

光固有値伝送—デジタルコヒーレント時代の多値ソリトン伝送方式—

電気電子情報通信工学専攻 情報通信工学コース

教授 丸田 章博

1. はじめに

現代の情報インフラを根底から支える光ファイバ通信ネットワークの大容量化は欠かせぬ研究開発課題である。光増幅技術やデジタルコヒーレント技術など時期を得た画期的なブレイクスルーに支えられ、現在ではテラビット級のトランスポンダが市場に導入されるに至っている。光増幅技術によりファイバ損失を克服し、デジタルコヒーレント技術により群速度分散や偏波モード分散などによる線形信号歪みを克服した光ファイバ通信システムにおける通信路容量は、シャノン限界にまで漸近している。よって、ファイバへの入射光電力を増大させると、通信路容量も同様に増大していくように考えられるが、光ファイバ通信システムでは、非線形光学効果の影響を考慮した通信路容量を与える「非線形シャノン限界」によって通信路容量が制限されることがわかっている（図1参照）。ただし、非線形シャノン限界は、非線形光学効果に起因する信号歪みを除去することで克服できるため、「非線形補償技術」の研究開発が広くすすめられている。しかし、代表的な非線形補償技術は計算量が膨大であり、デジタル信号処理用 LSI へのリアルタイム実装には問題が多い。そこで、筆者らの研究グループでは、長年、非線形伝送技術の研究に取り組んでおり、光ファイバの非線形光学効果を活かすことで、伝送品質の改善を図ることに挑戦してきた。本稿では、特に現在精力的に取り組んでいる光固有値伝送方式を紹介する。

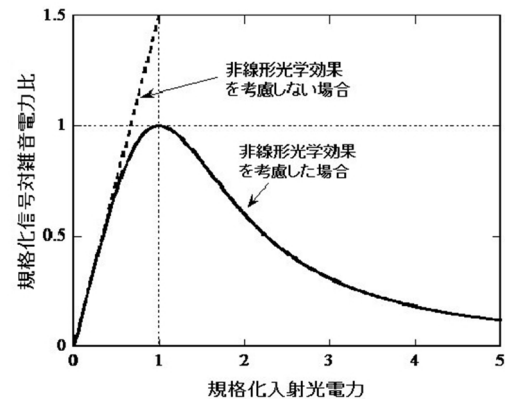


図1：非線形光学効果による信号対雑音電力比の劣化

2. 光固有値伝送方式の基礎

非線形性と異常分散性を持つファイバ中を伝搬する光波の振る舞いを記述する非線形シュレディンガー方程式 (NLSE) を次式に示す。

$$i \frac{\partial q}{\partial Z} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 q}{\partial T^2} + |q|^2 q = 0 \quad (1)$$

ここで、 Z 、 T 、および $q(Z, T)$ はそれぞれ規格化された伝搬距離、群速度で移動する座標系における時間、および電界の複素包絡線振幅である。式(1)の初期値問題は逆散乱変換 (IST、非線形フーリエ変換とも称される) によって解析的に解くことができる[1]。その際に現れる式(1)の随伴固有値方程式は次式で与えられる。

$$i \frac{\partial \psi_1}{\partial T} + q \psi_2 = \zeta \psi_1, \quad -i \frac{\partial \psi_2}{\partial T} - q^* \psi_1 = \zeta \psi_2 \quad (2)$$

ここで、 ζ は複素固有値であり、 $\psi_\ell(Z, T)$ ($\ell = 1, 2$) は固有関数である。IST の枠組みでは、 $q(Z, T)$ が式(1)の解である限り、ファイバ中を伝搬するに従って光パルスの時間波形や周波数スペクトルが変化しても、式(2)のすべての固有値 ζ は伝搬距離 Z に依らず不変である。よって、光ファイバ通信において従来の変調パラメータとして用いられる光パルスの振幅、周波数、位相に比べて、固有値はより理想的な情報キャリアである。このアイデアに基づいて、本学名誉教授の長谷川晃先生と本学卒業生の丹生孝之氏により 1993 年に光固有値伝送方式が提案された[2]。

3. デジタルコヒーレント技術に基づく固有値の復調法

[2]では、光パルスに含まれる複数の固有値を、相互位相変調による高次ソリトンの分裂を用いて復調しており、その実現可能性が実験的に示されている[3]。しかし、受信機構成が複雑で、実用化は難しい。一方、今世紀の初頭、デジタルコヒーレント技術が光ファイバ通信システムに導入された[4]。そこで、我々はこの技術に基づく固有値の復調法を提案した[5]。この方法では、受信した時間波形を代入した式(2)を数値的に解く。まず、式(2)をフーリエ変換して積分方程式に変換する。次に、積分方程式を周波数領域で離散化し、畳み込み積分を数値計算することにより、行列の固有値問題に変換する。得られた固有値問題は時間波形 $q(Z, T)$ が与えられれば容易に解くことができる。よって、デジタルコヒーレント受信によって、受信電界の複素包絡線振幅 $q(Z, T)$ を復調し、 $q(Z, T)$ から固有値を数値的に求めることができる。

4. 複数の固有値を用いた多値固有値変調方式

光固有値伝送方式の観点で見直すと、1990 年代に盛んに研究された光ソリトン伝送方式は単一の離散固有値のみを用いた伝送方式であった[6]。一方、複数の離散固有値とその組み合わせを情報キャリアとして用いる多値固有値変調方式により、伝送レートを劇的に増やすことができる。それらの中で最も簡単な方式は離散固有値の on-off 符号化であり[7]、ビット系列を固有値の有無に対応させる方法である。複数の固有値を用いると、複数ビットを 1 つのパルスで伝送することができる。以下では、直交振幅変調(QAM)方式と比較しながら、固有値の on-off 符号化の概念を説明し、固有値変調の優位性を示す。固有値は複素数であり、複素平面上の N 個の固有値の組 ζ_n ($n = 1, 2, \dots, N$) を考える。それぞれの固有値の有無が 1 ビット、“1” または “0” を表す。 $N = 16$ の場合について、複素固有値平面上のコンステレーションの一例を図 2(a) に示す。多値固有値変調方式では、ビット系列 “0011 1010 0101 1100” は、図 2(a) に塗りつぶされた丸印で示す 8 個の固有値を含む固有値パターンで表される。 i 番目の位置のビット “1” / “0” は i 番目の固有値の有無 (on/off) で表される。多値固有値変調方式では、各固有値を任意の位置に配置することができ、任意の固有値パターンを用いることにより、図 2(a) では 65,536 ($= 2^{16}$) 値の超多値固有値変調が可能である。複数の離散固有値 (最大 N 個) を含む信号パルス波形には N -ソリトン解[1]を用いることができる。一方、QAM 信号は同相成分 (I 成分) と直交成分 (Q 成分)

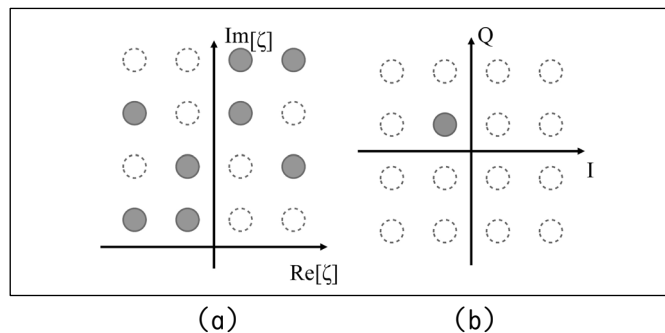


図 2: 16 個の固有値の有無に情報を載せた固有値変調信号(a)と 16QAM 信号(b)の一例。

からなる 2 次元平面上の信号点で表される。シンボル当たりのビット数が $N = 4$ の場合の 16QAM 信号のコンステレーションの一例を図 2(b)に示す。16QAM 信号の 1 つのシンボルは I-Q 平面上の 16 個の信号点のうちの塗りつぶされた丸印の 1 点で表される。すなわち、同時に on 状態にできる信号点は 1 点のみであり、16QAM 信号は 16 値の多値変調信号である。N を増やすことによって、スペクトル利用効率(SE)は向上するが、信号点間距離が短くなるために高い光信号対雑音比(OSNR)が要求される。さらに、ファイバの非線形性に起因する位相変化によって伝送距離が制限される。図 2 に示すように 2 次元平面上におけるシンボルを表す点の数が同じでも、QAM 信号よりも固有値変調信号の方がより多くのビットを伝送できる。それは複素固有値平面上で、同時に複数の信号点を on 状態にできるからである。

5. 機械学習に基づく復調法

多値固有値変調信号では、帯域制限や光増幅器で加わる ASE 雑音などの影響に起因する固有値のばらつきが複素固有値平面上で、I-Q 平面上の QAM 信号のような円形の 2 次元ガウス分布とはならない[8]。さらに、固有値の値やその組み合わせによって、固有値のばらつきの分散値が変化する。すなわち、同じ固有値に対しても他の位置にある固有値の影響を受けて、その分散値が変化する。そのため、複素固有値平面上に直線状の閾値を設定して最適な固有値パターンの判別を行うことはできない。これを克服するために、機械学習に基づく復調法が提案されている。人工ニューラルネットワーク (ANN) に基づく復調法は 2 種類に大別できる。すなわち、時間領域(TD)での復調法[9]と固有値領域(ED)での復調法(ED)[10-14]である。[9]に示す TD 復調法では、直線状閾値を用いた復調法に比べて 11dB もの電力マージンの改善を達成している。しかし、TD 復調法では伝送距離毎に ANN のトレーニングを行う必要がある。一方、ED 復調法では、固有値が伝送距離によって変化しないという利点を利用できる。4 つの固有値を on-off 符号化した 16 値信号を用いた[10]の方法では、伝送距離 3000km にわたって高い汎化性能が示されている。伝送レートを向上させるために、[11]では 12 個の固有値を on-off 符号化した 4096 値信号のマルチラベル学習を行っており、[12]ではその信号の 200km 伝送が報告されている。さらに、[13]で軟判定誤り訂正(SD-FEC)技術を導入することにより、1200km 伝送が報告されている。しかし、固有値平面上で信号の復調を行うには、受信機でシンボル毎に時間波形の切り分けを行った上で固有値の計算を行う必要がある。この操作には多大な計算が必要である。この計算量を減らす方法として、複素モーメント固有値解法(CME 法)が提案されている[14]。

6. まとめと今後の課題

光固有値伝送方式の基礎と最近の研究結果を紹介した。今後の更なる長距離大容量伝送を目指し、分散マネージメントソリトンを用いた波長分割多重方式、偏波多重方式、ソリトン制御技術を発展させた雑音低減/除去技術の検討などを進めていく予定である。

謝辞

本稿で示した成果は、当研究室の三科健准教授、久野大介助教、ならびに研究室の卒業生、在学生と実施した研究の成果である。また、独立行政法人日本科学技術振興会の科学研究費補助金(基盤研究 B, 課題番号:19H02140)ならびに国立研究開発法人情報通信研究機構の受託研究(課題番号:01401 および 08401)により得られたものである。さらに、長

年にわたって、光ソリトンをはじめとする非線形伝送技術についてご指導いただく本学名誉教授の長谷川晃先生に感謝する。

参考文献

- 1) V. E. Zakharov and A. B. Shabat : Sov. Phys. JETP 34 (1972) 62.
- 2) A. Hasegawa and T. Nyu : JLT 11 (1993) 395.
- 3) S. Oda, A. Maruta, and K. Kitayama : PTL 16 (2004) 587.
- 4) E. Yamazaki et al. : Opt. Exp. 19 (2011) 13179.
- 5) H. Terauchi and A. Maruta : CLEO-PR&OECC/PS2013, WR2-5.
- 6) A. Hasegawa and Y. Kodama, Solitons in optical communications, Oxford Univ. Press, 1995.
- 7) T. Kodama, T. Zuiki, K. Mishina, and A. Maruta : PSC2018, Th3C.4.
- 8) H. Terauchi et al. : OECC/ACOF 2014, WEPS2-56.
- 9) K. Mishina et al. : ECOC2019, W.1.B-5.
- 10) K. Mishina et al. : JLT 39 (2021) 4307.
- 11) K. Mishina et al. : OFC2021, M3I-1.
- 12) H. Takeuchi et al. : OFC2022, Th3F.3.
- 13) R. Harada et al. : OFC2024, M4K-7.
- 14) Y. Terashi et al. : JLT 41 (2023) 4713.

(通信 昭和 63 年卒 平成 2 年修士 平成 5 年博士)