

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**Recuperação de Portadora para Sistemas Ópticos
com Modulação M-PSK e Detecção Coerente**

Hugo Borges Ferreira

Brasília, julho de 2009

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Recuperação de Portadora para Sistemas Ópticos com Modulação M-PSK e Detecção Coerente

Hugo Borges Ferreira

Relatório submetido ao Departamento de Engenharia Elétrica
como requisito parcial para obtenção do grau de
Engenheiro de Redes de Comunicação

Banca Examinadora

Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello, _____
ENE/UnB
(Orientador)

Prof. Dr. Paulo Roberto de Lira Gondim, _____
ENE/UnB
(Membro Interno)

Prof. Dr. William Ferreira Giozza, ENE/UnB _____
(Membro Interno)

FICHA CATALOGRÁFICA

FERREIRA, H. B.. Recuperação de Portadora para Sistemas Ópticos com Modulação M-PSK e Detecção Coerente [Distrito Federal] 2009. v, 23p. (ENE/FT/UnB, Engenheiro de Redes de Comunicação, 2009)
Monografia de Graduação - Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.
Departamento de Engenharia Elétrica.

- | | |
|-----------------------------|----------------------|
| 1. Comunicações Ópticas | 2. Recepção Coerente |
| 3. Recuperação de Portadora | 4. Ruído de Fase |
| I. ENE/FT/UnB | II. Título (série) |

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

FERREIRA, H. B. (2009). Recuperação de Portadora para Sistemas Ópticos com Modulação M-PSK e Detecção Coerente Monografia de Graduação, Publicação ENE 01/2009, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 23p.

CESSÃO DE DIREITOS

NOMES DOS AUTORES: Hugo Borges Ferreira

TÍTULO: Recuperação de Portadora para Sistemas Ópticos com Modulação M-PSK e Detecção Coerente

GRAU / ANO: Engenheiro de Redes de Comunicação / 2009.

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta monografia de graduação e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. Os autores reservam outros direitos de publicação e nenhuma parte desta monografia de graduação pode ser reproduzida sem a autorização por escrito dos autores.

Hugo Borges Ferreira

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais Orlando Ferreira Amorim e Ivete Borges Amorim e irmãs Luziete Borges Ferreira e Lorena Borges Ferreira que me deram todo suporte durante meus estudos.

Hugo Borges Ferreira

Agradecimentos

Agradeço meu professor e orientador Darli Augusto, meu companheiro de MATLAB Francisco Augusto, os grandes e melhores amigos que fiz durante a minha graduação, e toda a segunda turma do ano de 2004 de Engenharia de Redes de Comunicação da UnB, a melhor turma do mundo.

Hugo Borges Ferreira

RESUMO

Um sistema de comunicação óptica que utiliza detecção coerente é afetado pelo ruído de fase nos lasers transmissor e receptor. Este efeito é particularmente grave nos novos padrões de sistema de longa distância 40 GbE, 100 GbE e futuros, que utilizarão esquemas de modulação de fase multinível (*M-ary phase shift keying* - M-PSK).

O ruído de fase em um sistema óptico é geralmente modelado por um processo discreto de Wiener, que causa a perda de referência de fase da constelação M-PSK. Para compensar o ruído de fase, detectores coerentes podem utilizar técnicas de processamento digital de sinais, conhecidas como recuperação de portadora.

Neste trabalho serão comparados o desempenho da recuperação de portadora realizada pelos esquemas *feedforward* (*feedforward carrier recovery* - FFCR) e direcionado a decisão (*decision directed* - DD) aplicados em um sistema óptico com modulação QPSK, codificação diferencial, multiplexação em polarização (POLMUX DQPSK) e detecção coerente.

Será analisado o impacto dos dois esquemas no desempenho geral do sistema para várias intensidades de ruído de fase. Além disso, será investigada a aplicação dos esquemas em dados gerados por um sistema óptico experimental trabalhando a 112 Gb/s com esquema POLMUX DQPSK.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
2	DETECÇÃO ÓPTICA COERENTE	3
2.1	FRONT-END ÓPTICO E RUÍDO DE FASE	4
2.2	PÓS-PROCESSAMENTO ELETRÔNICO.....	7
3	RECUPERAÇÃO DE PORTADORA	9
3.1	FEEDFORWARD CARRIER RECOVERY (FFCR)	9
3.2	RECUPERAÇÃO DE PORTADORA DIRECIONADA A DECISÃO (DD)	13
3.3	SIMULAÇÕES	16
4	ESTUDO DE CASO	18
5	CONCLUSÃO	22
5.1	TRABALHOS FUTUROS	22
	REFERÊNCIAS	23

LISTA DE FIGURAS

2.1	Sistema de multiplexação de polarização e receptor homódino.	3
2.2	Processo discreto de Wiener para largura de linha do laser $\Delta\nu = 1MHz$	5
2.3	Efeito do ruído de fase em uma constelação QPSK.	6
2.4	Diagrama de blocos do receptor.	7
3.1	Recuperação de portadora do tipo <i>feedforward</i>	10
3.2	Descontinuidade de fase corrigida pelo PU	10
3.3	(a) Vetor de coeficientes α com ruído de fase fixo $\nu Ts = 4 \times 10^{-5}$ (b) Vetor de coeficientes α com variância do ruído AWGN fixa $N_0 = 0,05$	13
3.4	Diagrama da recuperação de portadora direcionada a decisão (DD).	14
3.5	(a) Vetor de coeficientes α com ruído de fase fixo $\Delta\nu Ts = 4 \times 10^{-5}$ (b) Vetor de coeficientes α com variância do ruído AWGN fixa $N_0 = 0,05$	16
3.6	Estimador de fase DD em detalhes.	16
3.7	Técnica de estimativa DD para filtro de tamanho $N = 10$	17
3.8	Curvas de penalidade em dB para taxa de erro BER de 10^{-3}	17
4.1	Diagrama de geração de sequência DQPSK para uma polarização.	18
4.2	LFSR $g(x) = x^{11} + x^9 + 1$ e semente 1000000000.	19
4.3	(a) Função de auto-correlação da sequência gerada por um LFSR. (b) Função de auto-correlação PRBS.	19
4.4	(a) Símbolos recebidos na polarização X. (b) Símbolos recebidos na polarização Y.	20
4.5	(a) Vetor de coeficientes α para o estimador DD (b) Vetor de coeficientes α para o estimador FFCR.	20
4.6	Ruído de fase estimado para ambas polarizações.	21
4.7	(a) Constelação recuperada para polarização X. (b) Constelação recuperada para polarização Y.	21

Símbolos

$\sigma_{(.)}^2$	Variância de (.)
Δ_ν	Largura de linha de um laser
T_s	Período de um símbolo
$(.)^H$	Componente de polarização horizontal
$(.)^V$	Componente de polarização vertical
N_0	Variância do ruído AWGN
\arg	Função argumento
C	Matriz de covariância
I	Matriz identidade
1	Vetor unitário
$(.)^*$	Conjugado complexo de (.)
$(.)^T$	Transposto da matriz (.)
$(.)^H$	Transposto conjugado da matriz (.)
Λ_{\ln}	Função <i>log-likelihood</i>
E_s	Energia de símbolo
E_b	Energia de bit
$\Im(.)$	Parte imaginária de (.)
$\Re(.)$	Parte real de (.)
\arctan	Função arco-tangente
\det	Determinante de uma matriz
Δ_θ	Desvio de fase
Δ_f	Desvio de frequência
$ \cdot $	Norma do número complexo (.)
$\overline{(.)}$	Média do vetor (.)

Siglas

SSMF	<i>Standard single mode fiber</i>
EDFA	<i>Erbium doped fiber amplifier</i>
DCF	<i>Dispersion-compesating fiber</i>
POLMUX	<i>Polarization multiplexed</i>
M-PSK	<i>M-ary phase shifting keying</i>
DQPSK	<i>Diferencial quadrature phase shifting keying</i>
LO	<i>Local oscillator</i>
FFCR	<i>Feedforward carrier recovery</i>
DD	<i>Decision directed</i>
NDA	<i>Non-data aided</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder modulator</i>
PBC	<i>Polarization beam combiner</i>
PBS	<i>Polarization beam splitter</i>
PU	<i>Phase unwrapper</i>
AWGN	<i>Additive white gaussian noise</i>
ASE	<i>Amplified spontaneous emission</i>
SNR	<i>Signal to noise ratio</i>
BER	<i>Bit error rate</i>
PDL	<i>Polarization dispersion loss</i>
VA	<i>Variável aleatória</i>
ML	<i>Maximum likelihood</i>
LPF	<i>Low-pass filter</i>
PRBS	<i>Pseudo-random binary sequence</i>
LFSR	<i>Linear feedback shift register</i>
DFB	<i>Distributed feedback</i>
FEC	<i>Forward error correction</i>

1 INTRODUÇÃO

Grande parte dos sistemas ópticos comercialmente disponíveis tem capacidade de até 160 canais a 10 Gbit/s espaçados de 50 GHz. O aumento sustentado da capacidade utilizada e o crescimento da importância do tráfego de dados sobre o de voz, motivam o desenvolvimento de novos padrões para tráfego Ethernet sobre redes ópticas a altas taxas de transmissão. Em meados de 2008 o IEEE criou uma força tarefa para o desenvolvimento e consolidação do padrão IEEE P802.3ba 40 Gb/s e 100 Gb/s Ethernet [1], que inclui 100 GbE (100 GbE > 100 Gb/s) para longas distâncias sobre fibra monomodo padrão (*standard single mode fiber* - SSMF). Desde então, comitês de padronização e comunidades de pesquisa vêm desenvolvendo métodos para alcançar a marca de 100 GbE em longas distâncias sobre um canal óptico único.

As formas tradicionais de transmissão em fibra óptica utilizam formatos de modulação binária. Elas estão limitadas por degradações causadas pela alta taxa de símbolo (baud), e por efeitos não lineares. Técnicas de modulação mais complexas e multiplexação de sinais em polarizações ortogonais aparecem como solução, garantindo maior eficiência espectral e assim, possibilitando aumentar a taxa bruta de transmissão mantendo-se a taxa de símbolo. Sistemas com altas taxas de transmissão são mais sensíveis a distorções impostas pela fibra óptica, e ainda que possível uma taxa de 100 Gb/s com modulação binária, seriam necessárias mudanças significativas no sistema óptico e complexos equalizadores digitais.

A multiplexação por polarização é a primeira técnica candidata a reduzir a taxa símbolo do enlace, transmitindo informação independente em cada polarização ortogonal. Aliada a esta técnica podem-se agregar formatos de modulação multinível e o receptor coerente, reduzindo ainda mais a taxa de símbolo. Até então, nunca utilizaram-se receptores coerentes em sistemas ópticos por conta de sua complexidade, e o surgimento de amplificadores a fibra dopada com érbio (*erbium doped fiber amplifier* - EDFAs) e fibras compensadoras de dispersão (*dispersion compensation fiber* - DCFs) possibilitaram o aumento da capacidade de transmissão óptica em enlaces de longas distâncias até os dias de hoje. No entanto o avanço da opto-eletrônica permitiu a implementação de transmissores ópticos e receptores coerentes que possam trabalhar com modulação do tipo M-PSK a estas taxas de transmissão.

Tornou-se promissora a utilização do formato de modulação de fase em quadratura com codificação diferencial e multiplexação de polarização (*polarization multiplexed diferencial quadrature phase shift keying* - POLMUX DQPSK) [2]. Este esquema aumenta a eficiência espectral e alcança a velocidade do padrão 100 GbE com a taxa de aproximadamente 28 Gbaud, que é muito menor comparada à alternativa

de um sistema com modulação *on-off keying* (100 Gbaud) por exemplo, apresentando melhor desempenho e menores alterações na infraestrutura óptica implantada.

A aplicação de receptores coerentes em sistemas ópticos traz novos desafios. A inserção do oscilador local (*local oscillator* - LO) no receptor óptico faz aparecer o ruído de fase, que é comumente modelado como um processo discreto de Wiener [3], um processo aleatório que faz a referência de fase da portadora ser perdida. A portadora do sinal deve então ser recuperada no campo do processamento digital de sinais. Este trabalho apresenta um estudo sobre a recuperação de portadora direcionada a decisão (*decision directed* - DD) e *feedforward* (*feedforward carrier recovery* - FFCR).

2 DETECÇÃO ÓPTICA COERENTE

Este trabalho tem como foco o componente de recuperação de portadora do receptor coerente. Para a análise do receptor coerente deve-se compreender o funcionamento de um sistema óptico de comunicação com modulação DQPSK, multiplexação de polarização (POLMUX DQPSK) e receptor coerente. A Figura 2.1 exemplifica o funcionamento de um sistema com multiplexação de polarização e um receptor homódino [4].

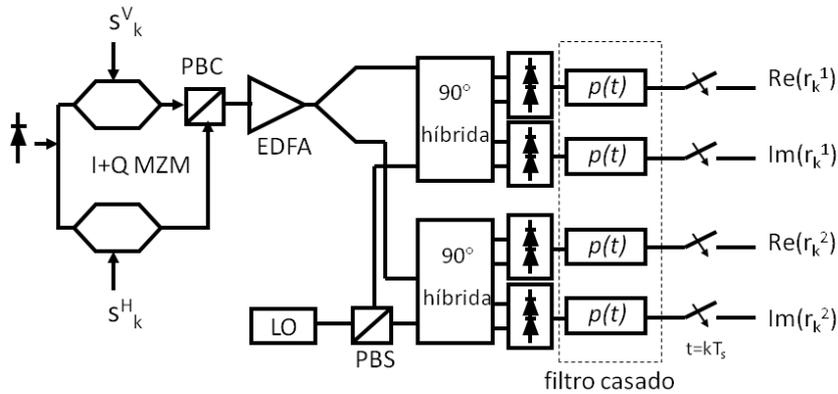


Figura 2.1: Sistema de multiplexação de polarização e receptor homódino.

Na figura, s_k^V e s_k^H (Eq. 2.1) são os sinais elétricos DQPSK que vão modular a portadora óptica. Utiliza-se para isto dois moduladores Mach-Zehnder I+Q (I+Q MZM). Os sinais ópticos são polarizados ortogonalmente e combinados pelo PBC (*polarization beam combiner*) gerando o sinal óptico POLMUX DQPSK. O sinal POLMUX DQPSK óptico é então lançado na fibra e passa por um amplificador óptico do tipo à fibra dopada com érbio (*erbium doped fiber amplifier* EDFA).

$$\mathbf{s}_k = \begin{bmatrix} s_k^V \\ s_k^H \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

O EDFA é o componente que insere o ruído de emissão espontânea amplificada (ASE), \mathbf{n}_k , do tipo aditivo Gaussiano branco complexo (AWGN), com média nula e variância $\sigma_w^2 = N_0$ em cada polarização.

2.1 FRONT-END ÓPTICO E RUÍDO DE FASE

No *front-end* óptico o sinal óptico recebido é misturado a cada uma das polarizações do oscilador local (*Local oscillator* - LO) pelas híbridas de 90° . Os sinais ópticos são convertidos para o domínio eletrônico, filtrados e amostrados. Observa-se que a referência de polarização do sinal é perdida durante a transmissão e que quando o sinal é misturado ao LO obtém-se componentes das polarizações em cada saída do receptor. O LO insere ainda ruído de fase no sistema. Tanto a referência de fase e de polarização devem ser recuperadas por pós-processamento eletrônico, apresentado no capítulo 2.2.

Então o sinal recebido \mathbf{r}_k aparece como:

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}\mathbf{s}_k e^{j\theta_k} + \mathbf{n}_k, \quad (2.2)$$

em que \mathbf{H} é uma matriz transmissão de atenuação dependente da polarização (*Polarization dispersion loss* - PDL) e θ_k o descasamento de fase do oscilador local e do laser transmissor:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{1-\gamma} & 0 \\ 0 & \sqrt{1+\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta & -\sin \beta \\ \sin \beta & \cos \beta \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

a primeira e a última matriz são rotações do elemento gerador de PDL, e a matriz central o elemento gerador do desbalanceamento das polarizações ortogonais. Após a recepção coerente os sinais podem ser então equalizados.

O ruído de fase em um sistema óptico com recepção coerente pode ser quantificado pela largura espectral do laser transmissor e do oscilador local (LO). O ruído dos lasers é caracterizado pelo processo discreto de Wiener [3].

O desvio de fase θ_k para cada símbolo k pode ser escrito da seguinte maneira:

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta_k = \sum_{m=0}^{k-1} \Delta_m, \quad (2.4)$$

$$\theta_{k-i} = \theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m, \quad (2.5)$$

em que Δ_m é uma variável aleatória com distribuição gaussiana de média nula e variância $\sigma_{\Delta}^2 = 2\pi\Delta\nu T_s$. A expressão $\Delta\nu T_s$ pode ser chamada de taxa de ruído de fase e corresponde ao produto da banda do processo ruidoso $\Delta\nu$ e o período do símbolo modulado T_s . Note que $\Delta\nu$ é a banda dos lasers utilizados e corresponde à soma da largura de linha do laser transmissor e do LO. A Figura 2.2 ilustra a realização de um processo discreto de Wiener.

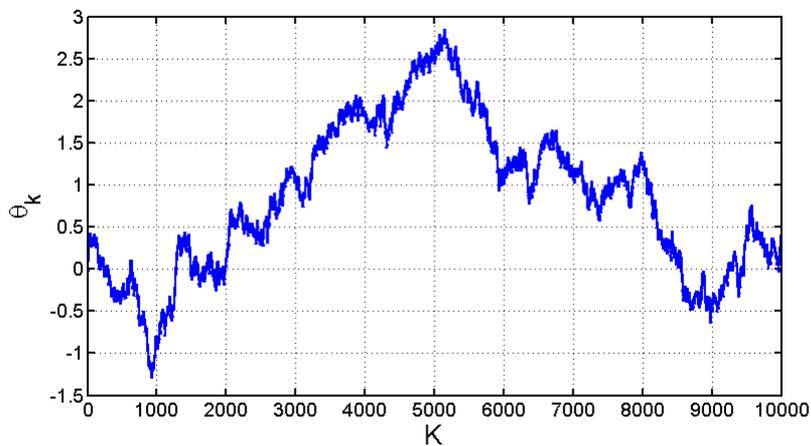
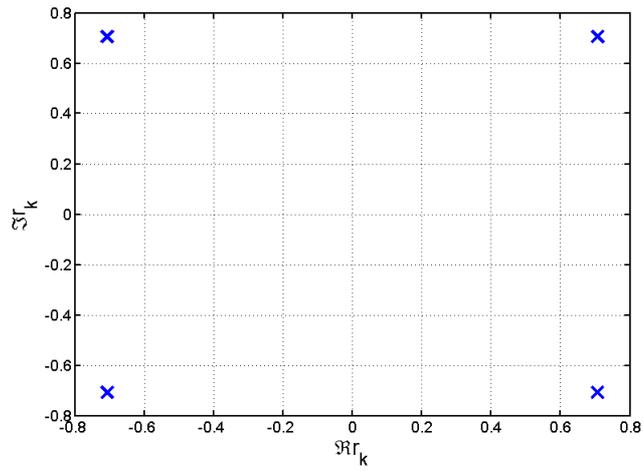


Figura 2.2: Processo discreto de Wiener para largura de linha do laser $\Delta\nu = 1MHz$.

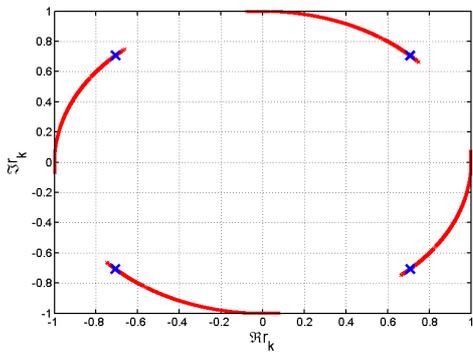
Quando o ruído de fase está presente, o sinal recebido r_k sofre uma rotação de fase θ_k :

$$r_k = s_k e^{j\theta_k} + w_k, \quad (2.6)$$

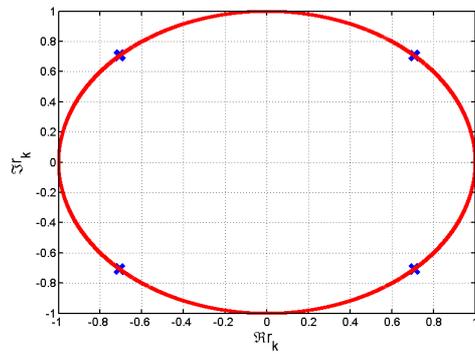
em que s_k é o sinal enviado, θ_k o desvio de fase inseridos pelo laser do transmissor e pelo LO. O termo w_k é o ruído aditivo gaussiano de média nula e variância $\sigma_w^2 = N_0$ inserido na passagem pelo canal. A Figura 2.3 exemplifica o efeito do ruído de fase em um esquema de modulação QPSK.



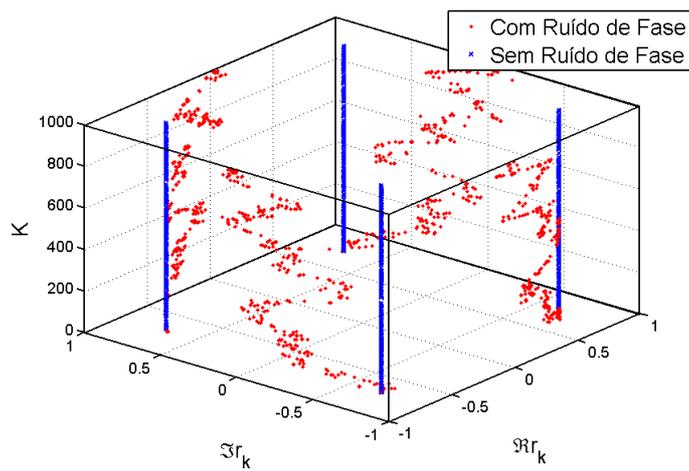
(a) Constelação QPSK.



(b) Constelação com ruído de fase e 5k símbolos.



(c) Constelação com ruído de fase e 10k símbolos.



(d)

Figura 2.3: Efeito do ruído de fase em uma constelação QPSK

Observa-se que a referência de fase é perdida completamente após a transmissão de uma sequência de 10k símbolos. A natureza aleatória do processo discreto de Wiener aplicado à constelação de esquema QPSK faz a constelação girar, que aos poucos deixa a região de correta decisão. Durante a transmissão a constelação se perde por completo tornando impossível a decisão correta dos símbolos. Este efeito não pode deixar de ser abordado no projeto de um sistema de comunicação óptica, pois claramente leva a uma grande degradação do desempenho geral do sistema.

2.2 PÓS-PROCESSAMENTO ELETRÔNICO

Os sinais devem ser processados no domínio eletrônico para compensação de distorções ocorridas na transmissão, demultiplexação de polarização, recuperação da portadora do sinal e decisão dos símbolos (Fig. 2.4). Assume-se a conversão opto-eletrônica e amostragem perfeitas no *front-end* óptico.

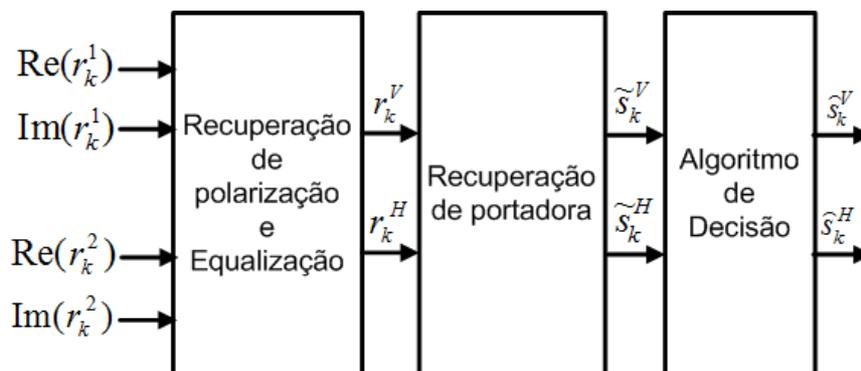


Figura 2.4: Diagrama de blocos do receptor.

Cada um dos componentes do receptor coerente utiliza um conjunto de algoritmos que podem ser implementados com um processador digital. O primeiro bloco é o equalizador, componente responsável por demultiplexar as polarizações s_k^V e s_k^H e a compensar efeitos lineares ocorridos na transmissão. Durante a transmissão óptica em uma fibra monomodo padrão (*standard single mode fiber* - SSMF) a referência de polarização é perdida e os sinais recebidos são uma mistura das duas polarizações.

As distorções lineares como a dispersão cromática (CD) e dispersão nos modos de polarização (PMD) são efeitos importantes em comunicações ópticas a altas taxas de transmissão e em longas distâncias. A CD é uma propriedade intrínseca da fibra óptica e faz com que diferentes frequências se propaguem em diferentes velocidades causando interferência intersimbólica. A PMD é causada pela birrefringência da fibra óptica fazendo com que as polarizações se propaguem com diferentes velocidades. Neste modelo assume-se a existência da matriz \mathbf{W} [4], que é capaz de compensar perfeitamente o descasamento de

polarização do sinal recebido e do oscilador local.

Após a equalização, \mathbf{r}_k pode ser reescrito como:

$$\begin{aligned}\mathbf{r}_k = \mathbf{W}\mathbf{r}_k &= \mathbf{W}[\mathbf{H}\mathbf{s}_k \exp(j\theta_k) + \mathbf{n}_k] = \mathbf{W}\mathbf{H}\mathbf{s}_k \exp(j\theta_k) + \mathbf{W}\mathbf{n}_k, \\ &\approx \mathbf{s}_k \exp(j\theta_k) + \mathbf{w}_k,\end{aligned}\tag{2.7}$$

em que $\mathbf{w}_k = \mathbf{W}\mathbf{n}_k$ sem perda de generalidade. De maneira alternativa o sinal recebido \mathbf{r}_k pode ser escrito para ambas polarizações:

$$r_k^{V/H} = s_k^{V/H} e^{j\theta_k} + w_k^{V/H},\tag{2.8}$$

em que σ_w^V pode ser diferente de σ_w^H , mas o deslocamento de fase θ_k é o mesmo para qualquer polarização.

O recuperador de portadora é o foco deste trabalho. Ele é responsável por compensar a excursão aleatória dos lasers transmissor e LO, e é fundamental para o desempenho geral do sistema.

3 RECUPERAÇÃO DE PORTADORA

A recuperação de portadora é o componente do detector coerente responsável por recuperar a referência de fase do sistema. Esta seção modela e apresenta formas de recuperação de portadora para uma única polarização *non-data aided* (NDA), ou seja, recuperação de portadora sem auxílio dos dados. Um esquema NDA é capaz de recuperar a portadora sem a necessidade de saber qual foi a informação transmitida.

Assumindo que a sequência recebida r_k esteja corrompida pelo ruído ASE e pelo ruído de fase, tem-se:

$$r_k = s_k \exp(j\theta_k) + w_k, \quad (3.1)$$

em que w_k é um processo aleatório AWGN com média nula e variância $\sigma_w^2 = N_0$, s_k é o símbolo transmitido no instante k e θ_k obedece o processo discreto de Wiener, em que o elemento no instante k é resultado da soma do ruído no instante $k - 1$ mais uma variável aleatória de média nula Δ_k :

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta_k = \sum_{m=0}^{k-1} \Delta_m, \quad (3.2)$$

$$\theta_{k-i} = \theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m, \quad (3.3)$$

em que Δ_m é uma variável aleatória com distribuição gaussiana de média nula e variância $\sigma_\Delta^2 = 2\pi\Delta\nu T_s$, $\Delta\nu$ é a soma da largura de linha, dos lasers do transmissor e do LO e T_s é o período de símbolo.

Então o sinal recebido pode ser escrito:

$$r_{k-i} = s_{k-i} e^{j(\theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m)} + w_{k-i}. \quad (3.4)$$

3.1 FEEDFORWARD CARRIER RECOVERY (FFCR)

A técnica FFCR foi proposta por Viterbi e Viterbi em [5] e aparece na figura 3.1. O primeiro passo do algoritmo é remover a dependência dos dados. Em sistemas M -PSK, isso pode ser obtido elevando o

sinal complexo à M -ésima potência. Depois disso, a sequência é filtrada para minimizar o efeito do ruído aditivo. Em seguida, toma-se o argumento desse sinal dividido por M . Segue-se, então, um dispositivo de *phase unwrapping* (PU)[6] para permitir que a fase estimada possa excursionar de $-\infty$ a $+\infty$ já que a função arg só permite os limites $-\pi/M$ a $+\pi/M$:

$$PU(\cdot) = (\cdot) + \left(\left\lfloor \frac{1}{2} + \frac{\hat{\theta}_{k-1} - (\cdot)}{2\pi/M} \right\rfloor \right) \frac{2\pi}{M}. \quad (3.5)$$

A Figura. 3.2 compara a estimativa feita pelo FFCR sem PU e com PU, na estimativa sem PU pode-se observar descontinuidades na fase, estas descontinuidades são detectadas e corrigidas pelo *phase unwrapper* (PU).

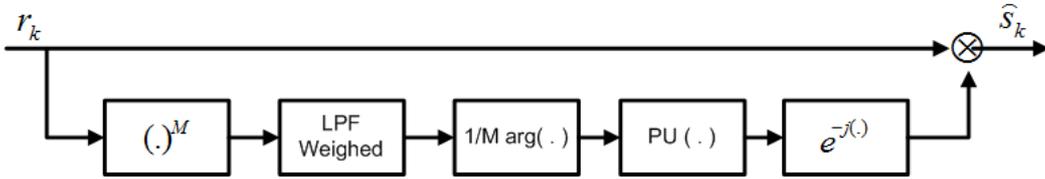


Figura 3.1: Recuperação de portadora do tipo *feedforward*

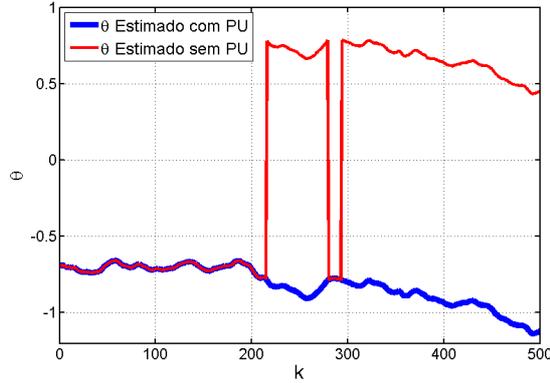


Figura 3.2: Descontinuidade de fase corrigida pelo PU

O vetor com as amostras recebidas, após o primeiro bloco do diagrama da Fig. 3.1, r_k^M , pode ser representado em função de suas amostras passadas. Essas amostras, r_{k-i}^M , podem ser escritas como [7, 4]:

$$\begin{aligned} r_{k-i}^M &= \{s_{k-i} e^{j(\theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m)} + w_{k-i}\}^M; \\ &\approx s_{k-i}^M e^{jM(\theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m)} + z_{k-i}, \end{aligned} \quad (3.6)$$

em que z_{k-i} é uma variável aleatória (VA) gaussiana com média nula e variância $\sigma_z^2 = M^2 E_s^{M-1} \sigma_w^2$,

e $E_s = |s_k|^2$. Assumindo que o desvio de fase durante um símbolo seja pequeno, pode-se escrever:

$$r_{k-i}^M \approx E_s^{M/2} \exp(jM\theta_k) \left(1 + jM \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m \right) + z_{k-i}. \quad (3.7)$$

De forma análoga, os símbolos futuros podem ser escritos como:

$$r_{k+i}^M \approx E_s^{M/2} \exp(jM\theta_k) \left(1 + jM \sum_{m=0}^{i-1} \mu_m \right) + z_{k+i}, \quad (3.8)$$

em que μ_m é uma variável aleatória de média nula e variância $\sigma_\mu^2 = \sigma_\Delta^2$.

Deseja-se obter a estimativa de máxima verossimilhança (ML) de θ_k . A função densidade de probabilidade do vetor recebido $\mathbf{r} = [r_{k-N}^M, \dots, r_{k-1}^M, r_k^M, r_{k+1}^M, \dots, r_{k+N}^M]^T$, que agrega amostras passadas e futuras para um dado θ_k , pode ser escrita como:

$$f_{\mathbf{r}|\theta_k}(\mathbf{r}|\theta_k) = \frac{1}{(\pi)^{L/2} (\det \mathbf{C})^{1/2}} \exp [-(\mathbf{r} - \mathbf{m}_r)^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{m}_r)], \quad (3.9)$$

em que $\mathbf{m}_r = E\{\mathbf{r}\} = E_s^{M/2} \exp(jM\theta_k) \mathbf{1}$, e \mathbf{C} é a matriz de covariância.

$$\mathbf{C} = E_s^M M^2 \mathbf{K} \sigma_\Delta^2 + E_s^{M-1} M^2 \mathbf{K}_n. \quad (3.10)$$

Para a matriz \mathbf{C} , $\mathbf{K}_n = \sigma_w^2 \mathbf{I}_{L \times L}$ para um filtro de comprimento $L = 2N + 1$ mesmo comprimento de \mathbf{r} , e \mathbf{K} dado por:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} N & \cdots & 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2 & \cdots & 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & \cdots & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 & 2 & \cdots & 2 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 & 2 & \cdots & N \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

A partir da Eq. 3.9 é possível derivar a função de verossimilhança:

$$\Lambda_{\ln} = \ln \left(\frac{1}{(\pi)^{L/2} (\det \mathbf{C})^{1/2}} \right) (\mathbf{r} - \mathbf{m}_{\mathbf{r}})^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{m}_{\mathbf{r}}), \quad (3.12)$$

que é maximizada quando:

$$\tilde{\theta}_k = \frac{1}{M} \arctan \frac{\Im\{\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r}\}}{\Re\{\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r}\}}. \quad (3.13)$$

Levando em conta o esquema de FFCR da Fig. 3.1, $\hat{\theta}_k$ é dado por:

$$\hat{\theta}_k = PU \left\{ \frac{1}{M} \arg(\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r}) \right\}. \quad (3.14)$$

O vetor de coeficientes α pode ser definido como:

$$\alpha = \mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1}. \quad (3.15)$$

O vetor de coeficientes α age como um filtro, ponderando os elementos do vetor \mathbf{r} e otimizando a estimativa de θ_k . Os coeficientes do vetor α dependem da interação entre a intensidade do ruído AWGN e do ruído de fase. Na figura 3.3 vê-se o comportamento de α em diferente cenários.

É interessante perceber que quanto maior a variância do ruído AWNG, maior precisa ser N . Já para

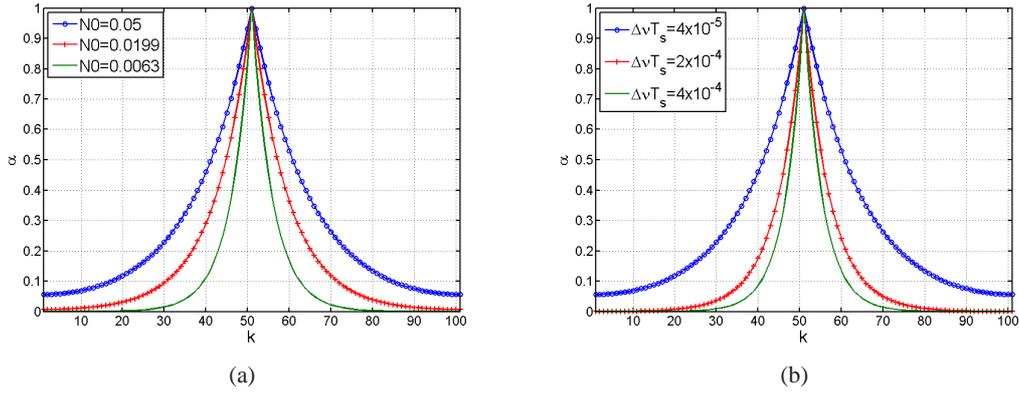


Figura 3.3: (a) Vetor de coeficientes α com ruído de fase fixo $\nu T_s = 4 \times 10^{-5}$ (b) Vetor de coeficientes α com variância do ruído AWGN fixa $N_0 = 0,05$.

variância do ruído de fase crescente, menor pode ser N , já que amostras muito anteriores terão pouca relação com as recentes.

A técnica de recuperação de portadora FFCR é muito simples de implementar, a solução apresentada para remoção de dependência da informação deve funcionar bem para SNRs altas, já em baixa SNRs as aproximações feitas na equação 3.6 não são mais válidas e o estimador não deve obter desempenho satisfatório nessas condições. Repare também que no FFCR o vetor α pode ponderar amostras passadas e futuras de θ_k , veremos que isto não é possível no recuperador de portadora por decisão direta (DD).

3.2 RECUPERAÇÃO DE PORTADORA DIRECIONADA A DECISÃO (DD)

A estimativa direcionada a decisão (DD) utiliza N decisões de símbolos anteriormente recebidos para realizar a estimativa do ruído de fase para um dado símbolo k , e assim decidir o próximo símbolo. Esse símbolo k decidido acaba por realimentar o estimador para a próxima iteração. Os símbolos estimados são utilizados para remover a dependência da informação do estimador de fase.

A Figura 3.4 apresenta o diagrama de blocos do estimador de fase direcionado a decisão.

A dependência da informação transmitida é removida multiplicando a equação 3.4 pelo complexo conjugado do sinal decidido no instante $k - i$, \hat{s}_{k-i}^* [7]. Então:

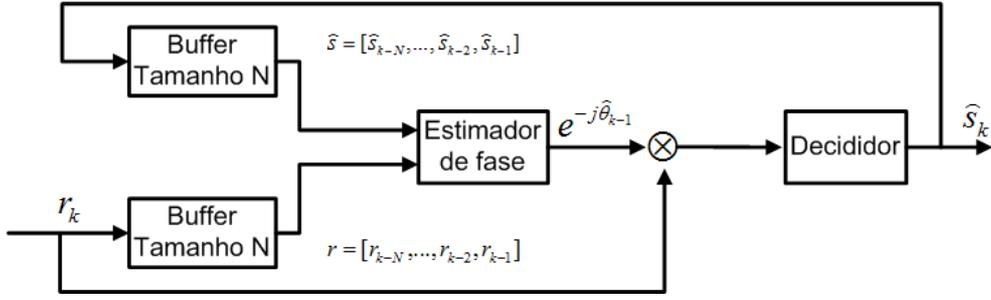


Figura 3.4: Diagrama da recuperação de portadora direcionada a decisão (DD).

$$\begin{aligned}
 \dot{r}_{k-i} &= (\hat{s}_{k-i} e^{j(\theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m)} + w_{k-i}) \hat{s}_{k-i}^*, \\
 &= E_s e^{j(\theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m)} + \underbrace{w_{k-i} \hat{s}_{k-i}^*}_{\dot{w}_{k-i}},
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

em que $\sigma_w^2 = E_s \sigma_w^2$. Então o estimador pode estimar θ_{k-1} a partir do vetor:

$$\dot{\mathbf{r}} = [\dot{r}_{k-N}, \dots, \dot{r}_{k-2}, \dot{r}_{k-1}]. \tag{3.17}$$

Assumindo que $\sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m \ll 1$ a equação 3.16 pode ser descrita como:

$$\dot{r}_{k-i} \approx E_s e^{j\theta_k} (1 + j \sum_{m=0}^{i-1} \Delta_m) + \dot{w}_{k-i}. \tag{3.18}$$

Deseja-se obter a estimativa de máxima verossimilhança (ML) de θ_{k-1} . A função densidade de probabilidade do vetor recebido $\dot{\mathbf{r}} = [\dot{r}_{k-N}, \dots, \dot{r}_{k-2}, \dot{r}_{k-1}]$, para um dado θ_{k-1} , pode ser escrita como:

$$f_{\dot{\mathbf{r}}|\theta_{k-1}}(\dot{\mathbf{r}}|\theta_{k-1}) = \frac{1}{(\pi)^{L/2} (\det \mathbf{C})^{1/2}} \exp [(\dot{\mathbf{r}} - \mathbf{m}_{\dot{\mathbf{r}}})^H \mathbf{C}^{-1} (\dot{\mathbf{r}} - \mathbf{m}_{\dot{\mathbf{r}}})], \tag{3.19}$$

em que $\mathbf{m}_{\dot{\mathbf{r}}} = E\{\dot{\mathbf{r}}\} = E_s^{M/2} \exp(jM\theta_{k-1}) \mathbf{1}$, e \mathbf{C} é a matriz de covariância:

$$\mathbf{C} = E_s^2 \mathbf{K} \sigma_w^2 + E_s \mathbf{K}_n. \tag{3.20}$$

Para a matriz \mathbf{C} , $\mathbf{K}_n = \sigma_w^2 \mathbf{I}_{L \times L}$ para um filtro de comprimento $L = N$ mesmo comprimento de $\dot{\mathbf{r}}$, e \mathbf{K} dado por:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 0 & 1 & 2 & \cdots & 2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 1 & 2 & \cdots & N-1 \end{bmatrix}. \quad (3.21)$$

A partir da Eq. 3.19 é possível derivar a função de verossimilhança:

$$\Lambda_{\ln} = \ln \left(\frac{1}{(\pi)^L \det \mathbf{C}} \right) - (\mathbf{r} - \mathbf{m}_r)^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{m}_r). \quad (3.22)$$

A solução da equação é:

$$\theta_{ML} = \arg \left\{ \frac{\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r}}{\mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r}} \right\}, \quad (3.23)$$

$$(3.24)$$

$$\theta_{ML} = \arctan \frac{\Im \{ \mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r} \}}{\Re \{ \mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{r} \}}. \quad (3.25)$$

Desta forma o vetor de coeficientes α pode ser definido:

$$\alpha = \mathbf{1}^T \mathbf{C}^{-1}. \quad (3.26)$$

Então pode-se definir o estimador DD simplesmente como:

$$\hat{\theta}_{k-1} = \theta_{ML} = \arctan \frac{\Im \left\{ \sum_{i=1}^N \alpha_i \hat{s}_{k-i}^* r_{k-i} \right\}}{\Re \left\{ \sum_{i=1}^N \alpha_i \hat{s}_{k-i}^* r_{k-i} \right\}}. \quad (3.27)$$

O vetor de coeficientes α age como um filtro, ponderando os elementos do vetor \mathbf{r} e refinando a estimativa de θ . Os coeficientes de α dependem da interação entre a intensidade do ruído AWGN e do ruído de fase. Na figura 3.5 vemos o comportamento de α em diferente cenários.

É interessante perceber que quanto maior a variância do ruído AWGN, maior precisa ser N . Já para variância do ruído de fase crescente, menor pode ser N , já que amostras muito anteriores terão pouca relação com as recentes.

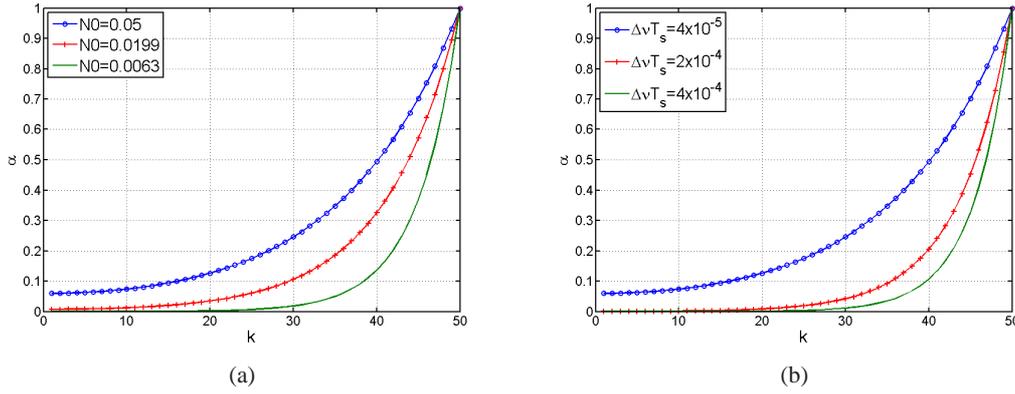


Figura 3.5: (a) Vetor de coeficientes α com ruído de fase fixo $\Delta\nu T_s = 4 \times 10^{-5}$ (b) Vetor de coeficientes α com variância do ruído AWGN fixa $N_0 = 0,05$.

Na figura 3.6 é possível ver em detalhes as operações realizadas pelo DD mostradas na Eq. 3.27.

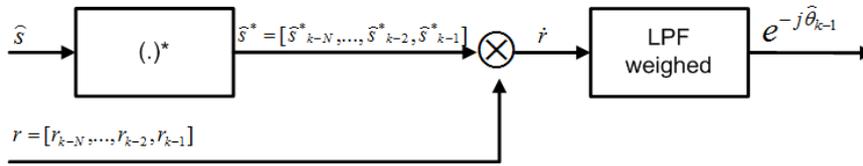


Figura 3.6: Estimador de fase DD em detalhes

Percebe-se que o estimador DD é altamente dependente da relação sinal ruído (SNR) observada pelo sistema, já que uma decisão errada gerará uma estimativa de fase incorreta que poderá corromper a decisão correta do próximo símbolo, provocando um efeito em cascata. Dessa forma, o desempenho do sistema pode ficar comprometido. No entanto, se a SNR for suficientemente alta, a maioria das decisões podem ser assumidas corretas e então teremos uma estimativa razoável do ruído de fase.

A técnica de estimativa direcionada a decisão assume que o ruído de fase seja relativamente baixo durante o tempo de um símbolo, pois utiliza a estimativa do ruído de fase em $k - 1$ para recuperação do símbolo k . Veja que se o desvio de fase for alto o suficiente durante o período do símbolo, o erro de predição inserido pelo estimador será muito alto e o sistema fica comprometido (Fig. 3.7).

3.3 SIMULAÇÕES

Formulou-se um sistema de comunicação óptico que utiliza modulação DQPSK com multiplexação por polarização e detecção coerente. Os símbolos gerados são corrompidos por ruído aditivo do tipo ASE e ruído de fase modelado pelo processo discreto de Wiener. Consideraram-se perfeitas a demultiplexação

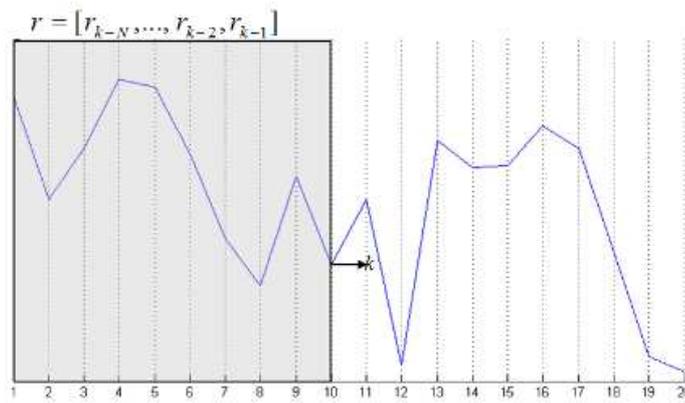


Figura 3.7: Técnica de estimativa DD para filtro de tamanho $N = 10$

de polarização e a amostragem do sinal. Os esquemas de recuperação de portadora foram implementados em MATLAB e o desempenho do sistema foi medido utilizando processos de Monte Carlo.

A Figura 3.8 mostra o impacto do ruído de fase com taxa $\Delta\nu T_s$ em cada algoritmo para uma taxa de erro de bit (BER) de 10^{-3} , que é a taxa mínima requerida pelos algoritmos corretores de erros (*forward error correction - FEC*).

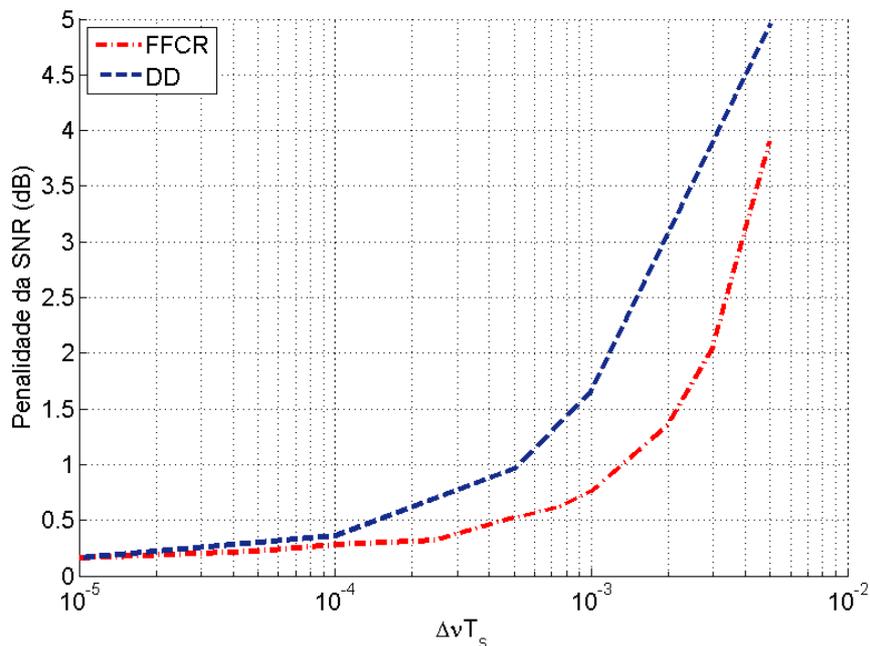


Figura 3.8: Curvas de penalidade em dB para taxa de erro BER de 10^{-3} .

O desempenho do esquema DD mostra-se o pior. Ele é mais sensível ao ruído de fase, requerendo uma maior SNR para a mesma taxa de erro que seu concorrente. Em um enlace POLMUX DQPSK com taxa de 28 Gbaud (112 Gb/s) e lasers com largura de linha de 1 MHz, $\Delta\nu T_s = 4,45 \times 10^{-4}$ o DD oferece uma penalidade de aproximadamente 0,7 dB por exemplo.

4 ESTUDO DE CASO

Este capítulo apresenta um caso da utilização dos recuperadores de portadora FFCR e DD. Teve-se acesso a uma sequência de 91910 símbolos POLMUX DQPSK obtidos em um sistema óptico experimental real trabalhando a 112 Gb/s, as informações recebidas foram apenas sobre o funcionamento do sistema e a geração dos dados transmitidos. Nosso esforço concentrou-se na recuperação livre de erros da sequência recebida, utilizando nosso simulador para o processamento dos sinais.

Gerou-se uma sequência binária Pseudo-Aleatória (PRBS) a uma taxa de 28 Gb/s para produção dos dados I em fase e Q em quadratura de cada uma das polarizações, totalizando uma taxa bruta de 112 Gb/s. O sinal foi transmitido e recebido por um receptor homódino. São assumidas conversão opto-elétrica, amostragem, demultiplexação de polarização, perfeitas.

A sequência de símbolos DQPSK a ser transmitida foi gerada da seguinte maneira:

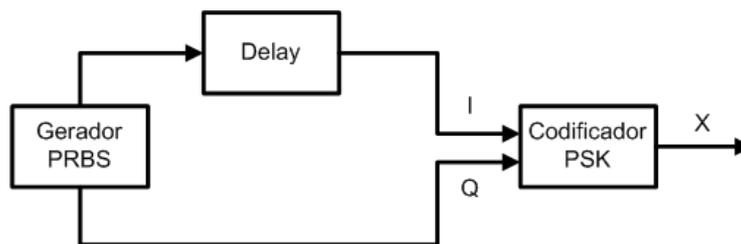


Figura 4.1: Diagrama de geração de sequência DQPSK para uma polarização.

O esquema da Figura 4.1 mostra a geração da sequência DQPSK. Utilizou-se um gerador de sequência binária pseudo-aleatória (PRBS). A sequência gerada é combinada com a mesma sequência atrasada para a geração de símbolos DQPSK. Este atraso funciona de maneira que a sequência I em fase e Q em quadratura fiquem descorrelacionadas. Para a geração dos canais nas duas polarizações, esta sequência é atrasada já no domínio óptico, e então as duas sequências obtidas são polarizadas ortogonalmente e combinadas.

Para a geração da PRBS utilizou-se um *linear feedback shift register* (LFSR) de Fibonacci de polinômio $g(x) = x^{11} + x^9 + 1$ e sequência semente 10000000000 a uma taxa de 28 Gb/s.

Um LFSR de 11 posições é capaz de gerar uma sequência aleatória de $2^{11} - 1 = 2047$ Bits. Neste caso utilizou-se uma sequência de 45995 bits para cada componente, I em fase e Q em quadratura. Na Figura 4.3 pode-se ver a função de auto-correlação da sequência gerada pelo LSFR e depois a função de auto-correlação da sequência repetida.

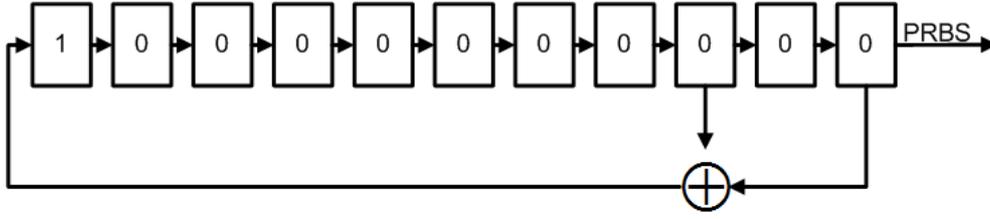


Figura 4.2: LFSR $g(x) = x^{11} + x^9 + 1$ e semente 10000000000.

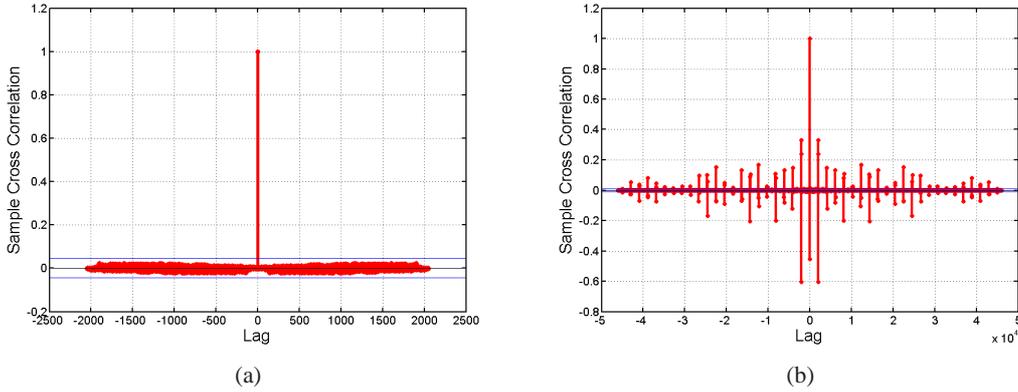


Figura 4.3: (a) Função de auto-correlação da sequência gerada por um LFSR. (b) Função de auto-correlação PRBS.

As duas sequências DQPSK multiplexadas em polarização são então transmitidas pela fibra óptica a uma taxa de 28 Gbaud. A seguir passam por um amplificador óptico que insere o ruído ASE para então serem detectadas e recebidas pelo receptor coerente (Fig. 2.1). Assumimos a conversão opto-elétrica ideal, assim como a recuperação de polarização e a equalização do sinal.

Têm-se então duas sequências de símbolos correspondentes a duas polarizações. As duas sequências corrompidas pelo ruído ASE e pelo ruído de fase deverão ser processadas para sua recuperação.

Na transmissão e recepção utilizaram-se lasers do tipo *distributed feedback* (DFB) com largura de linha de 1 MHz cada um, e desvio de frequência entre eles de 155 MHz. Como pode-se ver na figura 4.4 o sistema perdeu completamente sua referência de fase. Este sinal deve agora passar pela recuperação de portadora para então os símbolos serem decididos e comparados aos originais.

O ruído de fase observado pode ser modelado por um processo de Wiener e a variância σ_{Δ}^2 pode ser calculada como $\sigma_{\Delta}^2 = 2\pi\Delta\nu Ts$, em que $\Delta\nu$ é a soma da largura de linha do laser transmissor e do receptor igual a 2MHz e Ts o tempo de símbolo. Para a taxa de 28 Gbaud é de 35,71 ps, logo $\sigma_{\Delta}^2 \approx 4,48 \times 10^{-4}$.

Deve-se então estimar a variância do ruído ASE σ_W^2 e a energia de símbolo E_s , para a implementação do filtro α utilizado pelos estimadores FFCR e DD.

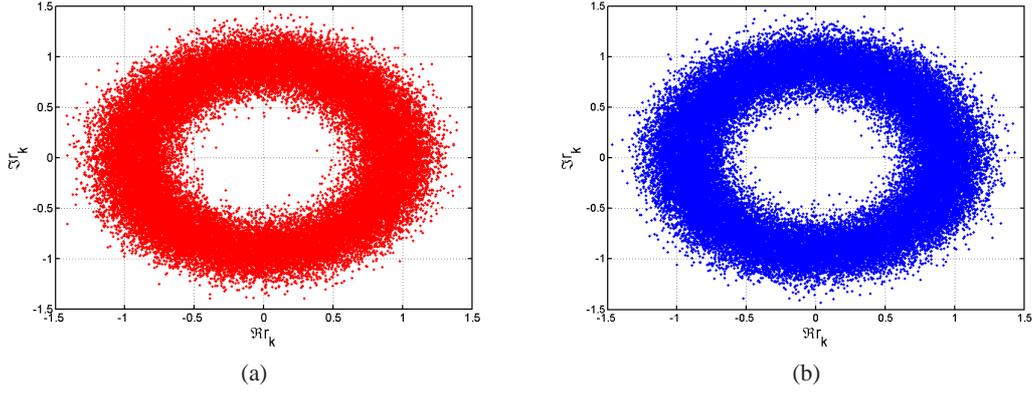


Figura 4.4: (a) Símbolos recebidos na polarização X. (b) Símbolos recebidos na polarização Y.

A variância do ruído ASE σ_W^2 e a energia de símbolo E_s podem ser estimadas com [8]:

$$\hat{\sigma}_W^2 = \overline{|r_x|^2} - E_s, \quad (4.1)$$

em que r_x é o sinal recebido e E_s é a energia de símbolo que também deve ser estimada [8],

$$\hat{E}_s = \sqrt{2\overline{|r_x|^2}^2 - \overline{|r_x|^4}}. \quad (4.2)$$

Pode-se então estimar a SNR observada pelo estimador de fase. Obtivemos para cada polarização SNR=10,18 dB. Nessas condições os recuperadores FFCR e DD devem funcionar satisfatoriamente.

A partir dos parâmetros estimados pode-se calcular os coeficientes do vetor α Fig. 4.5:

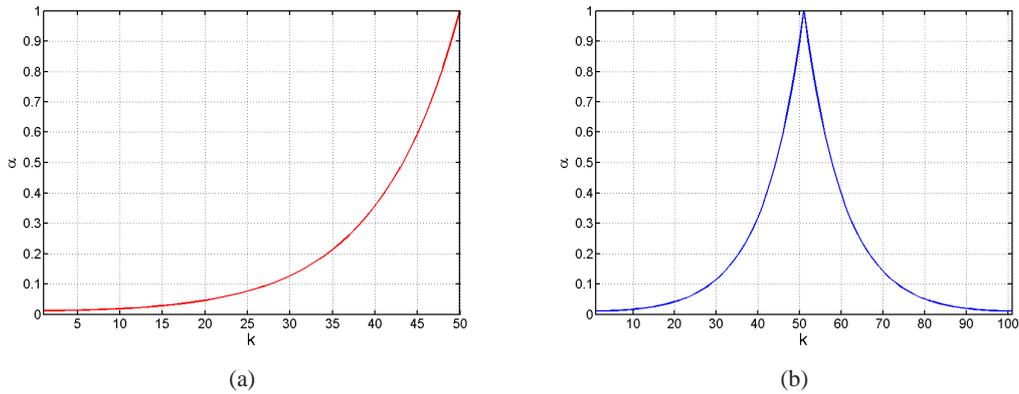


Figura 4.5: (a) Vetor de coeficientes α para o estimador DD (b) Vetor de coeficientes α para o estimador FFCR.

Vale lembrar ainda que os lasers utilizados no transmissor e no receptor possuem um descasamento

de frequência $\Delta_f = 155\text{MHz}$. Este desvio de frequência causa um desvio de fase muito intenso mas constante de $\Delta_\theta = 2\pi\Delta_f T_s$ entre símbolos adjacentes. Por ser constante, este desvio é facilmente compensado.

Depois de compensado o desvio constante de fase Δ_θ , os algoritmos estão aptos para a estimativa do ruído de fase e a recuperação da portadora dos sinais recebidos. A figura 4.6 mostra o ruído de fase estimado:

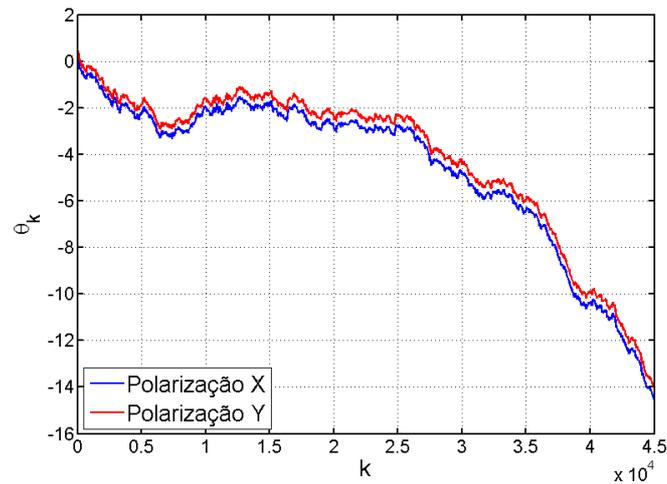


Figura 4.6: Ruído de fase estimado para ambas polarizações.

Observa-se uma diferença entre o ruído de fase estimado para as Polarizações X e Y. Isso se deve ao atraso feito no domínio óptico entre as sequências geradoras das polarizações. Com a estimativa do ruído de fase os algoritmos são capazes de recuperar a portadora do sinal (Fig. 4.7). Ambos recuperadores (FFCR e DD) de portadora foram capazes de recuperar todos os 183980 bits da sequência recebida corretamente, a uma taxa de transmissão total de 112 Gb/s em um canal de 50 GHz, e SNR de 10,18 dB.

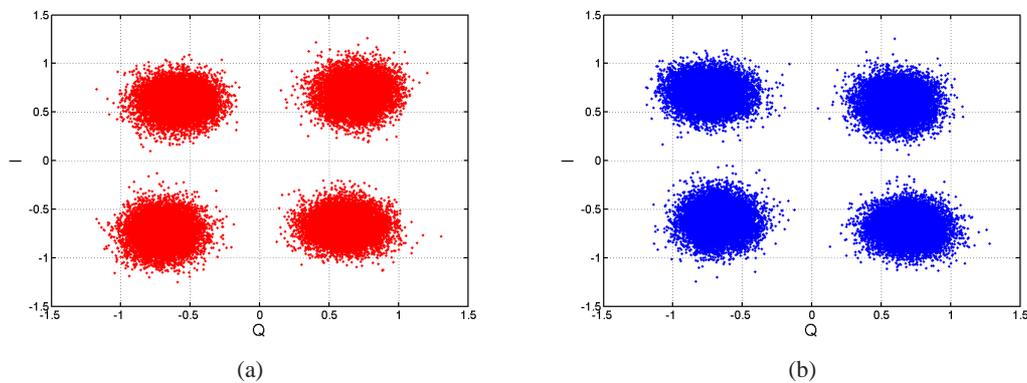


Figura 4.7: (a) Constelação recuperada para polarização X. (b) Constelação recuperada para polarização Y.

5 CONCLUSÃO

Os estudos no campo de recuperação de portadora são fundamentais para a implantação e desenvolvimento dos novos padrões de sistemas ópticos. A utilização dos dois sistemas de recuperação de portadora apresentados, FFCR e DD, permitem a comunicação óptica em sistemas de longas distâncias 100 GbE utilizando o esquema de POLMUX DQPSK. Além de permitirem a operação do sistema, melhores algoritmos permitem ruído de fase mais intensos, que significam lasers com larguras de linha maiores e consequentemente mais baratos, podendo assim diminuir o custo total do projeto.

Vimos que o FFCR oferece melhor desempenho, que deve-se ao fato do algoritmo permitir a utilização de amostras futuras no filtro ponderado α .

Verificamos também as implicações de um sistema real. Identificamos que o ruído de fase dos lasers utilizados na transmissão é um processo aleatório bem modelado pelo processo discreto de Wiener. Também notamos que o descasamento de frequência dos lasers leva a um desvio de fase tendencioso, que por conta de sua natureza constante é facilmente compensado.

Finalmente, o simulador foi capaz de recuperar sinais corrompidos gerados a taxa de 112 Gb/s em um sistema real.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

A inserção de PDL no sistema requer o uso de esquemas mais inteligentes de estimativa do ruído de fase, e o desempenho pode ser aumentado explorando a diversidade das polarizações [4]. Em nosso estudo de caso, o atraso óptico inserido causa um *offset* de fase entre as polarizações, e sistemas que explorem a diversidade de polarização não podem ser aplicados sem a prévia compensação. Modelos de recuperação de portadora que utilizam diversidade de polarização abrem um leque de possibilidades para futuros estudos.

REFERÊNCIAS

- [1] IEEE. *IEEE P802.3ba 40Gb/s and 100Gb/s Ethernet Task Force*. [S.l.], May 2008. Disponível em <<http://www.ieee802.org/3/ba/public/may08/index.htm>> Acesso em: 10 de julho de 2009.
- [2] Chris R., Thomas D., Dirk B., Christoph S., Ernst S., Torsten W., Jonas De Man, Giok-Djan K., Huug W. Coherent Equalization and POLMUX-RZ-DQPSK for Robust 100-GE Transmission. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, No. 1.
- [3] J. Salz. *Modulation and Detection for Coherent Lightwave Communications*. [S.l.]: Communications Magazine, 1990.
- [4] Francisco A. C. Garcia, Darli A. A. Mello, Helio Waldman. Feedforward Carrier Recovery for Polarization Demultiplexed Signals with Unequal Signal to Noise Ratios. *Optics Express*, v. 17, n. 10, p. 7958–7969, May 2009.
- [5] A. J. Viterbi, A. M. Viterbi. Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission. *IEEE Trans. Inf. Theory*, v. 29, p. 543–551, 1983.
- [6] E. Ip, J. M. Kahn. Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion. *J. Lightwave Technol.*, v. 25, p. 2033–2043, 2007.
- [7] E. Alpman. Estimation of oscillator phase noise for MPSK-based communication systems over AWGN channels. *theses for degree of master of science, Chalmers University of Technology*, 2004.
- [8] Thomas R. Benedict, T. T. Soong. The Joint Estimation of Signal and Noise from the Sum Envelope. *Transactions on Information Theory*, VOL. IT-13, No. 3.