

修士論文

RoF によって構成したモバイルフロントホールにおける プリディストーション型相互変調歪抑圧法

吉川 裕耀

2019 年 3 月 11 日

奈良先端科学技術大学院大学
情報科学研究科 情報科学専攻

本論文は奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科に
修士（工学）授与の要件として提出した修士論文である。

吉川 裕耀

審査委員：

岡田 実 教授	（主指導教員）
林 優一 教授	（副指導教員）
東野 武史 准教授	（副指導教員）
ズオン・クアン・タン助教	（副指導教員）

RoF によって構成したモバイルフロントホールにおける プリディストーション型相互変調歪抑圧法*

吉川 裕耀

内容梗概

第 4 世代及び第 5 世代の無線通信システムでは, 高度化 C-RAN (Centralized Radio Access Network) アーキテクチャを採用している. 高度化 C-RAN アーキテクチャとは, デジタル信号処理を行うベースバンド処理部 (BBU : Base Band Unit) と電波の送受信機能をもつ無線部 (RRH : Remote Radio Head) から構成され, 複数の RRH を 1 つの BBU で集中制御する構成 (光張り出し構成) をとる. BBU と RRH を結ぶリンクはモバイルフロントホール (MFH : Mobile Fronthaul) と呼ばれ, CPRI(Common Public Radio Interface) インターフェースが採用されている. 通信の際には, BBU にて生成した無線信号の波形を A/D(Analog to Digital) 変換して, RRH において D/A(Digital to Analog) 変換を行うことで波形を再生する. CPRI では, デジタル化した無線信号の波形を伝送するためにサンプリング周波数や量子化ビット数などが決められており, 一般的に無線の帯域幅以上の伝送速度が必要となる. これに対して, 無線信号波形を用いて光源強度を直接変調し, PD(Photo Diode) により元の信号を検出することで, 無線信号の波形を光伝送するアナログ光ファイバ無線 (A-RoF: Analog Radio-over- Fiber) 技術がある. A-RoF に必要な伝送帯域幅は, 無線信号のそれと同じでよいために, CPRI に比べて所要帯域幅が少なく済むが, 電気/光 (Electric to Optic) 変換デバイスの非線形性により, マルチキャリア信号を A-RoF 伝送すると相互変調歪が生じるため, 数多くの歪抑圧技術が提案されている. その中で, 無線基地局側の設備構成を簡易にするため, 制御局側で歪み抑圧を行うプリディストーション型の抑圧法に着目した. プリディストーション型の信号歪み抑圧法には, E/O 変換デバイスを用いて歪み信号を RoF 伝送前の信号から減算する方法と, E/O 変換特性の逆特性を伝送

*奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 情報科学専攻 修士論文,
2019 年 3 月 11 日.

前の信号に対して乗算する方法の 2 つがある．本論文では，前者に対しては実デバイスを用いずにベースバンド信号処理のみで対応し，これまでの歪み減算法が必要としていた歪み信号を求めるための E/O 変換デバイスを不要とする簡易な構成による提案を行う．後者に対しては，E/O 変換後のゲインを提案方式と合わせ，これまでに評価されていない複数の LTE 信号を一括して伝送した際の評価を新たに加え，提案方式の有効性を示す．

キーワード

無線通信，モバイルフロントホール，光ファイバ無線，非線形歪抑圧，プリディストーション

Pre-Distortion Type Intermodulation Distortion Suppression Method in Mobile Fronthaul Composed of RoF*

Hiroaki Yoshikawa

Abstract

For the fourth and fifth generation wireless communication systems, an advanced C - RAN (Centralized Radio Access Network) architecture is adopted. The advanced C-RAN architecture is composed of a baseband unit (BBU: Baseband Unit) that performs digital signal processing and a radio unit (RRH: Remote Radio Head) that has a function of transmitting and receiving radio waves. Multiple RRHs are configuration that performs centralized control with one BBU (light extension structure) is taken. The link between BBU and RRH is called Mobile Front Hall (MFH: Mobile Fronthaul), and CPRI (Common Public Radio Interface) interface is adopted. In communication, the waveform is reproduced by A / D (Analog to Digital) conversion of the waveform of the wireless signal generated by the BBU and performing D / A (Digital to Analog) conversion in RRH. The sampling frequency, the number of quantization bits, and the like are determined in order to transmit the waveform of the digitized radio signal, and in general, a transmission rate higher than the radio bandwidth is required. On the other hand, by directly modulating the light source intensity by using the radio signal waveform and detecting the original signal by PD (Photo Diode), the analog optical fiber radio (A-RoF: Analog Radio-over-Fiber) technology. Since the transmission bandwidth necessary for the A-RoF is the same as that of the radio signal, the required bandwidth is smaller than the

*Department of Information Science, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, March 11, 2019.

CPRI. However, due to the nonlinear nature of the electric / optical (Electric to Optic) conversion device, intermodulation distortion occurs when multicarrier signals are A-RoF transmitted, so many distortion suppression techniques have been proposed. Among them, we focused on the pre-distortion type suppression method that performs distortion suppression on the control station side in order to simplify the facility configuration on the wireless base station side. In this paper, we proposed a distortion subtraction method that baseband signal processing without using actual device. It is a simple configuration that eliminates an E / O conversion device for obtaining distortion signals. In the latter case, the evaluation at the time of collectively transmitting the LTE signal has not been done so far. We made equal gains after the E / O conversion in the proposed scheme and the latter, and added an evaluation that collectively transmitted multiple LTE signals.

Keywords:

Wireless communication, mobile front hole, optical fiber radio, nonlinear distortion suppression, pre-distortion

目次

図目次	vii
第 1 章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 本研究の目的	4
1.3 本論文の構成	4
第 2 章 C-RAN アーキテクチャを用いた無線基地局構成	10
2.1 緒言	10
2.2 C-RAN アーキテクチャ	10
2.3 OFDM システム	11
2.4 MIMO システム	13
2.5 CPRI インターフェース	13
2.6 アナログ光ファイバ無線	14
2.7 基地局機能とモバイルフロントホール	14
2.8 結言	17
第 3 章 アナログ RoF による無線信号伝送時に生じる相互変調歪抑圧法の提案	20
3.1 緒言	20
3.2 MZ 変調器の変換特性と相互変調歪	20
3.3 相互変調歪抑圧法	21
3.3.1 $\sin^{-1}$ による抑圧法	22
3.3.2 $\sin^{-1}$ 法適用後の傾きの設定	23
3.4 提案方式による相互変調歪の抑圧法	24
3.4.1 提案方式 1	24
3.4.2 提案方式 2	25
3.5 相互変調歪み抑圧効果の評価方法	26
3.6 結言	26

第 4 章	シミュレーション結果	37
4.1	緒言	37
4.2	Sin^{-1} 法と提案方式 1 の結果	37
4.3	Sin^{-1} 法と提案方式 2 の結果	38
4.4	結言	39
第 5 章	結論と今後の課題	49
	謝辞	51
	参考文献	52

図目次

1.1	1 契約あたりの移動通信平均トラフィックの推移 ([1] より引用) . . .	6
1.2	移動通信と光通信の伝送レートの変化 ([4] を参考に筆者が作成) . . .	6
1.3	日本国内における移動通信向けの周波数割当状況 (免許情報を基に 筆者が作成)	7
1.4	移動通信ネットワークの構成の変化 ([4] を参考に筆者が作成) . . .	8
1.5	C-RAN アーキテクチャによる無線アクセスネットワーク展開 ([11] を参考に筆者が作成)	8
1.6	C-RAN アーキテクチャによる装置構成 (筆者が作成)	8
1.7	無線基地局機能の概要 ([17] より引用)	9
1.8	RoF 技術概要 ([4] を参考に筆者が作成)	9
2.1	移動通信ネットワークアーキテクチャ ([18] を参考に筆者が作成) . .	18
2.2	D-RAN および C-RAN アーキテクチャによる無線アクセスネッ トワークの概要 ([4] を参考に筆者が作成)	18
2.3	MIMO システム (筆者が作成)	19
2.4	無線基地局の機能 ([15] を参考に筆者が作成、一部加筆)	19
3.1	MZ 変調器の動作原理 ([25] を基に筆者が作成)	28
3.2	MZ 変調器の入出力特性 (筆者が作成)	29
3.3	[26] のシステム構成 (歪み減算法) ([26] より引用)	30
3.4	[27] のシステム構成 (歪み減算法) ([27] より引用)	30
3.5	プレディストーション型非線形補償の概要 (筆者が作成)	31
3.6	ポストディストーション型非線形補償の概要 (筆者が作成)	31
3.7	$\sin^{-1}$ 法の構成 (筆者が作成)	32
3.8	E/O 変換特性と逆特性 (筆者が作成)	32
3.9	提案方式 1 の IQ 送信信号点 (筆者が作成)	33
3.10	提案方式 1 の構成 (筆者が作成)	33
3.11	提案方式 2 の概要 (筆者が作成)	34

3.12	提案方式 2 の構成図 (筆者が作成)	35
3.13	EVM の計算概要 ([28] を参考に筆者が作成)	36
4.1	シングルキャリア伝送後の信号点 (左: Sin^{-1} 法, 中央: 無抑圧時, 右: 提案方式 1)	41
4.2	NOMI に対する EVM 特性 (シングルキャリア, Sin^{-1} 法 vs 提案 方式 1)	42
4.3	マルチキャリア伝送後の信号点 (左: Sin^{-1} 法, 中央: 無抑圧時, 右: 提案方式 1)	43
4.4	NOMI に対する EVM 特性 (マルチキャリア, Sin^{-1} 法 vs 提案方 式 1)	44
4.5	シングルキャリア伝送後の信号点 (提案方式 2)	45
4.6	NOMI に対する EVM 特性 (シングルキャリア, Sin^{-1} 法 vs 提案 方式 2)	46
4.7	マルチキャリア伝送後の信号点 (提案方式 2)	47
4.8	NOMI に対する EVM 特性 (マルチキャリア, Sin^{-1} 法 vs 提案方 式 2)	48

第 1 章 序論

1.1 本研究の背景

近年、スマートフォンやタブレット端末、モバイル WiFi ルーターなどに、Long Term Evolution (LTE) をはじめとする高速無線通信システムによる無線通信機能を備えた端末が多くの人々に利用されるようになり、移動通信によるブロードバンドサービスの利用が一般的となっている。また、動画視聴のような大容量のパケット通信を行うリッチコンテンツサービスを利用する機会が増えているため、直近の 1 年間におけるモバイルネットワークを流れるトラフィック量は約 1.3 倍に増加しており、今後もこの傾向が続くと予測されている。図 1-1 に移動通信における 1 契約当たりの平均トラフィックの推移を示す [1]。移動通信のトラフィックが急激に増加する中で、移動通信の伝送レートも急激に高速化が進んでいる。図 1-2 に 2000 年代以降の移動通信と光通信の伝送レートの遷移を示す [2, 3, 4]。移動通信システムは、2000 年代初期に 3G(Generation) と呼ばれる WCDMA(Wideband-Code Division Multiple Access) による下り 384kbps のサービスが開始され、2000 年代後半には 3.5G の HSDPA(High- Speed Downlink Packet Access) を用いた下り 14.4Mbps のサービスが開始された。その後、2010 年代には 3.9G に位置づけられる LTE(Long Term Evolution) のサービスが開始され、下り伝送レートは 37.5Mbps から 150Mbps まで高速化された。

2015 年には 4G に位置づけられる LTE-Advanced による下り 225Mbps のサービスが開始され、2018 年には下り 1288Mbps のサービスが開始された [5]。さらに、現在は 2020 年以降の移動通信システムとして 5G の研究開発が進められており、その伝送レートは 10Gbps を超えると言われている [6, 7]。

このように増加するトラフィック量を収容するため、特に基地局側からユーザ側への下り通信では、端末および無線基地局のアンテナを増やして MIMO を利用すること、またキャリアアグリゲーション (CA : Carrier Aggregation) 技術を用いて搬送波を束ねて利用し搬送波の数を増やして広帯域化を行う [8] ことで対応している。またモバイルトラフィック量の増加に伴い、周波数利用効率を高めるとともに移動通信向けの周波数の割り当てが増加している。図 1-3 に日本国内で移動通信向

けに割り当てられている周波数帯域を示す。移動通信速度を高速化するために割り当てられる周波数帯域幅は今後も増加する見込みである。

このような移動通信伝送レートの高速化に伴い、移動通信のネットワーク構成も変化している。図 1-4 に移動通信ネットワークの構成の遷移を示す。従来の移動通信ネットワークはホモジニアスネットワークと呼ばれ、 360° の全方向に向けて電波を発射するオムニアンテナ、あるいは 90° や 60° などの指向性を持たせたアンテナを用いて、1 つの無線基地局からの電波の届くカバーエリアを広くとりセルを構築するマクロセル基地局によりエリアをカバーしてきた。マクロセル基地局では少ない基地局数で広いエリアを構築することができるが、1 つの基地局で提供できる無線リソースには限りがあるため、1 つのセルにおいてトラフィックが集中するとスループットが低下する [9]。その一方で、近年の移動通信ネットワークでは、従来から構築されているマクロセルエリア内に数十メートルから数百メートル程度の狭いエリアをカバーするスモールセル基地局を多数重畳配置することで、局所的に集中するトラフィックに対してシステム容量を増やす対策が行われており、この構成をヘテロジニアスネットワークと呼ぶ [10]。

通信事業者は LTE/LTE-advanced におけるヘテロジニアス構成のネットワークを効率よく展開するため、C-RAN アーキテクチャあるいはそれを拡張した高度化 C-RAN アーキテクチャを採用している [11]。高度化 C-RAN アーキテクチャによる無線基地局の展開を図 1-5 に、装置構成を図 1-6 に示す。高度化 C-RAN アーキテクチャは、ベースバンド処理部 (BBU : Base Band Unit) と電波の送受信機能などをもつ無線部 (RRH : Remote Radio Head) から構成され、BBU と RRH を光ファイバで接続し複数の RRH を 1 つの BBU で集中制御する構成 (光張り出し構成) をとる。この BBU と RRH を結ぶ回線をモバイルフロントホール (MFH : Mobile Fronthaul) とよび、この光ファイバ回線には CPRI (Common Public Radio Interface) インターフェースを用いており、後述する無線機能分割点のオプション 8 の技術である。CPRI はアナログな無線信号を一度デジタル化して伝送する DRoF (Digital Radio over Fiber) 技術の 1 つに分類される。CPRI を用いる場合には、送りたい無線信号の帯域幅やサンプリング周波数、量子化ビット数、MIMO 数に依存した伝送レートが必要となる。現状の CPRI を用いた場合、下り 150Mbps のサービス提供に必要なモバイルフロントホールの光伝送容量は端末

通信速度に対して約 16 倍の光伝送速度が必要となる [12]. 移動端末における通信速度の高速化に対応するため, 現在では 24.3 Gbps の伝送レートが規定されており [13], 日本国内の移動通信事業者では 9.8Gbits の CPRI 規格を使用している [14].

次に光アクセスネットワークの技術動向について述べる, 市内網に広く用いられている Ethernet 規格の光通信の伝送レートについては, 2002 年に標準化された IEEE802.3ae の 10GbE(Gigabit Ethernet) によって 10Gbps の光ファイバ伝送が実現されている. その後, 2010 年には IEEE802.3ba が標準化され, 40GbE および 100GbE による 40Gbps および 100Gbps の光ファイバ伝送が可能となっているものの, 積極的に導入されるのはコアネットワークの光伝送に限られている. よりユーザに近いアクセスネットワークの光伝送については, 現在一般的に利用されているのは 10GbE であり, 既に移動通信と光通信の伝送レートが拮抗しつつある. これまでに広く普及している 10GbE の光トランシーバを利用し, 効率的に CPRI を用いたモバイルフロントホールを展開してきたが, さらなる移動通信速度の高速化に対応するためには CPRI を引き続き利用すると設備投資費の高騰が懸念される.

そこでモバイルフロントホールにおける伝送レートを削減するために, 現在 BBU で担っている基地局機能の一部を RRH 側に移動させる検討が行われている [15, 16, 17]. 基地局機能の分割点を図 1-7 に示す. 現在の C-RAN 構成を用いた無線基地局構成では, コアネットワークから送られてくる IP パケットをもとに OFDM 信号の生成と MIMO 処理までを BBU が担い, 光ファイバで接続される RRH は無線信号の周波数変換等の無線送受信機能のみを担う分割点オプション 8 を採用している. オプション 8 による分割では, 複数の RRH を収容する 1 台の BBU において OFDM 信号の生成を集中的に行うため, 隣接するセル間における無線干渉制御 (eICIC: enhanced Inter-Cell Interference Coordination) やセル端におけるスループット向上のためのセル間協調送受信 (CoMP: Coordinated multipoint transmission/reception) といった操作が行いやすいといった利点がある. 一方で OFDM 信号の生成を BBU で行うため, ユーザの通信の有無にかかわらず BBU-RRH 間で通信を行う必要があり, その伝送レートは後述の式から計算されるように無線区間の通信速度の 10 倍以上のレートが必要となる. BBU と RRH の機能の分割点が上流になるほど, モバイルフロントホールの伝送レートが小さくなるが, eICIC や CoMP の制御が困難となる. さらにアンテナ近くに設置される RRH は

無線送受信部のための構成が簡単であるが、OFDM 信号生成部を移動させると装置構成が複雑となる課題がある。そこで、現在の無線基地局機能分割点であるオプション 8 以降の分割のまま、モバイルフロントホールにおける効率的な無線信号の伝送の検討を行う必要がある。

1.2 本研究の目的

前節で述べた研究背景に基づき、本論文では、移動通信ネットワークの構成要素の中でも無線伝送と光伝送の統合的検討が最も重要となる無線アクセスネットワーク (RAN: Radio Access Network)、に適用される光ファイバ無線 (RoF: Radio over Fiber) 技術を研究対象とする。

図 1-8 に RoF 技術の概要を示す。RoF 技術では、無線アクセスネットワークにおける親局装置に相当する BBU 内でベースバンド信号処理をすべて行った後の無線信号を E/O(Electrical/Optical) 変換器によって光信号に変換して子局に相当する RRH へ光伝送し、子局は光信号を O/E(Optical/Electrical) 変調器によって無線信号に変換して RF(Radio Frequency) 送受信機による送受信を行う。この RoF 技術にはアナログ RoF とデジタル RoF の 2 つのアプローチがあり、それぞれに利点と欠点が存在する。

本論文では、将来に向けた無線アクセスネットワークの課題として、親局-子局間を接続する光ファイバ区間であるモバイルフロントホールにおける無線信号の伝送効率の改善に着目し、アナログ RoF 技術による解決を図ることを目指して、その際に生じる非線形歪みの補償法を提案する。

1.3 本論文の構成

本論文は、5 つの章で構成される。第 2 章では、まず将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題である高度化 C-RAN アーキテクチャ構成とモバイルフロントホール回線の拡張性向上について詳細を述べる。第 3 章では、アナログ RoF について述べ、これを用いた場合に生じる相互変調歪の機序について述べる。さらに相互変調歪を抑圧するための手法について、従来から提案されている光変調器の変

調曲線の逆特性を通過させる手法とその逆特性カーブの生成方法についての発展について述べる．また今回提案する非線形抑圧手法についての機序を説明する．第 4 章では, 第 3 章で述べた非線形抑圧法を用いて無線信号を RoF 伝送した場合の特性をシミュレーションで評価した結果を述べる．第 5 章では, 以上の研究により得られた成果を総括し, 本論文の結論を述べる．

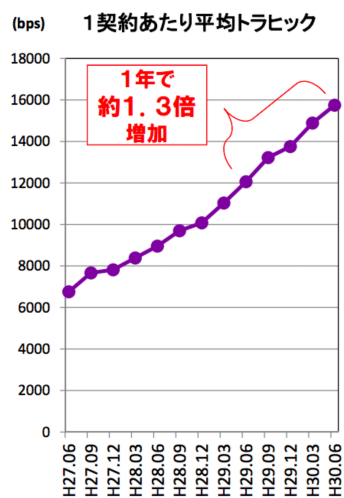


図 1.1 1 契約あたりの移動通信平均トラフィックの推移 ([1] より引用)

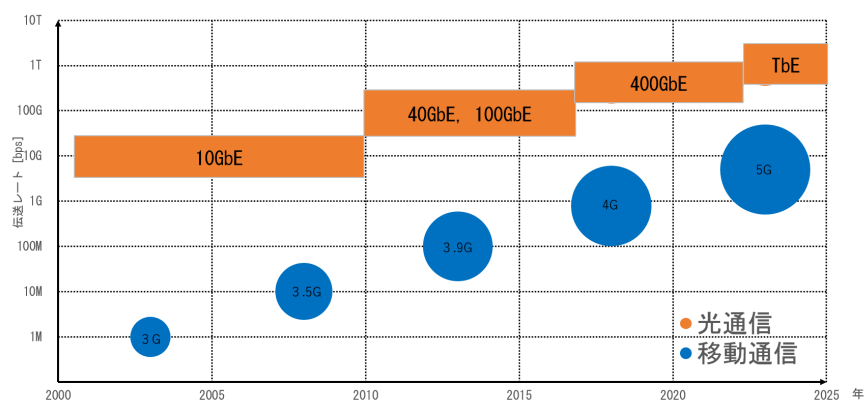


図 1.2 移動通信と光通信の伝送レートの変化 ([4] を参考に筆者が作成)

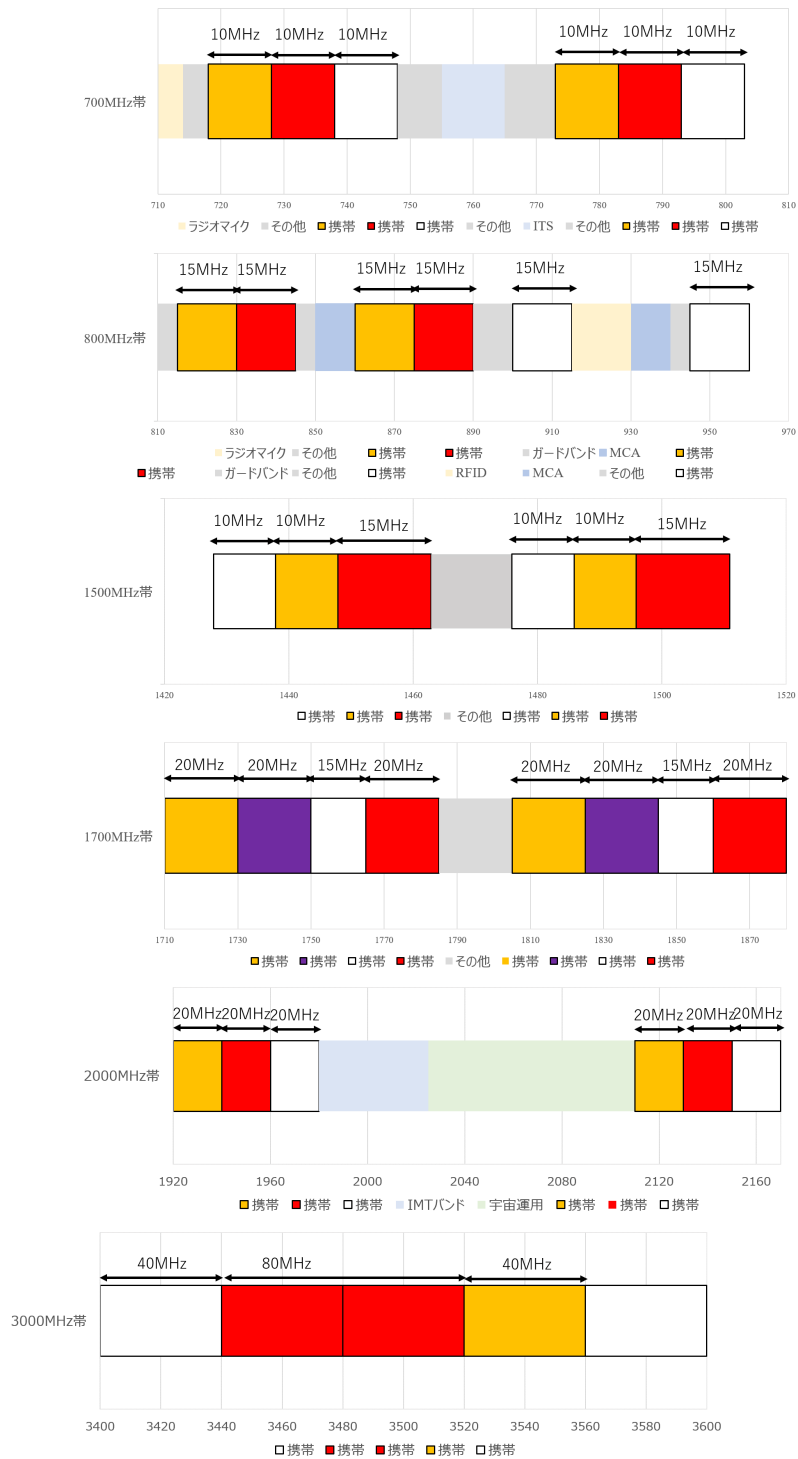


図 1.3 日本国内における移動通信向けの周波数割当状況 (免許情報を基に筆者が作成)

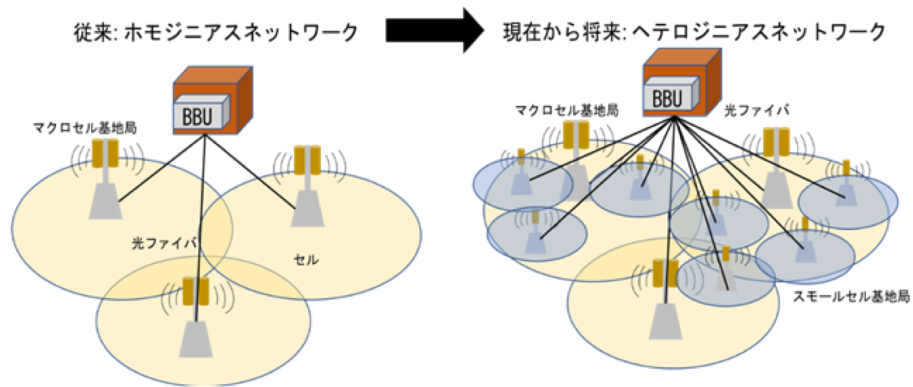


図 1.4 移动通信ネットワークの構成の変化 ([4] を参考に筆者が作成)

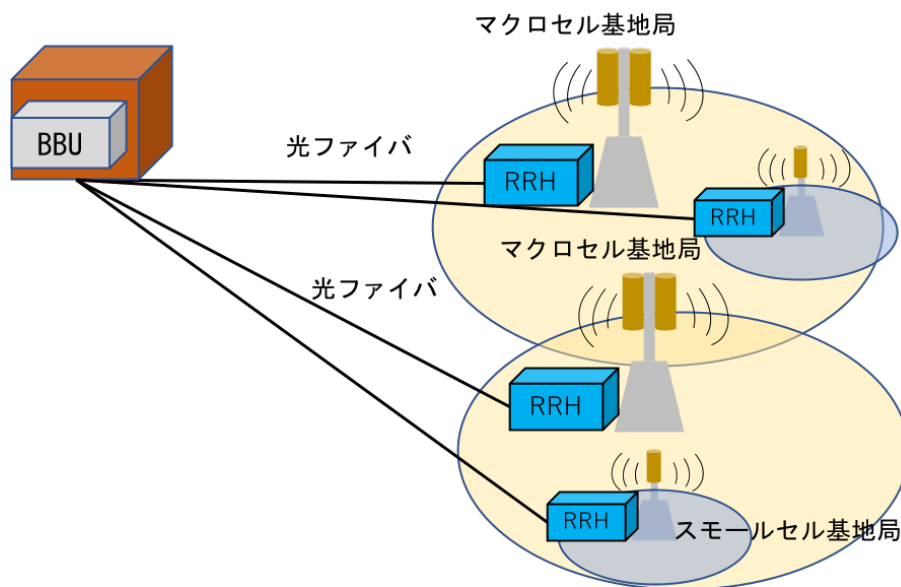


図 1.5 C-RAN アーキテクチャによる無線アクセスネットワーク展開 ([11] を参考に筆者が作成)

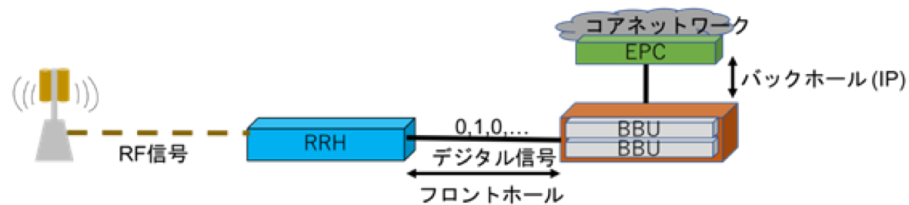


図 1.6 C-RAN アーキテクチャによる装置構成 (筆者が作成)

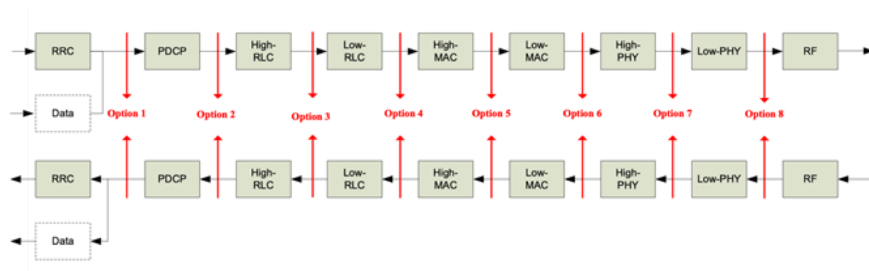


図 1.7 無線基地局機能の概要 ([17] より引用)

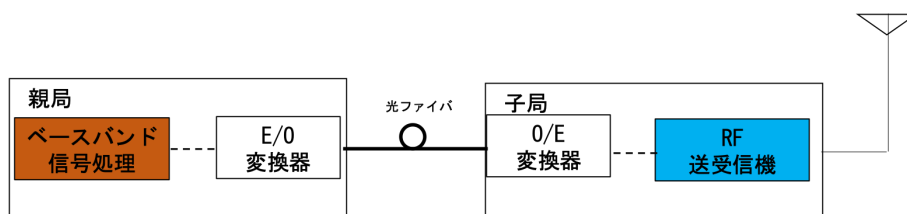


図 1.8 RoF 技術概要 ([4] を参考に筆者が作成)

第 2 章 C-RAN アーキテクチャを用いた無線基地局構成

2.1 緒言

本論文では、移動通信ネットワークの無線アクセスネットワークと RoF(Radio over Fiber) 技術を研究対象としている。本章では、まず無線アクセスネットワークを構成する C-RAN(Centralized Radio Access Network) アーキテクチャ、通信容量の拡大を担う技術である MIMO(Multi Input Multi Output) システムおよび OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) システムについて説明する。そして制御局と無線基地局を結ぶ光ファイバ回線であるモバイルフロンホール (MFH: Mobile Fronthaul) と現在用いられている CPRI(Common Public Radio Interface) インターフェースと、それに変わるアナログ光ファイバ無線技術 (Analog-RoF) について述べる。MFH に関する研究について述べた上で、A-RoF 適用提案の位置付けを明らかにする。

2.2 C-RAN アーキテクチャ

移動通信ネットワークは、移動端末 (UE: User Equipment) と、UE との間で無線制御を行う無線アクセスネットワーク (RAN: Radio Access Network) と、複数の RAN を収容し、外部の固定通信ネットワークである PSTN(Public Switched Telephone Network) や ISDN(Integrated Services Digital Network)、及び他の移動通信ネットワーク PLMN(Public Land Mobile Network) と接続するコアネットワーク (Core Network)、あるいは LTE(Long Term Evolution) では EPC(Evolved Packet Core) で構成される [18, 19]。移動通信ネットワークの構成を図 2-1 に示す。無線アクセスネットワークはコアネットワークと UE の中間に位置し、複数の無線基地局で構成される。

第 1 章で述べたように、現在の無線アクセスネットワークでは、従来から構築されているマクロセルエリア内に数十メートルから数百メートル程度の狭いエリアをカバーするスモールセル基地局を多数重畳配置するヘテロジニアスネットワーク構

成をとることで、局所的に集中するトラフィックに対してシステム容量を増やす対策が行われている [10]. 無線アクセスネットワークを構成する無線基地局は信号処理を行うベースバンド部 (BBU: Baseband Unit) と電波の送受信を行う無線アンテナ部 (RRH: Remote Radio Head) からなるが、BBU と RRH が一体となった基地局構成と、ベースバンド部と無線アンテナ部が別々のサイトに設置され、光ファイバで接続される基地局構成がある. 前者を D-RAN(Distributed Radio Access Network), 後者を C-RAN(Centralized RAN) と呼んでいる [20]. 概要を図 2-2 に示す.

通信事業者は LTE/LTE-advanced を効率よく展開するため、C-RAN アーキテクチャあるいはそれを拡張した高度化 C-RAN アーキテクチャを採用している [11]. C-RAN 構成では、BBU を局舎などのスペースを確保できる場所に設置し、無線の送受信を行う RRH のみをアンテナ近くに配置することが可能であり、アンテナ側の確保すべきスペースを少なくすることが可能である. さらに 1 つの BBU に対して複数の RRH を光ファイバで接続して無線信号を送受信することで、1 か所の BBU で無線信号を集中的に管理することが可能であり、隣接するセル間での無線信号の干渉を制御する eICIC(enhanced Inter-Cell Interference Coordination) やセル端におけるスループット向上のためのセル間協調送受信 CoMP (Coordinated Multi-point transmission/reception), 隣接するセルのコンポーネントキャリア (CC: Component Carrier) を束ねるキャリアアグリゲーション (CA: Carrier Aggregation) といった高度な処理が可能となっている.

2.3 OFDM システム

LTE の下りリンク無線アクセス方式には OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access: 直交周波数分割多元接続) が用いられている. 低速データレートの通信では周波数選択性フェージングの影響が小さくなる. OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) は、高速シンボルレートの広帯域信号を多数の低速シンボルレートのマルチキャリア信号を用いて並列伝送することにより、マルチパス干渉に対して高い耐性の信号伝送を行うことができる. OFDM に用いる複数の低速シンボルレートの信号をサブ

キャリア信号と呼び、サブキャリア数を変更することで広範囲な信号帯域幅の信号に対して柔軟に対応できる。基底帯域 OFDM 信号 $g(t)$ は次式で表される。

$$g(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi n f_0 t}$$

ここで、 N は搬送数、 f_0 は隣接する搬送波間隔、 D_n は n 番目の搬送波 (周波数 $n f_0$ で伝送される複素データシンボルであり QPSK や QAM などのデジタル変調方式によって生成されるデータシンボルである。基底帯域 OFDM 信号がシンボル長 $T = 1/f_0$ の間隔で伝送され、シンボル長 $T = 1/f_0$ は搬送波間隔によって決定される。実際には基底帯域 OFDM 信号を必要な伝送帯域に変換した搬送帯域 OFDM 信号を伝送する。搬送帯域 OFDM 信号 $s(t)$ は基底帯域 OFDM 信号を周波数変換することによって生成され、次式で表される。

$$s(t) = \text{Re}[g(t)e^{j2\pi f_c t}]$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi(f_c + n f_0)t) - b_n \sin(2\pi(f_c + n f_0)t)]$$

基底帯域 OFDM 信号は複素信号であるが、実際に伝送される信号は実信号であるので、周波数変換後の信号は実部のみを伝送する。 $\text{Re}[Z]$ は複素数 Z の実部を表す。 f_c は搬送波帯域での基準となる搬送波周波数であり、最小の搬送波周波数を表す。最大の搬送波周波数は $f_c + (N - 1)f_0$ となる。また、複素シンボル D_n は $D_n = a_n + j b_n$ (a, b は実数) と表される [21]。

LTE における OFDM のサブキャリア間隔は、双方向伝送であり、高速移動を伴うことからドップラーシフト影響等を考慮し、15 kHz と規定されている。表 1 に LTE における無線方式とパラメータを示す。LTE(Relase 8) では、1 キャリアあたりの帯域幅は最小値の 1.4 MHz から最大値の 20 MHz までを規定しており、最大の 20 MHz 幅の帯域伝送には 1200 サブキャリアが必要となる。さらに LTE の後継である LTE-Advanced (Release 10 LTE) では、LTE の帯域幅を基本単位として 5 つまでのキャリアを束ねて、最大 100MHz 幅の帯域を使って高速化する CA(Carrier Aggregation) 技術を用いている。100MHz 幅の帯域の伝送には 6000 サブキャリアが必要となる。

2.4 MIMO システム

図 2-3 に MIMO(Multi Input Multi Output) システムの概要を示す。MIMO とは、多入力多出力を表し、送信機側と送受信側で複数のアンテナを有するシステムである。MIMO は同時刻、同周波数で異なる無線信号を複数のアンテナから発射し、複数のアンテナで受信し復調を行う。これにより、送受信機で 1 組のアンテナを用いて通信する場合 (SISO: Single Input Single Output) に比べて、送信または受信側アンテナのいずれか小さい方の本数分だけストリーム数を増やすことが出来、伝送容量を増やすことが可能である。MIMO を用いる場合、送受信に用いるストリームの数だけ、無線の帯域であるコンポーネントキャリアを用意する必要がある。前節で述べたように LTE の 20 MHz 幅の帯域には 1200 サブキャリアが含まれているが、これを 2×2 MIMO システムで運用する場合、そのストリーム数は 2 倍となるので、2400 サブキャリアを MFH において伝送する必要がある。

2.5 CPRI インターフェース

CPRI は Digital-RoF(D-RoF) に分類される方式であり、BBU で生成された無線信号をデジタル化して RRH へ光伝送するための規格である。後述する無線信号基地局機能分割点のオプション 8 における分割をサポートする。CPRI では BBU 内で生成された無線信号を A/D(Analog to Digital) 変換し、IQ データを RRH へ送る。この時、サンプリングレートや量子化ビット数、MIMO 数に応じた伝送レートが必要となる。CPRI を用いて移動端末 UE において下り 150Mbps のサービス提供には、帯域幅 20MHz、 2×2 MIMO によるアンテナ構成が必要であり、このときのモバイルフロントホールの光伝送レートは次式で計算される [12]。

$$20[MHz] \times 15(samplewidth) \times 1.536(oversampling) \times 2\left(\frac{I}{Q}\right) \times \frac{16}{15}(controlOH) \\ \times \frac{10}{8}(8B10B) \times 2(2 \times 2MIMO) = 2.47576[Gbps]$$

使用する帯域幅の増加や 4×4 MIMO といったアンテナ数の増加により CPRI に必要な伝送レートも増加するため、現在では最大で 24.3 Gbps の伝送レートが規

定されている [13]. 5G(Generation) では数百 MHz 幅の帯域幅や多素子アンテナを用いた MIMO 利用が想定されており, CPRI 規格をそのまま適用すると, 広く普及している 10GbE(Gigabit Ethernet) 向けの光トランスポンダよりも高速な光伝送装置を用いる必要があり, 建設費の高騰が懸念されている.

そのため, CPRI における光伝送レートの削減が検討されている. [22] ではダウンサンプリング処理と非線形量子化処理を組み合わせることで, 圧縮率 1/2 の CPRI データ圧縮法が提案されている. しかしこの方式を採用しても, 移動端末 UE における下り 1Gbps のサービスを提供するためには CPRI 伝送レートは 160Gbps 必要であり, 圧縮率 1/2 としても 80Gbps の伝送レートが必要なため, 10GbE の光トランスポンダに対して十分な削減が行えていない.

2.6 アナログ光ファイバ無線

アナログ光ファイバ無線 (Analog-RoF) 技術は, 光の強度変調を利用し無線の信号形式を維持したまま光ファイバ伝送路を伝送する方式である. 送信機側では伝送する無線信号の振幅に応じて, LD (Laser Diode) などの光の強度を変化させる IM(Intensity modulation:) 変調を行う. この電気信号から光信号への変換を E/O(Electrical/Optical) 変換と呼ぶ. 強度変調された光信号は波形を保ちながら光ファイバ中を伝送される. 受信機では, PD(Photo Diode) を用いて光信号から電気信号へ変換し無線信号を取り出す. この光信号から電気信号への変換を O/E(Optical/Electrical) 変換と呼ぶ. A-RoF は無線の帯域幅のみを送るため, D-RoF に比べて大きな光伝送レートを必要としない. また D-RoF と比べて, A/D, D/A 変換が不要であり伝送遅延時間が小さいという利点があるため, 5G で検討されている URLLC(Ultra-Reliable and Low Latency Communications: 超高信頼低遅延) による通信の MFH に適していると考えられる.

2.7 基地局機能とモバイルフロントホール

第 2 節で示した C-RAN アーキテクチャによる無線アクセスネットワークにおける親局に相当する BBU と子局に相当する RRH との間を結ぶ光ファイバ区間に

についてはモバイルフロントホール (MFH) と呼ばれる。モバイルフロントホールでは RoF 技術を用いて、無線信号の IQ サンプリングデータを光伝送する。ここで無線基地局を構成する各機能について述べる。基地局機能のブロック図を図 2-4 に示す [15, 17].

- ・PDCP(Packet Data Convergence Protocol) 層

『PDCP 層では、ユーザから送られてきた IP パケットのヘッダ圧縮処理・解凍処理を行い、無線のリソース使用の効率化を行う。またパケットデータに対して暗号化・復号の秘匿処理を施してから RLC 層へデータを送ることで、無線区間のセキュリティ性を確保している [23, 24].』

- ・RLC(Radio Link Control) 層

『RLC 層では、移動端末 UE と eNodeB との間で最適な形式に変換してデータ伝送を行う。ARQ(Automatic Repeat request) による再送機能をもつ AM (Acknowledged Mode) , 再送機能を持たず遅延が小さい UM (Unacknowledged Mode) , オーバーヘッドを持たず RLC 層を透過する TM (Transparent Mode) の 3 モードがある。下りリンクでは移動端末 UE からの送達確認信号 (STATUS PDU) に基づいて再送を行い、上りリンクでは IP パケットの重複検出や順序補正を行う [23, 24].』

- ・MAC(Media Access Control) 層

『MAC 層では、eNodeB に接続されている移動端末 UE の数や、UE から報告される回線の受信品質などの情報をもとに、優先度を加味して無線リソースのユーザへの最適な割当てのスケジューリングを行う。また無線信号の品質が悪い環境では、誤り訂正符号と再送を組み合わせ受信用した信号の誤りを補償する技術である HARQ (Hybrid Automatic Repeat request) による再送・受信合成処理を行うことで品質を確保した無線送受信を行う。HARQ による再送制御の応答時間は、無線物理層および無線 MAC 層での信号の処理時間と伝送遅延を含めて光伝送を行う時間を含めて 8 ms 以下と規定されている [15]。上りリンクでは、移動端末 UE 間における信号の周波数直交性を保つための送信タイミングの制御や上りの電力調整に関する制御を行う [23, 24].』

現在の C-RAN アーキテクチャを用いた無線基地局では第 5 節で述べた CPRI 回線が用いられている。C-RAN アーキテクチャの機能分割点は、オプション 8 に

分類され、物理層内における OFDM 信号生成までを BBU が担い、O/E 変換や周波数変換といった無線送受信機能のみを RRH にもたせている。オプション 8 による分割では無線信号の生成を BBU にて集中的に行うことで、無線信号の伝送遅延を考慮した UE における無線信号の送受信タイミングを調整しやすく、eICIC や CoMP といった高度な処理を行いやすい。また無線送受信部のみをアンテナ近くに配置するので、無線基地局側の構成が簡単であるため、地下街などの設置スペースが限られている基地局に適している。このオプション 8 の分割点を用いる CPRI では BBU 側で無線信号の生成を行うため、モバイルフロントホール上では無線トラフィックの有無にかかわらず常に無線信号の IQ サンプリグデータを伝送し続けているため、MFH の伝送レートが大きいという課題がある。

そこでモバイルフロントホールの伝送レート削減のため、無線基地局機能の一部を BBU から RRH に移行することが検討されている [15, 16, 17]。[16] の SPP(Split-PHY Processing) アーキテクチャでは、物理層内での基地局機能分割に関して述べられており、物理層内の一部の機能を BBU に残し、残りの物理層の機能を RRH へ移行する検討が行われている。具体的にはこれまで物理層の機能のすべてを BBU が担ってきたが、符号化ブロックのみを BBU に残し、IQ 変調や IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)、MIMO 処理を個々の RRH において行うものである。この提案法ではモバイルフロントホールにおいて IQ サンプリグデータを送る必要がなく、通信の需要に応じて符号化された信号を伝送するのみであるから、伝送レートを無線データレートと同等まで削減することが可能である。しかしながら、個々の RRH における無線波形の生成タイミングを制御することが難しく、マクロセル環境での無線伝送容量は CPRI と同等であることが示されているが、複数のスモールセルとの協調が課題である。また無線送受信部のみで簡素であった RRH が物理層機能を有することで、装置構成が複雑となるというデメリットがある。

[17] において様々な基地局機能分割点の議論が行われているが、いずれの分割点においてもメリットとデメリットがある。本研究では第 6 節で述べた A-RoF の利点を生かし、現在 RRH 内に配置されている無線変復調部までを BBU 内に配置し、無線基地局は E/O, O/E 変換のみで非常に簡単な構成かつ低遅延な無線システム構成を目指し、その課題となる相互変調歪の抑圧法を提案する。

2.8 結言

本章では、まず本論文で研究対象となる無線アクセスネットワークの構成と OFDM システムや MIMO システムおよびモバイルフロントホールに用いられる RoF 技術について述べた。そして、将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題として、光エントランス回線における伝送レートと無線基地局間の連携との関係について述べた。最後に、無線基地局の機能分割に関する研究を説明し、本研究で用いる A-RoF によるシステムとそれを用いる際に課題となる相互変調歪の抑圧法の位置づけを明らかにした。

表 2.1 LTE(Relase 8) の無線方式とパラメータ

変調・アクセス方式	上り：Single Carrier-OFDMA 下り：OFDM
帯域幅 [MHz]	1.4, 3, 5, 10, 15, 20
サブキャリア周波数間隔 [kHz]	15
サイクリック・プレフィックス長 [μ s]	4.7 または 16.7
サブキャリア変調方式	QPSK, 16QAM, 64QAM

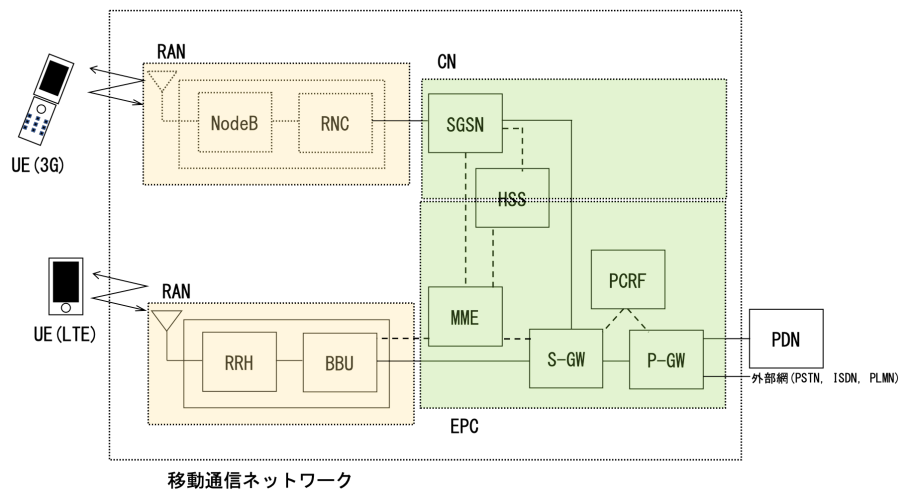


図 2.1 移動通信ネットワークアーキテクチャ ([18] を参考に筆者が作成)

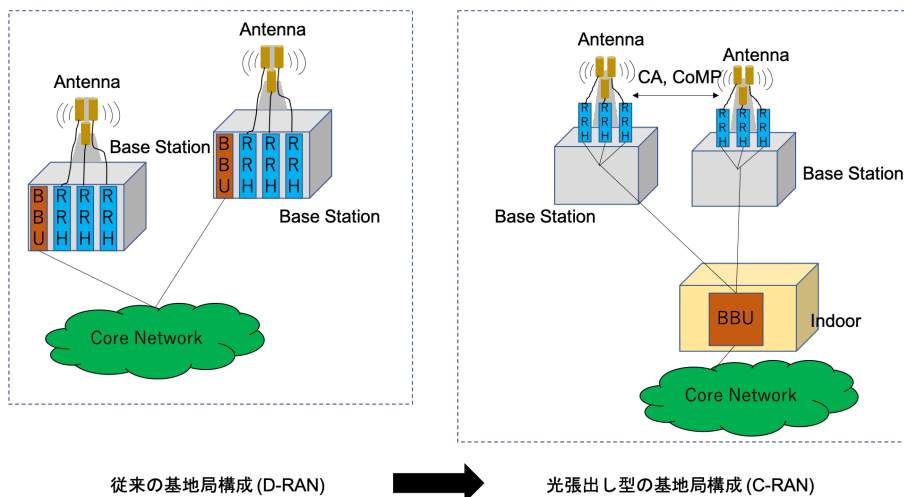


図 2.2 D-RAN および C-RAN アーキテクチャによる無線アクセスネットワークの概要 ([4] を参考に筆者が作成)

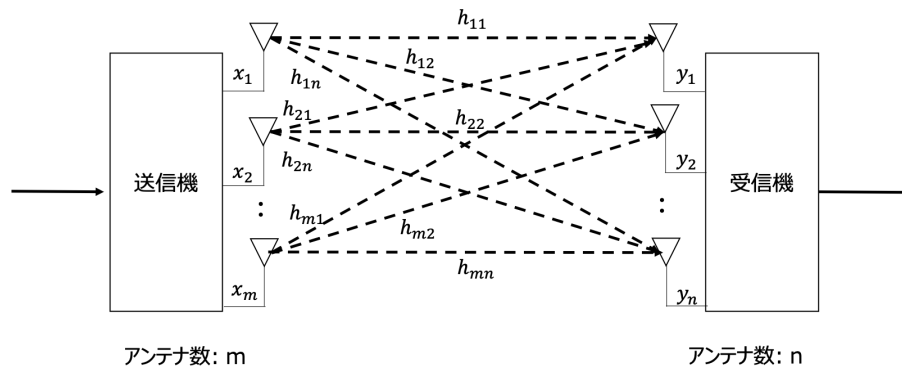


図 2.3 MIMO システム (筆者が作成)

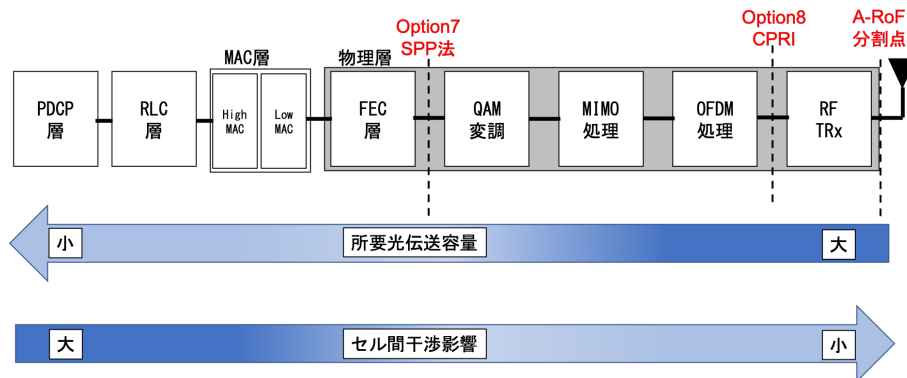


図 2.4 無線基地局の機能 ([15] を参考に筆者が作成、一部加筆)

第 3 章 アナログ RoF による無線信号伝送時に生じる相互変調歪抑圧法の提案

3.1 緒言

本章では、まずモバイルフロントホールにおいてデジタル化した無線波形を伝送する CPRI(Common Public Radio Interface) に代わり、提案する Analog-Radio over Fiber(A-RoF) で用いる MZ 変調器の変換特性について述べ、課題となる相互変調歪による特性劣化について述べる。次にこれまでに提案されている相互変調歪の抑圧法について述べ、本研究の比較対象となる $\sin^{-1}$ 法について説明する。そして本論文で取り組む 2 つの提案方式について説明する。最後に本論文における相互変調歪の抑圧効果を評価するために用いる NOMI および EVM について説明する。

3.2 MZ 変調器の変換特性と相互変調歪

無線信号を光強度変調により伝送し、基地局側では O/E(Optical to Electrical) 変換部のみで簡単に構成できるアナログ RoF(Analog-RoF) を CPRI に代わりモバイルフロントホールに活用することが適すると考えられる。ミリ波帯の RF(Radio Frequency) 信号の伝送や広帯域なマルチキャリア信号を伝送する場合、光の強度変調には電界印加による屈折率変化 (EO(Electro Optic) 効果) を用いた外部変調器を用いるが、外部変調器の線形領域は狭く、非線形性により被変調 RF 信号に相互変調歪みが生じる。外部変調器のうちニオブ酸リチウム ($LiNbO_3 : LN$) による EO 効果の光位相変化を振幅変化に変換するために、マッハ・ツェンダー (MZ) 干渉計を用いた MZ 変調器の動作原理を図 3-1 に示す。MZ 変調器は図のように 2 つのアームに高速光位相変調器が設けられている。各位相変調器は光導波路とそれに沿った電極からなる。『図 3-1 上図において両アームの光位相差がゼロのとき、出力では光信号が干渉で強め合い “on” 状態が実現し、振幅最大の出力が得られる。一方で、図 3-2 下図において光位相差が 180° のとき両アームの合波部分で放射高次モード光へと変換され、“off” 状態となり、理想的には出力ゼロである。アーム間の位相関係は光位相変調器に印加する電圧で制御可能であるので、電圧変化を光強度

変化へと変換することが可能である。MZ 変調器の入出力特性を図 3-2 に示す。強度のオンオフだけでなく、振幅を連続的に変化させることができる [25]。この MZ 変調器の特性を利用して RF 信号の伝送に用いると、光振幅が最大に近づくにつれて E/O 変換特性が非線形となり、PD(Photo Diode) により O/E 変換後の RF 信号に相互変調歪の影響が現れ、信号品質が劣化する。

3.3 相互変調歪抑圧法

被変調信号に生じる非線形歪みを抑圧する方法として、プリディストーション法が古くから研究されている。プレディストーション法は大別すると 2 つあり、一つは RoF 伝送前に予め歪み信号を送信信号から減算する方法 [26, 27] と、もう一つは E/O 変換特性の逆特性である $\sin^{-1}$ により抑圧する方法 [28, 29, 30] である。歪み減算法について説明する。[26] では、信号を E/O 変換し、相互変調歪を含む信号を生成し、O/E 変換する。電気領域で歪みを含む信号と元の信号との差をとり、歪み成分を抽出する。そして歪み信号だけの信号を元の信号から減算してから E/O 変換し光伝送することで、RoF 伝送後の信号に生じる歪みを抑圧する。そのシステム構成を図 3-3 に示す。[27] では入力 RF 信号を分岐し、一方の信号に対して O/E 変換を行い相互変調歪が生じた信号を PD により E/O 変換する。この相互変調歪が生じた電気信号と入力 RF 信号との差をとり、相互変調歪成分を取り出した信号を O/E 変換し、入力 RF 信号に対して O/E 変換を行った信号とともに光ファイバ中を伝送させることで相互変調歪を抑圧する。そのシステム構成を図 3-4 に示す。これらは信号を光伝送するためのデバイスに加えて、歪みを抑圧するためのデバイスを別に用意する必要がある。

次に $\sin^{-1}$ 法について説明する。外部変調器へ入力する前の RF 信号に対して外部変調器の E/O (Electrical / Optical) 変換特性に合わせて非線形歪みを打ち消すような特性 ($\sin^{-1}$) を予め与える。ディストーション法には、プリディストーション法とポストディストーション法がある。その概要を図 3-5 および図 3-6 に示す。図 3-5 のように、送りたい信号が非線形歪みの影響を受ける前に歪み補償器を置き、事前に歪ませた信号を RoF 伝送し、RoF 伝送による非線形歪み影響を打ち消す手法がプレディストーション型である。一方で、図 3-6 に示すように信号を RoF

伝送し歪みが生じた後に歪み補償器により非線形影響を打ち消す手法がポストディストーション型である。上り回線におけるポストディストーション法として、外部変調光の E/O 変換特性に起因する非線形性を打ち消す $\sin^{-1}$ 特性を FPGA に実装した、デジタル信号処理によるポストディストーション型非線形歪み補償法が提案されている [28]。またプレディストーション型非線形歪み補償器による下り回線に対する補償法が提案されている [29]。このような非線形歪み抑圧方法は古くから報告されているが、最近 [30] のように変調信号データに依存する相互変調歪の解析が行われた。この文献では複数のシングルキャリア信号を伝送した時を対象としているが、複数のマルチキャリア信号伝送の場合は、周波数と変調データに依存する相互変調歪を考慮する必要があると考えられる。下り回線で無線変復調装置を制御局である BBU 側に集中させ、RF 信号により光強度変調することで無線信号を光ファイバで伝送を行い、アンテナ側である無線基地局側では、PD(Photo Diode) により光の強度を検出するだけで無線信号を取り出すことにより、無線基地局が E / O (Electronic to Optical Conversion) および O/E(Optical to Electronic Conversion) のみにより簡素に構成可能であるという A-RoF の利点を活かすためには、制御局側でデジタル信号処理による非線形歪補償を行うプリディストーション型補償器の活用が望ましいと考える。そこで本研究では、下り回線における LTE 信号に対する相互変調歪みを抑圧法として、ベースバンド信号に対する信号処理によるプリディストーション法について検討を行った。

3.3.1 $\sin^{-1}$ による抑圧法

図 3-7 に E/O 逆特性である $\sin^{-1}$ を用いたプリディストーション法のシステム構成を示す。BBU 内において変調後の RF 信号に対して E/O 変換特性による歪みを打ち消すような信号処理を行い、MZ 変調器を用いて光強度変調した後、光ファイバ伝送路を伝送する。PD を用いて RF 信号を再生する。非線形特性をもつ変調器を用いると変調信号に相互変調歪が生じる。シミュレーションで用いる MZ 変調器の入出力特性は図 3-2 の通りである。MZ 変調器の光出力は直流成分を除くと、次式で表される。

$$P(v(t)) = \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi v(t)}{V_\pi}\right) P_0 \quad (3.3.1)$$

V_π は LN 変調器の半波長電圧, $v(t)$ はバイアス電圧, P_0 は最大透過光強度であり 1 とする. MZ 変調器の変換特性をテイラー展開し, 直流成分を除くと次式で表される.

$$r(t) = \frac{\pi}{2V_\pi} - \frac{\pi^3}{12V_\pi^3} + \frac{\pi^5}{240V_\pi^5} - \frac{\pi^7}{10080V_\pi^7} + \dots \quad (3.3.2)$$

ここで, $r(t)$ は時刻 t における光強度変調された RF 信号を表す. 多項式展開されたとき n ($n \neq 1$) 次 の相互変調歪は, 次式で表される.

$$v(t)^n = a_n g(t) |g(t)|^{n-1} \quad (3.3.3)$$

ここで, a_n は n 次の係数, $g(t)$ はマッピング後の信号に対して IFFT を行った後の等価低域系被変調信号を表す. これを式 (3.3.1) の $v(t)$ に代入することで, 相互変調歪みの影響を受けた信号が表される. Sin^{-1} 法では, 光変調器への入力前に IFFT 後の等価低域信号 $g(t)$ に対して E/O 逆特性を与えた信号を $z(t)$ として光変調器へ入力する. MZ 変調器の変換特性 $r(t)$ の逆特性である $\text{Sin}^{-1}v(t)$ をテイラー展開により多項式展開すると次式となる.

$$z(t) = \text{Sin}^{-1}(g(t)) = g(t) + \frac{1}{6}g(t)^3 + \frac{3}{40}g(t)^5 + \dots \quad (3.3.4)$$

式 (3.3.3) と等価低域信号 $g(t)$ からそれぞれの次数の信号成分を計算すると, MZ 変調器の変換逆特性のテイラー展開 $z(t)$ を得る.

3.3.2 Sin^{-1} 法適用後の傾きの設定

[29, 28] では Sin^{-1} 法適用後の E/O 変換特性出力の線形成分の傾きを, MZ 変調器の出力特性の線形成分と傾きが等しくなるような手法について提案されている

が, 本研究では式 (3.3.4) を用いて得られる E/O 逆特性による歪み抑圧後の E/O 変換特性の出力について, 線形成分の傾きを任意に設定する手法を得た. MZ 変調器の変換逆特性を与えた信号 $z(t)$ を式 (3.3.1) のバイアス電圧 $v(t)$ として代入することで, MZ 変調器の変換特性式 (3.3.1) の線形成分を用いて光強度変調を行う. E/O 変換特性は, 1/2 ピーク点が動作点となるようにバイアス電圧を調整している. E/O 変換逆特性を与えた E/O 変換特性は次式で表される.

$$\begin{aligned}
 P_z(g(t)) &= \frac{1}{2} \sin\left[\frac{\pi g(t)}{V_\pi} \sin^{-1}(b * g(t))\right] \quad (3.3.5) \\
 &= \frac{b\pi}{2V_\pi} g(t) - \left(\frac{b^3(\pi^3 - \pi V_\pi^2)}{12V_\pi^3}\right) g(t)^3 + \left(\frac{b^5\pi^5}{240V_\pi} - \frac{b^5\pi^3}{24V_\pi^3} + \frac{3b^5\pi}{80V_\pi}\right) g(t)^5 \\
 &\quad + \left(-\frac{b^7\pi^7}{10080V_\pi^7} + \frac{b^7\pi^5}{288V_\pi^5} - \frac{37b^7\pi^3}{1440V_\pi^3} + \frac{5b^7\pi}{224V_\pi}\right) g(t)^7 + \dots
 \end{aligned}$$

ここで b は E/O 変換特性の線形成分の傾きを決定するための任意の係数である. $\sin^{-1}$ 特性を与えた MZ 変調器の変換特性式について, 任意の係数 b の値を変更することで, E/O 変換特性の線形成分の傾きを任意に変更することができる. 図 3-8 に係数 b と $\sin^{-1}$ 特性との関係を示す. $b = 1$ のとき $\sin^{-1}$ 法と MZ 変調器の変換特性の 1 次係数が等しくなるため, ゲインが等しくなる $b = 1$ を採用した.

3.4 提案方式による相互変調歪の抑圧法

3.4.1 提案方式 1

提案方式 1 による相互変調歪の抑圧法を示す. 提案方式 1 では最も歪み影響が大きい, IQ 信号点の四隅の信号点に対して適用し,

$$s'(k, f) = (1 + \alpha)s(f), (|s_i| = s_{max} \text{ のとき}) \quad (3.4.1)$$

とし, その他の信号点は無抑圧とすることで光変調器に入力する前に任意の歪みを施す. ここで, α は非線形性の大きさを示す NOMI に応じて決定する係数であり, s_i は i 番目のサブキャリアの IQ データである. その IQ 信号点の配置を図 3-9

に, システム構成を 図 3-10 に示す. E/O 変換前のマッピング時に 1 つの係数のみを用いて送信信号点を歪ませ, 受信機側では理想的な QAM 信号を受信する手法である.

3.4.2 提案方式 2

提案方式 2 による相互変調歪の抑圧法の概要を 図 3-11 に示す. 図 3-12 に提案方式によるシステム構成を示す. 実際には 図 3-12 上図 のように周波数領域に生じる相互変調歪を抑圧するため, 時間領域で算出された歪みを周波数領域に変換してから送信信号との差をとるが, FFT と IFFT の前後ではフーリエ変換の線形性により信号のエネルギーは等価であるから, 歪み成分の周波数領域への変換を省略し, 図 3-12 下図 のように時間領域で計算を行う. 提案方式ではマッピングした IFFT 後の信号 $g(t)$ から前項の式を用いて予め相互変調歪成分を算出し, $g'(t)$ を求める. 本研究では多項式近似を 5 次項まで採用した.

$$g'(t) = \left(\sum_{n=1}^N v(t)^n \right) \frac{1}{a_1} = \frac{r(t)}{a_1} \quad (3.4.2)$$

RoF 伝送前の等価低域系被変調信号 $g(t) = v(t)$ から $g'(t)$ を減算し, 歪み抑圧成分 $g''(t)$ を求める.

$$g''(t) = v(t) - \frac{r(t)}{a_1} \quad (3.4.3)$$

送信信号 $g(t)$ から歪み抑圧成分 $g''(t)$ を減算し, プリディストーション信号 $u(t)$ を求める.

$$u(t) = g(t) - g''(t) \quad (3.4.4)$$

これにより光変調器に入力する前に E/O 変換特性に応じた歪みを信号に与える.

3.5 相互変調歪み抑圧効果の評価方法

本研究では, 相互変調歪みの抑圧効果を評価するため, アナログ RoF 通過後の $r(t)$ を PD(Photo Diode) により光強度を検出し, 取り出した等価低域系信号に対して FFT を行った各サブキャリアの有する IQ 情報と, RoF 伝送前の BBU における IQ 情報から EVM (Error Vector Magnitude) を評価する. EVM は次式から計算される. その定義を 図 3-13 に示す.

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^N (\delta I_J^2 + \delta Q_J^2)}{S_{max}}} \quad (3.5.1)$$

$$\delta I = I - I', \delta Q = Q - Q'$$

ここで (I, Q) , (I', Q') , はそれぞれ送信信号点, 受信信号点を表す. また相互変調歪みの大きさは NOMI(Normalized Optical Modulation Index) に依存し, MZ 変調器入力時における RF 信号と光変調器の半波長電圧の大きさから表される. NOMI は各抑圧方式について高次成分の大きさが異なるため, それぞれの抑圧方式において次のように定義される. それぞれの抑圧法における NOMI が十分小さい範囲では, NOMI の値が等しくなると仮定して評価を行う.

$$NOMI|_{g(t)} = \sqrt{|g(t)|^2} / (V_\pi/2) (\text{無抑圧時}) \quad (3.5.2)$$

$$NOMI|_{p(t)} = \sqrt{|p(t)|^2} / (V_\pi/2) (\text{提案方式 1})$$

$$NOMI|_{z(t)} = \sqrt{|z(t)|^2} / (V_\pi/2) (\text{Sin}^{-1} \text{法})$$

$$NOMI|_{u(t)} = \sqrt{|u(t)|^2} / (V_\pi/2) (\text{提案方式 2})$$

3.6 結言

本章では, まずアナログ RoF における MZ 変調器の動作原理を述べ, RF 信号により光強度変調する際に課題となる相互変調歪みの多項式展開を用いた表し方につい

て述べた。次に相互変調歪を抑圧する手法についてこれまでに研究されているプリディストーション法に分類される 2 つの手法について述べた, 1 つは歪み減算法である。入力 RF 信号を分岐し, 一方の信号に対して E/O 変換を行い相互変調歪が生じた信号を PD により O/E 変換する。この相互変調歪が生じた電気信号と入力 RF 信号との差をとり, 相互変調歪成分を取り出した信号を O/E 変換し, 入力 RF 信号に対して O/E 変換を行った信号とともに光ファイバ中を伝送させることで相互変調歪を抑圧する手法について述べた。もう 1 つは, MZ 変調器への入力前の RF 信号に対して E/O 逆変換特性である $\sin^{-1}$ により歪みを与える手法について述べた。またこれまでに提案されているデジタル信号処理により $\sin^{-1}$ 法を実現する手法について, $\sin^{-1}$ 法の係数 b の値により E/O 変換特性のゲインを任意に変更できることを示した。そして 2 つの提案方式についてそれぞれの説明を行った。これらはそれぞれ信号処理によってベースバンド信号に対して歪み抑圧を施すことに着目した。提案方式 1 は送信機側の IQ 信号に対して NOMI の値に応じて単一の係数を用いてコンスタレーションを歪ませ, 受信機側では通常の QAM 受信機を用いる方式である。提案方式 2 はこれまでの歪み減算法と異なり, 多項式展開を用いて E/O 変換特性を表し, ベースバンド信号上で減算を行う。これにより, 本論文で提案する MZ 変調器入力前の RF 信号に対するデジタル信号処理に基づくプリディストーション型非線形補償法についてこれまでの提案法との違い明らかにした。最後に本論文で用いるそれぞれの非線形歪み抑圧法の評価に用いる NOMI の定義について説明し, 低域 NOMI ではそれぞれ等しいと仮定できることを説明した。また EVM の定義について説明した。

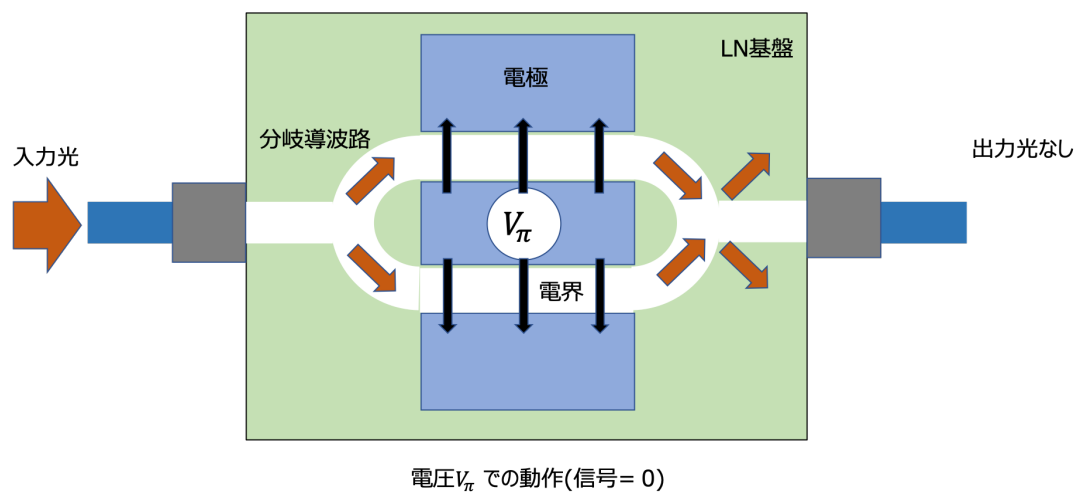
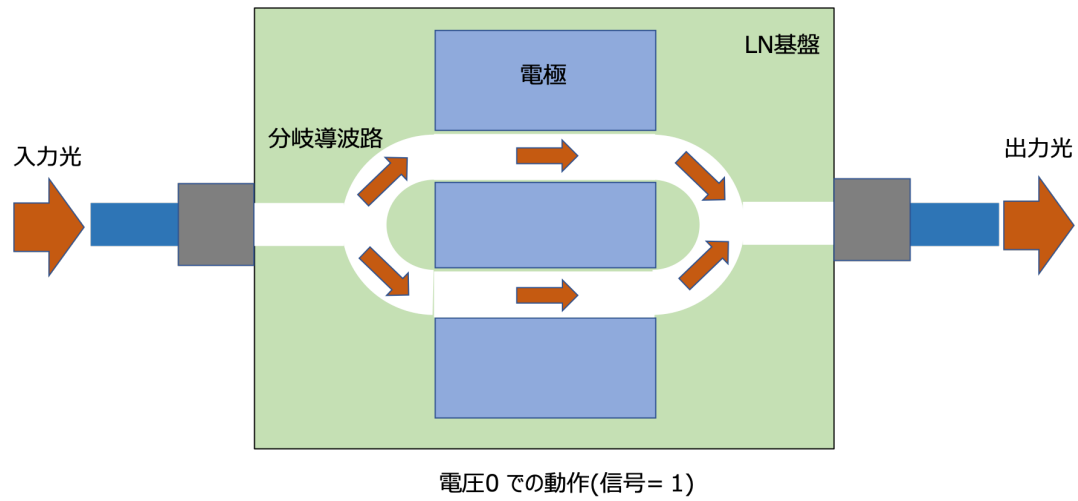


図 3.1 MZ 変調器の動作原理 ([25] を基に筆者が作成)

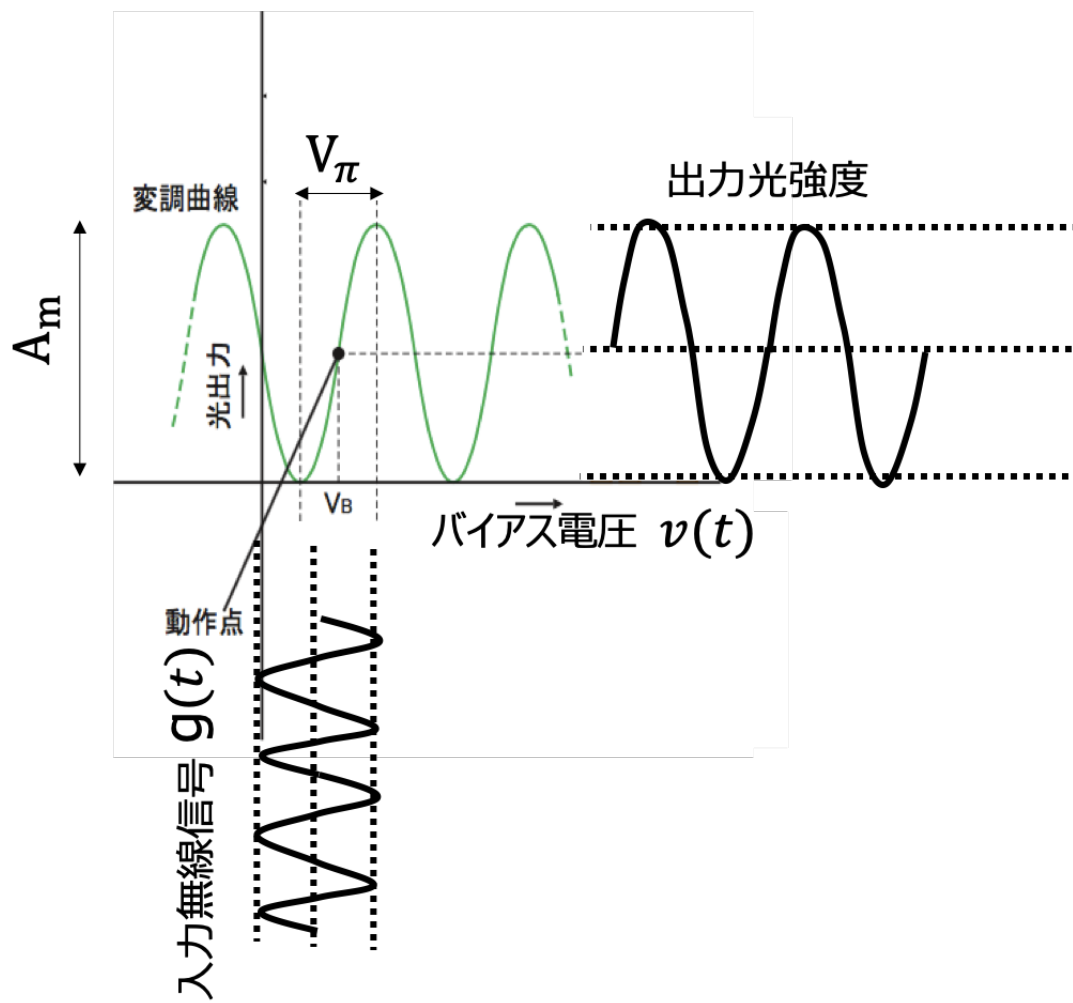


図 3.2 MZ 変調器の入出力特性 (筆者が作成)

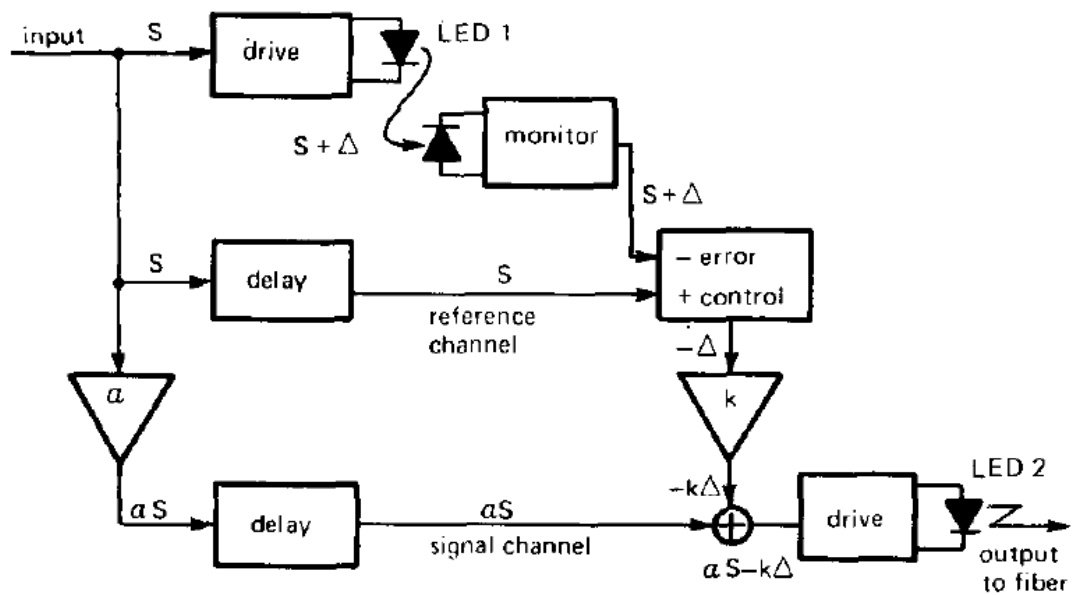


図 3.3 [26] のシステム構成 (歪み減算法) ([26] より引用)

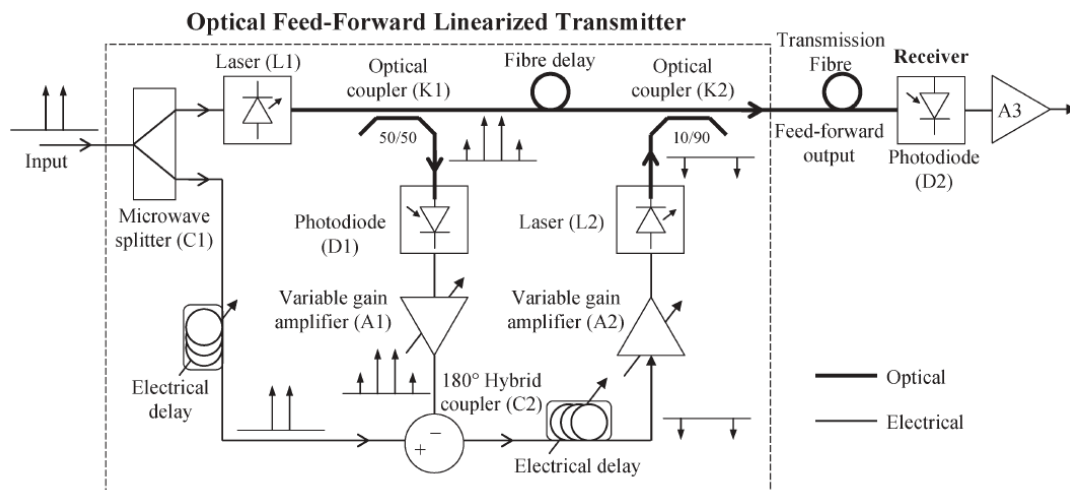


図 3.4 [27] のシステム構成 (歪み減算法) ([27] より引用)

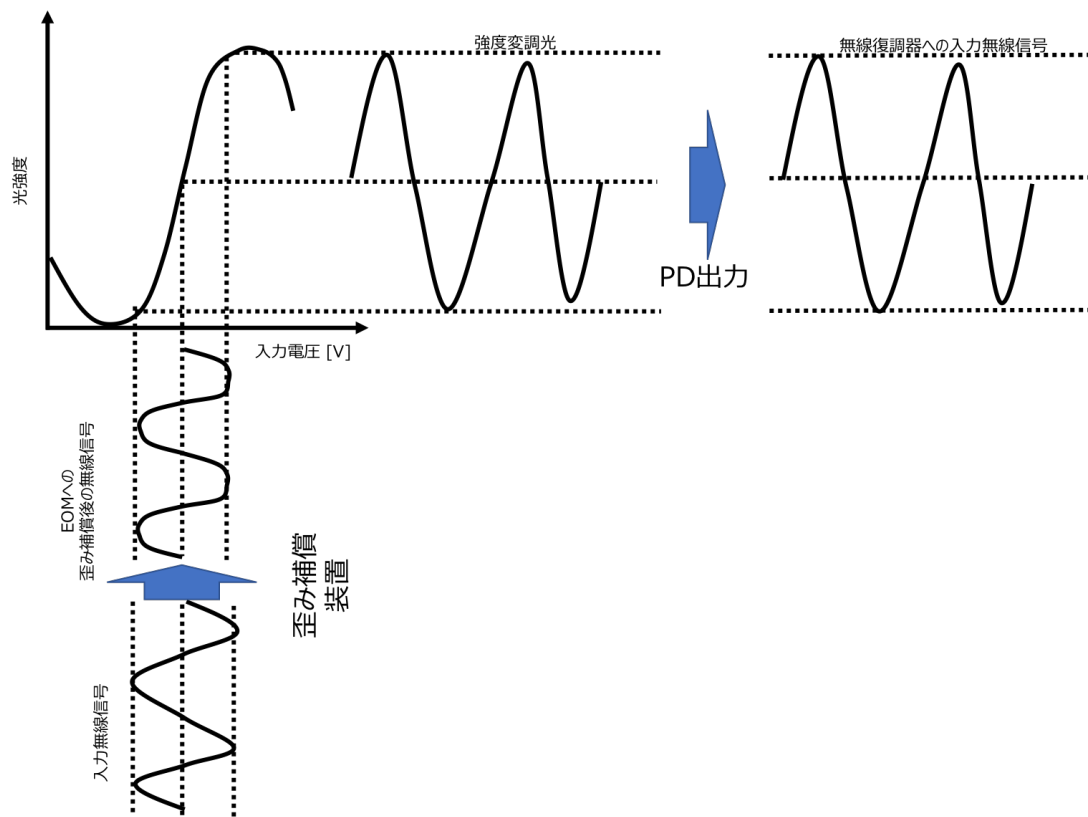


図 3.5 プレディストーション型非線形補償の概要 (筆者が作成)

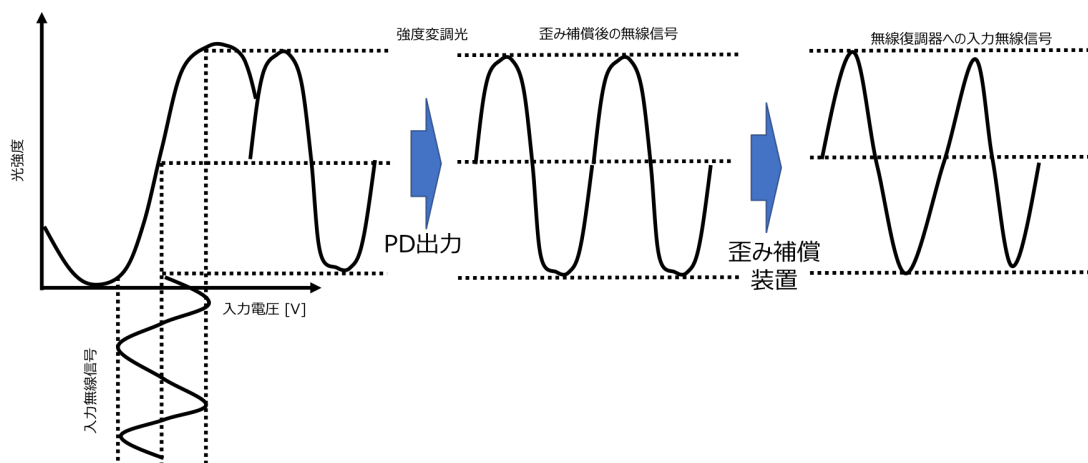


図 3.6 ポストディストーション型非線形補償の概要 (筆者が作成)

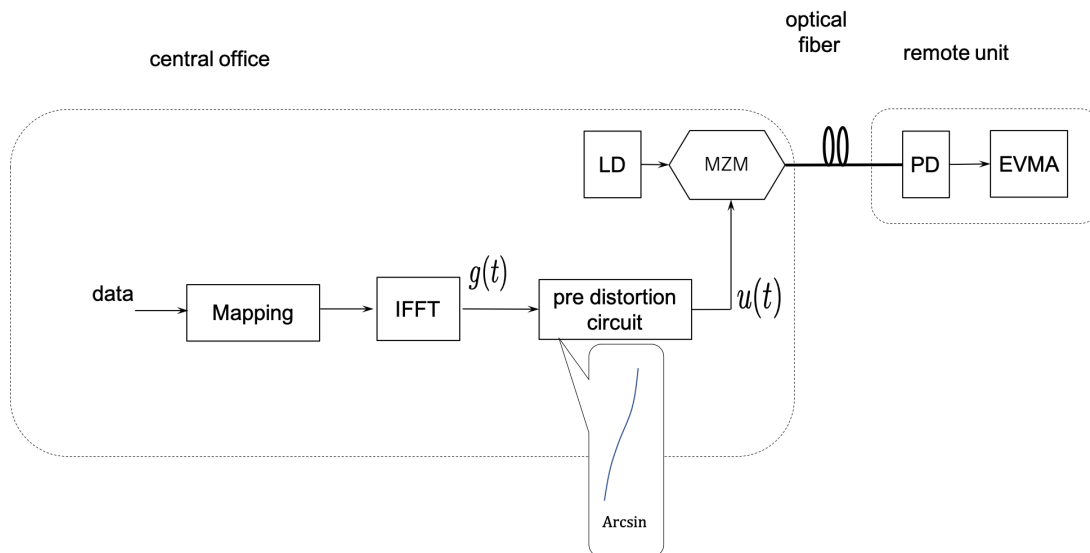


図 3.7 Sin^{-1} 法の構成 (筆者が作成)

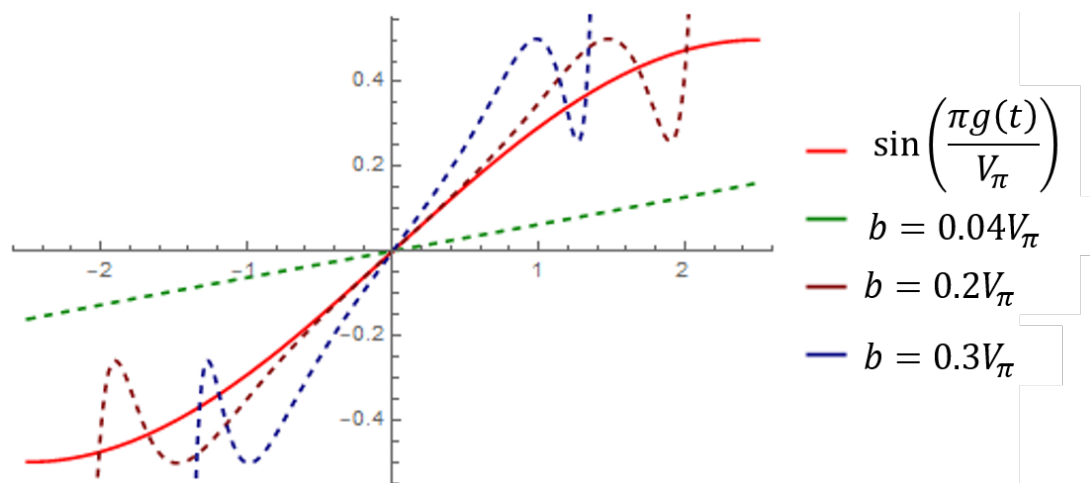


図 3.8 E/O 変換特性と逆特性 (筆者が作成)

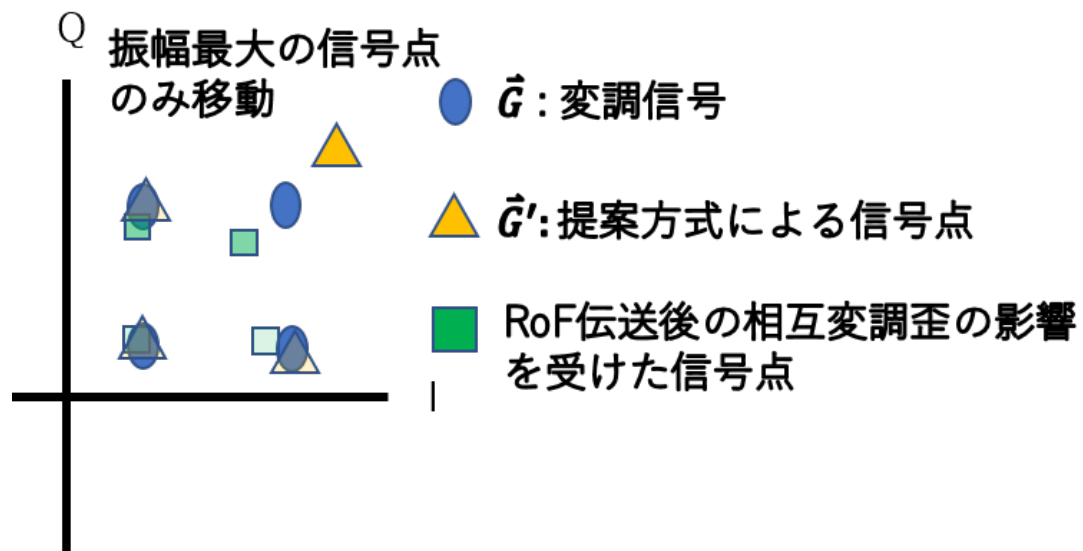


図 3.9 提案方式 1 の IQ 送信用信号点 (筆者が作成)

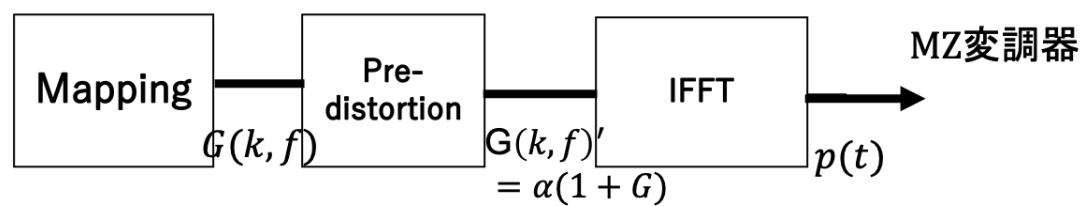


図 3.10 提案方式 1 の構成 (筆者が作成)

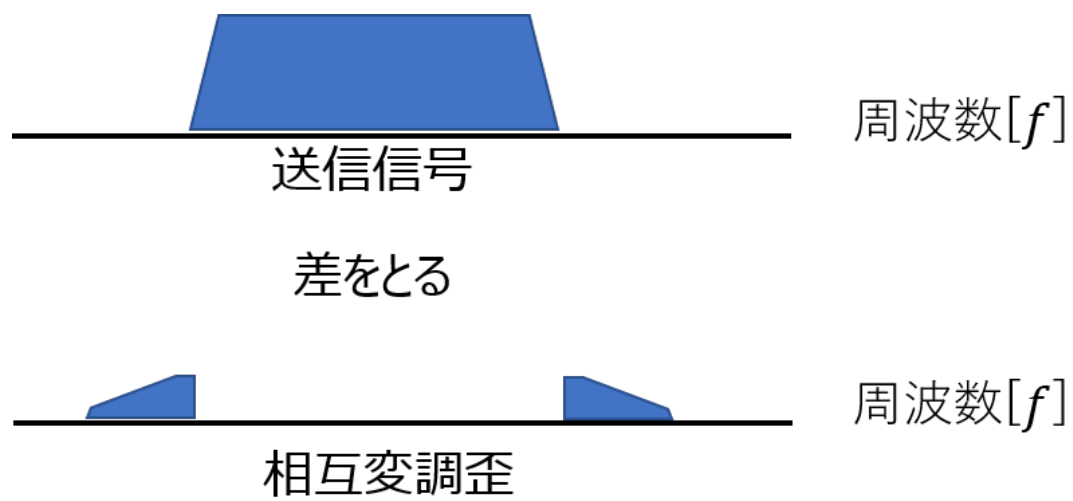
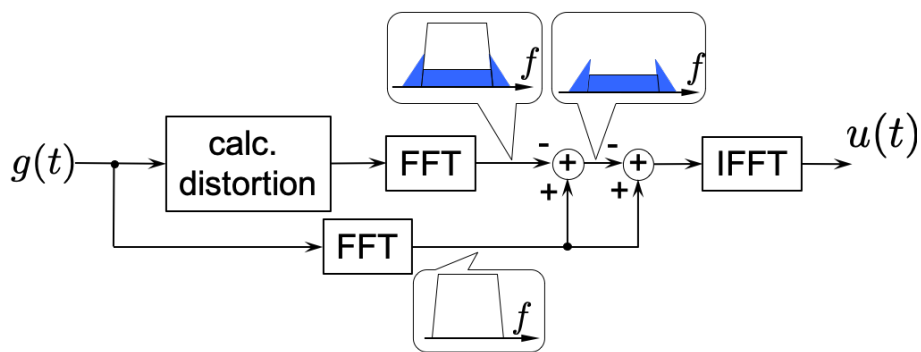
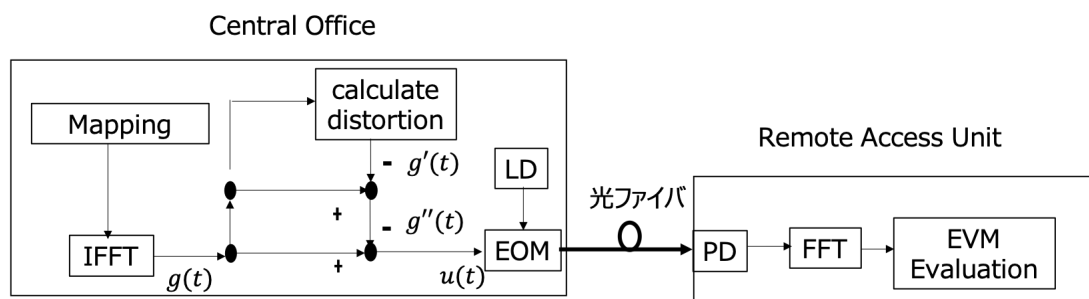


図 3.11 提案方式 2 の概要 (筆者が作成)



提案方式2の構成図 (周波数領域)



提案方式2の構成図 (時間領域)

図 3.12 提案方式 2 の構成図 (筆者が作成)

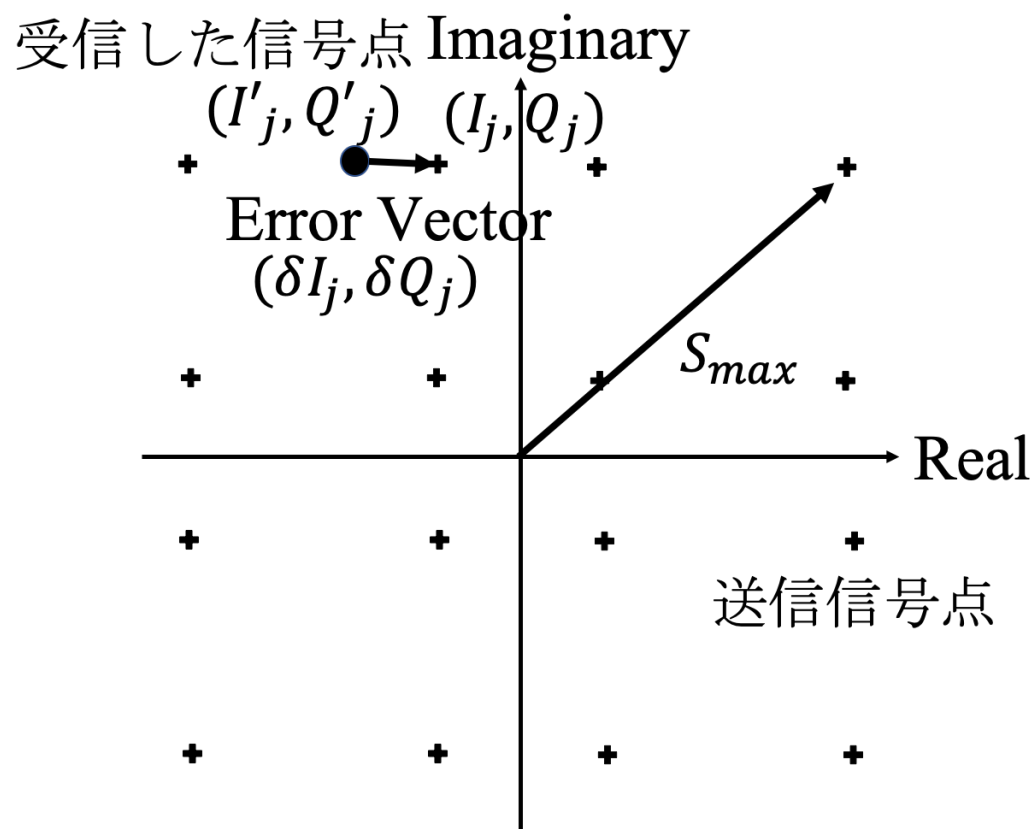


図 3.13 EVM の計算概要 ([28] を参考に筆者が作成)

第 4 章 シミュレーション結果

4.1 緒言

第 3 章で述べた Sin^{-1} 法ならびに 2 つの提案法を適用した場合のシミュレーション結果を示す。 Sin^{-1} 法と提案方式 1 および Sin^{-1} 法と提案方式 2 についてシングルキャリア伝送の場合とマルチキャリア伝送の場合についてシミュレーション結果の比較を行った。

4.2 Sin^{-1} 法と提案方式 1 の結果

表 2 に示すパラメータを用いてシングルキャリア伝送の計算機シミュレーションを行った。 Sin^{-1} 法を適用した場合、提案方式 1 を適用した場合および無抑圧のときの、NOMI の値による信号点配置への影響を図 4-1 に示す。縦軸は In-phase を、横軸は Quadrature-phase であり、“×”は送信信号点を、“○”は受信信号点をそれぞれ表す。また 3 条件における NOMI の値を変えたときの RoF 出力信号について式 (4) を用いて EVM を評価した結果を図 4-2 に示す。ただし提案方式 1 については各 NOMI の値に対して、 α により EVM が最小値をとるときを図示している。したがって、 $\alpha = 0$ で EVM が最小となるときは無抑圧となる。

図よりシングルキャリア伝送時には、提案方式 1 の場合、NOMI=50 % のときに無抑圧時の EVM=4.1 % に比べて EVM=1.4 % となり、EVM が最大で 2.45 % 改善した。 Sin^{-1} 法では、NOMI が 70 % より大きい場合には無抑圧時に比べて EVM が増加した。これは図 3-8 で示したように従来法で用いたアークサインカーブの定義域が E/O 変換特性に比べて狭いことで信号点配置に歪みが生じたと考えられる。次に表 3 に示すパラメータを用いてマルチキャリア伝送の計算機シミュレーションを行った。 Sin^{-1} 法を適用した場合、提案方式 1 を適用した場合および無抑圧のときの、NOMI の値による信号点配置への影響を図 4-3 に示す。縦軸は In-phase を、横軸は Quadrature-phase であり、“×”は送信信号点を、“○”は受信信号点をそれぞれ表す。なお Sin^{-1} 法では定義域が NOMI=40 % である。また 3 条件における NOMI の値を変えたときの RoF 出力信号について式 (3.5.1) を用いて EVM を

評価した結果を図 4-4 に示す.

図よりマルチキャリア伝送時は, 提案方式 1 の係数 $\alpha=0$ のときに EVM が最小値となったことから, 無抑圧時の EVM とよく一致している. このことから提案方式 1 は, 相互変調歪の抑圧に対して効果が小さいことがわかる. Sin^{-1} 法では, NOMI=30 %において無抑圧時の EVM=3.46 %に比べて EVM=2.59 % となり EVM が 0.86 %改善したが, NOMI が 40 %以上では EVM が急激に悪化した. これはアークサインの定義域を超えて信号が変調されたことにより信号点配置に強い歪みが生じたと考えられる. このことから, Sin^{-1} 法および提案方式 1 では相互変調歪に対する補償の効果を確認できなかった.

4.3 Sin^{-1} 法と提案方式 2 の結果

表 2 に示すパラメータを用いてシングルキャリア伝送の計算機シミュレーションを行った. 提案方式 2 を適用した場合における信号点への影響を図 4-5 に示す. 縦軸は In-phase を, 横軸は Quadrature-phase であり, “×” は送信信号点を, “○” は受信信号点をそれぞれ表す. なおこの条件での無抑圧時および Sin^{-1} 法の信号点配置は図 4-1 の通りである. また従来法である Sin^{-1} 法を適用した場合, 提案方式 2 を適用した場合および無抑圧のときにおける NOMI の値を変えたときの RoF 出力信号について式 (3.5.1) を用いて EVM を評価した結果を図 4-6 に示す. 図よりシングルキャリア伝送時は NOMI が増加すると, E/O 特性の非線形領域に対して信号 $g(t)$ が変調されるため, 電力の大きな四隅の信号点が特に大きく歪む. 提案方式 2 では, 非線形領域による信号点の電力制限に対して補償を行わないため, 無抑圧時と同じ信号点配置であるため EVM も等しい. 一方, E/O 変換逆特性を用いる従来法では, E/O 変換特性が線形となるような補償を行っていることから, RoF 伝送後の信号点配置の歪みが小さくなっており, EVM が小さくなっていることがわかる.

次に表 3 に示すパラメータを用いてマルチキャリア伝送の計算機シミュレーションを行った. 提案方式 2 を適用した場合における信号点への影響を図 4-7 に示す. 縦軸は In-phase を, 横軸は Quadrature-phase であり, “×” は送信信号点を, “○” は受信信号点をそれぞれ表す. なおこの条件での無抑圧時および Sin^{-1} 法の信号

点配置は図 4-3 の通りである。 $\sin^{-1}$ 法を適用した場合、提案方式 2 を適用した場合および無抑圧のときにおける NOMI の値を変えたときの RoF 出力信号について式 (3.5.1) を用いて EVM を評価した結果を図 4-8 に示す。図よりマルチキャリア RoF 伝送後の信号点配置は、NOMI を増加させると各信号点が広がるように分布しており、電力が大きい四隅の信号点が送信信号点から離れる影響よりも信号点が広がるような影響が大きいことがわかる。 $\sin^{-1}$ 法では、NOMI=30 %では EVM=2.59 %となり無抑圧時の EVM=3.46 %に比べて EVM が 0.87 %改善しているが、NOMI = 40 %以上では EVM が急激に増加した。これは式 (3.3.4) で用いた E/O 変換逆特性の定義域が E/O 変換特性の式 (3.3.1) に比べて狭いことが原因である。提案方式 2 では、NOMI=30 %のとき、無抑圧時の EVM=3.46 %に対して EVM = 1.85 %となり、最大で 1.6 % EVM が改善した。また NOMI=67 %程度まで無抑圧時に比べて EVM が改善された。

4.4 結言

本章では、無線アクセスネットワークの光エントランス回線にアナログ RoF を用いた場合に、第 3 章で述べた $\sin^{-1}$ 法ならびに 2 つの提案法を用いた相互変調歪の抑圧性能について評価した。 $\sin^{-1}$ 法と提案方式 1 および $\sin^{-1}$ 法と提案方式 2 についてそれぞれシングルキャリア伝送の場合とマルチキャリア伝送の場合についてシミュレーション結果の比較を行った。 $\sin^{-1}$ 法では、シングルキャリア伝送時でも NOMI が 75 %以上となると無抑圧時に比べて EVM が悪化しており、NOMI=90 %では無抑圧時に比べて EVM が最大 11.04 %増加した。マルチキャリア伝送時には、NOMI=30 %において無抑圧時の EVM=3.46 %に比べて EVM=2.59 %となり EVM が 0.86 %改善したが、NOMI が 40 %以上では EVM が急激に悪化した。これはアークサインの定義域を超えて信号が変調されたことにより信号点配置に強い歪みが生じたと考えられ、相互変調歪に対する補償の効果を確認できなかった。 $\sin^{-1}$ 法における多項式展開結果 (式 (3.3.5)) から、高次項を小さくすることにより、歪みを小さくすることが出来ると考えられるが、式 (3.3.5) の高次項を小さくすることが出来る条件は $V_{\pi} = \pi$ のみであることから、MZ 変調器の特性に依存すると考えられる。提案方式 1 では、シングルキャリア

伝送時に生じる E/O 変換特性の非線形領域による電力の大きな信号点の歪みについて、NOMI=50 %のときに無抑圧時の EVM=4.1 %に比べて EVM=1.4 %となり、EVM が最大で 2.45 %改善した。一方で、マルチキャリア伝送時の EVM は無抑圧時と等しかった。このことから、提案方式 1 の相互変調歪に対する補償の効果は確認できなかった。提案方式 2 では、シングルキャリア伝送のときは無抑圧時と同じ信号点配置のため EVM は無抑圧時と同じであった。複数 LTE 信号伝送時には、NOMI=30 %のとき、無抑圧時の EVM=3.46 %に対して EVM = 1.85 %となり、最大で 1.6 % EVM が改善した。また NOMI=67 %程度まで無抑圧時に比べて EVM が改善された。

表 4.1 シングルキャリア伝送時のパラメータ

変調方式	16QAM	MZM半波長電圧 [V]	5
サブキャリア数	1	テイラー展開近似次数	5
MZM入力特性	$\frac{1}{2} \left\{ \sin \left(\frac{\pi g(t)}{V_{\pi}} \right) \right\}$	NOMI [%]	10 ~ 50

表 4.2 複数 LTE 信号伝送時のパラメータ

1次変調方式	16QAM	MZM入力特性	$\frac{1}{2} \left\{ \sin \left(\frac{\pi g(t)}{V_{\pi}} \right) \right\}$
変調方式	OFDM	MZM半波長電圧 V_{π} [V]	5
サブキャリア間隔 [kHz]	15	テイラー展開近似次数	5
サブキャリア数	4800	NOMI [%]	10 ~ 40

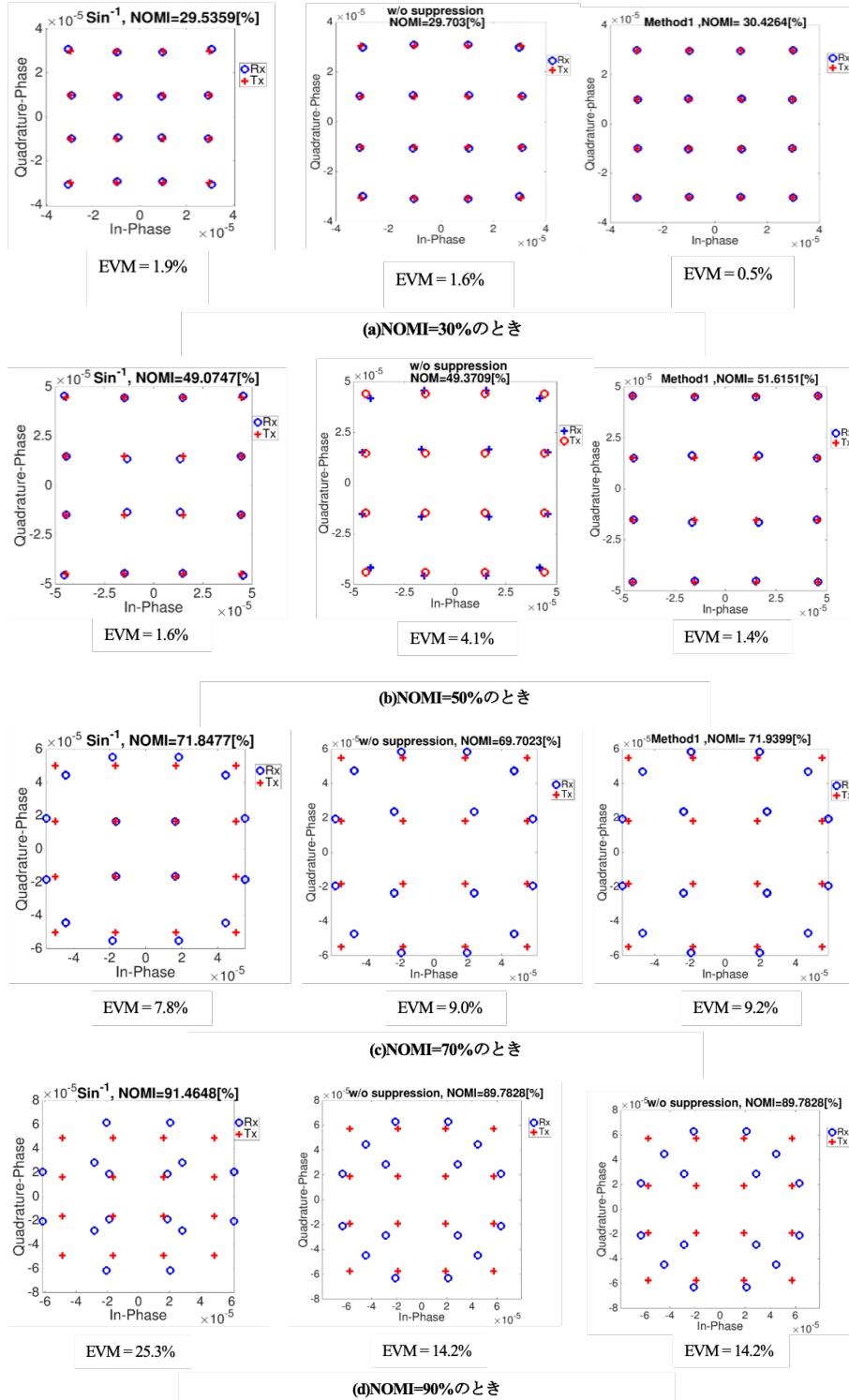


図 4.1 シングルキャリア伝送後の信号点 (左: Sin^{-1} 法, 中央: 無抑圧時, 右: 提案方式 1)

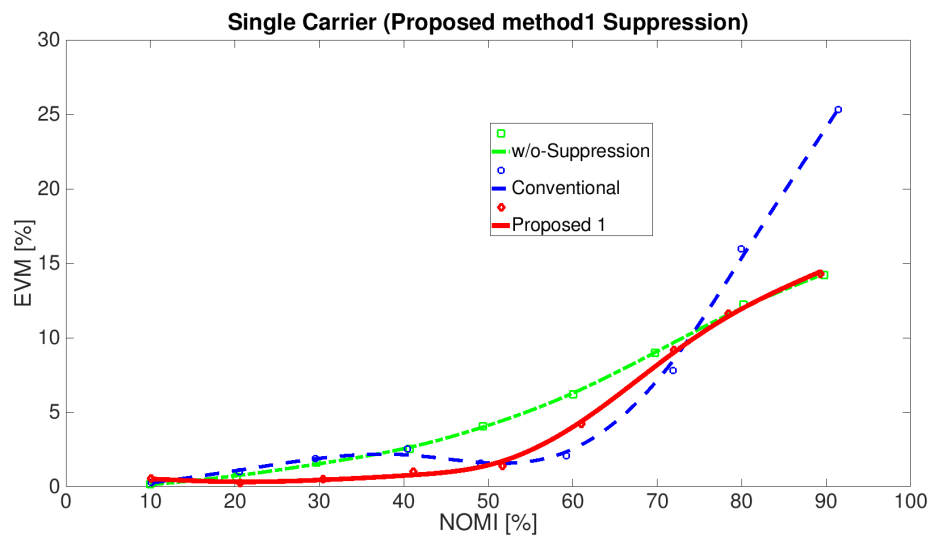


図 4.2 NOMI に対する EVM 特性 (シングルキャリア, $\sin^{-1}$ 法 vs 提案方式 1)

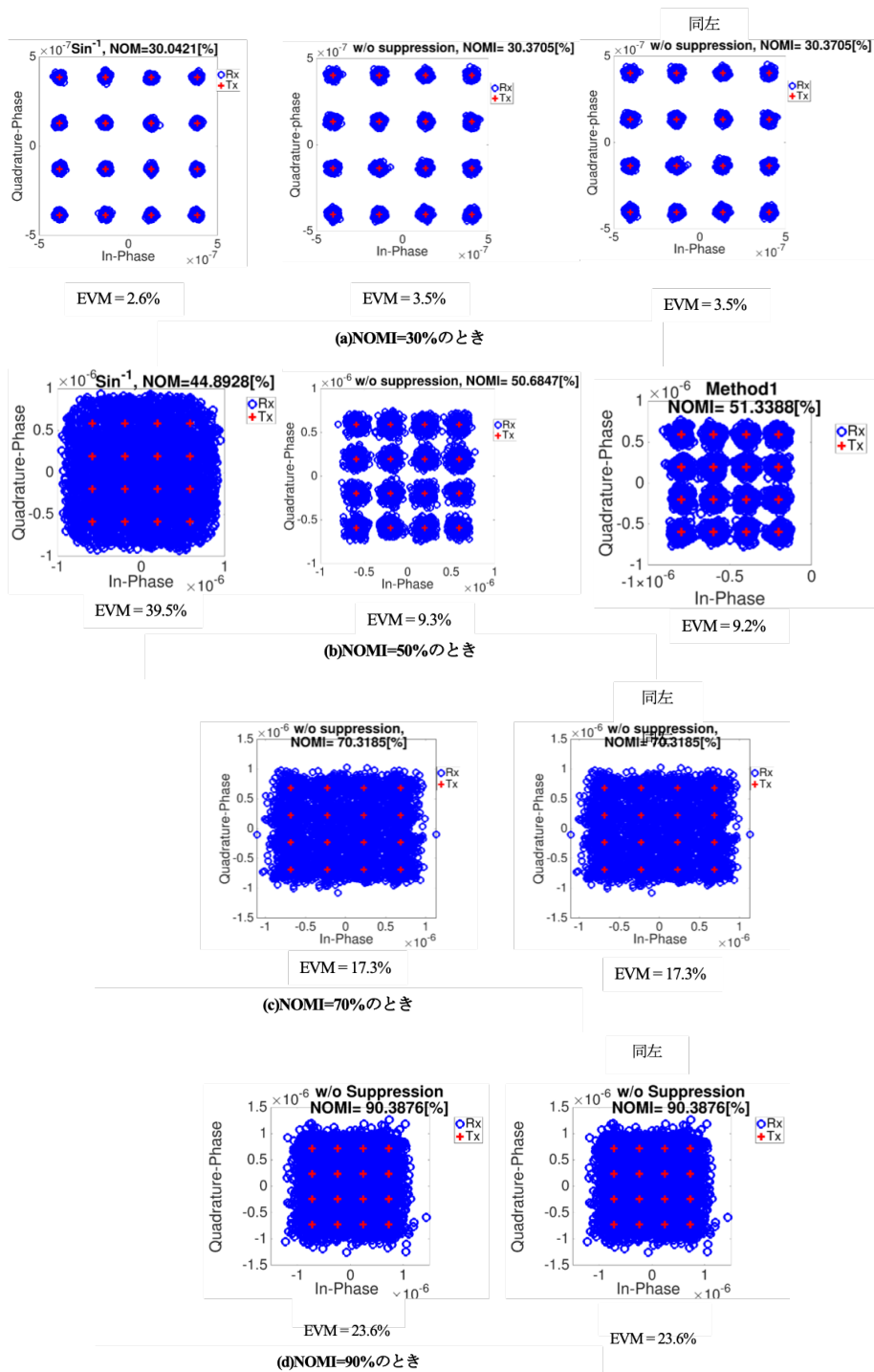


図 4.3 マルチキャリア伝送後の信号点 (左: Sin^{-1} 法, 中央: 無抑圧時, 右: 提案方式 1)

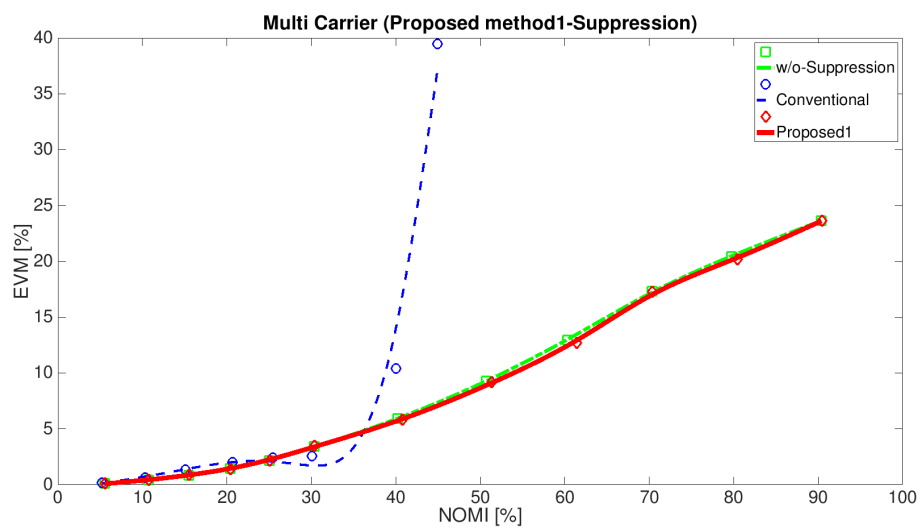
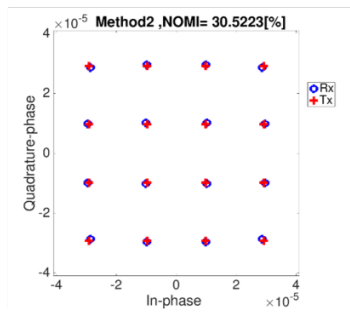
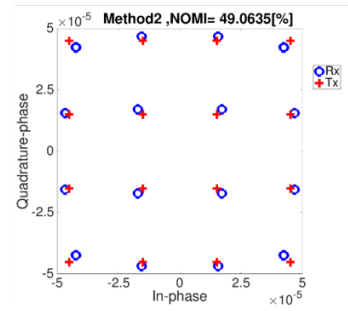


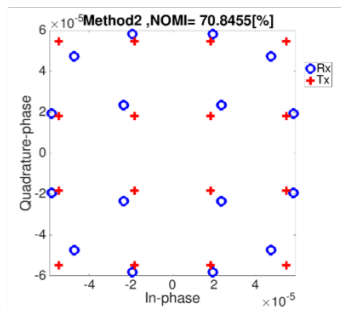
図 4.4 NOMI に対する EVM 特性 (マルチキャリア, $\sin^{-1}$ 法 vs 提案方式 1)



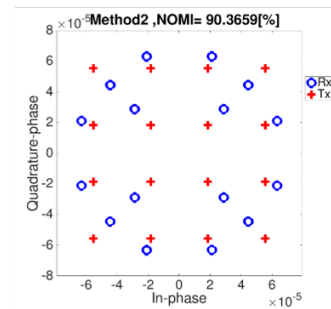
(a) NOMI=30%のとき, EVM=1.4%



(b) NOMI=50%のとき, EVM=4.4%



(c) NOMI=70%のとき, EVM=8.5%



(d) NOMI=90%のとき, EVM=15.5%

図 4.5 シングルキャリア伝送後の信号点 (提案方式 2)

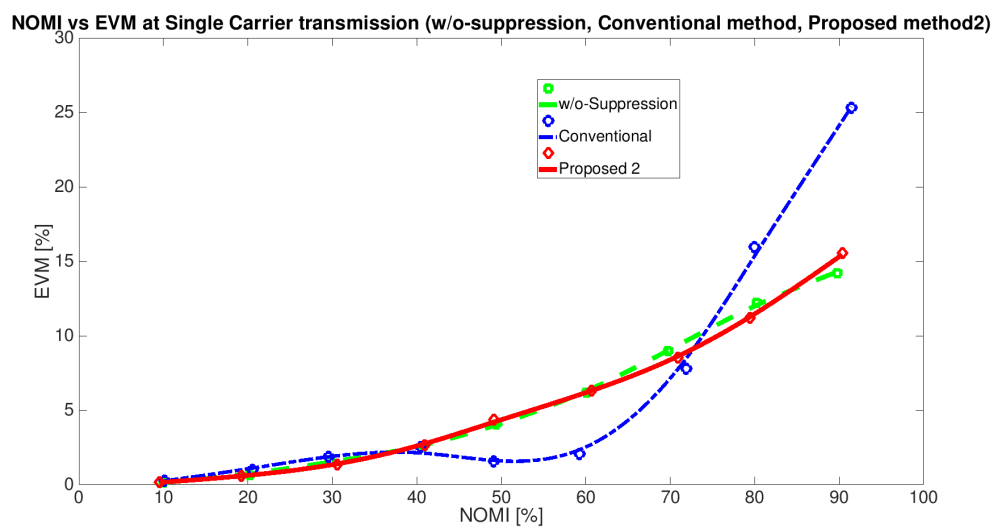
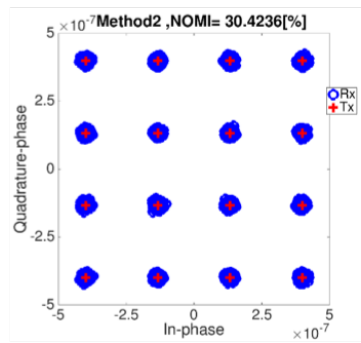
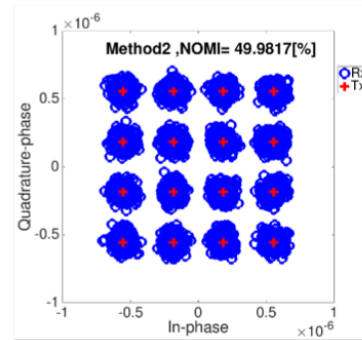


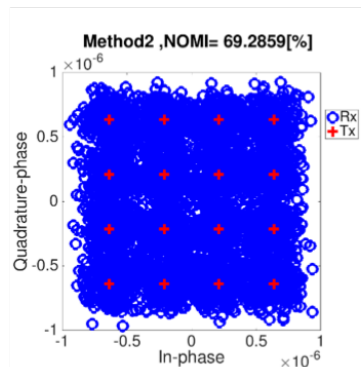
図 4.6 NOMI に対する EVM 特性 (シングルキャリア, $\sin^{-1}$ 法 vs 提案方式 2)



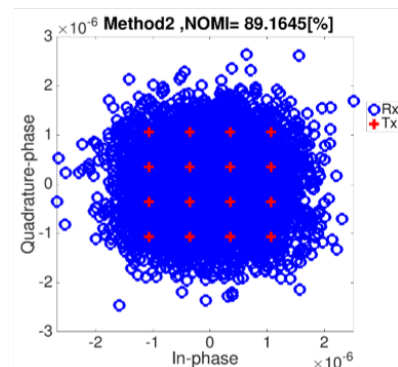
(a)NOMI=30%のとき,EVM=1.9%



(b)NOMI=50%のとき,EVM=7.6%



(c)NOMI=70%のとき,EVM=17.2%



(d)NOMI=90%のとき,EVM=52.7%

図 4.7 マルチキャリア伝送後の信号点 (提案方式 2)

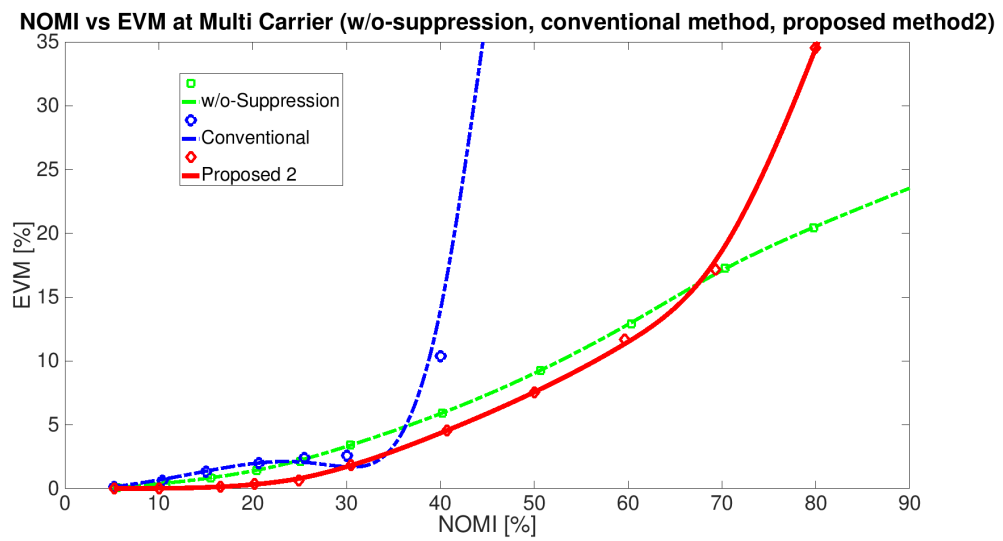


図 4.8 NOMI に対する EVM 特性 (マルチキャリア, $\sin^{-1}$ 法 vs 提案方式 2)

第 5 章 結論と今後の課題

本論文は、将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題である光エントランス回線の伝送容量に対して、アナログ RoF を適用することで課題解決を可能とするシステムを提案した上で、アナログ RoF を用いる際に生じる相互変調歪の新たな抑圧法についての成果をまとめたものである。第 3 章および第 4 章で得られた知見を総括して述べ、結論とする。

新たな相互変調歪抑圧法の評価

現在の無線基地局で広く普及しているデジタル RoF を用いた無線アクセスネットワークでは、無線信号の IQ(In-phase and Quadrature-phase) データを光伝送することでアナログ RoF において課題となる非線形歪みや圧音に対する耐性を高めて、広く普及している 10GbE の光トランスポンダを利用でき、汎用性に優れる。一方で、光エントランスにおいて IQ データの伝送のため非常に大きな光伝送レートが必要である。そこで、アナログ RoF で課題となる非線形歪みである相互変調歪を抑圧することにより、デジタル RoF に代わりアナログ RoF により無線信号を伝送することで、光エントランス回線の伝送容量の問題を解決するシステムを提案した。第 3 章にて取り組んだこれまで提案されている相互変調歪抑圧法と新たな相互変調歪抑圧法について、第 4 章のシミュレーション結果から以下の結論を得た。

E/O 変換逆特性を用いた補償法は、シングルキャリア伝送時には EVM が改善するが、マルチキャリア伝送時には EVM 改善に寄与しないことを示した。また E/O 変換逆特性の定義域が E/O 変換特性に対して狭く、E/O 変換に使用できるレンジが狭くなることを明らかにした。また E/O 変換逆特性については、傾きを自由に变化させることができ、式 (3.3.5) から高次項を小さくすることが出来ることを示した。しかし、出力ゲインが小さくなることと、また MZ 変調器の半波長電圧に強く依存することが分かった。提案方式 1 では、マルチキャリア伝送時の EVM 改善には寄与しないことを示した。提案方式 2 では、複数 LTE 信号伝送時には、NOMI=30% のとき、無抑圧時の EVM=3.46% に対して $EVM = 1.85\%$ となり、最大で 1.6%EVM が改善し、また NOMI=67% 程度までの広い NOMI に対して抑圧効果があることを示した。これらのことからマルチキャリア伝送時には、E/O 変

換特性の非線形性による信号点配置の歪み影響よりも相互変調歪の影響が支配的であり, 歪み減算法が有効であることを示した. $\sin^{-1}$ 法では, 傾きを任意に変化させることができることを示したが, 多項式展開における高次の項を小さくできるような特性は係数 b を小さくしゲインを小さくする, あるいは, MZ 変調器の半波長電圧を $V_{\pi} = \pi$ に固定することであると考えられる. 実際には半波長電圧の変動があるため, それを踏まえて歪み減算法との抑圧効果の解析を進めることが今後の課題である.

謝辞

本研究を行うにあたり、研究の機会を与えていただき、様々なご支援をいただきました本学情報科学研究科 岡田実 教授に厚く御礼申し上げます。

副指導教員として、さまざまなご質問をしていただき、研究の視野を広める機会をいただきました本学情報科学研究科 林優一 教授に厚く御礼申し上げます。

副指導教員として、日頃より大変熱心にご指導ご助言をいただきました本学情報科学研究科 東野武史 准教授に深く感謝し、心より御礼を申し上げます。大変お世話になりました。

また本研究を進めるにあたり、さまざまなご助言をいただきました、本学情報科学研究科 ズオン・クアン・タン助教に深く感謝申し上げます。

そして日頃より本学で生活するにあたり、多岐にわたりお世話になりました本学情報科学研究科 ネットワークシステム学研究室の諸氏に厚く御礼申し上げます。

参考文献

- [1] 総務省, “我が国の移動通信トラヒックの現状 (平成30年6月分),” 2019.
- [2] 石田修, "100 ギガビット Ethernet 関連技術の最新動向", 映像情報メディア学会誌, Vol.65, No.12, pp. 1705-1711, Dec. 2011.
- [3] Ethernet Alliance, “The 2015 Ethernet Roadmap for Networked Storage,” Apr. 2015..
- [4] 宮本健司, “Radio over Fiber 技術の無線アクセスネットワークへの統合に関する研究,” 博士学位論文, 大阪大学, 2017 年 1 月.
- [5] 株式会社 NTT ドコモ, “2018-2019 年冬春 新商品 9 機種を開発, 合計 11 機種を発売, 報道発表資料,” 2018.
- [6] 北川真清, 音洋行, 二方敏之, 安澤和哉, "豊かな生活に役立つ社会基盤となる LTE システム・サービス概要", NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.19, No.1, pp.6-10, Apr, 2011.
- [7] ベンジャブールアナス, 齊藤敬佑, 齊藤祐也, 岸山祥久, "5G 無線アクセス技術", NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, VOL23, No.4, pp. 18-29, Jan. 2016.
- [8] 重藤, 鳥羽, 瀧口, 五十川, 古田, "受信時最大 682Mbps を実現する 4×4 MIMO, 256QAM 対応の無線基地局装置と移動端末の開発", NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol25, No.1, pp. 6-15, April, 2017.
- [9] 中嶋信生, "移動通信の基盤技術 (その 1) 3. セル構成技術の進展～マイクロセル化に向けて～", NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.1, No.2, pp. 21-29, Oct. 1993.
- [10] 岸山祥久, 内野徹, 永田聡, 森本彰人, YunXiang, "LTE/LTE-Advanced 高度化におけるヘテロジーニアスネットワーク容量拡大技術", NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.21, No.2, p. 10 - 17, July, 2013.
- [11] 吉原, 戸枝, 藤井, 諏訪, 山田, "高度化 C-RAN アーキテクチャを実現する無線装置およびアンテナの開発", NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol23, No.12, July, 2015.
- [12] 一般社団法人情報通信技術委員会, “SR-0073 次世代移動体網のフロントホー

- ル/バックホールにおけるアクセス網の課題に関する調査報告書,” 2017.3.
- [13] CPRI, CPRI specification V7.0, 2015.
 - [14] 藤井昌宏, 諏訪真悟, 鳥羽倫太郎, 戸枝輝朗, "3.5GHz 帯 TD-LTE 導入に向けた基地局装置の開発", NTTDOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol.24, No.2, pp. 8-13, July, 2016.
 - [15] 寺田純, "アクセス系伝送技術", 電子情報通信学会誌 Vol.100 No.8 pp.777-782, Aug. 2017.
 - [16] 宮本健司, 桑野茂, 寺田純, 大高明浩, "将来無線アクセスに向けた基地局機能分割方式の提案", 信学技報, vol. 115, no. 123, CS2015-15, pp. 33-38, July 2015.
 - [17] 3GPP, "3GPP TR 38.801 V14.0.0 (2017-03)", 3GPP TR 38.801, pp.58, March, 2017.
 - [18] 上杉充, “電子用法通信学会『知識の森』 4 群 3 編 2 章 移動通信固有の技術,” 電子情報通信学会, 2010 年, 6 月.
 - [19] 森田清司, 前田隆宏, 藤井孝弘, 片本裕樹, 伝送路の All-IP 化に向けたイーサネット伝送装置 (ERP-SW) の開発, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 18 No.3, Oct. 2010.
 - [20] J. Mona, O. David, I. Muhammad, RahimTafazolli, AnvarTukmanov, A Joint Backhaul and RAN Perspective on the Benefits of Centralised RAN Functions, IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC), Kuala Lumpur, pp. 226-31, 2017, Mar.
 - [21] 伊丹誠, "OFDM の基礎と応用技術", 電子情報通信学会 Fundamentals Review Vol1. No.2, pp.35-43, Oct. 2007.
 - [22] ETSI, "ETSI GS ORI 001 V4.1.1", Oct. 2014.
 - [23] 渡辺裕明, 平沢哲, 鈴木恭助, 狩野竜一, NTT ドコモ様向け LTE 無線基地局装置, 雑誌 FUJITSU Vol.62, No.4, pp. 388-393, 07,2011.
 - [24] 大久保尚人, ウメシュアニール, 岩村幹生, 新博行, 高速・大容量・低遅延を実現する LTE の無線方式概要, NTTDOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol.19, No.1, 2011. 4.
 - [25] 川西哲也, "超高速・大容量光伝送を実現する高速高精度光変調技術", 日本光学

会学会誌 vol.38, no.5, pp.246-252.

- [26] R. E. PATTERSON, J. STRAUS , TAD WITKOWICZ, "Linearization of Multichannel Analog Optical Transmitters by Quasi-Feedforward Compensation Technique", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. COM-27, NO. 3, pp.582-588, MARCH 1979.
- [27] Tabassam Ismail, Chin-Pang Liu, John E. Mitchell , Alwyn J. Seeds, "High-Dynamic-Range Wireless-Over- Fiber Link Using Feedforward Linearization", JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 25, NO. 11, pp.3274-3282, NOVEMBER 2007.
- [28] 宮下充史, "デジタル信号処理による光電波融合通信の伝送品質改善手法 (その 1)-ポストディストーション型による非線形歪み補償の基礎検討-", 電力中央研究所 研究報告:R04022, Apr. 2005.
- [29] 宮下 充史, "デジタル信号処理による光電波融合通信の伝送特性改善手法 (その 2)-非線形歪み補償機能の実証-", 電力中央研究所 研究報告 : R05022, June 2006.
- [30] Jing Wang, Cheng Liu, Ming Zhu, Anlin Yi, Lin Cheng , Gee-Kung Chang, "Investigation of Data-DependentChannel Investigation of Data-Dependent Channel Radio-Over-Fiber Systems", JOURNAL OF LIGHT-WAVE TECHNOLOGY, VOL. 32, NO. 10, May,2014, pp. 1861-1871.

研究業績

国内大会

- [1] 吉川裕耀, 東野武史, 岡田実, “光ファイバ無線伝送における相互変調歪の簡易抑圧法”, 電子情報通信学会関西支部 第 23 回学生会研究発表講演会 講演論文集, vol.1, no.1, pp38, 2018.3.1.
- [2] 吉川裕耀, 東野武史, 岡田実, “光ファイバ無線における無線設備共用時の相互変調歪の簡易抑圧法,” 2018 年 電子情報通信学会総合大会, vol.1, no.1, pp201, 2018.3.21

研究会

- [1] 吉川裕耀, 吉田翔, 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, “光ファイバ無線伝送における相互変調歪みの簡易抑圧法の特性評価,” 信学技報 MWP2018-4, vol.118, no.43, pp19-22, 2018.5.11
- [2] 吉川裕耀, 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, “RoF におけるプリディストーションを用いた広帯域信号伝送時の相互変調歪抑圧法の提案,” 信学技報 MWP2018-76, vol.118, no.401, pp-155-160, 2019.1.18