

NAIST-IS-DD1561009

博士論文

光 On-Off Keying 重畳光ファイバ無線システムとその
応用

金子 裕哉

2018年2月1日

奈良先端科学技術大学院大学
情報科学研究科

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
博士(工学) 授与の要件として提出した博士論文である。

金子 裕哉

審査委員：

岡田 実 教授	(主指導教員)
笠原 正治 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)

光 On-Off Keying 重畳光ファイバ無線システムとその 応用*

金子 裕哉

内容梗概

携帯電話をはじめとする移動体データ通信システムに置ける大量のデータ伝送によって起こる輻輳を緩和するため、マクロセルのエリア内にフェムトセル基地局を多数配置しトラヒックを迂回させるデータオフロードが行なわれている。サービスエリア内に多数のフェムトセル基地局を設置し維持するために必要な費用が普及の障害となっている。これに対し、光ファイバ無線 (RoF: radio over fiber) を用いた基地局中央一括制御による低コスト化が検討されている。しかし、従来の光ファイバ無線システムでは、専用の光ファイバ回線が必要であり、光ファイバ設置を含む初期導入費用が問題となる。本論文ではファイバや光源を節約した容易な RoF の導入を目的に、イーサネットで使用される光 OOK (on-off keying) 信号に RoF の RF (radio frequency) 信号を重畳して同時伝送するシステムを用いることで、既設光ファイバ網を利用して低コストでの RoF を導入する手法を提案する。本論文ではまず OOK 信号を搬送波として変調した RF 信号のパワースペクトルや SNR (signal-to-noise power ratio) を理論的に解析する。次に、10 ギガビットイーサネットを使用した提案システムの RF 信号品質およびダイナミックレンジの実験結果について報告する。理論と実験により、提案システムには光 OOK 信号と RF 信号の相互干渉が存在することを明らかにする。この問題を解決するため、OOK 信号の BER (bit error rate) を最小とする最適復調法、および RF 信号に干渉する OOK 信号の抑圧法について、計算機シミュレーションによってそ

*奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 博士論文, NAIST-IS-DD1561009, 2018年2月1日.

の性能を示す。次に，バイアス付き半波整流による干渉抑圧法についてダイオードを用いた電子回路によって実装できることを実験によって示し，またダイオードの非線形性が干渉抑圧法の性能に与える影響を計算機シミュレーションによって示す。提案した同時伝送法の応用例として，地下等の GPS (Global Positioning System) 不感地帯へと既設の光ファイバ網を利用して屋外のアンテナから GPS 信号を中継し時刻同期を行う方法を提案し，提案法で達成できる時刻確度を実験によって示す。

キーワード

光ファイバ無線, RoF, オンオフキーイング, 強度変調・直接検波, 光イーサネット, GPS

Optical On-Off Keying Superposed Radio-over-Fiber System and its Applications*

Yuya Kaneko

Abstract

Data offloading using many femto-cell base stations distributed over the service area is one of solutions to provide large wireless communication capacity, however, it will take much cost to deploy many base stations. The radio over fiber (RoF) technique can integrate the base stations and reduce the cost of maintenance. In this dissertation, a simultaneous transmission scheme for both optical on-off keying (OOK) signal and radio frequency (RF) signal is proposed for reducing the initial cost to implement the optical fibers and sources. The proposed system uses the existing Ethernet devices since it employs the optical OOK signal as a light source of RoF. The RF signal modulates the intensity of the optical OOK signal. The power spectrum and signal-to-noise power ratio (SNR) is theoretically analyzed. The RF signal quality and the dynamic range of the system are experimentally investigated. The theoretical analysis and the experiment found that the RF signal and OOK signal interferes each other. An experiment showed that RF and OOK signals are successfully transmitted with allowable performance degradation, however, the RF signal and the OOK signal interferes with each other. A new demodulation scheme using the optimum threshold which can minimize the bit error ratio (BER) of the OOK signal is proposed. Furthermore, Interference suppression schemes for improving RF signal quality is also proposed and their

*Doctoral Dissertation, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, NAIST-IS-DD1561009, February 1, 2018.

performance is numerically evaluated. The proposed interference suppression using biased half-wave rectification is implemented by an electronic circuit using a diode. The impact of nonlinearity is investigated in detail from computer simulation. A GPS (Global Positioning System) signal transmission system for time synchronization is proposed as an application of the proposal. The time accuracy is experimentally measured.

Keywords:

radio over fiber, RoF, on-off keying, IM/DD, optical Ethernet, GPS

目次

1. 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 光ベースバンド伝送	3
1.3 光ファイバ無線	4
1.3.1 IoTと光ファイバ無線	8
1.4 ベースバンドと光ファイバ無線の同時伝送	9
1.5 本研究の目的	10
1.6 本研究の構成	11
2. 光OOK重畳ファイバ無線システム	13
2.1 本章の目的と概要	13
2.2 システムの構成	13
2.3 パワースペクトル解析	16
2.4 実験	21
2.4.1 実験諸元	21
2.4.2 理論解析との比較	23
2.4.3 変調器の駆動点変更の影響	27
2.5 小括	28
3. OOK信号の信号品質改善手法	29
3.1 本章の目的と概要	29
3.2 最適しきい値と誤り率解析	29
3.2.1 信号の数学的表現	29
3.2.2 雑音の仮定としきい値の決定	30
3.3 しきい値と誤り率の近似	33
3.3.1 漸近的しきい値	33
3.3.2 近似誤り率と重畳損失	37
3.4 変調度の設計	38

3.5	小括	41
4.	RF 信号の信号品質改善手法	42
4.1	本章の目的と概要	42
4.2	整流を用いた干渉抑圧法	42
4.2.1	半波整流による干渉抑圧法	42
4.2.2	バイアス付き半波整流方式	43
4.2.3	全波整流方式	45
4.3	シミュレーション結果	47
4.4	小括	57
5.	RF 信号の信号品質改善手法（実験およびダイオードの特性を考慮したシミュレーション）	58
5.1	本章の目的と概要	58
5.2	実装する干渉抑圧手法の選択	58
5.3	バイアス付き半波整流方式の実験	58
5.3.1	実験構成	58
5.4	計算機シミュレーション	65
5.4.1	ダイオードのモデル	65
5.5	EVM の評価	68
5.6	小括	73
6.	光 OOK 重畳ファイバ無線による GPS 信号中継	74
6.1	本章の目的と概要	74
6.2	研究の背景	74
6.3	実験	75
6.4	小括	79
7.	結論と今後の課題	80
7.1	結論	80
7.2	今後の課題	81

謝辭	82
参考文献	83

目 次

1	フェムトセルを利用したデータオフロード	2
2	小型基地局を使用した場合と RoF を使用した場合の小セル構築の比較	2
3	10 Gbps イーサネットを使用した光 OOK 重畳ファイバ無線システムの構成	14
4	アプリケーション例: 既設の光イーサネットリンクを利用した RoF による中央局一括制御型無線サービスの導入	15
5	RF 信号で外部変調された光 OOK 信号	16
6	光 OOK 重畳ファイバ無線のパワースペクトルの計算例 ($f_p = 10$ [Gbps], $f_r = 1.9$ [GHz], $W = 384$ [kHz], $B = 0.05$ [V], and $m = 0.1$).	19
7	実験構成	22
8	外部変調式 IM/DD RoF (上) と光 OOK 重畳ファイバ無線 (下) のパワースペクトル密度 (RBW = 3 [MHz], RLV = -20 [dBm], 5 [dB/div], RF in = 0 [dBm])	25
9	外部変調器への入力 RF 信号電力に対する EVM とダイナミックレンジ	26
10	EVM と RF 信号の搬送波周波数の関係	26
11	変調器の駆動点を変えた場合の外部変調器への入力 RF 信号電力に対する EVM	28
12	AWGN 通信路の積分器出力の確率密度関数	31
13	$m = 0.5$ での BER vs. SNR の各しきい値での比較	33
14	変調度ごとの最適しきい値を使用した場合の BER 特性	34
15	$m = 0.5$, SNR = 0 [dB] での確率密度関数	35
16	$m = 0.5$, SNR = 20 [dB] での確率密度関数	36
17	$f_1(x)/f_0(x) - 1$ vs. x ($m = 0.5$)	37
18	最適しきい値 vs. SNR	38
19	最適しきい値と準最適しきい値を使用した場合の BER 比較	39

20	近似 BER	40
21	RF 信号への干渉抑圧を行う光 OOK 重畳ファイバ無線システムの構成	43
22	半波整流による干渉抑圧法	44
23	バイアス付き半波整流による干渉抑圧法	45
24	全波整流による干渉抑圧法	46
25	干渉抑圧を行わない場合の変調 OOK 信号のパワースペクトル ($m = 0.1$)	48
26	半波整流による干渉抑圧を行った変調 OOK 信号のパワースペクトル ($m = 0.1$)	49
27	バイアス付き半波整流による干渉抑圧を行った変調 OOK 信号のパワースペクトル ($m = 0.1$)	49
28	全波整流による干渉抑圧を行った変調 OOK 信号のパワースペクトル ($m = 0.1$)	50
29	半波整流による干渉抑圧を行った変調 OOK 信号のパワースペクトル ($m = 0.032$)	51
30	バイアス付き半波整流による干渉抑圧を行った変調 OOK 信号のパワースペクトル ($m = 0.032$)	52
31	全波整流による干渉抑圧を行った変調 OOK 信号のパワースペクトル ($m = 0.032$)	52
32	外部変調器への入力 RF 信号電力に対する EVM のシミュレーション結果 ($N_0 = -60$ [dBm/MHz])	54
33	外部変調器への入力 RF 信号電力に対する EVM のシミュレーション結果 ($N_0 = -70$ [dBm/MHz])	54
34	外部変調器への入力 RF 信号電力に対する EVM のシミュレーション結果 ($N_0 = -70$ [dBm/MHz], $W = 40$ [MHz])	56
35	干渉抑圧法の実証実験の構成	60
36	干渉抑圧回路	62

37	干渉抑圧前後のパワースペクトル密度 (LD への入力 RF 電力 = -3 [dBm], $V_{bias} = 100$ [mV], RBW = 50 [kHz]).	63
38	SNR 改善量と入力 RF 電力の関係 ($V_{bias} = 150$ [mV]).	64
39	SNR とバイアス電圧の関係	64
40	実験と計算機シミュレーションの SNR 比較	67
41	シミュレーション構成	69
42	EVM と EOM への入力 RF 電力の関係 ($N_0 = -\infty$ [dBm/MHz]).	69
43	ダイオードの非線形特性を利用した整流.	70
44	SNR 改善量と OOK 振幅の関係	71
45	最適バイアス電圧と OOK 振幅の関係	72
46	最適バイアス電圧での EVM と入力 RF 電力の関係 ($B = 0.5$)	73
47	光 OOK 重畳ファイバ無線を利用した GPS 中継による時刻同期システム	76
48	光 OOK 重畳ファイバ無線による GPS 中継の実験構成	77

表 目 次

1	実験装置の諸元	21
2	変調器バイアスと各電力の変化	27
3	ダウンスケールした実験パラメータの諸元	61
4	受信信号の C/N_0	78
5	GPS モジュールで測定された時刻の確度および周波数不確かさ	78

1. 序論

1.1 本研究の背景

現在，スマートフォンやタブレット端末といった，動画や音楽のような大容量コンテンツを扱える無線端末の利用者は急増している．世界中のモバイル端末によるデータトラフィック量は2016年から2021年にかけて7倍に増加し，49.0エクサバイト/月に達すると言われている [1]．

この増加する移動通信トラフィックを収容するために，フェムトセル基地局を利用したデータオフロードによって単位面積当たりの通信容量を向上させる方法が検討されている [2]．図1にフェムトセルを利用したデータオフロードの概略を示す．マクロセルを構成する大型の基地局のみにアクセスを集中させるのではなく，マクロセル中の人口密集地やトラフィックが発生しやすい位置にフェムトセルと呼ばれるマクロセルに比べて小さなセルを作る小型基地局を配し，トラフィックを光通信網などのマクロセルとは独立した幹線系に収容することでデータ通信の輻輳を回避する [3]．

フェムトセルは通信容量の向上には効果的であるが，解決すべき課題がある．現状の第4世代携帯電話のフェムトセルでは，幹線系の通信網は光ファイバを伝送路としてレーザ光源のON, OFFの2値信号で通信を行っているため，アップリンクでは小型基地局で受信した電波を復調しデジタルデータとして幹線系へ流し，ダウンリンクでは幹線系からデジタルデータを受けとり変調しモバイル端末へ向けて電波を放射する必要がある．そのためフェムトセルを構成するためにリモートに設置される小型基地局はマクロセル基地局と同様に対象とする無線信号形式に対応した変復調器を備える必要がある．電波形式の更新の際には各小型基地局を更新する必要があるが，設置数が多いためそのコストや手間が問題となる．また，第5世代の携帯電話システムでは異なる無線サービスに接続可能とするために，マルチチャネル化やマルチサービス化が必要とされている [4]．例えば，Wi-Fi, LTE (long term evolution), WiMAX (world wide interoperability for microwave access) といった複数の無線サービスの提供が望まれる．

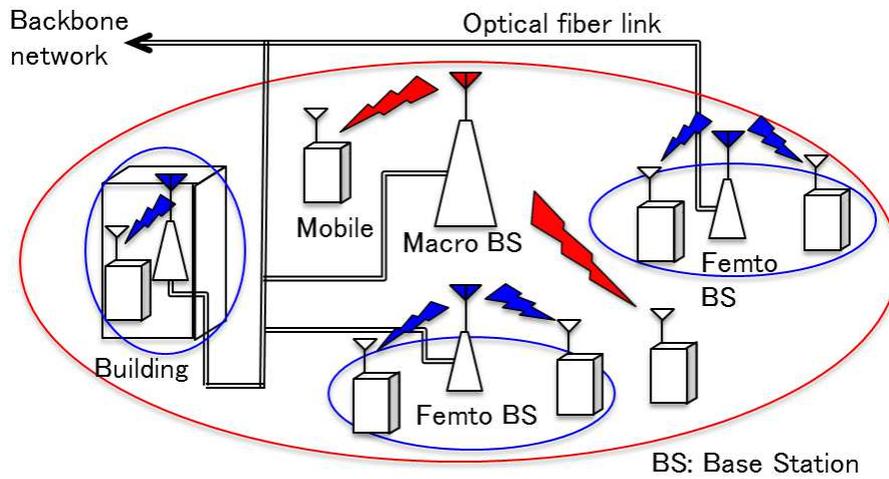


図 1 フェムトセルを利用したデータオフロード

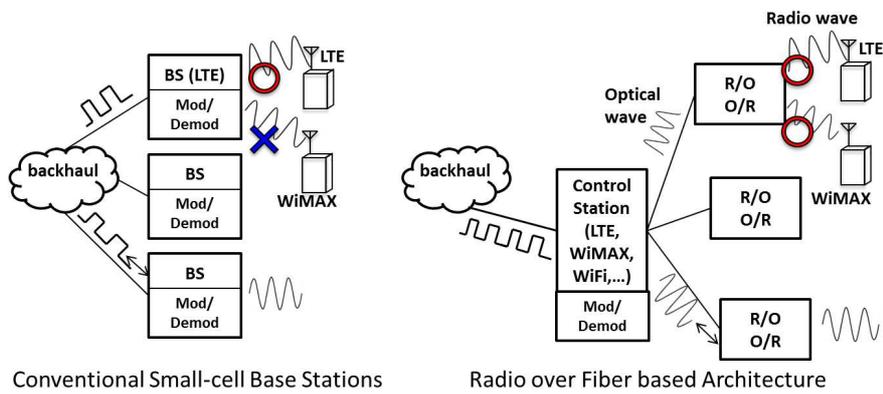


図 2 小型基地局を使用した場合と RoF を使用した場合の小セル構築の比較

1.2 光ベースバンド伝送

大容量の情報を伝送する媒体としては同軸ケーブルによるものやマイクロ波通信によるものがあったが、1970年頃に低損失の光ファイバと室温で連続動作する半導体レーザが開発されて以降は光ファイバによる通信方法が研究・実用化されていった [5]。光ファイバ通信の変調方式で一般的なものはOOK (on-off keying) という2値の光強度でデジタルデータの0, 1を伝送するベースバンド伝送である。OOKの中でも送信ビットが1の場合にシンボル幅の半分で振幅を0に戻す return-to-zero (RZ) と0に戻さない nonreturn-to-zero (NRZ) がある [6]。RZは1が連続してもクロックリカバリを行いやすいが、NRZと同じビットレートを達成するために必要な帯域が2倍になる。帯域の利用効率の観点から実用ではNRZが使用されることが多い [5]。1980年代半ばから光ファイバ通信の標準化がSONET (synchronous optical network) とその後のSDH (synchronous digital hierarchy) [7] によって進んだ。光ファイバ1本あたりのビットレートは商用では1980年の始めは50 Mbps程度だったがシングルモードファイバの使用によって1990年には2 Gbps程に増加した [5, 8]。1990年代には光ファイバアンプと波長分割多重 (WDM: wavelength division multiplexing) によって伝送距離とビットレートが飛躍的に伸び10,000km, 10Gbpsのオーダーを達成できるようになった [5, 9]。WDMは異なる光の波長を個別の光通信路と見立てて1本の光ファイバで複数のデータストリームを多重化して伝送する技術である [10]。光学的なMUX/DEMUX (multiplexer/demultiplexer) が必要となるが使用する波長帯の数だけビットレートを増やすことができる [5, 10]。2000年代にはデバイスの進化に伴い1波長で10 Gbpsを達成するイーサネット規格IEEE802.3aeが標準化・実用された [11]。これ以降は数10 Gbps超の伝送には単純なIMDD方式では波長分散などの歪みが問題となり、光の位相を変調するQPSK (quadrature phase shift keying) とコヒーレント検波の技術が研究され100 Gbpsの伝送が達成されるようになった [12-14]。さらに多重する波長の間隔を密にするDWDM (dense wavelength division multiplexing) と組み合わせてTbps級のビットレートが達成されている [5, 15]。

バックボーンネットワークで超大容量の通信が必要となった背景には一般消費

者の通信需要の増大がある。日本では通信事業者とユーザを繋ぐラストワンマイルの加入者線には ISDN (Integrated Services Digital Network) の数 10kbps, DSL (Digital Subscriber Line) の数 Mbps~数 10Mbps といったメタル回線から 2000 年代に光ファイバによる FTTH (Fiber To The Home) に切り替わり 100Mbps から 10Gbps のビットレートが提供されている [16]。FTTH とマンション等の集合住宅やビル等の主配線盤まで光ファイバを引き込む FTTB (Fiber To The Building) を合わせて敷地まで光ファイバを引き込むので FTTP (Fiber To The Premise) と呼ぶ [17] ユーザの敷地まで光ファイバを引き込んだ後はツイストペアケーブルなどでメタル配線を行う場合も多いが、屋内の配線も光ファイバによって行う FTTD (Fiber To The Desktop) [18] も見られる。通信事業者との接続以外にも、構内 LAN (Local Area Network) に数 Gbps の Optical LAN が使われるケースもある [18]。いずれの場合も 10Gbps が上限となるのは、前述の通り 10Gbps 超ではファイバの特性による歪みの影響が大きく単純な強度変調による通信が難しくなるが、コヒーレント伝送などを行うには IMDD 方式に比べ費用がかかること、通信事業者の回線がボトルネックとなるため 10Gbps を超えるビットレートを達成する意味がないことなどがある。

1.3 光ファイバ無線

無線端末と送受するデータを OOK などの変調方式でベースバンド伝送するためには RF 信号とデジタルデータとの変復調器を要する。しかし、1.1 節で述べたように多数のフェムトセルを設置する場合には変復調器の設置・更新のコストが課題となる。この課題を解決するために、複数の基地局を統合し変復調設備を 1 か所に集中させることができ、複数の無線サービスの提供と基地局更新を容易にする光ファイバ無線 (RoF: radio over fiber) 技術の研究・開発が活発に行われている [19, 20]。

ITU-T (International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector, 国際電気通信連合電気通信標準化部門) の補助文書 [21] では “RoF is defined as the fibre-optic transmission of a waveform for radiocommunication services without any intentional essential change to that waveform during fibre-

optic transmission.” すなわち RoF は無線通信業務のための波形の光ファイバ伝送と定義されている [22]. ここでいう波形とは、無線信号の電波型式やペイロードなどの無線通信業務における本質的な物理情報を指す. ただし、搬送波周波数はベースバンドでの処理に影響を与えないため本質的な情報とは見做さないとしている. RoF は、光ファイバを伝送路として、変調されたレーザー光を用いて RF 信号を電波型式を保持したまま伝送する. 光ファイバ伝送路の広帯域で低損失という性質によって RF 信号を長距離伝送することができるため、デジタルデータと RF 信号の変復調を行う基地局と RF 信号を電波として放射するアンテナを離れた位置に設置できる. 従来 RF 信号の伝送に使用されてきた同軸ケーブルに比べると、同軸ケーブル (RG-8/U) の減衰量は 100 MHz の RF 信号で 70dB/km, 2 GHz では 450 dB/km と損失は大きくまた周波数と共に急激に増大するが、光ファイバの減衰量は 0.5 dB/km (1.3 μ m), 0.2 dB/km (1.55 μ m) と低損失である [23–25]. 図 2 に小型基地局を使用した場合と RoF を使用した場合の小セル構築の比較を示す. 小セルを作る位置にはアンテナと光電変換器を置き、アップリンクでは電波として受信した RF 信号を光信号に R/O (radio to optic) 変換し電波型式を保持したまま中央局へ送り、中央局で復調が行われる. ダウンリンクでは中央局で変調が行われ光信号としてアンテナ位置まで伝送され、O/R (optic to radio) 変換してアンテナから電波として放射される. 変復調設備を中央局に集中させることができ、メンテナンスのコストや手間を減らすことができる. また、中央局に複数の無線サービスの変復調器を置くことで全てのセルで異種無線サービス [26] を提供することができる. さらに、地下等の電波不感地でのサービスの提供や、リモートアンテナ間に協調動作をさせる分散アンテナシステム (DAS: distributed antenna system) [27] の制御に応用することも可能である.

RoF は、波形をアナログ伝送する Analog RoF (A-RoF) とデジタル伝送する Digitized RoF (D-RoF) の 2 つに大別できる [28]. このうち、A-RoF におけるレーザー光をアナログ変調する方法はさらに、IM/DD (intensity modulation/direct detection) 方式 [29,30] と位相変調 (PM: phase modulation) を用いるもの [31–33] に分類される. 実際の環境では光の位相や偏波はランダムに変動し [34], また O/E (optic to electric) 変換が複雑になるため、PM を用いることは稀であり、光

強度を変調し PD (photodetector) で O/E 変換する IM/DD 方式が最も単純かつ安価でありよく用いられる。

光強度の変調方法にはレーザー素子の駆動電流に RF 信号を注入することでレーザー出力を変動させる直接変調と、一定出力のレーザー光を光強度変調器によって変調する外部変調がある [35]。RoF 技術の研究の初期である 1980 年代から 1990 年代の光 CATV システムや衛星通信におけるリモートアンテナの分野においては直接変調が用いられた [36–40]。ベースバンド伝送においても直接変調が用いられていたが、ビットレートが 2.5 Gbps を超えて増大するに伴い直接変調ではレーザーダイオードの応答速度や周波数チャープが問題となり、外部変調器の研究・利用が進んだ [41,42]。RoF においても、伝送する RF 信号の周波数が 10 GHz 超の高周波になるにつれ、応答速度、線形性、バイアスの安定度に優れた外部変調器が使用されるようになった [43–46]。

外部変調器には様々な種類があるがよく用いられるのは電界吸収型変調器 (electro-absorption modulator) と電気光学効果型変調器 (electro-optic modulator) である [47]。電界吸収型にはインジウムガリウムヒ素リン (InGaAsP) 系材料の電界をかけるとバンドギャップが変化し光吸収量が変わる性質を利用したものがある [48,49]。電気光学効果型にはニオブ酸リチウム (LiNbO_3) 結晶に電界をかけると屈折率が変化するため、これを利用して位相のずれた 2 波を合成することで強度変調を行うマッハツェンダー干渉計の原理に基づいたものがある [50,51]。電界吸収型は小型化や光源と集積化することが可能でバイアス電圧が低く線形性が高い特徴があり、電気光学効果型は周波数チャープが小さく消光比が高く挿入損が小さい [47,52]。光源と変調器の集積化が求められる場合は電界吸収型が用いられるが、光源と別に変調器を用いる場合は挿入損が小さいことから電気光学効果型が用いられることが多い [43,47]。

A-RoF による RF 信号の伝送方法には搬送波周波数帯の信号を直接伝送する RF-over-Fiber と中間周波数 (intermediate frequency) で伝送する IF-over-Fiber がある [53]。RF-over-Fiber は構成が簡単になるが、ミリ波帯など高周波帯で広帯域の信号を送る場合は変調器に高速な応答が求められ、また波長分散の影響を受ける [54,55]。波長分散または色分散 (chromatic dispersion) は光の波長すなわ

ち周波数によって光ファイバ中の伝達時間が変化する現象であり, $\text{ps}/\text{nm}\cdot\text{km}$ という単位で表現され, 周波数が高いほど, 長距離を伝送するほど信号の劣化が大きくなる [56]. 波長分散の影響を軽減するには通常の強度変調でなく SSB (single sideband) 変調を行う方法がある [57]. 一方で IF-over-Fiber は搬送波周波数帯より低い周波数で伝送するため変調器の特性への要求を緩和でき [53], また波長分散も低減できる [58]. しかし, 局部発振器やミキサなどの信号の周波数帯を変更する機器が必要となる [59,60]. 搬送波周波数が 20 GHz 程度になると波長分散による信号の劣化が深刻になるため [56], 20 GHz 以上の周波数では IF-over-Fiber が用いられることが, 20 GHz 以下の周波数では RF-over-Fiber が主に用いられる.

A-RoF では波長分散に加えて, 非線形ひずみが問題となる. 直接変調ではレーザダイオードの, 外部変調では変調器の非線形性により A-RoF によって伝送される無線信号は歪み, 伝送特性が劣化する. [61,62]. 特に, PAPR (peak-to-average power ratio) が大きい信号 [62] や周波数が近い複数の信号を入力した際に生じる 3 次相互変調歪み (third-order intermodulation distortion) [63] は主要な信号の劣化原因となる. これらの低減方法には変調器の非線形特性の逆特性をかけるプレディストーションやポストディストーションといった方法 [64,65] や光学的に非線形成分をキャンセルし変調器の線形性を向上させる方法がある [66].

D-RoF は, RF 信号を A/D (analog to digital) 変換することで波形情報を光ファイバでデジタル伝送し, 光受信後に D/A (digital to analog) 変換によって元の波形を復元し無線サービスに使用する [21,53,67,68]. デジタル伝送であるため E/O 変換時の変調器の非線形性の影響は受けず, また A-RoF はファイバ長に比例して信号品質が劣化していくが D-RoF はデジタル伝送の BER (bit error rate) が保たれれば信号品質の劣化を防ぐことができる [28,67]. D-RoF は無線基地局の制御部と無線部のインターフェイスの標準を定める CPRI (Common Public Radio Interface) にも使用されている [69–71]. しかし, RF 信号の帯域幅に対してデジタル伝送が必要とする帯域幅が大きくなるという問題がある. バンドパスサンプリングを行うことで最小では帯域幅の 2 倍のサンプリングレートであれば A/D 変換が可能である [72]. しかし実際にはエイリアス雑音を避けるためにガードバンドを必要とし, また量子化誤差を小さくするために十分な量子化ビット数が必

要になる。[68]では、20 MHz の RF 信号を伝送するためにガードバンドを含めて 50 MHz の信号を量子化ビット数 8 bit, サンプリングレート 125MSamples/s でサンプリングし、デジタル伝送には 1 Gbps の帯域を使用している。

1.3.1 IoT と光ファイバ無線

近年では、IoT (Internet of Things) と呼ばれるコンセプトが注目されている [73,74]。これまで、どこでも (anywhere) 繋がる、また通信するデータは音声通話や動画といった H2H (human-to-human) のための通信が発達してきた。現在は、どこでもに加えてあらゆるものが (anything) 繋がる、そして通信するデータもセンサや電化製品などの M2M (machine-to-machine) のための通信を発達させることで、より便利で豊かな社会を目指す動きが加速している [75]。M2M の通信では、人間を対象としたコンテンツを提供するために大容量のデータ通信を行うというよりも、センサで得られる小容量のデータを通信する目的が多い。ただし、収容すべきセンサなどのデバイスの数は 2020 年には 500 億に達すると予想されている [76]。従来の通信とは目的や制限が異なるため、そのための通信規格が現在多数提案、標準化されている [77,78]。IoT を目的として RoF を使ったセンサネットワークの研究も複数ある [79–82]。前述の通り IoT に利用される通信規格は多数あり、これらのセンサを収容するためには中央一括制御によってヘテロジニアスネットワークを実現できることや、また分散アンテナシステムによってセンサの位置推定を行うこともできるため RoF が有利となる点がある [80,81]。

IoT で使用される規格のうち、LPWA (low power wide area) と分類される低消費電力で 10 km 程度の通信距離を持つ技術の研究が盛んである [77]。しかしデバイスと基地局間の見通し環境によっては通信不可能となる電波不感地が存在する。IoT で使用されるデバイスはスマートメータのような固定端末からウェアラブル機器や自動車といった移動端末など様々であるが、いつでもどこでもインターネットに接続されている、リンクが切断されないという信頼性が重要である [78]。こういった場合、RoF によって基地局の数を大きく増やさずに電波不感地を解消できる。また、IoT ではエンドデバイスのバッテリー寿命に関わるため消費電力が重要な検討事項である [83,84]。この観点では、LPWA のような WAN

(wide area network) よりも 6LoWPAN (IPv6 over low-power wireless personal area networks) のような PAN の方が有利である。例えば、25~50 m を通信可能距離とする 6LoWPAN が 250 kbps の通信速度で送信電力が約 2 mW に対し、10 km 程度を通信可能距離とする LPWA は 5.47kbps の通信速度で送信電力は 20mW 程度になってしまう [83]。このため、バッテリー消費を抑えるためには RoF によって PAN のような小さなセルを多数作り中央一括制御する構成も利用できる。以上のように、今後 IoT が発展していく中でも、RoF を活用し得る状況が発生する。

1.4 ベースバンドと光ファイバ無線の同時伝送

最も一般的な RoF の構成は強度変調・直接検波方式 (IM/DD: intensity modulation/direct detection) で信号を伝送するものである。光強度の変調方法にはレーザダイオードを RF 信号で直接駆動させる直接変調方式と、光源と別に外部変調器を用いて変調する外部変調方式とがある。RF 信号は光ファイバを伝送されたのち PD (photodetector) によって電気信号に変換される。当然のことながら、RoF の実装には、光源と光変調器と PD に加え光ファイバの設置を必要とする。

一方、ベースバンド伝送を行う光 OOK (on-off keying) 変調は 10 Gbps イーサネットの物理層に使用されている。10 Gbps イーサネットは構内 LAN (local area network) などに広く使われている。10 Gbps の LAN が設置されている構内に新たに RoF リンクを独立に導入するためには、10 Gbps の LAN の装置とは別に光源や光ファイバの設置が必要となる。これが動機となり、RF 信号と、イーサネットのようなベースバンド信号を単一波長、単一ファイバで同時伝送する研究がなされている [85-99]。以上のように、RoF 及び同一伝送に関する研究は独立した異なる無線ネットワークのインフラ設備を共用させることができ、迅速かつ容易に複数サービスの導入を行うことができる。

多くの同時伝送に関する研究 [85-92,97,98] では RF 信号の周波数帯は OOK 信号の周波数スペクトルのメインローブよりも高い周波数に設定されている。これは 2 つの信号間の周波数領域における干渉を回避するためである。しかし LTE や Wi-Fi といった現在主要なセルラシステムや無線 LAN 規格は 10 GHz 以下の周波数が割り当てられており、これらの RF 信号を 10 Gbps イーサネットと同時伝送

する方法が求められる。

Chen et al. [93] は 10 Gbps の OOK 信号と 2.5 GHz の RF 信号の同時伝送について研究している。彼らの提案手法は 8B10B 符号化方式とインターリーブを利用した特殊なベースバンド信号の符号化によってできた周波数軸上のノッチに送る RF 信号を配置することで干渉を除くものである。しかし、現在の 10 Gbps イーサネットの規格では 64B66B 符号化方式が採用されており [100]、周波数スペクトル上にノッチは存在しないため彼らの手法を適用することは難しい。また、RF 信号の周波数配置に柔軟性がないことも問題である。

同時伝送は光ファイバを節約できるが、さらに導入コストを削減するためには既設機器を利用できることが望ましい。しかし、電気信号としてのベースバンド信号と RF 信号を組み合わせた後に光信号を生成する方式 [85] やベースバンド信号に特殊な符号化や変調を施す方式 [92, 93] を実装するためには、現行のイーサネット規格に従って光 OOK 信号を生成する既存機器は利用できず、同時伝送のための送信器を新たに作成し導入する必要がある。ベースバンド信号と RF 信号を別々に光信号に変換したのち合波する方法では、既存のイーサネット機器を利用できると考えられるが RF 信号用の光源が別に必要となる。また、光ビートなどの複数の波長を直接検波する際に発生する干渉も品質劣化を起こすと考えられる。

1.5 本研究の目的

本研究の目的は、既設の光イーサネットリンクを利用でき、かつ柔軟に RF 信号の周波数配置が行えるようなベースバンド信号と RoF の同時伝送システムを提案することである。そこで本研究では、光 OOK 信号を光源として外部変調器に入力し光強度変調を行うことでベースバンド伝送と RoF 伝送を同時に行う手法を提案する。提案するシステムは、イーサネットで使用される 10 [Gbps] の光 OOK 信号を光源とした外部変調によって RoF 伝送を行うことで、既設のイーサネット機器と光ファイバを利用できる。10 Gbps イーサネットと搬送波周波数 1.9 [GHz] の RF 信号を用いて提案システムを実験し、そのダイナミックレンジを調べる。提案システムで伝送される信号の数学的モデルを提案し、パワースペクトル解析をもとに RF 信号品質の指標の一つである EVM (error vector magnitude) の理論

値を導き、これが実測値と一致することを確かめる。実験および理論的解析から、提案システムではベースバンド信号とRF信号の間で干渉が存在することを明らかにする。この問題を解決するため、OOK信号のBER (bit error rate) を最小とする最適復調法、およびRF信号に干渉するOOK信号の抑圧法について、これらの効果を理論的解析と計算機シミュレーションによって確認する。次に提案した干渉抑圧法のうち、バイアス付き半波整流法についてダイオードを用いた電子回路によって実装できることを実験によって示し、またダイオードの非線形性が干渉抑圧法の性能に与える影響を計算機シミュレーションによって示す。提案した同時伝送法の応用例として、地下等のGPS (Global Positioning System) 不感地へと既設の光ファイバ網を利用して屋外のアンテナからGPS信号を中継し時刻同期を行う方法を提案し、提案法で達成できる時刻確度を実験によって示す。

本研究では、主に10 [Gbps] の光OOK信号と、数 [GHz] の搬送波周波数で小容量のRF信号を対象としたベースバンド信号とRoFの同時伝送システムを考える。提案手法のRoFはA-RoF, IM/DD方式, 外部変調方式のRF-over-Fiberに分類される。これは1.3.1節に上げたような小容量の無線通信を安価に行うためである。数100MHz以上の大きな帯域を使用し大容量の無線通信を行う場合には雑音や歪みに弱くなるため同時伝送ではなく専用の光ファイバと光源を使用したシステムを使うべきである。また伝送距離はユーザ近傍から10 km程度以内の無線制御機器への伝送を想定しているため、FTTxや構内LANといった箇所で使われている10 [Gbps] の光OOK信号を同時伝送の対象としている。

1.6 本研究の構成

本論文の構成は次の通りである。まず1章では本研究の背景と関連研究について説明し、本研究の目的を述べた。2章では提案する光イーサネットとRF信号の同時伝送システムの概要を説明し、理論解析と実験結果の比較を行う。3章では提案システムにおけるOOK信号のBERを解析し、BERを最小とする最適復調法を提案しその効果を理論的解析と計算機シミュレーションによって評価する。4章ではRF信号の信号品質を向上させるための干渉抑圧法を提案し、その効果を理論的解析と計算機シミュレーションによって評価する。5章では提案した干渉

抑圧法をダイオードを用いた電子回路によって実装できることを実験によって示し、またダイオードの非線形性が干渉抑圧法の性能に与える影響を計算機シミュレーションによって示す。6章では提案した同時伝送法の応用例として、GPS信号を中継し時刻同期を行う方法を提案し、提案法で達成できる時刻確度を実験によって示す。7章では結論として本研究で得られた成果をまとめ、今後の課題を述べる。

2. 光 OOK 重畳ファイバ無線システム

2.1 本章の目的と概要

本章では、光 OOK 信号を光源として外部変調器に入力し光強度変調を行うことでベースバンド伝送と RoF 伝送を同時に行う手法を提案する。提案するシステムは、イーサネットで使用される 10 [Gbps] の光 OOK 信号を光源とした外部変調によって RoF 伝送を行うことで、既設のイーサネット機器と光ファイバを利用できる。システムの構成を述べた後、提案手法によって RF 信号の伝送が行えることを説明するためにパワースペクトルの理論的解析を行う。10 Gbps イーサネットと搬送波周波数 1.9 [GHz] の RF 信号を用いて提案システムを実験し、そのダイナミックレンジを調べ、また理論解析との比較を行う。実験および理論的解析から OOK 信号と RF 信号の間で干渉が存在することを明らかにする。

2.2 システムの構成

図 3 に提案する 10 Gbps イーサネットを使用したベースバンド信号と RF 信号の同時伝送システムの構成を示す。本論文ではこれ以降、提案システムを光 OOK 重畳ファイバ無線システム (RoOOOK: radio over optical on-off keying) と呼称する。一対の 10 Gbps イーサネットスイッチが光ファイバで接続されている。10 Gbps の光イーサネットの変調方式は OOK である。イーサネットスイッチより送信される光 OOK 信号を RoF の光源として利用し、強度変調を行う。外部変調器 (EOM: external optical modulator) を RF 信号によって駆動させることで、RF 信号は光 OOK 信号の振幅として伝送される。

受信側では光カプラ (OC: optical coupler) を用いて光信号を 2 つに分配する。一方はイーサネットリンクを構成するために OOK 信号の復調器に入力される。もう一方は RF 信号を伝送するために使用される。まず O/E (optic to electric) 変換器によって電気信号へ変換される。この時点の電気信号は元の RF 信号が OOK 信号によってサンプリングされた波形であるため、バンドパスフィルタ (BPF: band-pass filter) によって元の RF 信号を再生する。BPF 通過後の RF 信号はア

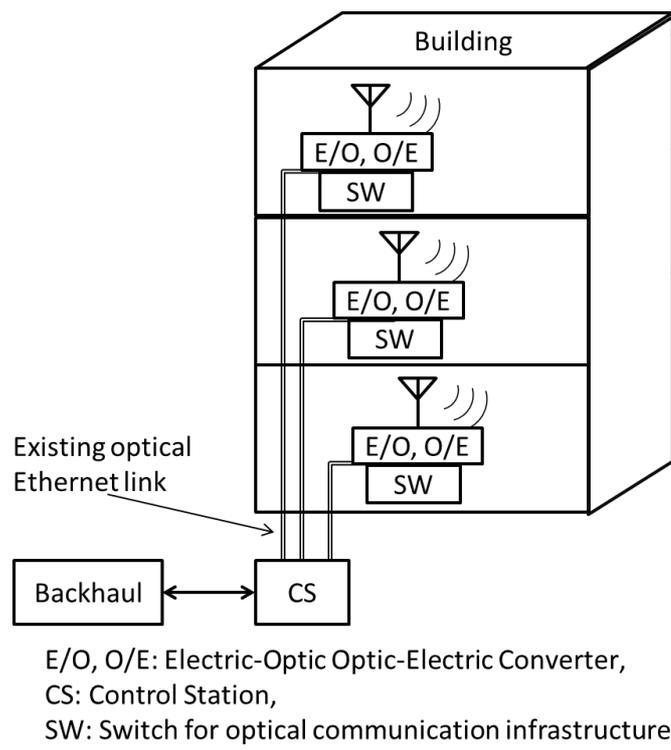


図4 アプリケーション例：既設の光イーサネットリンクを利用した RoF による中央局一括制御型無線サービスの導入

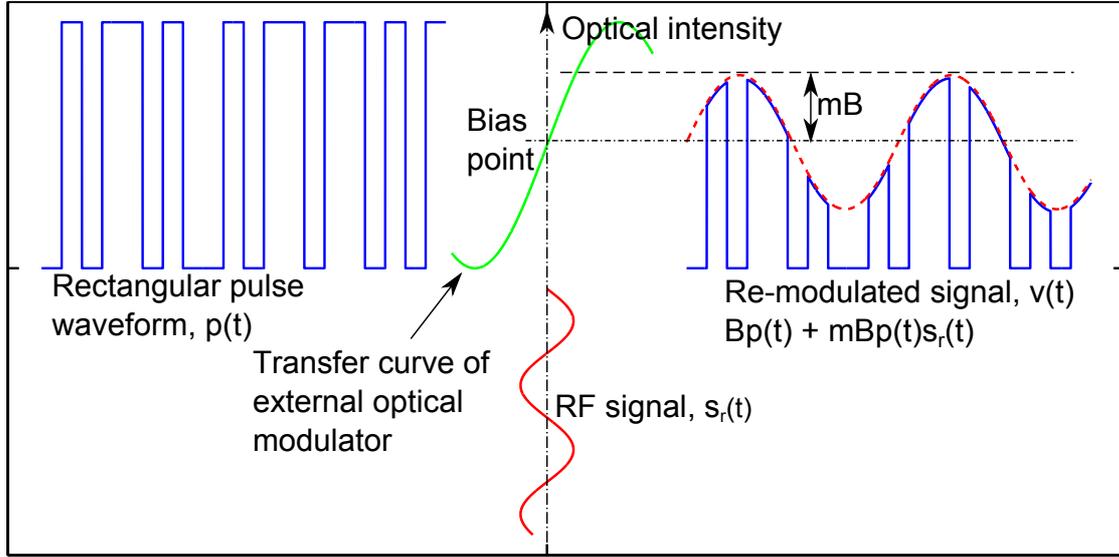


図 5 RF 信号で外部変調された光 OOK 信号

2.3 パワースペクトル解析

OOK 信号によるサンプリングが RF 信号に与える影響を明らかにするために光 OOK 重畳ファイバ無線で伝送される信号のパワースペクトルを導出する．パワースペクトルの導出にあたりまずは信号を数学的に表現する．図 5 に外部変調によって RF 信号を重畳した OOK 信号を示す． $\Pi(t)$ を矩形関数， $T_p = 1/f_p$ をパルス幅， $b_k \in 0,1$ をランダムビット列， $s_r(t)$ を RF 信号， B をパルス振幅， m ($0 < m \leq 1$) を変調度とする．RF 信号が重畳された OOK 信号 $v(t)$ は，変調器の非線形性を無視すれば次のように表せる，

$$v(t) = \{1 + ms_r(t)\}B \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k \Pi\left(\frac{t}{T_p} - k\right) = \{1 + ms_r(t)\}Bp(t), \quad (1)$$

振幅 1 の OOK 信号の波形を $p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k \Pi(t/T_p - k)$ とすれば，

$$v(t) = \{1 + ms_r(t)\}Bp(t). \quad (2)$$

と書ける．この信号を変調 OOK 信号と呼ぶことにする． $v(t)$ を広義定常性を持った実関数とすると，その自己相関関数 $R_v(\tau)$ は次のように計算できる，

$$R_v(\tau) = E[v(t)v(t - \tau)]$$

$$\begin{aligned}
&= B^2 E[p(t)p(t-\tau)] \\
&\quad + mB^2 E[p(t)p(t-\tau)s_r(t-\tau)] \\
&\quad + mB^2 E[p(t-\tau)p(t)s_r(t)] \\
&\quad + m^2 B^2 E[p(t)s_r(t)p(t-\tau)s_r(t-\tau)], \tag{3}
\end{aligned}$$

ここで τ はタイムラグである． $E[\cdot]$ は期待値演算子である． $p(t)$ と $s_r(t)$ が統計的に独立とすると，

$$\begin{aligned}
R_v(\tau) &= B^2 R_p(\tau) + mB^2 R_p(\tau) E[s_r(t-\tau)] \\
&\quad + mB^2 R_p(\tau) E[s_r(t)] \\
&\quad + m^2 B^2 R_p(\tau) R_s(\tau), \tag{4}
\end{aligned}$$

となる．ここで $R_p(\tau)$ は $p(t)$ の自己相関関数， $R_s(\tau)$ は $s_r(t)$ の自己相関関数である． $s_r(t)$ は RF 信号であるからその期待値を 0 と仮定すると，

$$R_v(\tau) = B^2 R_p(\tau) + m^2 B^2 R_p(\tau) R_s(\tau), \tag{5}$$

となる． $p(t)$ を NRZ (non return-to-zero) の OOK 信号とし，全ビットが統計的に独立で，マーク ($p(t) = 1$) をとる確率を ρ とすると，

$$R_p(\tau) = \rho^2 + \rho(1-\rho)\Lambda(f_p\tau), \tag{6}$$

となる．ここで，

$$\Lambda(x) = \begin{cases} 1 - |x| & (|x| \leq 1) \\ 0 & (|x| > 1) \end{cases}, \tag{7}$$

である． $R_v(\tau)$ のフーリエ変換 $G_v(f) = \mathcal{F}[R_v(\tau)]$ は，

$$\begin{aligned}
G_v(f) &= B^2 \rho^2 \delta(f) + \frac{\rho(1-\rho)}{f_p} B^2 \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_p}\right) \\
&\quad + m^2 B^2 \rho^2 G_s(f) \\
&\quad + m^2 B^2 \frac{\rho(1-\rho)}{f_p} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_p}\right) * G_s(f), \tag{8}
\end{aligned}$$

となる。ここで $G_s(f)$ は $R_s(\tau)$ のフーリエ変換， $*$ は畳み込みを表す。sinc 関数の定義は，

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}, \quad (9)$$

である。ウィーナー・ヒンチンの定理 [101] より，式 (8) は式 (2) で表現された信号のパワースペクトル密度 (PSD: power spectral density) である。式 (8) の右辺第 1 項は DC 成分を，第 2 項は OOK 信号，第 3 項は RF 信号の成分である。第 4 項は RF 信号を OOK 信号でサンプリングしたことによって生ずるノイズであるため，ここではこれをエイリアスと呼ぶことにする。本論文のようなランダムにサンプリングされた信号を解析している文献 [102] においても，畳み込みに由来する成分が雑音となることが示されている。

$s_r(t)$ の振幅の最大値を 1 に正規化し，実際の RF 信号の電力は m と B によって与える。 S_s は $G_s(f)$ の電力とする。 $s_r(t)$ が正弦波の時 $S_s = 1/2$ である。図 6 にパワースペクトル密度の例を示す。OOK 信号とエイリアスのスペクトルが RF 信号の周波数帯に干渉する。ただしエイリアスの電力は OOK 信号に比べて小さく，支配的な干渉は OOK 信号である。

$G_s(f)$ の占有帯域を中心周波数 f_r ，帯域幅 W とする。 S を BPF 通過後の信号電力とすると，

$$\begin{aligned} S &= \left(\int_{-f_r-W/2}^{-f_r+W/2} + \int_{f_r-W/2}^{f_r+W/2} \right) G_v(f) df \\ &= B^2 \rho(1-\rho) S_p + m^2 B^2 \rho^2 S_s + m^2 B^2 \rho(1-\rho) S_a, \end{aligned} \quad (10)$$

となる。ここで S_p 及び S_a は次の積分である，

$$S_p = 2 \int_{f_r-W/2}^{f_r+W/2} \frac{1}{f_p} \text{sinc}^2 \left(\frac{f}{f_p} \right) df, \quad (11)$$

$$S_a = 2 \int_{f_r-W/2}^{f_r+W/2} \frac{1}{f_p} \text{sinc}^2 \left(\frac{f}{f_p} \right) * G_s(f) df. \quad (12)$$

RF 信号の SNR γ は m と ρ の関数として次のように書ける，

$$\gamma(m, \rho) = \frac{m^2 B^2 \rho^2 S_s}{B^2 \rho(1-\rho)(S_p + m^2 S_a) + N_0 W} \frac{W}{f_s}, \quad (13)$$

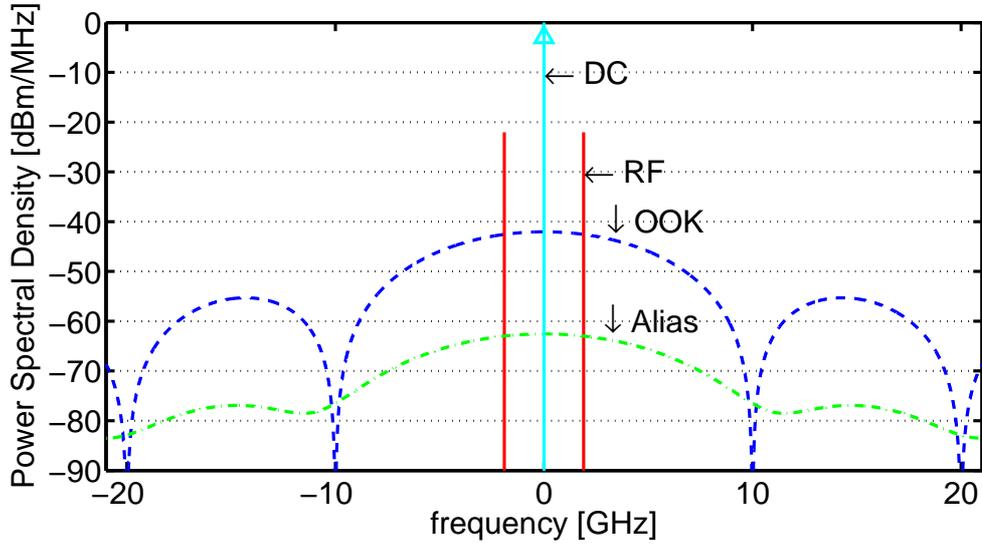


図 6 光 OOK 重畳ファイバ無線のパワースペクトルの計算例 ($f_p = 10$ [Gbps], $f_r = 1.9$ [GHz], $W = 384$ [kHz], $B = 0.05$ [V], and $m = 0.1$).

ここで f_s は RF 信号のシンボルレート, N_0 は雑音の片側電力スペクトル密度である. 熱雑音が OOK 信号やエイリアスに比べて十分小さい, すなわち $B^2\rho(1 - \rho)(S_p + m^2S_a) \gg N_0W$ と仮定すると,

$$\gamma \simeq \frac{m^2\rho S_s}{(1 - \rho)(S_p + m^2S_a)} \frac{W}{f_s}. \quad (14)$$

となる. これは光信号の SNR が高いとき, RF 信号の SNR が OOK 信号の振幅 B に依存せず, OOK 信号と RF 信号の振幅比である変調度 m によって決まることを示している. 実際の RF 信号の場合 $G_s(f)$ は帯域制限フィルタなどの影響で複雑な形状をしているため, 式 (12) の S_a を厳密に計算することは難いため, 適当な近似を行う. RF 信号の帯域幅 W は通常数 MHz 以下であり, OOK 信号の帯域幅 (ビットレート) f_p は数 GHz であるから, $W \ll f_p$, $G_s(f)$ とすれば $G_s(f) \simeq \delta(f - f_r)/2 + \delta(f + f_r)/2$ と近似できる. これを式 (12) に代入すれば,

$$S_a = \frac{1}{2f_p} \int_{-f_r-W/2}^{-f_r+W/2} \left\{ \text{sinc}^2\left(\frac{f+f_r}{f_p}\right) + \text{sinc}^2\left(\frac{f-f_r}{f_p}\right) \right\} df$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{2f_p} \int_{f_r-W/2}^{f_r+W/2} \left\{ \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{f-f_r}{f_p} \right) + \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{f+f_r}{f_p} \right) \right\} df \\
& = \int_{-\frac{W}{2f_p}}^{\frac{W}{2f_p}} \left\{ \operatorname{sinc}^2 \xi + \operatorname{sinc}^2 \left(\xi + \frac{2f_r}{f_p} \right) \right\} d\xi. \tag{15}
\end{aligned}$$

となる．さらに平均値の定理によれば，次の式を満たす x が存在する．

$$S_a = \frac{W}{f_p} \left\{ \operatorname{sinc}^2 x + \operatorname{sinc}^2 \left(x + \frac{2f_r}{f_p} \right) \right\} \quad \left(-\frac{W}{2f_p} \leq x \leq \frac{W}{2f_p} \right). \tag{16}$$

$W \ll f_p$, $G_s(f)$ のとき x はほぼ 0 となるため，

$$S_a \simeq \frac{W}{f_p} \left\{ 1 + \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{2f_r}{f_p} \right) \right\}. \tag{17}$$

とできる．さらに RF 信号のキャリア周波数 f_r が OOK 信号の帯域幅 f_p より十分小さいとき， $f_r \ll f_p$ から $\operatorname{sinc}^2(2f_r/f_p) \simeq 1$ であるため $S_a \simeq 2W/f_p$ とできる．同様の方法が S_p にも適用でき， $S_p \simeq 2W/f_p$ とできる．これらを式 (13) に代入すれば，

$$\gamma \simeq \frac{m^2 B^2 \rho^2 S_s}{B^2 \rho (1-\rho)(1+m^2)(2W/f_p) + N_0 W} \frac{W}{f_s}. \tag{18}$$

となる．熱雑音が OOK 信号やエイリアスに比べて十分小さい場合の式 (14) は，

$$\gamma = \frac{m^2 \rho f_p S_s}{2(1-\rho)(1+m^2)f_s}. \tag{19}$$

と書ける．

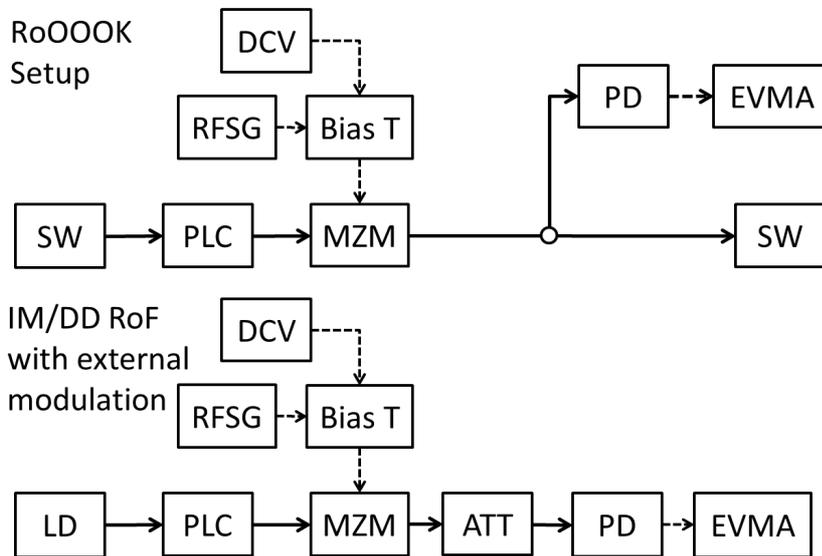
2.4 実験

2.4.1 実験諸元

表 1 に実験装置の諸元を示す．図 7 に実験構成を示す．連続光の光源を外部変調した IM/DD 方式の RoF を提案方法と比較する．外部変調方式の RoF で使用したレーザダイオードの平均光電力はイーサネットスイッチの出力平均光電力より 3 [dB] 高い．このようにすると外部変調器として使用しているマッハツェンダー変調器への瞬間入力光電力は等しくなる．イーサネットスイッチ間で測定した，コネクタ損，ファイバー損，挿入損，変調器のバイアスによる損失及びスプリッタの損失を総じての光電力損失は約 11 [dB] であった．

表 1 実験装置の諸元

XFP spec.	
PHY Std.	10GBASE-ER
Tx. power	0 [dBm]
Rx. sensitivity	-16 [dBm]
RF spec.	
Carrier freq.	1.9 [GHz]
Bit rate	384 [kbps]
Modulation	$\pi/4$ QPSK
LPF	RNYQ, $\alpha = 0.5$
Optical system spec.	
λ	1550 [nm]
fiber	SMF
V_{π}	5 [V]



----- electrical path, ——— Optical path,
 ATT: 3 dB Attenuator, DCV: DC Voltage, EVMA: EVM Analyzer,
 LD: Laser Diode, MZM: Mach-Zehnder Modulator,
 PD: Photodetector, PLC: Polarization Controller,
 RFSG: RF Signal Generator, SW: Optical Ethernet Switch.

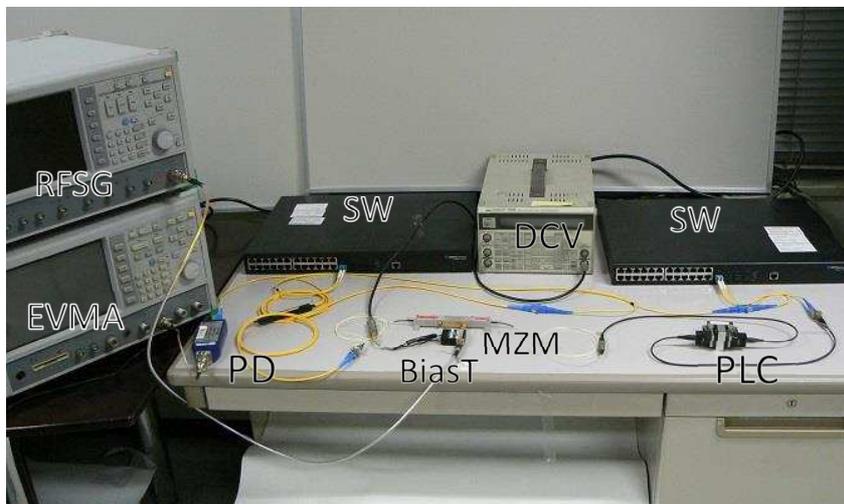


図 7 実験構成

2.4.2 理論解析との比較

図 8 に通常的外部変調方式の RoF と光 OOK 重畳ファイバ無線それぞれの電力スペクトルを示す. OOK 信号のスペクトル成分が RF 信号に干渉している. このことは式 (8) や図 6 の理論解析で示した結果と一致している. 光 OOK 重畳ファイバ無線における RF 信号の電力は外部変調方式の RoF に比べて 6 [dB] 低い. これは外部変調器に入力する平均光電力の 3 [dB] の差に由来する.

平均 EVM と SNR の関係式 [103, 104] から, 理論 EVM は式 (19) を用いて次の式で与えられる.

$$\begin{aligned} \text{EVM} &\simeq 1/\sqrt{\text{SNR}} \\ &= 1/\sqrt{\gamma(m, \rho)}. \end{aligned} \quad (20)$$

一般に OOK 信号のマーク ($p(t) = 1$) とスペース ($p(t) = 0$) の発生確率は等確率であるから, マークの発生確率 ρ の代表的な値は $1/2$ である. 外部変調器への入力 RF 信号電力は, 入力信号が正弦波であれば変調度 m と,

$$m = \frac{\sqrt{2}V_{\text{rms}}}{V_{\pi}/2}, \quad (21)$$

の関係がある. ここで V_{rms} は RF 信号の電圧の二乗平均平方根, すなわち実効値であり, V_{π} は外部変調器の半波長電圧である.

図 9 に EVM の理論値と実測値の比較を示す. 理論曲線は実測値とよく一致している. この実験のパラメータは $W = 384$ kHz, $f_r = 1.9$ GHz, $f_p = 10$ GHz, と f_p は W の約 2.6×10^4 倍, f_r の約 5 倍であった. 近似曲線も実測値とよく一致していることから, この条件では式 15 および式 17 の近似が有効といえる. RF 信号の強い重畳は EVM を改善するが, イーサネットの回線を切断する. 入力 RF 信号電力が 6 [dBm] を超えるとイーサネットリンクのスループットは急激に低下し回線切断を引き起こす. RF 信号の所要 EVM と 10 Gbps イーサネットリンクの回線切断が光 OOK 重畳ファイバ無線システムのダイナミックレンジを決定する. 今回の実験諸元の場合, 所要 EVM は 12.5 % である [105]. したがって図 9 より要求される最小入力 RF 電力は -6 [dBm] である. また前述のとおり入力 RF 信号電力が 6 [dBm] を超えると 10 Gbps イーサネットの回線は切断され

る。したがってシステムのダイナミックレンジは入力 RF 信号電力が -6 [dBm] から 6 [dBm] の間の 12 [dB] である。図 10 に EVM と RF 信号の搬送波周波数の関係を示す。これも理論曲線は実測値とよく一致している。EVM は 1 GHz から 3 GHz の範囲では周波数にはほとんど依存しない。また、イーサネットの回線を切断する入力 RF 信号電力の値も周波数によって変化はしない。したがって、提案した同時伝送手法では他の研究 [93] と異なり搬送波周波数を柔軟に配置することができる。

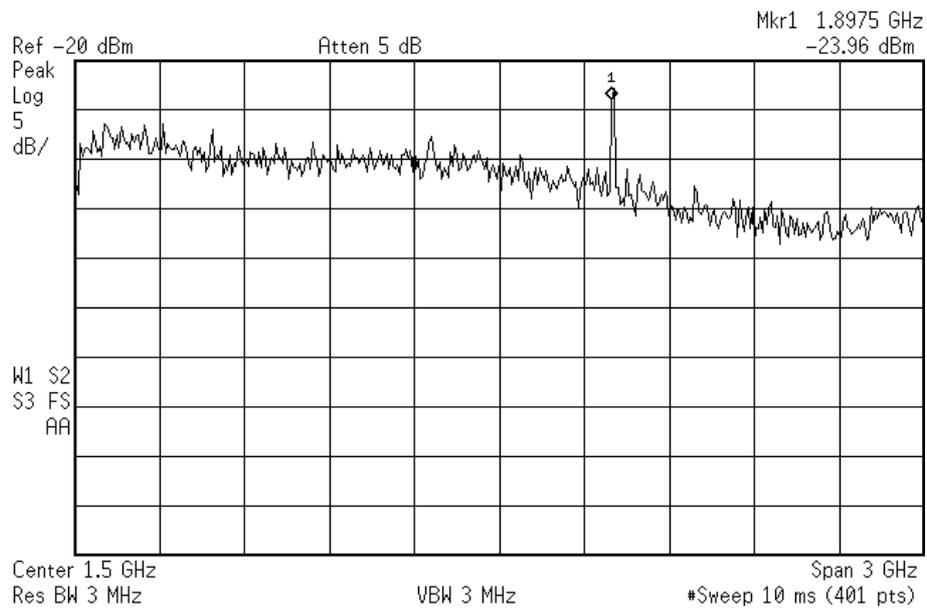
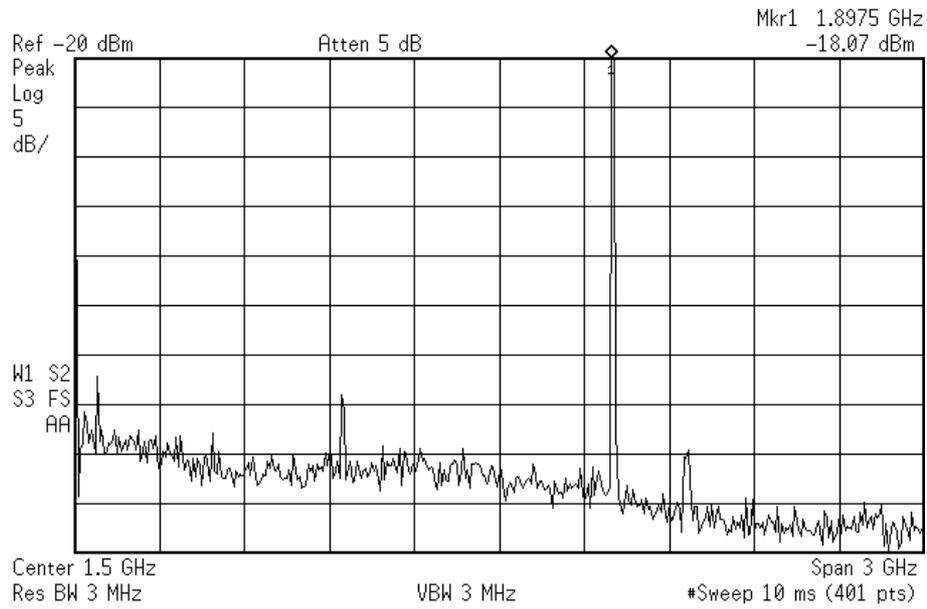


図8 外部変調式 IM/DD RoF (上) と光 OOK 重畳ファイバ無線 (下) のパワースペクトル密度 (RBW = 3 [MHz], RLV = -20 [dBm], 5 [dB/div], RF in = 0 [dBm])

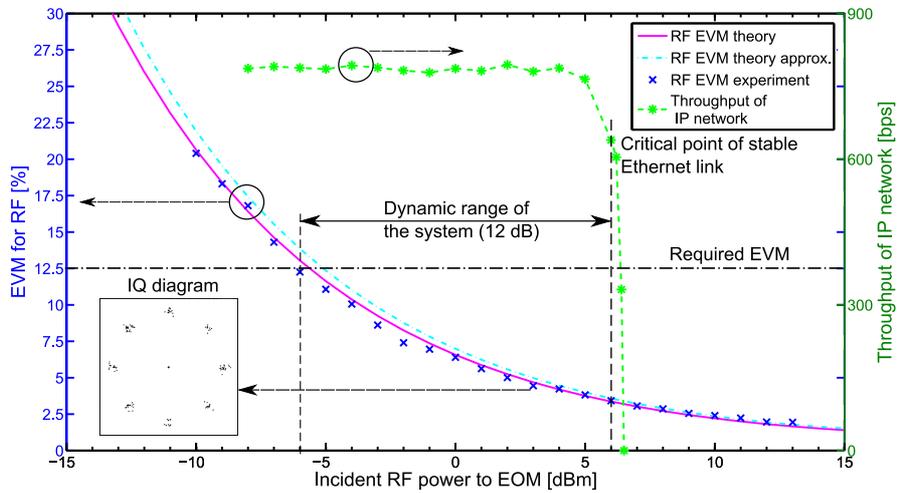


図 9 外部変調器への入力 RF 信号電力に対する EVM とダイナミックレンジ

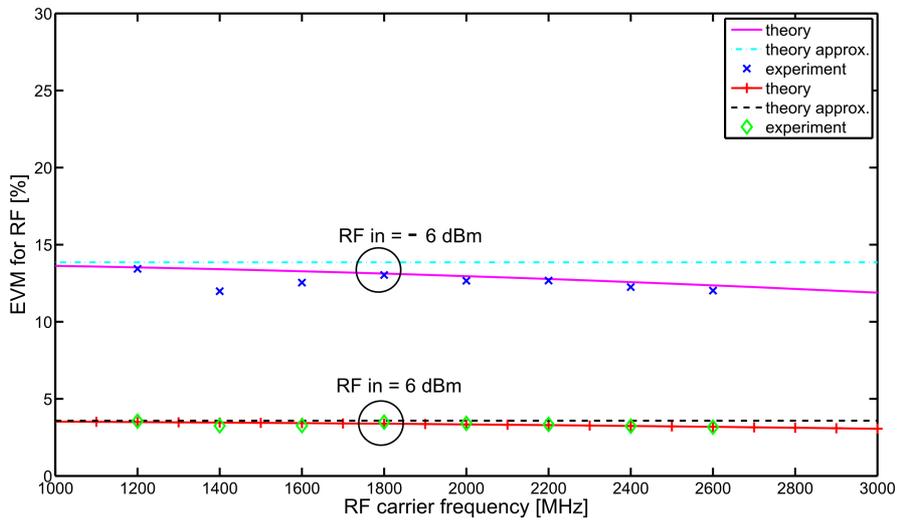


図 10 EVM と RF 信号の搬送波周波数の関係

表 2 変調器バイアスと各電力の変化

DC bias [V]	Optical power at Rx. without superimposing [dBm]	RF signal power cutting Ethernet link [dBm]	Baseband interference at RF signal frequency [dBm]
-4.2	-9.51	11.5	-27.05
-5.3	-11.28	6.6	-31.86
-5.6	-13.29	4.1	-34.9

2.4.3 変調器の駆動点変更の影響

図 11 に外部変調器の直流バイアスを変更し駆動点を変えた場合の、外部変調器への入力 RF 信号電力に対する EVM を示す。10 [Gbps] の OOK 信号のメインローブは 10 [GHz] まで広がっており、これは BPF で抽出する RF 信号に対しては干渉雑音となる。しかし、変調器の駆動点を変えて PD での受光電力を下げれば、OOK 信号の電力は小さくなり、RF 信号の周波数帯への干渉電力が小さくなるため、直流バイアスの値によっては同じ入力 RF 信号電力に対して小さい EVM を達成できる。このことは、例えば重畳できる RF 信号電力が限られるアップリンクにおいては OOK 信号の平均光電力を下げるようなバイアス値を選択することで、限られた RF 信号電力に対しても必要な EVM を達成することができると考えられる。

しかし、変調器の駆動点を変えて OOK 信号の平均光電力を下げることで OOK 信号の SNR は低下し BER は劣化する。表 2 に各直流バイアス値に対する無重畳状態における PD 前での光電力、イーサネットの回線を切断する入力 RF 信号電力、RF 信号の周波数帯での干渉雑音電力を示す。OOK 信号の平均光電力を下げることでイーサネットの回線を切断する入力 RF 信号電力が小さくなっていることがわかる。

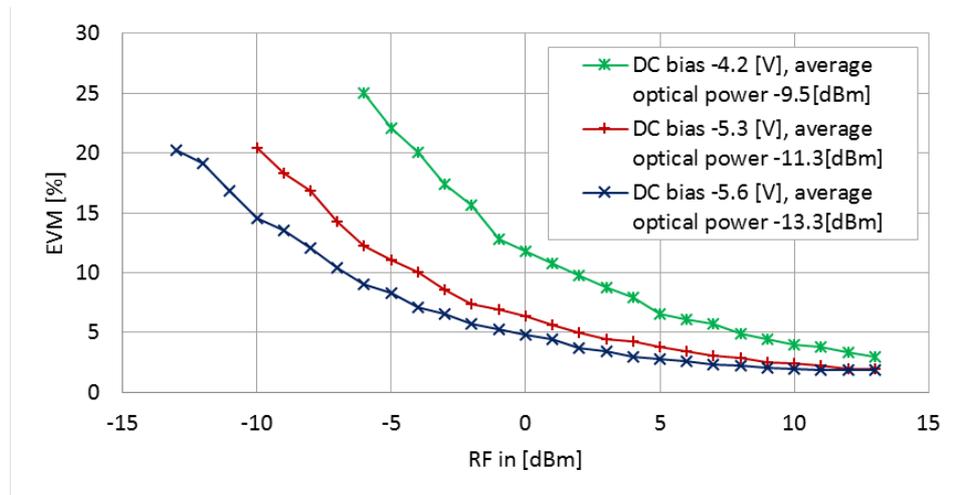


図 11 変調器の駆動点を変えた場合の外部変調器への入力 RF 信号電力に対する EVM

2.5 小括

本章では、既設イーサネット機器を利用できる光 OOK 信号と RoF の同時伝送システムとして光 OOK 重畳ファイバ無線システムを提案し、そのパワースペクトルや EVM を理論的に解析した。理論解析の結果が実験と一致することを確認するとともに、実験によってシステムが 12 [dB] のダイナミックレンジを持つことを明らかにした。理論および実験から OOK 信号と RF 信号の間に干渉が存在することを明らかにした。

3. OOK 信号の信号品質改善手法

3.1 本章の目的と概要

光 OOK 重畳ファイバ無線では、RF 信号の重畳は OOK 信号の強度を変動させる。2 章では強い RF 信号の重畳が OOK 信号による光イーサネットリンクを切断することを実験的に示した。本章では、変調された OOK 信号の BER を最小とするような復調の最適しきい値と BER 解析を理論および計算機シミュレーションによって行い、RF 信号の重畳が OOK 信号の BER に与える影響を明らかにする。

3.2 最適しきい値と誤り率解析

光 OOK 重畳ファイバ無線では RF 信号を伝送するために光 OOK 信号を強度変調するが、これにより OOK 信号の波形は歪み BER は劣化すると考えられる。2 章では強い RF 信号の重畳が OOK 信号による光イーサネットリンクを切断することが実験的に示された。強度変調したことによる OOK 信号の BER の劣化を最小限に抑えるために、変調された OOK 信号の BER を最小とするような復調の最適しきい値およびそれによって達成される BER を求める。

3.2.1 信号の数学的表現

OOK 信号の BER を求めるにあたり、2.3 節と同様な変調 OOK 信号の数学的モデルを使用する。 $p(t)$ を 1 か 0 をとるパルス波形、 $s_r(t)$ を RF 信号、 B をパルス振幅、 m ($0 \leq m \leq 1$) を変調度とする。変調器の非線形性を無視すれば、NRZ-OOK (non return-to-zero on-off keying) のビット列 $Bp(t)$ に RF 信号を重畳した場合の信号 (図 5) は以下のように表せる。

$$\{1 + ms_r(t)\}Bp(t). \quad (22)$$

ここでは RF 信号として周波数 f_c と初期位相 ϕ を持つ正弦波を仮定する。

$$s_r(t) = \sin(2\pi f_c t + \phi). \quad (23)$$

図 3 中の Ethernet Switch において変調 OOK 信号は積分器を経てビットレート f_p の逆数である周期 T_p 毎にしきい値によって判定が行われる．マーク送信時の積分器出力は，

$$\begin{aligned} i(\phi) &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \{B(1+m) \sin(2\pi f_c t + \phi)\} dt \\ &= B - \frac{mB}{\pi f_c / f_p} \sin(\pi f_c / f_p) \\ &\quad \sin\left(\phi + \tan^{-1}\left(\frac{1 + \cos(2\pi f_c T_p)}{-\sin(2\pi f_c T_p)}\right)\right), \end{aligned} \quad (24)$$

と書ける． ϕ を $[-\pi/2, \pi/2]$ の一様分布する確率変数とすれば，位相に現れる定数は無視でき，

$$\begin{aligned} i(\phi) &= B - \frac{mB}{\pi f_c / f_p} \sin(\pi f_c / f_p) \sin \phi \\ &= B - mB \text{sinc}(f_c / f_p) \sin \phi \\ &= B - mBC \sin \phi, \end{aligned} \quad (25)$$

ただし

$$C = \text{sinc}(f_c / f_p), \quad (26)$$

$0 \leq |C| \leq 1$ である．無雑音の場合，マーク送信時の積分器出力 $x = i(\phi)$ の確率密度関数 $f(x)$ は

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \frac{mBC}{\sqrt{1 - \left(\frac{x-B}{mBC}\right)^2}} & (B(1-mC) \leq x \leq B(1+mC)) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases}. \quad (27)$$

スペース送信時の積分器出力の確率密度関数は $\delta(x)$ である．

3.2.2 雑音の仮定としきい値の決定

通信路の雑音として加法性白色ガウス雑音 (AWGN: additive white Gaussian noise) を仮定する．積分器出力におけるガウス雑音の分散を σ^2 とする．積分器出

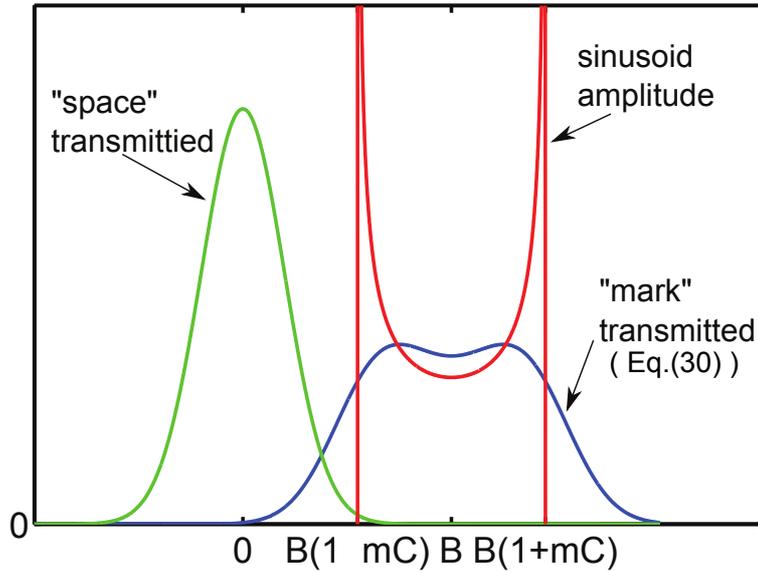


図 12 AWGN 通信路の積分器出力の確率密度関数

力の確率密度関数は原信号と雑音の確率密度関数の畳込みで表現される。スペース送信時の積分器出力の確率密度関数 $f_0(x)$ は

$$f_0(x) = \frac{\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)}{\sqrt{2\pi}\sigma}, \quad (28)$$

マーク送信時の確率密度関数 $f_1(x)$ は式 (27) とガウス分布の畳込みで、

$$\begin{aligned} f_1(x) &= \int_{B-mBC}^{B+mBC} \frac{\exp\left(-\frac{(x-\xi)^2}{2\sigma^2}\right)}{\sqrt{2\pi}\sigma} \frac{1}{\pi} \frac{d\xi/(mBC)}{\sqrt{1-\left(\frac{\xi-B}{mBC}\right)^2}} \\ &= \int_{-1}^1 \frac{\exp\left(-\frac{(x-B-mBCz)^2}{2\sigma^2}\right)}{\sqrt{2\pi}\sigma} \frac{1}{\pi} \frac{dz}{\sqrt{1-z^2}}, \end{aligned} \quad (29)$$

と書ける。確率密度関数の概形は図 12 に示される。しきい値 T_h を決めれば、ビット誤り率 (BER: bit error rate) は確率密度関数のテール確率として求められる。スペース送信時の誤り率は

$$P(\epsilon|0) = \int_{T_h}^{\infty} \frac{\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)}{\sqrt{2\pi}\sigma} dx$$

$$= Q\left(\frac{T_h}{\sigma}\right), \quad (30)$$

ただし $Q(\cdot)$ は Q 関数で,

$$\begin{aligned} Q(x) &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right), \end{aligned} \quad (31)$$

である。マーク送信時の誤り率は

$$\begin{aligned} P(\epsilon|1) &= \int_{B(1-mC)}^{B(1+mC)} \int_{-\infty}^{T_h} \frac{\exp\left(-\frac{(x-\xi)^2}{2\sigma^2}\right)}{\sqrt{2\pi}\sigma} dx \frac{1}{\pi} \frac{d\xi/(mBC)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\xi-B}{mBC}\right)^2}} \\ &= \int_{-1}^1 Q\left(\frac{B(1+mCz) - T_h}{\sigma}\right) \frac{1}{\pi} \frac{dz}{\sqrt{1-z^2}}. \end{aligned} \quad (32)$$

スペースとマークの発生確率が等しければ、総合誤り率は

$$P_e = \frac{1}{2}P(\epsilon|0) + \frac{1}{2}P(\epsilon|1), \quad (33)$$

と表せ、BER は数値計算によって求められる。式 (33) を最小にする最適しきい値 T_{ho} は $f_0(T_{ho}) = f_1(T_{ho})$ を満たし、数値的に求められる。図 13 に SNR に対する、最適しきい値を用いた BER のシミュレーションと数値積分による結果を示す。シミュレーションパラメータは $f_p = 10$ [Gbps], $f_r = 2.5$ [GHz], $B = 1$, $m = 0.5$ である。ここでは OOK 信号の SNR を

$$\text{SNR} = \frac{B^2/4}{\sigma^2}, \quad (34)$$

と定義する。比較対象として、RF 信号の重畳を考慮していないパルスの平均値 $T_{hc} = B/2$ をしきい値とした場合を併せて示した。数値積分とシミュレーションの結果が一致していることが分かる。また、最適しきい値 T_{ho} を使用すれば T_{hc} を使用した場合に比べて BER が改善することがわかる。図 14 に変調度ごとの最適しきい値を使用した場合の BER を示す。最適しきい値を使用しても変調度を大きくすると BER が劣化することがわかる。

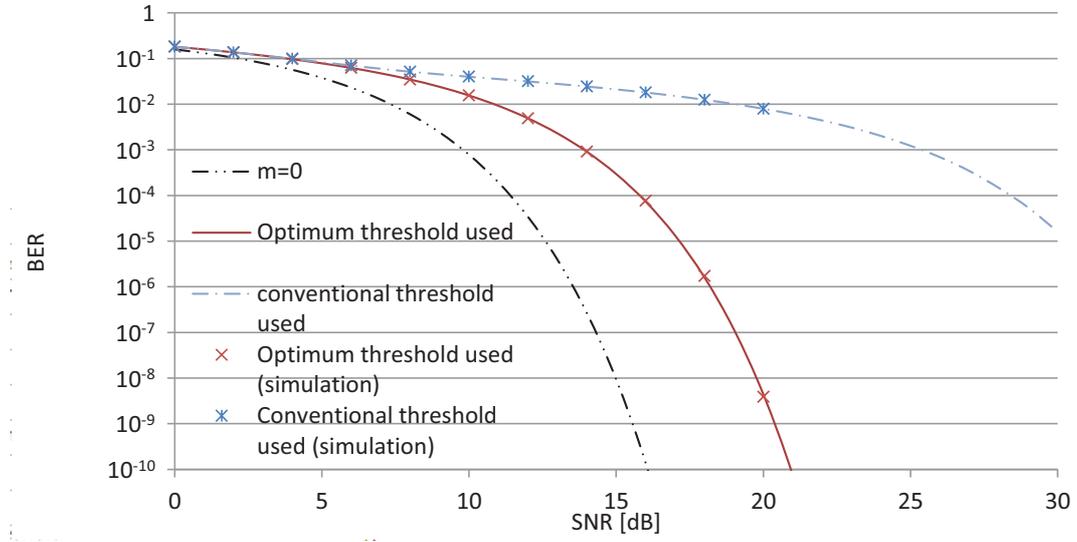


図 13 $m = 0.5$ での BER vs. SNR の各しきい値での比較

3.3 しきい値と誤り率の近似

3.3.1 漸近的しきい値

最適しきい値 T_{ho} は、次の等式を満たす x である。

$$\begin{aligned}
 f_1(x) - f_0(x) &= 0, \\
 \int_{-1}^1 \exp\left(-\frac{(x - B - mBCz)^2}{2\sigma^2}\right) \frac{1}{\pi} \frac{dz}{\sqrt{1-z^2}} \\
 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) &= 0.
 \end{aligned} \tag{35}$$

SNR が低い場合には、 $B^2/(2\sigma^2) \ll 1$ を仮定してテイラー展開することで次の近似を得る。

$$\begin{aligned}
 \int_{-1}^1 \left(1 - \frac{\{x - B - mBCz\}^2}{2\sigma^2}\right) \frac{1}{\pi} \frac{dz}{\sqrt{1-z^2}} \\
 - \left(1 - \frac{x^2}{2\sigma^2}\right) &= 0, \\
 1 - \frac{x^2}{2\sigma^2} + \frac{Bx}{\sigma^2} - \frac{B^2}{2\sigma^2} - \frac{(mBC)^2}{4\sigma^2} - \left(1 - \frac{x^2}{2\sigma^2}\right) &= 0,
 \end{aligned}$$

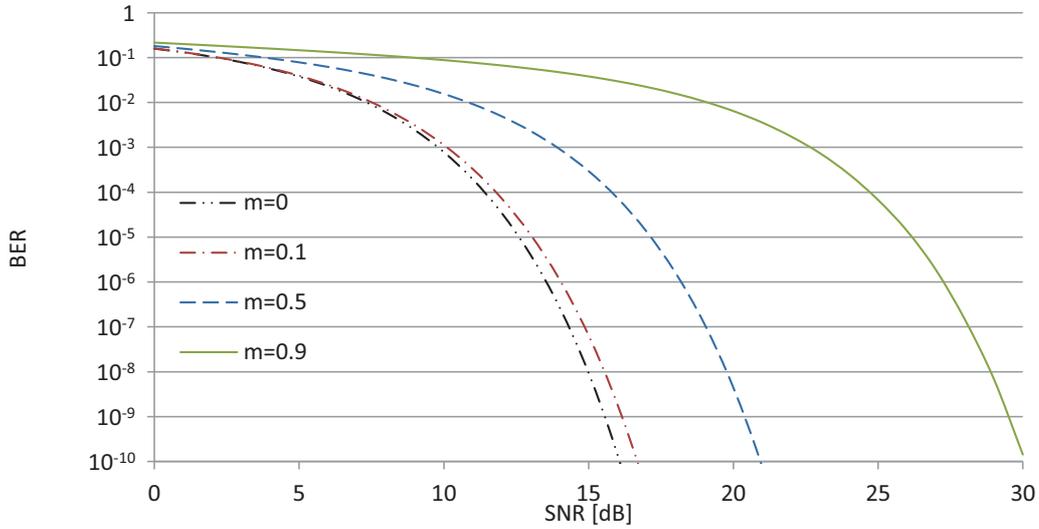


図 14 変調度ごとの最適しきい値を使用した場合の BER 特性

$$x = \frac{B}{2} + mC \frac{mBC}{4}. \quad (36)$$

この x は SNR が低い極限での漸近的しきい値である．図 15 に $\text{SNR} = 0$ [dB] のときの確率密度関数を示す．SNR が低いときの確率密度関数は，マークの確率密度関数に見られた双極性は消え，ガウス分布に近くなる．ただしマークの確率密度関数は RF 信号の畳み込みによりスペース送信時に比べ大きな分散値をとる．

次に，SNR が高い場合の解析を行うために，まず式 (35) を以下のように書き直す．

$$\begin{aligned} \frac{f_1(x)}{f_0(x)} - 1 &= 0, \\ \int_{-1}^1 \exp\left(\frac{(B + mBCz)(2x - B - mBCz)}{2\sigma^2}\right) \frac{dz}{\pi\sqrt{1-z^2}} \\ &- 1 = 0. \end{aligned} \quad (37)$$

被積分関数中の指数部に注目する． $B + mBCz$ は積分区間中で単調増加し常に正である． $2x - B - mBCz$ は積分区間中では $z = -1$ で最大値をとり， x によって

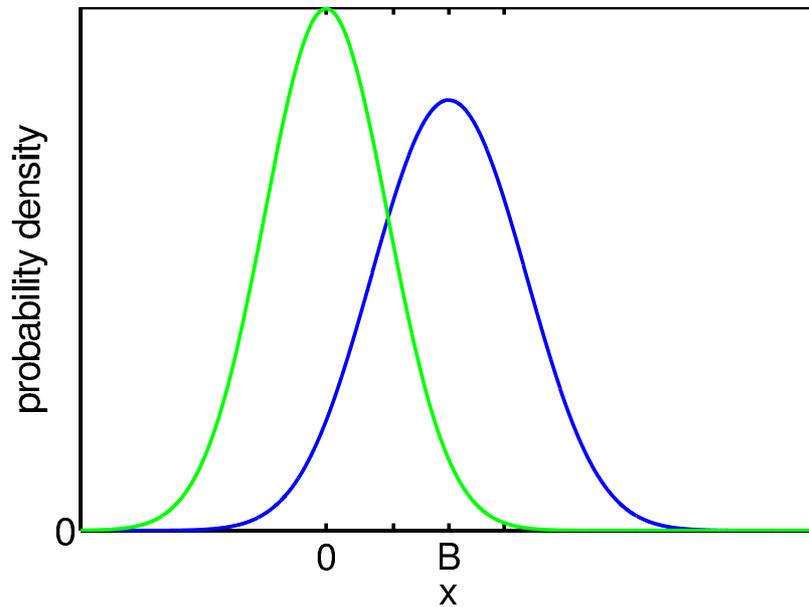


図 15 $m = 0.5$, SNR = 0 [dB] での確率密度関数

正になる可能性を持つ． $z = -1$ において被積分関数の指数関数は

$$\exp\left(\frac{2x - B + mBC}{2\sigma^2/(B - mBC)}\right), \quad (38)$$

と書ける．もし $2\sigma^2/(B - mBC) \ll 1$ であれば，つまり SNR が高い極限では式 (38) は以下の x の近傍で 0 から ∞ へ急速に増加する．

$$x = \frac{B}{2}(1 - mC). \quad (39)$$

従って式 (37) 左辺は -1 から ∞ へ急速に変化する．このため左辺 = 0 の等式が満たされる点も SNR の増大に伴い式 (39) の十分近傍へと正の方向から近づくため，式 (39) の x は SNR が高い極限での漸近的しきい値となる．図 17 にこの様子が示される．図 16 に SNR = 20 [dB] のときの確率密度関数を示す．SNR が高いときの確率密度関数は，ガウス分布の分散が小さいため，原信号の形状が強く現れる．式 (39) の x は原信号のマーク送信時とスペース送信時の確率密度関数が最も近づく点の midpoint である．

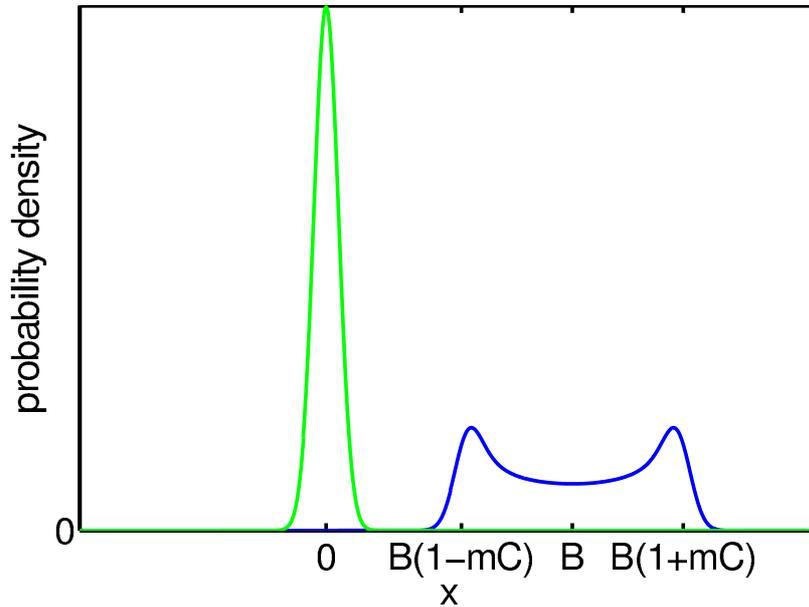


図 16 $m = 0.5$, $\text{SNR} = 20$ [dB] での確率密度関数

図 18 に SNR が低い極限と高い極限での漸近的しきい値と，SNR に対する最適しきい値を示す．それぞれ漸近的しきい値に収束していることがわかる．またそれぞれの漸近的しきい値は最適しきい値の上限・下限になっている．

最適しきい値は SNR に依存して変動し，また $f_1(x)$ が積分形でしか書けないために数値的にしか求められない．これは実用上望ましいことではない．実際に想定される 10 Gbps イーサネットの通信環境では SNR が十分高いと考えられることと，SNR が高いときの漸近的しきい値（式 (39)）が雑音の分散 σ^2 や SNR に依存しないため，これを最適しきい値の近似値とできれば有用である．今後本論文ではこの式 (39) の x を準最適しきい値と呼び T_{hl} で表す．図 19 に最適しきい値と準最適しきい値を使用した場合の BER を示す．準最適しきい値を用いたことによる BER の劣化は大きくなく，準最適しきい値の有用性を確認できた．

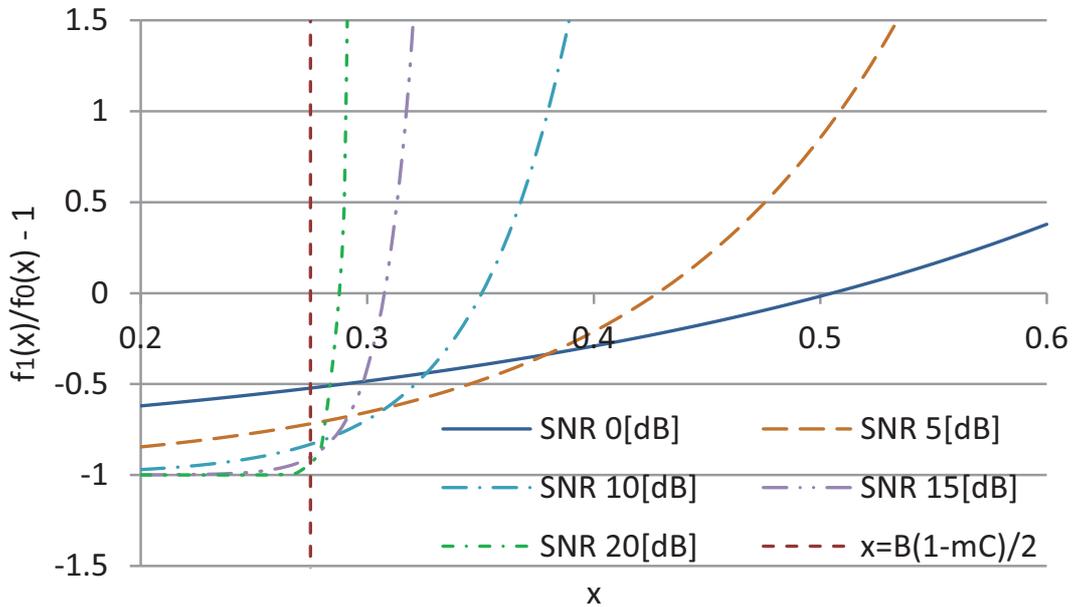


図 17 $f_1(x)/f_0(x) - 1$ vs. x ($m = 0.5$)

3.3.2 近似誤り率と重畳損失

しきい値決定の後には理論誤り率は式 (33) から計算できる。最適しきい値の使用下では、 $P(\epsilon|1)$ と $P(\epsilon|0)$ は同程度のオーダーであることから、次のように近似する。

$$P(\epsilon|1) \simeq P(\epsilon|0). \quad (40)$$

BER は次のように近似する。

$$P_e \simeq P(\epsilon|0) = Q\left(\frac{T_{ho}}{\sigma}\right). \quad (41)$$

さらに、SNR が十分高ければ準最適しきい値 T_{hl} を用いて

$$Q\left(\frac{T_{ho}}{\sigma}\right) \simeq Q\left(\frac{T_{hl}}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{B}{2\sigma}(1 - mC)\right), \quad (42)$$

と近似できる。図 20 にこの近似の妥当性を示す。近似 BER と厳密値の差は非常に小さい。

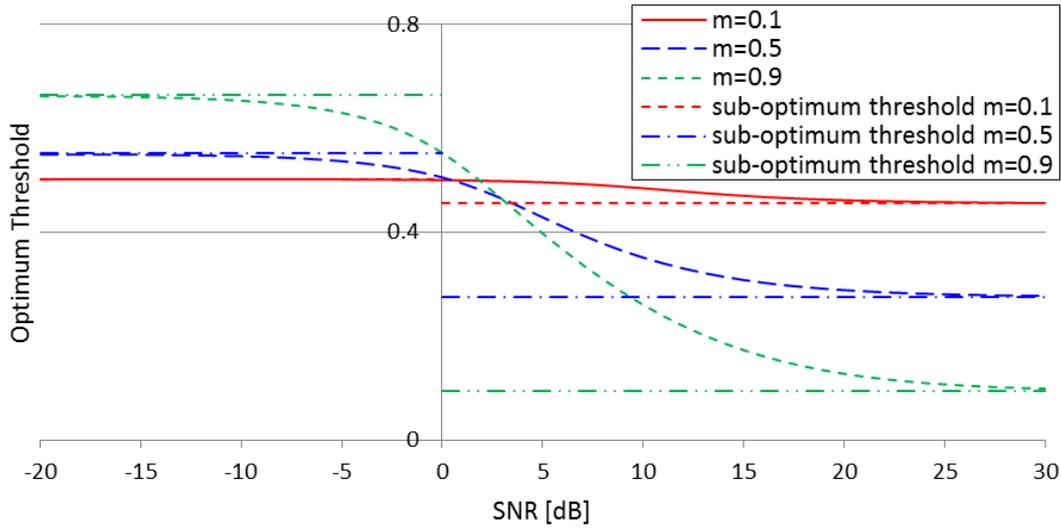


図 18 最適しきい値 vs. SNR

RF 信号の重畳によるパワーペナルティは、 $m = 0$ の場合の BER $Q(B/2\sigma)$ と式 (42) を比較することで得られる。Q 関数の変数は SNR の 1/2 乗の次元を持つから、重畳損失 L_s は

$$\begin{aligned}
 L_s &= 10\log_{10} \left(\frac{B(1-mC)/2\sigma}{B/2\sigma} \right)^2 \\
 &= 20\log_{10}(1-mC) \text{ [dB]}, \tag{43}
 \end{aligned}$$

と書ける。

3.4 変調度の設計

本節では前節で解析した RF 信号の重畳が OOK 信号に与える影響をもとに、変調度 m の設計指針を検討する。提案手法の構成 (図 3) において、光強度変調器を駆動点で動作させた際の無重畳時における受信機の入力光電力を P_0 とする。次に、受信機雑音などから、所要 BER に対して定まる光 OOK 受信機の最小受

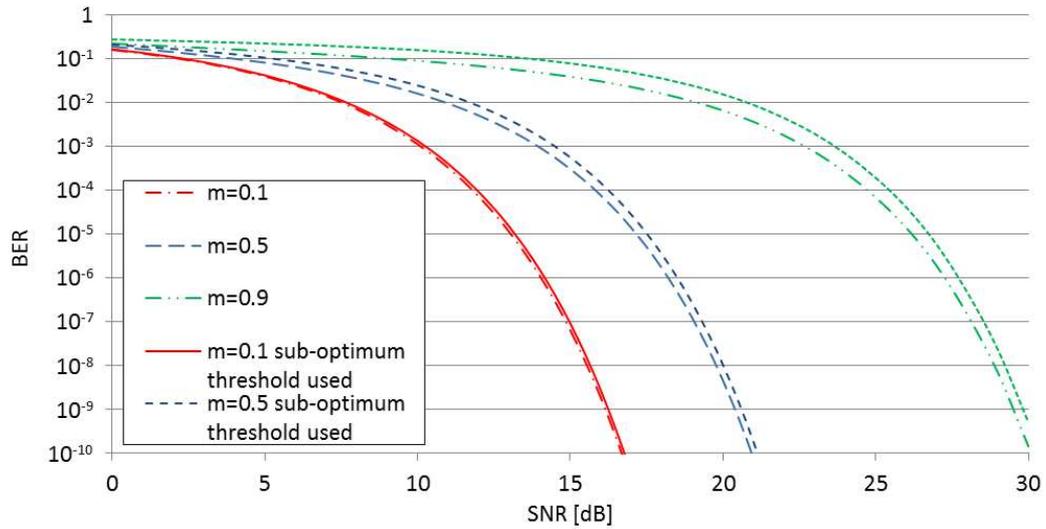


図 19 最適しきい値と準最適しきい値を使用した場合の BER 比較

信感度を光電力 P_L とする. P_0 に重畳損失を加えても P_L を下回らない m を定める.

前節の SNR (式 (34)) や重畳損失 (式 (43)) は, 変調 OOK 信号 (式 (22)) を電流もしくは電圧波形と捉えた, 電気段における解析である. IM/DD 方式においては, PD 出力が光電力に比例した電流を流すために, 光段での損失は電気段において 2 倍で作用する. このことを考慮に入れて, 受信機のパワーマージンを RF 信号の重畳に当てるとすると,

$$20 \log(1 - mC) = \frac{P'_L - P'_0}{2},$$

$$mC = 1 - \sqrt[4]{\frac{P'_L}{P'_0}}, \quad (44)$$

となる. ' は dB 値を表している. ここで, RF 信号の周波数によって決まる C は積分器の作用であり, 式 (26) よりビットレート $f_p = 10$ [GHz] のときには UHF 帯の RF 信号に対しては $C \simeq 1$ と見なせることから, 最小受信感度を満たす変調度は

$$m = 1 - \sqrt[4]{\frac{P'_L}{P'_0}}, \quad (45)$$

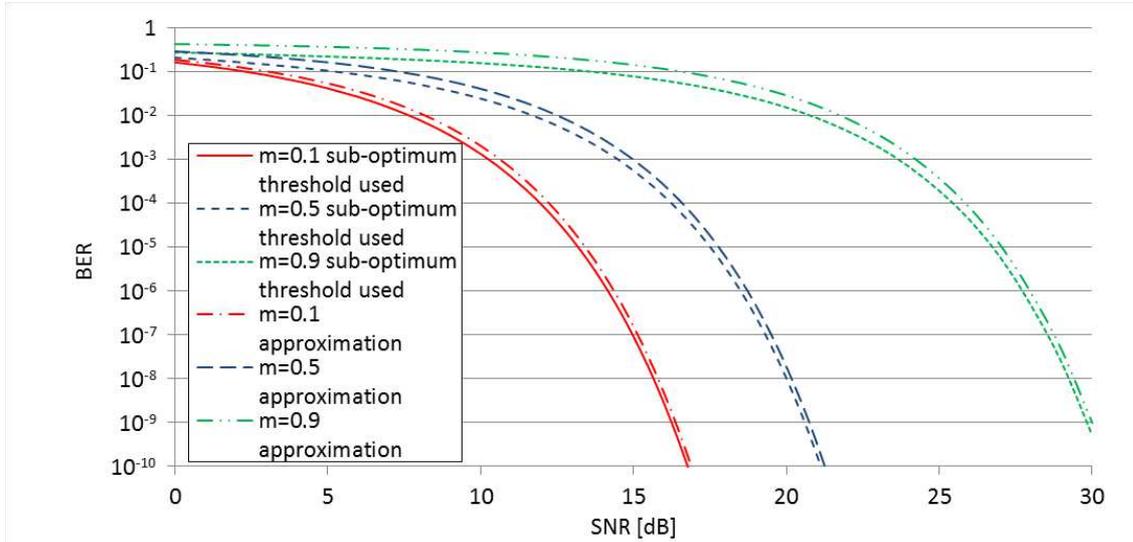


図 20 近似 BER

で与えられる。尚これは、前節における最適しきい値もしくは準最適しきい値が使用できるとした場合の考察である。しきい値が入力電力から受信機内部の回路によって決定するなど、柔軟な変更が難しい場合には、光リミッタを利用し波形整形した後に受信機に入力することで同様な効果を得ることができると考えられる。

2.4 節の実験では本章で提案した最適しきい値の使用は行わなかったが、最適しきい値を使用することでイーサネットの回線を切断せずに重畳可能な RF 信号の電力を大きくすることができると考えられる。表 2 から実験の環境で、1.9 [GHz] の正弦波を RF 信号として直流バイアス値 -5.3 [V] で入力したときにイーサネットの回線を切断する入力 RF 信号電力は 6.6 [dBm] であった。使用したイーサネットスイッチの最小受信感度は実測値で -20 [dBm] 程度であり、無重畳時の受信機入力光電力を表 2 から -11.28 [dBm] とすると、式 (45) から OOK 信号の最小受信感度を満たす最大変調度は $m = 0.4$ となる。変調器の半波長電圧 $V_{\pi} = 5$ [V] とすれば入力可能な RF 信号のピーク電圧は $V_{pk} = mV_{\pi}/2 = 1.0$ [V] となる。これは電力に換算すると 10 [dBm] であり、イーサネットの回線を切断せずに重畳できる RF 信号電力を 6 [dBm] から大きくできる。

3.5 小括

本章では，光OOK重畳ファイバ無線で伝送される変調されたOOK信号のBERを最小とするような復調の最適しきい値とBER解析を理論および計算機シミュレーションによって行った．提案した最適しきい値の使用が，RF信号の重畳を考慮しないパルス平均値をしきい値とした場合に比べて誤り率を改善することを確認した．また，最適しきい値に比べて実用上取り扱いやすいしきい値として準最適しきい値を提案し，これが最適しきい値に近い誤り率を達成することを示した．これらの誤り率解析を元に，提案システムにおける変調度の設計指針を示した．

4. RF 信号の信号品質改善手法

4.1 本章の目的と概要

2 章より光 OOK 重畳ファイバ無線では RF 信号に OOK 信号が干渉することが明らかとなった。本章では、RF 信号の信号品質を改善するために OOK 信号による干渉を抑圧する方法を提案する。整流を用いた干渉抑圧法を複数提案し、それらの効果を計算機シミュレーションから求めたパワースペクトルと EVM によって評価する。

4.2 整流を用いた干渉抑圧法

2 章では RF 信号の品質について理論および実験によって調べ、図 6 や図 8 に見られるように、OOK 信号のスペクトル成分が RF 信号に干渉し SNR を劣化させることを示した。この章では光 OOK 重畳ファイバ無線で伝送される RF 信号に対して、整流を用いて干渉を抑圧する方法について述べる。提案する干渉抑圧法の効果は理論的解析と計算機シミュレーションにより求めた EVM を比較することで評価する。本章では理想的な整流を考え、ダイオードの非線形性や逆回復時間といった整流器の特性は無視して解析する。

図 21 に提案する干渉抑圧を行う場合の光 OOK 重畳ファイバ無線システムの構成を示す。本章で提案する干渉抑圧法は受信側で RF 信号用に分配した信号に対して行う。したがって干渉を抑圧するために行う整流などの波形整形は、ベースバンド信号すなわち光イーサネットリンクには影響を及ぼさない。

4.2.1 半波整流による干渉抑圧法

まず半波整流による干渉抑圧法について説明する。半波整流は OOK 信号のスペクトル成分を減少させる。図 22 に半波整流による干渉抑圧法を示す。受信側で分配した変調 OOK 信号の DC 成分を除去したのち半波整流を行う。半波整流

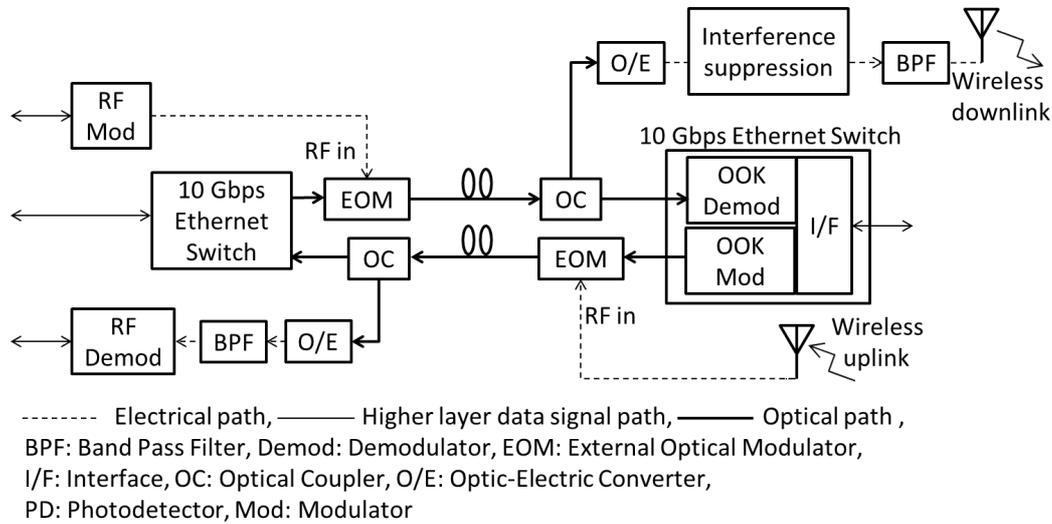


図 21 RF 信号への干渉抑圧を行う光 OOK 重畳ファイバ無線システムの構成

された変調 OOK 信号は次のように表せる,

$$\begin{aligned}
 v_h(t) &= \frac{B}{2}p(t) + mBp(t)s_r(t) \\
 &= \{1 + m_h s_r(t)\}B_h p(t),
 \end{aligned} \tag{46}$$

ただしここで $m_h = 2m$ および $B_h = B/2$ である. 式 (46) を式 (2) と比較すると, 半波整流は OOK 信号の振幅を $1/2$ 倍, 変調度を 2 倍したことに等しいことがわかる. RF 信号の振幅は $m_h B_h = mB$ から元の信号と比べて変化がなく, OOK 信号の振幅のみが $1/2$ 倍されており, 干渉成分のみを減少させている. 半波整流後の信号の SNR は式 (13) の m および B に m_h および B_h をそれぞれ代入することで得られる.

4.2.2 バイアス付き半波整流方式

半波整流方式を発展させて, 受信側で変調度が既知であればバイアス電圧をかけた後に半波整流する方法が考えられる. 図 23 にバイアス付き半波整流による干渉抑圧法を示す. 受信側で分配した変調 OOK 信号を RF 信号に影響を与えな

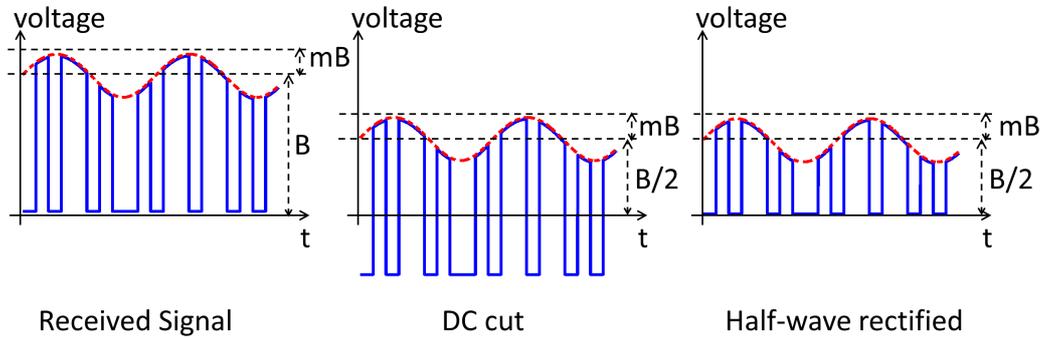


図 22 半波整流による干渉抑圧法

いよう $(1 - m)B$ だけバイアスした後，半波整流を行う．バイアス付き半波整流された変調 OOK 信号は次のように表せる，

$$\begin{aligned} v_b(t) &= mBp(t) + mBp(t)s_r(t) \\ &= \{1 + m_b s_r(t)\} B_b p(t), \end{aligned} \quad (47)$$

ここで $m_b = 1$ および $B_b = mB$ である．式 (47) を式 (2) と比較すると，バイアス付き半波整流は OOK 信号の振幅を m 倍し，変調度を 1 すなわち最大値にしたことがわかる．RF 信号の振幅は $m_b B_b = mB$ から元の信号と比べて変化がなく，OOK 信号の振幅のみが m 倍されており，干渉成分のみを減少させている．バイアス付き半波整流した信号の SNR は式 (13) の m および B に m_b および B_b をそれぞれ代入することで得られる．熱雑音が小さい場合の SNR の近似式である式 (19) を用いると，バイアス付き半波整流による SNR 改善量は，

$$\frac{\gamma(m_b)}{\gamma(m)} = \frac{\gamma(1)}{\gamma(m)} = \frac{1 + m^2}{2m^2}. \quad (48)$$

と書ける．これは m に関する単調減少関数であり，変調度 m が小さいほど SNR 改善量が大きくなることを示している．

2.4.3 項で実験した変調器の駆動点を変更し OOK 信号の電力を下げ干渉を低減する方法は，このバイアス付き半波整流と同じ効果によるものと考えられる．ただし，変調器の駆動点を変更する方法は送信時に OOK 信号の電力を小さくしているため，OOK 信号の BER が悪化した．一方，バイアス付き半波整流方式では

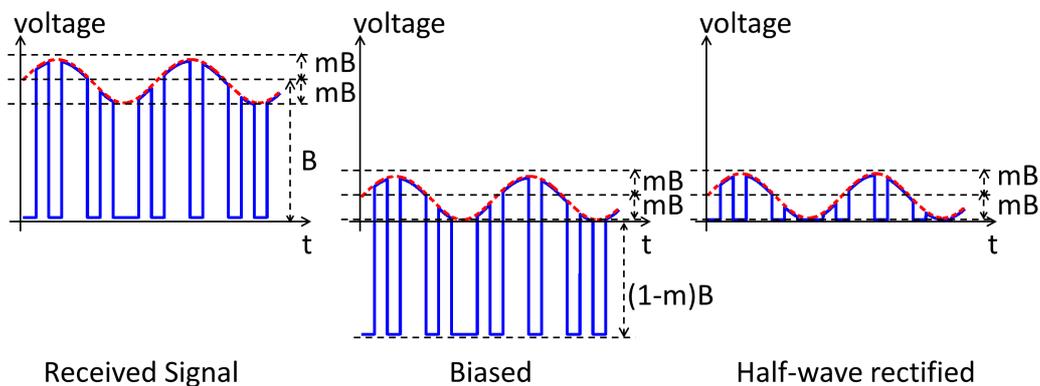


図 23 バイアス付き半波整流による干渉抑圧法

本章の最初に述べたとおり受信側で RF 信号用に分配した信号に対して波形整形を行うため、OOK 信号の BER には影響を与えない。

4.2.3 全波整流方式

図 24 に全波整流による干渉抑圧法を示す。受信側で分配した変調 OOK 信号の DC 成分を除去したのち全波整流を行う。全波整流された変調 OOK 信号は次のように表せる、

$$v_f(t) = \frac{B}{2} + mBp(t)s_r(t). \quad (49)$$

整形された信号は全波整流したことで新たに発生した DC 成分と、RF 信号およびエイリアス成分から構成され、OOK 信号の成分は除去される。全波整流した信号の SNR は、OOK 信号の成分は 0 となるため式 (13) の $S_s = 0$ とすることで計算できる。

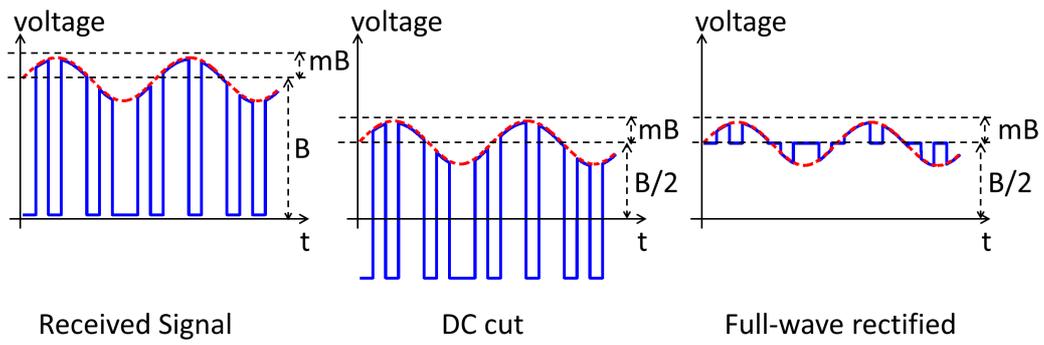


図 24 全波整流による干渉抑圧法

4.3 シミュレーション結果

図 25 に原信号すなわち干渉抑圧を行わない場合，図 26 に半波整流による干渉抑圧を行った場合，図 27 にバイアス付き半波整流による干渉抑圧を行った場合，図 28 に全波整流による干渉抑圧を行った場合の変調OOK信号のパワースペクトルのシミュレーション結果を示す．変調度は $m = 0.1$ のもので，外部変調器への入力 RF 信号電力に換算すると約 -2 [dBm] である．OOK 信号のビットレートは 10 [Gbps]，パルス振幅は $B = 0.05$ [V]，パルスパターンには 31 次の疑似ランダムビット系列 (PRBS: pseud random bit sequence) を使用した．RF 信号として周波数 1.9 [GHz] の正弦波を使用し，無雑音環境としてシミュレーションした．半波整流方式は 2 [GHz] 周辺で干渉電力を約 6 [dB] 抑圧している．これは OOK 信号の振幅を $1/2$ にし干渉電力を $1/4$ に減少できたためである．バイアス付き半波整流方式は 2 [GHz] 周辺で干渉電力を約 20 [dB] 抑圧している．これは OOK 信号の振幅を m 倍にしたことで，今回のシミュレーション条件 $m = 0.1$ では干渉電力が $m^2 = 0.01$ 倍になったためと考えられる．全波整流方式も約 20 [dB] 抑圧している．全波整流方式では理想的には OOK 信号の成分を完全に抑圧できるが，エイリアス成分は残るためこれが干渉となる．

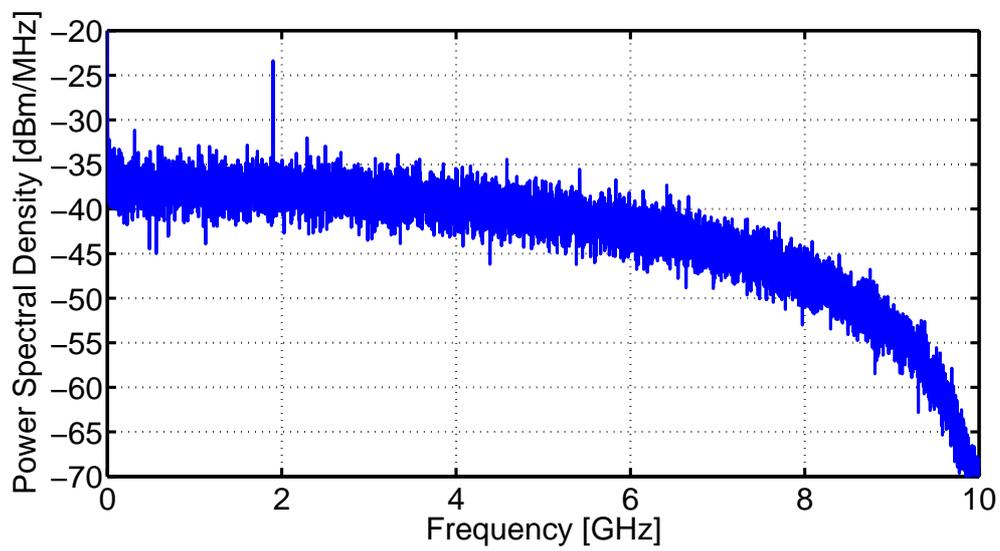


図 25 干渉抑圧を行わない場合の変調 OOK 信号のパワースペクトル ($m = 0.1$)

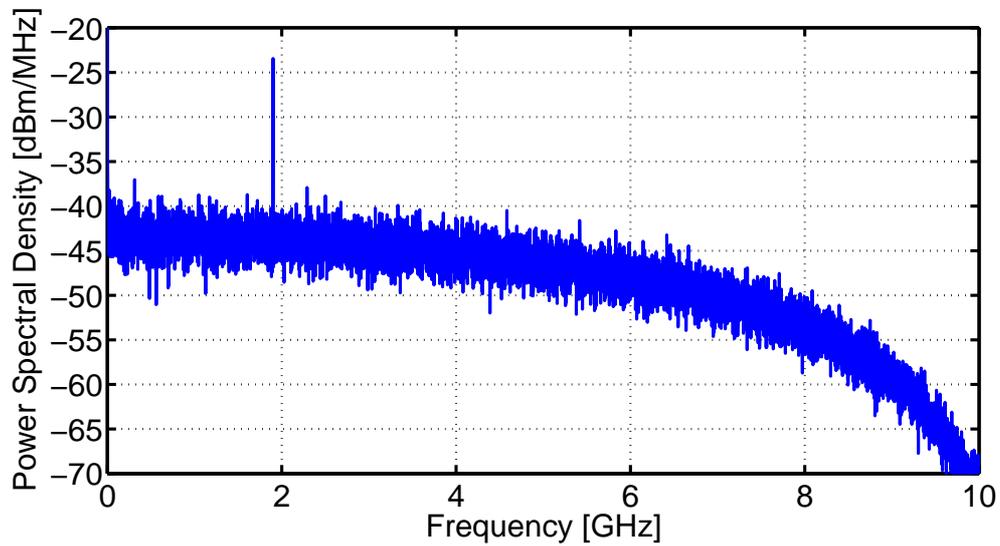


図 26 半波整流による干渉抑圧を行った変調OOK信号のパワースペクトル ($m = 0.1$)

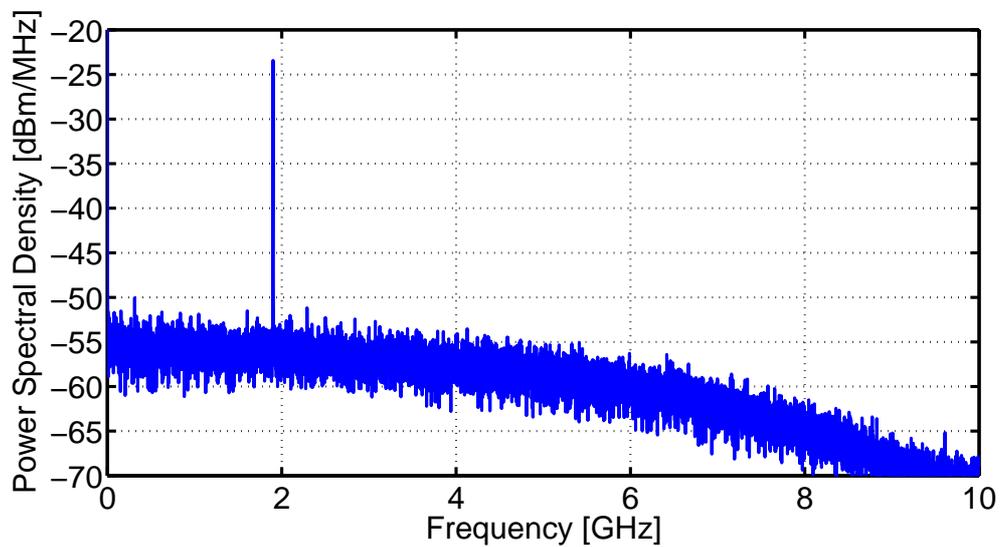


図 27 バイアス付き半波整流による干渉抑圧を行った変調OOK信号のパワースペクトル ($m = 0.1$)

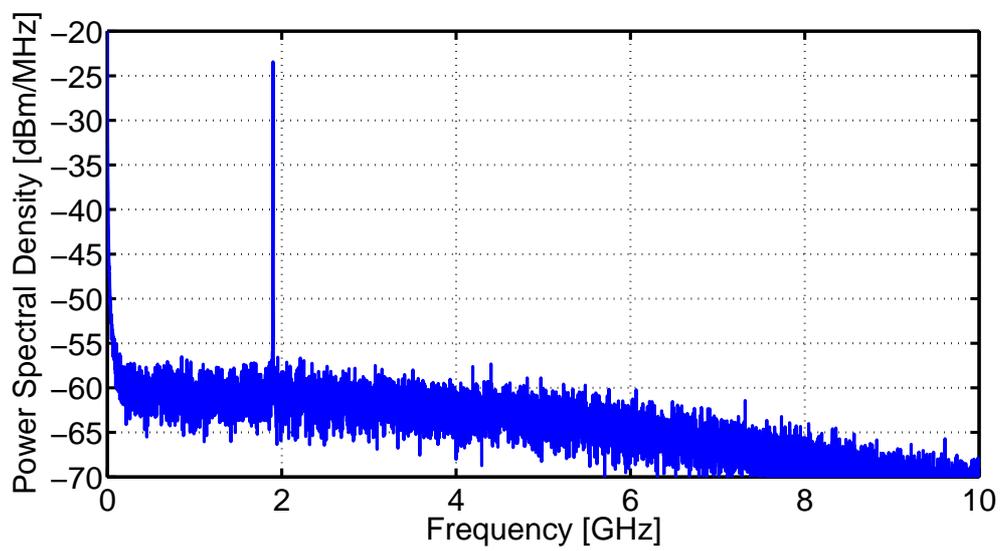


図 28 全波整流による干渉抑圧を行った変調 OOK 信号のパワースペクトル ($m = 0.1$)

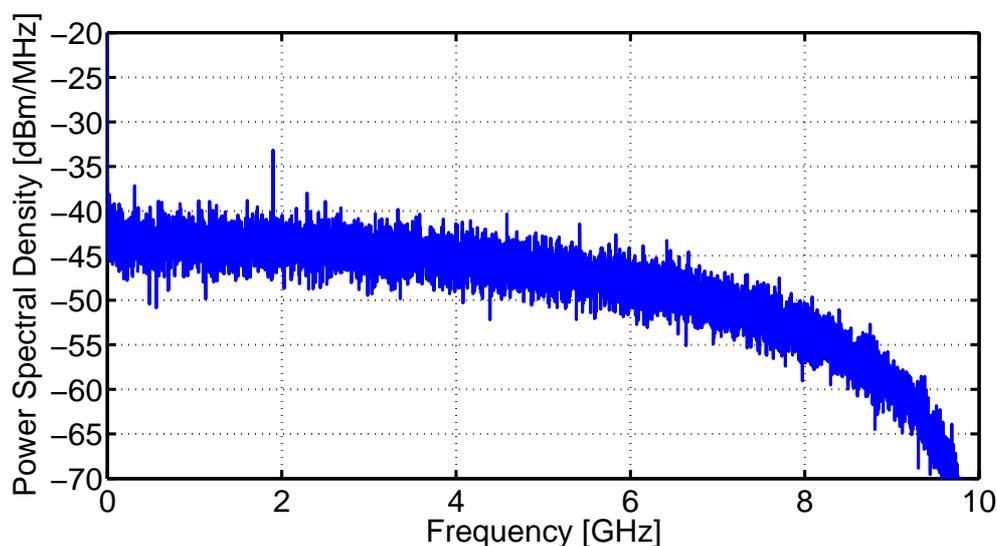


図 29 半波整流による干渉抑圧を行った変調 OOK 信号のパワースペクトル ($m = 0.032$)

変調度を変えた場合のパワースペクトルの変化を調べる。図 29 に半波整流による干渉抑圧を行った場合、図 30 にバイアス付き半波整流による干渉抑圧を行った場合、図 31 に全波整流による干渉抑圧を行った場合のパワースペクトルのシミュレーション結果を示す。変調度は $m = 0.032$ のもので、外部変調器への入力 RF 信号電力に換算すると約 -12 [dBm] である。変調度の差によって RF 信号の電力は $m = 0.1$ の場合より 10 [dB] 小さい。半波整流方式における OOK 信号の成分の電力は図 26 と図 29 で変化がない。干渉電力が変調度 m によらず一定であるため m を小さくすると SNR も小さくなる。一方、バイアス付き半波整流方式では図 30 における OOK 信号の成分の電力は図 27 より 10 [dB] だけ小さい。全波整流方式においても図 31 における OOK 信号の成分の電力は図 28 より 10 dB だけ小さい。変調度 m を小さくすれば干渉電力も小さくなり、無雑音環境においては変調度を小さくしても SNR は一定である。

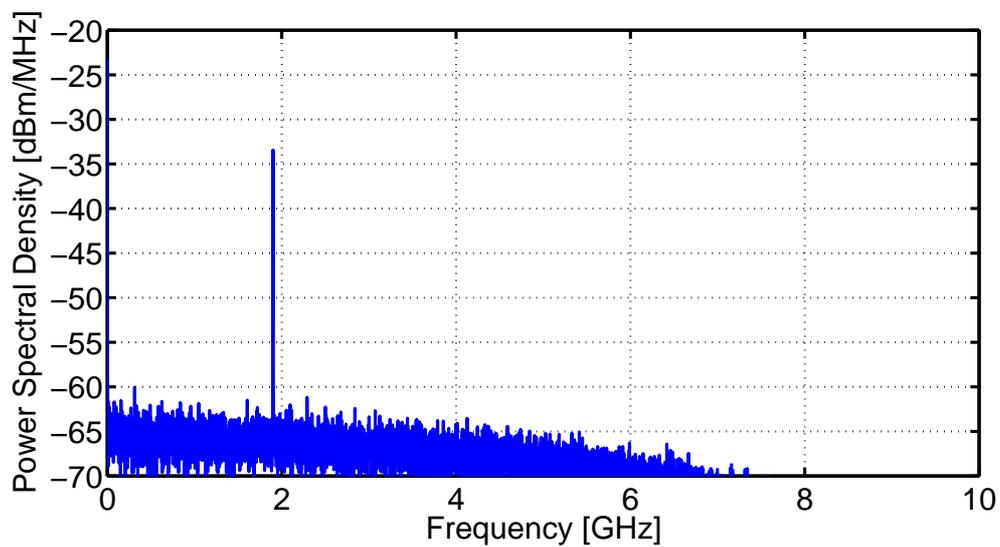


図 30 バイアス付き半波整流による干渉抑圧を行った変調OOK信号のパワースペクトル ($m = 0.032$)

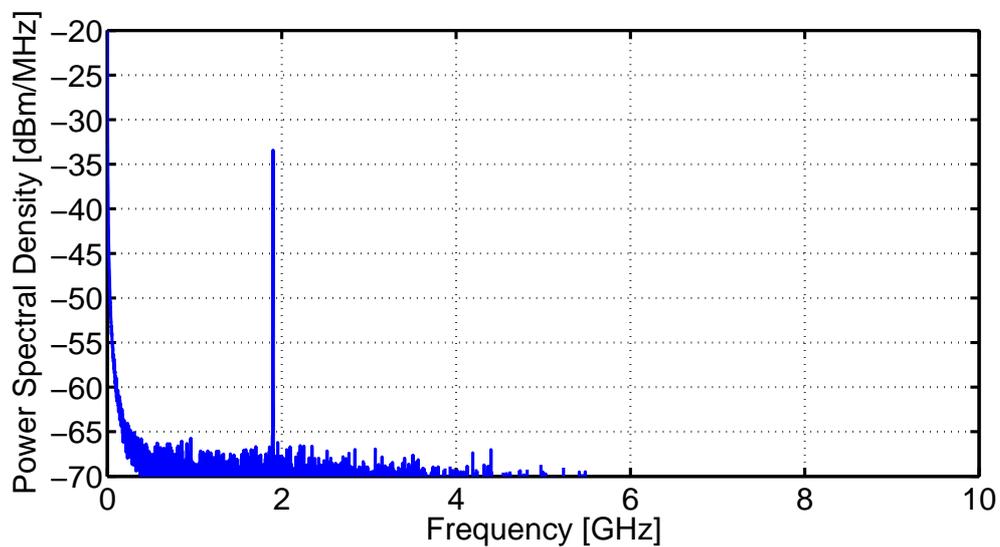


図 31 全波整流による干渉抑圧を行った変調OOK信号のパワースペクトル ($m = 0.032$)

2.4 節と同様な方法で外部変調器への入力 RF 信号電力に対する理論 EVM を求められる。図 32 に雑音電力密度 $N_0 = -60$ [dBm/MHz] の、図 33 に雑音電力密度 -70 [dBm/MHz] とした場合の各干渉抑圧法を適用した場合の理論 EVM とシミュレーション結果を示す。 N_0 は受信器の熱雑音によって決まることが多い。理論 EVM とシミュレーション結果は一致している。それぞれの図で各手法における EVM の改善を確認できる。図 32 では半波整流方式で 6 [dB]、バイアス付き半波整流方式および全波整流方式で約 20 [dB] の EVM の改善が見られる。したがって所要 EVM を満たすために要求される最小入力 RF 電力は干渉抑圧をしない場合に比べてそれぞれ 6 [dB] または 20 [dB] だけ小さくなる。これによってシステムのダイナミックレンジを改善できる。

半波整流方式では、図 33 における EVM の改善効果と図 32 における改善効果には差がない。一方、バイアス付き半波整流方式と全波整流方式では、図 33 における EVM の改善効果は図 32 よりも大きい。干渉抑圧をしない場合および半波整流方式を適用した場合は、OOK 信号の電力は熱雑音に比べて大きいため OOK 信号が支配的な雑音原となる。したがって雑音電力密度の差は EVM の曲線に影響を与えない。バイアス付き半波整流方式と全波整流方式では変調度 m によって支配雑音が変化する。OOK 信号を大きく抑圧できるため、変調度が小さい範囲では熱雑音が支配雑音となる。このことは図 30 や図 31 から確認できる。例えば入力 RF 信号電力 -12 [dBm] で無雑音環境とした図 30 で確認できるバイアス付き半波整流方式の場合の OOK 信号のパワースペクトル密度は -65 [dBm/MHz] であり、熱雑音が -60 [dBm/MHz] であった場合は熱雑音が支配雑音となる。したがってバイアス付き半波整流方式を使用した場合に要求される最小入力 RF 電力は受信器の熱雑音によって決定され、十分な干渉抑圧が行えているといえる。

入力 RF 信号電力を大きくした場合、すなわち変調度 m を大きくした場合はバイアス付き半波整流方式でも支配雑音は OOK 信号の成分となる。全波整流方式では変調度が小さいときは熱雑音が、変調度が大きいときはエイリアスが支配雑音となる。したがって変調度を大きくしても際限なく EVM を小さくはできず、EVM 曲線には下限が存在する。しかし、図 32 で確認できる EVM の下限は十分に小さい。

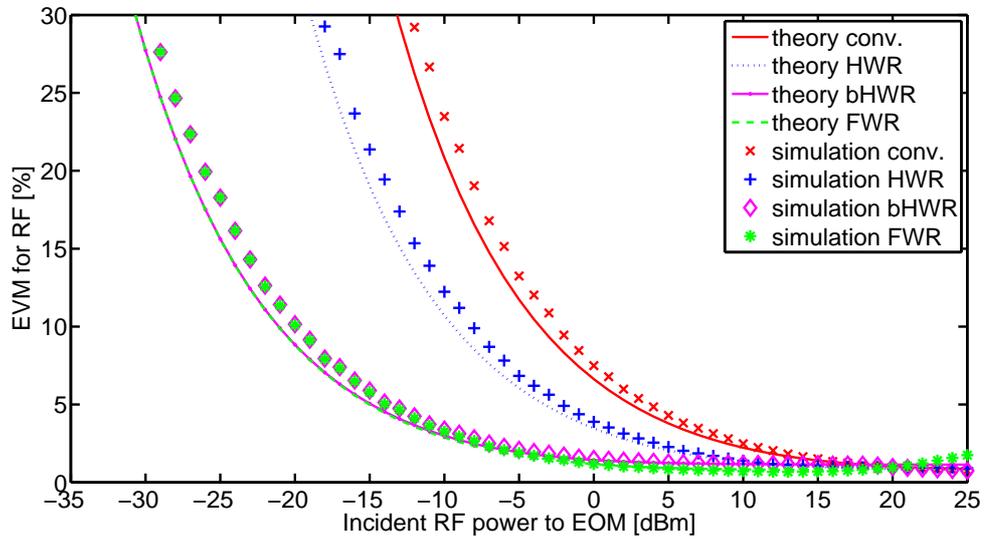


図 32 外部変調器への入力 RF 信号電力に対する EVM のシミュレーション結果 ($N_0 = -60$ [dBm/MHz])

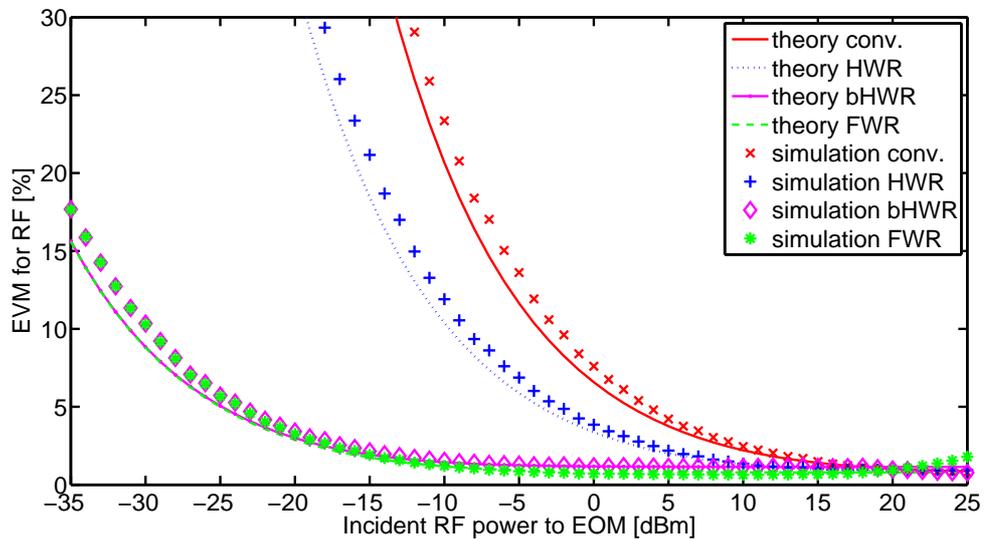


図 33 外部変調器への入力 RF 信号電力に対する EVM のシミュレーション結果 ($N_0 = -70$ [dBm/MHz])

帯域幅を大きくした場合の影響を見るため図 33 の条件に比べてシンボルレートを約 100 倍の $f_s = 20$ [Mbaud], 帯域幅 $W = 40$ [MHz] としてシミュレーションした. 図 34 に各干渉抑圧法を適用した場合の理論 EVM とシミュレーション結果を示す. 図 33 に比べ各 EVM は約 20 [dB] 右にずれており, 同じ EVM を達成するために必要な入力 RF 信号電力が増えている. これは帯域幅を 100 倍にしたことで, 占有帯域内の雑音電力が 100 倍となったためである. 全波整流方式において理論値とシミュレーション結果の誤差が大きくなっているのは, 式 (12) のエイリアス成分を計算する際に RF 信号の帯域幅が OOK 信号のビットレートに対して十分小さいとした仮定の誤差が大きくなった影響と考えられる. 半波整流方式では OOK 信号の成分がエイリアス成分に比べて大きいためこの仮定から生じた誤差の影響は小さい. 入力 RF 信号電力が大きいときのシミュレーション結果で EVM が悪化しているがこれは変調器の非線形性によると考えられる. 理論計算では式 (2) で変調器の非線形性を無視したためこの現象は表現できていない. 図 33 ではバイアス付き半波整流方式と全波整流方式で大きな差は見られなかったが, 図 34 では全波整流方式の方が小さい EVM を達成できることが明らかである. 全波整流方式では OOK 信号の成分を完全に抑圧できるため, バイアス付き半波整流方式よりも達成可能な EVM の下限は低く, RF 信号の帯域幅が広い場合はこの影響が大きく表れる.

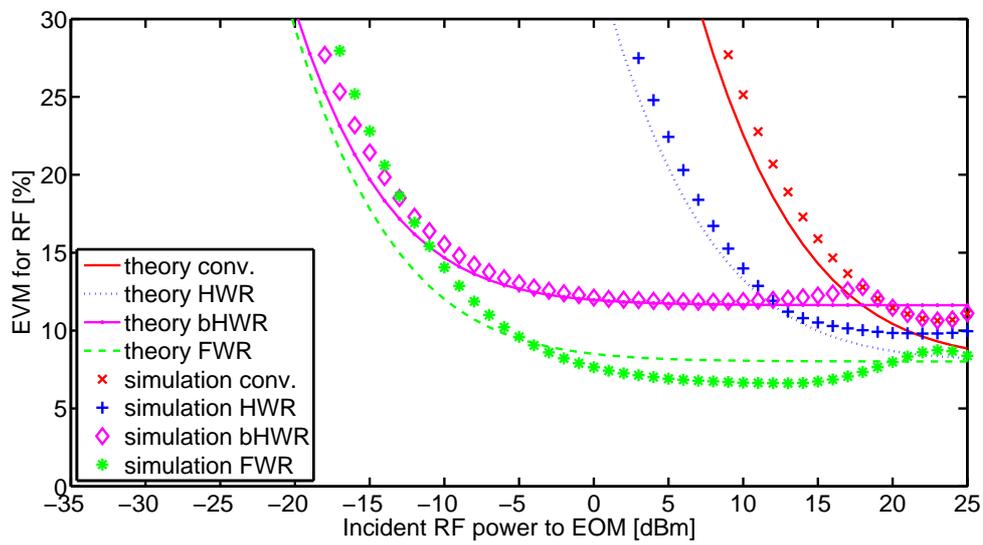


図 34 外部変調器への入力 RF 信号電力に対する EVM のシミュレーション結果
 ($N_0 = -70$ [dBm/MHz], $W = 40$ [MHz])

4.4 小括

本章では，光 OOK 重畳ファイバ無線で伝送される RF 信号の信号品質を改善するために，OOK 信号による干渉の抑圧法を提案した．整流を用いた干渉抑圧法を複数提案し，それらの効果を計算機シミュレーションから求めたパワースペクトルおよび EVM によって評価した．計算機シミュレーションの結果よりバイアス付き半波整流方式と全波整流方式の干渉抑圧法では OOK 信号による干渉を約 20 [dB] 抑圧できることを示した．

5. RF 信号の信号品質改善手法（実験およびダイオードの特性を考慮したシミュレーション）

5.1 本章の目的と概要

4 章では RF 信号の信号品質を改善するために整流を用いて OOK 信号による干渉を抑圧する方法を提案し、理想的な整流を仮定して理論解析および計算機シミュレーションによる評価を行い、理想的な条件での提案手法の性能の上限を示した。本章では実際の環境での提案手法の性能を評価することを目的とする。まず提案した干渉抑圧法をダイオードを用いた電子回路によって実装し、実験によって提案手法の原理実証を行う。次に、ダイオードの非線形性が干渉抑圧効果に影響することを示し、非線形性を考慮したダイオードモデルを使用して計算機シミュレーションを行い、提案した干渉抑圧法の効果を評価する。

5.2 実装する干渉抑圧手法の選択

4 章では RF 信号の信号品質を改善するための干渉抑圧法として、半波整流方式、バイアス付き半波整流方式、全波整流方式の 3 つの方式を提案した。そのうち、バイアス付き半波整流方式と全波整流方式の干渉抑圧効果が高く、OOK 信号による干渉を約 20 [dB] 抑圧できることを示した。本章ではバイアス付き半波整流方式を電子回路によって実装する。全波整流方式を採用しない理由は、部品数が多くなること、ダイオードのクリッピング歪みや非線形歪みが半波整流に比べて大きくなること、干渉抑圧効果の差がわずかであったためである。

5.3 バイアス付き半波整流方式の実験

5.3.1 実験構成

図 35 に実験構成を示す。LD (laser diode) に RF 信号を入力し IM-DD 方式の RoF 信号を生成した。LD 出力の RoF 信号は偏光コントローラによって偏光を調

整したのちマッハツェンダ型の光強度変調器 (MZM: Mach-Zehnder modulator) に入力した。MZM はベースバンドの OOK 信号によって駆動され、出力信号は OOK 信号の包絡線に RF 信号が重畳された信号となる。MZM の出力信号は光ファイバによって伝送された後に PD (photodetector) にて受信され光電変換が行われる。PD での平均受光電力は約 -3 [dBm] であった。受信信号は干渉抑圧回路に入力され、回路の出力を DSO (digital sampling oscilloscope) によって記録および観測した。サンプリング周波数は 500 [MSamples/s] とした。記録した信号の PSD (power spectral density) を FFT (fast Fourier transform) アナライザによって計算し、PSD から信号の SNR を求めた。帯域内の雑音電力は RF 信号の帯域の上下それぞれ 1 [MHz] の帯域の平均電力から推定した。

表 3 に実験諸元を示す。この実験では実験装置の制限のため、搬送波周波数やビットレートといった実験パラメータを 2 章の実験パラメータの $1/200$ にダウンスケールして行った。

図 36 に作成した干渉抑圧回路 (ISC: interference suppression circuit) を示す。干渉抑圧回路は増幅部、バイアススティ、そして整流部で構成されている。干渉抑圧回路には Infenion 社製 RF トランジスタ BFP640 および Avago 社製ショットキーダイオード HSMS2820 を使用した。バイアス電圧 V_{bias} は外部から供給される。

図 37 に LD の入力 RF 電力が -3 [dBm] のときの PSD の干渉抑圧回路の有無での比較を示す。PSD は DSO で観測した RF 電力によって正規化した。干渉抑圧回路によって RF 信号の搬送波が存在する 10 [MHz] の近傍で OOK 信号が約 15 [dB] 抑圧されていることがわかる。

図 38 に SNR と LD への入力 RF 信号電力の関係を示す。干渉抑圧回路を使用することにより RF 電力 3 [dBm] のとき 32 [dB] の SNR を達成できる。2 つの直線の差は干渉抑圧を行ったことによる SNR の改善量を表し、RF 電力 -9 [dBm] のとき最大で約 18 [dB] の SNR 改善量が得られている。干渉抑圧を行った場合の方が干渉抑圧を行わなかった場合に比べて入力 RF 電力に対する SNR の増加量は小さい。これは、式 (48) で示されたように、SNR 改善量が変調度 m 、すなわち入力 RF 電力について単調減少であることによる。

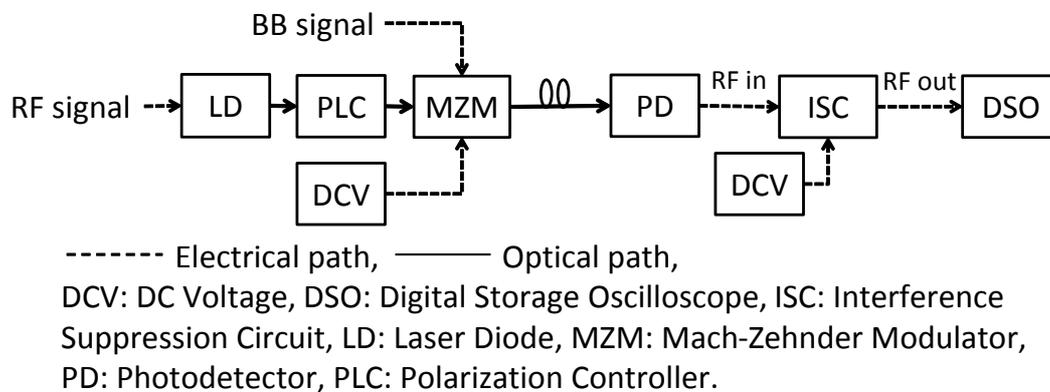


図 35 干渉抑圧法の実証実験の構成

図 39 に SNR 改善量とバイアス電圧の関係を示す。干渉抑圧を行うことで SNR は 7.5 [dB] 18 [dB] 改善される。バイアス電圧を大きくするほど、OOK 信号を大きく抑圧できるため RF 信号の SNR が改善していく。しかし、0.15 [V] 以上のバイアス電圧を与えると、OOK 信号のみでなく RF 信号も抑圧されてしまうため SNR の改善量は急激に低下する。このことから SNR 改善量を最大にするような最適なバイアス電圧が存在し、この実験では 0.15 [V] が最適バイアス電圧と考えられる。また入力 RF 信号電力が小さいほど SNR 改善量はバイアス電圧に対して急峻なピークを持つため、バイアス電圧の調整を慎重に行う必要がある。

表 3 ダウンスケールした実験パラメータの諸元

BB spec.	
Bit pattern	PN 14
Bit rate	50 Mbps
RF spec.	
Carrier freq.	9.5 MHz
Bit rate	1.92 [kbps]
Modulation	$\pi/4$ QPSK
LPF	RNYQ, $\alpha = 0.5$
Optical system spec.	
λ	1550 nm
fiber	SMF
V_{π}	5 volt

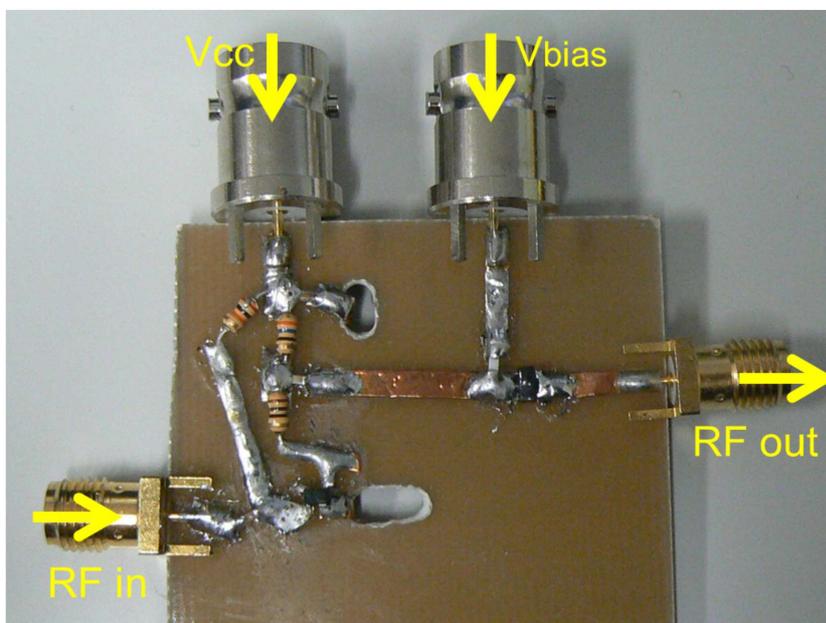
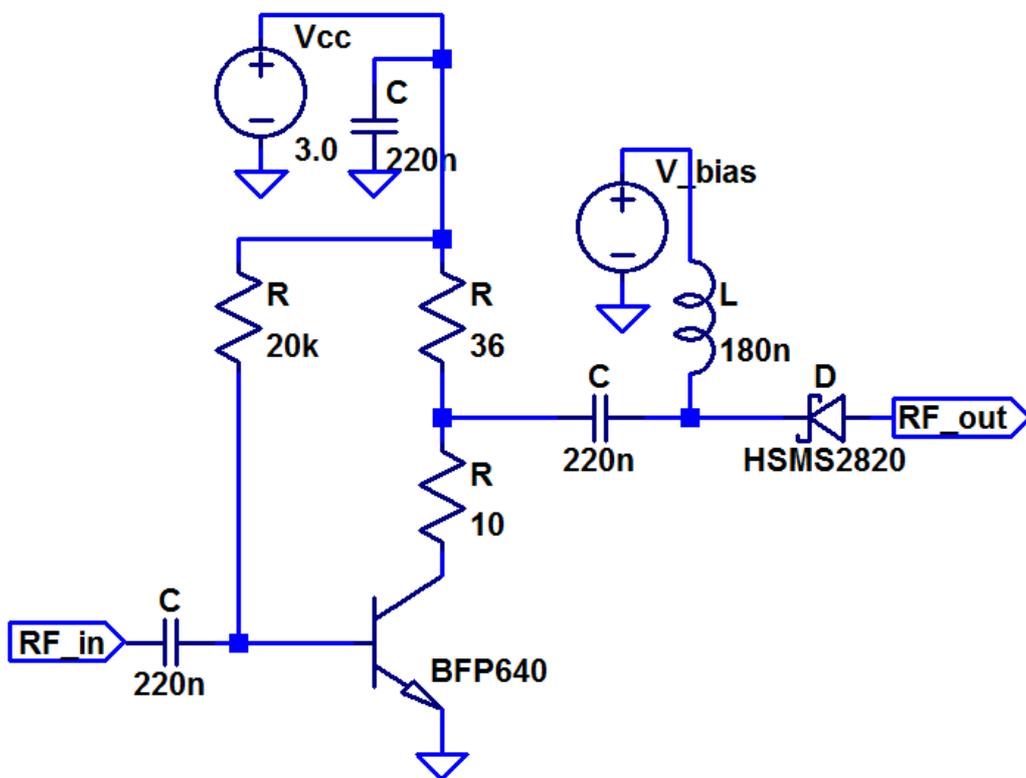


图 36 干涉抑压回路

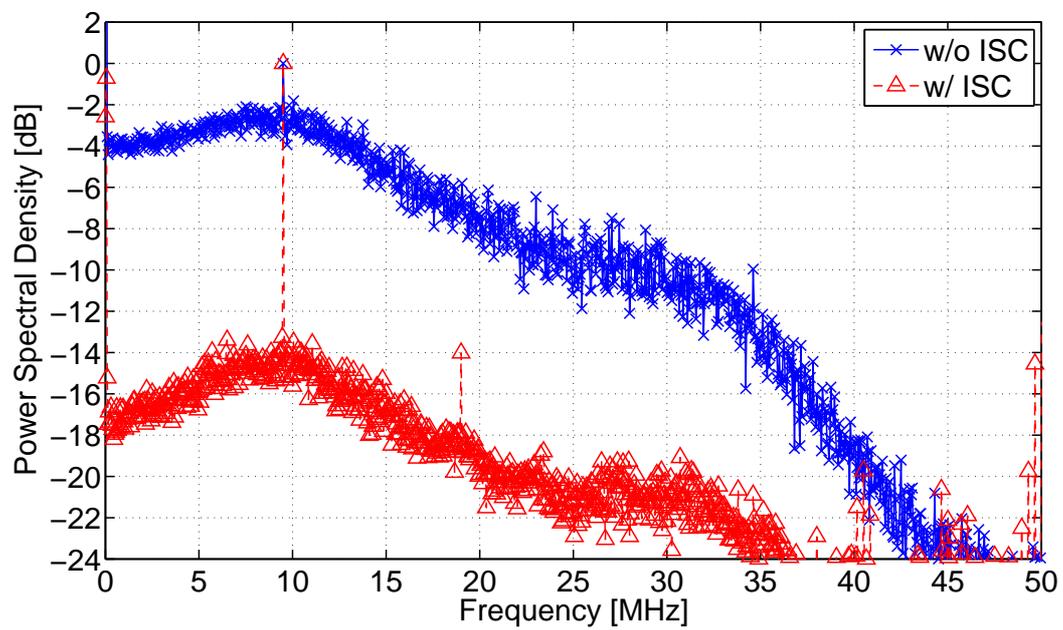


図 37 干渉抑圧前後のパワースペクトル密度 (LD への入力 RF 電力 = -3 [dBm], $V_{bias} = 100$ [mV], RBW = 50 [kHz]).

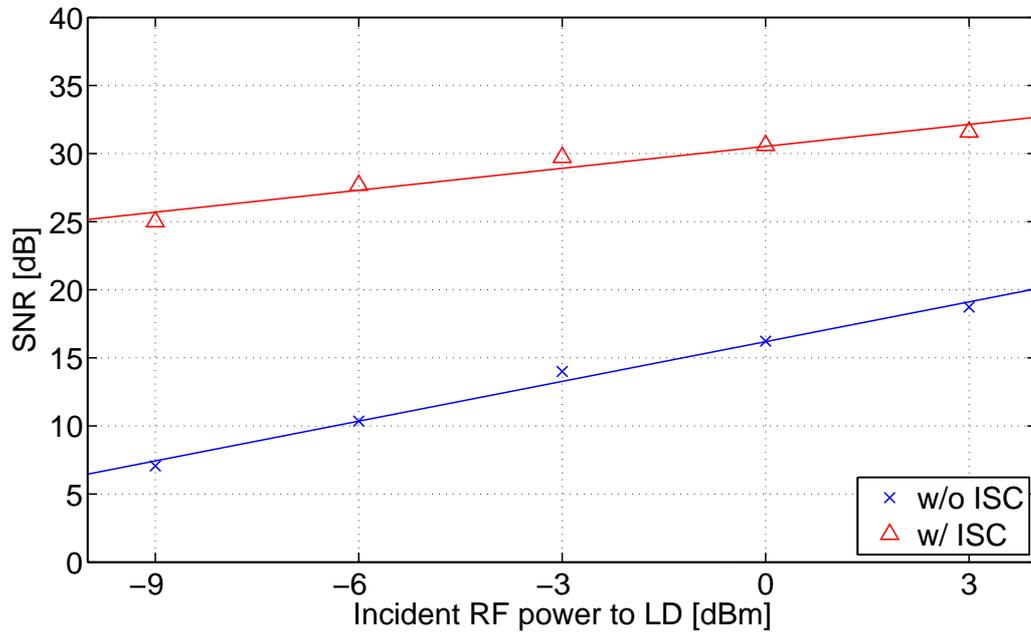


図 38 SNR 改善量と入力 RF 電力の関係 ($V_{bias} = 150$ [mV]).

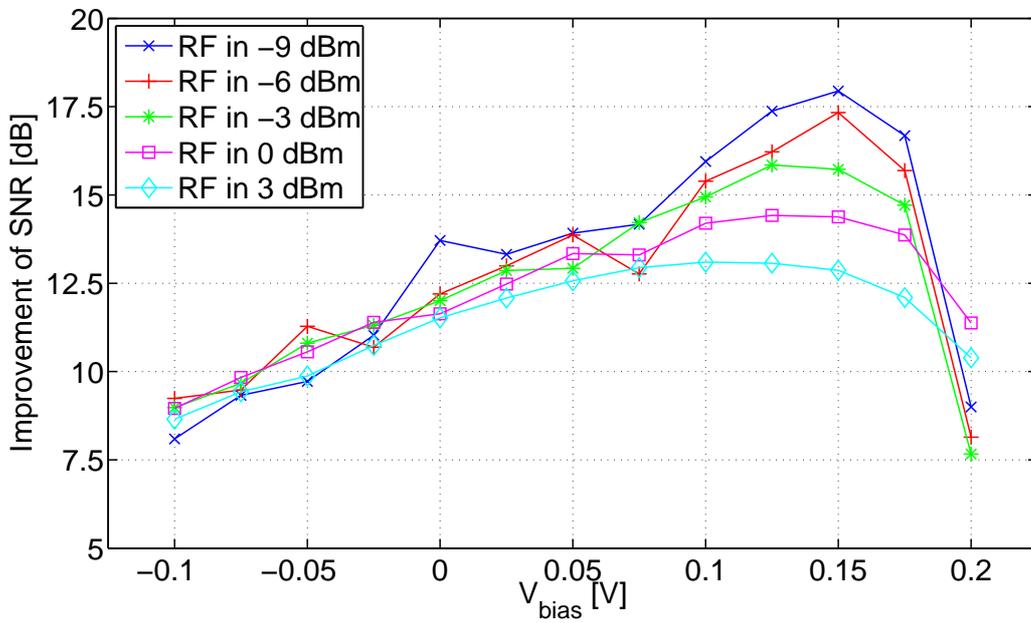


図 39 SNR とバイアス電圧の関係

5.4 計算機シミュレーション

前節の実験によって、ダイオードを用いた電子回路でバイアス付き半波整流方式を実装できることを示した。4章の計算機シミュレーションによるEVMの評価は理想的な整流を仮定したため、提案した干渉抑圧手法のSNR改善効果の上限を示しており、ダイオードの非線形性による改善効果の劣化など考慮していなかった。本節では計算機シミュレーションによって、ダイオードの非線形性がバイアス付き半波整流方式のEVM改善効果に与える影響を示す。

5.4.1 ダイオードのモデル

EVMの評価のために使用するダイオードのモデルを選定する。ここでは区分線形モデルと非線形モデルを前節の実験結果と比較し、実験結果と近い特性のモデルを使用する。

区分線形モデル 抵抗とダイオードと電圧源を直列に接続したとき、区分線形 (PWL: piecewise linear) モデルでは抵抗にかかる電圧 V_R は、

$$V_R = \begin{cases} 0 & (V_s < V_F) \\ V_s - V_F & (V_s \geq V_F) \end{cases}, \quad (50)$$

で与えられる。 V_F , V_s はそれぞれダイオードのターンオン電圧、電源電圧である。

非線形モデル ここではショックレーのダイオード方程式 [106] を元にしたモデルを非線形 (NL: nonlinear) モデルと呼ぶことにする。非線形モデルでは、電源 V_s と抵抗 R とダイオードを直列に接続したとき、ダイオードに流れる電流 I_D が、

$$I_D = -I_s + \frac{V_T}{R} W\left(\frac{I_s R}{V_T} \exp\left(\frac{V_s + I_s R}{V_T}\right)\right), \quad (51)$$

$$V_R = R I_D, \quad (52)$$

で与えられる。ここで I_s , V_T , $W(\cdot)$ はそれぞれダイオードの逆方向飽和電流、熱電圧、ランベルトの W 関数である。

熱電圧は,

$$V_T = k_B T q, \quad (53)$$

で計算される. k_B はボルツマン定数, T は絶対温度, q は電気素量で, V_T は常温で約 26 mV である.

ランベルトの W 関数は, $x = ye^y$ の逆関数 $W(x)$ である.

ダイオードモデルの比較 5.3 節の実験では干渉抑圧回路の入力前後の信号を DSO で記録した. 干渉抑圧回路の入力前の信号波形に式 (50), (52) をそれぞれ適用した SNR 改善効果を実験の実験結果と比較する. ただし作成した干渉抑圧回路はダイオードの入力前に増幅器とバイアス回路があるため, 増幅器の代わりに干渉抑圧回路に入力する前の信号波形の振幅は 10 倍し, バイアス電圧を足した. 非線形モデルの I_s は使用したダイオード HSMS2820 の I_s の値 22 nA [107] を使用した. 区分線形モデルの V_F は 100 mV および 200 mV の場合について計算した. 図 40 に実験と計算機シミュレーションの SNR 改善量の比較を示す. 区分線形モデルは, 改善量の最大値については実験結果と近い値になっている. バイアス値が小さい場合は十分な改善が得られず, バイアス値を大きくするにしたがって改善量も大きくなり, ある点以上にバイアス値を大きくすると RF 信号も整流されるため急激に改善量が小さくなる, という傾向は表現できているが, ピーク以外での改善量の値は実験結果と離れている. また, 区分線形モデルでは V_F を小さく設定することはバイアスを大きくすることと同様の効果が得られることがわかる. 一方, 非線形モデルの傾向は実験結果とよく一致している. 非線形モデルが広い範囲で実験結果と近い値になっていることから, 以降の計算機シミュレーションでは非線形モデルを使用する.

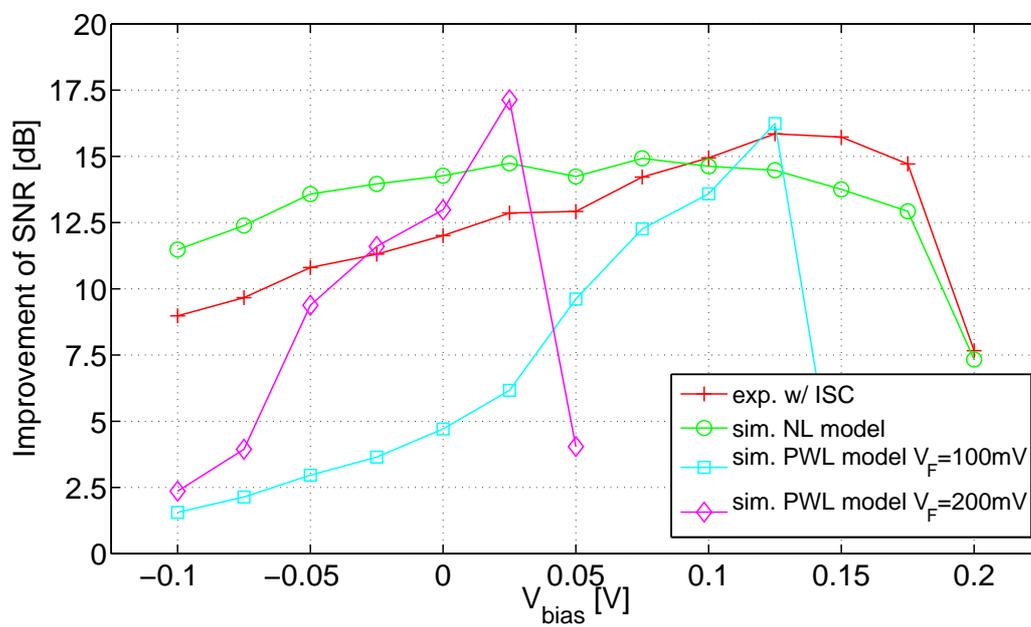


図 40 実験と計算機シミュレーションの SNR 比較

5.5 EVMの評価

バイアス付き半波整流を適用した場合の RF 信号の EVM についてダイオードの非線形モデルを使用した計算機シミュレーションによって評価する。システムのパラメータは2章と同じく 10 Gbps の OOK 信号と 1.9 GHz の RF 信号を同時伝送する。図 41 にシミュレーション構成を示す。式 (eq:signalRoOOOK) の信号モデルに従って信号を生成し、与えられた雑音レベルの AWGN を加算する。バイアス付き半波整流による干渉抑圧はバイアス電圧を加算し非線形モデルのダイオードによって整流することで再現する。整流した信号の EVM を評価する。非線形モデルのパラメータは Skyworks 社のショットキーダイオード SMS7621 [108] と等しい $I_s = 40 \text{ nA}$ とした。このダイオードは 24 GHz まで使用できる。また $V_T = 25.85 \text{ mV}$, $R = 50 \Omega$ とした。

図 42 に EVM と外部変調器への入力 RF 電力の関係を示す。OOK 信号の振幅は $B = 0.05$ および 0.5 とした。バイアス付き半波整流によって EVM は $B = 0.05$ の場合 2 dB, $B = 0.5$ の場合 19 dB 改善されている。したがって所要の EVM を達成するために必要な RF 電力をそれぞれ 2 dB および 19 dB 減らし、干渉抑圧を行わない場合に比べシステムのダイナミックレンジを拡大できる。 $B = 0.05$ の場合の改善量は $B = 0.5$ の場合に比べて小さい。式 (19) によれば、EVM は B に依存していない。そのため干渉抑圧を行わない場合、 $B = 0.05$ と $B = 0.5$ の EVM は一致している。干渉抑圧はダイオードの非線形性を利用した整流によって行われているため、OOK 信号をブロックするに十分な振幅が必要となる。図 43 にダイオードの非線形特性を利用した整流の様子を示す。OOK 信号の振幅が小さかった場合、非線形特性は効果的に利用できずほぼ線形な特性で出力されるため OOK 信号はほとんどブロックされず、OOK 信号と RF 信号の比率は変化しない。このため、干渉抑圧による EVM 改善効果は OOK の振幅に依存する。

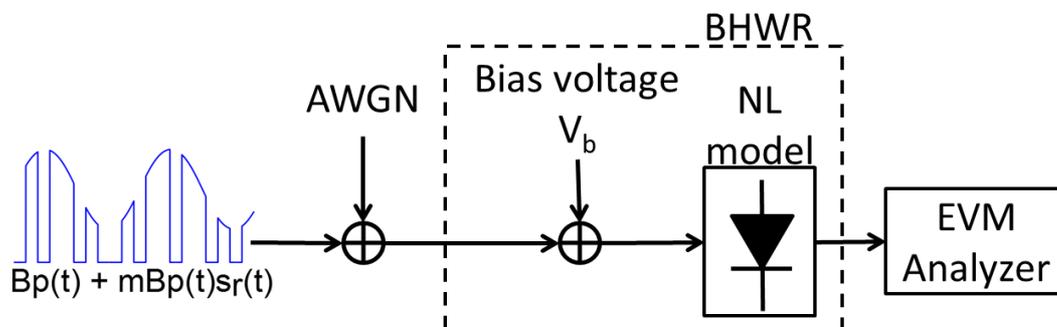


図 41 シミュレーション構成

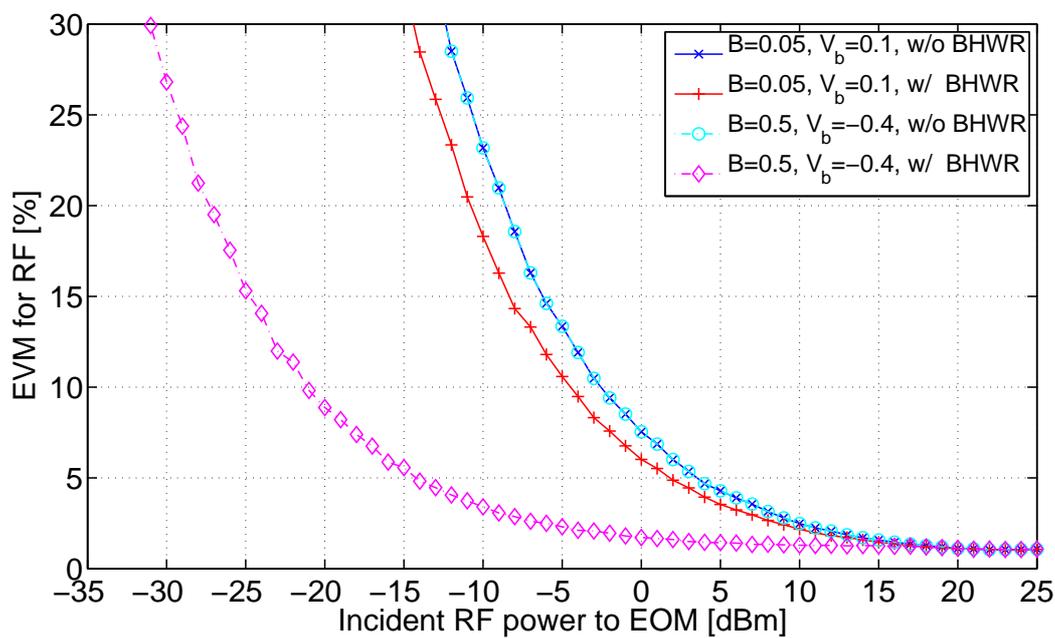


図 42 EVM と EOM への入力 RF 電力の関係 ($N_0 = -\infty$ [dBm/MHz]).

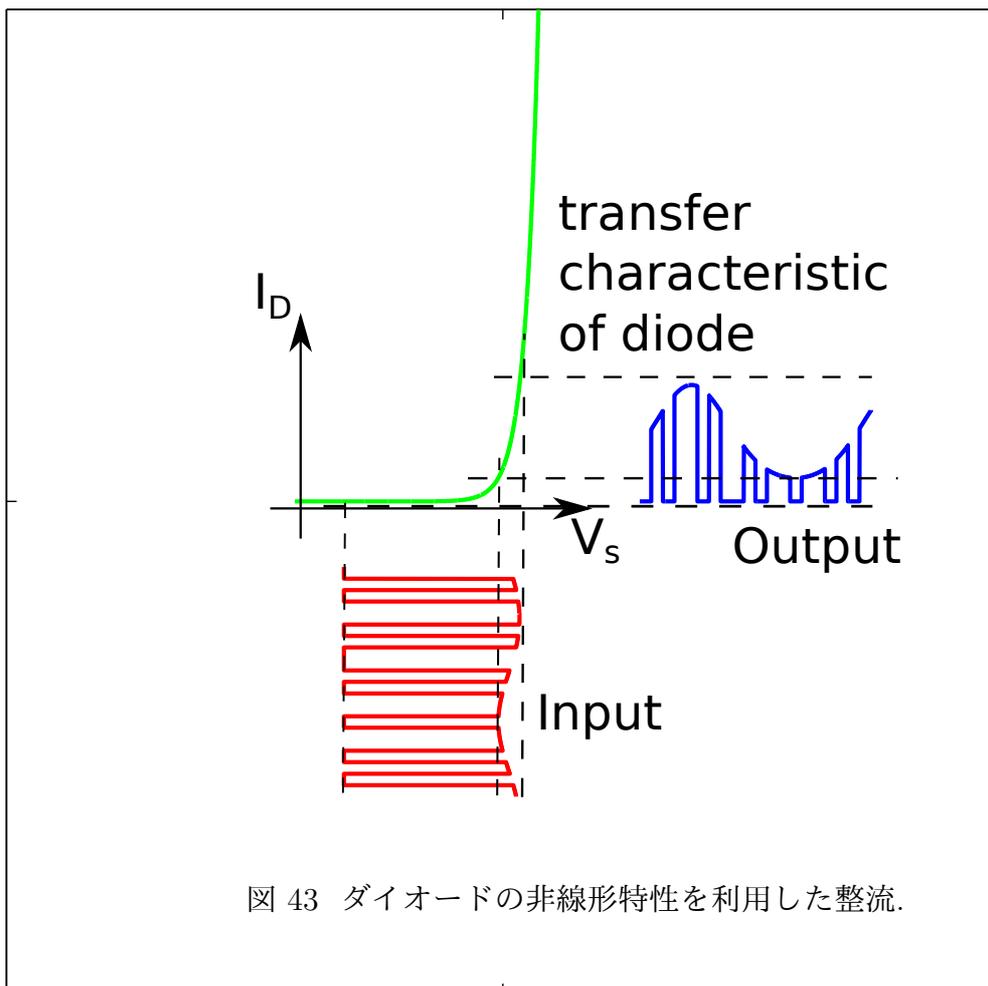


図 43 ダイオードの非線形特性を利用した整流.

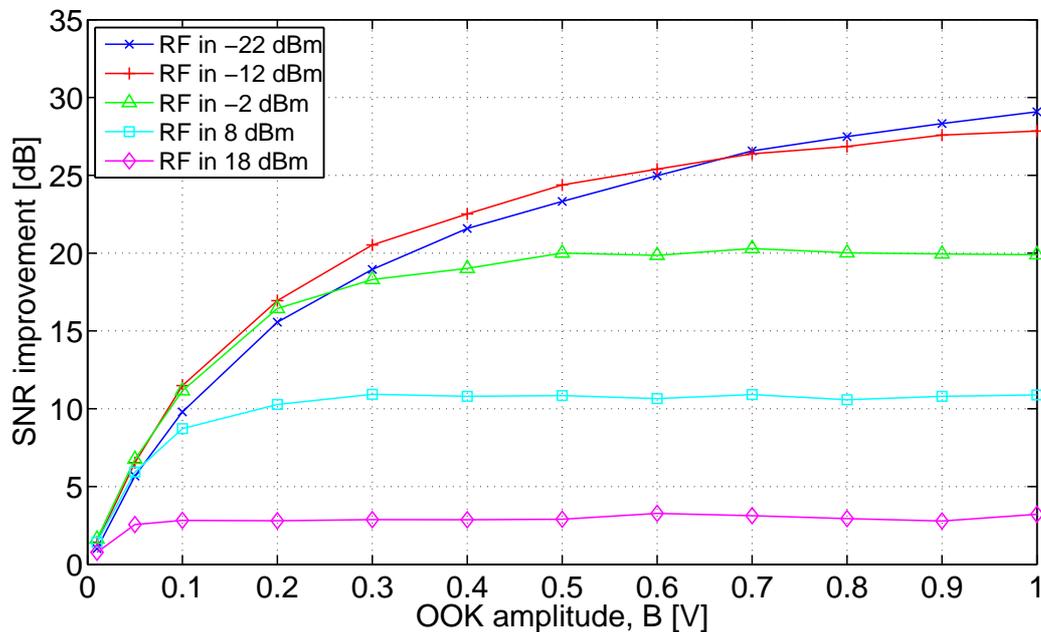


図 44 SNR 改善量と OOK 振幅の関係

図 44 に SNR 改善量と OOK 振幅の関係を示す。SNR 改善量は OOK 振幅を大きくすれば大きくなるため、大きな SNR 改善量を得るためには十分な振幅が必要となる。また SNR 改善量にはエイリアスや残留する OOK 信号の成分によって上限が存在する。図 39 と同様に、入力 RF 電力が小さいほど SNR 改善量は大きい。したがって OOK 信号の振幅が大きく入力 RF 電力が小さい場合に、大きな SNR 改善効果が得られる。

図 39 に示したように、SNR を最大とするような最適なバイアス電圧が存在する。図 45 に最適なバイアス電圧 V_b と OOK 信号の振幅 B の関係を示す。最適バイアス電圧は OOK の振幅と線形な関係がある。理想的な整流を仮定した 4.2.2 節の議論では、OOK 信号を最大限整流するためには $(1-m)B$ のバイアスを減じる必要があった。図 39 によると、最適バイアス電圧は $-B$ に比例し、図 39 と同様に入力 RF 電力すなわち変調度 m にはほとんど依存しない。最適バイアス電圧が B のみに依存すると仮定して、最小二乗法によって線形近似を行うと、 $-1.007B + 0.1215$ であり、 $-B$ にほぼ平行となった。この切片 0.1215 はダイオー

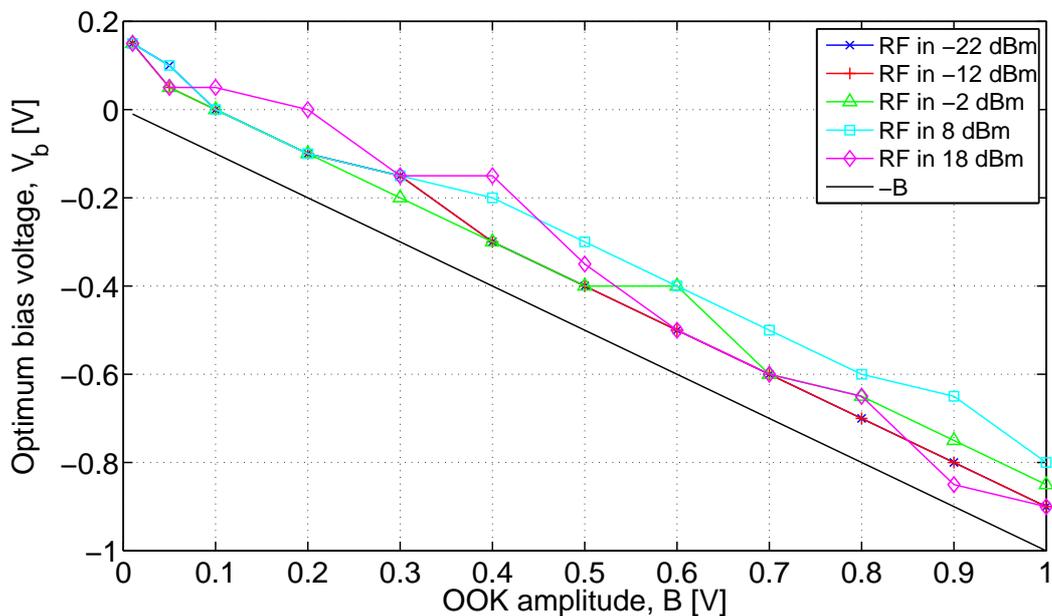


図 45 最適バイアス電圧と OOK 振幅の関係

ドの非線形特性によって決まるものと考えられる。OOK 信号の振幅 B と入力 RF 電力はシステムが使用するデバイスや環境によって決定され、特に RF 電力はシステム稼働中も変動することが考えられる。しかし、一度この切片が測定によって判明していれば、最適バイアス電圧は受信側で OOK 信号の振幅を測定すれば計算することができる。

図 46 に最適バイアス電圧を使用して干渉抑圧した場合の EVM と入力 RF 電力との関係を示す。干渉抑圧を行わない場合は、雑音レベルが大きい場合も EVM の変化は小さい。これは式 (19) で示されたように、OOK の振幅 B が雑音の振幅より十分に大きい場合は雑音は無視でき、EVM は変調度 m 、すなわち入力 RF 電力によって決定される。しかし、干渉抑圧によって十分に OOK 信号を抑圧した場合は、雑音レベルの影響を受ける。ダイオードの非線形性を考慮に入れた場合も、理想的な整流を行った 4.3 節と同様に雑音の影響を受けるレベルまで OOK 信号を抑圧できていることが確認できた。バイアス付き干渉抑圧によって、EVM は雑音電力密度 $N_0 = -40$ dBm/MHz のとき 13 dB、 $N_0 = -50$ dBm/MHz のとき 23 dB 改善される。

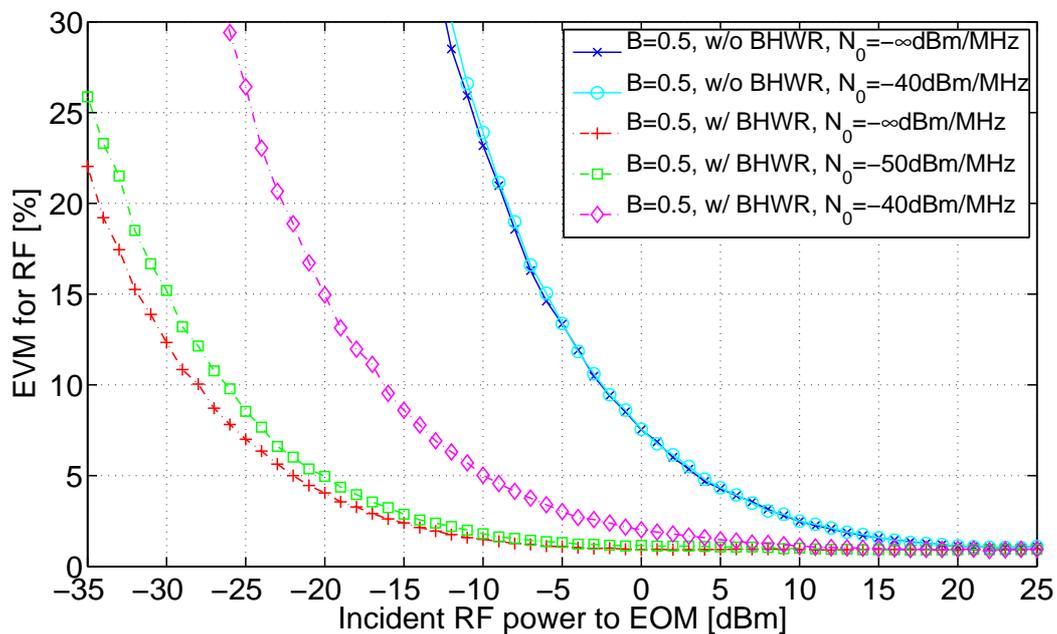


図 46 最適バイアス電圧での EVM と入力 RF 電力の関係 ($B = 0.5$)

5.6 小括

本章では、光 OOK 重畳ファイバ無線で伝送される RF 信号の信号品質改善手法であるバイアス付き半波整流法がダイオードを用いた電子回路によって実装できることを実験によって示した。また、計算機シミュレーションによって、ダイオードの非線形性がバイアス付き半波整流方式の EVM 改善効果に与える影響を示した。ダイオードによって実装しても十分に OOK 信号の干渉を抑圧できることを示した。

6. 光 OOK 重畳ファイバ無線による GPS 信号中継

6.1 本章の目的と概要

ここまでの章では、光 OOK 重畳ファイバ無線によって主にデータ通信を目的として無線信号を伝送することを考えてきた。本章では、光 OOK 重畳ファイバ無線の応用例として、時刻同期を目的とした GPS (Global Positioning System) 信号の中継を提案する。まず光 OOK 重畳ファイバ無線を利用した時刻同期システムの着想に至った背景を述べ、実験検証により提案システムが得る時刻確度を明らかにする。

6.2 研究の背景

GPS に代表される GNSS (Global Navigation Satellite System) は位置推定に用いられることで知られるが、その電波は放送の送信局や携帯電話基地局等の時刻同期や発振器の校正にも用いられる。GPS 衛星には定期的に地上からリモートに校正される原子時計が搭載されている。これによって正確な時刻と周波数を提供する GPS 信号は、GPS 衛星の信号が届く範囲内において利用できるため最も標準的な時刻同期・周波数校正の参照信号とされている。移動通信システムの基地局同士は協調する必要があるが、各基地局の時刻と発振周波数が維持されている必要がある。しかし、地下や建物内など衛星と受信機間の通信路が遮られる環境では GPS を利用できない。GPS 等で校正された高精度なクロックサーバを用いてパケットベースで同期する PTP (Precision Time Protocol) という方法もあるがサーバが \$20,000 程度と高価である [109]。また、構成される機器は IEEE1588v2 という規格に準拠したプロトコルに対応している必要がある。一方、本稿で提案した光 OOK 重畳ファイバ無線は、既設光ファイバ網を利用してアナログの無線信号を伝送することが可能である。したがって屋外等のアンテナで受信した GPS 信号を電波不感地に設置された小型基地局に中継することで、各種同期を行うことが可能となる。図 47 に光 OOK 重畳ファイバ無線を利用した GPS 中継による時刻同期システムの構成を示す。基地局間の協調動作は次世代移動体通信規格

5Gにおいて主要な技術の一つであり，そのための同期方法も重要な検討課題である [110]．基地局にはデジタル光通信網が接続されている場合も多く，これを利用して既に広く同期に用いられている GPS を安価かつ容易に中継できれば時刻同期・校正方法として価値がある．

本章では，RoF や光 OOK 重畳ファイバ無線によって中央一括制御する構成ではなく，アンテナ設置箇所に小型基地局が存在し，その基地局の時刻同期のために GPS 信号を中継するという構成を考える．不感地の無線信号を，GPS を用いた校正が行える中央局まで光 OOK 重畳ファイバ無線や RoF によって伝送する方法も考えられるが，既設光ファイバ網を利用する場合はネットワークのトポロジによってはアップリンクの運用が難しい場合がある．そのような場合は小型基地局にて無線信号の変復調をする従来型の構成が有利になるが，この同期や校正といったメンテナンスには前述のような問題がある．GPS 信号中継はダウンリンクのみを必要とするため既設回線のトポロジを選ばず適用でき，GPS 不感地における同期・校正の問題を解決することができる．

GPS 信号を RoF によって伝送することは GPS-over-Fiber と呼ばれいくつかの研究 [111–113] や製品 [114] があるが，主要な目的は位置推定であり，筆者の知る限りでは時刻同期を目的として達成できる時刻確度などを報告したものはない．

6.3 実験

図 48 に実験構成を示す．測定には GNSS 同期発振器を搭載した u-blox 社製 EVK-M8F [115] を使用し，L1 帯の GPS 衛星のみを利用した．送信側ではアンテナで受けた GPS 信号を増幅器と BPF (Band Pass Filter) に通したのち光強度変調器を使用してイーサネット機器から送信される光 OOK 信号に重畳し光ファイバによって伝送した．伝送後，PD (Photodetector) による光電変換と BPF によって GPS 信号を再生した．イーサネットスイッチは 10GBASE-ER に準拠したものを使用し，送信光出力は 0 dBm であった．外部変調器前の BPF の帯域は L1 帯 (1575.42 MHz) を中心とした約 30 MHz とし，- 5 dBm の無線信号で外部変調器を駆動した．2 章の実験ではイーサネット回線に影響を与えずに外部変調器に入力できる無線電力は最大 6 dBm であり，本実験ではイーサネッ

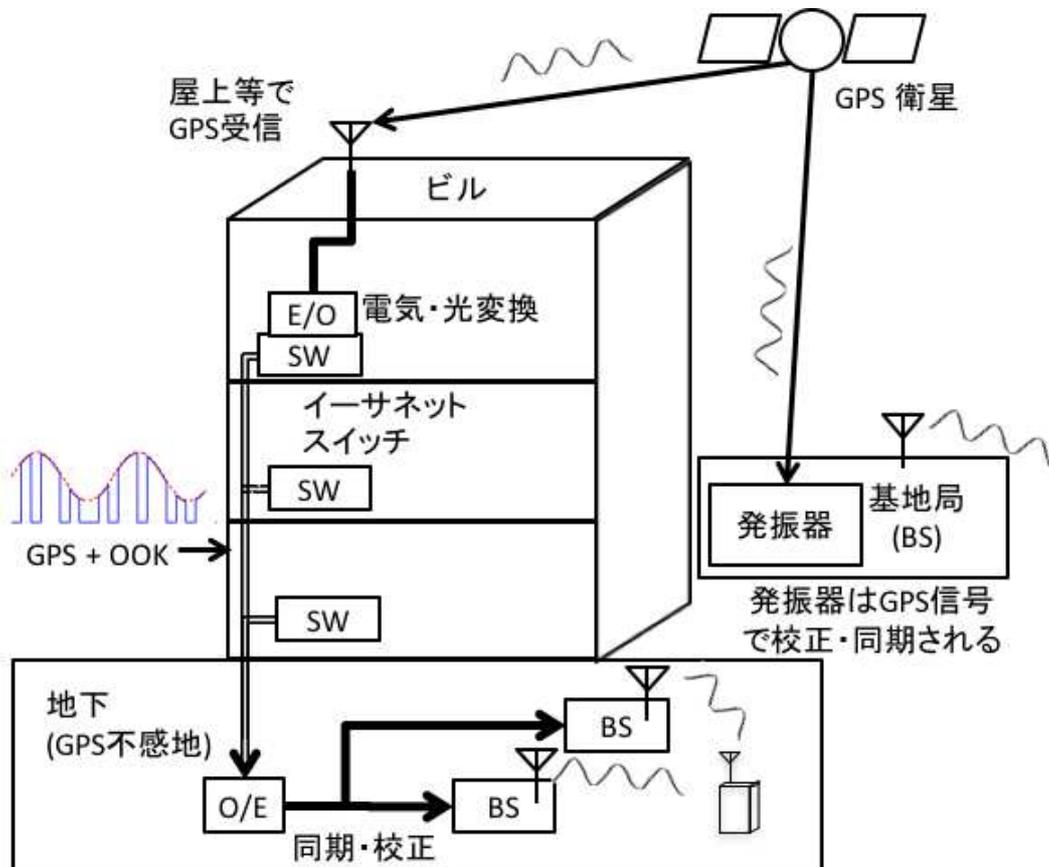


図 47 光 OOK 重畳ファイバ無線を利用した GPS 中継による時刻同期システム

ト回線の切断は発生しなかった。実験場所は奈良先端科学技術大学院大学 (北緯 34.7317 度, 東経 135.7346 度) A 棟 4 階で, 日本時間 2017 年 1 月 6 日 17:00 に GPS モジュールをコールドスタートさせて実験を開始した。図 48 にアンテナの設置環境を示す。設置箇所の南側は建物によって遮られているが, 北側の半分の空が開けた (semi open sky view) 条件である。1 時間経過した時点でのアンテナ直後 (Module 1) と光 OOK 重畳ファイバ無線による伝送後 (Module 2) それぞれの GPS モジュールの測定結果を比較した。表 4 に各 GPS モジュールで受信した信号の搬送波電力対雑音電力密度比 C/N_0 (carrier-to-noise density ratio) の測定結果を示す。光 OOK 重畳ファイバ無線による中継を行ったことで C/N_0 が 18 dB 程度低下し, 捕捉できなくなった衛星が存在するが, 中継後も 6 機の

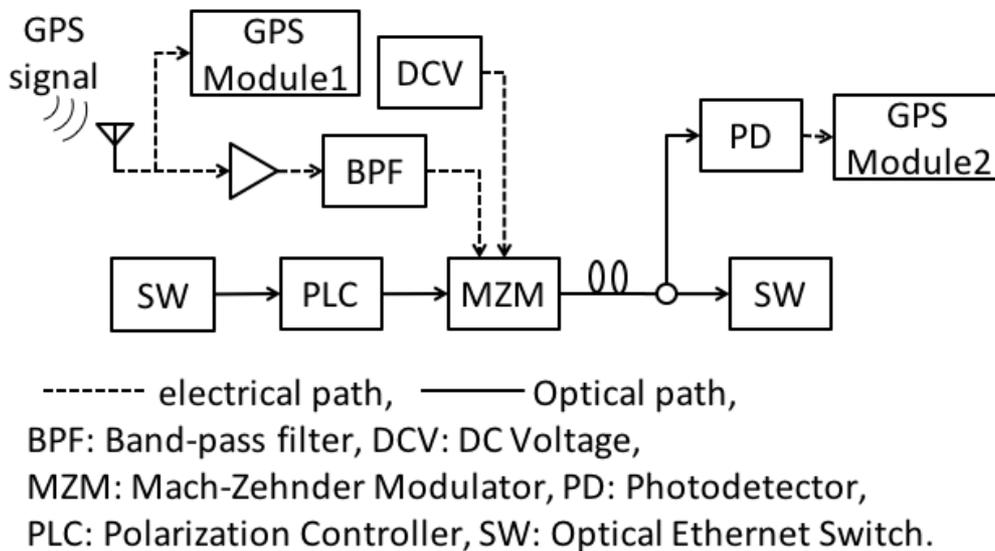


図 48 光 OOK 重畳ファイバ無線による GPS 中継の実験構成

衛星を捕捉できた。表 5 に各 GPS モジュールで測定した時刻・周波数・位相の確度および不安定度を示す。Module 1 の時刻，搭載されている発振器の周波数と位相の不確かさはそれぞれ $0.004 \mu\text{s}$, 0.2 ppb , 0.8 ppb であった。Module 2 では $0.015 \mu\text{s}$, 0.8 ppb , 16.0 ns と悪化していたが，GPS に同期して発振器が動作できることを確認した。LTE-TDD (Long Term Evolution-time division duplex) の場合，セルの半径が 3 km 以上のマクロセル基地局では 50 ppb の周波数確度と $1.5 \mu\text{s}$ の時刻確度が要求される [110]。一般にセル半径が大きいマクロセルの方が時刻確度の要求が厳しくなるが，GPS 不感地として想定している地下や構内ではセル半径が小さいため，要求される時刻確度は $5 \mu\text{s}$ と緩和される。また eICIC (enhanced intercell interference coordination) [116] という基地局協調によってセル境界での干渉を低減する技術を使用する場合はより厳しい $1 \mu\text{s}$ の時刻確度が要求される。Module 2 は時刻確度が $0.015 \mu\text{s}$ ，発信器周波数の不確かさが 0.8 ppb であり，LTE-TDD のマクロセル及びスモールセル局，eICIC の所要値を達成することが確認できた。

表 4 受信信号の C/N₀

Satellite	C/N ₀ dB	
	Module 1	Module 2
G10	16	-
G12	42	25
G14	50	32
G18	8	-
G22	14	-
G24	39	21
G25	47	29
G26	24	-
G31	50	32
G32	39	21

表 5 GPS モジュールで測定された時刻の確度および周波数不確かさ

	Module 1	Module 2
Time accuracy [us]	0.004	0.015
GNSS time offset [ns]	0	-3
GNSS time uncertainty [ns]	4	15
GNSS frequency offset [ppb]	0.1	0.3
GNSS frequency uncertainty [ppb]	0.2	0.6
GNSS phase offset [ns]	0.1	-3.4
GNSS phase uncertainty [ns]	4.0	15.0
Internal oscillator frequency offset [ppb]	0.0	0.2
Internal oscillator frequency uncertainty [ppb]	0.2	0.8
Internal oscillator phase offset [ns]	1.1	-2.3
Internal oscillator phase uncertainty [ns]	4.2	16.0

6.4 小括

光OOK重畳ファイバ無線の応用例として、時刻同期を目的としたGPS信号の中継を提案した。提案システムが達成できる時刻確度および発信器の周波数不確かさがLTE-TDDの所要を満たせることを実験によって示した。

7. 結論と今後の課題

7.1 結論

本論文では、ファイバや光源を節約した容易な RoF の導入を可能とするために、イーサネットで使用される光 OOK 信号と RF 信号を同時伝送するシステムを光 OOK 重畳ファイバ無線システムとして提案した。2 章では提案システムの構成を述べ、光 OOK 信号を光源とした外部変調によって RoF 伝送を行うことで、既設のイーサネット機器と光ファイバを利用できることを説明した。パワースペクトルと SNR の理論解析を行い、これらが 10 Gbps イーサネットと搬送波周波数 1.9 [GHz] の RF 信号を用いた実験結果と一致することを示し、提案システムでは RF 信号と OOK 信号は互いに干渉するが所要の信号品質を保って両信号を伝送可能であることを示した。3 章では RF 信号が重畳された OOK 信号の BER を解析し、BER を最小とする最適しきい値を提案しその効果を理論的解析と計算機シミュレーションによって評価した。提案した最適しきい値が BER を向上させることを示し、BER 解析の結果から変調度の設計方法を示した。4 章では RF 信号の信号品質を向上させるために OOK 信号による干渉を抑圧する方法として整流を用いた干渉抑圧法を提案した。その効果をパワースペクトルと EVM の理論的解析と計算機シミュレーションによって評価し、提案する干渉抑圧法が信号品質を向上させシステムのダイナミックレンジを改善できることを示した。5 章では提案した RF 信号の信号品質改善手法であるバイアス付き半波整流法がダイオードを用いた電子回路によって実装できることを実験によって示した。また、計算機シミュレーションによって、ダイオードの非線形性がバイアス付き半波整流方式の EVM 改善効果に与える影響を示し、ダイオードによって実装しても十分に OOK 信号の干渉を抑圧できることを示した。6 章では提案した同時伝送法の応用例として、GPS 信号を中継し時刻同期を行う方法を提案し、提案システムが達成できる時刻確度および発信器の周波数不確かさが LTE-TDD の所要を満たせることを実験によって示した。

7.2 今後の課題

光OOK重畳ファイバ無線によるGPS中継を利用した建造物の歪み検出への応用を検討する。GPSによる絶対位置の測位は誤差数mのオーダーであるが、相対位置については2点それぞれでGPS信号を受信し搬送波の位相を比較することで2地点間の位置差分を数mmという高精度で測位できる。この応用として、建物の複数個所で受信したGPS信号をRoFによって中継し高精度の相対測位を行い建物の歪み監視を行うというものがある [111]。これの光OOK重畳ファイバ無線による実装ができれば、オフィスビル等で一般に構内LANにイーサネットリンクが構築されていることから、これを利用して歪み監視システムを容易に導入できる事になり意義がある。先行研究 [111] では温度変化等によるファイバ長の変動に伴う伝送遅延の測定に一定周波数の正弦波信号を用いているが、光OOK重畳ファイバ無線ではイーサネットフレームの繰り返し部分から発生する一定周波数の正弦波成分を利用できると考えており、その場合は発振器を不要とすることができると考えている。

謝辞

本研究に関して，終始親切丁寧にご指導いただいた本学情報科学研究科 岡田実教授には心より深く感謝致します。

また副指導教員としてゼミナール，公聴会等において多大な御助言を頂きました本学情報科学研究科 笠原正治教授に厚く御礼申し上げます。

本研究を進めるにあたり，日頃より大変熱心に指導して下さった本学情報科学研究科 東野武史准教授に深く感謝の意を表します。

本学情報科学研究科 ズオンクアンタン助教には，研究の御助言に加えて，それ以外の事柄でもお気をかけて頂いたことに感謝申し上げます。

そして，研究のみならず日頃の生活においてもお世話になった本学情報科学研究科 ネットワークシステム学講座の皆様に感謝と御礼を申し上げます。

最後に，博士課程進学を応援してくれた家族に感謝申し上げます。

参考文献

- [1] C. Systems, “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016–2021,” Apr. 2017. 2017/12/12 確認. <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/mobile-white-paper-c11-520862.pdf>
- [2] V. Chandrasekhar, J.G. Andrews, and A. Gatherer, “Femtocell networks: a survey,” *Communications Magazine, IEEE*, vol.46, no.9, pp.59–67, 2008.
- [3] D. Lopez-Perez, I. Guvenc, G. de laRoche, M. Kountouris, T.Q.S. Quek, and J. Zhang, “Enhanced intercell interference coordination challenges in heterogeneous networks,” *IEEE Wireless Communications*, vol.18, no.3, pp.22–30, June 2011.
- [4] J.G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S.V. Hanly, A. Lozano, A.C.K. Soong, and J.C. Zhang, “What Will 5G Be?,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.32, no.6, pp.1065–1082, June 2014.
- [5] G.P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, Wiley, 2012.
- [6] M.I. Hayee and A.E. Willner, “NRZ versus RZ in 10-40-Gb/s dispersion-managed WDM transmission systems,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.11, no.8, pp.991–993, Aug. 1999.
- [7] R. Ballart and Y.C. Ching, “SONET: now it’s the standard optical network,” *IEEE Communications Magazine*, vol.27, no.3, pp.8–15, March 1989.
- [8] J. Yamada and T. Kimura, “Characteristics of Gbit/s optical receiver sensitivity and long-span single-mode fiber transmission at 1.3 μm ,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol.18, no.4, pp.718–727, April 1982.

- [9] W.C. Marra and J. Schesser, “Africa ONE: the Africa Optical Network,” *IEEE Communications Magazine*, vol.34, no.2, pp.50–57, Feb. 1996.
- [10] H. Ishio, J. Minowa, and K. Nosu, “Review and status of wavelength-division-multiplexing technology and its application,” *Journal of Lightwave Technology*, vol.2, no.4, pp.448–463, Aug. 1984.
- [11] “IEEE P802.3ae 10Gb/s Ethernet Task Force”.
<http://www.ieee802.org/3/ae/index.html>
- [12] D.S. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto, K. Katoh, and K. Kikuchi, “Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation,” *Journal of Lightwave Technology*, vol.24, no.1, pp.12–21, Jan. 2006.
- [13] K. Kikuchi, “Digital coherent optical communication systems: fundamentals and future prospects,” *IEICE Electronics Express*, vol.8, no.20, pp.1642–1662, 2011.
- [14] M. Nakazawa, K. Kikuchi, and T. Miyazaki, *High Spectral Density Optical Communication Technologies, Optical and Fiber Communications Reports*, Springer Berlin Heidelberg, 2010.
- [15] J.R.F. deOliveira, U.C. deMoura, G.E.R. dePaiva, A.P. deFreitas, L.H.H. deCarvalho, V.E. Parahyba, J.C.R.F. deOliveira, and M.A. Romero, “Hybrid EDFA/Raman Amplification Topology for Repeaterless 4.48 Tb/s (40 x 112 Gb/s DP-QPSK) Transmission Over 302 Km of G.652 Standard Single Mode Fiber,” *Journal of Lightwave Technology*, vol.31, no.16, pp.2799–2808, Aug. 2013.
- [16] 総務省, “ブロードバンドサービスの契約数の推移等,” Dec. 2008.
- [17] L. Hutcheson, “FTTx: Current Status and the Future,” *IEEE Communications Magazine*, vol.46, no.7, pp.90–95, July 2008.

- [18] P. Parol and M. Pawlowski, “Towards networks of the future: SDN paradigm introduction to PON networking for business applications,” 2013 Federated Conference on Computer Science and Information Systems, pp.829–836, Sept. 2013.
- [19] H. Al-Raweshidy and S. Komaki, Radio Over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks, Artech House universal personal communications series, Artech House, 2002.
- [20] K.Y. Lau, “Rf transport over optical fiber in urban wireless infrastructures [invited],” IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, vol.4, no.4, pp.326–335, April 2012.
- [21] ITU-T, “Radio-over-fiber(RoF)technologies and their applications,” 2015.
- [22] 久利敏明, “ITUにおける光ファイバ無線の標準化動向 ~ RoF 補助文書 G Suppl. 55 の概説を中心に,” ITU ジャーナル, vol.45, no.12, pp.23–26, Dec. 2015.
- [23] 株式会社フジクラ, “R G タイプ高周波同軸ケーブルカタログ”. http://www.fujikura.co.jp/products/infrastructure/coaxialcables/01/_icsFiles/afieldfile/2009/07/23/cd1203_10_rg_p6_8.pdf
- [24] D. Goff, Fiber Optic Reference Guide, Taylor & Francis, 2002.
- [25] E. Säckinger, Broadband Circuits for Optical Fiber Communication, Wiley, 2005.
- [26] A. Damnjanovic, J. Montojo, Y. Wei, T. Ji, T. Luo, M. Vajapeyam, T. Yoo, O. Song, and D. Malladi, “A survey on 3GPP heterogeneous networks,” IEEE Wireless Communications, vol.18, no.3, pp.10–21, June 2011.
- [27] T. Tashiro, K. Hara, J. Kani, N. Yoshimoto, K. Iwatsuki, K. Miyamoto, T. Nishiumi, T. Higashino, K. Tsukamoto, and S. Komaki, “Experimental

demonstration of RoF-DAS over WDM-PON with bandpass-sampling and optical TDM techniques,” *IEICE Electronics Express*, vol.9, no.3, pp.206–212, 2012.

- [28] B.R. Ballal and S. Nema, “Performance Comparison of Analog and Digital Radio Over Fiber Link,” *International Journal of Computer Science & Engineering Technology (IJCSET)*, vol.3, no.6, pp.193–198, June 2012.
- [29] C.H. Lee, *Microwave Photonics*, Second Edition, CRC Press, 2017.
- [30] D. Wake, “Application Note: A SURVEY OF CURRENT AND EMERGING RADIO-OVER-FIBRE TECHNOLOGIES FOR WIRELESS COMMUNICATIONS APPLICATIONS”.
- [31] X. Yu, T.B. Gibbon, and I.T. Monroy, “Bidirectional Radio-Over-Fiber System With Phase-Modulation Downlink and RF Oscillator-Free Uplink Using a Reflective SOA,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.20, no.24, pp.2180–2182, Dec. 2008.
- [32] D. Zibar, X. Yu, C. Peucheret, P. Jeppesen, and I.T. Monroy, “Digital Coherent Receiver for Phase-Modulated Radio-Over-Fiber Optical Links,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.21, no.3, pp.155–157, Feb. 2009.
- [33] F. Grassi, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, “Radio over fiber transceiver employing phase modulation of an optical broadband source,” *Opt. Express*, vol.18, no.21, pp.21750–21756, Oct. 2010.
- [34] K. Kikuchi, *Coherent optical communications: Historical perspectives and future directions*, *High Spectral Density Optical Communication Technology*, M. Nakazawa, K. Kikuchi, and T. Miyazaki, eds., Springer Verlag, 2010.
- [35] C.H. Cox, G.E. Betts, and L.M. Johnson, “An analytic and experimental comparison of direct and external modulation in analog fiber-optic links,”

- IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.38, no.5, pp.501–509, May 1990.
- [36] 敏明久利, 幸夫堀内, 剛中戸川, 勝俊塚本, “光・無線融合技術をベースとする通信・放送システム,” 電子情報通信学会論文誌. C, エレクトロニクス = The transactions of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers. C, vol.91, no.1, pp.11–27, jan 2008. <https://ci.nii.ac.jp/naid/110007379974/>
- [37] R. Olshansky, V.A. Lanzisera, and P.M. Hill, “Subcarrier multiplexed light-wave systems for broad-band distribution,” Journal of Lightwave Technology, vol.7, no.9, pp.1329–1342, Sept. 1989.
- [38] J.A. Chiddix, H. Laor, D.M. Pangrac, L.D. Williamson, and R.W. Wolfe, “AM video on fiber in CATV systems: need and implementation,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.8, no.7, pp.1229–1239, Sept. 1990.
- [39] 勝俊塚本, “光ファイバ無線 (RoF) とその応用,” 映像情報メディア学会技術報告, vol.26, no.66, pp.23–28, oct 2002. <https://ci.nii.ac.jp/naid/110003671753/>
- [40] K. Morita and H. Ohtsuka, “The New Generation of Wireless Communications Based on Fiber-Radio Technologies,” IEICE TRANSACTIONS on Communications, vol.E76-B, no.9, pp.1061–1068, 09 1993.
- [41] S. Pachnicke, Fiber-Optic Transmission Networks Efficient Design and Dynamic Operation, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012.
- [42] R. Ramaswami, K. Sivarajan, and G. Sasaki, Optical Networks: A Practical Perspective, Morgan Kaufmann series in networking, Elsevier Science, 2009.
- [43] J. Capmany and D. Novak, “Microwave photonics combines two worlds,” Nature Photonics, vol.1, pp.319–330, June 2017.

- [44] T. Kuri, K. Kitayama, A. Stohr, and Y. Ogawa, "Fiber-optic millimeter-wave downlink system using 60 GHz-band external modulation," *Journal of Lightwave Technology*, vol.17, no.5, pp.799–806, May 1999.
- [45] S.A. Khwandah, J.P. Cosmas, I.A. Glover, P.I. Lazaridis, N.R. Prasad, and Z.D. Zaharis, "Direct and External Intensity Modulation in OFDM RoF Links," *IEEE Photonics Journal*, vol.7, no.4, pp.1–10, Aug. 2015.
- [46] E.I. Ackerman and A.S. Daryoush, "Broad-band external modulation fiber-optic links for antenna-remoting applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.45, no.8, pp.1436–1442, Aug. 1997.
- [47] S.S. S, G. B, and S.S. Prabhu, "External modulators and, Electro-optic Mach-Zehnder modulator - modeling and analysis using Matlab," *International Journal of Advanced Information Science and Technology (IJAIST)*, vol.5, no.2, pp.10–19, Feb. 2016.
- [48] C.Z. Zhang, Y.-J. Chiu, P. Abraham, and J.E. Bowers, "25 GHz polarization-insensitive electroabsorption modulators with traveling-wave electrodes," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.11, no.2, pp.191–193, Feb. 1999.
- [49] G.L. Li, C.K. Sun, S.A. Pappert, W.X. Chen, and P.K.L. Yu, "Ultrahigh-speed traveling-wave electroabsorption modulator-design and analysis," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, no.7, pp.1177–1183, July 1999.
- [50] T.A. Maldonado and M. Bass, *HANDBOOK OF OPTICS Volume II Devices, Measurements, and Properties*, Second Edition, McGRAW-HILL, INC., 1995.
- [51] E.I. Ackerman, "Broad-band linearization of a Mach-Zehnder electrooptic modulator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, no.12, pp.2271–2279, Dec. 1999.

- [52] L.N. Binh, *Optical Fiber Communication Systems with MATLAB® and Simulink® Models*, Second Edition, Optics and Photonics, Taylor & Francis, 2014.
- [53] C. Lim, Y. Yang, and A. Nirmalathas, “Transport Schemes for Fiber-Wireless Technology: Transmission Performance and Energy Efficiency,” *Photonics*, vol.1, no.2, pp.67–82, 2014. <http://www.mdpi.com/2304-6732/1/2/67>
- [54] G.H. Smith, D. Novak, and Z. Ahmed, “Overcoming chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.45, no.8, pp.1410–1415, Aug. 1997.
- [55] J. Vadake Kodangottu, N. S. Johny, and A. rs, “Comparison Of Different Chromatic Dispersion Compensation Techniques in Radio Over Fiber System,” *American journal of optics and photonics*, vol. Volume 3, pp.24–29, 04 2015.
- [56] U. Gliese, S.N. Nielsen, and T.N. Nielsen, “Limitations in distance and frequency due to chromatic dispersion in fibre-optic microwave and millimeter-wave links,” *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol.3, pp.1547–1550vol.3, June 1996.
- [57] G.H. Smith and D. Novak, “Broad-band millimeter-wave (38 GHz) fiber-wireless transmission system using electrical and optical SSB modulation to overcome dispersion effects,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.10, no.1, pp.141–143, Jan. 1998.
- [58] C. Lim, A. Nirmalathas, D. Novak, R. Waterhouse, and G. Yoffe, “Millimeter-wave broad-band fiber-wireless system incorporating baseband data transmission over fiber and remote LO delivery,” *Journal of Lightwave Technology*, vol.18, no.10, pp.1355–1363, Oct. 2000.

- [59] F. Lecoche, E. Tanguy, B. Charbonnier, H. Li, F. vanDijk, A. Enard, F. Blache, M. Goix, and F. Mallecot, "Transmission Quality Measurement of Two Types of 60 GHz Millimeter-Wave Generation and Distribution Systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol.27, no.23, pp.5469–5474, Dec. 2009.
- [60] J. Guillory, E. Tanguy, A. Pizzinat, B. Charbonnier, S. Meyer, C. Algani, and H. Li, "A 60 GHz Wireless Home Area Network With Radio Over Fiber Repeaters," *Journal of Lightwave Technology*, vol.29, no.16, pp.2482–2488, Aug. 2011.
- [61] L. Roselli, V. Borgioni, F. Zepparelli, F. Ambrosi, M. Comez, P. Faccin, and A. Casini, "Analog laser predistortion for multiservice radio-over-fiber systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol.21, no.5, pp.1211–1223, May 2003.
- [62] P. Horvath and I. Frigyes, "Effects of the nonlinearity of a Mach-Zehnder modulator on OFDM radio-over-fiber transmission," *IEEE Communications Letters*, vol.9, no.10, pp.921–923, Oct. 2005.
- [63] T.-S. Cho and K. Kim, "Effect of third-order intermodulation on radio-over-fiber systems by a dual-electrode Mach-Zehnder modulator with ODSB and OSSB signals," *Journal of Lightwave Technology*, vol.24, no.5, pp.2052–2058, May 2006.
- [64] X.N. Fernando and A.B. Sesay, "Adaptive asymmetric linearization of radio over fiber links for wireless access," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.51, no.6, pp.1576–1586, Nov. 2002.
- [65] Y. Shen, B. Hraimel, X. Zhang, G.E.R. Cowan, K. Wu, and T. Liu, "A Novel Analog Broadband RF Predistortion Circuit to Linearize Electro-Absorption Modulators in Multiband OFDM Radio-Over-Fiber Systems,"

- IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.58, no.11, pp.3327–3335, Nov. 2010.
- [66] X. Zhang, R. Zhu, D. Shen, and T. Liu, “Linearization Technologies for Broadband Radio-Over-Fiber Transmission Systems,” *Photonics*, vol.1, no.4, pp.455–472, 2014.
- [67] A. Nirmalathas, P.A. Gamage, C. Lim, D. Novak, and R. Waterhouse, “Digitized Radio-Over-Fiber Technologies for Converged Optical Wireless Access Network,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol.28, no.16, pp.2366–2375, Aug. 2010.
- [68] P.A. Gamage, A. Nirmalathas, C. Lim, D. Novak, and R. Waterhouse, “Design and Analysis of Digitized RF-Over-Fiber Links,” *Journal of Lightwave Technology*, vol.27, no.12, pp.2052–2061, June 2009.
- [69] “Common Public Radio Interface; Interface Specification,” July 2009.
- [70] D. Wake, A. Nkansah, and N.J. Gomes, “Radio Over Fiber Link Design for Next Generation Wireless Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol.28, no.16, pp.2456–2464, Aug. 2010.
- [71] A. de laOliva, J.A. Hernandez, D. Larrabeiti, and A. Azcorra, “An overview of the CPRI specification and its application to C-RAN-based LTE scenarios,” *IEEE Communications Magazine*, vol.54, no.2, pp.152–159, Feb. 2016.
- [72] R.G. Vaughan, N.L. Scott, and D.R. White, “The theory of bandpass sampling,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.39, no.9, pp.1973–1984, Sept. 1991.
- [73] L. Atzori, A. Iera, and G. Morabito, “The Internet of Things: A Survey,” *Comput. Netw.*, vol.54, no.15, pp.2787–2805, Oct. 2010.

- [74] A. Whitmore, A. Agarwal, and L. Da Xu, “The Internet of Things—A survey of topics and trends,” *Information Systems Frontiers*, vol.17, pp.261–274, 04 2014.
- [75] K. Zheng, F. Hu, W. Wang, W. Xiang, and M. Dohler, “Radio resource allocation in LTE-advanced cellular networks with M2M communications,” *IEEE Communications Magazine*, vol.50, no.7, pp.184–192, July 2012.
- [76] D. Evans, “The Internet of Things – How the Next Evolution of the Internet Is Changing Everything,” Apr. 2011. 2017/12/12 確認. https://www.cisco.com/c/dam/en_us/about/ac79/docs/innov/IoT_IBSG_0411FINAL.pdf
- [77] U. Raza, P. Kulkarni, and M. Sooriyabandara, “Low Power Wide Area Networks: An Overview,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol.19, no.2, pp.855–873, Secondquarter 2017.
- [78] S. Andreev, O. Galinina, A. Pyattaev, M. Gerasimenko, T. Tirronen, J. Torsner, J. Sachs, M. Dohler, and Y. Koucheryavy, “Understanding the IoT connectivity landscape: a contemporary M2M radio technology roadmap,” *IEEE Communications Magazine*, vol.53, no.9, pp.32–40, Sept. 2015.
- [79] T.P.C. deAndrade, N.L.S. daFonseca, L.A. Villas, and O.C. Branquinho, “Protocols for Wireless Sensors Networks Connected by Radio-Over-Fiber Links,” *IEEE Systems Journal*, vol.PP, no.99, pp.1–11, 2017.
- [80] X. Shen, K. Xu, X. Sun, J. Wu, and J. Lin, “Optimized indoor wireless propagation model in WiFi-RoF network architecture for RSS-based localization in the Internet of Things,” 2011 International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2011 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, pp.274–277, Oct. 2011.
- [81] C. Loyez, M. Bocquet, C. Lethien, and N. Rolland, “A Distributed Antenna

System for Indoor Accurate WiFi Localization,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.14, pp.1184–1187, 2015.

- [82] 茂 桑野, 康夫鈴木, 義朗山田, 修加々見, “低速無線システム用デジタルファイバ無線 (DROF) 技術に関する検討,” *電子情報通信学会論文誌. B, 通信* = *The transactions of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers. B*, vol.96, no.5, pp.518–525, may 2013.
- [83] A.A.H.M. M. S. Mahmoud, A. A. Mohamad, “A study of efficient power consumption wireless communication techniques/modules for internet of things (IoT) applications,” *Advances in Internet of Things*, vol.6, no.2, pp.19–29, April 2016.
- [84] D.P. Van, B.P. Rimal, J. Chen, P. Monti, L. Wosinska, and M. Maier, “Power-Saving Methods for Internet of Things over Converged Fiber-Wireless Access Networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol.54, no.11, pp.166–175, Nov. 2016.
- [85] C.T. Lin, J. Chen, P.C. Peng, C.F. Peng, W.R. Peng, B.S. Chiou, and S. Chi, “Hybrid Optical Access Network Integrating Fiber-to-the-Home and Radio-Over-Fiber Systems,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol.19, no.8, pp.610–612, April 2007.
- [86] Z. Jia, J. Yu, A. Chowdhury, G. Ellinas, and G.-K. Chang, “Simultaneous Generation of Independent Wired and Wireless Services Using a Single Modulator in Millimeter-Wave-Band Radio-Over-Fiber Systems,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol.19, no.20, pp.1691–1693, Oct. 2007.
- [87] K. Ikeda, T. Kuri, and K. Kitayama, “Simultaneous Three-Band Modulation and Fiber-Optic Transmission of 2.5-Gb/s Baseband, Microwave-, and 60-GHz-Band Signals on a Single Wavelength,” *J. Lightwave Technol.*, vol.21, no.12, p.3194, Dec. 2003.

- [88] T. Kamisaka, T. Kuri, and K. Kitayama, "Simultaneous modulation and fiber-optic transmission of 10-Gb/s baseband and 60-GHz-band radio signals on a single wavelength," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.49, no.10, pp.2013–2017, Oct. 2001.
- [89] M.L. Yee, C.K. Sim, B. Luo, L.C. Ong, and M.Y. Chia, "Performance Evaluation for Wireless LAN, Ethernet and UWB Co-Existence on Hybrid Radio-over-Fiber Picocells," *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and The National Fiber Optic Engineers Conference*, vol.3, p.JWA60, Optical Society of America, March 2005.
- [90] M.Y.W. Chia, B. Luo, M.L. Yee, and J.Z. Hao, "Hybrid radio over fiber wireless LANs and Ethernet networks," *Optical Fiber Communication Conference, 2004. OFC 2004*, vol.1, pp.277–, Feb. 2004.
- [91] S. Yaakob, M.R. Mokhtar, M. Zamzuri Abdul Kadir, R. Mohamad, M. Razman Yahya, and H.A. Abdul Rashid, "Minimal optimization technique for radio over fiber WLAN transmission in IM-DD optical link," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.52, no.4, pp.812–815, 2010.
- [92] C.W. Chow, C.H. Yeh, C.H. Wang, F.Y. Shih, and S. Chi, "Signal-Remodulated Wired/Wireless Access Using Reflective Semiconductor Optical Amplifier With Wireless Signal Broadcast," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol.21, no.19, pp.1459–1461, Oct. 2009.
- [93] C. Chen, M.J. Crisp, R.V. Penty, and I.H. White, "Transmission of simultaneous 10Gb/s Ethernet and radio-over-fibre transmission using in-band coding," *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, 2013, pp.1–3, March 2013.
- [94] V.A. Thomas, M. El-Hajjar, and L. Hanzo, "Simultaneous Optical Phase and Intensity Modulation Transmits Independent Signals in Radio Over

- Fiber Communication,” IEEE Communications Letters, vol.19, no.4, pp.557–560, April 2015.
- [95] A. Saljoghei, C. Browning, and L.P. Barry, “In-band insertion of RoF LTE Services in OOK based PON ’ s using line coding techniques,” Optics Communications, vol.356, pp.488–494, 2015.
- [96] X. Yu, J.B. Jensen, D. Zibar, C. Peucheret, and I.T. Monroy, “Converged Wireless and Wireline Access System Based on Optical Phase Modulation for Both Radio-Over-Fiber and Baseband Signals,” IEEE Photonics Technology Letters, vol.20, no.21, pp.1814–1816, Nov. 2008.
- [97] W.J. Jiang, C.T. Lin, P.T. Shih, Y.H. Chen, J. Chen, and S. Chi, “Transmission of Wireless and Wired Services Employing a Simple System Architecture,” IEEE Photonics Technology Letters, vol.22, no.8, pp.532–534, April 2010.
- [98] C.-H. Chang, H.-H. Lu, H.-S. Su, C.-L. Shih, and K.-J. Chen, “A broadband ASE light source-based full-duplex FTTX/ROF transport system,” Opt. Express, vol.17, no.24, pp.22246–22253, Nov. 2009.
- [99] W.-J. Ho, H.-C. Peng, H.-H. Lu, C.-L. Ying, and C.-Y. Li, “Novel ROF/FTTX/CATV hybrid three-band transport system,” Opt. Express, vol.19, no.7, pp.6980–6989, March 2011.
- [100] 石田修, 瀬戸廉一郎, 10 ギガビット Ethernet 教科書 (IDG 情報通信シリーズ), IDG ジャパン, 2002.
- [101] John G.Proakis and M. Salehi, Digital Communications , 5th edition, McGraw-Hill Education, Nov. 2007.
- [102] F. Marvasti, “Spectral Analysis of Random Sampling and Error Free Recovery by an Iterative Method,” IEICE Transactions, vol.69, no.2, pp.79–82, 02 1986.

- [103] R.A. Shafik, S. Rahman, R. Islam, and N.S. Ashraf, “On the error vector magnitude as a performance metric and comparative analysis,” *Emerging Technologies*, 2006. ICET '06. International Conference on, pp.27–31, Nov. 2006.
- [104] F.-L. Lin and H.-R. Chuang, “EVM and BER Simulation of an NADC-TDMA Radiophone Influenced by the Operator’s Body in Urban Mobile Environments,” *Wireless Personal Communications*, vol.17, no.1, pp.135–147, 2001.
- [105] 社団法人電波産業会 (ARIB), “Rcr std-28 6.0 版 第二世代コードレス電話システム標準規格,” March 2011.
- [106] T.C. Banwell, “Bipolar transistor circuit analysis using the Lambert W-function,” *IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol.47, no.11, pp.1621–1633, Nov. 2000.
- [107] Avago Technologies, “HSMS-282x Surface Mount RF Schottky Barrier Diodes,” Nov. 2014. <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1320EN>
- [108] Skyworks Solutions, “Surface Mount Mixer and Detector Schottky Diodes,” Aug. 2015. http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/Surface_Mount_Schottky_Diodes_200041AB.pdf
- [109] Y. NAKAMURA, A. HARVAT, and H. NISHI, “Time Synchronization Technique Using EPON for Next-Generation Power Grids,” *IEICE TRANSACTIONS on Communications*, vol.E99-B, no.4, pp.859–866, 2016.
- [110] D. Bladsjo, M. Hogan, and S. Ruffini, “Synchronization aspects in LTE small cells,” *IEEE Communications Magazine*, vol.51, no.9, pp.70–77, Sept. 2013.
- [111] D. Macias-Valadez, R. Santerre, S. Larochelle, and René Landry Jr., “Improving vertical GPS precision with a GPS-over-fiber architecture and

real-time relative delay calibration,” *GPS Solutions*, vol.16, pp.449–462, Oct. 2011.

- [112] P.F. MacDoran, R.J. Feuerstein, and W.S. Schreiner, “GPS spread spectrum signal transmission over fiber optic links,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol.30, no.5, pp.1073–1076, Sept. 1992.
- [113] A.M. Karim, S.J. Stafford, and R.B. Baker, “Global Positioning System over Fiber for Buoyant Cable Antennas,” *Johns Hopkins APL Technical Digest*, vol.30, no.4, pp.309–320, 2012.
- [114] Optical Zonu Corporation, “GPS Fiber Transport”. 2017/12/12 確認.
<http://www.opticalzonu.com/solutions/gpsoverfiber/>
- [115] ublox, “EVK-M8”. <https://www.u-blox.com/en/product/evk-8evk-m8>
- [116] M.S. Ali, “An Overview on Interference Management in 3GPP LTE-Advanced Heterogeneous Networks,” *International Journal of Future Generation Communication and Networking*, vol.8, no.1, pp.55–68, 2015.

研究業績

原著論文

査読付学術論文

1. Yuya Kaneko, Takeshi Higashino, and Minoru Okada, “ Performance evaluation of radio over fiber link simultaneously transmitted with 10 Gbps on-off keying signal, ” IEICE Electronics Express, vol.13, no.14, pp.1–8, 2016. (2 章)
2. Yuya Kaneko, Takeshi Higashino, and Minoru Okada, “ An Interference Suppression for transporting Radio Frequency Signals with 10 Gbps Optical On-Off Keying, ” IEICE transactions on Electronics, vol.E101-C, No.4, pp.-, Apr. 2018, (5 章)

査読付国際会議発表

3. Yuya Kaneko, Takeshi Higashino, and Minoru Okada, “ New Configuration of Radio-on-Fiber Link using Optical Ethernet Light Source and Its BER Analysis, ” IEEE International Conference on Electronics Technology and Industry Development 2013 (ICE-ID 2013), P-1-1-3, Bali, Indonesia, Oct. 2013. (3 章)
4. Yuya Kaneko, Takeshi Higashino, and Minoru Okada, “ A Spectrum Analysis of Radio on Optical On-Off Keying System, ” The 29th International Thechinal Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2014), PID 1049, Phuket, Thailand, July 2014. (2 章)
5. Yuya Kaneko, Takeshi Higashino, and Minoru Okada, “ Interference Suppression Schemes for Radio over Fiber Simultaneously Transmitted with 10 Gbps On-Off Keying, ” Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference 2014 (APSIPA ASC 2014), 1216, Siem Reap, Cambodia, Dec. 2014. (4 章)

6. Takeshi Higashino, Yuya Kaneko, Minoru Okada, "An investigation for coexistence in radio over fiber with 10 GBPS optical OOK signal," Avionics, Fiber-Optics and Photonics Technology Conference (AVFOP), 2014 IEEE , pp.21-22, Nov. 2014 (2 章)
7. Yuya Kaneko, Takeshi Higashino, and Minoru Okada, " An Empirical Performance Evaluation of an Interference Suppression Scheme for Radio over Fiber Simultaneously Transmitted with Baseband On-Off Keying," International Symposium Communications and Information Technologies (ISCIT) 2015, T-2B.4, Oct. 2015, (4 章)
8. Yuya Kaneko, Takeshi Higashino, Minoru Okada, " Experimental Demonstration of Interference Suppression in Radio over Fiber Simultaneously Transmitted with Optical On-Off Keying," First PEM International Workshop, vol.1, no.1, SA-2, 2015 年 11 月, (5 章)

学会報（査読無し）

9. Yuya Kaneko, Takeshi Higashino, Minoru Okada, "Interference Suppression Schemes for Radio over Fiber Simultaneously Transmitted with 10 Gbps On-Off Keying," APSIPA Newsletter, Mar. 2015.

国内学会・口頭発表

10. 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, "イーサネットを利用する RoF システムの光 OOK の誤り率解析" 2013 電子情報通信学会ソサイエティ大会 (エレクトロニクス), C-14-12, p.257, 福岡, 2013 年 9 月.
11. 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, "光イーサネットを利用した RoF リンクにおける OOK 信号の誤り率解析" IEEE COMS Kansai Chapter 2013 年度学生研究発表会, COM13-17, 大阪, 2013 年 10 月.
12. 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, "光 OOK 重畳ファイバ無線システムの実験的評価" 電子情報通信学会マイクロ波ミリ波フォトニクス研究会, 電子情報通

信学会技術研究報告, vol.113, no.397, MWP2013-63, pp.51-56, 京都, 2014年1月.

13. 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, “光 OOK 重畳ファイバ無線システムにおける干渉抑圧法” 2014 電子情報通信学会総合大会, C-14-18, p.288, 新潟, 2014年3月. 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, “OOK 重畳ファイバ無線における整流を用いた干渉抑圧法の EVM による評価” IEEE COMS Kansai Chapter 2014 年度学生研究発表会, COM14-2, 大阪, 2014年11月.
14. 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, “無線機校正のための光 OOK 重畳ファイバ無線による GNSS 信号の中継” 2017 電子情報通信学会総合大会, A-15-5, 名古屋, 2017年3月.

国内学会・ポスター発表

15. 金子裕哉, 東野武史, 侯亜飛, 岡田実, “光 OOK 重畳ファイバ無線システムの提案” 電子情報通信学会高信頼制御通信研究会, 電子情報通信学会技術研究報告, vol.114, no.162, RCC2014-51, pp.151-152, 京都, 2014年7月.
16. 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, “光 OOK 重畳ファイバ無線システムの整流による干渉抑圧法” 平成 26 年電気関係学会関西連合大会, G8-19, pp.294-295, 奈良, 2014年11月.
17. 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, “光 OOK 重畳ファイバ無線システムの信号品質改善手法” 平成 27 年電気関係学会関西連合大会, vol.1, no.1, pp.370-371, 大阪, 2015年11月.

受賞

- APSIPA ASC 2014 (上記業績 5) にて Best Paper Award 受賞
- IEEE COMS Kansai Chapter 2014 年度学生研究発表会 (上記業績 13) にて Best Student Presentation Award 受賞
- 平成 26 年度関西連合大会奨励賞 (上記業績 16)

(その他課程中の業績)

査読付学術論文誌・和文

18. 金子裕哉, 長澤正氏, “受信強度の指数減衰を考慮した流星バースト通信路モデルの検討” 電子情報通信学会論文誌B, vol.98-B, no.2, pp.205-214, 2015年2月.

査読付国際会議発表 (ポスター発表)

19. Kazuma Nishiyasu, Yuya Kaneko, Takeshi Higashino, and Minoru Okada, ”An EVM evaluation for RF OFDM signal transmission over Radio on Optical OOK Fiber Link,” First PEM International Workshop, vol.1, no.1, FB-6, Kyoto, Nov. 2015.
20. Yuya Kaneko, Kazuma Nishiyasu, Takeshi Higashino, and Minoru Okada, “ An Evaluation of Radio over Fiber based Gap-filler for High Definition Mobile Broadcasting,” 11th IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB2016), Nara, June 2016.

国内学会・口頭発表

22. Yuya Kaneko, Masashi Nagasawa, “ A Study of the Model of Meteor Burst Communication Channel with Exponential Decay,” IEEE MTT-S KC 第6回マイクロ波英語発表会, MTT13-B4, 京都, 2013年6月
23. 西保和磨, 金子裕哉, 東野武史, “RoFを用いた次世代地上デジタル放送波の光中継に関する検討,” 映像情報メディア学会放送技術研究会, 小樽, 映像情報メディア学会技術報告, vol.40, no.4, pp.37-40, 2016年2月.
24. 小野貴寛, 金子裕哉, Quang Thang Duong, 東野武史, 岡田 実, “ 平行二線式ワイヤレス給電システムにおける2次コイルの位置推定”, 2016 電子情報通信学会総合大会, B-21-16, 福岡, 2016年3月.
25. 前川拓也, 伊原木 駿, 岡本拓也, William-Fabrice Brou・Quang-Thang Duong, 東野武史, 金子裕哉, 岡田 実, “ 二重化平行二線路を用いた走行

中ワイヤレス給電の実証実験”，2016 電子情報通信学会総合大会，B-21-16，福岡，2016 年 3 月．

26. 金子裕哉，東野武史，ズオンクオンタン，油谷暁，岡田実，”25GHz 回線による簡易降雨センサの開発” 2017 電子情報通信学会総合大会，A-15-5，名古屋，2017 年 3 月．

27. 吉田翔，金子裕哉，東野武史，岡田実，”RoF を用いた次世代地上デジタル放送波の光中継に関する検討” 2017 電子情報通信学会総合大会，C-14-6，名古屋，2017 年 3 月．

受賞

- 電子情報通信学会論文誌 B 学生論文特集号優秀論文賞（上記業績 18）
- IEEE MTT-S KC 第 6 回マイクロ波英語発表会（上記業績 22）にて Best Presentation Award 受賞