSE quando diversidade espacial empregando duas antenas é utilizada.

Fonte: Autoria própria.

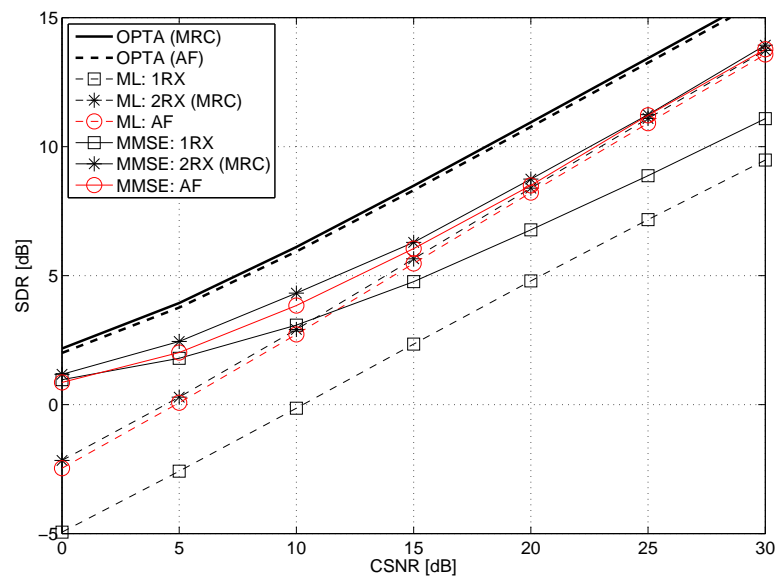


Figura 35: Desempenho do sistema de redução de largura de banda 2:1. A transmissão cooperativa utilizando AF é comparada à transmissão direta não cooperativa com apenas uma antena (1RX) e com duas antenas no receptor (MRC). O *relay* está disposto na posição relativa $p_r = 0,5$.

Fonte: Autoria própria.

4.5.3.1 CONSIDERAÇÕES SOBRE O PROTOCOLO *DECODE-AND-FORWARD*

Conforme discutido na Sessão 4.4, o protocolo SDF pode superar o AF em um cenário de comunicação digital, mas isto significa que o *relay* deve saber se a mensagem recebida da

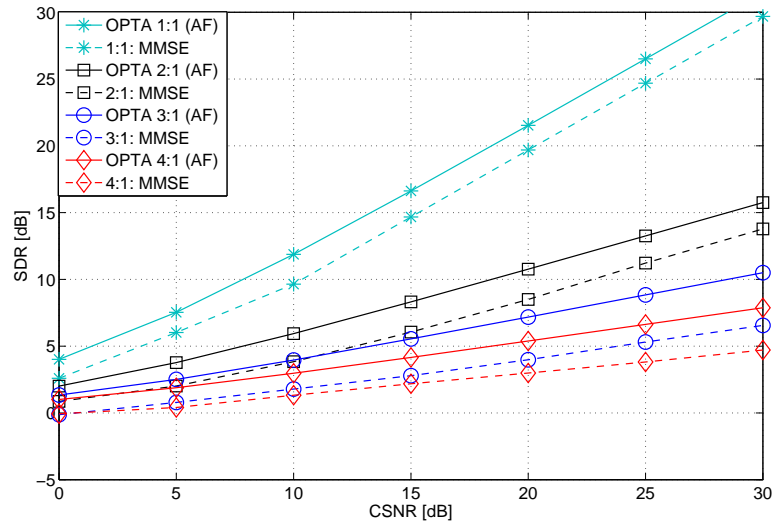


Figura 36: Desempenho dos sistemas 1:1, 2:1, 3:1 e 4:1. A transmissão cooperativa emprega o protocolo AF e o *relay* está posicionado em $p_r = 0,5$.

Fonte: Autoria própria.

fonte foi corretamente decodificada ou não, evitando propagação de erros. Todavia, uma vez que consideramos comunicações onde todo o processamento é analógico, a noção de “decodificação correta” por parte do *relay* não é válida em nosso cenário, visto que as amostras no *relay* serão sempre versões distorcidas das amostras originais da fonte.

O modo mais simples de implementar o DF é em sua forma DF Fixo (FDF), onde o *relay* sempre retransmite a mensagem da fonte. Entretanto, o desvanecimento no enlace *S-R* pode aumentar significativamente a distorção no *relay*, e portanto a propagação de erros é o principal problema desse protocolo. Portanto, para implementar o protocolo SDF definimos um limiar baseado na CSNR da mensagem recebida pelo *relay*, de forma que o *relay* encaminhe esta mensagem apenas se a CSNR recebida for acima de tal limiar. Para definir o limiar de CSNR recorreremos a otimizações numéricas, calculando a SDR resultante sobre uma ampla faixa de limiares, escolhendo o limiar de CSNR que maximiza a SDR final. Nosso objetivo é comparar o melhor desempenho possível para o SDF com o desempenho do AF no cenário analógico.

A Figura 37 mostra o desempenho da transmissão com uma única antena, MRC, AF, FDF e SDF. Para uma melhor visualização, apenas os resultados para o decodificador por MMSE são mostrados e apenas para o sistema 2:1. A partir da figura podemos observar que, diferentemente do sistema digital, DF tem sempre desempenho pior que o AF no cenário de comunicações analógicas proposto, mesmo que o limiar de distorção seja otimizado numericamente para cada CSNR no SDF. Isto mostra que o AF é o protocolo mais adequado

para a transmissão analógica utilizando curvas não lineares.

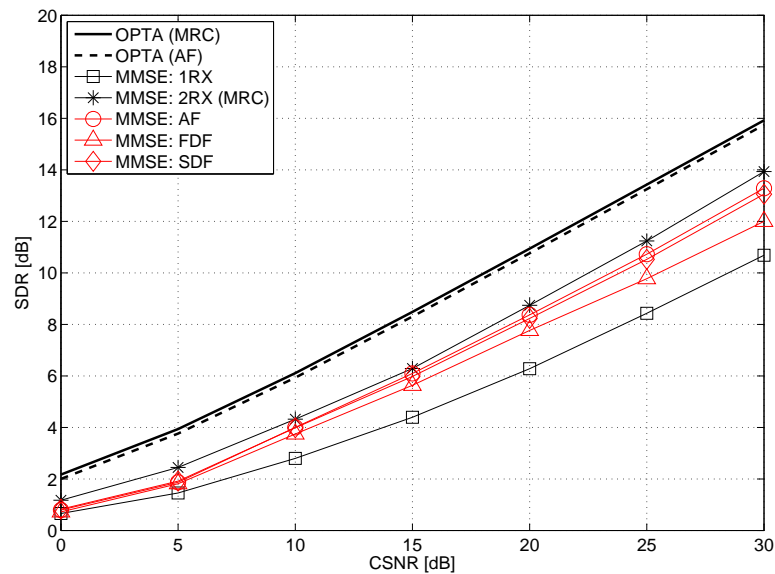


Figura 37: Desempenho do FDF e SDF comparado ao AF utilizando decodificação por MMSE no sistema 2:1. Em todos os sistemas cooperativos, o *relay* está posicionado em $p_r = 0,5$. Para efeito de comparação, o desempenho da transmissão direta não cooperativa com uma única antena (1RX) e com duas antenas no receptor (MRC) também são mostradas.

Fonte: Autoria própria.

4.5.3.2 IMPACTO DO POSICIONAMENTO DO *RELAY*

Agora investigamos o efeito de diferentes posicionamentos para o *relay* no desempenho dos protocolos cooperativos. A Figura 38 mostra a SDR do AF, FDF e SDF quando p_r varia de 0,1 a 0,9 e para as CSNRs de 5 dB e 25 dB, utilizando o decodificador por MMSE no sistema 2:1. Como referência, os resultados para o MRC também são mostrados na figura. Note que o desempenho do AF não é significativamente afetado pela posição relativa do *relay*, apresentando apenas uma pequena variação da SDR em função de p_r . O posicionamento ótimo do *relay* para o AF, dado pelo ponto da maior SDR, é a posição intermediária entre a fonte e o destino. Por outro lado, podemos observar que o desempenho do DF é significativamente afetado pela posição relativa do *relay*. Quando o *relay* está mais próximo do destino, a distorção no enlace *S-R* aumenta e, conseqüentemente, o desempenho geral diminui. A posição ótima do *relay* é dada em $p_r = 0,3$ para o FDF, e em $p_r = 0,4$ para o SDF. Note também que o DF é sempre superado pelo AF, com menores diferenças de desempenho quando o *relay* está próximo da fonte, e com uma diferença considerável quando o *relay* se aproxima do destino. Um vez que o AF é menos complexo que o DF, atinge melhor desempenho, e que a posição do *relay* não é

um problema relevante no projeto do sistema, este protocolo se torna bastante interessante sob uma perspectiva prática.

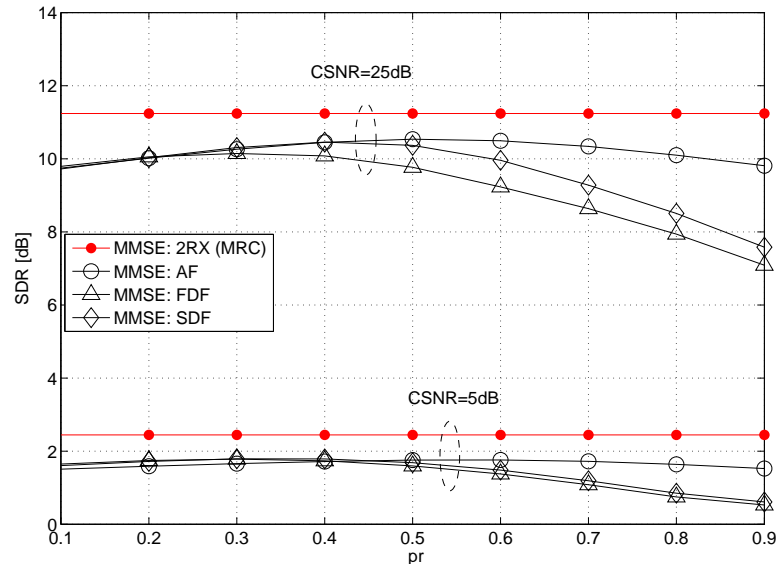


Figura 38: Desempenho da SDR dos esquemas cooperativos AF, FDF e SDF utilizando decodificador por MMSE no sistema 2:1 quando a posição relativa do *relay* varia de $p_r = 0,1$ até $p_r = 0,9$. Para efeito de comparação, o desempenho da transmissão não cooperativa com duas antenas no receptor utilizando MRC também é incluída.

Fonte: Autoria própria.

4.5.4 ANALÓGICO *VERSUS* DIGITAL

Comparamos o desempenho do esquema analógico com decodificação por MMSE à capacidade irrestrita de um sistema digital com quantização escalar. É importante ressaltar que essa capacidade serve como um limitante superior para os sistemas digitais práticos utilizando quantização escalar.

No sistema digital assumimos que os símbolos analógicos Gaussianos, i.i.d. e discretos no tempo, são mapeados para um conjunto discreto de valores utilizando um quantizador escalar ótimo não uniforme de Q níveis (SAYOOD, 2006). Os níveis de quantização são obtidos utilizando o algoritmo de Lloyd-Max (MAX, 1960; LLOYD, 1982). Em um sistema prático os símbolos quantizados discretos no tempo são convertidos para uma representação binária utilizando um codificador de fonte, tal qual o código de Huffman, para então serem codificados com um código de canal que se aproxime da capacidade. Entretanto, as perdas adicionais inerentes a estes codificadores não são levadas em consideração. Portanto, em nossa configuração, a SDR é determinada apenas pelo número de níveis de quantização Q . A SDR

teórica e a entropia de acordo com o número de níveis de quantização Q estão apresentados na Tabela 5, a qual pode ser obtida a partir de (HU et al., 2011; SAYOOD, 2006).

Tabela 5: SDR e entropia em função do número de níveis de quantização (Q) para um sistema digital com entradas Gaussianas.

Q	SDR (dB)	Entropia	Q	SDR (dB)	Entropia
2	4,397	1,000	11	17,162	3,253
3	7,208	1,536	12	17,867	3,372
4	9,300	1,911	13	18,520	3,481
5	10,972	2,203	14	19,090	3,582
6	12,367	2,443	15	19,694	3,677
7	13,565	2,647	16	20,224	3,765
8	14,617	2,825	17	20,725	3,849
9	15,552	2,983	18	21,199	3,928
10	16,396	3,125			

Fonte: Baseado em (HU et al., 2011; SAYOOD, 2006).

O sistema digital é projetado de forma que a taxa de informação seja menor que a capacidade do canal. No caso do sistema de transmissão analógica com codificação conjunta fonte-canal 2:1, duas amostras da fonte são codificadas em um único símbolo de canal e transmitidas portanto em um único uso do canal. A Figura 39 compara o OPTA para o esquema analógico, o método analógico com decodificador MMSE, e o limite teórico correspondente à capacidade irrestrita do esquema digital para os casos de: *i.*) nós com uma única antena; *ii.*) diversidade de recepção aplicando MRC no receptor; e *iii.*) diversidade cooperativa utilizando o protocolo AF com o *relay* em $p_r = 0,5$. A partir da figura podemos notar que o esquema analógico por MMSE tem desempenho muito próximo do limite teórico correspondendo à capacidade irrestrita do esquema digital utilizando quantização analógica, principalmente com o uso da diversidade espacial. Na região de alta CSNR, MMSE com AF e com diversidade de recepção tem desempenho muito próximo do limite para o esquema digital. É importante ressaltar que, conforme dito anteriormente, a capacidade irrestrita do sistema digital é um limitante superior para o desempenho prático, uma vez que consideramos entradas de canal Gaussianas e códigos práticos de alto desempenho ainda apresentam uma diferença não negligenciável da capacidade. Além disso, a complexidade e o atraso do esquema analógico proposto é bem menor que os esquemas de transmissão digital que se aproximam da capacidade.

4.6 CONCLUSÕES

Consideramos um esquema de codificação conjunta fonte-canal discreto no tempo, com processamento inteiramente analógico e baseado no uso de curvas não lineares.

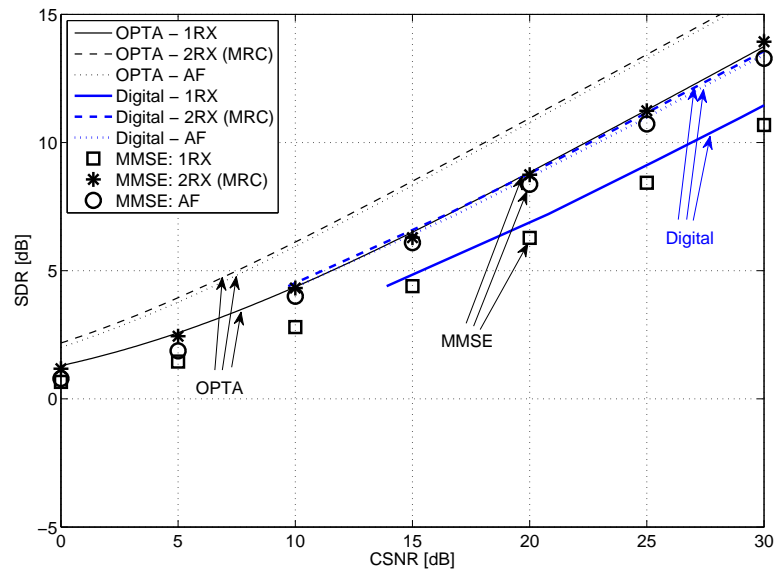


Figura 39: Desempenho dos esquemas analógicos práticos utilizando a decodificação por MMSE comparadas ao limite teórico correspondente à capacidade irrestrita do sistema digital utilizando quantização escalar. Para efeito comparativo, o OPTA para cada um dos casos com a transmissão analógica também é mostrado.

Fonte: Autoria própria.

Consideramos um canal com desvanecimento Rayleigh e decodificação por ML e por MMSE para recuperar a mensagem original. No caso de sistemas com uma única antena com CSI perfeita no receptor, mostramos que o MMSE supera consideravelmente a decodificação por ML, enquanto no canal AWGN MMSE e ML têm desempenho muito próximo um do outro. Além disso, mostramos que a decodificação por MMSE é consideravelmente robusta à CSI imperfeita, enquanto a decodificação por ML é afetada na região de baixa CSNR. No caso de combinação por diversidade no receptor, a diferença de desempenho entre o MMSE e o ML é significativamente reduzida, o que torna ML bastante interessante para a implementação em sistemas práticos, devido a sua complexidade reduzida. Outra forma prática de se obter a diversidade espacial sem o emprego de múltiplas antenas é através da comunicação cooperativa. O protocolo cooperativo AF com nós que possuem uma única antena tem desempenho muito próximo ao da transmissão não cooperativa com duas antenas de recepção. Por fim, ao comparar o esquema analógico ao limite teórico correspondente à capacidade irrestrita de um esquema digital otimizado utilizando quantização escalar, mostramos que o sistema analógico tem desempenho muito próximo do limite teórico para o esquema digital, mas com complexidade e atraso bastante reduzidos.

5 COMENTÁRIOS FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

O trabalho desenvolvido nesta tese aborda técnicas de diversidade espacial aplicadas a dois cenários de comunicações sem fio: transmissões digitais e transmissões analógicas. Sob a ótica das comunicações digitais, a eficiência energética já se tornou uma das principais metas dos sistemas de comunicação sem fio modernos. O uso eficiente da energia em sistemas de comunicações sem fio pode ter um impacto bastante positivo na redução das emissões de gás carbônico na atmosfera, e na redução de custos para os operadores do sistema. Mais especificamente para o caso das redes de sensores sem fio, que é o foco do Capítulo 3 deste documento, a transmissão eficiente em termos de energia pode impactar em um aumento significativo no tempo de vida dos dispositivos sensores, reduzindo custos de manutenção.

Na análise da Seção 3.1 mostramos que, em um cenário de três nós (fonte, *relay* e destino), a comunicação cooperativa pode ser muito mais eficiente do que a comunicação direta ou por múltiplos saltos, mesmo quando consideramos aspectos bastante práticos das referidas redes, tais como condição de linha de visada entre os nós, consumo dos circuitos de RF, presença ou não do canal de retorno e restrições de perda de pacotes e *throughput* no receptor. Na Seção 3.2 comparamos a eficiência energética de esquemas de transmissão SISO e MIMO em um enlace não cooperativo. Focamos em técnicas de codificação espaço-temporal, *beamforming* e seleção de antenas. Mostramos que, apesar de *beamforming* apresentar o melhor desempenho em termos de probabilidade de *outage*, a seleção de antenas no transmissor e no receptor (através da combinação das técnicas de TAS e SSC) é a opção mais energeticamente eficiente quando o consumo dos circuitos de cada antena é levado em consideração. Além disso, ao compararmos a eficiência energética dos esquemas MIMO não cooperativos com um esquema SISO cooperativo, também mostramos que SISO cooperativo utilizando IDF supera os esquemas MIMO não cooperativos apenas para comunicações de curta distância e com taxas de transmissão relativamente baixas.

Ademais, visando aproximar ainda mais os resultados obtidos de cenários práticos de WSNs, investigamos na Seção 3.3 o impacto da não linearidade da curva de carga de uma bateria real na eficiência energética da comunicação cooperativa. Consideramos que múltiplos

relays estão disponíveis para cooperar, de forma que algum mecanismo de seleção de *relays* deve ser estabelecido. Com essa análise mostramos que, para maximizar o tempo de vida da rede, a seleção dos nós *relays* deve respeitar um período de descanso dos dispositivos, de modo que parte da carga da bateria que seria perdida possa ser recuperada.

É importante ressaltar que, na nossa análise dos sistemas de comunicações digitais, supomos que a diversidade espacial é obtida via cooperação ou via múltiplas antenas de forma separada. Não obstante, a combinação dessas técnicas criando cenários MIMO cooperativos é também um tema bastante recente na literatura, onde podemos citar os trabalhos de (CHALISE; VANDENDORPE, 2008; JIN et al., 2011; ELKASHLAN et al., 2012) como alguns exemplos representativos. Entretanto, estes trabalhos apenas se baseiam na análise da probabilidade de erro dos esquemas MIMO cooperativos, e a análise da eficiência energética em tais redes ainda é bastante incipiente. Uma vez que tanto consumo quanto probabilidade de erro podem ser relevantes para a escolha de uma estratégia de transmissão, uma das propostas para extensão desse trabalho é considerar cenários MIMO cooperativos. A seleção de antenas nos cenários MIMO cooperativos traz várias questões interessantes e ainda pouco exploradas na literatura. Por exemplo, um dos caminhos entre a fonte e o destino (o caminho direto ou então o caminho através de um *relay*) deve ser privilegiado para realizar a seleção da antena de transmissão. Ademais, a seleção ótima sob o ponto de vista de consumo depende de vários fatores, tais como posição do *relay* em relação à fonte, número de *relays*, consumo dos circuitos, *etc.*

Um segundo ponto interessante que se observa na literatura é que os algoritmos de seleção de *relays* se dividem usualmente em dois grupos: *i.*) buscando estender o tempo de vida, como por exemplo em (ZHOU et al., 2008; KE et al., 2010); ou *ii.*) procurando maximizar o *throughput* fim a fim, como em (LIN; ERKIP, 2005; BLETSAS et al., 2006). Muito embora essas duas características sejam bastante desejadas na prática, é muito difícil aumentar o tempo de vida sem perder em *throughput*. Assim, uma questão a ser explorada é como aumentar a eficiência energética de algoritmos de seleção de *relays* com uma penalidade mínima ao *throughput* fim a fim. Uma possível solução é considerar a seleção de *relays* como um problema clássico de teoria da otimização, cujo objetivo é maximizar o tempo de vida da rede dada uma restrição de *throughput*. Além disso, ao considerarmos sistemas MIMO cooperativos, muitos aspectos interessantes se somam ao problema de seleção de *relays*. Por exemplo, múltiplos modos de transmissão MIMO podem ser explorados, de forma que a escolha do modo mais apropriado depende da proximidade do nó *relay* em relação à fonte, ou ao destino. Ademais, os algoritmos de seleção de *relays* também podem levar em conta a seleção de antenas visando aumentar a eficiência energética.

Por fim, nos cenários analisados no Capítulo 3, exploramos estruturas regulares para o posicionamento dos nós, possibilitando uma análise matemática simples destes cenários. Não obstante, a estrutura espacial observada em muitas redes sem fio é bastante irregular. O desempenho em redes com topologias irregulares, e/ou com grande mobilidade dos nós, sofre grande influência na geometria dessa rede e em suas flutuações estruturais, uma vez que a interferência e a potência do sinal no receptor dependem da distribuição dos transmissores interferentes. Nesse contexto, a geometria estocástica emergiu como uma ferramenta matemática capaz de modelar explicitamente a distribuição desses nós, possibilitando quantificar a interferência, conectividade, cobertura, assim como probabilidade de erro e *throughput* de uma rede sem fio bastante diversa (BACCELLI; BLASZCZYSZYN, 2009a, 2009b). Dessa forma, outra possibilidade de extensão do trabalho apresentado nesta tese é com a utilização de tais ferramentas, visando resultados independentes de uma topologia específica.

Sob a ótica das comunicações analógicas, sistemas que realizam compressão de largura de banda receberam um renovado interesse nos últimos anos, com o desafio de se encontrar formas eficientes de combinar fontes com canais, realizando uma codificação conjunta fonte-canais inteiramente analógica. A vantagem desses sistemas é a menor complexidade e o menor atraso na comunicação em relação aos sistemas digitais. Visto que a maioria dos trabalhos na área lida basicamente com a transmissão em canais AWGN, buscamos inicialmente estender essa análise para cenários sem fio. Ao se considerar o desvanecimento, algumas conclusões antes obtidas para o canal AWGN não são mais válidas. Por exemplo, o desempenho dos decodificadores por ML e por MMSE é muito próximo em alta CSNR no canal AWGN, enquanto uma diferença razoável aparece em cenários com desvanecimento, com MMSE superando ML. Outra característica bastante interessante é que, ao se considerar erros de estimação de canal no receptor, a decodificação por ML é severamente afetada, enquanto MMSE ainda mantém um desempenho robusto.

Na sequência, investigamos os efeitos de combinação por diversidade no receptor, através do uso de múltiplas antenas. Interessantemente, a diferença de desempenho entre o MMSE e o ML pode ser significativamente reduzida, o que torna a baixa complexidade do decodificador por ML interessante para a implementação prática em tais casos. Além disso, também consideramos a diversidade espacial através de técnicas cooperativas. Nossos resultados mostram que o protocolo AF, com nós com uma única antena operando com metade da potência utilizada no caso não cooperativo, tem desempenho similar ao caso da comunicação não cooperativa com uma antena de transmissão e duas de recepção aplicando MRC. Naturalmente, por se tratar de um cenário completamente analógico, o AF se torna o

protocolo mais adequado. A dificuldade para implementação do DF advém do fato de que o *relay* deve saber se a mensagem decodificada está abaixo de um limiar aceitável de distorção, e a definição desse limiar depende de uma otimização que pode não ser muito prática. De toda forma, mostramos que mesmo após tal otimização ser realizada, o DF continua sendo superado pelo AF.

Por fim, comparamos o desempenho do sistema analógico à capacidade irrestrita de esquemas digitais utilizando quantização escalar. Consideramos este referencial porque o esquema analógico proposto opera no nível de símbolo, de forma que a comparação entre os sistemas digital e analógico é justa. Os resultados mostram que a codificação analógica com decodificação por MMSE tem desempenho muito próximo à capacidade dos esquemas digitais, mas com menor complexidade que as soluções digitais que atingem capacidade, que usualmente requerem longos blocos de dados para aplicação de códigos corretores de erros robustos.

Muitas extensões ainda são possíveis a partir da análise apresentada no Capítulo 4. Por exemplo, apenas sistemas que realizam compressão de largura de banda foram considerados, especificamente apenas sistemas $\mathcal{N}:1$. Em geral, sistemas que realizam expansão de largura de banda, onde $\mathcal{K} > \mathcal{N}$ não apresentam desempenho muito satisfatório no canal AWGN (HU et al., 2011). Entretanto, sua aplicação prática não deixa de ser importante, um vez que a expansão de largura de banda representa uma forma de codificação de canal analógica, inserindo redundância nos símbolos transmitidos. Dessa forma, a investigação desses esquemas em canais com desvanecimento e a busca por maneiras eficientes de transmissão analógica com expansão de largura de banda ainda é um tema aberto na literatura.

Além disso, um trabalho bastante recente aplica técnicas de transmissão analógica em cenários MIMO, onde o número de antenas de recepção é maior ou igual ao número de antenas de transmissão (FRESNEDO et al., 2012), e cujos resultados obtidos são bastante próximos do OPTA. Dessa forma, a seleção de antenas em cenários analógicos MIMO também é um tema ainda não explorado. Uma vez que o mapeamento analógico inclui curvas não lineares, o processamento dos sinais para realizar seleção de antenas deve ser cuidadosamente estudado.

Por fim, diversas das análises feitas para o cenário de transmissão digital cooperativa podem ser aplicadas no contexto da transmissão analógica, como a utilização de múltiplos *relays*, explorando algoritmos de seleção de *relays* para obter melhor desempenho. Além disso, o protocolo *compress-and-forward* poderia ser aplicado nesse cenário, onde o *relay* enviaria observações sobre a mensagem recebida da fonte, de forma a auxiliar o destino na decodificação. Além também da possibilidade de explorar protocolos híbridos AF-CF, visando maximizar o desempenho dependendo da região de CSNR que o sistema opera.

REFERÊNCIAS

- AKYILDIZ, I. F. et al. Wireless sensor networks: A survey. **Computer Networks**, v. 38, n. 4, p. 393–422, Jan. 2002. ISSN 1389-1286.
- AKYOL, E.; ROSE, K.; RAMSTAD, T. Optimal mappings for joint source channel coding. In: **IEEE Information Theory Workshop (ITW)**, 2010. p. 1–5.
- ALAMOUTI, S. A simple transmit diversity technique for wireless communications. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 16, n. 8, p. 1451–1458, Out. 1998.
- BACCELLI, F.; BLASZCZYSZYN, B. **Stochastic Geometry and Wireless Networks - Volume One: Theory**. Foundations and Trends in Networking, NOW Publishers, 2009.
- BACCELLI, F.; BLASZCZYSZYN, B. **Stochastic Geometry and Wireless Networks - Volume Two: Applications**. Foundations and Trends in Networking, NOW Publishers, 2009.
- BERGER, T.; TUFTS, D. Optimum pulse amplitude modulation–I: Transmitter-receiver design and bounds from information theory. **IEEE Trans. Inform. Theory**, v. 13, n. 2, p. 196–208, Abr. 1967. ISSN 0018-9448.
- BIGLIERI, E.; CAIRE, G.; TARICCO, G. Limiting performance of block-fading channels with multiple antennas. **IEEE Trans. Inform. Theory**, v. 47, n. 4, p. 1273 –1289, Maio 2001. ISSN 0018-9448.
- BLETSAS, A. et al. A simple cooperative diversity method based on network path selection. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 24, n. 3, p. 659–672, Mar. 2006. ISSN 0733-8716.
- BLETSAS, A.; SHIN, H.; WIN, M. Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 6, n. 9, p. 3450–3460, Set. 2007. ISSN 1536-1276.
- BOUGARD, B. et al. Smart MIMO: an energy-aware adaptive MIMO-OFDM radio link control for next-generation wireless local area networks. **EURASIP J. Wireless Commun. Netw.**, Hindawi Publishing Corp., New York, NY, United States, v. 2007, p. 1–12, Jul. 2007. ISSN 1687-1472.
- BRANTE, G.; KAKITANI, M. T.; SOUZA, R. D. Energy efficiency analysis of some cooperative and non-cooperative transmission schemes in wireless sensor networks. **IEEE Trans. Commun.**, v. 59, n. 10, p. 2671–2677, Out. 2011. ISSN 0090-6778.
- BRANTE, G.; KAKITANI, M. T.; SOUZA, R. D. On the energy efficiency of some cooperative and non-cooperative transmission schemes in WSNs. In: **45th Annual Conf. on Inf. Sci. and Syst. (CISS)**, 2011. p. 1–6.
- BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; GARCIA-FRIAS, J. Analog joint source-channel coding in rayleigh fading channels. In: **IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)**, 2011. p. 3148–3151. ISSN 1520-6149.

- BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; GARCIA-FRIAS, J. Spatial diversity using analog joint source channel coding in wireless channels. **IEEE Trans. Commun.**, v. 61, n. 1, p. 301–311, Jan. 2013. ISSN 0090-6778.
- BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; VANDENDORPE, L. Battery-aware energy efficiency of incremental decode-and-forward with relay selection. In: **IEEE Wireless Commun. and Netw. Conf. (WCNC)**, 2012. p. 1108–1112.
- CHALISE, B.; VANDENDORPE, L. Outage probability analysis of a MIMO relay channel with orthogonal space-time block codes. **IEEE Communications Letters**, v. 12, n. 4, p. 280–282, Abr. 2008. ISSN 1089-7798.
- CHAUDHARY, M.; VANDENDORPE, L. Battery-aware power allocation for lifetime maximization of wireless sensor networks. In: **IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)**, 2010. p. 1–6. ISSN 1550-3607.
- CHEN, C.-Y. et al. Antenna selection in space-time block coded systems: Performance analysis and low-complexity algorithm. **IEEE Trans. Signal Process.**, v. 56, n. 7, p. 3303–3314, Jul. 2008. ISSN 1053-587X.
- CHEN, G. et al. Circuit design advances for wireless sensing applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 98, n. 11, p. 1808–1827, Nov. 2010. ISSN 0018-9219.
- CHEN, Y. et al. Power-aware cooperative relay selection strategies in wireless ad hoc networks. In: **IEEE Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC)**, 2006. p. 1–5.
- CHEN, Y.; ZHAO, Q. On the lifetime of wireless sensor networks. **IEEE Commun. Lett.**, v. 9, n. 11, p. 976–978, Nov. 2005. ISSN 1089-7798.
- CHUNG, S.-Y. **On the construction of some capacity-approaching coding schemes**. Tese (Doutorado) — MIT, 2000.
- COVER, T. M.; GAMAL, A. A. E. Capacity theorems for the relay channel. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 25, n. 5, p. 572–584, Set. 1979. ISSN 0018-9448.
- COVER, T. M.; THOMAS, J. A. **Elements of Information Theory**. 2nd. ed. John Wiley & Sons, 1991.
- CUI, S.; GOLDSMITH, A.; BAHAI, A. Energy-efficiency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 22, n. 6, p. 1089–1098, Ago. 2004. ISSN 0733-8716.
- CUI, S.; GOLDSMITH, A.; BAHAI, A. Energy-constrained modulation optimization. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 4, n. 5, p. 2349–2360, Set. 2005. ISSN 1536-1276.
- DOHLER, M. et al. Is the PHY layer dead? **IEEE Commun. Mag.**, v. 49, n. 4, p. 159–165, Abr. 2011. ISSN 0163-6804.
- ELKASHLAN, M. et al. A comparison of two MIMO relaying protocols in Nakagami-m fading. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, v. 61, n. 3, p. 1416–1422, Mar. 2012. ISSN 0018-9545.
- FLOOR, P.; RAMSTAD, T. Dimension reducing mappings in joint source-channel coding. In: **7th Nordic Signal Processing Symposium (NORSIG)**, 2006. p. 282–285.

FLOOR, P. A. **On the Theory of Shannon-Kotel'nikov Mappings in Joint Source-Channel Coding**. Tese (Doutorado) — Norwegian University of Science and Technology, Maio 2008.

FOSCHINI, G. J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. **Bell Labs Tech. Journal**, v. 2, p. 41–59, Outono 1996.

FREITAS-JR., W. C.; CAVALCANTI, F. R. P.; LOPES, R. R. Hybrid transceiver schemes for spatial multiplexing and diversity in MIMO systems. **SBrT/IEEE Journal of Communication and Information Systems**, v. 20, n. 3, p. 63–76, 2005.

FRESNEDO, O. et al. Analog joint source-channel coding in MIMO Rayleigh fading channels. In: **20th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)**, 2012.

FRESNEDO, O. et al. Comparison between analog joint source-channel coded and digital BICM systems. In: **IEEE International Conference on Communications (ICC)**, 2011. p. 1–5. ISSN 1550-3607.

GARCIA-NAYA, J. et al. Experimental evaluation of analog joint source-channel coding in indoor environments. In: **IEEE International Conference on Communications (ICC)**, 2011. p. 1–5. ISSN 1550-3607.

GESBERT, D. et al. Multi-cell MIMO cooperative networks: A new look at interference. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 28, n. 9, p. 1380–1408, Dez. 2010. ISSN 0733-8716.

GOBLICK-JR., T. Theoretical limitations on the transmission of data from analog sources. **IEEE Trans. Inform. Theory**, v. 11, n. 4, p. 558–567, 1965. ISSN 0018-9448.

GOLDSMITH, A. **Wireless Communications**. 1st. ed. Cambridge University Press, 2005.

GRADSHTEIN, I.; RYZHIK, I.; JEFFREY, A. **Table of Integrals, Series, and Products**. 7th. ed. Academic Press, 2000. ISBN 9780122947575.

GUNDUZ, D.; ERKIP, E. Source and channel coding for quasi-static fading channels. In: **Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers**, 2005. p. 18–22. ISSN 1058-6393.

GUNDUZ, D.; ERKIP, E. Source and channel coding for cooperative relaying. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 53, n. 10, p. 3454–3475, Out. 2007. ISSN 0018-9448.

HEKLAND, F.; FLOOR, P.; RAMSTAD, T. Shannon-Kotel'nikov mappings in joint source-channel coding. **IEEE Trans. Commun.**, v. 57, n. 1, p. 94–105, 2009. ISSN 0090-6778.

HEKLAND, F.; OIEN, G.; RAMSTAD, T. Using 2:1 Shannon mapping for joint source-channel coding. In: **IEEE Data Compression Conference (DCC)**, 2005. p. 223–232. ISSN 1068-0314.

HIMSOON, T. et al. Lifetime maximization via cooperative nodes and relay deployment in wireless networks. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 25, n. 2, p. 306–317, Fev. 2007. ISSN 0733-8716.

HU, J.; DUMAN, T. M. Low density parity check codes over wireless relay channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 6, n. 9, p. 3384–3394, Set. 2007.

HU, Y.; GARCIA-FRIAS, J.; LAMARCA, M. Analog joint source-channel coding using non-linear curves and MMSE decoding. **IEEE Trans. Commun.**, v. 59, n. 11, p. 3016–3026, Nov. 2011. ISSN 0090-6778.

HUANG, W.-J.; HONG, Y.-W.; KUO, C.-C. Lifetime maximization for amplify-and-forward cooperative networks. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 7, n. 5, p. 1800–1805, Maio 2008. ISSN 1536-1276.

IEEE STD 802.11. **Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications**. 1999.

IEEE STD 802.11N. **IEEE Standard for Information technology–Telecommunications and information exchange between systems–Local and metropolitan area networks–Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput**. Out. 2009.

IEEE STD 802.15.4. **IEEE Standard for Local and metropolitan area networks–Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 1: MAC sublayer**. 16 2012. 1 -225 p.

IEEE STD 802.16E. **IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems**. Maio 2009.

IGLESIAS, I. et al. Image transmission over the underwater acoustic channel via compressive sensing. In: **45th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)**, 2011. p. 1–6.

JACOBSON, K.; KRZYMIEN, W. Cooperative vs multihop relaying in cellular systems. In: **IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications**, 2009. p. 1853–1857.

JIN, X.; NO, J.-S.; SHIN, D.-J. Relay selection for decode-and-forward cooperative network with multiple antennas. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 10, n. 12, p. 4068–4079, Dez. 2011. ISSN 1536-1276.

KARKOOTI, M.; CAVALLARO, J. R. Cooperative communication using scalable, medium block-length LDPC codes. **Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference**, p. 88–93, Mar. 31–Abr. 3 2008.

KASHYAP, A.; BASAR, T.; SRIKANT, R. Minimum distortion transmission of Gaussian sources over fading channels. In: **42nd IEEE Conference on Decision and Control**, 2003. v. 1, p. 80–85. ISSN 0191-2216.

KAY, S. M. **Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume 1: Estimation Theory**. Pearson Education, 1993. 595 p. ISBN 9788131728994.

KE, F.; FENG, S.; ZHUANG, H. Relay selection and power allocation for cooperative network based on energy pricing. **IEEE Commun. Lett.**, v. 14, n. 5, p. 396–398, Maio 2010. ISSN 1089-7798.

KIM, A. et al. Delay-free joint source-channel coding for Gaussian network of multiple sensors. In: **IEEE International Conference on Communications (ICC)**, 2011. p. 1–6. ISSN 1550-3607.

- KNOPP, R.; HUMBLET, P. On coding for block fading channels. **IEEE Trans. Inform. Theory**, v. 46, n. 1, p. 189–205, Jan. 2000. ISSN 0018-9448.
- KOTEL'NIKOV, V. A. **The theory of optimum noise immunity**. McGraw-Hill, 1959.
- KRAMER, G.; GASTPAR, M.; GUPTA, P. Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 51, n. 9, p. 3037–3063, Set. 2005. ISSN 0018-9448.
- KRAMER, G.; MARIC, I.; YATES, R. D. **Cooperative Communications, Foundations and Trends in Networking**, 2006. 271–425 p.
- 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, n. 12, p. 3062–3080, Dez. 2004.
- LEE, H.; JR., R. W. H.; POWERS, E. J. Information outage probability and diversity order of Alamouti transmit diversity in time-selective fading channels. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, v. 57, n. 6, p. 3890–3895, Nov. 2008. ISSN 0018-9545.
- LIN, Z.; ERKIP, E. Relay search algorithms for coded cooperative systems. In: **IEEE Global Telecommun. Conf.**, 2005.
- LIU, X.; GOLDSMITH, A. Wireless network design for distributed control. In: **43rd IEEE Conference on Decision and Control**, 2004. v. 3, p. 2823–2829. ISSN 0191-2216.
- LLOYD, S. Least squares quantization in PCM. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 28, n. 2, p. 129–137, Mar. 1982. ISSN 0018-9448.
- MA, C.; YANG, Y. A battery-aware scheme for routing in wireless ad hoc networks. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, v. 60, n. 8, p. 3919–3932, Out. 2011. ISSN 0018-9545.
- MARCHENKO, N.; BETTSTETTER, C. Throughput and energy efficiency of cooperative diversity with relay selection. In: **11th European Wireless Conference**, 2011. p. 1–6.
- MAX, J. Quantizing for minimum distortion. **IRE Trans. Inf. Theory**, v. 6, n. 1, p. 7–12, Mar. 1960. ISSN 0096-1000.
- MEULEN, E. C. Van der. Three-terminal communication channels. **Advanced Applied Probability**, v. 3, p. 120–154, 1971.
- NOSRATINIA, A.; HUNTER, T. E.; HEDAYAT, A. Cooperative communication in wireless networks. **IEEE Commun. Mag.**, v. 42, n. 10, p. 74–80, Out. 2004.
- ONG, L.; MOTANI, M. Optimal routing for decode-forward in cooperative wireless networks. **IEEE Trans. Commun.**, v. 58, n. 8, p. 2345–2355, Ago. 2010. ISSN 0090-6778.
- PENTIKOUSIS, K. In search of energy-efficient mobile networking. **IEEE Commun. Mag.**, v. 48, n. 1, p. 95–103, Jan. 2010.
- RAMSTAD, T. A. Shannon mappings for robust communication. **Teletronikk**, v. 98, n. 1, p. 114–128, 2002.

- RAO, R.; VRUDHULA, S. Battery optimization vs energy optimization: which to choose and when? In: **IEEE/ACM Int. Conf. on Computer-Aided Design (ICCAD)**, 2005. p. 439–445.
- RAPPAPORT, T. S. **Wireless Communications: Principles and Practice**. 2nd. ed. Prentice-Hall, 2002.
- SADEK, A. K.; YU, W.; LIU, K. J. R. On the energy efficiency of cooperative communications in wireless sensor networks. **ACM Trans. on Sensor Netw.**, ACM, New York, NY, USA, v. 6, n. 1, p. 1–21, Dez. 2009. ISSN 1550-4859.
- SAVAZZI, S.; SPAGNOLINI, U. Cooperative space-time coded transmissions in Nakagami-m fading channels. In: **IEEE Global Telecommunications Conference.**, 2007. p. 4334–4338.
- SAYOOD, K. **Introduction to Data Compression**. 3rd. ed. Morgan Kaufmann, 2006.
- SELLATHURAI, M.; HAYKIN, S. Turbo-BLAST for wireless communications: Theory and experiments. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 50, n. 10, p. 2538–2546, 2002. ISSN 1053-587X.
- SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B. User cooperation diversity - part I: System description. **IEEE Trans. Commun.**, v. 51, n. 11, p. 1927–1938, Nov. 2003.
- SHANNON, C. E. A mathematical theory of communications. **Bell Systems Tech. Journal**, v. 27, p. 379–423; 623–656, 1948.
- SHANNON, C. E. Communication in presence of noise. In: **Proc. IRE**, 1949. v. 37, p. 10–21.
- SIMON, M. K.; ALOUINI, M. S. **Digital Communication over Fading Channels**. Wiley Interscience, 2004.
- STANOJEV, I. et al. Energy efficiency of non-collaborative and collaborative hybrid-ARQ protocols. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 8, n. 1, p. 326–335, Jan. 2009. ISSN 1536-1276.
- STEFANOV, A.; ERKIP, E. Cooperative coding for wireless networks. **IEEE Transactions on Communications**, v. 52, n. 9, p. 1470–1476, Set. 2004.
- SU, W.; SADEK, A. K.; LIU, K. J. R. Cooperative communication protocols in wireless networks: Performance analysis and optimum power allocation. **Springer Wireless Personal Communications**, v. 44, n. 2, p. 181–217, Jan. 2008.
- TAROKH, V.; JAFARKHANI, H.; CALDERBANK, A. R. Space-time block codes from orthogonal designs. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 45, p. 1456–1467, Jul. 1999.
- TAROKH, V.; SESHADRI, N.; CALDERBANK, A. R. Space-time codes for high data rate wireless communication I: Performance criterion and code construction. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 44, p. 744–765, Mar. 1998.
- TSE, D.; VISWANATH, P. **Fundamentals of Wireless Communication**. Cambridge University Press, 2005. ISBN 9780521845274.
- WANG, S.; NIE, J. Energy efficiency optimization of cooperative communication in wireless sensor networks. **EURASIP J. Wireless Commun. Netw.**, p. 1–8, Abr. 2010.

- WANG, Z.; GIANNAKIS, G. A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels. **IEEE Trans. Commun.**, v. 51, n. 8, p. 1389–1398, Ago. 2003. ISSN 0090-6778.
- WOLNIANSKY, P. et al. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In: **Proc. URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics**, 1998. p. 295–300.
- YACOUB, M. The κ - μ distribution and the η - μ distribution. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 49, n. 1, p. 68–81, Fev. 2007. ISSN 1045-9243.
- YOO, T.; GOLDSMITH, A. Capacity and power allocation for fading MIMO channels with channel estimation error. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 52, n. 5, p. 2203–2214, Maio 2006. ISSN 0018-9448.
- ZHANG, W.; DUAN, D.; YANG, L. Relay selection from a battery energy efficiency perspective. **IEEE Trans. Commun.**, v. 59, n. 6, p. 1525–1529, Jun. 2011. ISSN 0090-6778.
- ZHANG, Z.; DUMAN, T. M. Capacity-approaching turbo coding and iterative decoding for relay channels. **IEEE Transactions on Communications**, v. 53, n. 11, p. 1895–1905, Nov. 2005.
- ZHANG, Z.; DUMAN, T. M. Capacity approaching turbo coding for half duplex relaying. **Proc. IEEE International Symposium on Information Theory**, p. 1888–1892, Set. 2005.
- ZHAO, B.; VALENTI, M. C. Distributed turbo coded diversity for relay channel. **IEE Electronics Letters**, v. 39, n. 10, p. 786–787, Maio 2003.
- ZHAO, B.; VALENTI, M. C. Practical relay networks: A generalization of hybrid-ARQ. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 23, n. 1, p. 7–18, Jan. 2005.
- ZHENG, L.; TSE, D. Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple antenna channels. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 49, p. 1073–1096, Maio 2003.
- ZHOU, Z. et al. Energy-efficient cooperative communication based on power control and selective single-relay in wireless sensor networks. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 7, n. 8, p. 3066–3078, Ago. 2008. ISSN 1536-1276.

ANEXO A – PESOS DO MRC PARA O PROTOCOLO *AMPLIFY-AND-FORWARD*

A combinação por MRC no destino é

$$y_{AF} = y_{sd}a_1 + y_{rd}a_2, \quad (109)$$

onde a_1 representa o peso do canal direto (*S-D*) e a_2 representa o peso do canal cooperativo (*S-R-D*). A transmissão no canal direto pode ser expressa como

$$y_{sd} = T_\alpha(M_\Delta(X))g_{sd} + w_{sd}\sqrt{2\rho}, \quad (110)$$

tal que a_1 é determinado pelo complexo conjugado do canal *S-D*, normalizado pela potência do ruído (SU et al., 2008), assim

$$a_1 = \frac{g_{sd}^*}{\sigma_w^2 2\rho}, \quad (111)$$

em que g_{sd}^* representa o complexo conjugado de g_{sd} .

De forma similar, a transmissão pelo canal cooperativo pode ser expressa como

$$\begin{aligned} y_{rd} &= \beta \left(T_\alpha(M_\Delta(X))g_{sr} + w_{sr}\sqrt{2\rho} \right) g_{rd} + w_{rd}\sqrt{2\rho} \\ &= T_\alpha(M_\Delta(X)) \underbrace{\beta g_{sr}g_{rd}}_{h_{EQ}} + \underbrace{w_{sr}\sqrt{2\rho}\beta g_{rd} + w_{rd}\sqrt{2\rho}}_{w_{EQ}}, \end{aligned} \quad (112)$$

em que h_{EQ} representa o canal equivalente e w_{EQ} representa o ruído equivalente para o canal cooperativo utilizando o protocolo AF. Dessa forma, a_2 pode ser obtido a partir de (112) como

$$a_2 = \frac{\beta g_{sr}^* g_{rd}^*}{(\beta^2 |g_{rd}|^2 + 1) \sigma_w^2 2\rho}. \quad (113)$$

Visto que a_1 e a_2 representam apenas pesos para o MRC, podemos simplificar a parte comum a ambos os termos, neste caso dada por $(\sigma_w^2 2\rho)^{-1}$. Ademais, visto que consideramos coeficientes de desvanecimento reais para a transmissão analógica, podemos simplificar as operações de complexo conjugado e de módulo, expressando a_1 e a_2 conforme (104).