

第3章(続き)

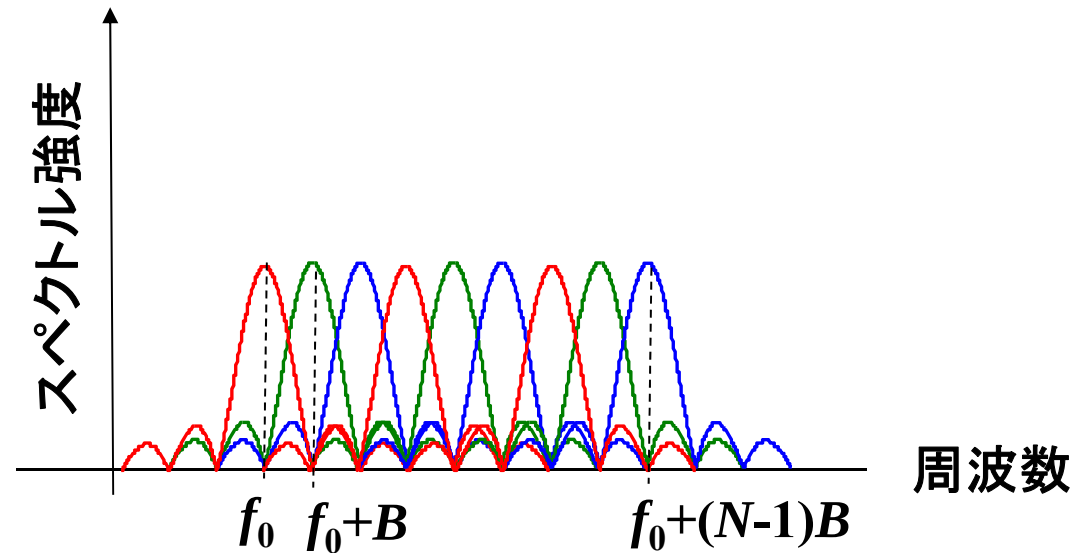
光変復調技術(4)

2011年12月5日(月)

OFDM(続き)

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

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

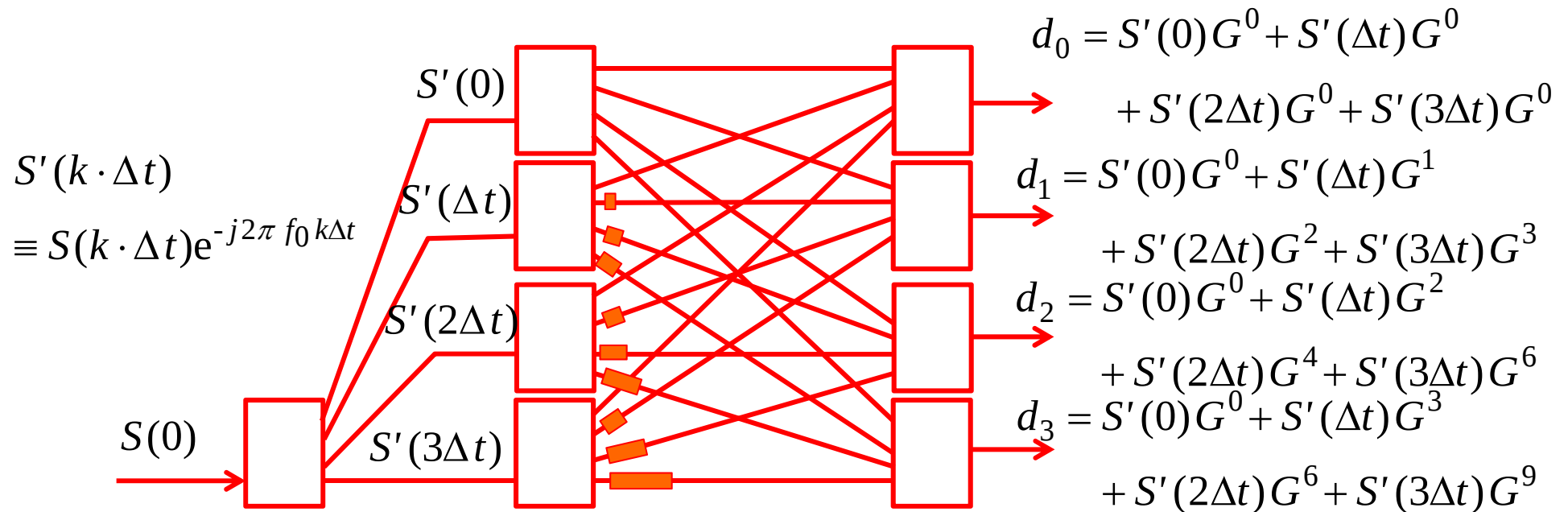
入力信号の分割・遅延

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

PLCによるOFDM信号のチャネル分離(3)

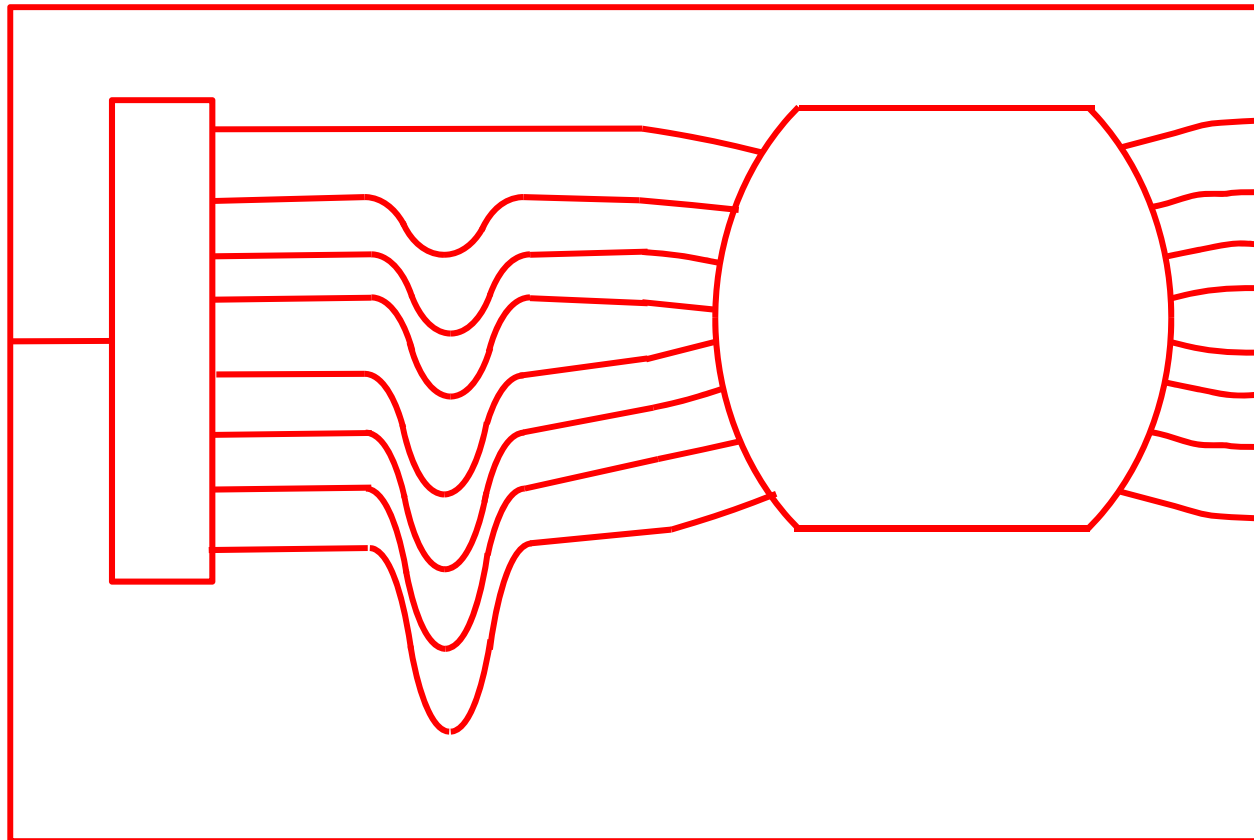
$$d_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S'(k \cdot \Delta t) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}$$

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



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

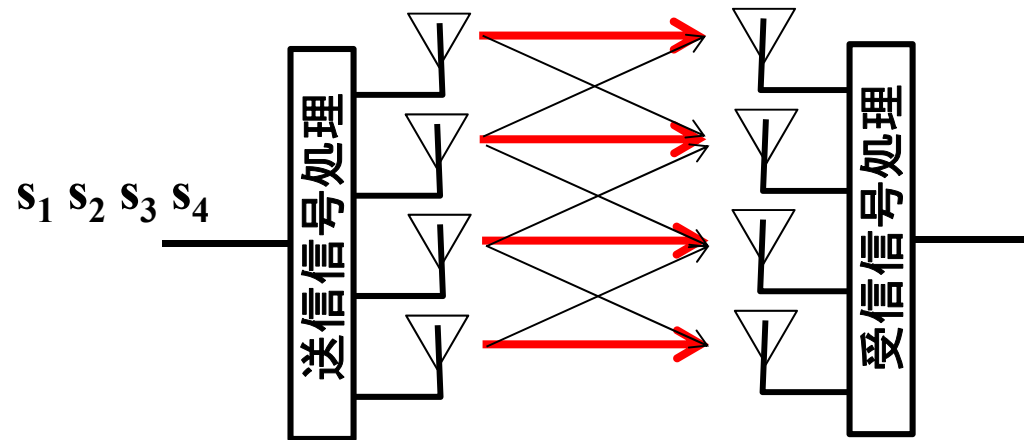


- 導波路間隔・焦点距離を適切に設定するとDFTの位相回転子群を形成可
- 導波路交差による損失0
- 回路サイズ小

MIMO

無線通信におけるMIMO (Multiple-Input Multiple-Output)

MIMO: Multiple-Input Multiple-Outputとは



- 無線通信において複数の伝送路(マルチパス)を用いてたくさんの情報を伝送する技術
- 標準化技術(IEEE802.11n)において用いられるようになった。

MIMOの役割(1)

シャノン限界(シャノンの通信路容量定理)

誤りなく伝送できる伝送容量の上限を与えるもの。

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

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

$$\frac{C}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \approx \log_2 \left(\frac{S}{N} \right) \quad \text{if } \frac{S}{N} \gg 1 \quad \text{なので、}$$

電力を大きくしても、それに見合った周波数利用効率の向上につながらない(非効率)。

(例) 周波数利用効率C/Wを10倍(2値符号での0.5bps/HzをDP-32QAM符号で10倍)にするためには、S/Nを $2^{10}=1024$ 倍に高めなければならない。

マルチパスを用いると。。。

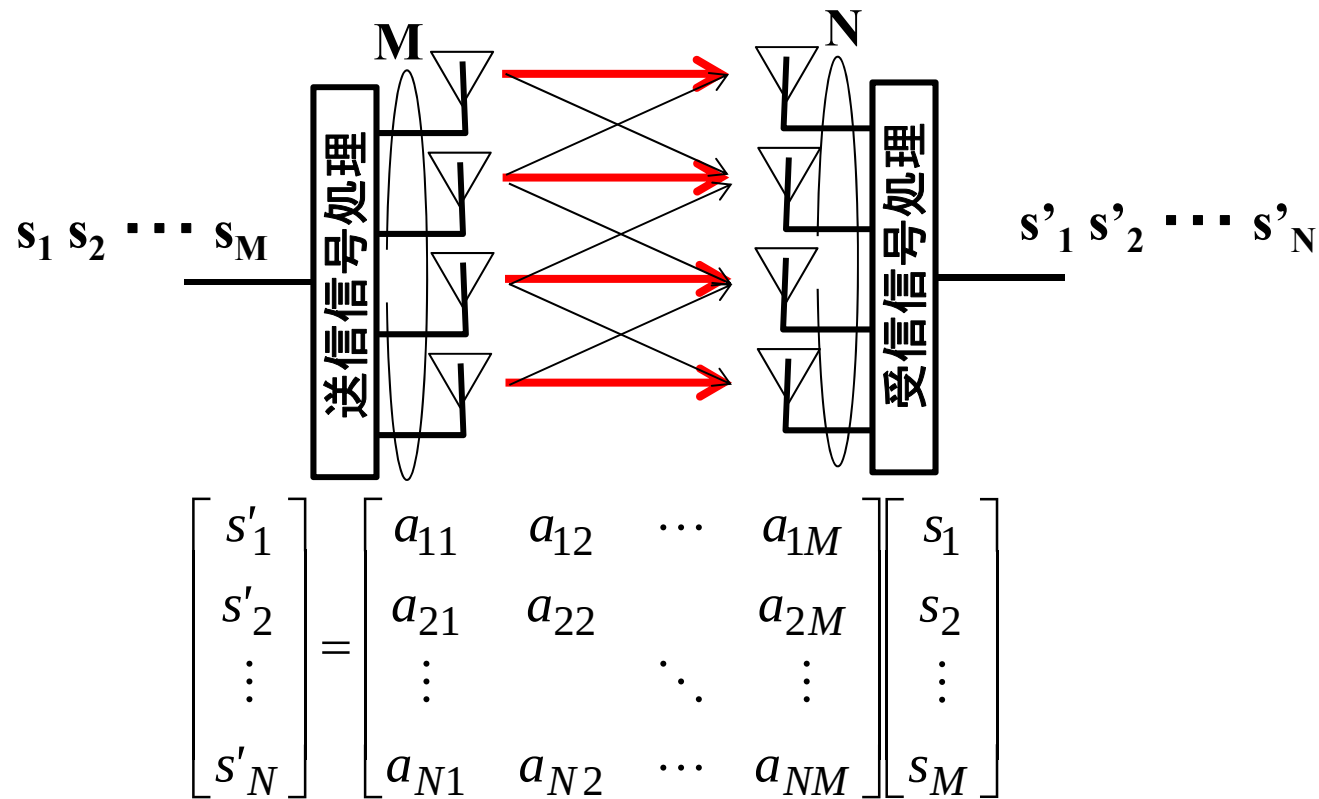
$$C = MW \log_2 \left(1 + \frac{S}{MN} \right)$$

M:マルチパス・チャネル数

効率よく周波数利用効率を向上できる。

(補足) その他、切れないリンクを実現する技術としても活用される。

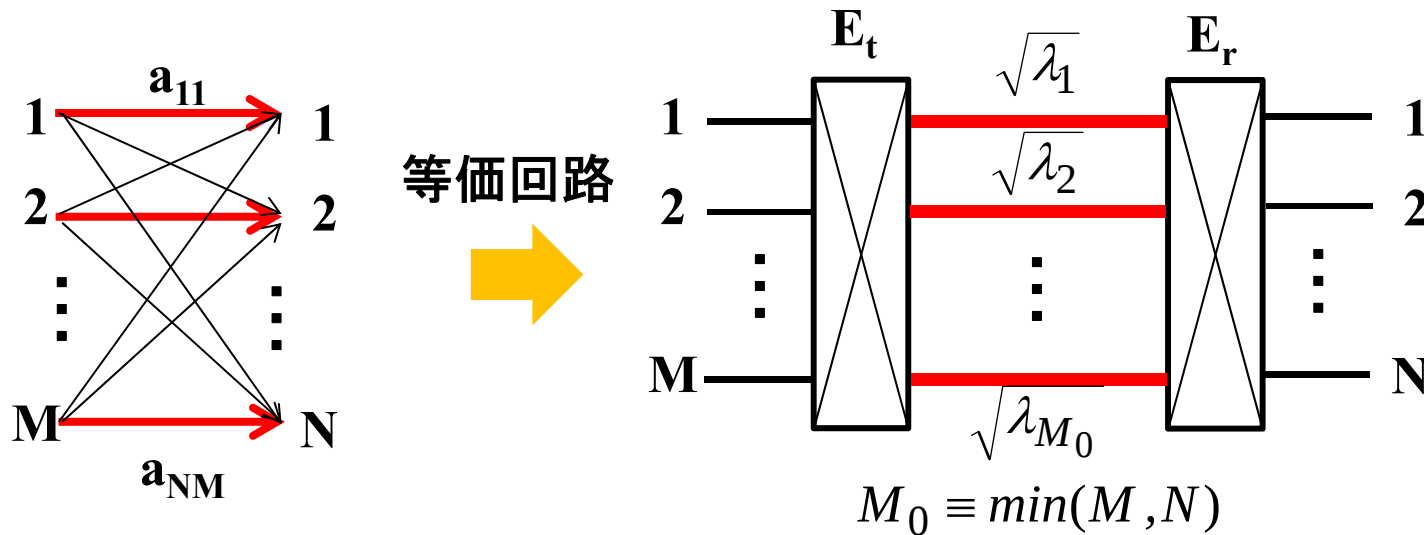
MIMOの原理



チャネル応答行列

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1M} \\ a_{21} & a_{22} & & a_{2M} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ a_{N1} & a_{N2} & \cdots & a_{NM} \end{bmatrix} \quad (N \times M \text{ 行列})$$

MIMOチャネルの伝送行列表現(1)



行列の固有値・対角化を利用して $\mathbf{A}$ を変形する。

$\mathbf{A}^H \mathbf{A}$: ($M \times M$) のエルミート行列

固有値: $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{M_0}$ ($\mathbf{A}^H \mathbf{A}$, $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$ に共通)

固有値 λ_i に属する固有値ベクトル: $\mathbf{e}_{t,1} \ \mathbf{e}_{t,2} \ \dots \ \mathbf{e}_{t,M_0}$

$\mathbf{A} \mathbf{A}^H$: ($N \times N$) のエルミート行列

固有値: $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{M_0}$ ($\mathbf{A}^H \mathbf{A}$, $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$ に共通)

固有値 λ_i に属する固有値ベクトル: $\mathbf{e}_{r,1} \ \mathbf{e}_{r,2} \ \dots \ \mathbf{e}_{r,M_0}$

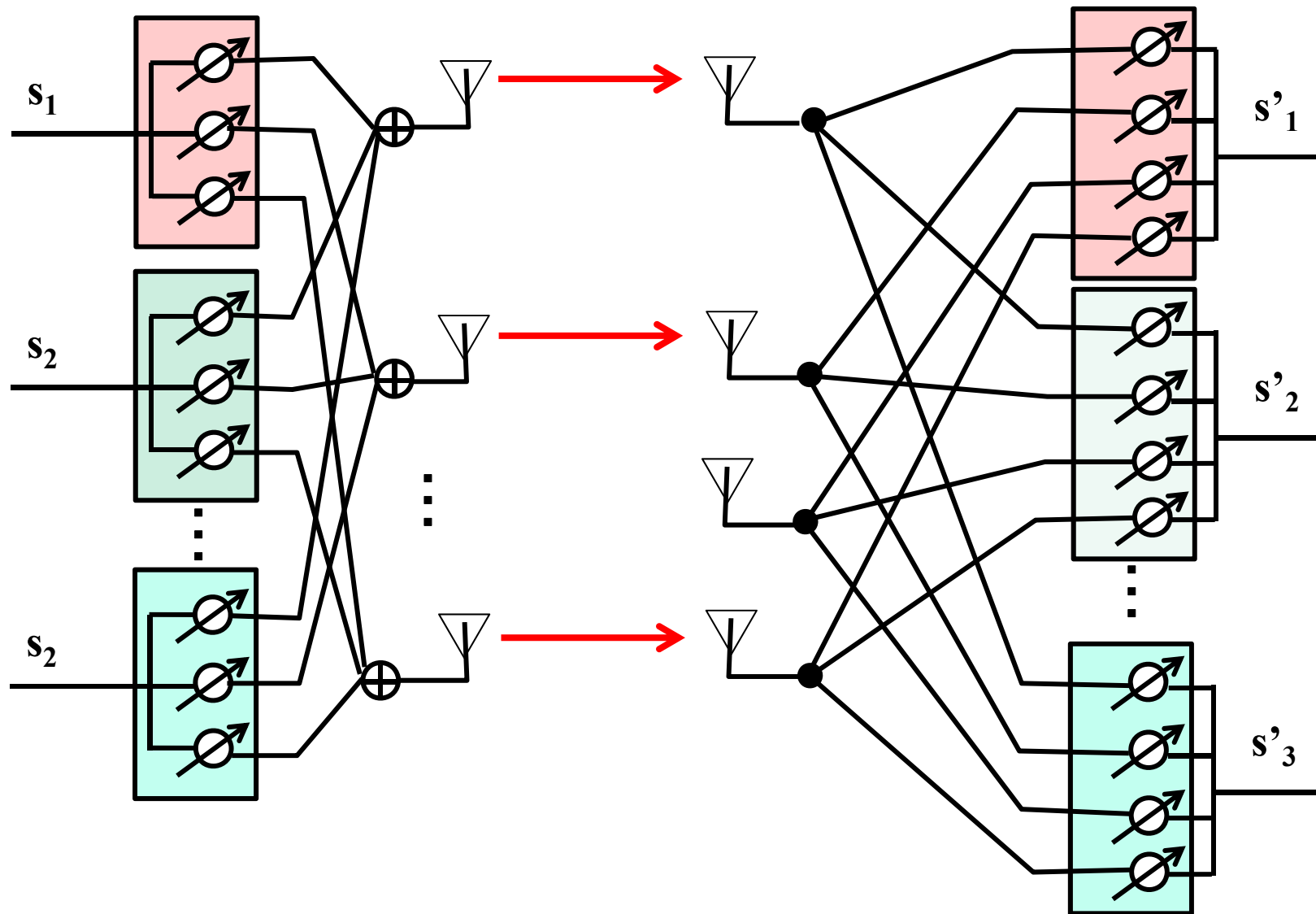
MIMOチャネルの伝送行列表現(2)

チャネル応答行列Aは以下で表される。

$$A = \begin{bmatrix} e_{r,1} & e_{r,2} & \cdots & e_{r,M_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_{M_0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{t,1} & e_{t,2} & \cdots & e_{t,M_0} \end{bmatrix}^H$$
$$= E_r D E_t^H$$

- 実伝送路に合わせて、送信側のビームフォーミングネットワークを E_t に、受信系を E_r^H とすると、 M_0 個の信号が独立に利得 $\sqrt{\lambda_i}$ で干渉なく伝送可能
- 伝送チャネルの特性把握は、相関行列の固有値の把握と等価

固有モード伝送方式



光OFDM信号検出へのMIMO利用

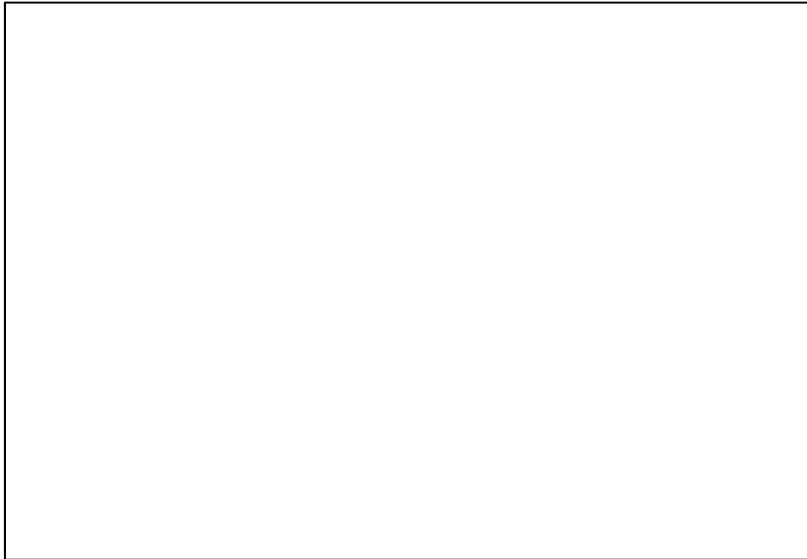
S.L. Jansen, I. Morita, and H. Tanaka, ECOC2007, PDS1.3 (2007).



偏波多重信号の分離用にMIMO活用

モード多重の励振(1-1)

A. Li, A. Al Amin, X. Chen, and W. Shieh, OFC/NFOEC2011, PDPB8 (2011).

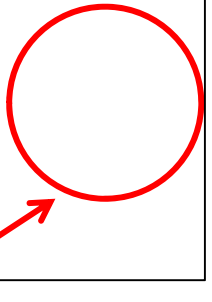


モード多重の励振(1-2)

A. Li, A. Al Amin, X. Chen, and W. Shieh, OFC/NFOEC2011, PDPB8 (2011).

グレーティング状の金属を
ファイバに押し付け、LP01→LP11
変換

LP01, LP11モードの
TMF(Two Mode Fiber)上多重伝送,
2×2 MIMO受信



MIMO活用によるモード分離

モード多重の励振(2-1)

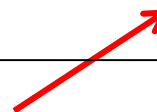
M. Salsi, C. Koebele, D. Sperti, P. Tran, P. Brindel, H. Mardoyan, S. Gigo, A. Boutin, F. Verluise, P. Sillard, M. Astruc, L. Provost, F. Cerou, and G. Charlet, OFC/NFOEC2011, PDPB9 (2011).

位相板によるLP01→LP11a, LP11b
変換

モード多重の励振(2-2)

M. Salsi, C. Koebele, D. Sperti, P. Tran, P. Brindel, H. Mardoyan, S. Gigo, A. Boutin, F. Verluise, P. Sillard, M. Astruc, L. Provost, F. Cerou, and G. Charlet, OFC/NFOEC2011, PDPB9 (2011).

FMF(Few Mode Fiber)上伝送
(LP11a+LP11b)×偏波多重4モードの4×4 MIMO受信



MIMO活用によるモード分離

R. Ryf, S. Randel, A.H. Gnauck, C. Bolle, R.-J. Essiambre, P.J. Winzer, D.W. Peckkam, A. McCurdy, And R. Lingle, Jr., OFC/NFOEC2011, PDPB10 (2011).

位相板によるLP01→LP11a, LP11b変換

モード多重の励振(3-2)

R. Ryf, S. Randel, A.H. Gnauck, C. Bolle, R.-J. Essiambre, P.J. Winzer, D.W. Peckham, A. McCurdy, And R. Lingle, Jr., OFC/NFOEC2011, PDPB10 (2011).

3MF(Three Mode Fiber)上の(LP01, LP11a, LP11b)×偏波多重
6モード伝送

モード多重の励振(3-3)

R. Ryf, S. Randel, A.H. Gnauck, C. Bolle, R.-J. Essiambre, P.J. Winzer, D.W. Peckham, A. McCurdy, And R. Lingle, Jr., OFC/NFOEC2011, PDPB10 (2011).

6 × 6 MIMO受信

MIMO活用によるモード分離



モード多重の励振(4-1)

N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita, and M. Koshiba, OFC/NFOEC2011, OWA4 (2011).

LPFBGによるLP01→LP11変換
ファイバカプラによるモード分離

モード多重の励振(4-2)

N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita, and M. Koshiba, OFC/NFOEC2011, OWA4 (2011).

CSF (Cut-off Shifted Fiber) 上の伝送・モード多重／分離

第4章

光変復調技術

1. 光送信器

1－1 送信器の基本構成

1－2. 送信器の動作原理

● 半導体レーザ

● 変調器(電界吸収型・電界効果型)

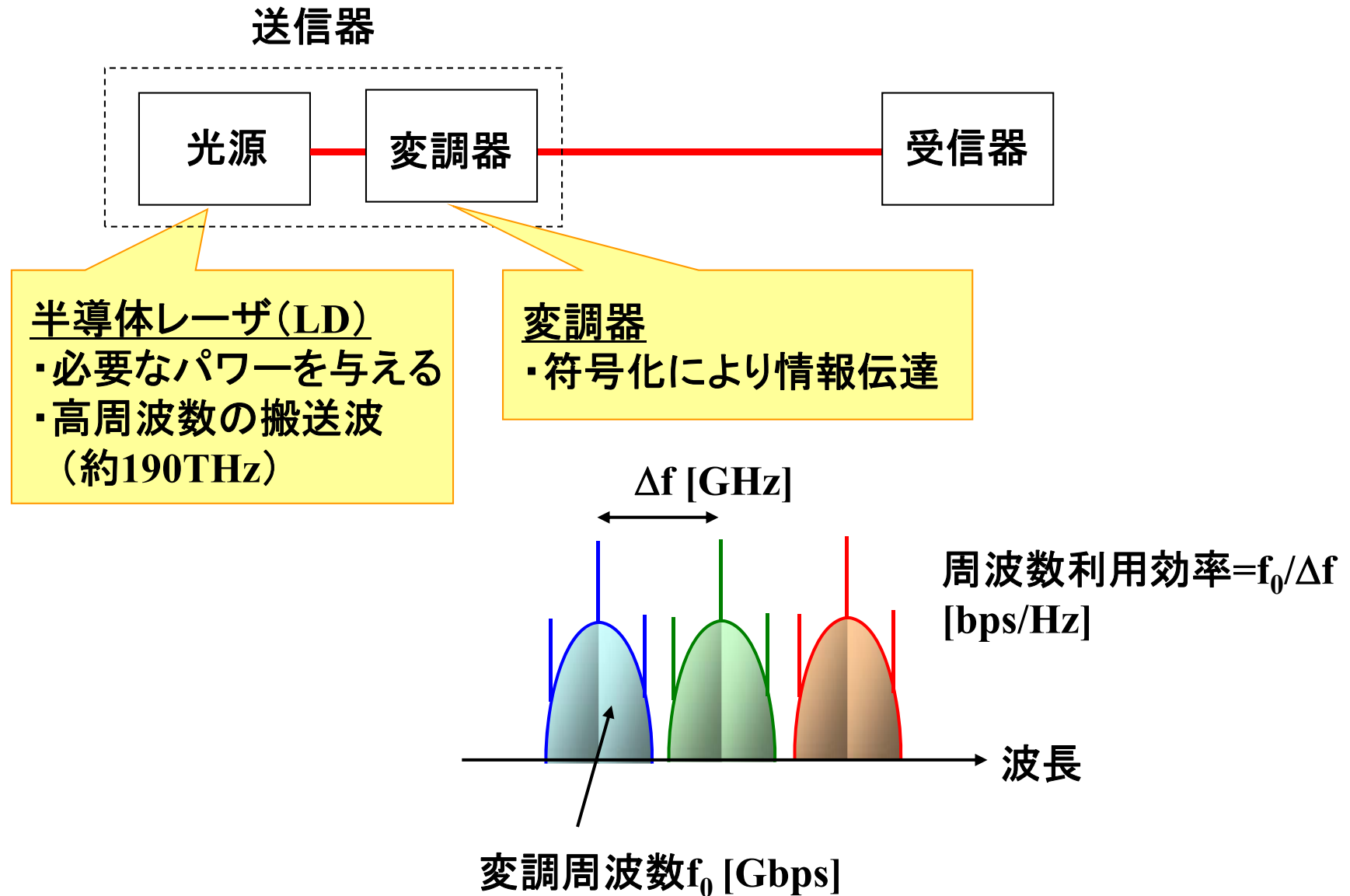
1－3. 送信器の実例

2. 光受信器

2－1 受信器の基本構成

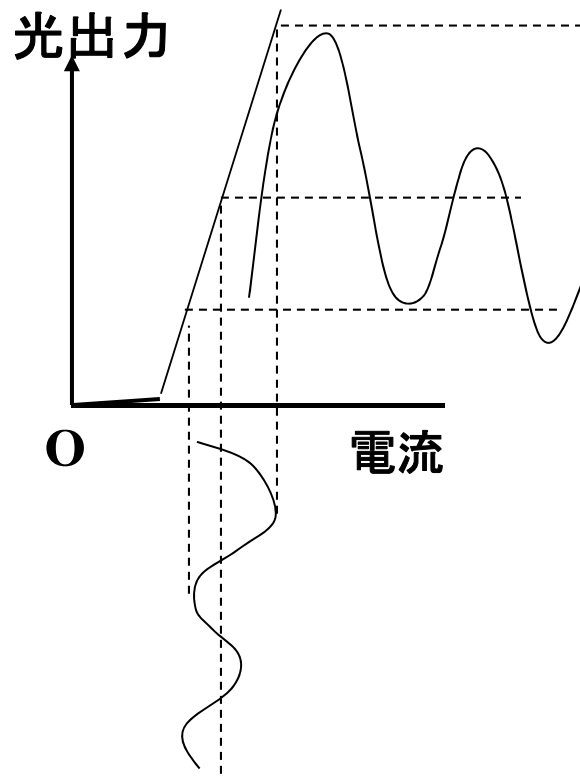
2－2 受信器の実例

信号伝送における送信の役割

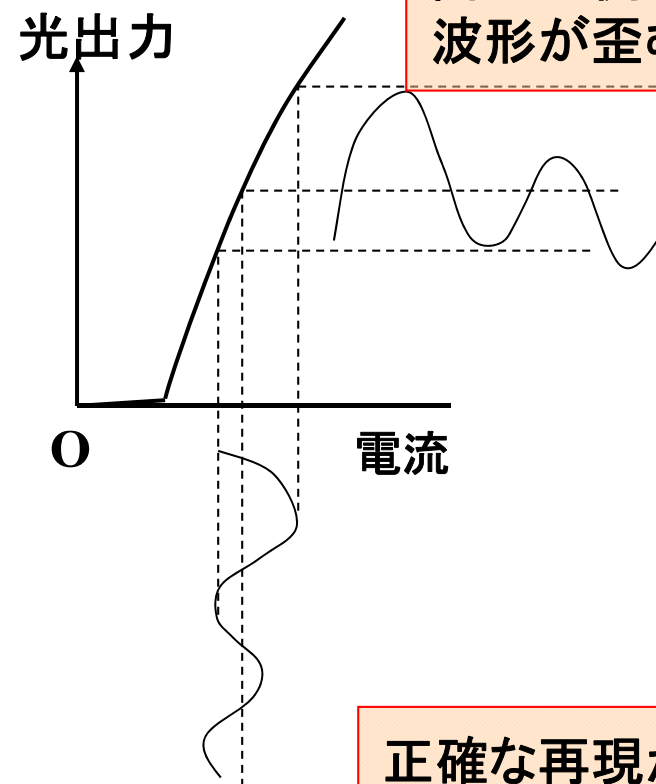
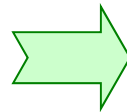


デジタル方式の利点

アナログ方式

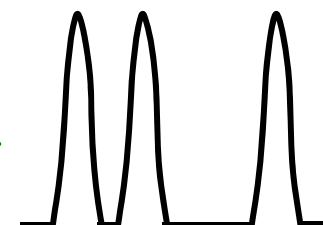
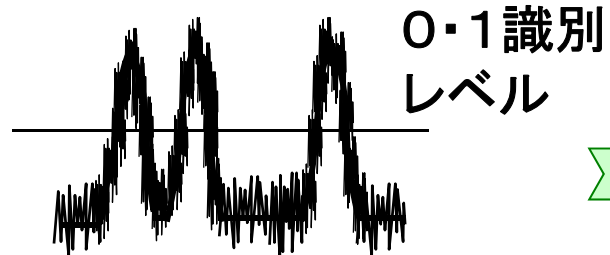


線形性の
劣化



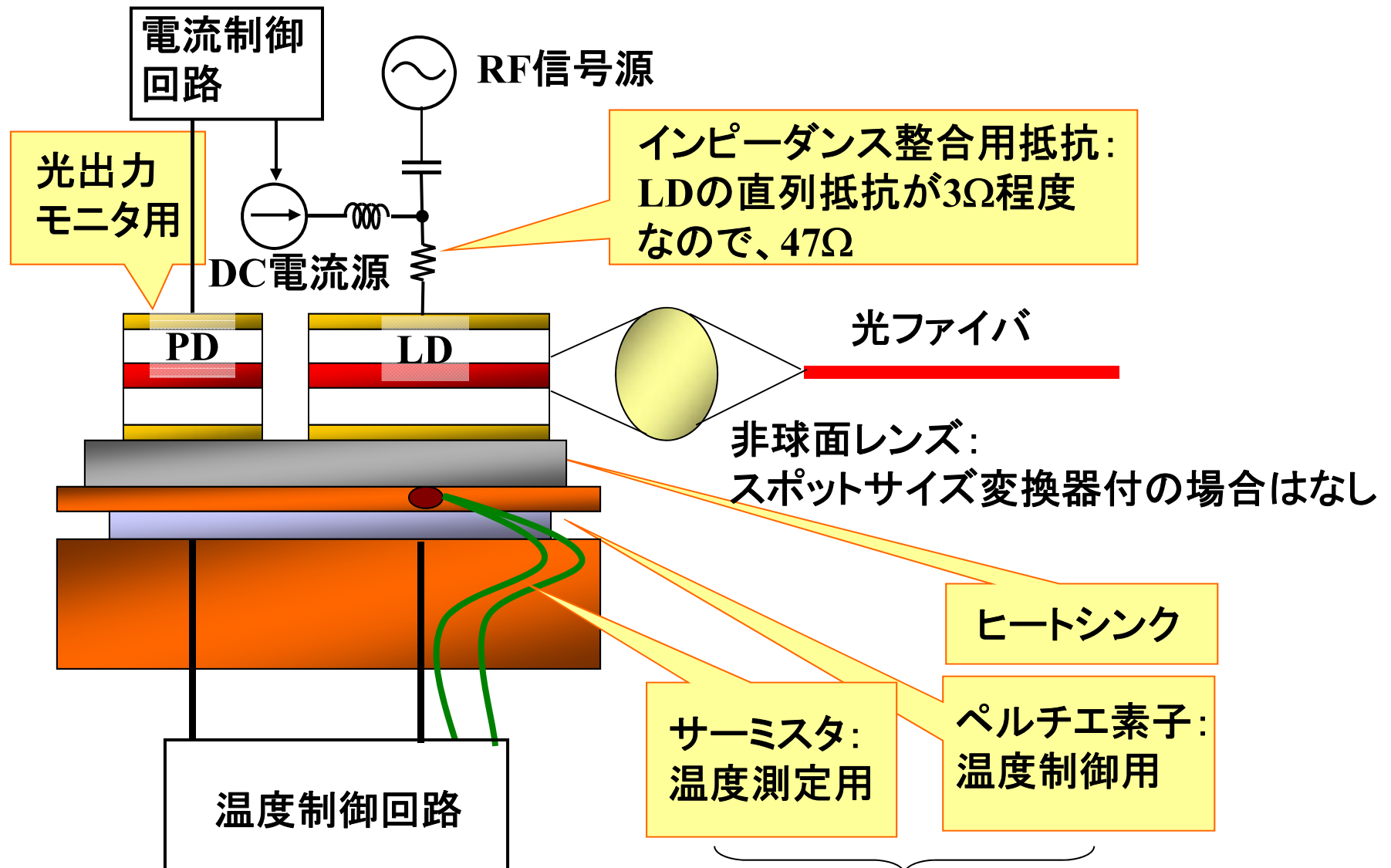
高出力側の
波形が歪む

デジタル方式



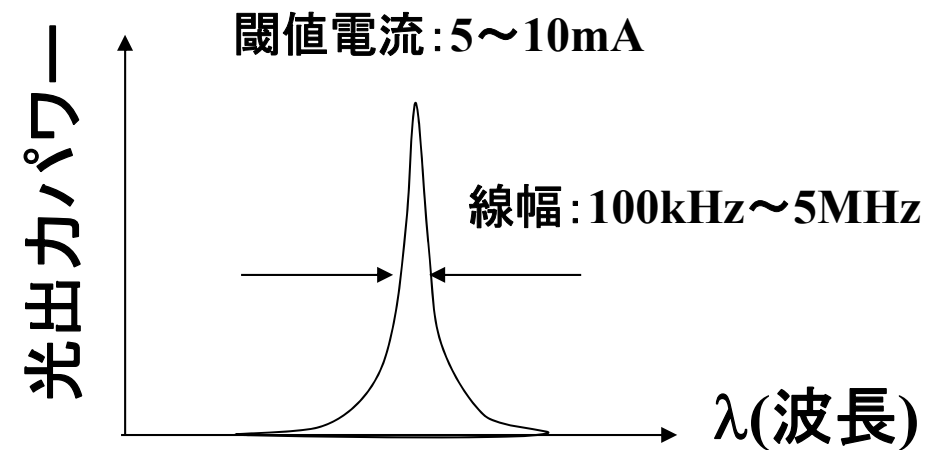
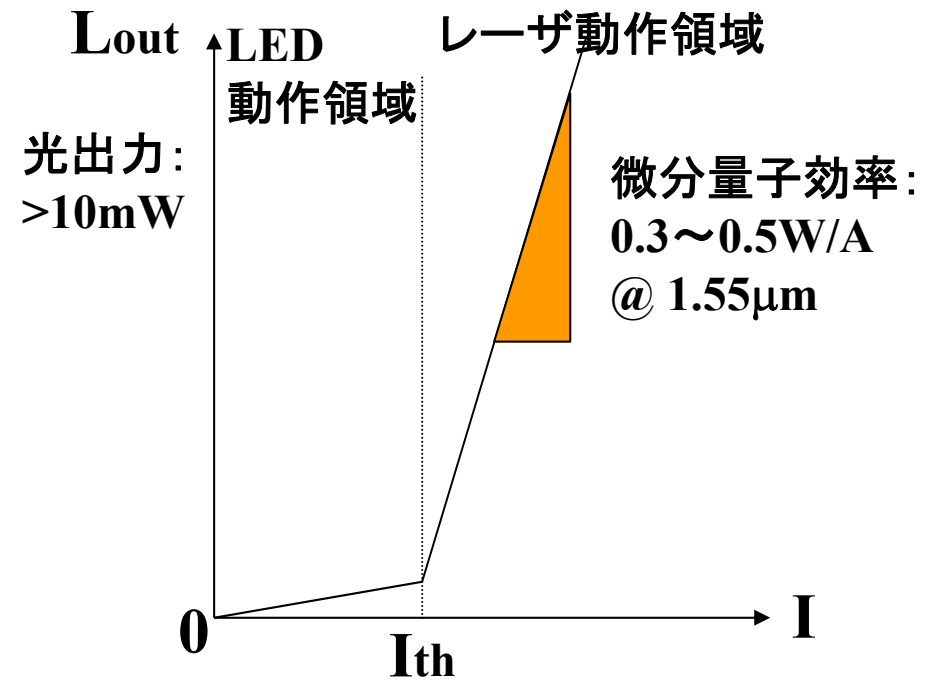
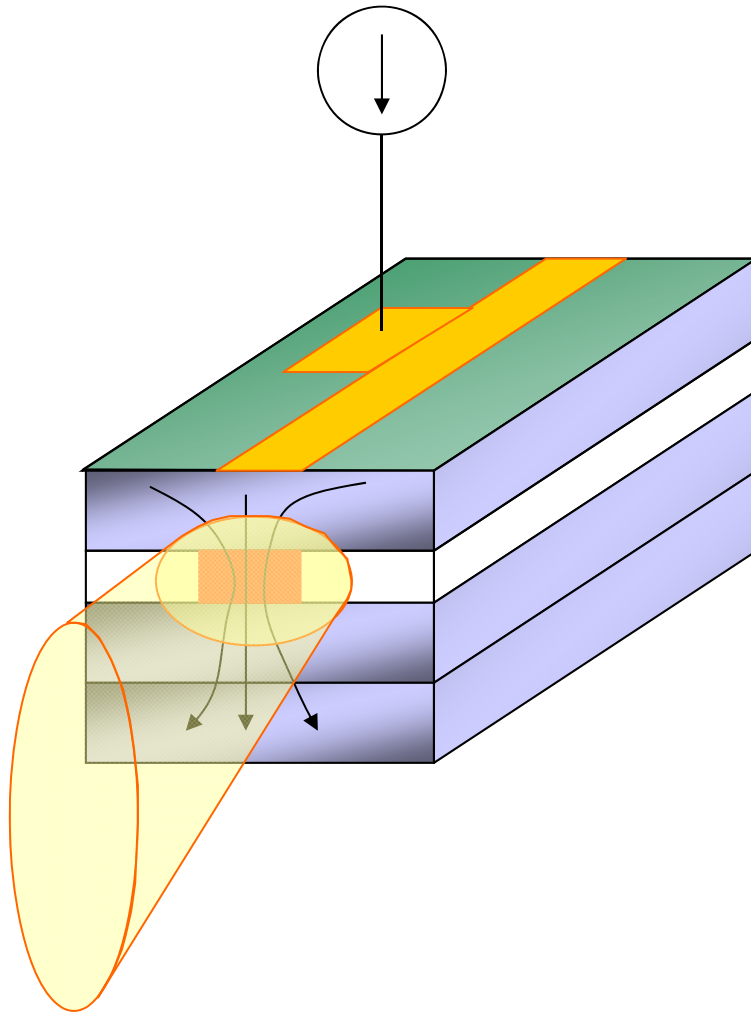
正確な再現が可能

光強度変調方式(1) 直接変調方式の構成

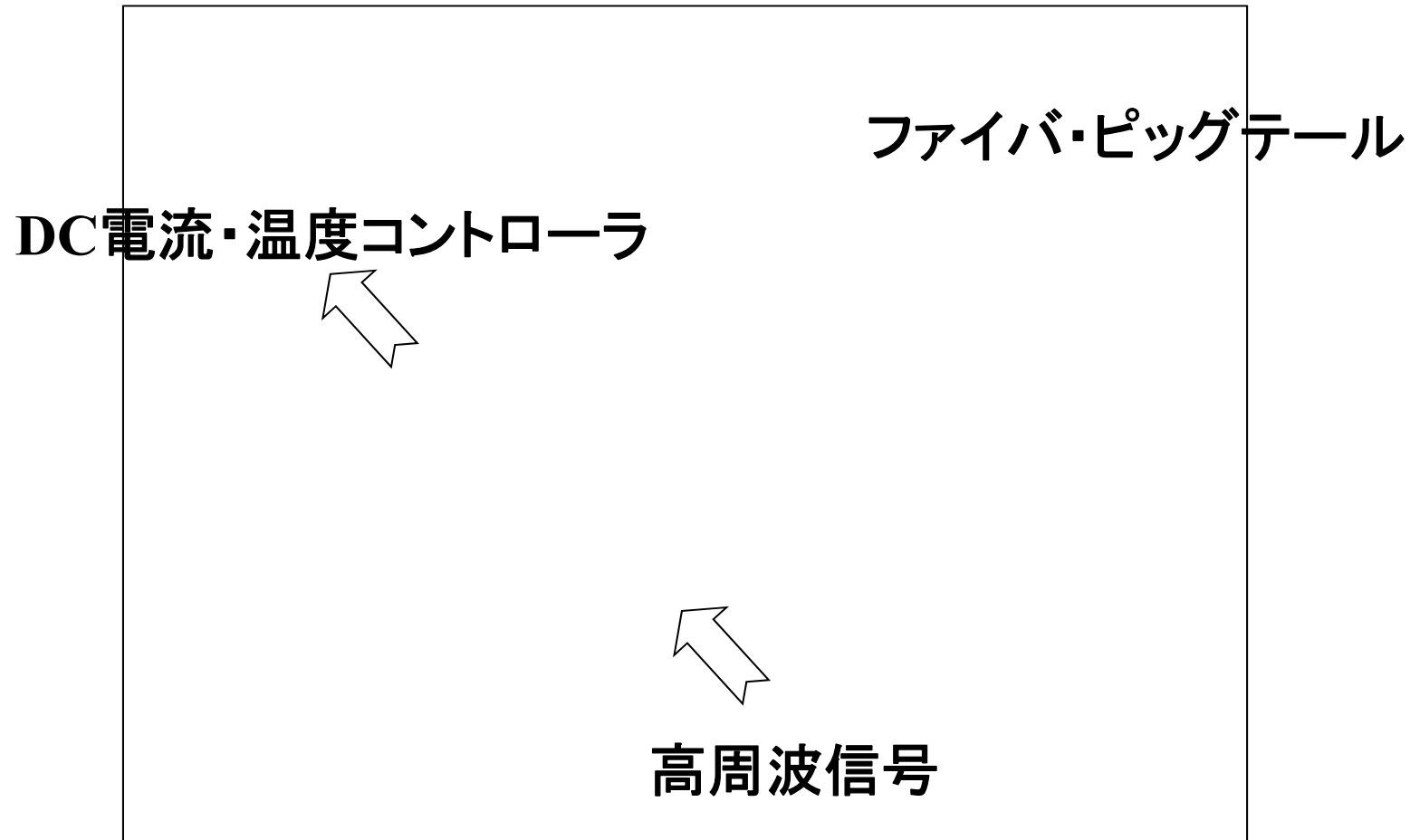


光アクセス(FTTH)用光源にはなし

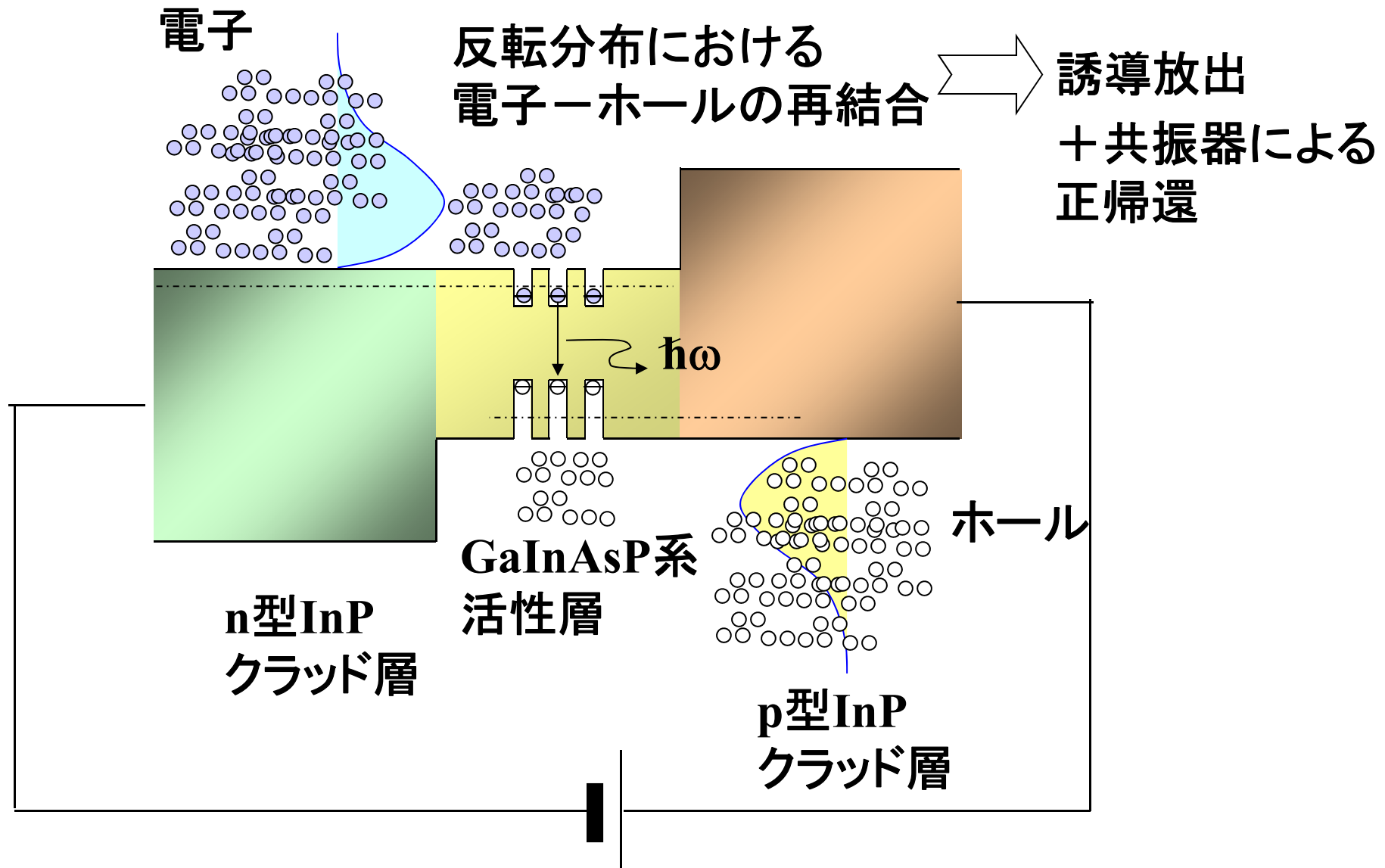
半導体レーザの基本特性



半導体レーザの製品写真

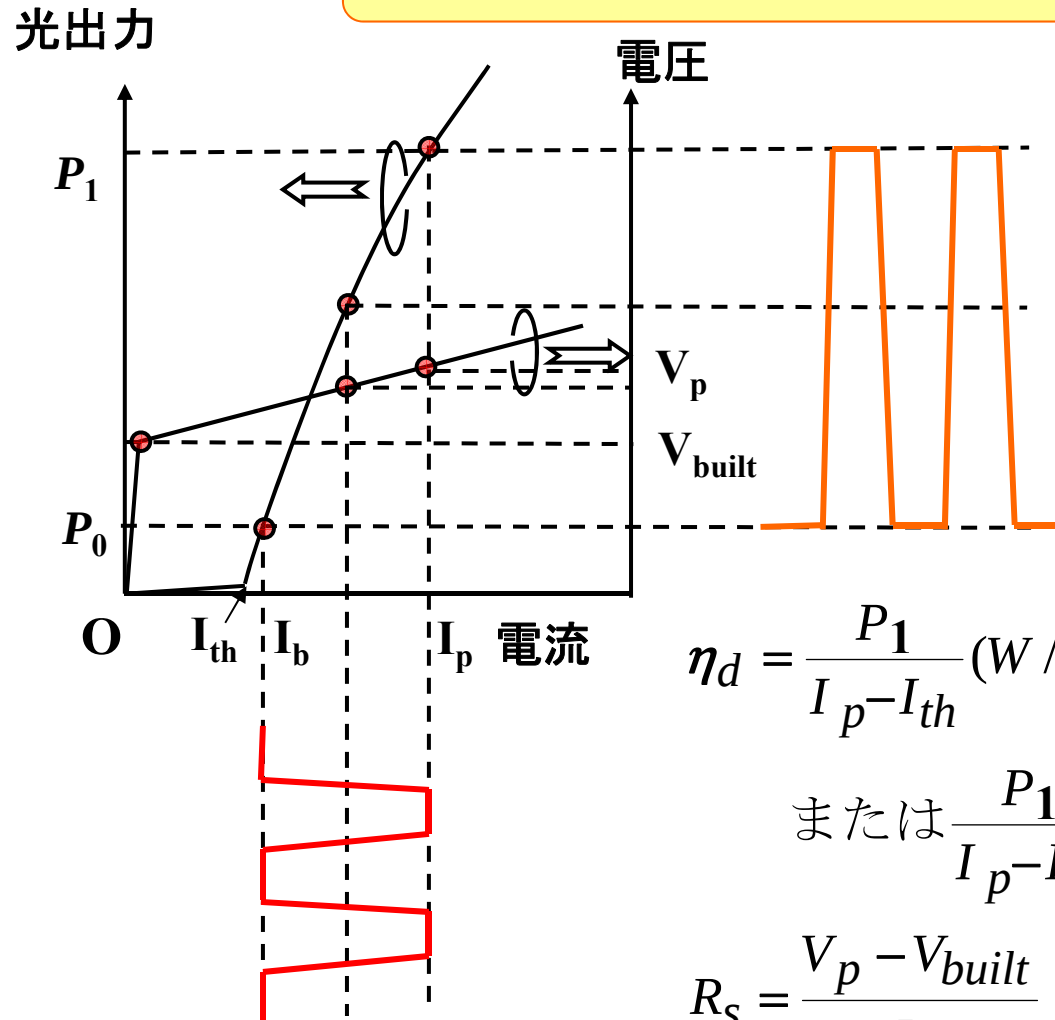


半導体レーザの動作原理



直接変調方式の電流・光出力の設定(1-1)

駆動電流範囲が発振閾値以上の場合



重要なパラメータ

発振閾値電流 I_{th}
微分量子効率 η_d
微分抵抗 R_s
消光比 EX
(電力変換効率 η_w)

$$\eta_d = \frac{P_1}{I_p - I_{th}} \text{ (W / A)}$$

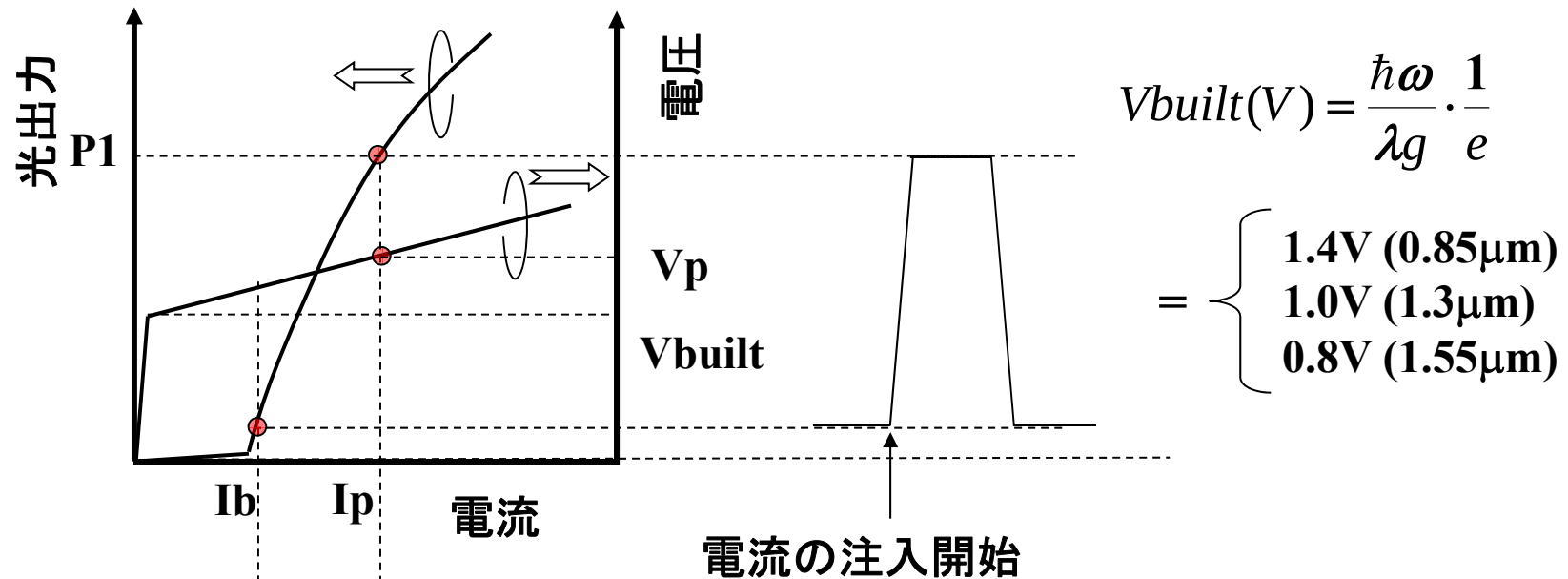
$$\text{または} \frac{P_1}{I_p - I_{th}} \cdot \frac{e}{\hbar \omega} \cdot 100(\%)$$

$$R_s = \frac{V_p - V_{built}}{I_p}$$

$$EX = \frac{P_1}{P_0}$$

$$\eta_w = \frac{P_1}{I_p V_p}$$

直接変調方式の電流・光出力の設定(1-2)



駆動電流値

$$\begin{cases} I_p = I_{th} + \frac{P_1}{\eta_d} \\ I_b = I_{th} + \frac{P_1 / EX}{\eta_d} \end{cases}$$

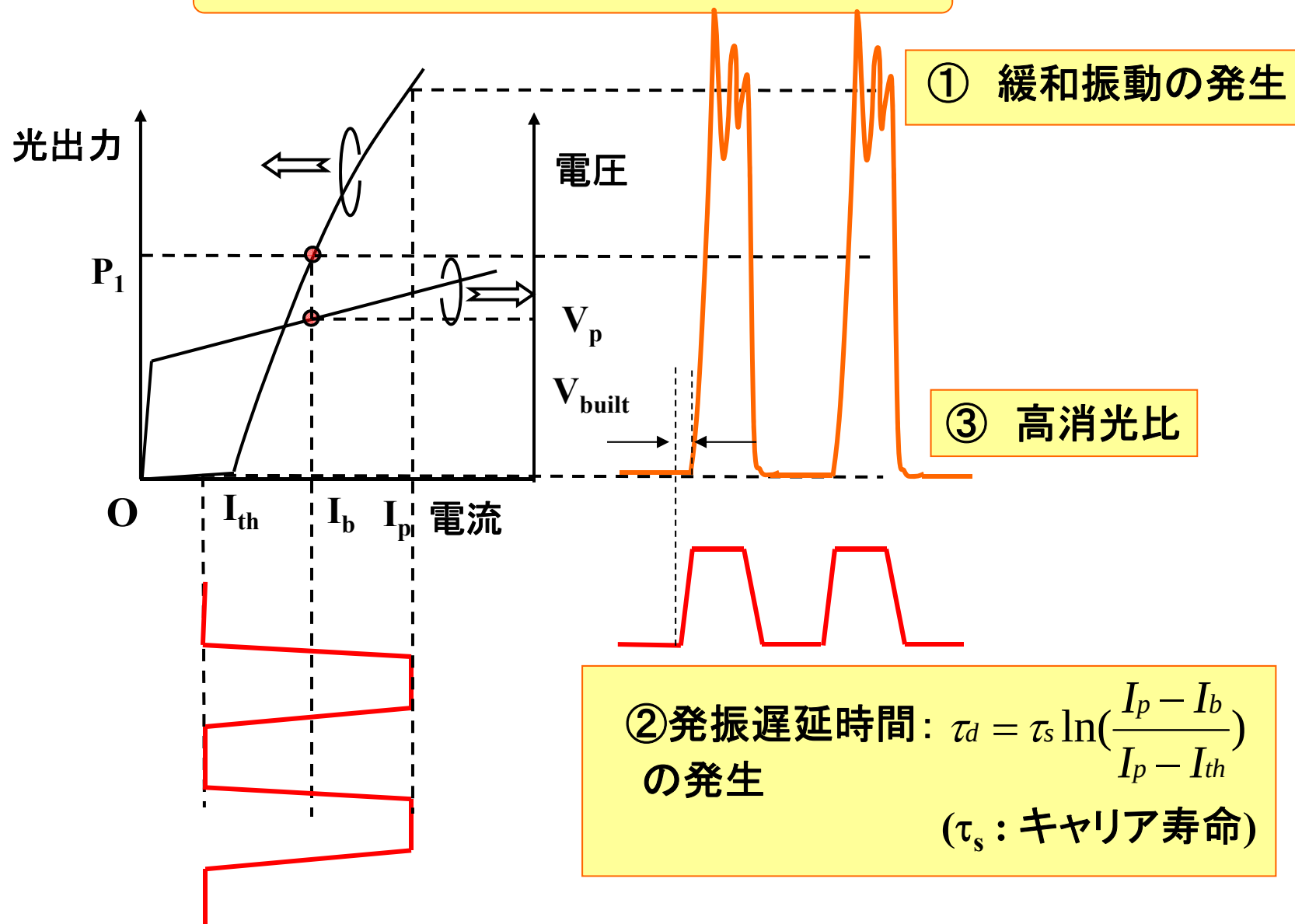
$$V_p = V_{built} + I_p R_s$$

$$V_b = V_{built} + I_b R_s$$

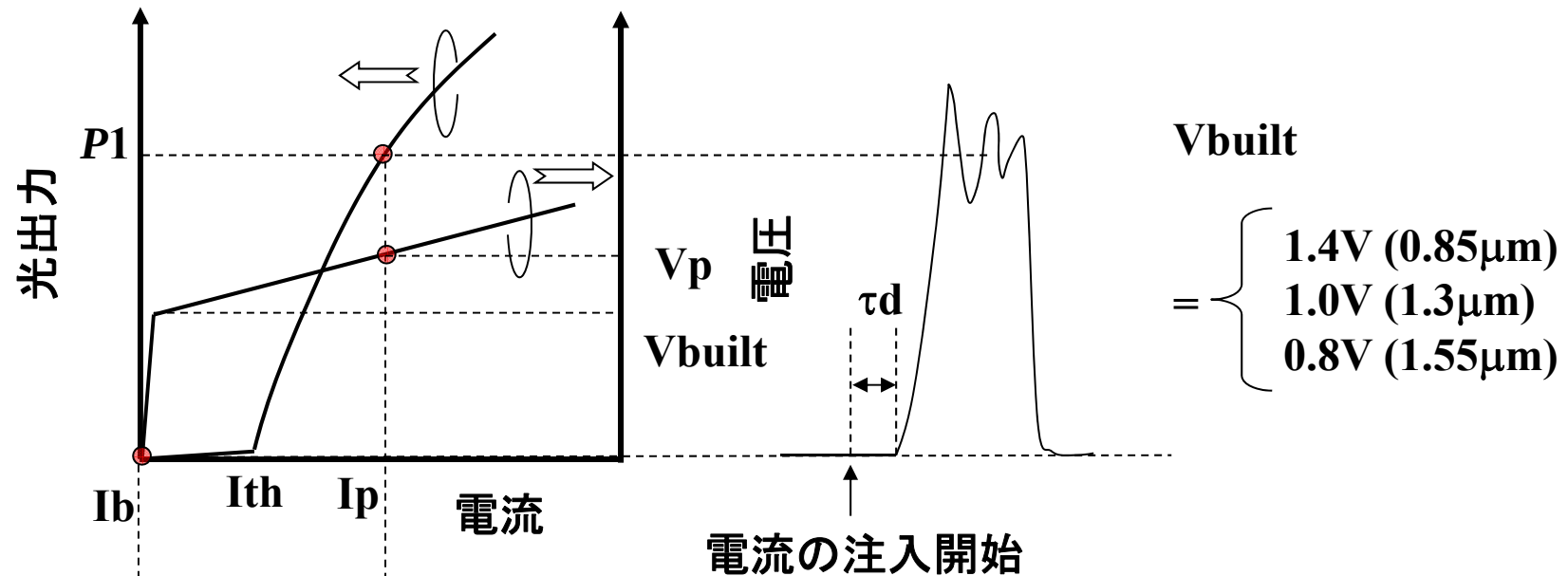
$\eta_d=0.3W/A$, $P_1=0dBm(=1mW)$, $I_{th}=5mA$, $EX=10dB(=10)$,
 $V_{built}=0.8V(1.55\mu m)$, $R_s=2\Omega$ の時、
 $I_p=8.3mA$, $I_b=5.3mA$, $V_p=0.817V$, $V_b=0.811V$, $\eta_w=24.5\%$

直接変調方式の電流・光出力の設定(2-1)

0レベルが発振閾値以下の場合



直接変調方式の電流・光出力の設定(2-2)

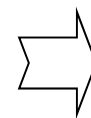


駆動電流値

$I_b < I_{th}$ のとき、 $P_0 = 0$

$$I_p = I_{th} + \frac{P_1}{\eta_d}$$

$\eta_d = 0.3 W/A$, $P_1 = 0 dBm (= 1 mW)$, $I_{th} = 5 mA$, $I_b = 0 mA$, $\tau_s = 1 ns$,
 $V_{built} = 0.8 V (1.55 \mu m)$, $R_s = 2 \Omega$ の時、
 $I_p = 8.3 mA$, $V_p = 0.817 V$, $\tau_d = 0.92 ns$



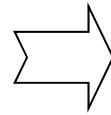
発振遅延による
伝送帯域制限

発振遅延時間から導出した発振閾値電流・ キャリア寿命への要求

発振遅延時間

$$\begin{aligned}\tau_d &= \tau_s \ln\left(\frac{I_p - I_b}{I_p - I_{th}}\right) \\ &= \tau_s \ln\left(\frac{1}{1 - \frac{I_{th}}{I_p}}\right)\end{aligned}$$

($I_b = 0\text{mA}$)
(τ_s : キャリア寿命)



τ_d 低減のためには
 τ_s の低減、 I_{th}/I_p の低減、 I_b 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%)を得るためには、
 $I_{th} < 1.5\text{mA} @ \tau_s=0.5\text{ns}$
- B=2.5Gbps伝送に対して40ps以下の発振遅延時間(Bの10%)を得るためには、
 $I_{th} < 0.64\text{mA} @ \tau_s=0.5\text{ns}$

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

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

➡ 10 ~ 20GHzが一般的

② 等価回路上の電氣的(CR)帯域制限

➡ $f_{3dB} < 20\text{GHz}$

③ 時間的な波長変動(チャープング)の影響

➡ α 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_w: QW数
L_w: QW厚
 η_i : 内部量子効率
 Γw : 光閉じ込め係数
dg/dn: 微分利得係数
 ε : 利得飽和係数
I: バイアス電流
I_{th}: 閾値電流

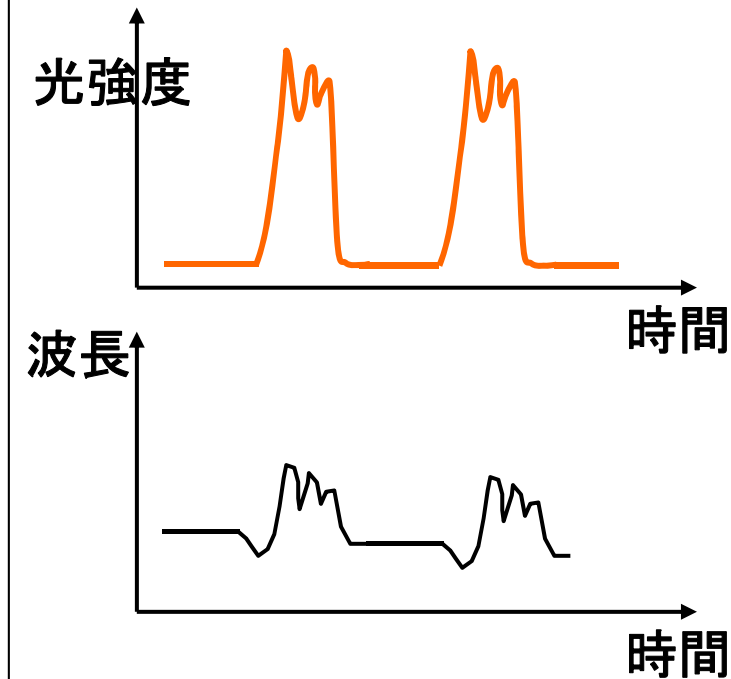
他の変調方式の必要性
(外部変調)

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

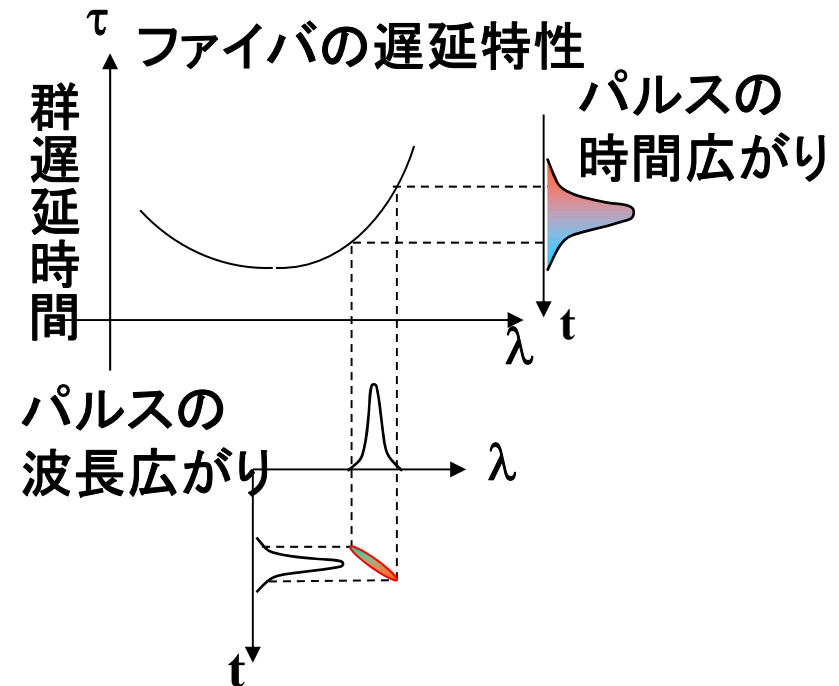


直接変調方式の技術的課題 (送信器のチャープイング)

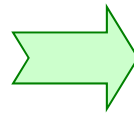
直接変調LDの波長



光ファイバの波長分散

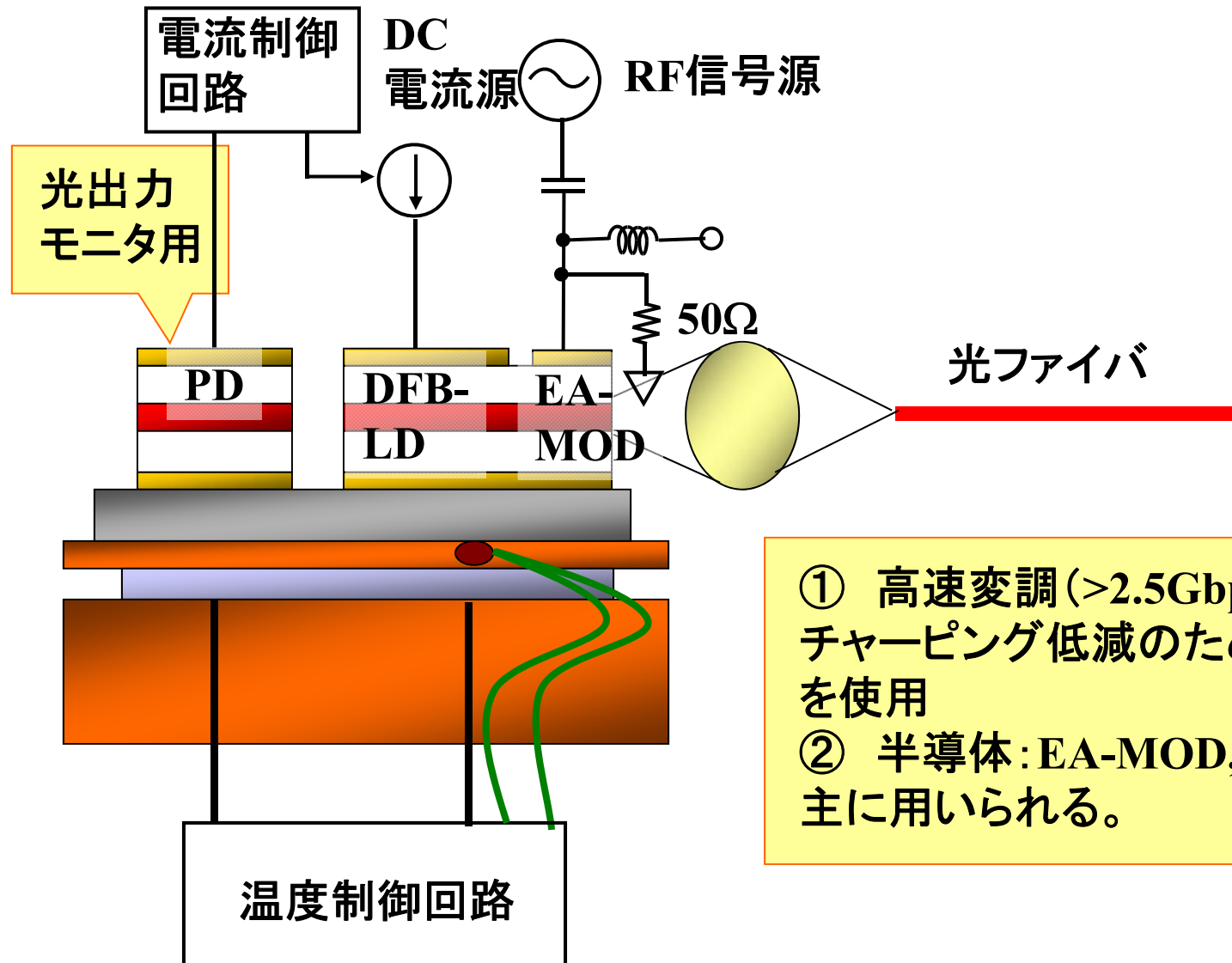


誘導放出による
キャリア密度減少
→ 時間とともに長波長
シフト: レッドシフト



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

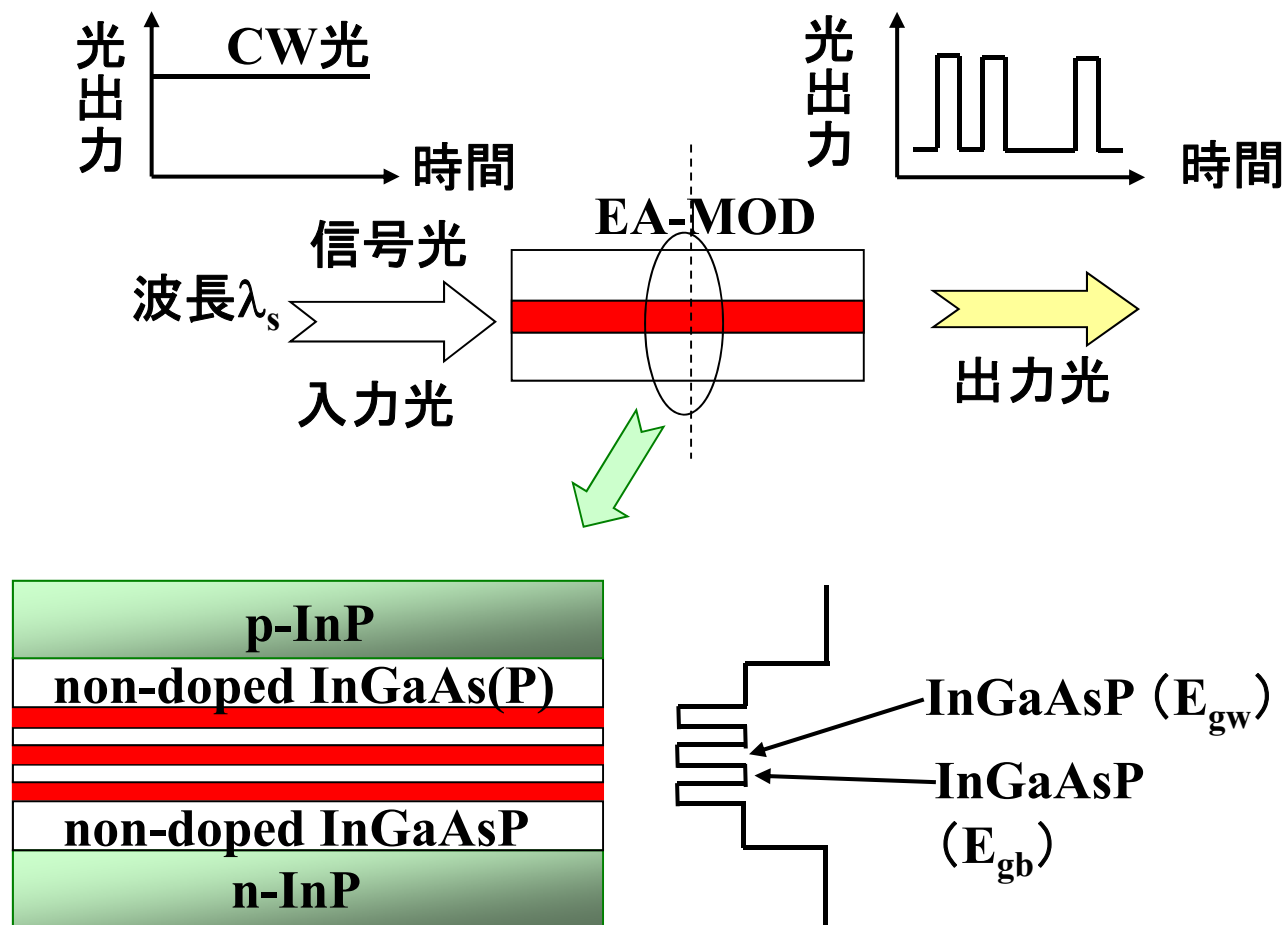


- ① 高速変調(>2.5Gbps)ではチャープング低減のため外部変調器を使用
- ② 半導体:EA-MOD, LiNbO₃が主に用いられる。

光変調器（電界吸収型変調器）

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

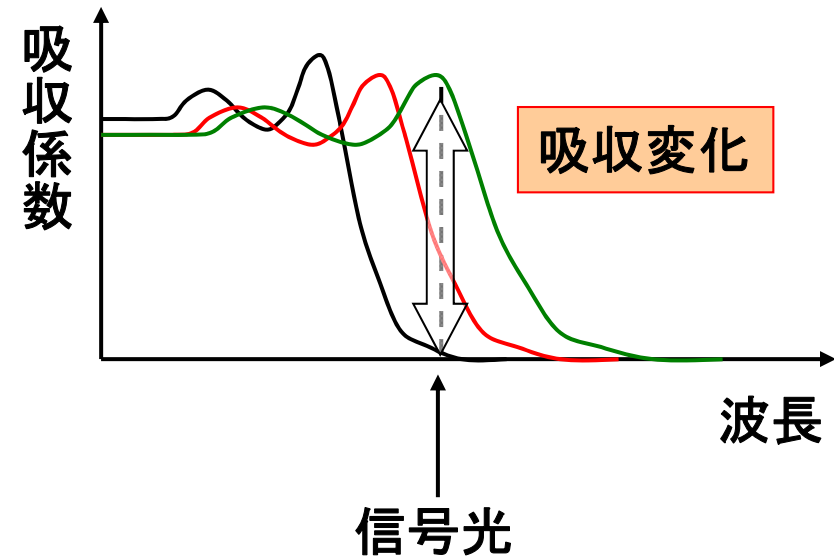
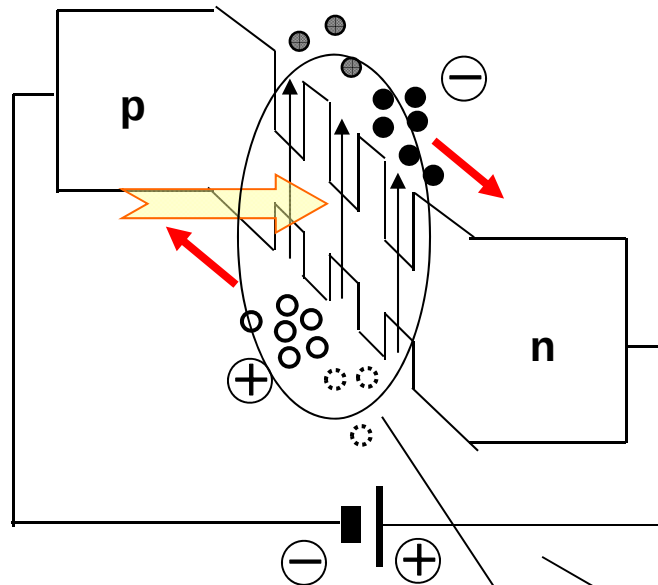


量子閉じ込めシュタルク効果 (Quantum Confined Stark Effect, QCSE)

pin構造に逆バイアス電圧を印加



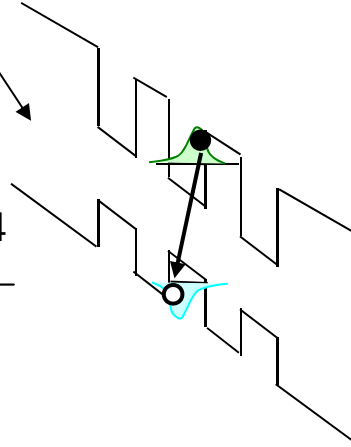
- ・吸収端波長が長波長にシフト
- ・吸収ピーク値が減少



エネルギーシフト量:

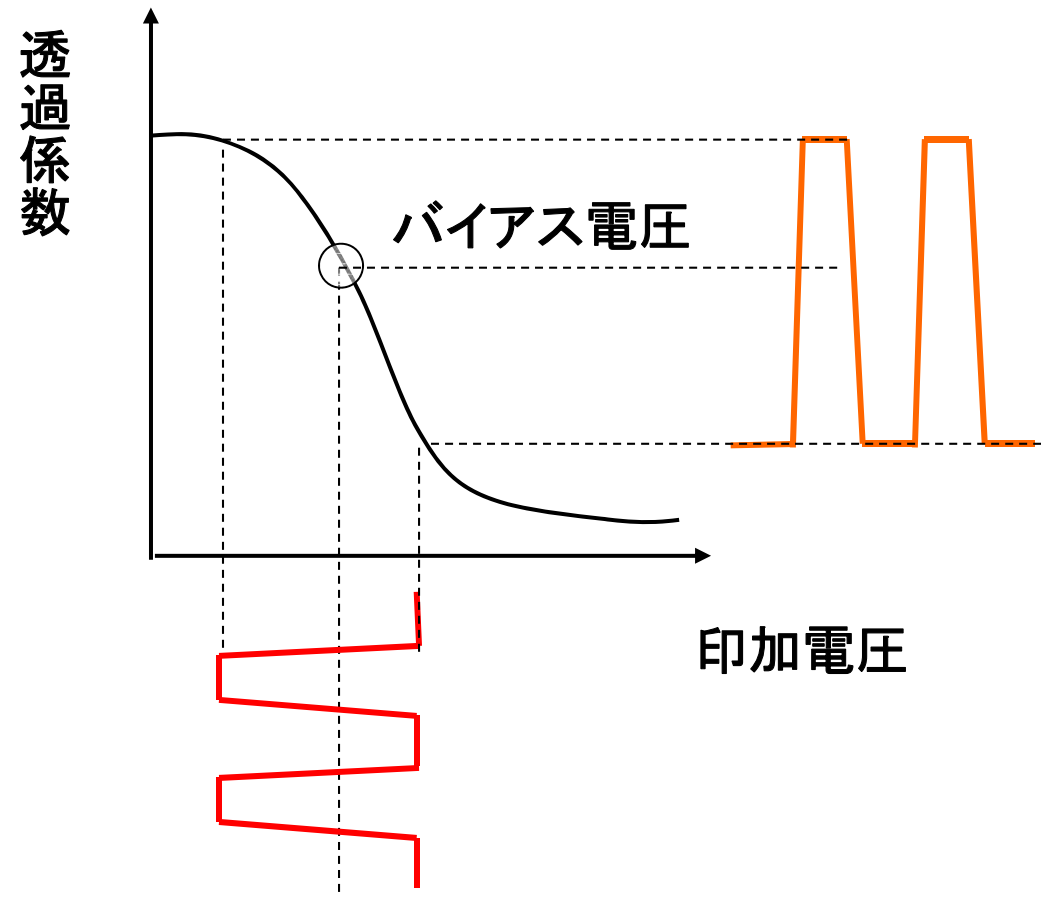
$$\Delta E = \frac{\pi^2 - 15}{24\pi^4} (m_e + m_h) e^2 F^2 \frac{L_z^4}{\hbar}$$

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



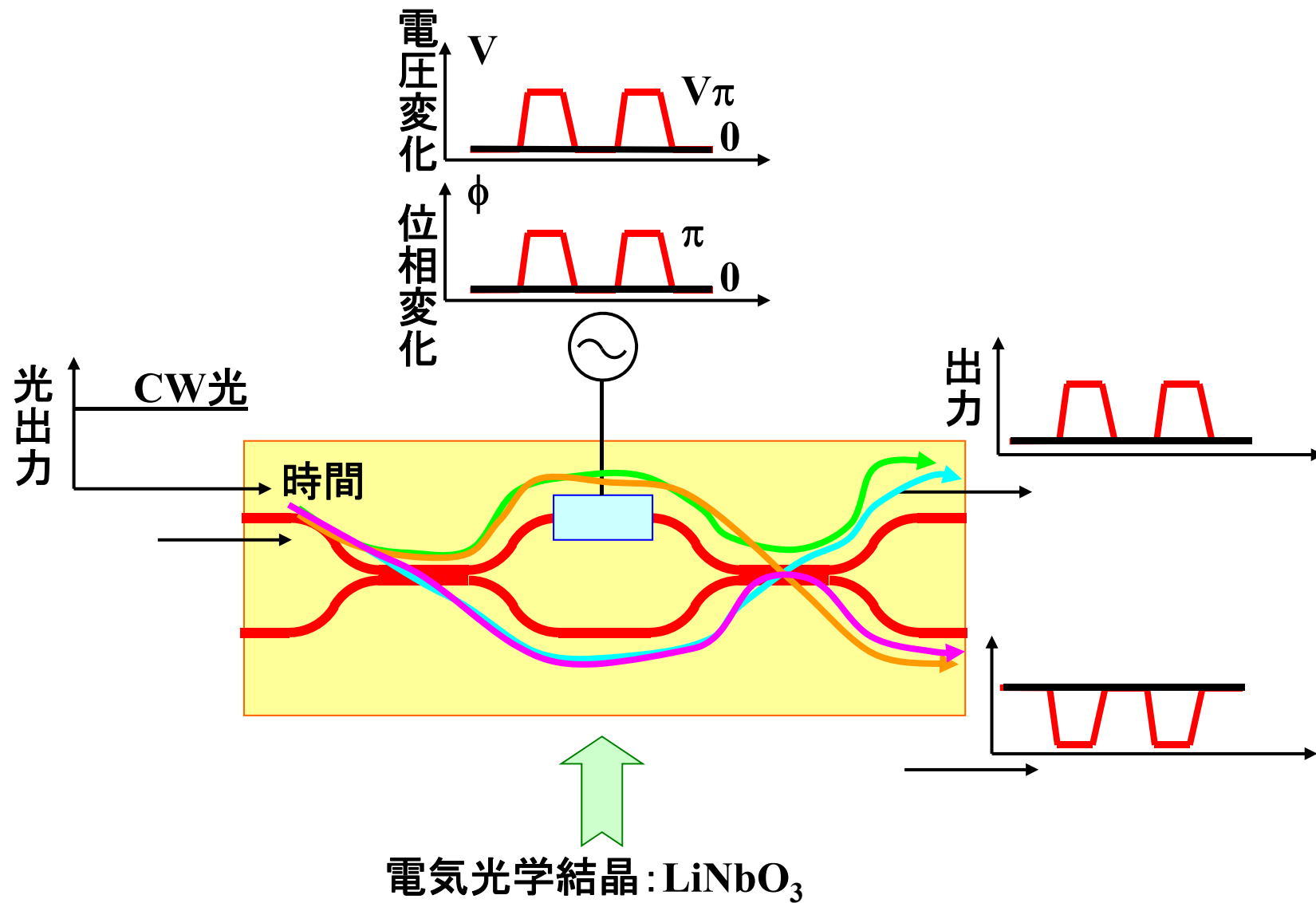
- ・実効的なエネルギーギャップ減少
- ・電子とホールの空間的重ね合わせ積分が減少

EAMによる符号化



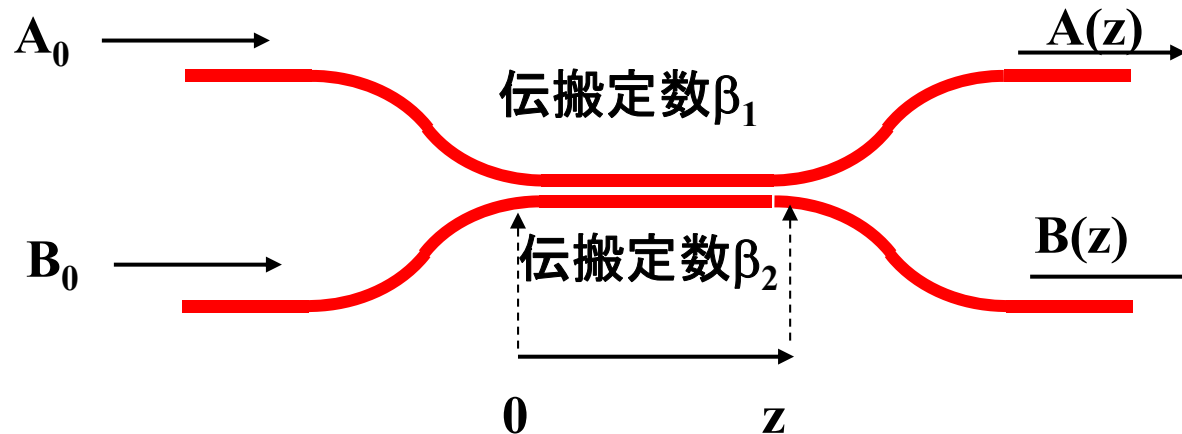
マツハツエンダー型光変調器

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)



モード結合導波路(1)

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

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

ただし

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

式(5.1)の κ_{12} は対称構造において以下の式で表される。

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

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

λ_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。

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

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

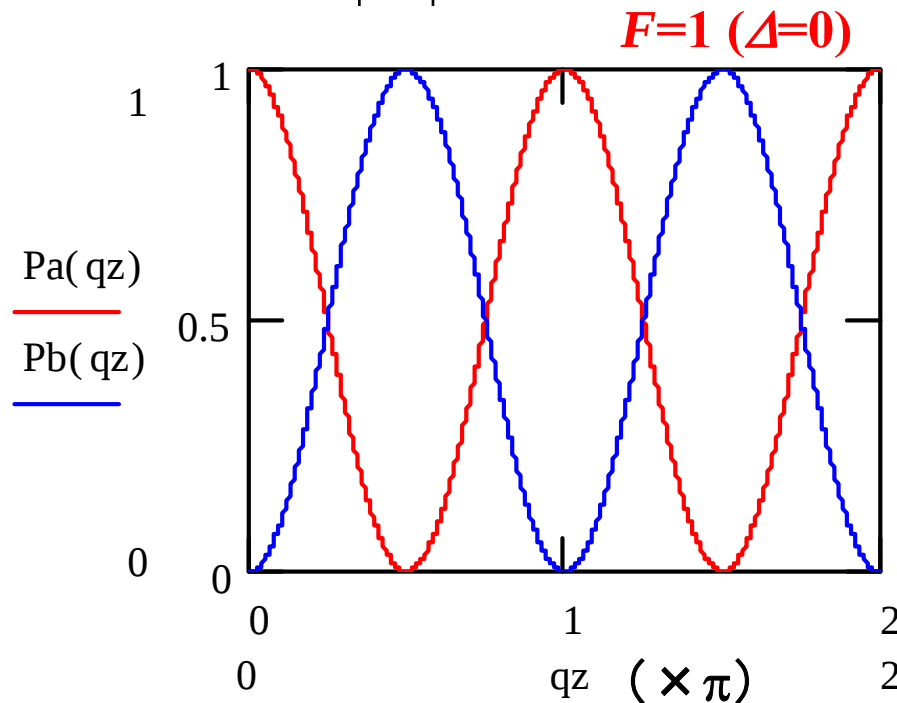
ただし、 $q = \sqrt{\kappa^2 + \Delta^2}$

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

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

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



$$L_c = \frac{\pi}{2q} \quad \text{のとき、}$$

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

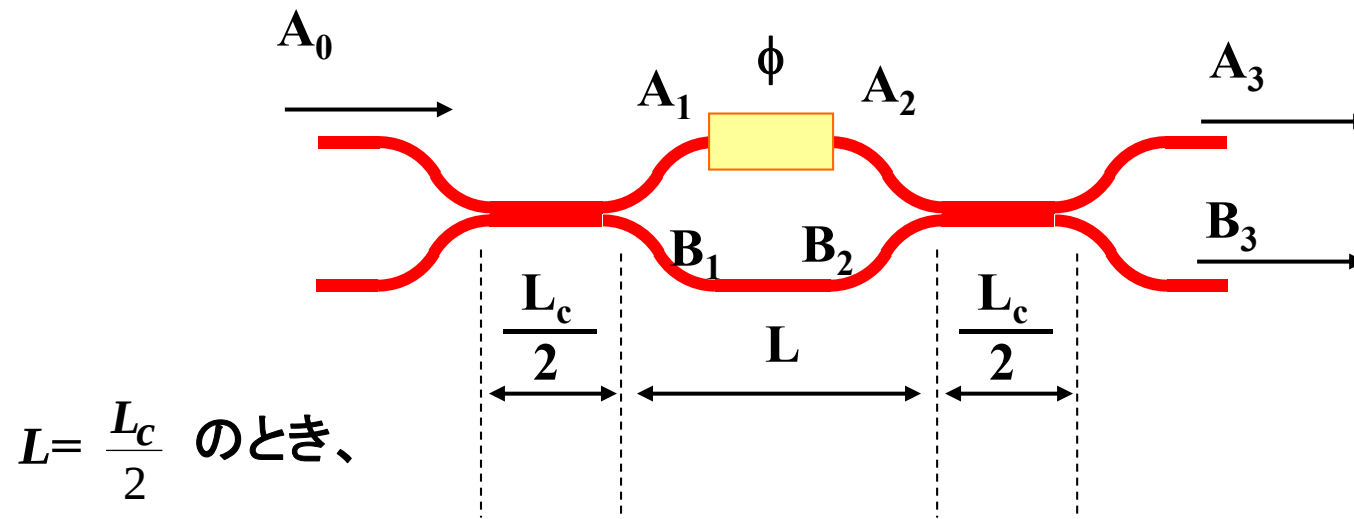
➡ L_c : 結合長

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。

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

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

マツハツエンダー型導波路の解析(1)



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

$$\begin{cases} A_1 = A_0 \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) = \frac{A_0}{\sqrt{2}} = \frac{A_0}{\sqrt{2}} e^{j \cdot 0} & (5.14) \\ B_1 = -j A_0 \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = -j \frac{A_0}{\sqrt{2}} = \frac{A_0}{\sqrt{2}} e^{-j \frac{\pi}{2}} & (5.15) \end{cases}$$

位相が $\frac{\pi}{2}$ ずれている

→

$$\begin{cases} A_2 = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \exp(-j\beta L) & (5.16) \\ B_2 = -j \frac{A_0}{\sqrt{2}} \exp(-j\beta L + j\phi) & (5.17) \end{cases}$$

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

$$\Rightarrow \begin{cases} A_3 = -jA_0 \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \exp(-j\beta L + j\frac{\phi}{2}) & (5.18) \\ B_3 = -jA_0 \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \exp(-j\beta L + j\frac{\phi}{2}) & (5.19) \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} |A_3|^2 = |A_0|^2 \sin^2\left(\frac{\phi}{2}\right) & (5.20) \\ |B_3|^2 = |A_0|^2 \cos^2\left(\frac{\phi}{2}\right) & (5.21) \end{cases}$$

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

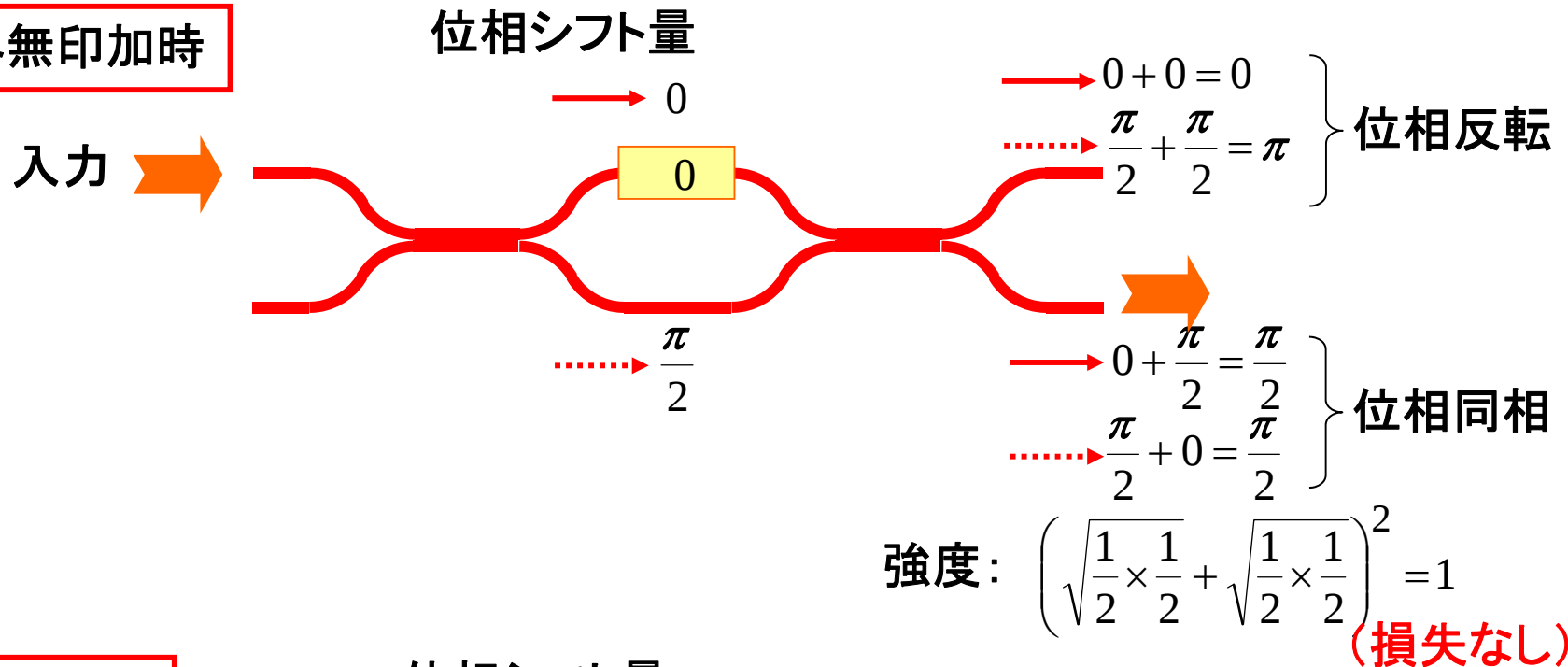
$\phi=\pi$ のとき、 $|A_3|^2 = 1, |B_3|^2 = 0$

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

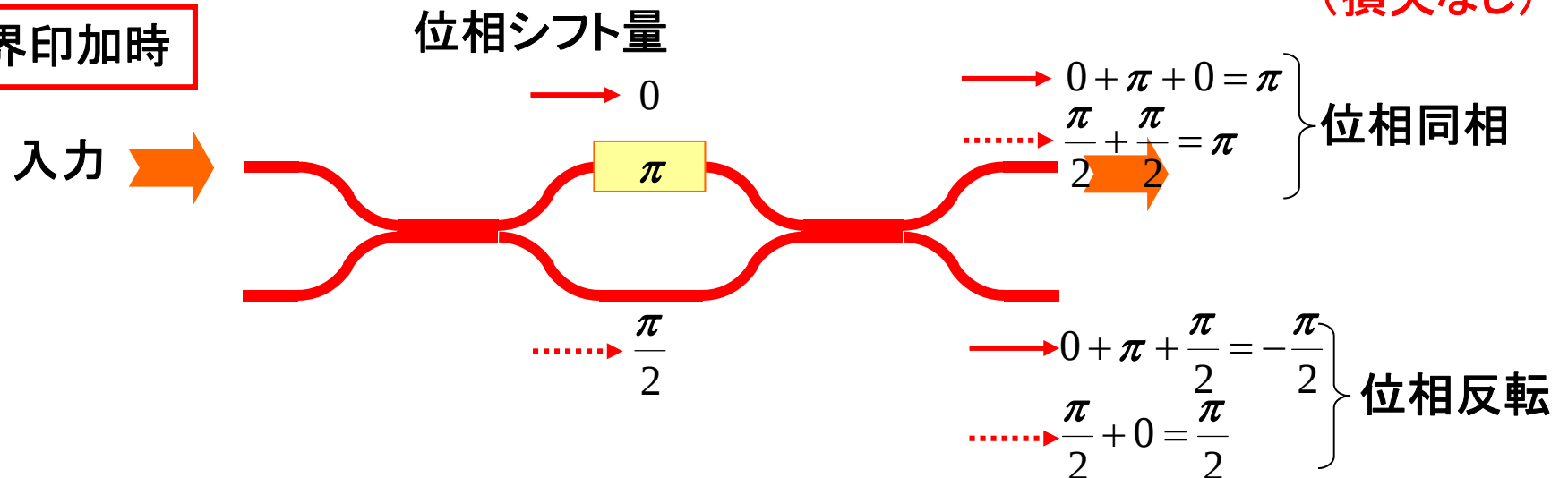
$$|A_3|^2 \cong \frac{1}{2} |A_0|^2 (1 + \delta\phi) \quad (5.22)$$

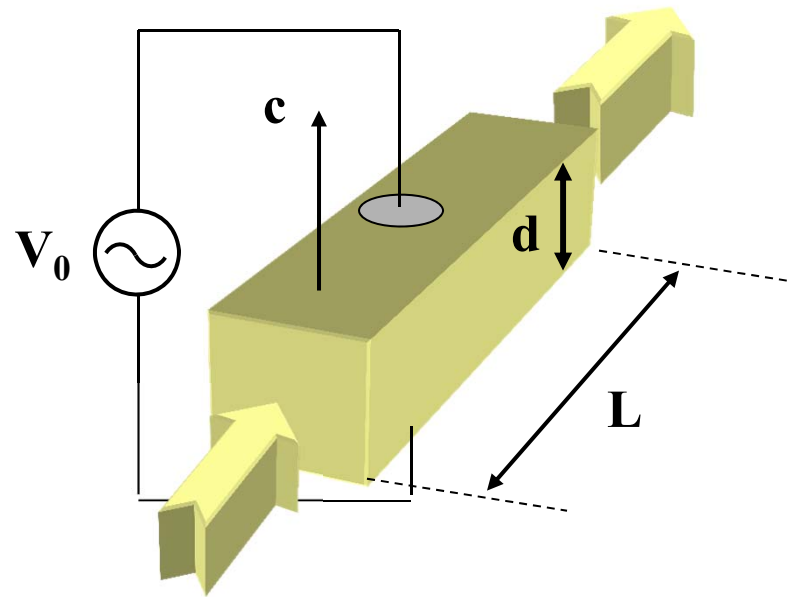
$\delta\phi$ に比例した
強度変化が得られる

電界無印加時

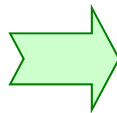


電界印加時



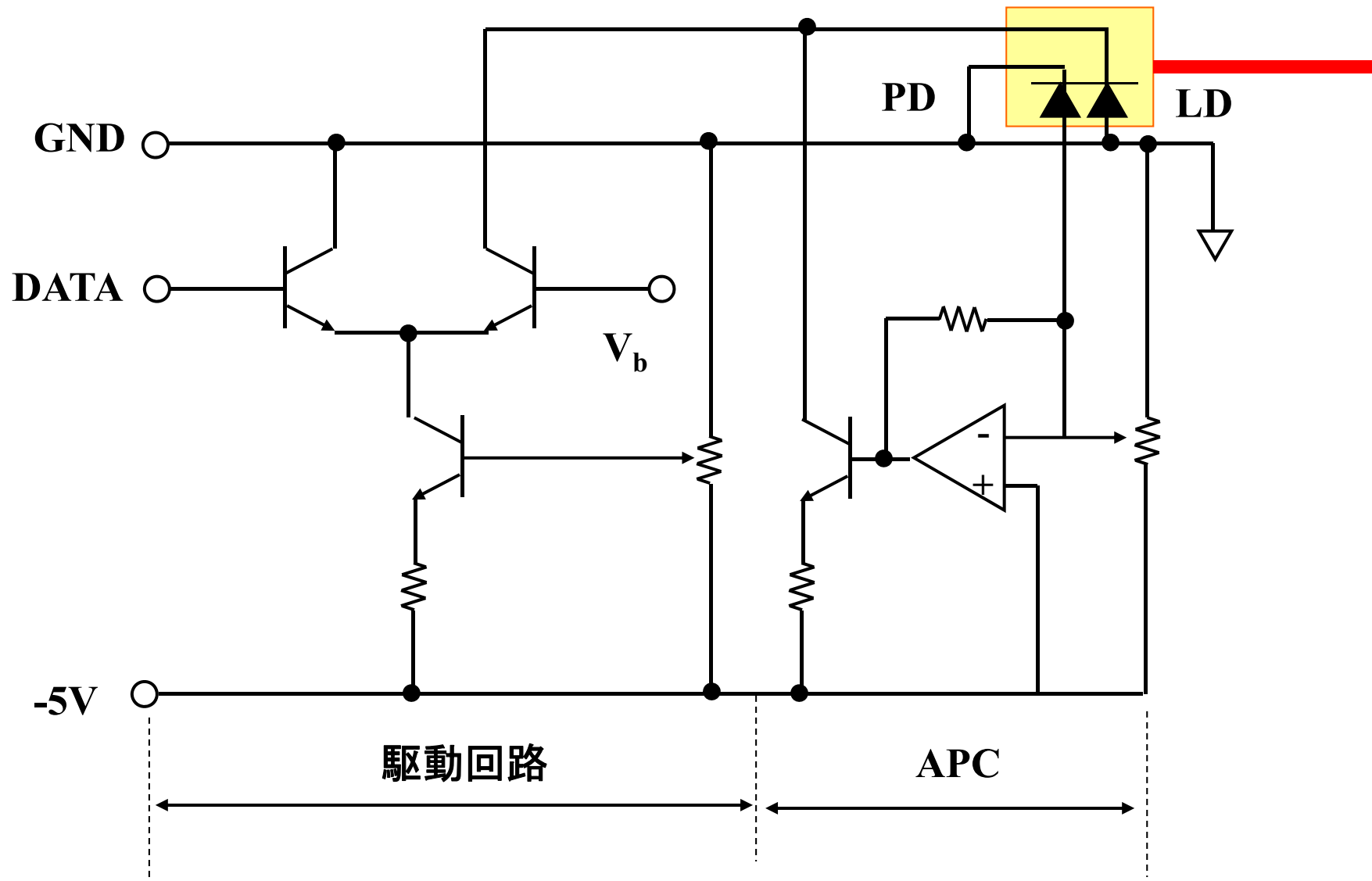


$$\delta\phi = \frac{\pi n_e^3 r_{33} L}{d\lambda} V_0$$

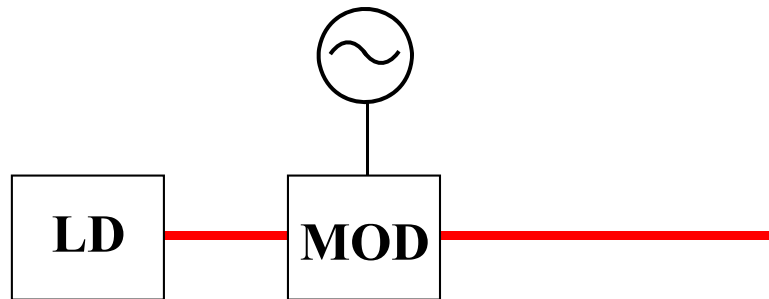


ポッケルス効果: 屈折率変化が印加電圧
の1乗に比例

実際の送信器構成の一例



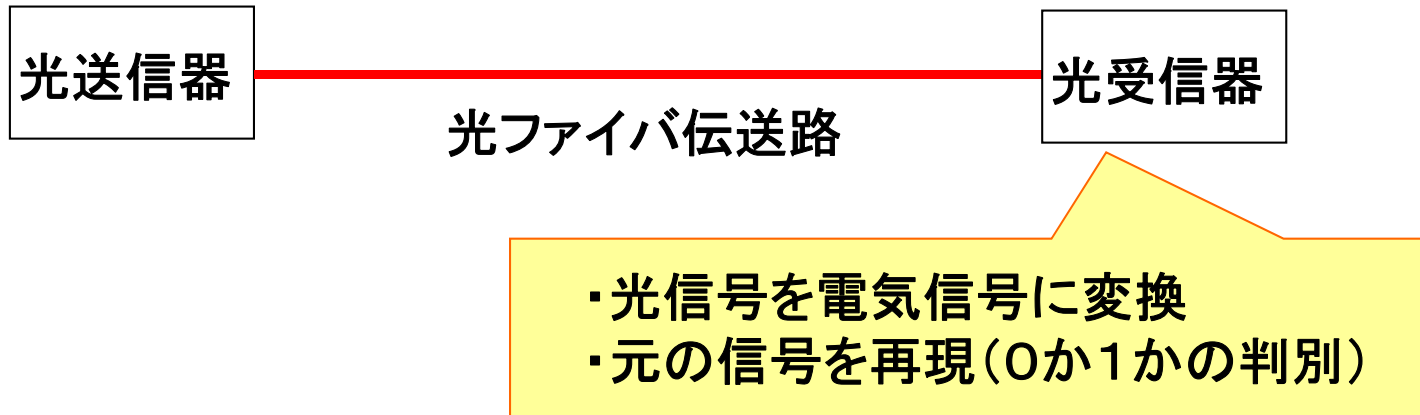
外部変調器におけるチャープング



- ① 電気光学結晶 (LiNbO_3) の場合
印加電界による屈折率変動がチャープングの原因
→ 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プングの原因
→ 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。

光受信器

光受信器の役割



フォトディテクタの動作原理(1)

pin-PDの構造

発生電流: $I = e\eta_i \frac{P_{in}}{\hbar\omega}$ → 受信光の吸収により発生する電子数(効率は内部量子効率として考慮)に電子素量を掛けて電流を導出

