

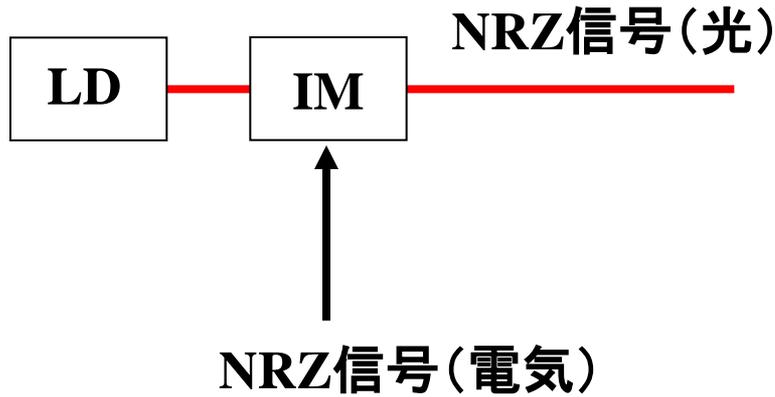
第4回

光変復調技術(2)

2013年10月29日(火)

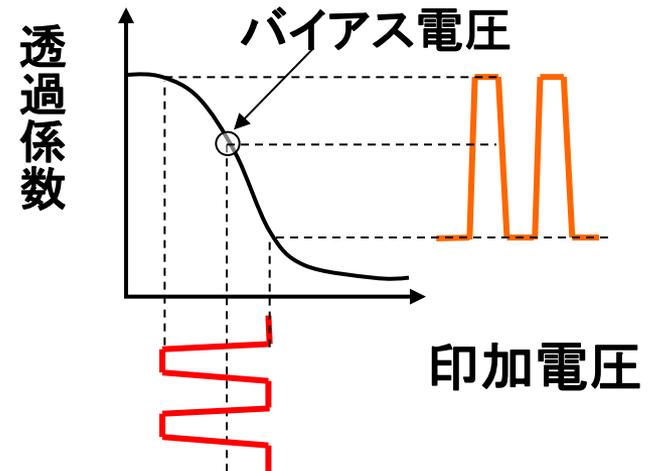
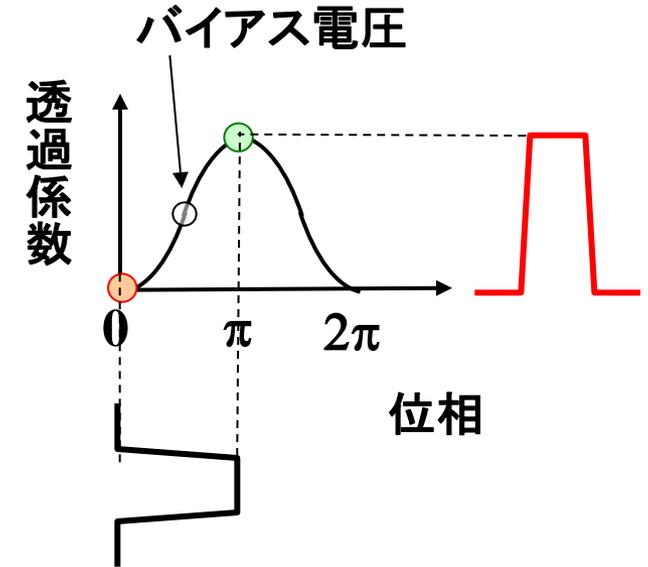
変調方式と光スペクトル

送信器構成



IM: Intensity Modulator (強度変調器)

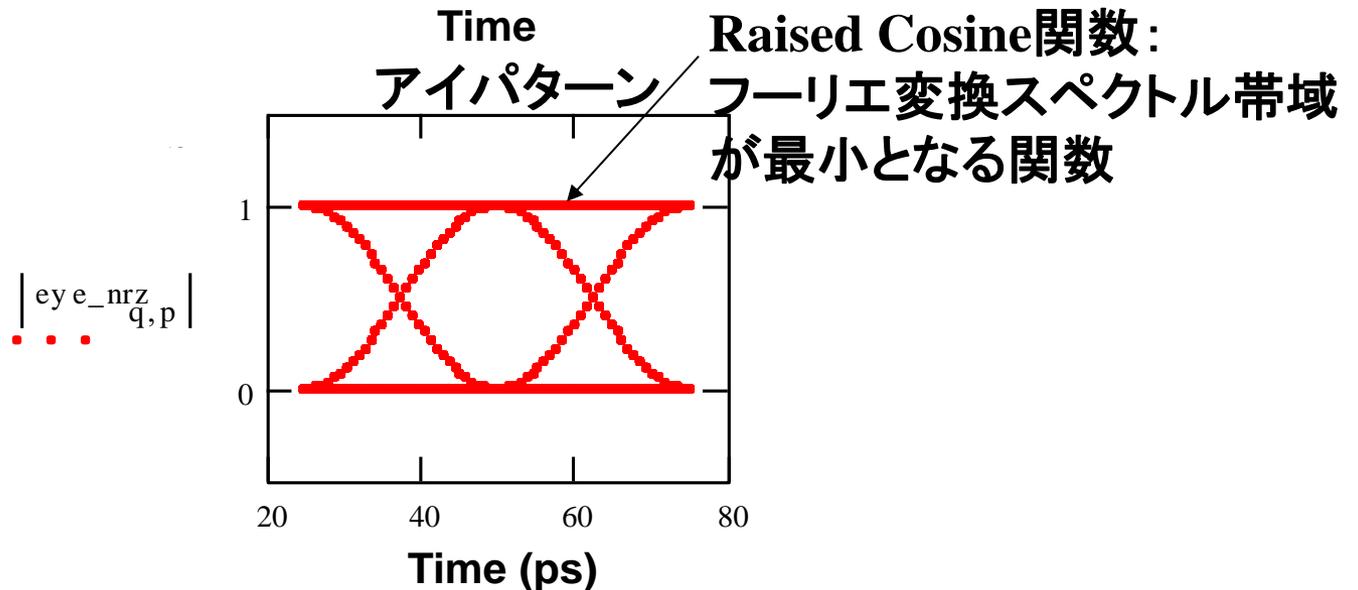
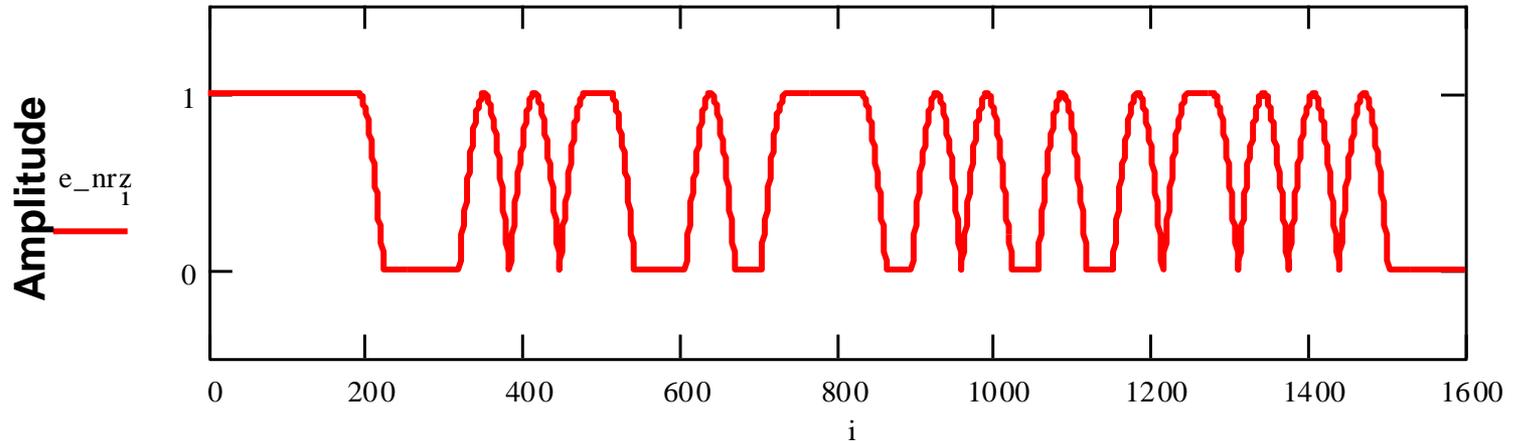
LiNbO₃



NRZ符号(符号長7のM系列)(1)

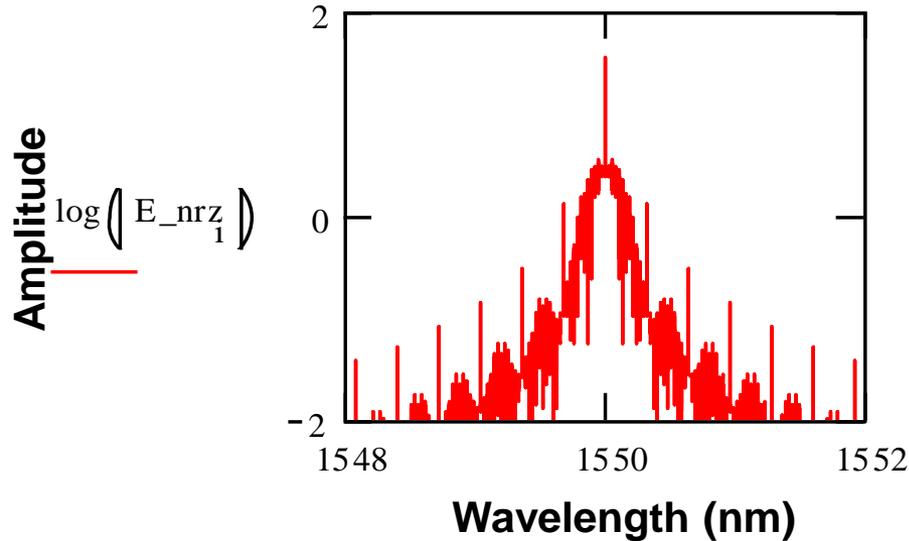
計算の参考:『Mathcadによる光システムの基礎』 小関 健, 原田一成 共著, 森北出版

時間波形(電界振幅)

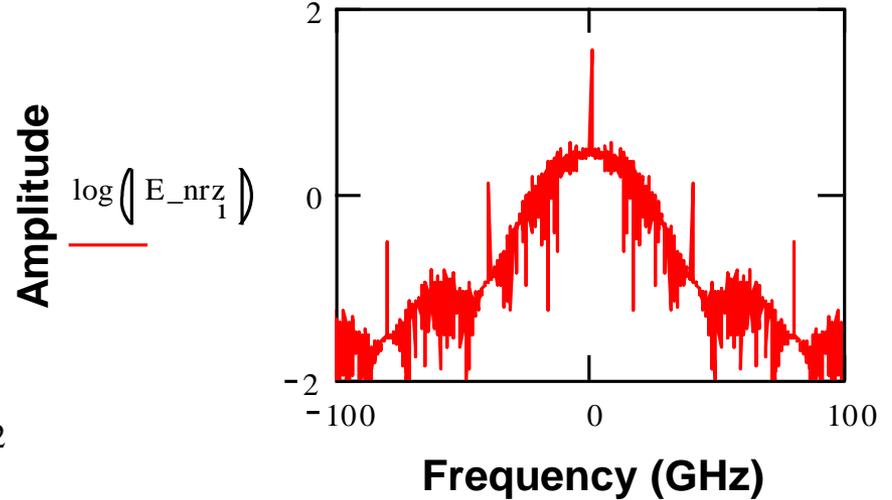


NRZ符号(符号長7のM系列)(3)

フーリエ変換(波長軸)

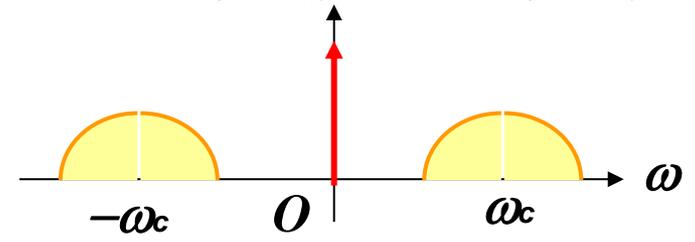
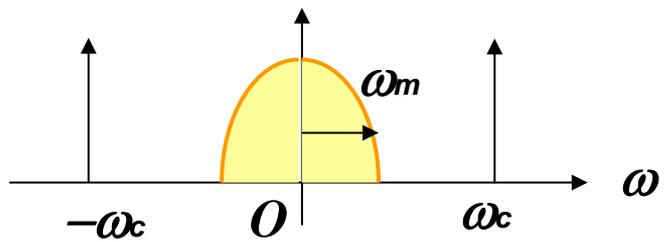


フーリエ変換(周波数軸)

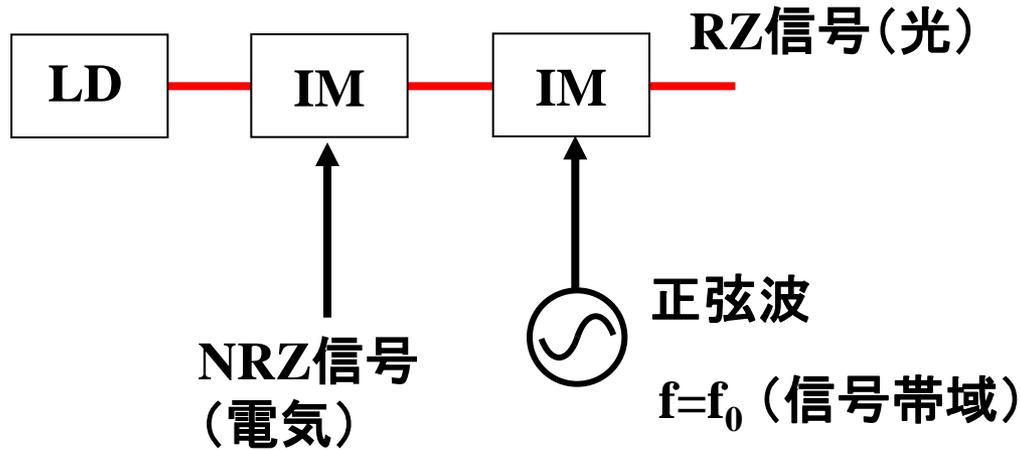


$$s(t) = \underbrace{(1 + A_m \cos \omega_m t)}_{\text{強度変調項}} \underbrace{A_c \cos \omega_c t}_{\text{搬送波}} = A_c \cos \omega_c t + \frac{A_m A_c}{2} \left[\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t \right]$$

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

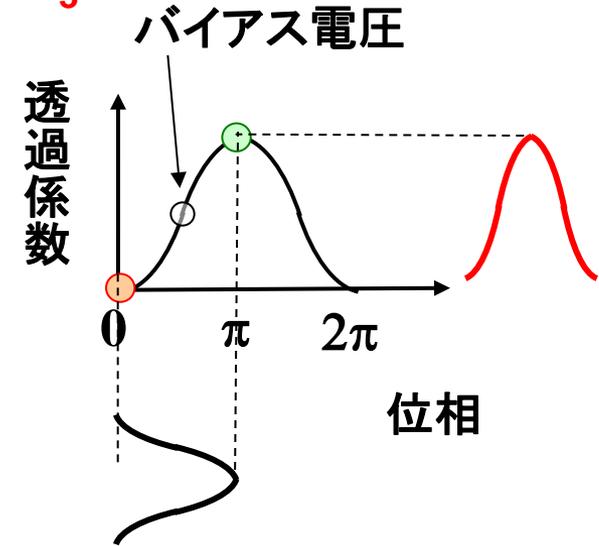


送信器構成



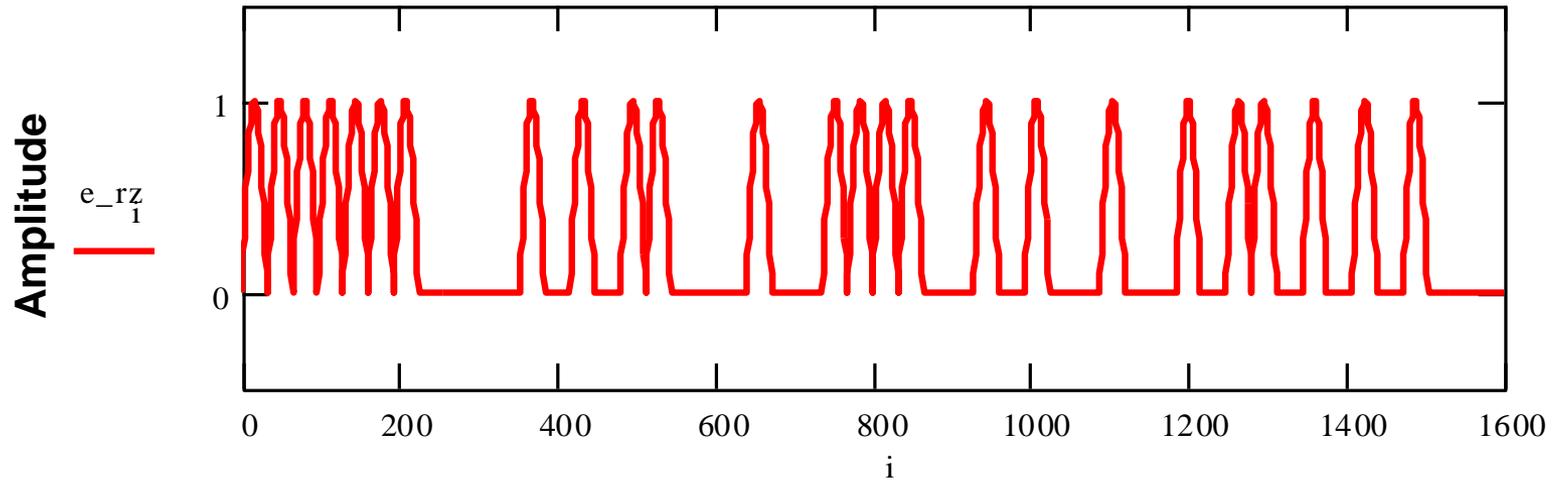
IM: Intensity Modulator (強度変調器)

LiNbO₃

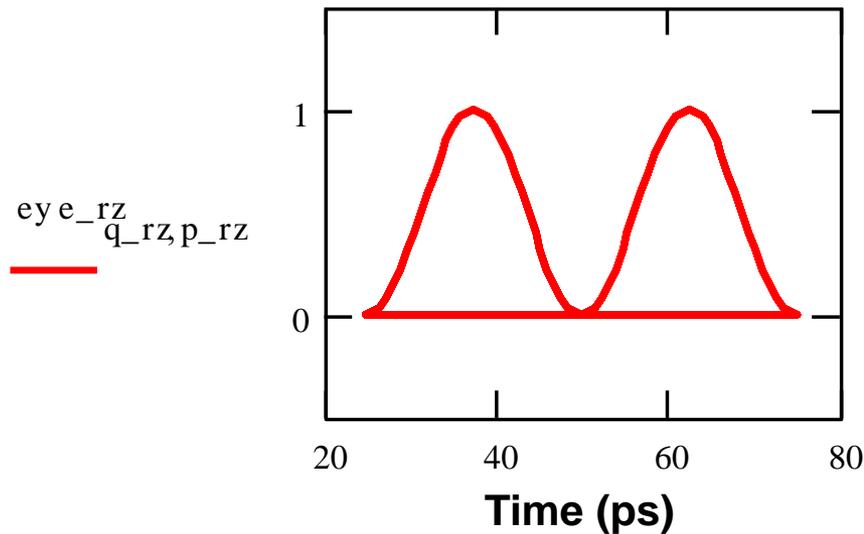


RZ符号(符号長7のM系列)(1)

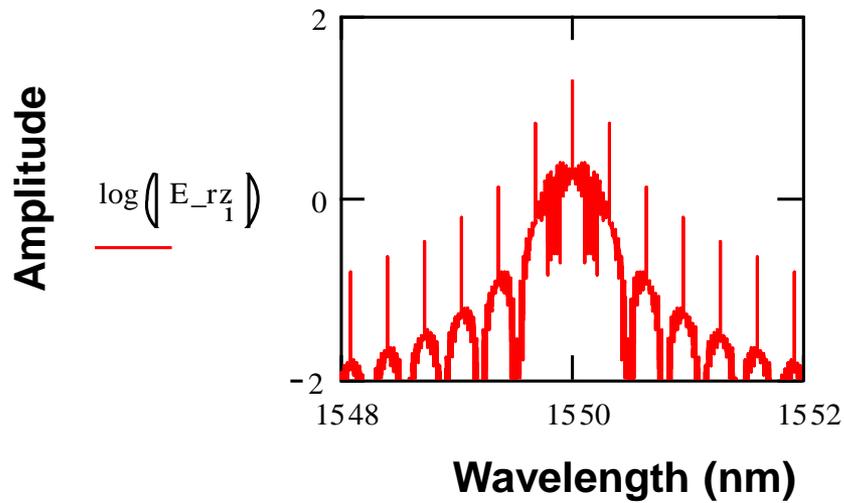
時間波形(電界振幅)



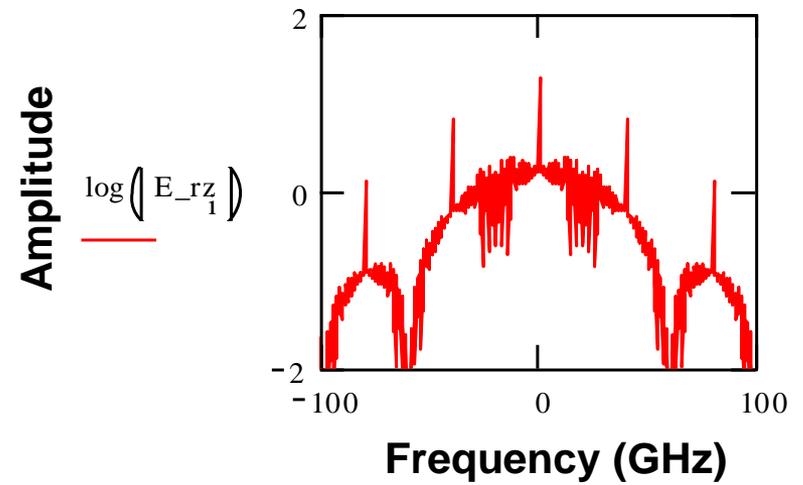
アイパターン



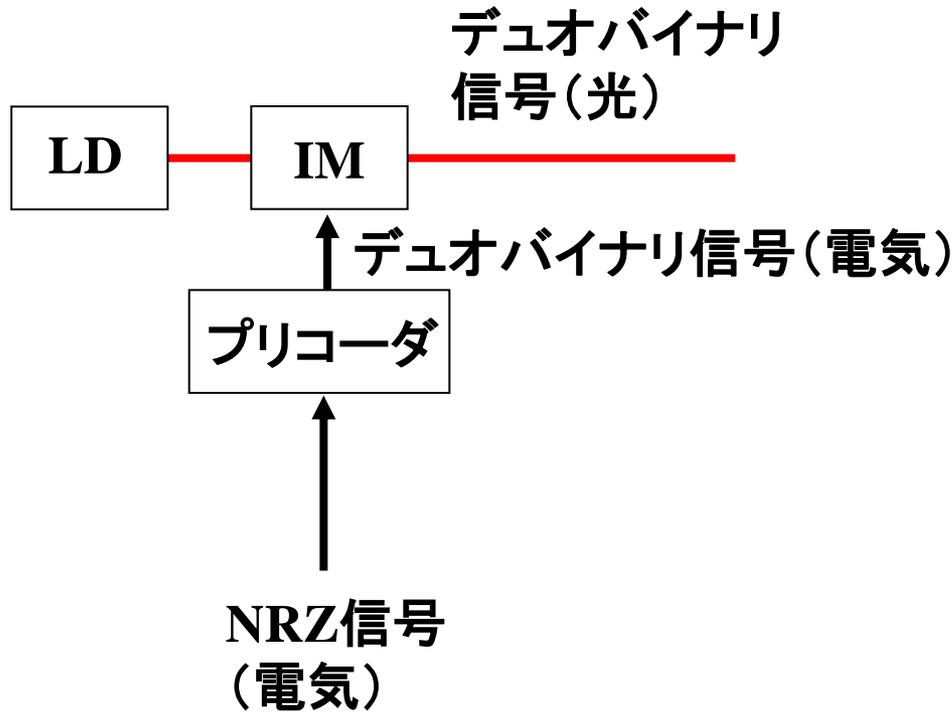
フーリエ変換(波長軸)



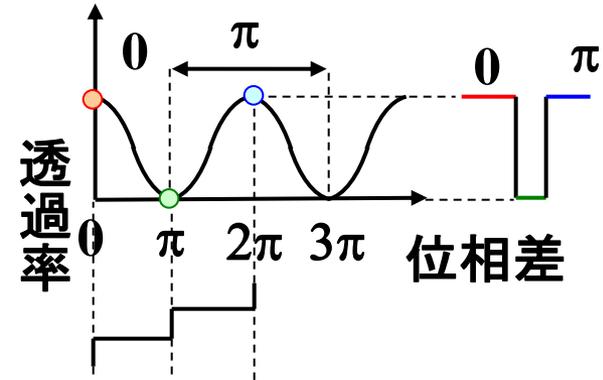
フーリエ変換(周波数軸)



送信器構成



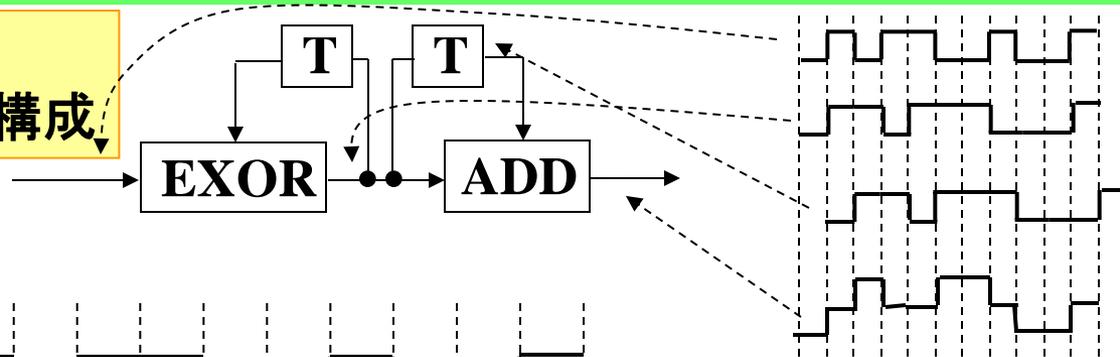
LiNbO₃



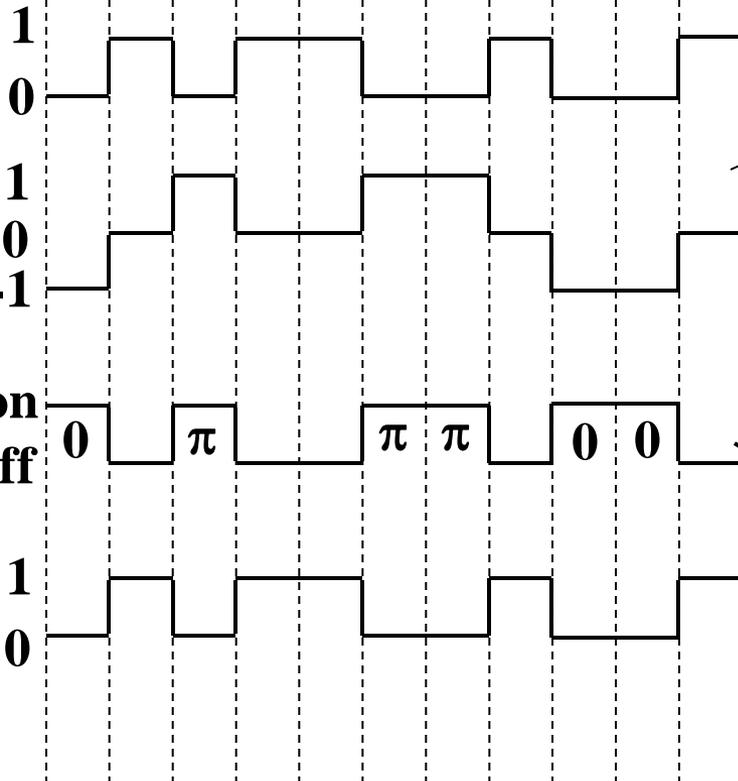
IM: Intensity Modulator (強度変調器)

光Duo-Binary方式

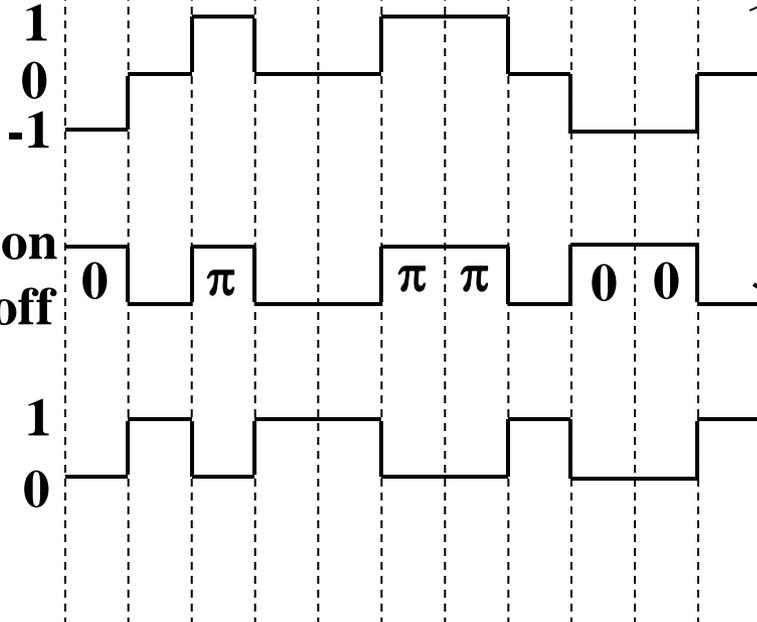
Duobinary
Precoderの構成



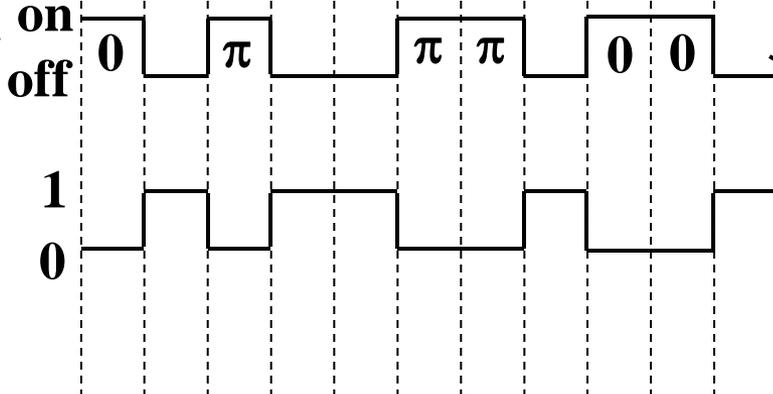
Original
Binary



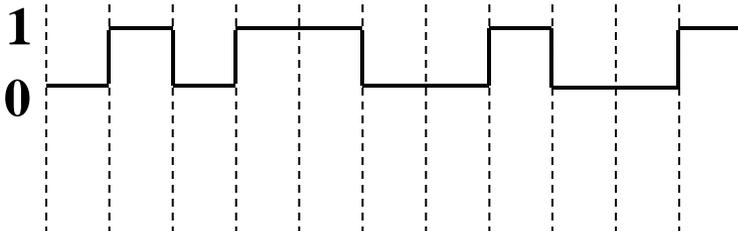
Duobinary
Signal



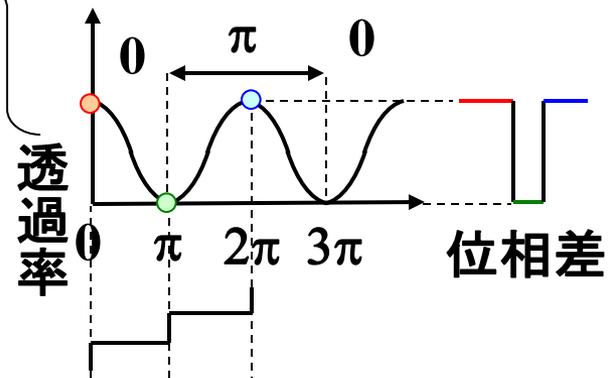
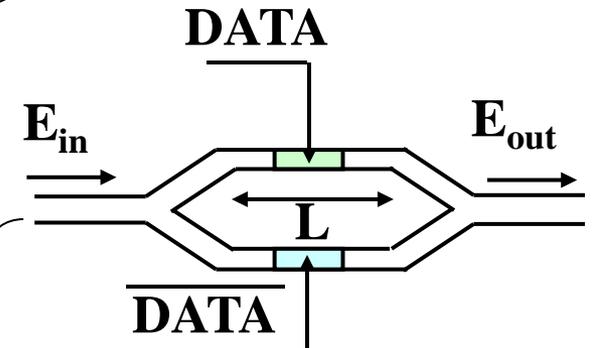
Optical
Duobinary
Signal



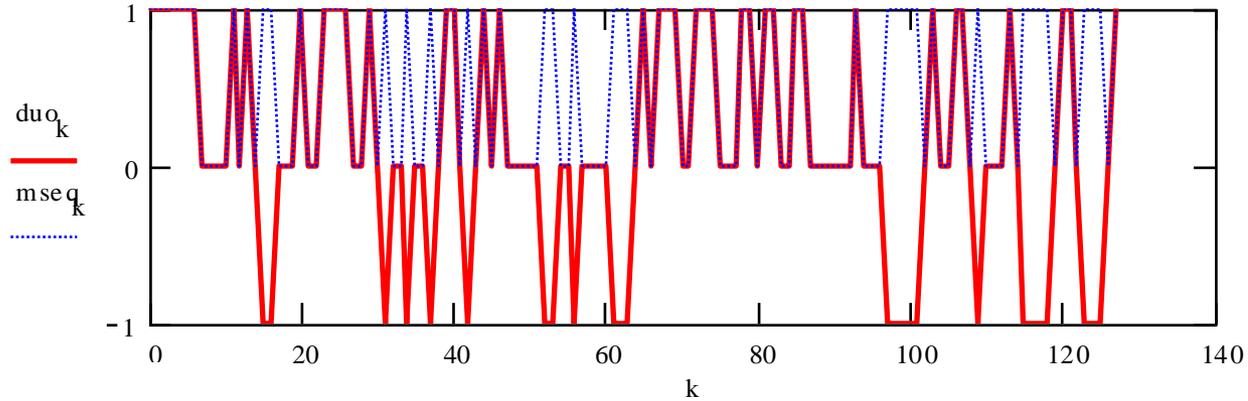
Receiver
Output



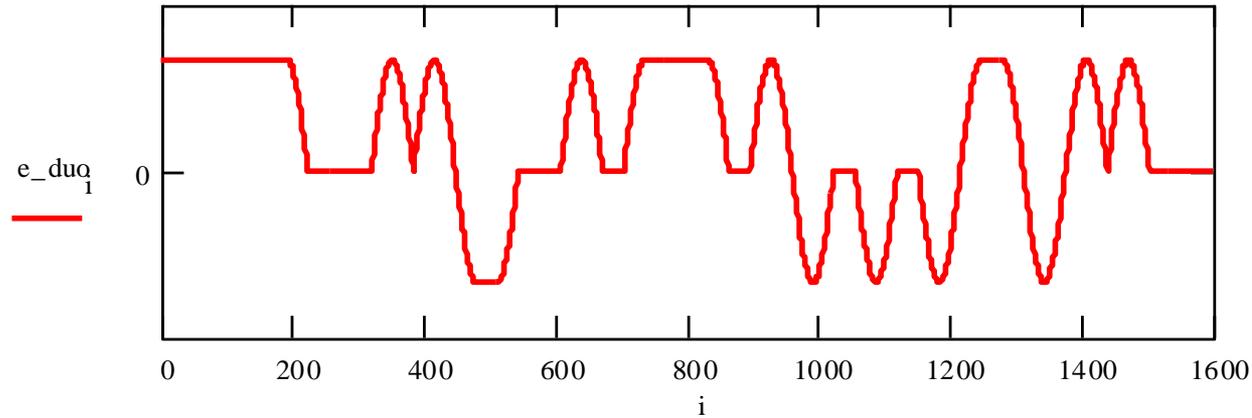
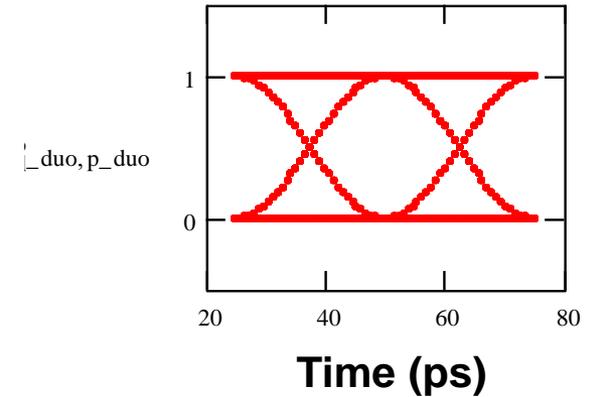
反転



時間波形(電界振幅)

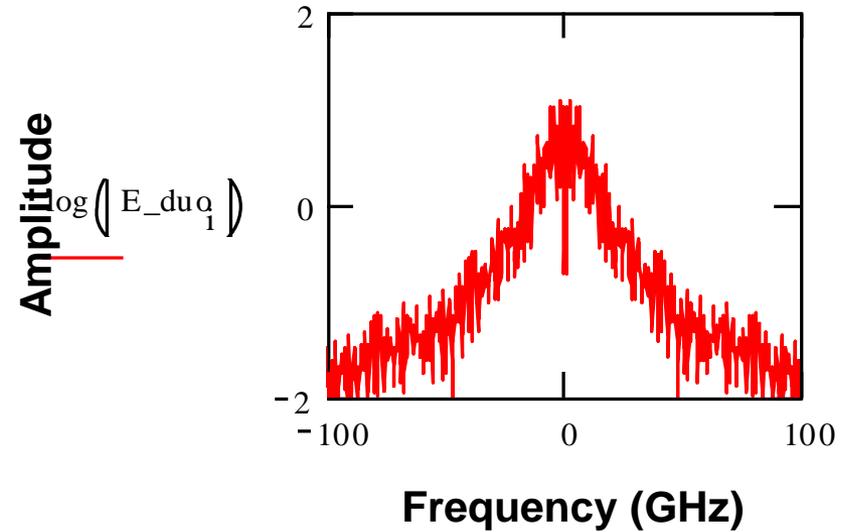
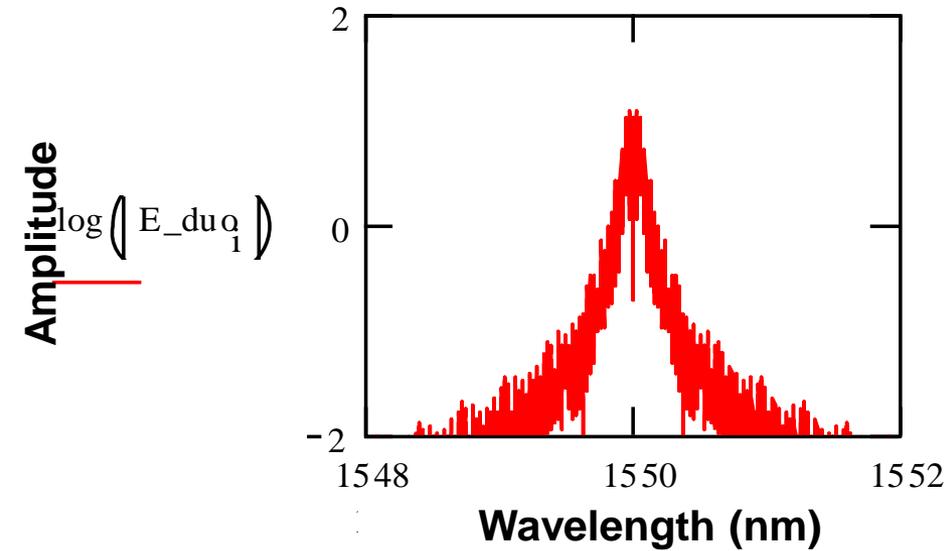


アイパターン



フーリエ変換(波長軸)

フーリエ変換(周波数軸)



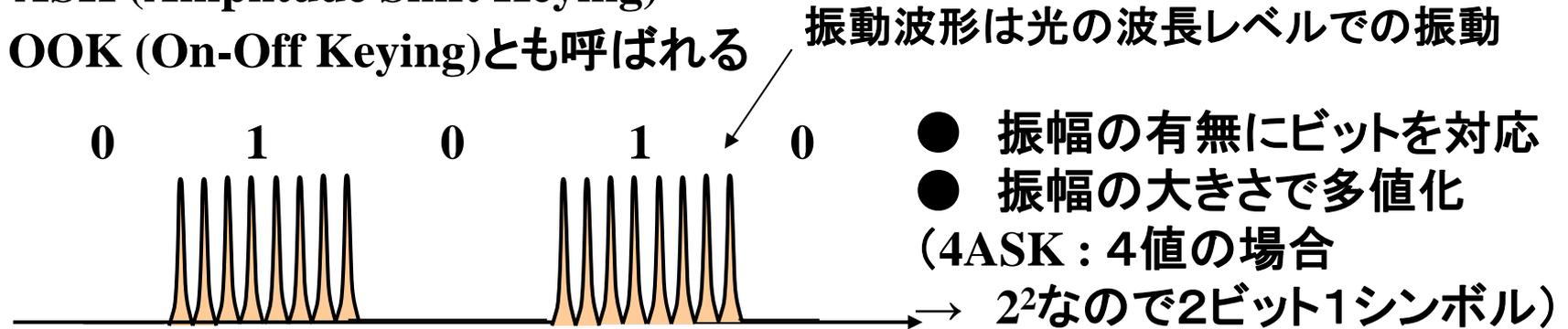
光位相変調

強度変調と位相変調

強度変調

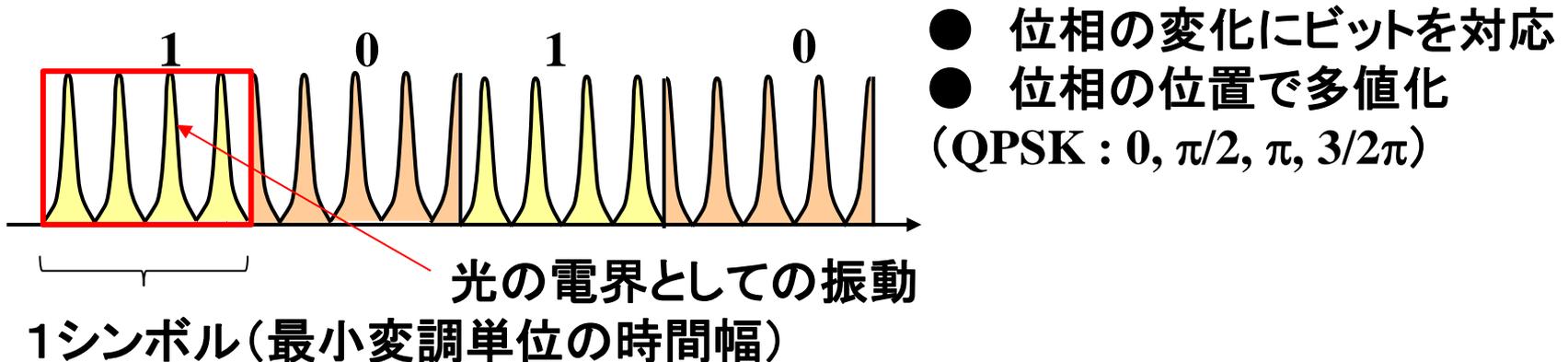
ASK (Amplitude Shift Keying)

OOK (On-Off Keying)とも呼ばれる



位相変調

PSK (Phase Shift Keying)



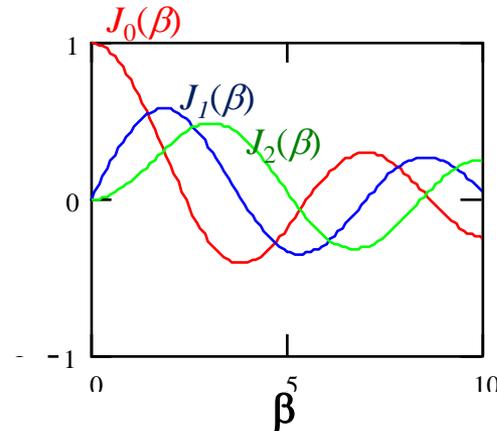
位相変調と側波帯

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

$$= \text{Re}[A_c e^{j[2\pi f_c t + \beta \cos[2\pi f_m t]]}] = \text{Re}[s(\tilde{t}) e^{j2\pi f_c t}]$$

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

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

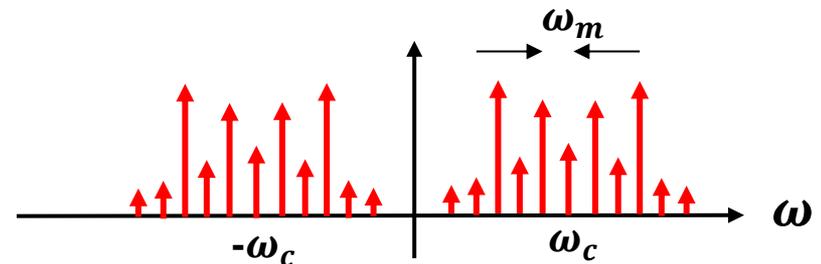


$$c_n = f_m \int_{-\frac{1}{2f_m}}^{\frac{1}{2f_m}} s(\tilde{t}) e^{-j2\pi f_m n t} dt = \frac{A_c}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \cos x - nx)t} dx = A_c J_n(\beta)$$

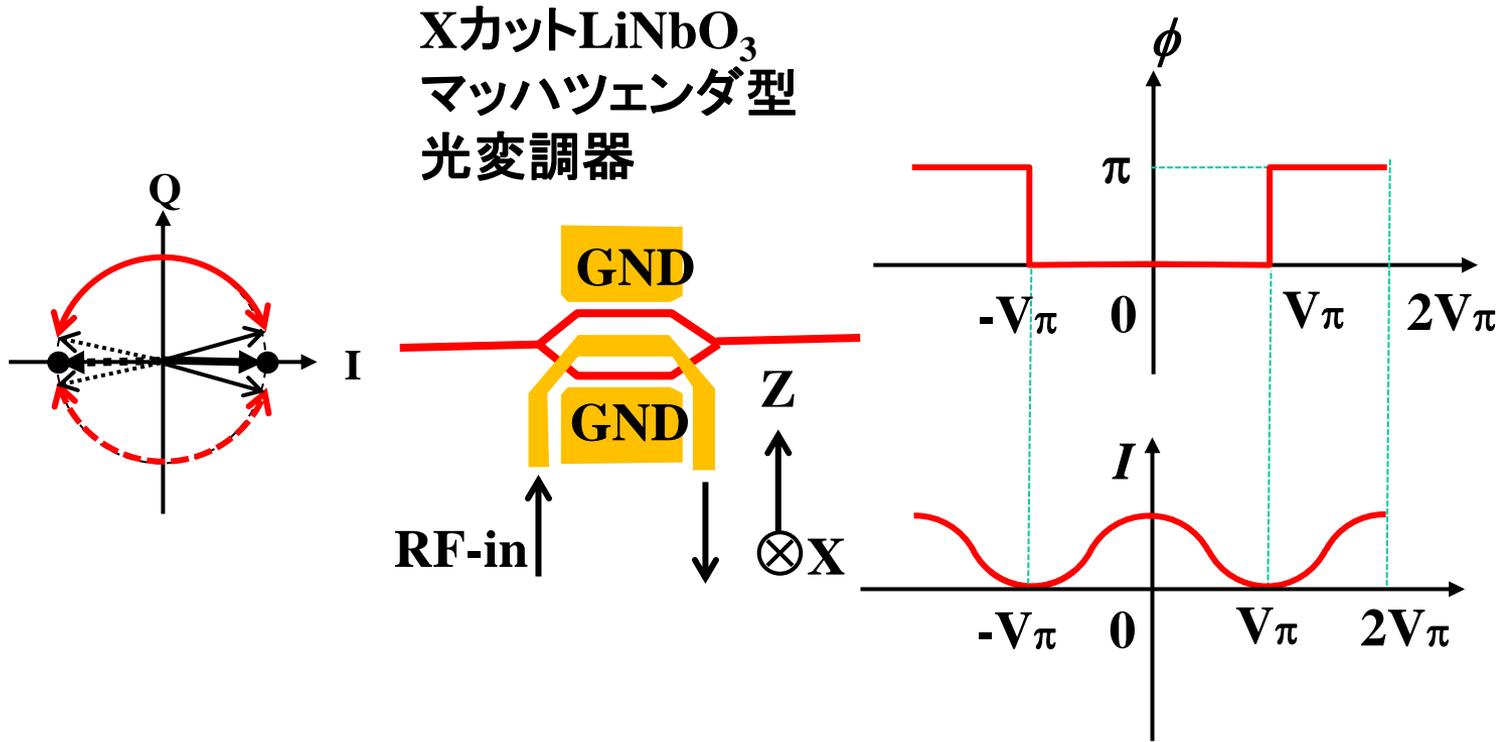
$J_n(\beta)$: 第1種n次ベッセル関数

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

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

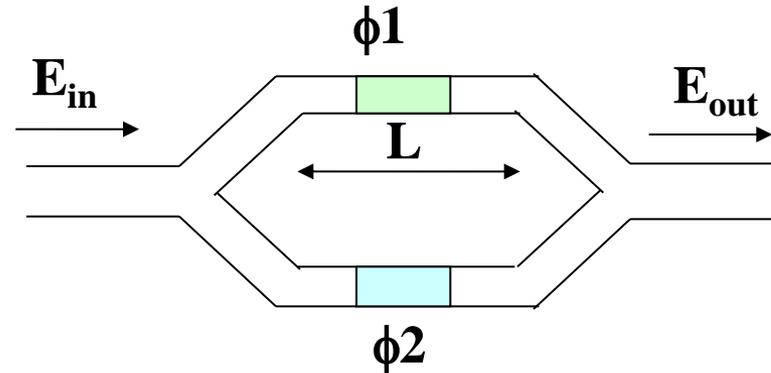


Push-pull 位相変調器による出力信号の位相変化



各変調方式の光パルス生成手法(1)

1台のマッツェンダー型光変調器での生成方法



マッツェンダー型光変調器における電界の入出力の関係

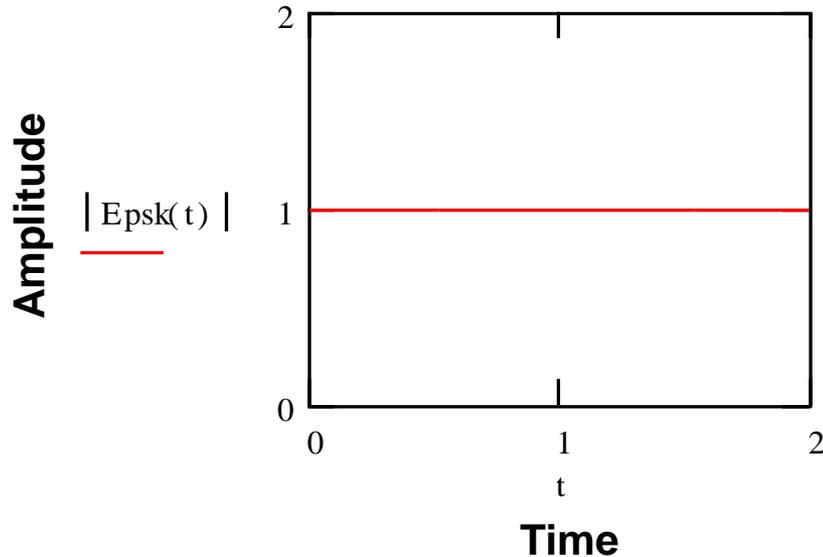
$$\left\{ \begin{array}{l} E_{out} = jE_{in} \exp(-j\beta L) \sin\left(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right) \exp\left(j\frac{\phi_1 + \phi_2}{2}\right) \\ \phi_1 = \frac{\pi}{2} \frac{V_1}{V_\pi} [\sin(\omega t + \Psi)] + V_{bias1} \\ \phi_2 = \frac{\pi}{2} \frac{V_2}{V_\pi} \sin(\omega t) + V_{bias2} \end{array} \right\} \quad (\text{追2.1})$$

PSK方式

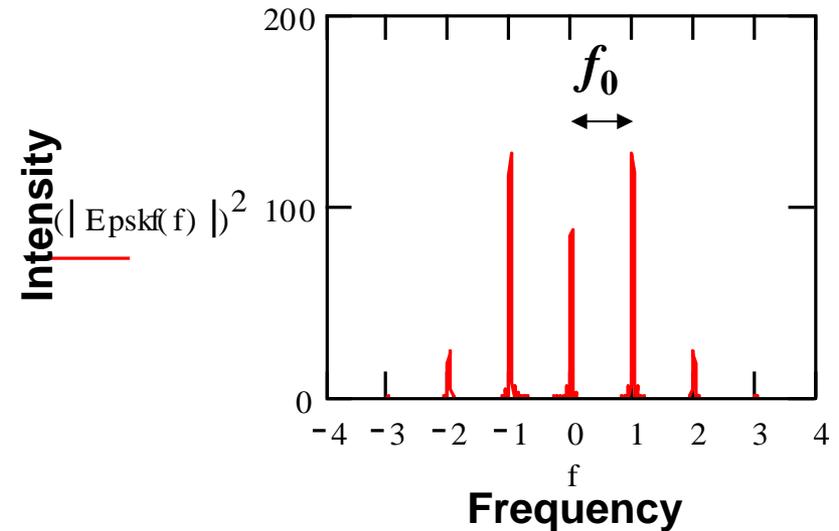
式(追2.1)において、 $V_1 = V_2 = V_\pi$ 、 $\psi = 0$ 、 $V_{bias1} = \pi$ 、 $V_{bias2} = 0$ とおくと、

$$E_{out} = -E_{in} \exp(-j\beta L) \exp\left(j\frac{\pi}{2} \sin \omega t\right)$$

強度



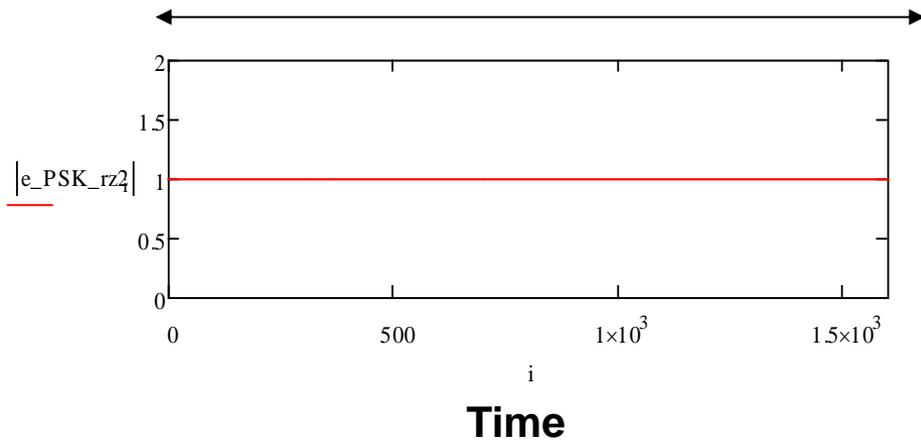
フーリエ変換スペクトル



- ・変調周波数 f_0 (図中では1に相当)
- ・振幅は時間変動せず
- ・搬送波成分を中心に $\pm f_0$ の側波帯間隔

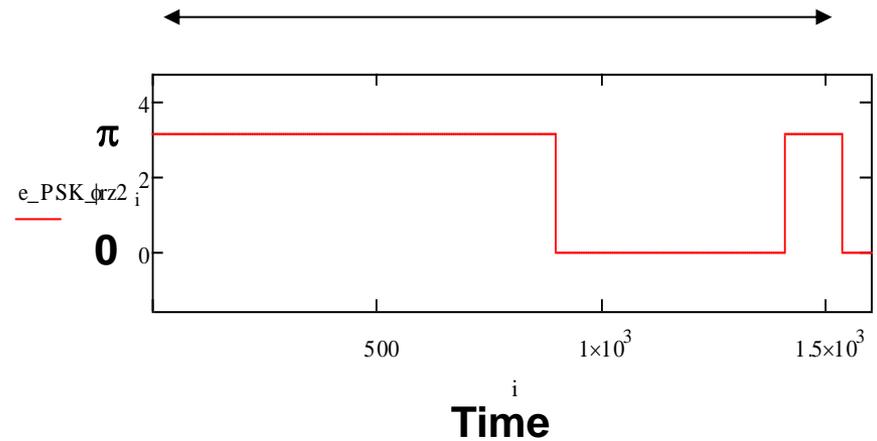
40Gbps

振幅
50bits

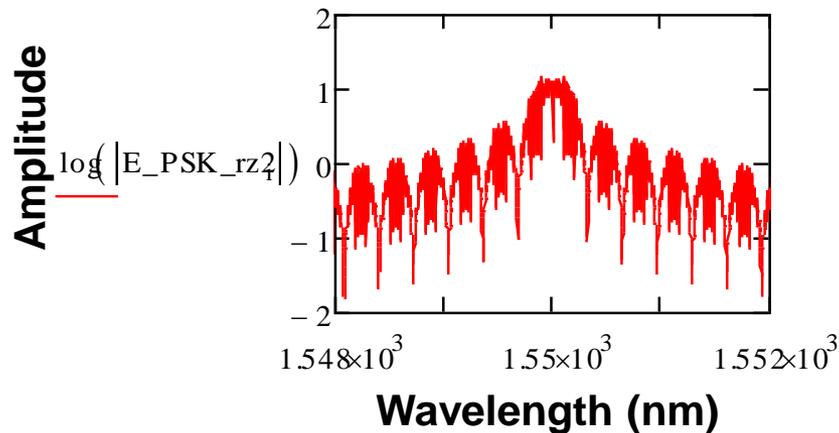


位相

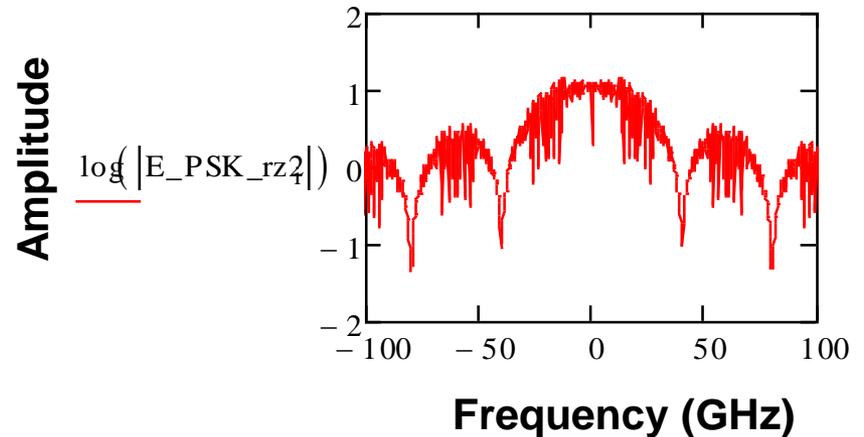
50bits



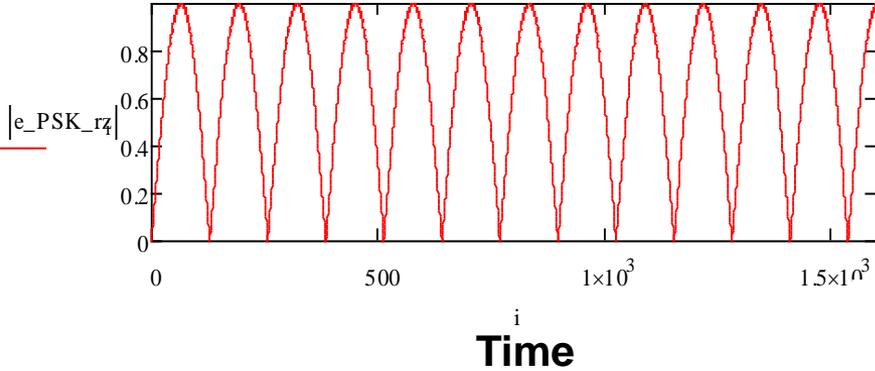
フーリエ変換(波長軸)



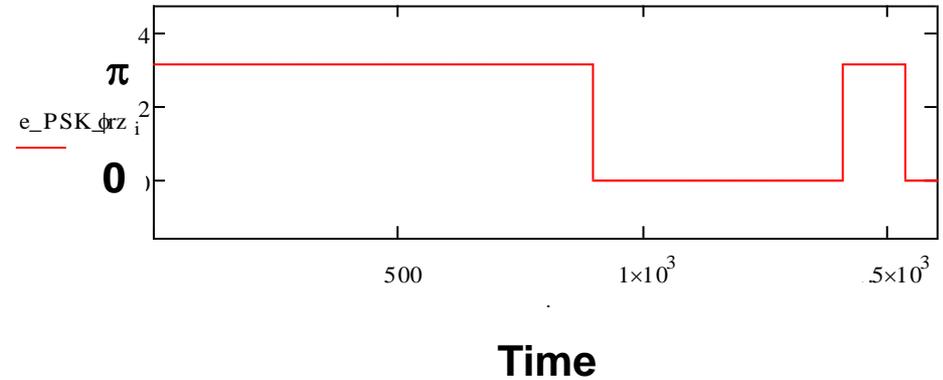
フーリエ変換(周波数軸)



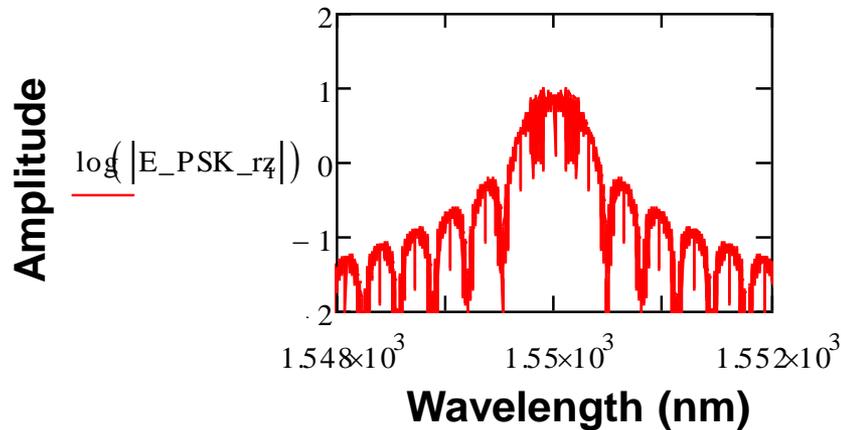
40Gbps 振幅



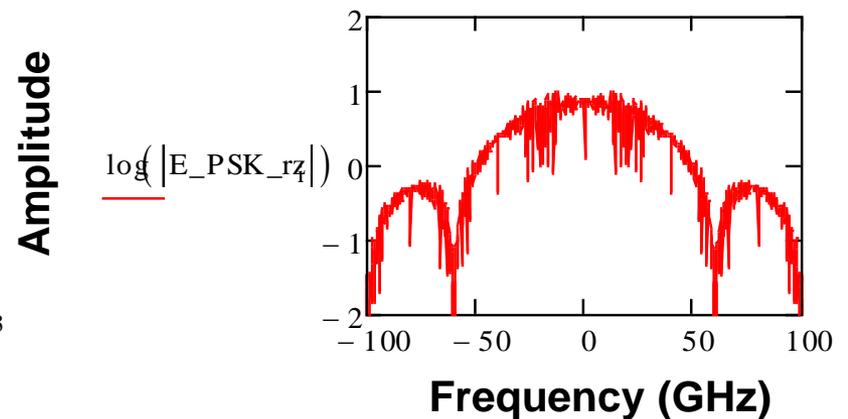
位相



フーリエ変換(波長軸)



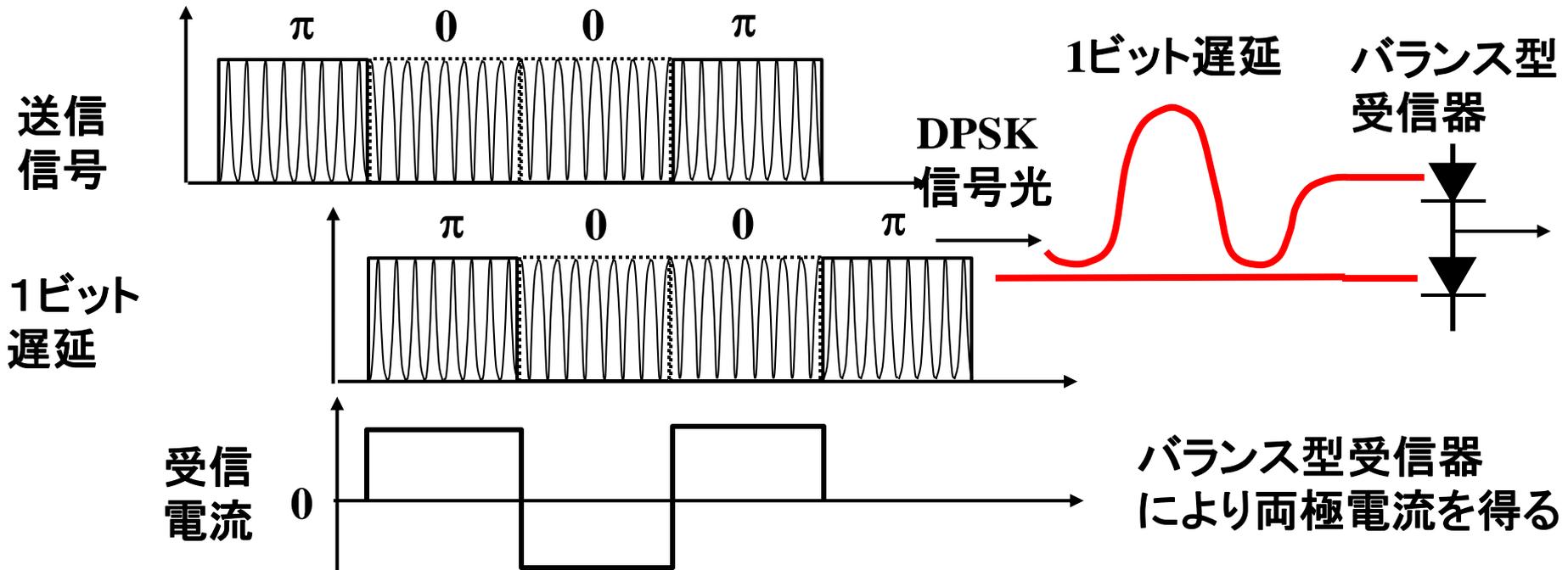
フーリエ変換(周波数軸)



DPSK変調

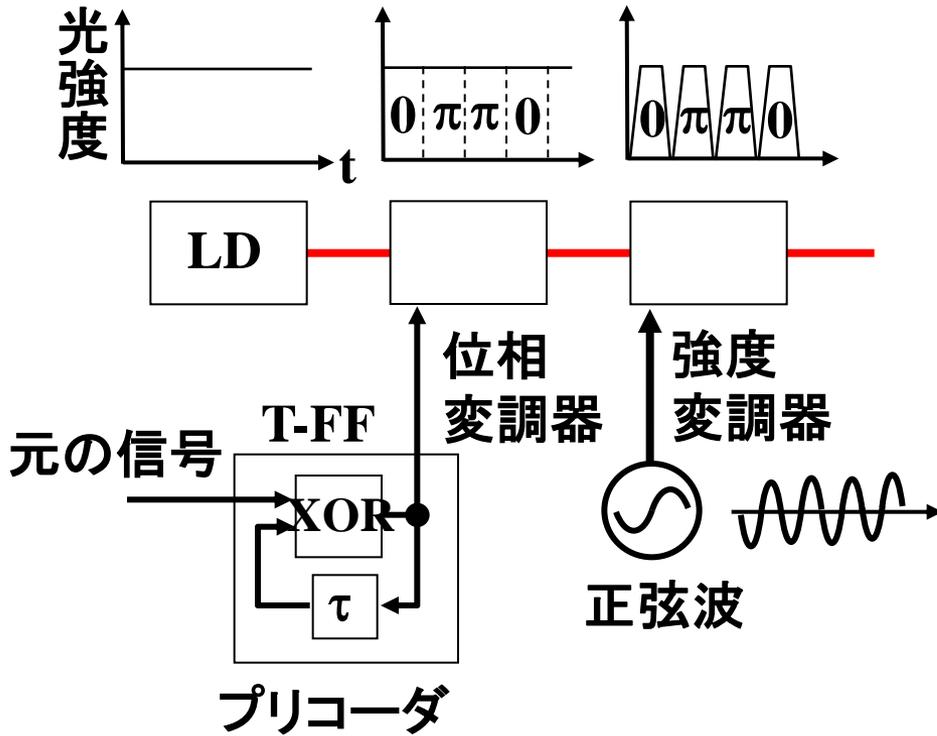
DPSK (Differential Phase-Shift-Keying, 差動位相シフトキーイング方式)

- 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。



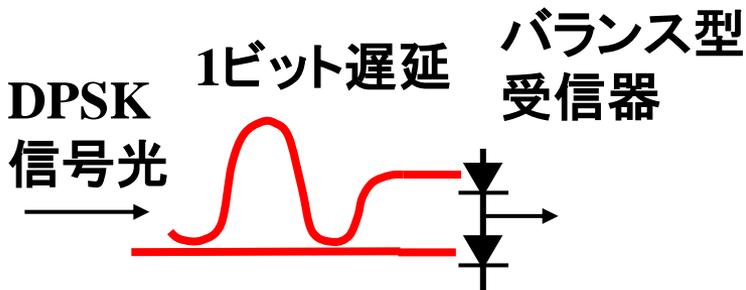
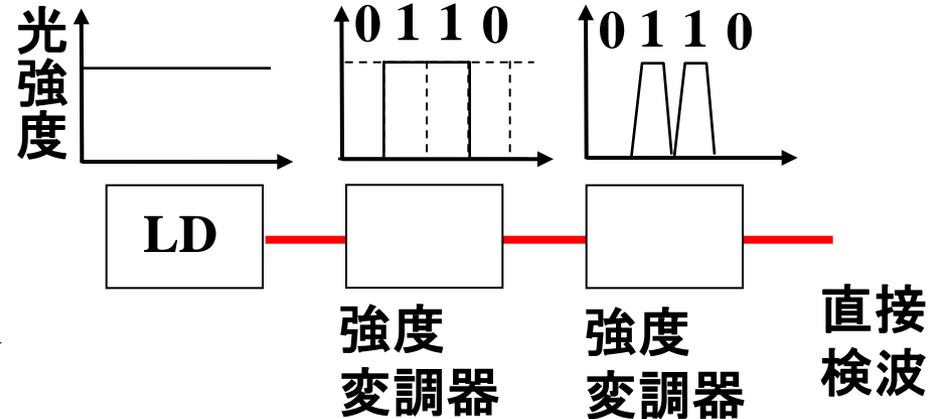
DPSK送信器

RZ-DPSK



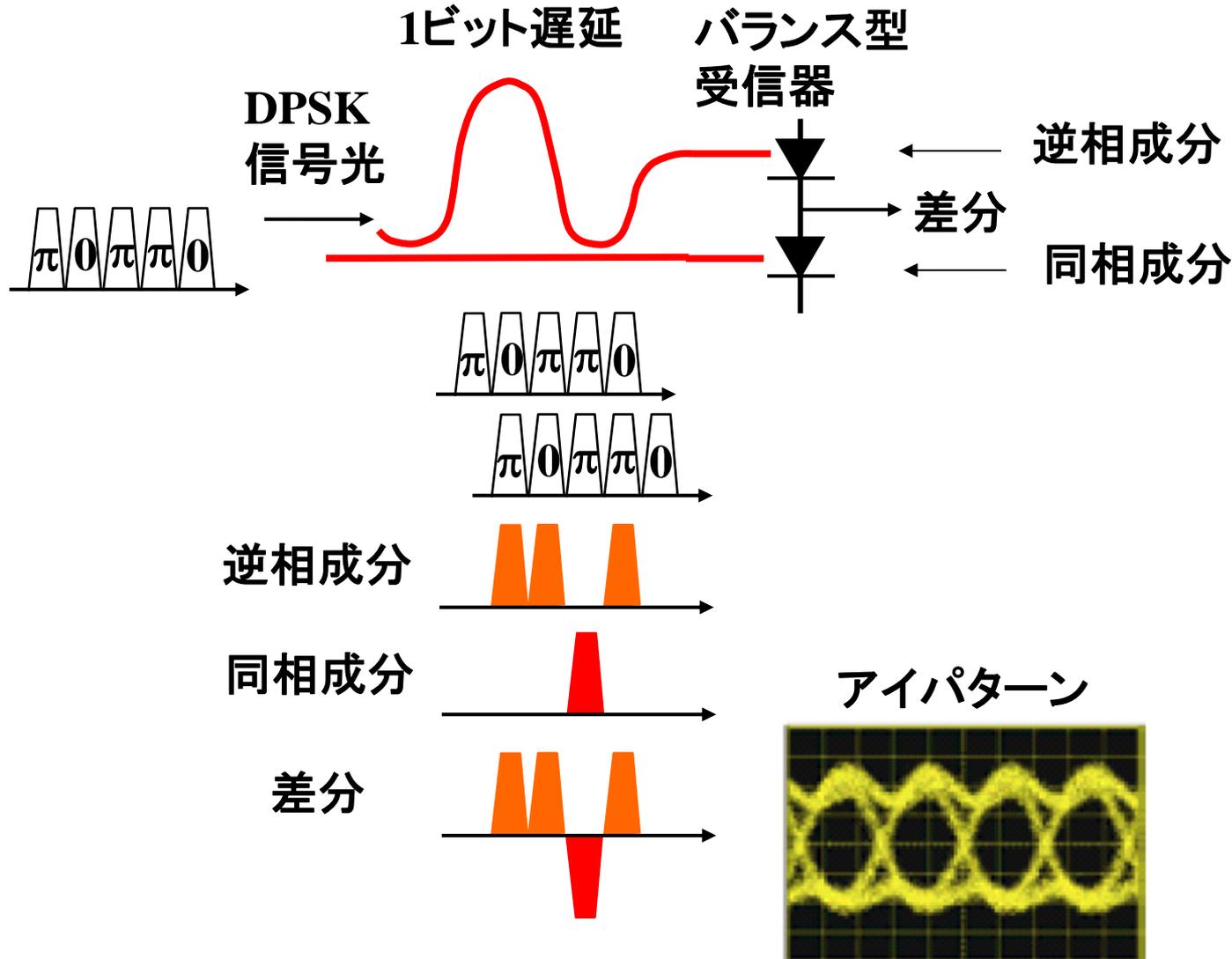
RZ-OOK

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 $0, \pi$ 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

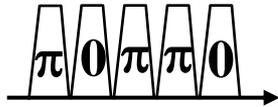


DPSKによる受信感度の改善効果

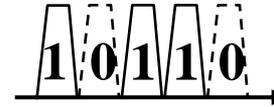
DPSK

OOK

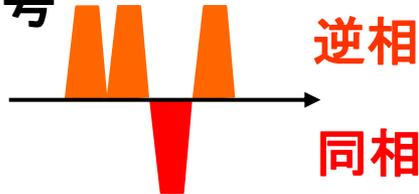
送信信号



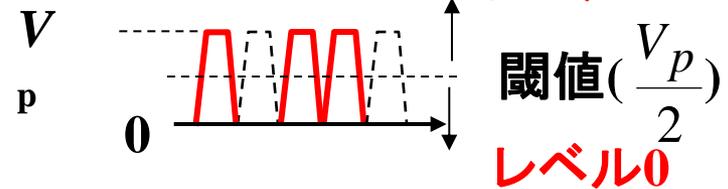
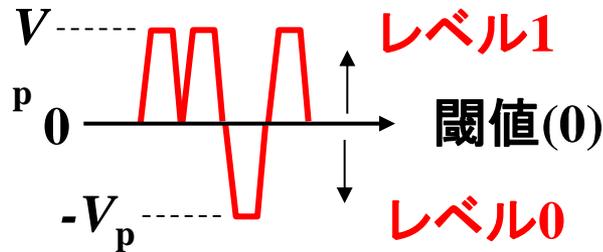
送信信号



受信信号
(差分)



受信信号



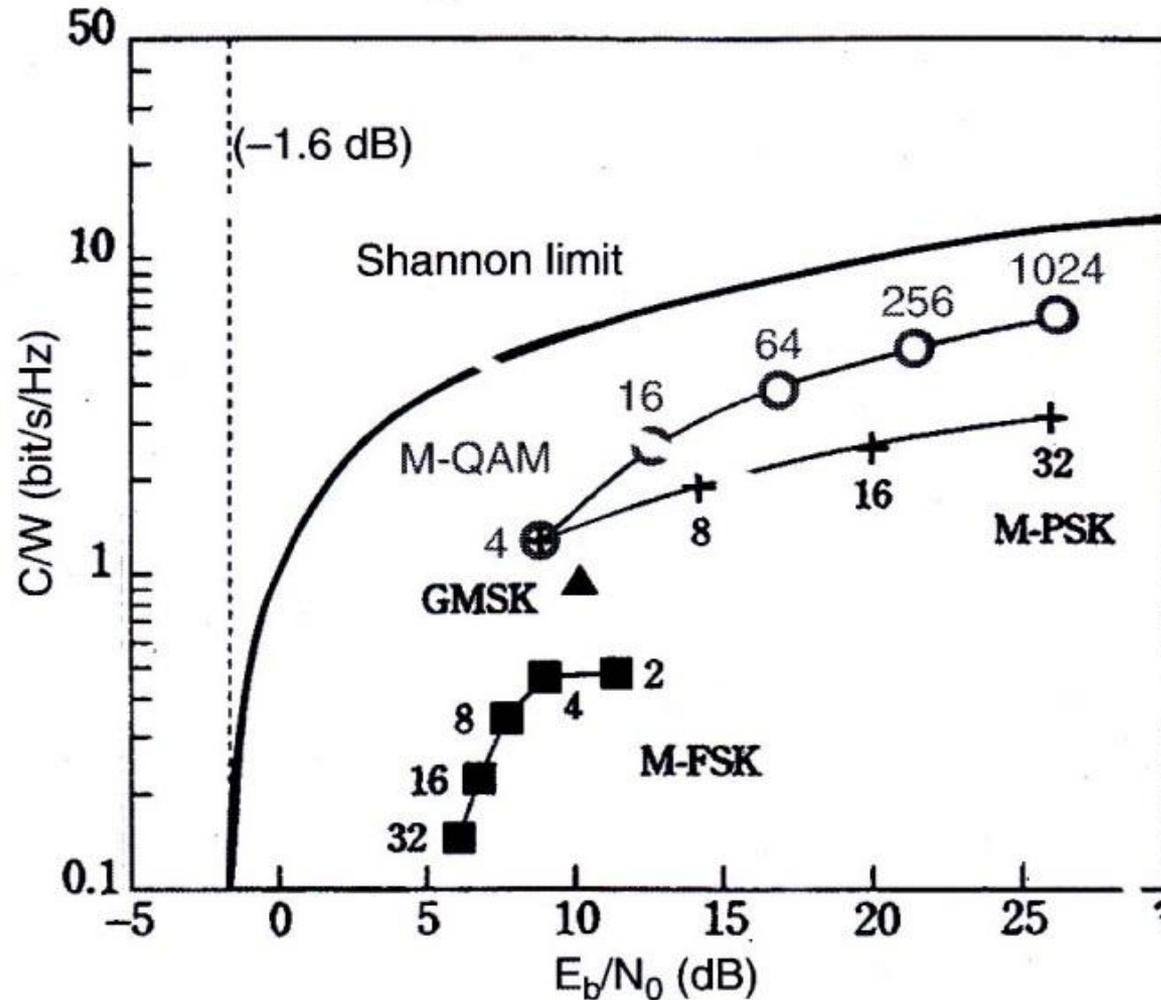
● 信号対雑音比の3dB改善 ➡ 受信感度の3dB改善

多値変調技術

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

Baud Rate(またはSymbol per Rate)とBit Rate (復習)

● Baud Rate(ボーレート)

1秒間に**変復調する回数**(ボー:人名, シンボル=符号)

2値・4値。。。に係らず変復調の回数が同じであれば同じ数値
シンボルレートと基本は同じ

単位:[Baud], [symbol/s]

● Bit Rate(ビットレート)

1秒間に送受信する**データ量**

2値・4値。。。に応じて、同じボーレートでも送受信データ量は変化

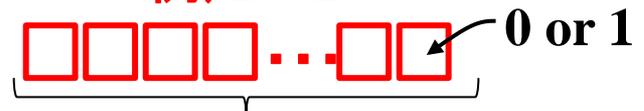
2値変調(2ASK, BPSK):ビットレート=ボーレート

M値変調(2^M PSK, 2^M QAM):ビットレート=ボーレート×M

偏波直交では更に2倍となる。

単位:[bps], [bit/s]

1シンボル 2^M 種類の符号
→ Mビットの符号に対応
例) $16=2^4$



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) (大容量化の観点から)

● ボー・レートの制限(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 = $40\text{Gbps} \div 0.4\text{bps/Hz} = 100\text{GHz} = 0.8\text{nm}$,
(1700nm-1400nm) $\div 0.8\text{nm} = 375\text{波}$
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 = $(40\text{Gbps} \div 20) \div 0.4\text{bps/Hz} = 5\text{GHz} = 0.04\text{nm}$,
(1700nm-1400nm) $\div 0.04\text{nm} = 7500\text{波}$
スループット = $40\text{Gbps} \times 7500\text{波} = 300\text{Tbps}$

$\times 2.5$

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 = $(100\text{Gbps} \div 20) \div 0.4\text{bps/Hz} = 12.5\text{GHz} = 0.1\text{nm}$,
(1700nm-1400nm) $\div 0.1\text{nm} = 3000\text{波}$
スループット = $100\text{Gbps} \times 3000\text{波} = 300\text{Tbps}$

$\times 1/2.5$



- ・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)

● 波形歪の原因

- ① 波長分散 (CD : Chromatic Dispersion, 屈折率の波長依存性による波形広がり)

$$B\sqrt{L} = \sqrt{\frac{\ln 2}{2\pi}} \frac{\sqrt{c}}{\lambda\sqrt{|\sigma_T|}} = \frac{181.9}{\lambda\sqrt{|\sigma_T|}}$$

➡ 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 : Polarization Mode Dispersion, 直交偏波感の屈折率差による波形広がり)

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、

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

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

➡ 伝送距離制限はビットレートの2乗に反比例

波長分散の観点から

● 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、

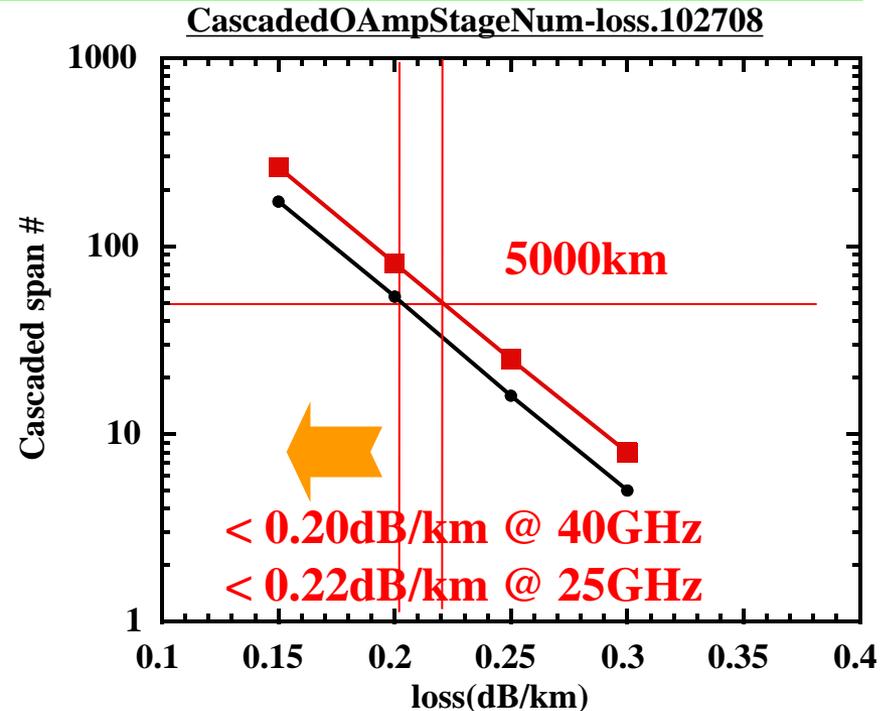
$$50,000\text{ps/nm} \div 5,000\text{km} = 10\text{ps/nm/km}$$

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、

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



- **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

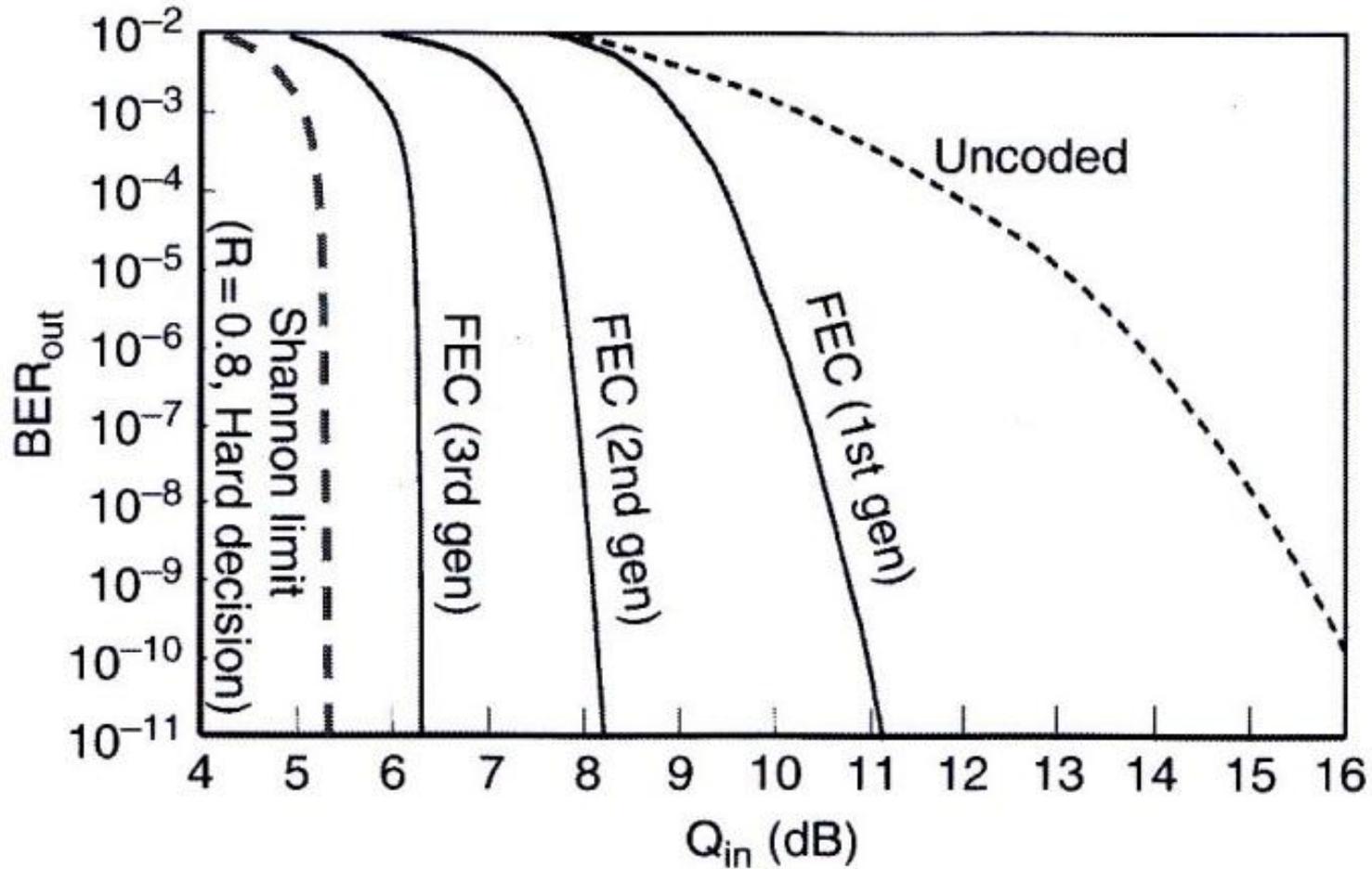
- SNR劣化をうち破る技術

- 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

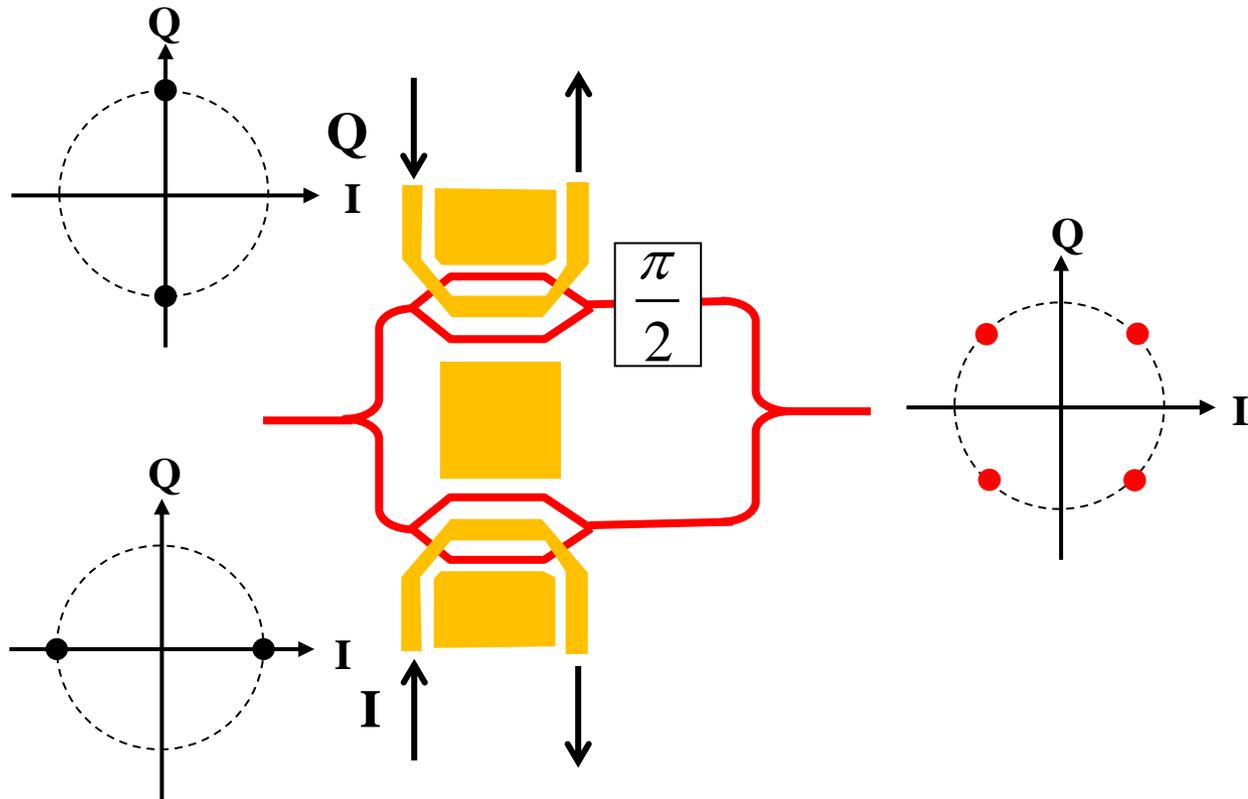
高速デジタルLSIの進展により実現可能となってきた

シャノン限界に近づく誤り訂正技術

M. Nakazawa, "High spectral density optical communication technology", Chapter 3, pp.55.

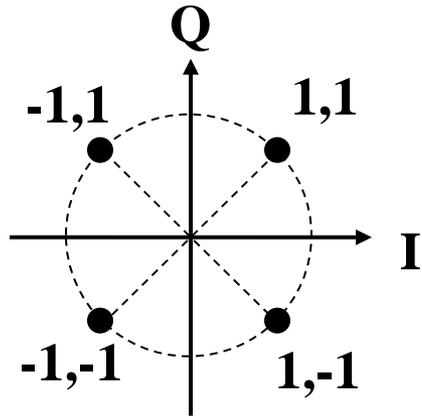


IQ位相変調器による出力信号の位相変化

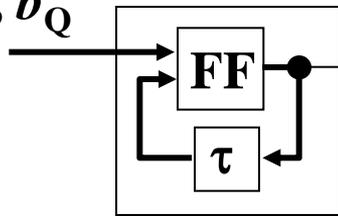


DQPSK送信器

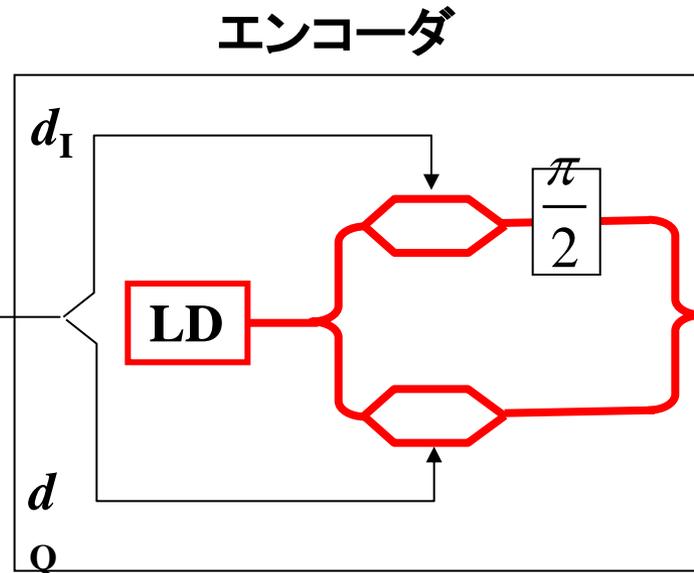
DQPSK : Differential Quadrature Phase Shift Keying



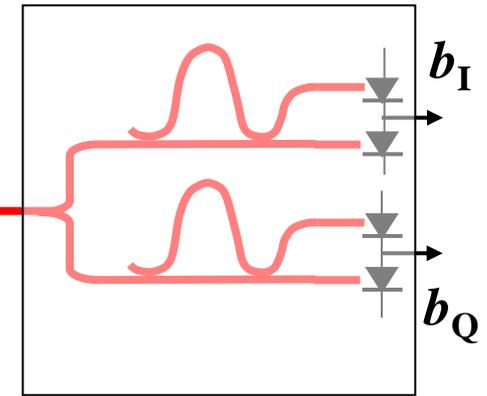
元の信号
 b_I, b_Q



プリコーダ



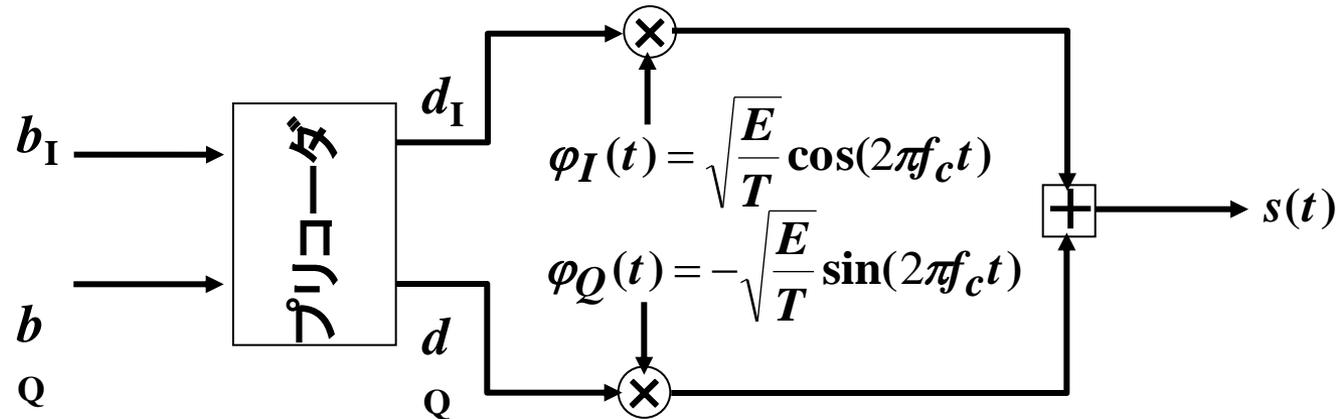
デコーダ



$$d_I(n) = b_I(n) \cdot b_Q(n) \cdot d_I(n-1) + b_I(n) \cdot \overline{b_Q(n)} \cdot d_Q(n-1) \\ + \overline{b_I(n)} \cdot \overline{b_Q(n)} \cdot d_I(n-1) + \overline{b_I(n)} \cdot b_Q(n) \cdot d_Q(n-1)$$

$$d_Q(n) = b_I(n) \cdot b_Q(n) \cdot d_Q(n-1) + \overline{b_I(n)} \cdot b_Q(n) \cdot d_I(n-1) \\ + b_I(n) \cdot \overline{b_Q(n)} \cdot d_I(n-1) + \overline{b_I(n)} \cdot \overline{b_Q(n)} \cdot d_Q(n-1)$$

DQPSK送信ブロック



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

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

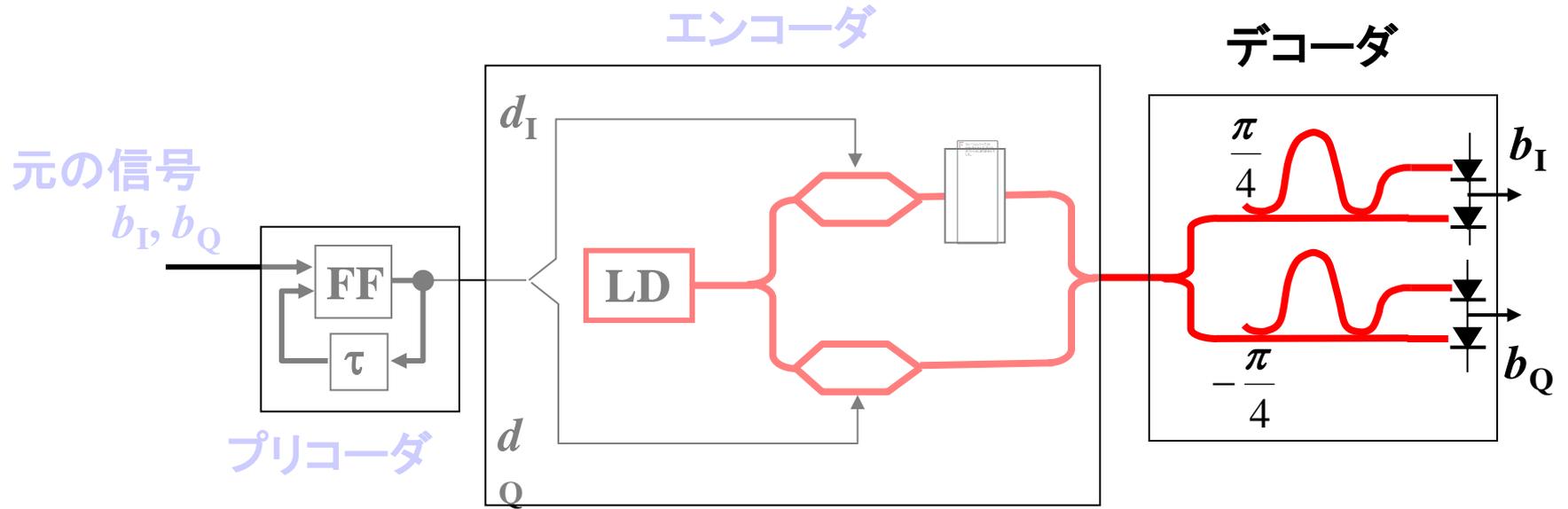
搬送波の正相、直交成分を

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

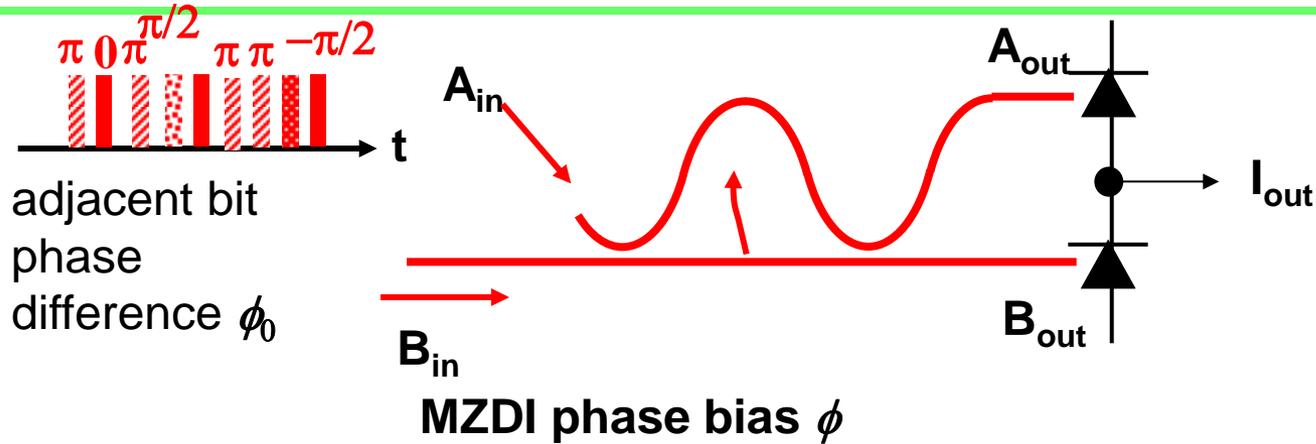
変調器に与えるベースバンド信号を d_I, d_Q とすると、

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

DQPSK受信器



D(Q)PSK受信回路動作原理

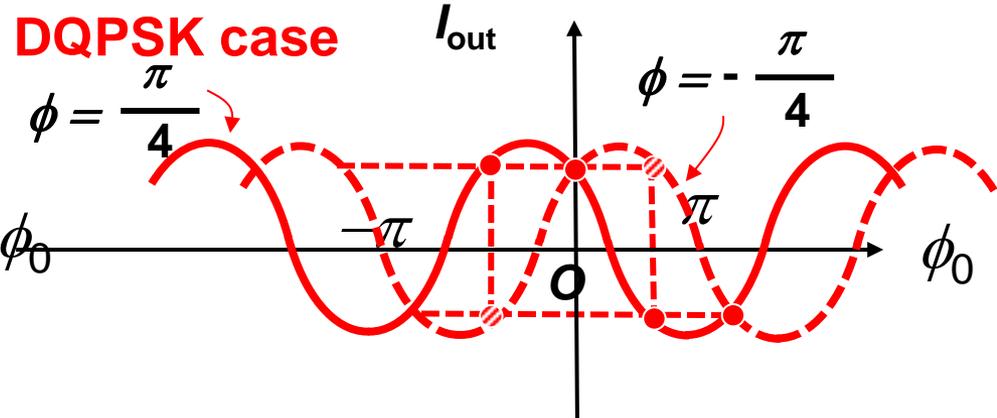
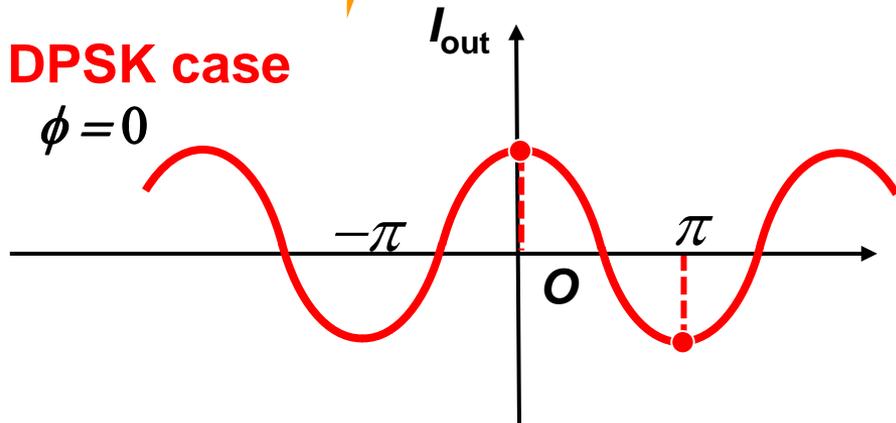


$$\begin{pmatrix} A_{out} \\ B_{out} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j(\phi_0 + \phi)} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_{in} \\ B_{in} \end{pmatrix}$$



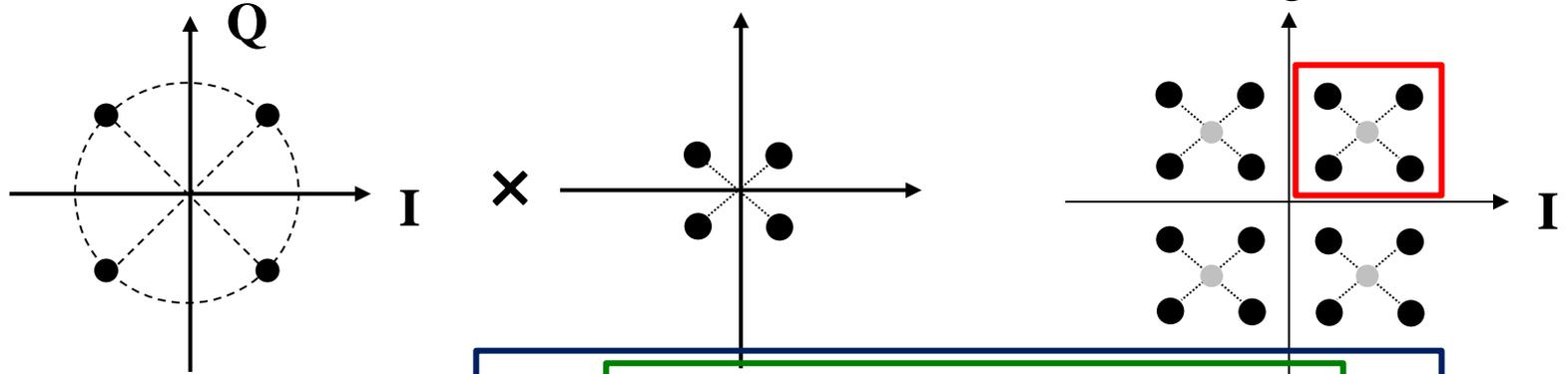
$$I_{out} \propto |A_{out}|^2 - |B_{out}|^2 = \cos(\phi_0 + \phi)$$

DPSK case
 $\phi = 0$

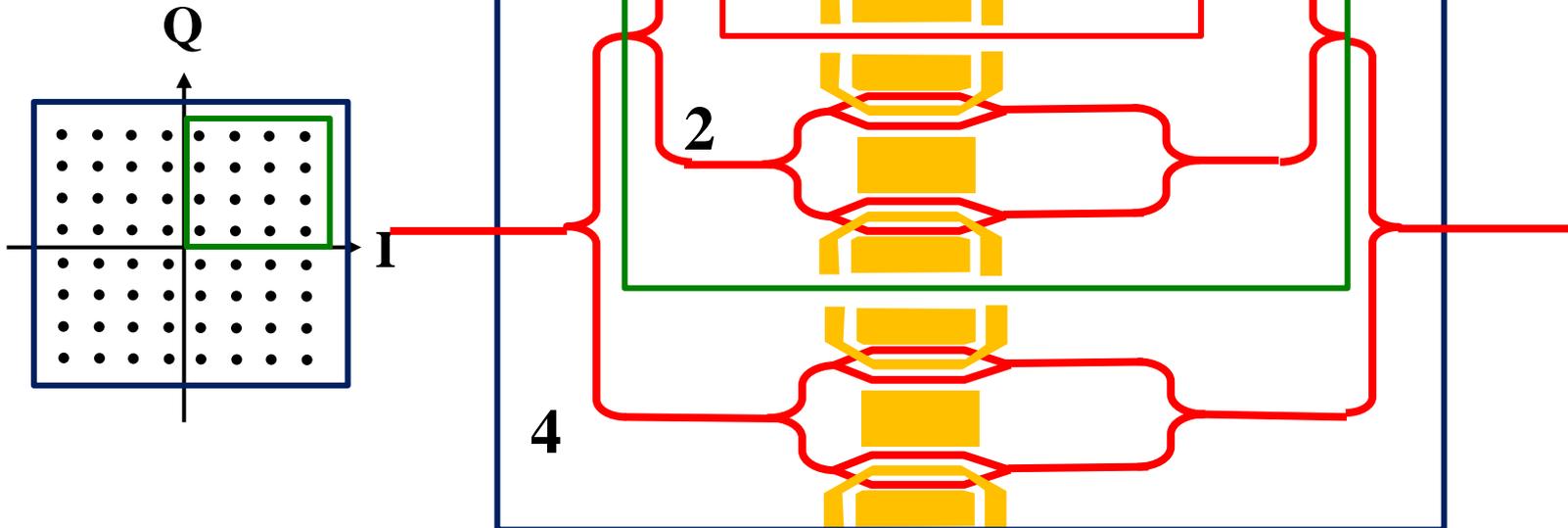


さらなる多値度向上の手法(光領域)

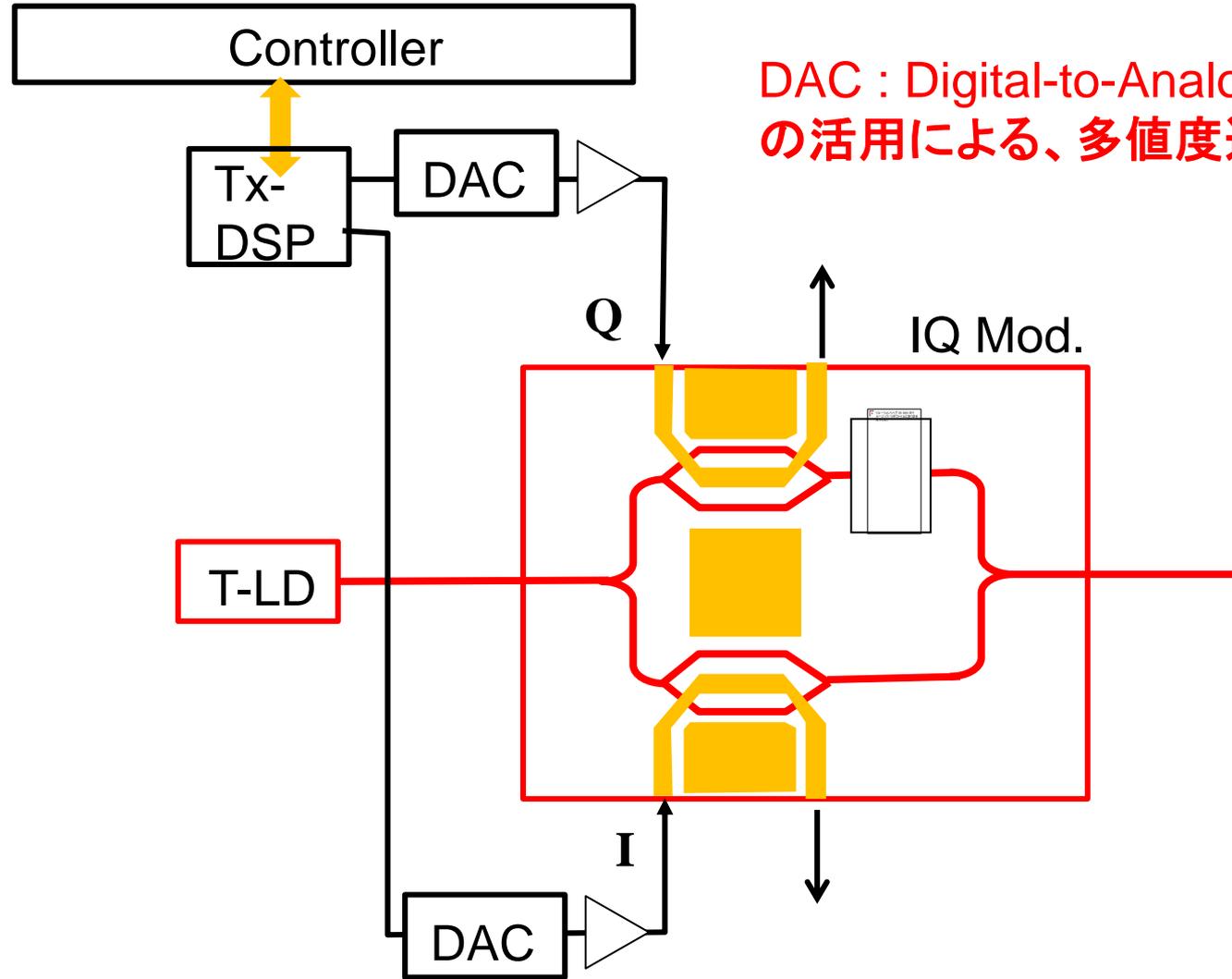
16QAM



64QAM



さらなる多値度向上の手法(電気領域)

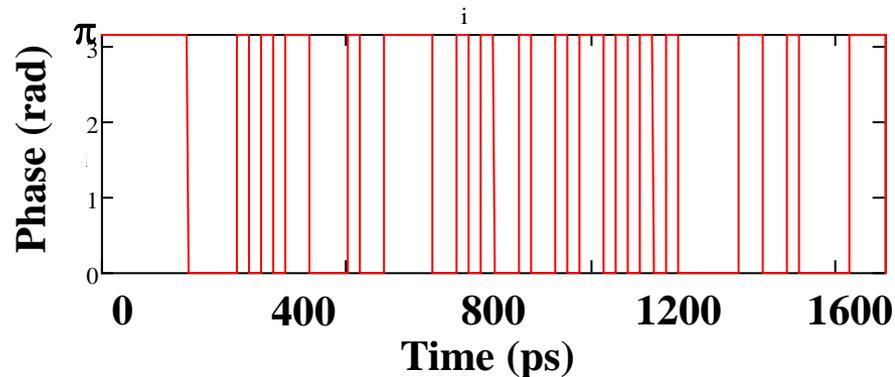
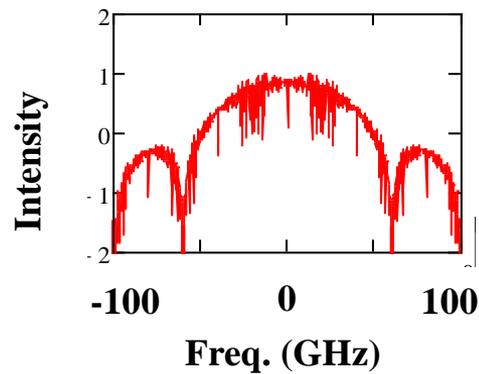
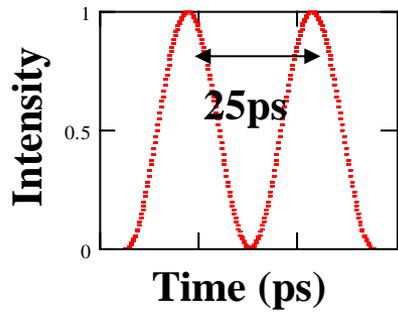
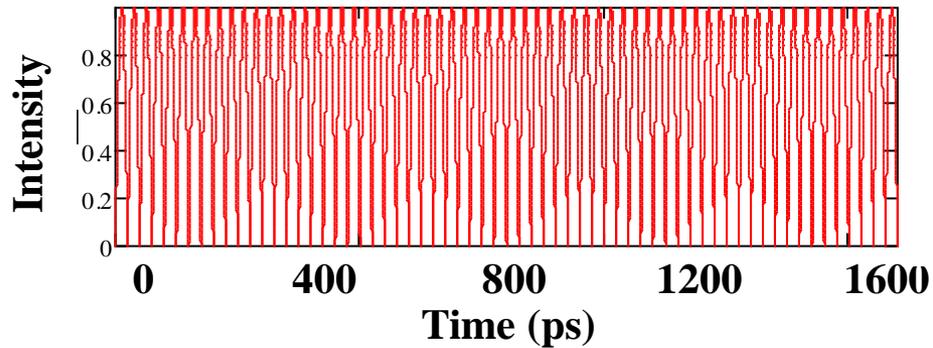


DAC : Digital-to-Analog Converter
の活用による、多値度適応可変にも対応

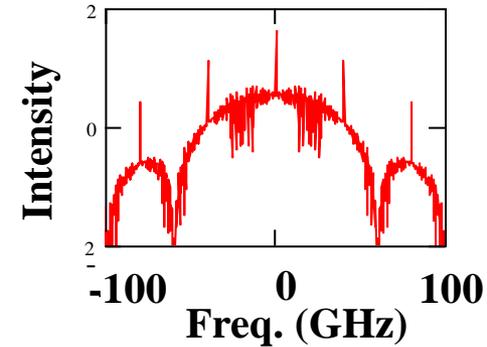
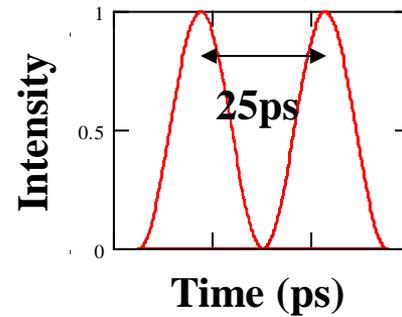
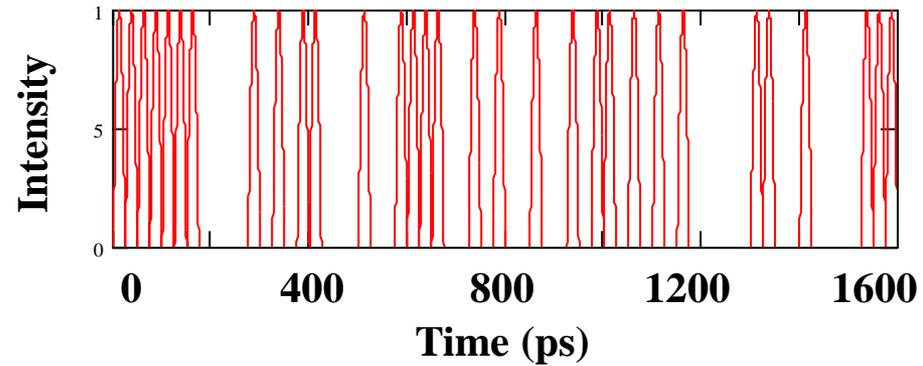
PSK vs. OOK

40Gbps

PSK



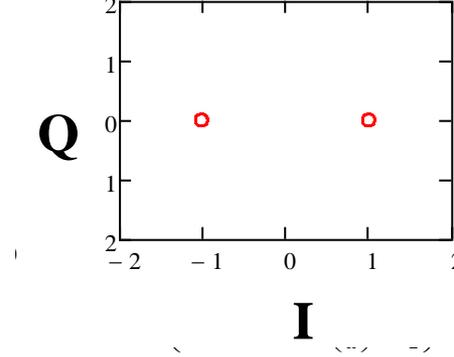
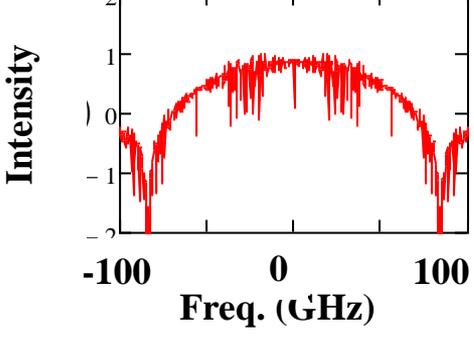
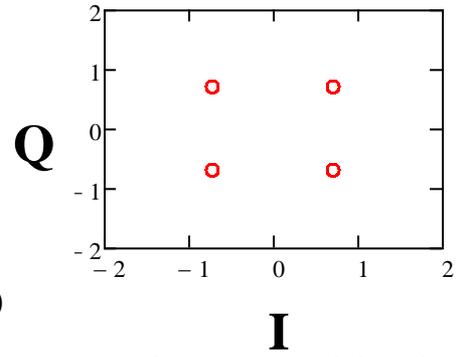
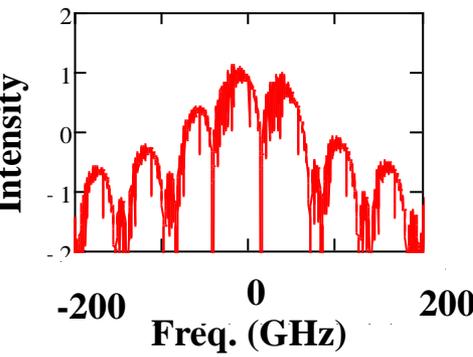
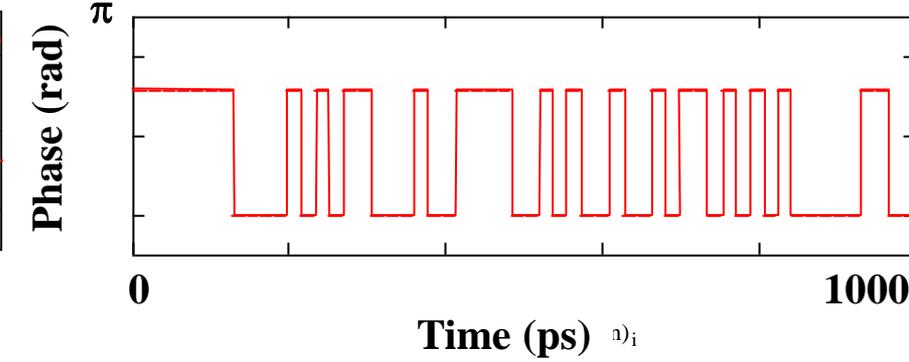
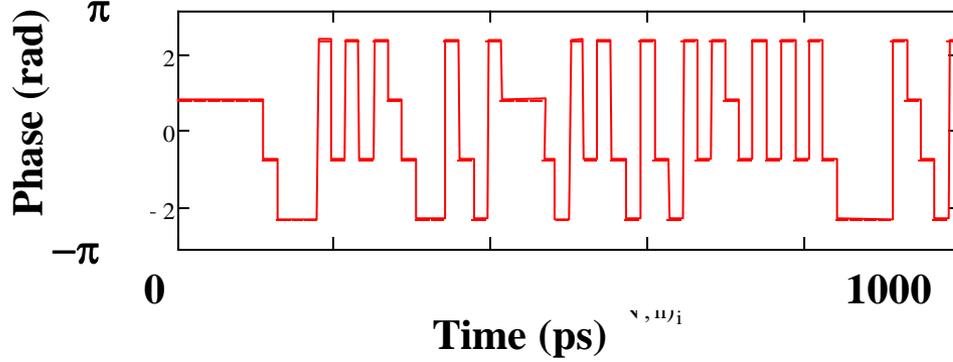
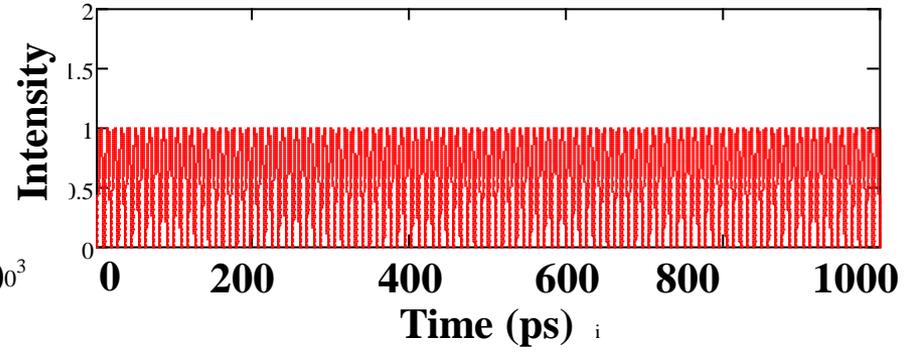
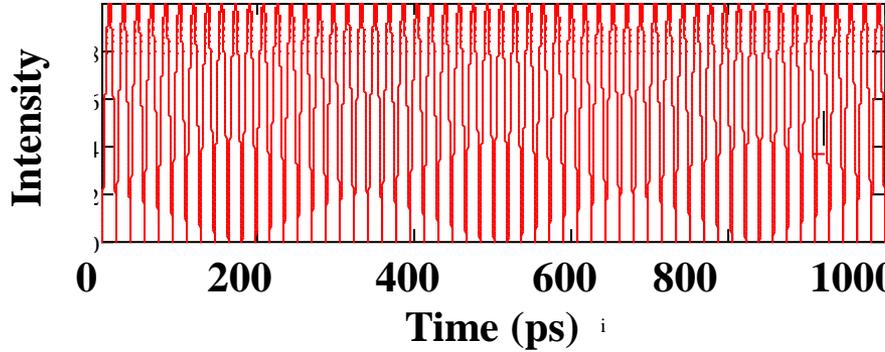
OOK



QPSK vs. PSK

112Gbps QPSK

PSK

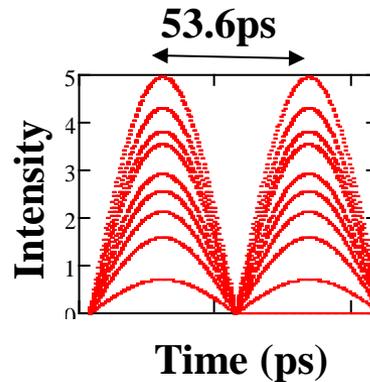
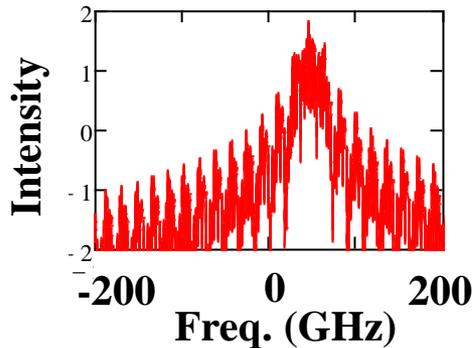
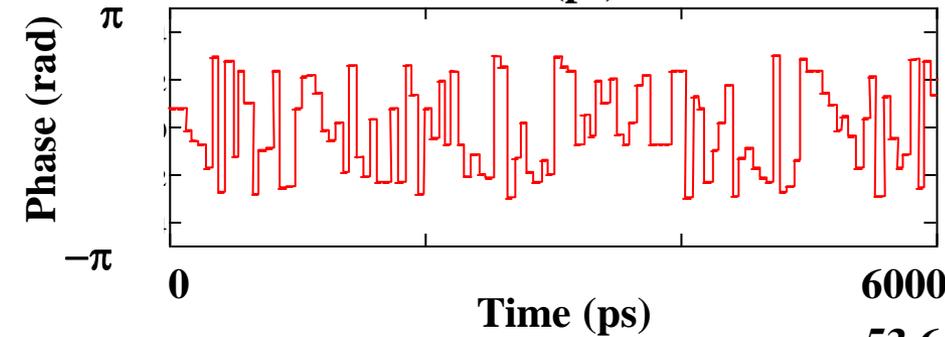
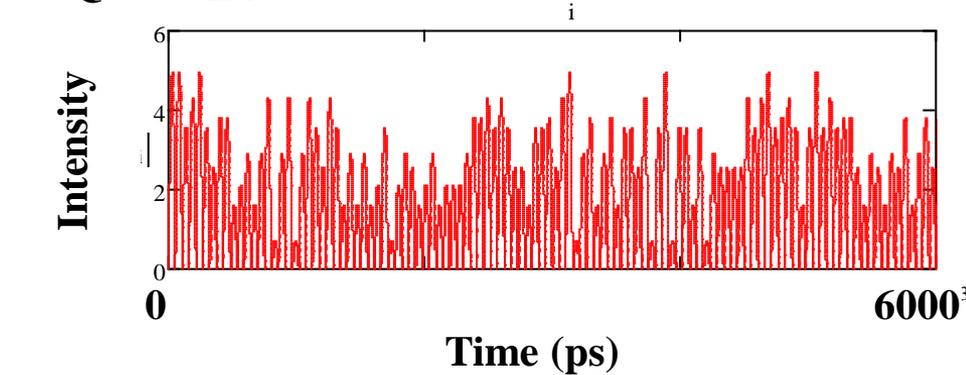


QAM(1)

112Gbps

64QAMを例に

7次M系列



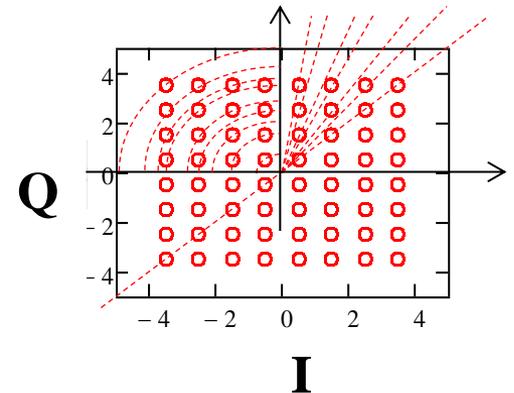
10000**111010**1110

6ビットの
前3ビットをI信号

6ビットの
後ろ3ビットをQ信号

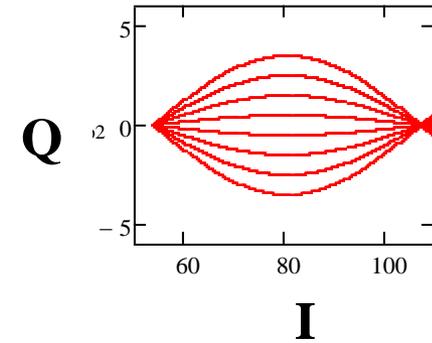
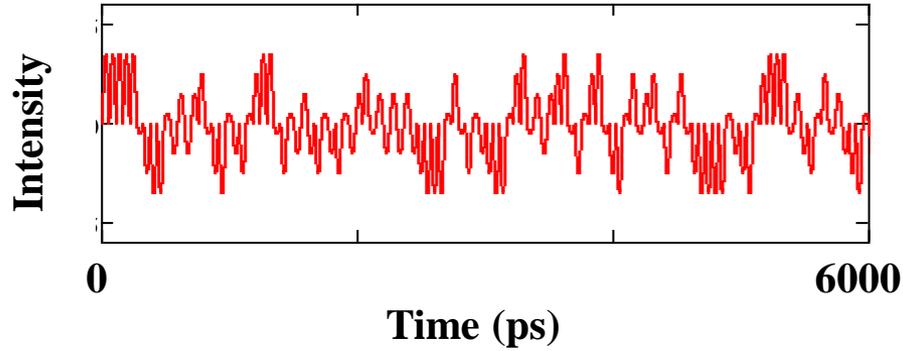
とした計算例

(実際の規則性とは異なるので注意)

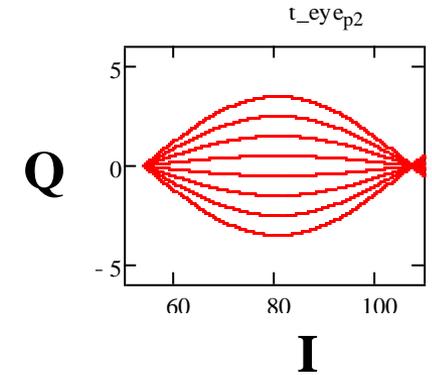
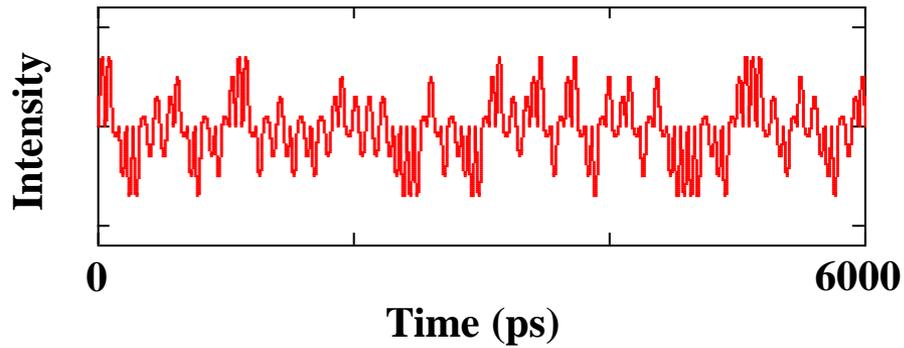


QAM(2)

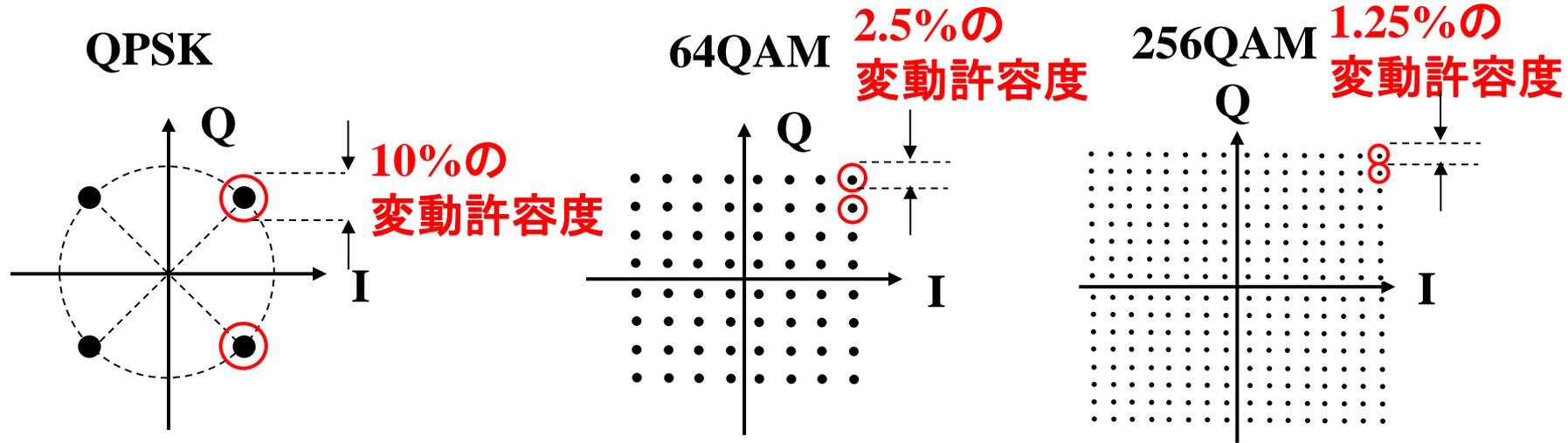
I成分の電界



Q成分の電界



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。