

■9群 (電子材料・デバイス) - 6編 (受動・機能デバイス)

3章 光変調デバイス

【本章の構成】

本章では以下について解説する.

- 3-1 電気光学材料と光変調器
- 3-2 多値光変調器
- 3-3 空間光変調器

■9群-6編-3章

3-1 電気光学材料と光変調器

(執筆者：井筒雅之) [2011年11月 受領]

光学材料に応力や電磁界，温度変化など様々な外的物理力を加えると屈折率が変化するが，なかでも，電界を印加することで屈折率の変化する材料を電気光学材料と呼ぶ。ただし，ここで考える印加電界は光波電界より十分時間的変化が緩やかである。1次の電気光学効果（ポッケルス効果）では，屈折率が印加電界に比例して変化する。また，2次の電気光学効果（カー効果）では屈折率変化が印加電界の2乗に比例する。それ以上，高次の屈折率変化は，通常，1次，2次の効果に比べはるかに小さいので，考慮されないことが多い。

電気光学効果や音響光学効果など外部からの物理作用によって屈折率の変化する効果は，通常，屈折率楕円体の変化として表されている。屈折率楕円体は次式で与えられる。

$$\sum_{i,j} B_{ij} x_i x_j = 1, \quad i, j = x, y, z \quad (1 \cdot 1)$$

x_x, x_y, x_z は，それぞれ x, y, z を意味している。また，

$$B_{ij} = \varepsilon_0 \partial E_i / \partial D_j \quad (1 \cdot 2)$$

ただし， E_i, D_j は，印加電界及びそれによって生じる電気変位ベクトルの成分， ε_0 は自由空間の誘電率である。 B_{ij} を成分とする2階のテンソル \mathbf{B} は，比誘電率 $\boldsymbol{\varepsilon}$ の逆テンソル $[\boldsymbol{\varepsilon}]^{-1}$ である。屈折率との関係から， $B_{ij} = [1/n^2]_{ij}$ とも表記される。

電界が加えられた場合，テンソル \mathbf{B} は $\mathbf{B} + \Delta\mathbf{B}$ に変化する。微小変化量 $\Delta\mathbf{B}$ の成分 $\Delta B_{ij} = \Delta[1/n^2]_{ij}$ は，次式で与えられる。

$$\Delta[1/n^2]_{ij} = \sum_k r_{ijk} E_k + \sum_{m,n} g_{ijmn} E_m E_n \quad (1 \cdot 3)$$

ただし， $k, m, n = x, y, z$ である。

右辺第1項は1次の，第2項は2次の電気光学効果による楕円体変化を表している。ただし， r_{ijk} は1次の電気光学係数（3階テンソルの成分）， E_k は印加電界成分である。また， g_{ijmn} は2次の電気光学係数（4階テンソルの成分）， E_m, E_n は印加電界 \mathbf{E} の2つの成分である（同じ成分でもよい）。

$\Delta[1/n^2]_{ij}$ を比誘電率の微小変化 $\delta\varepsilon_{ij}$ に書き直せば，

$$\delta\varepsilon_{ij} = -\varepsilon_{ij}^2 \Delta[1/n^2]_{ij} \quad (\varepsilon_{ij} \neq 0), \quad -\varepsilon_{ii} \varepsilon_{ij} \Delta[1/n^2]_{ii} \quad (\varepsilon_{ij} = 0) \quad (1 \cdot 4)$$

相反性を有する材料では，比誘電率 $\boldsymbol{\varepsilon}$ ，したがって \mathbf{B} ，更には $\Delta\mathbf{B}$ ， $\delta\boldsymbol{\varepsilon}$ は対称行列の形をしているので， $r_{ijk} = r_{jik}$ ， $g_{ijmn} = g_{jimm}$ である。ただし，後者では， E_m, E_n を入れ替えても効果に違いはないとしている。添え字 i, j, m, n は，それぞれ x, y, z の3種を取るのので， ij, mn の組には，それぞれ9種がある。ただし，上述の対称性から，添え字 xy を持つ成分と yx を持つ成分は等しい，などの関係によって独立な添え字の組合せは6種となる。これより，テンソルの表記法として，しばしば，以下の添え字の付け替えが行われる。

$$xx, yy, zz, yz = zy, zx = xz, xy = yx \rightarrow 1, 2, 3, 4, 5, 6$$

この付け替えにより、1次の電気光学係数 r は6行3列の、2次の電気光学係数 g は6行6列の行列の形式で表記され、また、 ΔB 、 $\delta\epsilon$ などは6行1列のベクトル形式で表されることになる。

電気光学係数は、材料が内包する構造的な対称性が高くなるに従って、独立な成分の数が減少する。特に、1次の電気光学効果は、媒質の構造に中心対称性がある場合には生じない(2次の効果は、中心対称性であっても発現する)。回転及び反転対称操作の組のなかで、並進操作と両立可能なものには32種があり、群をなしているため、これらは点群対称と呼ばれる。32の点群対称、それぞれに対する、3階及び4階テンソルの独立な成分については、一覧表が作られているので、それらを参照のこと。

光通信システムに用いられる光変調器として、強誘電体結晶材料である LiNbO_3 を基板とした光導波路デバイスが広く用いられている。また、光源などとの集積や小型化を目指して InP 系や GaAs 系などの半導体光導波路を用いた光変調器も注目を集めている。更には有機材料も電気光学材料として期待され、また、 Si や SiO_2 導波路は、材料に中心対称性があり1次の電気光学効果を持たないが、活用が進みつつある。一方、ポッケルスセルなど光変調器のレーザー応用、液晶を用いた空間光変調器なども重要である。

以下では、現時点で光 ICT 用素子として最も一般的と考えられる前二者に的を絞って光変調の動作原理を述べる。表 1・1 は、 LiNbO_3 、 LiTaO_3 など点群対称 $3m$ (中心対称のない1軸性結晶) 材料と、 GaAs 、 InP など点群対称 $\bar{4}3m$ (中心対称のない等方性結晶) 材料が持つ1次の電気光学係数 r のマトリクス形状である。光変調器にこれらの光学材料を利用する際は、表記の結晶軸方向が素子の軸方向と異なることが多いので、それによってテンソルの座標軸を回転する必要があるが、詳細は他に譲るものとし、結果のみを用いる。

表 1・1 1次の電気光学効果テンソル

$3m$	$\bar{4}3m$
$\begin{bmatrix} \bullet & r_{12} & r_{13} \\ \bullet & -r_{12} & r_{13} \\ \bullet & \bullet & r_{33} \\ \bullet & r_{51} & \bullet \\ r_{51} & \bullet & \bullet \\ r_{12} & \bullet & \bullet \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ r_{41} & \bullet & \bullet \\ \bullet & r_{41} & \bullet \\ \bullet & \bullet & r_{41} \end{bmatrix}$
$a \perp m, c // \text{triad}$	$a, b, c // \text{inverse tetrad}$

図 1・1 は、 LiNbO_3 光導波路を念頭に、2つの結晶軸方向 ($-c$ 及び a 基板、共に $-b$ 軸伝搬) に対し、変調電界 E_x 、 E_y が印加された場合に誘起される $\delta\epsilon$ を示している。変調電界の印加には、導波路に沿って短冊状の電極を2枚あるいは3枚を平行に形成することが多い(図 1・2 参照)。2枚を、導波路を挟むように置くことで E_x を、平行電極の1枚を導波路直上に置く、基板を導電性とするなどで E_y を印加する。 LiNbO_3 では、 r_{33} が r_{13} の約3倍大きいので、 $-c$ 基板では、 E_y によって誘起される $\delta\epsilon_2$ により主な光波電界が y 軸方向にある TM モード(正確には TM-like モード)に、 a 基板では E_x によって誘起される $\delta\epsilon_1$ により主な光波電界が x 軸方向にある

TE モード (TE-like モード, 以下同じ) に対する誘電率を効率良く変化できる. 他方のモードに対してはそれぞれの約 1/3 の誘電率変化となる. $\delta\epsilon_x$, $\delta\epsilon_y$, $\delta\epsilon_z$, すなわち, $\delta\epsilon$ の非対角成分によっては TE-TM モード結合が生じるが, 通常は材料の複屈折によって両モードの位相速度差が大きいため, 十分なモード変換が得られず, 特別な工夫をしない限り, 変調動作への寄与は極めて小さい.

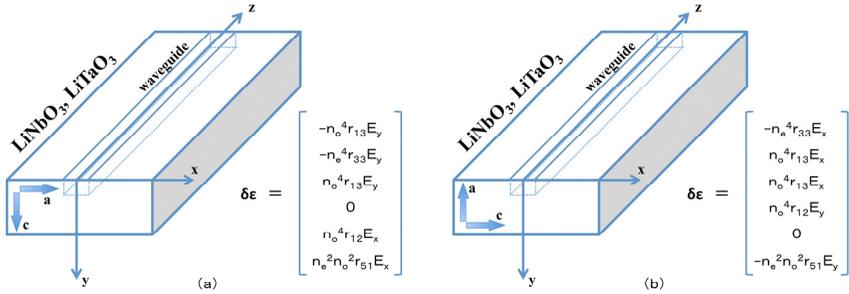


図 1・1 結晶導波路を用いた光変調器と比誘電率微小変化テンソル

(a) c 基板, (b) a 基板. E_x , E_y は変調電界の x 及び y 方向成分. n_o 及び n_e は, それぞれ常及び異常屈折率

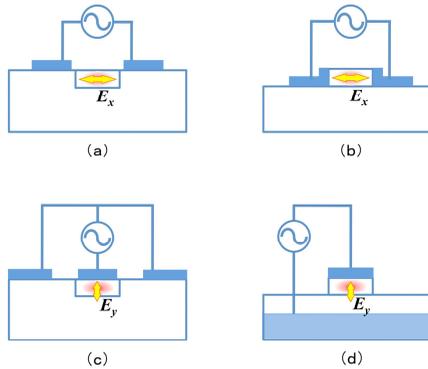


図 1・2 導波路断面から見た電極構成

図 1・3 は, GaAs, InP など $\bar{4}3m$ 半導体材料を用いた光変調器の概念図である. 3 つの基板面方位 (光波進行方向は $[110]$) に対して, E_x , E_y が印加された場合に誘起される $\delta\epsilon$ を示している. (100) 基板では E_y によって誘起される $\delta\epsilon_x$ により TE モードに対する誘電率変化が得られる. (110) 基板では E_x によって誘起される $\delta\epsilon_z$ により TM モードが変調を受ける. また, 同時に E_y によって誘起される $\delta\epsilon_y$ により TE-TM モード結合が生じる. $\bar{4}3m$ 結晶導波路では, 導波路設計によって TE, TM モードの位相定数差を十分小さくできる可能性があり, モード (すなわち, 偏波面) 変換型光変調器の実現も期待される. (111) 基板では E_y によって誘起される $\delta\epsilon_x$, $\delta\epsilon_z$ により TE, TM モードは互いに逆相の (大きさの異なる) 誘電率変化を受ける. 特に TM モード

に対しては(110)基板の場合より大きな誘電率変化が期待できる．また， E_x 成分によっては， $\delta\epsilon_1$ を通しての TE モードに対する誘電率変化と同時に， $\delta\epsilon_6$ を通しての TE-TM モード結合が生じる．

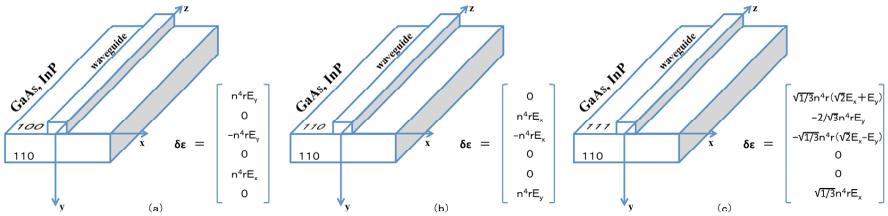


図 1・3 結晶導波路を用いた光変調器と比較誘電率微小変化テンソル

(a) (100)基板，(b) (110)基板，(c) (111)基板，の場合． E_x ， E_y は変調電界の x 及び y 方向成分． r は r_{41} 成分．

比較誘電率微小変化の対角成分， $\delta\epsilon_1$ によって TE モードの， $\delta\epsilon_2$ によっては TM モードの位相変調が得られる． $\delta\epsilon_3$ によっても TM モードの位相変調は生じるが，通常は，光波電界の縦方向 (z 方向) 成分が十分小さいので変調への寄与は無視できる．光波と変調波との相互作用長を L とすると，出力端で得られる光波の位相変化量 (誘導移相量) ϕ は，

$$\phi = k_0 \Gamma L = k_0 \gamma L V \quad (1 \cdot 5)$$

入力光モードの複素振幅を $A(0)$ とすると，出力光複素振幅 $A(L)$ は，

$$A(L) = A(0) \exp(j\phi) \quad (1 \cdot 6)$$

すなわち，大きさ ϕ の位相変調を受ける．ただし， k_0 は自由空間中の光波の波数， Γ はいわゆるオーバラップ積分， V は変調電圧， $\gamma = \Gamma/V$ である．

$$\Gamma = \gamma V = \iint_{x,y} f_i(x,y) \delta\epsilon_i(x,y) f_i(x,y) dx dy \quad (1 \cdot 7)$$

ただし， $i=1$ は TE， 2 は TM モードに対応する．ここで， $f_i(x,y)$ は光波モードの界分布関数で， $\delta\epsilon_i=1$ なら $\Gamma=1/(2n_{\text{eff}})$ ，ただし， n_{eff} はモードの等価屈折率，となるよう正規化されているとする． $\delta\epsilon_i(x,y)$ は，式(1・3)において2次効果は無視し，1次の電気光学効果のみとして式(1・4)に代入すれば，

$$\delta\epsilon_i = -\epsilon_i^2 \sum_k r_{ik} E_k = -\epsilon_i^2 \sum_k r_{ik} e_k V \quad (1 \cdot 8)$$

変調電界 E_k は，断面分布関数 $e_k(x,y)$ と振幅 (変調電圧) V の積に分離できている．導波路断面形状によっては， e_k だけでなく ϵ_i ， r_{ik} も， x ， y の関数である．なお，式(1・8)を $\delta\epsilon = 2n \delta n$ の関係を用いて屈折率を用いた表現に書き換えれば，

$$\delta n_i = -(1/2)n_i^3 \sum_k r_{ik} e_k V \quad (1 \cdot 8)$$

非対角成分 $\delta\epsilon_6$ によって，TE-TMモード結合が生じる． $\delta\epsilon_3$ によっても生じる可能性があるが，先と同じ理由により通常は十分小さい． $\delta\epsilon_4$ は，TMモードの位相変調に関わるが，これも通常

は十分小さい。 $\delta\epsilon_0$ によるモード結合係数 κ は、

$$\kappa = k_0 \Gamma L = k_0 \gamma L V \quad (1 \cdot 9)$$

$$\Gamma = \gamma V = \iint_{x,y} f_1(x,y) \delta\epsilon_0(x,y) f_2(x,y) dx dy \quad (1 \cdot 9')$$

$$\delta\epsilon_0 = -\epsilon_1 \epsilon_2 \sum_k r_{6k} E_k = -\epsilon_1 \epsilon_2 \sum_k r_{6k} e_k V \quad (1 \cdot 9'')$$

すなわち、 κ は、基本的には、式(1.5)の ϕ と同じ表式で与えられる。 κ が実数で両モードの位相定数が一致（位相整合）しているとすると、TE, TM モード入力複素振幅 $A(0)$, $B(0)$ に対して、 L における両モードの複素振幅 $A(L)$, $B(L)$ は、

$$A(L) = A(0) \cos(\kappa L) + B(0) \sin(\kappa L) \quad (1 \cdot 10a)$$

$$B(L) = A(0) \sin(\kappa L) + B(0) \cos(\kappa L) \quad (1 \cdot 10b)$$

入力光モードは強度変調されることが分かる。なお、位相非整合がある、 κ が複素数など一般の場合については、他を参照のこと。

高周波信号によって光変調する場合、光波が素子を通過する間に、変調電圧 V が変化し、変調特性に影響が出る。角周波数 Ω の正弦波電圧信号、 $V(t) = V_0 \cos(\Omega t)$ 、による変調を考える。ただし、変調電界の断面分布 e_k の関数形は素子中で変化しないとする。光波の素子通過時間 $\tau_d = L/v_L$ 、ただし v_L は素子中における光波の位相速度が十分小さい（集中定数動作と呼ぶ。 $\Omega \tau_d \ll 1$ ）とすると、時刻 t に $z=0$ に入力され、時刻 $t + \tau_d$ に $z=L$ から出力される光波に加わる平均変調電圧 $V_{AL}(t)$ は

$$\begin{aligned} V_{AL}(t) &= (1/L) \int_0^L V(t) dz = \tau_d \int_t^{t+\tau_d} V(t) dt \\ &= \text{sinc}(\Omega \tau_d / 2\pi) V_0 \cos(\Omega(t - \tau_d/2)) = R_L V(t - \tau_d/2) \end{aligned} \quad (1 \cdot 11)$$

ここで、 R_L は、光波の通過時間 τ_d によって決まる変調周波数応答で、

$$R_L = \text{sinc}(\Omega \tau_d / 2\pi) \quad (1 \cdot 12)$$

集中定数動作では、そのほかに、電極の静電容量 C と負荷インピーダンス Z_L とで決まる時定数 $\tau_c = Z_L C$ による動作帯域幅制限も生じるので、 τ_d , τ_c の大小によっていずれが中心的かが決まる。

変調電極を集中定数回路的な静電容量として取り扱うのではなく、電極を変調波に対する伝送線路の一部として用いる進行波動作も広く用いられている。LiNbO₃ のように誘電率の極めて高い強誘電材料を用いる場合など、電極長が変調信号の波長に比べて十分小さくても、 τ_c による制限のない進行波動作が有利となる。先と同じく、変調信号 $V(t) = V_0 \cos(\Omega t)$ が $z=0$ に入力されたとする。素子中を進行する変調波は次式で表される。

$$V_m(t, z) = V_0 \cos(\Omega t - k_m z) \quad (1 \cdot 13)$$

ただし、 k_m は、素子中における変調波の波数である。簡単のため、変調波の伝搬に伴う減衰は無視している。時刻 t に $z=0$ に入力された光波の、時刻 t' における位置 $z(t')$ は、 $v_L(t' - t)$ なの

で、 t' , $z(t')$ において光波が受ける変調電圧は、

$$V_m(t', z(t')) = V_0 \cos(\Omega t' - k_m v_L(t' - t)) \quad (1 \cdot 14)$$

先と同じく 0 から L で積分し、光波に対する平均変調電圧 $V_{AT}(t)$ を導出すると、

$$\begin{aligned} V_{AT}(t) &= \tau_d \int_t^{t+\tau_d} V_0 \cos(\Omega t' - k_m v_L(t' - t)) dt \\ &= \text{sinc}(\Omega(\tau_d - \tau_m)/2\pi) V_0 \cos(\Omega(t - (\tau_d + \tau_m)/2)) = R_T V(t - (\tau_d + \tau_m)/2) \end{aligned} \quad (1 \cdot 15)$$

ただし、 $\tau_m = L/v_m$ は変調波の素子通過時間、 v_m は位相速度である。これより、進行波動作における変調周波数応答 R_T は、以下で与えられることが示された。

$$R_T = \text{sinc}(\Omega(\tau_d - \tau_m)/2\pi) \quad (1 \cdot 16)$$

上式より、進行波動作では τ_d と τ_m の差が小さいほど、すなわち、光波と変調波の位相速度差が小さいほど、広い動作帯域幅の得られることが分かる。

以上より、光波と変調波の界分布が断面内で一致せず、また、位相速度も異なる場合の ϕ 、及び κ は、

$$\phi = \kappa = k_0 \gamma L R_T V(t - (\tau_d + \tau_m)/2) \quad (1 \cdot 17)$$

なお、式(1・16)、(1・17)は、 $\tau_m = 0$ と置くことで、式(1・11)、(1・12)に一致するので、進行波動作だけでなく、集中定数動作の場合にも適用できる。

変調器の周波数特性は電気光学係数の分散にも依存する。特に、電気光学結晶は、多くの場合、外部電界に比例して歪みを生じる圧電効果と、応力によって屈折率変化を生じる音響光学効果(ピエゾ光学効果)とを合わせ持っている。したがって、光変調器に変調電界を印加すると、電気光学効果(直接効果)に加え、素子材料の機械的共振周波数より低い領域では、圧電効果を介しての屈折率変化(間接効果)が加わり、大きな屈折率変化が生じる。共振周波数付近では、屈折率変化の度合い(変調効率)に大きな変動が生じる場合もあるので、注意が必要である。本節では、種々の光変調器材料に対する電気光学係数や、誘電率などの物性、具体的な数値例には立ち入らないので、他を参照するものとする。

■参考文献

- 1) J.F. Nye : Physical Properties of Crystals, Oxford, 1957.
- 2) A. Yariv : Quantum Electronics, John Wiley, 1967.
- 3) H.A. Haus : Waves and Fields in Optoelectronics, Prentice-hall, 1984.
- 4) I.P. Kaminow and E.H. Turner : "Electrooptic light modulators," Proc. IEEE, vol.54, pp.1374-1390, 1966.
- 5) F.S. Chen : "Modulators for Optical Communications," Proc. IEEE, vol.58, pp.1440-1457, 1970.
- 6) M. Izutsu and T. Sueta : "Coupled mode analysis of light modulation in dielectric waveguides," Appl. Phys, vol.4, pp.307-315, 1975.

■9群-6編-3章

3-2 多値光変調器

(執筆: 川西哲也) [2011年11月 受領]

増大するデータトラフィック需要に対応するために波長多重技術の開発が進み、現在では Tbps クラスの長距離海底ケーブルが実運用されているが、既にファイバで伝送可能な帯域は波長多重技術により使い尽くされている状況で¹⁾、光通信においても多値変調による周波数利用効率向上が注目されている。無線通信で利用される搬送波に比べて光の周波数ははるかに高いため、位相と周波数を正確に制御することは困難であったが、最近、光波をベクトル的に制御する多値変調技術が実現しつつある²⁾。光多値変調方式としては無線通信においても広く実用になっている4値位相変調(QPSK)、8値位相変調(8PSK)、16値直交振幅変調(16QAM)などが注目されている。

図2・1にQPSKと16QAMのコンステレーション(星座図)を示す。コンステレーションは光信号の位相・振幅を複素平面で表現したものである。ベクトル変調を使わずに振幅、もしくは、強度変化のみを使った1次元的な多値変調も可能であるが、複素平面上での符号間距離が短くノイズに弱いという問題があり、研究例は少なく、多値変調には2次元的なベクトル変調が標準的に利用されている。基本原理は無線通信で使われているベクトル変調(IQ変調)と同じで、光波の同相(I)成分、直交(Q)成分を個別に振幅制御し、これらを合波するというものである。図2・2に示すような2つの振幅変調器でベクトル変調が可能となる。IQ成分間の90度光位相差を維持するために、光波長以下の精度での機械的安定性が必要で、2つの振幅変調器を集積したデバイスが用いられることが多い³⁾。

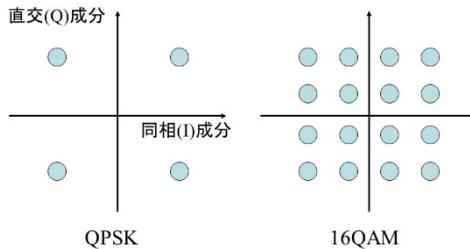


図2・1 QPSKと16QAMのコンステレーション

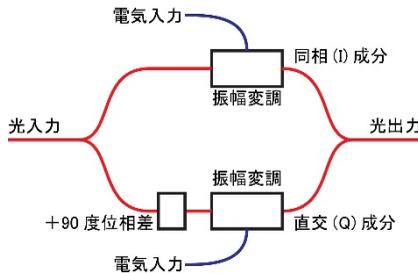


図2・2 光ベクトル変調の構成例

最近の報告では伝送特性と周波数利用効率のバランスの良い QPSK による伝送システムの開発例が目立つ^{4),5)}。一般的な QPSK は、ベクトル変調器のそれぞれの振幅変調器で周波数変移量 180 度の 2 値位相変調 (BPSK) 信号を発生させ、これを合成するというものである。各振幅変調器で得られる BPSK 信号は +1 と -1 をシンボルとした 2 値振幅変調 (2ASK) と等価であるが、一般には単に BPSK と呼ばれることが多い。振幅変調器で位相変調をするという混乱しやすい表記となっているので注意が必要である。位相変調器で BPSK を得ることも可能であるが、後述する理由により、振幅変調器が広く使われている。

振幅変調器としては、2 つの位相変調器からなる光干渉計により位相変化を振幅変化に変換するマッシュツェンダー (MZ) 変調器が一般的である。MZ 変調器の最も重要な性能指標である半波長電圧 ($V\pi$) は光出力を最大から最小まで変化 (オン・オフ動作) させるのに必要な駆動電圧で定義されていて、干渉計内での光位相差が π となることに相当している。2 つの位相変調器をプッシュプル動作させることが一般的であるが、この場合、各位相変調器では $V\pi/2$ の位相変化がオン・オフ動作で生じることになる。

一方、単体の位相変調器においても半波長電圧 ($V\pi$) が性能指標として用いられているが、こちらは出力光の光位相が π 変化するのに必要な電圧である。MZ 変調器を使って BPSK 信号を発生させるためには $2V\pi$ の電圧入力が必要となるのに対して位相変調器の場合は $V\pi$ でよいということになるが、これは $V\pi$ の定義の違いによるものであり、同様の構造を用いた変調器で比較すると単体の位相変調器の $V\pi$ は MZ 変調器のその 2 倍程度であるので、所要電圧は同程度となる。

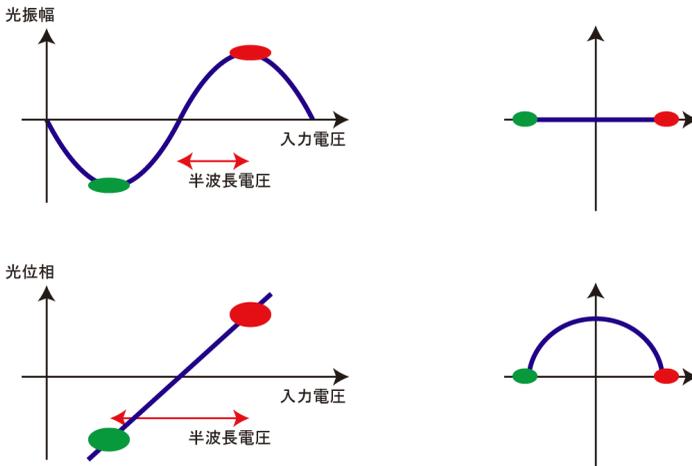


図 2・3 MZ 変調器(上)と位相変調器(下)による BPSK

- (左上) MZ 変調器出力光振幅と入力電圧の関係。入力電圧に対して微分ゼロの点をシンボルとする。半波長電圧は BPSK に必要な電圧の半分。
- (右上) MZ 変調器による BPSK コンステレーション。過渡状態もすべて実軸上にある。
- (左下) 位相変調器出力光位相と入力電圧の関係。半波長電圧は BPSK に必要な電圧と一致。
- (右下) 位相変調器による BPSK コンステレーション。過渡状態は円周上にある。

ここで、MZ 変調器と位相変調器による BPSK 信号発生の違いを説明する。MZ 変調器は振幅変調器であるので、出力光の状態を複素平面上で表現すると、入力電圧変化に応じて、実軸上を移動する。位相変調器の場合、円周上を移動する。いずれの変調器も 0 度(+1), 180 度(-1)の状態を発生させることが可能であるが、+1 と-1 の間の過渡状態が全く異なる。位相変調器では複素平面上を大回りし、原点からみて対称性の低い信号となり、周波数軸上でみたときに、不要な搬送波が残留するなどの問題が起きやすい。一方、MZ 変調器は振幅のみ変化し、対称性の高い信号が得られる。また、2 つのシンボルは電圧変化に対して微分ゼロの点に相当し、外乱などによる、電圧変動に対しても信号劣化が少ないというメリットもある。

16 QAM などのより複雑な変調方式に対応するためには、各振幅変調器で多値振幅変調を実現する必要がある^{9)~8)}。多値の電気信号を高速に発生させるためには多値信号に対応した増幅器や高速 DA 変換器の開発が必要となる。並列の光変調器を使った多値化も報告されている^{7),8)}。図 2・4 は 4 並列変調器による 16 QAM の例である。振幅の異なる 2 つの QPSK 信号を光回路内で合成することで、16 QAM を実現している⁷⁾。電気入力力は 4 つの 2 値電気信号であるので、既存の変調方式向けに開発された電子部品を利用することが可能で、変調速度向上の点で有利であると考えられる。

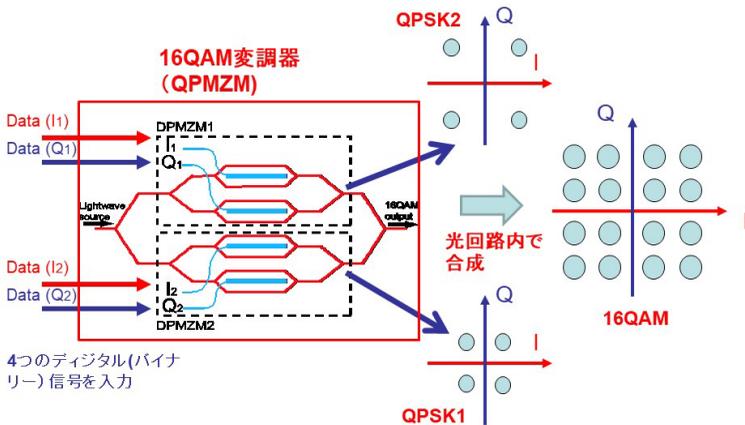


図 2・4 4 並列変調器による 16 QAM の例

■参考文献

- 1) K. Fukuchi, T. Kasamatsu, M. Morie, R. Ohhira, T. Ito, K. Sekiya, D. Ogasahara, and T. Ono: "10.92-Tb/s (273×40-Gb/s) triple-band/ultra-dense WDM optical-repeated transmission experiment," OFC 2001, PD24-1.
- 2) T. Kawanishi, S. Sakamoto and M. Izutsu: "High-Speed Control of Lightwave Amplitude, Phase, and Frequency by Use of Electrooptic Effect," IEEE J. Select. Top. Quantum Electron. vol.13, pp.79-91, 2007.
- 3) T. Kawanishi, T. Sakamoto and A. Chiba: "Integrated Lithium Niobate Mach-Zehnder Interferometers for Advanced Modulation Formats," IEICE Trans. Electron., vol.E92-C, pp.915-921, 2009.
- 4) H. Masuda, A. Sano, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, Y. Hibino, K. Hagimoto, T. Yamada, T. Furuta, H. Fukuyama: "20.4-Tb/s (204×111 Gb/s) Transmission over 240 km Using Bandwidth-Maximized Hybrid Raman/EDFAs," OFC 2007, PDP 20.
- 5) A. H. Gnauck, G. Chalet, P. Tran, P. Winzer, C.R. Doerr, J.C. Centanni, E.C. Burrows, T. Kawanishi, T. Sakamoto and K. Higuma: "25.6-Tb/s C+L-Band Transmission of Polarization-Multiplexed RZ-DQPSK Signals," OFC

2007, PDP 19.

- 6) A. Sano, H. Masuda, T. Kobayashi, M. Fujiwara, K. Horikoshi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, M. Matsui, M. Mizoguchi, H. Yamazaki, Y. Sakamaki, and H. Ishii : "69.1-Tb/s (432×171-Gb/s) C- and Extended L-Band Transmission over 240 km Using PDM-16-QAM Modulation and Digital Coherent Detection,"OFC 2010, PDP B7.
- 7) T. Sakamoto, A. Chiba and T. Kawanishi : "50-Gb/s 16 QAM by a quadparallel Mach-Zehnder modulator," ECOC 2007, Tu.1.E.3, postdeadline.
- 8) H. Yamazaki, T. Yamada, T. Goh, Y. Sakamaki and A. Kaneko : "64QAM Modulator with a Hybrid Configuration of Silica PLCs and LiNbO₃ Phase Modulators for 100-Gb/s Applications," ECOC 2009, 2.2.1.

■9 群-6 編-3 章

3-3 空間光変調器