

実雑音データを組込んだ列車制御用無線系評価
シミュレータの研究

平成28年1月

日本大学大学院理工学研究科博士後期課程

情報科学専攻

小 篠 大 輔

実雑音データを組込んだ列車制御用無線系評価 シミュレータの研究

Consideration of simulator embedded by actual noise data for evaluating
radio communication methods in train control systems

日本大学大学院理工学研究科博士後期課程情報科学専攻

No.4001 小篠 大輔

概要

列車制御システムの高度な制御には無線系が利用されている。列車制御の最も代表的なシステムが自動列車制御装置 (Automatic Train Control: ATC) であるが、このシステムも、地上システムが車上システムに対して、レールを媒体とした無線通信を行っている。ATC の安定処理のためには、レールに流れる帰線電流の影響を克服する必要がある。とくに、近年実用化されたデジタル ATC においては符号伝送を行っており、雑音の及ぼすビット誤り率について適切な評価が求められる。本論文では、筆者も参加して開発を行ったデジアナ ATC の概要と雑音評価用シミュレータについて述べる。

一方で近年、注目されている無線式列車制御システムとして CBTC (Communication Based Train Control) システムがある。欧州の ETCS (European Train Control System) や JR 東日本が開発した無線式列車制御システム ATACS (Advanced Train Administration and Communications System) では専用の無線周波数帯域を利用しているが、CBTC の多くでは、無線 LAN 等で多用されている 2.4GHz 帯を利用して列車制御情報の送受信を行っている。したがって、無線 LAN や電子レンジなどの家庭用機器から発生する雑音の影響を克服する必要があり、筆者は実雑音をシミュレータに組み込み、設計段階で雑音の影響を評価解析することとした。

本論文では、デジアナ ATC の開発及び CBTC のための実雑音対策用シミュレータの詳細について論じる。

キーワード

鉄道信号 ATC 無線式列車制御システム CBTC 伝送シミュレータ

目次

1.	序論.....	4
1.1.	背景	4
1.2.	目的	5
1.3.	本論の構成.....	6
2.	列車制御用無線系評価シミュレータの基本概念.....	7
2.1.	軌道回路を用いた列車制御システムの概要.....	7
2.1.1.	軌道回路伝送.....	7
2.1.2.	アナログ ATC システム	9
2.1.3.	デジタル ATC システム	10
2.1.4.	デジアナ ATC システム	11
2.2.	無線を用いた列車制御システムの概要.....	13
2.2.1.	無線式列車制御システムについて.....	13
2.2.2.	無線伝送	14
2.3.	シミュレータに要求される仕様	17
3.	ATC システムのための伝送シミュレータ	19
3.1.	背景	19
3.2.	デジアナ ATC 送受信器の開発	19
3.2.1.	使用デバイス.....	19
3.2.2.	デジアナ ATC 送受信器の各種パラメータ	20
3.2.3.	デジアナ ATC 送信器.....	20
3.2.4.	デジアナ ATC 受信器.....	23
3.3.	デジアナ ATC システムの評価	29
3.3.1.	列車雑音の定義とシミュレータの構築	29
3.3.2.	アナログ ATC の性能評価方法.....	30
3.3.3.	デジタル ATC システムの性能評価方法	32
3.3.3.1.	測定環境.....	32
3.3.3.2.	特性評価	34
4.	無線式列車制御システムのための伝送シミュレータ	36
4.1.	背景	36
4.2.	提案した伝送シミュレータ.....	36
4.2.1.	電波環境測定データを用いたシミュレーション	36
4.2.2.	電波環境測定.....	37
4.3.	パケット衝突率の評価.....	41
4.3.1.	提案手法の評価手順.....	41

4.3.2.	シミュレータの開発と評価	43
4.3.3.	シミュレーション結果	44
4.4.	伝送エラーレートの評価	45
4.4.1.	提案手法の評価手順	45
4.4.2.	シミュレータの開発	46
4.4.2.1.	OFDM とインターリーブ	46
4.4.2.2.	インターリーブ方法の違いによる性能評価	48
4.4.2.3.	シミュレーション結果	49
4.5.	インターリーブ手法の提案	51
4.5.1.	OFDM 方式で用いられるインターリーブ手法	51
4.5.2.	提案したインターリーブ手法	52
4.5.3.	サイクリックシフト量の選定	55
4.5.4.	提案したインターリーブ手法の評価方法	57
4.5.5.	シミュレータの開発	59
4.5.6.	サイクリックシフト量による性能の違い	61
4.5.7.	最適なサイクリックシフト量の理論的算出	62
4.5.8.	提案したインターリーブ手法の評価結果	62
4.5.9.	伝送シミュレータを用いたインターリーブ手法の評価	65
4.5.9.1.	検証概要	65
4.5.9.2.	サイクリックシフト量の選定	65
4.5.9.3.	評価結果	68
4.5.10.	ターリーブ手法の多値変調への適用	70
4.5.10.1.	検証概要	70
4.5.10.2.	検証諸元	70
4.5.10.3.	検証結果	71
4.5.11.	考察	71
4.6.	実開発における本手法の手順	72
5.	結論	74
	謝辞	75
	参考文献	76
	査読付き発表論文	78
	著者発表文献	78

1. 序論

1.1. 背景

鉄道では、従来から自動車などと同様に、運転手（乗務員）が目視によって信号機を確認し、運行を行っている。しかし鉄道では過去に、信号機の見落としや判断ミスによる事故で、大きな影響、多くの命が失われており、それらの事故を教訓に様々な列車制御システムの研究・開発が行われている。そして、現在では多くの路線で自動列車制御装置（Automatic Train Control: ATC）と呼ばれるシステムが導入されている。列車の制限速度信号を伝送するアナログ ATC システムから、ブレーキパターンを生成するための情報をデジタル伝送し、より高度な列車制御を可能とするデジタル ATC システムも登場している。さらには、石川氏⁴らによりアナログ ATC からデジタル ATC への移行をスムーズに行うことのできるデジアナ ATC が提案されている。ただし、デジアナ ATC 方式の実用化に向けた評価として、実路線を用いることは困難であることから、シミュレーションによる評価方法の確立が求められている。

一方で近年、日本をはじめとする先進国では、少子高齢化に伴い、鉄道の乗降客数の減少が進みつつあるため、日本国内の鉄道事業者、鉄道機器メーカーが海外進出を進めている。それを後押しするように、国は発展途上国などに対し援助を行っているが、従来システムの機器更新や機器の新規導入の際に安価で高機能な列車制御システムが求められている。そこで、近年、無線方式を適用した列車制御システムが注目されている。例えば、欧州の ETCS（European Train Control System）や JR 東日本が開発した無線式列車制御システム ATACS（Advanced Train Administration and Communications System）などが実用化されているが、これらは専用の無線周波数帯域を確保する必要があり、導入に制約がある。これに対して、CBTC（Communication Based Train Control）システムでは、周波数帯域確保の点で有利な無線 LAN 等と同じ、2.4GHz 帯を利用しており、今後、この方式をベースとしたシステムの研究開発が盛んに行われることが考えられる。ただし、CBTC システムが利用する場合、無線 LAN 装置などとの干渉について考慮する必要があり、実際に海外では、この干渉が原因で列車停止する事象が発生している。そのため、CBTC システムで用いられている無線装置に対しても、耐雑音性に関する評価手法の確立が必要であると考えている。

1.2. 目的

1.1 項の背景より本論文では、デジアナ ATC システムや、無線式列車制御システムといった新たな列車制御システムの開発に用いられる、「無線通信方式に対する耐雑音性などの評価・検証のためのシミュレーション手法」の在り方とその有効性を研究することを目的とする。その際、これらの新しいシステムを実路線に組み込んで試験を実施することは困難であるため、シミュレータを構築し、通信装置の性能評価を行うこととした。ここで、通信用の一般的なシミュレータの一例を図 1 に示す。このシミュレータは AWGN (Additive White Gaussian Noise) を背景雑音として BER (Bit Error Rate) や PER (Packet Error Rate) を評価できる^[2]。これにより、通信装置の受信レベルと雑音の比に対する各種誤り率を評価し、通信可能距離などを計算する。さらに、フェージングと呼ばれる反射波の影響や送受信機間の相対速度により発生するドップラー効果を再現した試験など、様々なシミュレーションを実施する^{[3][4]}。

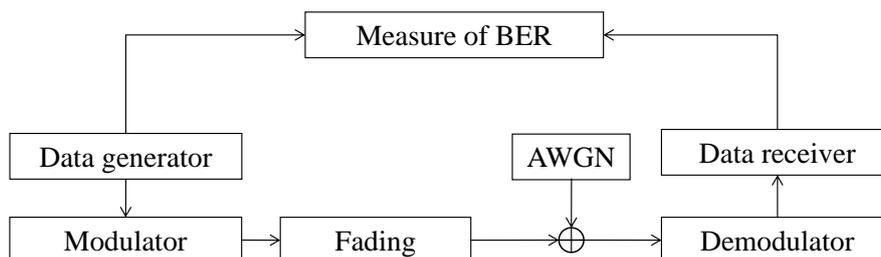


図 1 伝送シミュレータ (例)

これらを踏まえて、本論文ではデジアナ ATC システム及び無線式列車制御システムの開発に利用するシミュレータの具体的な構築方法を示す。

まず始めに、伝送シミュレータの構成図、想定する雑音や干渉などを示し、シミュレータの基本概念を明らかにする。その後、各々のシステムに対するシミュレータの構築を行う。

デジアナ ATC システムに関しては、デジタル信号及びアナログ信号の両方を処理する通信装置がないことから、始めに、組み込みデバイスの一つである DSP (Digital Signal Processor) を用いた通信装置の設計及び基本性能について明らかにする。また、鉄道雑音について定義し、実雑音データに基づいた雑音シミュレータについて述べた後、これらを含め評価系を構築した。

一方、無線式列車制御システムに関しては、無線 LAN なども利用する 2.4GHz 帯での通信を前提としているため、一般的な通信システムで使用するシミュレ

ータを適用できる可能性がある。ただし、リアルタイムかつ高い安全性が要求される鉄道信号システムにおいては、同周波数帯を用いた他の通信との干渉波の影響について、より詳細に考慮する必要がある。そのため、これらの干渉波を実測し、それを反映させたシミュレータ構築を行った。また、構築したシミュレータの性能評価を行うために OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) を例として、伝送エラーレート特性を明らかにした。さらに、伝送特性の向上を目的とした OFDM におけるインターリーブ手法の提案についてもあわせて示す。

1.3. 本論の構成

本論文の構成は以下のとおりである。

1 章 序論

本論文の背景について述べる。

2 章 列車制御用無線系評価シミュレータの基本概念

本論文で述べる軌道回路と無線を用いた列車制御システムについて概要を述べる。

3 章 ATC システムのための伝送シミュレータ

DSP を用いてデジアナ ATC システムで使われている信号方式を実現し、評価するシステムを構築する。本章では、この評価システムにより、鉄道特有の雑音に対するデジアナ ATC システムの信号方式の特性を明らかにする。

4 章 無線式列車制御システムのための伝送シミュレータ

CBTC システムで多く利用される 2.4GHz 帯の電波環境を収集し、これを背景雑音とした伝送シミュレータを構築した。本章では、2.4GHz 帯の干渉対策として多く使われている周波数ホッピング方式や OFDM 方式の各種パラメータを変えることで無線通信の特性がどのように変わっていくか評価を行い、本シミュレータの有用性を明らかにする。

5 章 結論

本論文をまとめる。

2. 列車制御用無線系評価シミュレータの基本概念

2.1. 軌道回路を用いた列車制御システムの概要

2.1.1. 軌道回路伝送

車上へ信号現示情報を伝達させる方法として、レールに信号現示情報を流し、車上で受信を行っている。地上から車上へ情報を伝達する方法にレールを用いる理由として、単純な仕組みで既存設備を利用し、地上から車上へ信号現示情報を送信できるからである。この ATC システムの各装置ブロック図が図 2 である。地上の装置が列車に送りたい情報をそれぞれの軌道回路に流す。車上では、先頭車両に設置されている受信コイル (Receiver coil) によって信号を受信する。その信号を各種処理することにより制限速度と認識し、運転台に信号現示する。さらに、制限速度を上回る速度で走行していた場合、ブレーキ装置へ指令を出し、制限速度以下に速度を落とす。

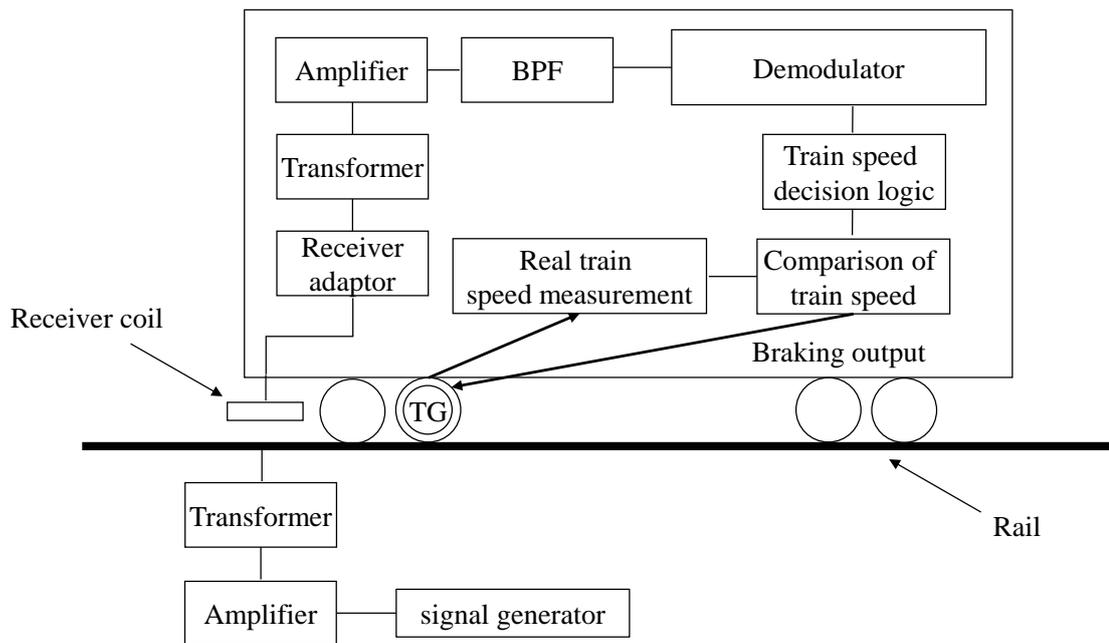


図 2 ATC システムの構成

図 3 に ATC 信号受信の仕組みを示す。前項で述べたとおり、レールには ATC 信号が流れている。このとき、フレミングの法則により、レールの周囲に磁界が発生する。列車には、受電器が設置されており、電磁誘導によって内蔵するコイルに電流が流れ、その信号を復調し信号現示を判別している。

このように地上から車上への情報伝送は、非接触で行っている上、モーターやインバーターなども受電器から近い位置にあるため、多くの雑音を受けてしまうという欠点がある。

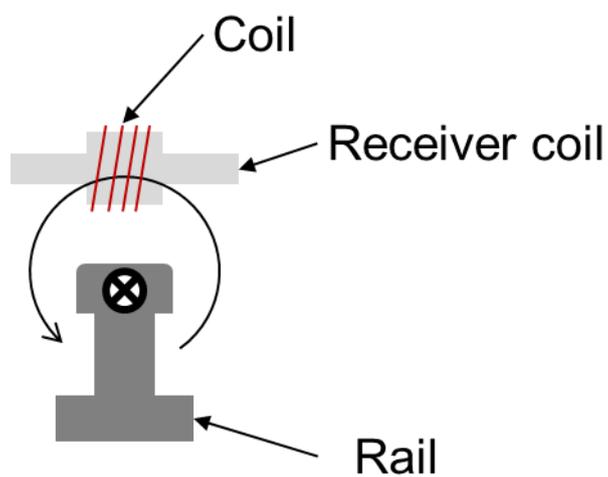


図 3 ATC 信号受信の仕組み

2.1.2. アナログ ATC システム

アナログ ATC では、AM 変調をベースとして列車制限速度を伝送している。AM 変調の一例を図 4 に示す。このアナログ ATC では、振幅変調波の包絡線の周波数に速度情報を割り当てている。搬送波周波数は数 kHz 程度を用いている場合が多い。

表 1 にアナログ ATC の信号割り当て一例を示す⁵⁾。これによると、2 つの信号周波数を用いて制限速度情報を伝送している。たとえば、A 線走行中の列車に対して速度情報 65km/h を伝送したいとき、A 線の主信号として 3150Hz の搬送波を 28Hz、副信号 5250Hz の搬送波を 54Hz で変調された信号を、それぞれ受信することで、A 線走行中の列車は速度制限 65km/h ということを識別する。また、予告信号も同様に送信されているため、A 線 B 線含め同時に 5 チャネルの帯域を用いて速度情報を伝送している。

そして、この信号から制限速度情報を判別する方法として、まず始めにバンドパスフィルタによって必要な周波数成分を取り出す。その後、包絡線検波、振幅制限を行い、この信号の周波数が受信すべき制限速度情報である。

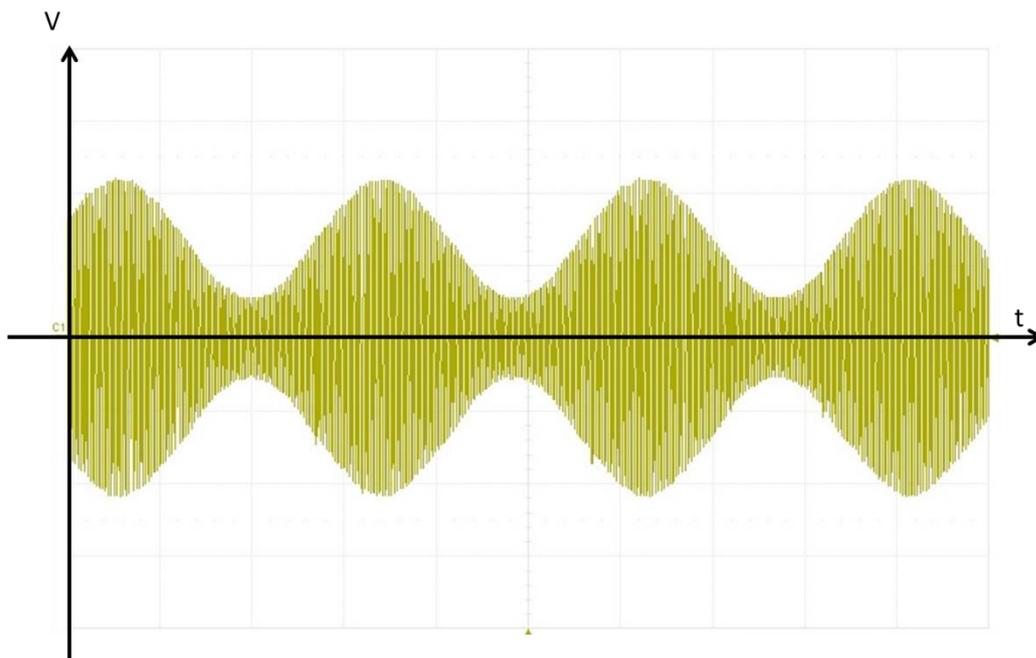


図 4 AM 変調

表 1 アナログ ATC 信号の周波数と速度割り当て

車内信号 現示	速度情報 [km/h]	信号周波数		搬送周波数
		主信号 [Hz]	副信号 [Hz]	
G	65	28	54	(A線) 3450Hz 予告信号 2850Hz (B線) 3750Hz 予告信号 3150Hz 副信号 5250Hz
	60		72	
	55		82	
	50	35	54	
	45		72	
	40		82	
	35	42	54	
	30		72	
25	82			
R	0	64	82	

参考文献[5]より引用

2.1.3. デジタル ATC システム

現在、デジタル ATC が導入されている線区では、主に PSK(Phase Shift Keying)など振幅成分を含まないデジタル変調が利用されている。PSK 変調では、送信したいデジタルデータを搬送波の位相 0 及び π に対応させた変調を行い、情報を伝送する方式である。位相変調の波形の一例を図 5 に示す。ここでは、位相変調をわかりやすく示しており、この波形では高調波成分が多く含まれているため、実際はフィルタによりなまらせた状態で送信している。

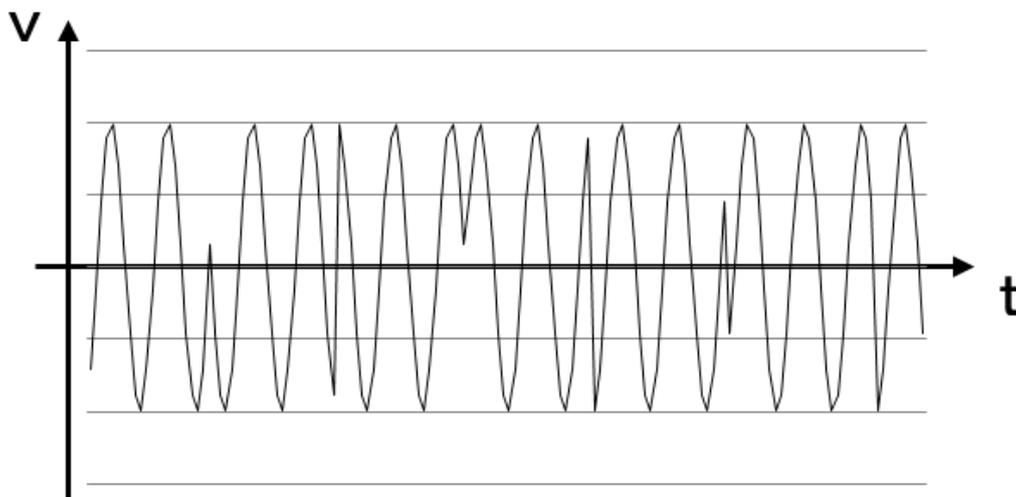


図 5 位相変調の一例

現在のデジタル ATC においては、搬送周波数としてオーディオ周波数帯を用いており、伝送速度は 100bps 程度で、この信号を繰り返し伝送している。しかし、近年では高度な列車制御を行うため、伝送するデータの中に前後の列車との距離や停止位置など、様々な情報を伝送するため、より高速な伝送速度が求められてきている。また、アナログ ATC 搭載車両も多く混在しており、アナログ ATC 区間への乗り入れる列車は 2 つのシステムを併用し、運用している。

2.1.4. デジアナ ATC システム

前述のとおり、アナログ ATC システムの信号波は AM 変調波であり、制限速度情報を包絡線成分の周波数と対応させているものである。したがって、既存方式と同等の包絡線成分を復調できるのであれば、搬送波を正弦波とする必要はない。そこで、振幅と位相の両方を用いて伝送する QAM (Quadrature Amplitude Modulation) の概念を応用し、振幅変化を伴わない QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) などのデジタル変調波を搬送波として採用する。そして、この信号を従来のアナログ ATC システムと同じ AM 変調することで、双方の ATC システムが両立可能な伝送方式を実現した。

図 6 にデジアナ信号の生成方法を示す。まず、デジタルデータより振幅成分の含まれない位相変調された信号を生成する。そして、その信号を振幅変調することで、デジアナ信号を生成している。本研究では、アナログ信号はアナログ ATC が利用している振幅変調を使い、デジタル信号として DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) を使用した。

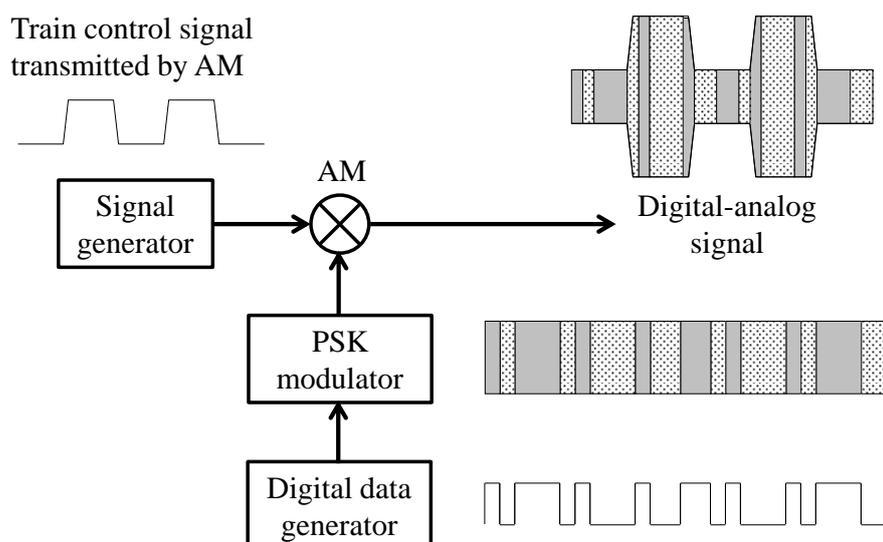


図 6 デジアナ信号の生成手法

以上のように生成したデジアナ信号を利用する ATC システムがデジアナ ATC システムである。

デジアナ ATC システムの利点として、アナログ ATC システムからデジアナ ATC システムへ移行する場合、地上側の装置を一台ずつデジアナ ATC システムに置き換え、車上側は従来のアナログ ATC 受信器とデジアナ ATC 受信器を搭載する。これにより、アナログ ATC 区間において、アナログ ATC 車両とデジアナ ATC 車両の双方が ATC の信号を受信することが出来る。また、デジアナ ATC 移行区間においても、双方の車両が ATC の信号を受信することができ、さらにデジアナ車両においてはデジタル ATC と同等の運行をすることが可能である。そして、すべての装置がデジアナ ATC システムに移行完了後、すべてのアナログ信号を停止させ、デジタル信号のみの列車制御を行うことが出来る。また、振幅成分と符号に情報を持たせることを可能とした、CDMA-QAM 方式に移行することも可能である^[6]。

2.2. 無線を用いた列車制御システムの概要

2.2.1. 無線式列車制御システムについて

近年、携帯電話を代表とする無線装置の普及により列車制御においても地上-車上間の通信に無線を使うシステムが注目されてきている。欧州などで普及している ETCS では、携帯電話で用いられている GSM (Global system for mobile communications) 方式を改良した GSM-R 方式を使用して、専用の周波数帯による地上-車上間の通信を行っている。また、JR 東日本が導入している ATACS システムでは、従来から JR が使用している列車無線の周波数帯を用いて通信を行っている。このように、専用の周波数帯域を使う場合、鉄道事業者が独自に周波数帯を取得する必要がある。しかし現在、列車制御に適した周波数帯には、携帯電話やテレビ放送などが利用しており、新たに取得することは大変困難である。

そのため様々な汎用的な機器では、無線 LAN などが利用している 2.4GHz 帯を含む ISM (Industry-Science-Medical) 帯を利用している。ISM 帯とは名前の通り、産業・科学・医療分野用の無線周波数帯域であり、比較的容易に利用することのできる帯域である。そのため、同一周波数帯を複数のユーザーが同時に電波を発信する事も可能である。

本論文では、今後、産業分野などで普及の見込まれる ISM 帯無線装置の評価用に開発した伝送シミュレータを CBTC システムの開発にも適用し、無線方式の検証をすることで、より高信頼な無線通信を実現することができると考えており、この評価方法を説明する。

これらの評価手法により、鉄道の列車制御システムに用いる通信システムの高信頼化、高性能化に貢献するものであると考えている。

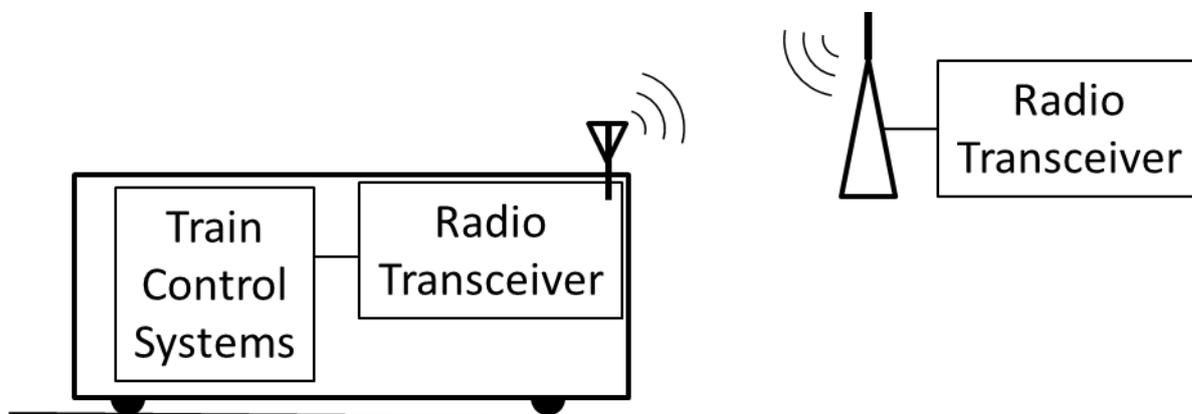


図 7 無線列車制御システムの例

2.2.2. 無線伝送

無線通信を行うためには、各国で制定されている法律に従う必要がある。日本の場合は、昭和 25 年に制定された電波法^[7]がその法律に該当する。電波法によると、第一条に『この法律は、電波の公平且つ能率的な利用を確保することによって、公共の福祉を増進することを目的とする。』と記載されている。

さらに、第二条には以下の条文が示されている。

第二条 この法律及びこの法律に基づく命令の規定の解釈に関しては、次の定義に従うものとする。

- 一 「電波」とは、三百万メガヘルツ以下の周波数の電磁波をいう。
- 二 「無線電信」とは、電波を利用して、符号を送り、又は受けるための通信設備をいう。
- 三 「無線電話」とは、電波を利用して、音声その他の音響を送り、又は受けるための通信設備をいう。
- 四 「無線設備」とは、無線電信、無線電話その他電波を送り、又は受けるための電氣的設備をいう。
- 五 「無線局」とは、無線設備及び無線設備の操作を行う者の総体をいう。但し、受信のみを目的とするものを含まない。
- 六 「無線従事者」とは、無線設備の操作又はその監督を行う者であつて、総務大臣の免許を受けたものをいう。

電波法『第二条』引用

つまり、無線通信（無線電信）とは、3THz 以下の電磁波（電波）を利用し、符号を送り、受けるための通信設備のことを言う。そして、この周波数帯域を分割し、利用目的ごとに割り当てている。一般的にそれぞれの周波数帯域は以下の表 2 の様な名称で呼ばれている。また、詳細については参考文献[8][9]のホームページを参照とする。

表 2 周波数帯域利用目的対応表

周波数帯域	周波数帯域名称	利用目的
VLF	3kHz～30kHz	
LF	30kHz～300kHz	標準電波など
MF	300kHz～3MHz	AM ラジオ、船舶通信など
HF	3MHz～30MHz	短波放送、船舶通信など
VHF	30MHz～300MHz	FM 放送、列車無線など
UHF	300MHz～3GHz	携帯電話、TV 放送など
SHF	3GHz～30GHz	衛星通信など
EHF	30GHz～300GHz	衛星通信など
サブミリ波	300GHz～3THz	

このように利用する周波数は利用目的が決まっている。これは、周波数帯ごとに電波の特性が異なるためである。

周波数が低いほど大きな伝送容量を確保できず、周波数が高いほど伝送容量を大きくすることができる。たとえば、携帯電話などでは、従来から 800MHz 帯を多く利用していたが、通信速度の高速化にともない、2GHz 帯の利用も進めている。さらに、NTT ドコモが開発している次世代の携帯電話規格『5G』に関する報道発表によると^[10]低い周波数では 3GHz、高い周波数では 30GHz 帯に関しても利用し、最大伝送容量は 10Gbps を越え、現在主流の LTE (Long Term Evolution) と比べ 10000 倍の大容量通信を実現しようとしている。

一方で、周波数が高いほど直進性に優れ、衛星通信などでは数 GHz 帯を指向性の強いパラボラアンテナを利用し、遠方にある衛星との通信を実現している。

次に、これらの周波数帯を利用するために必要な事項が電波法の第四条に記載されている。第四条『無線局を開設しようとする者は、総務大臣の免許を受けなければならない。ただし、次の各号に掲げる無線局については、この限りでない。』と記載されており、無線通信を行う無線設備などは例外を除き、総務大臣の許可を受けなければ無線通信を行うことができないこととなっている。

しかし、すべての周波数帯域において、同一の許可を基に利用するというわけではなく、大きく分けて二種類の周波数帯域がある。

一つ目が周波数や送信出力によって規制が異なり、周波数帯を無線従事者が総務大臣の許可を受けた上で通信を行うライセンスバンドである。携帯電話やテレビ・ラジオ放送などは、この方法をとっている。ライセンスバンドは総務大臣の許可を得て開設することのできる周波数帯域のことである。たとえば、新たに携帯電話のサービスを始める場合、携帯電話事業者は利用したい周波数帯を総務省に届け出し、審査を通過することでサービスを始めることが可能と

なる。このように、ライセンスバンドでは無線通信を行うためには様々なハードルが存在し、一般的には、公共性が高く、重要な通信のために周波数帯が割り当てられている。

二つ目が電波法第三十八条の二の『特定無線設備の技術基準適合証明等』に記載されている『小規模な無線局に使用するための無線設備であって総務省令で定めるもの（以下「特定無線設備」という。）』に適用される特定無線設備であり、この無線装置は、総務省の技術基準適合証明を取得することで利用できる。この帯域は、先に述べた 2.4GHz 帯を代表とする ISM 帯であり、無線 LAN や Bluetooth を代表とする家庭用機器から、産業分野や医療分野など多岐にわたっている。

この帯域に関する規制は、国際電気通信連合によって定められており、すべての帯域ではないが、国によって共通の周波数帯域があるなど、各国で利便性も図っている。

各国で利用されている代表的な周波数帯が、2.4GHz 帯域と 5GHz 帯域である^[11]。国際的に標準化されている周波数と日本の電波法で決められている周波数の一例を表 3 に示す。

表 3 世界と日本の周波数帯域（2.4GHz および 5GHz 帯）

	世界	日本
2.4GHz 帯 ISM バンド	2400～2500MHz	2400～2500MHz
5GHz 帯 ISM バンド	5725～5875MHz	5725～5875MHz
無線 LAN（2.4GHz 帯）	2400～2485MHz	2400～24835MHz
無線 LAN（5GHz 帯）	5150～5350MHz	5150～5250MHz（屋内専用）
	5470～5825MHz	5250～5350MHz（屋内専用）
		5470～5725MHz

このように日本と世界では、従来から使われている通信を避けて設定されていることもあり、多少のずれが生じているが、2.4GHz 帯と 5GHz 帯では帯域幅が比較的広く確保されており、無線 LAN の他にも様々な装置で利用されている。

ISM 帯では、一番上位にある電波法への準拠が必要である他に、それぞれの周波数帯での細かな標準規格を策定している一般社団法人電波産業会（ARIB）が定める規格に準拠する必要がある。

この ARIB が策定した標準規格の中で、無線 LAN などは ARIB STD-T66「第二世代省電力データ通信システム/ワイヤレス LAN システム」^[12]に規定されている。そのほか、携帯電話やスマートメーター、市区町村が利用している防災

無線など、多くの標準規格が策定されており、無線装置を開発する上で、これらの標準規格に準拠する必要がある。

2.3. シミュレータに要求される仕様

ここまで、各種列車制御システムの概要について述べてきたが、デジアナ ATC システム及び無線式列車制御システムといった研究段階にあるシステムにおいては、その実用化に向けて実環境を想定した評価・検証が必要となる。しかし、常に高い安全性を有していなければならない列車制御システムにおいては、実路線において、現行運用されているシステムを一時的に切替えて検証試験を頻繁に行うことは困難である。したがって、筆者はこれらの新しい列車制御システムの評価・検証にあたって、シミュレータによる検証が有効であると考えた。以下に今回、研究対象とするデジアナ ATC システム及び無線式列車制御システムのそれぞれに対して、シミュレータにどのような仕様及要求されるかについて明らかにする。

まず、軌道回路伝送を用いたデジアナ ATC システムにおいては、図 2 に示した通り、軌道回路に流した信号を列車が持つ受電器で受信するという構成を取っている。この場合、軌道回路と受電器との間が無線となるが、この距離は非常に短い。したがって、図 1 に示した伝送シミュレータにおけるフェージングの影響は小さいと考えた。また、軌道回路は列車制御用の信号の他、列車を駆動するための帰線電流も流しており、それに起因した列車雑音が大きいう特徴がある。したがって、一般的な AWGN ではなく、この列車雑音をシミュレータに反映させる必要があると考えた。ただし、列車雑音は一様ではなく、また、時間変動もあるため、実際に測定された列車雑音に基づいて、雑音シミュレータを構築し、それをシステム全体のシミュレータに組み込むこととした。

一方、無線式列車制御システムにおいては、今回、研究対象としている周波数帯が無線 LAN などでも用いられている 2.4GHz 帯であることから、先の軌道回路伝送とは異なり、列車雑音など鉄道特有の伝送特性の影響を受けないと考えた。また、受信側である列車は走行しており、地上無線装置と車上無線装置の距離は常に変化するため、移動体通信のシミュレータと同様であると考えることができる。したがって、図 1 に示した通り、フェージングと AWGN を含んだシミュレータとする必要がある。ただし、一般的な移動体通信とは異なり、高い安全性が要求される列車制御システムにおいては、干渉波の影響についても考慮する必要がある。一般的な移動体通信では、干渉波に対する対策を施すことは少なく、無線 LAN などでは QAM などの多値変調を使用することで伝送容量を増やし、通信時間を短くして、干渉波と衝突する可能性を下げ、さらに

干渉波と衝突したとしてもデータを再送信することで通信を確立させている。しかし、このやり方では干渉波が多い場合、大きな伝送遅延が発生するため、リアルタイムで高い安全性の要求される列車制御システムに対しては、根本的な耐干渉波対策にはなっていない。以上のことから、図 1 に示した構成に加えて、干渉波に関する実雑音データをシミュレータに組み込んだ。

3. ATC システムのための伝送シミュレータ

3.1. 背景

1.1 項で述べた通り、アナログ ATC からデジタル ATC へ移行するニーズが近年多くあるが、デジタル ATC へ移行するためには、夜間の列車が運行されていない時間帯にデジタル ATC 装置の設置、試験、アナログ ATC 装置の復帰を繰り返さなければならず、多くの時間がかかってしまう。また、乗り入れを行っている路線については各路線の様々な都合により移行することが出来ないという問題点がある。そこで、デジタル信号と従来のアナログ ATC の振幅信号を掛け合わせ、生成したデジアナ信号波を提案している。

本章では、このデジアナ信号波を検証するうえで、始めにデジアナ信号波の送受信器を DSP (Digital Signal Processor) によって開発した。そして、アナログ方式とデジタル方式の特性評価を行うために、LabVIEW によって評価ソフトウェアを作成した。

アナログ ATC の評価では、ATC システムの搬送波がオーディオ周波数帯を使用しているという点を利用し、PC のオーディオ入力端子へ直接入力し、アナログ ATC と同等の機能を有する受信器を開発した。また、デジタル ATC の評価では、伝送レートが非常に低速(本研究では 400bps)であるという点から、ビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) の測定に時間がかかるため、BER 測定器などを PC と GPIB (General Purpose Interface Bus) で接続し、自動計測するシステムを構築した。

3.2. デジアナ ATC 送受信器の開発

本章では、デジアナ ATC システムのための伝送シミュレータについて示すが、デジアナ ATC システムにおいては、従来のアナログ ATC システムとデジタル ATC システムの両方を処理可能な装置が必要であるため、まず、デジアナ ATC 送受信器の開発を行った。

3.2.1. 使用デバイス

今回、組込みデバイスの一つである DSP を用いて、デジアナ信号を生成可能な送信器、及びアナログ信号成分を除去可能なデジタル ATC 用受信器を開発した。なお、アナログ ATC 用受信器に関しては従来のものを使用することを想定している。

ATC システムで利用する信号周波数帯がオーディオ周波数帯であるため、オーディオのインターフェースが搭載されている DSP 評価キットの C6713DSK

を使用した。この使用した評価キットについて表 4 に示す。そのほか、インターフェースについては GPIO やオーディオジャック(マイク、ライン入力、スピーカー、ライン出力) がある。

表 4 DSP のスペック

Parameter	Value
Texas Instruments TMS320C6713DSP	225MHz
Audio AIC23 stereo codec	8-96kHz
DRAM	16Mbytes
Flash memory	256kbytes

3.2.2. デジアナ ATC 送受信器の各種パラメータ

開発したデジアナ ATC 送受信器の仕様を表 5 に示す。搬送周波数やアナログ ATC の信号周波数などは従来の周波数帯を使用することとし、デジタル ATC 用の変調方式は、伝送方式向上の観点から DQPSK 方式を採用した。

表 5 本研究におけるデジアナ ATC の各種パラメータ

Parameter	Value
Carrier frequency	3150Hz
Analog modulation method	AM
Analog signal frequency	35Hz
Modulation depth	60%
Digital modulation method	DQPSK
Digital transmission speed	400bps
Sampling frequency of DSPs	48kHz

3.2.3. デジアナ ATC 送信器

従来のアナログ ATC では、送信したいアナログ信号を搬送波と掛け合わせることでアナログ ATC の信号波としている。

図 8 にデジアナ送信器の構成ブロック図を示す。送信器においては従来のデジタル変調系に加え、外部からアナログ ATC 用の信号を入力し、デジタル変調波に重畳できるような構成とした。今回、DSP によって開発したのはデジアナ送信器の部分である。

実路線では、同一軌道回路を走行中にアナログ信号が変化することは無く、BER 測定の際に装置の簡略化の観点から内部発生でシステムの構成を行った。

次に、図 8 のブロック図に沿ってデジアナ ATC の処理の流れを述べる。

まず、始めに伝送レートのクロックを生成し、クロックと同期してデータを取得する。そのデータが 2 ビット蓄積され、蓄積されたデータから位相を求める。そして、この位相と前回の位相を足しあわせることにより、出力する位相を決定する。位相角を元に I 相 Q 相の信号を作り、その 2 つを掛け合わせる。これによって DQPSK 信号を生成する。その後、従来のアナログ ATC の変調波と DQPSK 変調波を掛け合わせることでデジアナ信号を生成する。

今回、QPSK ではなく DQPSK となった理由として、QPSK はデジタルデータを元に位相を決定する。しかし ATC システムでは、受信器側で基準となる位相を知ることが出来ないため、前回の位相を元にどれだけ位相が変化したかをデジタルデータに割り振る DQPSK を採用した。無線システムでは DQPSK が多く利用されている。

次に、デジアナ信号生成の流れを示す。まず始めに、DQPSK に使用するデジタルデータ(1,-1)を $\phi I(t)$ と $\phi Q(t)$ とする。このデジタルデータを送信器内で生成した正弦波と掛け合わせる。このとき、DQPSK なので、デジタルデータは 2bits、正弦波として 45 度ずつ異なる波形をそれぞれ用いる。このときの式を式 (1)、(2) に示す。また、それぞれの式から出力される波形を図 9 に示す。

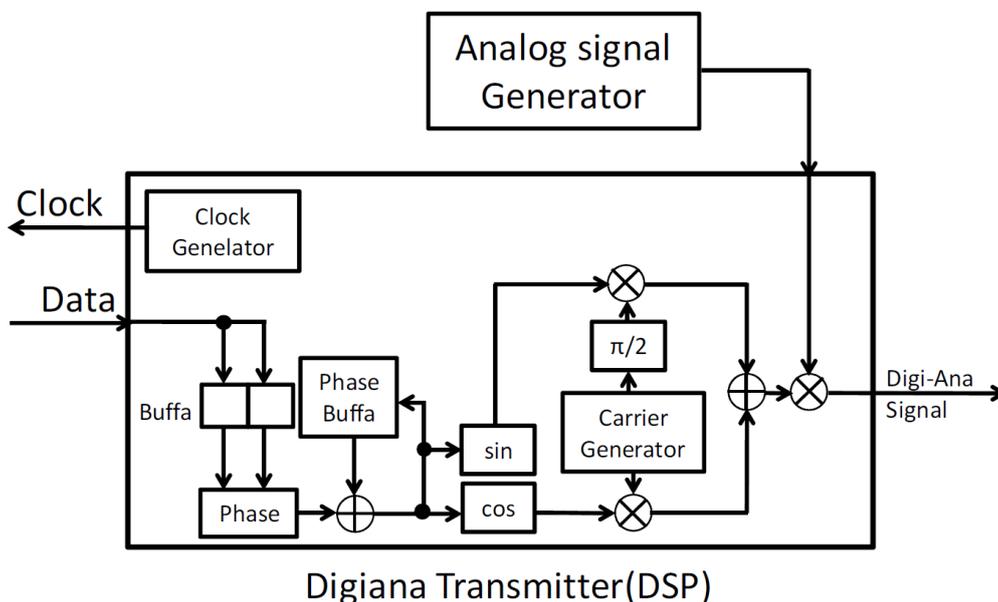


図 8 デジアナ ATC 送信器の構成

$$S_I(t) = \cos(e\pi f_c t) \phi_I(t) \quad (1)$$

$$S_Q(t) = -\sin(e\pi f_c t) \phi_Q(t) \quad (2)$$

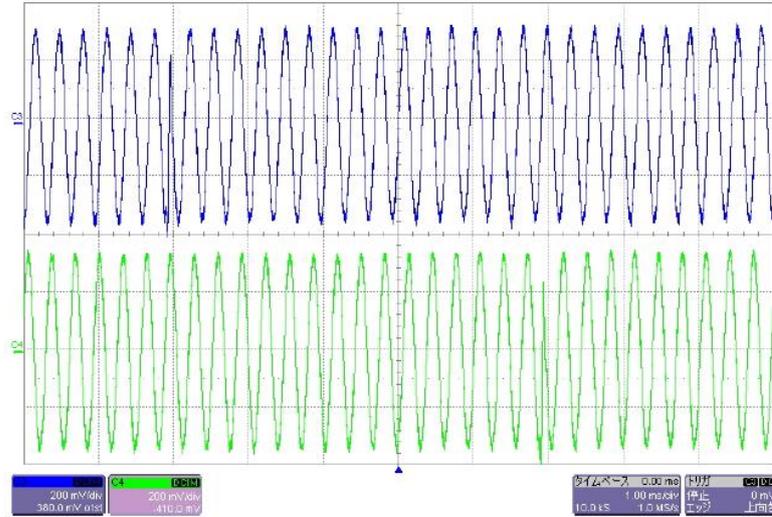


図 9 デジタル変調後の波形

次に、この 2 つの式を足し合わせることで、DQPSK 信号が生成される。この時の式を式(3)に、波形を図 10 に示す。

$$S_{QPSK}(t) = S_I(t)S_Q(t) \quad (3)$$

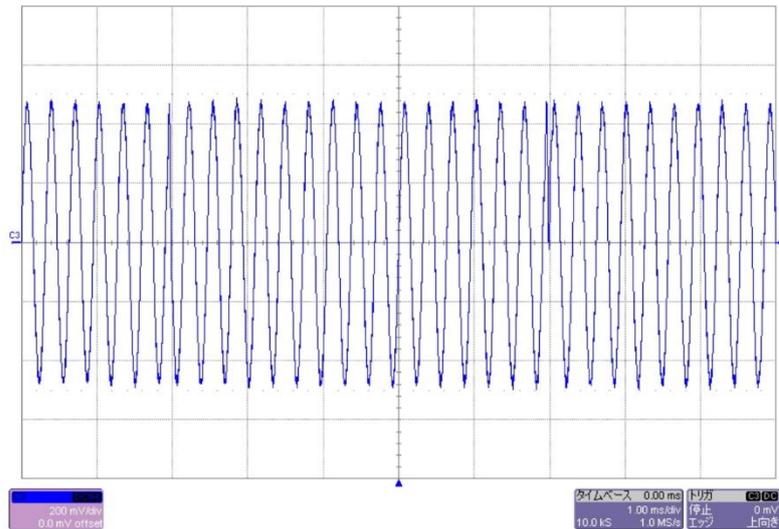


図 10 QPSK 波形

最後に、入力したアナログ信号を式(3)にかけ合わせることで、式(4)となり、これがデジアナ信号である。この時の波形を図 11 に示す。波形自体は AM 変調された波形として見えるが、搬送波は DQPSK を利用している。

$$S_{\text{digi-ana}}(t) = \sin(e\pi f_c t) S_{\text{QPSK}}(t) \quad (4)$$

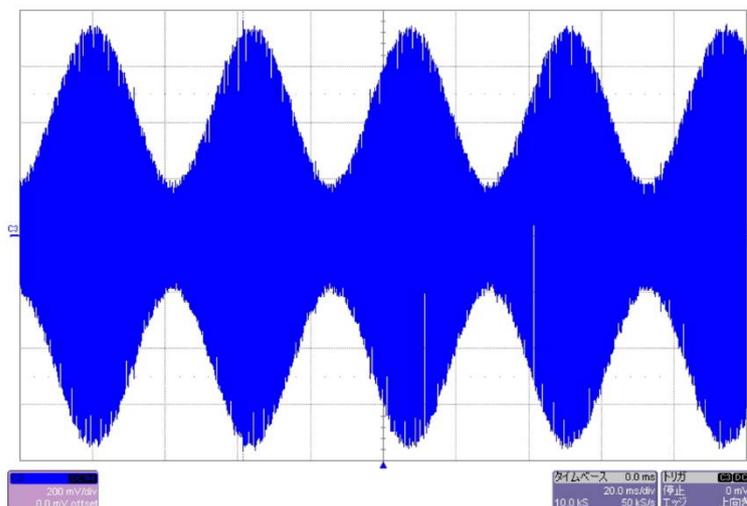


図 11 デジアナ信号

3.2.4. デジアナ ATC 受信器

図 12 にデジアナ ATC 受信器のブロック図を示す。

一方、デジアナ ATC 受信器においては、アナログ信号成分をキャンセルする機構に加えて、伝送の際、重要となる送受信間の搬送波同期を実現するコストスループも DSP 上で実装した。

青点線枠部では DSP にデジアナ信号を入力し、振幅成分の除去を行っている。次に緑点線枠部ではデジタル信号を復調している。

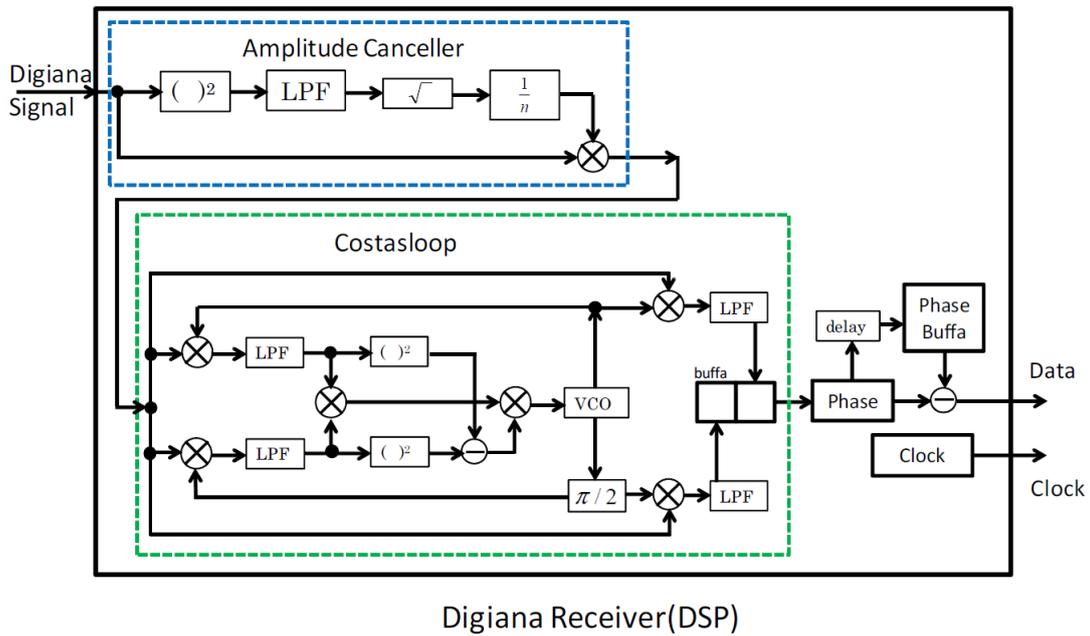


図 12 デジアナ ATC 受信器ブロック図

始めに、式(5)が入力される。これがデジアナ信号である。このとき、 A_{ω} が振幅成分である。この入力信号を2乗して、式(6)となる。このときの波形を図 13 に示す。

$$A_{(t)} \cos(2\pi f_c t) \quad (5)$$

$$A_{(t)}^2 \cos^2(2\pi f_c t) \quad (6)$$

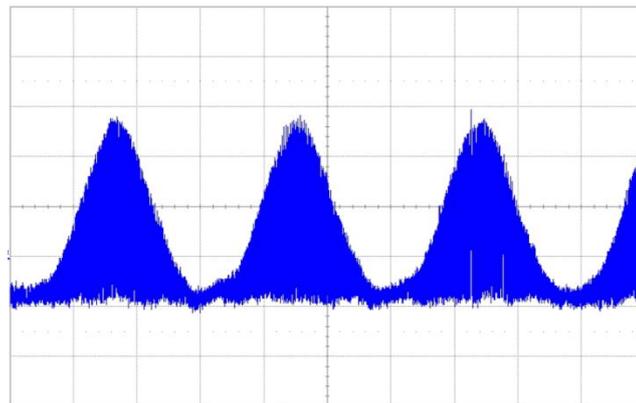


図 13 入力信号を2乗処理

次に、式(6)を式変換することで式(7)となる。この信号を低域通過フィルタに通すと、高調波成分が無くなり、式(8)のようになる。このときの波形を図 14 に示す。

$$A^2(t) \frac{1+\cos(4\pi f_c t)}{2} \quad (7)$$

$$\frac{1}{2}A^2(t) \quad (8)$$

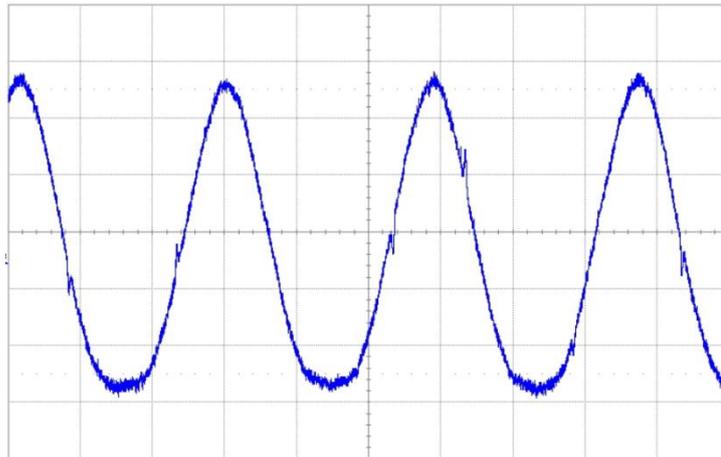


図 14 帯域通過フィルタ通過後の波形

最後に式(8)の平方根を取ること、式(9)の様に振幅成分のみを生成できる。そして、入力信号を式(9)で正規化することにより振幅成分が除去された波形となる。このときの波形を図 15 と図 16 に示す。つまり、図 15 はアナログ信号成分、図 16 はデジタル信号成分となる。

$$\frac{A^2(t)}{\sqrt{2}} \quad (9)$$

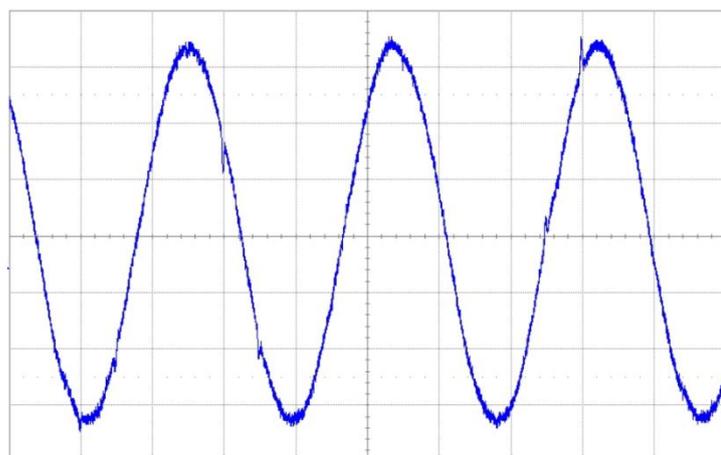


図 15 振幅成分のみの波形

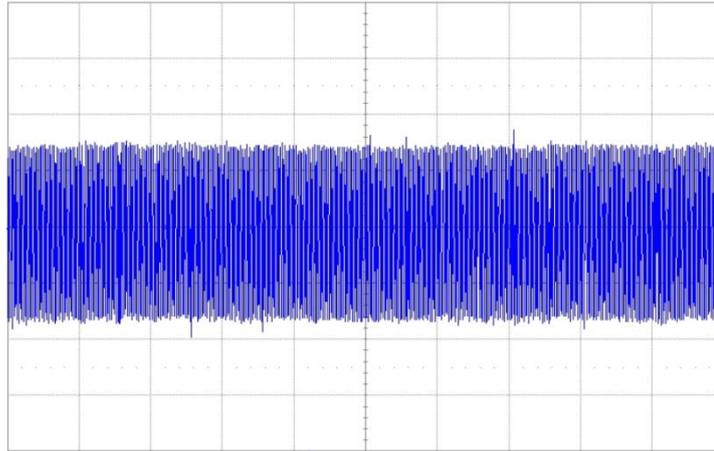


図 16 振幅を除去した波形

続いて、この振幅成分の除去された信号から搬送波信号を生成し、デジタル信号の復調を行う。図 12 内の緑点線枠部の部分である。

始めに、位相が 45° 異なる正弦波を VCO で生成し、入力信号とそれぞれ掛け合わせる。そのときの式が式(10)と式(11)である。また、そのときの波形を図 17 に示す。

$$y_c(t) = \cos\left(2\omega_c t + \frac{m}{2}\pi + \varphi_i + \varphi_o + \cos\left(\frac{m}{2}\pi + \varphi_i - \varphi_o\right)\right) \quad (10)$$

$$y_c(t) = \sin\left(2\omega_s t + \frac{m}{2}\pi + \varphi_i + \varphi_o + \sin\left(\frac{m}{2}\pi + \varphi_i - \varphi_o\right)\right) \quad (11)$$

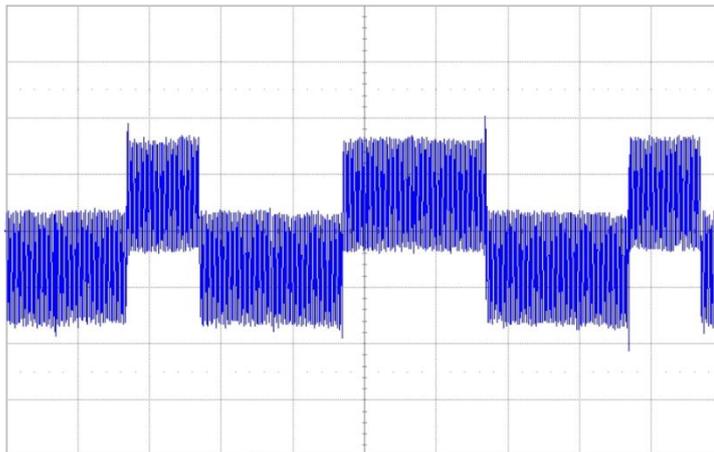


図 17 QPSK 信号と VCO からの信号を掛け合わせた波形

次にこの波形を低域通過フィルタに通すことで、搬送波との位相差が現れる。このときの式を式(12)と式(13)に示す。また、このときの波形を図 18 に示す。

$$V_c = \cos\left(\frac{m}{2}\pi + \varphi_i + \varphi_o\right) \quad (12)$$

$$V_s = \sin\left(\frac{m}{2}\pi + \varphi_i + \varphi_o\right) \quad (13)$$

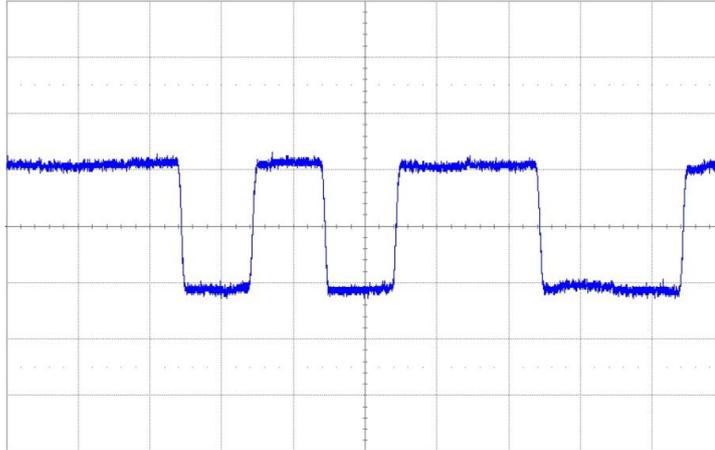


図 18 位相差を抽出

続いて、式(12)と式(13)をそれぞれ掛け合わせた式を式(14)、また二乗して引いた式を式(15)に示す。さらに、それぞれの波形を図 19 と図 20 に示す。

$$V_c V_s = \frac{1}{2} \sin(m\pi + 2(\varphi_i - \varphi_o)) \quad (14)$$

$$V_c^2 + V_s^2 = \cos(m\pi + 2(\varphi_i - \varphi_o)) \quad (15)$$

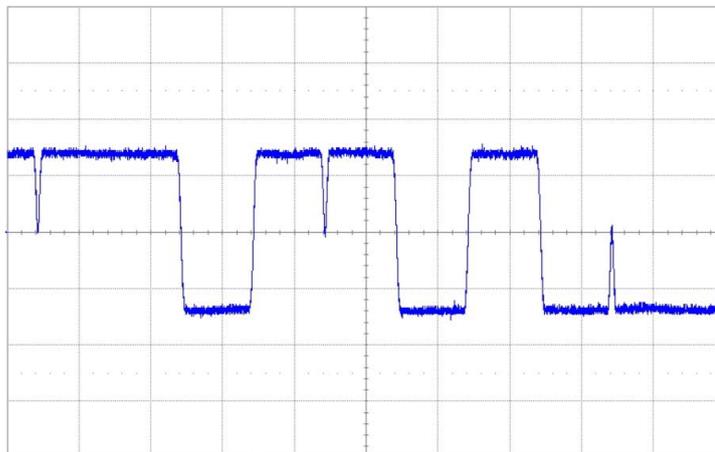


図 19 掛け合わせた波形 (式(14))

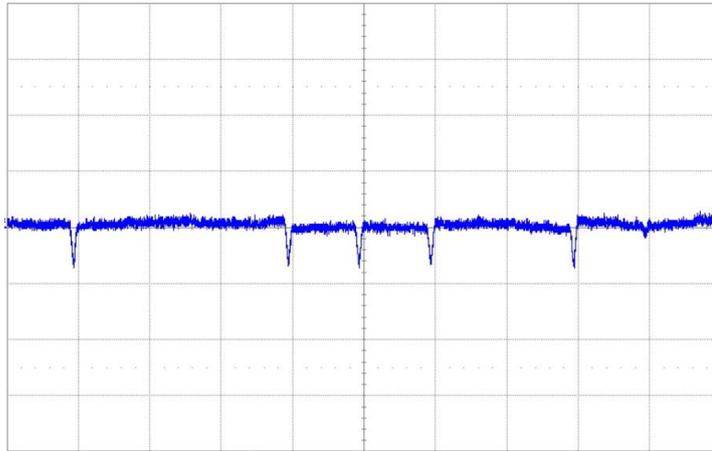


図 20 二乗してそれぞれを引いた波形 (式(15))

最後に式(14)と式(15)をそれぞれ掛け合わせることで、受信器内の VCO と入力信号の搬送波周波数との位相差が求められる。このときの式が式(16)で、波形は図 21 となる。この位相差を元に VCO の周波数を調整し、VCO の周波数を搬送波周波数と一致させる。

$$\frac{1}{4} \sin(\varphi_i - \varphi_o) \quad (16)$$

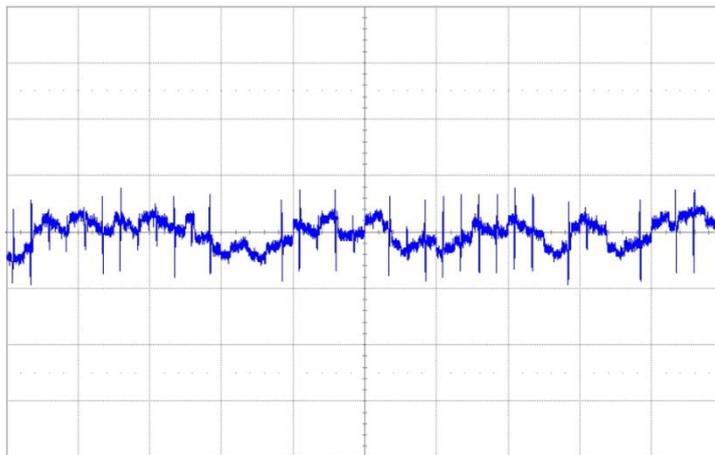


図 21 入力信号と VCO との位相差

このようにして、受信器内で振幅成分の除去と搬送波の復元を行った。最後にデジタル信号の復調について、式(10)と式(11)の処理をした後、それぞれフィルタを掛け合わせることで式(12)と式(13)が導き出され、このときの波形が図 18 となる。これをシンボル判定することで、I 相と Q 相のシンボルが求まる。この信号を、指定のビットレートタイミングで出力する。

以上、この構成で基礎的な実験を行った結果、デジアナ信号の生成、アナログ ATC 成分の除去、搬送波同期などの機能が実現できていることを確認し、以降のデジアナ ATC システムの評価に使用することとした。

3.3. デジアナ ATC システムの評価

3.3.1. 列車雑音の定義とシミュレータの構築

先に述べた通り、デジアナ ATC システムのような軌道回路を用いた伝送においては、列車雑音の影響を考慮する必要がある。まず、列車雑音について定義する。列車雑音は、電源商用周波数である 50Hz/60Hz の 6 次高調波である 300Hz/360Hz 周期で大きなピークを持つような特性を有する雑音が多く含まれる事が分かっている。また近年では、車両側の省エネルギー化を目的としてモーターに対して可変電圧可変周波数制御 (Variable Voltage Variable Frequency :VVVF) という電圧と周波数の制御を行っている。その際、レールをグランドとして使用しているため、多くの雑音が発生している。ここで、この列車雑音は列車走行等に依存して時間変動するため、今回は実雑音データの解析を経て、雑音シミュレータを科学技術計算ソフト MATLAB で構築し、列車雑音を再現した。この時のパラメータを表 6、スペクトル分布を図 22 に示す。以降の検討では、この列車雑音を用いて評価を行った。

表 6 レール雑音の各種パラメータ

Parameter	Value
Sample Rate	10kHz
Samples	600000samples
Time length	60s

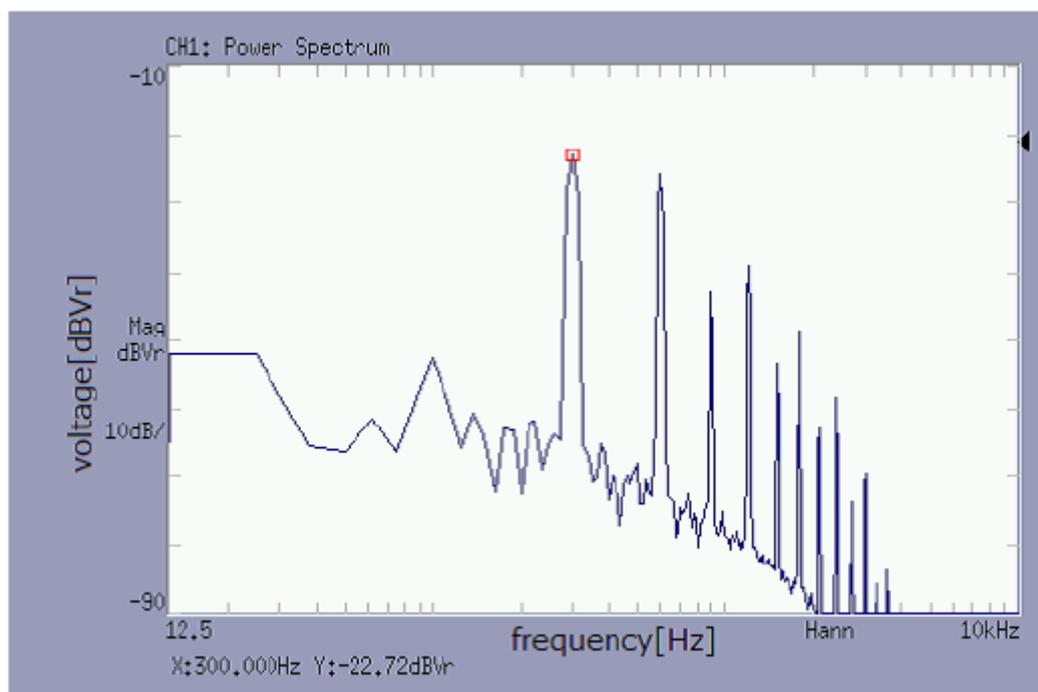


図 22 レール雑音のスペクトル分布

3.3.2. アナログ ATC の性能評価方法

アナログ ATC 受信器では変調信号を抽出し、その周波数のスペクトラムのピークによって制限速度を区別している。本項では、システム開発ソフトウェアの LabVIEW によって擬似的なアナログ ATC 受信器を構築し、変調スペクトルのピークを求めて判定を行うプログラムを作成した。なお、信号は、PC のオーディオ端子より入力をし、処理を行っている。図 23 に LabVIEW のブロック図を示す。また、評価結果を図 24 に示す。

今回、送信側として搬送波を 35Hz で AM 変調したものを入力しており、結果には 35Hz でピークが出力され、正常に制限速度信号の AM 信号波が受信できていることを確認した。

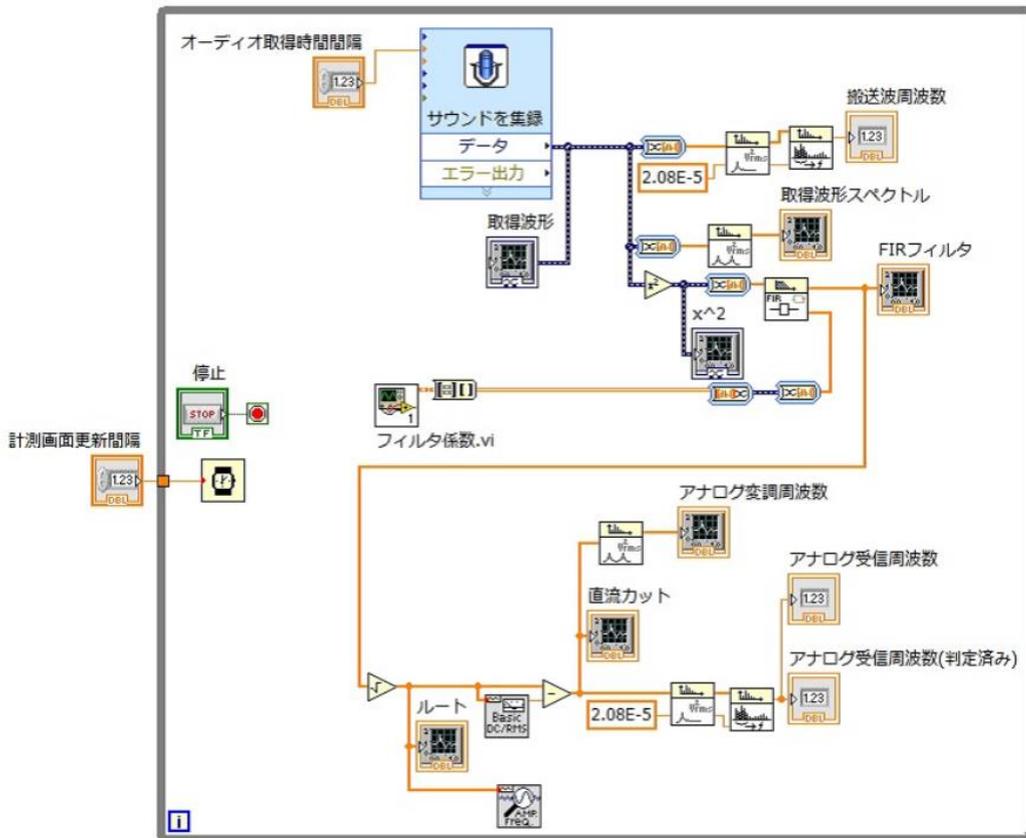


図 23 LabVIEW による疑似アナログ ATC 受信器

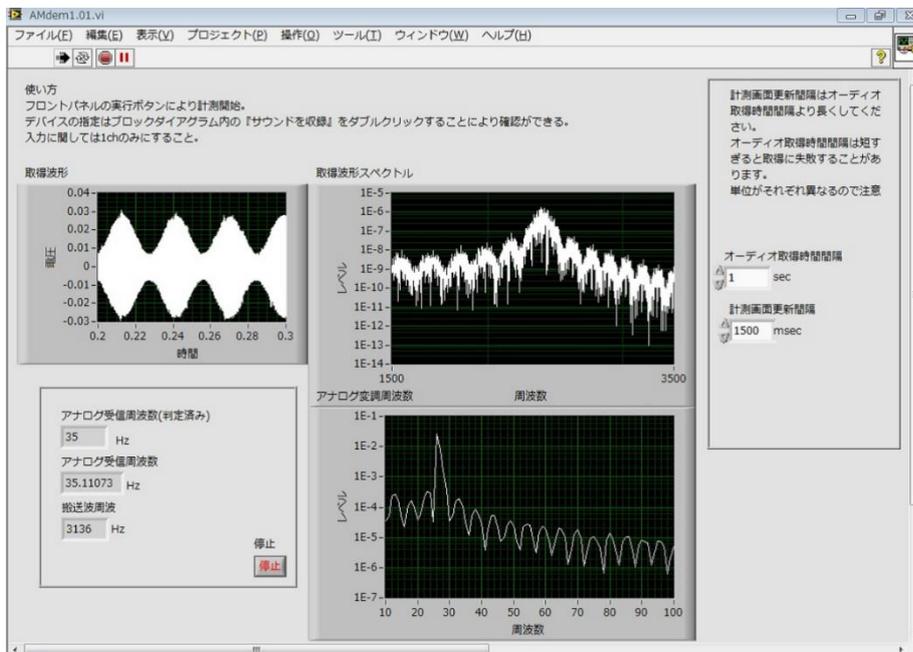


図 24 LabVIEW による疑似アナログ ATC 受信器の評価結果

3.3.3. デジタル ATC システムの性能評価方法

デジタル信号の場合、ノイズレベルによって伝送可能な伝送速度が異なる。一般的に、ノイズに対する耐性と伝送速度は反比例しており、シャノン・ハートレーの定理^[13]で示されている（式(17)）通り、伝送速度（通信路容量）が大きくなるにつれて、信号対雑音比は悪化する。

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (17)$$

C：通信容量 (bit/s) S：帯域幅上の信号電力

B：通信路の帯域幅 (Hz) N：帯域幅上のノイズ電力

さらに、システムを開発する際に BER は測定せず、システム導入時に測定を行うことが多く、通信方式を研究開発する際、雑音に対する耐性などを評価しないということが現状である。

以上より、デジタル ATC の通信方式検討段階に、必要な伝送速度と雑音との関係を検証する必要があるため、筆者は実験室レベルで実環境を再現した評価を行うシステムを構築した。本章ではそのシステムの仕組みと実際に評価した結果を示す。

3.3.3.1. 測定環境

デジアナ ATC システムの性能評価方法としては、DSP を用いたデジアナ送受信器や各種計測器を用いた評価を行うことにした。ただし、今回評価したデジアナ ATC の信号方式は伝送速度が 400bps と一般的な無線通信の伝送速度に比べ、低速であるため、十分な性能評価を行う上で必要なビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) を計測するには、長時間の測定が必要となる。このような背景から LabVIEW を用いて雑音レベルの調整やその他のパラメータを含め、測定器をコントロールし、BER 測定を行う環境を構築した。このブロック図を図 9 に示す。また、測定機器一覧を表 7 に示す。それぞれの測定器は GPIB ケーブルにより PC と接続しており、PC 上の LabVIEW によってコントロールされている。なお、先に示した雑音シミュレータによって得られた列車雑音は、ファンクションジェネレータによって再生できる構成にした。

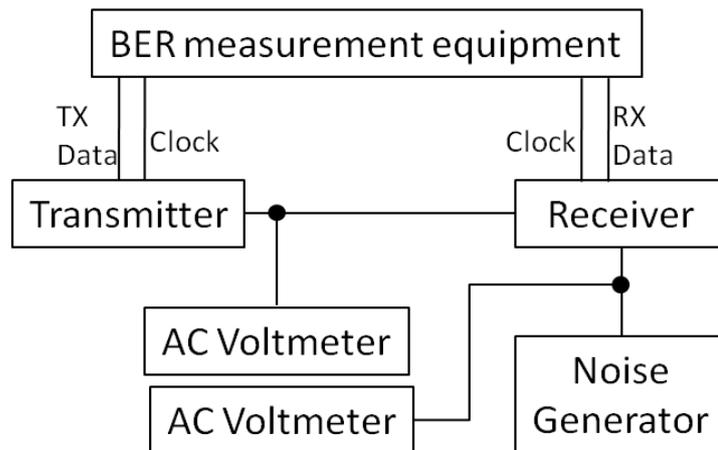


図 25 LabVIEW によるデジタル ATC 評価のブロック図

表 7 測定機器

装置	使用機器
BER 測定器	KIKUSUI KBM6010
AC 電圧計	Agilent Technologies 34410A
ノイズ発生器	Agilent Technologies 3352A

次に、PC 側の LabVIEW の画面構成を、図 26 に示す。測定開始とともに雑音発生器から雑音が出力され、信号とともにレベル測定が行われる。その時、指定の SN 比 (signal-noise ratio) に達していない場合、雑音発生器のレベルを上げて指定の SN 比まで調整を行う。そして、指定の SN 比に達すると、BER 測定を開始する。測定結果は BER 測定器モニタに表示され、右側のグラフにもプロットされる構成とした。

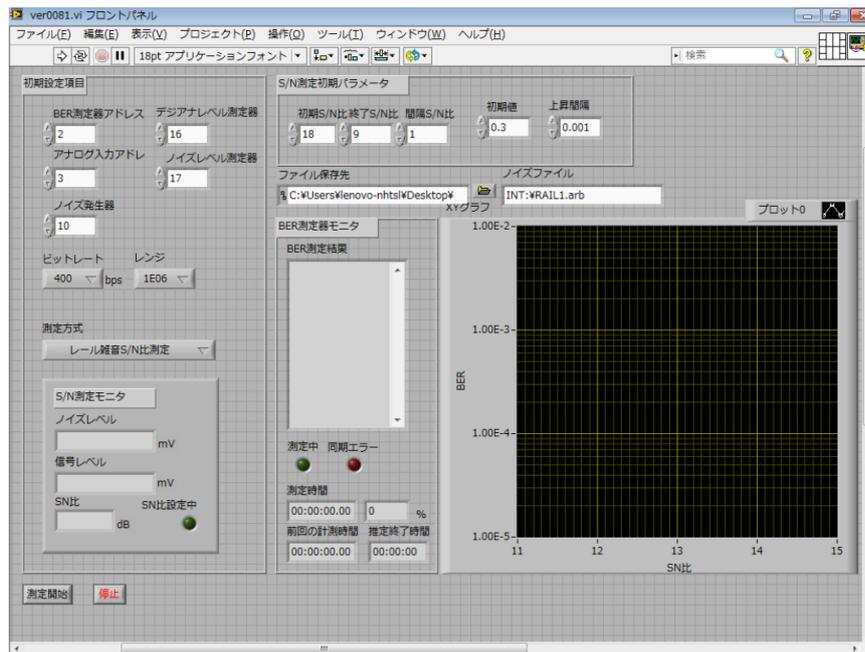


図 26 LabVIEW の操作画面

3.3.3.2. 特性評価

デジアナ ATC 信号は、AM 変調の変調度により、デジタル信号の BER に影響を与えるため、今回は変調度を変えて BER 特性を評価した。

その測定結果が図 27 である。なお、変調周波数は 35Hz である。

この図より、デジタル ATC システムで要求される BER の目標値である 10^{-5} 以下に対して、13dB の SN 比で変調度 60% 以下の時に目標値を達成することができることがわかった。また、変調度が大きくなるほど BER 特性が悪くなる結果が得られた。これは、変調度が大きいほど AM 変調波の影響を受け、デジアナ信号の最小振幅が小さくなった結果として、瞬時的に SN 比が悪くなったことが原因として考えられる。ただし、AM 変調度を小さくするとアナログ ATC 受信器で正しく制限速度信号を受信できないという問題もあるため、実際に導入する場合、今回の測定で 10^{-5} 以下の BER を実現した変調度 60% で採用することが検討されている。また、デジアナ ATC システム導入時には電力を一時的に 3dB 程度増加させるといった方策により SN 比を改善させる方法も検討されている。

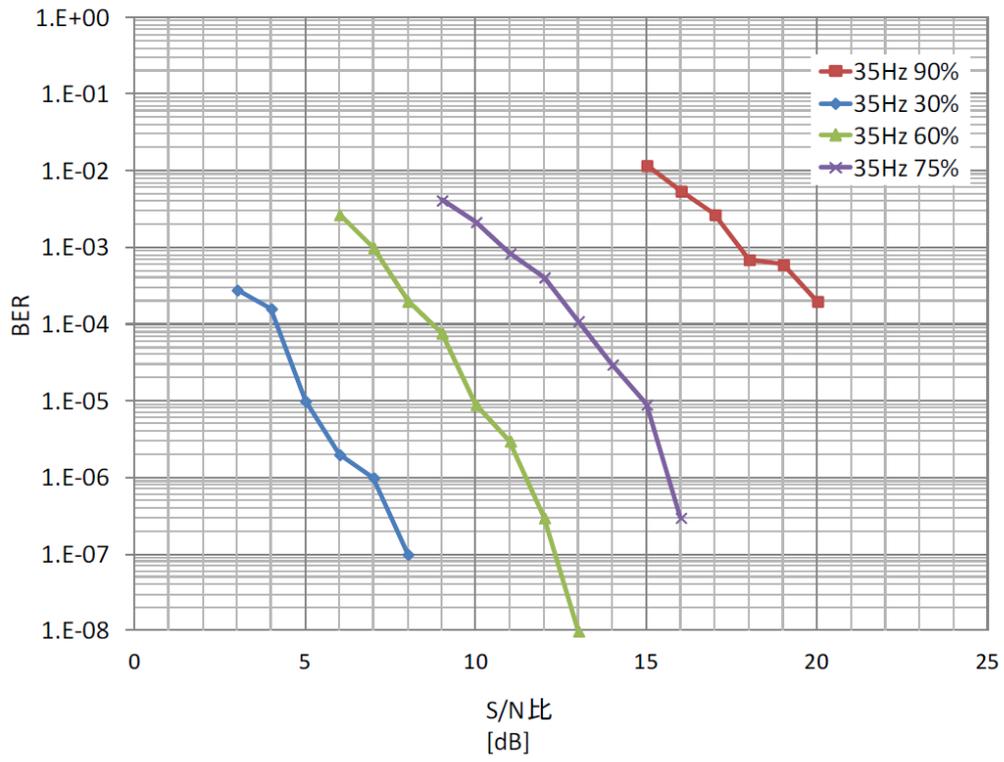


図 27 変調度を変えたときの BER 測定結果

4. 無線式列車制御システムのための伝送シミュレータ

4.1. 背景

近年、身の回りの機器が様々な手段を使い、ネットワークへ接続されている^[14]。そこで多く使われているのが、2.4GHz 帯無線である。その理由として、広い周波数帯域を確保でき、無線装置の開発が比較的容易であるからである。

最近では工場や各種プラントで、利便性や生産性の向上を目的とし、この帯域を使った無線装置が産業機器へ多く導入され始めている。また、鉄道分野においても無線式列車制御システムが研究・開発・導入されている。その中でも CBTC システムでは、無線 LAN や Bluetooth、電子レンジなどが利用している 2.4GHz 帯を使用しており、この帯域は各国の電波法などで定められたルールを守ることで自由に利用できるため、個人や会社の機器で多く使用されており、これらの機器からの干渉対策は重要な課題である。

ここで問題となるのが、どのような干渉波を想定するかである。一般的に無線方式を開発する際、全帯域に均一な雑音が存在する AWGN を使用したシミュレーションを行うことが多い。しかし 2.4GHz 帯で多く使われている周波数ホッピング方式は、帯域に偏りのある雑音に効果を発揮する方式のため、このシミュレーション手法では評価することができない。

本章では、筆者がデジアナ信号の評価で用いた通信性能評価方法を発展させ、2.4GHz 帯特有の電波環境において、同様の通信性能評価方法を開発した。さらに、この通信性能評価方法を用いて高い耐干渉性能を持つ通信方式を提案し、実際にこの評価方法で評価した。

4.2. 提案した伝送シミュレータ

4.2.1. 電波環境測定データを用いたシミュレーション

前述の通り、鉄道分野において無線式列車制御システムの代表例である CBTC システムでは、無線 LAN や Bluetooth、電子レンジなどと同じく、2.4GHz 帯を使用している。そのため、個人や会社が使用するこれらの機器からの干渉対策は、列車制御の安全性を確保する上で、重要な課題である。ここで干渉波対策としてまず考えなければならないのが、どのような干渉波を想定するかという点である。一般的に無線方式を開発する際、全帯域に均一な雑音が存在する AWGN を使用したシミュレーションを行うことが多い。しかし 2.4GHz 帯で多く使われている周波数ホッピング方式は、帯域に偏りのある雑音に効果を発揮する方式のため、このシミュレーション手法では評価することができない。

以上を踏まえて、筆者は 2.4GHz 帯特有の電波環境における通信性能評価方法を実現するための伝送シミュレータを開発した。具体的には、まず、実際の電波環境を測定し、影響を明らかにした。さらに、収集した電波環境測定データ（以降、電測データ）を筆者が開発したシミュレータに組み込んだ。これにより、従来の伝送シミュレータに比べて、より実環境に近い無線方式の解析を行うことができると考えた。

4.2.2. 電波環境測定

提案したシミュレーションでは図 1 で示した構成図中の AWGN 部に電測データを入力することで実雑音データの組み込みを実現することを想定している。そこで、まず、電測データの収集と収集データの解析を行った。

電波環境を測定する方法は、近年の情報処理能力の向上と高サンプリングに対応した AD 変換器の登場によって容易に実現可能となっている。もっとも簡単な方法としては、スペクトラムアナライザのデータ収集機能を用いた方法である。機種毎のメモリ容量やサンプリングレートによって測定可能時間は異なってくるが、本項で述べるシミュレーションであれば一般的なスペクトラムアナライザで十分な測定が可能である。さらに最近では、ソフトウェア無線を開発する装置^[15]が市販されており、これを取集装置として利用することが可能である。

本論文では提案したシミュレーションの定量的評価のため、様々な無線帯域を長時間にわたって収集できる独自の装置を用いて電波環境測定を行った。表 8 に電測で収集した電測データの各種パラメータを示す。装置の都合上、2.4GHz 帯の全帯域を同時に収集することができなかつたため、2 回に分けて測定を行っている。収集するデータはサンプリングレート I,Q チャンネルそれぞれ 50MHz となっている。

表 8 電波環境測定時の各種パラメータ

Items	Value
Frequency	2400-2440, 2440-2480MHz
Frequency band	40MHz
Sampling rate	50MHz (I/Q channel)

収集するデータはサンプリングレートが高ければ高精度なシミュレーションが可能であるが、本項で説明をするパケット衝突率の評価を行うシミュレーションでは、RSSI (Received Signal Strength Indicator: 受信強度) からパケットの衝突を判定するため、高いサンプリングレートは要求されず、1 パケットあたりの送信時間程度のサンプリングレートで十分である。

一方で後半に紹介する、伝送エラーレートの評価では高いサンプリングレートを使用することで高い精度の評価が可能となる。

図 28 に電測データを収集した装置構成を示す。この装置では、電源を備えている自動車に搭載するほかにも、簡易的な台車に搭載することも想定し、電源には大容量の UPS を用いて、長時間安定動作を可能としている。電波環境観測装置には、ルビジウム発振器を接続することで、高精度な電測を可能としている。そして、電測データ記録用に 1TB 分の SSD が組み込まれており、大容量のデータを高速に記録することを実現している。アンテナは 2 アンテナとすることで、到来角の判定を行うことを可能としている。そして、コンピューターは電波環境観測装置をシリアル経由でコントロール/モニタリングし、同時に GPS によって位置情報の収集を行う。

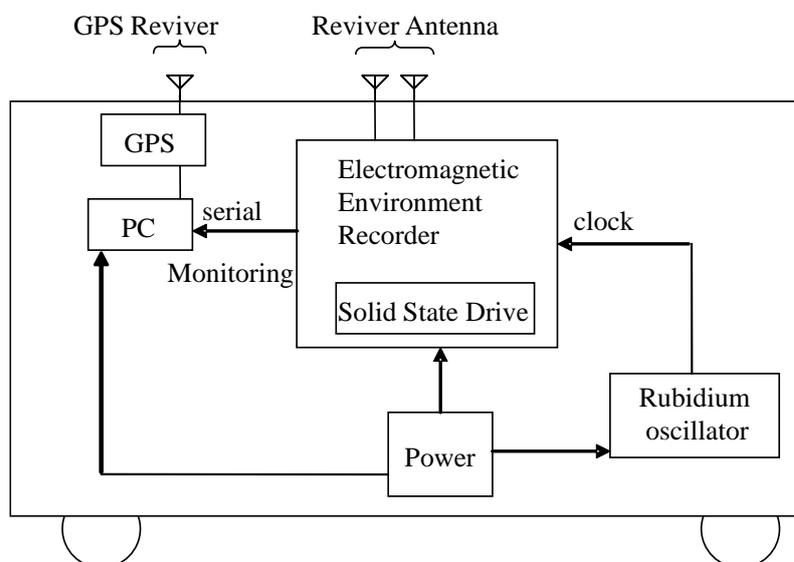


図 28 電波環境測定に用いた全体システム

以上のような構成で電測を実施し、その結果を図 29～図 31 に示す。

図 29～図 31 では、横軸周波数、縦軸時間を示している。色が緑から赤、青になるにつれ、RSSI が大きいことを示している。

図 29 では、矢印で示したとおり、一定間隔毎に広い帯域で RSSI が高くなっていることが確認できる。これは、無線 LAN のスペクトルであると考えられる。一般的に、無線 LAN は周波数帯域 20MHz、約 102.4ms でビーコンを出力している。さらに、市販されている無線 LAN の多くは、初期設定で 1ch (2401～2423MHz) となっていることが多い。

図 30 に電子レンジのスペクトルを示す。電子レンジは通信装置ではないが、電波法では高周波利用設備に該当し、総務省の型式確認が義務づけられている。図を見てもわかるとおり、2440MHz 付近の周波数を使い、広範囲にわたってレベルの変動の大きい雑音が放出されていることがわかる。

図 31 に Bluetooth のスペクトルを示す。狭帯域の信号の周波数を高速に切り替えていることがわかる。周波数ホッピングを用いる理由として、2.4GHz 帯の特徴でもある様々な無線装置が干渉となるためであり、これらの干渉は 2.4GHz 帯に偏った分布で存在する。そこで、周波数を高速に切り替えることで、これらの周波数の偏った干渉を回避する事が可能である。

以上のように、2.4GHz 帯は、様々な装置が利用しており、さらに、スペクトルや周期など、様々な方式を利用していることが明らかとなった。さらに、場所やタイミングにより、様々なスペクトルを観察できたため、無線方式検討の際は無線装置を設置する場所で電測データを収集する必要があると考えた。

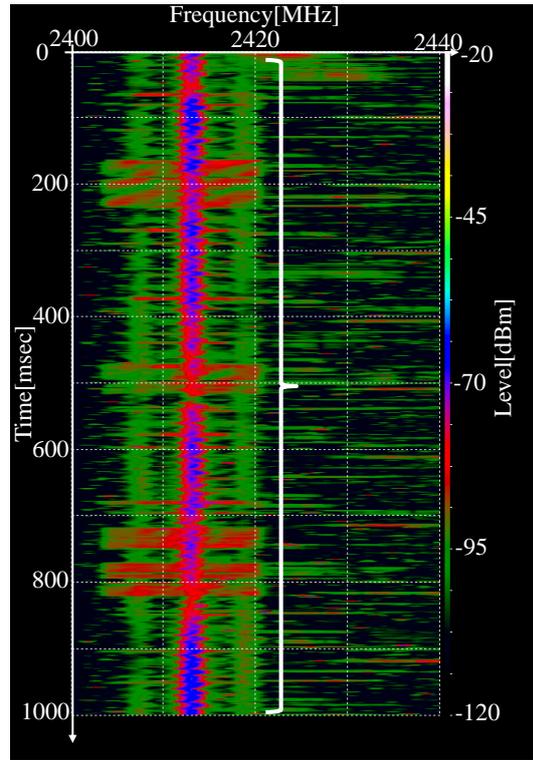
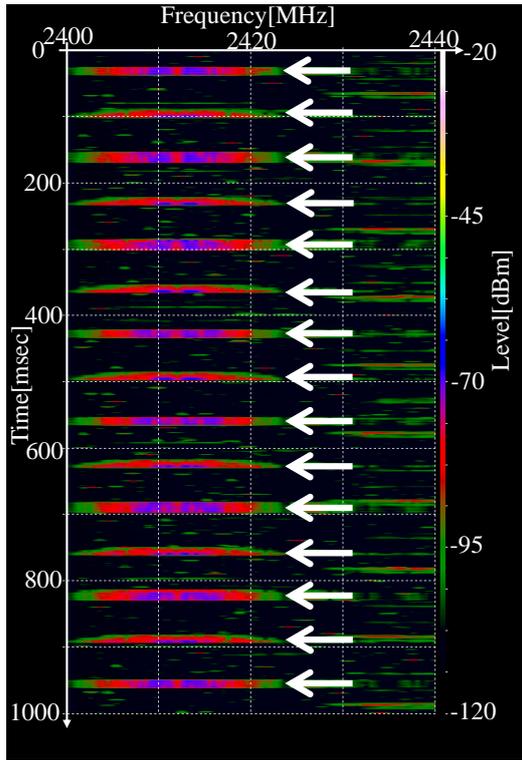


図 29 無線 LAN スペクトログラム 図 30 電子レンジのスペクトログラム

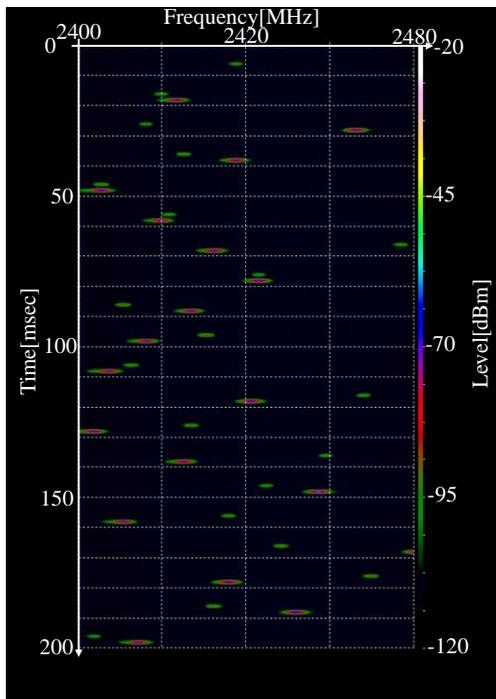


図 31 Bluetooth のスペクトログラム (周波数ホッピング)

4.3. パケット衝突率の評価

本項では、収集した電測データを用いて、パケット衝突確率を算出するシミュレーション手法について説明する。この評価を実施することで、キャリアセンスの機能の動作頻度解析や送信した信号の伝送確率を求めることが可能である。

4.3.1. 提案手法の評価手順

本評価手法では前項で収集した、電測データを利用する。使用する電測データのサンプリングレートは、評価を行う通信システムのパケットサイズに比べて十分小さいものであればよい。今回は、高いサンプリングレートで電測を行っており、収集したデータは時間変化のある信号を持っている。本シミュレーションでは、周波数単位・一定時間単位の RSSI データを必要としているため、周波数解析が必要である。

そこで今回は、一定の大きさの窓関数を用いてフーリエ変換（FFT：Fast Fourier Transform）を行う短時間フーリエ変換（STFT：Short-Time Fourier Transform）^[16]という手法を用いて解析を行い、500kHz×80、時間軸方向 0.5ms のデータを生成した。

収集した電測データを A として、解析データを周波数 f と時間 t の次元をもつ電力値 a の行列で表すと、以下の式(18)となる。**エラー! 参照元が見つかりません。**

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1f} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{t1} & \cdots & a_{tf} \end{pmatrix} \quad (18)$$

以上のデータを用いて、使用帯域幅、1パケットの通信時間、通信不能となる RSSI を決定し、シミュレーションを実行する。本シミュレータのフローチャートを図 32 に示す。また、ブロック図を図 33 に示す。

このシミュレーションでは、事前に評価をしたい周波数ホッピングパターンと、無線装置の要求性能から受信閾値レベルを指定する。

次に、この指定したホッピングパターンから周波数のホッピング先を決定し、指定された周波数ホッピング先のレベルを STFT 解析した電測データから取得する。取得するデータは評価したい 1 パケットの周波数帯域幅、時間分のデータの電力平均を利用した。そのデータを事前に決められた閾値レベルと比較し、上回った場合、エラーとしてカウントをする。これらを全チャンネルで実施することで、衝突確率の算出を行っている。

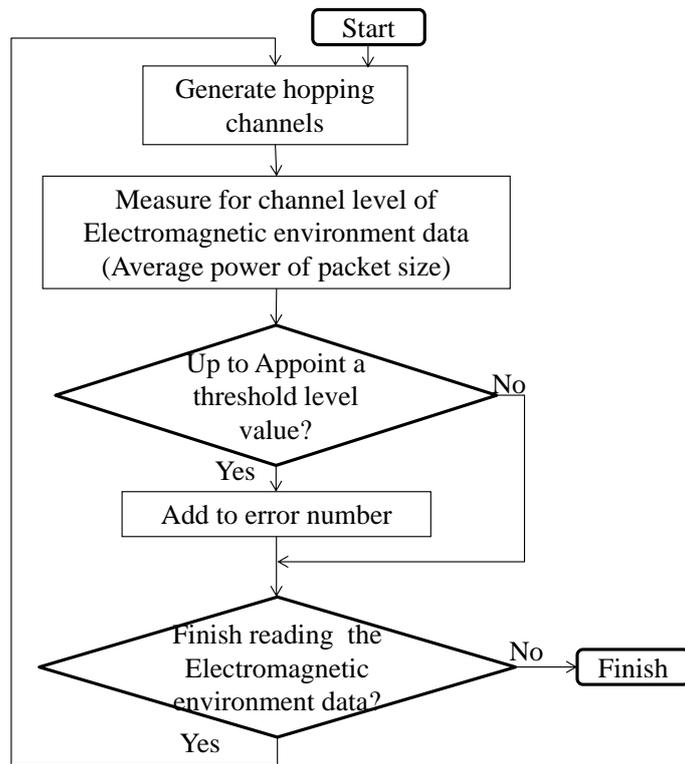


図 32 パケット衝突確率評価のフローチャート

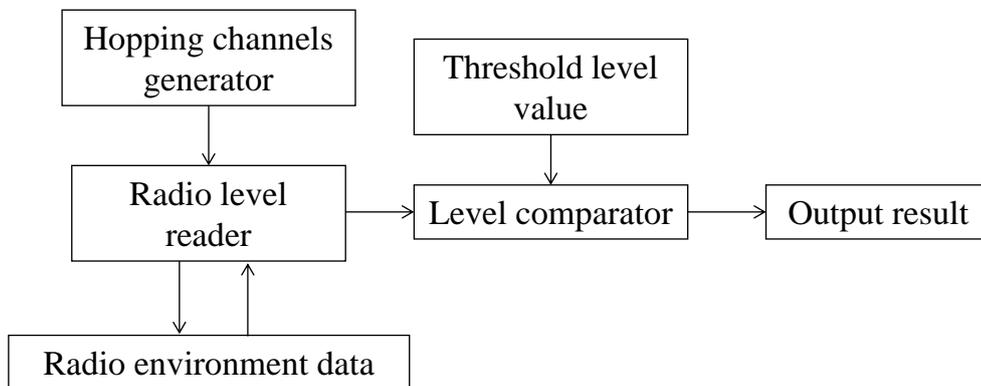


図 33 パケット衝突確率評価のブロック図

4.3.2. シミュレータの開発と評価

本項では提案したシミュレータを評価するため、例としてホッピングシステムを模擬した通信方式のシミュレーションを二種類行い比較した。

一つ目を、図 34 に例を示す。白色の四角が送信パケットである。これは、1 送信ごとにチャンネルを 1ch ずつ一定間隔にホッピングさせている。このホッピングパターンは事前に決められている。

また、もう一方の例を、図 35 に示す。これは疑似乱数を用いて周波数ホッピング先を決定するものである。

これらの方式を、先に述べた収集装置で一度に収集できる約 85 分間の電測データを用いてシミュレーションした。今回は、電測を行った全時間で評価を行うが、特定の無線装置に対する耐性を評価する場合は、電測データより特定の信号が送信されている時間を抽出したうえで評価するべきである。

以上を踏まえて、評価を行う通信方式・パラメータについて表 9 に示した。

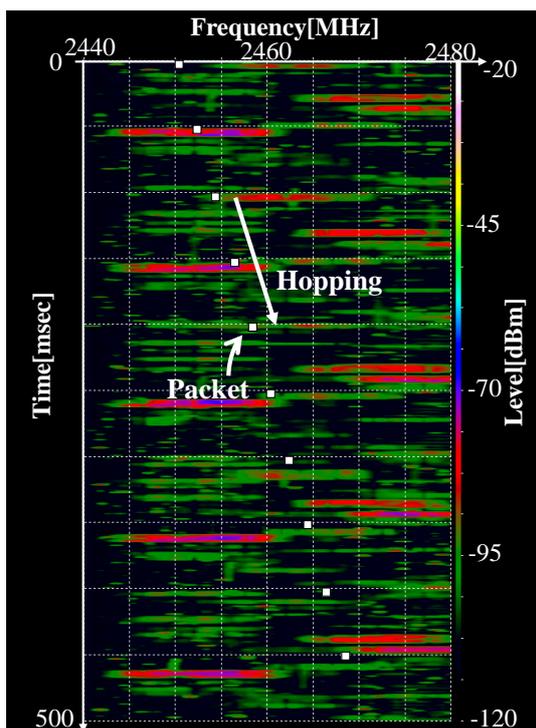


図 34 ホッピングパターン①

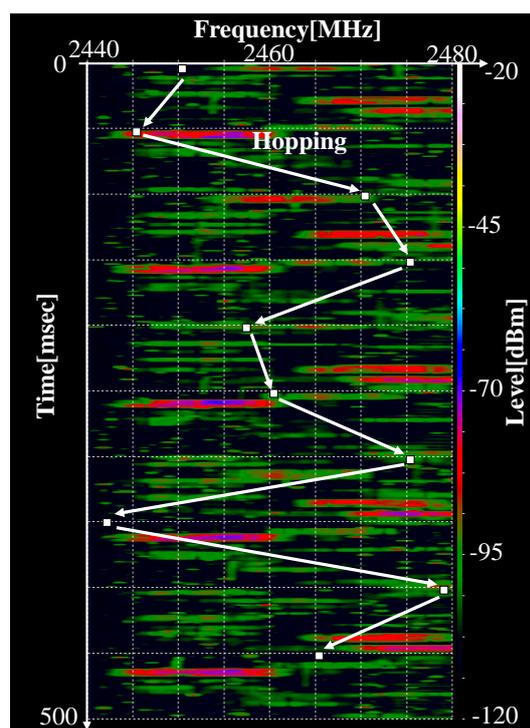


図 35 ホッピングパターン②

表 9 シミュレーション諸元

Items	Value
Frequency	2440-2480MHz
Band width	5MHz
Packet length	1ms
Hopping pattern	<ul style="list-style-type: none"> • Fixed hopping • Pseudorandom (M-sequence)
Hopping time space	50ms

4.3.3. シミュレーション結果

本シミュレーションでは全帯域について評価していないが、今回収集した電波環境を確認すると、無線 LAN が支配的であり、信号は全帯域に分散しているため、2400MHz～2440MHz と 2440MHz～2480MHz の信号分布は、ほぼ同様の電波環境であることがわかった。このため、本評価では 40MHz 帯での評価結果であっても有効であると考えられる。

今回のシミュレーション結果は、表 10 の通りである。この結果を見ると、疑似乱数を用いたホッピングパターンを用いることで、一定間隔で周波数ホッピングさせる方式に比べ、10 倍近くパケットエラーレート (PER) が改善することがわかった。

実際に周波数ホッピングを利用している Bluetooth では、2.4GHz 帯全体にホッピングパターンを分散させており、もし干渉信号と多く衝突するチャンネルがある場合、その帯域を回避するなど、その伝送帯域中の空いている帯域へ適宜周波数を変更している。本手法を用いることで、確率的に衝突の多い帯域と少ない帯域で重み付けし、干渉を回避する方式を検討することが可能である。

表 10 シミュレーション結果

Hopping pattern	PER
Fixed hopping	0.12%
Pseudorandom (M-sequence)	0.011%

4.4. 伝送エラーレートの評価

本項では、収集した電測データを背景雑音として評価するものについて記述する。この手法により、実環境に近い試験を行うことができ、ビット単位のエラーを発生させ、実環境に近い評価を可能としている。

提案手法の評価手順

本評価手法においても、電測データを使用する。今回は、電測データのサンプリングレートは可能な限り高い必要があり、シミュレーションを行う計算機の性能やシミュレーション精度によって決める。本項におけるシミュレーションの流れを図 36 に示す。はじめに、送信したいデータを生成し、変調を行う。次に、電波環境測定データの生データを足し合わせる。その後、復調を行い、送信データと照合し、エラーレートを算出する。次にブロック図を図 37 に示す。図 1 との違いとして AWGN を入力していた箇所から電測データを入力しているところである。さらに、前章のシミュレーションとの違いは、シミュレーションに STFT 解析を実施せずに生データを使って行っている点である。これによって、より実環境に近い検証を実施することが可能である。

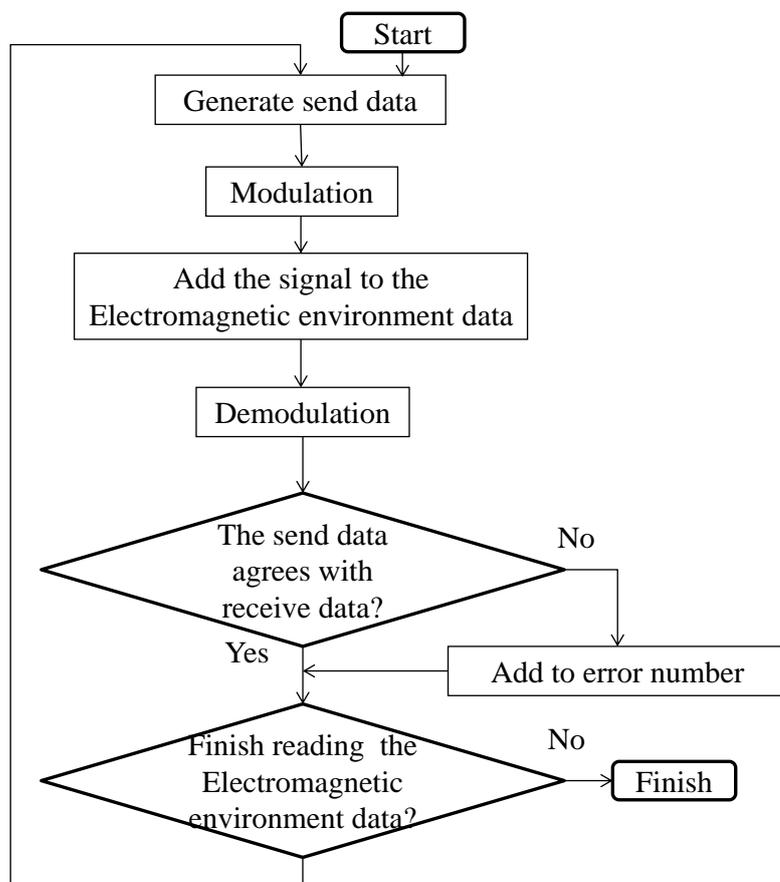


図 36 伝送エラーレート算出のフローチャート

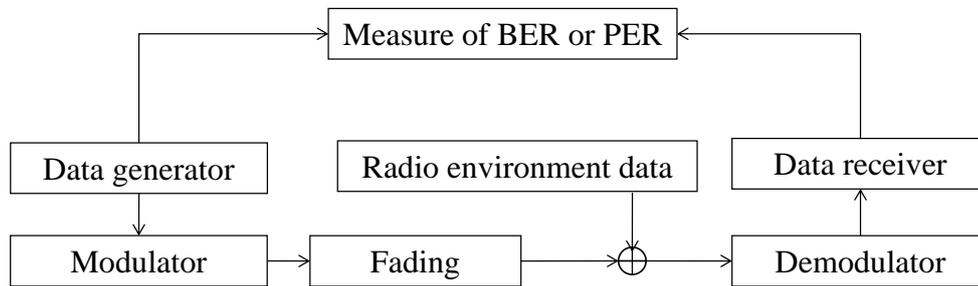


図 37 伝送エラーレート算出のブロック図

4.4.1. シミュレータの開発

伝送エラーレートの評価において、シミュレータを開発した。本論文ではこのシミュレータをインターリーブ方法の違いによる評価として比較を行った。

4.4.1.1. OFDM とインターリーブ

ここではまず、本シミュレータで評価対象とする **OFDM** について説明する。**OFDM** 方式とは、変調された複数の信号を直交するように周波数軸に配置することで、一度に多くのデータを同時に送信することのできる方式である^[18]。最近では、地上デジタル放送の通信方式や携帯電話で普及してきている **LTE** に **OFDM** 方式が採用されており、近年の情報伝送速度向上のキーとなる技術である。

図 38 に **OFDM** 方式の変調方法の一例を示す^[19]。送信データは、それぞれの **OFDM** サブキャリアに割り当てられるビットごとに直並列変換される。その後、インターリーブ、変調を行い、生成された各サブキャリアの信号を用い、逆フーリエ変換によって **OFDM** 信号を生成する。

図 39 に **OFDM** 方式の復調方法の一例を示す。復調の際には、始めにフーリエ変換を行い、各サブキャリアを復調した後、デインターリーブと並直列変換を行い、元のデータを復元する。

今回紹介した方法の他に、インターリーブを直並列変換前に実施する方法など変調方法は複数存在する^[20]。

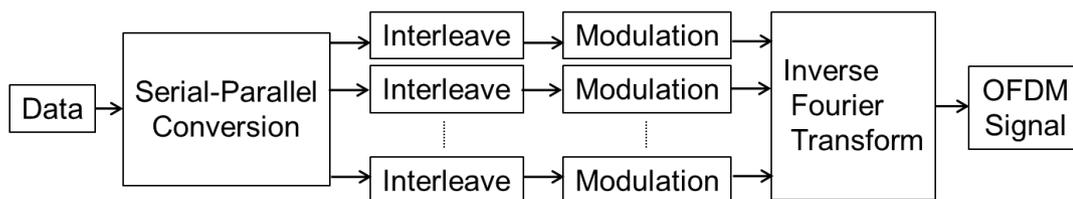


図 38 OFDM 変調 (例)

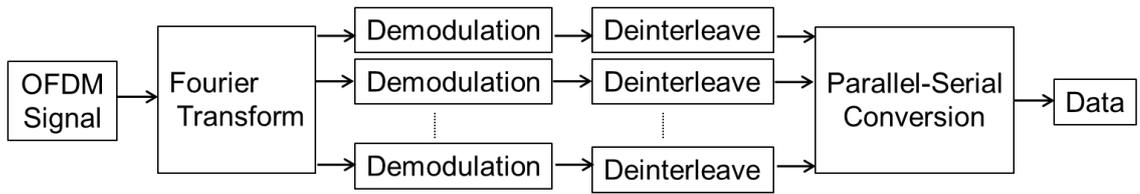


図 39 OFDM 復調 (例)

OFDM 信号では、一般的にインターリーブという処理を行う。図 40 に OFDM 信号のスペクトルを示す。OFDM 信号では変調された送信信号が、それぞれのサブキャリアに割り当てられている。

このとき、図 41 のように、複数のサブキャリアが雑音やフェージングなどで干渉を受けたとき、連続した誤りが発生する。一般的に無線通信には誤り訂正機能が入っているが、このような連続した誤りの場合、誤り訂正の能力を發揮できないことが分かっている。そこで OFDM 変調では、インターリーブと呼ばれる手法を用いて誤り訂正能力の向上を図っている。インターリーブとは、データをビット単位で入れ替える操作で、誤り検出・訂正に多く使われ、通信方式の特性や通信装置の処理能力を考慮に入れた上で、インターリーブ方法を決定する。

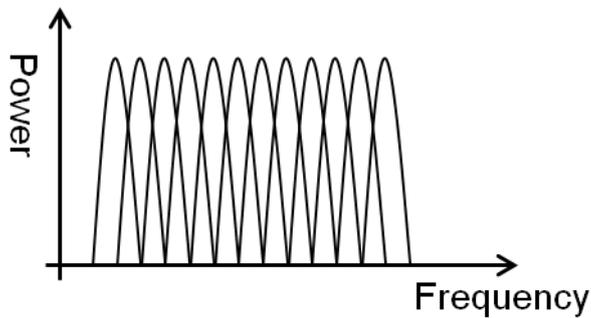


図 40 OFDM のスペクトル (例)

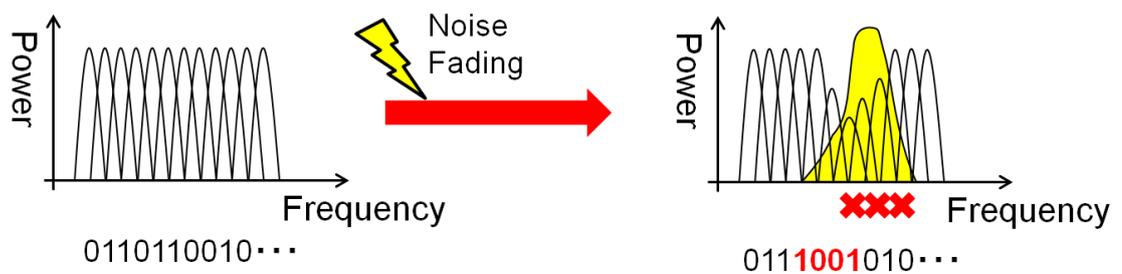


図 41 OFDM 信号の干渉

ここで、OFDM 方式を使っている無線 LAN のインターリーブ方法を図 42 を用いて説明する[21]。

始めに、送信したいデータを決められた行列の行方向に入力する。その後、偶数列中の偶数行と奇数行を入れ替える（図中丸で囲われた部分）。最後に、行列の列方向に出力することでデータのインターリーブを行っている。

そのほかにもインターリーブの処理高速化と回路規模を少なくするため、乱数を用いた手法などが提案されている[22]~[26]。

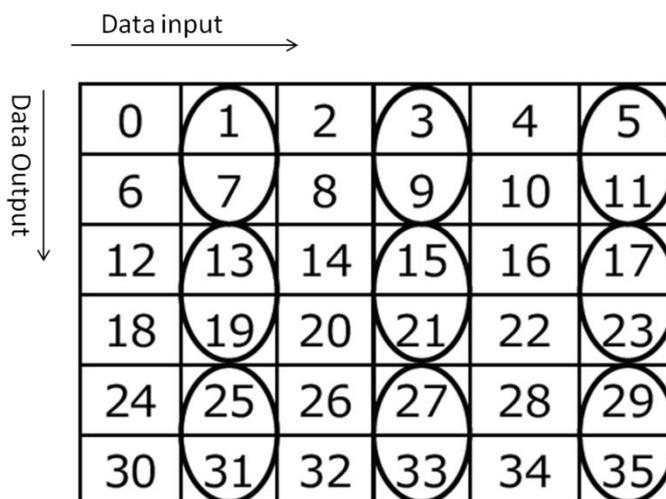


図 42 Interleave (Wireless LAN)

4.4.1.2. インターリーブ方法の違いによる性能評価

本項では、伝送シミュレータの評価のため、二種類のインターリーブ方式を用いて比較を行った。シミュレータで評価を行う通信方式のパラメータを表 11 に示す。今回は、様々な無線装置が均一に存在するタイミングを抽出した 48.8 秒間でシミュレーションを実施した。これにより、特定の無線装置の干渉耐性を評価することができる。さらに、特定の範囲でシミュレーションすることで、シミュレーション時間の短縮も可能である。

表 11 シミュレータ諸元

Items	Value
Frequency	2440-2480MHz
Band width	5MHz
Modulation method	QPSK、OFDM
Interleave method	<ul style="list-style-type: none"> • Matrix interleave • interleave of WLAN
Hopping time space	50ms

4.4.1.3. シミュレーション結果

結果を図 43 に示す。今回は、横軸が時間、縦軸が積算エラー数で表現した。また、OFDM の帯域に一樣な雑音を加えたときの結果を、図 44 に示す。

一樣な雑音を加えた場合、インターリーブの違いによる結果に差はほとんど見られなかった。これは、一樣な雑音が加えられたことによりデータの欠落が一樣に発生するため、インターリーブの効果を発揮することができないからである。

一方で電測データを加えた結果では、局所的なビット誤りが発生し、インターリーブの性能差が明確にわかる形となった。

さらに、無線 LAN で採用されているインターリーブの方が送信データを十分分散することができ、性能向上していることが明らかとなった。

また、パケットエラーレートはシミュレーション時間 48.8 秒間で算出したところ、行列インターリーブで 1.41×10^{-6} 、WLAN と同等方式で 4.16×10^{-6} であった。

無線 LAN に関しては、インターリーブによるパケットエラー改善よりも、再送制御による伝送速度の向上を目的としており、処理量を低減させるため、OFDM シンボルをまたがるようなインターリーブを実施しておらず^[21]、このような結果を想定できる。

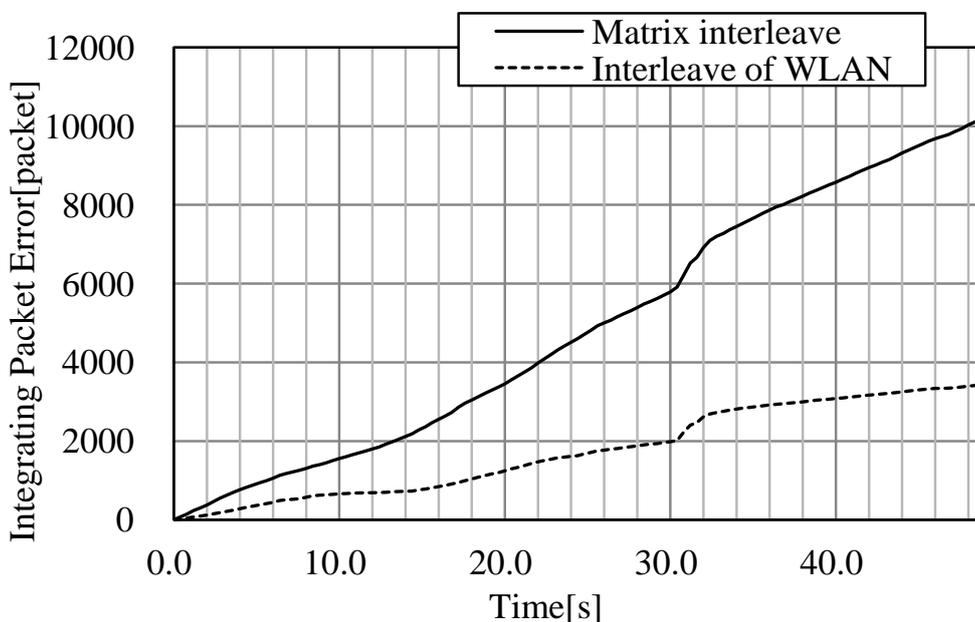


図 43 シミュレーション結果

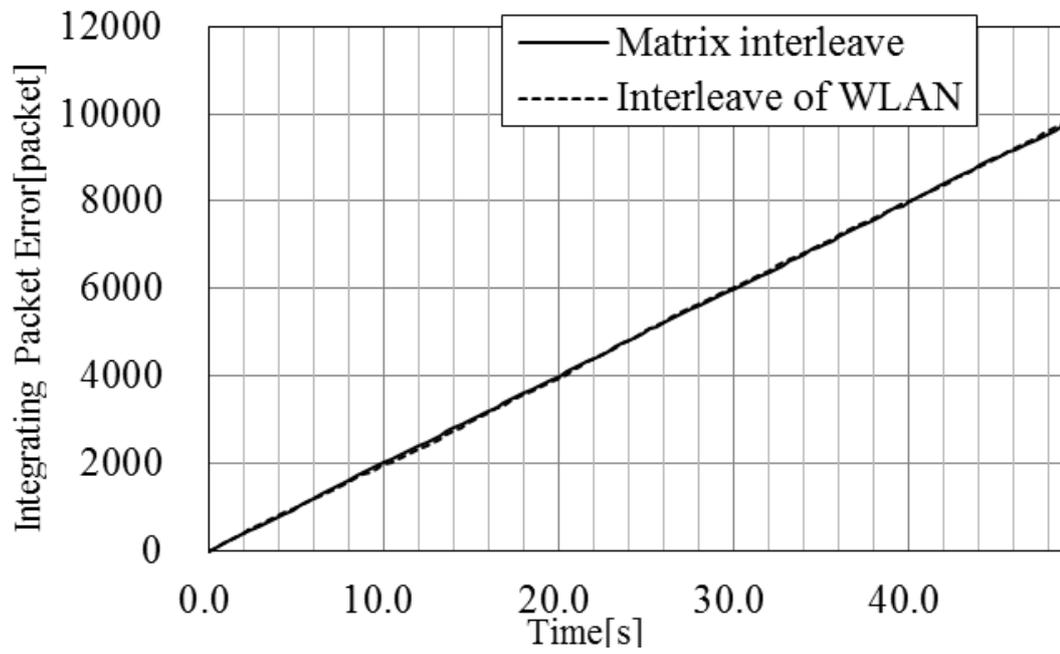


図 44 一様な雑音下でのシミュレーション結果

4.5. インターリーブ手法の提案

前述までの OFDM 方式のさらなる伝送品質向上を目的として、本項では、筆者が提案した OFDM 方式で用いられるインターリーブ手法について前項までに紹介している伝送シミュレータを用いて評価を行った。

4.5.1. OFDM 方式で用いられるインターリーブ手法

OFDM 方式に用いられるインターリーブ手法には様々な方法がある。例えば、無線 LAN のインターリーブでは 4.4.1.1 で説明した方法で行っており、キャリアアセスによって他の無線装置との干渉を回避し、さらに高速な再送制御を行っているため、インターリーブ方法が伝送速度低下の要因となることが少ないと考えられる。

さらに、参考文献[26]では、インターリーブの処理高速化と回路規模削減のため、送信機と受信機に同一系列を出力する疑似乱数発生器を搭載し、この乱数を用いて送信ビット列を複雑に入れ替える方法が提案されている。この方式では、他の無線装置からの干渉が少ない環境で使われ、処理能力が低い装置に対して有用であると考えられる。

そこで、筆者は OFDM 方式における誤り訂正の性能改善を目的として、周波数（サブキャリア）方向、時間（シンボル）方向に十分分散させる新たなインターリーブ手法を提案し、評価を行った。

4.5.2. 提案したインターリーブ手法

OFDM 方式のさらなる伝送品質向上を図るうえで、本方式で用いられるインターリーブ手法の改善が重要である。そこで、筆者は OFDM 方式における誤り訂正の性能改善を目的として、周波数（サブキャリア方向）、時間（シンボル方向）に十分分散させる新たなインターリーブ手法を提案した。このインターリーブ手法は、送信データを周波数方向・時間方向に十分分散させ、雑音耐性の向上を目的としたものである。この提案したインターリーブ手法の考え方についてブロック図を図 45 に示す。

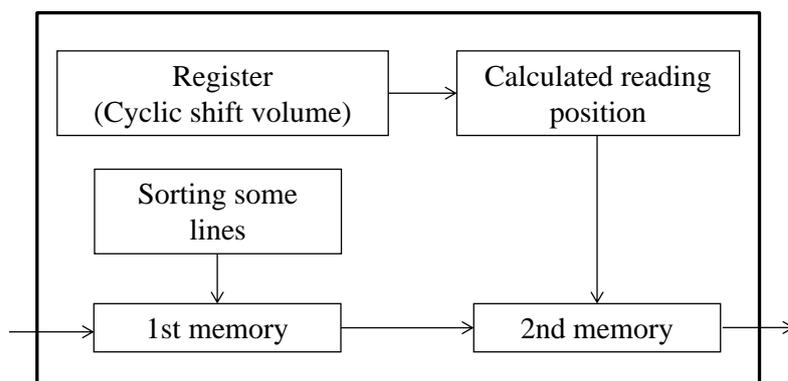


図 45 提案したインターリーブ手法のブロック図

始めに、第一記憶装置にデータが入力される。この第一記憶装置へのデータ入力方法を図 46 に示す。この図中の数字は、入力するビットに番号を割り当てたものである。ここでは、入力されるデータパケットサイズに合わせて行列を準備する。行列には、図 46 の様に、行方向へデータを入力する。

Input Data
→

0	1	2	3	4	5	6	7
8	9	10	11	12	13	14	15
16	17	18	19	20	21	22	23
24	25	26	27	28	29	30	31

図 46 データを行列に入力

次に、並び替え部に設定された列並び替え手順より、図 47 の様に列を入れ替える。列の入れ替えと同時にデータは第二記憶装置にコピーを行う。

0	4	2	6	1	5	3	7
8	12	10	14	9	13	11	15
16	20	18	22	17	21	19	23
24	28	26	30	25	29	26	31

図 47 列を入れ替え

最後に、サイクリックシフト量記憶レジスタに保存しているサイクリックシフト量を、読み出し位置計算装置で図 48 の○で示す位置を算出する。出力は、○の位置から列方向に出力する。

Output Data ↓	①	4	2	6	1	5	3	7
	8	12	②	14	9	13	11	15
	16	20	18	22	③	21	19	23
	24	28	26	30	25	29	④	31

①

②

③

④

図 48 読み出し位置の算出

出力したデータは図 49 の様に OFDM の各サブキャリアに割り当てられる。また、図 50 には、サイクリックシフトを行わずに出力したものを示す。図 49 を見ると、周波数方向に十分分散していることがわかるが、同一サブキャリアの時間方向の分散は少ないことがわかる。一方、図 50 では同一サブキャリア上の時間方向の分散が十分行われていることがわかる。

また、これらの図はサブキャリアが割り当てられた後の周波数を概念的に示したものであり、周波数方向に複数ビットずつ読み取り、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 変調の様な多値変調を行うことも可能である。

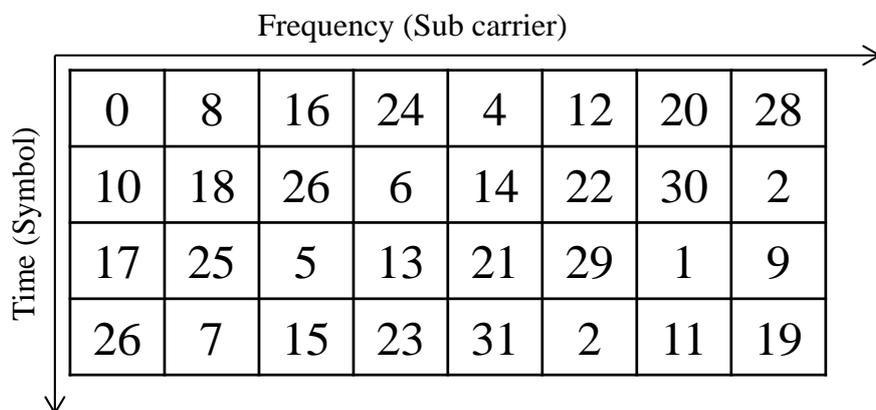


図 49 提案した手法による出力データの OFDM シンボルへ割当て

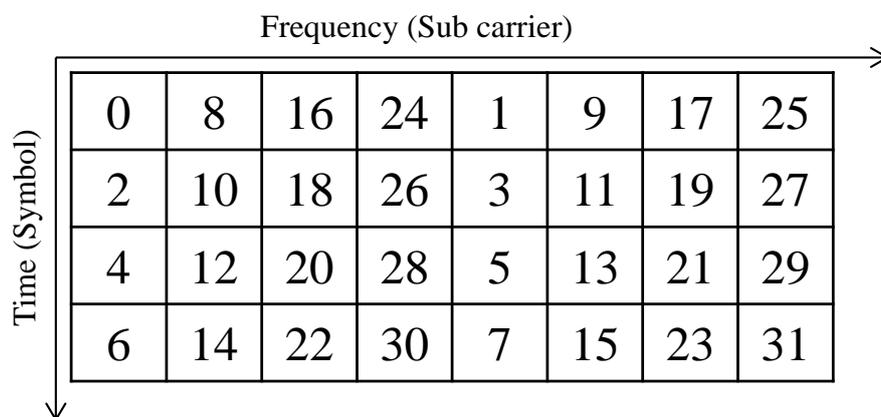


図 50 サイクリックシフトを行わない出力データの OFDM シンボルへ割当て

4.5.3. サイクリックシフト量の選定

本提案手法ではサイクリックシフト量によって大きく性能に差があると考えられる。たとえば、サブキャリア数 32、シンボル数 20 とした場合について説明をする。図 51 に、 32×20 の行列にデータを行方向に入力した時の例を示す。

Input Data
→

0	1	2	3	4	5	6	7	8		30	31
32	33	34	35	36	37	38	39	40		62	63
64	65	66	67	68	69	70	71	72	94	95
96	97	98	99	100	101	102	103	104		126	127
128	129	130	131	132	133	134	135	136		158	159
⋮										⋮	
576	577	578	579	580	581	582	583	584	606	607
608	609	610	611	612	613	614	615	616		638	639

図 51 提案したインターリーブ手法の入力データ (例)

これを、筆者らが提案したインターリーブ方法でサイクリックシフト量 0 として出力すると、図 52 の様になり、図中に色を付けたビットが周波数方向に 8 ずつシフトしながら出力されることがわかる。

この時、サブキャリア数を N 、入力データ行数 (時間) を T 、シフト量を S_0 としたとき、 S_0 を以下の式(19)で求めることができる。

$$S_0 = T - (N \bmod T) \quad (19)$$

この式を計算すると、図 51 の場合、サイクリックシフト量 0 の時、データのシンボル割り当て位置が 8 ずつずれながら出力される。つまり、サイクリックシフト量を -8 と指定すると、時間方向の分散が乏しくなることがわかる。

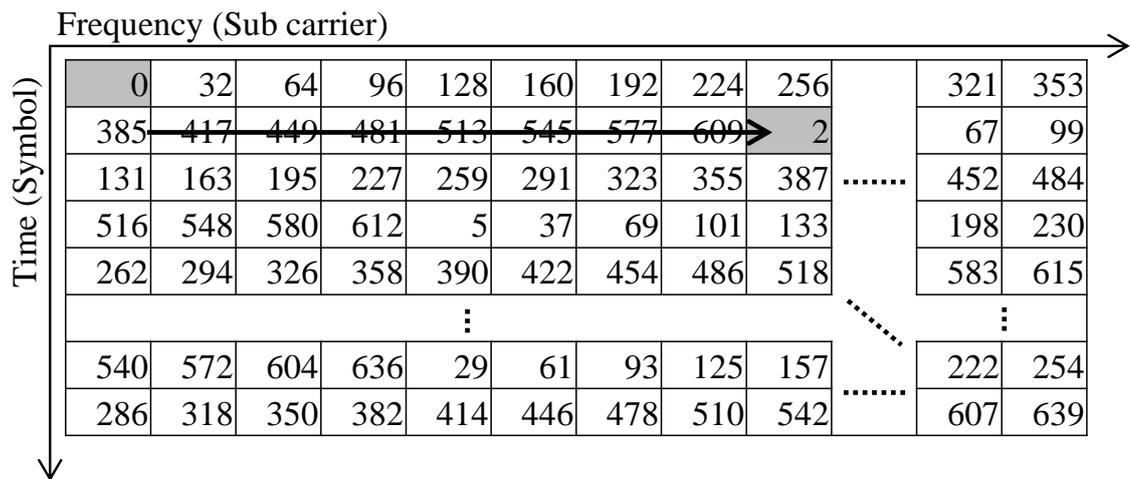


図 52 サイクリックシフト量 0 の時の出力データ (例)

以上より、サブキャリア数がサイクリックシフト量の整数倍と一致する時、周波数方向の分散が小さくなる。

つまり、指定するサイクリックシフト量 S は『 $S+S_0$ とサブキャリア数の最小公倍数が小さい』のとき、サブキャリア方向（周波数方向）の分散が小さくなり、サイクリックシフト量として指定することは避けるべきである。実際にサイクリックシフト量は、無線装置の通信方式やパラメータに左右されるため、実際に評価を行い、性能が良いものを指定することが望まれる。

4.5.4. 提案したインターリーブ手法の評価方法

提案したインターリーブ手法を用いて OFDM 通信の性能評価を実施した。今回実施した評価手法のブロック図を図 53 に示す。

始めに乱数によって送信データを生成し、畳み込み符号化・インターリーブを実施する。その後、各種変調を行い、雑音を付加する。そして、この信号を復調・デインターリーブ・ビタビ復号によってデータを復号し、送信データと比較することで BER (Bit Error Rate) を算出する。

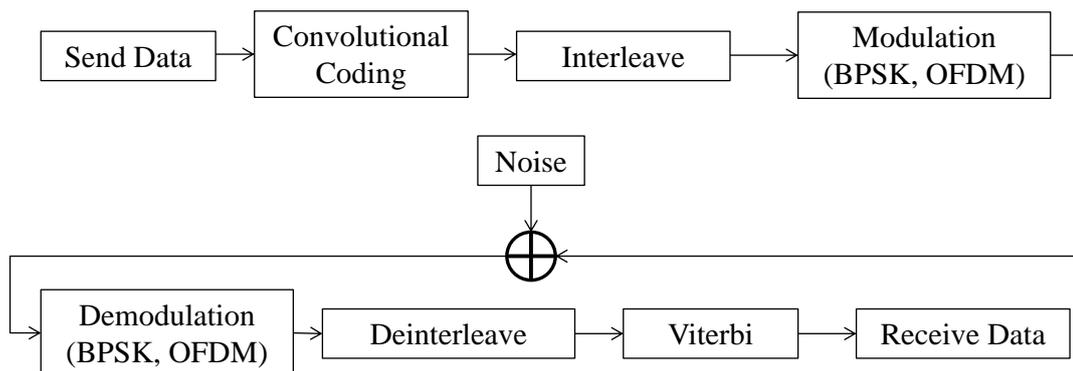


図 53 評価手順を示すブロック図

図 53 内にある畳み込み符号化について、図 54 に示す。

output A と output B の算出式は式(20)、(21)に示す。

$$A = [\text{input}] \text{ xor } [d2] \text{ xor } [d3] \text{ xor } [d5] \text{ xor } [d6] \quad (20)$$

$$C = [\text{input}] \text{ xor } [d1] \text{ xor } [d2] \text{ xor } [d3] \text{ xor } [d6] \quad (21)$$

この出力データに対してインターリーブを実施する。

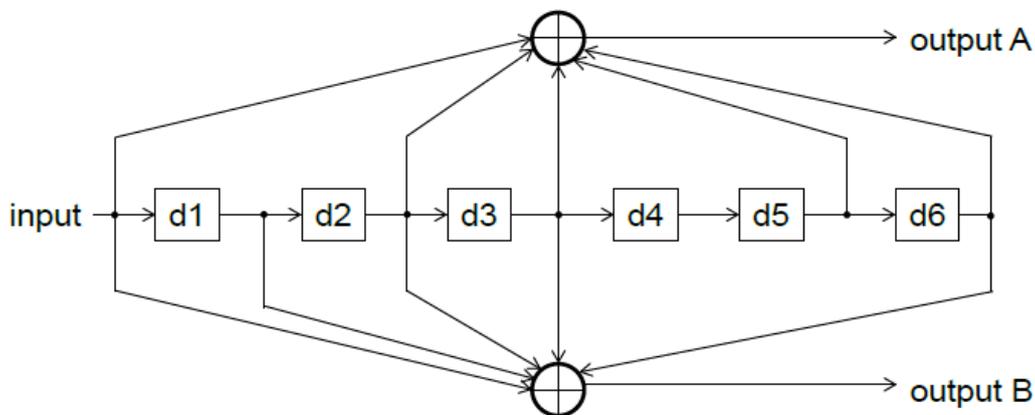


図 54 畳み込み符号化

インターリーブ部の構成を図 55 に示す。本項では OFDM シンボル数を 36 とし、図 45 にある第一記憶装置の行列サイズを 36×20 とした。

畳み込み符号化されたデータは、インターリーブ部内の行列に入力され、行列の入れ替えが行われる。その後、サイクリックシフト量を基に、データが出力され、各 OFDM サブキャリアに対応する変調器へ入力され、逆フーリエ変換後、送信される。

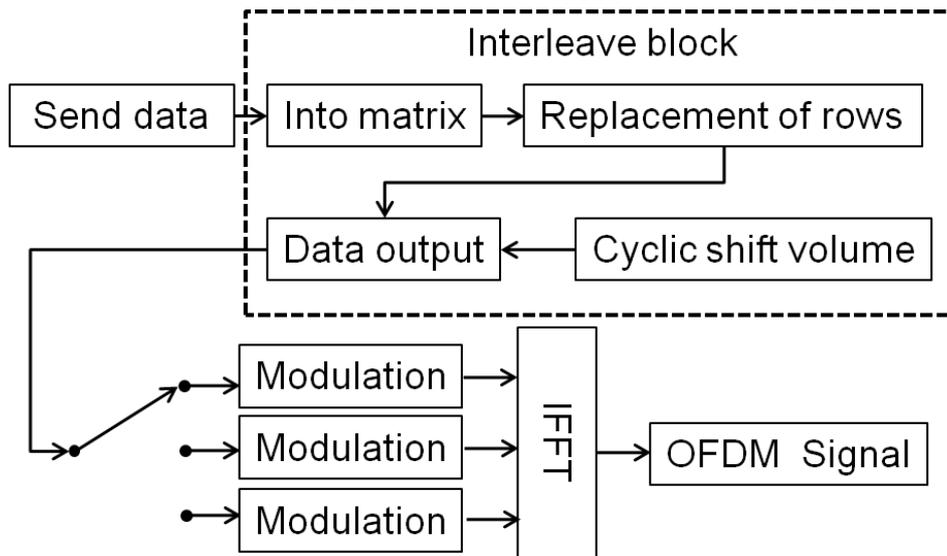


図 55 インターリーブ構成図

4.5.5. シミュレータの開発

本検証では OFDM シミュレータを作成し、評価を行った。各種パラメータを表 12 に示す。このシミュレータを用い、インターリーブ、誤り訂正を行わずシミュレーションを行った。雑音はボックスミュラー法を用いた AWGN (Additive white Gaussian Noise) を生成している。このシミュレーション結果を図 56 に示す。この結果を参考文献[18]の理論値と比較したところ、ほぼ同一の結果となり、理論通りの特性を持っていると考えられる。

表 12 シミュレータ諸元

Items	Value
Modulation	BPSK、OFDM
Sub carrier	32
Symbolic number	20
Sample rate	5MHz
Band width	20MHz
Band width of a sub carrier	500kHz

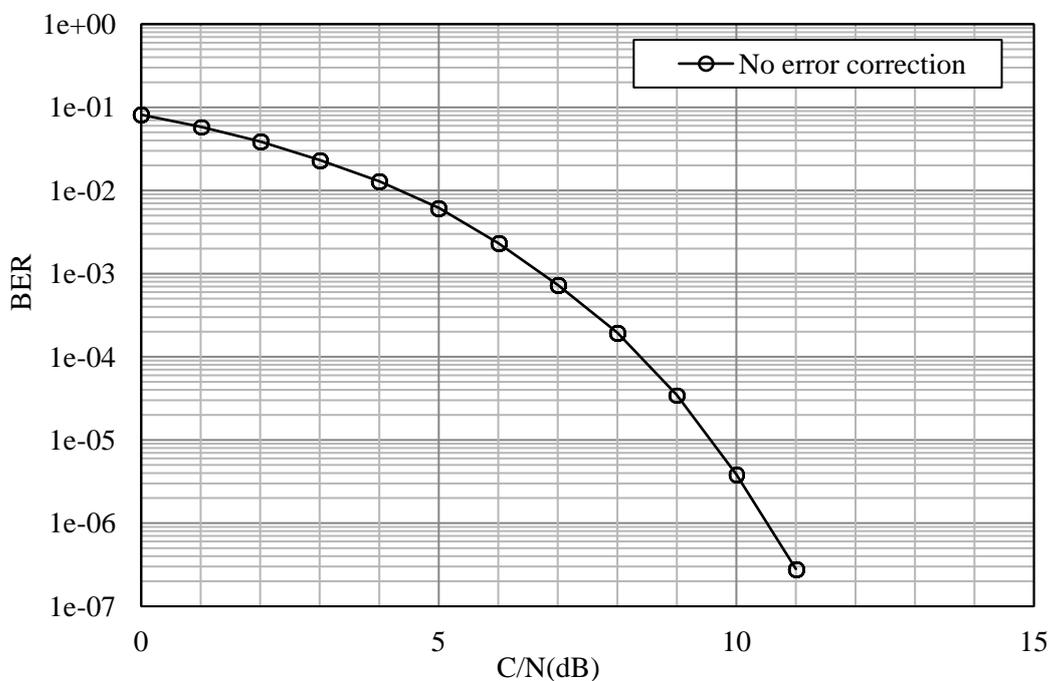


図 56 OFDM の BER シミュレーション特性

さらに、インターリーブの有無による特性の違いを調べた。AWGN とは周波数に偏りのないホワイトノイズであり、分散したデータ列の誤りを発生させるため、インターリーブによる性能改善はほとんど見込めず、インターリーブの有無による BER 特性は、ほぼ同一の結果になると考えられる。

図 57 に結果を示す。この図から、想定した結果通り、インターリーブの有無による特性の違いは無く、問題なく変復調が行われていることを確認できた。本論文では以後、本シミュレータによって評価を実施する。

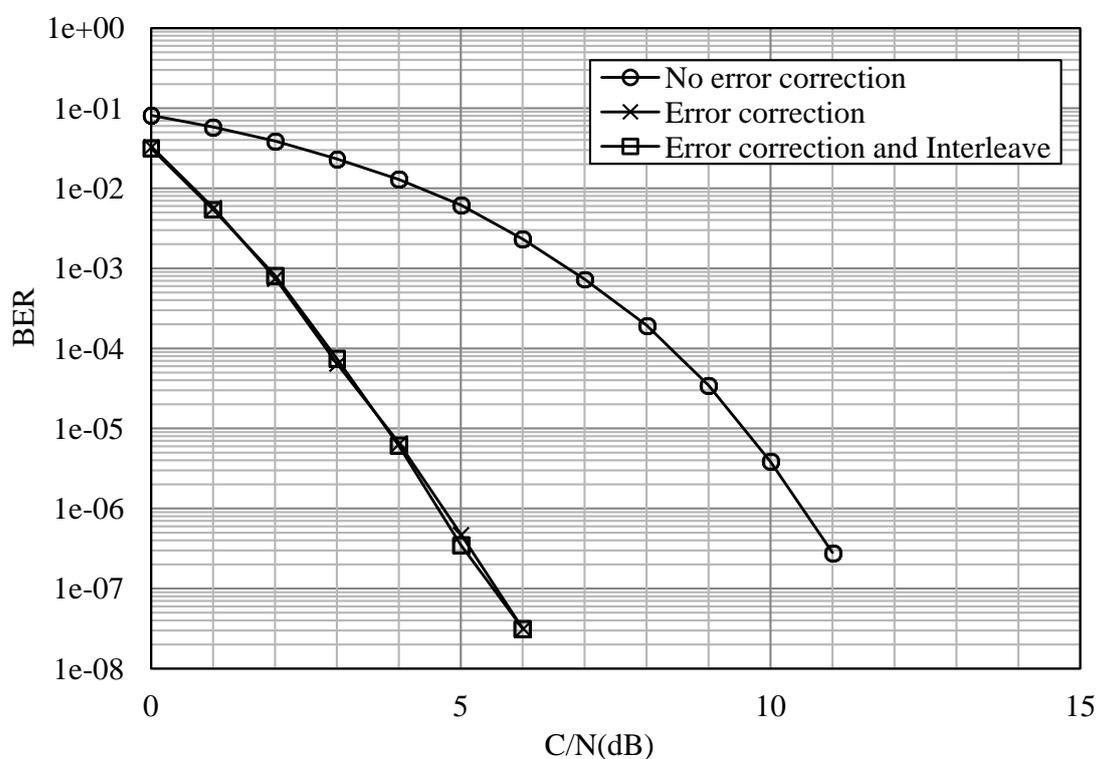


図 57 AWGN を使った BER 特性

4.5.6. サイクリックシフト量による性能の違い

本項では、インパルス性の雑音を入れ、サイクリックシフト量毎の評価を実施し、最適なサイクリックシフト量を算出する。

サイクリックシフト量を算出するために、4.4章で説明した伝送エラーレートの評価を用いて、挿入する雑音をインパルス性の雑音としてシミュレーションを行う。

本シミュレーションでは、36 サブキャリアの OFDM 信号についてシミュレーションを実施した。このシミュレーションの結果を 図 58、図 59 に示す。

結果は、サイクリックシフト量が 9 の時にもっとも低くなり、4 付近では大幅に悪化していることがわかる。さらに、インパルス性雑音のパターンを変えて評価した結果においても、ほぼ同様の結果となっている。

他のパターンにおいても、サイクリックシフト量 9 の時が必ずしも一番 BER が低い訳ではないが、大幅に悪化することなく良好な結果となった。

これらの結果から、最適なサイクリックシフト量を算出する必要があることがわかった。

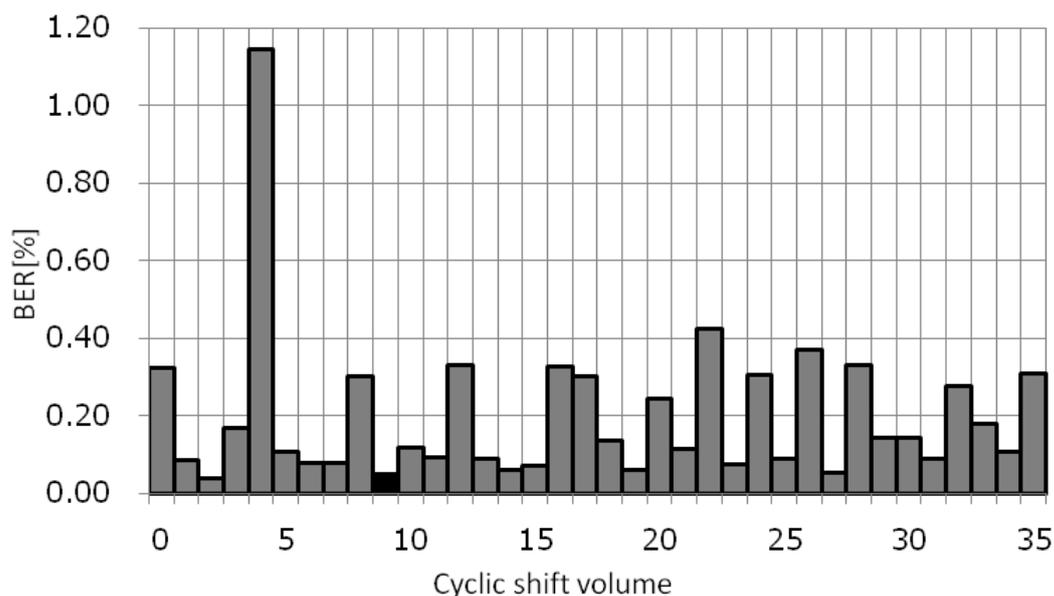


図 58 サイクリックシフト量ごとの BER 評価①

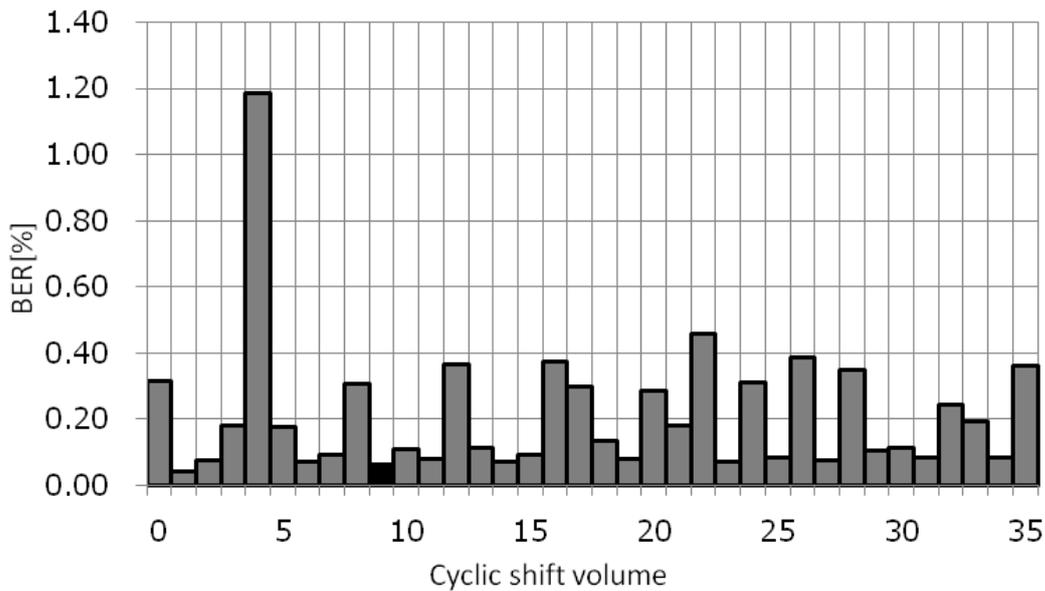


図 59 サイクリックシフト量ごとの BER 評価②

4.5.7. 最適なサイクリックシフト量の理論的算出

本論文では、1OFDM サブキャリア数 36（行数）、時間数（列数）20 で評価している。4.5.3 を元に、最適なサイクリックシフト量を算出する。

サブキャリア数 $N=36$ 、入力データ行数 $T=20$ から最適なサイクリックシフト量を算出すると、

$$S_0=20 - (36 \bmod 20)=4 \quad (22)$$

つまり、 $S_0=4$ のとき、サイクリックシフト量 S と最小公倍数を求めると $S=9$ の時に、サブキャリア数 36 よりも大きい値となり、良好な結果となることがわかる。

4.5.8. 提案したインターリーブ手法の評価結果

本項では、CW (Continuous Wave) を付加し、サイクリックシフト量を変え、それぞれの BER を算出した。これにより、バーストエラーを発生させ、インターリーブによる時間方向、周波数方向に十分分散していることを評価することができる。

この評価では、CW をサブキャリアとサブキャリアの間に配置して評価した。今回、前章までと同じ方法で、すべてのサイクリックシフト量を評価した結果、サイクリックシフト量は 1 の時にもっとも性能改善が見られた。この値は、前章で記述した、サイクリックシフト量の導出方法からも導き出される値の一つ

である。本論文では以降、サイクリックシフト量 1 について評価を行うこととする。

本評価の結果を図 60 に示す。グラフは、『誤り訂正を行わない場合』、『サイクリックシフトを行わない場合 (従来方法)』、『サイクリックシフトを行った場合 (提案手法)』の 3 種類を評価した。この結果より、筆者らが提案したインターリーブ手法により、CW に対する性能改善を図れることが明らかとなった。

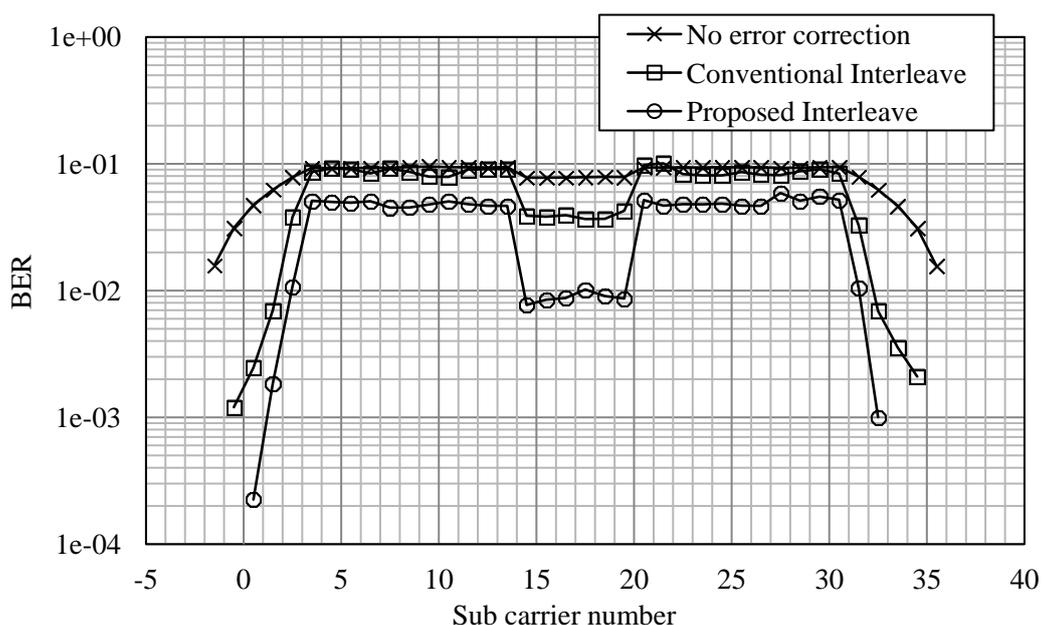


図 60 提案したインターリーブを適用させた時の BER 特性 (CW 干渉)

さらに、無線 LAN で用いられているインターリーブ手法との比較を行った。結果を図 61 に示す。無線 LAN のインターリーブ手法は図 42 の方法で行い、その他のパラメータは表 12 を用いて実施した。この場合においても、性能改善を確認することができた。

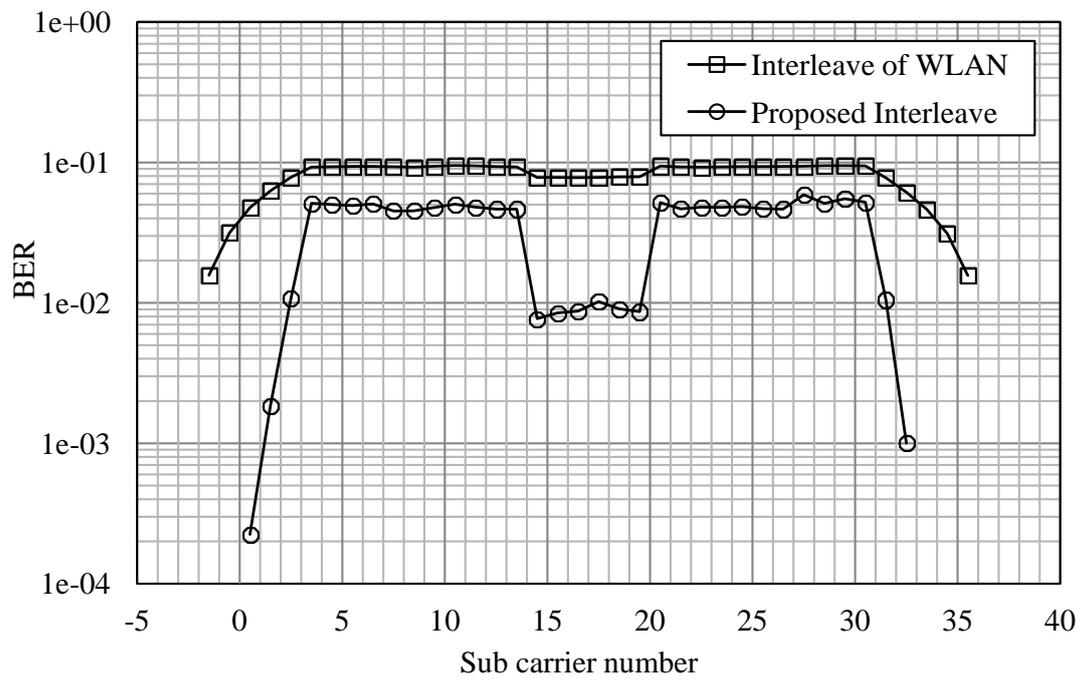


図 61 無線 LAN の BER 特性 (CW 干渉)

4.5.9. 伝送シミュレータを用いたインターリーブ手法の評価

最後に、電波環境測定データを用いた通信シミュレーションを実施した。このシミュレーションは、事前に電波環境の測定を行い、その電波環境測定データを、通信シミュレーションの背景雑音として評価を行うものである。このシミュレーションにより、通信方式の実環境評価を計算機上で実施することが可能である。

4.5.9.1. 検証概要

評価に用いたシミュレーションのブロック図を図 62 に示す。ブロック図としては、図 53 とほぼ同等のものとなっているが、雑音を付加する処理になっており、電波環境測定データの時間と送信信号の同期を行いながら、付加している。

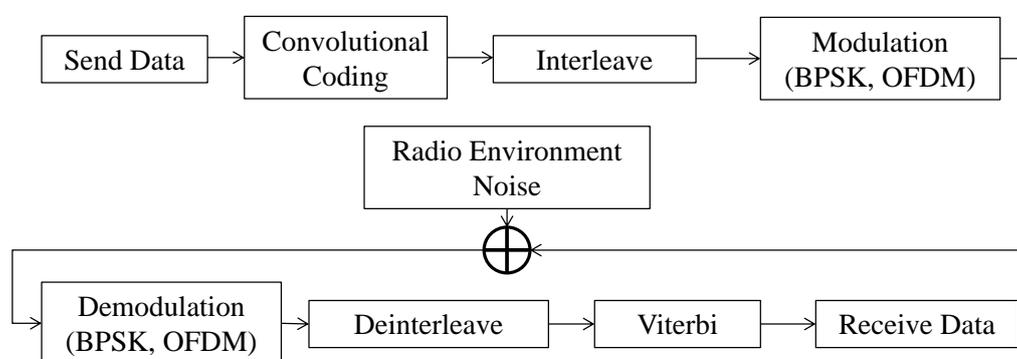


図 62 電波環境測定データを用いた伝送シミュレータのブロック図

4.5.9.2. サイクリックシフト量の選定

前項までに最適なサイクリックシフト量を 1 として求めたが、実際の電波環境測定データを用いた伝送シミュレーションを行った場合においても、同様の結果となるか検証を行った。

今回使用した電波環境測定データを表 13 に示す。また、今回評価する通信方式のパラメータを表 14 に示す。

本項では、提案しているインターリーブ手法を、サイクリックシフト量ごとの PER の違いによって評価する。

表 13 電波環境測定データパラメータ

Items	Value
Frequency	2440MHz~2480MHz
Band width	40MHz
Sampling rate	50MHz(I,Qch)
Time length	90s

表 14 評価する通信方式

Items	Value
Method	OFDM、BPSK
Band width	20MHz
Band width of a sub carrier	500kHz
Sub carrier	36
Sampling rate	5MHz

サイクリックシフト量ごとに PER を比較した結果を図 63 に示す。この時の伝送帯域は 2445～2465MHz である。

これを見るとサイクリックシフトを指定しなかった場合 (0 の時) と比べ、パケットエラー数は最大 13% 程度の改善となっていることがわかった (サイクリック量が 27 の時と比較)。図中では色が濃い時がサイクリックシフト量 0 の時の PER を下回ったサイクリックシフト量である。これを見ると、サイクリックシフト量が 3,4,7,8,21,22,29 以外であれば、おおむね改善されることがわかる。

さらに他の環境に対する評価を行った。結果を図 64、図 65 に示す。図 64 では、図 63 とほぼ同等の結果となった。さらに、図 65 について、ほとんどのサイクリックシフト量の値において、サイクリックシフト量 0 の時と比べると PER が悪化していることがわかった。これは、雑音の特性に関係していると考えられる。

図 64 は、雑音が比較的少ない環境の時の評価である。この時、サイクリックシフト量の効果が大きく表れていることがわかる。一方で、図 65 では、白色雑音が支配的であり、全体的に雑音レベルが大きい場合である。この時、サイクリックシフト量の効果が低くなってしまふことがわかる。

しかし、今回の条件の場合、結果の図から見てわかる通り、サイクリックシフト量 1 の時が様々な条件において、性能が向上していることがわかった。

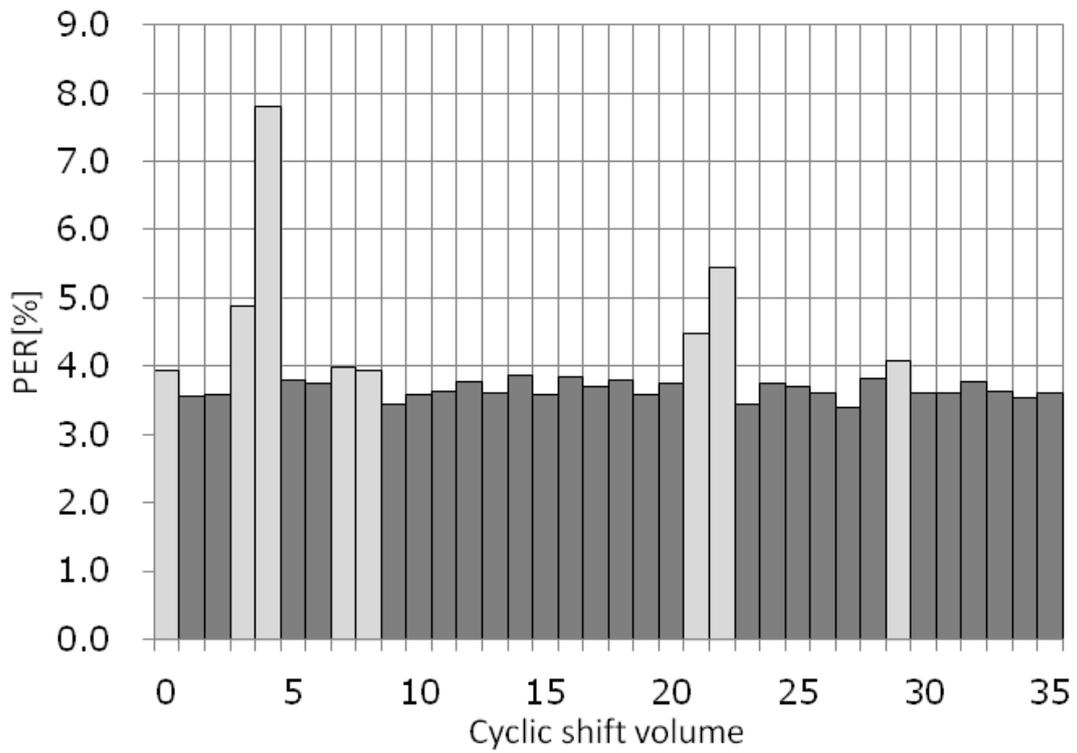


図 63 評価結果①

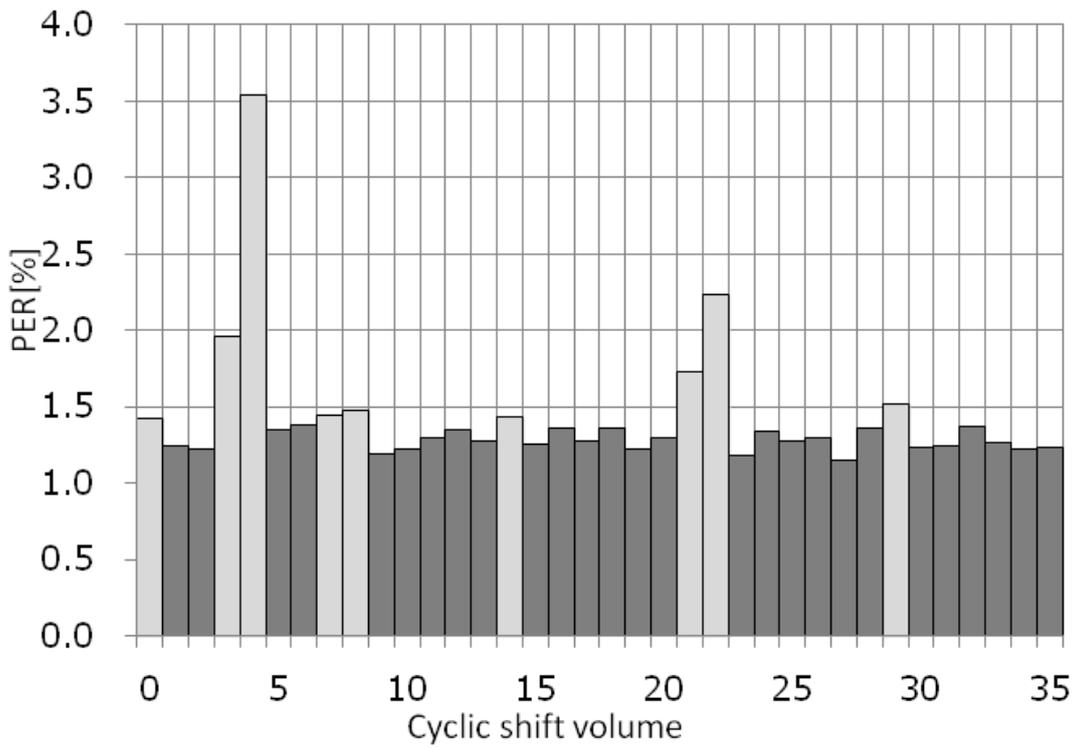


図 64 評価結果②

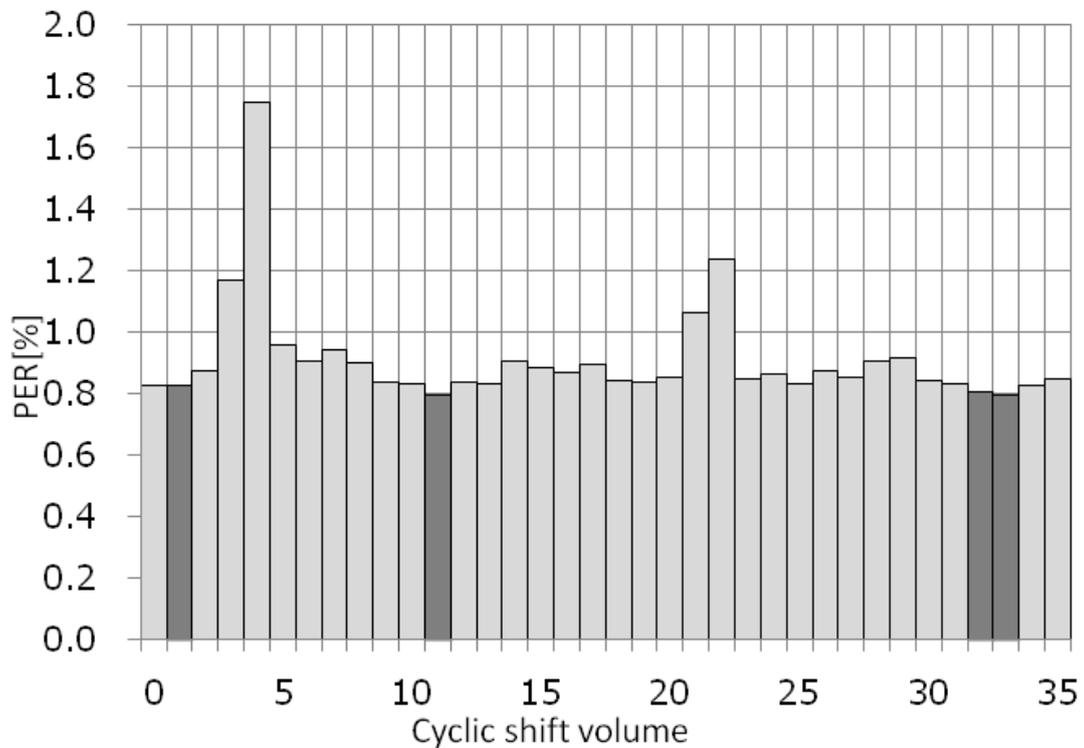


図 65 評価結果③

4.5.9.3. 評価結果

パケットエラー数の積算値に関するシミュレーション結果を図 66 に示す。この図では、横軸は時間、縦軸はパケットエラー数の積算値で示している。グラフは、『サイクリックシフトを行わない場合』、『サイクリックシフト量1の場合』で試験を実施した。エラー数の変動は電波環境の変化によるもので、一部ではサイクリックシフトを行うことによってエラーが発生する箇所は有るものの、全体を通してサイクリックシフトを行った方が性能改善していることが明らかとなった。

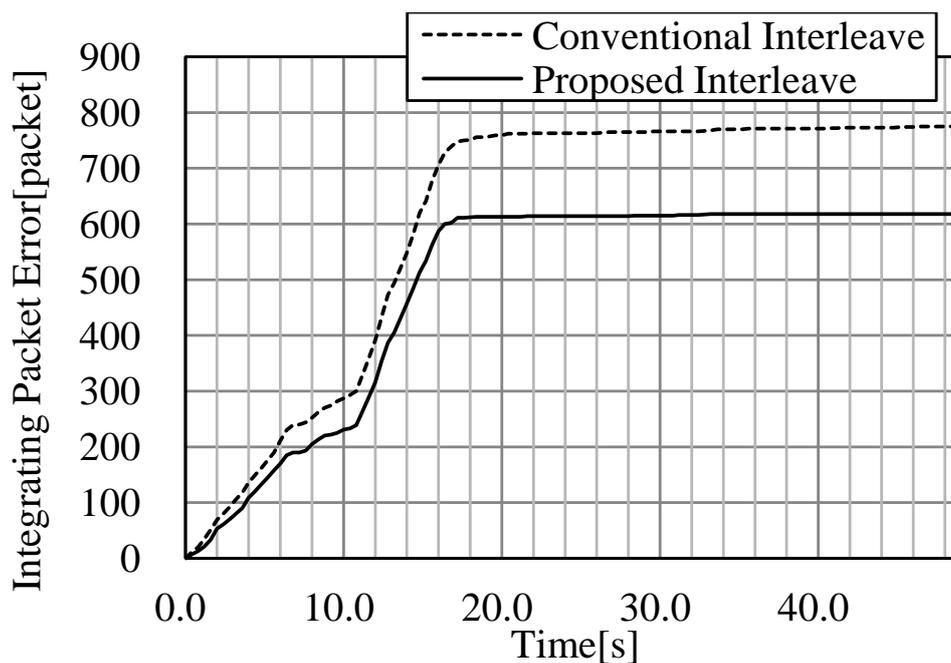


図 66 シミュレーション結果

次に、上記の評価より電波環境が混雑しているときの評価結果を図 67 に示す。この結果から、混雑している環境の方がパケットエラー数に差が付きにくいですが、提案手法の方が積算パケットエラー数は少なく、性能改善している事が明らかとなった。

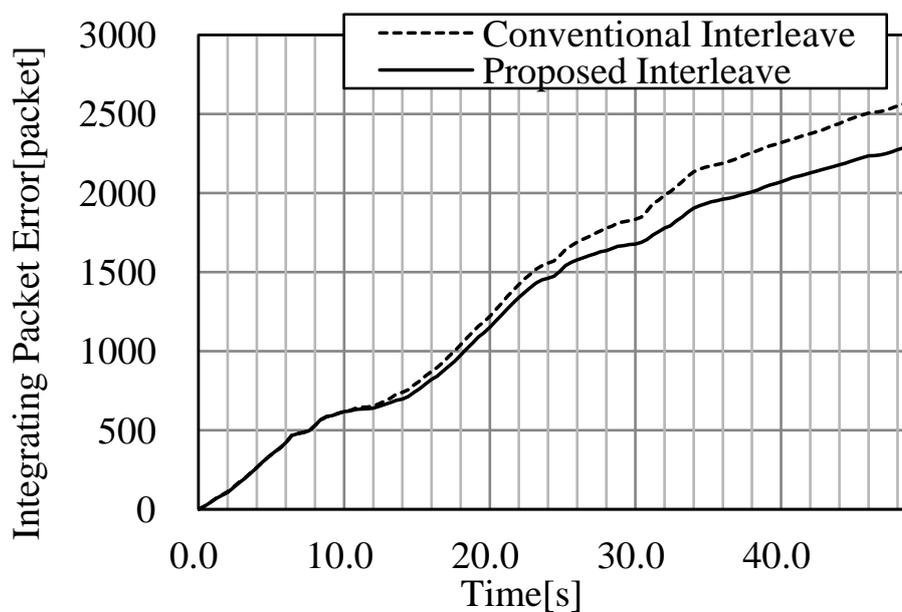


図 67 電波環境が混雑しているときの評価結果

4.5.10. インターリーブ手法の多値変調への適用

前項までに説明をしたインターリーブ手法について、ここまでは BPSK における変調のシミュレーションを行っていた。本項では、これを多値にした時の評価^[28]について説明する。

4.5.10.1. 検証概要

これまでに記述してきた通り、OFDM 変調では干渉を受けることによりバースト的な誤りが発生する。さらに、本項で説明をする OFDM シンボルに多値変調を割り当てることにより、バースト的な誤りが顕著に発生することは明らかである。

本項では、多値変調時の送信ビット割り当て方法が通信性能に大きな影響があることがわかったため、多値変調である QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) でシミュレーションを行い、提案したインターリーブ手法を使った時の I チャネル、Q チャネルへのビット割り当て方法を検討し、確認を行った。

今回は、以下の 2 種類の方法を検討した。

方式①：1 パケット全体をインターリーブ

方式②：I チャネルと Q チャネルを分離し、それぞれをインターリーブ

この 2 種類についてシミュレーションを行い、提案したインターリーブ手法の多値変調への適用方法について検証した。この時、各種設定パラメータは、4.5.9 で実施した検証と同等の方法を用いて最適な値を設定した。

4.5.10.2. 検証諸元

ここでは、前項までに検証したシミュレーションを改良し電波環境測定データを背景雑音として伝送シミュレーションを実施した。本検証の各種パラメータは表 15 に示す。

本検証では、提案したインターリーブ手法を前に記述した 2 つの方式で多値化を行い、検証した。さらに、比較のため、インターリーブを行わなかったときの結果と比較を行った。

表 15 評価する通信方式

Items	Value
Frequency band	2405~2425MHz
Band width	20MHz
Method	QPSK、OFDM

4.5.10.3. 検証結果

検証結果を表 16 に示す。この結果より方式②の方が性能向上につながる事がわかった。さらに、他の干渉パターンで評価を行ったところ、同様に方式②の方が性能向上することがわかった。

この理由として、インターリーブを I チャネル、Q チャネルそれぞれでインターリーブを行うことで、ビット配列をより拡散できるからであると考えられる。QPSK の他の多値変調においても、インターリーブ方法を検証したうえで採用する必要があると考えられる。

表 16 検証結果

Items	Value
No interleaving	1.91%
Method ①	0.796%
Method ②	0.224%

4.5.11. 考察

以上の様に、筆者らが提案したインターリーブ手法を用いた通信シミュレータによって OFDM 通信方式の干渉耐性能力を評価した。

始めに AWGN によるシミュレータの特性評価を行い、理論値通りの性能が出ることを確認し、これによりインターリーブパターン以外の通信評価結果に影響がないことを示した。

続いて、CW を干渉波として、干渉波をサブキャリアの帯域幅ごとに中心周波数を変えたときの BER の変化を評価した。この評価から、提案手法と他の手法を比べ、提案手法の方が性能改善することを明らかにした。この結果から、フェージングによる特定の帯域のレベルの落ち込みや、狭帯域信号による干渉によってバーストエラーが発生した時の誤り訂正能力が改善できると考えられる。

最後に、筆者が提案している電波環境測定データを用いた通信方式の検証手法を用いて、評価を行った。対象とする電波環境として、さまざまな無線装置が利用している 2.4GHz 帯の電波環境を対象に評価を実施した。この評価を行う前に、提案しているインターリーブ手法に必要なパラメータの最適なサイクリックシフト量を調査した。この調査結果によって導き出されたサイクリックシフト量によってシミュレーションを行った。この場合においても、他の検証と同様、提案手法の方が性能改善することを明らかにした。この結果から、実環境で多く使われている無線装置の干渉に対しても本提案手法が有効であると考えられる。さらに、OFDM シンボルを多値変調としたときのシミュレーションも行った。今回は多値変調として QPSK を用いた。この結果、多値変調を採

用する際、インターリーブを工夫することで、通信性能を向上させる事ができることを明らかにした。

4.6. 実開発における本手法の手順

本章では、提案したシミュレーション手法を用いた通信方式の検討手法について実施例を説明する。

はじめに、従来の評価手法を図 68 に示す。一般的なシミュレータは AWGN を用いたシミュレーション後、ハードウェアの開発を実施する。その後、実際に使用する環境において通信確認試験を行う。しかし、周波数ホッピングなどの干渉回避機能の評価については、AWGN を用いた検証では評価ができないため、一般的に CW (Continuous wave) 干渉波に対する評価を行うことが多い。しかし、実環境とは異なる干渉波のため、実環境における通信確認試験において、満足のいく結果が得られない場合がある。その場合、再度、通信方式の検討・装置開発を実施することは、実際の製品開発現場において、不可能に近く、仕様変更による制約を付けることとなってしまう。

しかし、安全性や信頼性を確保しなければならないシステムにおいては、これらの仕様変更がシステム全体の信頼性低下へとつながりかねない。

そこで筆者が提案した手法で無線装置開発を実施した時の手順を図 69 にしめす。始めに、通信方式検討後、AWGN によるシミュレーションを実施する。これは、図 68 の場合と同様、無線装置の基本的評価として実施しており、同様にフェージングによる評価も実施すべきである。

その後、提案した手法で干渉回避効果の検証を実施する。これによりハードウェア開発前から干渉回避効果の検証を実施することができる。この際、満足のいく性能を確認することができなかつた場合、再度、通信方式検討に戻ることができ、手戻りを減らすことが可能である。

しかし、実際の開発においても、実環境上とシミュレーション上では多少の差異はあり、さらに、干渉源がキャリアセンスをするシステムであった場合、電測データと実環境に違いができるため、実環境における通信確認試験は必要であると考えている。

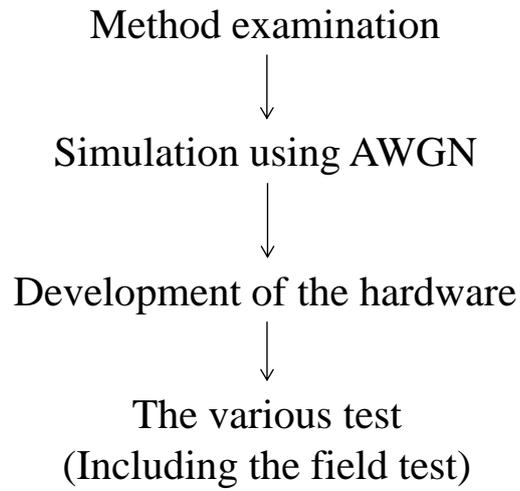


図 68 従来の無線方式開発手順

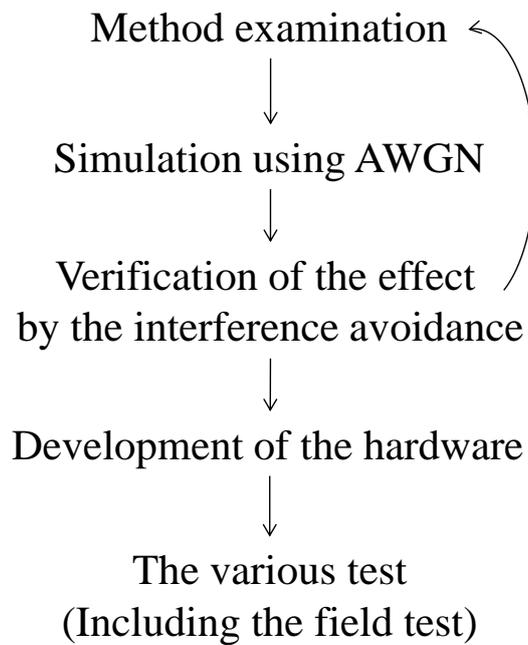


図 69 本章で紹介した手法を用いた実施手順例

5. 結論

本論文では、デジアナ ATC システムや無線式列車制御システムといった新たな列車制御システムの評価を目的として列車制御用無線系評価シミュレータの研究を行った。まず、デジアナ ATC システムで用いられる軌道回路伝送と無線式列車制御システムで用いられる無線伝送との違いを示した上で、それぞれのシミュレータに要求される仕様について明らかにし、実際にそれぞれのシミュレータの開発を行った。

まず、デジアナ ATC システムの評価において、その評価を行うために DSP を用いたデジアナ送受信器開発について示し、デジアナ信号の生成などの基本機能が実現できることを確認した。また、軌道回路伝送において問題となる列車雑音について定義した後、実雑音データに基づいて、それを発生させるための列車雑音シミュレータについて示した。さらに、疑似アナログ ATC 受信器を構築し、アナログ ATC システムの制限速度信号の受信特性についても明らかにした。そして、これらのシミュレータなどを反映させた測定系を構築し、AM の変調度と SN 比を変化させた際の BER 特性により、デジタル ATC システムの性能を評価し、デジアナ ATC システムの実用化に向けた検証・評価できる環境を明らかにした。

一方、近年普及が進んでいる無線式列車制御システムに使われる無線の評価方法について示した。まず、今回使用する 2.4GHz 帯は、他のさまざまな通信装置でも使用されていることから、始めに、電波環境測定を実施し、干渉波の特性について明らかにした。その上で、この測定で得られた実雑音データを筆者が開発したシミュレータに組み込む手法を明らかにした。そして、実際に開発した伝送シミュレータを用いて、OFDM 方式の伝送エラー特性などを示すとともに、OFDM 方式における重要な要素技術であるインターリーブ方式について、新たな手法を提案し、その有用性を明らかにした。

以上が本研究での成果となるが、鉄道システムにおいて、列車制御システムに用いられる通信システムには、その安全性を確保する上で大変重要な役割があり、システム開発段階から様々な状況を考えていかなければならない。また、鉄道システムの制約上、実フィールドにおける検証を頻繁に行うことが困難である状況から、シミュレータを用いた評価・検討が重要であると考えられる。本論文で明らかにした通信システムの評価方法が、今後、研究開発が進む新たな列車制御システムの評価・検証に対しても貢献できると考えている。

謝辞

本研究は、三菱電機（株）情報技術総合研究所における研究内容を基に、鉄道分野への応用という面で研究を行っていたものです。

今回、博士後期課程の学生として受け入れていただき、論文をご指導頂きました中村英夫教授、泉隆教授、望月寛専任講師をはじめ、中村・高橋研究室の学生、桜門鉄道技術研究会の皆様、及びOB・OGの皆さまに篤く御礼申し上げます。

また、博士後期課程への入学に際し、研究活動や学会発表、論文投稿の機会を与えていただきました、情報技術総合研究所・石津文雄元部長、岡村敦部長、武啓二郎グループマネージャー、無線通信技術部の皆さま、さらに、伊丹製作所交通情報システム部の皆さまに御礼申し上げます。

最後に、これまで私を支えてくれた父・母に心から感謝いたします。

参考文献

- [1] Ryo Ishikawa, Daisuke Koshino, Hiroshi Mochizuki, Sei Takahashi, Hideo Nakamura, Satoshi Nishida, Minoru Sano “Evaluation of Railway Signaling Device Using Mixed Digital and Analog Signals” , 26th International Technical Conference on Circuits/System, Computers and Communications, 2011.
- [2] 小篠大輔, 石岡和明, 武啓二郎, 岡村敦, “電波環境測定データを用いた伝送シミュレータの提案と開発,” 電気学会論文誌 C, Vol.135 , No.10 , pp.1189-1195, 2015.
- [3] 山崎悟史・David K.Asano, “進展するデジタル無線通信技術-フェージング現象とその補償技術の変遷”,電気学会論文誌 C, Vol.132, No.5, pp.675-685, 2012.
- [4] 土屋如右・田中公男, “ランダムおよびバースト性の一定の平均符号誤り率を有する伝送路シミュレータの設計と特性評価”,電気学会論文誌 C, Vol.125, No.2, pp.274-283, 2005.
- [5] 信号保安協会, “ 鉄道信号ハンドブック” , 信号保安協会, 1969.
- [6] 望月寛, “軌道回路を用いたスペクトラム拡散多情報伝送方式の開発”, 日本大学大学院博士論文, 2006.
- [7] 法令データ提供システム, “電波法” ,
<http://law.e-gov.go.jp/htmldata/S25/S25HO131.html>
- [8] 総務省, “我が国の電波の使用状況” ,
<http://www.tele.soumu.go.jp/resource/search/myuse/usecondition/wagakuni.pdf>
- [9] 総務省, “周波数帯ごとの主な用途と電波の特徴” ,
<http://www.tele.soumu.go.jp/j/adm/freq/search/myuse/summary/index.htm>
- [10] NTT ドコモ, “報道発表資料 世界主要ベンダーとの 5G 実験を拡大” ,
https://www.nttdocomo.co.jp/info/news_release/2015/07/22_00.html
- [11] CQ 出版社, “無線 LAN のしくみとシステム構築法”, RFワールド No.3, 2012.
- [12] 一般財団法人電波産業会, “第二世代小電力データ通信システム/ワイヤレス LAN システム” ,
http://www.arib.or.jp/english/html/overview/doc/1-STD-T66v3_7.pdf
- [13] 塩野充, “デジタル情報理論”, オーム社, 2008.

- [14] 久保めぐみ, 春山裕一郎, “健康管理をサポートする録画テレビ”, 三菱電機技報, Vol.88, No.10, pp.11-14, 2014.
- [15] NATIONAL INSTRUMENTS, “Spectrum Monitoring With NI USRP”,
<http://www.ni.com/white-paper/13882/en/>
- [16] チャールズ K. チュウイ, “ウェーブレット入門”, 東京電機大学出版局, 1993.
- [17] 高木学, 落合麻里, 鈴木和雅, 佐野裕康, 岡村敦, “電波環境測定データにおける伝送路解析手法の一検討”, 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-5-84, p.355, 2014.
- [18] 伊丹誠: “わかりやすい OFDM 技術”, オーム社, 2005.
- [19] 小篠大輔, 石岡和明, 武啓二郎, 岡村敦, “OFDM 送受信機におけるインターリーブ手法の提案,” 電気学会電子・情報・システム部門大会, pp.1587-1592, 2014.
- [20] 服部武, “OFDM/OFDMA 教科書”, インプレス R&D, 2008.
- [21] 守倉正博, 久保田周治, “802.11 高速無線 LAN 教科書”, インプレス R&D, 2008.
- [22] 原田政明, “デジタル変調装置及びその方法”, 特開 2006-295756, 2006.
- [23] 伊丹誠, 岡田孝一, 上杉浩之, 畠山伸也, 伊藤紘二, “データシンボルの周波数領域での分散による OFDM の特性改善”, 映像情報メディア学会誌, Vol.51, No.9, pp.1468-1475, 1997.
- [24] QUALCOMM INCORPORATED, “無線システムのための並列ビットインターリーブ”, 特表 2009-536007, 2009.
- [25] コーニンクレッカフィリップスエレクトロニクス, “データビット又はシンボルをインターリーブするためのシステム、装置及び方法”, 特許第 5415280 号, 2010.
- [26] 京セラ株式会社, “OFDM 送信装置及び OFDM 受信装置並びにインターリーブ方法”, 特開 2009-33623, 2009.
- [27] 一般財団法人日本規格協会, “乱数生成及びランダム化の手順”, JIS Z 9031, 2012.
- [28] 小篠大輔, 石岡和明, 武啓二郎, 岡村敦 “OFDM 送受信機におけるインターリーブ手法の評価-多値変調への適用検討-”, 電子情報通信学会総合大会, B-5-118, 2015.

査読付き発表論文

- [1*] D. Koshino, H. Mochizuki, S. Takahashi, H. Nakamura, R. Ishikawa, M. Sano and Satoshi Nishida, “Development and Evaluation of Mixed Digital and Analog Signals for Railway Signaling”, International Symposium on Speed-up and Sustainable Technology for Railway and Maglev Systems 2015, 1A24, 2015.
- [2] 小篠大輔, 石岡和明, 武啓二郎, 岡村敦 “電波環境測定データを用いた伝送シミュレータの提案と開発”, 電気学会論文誌 C, Vol.135 No.10 pp.1189-1195, 2015.
- [3] 小篠大輔, 石岡和明, 鈴木和雅 “高信頼な無線通信のための方式検証手法”, 日本信頼性学会誌, Vol.36 No.6 pp.338-343, 2014.
- [4*] Ryo Ishikawa, Daisuke Koshino, Hiroshi Mochizuki, Sei Takahashi, Hideo Nakamura, Satoshi Nishida, Minoru Sano, “Evaluation of Railway Signaling Device Using Mixed Digital and Analog Signals”, 26th International Technical Conference on Circuits/System, Computers and Communications, 2011.
- [5] R. Ishikawa, D. Koshino, H. Mochizuki, S. Takahashi, H. Nakamura, S. Nishida, M. Sano, “Development of a railway signaling device based on mixed digital and analog signals using digital signal processors”, WIT Transactions on The Built Environment, Vol.114, pp.309-318, 2010.
- [6*] Ryo Ishikawa, Daisuke Koshino, Hiroshi Mochizuki, Sei Takahashi, Hideo Nakamura, Satoshi Nishida, Minoru Sano, “RAILWAY SIGNALING SYSTEM BY MIXED DIGITAL AND ANALOG SIGNALS”, 25th International Technical Conference on Circuits/System, Computers and Communications, 2010.

著者発表文献

- [1] 小篠大輔, 石岡和明, 武啓二郎, 岡村敦 “OFDM 送受信機におけるインターリーブ手法の評価-多値変調への適用検討”, 電子情報通信学会総合大会, B-5-118, 2015.
- [2] 小篠大輔, 石岡和明, 武啓二郎, 岡村敦 “OFDM 送受信機におけるインターリーブ手法の提案と評価”, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-40, 2014.

- [3] 小篠大輔, 石岡和明, 武啓二郎, 岡村敦 “OFDM 送受信機におけるインターリーブ手法の提案”, 電気学会電子・情報・システム部門大会, pp.1587-1592, 2014.
- [4] 小篠大輔, 石岡和明, 武啓二郎, 石津文雄 “電波観測情報を用いた干渉回避手法の検証”, 電子情報通信学会総合大会, B-5-60, 2014.
- [5] 小篠大輔, 石岡和明, 武啓二郎, 石津文雄 “電波環境測定データを用いたオフライン検証による高信頼無線方式の検証手法”, 電子情報通信学会信学技法, Vol.113, No.353, pp.45-49, 2013.
- [6] 小篠大輔, 石岡和明, 鈴木和雅, 武啓二郎, 石津文雄 “電波環境測定データを用いた通信方式のオフライン検証手法”, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-23, 2013.
- [7] 小篠大輔, 高橋将平, 望月寛, 中村英夫, 西田賢史, 佐野実, 石川了 “DSP を用いたデジアナATC 用伝送装置の開発”, 電気学会交通・電気鉄道/ITS 合同研究会, TER-11-063, 2011.
- [8] 小篠大輔, 望月寛, 高橋聖, 中村英夫, 西田賢史, 佐野実, 石川了 “鉄道信号のためのデジタル・アナログ混在型装置の開発”, 平成23 年電気学会産業応用部門大会ヤングエンジニアポスターコンペティション, Y-146, 2011.(YPC 優秀発表賞受賞)
- [9] 小篠大輔, 望月寛, 中村英夫, 石川了, 佐野実, 西田賢史 “C6713DSK を用いた鉄道信号装置の評価試験”, 第13 回DSPTS 教育者会議, 2011.
- [10] 小篠大輔, 望月寛, 中村英夫, 石川了, 佐野実 “DSP を用いたデジアナATC の開発と性能評価”, 第17 回鉄道技術連合シンポジウム, 2010.
- [11] 小篠大輔, 望月寛, 中村英夫, 石川了, 佐野実, 西田賢史 “C6713DSK を用いたデジタル・アナログ混在型鉄道信号装置の開発”, 第12 回DSPTS 教育者会議, 2010.(IEEE CAS Japan Chapter Best Student Demonstration Award 受賞)