

Marco Aurelio Cazarotto Gomes

Gaussianização de Interferência, Modulação Multinível e Identificação de Distorções em Sistemas de Comunicações.

Campinas

2014



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Marco Aurelio Cazarotto Gomes

Gaussianização de Interferência, Modulação Multinível e Identificação de Distorções em Sistemas de Comunicações.

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na Área de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Renato da Rocha Lopes

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Marco Aurelio Cazarotto Gomes, e orientada pelo Prof. Dr. Renato da Rocha Lopes

> Campinas 2014

Ficha catalográfica Universidade Estadual de Campinas Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

Gomes, Marco Aurelio Cazarotto, 1984-Gaussinização de interferência, modulação multinível e identificação de distorções em sistemas de comunicações / Marco Aurelio Cazarotto Gomes. – Campinas, SP : [s.n.], 2014. Orientador: Renato da Rocha Lopes. Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Distorções. 2. Equalizadores (Eletrônica). 3. Acesso múltiplo por divisão de código. 4. Processos Gaussianos. 5. Modulação digital. I. Lopes, Renato da Rocha,1972-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Gaussianization of interference, multilevel modulation and identification of distortions in communications systems

Palavras-chave em inglês: Distortions Equalizers (Electronic) Multiple access code division Gaussian processes **Digital modulation** Área de concentração: Telecomunicações e Telemática Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica Banca examinadora: Renato da Rocha Lopes [Orientador] Murilo Bellezoni Loiola Charles Casimiro Cavalcante Paulo Cardieri Gustavo Fraidenraich Data de defesa: 03-07-2014 Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

11.24

Candidato: Marco Aurélio Cazarotto Gomes

Data da Defesa: 3 de julho de 2014

 ≥ 1

Título da Tese: "Gaussianização de Interferência, Modulação Multinível e Identificação de Distorções em Sistemas de Comunicações"

Prof. Dr. Renato da Rocha Lopes (Presidente):
Prof. Dr. Murilo Bellezoni Loiola:
Prof. Dr. Charles Casimiro Bavalcante: hours Coulinito Farhoute
Prof. Dr. Paulo Cardieri: faulo Cardon (
Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich:

Resumo

Este trabalho está dividido em duas partes. Na primeira, propomos um método para melhorar a estimação de informações sobre descasamentos de impedância em redes de cabos coaxiais. Esses descasamentos geram micro-reflexões, que por sua vez geram distorções na rede. Informações sobre a localização dos descasamentos podem ajudar as equipes de manutenção a localizá-los e repará-los. Atualmente a informação é estimada no padrão DOCSIS de manutenção preventiva, e baseia-se apenas nos coeficientes do equalizador que já são conhecidos pelo sistema. Assim, o método não exige qualquer alteração ao sistema. Iremos demonstrar que, em contraste com a abordagem atual DOCSIS, o nosso método fornece uma estimativa mais fina, e permite a estimativa de informação mesmo quando mais de uma micro-reflexão está presente. Na segunda parte propomos soluções para dois problemas relacionados ao canal gaussiano. No primeiro momento estamos interessados no problema do ponto de vista do primeiro usuário de um canal de múltiplo acesso (MAC, do inglês Multiple Access Channel), onde vamos tratar o sinal do segundo usuário como ruído na detecção. Esta estratégia é conhecida como cancelamento de interferência (SIC, do inglês Successive Interference Cancellation). O primeiro usuário utiliza um código Low Density Parity Check (LDPC). Na detecção, o LDPC assume que o ruído é gaussiano (AWGN, do inglês additive white Gaussian noise). Com isso, vamos propor duas estratégias (shaping e transformada de Fourier) para modificar a distribuição do segundo usuário, de forma que esta se aproxime de uma distribuição gaussiana. Vamos comprovar que as duas estratégias têm melhor desempenho comparadas à estratégia envolvendo modulação com distribuição discreta uniforme. Em um segundo momento propomos um sistema simples que se aproxima da capacidade do AWGN. Para isso, vamos explorar um paralelo entre o AWGN e o MAC. Em nossa proposta, o que no MAC eram usuários agora são níveis paralelos e independentes de um código multinível, onde cada nível usa uma entrada binária e um código que se aproxima da capacidade, resultando em um sistema com codificação simples que opera perto de capacidade. Na decodificação novamente vamos usar SIC. Como resultado, o receptor é constituído por uma série de receptores binários simples. Vamos mostrar que o sistema proposto funciona a uma pequena distância em relação à capacidade do AWGN, e que esta distância pode ser atribuída apenas à distância do próprio código.

Palavras-chaves: DOCSIS; micro-reflexão; equalização; cancelmento de inferferência; canal gaussiano, múltiplo acesso; modulação multinível.

Abstract

This work is divided into two parts. At first, we propose a method for improving the estimation of impedance mismatch information in coaxial cable networks. These impedance mismatch generate micro-reflections, which distorts the network. Information about the location of mismatches can help maintenance team to locate to them and repair them. Currently, the information is estimated in the DOCSIS preventive maintenance, and is based only on the coefficients of the equalizer are already known by the system. Thus, the method does not require any change into the system. We will show that, in contrast with the current DOCSIS approach, our method provides a finer estimate, and allows the estimation of information even when more than one micro-reflection is present. In the second part we propose solutions to two problems related to the Gaussian channel. At first we are interested in the problem from the point of view of the first user of a multiple access channel (MAC), where we treat the user as the second signal in noise in the detection. This strategy is known as successive interference cancellation (SIC). The first user uses a Low Density Parity Check code (LDPC). In detection, the LDPC assumes that the noise is Gaussian (AWGN). With this, we propose two strategies (shaping and Fourier transform) to modify the distribution of the second user, so that it approaches a Gaussian distribution. We will show that both strategies outperform the strategy involving modulation compared with discrete uniform distribution. In second user, we propose a simple system that approaches the capacity of the AWGN. For this, we explore a parallel between the AWGN and MAC. In our proposal, which were in the MAC users, now are parallel and independent levels of a multilevel code, where each level uses a binary input and a code approaches the capacity, resulting in a simple coding system that operates close to capacity. We will use SIC for decoding again. As a result, the receiver is constituted by a simple binary receivers series. We will show that the proposed system works at a small distance from the capacity of AWGN, and this distance can be assigned only the gap of the code.

Keywords: DOCSIS; micro-reflection; equalization; interference cancellation; Gaussian channel; multiple access; multilevel modulation.

Sumário

1	Intr	odução	1
	1.1	Micro-reflexão	1
	1.2	Canal Gaussiano	2
	1.3	Organização dos capítulos	4
Ι	Mio	cro-Reflexões	5
2	Cara	acterização de micro-reflexões em redes de cabo coaxial	1
	2.1	Introdução	1
	2.2	Pré-equalização	3
	2.3	Micro-reflexão	4
	2.4	Equalização de uma Micro-reflexão	6
		2.4.1 Várias micro-reflexões	8
	2.5	Estimação de micro-reflexão no padrão DOCSIS	9
	2.6	Proposta para caracterizar micro-reflexões	10
	2.7	Conclusão	15
11	Car	nal Gaussiano	16
3	Gau	ssianização de interferência para canal gaussiano de múltiplo acesso	1
	3.1	Introdução	1
	3.2	Canal gaussiano de múltiplo acesso	3
		3.2.1 Região de capacidade	5
	3.3	Cancelamento sucessivo de interferência (successive interference cancellation -	
		SIC)	6
	3.4	Gaussianização da Interferência	7
		3.4.1 Shaping	7
		3.4.2 Transformada de Fourier	12
	3.5	Cenário e Resultados	13
	3.6	Conclusões	14
4	Cod	lificação Multinível	16
	4.1	Introdução	16
	4.2	SIC e Código Multinível	17
	4.3	Constelação Proposta	19

		4.3.1	Método	Ideal			 		 •	 •						•			20
		4.3.2	Método	Prático)		 		 •								•	•	21
	4.4	BICM					 		 •	 •				•				•	24
	4.5	Resulta	ados				 		 •	 •				•		•		•	25
	4.6	Norma	lizando	a Interfe	erênci	ia.	 		 •	 •				•		•		•	27
	4.7	Conclu	são				 		 •	 •				•		•		•	28
5	Con	clusão e	e Persp	ectivas			 	•	 •	 •	•		•	•	•	•			30

Referências .	• •		•		•	•	•		•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•		32
---------------	-----	--	---	--	---	---	---	--	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	--	----

Dedico esta tese aos meus pais, Marcos e Dalva.

Agradecimentos

Após muito esforço, com certeza uma grande conquista. Porém, nada disso seria possível sem a ajuda de muitos, por isso agradeço:

Aos meus pais, Marcos e Dalva, e ao meu irmão Carlos, por todo o apoio, carinho e compreensão.

Ao professor Renato Lopes, pela orientação, confiança e paciência em lidar com toda a minha ansiedade nesse período. Um exemplo não apenas como orientador e professor, mas também como homem e com quem foi uma honra poder trabalhar.

Ao professor Amauri Lopes, por ter iniciado esse processo comigo anos atrás, e ter me ensinando tanta coisa em tão pouco tempo. Sempre será uma das minhas maiores referências.

Ao pessoal do DPSCom pelo companheirismo, pelas conversas e diversão em todo esse período. Uma grande família dentro da FEEC/UNICAMP. Aqui vale um agradecimento especial à duas pessoas: Rafael Krummenauer, obrigado pela ajuda constante nos mais inúmeros assuntos; Professor Romis, obrigado pelas conversas que sempre ajudaram a abrir a minha mente e a entender melhor a vida.

Aos amigos do LOsTE, minha república e família em Campinas, por terem tornado esse processo muito mais simples. Obrigado Cotô, Tiezzi, Rubão, Breves, Portela, Felipe, Sassá e Pasté.

Aos amigos de Andradas, minha terra natal e meu porto seguro. Não há como citar todos, mas é em Andradas com estes amigos que tenho meus momentos de paz.

À minha querida Ariela, que foi muito importante no fim desse processo.

À Deus, acima de tudo.

"Só se pode alcançar um grande êxito quando nos mantemos fiéis a nós mesmos." (Friedrich Nietzsche)

Lista de ilustrações

Figura 1 $-$	Padrão DOCSIS com um pré-equalizador.	4
Figura 2 –	Ilustração do modelo de micro-reflexão	5
Figura 3 –	Resposta em frequência de um canal utilizado pelo padrão DOCSIS	10
Figura 4 –	Resposta em frequência do canal aproximado pelo sistema DOCSIS	11
Figura 5 –	Resposta em frequência desejada do equalizador.	11
Figura 6 –	Diferença de energia entre o equalizador com todos os coeficientes e o	
	equalizador forçando coeficientes a zero.	12
Figura 7 –	Comparação entre as resposta em frequência do equalizador com 6 e 17 $$	
	coeficientes.	13
Figura 8 –	Comparação das três repostas em frequência.	14
Figura 9 –	Ilustração da estratégia para atingir a maior proximidade de capacidade.	4
Figura 10 –	Ilustração do canal de múltiplo acesso.	4
Figura 11 –	Ilustração da região de capacidade para dois usuários	5
Figura 12 –	Ilustração comparando as constelações quadrada e circular e suas respec-	
	tivas distribuições (BARRY <i>et al.</i> , 2004)	8
Figura 13 –	Mapeamento entre bits e alfabeto para shaping com código convolucional	
	(SHILPA <i>et al.</i> , 2010)	10
Figura 14 –	Ilustração da estratégia de codificação para shaping (SARADKA et al.,	
	2012)	11
Figura 15 –	Ilustração da estratégia de decodificação para shaping (SARADKA $et\ al.,$	
	2012)	11
Figura 16 –	Histograma de uma sequência a ser transmitida após passar pela Trans-	
	formada de Fourier	12
Figura 17 –	Comparação das estratégias de transmissão para o primeiro usuário para	
	canal gaussiano de múltiplo acesso.	14
Figura 18 –	Capacidade do canal AWGN com entrada gaussiana e entrada binária	
	(BPSK)	17
Figura 19 –	Ilustração do transmissor e do receptor propostos	20
Figura 20 –	Il ustração para a alocação de potência proposta para três sequências binárias.	21
Figura 21 –	Il ustração para o alfabeto gerado pela alocação de potência proposta . $% \left({{{\bf{n}}_{{\rm{s}}}}} \right)$	21
Figura 22 –	Capacidade do canal AWGN ideal com entrada gaussiana e o alfabeto	
	proposto.	22

Figura 23 – Função distribuição acumulada dos dois alfabetos comparados a distribui-	
ção gaussiana	23
Figura 24 – Ilustração de um mapeamento Gray para um 4-PAM	24
Figura 25 – Comparação do resultado dos métodos utilizados. \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots	26
Figura 26 – Modelo para transmissão usando transformada de Fourier. \ldots . \ldots .	27
Figura 27 – Comparação dos resultados para o SIC, com e sem transformada de Fourier.	29

Lista de Abreviaturas

-	Additive White Gaussian Noise
-	Bit Error Rate
-	Bit-Interleaved Coded Modulation
-	Binary Phase-Shift Keying
-	Cable Modem
-	Cable Modem Termination System
-	Discrete Fourier Transform
-	Data Over Cable Over Service Interface Specification
-	Inverse Discrete Fourier Transform
-	Low-Density Parity-Check
-	Log-Likelihood Ratio
-	Least Mean Square
-	Multiple Access Channel
-	Pulse Amplitude Modulation
-	Successive Interference Cancellation
-	Signal-to-Noise Ratio

1 Introdução

Os sistemas de telecomunicações vêm sendo mais utilizados a cada dia que passa e o leque de serviços prestados são os mais diversos possíveis. Entre esses serviços temos telefonia, internet, televisão, por exemplo, e isso exige que, cada vez mais, dados sejam transmitidos com altas taxas e com grande confiabilidade. Os serviços oferecidos pelas telecomunicações utilizam os meios de comunicação mais distintos possíveis como cabo coaxial, par trançado, fibra ótica ou radiodifusão. Neste trabalho focamos em dois aspectos: como garantir a integridade física do canal; e transmitir a taxas próximas do limite teórico do canal. Para isso, estamos interessados no problema de micro-reflexão em redes de cabo coaxial e na capacidade para canal gaussiano. Antes de continuarmos, vamos situar cada um dos problemas.

1.1 Micro-reflexão

As redes de cabo coaxial surgiram nos Estados Unidos nos anos 40 e eram utilizadas apenas para transmissão de televisão (SMITH, 1970). Ou seja, a transmissão se dava apenas no sentido da central para o usuário, e levava um mesmo sinal para todos os usuários. Atualmente as redes de cabo coaxial oferecem um número muito maior de serviços como video-on-demand, jogos online e videoconferência, que demandam o uso intensivo de largura de banda para transmissão de dados em alta velocidade, e com isso utilizam transmissão de dados em duplo sentido. Diferente da televisão, na transmissão em duplo sentido, cada usuário tem um dado de interesse diferente. Ademais, esses serviços também necessitam de transmissão no caminho contrário, do usuário de volta para a central. Esses novos serviços e as grandes demandas dos usuários obrigaram as empresas a buscarem a melhoria das redes.

Em uma rede de cabo coaxial, a qualidade de transmissão depende dos equipamentos, cabos e conectores utilizados na própria rede. Por exemplo, conexões mal instaladas, antigas ou enferrujadas podem causar uma diferença de impedância no cabo, que geram as chamadas micro-reflexões. Essas micro-reflexões por sua vez geram distorções no sinal dos usuários, podendo ser imperceptíveis no primeiro momento. Mas a progressiva degradação vai piorando o sinal, exigindo que o sistema diminua a taxa fornecida ao usuário. Isso pode chegar a um ponto em que a transmissão fica inviável e é necessário que se interrompa o serviço para corrigir as distorções e reparar a linha.

Para contornar o problema de interrupção da rede foi proposto o padrão DOCSIS (*Data Over Cable Service Interface Specification*)(CABLELABS, 1997). O padrão DOCSIS

estabelece um conjunto de normas para utilização das redes de cabo coaxial para transmissão de dados e uma das normas estabelecidas pelo padrão é referente a manutenção pró-ativa. Para essa manutenção, o padrão DOCSIS utiliza um pré-equalizador para compensar as distorções da rede. Se a degradação for muito severa, o pré-equalizador não consegue compensar as distorções e o serviço deve ser interrompido para reparo da rede. Mas antes de chegar nesse ponto pode-se fazer manutenção preventiva. Os coeficientes do equalizador permitem determinar a severidade da micro-reflexão, ajudando a priorizar a manutenção, e podem fornecer informação sobre a localização do descasamento, facilitando o trabalho das equipes de manutenção. O problema é que, em um sistema real, temos vários descasamentos de impedância no sistema, gerando várias micro-reflexões. O padrão DOCSIS atualmente aproxima todas as micro-reflexões para apenas uma, fornecendo apenas um nível de micro-reflexão e fornecendo uma distância média onde ela possa ter ocorrido, retornando uma estimativa bastante grosseira.

Posto isso, nós estamos interessados no problema das micro-reflexões nas redes de cabo coaxial. Em contraponto à aproximação que o padrão DOCSIS faz para identificar as microreflexões, nós vamos propor um novo método para identificar as micro-reflexões utilizando os coeficientes do equalizador que já está implementado no sistema, sem necessidade de alteração nenhuma no mesmo. Através dos coeficientes do equalizador vamos fornecer uma estimativa mais fina tanto do nível da micro-reflexão, quanto da sua localização. No nosso método vamos identificar um número maior de micro-reflexões retornando o nível e a distância de cada uma. Todos esses problemas serão discutidos no capítulo 2.

1.2 Canal Gaussiano

Outro tema abordado nesse trabalho está relacionado à transmissão em canais sujeitos apenas a ruído gaussiano, conhecidos como canais gaussianos. Como por exemplo, podemos citar um sistema de telefonia celular. Neste sistema, em uma célula, temos vários celulares (usuários) transmitindo para uma estação rádio-base, compartilhando o mesmo meio de transmissão, o espaço livre. Este canal é conhecido como canal de múltiplo acesso (MAC, do inglês *multiple access channel*) e neste tipo de transmissão estamos sujeitos a ruído, no caso, ruído gaussiano (AWGN, do inglês *additive white Gaussian noise*).

Para esse tipo de transmissão temos inúmeros problemas e vamos estudar dois deles. Primeiramente, vamos considerar o cenário com vários usuários compartilhando o mesmo canal, de forma que o sinal de um usuário interfira com o de outro. Por exemplo, supondo dois usuários, uma forma que podemos enxergar o problema é que quando o primeiro usuário for transmitir existe apenas ruído na rede. Quando o segundo usuário transmitir, ele encontrará no canal o ruído gaussiano e o primeiro usuário, que já está transmitindo. Nesse contexto o segundo usuário antes da transmissão deve estar preocupado com sua potência e sua taxa para poder transmitir da melhor forma possível. Então, no mesmo contexto, o dois usuários ainda tem outras questões como: qual código utilizar, qual modulação, qual estratégia de recepção, como podemos trabalhar com a interferência?

O ideal é podermos aumentar a taxa até um limite teórico que é conhecido como a capacidade do canal (TSE; VISWANATH, 2005). A capacidade tem relação direta com relação sinal do ruído do mesmo canal. Cada usuário está sujeito a sua capacidade individual. Quando temos mais de um usuário estamos sujeito a capacidade total do sistema e uma forma conhecida de recepção que garante trabalhar muito próximo da capacidade é conhecida como cancelamento sucessivo de interferência (SIC, do inglês *successive interference cancellation*). Como exemplo, podemos voltar ao exemplo citado anteriormente, onde temos dois usuários transmitindo, mais o ruído do canal. Cada um destes usuários tem sua capacidade teórica individual e o canal tem uma capacidade total. Mas existem alguns cenários em que um dos usuários está transmitindo na capacidade e o outro usuário ainda é capaz de transmitir. Neste contexto, o primeiro usuário a ser decodificado, trata como o ruído não apenas o ruído do canal, mas também o segundo usuário. Ou seja, do ponto de vista do primeiro usuário, o ruído é formado pelo ruído do canal somado ao sinal do segundo usuário. Uma vez que o primeiro usuário foi decodificado, "sobra" o segundo usuário e o ruído do canal, onde este usuário pode ser decodificado individualmente.

No nosso trabalho sobre o canal gaussiano, propomos duas soluções para os problemas acima. No primeiro momento vamos propor um canal de múltiplo acesso com dois usuários e ruído gaussiano. A decodificação será feita utilizando SIC. Para este problema, vamos utilizar o código Low Density Parity Check. Este código é muito conhecido (GALLAGER, 1962) e sabe-se que no algoritmo de decodificação, o LDPC pressupõe que o sinal de interferência é gaussiano. Do ponto de vista do primeiro sinal a ser decodificado, a interferência é formada pela soma do sinal do segundo usuário somado ao ruído gaussiano do canal. Como o ruído do canal já é gaussiano, vamos propor uma forma de gaussianizar o segundo usuário para melhorar o desempenho do código. Nós vamos propor duas formas para fazer isso, utilizando shaping e transformada de Fourier como será explicado no capítulo 3.

No segundo momento vamos tratar da capacidade para apenas um usuário. Um objetivo importante de um sistema de comunicação é transmitir à maior taxa possível, ou seja, nós gostaríamos de transmitir o mais próximo possível da capacidade do canal. O grande problema é que para atingir a capacidade é necessário uma entrada gaussiana para o canal. Mas sabemos também que, se a capacidade é baixa, então o uso de uma entrada binária causa apenas uma pequena em perda em relação a capacidade (FORNEY; UNGERBOECK, 1998). Além disso, há códigos, tais como o LDPC, que são conhecidos por aproximar à capacidade para entradas binárias em canais gaussianos. Então para podermos trabalhar em taxas mais altas, vamos explorar essas observações e um paralelo (DUAN *et al.*, 1997) entre o ruído gaussiano (AWGN) e o canal de acesso múltiplo (MAC) para propor uma estratégia de transmissão que aproxime a capacidade de um canal gaussiano com qualquer capacidade. Como dissemos anteriormente, o SIC atinge a capacidade para o MAC então vamos continuar a usá-lo. Na verdade, o método proposto é muito simples e muito parecido com o problema anterior, só que, o que naquele momento eram usuários diferentes, agora serão sequências binárias de um mesmo usuário e com isso vamos constituir uma modulação multinível, originando um novo alfabeto. Com esse método conseguimos chegar muito próximo a capacidade. Isso será explicado no capítulo 4.

1.3 Organização dos capítulos

O trabalho está organizado em duas partes. A primeira parte se refere ao problema de identificação de micro-reflexões em redes de cabo coaxial. O segunda parte se refere a codificação para canal gaussiano, tanto de múltiplo acesso quanto o AWGN clássico, com um só usuário. Vamos detalhar o conteúdo de cada capítulo.

O capítulo 2 introduz o funcionamento do padrão DOCSIS e o procedimento de préequalização utilizado. Posteriormente é tratado o problema da micro-reflexão e sua equalização do ponto de vista DOCSIS. Por fim, propomos um método para melhorar a identificação das micro-reflexões deste sistema, trazendo um estimativa mais fina e apurada, sendo nossa primeira contribuição.

No capítulo 3 exploramos o problema da transmissão no canal gaussiano de múltiplo acesso. Introduzimos os conceitos de canal gaussiano de múltiplo acesso e cancelamento sucessivo de interferência. Neste capítulo propomos métodos para melhorar a decodificação do primeiro usuário através da gaussianização da interferência, sendo nossa segunda contribuição.

No capítulo 4 continuamos a explorar o problema de codificação do canal de múltiplo acesso, fazendo uma analogia entre o próprio canal gaussiano de múltiplo acesso e o cancelamanto de interferência, propondo um sistema muito simples de codificação multinível, onde nos aproximamos do capacidade do canal gaussiano comparados a outros métodos mais complexos, sendo a terceira contribuição deste trabalho.

Finalmente no capítulo 5 fazemos a conclusão e as considerações finais do trabalho.

Parte I

Micro-Reflexões

2 Caracterização de micro-reflexões em redes de cabo coaxial

2.1 Introdução

Nos últimos anos as companhias de televisão a cabo no mundo todo têm aumentado seu leque de negócios, oferecendo também serviços em outras áreas como telefonia e internet, além da própria TV. A estrutura utilizada é baseada em redes de cabo coaxial que se originaram nos Estados Unidos, a partir de final de 1940 (SMITH, 1970). Originalmente estas eram exclusivamente redes de sentido único, usadas para distribuir sinais de televisão analógicos de uma central de cabos levados a um grande número de usuários. Sob este modelo de transmissão tradicional, o fluxo de informações era unidirecional, ou seja, os usuários finais não tinham necessidade de transmitir dados de volta para o transmissor central. No entanto, nos dias de hoje, as redes de cabo coaxial não são usadas apenas para as transmissão de sinal de TV. Na mesma estrutura já pronta, hoje também se transmistem dados, proporcionando uma oferta maior de serviços. Esses serviços como internet banda larga, vídeo-on-demand, jogos online e videoconferência demandam o uso intensivo de largura de banda e transmissão de dados em alta velocidade. Por natureza, aplicações interativas, tais como estas, possibilitam que cada usuário possa transmitir dados ao longo a rede, necessitando de uma rede capaz de suportar o tráfego de mão dupla, com mais velocidade. Além disso, nessas novas aplicações o tráfego da central para o usuário também é diferente de antigamente, pois cada usuário recebe um sinal diferente, variando com a sua aplicação. Por conta dessas mudanças e da grande demanda dos usuários, surge também a necessidade de separar o tráfego entre usuários. A utilização generalizada destes tipos de aplicações interativas, juntamente com a concorrência das empresas de telefonia, está impulsionando as companhia de cabo a aumentar significativamente a capacidade de suas redes.

As redes de cabo coaxial modernas são estruturadas de forma a permitir a comunicação simultânea em duas direções: da central para os usuários finais e dos usuários finais de volta para a central, como dito anteriormente. Para suportar este esquema de comunicação, o espectro de frequências no cabo é dividido em duas regiões distintas. As transmissões dos usuários finais para a central são conhecidas como transmissão de upstream e são alocadas na região de mais baixa frequência (tipicamente 5 - 85MHz), enquanto as transmissões da central para os usuários são conhecidas como transmissões de downstream e são alocadas na maior frequência de banda (100 MHz - 1 GHz) (CABLELABS, 2014). O sistema de comunicação bidirecional mencionado acima é padronizado pelo sistema *Data Over Cable Service Interface Specification* (DOCSIS). O padrão DOCSIS, emitido por uma organização conhecida como CableLabs, tem como objetivo promover a interoperabilidade entre os vários dados: upstream e downstream de cada usuário, através de redes de cabo, além dos sinais para os canais de televisão propriamente ditos. A versão original do padrão DOCSIS foi lançada em 1997 (CABLELABS, 1997). Desde 1997, os requisitos para a transferência de dados para as rede de cabo continuaram a aumentar rapidamente. Para acompanhar esta demanda, uma série de versões atualizadas do padrão DOCSIS foram liberadas. A versão mais recente do padrão DOCSIS é o DOCSIS 3.0, lançado oficialmente em agosto de 2006, com a última atualização sendo feita em abril deste ano (CABLELABS, 2010), (CABLELABS, 2014).

Ao longo da evolução da DOCSIS, tem havido numerosas alterações, tanto para as transmissões de upstream quanto para downstream. No entanto, as maiores mudanças foram feitas no esquema de transmissão de upstream, refletindo um enorme aumento na demanda de largura de banda nesse sentido. A fim de proporcionar níveis apropriados de rendimento e desempenho para várias aplicações de upstream, o padrão DOCSIS é extremamente flexível. Vários parâmetros de transmissão são dinamicamente especificados e podem ser modificados para cada transmissão de pacotes. Estes parâmetros incluem: taxa de símbolo, tipo de constelação, tamanho do pacote, técnica de acesso múltiplo, e nível de codificação de controle de erros, para citar apenas alguns.

No padrão DOCSIS existem dois tipos principais de dispositivos que se comunicam através da rede. O dispositivo de comunicação do lado do terminal principal da rede é conhecido como o *Cable Modem Termination System* (CMTS). Na outra extremidade da rede há um grande número de terminais de usuário conhecido como *Cable Modems* (CM). O CMTS é essencialmente o cérebro da rede, responsável pela definição dos parâmetros de transmissão de upstream para cada CM no sistema, bem como pela atribuição, monitoramento e coordenação de todo o tráfego de rede em ambas as direções. Esta tarefa é particularmente onerosa na direção de upstream, uma vez que o demodulador no CMTS deve ser capaz de receber corretamente os sinais a partir de um grande número de CMs, muitos dos quais podem ser transmitidos através de canais que podem introduzir distorções aos sinais (OVADIA, 2001). Estas distorções deterioram o desempenho da rede. Posto isso, o sistema DOCSIS propõe um sistema de pré-equalização, que compensa as distorções automaticamente evitando que seja necessário que a rede pare de operar para eventuais reparos.

Neste capítulo, estamos preocupado com a transmissão de upstream, ou seja, do sinal do usuário final de volta para a central. No caminho de upstream, existe um sistema de manutenção preventiva entre o CM e o CMTS, cuja função é combater as distorções na rede. Essas distorções na transmissão de upstream estão relacionadas principalmente a micro-reflexões e atraso de grupo. Nós estamos interessados no problema das micro-reflexões, onde estas são causadas por descasamento de impedância, e podem ser compensadas pelo pré-equalizador. Entretanto, o descasamento pode piorar progressivamente, até chegar num ponto que o pré-equalizador não é mais capaz de garantir a transmissão, e o serviço para o usuário tem que ser interrompido. Para combater esse problema utiliza-se uma manutenção preventiva, onde esta deve detectar a micro-reflexão que está causando mais problemas e reparar antes da interrupção acontecer. Para caracterizar a micro-reflexão, permitindo assim o planejamento de quais serão corrigidas, e ajudando na sua localização, o padrão DOCSIS propõe um método, que é baseado apenas no conhecimento dos coeficientes do equalizador, e que, portanto, não exige nenhuma mudança no sistema. Nesse trabalho, vamos propor um método alternativo para caracterizar a micro-reflexão. Vamos mostrar que o nosso método fornece uma estimativa mais fina do que a estimativa fornecida pelo padrão DOCSIS atual, utilizando apenas os coeficientes do equalizador já implementado no sistema.

2.2 Pré-equalização

Obviamente, a qualidade de transmissão de uma arquitetura DOCSIS depende da qualidade do cabo coaxial e das ligações existentes numa determinada rede. Por exemplo, conexões mal instaladas, antigas ou conexões enferrujadas, podem causar uma diferença de impedância no cabo, que geram as chamadas micro-reflexões. Outros problemas incluem a entrada de RF (radio frequência), atraso de grupo, etc (CABLELABS, 2014). Estas distorções prejudicam a operação da rede. Nos sistemas anteriores ao padrão DOCSIS, essas distorções se acumulavam até que fosse necessário parar a operação da rede para repará-las, causando problemas para o usuário final. Para contornar este problema, o padrão DOCSIS propõe uma manutenção pró-ativa (CABLELABS, 2010), em que a condição física da rede é monitorada, e os reparos são executados antes da degradação começar a afetar gravemente a qualidade do serviço do usuário. Para isso, o padrão DOCSIS especifica a utilização de pré-equalizadores no transmissor (CABLELABS, 2010) no upstream, como mostrado na Figura 1. Nesta Figura, o cable modem (CM) é o dispositivo localizado nas instalações do cliente e o cable modem system termination (CMTS) é o dispositivo localizado no terminal de operadora e $E(z) \in C(z)$ são o pré-equalizador e a função de transferência do canal a tempo discreto, respectivamente.

Quando a degradação do canal é muito severa, o pré-equalizador pode não ser capaz de compensar a distorção. Nestes casos, a empresa pode ter de efetivamente reparar a linha, substituindo as ligações ou cabos defeituosos. Mas empresas são estimuladas a usar manutenção preventiva, ou pró-ativa, para não gerar problemas para o usuário final.

A ideia de manutenção pró-ativa é utilizar os coeficientes do pré-equalizador para



Figura 1 – Padrão DOCSIS com um pré-equalizador.

determinar o tipo, localização e gravidade das deficiências. A motivação é que estes coeficientes já estão disponíveis na interface do software utilizado pelo DOCSIS, sendo desnecessária qualquer mudança no padrão para obtê-los. O padrão (CABLELABS, 2010) especifica algumas estratégias para relacionar os coeficientes a diferentes tipos de deficiências em canais. O prefixo na definição equalizador significa que este atua antes da transmissão, porém, a partir de agora, para simplificar o texto, vamos tratar o mesmo apenas como equalizador.

Neste trabalho, vamos propor um método para identificar as micro-reflexões de forma, que podemos fornecer informações mais precisas do que a estratégia atualmente descrita na norma. Para esse fim, na próxima seção descreveremos em mais detalhes a origem das microreflexões e seu impacto sobre o canal.

2.3 Micro-reflexão

Como descrito na seção 2.1, cabos coaxiais sofrem de problemas que induzem várias distorções na transmissão. Um problema muito comum é a micro-reflexão, que é causada por um descasamento de impedância entre dois conectores (CABLELABS, 2010). Nesta seção, descrevemos a resposta em frequência de um canal que apresente essa distorção. Utilizaremos esse resultado nas próximas seções para mostrar como a micro-reflexão pode ser caracterizada a partir dos coeficientes do equalizador.

Uma micro-reflexão é ilustrada na Figura 2. Esta Figura mostra um sinal que é inserido no cabo próximo ao centro da Figura. Este sinal se propaga para a esquerda, até que ele atinja um conector com um descasamento de impedância na extremidade esquerda da Figura. Neste ponto, uma parte do sinal continua se propagando para a esquerda no cabo, enquanto outra parte do sinal é refletida de volta para a direita, com um coeficiente de reflexão Γ_1 . O sinal refletido propaga-se para a direita até atingir outro conector com descasamento de impedância no extremo direito da Figura. Como antes, uma parte deste sinal é refletida de volta para a esquerda, com coeficiente de reflexão Γ_2 . O sinal refletido propaga-se agora para a esquerda, até atingir o primeiro conector, e depois o processo se repete.



Figura 2 – Ilustração do modelo de micro-reflexão.

Agora, vamos determinar a resposta em frequência desta estrutura entre o ponto de injeção e o sinal que é transmitido no conector do lado esquerdo, isto é, o sinal que se propaga para o lado esquerdo, após este conector. Assim, suponha que $e^{j\omega t}$ é o sinal injetado na estrutura, e fazemos com que $C(\omega)$ seja o sinal na saída do conector esquerdo. Então, fazendo $\Gamma_E = A_2\Gamma_1\Gamma_2$, a expressão matemática para uma micro-reflexão no domínio da frequência é dada por:

$$C(\omega) = e^{j\omega t} A_1 e^{-j\omega \tau_1} + e^{j\omega t} A_1 e^{-j\omega \tau_1} \Gamma_E e^{-j\omega 2\tau_2} + e^{j\omega t} A_1 e^{-j\omega \tau_1} (\Gamma_E e^{-j\omega 2\tau_2})^2 + \dots,$$

$$(2.1)$$

onde A_1 e A_2 são os coeficientes de atenuação mostrados na Figura 2, e $\tau_1 = d_1/v$ e $\tau_2 = d_2/v$ são os atrasos de propagação associados as distâncias d_1 e d_2 mostrados em Figura 2. A velocidade de propagação no cabo é v = 0.87c, onde c é a velocidade da luz no vácuo (CA-BLELABS, 2010). Como o sinal na entrada é $e^{j\omega t}$, concluímos que a função de transferência do canal, com abuso de notação, é dada por

$$C(\omega) = e^{j\omega t} A_1 e^{-j\omega\tau_1} \frac{1}{1 - \Gamma_E e^{-j\omega^2\tau_2}}.$$
 (2.2)

Como mencionado na introdução, estamos interessados em caracterizar o canal utilizando as informações do equalizador. Para ver como isso pode ser feito, vamos considerar novamente a Figura 1. Como pode ser visto nesta Figura a função de transferência do canal efetivo pelo CM no upstream é dada por

$$A(z) = E(z)C(z).$$
(2.3)

Para se ter uma transmissão sem interferências, devemos ter A(z) = 1. Para que isto ocorra, o equalizador deve aproximar o inverso do canal, isto é, $C(z) \approx 1/E(z)$. Em outras palavras, o conhecimento do equalizador nos permite estimar o canal. Na próxima seção, vamos mostrar como os coeficientes do equalizador se comportam na presença de uma única micro-reflexão, e descrever como o método proposto em (CABLELABS, 2010) caracteriza uma micro-reflexão com base nos coeficientes do equalizador.

2.4 Equalização de uma Micro-reflexão

O padrão DOCSIS especifica um equalizador na transmissão de upstream que é utilizado para amenizar os efeitos das micro-reflexões e de outras distorções. O padrão DOCSIS especifica um equalizador com 24 coeficientes, sendo que o oitavo coeficiente é o principal. Os coeficientes de 1 a 7 são não-causais e os coeficientes de 9 a 24 são causais. Os coeficientes do equalizador são calculados com o algoritmo *Least Mean Square* (LMS) (HAYKIN, 2001), (ANDALIBI B. BERSCHEID, 2010). O coeficiente principal corresponde ao símbolo desejado na saída. Os coeficientes de 1 ao 8 estão relacionados a problemas como atraso de grupo, por exemplo. Os coeficientes de 8 a 24 estão relacionados ao problema da micro-reflexão. Note que o coeficiente principal está relacionado às duas partes, causal e não-causal, ou seja, está relacionado com ambos os problemas, atraso de grupo e micro-reflexão. Isso acontece porque na verdade o equalizador do padrão DOCSIS é a junção de dois equalizadores independentes projetados de forma que o oitavo coeficiente seja comum aos dois. Dessa forma os coeficientes de 1 a 7 se tornam não-causais.

Nós estamos interessados apenas no problema da micro-reflexão, isso implica que estamos interessados apenas nos coeficientes de 8 a 24. Portanto, iremos ignorar os coeficientes não causais, assumindo um equalizador de 17 coeficientes. A função de transferência do equalizador resultante é dada por

$$E(z) = E_0 + E_1 z^{-1} + \dots + E_{16} z^{-16}.$$
(2.4)

No padrão DOCSIS, quando não temos micro-reflexão, o coeficiente principal é igual a 1, ou seja, $E_0 = 1$, e todos os outros coeficientes são iguais a 0. Na sequência vamos discutir como os coeficientes do equalizador se comportam na presença de uma micro-reflexão. Vale dizer que todas as conclusões valem para qualquer equalizador com N coeficientes.

Para começar a caracterizar o equalizador na presença de uma única micro-reflexão, podemos constatar que qualquer transmissão sofre algum atraso de propagação, expresso no domínio da frequência por $e^{-j\omega\phi}$ (MEYR *et al.*, 1997). Este atraso é combinado com a resposta em frequência em (2.2), de modo que a resposta em frequência do canal com uma micro-reflexão conforme ilustrado na Figura 2 (ignorando alguma atenuação), é dada por

$$C(\omega) = A_1 e^{-j\omega\tau_1} \frac{1}{1 - \Gamma_E e^{-j\omega^2\tau_2}} e^{-j\omega\phi}.$$
(2.5)

O ponto desta equação é mostrar que, para o sistema, o atraso τ_1 dentro da micro-reflexão não pode ser distinguido do atraso de transmissão global ϕ . Assim, quando uma sincronização é executada no receptor para compensar o atraso de propagação perdemos as informações de τ_1 . Consequentemente, o sinal recebido, após a sincronização, não depende de d_1 . Com isso, podemos escrever a resposta em frequência após a sincronização como:

$$C(\omega) = \frac{1}{1 - \Gamma_E e^{-j\omega 2\tau_2}}.$$
(2.6)

Depois da amostragem com período de amostragem T_s , uma frequência analógica ω é mapeada para a frequência digital $\omega = \Omega/T_s$. Com isso a resposta em frequência do canal no tempo discreto torna-se

$$C(\Omega) = \frac{1}{1 - \Gamma_E e^{-j\Omega 2\tau_2/T_s}}.$$
(2.7)

Agora, se $2\tau_2/T_s$ é aproximadamente um inteiro, podemos reescrever esta expressão como uma transformada Z, simplesmente substituindo $z = e^{j\Omega}$:

$$C(z) = \frac{1}{1 - \Gamma_E z^{-2\tau_2/T_s}}.$$
(2.8)

A vantagem desta expressão é que, neste caso, o equalizador se torna

$$E(z) = \frac{1}{C(z)} = 1 - \Gamma_E z^{-2\tau_2/T_s},$$
(2.9)

que podemos implementar com um simples filtro FIR com somente dois coeficientes diferentes de zero. Note também que, neste caso, o atraso associado com o segundo coeficiente diferente de zero pode ser relacionado com o comprimento da micro-reflexão d_2 na Figura 2. Ou seja, o equalizador sendo $E(z) = 1 - \alpha z^{-d}$, então, usando (2.9), nós temos que $\alpha = \Gamma_E$ e $d = 2\tau_2/T_s$.

Agora, usando a equação de Euler

$$|E(\Omega)|^{2} = 1 - 2\Gamma_{E}\cos(\Omega 2\tau_{2}/T_{s}) + \Gamma_{E}^{2}, \qquad (2.10)$$

o quadrado da magnitude da resposta em frequência de um equalizador para o canal com uma micro-reflexão é aproximadamente um seno, com valor máximo dado por

$$\mathsf{peak} = (1 + \Gamma_E)^2, \tag{2.11}$$

e valor mínimo dado por

$$\mathsf{valley} = (1 - \Gamma_E)^2, \tag{2.12}$$

e frequência

$$f_E = \tau_2 / 2T_s.$$
 (2.13)

De (2.11) e (2.12), nós podemos calcular a voltage standing wave ratio (VSWR) (CA-BLELABS, 2010) como

$$\mathsf{VSWR} = \frac{\mathsf{peak}}{\mathsf{valley}} = \frac{(1+\Gamma_E)^2}{(1-\Gamma_E)^2} \tag{2.14}$$

e o nível de micro-reflexão (CABLELABS, 2010)

$$\mathsf{Mrl} = 20 \log \left\{ \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right\} = 20 \log\{\Gamma_E\}.$$
(2.15)

O padrão DOCSIS usa um destes dois valores para medir a gravidade de uma micro-reflexão (CABLELABS, 2010).

O padrão DOCSIS utiliza também (2.13) para determinar a distância entre os dois conectores com descasamento de impedância responsáveis pela micro-reflexão. Note que $d_2 = \tau_2 v = \tau_2 0.87c$. Então, a distância pode ser calculada através de (2.13) como

$$d_2 = f_E T_s 0.87c/2. \tag{2.16}$$

Usando o fato de que $T_s = 0.195 \mu s$ no padrão DOCSIS, e deixando f_E como o espaçamento de frequência em MHz entre picos adjacentes de $|E(\Omega)|^2$, então

$$d_2 = 492(0.87/f_{\rm MHz}), \tag{2.17}$$

Nesta fórmula, nós usamos a velocidade da luz em pés por segundo, então a distância é dada em pés. (CABLELABS, 2010). Em metros, a fórmula desta distância é dada por:

$$d_{2m} = 149.96(0.87/f_{\rm MHz}). \tag{2.18}$$

Na próxima seção vamos discutir a equalização, quando o canal é afetado por várias microreflexões.

2.4.1 Várias micro-reflexões

Na prática, o canal pode conter várias micro-reflexões, cada uma se comportando do mesmo modo como a micro-reflexão simples como descrita acima, porém cada uma com um atraso τ_E e Γ_E diferente. Estas micro-reflexões irão operar em cascata. Por exemplo, o equalizador para um canal com duas micro-reflexões terá uma função de transferência dada por

$$E(z) = (1 - \alpha_1 z^{-d_1})(1 - \alpha_2 z^{-d_2}), \qquad (2.19)$$

Expandindo (2.19), a resposta em frequência se torna

$$E(z) = 1 - \alpha_1 z^{-d_1} - \alpha_2 z^{-d_2} + \alpha_1 \alpha_2 z^{-d_3}.$$
(2.20)

O termo cruzado $\alpha_1\alpha_2$ aparece em função da convolução das duas micro-reflexões existentes no canal. Se este termo é ignorado, a identificação tanto do nível como da distância das micro-reflexões torna-se mais fácil, como será explicado posteriormente. Felizmente, como veremos, os valores de α geralmente são pequenos, de forma que podemos ignorar esses produtos cruzados. Estas observações formam a base do método proposto na seção 2.6. Na próxima seção iremos mostrar como o padrão DOCSIS obtém o nível de micro-reflexão e a sua distância.

2.5 Estimação de micro-reflexão no padrão DOCSIS

Nesta seção descreveremos o método proposto no padrão DOCSIS (CABLELABS, 2010). Faremos isso através de um exemplo. Assim, considere a resposta em frequência do canal mostrado Figura 3. Na verdade, nós temos o equalizador na interface do programa utilizado pelo DOCSIS, ou seja, esta é a resposta obtida a partir de um equalizador DOCSIS real (CABLELABS, 2010) supondo C(z) = 1/E(z). Note que a resposta não é exatamente uma senóide, de modo que o canal não corresponde a uma única micro-reflexão. No entanto, o procedimento proposto no padrão DOCSIS (CABLELABS, 2010) e descrito neste exemplo assume que a resposta em frequência é uma senóide, e tenta determinar o seu pico, vale e frequência. A partir da Figura 4, é simples determinar os valores de pico e vale. Com estes, o nível micro-reflexão e Γ_E podem ser calculados usando (2.14) e (2.15). Para o canal na Figura 3, o nível micro-reflexão é $-11, 78 \,\text{dBc}$ (decibels em relação a portadora) e $\Gamma_E = 0, 2577$.

Para calcular a distância, o padrão DOCSIS utiliza o espaçamento de frequência entre picos adjacentes. Na Figura 3, vemos que este espaçamento não é constante. Como em (CABLELABS, 2010), a frequência f_E é aproximada como a média das separações de pico-apico. Estas são indicadas na Figura 3 como as distâncias Δf_i para i = 1, ..., 5. Usando (2.17) e f_E médio, a distância entre os descasamentos de impedância para o exemplo mostrado na Figura 3 utilizando (2.18) é de cerca de 101,26 metros.

Em razão destas etapas, o padrão DOCSIS, em essência, aproxima todas as microreflexões no canal para apenas uma. Assim, a magnitude da resposta em frequência é aproximada por uma senóide, e retorna um nível de micro-reflexão aproximado. O canal com micro


Figura 3 – Resposta em frequência de um canal utilizado pelo padrão DOCSIS.

reflexão neste caso seria aproximado por:

$$C(z) = \frac{1}{1 - 0.2577z^{-5}}.$$
(2.21)

A resposta em frequência correspondente a (2.21) é mostrada na Figura 4. Note que ambas as Figuras 3 e 4 têm a mesma amplitude pico-vale, e a mesma frequência média. No entanto, as respostas de frequência das Figuras 4 e 3 são claramente diferentes. Portanto, podemos concluir que o procedimento DOCSIS para identificar os micro-reflexões utiliza-se de uma aproximação bastante grosseira, motivando a busca de alternativas. Na próxima seção, nós propomos uma alternativa para os cálculos dos níveis de micro-reflexão e distância.

2.6 Proposta para caracterizar micro-reflexões

Como mencionado antes, o padrão DOCSIS assume que existe uma única microreflexão no sistema, mesmo que a Figura 3 indique claramente que este não é o caso. Nesta seção, propomos uma abordagem alternativa para extrair informações sobre as micro-reflexões a partir dos coeficientes de pré-equalizador. Como antes, a melhor maneira de explicar o nosso método é através de um exemplo. Suponha novamente que o canal é aquele mostrado na Figura 3.

A resposta em frequência do equalizador para o canal da Figura 3 é mostrada na Figura 5. Esta resposta de frequência é o inverso do canal e está disponível na interface do



Figura 4 – Resposta em frequência do canal aproximado pelo sistema DOCSIS.

programa utilizado pelo DOCSIS.



Figura 5 – Resposta em frequência desejada do equalizador.

O primeiro passo para a nossa proposta é observar os coeficientes do equalizador. Normalmente vemos que muitos desses coeficientes estão muito perto de zero. De fato, a maioria deles provavelmente deveria ser exatamente zero. Lembre-se que, para compensar uma única micro-reflexão, o equalizador deve ter apenas dois coeficientes diferentes de zero. Com isso, conclui-se que a maior parte dos coeficientes não nulos são provocados pelo ruído, e pouco fazem para compensar as distorções do canal.

Propomos agora um procedimento para determinar quais coeficientes podem ser negligenciados no equalizador. Para começar, criamos um novo equalizador anulando todos os coeficientes, mantendo apenas os dois maiores coeficientes do equalizador original. Por exemplo, se o primeiro e o terceiro coeficientes têm os maiores valores, definimos que todos os outros coeficientes do novo equalizador são iguais a zero. Em seguida, calculamos a energia para este equalizador, que utiliza apenas estes dois coeficientes, e comparamos com a energia da equalizador original, isto é, a energia do equalizador com todos os coeficientes. Após este passo, incluímos o terceiro maior coeficiente, utilizando o mesmo procedimento usado antes, ou seja, anulando os demais coeficientes, mantendo apenas os três maiores. Continuamos este procedimento, incluindo os maiores coeficientes, até que a diferença entre as energia atinja 0,03%. Quando chegarmos a este valor de energia, não incluímos mais coeficientes.



Figura 6 – Diferença de energia entre o equalizador com todos os coeficientes e o equalizador forçando coeficientes a zero.

A Figura 6 mostra a diferença percentual de energia em função do número de coeficientes não nulos. Observamos que seis coeficientes diferentes de zero são suficientes para obter um erro de 0,02%. A resposta em frequência do equalizador com estes seis coeficientes diferentes de zero é mostrada na Figura 7 e os sete primeiros coeficientes, incluindo os seis não-nulos, são apresentados na Tabela 1. Analisando a Figura 7, vemos que a resposta em frequência para apenas seis coeficientes (verde) é muito parecida com o a resposta em frequência com todos os coeficientes (azul).



Figura 7 – Comparação entre as resposta em frequência do equalizador com 6 e 17 coeficientes.

Coeficientes	Parte Real	Parte Imaginária	Magnitude(dB)
1	0.9809	0.0000	-0.1673
2	-0.0264	0.0835	-21.1525
3	-0.0176	0.0054	-34.6990
4	-0.1153	-0.0220	-18.6081
5	0	0	0
6	0.0645	0.0640	-20.8322
7	-0.0269	0.0005	-31.4035

Tabela 1 – Coeficientes do equalizador.

Para continuar nosso procedimento, nós assumimos que cada micro-reflexão gera um coeficiente diferente de zero no equalizador. Lembramos que esta é apenas uma aproximação, que apenas é válida porque que os níveis de micro-reflexão são pequenos, nos permitindo ignorar os produtos cruzados em (2.20). Em outras palavras, nós assumos que cada coeficiente diferente de zero no equalizador é gerado por um termo na forma $1-\alpha_i z^{-q_i}$, correspondendo a uma micro-reflexão. Em nosso exemplo, analisando os coeficientes do equalizador na Tabela 1, nós concluímos que temos cinco micro-reflexões, cada uma correspondendo a um coeficiente diferente de zero.

Algumas observações:

• Como visto em (2.20), o primeiro coeficiente deveria ser aproximadamente igual a 1 e

isto não influencia o número de micro-reflexões, visto que o produto cruzado de várias micro-reflexões mantém esse coeficiente.

- A nossa capacidade para estimar o atraso é limitada pelo número máximo de coeficientes no equalizador. No DOCSIS, há 17 coeficientes para compensar micro-reflexões, então, usando 2.18 a distância que pode ser estimada é limitada a 407,82 m.
- Os níveis de micro-reflexão mostrados na Tabela 1 são realmente pequenos, fornecendo uma justificativa para negligenciar os produtos cruzados em (2.20). Além disso, outra justificativa para a aproximação pode ser vista na Figura 8 (vermelho), que representa graficamente a resposta em frequência da convolução das cinco micro-reflexões. Claramente, podemos notar que é uma boa aproximação para as demais resposta em frequência também mostradas na Figura 8.



Figura 8 – Comparação das três repostas em frequência.

Concluímos baseado nos resultados da Tabela 1 que nosso método sugere que, neste exemplo, temos uma micro-reflexão com $-21,1525 \,\mathrm{dBc}$ e distância de 25,49 m, uma segunda micro-reflexão com $-34,699 \,\mathrm{dBc}$ e distância de 50,98 m, uma terceira micro-reflexão com $-18,6081 \,\mathrm{dBc}$ e distância de 76,47 m, uma micro-reflexão adiante com $-20,8322 \,\mathrm{dBc}$ e distância de 127,45 m e, finalmente uma quinta micro-reflexão com $-31,4035 \,\mathrm{dBc}$ e distância de 152,94 m. Está nítido o contraste com a única micro-reflexão $-11,78 \,\mathrm{dBc}$ e distância de 101,26 m, estimados pelo método DOCSIS.

2.7 Conclusão

Neste capítulo foi proposto um método para extrair informações sobre micro-reflexões em redes de cabo coaxial através dos coeficientes do equalizador utilizado na rede. O método estima a distância entre as diferenças de impedância que causaram as micro-reflexão, assim como a sua severidade. Essas duas informações podem ajudar as equipes de manutenção a localizar e corrigir as conexões com descasamento de impedância que estão causando a maior degradação do sistema. Tal como acontece com o procedimento clássico proposto o sistema DOCSIS, o nosso método utiliza apenas os coeficientes de equalização para estimar as microreflexos, e assim não requer qualquer alteração no sistema ou no padrão. No entanto, o nosso método não aproxima todas as micro-reflexões para apenas uma. Portanto, pode fornecer uma estimativa menos grosseira. O método ainda foi realizado em vários outros canais com reflexão repetindo o resultado para o caso detalhado no capítulo anterior.

Parte II

Canal Gaussiano

3 Gaussianização de interferência para canal gaussiano de múltiplo acesso

3.1 Introdução

Considee um canal uplink de telefonia celular. Neste canal, dentro da mesma célula temos vários usuários transmitindo para apenas uma estação rádio base, sendo que todos estes usários compartilham o mesmo canal, o espaço livre. Dessa forma todos usuários estão sujeitos aos ruídos presentes no canal e nos componentes eletrônicos usados no sistema, e com isso, estão sujeitos ainda a possível interferências dos outros usuários que também estão transmitindo no mesmo canal nesse mesmo momento. O ruído presente nesse caso é o ruído gaussiano e este canal com vários usuários é conhecido como canal de múltiplo acesso (MAC, do inglês *mulitple access channel*). Para esse contexto podemos definir que o canal gaussiano de múltiplo acesso é caracterizado por ter vários transmissores (usuários) e apenas um receptor, além de estar sujeito a ruído aditivo gaussiano branco (AWGN, do inglês *additive white Gaussian noise*). Posto isso, estamos interessados em estudar estratégias para nos aproximarmos da capacidade do canal gaussiano calculada por Shannon (COVER; THOMAS, 2012). Para isso, vamos abordar o canal gaussiano com dois usuários, que serão definidos como primeiro e segundo usuários. Vamos abordar o problema do ponto de vista de transmissão do primeiro usuário.

No MAC com dois usuários temos agora um conjunto de taxas atingíveis para cada usuário. Assim, nesse caso, temos uma região de capacidade, que reúne todos os pares de taxas que são atingíveis simultaneamente pelos dois usuários (TSE; VISWANATH, 2005).

Nesse sentido, na literatura é bastante abordado como determinar códigos e sistemas de transmissão que operem em taxas mais próximas da capacidade de Shannon. Para este problema existem alguns trabalhos na literatura, abordando o problema por diferentes ângulos. Existem alguns trabalhos voltados para o projeto de LDPC para canal gaussiano de múltiplo acesso de dois usuários (ROUMY *et al.*, 2004; ROUMY; DECLERCQ, 2007; BALATSOUKAS-STIMMING, 2012; YEDLA *et al.*, 2011). Destes, (ROUMY *et al.*, 2004; ROUMY; DECLERCQ, 2007) trabalham precisamente em melhorar códigos através de técnicas de programação linear de duas formas diferentes, uma sendo baseada em aproximação gaussiana e a outra baseada no canal de apagamento. O trabalho (BALATSOUKAS-STIMMING, 2012), aborda a continuação de (ROUMY *et al.*, 2004) para o caso da aproximação linear. Ainda trabalhando no projeto de códigos, (YEDLA *et al.*, 2011) utiliza códigos com acoplamento espacial. Existem alguns trabalhos preocupados com a alocação de taxa (GROSSMANN *et al.*, 2010). Neste é estudado a otimização das taxas para o problema do canal gaussiano de múltiplo acesso de dois usuários com desvanecimento. Em (PALANKI, 2004) são discutidos vários códigos para o canal gaussiano de múltiplo acesso.

A maioria dos trabalhos citados trabalha no projeto de códigos. Nós vamos abordar o problema de uma forma diferente. Estamos preocupados nesse primeiro momento com a estratégia de transmissão, principalmente a recepção do primeiro usuário. Por exemplo, quando os dois usuários utilizam modulação BPSK, temos alguns problemas, principalmente quando a interferência tem potência próxima à do sinal. Neste caso, o demodulador tem dificuldade para estimar o símbolo transmitido. Para este exemplo, do ponto de vista do primeiro usuário, a interferência é composta pelo segundo usuário, somado ao ruído gaussiano. Para evitar este problema, propomos soluções modificando o sinal do segundo usuário. Propomos a gaussianização da interferência. Essa gaussianização é motivada pelo fato que a decodificação utilizando LDPC assume que a interferência é gaussiana. Como, do ponto de vista do primeiro usuário, a interferência é composto pelo sinal do segundo usuário, somado o ruído gaussiano, propomos um método para alterar o sinal do segundo usuário, deixando-o com a distribuição mais próxima da gaussiana possível. Na detecção, usaremos cancelamento de interferência, onde a detecção do primeiro usuário trata o segundo usuário como ruído (TSE; VISWANATH, 2005). Essa decodificação é conhecida como cancelamento sucessivo de interferência (Successive Interference Cancellation - SIC) e permite atingir os pontos conhecidos como as quinas da região de capacidade (TSE; VISWANATH, 2005). Para o SIC, o primeiro usuário trata o segundo usuário como ruído e o segundo usuário trata o primeiro como interferência.

Neste capítulo vamos propor duas estratégias para a alteração do sinal do segundo usuário para que ele tenha uma distribuição estatística próxima da gaussiana. Na primeira estratégia vamos utilizar shaping (FORNEY, 1992) e na segunda iremos utilizar a transformada de Fourier. Ambas as estratégias modificam a distribuição estatística do sinal transmitido que, geralmente uniformes, para uma distribuição gaussiana. Assim, vamos comparar dois métodos de gaussianização de interferência em um canal de múltiplo acesso gaussiano. Note que chamamos de gaussianização de interferência, mas do ponto de vista do SIC, o segundo usuário é tratado como ruído.

Nossas simulações mostram que as duas estratégias, utilizando tanto shaping quanto transformada de Fourier têm uma menor taxa de erro de bit, comparada a modulação com distribuição uniforme. O ganho é de cerca de 0,1 dB, mas obtido com baixo custo.

3.2 Canal gaussiano de múltiplo acesso

Nesta seção discutimos o canal gaussiano de múltiplo acesso (MAC) e revisando conceitos de região de capacidade. Iniciamos com uma revisão de canal com ruído aditivo gaussiano (Additive White Gaussian Noise - AWGN) com apenas um usuário. Sua saída é dada por (COVER; THOMAS, 2012),(TSE; VISWANATH, 2005):

$$y[m] = x[m] + w[m],$$
 (3.1)

onde x[m] e y[m] são a entrada e saída no tempo e w[m] é o ruído, onde este é $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ e é independente e identicamente distribuído e m é o instante de tempo. A densidade de probabilidade do ruído é definida como:

$$f_N(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}}$$
(3.2)

Com isso, a densidade da saída condicionada à entrada é:

$$f_{y|x}(y|x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(y-x)^2}{2\sigma^2}}$$
(3.3)

A potência do sinal a ser transmitido P_x , é igual à esperança matemática do quadrado do módulo de x:

$$P_x = E\{|x|^2\}.$$
 (3.4)

A partir de agora vamos definir a relação sinal ruído como:

$$\mathsf{SNR} = \frac{P_x}{\sigma^2}.\tag{3.5}$$

Posto isso, a capacidade do canal AWGN para transmissões envolvendo apenas símbolos reais foi demonstrada por Shannon e é dada por (COVER; THOMAS, 2012),(TSE; VISWANATH, 2005):

$$C_{awgn} = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{P_x}{\sigma^2} \right), \tag{3.6}$$

Sabe-se que para conseguirmos chegar o mais próximo possível da capacidade de Shannon é necessário o uso de codificação de canal. A codificação é realizada como mostrado na Figura 9 (TSE; VISWANATH, 2005). O sinal a ser transmitido deve ser codificado e posteriormente vai ser transmitido pelo canal, depois será decodificado na recepção. Queremos transmitir k bits, com isso sendo possível 2^k diferentes mensagens. Para cada mensagem itransmitimos uma sequência de n bits, x_i com taxa $R_x = k/n$. O canal é caracterizado por uma função densidade de probabilidade condicional que dá a densidade de probabilidade da saída para cada entrada. Observada a saída, estimamos a mensagem transmitida, î, usando, por exemplo, máxima verossimilhança. Neste caso, se a relação sinal ruído for menor que 0dB, o problema de codificação para ruído gaussiano e apenas um usuário possui soluções muitos boas, que se aproximam da capacidade a um custo de codificação e decodificação viáveis. São os códigos Turbo e Low Density Parity Check (LDPC) (RYAN; LIN, 2009; LIN; COSTELLO, 2004). Neste trabalho optamos por utilizar o LDPC por motivos que serão explicados posteriormente.



Figura 9 – Ilustração da estratégia para atingir a maior proximidade de capacidade.

Agora vamos supor que dois usuários tentem transmitir seus sinais $x_1[m]$ e $x_2[m]$ como mostrado na Figura 10. Na Figura 10 Cod e Mod se referem a um codificador e modulador qualquer. Esse canal é conhecido como canal gaussiano de múltiplo acesso (TSE; VISWANATH, 2005).



Figura 10 – Ilustração do canal de múltiplo acesso.

No canal, os sinais são somados. O sinal recebido para o caso real será dado por

$$y[m] = x_1[m] + x_2[m] + w[m].$$
(3.7)

Na próxima seção vamos discutir qual é a capacidade individual de cada usuário e como fica capacidade quando os dois usuários estão transmitindo simultaneamente. Através destes, podemos traçar a curva da região de capacidade.

3.2.1 Região de capacidade

O canal de múltiplo acesso possui os dois usuários mostrados na Figura 10. Cada um desses usuários tem sua restrição de capacidade independente. Neste caso, sendo R_{x1} e R_{x2} as taxas do primeiro e segundo usuário, respectivamente, temos as seguintes restrições individuais:

$$R_1 \le \frac{1}{2}\log_2\left(1 + \frac{P_1}{\sigma^2}\right) \tag{3.8}$$

e,

$$R_2 \le \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_2}{\sigma^2} \right).$$
 (3.9)

Para o sistema total, a taxa está limitada a:

$$R_x = R_1 + R_2 \le \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{P_1 + P_2}{\sigma^2} \right), \tag{3.10}$$

A equação (3.10) é a capacidade de um "super-usuário"cuja potência é a soma das potências dos dois usuários que usam o sistema. Com isso, a SNR é dada por

$$SNR = \frac{P_1 + P_2}{\sigma^2}.$$
 (3.11)

A partir (3.8), (3.9) e (3.10) podemos traçar a região de capacidade mostrada na Figura 11. Uma estratégia para detectar quando o sistema está operando nos pontos A e B da Figura 11 é utilizar cancelamento de interferência, cujo funcionamento será explicado na próxima seção.



Figura 11 – Ilustração da região de capacidade para dois usuários.

3.3 Cancelamento sucessivo de interferência (*successive interference cancellation - SIC*)

Analisando a região de capacidade, para determinada potência de sinal e de ruído, temos os pontos $C_1 \in C_2$, que seriam as capacidades do primeiro e segundo usuários, respectivamente. Esse dois valores podem ser obtidos facilmente através de (3.6). Através da Figura 11 conseguimos notar que temos alguns pontos que mesmo um dos usuários transmitindo na sua capacidade individual, o outro usuário ainda é capaz de transmitir. Estes são representados principalmente pelo pontos $A \in B$ da Figura. Note que o ponto $A \in (C_1^*, C_2)$ e o ponto $B \in (C_2^*, C1)$. Os pontos $C_1^* \in C^*2$ são dados por:

$$C_2^* = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{P_2}{\sigma^2 + P_1} \right), \tag{3.12}$$

Se analisarmos o ponto A, por exemplo, constatamos que o usuário 2 está transmitindo na sua capacidade, e mesmo assim o primeiro usuário é capaz de realizar uma transmissão. Neste mesmo ponto A, o primeiro usuário está transmitindo limitado a capacidade C_1^* . A estratégia que permite que isso seja feito será descrita a seguir.

Vamos começar analisando o ponto A, onde a taxa R_2 é igual a capacidade C_2 . Mas neste ponto, o usuário 1 ainda transmite a uma taxa $R_1 = C_1^*$. Nesse ponto temos

$$R_x = R_1 + R_2 \le \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{P_1 + P_2}{\sigma^2} \right).$$
(3.13)

onde temos ainda que

$$C_1^* = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{P_1}{\sigma^2 + P_2} \right). \tag{3.14}$$

Observe que (3.14) é a capacidade de um canal com potência P_1 e ruído $\sigma^2 + P_2$, ou seja, o primeiro usuário trata, neste caso, o segundo usuário como ruído. Essa estratégia é conhecida como Successive Interference Cancellation.

Mas podemos supor que do ponto de vista de $x_1[m]$, $x_2[m]$ pode ser considerado ruído. Como isso o ruído que afeta a transmissão de $x_1[m]$ será $x_2[m] + w[m]$, com potência $P_2 + \sigma^2$. Logo,

$$R_1 \le \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_1}{P_2 + \sigma^2} \right) \tag{3.15}$$

Uma vez estimado $x_1[m]$, subtrai-se o mesmo de y[m], e estima-se $x_2[m]$ como se fosse um canal gaussiano com apenas um usuário. Note que após a subtração, o ruído do ponto de vista de x_2 é formado apenas pelo ruído gaussiano AWGN, uma vez que x_1 já foi estimado. O cancelamento sucessivo de interferência permite atingir os pontos conhecidos como as quinas da região de capacidade (TSE; VISWANATH, 2005), mostradas na seção anterior. Nesse caso,

$$R_x = \frac{1}{2} \log\left(1 + \frac{P_1 + P_2}{\sigma^2}\right) + \frac{1}{2} \log_2\left(\frac{P_1}{P_2 + \sigma^2}\right),$$
(3.16)

$$R_x = R_1 + R_2 \le \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{P_1 + P_2}{\sigma^2} \right).$$
(3.17)

A partir de agora vamos abordar o problema de uma forma diferente. Estamos preocupados nesse primeiro momento, com a estratégia de transmissão, principalmente a estimação do primeiro usuário. Vamos propor soluções modificando o segundo usuário. Nós vamos propor a gaussianização da interferência. Essa gaussianização, parte do fato que a decodificação utilizando LDPC assume que o ruído é gaussiano. Como, do ponto de vista do primeiro usuário, o ruído é composto pelo segundo usuário, somado o ruído gaussiano, vamos propor um método para alterar o segundo usuário, deixando-o com a distribuição mais próxima da gaussiana possível. Na próxima seção vamos discutir dois métodos para normalizar a interferência.

3.4 Gaussianização da Interferência

Nós vamos propor duas formas para gaussianizar a interferência. Lembrando que chamamos de gaussianização de interferência, mas do ponto de vista do SIC, o segundo usuário é tratado como ruído. Posto isso, a primeira forma é utilizando shaping (FORNEY, 1992), (BARRY *et al.*, 2004), e a segunda utilizando a transformada de Fourier. Na próximas seções iremos descrever as duas.

3.4.1 Shaping

Shaping é um método para selecionar os valores de menor potência de uma determinada sequência a ser transmitida pensando em diminuir a potência do sinal transmitido mantendo a mesma taxa de erro. Com isso, a modulação resultante tem uma constelação com um aspecto mais arredondado do que as constelações quadradas geralmente utilizadas. Uma possibilidade de fazer isto é usando a modulação circular apresentada na Figura 12. A Figura 12 também apresenta uma modulação quadrada, mais comum nas aplicações. A constelação circular tem menor variância que a constelação quadrada para a mesma taxa de erro de bit, uma vez que cada ponto que é movido em relação a constelação quadrada para a constelação circular apresenta uma menor energia, contribuindo para uma modulação com menor potência. Por exemplo, observe o ponto que foi movido da constelação quadrada para a constelação circular representado pela seta na Figura 12. Como sabemos que a potência está relacionada com a distância do ponto ao centro da constelação, o ponto na modulação circular apresenta menor potência pois tem menor distância em relação ao centro. Isso fica claro com o circulo de mesma dimensão nas duas Figuras (os círculos marcam a distância ao centro, ou seja, pontos dentro do círculo têm menor potência do que pontos fora dele). O resultado dessa redução de potência é chamado de ganho de shaping. Além disso, o shaping também muda a distribuição da constelação. Enquanto a modulação quadrada tem uma distribuição uniforme, a constelação circular passa a ter uma distribuição não-uniforme, mais próxima de uma distribuição gaussiana (BARRY et al., 2004). Além disso o ganho de potência pode aumentar a medida que aumentamos as dimensões, ou seja, se fizermos shaping em três dimensões temos uma esfera, comparado a um cubo com a modulação quadrada, aumentando ainda mais o ganho. No limite, com o número de dimensões tendendo ao infinito, temos um ganho 1.53 dB (ganho de shaping), nas curvas de capacidade (FORNEY, 1992). O valor 1.53 dB é a distância entre a capacidade do canal AWGN e a taxa máxima do PAM. Com isso, utilizando shaping e PAM conseguimos atingir a capacidade (FORNEY, 1992). Além disso, o teorema de Shannon (COVER; THOMAS, 2012) nos mostra que a capacidade é atingida para uma entrada do canal gaussiana, mas não mostra como essa entrada poderia ser gerada. O shaping é uma forma indireta de resolver isso, buscando minimizar a potência, e com isso, acaba fazendo a distribuição do sinal transmitido se aproximar de uma gaussiana.



Figura 12 – Ilustração comparando as constelações quadrada e circular e suas respectivas distribuições (BARRY *et al.*, 2004).

Na prática, o shaping pode ser feito com o uso de código convolucional. Nesse caso, ainda se utiliza a modulação quadrada, mas optando por transmitir símbolos com menor potência. Por exemplo, podemos observar os símbolos selecionados na Figura 12. Para diminuir a potência, podemos projetar a transmissão de forma que todos os símbolos destacados na Figura 12 estejam associados à mesma informação, sendo selecionados de forma a minimizar a energia. Mas para diminuir a energia, não basta optar pelo bit selecionado de menor energia, caso em que a decisão de qual dos quatro símbolos seria tomada símbolo a símbolo e a escolha é simples. Neste caso, o símbolo de menor energia seria sempre escolhido. Com isso diminuiríamos a taxa de transmissão, pois alguns símbolos nunca seriam transmitidos e com isso o ganho de potência seria anulado pela perda de taxa.

Para contornar a perda de taxa, (FORNEY, 1992) propõe que a escolha dos símbolos também traga informação. No exemplo da Figura 12, a parte real é associada a 4 bits, denominadas *zabc*. O bit mais significativo, z, será responsável por escolher qual dos símbolos será transmitido. É importante frisar que esta escolha não será feita símbolo a símbolo de forma independente. Devemos selecionar os bits mais significativos, que vamos chamar de bits de sinal, através do algoritmo de Viterbi para minimizar a energia de toda uma sequência. Conforme descreveremos a seguir, o uso de códigos convolucionais permite que a escolha de z diminua a energia e ao mesmo tempo traga alguma informação.

Para executarmos o shaping, iremos utilizar um código convolucional de taxa 1×2 com uma matriz geradora G, ou seja, a cada bit na entrada teremos dois bits na saída. Como sempre, este código também está associado a uma matriz de síndrome H^T , onde

$$GH^T = 0. (3.18)$$

O mapeamento do alfabeto será feito como mostra a Figura 13. Note que para a amplitude de -15/2, os bits relacionados são 1000 e que para a amplitude de 1/2 eles são 0000, ou seja, a diferença é apenas no bit de sinal. A escolha é tal que dois símbolos que diferem apenas de z estão sempre à mesma distância, e essa é a maior possível. Note também que isso se mantém para todos os símbolos respeitando a mesma distância.

Então, o método consiste em alterar o bit de sinal, para escolher a menor amplitude. O bit z será formado pela soma de $z_1 \oplus z_2$, onde z_1 é a saída da síndrome e z_2 é uma palavra código de G, escolhida por Viterbi para minimizar a energia resultante. Executa-se o algorítmo de Viterbi, usando como métrica a energia do símbolo resultante, em que o bit de sinal é $z = z_1 \oplus z_2$. A operação de síndrome é representada pelo H^{-1^T} na Figura 14. Para gerar o bit z_1 , fazemos:

$$z_1 = s(H^{-1})^T, (3.19)$$

onde para cada bit na entrada *s*, teremos dois bits z_1 . A operação (3.19) pode ser interpretada com um código convolucional, com matriz geradora H^{-1^T} . A entrada *s*, que afeta diretamente a escolha dos bits de sinal na Figura 12, são bits de informação. Ou seja, agora a escolha dos bits de sinal trás informações, de forma que a perda de taxa é menor que se as escolhas fossem feitas símbolo a símbolo. Na recepção faz $s = zH^T$. Como z_2 é uma palavra código, então $z_2H^T = 0$, de forma que $zH^T = z_1H^T = s$ e recupera-se a informação. Note que zH^T , pode ser implementado com um código convolucional, com matriz geradora H. Para cada entrada a codificação de síndrome gera dois bits na saída. e a sequência toda de bits gerados através da síndrome estão relacionados uns com os outros. Além disso, o bit de síndrome passa pelo algoritmo de Viterbi para minimização de energia. Depois, das duas etapas, síndrome e Viterbi, o bit de sinal gerado z, junta-se aos bits *abc* para serem codificados e modulados.

Figura 13 – Mapeamento entre bits e alfabeto para shaping com código convolucional (SHILPA *et al.*, 2010).

Uma vez realizado o shaping, devemos fazer a codificação usando LDPC. Para isso, precisamos fazer a codificação também dos bits de sinal. É preciso notar que para fazermos shaping e conseguirmos determinar os bits de sinal, precisamos da sequência toda a ser transmitida. Por outro lado, precisamos de todos os bits de sinal para gerar sua paridade com o LDPC. Com isso temos um impasse: para fazer shaping dos bits de paridade, precisamos da saída do LDPC; para codificar bits de sinal, precisamos da saída do shaping. A solução encontrada foi proposta por (SARADKA et al., 2012), (SHILPA et al., 2010), através de um LDPC sistemático. A solução encontrada é transmitir as paridades dos bits de sinal após um atraso. Ou seja, transmitimos os bits de sinal, com a paridade dos bits de sinal da transmissão anterior. Na primeira transmissão, como não existem a os bits de paridade da transmissão anterior, iremos gerar bits que serão desprezados na decodificação. Isso será feito através da estrutura mostrada na Figura 14. Suponha que temos uma mensagem de tamanho k bits. Destes, k' bits irão passar pelo processo de síndrome e vão gerar os 2k' bits que após passarem pelo algoritmo de Viterbi vão gerar os bits de sinal z. Os k - k' bits restantes serão os bits abc. Todos os bits deveram ser codificados através do LDPC de comprimento n. Com isso, teremos bits de paridade gerados pelo código, resultando em k + k' + p bits. Os bits serão modulados através do M-PAM, depois transmitidos no canal gaussiano.

A recepção é feita como mostrado na Figura 15. Para fazer a demodulação, como estamos trabalhando com LDPC, devemos utilizar o log likehood ratio (LLR) (SARADKA *et al.*, 2012).

$$l_i = \ln \frac{Pr(b_i = 0|Y = y)}{Pr(b_i = 1|Y = y)},$$
(3.20)

onde $Pr(b_i)$ é probabilidade de um bit *i* e Y é uma sequência recebida.



Figura 14 – Ilustração da estratégia de codificação para shaping (SARADKA et al., 2012).

Depois, novamente temos que levar em consideração o fato da paridade estar atrasada em relação ao bits transmitidos, então devemos atrasar os bits de mensagem e sinal no receptor. Uma vez acertado este passo, fazemos a decodificação, depois o processo inverso da síndrome para obter s.



Figura 15 – Ilustração da estratégia de decodificação para shaping (SARADKA et al., 2012).

Note que, para calcularmos a taxa de transmissão, devemos levar em consideração a modulação, a taxa do código e entradas do shaping. Por exemplo, utilizando um 16-PAM, vamos ter 4 bits por transmissão, sendo esses *zabc*, como explicado anteriormente. Supondo a taxa do LDPC de 1/2, temos que os bits de informação serão apenas z e a, enquanto os bits b e c serão a paridade do LDPC. Além disso, devemos considerar a síndrome que tem taxa 1/2, logo o bit z tem taxa de 1/2 bit por transmissão. Resumindo, considerando os 4 bits e a taxa do LDPC de 1/2, 2 bits serão paridades (b e c), e teremos 1 de informação através de a e 1/2 bit de informação de z. Logo, a informação em um bloco do gerado pelo processo

de codificação será de 1,5 bits por transmissão. A taxa mínima que conseguimos atingir com esse esquema de transmissão é 1/2. Isso acontece quando transmitimos apenas os bits de síndrome. Neste caso temos de usar um LDPC com taxa 1/4 e os bits *abc* serão paridade. A informação a ser transmitida estará apenas no bit de sinal, e este tem taxa 1/2. Neste caso estamos com a taxa do LDPC/shaping igual a 1/8, multiplicando por 4 (16-PAM), temos a taxa de 1/2.

3.4.2 Transformada de Fourier

O objetivo do shaping é fazer o sinal do segundo usuário ser gaussiano, de forma que o primeiro pode tratar a interferência do segundo como ruído gaussiano. Uma outra estratégia mais simples de transformar o sinal do segundo usuário em gaussiano é usar transformada de Fourier no segundo usuário após a modulação. Essa segunda estratégia parte do fato que a transformada de Fourier é uma soma de variáveis aleatórias independentes moduladas em senos, e isso gera uma distribuição próxima da distribuição gaussiana (BINGHAM, 1990). Essa afirmação pode ser comprovada de duas formas. A primeira forma é utilizando o teste de hipótese de Kolmogorov-Smirnov (JR, 1951). O teste de Kolmogorov-Smirnov testa a hipótese de uma sequência ter distribuição gaussiana. Realizamos o teste para um nível de significância de 5%, e constamos que a sequência a ser transmitida passa a ter uma distribuição gaussiana após a transformada de Fourier. A segunda forma utilizada para comprovar é fazendo o histograma da mesma sequência e comparando com a distribuição gaussiana. O resultado pode ser visto na figura 16, ficando claro que a transformada de Fourier gaussianizou a sequência a ser transmitida.



Figura 16 – Histograma de uma sequência a ser transmitida após passar pela Transformada de Fourier.

Obviamente, ao usar a transformada de Fourier para gaussianizar a interferência, o segundo usuário não terá os benefícios de shaping, como a diminuição da potência de transmissão. Entretanto, como veremos nas simulações, do ponto de vista do primeiro usuário ambas as estratégias levam a desempenho semelhante.

3.5 Cenário e Resultados

Nesta seção, vamos comparar as estratégias de transmissão para o MAC discutidos anteriormente. Em todos os cenários o primeiro usuário usa BPSK e o dois usuários utilizam LDPC. O código utilizado foi o do padrão DVB-S2, disponível no MATLAB (MORELLO; MIGNONE, 2006). Vamos usar a taxa do LDPC igual a 1/4 para o primeiro usuário e 1/2para o segundo usuário e blocos de comprimento 64800. O segundo usuário vai variar para cada simulação. O primeiro cenário utiliza dois usuários com modulação BPSK e codificação LDPC. O segundo cenário será com o primeiro usuário sendo modulado através do BPSK e o segundo utilizando shaping através de 16-PAM. Para o shaping usamos um código convolucional com matriz de paridade $H^T = [1 + D + D^2, 1 + D]^T$, que leva a matriz geradora de síndrome, $H^{-1T} = [D, 1 + D]^T$ e a matriz geradora $G = [1 + D, 1 + D + D^2]$. Com isso, temos a entrada da síndrome de tamanho 8100. O terceiro cenário também será com dois usuários utilizando BPSK, mas vamos fazer a transformada de Fourier deste após a modulação. Ainda vamos apresentar a curva com apenas um usuário e ruído gaussiano e a região de capacidade. Vamos manter constante e igual a potência do segundo usuário e a potência do ruído e vamos variar a potência do primeiro usuário. A Figura 17 apresenta a comparação de todas as curvas.

Como definimos anteriormente, do ponto de vista do primeiro usuário, o ruído será formado pela soma do segundo usuário, mais o ruído gaussiano. Utilizamos shaping e a transformada de fourier para que o segundo usuário tenha uma distribuição mais próxima da gaussiana. Com isso, do ponto de vista do primeiro usuário teríamos um ruído com distribuição mais próxima da gaussiana, do que quando utilizamos a modulação BPSK para o segundo usuário. Para verificar a qualidade dessa aproximação, simulamos o sistema sujeito a um ruído puramente gaussiano, cuja variância é igual a soma da variância do segundo usuário com o ruído. Para o cenário utilizando dois usuários com modulação BPSK, obtivemos um resultado um pouco inferior, atingindo a mesma BER por volta de -2.57 dB. Portanto, nossa proposta ganha 0.1 dB. Para as duas técnicas propostas, obtivemos resultando melhores que se tivéssemos ruído puramente gaussiano. Para os cenários utilizando shaping e a transformada de Fourier, atingimos a taxa de erro de 10^{-5} próximo a -2.67dB.

Na Figura 17, mostramos também a menor SNR necessária para transmissão à taxa

de 1/4 usada nessas simulações. Essa SNR é obtida a partir da capacidade do AWGN como $SNR = 2^{2R} - 1$, e o valor é mostrado na curva com legenda "capacidade". Observe que operamos a uma distância da capacidade, também conhecida como gap, de 1,15 dB. Com um codificador LDPC mais eficiente, as curvas estariam mais próximas da capacidade.



Figura 17 – Comparação das estratégias de transmissão para o primeiro usuário para canal gaussiano de múltiplo acesso.

3.6 Conclusões

Neste capítulo apresentamos propostas de gaussianização de interferência para o canal de múltiplo acesso gaussiano utilizando cancelamento sucessivo de interferência. Para o SIC, o primeiro usuário trata o segundo usuário como ruído e do ponto de vista do LDPC seria interessante que esse segundo usuário fosse gaussiano, já que essa é uma hipótese feita por um dos mais comuns algoritmos de decodificação do LDPC, o algoritmo soma-produto. Para gaussianizar o segundo usuário propomos a utilização de dois métodos: shaping e transformada de Fourier. Nossas simulações mostram que nossas propostas obtiveram resultados melhores comparado ao cenário que utiliza um segundo usuário apenas com BPSK. Além disso, sobre nossas propostas, o desempenho utilizando shaping e a transformada de Fourier foram muito parecidos, com ligeira superioridade do segundo método.

4 Codificação Multinível

4.1 Introdução

A procura por uma estratégia prática para atingir a capacidade do canal gaussiano tem uma história rica e conhecida (FORNEY; UNGERBOECK, 1998). Em particular, é conhecido que a constelação tradicional PAM não consegue atingir essa capacidade, devido ao que é chamado perda de shaping (FORNEY, 1992). Mas é conhecido também, que se a capacidade é inferior a 1/2, então o uso de uma entrada binária causa apenas uma pequena em perda em relação a capacidade (FORNEY; UNGERBOECK, 1998). Este fato pode ser comprovado através da Figura 18, onde temos a taxa atingível para o canal AWGN, comparando as entradas gaussiana e binária(BPSK). Além disso, há códigos, tais como o LDPC, que são conhecidos por aproximar a capacidade para entradas binárias. Neste capítulo, vamos explorar essas observações e um paralelo entre o canal com um único usuário e o ruído gaussiano (AWGN) e o canal gaussiano de acesso múltiplo (MAC) estudado no capítulo 3 para propor uma estratégia de transmissão que aproxime a capacidade de um canal gaussiano com qualquer capacidade. Para isso, mostraremos como o canal AWGN pode ser interpretado como vários canais paralelos com capacidade inferior a 1/2.

A analogia entre o AWGN e o MAC foi introduzida em (DUAN *et al.*, 1997), onde uma constelação multinível é proposta e uma estratégia de recepção é introduzida, e é mostrado como aproximar a capacidade do canal AWGN sem utilizar shaping. A ideia principal de (DUAN *et al.*, 1997) é tratar a entrada do canal como a superposição de sequências binárias. Se as sequências são interpretadas como usuários, o canal pode ser visto como um canal de múltiplo acesso (TSE; VISWANATH, 2005). Usando este paralelo, é mostrado em (DUAN *et al.*, 1997) que a soma das taxas destas sequências podem ser igual a capacidade. Felizmente, tratar o canal de entrada como a soma de várias sequências binárias permite uma estratégia muito simples de codificação: cada sequência é independentemente codificada usando um código LPDC (RYAN; LIN, 2009), que aproxima a capacidade do AWGN com entradas binárias.

Neste capítulo, nós expandimos a ideia de (DUAN *et al.*, 1997) de diversas maneiras. Primeiro, nós propomos métodos para projeto de constelações, ou, equivalentemente, para escolha da potência de cada sequência binária. Nós também mostramos que a constelação obtida com nossa estratégia aproxima da capacidade, sem usar shaping. Então, nós propomos um método de recepção usando cancelamento sucessivo de interferência (SIC) (TSE; VISWA-



Figura 18 – Capacidade do canal AWGN com entrada gaussiana e entrada binária (BPSK).

NATH, 2005), que como dito anteriormente é uma estratégia bem sucedida para o MAC. O receptor resultante tem baixa complexidade, pois somente trabalhamos com decisões binárias, para cada sequência. Nós mostramos, por simulação, que o gap para a capacidade, ou seja, a distância entre o ponto que o sistema opera e o ponto ótimo, de acordo com a teoria de Shannon (COVER; THOMAS, 2012), pode ser atribuída apenas ao gap do código binário. Assim, mostramos que esse gap pode ser diminuído com o uso de códigos melhores do que os usados em nossas simulações. Finalmente, nós notamos que, como dito no capítulo 3, o decodificador do LDPC assume um ruído gaussiano. Para garantir que o sistema proposto, em que o ruído é na realidade a soma do ruído do canal com outras sequências binárias, verifica este pressuposto, propomos transformar cada sequência binária em um sinal gaussiano, através da transformada de Fourier discreta (DFT, do inglês Discrete Fourier Transform) para cada sequência. Mostramos finalmente que a introdução da DFT melhora ainda mais o desempenho.

4.2 SIC e Código Multinível

Nesta seção vamos utilizar os conceitos de AWGN e fazer uma paralelo entre MAC e AWGN. Para mais comodidade do leitor, vamos repetir alguns deles, mas agora para canal de múltiplo acesso com N sequências.

Como em (DUAN *et al.*, 1997), nós podemos construir uma entrada x[m] para o canal AWGN como a soma de N sequências independentes, tal que

$$x[m] = x_1[m] + x_2[m] + \dots + x_N[m].$$
(4.1)

Cada sequência tem potência P_i tal que, como as sequências são independentes, a potência total transmitida é dada por $P = \sum_{i=1}^{N} P_i$. O sinal recebido é dado por

$$y[m] = x_1[m] + x_2[m] + \dots + x_N[m] + w[m].$$
(4.2)

O modelo de canal em (4.2) pode ser visto como um canal gaussiano de múltiplo acesso (TSE; VISWANATH, 2005), onde cada sequência $x_i[m]$ é similar a um usuário do ponto de vista do MAC. Como sabemos, a soma das taxas deste canal pode ser atingida usando entradas gaussianas e cancelamento sucessivo de interferência (SIC) (TSE; VISWANATH, 2005), onde os "usuários" (ou, no nosso caso, as sequências) são decodificados em uma dada ordem. O primeiro usuário a ser codificado, dito usuário 1, trata todos os outros usuários como interferência. Então, se todos usuários empregam sinais Gaussianos independentes, o primeiro usuário "vê" um canal AWGN onde o ruído é o ruído gaussiano do próprio canal somado aos sinais de interferência formado pelos outros usuários. Então, a SNR do primeiro usuário é dada por

$$SNR_1 = \frac{P_1}{\sigma^2 + P_2 + P_3 + \ldots + P_N},$$
 (4.3)

e podemos transmitir com uma taxa dada por

$$C_1 = \frac{1}{2}\log_2\left(1 + \mathsf{SNR}_1\right). \tag{4.4}$$

Uma vez detectado, o sinal do usuário 1 pode ser subtraído do sinal recebido. Agora o usuário 2 é detectado, tratando os usuários remanescentes (excluindo o usuário 1) como interferência. Depois da detecção, a interferência do usuário 2 no sinal recebido também é cancelada. O processo é repetido para todos os usuários, onde cada usuário "vê" os usuários não detectados como AWGN. Então, cada usuário tem uma SNR dada por

$$\mathsf{SNR}_i = \frac{P_i}{\sigma^2 + P_{i+1} + \ldots + P_N},\tag{4.5}$$

e pode transmitir com uma taxa dada por

$$C_{i} = \frac{1}{2} \log_{2} \left(1 + \frac{P_{i}}{\sigma^{2} + P_{i+1} + P_{i+2} + \ldots + P_{N}} \right).$$
(4.6)

Note que a taxa total do sistema é dado pela soma das N taxas individuais, desde que assumimos que estas são N sequências paralelas e independentes. Assim, não é difícil mostrar que

$$\sum_{i=1}^{N} C_i = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \right), \tag{4.7}$$

o que prova que a estratégia de usar N sequências independentes e SIC atinge a capacidade do canal AWGN.

Na próxima seção, vamos discutir em mais detalhes a estratégia de transmissão e recepção sugerida pelas sequências independentes e paralelas e o canal de múltiplo acesso gaussiano. Vamos propor uma alocação de potência para cada sequência, P_i , que seja conveniente para o problema, com isso gerando um novo alfabeto e uma nova constelação diferente da utilizada em um M-PAM tradicional.

4.3 Constelação Proposta

Como dito na seção 4.2 dividindo o sinal transmitido em várias sequências e usando SIC para detectar essas sequências podemos atingir a capacidade do canal AWGN. O decodificador resultante é não iterativo, e muito mais simples que métodos propostos em (MA; PING, 2004a; MA; PING, 2004b), baseados no bit-interleaved coded modultation (BICM) (CAIRE *et al.*, 1998). Entretanto, a derivação assume sinais gaussianos, ao passo que todos os códigos propostos para atingir a capacidade produzem uma entrada binária para o canal. Assim, para permitir a utilização destes códigos, propomos dividir a transmissão em várias sequências BPSK, tal que $x_1[m] \in \pm A_1, x_2[m] \in \pm A_2, ..., x_N[m] \in \pm A_N$, onde $A_1, A_2, ..., A_N$ são as amplitudes alocadas a cada sequência. Como mencionado na introdução, isto causa uma perda de capacidade desprezível, desde que a capacidade C_i de cada sequência esteja abaixo de 1/2.

Obviamente, restringir a taxa de cada sequência a ser menor que 1/2 tem um impacto direto sobre as amplitudes de cada sequência, A_i , bem como sobre a constelação resultante, ou seja, o conjunto de todos os valores possíveis que o símbolos transmitidos x[m] pode assumir. O método proposto é similar a um MAC com N entradas, utilizando SIC para decodificação.

A Figura 19 mostra o método proposto. A primeira sequência a ser transmitida é codificada, depois é modulada. O bloco Cod/Mod representa essa operação, onde Cod representa o codificador e Mod o modulador. No nosso caso o codificador é o LDPC e o modulador é o BPSK. Depois disso, a segunda sequência a ser transmitida passa pelo mesmo processo (Cod/Mod) e soma-se a primeira, e assim sucessivamente até a sequência N ser codificada, modulada e somada. A soma resultante será transmitida no canal com ruído gaussiano. Na recepção fazemos o esquema inverso, ou seja, fazemos demodulação (Demod) e a decodifica-ção (Decod). É importante notar que na etapa de recepção, antes de subtrairmos o sinal, é necessário fazer novamente a codificação com o LDPC e modulação com o BPSK, de forma a reconstruir a interferência que um dado usuário exerce no sinal recebido.



Figura 19 – Ilustração do transmissor e do receptor propostos.

Na próxima seção, vamos discutir dois métodos para determinar as amplitudes A_i .

4.3.1 Método Ideal

Para o caso ideal, nós pré-determinamos a taxa de cada sequência, e ignoramos a perda de taxa decorrente da entrada binária e códigos não-ideais. Sendo a R taxa desejada, a SNR desejada para todos os usuários é

$$\mathsf{SNR} = 2^{2R} - 1. \tag{4.8}$$

Agora, relembrando da seção 4.2 que cada usuário trata os usuários não detectados como ruído, então a SNR é dada por (4.5). Assim, para atingir a SNR desejada, sua potência deve ser dada por

$$P_{i} = \left(2^{2R} - 1\right) \left(\sigma^{2} + \sum_{j=i+1}^{N} P_{j}\right).$$
(4.9)

Considere agora, o projeto da constelação para que cada sequência binária tenha taxa R = 1/2, ou, equivalentemente, uma SNR desejada de 0 dB. Conforme vimos, esta taxa é escolhida pois, nesse caso o uso de uma entrada binária causa pouca perda em relação à capacidade. Neste caso, ignorando a propagação de erros, a última sequência a ser detectada, $x_N[m]$, não "vê" interferência de outros usuários. Neste caso, para atingir a SNR desejada, nós precisamos de $P_N = \sigma^2$. A penúltima sequência a ser detectada, $x_{N-1}[m]$ "vê"como interferência o ruído do canal e o usuário x_N , neste caso, $P_{N-1} = P_N + \sigma^2$. A potência das sequências remanescentes é determinada da mesma forma variando da sequência N - 2 até 1.

Para efeito de ilustração, vamos supor uma transmissão utilizando 3 sequências binárias. Neste caso, supomos $\sigma^2 = 1$. Com isso, utilizando (4.9), temos $P_1 = 1$. A soma das potências de $\sigma^2 + P_1 = 2$, logo $P_2 = 2$. A soma dessas três potências gera o valor $P_3 = 4$. A Figura 20 mostra como ficaria a alocação de potência deste sistema utilizando (4.9) para uma SNR desejada de 0 dB. O alfabeto resultante teria 8 valores dado pela soma $\pm 1 \pm \sqrt{2} \pm 2$ e é mostrado na Figura 21. Note que os símbolos deste alfabeto não são igualmente espaçados, como acontece em um M-PAM tradicional.







Figura 21 – Ilustração para o alfabeto gerado pela alocação de potência proposta.

Sobre a constelação ideal, podemos traçar a sua curva da taxa atingível. Traçamos essa curva calculando a informação mútua para a constelação. Na Figura 22, as linhas sólidas mostram a taxa atingível pela constelação, usando N números diferentes de sequências de entrada, e projetada para um sistema com $\sigma^2 = 1$ e R = 1/2. Na Figura também mostramos a capacidade para uma entrada gaussiana. Claramente, a constelação resultante aproxima o canal da capacidade AWGN, sem usar shaping. As linhas tracejadas na Figura 22 serão explicadas na próxima seção onde vamos propor uma alternativa para projetar um alfabeto que seja utilizável na prática.

4.3.2 Método Prático

A proposta ideal ignora perda de taxa por uso de entrada binária e a inexistência de um código que opere exatamente à capacidade. Por outro lado, códigos para canais práticos têm um gap para capacidade, ou seja, eles não trabalham na SNR determinada por (4.8), mas devem operar a uma SNR um pouco maior para produzir uma baixa taxa de erro de



Figura 22 – Capacidade do canal AWGN ideal com entrada gaussiana e o alfabeto proposto.

bits (BER). A SNR que, para um dado código, produz uma BER desejada será denotada por SNR^{*}. No método prático, as amplitudes são escolhidas tal que cada sequência veja essa SNR desejada. De (4.5), temos

$$P_{i}^{*} = \mathsf{SNR}^{*} \left(\sigma^{2} + \sum_{j=i+1}^{N} P_{j}^{*} \right).$$
(4.10)

As linhas tracejadas na Figura 22 mostram a capacidade atingível para esta constelação, projeta para várias sequências binárias, N, e para $SNR^* = 0.9 \, dB$. Este valor foi escolhido para garantir erro menor que 10^{-5} para o código LDPC usado na simulações. Como podemos ver na Figura 22, a constelação prática apresenta uma pequena perda de capacidade em relação a constelação ideal. Entretanto, ambos se aproximam da capacidade de um canal gaussiano para um número suficiente de sequências binárias. A Tabela 2 mostra a comparação dos valores das amplitudes dos métodos Ideal e Prático para seis entradas binárias.

É interessante notar que os dois alfabetos propostos se aproximam da distribuição gaussiana que conhecidamente é aquela que atinge a capacidade. Isso pode ser comprovado pela Figura 23, onde trazemos a comparação da funções distribuição acumulada das constelações e de uma gaussiana, todas normalizadas para ter variância unitária. A curva em vermelho

Amplitudes	Método Ideal	Método Prático
1	1	1.1092
2	$\sqrt{2} = 1.4142$	1.6565
3	2	2.4738
4	$\sqrt{4} = 2.8284$	3.6942
5	4	5.5171
6	$\sqrt{8} = 5.6569$	8.2394

Tabela 2 – Amplitudes dos Métodos Ideal e Prático para 6 entradas binárias.

representa a função gaussiana, enquanto a curva em azul representa o alfabeto ideal gerado por (4.9) e a curva em preto representa o alfabeto prático gerado por (4.10). Note que as três curvas são muito parecidas, comprovando que os alfabetos gerados têm distribuição próxima à gaussiana.



Figura 23 – Função distribuição acumulada dos dois alfabetos comparados a distribuição gaussiana.

Como base de comparação para avaliar o desempenho dos alfabetos propostos e receptor proposto utilizando SIC, vamos utilizar um método iterativo muito conhecido na literatura, o bit interleaved coded modulation (BICM) (CAIRE *et al.*, 1998). Este método será explicado resumidamente na próxima seção.

4.4 BICM

Conforme visto no capítulo 3, o LDPC recebe sua entrada com uma LLR calculada a partir da saída do canal y_i e coloca em sua saída uma LLR atualizada, que depende de todo o sinal recebido, y, e da estrutura do código. O BICM usa a saída do LPDC para atualizar o cálculo da LLR baseada na saída do canal. Apenas relembrando do capítulo 3, a expressão da LLR é dada por

$$l_i = \ln \frac{Pr(b_i = 0|Y = y)}{Pr(b_i = 1|Y = y)},$$
(4.11)

onde $Pr(b_i)$ é probabilidade de um bit *i* e *Y* é uma sequência recebida. Com esta expressão, o LDPC calcula probabilidade de um bit ser igual a 0, sobre a probabilidade do mesmo bit ser igual a 1, dado que uma dada sequência *y* foi recebida. O código LDPC faz essa operação antes de decidir sobre cada bit. A ideia básica do BICM é utilizar essa informação vindo do decodificador do LDPC como uma probabilidade a priori e calcular novamente a LLR antes do LDPC fazer a decisão (CAIRE *et al.*, 1998). Essa nova LLR é repassada ao LDPC, e essa troca de LLR vai progredindo iterativamente, até que um critério de convergência, como um número máximo de iterações, seja atingido.

Vamos explicar melhor o cálculo da LLR utilizado pelo BICM através um exemplo utilizando o 4-PAM. Suponha o mapeamento Gray mostrado na Figura 24.



Figura 24 – Ilustração de um mapeamento Gray para um 4-PAM.

A probabilidade de um sinal recebido dado que foi transmitido um símbolo i qualquer é:

$$Pr(y|s_i) \sim \mathcal{N}(s_i, \sigma^2).$$
 (4.12)

O primeiro passo é calcular a probabilidade para o primeiro bit do símbolo, $Pr(b_1)$. Posto isso, a probabilidade de receber o símbolo s_1 é:

$$Pr(y|s_1) = Pr(y|b_1 = 0, b_2 = 0), (4.13)$$

sendo $b_1 \in b_2$, o primeiro e o segundo bit de s_i .

Agora, a probabilidade de $b_1 = 1$ dado que foi recebido r é:

$$Pr(b_1 = 1|y) = Pr(b_1 = 1, b_2 = 0|y) + Pr(b_1 = 1, b_2 = 1|y),$$
(4.14)

com isso temos que

$$Pr(b_{1} = 1|y) = \frac{Pr(y|(b_{1} = 1, b_{2} = 0)Pr(b_{1} = 1)Pr(b_{2} = 0)}{Pr(y)} + \frac{Pr(y|(b_{1} = 1, b_{2} = 1)Pr(b_{1} = 1)Pr(b_{2} = 1)}{Pr(y)}$$
(4.15)

Inicialmente, assumimos que $b_1 = 1$ e $b_1 = 0$ têm probabilidades iguais (informação extrínsica), ou seja, $p(b_1 = 1) = p(b_1 = 0) = 0.5$. Além disso, a informação de $Pr(b_2 = 1)$ e $Pr(b_2 = 0)$ vem da LLR do decodificador do LDPC ($llr = ln((Pr(b_2 = 1)/(Pr(b_2 = 0))))$. Com isso temos finalmente que:

$$\ln \frac{Pr(b_1 = 1|y)}{Pr(b_1 = 0|y)} = \frac{Pr(y|s_4)Pr(b_2 = 0) + Pr(y|s_3)Pr(b_2 = 1)}{Pr(y|s_1)Pr(b_2 = 0) + Pr(y|s_2)Pr(b_2 = 1)}.$$
(4.16)

Repetimos esse procedimento para o bit b_2 e utilizamos essa informação substituindo o cálculo da LLR do LPDC antes da decisão. Como podemos notar, esse método é mais complexo que o SIC, não só pelos cálculos envolvidos como por seu caráter iterativo, mas será utilizado nas comparações de desempenho na próxima seção.

4.5 Resultados

Agora, nós vamos avaliar o desempenho da constelação proposta. Para a detecção, nós vamos utilizar o SIC e o bit interleaved coded modulation (BICM) (CAIRE *et al.*, 1998). Em todos os casos, para cada sequência binária, nós usamos um LDPC com taxa 1/2 do padrão DVB-S2 (MORELLO; MIGNONE, 2006), fornecido pelo MATLAB, com comprimento de código de 64800. Nós vamos transmitir uma taxa total de 1.5 bits por uso do canal, ou seja, estamos usando 3 sequência binárias de entrada como mostrado na Figura 20. Para determinar SNR^{*}, nós usamos uma BER alvo de 10^{-5} para o código, o que resulta em SNR^{*} = 0.9 dB. Nós vamos comparar o desempenho da constelação proposta com o 8-PAM tradicional, usando o próprio 8-PAM e o BICM. Note que a diferença é que o 8-PAM clássico só calcula a LLR na saída do canal uma vez, ao passo que o BICM faz as iterações descritas na seção 4.4.

Na Figura 25, nós apresentamos a BER de vários métodos em função da SNR. De (4.8), a SNR mínima neste caso é 8,451 dB. Como podemos notar, o pior desempenho é o do 8-PAM tradicional, que atinge uma BER de 10^{-5} para uma SNR perto de 10,82 dB. O BICM usando o alfabeto do 8-PAM melhora o resultado, alcançando a mesma BER a 10,44 dB.

Um ganho próximo de 0.41 dB é atingido pelo BICM para os alfabetos propostos, o ideal em (4.9) e o prático em em (4.10): ambos alcançam uma taxa de erro de 10^{-5} próximo

a 10,03 dB. O melhor resultado é obtido pelo alfabeto proposto e SIC, com BER de 10^{-5} próximo 9,96 dB. Note que este desempenho é muito melhor que o relatado em (MA; PING, 2004b), onde uma constelação e detecção simalares foram propostas, mas com uma gap para a capacidade de mais de 10 dB, usando um código melhor. O SIC ideal (4.9) não é mostrado na Figura porque atinge uma BER 10^{-5} acima 14 dB. Isso acontece porque, no método ideal, projetam-se as constelações para que a primeira sequência a ser detectada tenha SNR de 0 dB. Nesse cenário o gap do LDPC impossibilita que a decodificação seja feita sem erros, pois ele precisa de algo em torno de 0,9 dB.

Finalmente, através de (4.10), nós podemos estimar a distância da capacidade que o sistema proposto espera operar. Para esse exemplo particular, o valor da SNR^{*}, baseado no gap para a capacidade do código LDPC foi escolhido 0.9dB, então, o sistema projetado deveria operar com uma SNR de 10.04 dB. Note que o sistema é robusto, pois, opera a uma SNR mais baixa. Isso indica também que o gap para capacidade do sistema proposto pode ser melhorado se um código melhor for usado.



Figura 25 – Comparação do resultado dos métodos utilizados.

Na próxima seção vamos discutir uma forma de melhorar resultando, normalizando a interferência como foi feito no capítulo anterior para o MAC.

4.6 Normalizando a Interferência

No repector proposto na seção 4.3, nós usamos o algoritmo de decodificação tradicional do LDPC (RYAN; LIN, 2009). Entretanto, este algoritmo assume ruído gaussiano, o que não é exatamente nosso caso, pois as sequências não detectadas, tratadas como ruído, provêem de alfabetos BPSK. Nesta seção, nós propomos usar novamente a transformada de Fourier para transformar novamente a interferência dos sinais não detectados em um ruído gaussiano. Como dito anteriormente, esta estratégia parte do fato que a transformada de Fourier resulta de uma soma de variáveis aleatórias independentes, gerando uma distribuição gaussiana (BINGHAM, 1990).

O transmissor e o receptor propostos são mostrados na Figura 26. A sequência binária de menor potência (x_N) é modulada e codificada. Depois do codificador, nós fazemos a transformada de Fourier (representado pelo bloco DFT). Com isso o DFT transforma a sequência em aproximadamente gaussiana, e é essa saída da DFT que será interpretada como interferência pelas outras sequências binárias. Mas não podemos simplesmente fazer a DFT de todas as sequências e somar, porque isso impediria a gaussianização da interferência já que a primeira transformada inversa de Fourier faria transformação de todas as sequências. Então a segunda sequência de menor potência será codificada e modulada, somada à transformada de Fourier da primeira sequência e somente nesse momento passará pela DFT. Este procedimento é repetido para todas as sequências binárias remanescentes. A sequência de maior de energia, x_1 , não precisa ser transformada, pois ela não é tratada como interferência por nenhuma outra sequência.



Figura 26 – Modelo para transmissão usando transformada de Fourier.

No receptor, a primeira sequência binária a ser decodificada é a de maior potência, (x_1) , e esta (corretamente) trata todas outras sequências como gaussiana. Uma vez decodificado, a sequência binária x_1 é subtraída do sinal recebido. Neste estágio nós fazemos a transformada inversa de Fourier, representada pelo bloco IDFT na Figura 26. O resultado é a sequência x_2 mais a interferência gaussiana das sequências remanescentes, mais ruído. O procedimento é repetido para todas as sequências que ainda não foram detectadas. Note que a cada passo que uma sequência é subtraída, a resultante passa pelo bloco IDFT. Este procedimento requer N - 1 transformadas diretas e inversas de Fourier.

Os resultados para nossa proposta normalizando a interferência são mostrados na Figura 27, onde nós comparamos o desempenho da constelação proposta com e sem a transformada de Fourier, como visto nas curvas "Fourier+SIC" and "SIC", respectivamente. Nestas simulações, nós também usamos um LDPC com taxa 1/2 e padrão DVB-S2, e nós transmitimos 3 bits por uso canal, ou seja, usamos 6 sequências binárias. Para o projeto da constelação nós usamos também $SNR^* = 0.9$ dB. Na Figura, nós observamos que a Transformada de Fourier traz um ganho de 0,1 dB para uma BER de 10^{-5} .

Comparando com outros métodos, nós notamos que sinais gaussianos requerem uma SNR próxima a 18 dB para transmitir a uma taxa de 3 bits por uso do canal, então nós estamos operando a 2.8 dB da capacidade. Entretanto, usando (4.10) e o gap do código, o sistema é projetado para operar em SNR = 20.87 dB, mais uma vez comprovando sua robustez a propagação de erros. Note também que a constelação tradicional do 16-PAM requer pelo menos 19.17 dB para transmitir 3 bits por uso do canal (FORNEY; UNGERBOECK, 1998) usando códigos que atinjam a capacidade. Baseado em (4.10), nós estimamos que com um código com que opera a $SNR^* = 0.37$ dB da capacidade, nós podemos transmitir a taxas impossíveis para uma constelação PAM tradicional. Finalmente, em (MA; PING, 2004b), os autores usam um código binário com $SNR^* = 0.1$ dB e código de comprimento 20,000, e uma alocação de potência similar a nossa. Para a mesma taxa da Figura 27, o sistema de (MA; PING, 2004b) com SIC opera a mais de 35 dB, e com códigos iterativos próximos de 21.4 dB, mais uma vez piores do que os nossos resultados com ou sem a transformada de Fourier.

4.7 Conclusão

Neste capítulo, nós propomos um código multinível que divide de forma ótima a transmissão em vários fluxos que serão modulados com BPSK. Isto permite a utilização de códigos bem conhecidos para se aproximar da capacidade, e simplifica o sistema, que consiste de uma série de transmissores e receptores binários. Nós mostramos que o sistema proposto supera o desempenho da constelação PAM tradicional, bem como de algumas outras propostas existentes na literatura. Nosso detector proposto supera até mesmo o BICM, um receptor iterativo mais complexo. Além disso, propomos um método para transformar a interferência em gaussiana para o caso da SIC, melhorando ainda mais o resultado.



Figura 27 – Comparação dos resultados para o SIC, com e sem transformada de Fourier.
5 Conclusão e Perspectivas

Este trabalho foi dividido em duas partes, onde na primeira parte abordamos problemas de identificação de distorções em redes de cabo coaxial e na segunda parte abordamos o problema de codificação para canal gaussiano.

Na primeira parte, propomos um método para extrair informações sobre micro-reflexões em redes de cabo coaxial. Para isso nós utilizamos os coeficientes do equalizador que já é utilizado para o padrão DOCSIS, ou seja, não foi necessário alterar o sistema. Nós propomos um método para estimar a distância entre as diferenças de impedância que geram as micro-reflexões, bem como a gravidade da micro-reflexão. Comparando com o sistema atual utilizado pelo DOCSIS, nosso método, ao contrário do DOCSIS, não aproxima todas as micro-reflexões para apenas uma, fornecendo uma estimativa mais fina e exata.

Na segunda parte, no primeiro momento apresentamos propostas de gaussianização de interferência para o MAC gaussiano gaussiano utilizando SIC. Como nesse método o ruído do ponto de vista de primeiro usuário é formado pela soma do segundo usuário mais o ruído e o LDPC na sua decodificação pressupõe que o ruído gaussiano, propomos um método para normalizar o segundo usuário. Fizemos isso de duas formas, utilizando shaping e transformada de Fourier. Nossas simulações mostram que nossas propostas obtiveram resultados melhores comparado ao cenário que utiliza um segundo usuário apenas com BPSK Além disso, sobre nossas propostas, o desempenho utilizando shaping e a transformada de Fourier foram muito parecidos, com ligeira superioridade do segundo método.

Em um segundo momento, motivados pelo trabalho anterior, pensamos em utilizar o MAC, mas neste caso, ao invés de tratarmos cada entrada como usuário, pensamos que isso poderiam ser sequências de entradas do mesmo usuário, propondo a construção de um código multinível bastante simples. Através deste sistema podemos utilizar BPSK e uma alocação ótima de potência, nos permitindo aproximar da capacidade para o canal gaussiano. As simulações mostram que o desempenho obtido supera o desempenho da constelação PAM tradicional, bem como de algumas outras propostas iterativas existentes na literatura. Por fim, utilizamos novamente a gaussianização de interferência, melhorando ainda mais o resultado.

Quanto às perspectivas futuras, em relação à primeira parte, o método proposto pode ser utilizado para identificar outros tipos de micro-reflexões. Outra perspectiva é realizar trabalhos em campo, com testes em redes reais. Além disso, podem ser propostos outros métodos para comparar o desempenho com este método proposto. Em relação à segunda parte, pensamos em um primeiro momento, em aplicar a modulação multinível proposta em comunicações ópticas. Atualmente existem trabalhos de modulação codificada na área de óptica (BEYGI *et al.*, 2014), (MELONI *et al.*, 2014) e aplicar nossa proposta de modulação multinível seria de bastante interesse.

Referências

ANDALIBI B. BERSCHEID, E. S. H. H. N. Z. A fast-converging equalizer for upstream docsis channels. *IEEE Transactions on Broadcasting*, v. 56, n. 3, p. 311–320, September 2010. Citado na página 6.

BALATSOUKAS-STIMMING, A.-K. Design of LDPC codes for the two-user gaussian multiple access channel. *Tese de Doutorado*, 2012. Citado na página 1.

BARRY, J. R.; LEE, E. A.; MESSERSCHMITT, D. G. *Digital communications*. [S.l.]: Springer, 2004. Citado 3 vezes nas páginas xix, 7 e 8.

BEYGI, L.; AGRELL, E.; KAHN, J. M.; KARLSSON, M. Coded modulation for fiber-optic networks. *IEEE signal processing magazine*, 2014. Citado na página 31.

BINGHAM, J. A. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come. *Communications Magazine, IEEE*, Ieee, v. 28, n. 5, p. 5–14, 1990. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 27.

CABLELABS. Data over cable service interface specification DOCSIS 1.0 radio Frequency Interface. [S.l.], 1997. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 2.

CABLELABS. Proactive network maintenance using pre-equalization. [S.l.], 2010. Citado 7 vezes nas páginas 2, 3, 4, 5, 6, 8 e 9.

CABLELABS. Data over service interface specifications DOCSIS 3.0. [S.l.], 2014. Citado 3 vezes nas páginas 1, 2 e 3.

CAIRE, G.; TARICCO, G.; BIGLIERI, E. Bit-interleaved coded modulation. *Information Theory, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 44, n. 3, p. 927–946, 1998. Citado 4 vezes nas páginas 19, 23, 24 e 25.

COVER, T. M.; THOMAS, J. A. *Elements of information theory*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. Citado 4 vezes nas páginas 1, 3, 8 e 17.

DUAN, L.; RIMOLDI, B.; URBANKE, R. Approaching the AWGN channel capacity without active shaping. In: IEEE. *Information Theory. 1997. Proceedings.*, 1997 IEEE International Symposium on. [S.I.], 1997. p. 374. Citado 3 vezes nas páginas 4, 16 e 18.

FORNEY, J. G. D. Trellis shaping. *Information Theory, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 38, n. 2, p. 281–300, 1992. Citado 5 vezes nas páginas 2, 7, 8, 9 e 16.

FORNEY, J. G. D.; UNGERBOECK, G. Modulation and coding for linear gaussian channels. *Information Theory, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 44, n. 6, p. 2384–2415, 1998. Citado 3 vezes nas páginas 4, 16 e 28.

GALLAGER, R. G. Low-density parity-check codes. *Information Theory, IRE Transactions* on, IEEE, v. 8, n. 1, p. 21–28, 1962. Citado na página 3.

GROSSMANN, M.; ORTLEPP, T.; MATSUMOTO, T. Rate allocation for 2-user MAC with MMSE turbo equalization. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 9, n. 3, p. 1033–1043, 2010. Citado na página 2.

HAYKIN, S. *Adaptive filter theory.* 4nd. ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall Information and System Sciences Series, 2001. Citado na página 6.

JR, F. J. M. The kolmogorov-smirnov test for goodness of fit. *Journal of the American* statistical Association, Taylor & Francis Group, v. 46, n. 253, p. 68–78, 1951. Citado na página 12.

LIN, S.; COSTELLO, D. J. *Error control coding.* [S.l.]: Prentice-hall Englewood Cliffs, 2004. Citado na página 4.

MA, X.; PING, L. Coded modulation using superimposed binary codes. *Information Theory*, *IEEE Transactions on*, IEEE, v. 50, n. 12, p. 3331–3343, 2004. Citado na página 19.

MA, X.; PING, L. Power allocations for multilevel coding with sigma mapping. *Electronics Letters*, IET, v. 40, n. 10, p. 609–611, 2004. Citado 3 vezes nas páginas 19, 26 e 28.

MELONI, G.; FOGGI, T.; PAOLUCCI, F.; FRESI, F.; CUGINI, F.; CASTOLDI, P.; COLAVOLPE, G.; POTÍ, L. First demonstration of optical signal overlap. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *Photonic Networks and Devices*. [S.l.], 2014. p. NM4D–4. Citado na página 31.

MEYR, H.; MOENECLAEY, M.; FECHTEL, S. Digital communication receivers: synchronization, channel estimation, and signal processing. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1997. ISBN 0471502758. Citado na página 6.

MORELLO, A.; MIGNONE, V. DVB-S2: the second generation standard for satellite broad-band services. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 94, n. 1, p. 210–227, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 25.

OVADIA, S. Broadband cable TV access networks: from technologies to applications. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 2001. Citado na página 2.

PALANKI, R. Iterative decoding for wireless networks. *Tese de Doutorado*, 2004. Citado na página 2.

ROUMY, A.; DECLERCQ, D. Characterization and optimization of LDPC codes for the 2-user gaussian multiple access channel. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Springer, v. 2007, n. 1, p. 074890, 2007. Citado na página 1.

ROUMY, A.; DECLERCQ, D.; FABRE, E. Low complexity code design for the 2-user gaussian multiple access channel. In: *IEEE International Symposium on Information Theory*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 483–483. Citado na página 1.

RYAN, W.; LIN, S. *Channel codes: classical and modern*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 4, 16 e 27.

SARADKA, B.; BHASHYAM, S.; THANGARAJ, A. A dirty paper coding scheme for the multiple input multiple output broadcast channel. In: IEEE. *Communications (NCC), 2012 National Conference on.* [S.I.], 2012. p. 1–5. Citado 3 vezes nas páginas xix, 10 e 11.

SHILPA, G.; THANGARAJ, A.; BHASHYAM, S. Dirty paper coding using sign-bit shaping and ldpc codes. In: IEEE. *Information Theory Proceedings (ISIT), 2010 IEEE International Symposium on.* [S.I.], 2010. p. 923–927. Citado 2 vezes nas páginas xix e 10.

SMITH, E. S. The emergence of CATV: A look at the evolution of a revolution. *Proceedings* of the IEEE, IEEE, v. 58, n. 7, p. 967–982, 1970. Citado na página 1.

TSE, D.; VISWANATH, P. Fundamentals of wireless communication. [S.l.]: Cambridge university press, 2005. Citado 8 vezes nas páginas 3, 1, 2, 4, 7, 16, 17 e 18.

YEDLA, A.; NGUYEN, P. S.; PFISTER, H. D.; NARAYANAN, K. R. Universal codes for the gaussian MAC via spatial coupling. In: IEEE. *Communication, Control, and Computing (Allerton), 2011 49th Annual Allerton Conference on.* [S.I.], 2011. p. 1801–1808. Citado na página 1.