

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)

	日付	内容
第1回	10/6	光通信システム(基礎・長距離基幹系)
第2回	10/13	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	10/20	光変調符号
第4回	10/27	光変復調技術(強度変調・位相変調)
第5回	11/10	光変復調技術(デジタル・コヒーレント関連技術)
第6回	11/17	光ファイバのモード特性(波動方程式)
第7回	11/24	光ファイバのモード特性(偏波)
第8回	12/1	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)

	日付	内容
第9回	12/8	ファイバの伝送特性(分散補償技術)
第10回	12/15	光増幅器
第11回	12/22	ビット誤り率(強度変調・直接検波)
第12回	1/5	ビット誤り率(コヒーレント、多値変調、光増幅)
第13回	1/19	波長多重(WDM)伝送(分散マネジメント技術)
第14回	1/26	波長多重(WDM)伝送(変調技術)
第15回	2/2	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

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 $\times$ 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) $16=2^4$

 0 or 1

変調信号(多値信号)の信号点配置

多値度

1bit/symbol

(112G symbol/s
=112Gbps)

2bit/symbol

(56G symbol/s
=112Gbps)

4bit/symbol

(28G symbol/s
=112Gbps)

8bit/symbol

(14G symbol/s
=112Gbps)

コンスタレーション(Constellation): 原点からの距離を振幅、正の実軸と成す偏角を位相で表現

ASK, (B, D)PSK

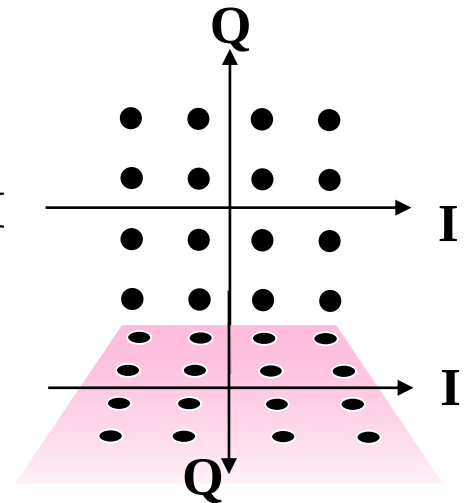
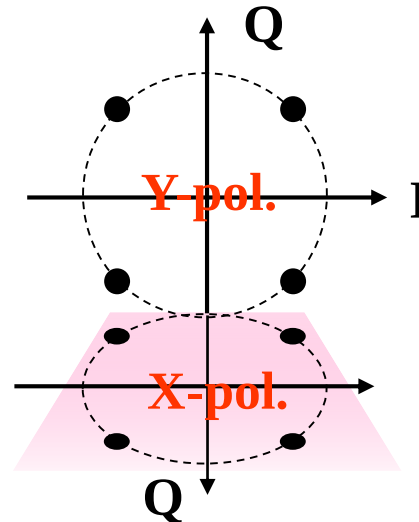
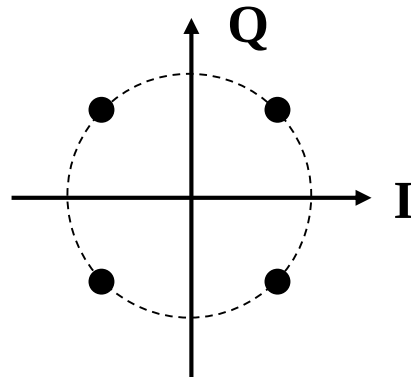
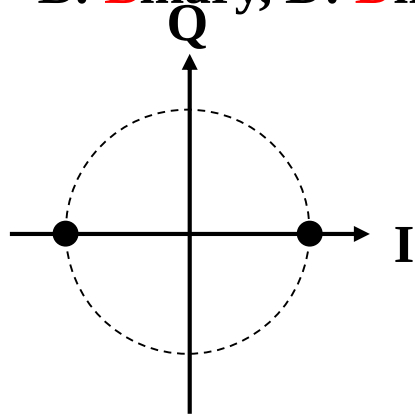
B: **B**inary, D: **D**ifferential, Q: **Q**uadrature

(D)QPSK

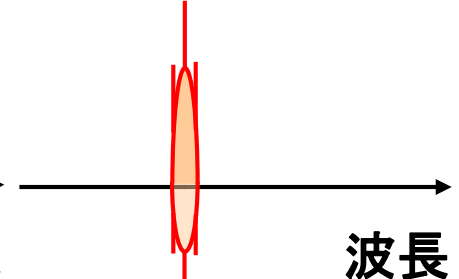
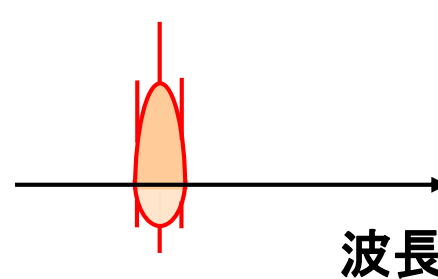
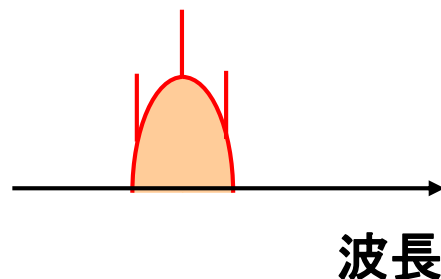
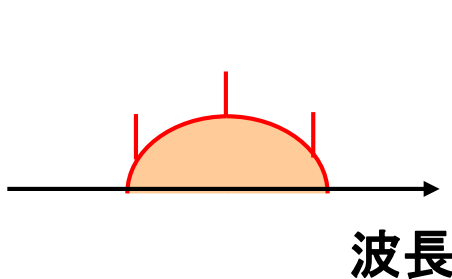
DP- QPSK

DP: Dual-Polarization

DP-16QAM



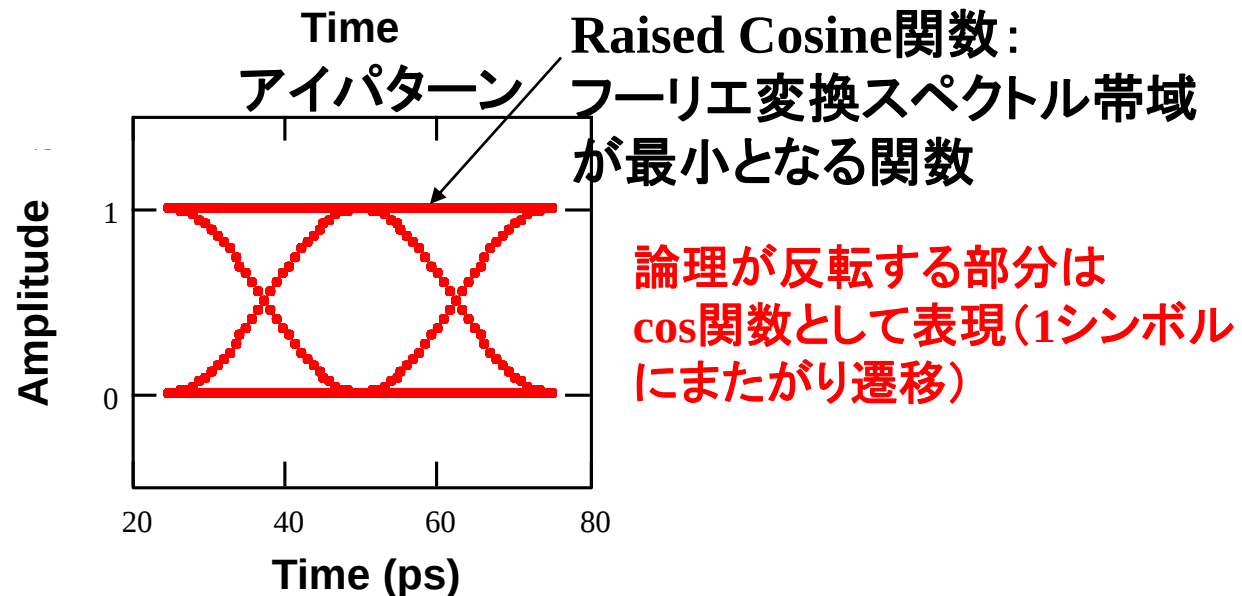
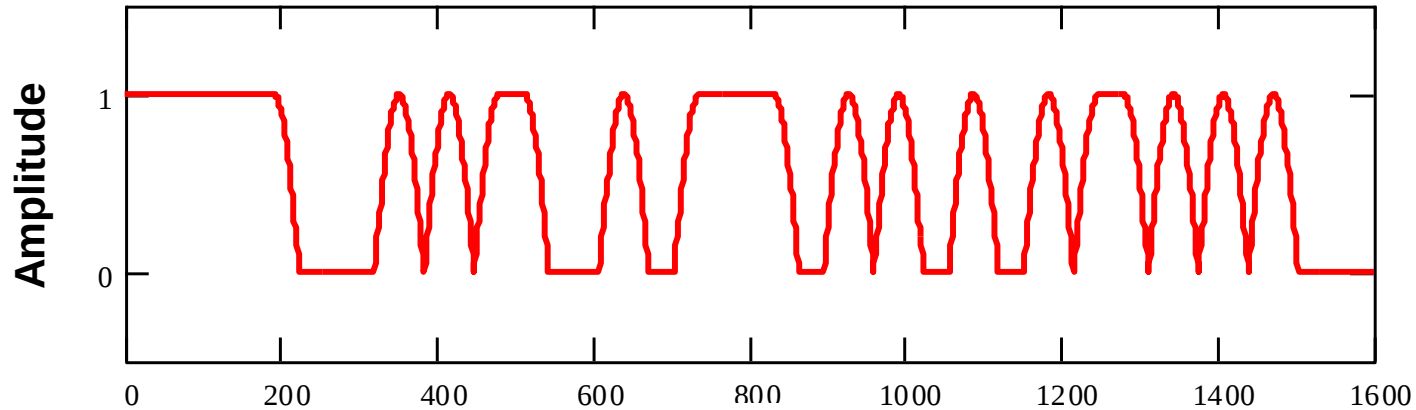
I: In-phase, Q: Quadrature-phase



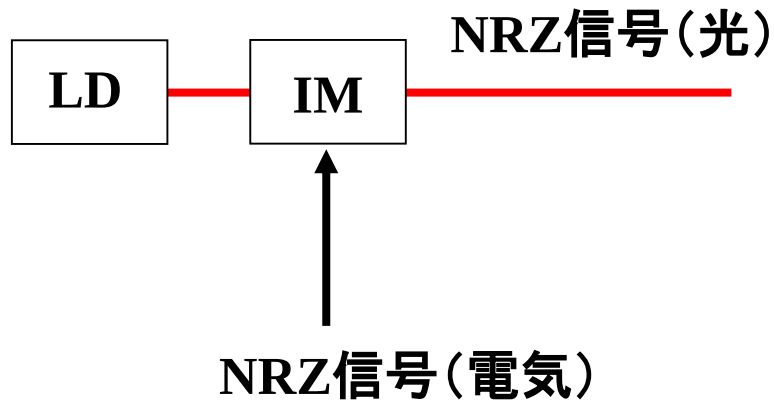
NRZ符号(符号長7のM系列)(1)

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
第3回資料11~14ページを参照して計算。

時間波形(電界振幅)

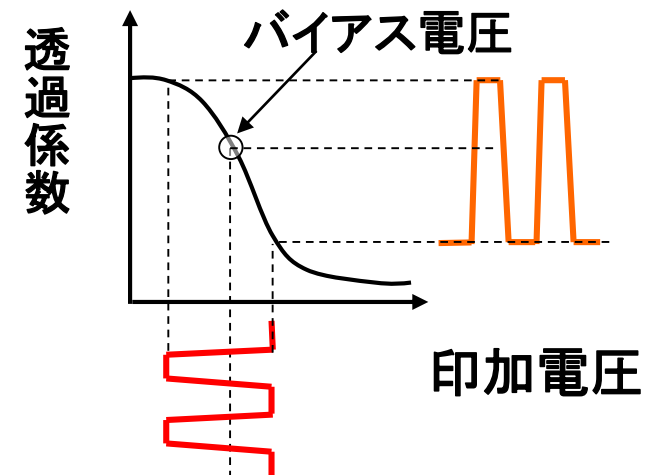
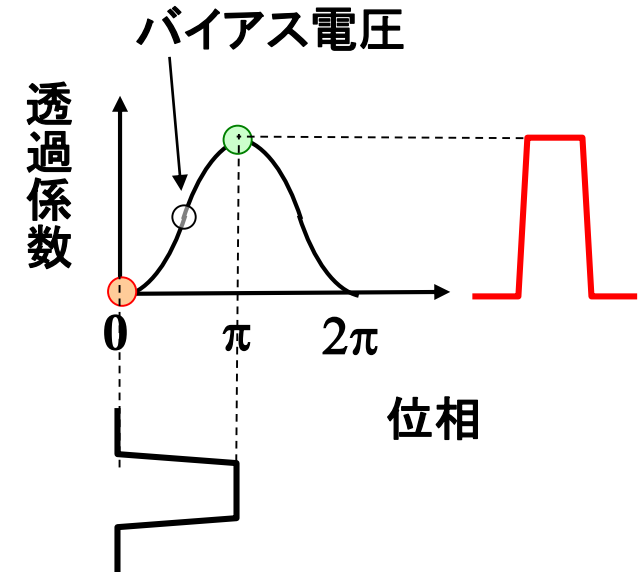


送信器構成



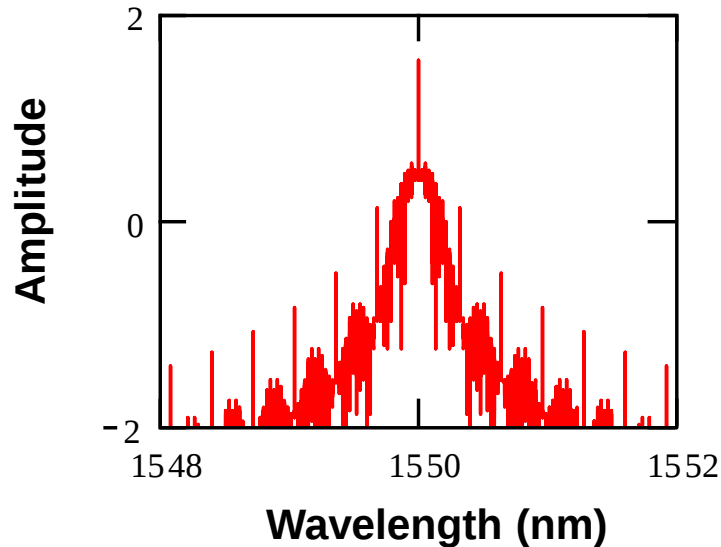
IM: Intensity Modulator (強度変調器)

LiNbO₃

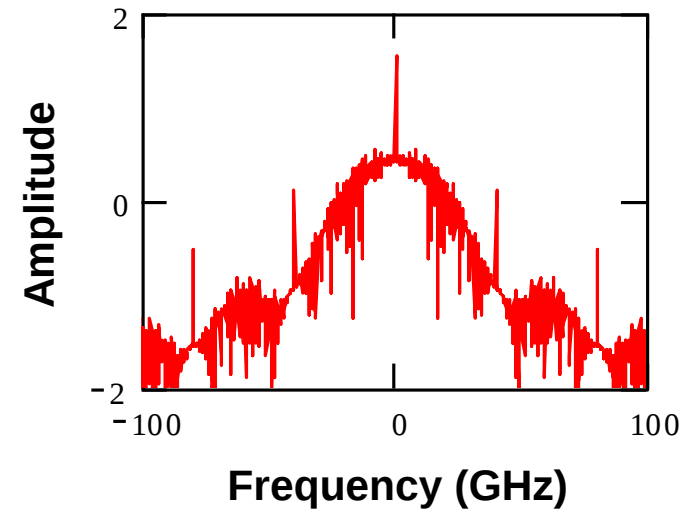


波形の数式をFFT解析で導出

フーリエ変換(波長軸)

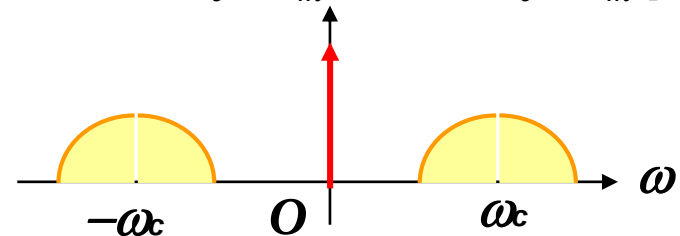
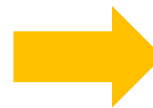
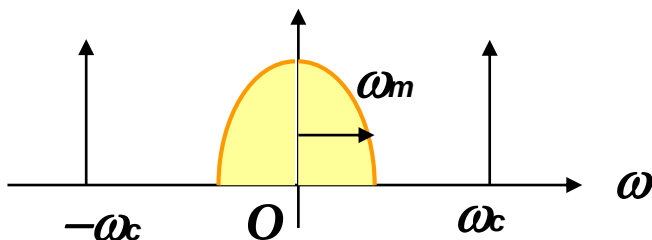


フーリエ変換(周波数軸)



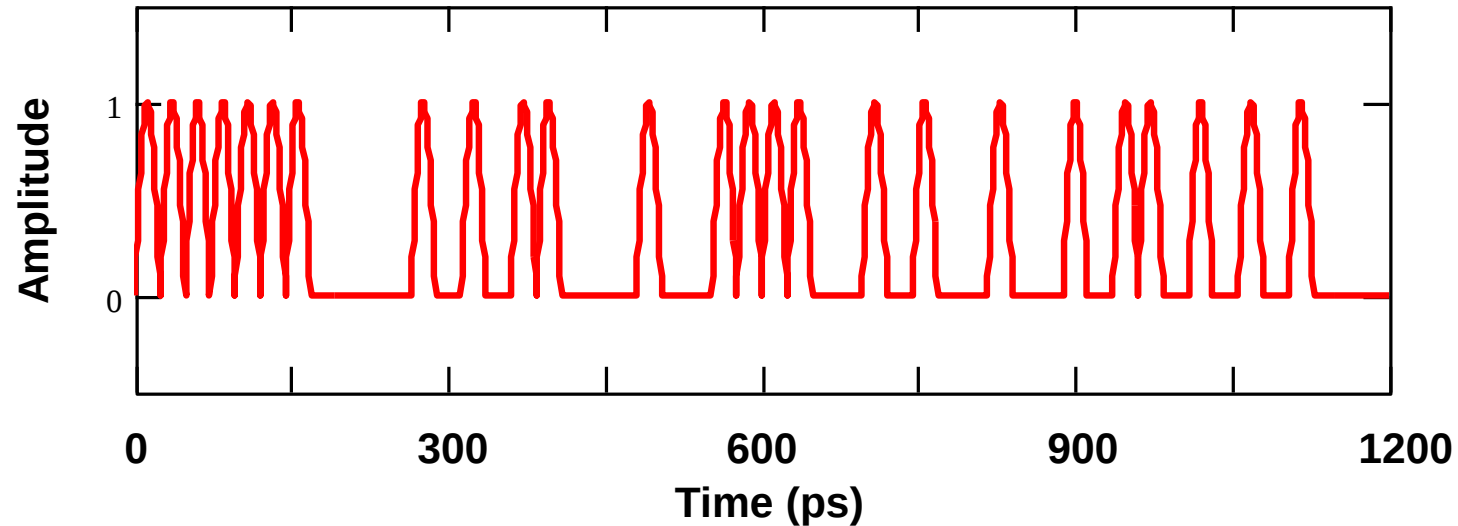
$$s(t) = \underbrace{(1 + A_m \cos \omega_m t)}_{\text{強度変調項}} \underbrace{A_c \cos \omega_c t}_{\text{搬送波}} = A_c \cos \omega_c t + \frac{A_m A_c}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t]$$

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

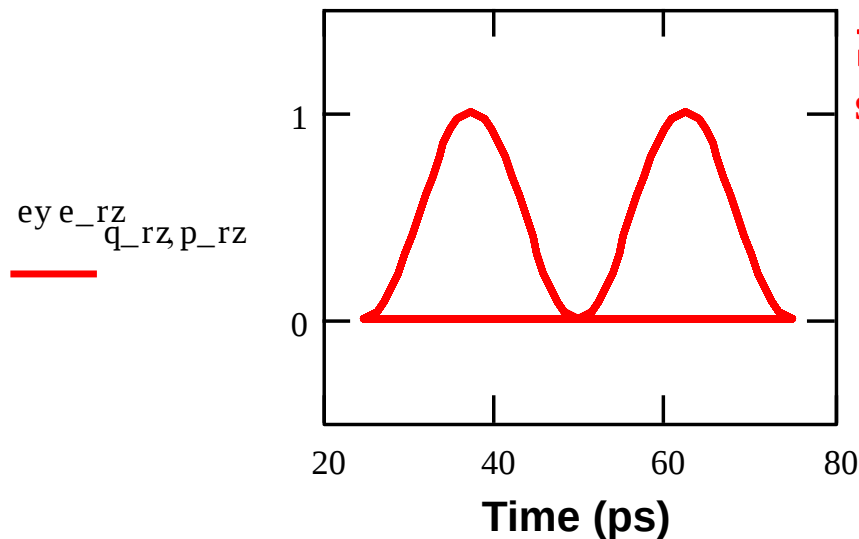


RZ符号(符号長7のM系列)(1)

時間波形(電界振幅)

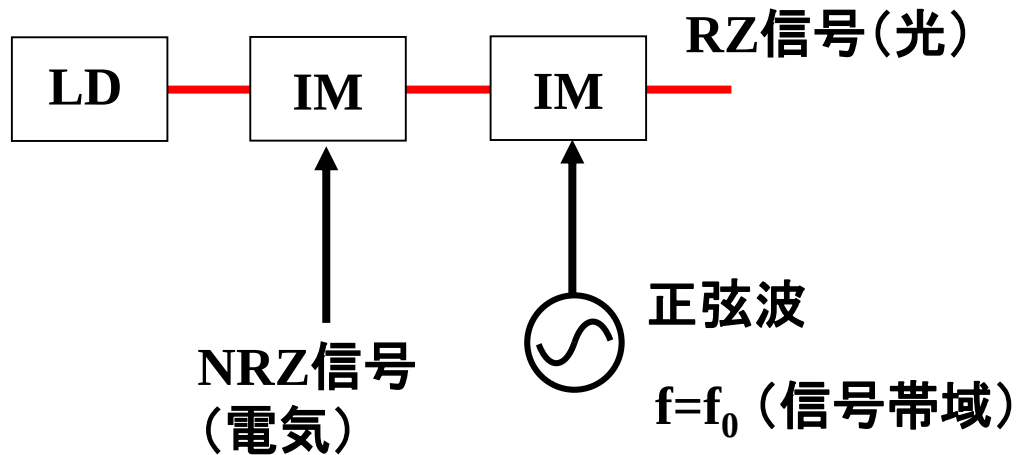


アイパターン



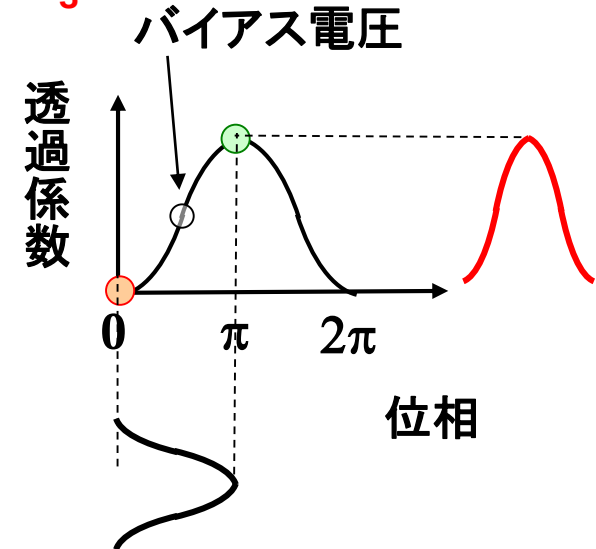
論理が反転する部分は
sin関数として表現(1シンボル
内で0から0に戻る)

送信器構成

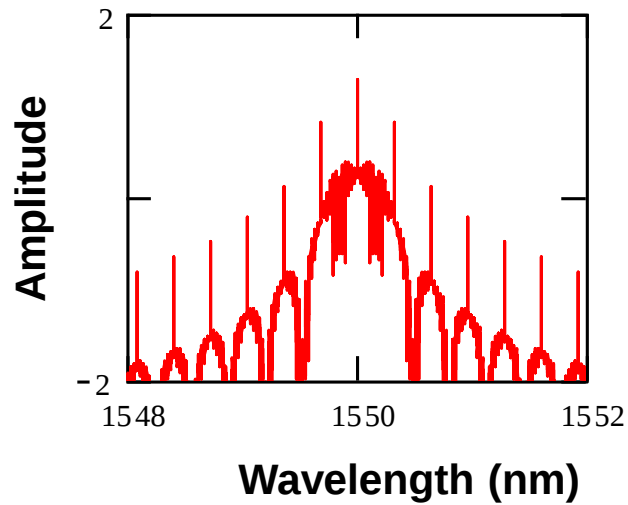


IM: Intensity Modulator (強度変調器)

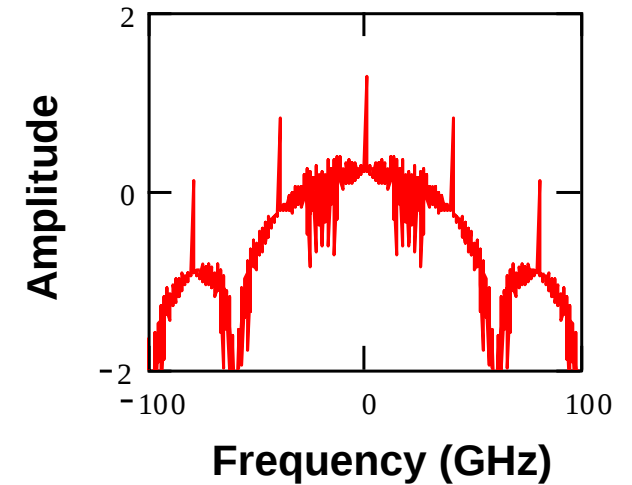
LiNbO_3



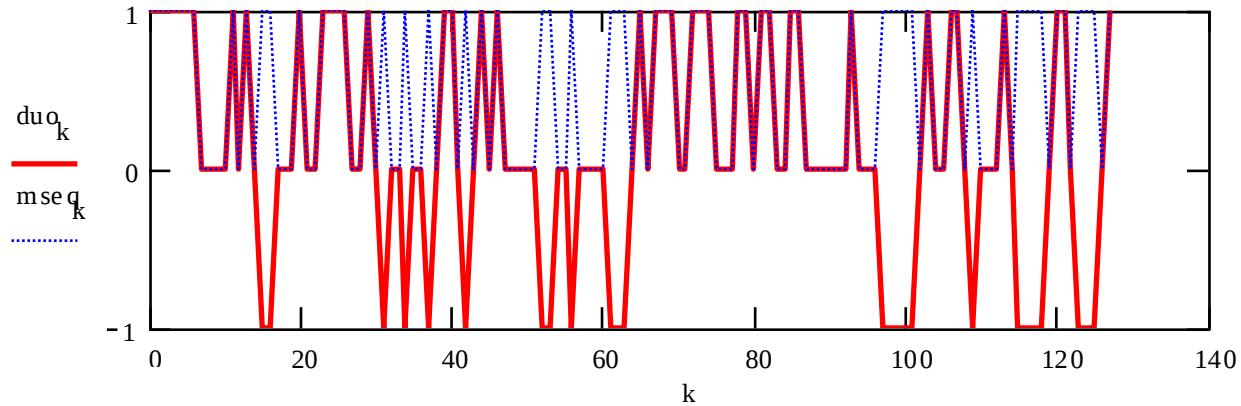
フーリエ変換(波長軸)



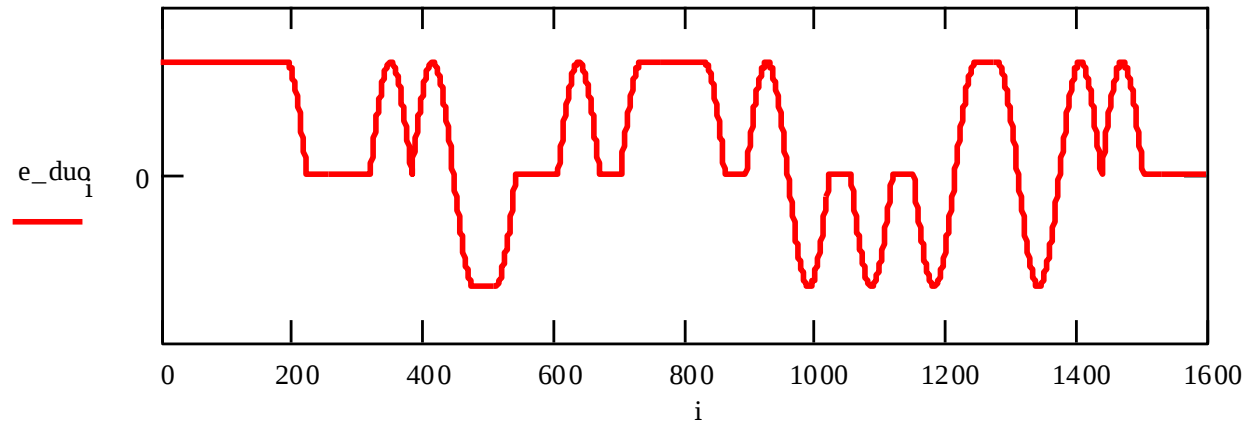
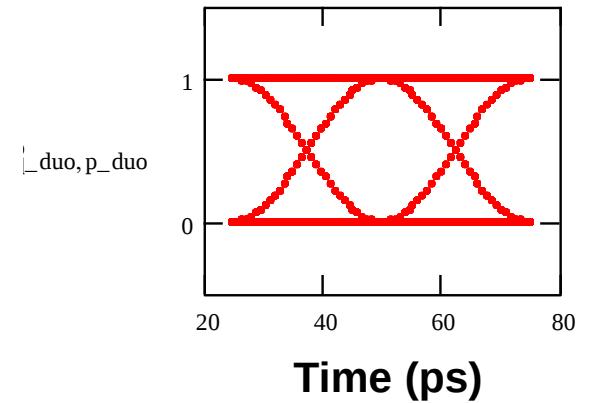
フーリエ変換(周波数軸)



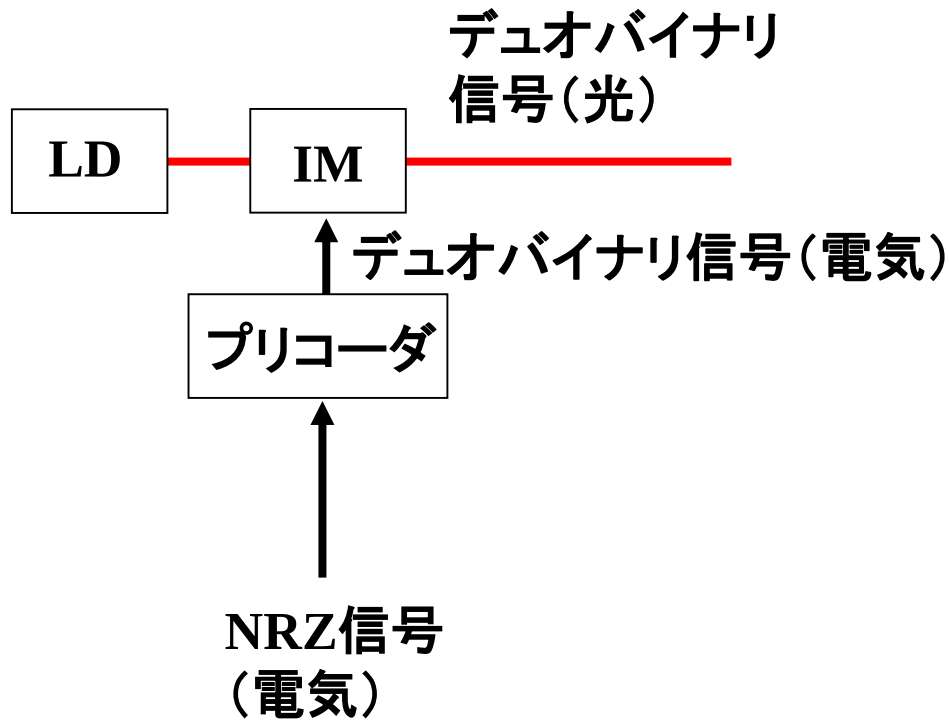
時間波形(電界振幅)



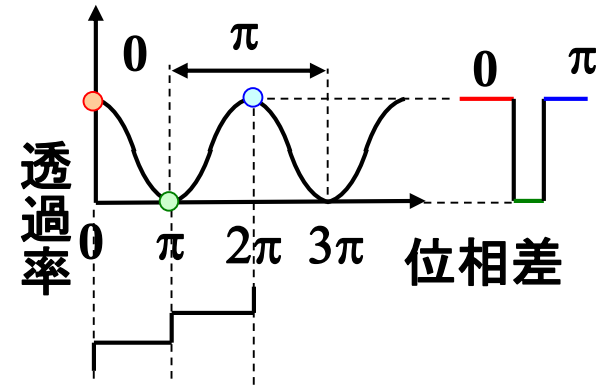
アイパターン



送信器構成



LiNbO_3



IM: Intensity Modulator (強度変調器)

Timing diagram for a 2-bit counter. The top signal is 'on' (high) and 'off' (low). The bottom signal is '1' (high) and '0' (low). The counter sequence is 0, π , π , π , 0, 0. Vertical dashed lines mark the transitions between these states.

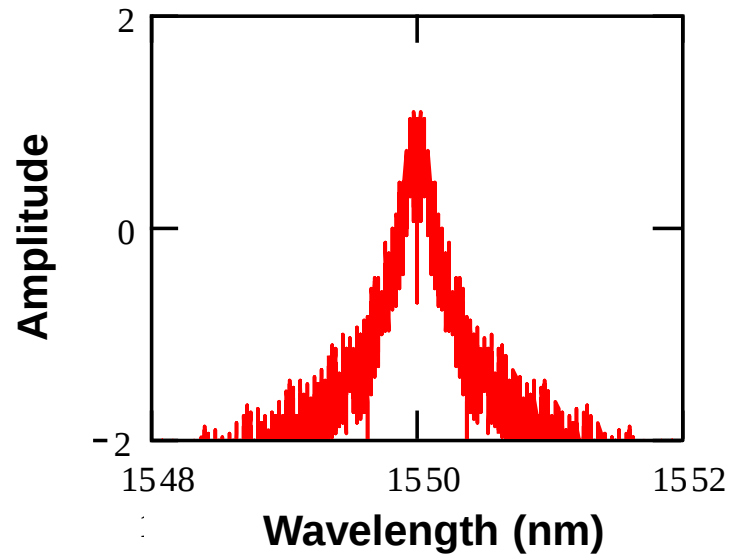
A step function graph with values 0 and 1. The function is 0 on intervals $[0, 1)$, $[2, 3)$, $[4, 5)$, $[6, 7)$, $[8, 9)$ and 1 on intervals $[1, 2)$, $[3, 4)$, $[5, 6)$, $[7, 8)$, $[9, 10)$. Vertical dashed lines are at integer values from 1 to 9.

The top part of the figure shows a schematic of a quantum device. An input electric field E_{in} enters from the left, and an output electric field E_{out} exits to the right. The device consists of a central region of length L (indicated by a double-headed arrow) flanked by two tapered sections. Two data inputs, labeled "DATA", are shown as green and blue rectangular pulses entering the central region from the top and bottom respectively. The bottom part of the figure shows the transmission characteristics. The y-axis is labeled "透過率" (Transmission) and the x-axis is labeled "位相差" (Phase Difference). The transmission curve is a periodic function with peaks at $0, 2\pi, 4\pi$ and troughs at $\pi, 3\pi$. Specific points are marked: a red dot at 0 , a green dot at π , and a blue dot at 2π . A horizontal double-headed arrow labeled π spans from the green dot to the blue dot. To the right, a square wave plot shows the transmission state: red for high transmission and green for low transmission, corresponding to the peaks and troughs of the curve.

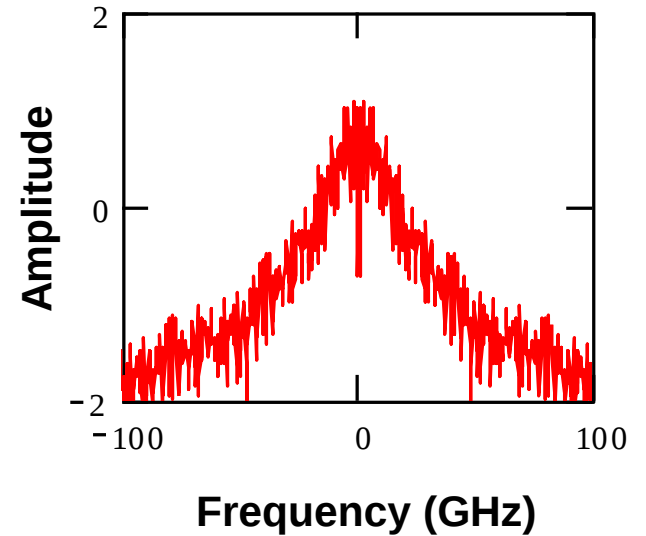
透過率

位相差

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

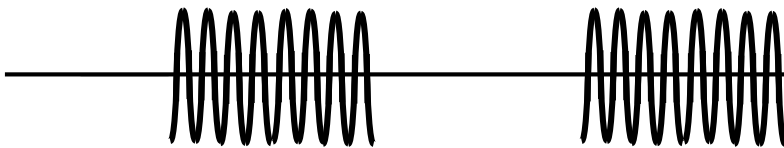
強度変調

ASK (Amplitude Shift Keying)

OOK (On-Off Keying)とも呼ばれる

振動波形は光の波長レベルでの振動

0 1 0 1 0

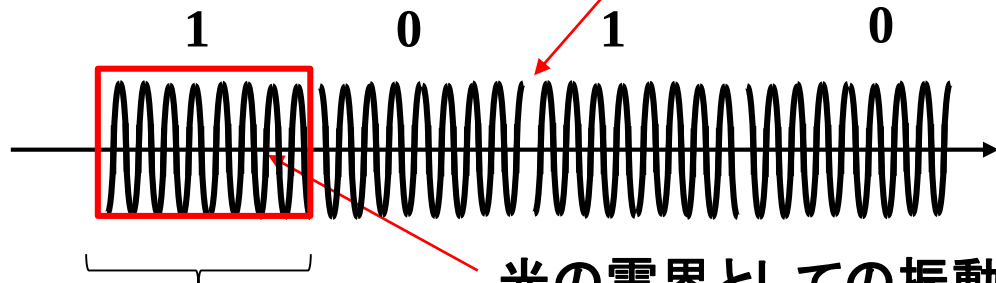


- 振幅の有無にビットを対応
- 振幅の大きさで多値化
(4ASK : 4値の場合
→ 2^2 なので2ビット1シンボル)

位相変調

PSK (Phase Shift Keying)

光の位相を切り替える



- ビットごとに位相を対応
- 位相の位置で多値化
(QPSK : $0, \pi/2, \pi, 3/2\pi$)

1シンボル(最小変調単位的时间幅)

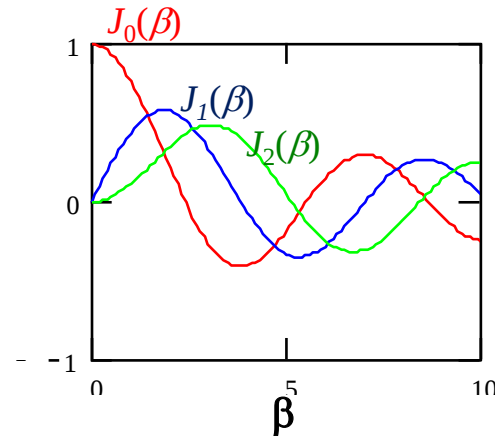
位相変調と側波帯

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

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

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

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

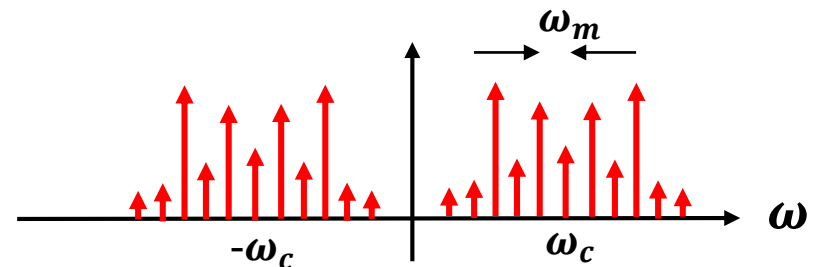


$$c_n = f_m \int_{-\frac{1}{2f_m}}^{\frac{1}{2f_m}} s(\tilde{t}) e^{-j2\pi f_m n t} dt = \frac{A_c}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \cos x - nx)t} dx = A_c J_n(\beta)$$

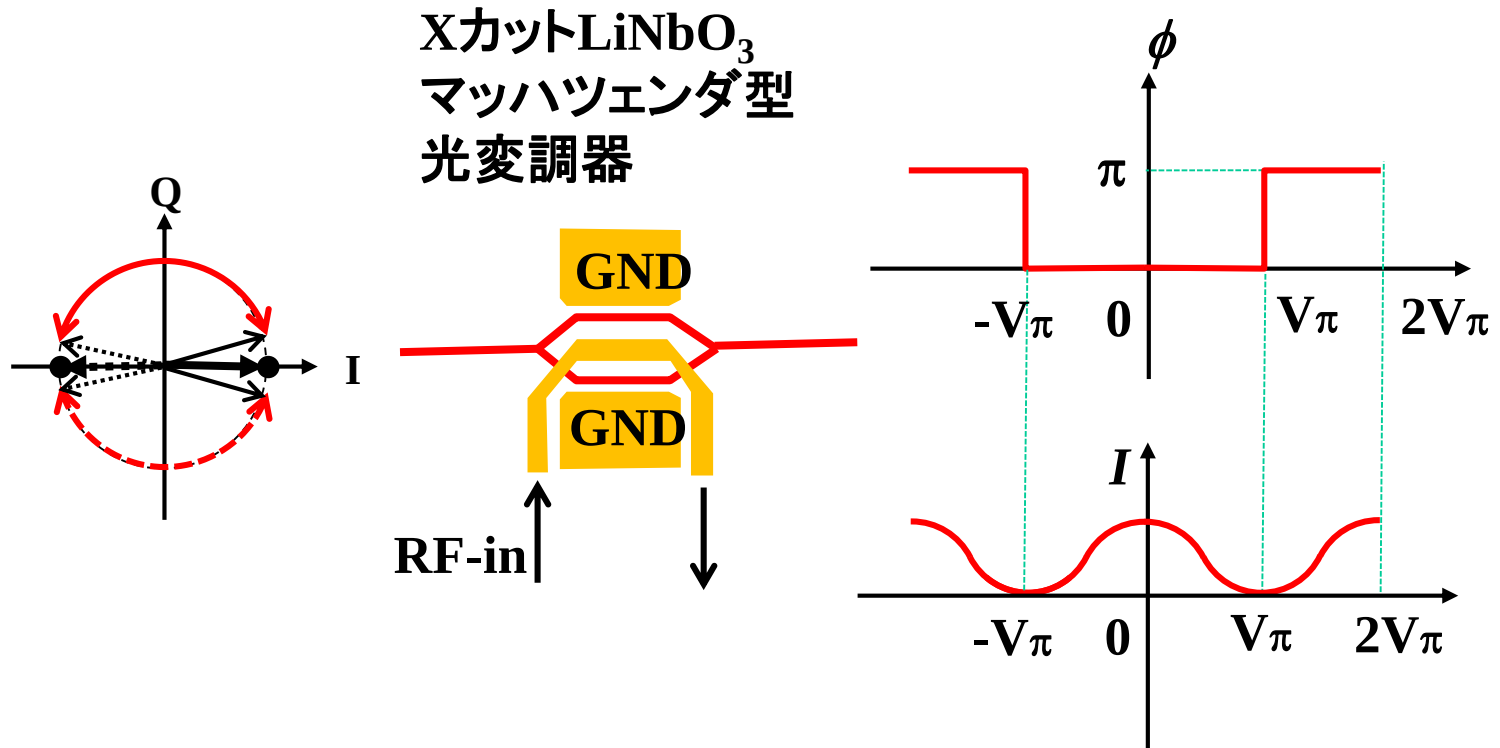
$J_n(\beta)$: 第1種n次ベッセル関数

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

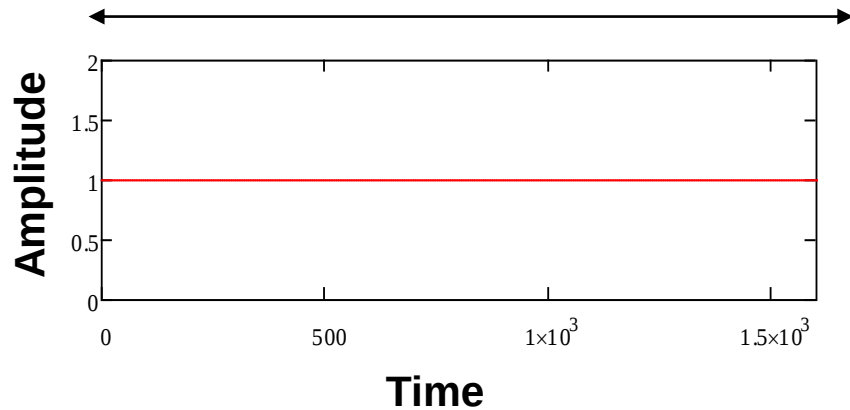
$$F[s(t)] = \frac{A_c}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + [\delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)]]$$



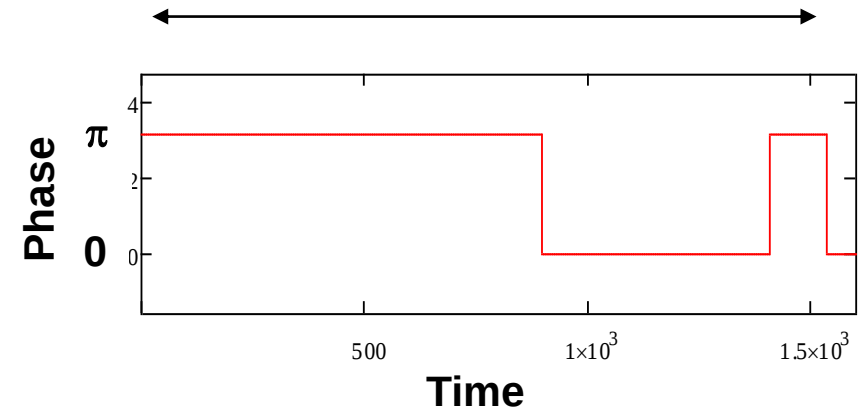
Push-pull 位相変調器による出力信号の位相変化



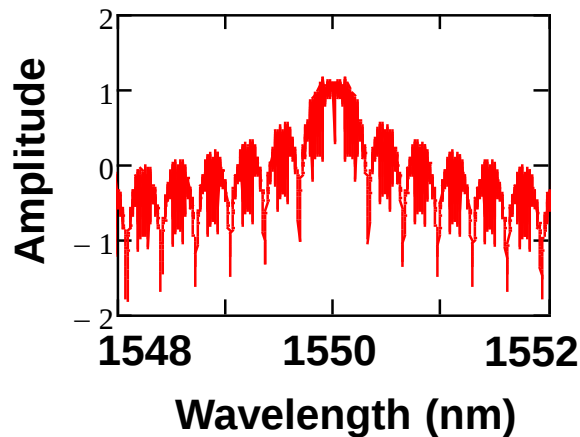
振幅
50bits



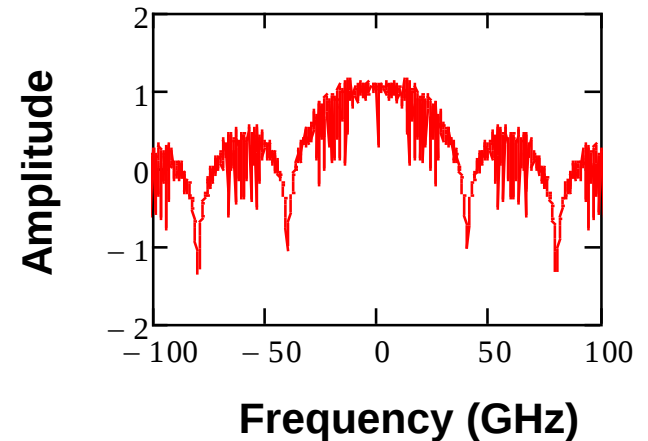
位相
50bits



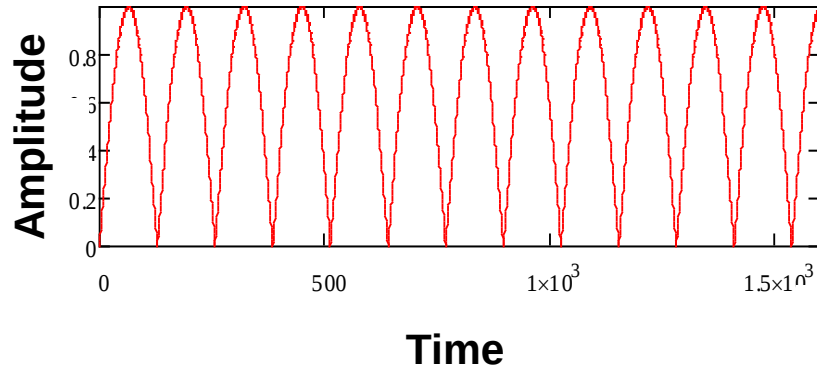
フーリエ変換(波長軸)



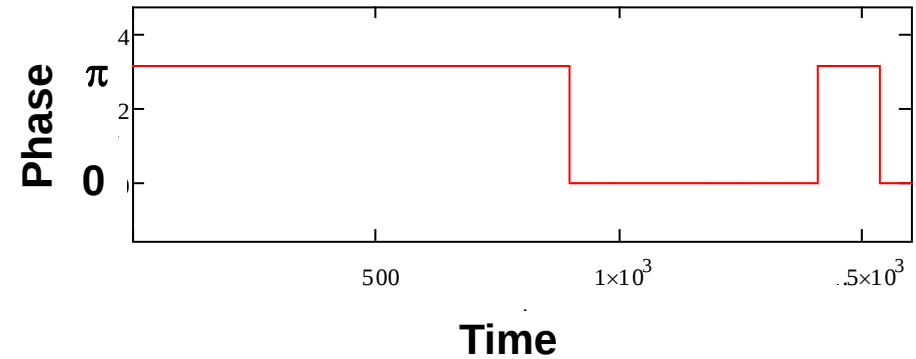
フーリエ変換(周波数軸)



振幅

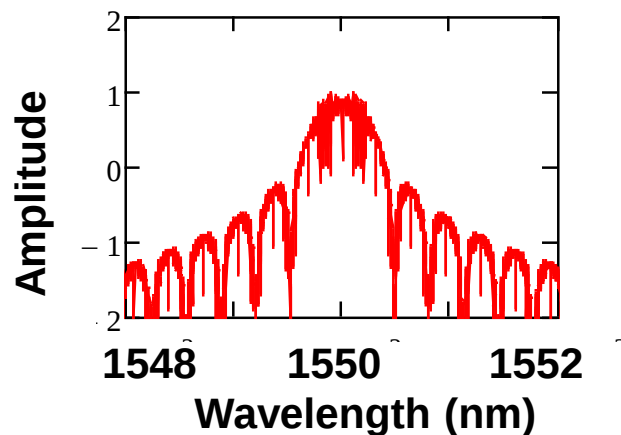


位相

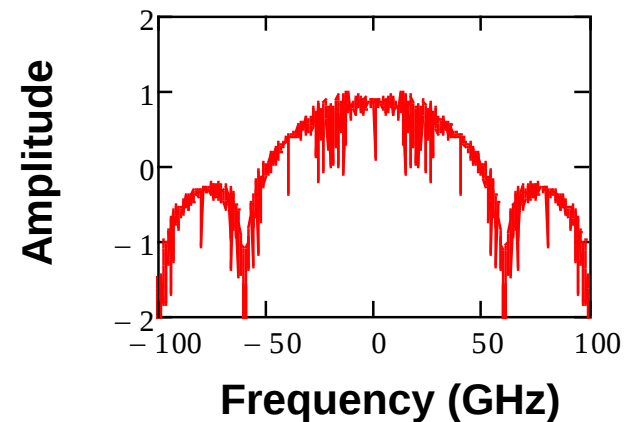


電界の数式を (シンボルごとにsin形状 $\times e^{j\theta}$) (θ はシンボルごとに位相)と
おいてFFT解析。

フーリエ変換(波長軸)



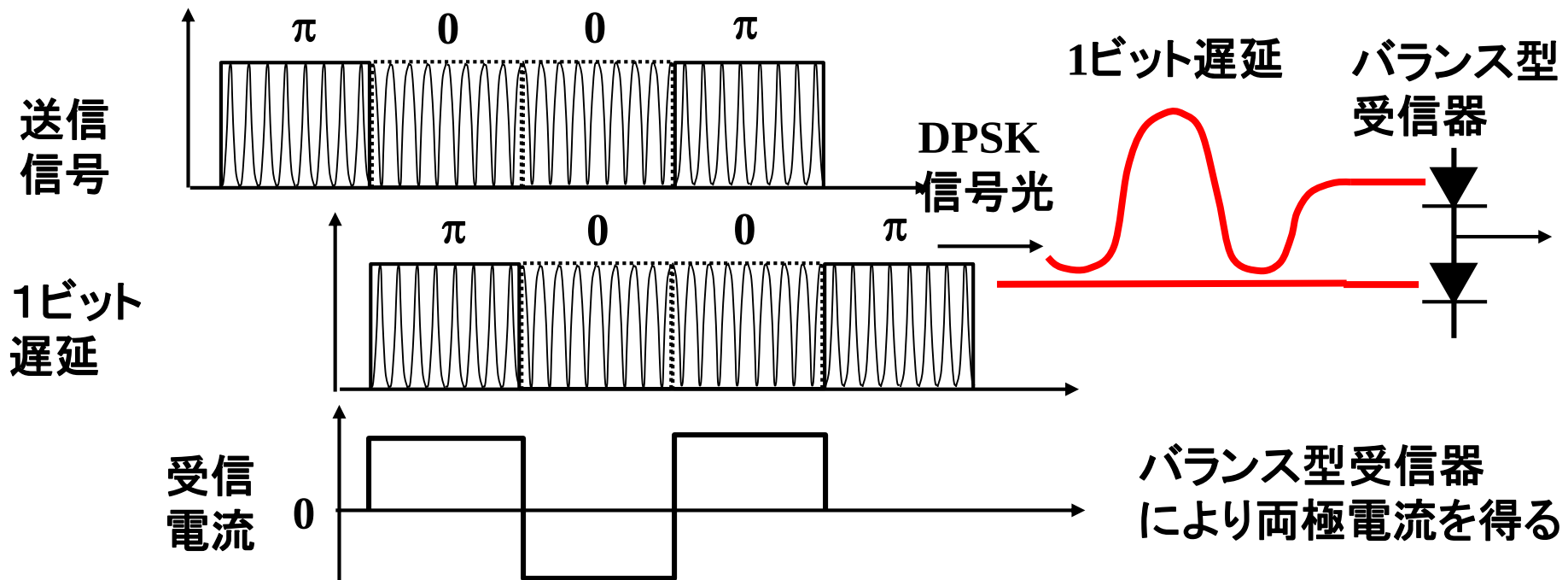
フーリエ変換(周波数軸)



DPSK変調

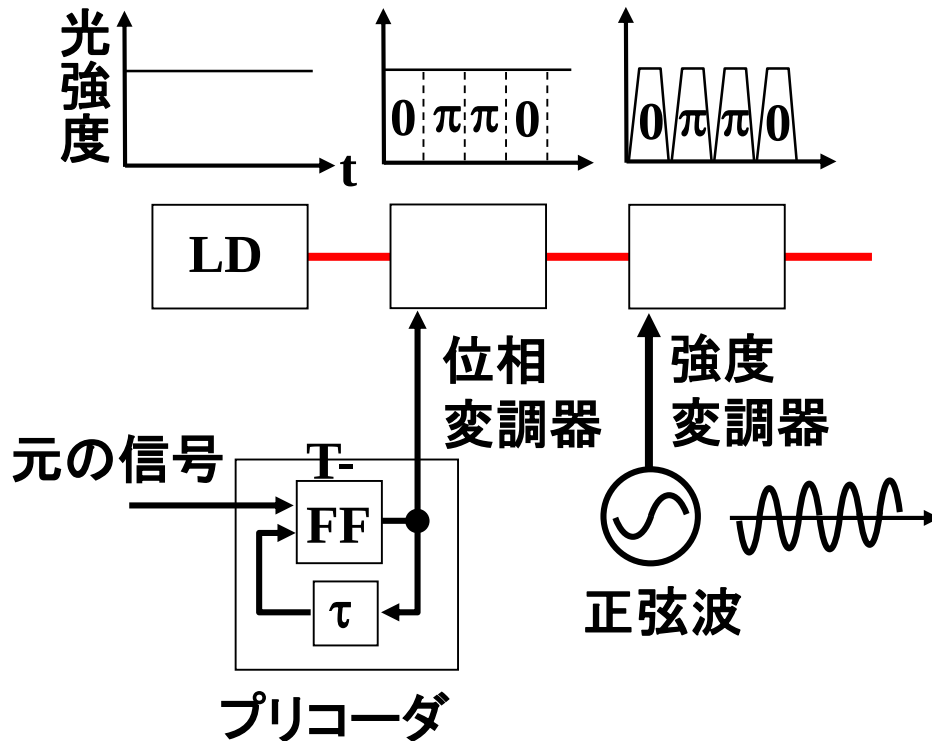
DPSK (Differential Phase-Shift-Keying, 差動位相シフトキーイング方式)

- 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。



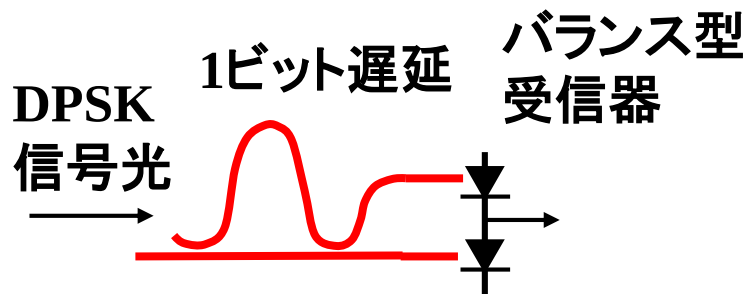
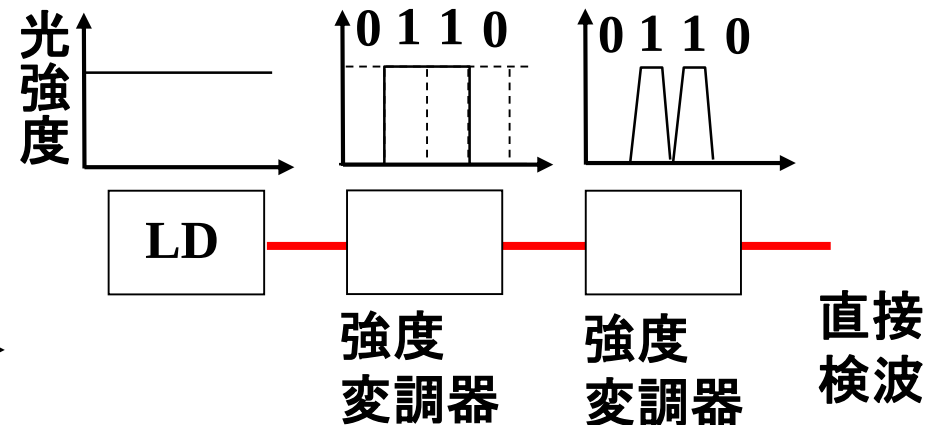
DPSK送信器

RZ-DPSK



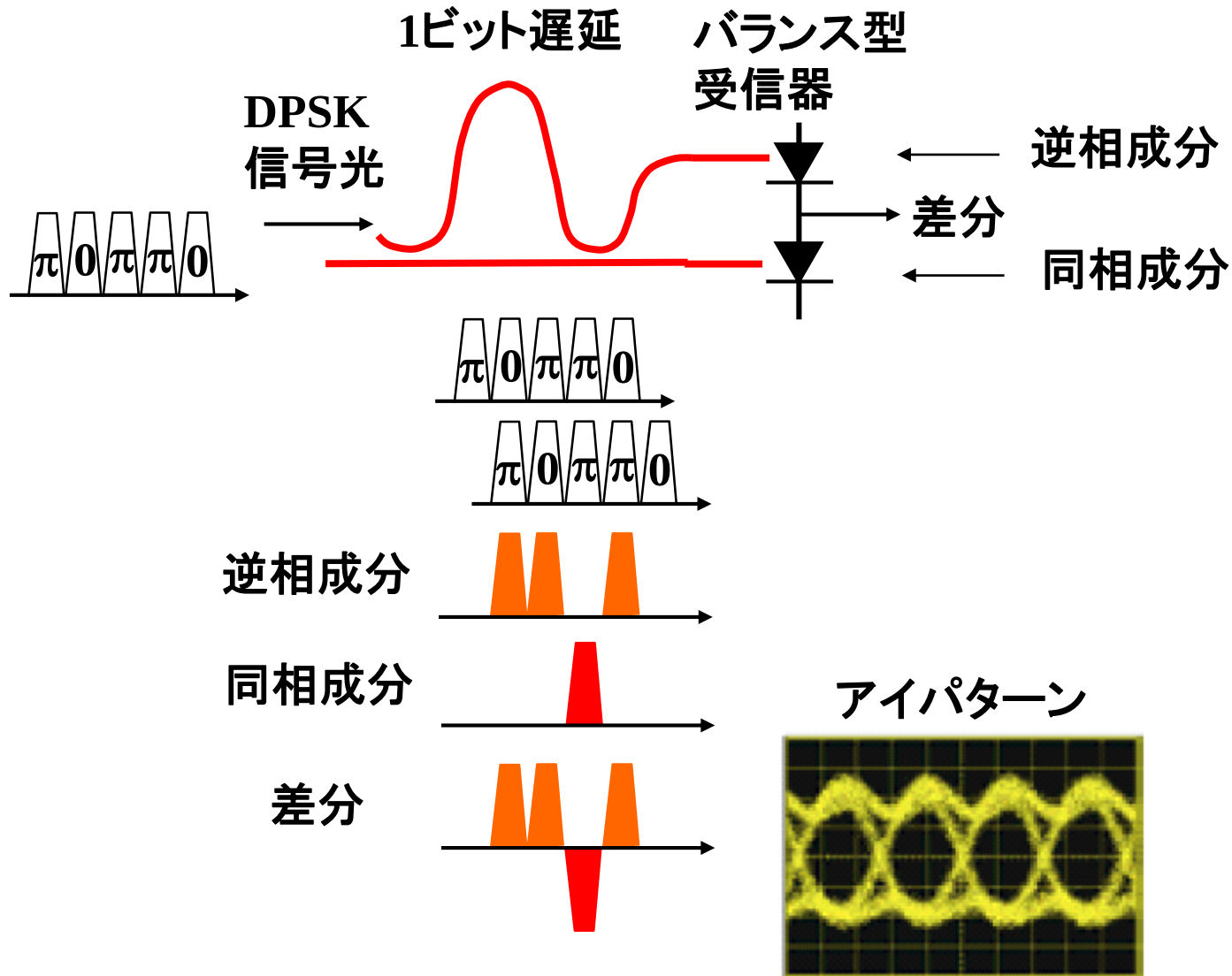
RZ-OOK

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

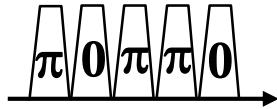
DPSK受信器



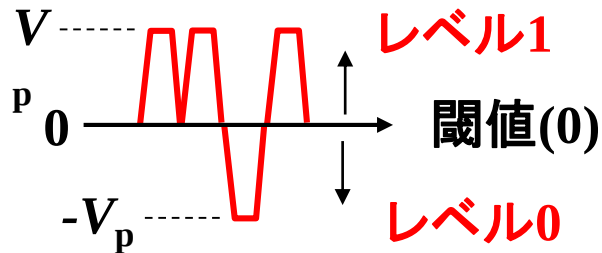
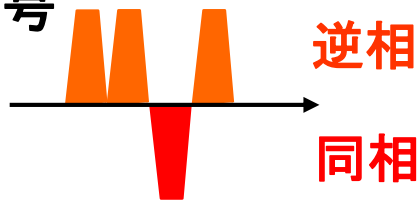
DPSKによる受信感度の改善効果

DPSK

送信信号

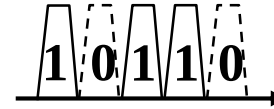


受信信号
(差分)

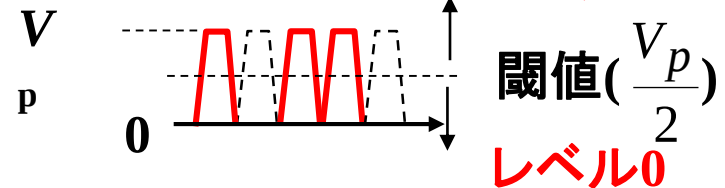


OOK

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

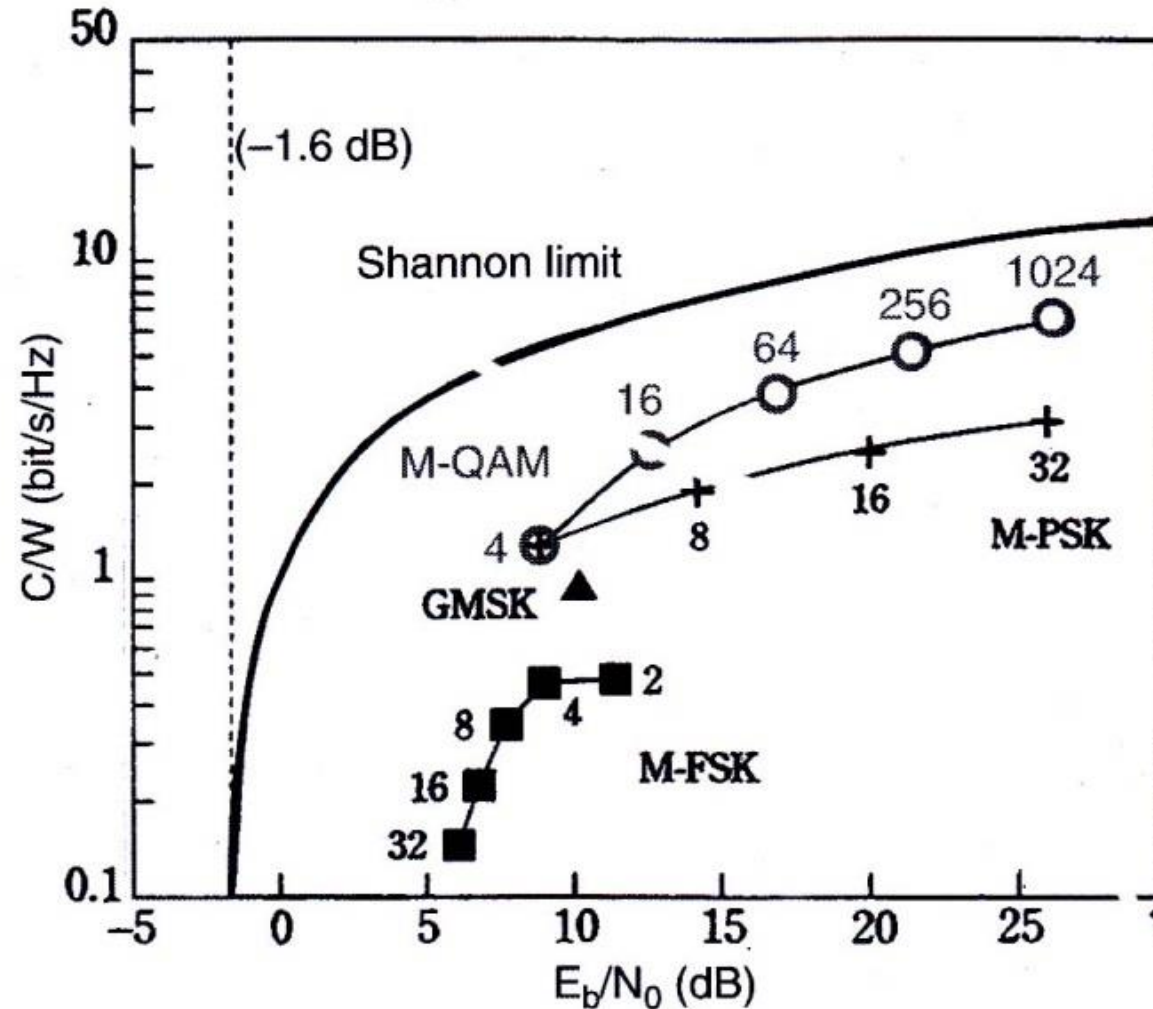
多値変調技術

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

波長多重数を上げるか、チャネルあたり速度の向上か(2)

(波形歪に影響を与える波長分散・偏波分散のビットレート依存性)

● 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)

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

- ② 偏波モード分散(PMD : 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、

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

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

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、

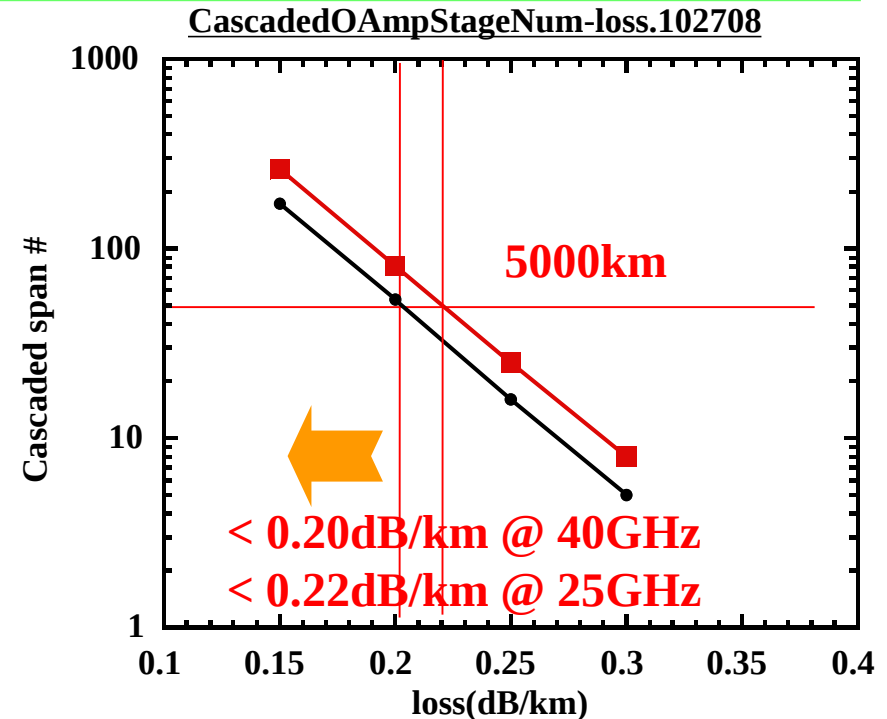
$$50,000\text{ps/nm} \div 5,000\text{km} = 10\text{ps/nm/km}$$

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

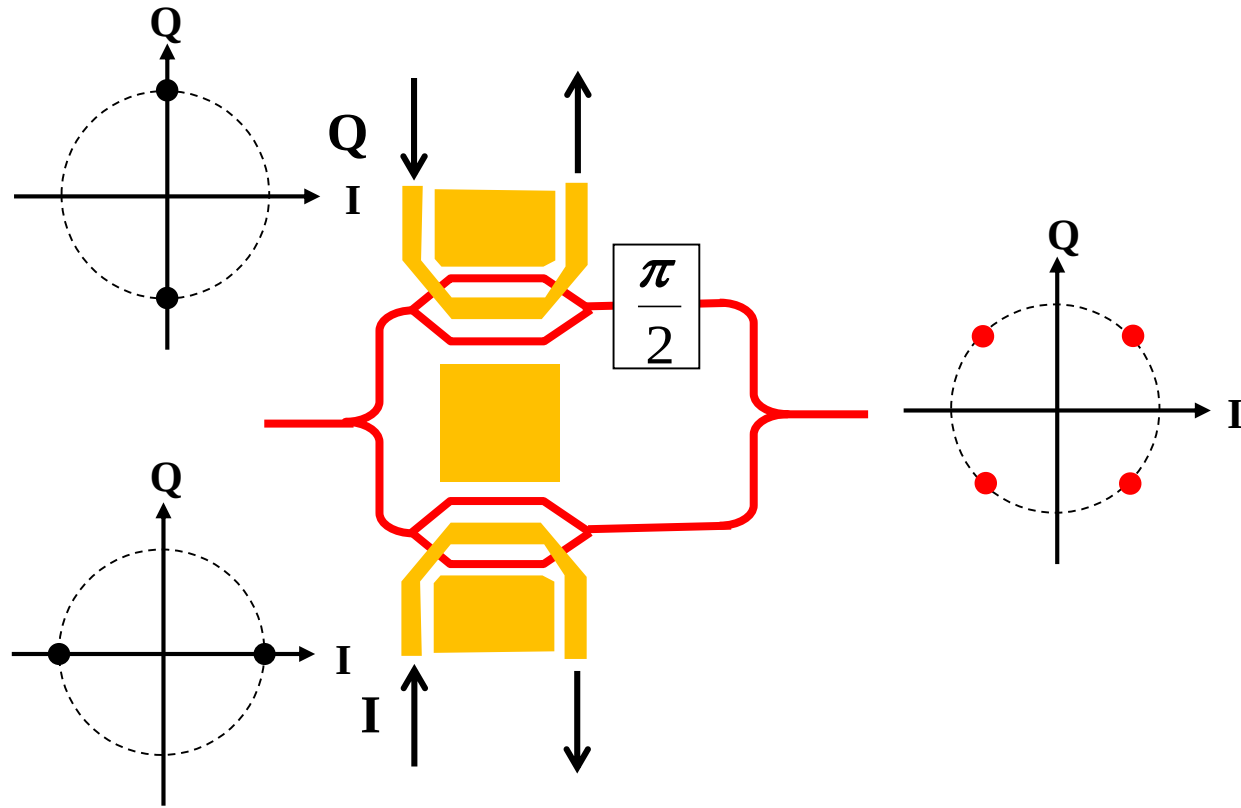
- ① 多値化 → シンボルレートを下げて狭帯域化
- ② 偏波多重 → シンボルレートを下げて狭帯域化
- ③ 等化器 → 時間領域／周波数領域

● 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

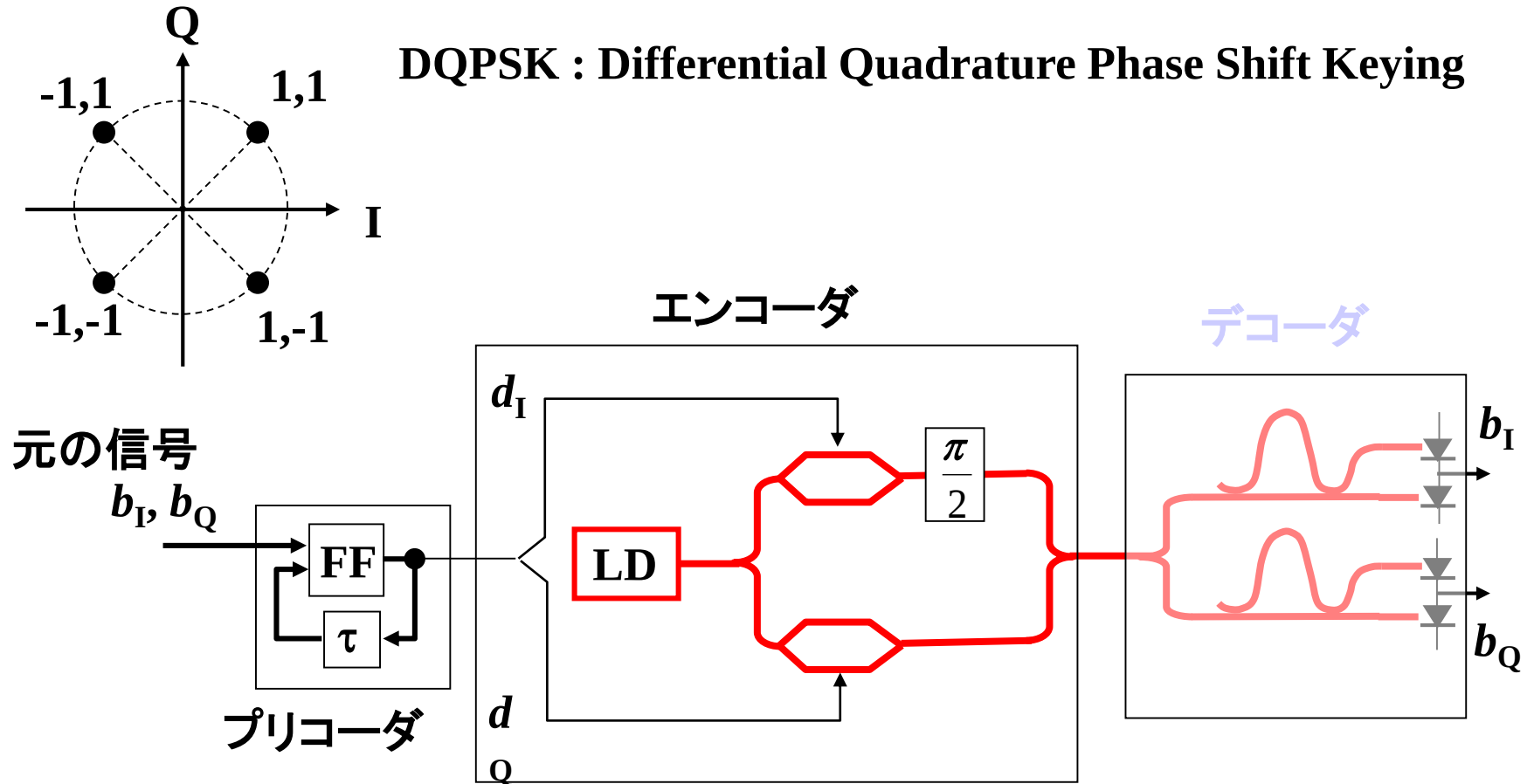
高速デジタルLSIの進展により実現可能となってきた

IQ位相変調器による出力信号の位相変化



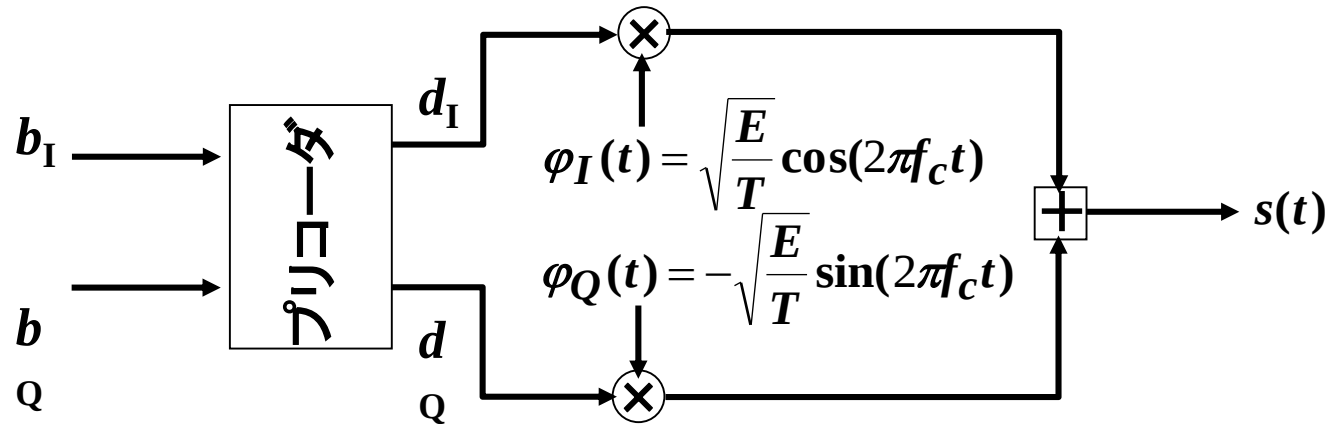
DQPSK送信器

DQPSK : Differential Quadrature Phase Shift Keying



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

DQPSK送信ブロック



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

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

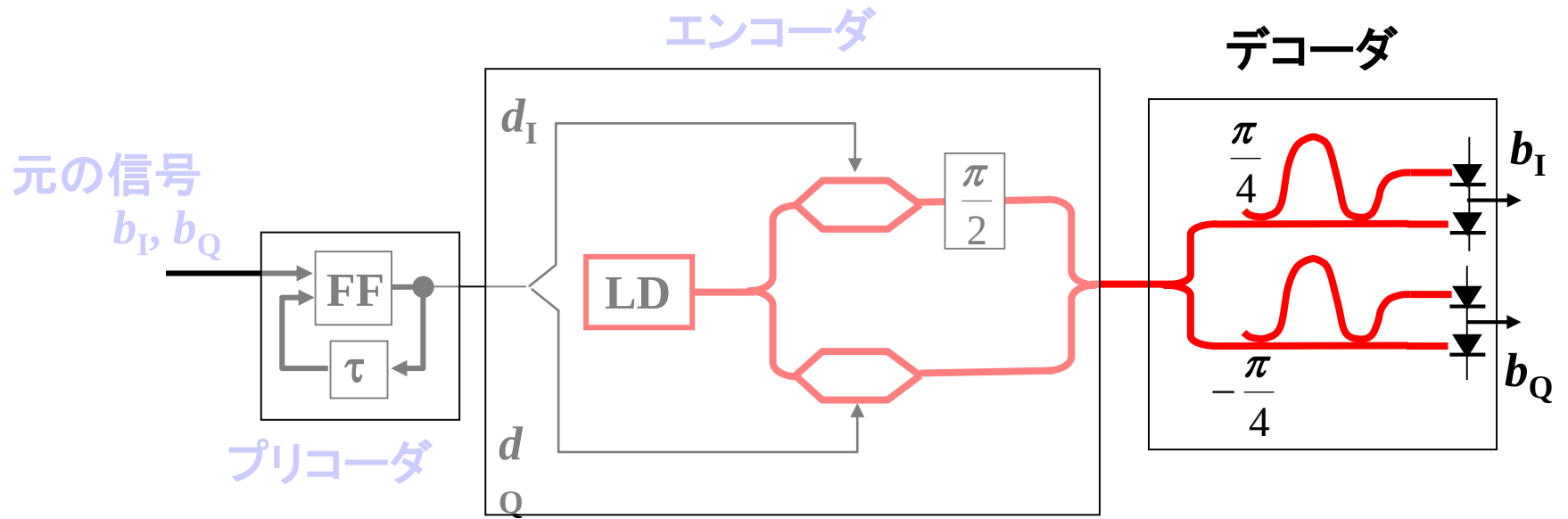
搬送波の正相、直交成分を

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

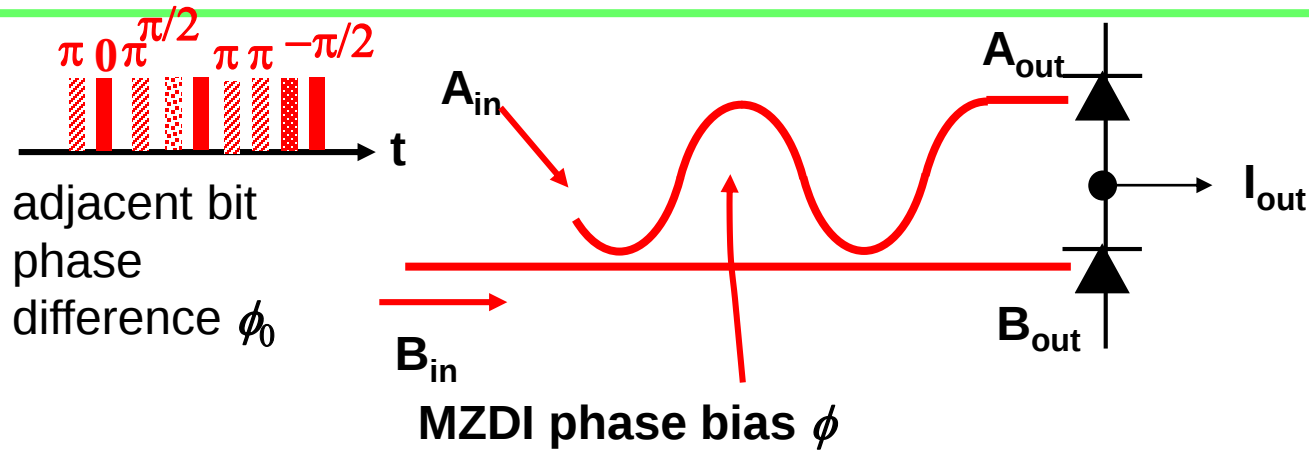
変調器に与えるベースバンド信号を d_I, d_Q とすると、

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

DQPSK受信器

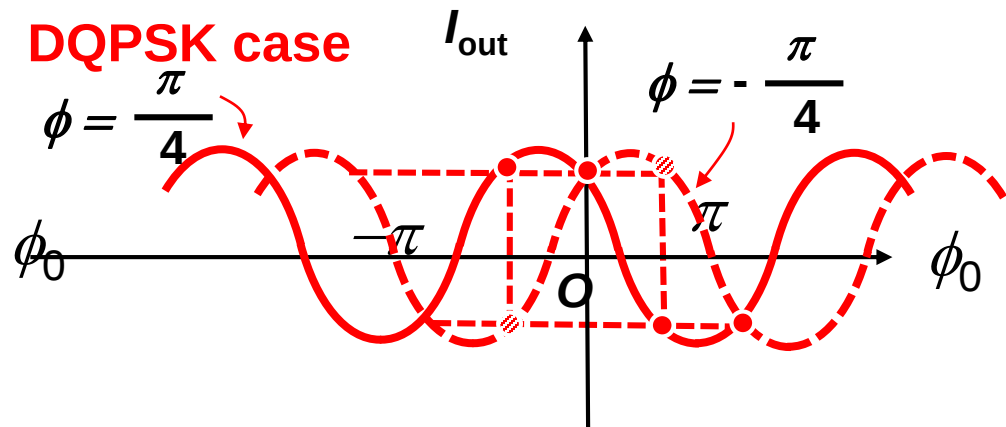
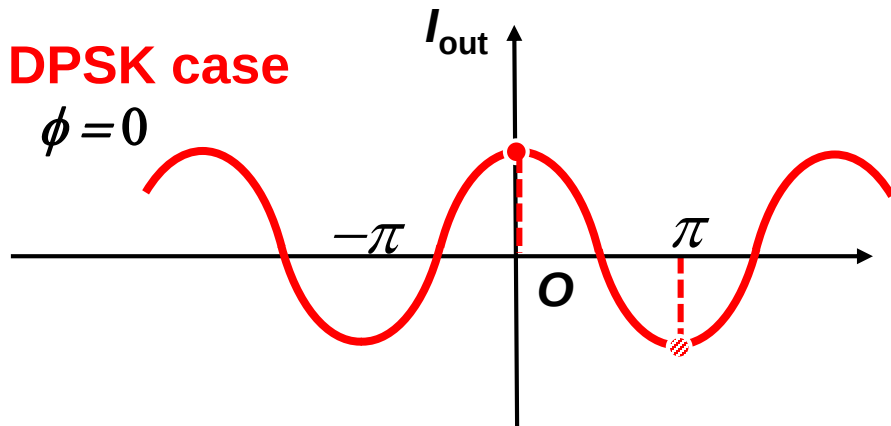


D(Q)PSK受信回路動作原理



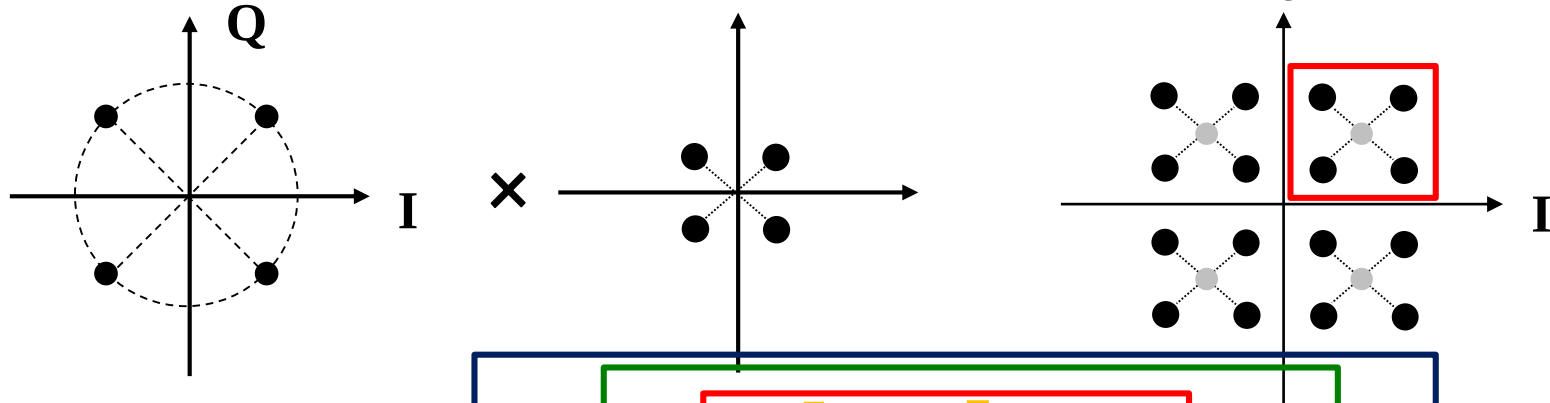
$$\begin{pmatrix} A_{out} \\ B_{out} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j(\phi_0 + \phi)} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_{in} = 0 \\ B_{in} \end{pmatrix}$$

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

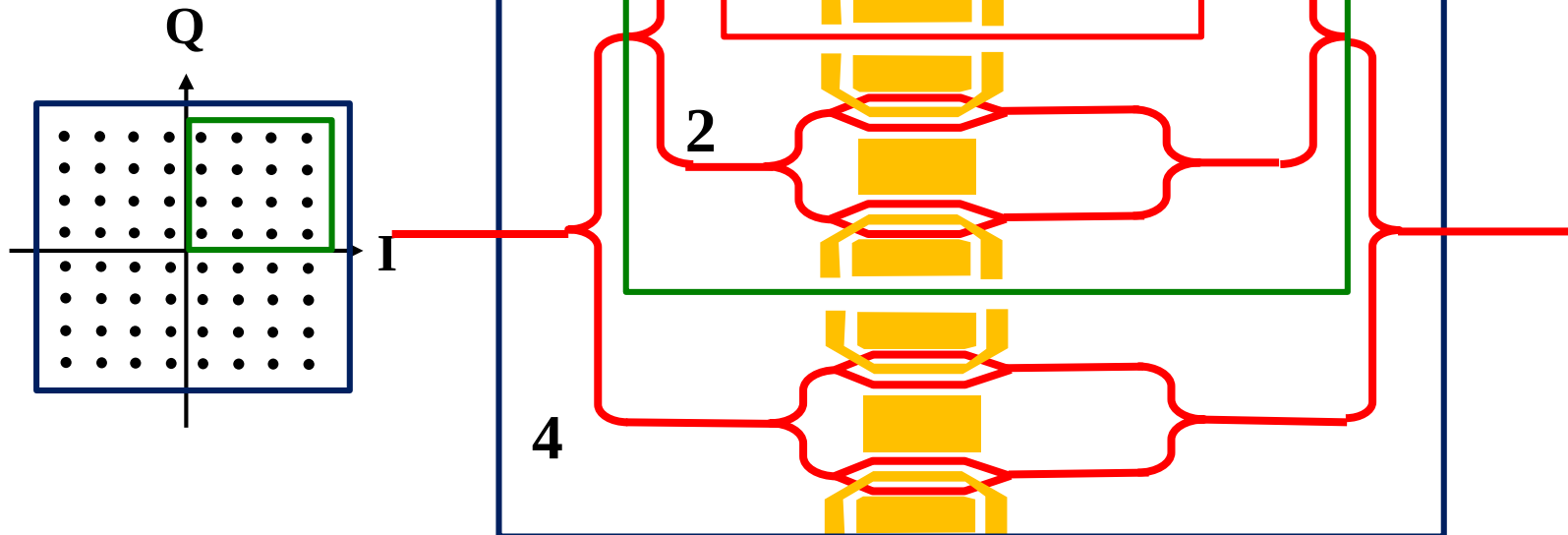


さらなる多値度向上の手法(光領域)

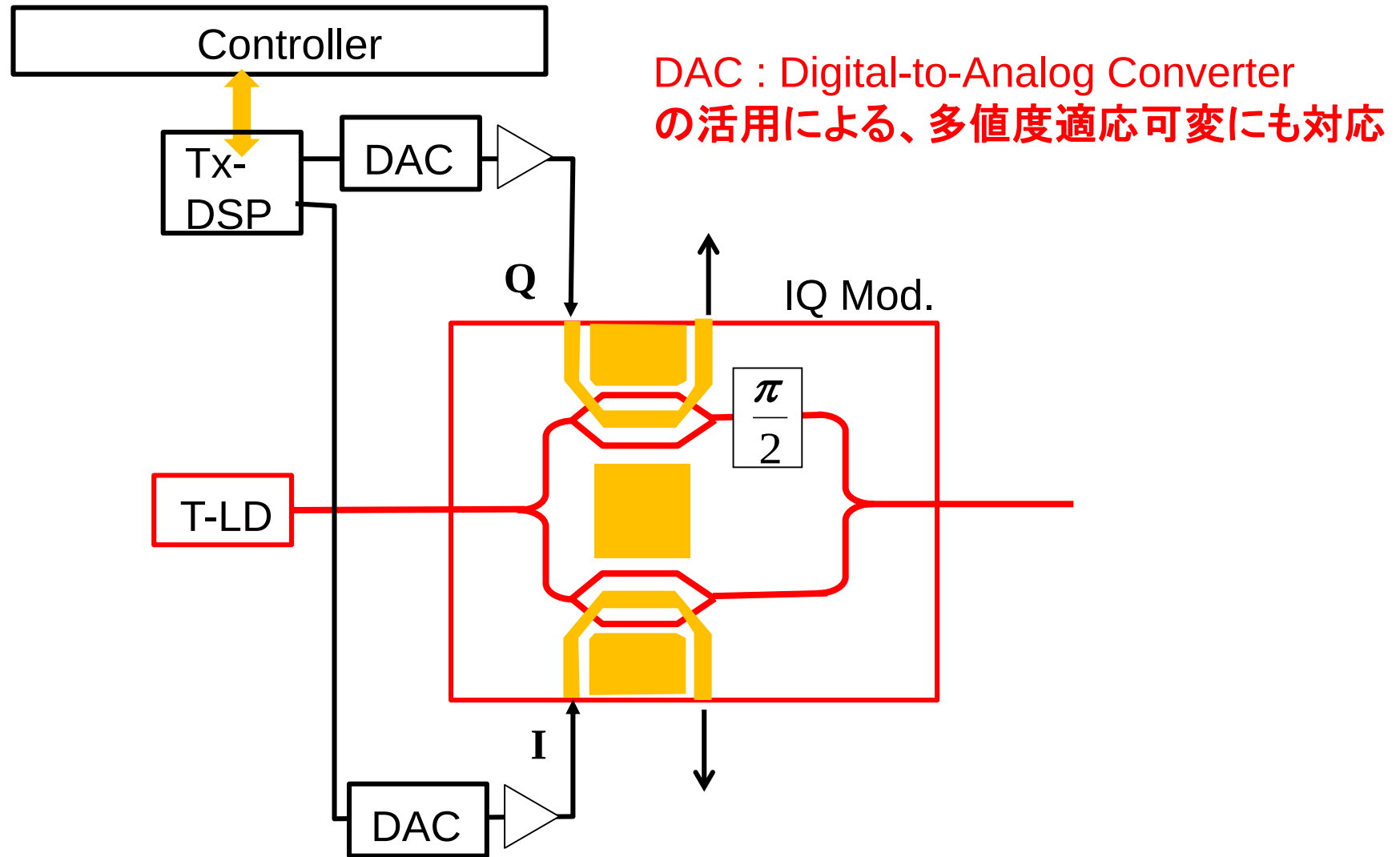
16QAM



64QAM



さらなる多値度向上の手法(電気領域)



PAM4 vs. OOK

40Gbps

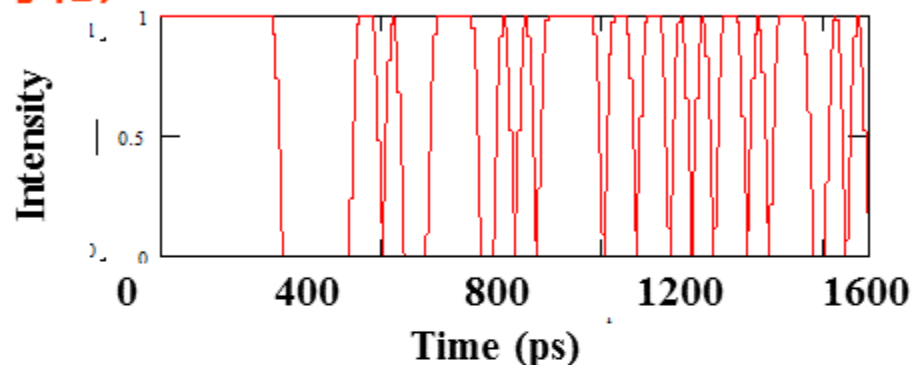
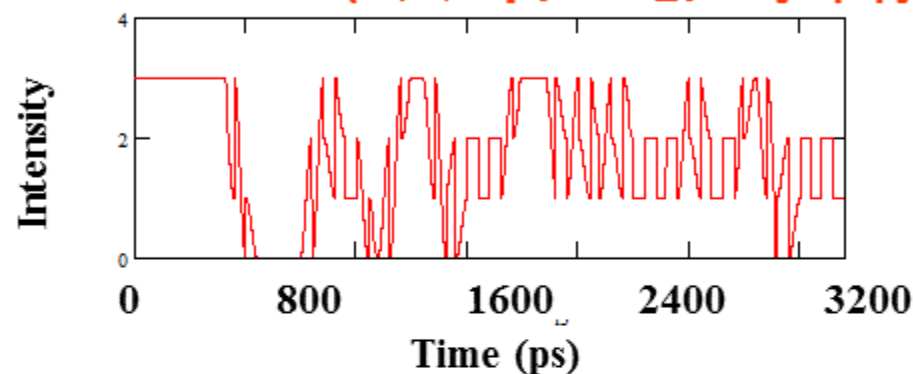
PAM4

$2^{11} - 1$ PRBS

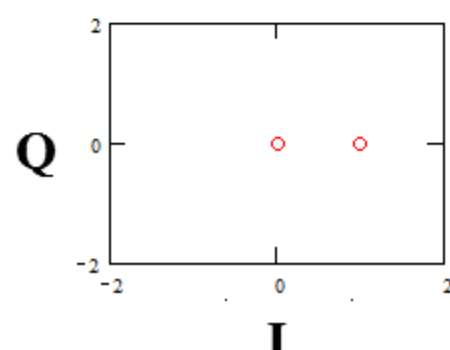
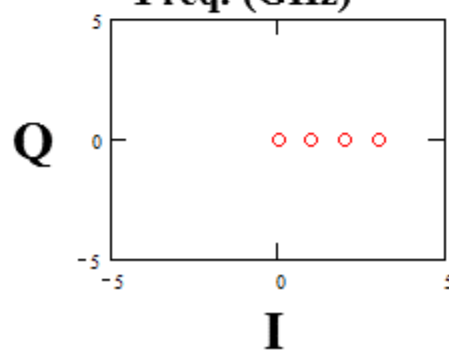
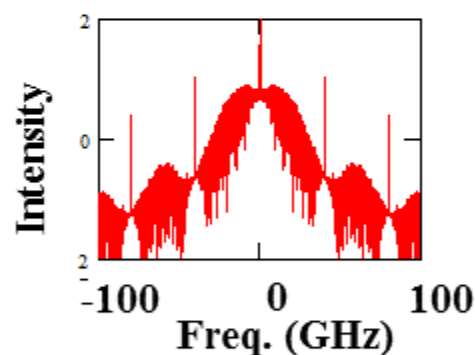
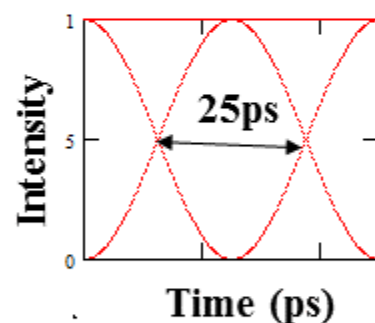
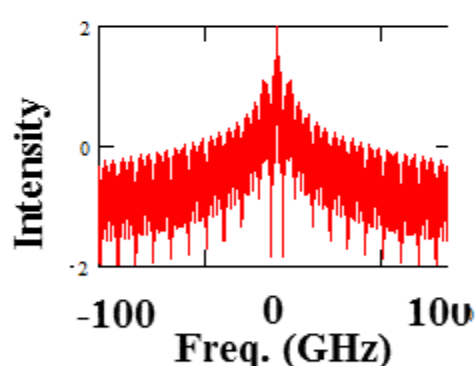
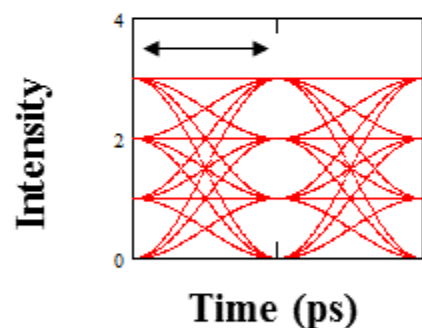
(2シンボルごとに4水準符号化)

OOK

$2^{11} - 1$ PRBS



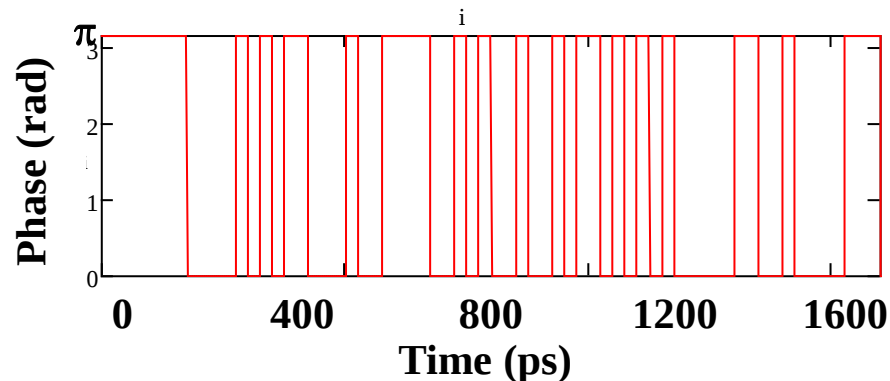
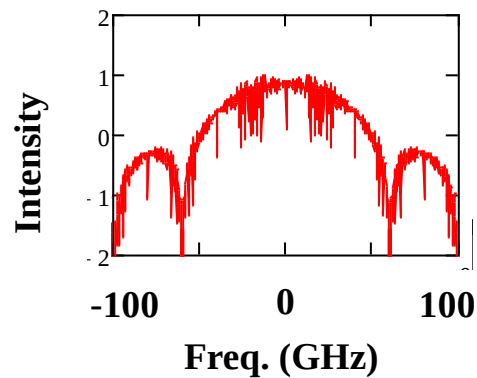
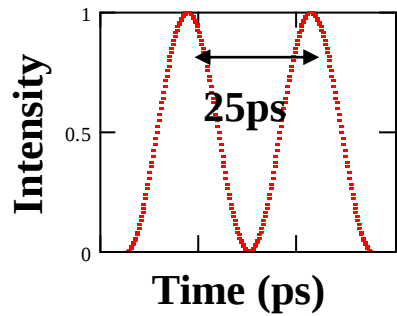
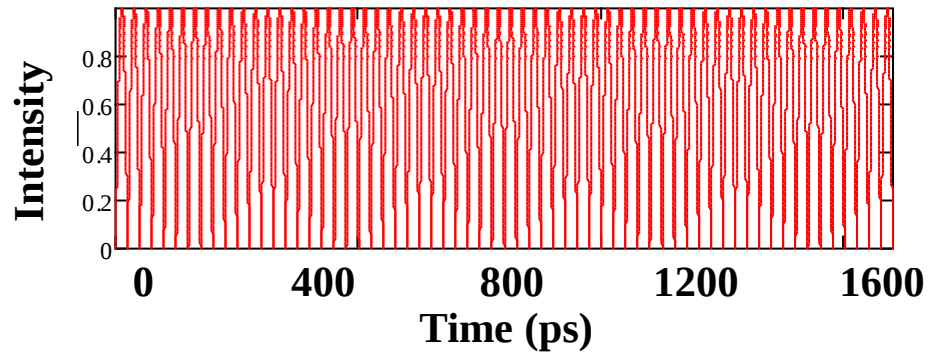
50ps



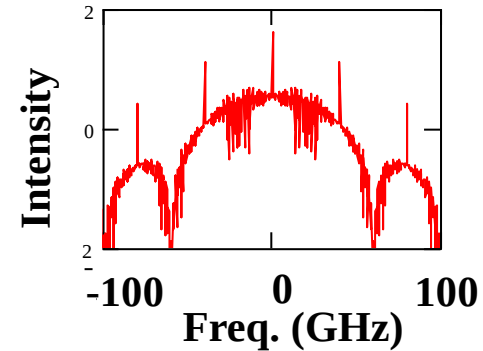
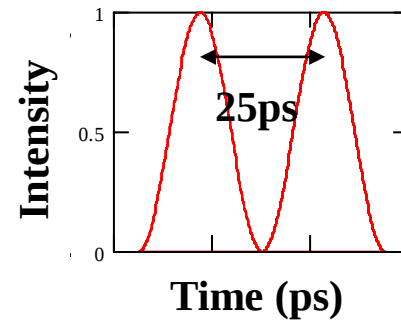
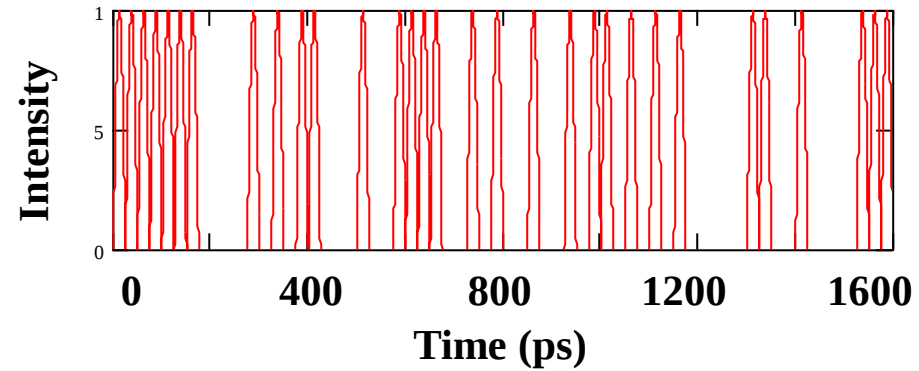
PSK vs. OOK

40Gbps

PSK



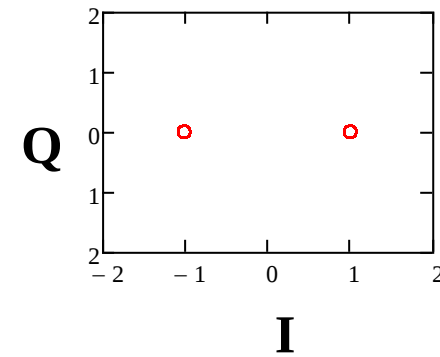
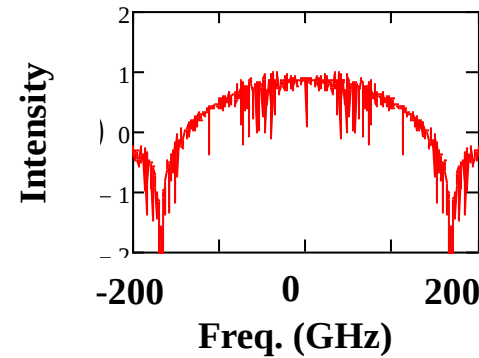
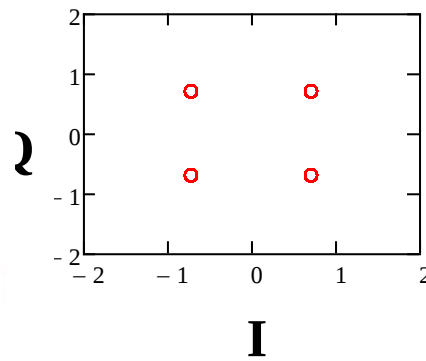
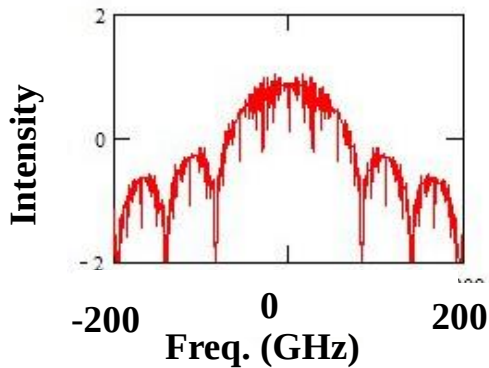
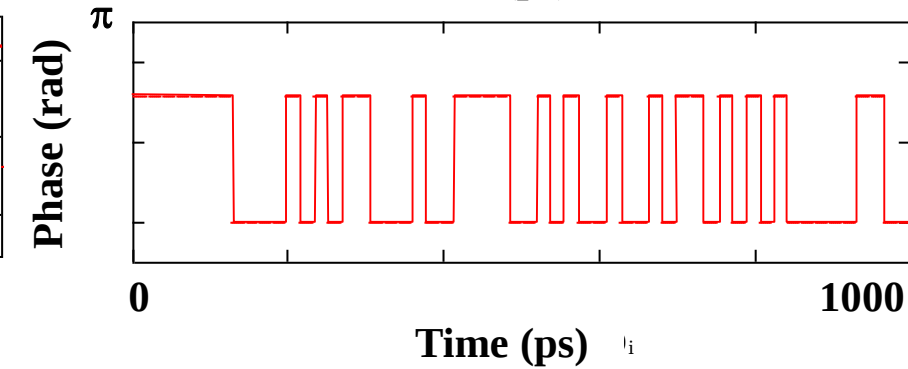
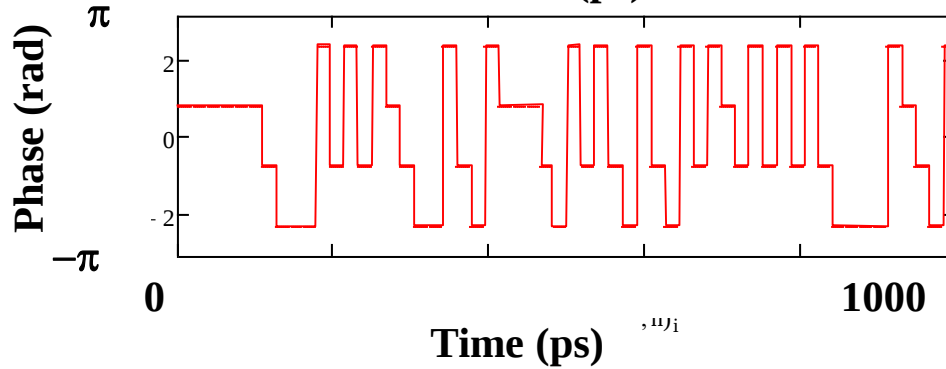
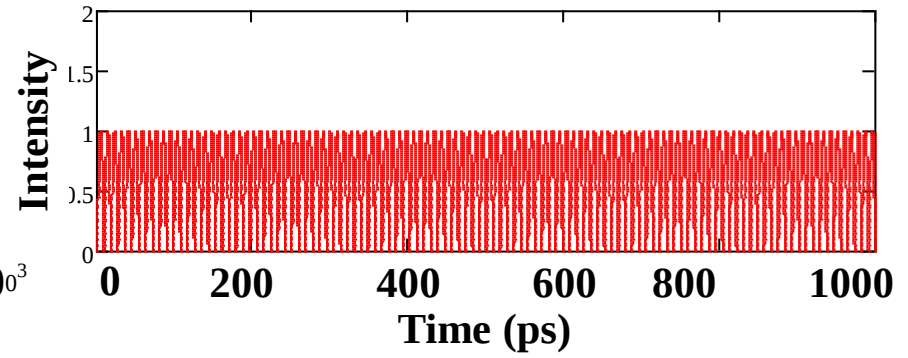
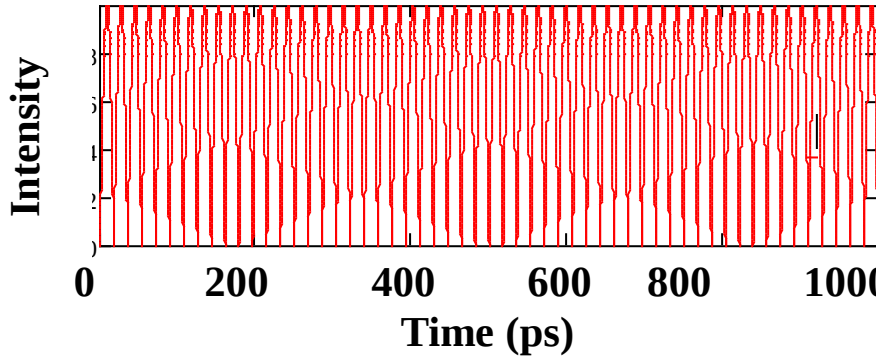
OOK



QPSK vs. PSK

112Gbps QPSK

PSK



QAM(1)

112Gbps

64QAMを例に

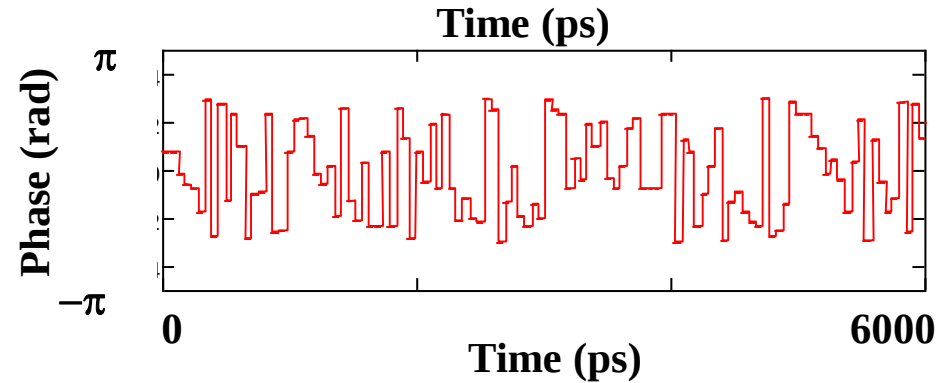
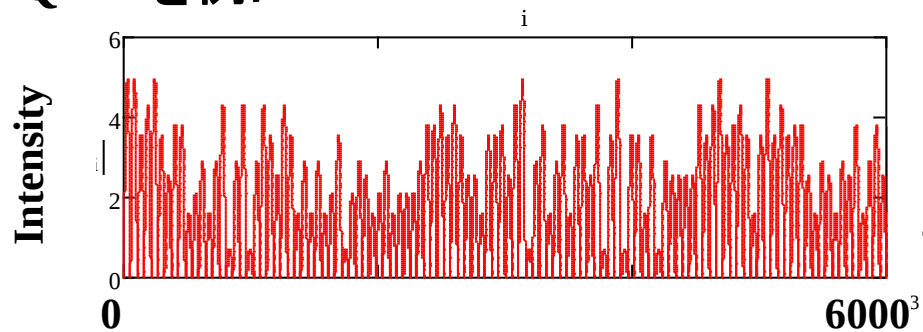
7次M系列

100001110101110

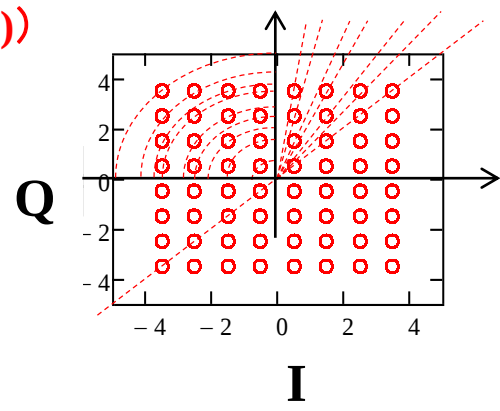
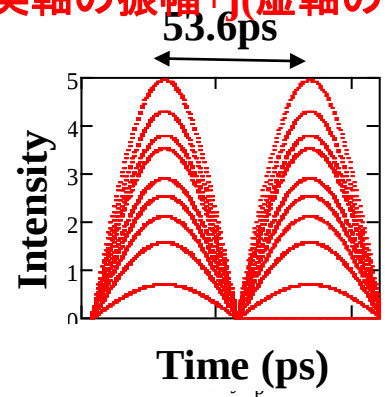
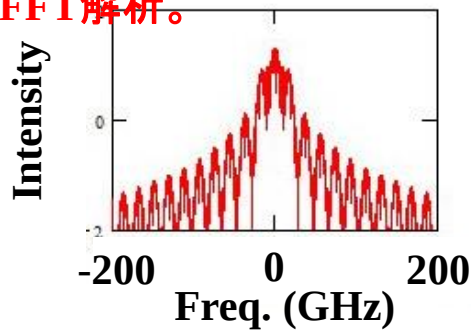
6ビットの
前3ビットをI信号 6ビットの
後ろ3ビットをQ信号

とした計算例

(実際の規則性とは異なるので注意)

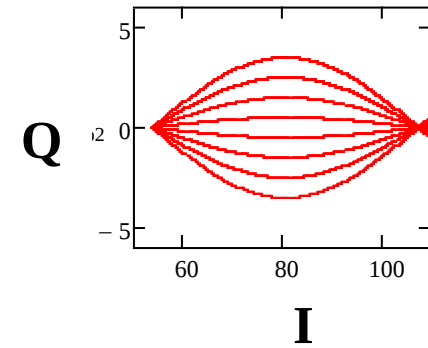
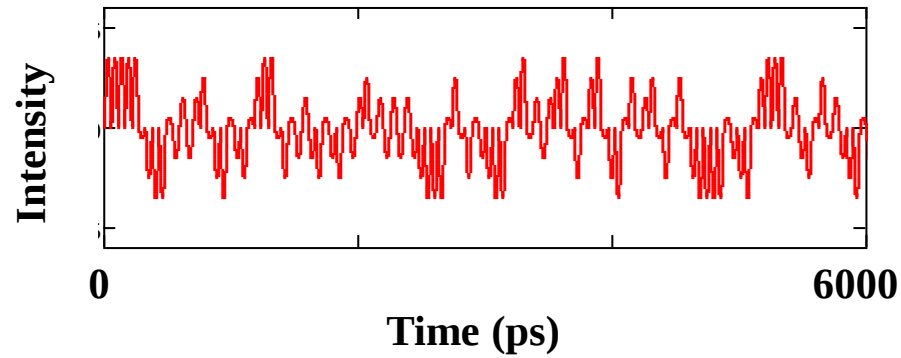


電界の数式を (シンボルごとにsin形状 × (実軸の振幅+j(虚軸の振幅))
とにおいてFFT解析。

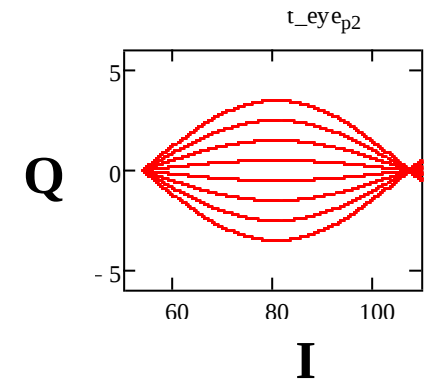
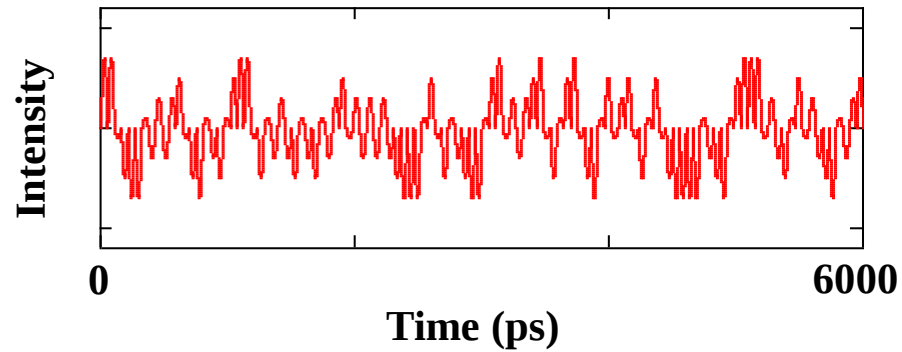


QAM(2)

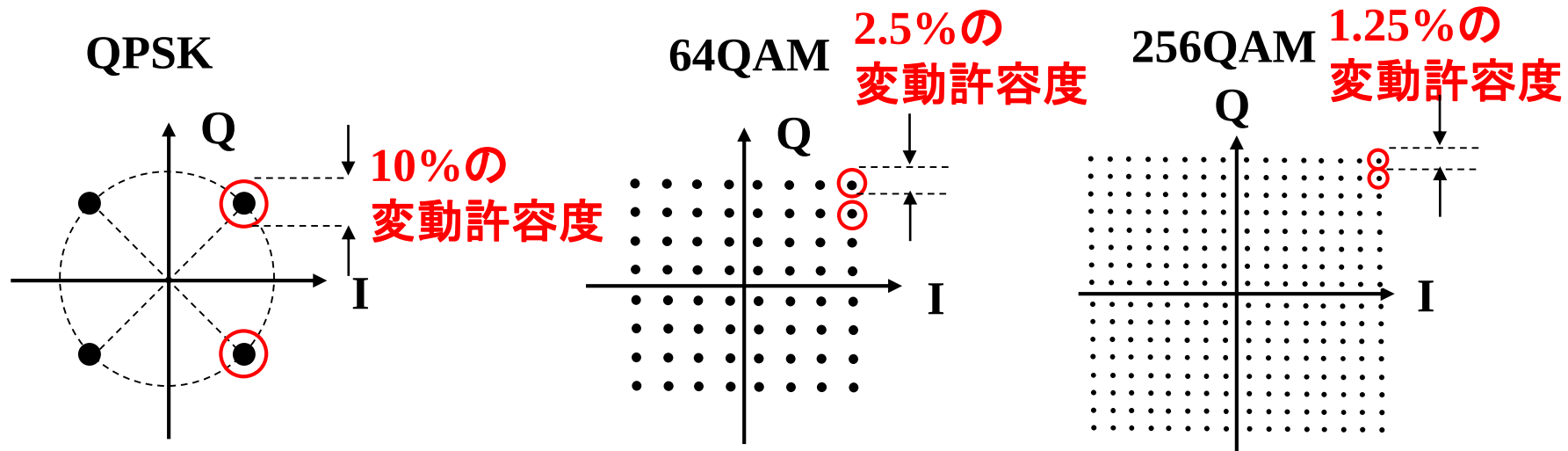
I成分の電界



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

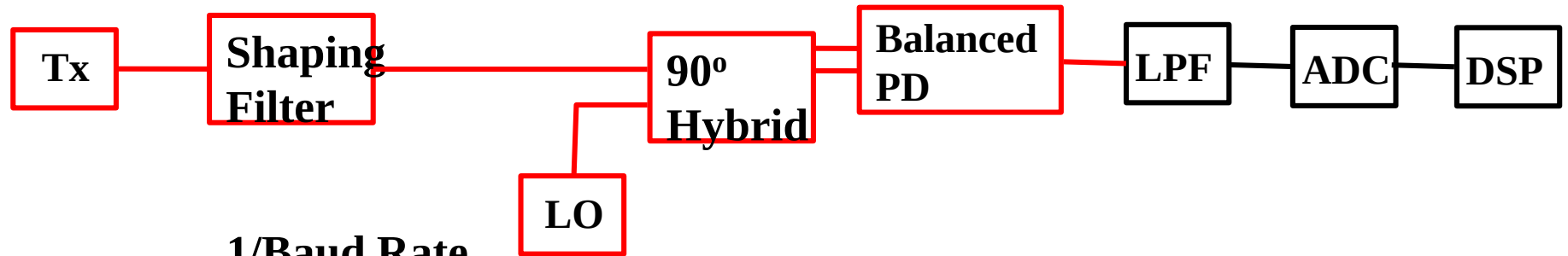
● 周波数利用効率の制限

- ・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。

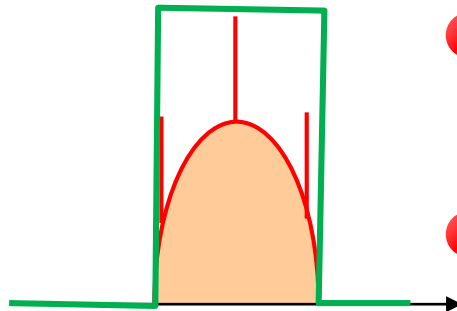
OFDM

(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).



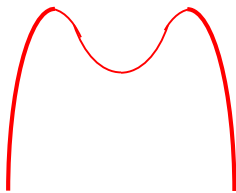
1/Baud Rate



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

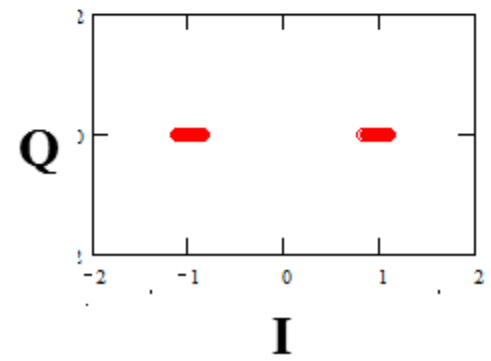
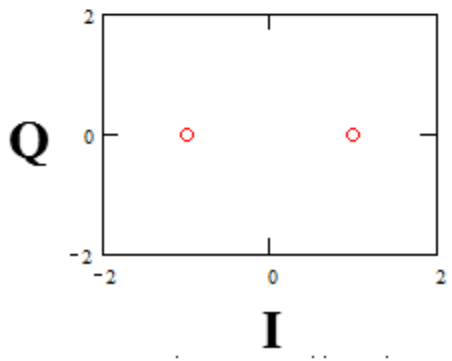
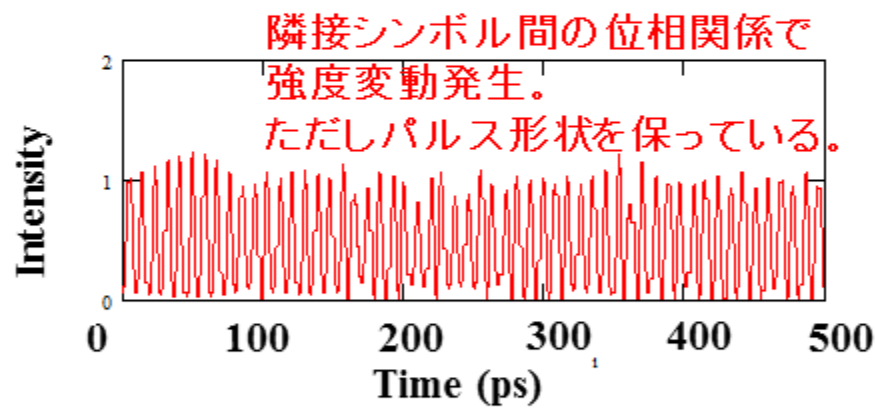
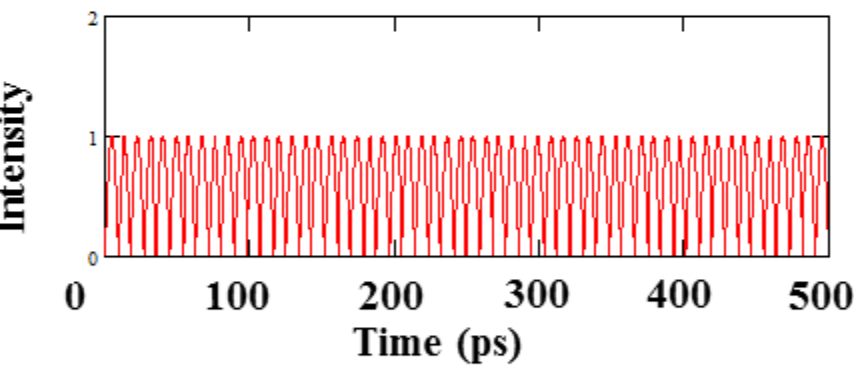
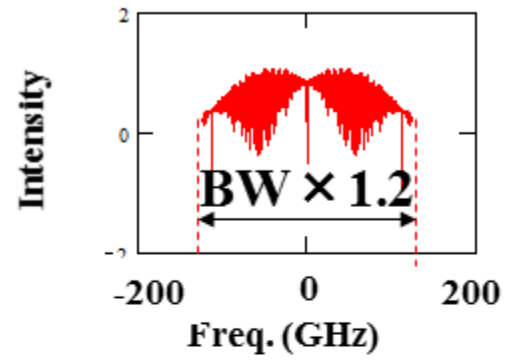
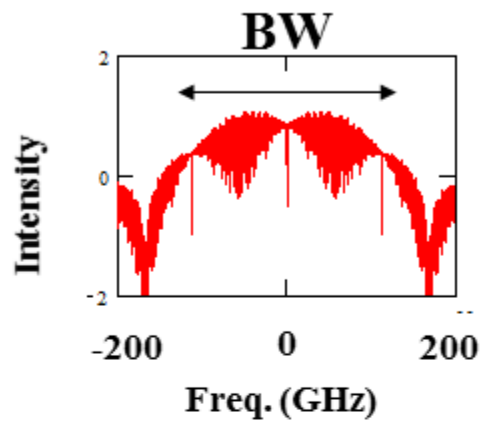


理想的な矩形型の透過特性のフィルタの場合

→ 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: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

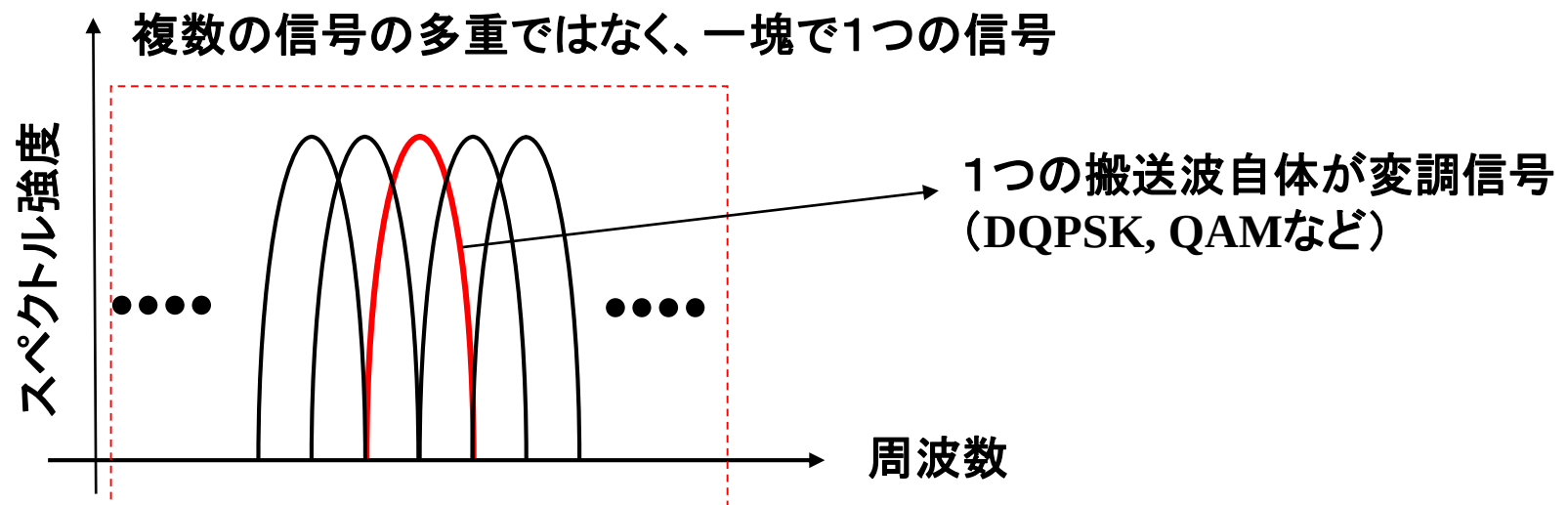
複数の搬送波(キャリア)を用いて1つの信号を伝送する手法

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)

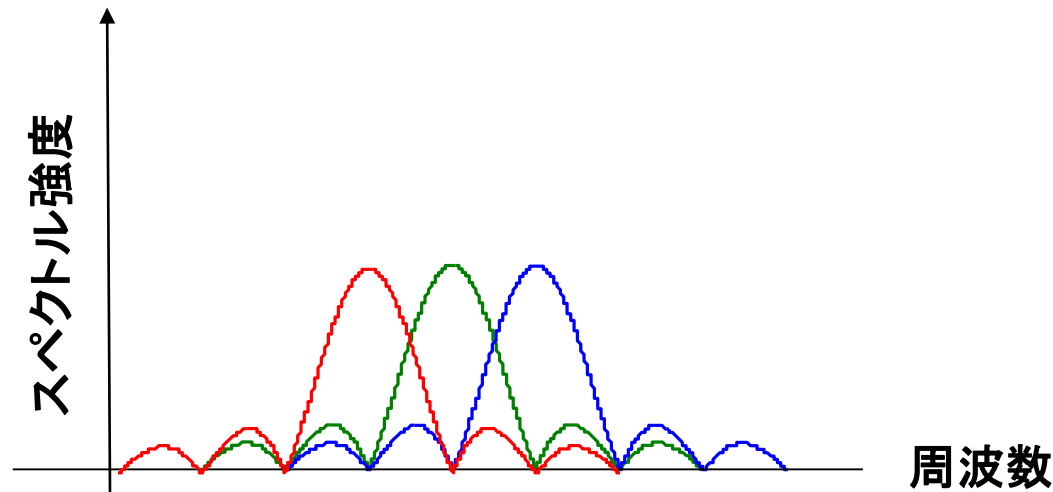


矩形波のフーリエスペクトル

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

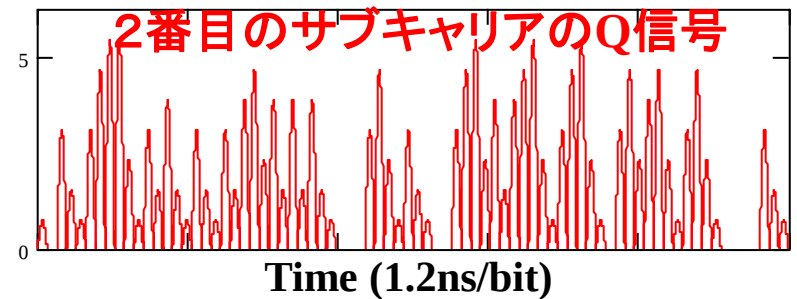
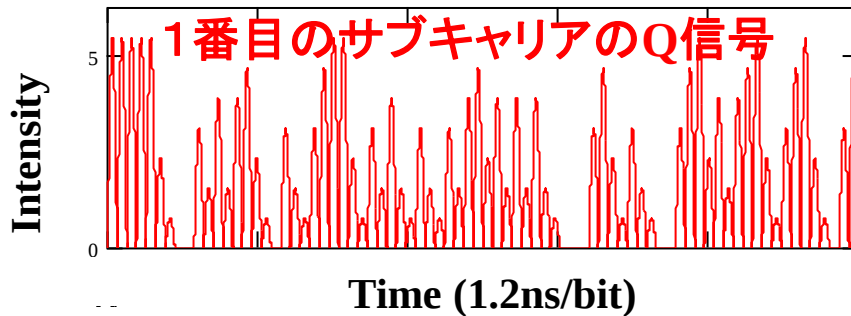
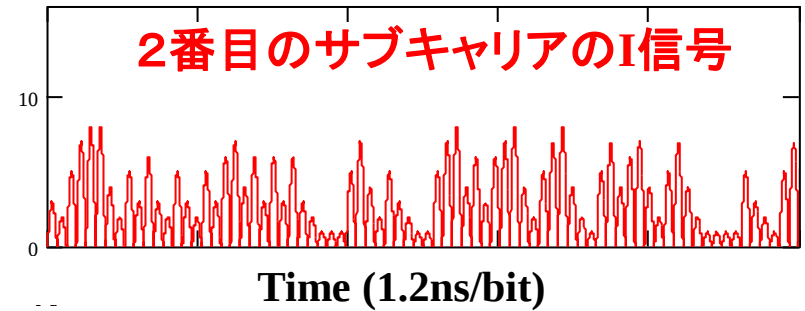
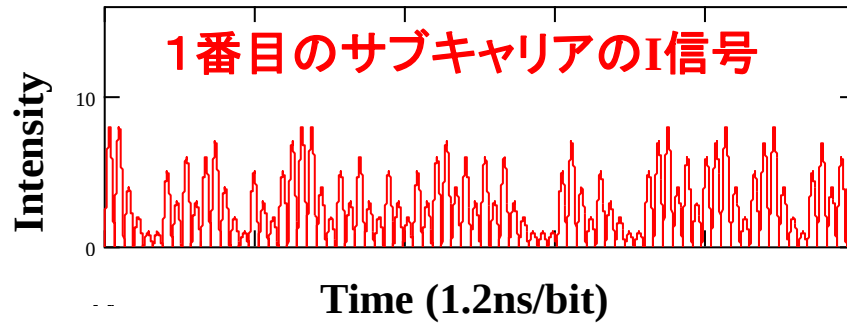
で $F(\omega) = 0$ となる。

$\Rightarrow$ 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

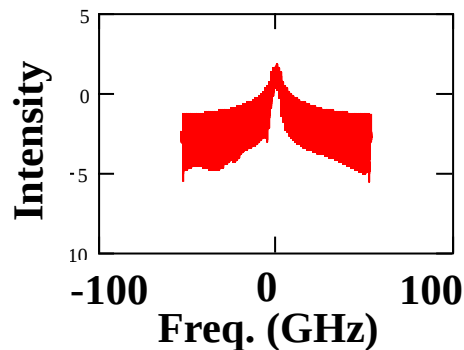


OFDM信号波形とスペクトル(1)

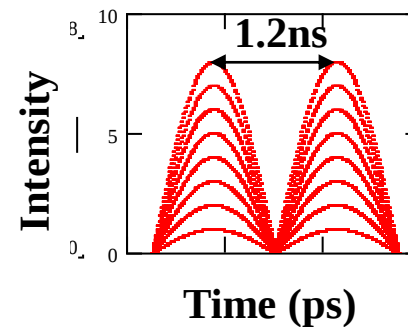
40Gbps(8キャリア、各キャリア64QAM変調)



1 番目のサブキャリアのスペクトル

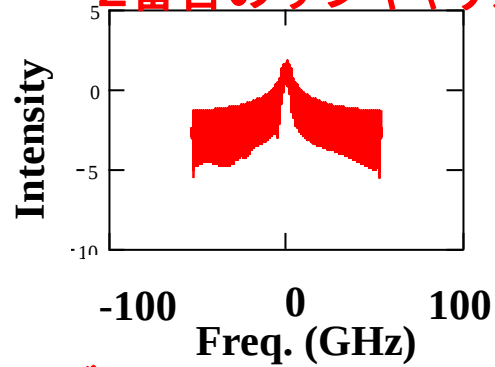


64QAMと仮定

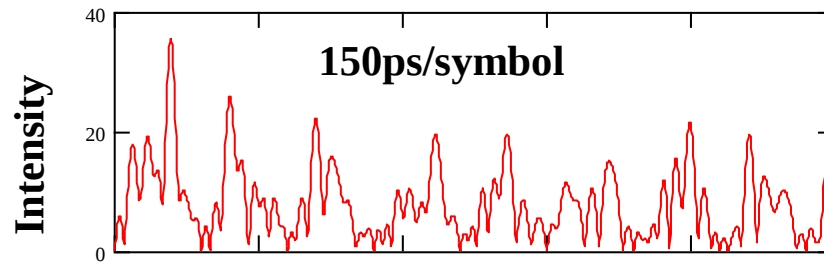
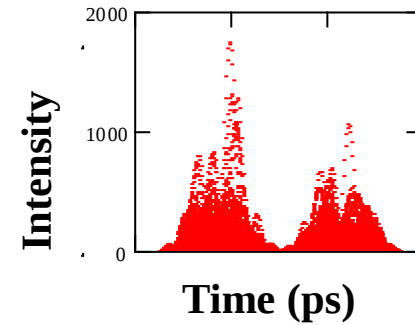
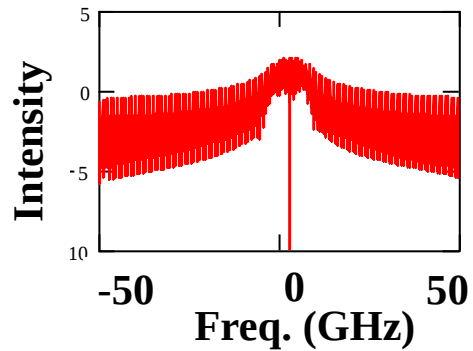


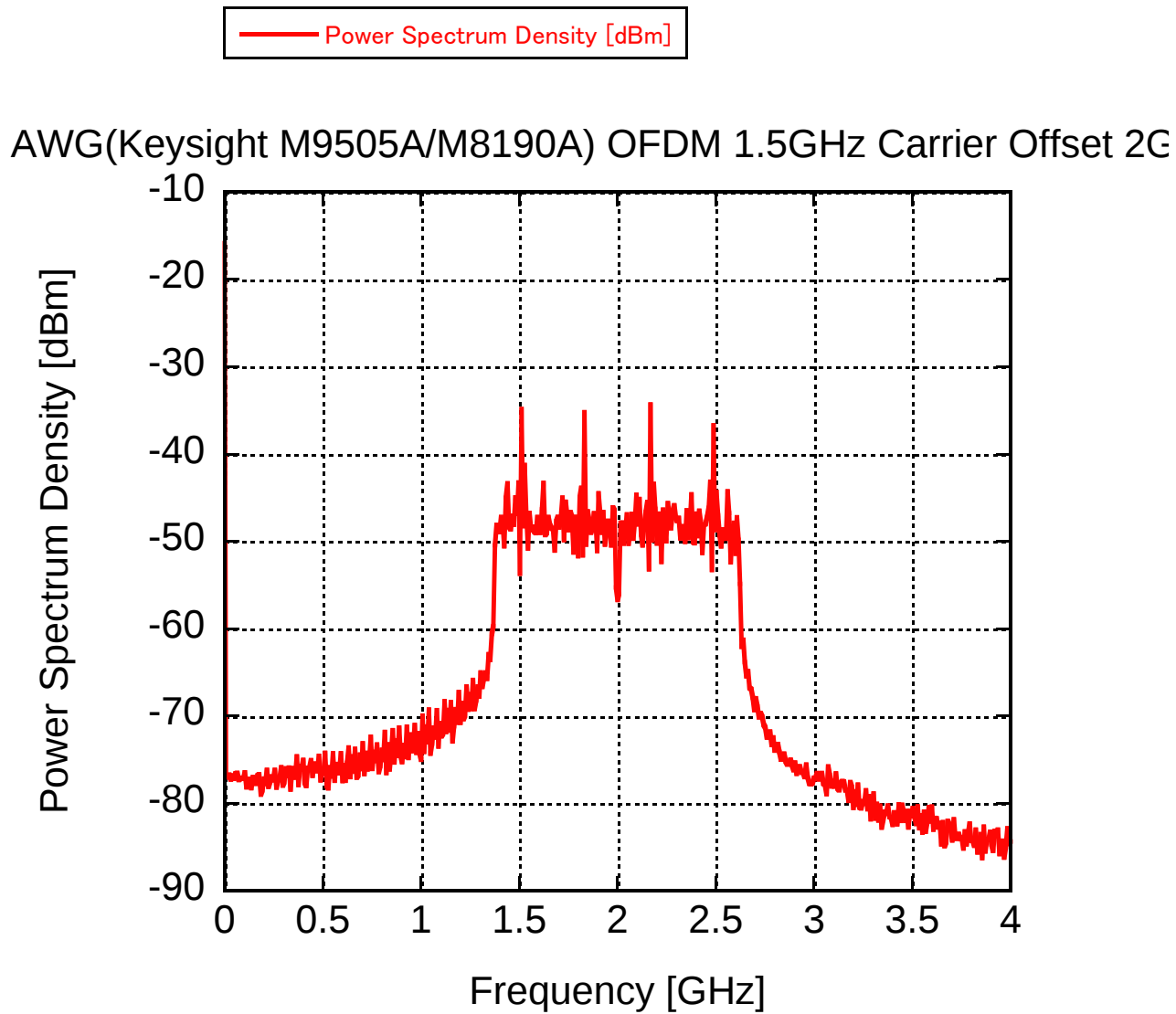
OFDM信号波形とスペクトル(2)

2番目のサブキャリアのスペクトル



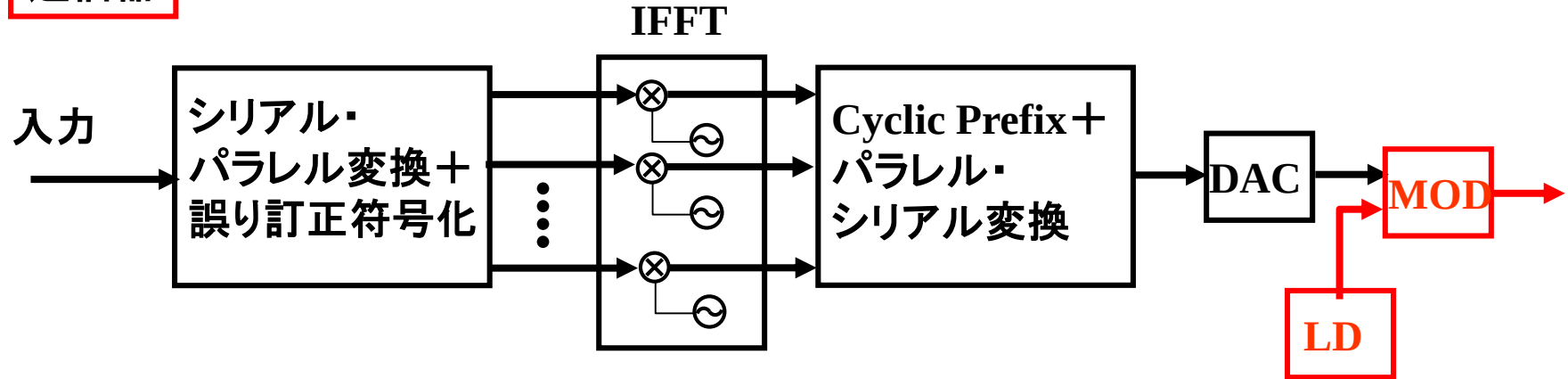
8サブキャリアのスペクトル



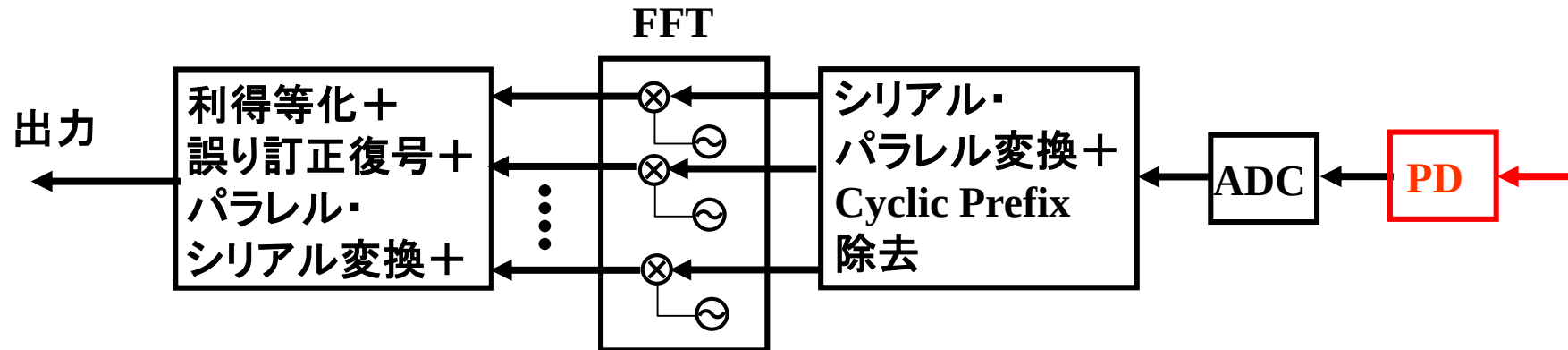


OFDM伝送の送受信系

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)

- 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

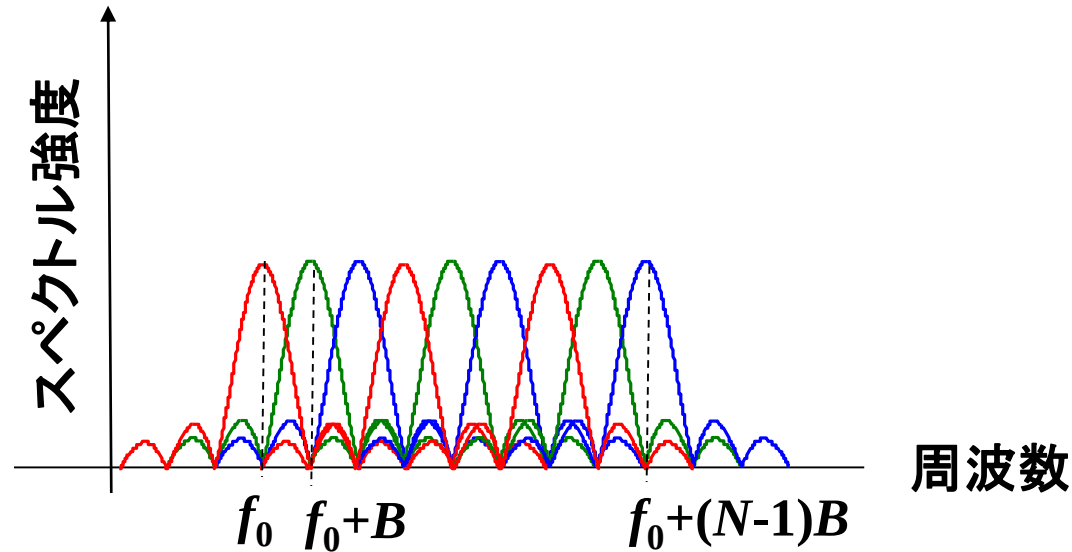
Dispersion tolerance : $\pm 50,000$ ps/nm

PMD tolerance : 20ps

12 WSS ROADMs

PLCによるOFDM信号のチャネル分離(1)

T. Takiguchi, T. Kitoh, A. Mori, M. Oguma, and H. Takahashi, ECOC2010, PD1.4.



$$S(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \cdot e^{j2\pi(f_0 + nB)t}$$

d_n : n番目のチャネル・データ

n : サブチャネル番号 ($n = 0 \sim N-1$)

N : サブチャネル数

f_0 : 0番目のチャネルのキャリア周波数

B : Baud rate

PLCによるOFDM信号のチャネル分離(2)

d_n の抽出

$$S(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \cdot e^{j2\pi(f_0 + nB)t}$$

$$S(t) \cdot e^{-j2\pi f_0 t} = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \cdot e^{j2\pi Bt}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} d_n \cdot e^{j2\pi \frac{k}{N}}$$

サンプリング

$$t = \Delta t \cdot k = \frac{k}{BN}$$

離散フーリエ変換

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

$$d_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k \cdot \Delta t) e^{-j2\pi f_0 k \cdot \Delta t} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S'(k \cdot \Delta t) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

離散逆フーリエ変換

$$X_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn}$$

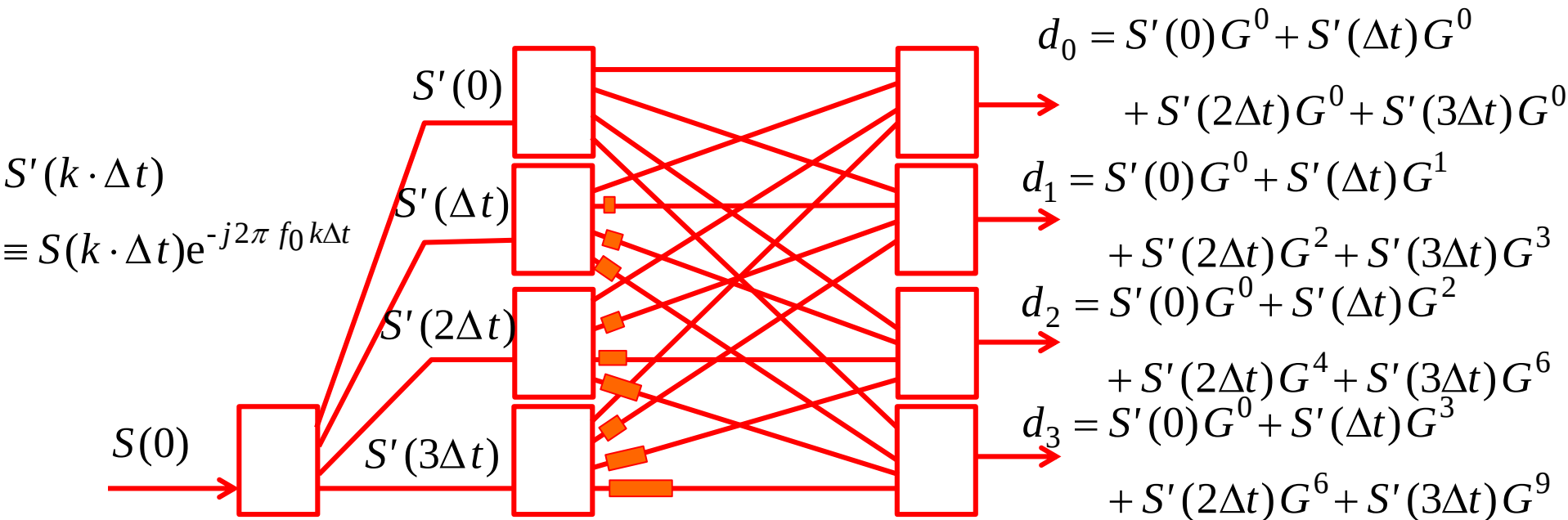
入力信号の分割・遅延

$$S'(k \cdot \Delta t) \equiv S(k \cdot \Delta t) e^{-j2\pi f_0 k \Delta t}$$

PLCによるOFDM信号のチャネル分離(3)

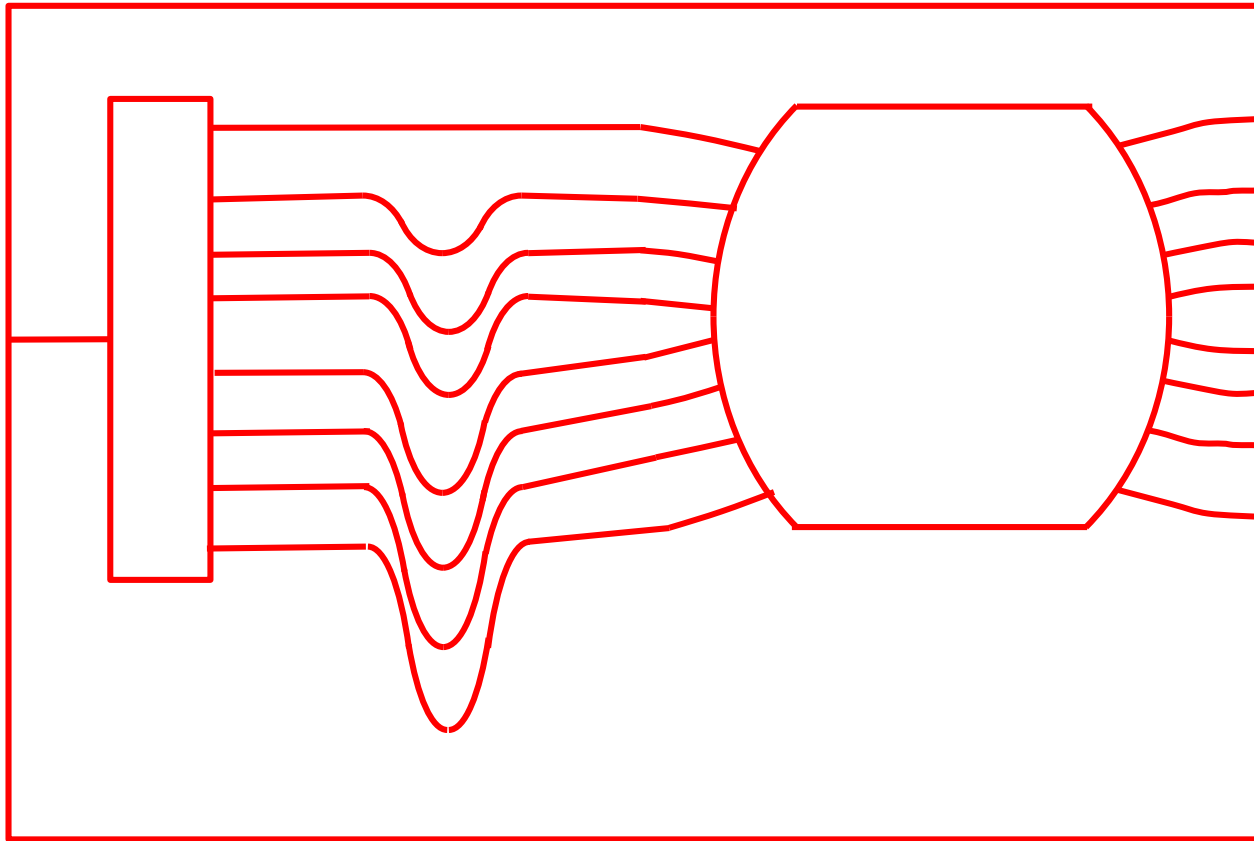
$$d_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S'(k \cdot \Delta t) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}$$

$$\begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} G^0 & G^0 & G^0 & G^0 \\ G^0 & G^1 & G^2 & G^3 \\ G^0 & G^2 & G^4 & G^6 \\ G^0 & G^3 & G^6 & G^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S'(0) \\ S'(\Delta t) \\ S'(2\Delta t) \\ S'(3\Delta t) \end{bmatrix} \quad (\text{ただし } G = e^{-j \frac{2\pi}{N}})$$



PLCによるOFDM信号のチャネル分離(4)

$N \times N$ 編み込みをスラブ導波路に置換



- 導波路間隔・焦点距離を適切に設定するとDFTの位相回転子群を形成可
- 導波路交差による損失0
- 回路サイズ小