

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

LUCAS AUGUSTO REHDER DE OLIVEIRA

Avaliação da sincronização de fase periódica em sistemas de comunicações ópticas digitais

São João da Boa Vista

2019

Lucas Augusto Rehder de Oliveira

Avaliação da sincronização de fase periódica em sistemas de comunicações ópticas digitais

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações do Campus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia de Telecomunicações .

Orientador: Profº Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

São João da Boa Vista

2019

Oliveira, Lucas Augusto Rehder de

Avaliação da sincronização de fase periódica em sistemas de comunicações ópticas digitais / Lucas Augusto Rehder de Oliveira. -- São João da Boa Vista, 2019.

37 p. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso – Câmpus Experimental de São João da Boa Vista – Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”.

Orientador: Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

Bibliografia

1. Comunicações ópticas 2. Lasers 3. Telecomunicações

CDD 23. ed. – 621.382

Ficha catalográfica elaborada pela [Biblioteca-BJB](#)

Bibliotecário responsável: João Pedro Alves Cardoso – CRB-8/9717

*"Se, porém, algum de vós necessita de sabedoria,
peça-a a Deus, que a todos dá liberalmente,
e nada lhes impropria; e ser-lhe-á concedida."
(Tiago 1:5)*

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
CÂMPUS EXPERIMENTAL DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**AVALIAÇÃO DA SINCRONIZAÇÃO DE FASE PERIÓDICA EM SISTEMAS DE
COMUNICAÇÃO ÓPTICA DIGITAIS**

Aluno: Lucas Augusto Rehder de Oliveira

Orientador: Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

Banca Examinadora:

- Ivan Aritz Aldaya Garde (Orientador)
- Marcelo Luís Francisco Abbade (Examinador)
- Cintya Wink de Oliveira Benedito (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 35/2018)

São João da Boa Vista, 28 de junho de 2019

AGRADECIMENTOS

À Deus, primeiramente, por me dar o dom da vida e o iluminado meu caminho de bênçãos, me conduzindo até o presente momento, me preparando e dando força nos momentos difíceis e por me presentear com uma família maravilhosa.

À minha mãe, Vani, que forneceu o meu sustento durante toda minha vida, investindo e motivando fielmente a minha graduação.

Aos meus professores, pela educação técnica e social, sobretudo ao Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde, que aceitou o desafio de me acompanhar nesse trabalho de conclusão de curso.

RESUMO

Neste trabalho estudamos o impacto do efeito combinado dos ruídos de amplitude e fase no desempenho de um sistema de comunicações ópticas coerente digital empregando QPSK. Expressões analíticas que descrevem a evolução temporal da taxa de erro de símbolo (SER) são desenvolvidas e testadas usando simulações de Monte Carlo, demonstrando a precisão destas expressões analíticas. Os resultados revelam que empregando *lasers* com uma largura de linha de 150 kHz (largura de linha combinada de 300 kHz), normalmente usados em enlaces coerentes, o sistema pode operar sem ressincronização de fase por mais de 1000 símbolos, desde que a razão sinal ruído seja mantida acima de 20 dB.

PALAVRAS CHAVE: COMUNICAÇÕES ÓPTICAS; SISTEMAS COERENTES DIGITAIS; RUÍDO DE FASE E RESSINCRONIZAÇÃO.

ABSTRACT

In this work we study the impact of the combined effect of amplitude and phase noises on the performance of an optical QPSK digital coherent communication system. Analytic expressions that describe the time evolution of the symbol error rate (SER) are developed and tested using Monte-Carlo simulations, demonstrating the accuracy of the analytic expressions. Results reveal that for employing lasers with a linewidth of 150 kHz (combined linewidth of 300 kHz), typically used in coherent links, the system can undergo without re-synchronization for more than 1000 symbols as long as a signal-to-noise ratio of 20 dB is provided.

KEYWORDS: OPTICAL COMMUNICATIONS, DIGITAL COHERENT SYSTEMS, PHASE NOISE, AND SYNCHRONIZATION.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Caption	4
Figura 2	Produto capacidade-distância das quatro primeiras gerações da comunicação óptica	14
Figura 3	Diagrama fasorial do campo elétrico emitido por um laser e efeito de uma emissão espontânea em amplitude e fase.	15
Figura 4	Diagrama de blocos de um sistema digital óptico coerente de um único tramo. D/A: conversor digital-analógico, MZM: modulador Mach-Zehnder, EDFA: amplificador de fibra dopada a Érbio, SSMF: fibra monomodo padrão, A/D: conversor analógico-digital, DSP: processador digital de sinais.	17
Figura 5	Esquemático de um sistema de comunicação coerente em (a) tempo contínuo e (b) tempo discreto.	20
Figura 6	Constelação de um sinal QPSK afetado por ruído de amplitude e fase em (a) representação 2d e (b) representação 3d considerando evolução temporal.	20
Figura 7	(a) 10.000 traçados temporais correspondentes a realizações de caminhada aleatória (processo estocástico que modela o ruído de fase), onde a largura de linha foi arbitrada a 100 kHz. Três traçados são representados em diferentes cores a fim de observar o comportamento de traças individuais. Note-se que o tempo foi normalizado pelo período de símbolo, que no nosso caso é 35.71 ps. (b), (c) e (d) histogramas normalizados obtidos dos traçados em (a) para os tempos correspondentes a $100 T_{sim}$ e $2048 T_{sim}$ e $4096 T_{sim}$. As curvas vermelhas sobrepostas representam o fitado gaussiano. (e) Variância de ensemble em função do tempo normalizado obtido a partir de (a) e a partir da expressão analítica.	28
Figura 8	Dispersão dos pontos da constelação para um $\Delta\phi = 0$ rad e (a) SNR = 15 dB, (b) SNR = 10 dB e (c) SNR = 5 dB. As subfiguras (d), (e) e (f) representam a dispersão dos pontos para $\Delta\phi = 0, 0.25$ e 0.5 rad respectivamente.	30
Figura 9	SER em função da SNR para diferentes valores de $\Delta\phi$. Os marcadores indicam resultados de simulação, as linhas contínuas indicam os resultados analíticos usando 4.4 e 4.9, em quanto que a linha tracejada corresponde à expressão analítica em (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006).	31
Figura 10	Representação gráfica do cômputo da BER. Valores dos fatores do integrando para: (a) $t = 1000 T_{sim}$, $\Delta\nu = 100$ kHz e SNR = 5, 10 e 15 dB. (c) $t = 1000 T_{sim}$, $\Delta\nu = 100, 125,$ e 150 kHz e SNR = 10 dB. Para melhor análise as subfiguras (b) e (d) representam as regiões de sobreposição das curvas representadas em (a-c).	32
Figura 11	Curvas de BER em função do tempo normalizado pelo tempo de símbolo para diferentes combinações de largura de linha combinada e SNR. (a-c) $\Delta\nu = 100$ kHz e SNR = 5, 10 e 15 dB. (d-f) $\Delta\nu = 300$ kHz e SNR = 5, 10 e 15 dB. (g-i) $\Delta\nu = 300$ kHz e SNR = 5, 10 e 15 dB.	33

Figura 12 (a) Mapa de contorno do máximo número de símbolos até alcançar uma SER de 10^{-3} em função da largura de linha e da SNR. (b) Máximo número de símbolos antes de atingir uma SER de 10^{-3} em função da SNR para três larguras de linha: 100 kHz, 300 kHz e 500 kHz.	34
Figura 13 Curvas do desvio padrão em função do numero de bits utilizado para realizar a sincronização para valores de SNR = 5, 10, 15 e 20 dB.	35

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- ASE - *amplified spontaneous emission*
- BER - *bit error rate*
- CDF - *cumulative distribution function*
- CMA - *constant modulus algorithm*
- DFB - *distributed feedback*
- DSP - *digital signal processor*
- EDFA - *Erbium doped fiber amplifiers*
- FWHM - *full-width at half maximum*
- FWM - *four-wave mixing*
- IM-DD - *Intensity Modulation with Direct Detection*
- LR-PON - *long-reach passive optical networks*
- MAP - *maximum a posteriori*
- MZM - *Mach-Zehnder modulators*
- PA - *processo aleatório*
- PDF - *probability density function*
- QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*
- QPSK - *Quadrature phase shift keying*
- SBS - *stimulated Brillouin scattering*
- SER - *symbol error rate*
- SNR - *signal-to-noise ratio*
- SPM - *self-phase modulation*
- SRS - *stimulated Raman scattering*
- SSMF - *standard single mode fiber*
- VA - *variável aleatória*
- XPM - *cross-phase modulation*
- WDM - *Wavelength-division Multiplex*

LISTA DE SÍMBOLOS

ϕ_0 - fase ideal do símbolo QPSK sob estudo

$\Delta\phi$ - angulo de rotação do símbolo QPSK devido ao ruído de fase

$\Delta\psi$ - angulo de rotação do símbolo

T_{sim} - período de símbolo

σ^2 - variância

σ - desvio padrão

$\Delta\nu$ - largura de linha do laser

N_T - numero de períodos a simular

N_S - numero realizações do experimento

N_S - numero realizações do experimento

Δf - ruído de frequência

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Evolução histórica e sistemas digitais coerentes	13
1.2	Ruído de fase em sistemas coerentes digitais	15
1.3	Problema de pesquisa	16
1.4	Contribuição do trabalho	16
1.5	Organização do documento	16
2	SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS COERENTES DIGITAIS . .	17
2.1	Aspectos básicos dos sistemas ópticos coerentes digitais	17
2.2	Impedimentos físicos em sistemas ópticos coerentes digitais	18
2.3	Modelo simplificado considerando ruído aditivo e ruído de fase	19
2.4	Técnicas de compensação do ruído de fase	20
3	MÉTODOS	22
3.1	Conceitos e ferramentas estatísticas	22
3.2	Simulação Monte Carlo de sistemas ópticos coerentes digitais	24
4	RESULTADOS	27
4.1	Sistema afetado por ruído de fase	27
4.2	Sistema afetado por ruído aditivo e offset de fase	28
4.3	Efeito combinado de ruído de fase e aditivo	30
5	CONCLUSÕES	36
	REFERÊNCIAS	37

1 INTRODUÇÃO

1.1 EVOLUÇÃO HISTÓRICA E SISTEMAS DIGITAIS COERENTES

O aumento constante das taxas de dados e da velocidade dos serviços oferecidos pelas operadoras de telecomunicações nas últimas décadas faz com que os sistemas de comunicações requeiram um uso cada vez mais eficiente dos recursos (ANDRADE et al., 2012). Neste contexto geral, os sistemas de comunicações ópticas que constituem o núcleo central das redes de dados de alta capacidade não são uma exceção (NAVES et al., 2002). Nas últimas décadas, os sistemas de comunicações ópticas têm evoluído de forma impressionante. O ponto de partida desta evolução foi a invenção do laser em 1960 e, posteriormente, a fabricação da primeira fibra óptica com baixa atenuação em 1970 (FILHO, 2017). Com o advento dessas tecnologias foi necessário o desenvolvimento de novos dispositivos e técnicas de transmissão para um melhor aproveitamento desses recursos, tais como os amplificadores ópticos a fibra dopada a Érbio e a multiplexação por divisão de comprimento de onda, os quais permitiram o aumento de capacidade e alcance das redes ópticas (KEISER, 2010).

Tradicionalmente as redes ópticas são classificadas em diferentes gerações com o produto da capacidade pela distância cada vez maiores, tal como mostra-se na Figura 2. Nas três primeiras gerações migrou-se desde comprimentos de onda curtos ($<1\mu\text{m}$) até a banda de 1550 nm, na qual a fibra óptica padrão monomodo sofre uma menor atenuação. Mesmo, empregando a banda de menor atenuação, os sistemas de terceira geração estavam limitado por perdas. Nesta época, tanto a comunidade científica como a indústria, começaram a dedicar um esforço cada vez maior à compensação da perdas (PARAHYBA et al., 2016). Uma das alternativas foi utilizar detecção coerente (homodina ou heterodina) que, como já se tinha comprovado em sistemas de radio-frequência, apresentam uma melhor sensibilidade (DINIZ et al., 2013). Os sistemas coerentes ópticos, porém, apresentam dois problemas que faziam com que a sua implementação fosse extremamente complicada: o ruído de fase dos lasers e as flutuações do estado de polarização (SILVA, 2011). Concorrentemente, grupos de pesquisa desenvolveram os amplificadores de fibra dopada a Érbio (*erbium doped fiber amplifiers*, EDFAs), que devido à fluorescência desta terra rara, conseguiam amplificar sinais na banda de 1550 nm (AGRAWAL, 2014). A maior simplicidade de implementação junto com a possibilidade de amplificar simultaneamente vários canais a diferente comprimentos de onda, levou à adoção desta tecnologia e a um declive no interesse em sistemas ópticos coerentes, ao menos, para aplicações de comunicações.

Na quarta geração de comunicações ópticas, os EDFAs e a tecnologia de multiplexação por divisão de comprimento de onda (Wavelength-division Multiplex, WDM) possibilitaram a expansão dos sistemas de comunicação ópticas e a adoção da fibra óptica como o meio de transmissão dominante em sistemas de alta capacidade (AGRAWAL, 2014). Porém estes sistemas continuavam usando a modulação de intensidade binária, que apresenta uma eficiência espectral baixa e que limitava a máxima capacidade atingível. O uso de formatos de modulação mais eficientes em que se explora não unicamente a diversidade de amplitude mas também a diversidade de fase emergiu então como uma solução à limitada capacidade dos sistemas anteriores (CARRILLO et al., 2011). Em particular

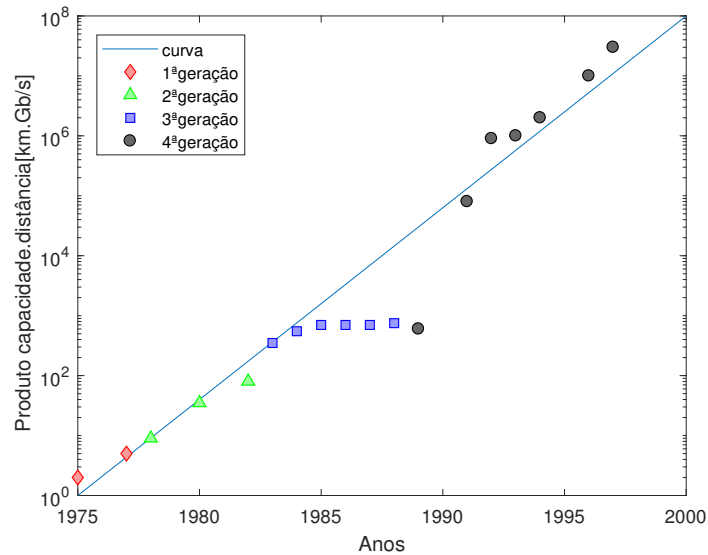


Figura 2 – Produto capacidade-distância das quatro primeiras gerações da comunicação óptica .

formatos de modulação como chaveamentos de fase em quadrature (*Quadrature Phase-shift Keying*, QPSK) e a modulação de amplitude em quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation*, QAM) foram propostos. Estes esquemas de modulação, requerem recuperação da fase do sinal óptico, processo que já tinha sido estudado e descartado pela complexidade. Uma alternativa estudada por um breve tempo foi a detecção diferencial na qual um símbolo é utilizado como oscilador local para detectar outro símbolo adjacente. Os sistemas com detecção diferenciais eram simples mas sofriam de uma deterioração na sensibilidade pois tanto o símbolo de informação como o oscilador local eram afetados pela atenuação da fibra (SHIU; KAHN, 1999).

Para a implementação dos sistemas de quinta geração, os pesquisadores voltaram a contemplar a possibilidade de incluir uma fonte óptica no receptor mas com uma abordagem completamente diferente aos sistemas coerentes anteriores. Agora a fase do laser no receptor não é melhor controlada no domínio óptico, porém o efeito do desalinhamento entre as fases dos oscilador do sinal e do oscilador local é compensado, uma vez que o sinal é foto-detectado, o qual foi possível graças aos avanços em eletrônica de alta frequência. Cabe destacar que, como a frequência do oscilador local não corresponde nem à frequência do oscilador do sinal nem a uma separação constante, a detecção nestes sistemas não podem ser definida como homodina nem heterodina, mas intradina. Estritamente, a detecção não pode ser considerada coerente pois a fase do oscilador local e o oscilador de sinal não estão correlacionadas. Porém, o sistema é denominada coerente porque a fase pode ser recuperada no domínio elétrico e por tanto, este tipo de sistema se denomina coerente digital.

Os sistemas com detecção intradina diferem significativamente dos sistemas baseados em detecção direta. Efeitos como a dispersão, o ruído aditivo, a dispersão por modo de polarização e as não linearidades afetam de forma diferente ao desempenho. Adicionalmente, devido a natureza interferométrica da detecção intradina, esta é altamente sensível tanto aos desalinhamentos de fase como às flutuações de fase, que devem ser compensadas eletricamente. De fato, o uso de detecção intradina permite uma compensação de impedimentos mais precisa pois se tem acesso à informação de amplitude e de fase.

1.2 RÚIDO DE FASE EM SISTEMAS COERENTES DIGITAIS

Como mencionado, as flutuações do estado de polarização e o ruído de fase são efeitos que degradam significativamente o sinal detectado (OLIVEIRA et al., 2011). Porém, devido a longo tempo de coerência das flutuações de polarização, estas podem ser compensadas por meio de técnicas mecânicas usando, por exemplo, um rastreador de polarização (MARÇAL, 2008) ou, alternativamente, pode ser implementado um receptor com diversidade de polarização que permita compensar as flutuações no domínio digital.

O ruído de fase, pelo contrario, tem um tempo de coerência curto, que depende dos laser utilizados. Este ruído é resultado de emissões espontâneas dentro da cavidade do laser e depende de parâmetros tanto estruturais (heteroestrutura, presença de poços quânticos, cavidade externa) como operacionais (corrente de polarização) (GALLEP et al., 2003). Cada evento de emissão espontânea, tal como se mostra na Figura 3, perturba tanto a amplitude como a fase do campo elétrico resultando em ruído de amplitude e fase.

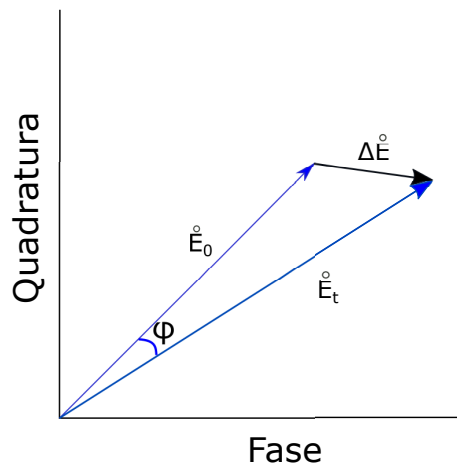


Figura 3 – Diagrama fasorial do campo elétrico emitido por um laser e efeito de uma emissão espontânea em amplitude e fase.

Em osciladores de alta pureza espectral, o ruído de fase é geralmente caracterizado por meio da variança de Allan ou da densidade de potência de ruído em um determinado *offset* (geralmente 10 kHz ou 100 kHz) (BRITO; LUIS et al., 2015). Porém devido à espessura das bandas de condução e de valência dos semicondutores empregados para fabricar os lasers de telecomunicações, o ruído de fase em estes osciladores é geralmente expressado em termos da largura de linha espectral. Esta largura de linha define-se como a largura completa a metade do máximo (*full-width at half maximum*, FWHM) (BACARRO; GUTZ, 2018).

A largura de linha, $\Delta\nu$, é um parâmetro importante dos *lasers* em telecomunicações. Em particular, os lasers de retroalimentação distribuída (*distributed feedback*, DFB) utilizados geralmente em sistemas de modulação de intensidade com detecção direta (*intensity modulation with direct detection*, IM-DD) apresentam uma largura de linha entre 1 e 10 MHz. Em sistemas coerentes de alta capacidade, por outro lado, é usual considerar lasers com cavidade externa com largura de linha de 100 kHz a 200 kHz. Porém, em sistemas de menor capacidade onde o custo do receptor é mais crítico, por exemplo em

redes passivas de largo alcance (*long-reach passive optical networks*, LR-PON), pode ser conveniente usar *lasers* com larguras de linha maiores.

1.3 PROBLEMA DE PESQUISA

Como veremos na seguinte seção, vários autores tem proposto diferentes técnicas para compensar o ruído de fase em sistemas coerentes digitais. A maioria destas técnicas rastreiam a fase continuamente, o que resulta em um custo computacional considerável. A fim de reduzir o custo computacional e, conseqüentemente o gasto energético e o impacto ambiental, é preciso avaliar quanto tempo um sistema pode operar a partir de uma sincronização inicial de fase. É importante avaliar este tempo em função dos principais impedimentos que afetam o sistema que são, o ruído aditivo e o ruído de fase. Podemos portanto formular o problema de pesquisa a tratar neste trabalho em forma de pergunta: **como se degrada o desempenho do sistema ao longo do tempo em função da SNR e da largura de linha dos lasers?** Ou alternativamente: **Dados alguns valores de SNR e de largura de linha, quanto tempo o sistema pode operar sem resincronização de fase antes de que o desempenho seja insuficiente?**

1.4 CONTRIBUIÇÃO DO TRABALHO

Neste trabalho avaliamos primeiramente a evolução do desempenho do sistema em função da SNR e a largura de linha dos lasers empregados em sistemas de comunicações ópticas coerentes digitais. Para isso, propusemos e justificamos um modelo simples que permitiu-nos desenvolver expressões analíticas cuja precisão foi avaliada numericamente. Assim, usamos estas expressões para derivar algumas diretrizes a ser usadas no projeto deste tipo de redes.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

Esse trabalho descreve o impacto do ruído de fase no funcionamento de sistemas de comunicação coerentes digitais. O restante do trabalho é dividido como segue:

O **Capítulo 2** apresenta os aspectos básicos dos sistemas de comunicações ópticas coerentes digitais, assim como os impedimentos que os afetam. Em particular se justifica o fato de que os impedimentos limitantes sejam o ruído de amplitude e de fase, e como estes podem ser compensados.

No **Capítulo 3** discute-se a metodologia a ser empregada para a avaliação do impacto combinado do ruído de fase e amplitude, incluindo as ferramentas estatísticas e os métodos computacionais.

Os resultados tanto das expressões analíticas como das simulações são apresentados e comparados no **Capítulo 4**, identificando o mínimo tempo entre sincronizações para manter uma taxa de erro de bit abaixo de 10^{-3} .

Finalmente, as conclusões e os possíveis trabalhos futuros são apresentados no **Capítulo 5**.

2 SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS COERENTES DIGITAIS

2.1 ASPECTOS BÁSICOS DOS SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES DIGITAIS

A Figura 4 mostra o diagrama de blocos de um sistema de comunicações ópticas coerente digital. Cabe destacar que, por simplicidade, mostra-se um exemplo de um único enlace, mas o sistema já considera os impedimentos presentes em sistemas multi-enlaces. Tal e como pode-se observar, o transmissor está composto por uma seção digital na qual a sequência de bits de entrada é mapeada na constelação desejada. Após a conversão digital-analógica, os sinais correspondentes às componentes em fase e quadratura são usados para alimentar os dois moduladores Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder modulators*, MZMs) que formam um modulador em fase e quadratura (*Inphase and Quadrature*, IQ). O sinal modulado é posteriormente amplificado usando um EDFA que introduz ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission*, ASE). Depois da transmissão por uma fibra monomodo padrão (*standard single mode fiber*, SSMF), o sinal é combinado em uma rede híbrida de 90° com outro laser operando em modo de onda contínua. As quatro saídas da rede híbrida são fotodetectadas e amplificadas diferencialmente antes de ser digitalizadas e digitalmente processadas. Finalmente, as saídas do processador digital de sinais (*digital signal processor*, DSP) são demapeadas e a sequência de bits de saída é recuperada.

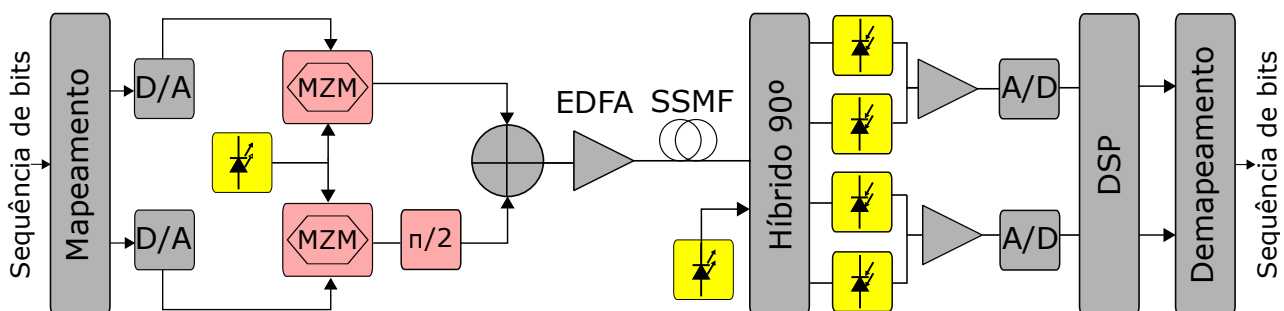


Figura 4 – Diagrama de blocos de um sistema digital óptico coerente de um único tramo. D/A: conversor digital-analógico, MZM: modulador Mach-Zehnder, EDFA: amplificador de fibra dopada a Érbio, SSMF: fibra monomodo padrão, A/D: conversor analógico-digital, DSP: processador digital de sinais.

Hoje em dia, os sistemas de comunicações ópticas coerentes digitais são uma realidade comercial e de empresas como PadTec incluem nos seus portfólios soluções baseadas em este tipo de tecnologia. O padrão de comunicações usa QPSK a uma taxa de transmissão de símbolos de 28 GBaud com multiplexação de polarização, o que resulta em uma taxa de transmissão de bits de 112 Gbps (SILVA et al., 2013). Estes sistemas de alta capacidade, por enquanto, são implementados em redes de longa distância, mas espera-se que à medida que a tecnologia amadurecer, ela desempenhe um papel progressivamente importante em outras redes, como redes ópticas metropolitanas e passivas. Além disso, pesquisadores/as da indústria e da academia continuam dedicando um esforço significativo para alcançar uma capacidade ainda maior e melhorar a eficiência energética.

2.2 IMPEDIMENTOS FÍSICOS EM SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES DIGITAIS

Além das flutuações de polarização e o ruído de fase, os sistemas ópticos são afetado pelos mesmos impedimentos que os sistemas IM-DD. Porém o impacto deles no desempenho do sistema pode diferir significativamente. A seguir, listamos os impedimentos e particularizamos o impacto deles em sistemas ópticos coerentes digitais, classificando-os em lineares e não lineares:

- Impedimentos lineares:

1. **Dispersão cromática:** uma das principais vantagens do uso de combinado de detecção intradina e DSPs é a possibilidade de compensar a dispersão cromática. Ao ter informação tanto da amplitude como da fase, a compensação da dispersão requer somente deslocar a fase de cada componente frequencial, o qual pode ser feito no domínio temporal ou frequencial (AGRAWAL, 2014). Em consequência, pode-se assumir que a dispersão é satisfatoriamente compensada e seu impacto pode ser desprezado.
2. **Dispersão por modo de polarização:** a dispersão por modo de polarização também pode ser satisfatoriamente corrigida no DSP por exemplo usando algoritmos de módulo constante (*constant modulus algorithm*, CMA) (KEISER, 2010). De mesma maneira que a dispersão cromática, a dispersão por modo de polarização não afeta significante o desempenho do sistema.
3. **Atenuação:** junto com a dispersão, a atenuação é o efeito linear mais significativo, o qual é geralmente dominado pelo espalhamento Rayleigh (AGRAWAL, 2014). A atenuação exige que o sinal seja amplificado e, conseqüentemente, é degradada devido ao ruído ASE aditivo. Este efeito estocástico é um dos impedimentos limitantes, principalmente em sistemas compostos de múltiplas spans.
4. **Ruído de fase:** como já se indicou, o ruído de fase é um dos impedimentos que afetam os sistemas coerentes digitais que não impactam no sistemas baseados em detecção direta. Devido a importância dele, incluímos uma seção no final do presente capítulo que apresenta e discute algumas das técnicas de compensação de ruído de fase mais utilizadas.
5. **Flutuações do estado de polarização:** a birrefringência da fibra causada por pequenas elipticidades da fibra resulta, conjuntamente com dispersão por modo de polarização uma rotação do estado de polarização (AGRAWAL, 2014). Como já foi explicado, estas variações são relativamente lentas e podem ser facilmente compensadas, não afetando o desempenho do sistema.

- Impedimentos não lineares:

1. **Espalhamento estimulado de luz:** o primeiro efeito não linear a considerar é o espalhamento estimulado de luz, o qual fazem parte o espalhamento estimulado de Brillouin (*stimulated Brillouin scattering*, SBS) e espalhamento estimulado de Raman (*stimulated Raman scattering*, SRS). Desses, o SBS é a priori o único que poderia representar um

impedimento pois tem uma potência de limiar menor. Porém, se a potência de transmissão lançada na fibra é mantida abaixo deste limiar, o espalhamento estimulado pode ser desconsiderado.

2. **Efeito Kerr:** representa o mecanismo pelo qual o índice de refração local depende da intensidade óptica nesse ponto resulta em automodulação de fase (*self-phase modulation*, SPM), modulação cruzada de fase (*cross-phase modulation*, XPM) e mistura de quatro ondas (*four-wave mixing*, FWM). A diferença do espalhamento estimulado o efeito Kerr não apresenta um comportamento com limiar mas pode ser minimizado se a intensidade injetada na fibra é mantida na região linear de operação. Assumindo este regime, podemos também desprezar o efeito Kerr.

	Impedimento	Compensação	Efeito na constelação
Linear	Atenuação	Amplificação	Dispersão dos pontos
	Dispersão	Compensação eletrônica	Virtualmente desprezável
	Fase	Sincronização eletrônica	Rotação da constelação
No linear	Espalhamento estimulado	Desprezável	Virtualmente desprezável
	Efeito Kerr	Control da potência de entrada	Virtualmente desprezável

Tabela 1 – Impedimentos em sistemas de comunicações ópticos coerentes digitais.

A tabela 1 lista os impedimentos que afetam os sistemas de comunicações ópticos coerentes digitais. Resumindo, no regime linear e assumindo que as flutuações do estado de polarização e a dispersão são compensado no DSP, os impedimentos dominantes no sistema são o ruído aditivo e o ruído de fase.

2.3 MODELO SIMPLIFICADO CONSIDERANDO RUÍDO ADITIVO E RUÍDO DE FASE

Uma vez identificados os principais impedimentos, isto é, ruído de amplitude e de fase, um sistema de comunicações ópticas coerentes digital com modulação de portadora única e compensação eletrônica de dispersão e flutuações de polarização operando no regime linear pode ser representado por um modelo relativamente simples que considere unicamente os ruídos de amplitude e fase. O modelo, apresentado na Figura 5(a), tem duas etapas, uma primeira na qual um ruído é adicionado, o que representa o ruído de amplitude, e uma segunda etapa na qual o sinal ruidoso é multiplicado por uma exponencial complexa com um expoente aleatório que corresponde ao ruído de fase. No entanto, como estamos estudando um sistema digital em tempo discreto, é mais interessante descrever o enlace completo como um sistema tempo-discreto, como é mostrado na Figura 5(b). Neste trabalho, consideramos uma única polarização, com uma taxa de transmissão 28 GBaud, de forma que o período de símbolo a utilizar será $T_{sim} \approx 35.7$ ps.

A Figura 6(a) mostra a constelação obtida na saída do sistema. Esta constelação tem a forma característica de coroas de constelações afetadas por ruído de fase e de amplitude (NAVARRO, 2017). Pode observar-se que os pontos da constelação associados a cada símbolo não podem ser identificados e portanto, resultam em uma taxa de erro de bit (*bit error rate*, BER) e uma taxa de erro de símbolo (*symbol error rate*, SER) inaceitável. No restante, o efeito de meia temporal da representação de constelações em duas dimensões pode levar a uma interpretação errada dos resultados. De fato, olhando

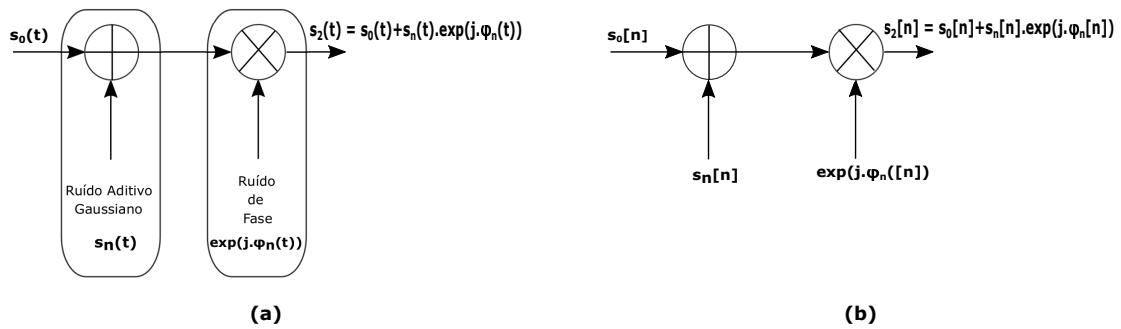


Figura 5 – Esquemático de um sistema de comunicação coerente em (a) tempo contínuo e (b) tempo discreto.

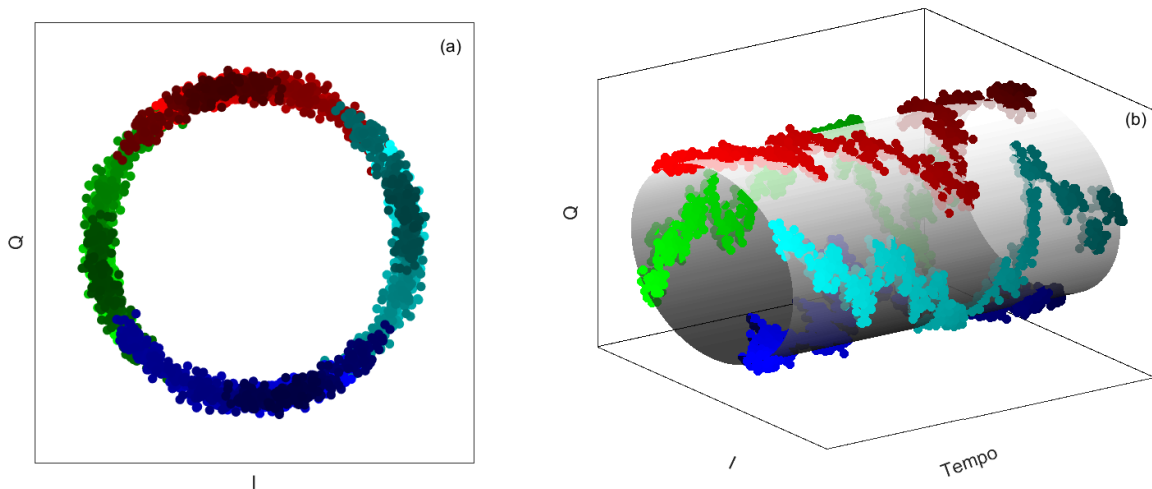


Figura 6 – Constelação de um sinal QPSK afetado por ruído de amplitude e fase em (a) representação 2d e (b) representação 3d considerando evolução temporal.

a constelação na Figura 6(a), poderia-se pensar que a probabilidade de detectar um símbolo em um determinado instante de tempo está uniformemente distribuída em uma coroa circular, mas fazendo uma análise numa janela temporal menor vemos que continuam aparecendo os quatro pontos de QPSK só que vão rotando ao longo do tempo, tal e como mostra a Figura 6(b).

2.4 TÉCNICAS DE COMPENSAÇÃO DO RUÍDO DE FASE

Conforme (TAYLOR, 2009), podemos identificar três técnicas principais de compensação de ruído de fase para formatos de modulação com portadora única de envoltória constante:

1. **Maximum a posteriori (MAP):** este método se baseia em achar combinadamente os valores dos símbolos e das bases que maximizam uma função log-probabilística. Esta técnica pode ser aplicada com alta precisão mas é incompatível com a operação em tempo real.
2. **Estimação de fase dirigida por decisão:** nesta técnica detecta-se um símbolo assumindo-se que é correto e usa-se o a rotação de fase resultante para corrigir o símbolo seguinte. Um problema que impacta à estimação de fase dirigida por decisão é a propagação de erros quando acontece uma sequencia dos mesmos.

- 3. Estimação de fase por média da M-ésima potência:** outra forma de desacoplar a estimação de dados e do ruído de fase é por meio da estimação de fase por média da M-ésima potência, na qual M é a ordem da modulação por chaveamento de fase. Neste caso, o sinal é elevado à M-ésima potência, que anula a informação dos dados, deixando unicamente a informação do ruído de fase. A fase é posteriormente desembrilhada e filtrada para reduzir o efeito do ruído de amplitude. Este método é intuitivo, no entanto, apresenta dois problemas críticos. Por um lado, o processo de desembrilhamento pode sofrer saltos de fase irreais que resultam em erros de detecção. Por outro lado, o método requer de um grande número de operações que dificultam uma implementação eficiente.

O trabalho (TAYLOR, 2009), além de listar e descrever as diferentes abordagens também comparas em termo de desempenho. Assim, conclui que quando empregado um filtro de Wiener apropriado, a estimação de fase por média da M-ésima potência atinge um desempenho similar a MAP para larguras de linha pequenas e moderadas. No restante, como já mencionado, este método de compensação de fase apresenta uma carga computacional alta devido às operações não lineares como elevação à M-ésima potência e o computo da raiz. Além disso, o método sofre de ambiguidade e de imprecisões no processo de desembrilhamento.

Uma possível alternativa com um custo menor, seria utilizar sequencias piloto para sincronização periódica. Isto é, uma sequencia de símbolos conhecida pelo receptor é transmitida e a fase é estimada usando por exemplo mínimos quadrados. Dependendo de parâmetros como a largura de linha e a SNR, esta fase estimada é útil por um certo tempo, a partir do qual um novo processo de sincronização deve ser executado. O custo computacional deste método é previsivelmente menor que dos métodos anteriores pois entre sucessivas sincronizações não requer de operações e as sincronizações podem ser implementadas usando álgebra linear (o estudo quantitativo fica fora do alcance deste trabalho é proposto como trabalho futuro). Esta técnica, no entanto, requiere de um estudo detalhado para saber quanto é período de sincronização ótimo: um período demais cumprido resultaria em um desempenho inaceitável quanto que um período excessivamente curto levaria a uma sobrecarga significativa e a resultante queda de banda de transmissão.

3 MÉTODOS

Neste trabalho desenvolveu-se o estudo do efeito combinado do ruído de fase e de amplitude em um sistema de comunicações coerente digital. Este estudo será realizado por meio de um desenvolvimento estatístico e avaliações computacionais. Neste capítulo descrevem-se as ferramentas e conceitos tanto estatísticos como numéricos requeridos para a obtenção e análise dos resultados apresentados nos Capítulo 4. Cabe destacar que será utilizada a nomenclatura de (LATHI; DING, 2012).

3.1 CONCEITOS E FERRAMENTAS ESTATÍSTICAS

Variável aleatória: realizando um experimento que o resultado pode assumir valores reais (x_1, x_2, \dots, x_n) , sendo esses valores dependentes de fatores aleatórios, dizemos que X é uma variável aleatória (VA) que mapeia esses resultados.

Função de distribuição acumulada: a função de distribuição acumulada (*cumulative distribution function*, CDF) representada por $F_X(x)$ é a probabilidade de uma VA X assumir um valor menor ou igual a x , ou seja:

$$F_X(x) = P(X < x) \quad (3.1)$$

Função de densidade de probabilidade: A função densidade de probabilidade (*probability density function*, PDF), representada por $p_X(x)$, quantifica a probabilidade de observar a VA X no intervalo $(x, x + \Delta X)$ onde $\Delta X \rightarrow 0$. Relacionando a PDF com a CDF temos:

$$F_X(x) = \int_{-\infty}^x p_X(u) du. \quad (3.2)$$

Variável aleatória gaussiana: Uma VA é dita gaussiana se possui uma PDF do tipo:

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2}, \quad (3.3)$$

sendo σ o desvio padrão e μ a média da PDF. No caso da distribuição gaussiana, ao não ter função primitiva, a CDF deve ser expressada em forma integral:

$$F_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} dx, \quad (3.4)$$

Como a solução da integral que representa a CDF não possui solução analítica, é necessário o uso de métodos numéricos para calculá-la.

Função Q: para simplificar a tabulação da CDF, a VA X geralmente se normaliza de forma $(X - \mu)/\sigma$, obtendo-se uma VA gaussiana com desvio padrão unitário e média nula. Podemos definir uma função auxiliar, denominada função Q, que adquire a forma de:

$$Q(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_y^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx. \quad (3.5)$$

Sendo igual $p_x(x)$, o integrando na equação 3.5. é simétrico com respeito à origem de coordenadas, e consequentemente:

$$Q(-y) = 1 - Q(y) \quad (3.6)$$

É importante notar que a CDF de uma VA gaussiana normalizada está relacionada com a função Q por meio de:

$$F_X(x) = 1 - Q(x) = Q(-x) \quad (3.7)$$

Função complementar de erro: além da função Q, é interessante definir uma outra função denominada função complementar de erro que está dada por (LATHI; DING, 2012):

$$erfc(x) = \frac{2}{\pi} \int_x^\infty e^{-y^2} dy = 2Q(x\sqrt{2}), \quad (3.8)$$

e portanto,

$$Q(x) = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right). \quad (3.9)$$

Distribuição conjunta: tendo duas VAs X e Y , podemos definir uma CDF conjunta como $F_{XY}(x, y)$ como:

$$F_{XY}(x, y) = P(X < x \text{ e } Y < y) \quad (3.10)$$

e a PDF conjunta $p_{XY}(x, y)$ como:

$$p_{XY}(x, y) = \frac{\delta^2}{\delta x \delta y} F_{XY}(x, y). \quad (3.11)$$

Densidades condicionais: o conceito de densidades condicionais é entendido como a probabilidade de ocorrer um evento dado o acontecimento de um evento anterior. Estendendo este conceito para VAs, definimos a PDF condicional $p_{X|Y}(x|y_0)$ como a PDF de x dado que y tem valor y_0 . Desenvolvendo o resultado temos que:

$$p_{X|Y}(x|y_0) = \frac{p_{Y|X}(y|x)p_X(x)}{p_Y(y)}. \quad (3.12)$$

Variáveis aleatórias independentes o conceito de eventos independentes é caso a probabilidade de um evento acontecer não depende do acontecimento de eventos anteriores. As VAs X e Y são independentes se:

$$p_{X|Y}(x|y) = p_X(x). \quad (3.13)$$

Ou também podemos verificar no caso de:

$$p_{Y|X}(y|x) = p_Y(y). \quad (3.14)$$

Teorema do limite central: quando somamos um elevado número de VAs independentes e igualmente distribuídas, a distribuição da VA resultante apresenta uma distribuição gaussiana. Esta afirmação é conhecida como o teorema do limite central. Vemos no caso de x_1, \dots, x_n amostras aleatórias

independentes de uma dada distribuição com média μ e variância σ^2 , então temos:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} P \left[\frac{1}{\sqrt{n}} \sum_{i=1}^n \frac{x_i - \mu}{\sigma} \leq x \right] = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-v^2/2} dv \quad (3.15)$$

Processos aleatórios: uma VA que é em função de outra variável prática qualquer é denominada de processo aleatório (PA). Da mesma maneira que para caracterizar uma VA, efetuam-se um alto número repetições de um experimento, a partir dos quais obtemos a $p_X(x)$, para descrever um PA se procede da mesma forma a cada instante de tempo t . O conjunto de todas as funções possíveis que descreve um PA é chamado de ensemble, quanto que uma função desse conjunto que descreve uma única execução é chamada de função amostra.

Processos aleatórios estacionários: um PA estacionário é aquele cuja estrutura é invariante no tempo. Em particular, os PA estacionários em sentido amplo se caracterizam por que as distribuições, de primeira ordem não dependem do tempo, quanto que as distribuições de segunda ordem, somente dependem da separação de tempos. Isto é:

$$p_X(x; t) = p_X(x) \text{ e } p_{X,Y}(x, y; t_x, t_y) = p_{X,Y}(x, y; t_x - t_y, 0). \quad (3.16)$$

Processos aleatórios ergódicos: um PA ergódico é aquele cuja as médias temporais e as médias de ensemble são iguais. O conceito de ergodicidade é importante pois nem sempre é possível obter uma grande quantidade de funções de amostra para calcular a média de ensemble do processo. Caso se identifique que o processo é ergódico, é necessário calcular a média de uma só amostra para obter a média de ensemble. É também importante notar que quando um PA é ergódico a estimação dos estatísticos temporais é geralmente mais precisa quanto maior é o tempo de medida. Quando o PA não é ergódico, tempos cumpridos geralmente não resultam em melhores estimações.

3.2 SIMULAÇÃO MONTE CARLO DE SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES DIGITAIS

O método de Monte Carlo é uma técnica de amostragem estatística que utiliza uma sequência de números aleatórios para desenvolver simulações, sendo utilizado para resolver problemas por meio de amostragem aleatória para obter uma aproximação da solução.

Para realizar as simulações numéricas, partimos do modelo apresentado na Subseção 2.3 e mostrado na Figura 5, que considera unicamente os efeitos de ruído de amplitude e fase. O sistema é representado por um modelo em tempo discreto no qual o período de amostragem corresponde com a duração do símbolo, T_{sim} , e tem quatro valores de símbolo possíveis, pois estamos considerando um sistema QPSK. A fim de simplificar a análise, consideramos um único ponto da constelação QPSK, em particular, o ponto no primeiro quadrante. Portanto o sinal de informação de entrada prévia a distorção, $s_0[n]$, adquire um valor constante dado por:

$$s_0[n] = A_i + jA_q, \quad (3.17)$$

sendo A_i e A_q as componente em fase e quadratura do símbolo, respectivamente, e $j = \sqrt{-1}$. Sem

perda de generalidade pode ser assumida uma amplitude unitária de forma que A_i e A_q adquiram a forma de:

$$A_i = A \cdot \sin \phi_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.18)$$

$$A_q = A \cdot \cos \phi_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (3.19)$$

onde $\phi_0 = \pi/4$ para o ponto no primeiro quadrante.

O sinal s_0 é combinado com o sinal $s_n[n]$ que representa um ruído gaussiano branco complexo, de forma que obtemos o sinal $s_1[n]$ dada por:

$$s_1[n] = s_0[n] + s_n[n], \quad (3.20)$$

no qual $s_n[n]$ pode ser expressado em função das suas componentes em quadratura como:

$$s_n[n] = s_{ni}[n] + j \cdot s_{nq}[n]. \quad (3.21)$$

Cada termo do ruído aditivo é descrito por um processo estocástico gaussiano com variância σ_{ASE}^2 e média nula, de forma que a potência de ruído é:

$$P_n = 2\sigma_{ASE}^2. \quad (3.22)$$

Porém, geralmente é preferível usar a relação sinal a ruído (*signal-to-noise ratio*, SNR) e a potência do sinal, P_s , em vez de a potência de ruído, P_n . Esta conversão é direta a partir da definição de SNR:

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} \Rightarrow P_n = \frac{P_s}{SNR} \Rightarrow \sigma_{ASE}^2 = \frac{P_n}{2} = \frac{P_s}{2 \cdot SNR}. \quad (3.23)$$

Posteriormente, o sinal $s_1[n]$ é multiplicado por uma exponencial complexa cujo argumento corresponde ao ruído de fase, $\phi_n[n]$, de forma que na saída do modelo obtemos:

$$s_2[n] = s_1[n] \cdot e^{j\phi_n[n]}, \quad (3.24)$$

sendo que $\phi_n[n]$ deriva de um processo gaussiano da seguinte forma:

$$\phi_n[n] = \sum_{k=0}^n f_n[k], \quad (3.25)$$

no qual $f_n[n]$ é um ruído de frequência gaussiano de média nula e variância $2\pi\Delta\nu T$. Sendo, $\Delta\nu$ representa a largura de linha da fonte (laser) e T indica o tempo a partir da origem. No nosso caso, T é expressado em termos do número de períodos de símbolo T_{sim} conforme a: $T = n \cdot T_{sim}$.

O modelo descrito acima, permite a análise dos efeitos de ruído aditivo e de fase num sistema de comunicações coerentes baseado em QPSK. Uma das vantagens do modelo é a possibilidade de isolar cada uma das fontes de ruído e o impacto de cada uma no desempenho completo do sistema. Quanto à

natureza das fontes de ruído ambas são completamente diferentes. Por um lado, está claro que o ruído de fase não corresponde a um processo ergódico, pois as estatísticas de primeira ordem dependem do tempo. Consequentemente, o sistema afetado por este tipo de ruído não pode ser analisado por meio de médias temporais mais tem que ser analisado usando médias de *ensemble*. Quanto ao ruído aditivo, a diferença do anterior, verifica-se a propriedade de ergodicidade e de estacionariedade no sentido amplo e, consequentemente, pode ser analisado considerando tanto médias de *ensemble* como temporais. A combinação de ambos ruídos repretam também um processo não ergódico e, em consequência, devem ser usadas médiaas de *ensemble*. A tabela 2 resume os três casos a analisar, isto é, unicamente ruído de fase, unicamente ruído aditivo, e ruído combinado.

Caso	Descrição	Tipo de processo	Tipo de estimação
1	Sistema afetado por ruído de fase	Não ergódico	Média de ensemble
2	Sistema afetado por ruído aditivo	Ergódico	Média de ensemble/temporal
3	Sistema afetado por ruído de fase e aditivo Combinado	Não ergódico	Média de ensemble

Junto com os parâmetros que governam o ruído aditivo e o ruído de fase, isto é, a SNR e a largura de linha, os dois parâmetros mais importantes do sistema são:

- **Número de períodos a simular (N_T):** este parâmetro governa o número de símbolos a simular e, consequentemente, o tempo que sera considerado. O valor considerado para todas as simulações será 4096.
- **Número de realizações do experimento (N_S):** o segundo parâmetro importante é o número realizações do experimento, o qual impacta significativamente na hora de calcular estatísticas de *ensemble*. Nas simulações este parâmetro se fixou a 10000.

4 RESULTADOS

4.1 SISTEMA AFETADO POR RUÍDO DE FASE

Tal e como se descreveu na Seção 3, um sistema coerente é afetado por ruído de fase causado pela emissão espontânea dos lasers tanto do receptor como do transmissor. Este ruído de fase pode ser derivado do ruído de frequência, o qual é modelado como um processo gaussiano com média nula e variância $\sigma_f^2 = 2\pi\Delta\nu$, de forma que:

$$p_{\Delta F}(\Delta f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} \exp\left[-\frac{(\Delta f)^2}{2\sigma_f^2}\right] = N(0, 2\pi\Delta\nu). \quad (4.1)$$

O ruído de fase (com referencia ao tempo $t = 0$) está dado por:

$$\Delta\phi(t) = \int_0^t \Delta f(\tau) d\tau, \quad (4.2)$$

de forma que o ruído de fase no instante t_0 pode ser descrito como uma variável aleatória gaussiana de média 0 e variância $\sigma_\phi^2 = 2\pi\Delta\nu t_0$, isto é:

$$p_{\Delta\Phi}(\Delta\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\phi} \exp\left(-\frac{(\Delta\phi)^2}{2\sigma_\phi^2}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot 2\pi\Delta\nu t_0} \exp\left(-\frac{(\Delta\phi)^2}{2 \cdot 2\pi\Delta\nu t_0}\right) = N(0, 2\pi\Delta\nu t_0). \quad (4.3)$$

Desta forma, a probabilidade de erro de símbolo em um tempo t_0 corresponde à probabilidade da fase estar fora do intervalo $[0, \pi/2)$, isto é, a probabilidade de que o ruído de fase esteja em $[-\pi/4, \pi/4)$, ou seja $P(-\pi/4 \leq \Phi < \pi/4)$, podendo ser calculada através da equação:

$$SER|_{\phi=\psi} = 2 \cdot \int_{-\infty}^{-\frac{\pi}{4}} pdf_\phi(\phi) d\phi \quad (4.4)$$

A fim de comprovar que o ruído de fase é corretamente modelado no nosso modelo, se simularam 10.000 realizações do processo, considerando uma largura de linha combinada de 200 kHz. A Figura 7 (a) mostra os traçados temporais obtidos. É importante notar que a escala temporal foi normalizada pelo tempo de símbolo T_{sim} para facilitar a interpretação. A fim de observar mais claramente o comportamento dos traçados individuais, duas realizações foram representadas em vermelho e uma em preto. Como pode se analisar a medida que o tempo aumenta, a variação da fase é maior, o que pode ser observado de forma mais clara olhando os histogramas obtidos em três tempos diferentes, (b) $100 T_{sim}$, (c) $2048 T_{sim}$ e (d) $4096 T_{sim}$. Estes histogramas claramente mostram um incremento da variância além de uma distribuição normal (a linha vermelha sobreposta representa a curva gaussiana fitada). A Figura 7(e) representa quantitativamente o aumento linear da variância de ensemble da fase com o tempo, o qual concorda com a expressão analítica em (4.2).

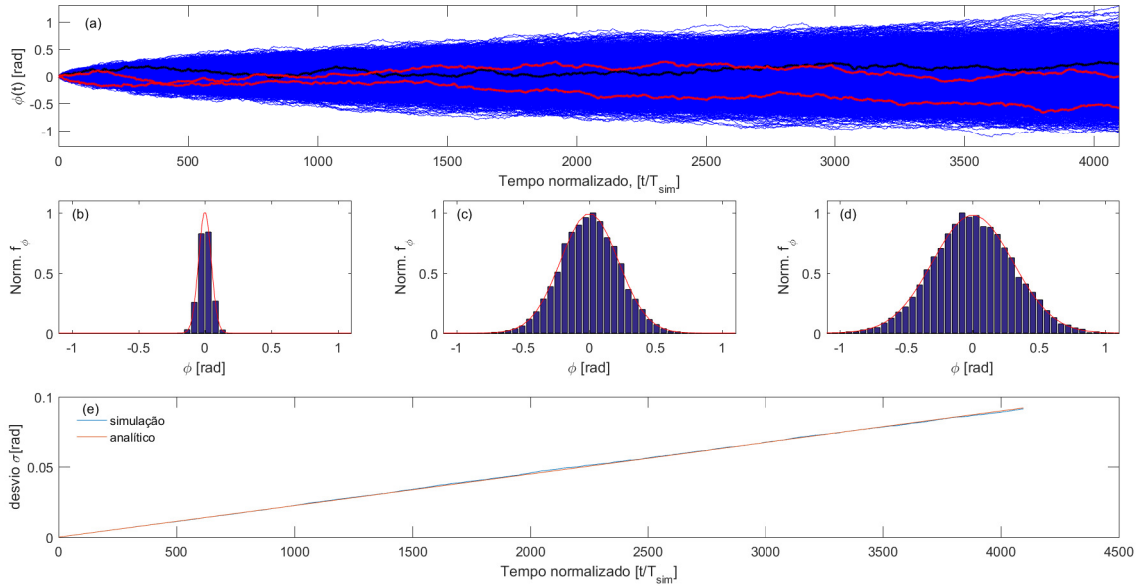


Figura 7 – (a) 10.000 traçados temporais correspondentes a realizações de caminhada aleatória (processo estocástico que modela o ruído de fase), onde a largura de linha foi arbitrada a 100 kHz. Três traçados são representados em diferentes cores a fim de observar o comportamento de traças individuais. Note-se que o tempo foi normalizado pelo período de símbolo, que no nosso caso é 35.71 ps. (b), (c) e (d) histogramas normalizados obtidos dos traçados em (a) para os tempos correspondentes a $100 T_{sim}$ e $2048 T_{sim}$ e $4096 T_{sim}$. As curvas vermelhas sobrepostas representam o fitado gaussiano. (e) Variância de ensemble em função do tempo normalizado obtido a partir de (a) e a partir da expressão analítica.

4.2 SISTEMA AFETADO POR RUÍDO ADITIVO E OFFSET DE FASE

Na Figura 8 representam os resultados de simulação para 10.000 realizações com seis configurações diferentes: (a), (b) e (c) correspondem a um *offset* de fase nulo e SNRs de 15 dB, 10 dB e 5 dB, quanto que (d), (e) e (f) representam os pontos obtidos para um SNR de 15 dB e um *offset* de fase variante de 0 rad, 0.25 rad e 0.5 rad. Observando as subfiguras (a), (b) e (c), fica claro que ao diminuir a SNR, a dispersão dos pontos aumenta e algum dos símbolos pode ser detectado incorretamente, pois os pontos aparecem ultrapassam a região de decisão. Quanto ao efeito do *offset* de fase, $\Delta\phi$, as subfiguras (d), (e) e (f) mostram que ao aumentar o módulo do $\Delta\phi$, o sistema é mais sensível a ruído. De esta forma, mesmo tendo uma SNR elevada, a taxa de erro de símbolo pode ser considerável. A probabilidade de erro de símbolo para uma constelação com ruído aditivo gaussiano e um $\Delta\phi$ determinado está dado por:

$$SER = 1 - \int_0^\infty \int_0^\infty f(x, y) dx dy \quad (4.5)$$

Onde para o caso de duas dimensões $f(x, y)$ é (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006):

$$f(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y\sqrt{1-p^2}} \exp \left\{ \frac{1}{2(1-p^2)} \left[\frac{(x-\mu_x)^2}{\sigma_x^2} + \frac{(y-\mu_y)^2}{\sigma_y^2} - \frac{2p(x-\mu_x)(y-\mu_y)}{\sigma_x\sigma_y} \right] \right\}, \quad (4.6)$$

sendo σ_x e σ_y os desvios padrões das variáveis X e Y e ρ o coeficiente de correlação entre elas. Assumi-se que as componentes em fase e quadratura estão descorrelacionadas, portanto $\rho = 0$ e a anterior expressão pode ser simplificada a:

$$f(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y} \exp \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{(x - \mu_x)^2}{\sigma_x^2} + \frac{(y - \mu_y)^2}{\sigma_y^2} \right] \right\}. \quad (4.7)$$

Em um sistema de comunicações afetado por ruído aditivo, por exemplo ASE, as duas quadraturas são afetadas da mesma forma, e conseqüentemente, $\sigma_x = \sigma_y = \sigma_{ASE}$ e se obtém o caso degenerado da distribuição gaussiana bi dimensional dada por:

$$f(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_{ASE}^2} \exp \left\{ \frac{1}{2\sigma_{ASE}^2} [(x - \mu_x)^2 + (y - \mu_y)^2] \right\}. \quad (4.8)$$

Quanto aos valores de μ_x e μ_y , podemos escreve-los em função do valor ideal do ponto da constelação e de um *offset* de fase:

$$\mu_x = A \cos \left(\frac{\pi}{4} + \Delta\phi \right) \quad e \quad \mu_y = A \sin \left(\frac{\pi}{4} + \Delta\phi \right). \quad (4.9)$$

De esta forma, podemos escrever a função de densidade de probabilidade em função do deslocamento de fase $\Delta\phi$ da seguinte forma:

$$p_{XY}(x, y|\Delta\phi) = \frac{1}{2\pi\sigma_{ASE}^2} \exp \left\{ \frac{-1}{2\sigma_{ASE}^2} \left[\left(x - A \cos \left(\frac{\pi}{4} + \Delta\phi \right) \right)^2 + \left(y - A \sin \left(\frac{\pi}{4} + \Delta\phi \right) \right)^2 \right] \right\}. \quad (4.10)$$

A partir da função de densidade de probabilidade anterior, pode ser calculada a probabilidade de erro de símbolo utilizando a equação 4.4. A Figura 9 representa curvas de SER em função de $\Delta\phi$ para diferentes valores de SNR. Como é de esperar, o máximo valor de $\Delta\phi$ que pode ser tolerado é menor para piores SNRs.

Para comprovar que a expressão 4.9 é correta, se realizaram simulações Monte Carlo. Num primeiro passo, criamos constelações considerando diferentes valores de SNR e $\Delta\phi$, os quais se representam na Figura 8: as subfiguras (a-c) correspondem a $\Delta\phi = 0$ e diferentes valores de SNR (15 dB, 10 dB e 5 dB), quanto que as subfiguras (d-e) representam a localização dos pontos para uma SNR de 15 dB e valores de $\Delta\phi$ de 0 rad, 0.25 rad e 0.5 rad. Posteriormente, se realizou a contagem de erros de símbolo e o SER resultante se representa frente à SNR para os três valores de $\Delta\phi$ anteriormente listados. Os resultados de simulação são mostrados na Figura 8 junto à solução da equação 4.4 considerando a função de distribuição descrita em 4.9. Como pode ser observado, as expressões analíticas concordam com os valores numéricos. A fim de confirmar os nossos resultados com mais rotundidade, os resultados analíticos usando a equação (4) de (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006), são sobrepostos, revelando que para $\Delta\phi = 0$, apresentam um alinhamento perfeito.

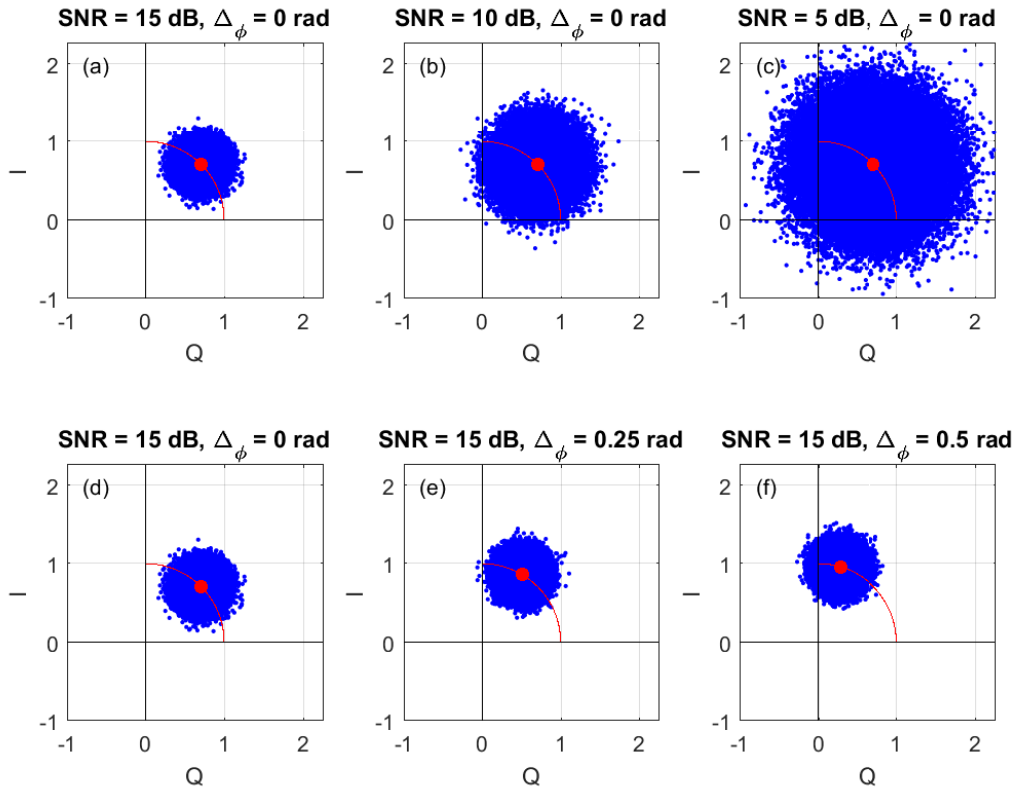


Figura 8 – Dispersão dos pontos da constelação para um $\Delta\phi = 0$ rad e (a) SNR = 15 dB, (b) SNR = 10 dB e (c) SNR = 5 dB. As subfiguras (d), (e) e (f) representam a dispersão dos pontos para $\Delta\phi = 0, 0.25$ e 0.5 rad respectivamente.

4.3 EFEITO COMBINADO DE RUÍDO DE FASE E ADITIVO

Uma vez analisado o efeito do ruído de fase e do ruído de amplitude de forma independente, estamos prontos para analisar o efeito conjunto. Para isso, consideraremos uma constelação afetada por ruído de amplitude e uma rotação com ângulo $\Delta\Psi$ que corresponde a $\Delta\phi$ e, portanto, segue uma distribuição gaussiana tal e como descrito na Subsecção 4.1. Desta forma, a SER resultante (denominado SER_T) é dada pela média ponderada da SER da constelação afetada unicamente pelo ruído de amplitude e rotação de $\Delta\Psi$ e a probabilidade de que $\Delta\Psi = \Delta\phi$:

$$SER_T = \int_{Dom\{\Delta\Psi\}} SER(\Delta\Psi, SNR) \cdot p_{\Delta\phi}(\Delta\Psi, \Delta\nu) d\Delta\Psi, \quad (4.11)$$

em que $Dom\{\Delta\Psi\}$ é o domínio de $\Delta\Psi$ e corresponde a $[-\pi, \pi)$. Assim, o integrando da expressão anterior está composto por dois termos, o primeiro considera o ruído de amplitude e corresponde a um processo ergódico e estacionário em sentido amplo sendo que a probabilidade não depende do tempo. O segundo termo do integrando corresponde à variação de fase devido ao ruído de fase e não representa um processo estacionário em sentido amplo e a probabilidade é dependente do tempo. Portanto, mesmo não explicitado na expressão anterior, a SER resultante é também dependente do tempo. Desde o ponto de vista físico, os dois termos do integrando dependem de impedimentos diferentes, pois o primeiro

depende unicamente da SNR e o segundo da largura de linha combinada.

Recapitulando, a $SER(\Delta\Psi, SNR)$ pode ser calculada como a probabilidade complementar da probabilidade de acerto, dando como resultado:

$$SER(\Delta\Psi, SNR) = 1 - \int_0^\infty \int_0^\infty p_{XY}(x, y, \Delta\phi, SNR) dx dy, \quad (4.12)$$

sendo que a probabilidade de acerto $p_{XY}(x, y)$ é dada por:

$$p_{XY}(x, y, \Delta\phi, SNR) = \frac{1}{2\pi\sigma_{ASE}^2} \exp \left\{ \frac{\left[\left[x - \cos \left(\Delta\phi + \frac{\pi}{4} \right) \right]^2 \right] + \left[\left[y - \sin \left(\Delta\phi + \frac{\pi}{4} \right) \right]^2 \right]}{2\sigma_{ASE}^2} \right\}, \quad (4.13)$$

na qual σ_{ASE}^2 está relacionado com a SNR por medio de $\sigma_{ASE}^2 = P_s / (2 \cdot SNR)$.

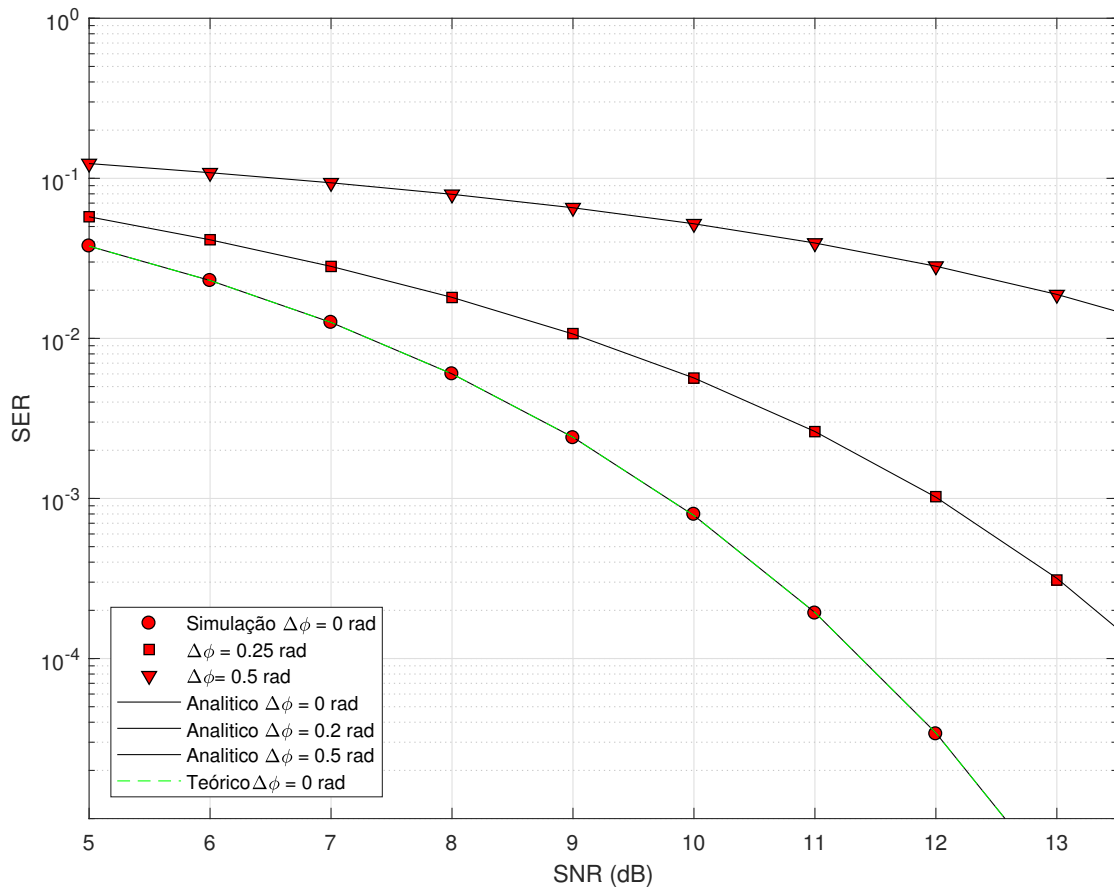


Figura 9 – SER em função da SNR para diferentes valores de $\Delta\phi$. Os marcadores indicam resultados de simulação, as linhas contínuas indicam os resultados analíticos usando 4.4 e 4.9, em quanto que a linha tracejada corresponde à expressão analítica em (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006).

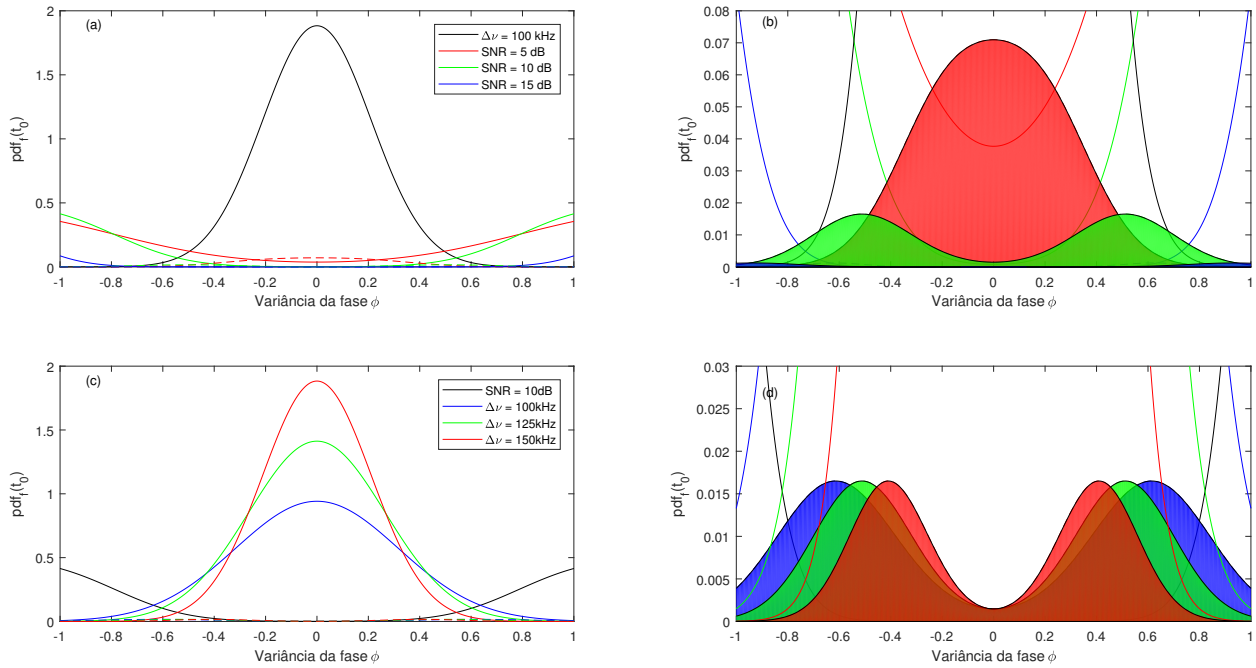


Figura 10 – Representação gráfica do cômputo da BER. Valores dos fatores do integrando para: (a) $t = 1000 T_{sim}$, $\Delta\nu = 100$ kHz e SNR = 5, 10 e 15 dB. (c) $t = 1000 T_{sim}$, $\Delta\nu = 100, 125,$ e 150 kHz e SNR = 10 dB. Para melhor análise as subfiguras (b) e (d) representam as regiões de sobreposição das curvas representadas em (a-c).

O segundo termo, como vimos na Subsecção 4.1, corresponde a:

$$p_{\Delta\Phi}(\Delta\phi, \Delta\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot 2\pi\Delta\nu t_0} \exp\left(-\frac{(\Delta\phi)^2}{2 \cdot 2\pi\Delta\nu t_0}\right). \quad (4.14)$$

A Figura 10 representa graficamente os termos a serem multiplicados no integrando para um determinado tempo, $t = 1000 T_{sim}$, e (a) valores de SNR de 5, 10 e 15 dB com uma largura de linha constante de 100 kHz e (b) um valor fixo de SNR de 10 dB e diferentes valores de largura de linha, $\Delta\nu = 100, 125$ e 150 kHz. Como os dois termos são multiplicados, unicamente a região de sobreposição onde os dois termos são relativamente diferentes de zero contribuem à SER total. A sobreposição pode ser mais claramente apreciada nas subfiguras (c) e (d), nas quais pode-se observar que para uma SNR baixa, tem-se uma contribuição significativa para valores de $\Delta\Psi$ pequenos. Para valores de SNR altos, pelo contrário, a sobreposição acontece para um intervalo de $\Delta\Psi$ maior.

Para avaliar a correção da expressão 4.11, comparamos os resultados analíticos com resultados numéricos obtidos por meio de simulações Monte Carlo. A Figura 11 mostra esta comparação dos valores de SER em termos do tempo normalizado para diferentes combinações de SNR e $\Delta\nu$: as subfiguras (a-c) correspondem a configurações com uma largura de linha de 100 kHz e valores de SNR de 5, 10 e 15, as subfiguras (d-f) e (g-i), representam o desempenho para 300 kHz e 500 kHz, respectivamente, considerando os mesmos valores de SNR que em (a-c). Como esperado, em todos os casos a SER aumenta conforme aumenta o tempo a partir da sincronização, pois a variância de fase devido ao ruído de fase aumenta linearmente. Quanto ao efeito da SNR e da largura de linha no

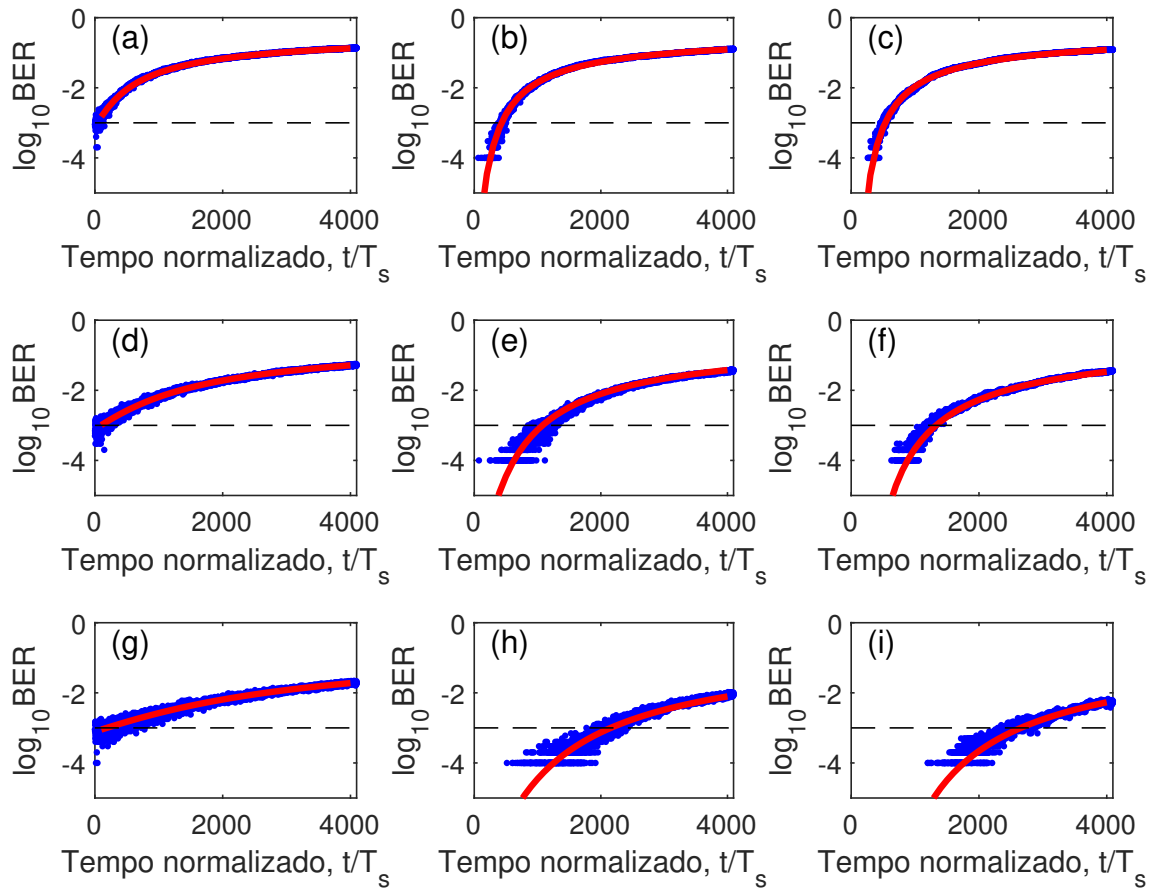


Figura 11 – Curvas de BER em função do tempo normalizado pelo tempo de símbolo para diferentes combinações de largura de linha combinada e SNR. (a-c) $\Delta\nu = 100$ kHz e SNR = 5, 10 e 15 dB. (d-f) $\Delta\nu = 300$ kHz e SNR = 5, 10 e 15 dB. (g-i) $\Delta\nu = 300$ kHz e SNR = 5, 10 e 15 dB.

tempo (o número de períodos) até atingir o limiar de SER, considerado 10^3 , segue também o previsto. Isto é, ao aumentar a SNR ou diminuir a largura de linha, o tempo até que o desempenho do sistema se degrada além do limiar e requer uma nova sincronização de fase é maior. As subfiguras também mostram a boa correspondência entre os resultados numéricos obtidos por médio de simulações de Monte Carlo e a expressão analítica desenvolvida. Neste ponto, cabe destacar a importância de dispor de uma expressão analítica precisa pois a complexidade computacional desta é independente da SER, quanto que as simulações, requerendo contagem de erro, requerem de um número excessivamente alto de símbolos a ser simulados em simulações paralelas para ter um SER confiável. Este ponto pode ser apreciado em regiões de baixa SER onde os pontos correspondentes a diferentes corridas apresentam uma dispersão significativa.

Uma vez comprovada a precisão da expressão analítica, usamos-a para avaliar o máximo tempo (o número de símbolos) entre sincronizações de fase para manter o SER médio abaixo do limiar de 10^{-3} . Os resultados para SNRs no intervalo de 11 e 20.5 dB e larguras de linha variando entre 75 e 525 Hz podem-se ver na Figura 13. Esta gráfica é importante porque a partir dela podem ser obtidas

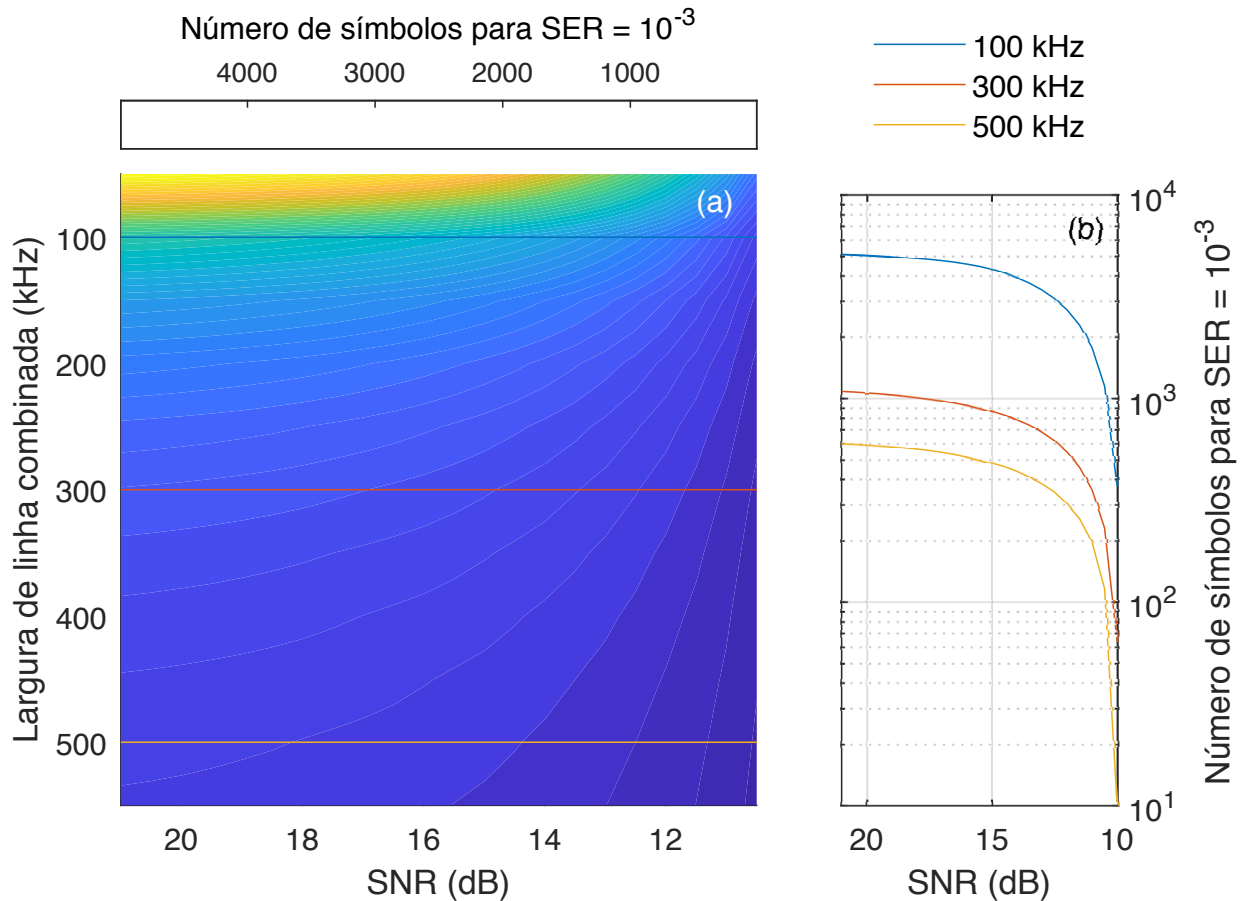


Figura 12 – (a) Mapa de contorno do máximo número de símbolos até alcançar uma SER de 10^{-3} em função da largura de linha e da SNR. (b) Máximo número de símbolos antes de atingir uma SER de 10^{-3} em função da SNR para três larguras de linha: 100 kHz, 300 kHz e 500 kHz.

informações importantes e diretrizes de projeto: (i) por um lado, dada uma combinação de SNR e largura de linha, sabemos quantos símbolos podem ser transmitidos entre sucessivas sincronizações de fase. (ii) por outro lado, se fixamos o período de sincronização, esta gráfica indica quais são os requerimentos de SNR e largura de linha para atingir um desempenho satisfatório.

Afim de analisar o número de símbolos requeridos para realizar a sincronização, executou-se a simulação considerando como varia o desvio padrão da fase, para valores de SNR = 5, 10, 15 e 20 dB. Considerou-se aceitável um desvio padrão da fase de 0.1 rad e então é possível estimar a quantidade de bits que serão utilizados na sincronização. A Figura 13 apresenta o resultado desta simulação.

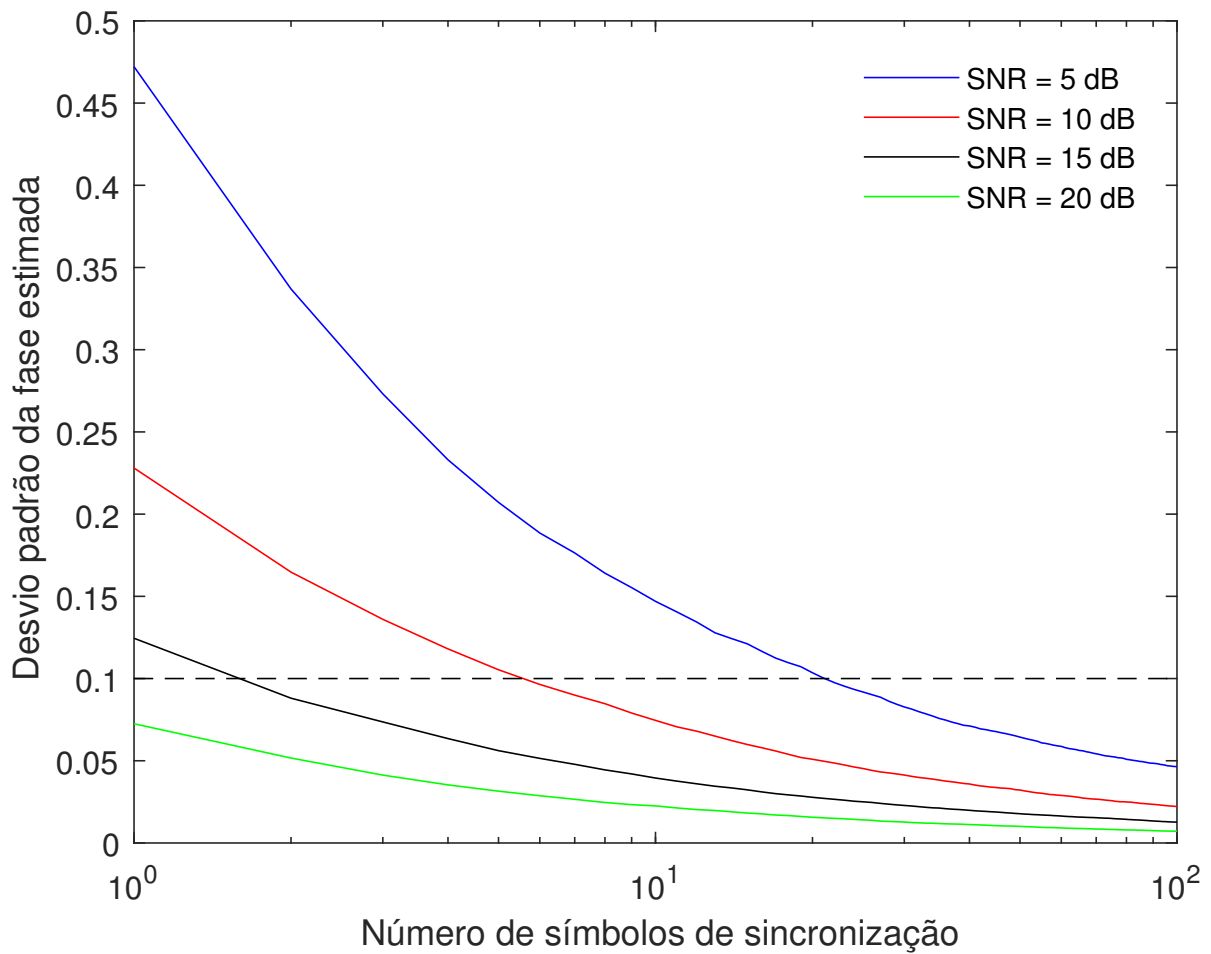


Figura 13 – Curvas do desvio padrão em função do número de bits utilizado para realizar a sincronização para valores de SNR = 5, 10, 15 e 20 dB.

5 CONCLUSÕES

Neste trabalho se estudou o impacto do ruído de fase combinado ao ruído de amplitude em sistemas de comunicações ópticas coerentes digitais com sincronização de fase inicial. Para avaliar este impacto, se desenvolveram expressões analíticas que descrevem a evolução temporal da SER, cuja precisão foi avaliada por meio de simulações numéricas.

As expressões analíticas obtidas podem ser empregadas para dimensionar o sistema e desenvolver um sistema de compensação de fase com sincronização periódica que reduza o custo computacional de outros esquemas de compensação.

O presente trabalho está limitado a sistemas operando na regime linear assumindo que a potência lançada na fibra é suficientemente baixa para não excitar as não linearidades. Também se assume que efeitos não lineares como dispersão cromática e de modo de polarização foram satisfatoriamente corrigidos. O estudo também se limita a QPSK de uma única polarização e canal WDM.

Trabalhos futuros incluirão: (i) a inclusão de efeitos não lineares e o resultante ruído de fase não linear; (ii) a extensão a formatos de modulação com um maior número de bits por símbolo, como pode ser 16QAM; (iii) a consideração de duas polarizações e multicanalização WDM; (iv) o estudo da complexidade numérica da sincronização periódica.

REFERÊNCIAS

- AGRAWAL, G. **Sistemas de comunicação por fibra óptica**. [S.l.]: Elsevier Brasil, 2014. v. 4.
- ANDRADE, S. C. de et al. Caracterização do gerenciamento de projetos de software para m-business. 2012.
- BACARRO, A.; GUTZ, I. Fotoeletrocatalise em semicondutores: dos princípios básicos até sua conformação em nanoescala. **Quim. Nova**, v. 41, p. 326, 2018.
- BRITO, S.; LUIS, J. et al. Pentas de frequências ópticas baseados em moduladores eletro-ópticos e fibras altamente não lineares. [sn], 2015.
- CARRILLO, C. D. A. et al. Avaliação de desempenho de esquemas de modulação e codificação na presença de interferência de co-canal. [sn], 2011.
- DINIZ, J. C. M. et al. Estimador de desvio de frequência para receptores ópticos coerentes digitais. [sn], 2013.
- FILHO, M. J. C. **Desempenho de sistemas de transmissão óptica com diferentes tipos de fibra**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2017.
- GALLEP, C. d. M. et al. Redução do tempo de chaveamento eletroóptico em amplificadores ópticos a semicondutor. [sn], 2003.
- KEISER, G. **Optical fiber communications**. [S.l.]: McGraw-Hill Singapore, 2010.
- LATHI, B. P.; DING, Z. **Sistemas de comunicações analógicos e digitais modernos**. LTC, Rio de Janeiro, 2012.
- MARÇAL, L. A. P. Novas técnicas de detecção de fase óptica em interferômetros homódinos aplicadas à caracterização de atuadores piezoelétricos flexensionais. Universidade Estadual Paulista (UNESP), 2008.
- NAVARRO, J. R. **Phase Noise Tolerant Modulation Formats and DSP Algorithms for Coherent Optical Systems**. Tese (Doutorado) — KTH Royal Institute of Technology, 2017.
- NAVES, J. R. d. P. et al. Estratégias evolutivas para a rede optica a partir de aneis wdm. [sn], 2002.
- OLIVEIRA, G. S. et al. Formatos de modulação de uma portadora óptica com detecção direta. **Universidade de São Paulo**, 2011.
- PARAHYBA, V. E. S. et al. Análise de métodos de compensação de efeitos não lineares em sistemas de transmissão óptica de alta capacidade= analysis of nonlinear effects compensation methods for high capacity transmission optical systems. [sn], 2016.
- SHAFIK, R. A.; RAHMAN, M. S.; ISLAM, A. R. On the extended relationships among evm, ber and snr as performance metrics. In: IEEE. **2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering**. [S.l.], 2006. p. 408–411.
- SHIU, D.-s.; KAHN, J. M. Differential pulse-position modulation for power-efficient optical communication. **IEEE transactions on communications**, Citeseer, v. 47, n. 8, p. 1201–1210, 1999.
- SILVA, E. P. d. et al. Transmissão óptica com recepção coerente e alta eficiência espectral aplicando sequências de pulsos rz e pré-filtragem optica em canais limitados em banda. [sn], 2013.

SILVA, L. P. C. d. **Interferômetros recuperadores de baixa tensão de meia onda para sistemas interferométricos de luz branca utilizando moduladores eletro-ópticos.** Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2011.

TAYLOR, M. G. Phase estimation methods for optical coherent detection using digital signal processing. **Journal of Lightwave Technology**, IEEE, v. 27, n. 7, p. 901–914, 2009.