

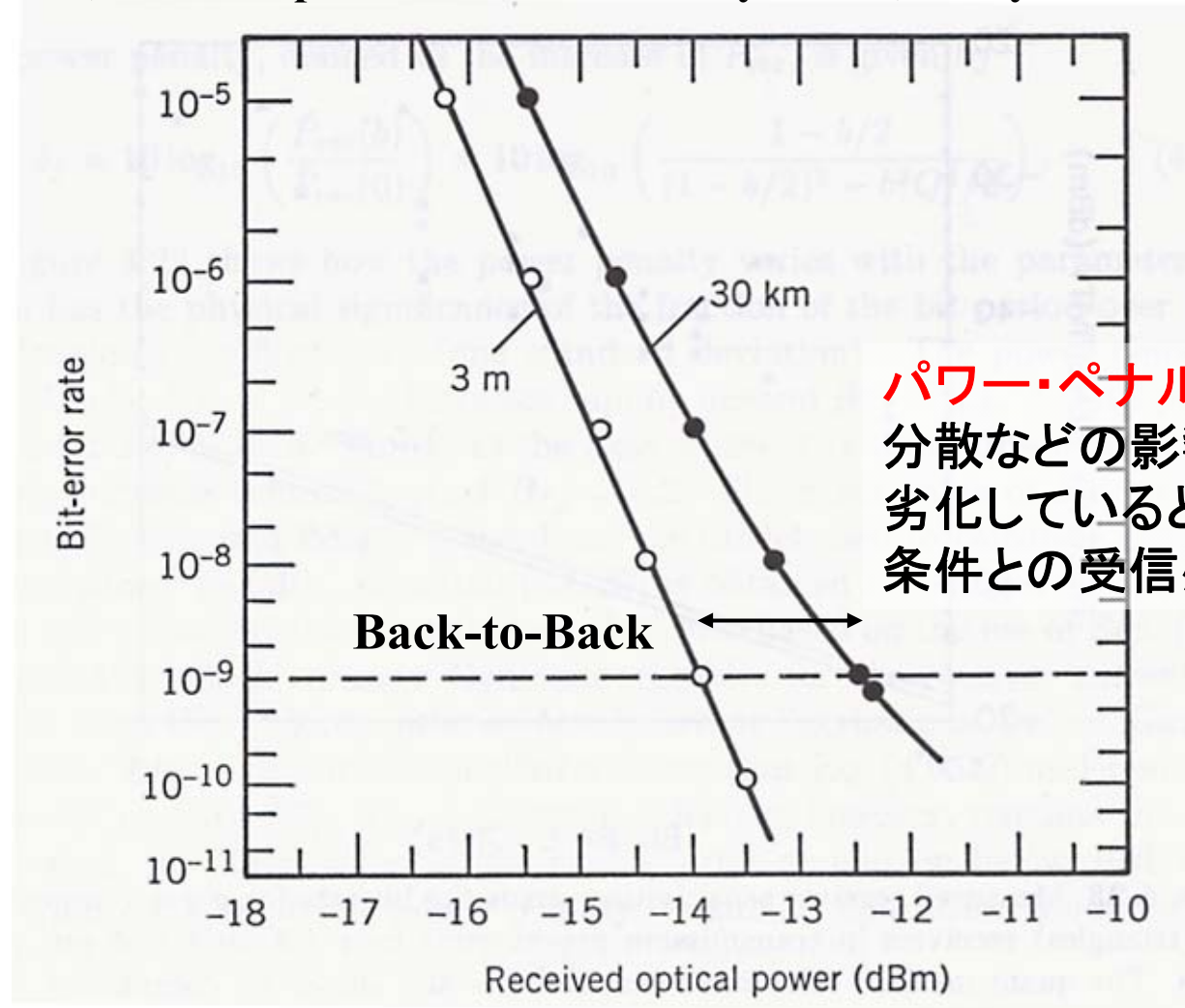
第7章(続き)

ビット誤り率(2)

2012年1月23日(月)

パワーペナルティ

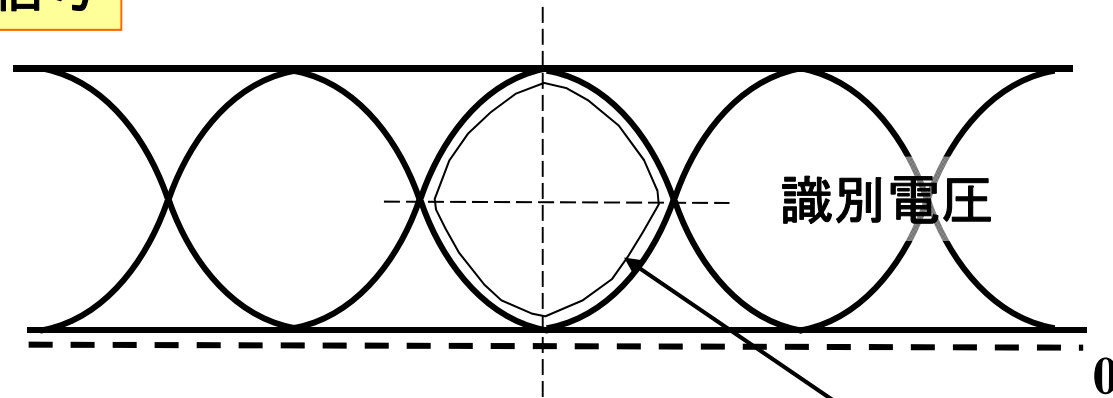
G.P. Agrawal, “Fiber-Optic Communication Systems”, Wiley-Interscience, pp.184.



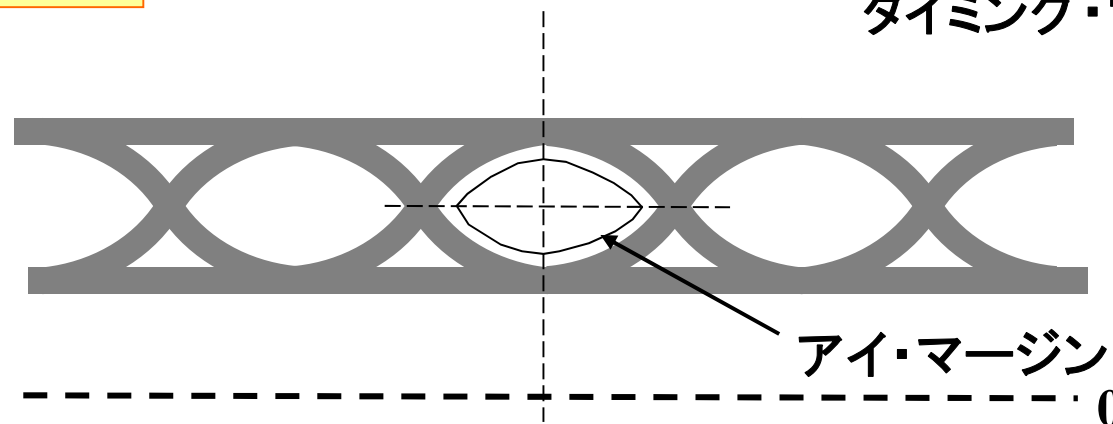
パワー・ペナルティ:
分散などの影響で受信感度が
劣化しているときのBack-to-Back
条件との受信感度の差

受信感度の劣化要因(1) 劣化要因の種類

送信信号



受信信号

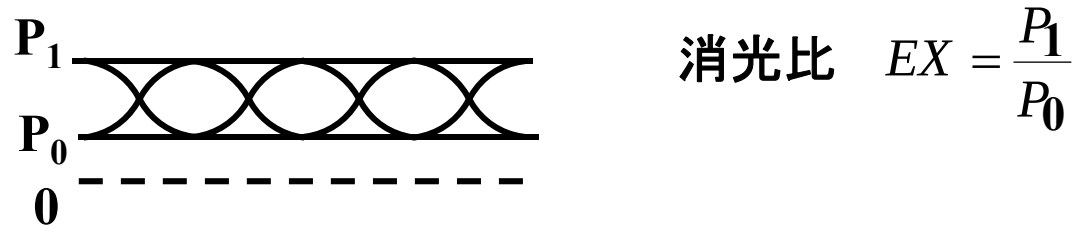


アイ・マージン
(規程のBER以下となる
タイミング・電圧の範囲)

アイ・マージン

振幅・タイミング方向のマージン縮小による受信感度劣化

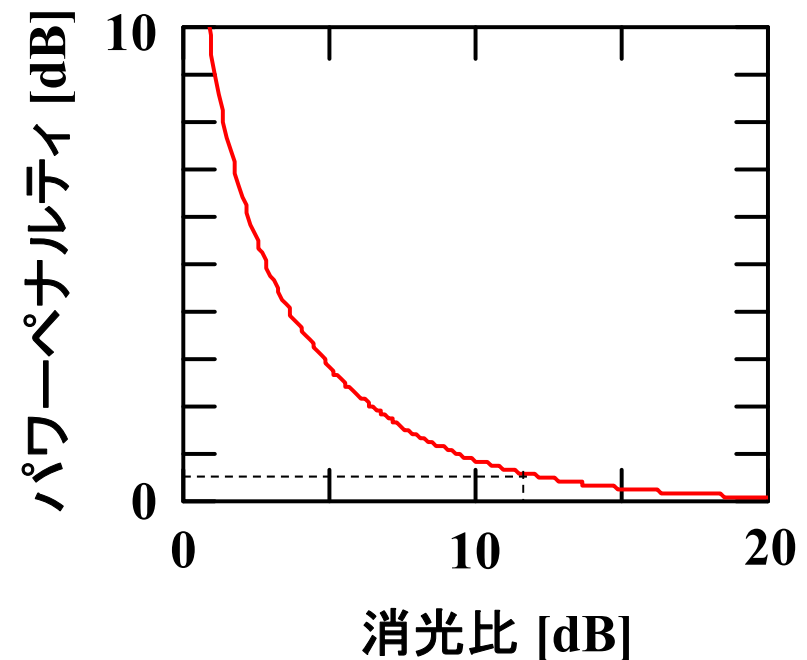
受信感度の劣化要因(2) 消光比による劣化



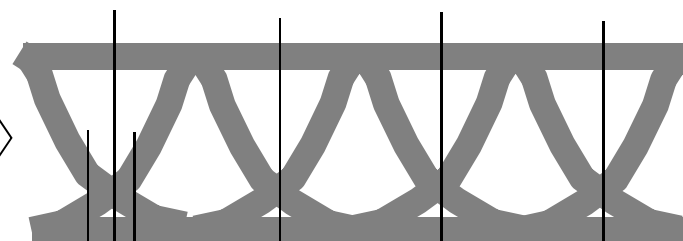
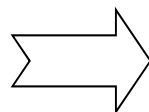
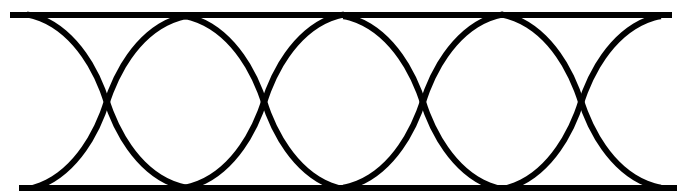
消光比によるパワーペナルティ δ_{EX} とすると、

$$\delta_{EX} = 10 \log \left(\frac{1 + \frac{1}{EX}}{1 - \frac{1}{EX}} \right) \quad [\text{dB}]$$

もし $\delta_{EX} < 0.5 \text{ dB}$ とするためには、
 $EX > 12.4 \text{ dB}$ としなければならない。



受信感度の劣化要因(3) タイミングジッタによる劣化



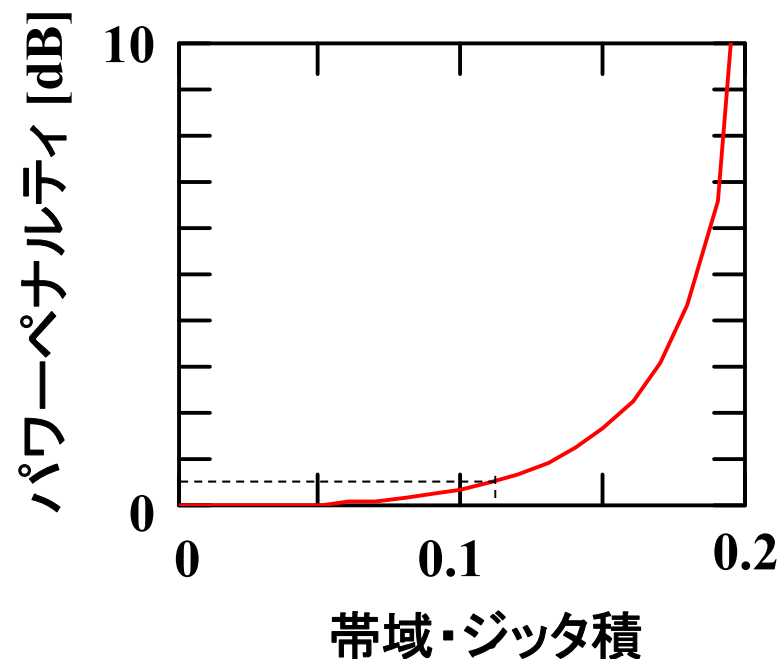
時間ジッタによるパワーペナルティを
 δ_j とすると、

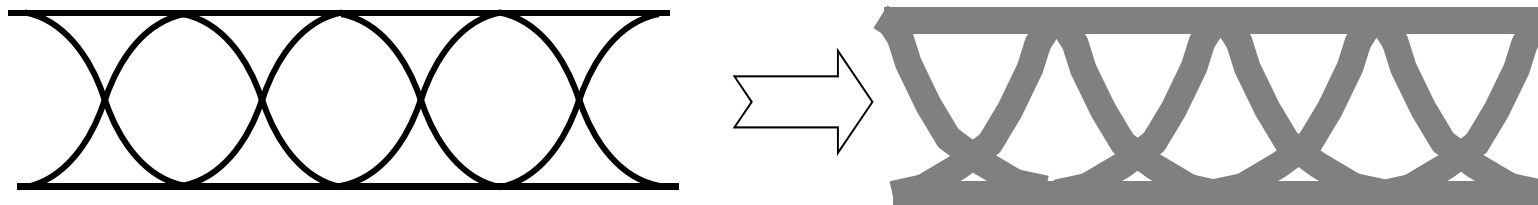
$$\delta_j = 10 \log \left[\frac{1 - \frac{b}{2}}{(1 - \frac{b}{2})^2 - \frac{b^2 Q^2}{2}} \right] \quad [\text{dB}]$$

$$\text{ただし } b = \left(\frac{4\pi^2}{3} - 8 \right) (B\tau_j)^2$$

もし $\delta_j < 0.5 \text{ dB}$ とするためには、
 $B\tau_j < 0.11$ としなければならない
(時間ジッタを帯域の11%以下に抑える)。

τ_j : 時間ジッタのRMS
(Root Mean Square) 値
 $1/B$: 1タイムインターバル



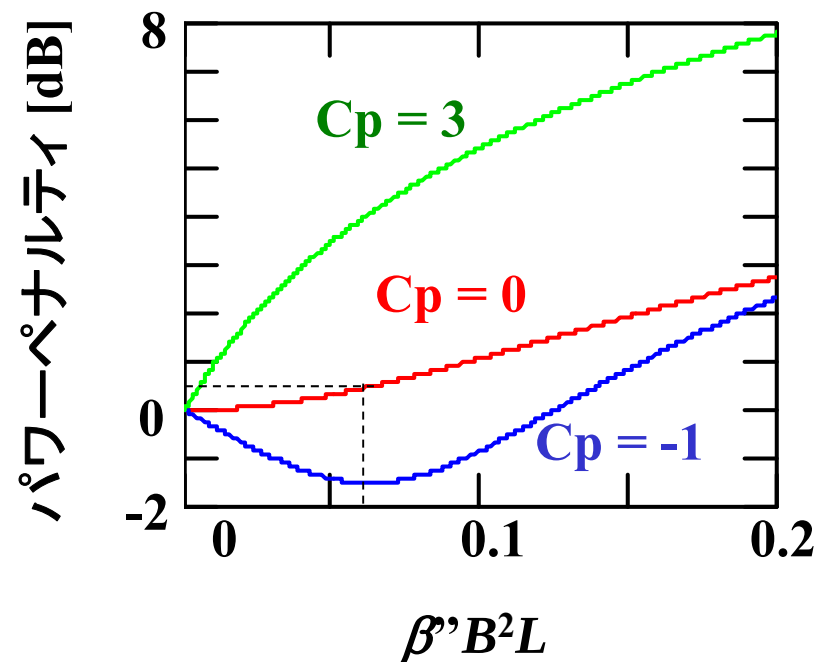


分散によるパワーペナルティを
 δ_c とすると、

$$\delta_c = 5 \log[(1 - 8C_p \beta'' B^2 L)^2 + (8\beta'' B^2 L)^2] \text{ [dB]}$$

$$\text{ただし } \beta'' = -\frac{\lambda^2}{2\pi c} \sigma_T$$

もし $\delta_c < 0.5\text{dB}$ とするためには、
 $|\beta'' B^2 L| < 0.05$ としなければならない
($\sigma_T L < 1880\text{ps/nm}$ @ 10Gbps NRZ)。



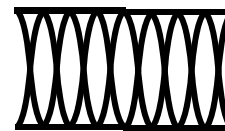
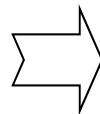
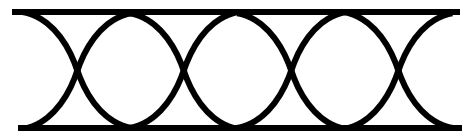
分散の影響に関する1考察

- パワーペナルティは $|\beta''|B^2L$ に依存。
- パワーペナルティは信号のチャープに依存。

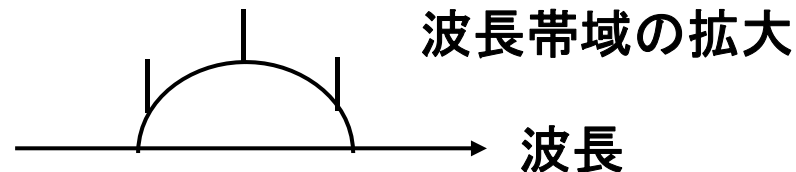
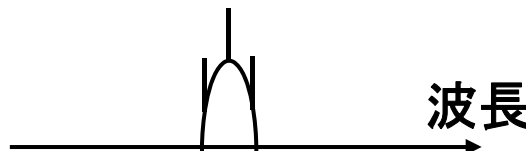
⇒ チャープが一定・パワーペナルティが一定のとき、
 $|\beta''|B^2L$ が一定となる。

すなわち

- ・分散値 × 伝送距離 (累積分散) に依存
- ・伝送速度の2乗に反比例



時間マージンの縮小



波長帯域の拡大

実用システム設計例 レベルダイアグラム

$$P_t [\text{dBm}] = P_s [\text{dBm}] + L [\text{dB}] + P_e [\text{dB}] + M [\text{dB}]$$

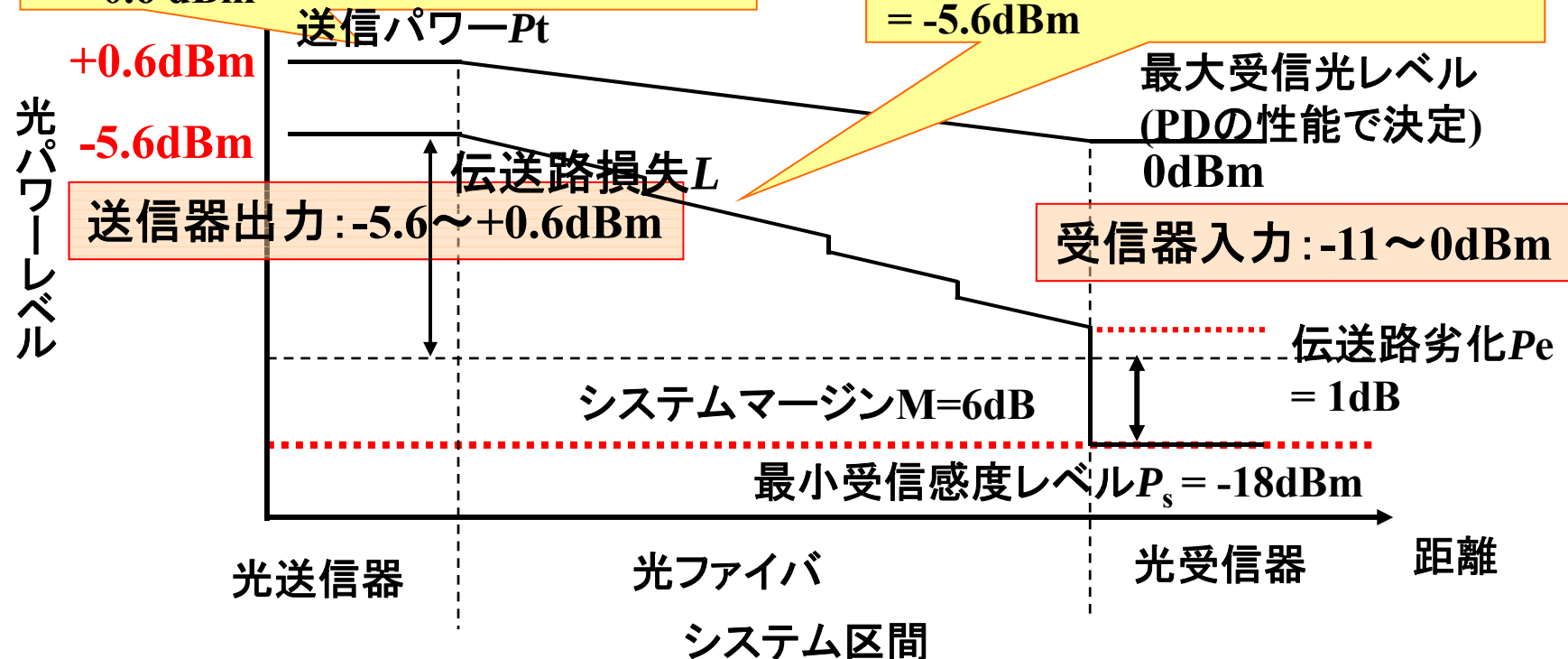
- ・最小受信感度-18dBm @ 10Gbpz NRZ, PIN-PD ・最大受信光レベル0dBm
- ・最長ファイバ区間20km, 最短ファイバ区間1km
- ・最長ケース: 融着0.1dB/箇所 10箇所, コネクタ接続0.2dB/箇所 2箇所
- ・最短ケース: 融着0.1dB/箇所 0箇所, コネクタ接続0.2dB/箇所 2箇所

最大ケースの送信光レベル:

$$0\text{dBm} + (0.2\text{dB/km} \times 1\text{km} + 0.2\text{dB} \times 2) = +0.6\text{dBm}$$

最小ケースの送信光レベル:

$$\begin{aligned} & -18\text{dBm} + (0.2\text{dB/km} \times 20\text{km} \\ & + 0.1\text{dB} \times 10 + 0.2\text{dB} \times 2) + 1\text{dB} + 6\text{dB} \\ & = -5.6\text{dBm} \end{aligned}$$



コヒーレント検波方式のBER

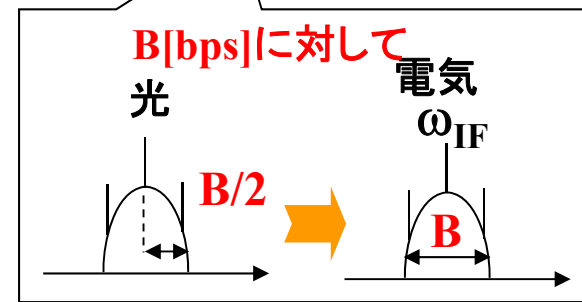
コヒーレント検波のBER特性(1)

中間周波数の受信器帯域が信号帯域の2倍

IM-DD

本章4ページ目より、

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma_1^2 = \sigma_{i_s}^2 + \sigma_{i_d}^2 + \sigma_{i_{th}}^2 = 2e \cdot e\eta i \left(\frac{P_s}{\hbar\omega} \right) B + 2ei_d B + \frac{4kTB}{R_L} \\ \sigma_0^2 = \sigma_{i_d}^2 + \sigma_{i_{th}}^2 \\ S_D = e\eta i \left(\frac{P_s}{\hbar\omega} \right) \end{array} \right. \quad (7.10)$$



コヒーレント検波

コヒーレント検波では局部発振光のショット雑音を加算される。

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma_{H_1}^2 = \sigma_{i_s}^2 + \sigma_{i_d}^2 + \sigma_{i_{th}}^2 + \sigma_{i_{LO}}^2 \cong \sigma_{i_{th}}^2 + \sigma_{i_{LO}}^2 \\ \sigma_{H_0}^2 = \sigma_{i_d}^2 + \sigma_{i_{th}}^2 + \sigma_{i_{LO}}^2 \cong \sigma_{i_{th}}^2 + \sigma_{i_{LO}}^2 \\ \sigma_{i_{LO}}^2 = 2e \cdot e\eta i \left(\frac{P_{LO}}{\hbar\omega} \right) B \end{array} \right. \quad (7.11)$$

ヘテロダイン検波方式の中間周波電流 S_H を導出する。

$$\begin{cases} E_s(t) = \sqrt{2P_s} \cos \omega_s t \\ E_{LO}(t) = \sqrt{2P_{LO}} \cos \omega_{LO} t \end{cases}$$

とすると、

$$P_{tot}(t) = [E_s(t) + E_{LO}(t)]^{ms}$$

$$i(t) = e\eta i \left(\frac{1}{\hbar\omega} \right) P_{tot}(t) = e\eta i \left(\frac{1}{\hbar\omega} \right) [\sqrt{2P_s} \cos \omega_s t + \sqrt{2P_{LO}} \cos \omega_{LO} t]^{ms}$$

$$= e\eta i \left(\frac{1}{\hbar\omega} \right) [\text{Re}\{\sqrt{2P_s} \exp(j\omega_s t) + \sqrt{2P_{LO}} \exp(j\omega_{LO} t)\}]^{ms}$$

$$= e\eta i \left(\frac{1}{\hbar\omega} \right) [\text{Re}\{\exp j\omega_{LO} t\} \{\sqrt{2P_s} \exp(j(\omega_s - \omega_{LO})t) + \sqrt{2P_{LO}}\}]^{ms}$$

$$= e\eta i \left(\frac{1}{\hbar\omega} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} \right) |\sqrt{2P_s} \exp j\omega_{IF} t + \sqrt{2P_{LO}}|^2 \quad (\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO})$$

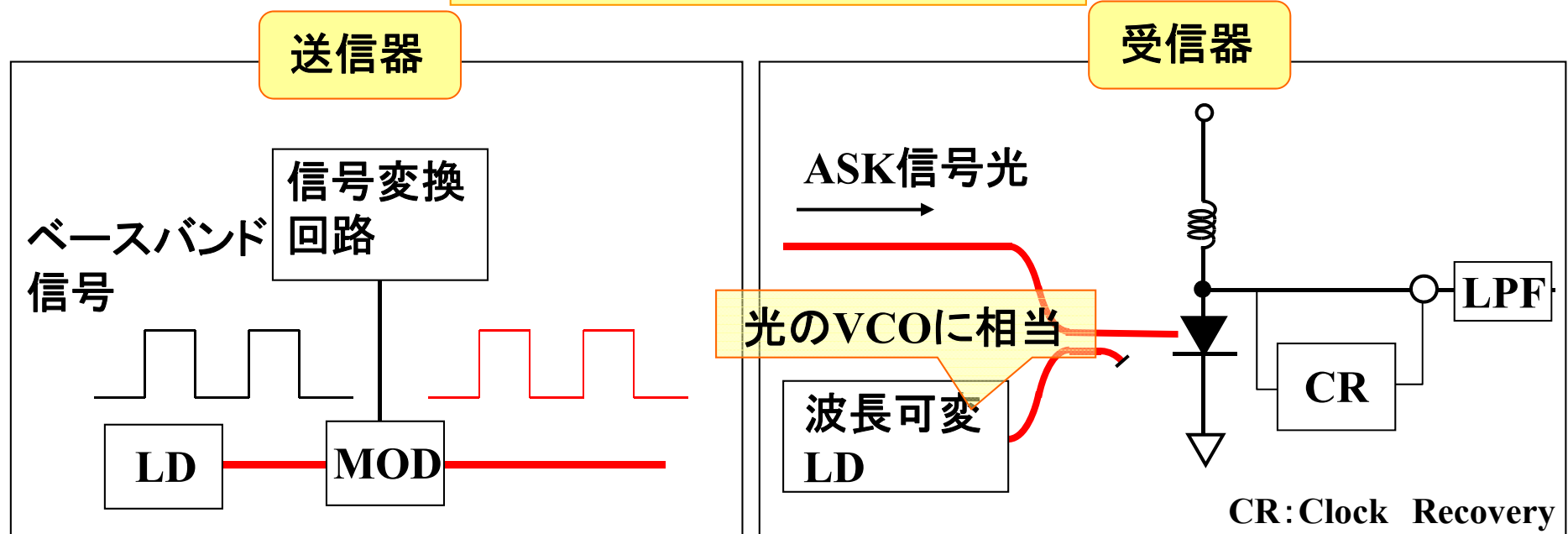
$$= e\eta i \left(\frac{1}{\hbar\omega} \right) [P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos \omega_{IF} t] \quad (7.12)$$

$$S_H = 2\left(\frac{e\eta_i}{\hbar\omega}\right)\sqrt{P_s P_{LO}} \quad (7.13)$$

$$\therefore SNR = \frac{[S_H]^2}{\sigma_H^2} = \frac{\left(\frac{1}{2}\right) S_H^2}{\left(\frac{\sigma_{H1} + \sigma_{H0}}{2}\right)^2} \quad (7.14)$$

ASKのBER(1)

ASKヘテロダイン同期検波方式



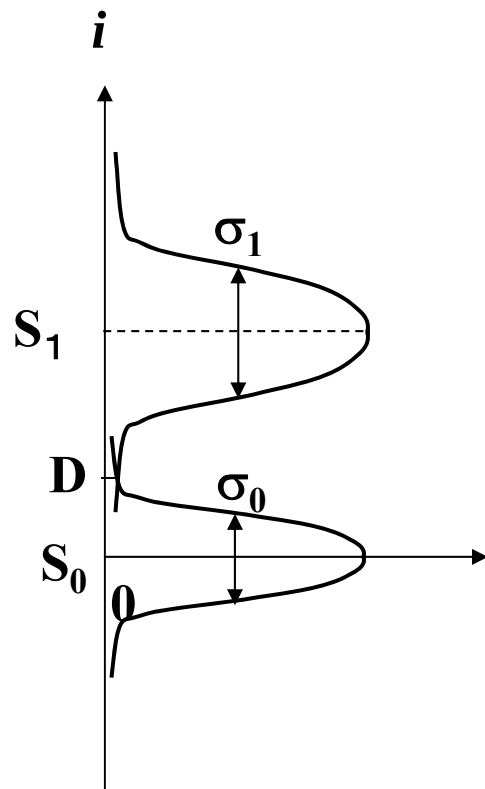
本章式(7.1)、(7.2)になぞらえて、

$$\begin{aligned}
 BER &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{S_H - D_{opt}}{\sqrt{2} \sigma_H} \right) \right] + \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{D_{opt}}{\sqrt{2} \sigma_H} \right) \right] \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{S_H}{2\sqrt{2} \sigma_H} \right) \quad (D_{opt} = S_H/2 : \text{最適閾値レベル}, \sigma_H = \sigma_{H1} = \sigma_{H0}) \\
 &\quad (7.15)
 \end{aligned}$$

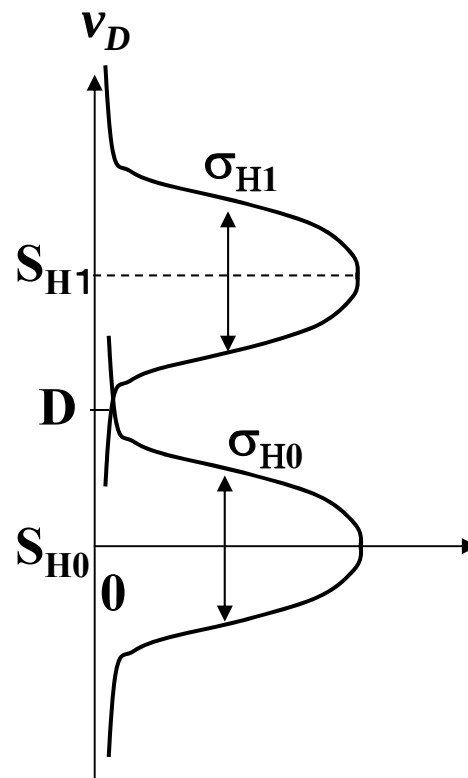
ASKのBER (2)

ASKヘテロダイン包絡線検波方式

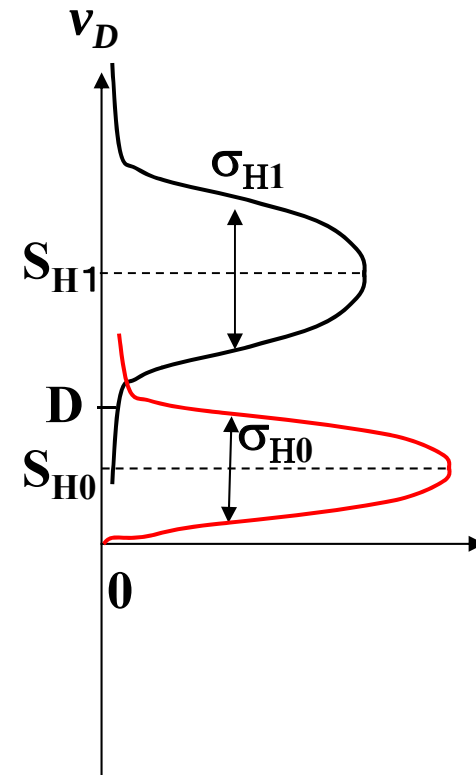
IM-DD方式



ASKヘテロダイン
同期検波方式



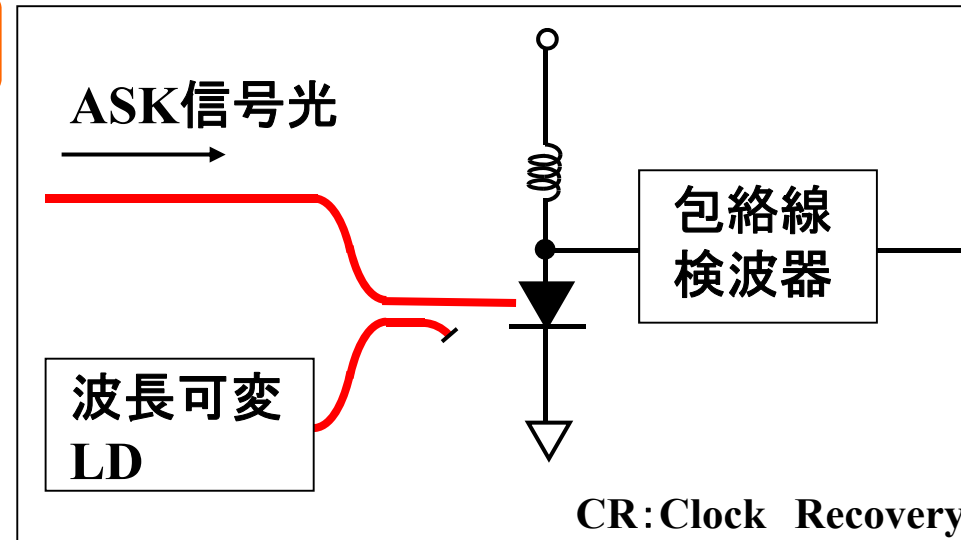
ASKヘテロダイン
包絡線検波方式



ASKのBER (3)

ASKヘテロダイン包絡線検波方式

受信器



包絡線検波方式の出力の確立密度関数はライス分布に従う
(I_0 は0次の第1種変形ベッセル関数)。

$$BER = \frac{1}{2} \left[1 - \int_D^\infty \frac{r_1}{\sigma_{H1}^2} I_0 \left(\frac{S_H r_1}{\sigma_{H1}^2} \right) \exp \left(-\frac{r_1^2 + S_H^2}{2\sigma_{H1}^2} \right) dr_1 \right] \\ + \frac{1}{2} \left[\int_D^\infty \frac{r_0}{\sigma_{H0}^2} \exp \left(-\frac{r_0^2}{2\sigma_{H0}^2} \right) dr_0 \right]$$

ASKのBER(4)

ASKヘテロダイン包絡線検波方式

ただし、 x_1, x_0, y_1, y_0 はそれぞれマーク時、スペース時の両直交雑音成分であり、添字1, 0はそれぞれマーク、スペースを表す。

$$r_1 = \sqrt{(x_1 + S_H)^2 + y_1^2}$$

$$r_0 = \sqrt{x_0^2 + y_0^2}$$

$$\overline{x_1^2} = \overline{y_1^2} = \sigma_{H1}^2$$

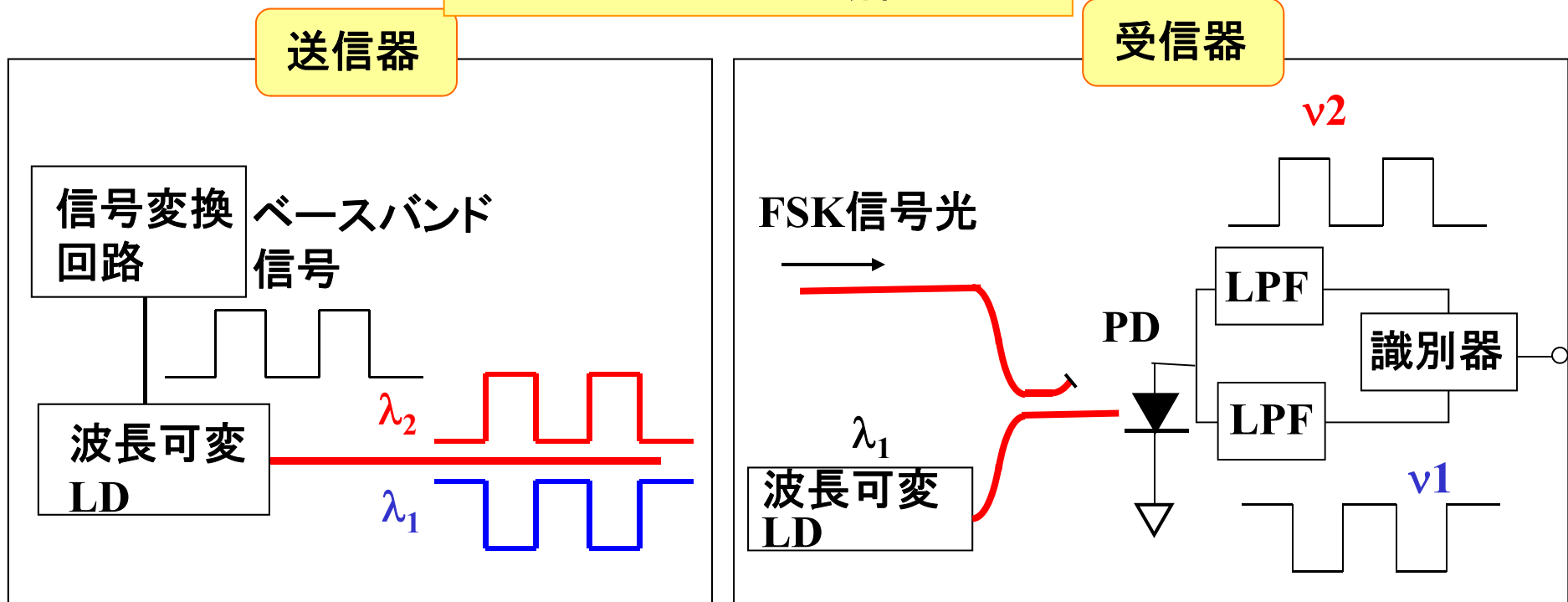
$$\overline{x_0^2} = \overline{y_0^2} = \sigma_{H0}^2$$

以下の変形は参考書(『コヒーレント光通信工学』(大越, 菊池著, オーム社))に任せるが、BERは以下の式で与えられる。

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_H}{2\sqrt{2}\sigma_H}\right) + \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{S_H^2}{8\sigma_H^2}\right) \\ &\cong \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{S_H^2}{8\sigma_H^2}\right) \end{aligned}$$

FSKのBER(1)

FSKヘテロダイン同期検波方式



受信器1の出力 v_1 の確率密度関数は、

$$p(v_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{H1}} \exp\left(-\frac{(S_H - v_1)^2}{2\sigma_{H1}^2}\right)$$

受信器2の出力 v_2 の確率密度関数は、

$$p(v_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{H0}} \exp\left(-\frac{v_2^2}{2\sigma_{H0}^2}\right)$$

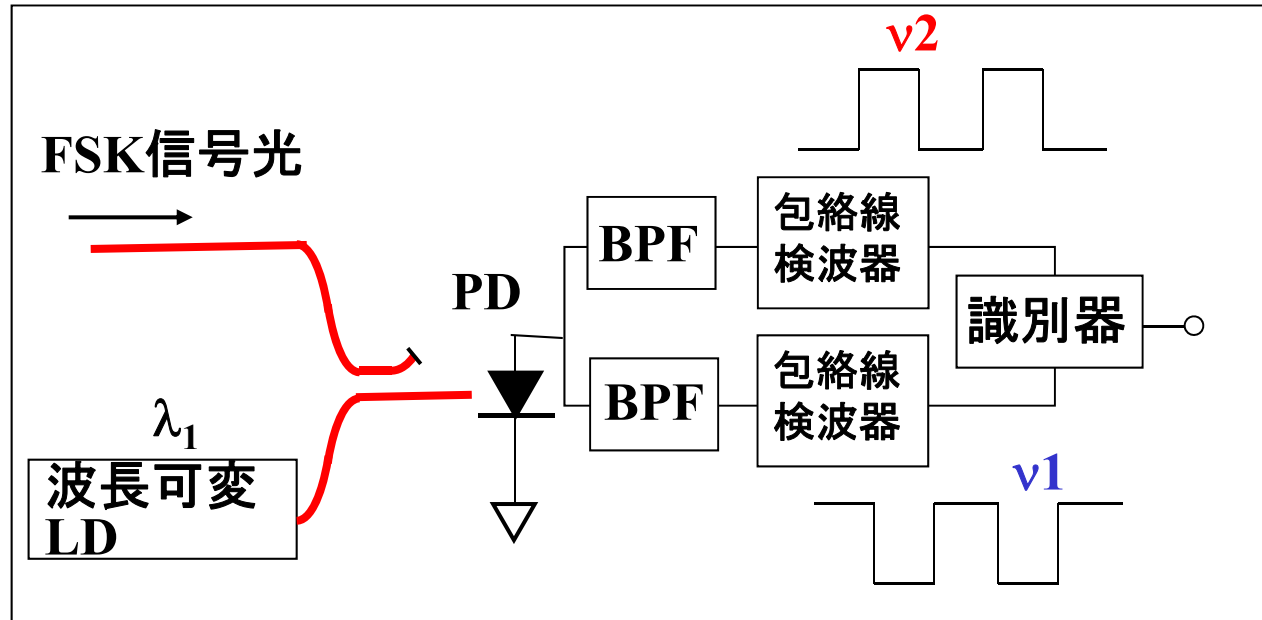
$$BER = \Pr ob(v_1 - v_2 < 0)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_H}{2\sigma_H}\right) \quad (7.16)$$

FSKのBER(2)

FSKヘテロダイン包絡線検波方式

受信器



波長 λ_1, λ_2 の受信器出力の確率密度関数は、ASKヘテロダイン包絡線検波方式と同様に以下のライス分布で表される。

$$p(r_1) = \frac{r_1}{\sigma_{H1}^2} I_0 \left(\frac{S_H r_1}{\sigma_{H1}^2} \right) \exp \left(-\frac{r_1^2 + S_H^2}{2\sigma_{H1}^2} \right)$$

$$p(r_2) = \frac{r_0}{\sigma_{H0}^2} \exp \left(-\frac{r_0^2}{2\sigma_{H0}^2} \right)$$

FSKのBER(3)

FSKヘテロダイン包絡線検波方式

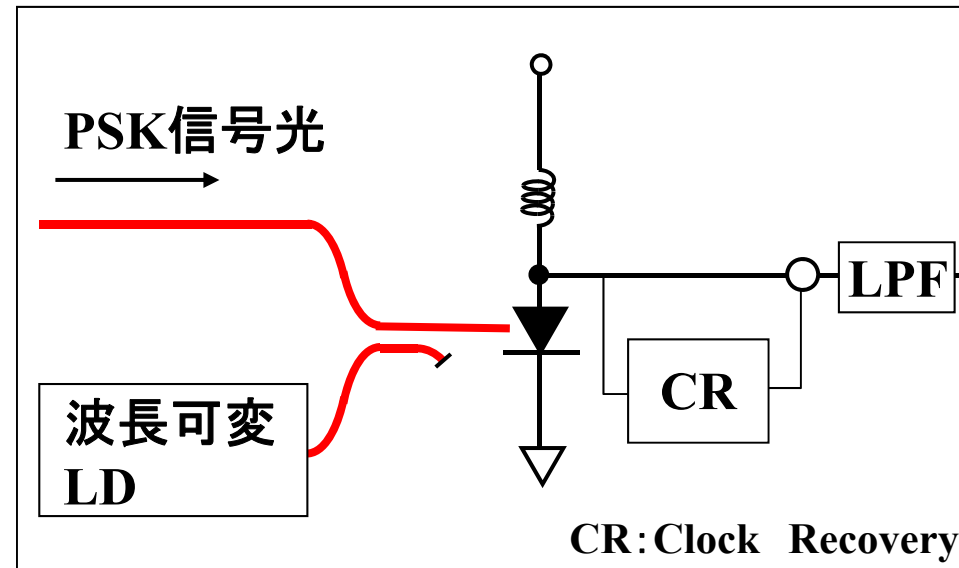
よって、

$$\begin{aligned}\text{BER} &= \text{Pr ob}(r_2 > r_1) \\ &= \int_{r_1=0}^{\infty} p(r_1) \left[\int_{r_2=r_1}^{\infty} p(r_2) dr_2 \right] dr_1 \\ &\cong \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{S_H^2}{4\sigma_H^2} \right)\end{aligned}$$

PSKのBER(1)

PSKヘテロダイン同期検波方式

受信器

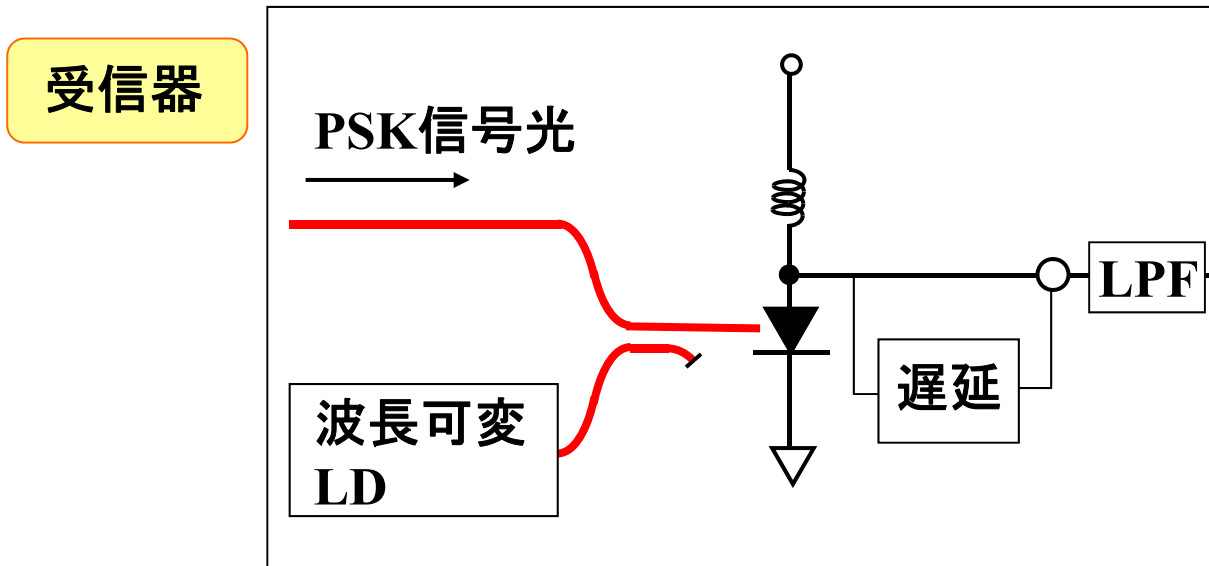


$D_{\text{opt}}=0$ より以下の式を得る。

$$BER = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_H} \exp\left\{-\frac{(S_H - v_1)^2}{2\sigma_H^2}\right\} dv_1 + \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_H} \exp\left\{-\frac{(-S_H - v_2)^2}{2\sigma_H^2}\right\} dv_2$$
$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_H}{\sqrt{2}\sigma_H}\right)$$

PSKのBER(2)

PSKヘテロダイン差動同期検波方式(DPSK)

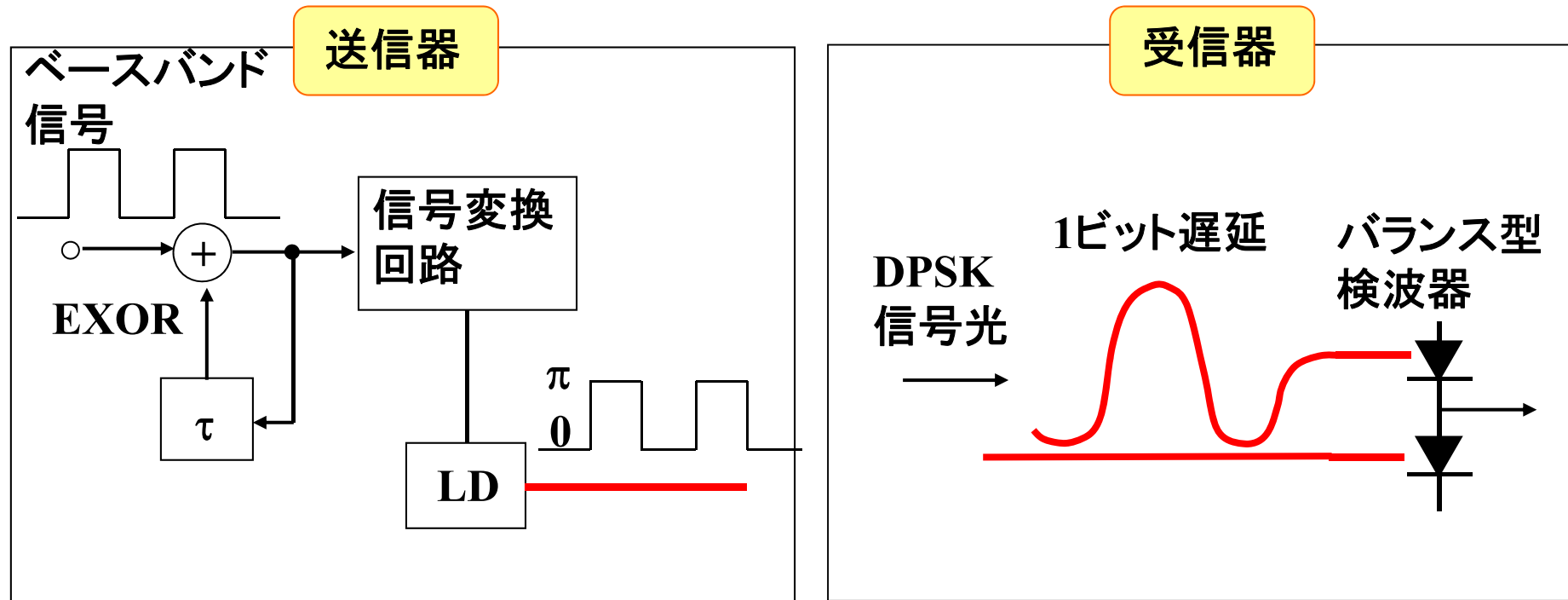


$$BER \cong \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{1}{2} \frac{S_H^2}{\sigma_H^2} \right) \quad (7.17)$$

参考文献: S. Stein, and J. Jones, “Modern Communication Principles”, McGraws Hill (1965).

PSKのBER(3)

光DPSK送受信方式



ホモダイン受信器の性能

- ホモダイン受信器: ベースバンド受信器
cf. ヘテロダイン方式: 中間周波増幅器

➡ ホモダイン受信器の増幅器帯域
= ヘテロダイン受信器の増幅器帯域 $\times 1/2$

➡ 雑音パワーが半分

$$\sigma'^2 = \frac{1}{2} \sigma_H^2$$

➡ 同じSN比に対して受信感度が半分(3dB改善)になる。

各種変復調方式の理論BER

光検波方式	変調方式	非同期検波方式	同期検波方式
直接検波 (IM-DD)	NRZ	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{S_D}{\sigma_1 + \sigma_0} \right)$	—————
ヘテロダイン ↓ 3dB改善	ASK	包絡線 $\frac{1}{2} \exp \left(-\frac{S_H^2}{8\sigma_H^2} \right)$ $\doteq$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{S_H}{\sigma_H} \right)$
	FSK	包絡線 $\frac{1}{2} \exp \left(-\frac{S_H^2}{4\sigma_H^2} \right)$ $\doteq$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{2} \frac{S_H}{\sigma_H} \right)$
	PSK	DPSK $\frac{1}{2} \exp \left(-\frac{1}{2} \frac{S_H^2}{\sigma_H^2} \right)$ $\doteq$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{S_H}{\sigma_H} \right)$
ホモダイン	ASK	—————	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{S_H}{\sigma'} \right)$
	PSK	—————	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{S_H}{\sigma'} \right)$

$$\sigma'^2 = \frac{1}{2} \sigma_H^2$$

IM-DD方式のSNRについては、shot雑音限界を考える。

$$SNR = 4 \left(\eta_i \frac{P_s}{\hbar \omega} \frac{1}{B} \right) = 4 \eta_i N_p \quad (N_p : 1 \text{ビットあたりの光子数})$$

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{4 \eta_i N_p}}{2\sqrt{2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\eta_i N_p}{2}} \right)$$

コヒーレント方式については、式(7.11), (7.13), (7.14)より、

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{1}{2} \frac{S_H^2}{\sigma_H^2} = \frac{1}{2} \frac{4 \left(\frac{e \eta_i}{\hbar \omega} \right)^2 P_s P_{LO}}{2e \cdot e \eta_i \left(\frac{P_{LO}}{\hbar \omega} \right) B} \\ &= \eta_i \frac{P_s}{\hbar \omega} \frac{1}{B} = \eta_i N_p \end{aligned}$$

光子数での最小受信感度の比較(2)

光検波方式	変調方式	受信感度@ BER=10 ⁻⁹ [photon/bit]	
		非同期検波方式	同期検波方式
直接検波 (IM-DD)	NRZ	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\eta_i N_p}{2}} \right) = 36$	—
ヘテロダイン	ASK	$\frac{1}{2} \exp \left(-\frac{\eta_i N_p}{4} \right) = 80$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{\eta_i N_p}}{2} \right) = 72$
	FSK	$\frac{1}{2} \exp \left(-\frac{\eta_i N_p}{2} \right) = 40$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\eta_i N_p}{2}} \right) = 36$
	PSK	$\frac{1}{2} \exp(-\eta_i N_p) = 20$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\eta_i N_p} \right) = 18$
ホモダイン	ASK	—	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\eta_i N_p}{2}} \right) = 36$
	PSK	—	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{2\eta_i N_p} \right) = 9$

$$\begin{aligned}
 & 10 \log \left[\left\{ \left(\frac{hc}{\lambda} \cdot B \right) \cdot N \right\} \times 10^{-3} \right] \\
 &= 10 \log \left(\frac{6.63 \times 10^{-34} \times 3 \times 10^8}{1.55 \times 10^{-6}} \times 40 \times 10^9 \times 9 \times 10^3 \right) \\
 &= -43.4 \text{ dBm @ } 40 \text{ Gbps}
 \end{aligned}$$

mW単位

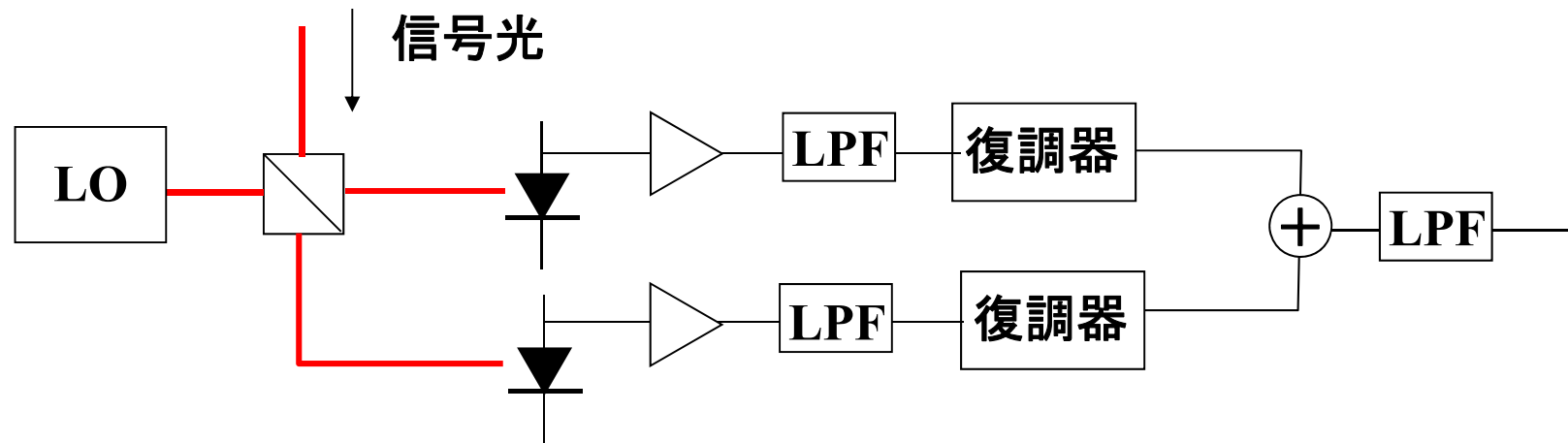
- 



受信感度の向上を目的とした光コヒーレント検波技術であるが、以下の技術的困難を伴う。

- ① 局部発振LDの波長を信号光の搬送波波長に正確に合わせる必要がある。
- ② 局部発振LDの発振線幅を狭くしないといけない($< 1\text{MHz}$)。
(位相雑音の原因)
- ③ 局部発振LDと信号光の位相を正確に合わせないといけない。
- ④ 局部発振LDと信号光の偏波を正確に合わせないといけない。

偏波ダイバシティ



光位相ダイバシティ

