

第5回

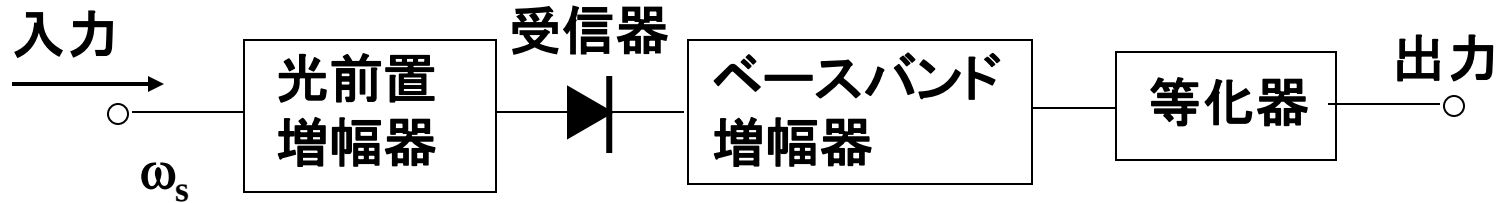
光変復調技術(3)

2013年11月5日(火)

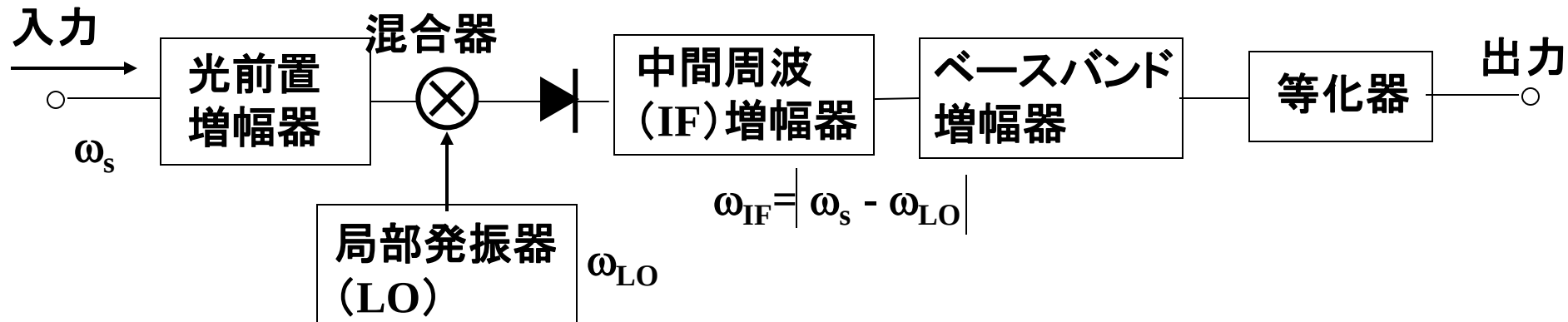
デジタル・コヒーレント受信

受信系の基本構成(1)

① 直接検波(IM-DD方式)

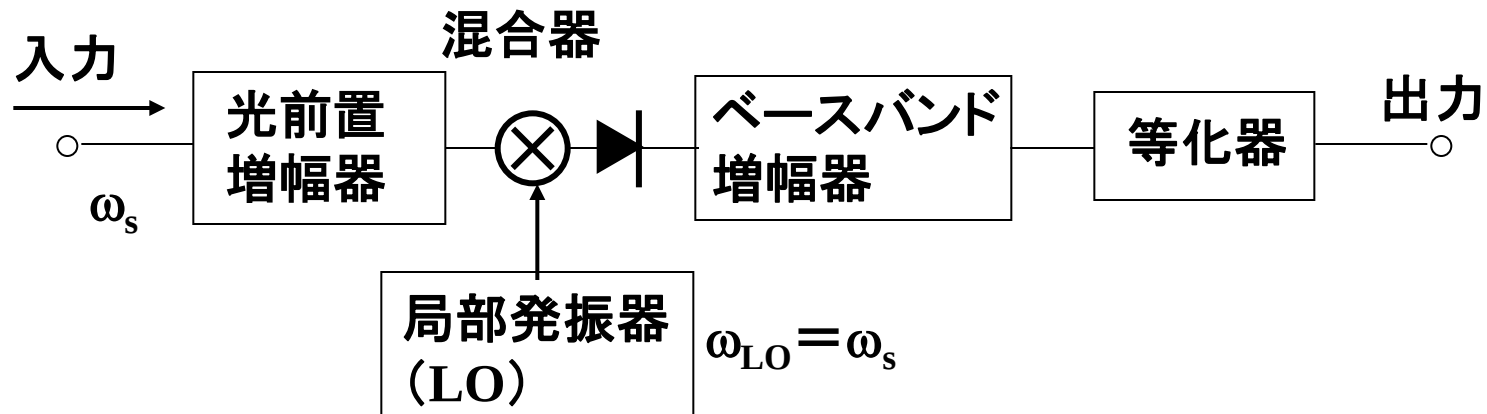


② ヘテロダイン検波



受信系の基本構成(2)

③ ホモダイン検波



- 1980年代後半に全盛期を迎えたコヒーレント光通信の研究
 - 受信感度の改善効果 → EDFAにその座を奪われた
 - 周波数(波長)選択性 → 需要がなかった(WDMも1990年代中頃)
 - 技術的な難易度の高さ
 - 狭スペクトル光源
 - 偏波トラッキング
 - 高速IF回路、光PLL

- リバイバルしたコヒーレント光通信

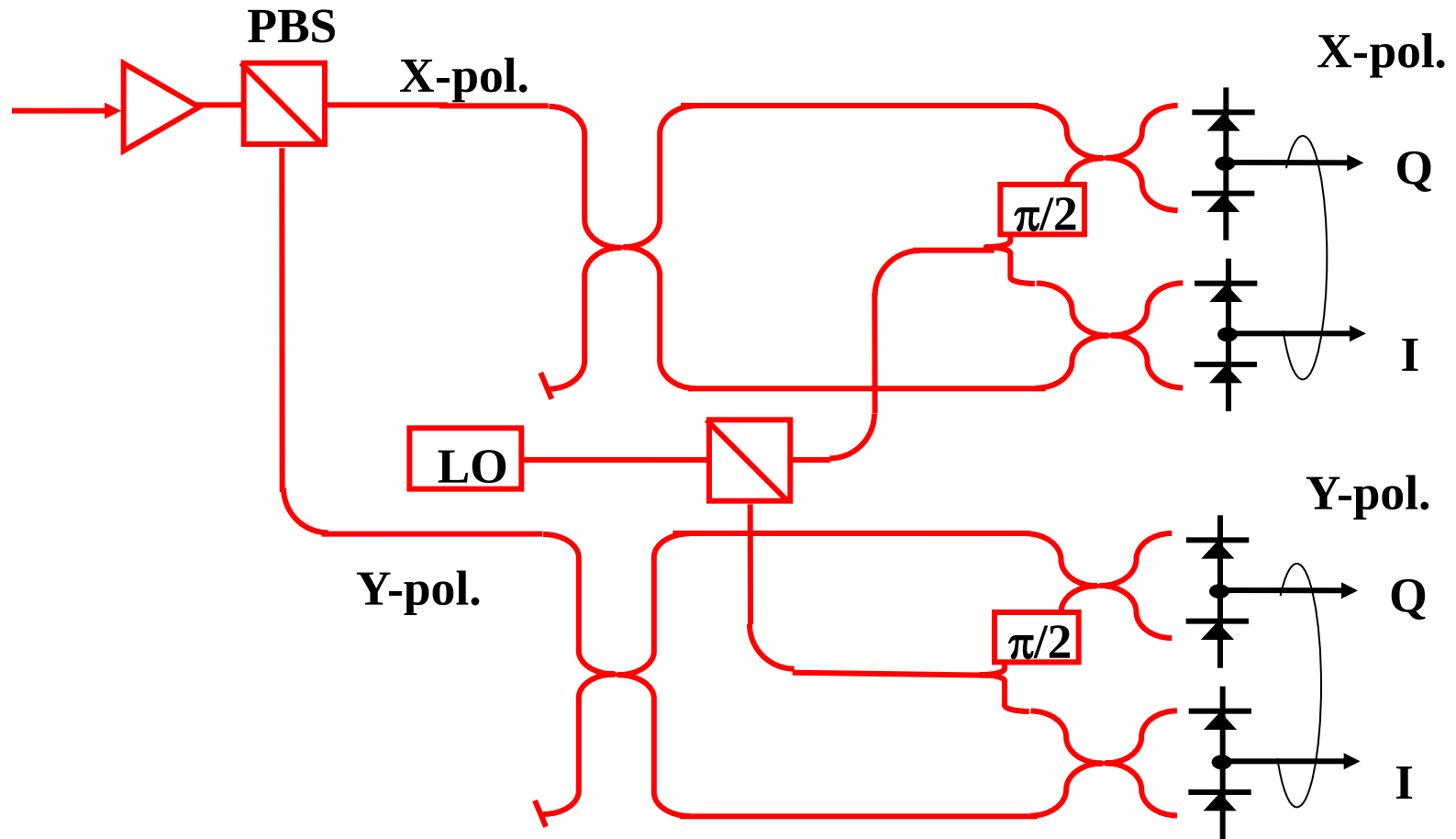
- 感度改善が目的ではない
- 高い周波数選択性が必要になってきた
- かつての技術的難易度が下がった

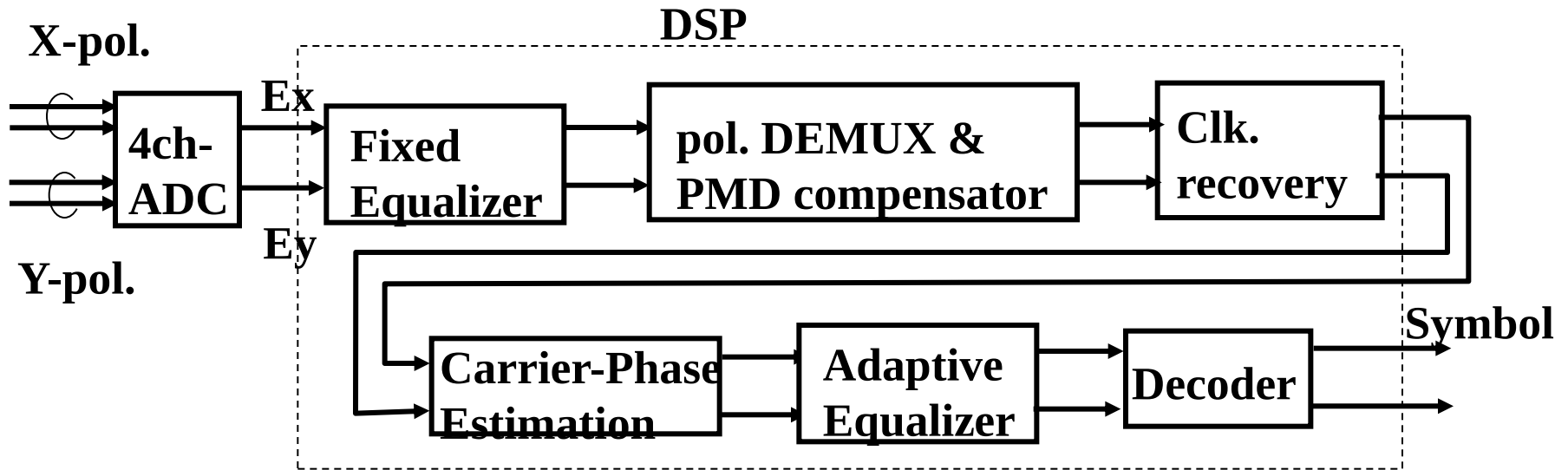
狭スペクトル光源 → 高ビットレートでスペック低下

光PLL → デジタル・コヒーレント技術により不要に

- 高ビットレート化(100Gbps)の要求が後押し
- 多値(16値以上)復調できるのは実質的にコヒーレント検波のみ

デジタルコヒーレントレシーバ回路図





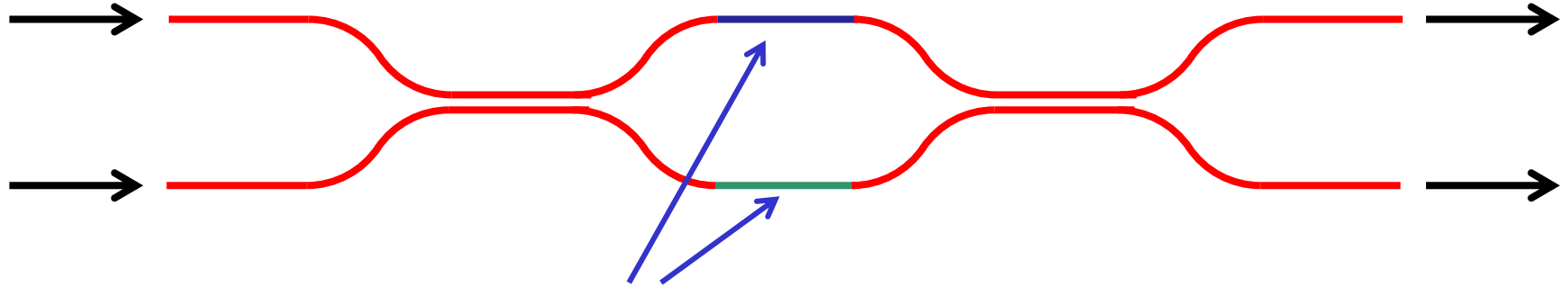
特徴

- LO(局発振光)の位相を受信光に厳密に合わせなくても位相の推定が可能
➡ 高速DSPの発展が寄与・コヒーレント再興の大きな原動力
- LOの発振線幅は受信IFのトラッキングのために狭線幅が必須

導波路MZI型偏波ビームスプリッタ(PBS)

3dBカップラ

3dBカップラ



異なる複屈折率

複屈折率大

TEの場合

TMの場合

逆相

同相

同相

逆相

$$0+0$$

$$0+0+0$$

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

$$0+2\pi$$

$$0+2\pi+0$$

$$-\frac{\pi}{2}+\pi-\frac{\pi}{2}$$

$$0$$

$$-\frac{\pi}{2}$$

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

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

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

$$0$$

$$-\frac{\pi}{2}$$

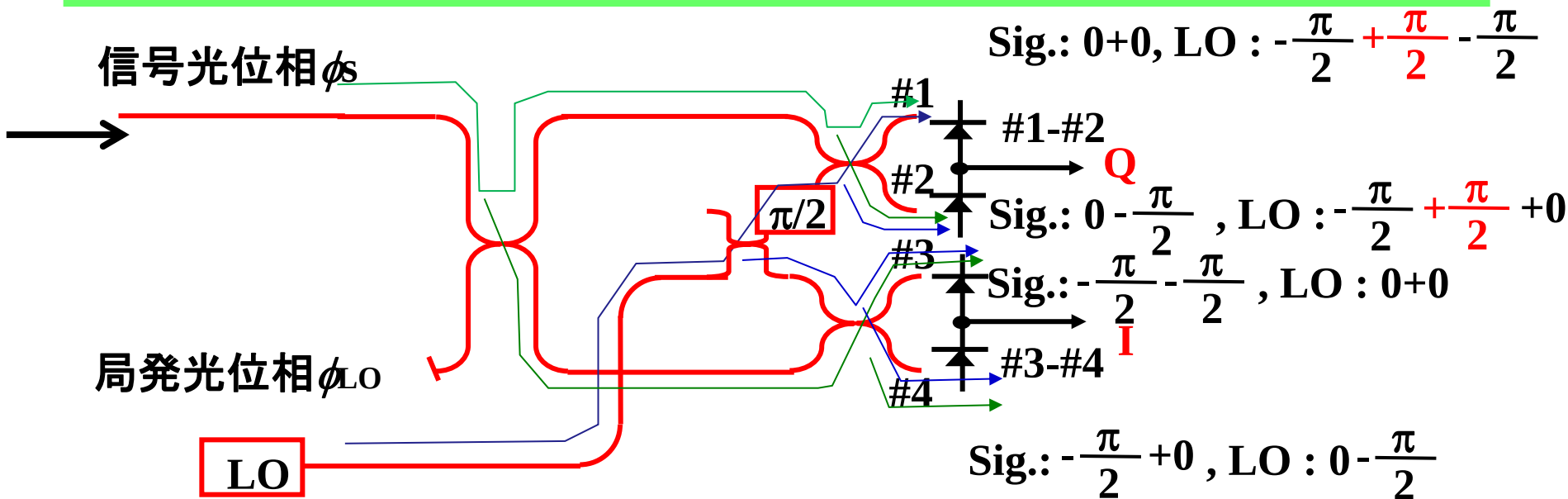
$$-\frac{\pi}{2}+\pi$$

複屈折率小

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

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

90度ハイブリッドによる位相・振幅の取得



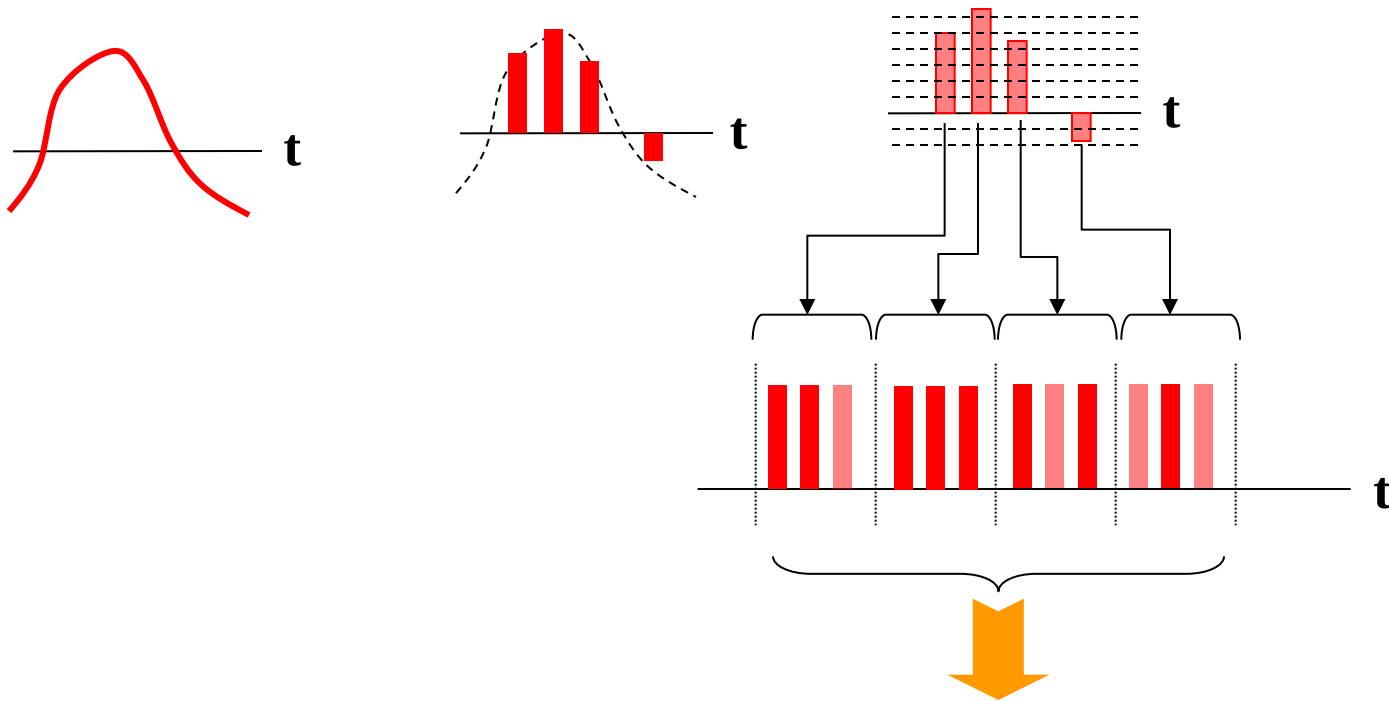
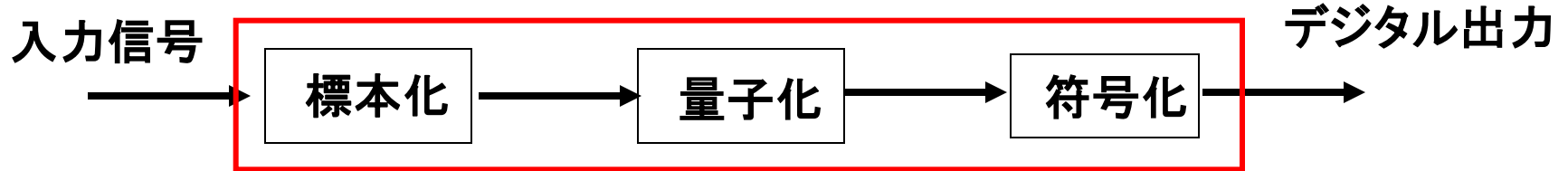
信号光－局発光位相差 ($\phi_s - \phi_{LO}$) と
4出力

	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$-\frac{\pi}{2}$
#1	0.5	0	0.5	1
#2	0.5	1	0.5	0
#3	0	0.5	1	0.5
#4	1	0.5	0	0.5

	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$-\frac{\pi}{2}$	
#1-#2	0	-1	0	1	← Q
#3-#4	-1	0	1	0	← I

デジタル・サンプリング処理

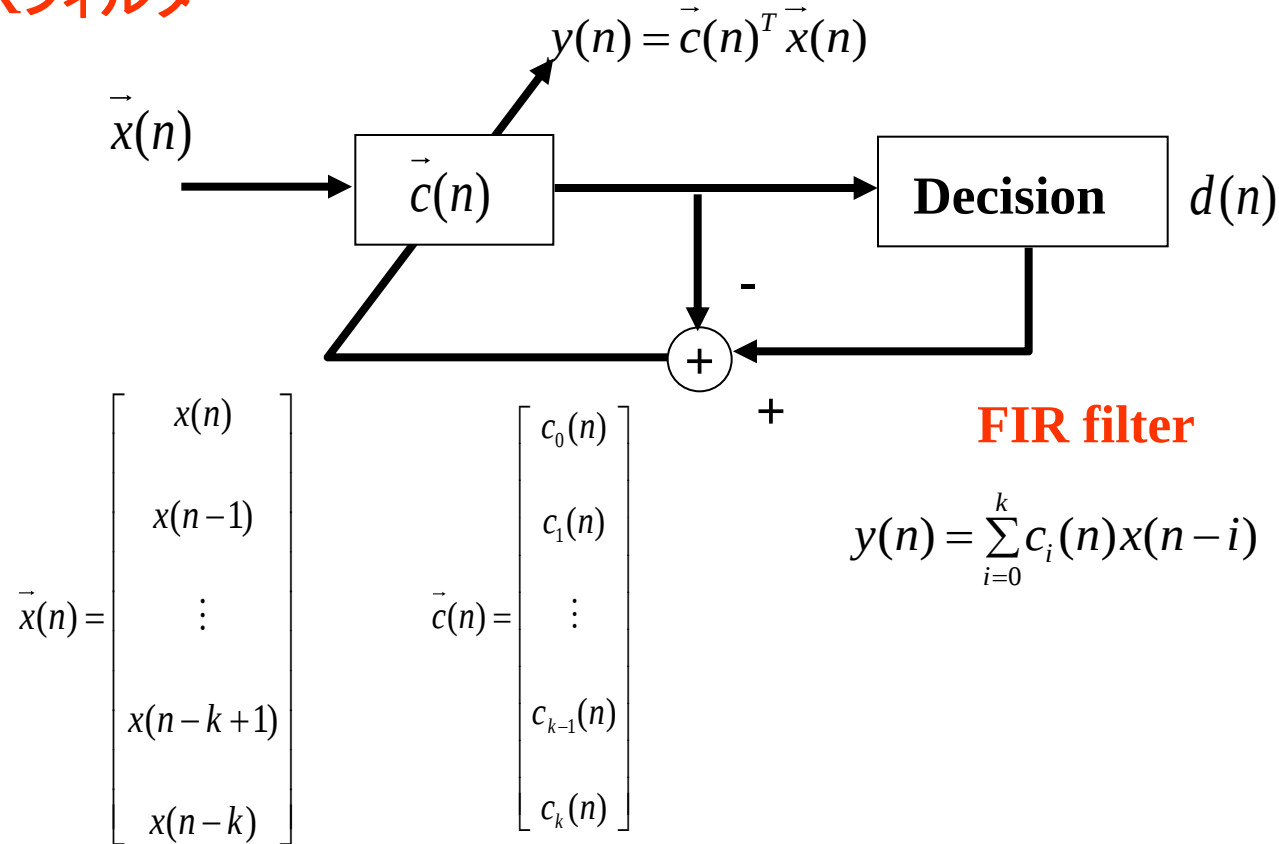
高速ADC (Analog-to-Digital Converter)



メモリに格納・論理回路で処理

利得等化回路

FIRフィルタ

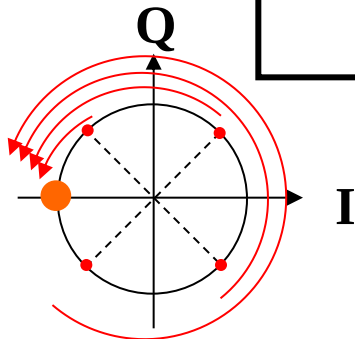
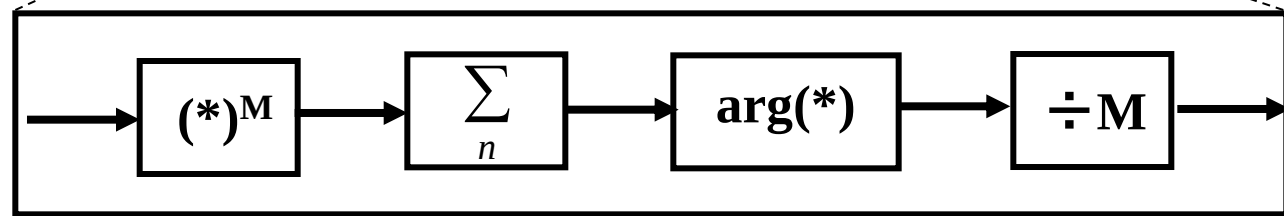
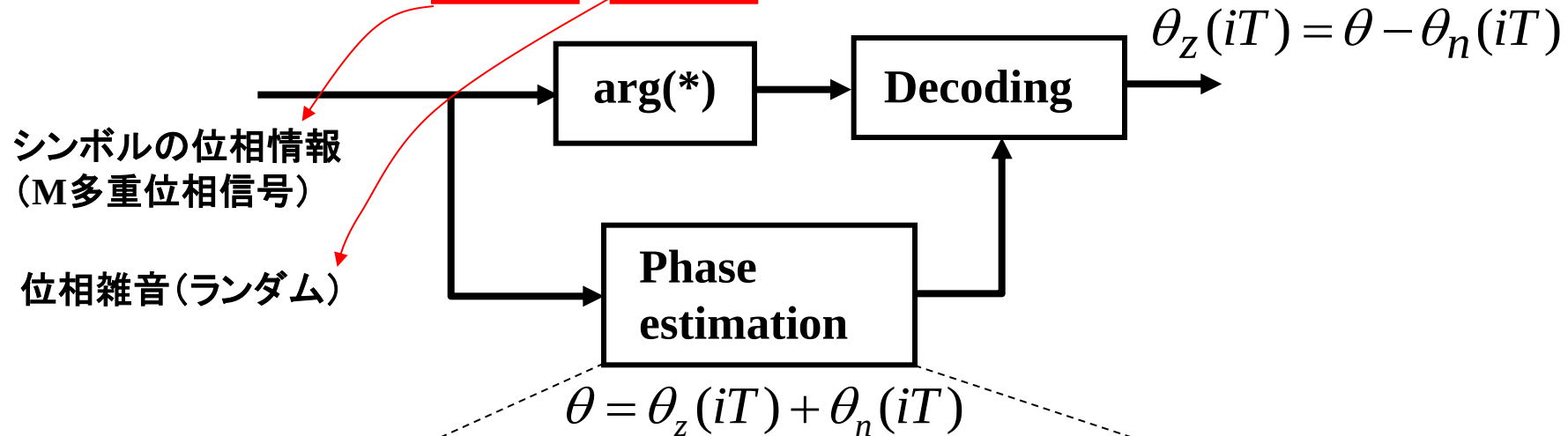


FIR filter

LMS algorithm

位相推定

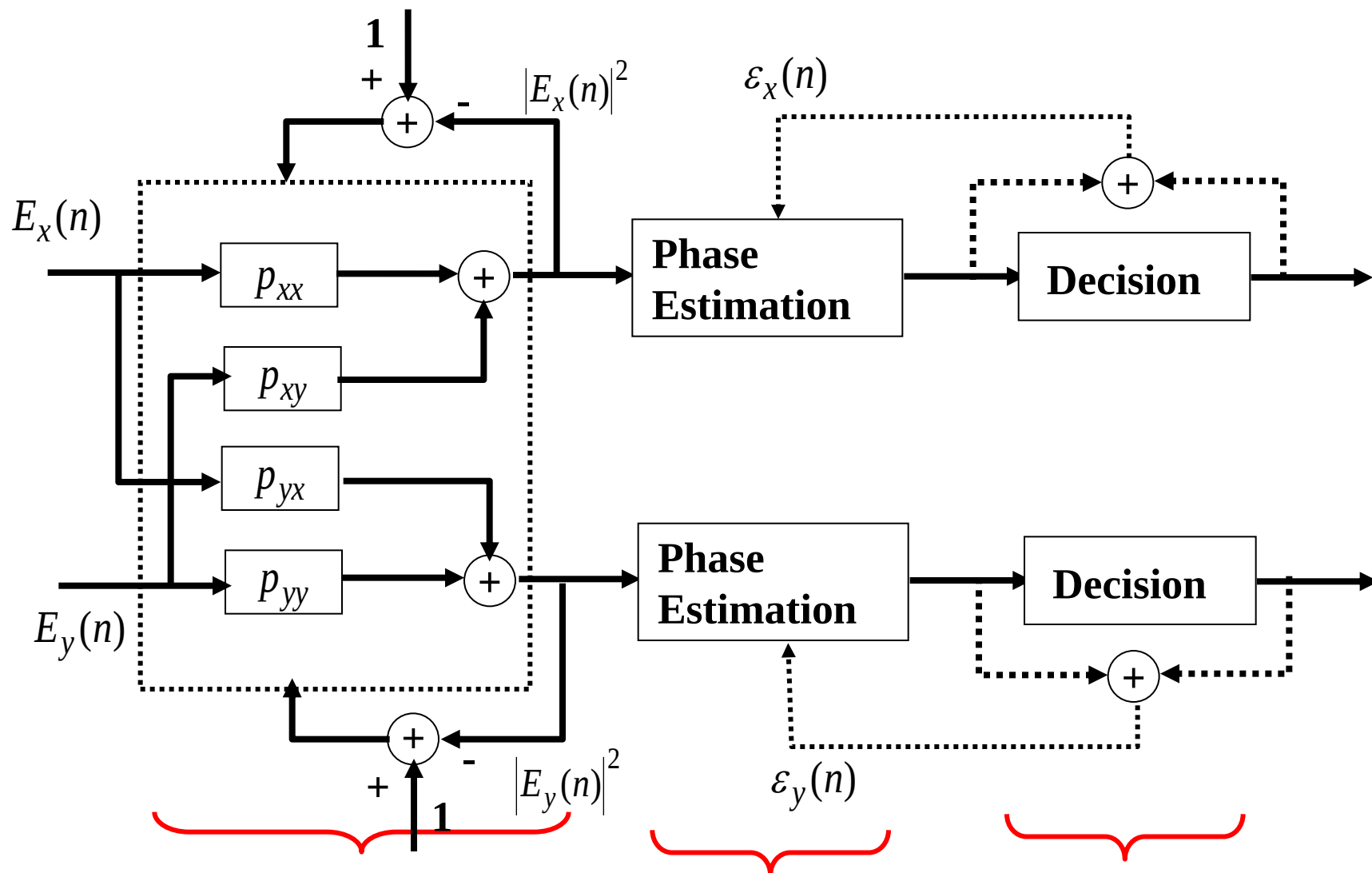
$$E_r(iT) = E_z \exp j\{\theta_z(iT) + \theta_n(iT)\}$$



$$E_r^M = E_z^M \exp jM\theta_n(iT)$$

$$\theta_n(iT) = \arg \left(\sum_{j=-k}^k I_c \{(i+j)T\}^M \right) / M$$

偏波多重分離・偏波分散等化・キャリア位相追尾 を行う適応等化回路



偏波分散等化・
偏波多重分離

キャリア位相推定

適応等化・位相追尾

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

Rule : 90nm CMOS

Format : 40Gbps PDM-DQPSK

of Gates : 20M

Architecture : $4 \times 20\text{Gs/s}$ 6bit ADC

Power consumption : 21W

Dispersion tolerance : $\pm 80,000\text{ps/nm}$

PMD tolerance : 25ps

コヒーレント光伝送における LDへの要求

Recent Research Trend of Optical Communication Systems

For realization of large capacity & long haul WDM optical transmission

 **Significant distortion by Chromatic Dispersion and PMD**

 **Trends to Narrow Signal Bandwidth**

- **Multi-level Modulation Format**
DQPSK, QAM,

- **Multi-Carrier Modulation**
O-OFDM

 **High Sensitive Receiver Necessary**

 ● **Optical Coherent Detection**

- **Tunable LO desirable for reducing # devices, backup**

Narrow spectral linewidth & freq. stability necessary

Significance of Narrow Spectral Linewidth

M. Seimetz, OFC2008, OTuM2 (2008).

Linewidth requirement @ 40Gbps

- QPSK: 10MHz
- 8PSK: 1.6MHz
- 16PSK: 240kHz
- Star 16QAM: 1.6MHz
- Square 16QAM: 120kHz
- Square 64QAM: 1.2kHz



Very narrow linewidth < 100kHz required

Reports of Semiconductor Lasers with Narrow Spectral Linewidth

Schemes		Mechanism	Features Red : Pros., Blue : Cons.	$\Delta\nu$
Solitary LD	Strained MQW DFB CPM DFB	α parameter ↘ spatial hole burning ↘	no mode hop	3.6kHz
	MQW DBR	α parameter ↘	small spatial hole burning → $\Delta\nu$ ↘ mode hop	40kHz
	External Cavity DFB	Q ↗	mode instability by phase mismatch	900kHz
Elec./Opt. Control	Electrical Feedback	Freq. noise detect → Bias current control	High sensitivity Narrower than Quantum noise	250kHz
	Optical Feedback	Q ↗	FP resonator : wide bandwidth	10kHz
	Elec./Opt. Feedback	Opt. + Elec. feedback	complicated	7Hz

Schawlow-Towns Equation (with chirping)

$$\Delta\nu = \frac{v_g^2 \cdot h\nu \cdot n_{sp} \cdot \alpha_{th} \cdot (\alpha_{loss} + \alpha_{th})}{8\pi P_0} (1 + \alpha^2)$$

v_g : group velocity

$h\nu$: photon energy

n_{sp} : spontaneous emission rate

α_{th} : threshold gain

α_{loss} : optical loss

α : linewidth enhancement factor (α parameter)

Spectrum Narrowing Schemes (1)

① Reducing α -parameter (lowering $1+\alpha^2$)

$$\alpha = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{\frac{\partial n}{\partial N}}{\frac{\partial g}{\partial N}} \quad \left\{ \begin{array}{l} n : \text{refractive index} \\ N : \text{carrier density} \\ g : \text{optical gain} \end{array} \right.$$

 $\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial g}{\partial N} \nearrow \\ \frac{\partial n}{\partial N} \searrow \end{array} \right.$: MQW, strained MQW ($\alpha = 2-3$) Ref. $\alpha = 5-7$ (bulk)
: Quantum Dot ($\alpha = 0$ ideal)

Ref. M. Ishida, N. Hatori, T. Akiyama, K. Otsubo,
Y. Nakata, H. Ebe, M. Sugawara, and Y. Arakawa,
Appl. Phys. Lett., vol.85, pp.4145 (2004).

OFDM

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

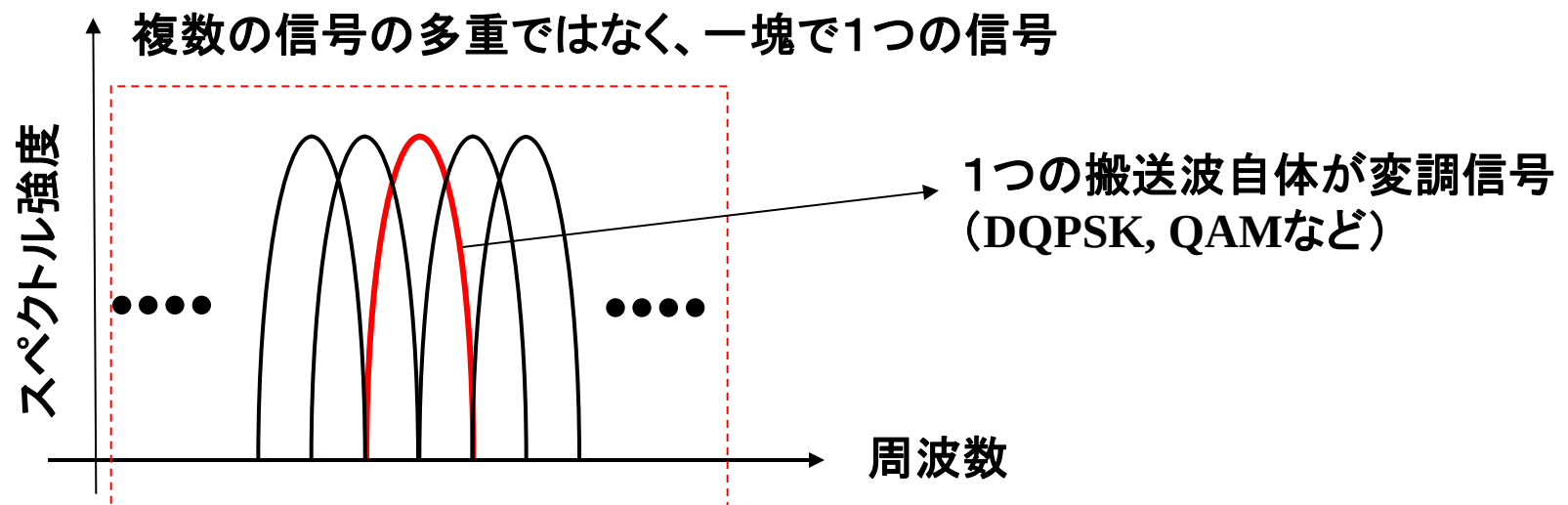
複数の搬送波(キャリア)を用いて1つの信号を伝送する手法

特徴

- 高スペクトル利用効率 → 限られた帯域を用いて高速化・伝送容量の増大
- 1搬送波の帯域が狭く、分散の影響抑制可能
- 伝送路の品質に合わせて適応的に対応可能(雑音の多い周波数帯を抑制)

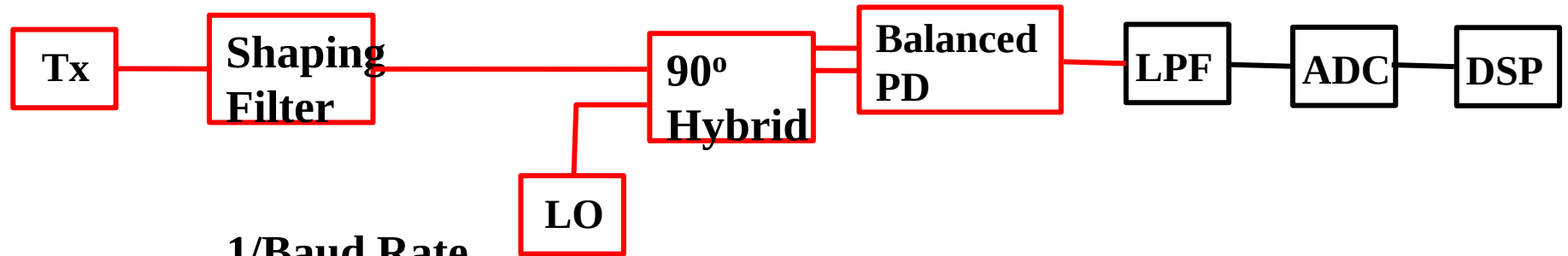
適用例

無線伝送(IEEE802.11a, g, n, WiMAX), 有線(ADSL), デジタル放送(地上デジタル)

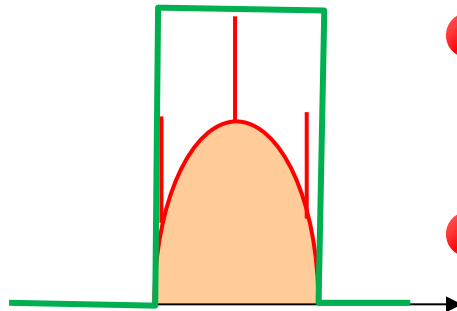


(参考) 周波数利用効率の向上の別手段 (ナイキストWDM)

G. Bosco, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, E. Torrenco, and F. Forghieri, ECOC2010, Tu.3.A.4 (2010).



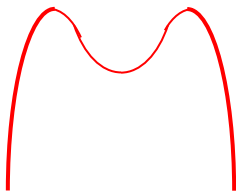
1/Baud Rate



波長

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

- チャンネル間隔を1/ボーレートに設定



理想的な矩形型の透過特性のフィルタの場合

→ インパルス応答は周波数特性の逆フーリエ変換

→ Sinc関数(隣接パルス間の干渉低減効果)

矩形波のフーリエスペクトル

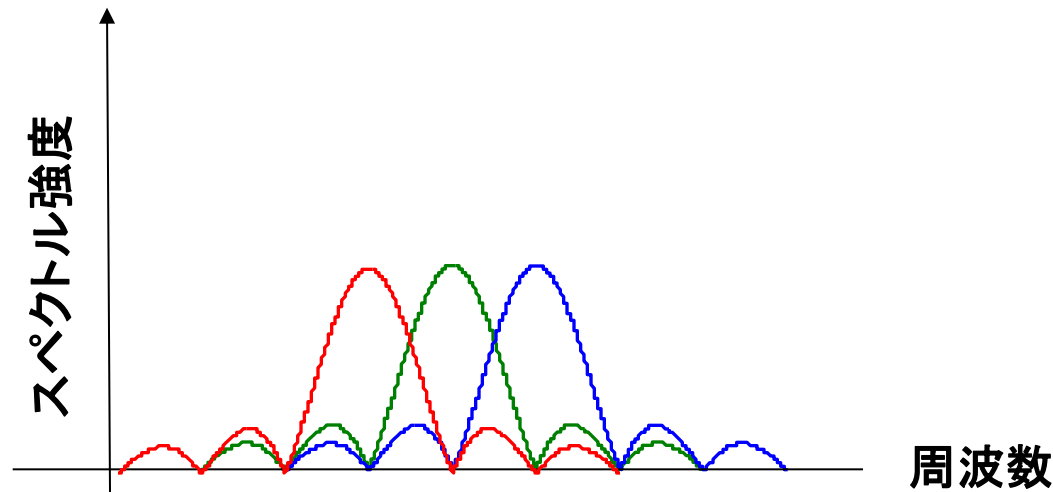
$$F(\omega) = \frac{A_0}{f_0} \frac{\sin(\pi \frac{f}{f_0})}{\pi \frac{f}{f_0}}$$



$f = nf_0$ (n は整数)
で $F(\omega) = 0$ となる。

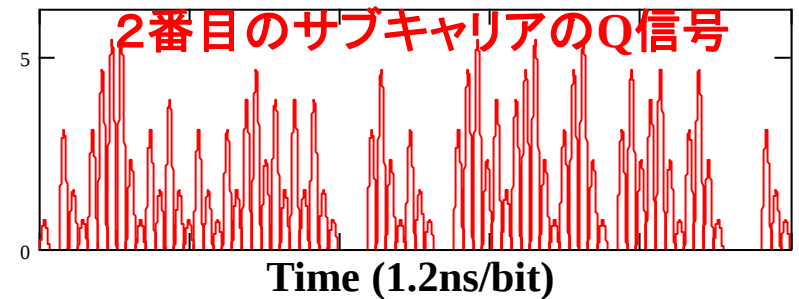
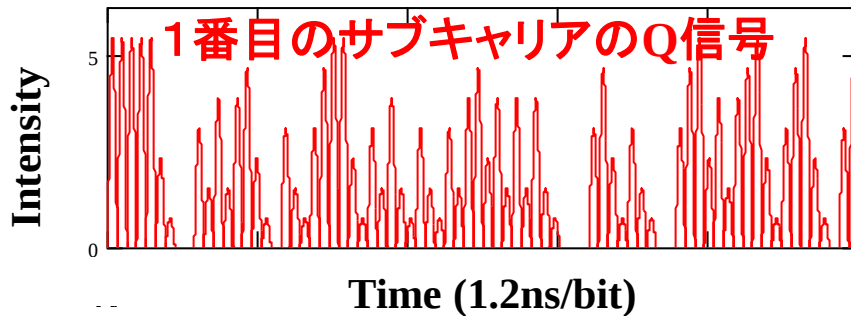
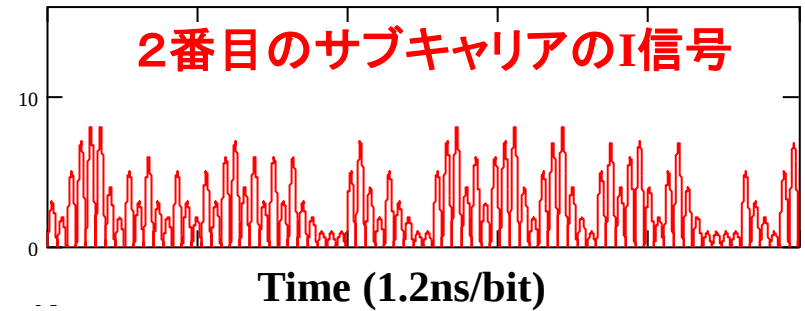
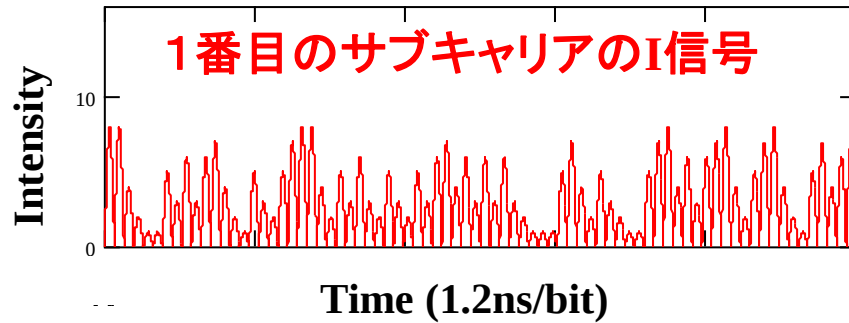


f_0 間隔で搬送波を配置すると、直交関係となり
各搬送波との相関をとることにより分離可能

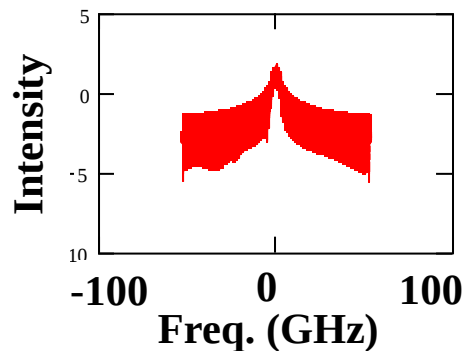


OFDM信号波形とスペクトル(1)

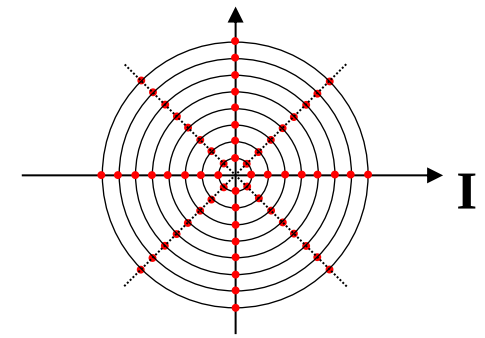
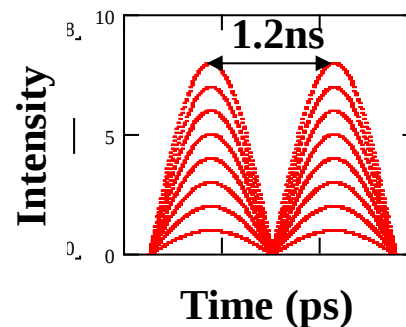
40Gbps(8キャリア、各キャリア64QAM変調)



1 番目のサブキャリアのスペクトル



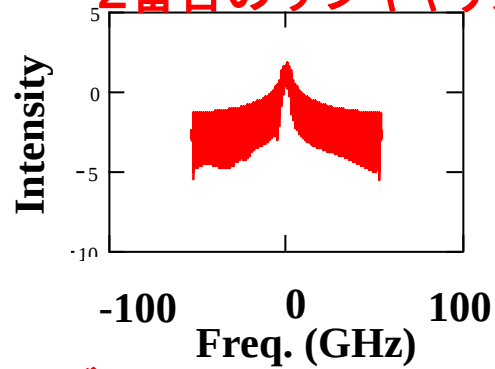
64QAMと仮定



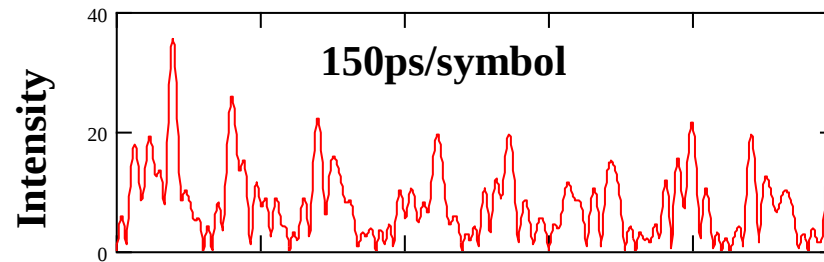
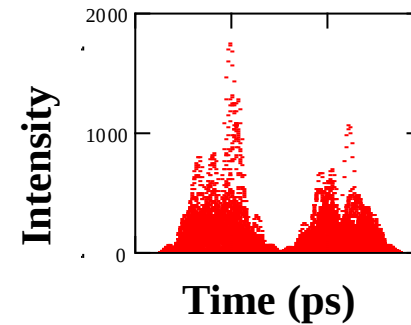
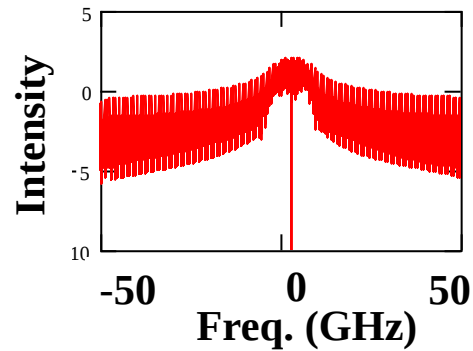
計算の便宜上用いた
コンスタレーションマップ
(前述とは異なる)

OFDM信号波形とスペクトル(2)

2番目のサブキャリアのスペクトル

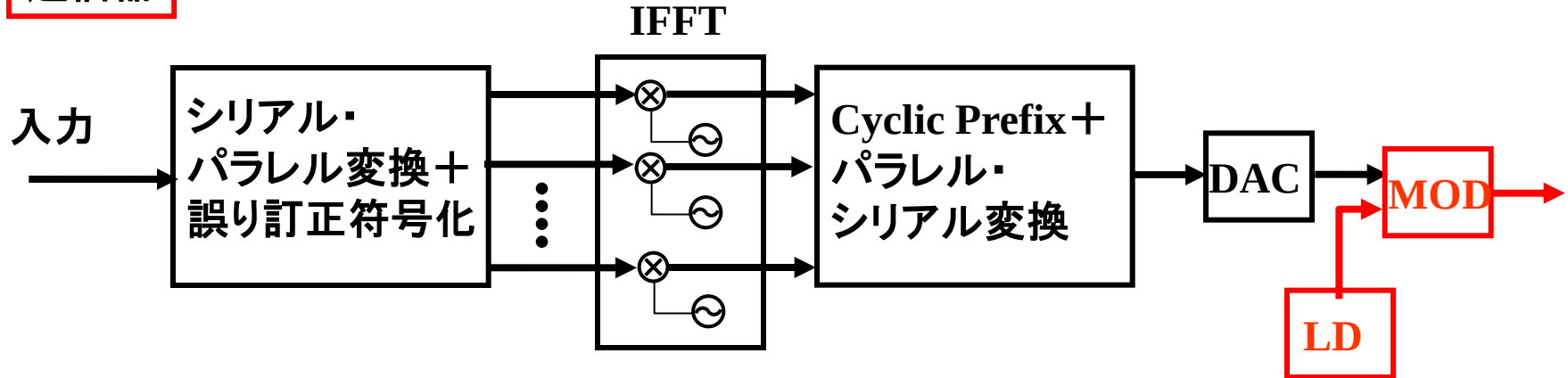


8サブキャリアのスペクトル

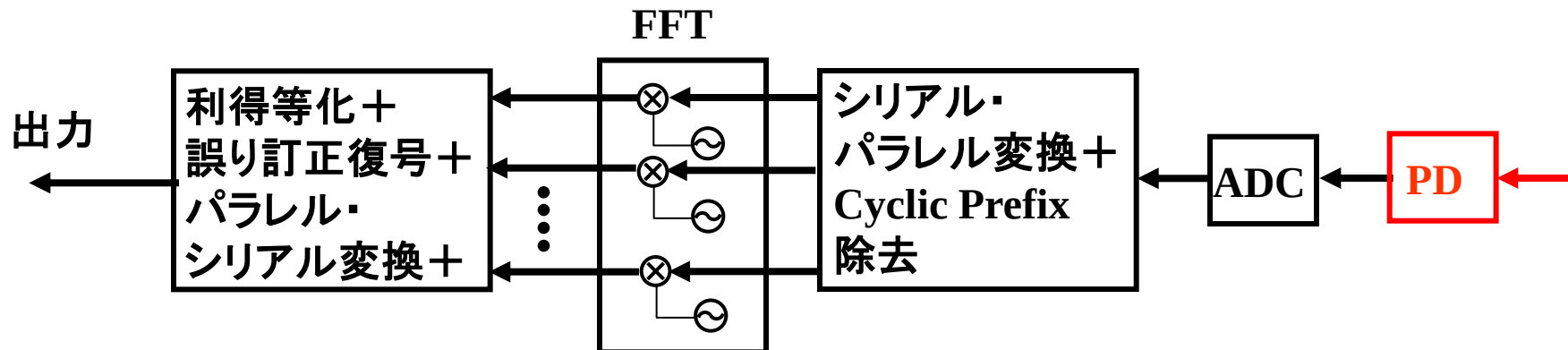


OFDM伝送の送受信系

送信器



受信器



- 光デバイスへの要求条件: 高い線形性 (平均パワーの数倍のピークパワーまで)

- Peak to Average Power Ratio (PAPR)が大きい

(例) モバイルWiMAXの仕様では振幅のダイナミックレンジは
振幅平均値の4～5倍必要

➡ { 高い線形性・高い出力値が必須
ファイバ非線形歪みの影響

- 位相雑音に敏感

➡ 送受信器・LOへの位相安定性の要求

- 周波数オフセットに敏感

➡ モバイル用途で重要(ドップラーシフトの影響)

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

100Gbps OFDM

2 × subcarriers 20GHz apart

50GHz ch space WDM : 9Tbps in C-band

1000km reach

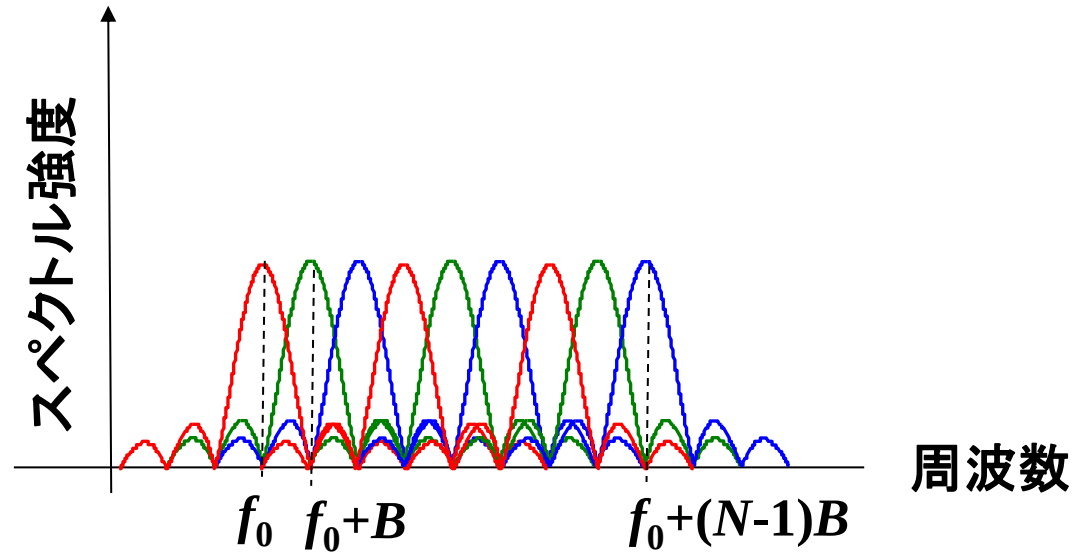
Dispersion tolerance : $\pm 50,000$ ps/nm

PMD tolerance : 20ps

12 WSS ROADMs

PLCによるOFDM信号のチャネル分離(1)

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



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

d_n : n番目のチャネル・データ

n : サブチャネル番号 ($n = 0 \sim N-1$)

N : サブチャネル数

f_0 : 0番目のチャネルのキャリア周波数

B : Baud rate

PLCによるOFDM信号のチャネル分離(2)

d_n の抽出

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

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

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

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

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

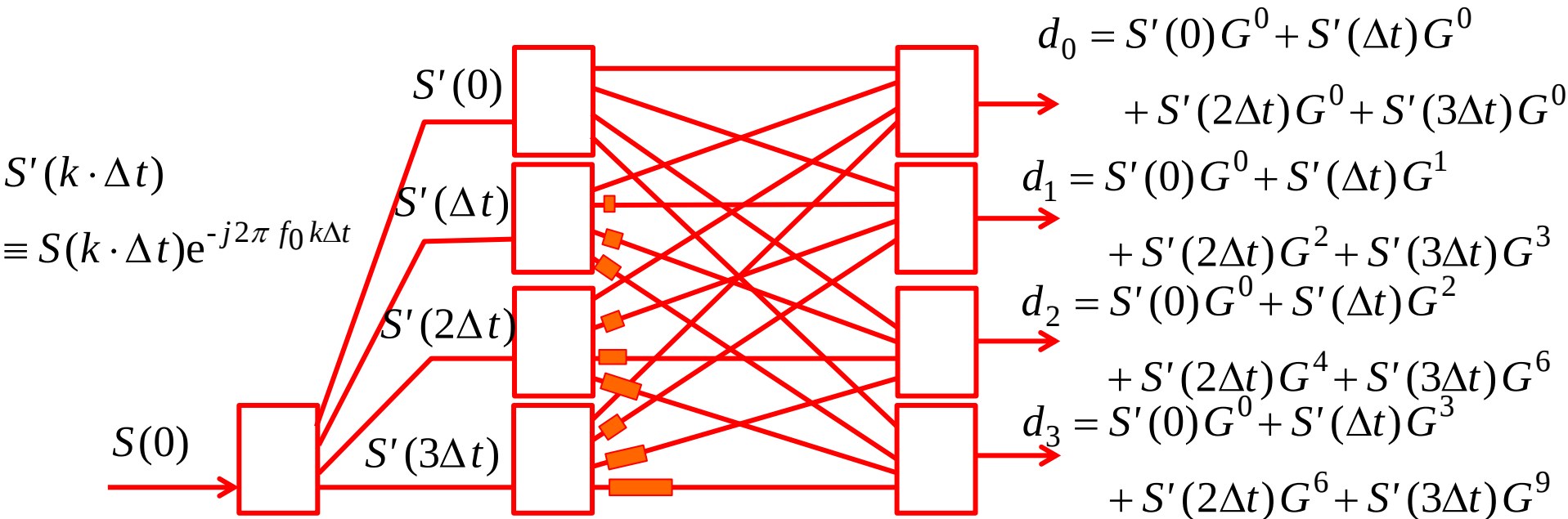
入力信号の分割・遅延

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

PLCによるOFDM信号のチャネル分離(3)

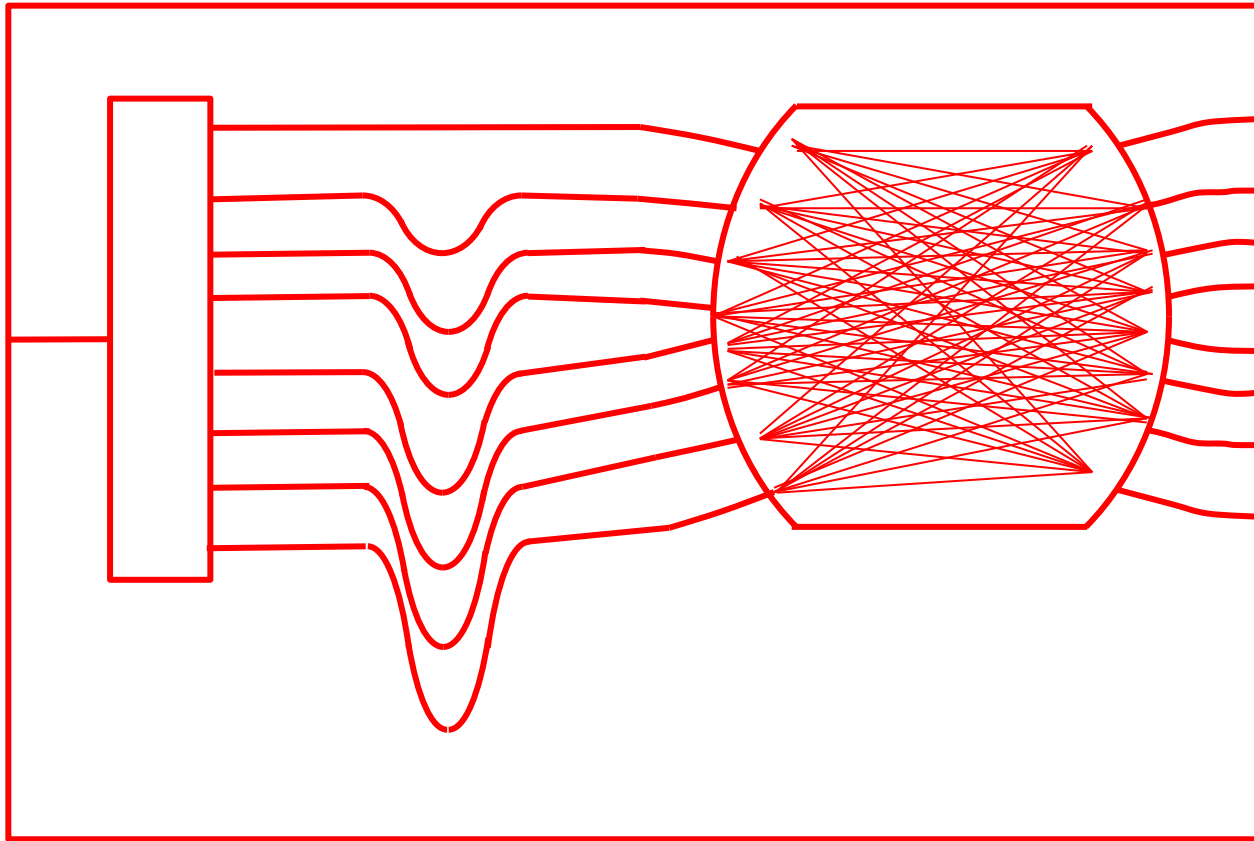
$$d_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S'(k \cdot \Delta t) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}$$

$$\begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} G^0 & G^0 & G^0 & G^0 \\ G^0 & G^1 & G^2 & G^3 \\ G^0 & G^2 & G^4 & G^6 \\ G^0 & G^3 & G^6 & G^9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S'(0) \\ S'(\Delta t) \\ S'(2\Delta t) \\ S'(3\Delta t) \end{bmatrix} \quad (\text{ただし } G = e^{-j \frac{2\pi}{N}})$$



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



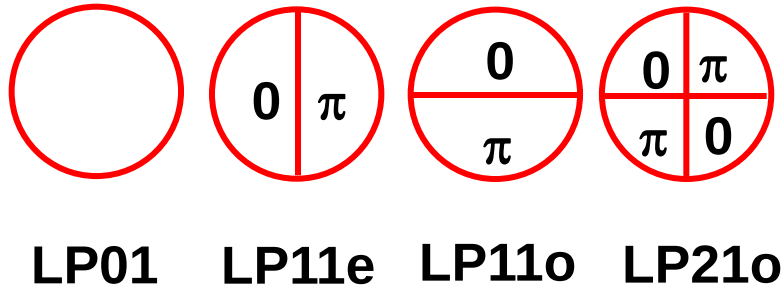
- 導波路間隔・焦点距離を適切に設定するとDFTの位相回転子群を形成可
- 導波路交差による損失0
- 回路サイズ小

空間分割多重 (マルチモード伝送)

高次モードの生成・多重・分離方式

生成

① 位相板



② 長周期ファイバ・グレーティング

③ 方向性結合器

多重・分離

- 自由空間系
- 方向性結合器
- 平面導波路

※この段階の分離信号には、伝送途中でのモード変換成分が線形に混合

→ 分離・再生が必要

→ **Multiple-Input/Multiple-Output (MIMO)**
行列の特異値分解演算を利用

モード多重の励振(1)

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



モード多重の励振(4-1)

N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita, and M. Koshiha, 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



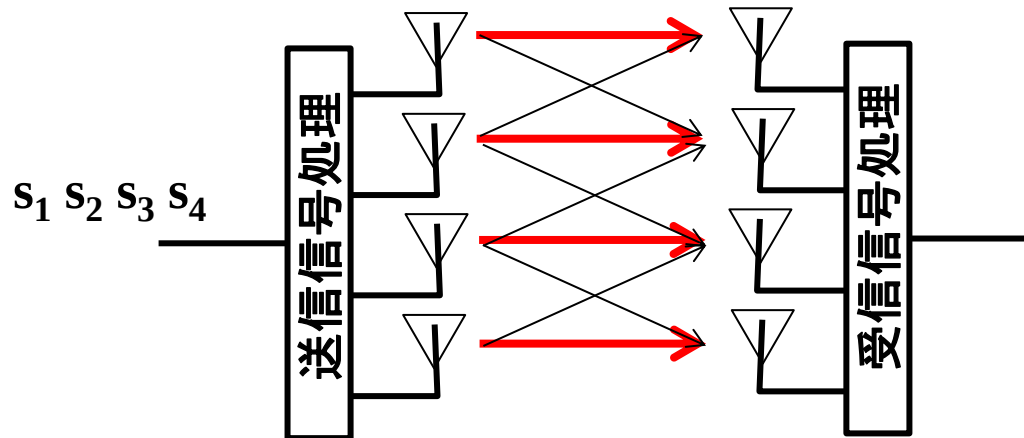
今後必要となりそうな光ファイバ関連技術 (大いに私見を交えて)

- マルチコア・ファイバのクロストーク向上(大容量・長距離用途)
 - ➡ データ・センタ内の大容量・省スペースへの展開があるか？
(クロストークへの仕様は緩和できる)
- マルチコア・ファイバとSMFとの接続技術
 - ➡ 現在、以下の試みがなされている。
 - Fiber-based Tapered Multicore Coupler
 - レンズ光学系
 - ➡ ファイバ・コネクタあるいはスターカプラのようなサイズで実現できるか？
- 高次モード生成・多重・分離の簡易化・伝送時の安定性維持
 - ホログラム(位相マスク)による高次モード生成
 - ラゲール・ガウスモード利用
- マルチコア／モード光増幅器

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。

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。。

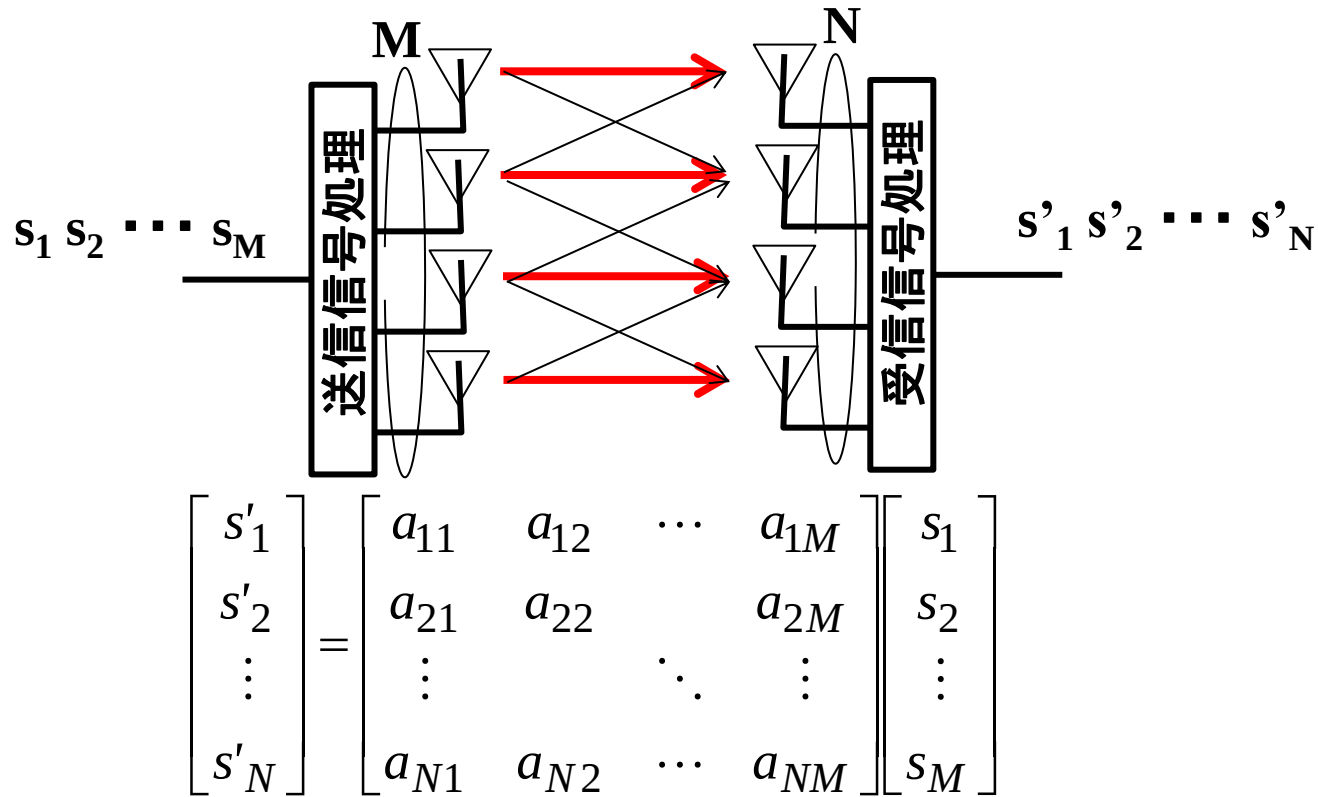
$$C = MW \log_2 \left(1 + \frac{S}{MN} \right)$$

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。

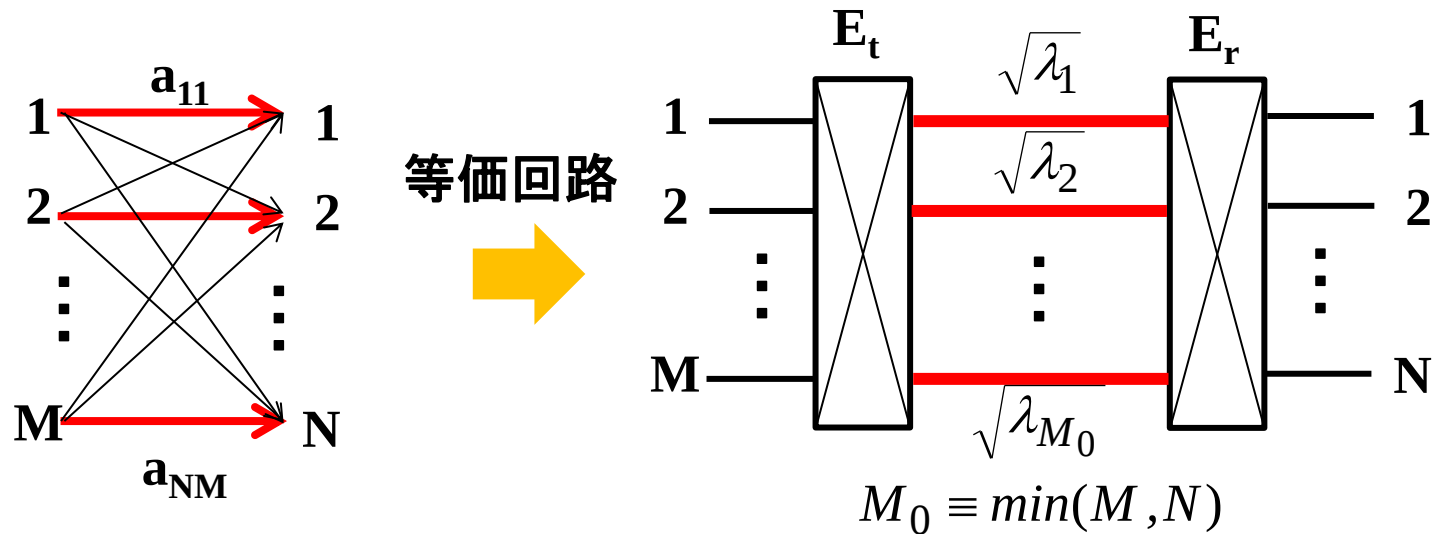
MIMOの原理



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: $\mathbf{e}_{r,1} \mathbf{e}_{r,2} \dots \mathbf{e}_{r,M_0}$

※ H は複素共役転置

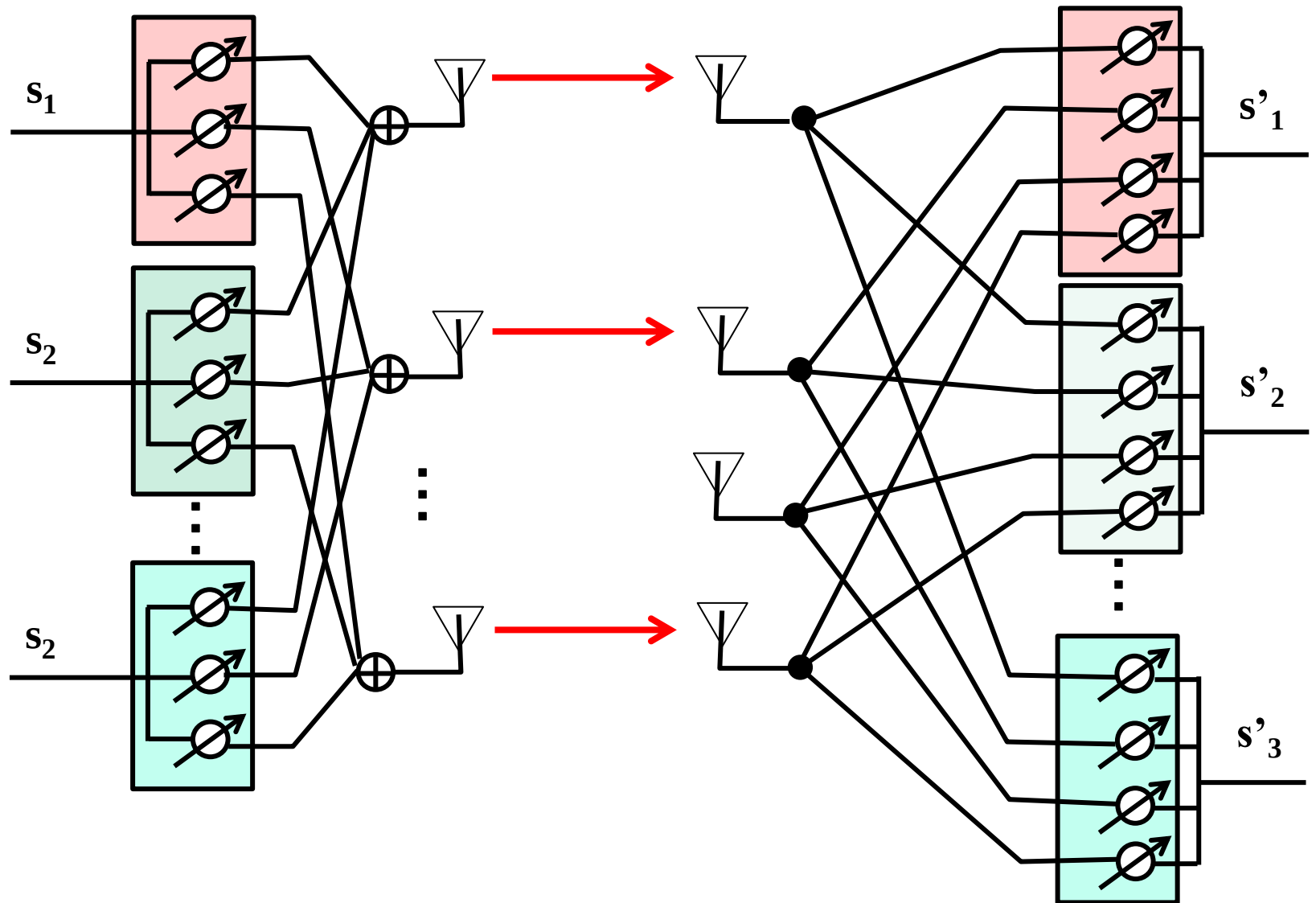
チャネル応答行列Aは以下で表される。

$$A = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_{M0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{r,1} & e_{r,2} & \cdots & e_{r,M0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{t,1} & e_{t,2} & \cdots & e_{t,M0} \end{bmatrix}^H$$

$$= E_r D E_t^H$$

- 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



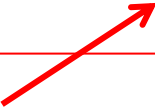
モード多重の励振(2-2)

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

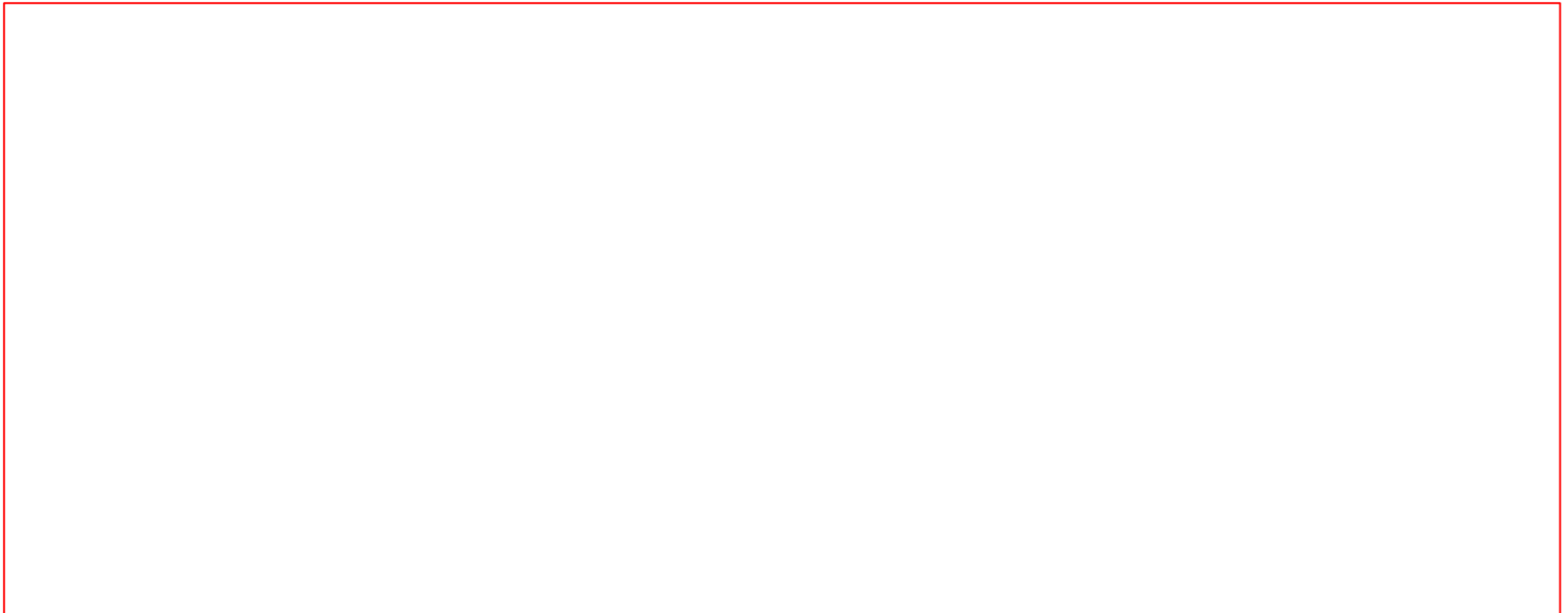


MIMO活用によるモード分離



R. Ryf, S. Randel, A.H. Gnauck, C. Bolle, R.-J. Essiambre, P.J. Winzer, D.W. 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. Peckkam, 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

