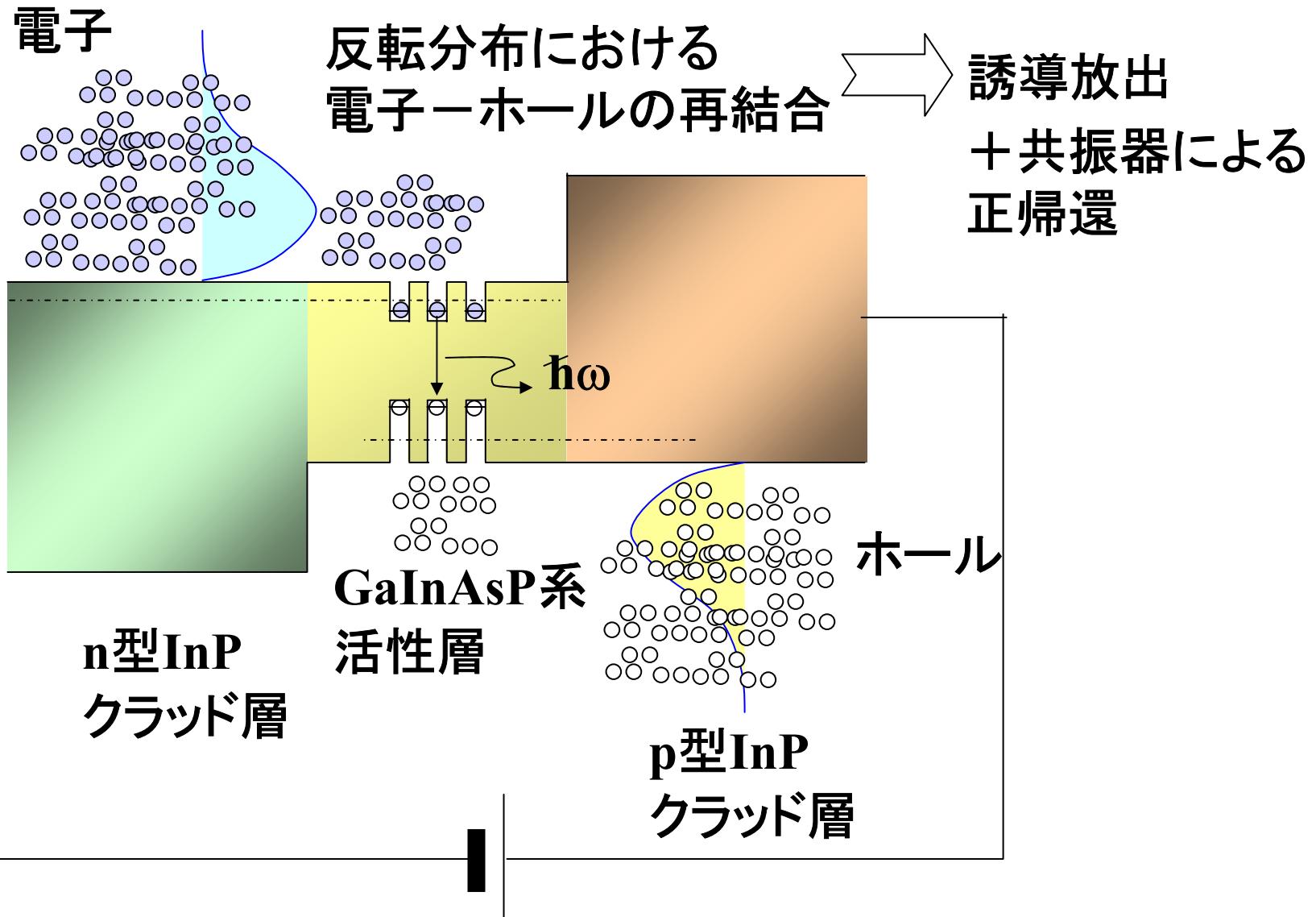


## 第8回

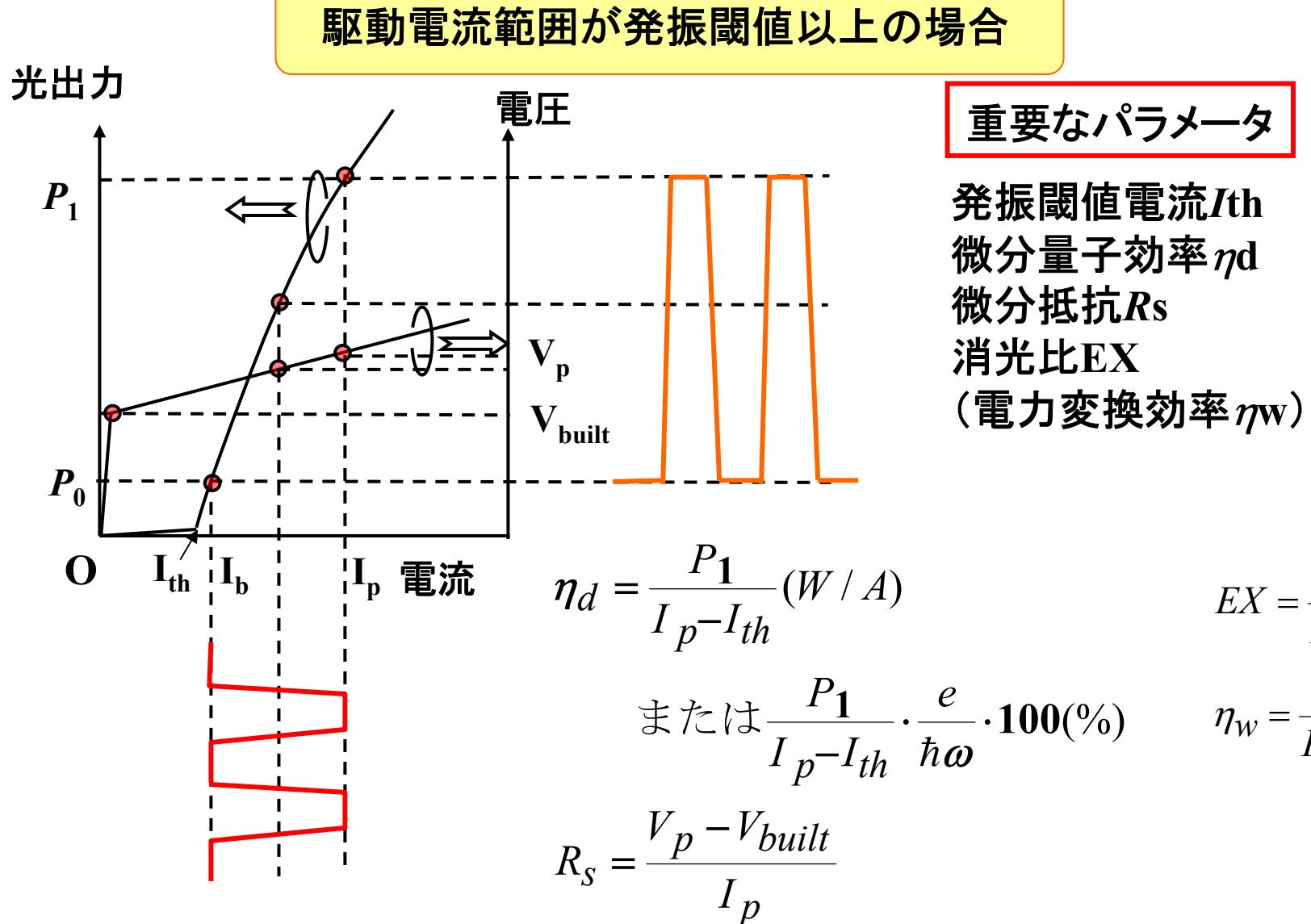
# 光送受信器(2)

2009年12月7日(月)

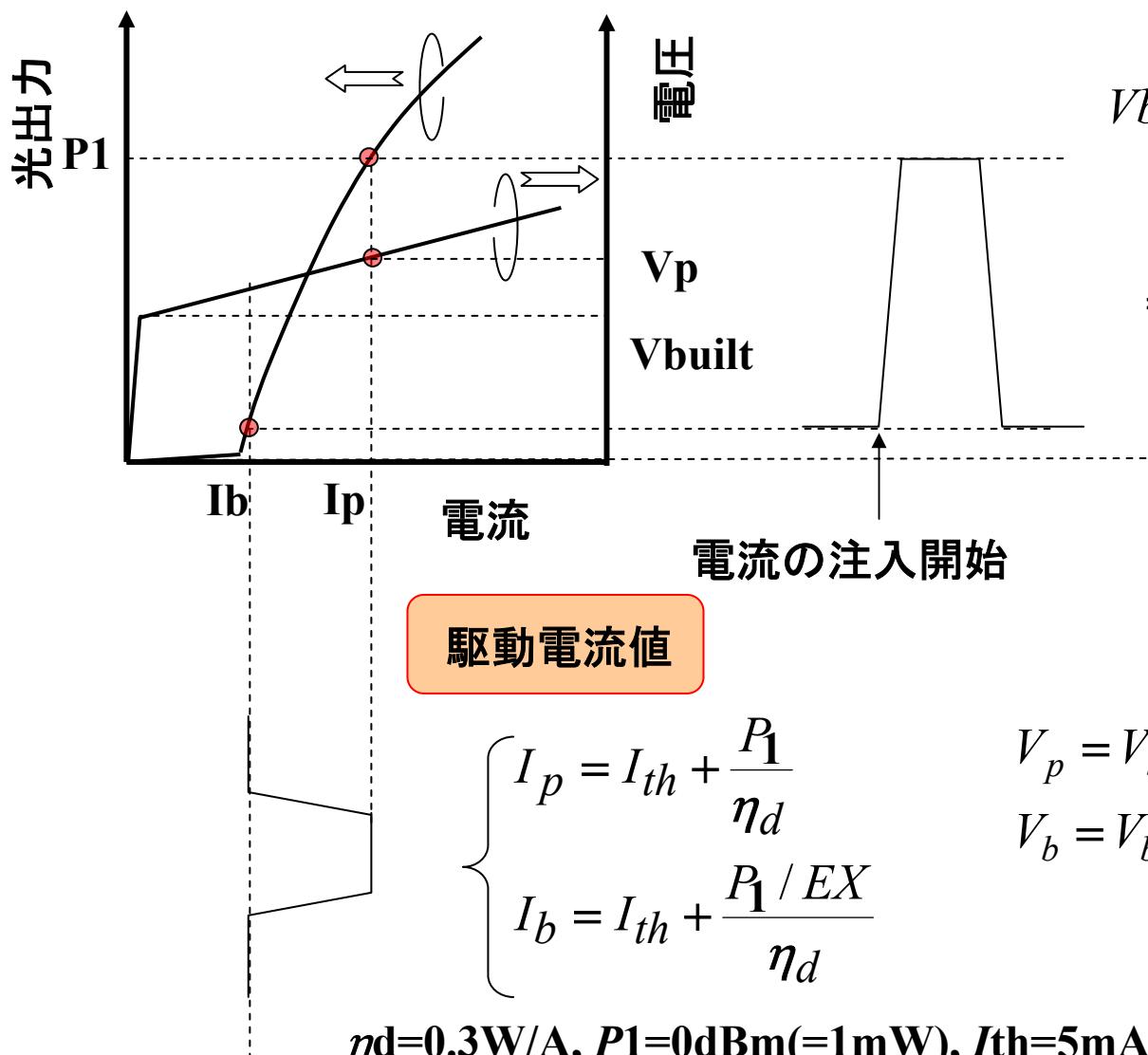
# 半導体レーザの動作原理



# 直接変調方式の電流・光出力の設定(1-1)



## 直接変調方式の電流・光出力の設定(1-2)



$$V_{built}(V) = \frac{\hbar\omega}{\lambda g} \cdot \frac{1}{e}$$

$$= \begin{cases} 1.4V (0.85\mu m) \\ 1.0V (1.3\mu m) \\ 0.8V (1.55\mu m) \end{cases}$$

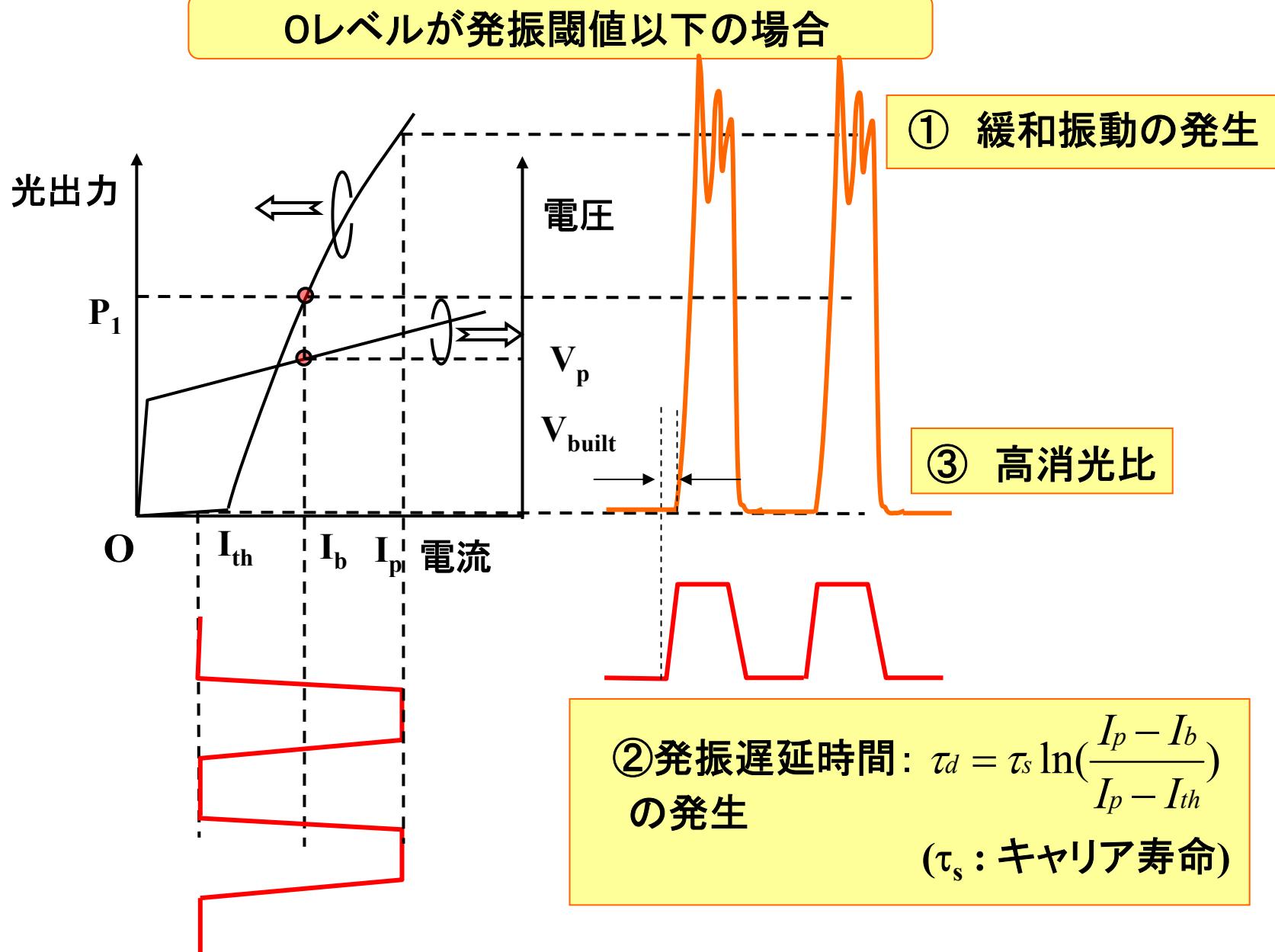
駆動電流値

$$\left\{ \begin{array}{l} I_p = I_{th} + \frac{P_1}{\eta_d} \\ I_b = I_{th} + \frac{P_1 / EX}{\eta_d} \end{array} \right.$$

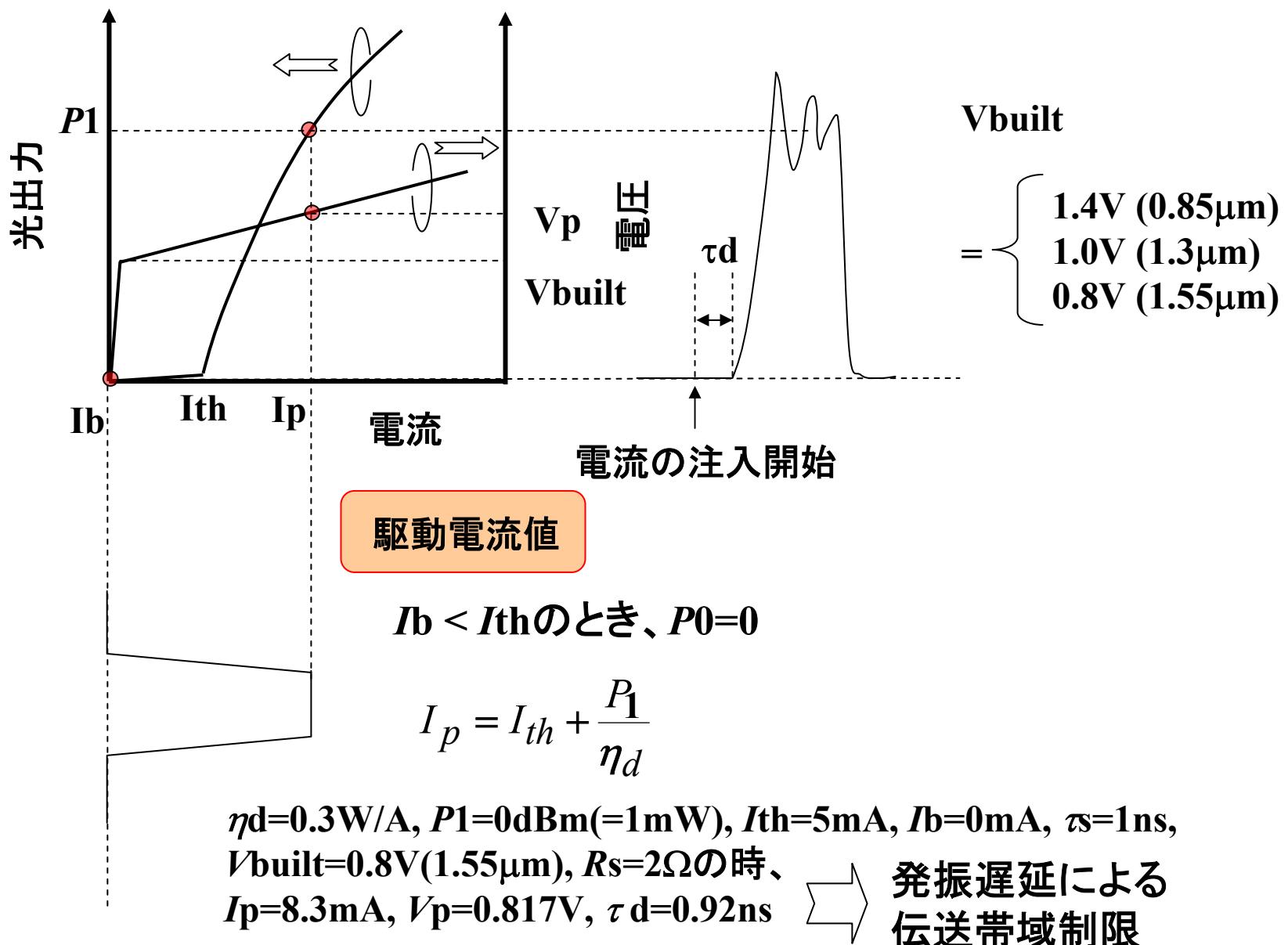
$$\begin{aligned} V_p &= V_{built} + I_p R_s \\ V_b &= V_{built} + I_b R_s \end{aligned}$$

$\eta_d = 0.3W/A$ ,  $P_1 = 0dBm (=1mW)$ ,  $I_{th} = 5mA$ ,  $EX = 10dB (=10)$ ,  
 $V_{built} = 0.8V (1.55\mu m)$ ,  $R_s = 2\Omega$  の時、  
 $I_p = 8.3mA$ ,  $I_b = 5.3mA$ ,  $V_p = 0.817V$ ,  $V_b = 0.811V$ ,  $\eta_w = 24.5\%$

## 直接変調方式の電流・光出力の設定(2-1)



## 直接変調方式の電流・光出力の設定(2-2)



発振遅延時間

$$\left. \begin{aligned} \tau_d &= \tau_s \ln\left(\frac{I_p - I_b}{I_p - I_{th}}\right) \\ &= \tau_s \ln\left(\frac{1}{1 - \frac{I_{th}}{I_p}}\right) \\ (I_b &= 0\text{mA}) \\ (\tau_s &: \text{キャリア寿命}) \end{aligned} \right\}$$

→ **τ<sub>d</sub>低減のためには  
τ<sub>s</sub>の低減、I<sub>th</sub>/I<sub>p</sub>の低減、I<sub>b</sub>の上昇  
が必要**

例

- B=1Gbps伝送に対して100ps以下の発振遅延時間(Bの10%)を得るために、  
 $I_{th} < 1.5\text{mA}$  @  $\tau_s = 0.5\text{ns}$
- B=2.5Gbps伝送に対して40ps以下の発振遅延時間(Bの10%)を得るために、  
 $I_{th} < 0.64\text{mA}$  @  $\tau_s = 0.5\text{ns}$

## 直接変調方式の制限

- ① 半導体レーザの本質的な変調帯域制限: 緩和振動周波数  $f_r$

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{vg}{eL} \frac{\Gamma_{MQW}}{wN_w L_w} \eta_i \left( \frac{dg}{dn} \right) (1 - \varepsilon S) (I - I_{th})}$$

→ 10 ~ 20GHzが一般的

- ② 等価回路上の電気的(CR)帯域制限

→  $f_{3dB} < 20\text{GHz}$

- ③ 時間的な波長変動(チャーピング)の影響

→  $\alpha$ パラメータ:  $\alpha = 3 \sim 7$  (伝送距離制限)

L : 共振器長  
w : 活性層幅  
N<sub>w</sub> : QW数  
L<sub>w</sub> : QW厚  
 $\eta_i$  : 内部量子効率

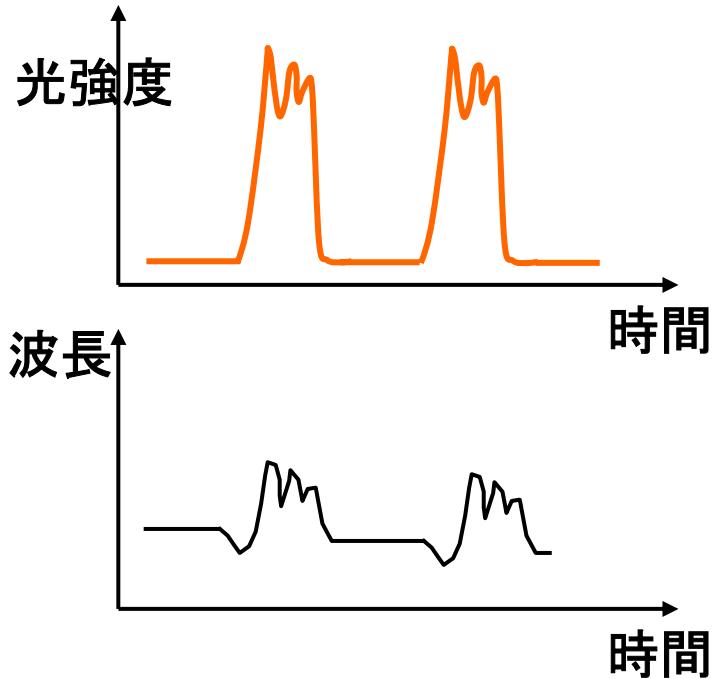
$\Gamma_w$  : 光閉じ込め係数  
 $dg/dn$  : 微分利得係数  
 $\varepsilon$  : 利得飽和係数  
I : バイアス電流  
I<sub>th</sub> : 閾値電流

他の変調方式の必要性  
(外部変調)

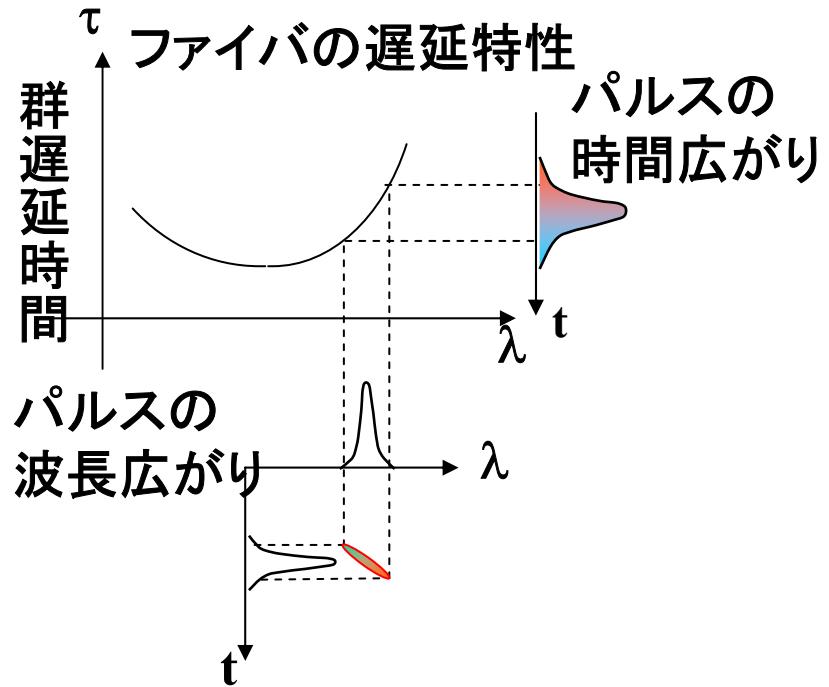
M. Suzuki, H. Hatakeyama, K. Fukatsu, T. Anan, K. Yashiki and M. Tsuji,  
Electron. Lett., vol.42, No.17, pp.975-976 (2006).

# 直接変調方式の技術的課題 (送信器のチャーピング)

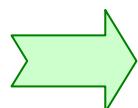
直接変調LDの波長



光ファイバの波長分散

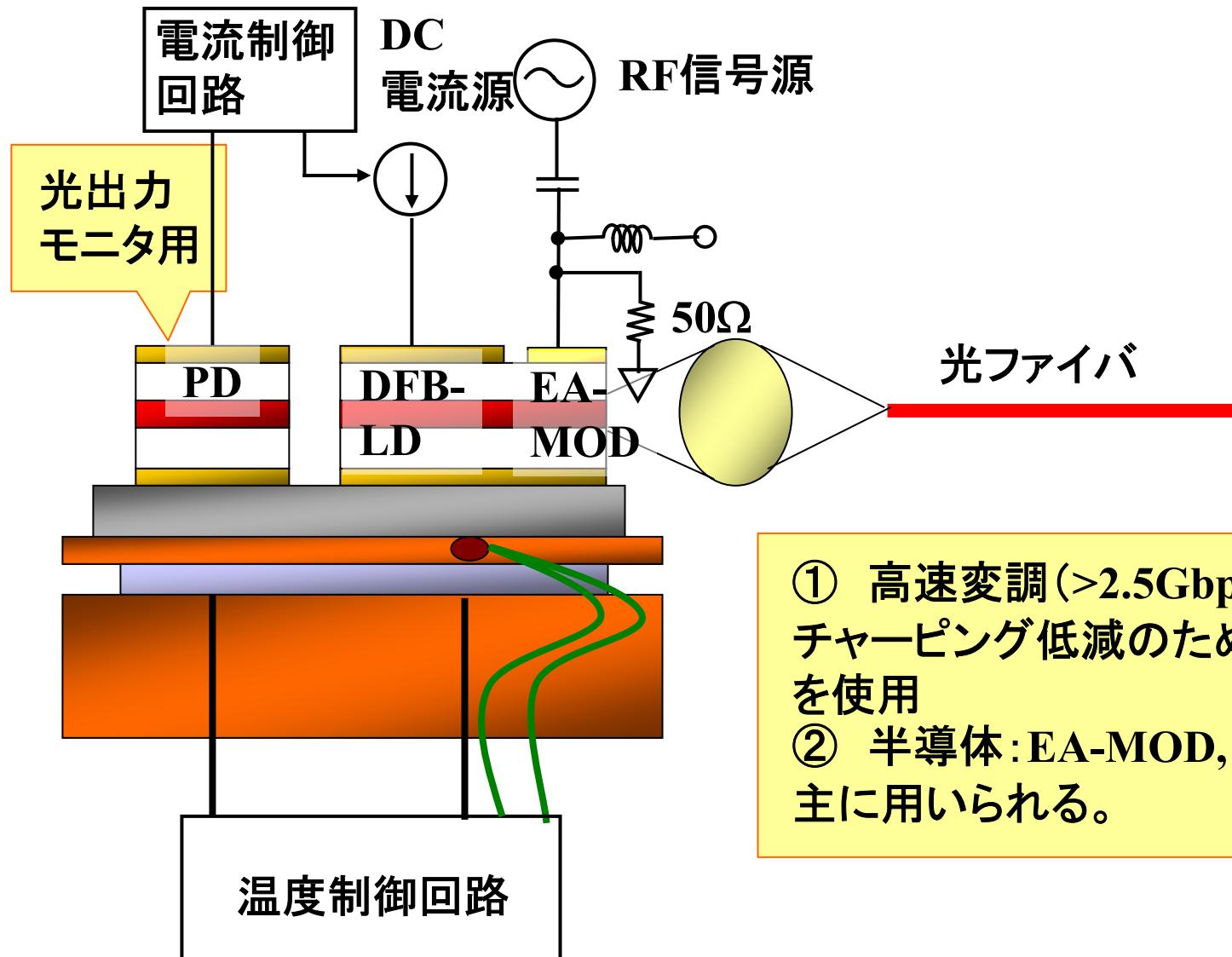


誘導放出による  
キャリア密度減少  
→ 時間とともに長波長  
シフト: レッドシフト



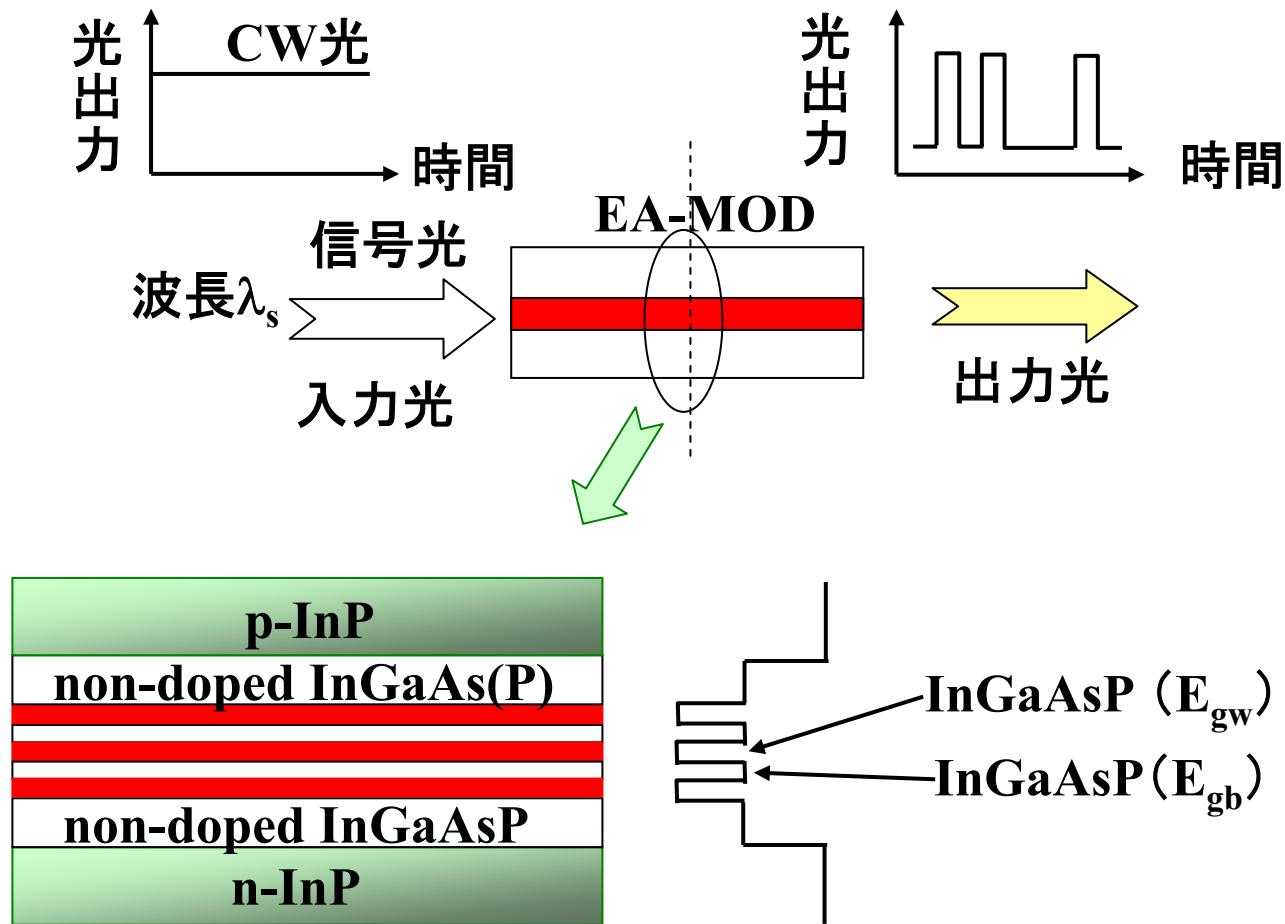
零分散波長よりも長波長側  
(異常分散領域)ではパルス  
幅が広がる

## 光強度変調方式(2) 外部変調方式の構成



# 光変調器の動作原理(1) (電界吸収型)

## EA Modulator (EAM): 電界吸収型変調器

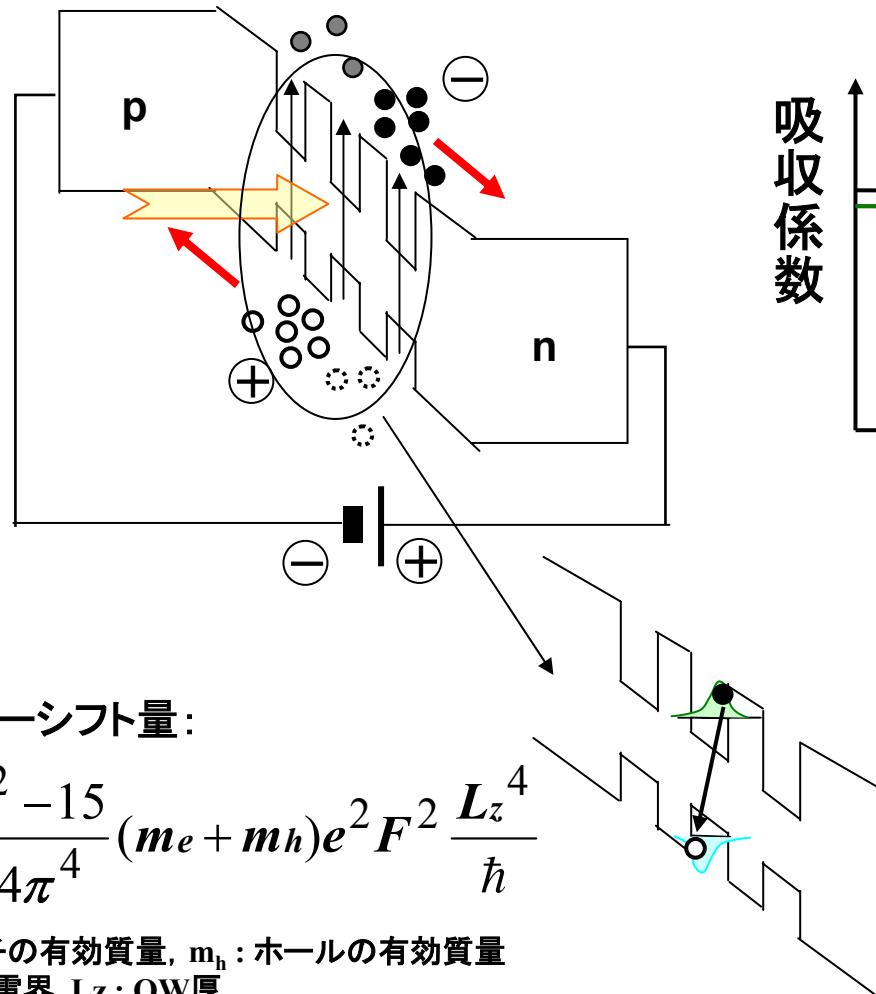


# 量子閉じ込めシュタルク効果 (Quantum Confined Stark Effect, QCSE)

pin構造に逆バイアス電圧を印加



- ・吸収端波長が長波長にシフト
- ・吸収ピーク値が減少



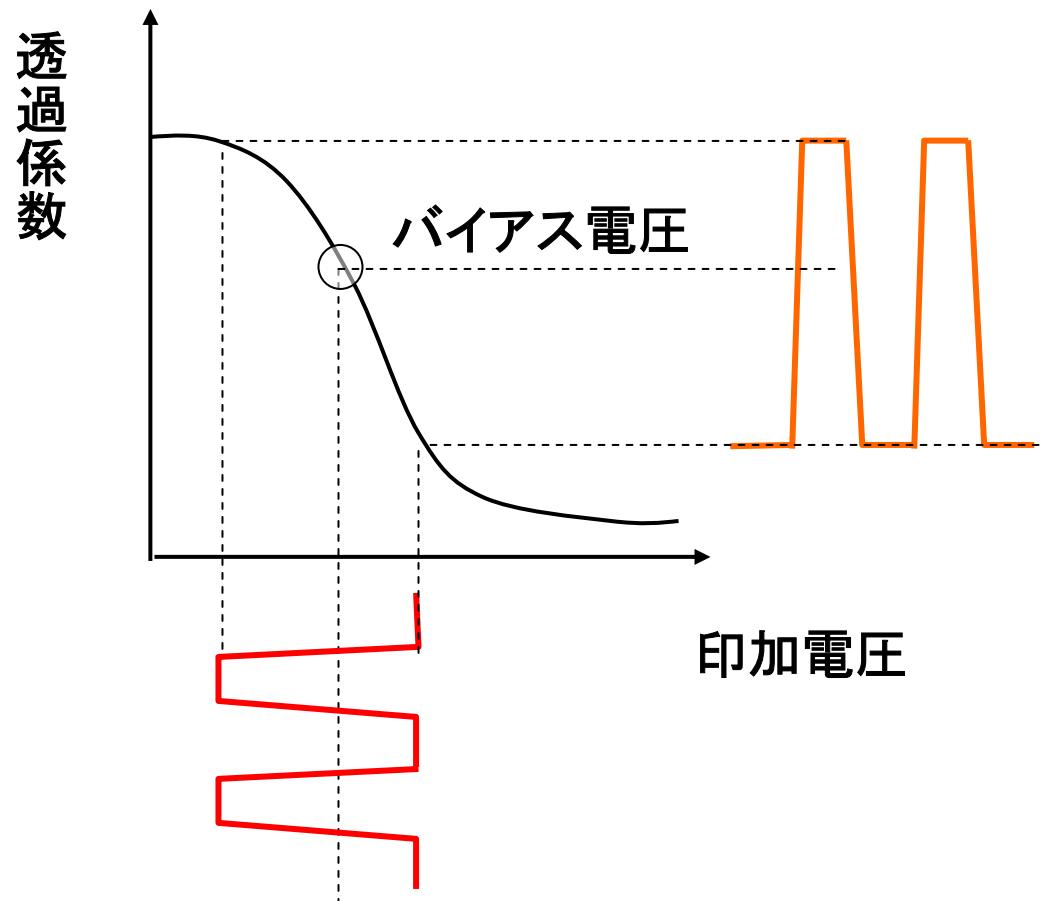
エネルギー・シフト量:

$$\Delta E = \frac{\pi^2 - 15}{24\pi^4} (m_e + m_h) e^2 F^2 \frac{L_z^4}{\hbar}$$

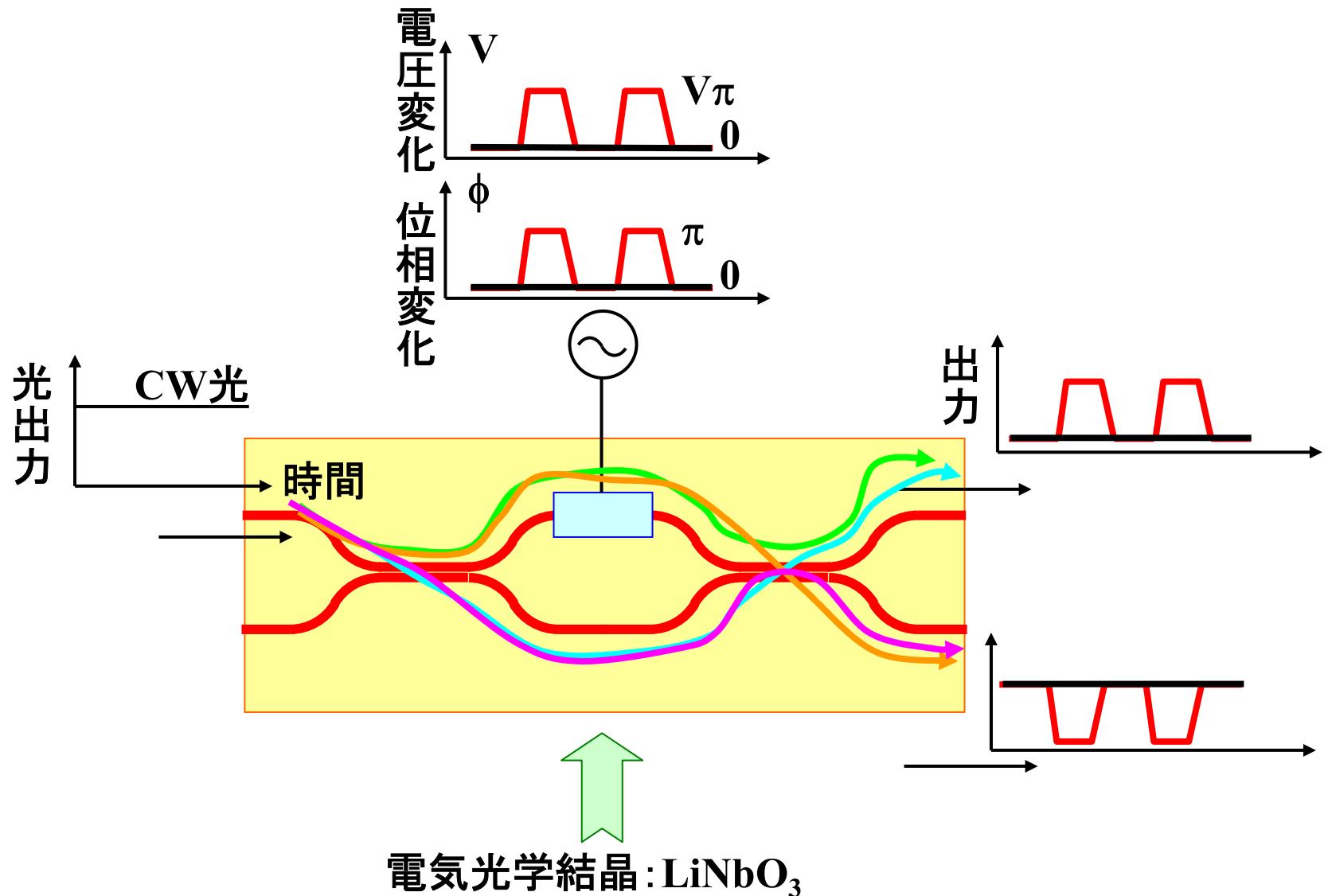
$m_e$ : 電子の有効質量,  $m_h$ : ホールの有効質量  
 $F$ : 外部電界,  $L_z$ : QW厚

- ・実効的なエネルギーギャップ減少
- ・電子とホールの空間的重ね合わせ積分が減少

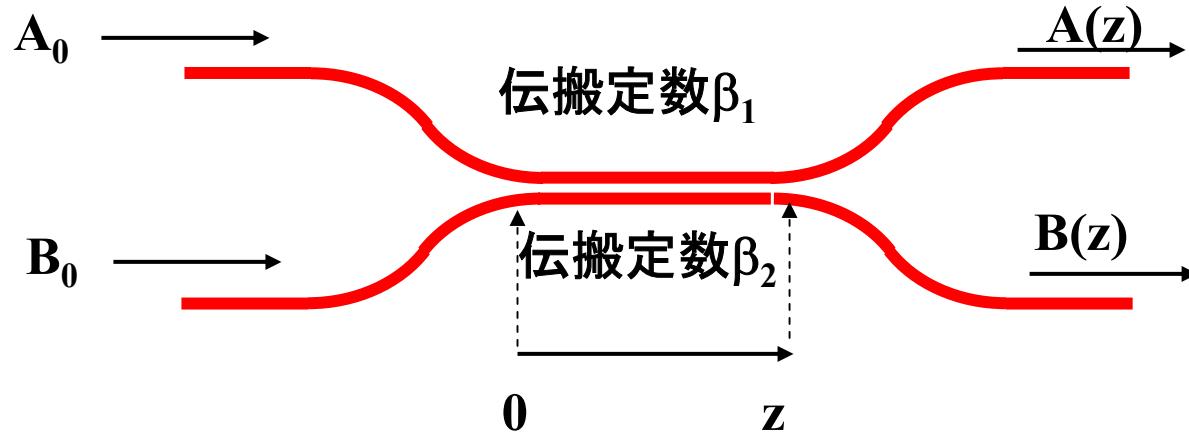
## EAMによる符号化



## 光変調器の動作原理(2) (電気光学結晶のマッハツェンダー型)



結合導波路の基本形



モード結合方程式

$$\frac{dA}{dz} = -j\kappa_{12}B \exp\{-j(\beta_2 - \beta_1)z\} \quad (5.1)$$

$$\frac{dB}{dz} = -j\kappa_{21}A \exp\{j(\beta_2 - \beta_1)z\} \quad (5.2)$$

式(5.1)を微分して式(5.2)を代入

$$\frac{d^2A}{dz^2} + j2\Delta \frac{dA}{dz} + \kappa^2 A = 0 \quad (5.3)$$

ただし

$$\begin{aligned}\kappa^2 &= \kappa_{12} \times \kappa_{21}^* \\ 2\Delta &= \beta_2 - \beta_1\end{aligned}$$

## 結合導波路の結合係数

式(5.1)の $\kappa_{12}$ は対称構造において以下の式で表される。

$$\kappa_{12} = \frac{\kappa_0^2}{\beta_0} \frac{1}{\gamma a} \frac{\exp(-\gamma d)}{1 + (\frac{\kappa_0}{\gamma})^2}$$

ただし  $\kappa_0 = \sqrt{k_0^2 n_1^2 - \beta_0^2}$

$$\gamma = \sqrt{\beta_0^2 - k_0^2 n_2^2}$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

$n_1$ :コアの屈折率

$n_2$ :クラッドの屈折率

$a$ :コア幅の1/2

$d$ : 2つのコアの間隔

$\lambda_0$ : 真空中の波長

$q$ を未知数とし、

$$A(z) = [a_1 e^{jqz} + a_2 e^{-jqz}] \exp(-j\Delta z) \quad (5.4)$$

$$B(z) = [b_1 e^{jqz} + b_2 e^{-jqz}] \exp(j\Delta z) \quad (5.5)$$

式(5.4), (5.5)を式(5.1)、(5.2)に代入し、

$$a_1 + a_2 = A(0) \quad (5.6)$$

$$b_1 + b_2 = B(0) \quad (5.7)$$

を満足する定数  $a_1, a_2, b_1, b_2$  を求めると、以下の一般解を得る。

$$A(z) = \left\{ [\cos(qz) + j \frac{\Delta}{q} \sin(qz)] A(0) - j \frac{\kappa}{q} \sin(qz) B(0) \right\} \exp(-j\Delta z) \quad (5.8)$$

$$B(z) = \left\{ -j \frac{\kappa}{q} \sin(qz) A(0) + [\cos(qz) - j \frac{\Delta}{q} \sin(qz)] B(0) \right\} \exp(j\Delta z) \quad (5.9)$$

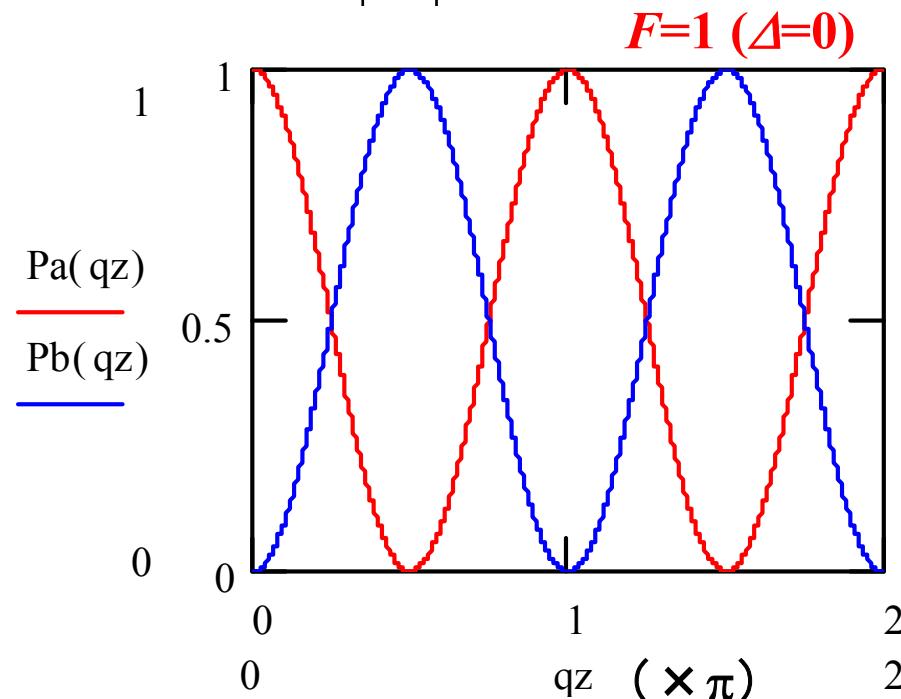
ただし、 $q = \sqrt{\kappa^2 + \Delta^2}$

## モード結合導波路(3)

片方の導波路のみに光が入射された場合、 $A(0)=A_0$ ,  $B(0)=0$ なので

$$P_a(z) = \frac{|A(z)|^2}{|A_0|^2} = 1 - F \sin^2(qz) \quad (5.10)$$

$$P_b(z) = \frac{|B(z)|^2}{|A_0|^2} = F \sin^2(qz) \quad (5.11) \text{ ただし } F = \left(\frac{\kappa}{q}\right)^2$$



$L_c = \frac{\pi}{2q}$  のとき、

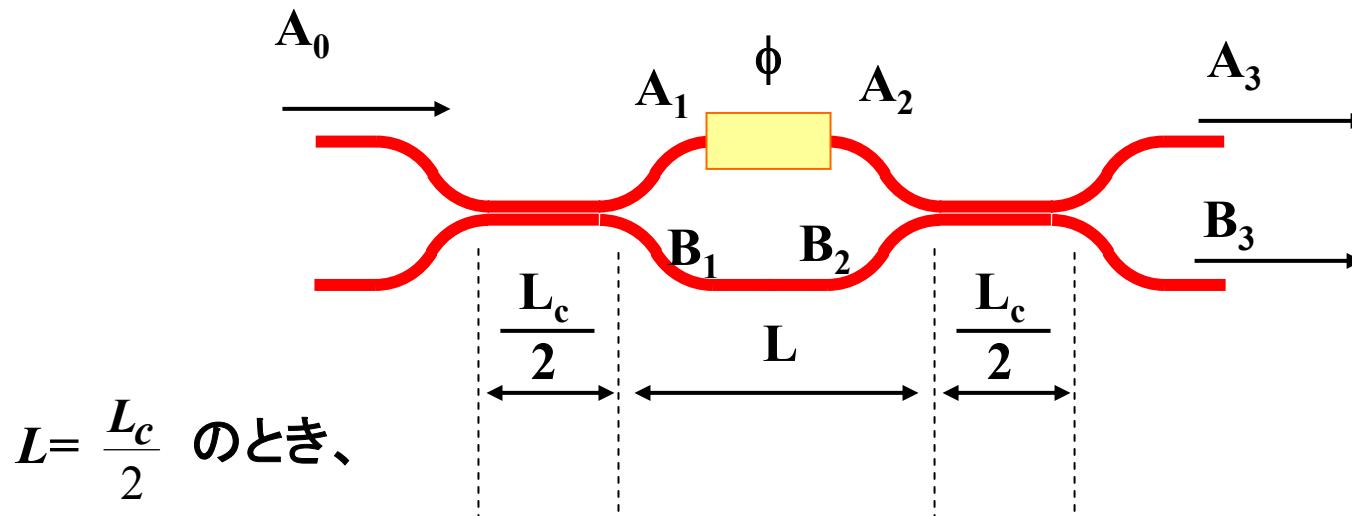
$P_a(L_z)=0, P_b(L_c)=A_0$

→  $L_c$ : 結合長

2本の導波路が同一構造の場合( $\beta_1=\beta_2$ または $\Delta=0$ )、式(5.8), (5.9)は以下のようになる。

$$\left\{ \begin{array}{l} A(z) = A(0) \cos(\kappa z) - jB(0) \sin(\kappa z) \end{array} \right. \quad (5.12)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} B(z) = -jA(0) \sin(\kappa z) + B(0) \cos(\kappa z) \end{array} \right. \quad (5.13)$$



上側と下側の導波路が同じ構造(等位相)であるとすると、 $\Delta=0$

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = A_0 \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) = \frac{A_0}{\sqrt{2}} = \frac{A_0}{\sqrt{2}} e^{j \cdot 0} \end{array} \right. \quad (5.14)$$

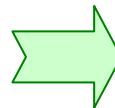
$$\left\{ \begin{array}{l} B_1 = -j A_0 \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = -j \frac{A_0}{\sqrt{2}} = \frac{A_0}{\sqrt{2}} e^{-j \frac{\pi}{2}} \end{array} \right. \quad (5.15)$$

位相が  $\frac{\pi}{2}$  ずれている

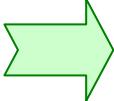
$$\left\{ \begin{array}{l} A_2 = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \exp(-j\beta L) \end{array} \right. \quad (5.16)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} B_2 = -j \frac{A_0}{\sqrt{2}} \exp(-j\beta L + j\phi) \end{array} \right. \quad (5.17)$$

式(5.16)、(5.17)を式(5.12)、(5.13)のA(0)、B(0)に代入



$$\left\{ \begin{array}{l} A_3 = -jA_0 \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \exp(-j\beta L + j\frac{\phi}{2}) \\ B_3 = -jA_0 \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \exp(-j\beta L + j\frac{\phi}{2}) \end{array} \right. \quad (5.18)$$



$$\left\{ \begin{array}{l} |A_3|^2 = |A_0|^2 \sin^2\left(\frac{\phi}{2}\right) \\ |B_3|^2 = |A_0|^2 \cos^2\left(\frac{\phi}{2}\right) \end{array} \right. \quad (5.20)$$

$\phi=0$ のとき、  $|A_3|^2 = 0, |B_3|^2 = 1$

$\phi=\pi$ のとき、  $|A_3|^2 = 1, |B_3|^2 = 0$

$\phi = \frac{\pi}{2} + \delta\phi$  となるようにバイアスを加えると、

$$|A_3|^2 \simeq \frac{1}{2} |A_0|^2 (1 + \delta\phi) \quad (5.22)$$


δϕに比例した  
強度変化が得られる

**電界無印加時**

入力

位相シフト量

$$\rightarrow 0$$

0

$$\cdots \rightarrow \frac{\pi}{2}$$

$$\rightarrow 0 + 0 = 0$$

$$\cdots \rightarrow \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} = \pi$$

位相反転

$$\rightarrow 0 + \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2}$$

$$\cdots \rightarrow \frac{\pi}{2} + 0 = \frac{\pi}{2}$$

位相同相

強度:  $\left( \sqrt{\frac{1}{2} \times \frac{1}{2}} + \sqrt{\frac{1}{2} \times \frac{1}{2}} \right)^2 = 1$

(損失なし)

**電界印加時**

入力

位相シフト量

$$\rightarrow 0$$

$\pi$

$$\cdots \rightarrow \frac{\pi}{2}$$

$$\rightarrow 0 + \pi + 0 = \pi$$

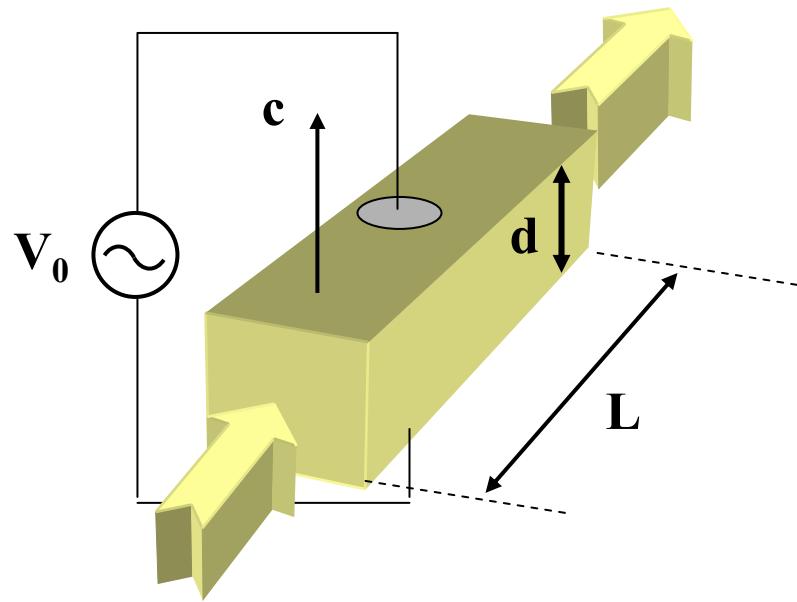
$$\cdots \rightarrow \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} = \pi$$

位相同相

$$\rightarrow 0 + \pi + \frac{\pi}{2} = -\frac{\pi}{2}$$

$$\cdots \rightarrow \frac{\pi}{2} + 0 = \frac{\pi}{2}$$

位相反転

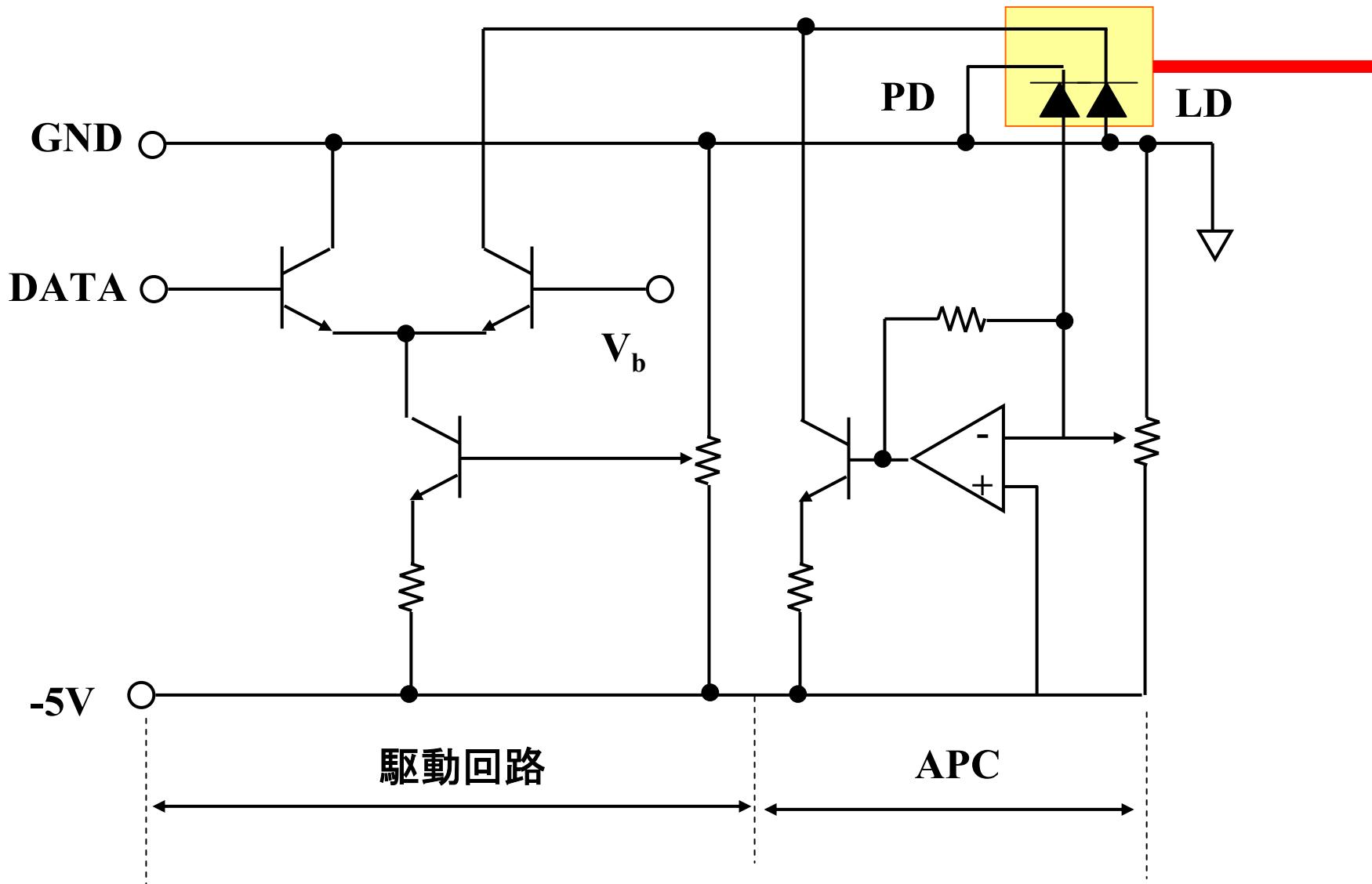


$$\delta\phi = \frac{\pi n_e^3 r_{33} L}{d\lambda} V_0$$

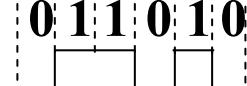
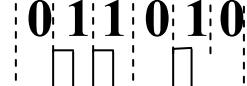
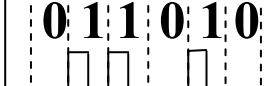
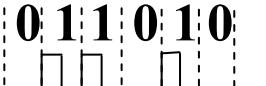
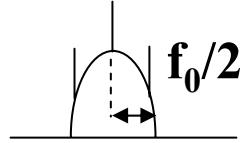
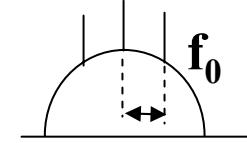
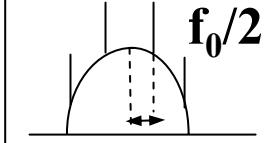
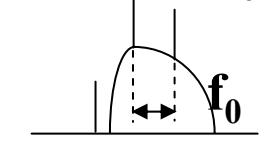
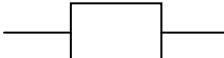
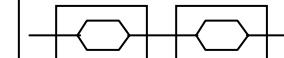
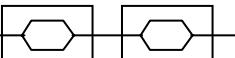


ポッケルス効果:屈折率変化が印加電圧  
の1乗に比例

## 実際の送信器構成の一例

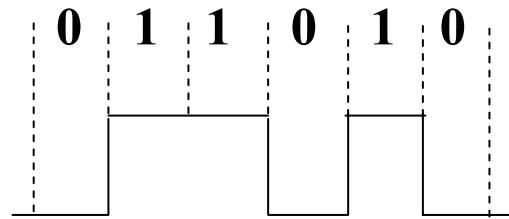


## いろいろな光強度変調方式

伝送方式	NRZ	RZ	CS-RZ	SSB-RZ
データパターン	 位相は一定	 位相は一定	 $0 \pi 0 \pi 0 \pi$	 $\pi 0$
スペクトル				
光SN比耐力				
SPM-GVD耐力				
光スペクトル重なり				
変調の構成		 $f_0$ NRZ $f_0$	 $f_0$ NRZ $f_0/2$	 $f_0$ NRZ $f_0$

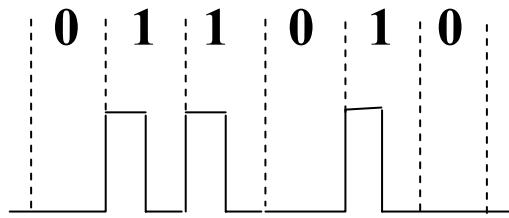
## NRZとRZ方式

NRZ



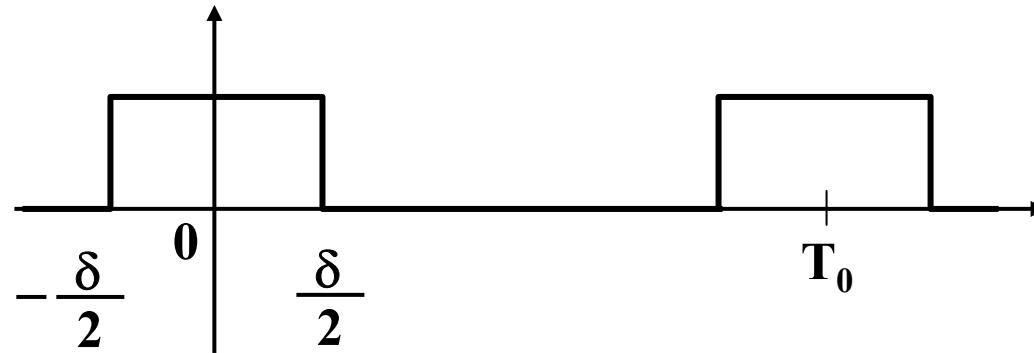
- 1シンボル(インターバル)の符号を変化させない。
- GbE, 10GbE, SONET/SDHなど実用光通信システムで使用

RZ



- 1シンボル(インターバル)の符号を必ず0に戻す。
- 40Gbps以上の高速DWDM, 短パルス光源(パルス幅<10ps)の研究用など。

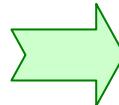
## 繰り返し周期を持つパルス波形の帯域



$$f(t) = \begin{cases} A(-\frac{\delta}{2} \leq t \leq \frac{\delta}{2}) \\ 0(\frac{\delta}{2} < t < T_0 - \frac{\delta}{2}) \end{cases}$$

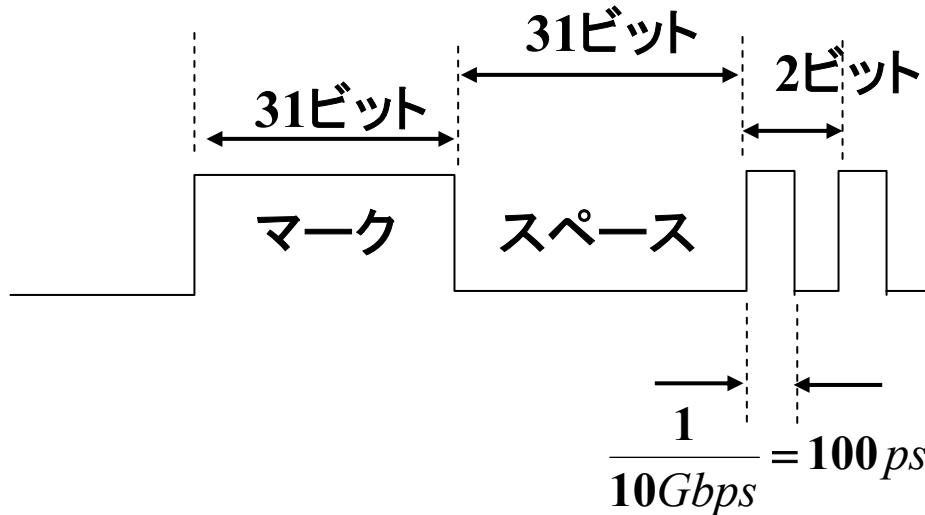
このパルス列をフーリエ級数展開すると、

$$f(t) = \frac{A\delta}{T_0} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi\delta}{T_0}\right) \cos\left(2\pi \frac{n}{T_0} t\right)$$



基本周波数  $1/T_0$

10Gbps,  $2^{31}-1$  PRBS (Pseudo Random Bit Sequence), マーク率1/2



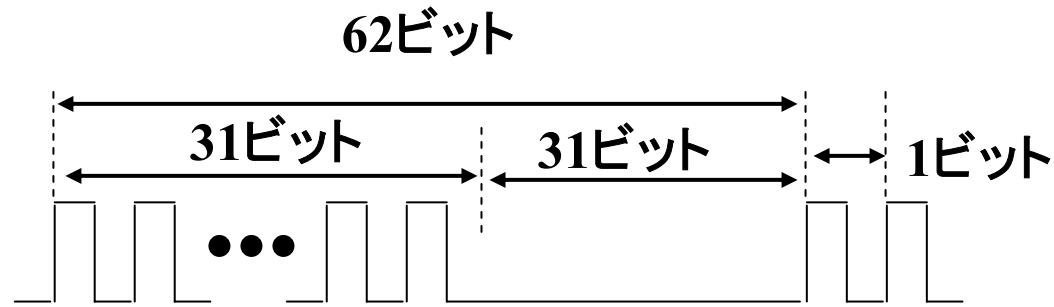
最低周波数

$$10G \div 62\text{ビット} = 162\text{MHz}$$

最高周波数

$$10\text{Gbps} \div 2 = 5\text{GHz}$$

## RZ変調の信号帯域



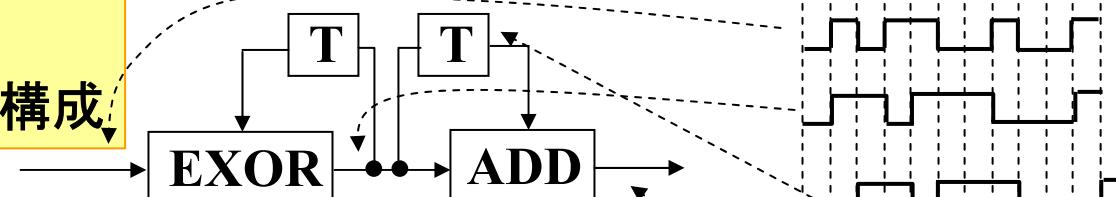
最高周波数

$$10\text{Gbps} \div 1 = 10\text{GHz}$$

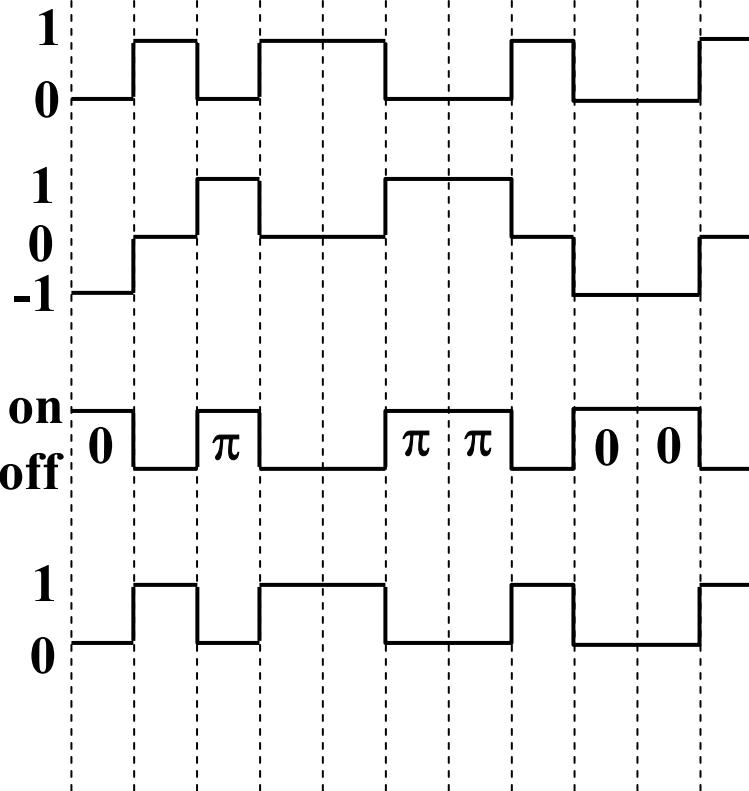
## 光Duo-Binary方式

Duobinary

Precoderの構成



Original  
Binary



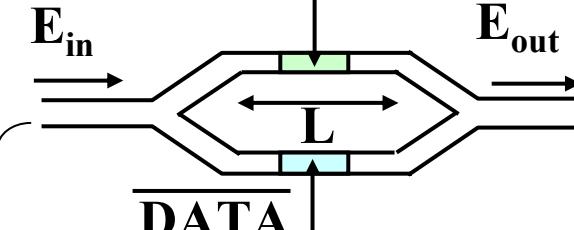
Duobinary  
Signal

Optical  
Duobinary  
Signal

Receiver  
Output

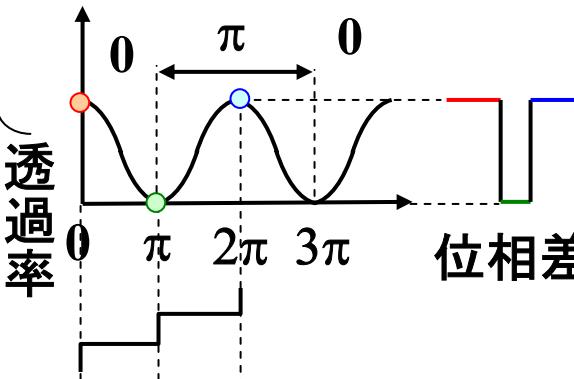
反転

DATA

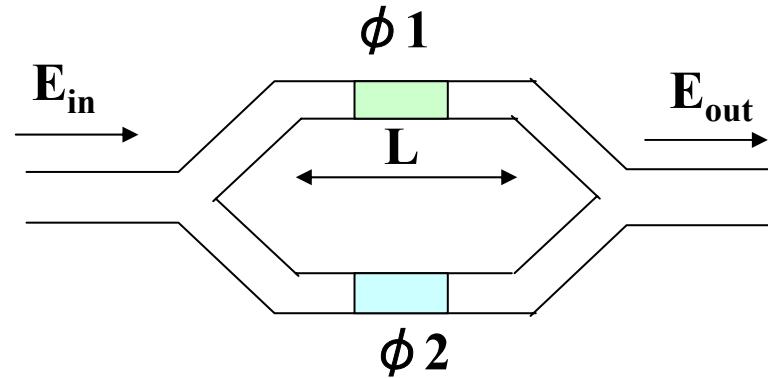


透過率

位相差



## 1台のマツハツエンダー型光変調器での生成方法



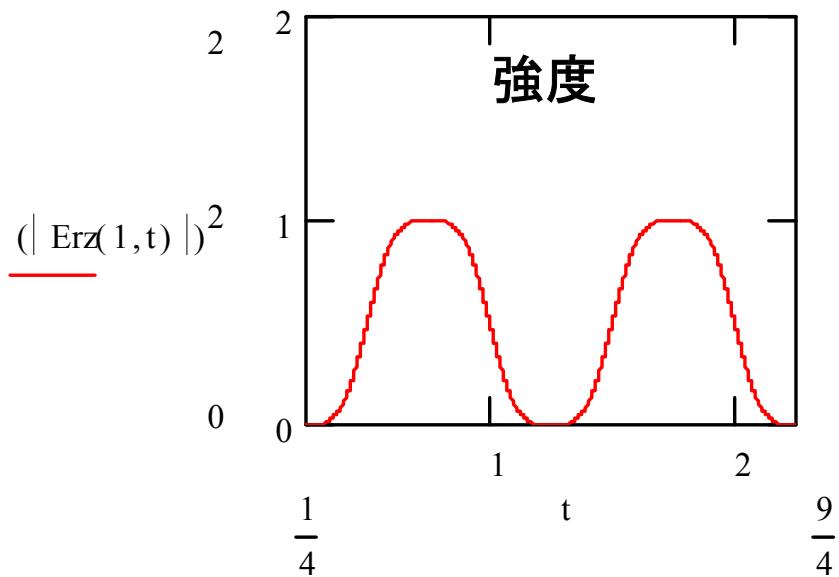
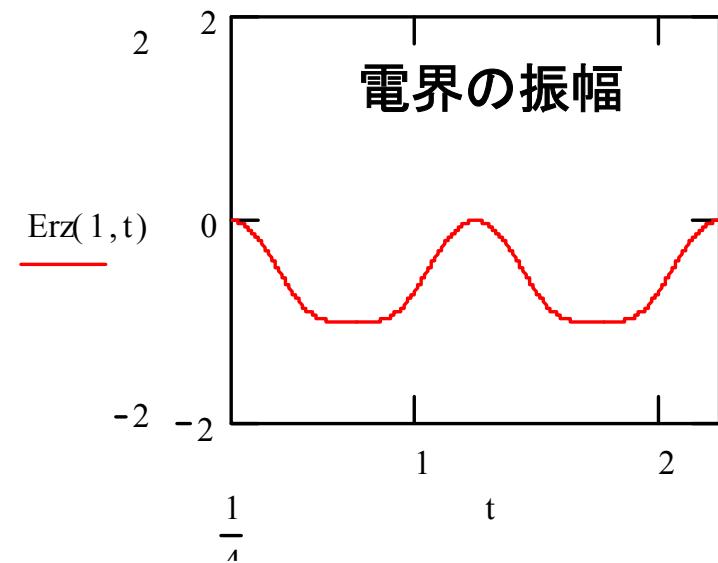
マツハツエンダー型光変調器における電界の入出力の関係

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{out} = jE_{in} \exp(-j\beta L) \sin\left(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right) \exp\left(j\frac{\phi_1 + \phi_2}{2}\right) \\ \phi_1 = \frac{\pi}{2} \frac{V_1}{V_\pi} [\sin(\omega t + \Psi)] + V_{bias1} \\ \phi_2 = \frac{\pi}{2} \frac{V_2}{V_\pi} \sin(\omega t) + V_{bias2} \end{array} \right\} \quad (5.23)$$

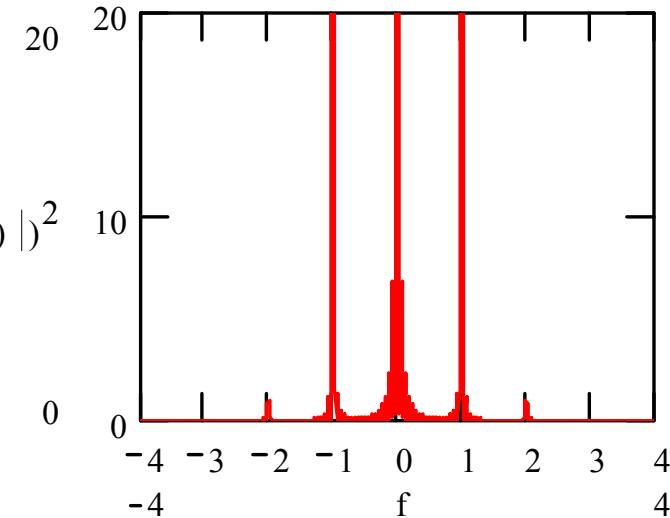
変調方式	CS-RZ	RZ	SSB-RZ	Duobinary
駆動条件	$V_1 = V_2 = V_\pi$ $\Psi = \pi$ $V_{bias1} = V_{bias2} = 0$ $\omega = \omega_1 = 2\pi f_0 / 2$	$V_1 = V_2 = V_\pi / 2$ $\Psi = \pi$ $V_{bias1} = \pi / 2$ $V_{bias2} = 0$ $\omega = \omega_0 = 2\pi f_0$	$V_1 = V_2 = V_\pi / \sqrt{2}$ $\Psi = \pi / 2$ $V_{bias1} = \pi / 2$ $V_{bias2} = 0$ $\omega = \omega_0 = 2\pi f_0$	$V_1 = V_2 = V_\pi$ $\Psi = \pi$ $V_{bias1} = V_{bias2} = \pi$ $\omega = \omega_0 = 2\pi f_0 / 2$
位相状態	<ul style="list-style-type: none"> <li>・位相項一定</li> <li>・<math>f_0 / 2</math>周波数で 交互に位相反転</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>・位相項一定</li> <li>・<math>f_0</math>周波数の 光パルス</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>・<math>f_0</math>周波数の光 パルスにビット 同期して位相変調</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>・位相項一定</li> <li>・<math>f_0 / 2</math>周波数で 交互に位相 反転</li> </ul>

## RZ方式

$$E_{out} = jE_{in} \exp(-j\beta L) \exp(j\frac{\pi}{4}) \sin(\frac{\pi}{4} \sin \omega_0 t - \frac{\pi}{4})$$



フーリエ変換スペクトル

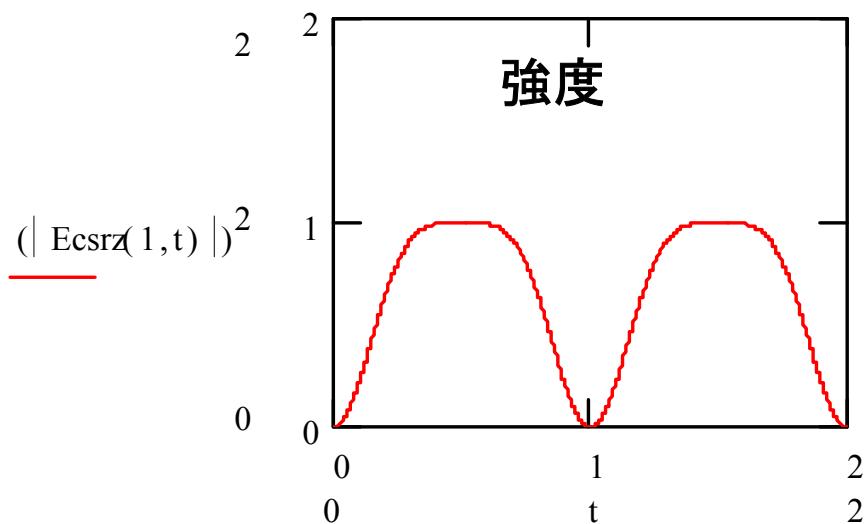
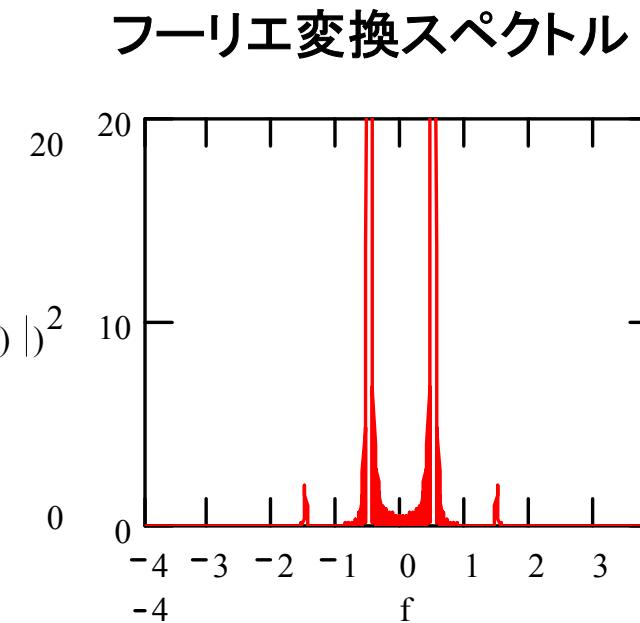
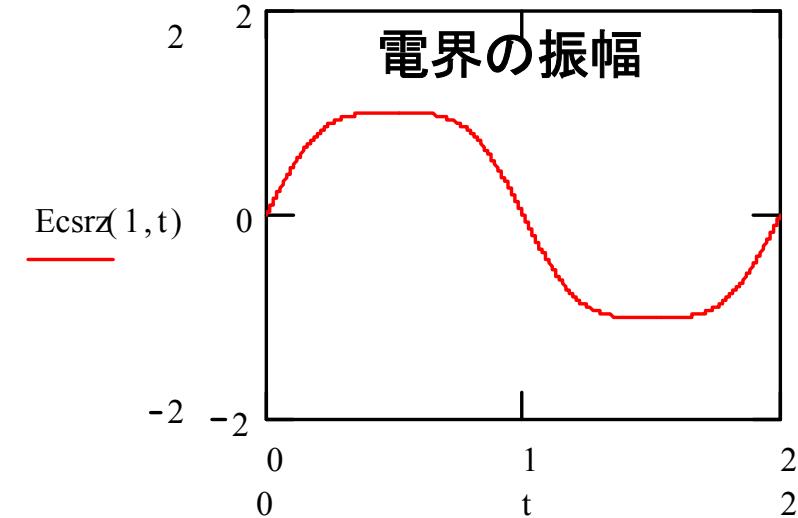


- ・時間周波数  $f_0$  (図中では1に相当)
- ・各パルスの位相は同相
- ・搬送波成分を中心に  $\pm f_0$  の側波帯間隔

## CS-RZ方式

$$E_{out} = jE_{in} \exp(-j\beta L) \sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \omega_1 t\right)$$

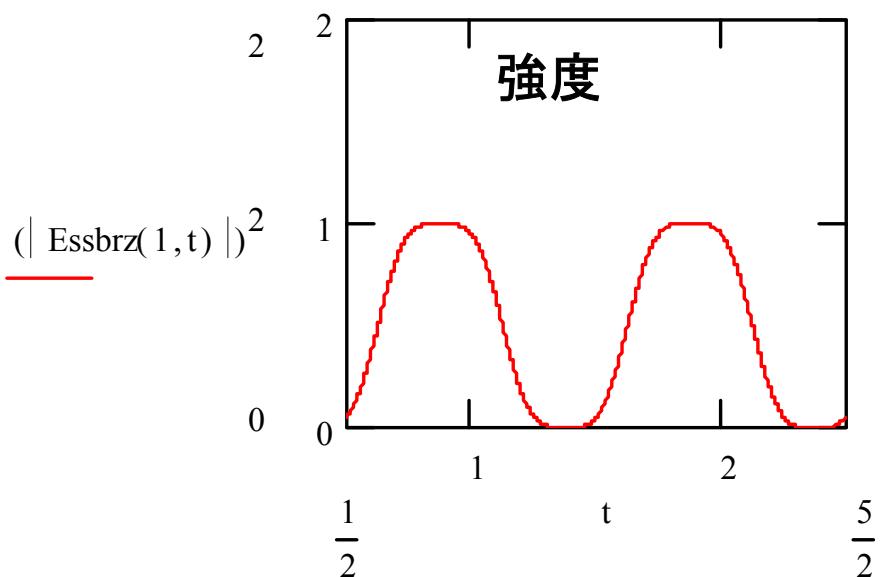
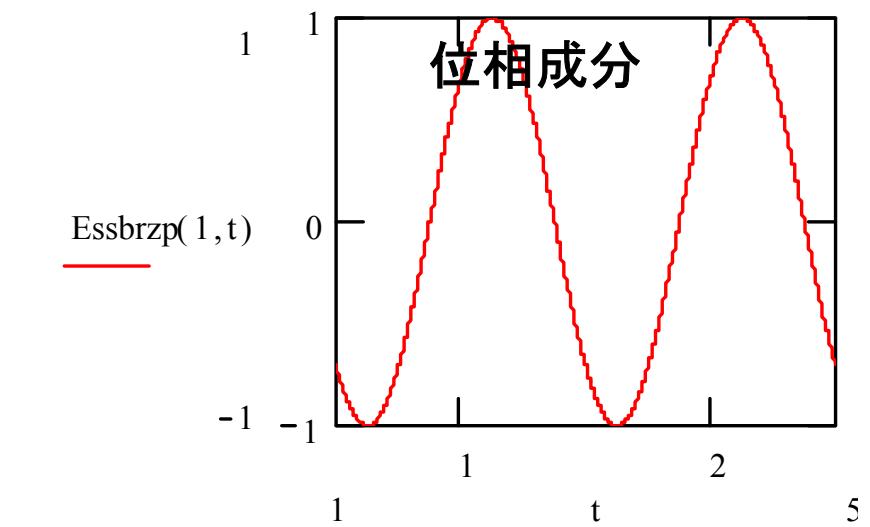
$(\omega_1 = \omega_0/2)$



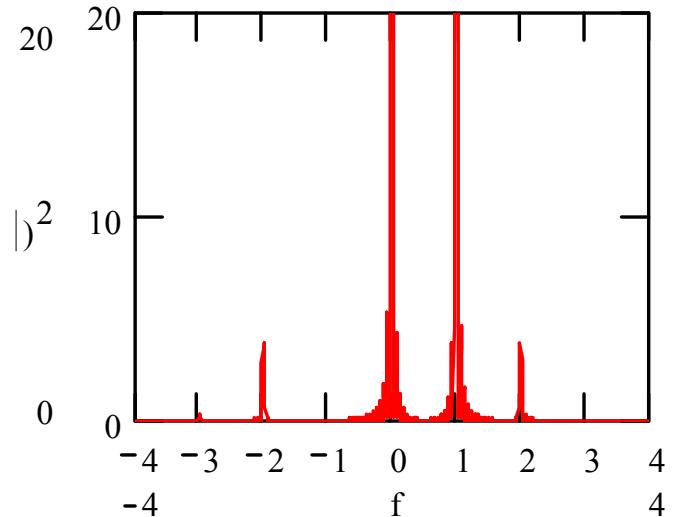
- ・時間周波数  $f_0$  (図中では1に相当)
- ・隣接パルスの位相は逆相
- ・搬送波成分抑圧、 $f_0$  の側波帯間隔

## SSB-RZ方式

$$E_{out} = jE_{in} \exp(-j\beta L) \exp(j\frac{\pi}{4}) \sin\left\{\frac{\pi}{4} \sin(\omega_0 t - \frac{\pi}{4}) - \frac{\pi}{4}\right\} \\ \times \exp\left\{j\frac{\pi}{4} \sin(\omega_0 t + \frac{\pi}{4})\right\}$$



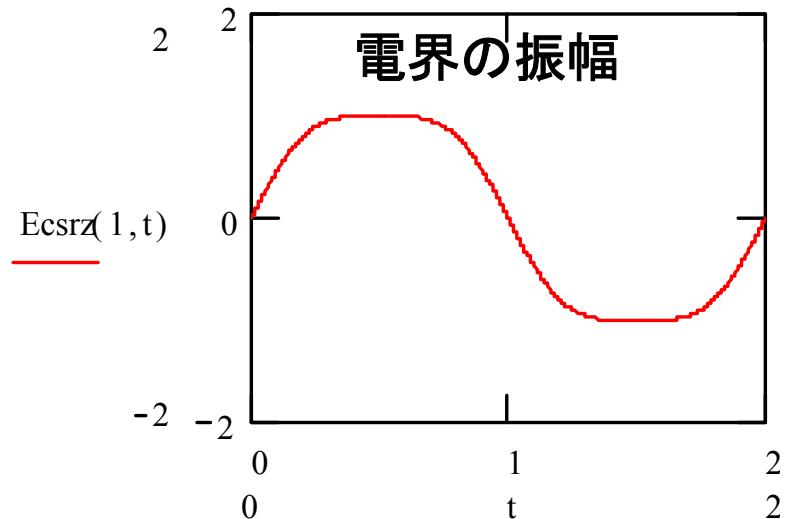
フーリエ変換スペクトル



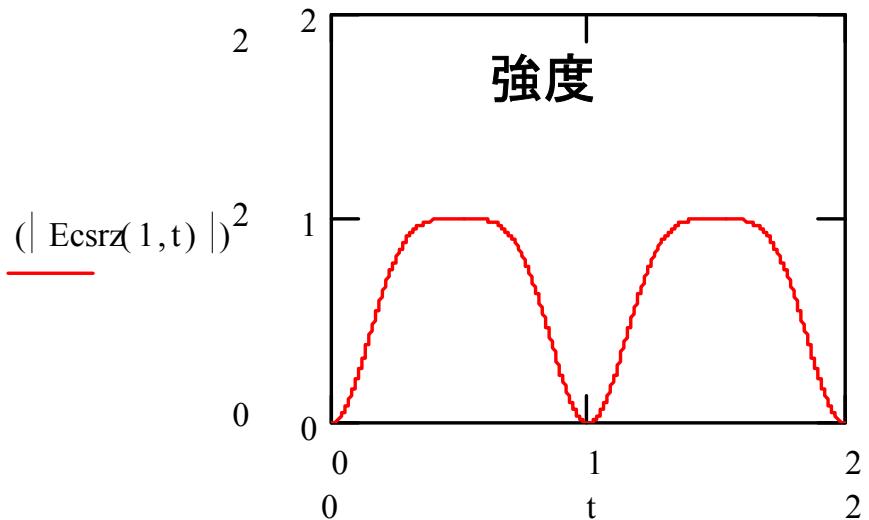
- ・時間周波数 $f_0$ （図中では1に相当）
- ・各パルスに同期して位相変調
- ・片側側波帯が抑圧

# 光デュオバイナリ信号のスペクトル

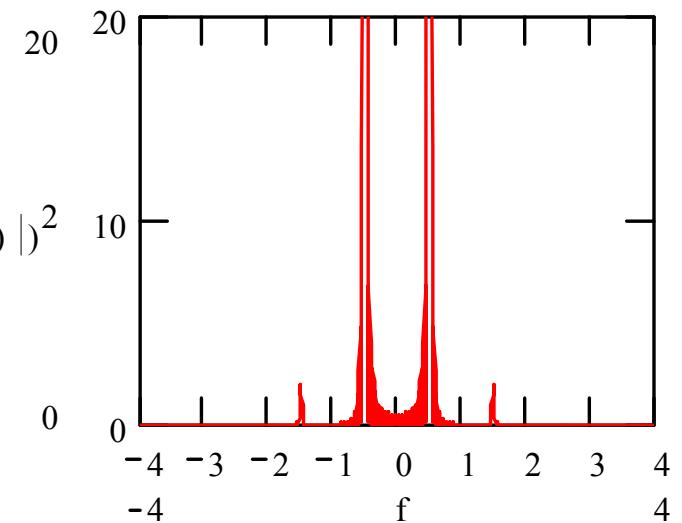
$$E_{out} = jE_{in} \exp(-j\beta L) \sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \omega_1 t\right)$$



$$(\omega_1 = \omega_0/2)$$



フーリエ変換スペクトル

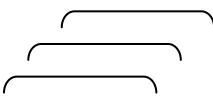
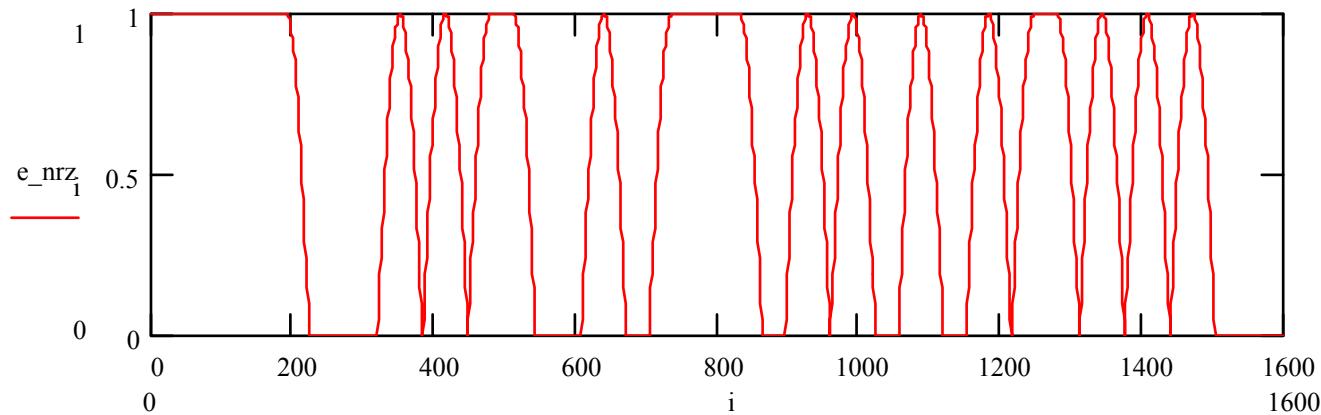


・CS-RZ方式と類似

## M系列(Maximal-length linear shift register sequences, M-sequences)とは？

- 擬似ランダム符号(Pseudo random code, PN code)の一種
- 符号長mのM系列の周期:  $2^m - 1$

符号長7のM系列の解析例

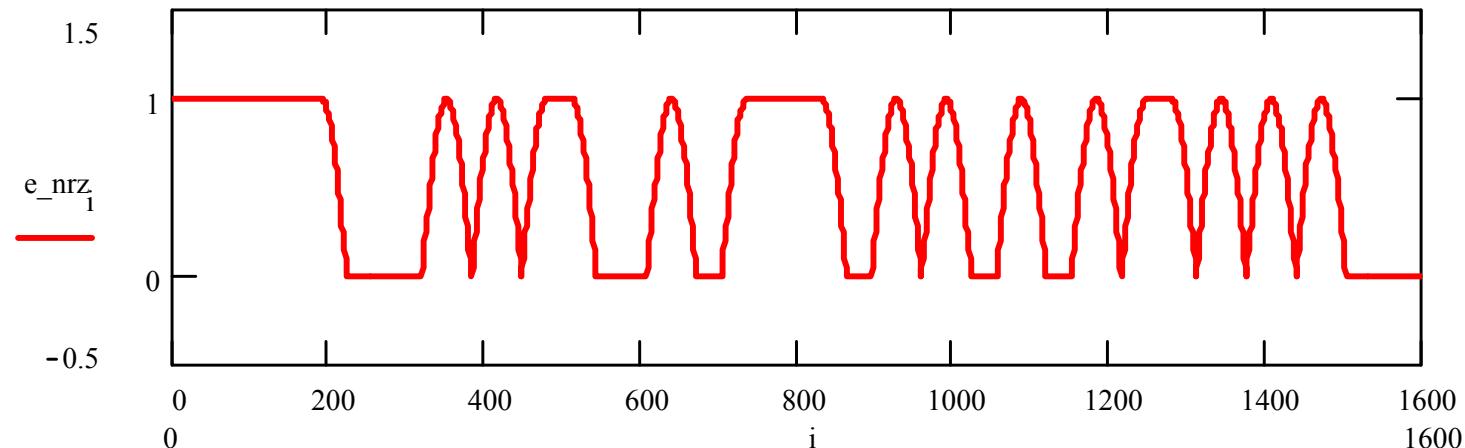


111111100001010110001001111001010010010110101010000011001000011101011100111001  
1011001100000010001111101001101000101111011011101

1ビットずつずらして見た7ビットの符号がすべて異なる(all 0以外すべてを含み、各符号は1回のみ出現)

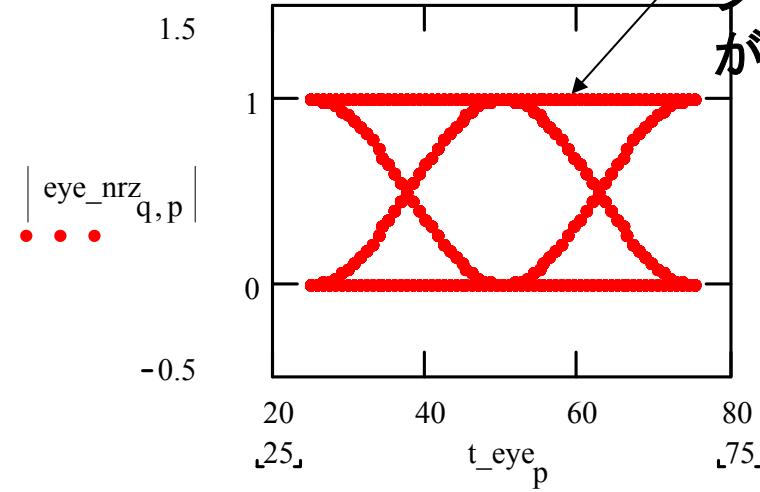
計算の参考:『Mathcadによる光システムの基礎』 小関 健, 原田一成 共著, 森北出版

時間波形(電界振幅)



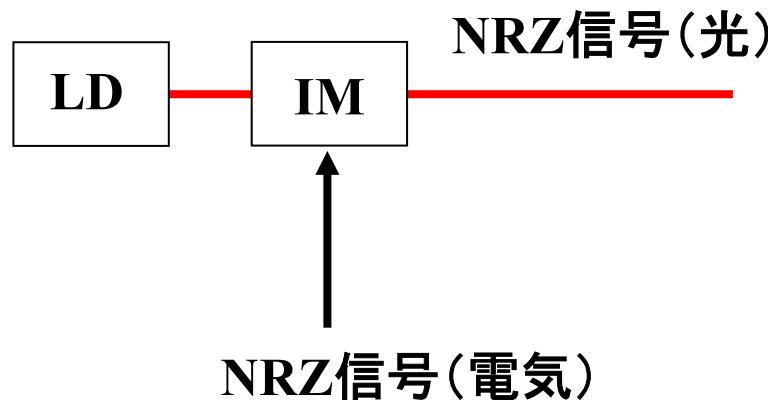
アイパターン

Raised Cosine関数:  
フーリエ変換スペクトル帯域  
が最小となる関数

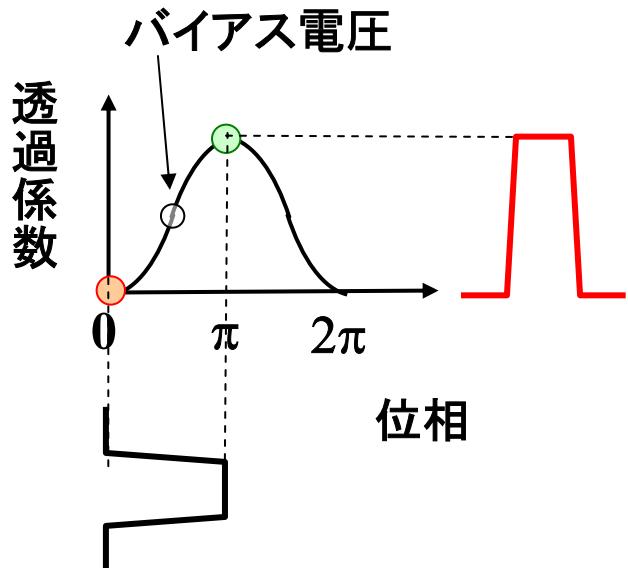


$|e_{nrz_{q,p}}|$

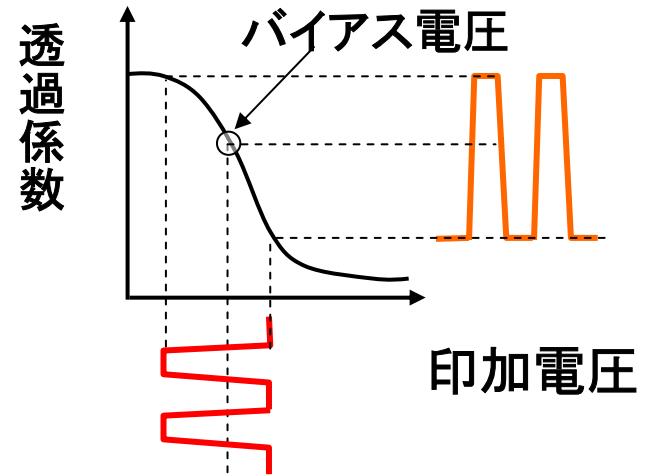
### 送信器構成



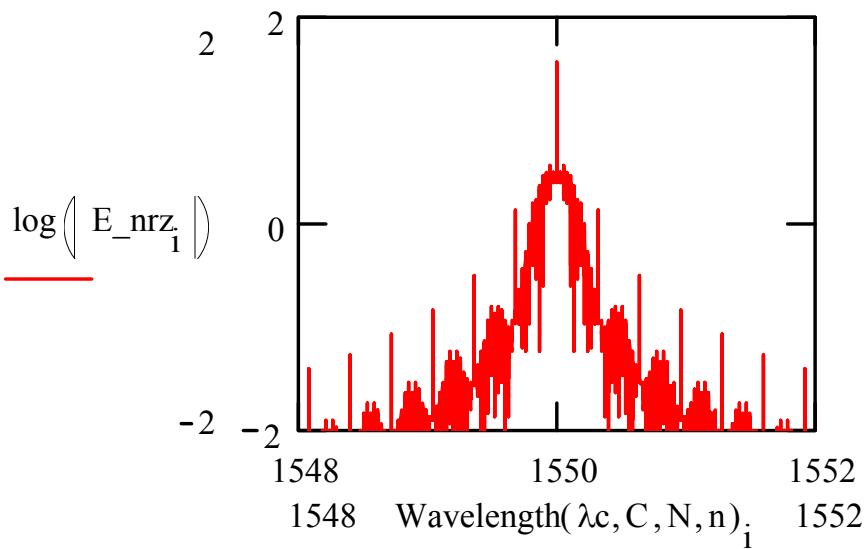
LiNbO<sub>3</sub>



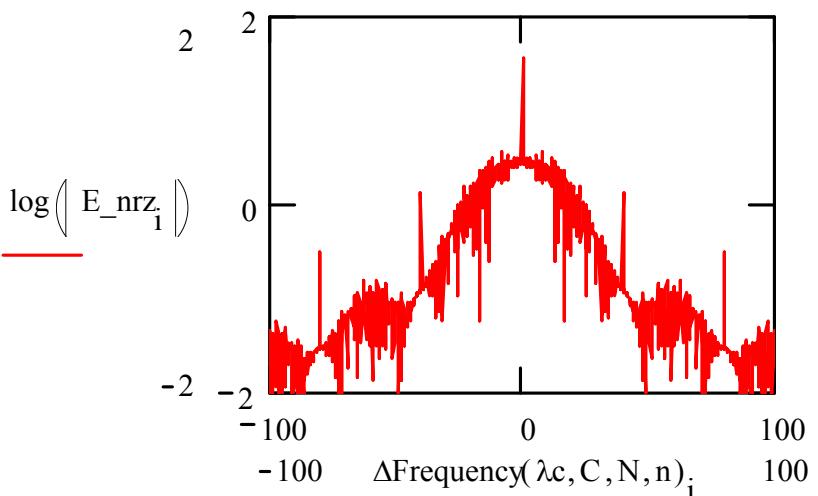
IM : Intensity Modulator (強度変調器)



フーリエ変換(波長軸)

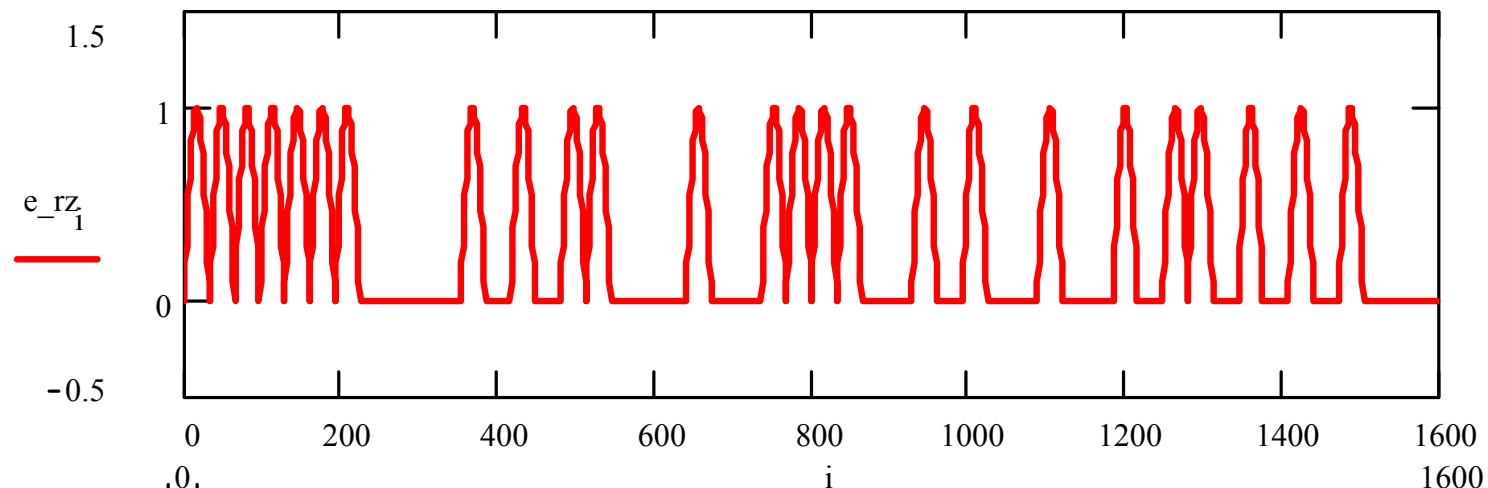


フーリエ変換(周波数軸)

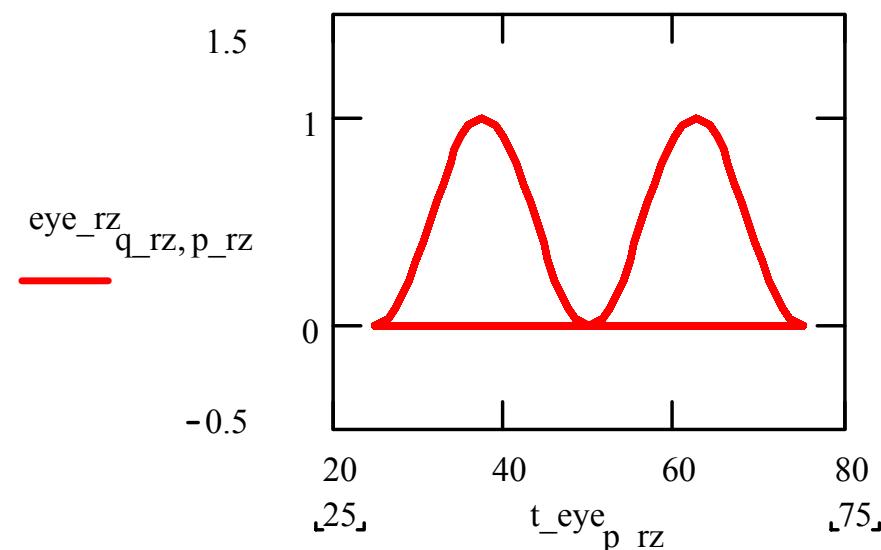


## RZ符号(符号長7のM系列)(1)

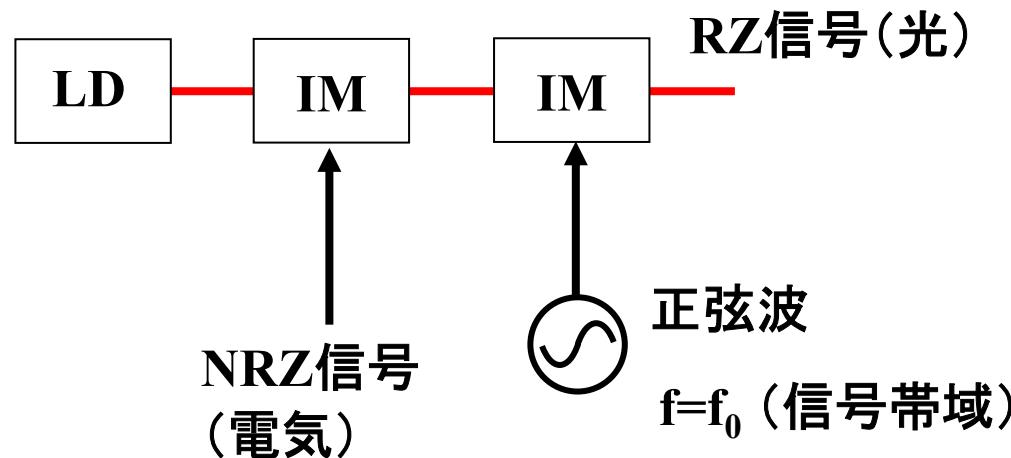
時間波形(電界振幅)



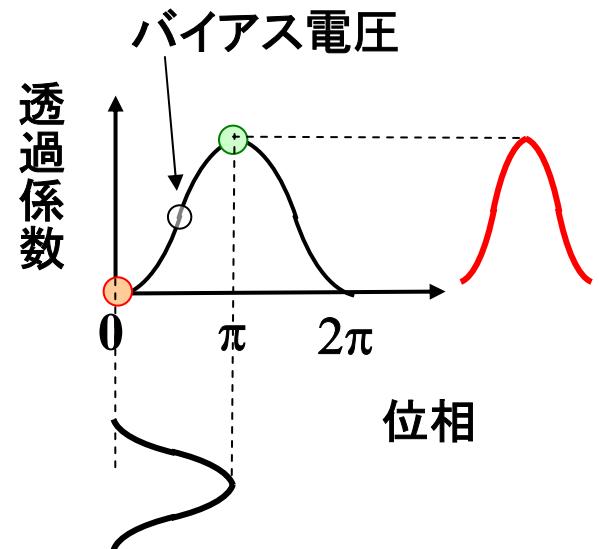
アイパターン



### 送信器構成



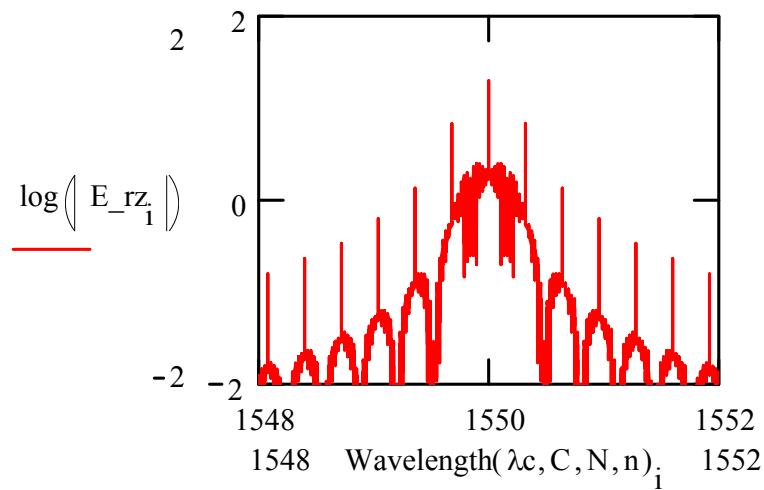
LiNbO<sub>3</sub>



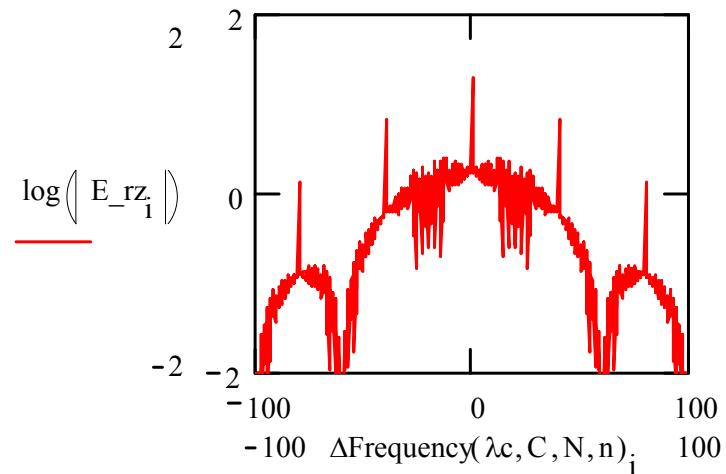
IM : Intensity Modulator (強度変調器)

## RZ符号(符号長7のM系列)(2)

フーリエ変換(波長軸)

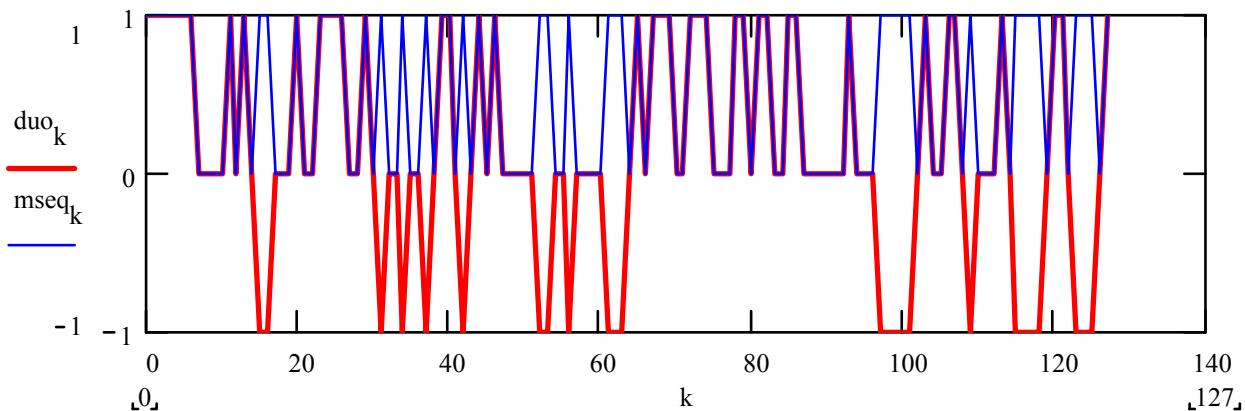


フーリエ変換(周波数軸)

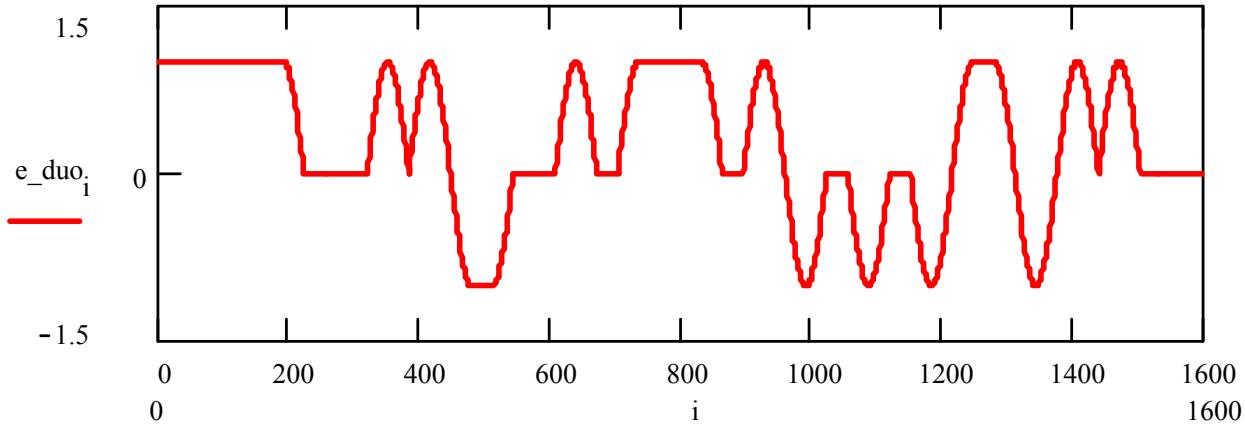
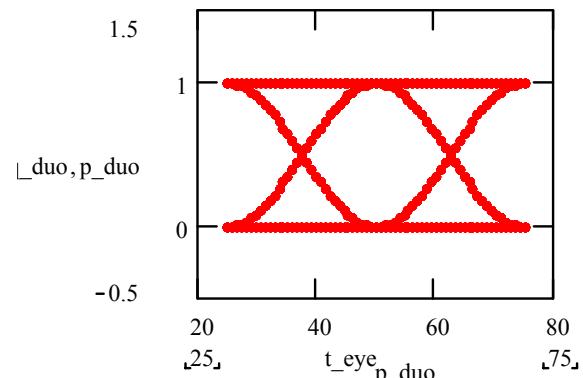


## デュオバイナリ符号(符号長7のM系列)(1)

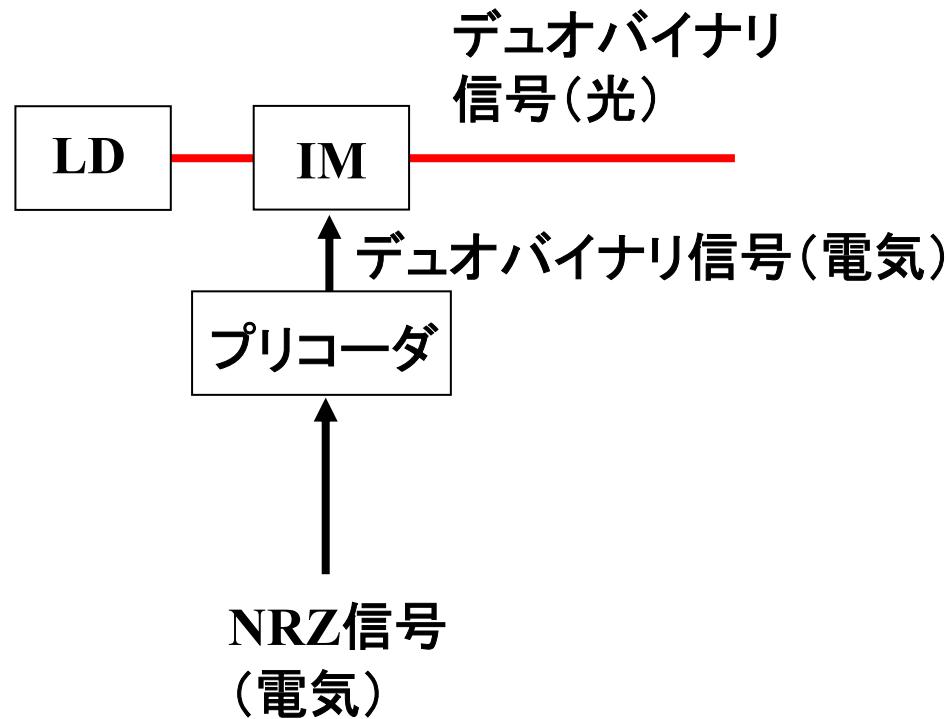
時間波形(電界振幅)



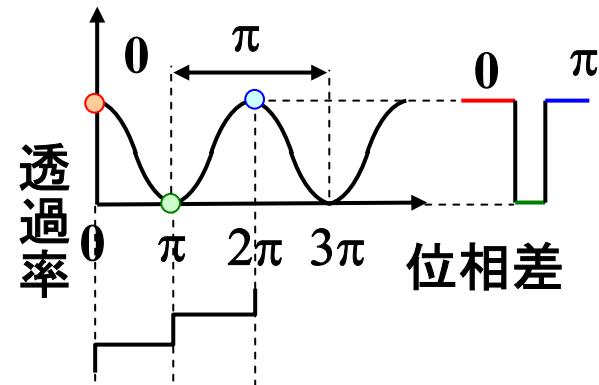
アイパターン



## 送信器構成

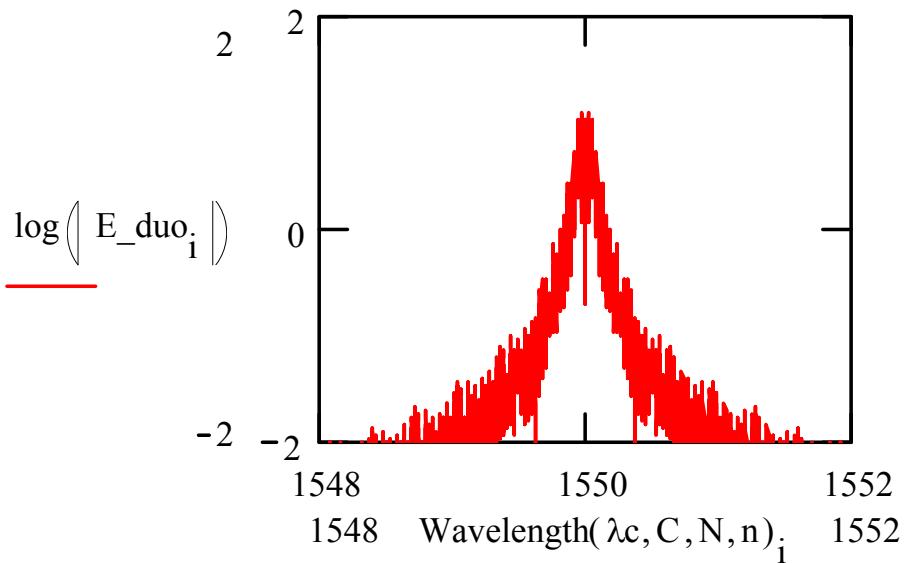


LiNbO<sub>3</sub>

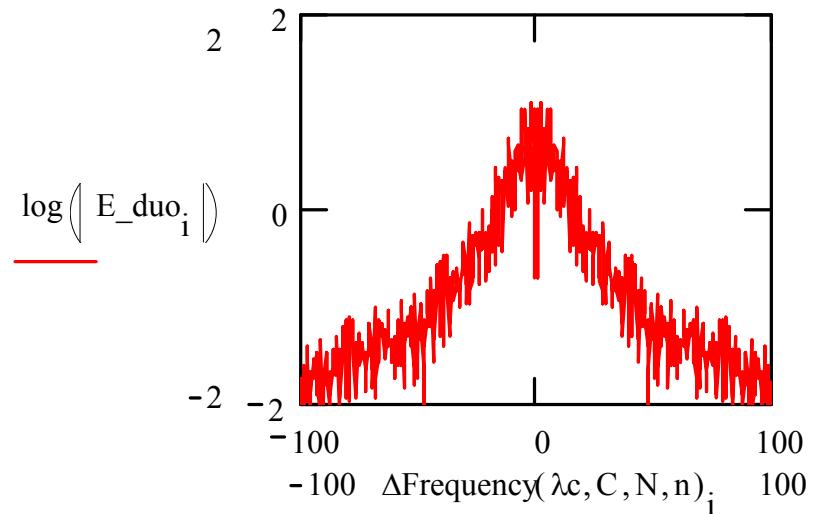


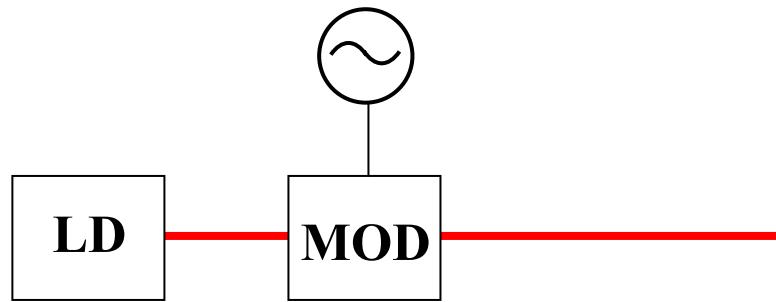
IM: Intensity Modulator (強度変調器)

フーリエ変換(波長軸)



フーリエ変換(周波数軸)





## ① 電気光学結晶( $\text{LiNbO}_3$ )の場合

印加電界による屈折率変動がチャーピングの原因  
→ 影響小

## ② 半導体(EA変調器)の場合

光励起キャリアによる屈折率変動がチャーピングの原因  
→  $\text{LiNbO}_3$ より影響大  
バイアス電圧を選ぶとブルーチャープ領域があり、パルス圧縮の効果  
が期待できる。

## 20～15年前の研究のモティベーション

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

## 15年前の暗転

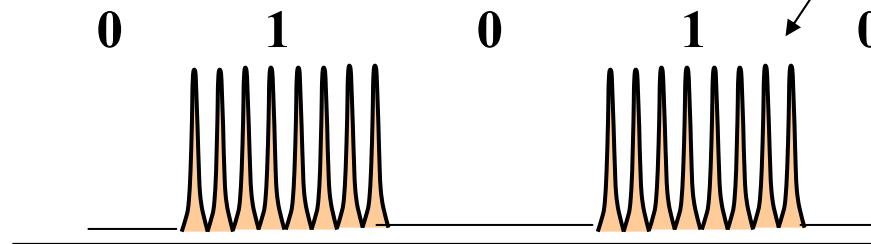
EDFA(光ファイバ増幅器)の登場により吸収による伝送距離制限が飛躍的に改善され、受信にかかる技術的課題をかかえても受信感度改善効果を期待してコヒーレント方式を推し進める動機が薄れた。

## 2～3年前からの復興

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

## コヒーレント検波の変調方式

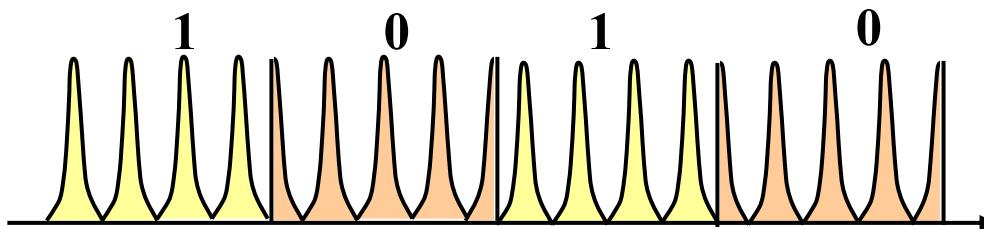
### ASK (Amplitude Shift Keying)



振動波形は光の波長レベルでの振動

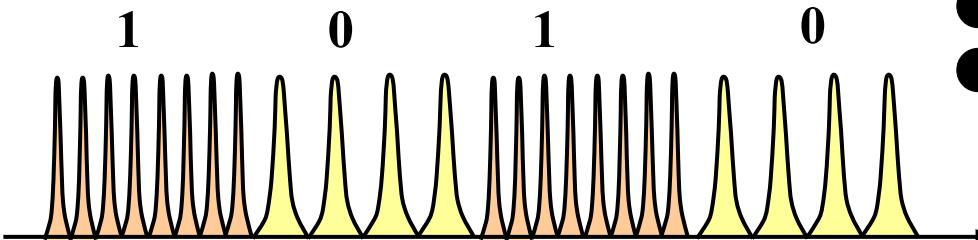
- 振幅の有無にビットを対応
- 振幅の大きさで多値化  
(4ASK : 4値の場合  
→  $2^2$ なので2ビット1シンボル)

### PSK (Phase Shift Keying)



- 位相の変化にビットを対応
- 位相の位置で多値化  
(QPSK : 0,  $\pi/2$ ,  $\pi$ ,  $3/2\pi$ )

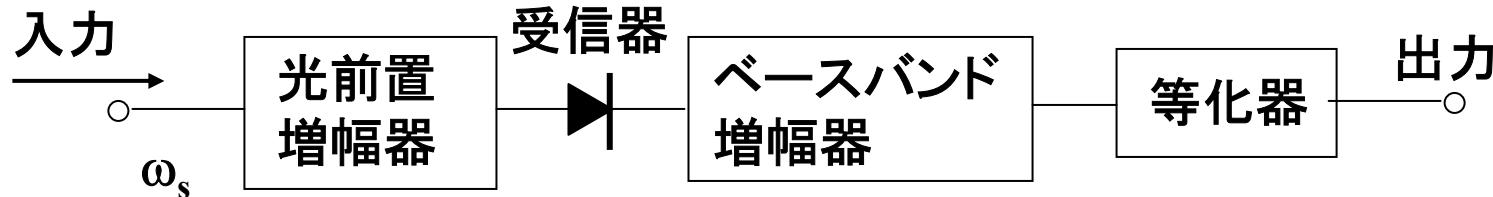
### FSK (Frequency Shift Keying)



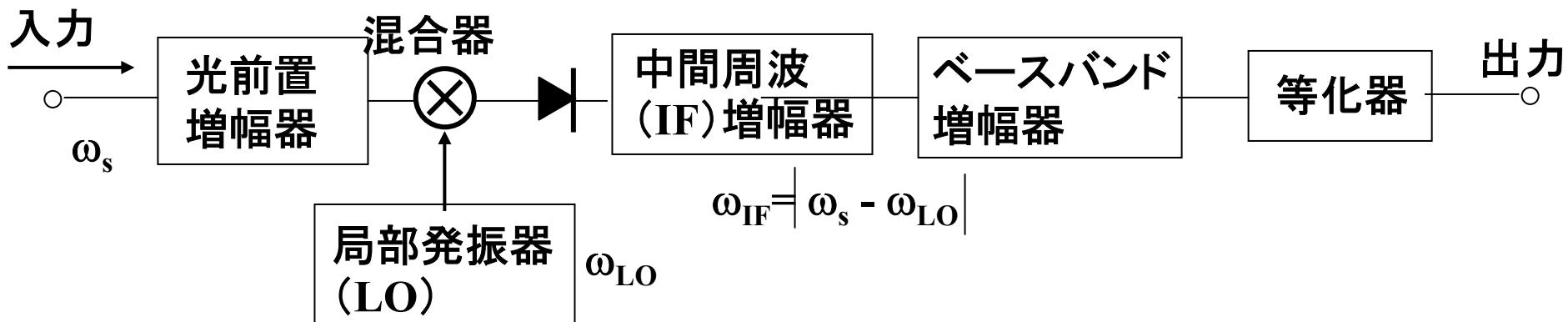
- 周波数の変化にビットを対応
- 周波数の大きさで多値化

## 受信系の基本構成(1)

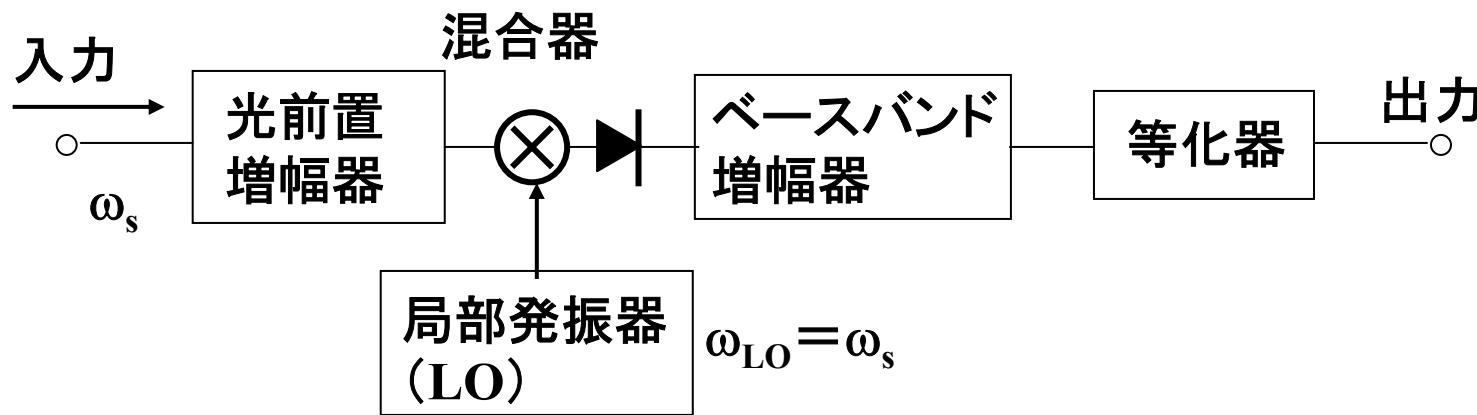
### ① 直接検波(IM-DD方式)



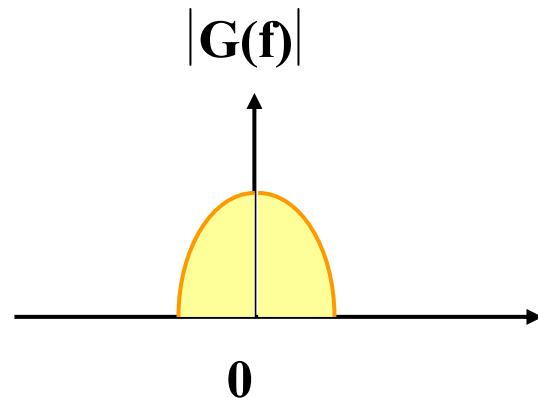
### ② ヘテロダイン検波



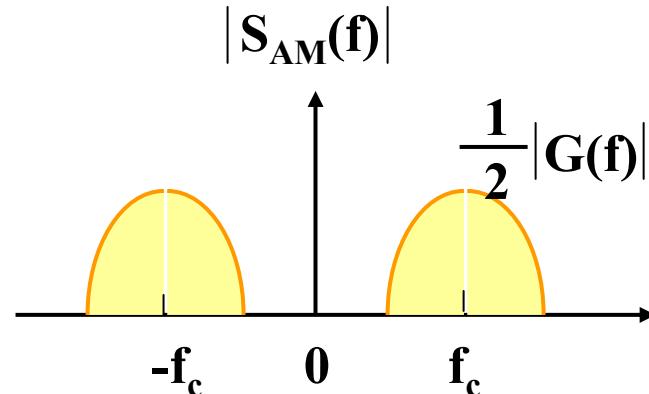
### ③ ホモダイン検波



ベースバンド信号



振幅変調波



## 変調波の一般表現

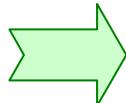
$$s(t) = A(t) \cos[2\pi f_c t + \phi(t)]$$

振幅変調では  $A(t) \propto g(t)$  ( $g(t)$  : 変調信号),  $\phi(t)=0$  なので、  
振幅変調波は以下に書き換えられる。

$$S_{AM}(t) = g(t) \cos(2\pi f_c t)$$

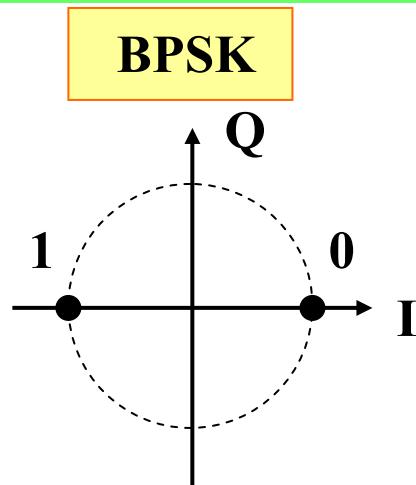
フーリエ変換して、

$$\begin{aligned} S_{AM}(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \cos(2\pi fct) e^{-j2\pi ft} \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \exp\{-2\pi(f - f_c)t\} dt + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \exp\{-2\pi(f + f_c)t\} dt \\ &= \frac{1}{2} G(f - f_c) + \frac{1}{2} G(f + f_c) \end{aligned}$$

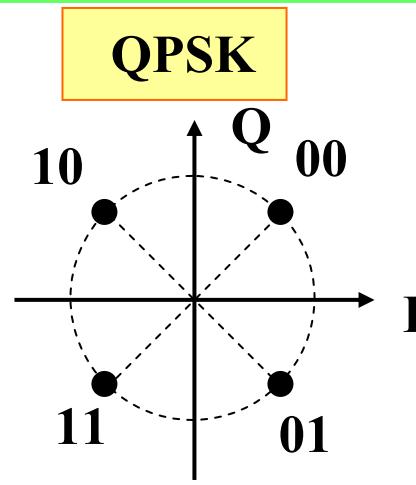


- ・ $s(t)$ のフーリエ変換スペクトルは  $G(f)$  を  $\pm f_c$  へ周波数変換  
→ 両側帯波搬送波抑圧 (Double Sideband Suppressed Carrier  
: DSB-SC) 変調
- ・変調度が 1 よりも小さい AM 変調では搬送波成分が生じ、  
送信電力効率が低下 ( $g(t)$  を  $1+g(t)$  に置き換えて計算)

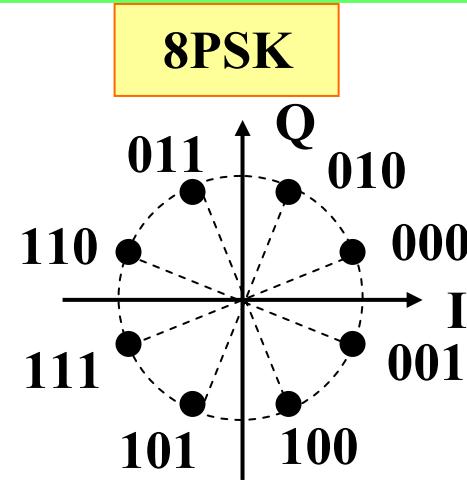
## PSK方式の種類



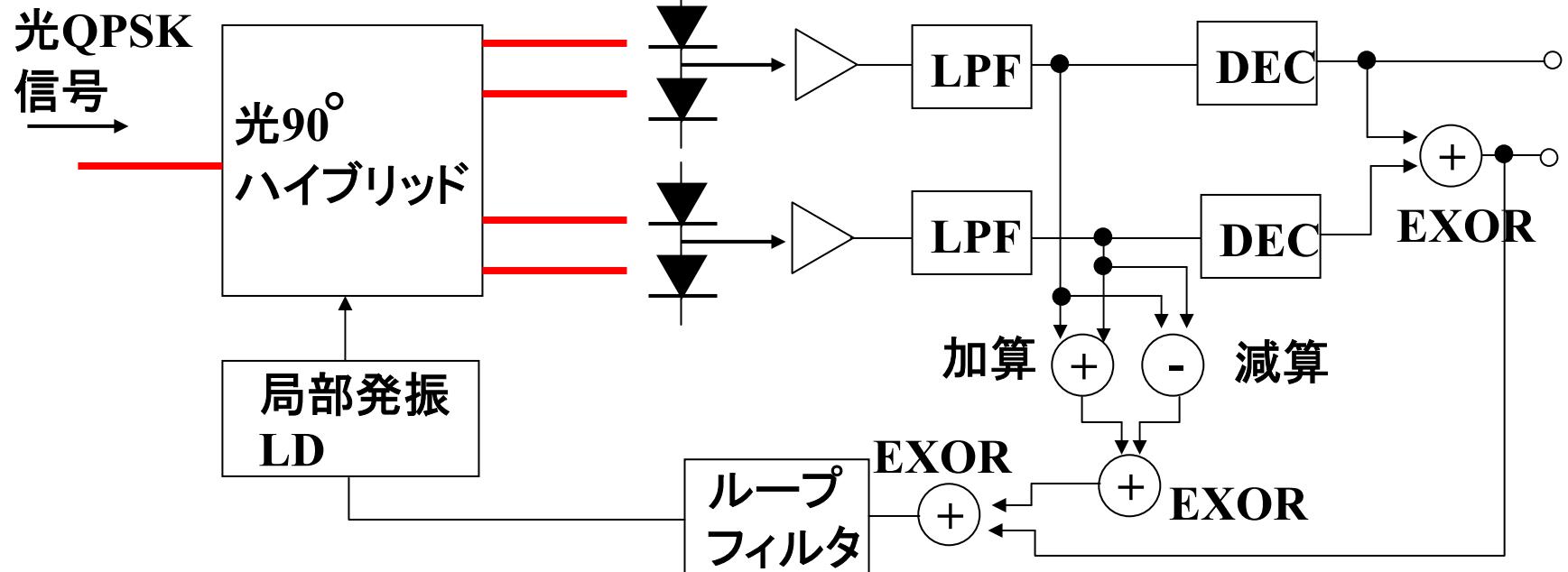
1シンボル1ビット



1シンボル2ビット



1シンボル3ビット



## 変調波の一般表現

$$s(t) = A(t) \cos[2\pi f_c t + \phi(t)]$$

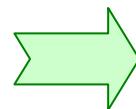
位相変調では  $A(t)$ :一定,  $\phi(t) \propto g(t)$  ( $g(t)$ : 変調信号) なので、  
位相変調波は以下に書き換えられる。

$$S_{PSK}(t) = \cos[2\pi f_c t + g(t)]$$

PSKでは送信する位相情報の不確定性を除去するため、以下の条件を課す。

$$|g(t)| \leq \pi \text{ (rad)}$$

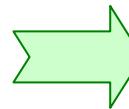
$$S_{PSK}(t) = \cos[g(t)] \cos(2\pi f_c t) - \sin[g(t)] \sin(2\pi f_c t)$$



互いに位相が  $\pi/2$  異なる搬送波を、位相偏移量の正弦・余弦で変調し、  
それらを合成したもの。

### (例①) BPSKの場合

$g(t)=0$ または $\pi$



$$S_{BPSK}(t) = m(t) \cos(2\pi f_c t), m(t) = \pm 1$$

両極性矩形パルスでDSB-SC変調

### (例②) QPSKの場合: 2つの直交したBPSKを線形加算

$$S_{QPSK}(t) = m_1(t) \cos(2\pi f_c t) - m_2(t) \sin(2\pi f_c t)$$

$$= \cos[2\pi f_c t + \tan^{-1} \frac{m_2(t)}{m_1(t)}]$$

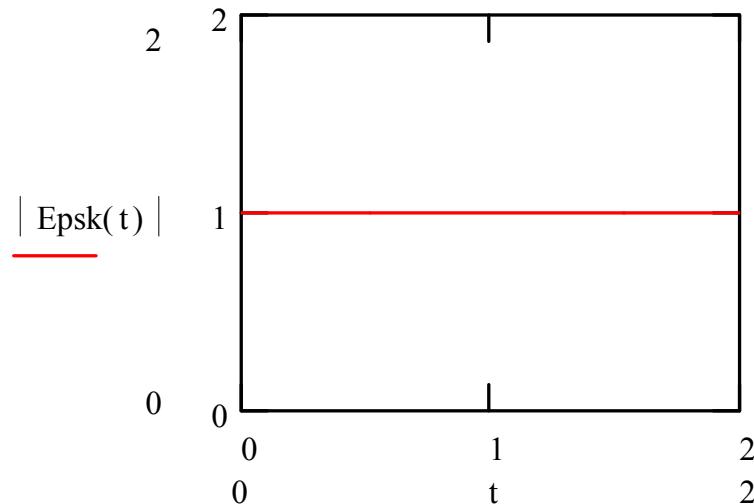
$$m_1(t), m_2(t) = \pm 1$$

## PSK方式

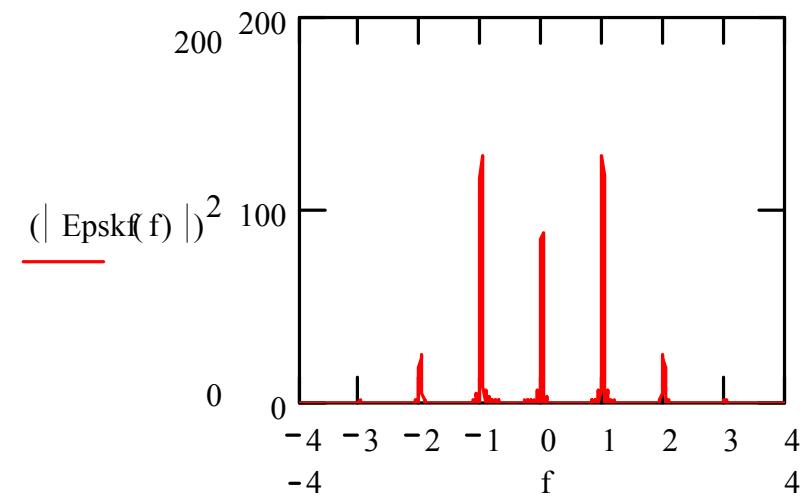
式(5.23)において、 $V_1 = V_2 = V_\pi$ ,  $\psi = 0$ ,  $V_{bias1} = \pi$ ,  $V_{bias2} = 0$  とおくと、

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

強度



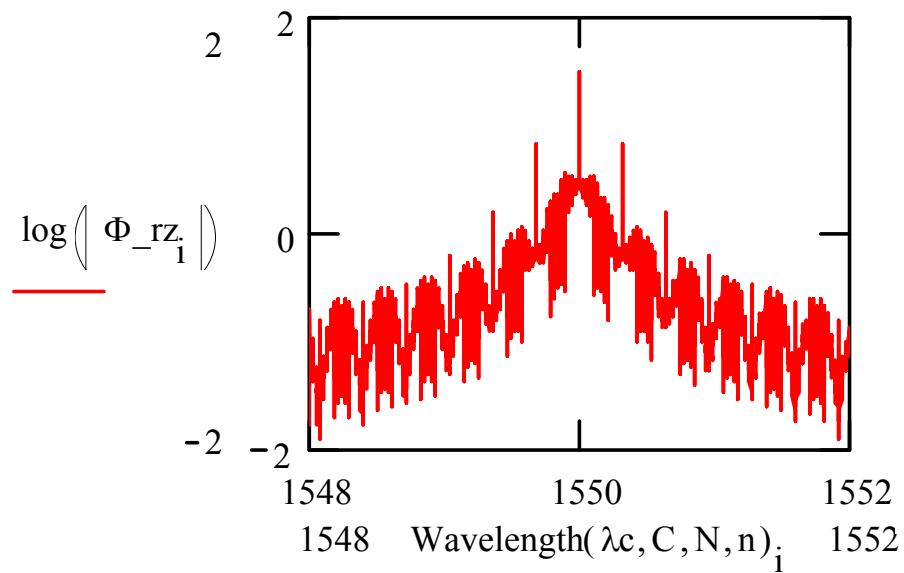
フーリエ変換スペクトル



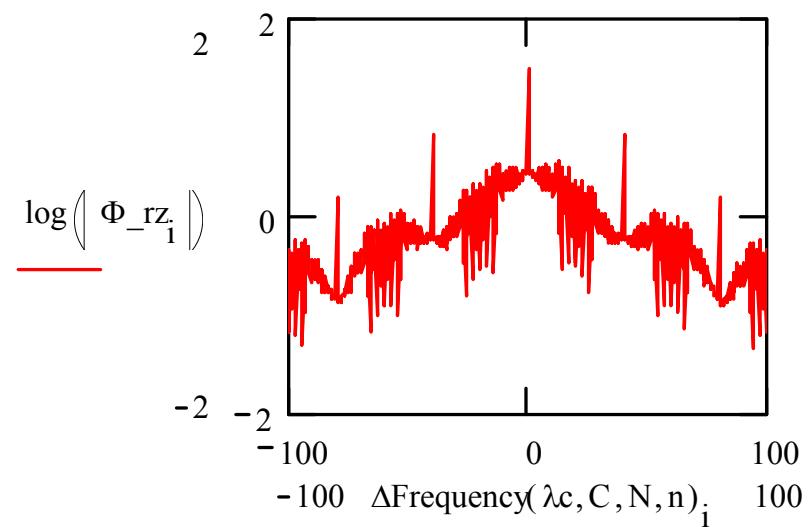
- ・時間周波数  $f_0$  (図中では1に相当)
- ・振幅は時間変動せず
- ・搬送波成分を中心に  $\pm f_0$  の側波帶間隔

## PSK符号(符号長7のM系列)

フーリエ変換(波長軸)



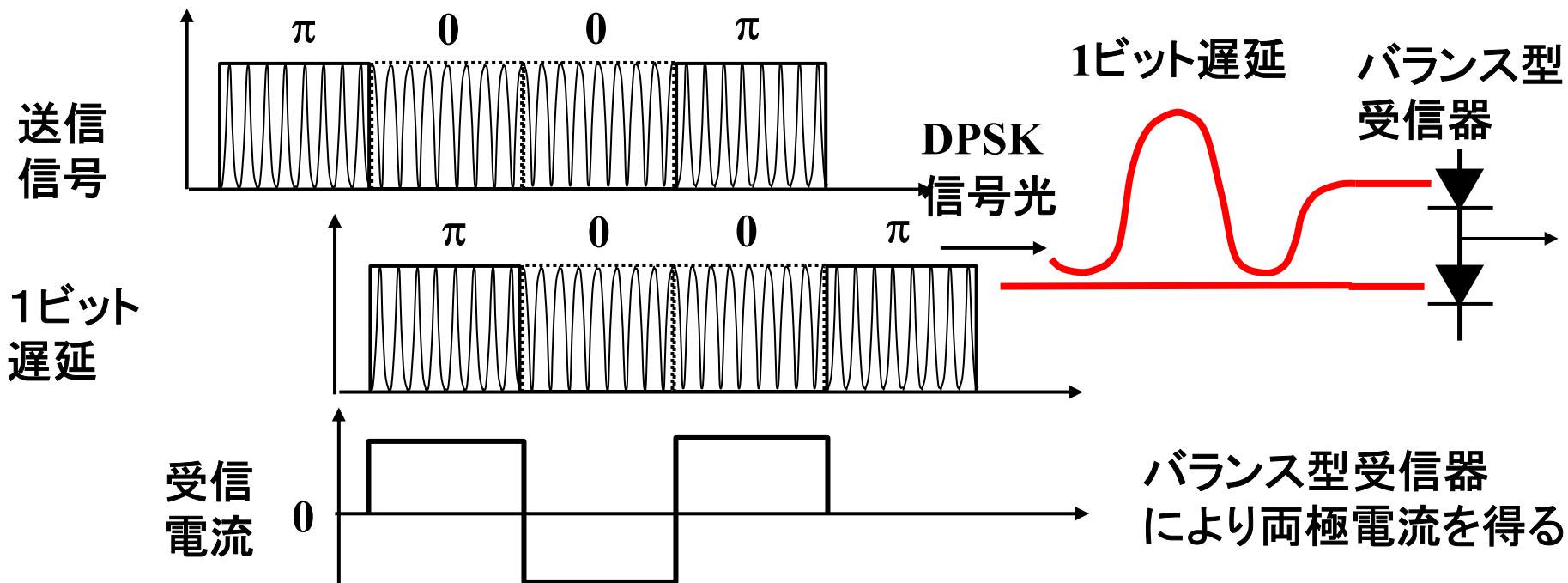
フーリエ変換(周波数軸)



## DPSK変調

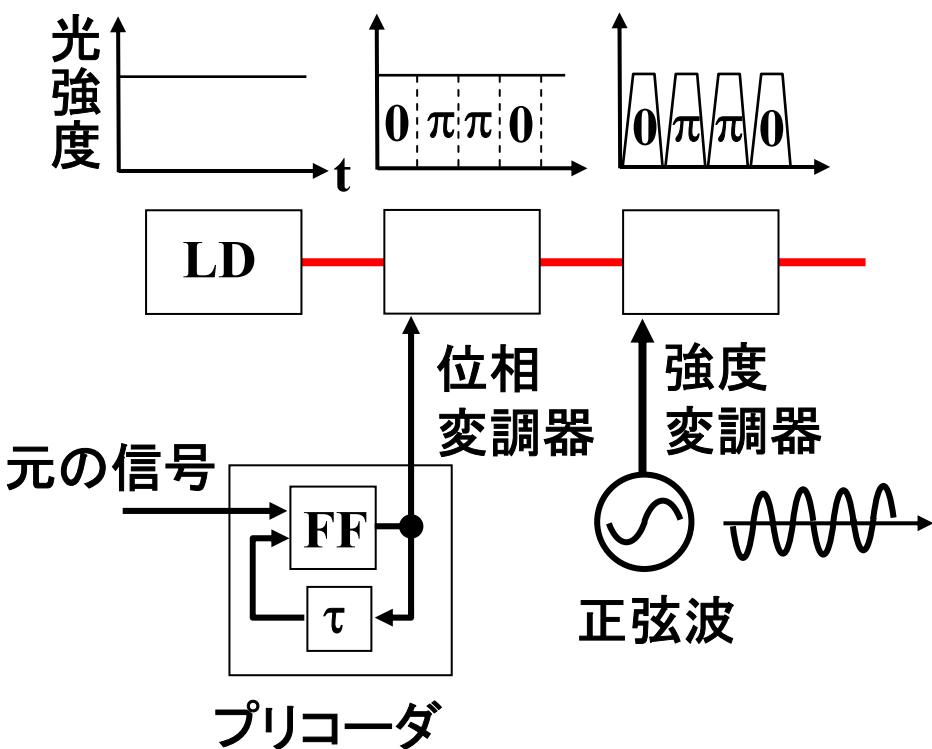
DPSK(Differential Phase-Shift-Keying, 差動位相シフトキーイング方式)

- PSK変調の1種でデータ1を隣接ビット間の位相差 $\pi$ 、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。



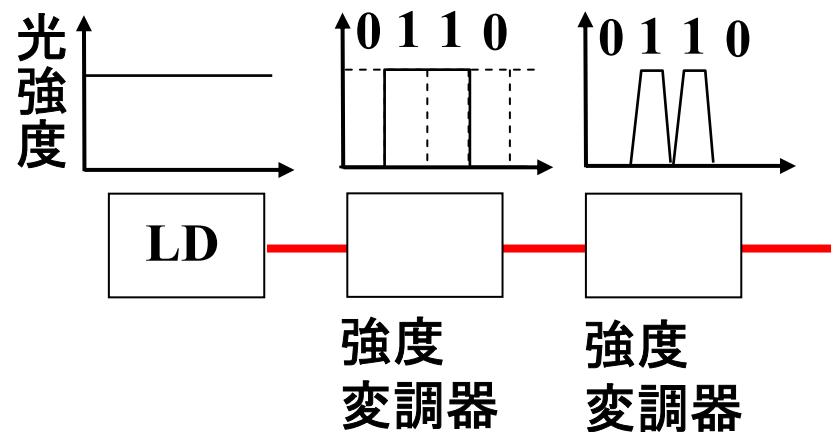
# DPSK送信器

RZ-DPSK

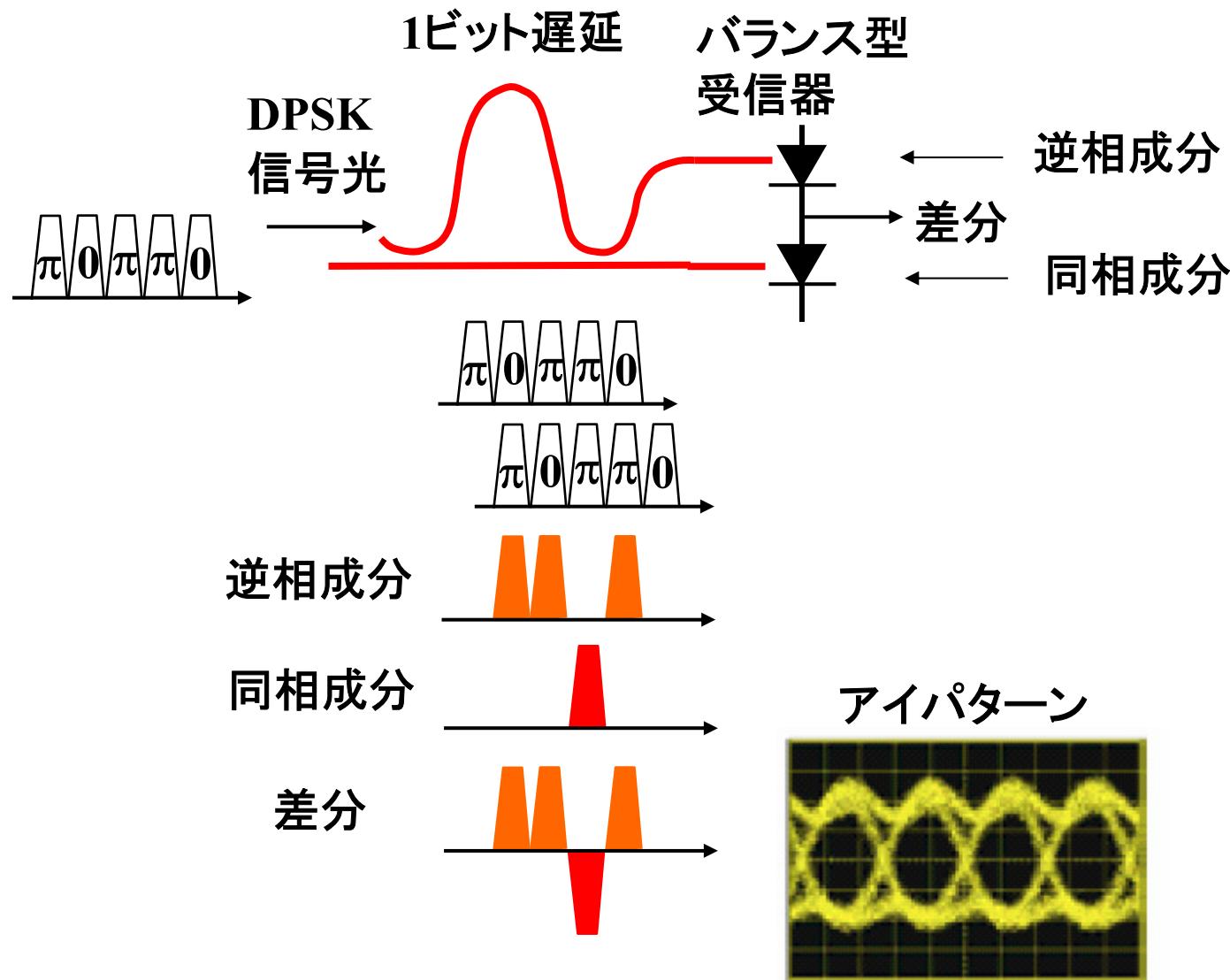


RZ-OOK

OOK(On-Off Keying,  
強度変調方式の総称)



## DPSK受信器

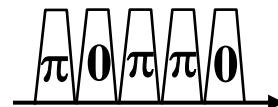


## DPSKによる受信感度の改善効果

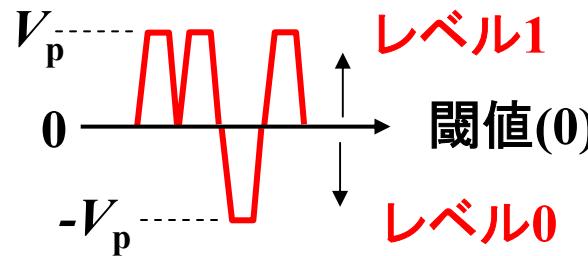
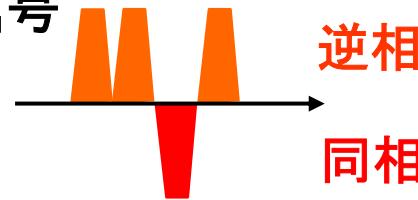
DPSK

OOK

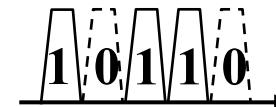
送信信号



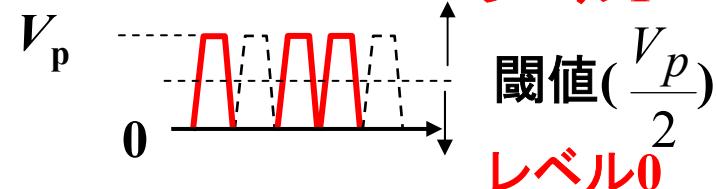
受信信号  
(差分)



送信信号

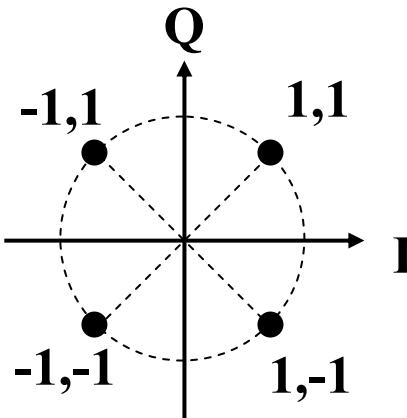


受信信号

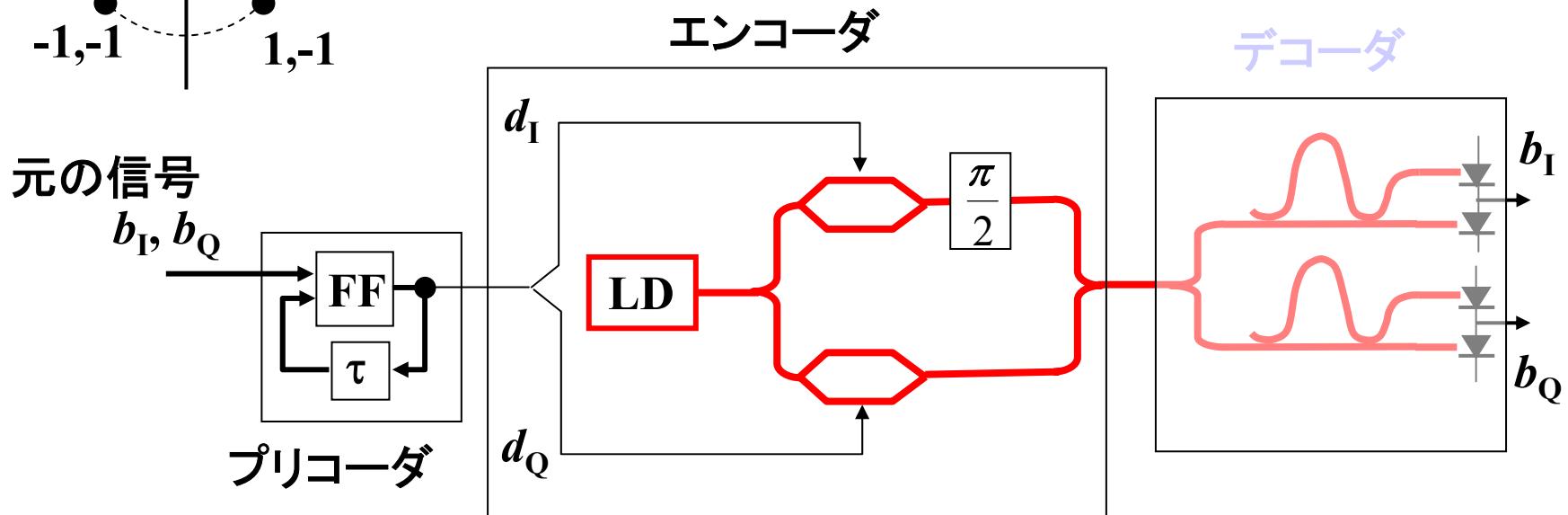


● 信号対雑音比の3dB改善 ➔ 受信感度の3dB改善

# DQPSK送信器



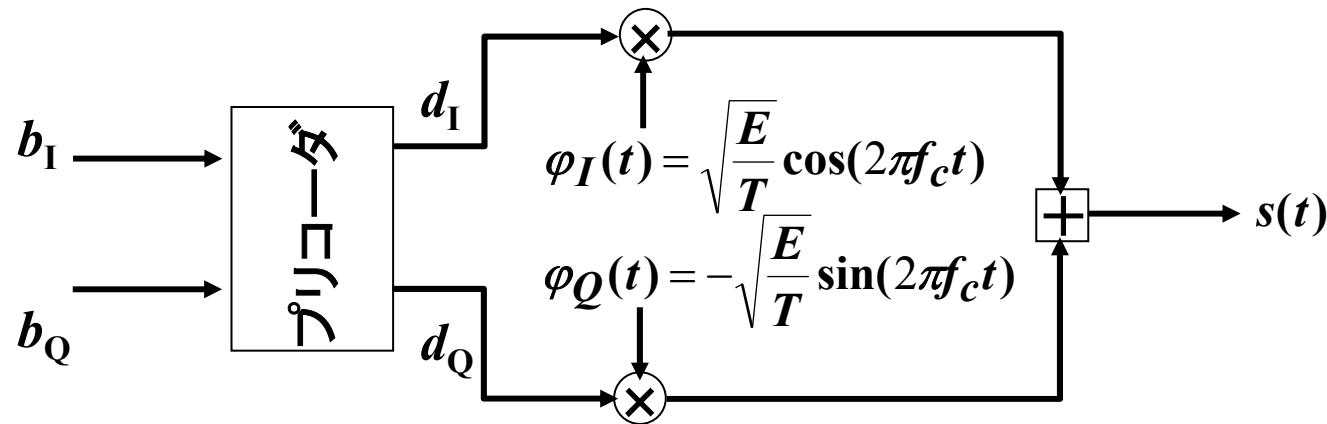
DQPSK : Differential Quadrature Phase Shift Keying



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

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

## DQPSK送信ブロック



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

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

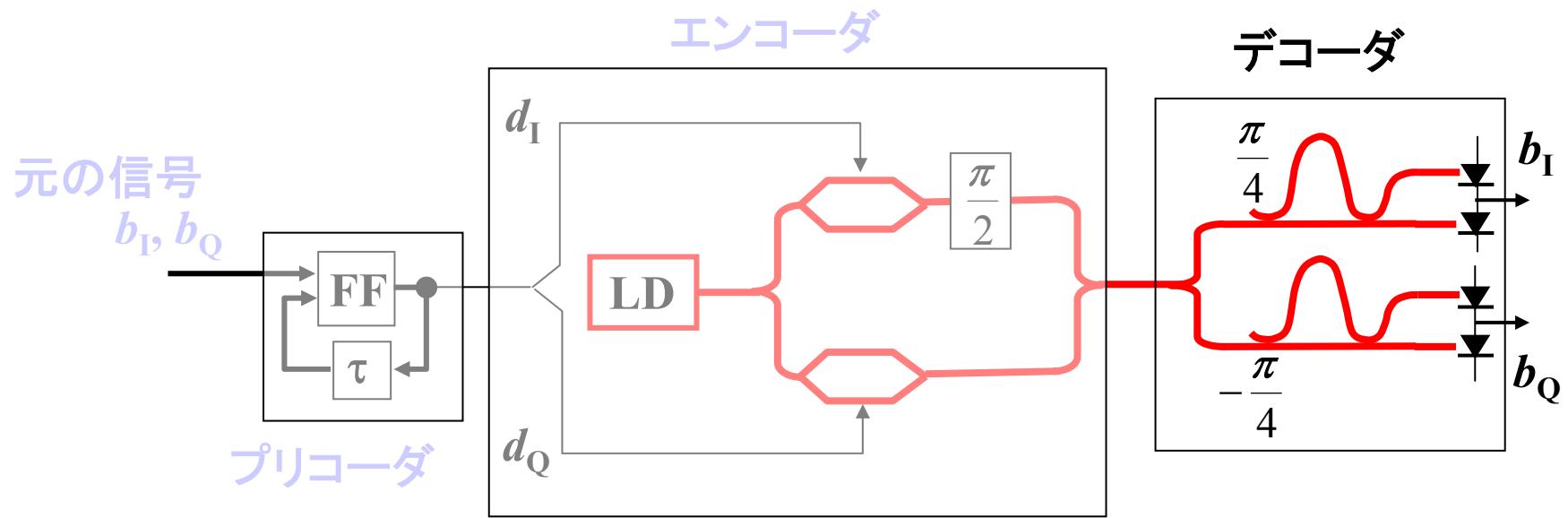
搬送波の正相、直交成分を

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

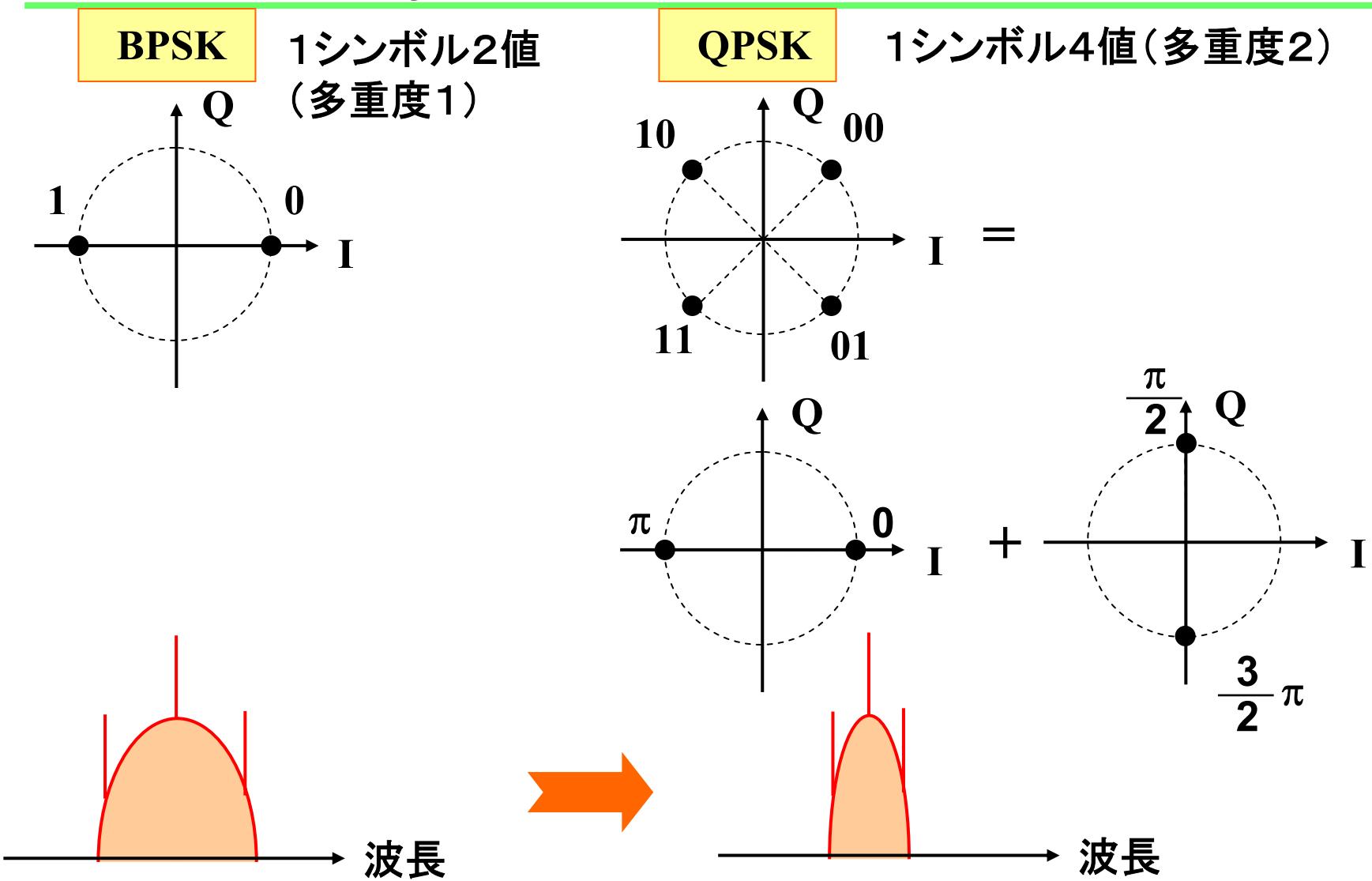
変調器に与えるベースバンド信号を  $d_I, d_Q$  とすると、

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

# DQPSK受信器



## DQPSKによる狭帯域化の効果



● 帯域を半分に狭帯域化可能, 高密度WDM・分散の影響低減可能

# WDM用光送信器

**10Gbps SONET/SDH用光送受信器**      OpNext, TRV5001/11/21BN

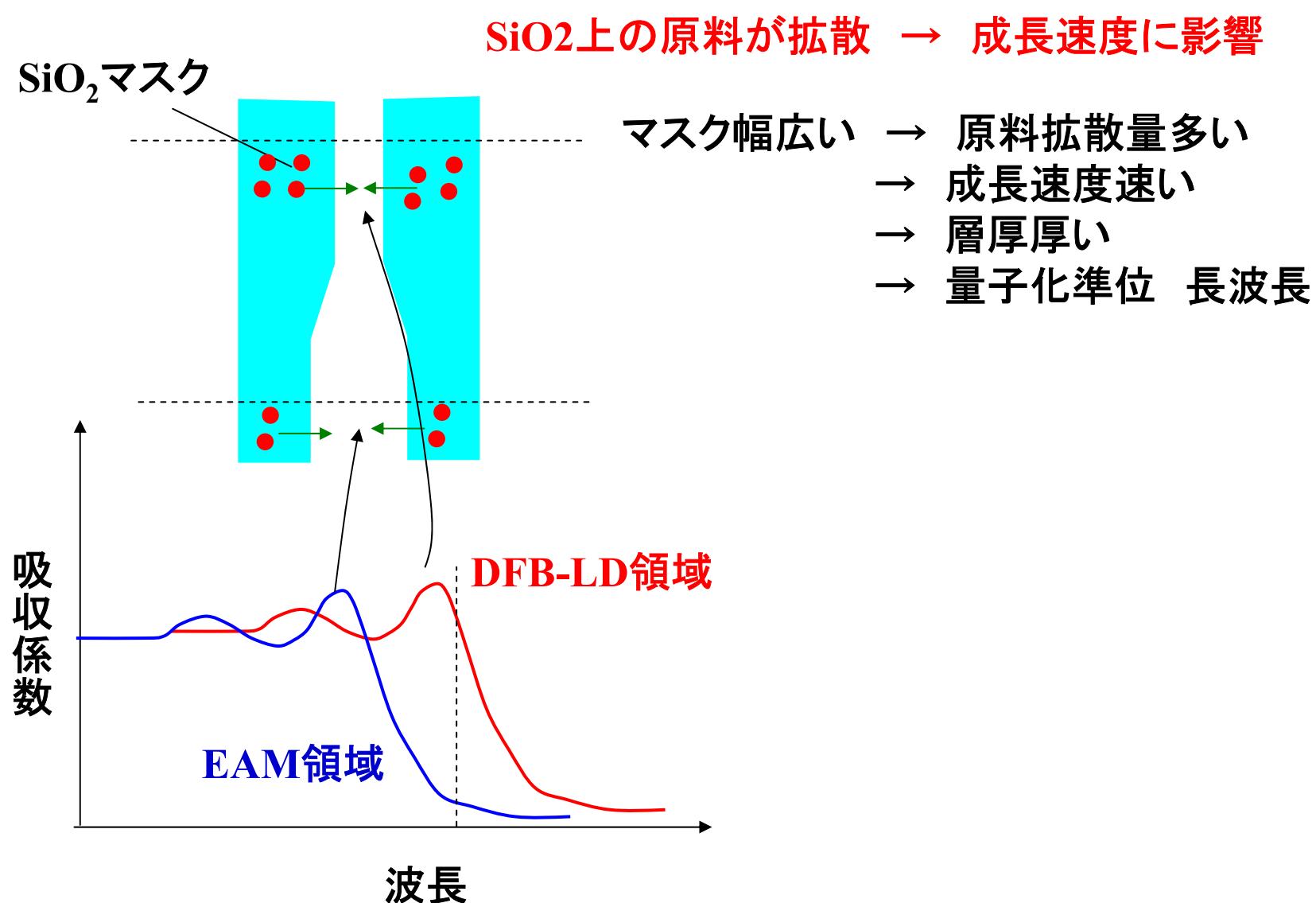
## 多波長DFB-LD/EA変調器

**K. Kudo, M. Ishizaki, T. Sasaki, H. Yamazaki and M. Yamaguchi (NEC),  
IEEE Photon. Technol. Lett., vol.10, pp.929-931 (1998).**

## 波長選択光源

**H. Hatakeyama, K. Kudo, Y. Yokoyama, K. Naniwae, and T. Sasaki,  
IEEE J. Selected Topics in Quantum Electron., vol.8, No.6, pp.1341-1348 (2002).**

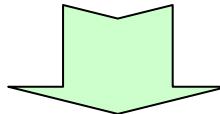
# 選択MOVPE成長による 一括多波長EAM集積DFB-LDウェハの成長



# 光アクセス系用光送信器

### アクセスネットワークの特質

- ユーザはビジネスユーザではなく個人ユーザ
- コスト感覚が厳しい
- 家庭内には各個人につき(最低)1台の装置が必要



### 光デバイスへの要求条件

- 経済性(低成本な光部品)
- 生産性
- 耐環境性

(1) 低コスト実現のための実装負担の軽減技術が主体

- LD／PDと光ファイバの調心トレランスを拡大するためのスポットサイズ変換器
- パッシブ・アライメント技術
- 温調無しで-40°C～+85°C動作が可能な耐環境材料の使用



---

**H. Oohashi, M. Fukuda, Y. Kondo, M. Wada, Y. Tohmori, Y. Sakai, H. Toba and Y. Itaya (NTT),  
J. Lightwave Technol., Vol.16, No.7, pp.1302-1307 (1998).**

