

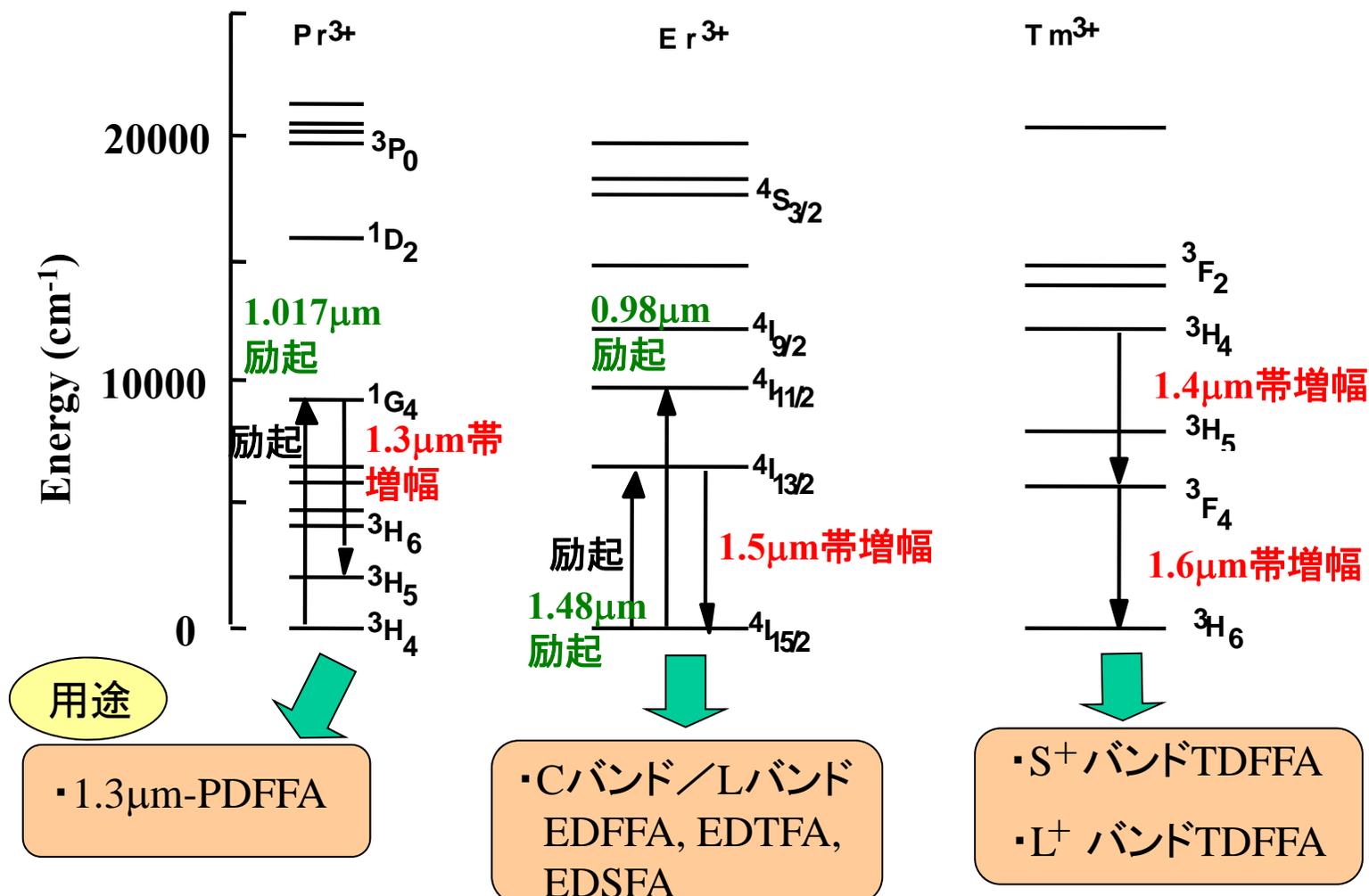
第8章(続き)

光増幅器(2)

2012年2月6日(月)

いろいろな光増幅器

Pr, Er, Tmイオンのエネルギー準位



* ○○FFA: フッ化物光ファイバ増幅器
 ○○TFA: テルライト系光ファイバ増幅器
 ○○SFA: 石英系光ファイバ増幅器 ○○はPD, ED, TD

信号光波長 : $1.55\mu\text{m}$

適用波長 : $1.535\mu\text{m} \sim 1.560\mu\text{m}$

利得 : 20 ~ 30dB

雑音指数(NF) : 5.0dB

飽和光出力 : +20dBm

伝送路損失 : 0.2dB/km

伝送路分散 : 0.5ps/nm/km

励起波長による特性差

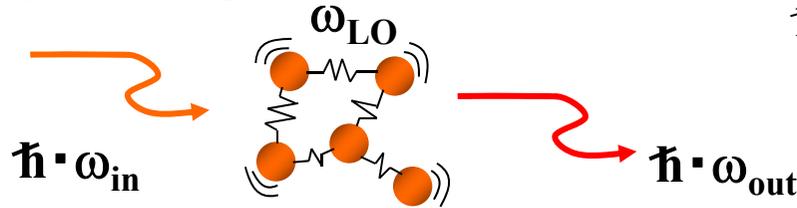
波長	1.48 μ m	0.98 μ m
光源	InGaAsP/InP MQW-LD	InGaAs/GaAs χ MQW-LD
利得効率	5dB/mW	10dB/mW
雑音指数	5.5dB	3~4.5dB
飽和光出力	+20dBm	+20dBm
励起波長範囲	1.47~1.49 μ m (20nm)	0.979~0.981 μ m (2.5nm)
励起光出力	< 400mW	< 350mW

Raman増幅器の特徴

信号光波長と励起光波長の関係

ラマン散乱:

励起光により分子振動(LOフォノン)を引き起こし、その差のエネルギーの光を散乱する現象



$$\begin{aligned}\hbar\omega_{in} - \hbar\omega_{out} &= \hbar \cdot \omega_{LO} = \hbar \cdot 2\pi(f_{in} - f_{out}) \\ &= \hbar \cdot 2\pi \cdot 13\text{THz}\end{aligned}$$

波長では約100nm

ラマン増幅中継器の構成



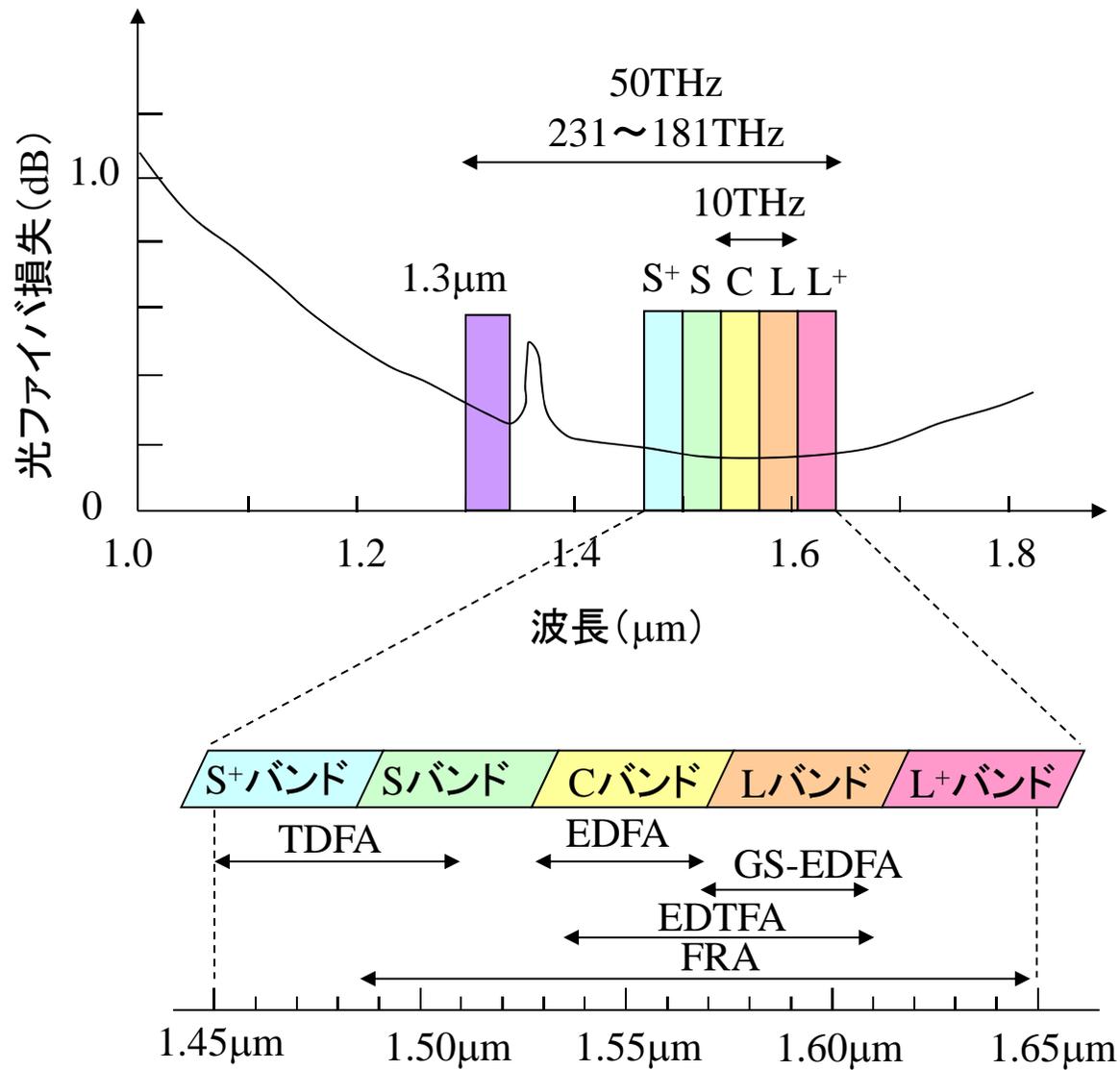
メリット

- 伝送用光ファイバを増幅用ファイバとして使用可能
- 任意の信号光が増幅可能

課題

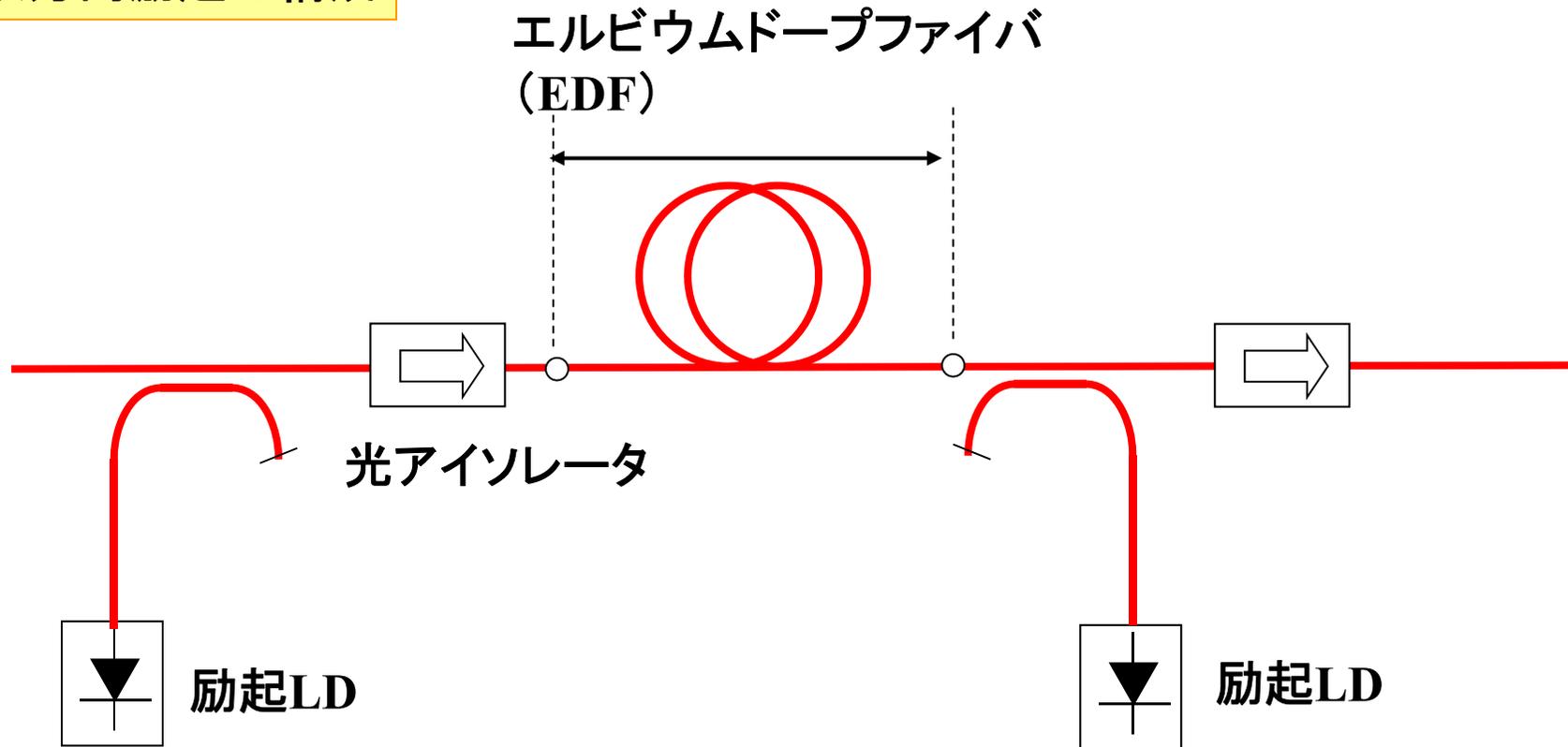
- 長尺ファイバが必要(10km以上)
- 雑音特性の励起方向依存性

光ファイバの伝送損失と対応する光ファイバ増幅器

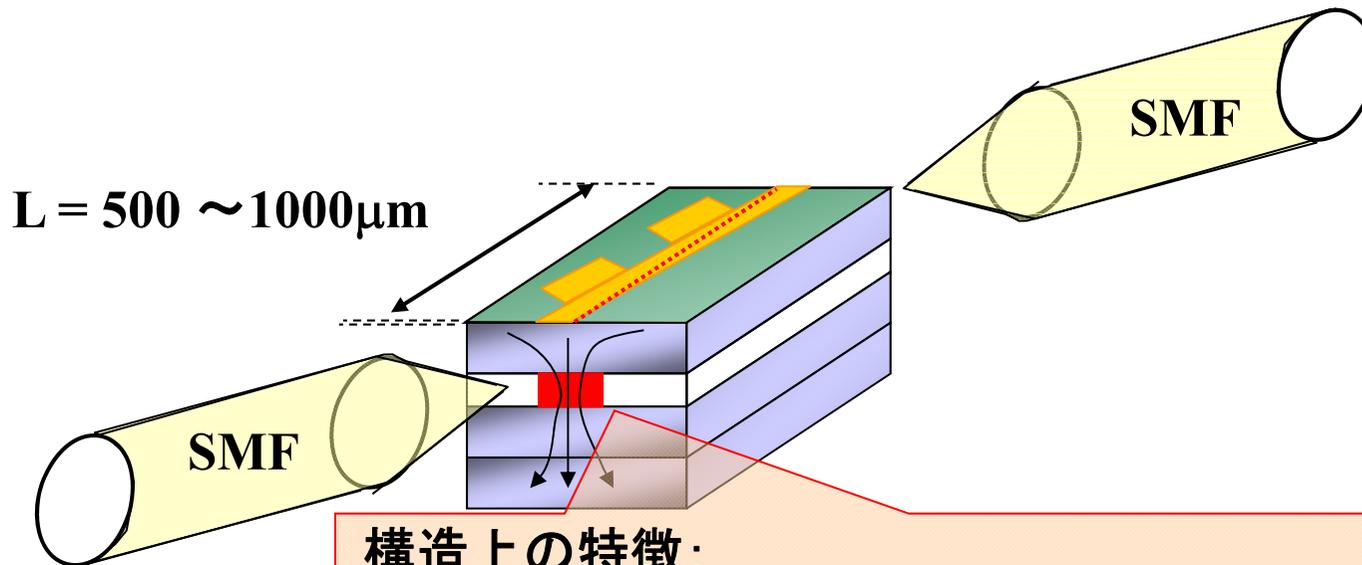


光ファイバ増幅器の構成

双方向励起の構成



半導体光増幅器(SOA)の基本構成



構造上の特徴:

- ① 偏波無依存化を実現するため、最近はバルク構造が主流
- ② 横に扁平した導波路の偏波依存性($\Gamma_{TE} > \Gamma_{TM}$)を補償するため伸長歪み導入の構造も見られる。
- ③ MQWによる高利得の検討例もあるが、偏波無依存化のため伸長歪みバリア・井戸構造にする必要あり。
- ④ SMFとの結合向上のためのスポットサイズ変換器の装荷
- ⑤ 発振抑制のための無反射コート($R < 0.1\%$) + 斜め導波路(端面の垂線から約7度傾斜) + 導波路のない窓領域

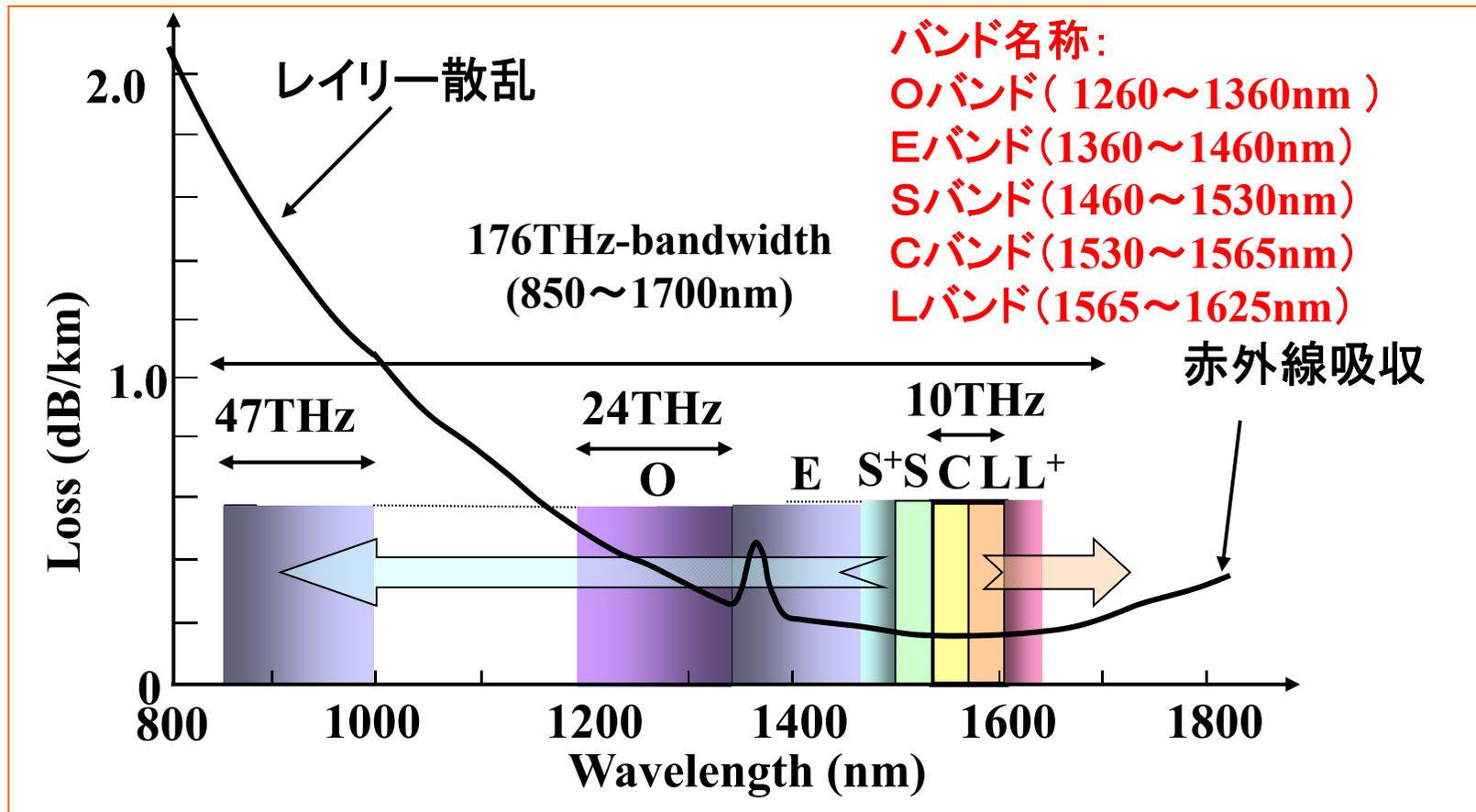
第9章

波長多重伝送技術

1. WDM伝送と分散マネジメント
2. 波長多重(WDM)伝送と変調方式
3. 分散補償器

DWDMと使用波長(光源波長)

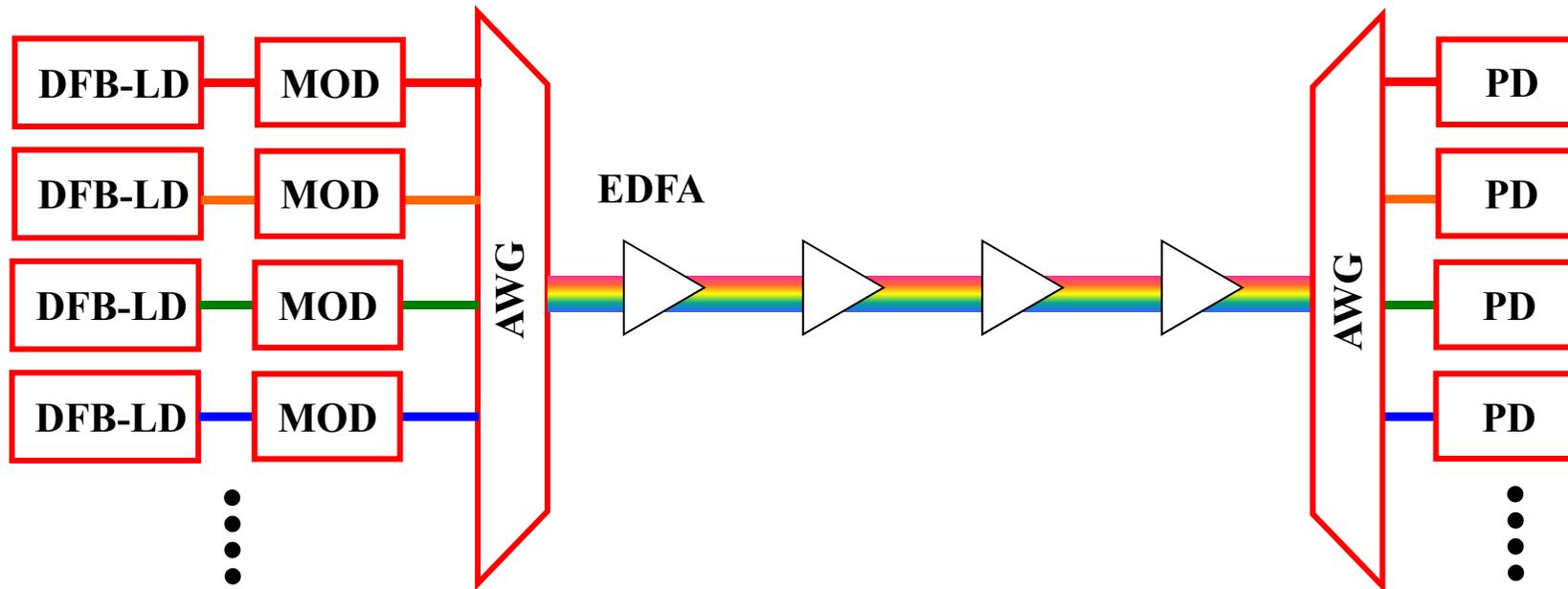
DWDM : Dense Wavelength Division Multiplexing (高密度波長多重技術)



周波数間隔:100GHz → 波長間隔:0.8nm間隔@1550nm帯 に相当

波長多重伝送の構成

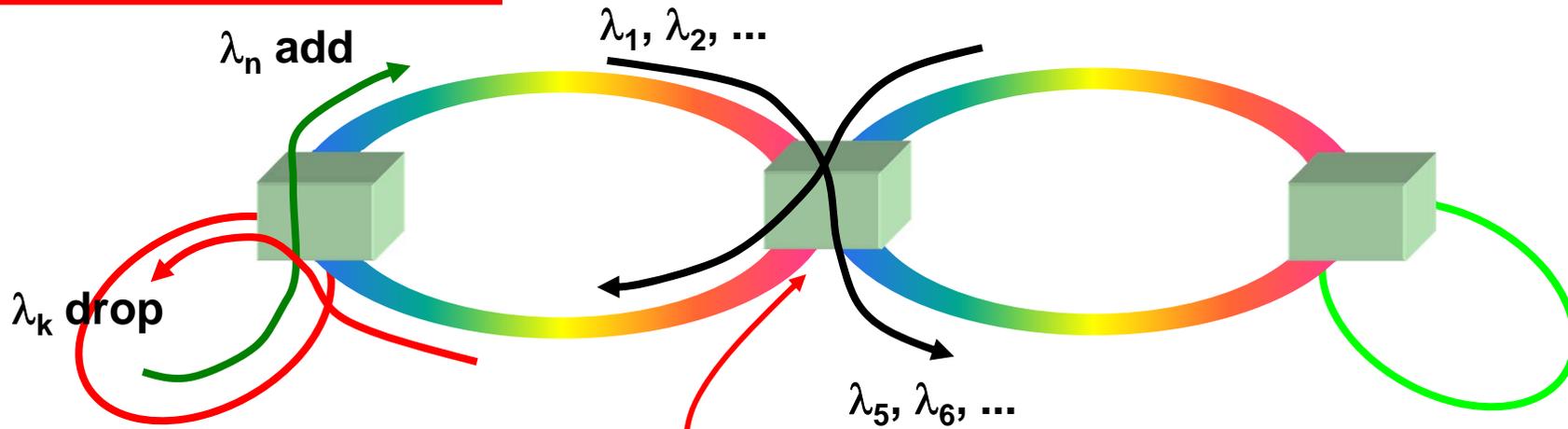
Point-to-Point



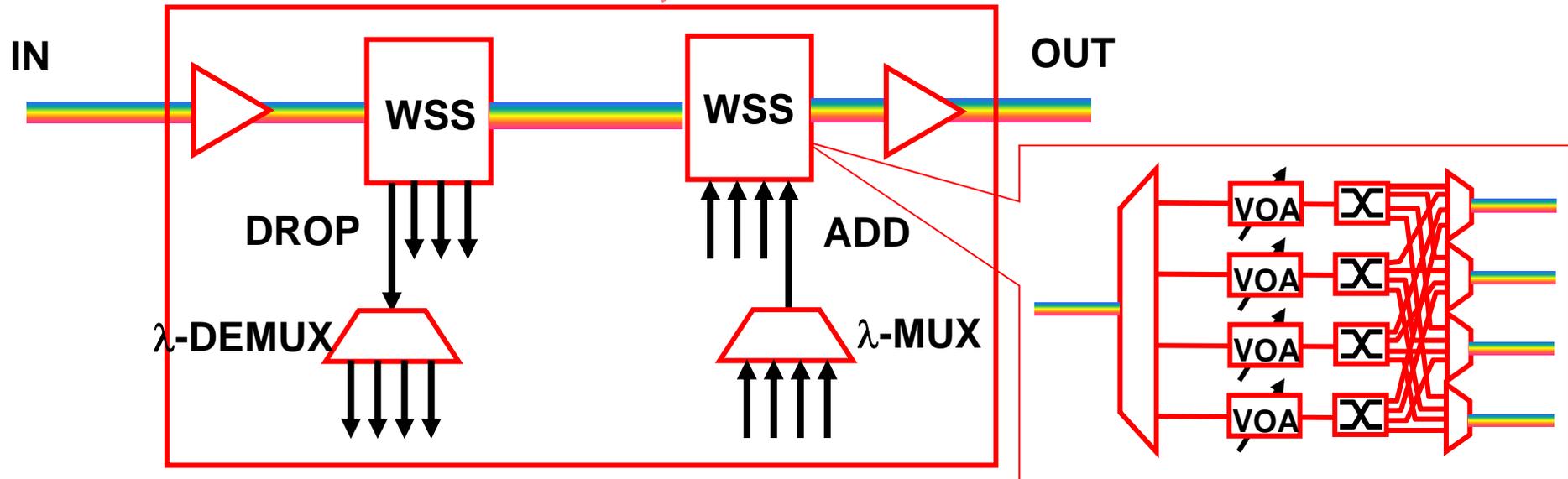
AWGを多段中継するリングネットワーク

多段フィルタ中継構成

Interconnected Ring Network Topology



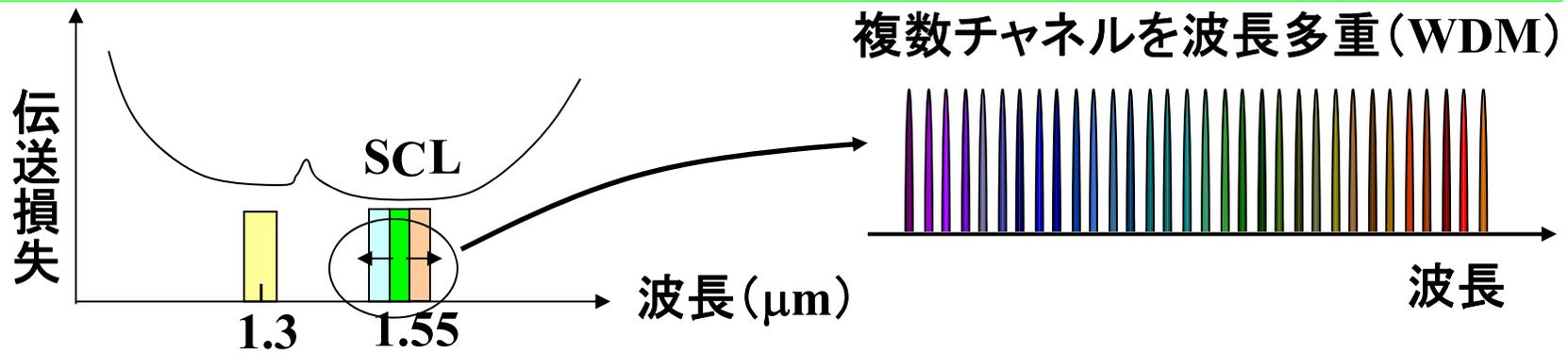
ROADM : Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer



※ WSS : Wavelength Selective Switch

波長多重(WDM)と分散マネジメント

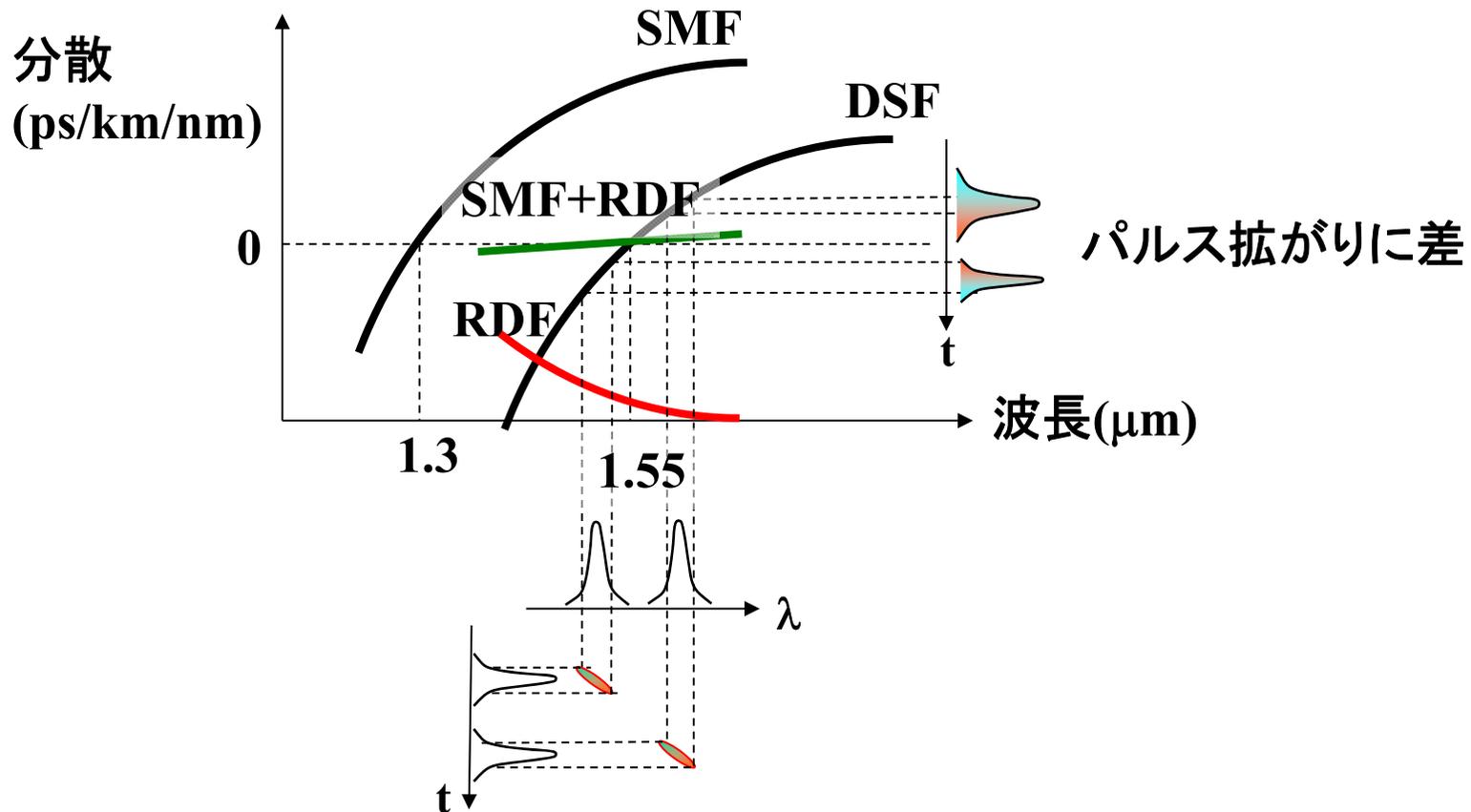
大容量化のための技術的アプローチ



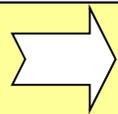
技術要素	現在の状況	課題	検討案
① 1波あたり伝送速度の高速化	10Gbps→40Gbps	高速電子回路の実現	InP系、SiGe系
② 使用波長帯域の広帯域化	S, C, Lバンドの使用 トレードオフ	誘導ラマン散乱によるパワーチルト	分布ラマン増幅による光強度の補正
③ 多チャネル化	100GHz間隔 →50GHz間隔	変調周波数とのトレードオフ	CS-RZ, DQPSKなど狭帯域変調方式の検討

波長分散による影響

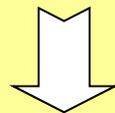
分散スロープによるWDM帯域の制限



WDM使用帯域の拡大



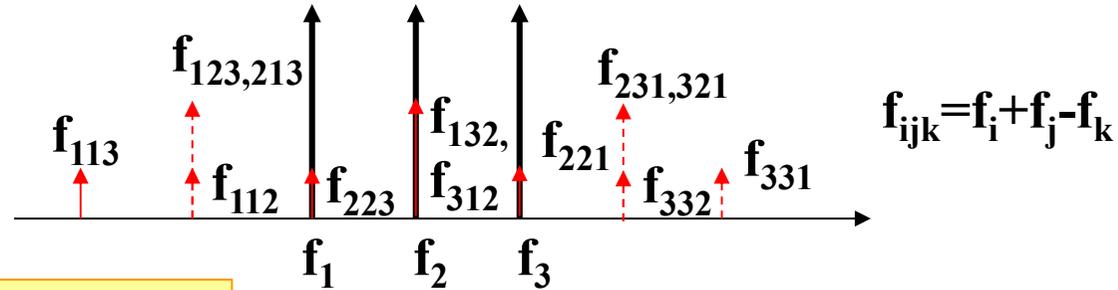
広い波長範囲でトータルの波長分散零の条件を満たしている必要がある。



波長分散の波長依存性(分散スロープ)の低減が重要

分散シフトファイバのWDM適用における課題

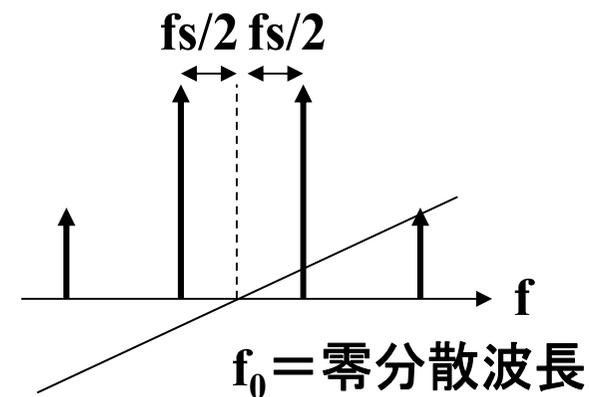
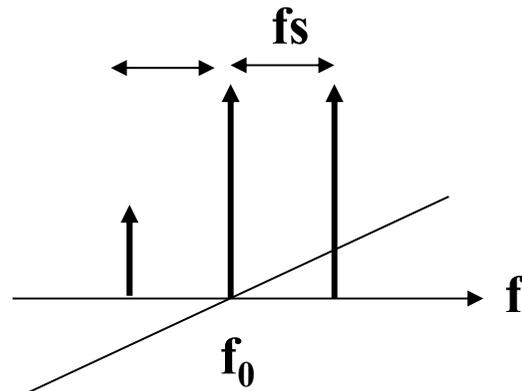
4光波混合の影響



光ファイバの3次非線形効果

$f_{ijk} = f_i + f_j - f_k$ を満足する波長の発生効率には位相整合条件
 $\Delta\beta = \beta(f_i) + \beta(f_j) - \beta(f_k) - \beta(f_{ijk}) = 0$ を満たす場合に最大となる。

- ① 動作波長が零分散波長と一致
- ② 零分散波長をはさんで等間隔



4光波混合光のクロストークによる信号伝送特性劣化 \Rightarrow 分散はある程度の大きさが必要

4光波混合の発生

発生光のパワー

$$P_{ijk}(L) = \eta_{ijk} \kappa^2 (B \chi_3)^2 P_i(0) P_j(0) P_k(0) \exp(-\alpha L)$$

ただし

$$\kappa = \frac{32\pi^3 L_{eff} / A_{eff}}{n^2 \lambda \cdot c}$$

$$\eta_{ijk} = \left(\frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Delta\beta^2} \right) \left[1 + \frac{4 \exp(-\alpha L) \sin^2(\Delta\beta L / 2)}{\{1 - \exp(-\alpha L)\}^2} \right] \text{ (発生効率)}$$

$$\Delta\beta = \beta(\nu_i) + \beta(\nu_j) - \beta(\nu_k) - \beta(\nu_{ijk})$$

$$= \begin{cases} \frac{2\pi\lambda^2}{c} (\Delta\nu_{eq})^2 D & \text{(零分散波長と一致しない場合)} \\ \frac{\pi\lambda^4}{3c^2} \frac{dD}{d\lambda} \left\{ (\nu_{ijk} - \nu_0)^3 - (\nu_i - \nu_0)^3 - (\nu_j - \nu_0)^3 + (\nu_k - \nu_0)^3 \right\} & \text{(零分散波長と一致or近傍の場合)} \end{cases}$$

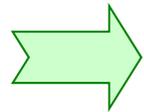
$\Delta\nu_{eq} = \sqrt{|(\nu_i - \nu_k)(\nu_j - \nu_k)|}$

4光波混合発生効率

① 動作波長が零分散波長と一致しない場合

$\lambda=1.55\mu\text{m}$, $L=10\text{km}$, $D=15\text{ps/nm/km}$ の場合、

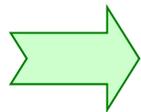
$$\Delta\nu_{\text{eq}} > 50\text{GHz} \text{にて } \eta_{ijk} < 1\%$$



波長間隔を大きくすることにより4光波混合を抑制可能

② 動作波長が零分散波長と一致あるいはきわめて近傍の場合

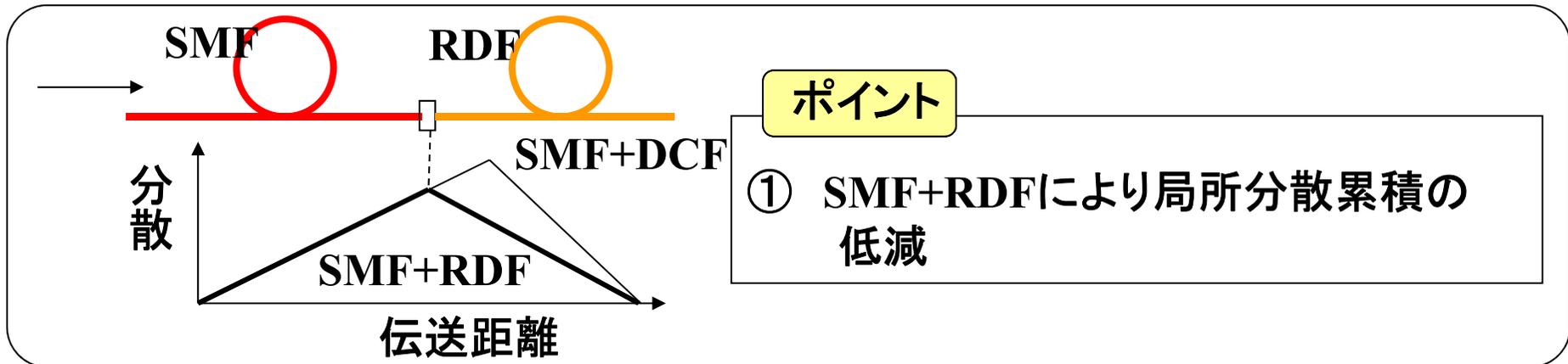
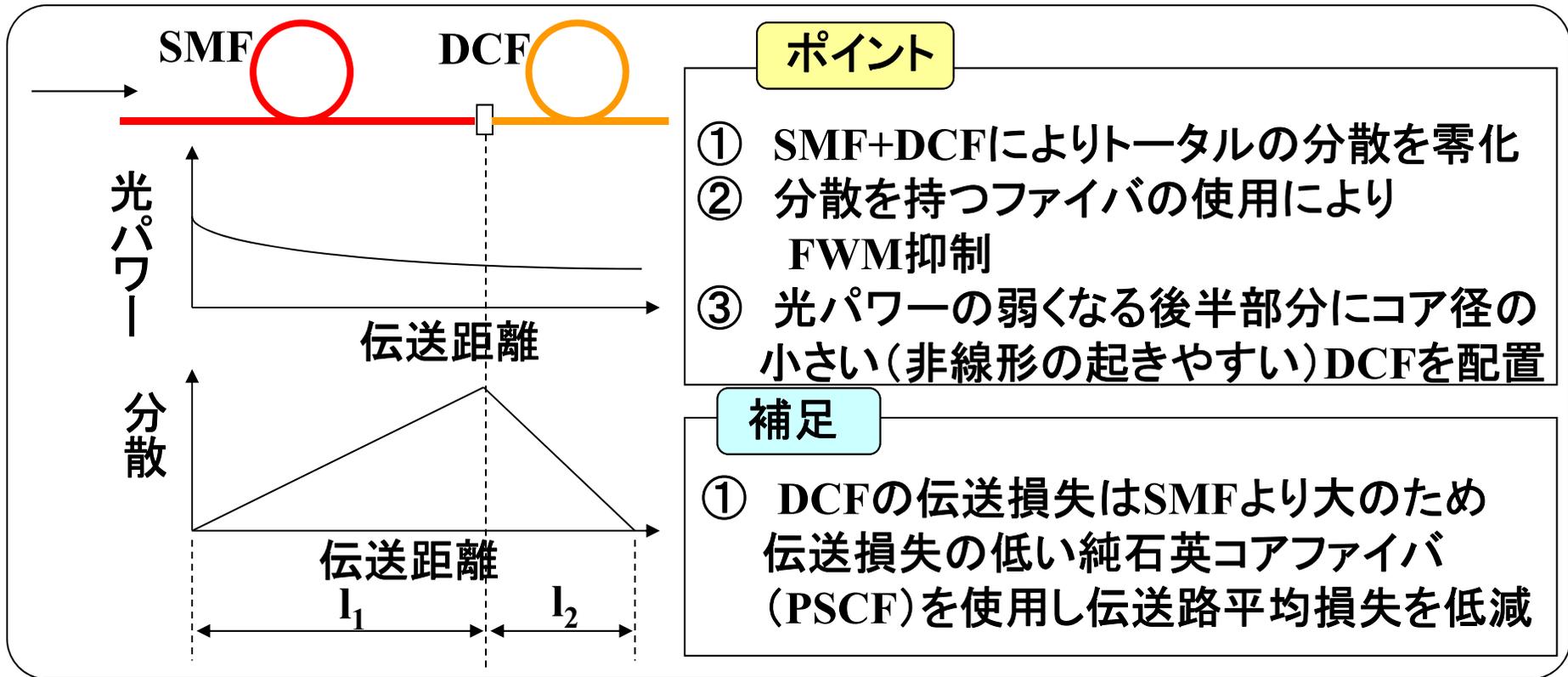
$\Delta\beta = 0$: 位相整合条件 を満たす



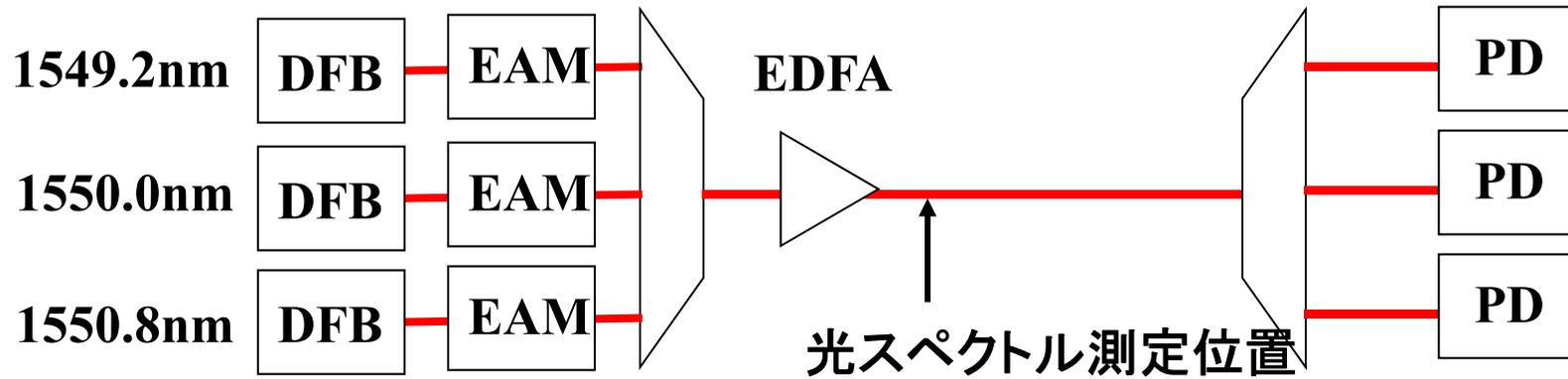
$$\eta_{ijk} \doteq 100\%$$

4光波混合によるコヒーレントクロストークの影響大

分散マネジメント伝送 (SMF+DCF/SMF+RDFなど)

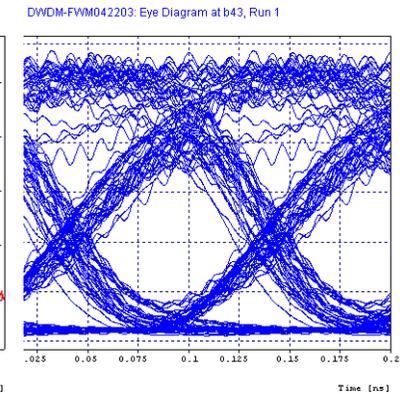
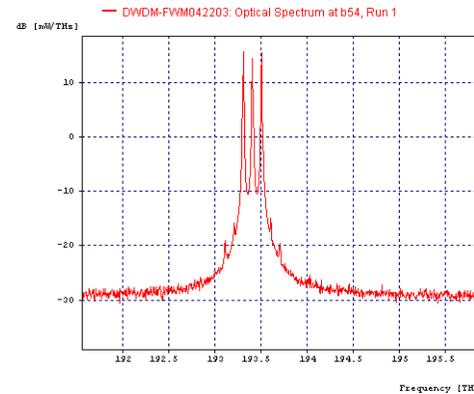
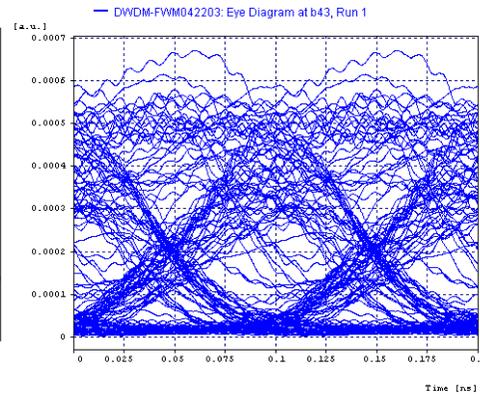
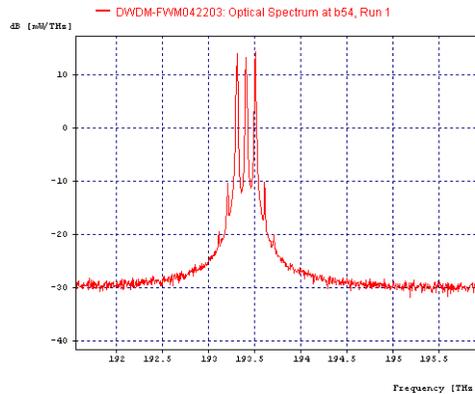


FWMの影響(解析例)

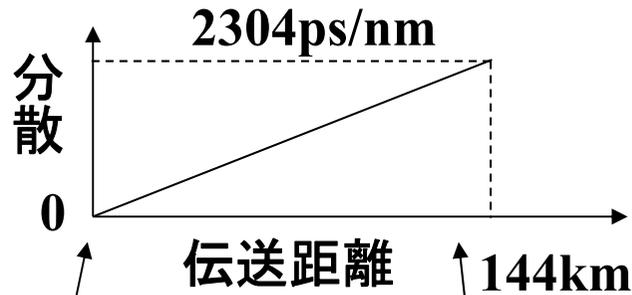


① DSF
(分散2km/nm/km) 88km

② NZ-DSF(分散8ps/nm/km) × 80km
+DCF(分散-80ps/nm/km) × 8km

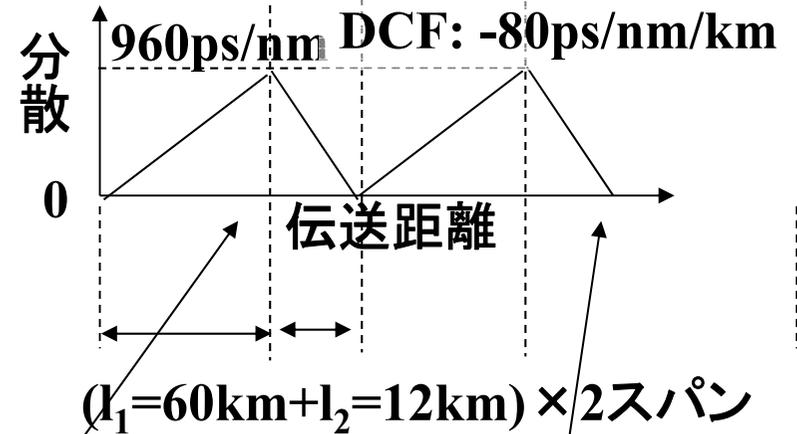
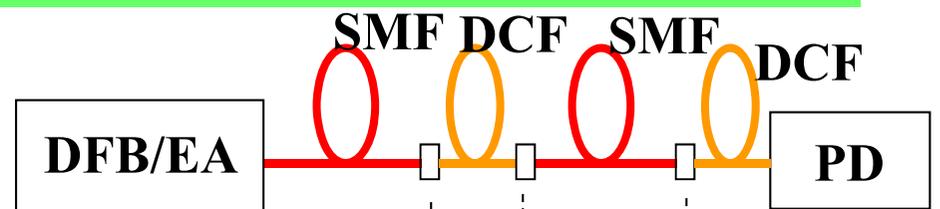
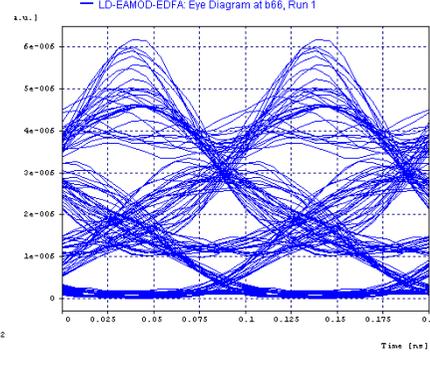
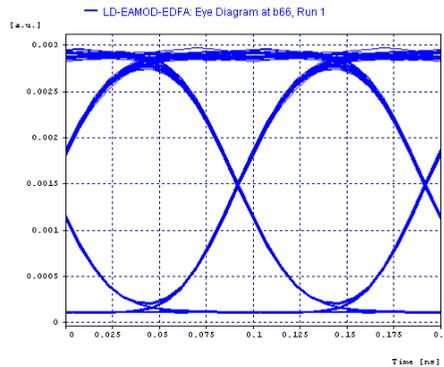


分散マネジメント伝送路の効果(解析例)



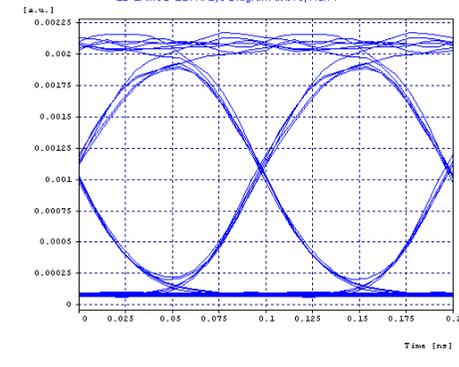
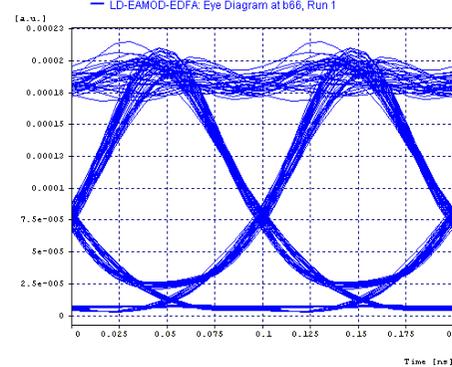
0km

144km

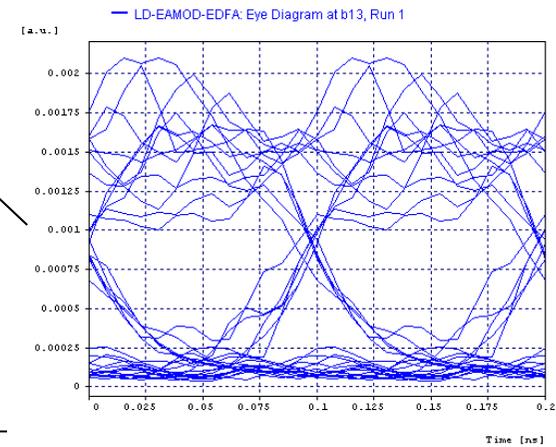
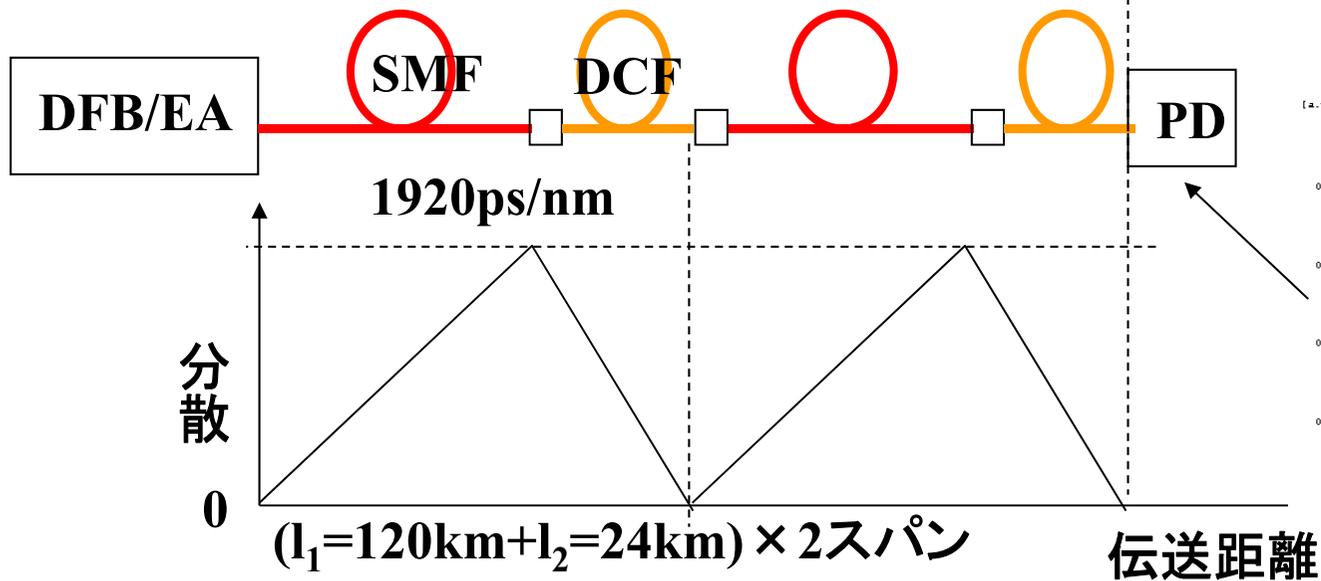
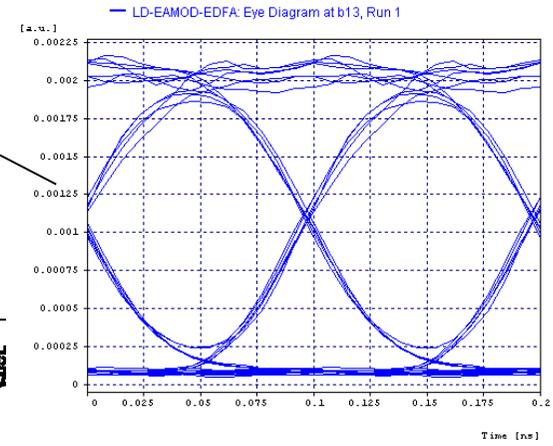
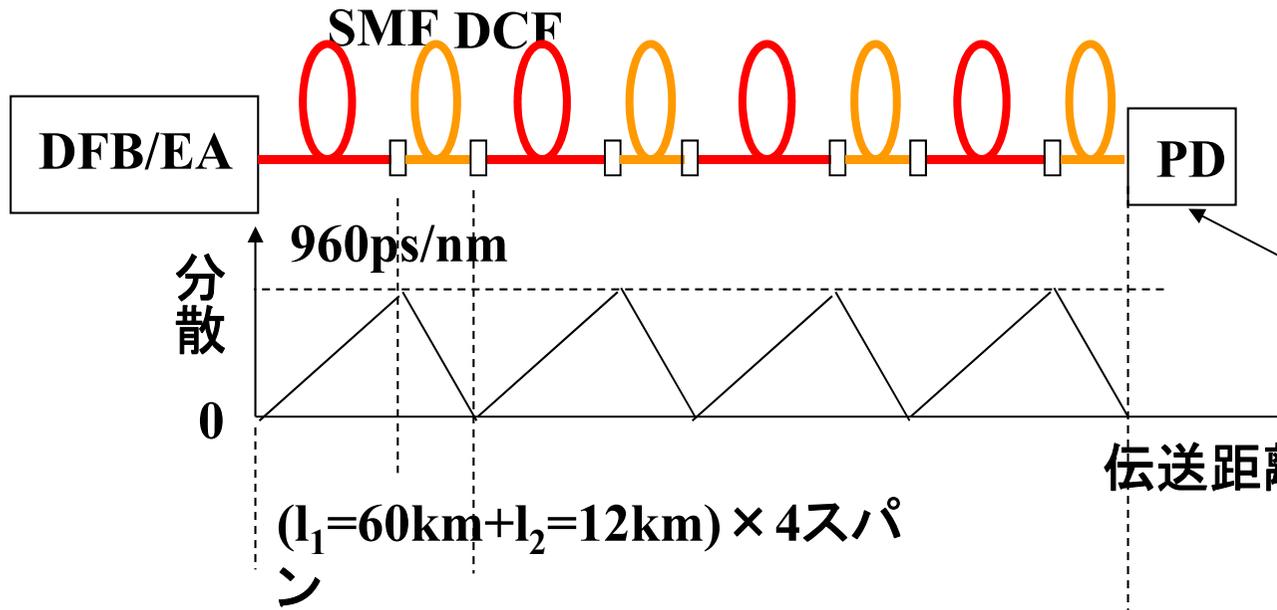


60km

144km



分散マネジメント伝送路における累積分散の影響



波長多重(WDM)と変調方式

高周波数利用効率

周波数利用効率: $f_0/\Delta f$ の向上を目指す。

→ **狭帯域変調方式 (NRZ, CS-RZ, DQPK)**

(例) 0.8bps/Hzの時、40Gbps, 50GHz間隔

→ SCL3波長帯の伝送帯域上限16THz \times (0.8bps/Hz) = **12.8Tbps**

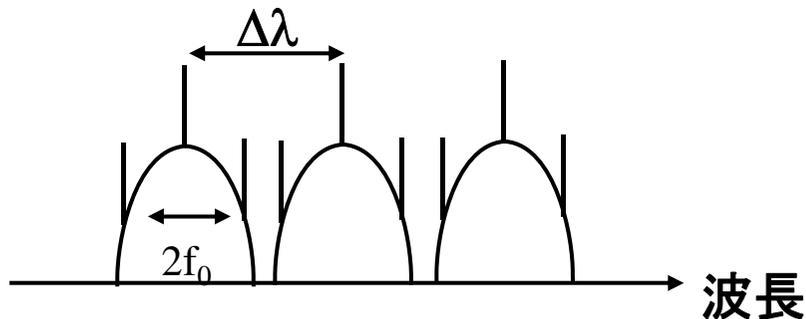
① 波長間隔が変調周波数よりも十分広い場合

$$\Delta f = -\frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda \gg 2f_0$$

$\Delta \lambda$: DWDMの波長間隔

Δf : DWDMの周波数間隔

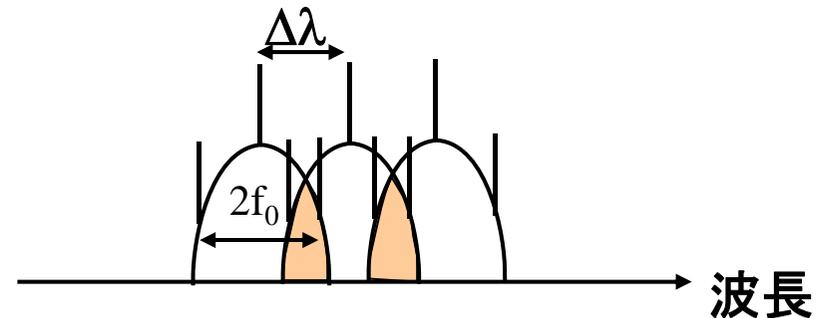
f_0 : 変調周波数



② 波長間隔が変調周波数に対して狭くない場合

$$\Delta f = -\frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda < 2f_0$$

隣接チャネルのバンドが重なってしまい、クロストークとなる

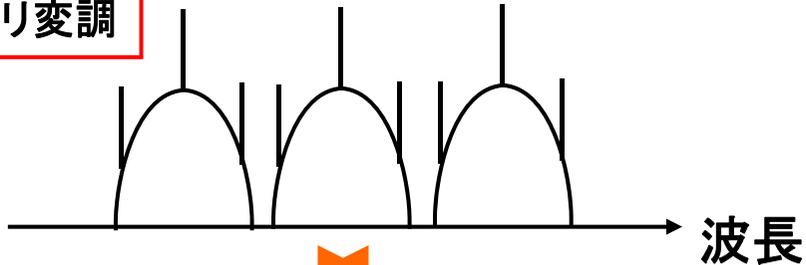


DWDMにおける変調方式への要求仕様(1-2)

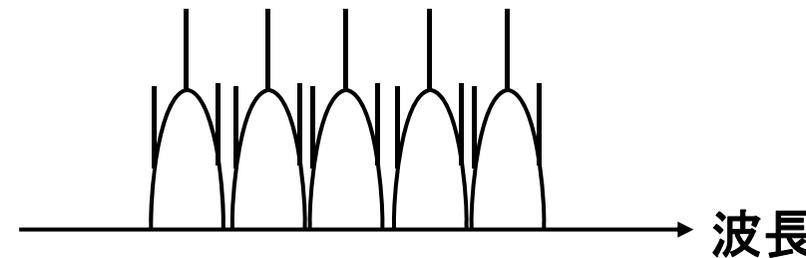
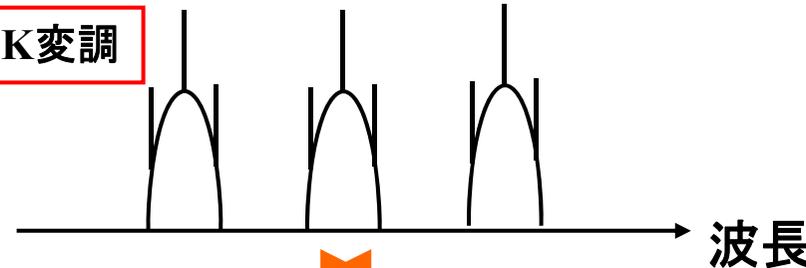
バイナリ(2値)から多値変調へ

(例)DQPSK変調

バイナリ変調



DQPSK変調



30nm帯域, 0.8bps/Hzの変調方式を用いる場合

バイナリ変調

10Gbps (12.5GHz or 0.1nm間隔) → 300波長
 $10\text{Gbps} \times 300\text{波長} = 3\text{Tbps}$

40Gbps (50GHz or 0.4nm間隔) → 75波長
 $40\text{Gbps} \times 75\text{波長} = 3\text{Tbps}$

伝送容量は変わらない!

DQPSK変調

位相4値なので、バイナリ変調の半分の帯域で
同じ伝送容量を実現

$40\text{Gbps} = 20\text{Gbps} \times 2$

20Gbps (25GHz or 0.2nm間隔) → 150波長

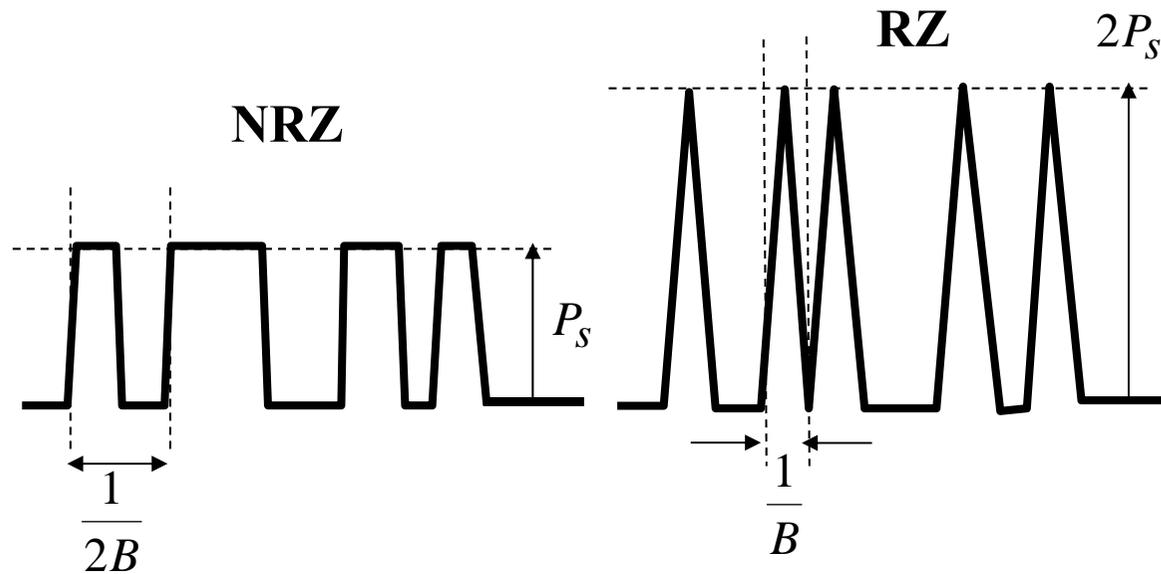
$40\text{Gbps} \times 150\text{波長} = 6\text{Tbps}$

伝送容量倍増!

光雑音耐性

同一受信感度に対するSN比の差

→高SN比(高受信感度)の変調方式の選択(RZ, DPSK)



平均受信感度 P_{ave} を用いてRZ・NRZのSNRを比較する。

$$SNR = \left(\frac{e\eta i \frac{GP_s}{\hbar\omega}}{\frac{\sqrt{\sigma_{s,shot}^2 + \sigma_{sp,shot}^2 + \sigma_{s-sp}^2 + \sigma_{sp-sp}^2 + \sigma_{th}^2} + \sqrt{\sigma_{sp,shot}^2 + \sigma_{sp-sp}^2 + \sigma_{th}^2}}{2}} \right)^2$$

P_s : RZ = NRZ × 2 (ピーク強度)

$\sigma_{s,shot}^2, \sigma_{s-sp}^2$: RZ = NRZ × 4 (ピーク強度&帯域)

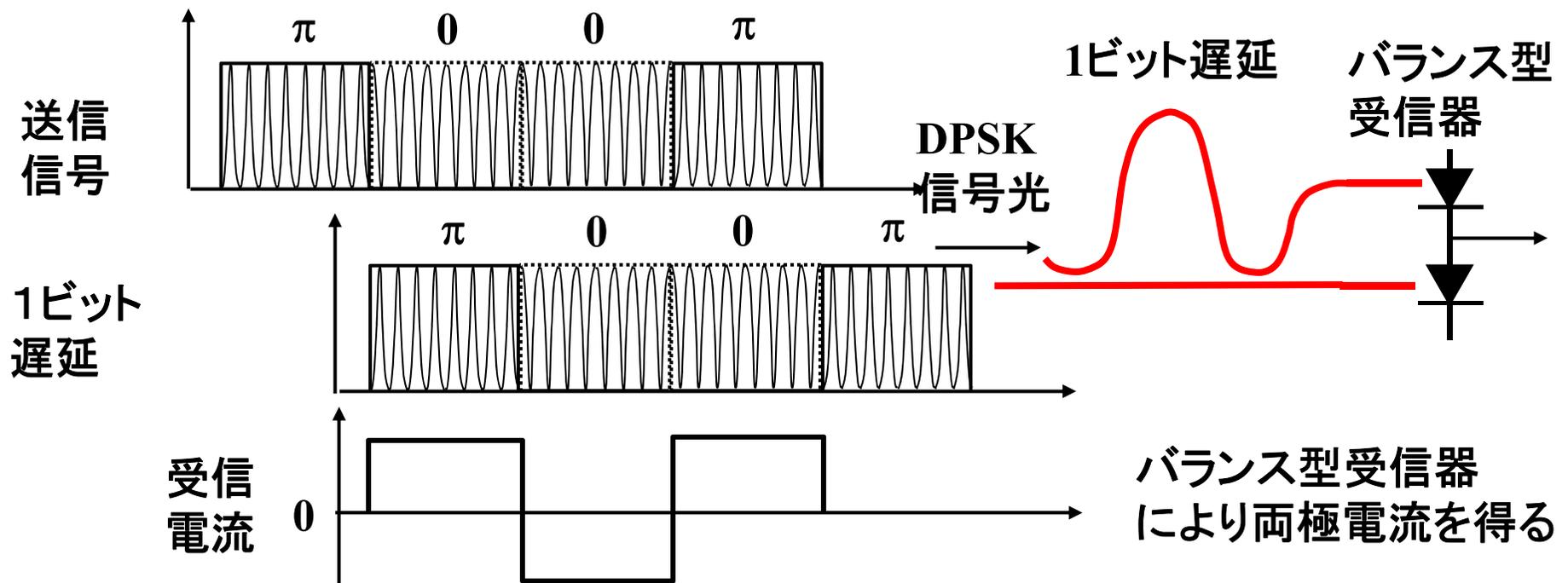
$\sigma_{sp,shot}^2, \sigma_{sp-sp}^2, \sigma_{th}^2$: RZ = NRZ × 2 (帯域)

より、SNR(RZ) > SNR(NRZ)

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・受信感度改善を目的にこの5~6年急激に取り組みが盛んになってきた。



バランス型検波器により光位相0, π 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

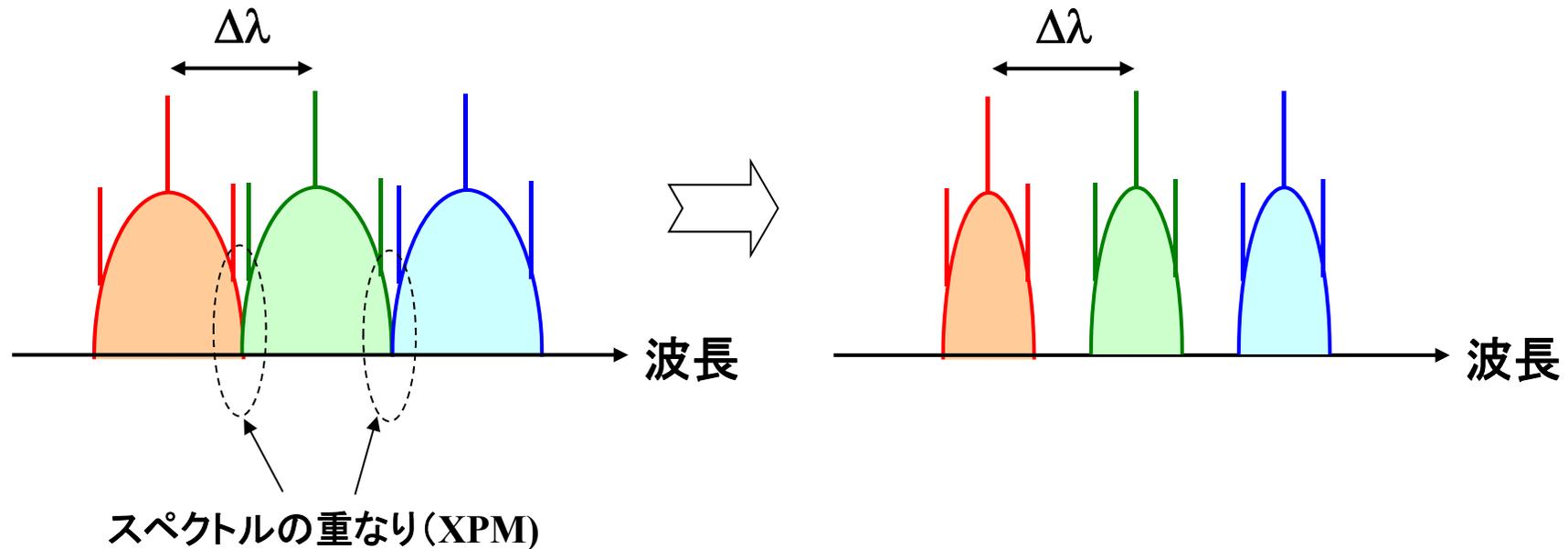
隣接波長チャンネル間クロストーク耐力

隣接チャンネル間の相互作用(XPM)の低減

→ 隣接チャンネル間のスペクトル重なりを極力避ける

→ **狭帯域の変調方式の採用**

(2値: CS-RZ, Duobinary) (多値: DQPSK)



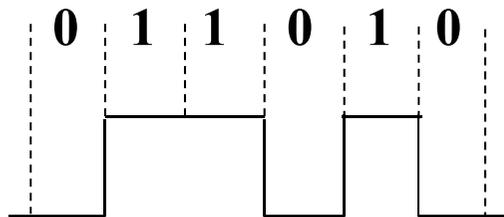
非線形耐力

光ファイバ伝送中の自己位相変調(SPM)による分散の影響を抑える。

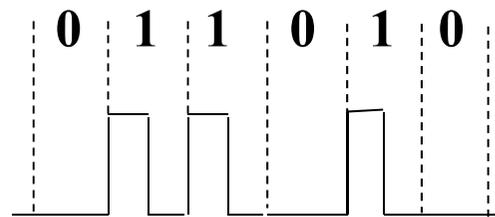
→ ・送信光平均パワーのなるべく小さな変調方式

(例1) NRZはRZの半分の帯域で済むので変調効率の観点では有利だが、1インターバルの平均光パワーが倍のため非線形耐力は劣る。

NRZ



RZ

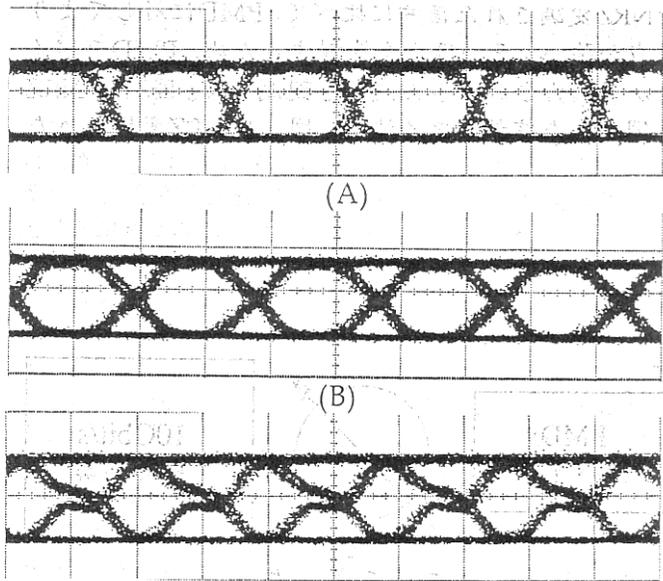


PMD耐性

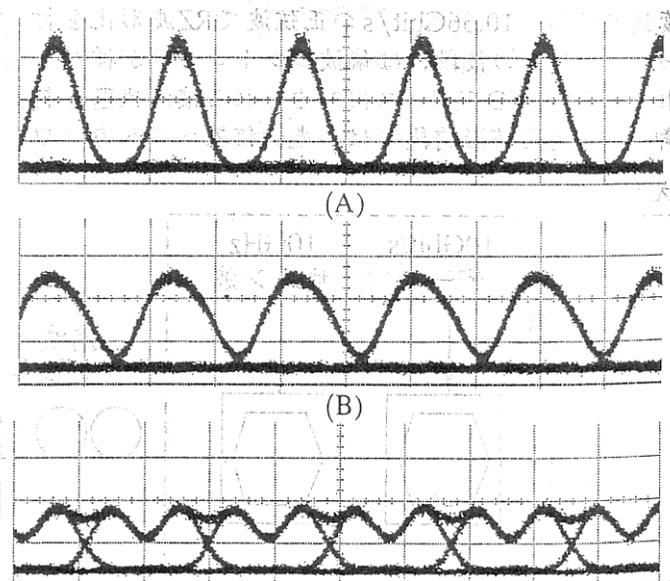
DVD (Differential Velocity Delay) による波形歪の影響の大小
→ 変調波形形状依存

耐性: RZ > NRZ

10Gbps NRZ



10Gbps RZ

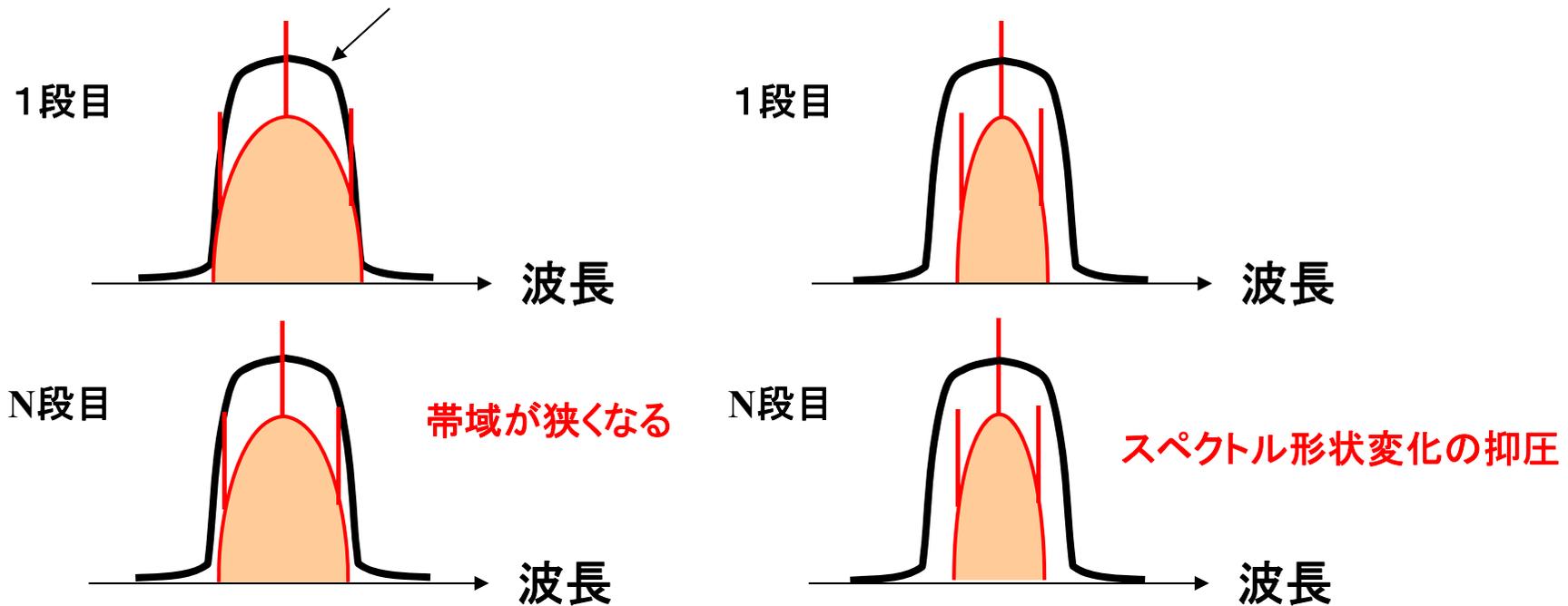


多賀, 鈴木, 波平, 2000年信学会総合大会, SB-8-7 (2000).

波長フィルタ多段透過耐性

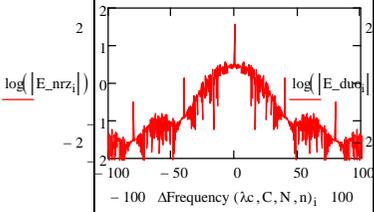
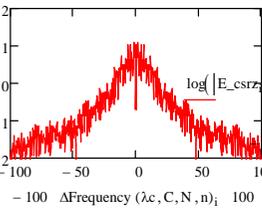
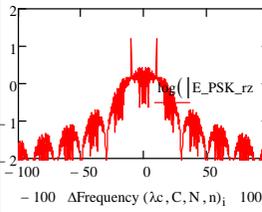
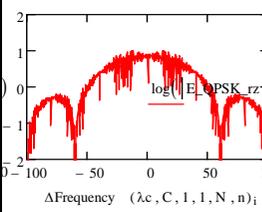
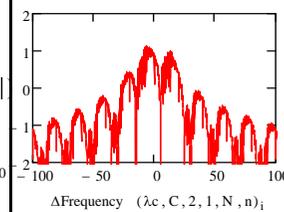
多段フィルタによるスペクトル形状変化・波形劣化
→ 狭帯域スペクトルの変調方式
(2値: CS-RZ, Duobinary) (多値: DQPSK)

波長フィルタの透過スペクトル



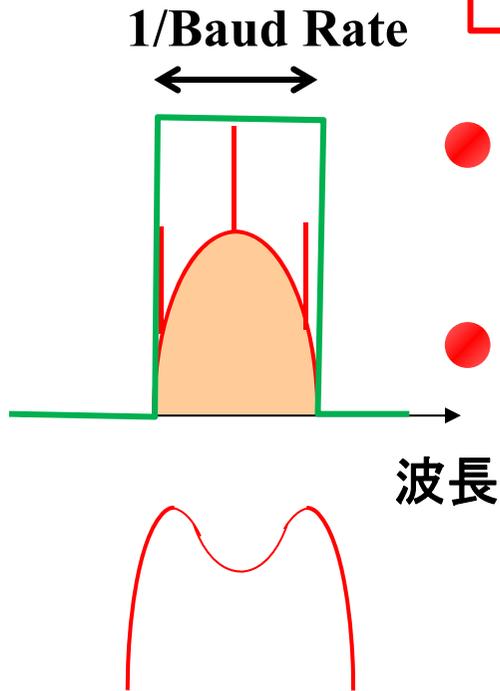
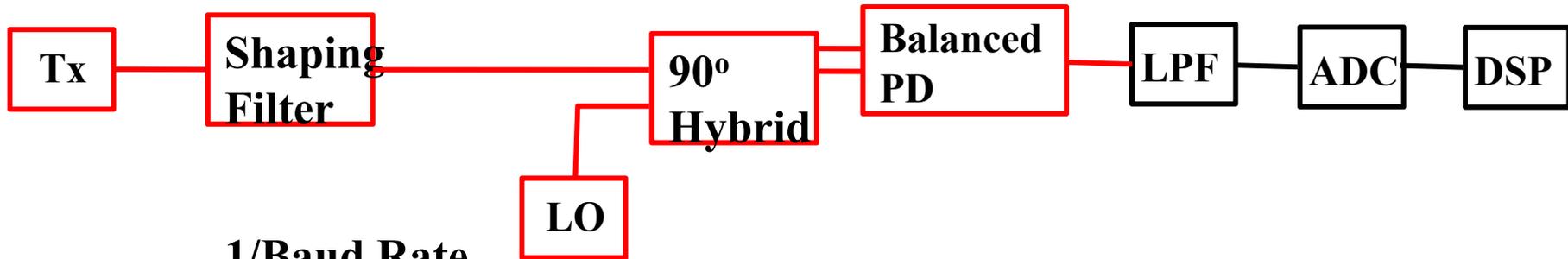
変復調方式の比較(40Gbps以上)

参考文献: 尾中(富士通), NGN時代の光技術・産業懇談会第1回公開討論会資料(2007.5.15)

	NRZ	Duobinary	CS-RZ	RZ-DPSK	RZ-DQPSK
光スペクトル形状					
光雑音耐力	悪い	悪い	中	非常によい	よい
波長分散耐力	中	よい(線形領域では)	中	中	よい
PMD耐力	悪い	中	中	中	よい
光学非線形耐力	中	悪い	よい	よい	よい
OADMフィルタ透過耐力	よい	非常によい	中	中	非常によい
構成(サイズ/コスト)	小	大	中	大	大

周波数利用効率の向上へ (ナイキストWDM)

G. Bosco, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, E. Torrenco, and F. Forghieri, ECOC20

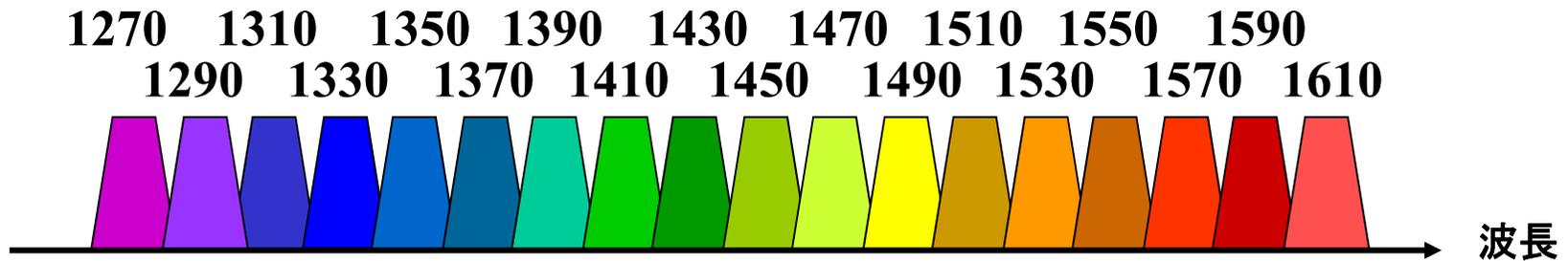


- チャンネル間の干渉を防ぐため、フィルタで帯域制限
(フィルタの帯域: ボー・レートの逆数, 急峻な透過特性)
- チャンネル間隔を1/ボーレートに設定

CWDM

CWDMの仕様

- ・ITU-T G.694.2での標準化
- ・光アンプの使用は想定せず
- ・Uncooledの安価なDFB-LDを使用
- ・現在の製造技術で量産可能なWDMフィルタを使用



WDM用光ファイバ

FWM発生効率

$$\eta = \left[\frac{n_2}{A_{\text{eff}}} \frac{\alpha}{D} \right]^2$$



A_{eff} : 実効コア断面積

n_2 : 非線形屈折率

α : 伝送損失

D : 波長分散

FWM抑制の条件

- ① 大 A_{eff}
- ② 大分散
- ③ 低 n_2 : ガラス材料により決まる量
- ④ 低損失 : 十分な低損失を実現済み

大 A_{eff} 光ファイバ

タイプ	屈折率分布	電界分布	$A_{\text{eff}} (\mu\text{m}^2)$ @ 1550nm	MFD (μm) @ 1550nm	波長分散 (ps/nm/km)	分散スロープ (ps/nm/km) @ 1550nm
標準SMF			80~85	10	+17	0.06
階段型DSF			40~50	7.5~8.5	-5~+5	0.07~0.1
セグメンテッドコア型			70~80	8~9	-5~+5	0.10~0.12
中心ディップ型(単リング)			80~120	8~10	-5~+5	0.08~0.09
中心ディップ型(2重リング)			80~150	8~10	-5~+5	0.08~0.09

A_{eff} 大 → カットオフ波長の長波長シフト → $A_{\text{eff}} \leq 80 \mu\text{m}^2$
 曲げ損失増大

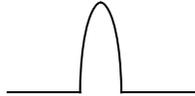
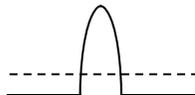
電界分布が中心にディップを持つ → 通常ファイバとの接続損失大 (1dB程度)

NZ-DSFファイバの仕様比較

各社ホームページの製品情報より

メーカー	製品名	伝送損失 (dB/km)	分散 (ps/nm/km)	分散スロープ (ps/nm ² /km)	PMD (ps/√km)
住友電工	PureGuide®	≤ 0.22	5.0 - 10.0(C)	≤0.063 ≤@ 1550nm	≤ 0.2
Corning	Leaf™	≤ 0.25	2.0 - 6.0(C) 4.5 - 11.2(L)	Not shown	≤ 0.04
Lucent	TrueWave™	≤ 0.25	2.6 - 6.0(C) 4.0 - 8.9(L)	≤0.05 ≤@ 1550nm	≤ 0.1
Alcatel	TeraLight™	≤ 0.25	5.5 - 10.0(C) 7.5 - 13.8(L)	0.058 @ 1550nm	≤ 0.08

分散補償ファイバ

屈折率分布	MFD (μm) @ 1550nm	波長分散 (ps/nm/km)	分散スロープ (ps/nm/km) @ 1550nm	性能指数 (ps/nm/dB) @ 1550nm
	5.0	-70~-90	+0.08	200~250
	5.0	-70~-90	+0.08	200~250
	4.5	-100~-135	-0.2~-0.5	200~300
	RDF 5.8	-15.6	-0.046	62
	5.0	-100~-300	-0.15	300~400

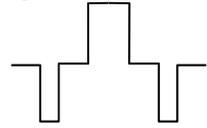
和田 朗, “光ファイバー研究開発の最新動向”, O plus E, pp.6

分散マネジメント伝送路の例

@ 1550nm

ファイバ	損失 (dB/km)	n_2 ($\times 10^{-20} \text{m}^2/\text{W}$)	A_{eff} (μm^2) @ 1550nm	波長分散 (ps/nm/km)	分散スロープ (ps/nm/km)
+D	0.171	2.8	112	+20.6	+0.060
-D	0.296	4.0	19	-55.9	-0.142
+D/-D	0.212	—	79	-1.5	+0.007

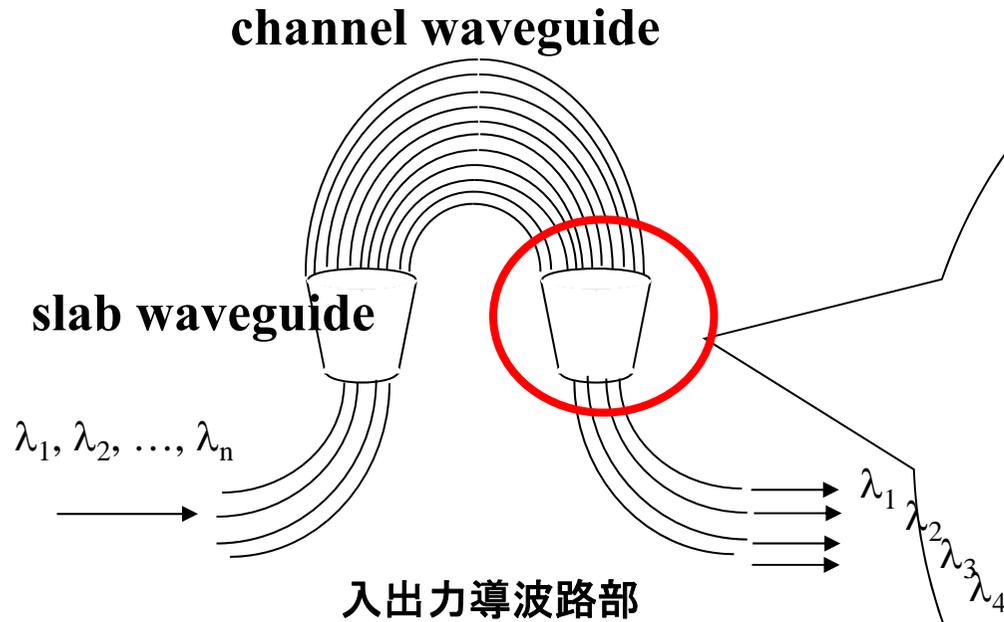
OFC2011の発表内容を元に(1550nmでの値)

メーカー名	伝搬損失 [dB/km]	Aeff [μm^2]	分散 [ps/nm/km]	分散スロープ [ps/nm ² /km]	特徴
住友電工	0.16	134	21	0.061	純シリカコア プライマリ被覆樹脂の ヤング率低減による マイクロバンドロス の低減
Corning	0.17	140			純シリカコア トレンチ・アシスト
Draka	0.183	155	21.7	0.064	トレンチ・アシスト 純シリカコア 

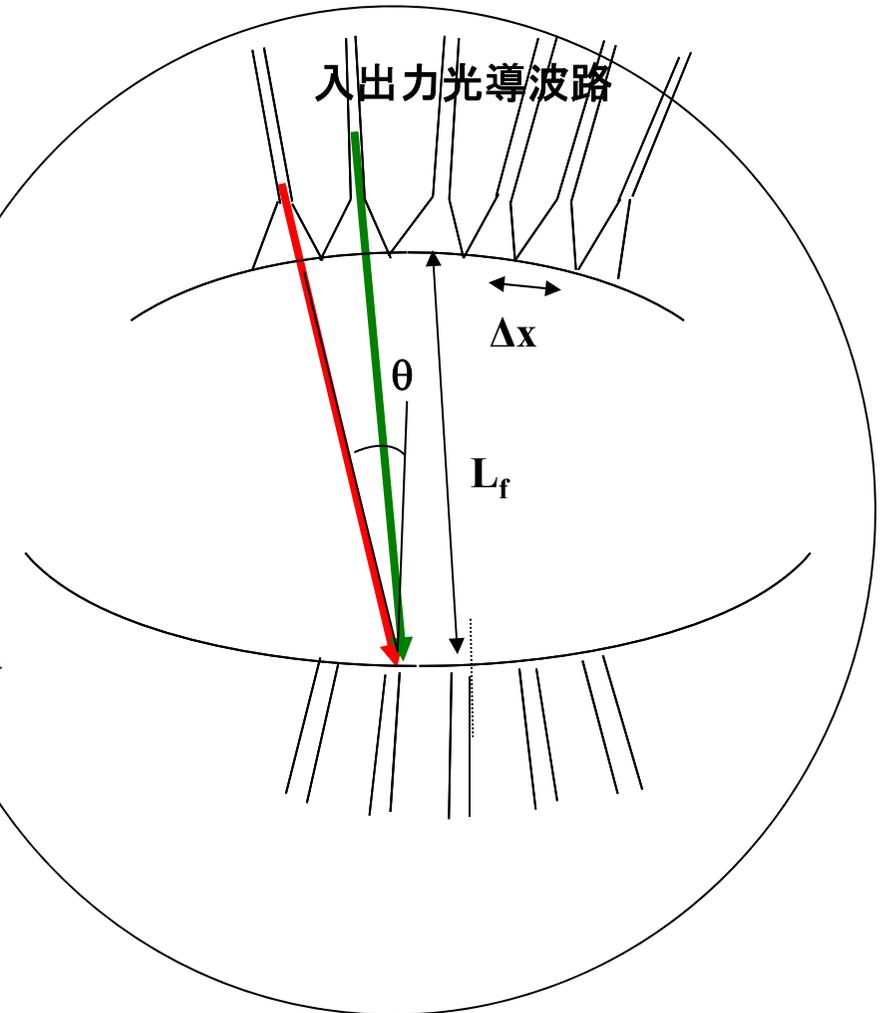
アレイ導波路格子 (AWG)

AWG (Arrayed Waveguide Grating)

AWG概観図



スラブ部分の拡大図



AWG内の光の干渉条件

$$n_s d \sin \theta_i + n_c \Delta L + n_s d \sin \theta_o = m \lambda$$

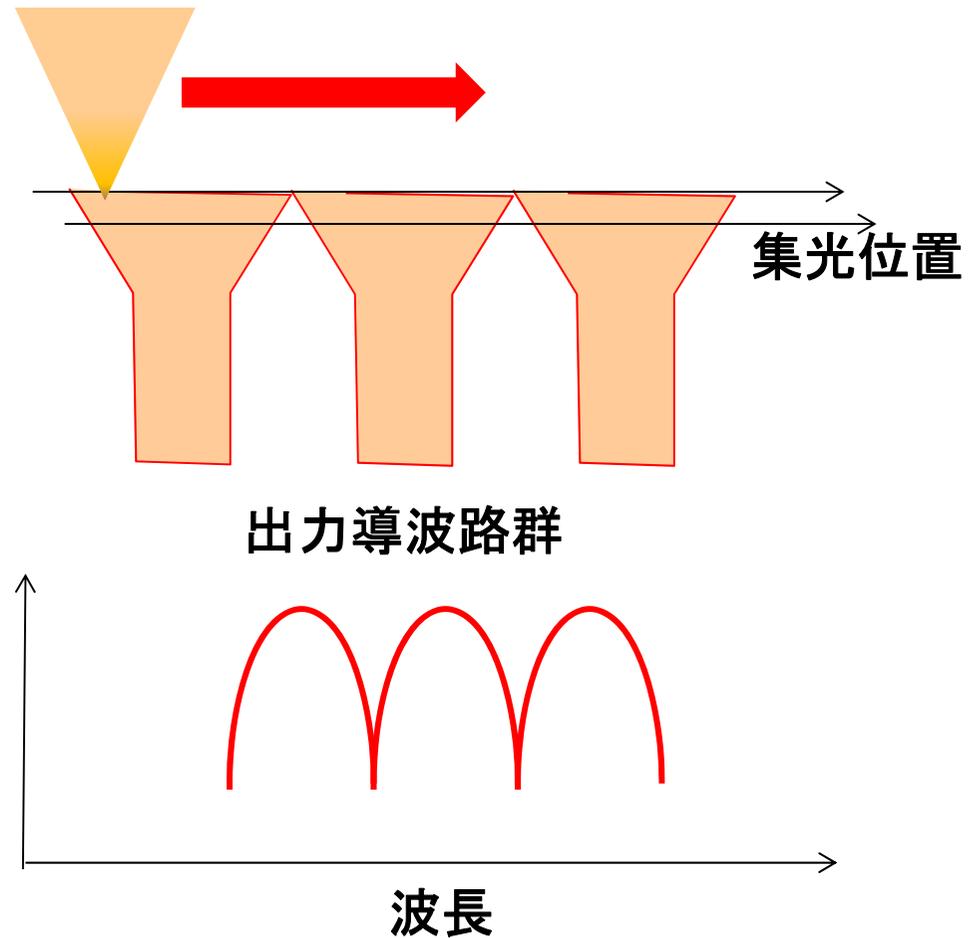
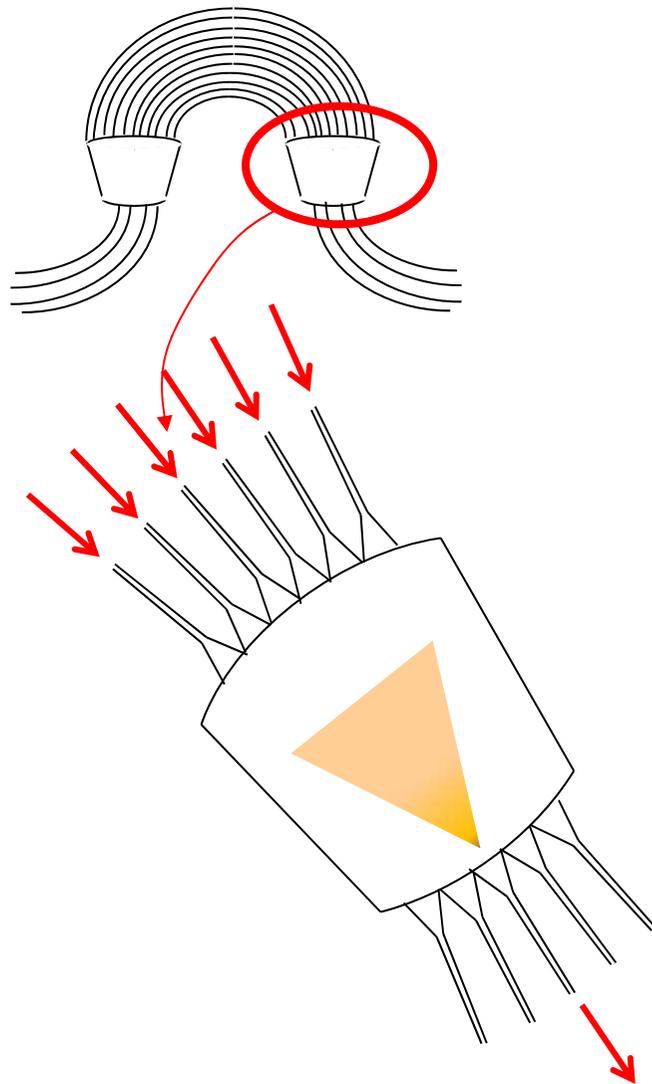
入射側

出射側

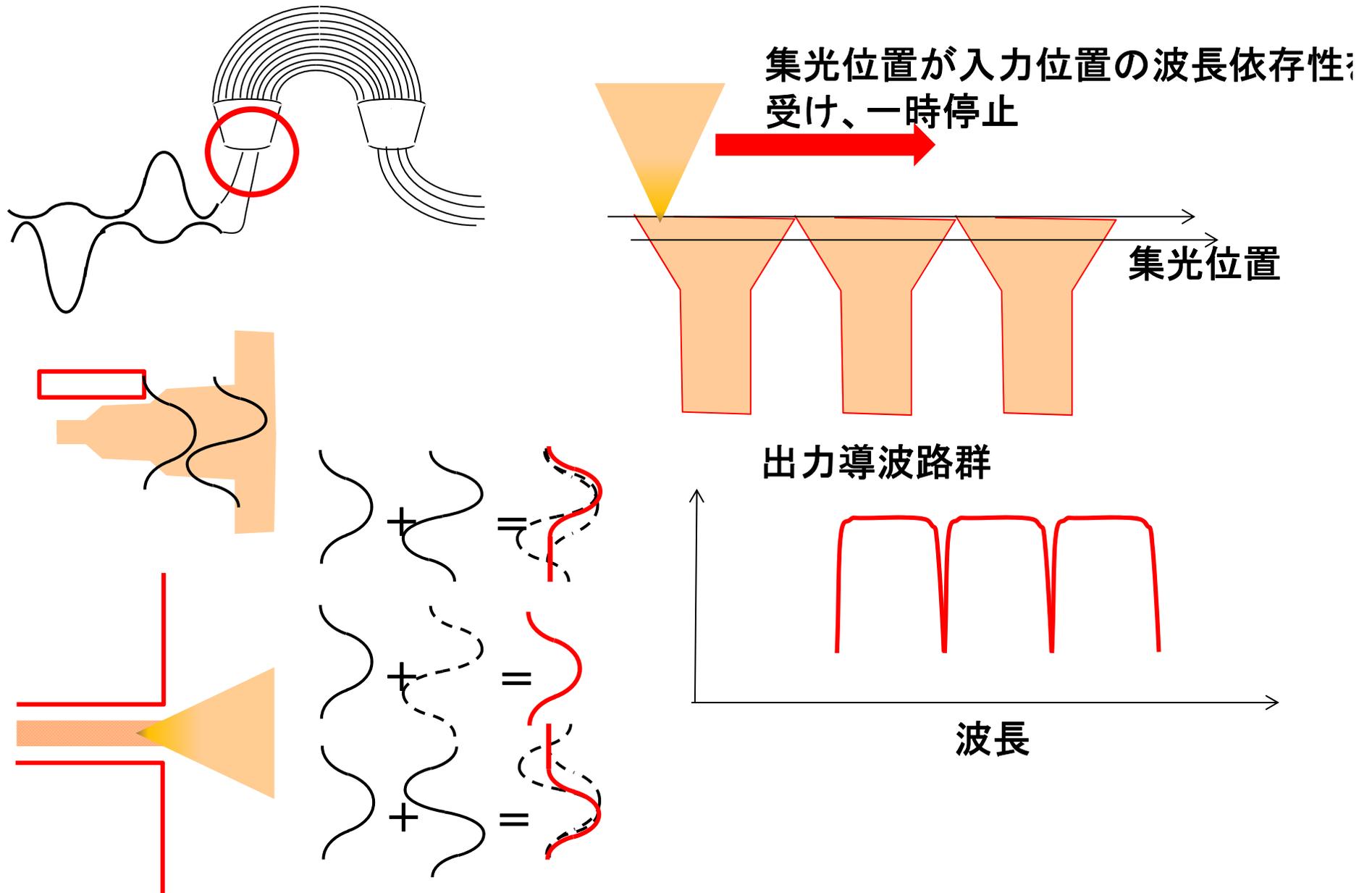
↑
グレーティング部

AWGのガウシアン型透過帯域スペクトル

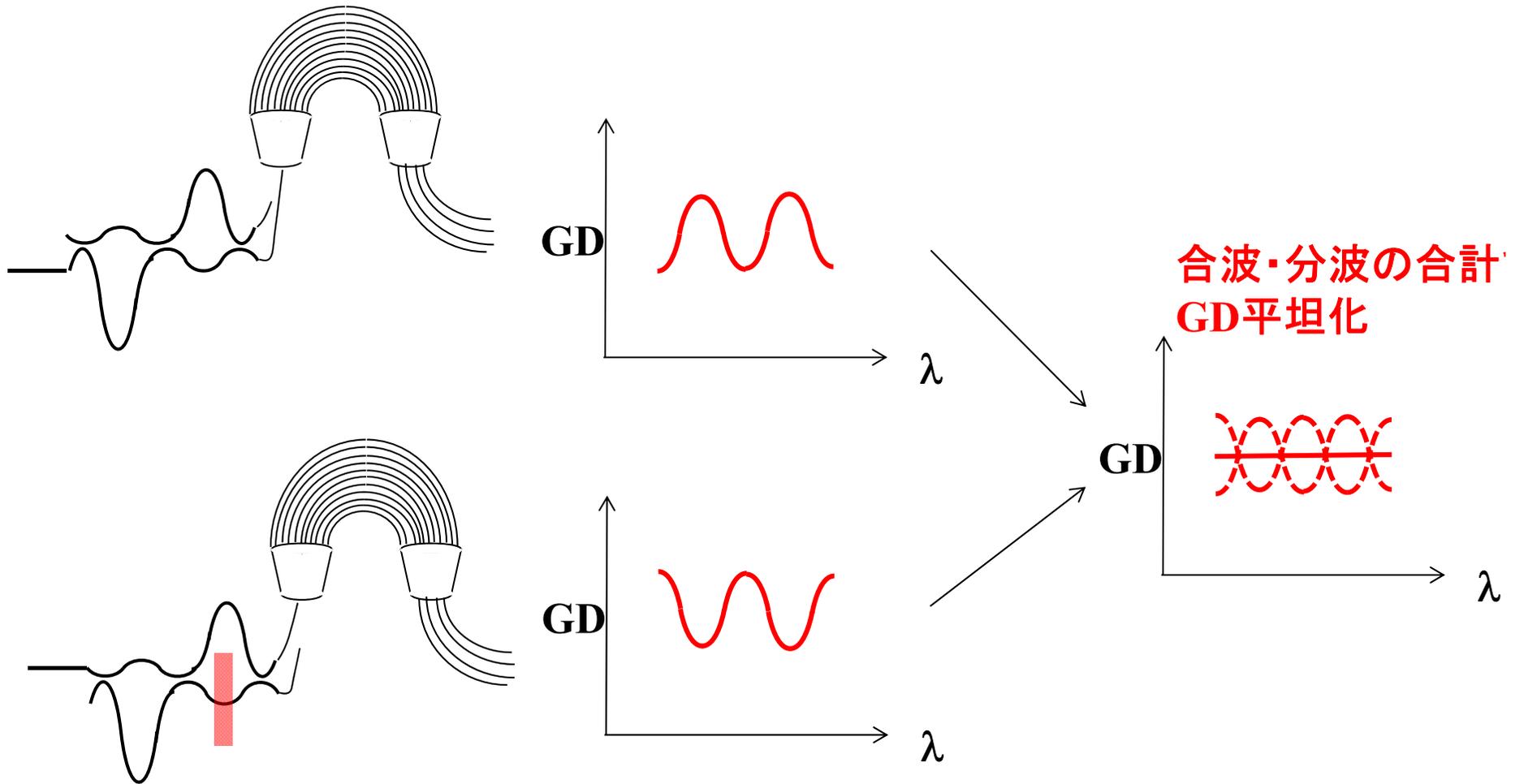
2011年7月29日 平成23年光NW産業・技術研究会第2回公開
高橋浩 『石英平面光波回路の現状と今後の展開』より



AWG透過スペクトルの高矩形化



位相歪解消



光分散補償器

K. Takiguchi, K. Okamoto, T. Goh, T. Saida and M. Itoh, in Proc. ECOC2000, We. P. 19 (2000).

8チャンネル40Gbps WDM用PLC型分散スロープ補償器



K. Takiguchi, K. Okamoto, T. Goh, T. Saida and M. Itoh, in Proc. ECOC2000, We. P. 19 (2000).



Virtually-Imaged Phased Array (VIPA)

H. Ooi, K. Nakamura, Y. Akiyama, T. Takahara, T. Terahara, Y. Kawahata, H. Isono, and G. Ishikawa, *J. Lightwave Technol.*, vol.20, No.12, pp.2196-2203 (2002).



VIPAの分散特性

H. Ooi, K. Nakamura, Y. Akiyama, T. Takahara, T. Terahara, Y. Kawahata, H. Isono, and G. Ishikawa, *J. Lightwave Technol.*, vol.20, No.12, pp.2196-2203 (2002).



2011年度
光通信システム

分散マネジメント伝送路とVIPAを用いた40Gbps伝送結果

H. Ooi, K. Nakamura, Y. Akiyama, T. Takahara, T. Terahara, Y. Kawahata, H. Isono,
and G. Ishikawa, *J. Lightwave Technol.*, vol.20, No.12, pp.2196-2203 (2002).



偏光度モニタを用いたPMD補償器

磯村, ラスムッセン, 大井, 秋山, 石川, 2003年信学ソ大, B-10-124 (2003).



2011年度
光通信システム

PMD－波長分散同時自動補償実験

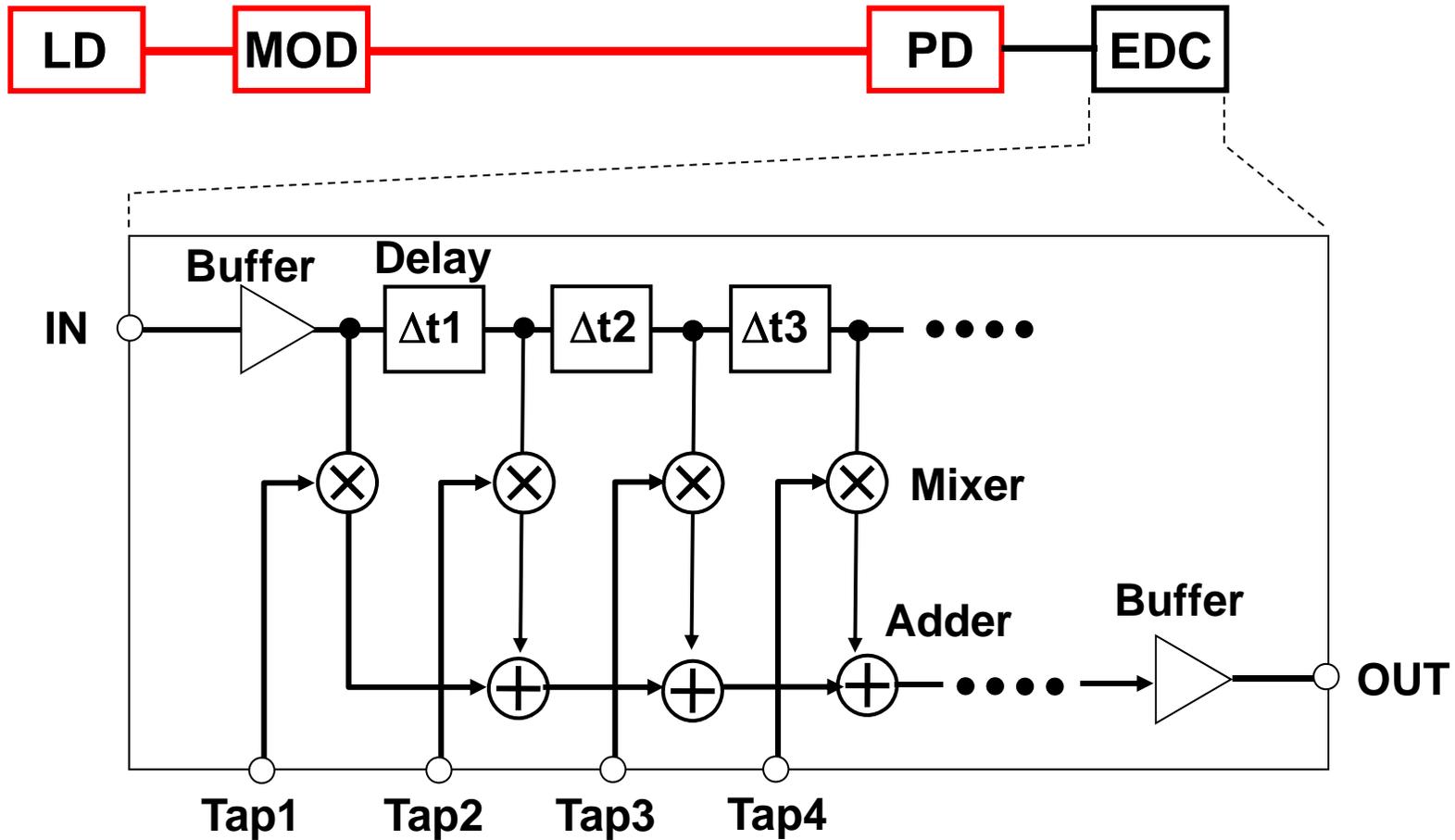
大井, ラスムッセン, 高原, 中村, 磯村, 福士, 石川, 2003年信学ソ大, B-10-121 (2003).



電気分散補償技術

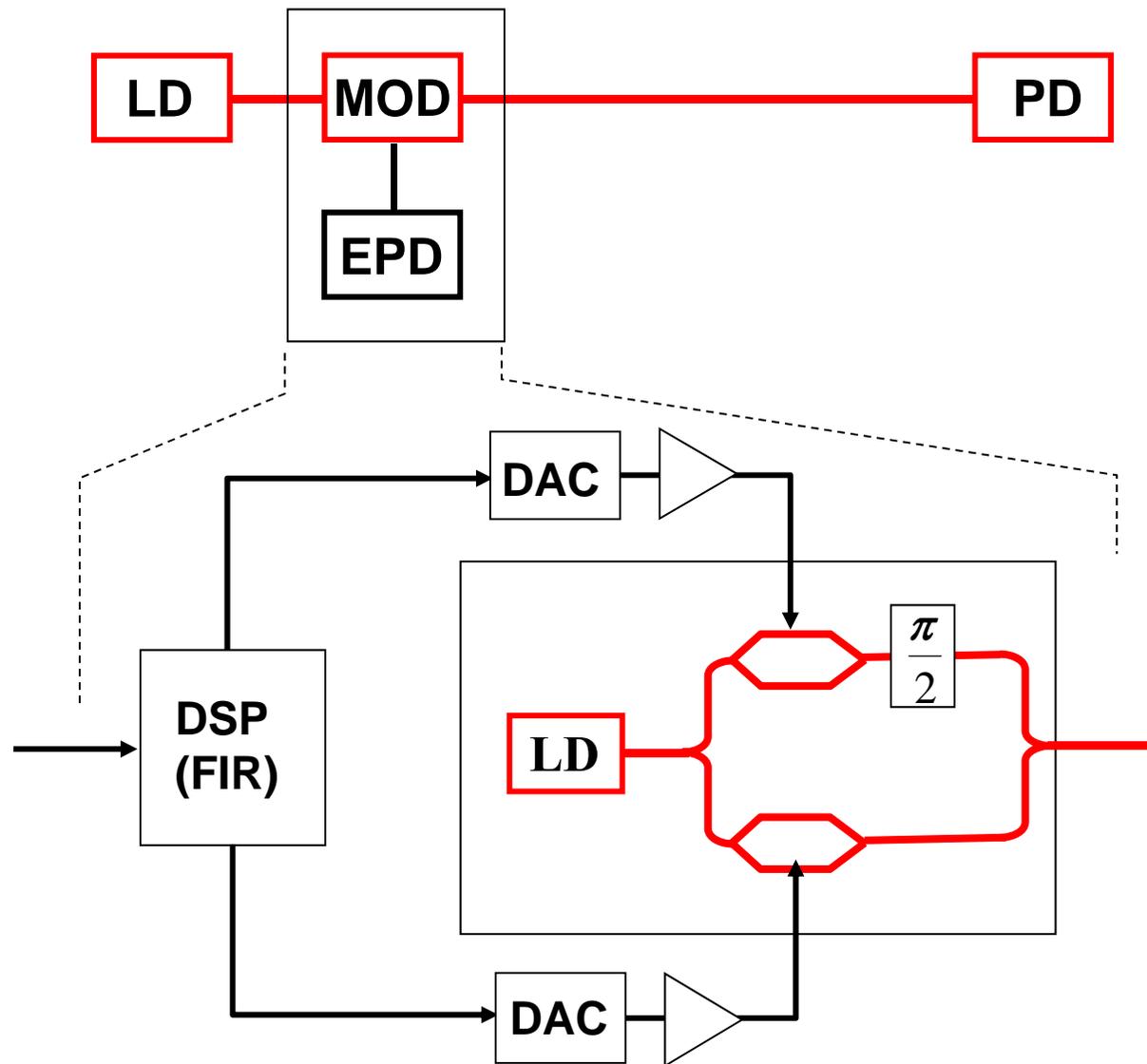
2011年度

光通信システム EDC (Electronic Dispersion Compensation)技術(1)



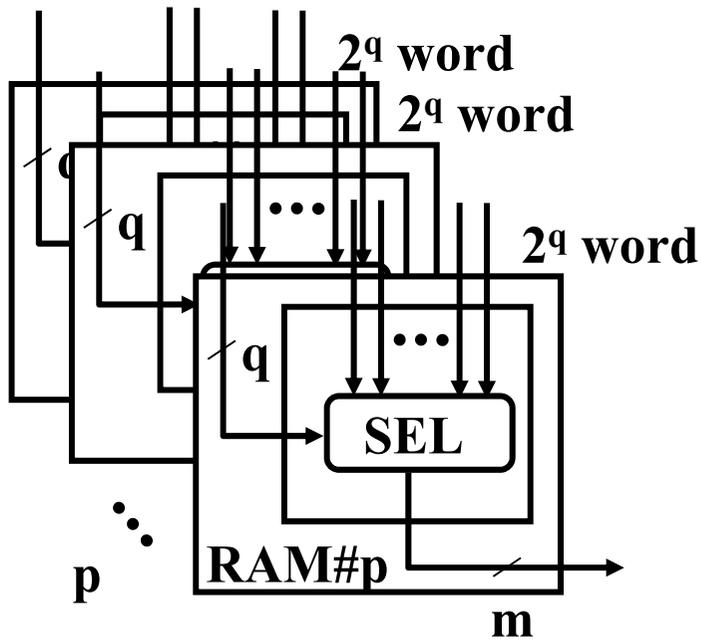
FIR (Finite Impulse Response)フィルタで構成することが多い

プリコンペンセーションの構成(1)

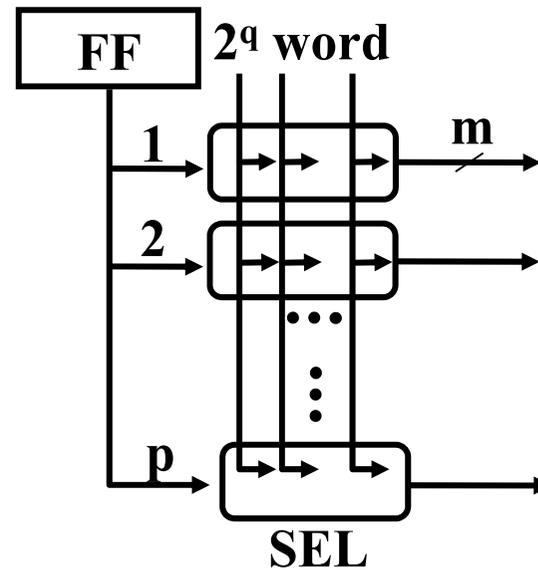


Look Up Table (LUT)によるDSP構成

RAMベースLUT



フリップ・フロップ・ベースLUT



Kim Roberts (Nortel), COIN2008, C-15-PM1-1-3.

Rule : 0.13 μ m BiCMOS

Format : ASK

of Gates : 2.0M

Architecture : 2 \times 20Gs/s 6bit DAC

Power consumption : 17W

Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE、最尤推定法) の報告例が出てきた。



- 畳込み符号の元の情報ビットを少ない計算量で推定する推定法としてよく用いられる。
- 元は複雑な演算だが、ビタビアルゴリズムの登場で演算量が削減され、実用化された
- 分散補償というよりも、誤り訂正
- 推定法なので、最も確からしい解は求めるが誤っている可能性もある