

第3章(続き)

光変復調技術(3)

2011年11月28日(月)

多値変調技術

波長多重数を上げるか、 チャンネルあたり速度の向上か(1)

● ボー・レーの制限(WDMで波長フィルタで合分波を前提)

① 信号帯域/WDMチャンネル間隔 = 0.4bps/Hz, ビットレート40Gbpsの場合

バイナリ変調: チャンネル間隔 = $40\text{Gbps} \div 0.4\text{bps/Hz} = 100\text{GHz} = 0.8\text{nm}$,

$(1700\text{nm}-1400\text{nm}) \div 0.8\text{nm} = 375\text{波}$

スループット = $40\text{Gbps} \times 375\text{波} = 15\text{Tbps}$

多値変調(1024QAM:10値多重+PDM):

チャンネル間隔 = $(40\text{Gbps} \div 20) \div 0.4\text{bps/Hz} = 5\text{GHz} = 0.04\text{nm}$,

$(1700\text{nm}-1400\text{nm}) \div 0.04\text{nm} = 7500\text{波}$

スループット = $40\text{Gbps} \times 7500\text{波} = 300\text{Tbps}$

② 信号帯域/WDMチャンネル間隔 = 0.4bps/Hz, ビットレート100Gbpsの場合

多値変調(1024QAM:10値多重+PDM):

チャンネル間隔 = $(100\text{Gbps} \div 20) \div 0.4\text{bps/Hz} = 12.5\text{GHz} = 0.1\text{nm}$,

$(1700\text{nm}-1400\text{nm}) \div 0.1\text{nm} = 3000\text{波}$

スループット = $100\text{Gbps} \times 3000\text{波} = 300\text{Tbps}$



・フィルタ帯域から考えたぎりぎりのチャンネル間隔では、ビットレートを上げてスループットは変わらない。

・多値化がスループット向上の有効な手段

(狭帯域化による波長多重数増加になっている)

波長多重数を上げるか、 チャネルあたり速度の向上か(2)

● 波長帯域の限界は？

損失制限: 40Gbpsでの5000km
伝送距離が< 0.2dB/kmより、
1400~1700nm

分散(CD)制限

- ・EDC/EPDを用いて50,000ps/nm
まで耐性があると仮定すると、

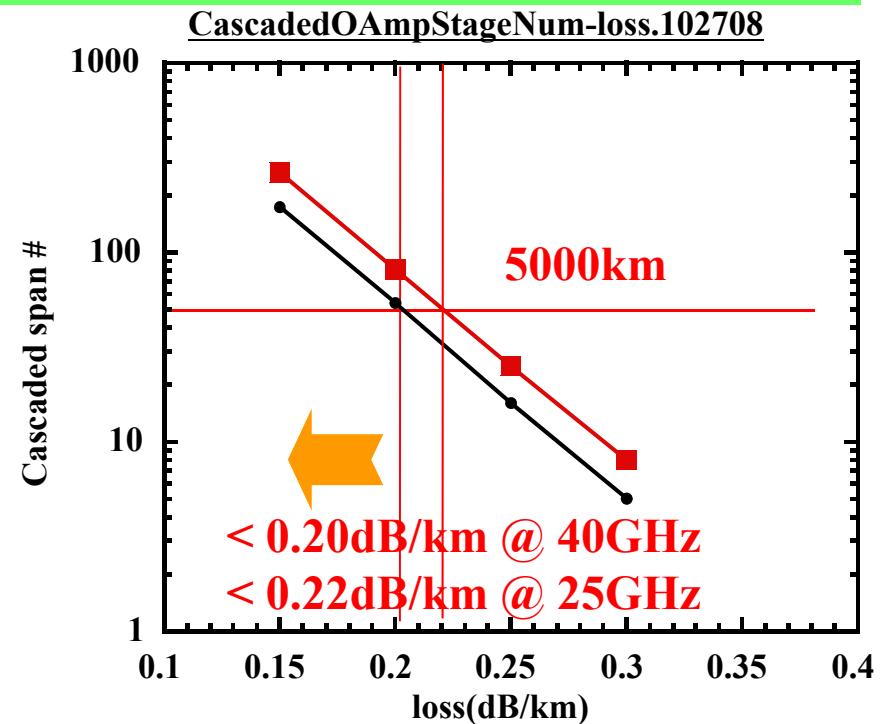
$$50,000\text{ps/nm} \div 5,000\text{km} = 10\text{ps/nm/km}$$

NZ-DSFでは1300~1700nmまで満たす。

➡ 以上から、波長1400nm~1700nm程度までは広帯域化できそう。

- ・1スパン(100km)を分散制限の範囲にとどめる場合は、

$$B\sqrt{L} = \sqrt{\frac{\ln 2}{2\pi}} \frac{\sqrt{c}}{\lambda\sqrt{|\sigma_T|}} = \frac{181.9}{\lambda\sqrt{|\sigma_T|}} [\text{GHz} \cdot \sqrt{\text{km}}] \quad \text{より } B < 20\text{GHz} \text{ に制限}$$



波長多重数を上げるか、 チャンネルあたり速度の向上か(3)

- PMD制限

バイナリ・コード

bit rate	PMD制限距離
20Gbps	520km
40Gbps	130km
100Gbps	21km

PMDの面からも、伝送帯域40Gbps以上は厳しい

● 波形歪の原因

① 波長分散

$$B\sqrt{L} = \sqrt{\frac{\ln 2}{2\pi}} \frac{\sqrt{c}}{\lambda\sqrt{|\sigma_T|}} = \frac{181.9}{\lambda\sqrt{|\sigma_T|}} \Rightarrow \text{伝送距離制限はビットレートの2乗に反比例}$$

② 偏波モード分散

PMDによる波形歪は距離のルートに比例（比例定数をCとおく）

➡ 1タイムスロットの一定割合（kとおく）以内が伝送制限とすると、

$$\frac{k}{B} \geq C\sqrt{L}$$

$$B\sqrt{L} \leq \frac{k}{C} \Rightarrow \text{伝送距離制限はビットレートの2乗に反比例}$$

- 波形歪を打ち破る技術

- ① 多値化 → シンボルレートを下げて狭帯域化
- ② 偏波多重 → シンボルレートを下げて狭帯域化
- ③ 等化器 → 時間領域／周波数領域

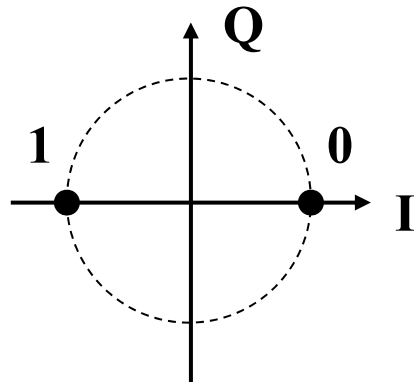
- SNR劣化をうち破る技術

- ① 誤り訂正 → 軟判定FECによる符号化利得向上
- ② 位相変調・同期検波 → デジタル・コヒーレント(イントラダイン)検波

高速デジタルLSIの進展により実現可能となってきた

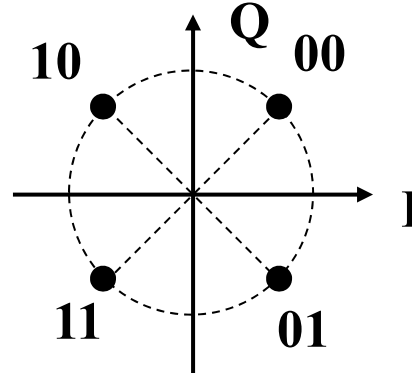
PSK方式の種類

BPSK



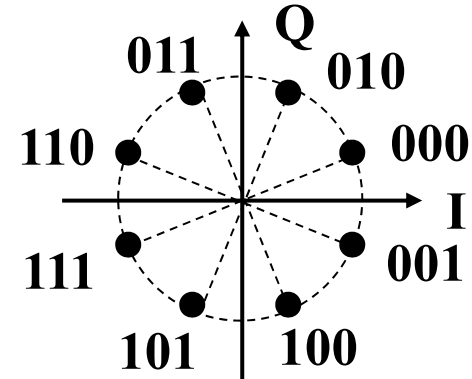
1シンボル1ビット

QPSK

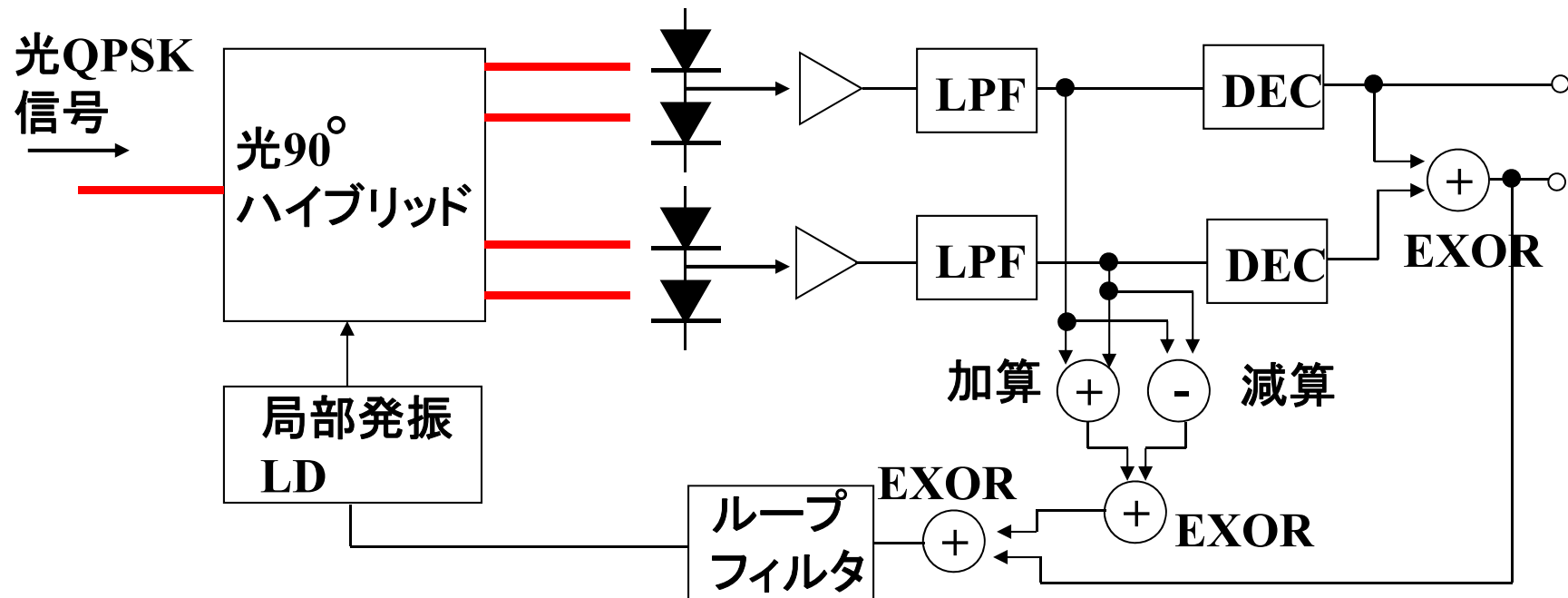


1シンボル2ビット

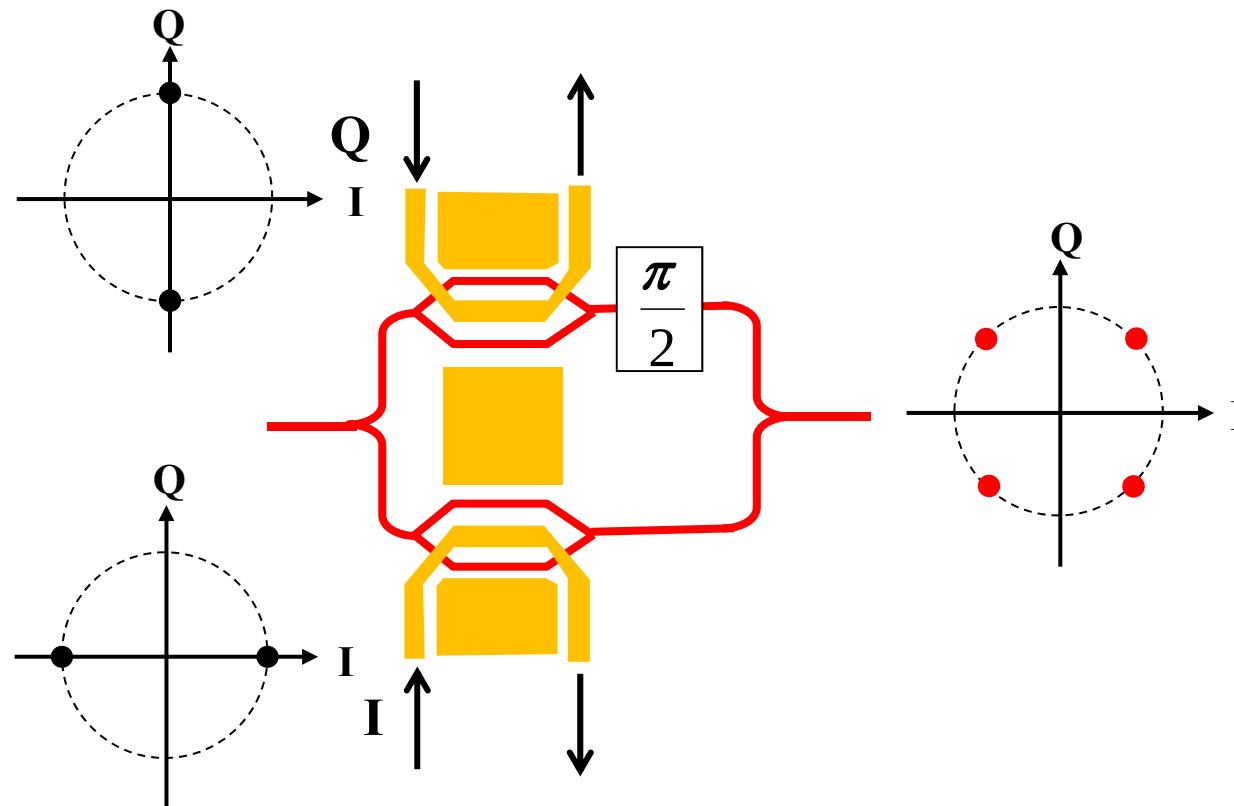
8PSK



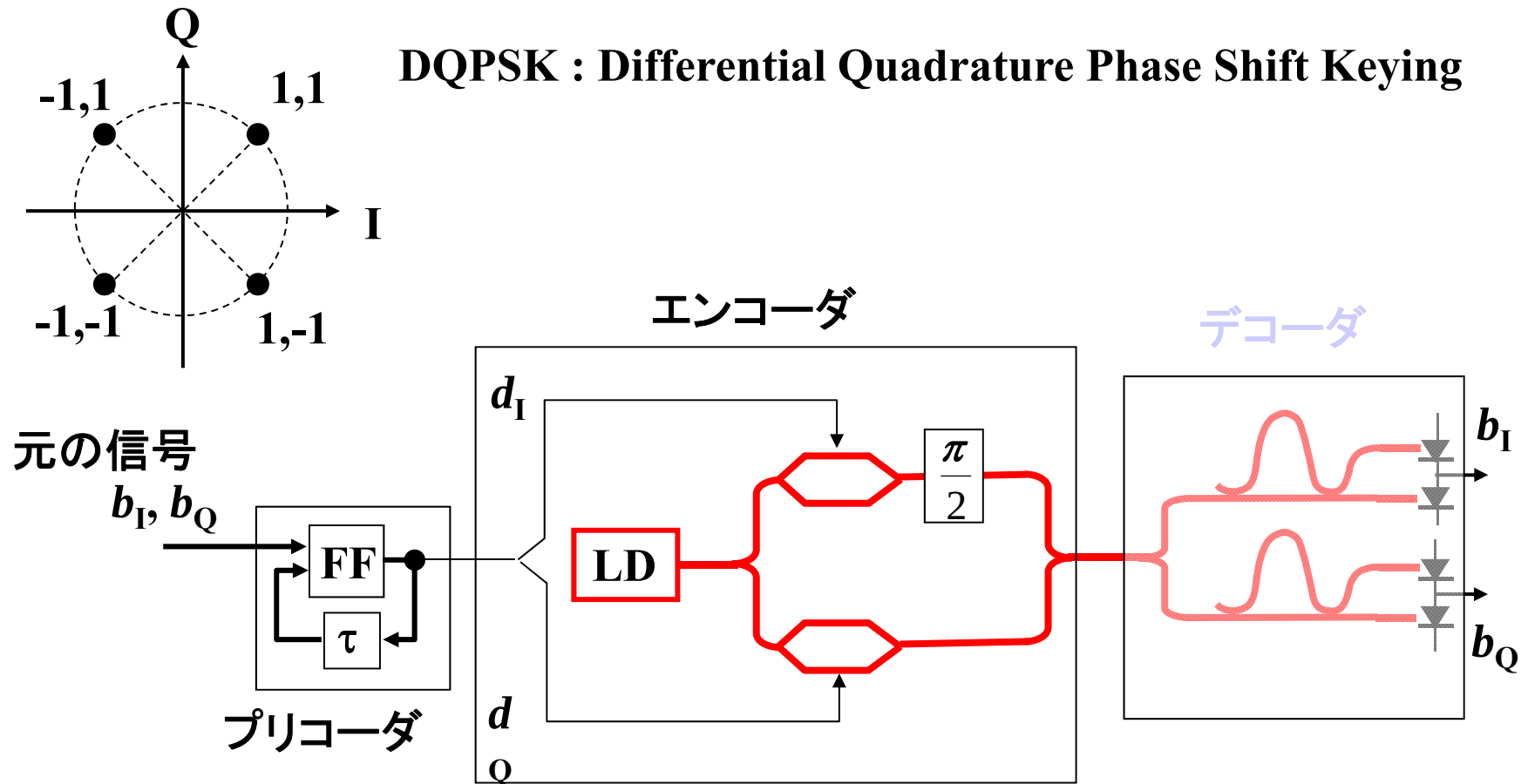
1シンボル3ビット



IQ位相変調器による出力信号の位相変化

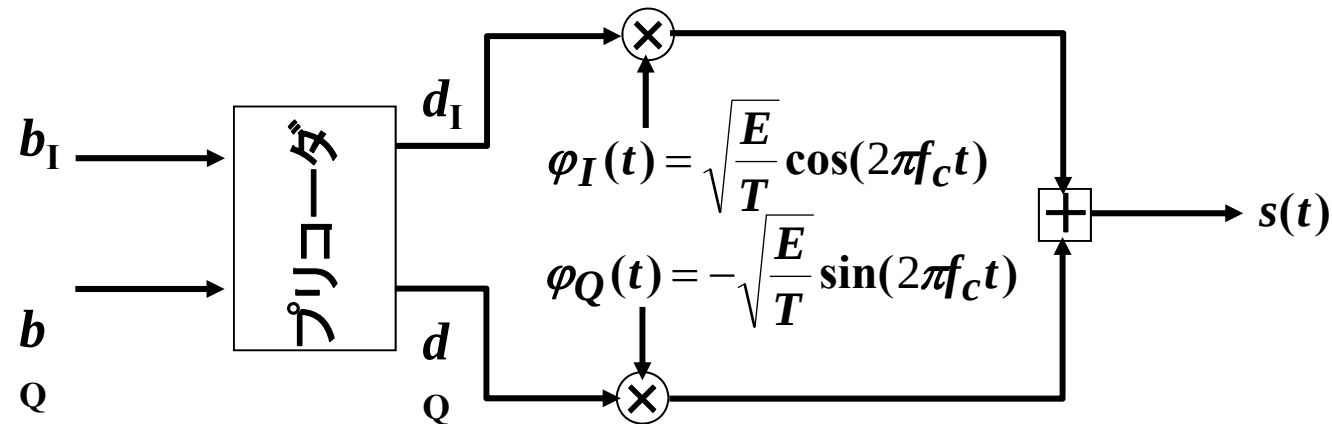


DQPSK送信器



$$\begin{aligned}
 d_I(n) &= b_I(n) \cdot b_Q(n) \cdot d_I(n-1) + b_I(n) \cdot \overline{b_Q(n)} \cdot d_Q(n-1) \\
 &\quad + \overline{b_I(n)} \cdot \overline{b_Q(n)} \cdot d_I(n-1) + \overline{b_I(n)} \cdot b_Q(n) \cdot d_Q(n-1) \\
 d_Q(n) &= b_I(n) \cdot b_Q(n) \cdot d_Q(n-1) + \overline{b_I(n)} \cdot b_Q(n) \cdot d_I(n-1) \\
 &\quad + b_I(n) \cdot \overline{b_Q(n)} \cdot d_I(n-1) + \overline{b_I(n)} \cdot \overline{b_Q(n)} \cdot d_Q(n-1)
 \end{aligned}$$

DQPSK送信ブロック



$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{E}{T}} \cos[2\pi f_c t + \phi] & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & (\text{elsewhere}) \end{cases} \quad \text{とすると、}$$

$$s(t) = \sqrt{\frac{E}{T}} \cos[2\pi f_c t + \phi] = \sqrt{\frac{E}{T}} \cos \phi \cos 2\pi f_c t - \sin \phi \sin 2\pi f_c t$$

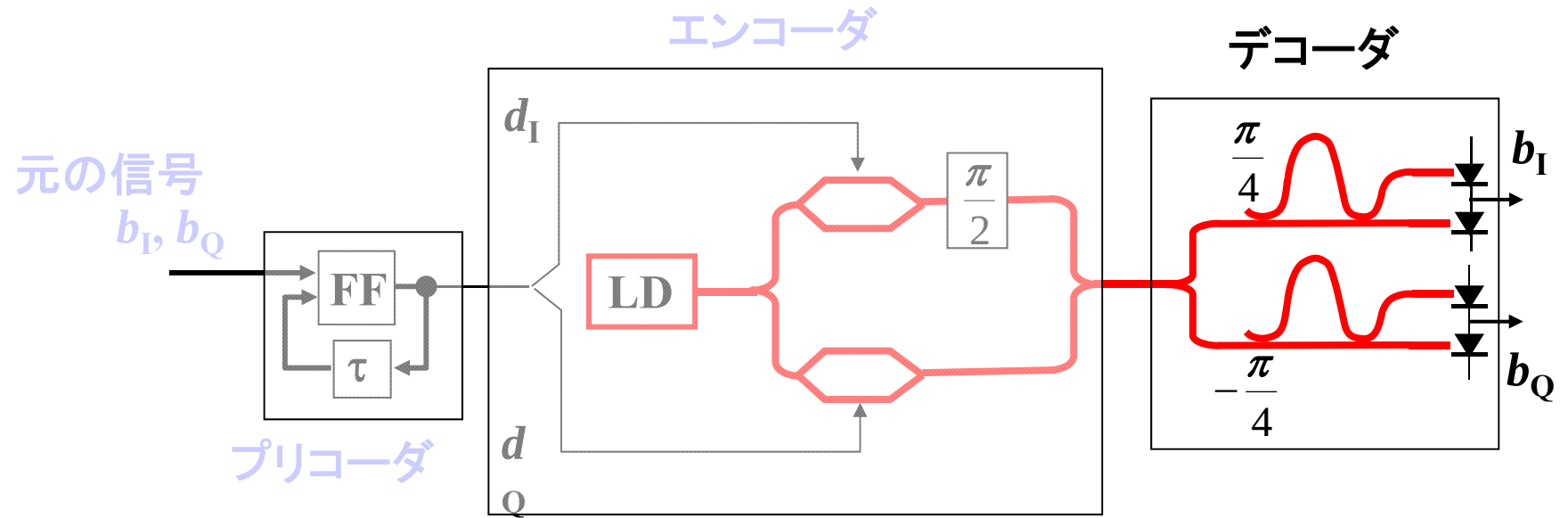
搬送波の正相、直交成分を

$$\phi_I(t) = \sqrt{\frac{E}{T}} \cos(2\pi f_c t), \quad \phi_Q(t) = -\sqrt{\frac{E}{T}} \sin(2\pi f_c t) \quad \text{と定義し、}$$

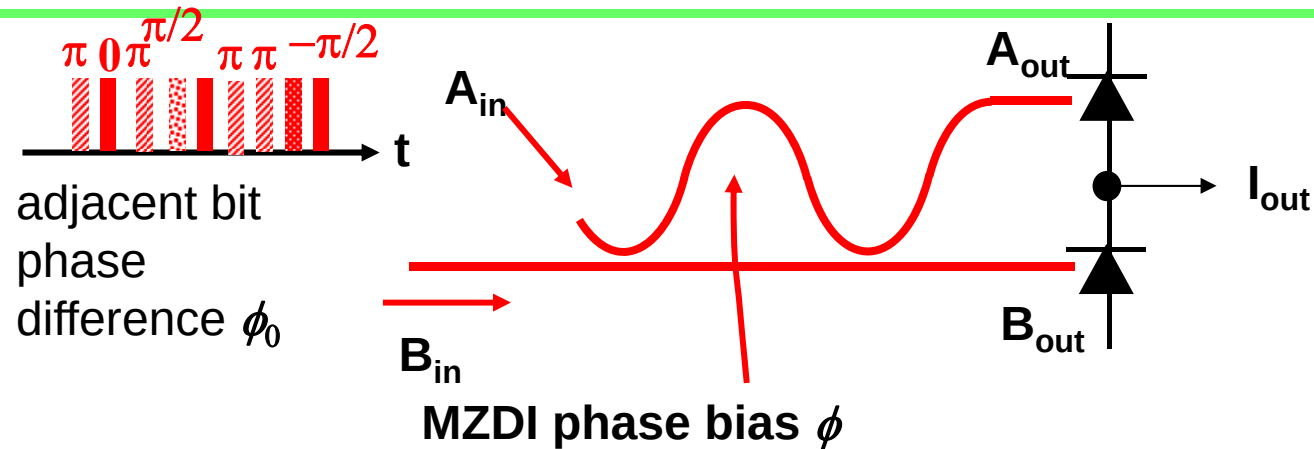
変調器に与えるベースバンド信号を d_I, d_Q とすると、

$$s(t) = d_I \phi_I(t) + d_Q \phi_Q(t) \quad \text{となる。} \quad \rightarrow \quad \text{上図の構成}$$

DQPSK受信器

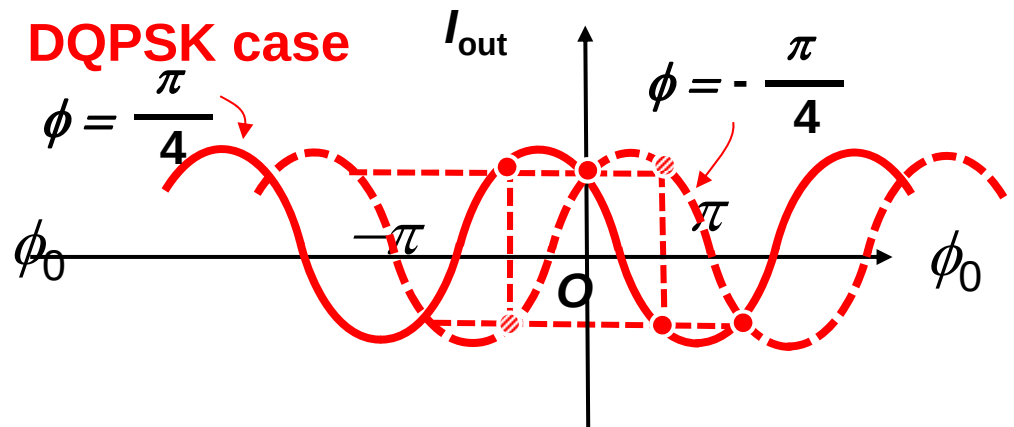
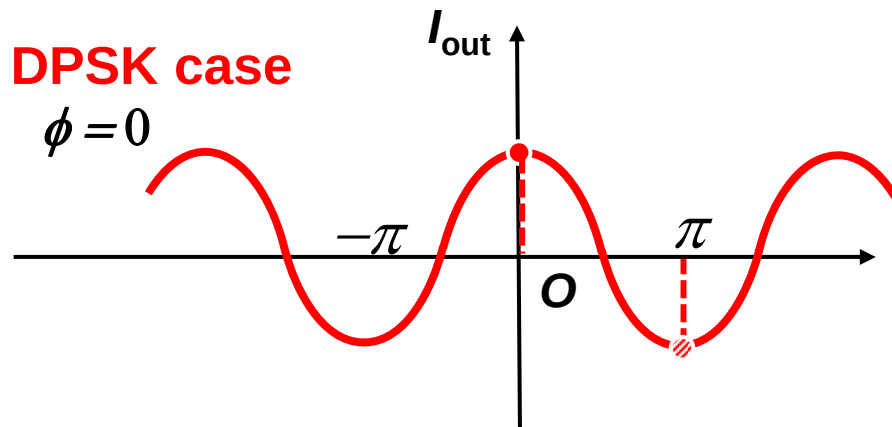


D(Q)PSK受信回路動作原理



$$\begin{pmatrix} A_{out} \\ B_{out} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j(\phi_0 + \phi)} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_{in} = 0 \\ B_{in} \end{pmatrix}$$

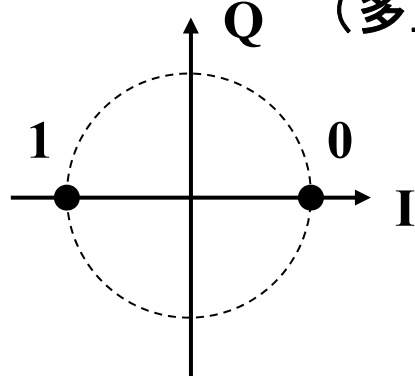
➡ $I_{out} \propto |A_{out}|^2 - |B_{out}|^2 = \cos(\phi_0 + \phi)$



DQPSKによる狭帯域化の効果

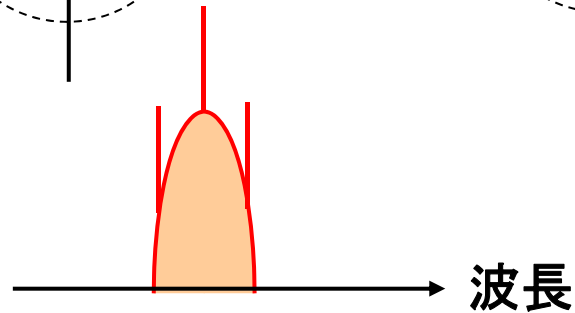
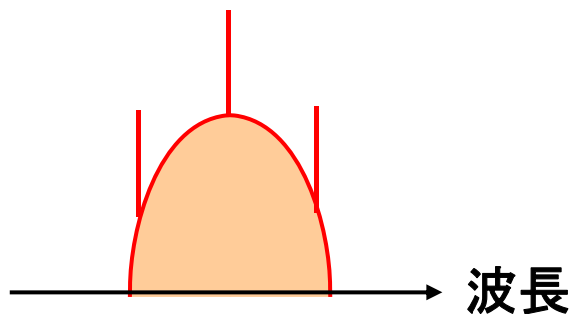
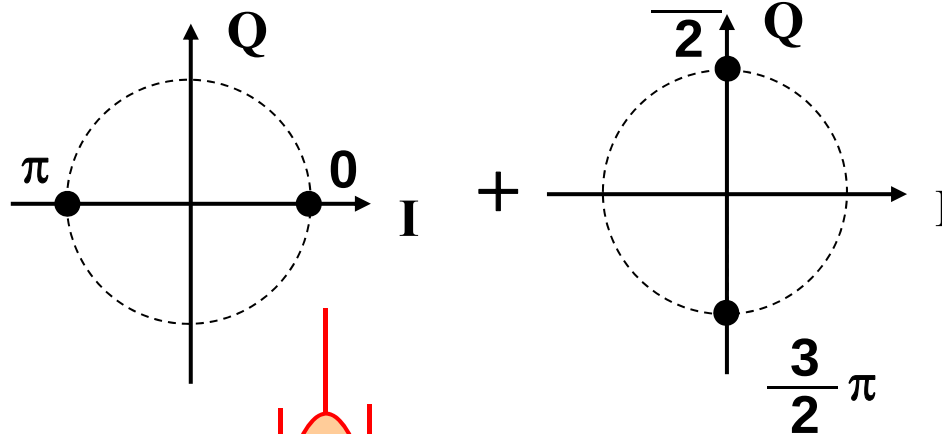
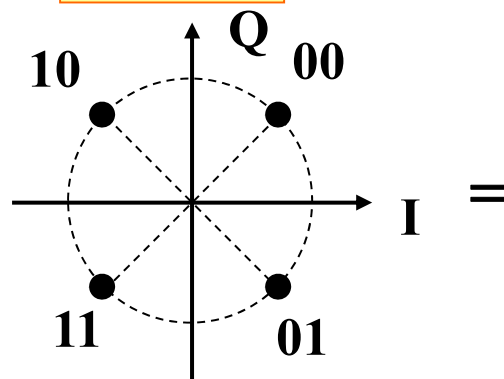
BPSK

1シンボル2値
(多重度1)



QPSK

1シンボル4値(多重度2)



● 帯域を半分に狭帯域化可能, 高密度WDM・分散の影響低減可能

多値信号の信号点配置

1bit/symbol
(112G symbol/s
=112Gbps)

2bit/symbol
(56G symbol/s
=112Gbps)

4bit/symbol
(28G symbol/s
=112Gbps)

8bit/symbol
(14G symbol/s
=112Gbps)

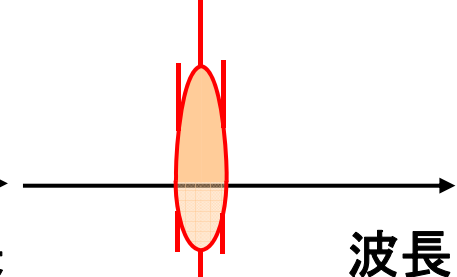
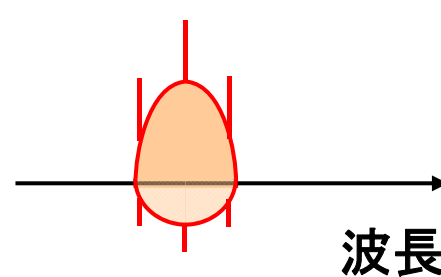
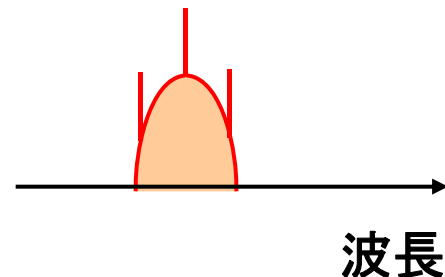
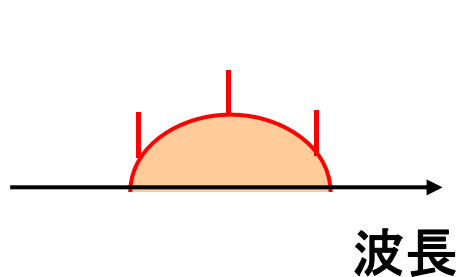
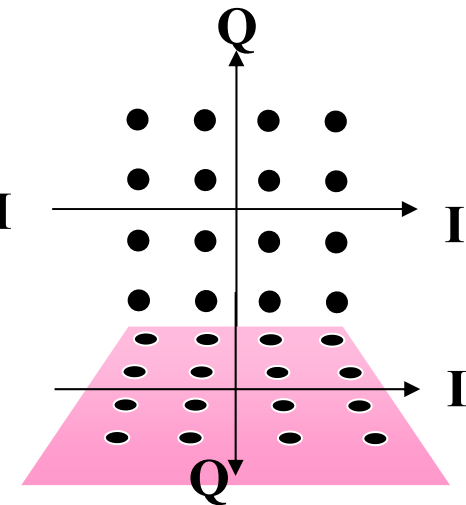
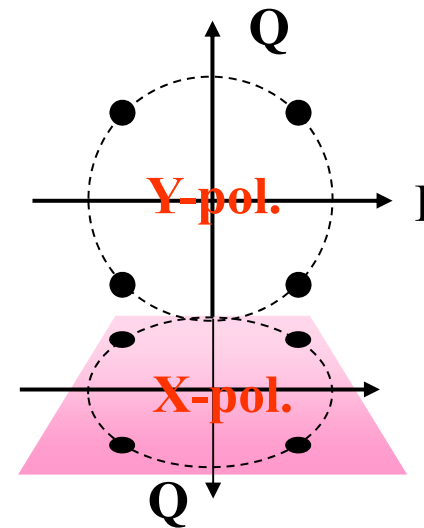
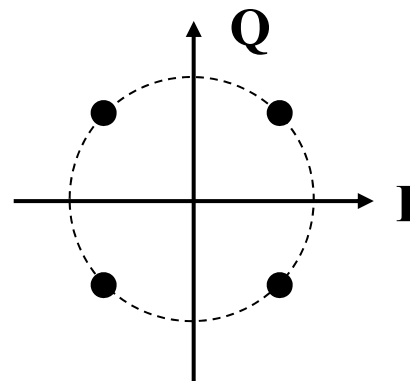
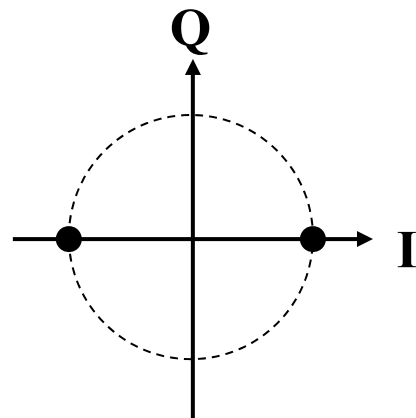
ASK, (D)PSK

(D)QPSK

DP- (D)PSK

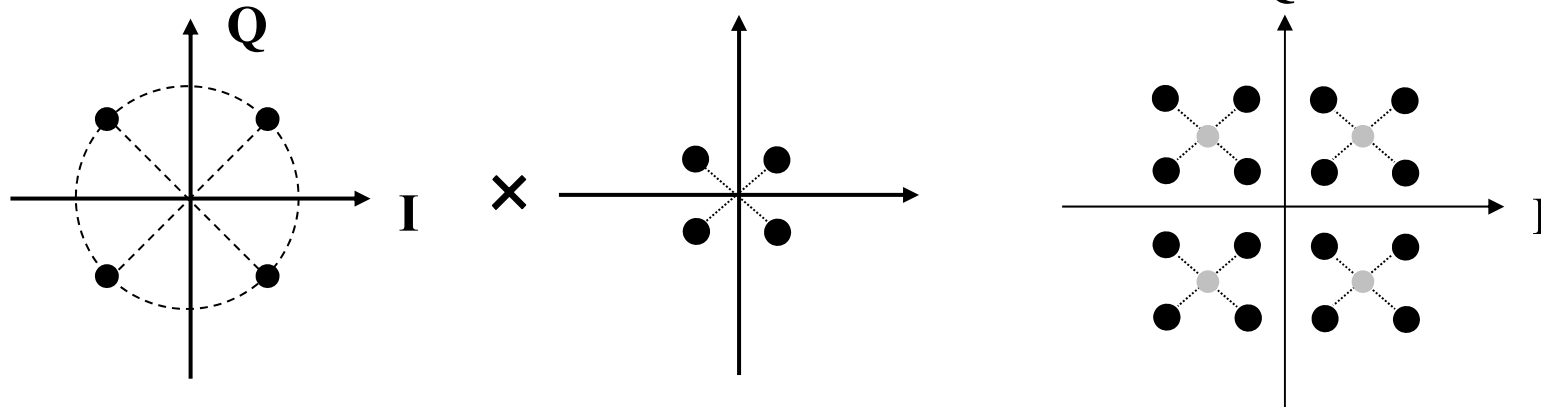
DP-16QAM

DP: Dual-Polarization

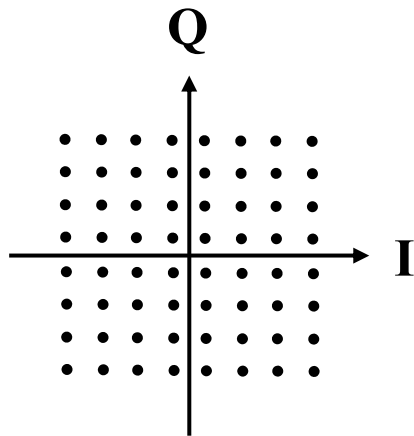


さらなる多値度向上の手法

16QAM

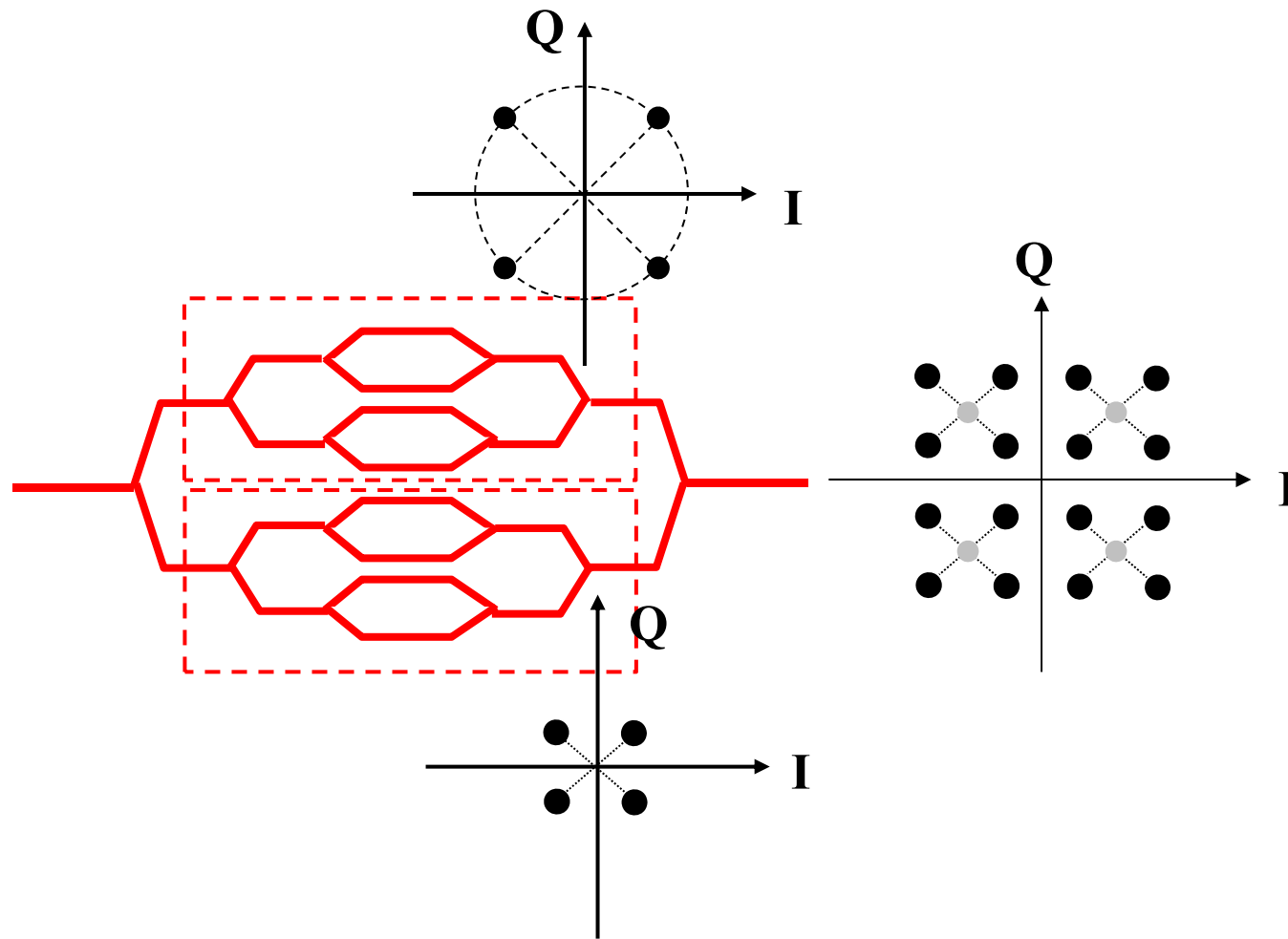


64QAM



多値変調 (QAM) 用光変調器

T. Sakamoto, A. Chiba, and T. Kawanishi(NiCT), ECOC2008, Tu.1.E.3.



2011年度
光通信システム

多値変調（QAM）用光変調器を用いた伝送実験

T. Sakamoto, A. Chiba, and T. Kawanishi(NiCT), ECOC2008, Tu.1.E.3.



2011年度
光通信システム

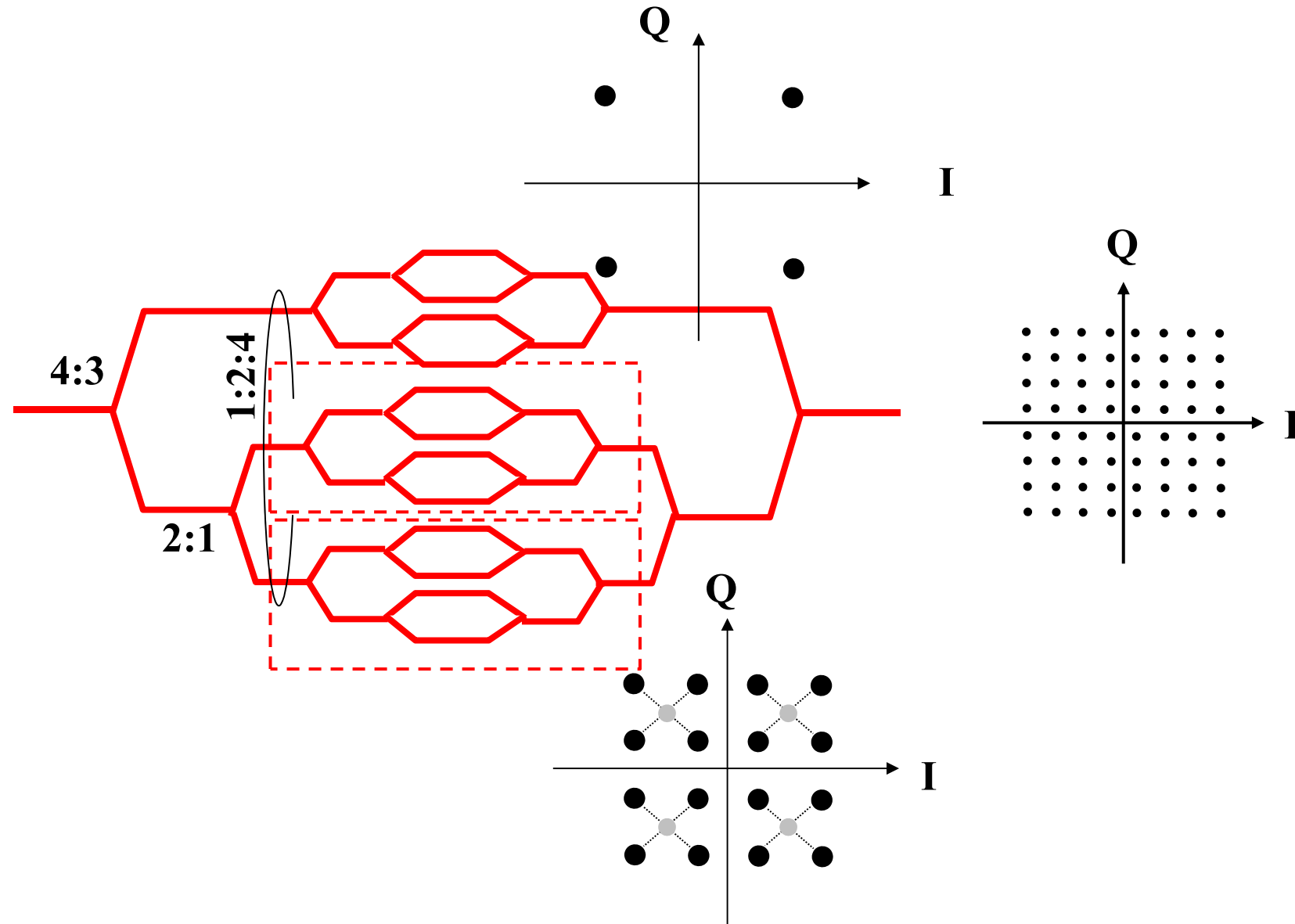
LiNbO₃・PLCハイブリッド集積型多値変調器

H. Yamazaki, OFC2011, OWV1.



変調器構成図とコンスタレーション

H. Yamazaki, OFC2011, OWW1.



P. Winzer, PHO2010, TuF3.



2011年度
光通信システム

周波数利用効率と受信感度のトレードオフ

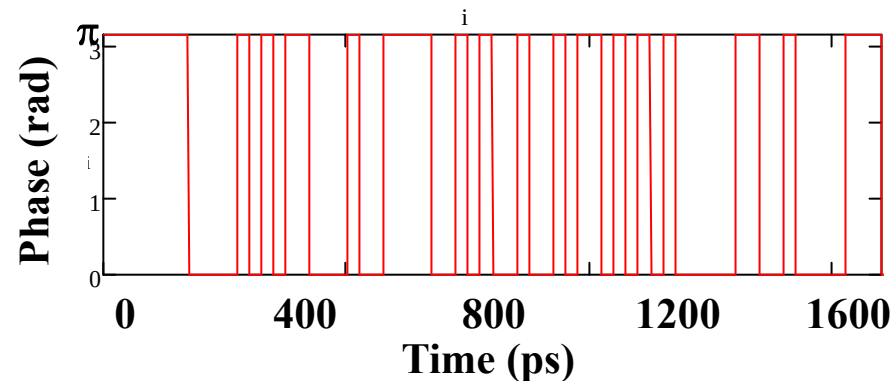
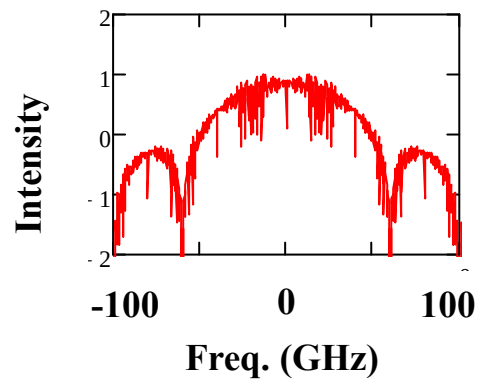
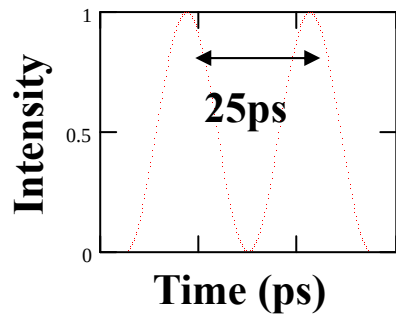
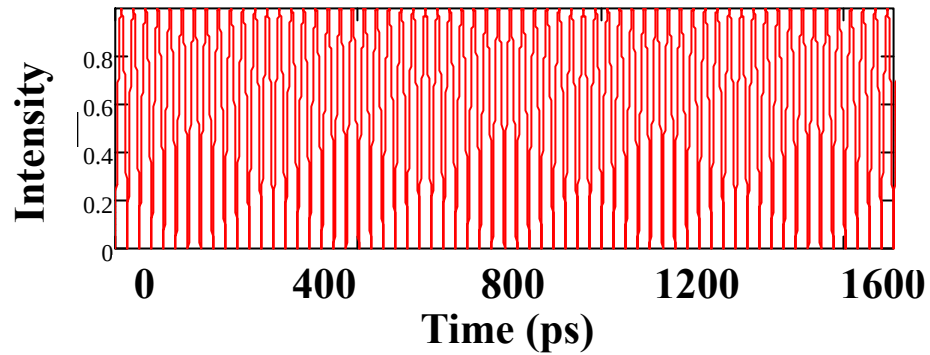
宮本, 信学会誌, 2011年11月号.



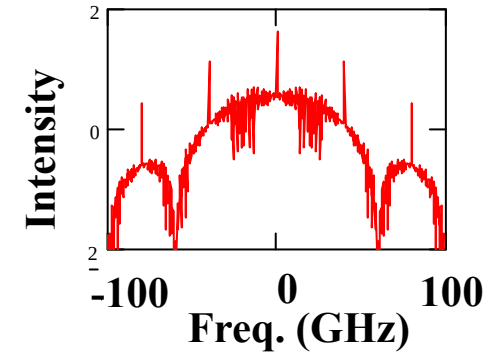
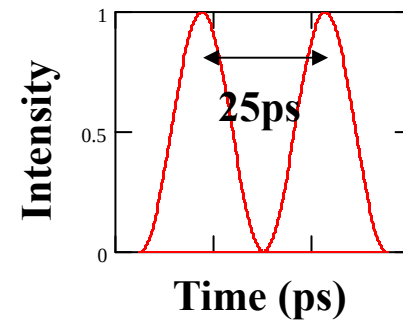
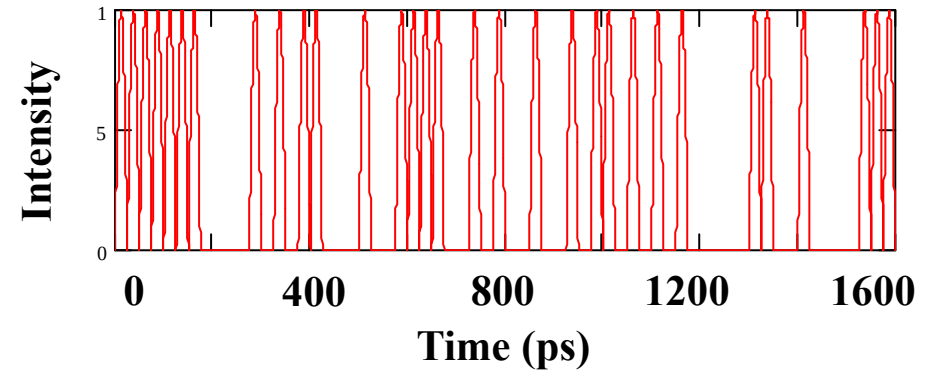
PSK vs. OOK

40Gbps

PSK



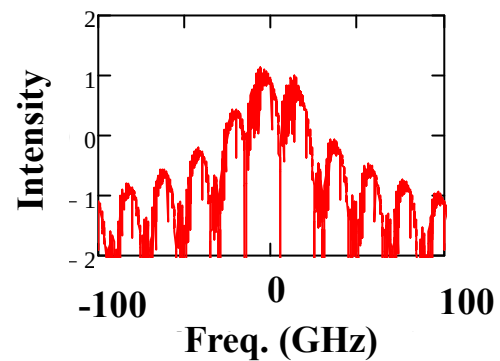
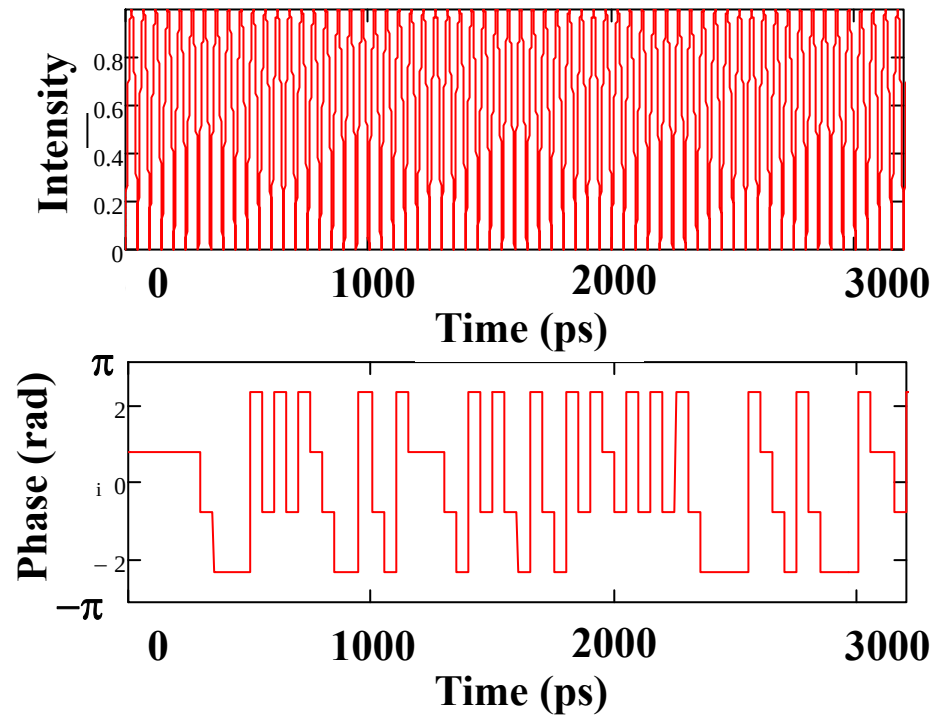
OOK



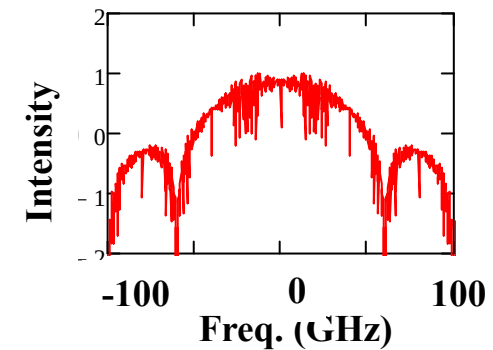
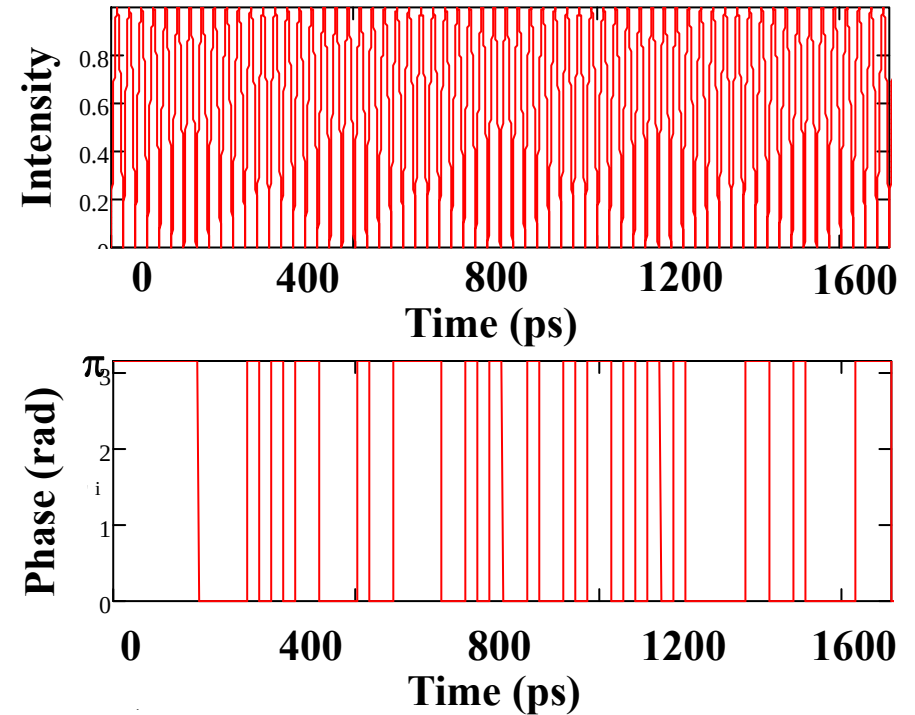
QPSK vs. PSK

40Gbps

QPSK



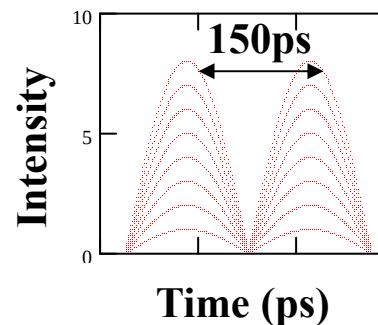
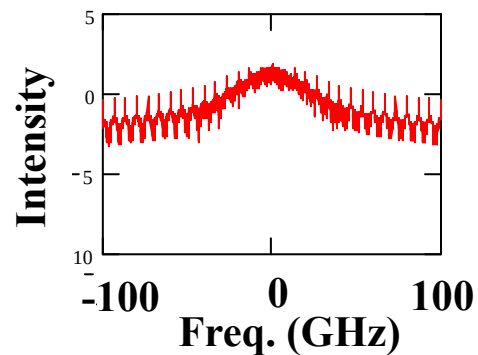
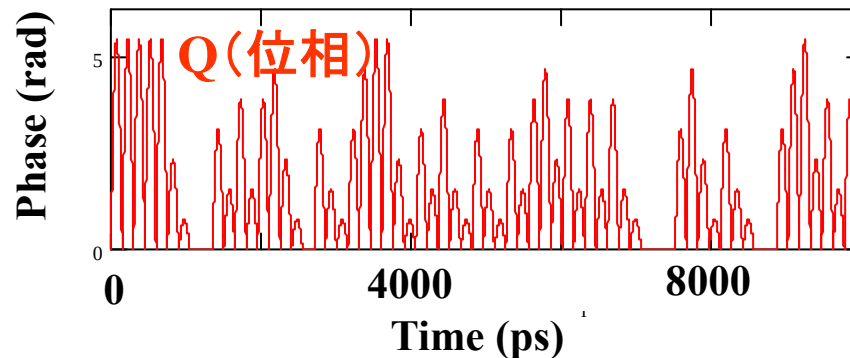
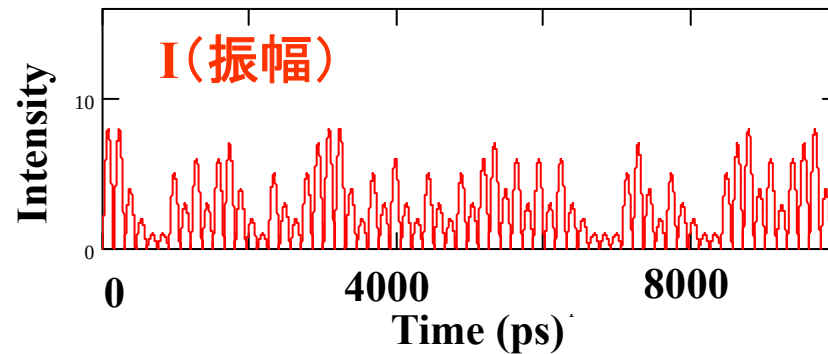
PSK



QAM

40Gbps

64QAMを例に



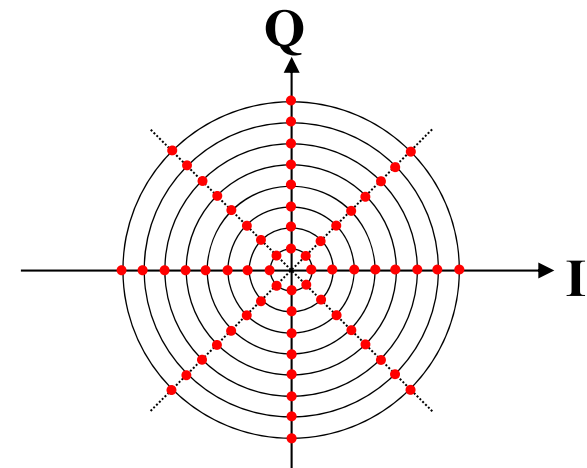
7次M系列

10000**111010**1110

6ビットの
前3ビットをQ信号後ろ3ビットをI信号

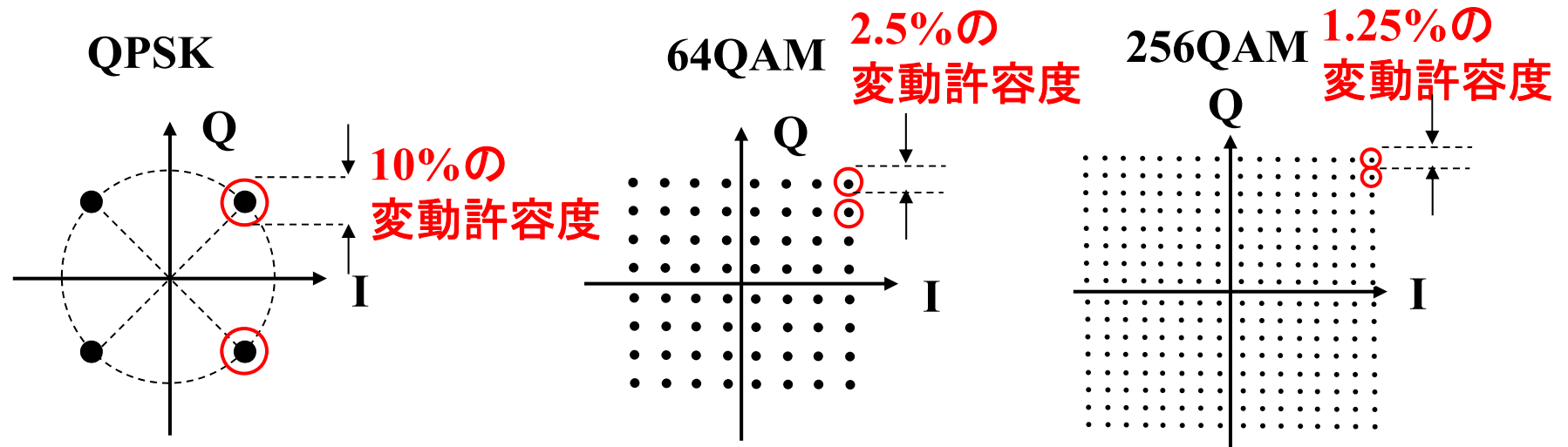
とした計算例

(実際の規則性とは異なるので注意)



計算の便宜上用いた
コンスタレーションマップ
(これも前述とは異なる)

多値度の向上と課題



2008.3.24 日経エレクトロニクス『WiMAXは、本当に「モバイル」できるのか』記事より

● 周波数利用効率の制限

- ・無線伝送での実用例では10bit/s/Hzまで
- ・50Mbps ADSLでは15bitローディング(32768QAM)まで用いられている。

デジタル・コヒーレント受信

20～15年前の研究のモチベーション

- ① ショット雑音限界に近い高感度の最小受信感度の実現が可能(IM-DD方式より25dB程度の受信感度改善が可能)。
- ② 良好な特性の受信器の少ない波長1.3, 1.55 μm 帯における受信感度の向上が期待できる。

15年前の暗転

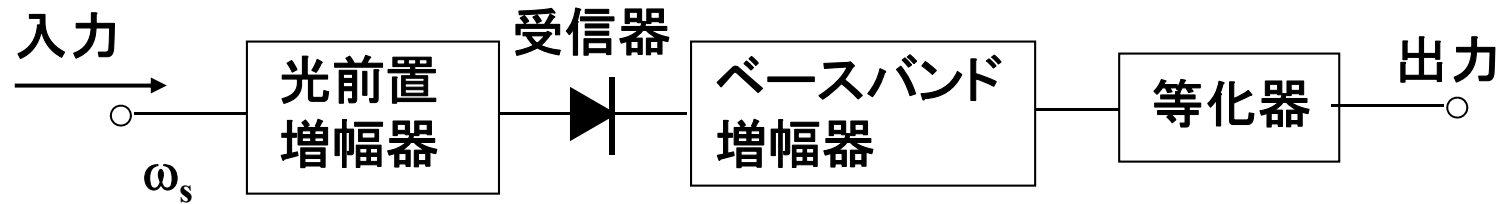
EDFA(光ファイバ増幅器)の登場により吸収による伝送距離制限が飛躍的に改善され、受信にかかわる技術的課題をかかえても受信感度改善効果を期待してコヒーレント方式を推し進める動機が薄れた。

2～3年前からの復興

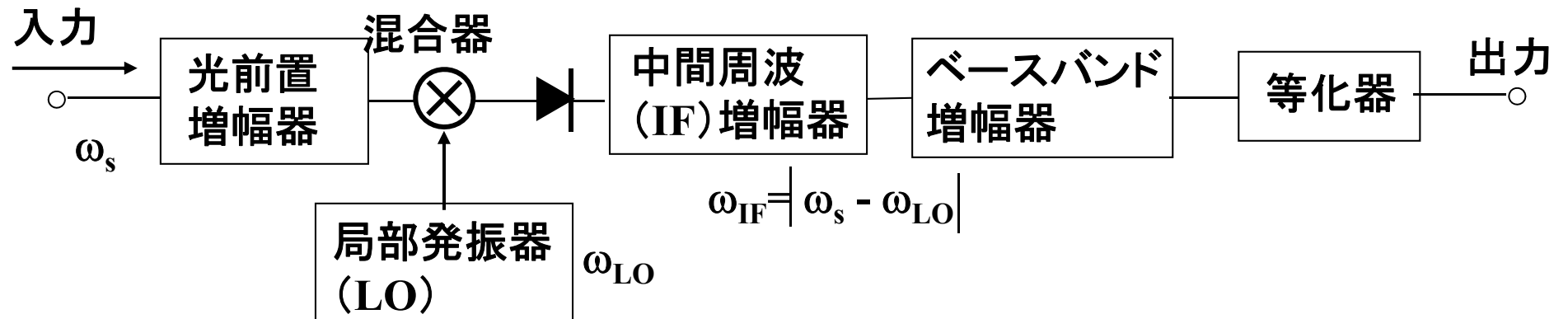
EDFAを用いたDWDM方式の残留分散・非線形効果の影響など技術的困難さを克服するため、コヒーレント方式の受信感度改善効果が見直された。DPSKは受信器構成など技術的敷居が低かったので採用。

受信系の基本構成(1)

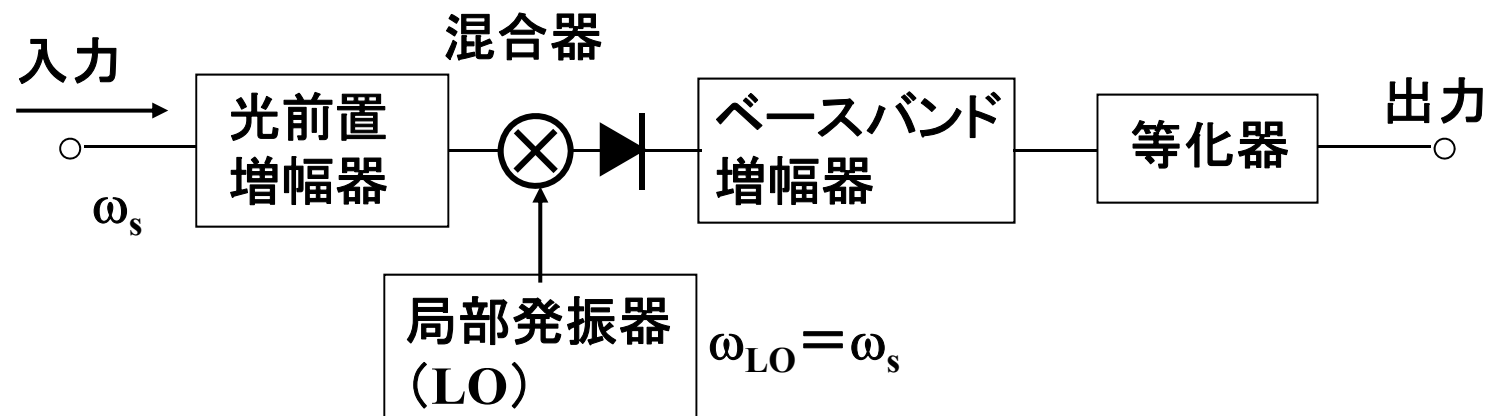
① 直接検波(IM-DD方式)



② ヘテロダイン検波



③ ホモダイン検波



- 1980年代後半に全盛期を迎えたコヒーレント光通信の研究
 - 受信感度の改善効果 → EDFAにその座を奪われた
 - 周波数(波長)選択性 → 需要がなかった(WDMも1990年代中頃)
 - 技術的な難易度の高さ
 - 狭スペクトル光源
 - 偏波トラッキング
 - 高速IF回路、光PLL

- リバイバルしたコヒーレント光通信

- 感度改善が目的ではない

- 高い周波数選択性が必要になってきた

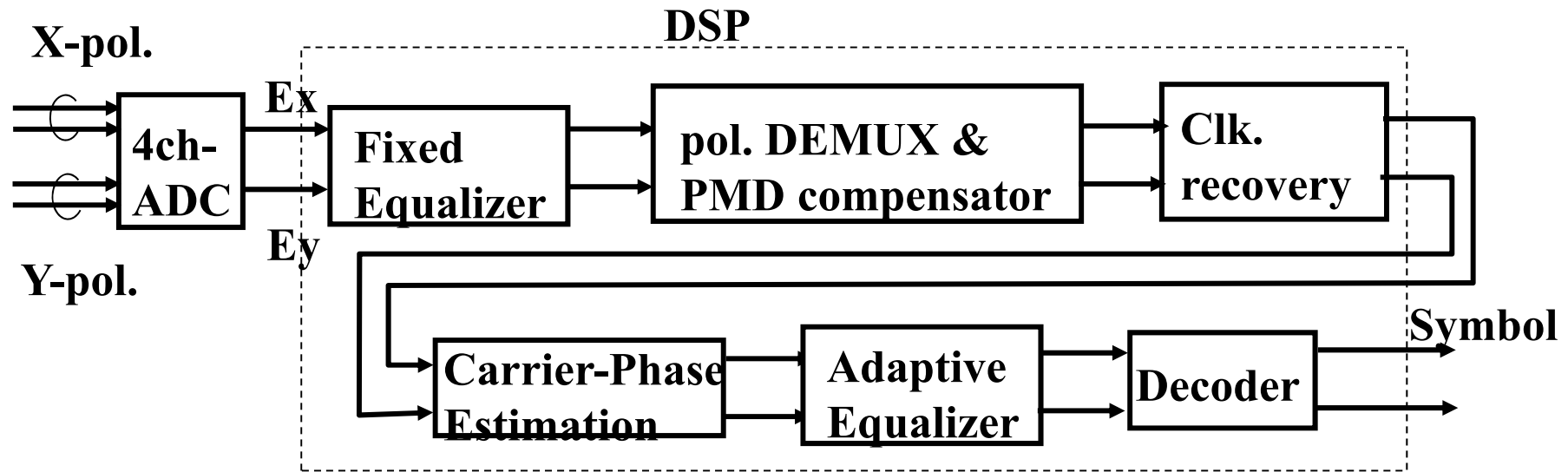
- かつての技術的難易度が下がった

- 狭スペクトル光源 → 高ビットレートでスペック低下

- 光PLL → デジタル・コヒーレント技術により不要に

- 高ビットレート化(100Gbps)の要求が後押し

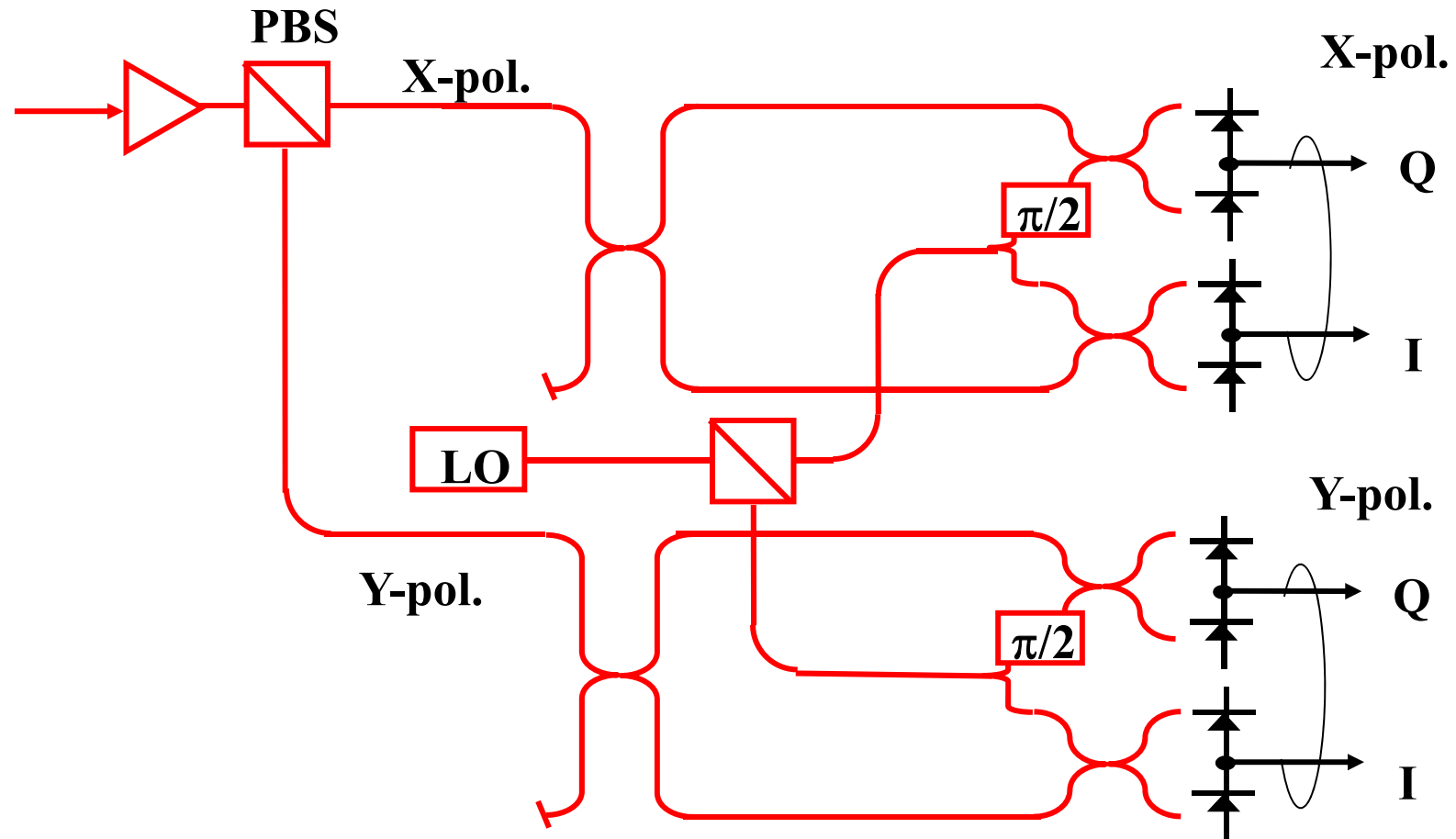
- 多値(16値以上)復調できるのは実質的にコヒーレント検波のみ



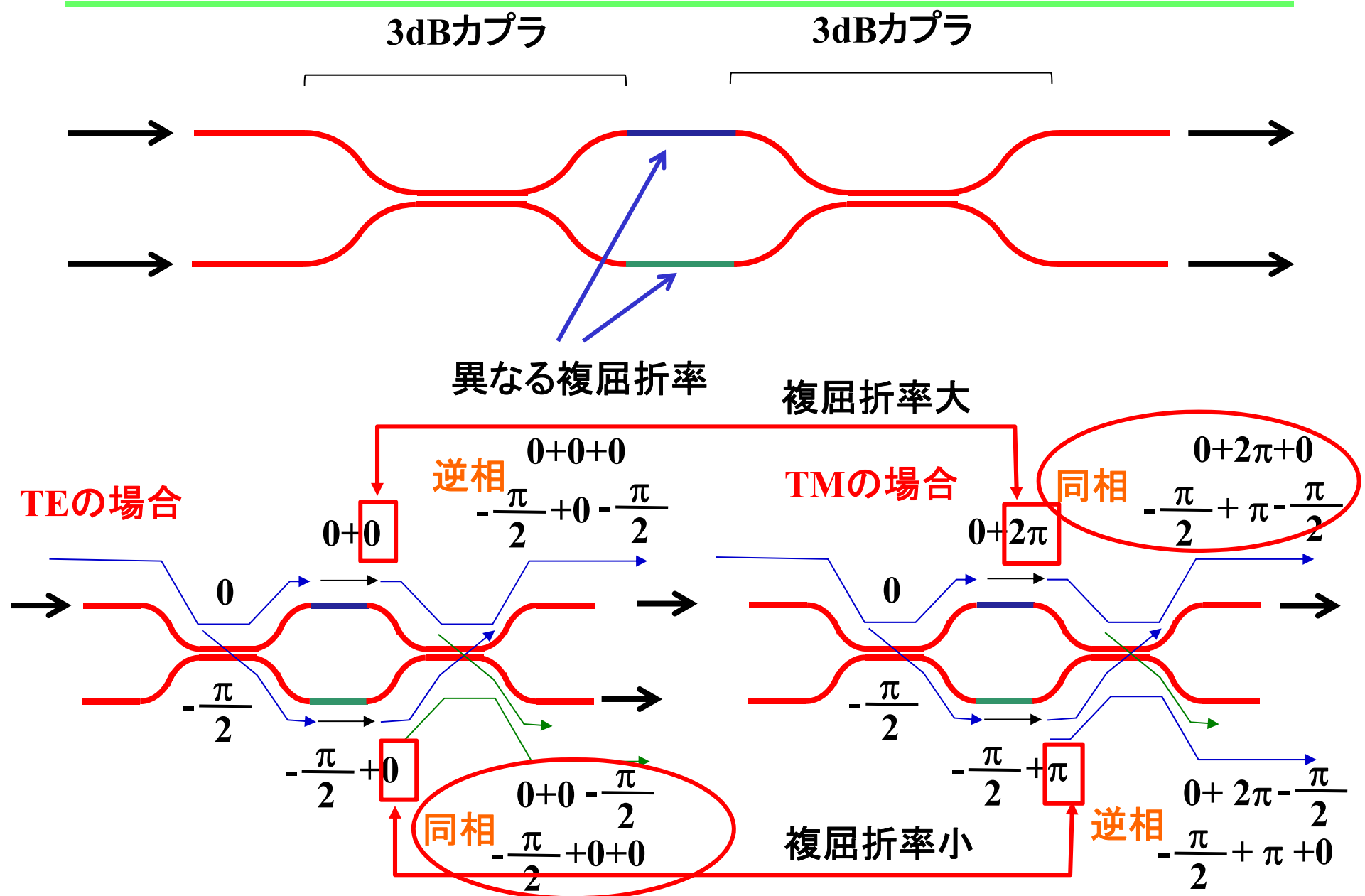
特徴

- LO(局発振光)の位相を受信光に厳密に合わせなくても位相の推定が可能
➡ 高速DSPの発展が寄与・コヒーレント再興の大きな原動力
- LOの発振線幅は受信IFのトラッキングのために狭線幅が必須

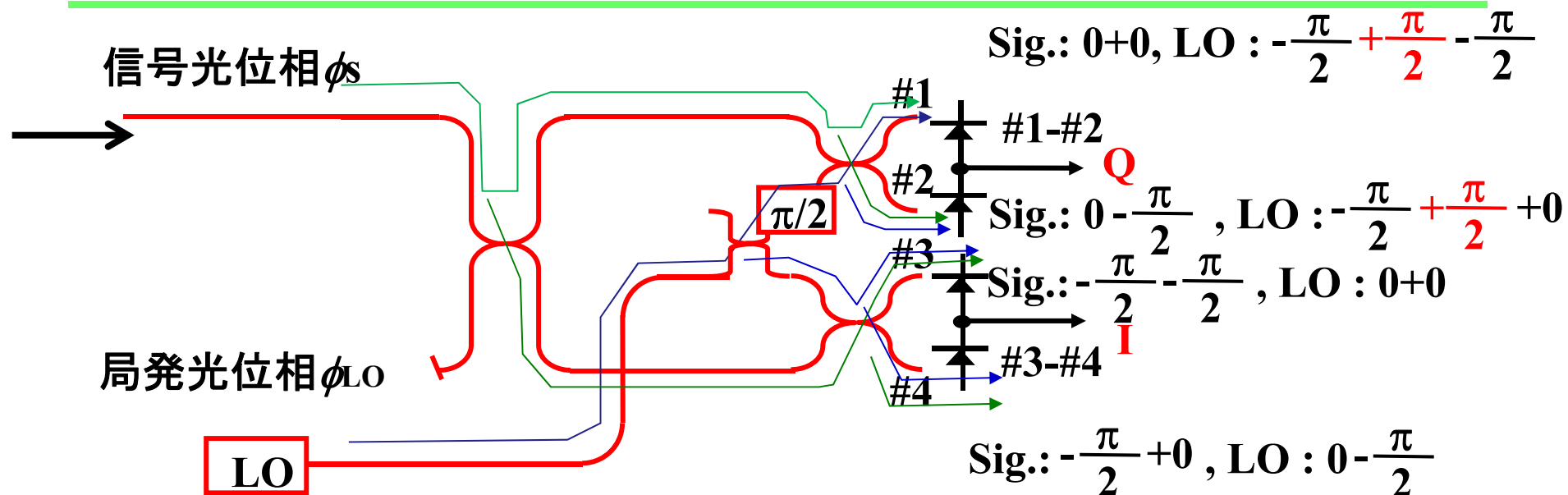
デジタルコヒーレントレシーバ回路図



導波路MZI型偏波ビームスプリッタ(PBS)



90度ハイブリッドによる位相・振幅の取得



信号光－局発光位相差 ($\phi_s - \phi_{LO}$) と
4出力

	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$-\frac{\pi}{2}$
#1	0.5	0	0.5	1
#2	0.5	1	0.5	0
#3	0	0.5	1	0.5
#4	1	0.5	0	0.5

	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$-\frac{\pi}{2}$	
#1-#2	0	-1	0	1	← Q
#3-#4	-1	0	1	0	← I

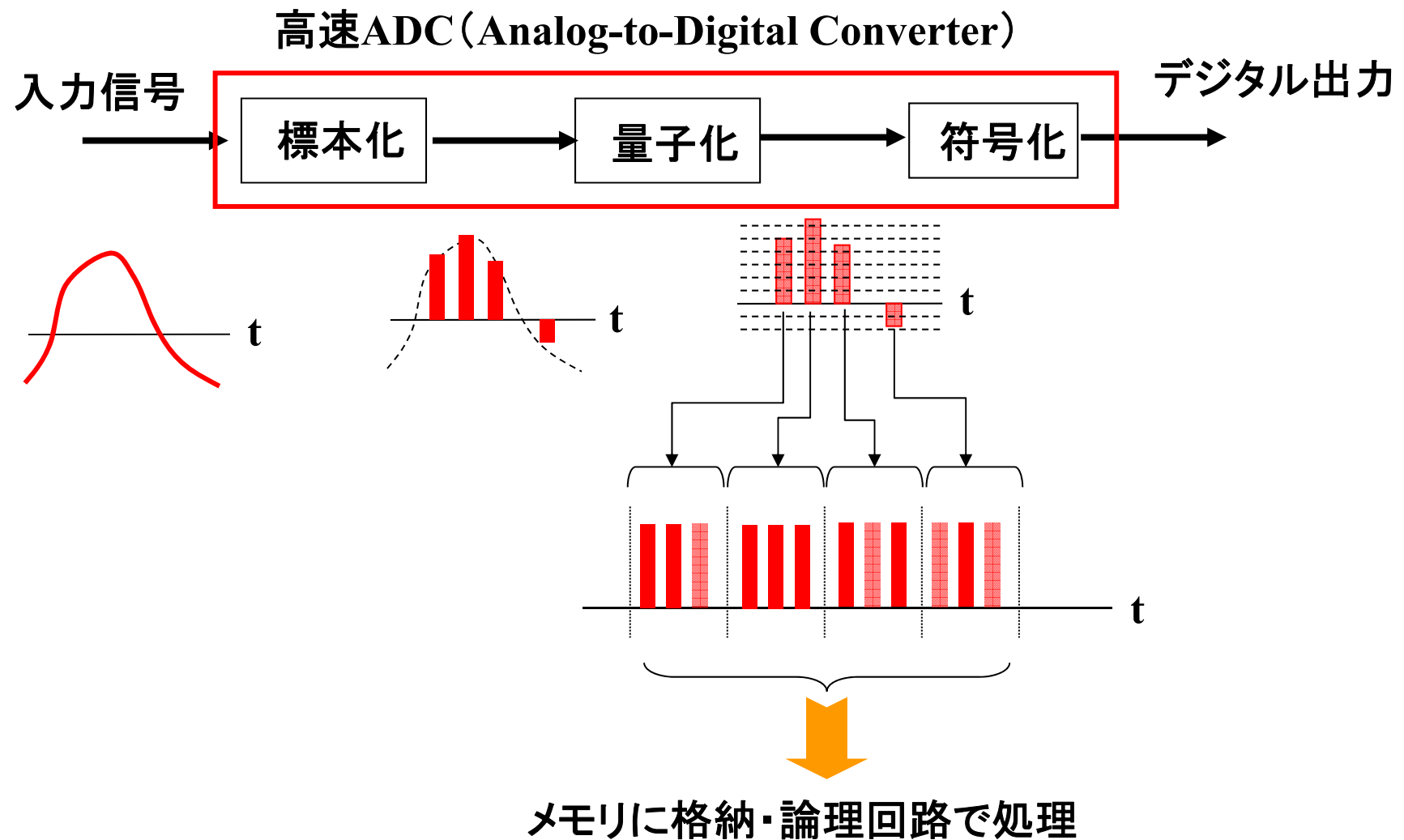
Y. Nasu, T. Mizuno, R. Kasahara, and T. Saida, ECOC2011, Tu.3.LeSalve.4.



Y. Kurata, Y. Nasu, M. Tamura, H. Yokoyama, and Y. Muramoto, ECOC2011, Th.12.LeSalve.5.

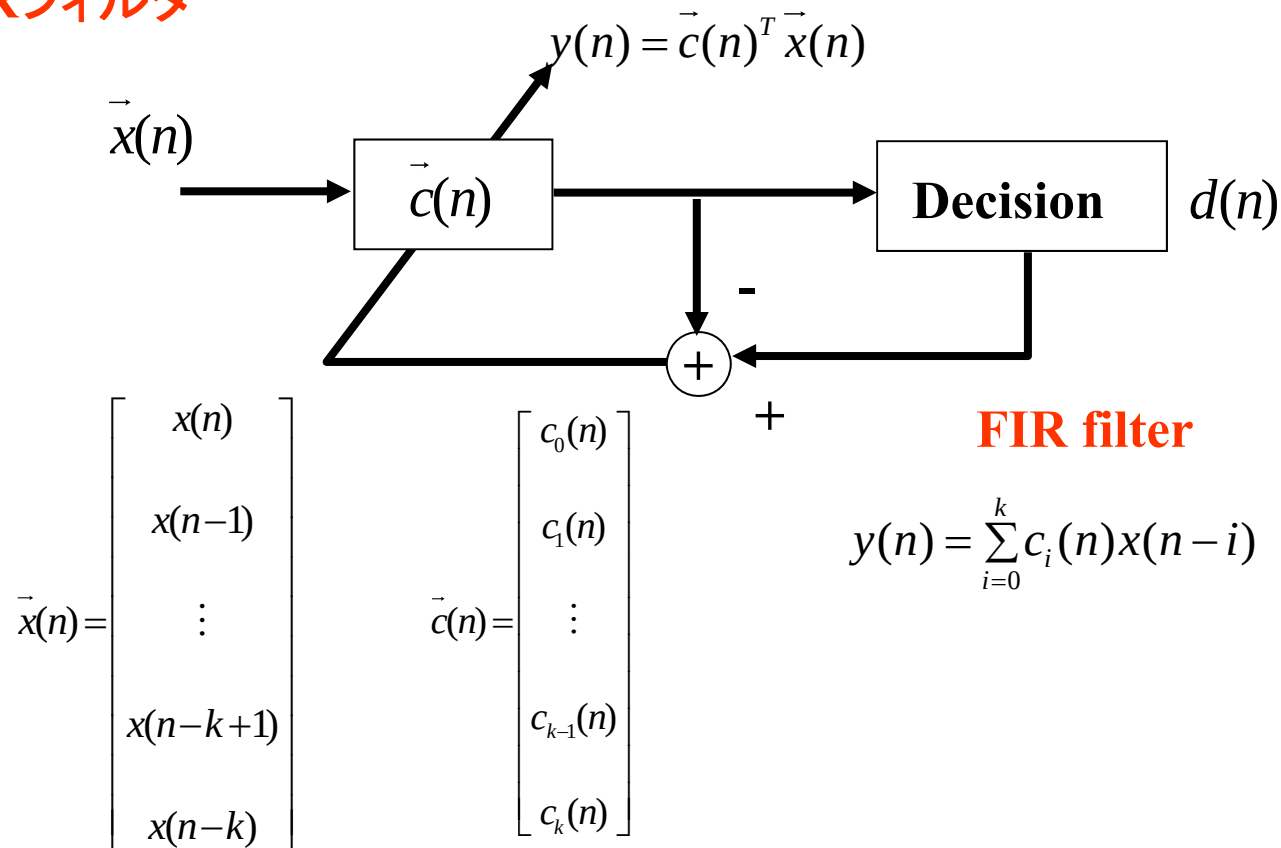


デジタル・サンプリング処理



利得等化回路

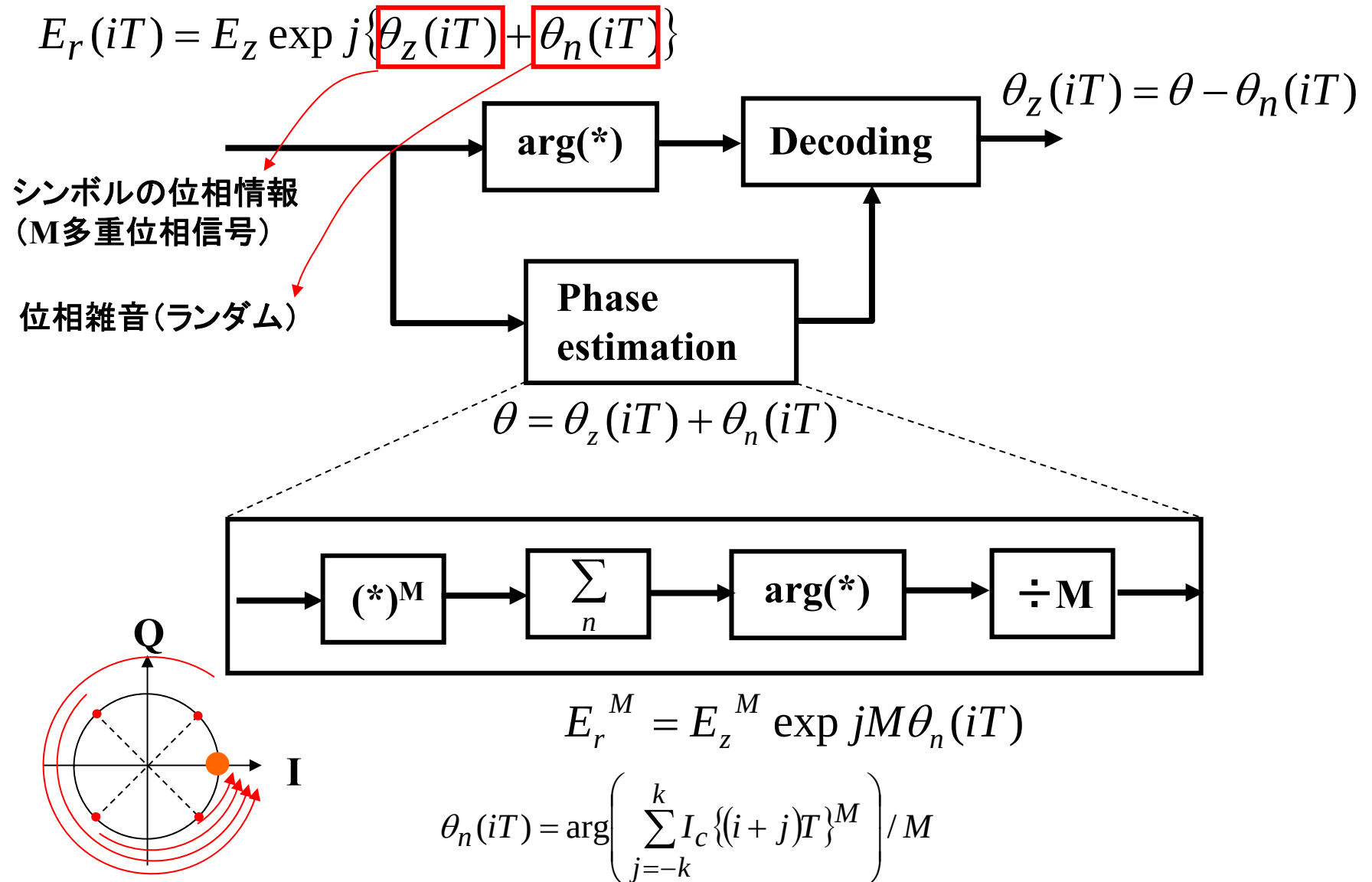
FIRフィルタ



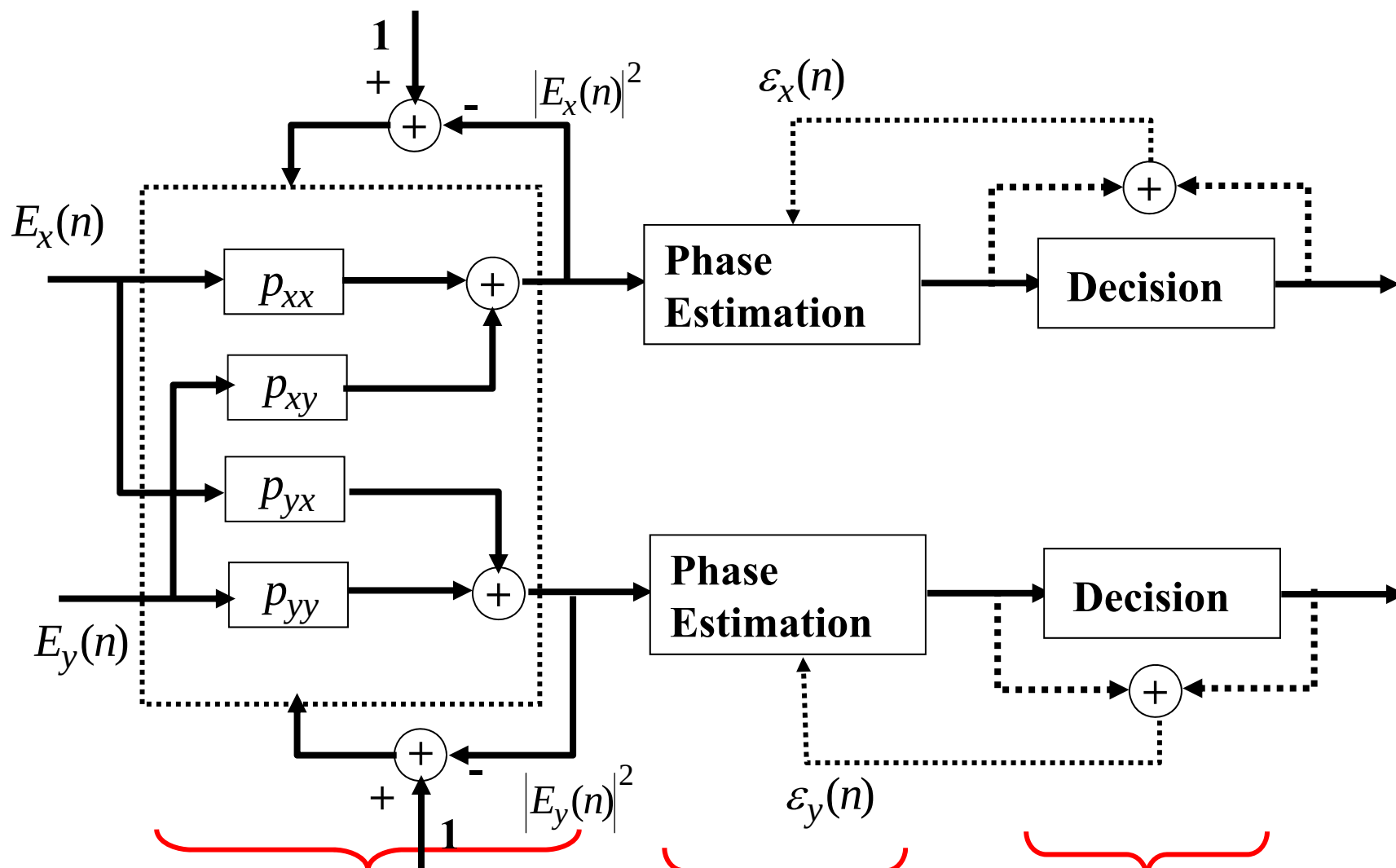
LMS algorism

$$\begin{cases} \vec{c}(n+1) = \vec{c}(n) + \mu e(n) \vec{x}(n) \\ e(n) = d(n) - \vec{c}(n)^T \vec{x}(n) \end{cases}$$

位相推定



偏波多重分離・偏波分散等化・キャリア位相追尾 を行う適応等化回路



偏波分散等化・
偏波多重分離

キャリア位相推定

適応等化・位相追尾

Kim Roberts (Nortel), COIN2008, C-15-PM1-1-3.

Rule : 90nm CMOS

Format : 40Gbps PDM-DQPSK

of Gates : 20M

Architecture : $4 \times 20\text{Gs/s}$ 6bit ADC

Power consumption : 21W

Dispersion tolerance : $\pm 80,000\text{ps/nm}$

PMD tolerance : 25ps

コヒーレント光伝送における LDへの要求

Recent Research Trend of Optical Communication Systems

For realization of large capacity & long haul WDM optical transmission

➡ **Significant distortion by Chromatic Dispersion and PMD**

➡ **Trends to Narrow Signal Bandwidth**

- **Multi-level Modulation Format
DQPSK, QAM,**

- **Multi-Carrier Modulation
O-OFDM**

➡ **High Sensitive Receiver Necessary**

➡

- **Optical Coherent Detection**
- **Tunable LO desirable for reducing # devices, backup**

Narrow spectral linewidth & freq. stability necessary

2011年度
光通信システム

Significance of Narrow Spectral Linewidth

M. Seimetz, OFC2008, OTuM2 (2008).



Linewidth requirement @ 40Gbps

- QPSK: 10MHz
- 8PSK: 1.6MHz
- 16PSK: 240kHz
- Star 16QAM: 1.6MHz
- Square 16QAM: 120kHz
- Square 64QAM: 1.2kHz



Very narrow linewidth < 100kHz required

Reports of Semiconductor Lasers with Narrow Spectral Linewidth

Schemes		Mechanism	Features Red : Pros., Blue : Cons.	$\Delta\nu$
Solitary LD	Strained MQW DFB CPM DFB	α parameter ↘ spatial hole burning ↘	no mode hop	3.6kHz
	MQW DBR	α parameter ↘	small spatial hole burning → $\Delta\nu$ ↘ mode hop	40kHz
	External Cavity DFB	Q ↗	mode instability by phase mismatch	900kHz
Elec./Opt. Control	Electrical Feedback	Freq. noise detect → Bias current control	High sensitivity Narrower than Quantum noise	250kHz
	Optical Feedback	Q ↗	FP resonator : wide bandwidth	10kHz
	Elec./Opt. Feedback	Opt. + Elec. feedback	complicated	7Hz

Schawlow-Towns Equation (with chirping)

$$\Delta\nu = \frac{v_g^2 \cdot h\nu \cdot n_{sp} \cdot \alpha_{th} \cdot (\alpha_{loss} + \alpha_{th})}{8\pi P_0} (1 + \alpha^2)$$

v_g : group velocity

$h\nu$: photon energy

n_{sp} : spontaneous emission rate

α_{th} : threshold gain

α_{loss} : optical loss

α : linewidth enhancement factor (α parameter)

Spectrum Narrowing Schemes (1)

① Reducing α -parameter (lowering $1+\alpha^2$)

$$\alpha = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{\frac{\partial n}{\partial N} \frac{\partial g}{\partial N}}{\frac{\partial g}{\partial N}}$$
$$\begin{cases} n & : \text{refractive index} \\ N & : \text{carrier density} \\ g & : \text{optical gain} \end{cases}$$

 $\begin{cases} \frac{\partial g}{\partial N} \nearrow \\ \frac{\partial n}{\partial N} \searrow \end{cases}$: MQW, strained MQW ($\alpha = 2-3$) Ref. $\alpha = 5-7$ (bulk)

$\frac{\partial n}{\partial N}$: Quantum Dot ($\alpha = 0$ ideal)

Ref. M. Ishida, N. Hatori, T. Akiyama, K. Otsubo,
Y. Nakata, H. Ebe, M. Sugawara, and Y. Arakawa,
Appl. Phys. Lett., vol.85, pp.4145 (2004).

Narrow Spectral Linewidth DFB-LD (1)

M. Okai, M. Suzuki, and T. Taniwatari (Hitachi), Electron. Lett., vol.29, No.19, pp.1696-1697 (1993).



- **External cavity laser (RIO product)**
 - gain chip + PLC-based Bragg grating
 - Linewidth : 10kHz
 - $I_{th} = 10\text{mA}$
 - SMSR = 50dB
 - RIN = -0145dB/Hz
 - λ -temp. dependence = 10pm/K
 - -5~+75°C
 - 14pin butterfly module

① DFB-LD

- Spectral Linewidth < 10kHz
- No mode-hop
- Complicated Grating

② DBR-LD

- Spectral Linewidth < 40kHz
- Wide tunability in single chip
- Small spatial hole burning
- Mode-hop

③ External-Cavity LD

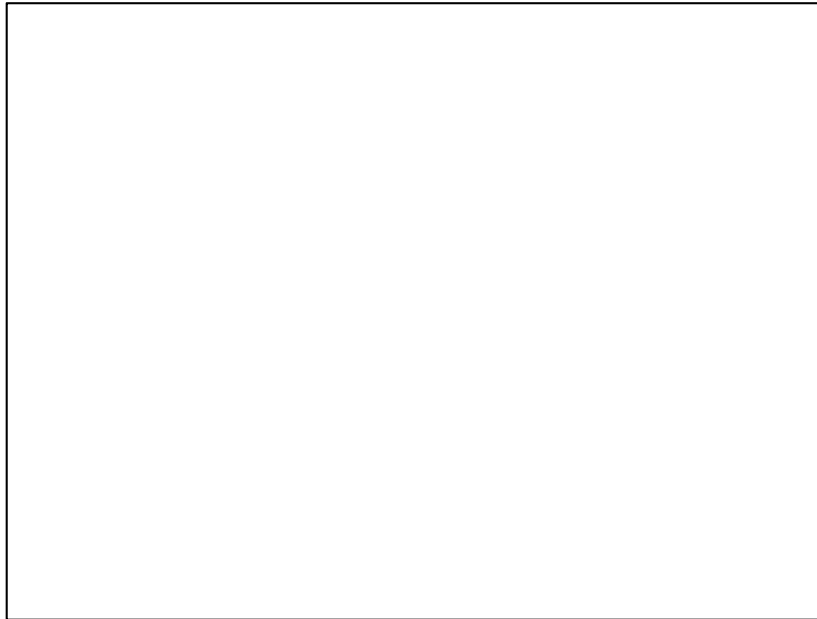
- Spectral Linewidth < 10kHz
- Small cavity loss
- Large footprint

2011年度
光通信システム

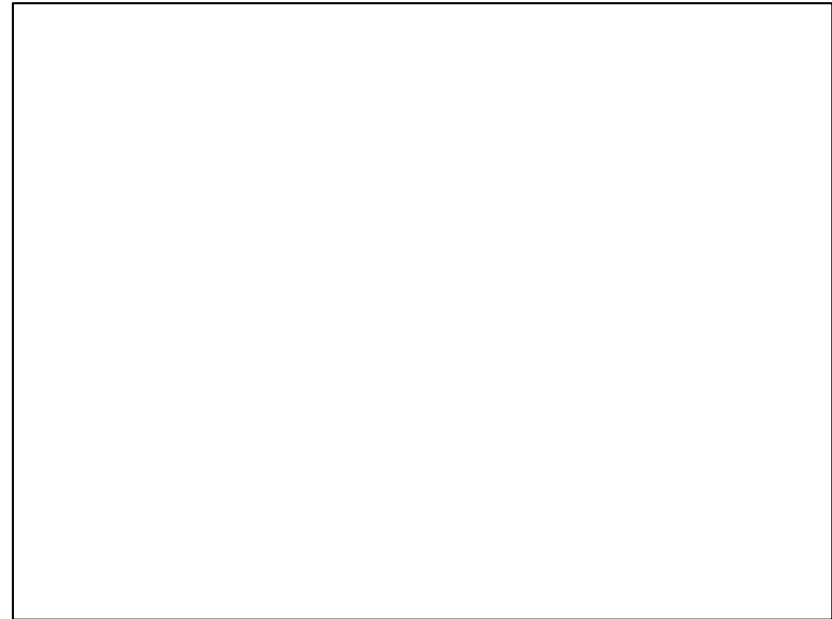
Electrical Tuning or Thermal Tuning ?

H. Ishii, F. Kano, Y. Tohmori, Y. Kondo, T. Tamamura, and Y. Yoshikuni,
IEEE J. Selected Topics in Quantum Electron., vol.1, No.2, pp.401-407 (1995).

Electrical



Thermal



$$\Delta\nu \text{ (Thermal)} < \Delta\nu \text{ (Electrical)}$$



Allan Variance : $10^{-9} \sim 10^{-8}$ (1s), $10^{-10} \sim 10^{-9}$ (10^{-3} s)

OFDM

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

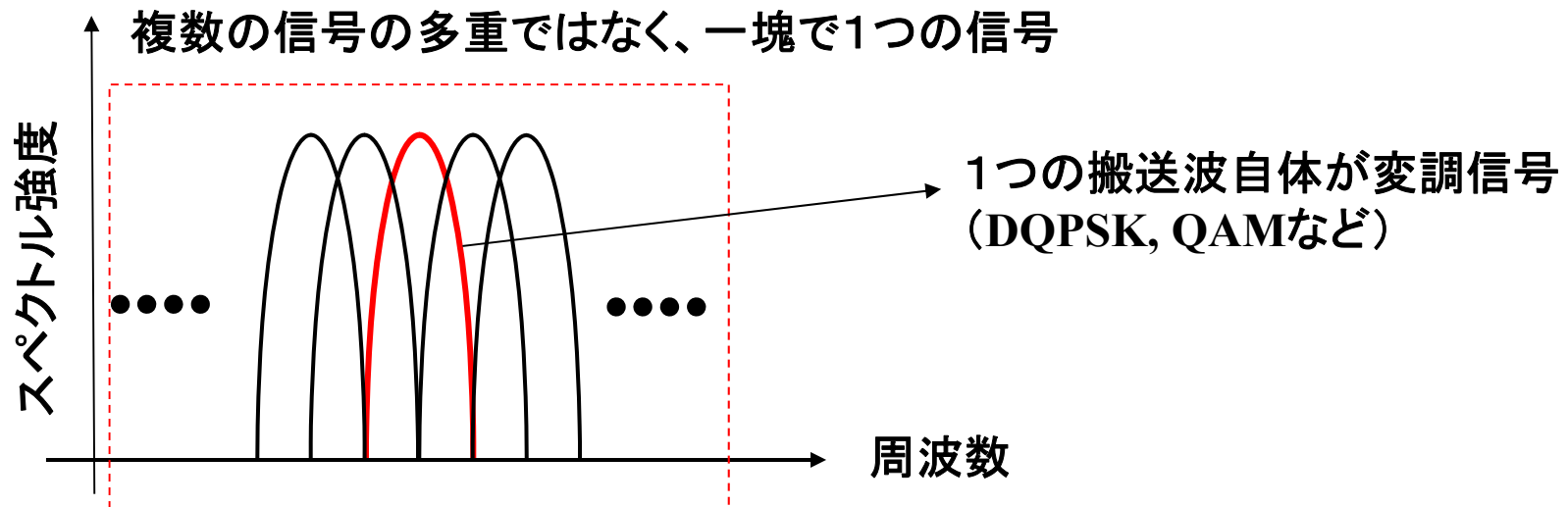
複数の搬送波(キャリア)を用いて1つの信号を伝送する手法

特徴

- 高スペクトル利用効率 → 限られた帯域を用いて高速化・伝送容量の増大
- 1搬送波の帯域が狭く、分散の影響抑制可能
- 伝送路の品質に合わせて適応的に対応可能(雑音の多い周波数帯を抑制)

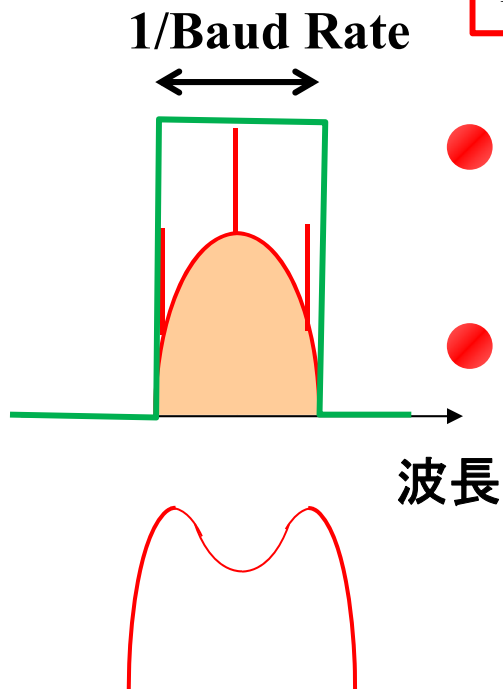
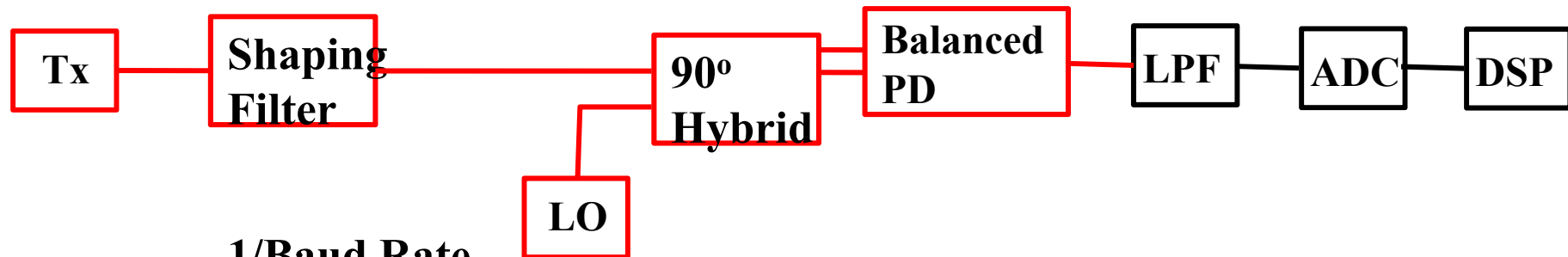
適用例

無線伝送 (IEEE802.11a, g, n, WiMAX), 有線 (ADSL), デジタル放送 (地上デジタル)



周波数利用効率の向上へ (ナイキストWDM)

G. Bosco, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, E. Torrenco, and F. Forghieri, ECOC2010, Tu.3.A.4 (2010).



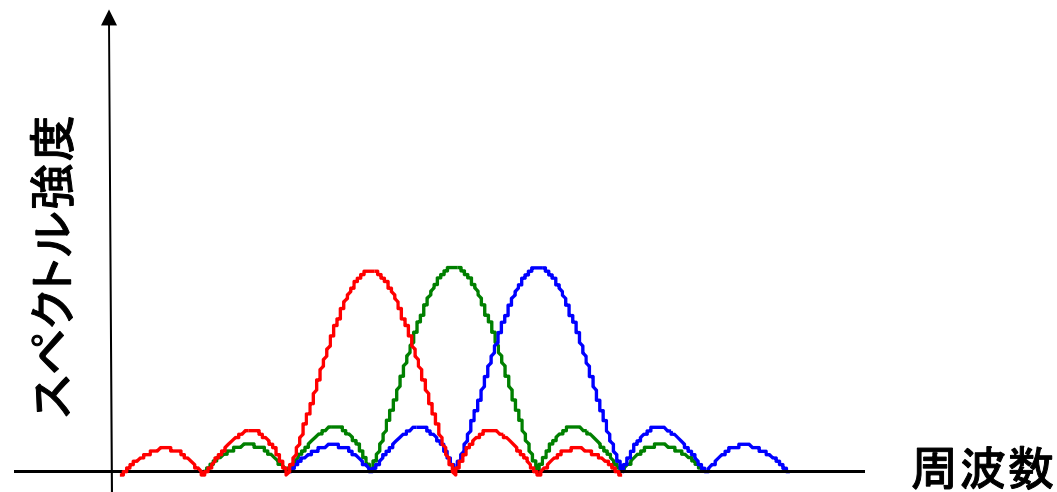
- チャンネル間の干渉を防ぐため、フィルタで帯域制限
(フィルタの帯域: ボー・レートの逆数, 急峻な透過特性)
- チャンネル間隔を1/ボーレートに設定

矩形波のフーリエスペクトル

$$F(\omega) = \frac{A_0}{f_0} \frac{\sin(\pi \frac{f}{f_0})}{\pi \frac{f}{f_0}} \quad \Rightarrow \quad f = nf_0 \quad (n \text{ は整数})$$

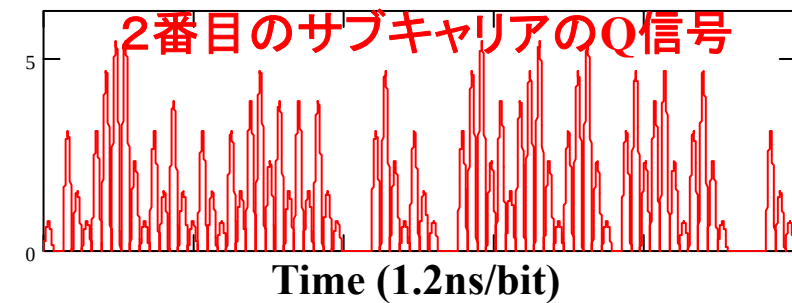
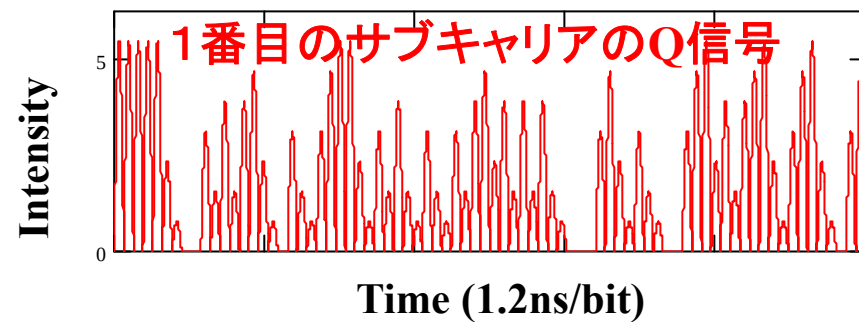
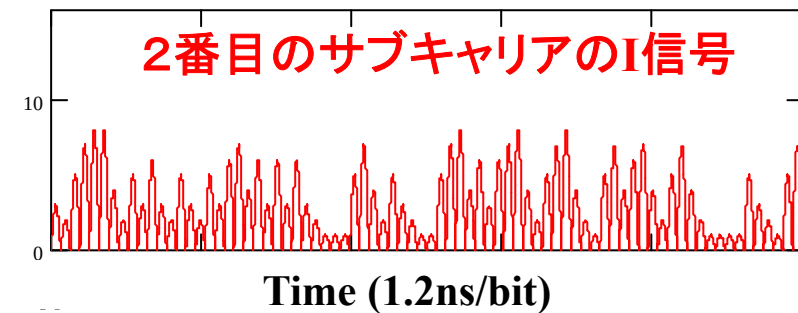
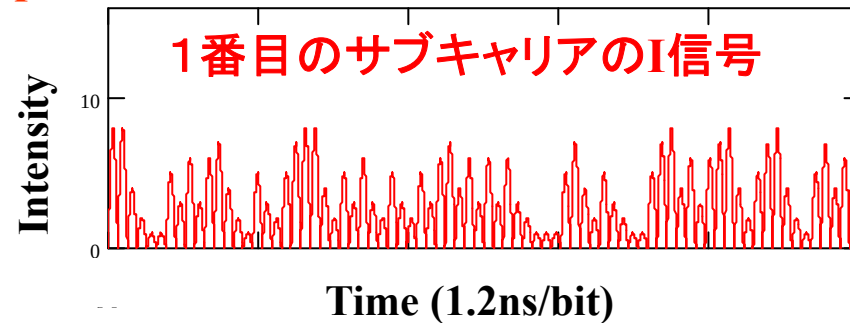
で $F(\omega) = 0$ となる。

$\Rightarrow$ f_0 間隔で搬送波を配置すると、直交関係となり
各搬送波との相関をとることにより分離可能

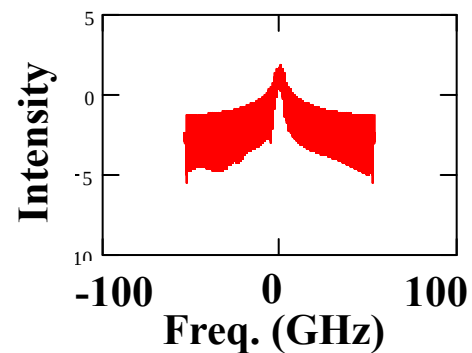


OFDM信号波形とスペクトル(1)

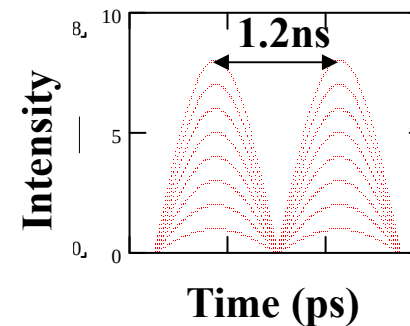
40Gbps (8キャリア、各キャリア64QAM変調)



1番目のサブキャリアのスペクトル

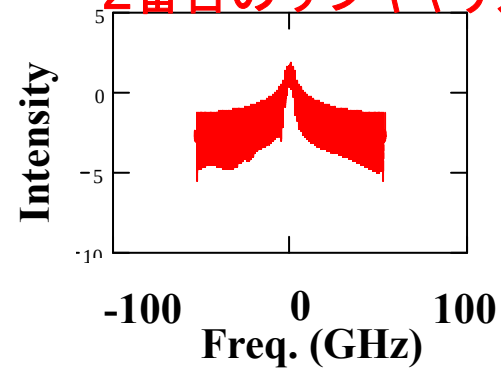


64QAMと仮定

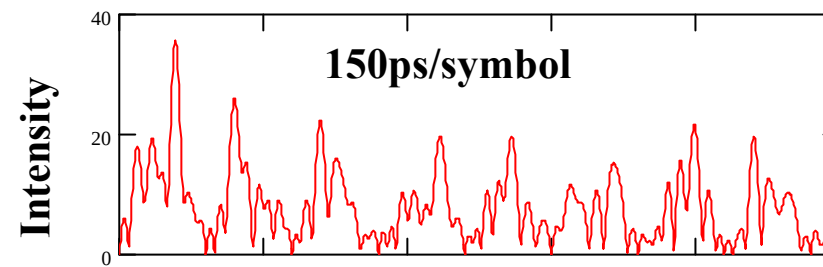
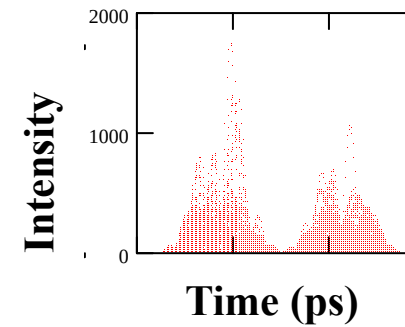
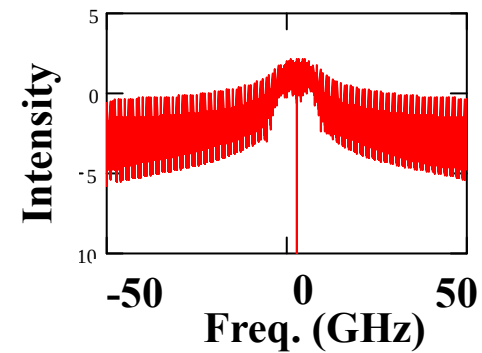


OFDM信号波形とスペクトル(2)

2番目のサブキャリアのスペクトル

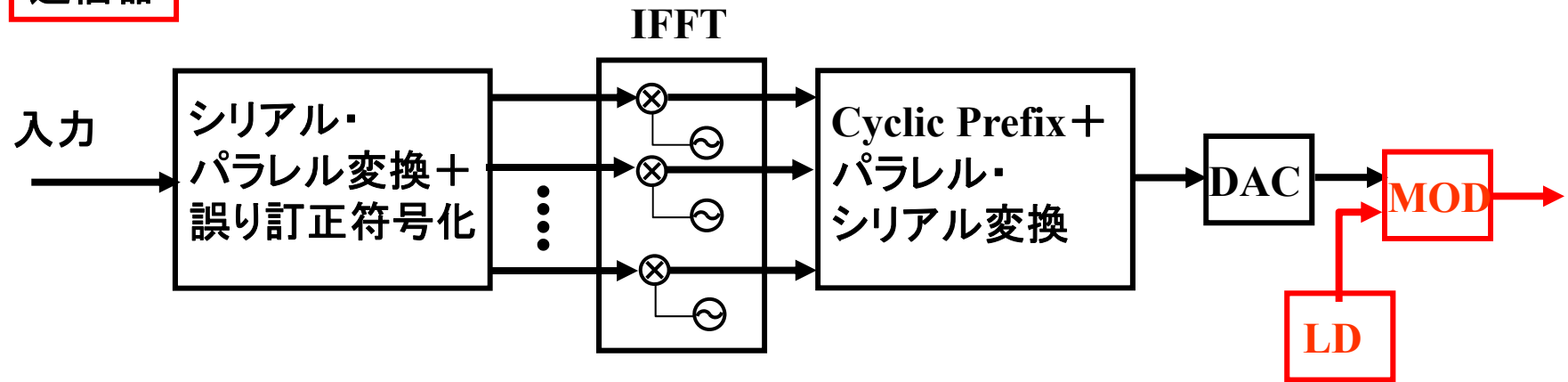


8サブキャリアのスペクトル

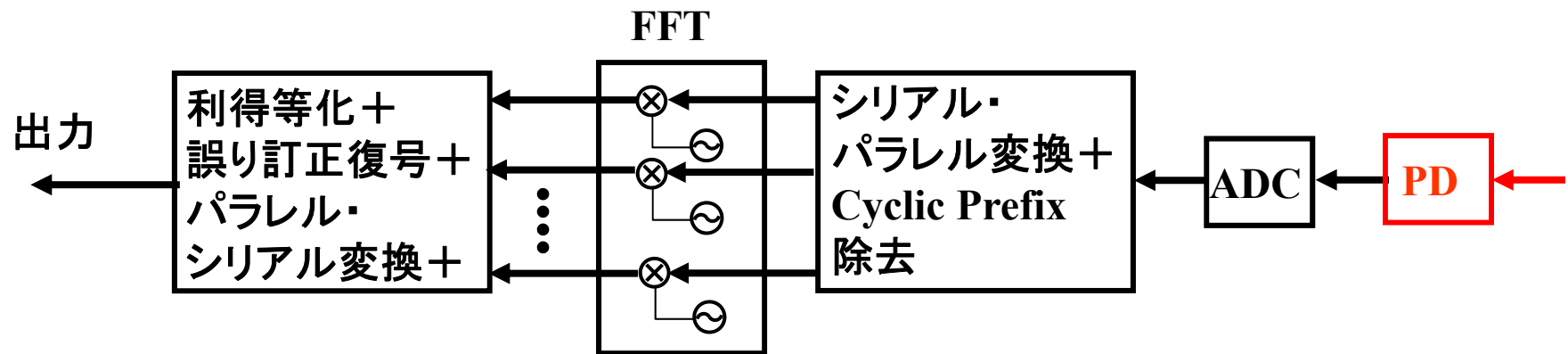


OFDM伝送の送受信系

送信器



受信器



- 光デバイスへの要求条件: 高い線形性 (平均パワーの数倍のピークパワーまで)

OFDMの課題

- Peak to Average Power Ratio (PAPR)が大きい

(例) モバイルWiMAXの仕様では振幅のダイナミックレンジは
振幅平均値の4～5倍必要

➡ { 高い線形性・高い出力値が必須
ファイバ非線形歪みの影響

- 位相雑音に敏感

➡ 送受信器・LOへの位相安定性の要求

- 周波数オフセットに敏感

➡ モバイル用途で重要(ドップラーシフトの影響)

Kim Roberts (Nortel), COIN2008, C-15-PM1-1-3.

100Gbps OFDM

$2 \times$ subcarriers 20GHz apart

50GHz ch space WDM : 9Tbps in C-band

1000km reach

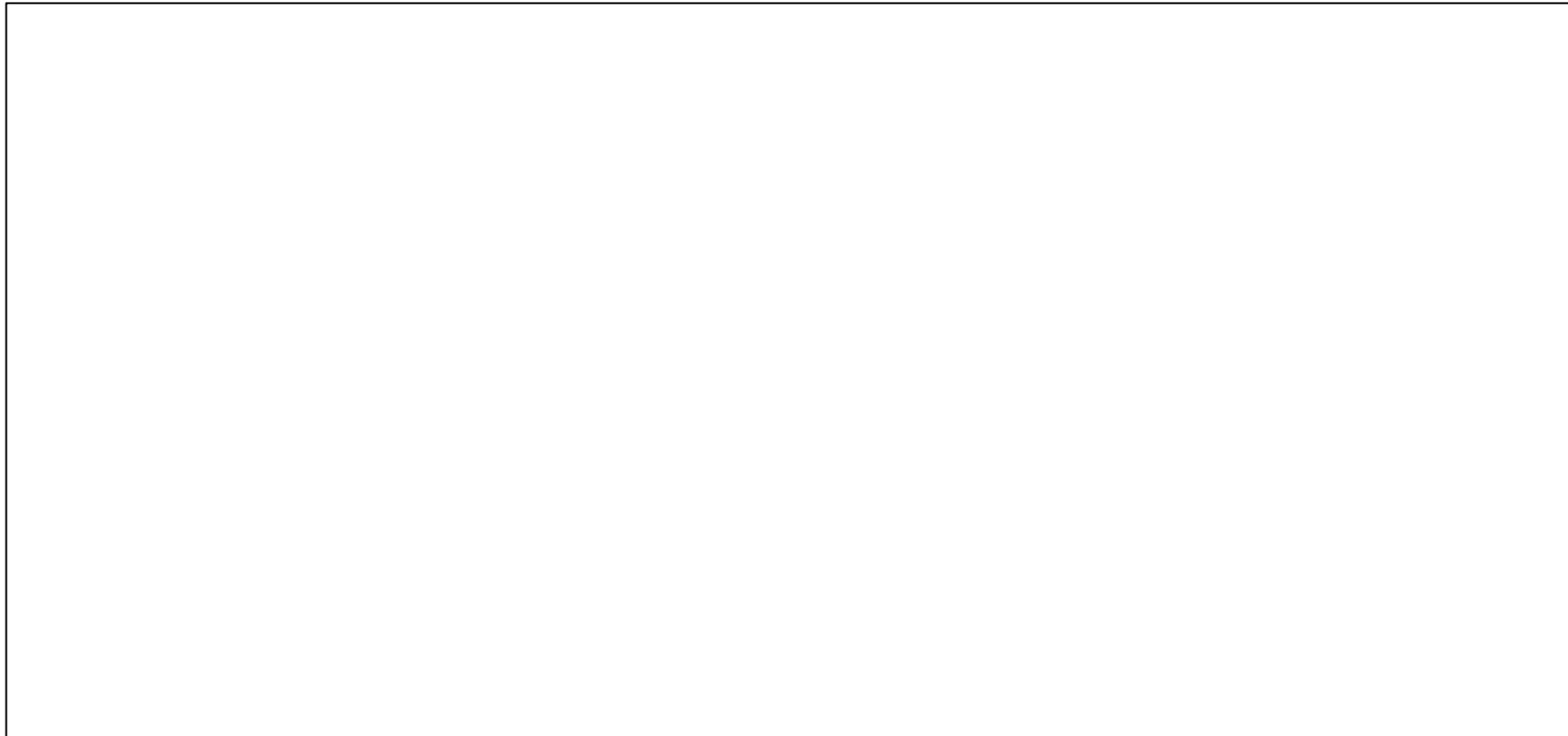
Dispersion tolerance : $\pm 50,000$ ps/nm

PMD tolerance : 20ps

12 WSS ROADMs

伝送実験例(1)

A. Sano, et al., ECOC2008, Th3E.1 (2008).



伝送実験例(2)

H. Takahashi, et al., ECOC2008, Th3E.1 (2008).

