

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

EDUARDO ALVES HODGSON

**COMPENSANDO A PERDA DE EFICIÊNCIA ESPECTRAL DA
TRANSFERÊNCIA SEM FIO DE ENERGIA POR RÁDIO
FREQUÊNCIA COM CODIFICAÇÃO ANALÓGICA CONJUNTA
FONTE-CANAL**

TESE

CURITIBA

2017

EDUARDO ALVES HODGSON

**COMPENSANDO A PERDA DE EFICIÊNCIA ESPECTRAL DA
TRANSFERÊNCIA SEM FIO DE ENERGIA POR RÁDIO
FREQUÊNCIA COM CODIFICAÇÃO ANALÓGICA CONJUNTA
FONTE-CANAL**

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 título de “Doutor em Ciências” – Área de Concentração: Telecomunicações e Redes.

Orientador: Prof. Dr. Richard Demo Souza

Coorientador: Prof. Dr. Glauber Gomes de Oliveira Brante

CURITIBA
2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

H691c
2017 Hodgson, Eduardo Alves
 Compensando a perda de eficiência espectral da transferência
 sem fio de energia por rádio frequência com codificação analó-
 gica conjunta fonte-canal / Educardo Alves Hodgson.-- 2017.
 71 p. : il. ; 30 cm

 Texto em português com resumo em inglês
 Disponível também via World Wide Web
 Tese (Doutorado) – Universidade Tecnológica Federal do Pa-
 raná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e In-
 formática Industrial, Curitiba, 2017
 Bibliografia: f. 67-71

 1. Transmissão de energia sem fio. 2. Energia elétrica –
 Transmissão. 3. Teoria da codificação. 4. Sistemas eletrônicos
 analógicos. 5. Engenharia elétrica – Teses. I. Souza, Richard
 Demo. II. Brante, Glauber Gomes de Oliveira. III. Universidade
 Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação
 em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. IV. Título.

CDD: Ed. 22 – 621.3

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba

TERMO DE APROVAÇÃO DE TESE Nº 154

A Tese de Doutorado intitulada **Compensando a Perda de Eficiência Espectral da Transferência Sem Fio de Energia por Rádio Frequência com Codificação Analógica Conjunta Fonte-Canal**, defendida em sessão pública pelo(a) candidato(a) **Eduardo Alves Hodgson**, no dia 23 de junho de 2017, foi julgada para a obtenção do título de Doutor em Ciências, área de concentração Telecomunicação e Redes, e aprovada em sua forma final, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial.

BANCA EXAMINADORA:

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

Prof(a). Dr(a). Marcelo Eduardo Pellenz – (PUC-PR)

Prof(a). Dr(a). Evelio Martin Garcia Fernandez – (UFPR)

Prof(a). Dr(a). Ohara Kerasauskas Rayel – (UTFPR)

Prof(a). Dr(a). Guilherme Luiz Moritz- (UTFPR)

A via original deste documento encontra-se arquivada na Secretaria do Programa, contendo a assinatura da Coordenação após a entrega da versão corrigida do trabalho.

Curitiba, 23 de junho de 2017.

AGRADECIMENTOS

À minha esposa Fernanda, por todo apoio e incentivo. Obrigado por toda sua ajuda, compreensão e pela paciência em ouvir meus problemas com programações.

Ao meu filho Frederico, que nasceu no final deste doutorado, pelo carinho e parceria.

Aos meus pais Roberto e Arlete, pela constante torcida e pelo apoio. Obrigado por sempre me motivarem.

À minha avó Nídia, meus irmãos Leonardo e Rodrigo, e toda minha família, por todo apoio.

Ao meu orientador Richard Demo Souza, pela orientação, pela oportunidade de poder aprender com sua extensa experiência e pelo constante apoio.

Ao meu co-orientador Glauber Gomes de Oliveira Brante, pelos conselhos e por todo o suporte na pesquisa.

Agradeço à UTFPR e ao CPGEI, pela oportunidade de participar deste programa de Doutorado, e à CAPES pelo apoio financeiro.

Aos professores Javier Garcia-Frias e João Luiz Rebelatto, pelas contribuições neste trabalho.

Aos vários colegas de laboratório, tanto brasileiros quanto estrangeiros, pela convivência e pelo aprendizado com diferentes culturas.

E a todos que de certa forma contribuíram para a realização deste trabalho.

RESUMO

HODGSON, E. A.. Compensando a Perda de Eficiência Espectral da Transferência Sem Fio de Energia por Rádio Frequência com Codificação Analógica Conjunta Fonte-Canal. 71 f. Tese – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

Neste trabalho é investigado o uso de codificação analógica conjunta fonte-canal em uma rede de sensores sem fio onde a fonte de informação é alimentada pelo destino por meio de transmissões de rádio frequência. É assumido que o destino não possui restrições energéticas. Logo após coletar energia do destino, a fonte transmite sua informação utilizando a energia recebida. As fases de transferência de energia e de transmissão de informação são multiplexadas no tempo. Como uma fração do intervalo de transmissão é utilizado para transferência de energia, as amostras da fonte são armazenadas e comprimidas utilizando tanto códigos analógicos paramétricos quanto não paramétricos com compressão de dimensão (ou largura de banda) $N:K$ para transmití-las utilizando a fração do intervalo restante. São analisados tanto esquemas com largura de banda casadas e não casadas entre fonte e canal. Além disso, é investigado também o parâmetro de compartilhamento de tempo ótimo o qual otimiza o desempenho da transmissão analógica. Por fim, é demonstrado que os esquemas analógicos propostos podem superar um sistema digital em termos de relação sinal-distorção.

Palavras-chave: Codificação analógica, codificação fonte-canal, transmissão sem fio de energia

ABSTRACT

HODGSON, E. A.. Compensating Spectral Efficiency Loss of Wireless RF Energy Transfer with Analog Joint Source Channel Coding Compression. 71 f. Dissertation – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

We investigate the use of discrete-time analog joint source channel coding (JSCC) in a wireless sensor network (WSN) where the source of information is wirelessly powered by the destination, which does not have energy constraints. Right after harvesting energy from the destination, the source transmits its information using the energy harvested. Wireless energy transfer and information transmission are multiplexed via a time-switching protocol. As a fraction of the time slot is spent for energy transfer, the source samples are saved and compressed using either parametric or non-parametric $N:K$ dimension compression analog JSCC to transmit the information in the remaining fraction of the time slot. We analyze both matched and unmatched source and channel bandwidths. Moreover, we investigate the time-sharing parameter that optimizes the analog system performance and show that the proposed analog scheme can outperform a fully digital system.

Keywords: Analog coding, joint source channel coding, wireless energy transfer

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1	– Funções paramétricas de espiral de Arquimedes e (b) novelo de lâ.	19
FIGURA 2.2	– Exemplo de código não paramétrico PCCOVQ com compressão de largura de banda 2:1	22
FIGURA 2.3	– Diagrama em blocos do sistema com compressão paramétrica.	23
FIGURA 2.4	– Função de mapeamento paramétrico 2:1 $M_\delta(\mathbf{x})$	24
FIGURA 2.5	– Exemplo de quantização escalar.	27
FIGURA 2.6	– Exemplo de quantização vetorial.	28
FIGURA 2.7	– Estado inicial do quantizador vetorial.	31
FIGURA 2.8	– Dicionário e partição otimizados pelo algoritmo LBG.	31
FIGURA 3.1	– Cenário fonte-destino com as fases WET e WIT e protocolo TS.	34
FIGURA 3.2	– Exemplo de quantização vetorial de um vetor \mathbf{x} da fonte	39
FIGURA 3.3	– Representação gráfica da função de custo $\mathcal{G}_i(\mathbf{x})$ da otimização do código PCCOVQ.	43
FIGURA 3.4	– Exemplos de mapeamentos de códigos não paramétricos 2:1 otimizados para diferentes valores de CSNR média.	45
FIGURA 3.5	– Exemplos de mapeamentos de códigos não paramétricos 2:1 para diferentes ganhos de desvanecimentos h_k	46
FIGURA 3.6	– Exemplos de mapeamentos de códigos não paramétricos 3:1.	47
FIGURA 3.7	– Diagrama em blocos do esquema de combinação de códigos $N:1$	48
FIGURA 4.1	– Desempenho dos esquemas analógicos $N:1$ para o canal equivalente h	51
FIGURA 4.2	– Desempenho dos mapeamentos paramétricos e não paramétricos para larguras de banda da fonte e do canal casadas ($\mu = 1$).	53
FIGURA 4.3	– Desempenho em SDR vs. σ_n^2 para $\mu = 1$ usando alfa ótimo.	54
FIGURA 4.4	– Desempenho dos mapeamentos paramétricos e não paramétricos para larguras de banda da fonte e do canal não casadas com $\mu = 2$	55
FIGURA 4.5	– Desempenho em SDR vs. σ_n^2 para $\mu = 2$ usando alfa ótimo.	56
FIGURA 4.6	– Desempenho dos sistemas paramétrico e não paramétrico para diferentes valores de expoente de perda de percurso e eficiência de conversão de energia de rádio frequência para energia em corrente contínua.	57
FIGURA 5.1	– Comparação entre o desempenho em SDR dos sistemas analógico e digital.	63

LISTA DE TABELAS

TABELA 5.1 – SDR, entropia (E), máxima variância do ruído σ_n^2 em função do número de níveis de quantização (q)	61
---	----

LISTA DE SIGLAS

AF	Amplifica-e-Encaminha, do inglês, <i>Amplify-and-Forward</i>
AM	Modulação por Amplitude, do inglês <i>Amplitude Modulation</i>
AWGN	Ruído branco gaussiano aditivo, do inglês <i>additive white gaussian noise</i>
CSI	Informação de Estado de Canal, do inglês <i>Channel State Information</i>
CSNR	Relação Sinal-Ruído do Canal, do inglês <i>Channel Signal-to-Noise Ratio</i>
HDA	Híbrido digital-analógico
i.i.d.	Independente e identicamente distribuído
MAC	Canal de Acesso Múltiplo, do inglês <i>Multiple Access Channel</i>
MAE	Erro Médio Absoluto, do inglês <i>Mean-Absolute Error</i>
ML	Máxima Verossimilhança, do inglês <i>Maximum Likelihood</i>
MMSE	Mínimo Erro Médio Quadrático, do inglês <i>Minimum Mean Square Error</i>
MSE	Erro Médio Quadrático, do inglês <i>Mean Square Error</i>
OPTA	Desempenho Ótimo Teoricamente Atingível, do inglês <i>Optimal Performance Theoretically Attainable</i>
PAM	Modulação por Amplitude de Pulso, do inglês <i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PCCOVQ	Quantização Vetorial Otimizada para Canal com Restrição de Potência, do inglês <i>Power Constrained Channel Optimized Vector Quantization</i>
pdf	Função densidade de probabilidade, do inglês <i>probability density function</i>
SDR	Relação Sinal-Distorção, do inglês <i>Signal-to-Distortion Ratio</i>
TS	Comutação no Tempo, do inglês <i>Time Switching</i>
WET	Transferência sem Fio de Energia, do inglês <i>Wireless Energy Transfer</i>
WIT	Transmissão sem Fio de Informação, do inglês <i>Wireless Information Transmission</i>
WSNs	Redes de Sensores sem Fio, do inglês <i>Wireless Sensor Networks</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

\mathbf{x}	vetor de amostras da fonte x
N	tamanho do vetor de símbolos da fonte
\mathbf{s}	vetor de símbolos do canal
K	tamanho do vetor de símbolos do canal
δ	distância entre espirais vizinhas
κ	expoente de densidade da curva
x	amostras Gaussianas da fonte
σ_x^2	energia média das amostras da fonte
s	símbolo do canal
$\mathbb{E}[\cdot]$	valor esperado
n	ruído Gaussiano aditivo
R_{sy}	correlação cruzada entre s e y
R_{yy}	autocorrelação de y
$M_\delta(\cdot)$	função de mapeamento que mapeia \mathbf{x} em θ
$T_\varphi(\cdot)$	função de transformação inversível
$\sqrt{\gamma}$	fator de normalização da potência
θ	mapeamento do vetor \mathbf{x} obtido com $M_\delta(\cdot)$
\mathbf{x}_θ	versão de \mathbf{x} na função de espiral de Arquimedes
φ	parâmetro da função $T_\varphi(\cdot)$
y	sinal recebido pelo decodificador
\hat{s}	estimação de s
$\hat{\theta}$	estimação de θ
$\hat{\mathbf{x}}$	estimação de \mathbf{x}
D	distorção entre o vetor da fonte \mathbf{x} e seu valor estimado $\hat{\mathbf{x}}$
$\ \cdot\ $	distância Euclidiana
Ω_i	região de quantização do espaço de dimensão N da fonte
c_i	valor de reconstrução para quantização escalar
$V(\cdot)$	operação de quantização
Q	número de vetores de representação \mathbf{c}_i
α	parâmetro de compartilhamento de tempo
T	período de transmissão
b	desvanecimento do canal na conexão entre o destino e a fonte
g	desvanecimento do canal na conexão entre a fonte e o destino
σ_i^2	energia média do desvanecimento Rayleigh para $i \in \{b, g, h\}$
μ	relação entre as larguras de banda da fonte e do canal
E_s	energia captada pela fonte depois da fase WET
P_d	potência de transmissão do destino
λ_c	comprimento de onda
d	distância entre os nós fonte e destino
τ	expoente de perda de percurso
η	eficiência do circuito de conversão de energia

P_s	potência de transmissão da fonte
\mathbf{n}	vetor do ruído Gaussiano aditivo
h	canal equivalente resultado do produto de b e g
$f_h(h)$	pdf aproximada de h
$\Gamma(\cdot)$	função Gamma completa
R_c	taxa de código
μ	parâmetro da taxa de código R_c
v	produto de duas variáveis aleatórias exponenciais
$f_v(v)$	pdf aproximada do produto de duas variáveis aleatórias exponenciais
i	índices dos vetores de representação e partições Ω_i
\mathbf{b}_k	dicionário de reconstrução para um desvanecimento h_k
\mathbf{a}	conjunto de dicionários \mathbf{b}_k
H	número de desvanecimentos do canal discretos h_k
h_k	desvanecimento do canal h uniformemente discretizado
$p_h(k)$	probabilidade de se obter o desvanecimento discreto h_k
\mathbf{i}	conjunto de índices i
\mathbf{p}	conjunto de partições da fonte
u_i	signal de PAM com distância unitária no espaço de dimensão unitária do canal
Δ	distância constante entre dois sinais PAM vizinhos
$\mathbf{c}_{k,j}$	vetor de reconstrução de \mathbf{b}_k referente ao índice j
λ	multiplicador de Lagrange
$f_x(\mathbf{x})$	pdf de \mathbf{x}
$\mathcal{D}_i(\mathbf{x})$	distorção de \mathbf{x} associado à partição i
$p(j i, k)$	probabilidade de receber o índice j dado que i foi transmitido pelo canal com desvanecimento h_k
$\mathcal{G}_i(\mathbf{x})$	função de custo de distorção
ε	critério de convergência do algoritmo PCCOVQ
β	fator de escala do <i>codebook</i> inicial
a_1	número de símbolos da fonte transmitidos com o codificador $L:1$
L	número de símbolos comprimidos no esquema $L:1$
a_2	número de símbolos da fonte transmitidos com o codificador $J:1$
J	número de símbolos comprimidos no esquema $J:1$
D_1	distorção considerando o esquema $L:1$
D_2	distorção considerando o esquema $J:1$
p_{opt}	parâmetro de alocação de potência otimizada
γ_1	potência média de transmissão do esquema $L:1$
γ_2	potência média de transmissão do esquema $J:1$
q	número níveis da quantização escalar
L_m	tamanho médio de palavra-código
E	Entropia

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 MOTIVAÇÃO	14
1.2 OBJETIVOS	15
1.2.1 Objetivo Geral	15
1.2.2 Objetivos Específicos	16
1.3 CONTRIBUIÇÕES	16
1.4 PUBLICAÇÕES	17
1.5 ESTRUTURA DO DOCUMENTO	17
2 CONCEITOS EM CODIFICAÇÃO ANALÓGICA	18
2.1 INTRODUÇÃO SOBRE CODIFICAÇÃO ANALÓGICA	18
2.1.1 Introdução - Codificação Paramétrica	19
2.1.2 Introdução - Codificação Não Paramétrica	20
2.2 CODIFICAÇÃO PARAMÉTRICA	22
2.2.1 Sistema Linear 1:1	23
2.2.2 Mapeamento 2:1	23
2.2.3 Mapeamentos 3:1 e 4:1	26
2.3 QUANTIZAÇÃO VETORIAL	26
2.3.1 Quantização Escalar	27
2.3.2 Quantização Vetorial	28
2.3.3 Algoritmo para Obtenção de Quantizador Vetorial LBG	29
2.3.4 Exemplo de Otimização LBG	30
3 CODIFICAÇÃO ANALÓGICA COM TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO	33
3.1 MODELO DO SISTEMA	33
3.1.1 Fase de Transferência de Energia sem Fio (WET)	34
3.1.2 Fase de Transmissão de Informação sem Fio (WIT)	35
3.1.3 OPTA (<i>Optimal Performance Theoretically Attainable</i>)	36
3.2 ESQUEMAS DE CODIFICAÇÃO ANALÓGICA	37
3.2.1 Codificação Paramétrica	37
3.2.2 Codificação Não Paramétrica	38
3.2.2.1 Transmissão no Canal AWGN	39
3.2.2.2 Transmissão no Canal com Desvanecimento	39
3.2.2.3 Processo de Otimização	41
3.2.2.4 Algoritmo de Otimização	42
3.2.2.5 Considerações de Implementação	44
3.2.2.6 Exemplos de Mapeamentos Não Paramétricos	44
3.3 COMBINAÇÃO DE CÓDIGOS	47
4 RESULTADOS	50
4.1 CÓDIGOS ANALÓGICOS $N:1$ NO CANAL COM DESVANECIMENTO	
PRODUTO DE RAYLEIGH	50
4.2 LARGURA DE BANDA DA FONTE E CANAL CASADAS	52

4.3	LARGURA DE BANDA DA FONTE E CANAL NÃO CASADAS	55
4.4	IMPACTOS DA PERDA DE PERCURSO E DA EFICIÊNCIA DE CONVERSÃO DE ENERGIA	56
5	CODIFICAÇÃO ANALÓGICA VERSUS DIGITAL	58
5.1	RESULTADOS ANALÓGICO VERSUS DIGITAL	61
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	64
6.1	TRABALHOS FUTUROS	65
	REFERÊNCIAS	67

1 INTRODUÇÃO

A codificação analógica conjunta fonte-canál é uma alternativa para os tradicionais sistemas digitais com codificadores separados para o caso de fontes analógicas discretas no tempo (FLOOR; RAMSTAD, 2006a, 2006b; HEKLAND et al., 2009; HU et al., 2011; FRESNEDO et al., 2011; HU; GARCIA-FRIAS, 2009; FLOOR et al., 2015; FULDSETH; RAMSTAD, 1997; AKYOL et al., 2014; LU; GARCIA-FRIAS, 2012; SALEH et al., 2012; BRANTE et al., 2013; FRESNEDO et al., 2012, 2013, 2014; HODGSON et al., 2014). Esta codificação pode atingir um desempenho próximo do ótimo com uma complexidade baixa e um atraso quase nulo, enquanto que os sistemas digitais precisam de blocos de tamanho mais longos para se aproximar dos limites teóricos (SHANNON, 1948). Um exemplo bem conhecido de desempenho ótimo é a transmissão de amostras Gaussianas discretas no tempo diretamente em um canal Gaussiano (AWGN, do inglês *Additive White Gaussian Noise*), considerando que a fonte e o canal possuem a mesma largura de banda (GOBLICK-JR., 1965).

Códigos analógicos são mais robustos pois apresentam alterações mais suaves de desempenho na presença de variações do canal. Um esquema de transmissão digital fixo simplesmente colapsa quando a Relação Sinal-Ruído do Canal (CSNR, do inglês *Channel Signal-to-Noise Ratio*) cai abaixo do limite projetado, além de não aumentar seu desempenho em termos de Relação Sinal-Distorção (SDR, do inglês *Signal-to-Distortion Ratio*) quando a CSNR aumenta (FLOOR; RAMSTAD, 2006a). Além de existirem códigos analógicos que não alteram a largura de banda, é possível também realizar compressão e expansão da largura de banda. A codificação analógica com compressão de largura de banda (ou de dimensão) (FLOOR; RAMSTAD, 2006a) realiza uma compressão de N símbolos da fonte em um número menor de K símbolos do canal. De forma semelhante, a codificação analógica com expansão de largura de banda aumenta o número de símbolos do canal para melhorar a SDR (ou diminuir a distorção) no destino.

Muitos trabalhos sobre codificação analógica consideram apenas o canal AWGN (FLOOR; RAMSTAD, 2006a, 2006b; HEKLAND et al., 2009; HU et al., 2011; FRESNEDO et al., 2011; HU; GARCIA-FRIAS, 2009; FLOOR et al., 2015; FULDSETH; RAMSTAD, 1997; AKYOL et al., 2010; LU; GARCIA-FRIAS, 2012), enquanto que (SALEH et al., 2012; BRANTE et al., 2013; FRESNEDO et al., 2012, 2013, 2014) consideram canais com desvanecimento Rayleigh. Na literatura encontram-se extensões para redes cooperativas (BRANTE et al., 2013), canal de acesso múltiplo (MAC, do inglês *Multiple Access Channel*) (FRESNEDO et al., 2014; FLOOR et al., 2015) e fontes Gaussianas

correlacionadas (LU; GARCIA-FRIAS, 2012; FLOOR et al., 2015), por exemplo.

A codificação paramétrica é uma das opções de códigos analógicos mais utilizada na literatura (FLOOR; RAMSTAD, 2006a, 2006b; HEKLAND et al., 2009; HU et al., 2011; FRESNEDO et al., 2011; HU; GARCIA-FRIAS, 2009; FLOOR et al., 2015; BRANTE et al., 2013; FRESNEDO et al., 2012, 2013, 2014; HODGSON et al., 2014), sendo representada por funções simples, como a função de espiral de Arquimedes. Porém, a principal inconveniente é que estes códigos paramétricos não são necessariamente ótimos. Logo, vários trabalhos (FULDSETH; RAMSTAD, 1997; LU; GARCIA-FRIAS, 2012; AKYOL et al., 2014; SALEH et al., 2012) são dedicados a esquemas de codificação analógica não-paramétrica, como o esquema de *quantização vetorial otimizada para canal com restrição de potência* (PCCOVQ, do inglês *Power Constrained Channel Optimized Vector Quantization*) (FULDSETH; RAMSTAD, 1997), onde os códigos são obtidos por meio de otimizações numéricas dos mapeamentos da fonte para o canal com o objetivo de minimizar a distorção no receptor.

Uma aplicação recente para códigos analógicos considerada na literatura é empregar um esquema híbrido digital-analógico (ABBASI et al., 2014; RUNGELER et al., 2014; RUNGELER; VARY, 2015), o qual envia símbolos com quantização escalar por meio de técnicas de modulação digital, e também seus erros de quantização por meio de um codificador analógico. Enquanto que um esquema puramente digital possui um desempenho fixo com o aumento da CSNR, o esquema híbrido consegue aumentar este desempenho aproveitando os ganhos de CSNR. Entretanto, blocos de tamanho relativamente longos ainda são necessários para aproximar os limites teóricos deste esquema, os quais implicam em atrasos consideravelmente maiores quando comparados com a codificação puramente analógica.

1.1 MOTIVAÇÃO

Devido a sua baixa complexidade, a codificação analógica tem sido estudada principalmente para redes de sensores sem fio (WSNs, do inglês *Wireless Sensor Networks*), as quais têm atraído grande interesse nos últimos anos. Uma questão importante em WSNs é a necessidade de troca de baterias em alguns cenários, a qual pode ser impraticável ou indesejável (*e.g.*, sensores implantados no corpo humano) (AKYILDIZ et al., 2002). Técnicas de transferência de energia sem fio podem ajudar neste problema prolongando a carga de baterias de WSNs. Dentre várias técnicas de captação de energia, como energia solar, vibração, etc. (MATEU; MOLL, 2005), uma estratégia promissora é captar energia de sinais de rádio

frequência. Tal energia pode ser obtida tanto de sinais de rádio frequência disponíveis no ambiente quanto de um sinal intencionalmente transmitido por um nó externamente alimentando (XIAO et al., 2015). Logo, em um contexto de WSN, um nó sorvedouro (do inglês *sink node*) externamente alimentando pode atuar como um interrogador; primeiro carregando uma área de sensores por transferência de energia sem fio, seguido pela recepção da informação destes sensores.

Neste contexto, alguns estudos recentes (ZHOU et al., 2012; ZHANG; HO, 2013) propuseram o uso de circuitos separados para a transferência sem fio de energia (WET, do inglês *Wireless Energy Transfer*) e transmissão sem fio da informação (WIT, do inglês *Wireless Information Transmission*), com estas operações multiplexadas no tempo. Esta técnica de comutação por tempo, discutida em (ZHOU et al., 2012; ZHANG; HO, 2013), foi investigada em diferentes cenários, como em redes ponto-a-ponto (LIU et al., 2013; LUO et al., 2013; WITT et al., 2014), múltiplas fontes cooperativas (MORITZ et al., 2014b, 2014a), e também redes cooperativas (NASIR et al., 2013, 2015; DING et al., 2015). Entretanto, até o conhecimento dos autores, todos os estudos com WET e WIT multiplexados no tempo empregam apenas transmissões puramente digitais. Nenhum deles considera codificação analógica.

Neste trabalho o foco é analisar o desempenho da codificação analógica conjunta fonte-canais em um cenário onde um par de nós realiza WET em uma direção e WIT na outra direção em canais com desvanecimento Rayleigh. O nó destino é considerado alimentado externamente enquanto que a fonte não é. Um exemplo prático deste cenário, e que motiva esta tese, é justamente uma WSN onde múltiplos nós sensores coletam dados como temperatura, pressão ou qualidade do ar, e constantemente os transmitem para um nó sorvedouro. Este mesmo sorvedouro pode ser alimentado e responsável por carregar múltiplos sensores utilizando WET, evitando a necessidade de trocas de baterias ou conexão à rede elétrica destes sensores. Esta topologia de rede é também conhecida como *rede de comunicação com alimentação sem fio* em (BI et al., 2015). Cenários similares mas com transmissão digital podem ser encontrados em (LUO et al., 2013; WITT et al., 2014; MORITZ et al., 2014b, 2014a).

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo Geral

Desenvolver e analisar um sistema com transferência sem fio de energia e codificação analógica com compressão de largura de banda para compensar a perda de eficiência espectral resultante da fase de transferência de energia.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Analisar numericamente o desempenho em termos de SDR dos esquemas paramétricos e não-paramétricos de codificação analógica quando se considera que a energia para a transmissão de informação é obtida por meio de transmissão sem fio de rádio frequência;
- Encontrar numericamente o parâmetro de compartilhamento de tempo que maximiza a SDR;
- Comparar o desempenho em termos de SDR dos esquemas analógicos com o desempenho teórico de um sistema digital.

1.3 CONTRIBUIÇÕES

As maiores contribuições desta tese comparados com a bibliografia são resumidos abaixo:

- Em (SALEH et al., 2012) um esquema de codificação analógico PCCOVQ é estendido para canais com desvanecimento Rayleigh, considerando uma topologia ponto-a-ponto sem WET. Estende-se ainda mais este esquema PCCOVQ para o cenário com WET onde o canal equivalente é um produto de duas variáveis aleatórias independentes com distribuição Rayleigh. Códigos paramétricos também são analisados para este canal equivalente, mostrando que os mapeamentos não paramétricos são vantajosos.
- Estudos recentes sobre transferência de energia sem fio (ZHOU et al., 2012; ZHANG; HO, 2013; LIU et al., 2013; LUO et al., 2013; WITT et al., 2014; MORITZ et al., 2014b, 2014a; NASIR et al., 2013, 2015; DING et al., 2015) consideram apenas transmissões digitais. Logo, foi estendido o esquema proposto em (ZHOU et al., 2012) empregando esquemas de codificação analógica. Como o método de avaliação do desempenho (SDR) para fontes analógicas não podem ser diretamente comparadas com os métodos de transmissões digitais em (ZHOU et al., 2012; ZHANG; HO, 2013; LIU et al., 2013; LUO et al., 2013; WITT et al., 2014; MORITZ et al., 2014b, 2014a; NASIR et al., 2013, 2015; DING et al., 2015), um sistema digital para este cenário foi também simulado para este cenário para comparar com o esquema analógico proposto.

1.4 PUBLICAÇÕES

Um artigo baseado no conteúdo desta qualificação foi publicado na revista IEEE Sensors Journal (HODGSON et al., 2016). Outros trabalhos sobre codificação analógica publicados em eventos, mas que não são diretamente relacionados com a tese são (HODGSON et al., 2014, 2015, 2017).

1.5 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

O resto deste documento está organizado da seguinte maneira. No Capítulo 2 são apresentados conceitos básicos sobre sobre codificação analógica, detalhando especificamente a codificação paramétrica, além de conceitos sobre quantização vetorial que são essenciais para o entendimento da codificação não paramétrica. O Capítulo 3 apresenta o modelo do sistema, considerando o cenário fonte-destino com as fases WET e WIT, onde é proposto um esquema para se aplicar codificação analógica. O esquema não paramétrico proposto para este cenário também é apresentado. No Capítulo 4 são apresentados alguns resultados numéricos dos esquemas propostos. No Capítulo 5 apresenta-se um sistema digital com quantização escalar que é comparado com os esquemas analógicos propostos. Finalmente, no Capítulo 6 conclui-se o trabalho.

2 CONCEITOS EM CODIFICAÇÃO ANALÓGICA

Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos sobre codificação analógica e quantização vetorial que são empregados nos Capítulos 3 a 5. Inicialmente, na Seção 2.1, apresenta-se uma introdução sucinta sobre códigos analógicos paramétricos e não paramétricos, comentando suas principais características e diferenças entre si. Em seguida, na Seção 2.2 são revisados em detalhes os esquemas de codificação analógica paramétrica utilizados nesta tese. Na Seção 2.3 são revisados também os principais conceitos sobre quantização vetorial para facilitar o entendimento dos códigos não paramétricos, os quais são detalhados no Capítulo 3 já aplicados para o caso com transmissão de energia sem fio.

2.1 INTRODUÇÃO SOBRE CODIFICAÇÃO ANALÓGICA

Em sistemas tradicionais de comunicações digitais, uma fonte de amplitude contínua é primeiramente codificada por códigos de fonte, o qual converte fontes analógicas em valores discretos (e.g., código de Huffman). Em seguida, códigos de canal que operam o mais próximo possível da capacidade do canal são aplicados. Tal separação entre codificação de fonte e de canal é ótima (SHANNON, 1948). Por fim, o sinal é transmitido no canal, por exemplo, através de modulação por amplitude de pulso (PAM, do inglês *Pulse Amplitude Modulation*).

Já a codificação analógica conjunta fonte-canal utiliza apenas um único código para codificar fontes de amplitude contínuas discretas no tempo diretamente em símbolos transmitidos no canal. Em transmissões analógicas clássicas como modulação por amplitude (AM, do inglês *Amplitude Modulation*), pode-se afirmar que o código analógico utilizado é formado apenas por um *código linear* onde o símbolo do canal antes de ser modulado é igual ao símbolo da fonte, multiplicado apenas por um ganho. O trabalho desenvolvido nesta tese aborda códigos analógicos *não lineares*, os quais são consideravelmente superiores aos códigos lineares. Mais especificamente são analisados os códigos analógicos paramétricos e não paramétricos com compressão de largura de banda do canal, os quais seguem os mesmos conceitos de (FLOOR; RAMSTAD, 2006a; FULDSETH; RAMSTAD, 1997), onde um vetor \mathbf{x} composto por N amostras da fonte, independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.) e discretas no tempo, é codificado em um vetor de símbolos do canal \mathbf{s} de tamanho K . A relação entre a largura de banda da fonte e do canal é μ , enquanto que neste trabalho considera-se que $\mu \geq 1$, ou seja, a largura de banda da fonte é maior ou igual à do canal. Logo, consideramos que $N \geq K$. A taxa do código analógico é N/K e é geralmente representado como $N : K$ na

literatura.

2.1.1 Introdução - Codificação Paramétrica

Códigos analógicos paramétricos possuem a importante característica de serem representados por funções simples, as quais podem tornar a análise matemática mais tratável. Entre os códigos analógicos, a codificação paramétrica é uma opção constantemente considerada por sua simplicidade (FLOOR; RAMSTAD, 2006a, 2006b; HEKLAND et al., 2009; HU et al., 2011; FRESNEDO et al., 2011; HU; GARCIA-FRIAS, 2009; FLOOR et al., 2015; BRANTE et al., 2013; FRESNEDO et al., 2012, 2013, 2014; HODGSON et al., 2014). A função de mapeamento paramétrica mais utilizada na literatura é a espiral de Arquimedes, dada por (FLOOR; RAMSTAD, 2006a)

$$\mathbf{x}_\theta(\theta) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\theta,1} \\ \mathbf{x}_{\theta,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\delta}{\pi} \text{abs}(\theta) \sin \theta \\ \frac{\delta}{\pi} \theta \cos \theta \end{bmatrix} \text{ para } \theta \in \mathbb{R}, \quad (2.1)$$

onde uma amostra θ é mapeada em duas amostras $\mathbf{x}_{\theta,1}$ e $\mathbf{x}_{\theta,2}$, δ é a distância entre as espirais (Figura 2.1) e $\text{abs}(\cdot)$ é a função de valor absoluto. Ou seja, pode-se utilizar esta função tanto em um código de expansão de largura de banda 1:2, mapeando um símbolo da fonte θ em dois símbolos do canal $\mathbf{x}_\theta = (\mathbf{x}_{\theta,1}, \mathbf{x}_{\theta,2})$, quanto em um código de compressão 2:1, fazendo um mapeamento inverso, como representado na Figura 2.1(a).

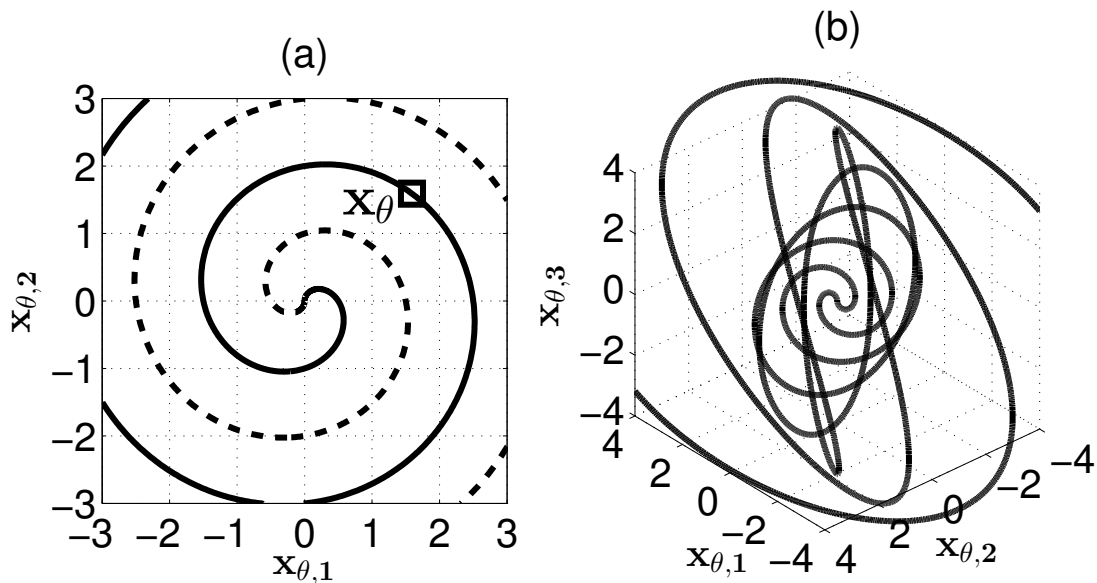


Figura 2.1: Funções paramétricas: (a) espiral de Arquimedes 2:1 para $-4\pi < \theta < 4\pi$ e (b) novelo de lâ 3:1.

Infelizmente, além da função de espiral de Arquimedes, apenas um número limitado

de esquemas de compressões paramétricos foram propostos na literatura, como os códigos com taxa de compressão 3:1 e 4:1 proposto em (FLOOR; RAMSTAD, 2006a). A compressão 3:1 utiliza uma função de Arquimedes modificada para três dimensões, representada na Figura 2.1(b), dada por

$$\mathbf{x}_\theta(\theta) = \frac{\delta}{\pi} \begin{bmatrix} \text{abs}(\theta) \cos\left(\frac{\theta^\kappa}{2\pi}\right) \sin \theta \\ \theta \sin\left(\frac{\theta^\kappa}{2\pi}\right) \sin \theta \\ \theta \cos \theta \end{bmatrix} \text{ para } \theta \in \mathbb{R}, \quad (2.2)$$

onde δ possui a mesma função que em (2.1) e κ é um parâmetro que determina a densidade da curva. Os parâmetros δ e κ são obtidos por meio de otimização numérica para cada CSNR média, a fim de se obter o melhor desempenho em SDR para cada valor de CSNR média. Ou seja, a princípio, o código analógico paramétrico se resume em sua função de mapeamento e uma tabela destes parâmetros otimizados para cada CSNR média.

A função de compressão 4:1 é dada por

$$\mathbf{x}_\theta(\theta) = \frac{\delta}{\pi} \theta \begin{bmatrix} \sin(\text{abs}(\frac{\theta^\kappa}{3\pi})) \cos(\theta) \\ \cos(\frac{\theta^\kappa}{2\pi}) \sin(\text{abs}(\theta)) \\ \sin(\text{abs}(\frac{\theta^\kappa}{2\pi})) \sin(\text{abs}(\theta)) \\ \cos(\frac{\theta^\kappa}{3\pi}) \cos(\theta) \end{bmatrix} \text{ para } \theta \in \mathbb{R}, \quad (2.3)$$

onde δ e κ também possuem as mesmas funções que em (2.2).

Nesta tese foram analisados códigos analógicos paramétricos com compressão 2:1, 3:1 e 4:1. Códigos com expansão de largura de banda, como o 1:2 proposto em (HEKLAND et al., 2009), apresentam um bom desempenho em canais AWGN. Porém, em canais com desvanecimento, o desempenho da expansão de largura de banda cai drasticamente, como detalhado em (HODGSON et al., 2014) onde foi analisado o caso com desvanecimento Rayleigh. Por este motivo, apenas códigos com compressão de largura de banda (ou compressão de dimensão) foram analisados neste trabalho.

2.1.2 Introdução - Codificação Não Paramétrica

Os esquemas paramétricos possuem a vantagem de serem representados por funções de mapeamentos com até três parâmetros, como em (2.1), (2.2) e (2.3). Entretanto, como estes mapeamentos foram inicialmente propostos para canais AWGN, eles não são ótimos para canais com desvanecimento. Por outro lado, códigos analógicos não paramétricos não podem ser representados por funções de mapeamento simples, mas apresentam menor distância em relação aos limites teóricos.

Entre outros métodos propostos para esquemas não paramétricos, neste trabalho é considerado a *quantização vetorial otimizada para canal com restrição de potência* (PCCOVQ), inicialmente proposto por (FULDSETH; RAMSTAD, 1997) para o canal AWGN. Mais tarde, os autores em (SALEH et al., 2012) estenderam para o canal com desvanecimento Rayleigh, utilizando mapeamentos otimizados no decodificador para diferentes valores de ganhos de desvanecimentos, considerando conhecimento do canal apenas no receptor, ao invés de apenas um único mapeamento no decodificador para todos os ganhos, como proposto por (FULDSETH; RAMSTAD, 1997). No esquema paramétrico com espiral de Arquimedes não é possível realizar esta otimização para diferentes ganhos de canal já que este esquema possui apenas dois ou três parâmetros para otimizar. Logo, estes poucos parâmetros precisam ser iguais tanto no codificador quanto no decodificador paramétrico. Portanto, este esquema paramétrico possui apenas *um* mapeamento otimizado no decodificador para todos os ganhos de desvanecimento do canal, como em (BRANTE et al., 2013), e o não paramétrico possui mapeamentos do decodificar otimizados para diferentes ganhos do canal (SALEH et al., 2012).

A Figura 2.2 apresenta um exemplo de código não paramétrico PCCOVQ com compressão de largura de banda 2:1, considerando uma fonte Gaussiana com 10.000 amostras. Por meio de quantização vetorial, cada vetor da fonte $\mathbf{x} = (x_1, x_2)$ é mapeado para um vetor \mathbf{c}_i que possua menor erro de quantização. Na compressão de largura de banda 2:1, dois símbolos da fonte são codificados em apenas um símbolo do canal. Logo, os símbolos do canal possuem apenas uma dimensão, os quais são representados por uma modulação PAM. Por fim, cada índice i referente a cada vetor \mathbf{c}_i é representado por um sinal da modulação PAM, como demonstrado na Figura 2.2(b).

Portanto, é possível concluir que um código analógico não paramétrico PCCOVQ é basicamente formado por um dicionário (do inglês *codebook*) composto por vetores \mathbf{c}_i . Ao contrário do esquema paramétrico que possui poucos parâmetros para serem otimizados, com os esquemas não paramétricos é possível otimizar cada um dos vetores \mathbf{c}_i , aumentando consideravelmente os graus de liberdade e, de forma análoga, a complexidade do código e de sua otimização, o que permite atingir um melhor desempenho em termos de SDR comparado com os códigos paramétricos.

É importante ressaltar que os símbolos do canal dos códigos paramétricos podem assumir, teoricamente, infinitos valores contínuos em amplitude, já que o mapeamento é uma função matemática e a fonte é considerada contínua. Já um código PCCOVQ discretiza os símbolos analógicos da fonte em Q possíveis vetores \mathbf{c}_i , os quais são mapeados para os respectivos Q sinais PAM. Ou seja, neste caso, os símbolos do canal não são mais contínuos

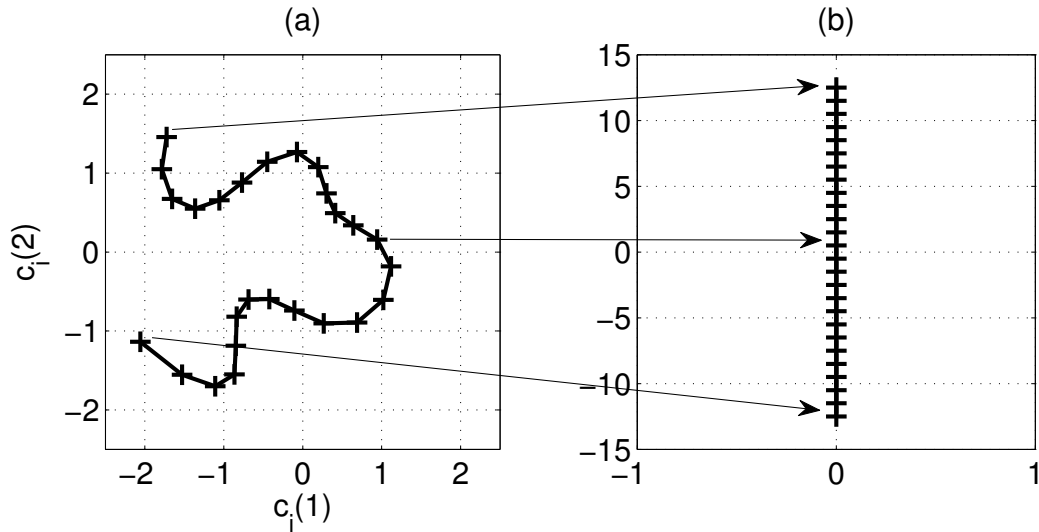


Figura 2.2: Exemplo de código não paramétrico PCCOVQ com compressão de largura de banda 2:1: (a) Espaço da fonte de duas dimensões com dicionário, (b) espaço do canal de uma dimensão com modulação PAM.

em amplitude. Porém, esse problema é contornável utilizando um valor adequado de Q para a faixa de CSNR em que o código é projetado, fazendo com que a distorção causada pelo parâmetro Q seja desprezível quando comparada com as distorções causadas pelo canal e pela quantização vetorial. Por exemplo, na Figura 2.2 o valor de $Q = 26$ é tão baixo que impacta na distorção total do código, sendo necessário um valor maior. Logo, um valor muito baixo para Q faz com que a distorção atinja um valor limite que não diminui com o aumento da CSNR, saturando a curva de SDR em um valor máximo. Por outro lado, um valor muito alto de Q aumenta consideravelmente a complexidade da otimização do código, a qual é melhor detalhada na Seção 3.2.2.

A seguir, o esquema de codificação paramétrica é revisado em detalhes. O esquema não paramétrico empregado nesta tese é detalhado no Capítulo 3, já aplicado para o cenário com transmissão de energia sem fio.

2.2 CODIFICAÇÃO PARAMÉTRICA

Considere a transmissão analógica de uma fonte Gaussiana, sem memória, de amplitude contínua e discreta no tempo x com média zero e energia média $\sigma_x^2 = 1$, sobre um canal sem fio. É também considerado que a envoltória do desvanecimento do canal h possui distribuição Rayleigh com energia média $\sigma_h^2 = 1$, e que os desvanecimentos são constantes durante a transmissão dos símbolos do canal s , onde a potência média é $\mathbb{E}[|s|^2] = 1$, onde

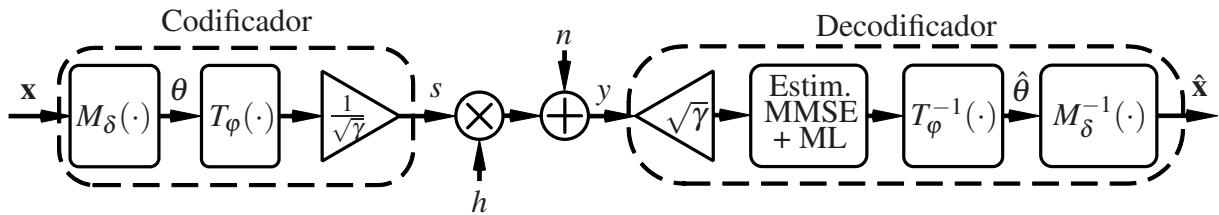


Figura 2.3: Diagrama de bloco do sistema com compressão de largura de banda paramétrica $N:1$.

$\mathbb{E}[\cdot]$ representa o valor esperado. Além disso, a informação de estado de canal (CSI, do inglês *Channel State Information*) perfeita é assumida apenas no destino.

2.2.1 Sistema Linear 1:1

Antes de detalhar os códigos paramétricos de compressão $N:1$, primeiro apresenta-se um sistema linear 1:1 onde o símbolo da fonte x é transmitido diretamente no canal sem fio sem nenhum processamento adicional. Neste caso o símbolo do canal é simplesmente $s = x$. O sinal y recebido no destino é dado por

$$y = hs + n, \quad (2.4)$$

onde n é o ruído Gaussiano aditivo com média zero e variância σ_n^2 . A estimação linear por mínimo erro médio quadrático (MMSE, do inglês *Minimum Mean Square Error*) de s no destino, assumindo CSI perfeita, é (BRANTE et al., 2013)

$$\begin{aligned} \hat{s} &= \mathbb{E}[s|y] = \frac{R_{sy}}{R_{yy}}y = \frac{\mathbb{E}[sy]}{\mathbb{E}[y^2]}y = \frac{\mathbb{E}[hs^2 + ns]}{\mathbb{E}[(hs + n)^2]}y = \frac{\mathbb{E}[hs^2] + \mathbb{E}[ns]}{\mathbb{E}[h^2s^2 + 2hsn + n^2]}y \\ &= \frac{h\mathbb{E}[s^2] + \mathbb{E}[n]\mathbb{E}[s]}{h^2\mathbb{E}[s^2] + 2h\mathbb{E}[s]\mathbb{E}[n] + \mathbb{E}[n^2]}y = \frac{h}{h^2 + \sigma_n^2}y, \end{aligned} \quad (2.5)$$

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

2.2.2 Mapeamento 2:1

O codificador 2:1 consiste nos seguintes blocos, de acordo com a Figura. 2.3:

- função de mapeamento $M_\delta(\cdot)$,
- função de transformação não linear $T_\varphi(\cdot)$,
- normalização da potência pelo fator $\sqrt{\gamma}$.

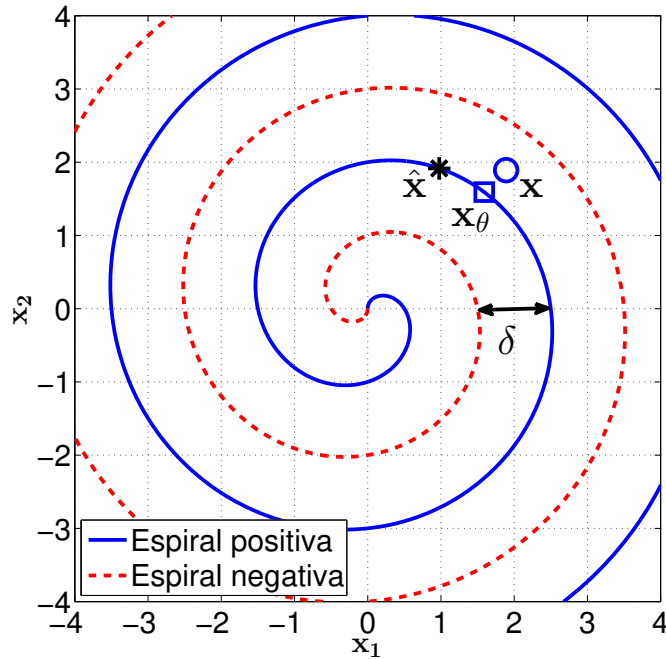


Figura 2.4: Mapeamento de $\mathbf{x} = (x_1, x_2)$ em \mathbf{x}_θ realizado pelo bloco $M_\delta(\mathbf{x})$. $\hat{\mathbf{x}}$ representa a estimacão de \mathbf{x} corrompido pelo ruído no destino.

Durante a transmissão, codifica-se inicialmente $N = 2$ amostras da fonte, $\mathbf{x} = (x_1, x_2)$, mapeando-as em apenas uma amostra θ por meio de uma otimizao numrica¹, dada por

$$\theta = M_\delta(\mathbf{x}) = \arg \min_{\theta} \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_\theta(\theta)\|^2, \quad (2.6)$$

onde $\mathbf{x}_\theta(\cdot)$  a funo de espiral de Arquimedes que mapeia θ em $\mathbf{x}_\theta = (x_{\theta 1}, x_{\theta 2})$, dada por (2.1) e repetida aqui por conveniência (FLOOR; RAMSTAD, 2006a)

$$\mathbf{x}_\theta(\theta) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\theta,1} \\ \mathbf{x}_{\theta,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\delta}{\pi} \text{abs}(\theta) \sin \theta \\ \frac{\delta}{\pi} \theta \cos \theta \end{bmatrix} \text{ para } \theta \in \mathbb{R}.$$

Ou seja, o codificador obtm numericamente o θ correspondente ao \mathbf{x}_θ com menor distância ao $\mathbf{x} = (x_1, x_2)$, como ilustrado na Figura 2.4.

Como proposto em (HU et al., 2011),  também aplicada uma funo de transformao

$$T_\varphi(\theta) = \text{sign}(\theta) |\theta|^\varphi \quad (2.7)$$

para melhorar o desempenho em SDR, otimizando numericamente o parâmetro φ , fazendo com que a distribuio dos símbolos do canal tenda ao formato de uma distribuio Gaussiana, aproximando-se, assim, ao caso ótimo de transmissão de amostras Gaussianas em um canal

¹Em (HEKLAND et al., 2009) foi proposto um modelo simples de busca do θ que minimiza (2.6).

Gaussino (GOBLICK-JR., 1965). Logo, os parâmetros δ e φ do código paramétrico 2:1 (em (2.1) e (2.7)) são otimizados numericamente para cada valor de CSNR média e são armazenados no codificador e decodificador.

Como a potência média do símbolo mapeado $T_\varphi(M_\delta(\mathbf{x}))$ varia com os parâmetros de transmissão, os quais variam com a CSNR média, é aplicado um fator de normalização $\sqrt{\gamma}$ antes da transmissão para garantir que $\mathbb{E}[|s|^2] = \mathbb{E}[|\frac{T_\varphi(M_\delta(\mathbf{x}))}{\sqrt{\gamma}}|^2] = 1$. Logo, é considerado que a fonte tenha a informação da CSNR média no destino para utilizar os parâmetros otimizados φ , δ e respectivo fator de normalização $\sqrt{\gamma}$ tanto no codificador quanto no decodificador. Após a codificação, o símbolo do canal normalizado s é transmitido pelo canal sem fio, de modo que o símbolo recebido é

$$y = hs + n. \quad (2.8)$$

Um receptor prático pode ser projetado considerando a recuperação de \mathbf{x} a partir de y utilizando tanto decodificação por máxima verossimilhança (ML) quanto por MMSE. Em (HU et al., 2011; BRANTE et al., 2013) foi mostrado que um decodificador MMSE geralmente possui um desempenho melhor que um decodificador ML, mas com o custo de uma alta complexidade, já que a estimação do MMSE faz uso tanto da distribuição de probabilidade de \mathbf{x} quanto do ruído n para estimar \mathbf{x} .

Alternativamente, o uso de um estimador linear MMSE dos símbolos recebidos y antes de um decodificador ML para esquemas compressão de largura de banda foi proposto em (FRESNEDO et al., 2013), o qual resulta em um desempenho muito próximo à do decodificador MMSE, mas com um complexidade muito menor. Logo, neste trabalho é também adotado esta técnica de decodificação ML precedida de um estimador linear MMSE.

Portanto, o decodificador proposto consiste em quatro estágios:

- desnormalização do fator de potência $\sqrt{\gamma}$,
- decodificador ML precedido de um estimador linear MMSE,
- função de transformação inversa $T_\varphi^{-1}(\cdot)$,
- função de mapeamento inversa $M_\delta^{-1}(\cdot)$.

A estimação MMSE (FRESNEDO et al., 2013) de s é similar a (2.5), dada por $\hat{s} = \mathbb{E}[s|y]$, enquanto que o símbolo decodificado $\hat{\theta}$ é obtido invertendo a função de transformação (2.7),

$$\hat{\theta} = T_\varphi^{-1}(\hat{s}) = \text{sign}(\hat{s}) |\hat{s}|^{\frac{1}{\varphi}}, \quad (2.9)$$

e $\hat{\mathbf{x}}$ é finalmente obtido simplesmente aplicando $\hat{\theta}$ na função de mapeamento \mathbf{x}_θ (2.1), de modo que

$$\hat{\mathbf{x}} = M_\delta^{-1}(\hat{\theta}) = \mathbf{x}_\theta(\hat{\theta}). \quad (2.10)$$

O desempenho dos esquemas analógicos pode ser medido pela SDR, dada por

$$\text{SDR} = \frac{\sigma_x^2}{D}, \quad (2.11)$$

onde D é a distorção, ou o erro médio quadrático (MSE, do inglês *Mean Square Error*), entre os vetores da fonte \mathbf{x} e seus valores estimados $\hat{\mathbf{x}}$, logo

$$D = \frac{\mathbb{E}[\|\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}\|^2]}{N}, \quad (2.12)$$

onde $\|\cdot\|$ denota a distância Euclidiana. De forma simplificada, pode-se considerar também que D é a distorção entre as amostras da fonte x e seus valores estimados \hat{x} , $D = \mathbb{E}[|x - \hat{x}|^2]$. A grande maioria dos estudos sobre codificação analógica utilizam MSE para calcular a distorção do código analógico. Uma exceção na literatura é (ABBASI et al., 2014), onde a distorção é obtida pelo erro médio absoluto (MAE, do inglês *Mean-Absolute Error*) com o intuito de simplificar os cálculos dos limites teóricos para fontes Laplacianas.

2.2.3 Mapeamentos 3:1 e 4:1

Os esquemas 3:1 e 4:1 foram inicialmente propostos em (FLOOR; RAMSTAD, 2006a) e possuem uma estrutura praticamente igual ao esquemático da Figura 2.3. A principal diferença está nas funções não lineares de mapeamento, dadas por (2.2) e (2.3). Uma importante observação em termos de otimização é que estes mapeamentos apresentam os mesmos parâmetros δ e φ do esquema 2:1, mas com a adição do parâmetro κ presente em (2.2) e (2.3). Ou seja, é necessário otimizar numericamente estes três parâmetros para cada valor de CSNR média.

2.3 QUANTIZAÇÃO VETORIAL

Como a codificação não paramétrica PCCOVQ é significativamente mais complexa que o esquema paramétrico, os conceitos básicos de quantização vetorial, começando pela quantização escalar, são discutidos para facilitar o entendimento do mesmo.

2.3.1 Quantização Escalar

Para melhor entender a quantização vetorial, é vista inicialmente a quantização escalar, que é o método mais simples por quantizar sinais analógicos escalares em valores discretos. Ela pode ser dividida em uniforme e não-uniforme, sendo a uniforme a forma mais simples, porém, não é a mais eficiente para todas as situações em relação à distorção da quantização. Logo, pode-se obter uma menor distorção (ou menor MSE) com uma quantização não uniforme otimizando os intervalos de quantização de acordo com a distribuição da probabilidade da fonte. O algoritmo mais conhecido para se obter uma quantização escalar não uniforme é o Lloyd-Max, onde se calcula iterativamente tanto os limites de decisão do quantizador quanto os seus valores de reconstrução (SAYOOD, 2006). No Capítulo 5 o sistema analógico proposto é comparado com um esquema digital com esta quantização escalar ótima Lloyd-Max.

A Figura 2.5 apresenta um exemplo simples de quantização escalar uniforme. Na Figura 2.5(a) é mostrada a partição $\{\Omega_0, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4\}$ (ou regiões de quantização) do quantizador. Sempre que a amostra da fonte pertencer a Ω_i , o seu respectivo valor de reconstrução (ou valor quantizado) é dado por c_i , pertencente ao dicionário $\{c_0, c_1, c_2, c_3, c_4\}$, como na Figura 2.5(b). Neste caso, cada valor de reconstrução c_i é exatamente o centro de cada Ω_i .

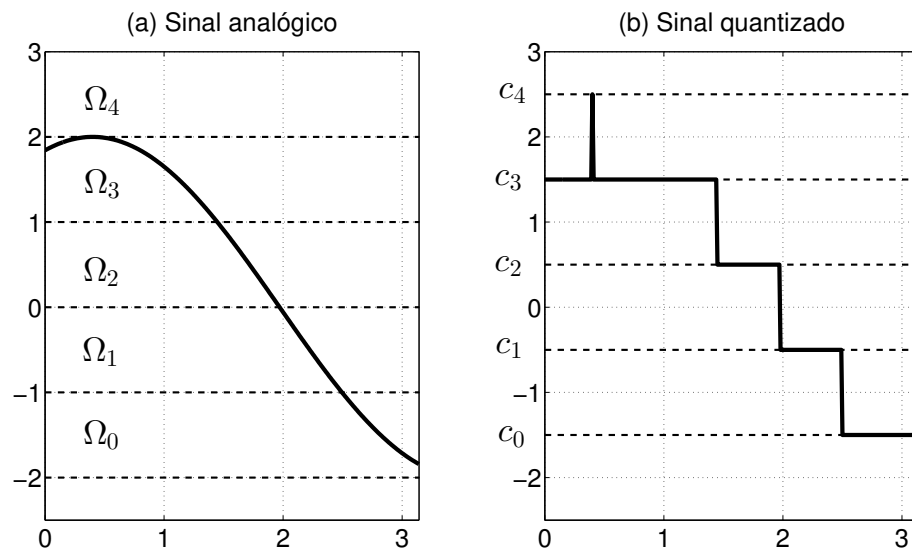


Figura 2.5: Exemplo de quantização escalar uniforme: (a) sinal antes de ser quantizado e (b) sinal quantizado.

2.3.2 Quantização Vetorial

Como o nome já diz, a quantização vetorial quantiza um bloco de amostras agrupados em vetores de dimensão N , sendo possível obter, assim, uma distorção ainda menor que a quantização escalar. Isso se deve principalmente aos seguintes motivos:

- um aumento dos graus de liberdade para definir a partição (ou cada região de quantização) em diferentes dimensões,
- sinais correlacionados se agrupam quando analisados em espaços de N dimensões, sendo possível utilizar uma partição de menor tamanho e, em consequência, uma menor distorção de quantização.

A Figura 2.6 apresenta um exemplo de quantizador vetorial para vetores com duas amostras. Supondo que cada amostra da fonte x pode variar de $-2,5$ a $2,5$, cada sequência de duas amostras x , representada por um vetor $\mathbf{x} = (x_1, x_2)$, será quantizada em apenas um vetor \mathbf{c}_i . Ou seja, de forma análoga à quantização escalar da Figura 2.5, sempre que o vetor \mathbf{x} da fonte pertencer a $\Omega_i \in \{\Omega_0, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3\}$, o seu respectivo valor de reconstrução (ou valor quantizado) é dado por $\mathbf{c}_i \in \{\mathbf{c}_0, \mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \mathbf{c}_3\}$.

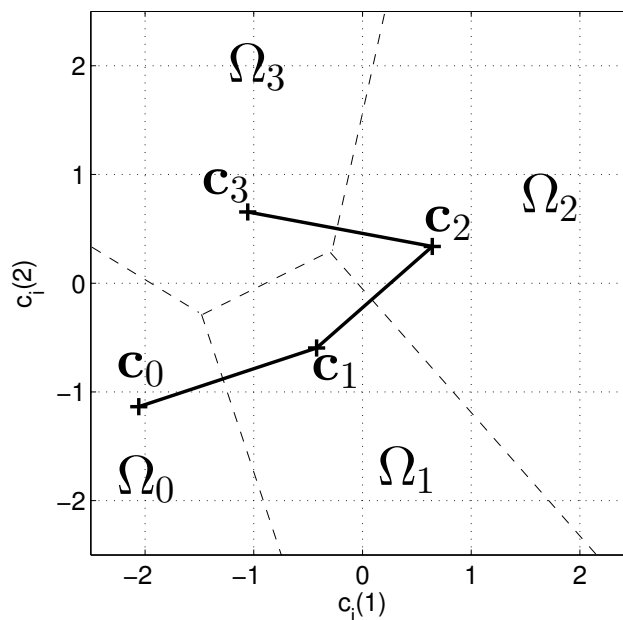


Figura 2.6: Exemplo de quantizador vetorial de duas dimensões.

Em um transmissor digital, o codificador precisa:

- encontrar a qual Ω_i pertence cada vetor de entrada da fonte \mathbf{x} ,

- alocar o índice i referente à Ω_i a este vetor da fonte, e
- transmitir este índice i no canal utilizando uma modulação como, por exemplo, PAM.

A forma mais comum de quantização vetorial consiste em buscar o vetor de reconstrução \mathbf{c}_i com menor distância euclidiana do vetor \mathbf{x} da fonte, ou seja, com menor distorção de quantização \mathcal{D}_i , dada por

$$\mathcal{D}_i = \frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{c}_i\|^2}{N}. \quad (2.13)$$

Logo, dado um vetor de entrada \mathbf{x} , ele será alocado para o índice i se

$$\mathcal{D}_i(\mathbf{x}) \leq \mathcal{D}_j(\mathbf{x}), \forall j \in \mathbf{i}, i \in \mathbf{i}, j \neq i, \quad (2.14)$$

onde \mathbf{i} é o conjunto de índices $\mathbf{i} = \{0, 1, \dots, Q-1\}$. Logo, pode-se reescrever que:

$$V(\mathbf{x}) = i \text{ se } \{\mathcal{D}_i(\mathbf{x}) \leq \mathcal{D}_j(\mathbf{x}), \forall j \in \mathbf{i}\}, i \in \mathbf{i}, \quad (2.15)$$

onde $V(\cdot)$ é a operação de quantização vetorial. Já o decodificador tem que apenas estimar o índice i transmitido no canal e reconstruir o sinal amostrado com o respectivo vetor de reconstrução \mathbf{c}_i .

2.3.3 Algoritmo para Obtenção de Quantizador Vetorial LBG

A maioria dos métodos de obtenção de quantizadores vetoriais se baseia no esquema conhecido como algoritmo Linde-Buzo-Gray (LBG) (SAYOOD, 2006), que é uma generalização do algoritmo de Lloyd utilizado na quantização escalar. Este algoritmo LBG é expandido em (FULDSETH; RAMSTAD, 1997), adicionando-se a restrição de potência de transmissão no canal para obter o algoritmo PCCOVQ, o qual é empregado nesta tese.

O algoritmo LBG consiste basicamente em duas etapas principais: calcular a partição e, em seguida, obter o respectivo dicionário repetidamente, até atingir um critério predefinido. Este algoritmo foi proposto inicialmente considerando que as distribuições de probabilidade são conhecidas, calculando-se os dicionário a partir de integrais. Porém, tais integrais são geralmente complexas de se calcular. Desta forma, é possível usar o algoritmo LBG com um conjunto de treinamento de entrada. Nesta tese, foi utilizado o algoritmo PCCOVQ com um conjunto de treinamento para gerar os códigos não paramétricos. A seguir, os passos do algoritmo LBG são resumidos para ambos casos com e sem conjunto de treinamento (SAYOOD, 2006):

1. Defina um dicionário inicial com Q vetores de reconstrução $\{\mathbf{c}_0, \mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_{Q-1}\}$.

2. Encontre a partição $\{\Omega_0, \Omega_1, \dots, \Omega_{Q-1}\}$. Cada Ω_i é considerado como todos possíveis valores de \mathbf{x} com distorção de quantização para \mathbf{c}_i menor que para outros vetores \mathbf{c}_j , dada por

$$\Omega_i = \{\mathbf{x} | \mathcal{D}_i(\mathbf{x}) \leq \mathcal{D}_j(\mathbf{x}), \forall j \in \mathbf{i}, i \in \mathbf{i}, \quad (2.16)$$

onde $\mathcal{D}_i(\cdot)$ é dado por (2.14). Para o caso com um conjunto de treinamento de entrada, cada vetor de treinamento \mathbf{x} será alocado para seu respectivo Ω_i (e, em consequência, ao seu respectivo \mathbf{c}_i), utilizando (2.16).

3. Calcule a distorção do quantizador, dada por

$$D = \sum_{i=0}^{Q-1} \int_{\Omega_i} \mathcal{D}_i(\mathbf{x}) f_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x}, \quad (2.17)$$

onde $f_x(\mathbf{x})$ é a pdf de \mathbf{x} . Para o caso com um conjunto de treinamento de entrada, calcule a distorção entre todo o conjunto de treinamento \mathbf{x} e seus respectivos vetores de reconstrução \mathbf{c}_i

$$D = \frac{\mathbb{E}[\|\mathbf{x} - \mathbf{c}_i\|^2]}{N}. \quad (2.18)$$

4. Compare a distorção com o resultado da iteração anterior. Se $D(k) - D(k-1) < \varepsilon$, sendo ε um limite predefinido, pare o algoritmo; caso contrário, continue.
5. Calcule o novo dicionário $\{\mathbf{c}_0, \mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_{Q-1}\}$ que são o centro de cada nova partição $\{\Omega_0, \Omega_1, \dots, \Omega_{Q-1}\}$. Ou então, calcule o novo dicionário $\{\mathbf{c}_0, \mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_{Q-1}\}$ com o valor médio dos vetores de treinamento alocados para cada Ω_i . Vá para o passo 2.

2.3.4 Exemplo de Otimização LBG

A Figura 2.7 apresenta um exemplo de obtenção de um quantizador vetorial de duas dimensões utilizando o algoritmo LBG para um conjunto de treinamento \mathbf{x} de 24 amostras. O algoritmo é inicializado com um dicionário $\{\mathbf{c}_0, \mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \mathbf{c}_3\}$ conforme a Figura 2.7. A partição $\{\Omega_0, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3\}$ é obtida com (2.16). Cada Ω_i pode ser representado pelas amostras de \mathbf{x} dentro de cada área delimitadas pelas linhas azuis.

Após o cálculo da distorção, o quinto passo do algoritmo consiste em atualizar o dicionário com o valor médio das amostras de \mathbf{x} alocadas para cada Ω_i , com o intuito de minimizar a distorção de quantização. A Figura 2.8 apresenta tanto o dicionário atualizado quanto a nova partição já obtida para este novo dicionário. Pode-se notar que os vetores do dicionário já estão mais próximos dos vetores de treinamento, minimizando a distorção. Além disso, as partições Ω_0 e Ω_1 estão otimizadas para melhor dividir as amostras. Na próxima

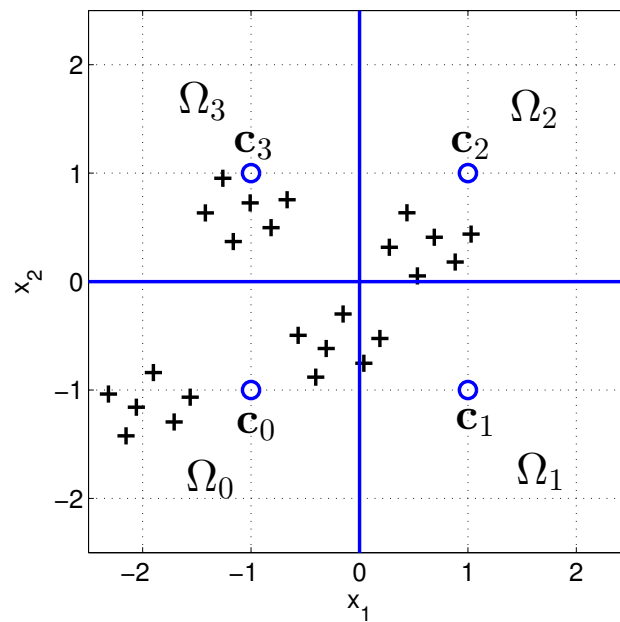


Figura 2.7: Estado inicial do quantizador vetorial com conjunto de treinamento x (+) e de inicialização do dicionário (em azul).

iteração o vetor c_0 estará exatamente no centro do grupo de amostras de x de Ω_0 , de forma similar a c_2 e c_3 . O mesmo é válido para c_1 . Em seguida, o algoritmo é encerrado pois a distorção calculada com (2.18) não diminui mais com novas iterações. O quantizador vetorial obtido é apresentado na Figura 2.6.

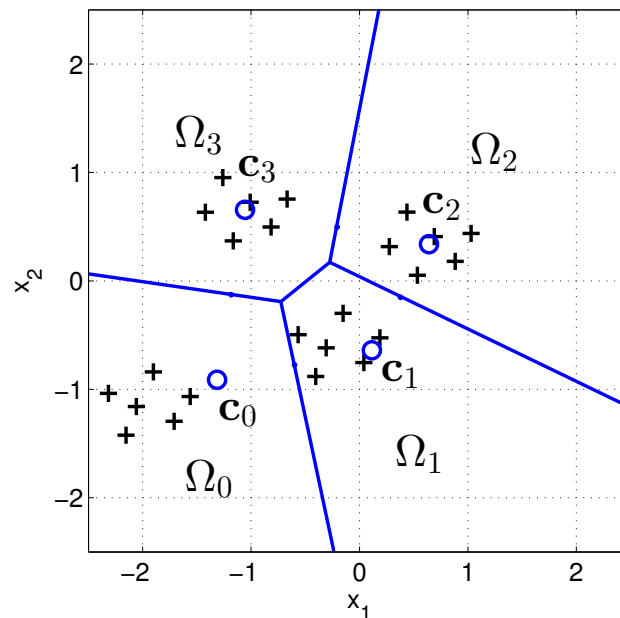


Figura 2.8: Dicionário e partição do quantizador vetorial otimizados após uma iteração do algoritmo LBG.

Este exemplo apresenta de forma gráfica a eficiência do algoritmo LBG, demonstrando como o dicionário e a partição evoluem para formas otimizadas de quantização. Além disso,

não é necessário conhecer a distribuição da fonte, sendo necessário apenas um conjunto de amostras para obter um quantizador otimizado.

O algoritmo PCCOVQ é muito similar ao LBG, e é apresentado na Seção 3.2.2 em detalhes para o canal com transferência de energia sem fio.

3 CODIFICAÇÃO ANALÓGICA COM TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO

Neste capítulo é apresentado o modelo do sistema do cenário com transferência de energia sem fio considerado nesta tese. Os esquemas de codificação analógica paramétricos e não paramétricos propostos para comprimir os símbolos da fonte são apresentados. Como existem poucas taxas de códigos analógicos na literatura, é apresentado um esquema similar ao proposto em (HU; GARCIA-FRIAS, 2009) para combinar códigos analógicos com diferentes taxas de compressão $N:1$, a fim de se obter um maior número de taxas $N:K$ disponíveis. Tais códigos combinados são necessários para analisar o desempenho do esquema analógico proposto para o cenário com transferência de energia.

3.1 MODELO DO SISTEMA

O cenário considerado é composto por um par fonte-destino, como ilustrado na Figura 3.1. O nó fonte não possui uma fonte de energia dedicada, enquanto que o nó destino é alimentado externamente. Logo, o destino precisa primeiro carregar a fonte (fase WET) antes de receber qualquer informação (fase WIT). Além disso, estas duas fases são multiplexadas no tempo durante um mesmo período de transmissão de T segundos, como ilustrado na Figura. 3.1(c), de forma similar a (ZHOU et al., 2012; NASIR et al., 2015).

Como mostrado na Figura 3.1(a), o nó de destino transfere inicialmente energia para a fonte por αT segundos, ($0 < \alpha < 1$). O processo de transferência de energia é afetado pelo desvanecimento do canal na conexão entre o destino e a fonte, cujo envelope é denotado como b . Logo, durante o tempo restante de $(1 - \alpha)T$ segundos, a fonte transmite suas informações para o destino através de um canal com envelope de desvanecimento denotado por g , de acordo com a Figura 3.1(b). O protocolo de comutação no tempo (TS) considerado é resumido na Figura. 3.1(c).

É também considerado que a fonte possui um sistema de energia híbrido, como em (OZEL et al., 2014), com um super-capacitor e uma bateria. A fonte armazena a energia de rádio frequência transferida pelo nó destino no capacitor. Esta energia do super-capacitor é utilizada completamente para a fase WIT. Como a bateria possui uma grande capacidade de armazenamento de energia, ela é responsável exclusivamente pelo consumo de energia do circuito. Ela pode ser recarregada em outro intervalo de tempo programado, por exemplo, quando não houver WIT.

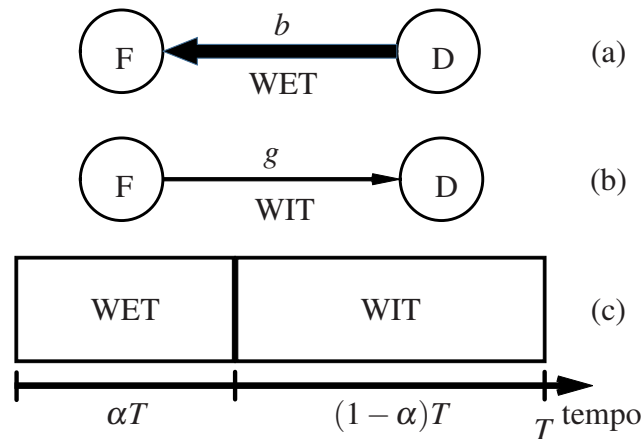


Figura 3.1: Par fonte-destino (F-D) com as fases WET e WIT: (a) o destino transfere energia para a fonte pelo canal representado por b ; (b) a fonte transmite sua informação para o destino pelo canal representado por g ; (c) o protocolo de comutação no tempo, o qual divide o período de transmissão T para ambas fases de acordo com o parâmetro α .

Além disso, é assumido que a fonte gera amostras Gaussianas sem memória x , com média zero e energia média $\sigma_x^2 = 1$. É também considerado que ambos os envelopes de desvanecimentos b e g possuam uma distribuição Rayleigh com energia média $\sigma_i^2 = 1$, $i \in \{b, g\}$, e que estes desvanecimentos são constantes durante um intervalo T e independentes um do outro. Essa independência é motivada pelo fato de que uma largura de banda deve ser reservada apenas para WET para evitar interferências com comunicações sem fio (HUANG; ZHOU, 2015). É também considerado que ambas frequências são próximas a 900 MHz, o qual também é adotado por (ZHANG; HO, 2013; DING et al., 2015). Além disso, a informação de estado de canal (CSI) perfeita é assumida apenas no destino. Reforçando, a relação entre as larguras de banda da fonte e do canal é μ , enquanto que nesta tese é considerado que $\mu \geq 1$, de modo que a largura de banda da fonte é igual ou maior que a largura de banda do canal.

3.1.1 Fase de Transferência de Energia sem Fio (WET)

Seguindo o protocolo de comutação no tempo ilustrado na Figura 3.1(c), a energia captada pela fonte depois da fase WET é obtida usando a forma simplificada de equação de Friis para transmissão no campo distante (ZHOU et al., 2012)

$$E_s = P_d \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^\tau b^2 \eta \alpha T \quad (3.1)$$

onde P_d é a potência de transmissão do destino, λ_c é o comprimento de onda, d é a distância entre os nós, τ é o expoente de perda de percurso e η é a eficiência do circuito de conversão de energia ($0 < \eta < 1$) de rádio frequência para DC (ZHOU et al., 2012). Este modelo está de

acordo com trabalhos anteriores nesta área de pesquisa (TABASSUM et al., 2015; CHEN et al., 2015; DING et al., 2015; SHIGETA et al., 2013; FARINHOLT et al., 2009).

3.1.2 Fase de Transmissão de Informação sem Fio (WIT)

Durante a fase WET, a fonte salva suas amostras de modo que elas podem ser comprimidas pelos códigos analógicos e transmitidas ao destino utilizando um número menor de símbolos do canal com o tempo restante $(1 - \alpha)T$. Logo, um vetor \mathbf{x} composto por N amostras da fonte independentes e identicamente distribuídas (i.i.d) discretas no tempo é codificado em um vetor de símbolos do canal \mathbf{s} de tamanho K (com $K \leq N$).

Em seguida, o vetor do canal \mathbf{s} , onde $\mathbb{E}[|\mathbf{s}|^2] = 1$, é transmitido pelo canal sem fio g , de modo que o destino recebe

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_s \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^\tau} g \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (3.2)$$

onde P_s é a potência de transmissão da fonte e \mathbf{n} é o vetor do ruído Gaussiano aditivo com média zero e variância σ_n^2 . A potência de transmissão da fonte depende da energia captada durante a fase WET e é dada por

$$P_s = \frac{E_s}{(1 - \alpha)T} = \frac{P_d b^2 \eta \alpha}{1 - \alpha} \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^\tau. \quad (3.3)$$

Combinando (3.2) com (3.3),

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{P_d \eta \alpha}{1 - \alpha} \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^{2\tau}} h \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (3.4)$$

onde $h = bg$ denota o canal equivalente, o qual é o produto de duas variáveis aleatórias independentes com distribuição Rayleigh. Além disso, como demonstrado em (LU et al., 2011), a função densidade de probabilidade (pdf) do produto de variáveis aleatórias independentes Rayleigh podem ser aproximadas em uma pdf de Nakagami- m modificada. Logo, de acordo com (LU et al., 2011), a pdf aproximada de h é

$$f_h(h) \approx 2 \left(\frac{\zeta}{\rho} \right)^\zeta \frac{1}{2\Gamma(\zeta)\sigma^\zeta} h^{\zeta-1} e^{-\frac{\zeta}{\rho\sigma}h}, \quad (3.5)$$

onde $\Gamma(\cdot)$ é a função Gamma completa, $\zeta = 1,6467$, $\rho = 1,5709$, $\sigma = 0,5 \sigma_h$ e $\sigma_h = \sigma_b \sigma_g$.

Finalmente, a CSNR instantânea vista no destino pode ser representada por

$$\phi = \frac{P_d \eta \alpha h^2}{(1 - \alpha) \sigma_n^2} \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^{2\tau}, \quad (3.6)$$

e a CSNR média é

$$\bar{\phi} = \mathbb{E}[\phi] = \frac{P_d \eta \alpha}{(1 - \alpha) \sigma_n^2} \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^{2\tau} \mathbb{E}[h^2] = \frac{P_d \eta \alpha \sigma_h^2}{(1 - \alpha) \sigma_n^2} \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^{2\tau}. \quad (3.7)$$

É importante ressaltar que a escolha de N e K para o código analógico impacta significativamente no desempenho em termos de SDR, já que os esquemas analógicos de compressão de banda utilizam uma compressão com perdas. Como já comentado, é empregado nesta tese um protocolo de comutação no tempo onde cada período de transmissão T é dividido entre as fases WET e WIT por meio do parâmetro α . Logo, valores altos para α implicam em mais energia captada pela fonte. Por outro lado, implica também que a taxa de código, dada por R_c , precisa ser aumentada, o que pode comprometer o desempenho em SDR. Portanto, é esperado que exista um valor ótimo para o parâmetro de comutação no tempo α que otimize a SDR. Como as amostras da fonte precisam ser mais comprimidas sempre que o parâmetro α é aumentado, a taxa de código requerida pode ser expressa em termos de α e μ como

$$R_c = \frac{\mu}{1 - \alpha}, \quad (3.8)$$

de modo que o mapeamento analógico precisa respeitar a relação $N/K = R_c$.

3.1.3 OPTA (*Optimal Performance Theoretically Attainable*)

O desempenho ótimo teoricamente atingível (OPTA) pode ser inicialmente obtido para uma transmissão ponto a ponto pelo canal equivalente h mas sem WET, a qual é calculada igualando a função de taxa de distorção à capacidade do canal (BERGER; TUFTS, 1967), dado por

$$N \log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{D} \right) = K \int_0^\infty \log_{10} \left(1 + \frac{v}{\sigma_n^2} \right) f_v(v) dv, \quad (3.9)$$

onde $\frac{v}{\sigma_n^2}$ é a CSNR instantânea no destino, $v = h^2 = b^2 \cdot g^2$ e $f_v(v)$ é a pdf aproximada do produto de duas variáveis aleatórias exponenciais, dada por (CHEN et al., 2012)

$$f_v(v) \approx \left(\frac{2\zeta}{\rho} \right)^\zeta \frac{1}{2\Gamma(\zeta)} v^{\zeta-1} e^{-\frac{2\zeta}{\rho} v^{\frac{1}{2}}}, \quad (3.10)$$

onde $\Gamma(\cdot)$, ζ e ρ são definidas como em (3.5). Portanto, para o cenário de transferência de energia e informação sem fio comutados no tempo, o OPTA pode ser calculado substituindo em (3.9):

- $\frac{v}{\sigma_n^2}$ pela CSNR instantânea no destino (3.6) e

- a quantidade de usos do canal de K por $(1 - \alpha)K$, resultando em

$$N \log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{D} \right) = (1 - \alpha)K \int_0^\infty \log_{10} \left(1 + \frac{P_d \eta \alpha v}{(1 - \alpha) \sigma_n^2} \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^{2\tau} \right) f_v(v) dv. \quad (3.11)$$

Nas simulações numéricas o OPTA é obtido isolando a SDR em (3.11):

$$\text{SDR} = \log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{D} \right) = \frac{(1 - \alpha)K}{N} \int_0^\infty \log_{10} \left(1 + \frac{P_d \eta \alpha v}{(1 - \alpha) \sigma_n^2} \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^{2\tau} \right) f_v(v) dv, \quad (3.12)$$

que, devido à sua complexidade, é resolvida por meio do métodos de Monte Carlo nesta tese, utilizando 10^6 amostras de v geradas com sua distribuição $f_v(v)$.

3.2 ESQUEMAS DE CODIFICAÇÃO ANALÓGICA

Como é investigado o impacto de diferentes parâmetros de compartilhamento de tempo α na SDR, é preciso considerar um número razoável de mapeamentos analógicos (equivalentemente, um número razoável de possibilidades para α). A fim de proporcionar um conjunto de opções para os mapeamentos de compressão $N:K$, algumas abordagens com códigos paramétricos e não-paramétricos foram propostas na literatura.

A codificação analógica paramétrica é uma opção constantemente considerada por sua simplicidade; infelizmente, além da função de espiral de Arquimedes, apenas um número limitado de esquemas de compressão paramétricos foram propostos na literatura, como os códigos com taxa de compressão 3:1 e 4:1 proposto em (FLOOR; RAMSTAD, 2006a).

Adicionalmente, na Seção 3.2.2 são considerados códigos não-paramétricos, onde é considerado o PCCOVQ, inicialmente proposto por (FULDSETH; RAMSTAD, 1997) para o canal AWGN, o qual estende-se para a distribuição de desvanecimento do canal neste cenário com transferência de energia.

Além disso, seguindo a ideia em (HU; GARCIA-FRIAS, 2009), são também combinados diferentes códigos analógicos $N:1$, com $N \in \{1, 2, 3, 4\}$, na Seção 3.3 para se obter um maior número de esquemas com taxas intermediárias $N:K$. Por exemplo, uma taxa de 5:2 pode ser obtida com a combinação adequada dos esquemas de compressão 2:1 e 3:1.

3.2.1 Codificação Paramétrica

Os esquemas de codificação paramétrica utilizados nesta tese são os mesmos revisados na Seção 2.1.1, ou seja, são os mapeamentos com taxas 2:1, 3:1 e 4:1. O sistema linear 1:1

é também incluído pois é utilizado para obter mapeamentos com taxas de compressão intermediárias entre 2:1 e 1:1 utilizando um esquema de combinação de códigos apresentado na Seção 3.3. A única alteração necessária para o cenário com transferência de energia desta tese está na estimação linear por MMSE (2.5). Como a equação do sinal recebido pelo nó destino para o caso com WET é dada por (3.4), a estimação linear por MMSE para este canal é dada por

$$\begin{aligned}
\hat{s} = \mathbb{E}[s|y] &= \frac{R_{sy}}{R_{yy}}y = \frac{\mathbb{E}[sy]}{\mathbb{E}[y^2]}y = \frac{\mathbb{E}\left[\sqrt{\frac{P_d\eta\alpha}{1-\alpha}}\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^{2\tau}hs^2 + ns\right]}{\mathbb{E}\left[\left(\sqrt{\frac{P_d\eta\alpha}{1-\alpha}}\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^{2\tau}hs + n\right)^2\right]}y \\
&= \frac{\sqrt{\frac{P_d\eta\alpha}{1-\alpha}}\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^{2\tau}h\mathbb{E}[s^2] + \mathbb{E}[n]\mathbb{E}[s]}{\mathbb{E}\left[\left(\sqrt{\frac{P_d\eta\alpha}{1-\alpha}}\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^{2\tau}hs\right)^2\right] + \mathbb{E}\left[2\sqrt{\frac{P_d\eta\alpha}{1-\alpha}}\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^{2\tau}hsn\right] + \mathbb{E}[n^2]}y \\
&= \frac{\sqrt{\frac{P_d\eta\alpha}{1-\alpha}}\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^{2\tau}h}{\frac{P_d\eta\alpha}{1-\alpha}\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^{2\tau}h^2\mathbb{E}[s^2] + \sigma_n^2}y = \frac{\sqrt{\frac{P_d\eta\alpha}{1-\alpha}}\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^{2\tau}h}{\frac{P_d\eta\alpha}{1-\alpha}\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^{2\tau}h^2 + \sigma_n^2}y.
\end{aligned} \tag{3.13}$$

3.2.2 Codificação Não Paramétrica

Para gerar códigos analógicos não paramétricos, foi empregado o método de otimização conhecido como *quantização vetorial otimizada para canal com restrição de potência* (PCCOVQ) (FULDSETH; RAMSTAD, 1997; SALEH et al., 2012). Como já comentado, apenas mapeamentos com compressão de banda (taxa $N:1$) são otimizados nesta tese, onde vetores \mathbf{x} são mapeados em um único símbolo do canal s . Taxas intermediárias $N:K$ (e.g., taxa 3:2) são obtidas a partir da combinação de esquemas $N:1$, como na Seção 3.3.

Para facilitar o entendimento do algoritmo de otimização PCCOVQ, é primeiro detalhado o processo de transmissão utilizando esta codificação analógica para o canal AWGN, como em (FULDSETH; RAMSTAD, 1997; LU; GARCIA-FRIAS, 2012). Em seguida, o esquema PCCOVQ é estendido para o modelo de canal com desvanecimento desta tese, detalhando o processo de transmissão e, por fim, o algoritmo de otimização.

3.2.2.1 Transmissão no Canal AWGN

O quantizador vetorial do esquema PCCOVQ para o canal AWGN é representado por um dicionário \mathbf{b} de Q vetores de representação \mathbf{c}_i em um espaço de dimensão N , logo $\mathbf{b} = \{\mathbf{c}_0, \mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_{Q-1}\}$, como nas Figuras 2.2 e 3.2 para o caso 2:1 (ou $N = 2$). As principais etapas da transmissão em canal AWGN são apresentadas de forma sucinta a seguir:

- Cada vetor de amostras da fonte $\mathbf{x} = (x_0, \dots, x_{N-1})$ de dimensão N é mapeado ao \mathbf{c}_i com menor distorção de quantização, o qual representa um índice i .
- Logo, cada índice i corresponde a um sinal de modulação por amplitude de pulso (PAM) no espaço do canal de uma dimensão com Q possíveis amplitudes, ou Q -PAM (Figura 2.2).
- A partir do sinal recebido, o decodificador estima o índice j e a estimativa de \mathbf{x} é $\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{c}_j$.

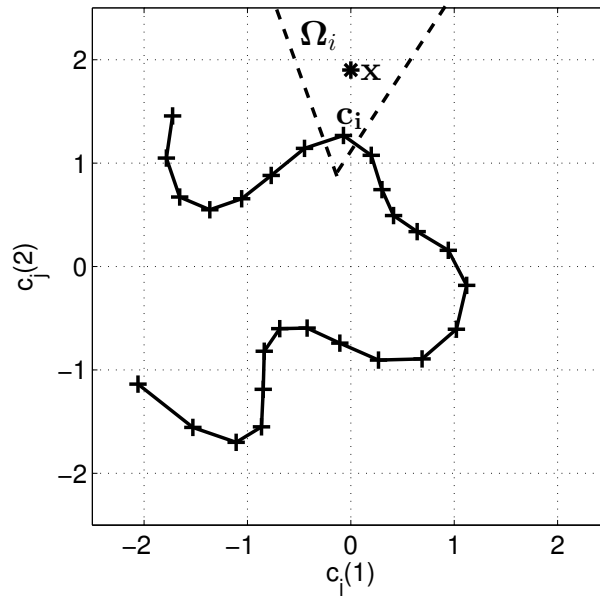


Figura 3.2: Exemplo de quantização vetorial de um vetor \mathbf{x} da fonte com um código PCCOVQ 2:1 para o canal AWGN. O índice i é selecionado para o vetor \mathbf{x} , já que \mathbf{x} pertence à Ω_i .

3.2.2.2 Transmissão no Canal com Desvanecimento

Dada a CSI perfeita no receptor, é considerado que o decodificador não possui apenas um dicionário \mathbf{b} para reconstruir os símbolos da fonte codificados, como no caso do canal AWGN, mas diferentes dicionários \mathbf{b}_k otimizados para diferentes CSNR instantâneas, similar a (SALEH et al., 2012) e detalhado na Seção 3.2.2.3. Portanto, um conjunto de dicionários

$\mathbf{a} = \{\mathbf{b}_0, \mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_{H-1}\}$ são otimizados para um número H de desvanecimentos do canal discretos h_k (*i.e.* para um conjunto de CSNR instantâneas) e suas respectivas probabilidades $p_h(k)$. O desvanecimento h também é discretizado em h_k por meio de uma quantização uniforme, similar a (SALEH et al., 2012). Porém, essa quantização implica em um maior número H de desvanecimentos do canal discretos h_k quando comparado com um método de quantização escalar superior, como o Lloyd-Max. Entretanto, foi utilizada a quantização uniforme para simplificar o algoritmo proposto.

Em um esquema PCCOVQ $N:1$, o vetor $\mathbf{x} = (x_0, x_2, \dots, x_{N-1})$ de dimensão N é mapeado para apenas um índice discreto i do conjunto de índices $\mathbf{i} = \{0, 1, \dots, Q-1\}$. Para realizar esta alocação de índice, ou melhor, a quantização vetorial dos símbolos da fonte, o codificador primeiro particiona o espaço da fonte de dimensão N em Q regiões de quantização Ω_i , obtendo assim uma partição $\mathbf{p} = \{\Omega_0, \Omega_1, \dots, \Omega_{Q-1}\}$. Esta partição do espaço da fonte é obtida a partir dos vetores de representação \mathbf{c}_i .

Para o canal AWGN, a partição é obtida a partir de apenas um dicionário \mathbf{b} , como ilustrado nas Figuras 3.2 e 2.6. Porém, no canal com desvanecimento, o decodificador possui diferentes dicionários \mathbf{b}_k otimizados para diferentes desvanecimentos h_k . Além disso, como não é assumido CSI no transmissor, a partição \mathbf{p} do codificador é a mesma para todos os desvanecimentos h_k . Portanto, a partição \mathbf{p} do codificador é obtida considerando todos os dicionários \mathbf{b}_k do decodificador, o que é detalhado na Seção 3.2.2.4.

Logo, é importante ressaltar que foram considerados:

- um codificador com apenas uma partição \mathbf{p} (ou apenas um mapeamento entre fonte e canal), já que não possui CSI,
- e um decodificador formado por vários dicionários $\mathbf{a} = \{\mathbf{b}_0, \mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_{H-1}\}$, onde cada \mathbf{b}_k é otimizado para cada desvanecimentos h_k , assumindo a CSI no receptor.

Portanto, o índice i é selecionado sempre que $\mathbf{x} \in \Omega_i$ no espaço de dimensão N da fonte. Em seguida, o codificador seleciona o símbolo do canal correspondente $s = \Delta \cdot u_i$, onde u_i é um sinal de modulação por amplitude de pulso (PAM) com distância unitária no espaço unidimensional do canal, como na Figura 2.2(b), e Δ é a distância constante entre dois símbolos vizinhos. Este parâmetro Δ é otimizado em conjunto com \mathbf{p} e \mathbf{a} para cada CSNR média na Seção 3.2.2.4.

Em seguida, o símbolo s é transmitido pelo canal equivalente sem fio e é corrompido pelo ruído com variância σ_n^2 e pelo desvanecimento h , dado por (3.4), repetido aqui por

conveniência

$$y = \sqrt{\frac{P_d \eta \alpha}{1 - \alpha} \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^{2\tau}} h s + n.$$

No lado do receptor, assumindo CSI perfeita, a estimação por ML de s é

$$\hat{s} = \frac{y}{h} \sqrt{\frac{1 - \alpha}{P_d \eta \alpha} \left(\frac{4\pi d}{\lambda_c} \right)^{2\tau}}. \quad (3.14)$$

É importante ressaltar que o esquema PCCOVQ utiliza um estimador ML para o processo de otimização, o qual é diferente da estimação linear MMSE em (2.5).

Como o decodificador estima o desvanecimento do canal h_k mais provável utilizando o conhecimento da CSI instantânea, ele seleciona um dicionário $\mathbf{b}_k \in \mathbf{a} = \{\mathbf{b}_0, \mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_{H-1}\}$ otimizado para este desvanecimento específico do canal h_k . Finalmente, o índice j que minimiza $\|\hat{s} - \Delta u_j\|^2$ é selecionado, correspondente ao vetor de reconstrução $\mathbf{c}_{k,j}$; logo $\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{c}_{k,j}$, onde $\mathbf{c}_{k,j} \in \mathbf{b}_k = \{\mathbf{c}_{k,0}, \mathbf{c}_{k,1}, \dots, \mathbf{c}_{k,Q-1}\}$.

3.2.2.3 Processo de Otimização

Conforme discutido em (FULDSETH; RAMSTAD, 1997), o objetivo do algoritmo PCCOVQ é obter um quantizador vetorial que minimiza a distorção (ou MSE) com uma restrição de potência utilizando o multiplicador de Lagrange λ (EVERETT, 1963). Ou seja, otimizações realizadas para diferentes valores de λ resultam em códigos não paramétricos otimizados para diferentes valores de potência média P_s e, em consequência, de CSNR média. Como a potência média da fonte P_s não é fixa, pois só é conhecida após a otimização do código (já que esta potência depende do parâmetro a ser otimizado Δ), otimizar o código minimizando apenas a distorção sem a restrição de potência resultará em um código com potência infinita e distorção próxima de zero. Logo, o problema de otimização do PCCOVQ consiste em encontrar uma partição \mathbf{p} , um dicionário \mathbf{a} e um parâmetro Δ que minimize a distorção D da fonte, restringindo a potência média P_s , dado por

$$\min_{\{\mathbf{p}, \mathbf{a}, \Delta\}} = [D(\mathbf{p}, \mathbf{a}, \Delta) + \lambda P_s], \quad (3.15)$$

onde $D(\mathbf{p}, \mathbf{a}, \Delta)$ é a distorção total da fonte, dado por

$$D(\mathbf{p}, \mathbf{a}, \Delta) = \frac{\mathbb{E}[\|\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}\|^2]}{N} = \sum_{i=0}^{Q-1} \int_{\Omega_i} \mathcal{D}_i(\mathbf{x}) f_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x}, \quad (3.16)$$

onde $f_x(\mathbf{x})$ é a pdf de \mathbf{x} , $\mathcal{D}_i(\mathbf{x})$, dado por

$$\mathcal{D}_i(\mathbf{x}) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{Q-1} \sum_{k=0}^{H-1} p_h(k) p(j|i, k) \|\mathbf{x} - \mathbf{c}_{k,j}\|^2, \quad (3.17)$$

é a distorção de \mathbf{x} associada à partição i , $p_h(k)$ é a probabilidade do desvanecimento h_k e $p(j|i, k)$ é a probabilidade de receber o índice j dado que i foi transmitido pelo canal com desvanecimento h_k . Finalmente, P_s em (3.15) é a potência média da fonte

$$P_s = \frac{\Delta^2}{K} \sum_{i=0}^{Q-1} \|u_i\|^2 \int_{\Omega_i} f_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x}. \quad (3.18)$$

Observa-se que o cálculo da distorção $\mathcal{D}_i(\mathbf{x})$ utilizado pelo algoritmo LBG da Seção 2.3.2 é muito mais simples que (3.17). No LBG é calculada a distorção $\mathcal{D}_i(\mathbf{x})$ para um único vetor de reconstrução \mathbf{c}_i . Já (3.17) calcula a soma da distorção para todos vetores $\mathbf{c}_{k,j}$ multiplicados pela sua probabilidade para cada $\mathcal{D}_i(\mathbf{x})$.

3.2.2.4 Algoritmo de Otimização

Como não é possível otimizar \mathbf{p} , \mathbf{a} e Δ ao mesmo tempo, a minimização de (3.15) pode ser obtida por um algoritmo generalizado de Lloyd modificado (ou algoritmo LBG) (LINDE et al., 1980), conforme apresentado na Seção 2.3.2, o qual consiste em fixar todos os parâmetros do código com exceção de apenas um que é otimizado, *e.g.*, fixar \mathbf{p} e \mathbf{a} enquanto otimiza Δ . Em seguida otimiza-se apenas \mathbf{p} , e assim por diante. Logo, a otimização do algoritmo PCCOVQ consiste em quatro passos:

- i.) Inicialização: Considere valores de λ e Δ iniciais e um conjunto inicial de dicionários \mathbf{a} conforme detalhado na Seção 3.2.2.5.
- ii.) Otimize a partição \mathbf{p} : a partição ótima que minimiza (3.15) é

$$\Omega_i = \{\mathbf{x} | \mathcal{G}_i(\mathbf{x}) \leq \mathcal{G}_j(\mathbf{x}), \forall j \in \mathbf{i}\}, i \in \mathbf{i} \quad (3.19)$$

onde $\mathcal{G}_i(\mathbf{x})$, dado por

$$\mathcal{G}_i(\mathbf{x}) = \mathcal{D}_i(\mathbf{x}) + \lambda \frac{\Delta^2}{K} \|u_i\|^2, \quad (3.20)$$

é a *função de custo de distorção* e $\mathcal{D}_i(\mathbf{x})$ é dado por (3.17). Observe que o primeiro termo da soma de (3.20) é a *restrição de distorção* $\mathcal{D}_i(\mathbf{x})$, e o segundo termo é a *restrição de potência*, dado por $\lambda \frac{\Delta^2}{K} \|u_i\|^2$. Analisando o exemplo da Figura 3.3, supondo que o vetor \mathbf{x} possui a mesma distorção $\mathcal{D}_i(\mathbf{x})$ para $i = 0$ e $i = 1$, este vetor será alocado para o índice i

com o símbolo do canal com menor amplitude. Neste exemplo, \mathbf{x} é alocado para Ω_1 já que $|u_1| < |u_0|$.

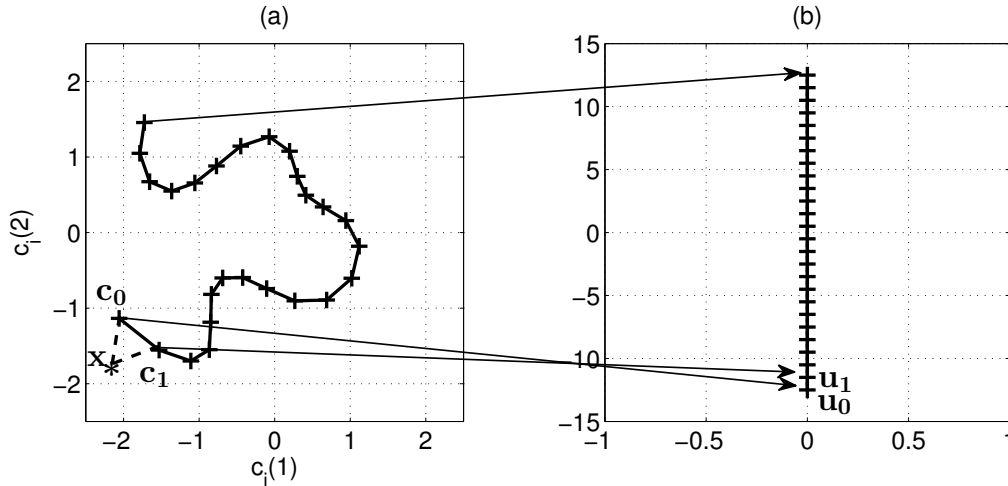


Figura 3.3: Representação gráfica da função de custo $\mathcal{G}_i(\mathbf{x})$ da otimização do código PCCOVQ.

iii.) Otimize o conjunto de dicionários \mathbf{a} : Dado Δ e a partição \mathbf{p} atualizada, o dicionário ótimo \mathbf{a} é (SALEH et al., 2012)

$$\mathbf{c}_{k,j} = \frac{\sum_{i=0}^{Q-1} p(j|i,k) \int_{\Omega_i} \mathbf{x} f_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x}}{\sum_{i=0}^{Q-1} p(j|i,k) \int_{\Omega_i} f_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x}}, j \in \mathbf{i}. \quad (3.21)$$

Para o caso de vetores de treinamento considerado nesta tese, o termo $\int_{\Omega_i} \mathbf{x} f_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x}$ é substituído pela soma dos vetores de treinamento \mathbf{x} que foram alocados para Ω_i no passo anterior. O termo inferior $\int_{\Omega_i} f_x(\mathbf{x}) d\mathbf{x}$ também é substituído pela quantidade de vetores de treinamento \mathbf{x} que foram alocados para Ω_i .

iv.) Otimize Δ :

Δ é numericamente otimizado por meio de um método iterativo não linear sem restrições², o qual minimiza a função custo de distorção $\mathcal{G}_i(\mathbf{x})$ (distorção com restrição de potência) de todo o código.

v.) Repita ou pare:

Se a diferença entre o resultado da função custo de distorção (3.20) da iteração atual e da iteração anterior é menor que um critério de convergência ε , então pare. Caso contrário, repita todos os quatro passos novamente.

²Uma opção de implementação para uma otimização não linear sem restrições, utilizada por todos os resultados numéricos deste trabalho, é a função `fminsearch` do Matlab[®].

3.2.2.5 Considerações de Implementação

Otimizações com altos valores de λ aumentam a restrição de potência em (3.15), e geram códigos para uma potência média P_s baixa, ou CSNR média baixa. A fim de implementar o algoritmo de uma forma mais eficiente, é seguido um procedimento similar ao realizado em (FULDSETH; RAMSTAD, 1997), de modo que o sistema é inicialmente otimizado para um valor de CSNR média muito baixa usando um alto valor para λ (perto de 0, 2). Além disso, o conjunto de dicionários inicial \mathbf{a} utilizado é uma função rampa simples em cada uma das dimensões N do espaço da fonte, dado por

$$\mathbf{c}_{k,i}(r) = \beta u_i, \quad (3.22)$$

onde $\mathbf{c}_{k,i}(r)$ é o r -ésimo componente referente a cada uma das N dimensões do vetor do vetor $\mathbf{c}_{k,i}$, e β é um fator de escala. Depois da otimização para o primeiro valor de λ , é possível calcular com (3.18) para qual valor de P_s este código inicial foi otimizado. Em seguida diminui-se o valor de λ e otimiza-se um novo código para um valor mais alto de CSNR média, utilizando os resultados da última otimização (últimos valores de \mathbf{p} , \mathbf{a} e Δ) como condição inicial. Esse procedimento é repetido para todas otimizações seguintes, reduzindo λ e obtendo códigos para valores mais altos de CSNR média. Como a variância do ruído é fixada em $\sigma_n^2 = 1$, nata-se que a CSNR média depende apenas de P_s obtido com (3.18) depois de cada otimização. Por fim, a SDR é calculada aplicando (3.16) em (2.11), repetida aqui por conveniência

$$\text{SDR} = \frac{\sigma_x^2}{D}. \quad (3.23)$$

3.2.2.6 Exemplos de Mapeamentos Não Paramétricos

A fim de obter um entendimento adicional sobre como funciona o processo de otimização do codificador e do decodificador não paramétrico, a Figura 3.4 apresenta alguns exemplos de dicionários não paramétricos propostos com compressão de dimensão 2:1, otimizados para envelope de desvanecimento $h_k = 1,0$ e quatro valores de CSNR média. Neste exemplo foram realizadas um total de 34 otimizações variando o multiplicador de Lagrange λ de 0,35 a $1,9 \cdot 10^{-6}$, obtendo-se, assim, códigos otimizados para CNSR média de -12 a 40 dB. É importante ressaltar que foram obtidos mapeamentos para diferentes valores de h_k em cada otimização, e a Figura 3.4 apresenta apenas os dicionários para $h_k = 1,0$. Pela Figura 3.4(a) é possível notar um mapeamento similar a função rampa utilizada para inicializar a otimização. Já as Figuras 3.4(b)-(d) apresentam a transformação do mapeamento para maiores valores de CSNR média.

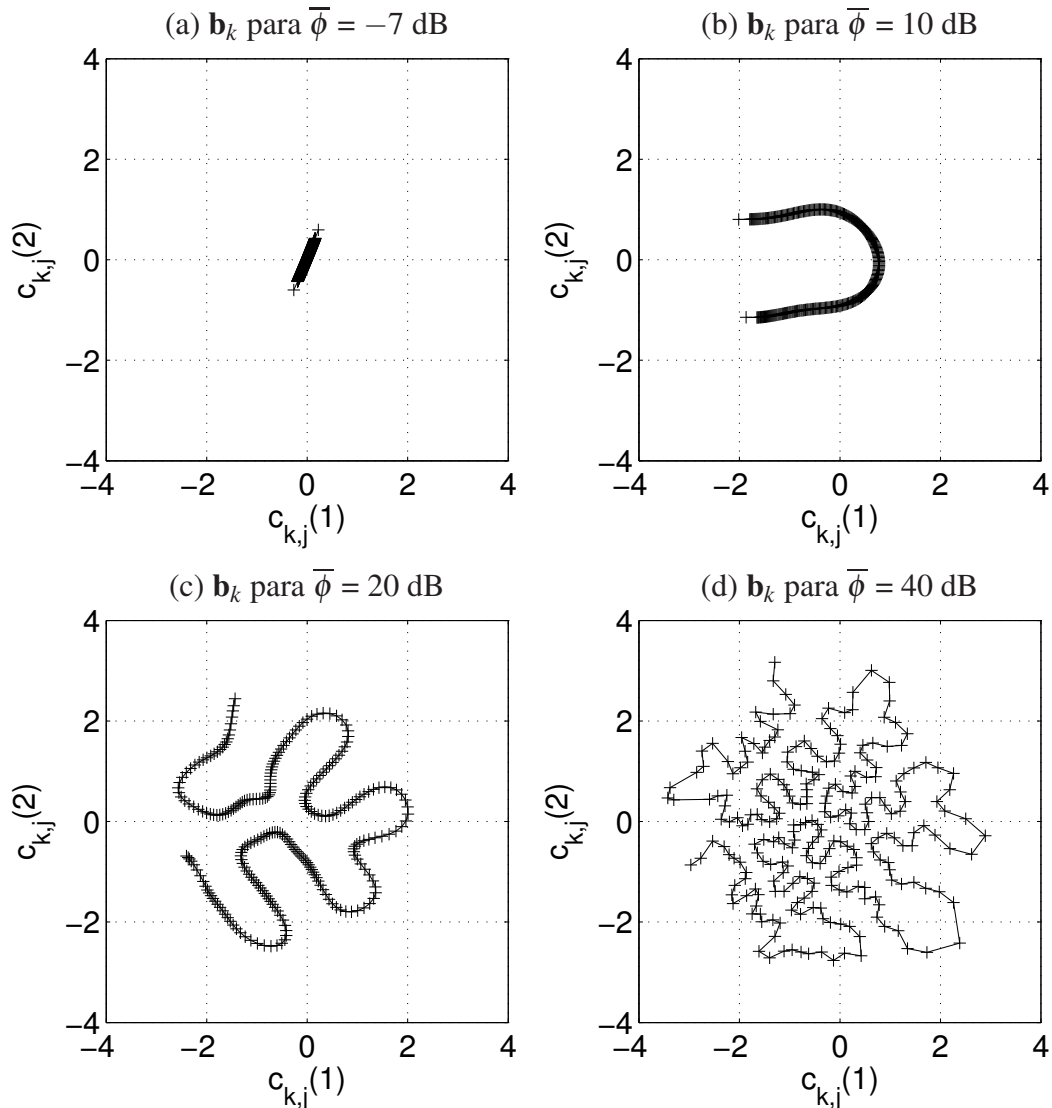


Figura 3.4: Mapeamentos do decodificador para o esquema não paramétrico com compressão de dimensão 2:1 otimizado para envelope de desvanecimento $h_k = 1,0$ e CSNR média ($\bar{\phi}$): (a) -7 dB, (b) 10 dB, (c) 20 dB e (d) 40 dB.

A Figura 3.5 apresenta exemplos de dicionários não paramétricos otimizados para CSNR média de 35 dB e quatro ganhos de desvanecimento h_k . No caso da Figura 3.5(a), como o canal é muito mais ruidoso ($h_k = 0,07$) que nas outras figuras, é esperado um grande erro de estimação do índice i recebido pelo decodificador por este canal. Porém, um alto erro de estimação do índice i para este decodificador da Figura 3.5(a) provoca uma distorção muito menor que os decodificadores das outras figuras, já que os vetores $c_{k,j}$ da Figura 3.5(a) estão muito mais próximos um do outro. E, ao mesmo tempo, o dicionário da Figura 3.5(a) possui alguma semelhança com os outros mapeamentos do codificador da Figura 3.5(b)-(d).

Como o codificador é assumido sem CSI, ele possui apenas uma partição \mathbf{p} otimizada

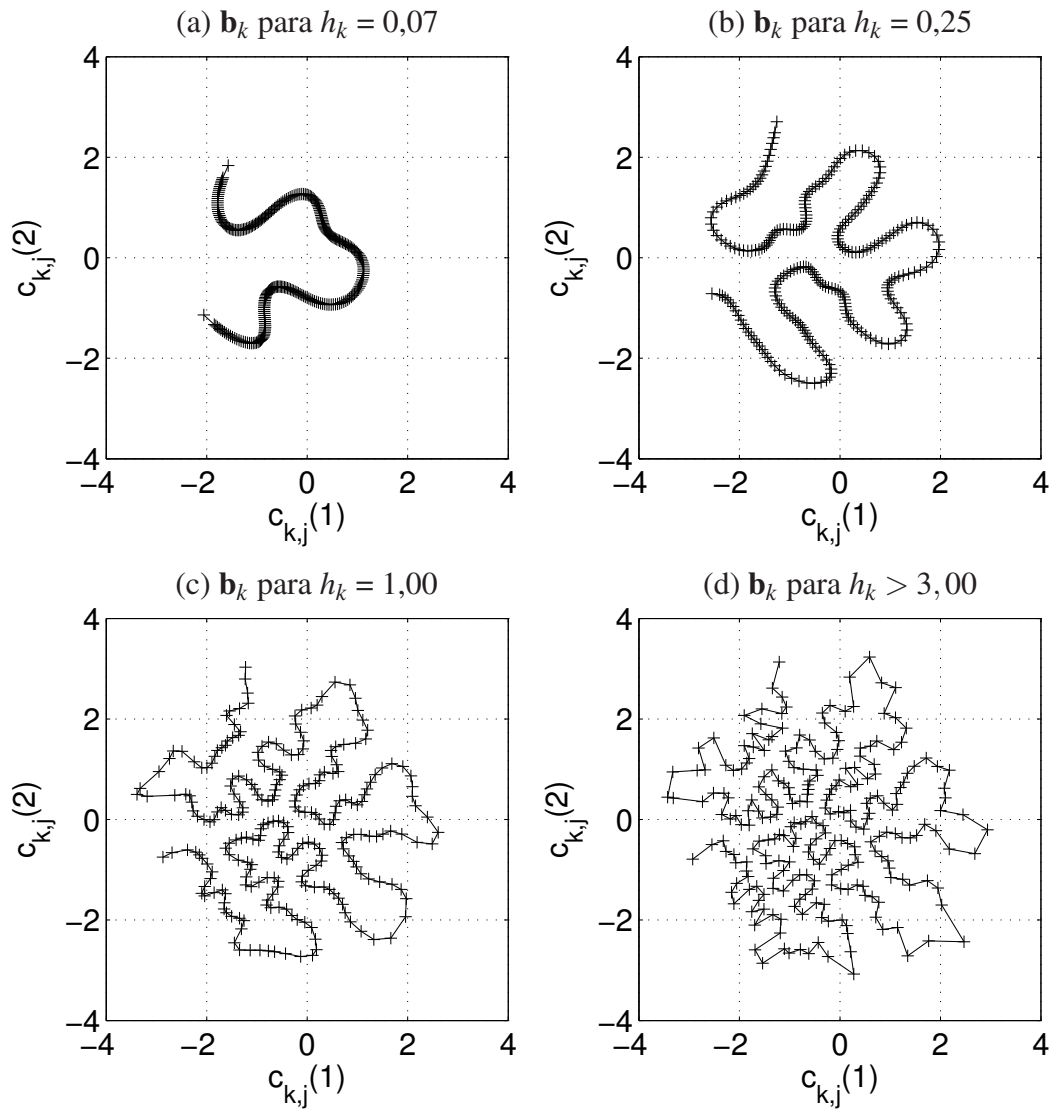


Figura 3.5: Mapeamentos do decodificador para o esquema não paramétrico com compressão de dimensão 2:1 otimizado para CSNR média de 35 dB, e envelope h_k : (a) 0,07, (b) 0,25, (c) 1,0 e (d) maior que 3,0.

para todos desvanecimentos do canal, obtida em 3.19, e, em consequência, é otimizada para todos os dicionários \mathbf{b}_k . É possível obter um mapeamento do codificador utilizando os mesmos vetores de treinamento empregados na geração do código. Durante a otimização do código, cada vetor de treinamento é alocado para uma região de quantização Ω_i . Logo, é possível obter cada vetor do mapeamento do codificador calculando a *média dos vetores de treinamento* alocados para cada Ω_i , de forma similar ao cálculo dos vetores \mathbf{c}_2 e \mathbf{c}_3 da Figura 2.8, os quais também representam o valor médio dos vetores de treinamento das respectivas regiões de quantização Ω_2 e Ω_3 .

Considerando os dicionários da Figura 3.5, o mapeamento do codificador não é

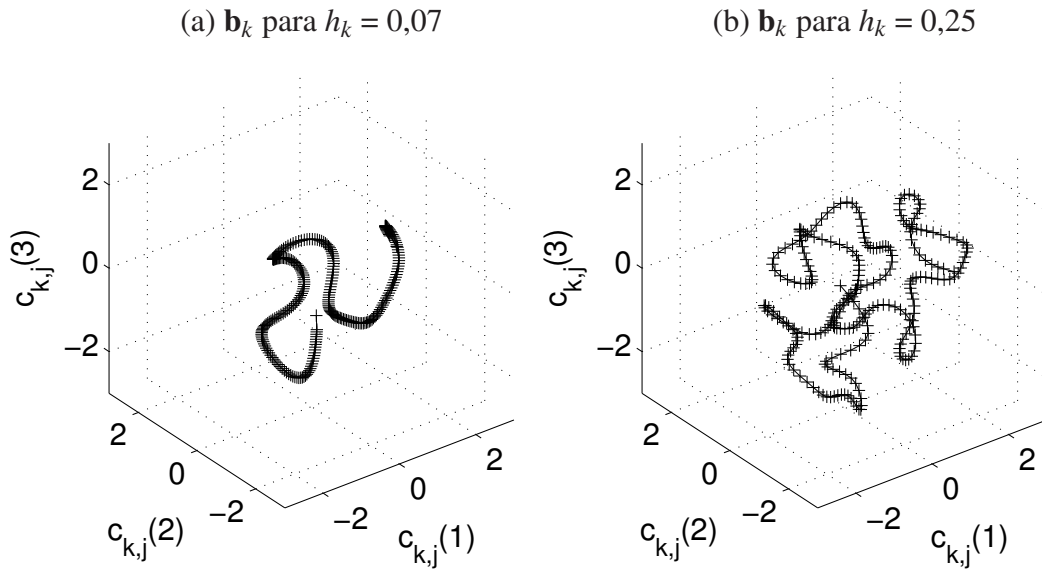


Figura 3.6: Mapeamentos do decodificador para o esquema não paramétrico com compressão de dimensão 3:1 otimizados para CSNR média de 35 dB, e ganhos de desvanecimento h_k : (a) 0,07 e (b) 0,25.

apresentado nesta tese pois ele é praticamente idêntico ao representado pela Figura 3.5(d). Portanto, conclui-se que o algoritmo otimiza a partição do codificador para um alto valor de desvanecimento. Caso o canal sofra um desvanecimento profundo (h_k baixo) durante a transmissão, é função do decodificador utilizar um mapeamento mais simples e otimizado para este desvanecimento. O mapeamento do codificador não paramétrico para canais com desvanecimento não foi apresentado antes na literatura. Este resultado não é surpreendente pois se o codificador utilizasse um mapeamento mais simples, como o da Figura 3.5(b) ou 3.5(c), não adiantaria o decodificador utilizar um mapeamento mais complexo como na Figura 3.5(d) para altos valores de envelope do canal ($h_k > 3$). Nesta situação de baixa distorção do canal, o ideal é que os mapeamentos sejam iguais para não gerar distorção na estimação de \mathbf{x} .

A Figura. 3.6 apresenta dois exemplos de dicionários não paramétricos \mathbf{b}_k com compressão de dimensão 3:1, também otimizados para CSNR média de 35 dB. Pelas figuras, se pode observar que se obtém mapeamentos com um formato de C, similar aos mapeamentos das figuras do 2:1 (Fig. 3.5). Tal formato permite mapeamentos simples para baixos ganhos de desvanecimentos ou mais esticados e complexos para altos ganhos de desvanecimentos.

3.3 COMBINAÇÃO DE CÓDIGOS

Códigos analógicos paramétricos ou não paramétricos com taxas intermediárias $N:K$ podem ser obtidas por meio da combinação de esquemas, como os códigos $N:1$ desta tese,

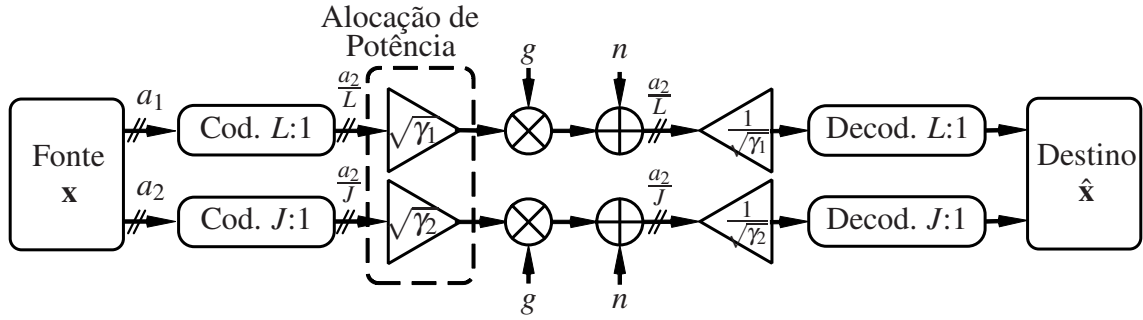


Figura 3.7: Diagrama de bloco do esquema analógico paramétrico que combina dois códigos $L:1$ e $J:1$ para obter um código com taxa combinada $N:K$.

segundo o procedimento proposto em (HU; GARCIA-FRIAS, 2009). Em (HU; GARCIA-FRIAS, 2009), foram combinados esquemas analógicos 1:1 e 2:1. Nesta tese, o esquema de combinação é generalizado para códigos de compressão $L:1$ e $J:1$. Por exemplo, uma taxa de 5:2 pode ser obtida com a combinação dos esquemas de compressão 2:1 e 3:1. A Figura 3.7 descreve o sistema proposto. A taxa combinada $N:K$ pode ser expressa como

$$(a_1 + a_2) : \left(\frac{a_1}{L} + \frac{a_2}{J} \right), \quad (3.24)$$

onde a_1 é o número de símbolos da fonte transmitidos utilizando o esquema $L:1$ (ou um esquema $a_1:a_1/L$) e a_2 é o número de símbolos da fonte transmitidos com o codificador $J:1$. O codificador e o decodificador da Figura 3.7 são os mesmos da Figura 2.3. Como um exemplo, um código 20:19 pode ser obtido transmitindo $a_1 = 18$ símbolos da fonte com um esquema 1:1, combinado com a transmissão de $a_2 = 2$ símbolos da fonte utilizando um esquema 2:1.

Depois desta combinação de esquemas, a distorção total entre os sinal transmitido e o estimado é

$$D = \frac{a_1 D_1 + a_2 D_2}{a_1 + a_2}, \quad (3.25)$$

onde D_1 é a distorção considerando o esquema $L:1$ e D_2 é a distorção do esquema $J:1$, de modo que a SDR pode ser obtida com (2.11).

Além disso, seguindo (HU; GARCIA-FRIAS, 2009) a potência também é alocada entre os dois esquemas combinados a fim de melhorar o desempenho em SDR. Enquanto a restrição de potência total para transmitir $a_1/L + a_2/J$ símbolos é satisfeita, as potências individuais para transmitir a_1/L símbolos e a_2/J símbolos são flexíveis. Portanto, para cada CSNR média, a proporção da potência total alocada para os esquemas $L:1$ e $J:1$ é otimizada,

dados por p_{opt} e $(1 - p_{\text{opt}})$ respectivamente, em (HU; GARCIA-FRIAS, 2009)

$$\begin{aligned}\gamma_1 &= \frac{(a_1/L + a_2/J)}{a_1/L} \cdot p_{\text{opt}}, \\ \gamma_2 &= \frac{(a_1/L + a_2/J)}{a_2/J} \cdot (1 - p_{\text{opt}}),\end{aligned}\tag{3.26}$$

onde γ_1 e γ_2 são a potência média de transmissão de cada esquema, como mostrado na Figura 3.7. É importante ressaltar que esta alocação de potência é realizada depois de aplicar o fator de normalização $\sqrt{\gamma}$ para o caso de codificação paramétrica.

Este modelo também se aplica na combinação do sistema linear 1:1 com um esquema analógico $J:1$. Neste caso, o codificador e o decodificador $L:1$ da Figura 3.7 são simplesmente removidos, já que as amostras da fonte são transmitidas diretamente no canal sem codificação adicional.

4 RESULTADOS

Neste capítulo o desempenho dos códigos analógicos propostos é avaliado numericamente. Primeiro, a fim de obter algumas observações com os mapeamentos propostos, é considerado inicialmente um cenário ponto a ponto sem uso de WET. Logo, foca-se no desempenho do sistema em termos da SDR em função da CSNR média quando o canal é modelado de acordo com a distribuição do desvanecimento do cenário com transferência de energia, onde o canal equivalente é visto como uma multiplicação de variáveis aleatórias Rayleigh. Note que ambos códigos paramétricos e não paramétricos foram numericamente otimizados apenas para os canais AWGN e com desvanecimento Rayleigh na literatura. Os casos com largura de banda da fonte e do canal casadas ou não casadas para o cenário com WET são analisados nas Seções 4.2 e 4.3, respectivamente. Por fim, são analisados o impacto do expoente de perda de percurso (τ) e da eficiência do circuito de conversão de energia de rádio frequência para energia em corrente contínua (η) na Seção 4.4.

4.1 CÓDIGOS ANALÓGICOS $N:1$ NO CANAL COM DESVANECIMENTO PRODUTO DE RAYLEIGH

Primeiro é analisado o desempenho em SDR em função da CSNR média para o sistema linear 1:1 e os esquemas paramétricos e não paramétricos 2:1, 3:1 and 4:1. Além disso, para os esquemas não paramétricos, é considerado $H = 128$ dicionários \mathbf{b}_k para seus respectivos 128 desvanecimentos discretos h_k , $Q = 256$ vetores $\mathbf{c}_{k,j}$ por dicionário \mathbf{b}_k e $\varepsilon = 0,0001$.

A Figura 4.1 apresenta o desempenho em termos de SDR dos esquemas mencionados acima. Como se pode ver na Figura. 4.1(a), os esquemas paramétricos e não paramétricos 2:1 apresentam uma distância similar com respeito ao OPTA (próximo a 6 dB na região de alta CSNR), com o mapeamento paramétrico estando apenas 0,6 dB pior que o não paramétrico. Entretanto, a Figura 4.1(b) mostra que os mapeamentos paramétricos com $N > 2$ não possuem um desempenho tão bom quanto o esquema com $N = 2$. Por exemplo, a distância com respeito ao OPTA para o mapeamento paramétrico 4:1 é próxima a 4 dB na região de alta CSNR, enquanto que o mapeamento não-paramétrico apresenta um desempenho de apenas 2 dB distante do OPTA. Esta diferença em desempenho entre os mapeamentos paramétricos e não paramétricos se deve principalmente ao fato de que o projeto de um bom mapeamento paramétrico com 4 dimensões é muito mais difícil que um projeto de um mapeamento de 2 dimensões, onde a função de espiral de Arquimedes possui muito bom desempenho. Os

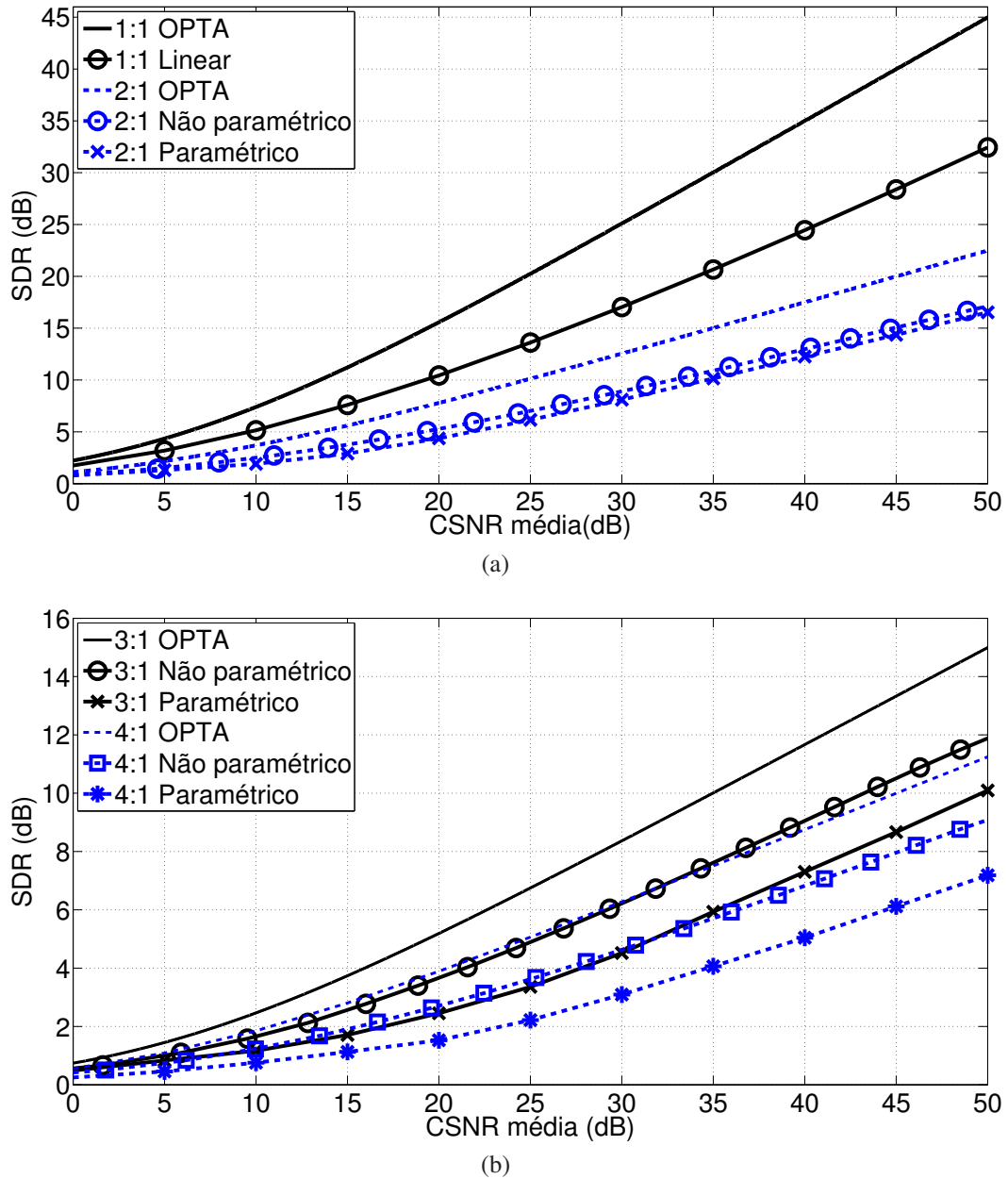


Figura 4.1: Desempenho dos codificações analógicas paramétricas e não-paramétricas com compressão de banda $N:1$ através de um canal com desvanecimento dado pelo produto de duas variáveis Rayleigh: (a) esquemas 1:1 e 2:1, (b) esquemas 3:1 e 4:1.

mapeamentos paramétricos $N:1$ em (FLOOR; RAMSTAD, 2006a), utilizados neste trabalho, são boas tentativas para o canal com desvanecimento, mas a distância em relação às curvas do esquema não paramétrico mostra que provavelmente existem melhores mapeamentos para este canal. Porém, encontrar mapeamentos paramétricos para códigos 3:1 ou com maior compressão ainda é um problema em aberto. Além disso, como a CSI perfeita no destino é assumida, nota-se que o decodificador não paramétrico também tem a vantagem de possuir $H = 128$ dicionários otimizados para cada respectivo desvanecimento h_k , como na Figura 3.5. Ainda

não é conhecido algum método de otimizar os mapeamentos dos decodificadores paramétricos para cada desvanecimento, portanto é utilizada apenas uma única função de desmapeamento otimizada ao mesmo tempo para todas as realizações de desvanecimento.

4.2 LARGURA DE BANDA DA FONTE E CANAL CASADAS

Nesta seção é avaliado inicialmente o desempenho no cenário com WET e codificação analógica quando a largura de banda da fonte e do canal são iguais. No caso sem transmissão de energia (com apenas transmissão de informação) poderia ser utilizado um sistema linear 1:1, já que a relação entre larguras de banda é $\mu = 1$. Porém, no cenário com WET e WIT, é necessário utilizar compressão de banda para compensar a perda de eficiência espectral resultante da fase WET, de modo que o sistema precisa operar com uma taxa de código $R_c = \frac{1}{1-\alpha}$. Além disso, como a potência de transmissão de cada símbolo da fonte depende da quantidade de energia coletada pela fonte durante a fase WET, o desempenho em SDR é avaliado em função da variância do ruído σ_n^2 , similar a (NASIR et al., 2015). Outra opção de análise que não foi considerada seria avaliar o desempenho em função de P_d/σ_n^2 , porém as curvas seriam praticamente as mesmas.

Em adição, para poder apresentar alguns exemplos numéricos, são considerados valores realistas para os parâmetros de simulações, similar aos usados em trabalhos relacionados (ZHANG et al., 2015a; NASIR et al., 2015; CHEN et al., 2015; TABASSUM et al., 2015). É mostrado em (AGRAWAL et al., 2014) que o circuito de transferência de energia pode fornecer uma eficiência de conversão máxima de $\eta = 0,8$. Entretanto, mesmo sendo este valor de $\eta = 0,8$ possível, nesta tese é seguido a maioria dos estudos, como (ZHANG et al., 2015a; NASIR et al., 2015; CHEN et al., 2015; TABASSUM et al., 2015), que consideram a eficiência energética do captador de energia comercialmente disponível Powercast, o qual é $\eta = 0,5$. O coeficiente de perda de percurso escolhido é $\tau = 3$, já que este valor é representativo aos diferentes possíveis ambientes para o cenário de redes de sensores sem fio, como fábricas e micro células urbanas. Por fim, ambos parâmetros η e τ são fixados em $\eta = 0,5$ e $\tau = 3$, a menos que seja afirmado o contrário. A potência de transmissão do destino empregada na literatura pode variar de 23 dBm, utilizado pelo captador de energia Powercast para ambientes internos, a 46 dBm (NASIR et al., 2015) utilizada em redes celulares. Logo, foi escolhido a potência intermediária e a mais utilizada pelos trabalhos para ambientes internos de $P_d = 30$ dBm (ZHANG et al., 2015a; CHEN et al., 2015; ZHANG; HO, 2013; ZHANG et al., 2015b). A energia média do desvanecimento Rayleigh foi definida em $\sigma_h^2 = \sigma_i^4 = 1$, onde σ_i^2 é a energia média do desvanecimento Rayleigh para $i \in \{b, g\}$. Na prática, as frequências

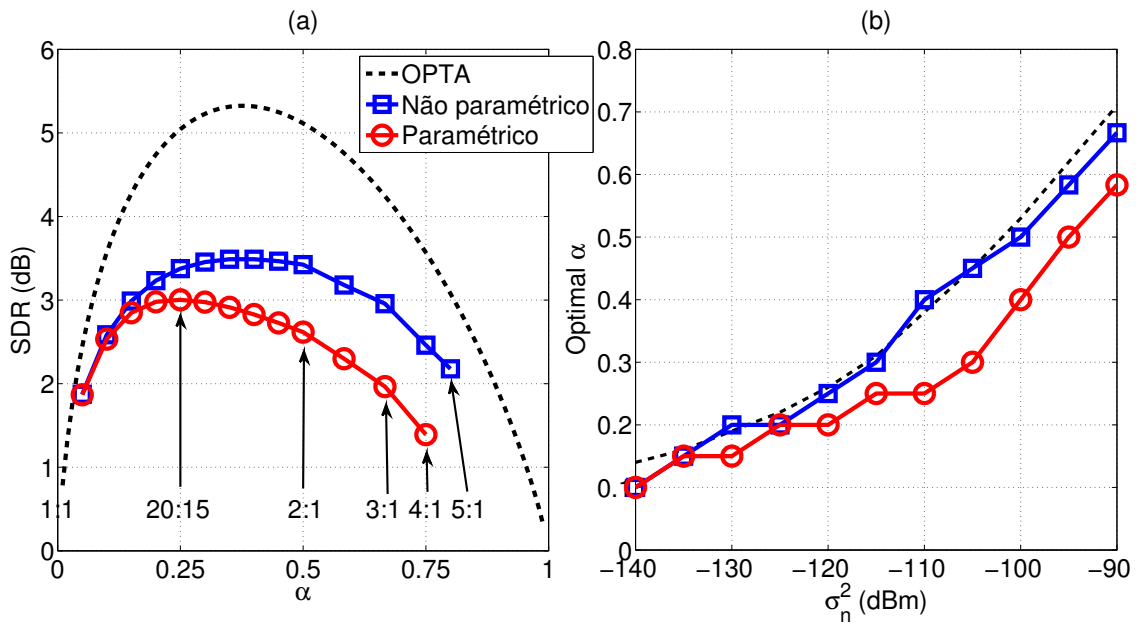


Figura 4.2: Desempenho dos mapeamentos paramétricos e não paramétricos para larguras de banda da fonte e do canal casadas ($\mu = 1$): (a) SDR em função do parâmetro de compartilhamento de tempo α com $\sigma_n^2 = -110$ dBm. (b) α ótimo que maximiza a SDR em função da variância do ruído σ_n^2 . O α que maximiza o OPTA é também mostrado.

das portadoras para ambos sinais de WET e WIT podem ser bem diferentes. Neste trabalho foi considerado que ambas frequências são relativamente próximas e na faixa de 900 MHz, frequência esta utilizada por vários trabalhos da literatura como (ZHANG; HO, 2013; DING et al., 2015; KRIKIDIS et al., 2014; MISHRA et al., 2015) além do captador de energia Powercast. Como as frequências são próximas, ambas foram configuradas como 900 MHz apenas para simplificar a simulação e análise, sem prejuízo nos resultados. Por fim, para este cenário com estes parâmetros, só foi possível utilizar uma distância entre nós de $d = 3$ m.

A Figura 4.2(a) mostra a SDR em função do parâmetro de compartilhamento de tempo α considerando $\sigma_n^2 = -110$ dBm. É importante ressaltar que esta curva foi obtida inicialmente com os mapeamentos paramétricos e não paramétricos 2:1, 3:1 e 4:1, além da adição de um esquema não paramétrico 5:1, enquanto que taxas intermediárias seguem o procedimento descrito na Seção 3.3, *e.g.*, o mapeamento 20:15 é a combinação dos esquemas 1:1 e 2:1 para $\alpha = 0,25$. A fim de obter esta curva, foi primeiro calculado $\bar{\phi}$ (CSNR média) (3.7) para cada α . Em seguida, através do uso de uma tabela de pesquisa se obtém qual SDR pode ser obtido para um dado valor de $\bar{\phi}$ utilizando interpolações das curvas de SDR em função de $\bar{\phi}$ da Figura 4.1, para cada mapeamento $N:K$ selecionado da Figura 4.2(a).

É também observado na Figura 4.2(a) que a SDR inicialmente cresce com α já que mais energia é coletada pela fonte. Entretanto, ao aumentar α mais ainda, uma menor fração do tempo é deixada para transferência da informação, e logo maiores R_c precisam ser

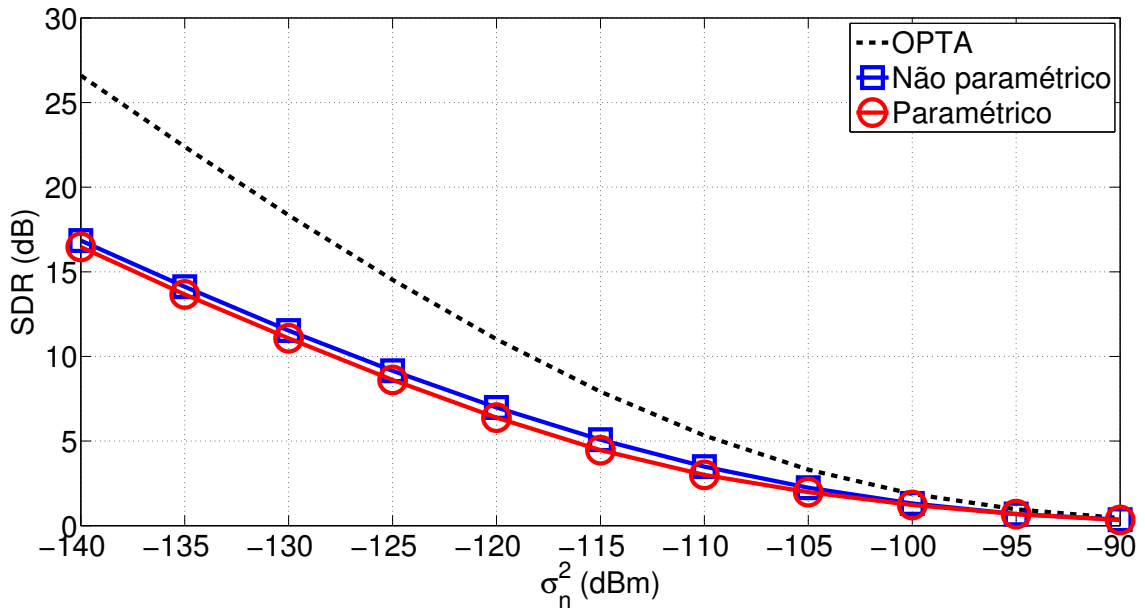


Figura 4.3: Desempenho em SDR vs. σ_n^2 para larguras de banda da fonte e do canal casadas ($\mu = 1$) usando alfa ótimo.

usados, resultando em SDRs mais baixas. É possível também notar que ambas curvas de SDR paramétrica e não-paramétrica tendem a seguir a curva do OPTA. Como a potência de transmissão da fonte varia de acordo com a energia captada, foi escolhido analisar o α ótimo que maximiza a SDR para cada variância do ruído σ_n^2 na Figura 4.2(b), de forma similar a (NASIR et al., 2015). Nota-se que para variâncias de ruído σ_n^2 mais altos, uma maior fração do intervalo de transmissão é requerido para a fase WET a fim de obter melhor desempenho.

A Figura 4.3 apresenta o desempenho em termos de SDR maximizada pela otimização do α para cada σ_n^2 . Observa-se que o esquema não paramétrico apresenta um desempenho marginalmente melhor, diminuindo a distância em relação ao OPTA de 9,1 para 8,7 dB na região de baixa σ_n^2 quando comparado com o mapeamento paramétrico.

É importante ressaltar que a combinação de mapeamentos $N:1$ com o esquema linear $1:1$ apresenta uma importante desvantagem para este caso com larguras de banda da fonte e canal iguais. Quando α está perto de zero, e conseqüentemente R_c está próximo de um, o transmissor tem que codificar a maioria das amostras utilizando o esquema $1:1$, e apenas algumas amostras são codificadas pelo mapeamentos $N:1$. Logo, a SDR para baixos valores de α dependem principalmente no desempenho do esquema $1:1$, e a vantagem do não paramétrico sobre o paramétrico não é explorada. Além disso, como é mostrado na Figura 4.2(b), o α ótimo diminui para valores baixos de σ_n^2 , o que implica no desempenho similar para ambos esquemas paramétricos e não paramétricos na Figura 4.3.

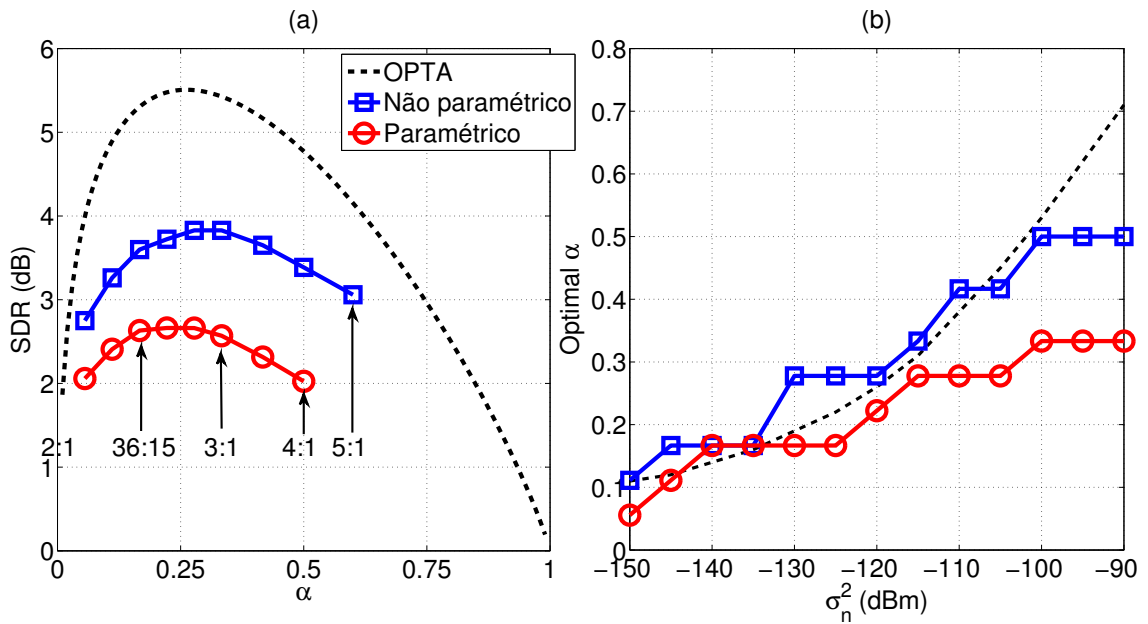


Figura 4.4: Desempenho dos mapeamentos paramétricos e não paramétricos para larguras de banda da fonte e do canal não casadas com $\mu = 2$: (a) SDR em função do parâmetro de compartilhamento de tempo α com $\sigma_n^2 = -120$ dBm. (b) α ótimo que maximiza a SDR em função da variância do ruído σ_n^2 . O α que maximiza o OPTA é também mostrado.

4.3 LARGURA DE BANDA DA FONTE E CANAL NÃO CASADAS

Nesta Seção é considerado o caso onde $\mu = 2$, tal que a largura de banda da fonte é duas vezes a do canal. Logo, a taxa de código do sistema em função do parâmetro de compartilhamento do tempo α é $R_c = \frac{2}{1-\alpha}$. Nota-se que valores maiores de μ poderiam ser considerados. Entretanto, códigos com taxas de compressão maiores que os da literatura teriam que ser empregados, o que restringiria a análise. Por isso, limitou-se a análise para $\mu = 1$ e $\mu = 2$.

A Figura 4.4(a) mostra a SDR em função de α considerando $\sigma_n^2 = -120$ dBm. Pode-se observar que a distância entre as curvas não-paramétricas e paramétricas é muito maior que no cenário com largura de banda iguais ($\mu = 1$) da Figura 4.2(a). Isso acontece pelo fato de o sistema linear 1:1 não é utilizado neste caso. Além disso, a Figura 4.4(b) apresenta um comportamento similar ao da Figura 4.2(b), onde o α ótimo que maximiza a SDR também tende a seguir o α ótimo do OPTA.

A Figura 4.5 apresenta o desempenho em termos de SDR maximizada pela otimização do α para cada variância do ruído σ_n^2 . Diferente da Figura 4.3, o ganho de SDR do caso não paramétrico sobre o paramétrico é bem maior, perto de 1,3 dB para baixa σ_n^2 , diminuindo a distância para a curva do OPTA de 5,9 para 4,6 dB. É também importante ressaltar que neste caso a distância para a curva do OPTA não cresce quando σ_n^2 diminui tanto quanto com $\mu = 1$.

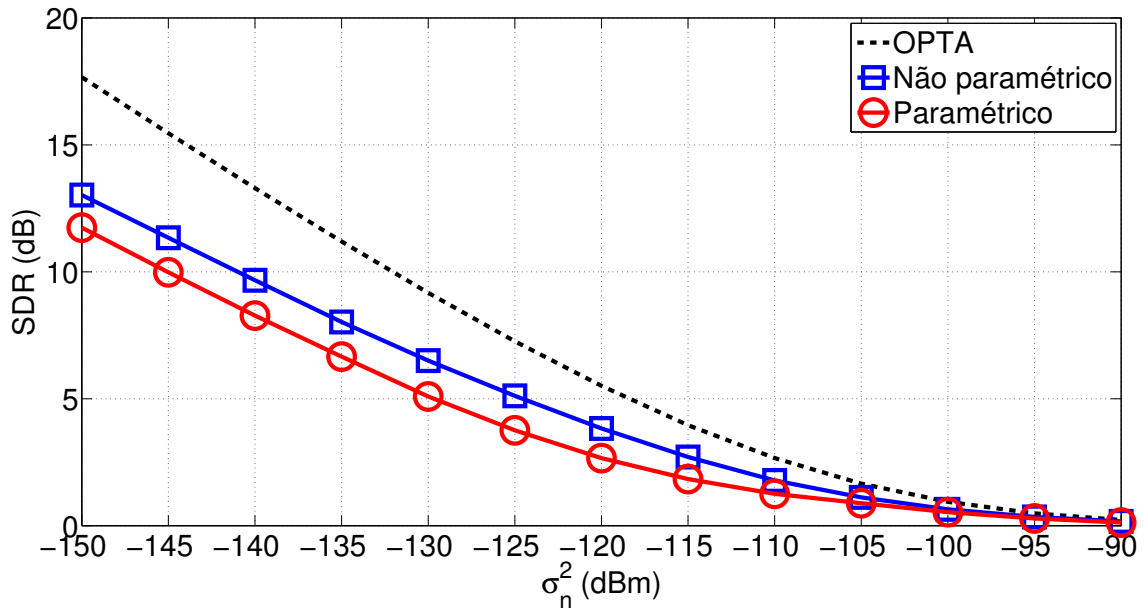


Figura 4.5: Desempenho em SDR vs. σ_n^2 para larguras de banda da fonte e do canal casadas ($\mu = 2$) usando alfa ótimo.

Logo, comparando as Figuras. 4.3 e 4.5, conclui-se que o esquema proposto, especialmente com códigos não paramétricos, possui um desempenho melhor no caso de larguras de banda não casadas. De forma geral, apesar da análise empregar combinações não necessariamente ótimas de esquemas de compressão $N:1$, os resultados mostram que é factível empregar codificação analógica para compensar a perda de comutação do cenário com WET e WIT.

4.4 IMPACTOS DA PERDA DE PERCURSO E DA EFICIÊNCIA DE CONVERSÃO DE ENERGIA

São analisados também o impacto do expoente de perda de percurso (τ) e da eficiência do circuito de conversão de energia de rádio frequência para energia em corrente contínua (η) no desempenho em SDR na Figura 4.6. Como as conclusões gerais são praticamente as mesmas, apenas a análise para larguras de banda não casadas ($\mu = 2$) são incluídas. A Figura 4.6(a) mostra que o desempenho em SDR aumenta para baixos expoentes de perda de percurso, mas a distância em relação ao OPTA não muda com τ . Na Figura 4.6(b) pode-se notar que o desempenho melhora em alguns dBs, em termos de SDR, quando se utiliza um circuito com eficiência de conversão de energia maior, mas, novamente, o desempenho relativo com relação ao OPTA não é severamente afetado.

Além disso, é importante ressaltar que todos resultados obtidos ao longo desta tese consideram que ambos desvanecimentos b e g , respectivos às fases WET e WIT, são

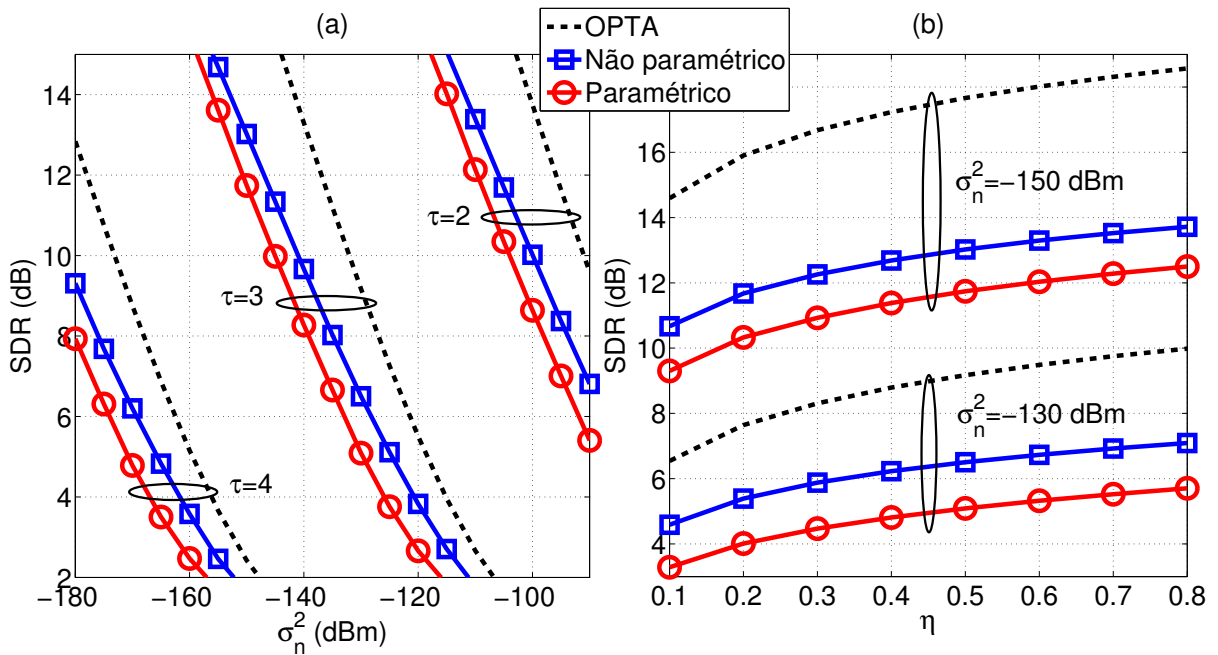


Figura 4.6: Desempenho dos sistemas paramétrico e não paramétrico para larguras de banda não casadas ($\mu = 2$): (a) SDR em função da variância do ruído σ_n^2 para expoente de perda de percurso $\tau = 2, 3$ e 4 . (b) SDR em função da eficiência de conversão de energia RF-DC η para $\sigma_n^2 = -150$ e -130 dBm.

independentes entre eles. O caso específico onde $b = g$ durante o intervalo de transmissão T também foi analisado, o que resulta em uma distribuição diferente (uma distribuição exponencial) para o desvanecimento equivalente $h = b^2$. Porém, as conclusões gerais são muito similares, e, por uma questão de concisão, apenas os resultados para o caso mais geral onde $b \neq g$ estão incluídos neste trabalho.

5 CODIFICAÇÃO ANALÓGICA VERSUS DIGITAL

Como uma medida final de desempenho, é comparado neste capítulo o desempenho dos esquemas de codificação analógica propostos nesta tese com o de um sistema digital *M-PAM*. Comparações similares entre esquemas de codificação analógica e digital foram também analisadas em (BRANTE et al., 2013; FRESNEDO et al., 2011), onde ambos nós fonte e destino não tinham nenhuma restrição de energia. Enquanto que os autores em (FRESNEDO et al., 2011) comparam esquemas analógicos e digitais em um canal AWGN, tal comparação é expandida em (BRANTE et al., 2013) para o caso de canais com desvanecimentos Rayleigh, onde o destino tem uma ou duas antenas de recepção ou é assistido por um nó repetidor. Ambos estudos empregam apenas codificações paramétricas com compressão de banda 2:1.

É importante ressaltar que para critérios de comparação entre os esquemas analógico e digital, a métrica utilizada continua sendo a SDR. Enquanto que o sinal enviado pelo esquema analógico sofre distorção tanto pela aproximação da fonte analógica pelo codificador quanto pelo ruído e desvanecimento do canal, o sistema digital sofre distorção apenas pela quantização das amostras analógicas pelo código de fonte, considerando que a transmissão pelo canal seja idealmente livre de erros. Mesmo sofrendo a distorção do canal, a codificação analógica possui um desempenho melhor ou similar em relação ao desempenho do digital, como mostrado na Seção 5.1.

Em (FLOOR; RAMSTAD, 2006a) é comentado em detalhes os efeitos da distorção causada pela aproximação e pelo canal na codificação paramétrica com compressão de banda 2:1. É também comentado que utilizar um parâmetro δ maior que o δ ótimo diminui o comprimento das espirais, que por sua vez diminui a distorção causada pelo canal na estimação de x . Porém, a distorção de aproximação durante a codificação aumenta muito mais pois as espirais ficam mais distantes uma da outra. Já diminuir δ para um valor abaixo do δ ótimo faz com que as espirais fiquem mais próximas, diminuindo a distorção de aproximação na codificação. Porém, estas espirais ficam longas demais e mais sensíveis à ruído do canal, ou seja, um pequeno ruído numa espiral muito longa pode provocar um deslocamento muito grande de \hat{x} em relação a x . Portanto, conclui-se em (FLOOR; RAMSTAD, 2006a) que o δ ótimo que minimiza a SDR da codificação paramétrica 2:1 é o δ que faz com que a distorção causada pelo ruído e pela aproximação sejam praticamente iguais. Já os códigos digitais são extremamente mais complexos e com longos códigos de blocos para de remover a distorção do canal. Porém, ainda sofrem a distorção do código de fonte e obtém um desempenho similar ao de um código analógico em termos de SDR.

Nesta tese é considerado um esquema digital com um quantizador escalar não uniforme Lloyd-Max ótimo de q níveis³ (SAYOOD, 2006), similar a (BRANTE et al., 2013; FRESNEDO et al., 2011), o qual mapeia os símbolos analógicos Gaussianos em um conjunto discreto de valores. Em um sistema digital prático, estes valores discretos são convertidos em uma representação binária utilizando um codificador de fonte como Huffman (FRESNEDO et al., 2011). Entretanto, neste trabalho é assumido um codificador de fonte digital ideal onde o tamanho médio de palavra-código (L_m) é igual à entropia (E) da fonte, obtendo-se, assim, um limite otimista na performance do esquema digital. Se um codificador prático é usado, o desempenho do esquema digital seria até pior em termos de qualidade do canal requerida (a CSNR média para dada SDR teria que ser maior).

Por fim, os bits codificados utilizando este codificador de fonte ideal são modulados em uma constelação 256-PAM com mapeamento Gray, similar a (BRANTE et al., 2013; FRESNEDO et al., 2011). Deve-se ressaltar que a escolha de uma constelação PAM se deve ao fato de que a codificação analógica utiliza a mesma sinalização (uma modulação com componente em fase apenas). Além disso, esta constelação 256-PAM foi escolhida por ter uma capacidade próxima ao limite teórico em uma faixa extensa de CSNR média. Ou seja, o 256-PAM é quase ótimo desde uma baixa CSNR média até uma CSNR média relativamente alta. Desta forma, evita-se que os resultados das curvas de SDR para o esquema digital não saturarem, obtendo-se assim uma comparação justa com o código analógico. Constelações com M acima de 256 não são consideradas pois são complexas e pouco consideradas na prática (FRESNEDO et al., 2011). Entretanto, transmissores práticos são usualmente mais simples e utilizam constelações com M abaixo de 256, as quais limitariam o valor máximo de SDR possível. Mesmo assim, foi utilizado $M = 256$ para evitar a saturação das curvas de SDR do esquema digital.

Esta constelação PAM com $M = 256$ permite a transmissão de no máximo 8 bits por uso do canal para o sistema digital. Considerando o esquema com transferência de energia desta tese, N símbolos da fonte precisam ser enviados em um número menor de símbolos do canal, dado por K . Como a quantidade média de bits utilizados pelos símbolos da fonte (L_m) dependem da quantidade de níveis de quantização do codificador de fonte (q), os $L_m N$ bits dos L_m símbolos da fonte não podem ser maior que $8K$ bits dos K símbolos do canal. Desta forma os N símbolos da fonte são *comprimidos* em número menor de K símbolos do canal, de forma similar à compressão de largura de banda do código analógico.

Por exemplo, no caso onde a largura de banda do canal é igual à da fonte ($\mu = 1$) e o α

³A quantização vetorial não é considerada pois aumentaria drasticamente a complexidade.

ótimo é 0,5, o transmissor só terá metade do intervalo de transmissão para enviar seus símbolos da fonte. Logo, terá que utilizar uma taxa 2:1 para comprimir dois símbolos da fonte em um símbolo do canal. Como os símbolos do canal possuem no máximo 8 bits, os símbolos da fonte deste exemplo poderão ter no máximo 4 bits para que cada símbolo do canal de 8 bits possa enviar dois símbolos da fonte.

A taxa de código R_c de um esquema digital a ser comparado com o analógico no cenário com WET também é dado por (3.8), repetida aqui por conveniência

$$R_c = \frac{\mu}{1 - \alpha}, \quad (5.1)$$

onde o α ótimo a ser utilizado é o α ótimo do OPTA (lembrando que o OPTA é obtido a partir da capacidade do canal), o qual varia de acordo com a variância do ruído σ_n^2 , como já apresentado nos resultados das Figuras 4.2 e 4.4.

Logo, como o *símbolo do canal* possui no máximo 8 bits, cada *símbolo da fonte* a ser comprimido precisa utilizar no máximo $8/R_c$ bits para poder transmitir sem erros, desde que a CSNR média seja alta o suficiente. Portanto, isso limita o tamanho médio da palavra-código em $L_m \leq 8/R_c$, ou melhor, $E \leq 8/R_c$, já que é considerado codificação de fonte ideal com $L_m = E$ neste trabalho. Por exemplo:

- um esquema com taxa de código $R_c = 2$ (equivalente a uma compressão analógica 2:1) pode usar até $q = 18$ níveis de quantização, visto que $L_m < 4$ (ou $E < 4$, ver Tabela 5.1),
- e um esquema com taxa de código $R_c = 4$ (equivalente a uma compressão analógica 4:1) é limitado a um valor máximo de $q = 4$, já que $L_m < 2$.

Porém, apesar do número máximo de níveis de quantizações q reduzir com o aumento da taxa de código R_c , seja por aumentar α ou por considerar $\mu = 2$ em (5.1), os valores disponíveis de q são suficientes para uma comparação entre os esquemas analógico e digital com a mesma faixa de variância do ruído considerada no esquema analógico, como apresentado na Figura 5.1. Para variâncias de ruído menores que os considerados nesta tese, os níveis de quantizações poderão atingir o máximo valor possível de q para a respectiva taxa de código R_c , limitando assim a SDR do sistema digital a um valor fixo mesmo com a diminuição de σ_n^2 .

A SDR teórica obtida pelo quantizador escalar ótimo Lloyd-Max e a entropia E resultante após a quantização de fontes Gaussianas para cada nível de quantização q estão apresentados na Tabela 5.1, obtida em (SAYOOD, 2006; FRESNEDO et al., 2011). A variância do ruído σ_n^2 necessária para atingir a capacidade restrita⁴ do canal para cada nível de

⁴A capacidade restrita do canal considera que a sinalização não é Gaussiana e sim uma modulação como, e.g.,

Tabela 5.1: SDR, entropia (E), máxima variância do ruído σ_n^2 , α ótimo e limite máximo para L_m ($8/R_c$), considerando $\mu = 1$ e $\mu = 2$, em função do número de níveis de quantização (q) para um sistema digital com quantização escalar ótima Lloyd-Max e fontes Gaussianas.

q	SDR(dB)	$E(L_m)$	Máx. σ_n^2 (dBm)		α ótimo		Máx. $L_m = 8/R_c$	
			$\mu = 1$	$\mu = 2$	$\mu = 1$	$\mu = 2$	$\mu = 1$	$\mu = 2$
2	4,397	1,000	-114,0	-124,2	0,32	0,23	5,44	3,08
3	7,208	1,536	-119,3	-132,3	0,27	0,18	5,83	3,28
4	9,300	1,911	-122,5	-137,6	0,24	0,15	6,08	3,40
5	10,972	2,203	-124,9	-141,6	0,22	0,13	6,23	3,48
6	12,367	2,443	-126,8	-144,9	0,21	0,12	6,32	3,52
7	13,565	2,647	-128,4	-147,7	0,20	0,11	6,40	3,56
8	14,617	2,825	-129,8		0,19		6,47	
9	15,552	2,983	-131,0		0,18		6,56	
10	16,396	3,125	-132,0		0,18		6,56	
11	17,162	3,253	-133,0		0,17		6,64	
12	17,867	3,372	-133,9		0,17		6,64	
13	18,520	3,481	-134,7		0,16		6,71	
14	19,090	3,582	-135,4		0,16		6,71	
15	19,694	3,677	-136,1		0,16		6,71	
16	20,224	3,765	-136,7		0,15		6,71	
17	20,725	3,849	-137,3		0,15		6,71	
18	21,199	3,928	-137,9		0,15		6,71	

quantização q é a variância do ruído a qual a capacidade do canal do 256-PAM é maior que a taxa de informação ou entropia. Ou seja, dado uma variância do ruído σ_n^2 , caso a entropia seja maior que a capacidade restrita do 256-PAM, não é possível enviar o sinal livre de erros. O cálculo da capacidade da modulação 256-PAM pode ser obtido em (MCILLREE, 1995). A Tabela 5.1 apresenta os máximos valores permitidos para a variância do ruído σ_n^2 obtidos para o cenário com WET desta tese para cada valor de q , considerando os dois casos de largura de banda da fonte e canal com $\mu = 1$ e $\mu = 2$. As quatro últimas colunas da Tabela 5.1 apresentam o α ótimo que maximiza a SDR, já calculados e apresentados nas curvas do OPTA das Figuras 4.2 e 4.4, e também o máximo valor possível de L_m , ambos para cada valor de σ_n^2 e de μ , lembrando que R_c é obtido em (5.1).

5.1 RESULTADOS ANALÓGICO VERSUS DIGITAL

A Figura 5.1 compara o desempenho em termos de SDR dos esquemas analógicos com o sistema digital onde ambos esquemas são maximizados pela otimização de α para cada variância do ruído σ_n^2 . Os resultados dos esquemas analógicos são os mesmos já apresentados um M -PAM.

no Capítulo 4. Já os resultados do sistema digital podem ser obtidos pelos seguintes passos:

1. Obter a entropia E para cada nível de quantização q para uma fonte Gaussiana (1^a coluna da Tabela 5.1), já calculados em (SAYOOD, 2006; FRESNEDO et al., 2011).
2. Calcular a capacidade restrita do canal para a modulação 256-PAM (MCILLREE, 1995).
3. Encontrar os valores máximos de variância do ruído σ_n^2 possíveis para que a entropia seja menor que a capacidade restrita do canal (4^a e 5^a colunas da Tabela 5.1).
4. Calcular a SDR obtida em cada nível de quantização q (2^a coluna da Tabela 5.1), também já calculados em (SAYOOD, 2006; FRESNEDO et al., 2011).
5. Obter o α ótimo para cada valor de σ_n^2 (6^a e 7^a colunas da Tabela 5.1).
6. Com α e μ , obter a taxa de código R_c com (5.1) e checar se $L_m \leq 8/R_c$ (8^a e 9^a colunas da Tabela 5.1).
7. As curvas de desempenho do sistema digital para cada valor de quantização q consiste nos respectivos valores da Tabela 5.1 de SDR em função do máximo valor de variância de ruído σ_n^2 possível, mostrado na Figura 5.1.

A Figura 5.1(a) apresenta o desempenho dos sistemas com larguras de banda casadas, enquanto que a Figura 5.1(b) considera larguras de banda não casadas ($\mu = 2$). Como se pode notar, os esquemas analógicos apresentam um desempenho similar ao do sistema digital para σ_n^2 acima de -125 dBm na Figura 5.1(a), enquanto que na Figura 5.1(b) o desempenho do esquema analógico não paramétrico supera o do digital por quase toda região da variância do ruído σ_n^2 considerada.

Os resultados reportados em (BRANTE et al., 2013; FRESNEDO et al., 2011) também mostram que o esquema analógico apresenta um desempenho muito próximo (BRANTE et al., 2013) ou até melhor (FRESNEDO et al., 2011) que o esquema digital. Portanto, apesar de se empregar um esquema de comutação no tempo com WET, e do canal equivalente ser um produto de duas variáveis aleatórias Rayleigh, pode-se afirmar que estes resultados corroboram as conclusões reportadas em (BRANTE et al., 2013; FRESNEDO et al., 2011).

Por fim, vale a pena ressaltar que os esquemas analógicos não requerem palavras-código longas como no sistema digital a fim de se aproximar do OPTA. Além disso, estes resultados para esquemas digitais com códigos de bloco de tamanho infinito são otimistas comparados com códigos de tamanho curto (próximo de 100 símbolos), como mostrado

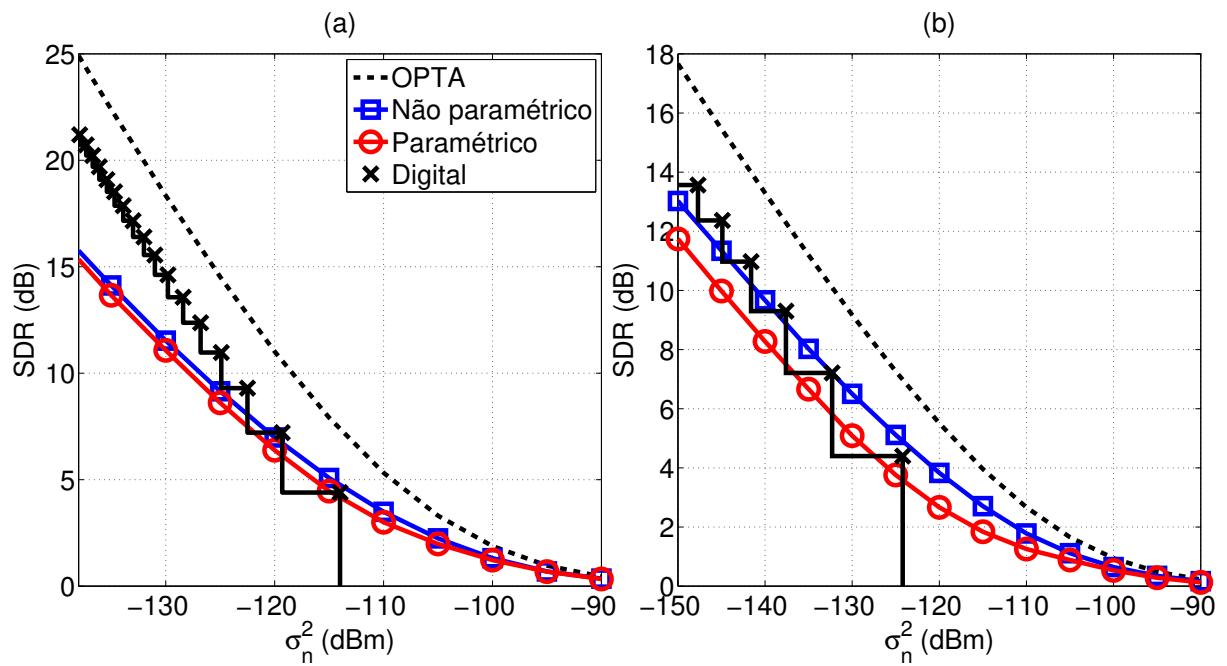


Figura 5.1: Comparação entre o desempenho em SDR maximizado pela otimização de α dos esquemas analógicos com um sistema digital 256-PAM, considerando: (a) $\mu = 1$ e (b) $\mu = 2$.

em (DURISI et al., 2016). Portanto, em termos de atraso, os esquemas analógicos possuem uma vantagem importante sobre os esquemas digitais.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Nesta tese foi proposto um método para aplicar codificações analógicas discretas no tempo em um cenário fonte-destino de redes de sensores sem fio, considerando canais com desvanecimento Rayleigh, onde o destino é externamente alimentado, enquanto que a fonte precisa coletar energia através da transferência de energia sem fio por meio de ondas de rádio frequência geradas pelo destino. Ambas fases de transferência de energia e de transmissão de informação são multiplexadas por um protocolo de comutação no tempo.

Como uma fração de cada intervalo de transmissão é utilizada para transferência de energia, foi proposto comprimir as amostras da fonte para compensar esta perda de eficiência espectral, empregando codificação analógica tanto paramétrica quanto não paramétrica com compressão de dimensão. As taxas de compressão dos códigos variam de acordo com a fração do tempo utilizada na fase WET.

Os mapeamentos analógicos paramétricos foram baseados na função de espiral de Arquimedes e outras variantes de ordem maior, enquanto que os mapeamentos não paramétricos foram obtidos por meio de uma técnica conhecida como *quantização vetorial otimizada para canal com restrição de potência*. Foi também analisado duas situações para este cenário: largura de banda da fonte e do canal casadas e não casadas.

Como a potência de transmissão da fonte depende da energia recebida por transmissão de rádio frequência do destino, foi demonstrado que o canal sem fio equivalente para a transmissão de informação deste cenário possui um desvanecimento formado por um produto de variáveis aleatórias Rayleigh. Logo, antes de analisar este cenário com WET e WIT multiplexados no tempo, investigou-se inicialmente qual o impacto apenas deste canal equivalente para os códigos analógicos paramétricos e não paramétricos utilizados nesta tese em um esquema ponto-a-ponto sem WET. Similar aos resultados de (SALEH et al., 2012) que compara códigos paramétricos com não paramétricos para o canal com desvanecimento Rayleigh, o esquema paramétrico 2:1 possui um desempenho levemente inferior comparado com o não paramétrico, podendo ser interessante para algumas aplicações por ser um esquema com menor complexidade. Já os códigos não paramétricos 3:1 e 4:1 possuem um desempenho muito superior comparados com os paramétricos, o que é esperado, já que projetar códigos paramétricos baseados em funções não lineares com três ou mais dimensões é extremamente complexo, sendo ainda um tema para trabalhos futuros.

Em seguida, foi comparado numericamente o desempenho dos dois tipos de

esquemas de codificação analógica no cenário com WET e WIT utilizando o parâmetro de compartilhamento de tempo otimizado para cada caso. O esquema proposto apresentou um desempenho melhor para o sistema não paramétrico com larguras de banda não casadas. Este não é um resultado surpreendente, já que o esquema PCCOVQ tem mais graus de liberdade por otimizar a posição de cada ponto do seu mapeamento discreto, enquanto que o esquema paramétrico tem a liberdade de otimizar apenas dois ou três parâmetros dos seus mapeamentos não lineares.

Por fim, estes códigos analógicos foram também comparados com a capacidade restrita de um sistema digital 256-PAM com quantização escalar e codificação de fonte ideal, obtendo-se um limite otimista para o esquema digital. Mesmo assim, foi mostrado que o esquema analógico proposto apresentou um desempenho muito perto ou até melhor que o sistema digital considerado, com a vantagem de transmitir com atraso quase nulo, já que os esquemas analógicos operam a nível de símbolo. Por outro lado, o esquema digital requer palavras-código longas para se aproximar dos limites teóricos, os quais podem causar impacto em aplicações sensíveis a atrasos, como automação industrial e controle sem fio (DURISI et al., 2016). Esquemas práticos de sistemas digitais apresentariam um desempenho até pior que esquema o ideal considerado, similar aos estudos em (FRESNEDO et al., 2011).

Adicionalmente, como mostrado em (GARCIA-NAYA et al., 2011) por meio de uma investigação experimental, o desempenho prático de esquemas de codificação analógica é muito próximo ao dos limites teóricos considerados para avaliação de sistemas. Estes resultados também corroboram as conclusões de outras comparações entre esquemas de codificação analógico e digital (BRANTE et al., 2013; FRESNEDO et al., 2011) onde a transferência de energia sem fio não foi considerada.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Além do cenário com WET desta tese, vários outras aplicações da codificação analógica conjunta fonte-canal vem sendo estudadas. Um tema muito estudado na literatura atual são os esquemas híbrido digital-analógico (HDA), onde a parte digital do esquema é formada por um sistema de transmissão digital clássico de fontes contínuas. Já a parte da codificação analógica do esquema HDA tem a função de enviar apenas o erro de quantização da parte digital, reduzindo, assim, a distorção causada pela quantização. Ou seja, o esquema HDA melhora a SDR principalmente para altos valores de CSNR, enquanto que um esquema puramente digital apresenta uma SDR fixa mesmo com o aumento de CSNR. Logo, as

vantagens do sistema digital, como a correção de erros, ainda é mantida no esquema híbrido. Trabalhos recentes (ABBASI et al., 2014; RUNGELER et al., 2014; RUNGELER; VARY, 2015; MINERO et al., 2015) comprovam que os esquemas HDA apresentam um desempenho superior aos sistemas puramente digitais.

Em (CHEN; TUNCEL, 2014) foi proposto um esquema HDA mas com restrição de atraso, ou seja, o esquema envia a parte discretizada diretamente no canal juntamente com o erro de quantização sem aplicar códigos corretores de erros. Entre outros resultados, foi apresentado como utilizar este esquema HDA para obter um código analógico com expansão de banda 1:2 com um desempenho superior ao do código paramétrico 1:2 com espiral de Arquimedes (HEKLAND et al., 2009), além de utilizar um codificador mais simples. Estes resultados foram analisados apenas para o canal AWGN, sendo interessante analisar o desempenho para canais sem fio e comparar com os resultados já obtidos em (HODGSON et al., 2014), onde foi analisado o impacto do código paramétrico 1:2 com espiral de Arquimedes neste canal. Outro tema de pesquisa seria expandir o esquema 1:2 proposto em (CHEN; TUNCEL, 2014) para um código com expansão de banda 1:3 ou até 1:N.

Outra opção de trabalho futuro é analisar o uso de cooperação em um cenário com três nós (*fonte-relay-destino*) em canais com desvanecimento Rayleigh e codificação analógica não paramétrica. Uma análise similar já foi realizada para o canal AWGN em (KARLSSON; SKOGLUND, 2010). A cooperação com codificação analógica paramétrica e canais com desvanecimento Rayleigh foi analisada em (BRANTE et al., 2013) considerando o protocolo amplifica-e-encaminha (AF) em três nós com uma antena apenas onde foi obtido um desempenho muito similar ao de um cenário com dois nós com duas antenas no segundo nó. Ou seja, muitas vezes não é possível utilizar múltiplas antenas e a cooperação entre nós fornece um resultado similar utilizando apenas uma antena por nó.

REFERÊNCIAS

- ABBASI, F.; AGHAGOLZADEH, A.; BEHROOZI, H. Sending a Laplacian source using hybrid digital-analog codes. **IEEE Transactions on Communications**, v. 62, n. 7, p. 2544–2557, July 2014. ISSN 0090-6778.
- AGRAWAL, S.; PANDEY, S. K.; SINGH, J.; PARIHAR, M. S. Realization of efficient RF energy harvesting circuits employing different matching technique. In: **Quality Electronic Design (ISQED), 2014 15th International Symposium on**. 2014. p. 754–761.
- AKYILDIZ, I. F.; SU, W.; SANKARASUBRAMANIAM, Y.; CAYIRCI, E. 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.
- AKYOL, E.; VISWANATHA, K.; ROSE, K.; RAMSTAD, T. On zero-delay source-channel coding. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 60, n. 12, p. 7473–7489, Dec 2014. ISSN 0018-9448.
- BERGER, T.; TUFTS, D. Optimum pulse amplitude modulation–I: Transmitter-receiver design and bounds from information theory. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 13, n. 2, p. 196–208, Apr. 1967. ISSN 0018-9448.
- BI, S.; HO, C. K.; ZHANG, R. Wireless powered communication: opportunities and challenges. **IEEE Communications Magazine**, v. 53, n. 4, p. 117–125, April 2015. ISSN 0163-6804.
- 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.
- CHEN, X.; TUNCEL, E. Zero-delay joint source-channel coding using hybrid digital-analog schemes in the Wyner-Ziv setting. **IEEE Transactions on Communications**, v. 62, n. 2, p. 726–735, February 2014. ISSN 0090-6778.
- CHEN, X.; ZHANG, Z.; CHEN, H.-H.; ZHANG, H. Enhancing wireless information and power transfer by exploiting multi-antenna techniques. **Communications Magazine, IEEE**, v. 53, n. 4, p. 133–141, April 2015. ISSN 0163-6804.
- CHEN, Y.; KARAGIANNIDIS, G.; LU, H.; CAO, N. Novel approximations to the statistics of products of independent random variables and their applications in wireless communications. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, v. 61, n. 2, p. 443–454, Feb 2012. ISSN 0018-9545.
- DING, Z.; ZHONG, C.; NG, D.; PENG, M.; SURAWEERA, H.; SCHOBER, R.; POOR, H. Application of smart antenna technologies in simultaneous wireless information and power transfer. **Communications Magazine, IEEE**, v. 53, n. 4, p. 86–93, April 2015. ISSN 0163-6804.

DURISI, G.; KOCH, T.; OSTMAN, J.; POLYANSKIY, Y.; YANG, W. Short-packet communications over multiple-antenna Rayleigh-fading channels. **Communications, IEEE Transactions on**, v. 64, n. 2, p. 618–629, Feb 2016. ISSN 0090-6778.

EVERETT, H. Generalized Lagrange multiplier method for solving problems of optimum allocation of resources. **Oper. Res.**, INFORMS, Institute for Operations Research and the Management Sciences (INFORMS), Linthicum, Maryland, USA, v. 11, n. 3, p. 399–417, jun. 1963. ISSN 0030-364X.

FARINHOLT, K. M.; PARK, G.; FARRAR, C. RF energy transmission for a low-power wireless impedance sensor node. **Sensors Journal, IEEE**, v. 9, n. 7, p. 793–800, July 2009. ISSN 1530-437X.

FLOOR, P.; KIM, A.; RAMSTAD, T.; BALASINGHAM, I.; WERNERSSON, N.; SKOGLUND, M. On joint source-channel coding for a multivariate Gaussian on a Gaussian mac. **IEEE Trans. Commun.**, v. 63, n. 5, p. 1824–1836, May 2015. ISSN 0090-6778.

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.; RAMSTAD, T. Noise analysis for dimension expanding mappings in source-channel coding. In: **IEEE 7th Workshop on Signal Proces. Adv. Wireless Commun. (SPAWC)**. 2006. p. 1–5.

FRESNEDO, O.; CASTEDO, L.; HASSANIN, M.; GARCIA-FRIAS, J. Analog joint source channel coding for block fading multiple access channels. In: **Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process. (ICASSP)**. 2014. p. 4254–4258.

FRESNEDO, O.; VAZQUEZ-ARAUJO, F.; CASTEDO, L.; GONZALEZ-LOPEZ, M.; GARCIA-FRIAS, J. Analog joint source-channel coding in MIMO Rayleigh fading channels. In: **Proc. 20th European Signal Proces. Conf. (EUSIPCO)**. 2012. p. 1384–1388. ISSN 2219-5491.

FRESNEDO, O.; VAZQUEZ-ARAUJO, F.; CASTEDO, L.; GARCIA-FRIAS, J. Low-complexity near-optimal decoding for analog joint source channel coding using space-filling curves. **IEEE Commun. Lett.**, v. 17, n. 4, p. 745–748, 2013. ISSN 1089-7798.

FRESNEDO, O.; VAZQUEZ-ARAUJO, F.; GONZALEZ-LOPEZ, M.; CASTEDO, L.; GARCIA-FRIAS, J. 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.

FULDSETH, A.; RAMSTAD, T. Bandwidth compression for continuous amplitude channels based on vector approximation to a continuous subset of the source signal space. In: **Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process. (ICASSP)**. 1997. v. 4, p. 3093–3096. ISSN 1520-6149.

GARCIA-NAYA, J.; FRESNEDO, O.; VAZQUEZ-ARAUJO, F.; GONZALEZ-LOPEZ, M.; CASTEDO, L.; GARCIA-FRIAS, J. 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.

- GOBLICK-JR., T. Theoretical limitations on the transmission of data from analog sources. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 11, n. 4, p. 558–567, 1965. 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.
- HODGSON, E.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; REBELATTO, J. L. On the physical layer security of analog joint source channel coding schemes. In: **2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)**. 2015. p. 585–589. ISSN 1948-3244.
- HODGSON, E. A.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; GARCIA-FRIAS, J. Bandwidth expansion analog joint source-channel coding with channel inversion and multiple receive antennas. In: **IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)**. 2014. p. 253–256.
- HODGSON, E. A.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; GARCIA-FRIAS, J.; REBELATTO, J. L. Compensating spectral efficiency loss of wireless RF energy transfer with analog joint source channel coding compression. **IEEE Sensors Journal**, v. 16, n. 16, p. 6458–6469, Aug 2016. ISSN 1530-437X.
- HODGSON, E. A.; BRANTE, G.; SOUZA, R. D.; GARCIA-FRIAS, J. Non-parametric analog joint source channel coding for amplify-and-forward two-hop networks. In: **IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)**. 2017.
- HU, Y.; GARCIA-FRIAS, J. Optimizing power allocation in analog joint source-channel coding. In: **43rd Annu. Conf. on Inf. Sciences and Systems (CISS)**. 2009. p. 72–76.
- 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, K.; ZHOU, X. Cutting the last wires for mobile communications by microwave power transfer. **Communications Magazine, IEEE**, v. 53, n. 6, p. 86–93, June 2015. ISSN 0163-6804.
- KARLSSON, J.; SKOGLUND, M. Optimized low-delay source-channel-relay mappings. **IEEE Transactions on Communications**, v. 58, n. 5, p. 1397–1404, May 2010. ISSN 0090-6778.
- KRIKIDIS, I.; TIMOTHEOU, S.; NIKOLAOU, S.; ZHENG, G.; NG, D.; SCHOBER, R. Simultaneous wireless information and power transfer in modern communication systems. **Communications Magazine, IEEE**, v. 52, n. 11, p. 104–110, Nov 2014. ISSN 0163-6804.
- LINDE, Y.; BUZO, A.; GRAY, R. An algorithm for vector quantizer design. **IEEE Trans. Commun.**, v. 28, n. 1, p. 84–95, Jan 1980. ISSN 0090-6778.
- LIU, L.; ZHANG, R.; CHUA, K.-C. Wireless information transfer with opportunistic energy harvesting. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 12, n. 1, p. 288–300, Jan. 2013. ISSN 1536-1276.
- LU, B.; GARCIA-FRIAS, J. Non-linear bandwidth reduction schemes for transmission of multivariate Gaussian sources over noisy channels. In: **Annu. Conf. on Inf. Sciences and Systems (CISS)**. 2012. p. 1–6.

- LU, H.; CHEN, Y.; CAO, N. Accurate approximation to the pdf of the product of independent Rayleigh random variables. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 10, p. 1019–1022, 2011. ISSN 1536-1225.
- LUO, S.; ZHANG, R.; LIM, T. J. Optimal save-then-transmit protocol for energy harvesting wireless transmitters. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 12, n. 3, p. 1196–1207, Mar. 2013. ISSN 1536-1276.
- MATEU, L.; MOLL, F. Review of energy harvesting techniques and applications for microelectronics. **SPIE Circuits and Syst. II**, v. 5837, p. 359–373, 2005.
- MCILLREE, P. E. **Channel Capacity Calculations for M-ary N-dimensional Signal Sets**. 1995. DissertaçãŁo (Mestrado) — School of Engineering - University of South Australia, 1995.
- MINERO, P.; LIM, S. H.; KIM, Y. H. A unified approach to hybrid coding. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 61, n. 4, p. 1509–1523, April 2015. ISSN 0018-9448.
- MISHRA, D.; DE, S.; JANA, S.; BASAGNI, S.; CHOWDHURY, K.; HEINZELMAN, W. Smart RF energy harvesting communications: challenges and opportunities. **IEEE Communications Magazine**, v. 53, n. 4, p. 70–78, April 2015. ISSN 0163-6804.
- MORITZ, G.; REBELATTO, J.; SOUZA, R. D.; UCHOA-FILHO, B.; LI, Y. On the performance of network-coded cooperative communications with wireless energy transfer under a realistic power consumption model. In: **2014 IFIP Wireless Days (WD)**. 2014. p. 1–6.
- MORITZ, G.; REBELATTO, J.; SOUZA, R. D.; UCHOA-FILHO, B.; LI, Y. Time-switching uplink network-coded cooperative communication with downlink energy transfer. **IEEE Trans. Signal Process.**, v. 62, n. 19, p. 5009–5019, Oct 2014. ISSN 1053-587X.
- NASIR, A.; ZHOU, X.; DURRANI, S.; KENNEDY, R. Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 12, n. 7, p. 3622–3636, Jul. 2013. ISSN 1536-1276.
- NASIR, A.; ZHOU, X.; DURRANI, S.; KENNEDY, R. Wireless-powered relays in cooperative communications: Time-switching relaying protocols and throughput analysis. **IEEE Trans. on Commun.**, v. 63, n. 5, p. 1607–1622, May 2015. ISSN 0090-6778.
- OZEL, O.; SHAHZAD, K.; ULUKUS, S. Optimal energy allocation for energy harvesting transmitters with hybrid energy storage and processing cost. **Signal Processing, IEEE Transactions on**, v. 62, n. 12, p. 3232–3245, June 2014. ISSN 1053-587X.
- RUNGELER, M.; BUNTE, J.; VARY, P. Design and evaluation of hybrid digital-analog transmission outperforming purely digital concepts. **Communications, IEEE Transactions on**, v. 62, n. 11, p. 3983–3996, Nov 2014. ISSN 0090-6778.
- RUNGELER, M.; VARY, P. Hybrid digital-analog transmission taking into account D/A and A/D conversion. In: **2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)**. 2015. p. 590–594. ISSN 1948-3244.
- SALEH, A. A.; ALAJAJI, F.; CHAN, W.-Y. Power-constrained bandwidth-reduction source-channel mappings for fading channels. In: **26th Biennial Symposium on Communications (QBSC)**. 2012. p. 85–90.

SAYOOD, K. **Introduction to Data Compression**. 3rd. ed. Morgan Kaufmann, 2006.

SHANNON, C. E. A mathematical theory of communications. **Bell Systems Tech. Journal**, v. 27, p. 379–423; 623–656, 1948.

SHIGETA, R.; SASAKI, T.; QUAN, D. M.; KAWAHARA, Y.; VYAS, R.; TENTZERIS, M.; ASAMI, T. Ambient RF energy harvesting sensor device with capacitor-leakage-aware duty cycle control. **Sensors Journal, IEEE**, v. 13, n. 8, p. 2973–2983, Aug 2013. ISSN 1530-437X.

TABASSUM, H.; HOSSAIN, E.; OGUNDIPE, A.; KIM, D. I. Wireless-powered cellular networks: key challenges and solution techniques. **Communications Magazine, IEEE**, v. 53, n. 6, p. 63–71, June 2015. ISSN 0163-6804.

WITT, F. de; SOUZA, R. D.; BRANTE, G. On the performance of hybrid ARQ schemes for uplink information transmission with wireless power transfer in the downlink. In: **2014 IFIP Wireless Days (WD)**. 2014. p. 1–6.

XIAO, L.; WANG, P.; NIYATO, D.; KIM, D.; HAN, Z. Wireless networks with RF energy harvesting: A contemporary survey. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, PP, n. 99, p. 1–1, 2015. ISSN 1553-877X.

ZHANG, R.; HO, C. K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 12, n. 5, p. 1989–2001, May 2013. ISSN 1536-1276.

ZHANG, R.; MAUNDER, R.; HANZO, L. Wireless information and power transfer: from scientific hypothesis to engineering practice. **Communications Magazine, IEEE**, v. 53, n. 8, p. 99–105, August 2015. ISSN 0163-6804.

ZHANG, R.; YANG, L. liang; HANZO, L. Energy pattern aided simultaneous wireless information and power transfer. **Selected Areas in Communications, IEEE Journal on**, v. 33, n. 8, p. 1492–1504, Aug 2015. ISSN 0733-8716.

ZHOU, X.; ZHANG, R.; HO, C. K. Wireless information and power transfer: Architecture design and rate-energy tradeoff. In: **Global Communications Conference (GLOBECOM), 2012 IEEE**. 2012. p. 3982–3987. ISSN 1930-529X.