

第13回

光通信の最新動向(2)

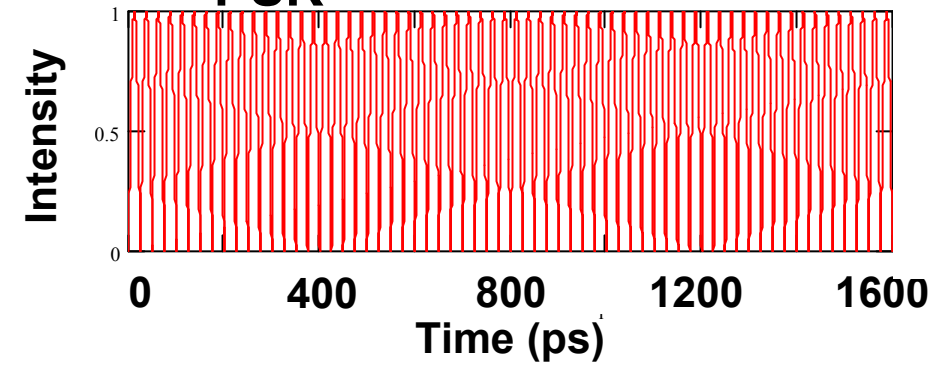
2010年1月25日(月)

光通信の最新動向（続き）

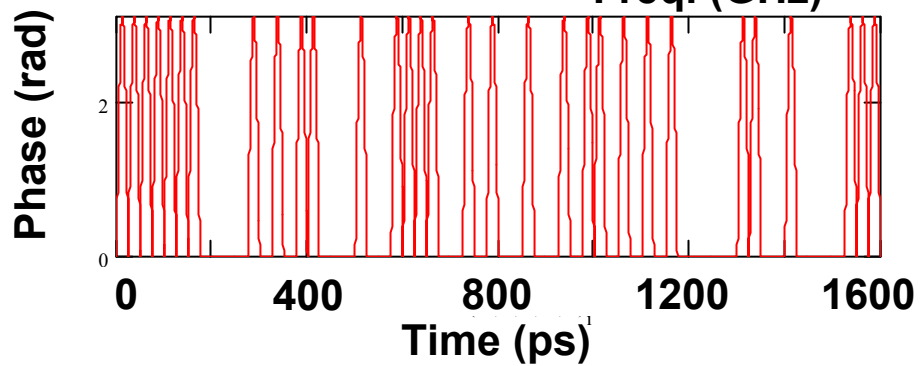
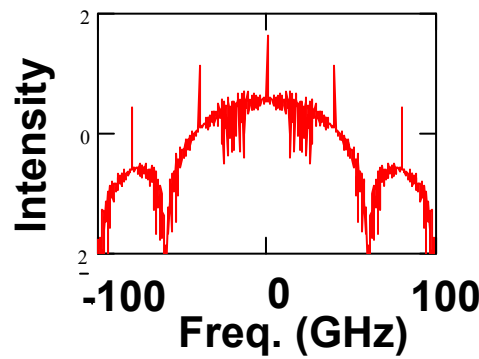
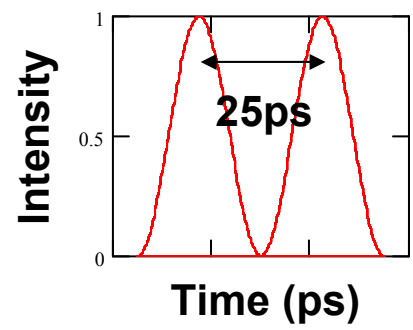
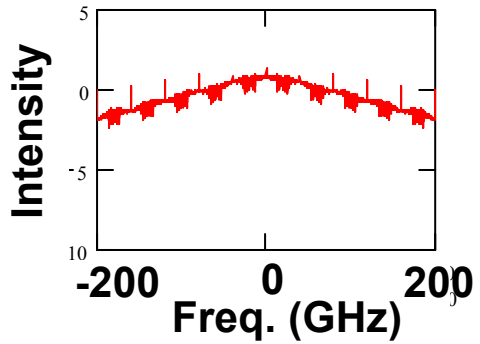
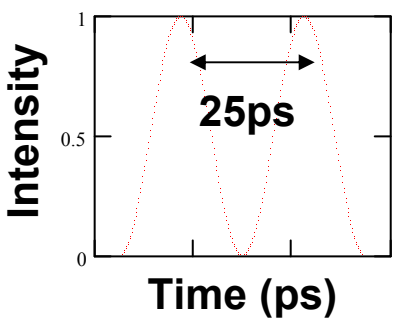
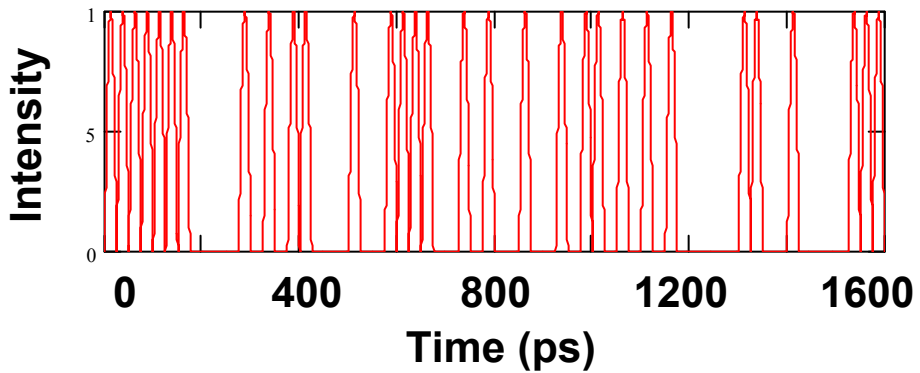
PSK vs. OOK

40Gbps

PSK



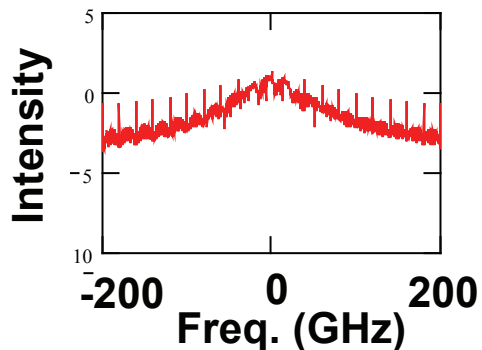
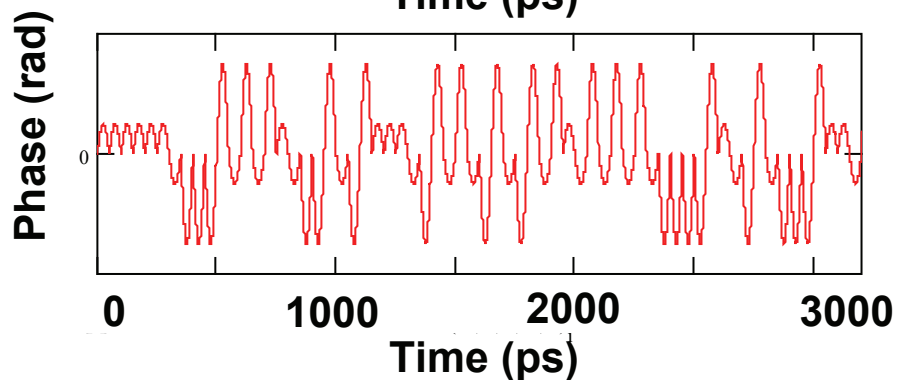
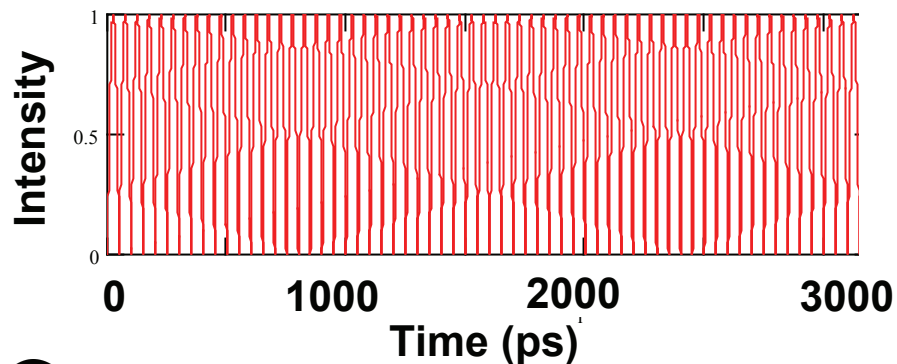
OOK



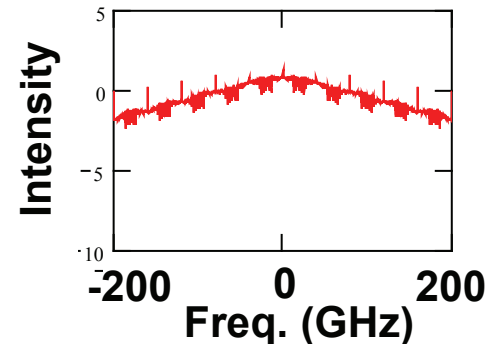
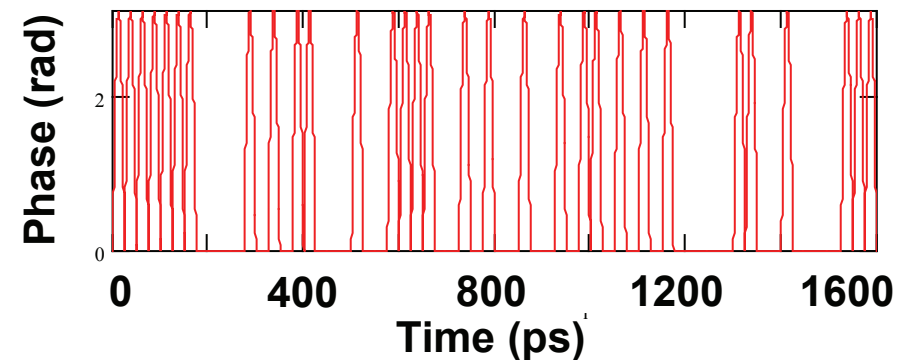
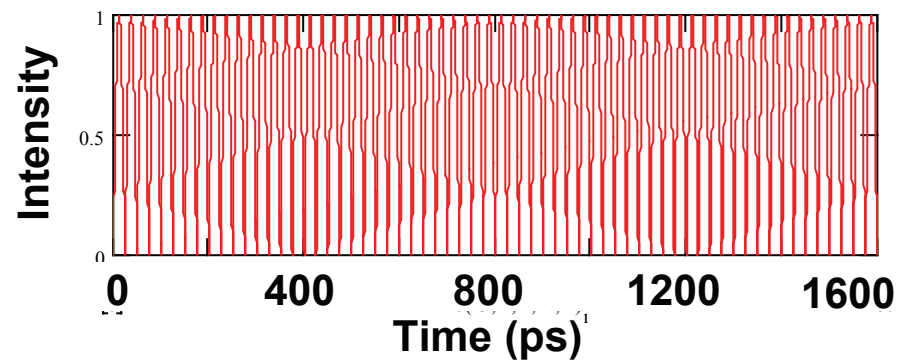
QPSK vs. PSK

40Gbps

QPSK

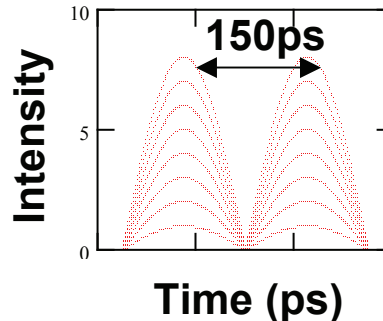
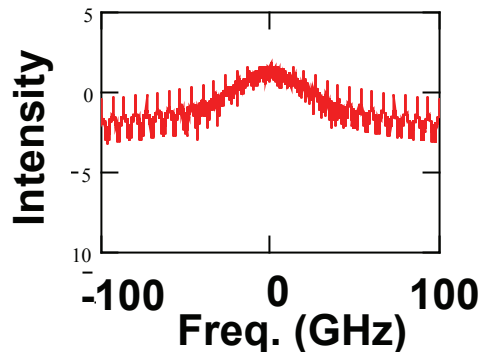
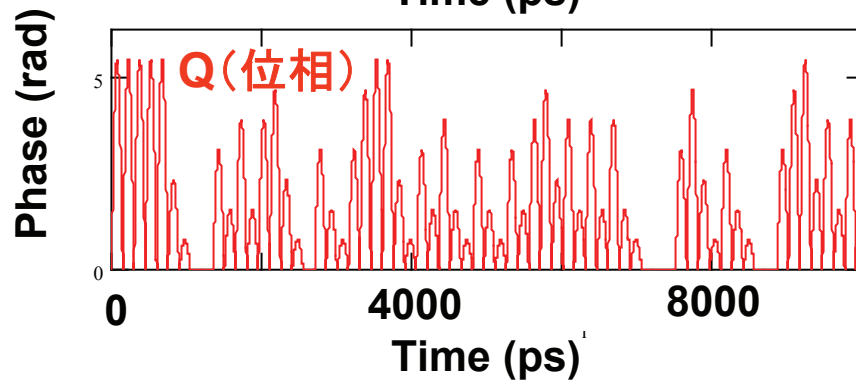
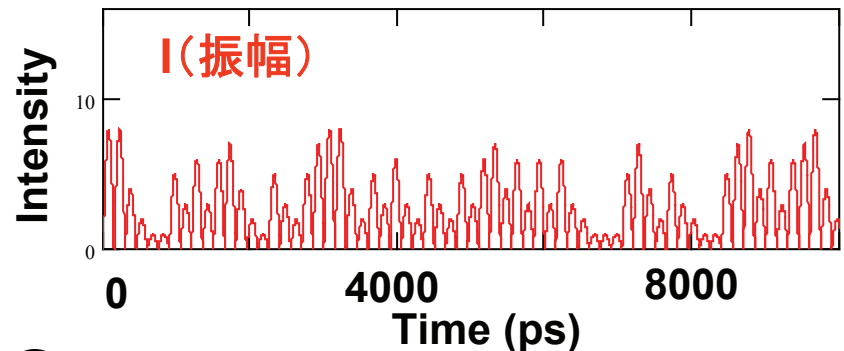


PSK



40Gbps

64QAMを例に



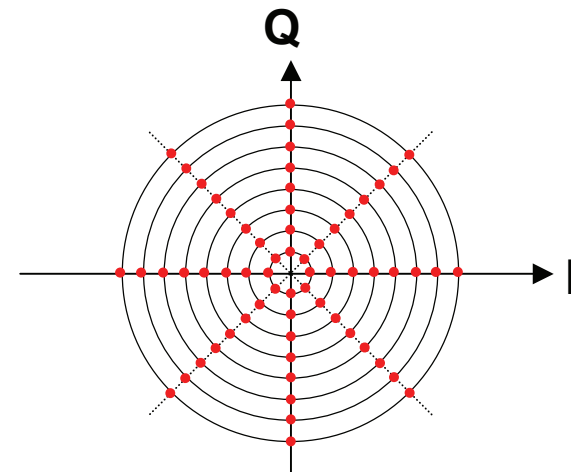
7次M系列

10000**1110101110**

6ビットの
前3ビットをQ信号 6ビットの
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)

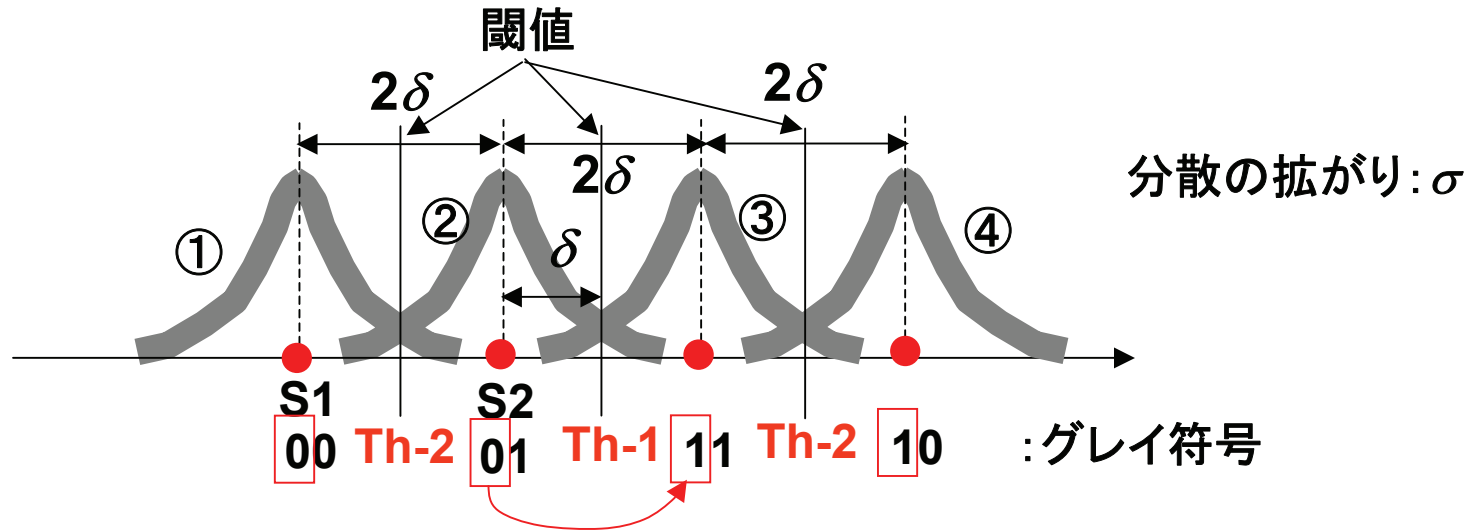


計算の便宜上用いた
コンスタレーションマップ
(これも前述とは異なる)

多値変調のSNRペナルティ(原理)(1)

受信信号に熱雑音のみが付加されている場合を参考：

I・Q信号は独立と見なせ、1次元信号のみによってBERを導出。



※原点対象のためS1、S2の信号のみを考慮して導出

上位ビットの
誤り確率：

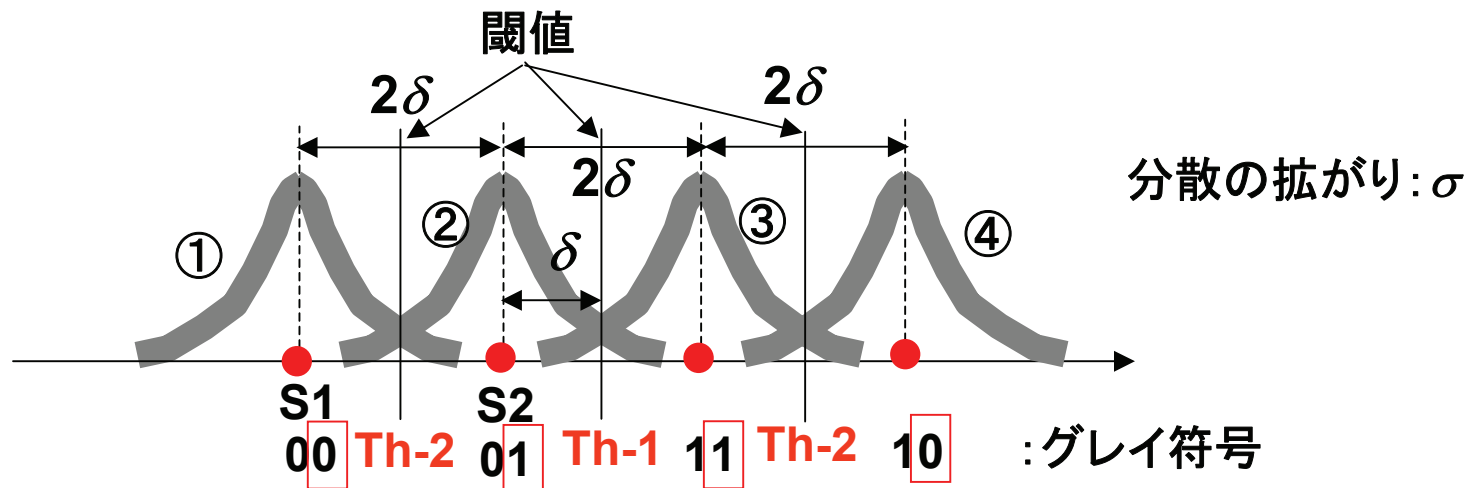
$$P_{e1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^\infty \exp\left\{-\frac{(x+\delta)}{2\sigma^2}\right\} dx + \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^\infty \exp\left\{-\frac{(x+3\delta)}{2\sigma^2}\right\} dx$$

$\xrightarrow{\text{①がTh-1を超える誤り率}} \quad \xrightarrow{\text{②がTh-1を超える誤り率}}$

$$\approx \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma_{CNR}}{10}}$$

Th-1を超えときに誤りになる

多値変調のSNRペナルティ(原理)(2)



下位ビットの
誤り確率:

$$P_{e2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-2\delta}^{\infty} \exp\left\{-\frac{(x+3\delta)^2}{2\sigma^2}\right\} dx \quad \rightarrow \quad \text{①がTh-2 } (-2\delta) \text{ 超える誤り率}$$

$$+ \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \left[\int_{-\infty}^{-2\delta} \exp\left\{-\frac{(x+\delta)^2}{2\sigma^2}\right\} dx + \int_{2\delta}^{\infty} \exp\left\{-\frac{(x+\delta)^2}{2\sigma^2}\right\} dx \right]$$

$$\approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma_{CNR}}{10}} \quad \rightarrow \quad \begin{array}{l} \text{②がTh-2 } (-2\delta) \text{ を} \\ \text{下回る誤り率} \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{②がTh-2 } (2\delta) \\ \text{を超える誤り率} \end{array}$$

全
誤り確率:

$$\therefore P_{e,16QAM} = \frac{1}{2} (P_{e1} + P_{e2}) \approx \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma_{CNR}}{10}} \quad \left(\gamma_{CNR} = \frac{5\delta^2}{\sigma^2} \right) \quad (\text{16QAMの平均CNR})$$

多値変調のSNRペナルティ(数値)

$$P_{e,BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma_{SNR}}{2}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma_{CNR}}$$

$$P_{e,QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma_{CNR}}{2}}$$

$$P_{e,64QAM} \approx \frac{7}{24} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma_{CNR}}{42}}$$

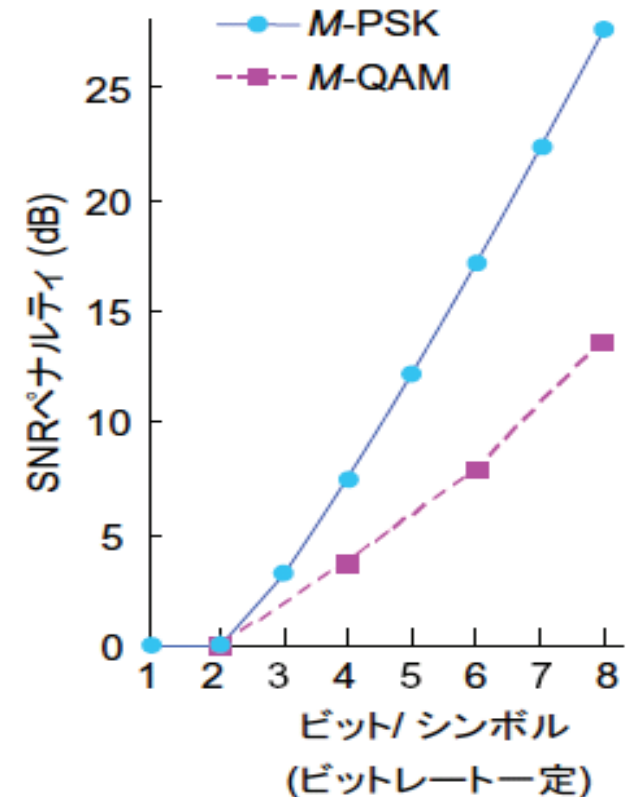
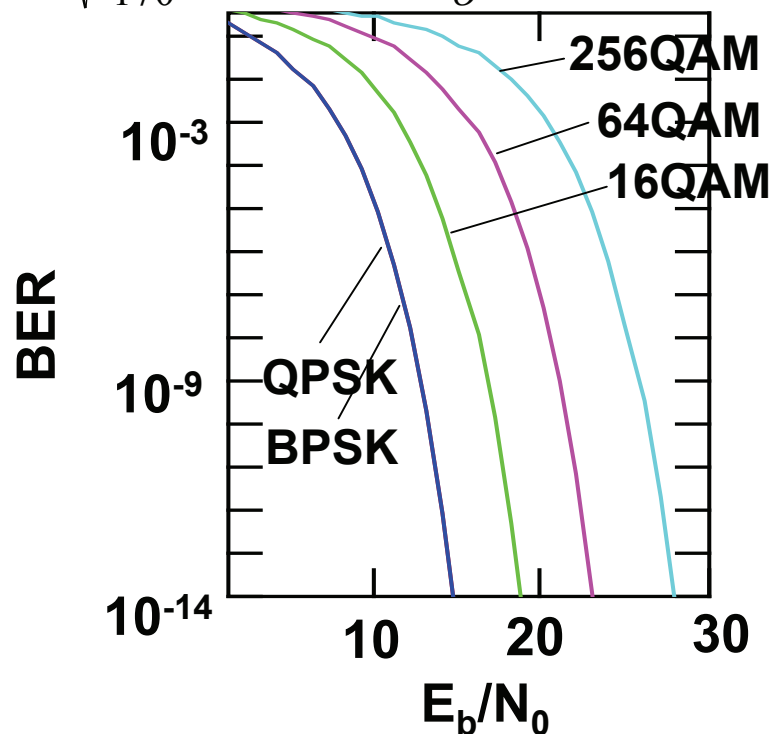
$$P_{e,256QAM} \approx \frac{15}{64} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma_{CNR}}{170}}$$

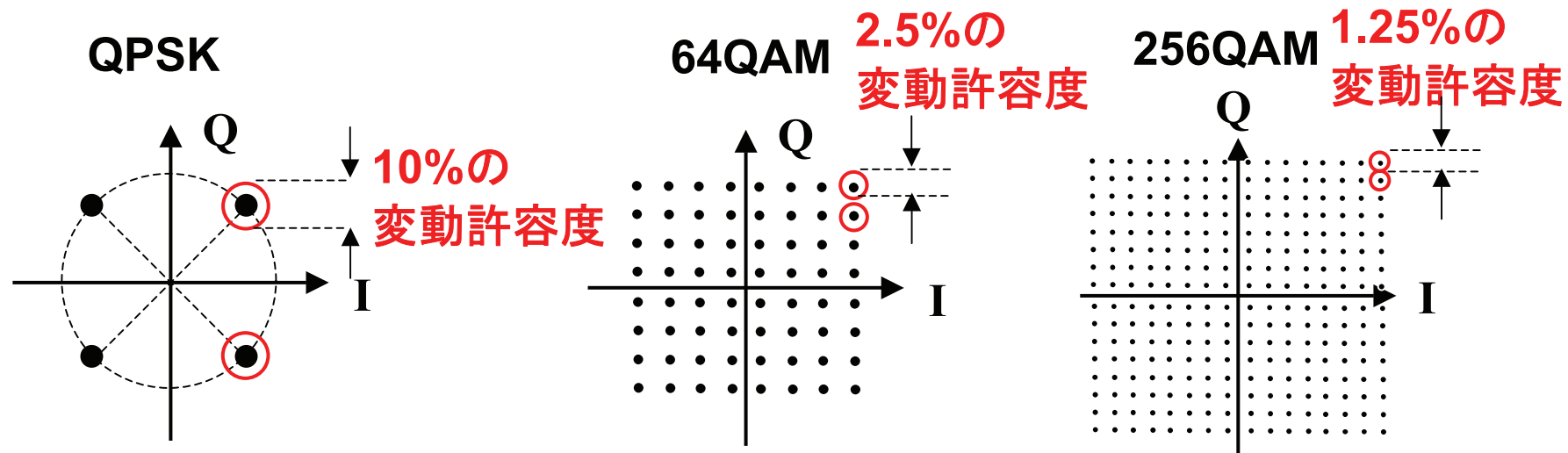
$$(\gamma_{CNR} = \frac{21\sigma^2}{\sigma^2})$$

$$(\gamma_{CNR} = \frac{85\sigma^2}{\sigma^2})$$

$$E_b / N_0 = CNR - 10 \log k + 10 \log (B_n T) \quad [dB]$$

k: 1シンボル当たり情報量(ビット)





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

- 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

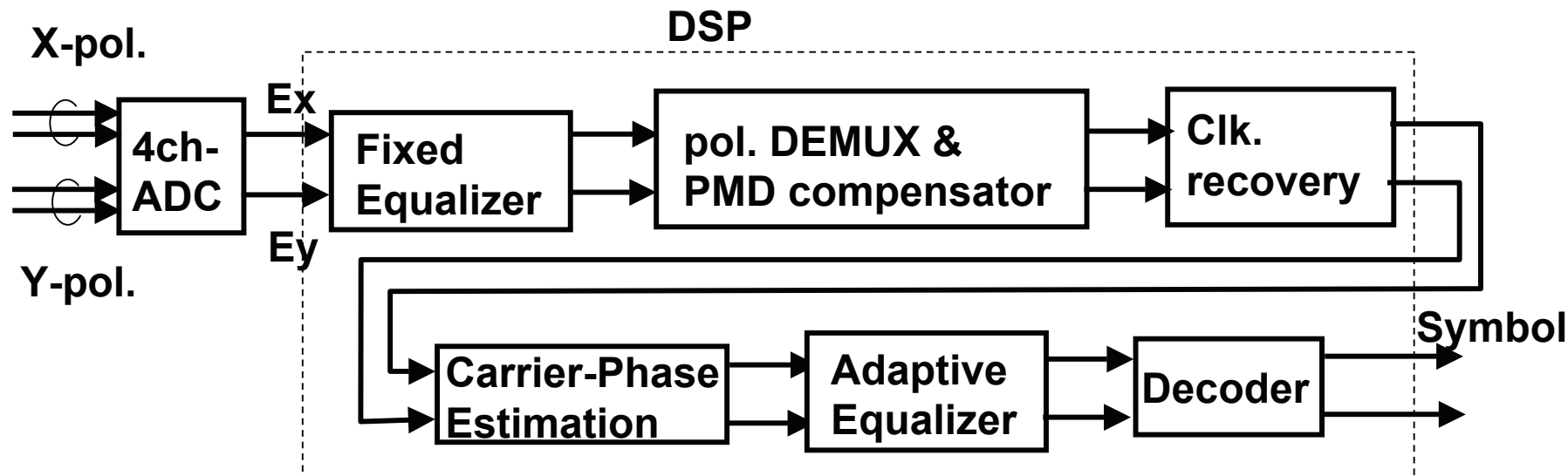
- リバイバルしたコヒーレント光通信

- 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

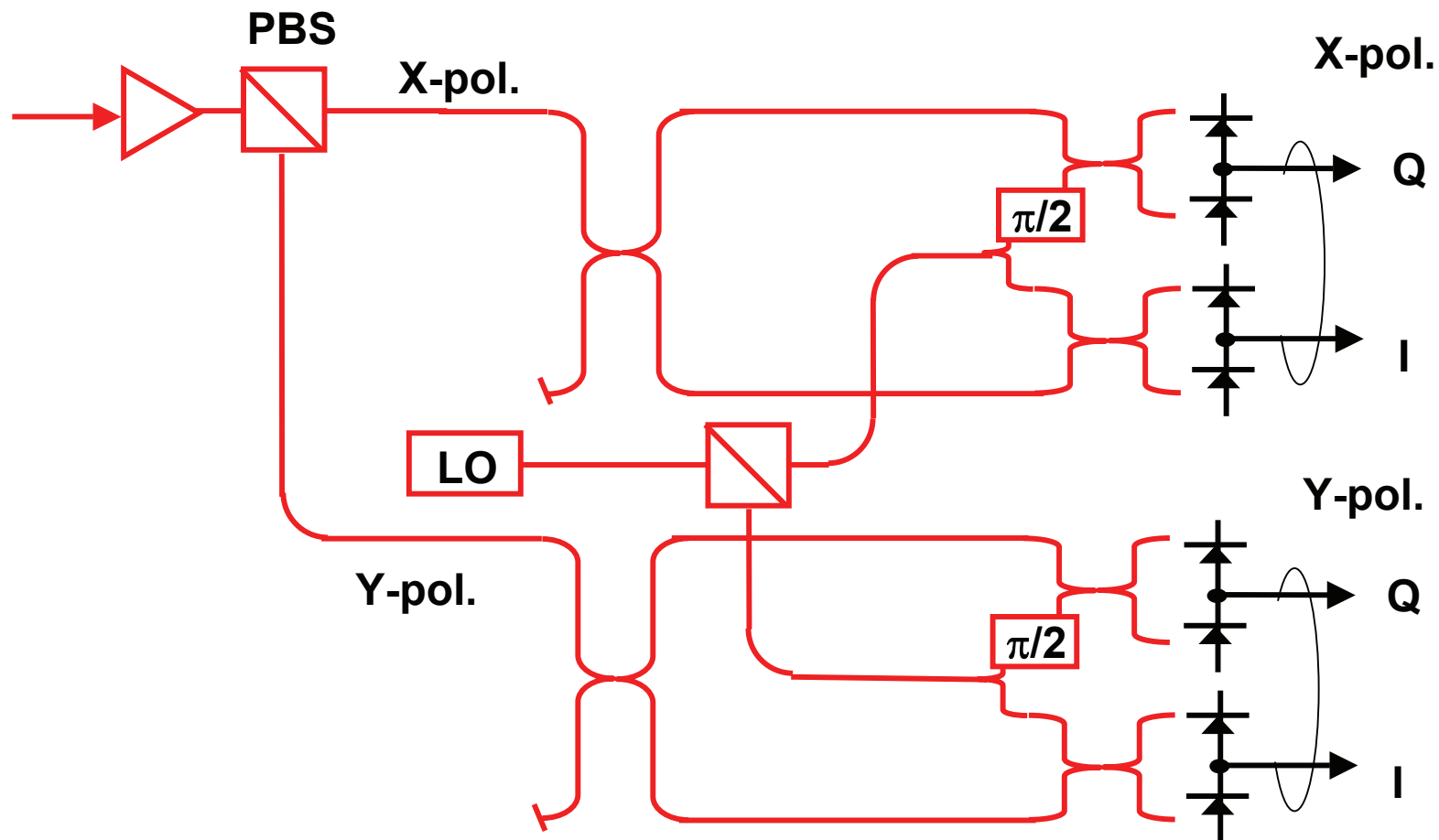
- 高ビットレート化(100Gbps)の要求が後押し
- 多値(16値以上)復調できるのは実質的にコヒーレント検波のみ



特徴

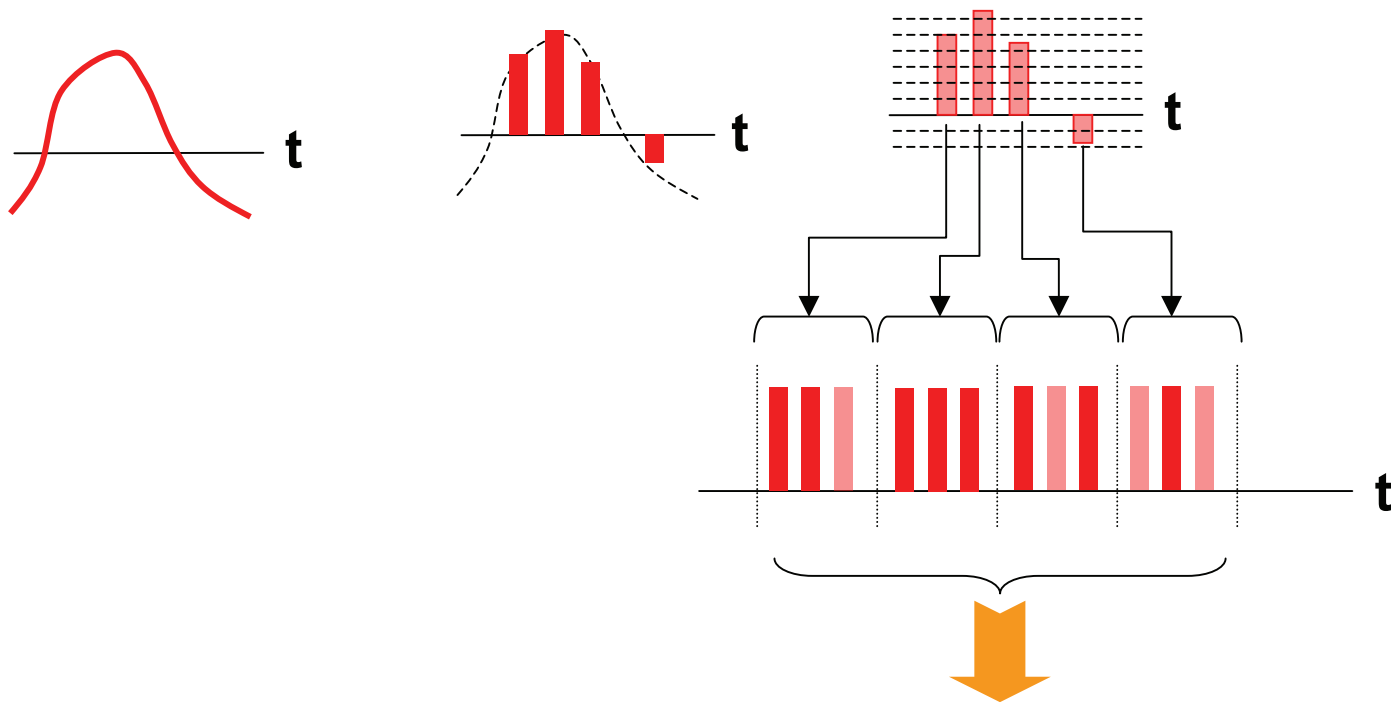
- LO(局部発振光)の位相を受信光に厳密に合わせなくても位相の推定が可能
➡ 高速DSPの発展が寄与・コヒーレント再興の大きな原動力
- LOの発振線幅は受信IFのトラッキングのために狭線幅が必須

デジタルコヒーレントレシーバ回路図



デジタル・サンプリング処理

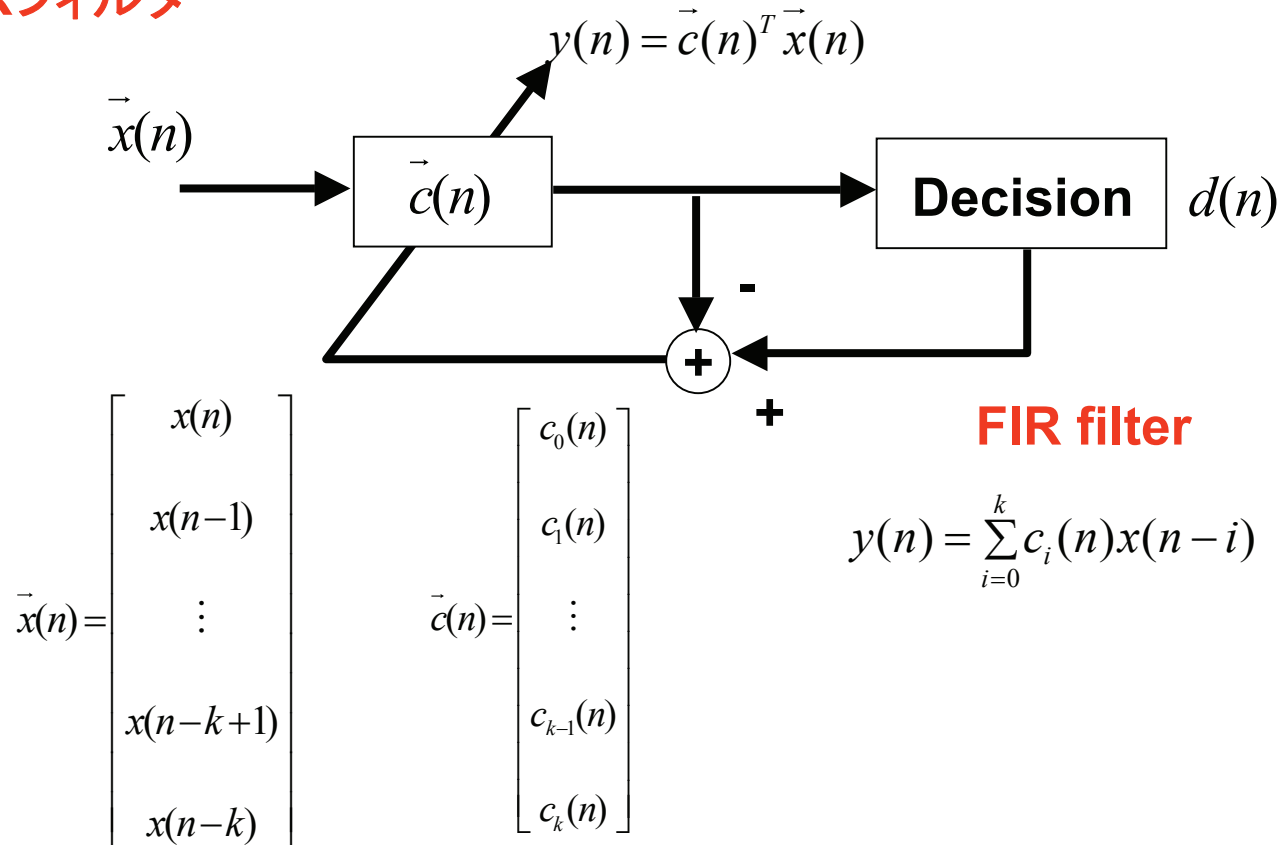
高速ADC (Analog-to-Digital Converter)



メモリに格納・論理回路で処理

利得等化回路

FIRフィルタ

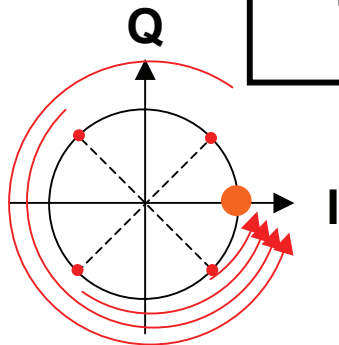
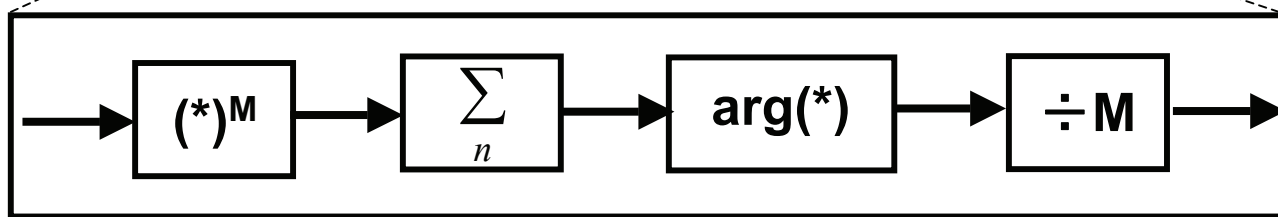
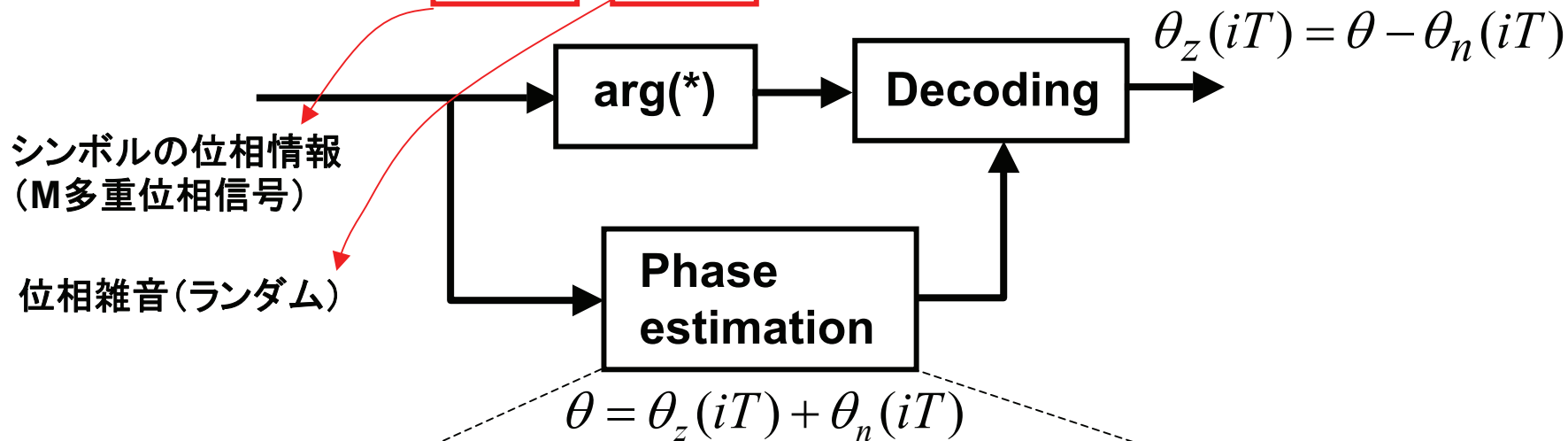


LMS algorithm

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

位相推定

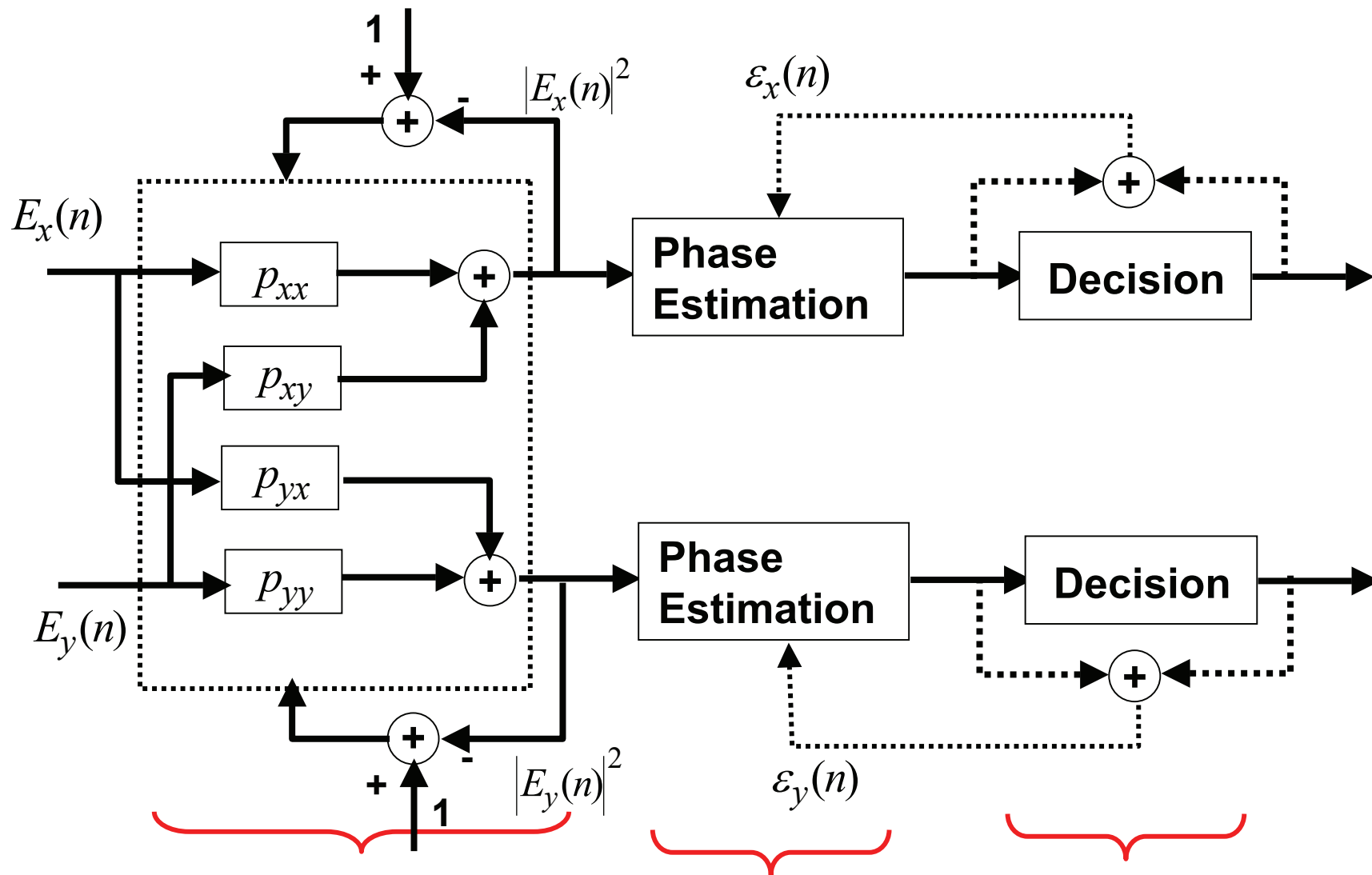
$$E_r(iT) = E_z \exp j\{\theta_z(iT) + \theta_n(iT)\}$$



$$E_r^M = E_z^M \exp jM\theta_n(iT)$$

$$\theta_n(iT) = \arg \left(\sum_{j=-k}^k I_c \{(i+j)T\}^M \right) / M$$

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

OFDM

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

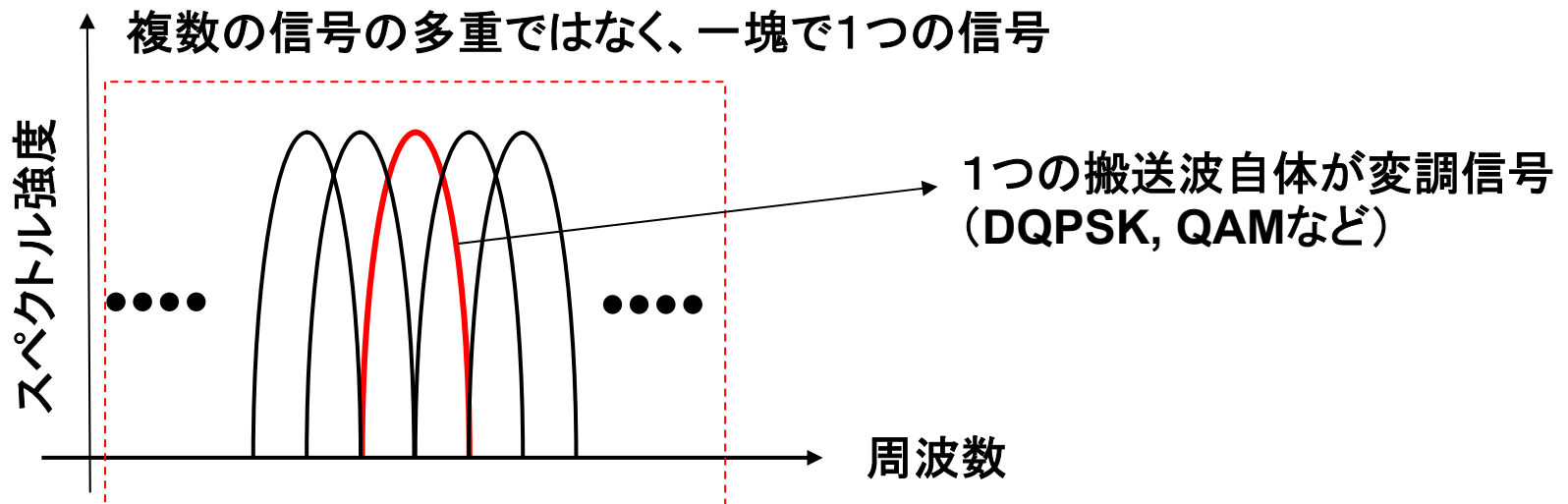
複数の搬送波(キャリア)を用いて1つの信号を伝送する手法

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)



矩形波のフーリエスペクトル

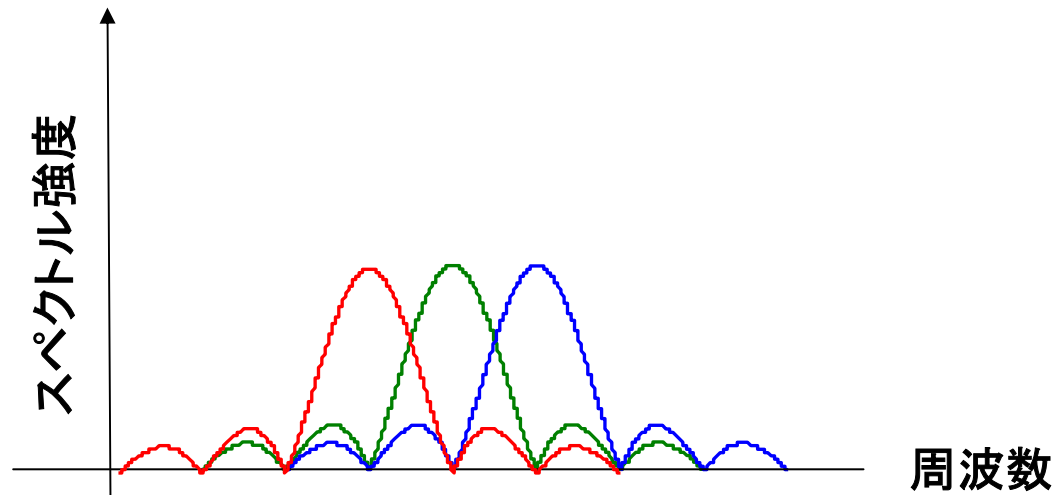
$$F(\omega) = \frac{A_0}{f_0} \frac{\sin(\pi \frac{f}{f_0})}{\pi \frac{f}{f_0}}$$



$f = nf_0$ (n は整数)
で $F(\omega) = 0$ となる。

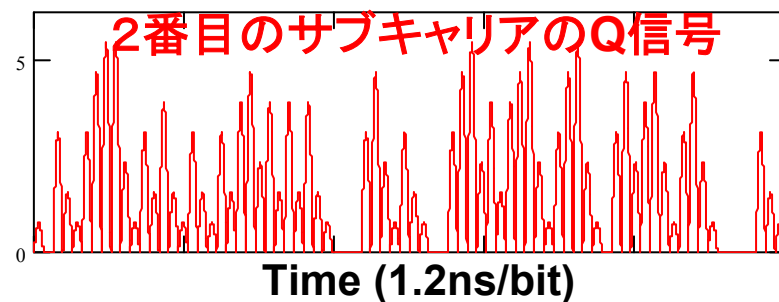
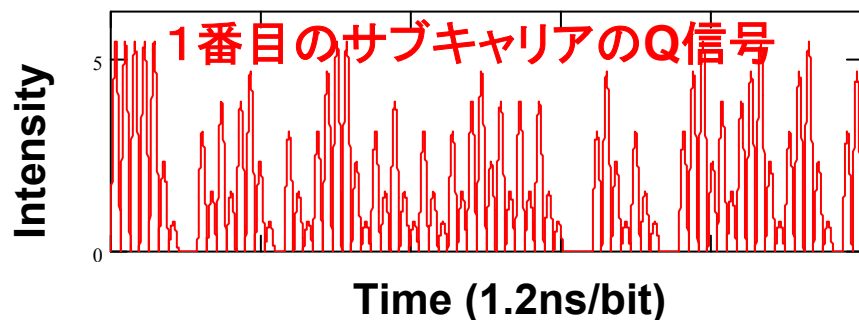
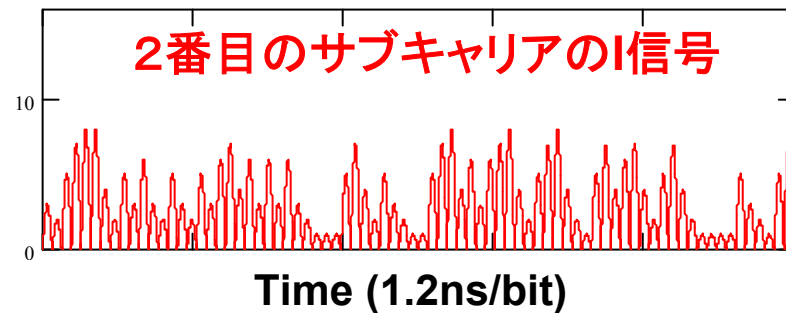
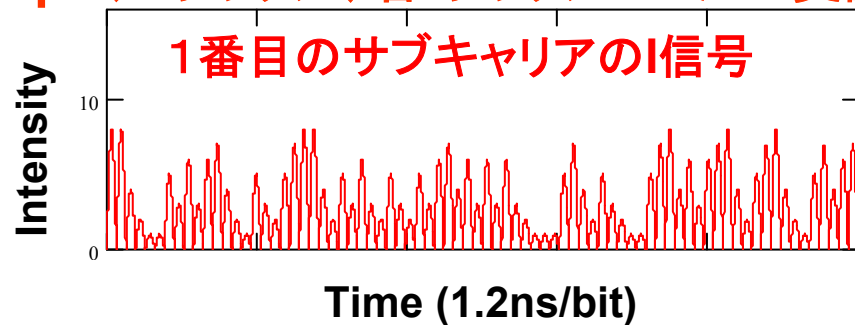


f_0 間隔で搬送波を配置すると、直交関係となり
各搬送波との相関をとることにより分離可能

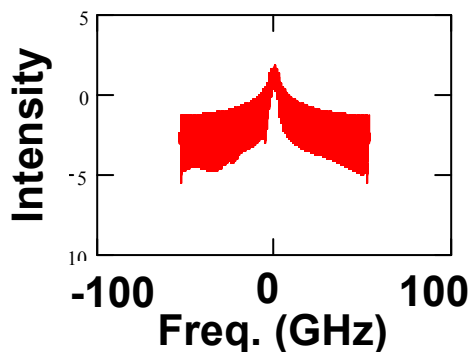


OFDM信号波形とスペクトル(1)

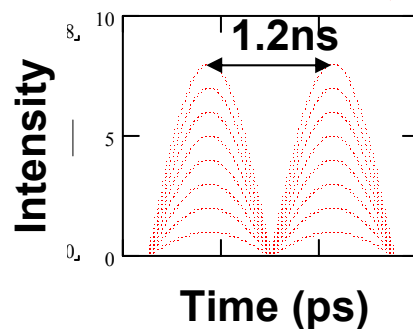
40Gbps (8キャリア、各キャリア64QAM変調)



1 番目のサブキャリアのスペクトル

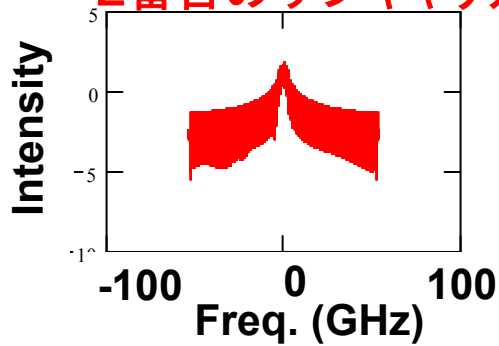


64QAMと仮定

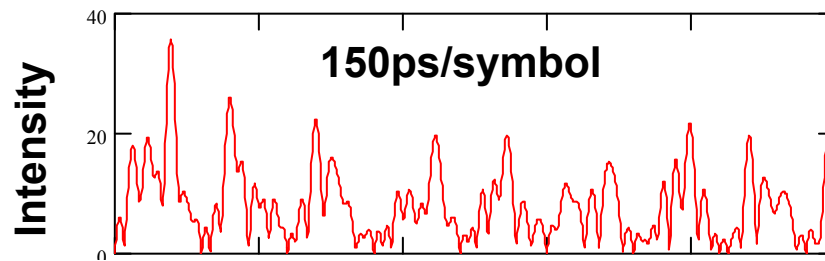
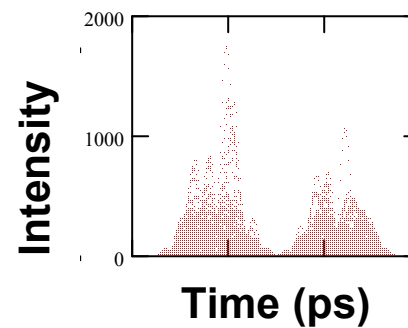
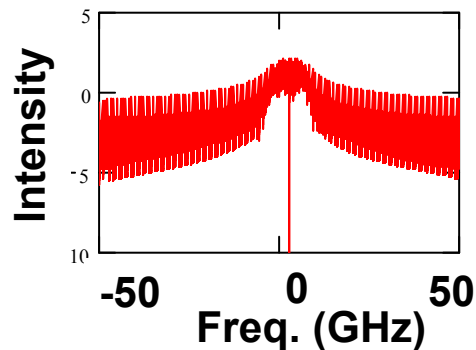


OFDM信号波形とスペクトル(2)

2番目のサブキャリアのスペクトル

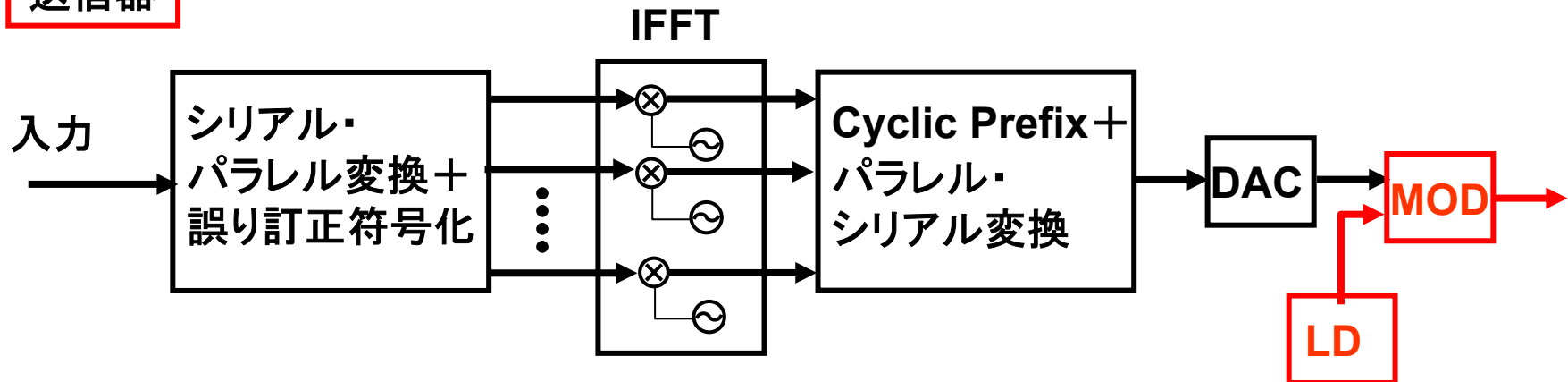


8サブキャリアのスペクトル

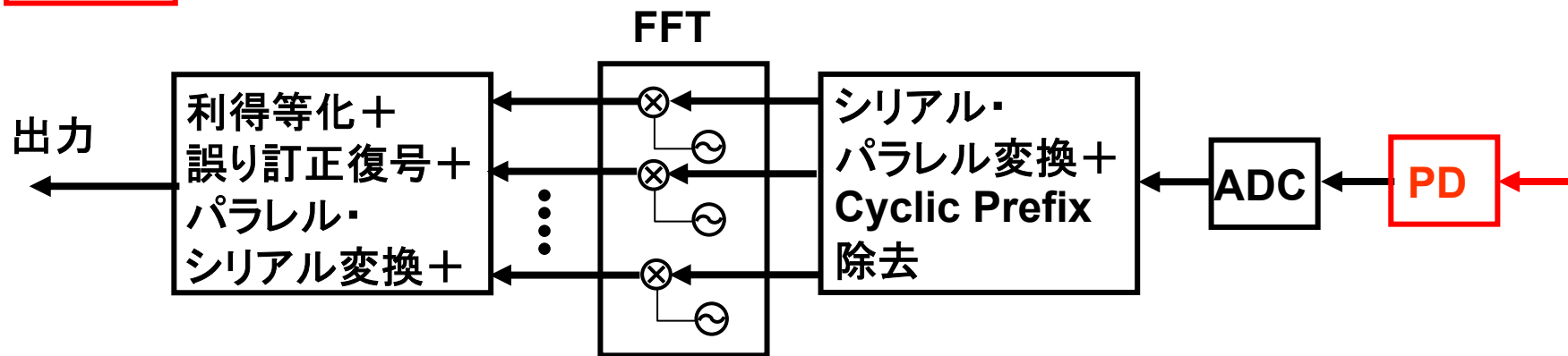


OFDM伝送の送受信系

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)

- 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 × 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).



半導体集積化技術

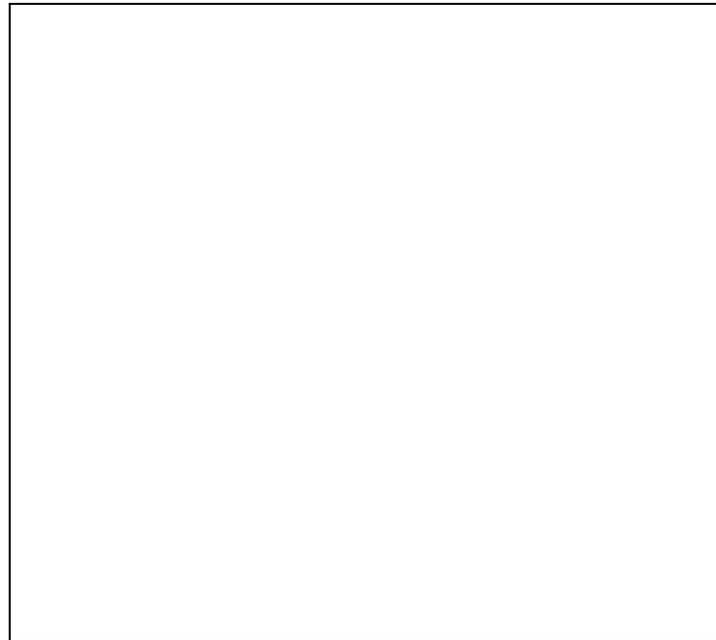
大容量光送信器（１）

● 半導体集積化（Tunable DFB-LD, EAM, Power Monitor, VOA）の進展

40Gbps NRZ, 40ch(1.6Tbps DWDM PIC)

R. Nagarajan(Infinera), COIN2008, C-16-AM2-2-3.

素子構造

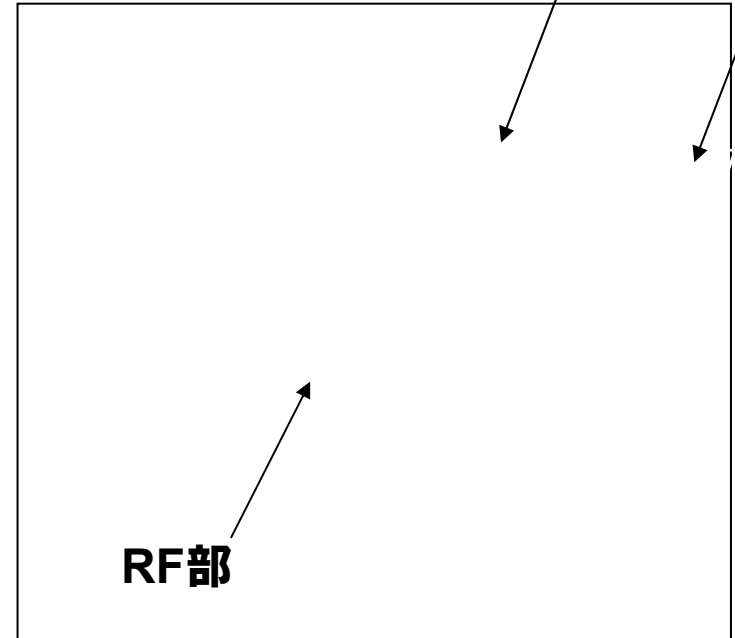


パッケージ

Control部

DC部

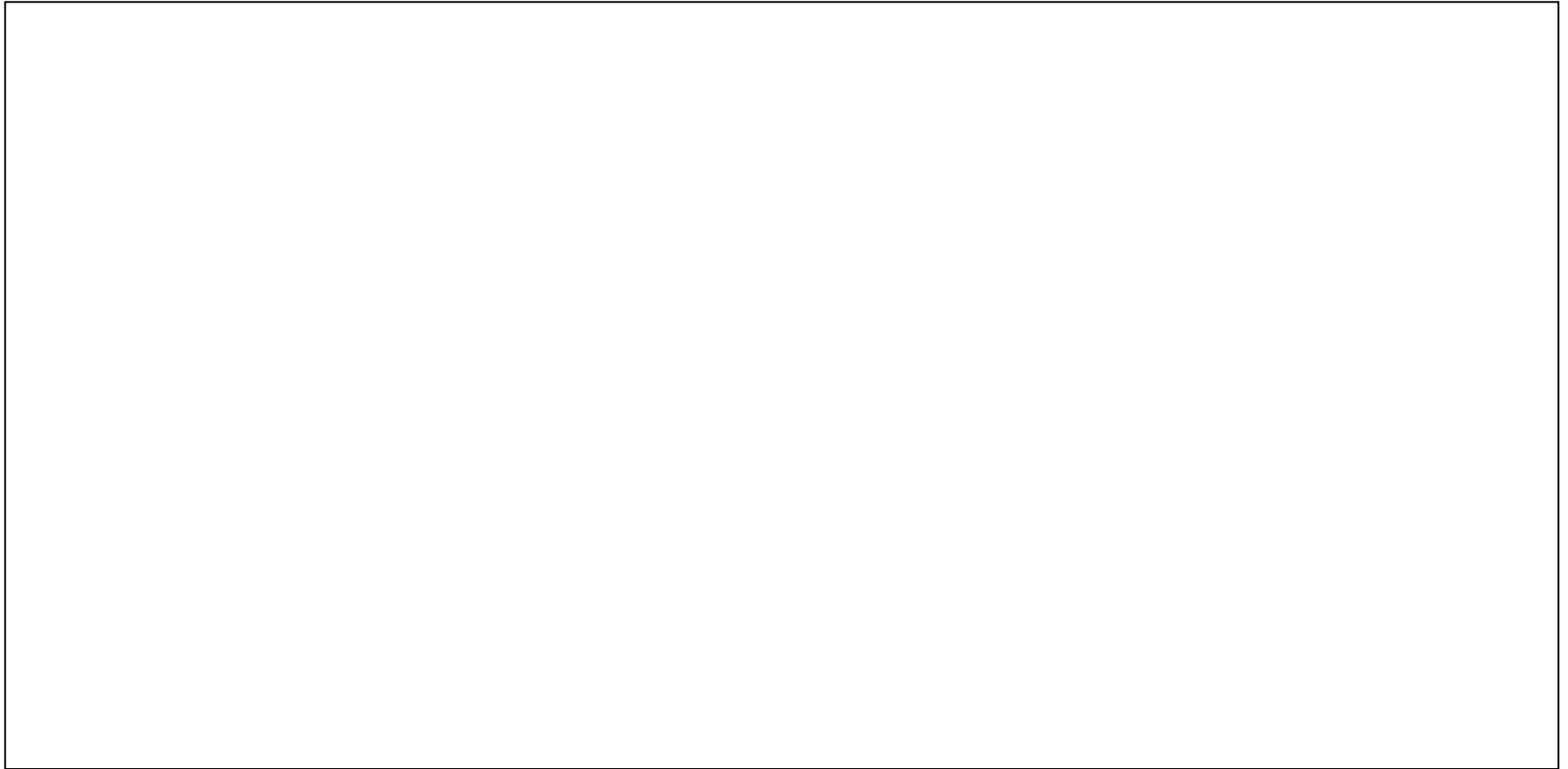
RF部



大容量光送信器（２）

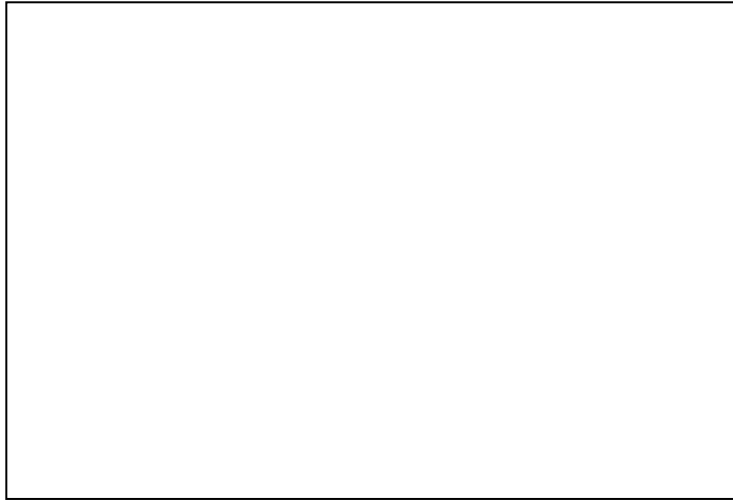
R. Nagarajan(Infinera), COIN2008, C-16-AM2-2-3.

40ch アイパターン



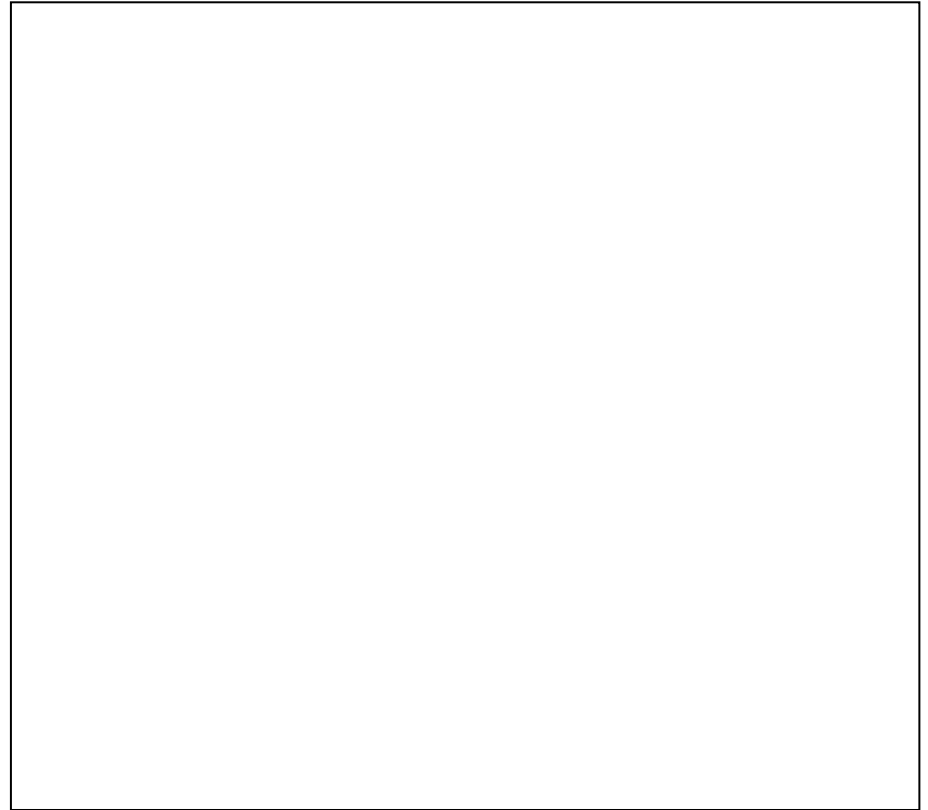
- Extinction Ratio: 6-8dB

R. Nagarajan(Infinera), COIN2008, C-16-AM2-2-3.



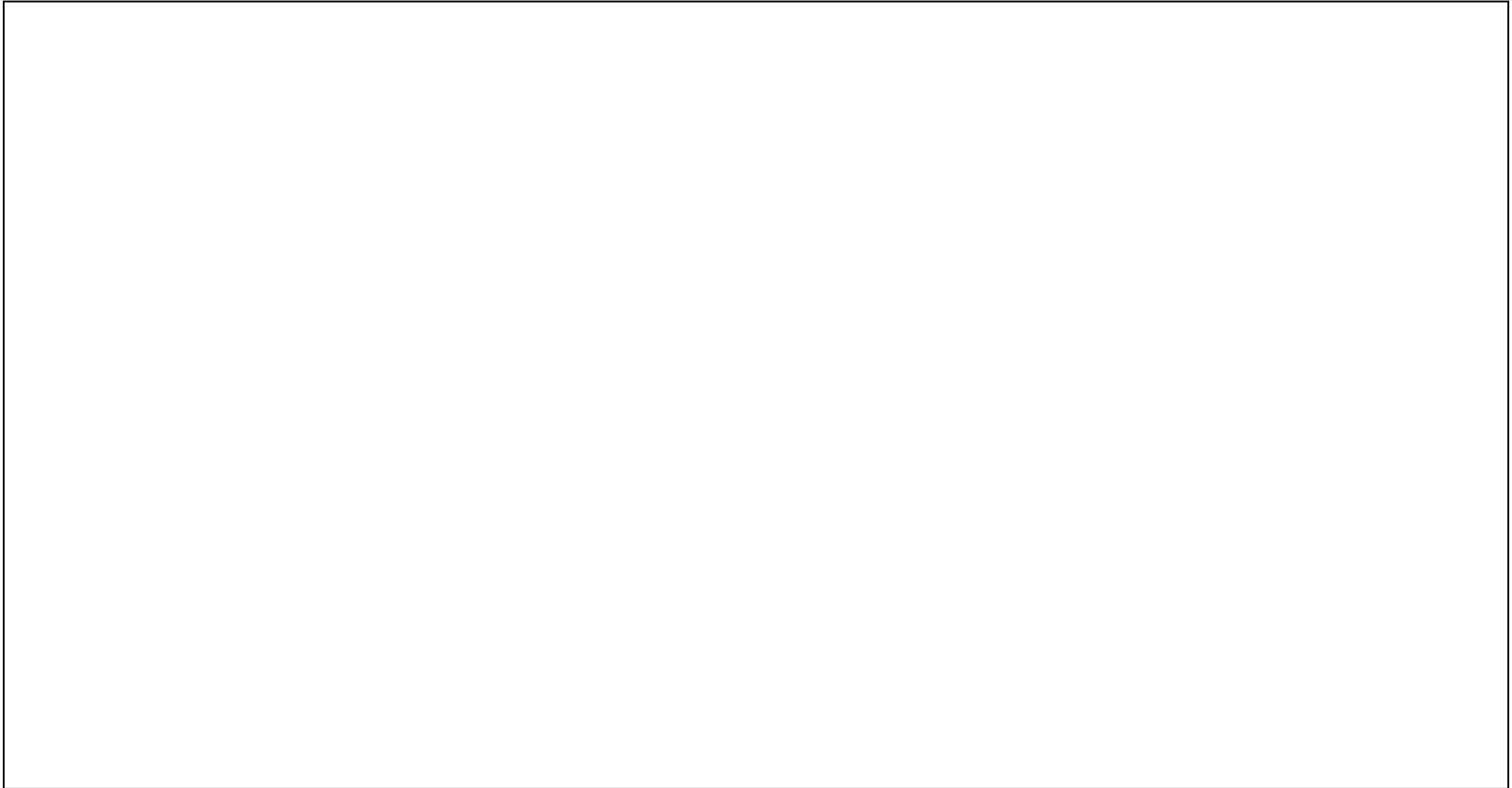
43Gbps DQPSK × 10ch PIC

200GHz grid



半導体集積DQPSK変調器（ 1 ）

C.R. Doerr (Alcatel-Lucent), OFC2007, PDP33.

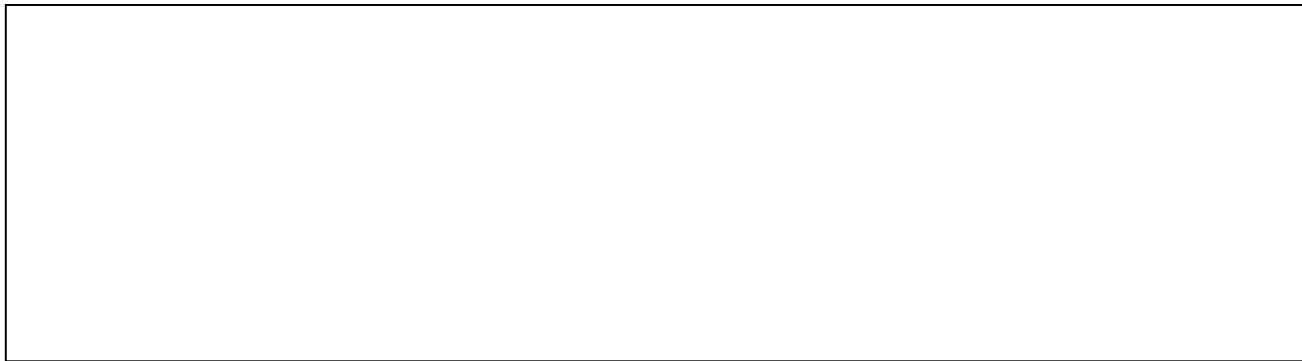
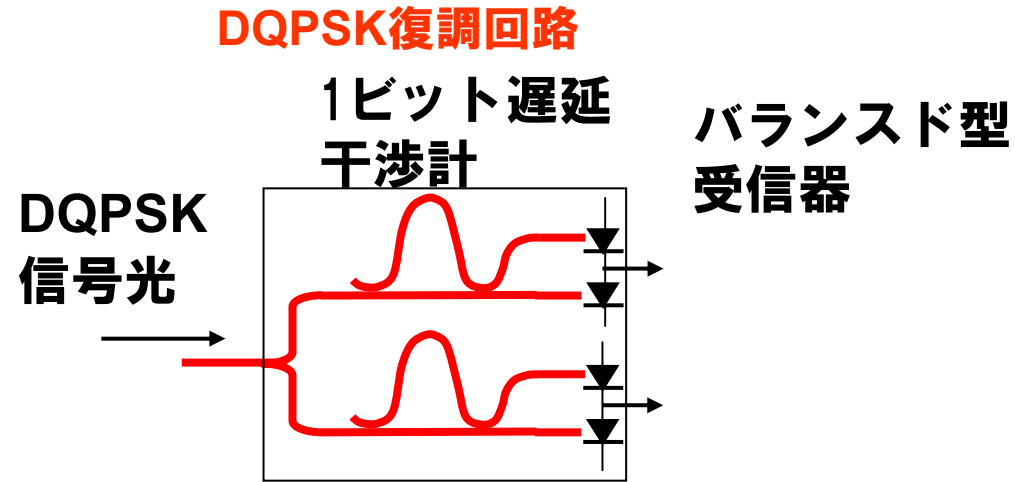


半導体集積DQPSK変調器（2）

C.R. Doerr (Alcatel-Lucent), OFC2007, PDP33.



DQPSK用復調回路（１）



DQPSK用復調回路（ 2 ）

C.R. Doerr, L. Zhang, S. Chandrasekhar, N.J. Sauer, J.H. Sinsky, and
A.L. Adamiecki, ECOC2007, PD2.9.

Size: 3.2mm×0.8mm

PD: 25μm-long

Bending radius: 240μm

Loss: 1.2dB/mm

53.5Gbpz RZ-DQPSK

BER=2.5×10⁻³

その他の先端光デバイス

今後の光デバイスに期待される機能

- より高速

LDのチャープ特性抑制 ➡ 量子ドットLD

光増幅器 (SOA)のパターン効果抑制 ➡ 量子ドットSOA

- より高温

p型ドーブ量子ドットLD・VCSEL

- より小型

フォトニック結晶・Siフォトニクス

- より高効率（低パワー）

多重共振 ➡ フォトニック結晶

高光子密度による非線形現象の表出 ➡ Siフォトニクス

- より長く（バッファ・メモリ）

フォトニック結晶：スローライト構造

Siフォトニクス：リング共振遅延回路

● チャープ特性

$$\alpha = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{\frac{\partial n}{\partial N}}{\frac{\partial g}{\partial N}} \quad \left\{ \begin{array}{l} n : \text{refractive index} \\ N : \text{carrier density} \\ g : \text{optical gain} \end{array} \right.$$

理想的には $\frac{\partial n}{\partial N} = 0$ のため $\alpha = 0$ が期待される

チャープに関する報告例

- ① A.V. Uskov, E.P. O'Reilly, D. McPeake, N.N. Ledentsov, D. Bimberg, and G. Huyet, Appl. Phys. Lett., vol.84, No.2, pp.272-274 (2004).

 $\alpha \sim 1$

- ② N. Hatori, M. Ishida, H. Ebe, M. Sugawara(Fujitsu), and Y. Arakawa(Univ. Tokyo), CLEO2004.

 $\alpha=0.3$

- ③ H. Tan, Z. Mi, P. Bhattacharya, and D. Klotzkin, IEEE Photon. Technol. Lett., vol.20, No.8, pp.593-595 (2008).

 $\alpha=-6$ to $+2$ (Exp.), -2 to $+2$ (Theo.)

- ④ S. Gerhard, C. Schilling, F. Gereshütz, M. Fisher, J. Koeth, I. Krestnikov, A. Kovsh, M. Kamp, S. Höfling, and A. Forchel, IEEE Photon. Technol. Lett., vol.20, No.20, pp.1736-1738 (2008).

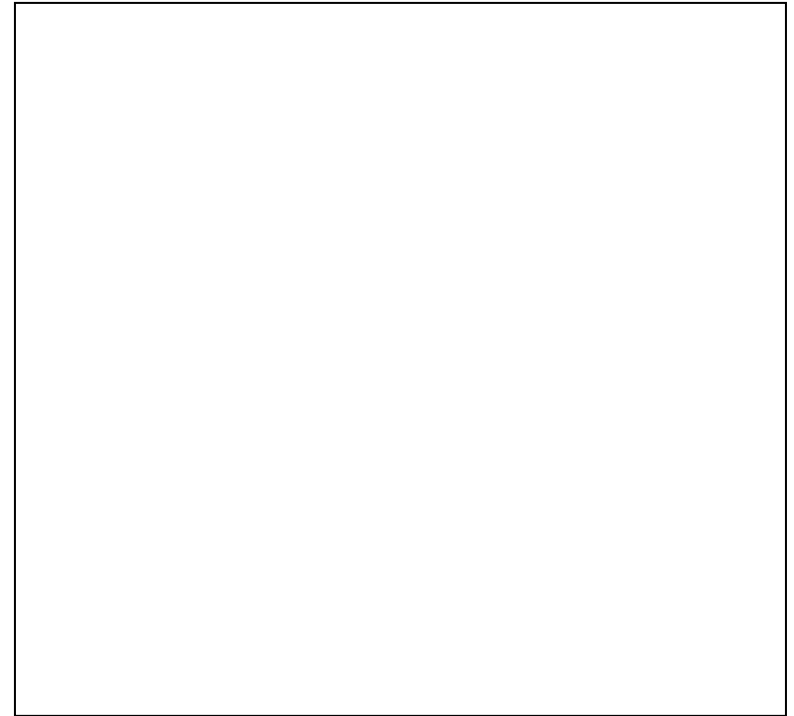
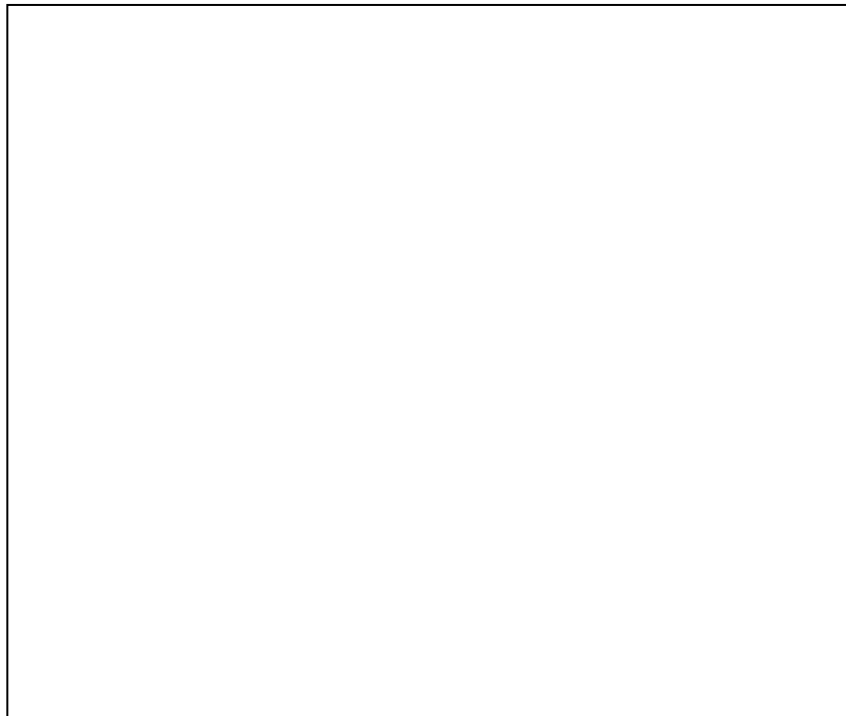
 $\alpha=2$

量子ドットレーザ (3)

M. Ishida, N. Hatori, K. Otsubo, T. Yamamoto, Y. Nakata, H. Ebe, M. Sugawara (Fujitsu), and Y. Arawkawa(Univ. Tokyo), Electron. Lett., vol.43, No.4, pp.219-221 (2007).

- 10 QD layers(InAs), $5 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$ C-doped (波長 $1.3 \mu\text{m}$)
- $T_0 = 300\text{K}(20\text{-}50^\circ\text{C})$,
70K(50-90°C)

10Gbps NRZ $2^{31} - 1$

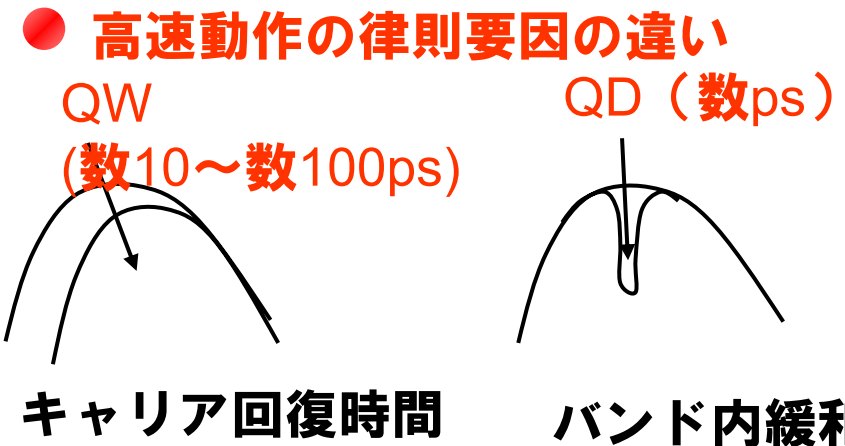
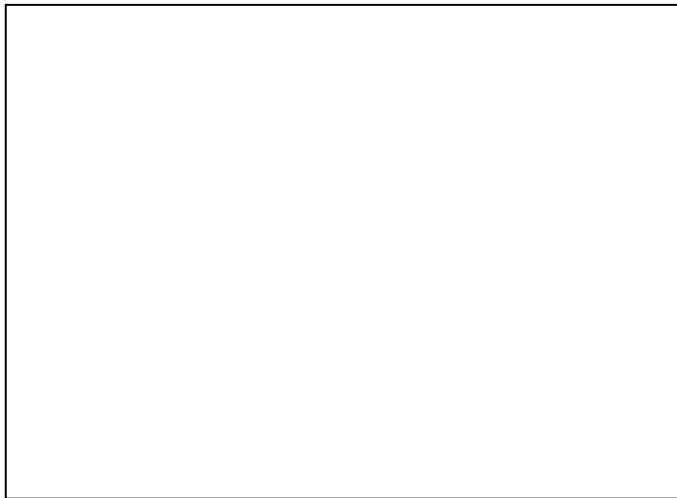


量子ドット光増幅器（１－１）

T. Akiyama, M. Ekawa, M. Sugawara, K. Kawaguchi, H. Sudo, A. Kuramata, H. Ebe (Fujitsu), and Y. Arakawa (Univ. Tokyo), IEEE Photon. Technol. Lett., vol.17, No.8, pp.1614-1616 (2005).

波長 $1.55\mu\text{m}$

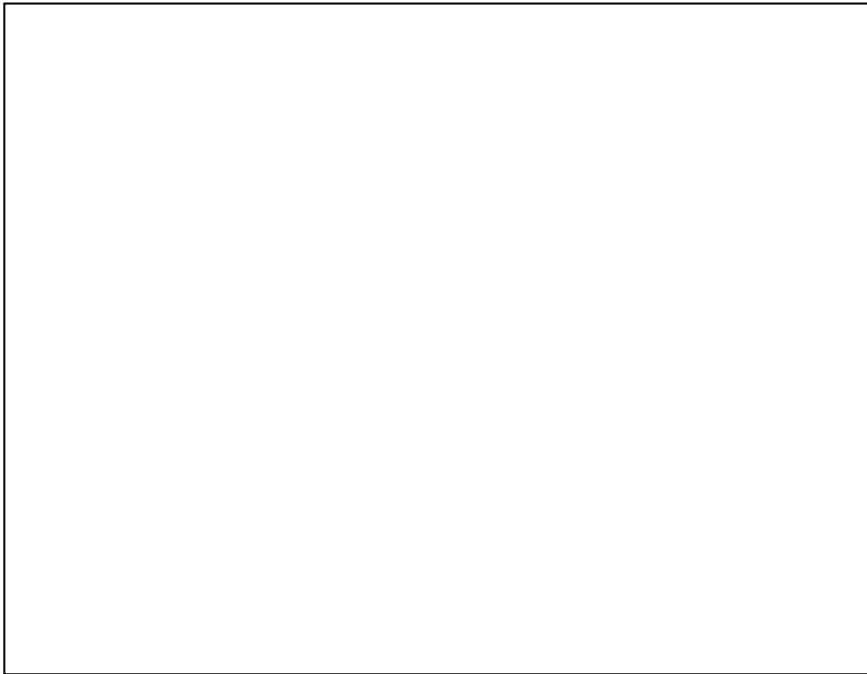
InAs-QD密度：
 $4 \times 10^{10} \text{cm}^{-2}$



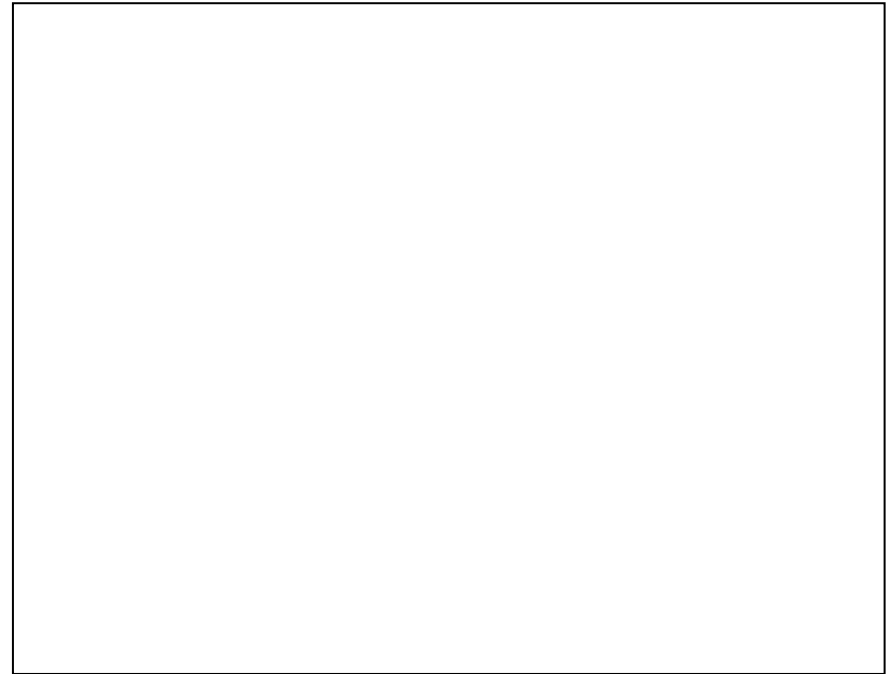
量子ドット光増幅器（１－２）

T. Akiyama, M. Ekawa, M. Sugawara, K. Kawaguchi, H. Sudo, A. Kuramata, H. Ebe (Fujitsu), and Y. Arakawa(Univ. Tokyo), IEEE Photon. Technol. Lett., vol.17, No.8, pp.1614-1616 (2005).

量子ドットSOA



量子井戸SOA



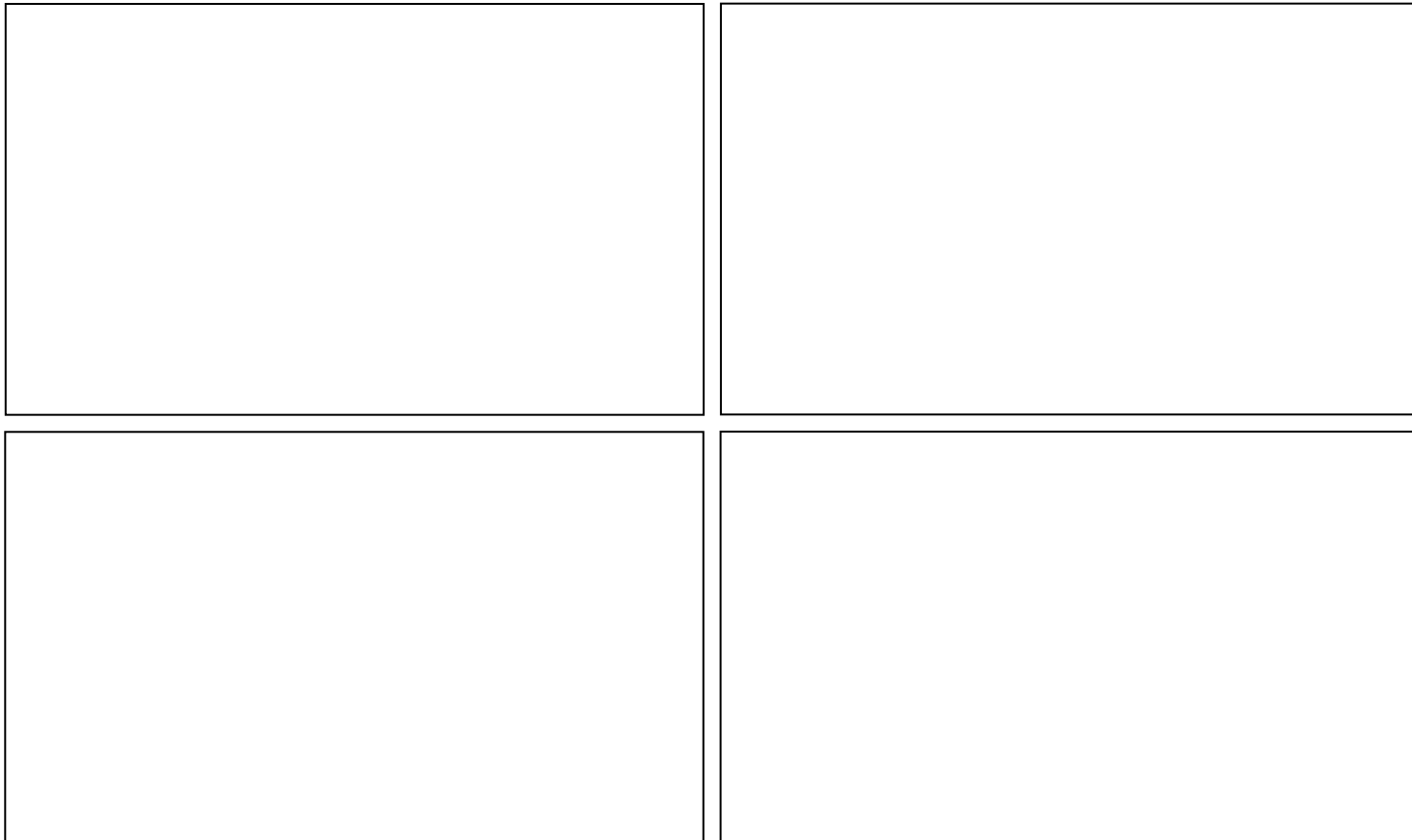
- 量子ドットSOAは利得飽和領域でもアイ開口の顕著な劣化が見られない

2009年度
光通信システム

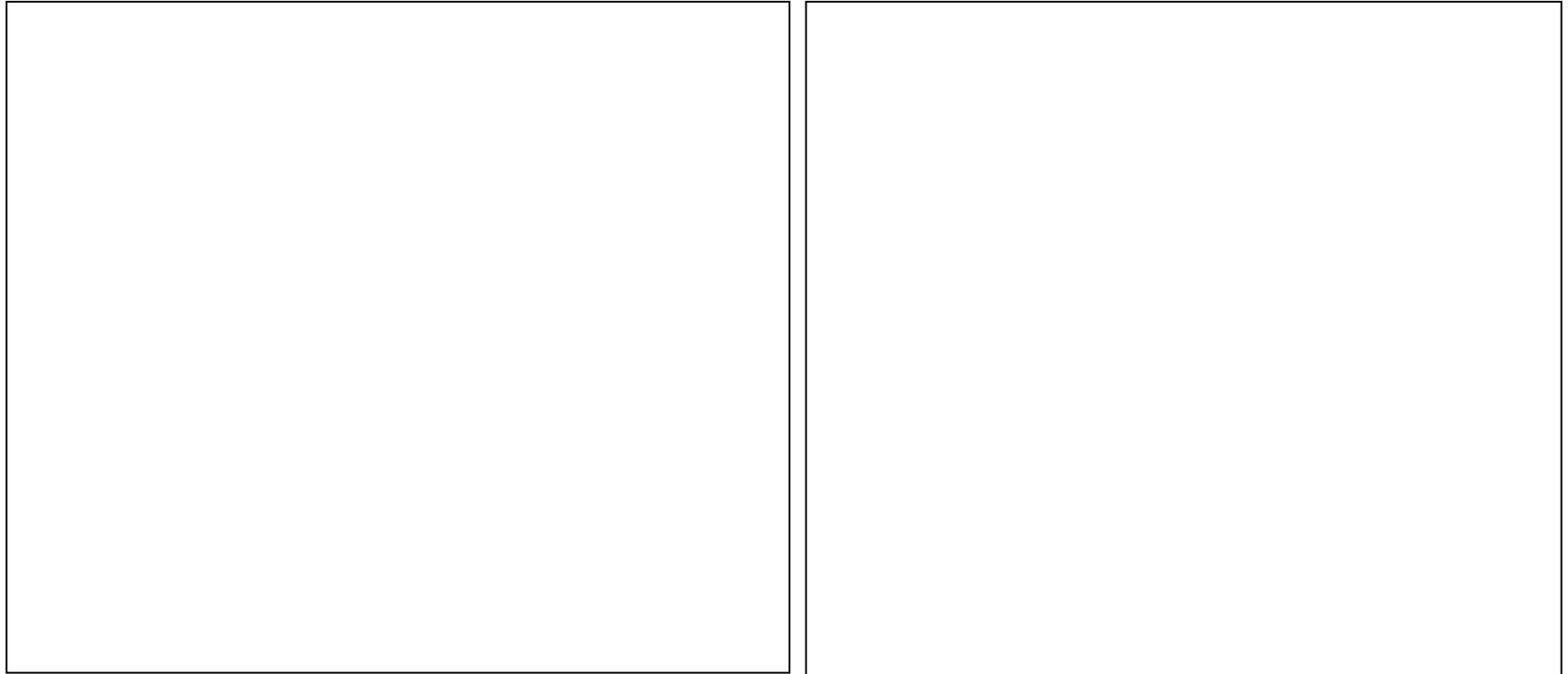
量子ドット光増幅器（２）

N. Yasuoka, K. Kawaguchi, H. Ebe, T. Akiyama, M. Ekawa, K. Morito, M. Sugawara (Fujitsu), and Y. Arakawa (Univ. Tokyo), IEEE Photon. Technol. Lett., vol.20, No.23, pp.1908-1910 (2008).

InAs Columnar QD ➡ 偏波依存性低減
波長 $1.55\mu\text{m}$



NTT物性科学基礎研ホームページより



- **周期構造によりフォトリソグラフィバンドギャップを形成する**
＝周期構造内の多重反射で光を局所的に閉じ込める

これまで検討されてきた主な機能

- 波長選択
- 偏光子
- 特異な屈折現象
- 屈曲構造
- 大きな非線形効果
- 低パワー動作
- 双安定
- 高Qキャビティ
- スローライト

etc.



今後の方向(？)

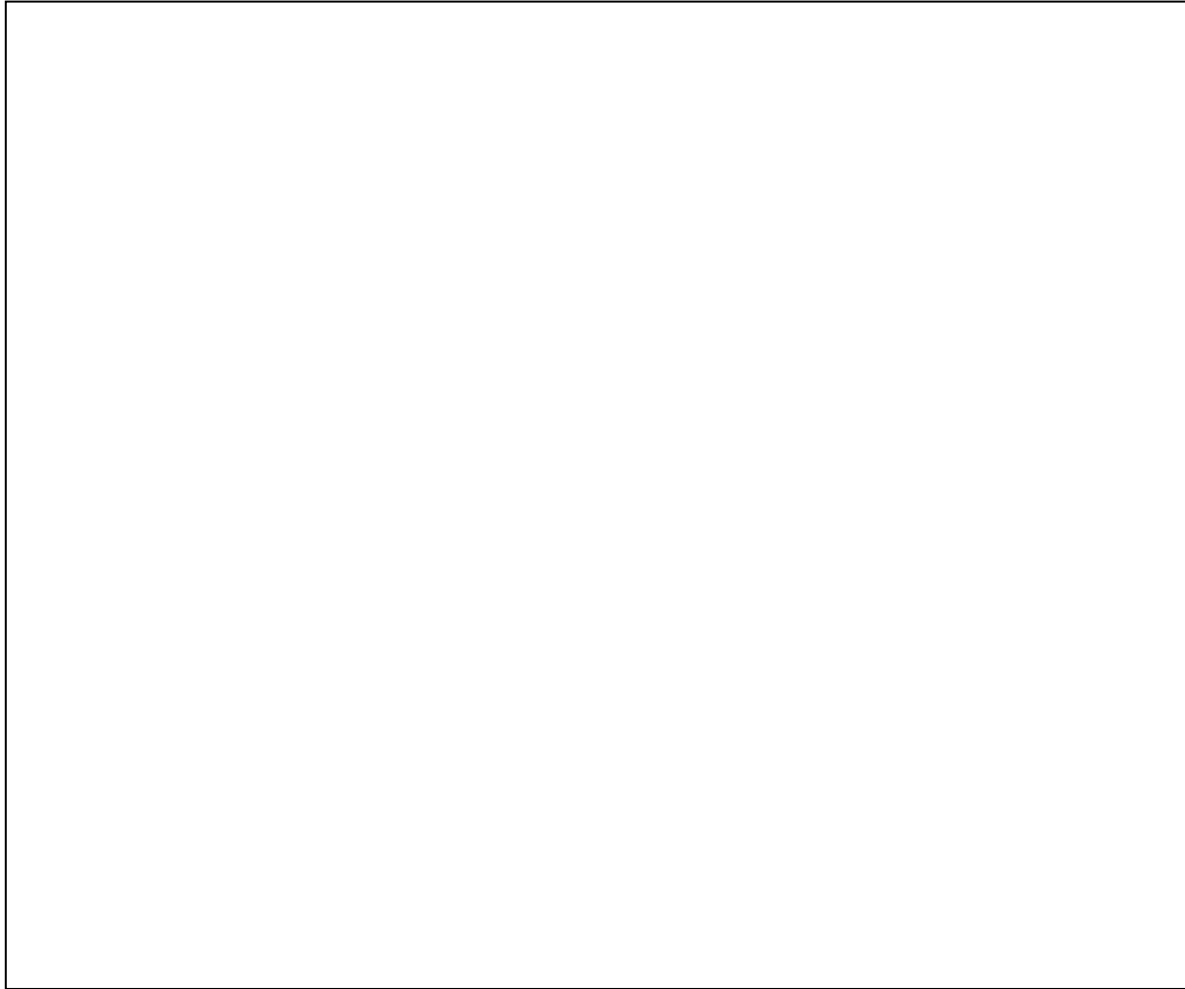
- 遅延特性向上
(バッファ・メモリ)
- 論理素子(フリップ・フロップ)
など機能性を高める

T. Baba(Yokohama Natl. Univ.), Nature Photon., vol.2, pp.465-473 (2008).

Dispersion Compensated Slow Light Device



T. Baba(Yokohama Natl. Univ.), Nature Photon., vol.2, pp.465-473 (2008).



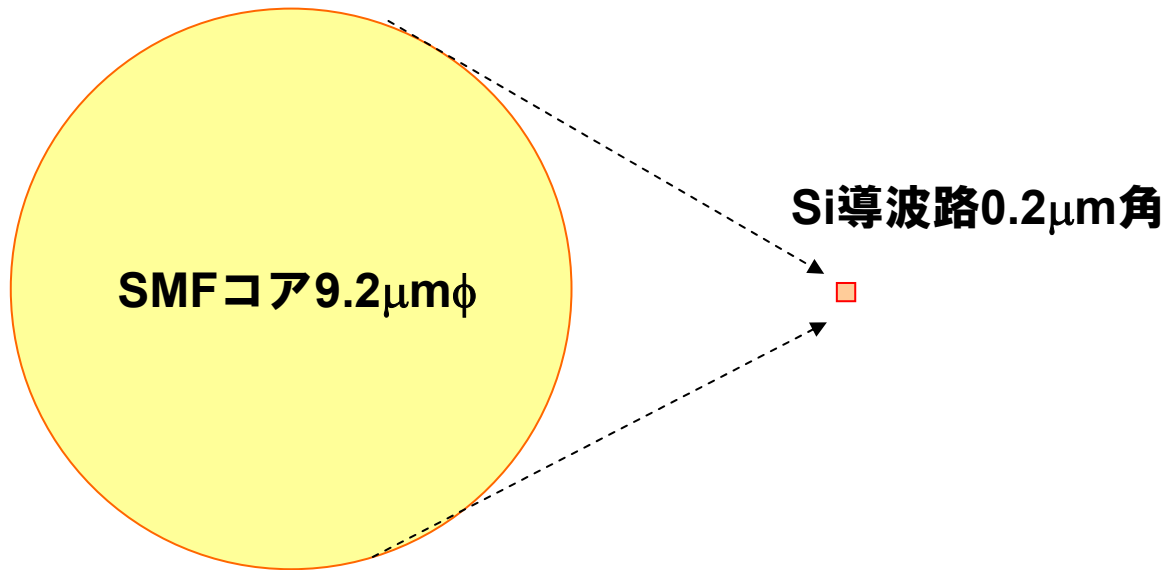
T. Baba(Yokohama Natl. Univ.), Nature Photon., vol.2, pp.465-473 (2008).

Zero-Dispersion Slow Light Device



T. Baba(Yokohama Natl. Univ.), Nature Photon., vol.2, pp.465-473 (2008).





特徴

- CMOSプロセス準拠：微細加工可
- 高い屈折率差：小曲率半径による小型化・各種パッシブ素子可能
- 品質の良いGe成長可能：受光器
- 高い光子密度：高効率な非線形素子

弱み

- モノリシックで形成できる発光素子が困難



III-V族半導体素子の
融着で動作可能

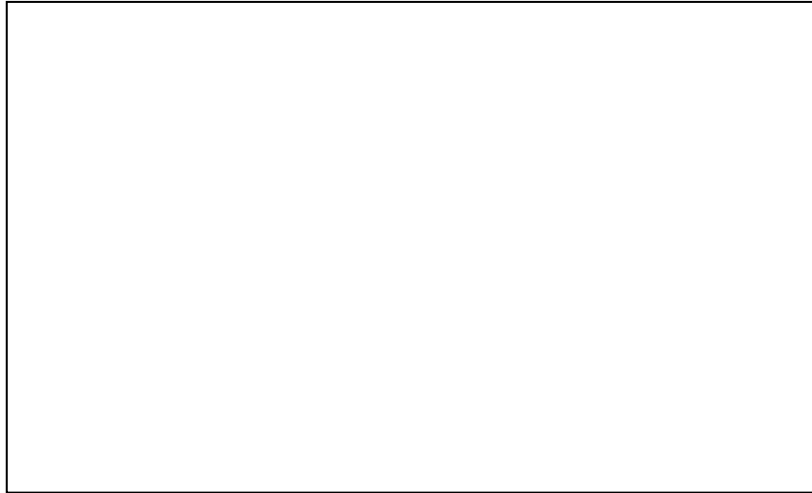
- 高効率な吸収変調困難



共振型素子

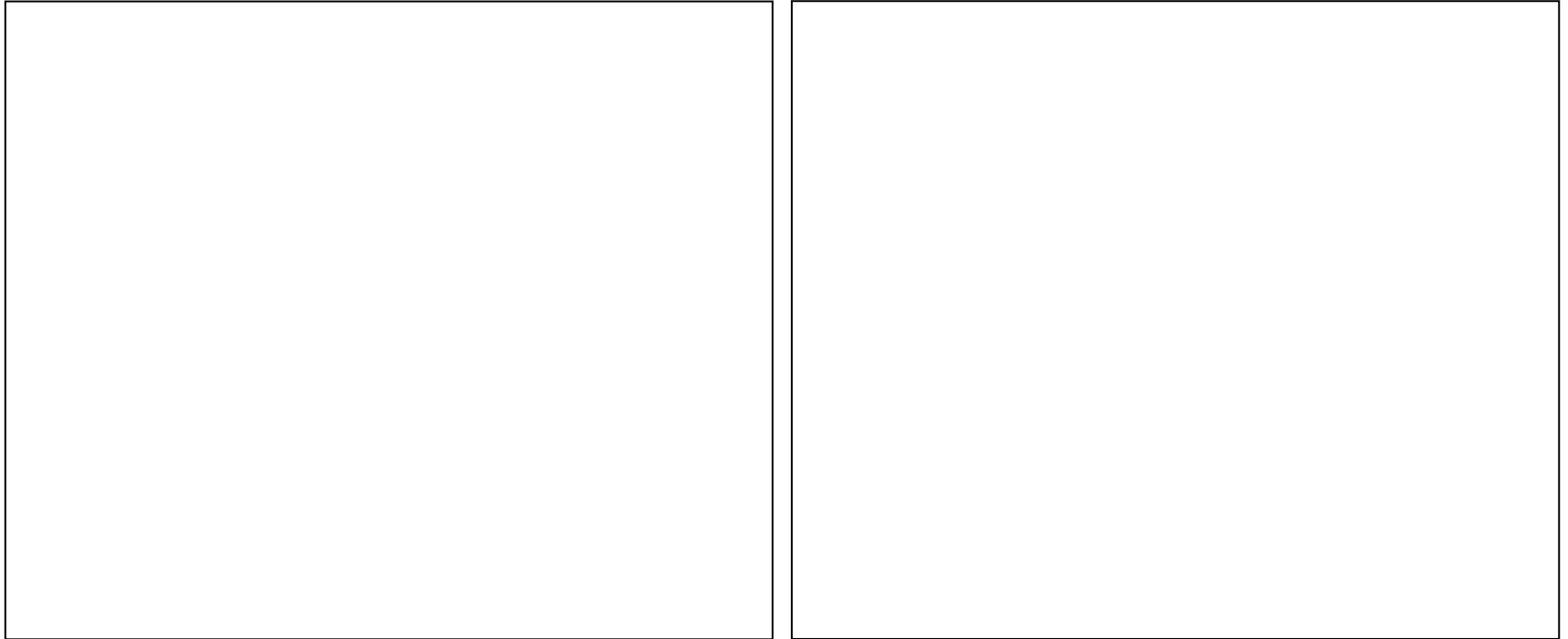
J.E. Bowers, H. Park, A.W. Fang, Y.-H. Kuo, R. Jones, O. Cohen, O. Raday,
and M.J. Paniccia(UCSB), ECOC2007, 9.2.3.

Si Evanescent LD



Siフォトリクスの受信器技術(1)

T. Yin, R. Cohen, M.M. Morse, G. Sarid, Y. Chetrit, D. Rubin, and M.J. Paniccia(Intel),
OFC2008, OMK2.



Siフォトリクスの受信器技術(2)

T. Yin, R. Cohen, M.M. Morse, G. Sarid, Y. Chetrit, D. Rubin, and M.J. Paniccia(Intel),
OFC2008, OMK2.

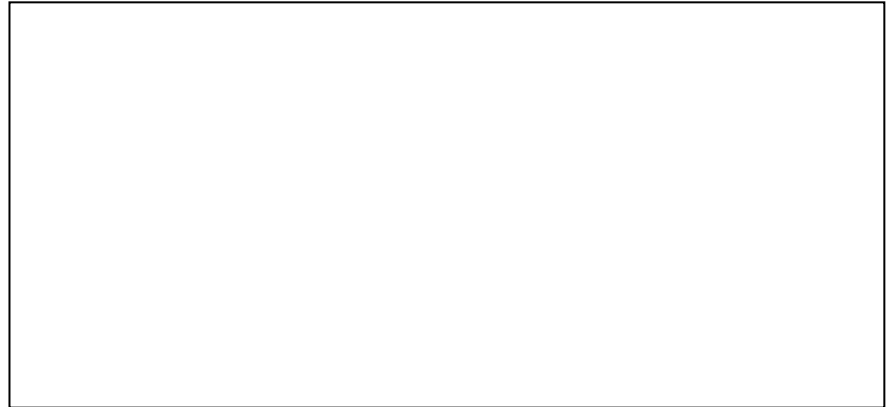
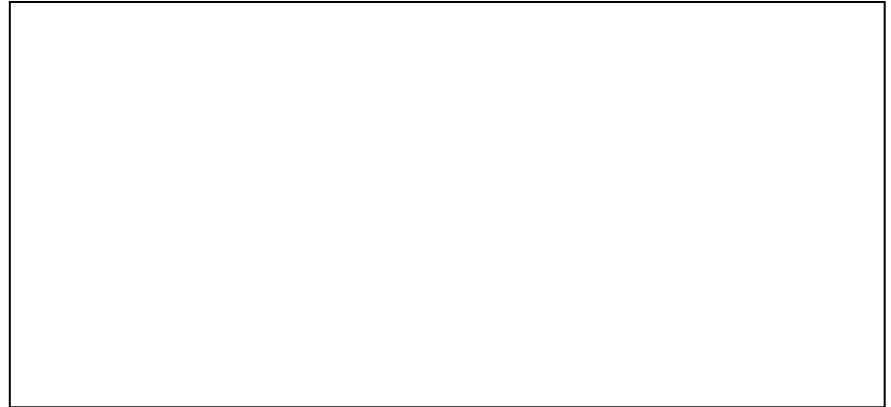
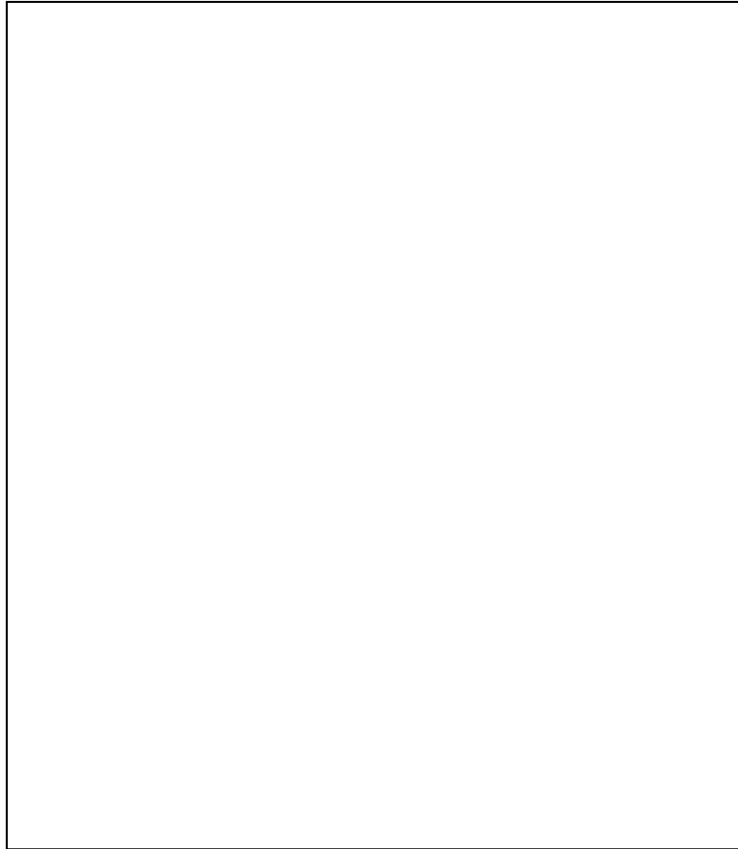
1.16A/W

0.89A/W

● 帯域31.3GHz

Siフォトニクス変調器

L. Liao, A. Liu, D. Rubin, J. Basak, Y. Chetrit, H. Nguyen, R. Cohen, N. Izhaky, and M. Paniccia(Intel), Electron. Lett., vol.43, No.22(2007).



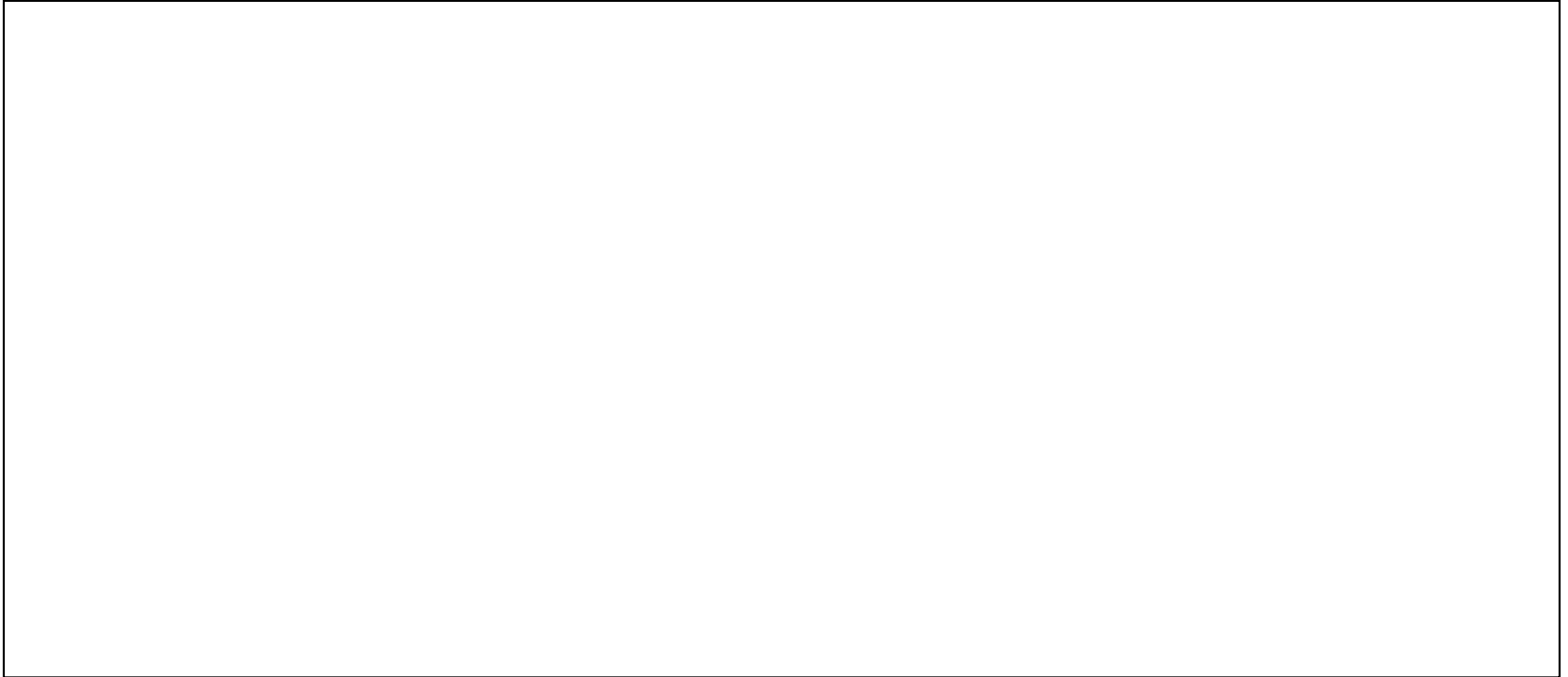
● Phase shifter: $w 0.6 \mu\text{m} \times h 0.5 \mu\text{m} \times L 1 \text{mm}$

帯域 30GHz

$V_{\pi} < 4 \text{V} \cdot \text{cm}$

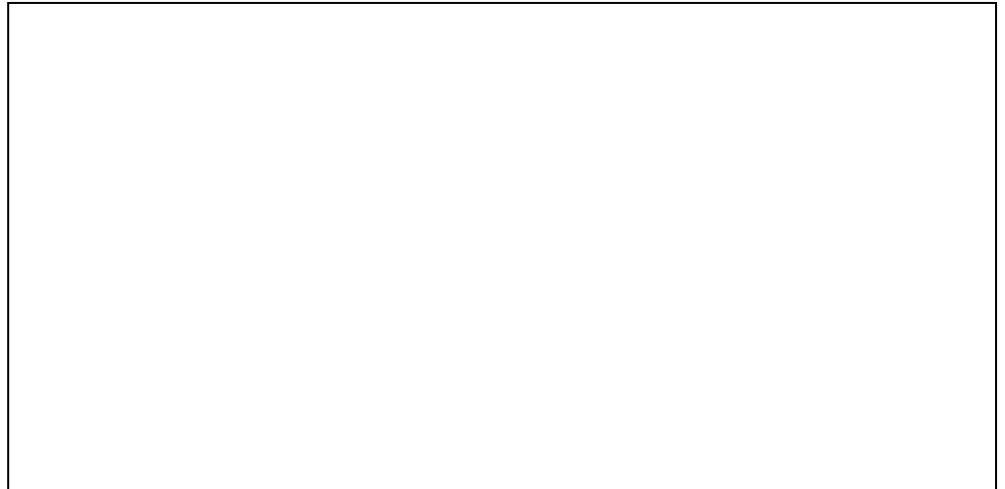
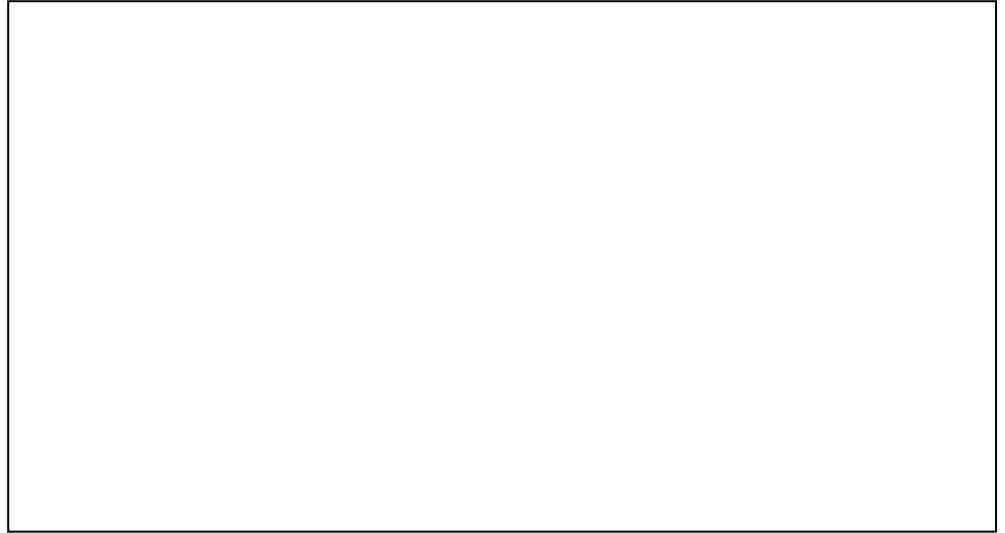
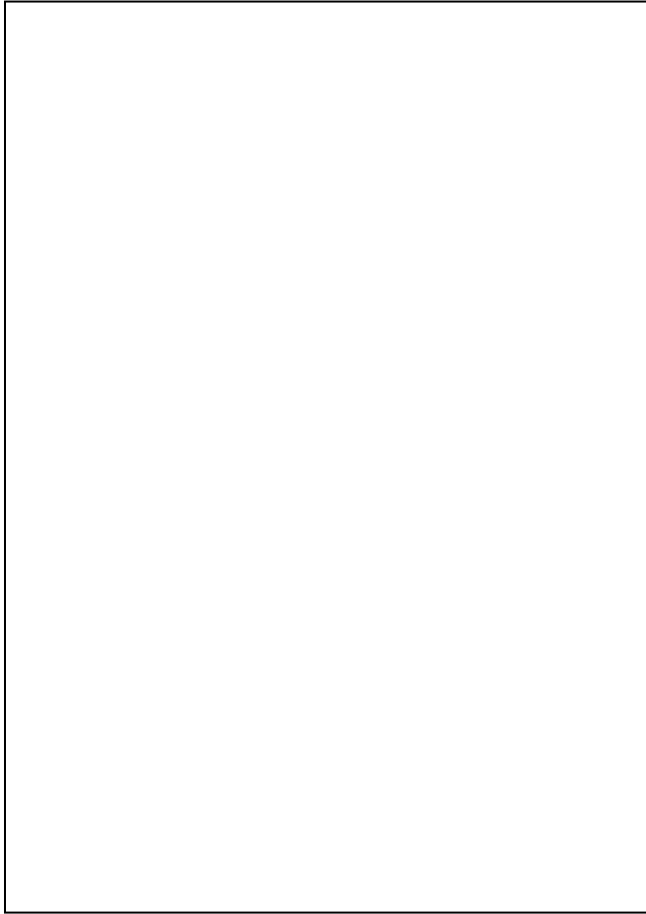
A. Narasimha et al.(Luxtera), OFC2008, OMK7.

Size: 9.8mm×7.6mm



Siフォトリクストランシーバ回路（2）

P.De Dobbelaere et al.(Luxtera), ECOC2008, Tu.3.C.1.



Siフォトリソを用いた光機能回路(1)

中村, 儲, 石坂, 徳島, 賣野, 坂内, 西岡, 福知(NEC), 2008年信学会ソ大, CS-6-4.



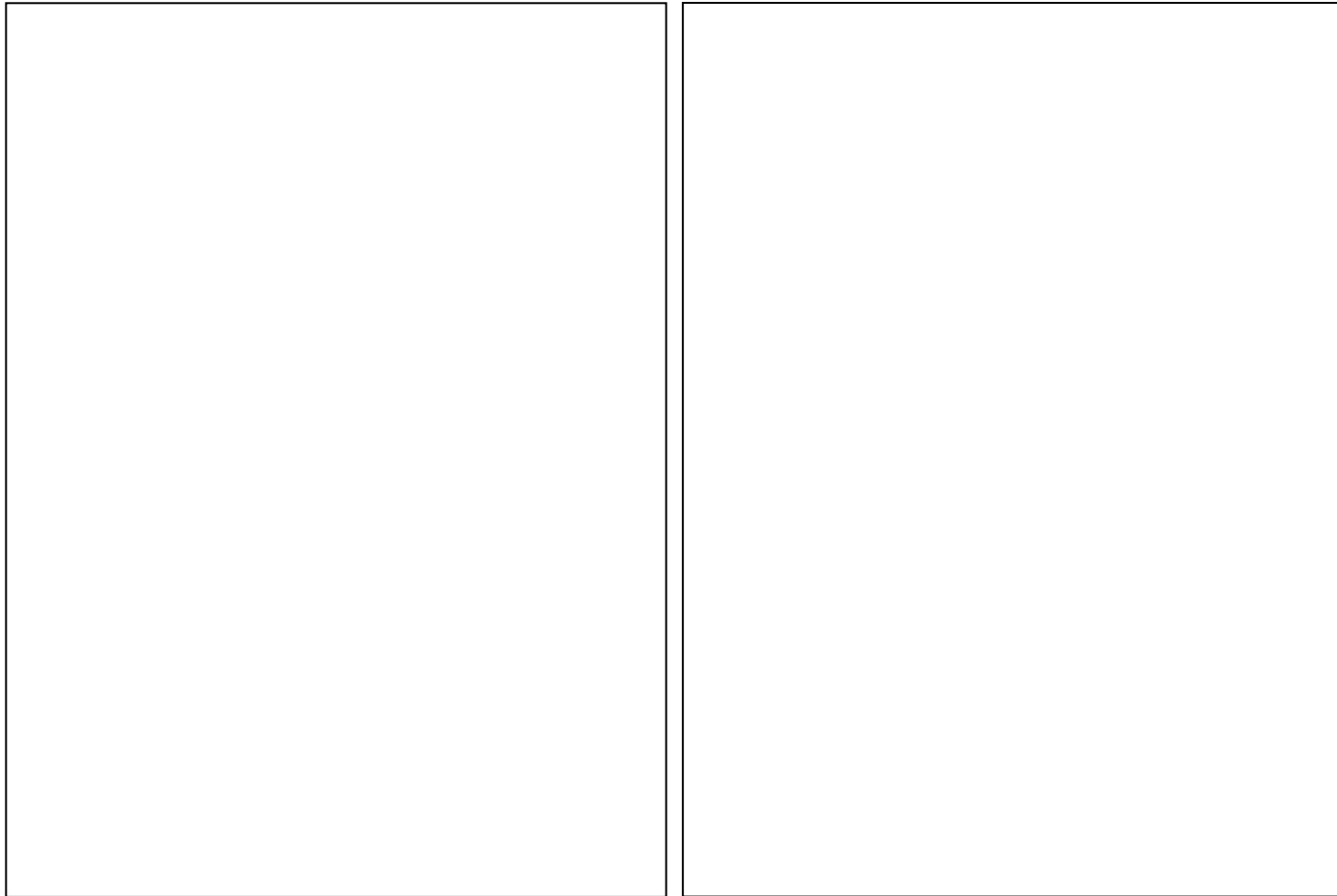
Size: 1mm×2mm

スイッチング時間：
On 13 μ s, Off 14 μ s

Siフォトリクスを用いた光機能回路(2)

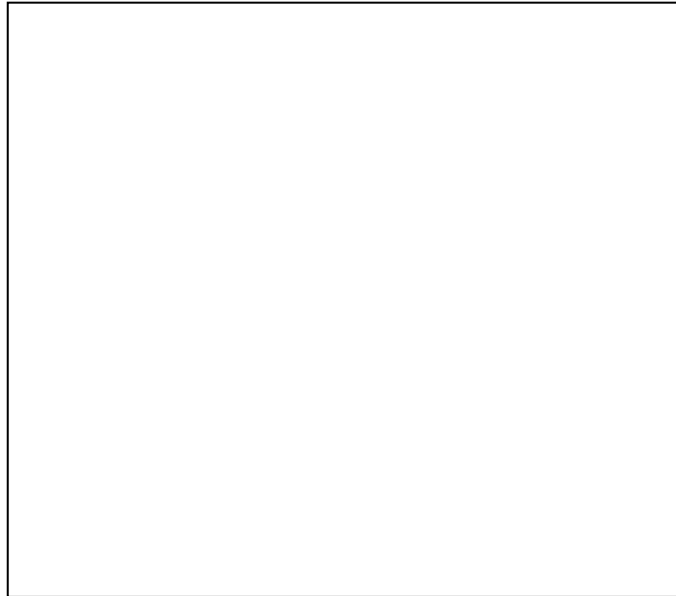
中村, 儲, 石坂, 徳島, 賣野, 坂内, 西岡, 福知(NEC), 2008年信学会ソ大, CS-6-4.

使用TR, 出力経路と透過スペクトル



F. Xia, S. Assefa, and W.M.J. Green, and Y.A. Vlasov(IBM), Nature Photon., vol.1, No.1, pp.65-71(2007).

All Pass Filter



56 resonators in cascade

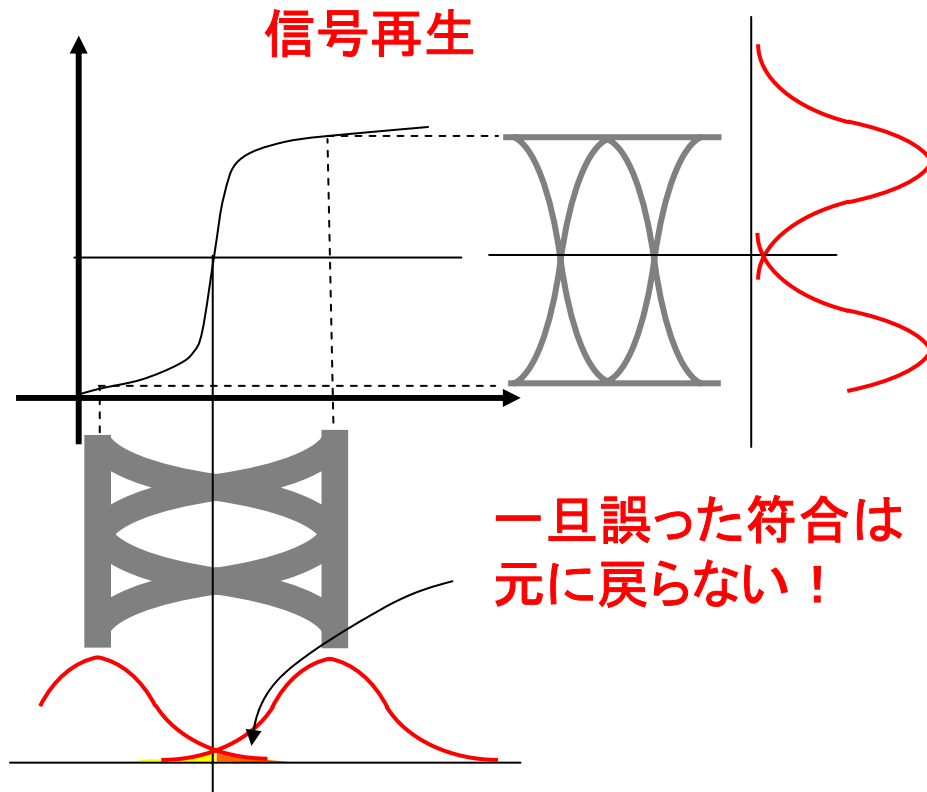
3Gbps NRZ, 1.7bit delay

12Gbps NRZ, 6bit delay

20Gbps NRZ, 10bit delay

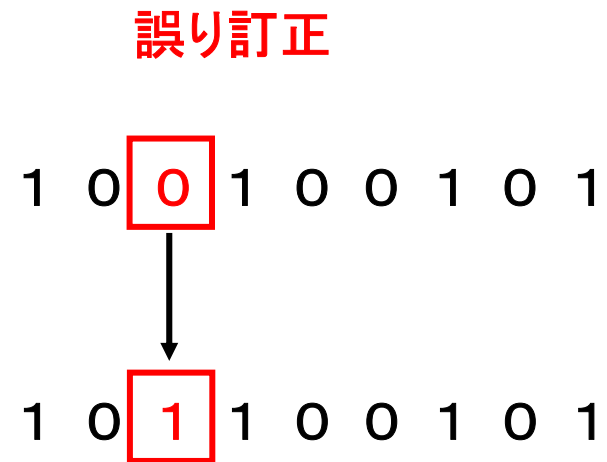


誤り訂正技術と光通信



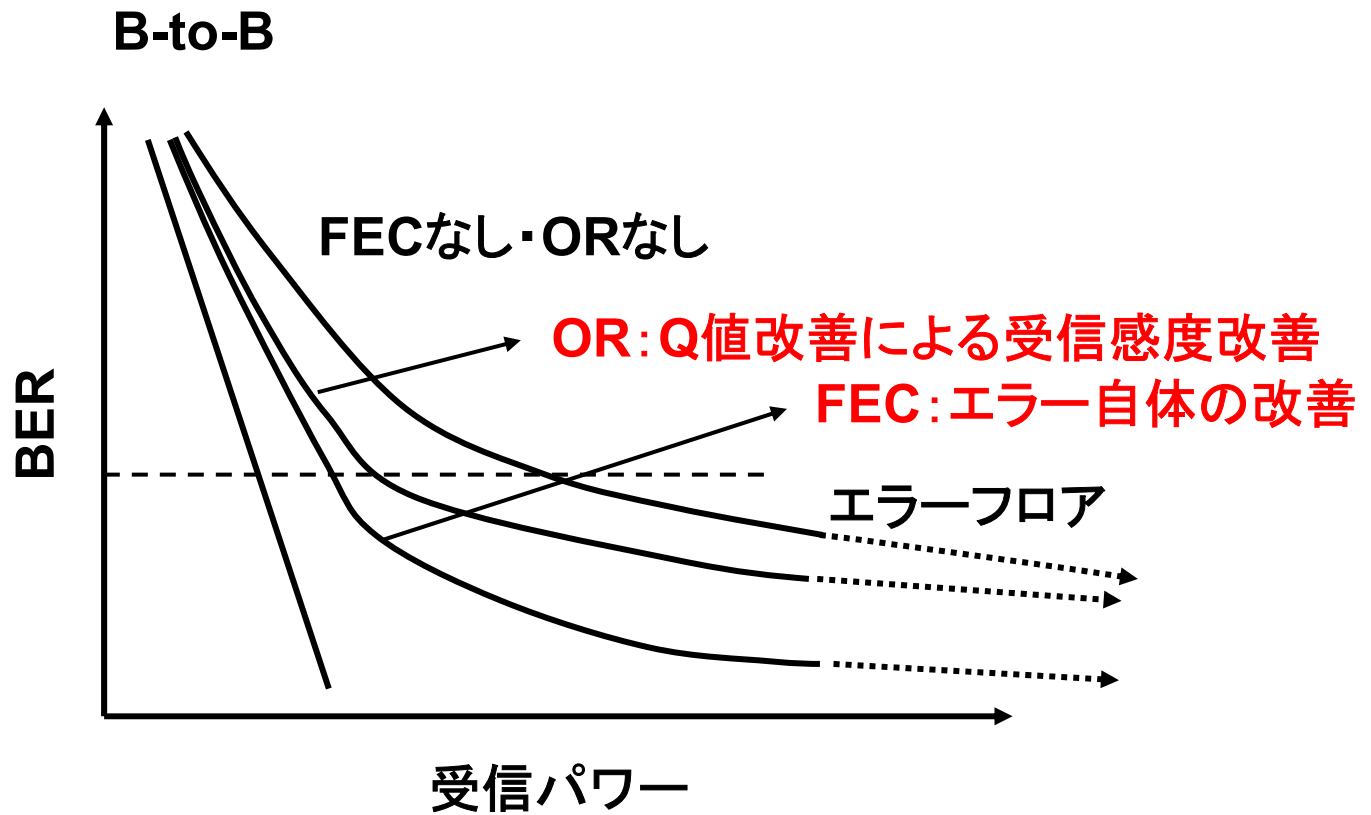
一旦誤った符合は
元に戻らない！

- 信号再生は誤り訂正能力は無い (BERは変わらない)。
- 閾値を超える誤り情報の積分値は変化しない。
- 雑音の広がり分布は小さく、ピークが大きくなるため、Q値の改善効果はある。従って受信感度の改善効果はある。



- 誤ってしまった符合を何らかの演算により位置を特定し、訂正する。
- BERが改善する

誤り訂正と信号再生の違い(BER特性を例に)



第1世代

1993年 光海底ケーブル通信システムにRS(255,239)導入

ITU-T G.975標準

$Q = 17.3\text{dB} \rightarrow 11.2\text{dB} \text{ @ BER} = 10^{-13}$
(符号化利得5.8dB)

第2世代

90年代後半 連接符号の導入

RS(255,239)+RS(255,223)

RS(248,232)+RS(144,128)

RS(255,239)+RS(239,223)

RS(255,239)+CSOC(Convolutional Self Orthogonal Code)など

符号化利得 $\sim 8\text{dB}$

第3世代

2003年 BCH(144,128) × BCH(256,239) (BTC)

符号化利得 10.1Bの実証実験 @ 12.4Gbps, BER = 10^{-13}

軟判定導入の効果 1.2dB

同時期 LDPCの再登場

第4世代？

● **40Gbpsへの対応**

(現状)

10GbpsへのBTC導入実験(三菱電機など)

40Gbpsの実証例なし

(課題)

復号演算処理速度の律則

消費電力増大