コヒーレント光スペクトラムアナライザを用いた

帯域制限のない光複素電界振幅波形測定

代表研究者 五十嵐 浩司 大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻 准教授

1 背景

近年の光ファイバ通信における革命が、ディジタルコヒーレント光受信器の発明である[1]。光ファイバ通 信で使用される半導体レーザの周波数揺らぎ・位相揺らぎが大きく、コヒーレント光受信後の受信信号には 大きな位相雑音が付随するために、今まで実用化には至らなかった。2000年以降、光信号速度に相当する 10 GSample/secを超える超高速アナログ・ディジタル変換器 (analog-to-digital convertor: ADC)が登場し たことを契機に、ディジタル信号処理(digital signal processing: DSP)によってコヒーレント受信後の位 相雑音を補償するコンセプトが提案された[1]。従来光ファイバ通信では、信号変調に強度のみを使用してき たが、コヒーレント受信によって強度と位相を含めた直交振幅変調(quadrature amplitude modulation: QAM) 光信号の受信や偏波多重が可能となり[2]、大容量化を牽引した。2010年以降、日本国内において、32 Gbaud 偏波多重四相位相シフトキーイング光信号を送受信する 100 Gbit/s システムが実用化されている[3]。

コヒーレント光受信技術の普及に伴い、信号モニタ技術として、光信号の複素電界振幅波形、もしくはコ ンステレーション波形、を簡易に測定する要求が高まっている。従来、実システム同様に信号帯域をカバー する広帯域コヒーレント光受信器を用いて光信号複素電界振幅波形をモニタしてきた[4]。しかしながら、広 帯域受光器・超高速 ADC が必須となりコスト高である。また、コヒーレント光受信後の信号等化によって信 号波形劣化が正しく観測することが難しい。広帯域な受光器や ADC を用いず、直接信号波形歪みを観測でき る簡易複素電界振幅波形測定法が強く求められている。低速受光器を用いた光信号モニタ技術として、超短 光パルス列を局所光に用いた線形光サンプリング手法が提案されている[5,6]。受光器帯域をパルス列繰り返 し周波数まで低減可能であるが、そのような低速領域では位相雑音による影響が無視できない。そもそも超 短パルス光源が必要となるために、測定器構成が複雑となる。

我々は、光信号を周波数領域で分割測定する方式を提案している[7]。光信号スペクトルを狭帯域なスライ ス成分に分割しながら測定し、その測定データをDSP上でつなぎ合わせることで光信号の複素電界スペクト ルを合成する。それを逆フーリエ変換して複素電界振幅時間波形を得る。これを、スペクトル分割・合成コ ヒーレント光スペクトラムアナライザと呼ぶ。既に QPSK 光信号に対する本方式の動作原理確認実験は行われ ている[7]。ただし、極限性能の評価は不十分な状況であった。例えば、本方式では、スペクトル分割数を増 加させるほど、要求測定帯域が削減される。どこまでスライス分割できるかを明らかにすることは本方式の 極限性能を評価する上で極めて重要である。本研究では、本方式において光スペクトル波形が測定可能なス ペクトル分割数をシミュレーションおよび実験で明らかにした。また、QPSK 光信号だけでなく 16QAM 光信号 の複素電界振幅波形を測定し、どこまで正確に波形測定可能かを実験的に明らかにした。

2 スペクトル分割・合成コヒーレント光スペクトラムアナライザ

スペクトル分割・合成コヒーレント光スペクトラムアナライザの構成を図1に示す。本方式の測定対象は 繰り返し光信号波形である。ただし、光通信のテストに用いられる準ランダムビット系列(pseudo random bit sequence: PRBS)のような10,000 符号長を超える数µsecの周期にも測定可能であり、本方式の応用を制限す るものではない。この繰り返し光信号の複素電界振幅波形を測定する。その構成は、局所光(local oscillator: L0)用波長可変光源、90°ハイブリッド光回路、バランス受光器、ADC から成り、単一偏波用コ ヒーレント受信器と同じである。ただし、受光器・ADC に低速なもの、例えば1 GHz 帯域や1 GSample/sec のもの、を使用できる点に注意されたい。本方式の動作原理を図2に示す。低速受光器を用いたコヒーレン ト受信では、L0 周波数付近の狭帯域成分が測定される。この狭帯域スペクトル成分を「スライス」と呼ぶ。 スライスは、ADC を介してスライスの測定データはストアされる。逐次的にL0 周波数を変化させながら測定 帯域 Wにおいてスライスを測定し、その測定データをオフライン DSP 上にてつなぎ合わせることで、光信号 スペクトル波形を合成する。なお、L0 周波数を変化させる際、隣接スライス間がある程度重なるように調整 する点がポイントである。このオーバーラップ成分は後述のスライスの周波数揺らぎ補償に活用する。この スペクトルを逆フーリエ変換すれば、複素電界振幅時間波形が得られる。







図2 スペクトル分割・合成法の動作原理。

ただし、測定されたスライスには、独立・ランダムな位相雑音・周波数揺らぎが付随するために、ただス ライス合成するだけでは、正しい光スペクトル波形は得られない。本方式では、オフライン DSP において位 相雑音抑圧と周波数揺らぎ補償を行う。その DSP の全体像を図3に示す。スライスに対して初めに位相雑音 を抑圧した後、繰り返し信号のコム状スペクトル波形からピーク成分を抽出する。その後、隣接スライス成 分におけるオーバーラップ成分を用いて周波数揺らぎを補償し、隣接スライス2つを合成する。これを繰り 返すことによって光信号スペクトル波形全体を再生する。再生した光スペクトル波形を逆フーリエ変換すれ ば複素電界振幅時間波形が得られる。その波形からコンステレーション波形を求める。以下ではポイントな る位相雑音抑圧と周波数揺らぎ補償の詳細を説明する。

位相雑音補償は、光信号の繰り返し性を活用する。繰り返し信号のスペクトル波形はコム状となる。その コム成分は理想的にはデルタ関数的な形状になるが、位相雑音があると膨らむ。この膨らみを含めてコム成 分を抽出することで位相揺らぎを推定する。そのブロック図を図4に示す。スライスのコム状スペクトル波 形から一つだけコム成分を抽出する。ここでは、繰り返し周波数foの帯域の矩形フィルタを用いる。抽出し たコム成分をDCに周波数変換した後、逆フーリエ変換することで位相揺らぎを推定する。その推定位相揺ら ぎをスライスから除去することで、位相雑音を抑圧する。なお、本方式ではコム成分を抽出するためにfo帯 域の矩形フィルタを用いているために、f6を超える高速な位相雑音成分の除去は出来ない点に注意されたい。 位相雑音を抑圧したスライスのピークサンプルのみを抽出した後、周波数揺らぎを補償する。ここでは、 隣接スライスのオーバーラップ成分を用いる。そのDSPを図5に示す。はじめに、隣接スライスのオーバー ラップ成分を検出する。隣接するスライスの位相成分の相互相関を計算し。そのピーク成分のインデックス から、周波数揺らぎとオーバーラップ成分長が判明する。それらを用いて片方スライスからオーバーラップ 成分を除去した後、二つのスライスを合成する。この際、二つのオーバーラップ成分の振幅・位相差の平均 を用いて、隣接スライスの振幅および位相のオフセットを補償する。

以上の DSP に基づき全スライスを合成することで、信号スペクトル波形が再生される。それを逆フーリエ 変換することで複素電界振幅時間波形が得られる。時間遅延を調整しながらその波形を1 sample/symbol に リサンプルすることでコンステーション波形が得られる。





図5 周波数揺らぎ補償 DSP。

本手法では、光信号スペクトル波形を分割すればするほど、受光器・ADC への要求帯域が軽減される。したがって、本手法の性能評価として、いくつまで光スペクトル波形をスライスに分割することが可能かどうか、を明らかにすることが極めて重要となる。本稿では、シミュレーションおよび実験によって、この性能評価を行った結果を示す。

3 性能評価シミュレーション

光スペクトル分割・合成測定可能なスライス数を明らかにするためにシミュレーションを行った。本手法 では、スライスのコム状スペクトル波形からスペクトルピークのみを抽出する処理が含まれている。これに よって光増幅器雑音は十分に除去される。また、周波数揺らぎは隣接スライスのオーバーラップ成分によっ て完全に補償可能である。一方で、位相雑音抑圧において、繰り返し周波数fo以上の位相雑音を抑圧するこ とは原理的にできず、残留する。この残留位相雑音がスライス合成によって蓄積すると、分割・合成可能な スライス数に上限を与えることになる。また、ADC のクロックに時間揺らぎ(ジッタ)がある場合、スライ スの時間方向に揺らぎが生じる。これは DSP で除去できない。以上の ADC クロックジッタおよび位相雑音が 存在する中で、どこまでスライス数を増加できるかをシミュレーションによって明らかにした。



図6 シミュレーションモデル。

シミュレーションモデルを図6に示す。周期2¹⁵-1のPRBSをQPSK符号にマッピングする。2 sample/symbol ヘアップサンプリングして、矩形ナイキスト整形をした後、光IQ変調によって光領域に周波数シフトさせ、 QPSK光信号を得る。符号速度は *B*=10 Gbaud とする。それをコヒーレント受信してベースバンドに変換す る。この際、光信号とLOの間の位相揺らぎに由来する位相雑音を受信信号に付加する。信号生成用光源・LO 光源共にスペクトル線幅をδf/2 とし、付加される位相雑音の線幅はδf としている。受信信号に対して片側波 帯域 *R*の矩形フィルタリングを行うことで狭帯域スライスを生成している。このスライスに ADC クロックジ ッタに対応した時間ジッタを付加した。ジッタ量は、偏差 τ・平均ゼロのガウス変数として生成した。L0 周 波数をΔfLo づつ変化させ、スライスを生成し、それを DSP によって合成する。その合成スペクトルを逆フー リエ変換し得られる複素電界振幅時間波形から、コンステレーション波形を得る。スペクトル分割・合成測 定を 1,000 回行い、コンステレーション波形における符号揺らぎの分散を評価した。

ADC クロックジッタによる符号揺らぎのスライス数 K 依存性を図 7(a) に示す。パラメータは時間ジッタ偏差であり、 τ =20 ps、10 ps、5 ps、2 ps、1 ps である。ジッタ量が大きくなる程、符号揺らぎが大きくなるものの、スライス数に対する依存性は極めて小さい。図 7(b)には、符号揺らぎのジッタ量依存性を示す。パラメータはスライス数 K であり、K=1、10、100、1,000の結果が示されている。また、横軸には、ジッタ量を符号周期 1/B で規格化した τ B とした。スライス数に依らず、ジッタ量が増えるほど符号揺らぎが大きくなる様子が示されている。符号揺らぎ分散を 10⁻²以下にするには、規格化ジッタ量を 0.05 以下にすることが要求される。10 Gbuad に対しては 5 ps 程度のジッタ量となり、これは市販の ADC で簡単に満たされるジッタ量である。以上から、ADC クロックジッタによって符号揺らぎは大きくなるものの、スライス数には無依存であることがわかった。更に、市販の ADC では時間ジッタが問題にならないことも示された。



図7 ADC時間ジッタによる符号揺らぎの(a)スライス数K依存性と(b)規格化ジッタ量τB依存性。



図8 位相雑音による符号揺らぎの(a)スライス数K依存性と(b)規格化線幅δf/f6依存性。

次に、レーザ位相雑音による符号揺らぎを評価した。位相雑音線幅 δf が 200 kHz、100 kHz、50 kHz、20 kHz、10 kHz のときのスライス数 K 依存性を図 8(a)に示す。時間ジッタと同様な傾向であり、位相雑音線幅が大きくなるに従い、符号揺らぎが大きくなるものの、スライス数依存性は極めて小さい。図 8(b)には、位相雑音線幅依存性を示す。パラメータはスライス数 K であり、K = 1、2、5、10、100 のときの結果が示されている。なお、横軸として、線幅 δf を光信号繰り返し周期 f_0 で規格化したものをとった。若干のスライス数依存性も見えるが、概して、線幅が大きくなると符号揺らぎが大きくなる。符号揺らぎを 10^{-2} 以下にするには、0.1以下の規格化線幅が求められる。符号長 2^{15} を周期とする 10 Gbaud 光信号では、30 KHz 程度の線幅のレーザが要求されることになる。現状、コヒーレント光伝送で使用されるレーザの狭線幅が進み、30 kHz 以下のものも珍しくない。以上から、本方式の測定では、コヒーレント光伝送用狭線幅レーザが求められるが、応用上制限するものではないだろう。

以上から、本方式では、ADC クロックジッタや位相雑音の蓄積によるスライス分割数制限はないことがわ かった。更に、時間ジッタに関しては市販の ADC で十分問題とならず、位相雑音に関してはコヒーレント伝 送用狭帯域レーザが求められることがわかった。

4 性能評価実験と QAM 光信号複素電界振幅波形測定デモンストレーション

最後に、実験によって本方式においてどこまでスペクトル波形を分割できるのかを明らかにした。また、 本方式を用いて、16QAM 光信号の複素電界振幅波形を測定した。それら結果を以下に示す。

図 9 に実験系を示す。波長可変光源から得られる連続光を光 IQ 変調することで、矩形スペクトル整形 12.5 Gbaud QPSK および 16QAM 光信号を生成した。その光信号雑音比を 30 dB に調整した後、スペクトル分割・ 合成コヒーレント光スペクトラムアナライザでその波形を測定した。コヒーレント光スペクトラムアナライ ザは、L0 用波長可変光源、90°光ハイブリッド回路、バランス受光器、オシロスコープから成る。測定帯域 12.5 GHz がカバーできるように L0 周波数を変化させながら、逐次的にスライスを測定し、そのデータをオ シロスコープでストアした。本実験では、信号帯域以上の受光器とオシロスコープを用いたが、オフライン で取得サンプルを単一側波帯域 R にて矩形フィルタリングすることで狭帯域受信をエミュレートした。得ら れた測定スライスデータは PC 上にて合成し、光信号スペクトルを再生した。それを逆フーリエ変換して得ら える複素電界振幅波形からコンステレーション波形を得た。実験では、スライス数Kを変化させるとともに、 受信帯域 Rを変化させた。つまり、スライス数が少ない場合は受信器帯域が広く、スライス数が多いときは 受信帯域が狭くなるように調整した。

はじめに、スライス数 *K* を変化させながら QPSK 光信号の複素電界振幅波形を測定した。このコンステレーション波形を図 10(a)に示す。スライス数を 126 まで増加させ、それに合わせて受信器帯域を狭くしても、 コンステレーション波形上の符号揺らぎは変化しないことが示されている。この符号揺らぎの実部・虚部成 分のスライス数依存性を図 10(b)に示す。スライス数依存性は極めて小さいことがわかる。したがって、本 方式では、光スペクトル波形を少なくとも 100 以上は分割可能であることが実験的に示された。



図 10 (a) QPSK 光信号のコンステレーション測定結果。(b) 符号点揺らぎのスライス数 K 依存性。

次に、従信号帯域をカバーする広帯域なコヒーレント受信器を用いる手法と比較した。この広帯域測定法 によって得られたコンステレーション波形を図 11 (a) に示す。ここでは、本実験の 12.5 Gbaud 光信号の信号 帯域を十分にカバーする片側波帯域 8 GHz の受信器を用いた。本方式によって得られたコンステレーション 波形を図 11 (b) に示す。これは、図 10 (a) の 126 スライス分割と同じ結果である。広帯域測定法に比べ、本方 式によって得られたコンステレーション波形における符号点揺らぎが少ないことがわかる。広帯域測定法で は、帯域内のリプル特性が無視できず、測定波形に符号干渉が生じる。一方、本方式では測定帯域内リプル が充分に無視できる低周波数領域で測定可能であるために、測定器による信号劣化は無視できる。以上から、 本方式では、受信器帯域制限を受けないことが示された。また、図 11(c)には、光 IQ 変調において IQ イン バランスを故意的に付けたときのコンステレーション波形である。本方式の DSP には信号等化が含まれてい ないため、波形歪みを直接観測できる。



図 11 (a) 広帯域測定法および(b) 提案手法を用いた QPSK 光信号のコンステレーション測定結果。(c) 光変調器において IQ インバランスを故意的に与えた場合。



図 12 (a) 本方式および(b) 広帯域測定法を用いた 16QAM 光信号スペクトル波形測定結果。(c) 本方式を用いた複素電界振幅波形測定結果。



Real

図13 (a)本方式および(b)広帯域測定法を用いた 16QAM 光信号のコンステレーション測定結果。

最後に、本方式を用いて16QAM光信号の複素電界振幅波形を測定した。合成された光スペクトル波形を図 12(a)に示す。比較のために広帯域測定法の結果を図12(b)に示す。両者はほとんど同じであるが、広帯域測 定法では測定帯域制限によって高周波数成分が多少抑圧されている。合成された複素光スペクトル波形を逆 フーリエ変換して得られる複素電界振幅の実部および虚部の時間波形を図12(c)に示す。参考のために、変 調電気信号の理想データも青線で示している。理想データと比べると、測定結果は多少符号干渉が生じてい ることがわかる。これは光 IQ 変調や電気信号生成器の帯域制限によるものである。複素電界振幅時間波形から抽出されたコンステレーション波形を図 13(a)に示す。クリアな 16 個の符号点が観測されている。また、 光 IQ 変調の最適動作からのずれによる IQ インバランスも多少観測されており、波形歪みも正確に観測可能 であることが示された。比較のために、広帯域測定法によって得られた結果を図 13(b)に示す。受信帯域は 信号帯域をカバーしているものの、その帯域内リプルによる符号間干渉が生じてしまい、正しくコンステレ ーション波形が観測できないことがわかる。以上から、本方式では測定器の帯域制限がなく光信号の複素電 界振幅波形を測定可能であることが示された。

5 まとめ

測定帯域制限を受けない光信号の複素電界振幅波形の新しいモニタ手法としてスペクトル分割・合成コヒ ーレント光スペクトラムアナライザを提案した。光スペクトル波形を狭帯域スライスに分割測定し、オフラ イン DSP でつなぎ合わせるすることで光信号スペクトルを合成する方式である。本方式における光信号スペ クトルを分割可能なスライス数をシミュレーションによって明らかにした結果、ADC タイミングジッタや位 相雑音によってスライス分割数に制限は受けないことが示された。また、実験によって少なくとも 100 以上 のスライス分割が可能なことも示された。また、16QAM 光信号の複素電界振幅波形を測定し、従来の広帯域 測定法との比較を行った。本方式では、測定における帯域制限の影響が無視でき、極めて正確な複素電界振 幅波形の測定が可能であることが示された。

【参考文献】

- K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications," J. Lightw. Technol. 34(1), 157–179 (2016).
- [2] K. Roberts, M. O'Sullivan, K.-T. Wu, H. Sun, A. Awadalla, D. J. Krause, and C. Laperle, "Performance of Dual-Polarization QPSK for Optical Transport Systems," J. Lightw. Technol. 7(16), 3546–3559 (2009).,
- [3] E. Yamazaki, S. Yamanaka, Y. Kisaka, T. Nakagawa, K. Murata, E. Yoshida, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, J. Matsui, A. Shibayama, J. Abe, Y. Nakamura, H. Noguchi, K. Fukuchi, H. Onaka, K. Fukumitsu, K. Komaki, O. Takeuchi, Y. Sakamoto, H. Nakashima, T. Mizuochi, K. Kubo, Y. Miyata, H. Nishimoto, S. Hirano, and K. Onohara, "Fast optical channel recovery in field demonstration of 100-Gbit/s Ethernet over OTN using real-time DSP," Opt. Express, 19(13), 13179–13184 (2011).
- [4] F. N. Hauske, M. Kuschnerov, B. Spinnler, and B. Lankl, "Optical Performance Monitoring in Digital Coherent Receivers," J. Lightw. Technol. 27(16), 3623–3631 (20009).
- [5] K. Okamoto and F. Ito, "Nearly Shot-Noise-Limited Performance of Dual-Channel Linear Sampling for Ultrafast DPSK Signals," J. Quantum Electron. 45(6), 711–719 (2009).
- [6] K. Kikuchi and S. Y. Set, "Proposal of Optical-Sampling-Based Constellation Monitor for DP-QPSK Signals," OECC2013, TuR2-1 (2013).
- [7] K. Igarashi and N. Urakawa, "Constellation Monitor of QPSK Optical Signals Based on Spectrally-sliced Coherent Optical Spectrum Analyzers," OECC2019, ThC2-4 (2019).

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
QAM 光信号の複素電界振幅波形測定に対 するスペクトル分割合成法の性能評価	電気電子情報学会光通信システム 研究会	2020年1月
Constellation Monitor of QPSK Optical	Optoelectronics and	
Signals Based on Spectrally-sliced	Communications Conference	2019年7月
Coherent Optical Spectrum Analyzers	(0ECC2019)	

〈発表資料〉

Spectrally Slicing Coherent Optical Spectrum Analyzer for Measuring Complex Field Waveforms of Optical QAM Signals	Conference on Optical Fiber Communication (OFC 2020)	2020年3月
Measuring complex field waveforms of quadrature amplitude modulation optical signals using a spectrally slicing-and-synthesizing coherent optical spectrum analyzer	Optics Express	査読結果 major revision 対応中