

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE MICROONDAS E ÓPTICA

COMUNICAÇÕES COERENTES POR FIBRAS ÓPTICAS MONOMODO COM
MODULAÇÃO BINÁRIA DE POLARIZAÇÃO (2-POLSK)

SAMUEL ANGEL, JARAMILLO FLOREZ
ORIENTADOR: RUI F. SOUZA
CO-ORIENTADOR: EDSON MOSCHIM

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da
Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), como parte
dos requisitos exigidos para a obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Samuel Angel Jaramillo
Florez e aprovada pela Comissão
Julgadora em 13 / 12 / 91.


Orientador

Dezembro 1991

À Memória de minha mãe

Ilma. Sra. Maria Carlota Florez Gaviria

AGRADECIMENTOS PARA:

- o orientador, Prof. Dr. Rui Fragassi Souza por sua aceitação, ensinamentos e conselhos;
- o co-orientador, Prof. Dr. Edson Moschin por seus ensinamentos e sugestões;
- os professores do Departamento de Microondas e Óptica da FEE/UNICAMP, Dr. Evandro Conforti e Dr. A.J. Giarola;
- Mons. Dario Munera Velez, Reitor da Universidade Pontifícia Bolivariana (U.P.B.) de Medellin, Colômbia;
- Eng. Francisco Restrepo G., Diretor de Planejamento, (U.P.B.);
- Soc. Jose Fernando Montoya O., Diretor Acadêmico, (U.P.B.);
- Adv. Pedro Posada M., Diretor Administrativo, (U.P.B.);
- Eng. Gabriel Naranjo P., Diretor Financeiro, (U.P.B.);
- Eng. Luis Carlos Molina A., Decano da Faculdade de Engenharia Elétrica e Eletrônica, (U.P.B.);
- Eng. Maria Isabel Ramirez E., por seu apoio e paciência;
- o Sr. Dalcio de Oliveira;
- o Sr. Helio Manoel Coutinho;
- Eng. Lalette Soto Messias e sua Sra. Marilyn;
- as Instituições TELEBRAS, CNPq, CAPES do Brasil e COLCIENCIAS da Colômbia;
- as pessoas que colaboraram direta ou indiretamente na realização destes estudos;
- a comunidade dos Irmãos Maristas em Campinas, São Paulo e Medellín.

RESUMO

Este trabalho apresenta, inicialmente, um resumo dos principais sistemas binários para comunicações coerentes por fibras ópticas utilizando modulação da polarização (2-POLSK). Depois de suas descrições, é feita uma comparação entre seus desempenhos. Em seguida, apresenta-se a proposição de alguns sistemas que utilizam luz circularmente polarizada como portadora de informação digital. Concluiu-se o trabalho com comentários sobre os sistemas abordados e sobre pesquisas futuras possíveis nesta área.

SUMMARY

This work presents an outline of the main binary systems for coherent optical fiber communications using polarization modulation (2-POLSK). After their description, a comparison of their performance is made. Afterwards, some systems that operate with circularly polarized light as a carrier of digital information are proposed. Finally, some comments about all these systems are made and possible research topics in the area are suggested.

ÍNDICE

CAP. 1 INTRODUÇÃO	1.1
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	1.7
CAP. 2 SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES COERENTES POR FIBRAS ÓPTICAS COM MODULAÇÃO BINÁRIA DE POLARIZAÇÃO (2-POLSK)	
2.1 SISTEMA POLSK COM DETECÇÃO HETERÓDINA E DUPLO RAMO ASK (POLSK - DUPLO ASK)	2.1
2.1.1 CARACTERÍSTICAS	2.1
2.1.2 O TRANSMISSOR	2.3
2.1.3 O RECEPTOR	2.3
2.1.4 ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO	2.5
2.1.5 DESEMPENHO DO SISTEMA	2.7
2.1.6 VALORES TÍPICOS E COMPONENTES	2.8
2.2 SISTEMA COM DETECÇÃO DIFERENCIAL HETERÓDINA (POLSK)	2.10
2.2.1 CARACTERÍSTICAS	2.10
2.2.2 O TRANSMISSOR	2.12
2.2.3 O RECEPTOR	2.12
2.2.4 ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO	2.14
2.2.5 DESEMPENHO DO SISTEMA	2.19
2.2.6 VALORES TÍPICOS E COMPONENTES	2.19
2.3 SISTEMA COM DETECÇÃO HETERÓDINA DOS PARÂMETROS DE STOKES (ASPSK)	2.20
2.3.1 CARACTERÍSTICAS	2.20
2.3.2 ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO	2.22
2.3.3 DESEMPENHO DO SISTEMA	2.29

2.4	SISTEMA COM DETECÇÃO DIFERENCIAL HETERÓDINA DOS PARÂMETROS DE STOKES (DSPSK)	2.30
2.4.1	CARACTERÍSTICAS	2.30
2.4.2	ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO	2.31
2.4.3	DESEMPENHO DO SISTEMA	2.36
2.5	SISTEMA COM DETECÇÃO HETERÓDINA E COMPENSAÇÃO DE DUPLA FREQUÊNCIA (DFPSK)	2.38
2.5.1	CARACTERÍSTICAS	2.38
2.5.2	DESEMPENHO DO SISTEMA	2.42
2.6	SISTEMA COM DETECÇÃO HETERÓDINA POR MATRIZ INVERSA DE JONES (JMPSK)	2.44
2.6.1	CARACTERÍSTICAS	2.44
2.6.2	ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO	2.44
2.6.3	DESEMPENHO DO SISTEMA	2.48
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	2.49

CAP. 3 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE OS SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES COERENTES POR FIBRAS ÓPTICAS COM MODULAÇÃO BINÁRIA DE POLARIZAÇÃO (2-POLSK)

3.1	INTRODUÇÃO	3.1
3.2	DESEMPENHO DOS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO 2-POLSK	3.3
3.3	PROBABILIDADE DE ERRO EM SISTEMAS 2-POLSK	3.5
3.4	COMPARAÇÃO ENTRE AS SENSITIVIDADES DOS ESQUEMAS ASK E POLSK-DUPLO ASK	3.5
3.5	COMPARAÇÃO ENTRE OS SISTEMAS POLSK E POLSK - DUPLO ASK	3.11
3.6	COMPARAÇÃO ENTRE OS SISTEMAS POLSK, ASK E DPSK	3.11

3.7	PROBABILIDADE DE ERRO NO SISTEMA DSPSK	3.13
3.8	COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DOS SISTEMAS DSPSK E ASK-PD COM RELAÇÃO AO SISTEMA ASPSK IDEAL	3.13
3.9	COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DOS SISTEMAS 2-POLSK COM RELAÇÃO AO SISTEMA PSK HETERÓDINO IDEAL	3.15
3.9.1	COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO RUÍDO DE FASE	3.15
3.9.2	COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO EM FUNÇÃO DAS FLUTUAÇÕES DA POLARIZAÇÃO	3.17
3.10	COMPARAÇÕES GERAIS DE DESEMPENHO ENTRE OS SISTEMAS 2-POLSK	3.18
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	3.20

CAP. 4 SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES COERENTES POR FIBRA ÓPTICA COM MODULAÇÃO DE POLARIZAÇÃO CIRCULAR (CPOLSK)

4.1	TEORIA	4.1
4.1.1	ANALOGIA ENTRE MODULAÇÃO DE POLARIZAÇÃO E BIRREFRINGÊNCIA CIRCULAR INDUZIDA	4.1
4.1.2	FIBRA ÓPTICA MONOMODO COMO RETARDADOR LINEAR	4.10
4.2	O SISTEMA CPOLSK-1	4.17
4.2.1	CARACTERÍSTICAS	4.17
4.2.2	O TRANSMISSOR	4.21
4.2.3	O RECEPTOR	4.23
4.2.4	ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO	4.26
4.2.5	DESEMPENHO DO SISTEMA	4.35
4.3	SISTEMAS CPOLSK ALTERNATIVOS	4.36
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	4.41

CAP. 5 CONCLUSÕES E CONTRIBUIÇÕES DA PRESENTE DISSERTAÇÃO

	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	5.3
--	----------------------------	-----

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A utilização das características de polarização constitui um método alternativo para a transmissão de informação impressa em sinais eletromagnéticos e ópticos, tanto no espaço livre como em fibras ópticas. No espaço livre, dois sinais ortogonais na entrada do canal irão manter seus estados de polarização enquanto se propagam. No caso de transmissão por fibras ópticas, o par de sinais ortogonais na entrada da fibra conduz a um par de sinais ortogonais na saída, apesar de que, em geral, o estado de polarização da entrada não é preservado. Trabalhos recentes [1], no entanto, mostram que pode haver um pequeno desvio da condição de ortogonalidade na propagação em fibras ópticas, algo que será desprezado no presente trabalho.

Em anos recentes, se tem investigado diferentes sistemas de comunicações ópticas coerentes. Estes sistemas começaram a ser desenvolvidos na década de 80, quando foram feitos experimentos que demonstraram a viabilidade de tal forma de transmissão. Entre as vantagens dos sistemas coerentes estão a possibilidade de implementar grandes espaçamentos entre repetidores, além de serem muito adequados para aplicação em redes de área metropolitana (MAN - "Metropolitan Area Network"), redes de área local (LAN - "Local Area Network") e em circuitos de assinantes. Estas aplicações são consideradas a parte mais importante do mercado de sistemas a fibra óptica nos próximos anos, podendo ser viabilizadas mediante o emprego de técnicas de detecção coerente e de multiplexação por divisão de frequência (FDM - "Frequency Division Multiplex") de um grande número de canais ópticos com separação muito pequena de frequências portadoras.

Dois problemas principais têm dificultado a realização de sistemas ópticos coerentes:

- (1) o ruído de fase do laser semiconductor,
- (2) as flutuações do estado de polarização (SOP - "State of Optical Polarization") do campo óptico na saída de uma fibra monomodo convencional.

As soluções iniciais apresentadas têm sido o emprego de fontes laser com largura espectral muito estreita e controladores da polarização. Estas soluções apresentam problemas do tipo tecnológico e do tipo econômico.

Para as taxas de bit comumente utilizadas, são necessárias larguras de linha da ordem de centenas de kHz, enquanto os lasers DFB ("Distributed Feedback") atuais podem ter larguras de linha de 5 - 10 MHz [2]. Como solução, para melhorar as características espectrais da fonte, tem-se feito as seguintes sugestões:

- (1) laser com cavidade externa;
- (2) aproveitar a realimentação óptica para estreitar a largura de linha;
- (3) lasers com lentes intracavidades e com espelhos externos, ou espelhos especiais, que produzem larguras de linha menores que 1 MHz.

Em laboratório, tem-se obtido larguras espectrais tão pequenas quanto 10 kHz [3], mas a um custo muito elevado. Apesar de se ter utilizado tais dispositivos para realizar sistemas ópticos coerentes experimentais (como DPSK - "Differential Phase Shift Keying" e CPFSK "Continuous Phase Frequency Shift Keying"), sua possibilidade de integração é ainda um parâmetro crítico em aplicações práticas.

O outro problema básico, o das flutuações do estado de polarização, se origina porque a fibra óptica é um meio que permite a propagação de uma onda de luz com dois modos de polarização, de tal forma que o SOP de entrada experimenta flutuações imprevisíveis durante a propagação, causadas pelo acoplamento aleatório entre os modos devido a perturbações externas, como tensões mecânicas e mudanças de temperatura.

O receptor deve ser protegido contra tais flutuações no SOP, pois o sinal recebido e o sinal do oscilador local devem estar adaptados em polarização para conseguir-se a maior sensibilidade.

Nos últimos anos tem-se elaborado vários métodos para tratar das flutuações aleatórias do estado da polarização que ocorrem em todas as fibras ópticas, controlando esse estado de forma mecânica ou elétrica, seja no transmissor, na fibra ou no receptor.

Uma possibilidade para solucionar o problema das flutuações do SOP seria usar fibras que preservam a polarização (PMF - "Polarization Maintaining Fiber"). Esta alternativa não é econômica atualmente e pode ter limitações na tolerância de alinhamento rotacional nas emendas. Logo, não é prático o uso de fibras PMF devido às suas

perdas elevadas e alto custo. Portanto, um sistema de comunicação coerente comercialmente viável provavelmente utilizará fibras ópticas monomodo convencional como meio de transmissão.

A técnica mais frequentemente utilizada nos sistemas ópticos coerentes experimentais é o controle do SOP. No laboratório, os experimentos se realizam normalmente pelo controle manual com ajustes feitos mediante a observação do desempenho do receptor. É difícil implementar um controle de polarização totalmente automático devido às descontinuidades no seguimento da polarização, quando se empregam dispositivos mecânicos. Utilizando dispositivos ópticos integrados, seriam necessárias altas voltagens para se obter uma mudança de fase de 2π radianos. Além disso, os dispositivos que realizam este controle do estado da polarização são importantes no momento de fazer a avaliação econômica do sistema e, como a maioria formam laços de realimentação, também consomem potência óptica ou elétrica.

Uma forma diferente de enfrentar o problema das flutuações no SOP é usar um receptor com diversidade de polarização. Esta solução foi proposta em 1987 [4] para um sistema DPSK no qual as duas componentes lineares foram processadas separadamente e, em seguida, somadas logo após a demodulação. A configuração de um receptor com diversidade de polarização tem sido aplicada em sistemas DPSK [5,6], FSK ("Frequency Shift Keying") [7,8] e ASK ("Amplitude Shift Keying") [9], sendo todos eles afetados por uma penalidade, com respeito ao esquema convencional, da ordem de 0,5 dB, na ausência de ruído de fase.

Atualmente existe um grande interesse pelos sistemas coerentes que oferecem, simultaneamente, elevada imunidade ao ruído de fase do laser e insensibilidade às flutuações do SOP. Estes sistemas exibem uma pequena penalidade com respeito ao limite quântico dos sistemas coerentes convencionais.

Para resolver os problemas acima citados, tem sido propostos os seguintes sistemas:

- (a) DFPSK ("double frequency phase shift keying") [10,11]
- (b) FSK-PD (FSK - "Polarization Diversity") com detecção de envoltória [8,12]
- (c) PS ("Polarization Scrambling") [13]
- (d) outras técnicas [14]-[16].

Se forem utilizados os sistemas DFPSK ou FSK-PD, será explorado ineficientemente o canal óptico, visto que a largura de banda necessária para um simples canal

transmitido é da ordem de 4 ou 5 vezes a taxa de bits.

Empregando o sistema PS, consegue-se boa eficiência na utilização da banda espectral, mas com um baixo desempenho.

Tendo em vista que as flutuações do estado de polarização óptica na fibra sempre existem, em vez de controlá-la, seria conveniente produzir "flutuações" determinadas do SOP no terminal transmissor da fibra (modulação do SOP) para transmitir uma informação específica, que será entendida mediante uma detecção apropriada no receptor. Esta modulação recebe o nome de chaveamento por deslocamento de polarização POLSK ("Polarization Shift Keying").

Desta forma, foram geradas duas correntes de investigação que trabalham com o SOP: modulação do estado de polarização óptica (POLSK) e receptores insensíveis às flutuações do SOP.

A modulação da polarização é uma técnica desenvolvida para a detecção de sinais ópticos nas áreas de elipsometria e de sensores a fibras ópticas, sendo utilizada recentemente para a transmissão de informação via fibras ópticas.

Neste trabalho, são apresentados os diferentes esquemas POLSK-binário que conseguem os objetivos mencionados anteriormente, a saber, insensibilidade às flutuações aleatórias do SOP e alta tolerância ao ruído de fase do laser. Estes sistemas podem utilizar:

- (1) modulação (de fase e/ou de frequência) das componentes do campo elétrico no transmissor e detecção por diversidade de polarização no receptor: sistemas POLSK-duplo ASK, POLSK, DFPSK, CFS-DPOLSK ("Carrier frequency shift-differential POLSK") e JMPSK ("Jones matrix inversion system phase shift keying").
- (2) modulação (de fase) das componentes do campo elétrico no transmissor e detecção dos parâmetros de Stokes por diversidade de polarização no receptor: sistemas ASPSK ("Antipodal stokes parameters shift keying"), DSPSK ("Differential Stokes parameters shift keying") e M-POLSK ("Multilevel"-POLSK).

Os sistemas do grupo (1) estão baseados na transmissão de um sinal de referência extraído do próprio laser transmissor, para compensar o ruído de fase. Este sinal é transmitido conjuntamente com o sinal modulado, seja por deslocamento de sua frequência óptica (DFPSK e CFS-DPOLSK), seja pela modificação da direção do plano de

polarização, segundo a mensagem a ser transmitida (POLSK e POLSK-duplo ASK).

Nos sistemas coerentes que usam a compensação do ruído de fase por dupla frequência (DFPSK e CFS-DPOLSK [10,11]), obtém-se a insensitividade ao ruído de fase transmitindo um sinal de referência extraído do próprio laser transmissor e deslocando-o em frequência com respeito ao sinal de informação que é modulado em fase. Os sinais de referência e de informação são ortogonais. Estes sistemas são, também, insensitivos às flutuações do SOP, devido a seus esquemas de detecção.

O esquema que utiliza a matriz inversa de Jones (JMPSK) [11,17] representa a evolução natural do sistema DFPSK. Este sistema baseia-se na transmissão do sinal de informação (componente modulada em fase-PSK) e da portadora óptica (componente ortogonal à primeira) que constituem os dois SOP lineares distintos. Aproveita-se, também, a propriedade das fibras ópticas monomodo convencionais de relacionar linearmente o SOP de saída ao da entrada através de um operador unitário, de tal forma que o SOP pode ser recuperado no terminal receptor, utilizando apenas processamento eletrônico, sem necessidade do controle da polarização óptica [18].

Os sistemas do grupo (2) envolvem a modulação da polarização e a detecção dos parâmetros de Stokes. O sistema ASPSK [19] ("Antipodal Stokes Parameter Shift Keying") é muito adequado para os sinais modulados em polarização e é utilizável em comunicações de longo alcance. Este sistema faz uso do fato de que os estados de polarização ortogonais ocupam posições opostas ("antipodal") no espaço vetorial de Stokes. O ruído de fase está simultaneamente presente em ambas as componentes de polarização de tal forma que os parâmetros de Stokes ficam independentes do mesmo e o sistema acaba ficando altamente insensível a este ruído de fase. A decisão sobre qual bit foi transmitido se faz localizando-se a posição de seu ponto representativo na esfera de Poincaré. O sistema ASPSK não requer controle da polarização óptica, como ocorre nos sistemas POLSK-dupla ASK e POLSK convencional [20], e um processamento eletrônico dos sinais, em nível de FI, permite estimar e compensar as flutuações de polarização. Isto pode ser feito facilmente em enlaces ponto-a-ponto, onde o SOP varia lentamente com o tempo.

Em um LAN deve-se adotar um esquema diferente do ASPSK, porque as mudanças dos estados de polarização são muito rápidas devido à comutação entre diferentes canais. Neste caso, torna-se adequado o uso do sistema DSPSK [21], o qual adota um critério que se baseia na medida da distância entre pontos que representam intervalos temporais adjacentes. Neste sistema, não se necessita de um controle adaptativo da polarização e há a possibilidade de uma compensação instantânea das flutuações da polarização.

Em geral, os sistemas ópticos coerentes possuem:

- (i) altos desempenhos em LAN
- (ii) uso eficiente da enorme largura de banda de transmissão disponível na fibra óptica monomodo, através da técnica FDM.

Nas aplicações LAN, as mudanças do SOP recebido devem-se a:

- (i) a birrefringência da fibra, que é responsável por pequenas flutuações no SOP.
- (ii) a comutação dos diferentes canais recebidos, que podem gerar grandes variações, quase instantâneas, e que devem ser compensadas no extremo receptor.

Um sistema multiníveis (M níveis) que utiliza modulação de polarização (M-POLSK) [22] proporciona algumas características desejáveis em uma comunicação coerente por fibra óptica: alta insensibilidade ao ruído de fase do laser e às flutuações do estado de polarização da luz na fibra.

No sistema M-POLSK, estabelece-se uma correspondência entre um bloco de $\log_2 M$ dígitos emitidos pela fonte de informação com M conjuntos de números reais, representáveis pelos parâmetros de Stokes dos SOP's da luz emitida pelo modulador. O receptor extrai os parâmetros de Stokes e toma uma decisão de acordo com regras definidas.

Os diversos esquemas de modulação M-POLSK podem ser representados sobre a esfera de Poincaré e podem ser comparados com métodos de modulação mais convencionais. Os sistemas M-POLSK apresentam uma lenta diminuição de desempenho, na presença de ruído balístico ("shot"), com o aumento de M, com respeito aos outros esquemas, tais como DPSK. Estes resultados sugerem que o M-POLSK é um sistema adequado para comunicações eficientes em potência e em largura de banda.

No presente trabalho faz-se um resumo dos principais sistemas binários POLSK para comunicações coerentes por fibras ópticas, propostos recentemente (Capítulo 2), e se comparam seus desempenhos (Capítulo 3). Também são apresentadas novas propostas de possíveis sistemas (CPOLSK - "Circular Polarization Shift Keying"), que utilizam técnicas de modulação de polarização circular (Capítulo 4). No Capítulo 5, extraem-se as principais conclusões sobre os sistemas estudados nos capítulos anteriores e são feitas algumas sugestões sobre temas de pesquisa e aplicações imediatas e

futuras destes sistemas de comunicações coerentes por fibras ópticas com modulação de polarização, como uma alternativa aos sistemas com modulação de amplitude, fase ou frequência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] L.J. Cimini et al., "Preservation of polarization orthogonality in linear optical systems, OFC'88/TUI7, pp. 38, 1988.
- [2] R.S. Vodhanel et al., "FSK heterodyne transmission experiments at 560 Mbit/s and 1 Gbit/s", J. Lightwave Tech., LT-5, nº 4, pp. 461-468, abril 1987.
- [3] R. Wyatt e W.J. Devlin, "10 KHz line width 1.5 mm InGaAsP external cavity laser with 55 nm tuning range", Electron. Lett., vol. 19, pp. 110-112, 1983.
- [4] B. Glance, "Polarization independent coherent optical receiver", J. Lightwave Tech., LT-5, nº 2, pp. 274-276, 1987.
- [5] T. Okoshi et al., "Simple formula for bit-error-rate in optical heterodyne DPSK systems employing polarization diversity", Electron. Lett., vol. 24, nº 2, pp. 120-121, 1988.
- [6] R. James et al., "Phase noise cancelled polarization diversity scheme for DPSK optical communication", Electron. Lett., vol. 25, nº 20, pp. 1394-1396, 1989.
- [7] T.E. Darcie et al., "Polarization-diversity receiver for coherent FSK communications", Electron. Lett., vol. 23, nº 25, pp. 1369-1370, 1987.
- [8] H. Tsushima et al., "Polarization diversity optical receiver using novel combining method", Electron. Lett., vol. 25, nº 15, pp. 996-997, 1989.
- [9] T.G. Hodgkinson et al., "Performance comparison of ASK polarization diversity and standard coherent optical heterodyne receivers", Electron. Lett., vol. 24, nº 1, pp. 58-60, 1988.
- [10] S. Betti et al., "A phase-noise compensating transmission method for phase modulated coherent optical systems", Microwave and Optical Tech. Lett., vol. 1, nº 5, pp. 161-163, 1988.
- [11] R. Caponi et al., "Optical heterodyne communications with polarization modulation", SPIE, vol. 1175, Coherent Light. Comm., pp. 136-153, 1989.
- [12] L. Tzeng et al., "Polarization insensitive coherent receiver using double balanced optical hybrid system", Electron. Lett., vol. 23, nº 22, pp. 1195-1196, 1987.

- [13] T.G. Hodgkinson et al., "Polarization insensitive heterodyne detection using polarization scrambling", Electron. Lett., vol. 23, n° 10, pp. 513-514, 1987.
- [14] A.D. Kersey et al., "New polarization insensitive detection technique for coherent optical fibre heterodyne communications", Electron. Lett., vol. 23, n° 18, pp. 924-926, 1987.
- [15] L.J. Cimini et al., "Polarization-insensitive coherent lightwave system using wide deviation FSK and data induced polarization switching", Electron. Lett., vol. 24, n° 6, pp. 358-360, 1988.
- [16] T.G. Hodgkinson et al., "Polarization-insensitive coherent detection using orthogonally polarised fields", Microwave and Optical Tech. Lett., vol. 1, pp. 246-249, 1988.
- [17] S. Betti et al., "A novel phase-noise and polarization fluctuations compensating coherent optical system", Microwave and Optical Tech. Lett., vol. 2, n° 4, pp. 127-129, 1989.
- [18] T. Okoshi, "Polarization-state control schemes for heterodyne or homodyne optical fibre communications" J. Lightwave Tech., vol. LT-3, pp. 1232-1237, 1985.
- [19] S. Betti et al., "State of polarization and phase noise independent coherent optical transmission system based on Stokes parameter detection", Electron. Lett., vol. 24, n° 23, pp. 1460-1461, 1988.
- [20] R. Calvani et al., "Polarization phase-shift keying: a coherent transmission technique with differential heterodyne detection", Electron. Lett., vol. 24, n° 10, pp. 542-643, 1988.
- [21] S. Betti et al., "Coherent optical system based on polarization modulation and Stokes parameters differential detection tailored for LAN application", Microwave and Optical Tech. Lett., vol. 2, n° 5, pp. 188-190, 1989.
- [22] S. Benedetto e P. Poggiolini, "Performance evaluation of multilevel polarization shift keying modulation schemes", Electron. Lett., vol. 26, n° 4, pp. 244-246, 1990.

CAPÍTULO 2

SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES COERENTES POR FIBRAS ÓPTICAS COM MODULAÇÃO BINÁRIA DA POLARIZAÇÃO (2-POLSK)

Neste capítulo apresentam-se os principais sistemas com modulação binária da polarização. Para cada um dos diferentes esquemas, descreve-se o funcionamento do transmissor e do receptor, além de se fazer a análise do sinal e ruído, com sua respectiva avaliação do desempenho. Alguns destes sistemas são, por enquanto, só teóricos, mas são apresentados alguns valores típicos para aqueles que já têm sido realizados na prática. Os sistemas POLSK, ASPSK e DSPSK basicamente extraem os vetores de Stokes do sinal recebido, enquanto o sistema DFPSK utiliza um sinal portador de referência e o sistema JMPSK usa um processamento eletrônico para compensar as distorções de fase e de polarização.

2.1. SISTEMA POLSK COM DETECÇÃO HETERÓDINA E DUPLO RAMO ASK (POLSK - DUPLO ASK)

2.1.1. CARACTERÍSTICAS

Este sistema utiliza dois canais ASK[1, 2, 3] com detecção de envoltória para comunicações coerentes e as saídas dos dois canais são subtraídas para eliminar o ruído de fase do laser transmissor e do laser local. Ver Fig. 2.1. Por esse motivo, este sistema é também conhecido como "the dual ASK version of POLSK" [4,5].

A luz que sai do laser transmissor passa por um isolador óptico e, em seguida, por uma placa $\lambda/2$ que fornece em A uma luz linearmente polarizada, formando um ângulo de 45° com o eixo X. O eixo X é definido, portanto, formando um ângulo de 45° com o plano de polarização da luz na saída da placa $\lambda/2$. O eixo Y é perpendicular ao eixo X. Esta luz entra no modulador de polarização, que muda a fase da componente Y do campo elétrico entre 0 e π radianos, correspondendo aos estados um ou zero, respectivamente; obtém-se uma rotação da polarização de 90° cada vez que a corrente de modu-

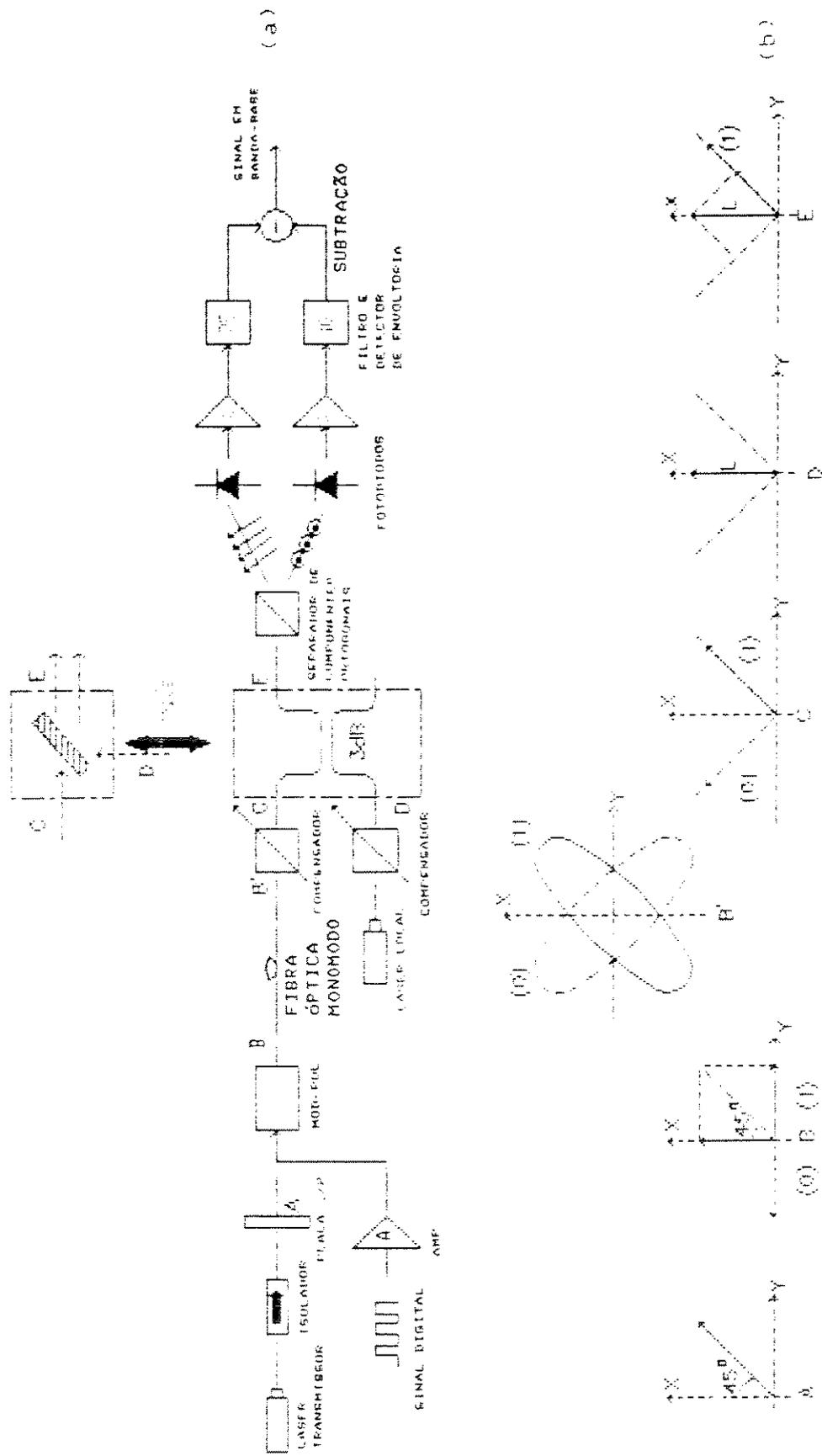


Fig. 2.1. (a) Esquema de um sistema de comunicações ópticas coerentes com modulação de polarização com detecção heteródina e duplo ramo ASK [1].
 (b) Campos elétricos mostrando os estados de polarização.

lação muda do bit um para o bit zero, ou vice-versa.

A luz modulada atravessa a fibra óptica conservando os estados ortogonais de polarização. Os compensadores de fase nas entradas C e D do acoplador em fibra monomodo de 3 dB, ajustam os campos elétricos da luz do sinal e da luz do laser local, de tal maneira que a luz do laser local tenha iguais projeções sobre as componentes "1" e "0" do sinal. Ver Fig. 2.1 (b), ponto E.

O sinal resultante é introduzido em um elemento óptico separador das componentes ortogonais de polarização, que são dirigidas para cada fotodiodo, e, em seguida, estes sinais, já detectados, são filtrados via detectores de envoltória e, finalmente, subtraídos para obter o sinal em banda base.

2.1.2. O TRANSMISSOR

A detecção heteródina do sistema binário POLSK-duplo ASK utiliza a potência de pico disponível nos dois bits de informação e, portanto, é conveniente que o laser transmissor possua um alto valor de potência.

Como visto, o modulador muda a fase entre 0 e π radianos de uma das componentes da luz polarizada linearmente, formando um ângulo de 45° com um dos eixos de referência.

2.1.3. O RECEPTOR

A finalidade do compensador, em C, é recuperar a polarização linear a 45° da luz que está saindo da fibra óptica, pois esta chega ao compensador com polarização elíptica, com um dos eixos principais na direção paralela à linha reta com inclinação de 45° , devido à presença da bi-refringência intrínseca e induzida na fibra por tensões externas, pressões e curvaturas.

O compensador de fase, depois do laser local, ajusta o campo elétrico na direção do eixo x, de tal maneira que sejam iguais suas projeções sobre as linhas que estão a 45° em ambos os lados do dito eixo e, assim, possa-se obter uma adequada heterodinação com as polarizações do sinal.

O fotodiodo entrega uma corrente ASK com frequência angular intermediária

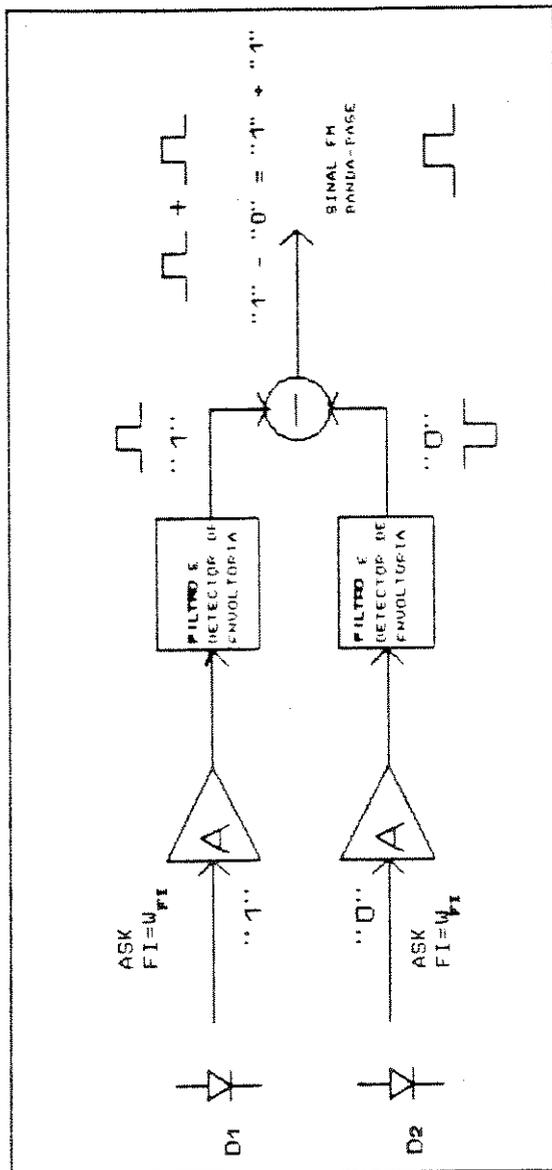


Fig. 2.2. Ramais de detecção ASK que conformam a detecção POLSK heteródina

ω_{FI} , a qual é amplificada, passando por um filtro detector de envoltória que demodula cada ramal de polarização. Os sinais de saída são subtraídos (adição de um "1" com um "0" invertido ou vice-versa) obtendo-se, depois da subtração, um sinal em banda base mais enfatizado (ver Fig. 2.2).

2.1.4. ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO

As componentes do campo elétrico são moduladas no transmissor, introduzindo na fibra óptica os campos seguintes:

$$\vec{E}_S = \sqrt{P_S} \{ [1 - b_k(t)] \hat{x} + b_k(t) \hat{y} \} e^{j[\omega_1 t + \phi_1(t)]} \quad (2.1)$$

onde:

$$b_k(t) = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}, \text{ correspondente ao } k\text{-ésimo bit}$$

P_S é a potência do laser transmissor
 ω_1 é a frequência angular da portadora óptica
 $\phi_1(t)$ é o ruído de fase do laser transmissor

As componentes do campo elétrico da luz do laser local são, após o compensador D (Fig. 2.1):

$$E_L = \sqrt{\frac{P_L}{2}} e^{j[\omega_2 t + \phi_2(t)]} [\hat{x} + \hat{y}] \quad (2.2)$$

P_L é a potência do laser local
 ω_2 é a frequência angular da luz emitida pelo laser local
 $\phi_2(t)$ é o ruído de fase do laser local

Depois da superposição dos dois campos mediante um somador de feixes, e, separando as componentes em X e Y mediante um divisor de polarização, obtém-se dois sinais de FI [4]:

$$S_x \propto [1 - b_k(t)] \sqrt{2P_S P_L} \cos[w_{FI} t + \phi_{12}(t)] \quad (2.3)$$

$$S_y \propto b_k(t) \sqrt{2P_S P_L} \cos[w_{FI} t + \phi_{12}(t)] \quad (2.4)$$

onde:

$$w_{FI} = w_1 - w_2 \quad (2.5)$$

$$\phi_{12}(t) = \phi_1(t) - \phi_2(t) \quad (2.6)$$

Demodulando cada canal com um detector de envoltória (como na transmissão ASK ordinária), e usando filtragem passa-baixa, obtém-se os seguintes sinais quadráticos [4]:

$$S_x^2 \propto 2P_S P_L [1 - b_k(t)] \quad (2.7)$$

$$S_y^2 \propto 2P_S P_L b_k(t) \quad (2.8)$$

A soma final das duas saídas com sinais opostos (Fig. 2.2), leva a um sinal em banda base [4]:

$$S_k \propto 2P_S P_L [1 - 2b_k(t)] \quad (2.9)$$

que é independente do ruído de fase dos lasers.

Considerando o ruído balístico como um processo Gaussiano, as componentes em fase e em quadratura do ruído (n_S e n_C) contribuem na seguinte forma [4]:

$$\left. \begin{aligned} S_1 &\propto S_X + n_{1C} \cos w_{FI} t - n_{1S} \sin w_{FI} t \\ S_2 &\propto S_Y + n_{2C} \cos w_{FI} t - n_{2S} \sin w_{FI} t \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

Operando estes sinais com demodulação de envoltória, separadamente, a saída diferencial pode ser expressa na forma [4]:

$$S_1^2 - S_2^2 \alpha 2P_S P_L [1 - 2b_k(t)] + n_{1C}^2 - n_{2C}^2 + n_{1S}^2 - n_{2S}^2 - 2 \sqrt{2P_S P_L} ([b_k(t) - 1] n_{1C} + b_k(t) n_{2C}) \quad (2.11)$$

Tomando o valor quadrático médio desta expressão e separando os diferentes termos, obtém-se a relação sinal/ruído [4]:

$$\frac{S}{N} = \frac{2(P_S P_L)^2}{\sigma^4 + P_S P_L \sigma^2} \quad (2.12)$$

onde σ^2 é a variância do processo de ruído balístico.

A eq. (2.12) é a relação sinal/ruído para o sistema POLSK-duplo ASK, sem levar em conta o ruído de fase nem o ruído térmico.

2.1.5. DESEMPENHO DO SISTEMA

A variância do ruído Gaussiano com média zero, está dada pela seguinte expressão [4]:

$$\sigma^2 = 2h\nu P_L W = 2h\nu P_L (R + kB_L) \quad (2.13)$$

onde:

$h\nu$ é a energia do fóton

W é a largura de banda do filtro de FI

R é a taxa de bits transmitidos em bit/s

B_L é a soma das larguras de linha do laser transmissor com a do laser local.

K é o parâmetro de alargamento do filtro, com $8 \leq k \leq 10$ para filtragem sem distorção [4].

A função decisão, S_k , da eq. (2.9), é um sinal bipolar, descrito só por uma função de probabilidade (associada com o coeficiente de proporcionalidade). Portanto, as estatísticas dos bit 0 e 1 coincidem, e resulta uma simetria completa ao redor de $S_k = 0$, que representa a decisão ótima de limiar.

Como consequência, supondo símbolos equiprováveis, obtém-se a seguinte expressão para a probabilidade de erro [4]:

$$P_e = \frac{1}{2} P(S_k < 0) + \frac{1}{2} P(S_k > 0) \quad (2.14)$$

Os dois termos da eq. (2.14) são, então, idênticos e a probabilidade é dada por [4]:

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{P_s P_L}{\sigma^2}} \quad (2.15)$$

Substituindo, na eq. (2.15), a definição de σ^2 , eq. (2.13), obtém-se:

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2} \frac{NR/B_L}{(K+R/B_L)}} \quad (2.16)$$

onde:

$$N = \frac{P_s}{h\nu R} \quad (2.17)$$

é o número de fótons por bit.

Para valores de N correspondentes às condições heteródinas ordinárias, ($N > 10$), e a eq. (2.16) pode ser escrita na forma [4]:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \right) \quad (2.18)$$

onde γ é a relação sinal/ruído.

Na Fig. 2.3 traça-se $\log_{10} P_e$ versus N, com R/B_L como parâmetro, e onde $K=8$ para filtragem de FI sem distorção.

2.1.6. VALORES TÍPICOS E COMPONENTES [1]

- O modulador é eletrónico
- A taxa de bits transmitida é 560 Mbit/s
- A largura de FI é 20 MHz com frequência intermediária de 1,5 GHz
- O comprimento de onda é 1,3 μm

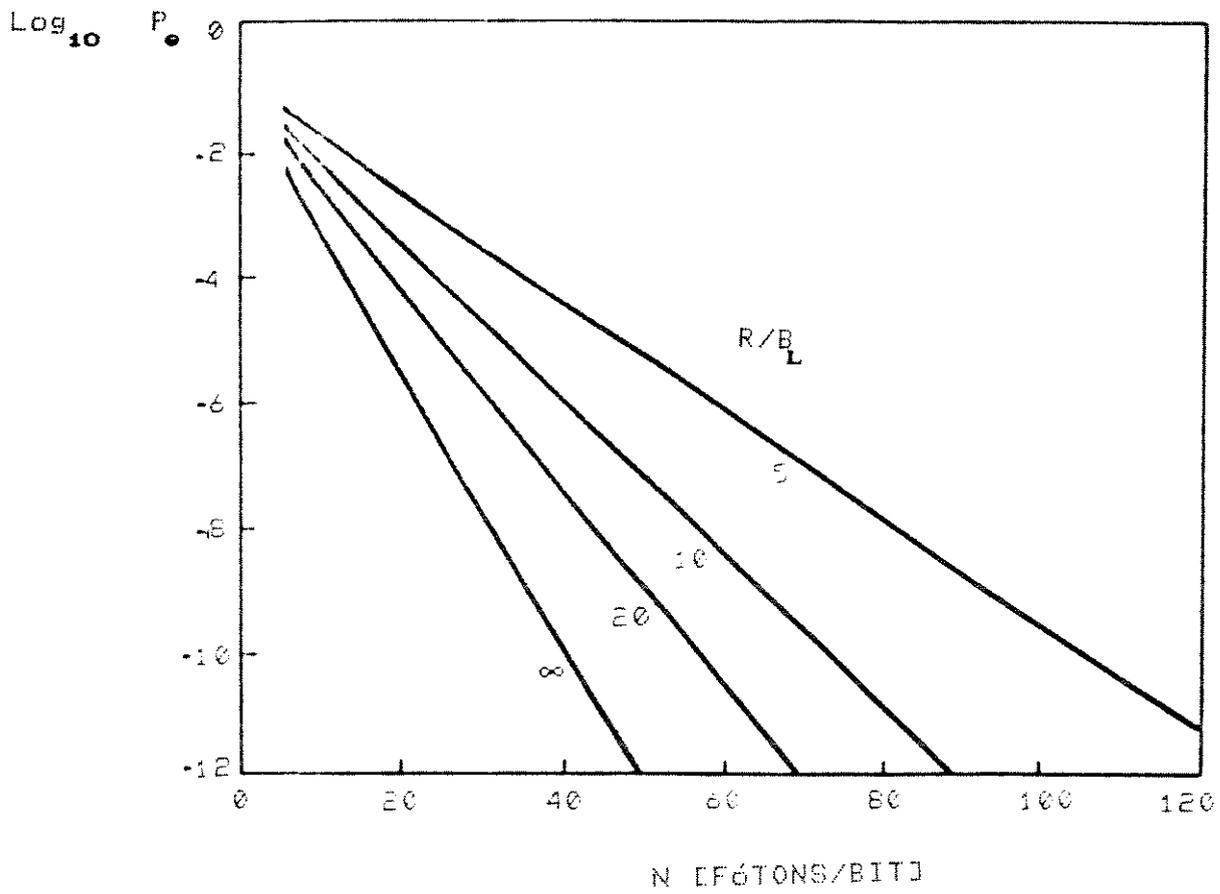


Fig. 2.3. Curvas de taxa de erro para sistemas POLSK, com k fixo no intervalo de filtragem de FI sem distorção ($k=8$) [4].

- O divisor dos componentes ortogonais de polarização pode ser um dos seguintes prismas: Rochon, Senarmont, Wollaston, Glan-Thompson, Foster [8] ou em fibra óptica [6,7].
- O compensador de fase pode ser um dos seguintes: Babinet, Soleil, Senarmont, Berek, Ehringhaus [8]
- A potência do laser local é da ordem de -8 dBm
- Os fotodiodos a serem utilizados podem ser APD-Ge

A sensibilidade do receptor, na detecção POLSK-duplo ASK, está ainda muito afastada, aproximadamente em 50 dB [1,4] do limite desejado do ruído balístico, pelas seguintes razões:

- (1) Ruído do preamplificador
- (2) Ruído de fase dos lasers transmissor e local
- (3) Ruído de intensidade
- (4) Perdas associadas ao prisma separador das componentes de polarização

O item (1) pode ser parcialmente combatido utilizando um fotodiodo APD ("Avalanche Photo-Diode") com alto valor de fator de multiplicação. As perdas do item (4) podem ser evitadas utilizando um separador de polarização construído com fibra óptica [6,7].

2.2. SISTEMA COM DETECÇÃO DIFERENCIAL HETERÓDINA (POLSK)

2.2.1. CARACTERÍSTICAS

Conjuntamente com a detecção diferencial heteródina de fase, emprega-se aqui uma técnica de transmissão coerente com modulação de polarização utilizando dois canais, que tem elevada imunidade ao ruído de fase do laser.

A modulação do estado de polarização não é detectada em amplitude como na detecção heteródina da seção 2.1, mas sim pela mudança da fase relativa entre as duas componentes do campo elétrico linearmente polarizado do sinal óptico, ao qual se dá o nome de chaveamento por deslocamento de fase da polarização ("Polarization Phase Shift Keying") [9]. Este sistema também é conhecido como POLSK-PNRHS ("Phase Noise Reference Heterodyne System") por se modular em fase só uma componente e a outra é usada como portadora de referência [4].

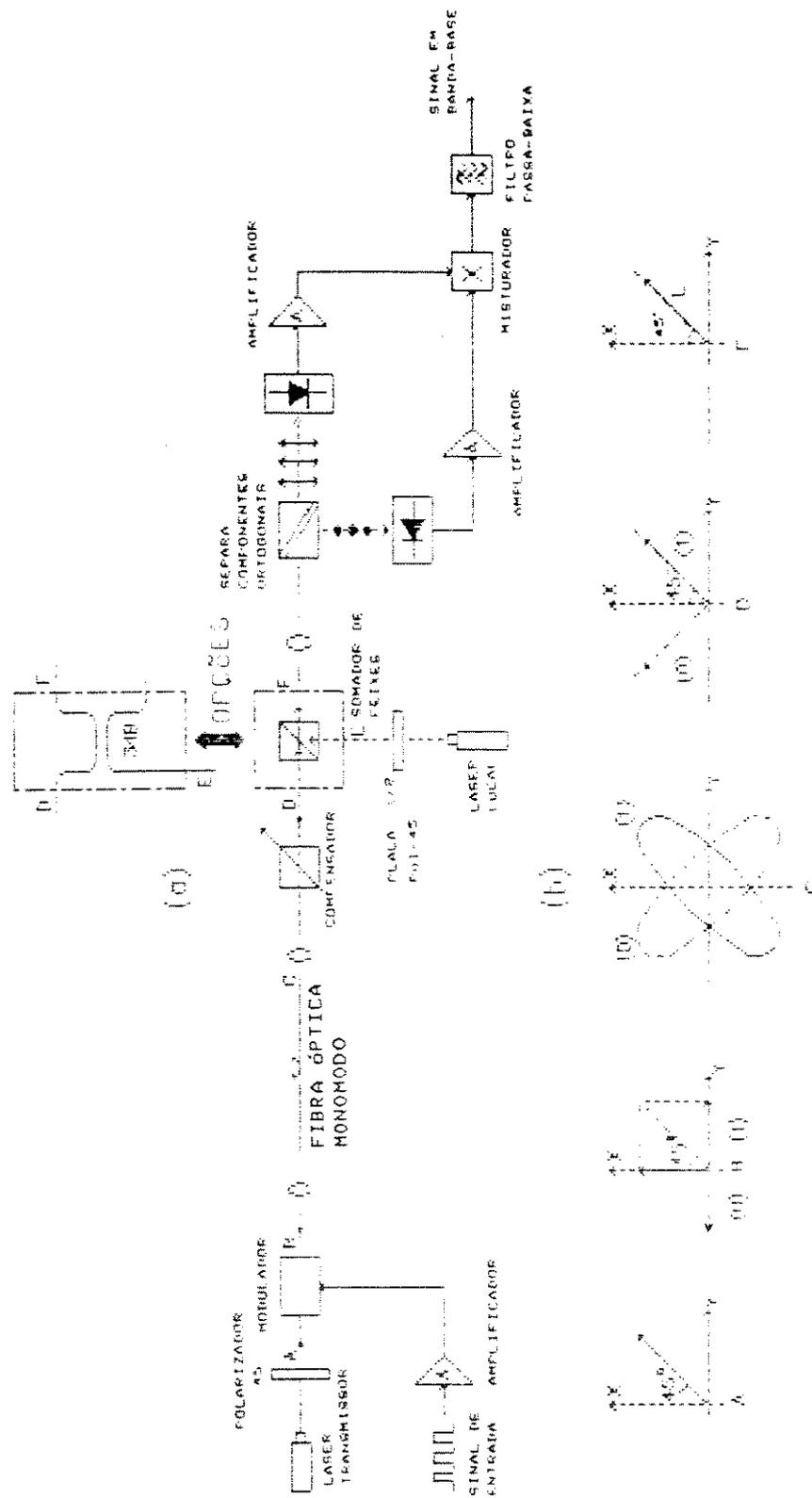


Fig. 2.4. (a) Esquema de um sistema de comunicações coerentes por fibra óptica com modulação de polarização e detecção diferencial heteródina [9]

(b) Campos elétricos mostrando os estados de polarização em diferentes pontos

A Fig. 2.4 mostra o esquema do sistema comunicação por fibra óptica com modulação de polarização e detecção diferencial heteródina.

A luz monocromática que sai do laser transmissor passa por um polarizador linear rotacionado a 45° do eixo principal X, e é modulada entre dois estados de polarização linear ortogonais [5].

A luz modulada em polarização propaga-se pela fibra óptica monomodo e chega ao receptor através de um compensador que recupera os estados de polarização linear que foram transmitidos. Um dispositivo acoplador superpõe o sinal transmitido com a luz que vem do laser local, a qual está polarizada linearmente a 45° pela placa $\lambda/2$.

O feixe de luz resultante dirige-se, em seguida, para o prisma separador das componentes polarizadas ortogonalmente. Cada componente é detectada por um fotodiodo e o sinal de corrente, depois de ser amplificado, é misturado com o outro sinal de corrente da componente ortogonal. Um filtro passa-baixa recupera o sinal em banda-base [9].

2.2.2. O TRANSMISSOR

O modulador é comandado pelo sinal de informação amplificado.

O plano de polarização do campo elétrico da luz de entrada ao modulador está a $\pm 45^\circ$ com respeito ao eixo de bi-refringência do modulador, de tal maneira que o estado de polarização óptica de saída pode ser comutado entre $+45^\circ$ e -45° a qualquer mudança de bit. Ver a Fig. 2.4(b)B. O feixe de luz modulado é introduzido na fibra óptica monomodo.

Devido à bi-refringência, em um sistema prático com um enlace de fibra monomodo, os sinais detectados não são completamente síncronos devido à diferença do tempo de propagação dos dois modos de polarização, mas em transmissões de longa distância com fibras convencionais, e taxas de modulação menor de 1 Gbit/s, a perda de coerência entre os dois modos polarizados ortogonais é desprezível.

Antes de começar a transmissão, é necessária uma calibração óptica para obter a orientação correta dos dois estados de polarização transmitidos na entrada e na saída da fibra [9].

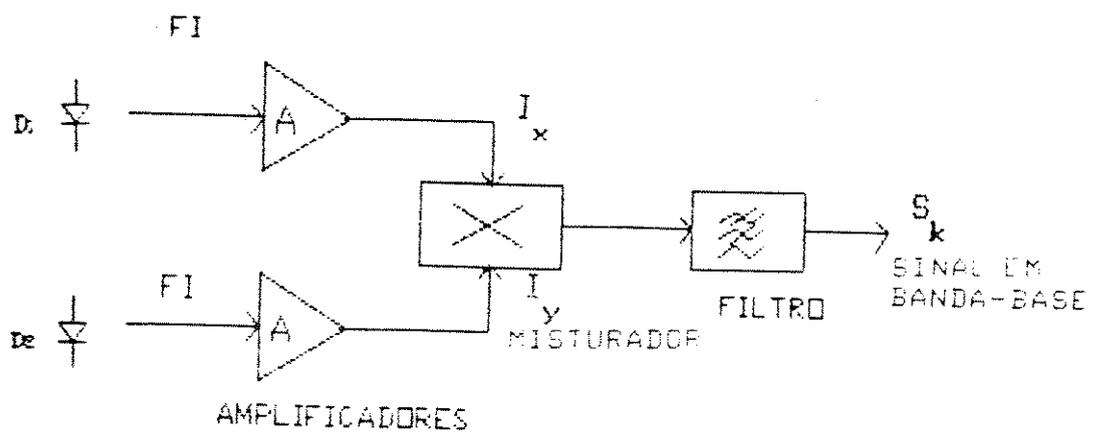


Fig. 2.5 - Detecção diferencial heteródina de fase

2.2.3. O RECEPTOR

A Fig. 2.5 mostra os componentes eletrônicos na detecção de cada polarização ortogonal. Cada ramo tem destinado um amplificador cujas saídas são misturadas e, mediante um filtro passa-baixa, recupera-se a forma de onda que tem a informação dos bits enviados.

Os fotodiodos D_1 e D_2 , na Fig. 2.5, entregam uma corrente na frequência intermediária FI. Realiza-se, então, uma demodulação diferencial de fase comparável com a técnica DPSK. Desta maneira, o ruído de fase relativo ao laser transmissor e ao laser local é subtraído pela mistura e filtragem dos dois canais detectados.

Este processo permite um alto grau de imunidade ao ruído de fase, diminuindo, assim, os requisitos de coerência da fonte.

A detecção diferencial heteródina em um sistema POLSK simplifica os circuitos eletrônicos na etapa de demodulação, comparado com a detecção heteródina da seção 2.1, pois só requer um misturador para obter o sinal em banda base, utilizando os dois canais em FI da polarização.

Além das placas de $\lambda/2$ que polarizam a luz linearmente com um ângulo de 45° , com respeito ao eixo de referência X, o sistema utiliza um compensador de fase na saída da fibra, que pode ser um dos citados na seção 2.1.6 [8].

O compensador permite recuperar os dois estados ortogonais de polarização que foram introduzidos na entrada da fibra. Controlando a fase deste compensador, pode-se construir um controlador automático de polarização, porque a escala de tempo das flutuações do estado de polarização é muito grande quando comparado com o período do bit.

O somador de feixe de luz, na Fig. 2.4(a), pode ser substituído por um acoplador direcional de 3 dB [6] de fibra óptica, como indicado.

2.2.4. ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO

Os componentes do campo elétrico são modulados no transmissor introduzindo na fibra óptica os campos seguintes (Fig. 2.6):

$$E_x = \sqrt{P_S} \cos 45^\circ e^{j[\omega_1 t + \phi(t) + \phi_1(t)]} \quad (2.19)$$

$$E_y = \sqrt{P_S} \sin 45^\circ e^{j[\omega_1 t + \phi_1(t)]} \quad (2.20)$$

onde:

- P_S é a potência do laser transmissor
- ω_1 é a frequência angular da portadora óptica
- $\phi_1(t)$ é o ruído de fase do laser transmissor
- $\phi(t)$ é a informação de fase a ser transmitida.

Das equações (2.19) e (2.20) pode-se ver que só a componente em X foi modulada na fase $\phi(t)$ como mostra a Fig. 2.7:

$$\phi(t) = b_k \pi \quad (2.21)$$

com $b_k = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$, correspondente ao k-ésimo bit.

Depois de passar pela placa $\lambda/2$ que está após o laser local, a luz tem as seguintes componentes de campo elétrico (Fig. 2.8):

$$E_{x_L} = \sqrt{P_L} \cos 45^\circ e^{j[\omega_2 t + \phi_2(t)]} \quad (2.22)$$

$$E_{y_L} = \sqrt{P_L} \sin 45^\circ e^{j[\omega_2 t + \phi_2(t)]} \quad (2.23)$$

onde

- P_L é a potência do laser local
- $\phi_2(t)$ é o ruído de fase do laser local (suposto não ter qualquer correlação com o ruído de fase do laser transmissor)
- ω_2 é a frequência angular da luz emitida pelo laser local.

No ponto F da Fig. 2.4(a), tem-se a superposição dos campos elétricos que vêm da saída da fibra, [equações (2.19) e (2.20)] e do laser local, [equações (2.22) e (2.23)].

O campo elétrico resultante é:

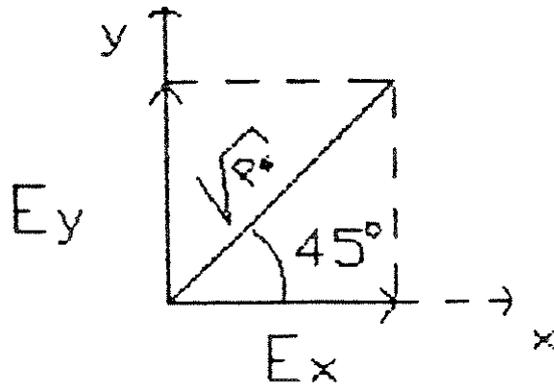


Fig. 2.6. Componentes de campo elétrico na entrada da fibra óptica,

CORRESPONDENTE AO BIT K-ÉSIMO

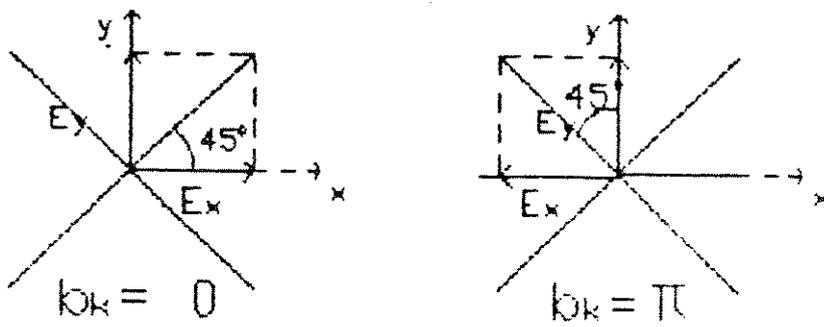


Fig. 2.7 - Campo elétrico modulado no transmissor

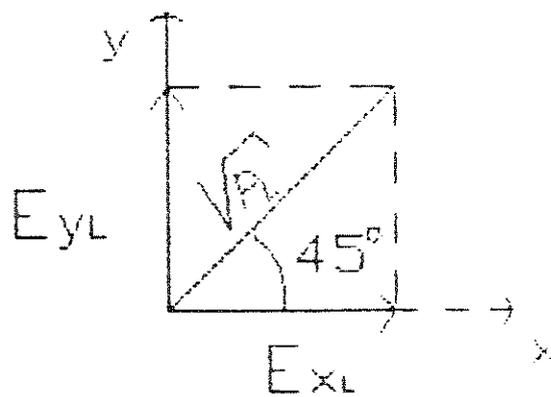


Fig. 2.8. Componentes do campo elétrico dos laser local

$$\vec{E}_{TOTAL} = (E_x + E_{xL}) \hat{x} + (E_y + E_{yL}) \hat{y} \quad (2.24)$$

$$\vec{E}_{TOTAL} = E_{xTOTAL} \hat{x} + E_{yTOTAL} \hat{y} \quad (2.25)$$

O prisma separa as componentes ortogonais E_{xTOTAL} e E_{yTOTAL} e os fotodiodos detectam correntes proporcionais ao quadrado das magnitudes dos campos elétricos:

$$I_x \propto |E_{xTOTAL}|^2 = (E_x + E_{xL})(E_x + E_{xL})^* = E_x E_x^* + E_x E_{xL}^* + E_{xL} E_x^* + E_{xL} E_{xL}^* =$$

$$= \frac{P_s}{2} + \frac{P_L}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{P_s P_L} e^{j[(w_1 - w_2)t + \phi(t) + \phi_1(t) - \phi_2(t)]} +$$

$$\frac{1}{2} \sqrt{P_s P_L} e^{-j[(w_1 - w_2)t + \phi(t) + \phi_1(t) - \phi_2(t)]} .$$

$$I_x \propto \sqrt{P_s P_L} \left\{ \frac{e^{j[(w_1 - w_2)t + \phi(t) + \phi_1(t) - \phi_2(t)]} + e^{-j[(w_1 - w_2)t + \phi(t) + \phi_1(t) - \phi_2(t)]}}{2} \right\}$$

$$I_x \propto \sqrt{P_s P_L} \cos [w_{F1} t + \phi(t) + \phi_{12}(t)] \quad (2.26)$$

onde:

$$w_{F1} = w_1 - w_2 \quad \text{é } 2\pi \text{ vezes a freqüência intermediária}$$

$$\phi_{12} = \phi_1(t) - \phi_2(t) \quad \text{é a diferença entre os ruídos Gaussianos de fase do laser transmissor e do laser local.}$$

Analogamente, chega-se à expressão da proporcionalidade para a corrente produzida pela componente Y do campo elétrico:

$$I_y \propto |E_{yTOTAL}|^2 = (E_y + E_{yL})(E_y + E_{yL})^* \quad (2.27)$$

$$I_y \propto \sqrt{P_S P_L} \cos [w_{FI} t + \phi_{12}(t)] \quad (2.28)$$

Pode-se ver que no argumento do cosseno da relação (2.28) não está a informação de fase $\phi(t)$ posto que as componentes da relação (2.27), não foram alteradas (moduladas) em fase no transmissor.

O misturador multiplica as correntes amplificadas I_x e I_y e à sua saída obtém-se a seguinte relação de proporcionalidade:

$$I_x I_y \propto P_S P_L \cos [w_{FI} t + \phi(t) + \phi_{12}(t)] \cos [w_{FI} t + \phi_{12}(t)] \quad (2.29)$$

Utilizando a identidade trigonométrica $2 \cos A \cos B = \cos(A+B) + \cos(A-B)$, a relação (2.29) converte-se em:

$$I_x I_y \propto P_S P_L \{ \cos [w_{FI} t + \phi(t) + \phi_{12}(t) - w_{FI} t - \phi_{12}(t)] + \cos [w_{FI} t + \phi(t) + \phi_{12}(t) + w_{FI} t + \phi_{12}(t)] \} \quad (2.30)$$

Na relação (2.30) vê-se, com clareza, o efeito subtrativo nos ruídos de fase dos lasers local e transmissor devido à mistura das correntes I_x e I_y . Logo:

$$I_x I_y \propto P_S P_L \{ \cos \phi(t) + \cos [2w_{FI} t + \phi(t) + 2\phi_{12}(t)] \} \quad (2.31)$$

O filtro passa-baixa posto após o misturador elimina a componente de frequência $2w_{FI}$ resultando:

$$I_x I_y \propto P_S P_L \cos \phi(t) \quad (2.32)$$

$\phi(t)$ é a informação da fase do estado de polarização óptica transmitida. Substituindo a eq. (2.21) na eq. (2.32), obtém-se:

$$\cos \phi(t) = \cos(b_k \pi) = \begin{cases} 1, & b_k=0 \\ -1, & b_k=1 \end{cases} = (1 - 2b_k), \quad (2.33)$$

Substituindo a equação (2.33) na (2.32) chega-se a:

$$S_K \propto P_S P_L (1 - 2b_k) \quad (2.34)$$

A relação (2.34) indica que o sinal de saída S_k é independente do ruído de

fase dos lasers e da instabilidade da frequência intermediária.

Supondo uma representação de banda estreita ao redor da linha espectral de FI para o ruído balístico, considerado como um processo Gaussiano segundo o procedimento padrão, então as saídas de FI no sistema POLSK podem ser obtidas somando-se aos sinais das eqs. (2.26) e (2.28) as componentes em fase e em quadratura do ruído [4]:

$$I_1 \propto I_x + n_{1c} \cos w_{FI} t - n_{1s} \sin w_{FI} t \quad (2.35)$$

$$I_2 \propto I_y + n_{2c} \cos w_{FI} t - n_{2s} \sin w_{FI} t \quad (2.36)$$

Multiplicando I_1 por I_2 e efetuando uma filtragem passa-baixa para a demodulação, a saída resultante, incluindo a contribuição do ruído balístico (mas sem considerar o ruído de fase nem o ruído térmico) é [4]:

$$I_1 I_2 \propto P_S P_L (1 - 2b_k) + n_{1c} n_{2c} + n_{1s} n_{2s} + \sqrt{P_S P_L} [(1 - 2b_k) n_{2c} + n_{1c}] \quad (2.37)$$

Calculando o valor médio quadrático desta expressão e separando o primeiro termo (que depende só de $P_S P_L$) dos outros, pode-se obter a relação sinal/ruído [4]:

$$\frac{S}{N} = \frac{2(P_S P_L)^2}{\sigma^4 + (P_S P_L)\sigma^2} \quad (2.38)$$

onde σ^2 é a variância do processo de ruído balístico.

2.2.5. DESEMPENHO DO SISTEMA

Tendo o sistema POLSK a mesma relação sinal/ruído que o sistema POLSK-duplo ASK, então também tem validade para o sistema POLSK o que foi dito na seção 2.1.5 sobre o desempenho do sistema POLSK-duplo ASK, obtendo-se, então, a mesma expressão para P_e e as curvas da Fig. 2.3.

2.2.6. VALORES TÍPICOS E COMPONENTES [9]

- Lasers transmissor e local: monomodo longitudinal linearmente polarizados, dando uma frequência intermediária de 155 MHz com uma largura de linha de 100 kHz.

- O modulador é uma célula Pockels
- Fibra óptica monomodo convencional com 1 km de comprimento e comprimento de onda de corte $\lambda_c = 600$ nm
- Fotodiodos de avalanche APD de Silício
- Compensador Soleil-Babinet [8]
- Separador de componentes ortogonais de polarização: Prisma Glan-Taylor [8] ou de fibra óptica [6,7]
- Somador de feixe: placa simplex, duas placas cimentadas, cubo somador de feixe [8], ou de fibra óptica
- Pode-se obter uma diminuição da largura espectral de 100 kHz para 40 Hz, para pontos antes e após o misturador, mostrando a subtratividade do ruído de fase dos lasers transmissor e local [9].
- Com respeito ao desempenho do esquema POLSK, com relação ao limite imposto pelo ruído balístico, quando se utiliza uma potência no laser local de $1,5 \mu\text{W}$, com uma ótima condição de operação do misturador, obtém-se o gráfico da Fig. 2.9 [5,9]. A diferença de 4 dB é devida ao fator de excesso de ruído do fotodiodo APD usado.

2.3. SISTEMA COM DETECÇÃO HETERÓDINA DOS PARÂMETROS DE STOKES (ASPSK)

2.3.1. CARACTERÍSTICAS

Este esquema de detecção da modulação de polarização é praticamente independente das flutuações de polarização do sinal recebido e é altamente insensível ao ruído de fase, permitindo o uso de lasers com grande potência e com uma grande largura de linha [4].

Aqui não se requer controle do estado de polarização, pois o esquema está baseado na propriedade de que os estados de polarização ortogonais são opostos no espaço vetorial de Stokes (ASPSK-"Antipodal Stokes Parameters Shift Keying"). O receptor estima a posição do estado de polarização recebido utilizando um processamento eletrônico do sinal de FI e a decisão realiza-se de uma maneira otimizada [10].

No transmissor da Fig. 2.10, a luz emitida pelo laser é polarizada linearmente formando um ângulo de 45° com respeito aos eixos de referência; em seguida, seu campo elétrico é dividido nas suas duas componentes ortogonais e uma delas é modulada em fase entre o 0 e π radianos.

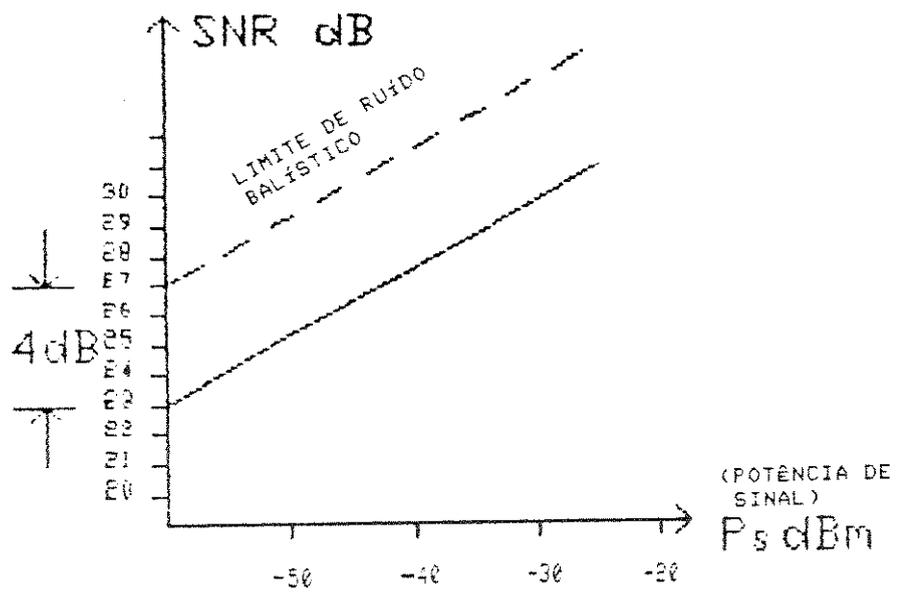


Fig. 2.9. Relação sinal (de saída demodulada)/ruído como função da potência de sinal (P_s) e com $P_L = 1,5 \mu W$.

O campo elétrico que sai da fibra é decomposto nas componentes x e y, as quais são, em seguida, superpostas às correspondentes do campo elétrico da luz que provém do laser local.

Os sinais de FI são filtrados com um filtro passa-faixa e, eletronicamente, geram-se os valores estimados dos parâmetros de Stokes que são utilizados para criar a variável de decisão que determinará, finalmente, o sinal em banda base transmitido.

2.3.2. ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO

Na saída da fibra óptica, o campo elétrico pode ser expresso na forma [10]:

$$s(t) = \hat{x}[A_1 m e^{j\beta} + A_2 (1-m)] e^{j[\omega_s t + \phi_s(t)]} + \hat{y}[A_2 m - A_1 (1-m) e^{-j\beta}] e^{j[\omega_s t + \phi_s(t)]}$$

onde: (2.39)

ω_s é a frequência angular óptica

$\phi_s(t)$ é o ruído de fase no laser transmissor

β é a diferença de fase entre as duas componentes de campo elétrico, em x e y

$m = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$, representa o bit transmitido

Com $m=0$:

$$s^{(0)}(t) = [A_2 \hat{x} - A_1 e^{-j\beta} \hat{y}] e^{j[\omega_s t + \phi_s(t)]} \quad (2.40)$$

Com $m=1$:

$$s^{(1)}(t) = [A_1 e^{j\beta} \hat{x} + A_2 \hat{y}] e^{j[\omega_s t + \phi_s(t)]} \quad (2.41)$$

As eqs. (2.40) e (2.41) são representadas na Fig. 2.11.

O número total de fótons recebidos por segundo é [10]:

$$\frac{2\pi}{\hbar\omega_s} A^2 = [A_1^2 + A_2^2] \frac{2\pi}{\hbar\omega_s} \quad (2.42)$$

No ponto D da Fig. 2.10 as componentes do campo elétrico do laser local são (Fig. 2.12):

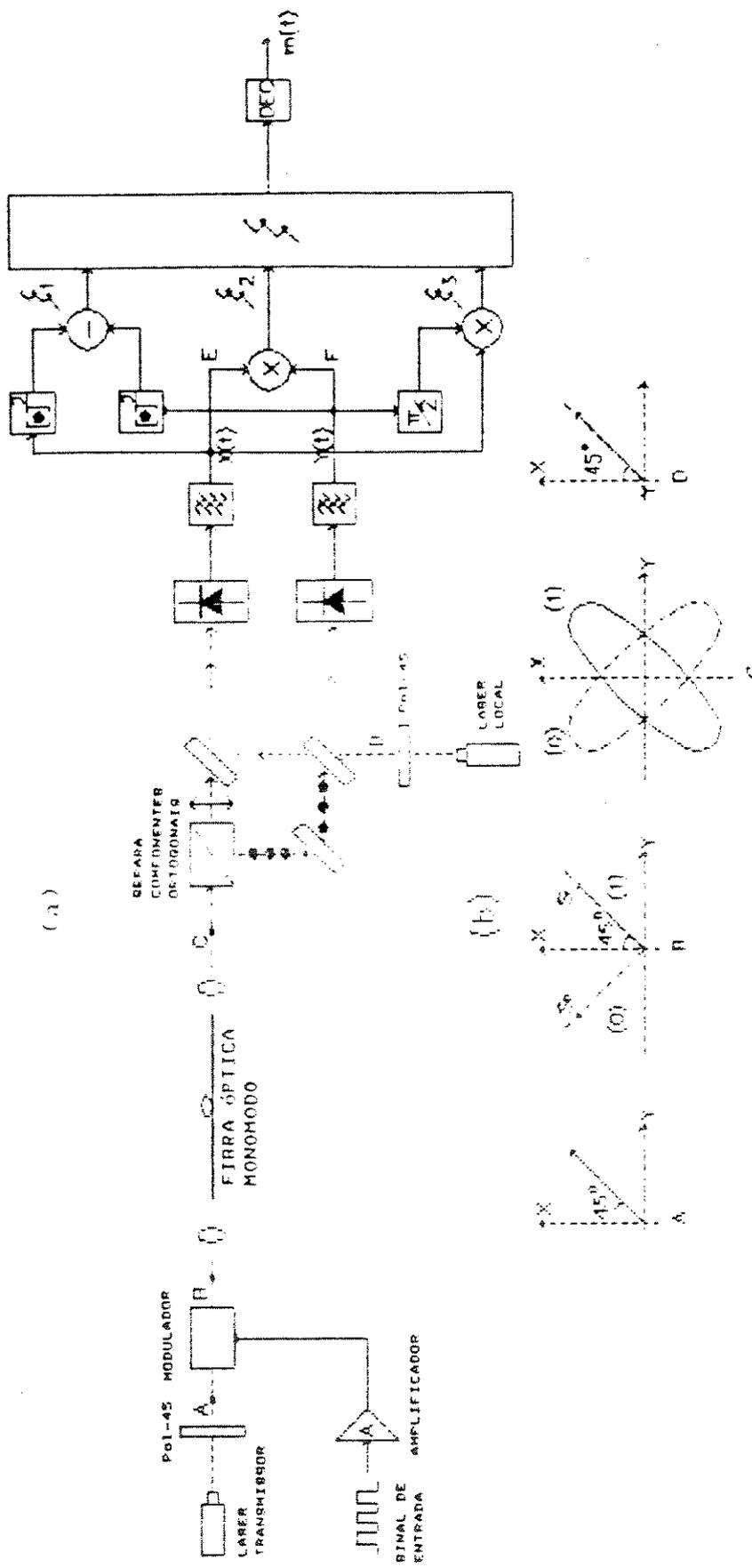


Fig. 2.10. (a) Esquema de um sistema de comunicações coerentes por fibra óptica com modulação de polarização e detecção heteródina dos parâmetros de Stokes [10]

(b) Campos elétricos dos estados de polarização em diferentes pontos

$$s_L(t) = \frac{A_L}{\sqrt{2}} \hat{x} e^{j[\omega_L t + \phi_L(t)]} + \frac{A_L}{\sqrt{2}} \hat{y} e^{j[\omega_L t + \phi_L(t)]} \quad (2.43)$$

Os campos representados nas eqs. (2.39) e (2.43) superpõem-se e as intensidades correspondentes às componentes em x e y são detectadas, cada uma por um fotodiodo, obtendo-se um sinal de FI, que após passar por um filtro passa-faixa de largura de banda W, dá o seguinte sinal no ponto E da Fig. 2.10 [10]:

$$X(t) = 2A_1 b m \cos [\omega_{FI} t + \psi(t) + \beta] + 2A_2 b(1-m) \cos [\omega_{FI} t + \psi(t)] + n_x(t) \quad (2.44)$$

e no ponto F:

$$Y(t) = 2A_2 b m \cos [\omega_{FI} t + \psi(t)] - 2A_1 b(1-m) \cos [\omega_{FI} t + \psi(t) - \beta] + n_y(t) \quad (2.45)$$

onde:

$$\omega_{FI} = \omega_s - \omega_L$$

$$\psi(t) = \phi_s(t) - \phi_L(t)$$

$\phi_L(t)$ é o ruído de fase no laser local

b é proporcional à amplitude de cada componente do campo elétrico do laser local

$n_x(t)$ é o ruído detectado no canal x

$n_y(t)$ é o ruído detectado no canal y

Tanto $n_x(t)$ como $n_y(t)$ são ruídos brancos Gaussianos de faixa limitada e variância Wb^2 [10].

Com a eletrônica mostrada na Fig. 2.10, obtém-se as estimações dos parâmetros de Stokes:

$$\xi_1 = [X^2(t) - Y^2(t)] = S_1 + N_1(t) \quad (2.46)$$

$$\xi_2 = X(t) \cdot Y(t) = S_2 + N_2(t) \quad (2.47)$$

$$\xi_3 = X(t) \cdot Y(t) \Big|_{\pi/2} = S_3 + N_3(t) \quad (2.48)$$

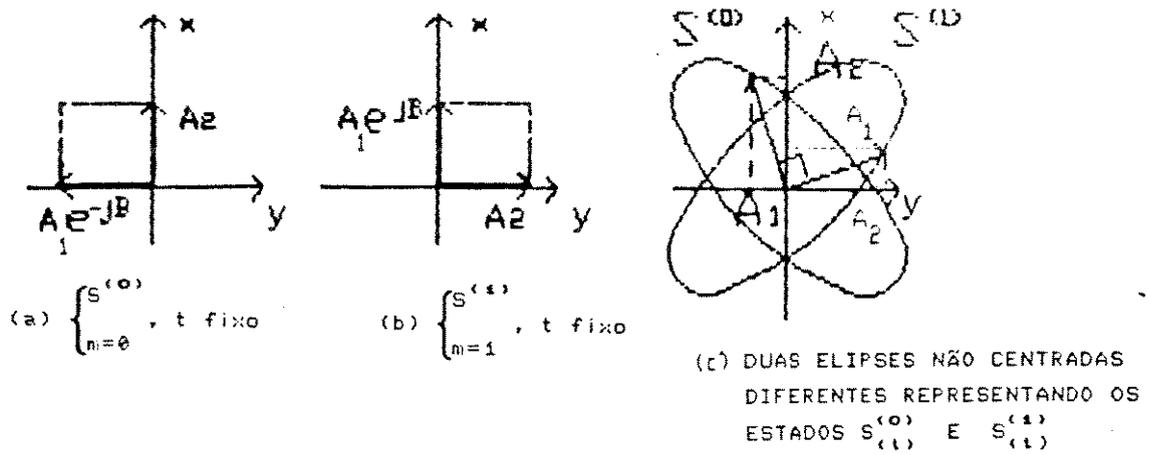


Fig. 2.11. Estados de polarização na saída da fibra óptica.

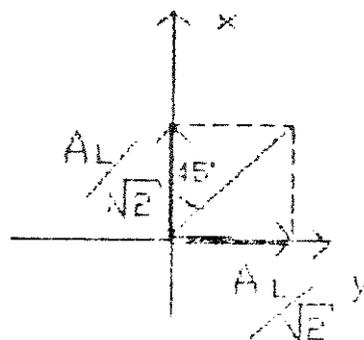


Fig. 2.12. Componentes de campo elétrico do laser local

onde S_1 , S_2 e S_3 são os parâmetros de Stokes e $Y(t)|_{\pi/2}$ indica uma mudança de fase de $\pi/2$ radianos em todas as componentes espectrais de $Y(t)$. $N_1(t)$, $N_2(t)$ e $N_3(t)$ são as contribuições de ruído para ξ_1 , ξ_2 e ξ_3 , respectivamente. Supõe-se que estes ruídos têm a mesma variância, independente do estado de polarização óptica, e que é dada pela seguinte equação [10]:

$$\sigma_{N_j}^2(t) = A^2 b^2 w \quad (2.49)$$

Nas eqs. (2.46)-(2.48), quando m muda, mudam os sinais de S_1 , S_2 e S_3 , de tal maneira que o ponto representativo na esfera de Poincaré move-se entre dois pontos diametralmente opostos, P_0 e P_1 , como mostra-se na Fig. 2.13.

O bloco de decisão, $\xi(t)$, pode ser obtido com uma transformação linear, fazendo com que um dos eixos do sistema de referência coincida com a linha que une os pontos P_0 e P_1 . Esta transformação pode ser feita completamente com circuitos eletrônicos. Dita função $\xi(t)$ tem a seguinte equação [10]:

$$\xi(t) = (\cos 2\chi \cos 2\psi) \xi_1 + (\cos 2\chi \sin 2\psi) \xi_2 + (\sin 2\chi) \xi_3 \quad (2.50)$$

onde χ e ψ estão indicados na Fig. 2.13. Esta função pode também se obter mediante um produto escalar entre o vetor de Stokes estimado $[\xi_1, \xi_2, \xi_3]$ e um vetor unitário orientado no sentido de P_0 a P_1 . Convém observar que $\langle |\xi| \rangle = |S_0|$ é o raio da esfera de Poincaré e (2χ) e (2ψ) são os ângulos de rotação do sistema de referência.

Com os valores médios de $\langle |\xi_i| \rangle$, $i = 1, 2, 3$ e com os sinais de ξ_i , ξ_j , $i \neq j$, é possível calcular diretamente as funções trigonométricas $\cos 2\chi$, $\sin 2\chi$, $\cos 2\psi$ e $\sin 2\psi$. Estas funções variam ligeiramente com o tempo seguindo as flutuações do estado de polarização e são independentes da mensagem transmitida.

Pode-se obter a transformação linear mediante um esquema completamente elétrico no receptor, permitindo controlar as ligeiras variações dos parâmetros estimados sem necessidade de realimentação de controle para a polarização.

As magnitudes dos coeficientes da transformação (2.50) são obtidas mediante as seguintes fórmulas [4, 10]:

$$\left. \begin{aligned}
 |(\cos 2\psi)(\cos 2\chi)| &= \langle |S_1| / |S_o| \rangle \\
 |(\sin 2\psi)(\cos 2\chi)| &= \langle |S_2| / |S_o| \rangle \\
 |(\sin 2\chi)| &= \langle |S_3| / |S_o| \rangle \\
 S_o &= \sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2}
 \end{aligned} \right\} \quad (2.51)$$

onde $\langle \rangle$ indica a média temporal a longo prazo e $|\cdot|$ indica a magnitude.

Substituindo ξ_1 , ξ_2 e ξ_3 , das equações (2.46), (2.47) e (2.48), em (2.50), obtém-se [10]:

$$\xi(t) = [2m(t) - 1] S_o + N_o(t) \quad (2.52)$$

onde $N_o(t)$ é ruído aditivo, um processo de ruído branco Gaussiano com média zero e variância $\sigma_{N_o(t)}^2 = A^2 b^2 W$. A eq. (2.52) indica que $\xi(t)$ é independente das flutuações do estado de polarização.

A largura de faixa do filtro de FI está determinada pela equação [10, 11]:

$$W = 2(R + KB_L) \quad (2.53)$$

onde:

R é a taxa de bits transmitida

B_L é a soma da largura de linha do laser transmissor com a do laser local

K é o parâmetro de alargamento do filtro, $8 \leq K \leq 10$.

Posto que $0 \leq \psi < \pi$ e $-\frac{\pi}{4} \leq \chi \leq \frac{\pi}{4}$, das equações (2.50) e (2.51) pode-se encontrar completamente ψ e χ mediante as expressões [4, 10]:

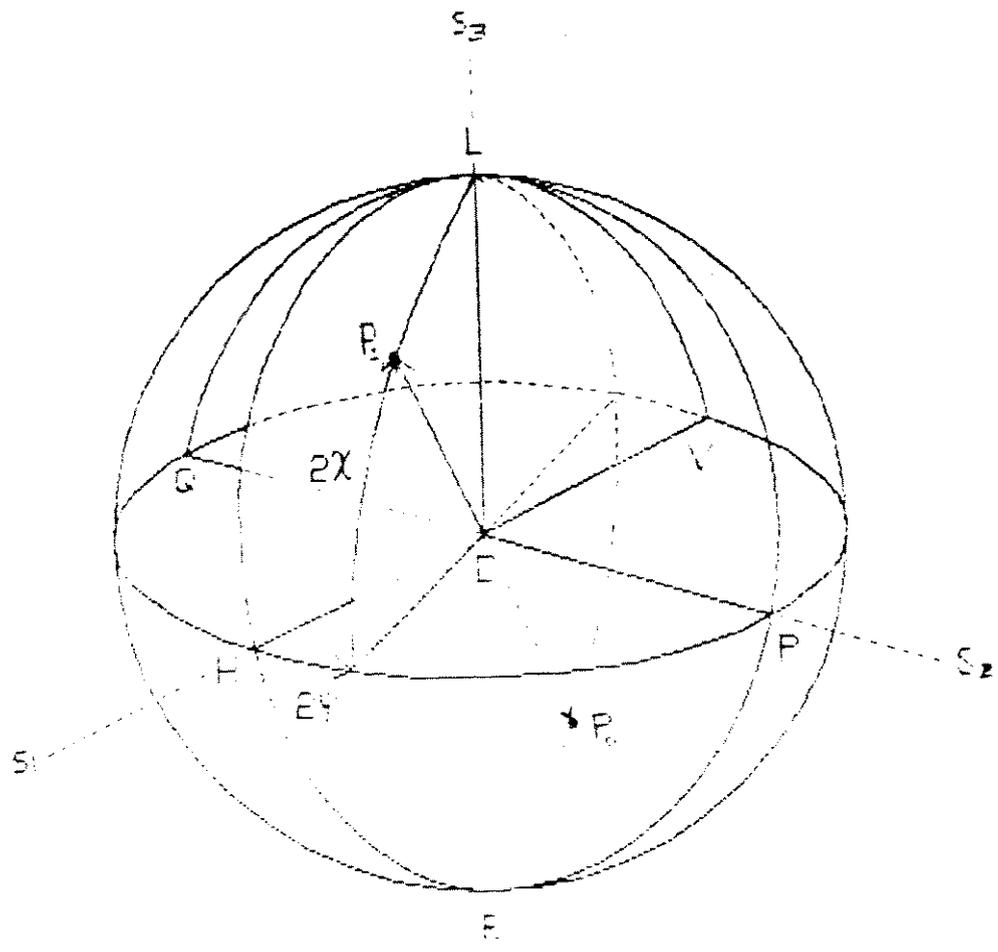


Fig. 2.13. Posição dos pontos P_s e P_o na esfera de Poincaré para transmissão ASPSK ("Antipodal Stokes Parameters Shift Keying").

$$\left. \begin{aligned} \text{sign}(\tan 2\psi) &= \text{sign}(S_1 S_2) \\ \text{sign}(\cos 2\psi \cot 2\chi) &= \text{sign}(S_1 S_3) \\ \text{sign}(\sin 2\psi \cot 2\chi) &= \text{sign}(S_1 S_3) \end{aligned} \right\} \quad (2.54)$$

As equações (2.46), (2.47), (2.48), (2.50), (2.51) e (2.54) permitem uma representação em blocos da função decisão, como mostra-se na Fig. 2.14 [4].

2.3.3. DESEMPENHO DO SISTEMA

Para uma avaliação do desempenho do sistema ASPSK, é assumida a seguinte expressão para a probabilidade de erro [4,11]:

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \right) \quad (2.55)$$

onde γ é a relação sinal/ruído no esquema ASPSK e é calculada pela seguinte equação [4]:

$$\gamma = \frac{P}{2 \frac{W}{R} + \left(\frac{W}{R} \right)^2 \left(\frac{S_2^2 + S_3^2}{S_0^2} + \frac{S_1^2}{2S_0^2} \right)} \quad (2.56)$$

onde:

- W é a largura de faixa FI do receptor
- P é a potência recebida em fótons/bit
- R é a taxa de bits transmitida

Devido à dependência da relação sinal/ruído (γ) com os parâmetros de Stokes, o desempenho do sistema não é independente do estado de polarização do campo elétrico recebido. Não obstante, a flutuação máxima de γ , devido às variações do estado de polarização recebida, são calculadas em torno de 0,18 dB para uma probabilidade de erro de 10^{-9} [4]. Portanto, pode-se considerar uma dependência muito baixa para com a relação sinal/ruído, e pode-se supô-la independente dos parâmetros de Stokes.

A relação sinal/ruído apresentada na equação (2.56) pode ser utilizada para avaliar o desempenho do sistema para todos os propósitos práticos, encontrando-se [4] que é o mesmo que para os sistemas POLSK das seções 2.1 e 2.2, e, portanto, também segue as curvas da Fig. 2.3.

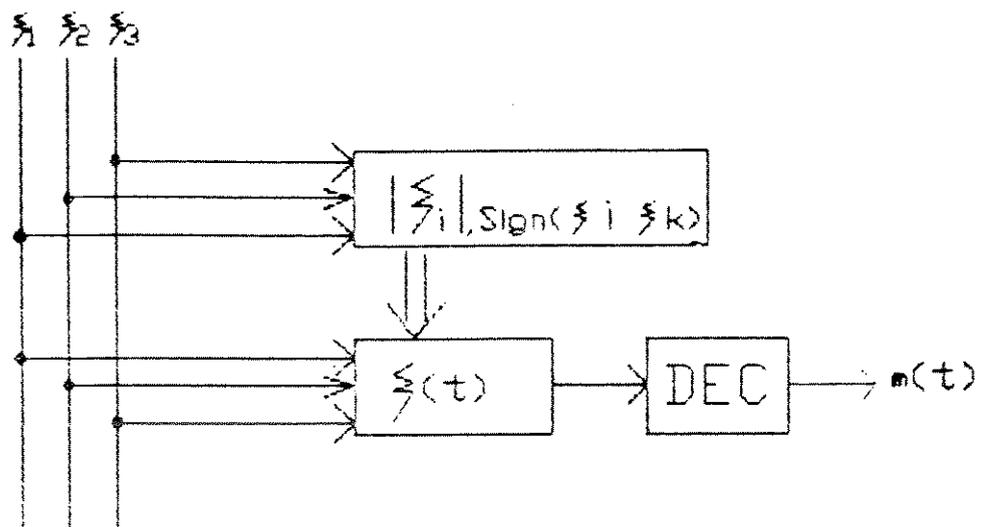


Fig. 2.14. Representação em blocos do processo para obtenção da função decisão $\zeta(t)$

2.4. SISTEMA COM DETECÇÃO DIFERENCIAL HETERÓDINA DOS PARÂMETROS DE STOKES (DSPSK)

2.4.1. CARACTERÍSTICAS

Este esquema de detecção também é independente das flutuações de polarização do sinal recebido e é altamente insensível ao ruído de fase, permitindo a utilização de lasers com grande potência e com uma grande largura de linha [11]. Este sistema, como o ASPSK, tem detecção dos parâmetros de Stokes e demodulação diferencial ("Differential Stokes Parameters Shift Keying").

Não se requer controle do estado de polarização, pois o esquema está baseado na propriedade de que os estados de polarização ortogonais são opostos no espaço vetorial de Stokes. O receptor estima a posição do estado de polarização recebido utilizando processamento eletrônico do sinal de FI e a decisão realiza-se de uma maneira otimizada.

No transmissor da Fig. 2.15, a luz emitida pelo laser é polarizada linearmente, formando um ângulo de 45° com respeito aos eixos de referência; em seguida, seu campo elétrico é dividido nas suas duas componentes ortogonais e uma delas é modulada em fase, entre 0 e π radianos. Também é preciso uma codificação diferencial dos dados no transmissor, já que a detecção é diferencial, similar à demodulação DPSK. Por esta razão, o sistema DSPSK também é conhecido como 2-DPOLSK [12].

O campo elétrico que sai da fibra é decomposto no receptor nas duas componentes, segundo os eixos X e Y, as quais são, em seguida, superpostas às componentes correspondentes do campo elétrico da luz que provém do laser local.

Os sinais de FI são filtrados passa-faixa e, eletronicamente, geram-se os valores estimados dos parâmetros de Stokes, que são utilizados para criar a variável decisão que determinará, finalmente, o sinal em banda base transmitido.

2.4.2. ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO

Na saída da fibra óptica, o campo elétrico é [11] (ver Fig. 2.16(c)):

$$S(t) = \hat{x} [A_x m e^{j\beta} + A_y (1 - m)] e^{j[\omega_s t + \phi_s(t)]} + \hat{y} [A_y m - A_x (1 - m) e^{-j\beta}] e^{j[\omega_s t + \phi_s(t)]} \quad (2.57)$$

onde:

ω_s é a frequência angular óptica

$\phi_s(t)$ é o ruído de fase no laser transmissor

β é a diferença de fase entre as duas componentes de campo elétrico, segundo \hat{x} e \hat{y}

$m = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$, representa o bit transmitido

Com $m=0$:

$$S^{(0)}(t) = [A_y \hat{x} - A_x e^{-j\beta} \hat{y}] e^{j[\omega_s t + \phi_s(t)]} \quad (2.58)$$

Com $m=1$:

$$S^{(1)}(t) = [A_x e^{j\beta} \hat{x} + A_y \hat{y}] e^{j[\omega_s t + \phi_s(t)]} \quad (2.59)$$

As eqs. (2.58) e (2.59) são representadas na Fig. 2.16(a) e (b).

O número total de fótons recebidos por segundo é [11]:

$$\frac{2\pi}{hW} A^2 = [A_x^2 + A_y^2] \frac{2\pi}{hW} \quad (2.60)$$

No ponto D da Fig. 2.15 as componentes do campo elétrico do laser local (normalizadas à unidade) são (ver Fig. 2.17):

$$S_L(t) = \hat{x} e^{j[\omega_L t + \phi_L(t)]} + \hat{y} e^{j[\omega_L t + \phi_L(t)]} \quad (2.61)$$

Os campos das eqs. (2.57) e (2.61) superpõem-se e as intensidades correspondentes às componentes em \hat{x} e \hat{y} são detectadas, cada uma por um fotodiodo, obtendo-se um sinal de FI, que é passado por um filtro passa-faixa de largura de banda W, para dar o seguinte sinal no ponto E da Fig. 2.15 [11]:

$$X(t) = 2A_x m \cos[\omega_{FI} t + \psi(t) + \beta] + 2A_y (1-m) \cos[\omega_{FI} t + \psi(t)] + n_x(t) \quad (2.62)$$

e no ponto F:

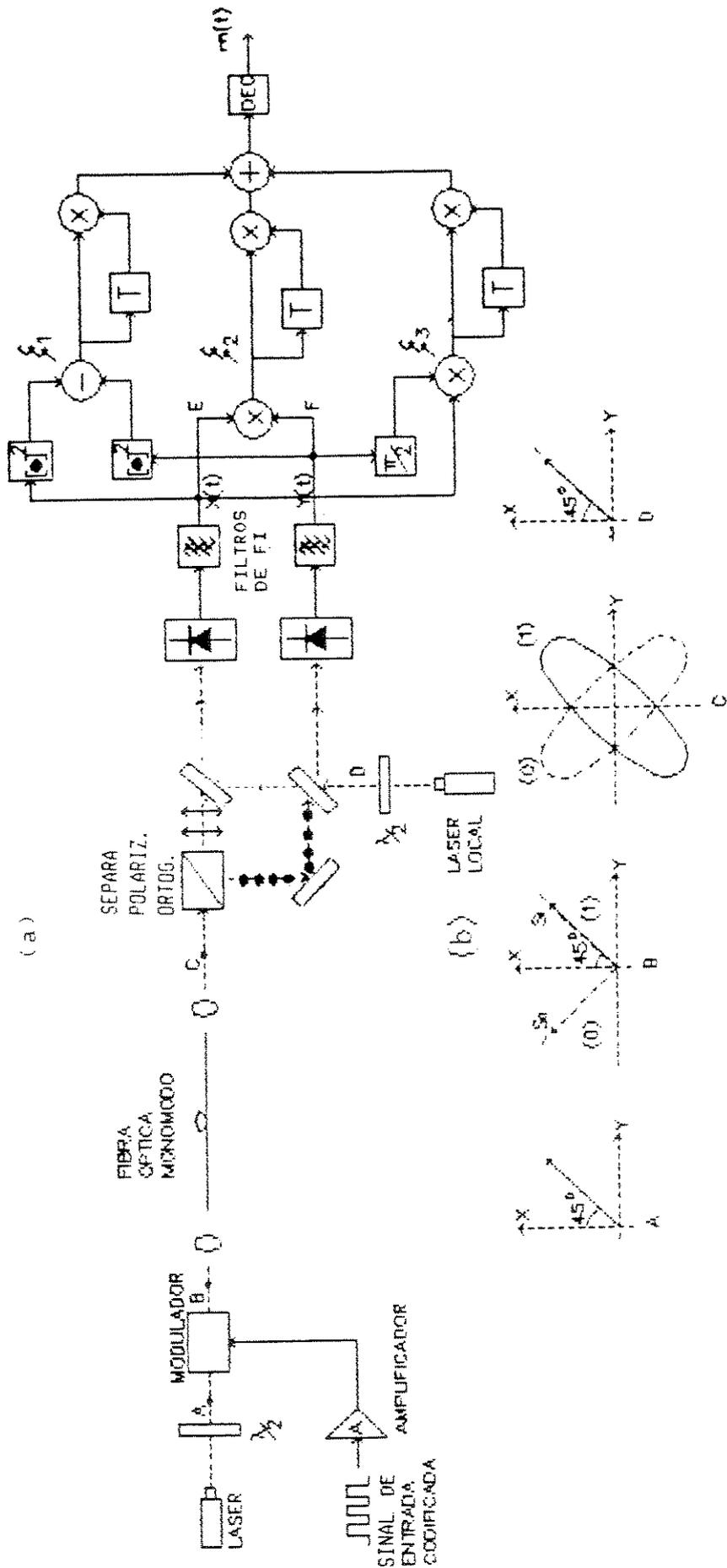


Fig. 2.15. (a) Esquema de um sistema de comunicações coerentes por fibra óptica com modulação de polarização e detecção diferencial heteródina dos parâmetros de Stokes (DPSK) [11].
 (b) Campos elétricos dos estados de polarização em diferentes pontos.

$$Y(t) = 2A_y m \cos[W_{FI}t + \psi(t)] - 2A_x (1-m) \cos[w_{FI}t + \psi(t) - \beta] + n_y(t) \quad (2.63)$$

onde:

$$w_{FI} = w_s - w_L$$

$$\psi(t) = \phi_s(t) - \phi_L(t)$$

$\phi_L(t)$ é o ruído de fase no laser local

$n_x(t)$ é o ruído detectado no canal x

$n_y(t)$ é o ruído detectado no canal y

Tanto $n_x(t)$ como $n_y(t)$ são ruídos brancos gaussianos de banda limitada e variância $\sigma^2 = W$ [11].

Com a eletrônica indicada na Fig. 2.15 obtém-se as estimativas dos parâmetros de Stokes [11]:

$$\xi_1 = [X^2(t) - Y^2(t)] = S_1 + N_1(t) \quad (2.64)$$

$$\xi_2 = X(t) \cdot Y(t) = S_2 + N_2(t) \quad (2.65)$$

$$\xi_3 = X(t) \cdot Y(t)|_{\pi/2} = S_3 + N_3(t) \quad (2.66)$$

onde S_1 , S_2 e S_3 são os parâmetros de Stokes e $Y(t)|_{\pi/2}$ indica uma mudança de fase de $\pi/2$ radianos em todas as componentes espectrais de $Y(t)$.

$N_1(t)$, $N_2(t)$ e $N_3(t)$ são as contribuições de ruído para ξ_1 , ξ_2 e ξ_3 , respectivamente. Supõem-se que estes ruídos têm a mesma variância, independente do estado de polarização óptica, e é dada pela seguinte equação [11]:

$$\sigma_{N_j(t)}^2 = A^2 W \quad (2.67)$$

Nas equações (2.64) a (2.66), quando m muda, mudam os sinais de S_1 , S_2 e S_3 , de tal maneira que o ponto representativo na esfera de Poincaré move-se entre dois pontos diametralmente opostos, P_0 e P_1 , como mostra-se na Fig. 2.18.

A função decisão $q(t)$ pode ser obtida com uma transformação linear, fazendo-se um dos eixos do sistema de referência coincidir com a linha que une os pontos P_0 e P_1 . Esta transformação pode ser implementada completamente com circuitos eletrônicos. A função $q(t)$ é uma estimativa da distância entre os pontos que representam SOP em dois instantes consecutivos. Somente para uma distância estimada

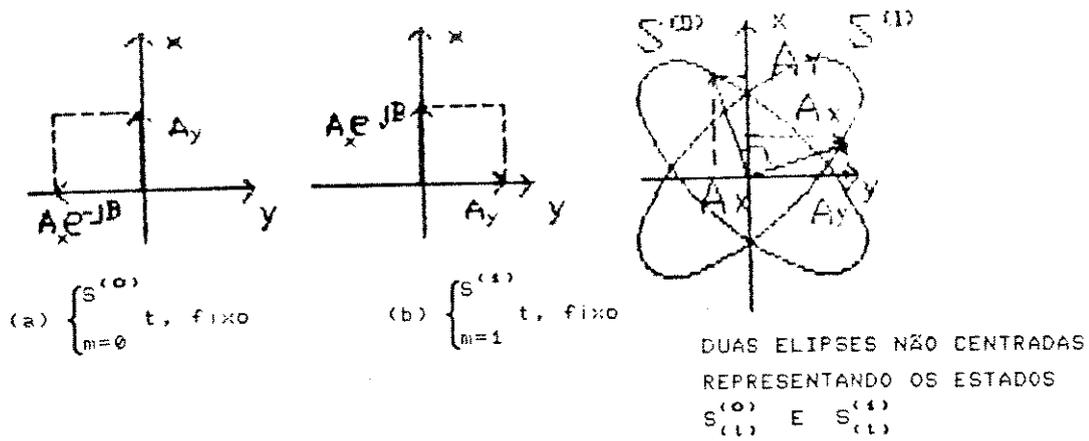


Fig. 2.16 Estados de polarização na saída da fibra óptica

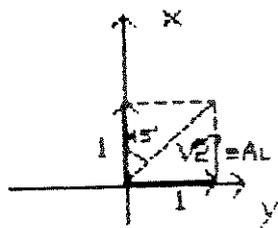


Fig. 2.17. Componentes do campo elétrico do laser local

maior que o raio da esfera de Poincaré, S_o , é que irá ocorrer uma mudança do bit transmitido.

Para obter um sistema mais simples, propõe-se estimar a variável decisão normalizada com a seguinte equação [11]:

$$Q(t) = \frac{1}{2} [q^2(t) - 2 S_o] \quad (2.68)$$

Utilizando a variável $Q(t)$, em vez de $q(t)$, é possível um processamento eletrônico mais simples, e o ponto médio de referência é zero. A expressão para $Q(t)$ é, então [11]:

$$Q(t) = \xi_1(t) \xi_1(t-T) + \xi_2(t) \xi_2(t-T) + \xi_3(t) \xi_3(t-T) \quad (2.69)$$

onde ξ_1 , ξ_2 e ξ_3 são os parâmetros de Stokes, estimados e calculados pelas equações (2.64), (2.65) e (2.66), e T é o tempo de duração do bit. Substituindo as expressões de ξ_1 , ξ_2 e ξ_3 na equação (2.69) e supondo que não existam flutuações de potência do campo transmitido, chega-se à seguinte expressão para a variável decisão [11]:

$$Q(t) = \pm S_o^2 + N_Q(t) \quad (2.70)$$

onde:

+ é usado quando $m(t) = m(t-T)$

- é usado quando $m(t) \neq m(t-T)$

$N_Q(t)$ é o ruído aditivo, processo branco gaussiano com média zero.

O critério de decisão adotado não requer um controle de polarização, o que significa que o sistema é insensitivo às mudanças de SOP, para qualquer taxa de sua flutuação.

2.4.3. DESEMPENHO DO SISTEMA

Partindo das suposições feitas na seção 2.4.2, pode-se calcular a relação sinal/ruído, obtendo-se a mesma expressão que para o sistema ASPSK, a menos de um fator 1/2, que ocasiona uma penalidade de 3 dB [11].

A probabilidade de erro encontra-se com a seguinte expressão [11]:

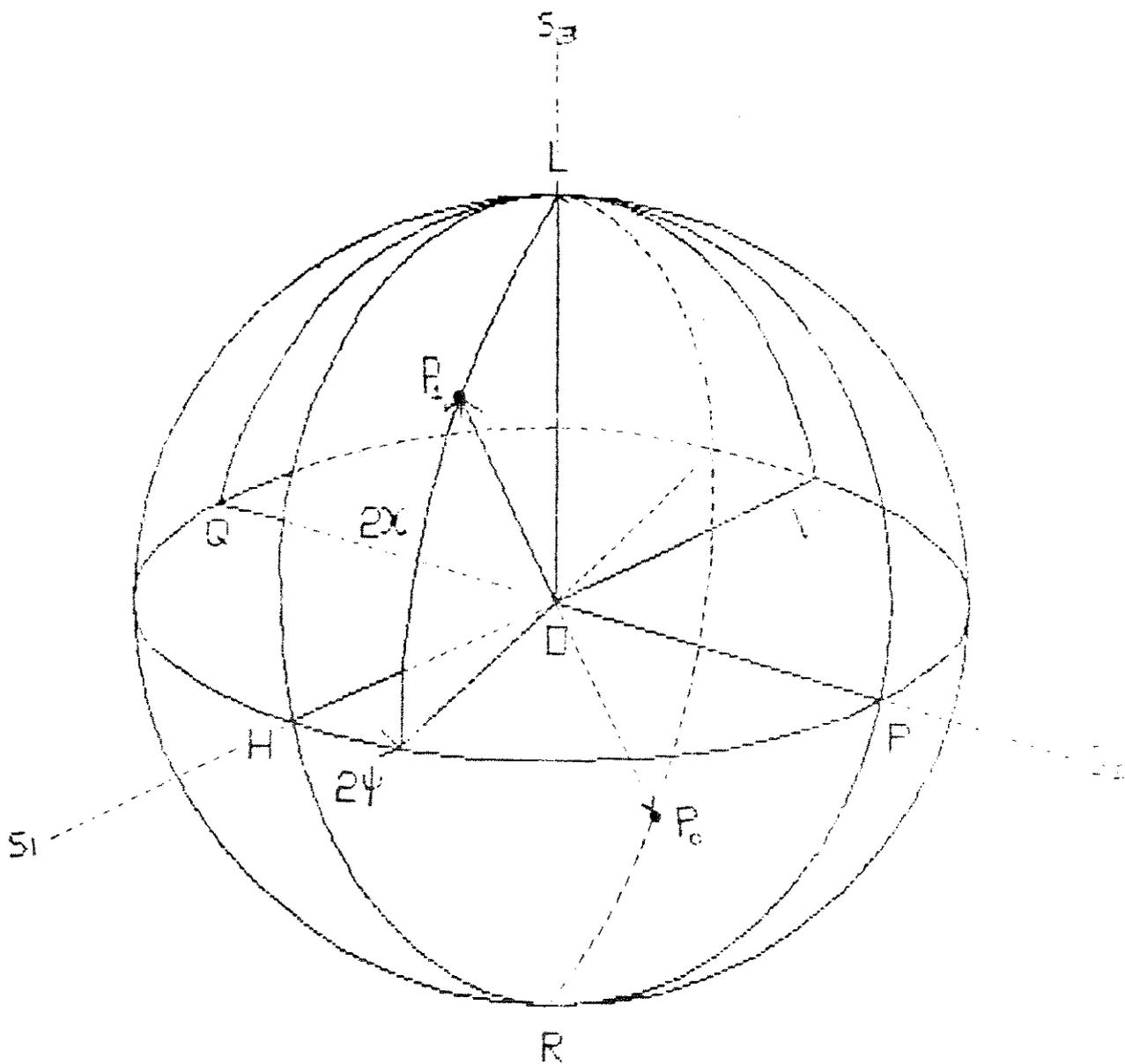


Fig. 2.18. Posição dos pontos P_0 e P_1 na esfera de Poincaré, para transmissão DSPSK ("Differential Stokes Parameters Shift Keying").

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{2} \sqrt{\frac{NR}{W}} \right] \quad (2.71)$$

onde:

- R é a taxa de bits transmitida
- N é o número de fótons detectados por bit
- W é a largura de banda do filtro de FI.

Chamando B_L à soma da largura de linha do laser transmissor com a do laser local, pode-se escrever [11]:

$$W = R + K B_L \quad (2.72)$$

onde $K=8$ para filtragem sem distorção [4]. A equação (2.71) permite traçar P_e em função de N , com R/B_L como parâmetro, como mostra-se na Fig. 2.19 [11]:

Pode-se dizer que o sistema DSPSK:

- Não é afetado pelas flutuações do SOP, qualquer que seja a taxa de flutuação
- Tem elevada tolerância ao ruído de fase do laser
- A largura de banda ocupada pelo canal transmitido é quase igual à taxa de bits e pode-se utilizar otimamente a largura de banda utilizando técnicas FDM
- Como está baseado na detecção dos parâmetros de Stokes (como ASPSK), não requer um controle de polarização.

2.5. SISTEMA COM DETECÇÃO HETERÓDINA E COMPENSAÇÃO DE DUPLA FREQUÊNCIA (DFPSK)

2.5.1. CARACTERÍSTICAS

O esquema em blocos deste sistema é mostrado na Fig. 2.20. O feixe de luz do laser transmissor é polarizado linearmente em um certo ângulo em relação ao eixo X sendo, em seguida, dividido em duas componentes de polarização ortogonais.

A componente em Y modula-se em fase, pela mensagem, e a componente em X é mudada de frequência. Antes de serem acopladas à fibra óptica, as duas componentes são

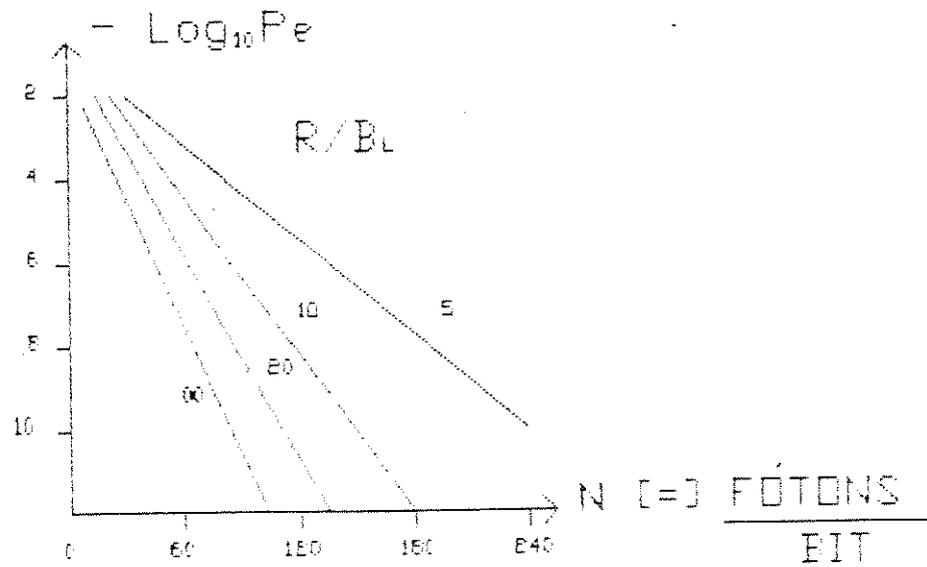


Fig. 2.19. Probabilidade de erro, P_e , em função do número de fótons detectados por bit, para vários valores de R/B_L , para o sistema DPSKS [11].

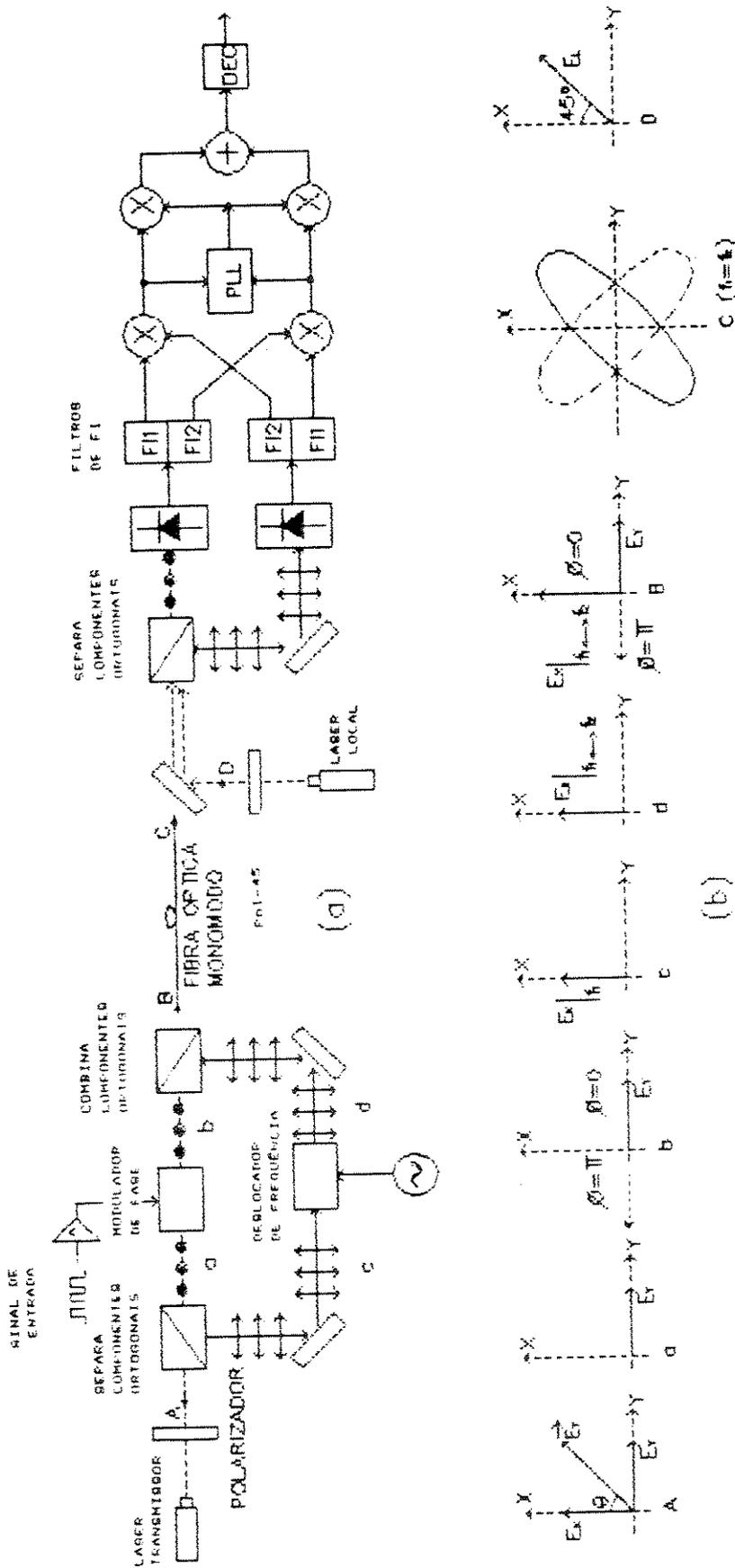


Fig. 2.20. (a) Esquema em blocos do sistema de comunicações coerentes por fibra óptica com modulação de polarização e detecção heteródina com compensação de dupla frequência (DFPSK) [4].
 (b) Campos elétricos em diferentes pontos do sistema.

recombinadas utilizando-se um misturador de componentes de polarização que permite operações de superposição de feixes de luz sem perda significativa de potência.

O princípio deste sistema consiste na transmissão de um sinal óptico modulado em fase e de uma portadora de referência, extraída também do mesmo laser transmissor e susceptível de ser mudada de frequência ("Dual Frequency Phase Shift Keying"). Isto permite compensar o ruído de fase no receptor. Ademais, o sistema é compatível com a detecção com diversidade de polarização, de tal maneira que resulta insensível às flutuações do estado de polarização [4].

O sinal de referência deslocado em sua frequência é transmitido junto com o sinal modulado em fase e que tem polarização ortogonal à dita referência.

O deslocamento da frequência costuma ser feito mediante modulador acusto-óptico (AOM - "Acousto-Optic-Modulator"). Este pode estar no transmissor (como no sistema DFPSK estudado nesta seção) ou no receptor. Neste último caso, o deslocamento pode ser feito em uma ou nas duas componentes de polarização ortogonais e, geralmente, a detecção é diferencial heteródina (DPOLSK) [4,13]. Estes fatores determinam o grau de complexidade do processamento eletrônico no receptor, para obter o sinal em banda base.

Em geral, os sistemas com modulação de polarização que utilizam uma portadora de referência deslocada em frequência são conhecidos como sistemas CFS-DPOLSK ("Carrier Frequency Shifted DPOLSK") [4].

No extremo receptor, mistura-se o campo elétrico recebido com a luz do laser local, a qual polariza-se linearmente a 45° com respeito aos eixos de referência. A luz resultante é separada em suas duas componentes de polarização ortogonais e, em seguida, cada uma destas é detectada separadamente. Mediante filtros apropriados de FI, (FI1 e FI2), separam-se as contribuições, ao sinal elétrico de frequência intermediária, da portadora de referência e do sinal modulado. Ver Fig. 2.21.

Um processamento adicional permite obter um sinal que se caracteriza por não ser afetado pelo ruído de fase.

Depois da compensação do ruído de fase, pode-se recuperar a portadora de FI mediante um circuito elétrico PLL ("Phase Lock Loop") convencional e, depois de uma soma, pode-se obter a variável decisão.

2.5.2. DESEMPENHO DO SISTEMA

Fazendo uma avaliação teórica do desempenho do sistema DFPSK, partindo-se da expressão completa do sinal óptico de entrada e do esquema em blocos da Fig. 2.21, obtém-se a seguinte expressão para a probabilidade de erro do sistema [4]:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \right) \quad (2.73)$$

onde:

$$\gamma = \frac{2\beta(1-\beta)P}{\beta \frac{B}{R} + (1-\beta) \frac{W}{R} + 2 \frac{BW}{PR^2}} \quad (2.74)$$

γ é a relação sinal/ruído

β é a razão de divisão de potência do transmissor entre o sinal de referência e o sinal modulado

R é a taxa de bits

$B = K B_L$

B_L é a soma das larguras de linha do laser transmissor e do laser local

K é o parâmetro de alargamento do filtro, com $8 \leq K \leq 10$. Aqui, $K=8$ para filtragem sem distorção

P é a potência recebida, em fótons/bit

W é a largura de banda de FI do receptor

Para obter o melhor desempenho do sistema, deve-se otimizar o parâmetro β e, assim, obter o máximo valor de γ , logrando-se, com isto, obter o mesmo desempenho que o sistema PSK heteródino [4].

O valor ótimo da razão de divisão de potência do transmissor é, [4]:

$$\beta_{\text{ÓTIMO}} = \left(\frac{W}{R} + 2 \frac{BW}{PR^2} \right)^2 - \sqrt{\left(\frac{W}{R} + 2 \frac{BW}{PR^2} \right)^2 - \left(\frac{W}{R} + 2 \frac{BW}{PR^2} \right)} \quad (2.75)$$

Das eqs. (2.74) e (2.75) pode-se verificar a ausência do ruído de fase na saída do sistema e a completa independência das mudanças aleatórias do estado de polarização no sinal de entrada.

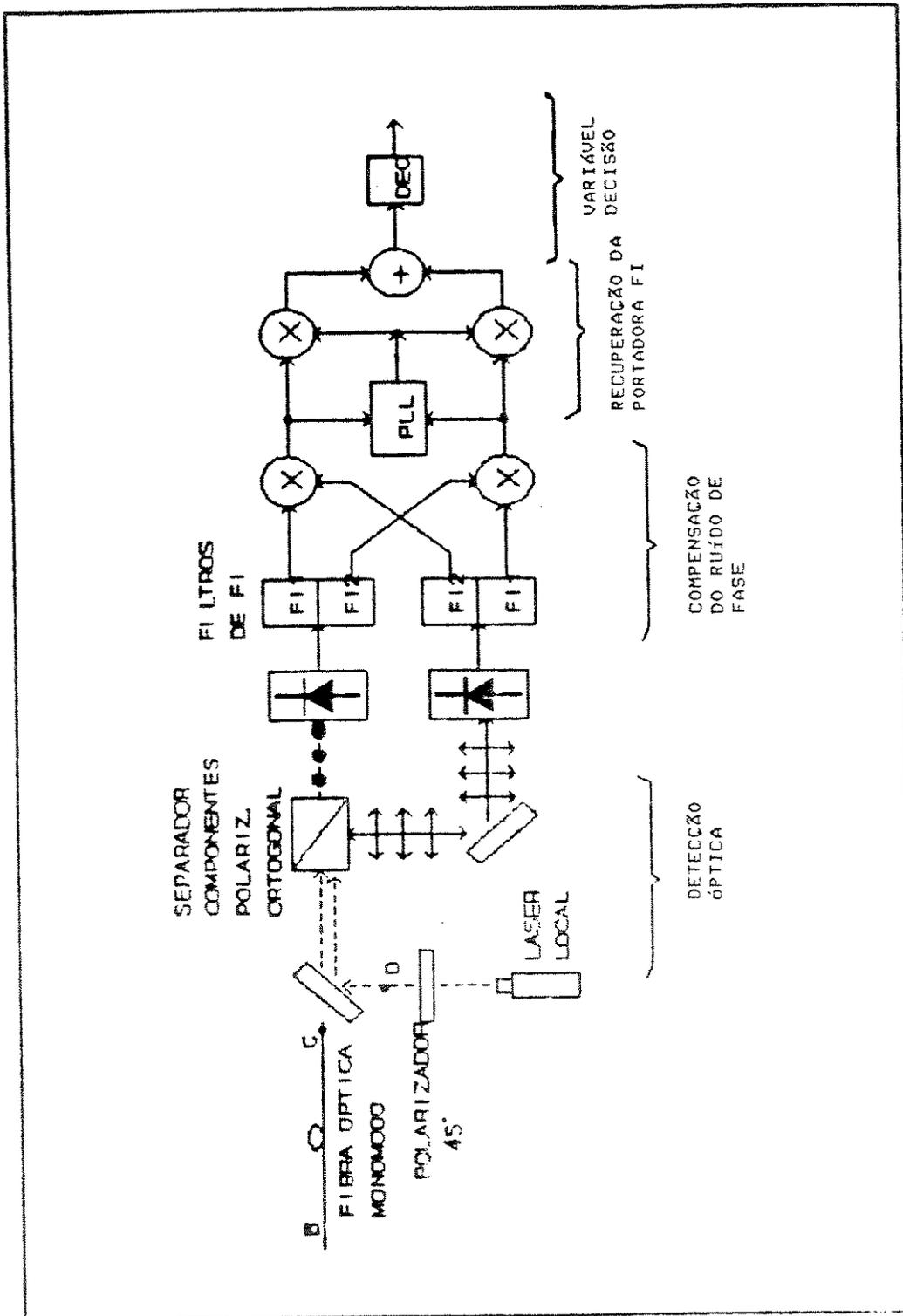


Fig. 2.21. Receptor em um sistema com modulação DFPSK [43]

2.6. SISTEMA COM DETECÇÃO HETERÓDINA POR MATRIZ INVERSA DE JONES (JMPSK)

2.6.1. CARACTERÍSTICAS

Os canais utilizados para a transmissão neste sistema são os dois estados de polarização ortogonais.

Aproveita-se a transmissão de uma portadora de referência para demodular um sinal modulado em fase e compensar o ruído de fase do laser.

O feixe do laser transmissor, suposto linearmente polarizado em um ângulo determinado com respeito ao eixo de referência X, divide-se em suas duas componentes ortogonais. A componente em Y é modulada em fase pela mensagem, entre 0 e π rad., enquanto que a componente em X é usada como referência.

Uma fibra monomodo convencional tem a propriedade de que o estado de polarização do campo à sua saída está linearmente relacionado com o estado de polarização do campo na sua entrada mediante um operador unitário.

Considerando a transmissão em uma fibra óptica monomodo convencional, o efeito devido à bi-refringência da fibra pode ser levado em conta mediante o formalismo de Jones [14], de tal maneira que o sinal recebido, $\vec{S}(t)$, pode ser expresso como uma função do sinal transmitido por meio do operador linear unitário \vec{U} .

O esquema em blocos do sistema completo JMPSK ("Jones Matrix Phase Shift Keying") é mostrado na Fig. 2.22 [4].

O receptor recupera o estado de polarização transmitido utilizando a propriedade de que nas fibras ópticas convencionais existe uma relação linear entre os estados de polarização na entrada e na saída, o que permite um sistema de controle da polarização meramente eletrônico.

No receptor, o campo que sai da fibra é misturado com a luz do laser local que está linearmente polarizado a 45° com respeito ao eixo de referência. As duas componentes de polarização são, em seguida, detectadas separadamente.

2.6.2. ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO

O sinal transmitido pode ser escrito na forma [4]:

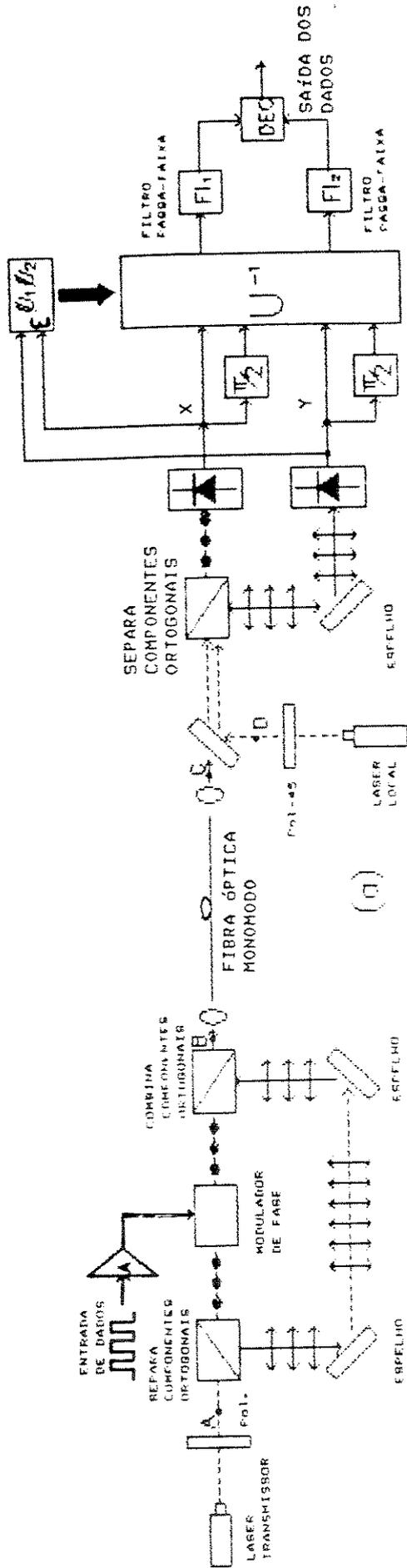


Fig. 2.22. (a) Esquema em blocos do sistema JPSK [4] (b) Estados de polarização em diferentes pontos

$$\vec{a}(t) = \left[\hat{x} \alpha_x + \hat{y} \alpha_y e^{j\pi m(t)} \right] e^{j[\omega_s t + \phi_s(t)]} \quad (2.76)$$

onde:

$\alpha^2 = \alpha_x^2 + \alpha_y^2$ é proporcional à potência óptica transmitida

$$m(t) = \begin{cases} 0, & \text{bit "1"} \\ 1, & \text{bit "0"} \end{cases}$$

ω_s é a frequência angular da luz transmitida

$\phi_s(t)$ é o ruído de fase do laser transmissor

O sinal recebido pode ser expresso como uma função do sinal transmitido mediante o operador linear unitário \vec{U} [4]:

$$S(t) = \begin{bmatrix} \hat{x} & \hat{y} \end{bmatrix} \vec{U} \begin{bmatrix} \alpha_x \\ \alpha_y e^{j\pi m(t)} \end{bmatrix} e^{j[\omega_s t + \phi_s(t) + k]} \quad (2.77)$$

onde:

k é uma constante complexa que leva em conta todos os efeitos de propagação que são independentes da polarização.

Depois da detecção, obtém-se o sinal nos dois ramos elétricos e o operador \vec{U} é invertido mediante um circuito eletrônico, para separar o sinal modulado da portadora de referência.

Posteriormente, os dois sinais são filtrados pelos filtros de FI, FI1 e FI2. O filtro FI2 opera sobre a portadora de referência e o filtro FI1 opera sobre o sinal modulado.

A largura de banda do filtro FI2 é [4]:

$$B = KB_L \quad (2.78)$$

A largura de banda do filtro FI1 é [4]:

$$W = R + KB_L \quad (2.79)$$

onde:

R é a taxa dos bits transmitidos

B_L é a soma das larguras de linha do laser transmissor e do laser local

K é o parâmetro de alargamento do filtro, com $8 \leq K \leq 10$, sendo aqui $K=8$ para filtragem sem distorção.

O sinal em banda base obtido é independente do ruído de fase [4].

A forma geral do operador \vec{U} é [4]:

$$\vec{U} = \begin{bmatrix} \epsilon e^{j\psi_1} & \sqrt{1-\epsilon^2} e^{j\psi_2} \\ -\sqrt{1-\epsilon^2} e^{-j\psi_2} & \epsilon e^{-j\psi_1} \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

onde precisam ser estimados os três parâmetros independentes ϵ , ψ_1 e ψ_2 . Depois de fazer estas estimações, pode-se obter o operador inverso, fazendo $\vec{U}^{-1} = \vec{U}^*$.

Para examinar o algoritmo que permite estimar os parâmetros da matriz de Jones durante a transmissão, é de utilidade a introdução de duas combinações lineares independentes dos termos de fase ψ_1 e ψ_2 , como as seguintes [4]:

$$\left. \begin{aligned} \zeta_1 &= \psi_1 + \psi_2 \\ \zeta_2 &= \psi_2 - \psi_1 \end{aligned} \right\} \quad (2.81)$$

Para avaliar o parâmetro ϵ , deve-se resolver a seguinte equação [4]:

$$P_x = \epsilon^2 \beta P_{opt} + (1-\epsilon^2)(1-\beta) P_{opt} \quad (2.82)$$

onde:

P_{opt} é a medida da média, a longo prazo, da potência óptica recebida

P_x é a medida da média, a longo prazo, da potência elétrica de sinal no canal X.

$\beta = \alpha_x^2 / \alpha^2$ é a razão de divisão de potência no transmissor

Para calcular ζ_2 , utiliza-se a seguinte equação [4]:

$$I_{xMAX} = \sqrt{4P_x - 8\epsilon \sqrt{1-\epsilon^2} \sqrt{\beta(1-\beta)} P_{opt} \cos \zeta_2} \quad (2.83)$$

onde:

I_{xMAX} é a medida do valor de pico da envoltória do sinal de FI, no canal X.

Fazendo-se a medida da média, a longo prazo, da mistura entre os sinais de FI dos canais X e Y, pode-se calcular o parâmetro ζ_1 mediante a seguinte equação [4]:

$$\langle I_x I_y \rangle = 2\epsilon \sqrt{1-\epsilon^2} (1-2\beta) P_{opt} \cos \zeta_1 \quad (2.84)$$

onde:

I_x é o sinal de FI do canal X
 I_y é o sinal de FI do canal Y

2.6.3. DESEMPENHO DO SISTEMA

Partindo das equações anteriores, pode-se fazer uma avaliação teórica do desempenho do sistema JMPSK e obtém-se a seguinte probabilidade de erro [4]:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \right) \quad (2.85)$$

que é a mesma expressão utilizada para o sistema DFPSK.

γ é a relação sinal/ruído que pode ser calculada pela seguinte equação [4]:

$$\gamma = \frac{2\beta(1-\beta)P}{\beta \frac{B}{R} + (1-\beta) \frac{W}{R} + \frac{BW}{PR^2}} \quad (2.86)$$

onde:

P é a potência recebida, em fótons/bit

R é a taxa dos bits transmitidos

$W = R + KB_L$ é a largura de banda do filtro FI1, da Fig. 2.22.

$B = KB_L$, com $8 \leq K \leq 10$ e, aqui, $K=8$ para filtragem sem distorção

B_L é a soma das larguras de linha do laser transmissor e do laser local

A razão ótima de divisão de potência no transmissor é calculada pela seguinte expressão [4]:

$$\beta_{\text{ÓTIMO}} = \left(\frac{W}{R} + \frac{BW}{PR^2} \right) - \sqrt{\left(\frac{W}{R} + \frac{BW}{PR^2} \right)^2 - \left(\frac{W}{R} + \frac{BW}{PR^2} \right)} \quad (2.87)$$

O desempenho dos dois sistemas, DFPSK e JMPSK é quase o mesmo pois, se $B_L/R < 0,5$, como ocorre em todos os casos práticos, a máxima diferença entre os valores da relação sinal/ruído é de 0,18 dB [4].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Dietrich, E. et al., "Heterodyne transmission of a 560 Mbit/s optical signal by means of polarization shift keying", Electron. Lett., vol. 23, nº 8, pp. 421-422, 1987.
- [2] Enning, B. et al., "Polarization diversity receiver for 560 Mbit/s ASK heterodyne detection", OFC'88/36-TU15, 1988.
- [3] Enning, B. et al., "Signal processing in an optical polarization diversity receiver for 560 Mbit/s ASK heterodyne detection", J. Lightwave Tech., vol. 7, nº 3, pp. 459-464, 1989.
- [4] Caponi, R. et al., "Optical Heterodyne Communications with polarization modulation", SPIE, vol. 1175, Coherent Lightwave Communications, pp. 136-153, 1989.
- [5] Calvani, R. et al., "Coherent transmission with polarization modulation: experimental results and system analysis", SPIE vol. 988, Comp. Fiber Opt. Appl. and Coherent Light. Communications, pp. 314-322, 1988.
- [6] SIFAM, "Single-mode fibre optic components", Catálogo SIFAM, UK, pp. 10, 1990.
- [7] Duchet, C. et al., "A new integrated optic TE/TM splitter made on LiNbO_3 isotropic cut", SPIE vol. 1372, Coherent Lightwave Comm., pp. 72-81, 1990.
- [8] Driscoll, W., Vaughan, W., ed., Handbook of optics, McGraw Hill, N.Y., Cap. 20, pp. 10.57 - 10.58, 1978.

- [9] Calvani, R., Caponi, R., Cisterino, F., "Polarization phase shift keying: a coherent transmission technique with differential heterodyne detection", Electron. Lett., vol. 24, n° 10, pp. 642-644, 1988.
- [10] Betti, S. et al., "State of polarization and phase noise independent coherent optical transmission system based on Stokes parameter detection", Electron. Lett., vol. 24, n° 23, pp. 1460-1462, 1988.
- [11] Betti, S. et al., "Coherent optical system based on polarization modulation and Stokes parameters differential detection tailored to LAN application", Microwave and Optical Tech. Lett., vol. 2, n° 5, pp. 188-190, 1989.
- [12] Benedetto, S. e Poggiolini, P., "Performance evaluation of polarisation shift keying modulation schemes", Electron. Lett., vol. 26, n° 4, pp. 256-258, 1990.
- [13] Tsushima, H. et al., "Polarization diversity optical receivers using novel combining method", Electron. Lett., vol. 25, n° 15, pp. 996-998, 1989.
- [14] Clark, Jones, R., "A new calculus of treatment of optical systems", J. Opt. Soc. Am., vol. 31, pp. 488-497, 1941.

CAPÍTULO 3

COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE OS SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES COERENTES POR FIBRAS ÓPTICAS COM MODULAÇÃO BINÁRIA DE POLARIZAÇÃO (2-POLSK)

Depois de uma descrição dos principais sistemas POLSK, faz-se, neste capítulo, uma comparação entre seus desempenhos. Inicialmente, apresenta-se o procedimento geral para o cálculo do desempenho e da probabilidade de erro nestes sistemas para fazer, depois, uma comparação gráfica destas probabilidades em função da relação sinal/ruído. Apresenta-se, também, a penalidade induzida pelo ruído de fase em função da relação entre a taxa de bits transmitidos e a largura total das linhas dos lasers transmissor e local. Tendo em conta estes parâmetros, faz-se, finalmente, uma lista completa de comparações, mostrando-se as analogias e diferenças.

3.1 INTRODUÇÃO

Os sistemas POLSK-Duplo ASK [1], POLSK [2], ASPSK [3] e DSPSK [4] utilizam os parâmetros de Stokes extraídos do sinal que chega ao receptor de Stokes da Fig. 3.1, o qual faz decisões baseadas em seus valores, para determinar os símbolos transmitidos.

Pode-se mostrar que o sistema POLSK-Duplo ASK utiliza somente o parâmetro de Stokes S_1 e que o POLSK aproveita apenas o parâmetro S_2 .

O sistema ASPSK usa o receptor de Stokes completo, assim como o DSPSK. Este último adiciona um esquema de demodulação diferencial para evitar a necessidade de controlar a polarização. Os sistemas DFPSK e JMPSK [5] utilizam um processamento diferente do sinal.

O desempenho do receptor de Stokes completo é invariante com relação às modificações induzidas, pela fibra, no estado de polarização [6].

Por simplicidade, pode-se supor que o campo elétrico recebido está polari-

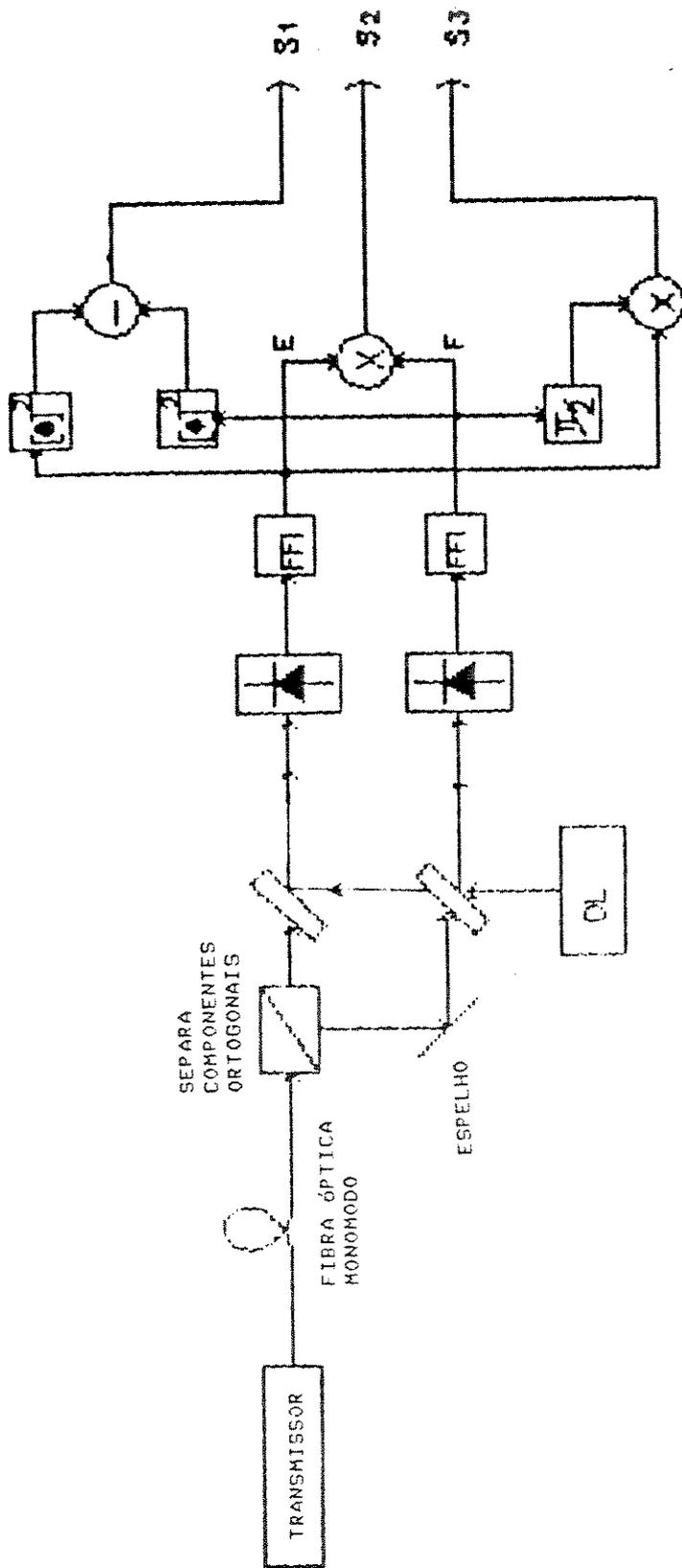


Fig. 3.1. Esquema em blocos do receptor de Stokes [6]. FFI é o filtro de frequência intermediária. OL = Laser Local

zado linearmente e alinhado com um dos eixos de análise (\hat{s}_1) do receptor (ver figura 3.2).

O ruído de fase pode ser quase completamente suprimido se a largura de banda do filtro FI é suficientemente grande em relação à largura de linha FI. No entanto, uma largura de banda em excesso, do filtro em FI, produz um aumento na variância do ruído (σ^2), obtendo-se, como resultado, uma penalidade no desempenho. Esta penalidade pode ser parcialmente evitada mediante uma filtragem adequada após da detecção.

3.2 DESEMPENHO DOS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO 2-POLSK

Seja $f_{SN/SI}$ uma função densidade de probabilidade na saída de um receptor não ruidoso. No espaço de Stokes (ver Figura 3.2):

- \vec{S}_N representa o sinal ruidoso recebido
- \vec{S}_I representa o sinal não ruidoso no receptor (ideal)
- \hat{s}_1 é um vetor unitário do sinal não ruidoso que coincide com o eixo polar
- \hat{s}_2 é um vetor unitário de referência no espaço de Stokes, que é perpendicular ao vetor \hat{s}_1
- \vec{S}_{NP} é a componente do sinal ruidoso \vec{S}_N e que é perpendicular ao vetor \vec{S}_I
- α é o ângulo formado pelo vetor \vec{S}_{NP} e \hat{s}_α

O conjunto (ρ, θ, α) permite determinar as componentes do vetor \vec{S}_N com relação ao eixo polar (\hat{s}_1).

Desejam-se descrever, agora, as propriedades estatísticas das variáveis aleatórias, ρ , θ e α .

A magnitude ρ do vetor sinal demodulado, \vec{S}_N , tem uma distribuição chi-quadrada não centrada, com quatro graus de liberdade e parâmetro não centralizado A^2 , sendo A a amplitude do sinal útil de FI. A função densidade de probabilidade de ρ é [6]:

$$f_\rho(y) = \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{y}{A^2} \right)^{1/2} e^{-[(A^2+y)/2\sigma^2]} I_1 \left[\sqrt{y} \frac{A}{\sigma^2} \right], \quad y > 0 \quad (3.1)$$

O ângulo α está uniformemente distribuído no intervalo $[0, 2\pi]$ rad.

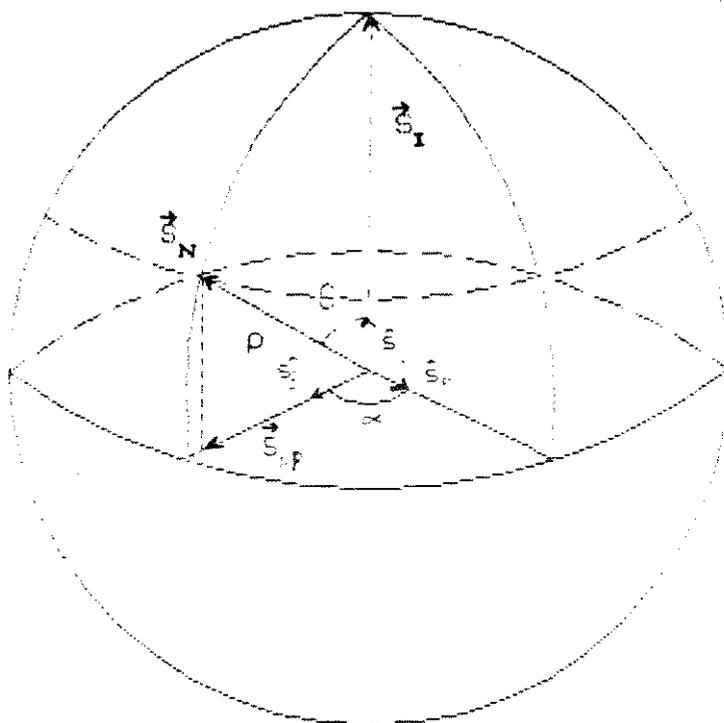


Fig. 3.2. Sinal ruidoso recebido \vec{S}_N , em coordenadas polares referenciadas a um sinal não-ruidoso \vec{S}_I [6].

Para θ , calculando analiticamente sua função densidade de probabilidade, chega-se à seguinte expressão [6]:

$$f_{\theta}(\theta) = \frac{\text{sen}\theta}{2} e^{-(A^2/4\sigma^2)(1-\cos\theta)} \left[1 + \frac{A^2}{4\sigma^2} (1 + \cos\theta) \right] \quad (3.2)$$

com $\theta \in [0, \pi]$ rad.

Pode-se ver que a variável aleatória α é estatisticamente independente de θ e de ρ .

Estes resultados podem ser utilizados para calcular a probabilidade de erro de qualquer sistema binário específico [6].

3.3 PROBABILIDADE DE ERRO EM SISTEMAS 2-POLSK

O conjunto de sinais consiste de dois pontos opostos "antipodais" sobre a esfera de Poincaré (Fig. 2.13).

Dado um estado real de polarização, S_N , quando o estado de polarização ideal recebido é \vec{S}_1 , irá ocorrer um erro cada vez que o produto escalar $\vec{S}_N \cdot \vec{S}_1$ for negativo. Portanto, a probabilidade de erro é [6]:

$$P(E) = P\left(\theta > \frac{\pi}{2}\right) = \frac{1}{2} e^{-A^2/4\sigma^2} \quad (3.3)$$

Este resultado é válido para os sistemas: POLSK-duplo ASK, POLSK e ASPSK [6].

A Fig 3.3 mostra a probabilidade de erro como uma função da relação sinal/ruído.

3.4 COMPARAÇÃO ENTRE AS SENSITIVIDADES DOS ESQUEMAS ASK E POLSK-DUPLO ASK

A expressão para a relação sinal/ruído em um receptor digital binário é [1]:

$$\gamma = \frac{m_1 - m_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (3.4)$$

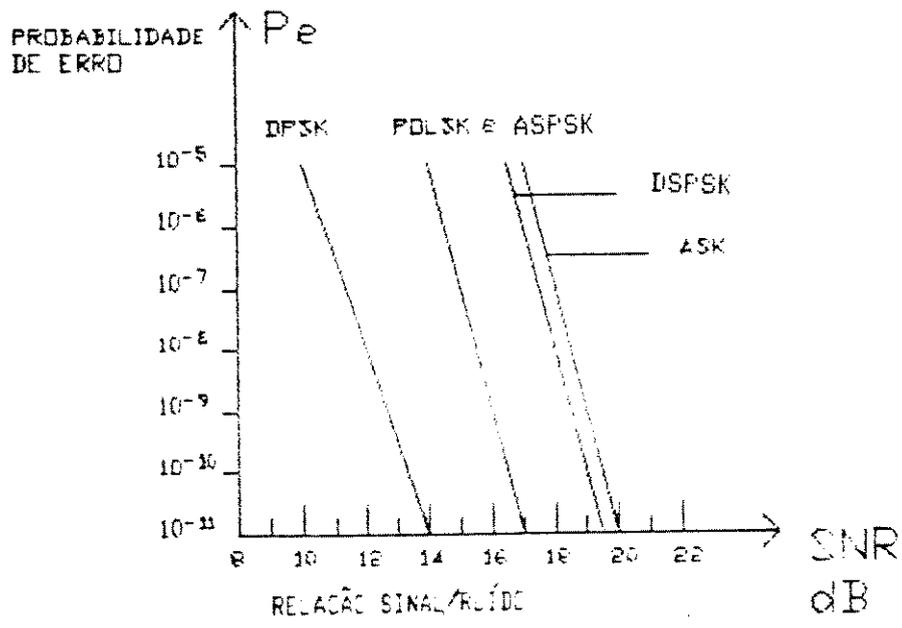


Fig. 3.3. Probabilidade de erro em função da relação sinal-ruído a nível de BI [6].

onde m_1 é a média e σ_1 é o desvio padrão do processo de detecção para cada bit.

Para um sistema ASK [1]:

$$\left. \begin{aligned} m_1 &= 2 M_{ASK} R \sqrt{P_S P_L} \\ m_0 &= 0 \\ \sigma_1 = \sigma_0 &= \sqrt{M_{ASK}^{2+x} \sigma_{SH}^2 + \sigma_{TH}^2} \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

onde:

M é o fator de multiplicação do fotodiodo

R é a responsividade do receptor

P_L é a potência do laser local

P_S é a potência do sinal recebido

σ_{SH}^2 é a variância do ruído balístico ("shot")

σ_{TH}^2 é a variância do ruído térmico

x é o fator de ruído em excesso do fotodiodo, com $0 < x \leq 1$

Substituindo (3.5) em (3.4) obtém-se a relação sinal/ruído para um sistema ASK [1]:

$$\gamma_{ASK} = \frac{M_{ASK} R \sqrt{P_S P_L}}{\sqrt{M_{ASK}^{2+x} \sigma_{SH}^2 + \sigma_{TH}^2}} = M_{ASK} R \sqrt{\frac{P_S P_L}{M_{ASK}^{2+x} \sigma_{SH}^2 + \sigma_{TH}^2}} \quad (3.6)$$

No sistema ASK, tanto na saída do compensador do sinal (ponto C na Fig. 3.4) como na saída do compensador da luz proveniente do laser local (ponto D na Fig.3.4), os campos elétricos estão polarizados linearmente formando ângulo de 45° com respeito o eixo X, como mostra a Fig. 3.4. Neste caso, só é necessário um ramal de detecção (diodo, amplificador e detector de envoltória). Então, neste caso, não é preciso utilizar o prisma separador das componentes de polarização.

A mínima potência de pico recebida, para uma taxa de erro e uma potência do laser local dadas, permite comparar as sensibilidades dos sistemas ASK e POLSK-duplo ASK:

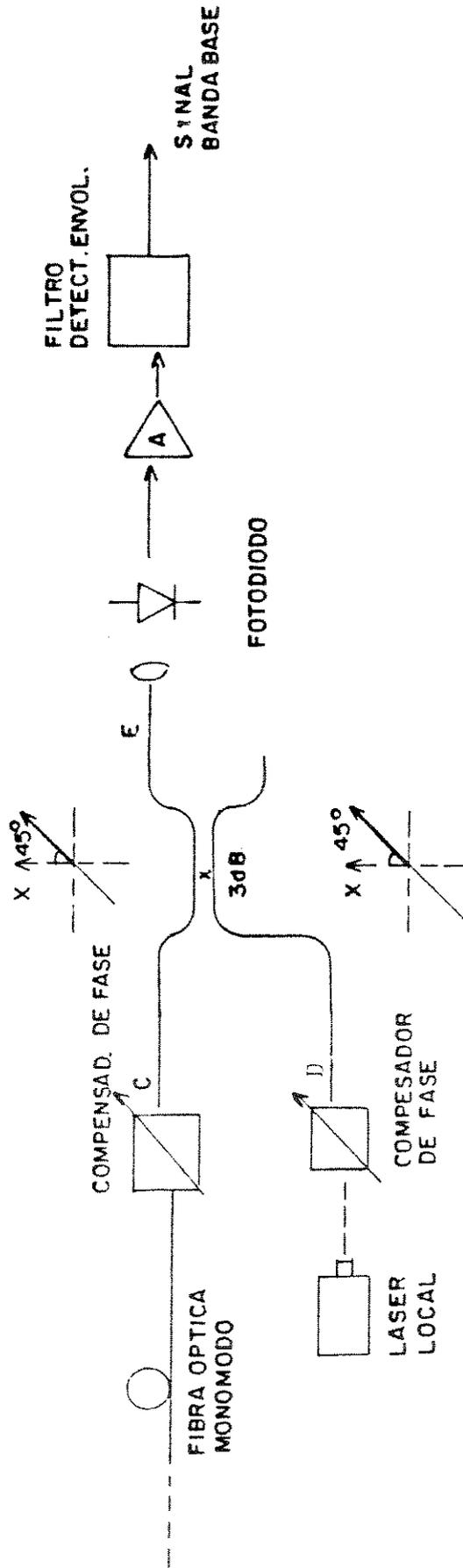


Fig. 3.4 Receptor e Detecção ASK

No sistema **POLSK-duplo ASK**, a potência do oscilador local pode ser dividida em duas partes iguais, segundo as componentes nas linhas a 45° , como mostra-se no ponto **D** da Fig. 3.5.

Os valores para as médias dos processos de detecção de cada bit são [1]:

$$\left. \begin{aligned} m_1 &= 2M_{\text{POLSK}} R \sqrt{\left(\frac{1}{2} P_L\right) P_S} \\ m_0 &= -2M_{\text{POLSK}} R \sqrt{\left(\frac{1}{2} P_L\right) P_S} \\ \sigma_1 = \sigma_0 &= \sqrt{M_{\text{POLSK}}^{2+x} \sigma_{\text{SH}}^2 + 2\sigma_{\text{TH}}^2} \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

Substituindo (3.7) em (3.4) chega-se à relação sinal/ruído para um sistema **POLSK-duplo ASK** [1]:

$$\gamma_{\text{POLSK}} = \sqrt{2} M_{\text{POLSK}} R \sqrt{\frac{P_L P_S}{M_{\text{ASK}}^{2+x} \sigma_{\text{SH}}^2 + 2\sigma_{\text{TH}}^2}} \quad (3.8)$$

Ao dividir-se (3.8) por (3.6) obtém-se [1]:

$$\frac{\gamma_{\text{POLSK}}}{\gamma_{\text{ASK}}} = \sqrt{2} \frac{M_{\text{POLSK}}}{M_{\text{ASK}}} \sqrt{\frac{\left(M_{\text{ASK}}^{2+x} \sigma_{\text{SH}}^2 + \sigma_{\text{TH}}^2\right) P_{\text{S POLSK}} P_{\text{L POLSK}}}{\left(M_{\text{POLSK}}^{2+x} \sigma_{\text{SH}}^2 + 2\sigma_{\text{TH}}^2\right) P_{\text{S ASK}} P_{\text{L ASK}}}} \quad (3.9)$$

Agora, substituindo na equação (3.9) os valores ótimos dos fatores de multiplicação dos sistemas **ASK** e **POLSK-duplo ASK**, obtém-se [1]:

$$\frac{\gamma_{\text{POLSK}}}{\gamma_{\text{ASK}}} = \sqrt{2} \cdot 2^x, \quad 0 < x \leq 1 \quad (3.10)$$

Quando utiliza-se um fotodiodo **PIN**, tem-se $M_{\text{ASK}} = M_{\text{POLSK}} = 1$. Com a condição adicional de que $\sigma_{\text{SH}}^2 \gg \sigma_{\text{TH}}^2$, a equação (3.9) prevê, para potências iguais do laser local:

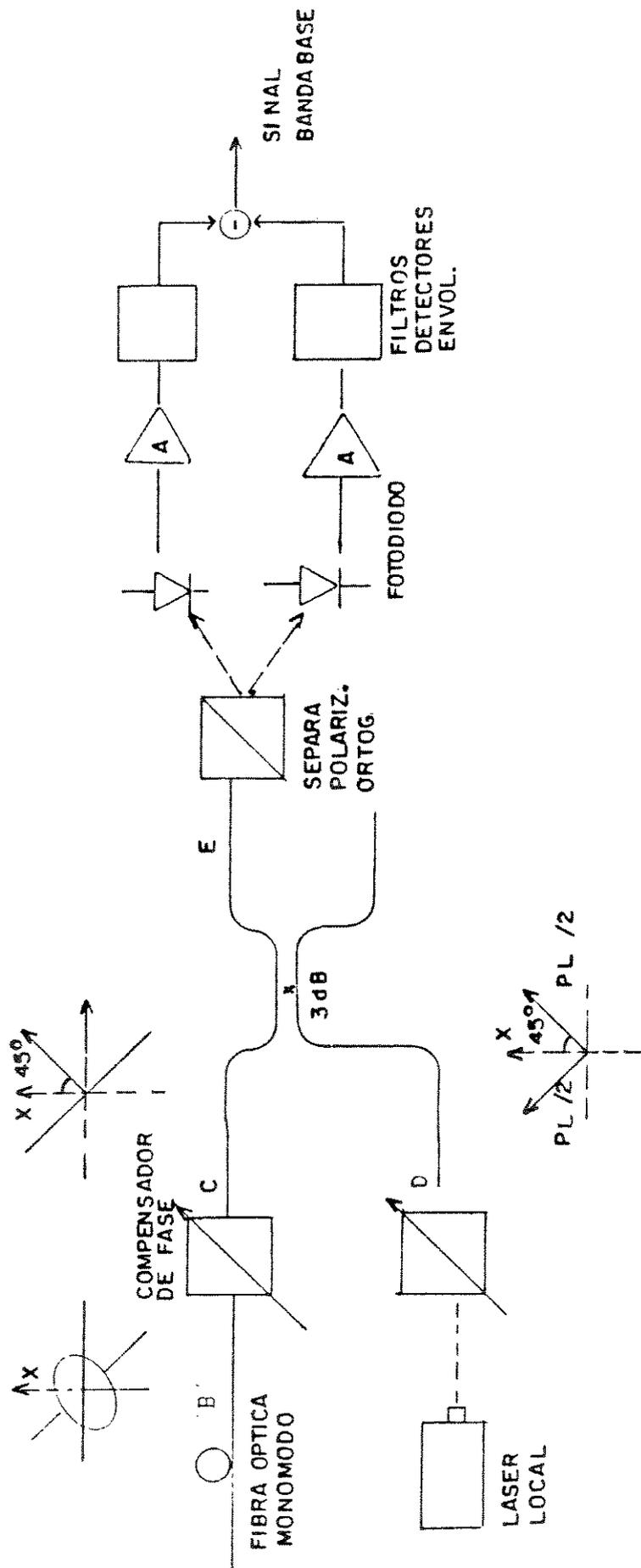


Fig. 3-5 Receptor e detecção POLSK-duplo ASK

$$\frac{\gamma_{\text{POLSK}}}{\gamma_{\text{ASK}}} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{P_{\text{S POLSK}}}{P_{\text{S ASK}}}} \quad (3.11)$$

onde $P_{\text{S POLSK}}$ e $P_{\text{S ASK}}$ são as potências do sinal recebido no sistema POLSK-duplo ASK e ASK, respectivamente. Para uma dada taxa de erro fixada (tipicamente 10^{-9}) para ambos os sistemas, tem-se que $\gamma_{\text{POLSK}} = \gamma_{\text{ASK}}$, de tal forma que a potência recebida no sistema POLSK-duplo ASK resulta na metade da potência recebida no sistema ASK, como pode ser observado de (3.11). Logo, a sensibilidade do POLSK-duplo ASK é 3 dB melhor que a do ASK, quando valer a equação (3.11).

3.5 COMPARAÇÃO ENTRE OS SISTEMAS POLSK E POLSK-DUPLO ASK

- 1) O esquema POLSK (seção 2.2) é diferente do esquema POLSK com 2 canais ASK (Seção 2.1) com relação à rotação dos eixos X e Y de análise no laser local (Fig. 3.6)
- 2) Os dois sistemas têm um nível comparável de sensibilidade em termos de operação limitada por ruído balístico.
- 3) O esquema POLSK tem circuitos eletrônicos mais simples que o POLSK-duplo ASK e só precisa de um misturador para obter o sinal em banda base.
- 4) Nos dois sistemas a polarização linear deve ser restaurada (com um compensador) na saída da fibra óptica, antes da mistura com a luz que vem do laser local.

3.6 COMPARAÇÃO ENTRE OS SISTEMAS POLSK, ASK E DPSK

Seguindo o tratamento padrão do sistema DPSK e tendo em conta que a potência disponível em cada detector é $0,5P_s$, chega-se à seguinte desigualdade [2,7]:

$$\left(\text{Sensitividade} \right)_{\text{ASK}} < \left(\text{Sensitividade} \right)_{\text{POLSK}} < \left(\text{Sensitividade} \right)_{\text{DPSK}} \quad (3.12)$$

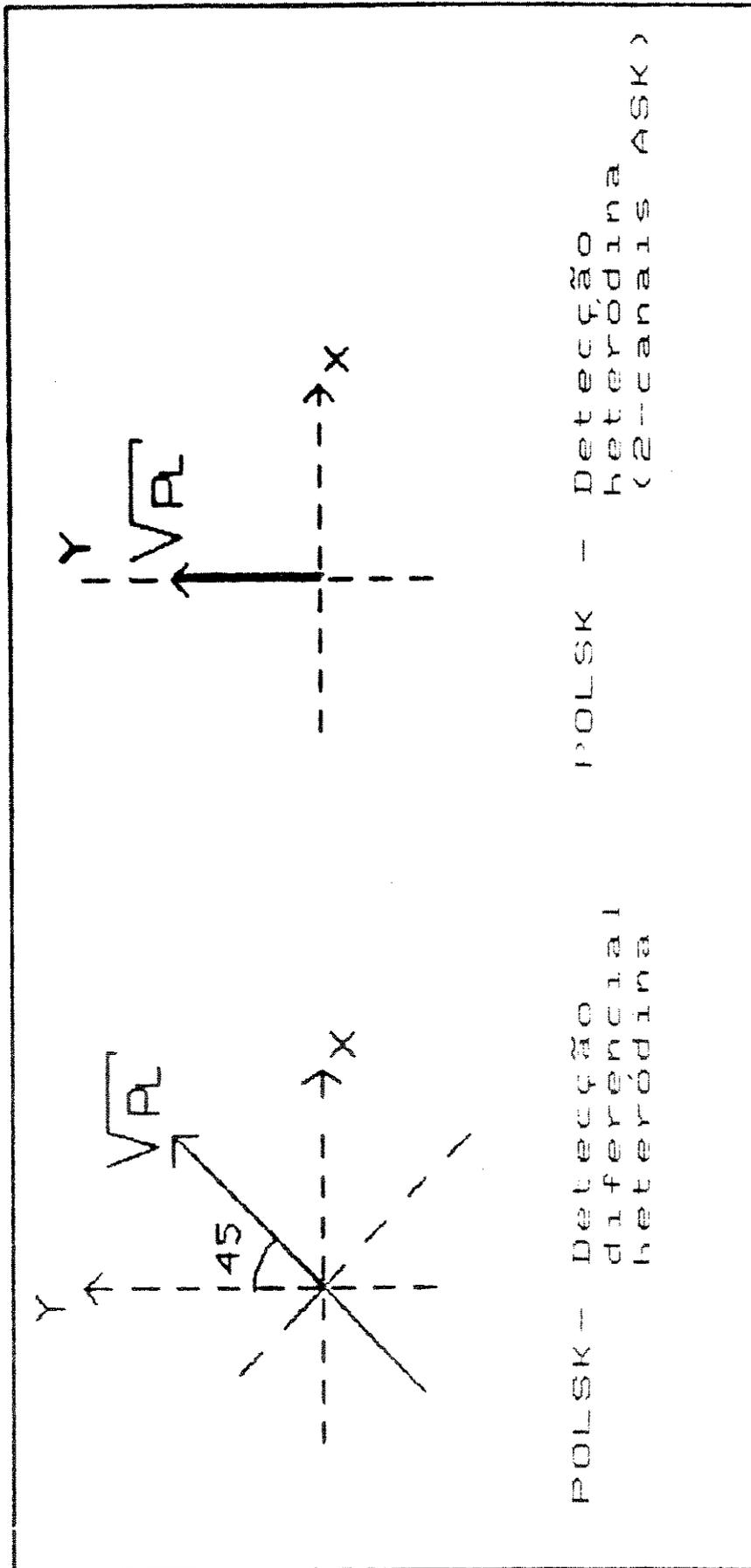


Fig 3.6 Campos elétricos do laser local nos esquemas POLSK e POLSK-duplo ASK

3.7 PROBABILIDADE DE ERRO NO SISTEMA DSPSK

No esquema DSPSK baseado na demodulação diferencial, o sinal transmitido é idêntico ao dos sistemas 2-POLSK.

Na etapa do receptor, utiliza-se o vetor do estado de polarização recebido no intervalo do símbolo anterior como um sinal de referência, de forma similar a como faz-se na demodulação DPSK. Esta estratégia introduz uma penalidade, com relação ao sistema POLSK, mas simplifica a implementação do sistema já que não requer acompanhamento da polarização.

O sinal de decisão é, então [6]:

$$d = \vec{S}_N \cdot \vec{S}'_N \quad (3.13)$$

onde o apóstrofo significa retardo. Quando $d > 0$, o receptor supõe um sinal na transmissão igual ao símbolo no intervalo anterior. No caso contrário, $d < 0$, o receptor supõe um sinal transmitido oposto ao do símbolo no intervalo anterior.

No transmissor, é preciso, então, uma codificação diferencial dos dados.

A Fig. 3.3 mostra uma degradação do sistema DSPSK de 2,4 dB com relação ao sistema POLSK [6].

3.8 COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DOS SISTEMAS DSPSK E ASK-PD COM RELAÇÃO AO SISTEMA ASPSK IDEAL

Na Fig. 3.7 mostra-se a penalidade P na potência do sistema DSPSK com relação ao sistema ASPSK ideal, em função de R/B_L e para uma probabilidade de erro $P_e = 10^{-9}$. Também é feita uma comparação com o sistema ASK com diversidade de polarização (ASK-PD), sendo o desempenho do DSPSK ~ 2 dB melhor que o de ASK-PD, mantendo uma implementação simples e de baixo custo, precisando de uma largura de banda óptica próxima à taxa de bit, para um só canal transmitido.

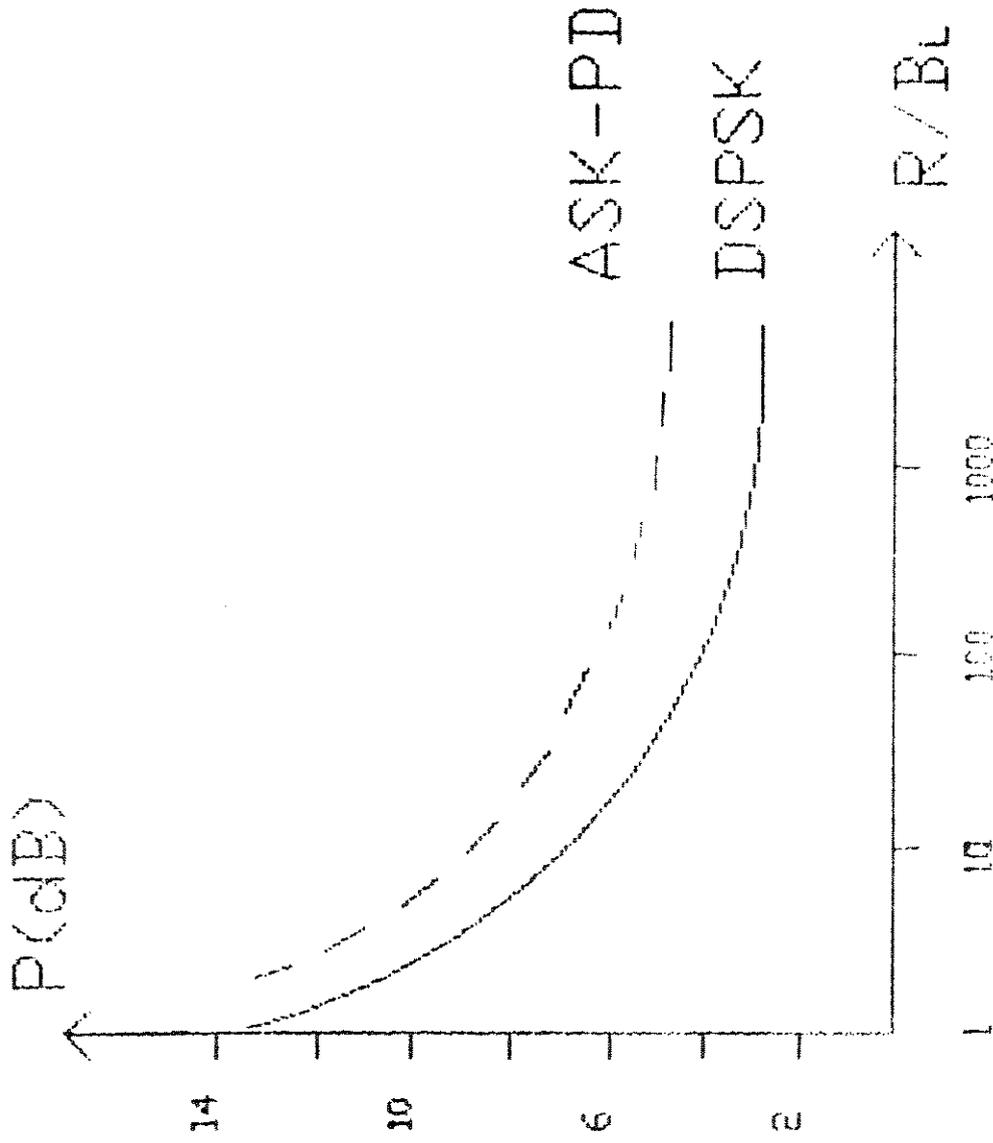


Fig. 3.7. Penalidade (P) dos sistemas DPSK e ASK-PD com respeito ao sistema ASK, em função de R/B_L e para $P_e = 10^{-9}$ [4].

3.9 COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DOS SISTEMAS 2-POLSK COM RELAÇÃO AO SISTEMA PSK HETERÓDINO IDEAL

Como pode-se ver na Fig. 3.8, o sistema menos tolerante ao ruído de fase é o DPSK com diversidade de polarização (DPSK-PD). Isto é devido a que, ainda que o ruído de fase degrade o desempenho do sistema POLSK, aumentando a largura de banda de FI, de tal forma que há um aumento da potência do ruído balístico (que afeta o sinal em FI), essa degradação é bastante menos severa que a penalidade apresentada no sistema DPSK-PD, devido à presença do termo de ruído de fase na sua variável decisão.

3.9.1 COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO RUÍDO DE FASE

Baseando-se na Fig. 3.8, podem-se considerar as seguintes situações:

- (1) Ruído de fase tendendo a zero ($B_L \rightarrow 0$)
 - (a) DPSK-PD sofre uma penalidade de 0,4 dB com respeito ao sistema PSK heteródino ideal [5].
 - (b) DPSK-PD sofre uma penalidade tendendo a zero, com respeito ao sistema JMPSK.
 - (c) ASPSK sofre uma penalidade de ~ 3 dB com relação ao sistema PSK ideal.
 - (d) DSPSK sofre uma penalidade de ~ 3 dB com relação ao sistema ASPSK.
 - (e) DSPSK mantém seu desempenho entre 1 e 2 dB melhor que ASK-PD.
 - (f) Na ausência de ruído de fase, $B_L = 0$, o desempenho do sistema DSPSK é o mesmo que para o sistema ASK convencional, qualquer que seja o SOP recebido [4].

- (2) Baixo ruído de fase ($200 < R/B_L < 1000$)

DPSK-PD consegue um ótimo desempenho devido a que, se o ruído de fase é baixo, a penalidade devida às perdas de potência, ao dividi-la para a compensação do ruído de fase em JMPSK, é mais alta que aquela devida ao próprio ruído de fase.

- (3) Níveis intermediários de ruído de fase ($40 < R/B_L < 200$)

- (a) JMPSK tem o melhor desempenho.

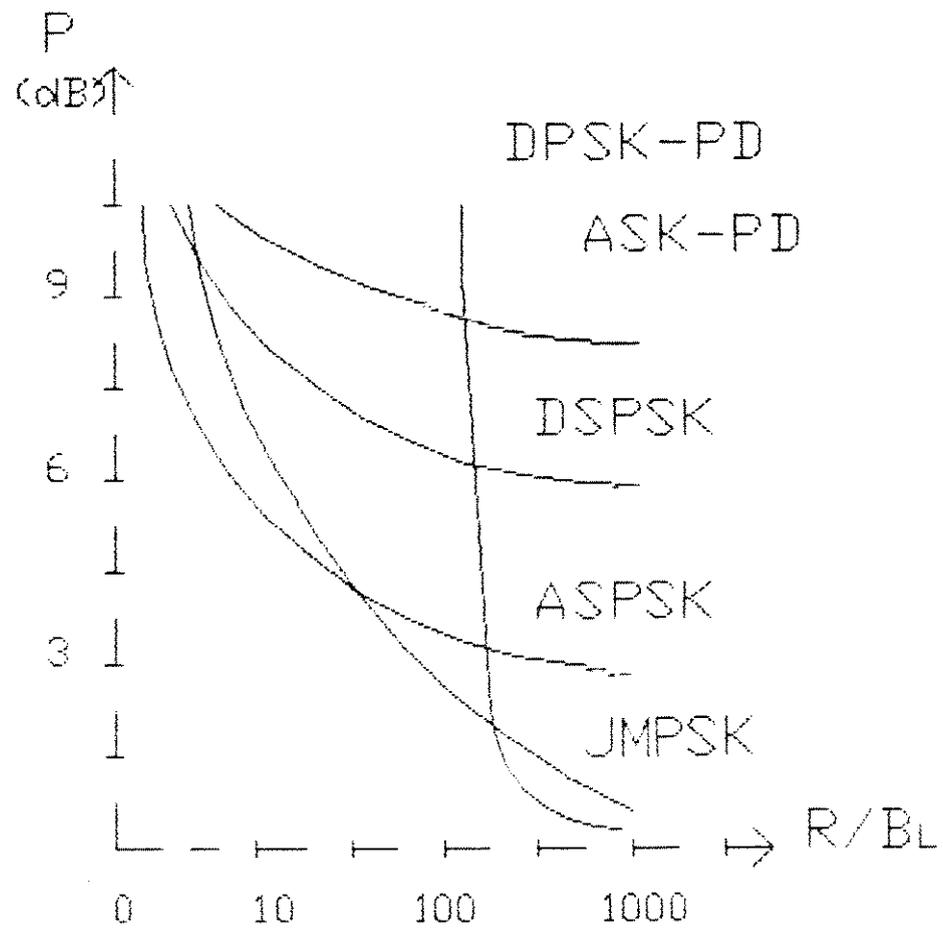


Fig. 3 - Penalidade (P) devido ao ruído de fase induzido, com respeito ao sistema PSK ideal, para os sistemas DSPSK, ASPSK e JMPSK, como função da razão entre a taxa de bits (R) e a largura total de linha dos lasers (B_L), para $F_c = 10^{10}$ (B_L é a soma da largura de linha do laser transmissor com a do laser local) [5].

- (b) DPSK-PD tem uma probabilidade de erro crescente rapidamente, para $R/B_L \approx 100$, devido a que a penalidade introduzida pela divisão de potência é muito mais alta que a degradação devido ao ruído de fase.
- (4) Região de elevado ruído de fase ($R/B_L < 40$)
 - (a) ASPSK apresenta o melhor desempenho.
 - (b) Para baixos valores de R/B_L em JMPSK, o valor ótimo da razão de divisão de potência no transmissor [eq.(2.86)] fica próximo de 1/2 e o sinal transmitido tende a ser modulado em polarização, como desejado [5].
 - (c) ASPSK é o receptor ótimo para modulação de polarização, enquanto JMPSK é sub-ótimo.
 - (d) A Fig. 3.8 [3] mostra a elevada imunidade ao ruído de fase do laser no sistema ASPSK, o qual pode ainda trabalhar com um valor de $R/B_L = 10$.

3.9.2 COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO EM FUNÇÃO DAS FLUTUAÇÕES DA POLARIZAÇÃO

Segundo as análises feitas no capítulo 2, pode-se afirmar que:

- (1) DFPSK e DSPSK são realmente independentes das flutuações do estado de polarização, quaisquer que sejam suas taxas de flutuação .
- (2) JMPSK e ASPSK requerem um algoritmo que permita um controle do estado de polarização, quando as mudanças na polarização são suficientemente lentas. Esta condição verifica-se para uma transmissão ponto-a-ponto, mas não é natural em uma arquitetura multipontos, onde o estado de polarização recebido muda quase instantaneamente quando ocorrem as comutações de seleção de canais.
- (3) Nos sistemas POLSK-duplo ASK com detecção heteródina e POLSK com detecção diferencial heteródina de fase, a polarização linear deve ser restaurada (com um compensador) na saída da fibra e antes de se misturar com o oscilador local. No esquema ASPSK não se requer controle do estado de polarização.

Pelas razões expostas nas seções 3.9.1 e 3.9.2, conclui-se que:

- (1) JMPSK e ASPSK são utilizáveis para transmissão ponto-a-ponto e para grandes distâncias, possivelmente usando técnicas FDM.
- (2) DFPSK e DSPSK são adequadas para aplicações LAN e MAN.

3.10 COMPARAÇÕES GERAIS DE DESEMPENHO ENTRE OS SISTEMAS 2-POLSK

Um resumo das comparações que podem ser feitas entre os diferentes esquemas 2-POLSK apresenta-se a seguir:

- (1) Os sistemas POLSK-duplo ASK, POLSK, ASPSK e DSPSK calculam, implícita ou explicitamente, os parâmetros de Stokes.
- (2) O sistema POLSK-duplo ASK com detecção heteródina utiliza o parâmetro de Stokes S_1 para recuperar a informação em banda base
- (3) O sistema POLSK com detecção diferencial heteródina trabalha apenas com o parâmetro de Stokes S_2 .
- (4) As saídas nos sistemas POLSK-duplo ASK [(eq. 2.9)] e POLSK [eq (2.34)] são proporcionais, e este fato pode ser explicado pela rotação em 45° dos sistemas referenciais de análise.
- (5) Uma característica comum aos sistemas 2-POLSK e esquemas relacionados, é o cancelamento do ruído de fase.
- (6) Uma teoria rigorosa da probabilidade conjunta da distribuição de estados recebidos na esfera de Poincaré permite demonstrar equivalências mútuas nos sistemas POLSK [5].
- (7) As equivalências entre as versões 2-POLSK ocorrem apenas para estados de modulação ortogonais.
- (8) Em geral, todos os receptores que não utilizam modulação 2-POLSK requerem o controle do SOP. Isto nem sempre é requerido nos sistemas 2-POLSK.
- (9) As técnicas de compensação usadas para manter a polarização fixa em sistemas coerentes convencionais (não 2-POLSK) são efetivas também para corrigir o SOP na entrada de um receptor 2-POLSK.

- (10) O desempenho do sistema POLSK é descrito pela mesma função probabilidade de erro [eq. (3.3)] que caracteriza, também, as técnicas de transmissão duplo ASK e FSK com demodulação de envoltória [5].
- (11) O sistema POLSK com detecção de S_1 , S_2 e S_3 (ASPSK) utiliza um receptor de Stokes completo.
- (12) O receptor ASPSK combina as saídas de três canais, gerando-se um sinal em banda base insensível às flutuações da polarização na sua entrada.
- (13) O sistema ASPSK tem uma penaliade de 3 dB com relação ao sistema comum PSK heteródino ideal.
- (14) O sistema ASPSK permite usar elevada potência no transmissor e uma grande largura de linha.
- (15) Os esquemas apresentados, dos receptores nos sistemas POLSK-duplo ASK, POLSK e ASPSK, têm o mesmo desempenho [5].
- (16) Devido ao fato de que os parâmetros de Stokes são independentes dos termos de fase comuns a duas componentes ortogonais de polarização, os sistemas ASPSK e DSPSK são altamente tolerantes ao ruído de fase.
- (17) Devido à dependência da relação sinal/ruído (γ) com os parâmetros de Stokes [eq. (2.56)], o desempenho do sistema ASPSK não é independente do estado de polarização do campo elétrico recebido. Não obstante, a flutuação máxima de γ , devida às variações do estado de polarização recebido, ficam em torno de 0,18 dB para uma probabilidade de erro de 10^{-9} [5]. Portanto, pode-se considerar a relação sinal-ruído, independente dos parâmetros de Stokes.
- (18) O sistema POLSK com detecção diferencial heteródina dos parâmetros de Stokes (DSPSK) não precisa de controle da polarização, devido ao critério de decisão adotado, o que significa que o sistema é insensível às mudanças do SOP, para qualquer taxa de sua flutuação.
- (19) Das expressões (2.50) até (2.54), pode-se realizar uma avaliação do sistema ASPSK, obtendo-se a mesma expressão de probabilidade de erro encontrada para o sistema DFPSK.
- (20) A relação sinal/ruído no receptor DSPSK deve ser 3 dB maior que a relação sinal/ruído no receptor ASPSK, para obter o mesmo desempenho.

- (21) Com referência às técnicas de detecção, os receptores ASPSK e DSPSK usam detecção de lei quadrática, o receptor POLSK-duplo ASK usa detecção de envoltória e o esquema POLSK utiliza detecção de envoltória com subtração síncrona do ruído.
- (22) A demodulação no sistema JMPSK pode ser feita como no sistema POLSK.
- (23) JMPSK e DFPSK são esquemas independentes da polarização e não requerem, necessariamente, o uso de modulação de estados ortogonais.
- (24) Os sistemas DFPSK e JMPSK baseiam-se no princípio de transmitir uma portadora de referência para compensar, no receptor, os efeitos do ruído de fase.
- (25) Das eqs. (2.76) até (2.84) pode-se obter uma expressão para a probabilidade de erro do sistema JMPSK, sendo essa expressão a mesma que vale para o sistema DFPSK.
- (26) O desempenho dos sistemas DFPSK e JMPSK é quase o mesmo, pois, em todos os casos práticos, $B_L/R < 0,5$ e a máxima diferença entre os valores da relação sinal-ruído é de 0,18 dB [5].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Dietrich, E. et al., "Heterodyne transmission of a 560 Mbit/s optical signal by means of polarization shift keying", Electr. Lett., vol. 23, Nº 8, pp. 421-422, 1987.
- [2] Calvani, R. et al., "Polarization phase shift keying: a coherent transmission technique with differential heterodyne detection", Electr. Lett., vol. 24, Nº 10, pp. 642-644, 1988.
- [3] Betti, S. et al., "State of polarization and phase noise independent coherent optical transmission system based on Stokes parameters detection", Electr. Lett., vol. 24, Nº 23, pp. 1460-1461, 1988.
- [4] Betti, S. et al., "Coherent optical system based on polarization modulation and Stokes parameters differential detection tailored for LAN application", Microwave and Opt. Tech. Lett., Vol. 2, nº 5, pp. 188-190, 1989.

- [5] Caponi, R. et al., "Optical Heterodyne Communications with polarization modulation", SPIE, vol. 1175, Coherent Lighthwave Comm., pp. 136-153, 1989.
- [6] Benedetto, S. e Poggiolini, P., "Performance evaluation of polarization shift keying modulation schemes", Elect. Lett., vol. 26, n° 4, pp. 244-246, 1990.
- [7] Calvani, R. et al., "Coherent transmission with polarization modulation: experimental results and systems analysis", SPIE, vol. 988, Comp. Fiber Opt. Appl. and Coherent Light. Communications, pp. 314-322, 1988.

CAPÍTULO 4

SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES COERENTES POR FIBRA ÓPTICA COM MODULAÇÃO DE POLARIZAÇÃO CIRCULAR (CPOLSK)

A modulação da polarização pode ser obtida mediante mudanças diferenciais induzidas nos índices de refração de materiais birrefringentes, via efeitos eletro, elasto ou magneto-ópticos [1]. A fibra óptica monomodo convencional tem uma birrefringência que produz uma distorção de fase entre as componentes de polarização ortogonais.

Neste capítulo, inicialmente encontra-se uma analogia entre vários métodos de modulação de polarização, chegando-se a uma expressão que permite separar a "rotação" do sinal da birrefringência da fibra óptica, mediante a técnica de enviar uma onda de luz circularmente polarizada através dela [2,3].

Este sistema utiliza luz circularmente polarizada como portadora da informação. Faz-se, também, uma análise de sinal e ruído e uma discussão de seu desempenho. Finalmente, comentam-se outros sistemas CPOLSK alternativos.

4.1. TEORIA

4.1.1. ANALOGIA ENTRE MODULAÇÃO DE POLARIZAÇÃO E BIRREFRINGÊNCIA CIRCULAR INDUZIDA

Nos sistemas de comunicação binária POLSK convencional, a modulação do estado de polarização óptica da luz que se propaga na fibra óptica consiste em se produzir uma rotação equivalente do campo elétrico total da onda eletromagnética linearmente polarizada. Esta rotação do campo elétrico realiza-se entre duas orientações bem definidas na modulação digital binária (geralmente $\pm 45^\circ$), utilizando fenômenos eletroópticos, magnetoópticos ou elastoópticos. Nos magnetoópticos, o efeito Faraday produz uma rotação efetiva do campo elétrico, equivalente a uma birrefrin-

gência circular induzida na fibra [4].

O efeito Cotton-Mouton consiste em induzir uma birrefringência linear, aplicando um campo magnético transversal, sendo, no resto, similar ao efeito Faraday [5]. Cotton e Mouton demonstraram [6] que seu efeito é análogo ao efeito Kerr eletroóptico e que segue os mesmos tipos de relações [6].

Os procedimentos experimentais utilizados no estudo do efeito Cotton-Mouton são similares àqueles usados na investigação do efeito Kerr eletro-óptico, exceto que o campo magnético substitui ao campo elétrico [7].

A teoria do efeito Cotton-Mouton é essencialmente similar à teoria do efeito Kerr eletro-óptico. Com efeito, os dois fenômenos têm sido tratados juntos em praticamente todos os trabalhos teóricos nestes temas [7], sendo somente preciso substituir as constantes elétricas, nas expressões para a constante de Kerr, pelas constantes magnéticas análogas para se obterem os valores da constante de Cotton-Mouton [7].

Aplicando torção ou pressão em uma fibra óptica, pode-se modificar o SOP do campo elétrico da luz transmitida através dela. Uma torção induz birrefringência circular (atividade óptica), enquanto a pressão induz birrefringência linear.

Na esfera de Poincaré, a birrefringência circular é exibida como uma rotação no plano equatorial (ou em um paralelo) entre os dois pontos de modulação 0,1. Na mesma esfera, a birrefringência linear é exibida como uma rotação em um meridiano, passando pelo eixo polar, também entre os pontos 0,1. Então, a analogia entre ambas rotações consiste em fazer girar o eixo de rotação da birrefringência linear em 90° , ficando paralelo ao eixo polar. Para o receptor não há diferença se a rotação se faz pelo equador ou pelo meridiano na esfera de Poincaré. Para ele, somente importam os pontos inicial e final.

Portanto, toda modulação de polarização pode ser considerada como uma "rotação" equivalente do plano de polarização do campo elétrico, entre os dois estados correspondentes aos bits "0" e "1". Essa rotação equivale a uma birrefringência circular induzida, podendo ser tratada com as equações usadas neste caso.

Das equações (7), (11) e (19) da ref. [8], tem-se a rotação de polarização θ :

$$\theta = \frac{\omega(\Delta\epsilon)}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ell \quad (4.1)$$

e, portanto, variando-se $\Delta\epsilon$, varia-se o ângulo θ , obtendo-se, assim, uma modulação do plano de polarização. Nesta equação, ω é a frequência angular da luz usada, $\Delta\epsilon = \epsilon_x - \epsilon_y$ é a diferença equivalente entre as permissividades elétricas segundo os eixos X e Y de birrefringência, μ é a permeabilidade magnética, ϵ é a permissividade elétrica e l é o comprimento do modulador.

A Tabela 4.1 mostra os diferentes valores de $\Delta\epsilon$ para vários tipos de efeitos moduladores, e suas correspondentes expressões aproximadas para a rotação de polarização θ .

Na Tabela 4.1, vê-se que, variando-se os campos elétricos, magnéticos, torções e pressões associadas às modulações eletroópticas, magnetoópticas ou elastoópticas correspondentes, pode-se conseguir a modulação de polarização.

Um sistema de comunicações que utilize a modulação da polarização, deve usar o modulador que se compatibilize adequadamente com os outros elementos empregados no sistema. A modulação por efeito Faraday exige a utilização de fibras ópticas de baixa birrefringência, posto que há necessidade de campos magnéticos muito intensos para produzir uma rotação mensurável, caso sejam utilizadas fibras ópticas monomodo convencionais. A modulação pelo efeito Cotton-Mouton exige um material com altos valores da constante Cotton-Mouton, para obter uma rotação de polarização mensurável. As modulações por efeitos eletroópticos usam voltagens relativamente elevadas.

Em todas estas formas de modulação estão presentes a birrefringência linear da fibra óptica e a birrefringência circular equivalente. Em continuação, descreve-se um sistema de comunicações que separa as duas birrefringências.

TABELA 4.1. Retardo de fase e rotação de polarização para diferentes efeitos moduladores [4,5,9].

FENÔ-MENO	EFEITO	RETARDO DE FASE $\phi = \frac{2\pi}{\lambda} (n_x - n_y) \ell$	$\Delta\epsilon = \epsilon_x - \epsilon_y$	ROTAÇÃO DE POLARIZAÇÃO
MAGNETO-ÓPTICO	FARADAY	0	0	$vH\ell$
	COTTON-MOUTON	$2\pi CB^2\ell$	$2\sqrt{\epsilon\epsilon_0} CB^2\lambda$	$2\pi\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\epsilon}} CB^2\ell$
ELETRO-ÓPTICO	POCKEL	LONGITUDINAL $2\pi \frac{n_o^3 r_{63} V}{\lambda}$	$\frac{2\sqrt{\epsilon\epsilon_0} n_o^3 r_{63} V}{\ell}$	$2\pi\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\epsilon}} \frac{n_o^3 r_{63} V}{\lambda}$
		TRANSVERSAL (KERR) $2\pi KE^2\ell$	$2\sqrt{\epsilon\epsilon_0} KE^2\lambda$	$2\pi\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\epsilon}} KE^2\ell$
ELAS-TO ÓPTICO	TORÇÃO	0	0	$n_o^2 p_{44} \tau\ell/4$
	PRESSÃO	$an_o^3 k_o f (\pi_{11} - \pi_{12})\ell/2d$	$\frac{\sqrt{\epsilon\epsilon_0} an_o^3 k_o f \lambda (\pi_{11} - \pi_{12})}{2\pi d}$	$\frac{\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\epsilon}} an_o^3 k_o f (\pi_{11} - \pi_{12})\ell}{2d}$

- n_x, n_y = índices de refração nos eixos X e Y, respectivamente
 ϵ_x, ϵ_y = permissividades elétricas nos eixos X e Y, respectivamente
 v = constante de Verdet
 H = intensidade de campo magnético
 B = densidade de fluxo magnético
 ℓ = comprimento do modulador
 n_o = índice de refração ordinário do material eletroóptico
 r_{63} = coeficiente eletroóptico
 C = constante de Cotton-Mouton
 K = constante de Kerr
 E = intensidade de campo elétrico
 λ = comprimento de onda da luz
 V = voltagem aplicada

(continua)

- k_o = constante de propagação no espaço livre
 ϵ_o = permissividade elétrica no espaço livre
 P_{44} = componente do tensor elastoóptico
 f = força por unidade de comprimento
 π_{11}, π_{12} = coeficientes piezoópticos
 a = fator adimensional, $a = 1,58$ para uma fibra de área transversal circular
 d = diâmetro da fibra óptica
 τ = taxa de torção

As componentes de campo elétrico E_x e E_y na saída da fibra ($z = \ell$, na Fig. 4.1), são [10, 11, 12]:

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix}_{z=\ell} = \begin{pmatrix} A & -B \\ B & A^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix}_{z=0} \quad (4.2)$$

onde:

$$A = \cos(\phi/2) + j \sin(\phi/2) \cos \chi \quad (4.3)$$

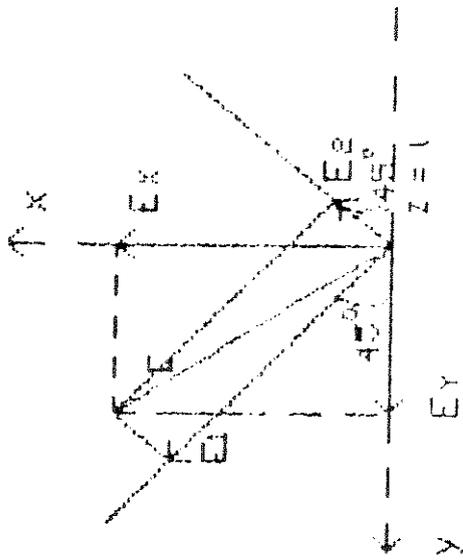
$$B = \sin(\phi/2) \sin \chi \quad (4.4)$$

$$\phi = [\delta^2 + (2\theta)^2]^{1/2} \quad (4.5)$$

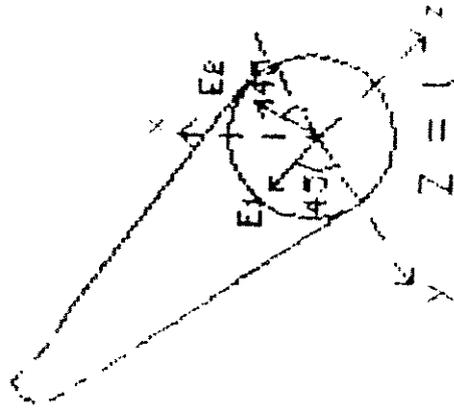
- ϕ é a birrefringência total da fibra óptica, em radianos
 δ é a birrefringência linear da fibra óptica, em radianos
 θ é a rotação do campo elétrico na fibra [8], em radianos
 χ é o ângulo definido pela eq. (4.6) obtido da equação (20) da referência [8]:

$$\cos \chi = \frac{\delta}{\phi}, \quad \sin \chi = \frac{2\theta}{\phi}, \quad \tan \chi = \frac{2\theta}{\delta} \quad (4.6)$$

A luz polarizada, na saída da fibra, pode ser analisada por meio de um prisma Wollaston orientado em um ângulo de 45° com respeito aos eixos de birrefringência linear da fibra. Este prisma separa os dois modos polarizados ortogonalmente. Ver Figs. 4.1 e 4.2. Tem-se:



(a)



(b)

Fig. 4.1. Componentes ortogonais do campo elétrico à saída da fibra óptica

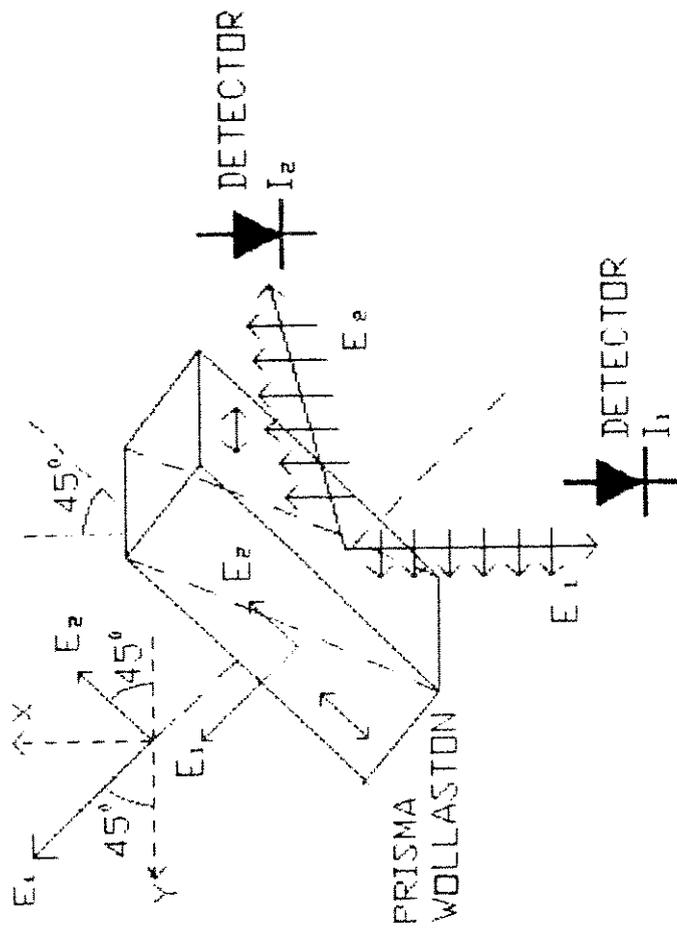


Fig 4 2 Separação dos modos polarizados ortogonalmente

$$\left. \begin{aligned} \vec{E} &= E_x \hat{x} + E_y \hat{y} = \vec{E}_x + \vec{E}_y \\ \vec{E}_1 &= \frac{\vec{E}}{\sqrt{2}} \cdot (\hat{x} + \hat{y}) \\ \vec{E}_2 &= \frac{\vec{E}}{\sqrt{2}} \cdot (\hat{x} - \hat{y}) \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

Para uma luz linearmente polarizada na entrada da fibra, as intensidades das correntes elétricas I_1 e I_2 , na saída depois dos fotodiodos, são [11]:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= (1 + \text{sen } \chi \text{ sen } \phi)/2 \\ I_2 &= (1 - \text{sen } \chi \text{ sen } \phi)/2 \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

Estas correntes introduzem-se em um polarímetro, que tem a vantagem de fazer uma medida puramente radiométrica, e é independente das flutuações de intensidade da fonte e das mudanças na atenuação do enlace entre a fonte e o detector [13, 14, 15].

Eletronicamente, obtém-se S_L [11]:

$$S_L = \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2} = 2\theta \frac{\text{sen } \phi}{\phi} \quad (4.9)$$

onde S_L expressa a máxima sensibilidade possível à rotação de polarização, para luz na entrada da fibra linearmente polarizada, se não houver birrefringência linear na fibra.

Quando luz polarizada circularmente é introduzida na entrada da fibra, o sinal de saída do polarímetro no receptor é [11]:

$$S_C = \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2} = \frac{\delta \text{ sen } \phi}{\phi} \quad (4.10)$$

onde S_C expressa a máxima sensibilidade possível à birrefringência linear, se for utilizada luz circularmente polarizada na entrada, quando não houver rotação de polarização.

Das equações (4.9) e (4.10), obtém-se a rotação de polarização, θ [11]:

$$\theta_{\text{EXATO}} = \frac{\text{sen}^{-1} (S_L^2 + S_C^2)^{1/2}}{2[1 + (S_C/S_L)^2]^{1/2}} \quad (4.11)$$

e a birrefringência linear é [11]:

$$\delta = \frac{\text{sen}^{-1} (S_L^2 + S_C^2)^{1/2}}{[1 + (S_L/S_C)^2]^{1/2}} \quad (4.12)$$

A eq. (4.11) permite distinguir a rotação de polarização do fenômeno de birrefringência linear, conhecendo-se S_L e S_C , pelo uso de polarização linear e circular na luz de entrada à fibra, respectivamente.

A eq. (4.12) é a base da técnica amplamente utilizada [2, 3, 11, 16,17] para determinar a birrefringência da fibra, que consiste em introduzir luz polarizada circularmente na fibra óptica.

Utilizando a seguinte expansão em série:

$$\text{sen}^{-1} \alpha = \alpha + \frac{\alpha^3}{6} + \frac{3}{40} \alpha^5 + \dots \quad (4.13)$$

a eq. (4.11) pode ser reescrita na forma:

$$\theta_{\text{aprox.}} = \frac{S_L}{2} \left[1 + \frac{(S_L^2 + S_C^2)}{6} + \frac{3}{40} (S_L^2 + S_C^2)^2 + \dots \right] \quad (4.14)$$

e, portanto, o ângulo de polarização pode ser determinado, no receptor, mediante circuitos eletrônicos que realizem as operações aritméticas envolvendo a saída do polarímetro que dá o sinal S_L e a saída do polarímetro que dá o sinal S_C . No caso, S_L é a saída do polarímetro que recebe a polarização linear (informação modulada em polarização) e o S_C é a saída do polarímetro que recebe a polarização circular (birrefringência).

Da eq. (4.14) pode-se escrever:

$$2\theta = S_L \left[1 + \frac{(S_L^2 + S_C^2)}{6} + \frac{3}{40} (S_L^2 + S_C^2)^2 \right] \quad (4.15)$$

e evita-se, assim, ter que dividir o sinal por um fator dois, produzindo-se um valor maior na corrente elétrica no circuito eletrônico que processa os sinais.

Os gráficos das Figs. 4.3, 4.4, 4.5, 4.6 e 4.7 mostram os ângulos θ_{exato} e $\theta_{\text{aprox.}}$, dados pelas eqs. (4.11) e (4.14), respectivamente, usando S_C como parâmetro. Em todos os casos, observa-se que para um ângulo de $\sim 22,5^\circ$ é necessário apenas um sinal $S_L \sim 0,70$.

Além disto, o sistema pode ter um elevado grau de birrefringência S_C ($S_C \sim 0,8$ com $S_L \sim 0,6$) e, ainda, a decisão pode ser tomada corretamente.

Esta é uma primeira indicação de que o receptor CPOLSK é insensível às flutuações do SOP na fibra, pois qualquer variação deste é interpretado como um aumento da birrefringência (S_C) e este sistema, como já foi dito, é tolerante para elevados valores de S_C . Este comportamento é equivalente a ter um controle automático do SOP.

Se o sistema não tivesse birrefringência e se o sinal óptico na entrada e na saída da fibra tivesse polarização circular perfeita, então $S_C = 0$. Na realidade, a birrefringência linear (δ) está implícita no sistema e a onda chega ao prisma Wollaston com uma certa elipticidade. Estes parâmetros determinam o valor de S_C .

4.1.2. FIBRA ÓPTICA MONOMODO COMO RETARDADOR LINEAR

A fibra monomodo pode ser considerada como um retardador linear. Sejam X e Y os eixos principais de birrefringência da fibra. A propagação da luz circularmente polarizada que entra na fibra birrefringente e no prisma Wollaston pode ser descrita pelo produto de matrizes de Jones [10]:

$$E_{\text{saída}} = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \varphi & \text{sen } \varphi \\ -\text{sen } \varphi & \cos \varphi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\delta/2} & 0 \\ 0 & e^{-j\delta/2} \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ j \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

onde:

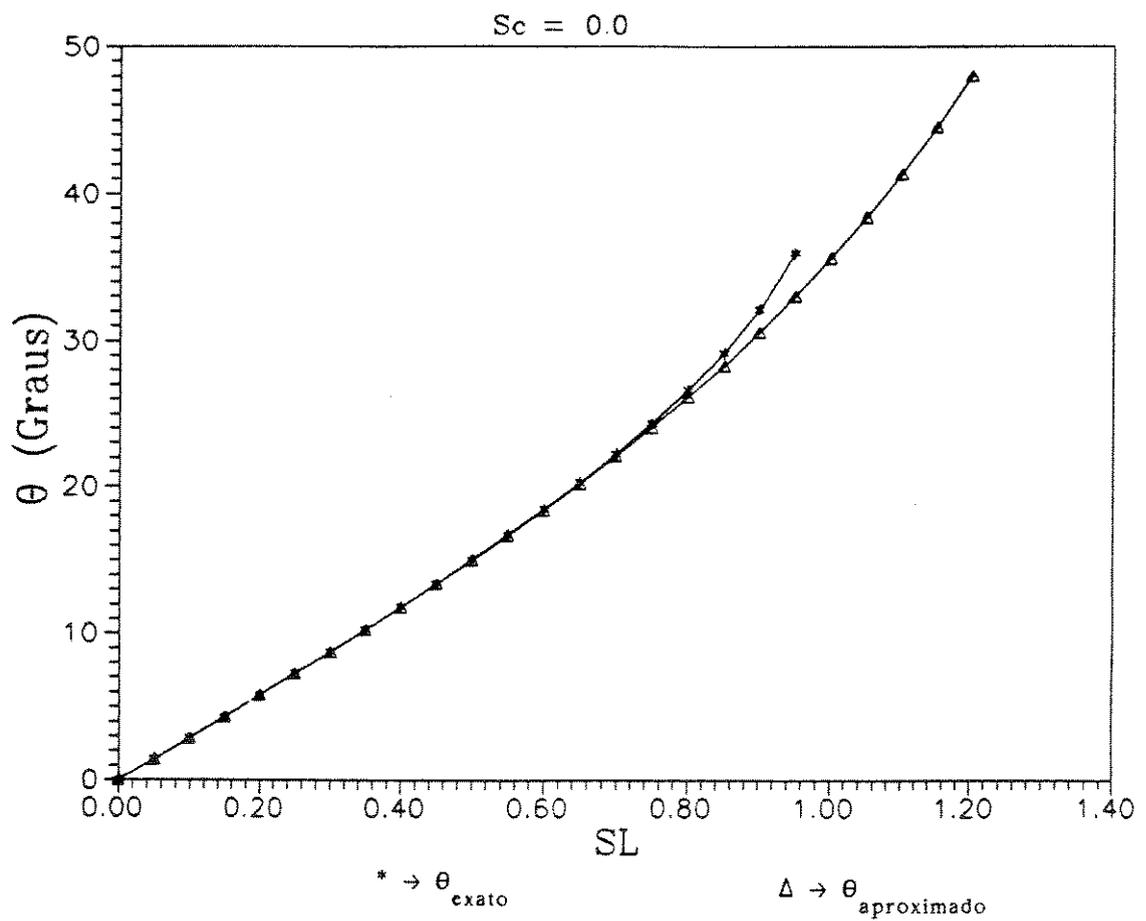


Fig. 4.3. Comparação entre θ_{exato} e $\theta_{\text{aprox.}}$ para $Sc = 0,0$.

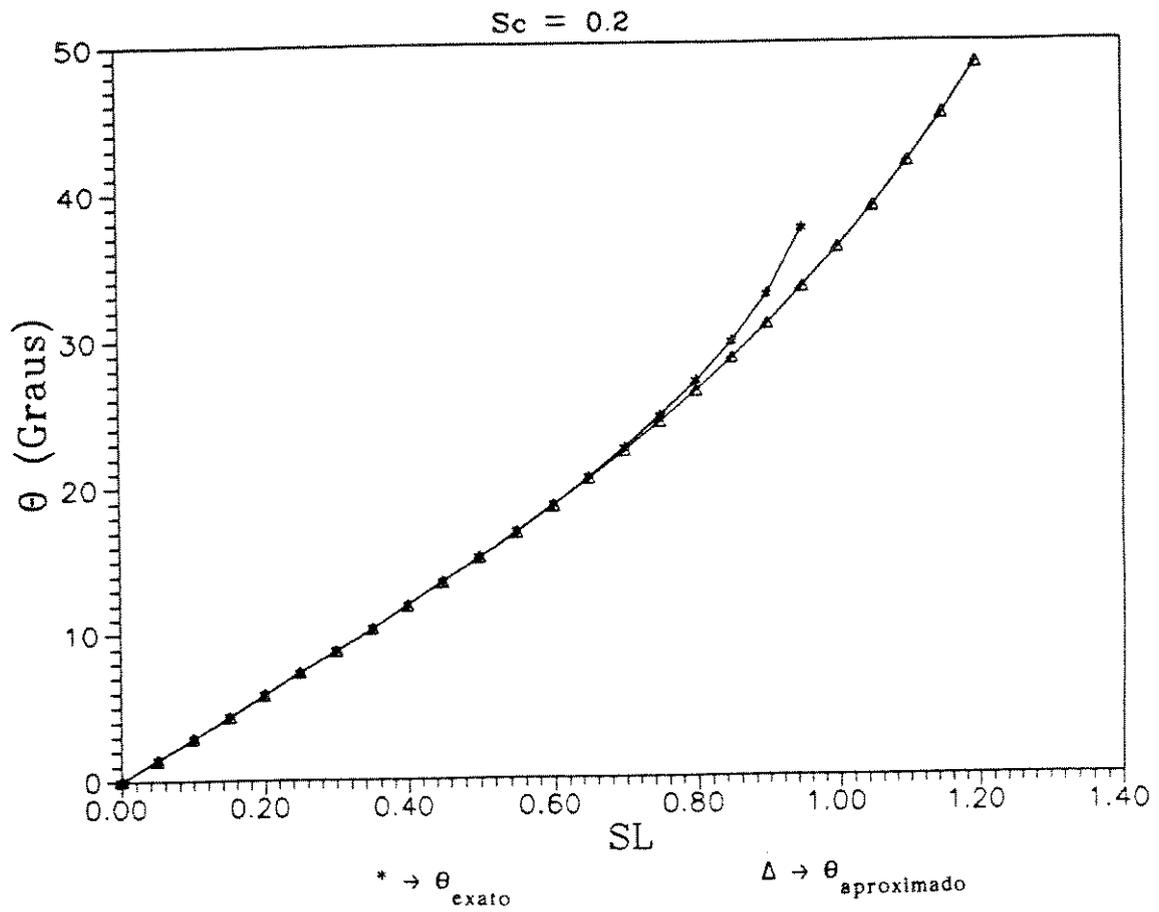


Fig. 4.4. Comparação entre θ_{exato} e $\theta_{\text{aprox.}}$ para $Sc = 0,2$.

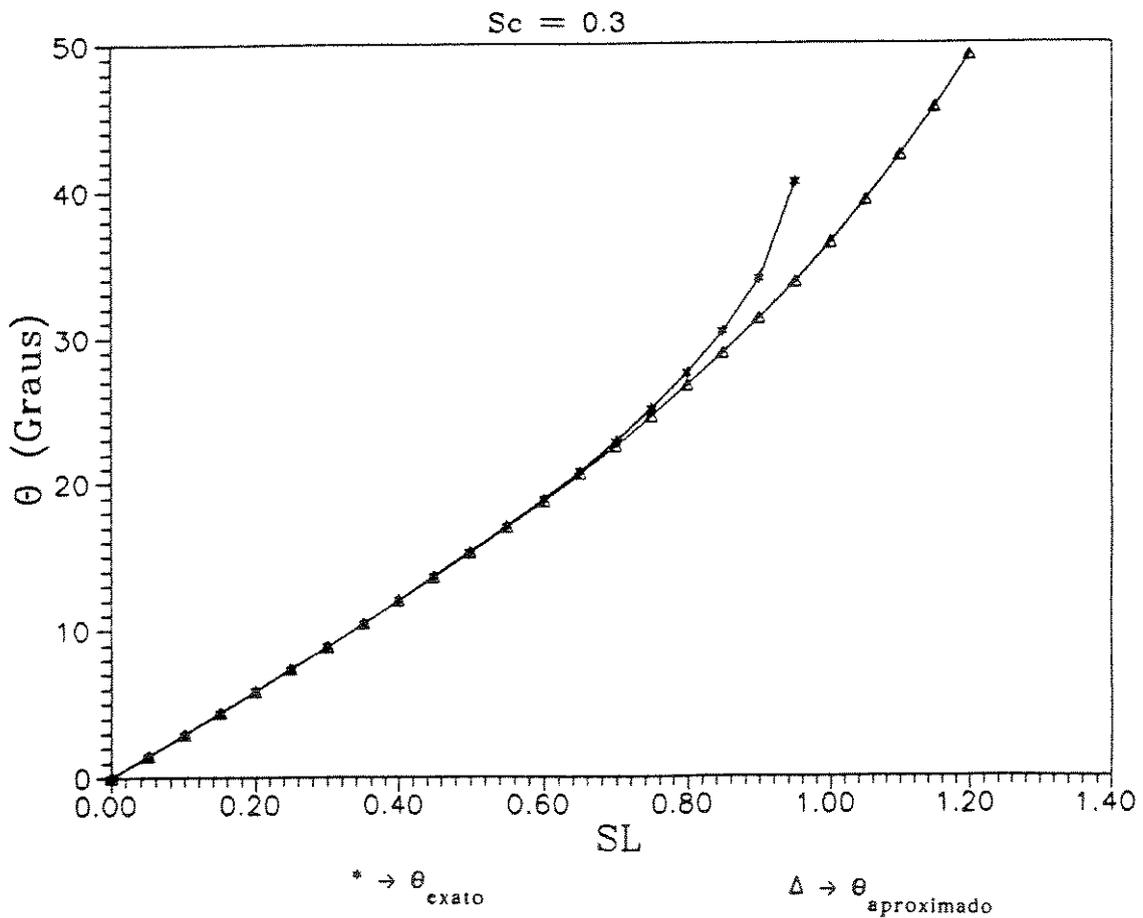


Fig. 4.5. Comparação entre θ_{exato} e $\theta_{\text{aprox.}}$ para $Sc = 0,3$.

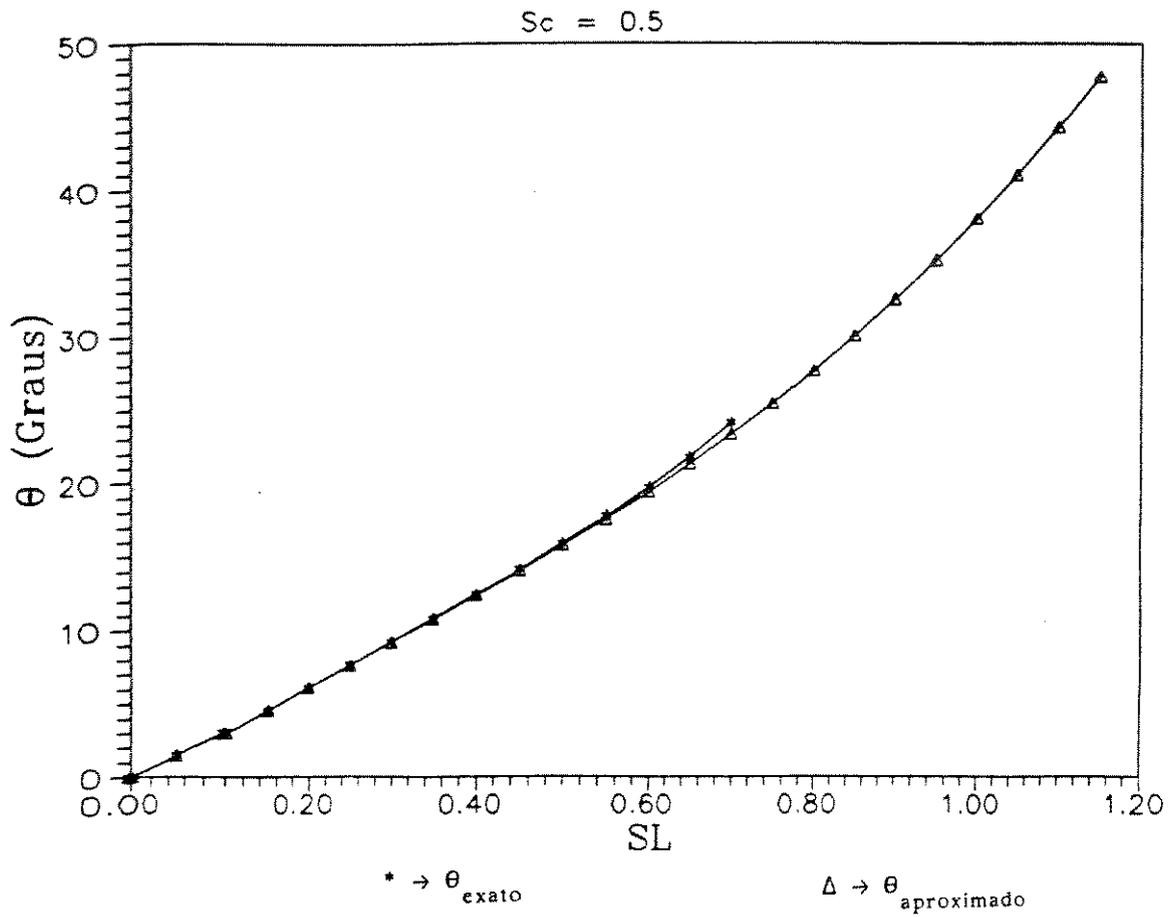


Fig. 4.6. Comparação entre θ_{exato} e $\theta_{\text{aprox.}}$ para $Sc = 0,5$.

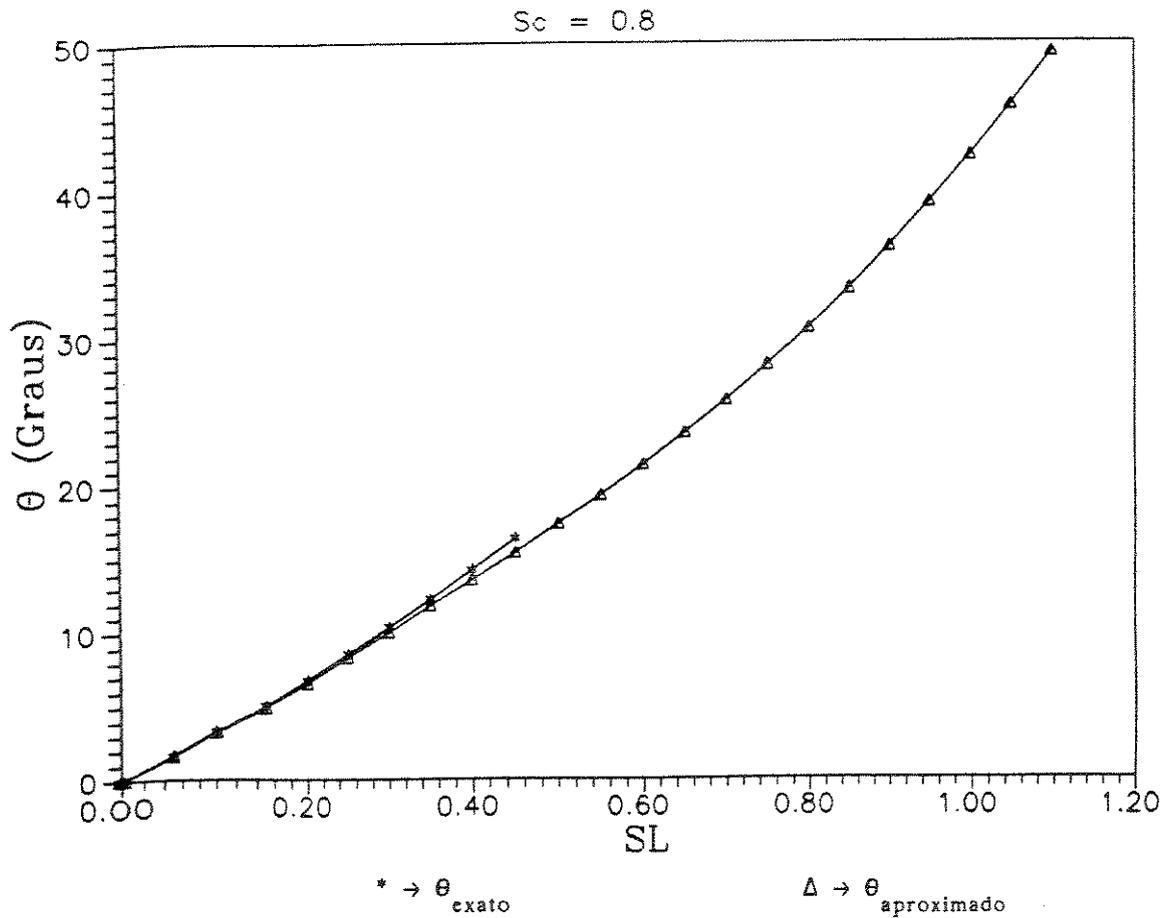


Fig. 4.7. Comparação entre θ_{exato} e $\theta_{\text{aprox.}}$ para $Sc = 0,8$.

φ é o ângulo entre as direções principais X_w e Y_w do prisma Wollaston e os eixos X e Y, respectivamente (Fig. 4.8);

δ é o retardo linear na fibra;

$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ j \end{pmatrix}$ são as componentes normalizadas do campo elétrico (não modulado) da luz de entrada.

As intensidades da luz transmitida pelo prisma Wollaston são [2]:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= |E_x|^2 = \frac{1}{2} (1 + \sin 2\varphi \sin \delta) \\ I_2 &= |E_y|^2 = \frac{1}{2} (1 - \sin 2\varphi \sin \delta) \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

A birrefringência pode ser extraída pela seguinte expressão [2]:

$$S_C = \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2} = \sin 2\varphi \sin \delta \quad (4.18)$$

Esta expressão tem seu máximo valor quando $\varphi = \pi/4$ rad.

$$S_{C_{MAX}} = \sin \delta \quad (4.19)$$

Portanto, é possível obter δ mediante uma rotação do prisma Wollaston até conseguir o máximo valor de S_C .

A seguir, apresenta-se uma expressão mais geral da luz que vai ser introduzida na fibra, a qual possuirá, então, polarização elíptica, com as seguintes componentes do campo elétrico [2]:

$$E_{s_{en}} = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a \cos \theta - jb \sin \theta \\ a \sin \theta + jb \cos \theta \end{pmatrix} = a \begin{pmatrix} \cos \theta - je \sin \theta \\ \sin \theta + je \cos \theta \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

onde, segundo a Fig. 4.8:

θ é o azimute da elipse que define a orientação dos eixos X_e e Y_e ,

a e b são os semieixos maior e menor da elipse, respectivamente

$e=b/a$ é a elipticidade

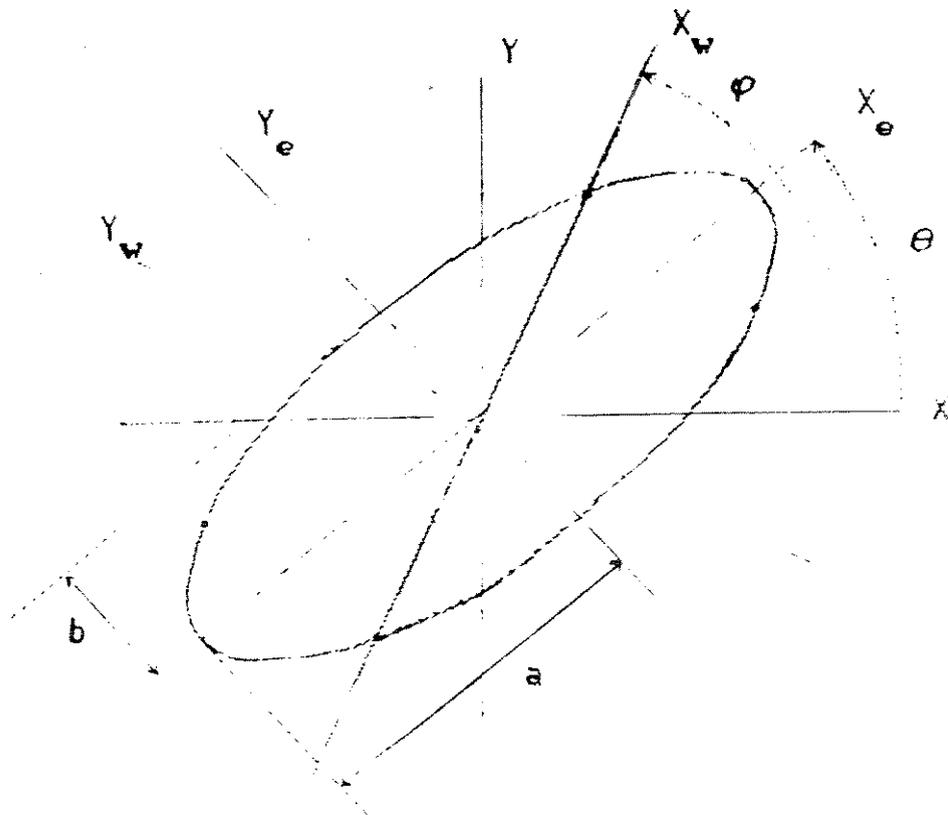


Fig. 4.8 Sistemas de coordenadas para o SOP recebido

No campo elétrico da eq. (4.20), correspondente à entrada na fibra, $e=0$ para polarização linear e $e=1$ para polarização circular.

Supondo que a luz, descrita pela eq. (4.20), é introduzida na fibra, as intensidades I_1 e I_2 , que saem do prisma Wollaston e incidem nos fotodiodos, podem ser obtidas, substituindo-se a eq. (4.20) nas eqs. (4.16) e (4.17), produzindo a seguinte saída [2]:

$$S = \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2} = \frac{(1 - e^2)}{(1 + e^2)} (\cos 2\varphi \cos 2\theta + \sin 2\varphi \sin 2\theta \cos \delta) + \frac{2e}{(1 + e^2)} \sin 2\varphi \sin \delta \quad (4.21)$$

No receptor, no caso ideal, o polarímetro que produz S_L recebe um sinal com polarização linear ($e = 0$), com $\varphi = \frac{\pi}{4}$ rad e $\theta = \frac{\pi}{4}$ rad. Então, substituindo-se estes parâmetros na eq. (4.21), chega-se a:

$$S_L = \cos \delta \quad (4.22)$$

No polarímetro que recebe luz com polarização circular, e que produz S_C , idealmente tem-se $e = 1$ e $\varphi = \theta = \pi/4$ rad. Com estes valores, na eq. (4.21), obtém-se:

$$S_C = \sin \delta \quad (4.23)$$

As eqs. (4.22) e (4.23) indicam que quando o prisma está perfeitamente alinhado com os eixos de análise em 45° , os valores das saídas S_L e S_C dependem apenas da birrefringência da fibra. Se a fibra tiver baixa birrefringência, então $S_L \rightarrow 1$ e $S_C \rightarrow 0$.

Para valores intermediários da elipticidade, o principal efeito da elipticidade na eq. (4.21) é introduzir um fator de escala de erro de $(1 - e^2)/(1 + e^2)$. Supondo que este fator mantém-se constante, pode-se efetuar uma calibração. Desta forma, ainda esta constante de erro (a média de $(1 - e^2)/(1 + e^2)$) pode ser corrigida quando seus desvios aleatórios são pequenos. Portanto, pode-se construir um sistema com boa precisão [13].

Substituindo $e = 0$ e $e = 1$ para S_L e S_C , respectivamente, na eq. (4.21), e com $\varphi = \pi/4$ rad, pode-se ver o efeito do ângulo θ do plano de polarização nestes sinais:

$$S_L = \sin 2\theta \cos \delta \quad (4.24)$$

$$S_C = \sin \delta \quad (4.25)$$

Combinando as eqs. (4.24) e (4.25), chega-se a:

$$2\theta = \text{sen}^{-1} \left[\frac{S_L}{(1 - S_C^2)^{1/2}} \right] \quad (4.26)$$

Na Fig. 4.9, traça-se a eq. (4.26), onde observa-se a relação entre θ , S_L e S_C . Esta equação pode ser utilizada para implementar o circuito de decisão no receptor CPOLSK, assim como foi feito com a eq. (4.11). Utilizando a eq. (4.13), obtém-se:

$$2\theta = \frac{S_L}{[(1 - S_C^2)]^{1/2}} \left[1 + \frac{1}{6} \left(\frac{S_L^2}{1 - S_C^2} \right) + \frac{3}{40} \left(\frac{S_L^2}{1 - S_C^2} \right)^2 \right] \quad (4.27)$$

A Fig. 4.10 serve para comparar as expressões (4.11) e (4.26), observando-se um comportamento análogo e confirmando, assim, a validade da teoria exposta na seção 4.1.1.

4.2. O SISTEMA CPOLSK-1

4.2.1. CARACTERÍSTICAS

No sistema CPOLSK-1, mostrado na Fig. 4.11, usa-se uma onda polarizada circularmente como portadora da informação. A modulação POLSK realiza-se mediante PSK em um interferômetro e usa-se detecção ASK-PD heteródino. No transmissor, produz-se a polarização circular à direita ou à esquerda, dependendo se o dado é "um" ou "zero". A onda é introduzida na fibra óptica monomodo que tem birrefringência linear δ . No receptor, a potência da luz recebida é dividida em dois ramos. Em um deles, mediante uma placa $\lambda/4$, recupera-se a polarização linear a $\pm 45^\circ$ com respeito aos eixos de dita placa, e, depois de passar por um prisma Wollaston (PWL = Prisma Wollaston divisor de polarização linear) rotacionado de 45° , as componentes ortogonais do campo incidem nos fotodiodos (D_{L1} e D_{L2}), que produzem os sinais de entrada ao polarímetro do sinal S_L .

No outro ramal, a luz circularmente polarizada passa pelo prisma Wollaston (PWC = Prisma Wollaston divisor de polarização linear) rotacionado de 45° , e as componentes do campo incidem nos fotodiodos (D_{C1} e D_{C2}) que produzem os sinais de en-

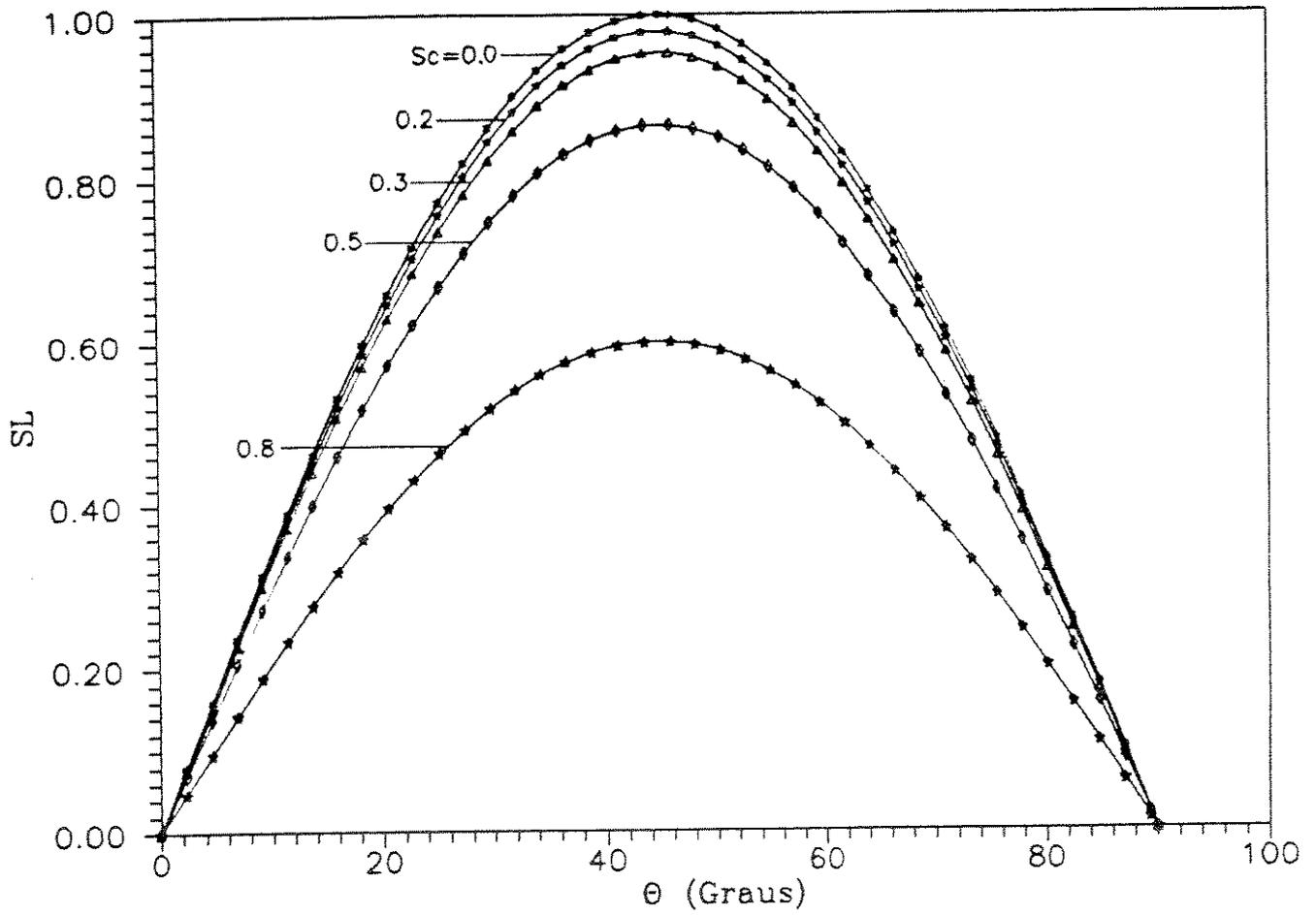


Fig. 4.9 Representação da Eq. (4.26)

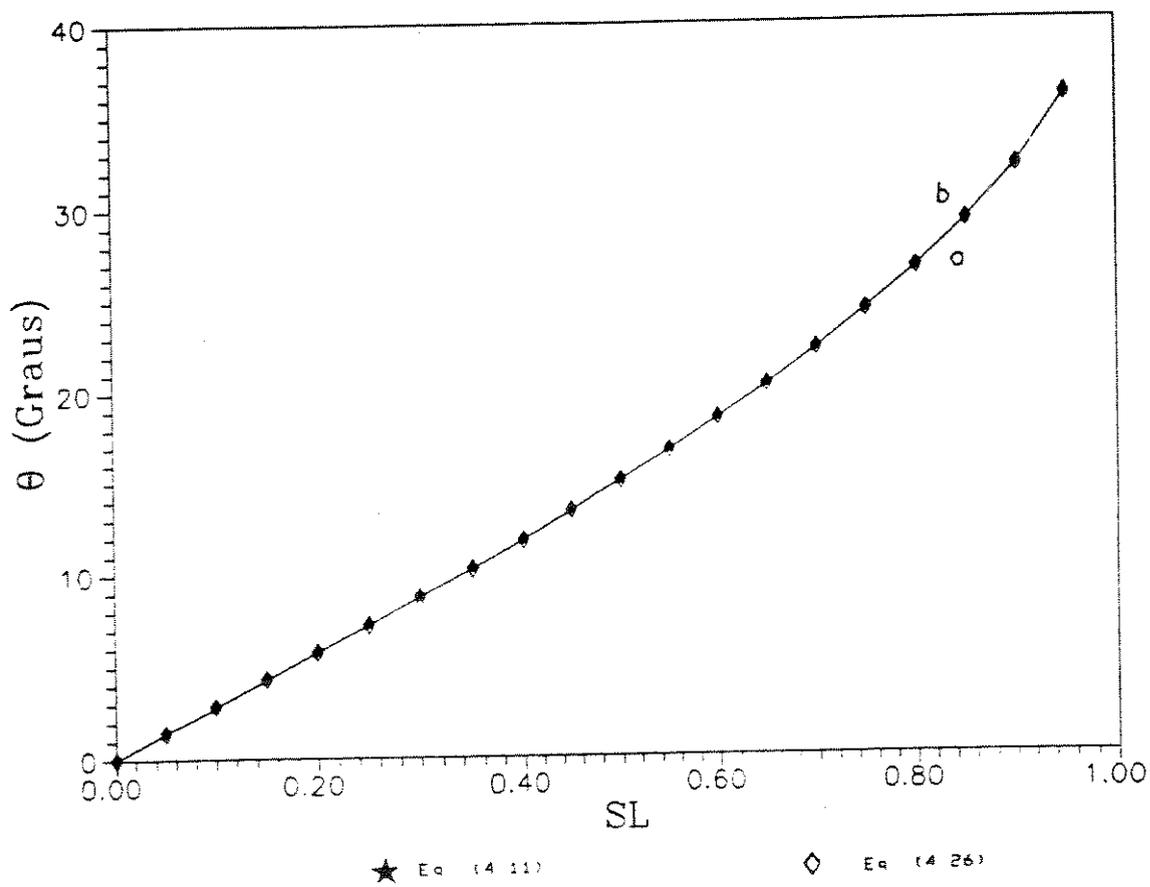


Fig. 4.10. (a) Gráfico das equações (4.11 \rightarrow a) e (4.26 \rightarrow b) para $S_C = 0,0$.

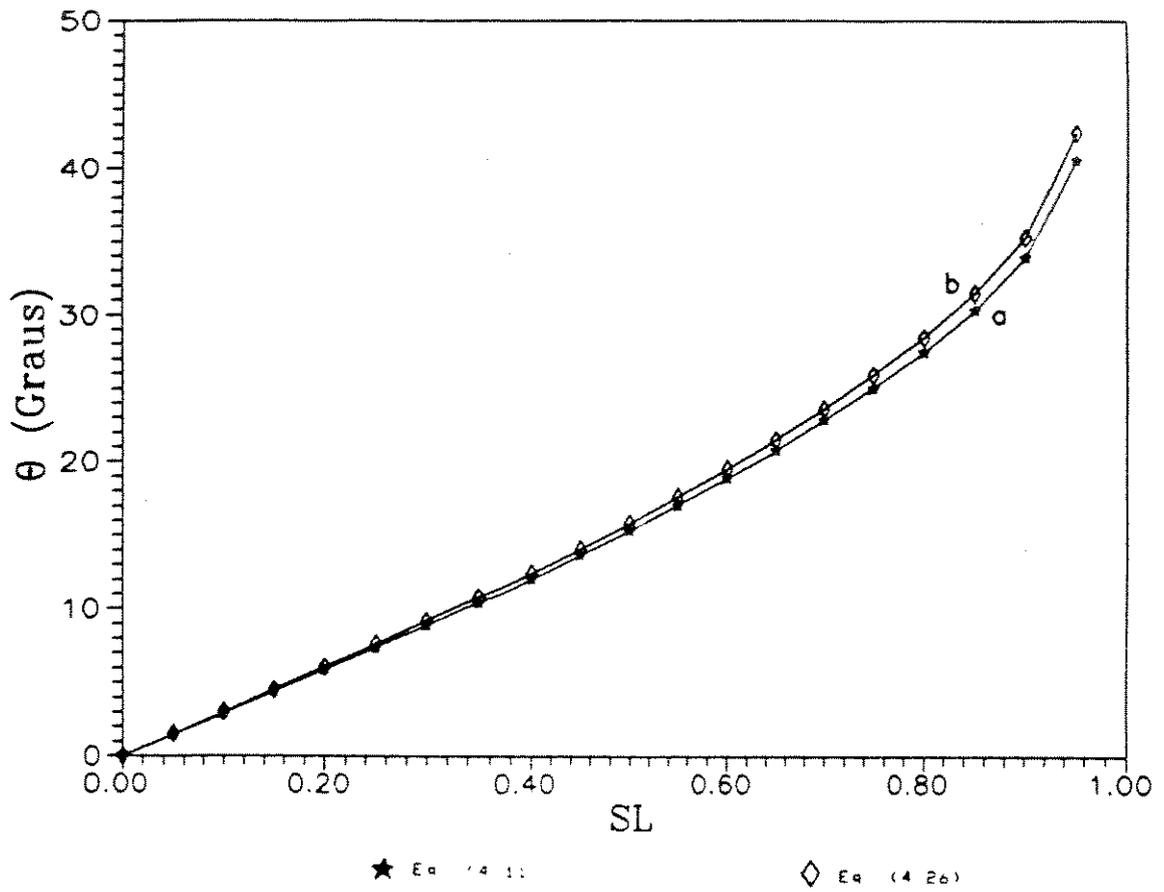


Fig. 4.10. (b) Gráfico das equações (4.11 → a) e (4.26 → b) para $S_C = 0,3$.

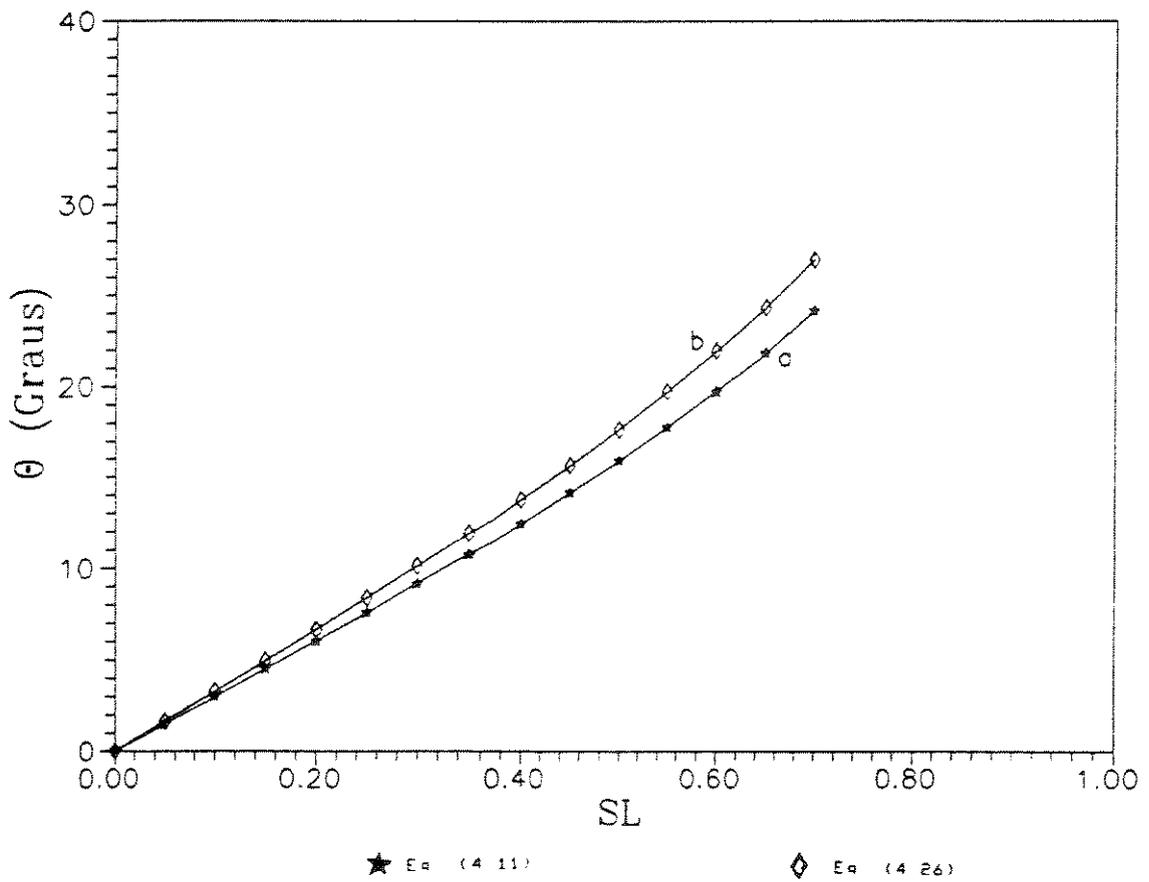


Fig. 4.10. (c) Gráfico das equações (4.11 → a) e (4.26 → b) para $S_C = 0,5$.

trada ao polarímetro do sinal S_C . As ondas linear e circularmente polarizadas são misturadas com a luz do laser local antes de incidir nos prismas.

Os dois sinais S_L e S_C que saem dos polarímetros são processados pelo circuito de decisão que produz a saída em banda base com os dados transmitidos.

4.2.2. O TRANSMISSOR

A modulação da polarização circular é produzida mediante uma modulação prévia PSK de uma onda polarizada linearmente a 45° (com respeito aos eixos X,Y do prisma divisor de feixe PGT) e que é, posteriormente, passada por uma placa retardadora $\lambda/4$.

O esquema do transmissor aqui proposto pode ser visto na Fig. 4.11. O feixe laser entra no prisma divisor de componentes ortogonais (PGT) tendo uma polarização linear inicial (no ponto A) a 45° . Em seguida, ele é dividido em dois feixes, também polarizados linearmente. O feixe direto fica polarizado horizontalmente e entra no modulador de fase, onde é mudado, em fase, de π radianos se a voltagem de controle do modulador corresponde ao "um" lógico. Se a voltagem é a de "zero", o feixe não é mudado de fase.

O feixe indireto, que fica polarizado verticalmente, é superposto com o direito (modulado) mediante espelhos, dando, como resultado, estados de polarização totais lineares em $+45^\circ$, para sinal "zero", e em -45° , para sinal "um".

Agora, o novo feixe, em B, passa por uma placa $\lambda/4$, a qual produz nova mudança de fase de $\pi/2$ radianos em um só componente da polarização, obtendo-se, assim, estados de polarização circular à esquerda, se o dado é "zero" e à direita, se o dado é "um".

A modulação da polarização circular também pode ser obtida mediante a mudança na fase de uma das componentes do campo em A, $\pm \frac{\pi}{2}$ radianos, de tal forma que em B, as componentes sobrepõem-se, gerando, assim, a polarização circular à direita ou à esquerda, dependendo se o bit do sinal é "um" ou "zero".

No transmissor, pode-se utilizar um outro modulador externo. O feixe polarizado a 45° , no ponto A, torna-se polarizado circularmente após passar pela placa $\lambda/4$. No ponto C, o modulador externo POLSK muda a fase de uma das componentes ortogonais, entre 0 ou π radianos, dependendo se a informação é o bit "zero" ou "um",

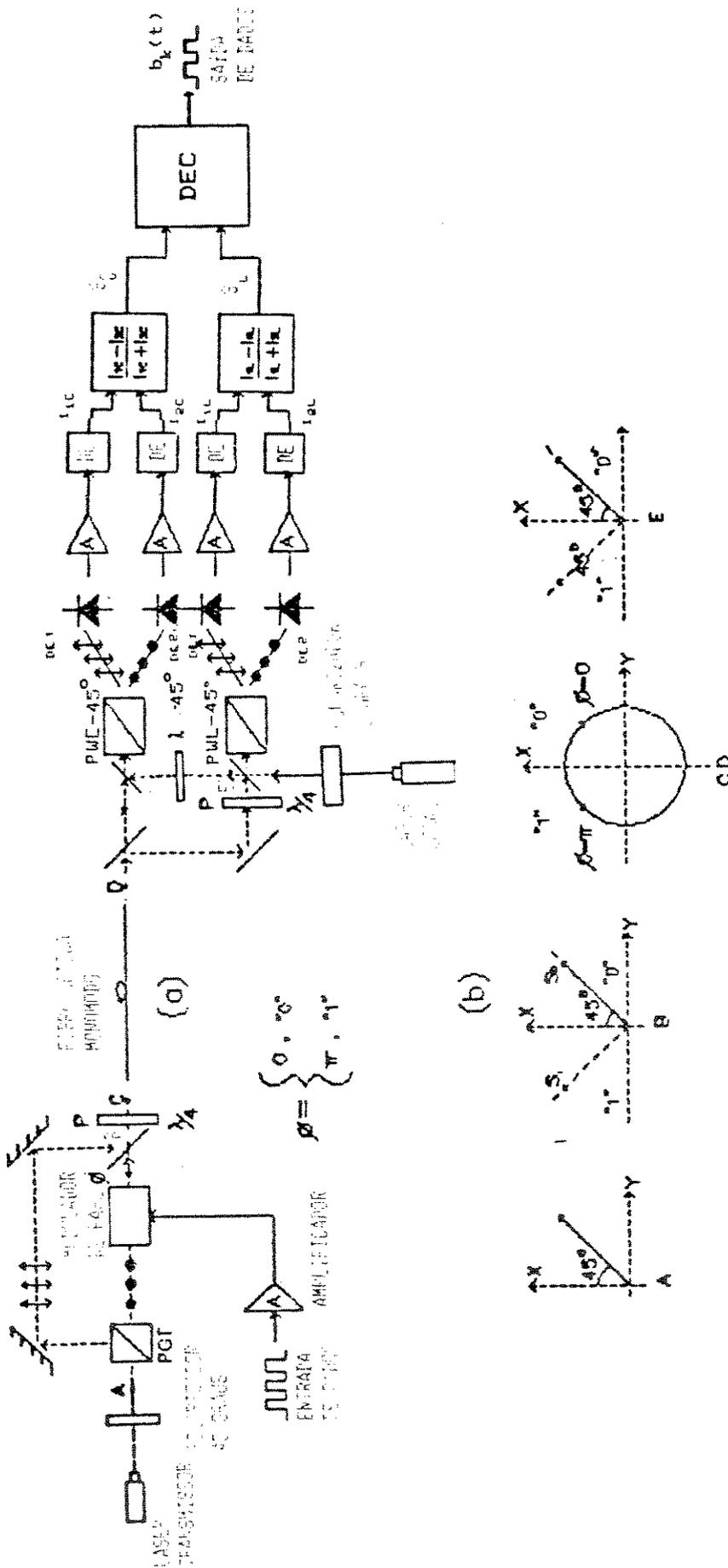


Fig. 4.11. (a) Sistema de comunicações coerentes por fibra óptica com modulação de polarização circular CPOLSK-1.

(b) Estados de polarização em alguns pontos do sistema.

PGT = prisma Glan-Taylor; P = placa de defasagem $\lambda/4$;

PWL-45° e PWC-45° = Prismas Wollaston com os eixos de análise rotacio-

nados de 45° com respeito aos eixos de referência; A = amplificador;

DE = filtro detector de envoltória; POL-45° = polarizador a 45°.

respectivamente. No ponto C tem-se polarização circular à direita ou esquerda para bit "um" ou "zero", respectivamente.

4.2.3. O RECEPTOR

No receptor (Fig. 4.11), o feixe é dividido em dois feixes iguais mediante um divisor de feixe. Um dos feixes é passado por uma placa $\lambda/4$ para conseguir, de novo, a polarização linear no ponto E. Em seguida, os feixes passam pelos prismas Wollaston, rotacionados de 45° com respeito ao eixo da polarização do laser local.

O feixe com polarização linear ($\pm 45^\circ$), ao incidir sobre o prisma Wollaston PWL, divide-se em dois feixes com estados de polarização ortogonais, gerando correntes elétricas após a detecção que, depois de amplificadas, filtradas e combinadas, geram o sinal S_L .

O campo elétrico do laser local sobrepõe-se com as componentes do sinal, antes de incidir nos prismas divisores de feixe.

O feixe com polarização circular no ponto F, ao incidir sobre o prisma, divide-se, também, em dois feixes com estados de polarização ortogonais e que geram o sinal S_C .

Com estes sinais elétricos e mediante um circuito eletrônico que possa trabalhar à frequência moduladora, calcula-se o ângulo de rotação θ , segundo a eq. (4.15) ou a eq. (4.27), [Fig. 4.12], que permite recuperar os dados enviados.

O sistema aqui proposto, totalmente em fibra, é mostrado na Fig. 4.13, onde o funcionamento é basicamente o mesmo que o esquema da Fig. 4.11, exceto pelo uso de alguns dispositivos diferentes. A polarização a 45° do feixe, depois da saída do laser transmissor, é feita pela fibra polarizadora "in-line" e, em seguida, um separador de feixes polarizados ortogonalmente, todo em fibra, leva as componentes ortogonais, modulada e não modulada, até o acoplador de saída do transmissor.

Na saída da fibra, o acoplador de 3 dB divide equitativamente a potência óptica para os polarímetros. O polarímetro que obtém o sinal S_C recebe os sinais ópticos das duas saídas de um acoplador/separador de componentes ortogonalmente polarizadas (PBSC = "Polarization Beam Splitter" para polarização circular). No ponto I, o campo elétrico está polarizado circularmente à direita ou à esquerda, dependendo

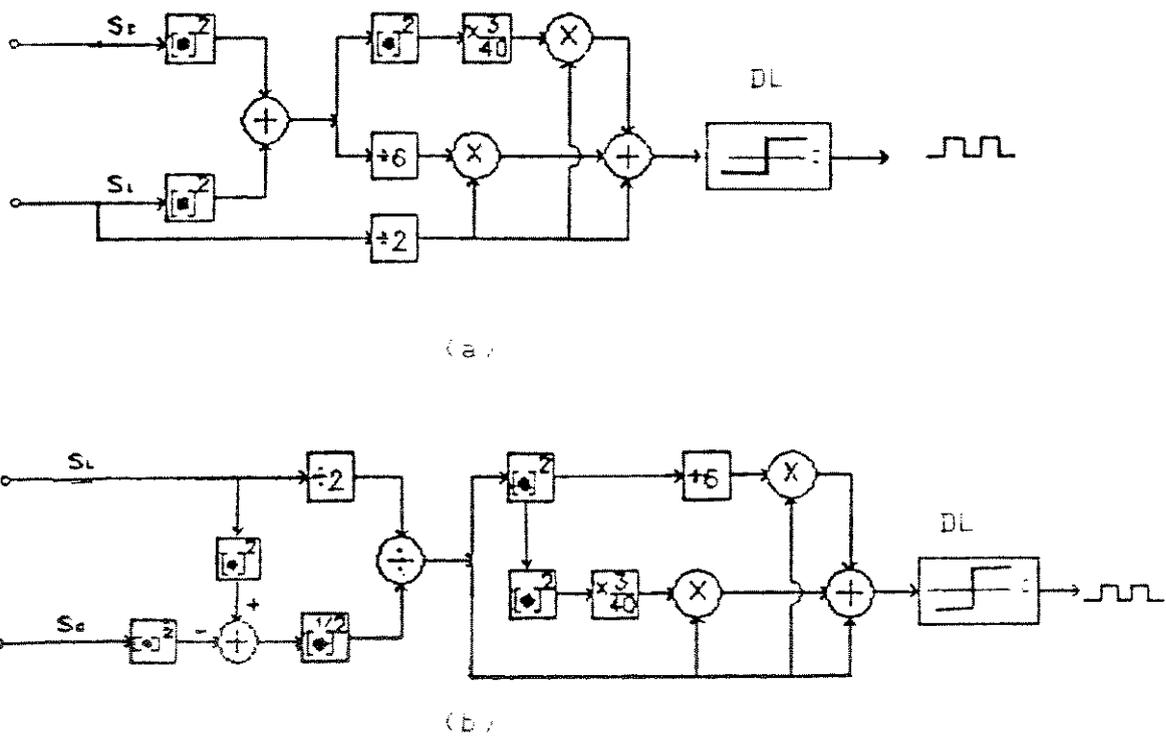


Fig. 4.12 Circuito de decisão (DEC) para o sistema CFQPSK da Fig. 4.11
 (a) Baseado na eq. (4.15)
 (b) Baseado na eq. (4.27)
 DL = Detector de limiar, com limiar = 0.

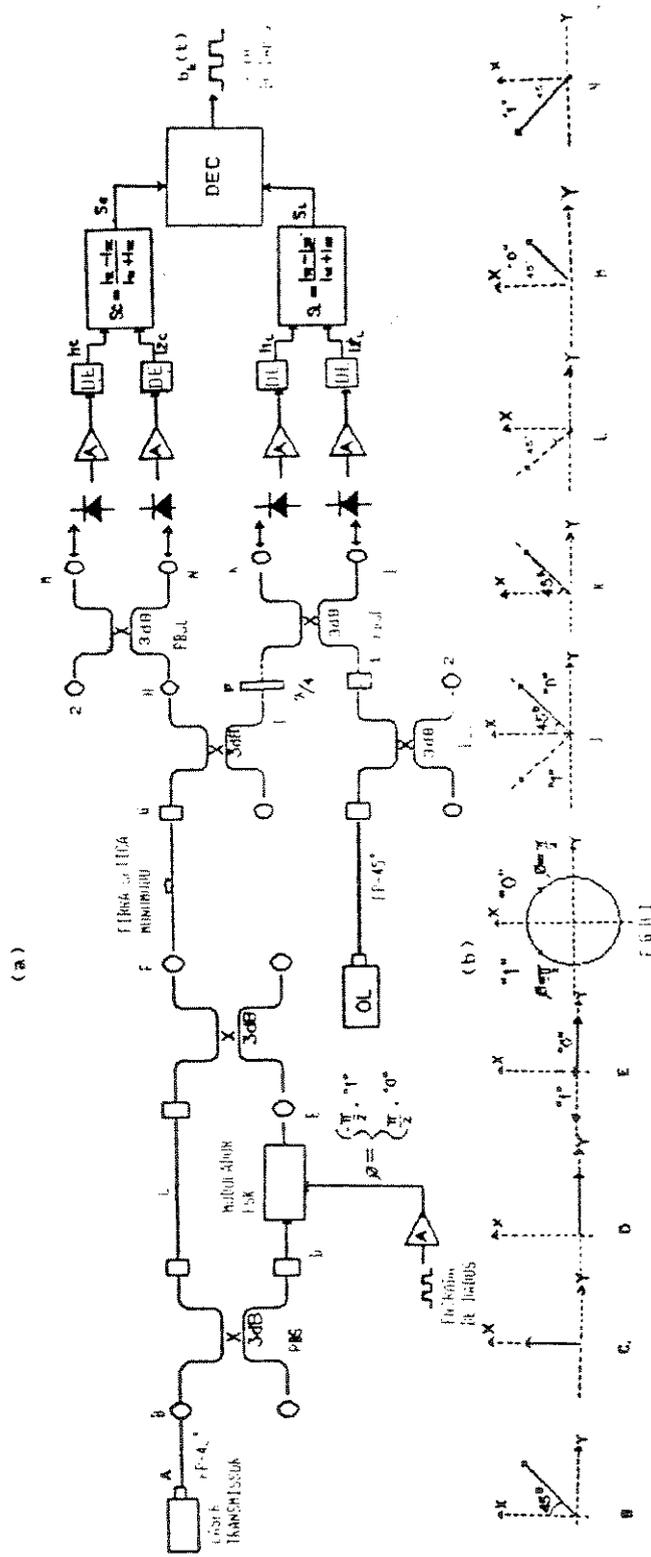


Fig 4 13 (a) Esquema do sistema CFQ/LSK totalmente em fibra

Óptica
 (b) Campos elétricos e suas polarizações em alguns pontos do sistema
 FP = fibra óptica polarizadora, PBS = Polarization Beam Splitter, DE = detector de envoltória, OL = laser local, DEC = circuito de decisão

se o bit enviado foi um ou zero. Passando a placa $\lambda/4$, o campo fica polarizado linearmente, formando um ângulo de $+45^\circ$ ou -45° , dependendo se o bit transmitido foi "zero" ou "um", respectivamente (ponto J na Fig. 4.13).

Na Fig. 4.13(a) mostra-se também o circuito associado ao oscilador local. A fibra polarizadora a 45° injeta o feixe ao separador PBSO ("Polarization Beam Splitter" para o laser local) e, nos pontos 1 e 2, tem-se componentes ortogonais iguais que são separadas de novo pelos PBSL ("Polarization Beam Splitter" para polarização linear) e PBSC para superposição com os sinais de informação.

O separador PBSL deve ser ajustado de tal forma que, quando se transmite um bit "um", o sinal óptico seja máximo na porta L (e, portanto, mínimo na porta K).

Neste sistema, há necessidade de um teste preliminar, na ausência de sinal de informação, para ajustar iguais níveis de potência óptica nas portas K, L, M e N.

Pode-se ver, ainda, que no processamento eletrônico dos sinais, (Fig. 4.12), pode ser omitido o fator 2 que divide toda a expressão que define o ângulo de rotação de polarização das eqs. (4.15) e (4.27), permitindo, dessa forma, obter um maior sinal elétrico de saída.

4.2.4. ANÁLISE DE SINAL E RUÍDO

A saída do polarímetro S_L pode ser expressa em função do k-ésimo bit transmitido, $b_k(t)$, como mostrado a seguir:

Sejam as componentes do campo elétrico do sinal recebido e do laser local, \vec{E}_S e \vec{E}_L , no ponto E da Fig. (4.11) (Vide Fig. 4.14):

$$\vec{E}_S = E_{SX} \hat{x} + E_{SY} \hat{y} \quad (4.28)$$

$$\vec{E}_L = E_{LX} \hat{x} + E_{LY} \hat{y} \quad (4.29)$$

$$E_{SX} = [1 - b_k(t)] \sqrt{P_S} e^{j[\omega_1 t + \phi_1(t)]} \quad (4.30)$$

$$E_{SY} = b_k(t) \sqrt{P_S} e^{j[\omega_1 t + \phi_1(t)]} \quad (4.31)$$

$$E_{LX} = \sqrt{\frac{P_L}{2}} e^{j[\omega_2 t + \phi_2(t)]} \quad (4.32)$$

$$E_{LY} = \sqrt{\frac{P_L}{2}} e^{j[\omega_2 t + \phi_2(t)]} \quad (4.33)$$

onde

P_S é a potência do laser transmissor

ω_1 é a frequência angular da portadora óptica

$\phi_1(t)$ representa o efeito do ruído de fase do laser transmissor

P_L é a potência do laser local no ponto E da Fig. 4.11

$\phi_2(t)$ é o ruído de fase do laser local (suposto não ter qualquer correlação com o ruído de fase do laser transmissor)

ω_2 é a frequência angular da luz emitida pelo laser local

$$b_k = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}, \text{ correspondente ao } k\text{-ésimo bit transmitido.} \quad (4.34)$$

Os dois campos combinam-se no ponto E da Fig. (4.11) e, em seguida, separam-se as componentes em X e Y mediante o prisma Wollaston (PWL-45°) divisor de feixe ortogonais, chegando-se a:

$$E_{TX} = E_{SX} + E_{LX} = [1 - b_k(t)] \sqrt{P_S} e^{j[\omega_1 t + \phi_1(t)]} + \sqrt{\frac{P_L}{2}} e^{j[\omega_2 t + \phi_2(t)]} \quad (4.35)$$

$$E_{TY} = E_{SY} + E_{LY} = b_k(t) \sqrt{P_S} e^{j[\omega_1 t + \phi_1(t)]} + \sqrt{\frac{P_L}{2}} e^{j[\omega_2 t + \phi_2(t)]} \quad (4.36)$$

Os sinais de FI são:

$$S_x \propto |E_{TX}|^2 \propto [1 - b_k(t)] \sqrt{2 P_S P_L} \cos [w_{FI} t + \phi_{12}(t)] \quad (4.37)$$

$$S_y \propto |E_{TY}|^2 \propto b_k(t) \sqrt{2 P_S P_L} \cos [w_{FI} t + \phi_{12}(t)] \quad (4.38)$$

onde:

$w_{FI} = w_1 - w_2$ é a frequência angular intermediária

$$\phi_{12}(t) = \phi_1(t) - \phi_2(t)$$

Demodulando cada canal com um detector de envoltória e filtragem passa baixa, obtém-se os seguintes sinais quadráticos [1]:

$$S_x^2 \propto 2P_S P_L [1 - b_k(t)] \quad (4.39)$$

$$S_y^2 \propto 2P_S P_L b_k(t) \quad (4.40)$$

Então, a saída do polarímetro, S_{LK} , é:

$$S_{LK} \propto \frac{S_x^2 - S_y^2}{S_x^2 + S_y^2} = \frac{[1 - b_k(t)] - b_k(t)}{[1 - b_k(t)] + b_k(t)} \quad (4.41)$$

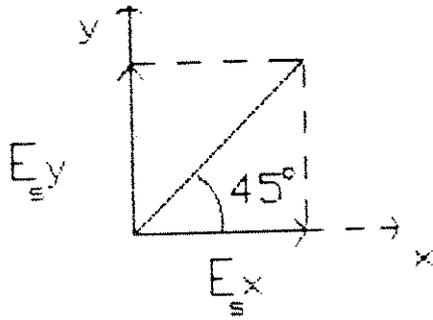
$$S_{LK} \propto [1 - 2 b_k(t)] \quad (4.42)$$

A eq. (4.42) mostra que, na ausência da birrefringência e das flutuações de polarização, o sinal de saída do polarímetro, S_{LK} , é +1, -1 quando o bit transmitido é 0,1, respectivamente. Também observa-se a independência com relação ao ruído de fase dos lasers transmissor e local.

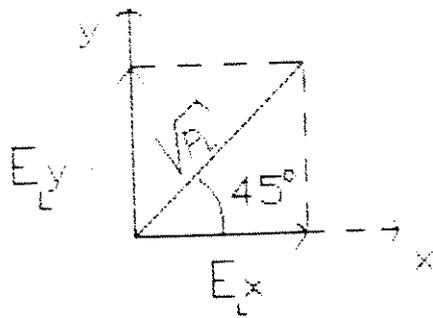
Considerando agora a presença do ruído balístico como um processo Gaussiano, as componentes do ruído em fase e em quadratura, n_s e n_c , afetam os sinais em FI da seguinte forma [18]:

$$S_1 \propto S_x + n_{1C} \cos w_{FI} t - n_{1S} \sin w_{FI} t \quad (4.43)$$

$$S_2 \propto S_y + n_{2C} \cos w_{FI} t - n_{2S} \sin w_{FI} t \quad (4.44)$$



(a)



(b)

Fig 4.14 Componentes do campo elétrico do sinal (a) e do laser local (b)

Operando estes sinais com detectores de envoltória, separadamente, pode-se obter [18]:

$$S_1^2 - S_2^2 \propto 2P_S P_L [1 - 2b_k(t)] + n_{1C}^2 - n_{2C}^2 + n_{1S}^2 - n_{2S}^2 - 2\sqrt{2P_S P_L} \{ [b_k(t) - 1] n_{1C} + b_k(t) n_{2C} \} \quad (4.45)$$

$$S_1^2 + S_2^2 \propto 2P_S P_L + 2\sqrt{2P_S P_L} \{ [1 - b_k(t)] n_{1C} + b_k(t) n_{2C} \} + n_{1C}^2 + n_{2C}^2 + n_{1S}^2 + n_{2S}^2 \quad (4.46)$$

Então, a saída do polarímetro, S_{LK} , fica:

$$S_{LK} \propto \frac{S_1^2 - S_2^2}{S_1^2 + S_2^2} \quad (4.47)$$

Substituindo as relações (4.45) e (4.46) na (4.47), chega-se à seguinte relação:

$$S_{LK} \propto [1 - 2b_k(t)] + \frac{\sum n_i^2}{2P_S P_L} + (\text{outros termos}) \quad (4.48)$$

onde os n_i^2 representam os termos de ruído relevantes.

Na (4.48) foi usada a seguinte série para expandir o denominador da relação (4.47):

$$(1 + x)^{-1} = 1 - x + x^2 + \dots, \quad |x| < 1 \quad (4.49)$$

Os outros termos da (4.48) são muito pequenos, pois estão divididos por potências de $(2P_S P_L)$, e foram, portanto, desprezados.

Sejam as componentes do campo elétrico do sinal e do laser local, \vec{E}_{SC} e \vec{E}_{LC} , no ponto F da Fig. 4.11:

$$\vec{E}_{SC} = \hat{x} \sqrt{\frac{P_S}{2}} e^{j[\omega_1 t + \phi_1(t) + \phi(t)]} + \hat{y} \sqrt{\frac{P_S}{2}} e^{j[\omega_1 t + \phi_1(t)]} \quad (4.50)$$

$$\vec{E}_{LC} = \hat{x} \sqrt{\frac{P_L}{2}} e^{j[\omega_2 t + \phi_2(t) + \frac{\pi}{2}]} + \hat{y} \sqrt{\frac{P_L}{2}} e^{j[\omega_2 t + \phi_2(t)]} \quad (4.51)$$

onde:

$$\phi(t) = [1 - 2b_k(t)] \frac{\pi}{2}, \quad b_k(t) = 0,1 \quad (4.52)$$

é a fase vinculada à informação transmitida e as demais variáveis têm o mesmo significado que para as equações (4.28) a (4.33).

Os dois campos combinam-se no ponto F da Fig. 4.11 e, em seguida, separam-se as componentes em X e Y mediante o prisma Wollaston (PWC-45°), divisor de feixes ortogonais, chegando-se a:

$$\vec{E}_{CX} = \sqrt{\frac{P_S}{2}} e^{j[\omega_1 t + \phi_1(t) + \phi(t)]} + \sqrt{\frac{P_L}{2}} e^{j[\omega_2 t + \phi_2(t) + \frac{\pi}{2}]} \quad (4.53)$$

$$\vec{E}_{CY} = \sqrt{\frac{P_S}{2}} e^{j[\omega_1 t + \phi_1(t)]} + \sqrt{\frac{P_L}{2}} e^{j[\omega_2 t + \phi_2(t)]} \quad (4.54)$$

obtendo-se os sinais de FI:

$$S_{CX} \propto |E_{CX}|^2 \propto \sqrt{P_S P_L} \cos [\omega_{FI} t + \phi_{12}(t) + \phi(t) - \frac{\pi}{2}] \quad (4.55)$$

$$S_{CY} \propto |E_{CY}|^2 \propto \sqrt{P_S P_L} \cos [\omega_{FI} t + \phi_{12}(t)] \quad (4.56)$$

Tendo em conta a eq. (4.52), a relação (4.55) pode ser expressa, na forma:

$$S_{CX} \propto [1 - 2b_k(t)] \sqrt{P_S P_L} \cos [\omega_{FI} t + \phi_{12}(t)] \quad (4.57)$$

Demodulando cada canal com um detetor de envoltória e uma filtragem passa baixa, obtém-se os seguintes sinais quadráticos [1]:

$$S_x^2 \propto P_S P_L, \quad S_y^2 \propto P_S P_L \quad (4.58)$$

resultando:

$$S_{CK} \propto \frac{S_x^2 - S_y^2}{S_x^2 + S_y^2} = 0 \quad (4.59)$$

A relação (4.59) mostra que, na ausência da birrefringência e das flutuações de polarização, o sinal de saída do polarímetro, S_{CK} , é zero para qualquer bit transmitido, sendo, também, independente do ruído de fase dos lasers.

Considerando o ruído balístico como um processo Gaussiano, as componentes em fase e em quadratura do ruído, n_s e n_c , afetam os sinais de FI da seguinte forma [18]:

$$S_{1C} \propto S_{CX} + n_{1C} \cos w_{FI} t - n_{1S} \sin w_{FI} t \quad (4.60)$$

$$S_{2C} \propto S_{CY} + n_{2C} \cos w_{FI} t - n_{2S} \sin w_{FI} t \quad (4.61)$$

Operando estes sinais separadamente, com demodulação de envoltória, a diferença pode ser expressa na forma [18]:

$$S_{1C}^2 - S_{2C}^2 \propto (n_{1C}^2 - n_{2C}^2) + (n_{1S}^2 - n_{2S}^2) \quad (4.62)$$

e a soma fica:

$$S_{1C}^2 + S_{2C}^2 \propto 2 P_S P_L + n_{1C}^2 + n_{2C}^2 + n_{1S}^2 + n_{2S}^2 \quad (4.63)$$

Então, a saída do polarímetro, S_{CK} , torna-se:

$$S_{CK} \propto \frac{S_{1C}^2 - S_{2C}^2}{S_{1C}^2 + S_{2C}^2} \quad (4.64)$$

Substituindo as relações (4.62) e (4.63) em (4.64) e, em seguida dividindo o numerador e denominador por $2P_S P_L$, chega-se à seguinte relação:

$$S_{CK} \propto \frac{\sum n_i^2}{2P_S P_L} + (\text{outros termos}) \quad (4.65)$$

Na relação (4.65), foi usada a expansão em série, dada em (4.49), para expandir o denominador da relação (4.64). Os outros termos da (4.65) são muito pequenos, devido à divisão por potências de $(2P_S P_L)$, sendo, portanto, desprezíveis.

Substituindo as relações (4.48) e (4.65) na eq. (4.15), obtém-se:

$$2\theta(t) = \left(\frac{149}{120}\right)[1 - 2b_k(t)] + \left(\frac{225}{120}\right) \frac{\sum_i n_i^2}{2P_S P_L} + (\text{outros termos}) \quad (4.66)$$

Os outros termos da (4.66) são muito pequenos devido à divisão por potências de $(2P_S P_L)$.

Após tomar o valor quadrático médio dos termos relevantes na relação (4.66), chega-se à relação sinal/ruído aproximada na etapa de decisão:

$$\gamma_{\text{CPOLSK}} \approx 0,219 \left[\frac{(P_S P_L)^2}{\sigma^4} \right] = 0,109 \gamma_{\text{POLSK}} \quad (4.67)$$

onde σ^2 é a variância do ruído balístico e P_S e P_L são as potências do laser transmissor e local, respectivamente.

A eq. (4.67) mostra que, para o sistema CPOLSK proposto, há uma degradação da ordem de 10 dB na relação sinal/ruído antes do detector de limiar, com respeito à relação sinal/ruído do sistema POLSK.

Para a relação sinal/ruído da eq. (4.67) foi levado em conta que a potência do sinal é dividida para dois polarímetros e a potência do laser local é dividida para quatro fotodiodos.

Além disso, pode-se demonstrar que, a nível de FI, o sistema CPOLSK tem uma degradação na relação sinal/ruído da ordem de 6 dB, quando comparado com o sistema POLSK.

Seja uma onda introduzida na fibra óptica com as seguintes componentes:

$$\left. \begin{aligned} E_X &= E_{SX} e^{j(\omega t - \beta z)} \\ E_Y &= E_{SY} e^{j(\omega t - \beta z + \delta)} \end{aligned} \right\} \quad (4.68)$$

O vetor de Poynting médio para uma onda polarizada elipticamente, propagando-se na direção \hat{z} , em um meio sem perdas, pode ser expresso pela seguinte equação [19]:

$$\langle \vec{S} \rangle = \frac{1}{2} \frac{(E_{SX}^2 + E_{SY}^2)}{z_0} \hat{z} = \frac{1}{2} \frac{E_S^2}{z_0} \hat{z} \quad (4.69)$$

onde E_{SX} e E_{SY} são as componentes do campo elétrico nos eixos x e y , respectivamente, $E_S = \sqrt{E_{SX}^2 + E_{SY}^2}$ é a amplitude do campo resultante e z_0 é a impedância intrínseca do meio.

Note-se que o valor médio $\langle \vec{S} \rangle$ é independente da diferença de fase entre as duas componentes.

Para uma onda polarizada circularmente, com o campo elétrico máximo igual a E_S , o valor médio do vetor de Poynting é:

$$\langle \vec{S} \rangle_{\text{pol. circ.}} = \frac{1}{2} \frac{(E_S^2 + E_S^2)}{z_0} \hat{z} = \frac{E_S^2}{z_0} \hat{z} \quad (4.70)$$

para uma onda polarizada linearmente com o mesmo campo elétrico máximo $E_S = \sqrt{E_{SX}^2 + E_{SY}^2}$, verifica-se que:

$$\langle \vec{S} \rangle_{\text{pol. lin.}} = \frac{1}{2} \frac{(E_{SX}^2 + E_{SY}^2)}{z_0} \hat{z} = \frac{1}{2} \frac{E_S^2}{z_0} \hat{z} \quad (4.71)$$

Das eqs. (4.70) e (4.71), observa-se que o vetor de Poynting médio de uma

onda polarizada circularmente é o dobro que o de uma onda linearmente polarizada se o campo elétrico máximo, E_s , é o mesmo para as duas ondas [19].

4.2.5. DESEMPENHO DO SISTEMA

A variância do ruído branco gaussiano, com média zero, pode ser expressa da seguinte forma [18]:

$$\sigma^2 = 4h\nu P_L W = 4h\nu P_L (R + KB_L) \quad (4.72)$$

onde:

$h\nu$ é a energia do fóton

W é a largura de banda do filtro de FI

R é a taxa de bits transmitidos em bit/s

B_L é a soma das larguras de linha do laser transmissor com o do laser local

K é o parâmetro de alargamento do filtro com $8 \leq K \leq 10$ para filtragem sem distorção

A probabilidade de erro para sistemas POLSK, em geral, pode ser escrita na forma [18]:

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\sqrt{\frac{\gamma}{2}}} \quad (4.73)$$

Substituindo as eqs. (4.67) e (4.72) na eq. (4.73), e tendo em conta a definição $N = P_s / h\nu R$, que é o número de fótons por bit, com $N > 10$, chega-se a [18]:

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-(0,08) \frac{NR/B_L}{(K + R/B_L)}} \quad (4.74)$$

Na Fig. 4.15 traça-se $\log_{10} P_e$ versus N , tendo R/B_L como parâmetro.

Na Fig. 4.16 pode-se comparar o desempenho do sistema CPOLSK-1 com outros esquemas.

Como pode ser observado na Fig. 4.16, o desempenho do sistema CPOLSK-1 proposto é inferior aos outros sistemas indicados. No entanto, a proposta tem o mérito

de mostrar a técnica de empregar luz circularmente polarizada com compensação eletrônica da birrefringência da fibra, sendo altamente insensível às flutuações do SOP e independente do ruído de fase dos lasers.

4.3. SISTEMAS CPOLSK ALTERNATIVOS

Uma série de outros sistemas CPOLSK pode ser divisada, tendo em conta as relações (4.55), (4.56) e (4.57). Nas Figs. 4.17 e 4.18 apresentam-se dois esquemas CPOLSK alternativos. No sistema da Fig. 4.17 usa-se o mesmo transmissor empregado anteriormente (Fig. 4.11) e, no receptor, o sinal de informação $[b_k(t)]$ é obtido através de um detector de fase por correlação aplicado no canal X de FI. O outro canal de FI pode ser usado para corrigir o SOP na entrada do receptor.

No esquema da Fig. 4.18 usa-se, novamente o mesmo transmissor do sistema CPOLSK-1 e apenas um polarímetro no receptor. Neste caso, no entanto, usa-se um processamento diferente no receptor. Após a divisão em feixes ortogonais pelo prisma, estes são detectados e amplificados, gerando-se os sinais S_{cx} e S_{cy} . Processando-se o sinal S_{cx} via filtragem passa-faixa e detector de correlação, obtém-se o sinal S_L . O sinal S_C é obtido de S_{cx} e S_{cy} através de detecção de envoltória e filtragem passa baixa. Processando-se S_L e S_C em um bloco de decisão (DEC), como feito na Fig. 4.12, obtém-se, na saída, o sinal em banda base $b_k(t)$.

Os dois esquemas acima apresentados possuem desempenhos melhores que o CPOLSK-1 da seção 4.2. Outros sistemas CPOLSK, envolvendo processamentos alternativos no receptor, podem ser facilmente divisados.

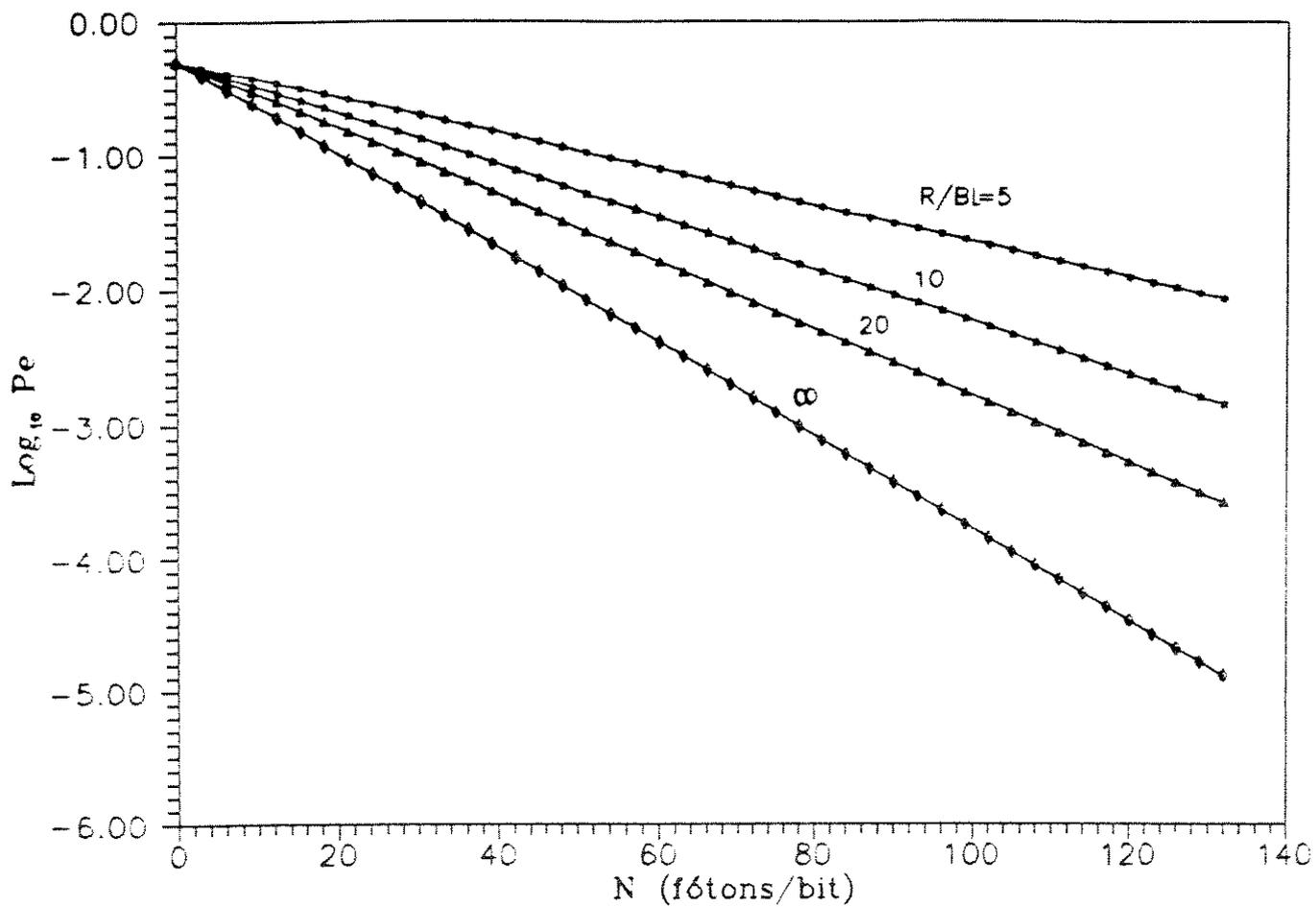


Fig. 4.15 Curvas de taxa de erro para o sistema Poisk, com $K=8$

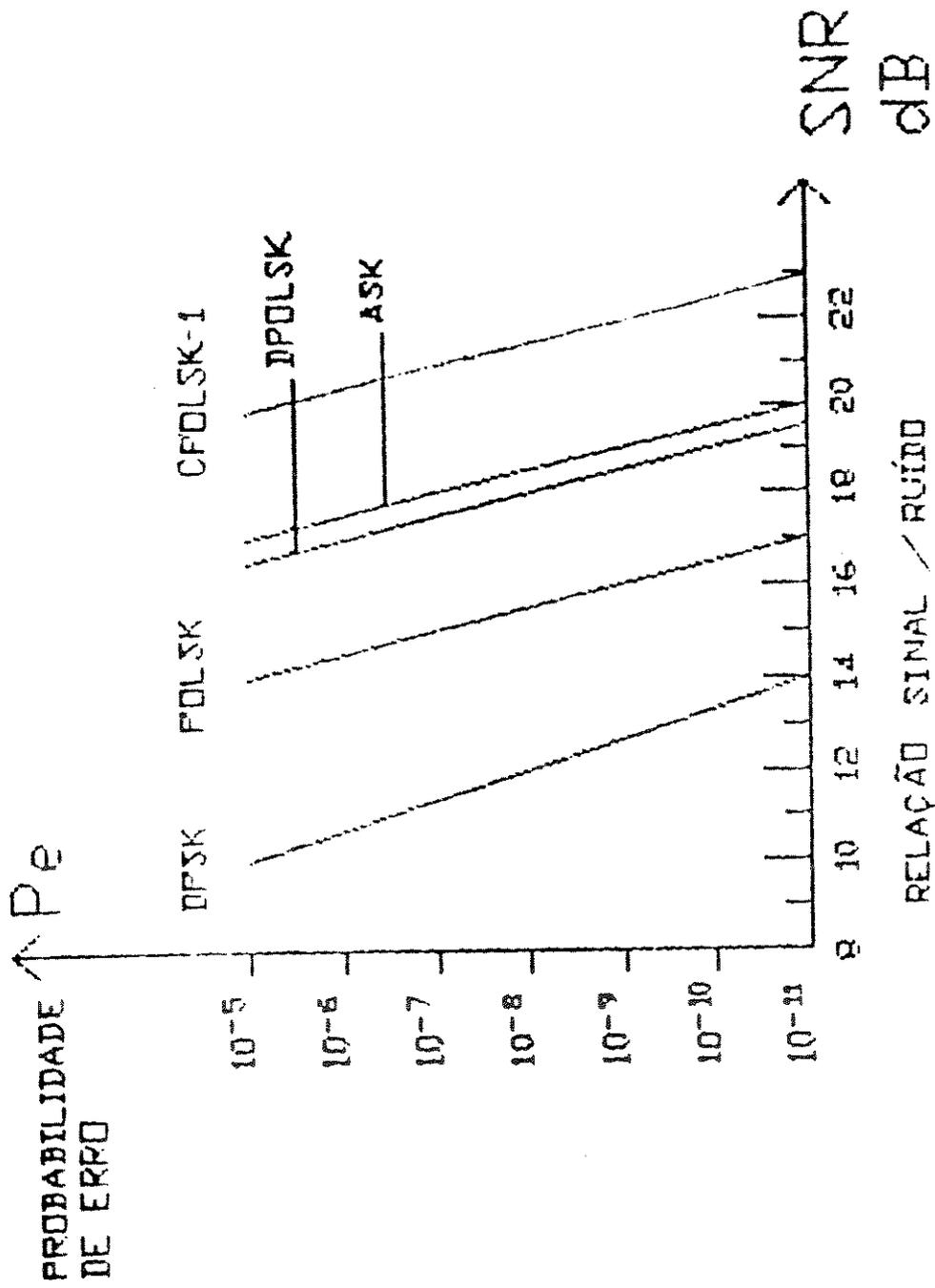


Fig. 4.16 Probabilidade de erro de vários sistemas como uma função da relação sinal/ruído em nível de BI [20].

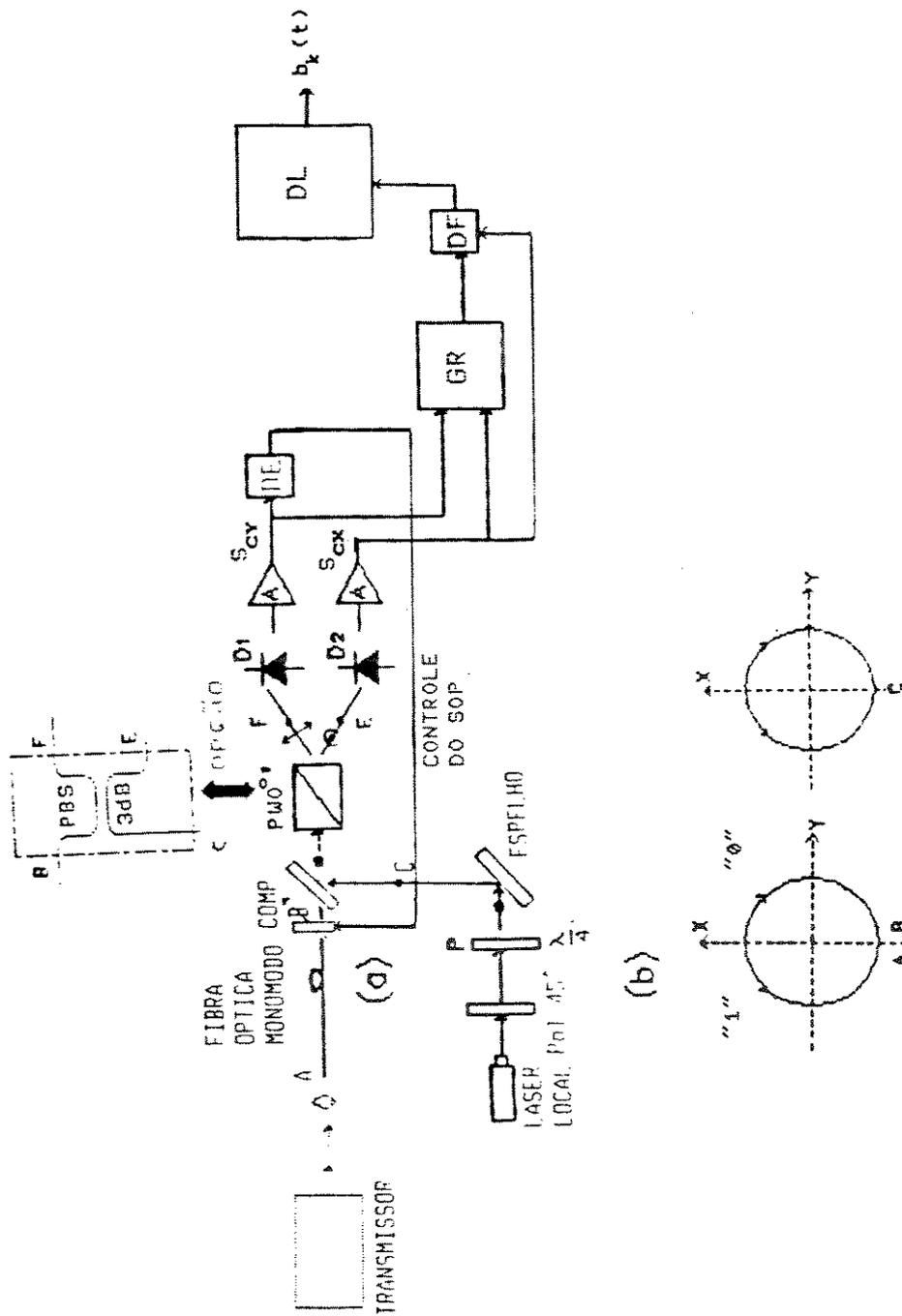


Fig. 4.17. (a) Esquema do receptor CPOLSK-2

(b) Campos elétricos em alguns pontos

PW 0° = Prisma Wollaston divisor de feixes ortogonais; A = amplificador; DF = Detector de fase por correlação; DE = Detector de envoltória; COMP = Compensador de fase; OL = Laser local; PBS = Acoplador em fibra óptica divisor de feixes ortogonais; DL = Detector de limiar, com limiar = 0; GR = Gerador do sinal de referência.

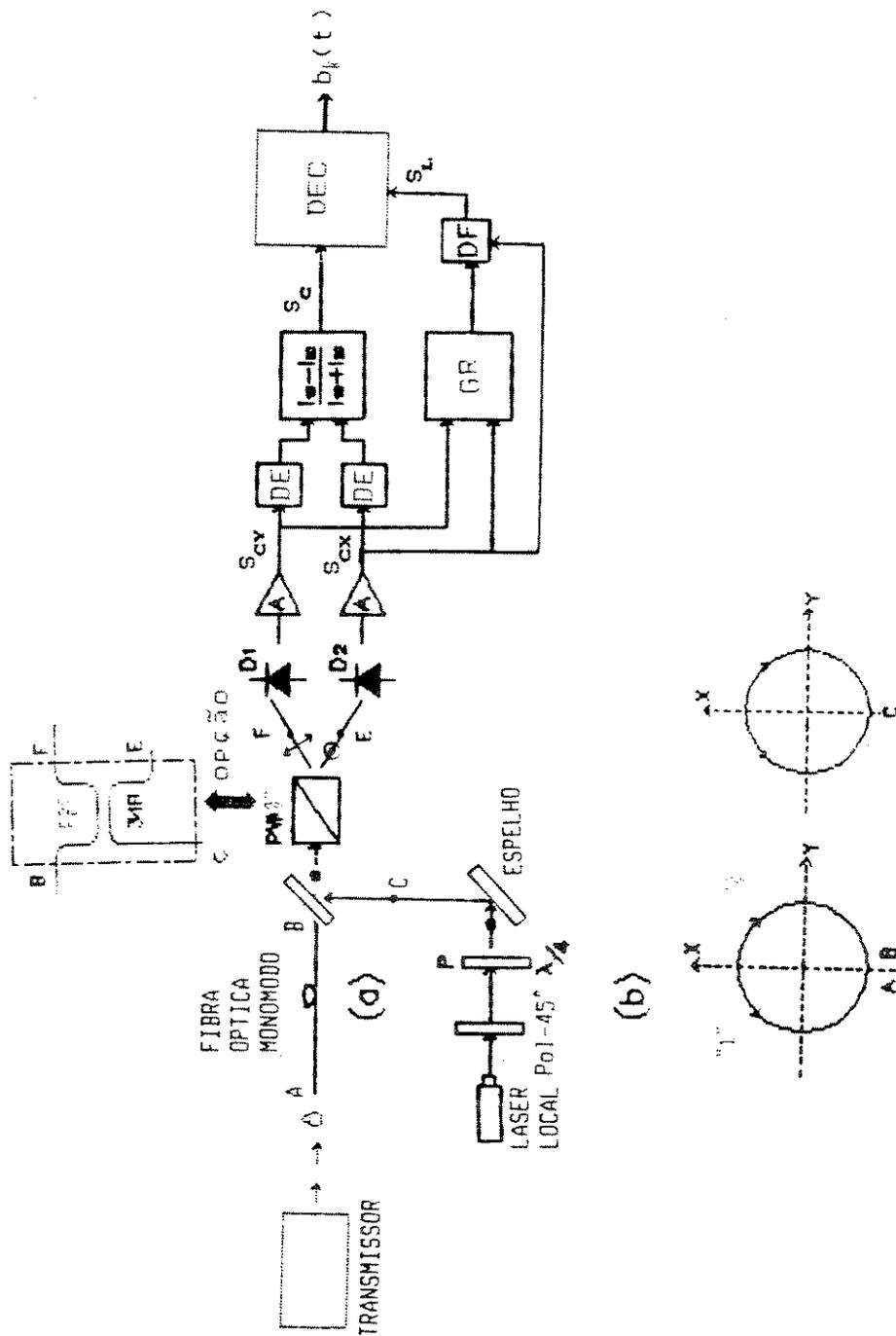


Fig. 4.18 (a) Esquema do receptor CPOLSK-3 que usa detecção de fase e de envoltória
 (b) Campos plêtricos em alguns pontos

FIBRA ÓPTICA MONOMODO
 PW = Prisma Wollaston divisor de feixes ortogonais,
 DE = Detector de fase por correlação, DE = detector de envoltória, DEC = circuito de decisão;
 PBS = "Polarization Beam Splitter" acoplador em fibra óptica divisor de feixes ortogonais
 GR = Gerador do sinal de referência

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Calvani, R. e outros, "Coherent Transmission with Polarization Modulation: Experimental Results and Systems Analysis", SPIE vol. 988, Comp. Fiber Opt. Appl. Coh. Light. Comm., pp. 314-322, 1988.
- [2] REN, Z.B. e outros, "Linear Birrefringence Measurement in Single-Mode Optical Fibre with Circularly Polarized Input Light.", J. Phys. E: Instrum., vol. 18, pp. 859-862, 1985.
- [3] Okoshi, T. e outros, "Measurement of Polarization Parameters of a Single-Mode Optical Fiber", J. Opt. Commun. 2, 4, pp. 134-144, 1981.
- [4] Ulrich, R. e Simon, A., "Polarization Optics of Twisted Single-Mode Fibers", Appl. Opt., vol. 18, nº 13, pp. 2241-2251, 1979.
- [5] Driscoll, W. e Vaughan, W. ed., Handbook of Optics, McGraw Hill, N.Y., 1978.
- [6] Berkowitz, A.E. e Kneller, ed., "Magnetism and Metallurgy", vol. 1, Academic Press, N.Y., pp. 145-147, 1969.
- [7] Beams, J.W., "Electric and Magnetic Double Refraction", Rev. of Mod. Phys., vol. 4, pp. 133-172, 1932.
- [8] Tabor, W.J. e Chen, F.S., "Electromagnetic Propagation Through Materials Possessing Both Faraday Rotation and Birrefringence: Experiments with Ytterbium Ortho Ferrite", J. of Appl. Phys., vol. 40, nº 7, pp. 2760-2765, 1969.
- [9] Johson, M., "In line fiber-optical polarization transformer", Appl. Opt., vol 18, nº 9, pp. 1288-1289, 1979.
- [10] Jones, R.C., "A New Calculus for the Treatment of Optical Systems I", J. Opt. Soc. Am., vol. 31, nº 8, pp. 488-493, 1941.
- [11] Ren, Z.B. e outros, "Polarization Multiplexing Applied to a Fiber Current Sensor", Opt. Lett., vol. 14, nº 21, pp. 1228-1230, 1989.
- [12] Chandler, G.I. e outros, "Fiber Optic Heterodyne Phase-Shift Measurement of Plasma Current", Appl. Opt., vol. 25, nº 11, pp. 1770-1774, 1986.
- [13] Culshaw, B., Optical Fibre Sensing and Signal Processing", Peter Peregrinus, Londres, 1984.
- [14] Imai, T. e outros, "Optical polarization control utilizing an optical heterodyne detection scheme", Electron. Lett., vol. 21, nº 2, pp. 52-53, 1985.

- [15] Okoshi, T. e outros, "New polarization control scheme for optical heterodyne receiver using two Faraday rotators", Electron. Lett., vol. 21, nº 18, pp. 787-788, 1985.
- [16] Smith, A.M., "Polarization and magneto-optic properties of single-mode Optical Fiber", Appl. Opt., vol. 17, nº 10, pp. 52-56, 1978.
- [17] Smith, A.M., "Automated birefringence measurement system", J. Phys. E.: Sci. Instrum., vol. 12, pp. 927-930, 1979.
- [18] Caponi, R. e outros, "Optical heterodyne Communications with polarization modulation", SPIE, vol. 1175, Coherent Lightwave Communications, pp. 136-153, 1989.
- [19] Kraus, J.D., Electromagnetismo, McGraw-Hill, Mexico, 3ª edição, 1986.
- [20] Benedetto, S. e Poggiolini, P., "Performance evaluation of polarization shift keying modulation schemes", Elect. Lett., vol. 26, nº 4, pp. 256-258, 1990.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES E CONTRIBUIÇÕES DA PRESENTE DISSERTAÇÃO

Neste capítulo faz-se uma pequena revisão dos sistemas 2-POLSK estudados, mencionando suas principais características e propondo possíveis aplicações que exploram as propriedades de cada sistema. Mostra-se que a técnica de modulação de polarização é uma excelente alternativa para ser utilizada em comunicações ópticas. Finalmente, sugerem-se alguns temas de pesquisa nesta área que poderão ser desenvolvidos no futuro.

A dispersão de polarização nas fibras ópticas limita a velocidade e a distância de transmissão em sistemas de capacidade muito elevada. A degradação no receptor, por este efeito, pode chegar a ser da ordem de 1 dB quando o retardo de propagação entre os estados principais ortogonais de polarização situa-se entre 18 e 50% da duração do bit, dependendo do formato de modulação [1]. Estes efeitos tornam-se importantes para sistemas monomodo com um comprimento de fibra maior que 100 km e uma taxa de modulação maior que 10Gbit/s [1].

Controle de polarização e diversidade de polarização são técnicas alternativas para manter a máxima sensibilidade coerente no receptor, ainda que existam variações no SOP do campo óptico recebido. Os receptores que utilizam diversidade de polarização com retificadores de lei quadrática (como é o caso do receptor do sistema DSPSK), trabalham a altas velocidades, e podem ser usados em sistemas coerentes multicanais onde requer-se aquisição rápida de canal e onde é muito difícil o seguimento e controle do estado de polarização.

A diversidade de polarização usada em sistemas 2-POLSK permite, ademais, uma construção totalmente em fibra óptica, evitando as perdas de inserção dos componentes de controle do SOP. Porém, ao dividir a potência do oscilador local para os dois detectores nos receptores com diversidade de polarização, pode resultar em uma penalidade de potência adicional de 3 dB, quando a potência do oscilador local está limitada.

A diversidade de polarização é, então, uma boa técnica alternativa para receptores em sistemas coerentes 2-POLSK, que evita a perda de sinal devida às va-

riações no SOP do campo do sinal recebido.

O sistema ASPSK binário tem um esquema de detecção da modulação de polarização que é independente das flutuações do sinal recebido e é grandemente insensível ao ruído de fase, permitindo utilizar laser de alta potência, o que não seria compatível com os requisitos dos sistemas tradicionais.

Os sistemas ASPSK e DSPSK baseiam-se na modulação de polarização e na detecção dos parâmetros de Stokes. Como os parâmetros de Stokes são independentes dos termos de fase comuns às duas componentes de polarização, estes sistemas são amplamente tolerantes com relação ao ruído de fase. A insensibilidade às flutuações de polarização são obtidas, em ASPSK, mediante um circuito eletrônico de controle, enquanto que em DSPSK, o critério de decisão adotado permite compensar instantaneamente as flutuações na polarização, sendo apropriado para aplicações LAN.

No esquema DSPSK, a largura de banda óptica requerida para um simples canal transmitido é da ordem da taxa de bit, e seu desempenho é ao redor de 2 dB melhor que o correspondente ao receptor ASK com diversidade de polarização.

Os esquemas DFPSK, ASPSK e DSPSK permitem compensar o ruído de fase e as flutuações de polarização que ocorrem em fibras monomodo.

Os sistemas DFPSK e JMPSK baseiam-se no princípio de transmitir uma portadora de referência para compensar, no receptor, o efeito de ruído de fase. A independência da flutuação da polarização é obtida, em DFPSK, mediante a detecção por diversidade de polarização e, em JMPSK, por manipulações via circuitos eletrônicos.

O sistema CPOLSK, que aqui se apresentou pela primeira vez na literatura, emprega uma relação entre os dois primeiros parâmetros de Stokes [2] obtendo, assim, o ângulo de rotação da polarização. Mediante um processamento eletrônico, obtém-se a correção de birrefringência e a independência das flutuações do SOP, ademais de ter elevada imunidade ao ruído de fase.

Existe uma equivalência qualitativa na representação, via esfera de Poincaré, dos esquemas 2-POLSK, baseados na modulação de pares de SOP ortogonais.

Uma desvantagem geral dos sistemas 2-POLSK é que eles têm um receptor mais complexo, pois precisam sempre de dois canais de detecção.

A modulação de polarização 2-POLSK consegue elevada imunidade ao ruído de fase do laser e às flutuações da polarização.

As pesquisas neste tema ainda continuam evoluindo rapidamente nas propostas de novos esquemas, procurando otimizar ainda mais o desempenho, a insensibilidade ao ruído de fase e às flutuações da polarização.

Algumas possíveis áreas de trabalho que podem ser abordadas em um futuro imediato são:

1. Projeto e construção de moduladores externos do SOP não convencionais, que permitam usar novos comprimentos de onda [3],
2. Desenvolver trabalhos teóricos e experimentais em comunicações por fibra óptica com modulação de polarização, na faixa de $1,5 \mu\text{m}$,
3. Estudos para melhorar o desempenho dos sistemas 2-POLSK, usando modulação de estados de polarização não ortogonais,
4. Aproveitar a modulação direta do SOP com injeção de corrente nos lasers [3], para usá-los em sistemas 2-POLSK,
5. Implementar sistemas que combinem FSK com 2-POLSK mediante dispositivos piezoelétricos,
6. Pesquisar a possibilidade de projetar e construir sistemas 2-POLSK com multiplexação em SOPs.
7. Pesquisar novos sistemas CPOLSK, procurando outras técnicas de detecção que, além de corrigir a birrefringência, melhore seus desempenhos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Wagner, R.E. e outros, "Polarization dispersion limitations in lightwave systems", OFC'88/TU16, pp. 37, 1988.
- [2] Calvani, R. e outros, "Polarization measurements on single-mode fibers", J. Lightwave Tech., vol. 7, nº 8, pp. 1187-1196, 1989.
- [3] Calvani, R e outros, "High speed polarization modulation through an optical guided-wave two-by-two switch", SPIE Proceeding, vol. 1175, Coherent. Light Communications, pp. 89-97, 1989.