Real-time Digital Signal Processing in Mode-division Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems



 五十嵐、浩司(Koji IGARASHI, Ph. D.)
大阪大学大学院基礎工学研究科 システム創成専攻教授
(Professor, Osaka University, Graduate School of Engineering Science)
電子情報通信学会、IEEE、Optica
受賞:電気通信普及財団賞(テレコムシステム技術賞)(2021年) 前島密賞(2022年)
著書: Space-Division Multiplexing in Optical Communication System, Springer (2022年)
研究専門分野:オプトエレクトロニクス 通信工学 信号処理

#### あらまし

モード多重伝送システムにおける受信器ディジタル 信号処理(digital signal processing: DSP)の実時間回 路実装を行い、モード多重伝送用実時間多入力多出力 (multiple-input multiple-output: MIMO)光受信器を 試作した。6モード多重光信号の復調に必要な 12×2 サ イズの MIMO 適応等化の実時間実装に加えて、その 安定動作を実現するために、その前段において高精度 周波数オフセット補償も実時間実装した。サブ 100 kHz の超高精度での周波数オフセット補償を実 現することで、搬送波位相再生がなくとも次段 MIMO における適応制御の動作安定化が達成された。これら 実時間 DSPを搭載した実時間 MIMO 光受信器を用い た実時間 6モード 19 コアファイバ伝送実験を世界で 初めてデモンストレーションし、良好な伝送特性が得 られた。

#### 1. 研究の背景と目的

標準単一モードファイバ(standard single-mode fiber: SSMF)における伝送容量の限界を克服する手法 の一つが、マルチモードファイバ\*1(multi-mode fiber: MMF)におけるモード分割多重(mode division multiplexing: MDM)技術である[1]。MDM システム では、伝送中のモード結合が避けられず、MDM チャ ネル間の線形クロストークが発生する。このモードク ロストークを補償するためには、受信信号に対する適 応制御を伴う多入力多出力(multiple-input multipleoutput: MIMO)適応等化\*2が必要不可欠である。最近 では、110×110 MIMO 等化を用いた 55×MDM 伝送 実験が報告されている[2]。また、MDM 技術とマルチ コアファイバ(multi-core fiber: MCF)の組み合わせに よって、10 Pbit/s 級伝送容量が実現されている[3,4]。

これまで報告されているほとんどの MDM 伝送実験 では、大規模 MIMO 等化はパーソナルコンピュータ 上にてオフラインで実行されてきた。MIMO 等化のモ ード数だけでなくタップ長も増加すると、MIMO 等化 の適応制御は安定動作を達成するのが難しくなる。 MDM システムのための MIMO 適応等化は本当に実 時間回路実装が実現可能かどうかという疑問に思い至 った。特に、実用化に必須な ASIC (application specific integrated circuit)回路開発には莫大な費用が必要と なる。その前のリスク回避として、FPGA (field programable gate array)回路\*3を使用した実時間ディ ジタル信号処理(digital signal processing: DSP)の実 装可能性を確認することは極めて重要となる。

加えて、実時間 DSP は、MDM システムの統計的特 性を評価するためにも必要である[5]。ビット・エラー・ レート(bit error ratio: BER)性能は、モード依存損失 (mode dependent loss: MDL)に強く依存し、時間的・ 統計的に変動する。この時変な BER の統計的性質を 調べるには、オフライン DSP による伝送実験だけで は不十分であり、実時間 DSP が有効である。

本研究では、FPGA を用いて MDM 伝送システムに 必要な光受信器 DSP を実時間実装し、伝送実験を通 じその性能を明らかにする。6 モード多重 DP-QPSK 復調に要求される周波数オフセット補償\*4 と MIMO 適応等化を実時間実装した。その実時間 DSP と並列 コヒーレント光受信器を組み合わせた実時間 MIMO 光受信器を用いて、6 モード 19 コアファイバ伝送実験 を行った。

### 2. モード多重伝送における実時間信号処理

図1に MDM 伝送システムの構成を示す。MMF に

Real-time Digital Signal Processing in Mode-division Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems



存在する複数モードに異なる光信号を多重伝送するこ とで、伝送容量がモード数倍増加可能である。MMF伝 送において生じるモード結合やモード分散によって、 受信光信号には著しい波形歪みが生じる。これを受信 器における DSP で補償する。一般に DSP に要求され る機能は、ファイバ群速度分散補償、コヒーレント光 受信に伴い混入するレーザ位相雑音の抑圧(搬送波位 相再生および周波数オフセット補償と呼ばれる)、そし てモード結合およびモード分散を補償する MIMO 適 応等化、そして誤り訂正符号である。本研究では、誤 り訂正符号以外の DSP の実時間実装を検討する。

この受信 DSP の詳細を図 2 に示す。コヒーレント 光受信器にて得られた受信電気信号はアナログ・ディ ジタル変換器(analog-to-digital converter: ADC)を介 してディジタル回路に取り込まれる。はじめに、搬送 波位相再生と周波数オフセット補償を実行するのが望 ましい。近年では、パイロット符号を用いた方式が一 般的である。光信号と一緒に既知パイロット符号を送 信し、受信器においてそれらの位相回転を検出するこ とで、位相・周波数補償を行う。その後、光ファイバ 伝搬の群速度分散を補償する。伝送光信号にはファイ バ群速度分散によって周波数に対する 2 次位相回転が 生じるが、その逆位相を周波数領域で与えることで補 償可能である。最後に、モード結合およびモード分散 を補償するために MIMO 適応等化を実行する。MIMO 適応等化は、多モードサンプル入力に行列を乗算する ことで信号等化を行う。ただし、行列要素は有限イン パルス応答(finite impulse response: FIR)フィルタで あり、そのインパルスタップ係数は入力サンプルに対 して適切に応じて制御される。その結果、信号符号速 度よりも低速な時変波形歪みであれば追従しながら等



(b) CMOS density

図 3 (a)要求される MIMO 回路規模と(b)COMS プロセス の微細化による回路規模拡大。

Real-time Digital Signal Processing in Mode-division Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems

化可能である。

これら信号処理の実時間実装に対して課題となるの は MIMO 等化である。MIMO 信号処理では、両偏波 を含めたモード数 Nの2 乗サイズ N×Nの行列が必 要となる。現状 200 Gbit/s コヒーレント光伝送システ ムで実装されているのは 2×2 サイズ MIMO 行列であ る。4モード多重ではその16倍、6モード多重では36 倍の回路規模が必要となる(図 3(a))。一方で、近年の CMOS 回路プロセスの技術進展が著しい。2020 年当 時標準であった16 nm ゲートプロセスから4 nm プロ セスに微細化が進んでいる。この微細化によって2乗 で回路規模が拡大される。従来の16 nm プロセスに比 較して、7 nm ではおよそ5倍、4 nm に対しては16 倍の回路規模拡大が期待される(図 3(b))。したがって、 将来の CMOS プロセス微細化によって、4 モード多重 伝送用 MIMO の実時間実装はもちろん、回路設計を 工夫することで6モード多重用 MIMO も実装可能と なりえる。本研究では、より挑戦的な6モード多重伝 送用 MIMO の実時間実装を目指す。

### 3.サブキャリア変調方式によるモード多重用 MIMO 回 路規模削減

この章では、従来の単一キャリア変調方式に対する MIMO 等化器の回路規模を説明する。サブキャリア変 調方式では、その要求回路規模が低減されることを指 摘する。

オフライン信号処理と実時間信号処理の最も大きな 違いは、演算処理が DSP クロック速度に律速される 点である。ASIC 回路における DSP クロック速度は 1 GHz 程度、FPGA 回路においては 500 MHz 以下に



図 4 (a)並列化回路。一般には SerDes と呼ばれる。(b)シー ケンス回路。

制限される。一方、光通信における光信号の符号速度 は32 Gbaud や56 Gbaud など数十Gbaud に達する。 この超高速符号速度を GHz 以下のクロック速度で処 理するためには、図 4(a)に示すような、高速サンプル 列を DSP クロック速度以下の低速サンプル列に並列 展開する並列化(deserializing)回路が必要である。た だし、図 4(a)を見てわかるように、並列化されたサン プル系列は時間連続ではない。群速度分散補償のよう に時間連続サンプルが必要な場合は、図 4(b)に示すよ うなシーケンス回路が使用される。図 4(a)のような並 列・直接変換回路は一般には SerDes (Serializing and deserializing)回路と呼ばれ、高速信号処理には必須の 回路部品である。

光受信器の実時間 DSP では、この SerDes 回路やシ ーケンス回路を使用することで、DSP クロック速度の 制限の中、超高速光信号サンプルが処理可能となる。



図5 単一キャリア変調方式に対する MIMO 回路の構成。

Real-time Digital Signal Processing in Mode-division Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems

両偏波を含む Nモード多重された QAM 受信信号に対 する光受信器および MIMO 等化の構成を図5 に示す。 モード多重受信光信号をモード多重分離し、N台のコ ヒーレント光受信器を用いて各モードを同時に受信す る。受信電気信号は、ADC によってディジタル領域の サンプル列に変換される。符号速度 Bに対しては、サ ンプリング速度は 2B となる。現状の光ファイバ伝送 システムの符号速度は32 Gbaud や56 Gbaud であり、 サンプリング周波数は 50 GS/s を超える。DSP クロッ ク速度はたかだか1GHz以下であるので、SerDes回 路を用いて低速サンプル列に並列展開する。例えば、 符号速度 32 Gbaud、DSP クロック周波数 1 GHz の 場合、SerDes 回路を用いて 64 GS/s サンプル系列は 1 GS/s サンプル系列の 64 並列に展開される。図5の SerDes 回路において、P=64となる。この並列展開 されたトリビュータリ(tributary)の Nモード分を MIMO 回路に入力する。MIMO 回路では、入力ベク トルに対して、N×N行列が乗算され、出力にはこの トリビュータリに対応した Nモード符号が得られる。 MIMO 行列の要素は FIR フィルタである。そのイン パルス応答は、K本の遅延デルタ関数からなり、それ ら係数はタップ係数と呼ばれる。単一トリビュータリ

Nモードで、 $N \times N \times K$ の行列乗算となる。全トリビ ュータリ(×P)に対しては、 $P \times N \times N \times K = PKN^2$ の 演算量と算出される。

ここで、MIMO 行列要素である FIR フィルタにお いて要求されるタップ数 Kを考える。モード多重伝送 におけるモード分散を補償するためには、FIR フィル タのインパルス応答にモード分散広がり以上の時間幅 が必要となる。一般的な結合コア型 MMF では、4 モ ード多重時において 20 ps/ $\sqrt{km}$ 程度であり、5,000 km 伝送では 1 ns を超える。32 Gbaud 光信号に対しては、  $K \sim 50$  以上が要求される。ただし、低符号速度では、 FIR フィルタの遅延デルタ関数列の時間間隔が長いた めに、要求タップ数は減少する。例えば、4 Gbaud の 場合、 $K \sim 6$  程度となる。

以上のように、低符号速度では要求タップ数が抑圧 されることを考慮し、我々は従来の単一キャリア変調 方式ではなくサブキャリア変調方式による実時間回路 規模削減を提案した。その構成を図6に示す。単一波 長の占有帯域 Bを符号速度 BMのサブキャリアに M 分割するサブキャリア変調を採用する。この場合、光 受信器において、モード多重分離後、サブキャリアご と周波数多重分割して受信する。図6では、サブキャ



図 6 サブキャリア変調方式における実時間 MIMO の構成。

Real-time Digital Signal Processing in Mode-division Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems

リア分割にフィルタのようなデバイスを用いているが、 局所光の中心周波数をサブキャリア中心周波数に調整 したコヒーレント光受信でも達成可能である。また、 帯域 B全体をコヒーレント受信・ADC した後にサブ キャリア分割しても良い。単一サブキャリアでは、サ ンプリング速度は2BMであり、これを図5の単一キ ャリア変調方式における DSP クロック周波数2BPま で並列展開するには、並列度は単一キャリア変調方式 の1/Mとなり、PMの SerDes 回路が用いられる。そ のトリビュータリ Nモードが MIMO 回路に入力され る。単一キャリア変調方式と同様に要求される FIR イ ンパルス応答の時間幅 K/2Bを達成するには、符号間 隔 M/2Bのサブキャリア変調方式ではタップ数が K/M となり、1/M 倍減少する。全トリビュータリ(×PM)お よび全サブキャリア(×M)に対する演算量は、

*PM×M×N×N×KM=PKN<sup>4</sup>Mと*なる。注意され たいのは、全サブキャリアに対する演算量を合計して も、単一キャリア変調方式の演算量に比べて1/*M*倍に 減少する点である。以上から、実時間 MIMO の回路規 模削減には、サブキャリア変調方式が有効であること が示された。

以上の考察に基づき、我々はサブキャリア変調モー ド多重伝送に対する実時間 DSP 回路を試作した。以 下の章では、試作した実時間 DSP の性能について説 明する。

### 4. 周波数トーン成分を用いた超高精度周波数オフセ ット補償回路

コヒーレント光受信ではレーザ位相雑音が受信信号 に混入する。それを補償するために、情報ペイロード 符号と一緒に既知パイロット符号を送信し、受信器側 で、パイロット符号を用いて検出される位相揺らぎか ら搬送波位相再生や周波数オフセット補償を行うのが 一般的である(図7(a))[6,7]。この結果、後段の MIMO 適応等化の動作が安定化される。ただし、モード多重 伝送システムにおいて大きな課題となるのがモード分 散である。受信器において多モード受信信号からパイ ロット符号を合成するには、選択合成や最大比合成と いった簡易な合成法が用いられる。この場合、合成パ イロット符号には、レーザ位相雑音に加え、モード分 散による位相揺らぎが混入される。その結果、搬送波 位相再生性能が大幅に劣化する。これは、大きなモー ド分散が存在することによってチャネル伝達関数に周 波数選択性が生じ、パイロット符号スペクトルを著し く歪ませるためである。

一方、パイロット符号方式と同様に、情報ペイロー ド符号とともに既知光成分を送信する別方式として、 周波数トーン方式がある。周波数領域において、光信 号帯域外に既知単一周波数トーン成分を一緒に送信す る(図 7(b))。受信器において、多モードから合成した トーン成分から位相を検出し、搬送波位相再生・周波 数オフセット補償を行う手法である。この場合、モー ド分散によってチャネル伝達関数に急激な周波数選択 性が生じたとしても、極めて狭帯域な周波数トーン成 分に与える影響は極めて少ない。搬送波位相再生にお ける位相エラーのモード分散量(DMD パラメータ)依



(b) Frequency tone method





図8 時間パイロット方式および周波数トーン方式における 推定位相揺らぎの誤差の DMD パラメータ依存性。

Real-time Digital Signal Processing in Mode-division Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems



図 10 2 段 FFT を用いた周波数トーン検出の測定結果。

存性のシミュレーション結果が図8である。時間パイ ロット方式の結果が丸プロット、周波数トーン方式が 三角プロットである。時間パイロット方式では、伝送 におけるモード分散が大きくなると、位相エラーが増 大する。一方、周波数トーン方式における位相エラー はモード分散に依存しない。この結果、BER性能も同 様に、時間パイロット方式では大きく劣化し、周波数 トーン方式では劣化が見られない。以上から、モード 多重伝送システムには、時間パイロット方式は適用困 難であり、周波数トーン方式が適していることが示さ れた。

我々は、周波数トーン方式を実装時間実装した。そ の構成を図9に示す。本回路では搬送波位相再生は行 っていないものの、超高精度に周波数オフセットを補 償することで、搬送波位相再生なくても後段 MIMO 適 応等化の安定動作を実現している。受信周波数トーン の周波数位置は、高速フーリエ変換(fast Fourier transformation: FFT)で強度が高い成分を検出するこ とで達成される。ただし、その精度は FFT ブロックサ イズに依存する。4-Gbaud サブキャリア変調 16QAM 信号に対して MIMO 適応制御を安定化するためには、 少なくとも周波数オフセットを 100 kHz 以下に抑圧 する必要がある。そのために要求される FFT サイズ は 10,000 サンプルを超える。このような巨大サイズ の FFT は実時間実装が困難である。そのために、我々 は初段において、サイズ 1,024 の FFT によって荒く 周波数トーン成分を探り、2 段目において、1/256 にダ ウンサンプリングした後、サイズ 256 の FFT で周波 数検出する 2 段 FFT 方式を提案した。この 2 段構成 によって、検出周波数精度を 62 kHz まで向上させた。 そこで検出された周波数トーン位置から周波数オフセ ットを求める。その周波数オフセットによる位相回転 を時間領域で受信信号に乗算することで周波数オフセ ットを補償する。

図 10 に周波数トーンを検出した実験結果を示す。 初段の 1,024 サンプルサイズでの FFT によって得ら れた受信信号スペクトル波形を左図に示す。信号スペ クトルの高周波領域に高強度ピークを有する周波数ト ーン成分が観測されている。この周波数トーンの周辺 を拡大したのが中央図である。この FFT では周波数 解像度が 4 MHz であり、周波数トーンの周波数位置 は荒い精度でしか検出できない。その後、周波数トー ン成分のみをフィルタリングし、時間領域で 1/256 に ダウンサンプリングする。それをサイズ 256 サンプル で FFT した結果が右図となる。2 段目の FFT では解 像度 62.5 kHz の精度で周波数トーンの周波数位置が 検出されていることが分かる。

以上のように、2段 FFT を用いた周波数トーン方式

Real-time Digital Signal Processing in Mode-division Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems



図 11 (a)モード多重用実時間 MIMO 受信器の構成と(b)実時間 DSP。

による周波数オフセット補償では、62.5 kHz の高精度 周波数検出が実現された。この結果、搬送波位相再生 がなくとも、次段の MIMO 適応等化の安定動作が達 成された。

### 5. 実時間 MIMO 光受信器

これまでに説明したサブキャリア変調方式に対する MIMO 適応等化と2段FFTを用いた高精度周波数オ フセット補償の実時間DSPと並列コヒーレント光受 信器を組み合わせて、モード多重用実時間MIMO光 受信器を試作した。その構成を図11(a)に示す。入力さ れた6モード多重DP-QAM光信号をモード多重分離 した後、6並列コヒーレント光受信器を用いて受信す る。その電気受信信号をADCが搭載されたFPGAボ ード(Xilinx 製 ZCU111)を用いて実時間データ収録す る。次段FPGAボード(Xilinx 製 VCU128)において周 波数オフセット補償し、3段目FPGAモジュール (NECPF製 MQ5200)にてMIMO適応等化を行う。各 FPGAボード間は100 Gbps光アクティブケーブルを 複数本用いて超高速データ伝送を行う。初段 FPGA ボ ードから次段 FPGA ボードへは 1 モードあたり 3 本 の光アクティブケーブルを用いて 300 Gbps データ転 送を実現している。全モードから 3 段目 FPGA ボード へは合計 900 Gbps のデータ転送を行っている。

各ボードにて実装した DSP の構成を図 11(b)に示す。 初段では、各モードにおけるコヒーレント受信器やケ ーブル遅延を補償するためのフロントエンド補償用 FIR フィルタが実装されている。2 段目では第4章で 説明した周波数トーンを用いた高精度周波数オフセッ ト補償を行っている。3 段目 FPGA では、6 モード多 重信号から一つの偏波モードを選択復調するのに必要 な実数 12×2 行列サイズの MIMO 適応等化を実装して いる。等化符号は QAM デマッピングしビット復調し た後、BER を測定する。その結果をパーソナルコンピ ュータに転送する。

この実時間 MIMO 光受信器を用いて、送受信器対 向構成において光信号対雑音比(optical signal-tonoise ratio: OSNR)を変化させながら DP-QPSK 光信

Real-time Digital Signal Processing in Mode-division Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems



号の BER を測定した結果を図 12 に示す。ここでは、 10.4 GHz 帯域で5サブキャリア変調を行った。また、 基礎特性を評価するためにモード多重は行わずに単一 モード DP-QPSK 信号の受信性能を評価した。受信器 でのベースバンドフィルタの帯域制限によって最低周 波数の第1サブキャリアと最高周波数の第5サブキャ リアの BER が若干劣化しているものの、全サブキャ リアにて十分な BER 特性が得られた。

#### 6. 実時間6モード19コアファイバ伝送実験

最後に、試作した6モード多重伝送用実時間 MIMO 受信器を用いた実時間6モード19コアファイバ伝送 実験を紹介する。なお、この実験は KDDI 総合研究所 にて実施された。

伝送実験系を図 13 に示す。C 帯およびL 帯波長分 割多重(wavelength division multiplexed: WDM) DP-QPSK 光信号を6つに分岐し、それぞれに遅延を与え モード多重することで、WDM6モード多重 DP-QPSK 信号を得た。それを更に19分岐し遅延を与え、ファン イン回路を介して伝送ファイバである6モード19コ アファイバの各コアに入力した。伝送ファイバ長は 11.3 km である。伝送後、ファンアウト回路を用いて 各コアから出力される WDM6モード多重 DP-QPSK 光信号をモード多重分離し、試作した実時間 MIMO光 受信器に入力した。

C 帯および L 帯での、全コア・全モードに対する BER 測定結果を図 14(a)および(b)に示す。中央周波数 に配置したサブキャリアに対する測定結果であり、 BER のサブキャリア依存性は見られなかった。全ての 結果で軟判定誤り訂正閾値以下の BER が得られた。

以上から、試作したモード多重伝送用実時間 MIMO 光受信器は伝送実験に適用しても大きな問題がなく、 極めて良好な BER 性能が得られることが分かった。

### おわりに

本研究では、FPGA 回路を用いて、モード多重光フ



図 13 試作した実時間 MIMO 光受信器を用いた実時間 6 モード 19 コアファイバ伝送実験系[9]。



図 14 (a) C 帯および(b)L 帯における全コア・全モードの BER 測定結果[9]。

Real-time Digital Signal Processing in Mode-division Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems

アイバ伝送システムにおける受信器 DSP である MIMO 適応等化と周波数オフセット補償を実時間実 装した。周波数オフセット補償回路では、2 段 FFT 構 成によってサブ 100 kHz の周波数検出精度を実現し た。その結果、搬送波位相再生がなくても、後段 MIMO 回路における適応制御の動作安定化が達成された。6 モード多重からひとつの偏波モードを選択復調するの に必要な 12×2 サイズの実数 MIMO 適応等化回路を実 時間実装した。これら実時間 DSP 回路と並列コヒー レント受信器を組み合わせることで実時間 MIMO 光 受信器を試作した。試作 6 モード多重伝送用実時間 MIMO 光受信器を用いることで、世界で初めて実時間 6 モード 19 コアファイバ伝送実験をデモンストレー ションすることに成功した。

#### 用語解説

\*1 マルチモードファイバ

従来光ファイバ伝送システムでは、伝搬モードがただ 一つ存在する単一モード光ファイバが使用される。一 方、複数伝搬モードが存在するマルチモードファイバ は、元来、モード間の群遅延差が大きく、伝送によっ て大きな信号歪みが生じ、長距離伝送には不向きであ った。この複数モードに異なる光信号を多重伝送する 発想の転換がモード多重伝送技術である。

#### \*2 MIMO 等化

複数の多チャネルを一括信号処理し、複数の等化チャ ネルを出力する。ワイヤレス伝送分野では既に応用さ れている信号処理である。コヒーレント光伝送システ ムでは、両偏波成分に別々の信号を多重しており、そ れを受信器で復元するために、2×2 MIMO が用いられ ている。

#### \*3 FPGA 回路

プログラミングすることが可能な回路である。実際は、 トランジスタの入出力に接続されているスイッチを開 閉することで接続を設定することができ、結果として 所望のディジタル回路が実現される。

#### \*4 周波数オフセット補償

コヒーレント光受信では、受信光信号と局所光を干渉 させることで、振幅情報だけでなく位相情報を取得す る。ただし、光信号と局所光の搬送波周波数は厳密に ー致していない。その周波数差を周波数オフセットと 呼ぶ。現状のコヒーレント伝送システムでは、それら をディジタル信号処理で補償する。

### 参考文献

- [1] P. Sillard *et al.*, *Proc. IEEE*, **110**(11), 1804, 2022.
- [2] G. Rademacher et al., ECOC2022, Th3C.3, 2022.
- [3] D. Soma *et al.*, J. Lightw. Technol., 36(6), 1362, 2018.
- [4] G. Rademacher et al., OFC 2020, Th3H.1, 2020.
- [5] S. Beppu et al., ECOC2022, Th1D.4, 2022.
- [6] M. Mazur *et al.*, Opt. Express, 27(17), 24654, 2019.
- [7] Y. Wakayama *et al.*, Opt. Express, 29(12), 18743, 2021.

### 関連文献

S. Beppu, M. Kikuta, K. Igarashi, H. Mukai, M. Shigihara, Y. Saito, D. Soma, H. Takahashi, N. Yoshikane, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, "Long-haul coupled 4-core fiber transmission over 7,200 km with real-time MIMO DSP," *J. Lightw. Technol.*, vol.40, no.6, pp.1640-1649, March 2022.

[2] P. Sillard, K. Benyahya, D. Soma, G. Labroille, P. Jian, K. Igarashi, R. Ryf, N. K. Fontaine, G. Rademacher, K. Shibahara, "Few-Mode Fiber Technology, Deployments, and Systems," *Proceedings of the IEEE*, vol.110, no.11, pp.1804-1820, November 2022.

[3] (invited) K. Igarashi, "Real-time MIMO Adaptive Equalization with Carrier-phase Recovery for Modedivision Multiplexed Optical Coherent System," Conference on Optical Fiber Communication (OFC 2023), **Th1F.1**, San Diego, CA, USA, March 2023.

[4] S. Beppu, M. Kikuta, D. Soma, Y. Yaegashi, K. Igarashi, M. Shigihara, K. Aizawa, N. Yoshikane, and T. Tsuritani, "Real-time 6-Mode 19-Core Fiber Transmission," Conference on Optical Fiber Communication (OFC 2023), **Tu3E.5**, San Diego, CA, USA, March 2023.

Real-time Digital Signal Processing in Mode-division Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems

この研究は、令和2年度SCAT研究助成の対象として採用され、令和3~5年度に実施されたものです。