

第4回

光変復調技術 (強度変調・位相変調)

講義スケジュール(1)

植之原	日付	教科書	内容
第1回	11/30	OCW-i掲載資料(第1回)の精読と理解	光通信システム(基礎・長距離基幹系)
第2回	12/ 4	OCW-i掲載資料(第2回)の精読と理解	光通信システム (メトロ・アクセス・LAN・インターコネクション)
第3回	12/ 7	OCW-i掲載資料(第3回)の精読・PN符号の説明	光変調符号
第4回	12/11	OCW-i掲載資料(第4回)の精読・信号の数式・スペクトル表現	光変復調技術(強度変調・位相変調)
第5回	12/14	OCW-i掲載資料(第5回)の精読・機能ブロックの理解	光変復調技術 (デジタル・コヒーレント関連技術)
第6回	12/18	OCW-i掲載資料(第6回)の精読・波動方程式の解法	光ファイバのモード特性(波動方程式)
第7回	12/21	OCW-i掲載資料(第7回)の精読・モードおよび偏波状態の理解	光ファイバのモード特性(偏波)
第8回	12/ 25	OCW-i掲載資料(第8回)の精読・分散と帯域の関係式	ファイバの伝送特性(分散による伝送限界)

講義スケジュール(2)

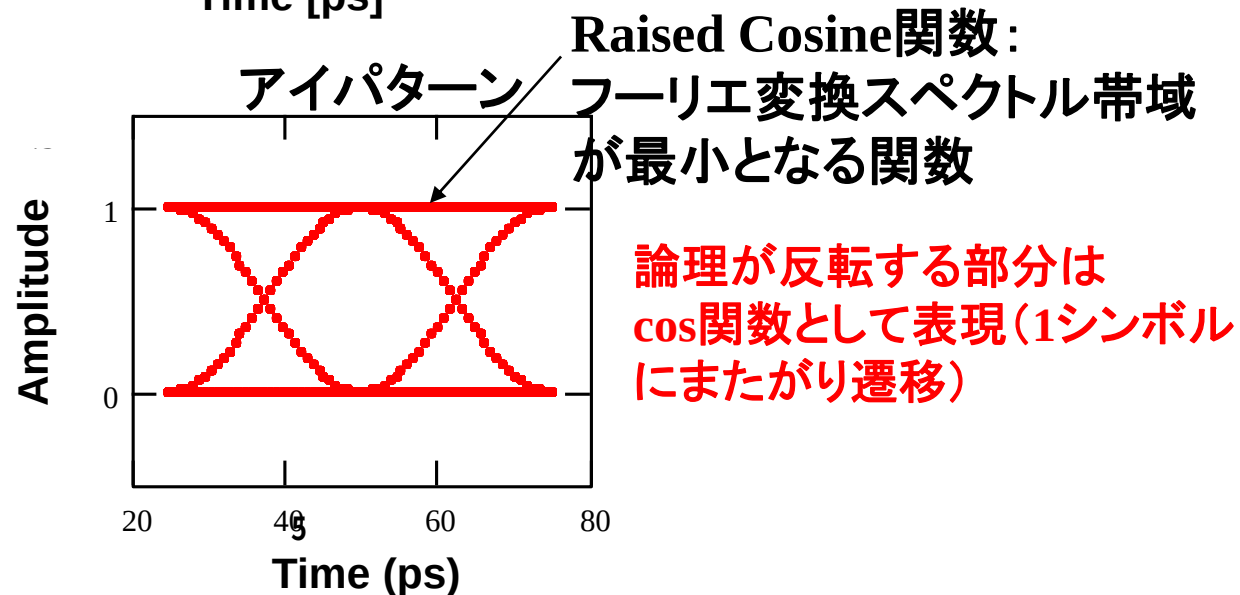
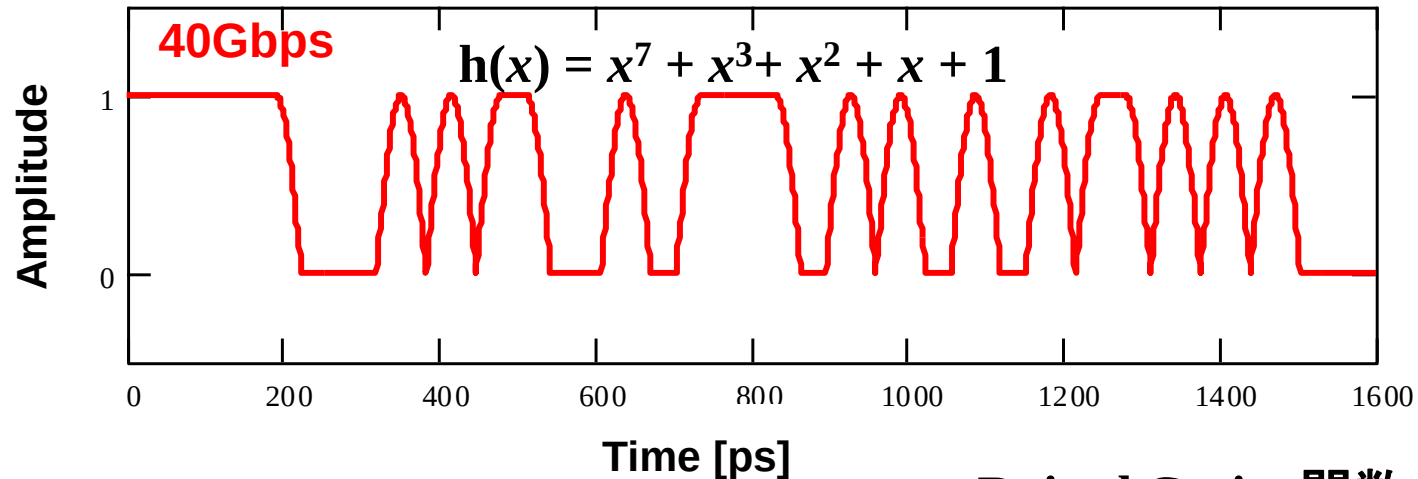
小山	日付	教科書	内容
第9回	1/11	OCW-i掲載資料(第9回)の精読・分散補償の概念の理解	ファイバの伝送特性(分散補償技術)
第10回	1/15	OCW-i掲載資料(第10回)の精読・動作原理の説明	光増幅器
第11回	1/18	OCW-i掲載資料(第11回)の精読・ビット誤り率の計算	ビット誤り率(強度変調・直接検波)
第12回	1/22	OCW-i掲載資料(第12回)の精読・ビット誤り率の相対比較	ビット誤り率 (コヒーレント、多値変調、光増幅)
第13回	1/25	OCW-i掲載資料(第13回)の精読・WDMの性能的課題	波長多重(WDM)伝送 (分散マネジメント技術)
第14回	1/29	OCW-i掲載資料(第14回)の精読・WDMの変調方式による性能差の理解	波長多重(WDM)伝送(変調技術)
第15回	2/ 1	OCW-i掲載資料(第15回)の精読・理解	光スイッチング技術・ 最新の光通信関連技術

変調方式と光スペクトル

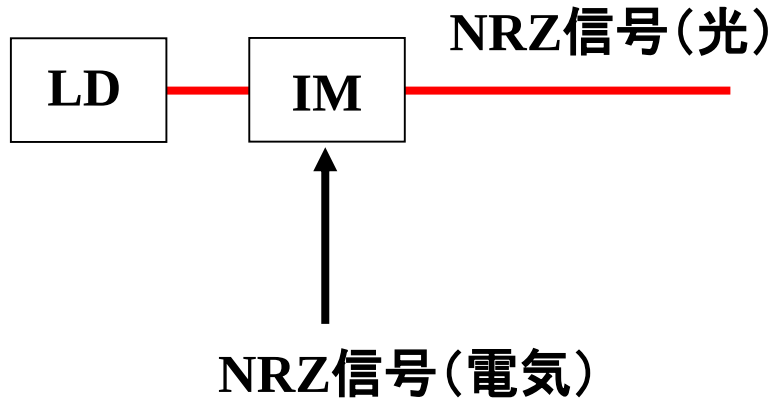
NRZ Binary符号(符号長7のM系列)(1)

計算の参考:『Mathcadによる光システムの基礎』 小関 健, 原田一成 共著, 森北出版
第3回資料14～17ページを参照して計算。

時間波形(電界振幅)

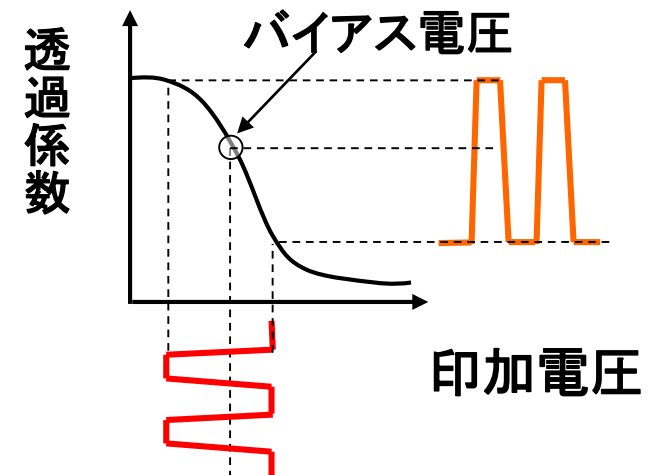
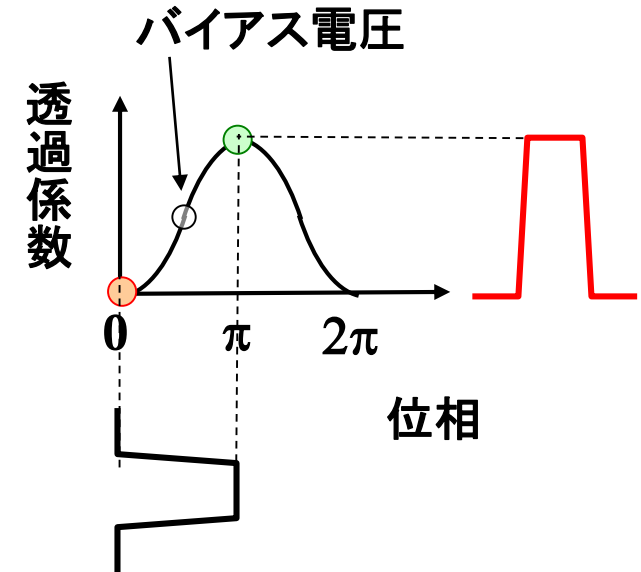


送信器構成



IM: Intensity Modulator (強度変調器)

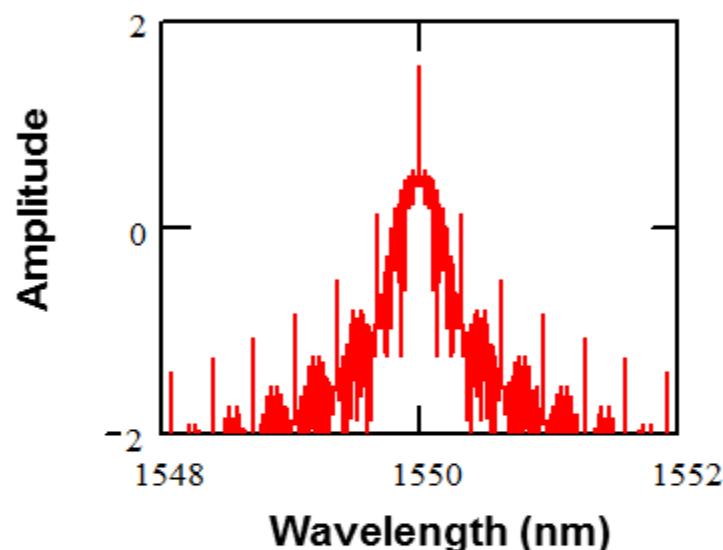
LiNbO₃



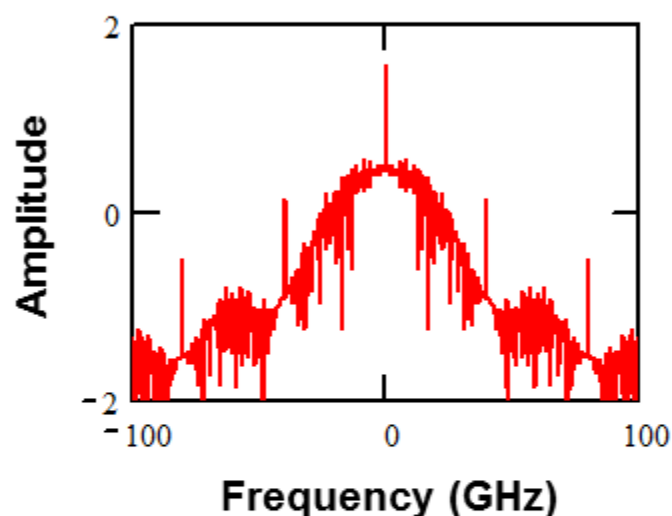
40Gbps

波形の数式をFFT解析で導出

フーリエ変換(波長軸)

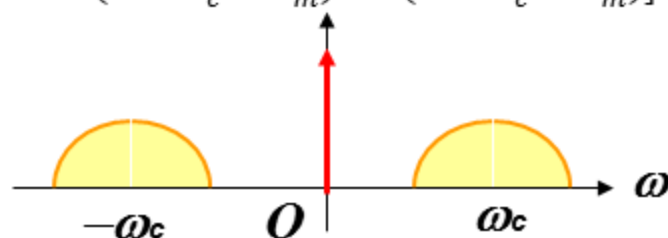
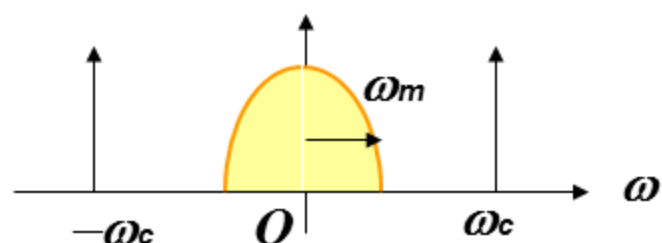


フーリエ変換(周波数軸)



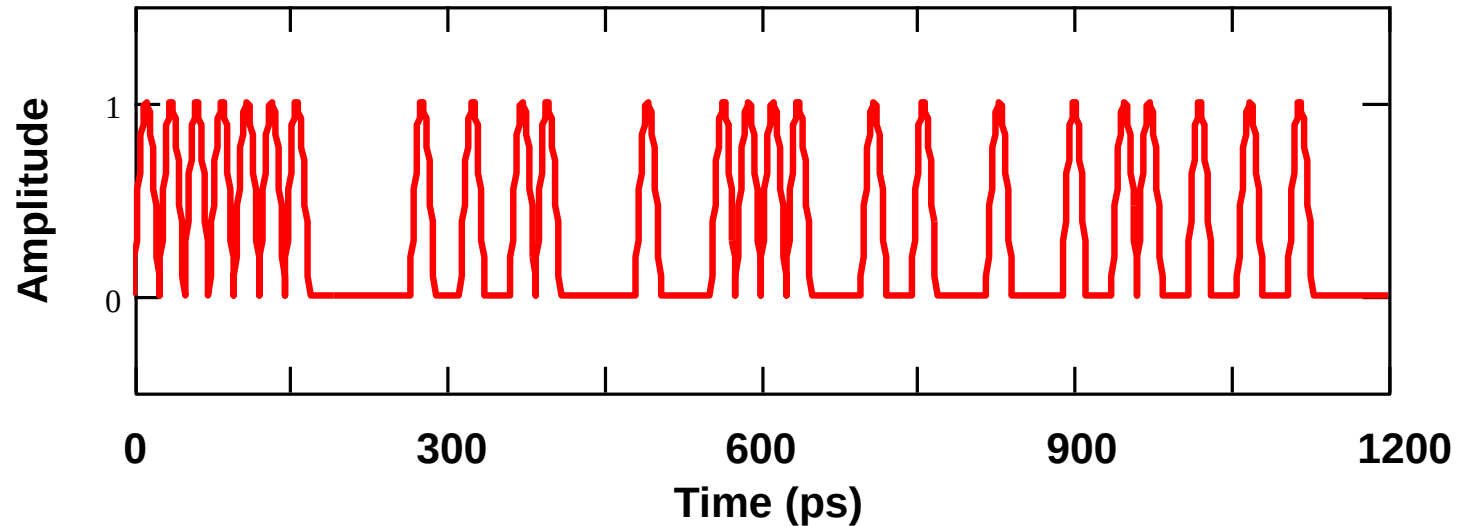
$$s(t) = \underbrace{(1 + A_m \cos \omega_m t)}_{\text{強度変調項}} \underbrace{A_c \cos \omega_c t}_{\text{搬送波}} = A_c \cos \omega_c t + \frac{A_m A_c}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t]$$

$$F[s(t)] = \frac{A_c}{2} [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] + \frac{A_m A_c}{4} [\delta(\omega - \omega_c - \omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + \omega_m) + \delta(\omega - \omega_c + \omega_m) + \delta(\omega + \omega_c - \omega_m)]$$

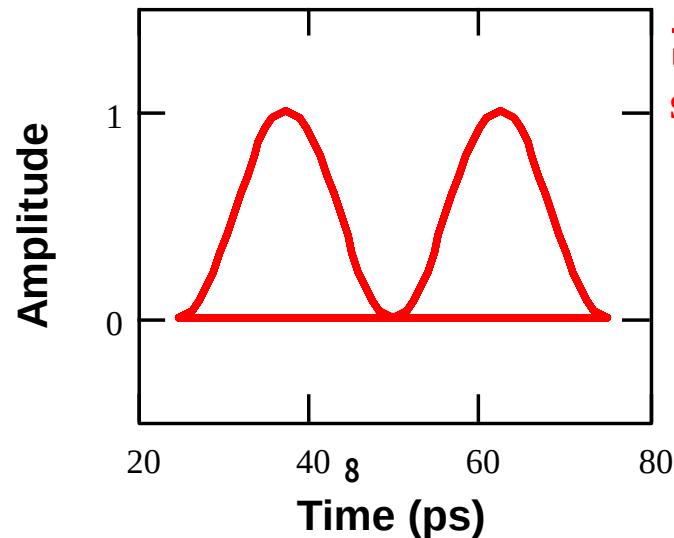


40Gbps

時間波形(電界振幅)

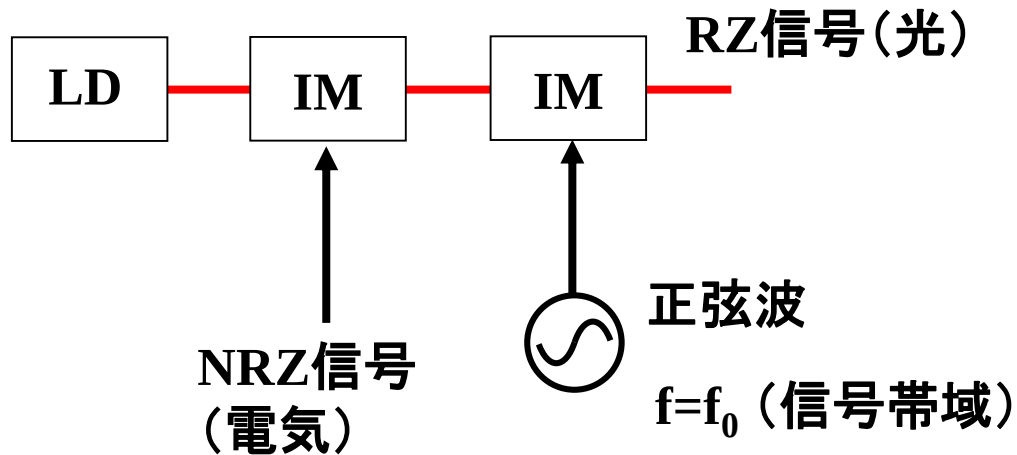


アイパターン



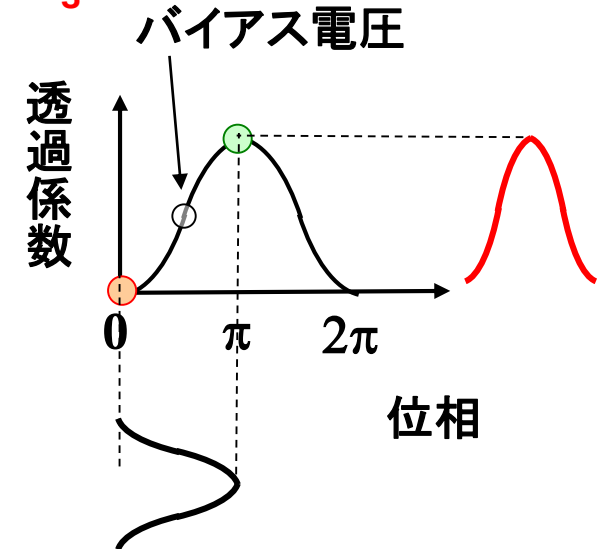
論理が反転する部分は
sin関数として表現(1シンボル
内で0から0に戻る)

送信器構成



IM: Intensity Modulator (強度変調器)

LiNbO_3



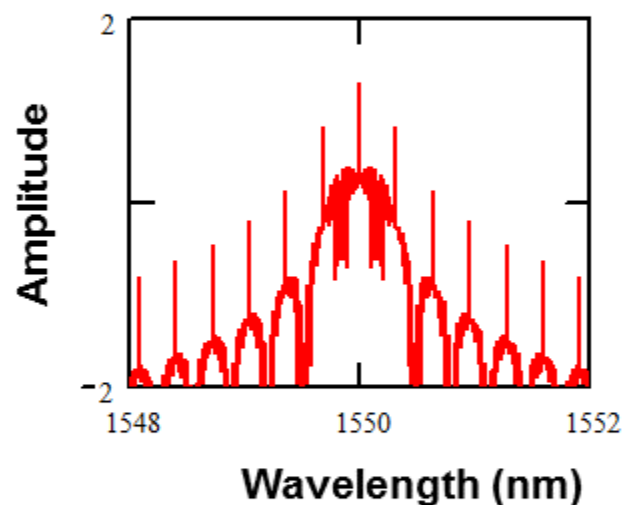
RZ-OOK符号(符号長 N の M 系列)

たとえば N 次 M 系列を2元符号とし、1シンボルで正弦波状に電界強度が変化する場合を数式表現する。

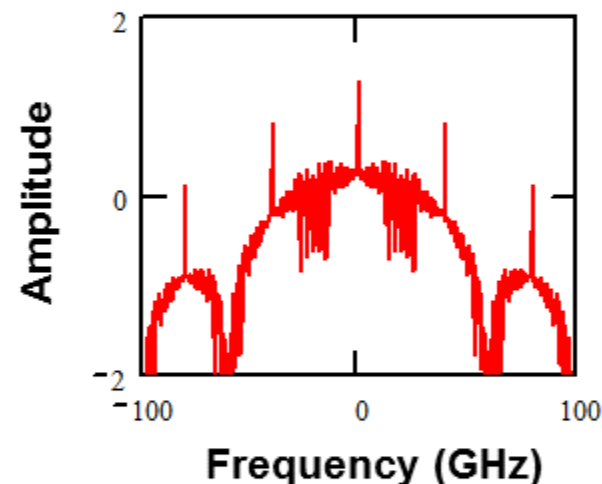
```
RZrcos_data (N,n) :=  
  tmp ← Mseq (N)  
  tmp2N ← tmp0  
  for i ∈ 0..2N - 1  
    for j ∈ 0..n - 1 if tmpi = 0  
      datai·n+j ← 0  
    for j ∈ 0..n - 1 otherwise  
      datai·n+j ← sin  $\left(\pi \cdot \frac{j}{n}\right)$   
  data
```

40Gbps

フーリエ変換(波長軸)

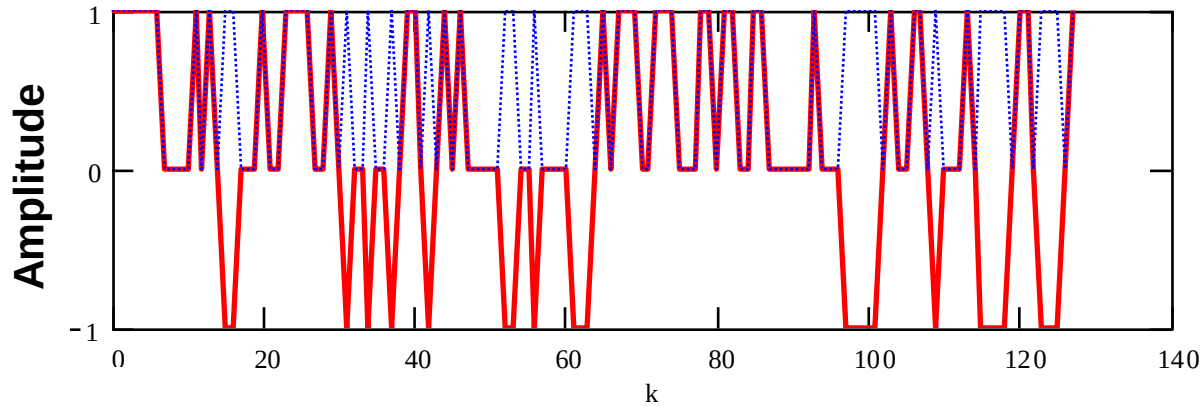


フーリエ変換(周波数軸)

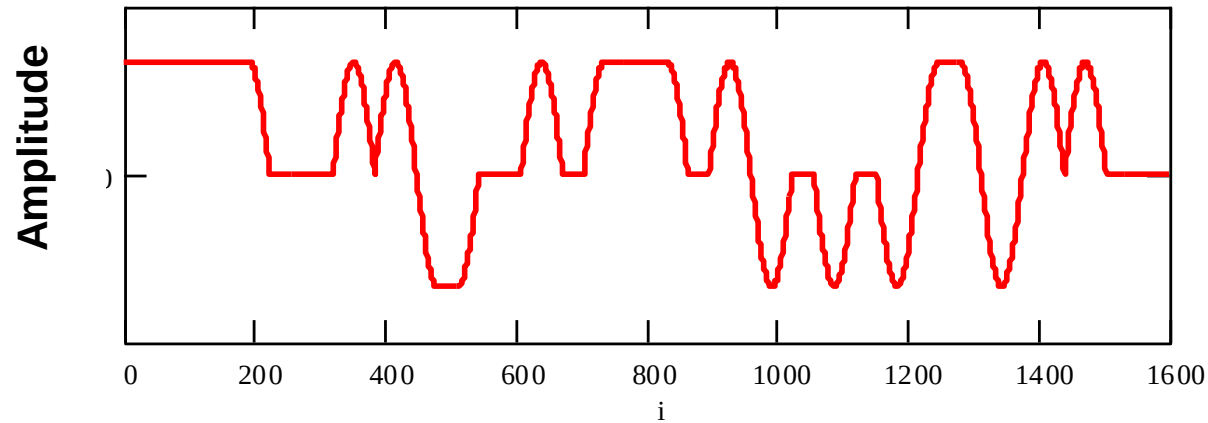
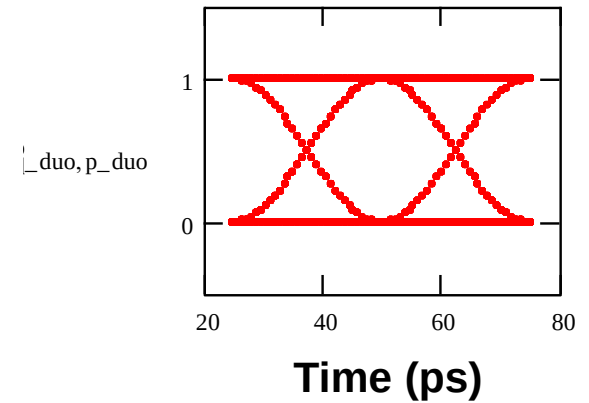


デュオバイナリ符号(符号長7のM系列)(1)

時間波形(電界振幅)



アイパターン



光位相変調

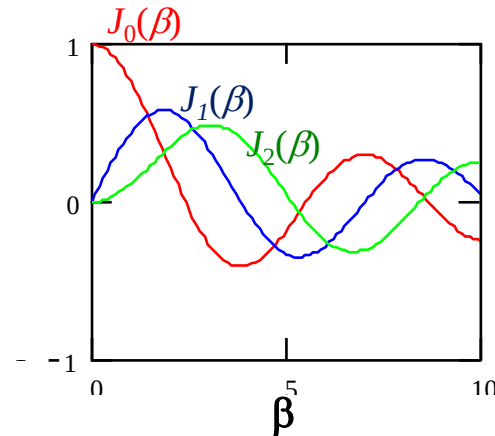
位相変調と側波帯

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \theta_m(t)] = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta \cos[2\pi f_m t]]$$

$$= \text{Re}[A_c e^{j[2\pi f_c t + \beta \cos[2\pi f_m t]]}] = \text{Re}[s(\tilde{t}) e^{j[2\pi f_c t]}]$$

$s(\tilde{t}) = A_c e^{j[\beta \cos[2\pi f_m t]]}$ は周期 f_m の周期関数なので、複素フーリエ級数展開すると、

$$s(\tilde{t}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi f_m n t}$$

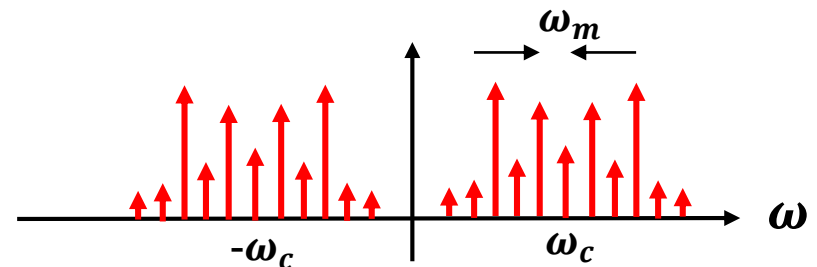


$$c_n = f_m \int_{-\frac{1}{2f_m}}^{\frac{1}{2f_m}} s(\tilde{t}) e^{-j2\pi f_m n t} dt = \frac{A_c}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \cos x - nx)t} dx = A_c J_n(\beta)$$

$J_n(\beta)$: 第1種n次ベッセル関数

$$\therefore s(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos[2\pi(f_c + nf_m)t]$$

$$F[s(t)] = \frac{A_c}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)]$$

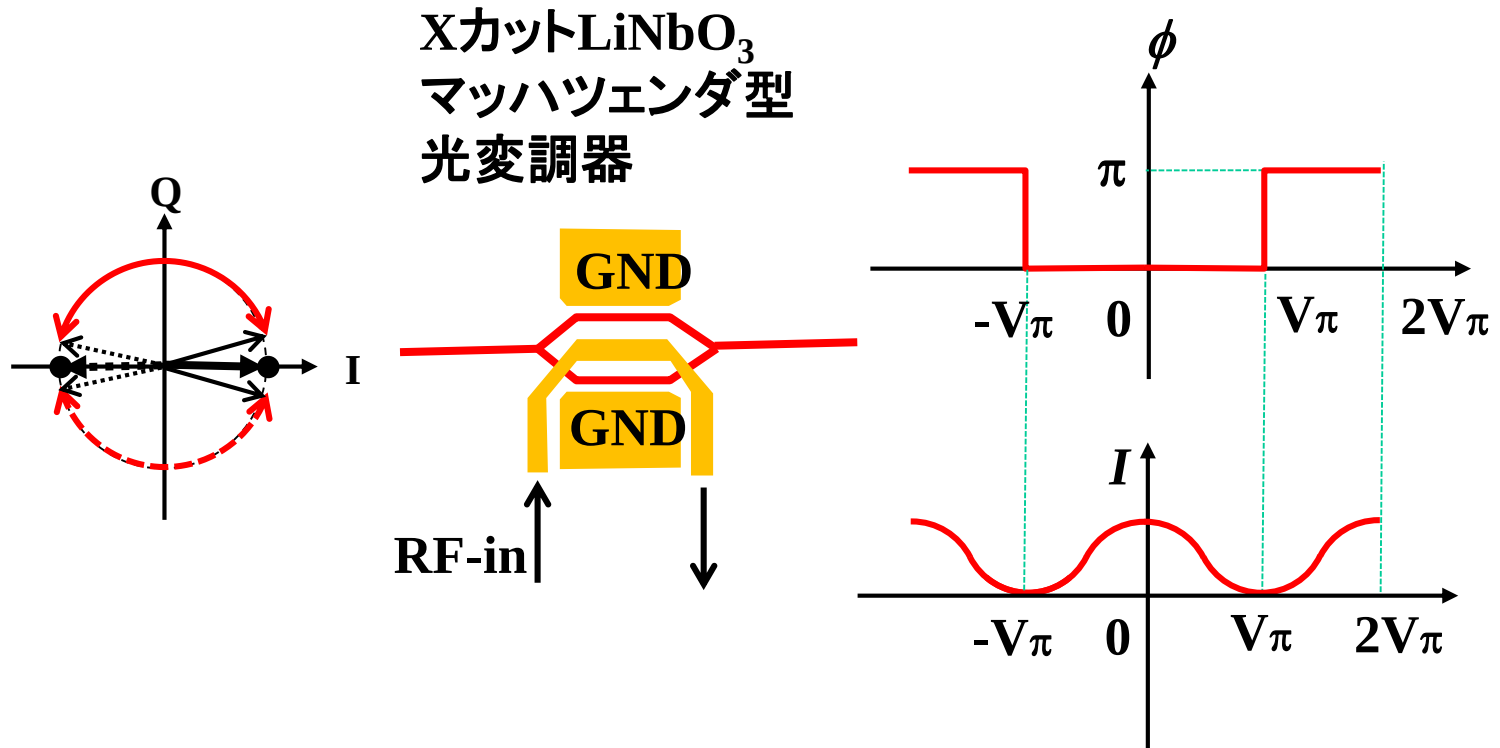


RZ-BPSK符号(符号長 N の M 系列)

- ・1シンボルで正弦波状に電界強度が変化する場合を数式表現する。
- ・電界の位相成分を複素指数関数表現(シンボルごとに不連続に切り替え)

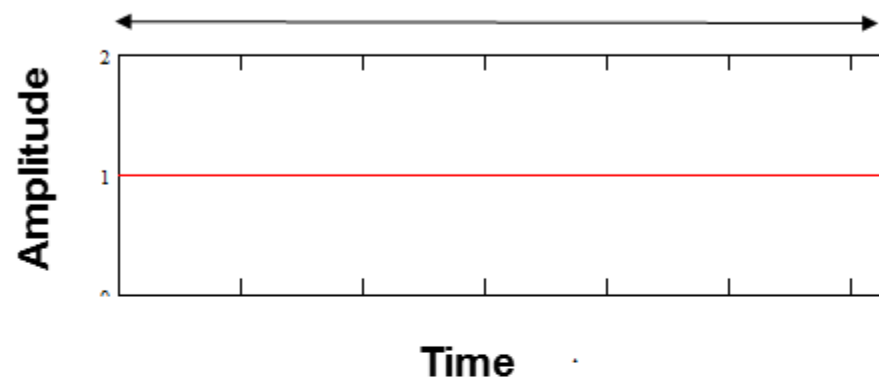
```
RZPSKrcos_data2(N,n) :=  
  tmp ← Mseq(N)  
  tmp2N ← tmp0  
  for i ∈ 0..2N - 1  
    for jj ∈ 0..n - 1      if tmpi = 0  
      datai+n+jj ← sin( $\pi \frac{jj}{n}$ )  
    for jj ∈ 0..n - 1      otherwise  
      datai+n+jj ← sin( $\pi \frac{jj}{n}$ ) · ej ·  $\pi$   
  data
```

Push-pull 位相変調器による出力信号の位相変化

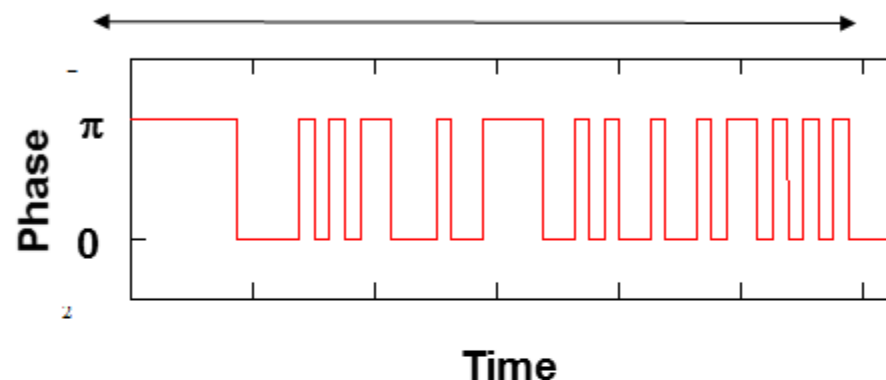


NRZ-BPSK符号(符号長7のM系列)(位相の遷移時間変化なし)

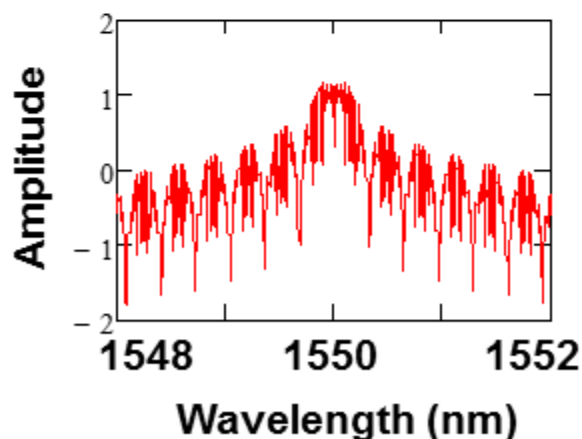
40Gbps
振幅
50bits



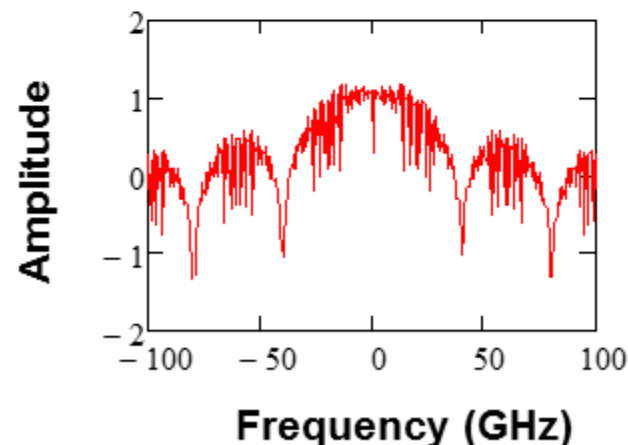
位相
50bits



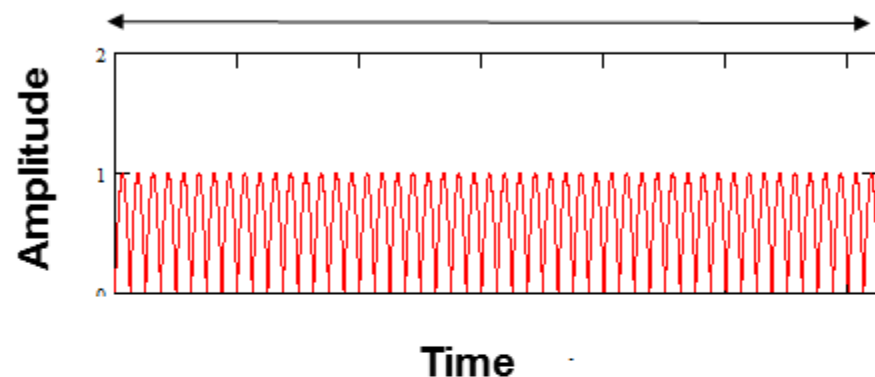
フーリエ変換(波長軸)



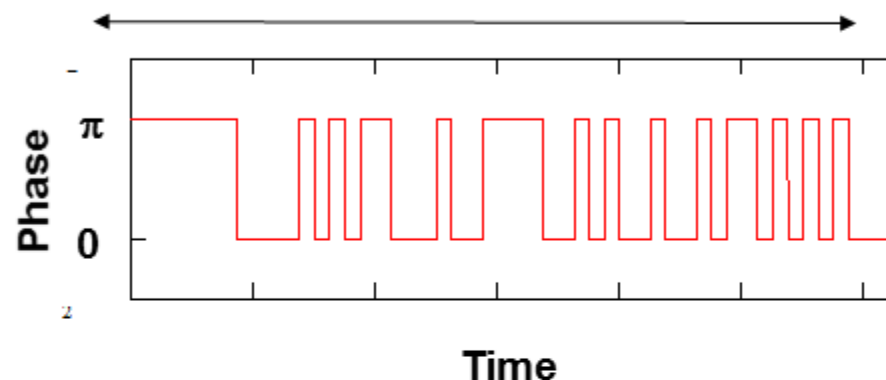
フーリエ変換(周波数軸)



40Gbps
振幅
50bits

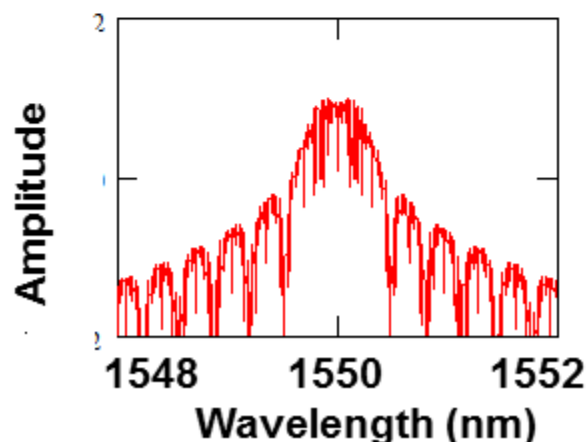


位相
50bits

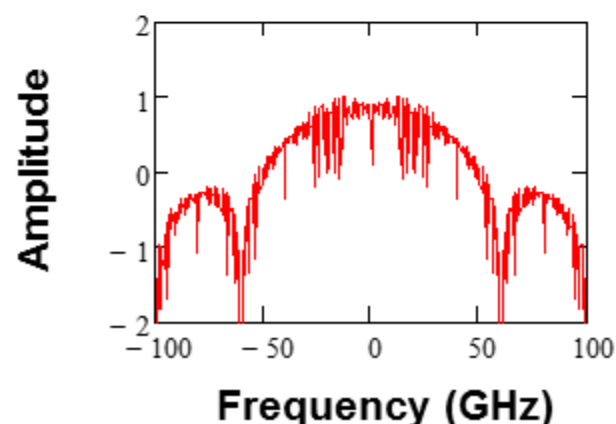


電界の数式を (シンボルごとにsin形状 $\times e^{j\theta}$) (θ はシンボルごとに位相, こ
おいてFFT解析。

フーリエ変換(波長軸)



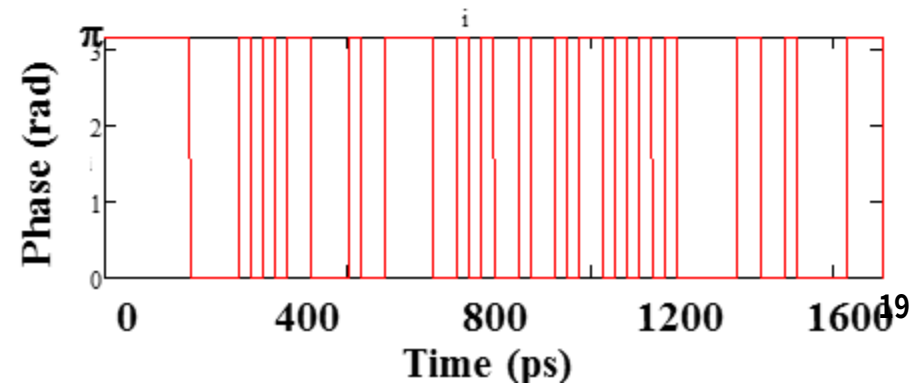
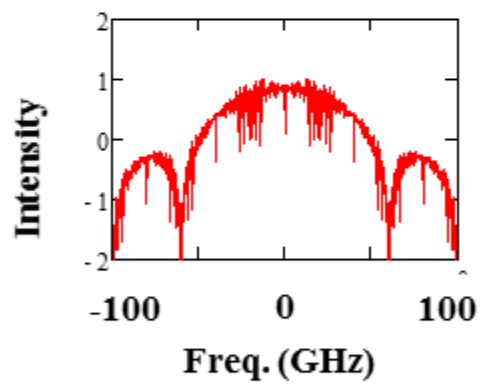
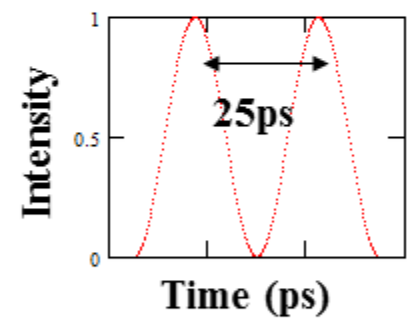
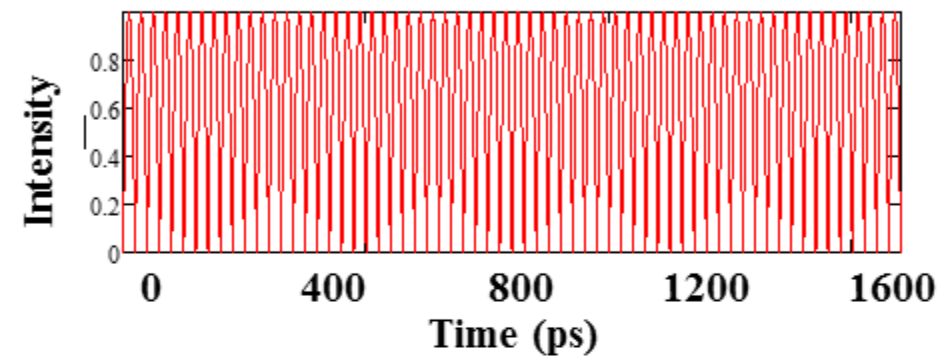
フーリエ変換(周波数軸)



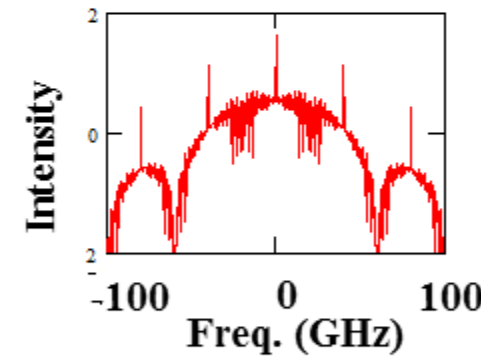
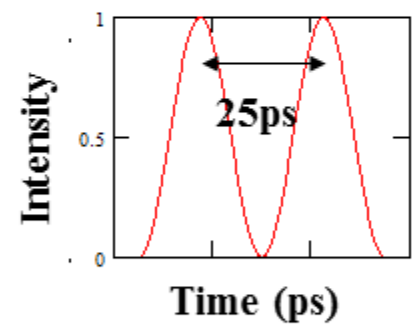
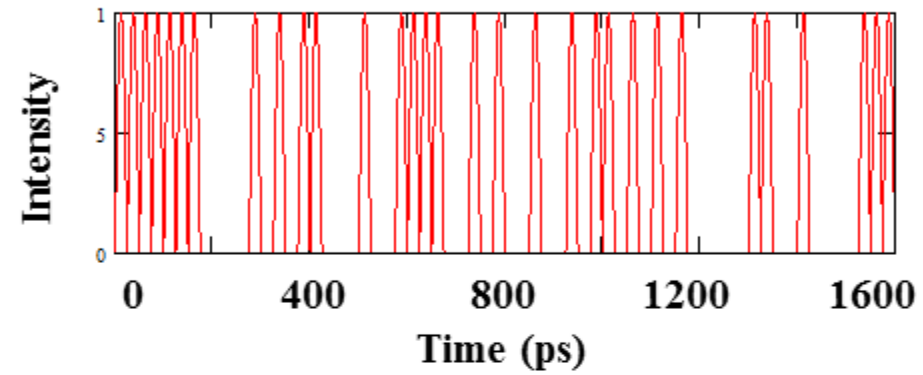
PSK vs. OOK

40Gbps

BPSK



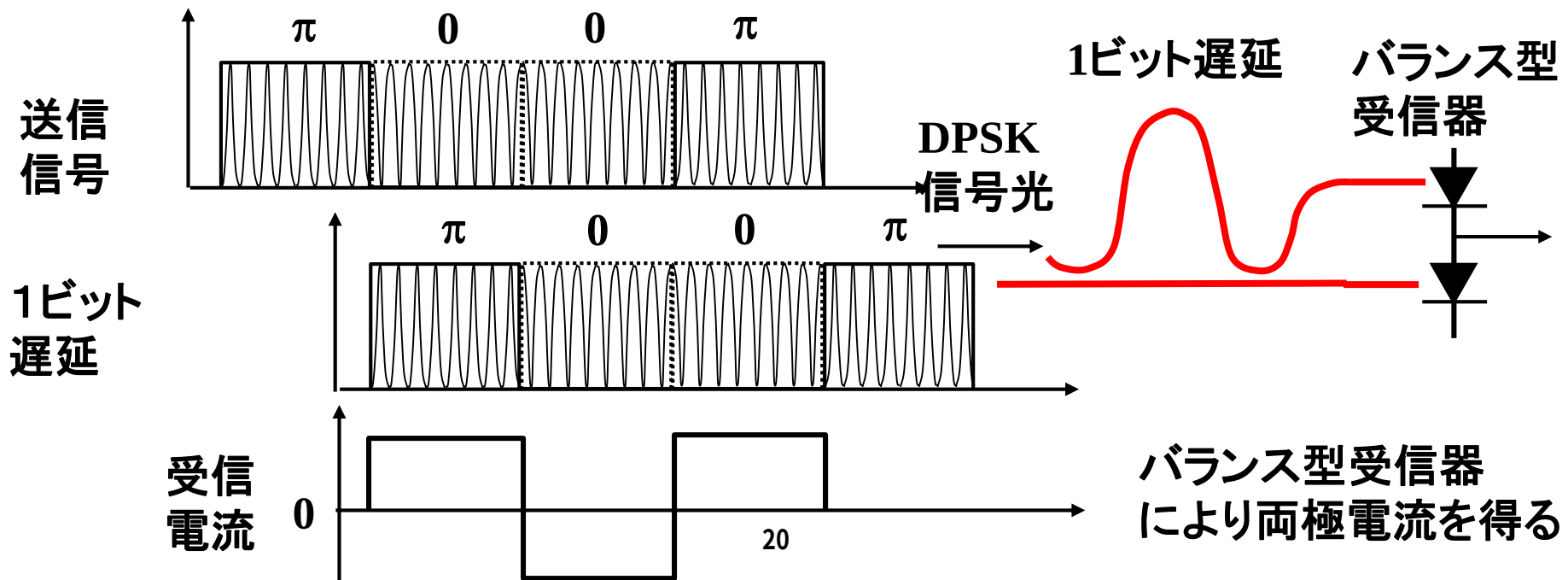
OOK



DPSK変調

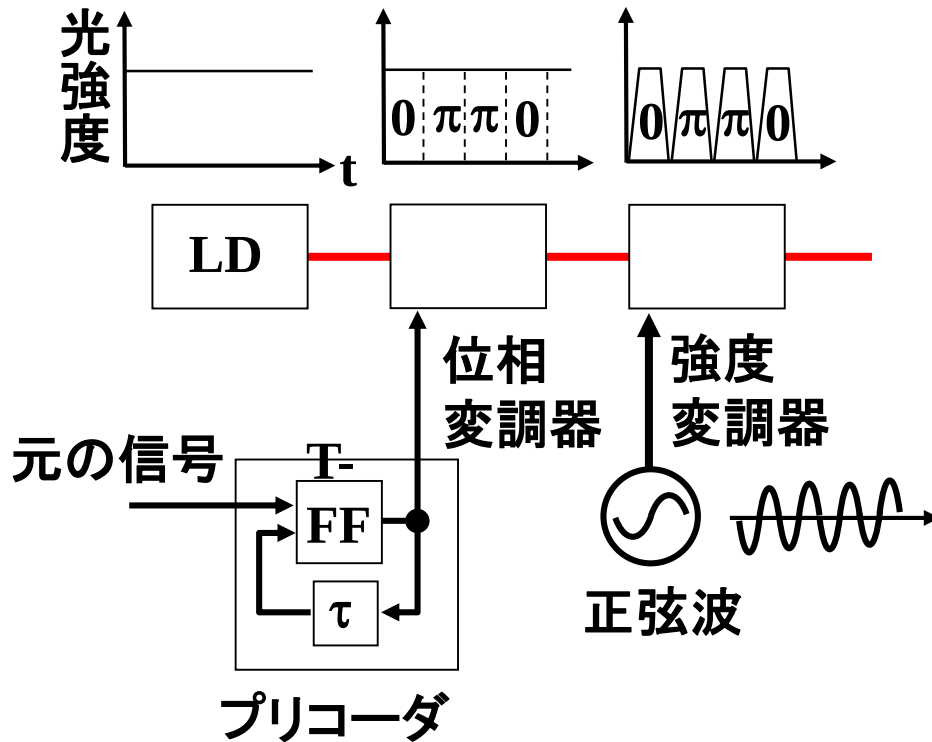
DPSK (Differential Phase-Shift-Keying, 差動位相シフトキーイング方式)

- PSK変調の1種でデータ1を隣接ビット間の位相差 π 、データ0を隣接ビット間の位相差0に割り当てたもの。
- 40Gbps DWDMの長距離・受信感度改善(3dB)を目的にこの2～3年急激に取り組みが盛んになってきた。



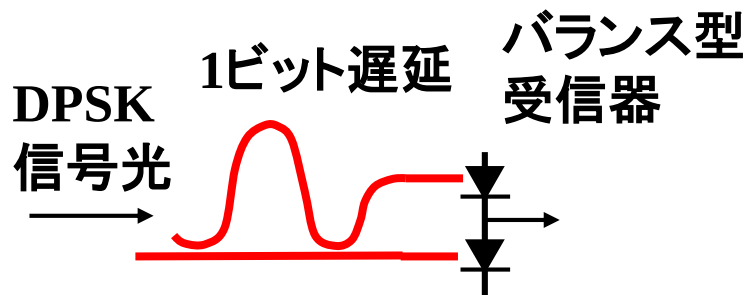
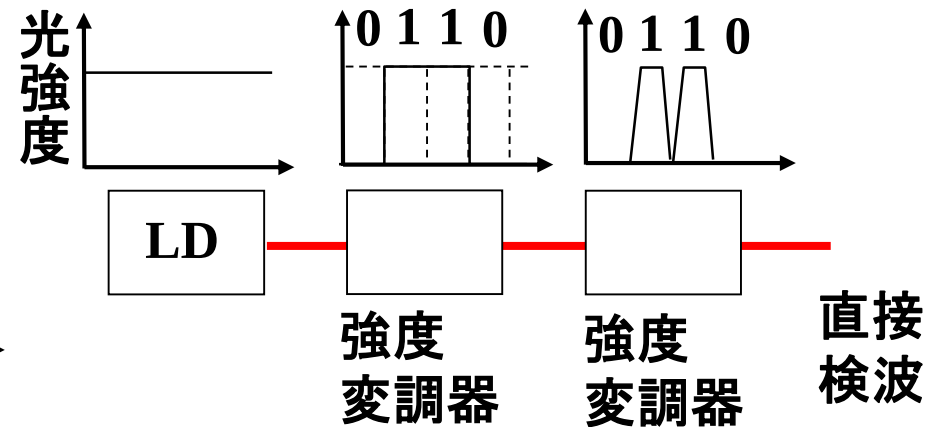
DPSK送信器

RZ-DPSK



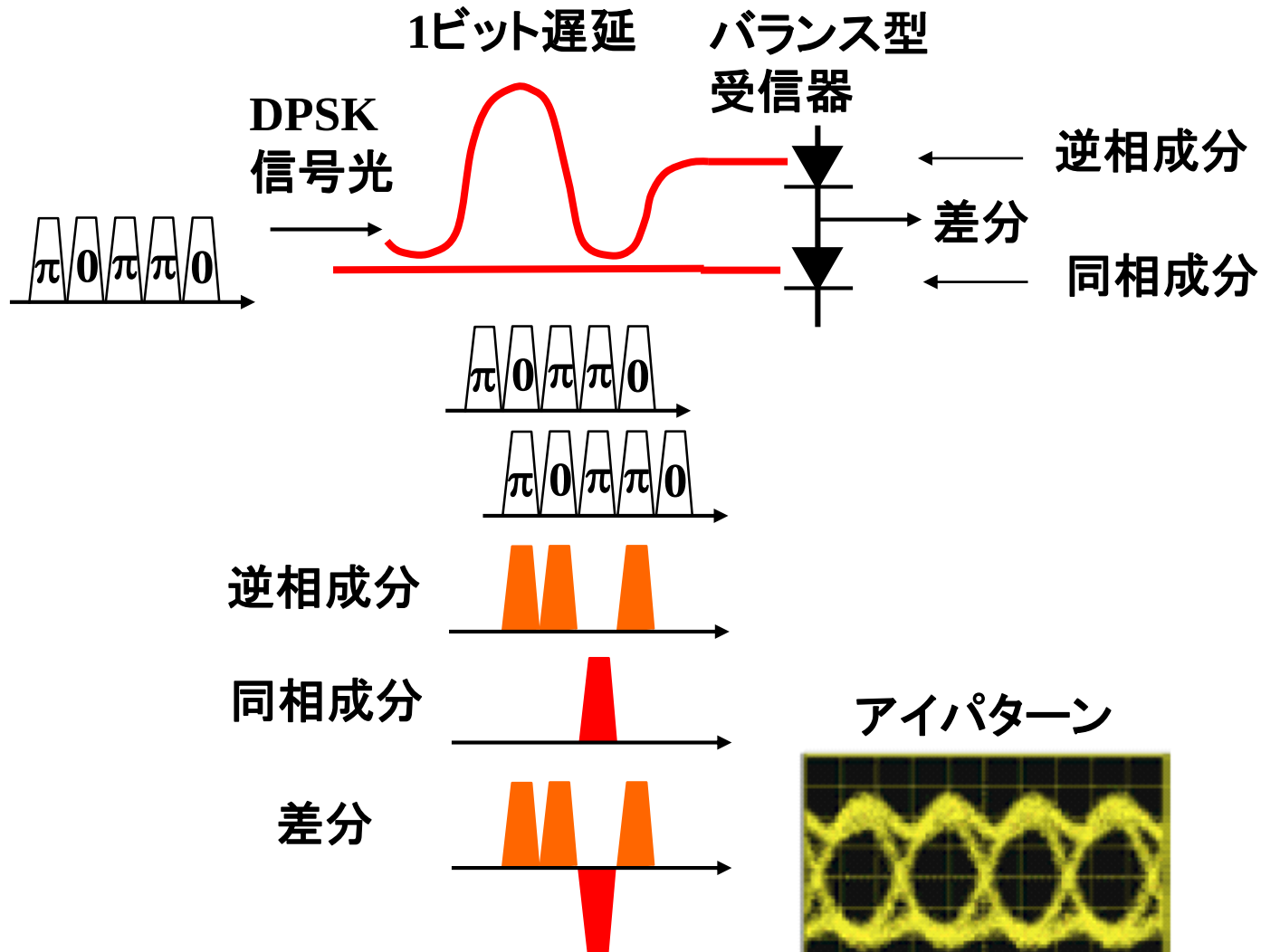
RZ-OOK

OOK (On-Off Keying,
強度変調方式の総称)



バランス型検波器により光位相0, π を
電気レベル+1, -1に変換
→ 電圧0に閾値を設定でき、レベル0,1
の受信より感度を3dB改善可能

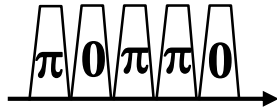
DPSK受信器



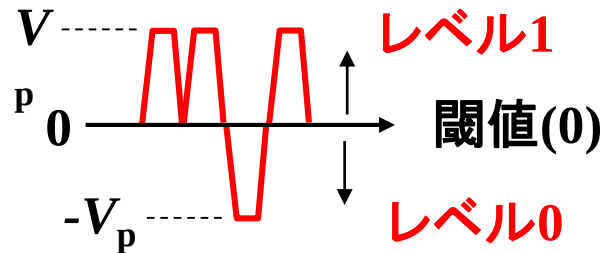
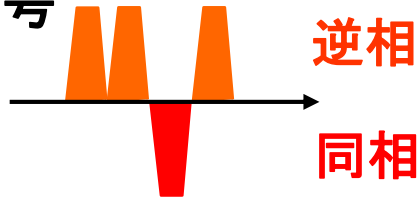
DPSKによる受信感度の改善効果

DPSK

送信信号

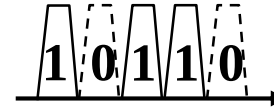


受信信号
(差分)

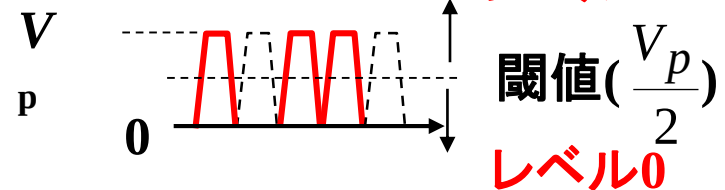


OOK

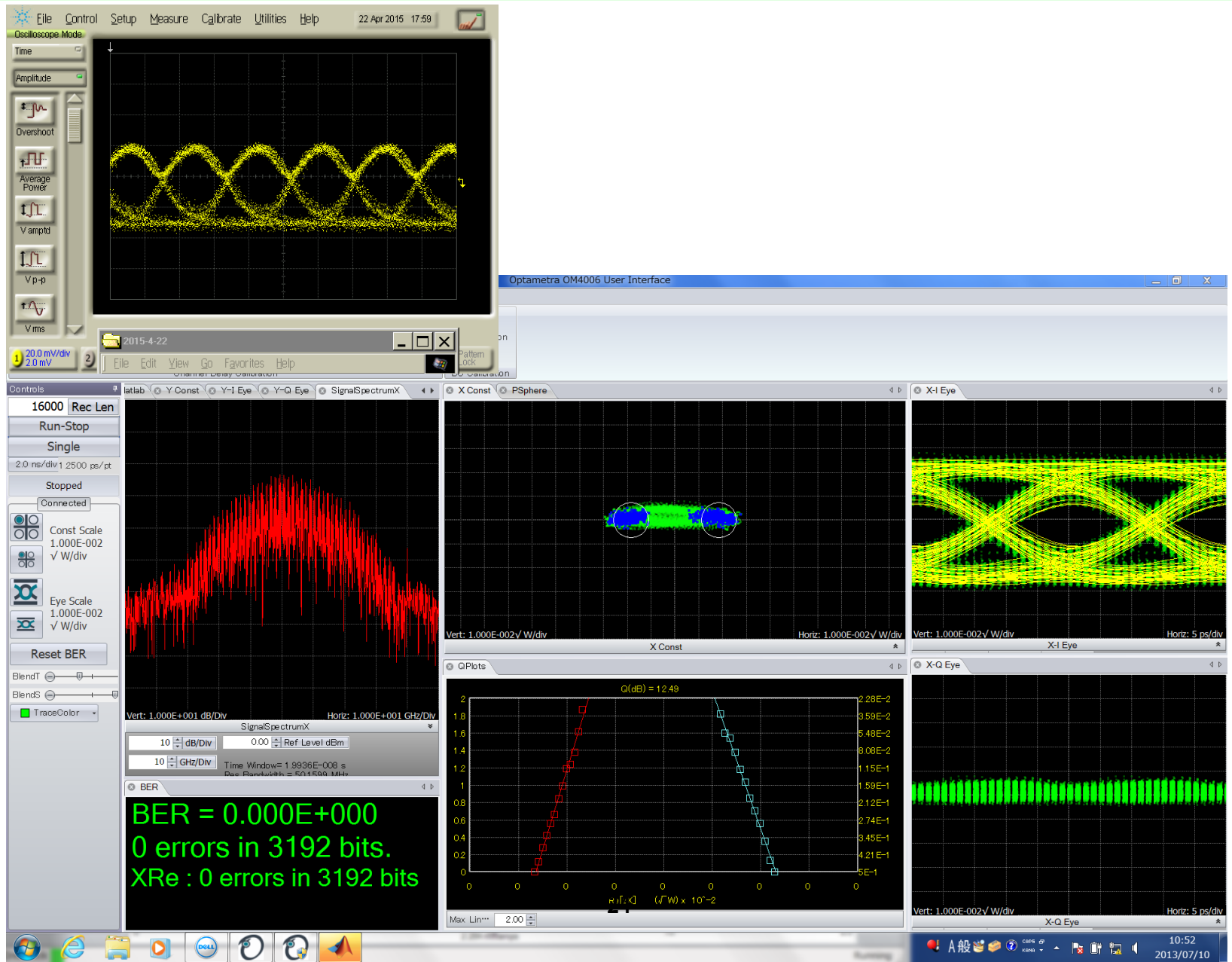
送信信号



受信信号



● 信号対雑音比の3dB改善 ➡ 受信感度の3dB改善



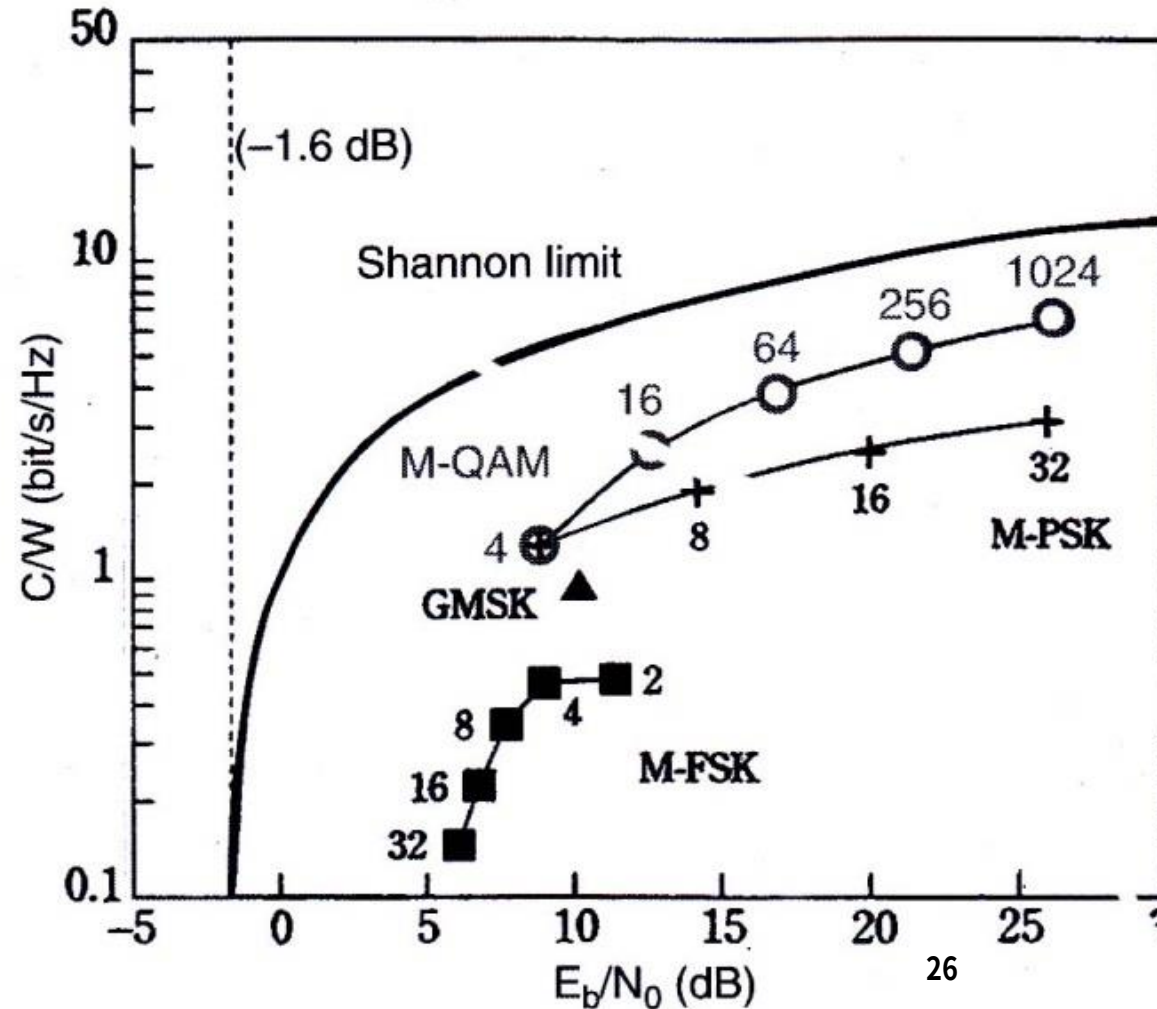
多値変調技術

シャノン限界

M. Nakazawa, "High spectral density optical communication technology", Chapter 3, pp.54.

$$\frac{C}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

(C:伝送速度, W:周波数帯域幅,
S:信号の平均電力, N:雑音の平均電力)



← いろいろな見方ができる

①(本来は・・・)

雑音の大きい通信路でも
ビットレートを下げることで
情報伝達可能(横軸左側)

②(本講義の方向性では・・・)

SN比を大きくできれば、
いくらでも伝送容量を拡大可能

※ただし・・・

- ・伝送容量を拡大するには高いSN比が必須とも言える
- ・伝送容量拡大のため、非常に大きなSN比改善が必要

● 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

PAM4 vs. OOK

40Gbps

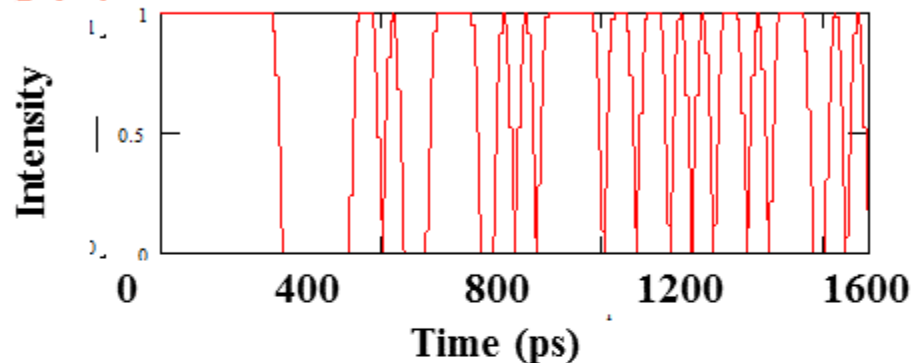
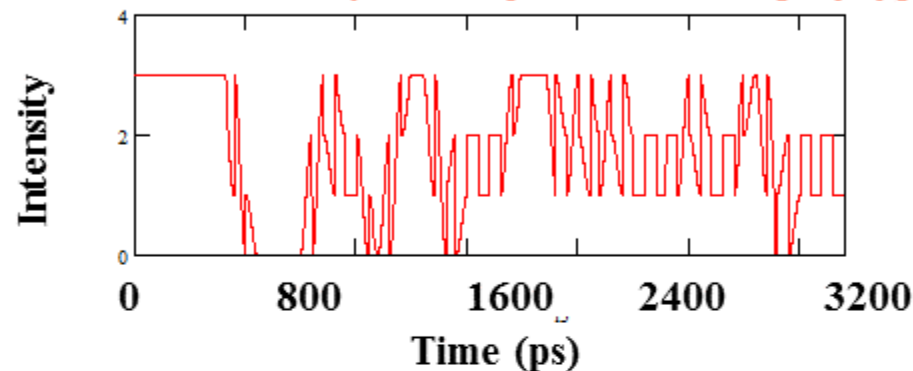
PAM4

$2^{11} - 1$ PRBS

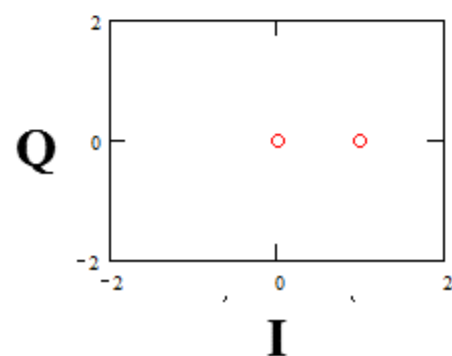
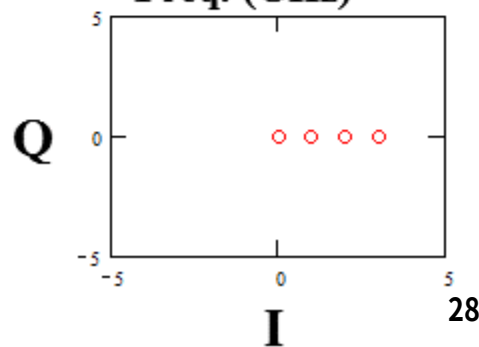
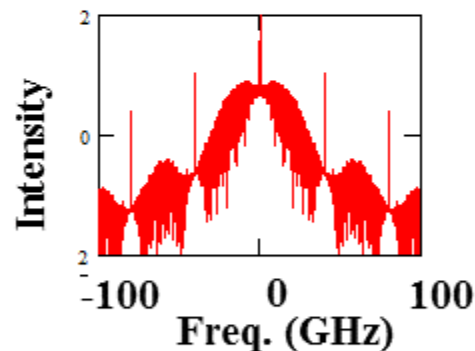
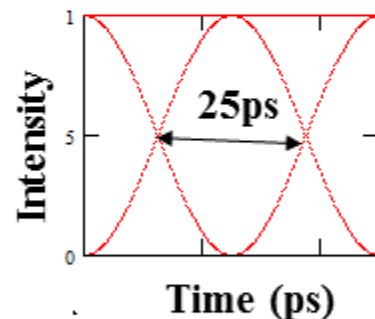
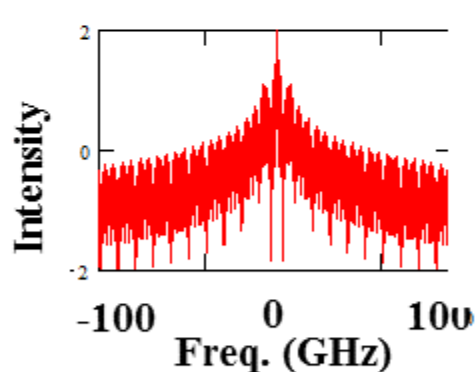
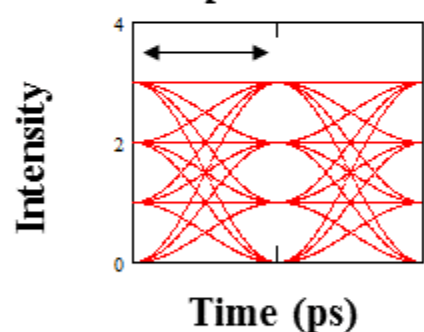
(2シンボルごとに4水準符号化)

OOK

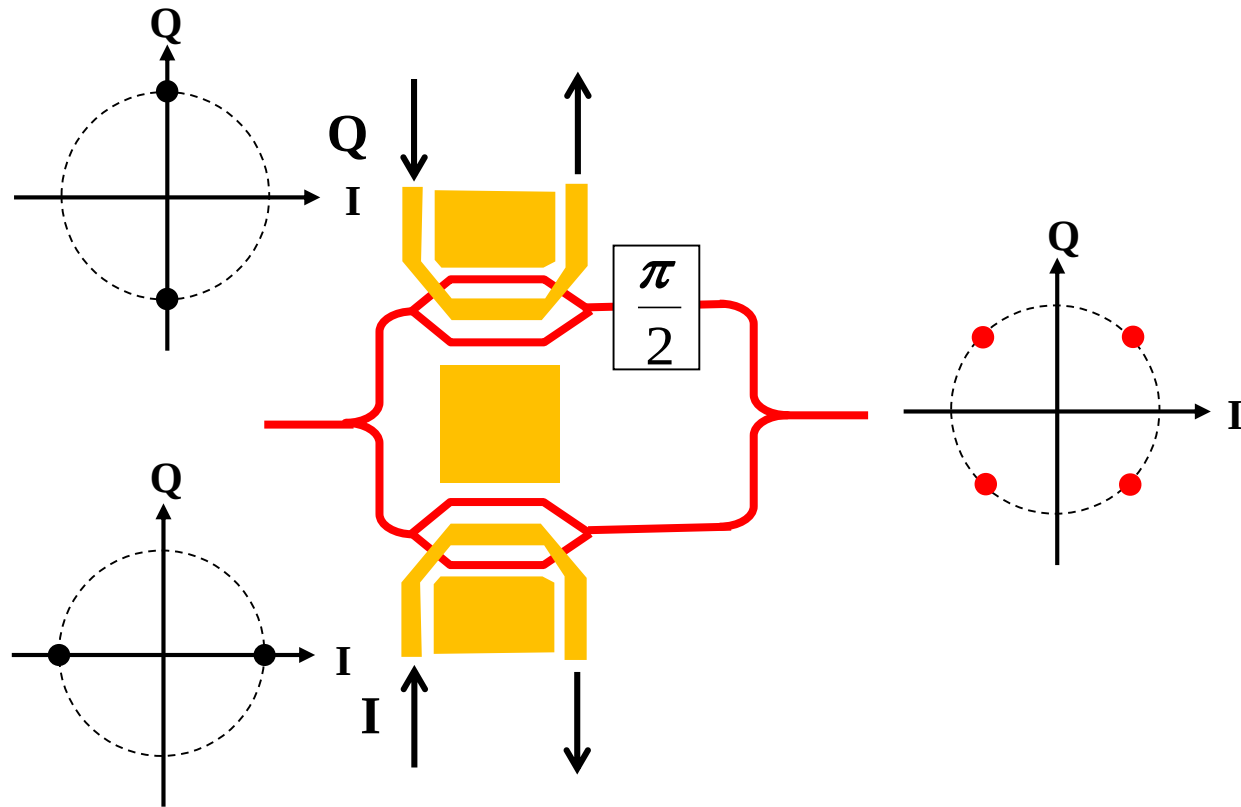
$2^{11} - 1$ PRBS



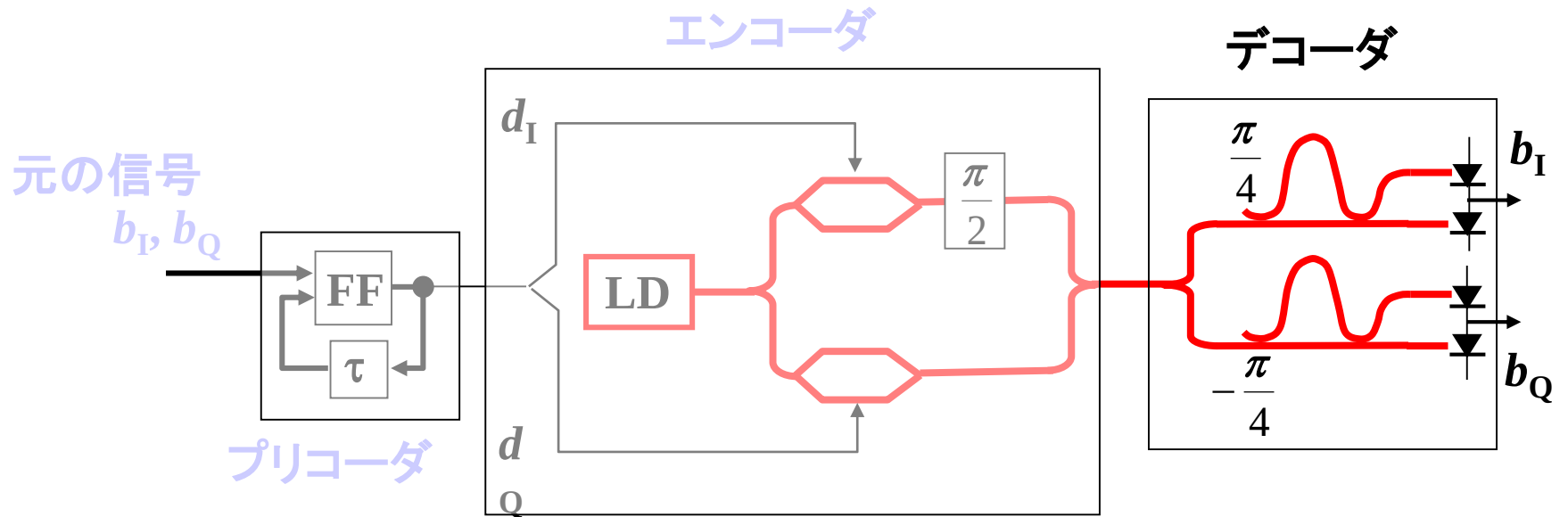
50ps



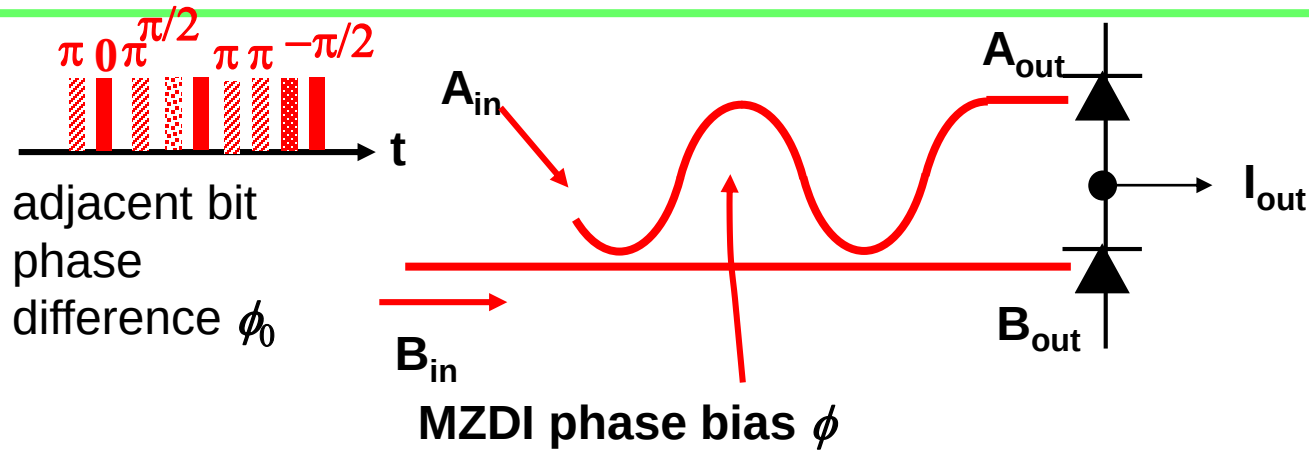
IQ位相変調器による出力信号の位相変化



DQPSK受信器

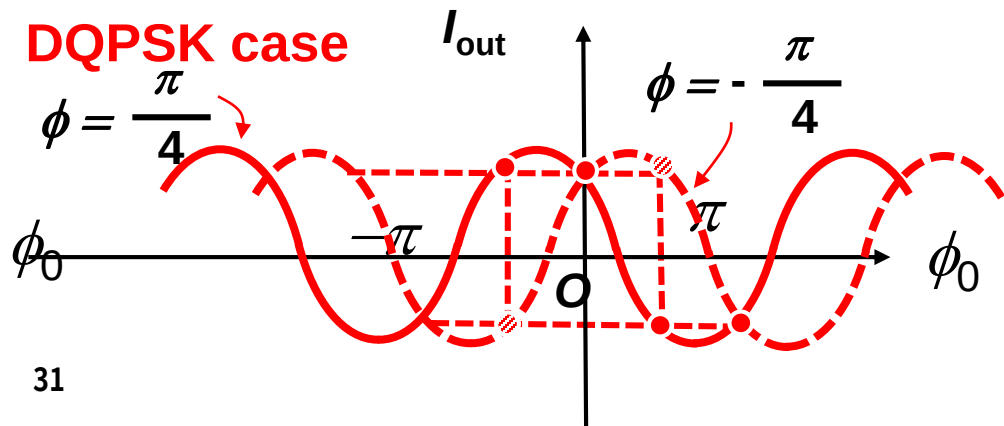
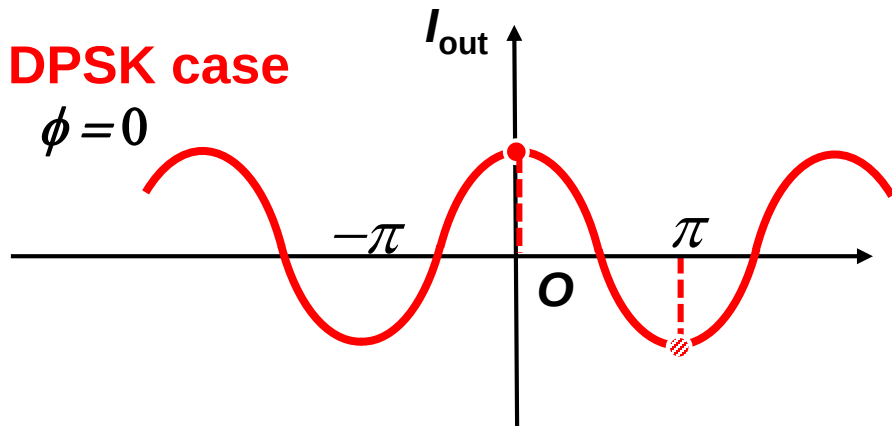


D(Q)PSK受信回路動作原理

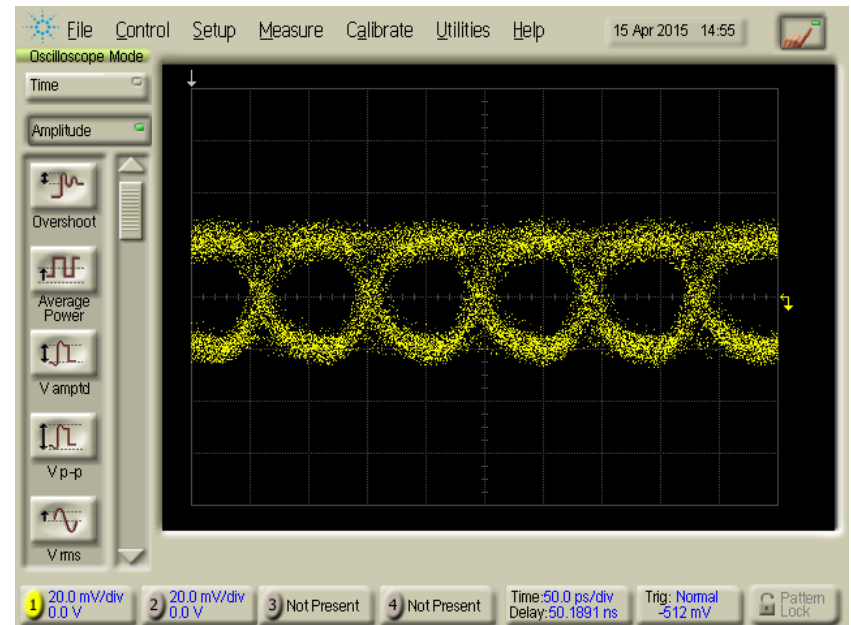
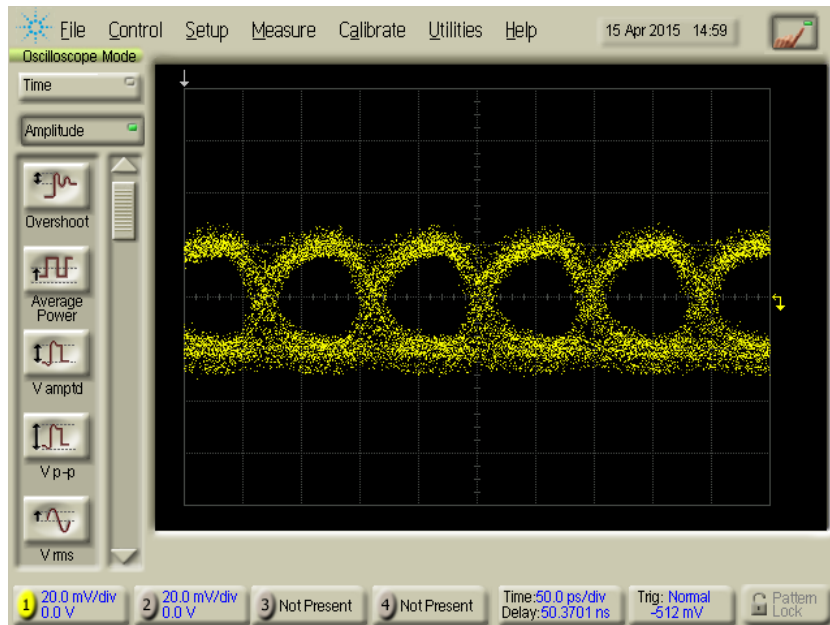


$$\begin{pmatrix} A_{out} \\ B_{out} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j(\phi_0 + \phi)} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_{in} \\ B_{in} \end{pmatrix}$$

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



DQPSK (20Gbps) 受信信号実測例



RZ-QPSK符号(符号長 N の M 系列)

- ・たとえば N 次 M 系列を2元符号とし、奇数番目を同相成分、偶数番目を直交位相成分と定める。
- ・1シンボルで正弦波状に電界強度が変化する場合は数式表現する。
- ・電界の位相成分を複素指数関数表現

```

RZQPSKrcos_data(N,n) :=
  tmp ← Mseq(N)
  tmp2N ← tmp0
  for i ∈ 0..2N-1
    for j ∈ 0..n-1
      datai+n+j ←  $\frac{1}{\sqrt{2}} \sin\left(\pi \frac{jj}{n}\right) \cdot \left( e^{j \pi \text{tmp}_1} + j \cdot e^{j \pi \text{tmp}_{\text{mod}\left(i+\frac{n}{2}, 2^N\right)}} \right)$ 
  data
  
```

I: M 系列

Q: M 系列を一定長ずらしたものを
とした例

(実際の規則性とは異なるので注意)



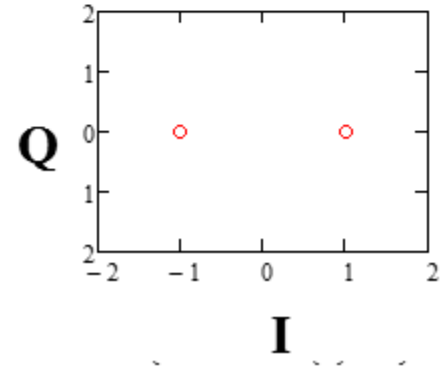
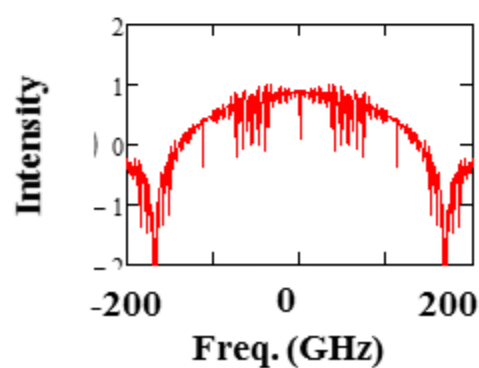
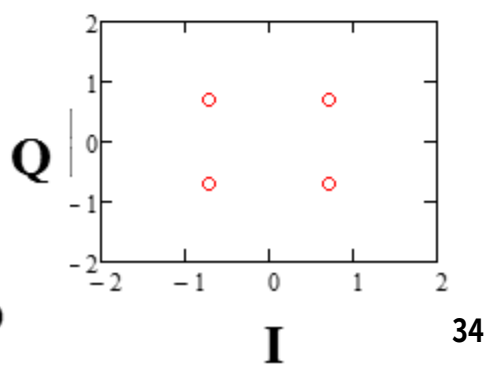
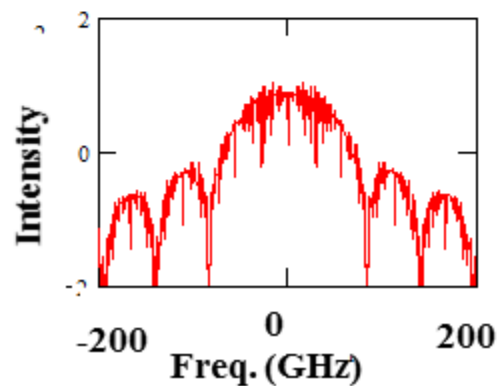
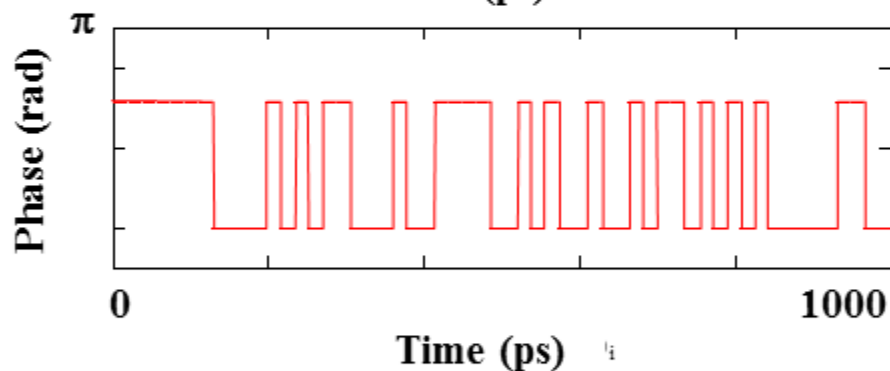
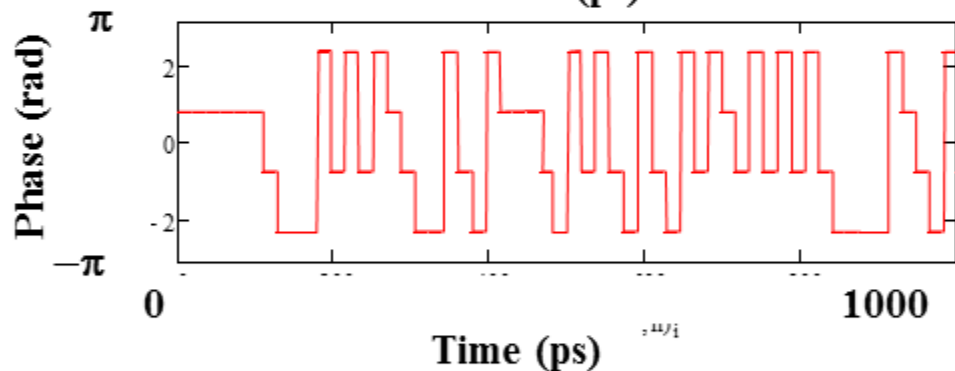
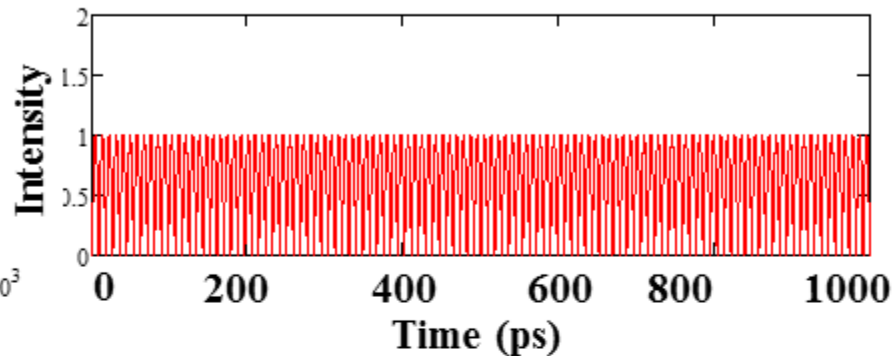
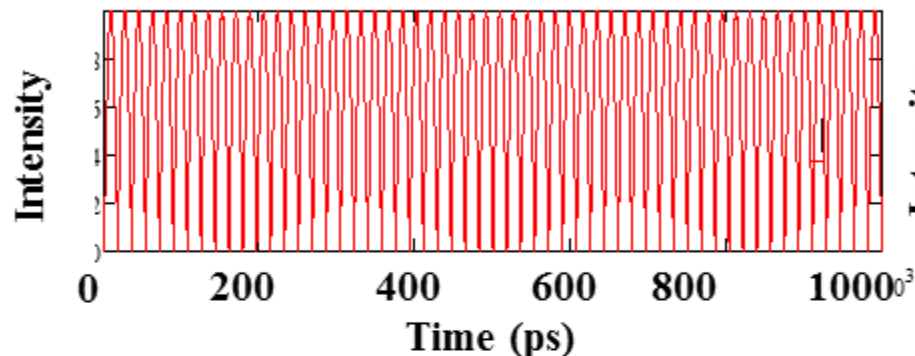
$$\text{data}_{i+n+j} \leftarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \sin\left(\pi \frac{jj}{n}\right) \cdot \left(e^{j \pi \text{tmp}_1} + j \cdot e^{j \pi \text{tmp}_{\text{mod}\left(i+\frac{n}{2}, 2^N\right)}} \right)$$

data

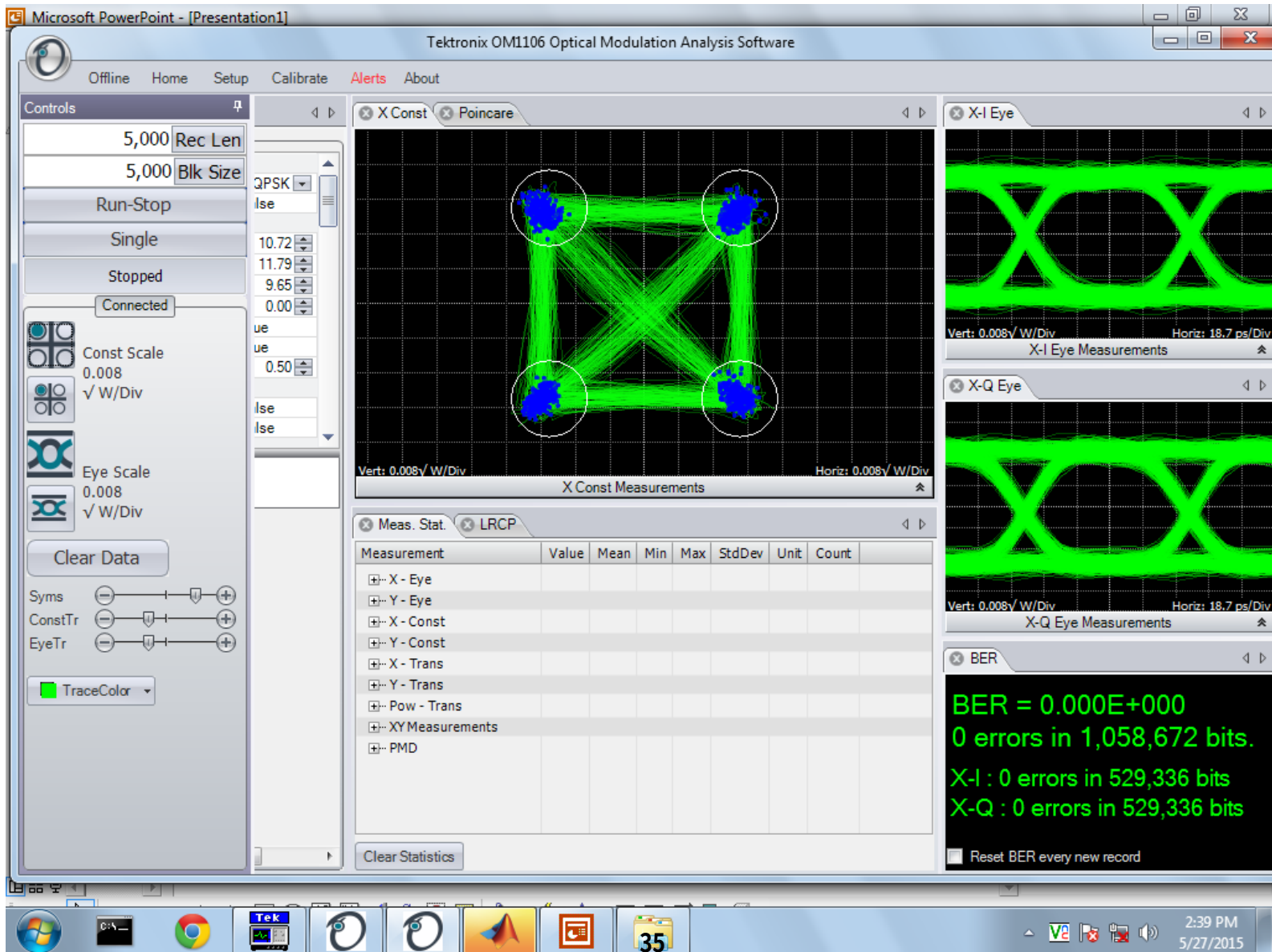
QPSK vs. BPSK

112Gbps QPSK

BPSK

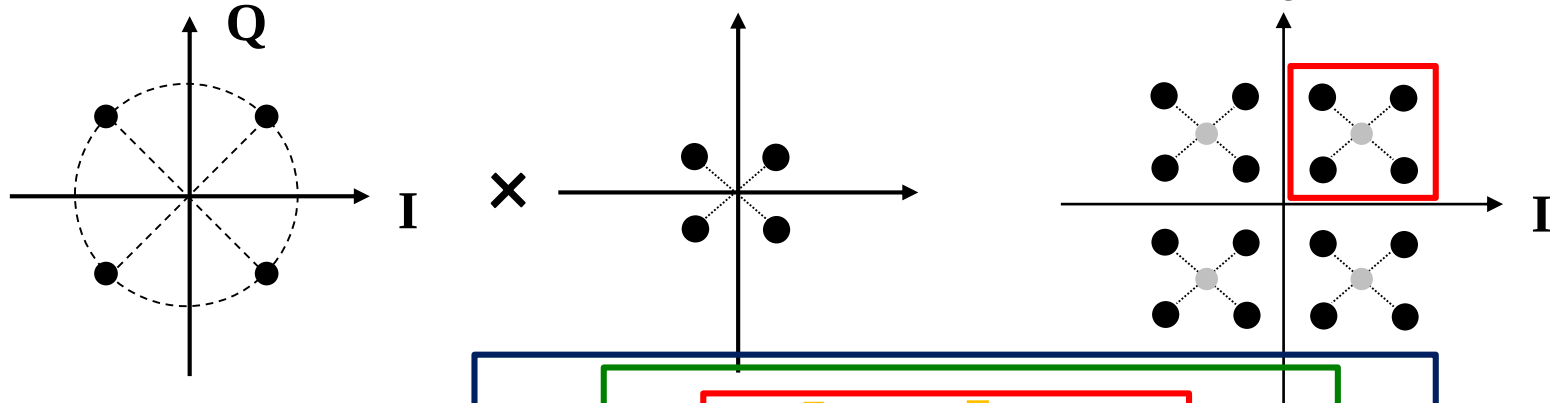


QPSK (20Gbps) 実測データ

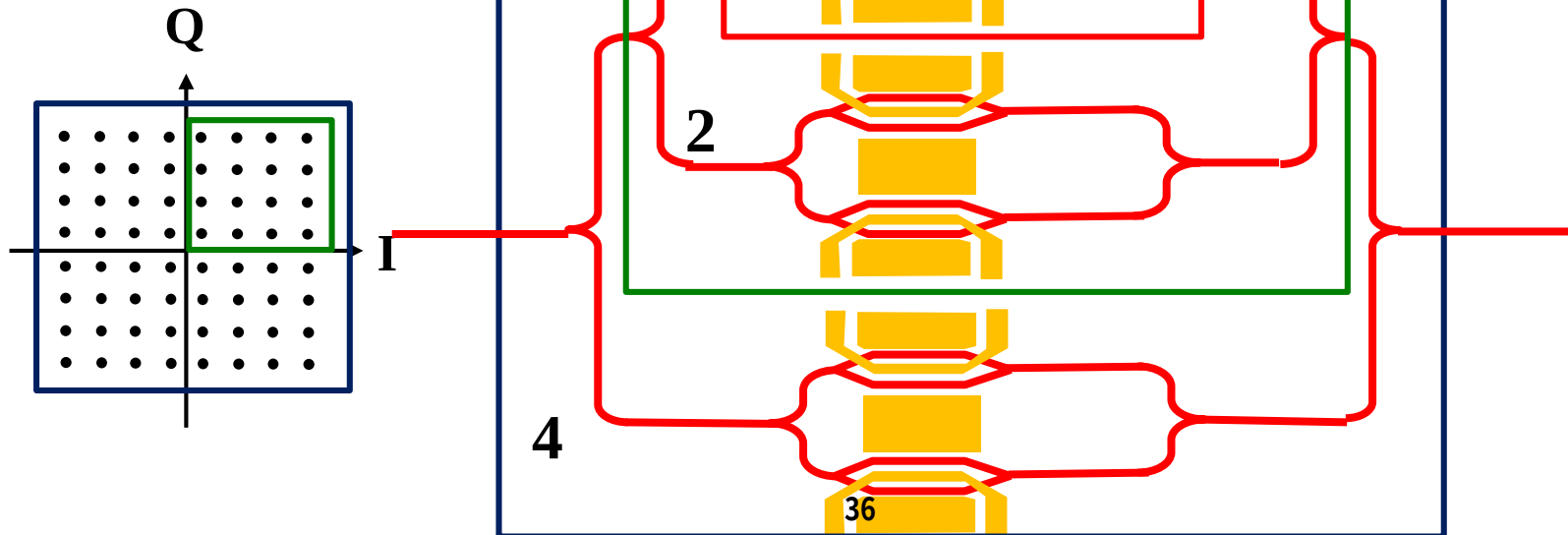


さらなる多値度向上の手法(光領域)

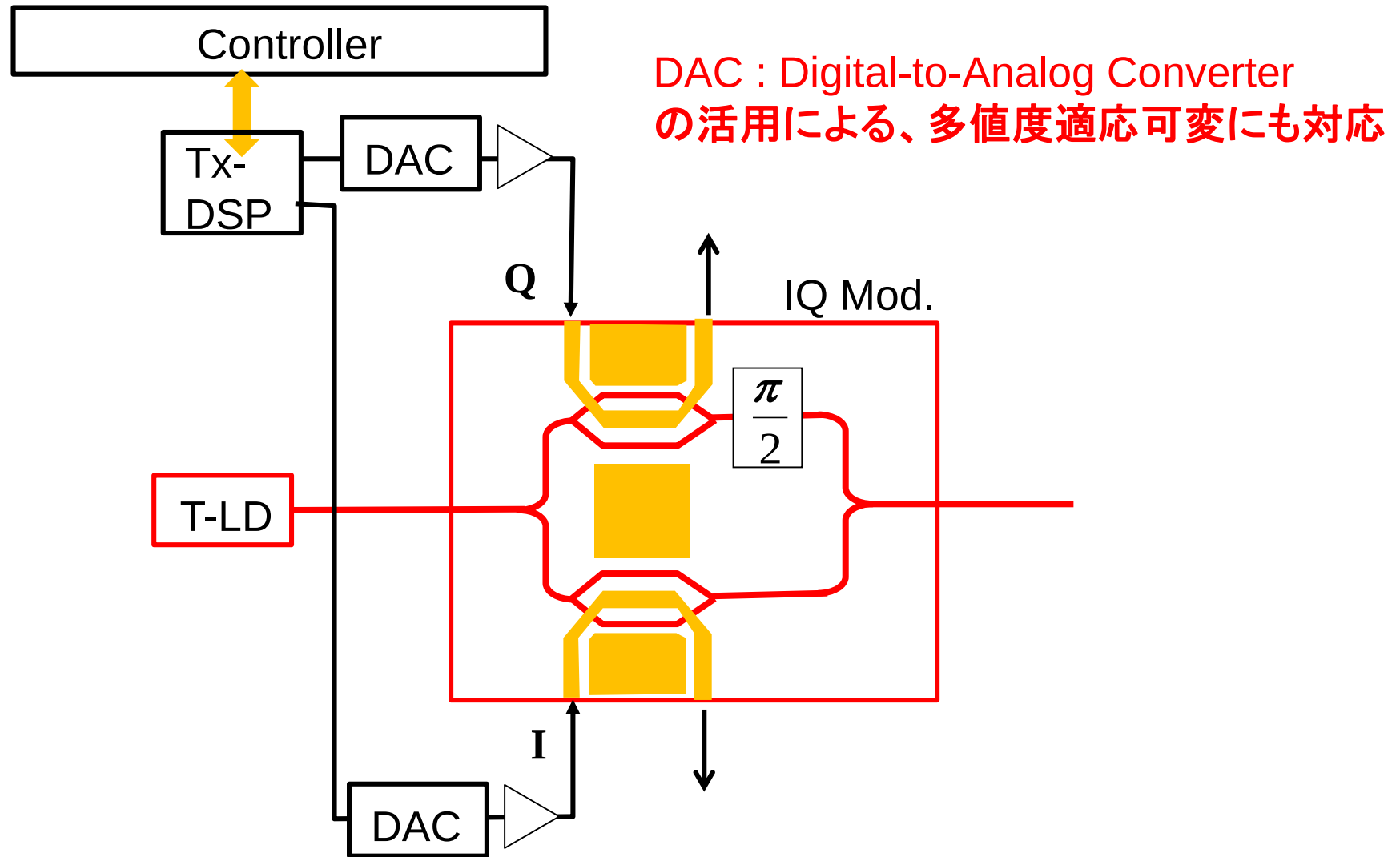
16QAM



64QAM



さらなる多値度向上の手法(電気領域)



RZ-2^MQAM符号(符号長NのM系列)

- たとえば N次M系列を2元符号とし、Mワード長の半分をI信号、残りをQ信号として電界強度とする。
- 1シンボルで正弦波状に電界強度が変化する場合を数式表現する。
- 電界の位相成分を複素指数関数表現

I: M系列のM/2ビット分

Q: M系列をずらしたもののM/2ビット分
とした例

(実際の規則性とは異なるので注意)

$$\begin{aligned}
 \text{RZQAMrcos_data}(N, n, M) := & \begin{array}{l} \text{tmp} \leftarrow \text{Mseq}(N) \\ \text{tmp}_{2^N} \leftarrow \text{tmp}_0 \\ \text{for } i \in 0..(2^N - 1) \\ \quad \text{for } jj \in 0..n - 1 \\ \qquad \text{data}_{i \cdot n + jj} \leftarrow \frac{1}{2} \cdot \sin\left(\pi \frac{jj}{n}\right) \cdot \left[\left[\sum_{k=0}^{\frac{M}{2}-1} \text{tmp}_{\text{mod}(i+k, 2^N)} \cdot 2^k \right] - \left\lfloor \frac{\left(\frac{M}{2}-1\right)}{2} \right\rfloor \right] + j \cdot \left[\sum_{k=0}^{\frac{M}{2}-1} \text{tmp}_{\text{mod}(i+k+\frac{n}{2}, 2^N)} \cdot 2^k - \left\lfloor \frac{\left(\frac{M}{2}-1\right)}{2} \right\rfloor \right] \right] \\ \text{data} \end{array}
 \end{aligned}$$

QAM(1)

112Gbps

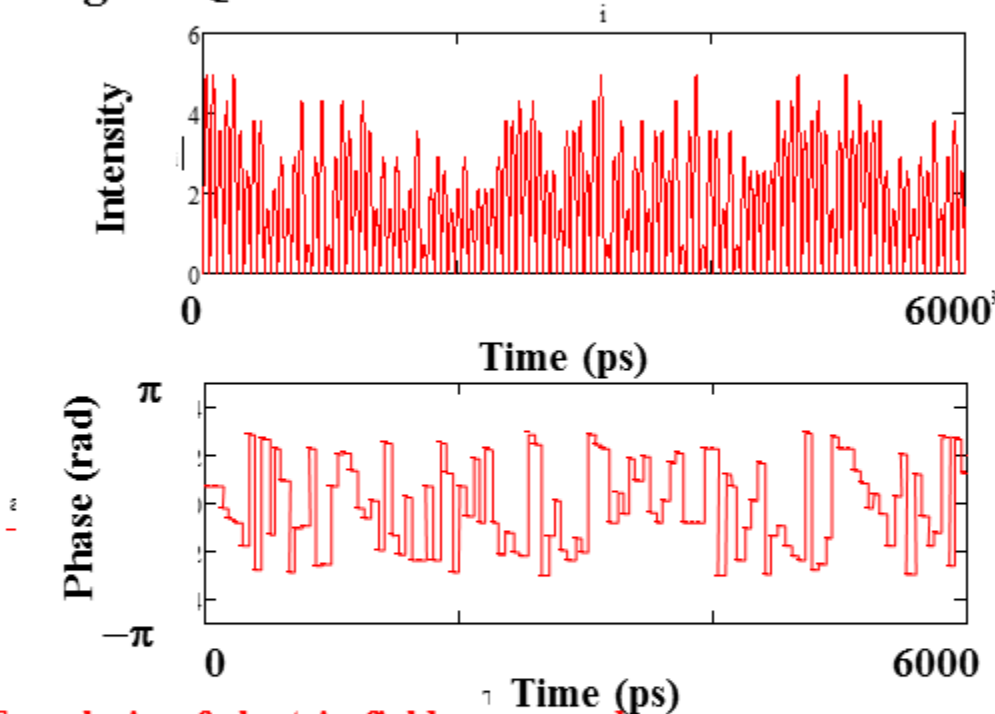
e.g. 64QAM

7-th order M sequence

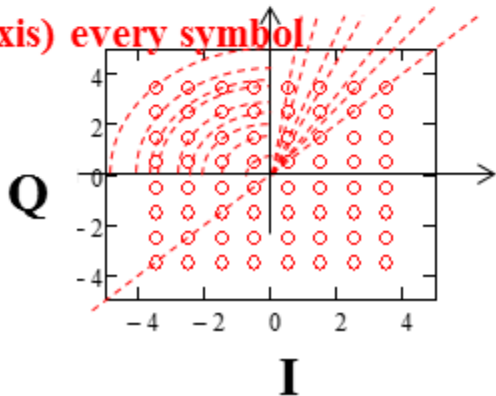
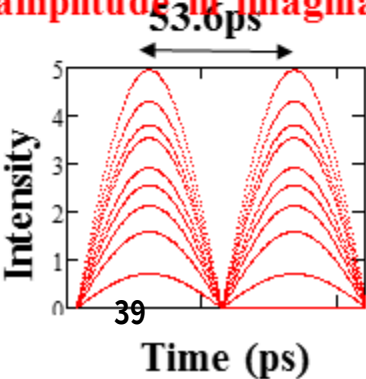
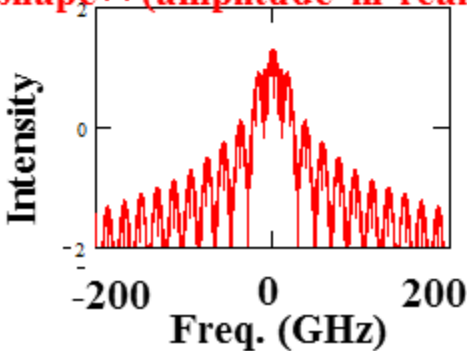
100001110101110
100001110101110

Q symbols 3-bit-shifted from I symbols

(used for this simulation only)

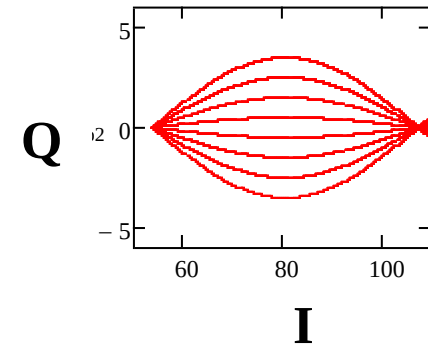
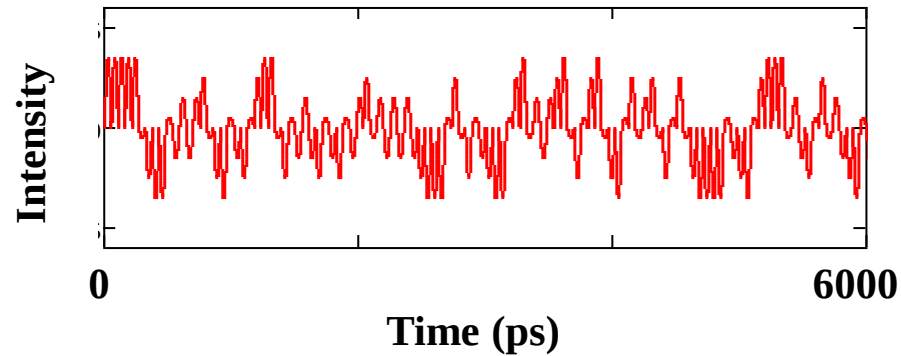


FFT analysis of electric field expressed with sine shape $\times$ (amplitude in real axis + j (amplitude in imaginary axis) every symbol

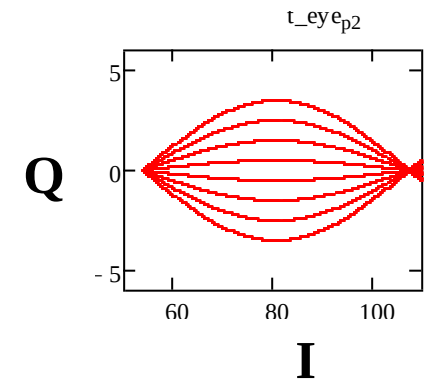
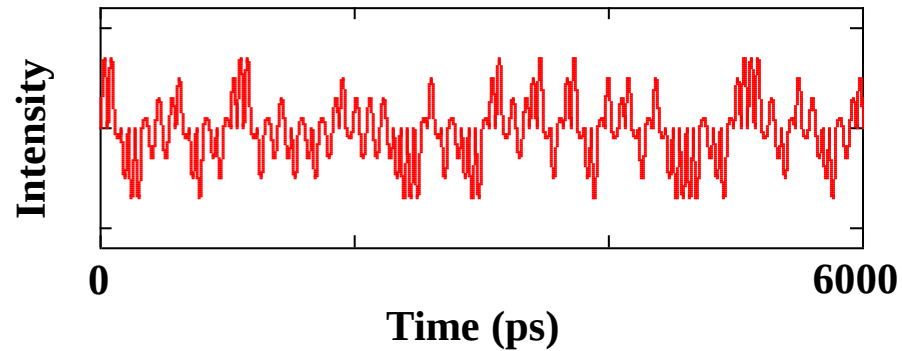


QAM(2)

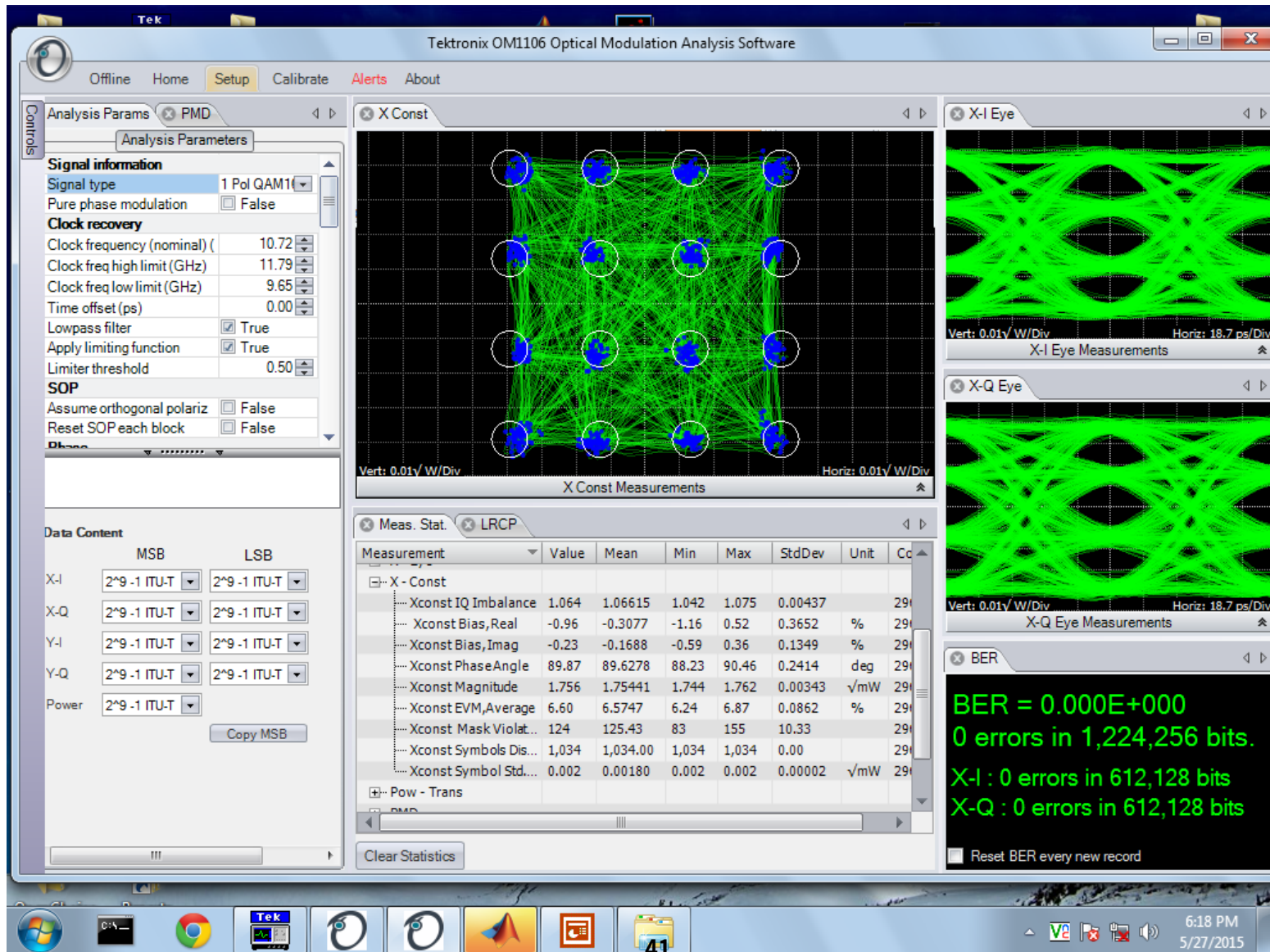
I成分の電界



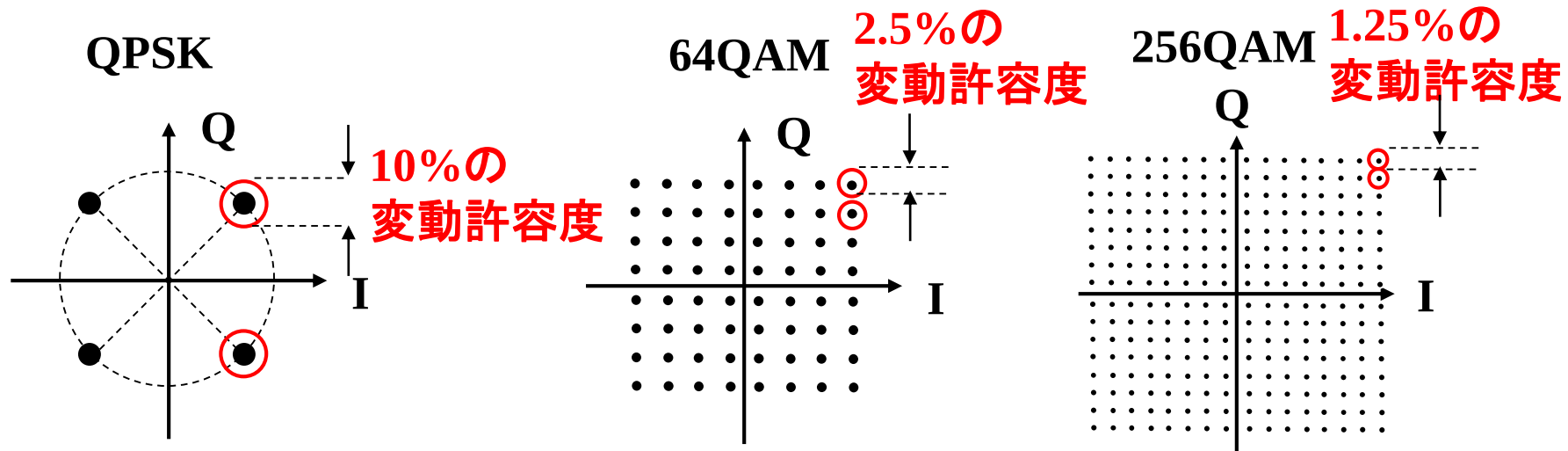
Q成分の電界



16QAM (40Gbps) 実測データ



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

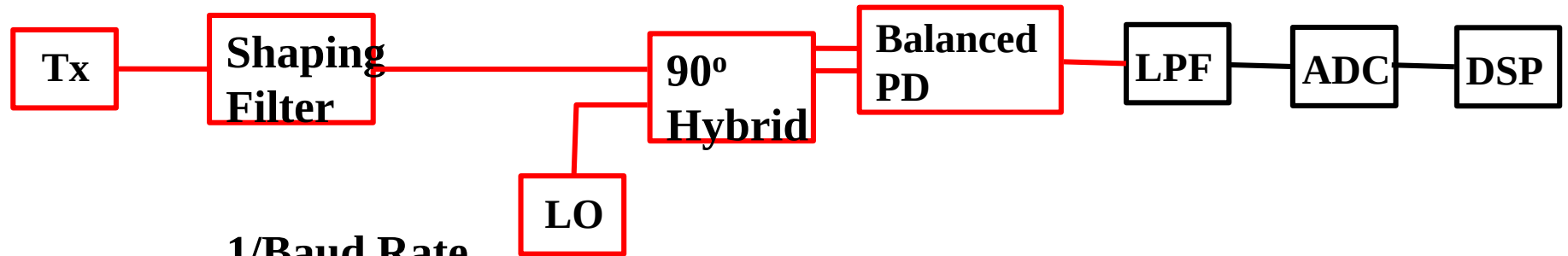
● 周波数利用効率の制限

- ・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。

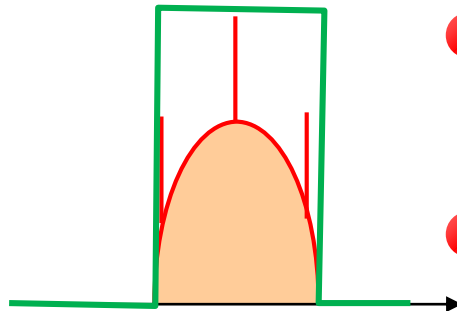
Nyquist WDM

(参考) 周波数利用効率の向上の別手段 (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).



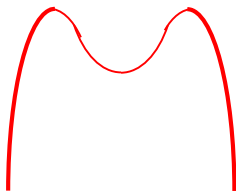
1/Baud Rate



波長

- 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

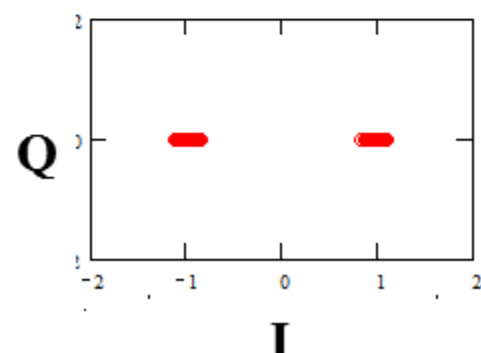
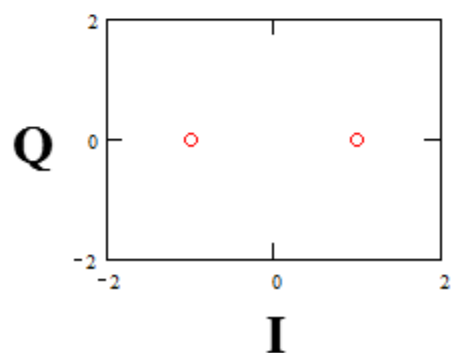
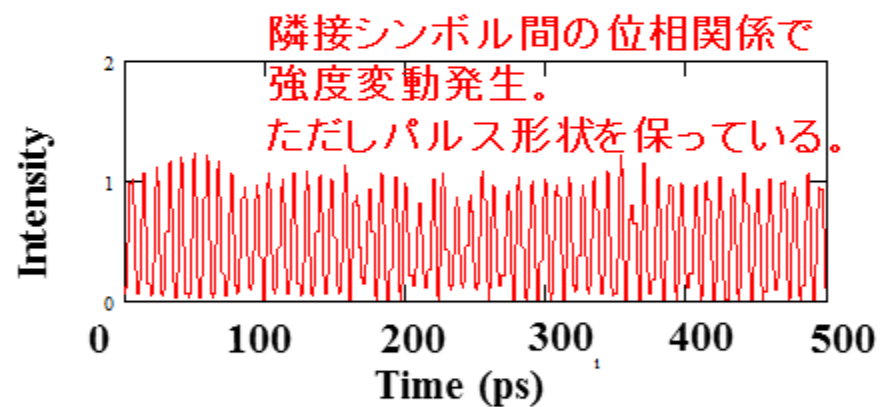
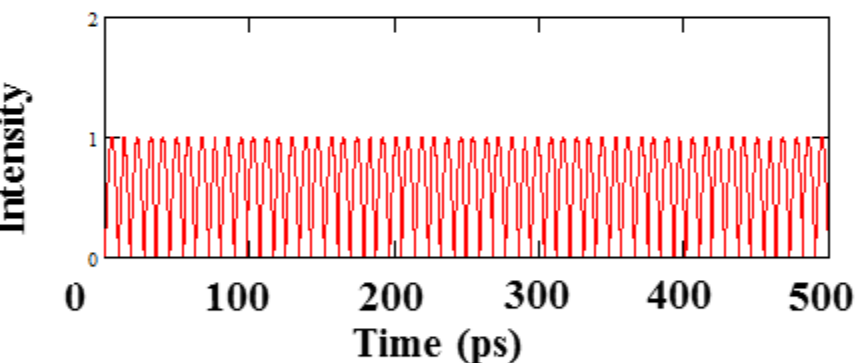
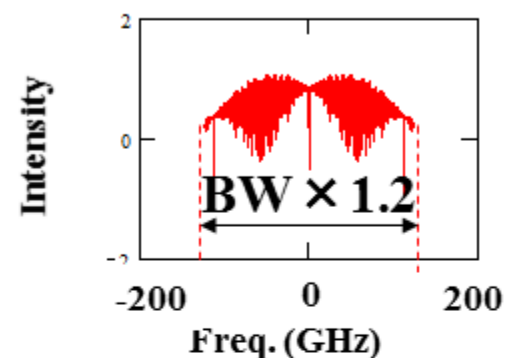
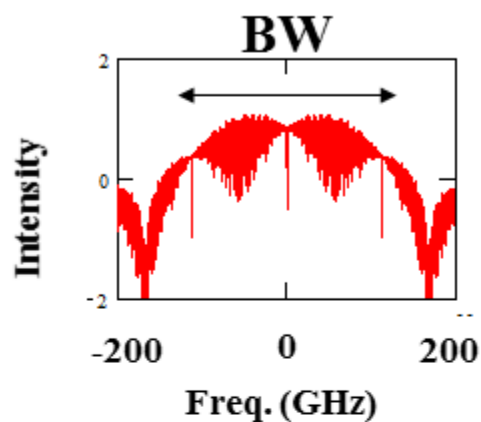


理想的な矩形型の透過特性のフィルタの場合

→ インパルス応答は周波数特性の逆フーリエ変換

→ Sinc関数(隣接パルス間の干渉低減効果)

112Gbps



OFDM

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

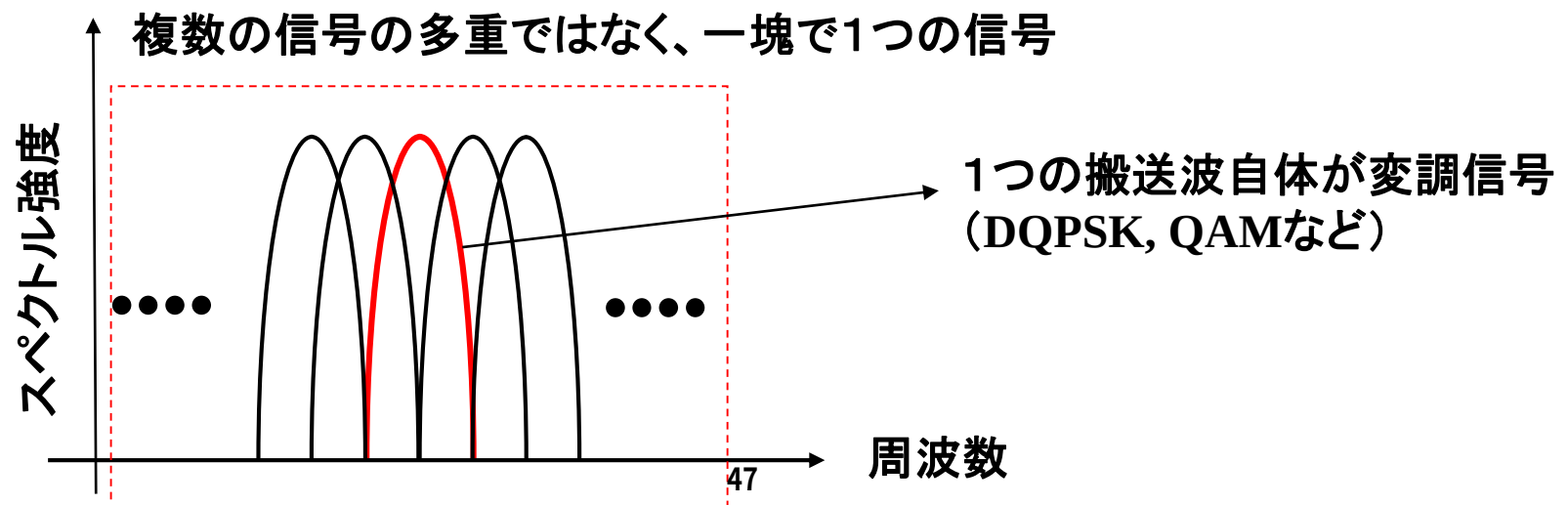
複数の搬送波(キャリア)を用いて1つの信号を伝送する手法

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

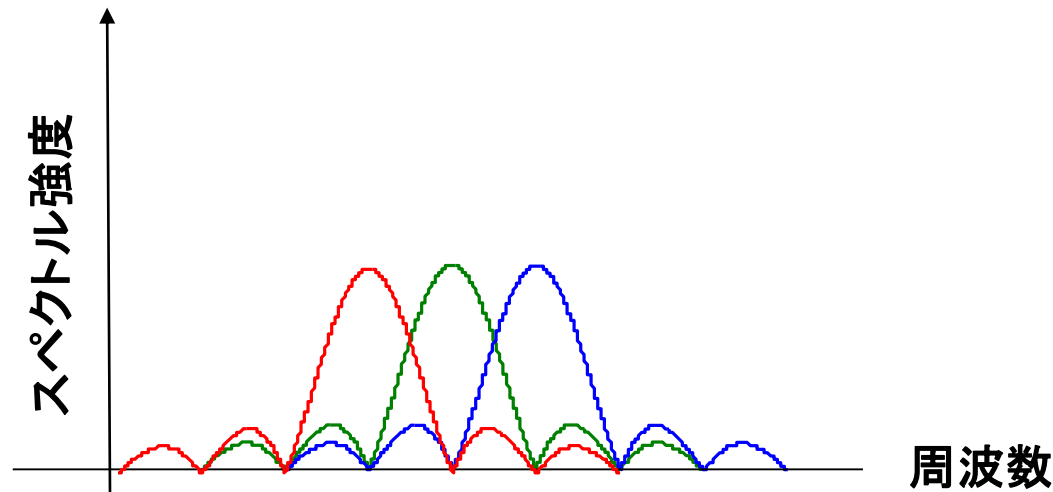
$$F(\omega) = \frac{A_0}{f_0} \frac{\sin(\pi \frac{f}{f_0})}{\pi \frac{f}{f_0}}$$



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

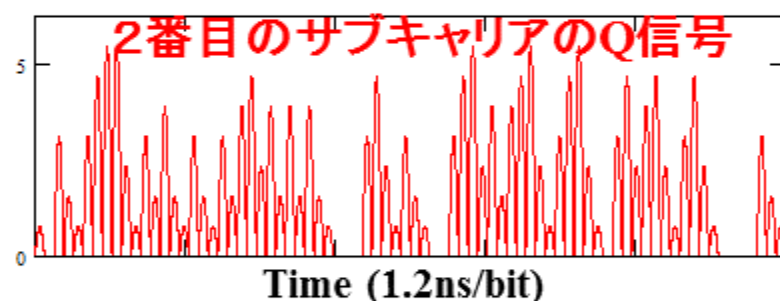
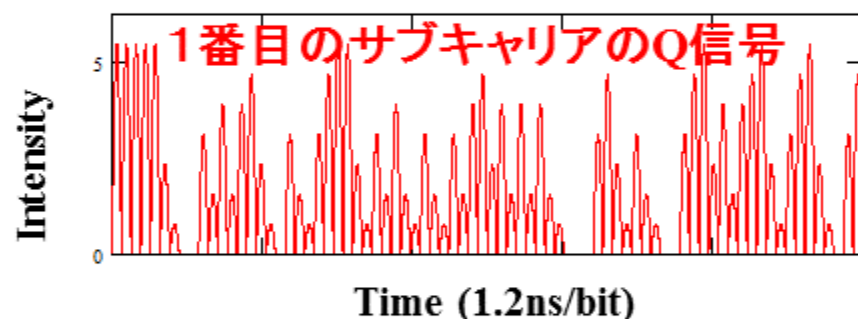
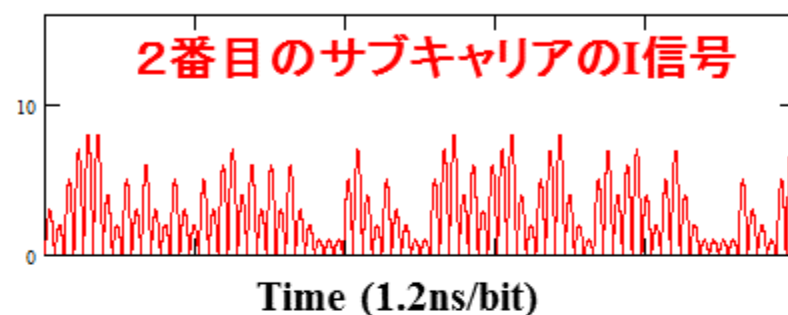
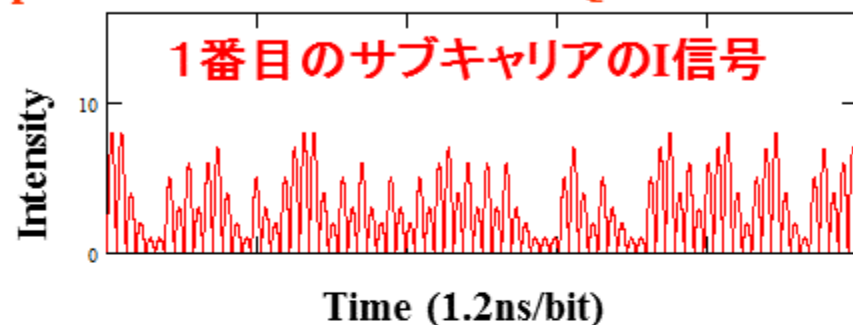


f_0 間隔で搬送波を配置すると、直交関係となり
各搬送波との相関をとることにより分離可能

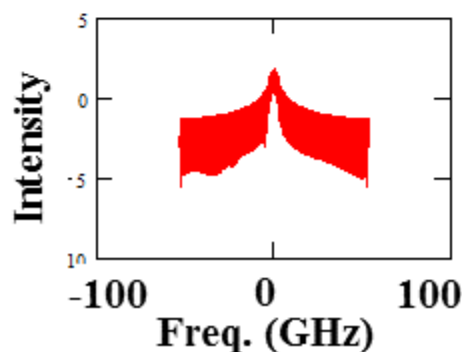


OFDM信号波形とスペクトル(1)

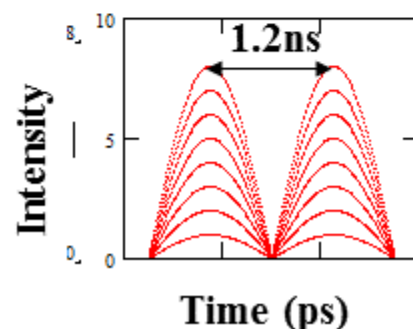
40Gbps (8キャリア、各キャリア64QAM変調)



1番目のサブキャリアのスペクトル

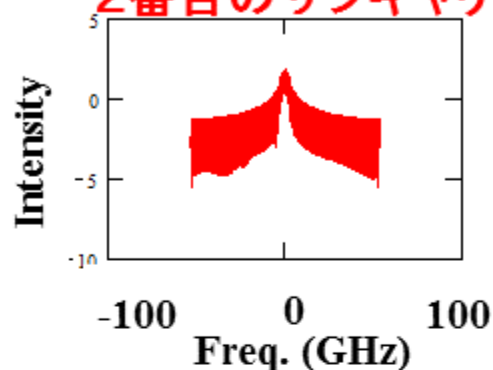


64QAMと仮定

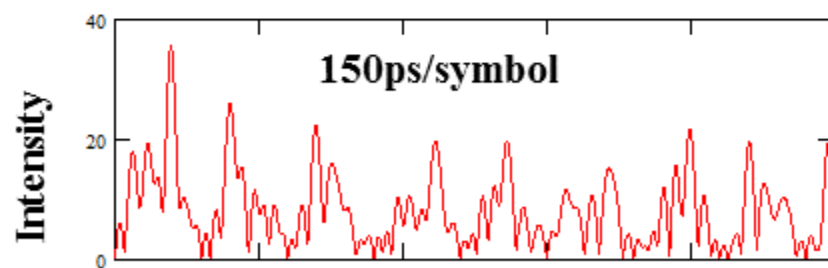
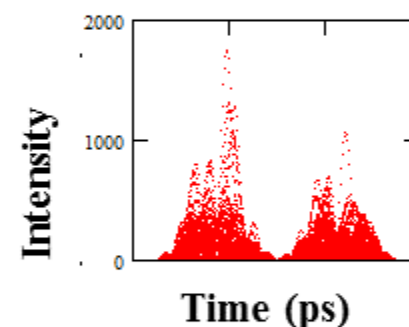
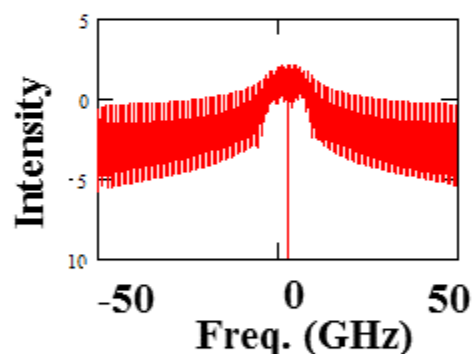


OFDM信号波形とスペクトル(2)

2番目のサブキャリアのスペクトル

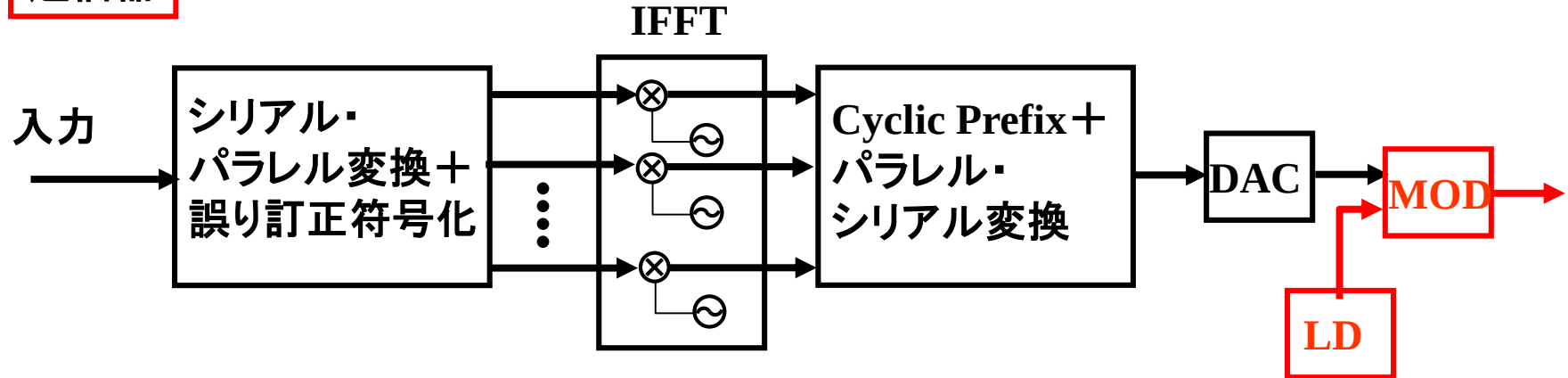


8サブキャリアのスペクトル

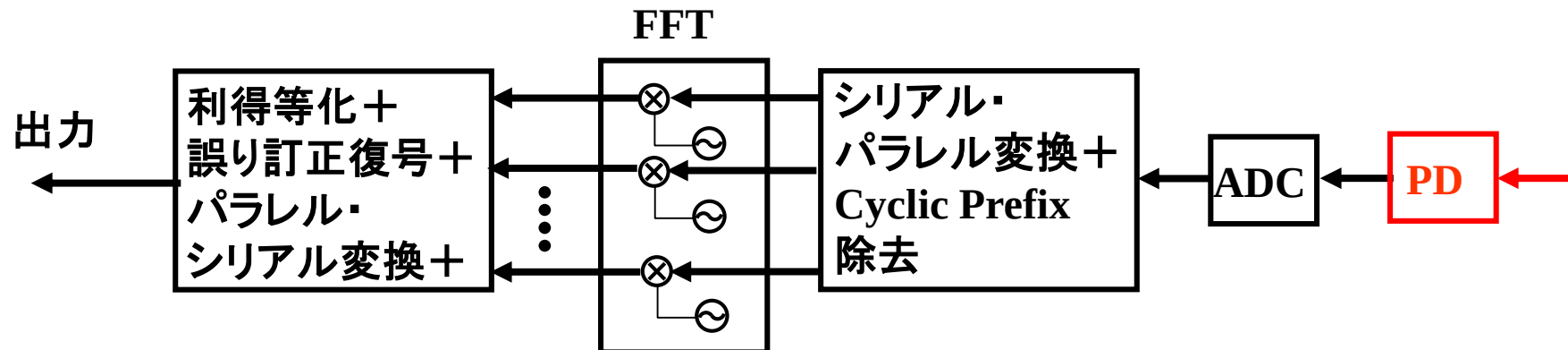


OFDM伝送の送受信系

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)