

ウェーブレット変換を用いた
OFDM タイミング再生方式に
関する研究

Study on OFDM Timing Recovery
Scheme Using Wavelet Conversion

2020 年 9 月

澤田 勝

ウェーブレット変換を用いた OFDM タイミング再生方式に関する研究

Study on OFDM Timing
Recovery Scheme Using Wavelet
Conversion

2020 年 9 月

早稲田大学大学院国際情報通信研究科
国際情報通信学専攻 ワイヤレスシステム研究Ⅱ

澤田 勝

目次	
図目次	ii
表目次	iii
1 章 序論	4
2 章 OFDM システムの理論モデルについて	7
2.1 概要	7
2.2 OFDM 理論モデル	8
2.3 複素数連続時間信号	13
2.4 複素数連続時間フレームモデル	18
2.5 複素数離散時間信号モデル	20
2.6 抽象化した信号空間	25
2.7 OFDM 復調行列表現	26
2.8 OFDM 理論モデルのまとめ	28
2.9 まとめ	30
3 章 ウェーブレット変換 DeNoise OFDM Sim. モデル	31
3.1 概要	31
3.2 離散時間 OFDM シミュレーションモデル	32
3.3 連続時間 OFDM シミュレーションモデル	32
3.4 まとめ	34
4 章 ウェーブレット解析を用いた OFDM システムの評価	35
4.1 概要	35
4.2 シミュレーションモデル	35
4.3 シミュレーション結果	37
4.4 OFDM のウェーブレット変換による信号空間モデル	41
4.5 まとめ	43
5 章 まとめと今後の展望	44
参考文献	45
謝辞	50
研究業績	51
研究業績	

図目次

図 2.1.1 BPSK, QPSK, 16/64QAM コンステレーションマップ	8
図 2.2.1 OFDM 送信機構成	9
図 2.2.2 シンボルレート信号の OFDM 理論モデル	10
図 2.2.3 送信、受信システム例	11
図 2.2.4 OFDM シンボルレー複素数信号とウィンドウ関数例	12
図 2.3.1 パイロット信号のサブキャリア インデックス配置図	16
図 2.3.2 ロールオフ率 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0 時間窓関数 wt	17
図 2.3.3 ロールオフ率 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0 周波数窓関数 ws	17
図 2.4.1 OFDM フレーム例	18
図 2.6.1 OFDM シンボル信号空間概念図	25
図 2.7.1 OFDM 行列表示モデル図	26
図 2.7.2 OFDM シンボル信号空間の概念図	27
図 2.7.3 OFDM シンボルレート信号の等化と同期	28
図 2.8.1 離散フーリエ変換とウェーブレット変換のシンボル間不連続点検出法の概念 図	29
図 3.2.1 ウェーブレット変換付き離散時間 OFDM モデル	32
図 3.3.1 不連続点を検出する連続時間モデル	33
図 4.2.1 ウェーブレット変換を用いた復調システム	36
図 4.3.1 ビット誤り率特性のシミュレーション結果	38
図 4.3.2 フレーム誤り率 シミュレーション結果	38
図 4.3.3 MORLET フレームエラーレート比較	39
図 4.3.4 ウェーブレット変換による不連続点の検出	40
図 4.4.1 ウェーブレット変換による信号空間モデル	42

表目次

表 2.5.1 シンボルレート信号パラメータ一覧	20
表 4.3.1 無線環境シミュレーションパラメータ	37
表 4.3.2 OFDM シミュレーションパラメータ	37

1章 序論

近年、無線通信システムだけではなく有線通信システムにおいても、データ速度高速化を目的として変復調方式に OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiple Access 方式の有効性を実証され、実用化が図られている。OFDM 方式は、構成するサブキャリア間の直交性を利用することにより、シンボルレート周期に時間長が制限されたサブキャリア信号の広がったスペクトラムを、各隣接するサブキャリア信号スペクトルを半分ずつに重ね、スペクトラムのピークと隣接するサブキャリアのゼロ点を重ね合わせることでサブキャリア同士の干渉を抑止して、通常のシングルキャリア方式に比して周波数帯を利用する効率を改善できる。OFDM 信号の解析はサブキャリア間の直交性を前提として、時間変数の OFDM 信号波形をフーリエ変換することにより、周波数を変数とする信号に変換することで相互のサブキャリア間での干渉が発生しないこととして検討されてきている。すなわち、各サブキャリアは相互に直交関係にあるとしていることから広帯域信号において常に直交関係が成立し、高効率な OFDM 伝送が可能であると考えられてきた。本論文では、今後、さらなる高速データ伝送への必要性が高まり超広帯域環境において、有限長、有限な信号帯域及び有限な電力のシンボルレート信号が線形性と連続性を前提とし、ロールオフ特性をもつウィンドウ関数により時間長に制限された互いに直交するサブキャリアを合算した波形として検討を行った。本研究では、有限長のシンボルレート信号が、フーリエ変換と逆フーリエ変換により時間変数と周波数変数の信号表現を持つことから、時間・周波数信号空間内の信号として考える。シンボルレートで利得・位相変調されたサブキャリア信号は、隣接するシンボルレート間で不連続点が生じる。シンボルレート信号波形は、ウィンドウ関数のロールオフ特性により、時間変数信号のシンボル間の不連続性は緩和されるが、ウィンドウ関数の時間制限によりサブキャリアのスペクトラムが拡がり、サブキャリア間の相互干渉に影響する。これからの超高速伝送に OFDM 方式を用いて実現するうえで、フーリエ変換と逆フーリエ変換を前提とするシンボルレート信号の時間・周波数信号空間内の局所的な解析ではなく、シンボルレート信号列のフレーム信号をウェーブレット変換により時間・周波数信号空間に変換し、不連続点を含む OFDM のフレーム信号を大域的に解析する試みを行った。ウェーブレット変換は、圧縮または伸張されたウェーブレット関数と与えられた信号の局所的信号の類似性を用いて、周波数と時間の信号解析をする。さらに時間・周波数信号空間内の任意の信号帯域を選択し、逆ウェーブレット変換により信号を再合成することが可能である。フーリエ変換と逆フーリエ変換を前提とする連続時間シンボルレート信号に対する局所的な信号解析は、有限電力の信号を対象とするが、サンプリング離散時間信号はシンボルレート信号が周期信号であることを前提とする。離散時間シンボルレート信号は送受信機間のサンプリングタイミング同期と、伝搬路特性を等化した前

提において、フーリエ変換行列と逆行列によって OFDM の変復調を表される。離散時間信号は、送受信機が非同期状態のフレーム信号に対して精緻な信号解析には不向きである。ウェーブレット変換によるフレーム信号に対する信号解析は、フレーム信号を時間・周波数信号空間に変換することで、フレーム信号の位相と利得が急峻に変化する不連続点を検出でき、信号帯域を選択し逆ウェーブレット変換により信号を再生することで、特定の帯域外の信号を除去することでノイズ削減を行える。今後の OFDM 信号の超高速通信を実現するうえで、タイミング再生の高速化や、チャンネル間干渉やシンボル間干渉歪みの抑制の最適化が OFDM の制約になることが考えられ、ウェーブレット変換によるフレーム信号に対する大域的な信号解析と、シンボルレート信号に対する局所的な信号処理を組み合わせが必要となる。本研究は、これからの通信において超高速通信の必要が高まり今後のさらなる高速データ伝送のシステムへの実装できると思われる。

本研究を進める上で、OFDM 信号を解析するための OFDM 信号の送受信シミュレーションモデルを構築した。Matlab による離散時間信号モデルでは、フレーム検出エラーレートとビットエラーレートを算出しウェーブレット変換を用いたノイズ削減効果を検証し、Mathematica による連続時間信号モデルでは、フレーム内の隣接するシンボル間の不連続検出を行う最適なウェーブレット関数と周波数分解能に関するパラメータの選定を行った。

本論文は、序章も含めて 5 章で構成されている。

第 1 章は序章であり、信号空間内における OFDM 信号に関する本研究を行うこととなった動機を研究の概要にいついて述べている。特に OFDM 信号を解析するうえで、フレーム信号をウェーブレット変換により時間・周波数信号空間に変換することで、不連続点の検出によるタイミング再生と、信号帯域の選択と逆ウェーブレットによる信号再生で干渉歪等を含めたノイズ除去による誤り率の改善を、ウェーブレット変換を採用した理由として述べている。

第 2 章では、連続時間複素数信号の OFDM シンボルレート信号は線形性と連続性を持つ信号で、有限長、有限帯域及び有限電力の信号であることからフーリエ変換と逆フーリエ変換が可能である。シンボルレート信号は時間変数と周波数変数で表され、時間変数信号と周波数変数信号はフーリエ変換と逆フーリエ変換で互いに交換可能であることから、時間・周波数信号空間の要素として考え、ウィンドウ関数により時間制限された複素数サブキャリア信号を直交基底とする信号として定義される。つまり、同期していない送受信機間では、サブキャリア信号間で周波数オフセットのため送信信号と受信信号は異なる直交基底の信号として、時間・周波数信号空間のなかで表される。離散時間複素数信号のシンボルレート信号は、周期波形となる前提で、離散フーリエ変換により離散時間信号のサンプリング列は、サブキャリア信号における位相・利得変

調の複素数係数列に変換され、逆離散フーリエ変換によりサブキャリアの変調複素数係列は、離散時間信号のサンプリング列に変換される。離散フーリエ変換と逆離散フーリエは、フーリエ行列とその逆行列で表され、離散フーリエ変換を前提とするシンボルレート信号は局所的な信号解析であるのに対し、ウェーブレット変換はフレーム信号を時間・周波数信号空間に変換し、大局的な信号解析となることを述べている。

第3章では、ウェーブレット変換により OFDM フレーム信号を時間・周波数信号空間に変換し、フレーム信号の信号帯域を選択後に逆ウェーブレット変換により信号再生することで、OFDM 信号の復調とプリンアングル検出に必要な信号帯域を除く DeNoise を行う離散時間モデルを Matlab の OFDM 同期モデルをもとにして構築したことと、連続時間信号のフレーム信号を発生する Mathematica モデルを OFDM の理論に従って構築したことについて述べている。フレーム信号をウェーブレット変換により時間・周波数信号空間に変換し、高周波領域を選択しピーク検出によりシンボルレートタイミングを再生する。

第4章では、ウェーブレット変換によりウェーブレット解析を用いた OFDM システムの評価として第3章で述べた離散時間 Matlab モデルのウェーブレット解析による OFDM 信号解析の有用性を述べ、従来の信号の直交性を基礎とした OFDM 信号生成方法に比して信号歪解析を精緻に実施でき、今後の更なる高速通信システムの実施の可能性について明らかにしたことを述べている。また、第2章で示した OFDM の復調を離散フーリエ変換で、時間変数信号への変調を逆離散フーリエ変換で定義する OFDM シンボル信号空間との関連において、フーリエ変換ではできなかった時間周波数信号空間への変換をウェーブレット解析を用いたことで、OFDM シンボル間の不連続性の検出方法を時間周波数信号空間で明らかにした。

第5章では、まとめと今後の展望として、OFDM の広帯域性が重要となる次世代通信システムへの適用方法について述べ、今後の研究でウェーブレット変換の信号処理への応用について展望を明らかにしている。

2章 OFDM システムの理論モデルについて

2.1 概要

本章では、OFDM 受信同期方法に焦点を当てた OFDM の構築について述べる。OFDM 通信はフレームで送受信され、その同期方法は、フレーム内の周期的な既知パターンのプリアンブルを検出し、送信メッセージのペイロードの開始タイミングと、シンボルレートのタイミングを再生し受信シンボルを復調することで実現できる。図 2.1.1 に OFDM 信号のサブキャリアを BPSK, QPSK, 16/64QAM に変調したコンステレーションマップを示す。シンボルレート信号は、コンステレーションマップ上の複素数点群で表される。シンボルの複素数点群を配置したコンステレーションマップ列が、OFDM の送信ペイロードと受信ペイロードを構成する。

OFDM 理論モデルでは、シンボルレート信号 (シンボル) とシンボル列から成るペイロードを区別する。シンボルは内積演算が可能な線形な信号空間に含まれており、1 つのシンボルは有限電力の信号としてモデル化される。フレームは各シンボルをシンボルレート (T_{sym}) の整数倍で時間シフトしたパルスを加算したペイロードに、プリアンブルを付加した信号として構成される。1 つのシンボルは窓関数による有限時間長で帯域制限されパルス状波形となり、チャンネル配置上の互いに直交するサブキャリアから構成される。各サブキャリア信号は複素数信号で表される。従って、一つのシンボルは信号空間内の時間関数として表すことができる。本論文で明らかにするウェーブレット変換を用いた隣接するシンボル間の非線形な変化点を解析することを目的として、従来の離散のフーリエ変換と逆離散フーリエ変換で定義された OFDM 変復調と連続時間信号の関係について考察する。複素数信号で表された連続時間信号は周波数・時間シフト操作が可能な信号空間に表され、受信シンボルに同期する。

パルス状のシンボル ($s(t)$) は有限長で帯域制限された時間・周波数空間にあり、シンボル内に不連続性はなくシンボル周期の外では振幅が急激に減衰する。 k 毎に T_{sym} 時間シフトしたシンボル $s(t - kT_{sym})$ で構成したフレームは、振幅位相変調する各キャリアが不連続となる隣接するシンボル間では不連続性を持つ。従来は、シンボルの窓関数 ($w_n(t)$) のロールオフフィルターを与えて不連続性を抑えることを行ってきた。本論では受信フレームの位相の変換点をウェーブレット変換によりその不連続性から、シンボルレートタイミングを検出することを提案する。

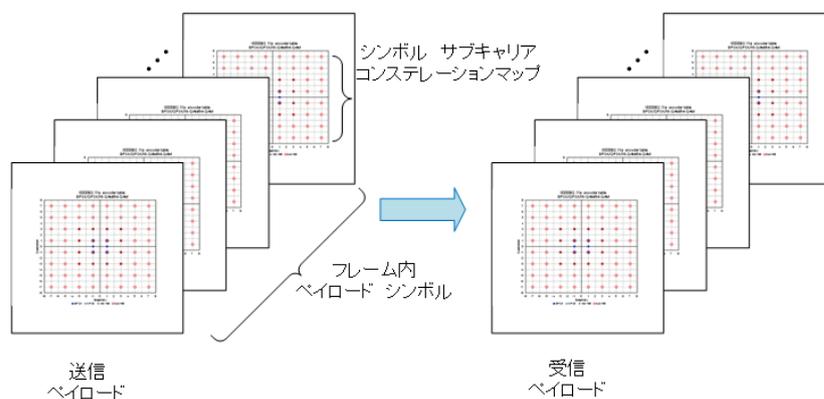
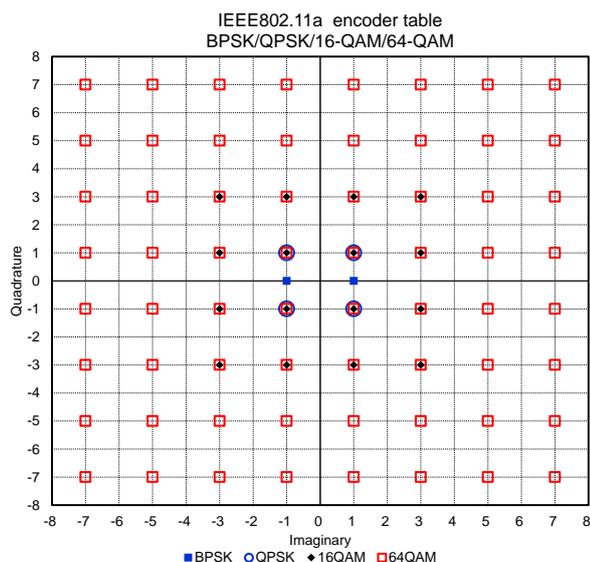


図2.1.1 BPSK, QPSK, 16/64QAM コンステレーションマップ

2.2 OFDM 理論モデル

図 2.2.1 に OFDM 送信機の構成を示す。送信信号はシンボル毎にコンステレーションマップに変換されシリアルパラレル変換を通して、逆離散フーリエ変換により離散時間信号の OFDM 送信モデル(Tx)を構成できる。ウィンドウ関数で時間制限された複素数サブキャリアを位相振幅変調する OFDM 原理の構成を図 2.2.2 に示す。離散時間の複素数サブキャリア信号の OFDM 変調・復調は、逆離散フーリエ変換 (iDFT) と離散フーリエ変換 (DFT) で代替できる。OFDM 送受信のブロック構成図の例を図 2.2.3 に示す[1][2]。この構成例から、OFDM の理論モデルは複素数信号の信号処理システムである。図 2.2.3 の OFDM 変調・復調処理のベースバンド信号と、無線帯域のパスバンド信号は同一として扱う。図 2.2.3 の送信側の D/A コンバータ (DAC) と、受信 (Rx) の A/D コンバータ (ADC) を直結し、同じサンプリングクロックで同期するとことにより送受信離散時間信号の祖受

信のシミュレーションができる。図 2.1.1 に示したように、シンボルレート信号(シンボル)ではコンステレーションマップ上の複素数信号列から時間領域の離散信号列として表すことができる[3]。離散時間複素数信号モデルではシンボルは周期信号であり、送信と受信が同じサンプリングクロック動作することを前提として解析する。複素数信号は位相シフトと周波数オフセット与えることで送信と受信間の同期する前の状態をシミュレーションすることが可能である。この間の微妙なサンプルタイミングの調整は、サンプリング値同士の補間によりサンプリングタイミングの最適化することが可能となる[4] [5] [6]。離散時間複素数信号モデルは、シンボルレート信号の周期性と、サブキャリアチャンネル数の整数倍でサンプリングを前提することで、離散フーリエ変換の受信のタイミングリカバリによる復調処理が困難である。

タイミングリカバリを検討するにあたり、離散時間信号モデルはサンプリング周波数により帯域制限され信号であることから、OFDM フレームとシンボル区間が不連続信号の場合の信号解析には不向きである。このために、OFDM シンボルレート信号の複素数連続時間モデル化を数式処理ソフトウェア Mathematica で行った。連続時間モデルの数式処理シミュレーションで得られたシンボルレートの複素数信号波形の例を図 2.2.4 に示す。Mathematica で解析した複数のサブキャリアからなるシンボルレート信号(シンボル)は、ランダム波形のパルス状の波形となる。ランダムデータではコンステレーションマップ状のポイントはランダムに配置されることから、シンボルレートの電力平均は一定となり、シンボルはランダム波形ではあるが有限電力の信号として扱える。In-phase/Quadrature 信号として複素信号は信号処理されシンボルは線形信号である。有限長で信号帯域が制限された扱い易い特長をもつ信号である。

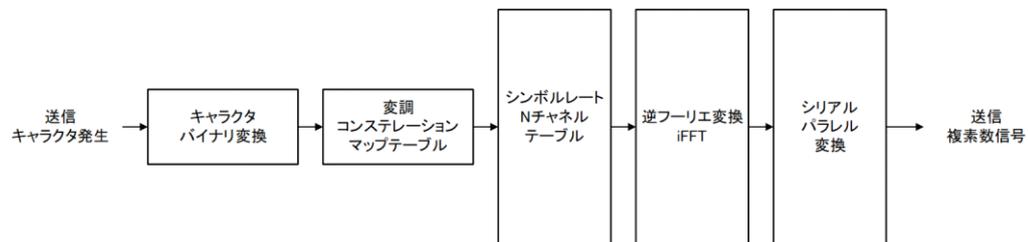


図2.2.1 OFDM送信機構成

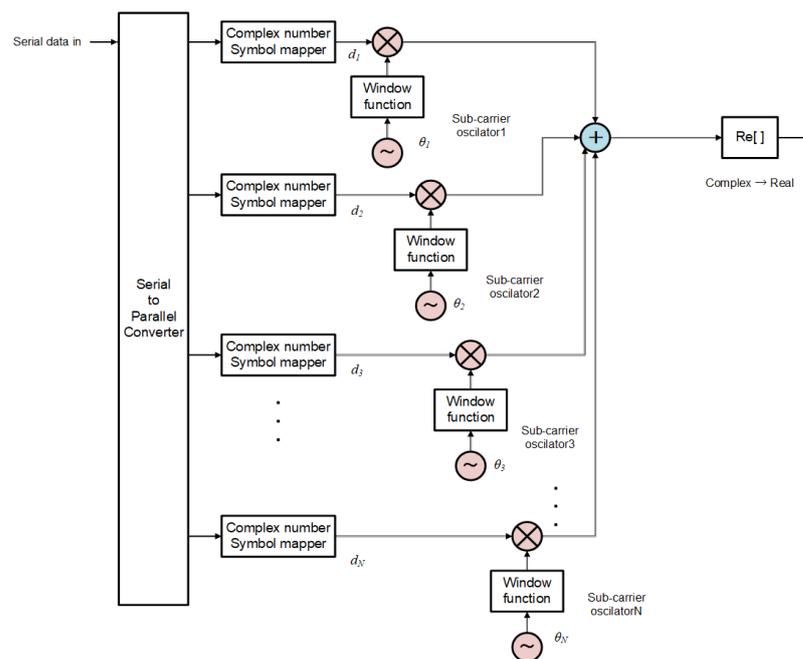


図2.2.2 シンボルレート信号の OFDM 理論モデル

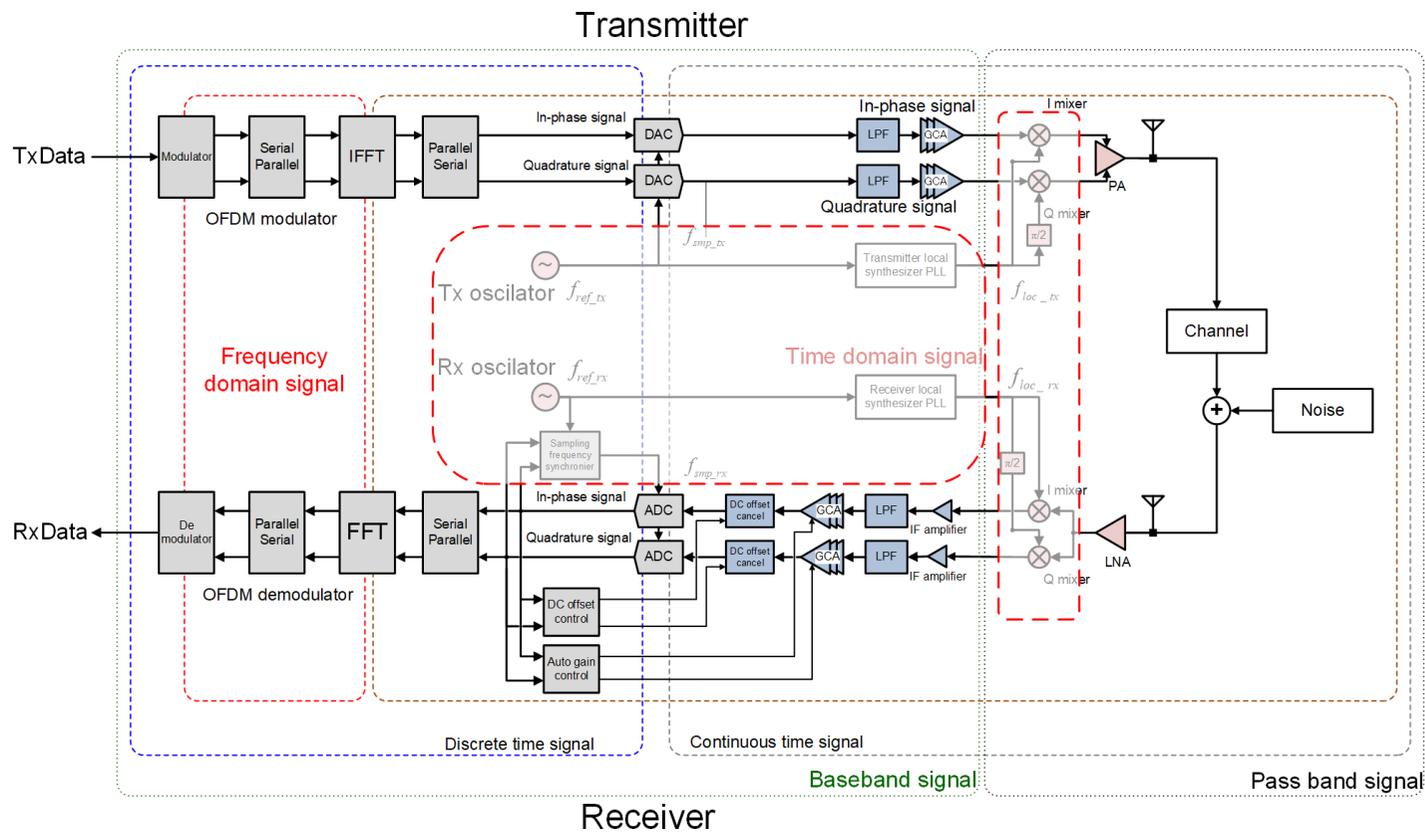


図2.2.3 送信、受信システム例

QAM64 sub-carrier modulation
Sub-carrier: 64channel, Data: 48channel, Pilot:4channel
Roll-off:0.8`

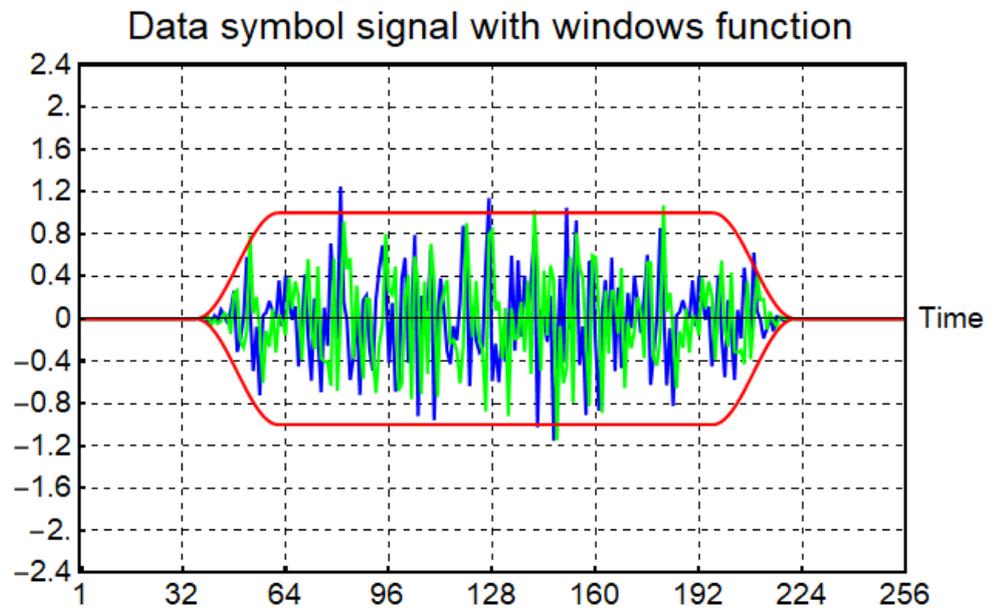


図2.2.4 OFDM シンボルレー複素数信号とウィンドウ関数例

2.3 複素数連続時間信号

図 2.2.4 に示すパルス状のシンボル($s(t)$) は式(2.3.1)で表される。ここで、複素数データ列($\{d_k\}$)は、QAM 変調したコンステレーションマップ上のデータ列を表す。窓関数で時間制限されたサブキャリア列($\{\theta_k(t)\}$)を式(2.3.2)に示す。最小のサブキャリア周波数を(Δf)とし、矩形のウィンドウ関数($w_n(t)$)で時間制限するので、隣接するシンボル間でサブキャリアが不連続となる。

$$s(t) = \sum_{k=1}^N d_k \theta_k(t) \quad d_k \in \mathbb{C} \quad \text{式(2.3.1)}$$

$$\theta_k(t) = w_n(t) * e^{i2\pi k \Delta f (t + \frac{T_{SYM}}{2})}$$

$$w_n(t) = \begin{cases} 0 & t > \frac{T_{SYM}}{2}, t < -\frac{T_{SYM}}{2} \\ 1 & -\frac{T_{SYM}}{2} \leq t \leq \frac{T_{SYM}}{2} \end{cases} \quad \text{式(2.3.2)}$$

$$\Delta f = \frac{1}{T_{SYM}}$$

シンボルが持つ信号電力(P_r)は、式(2.3.3)のシンボル信号の電力計算が示すように、シンボル電力はデータ列の絶対値の二乗平均($\overline{|d_k|^2}$)で表される。有限電力かつ有限長のシンボルは、二乗積分が収束し $s(t)$ は周波数変数に変換される。

$$r = \int_{-\infty}^{+\infty} (s(t))^2 dt = \int_{-\frac{T_{SYM}}{2}}^{+\frac{T_{SYM}}{2}} s^2(t) dt$$

$$< \sum_{k=1}^N \overline{|d_k|^2} \int_{-\frac{T_{SYM}}{2}}^{+\frac{T_{SYM}}{2}} \theta_k^2(t) dt < \infty \quad d_k \in \mathbb{C} \quad \text{式(2.3.3)}$$

$w_n(t)$ にロールオフを加えたウィンドウ関数($w(t)$)を式(2.3.4)に示す。シンボルの時間長は $T_{SYM} + T_{Rf}$ となるがシンボルは有限電力であり、 $s(t)$ の二乗積分が収束して、時間変数信号から周波数変数信号へのフーリエ変換が定義され周波数変数信号への変換が可能となる。図 2.2.4 に示したシンボルはランダム波形の有限時間長の信号波形となる。シンボルは有限電力信号であり二乗積分が収束しフーリエ変換が可能である[7],[8]。

$$w(t) = \begin{cases} 0 & t + \frac{T_{SYM}}{2} \leq \frac{-T_{SYM}}{2} \\ \sin^2 \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{t + \frac{T_{SYM}}{2}}{T_{Rf}} \right) & t + \frac{T_{SYM}}{2} \leq \frac{-T_{SYM}}{2} \\ 1 & \frac{T_{Rf}}{2} < t + \frac{T_{SYM}}{2} \leq T_{SYM} - \frac{T_{Rf}}{w} \\ \sin^2 \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{t - \frac{T_{SYM}}{2}}{T_{Rf}} \right) & T_{SYM} - \frac{T_{Rf}}{w} < t + \frac{T_{SYM}}{2} \leq T_{SYM} + \frac{T_{Rf}}{2} \\ 0 & T_{SYM} - \frac{T_{Rf}}{w} < t + \frac{T_{SYM}}{2} \leq T_{SYM} + \frac{T_{Rf}}{2} \end{cases} \quad \text{式(2.3.4)}$$

$\hat{\theta}_k$ は、 $\theta_k(t)$ をフーリエ変換した周波数変数の複素数信号であり、フーリエ変換の定義から $\hat{\theta}_k$ を式変形すると、式(2.3.5)に示すようにシンボルの周波数変数の複素数信号 $\hat{s}(s)$ は、シンボルを時間制限するウィンドウ関数 $w(t)$ の周波数信号 $\hat{w}(s)$ を、サブキャリアの周波数間隔 Δf 毎にシフトし加算することにより表される。サブキャリアからなるシンボルの信号帯域は有限幅であるが、ウィンドウ関数が矩形に近くなると、 $\hat{w}(s)$ の信号帯域は拡大するので、周波数信号から時間信号に戻す逆フーリエ変換の積分値が収束するとはかぎらない。

$$\begin{aligned} \hat{s}(s) &= \sum_{k=1}^N d_k \hat{\theta}_k(s) \quad d_k \in \mathbb{C} \\ &= \sum_{k=1}^N d_k \int_{-\infty}^{\infty} w(t) e^{-i(s-2\pi k \Delta f)t} dt \\ &= \sum_{k=1}^N d_k \hat{w}(s - 2\pi k \Delta f) \end{aligned} \quad \text{式(2.3.5)}$$

シンボルを含む信号空間の内積は式(2.3.6)で定義される。式(2.3.7)に窓関数で時間制限された $\{\theta_k(t)\}$ 同士の内積を示す。異なるチャンネルの $\theta_k(t)$ 同士は直交する。複素数連続時間モデルでは、 $\{\theta_k(t)\}$ を基底関数として、その共役関数 $\{\overline{\theta}_k(t)\}$ が相反基底関数となる[9]。

$$\langle f(t), g(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \bar{g}(t) dt \quad \text{式(2.3.6)}$$

$$f(t) \in \mathbb{C}, \quad g(t) \in \mathbb{C}$$

$$\begin{aligned}
\langle \theta_k(t), \theta_l(t) \rangle &= \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \theta_k(t) \bar{\theta}_l(t) dt}{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} \theta_k(t) dt \right| \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{\theta}_l(t) dt \right|} \\
&= \frac{\int_{-\frac{T_{SYM}}{2}}^{+\frac{T_{SYM}}{2}} \theta_k(t) \theta_l(t) dt}{\left| \int_{-\frac{T_{SYM}}{2}}^{+\frac{T_{SYM}}{2}} \theta_k(t) dt \right| \left| \int_{-\frac{T_{SYM}}{2}}^{+\frac{T_{SYM}}{2}} \bar{\theta}_l(t) dt \right|} \quad \text{式(2.3.7)} \\
&= 0 \quad k \neq l \\
&= 1 \quad k = l
\end{aligned}$$

OFDM 復調は式(2.3.8)に示す内積で表される。図 2.3.1 のサブキャリア配置に送信側 $\{\theta_k(t)\}$ が対応し、受信側は $\{\bar{\theta}_k(t)\}$ との内積により $\{d_k\}$ が復調される。

$$\begin{aligned}
d_k = \langle f(t), g(t) \rangle &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \bar{\theta}_k(t) dt \\
&= \sum_{l=1}^N d_l \int_{-\frac{T_{SYM}}{2}}^{+\frac{T_{SYM}}{2}} \theta_l(t) \bar{\theta}_k(t) dt \quad \text{式(2.3.8)}
\end{aligned}$$

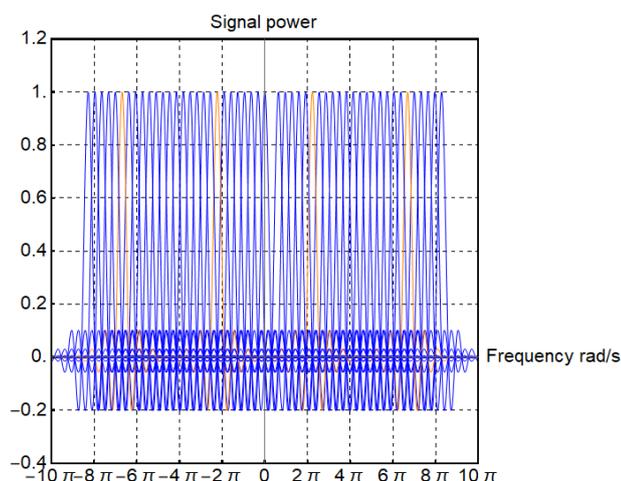


図2.3.1 パイロット信号のサブキャリア インデックス配置図

周波数変数信号である $\hat{\theta}_k(s)$ 同士の内積演算を式(2.3.9)で定義する。隣接する $\theta_k(t)$ の直交性は、ウィンドウ関数のフーリエ変換 $\hat{w}(s)$ の周波数拡がりに依存する。 $\hat{w}(s)$ の拡がりは、式(2.3.10)に示すロールオフ率に依存する。*rolloff* を大の条件では、 $w(t)$ の平坦部分の幅が縮小し、 $\hat{w}(s)$ の周波数帯域幅が縮小する[1]。

$$\begin{aligned} \langle \hat{\theta}_k(s), \hat{\theta}_l(s) \rangle &= \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{\theta}_k(s) \bar{\hat{\theta}}_l(s) ds \\ &= \int_{-\frac{BW}{2}}^{\frac{BW}{2}} \hat{w}(s - 2\pi k \Delta f) \cdot \bar{\hat{w}}(s - 2\pi l \Delta f) ds \end{aligned} \quad \text{式(2.3.9)}$$

$$rolloff = \frac{T_{rf}}{T_{sym}} \quad \text{式(2.3.10)}$$

図 2.3.2 に時間変数の実数値ウィンドウ関数と $\theta_k(t)$ の波形を示す。図 2.3.3 にウィンドウ関数をフーリエ変換した周波数変数の波形を示す。ロールオフ率を 0.2 から 1.0 まで 0.2 ステップで変化させた結果を示す。ロールオフを小さくしウィンドウ関数を矩形に近づけると、周波数変数のウィンドウ関数の幅が拡がり、ロールオフを大きくするに従い、時間変数のウィンドウ関数の時間幅が大きくなり、反対に周波数変数のパルス幅が小さくなる。伝送効率と周波数使用効率を改善には、ウィンドウ関数の波形形状が影響する。隣接するシンボルレート信号間の不連続性は、シンボルレート信号列のスペクトラムの拡がりに影響する。

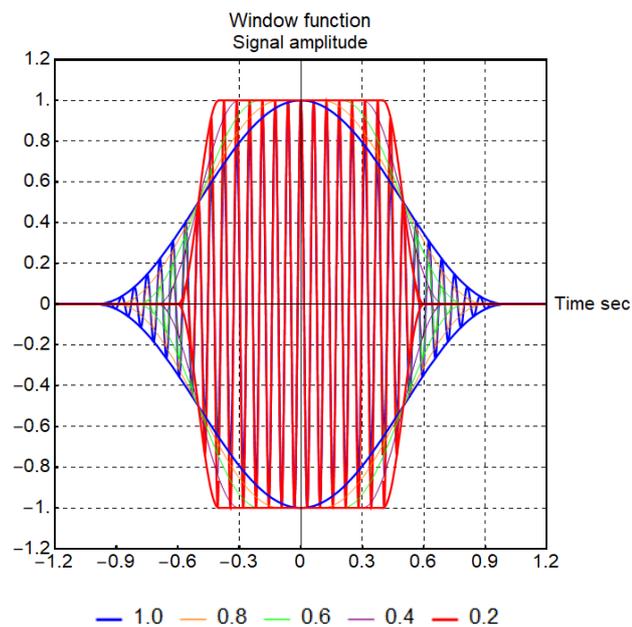


図2.3.2 ロールオフ率 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0 時間窓関数 $w(t)$

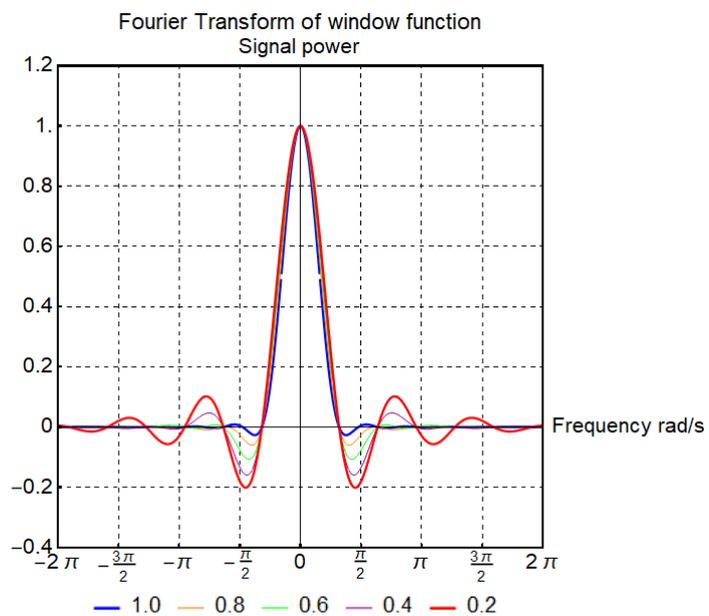


図 2.3.3 ロールオフ率 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0 周波数窓関数 $\hat{w}(s)$

2.4 複素数連続時間フレームモデル

図 2.4.1 に示すフレーム信号は、5 シンボルの既知パターンからなるプリアンプルと、12 シンボルのランダムデータのペイロードから構成される。データシンボルは、64 チャンネルの FFT 長で QAM64 変調のデータ 48 チャンネル、パイロット信は 4 チャンネルである。 N チャンネルサブキャリア、 L シンボルのフレームは、ランダムなバイナリから変換した QAM64 複素数列を、式(2.4.1)に示す $N \times L$ の複素数行列(D)に変換し、式(2.4.2)に代入し計算する。

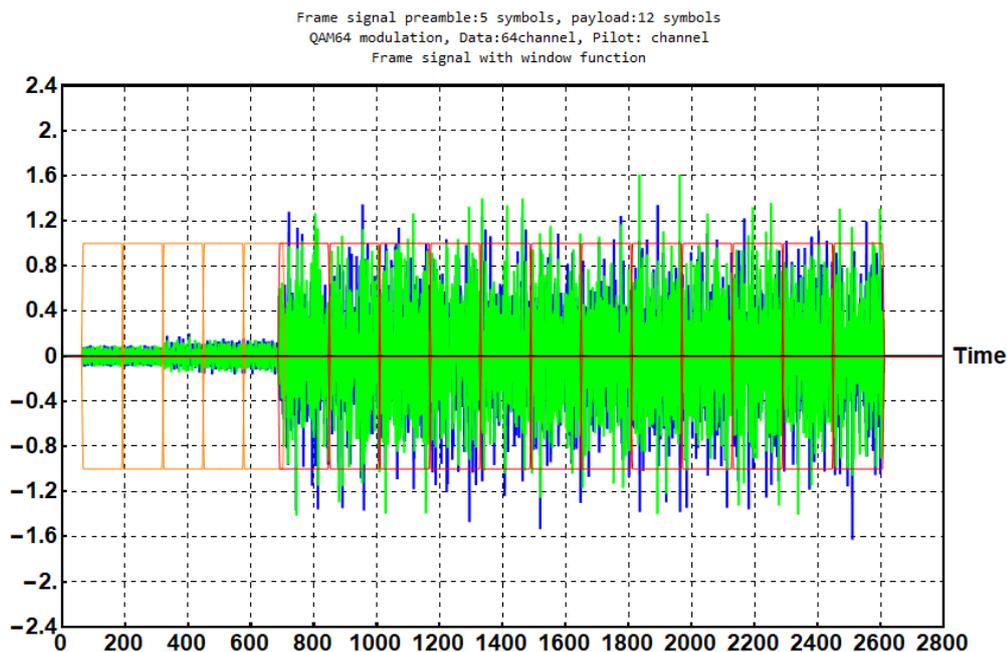


図 2.4.1 OFDM フレーム例

$$D = \begin{pmatrix} d_{11} & \cdots & d_{1L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{N1} & \cdots & d_{NL} \end{pmatrix} \quad d_k \in \mathbb{C} \quad \text{式(2.4.1)}$$

フレームの複素数信号波形への変換式は、式(2.4.1)を用いて式(2.4.2)で表される。時間軸シフトと加算によって、 $s(t)$ のサブキャリアの直交性は失わないが、隣接するシンボル間の不連続性により信号帯域が広がる。 $w(t)$ のロールオフ率を大きくすると、サブキャリアのスペクトラムの干渉は抑圧されるが、シンボル間の不連続性は顕著となる。

$$\begin{aligned}
sf(t) &= \sum_{l=0}^{L-1} s(t - lT_{SYM}) \\
&= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=1}^N d_{kl} \theta_k(t - lT_{SYM})
\end{aligned}
\tag{2.4.2}$$

$$\theta_k(t) = w(t) e^{i2\pi\Delta f k(t + \frac{T_{SYM}}{2})}$$

2.5 複素数離散時間信号モデル

本章では、2.3 章、2.4 章で述べた複素数連続時間信号モデルを用いて、複素数離散時間信号を検証した。複素数離散時間信号の OFDM 変調は、サブキャリアに対応した複素数列を逆離散フーリエ変換することで表され、この変調に対して OFDM 復調はシンボル複素数信号の離散フーリエ変換で表される [3],[10]。複素数連続時間信号は、位相シフトと周波数オフセットを複素数演算により補償できることから、受信信号との同期が得られれば、複素数離散時間信号は連続時間信号をサンプリング値で表した信号であり、連続時間信号に含まれる。シンボルのコンステレーションマップの複素数ベクトル $\{d_k\}$ とサンプリング列 $\{s(n)\}$ は、逆離散フーリエ変換により $\{d_k\}$ から $\{s(n)\}$ に変換され、離散フーリエ変換により $\{s(n)\}$ から $\{d_k\}$ に変換され、時間領域と周波数領域の信号の相互変換が可能となる。周期信号のサンプリング結果から、フーリエ変換によりサブキャリア係数 $\{d_k\}$ が得られることを示す。表 2.5.1 シンボルレート信号パラメータ一覧の離散時間モデルの信号パラメータの一覧を示す。

表 2.5.1 シンボルレート信号パラメータ一覧

	項目	パラメータ	単位
1	シンボルレート	T_{SYM}	sec
2	サブキャリア間隔	Δf	Hz
3	チャンネル数	N	チャンネル
4	最小サブキャリア周波数	0 (DC)	Hz
5	最大サブキャリア周波数	$(N - 1) \Delta f$	Hz
6	ナイキスト周波数	$2N \Delta f$	Hz
7	周期性	有	-

周期信号のフーリエ級数展開は、式(2.5.1)で表される連続時間信号から、 N モジューロを用いて式(2.5.2)で表される。

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{-i\frac{2\pi}{N}kn} \quad d_k \in \mathbb{C}, \quad \text{式(2.5.1)}$$

$$\begin{aligned} s_p(n) &= s(n + r \cdot N) \quad r \in \mathbb{N} \\ &= s(n \bmod N) \end{aligned} \quad \text{式(2.5.2)}$$

離散時間のシンボルは、式(2.5.3)に示す窓関数($w_N(n)$)による時間制限で表される。単一パルスとしてみた場合は $s_p(n)$ と $s_N(n)$ は同一であり、離散時間シンボルも連続時間と同様である。

$$s_N(n) = w_N(n) \cdot s(n) \quad \text{式(2.5.3)}$$

$$w_N(n) = \begin{cases} 0 & 0 > n \\ 1 & 0 \leq n < N \\ 0 & n \geq N \end{cases}$$

OFDM シンボル信号 $s(t)$ のシンボルレート周期 T_{SYM} を正規化し 2π とする。サブキャリア周波数列を式(2.5.4)に示す。シンボルレート信号を $2N$ ポイントでサンプルしたときの離散化信号列のサブキャリア数 N の合成和で表すことができる。この結果はOFDM 復調を離散フーリエ変換で行った結果と一致するこることを式(2.5.5)で示した。

$$sctbl = \{0, \Delta f, 2\Delta f, 3\Delta f, \dots, (N-1)\Delta f\} \quad \text{式(2.5.4)}$$

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{-i2\pi k \Delta f t} \quad d_k \in \mathbb{C}, \quad 0 \leq t \leq 2\pi \quad \text{式(2.5.5)}$$

式(2.5.5)に示すシンボルレート信号を離散時間信号に変換するサンプリングクロックの周波数(f_{SMP})は、式(2.5.6)に示すナイキスト条件を満たすように、OFDM シンボル信号 $s(t)$ を $2N$ サンプルで離散化する。サンプリング列($s(\frac{2\pi}{2N}l)$)の離散フーリエ変換を式(2.5.7)に示す。 k 番目のフーリエ変換係数(S_k)が式(2.5.7)の係数(d_k)と等しくなることを示す。

$$f_{SMP} \geq 2N\Delta f \quad \text{式(2.5.6)}$$

$$d_k = \frac{1}{2N} \sum_{l=0}^{2N-1} s\left(\frac{2\pi}{2N}l\right) e^{-i\frac{2\pi kl}{2N}} \quad \text{式(2.5.7)}$$

シンボルレート信号 $s\left(\frac{2\pi}{2N}l\right)$ と、フーリエ変換係数 S_m の関係は逆離散フーリエ変換の定義から式(2.5.8)で表される。

$$s\left(\frac{2\pi}{2N}l\right) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_m e^{i\frac{2\pi m 2\pi}{2\pi} \frac{2\pi}{2N}l} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_m e^{i\frac{2\pi}{2N}ml} \quad \text{式(2.5.8)}$$

式(2.5.7)に、式(2.5.8)を代入した結果を式(2.5.9)に示す。フーリエ級数とサンプリング列の位置が $2N$ モジュロとして等しければ、式(2.5.10)に示すようにフーリエ級数展開の係数とフーリエ変換係数は等しくなる。式(2.5.11)で示すように、フーリエ級数とサンプリング列の位置が $2N$ モジュロとして等しくない場合 d_k は0となる。

式(2.5.9)に示すように、フーリエ展開とフーリエ級数による OFDM モデルは、シンボルレート信号の周期性と、OFDM チャンネル数の2の階乗倍でサンプリングしたサンプル列のフーリエ変換で、 d_k が再生できることを示している。

周期信号かつ有限長の OFDM シンボルレート信号が、送受信が同期した状態でサンプリングされた条件下でのみ、サブキャリアによるフーリエ級数展開が、受信信号のフーリエ変換処理から再生されることを示している。

$$\begin{aligned} d_k &= \frac{1}{2N} \sum_{l=0}^{2N-1} \left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} S_m e^{i\frac{2\pi}{2N}ml} \right) e^{-i\frac{2\pi kl}{2N}} \quad \text{式(2.5.9)} \\ &= \sum_{l=0}^{2N-1} S_m \left(\frac{1}{2N} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{i\frac{2\pi}{2N}(m-k)l} \right) \end{aligned}$$

$$m \equiv k \pmod{2N} \quad \text{式(2.5.10)}$$

$$d_k = S_m \frac{1}{2N} \sum_{l=0}^{2N-1} e^0 = S_k$$

$$m \neq k \pmod{2N} \quad p = m - k \quad \text{式(2.5.11)}$$

$$d_k = \sum_{l=0}^{N-1} S_m \left(\frac{1}{2N} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{i\frac{2\pi}{2N}l} \right) e^p = 0$$

シンボルの最適なサンプリングクロックは、受信信号から検出されたシンボルレートクロックを、OFDMのチャンネル数 N に対応した2の階乗倍に通倍することで得られる。式(2.5.9)に示すように、フーリエ級数もとづくOFDMモデルは、シンボルレート信号の周期性と、シンボルレート周波数の2の階乗倍でサンプリングしたサンプル列のフーリエ変換で、データ d_k が再生できることを示している。周期信号かつ有限長のOFDMシンボルレート信号が、送受信が同期した状態でサンプリングされた条件下でのみ、サブキャリアによるフーリエ級数展開と受信信号のフーリエ変換処理から復調されることを示している。

シンボルは、式(2.5.12)に示す有限長のサンプリング信号列と、式(2.5.13)に示す有限長のコンステレーションマップ列が、時間変数から周波数変数への変換である離散フーリエ変換と、周波数変数から時間変数への変換である逆離散フーリエ変換より相互に変数に変換される。式(2.5.14)に示すように、シンボルレート信号($s(t)$)は、サブキャリア($\theta_k(t)$)と、式(2.5.14)に示すサンプリングレート(T_{SMP})のサンプリングパルス($\kappa(t)$)により表される。信号列長(N)が2の階乗数の離散フーリエ変換は、式(2.5.16)に示すフーリエ行列(\mathbf{F})となる。逆離散フーリエ変換は、 \mathbf{F} の逆行列(\mathbf{F}^{-1})となり、式(2.5.17)に示すようにユニタリ行列である \mathbf{F} の共役転置行列(\mathbf{F}^H)となる。式(2.5.16)、式(2.5.17)、式(2.5.18)及び式(2.5.19)に行列との関係を示す。離散時間複素数OFDMシンボルレート信号 $s(t)$ は、 \mathbf{F} と \mathbf{F}^{-1} のフーリエ行列と逆行列で相互に変換可能な \mathbf{s} 及び \mathbf{u} により表される。 $s(t)$ を含む離散複素数信号空間では、同じシンボルレートである。シンボルレート信号は、周波数・時間信号空間内の信号となる。

$$\mathbf{s} = \{s_k\} \quad s_k \in \mathbb{C}, \quad k = 0, 1, 2 \dots N - 1 \quad \text{式(2.5.12)}$$

$$\mathbf{u} = \{u_k\} \quad u_k \in \mathbb{C} \quad k = 0, 1, 2 \dots N - 1 \quad \text{式(2.5.13)}$$

$$\begin{aligned}
s(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} s_k \kappa(t - kT_{SMP}) \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} u_k \theta_k(t)
\end{aligned}
\tag{2.5.14}$$

$$\kappa(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_{SMP}}\right)}{\frac{\pi t}{T_{SMP}}}
\tag{2.5.15}$$

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & \dots & \dots & 1 & 1 \\ 1 & Z_N^{1 \cdot 1} & Z_N^{1 \cdot 2} & \dots & \dots & \dots & Z_N^{1 \cdot (N-2)} & Z_N^{1 \cdot (N-1)} \\ 1 & Z_N^{2 \cdot 1} & Z_N^{2 \cdot 2} & \dots & \dots & \dots & Z_N^{2 \cdot (N-2)} & Z_N^{2 \cdot (N-1)} \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ 1 & Z_N^{(N-2) \cdot 1} & Z_N^{(N-2) \cdot 2} & \dots & \dots & \dots & Z_N^{(N-2) \cdot (N-2)} & Z_N^{(N-2) \cdot (N-1)} \\ 1 & Z_N^{(N-1) \cdot 1} & Z_N^{(N-1) \cdot 2} & \dots & \dots & \dots & Z_N^{(N-1) \cdot (N-2)} & Z_N^{(N-1) \cdot (N-1)} \end{pmatrix}
\tag{2.5.16}$$

$$\mathbf{Z}_N = e^{-\frac{i2\pi}{N}t}$$

$$\hat{\mathbf{F}} = \frac{1}{N} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & \dots & \dots & 1 & 1 \\ 1 & Z_N^{*1 \cdot 1} & Z_N^{*2 \cdot 1} & \dots & \dots & \dots & Z_N^{*(N-2) \cdot 1} & Z_N^{*(N-1) \cdot 1} \\ 1 & Z_N^{*1 \cdot 2} & Z_N^{*2 \cdot 2} & \dots & \dots & \dots & Z_N^{*(N-2) \cdot 2} & Z_N^{*(N-1) \cdot 2} \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ 1 & Z_N^{*1 \cdot (N-2)} & Z_N^{*2 \cdot (N-2)} & \dots & \dots & \dots & Z_N^{*(N-2) \cdot (N-2)} & Z_N^{*(N-2) \cdot (N-1)} \\ 1 & Z_N^{*1 \cdot (N-1)} & Z_N^{*2 \cdot (N-1)} & \dots & \dots & \dots & Z_N^{*(N-2) \cdot (N-1)} & Z_N^{*(N-1) \cdot (N-1)} \end{pmatrix}
\tag{2.5.17}$$

$$\mathbf{Z}_N^* = e^{\frac{i2\pi}{N}t}$$

$$\mathbf{u}^T = \mathbf{F} \mathbf{s}^T = \mathbf{F} \hat{\mathbf{F}} \mathbf{u}^T
\tag{2.5.18}$$

$$\mathbf{s}^T = \widehat{\mathbf{F}}\mathbf{u}^T = \widehat{\mathbf{F}}\mathbf{F}\mathbf{s}^T \quad \text{式(2.5.19)}$$

2.6 抽象化した信号空間

シンボル($s(t)$)は、有限電力、有限長及び帯域制限された複素数信号であり、サブキャリアの直交性による多重化を行う。 $s(t)$ はウィンドウ関数により時間制限されたサブキャリアを直交基底 $\theta_k(t)$ とする信号となる。帯域制限された $s(t)$ は、サンプリングした($\{s(n)\}$)はサンプリング関数 $\kappa(t)$ を基底として表されることを示した。図 2.6.1 に OFDM シンボル信号空間のモデルを示す。送信と受信は、サブキャリア同士の周波数オフセットにより、異なるサブキャリア基底をもつ信号空間である。送信信号(\mathbf{s}_{TX})は、ワイヤレスの伝搬路を通して RF 信号となり、受信側の複素数信号空間に移され \mathbf{s}'_{RX} となる。等化と同期により、 \mathbf{s}'_{RX} は受信側のサブキャリア基底のシンボルレート信号空間の \mathbf{s}_{RX} となる。 \mathbf{s}_{RX} はフーリエ変換行列 \mathbf{F} により、 \mathbf{u}_{RX} に変換される。

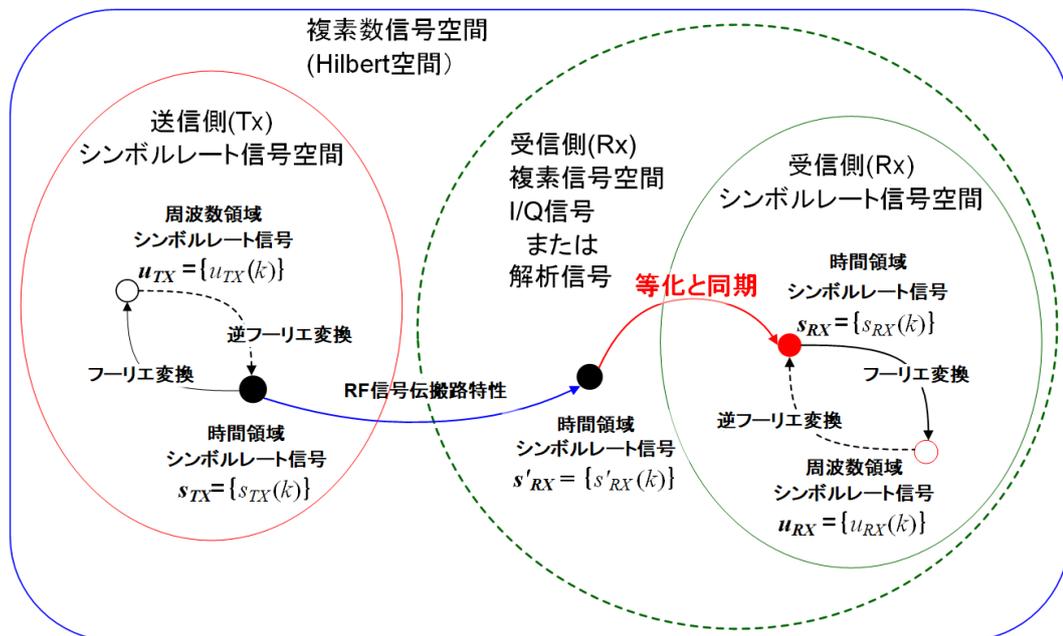


図 2.6.1 OFDM シンボル信号空間概念図

2.7 OFDM 復調行列表現

有限長 N 個のサンプルリングデータの OFDM 受信シンボル信号の復調を行列表式で表し OFDM シンボルレート信号の変復調を行列表式で表される[3]。行列表示モデルのブロック図を、図 2.7.1 に示す。QAM または BPSK のシフトキーイング変調されたサブキャリアの複素数ベクトル($\{u_{TXk}\} \ k = 1, 2, 3, \dots, N - 1$)は、逆離散フーリエ変換と伝搬路及び離散フーリエ変換により、複素数ベクトル($\{u_{RXk}\} \ k = 1, 2, 3, \dots, N - 1$)として復調される。

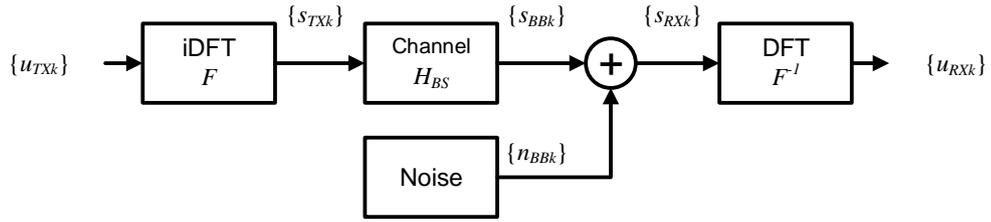


図2.7.1 OFDM 行列表示モデル図

$$u_{RXk} = \lambda_k u_{TXk} + n_{BBk} \quad \text{式(2.7.1)}$$

$$\mathbf{s}_{TX} = \mathbf{F} \mathbf{u}_{TX} \quad \text{式(2.7.2)}$$

$$\mathbf{s}_{TX} = \{s_{TXk}\}^T \quad s_{TXk} \in \mathbb{C}, k = 1, 2, 3 \dots N - 1$$

$$\mathbf{u}_{TX} = \{u_{TXk}\}^T \quad u_{TXk} \in \mathbb{C}, k = 1, 2, 3 \dots N - 1$$

式(2.5.16)と式(2.5.17)に示した \mathbf{F} と \mathbf{F}^{-1} に加えて、伝搬路特性フィルタ行列(\mathbf{H}_{BS})によりモデル化される。式(2.7.3)に示す送信から受信まで処理を表す行列 \mathbf{D} は対角化され、式(2.7.4)で表される。重畳する雑音(\mathbf{n})は、受信信号と無相関であり雑音電力は一定と仮定する[11]。

$$\mathbf{u}_{RX} = \mathbf{D} \mathbf{u}_{TX} + \mathbf{n} \quad \text{式(2.7.3)}$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{H}_{BS} \cdot \mathbf{F}^{-1} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \lambda_N \end{bmatrix} \quad \text{式(2.7.4)}$$

式(2.7.5)に示すように u_{TXk} と u_{RXk} の関係式をチャンネル毎に表現でき、波形等化と位相調整によるコンステレーションの再生ができることを示している。

$$u_{RXk} = \lambda_k u_{TXk} + n \quad \text{式(2.7.5)}$$

式(2.7.6)に示すように、送信シンボル信号(s_{TX})も有限次元の信号空間に含まれる。送信シンボル s_{TX} は、伝搬路特性 D による波形ひずみとノイズ成分が重畳し受信($s'_{RX} + n_{BB}$)に変換されるが、受信サブキャリアの周波数オフセットが異なるだけで、受信信号と同じ信号空間に含まれると考えられる。

$$u_{TX} = F s_{TX} \quad \text{式(2.7.6)}$$

$$s_{TX} = \{s_{TX0}, s_{TX1}, s_{TX2}, \dots, s_{TX(N-2)}, s_{TX(N-1)}\}^T \quad s_{TXk} \in \mathbb{C}$$

$$u_{TX} = \{u_{TX0}, u_{TX1}, u_{TX2}, \dots, u_{TX(N-2)}, u_{TX(N-1)}\}^T \quad u_{TXk} \in \mathbb{C}$$

受信信号のサブキャリアは、様々な送信信号に対応するので、送信信号空間を含む図 2.7.2 に示す信号空間となる。

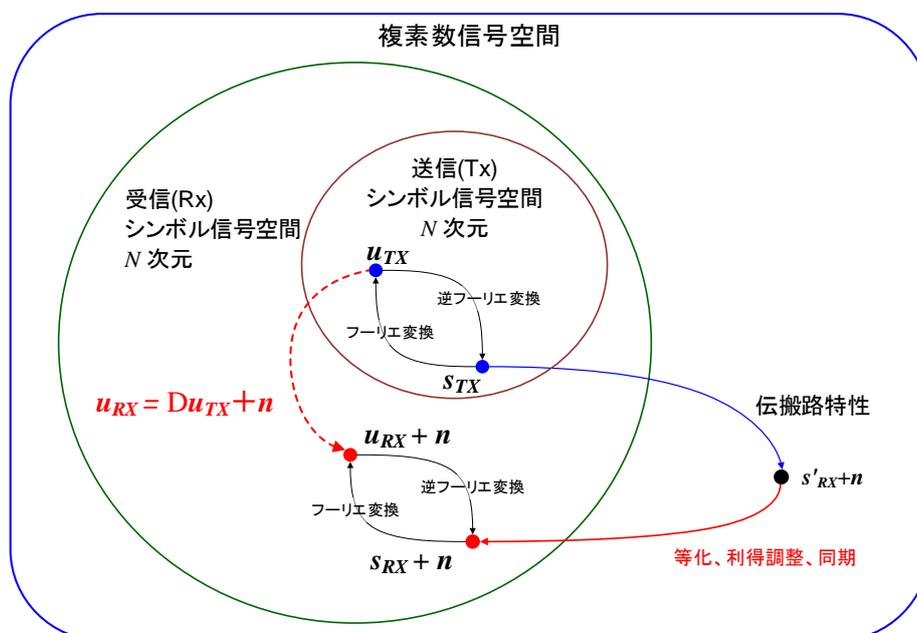


図2.7.2 OFDM シンボル信号空間の概念図

図 2.7.3 に示すように、OFDM の送受信はフレーム内のシンボルレート信号に対する理論である。複素数信号空間のシンボルレート信号は、時間・周波数空間内の信号である。図において、OFDM シンボルレート信号の等化と同期の信号空間について示す。ここでは、 N チャンネル OFDM における送信機(T_X)と受信機(R_X)との波形等化と同期の概念が示されている。OFDM のシンボルレート通信に示すように、送信コンステレーションマップの N 次複素数ベクトル(u_{TX})を送信し、受信コンステレーションマップの N 次複素数ベクトル(u_{RX})を再生する離散時間信号処理である。離散時間送信シンボル信号(s_{TX})は、 N サンプルの複素数ベクトルで表される。

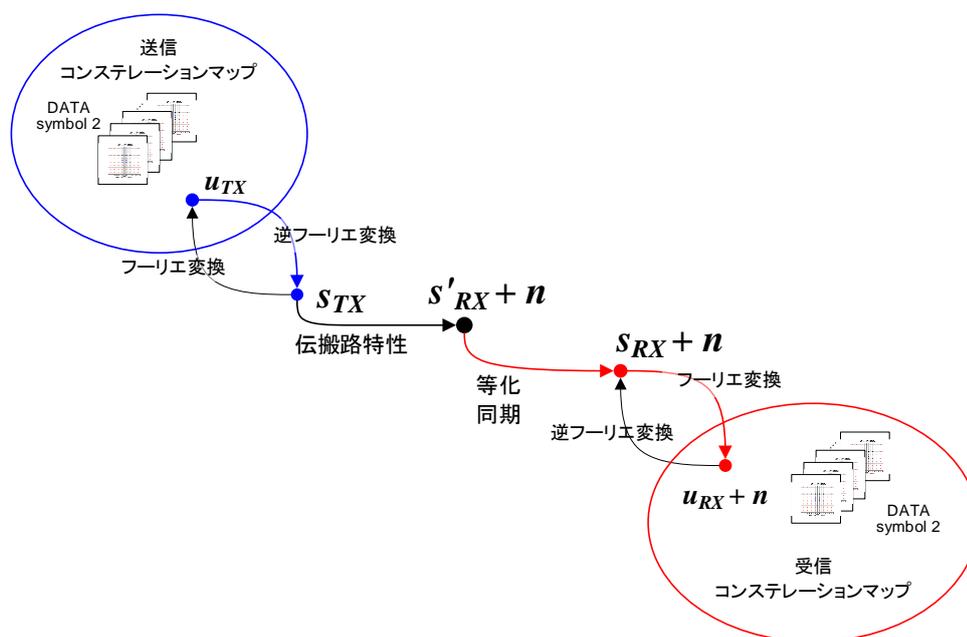


図 2.7.3 OFDM シンボルレート信号の等化と同期

2.8 OFDM 理論モデルのまとめ

送信機と受信機の同期は、受信信号からシンボルレートクロックが再生し、サブキャリア毎のコンステレーションマップが安定して受信することである。しかし、多重波マルチパス環境において無線伝送路の OFDM 信号は、シンボル間干渉の影響により相互に干渉が発生し、正しく受信することができない。この課題を解決するためには通常はサイクルプリフィクスをシンボル毎に挿入することで干渉の影響を除去することができる。しかし、サイクルプリフィクスはマルチパス遅延の影響が大きい場合には、サイクルプリフィクスの占める割合が増大して伝送効率が劣化することが課題となる。シンボル間干渉を正確に分析してシンボル間の遅延プロファイルを正確に把握するにはフーリエ解析で分析することが可能であるが、多重化したマルチパスを正確に予測するには十分な長さのフレームが必要となる。

図 2.8.1 に示すように、シンボルレート信号に対するフーリエ変換と異なり、フレーム信号を時間・周波数空間に展開するウェーブレット変換は、時間成分が含まれ不連続点の検出が可能となる。任意の時間と帯域を選択し、信号再生を行うことで、ノイズ量を低減する DeNoise 操作が可能となる。短いフレームで正確なコンステレーションマップを得るには、伝搬路による波形歪を補償する等化との組み合わせることが必要となる。受信機が受信信号に対して同期するためには、(1)シンボルレートクロック再生、(2)波形等化 (3)利得制御の 3つのパラメータの最適化を行う必要がある。

高速の OFDM 受信では、周波数及び時間領域の空間に対し、サブキャリアをできるだけ多く占有することにより伝送レートが改善される。しかし、隣接するシンボル信号間の不連続性によるシンボル間干渉を制御が必須であり、シンボル信号を限られた時間長と周波数帯域に制限するシンボルレート信号の窓関数のパルス形状の最適化が必要となる。

離散フーリエ変換、逆離散フーリエ変換による解析手法で、シンボル間の不連続点を正確に分析するためには、離散フーリエ変換の帯域の広帯域化が必要となり帯域制限を与えなければならない、従来の離散フーリエ変換、逆離散フーリエ変換では困難である。本解析では新たにウェーブレット変換により時間と周波数の 2次元に変換することで、シンボルレート信号の持つ信号帯域に制約を与えることなく、フレーム信号の不連続を分析する手法について述べる。

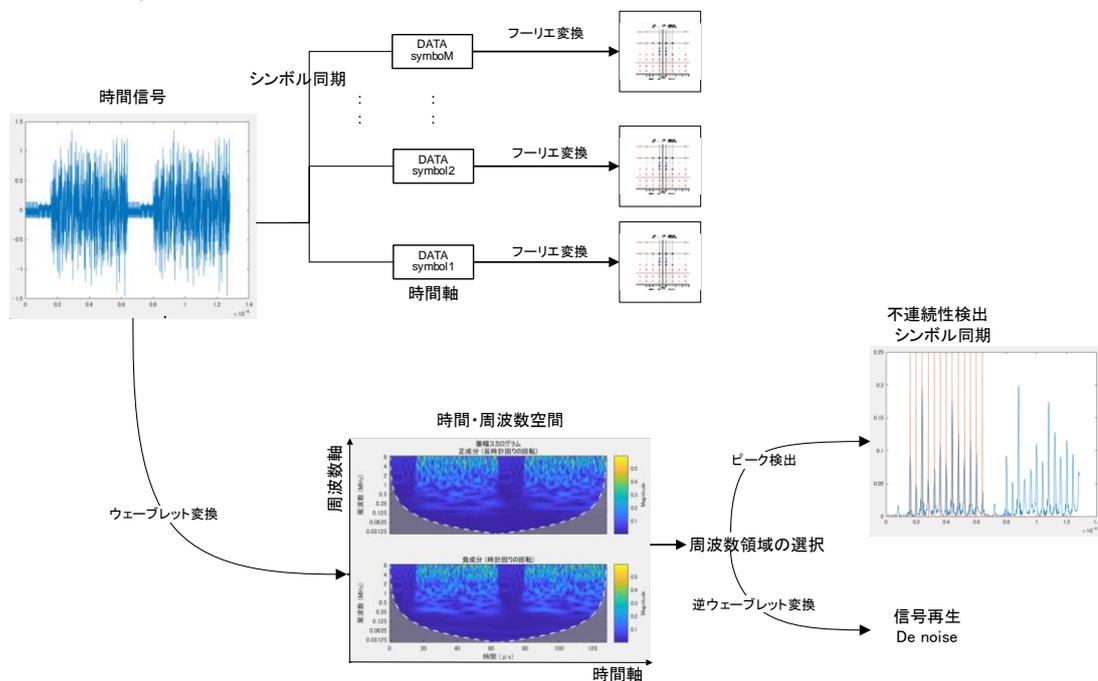


図 2.8.1 離散フーリエ変換とウェーブレット変換のシンボル間不連続点検出法の概念図

2.9 まとめ

従来、離散フーリエ変換、逆離散フーリエ変換を用いた OFDM の変調復調方式が既に確立し、実際のシステムで実用化が図られている。しかし、今まで OFDM の変調および復調過程を信号空間の中で説明されてこなかった。離散フーリエ変換、逆離散フーリエ変換での OFDM 信号の生成および復号化を局所的な手法と考えず、広く複素数信号区間の中のサブキャリアを N 次元の直交基底として捉えることにより、受信シンボル空間の中に、送信シンボル空間を包含することで、等化、利得調整、同期などの手段により同じ N 次元の直交基底に送信信号区間と受信信号空間を合わせることで OFDM の信号生成を表す信号空間を表すことを行った。

本章では今後の OFDM の広帯域化を行う上で、OFDM フレーム間の不連続点の正確な解析が重要であることを明らかにした。しかし、従来の離散フーリエ変換、逆離散フーリエ変換では不連続点を検出するには有効な方法でないことを示した。このことから、次章で述べるウェーブレットに解析が有効となることを示唆した。

3章 ウェーブレット変換 DeNoise OFDM Sim. モデル

3.1 概要

OFDM通信に用いるシンボルレート列からなるフレームを図 2.4.1に示した。フレーム中のシンボルレート信号は、有限長、帯域制限、有限電力の信号であり、フーリエ変換と逆フーリエ変換により時間変数信号と周波数変数信号で表され、複素数サブキャリア信号を直交基底とする複素数信号である。

ウェーブレット変換により OFDM フレーム信号を時間・周波数信号空間に変換し、フレーム信号の信号帯域を選択後に逆ウェーブレット変換により信号再生することで、OFDM 信号の復調とプリンアンプル検出に必要な信号帯域を除く DeNoise のシミュレーションを行うため、離散時間モデルを Matlab の OFDM 同期モデルをもとにして構築し帯域選択幅を選定した。

図 2.4.1 に示す連続時間複素数信号のフレーム信号を発生する Mathematica モデルを構築した。このモデルフレーム信号をウェーブレット変換により時間・周波数信号空間に変換し、高周波領域を選択しピーク検出によりシンボルレートタイミングを再生するシミュレーションを行い、ウェーブレット関数、分解能を設定するパラメータの選定をおこなった。

3.2 離散時間 OFDM シミュレーションモデル

MathWork Matlab R2017b OFDM 同期モデルをもとにして、ウェーブレット変換により時間・周波数空間へ信号を分解し再合成がフレームで行えることを確認するシミュレーションモデルを構築した。ウェーブレット変換を z と分解能を決定する Octave(周波数帯域の分割数)と Voice パラメータ (Octave を分割する分解能) 最適化を行った。

最適化の条件として、周期的パターンのプリアンブルと、ランダムパターンのペイロード部分が分別できる族を選択し、Octave と Voice による分解能を選択し、プリアンブル部分の周期性パターンが小さい帯域を除去し、フレーム信号の再合成を行い、OFDM 復調と誤り率シミュレーションが可能であることと、Octave と Voice の設定によりエラーレートが変化することを確認した。

ウェーブレット変換により信号分解する方法は、不必要な帯域を除去する DeNoise と呼ばれる手法の応用である。今回の評価は、低ノイズ環境でプリアンブルパターンを検出しペイロードのノイズ低減を試みた。

図 3.2.1 はウェーブレット変換付き離散時間 OFDM モデルのシミュレーションの構成を示す。第 2 章で示した離散フーリエ変換、逆離散フーリエ変換による OFDM の変復調方式にウェーブレット変換を適用して DeNoise の有効性の確認を行った。

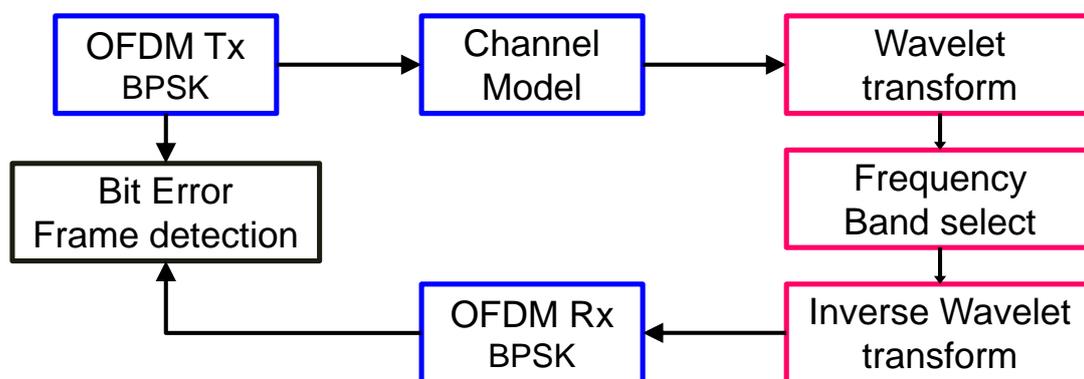


図 3.2.1 ウェーブレット変換付き離散時間 OFDM モデル

3.3 連続時間 OFDM シミュレーションモデル

シンボルレート信号の不連続点を検出は連続時間モデルが必要であった。離散時間モデルでもシンボルレート信号間の不連続性を再現できることを明らかにした。WOLFRAM 社 Mathematica 12 により連続時間モデルを構築した。Matlab の同期モデルをもとに 2.4 項の理論式に基づく OFDM シンボルレート信号発生モデルの作成を行った。

3.2 項と同様に、Mathematica の組み込まれたウェーブレット変換族と分解能に関数パラメータを調整し、隣接するシンボルレート信号間でピークが現れる条件が得られた。不連続点検出用連続時間モデルを図 3.3.1 に示す。

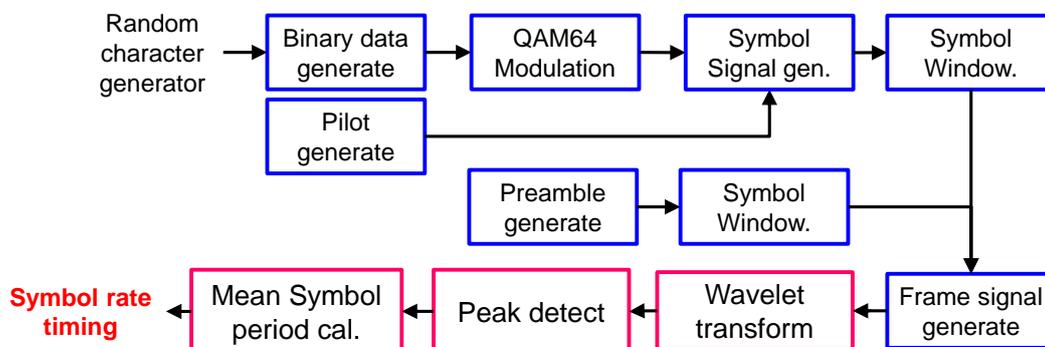


図3.3.1 不連続点を検出する連続時間モデル

図 3.3.1 に示す Mathematica モデルは、Matlab 上のモデルと同様にランダム送信キャラクタデータをバイナリデータ変換し、QAM 変調方式によりシンボルデータ列を生成する。シンボル信号をサブキャリア信号とパイロット信号とガードバンド含めた信号に変換する。プリアンプルも組み込みフレーム信号を生成する。ウィンドウ関数は、ロールオフ率を可変とした。

OFDM の復調開始タイミングは、既知パターンのプリアンプル検出で行う。プリアンプル長からランダムデータのシンボルタイミングを決定する。プリアンプルパターンは周期性があり、隣接するシンボル間隔を検出が可能となる。OFDM のデータシンボルは、複数のサブキャリアによるランダムデータとなり信号電力は平均化される。データシンボル受信時において、シンボルタイミングを検出し、フレームからシンボルレート信号を分離する必要がある。シンボルレート信号は、複数サブキャリア基底で構成する信号のため、隣接する他のシンボルとの相互相関は小さくなる。シンボルレートと等しい遅延量の信号との相関値が最大となることから、遅延量からシンボルレートクロックオフセットを算出できる。

ランダムデータのシンボルレート信号から、シンボルレートクロック成分を検出する方法として、隣接するシンボルレート信号間の不連続点の分離による受信信号からシンボルレートタイミングが再生する方法を提案する。

ウェーブレット変換した OFDM 信号の周波数・時間空間を用いて、シンボルレートタイミング検出に適したウェーブレット関数族を提案する。ウェーブレット変換による信号分解によりシンボルレート信号のみを取り出すことで、同期手段を代替する。

3.4 まとめ

フレームを時間・周波数信号空間に変換するウェーブレット変換は、ウェーブレット関数の選定、帯域及び分解能の設定の最適化は信号処理の用途により変わるため、シミュレーションによる検証とパラメータの選定が必須となる。ウェーブレット変換による時間・周波数空間への変換、選択する周波数帯域の選定により、DeNoise の効果が得られるように最適化を行った。

シンボルレートタイミング再生を行うフレーム内の不連続点の検出では、**Mathematica** によりランダムデータのフレーム信号を生成し、不連続点でピークが現れるように、ウェーブレット関数と **Octave** 及び **Voice** の分解能を決めるパラメータを選定した。

4章ウェーブレット解析を用いた OFDM システムの評価

4.1 概要

ウェーブレット解析を用いた OFDM システムは、2 章の図 2.2.4 に示したように、シンボルレート信号切り出してパルス状波形と見なすことで、シンボルレート信号を周期信号としてサンプリングした離散時間モデルとした。フーリエ変換と逆フーリエ変換が可能な時間・周波数信号空間内のシンボルレート信号を移すことで、時間領域のサンプリングデータ列と、周波数領域のコンステレーションマップ列を同一のもとして扱う。

ウェーブレット信号解析の時間・周波数空間によりフレーム信号を展開し、プリアンブル区間の時間帯で、信号帯域選択と再合成することが可能である。今回は、ウェーブレット変換による信号分析と再合成を適用し、復調に必要な信号帯域を抽出しノイズ除去を行い受信特性を検証した。

第 3 章で述べたように、マルチパス環境下における OFDM 信号のシンボル間干渉雑音の影響は OFDM システムの特性に大きく影響を与える。シンボル間干渉雑音の影響を軽減するために、マルチパス遅延の影響を減少する方法としてガードインターバルを挿入することが従来行われてきた。本論文では、シンボル間干渉現象を不連続特性ととらえて、ウェーブレット変換により干渉現象を解析することで雑音環境下での誤り特性について評価を行った。

4.2 シミュレーションモデル

図 4.2.1 にウェーブレット変換を用いた OFDM の復調システムの処理過程を示す。送信機の構成は第 3 章で述べた通常の OFDM 送信機と同じ構成を有している。評価を行うにあたり、熱雑音環境下での受信フレーム信号をバッファに格納し、フレーム全体をウェーブレット変換し時間・周波数に展開した。プリアンブル検出では、不要な周波数帯域を選択的に除去後に、逆ウェーブレット変換でフレーム信号の再合成し DeNoise 処理を行った。逆ウェーブレット変換した再生信号から、プリアンブル検出 OFDM 復調が行え、再合成後のプリアンブルの検出率が改善するか検証をおこなった。

不連続性の検出では、ウェーブレット変換後の時間・周波数バッファから高周波成分のピーク検出を行った。

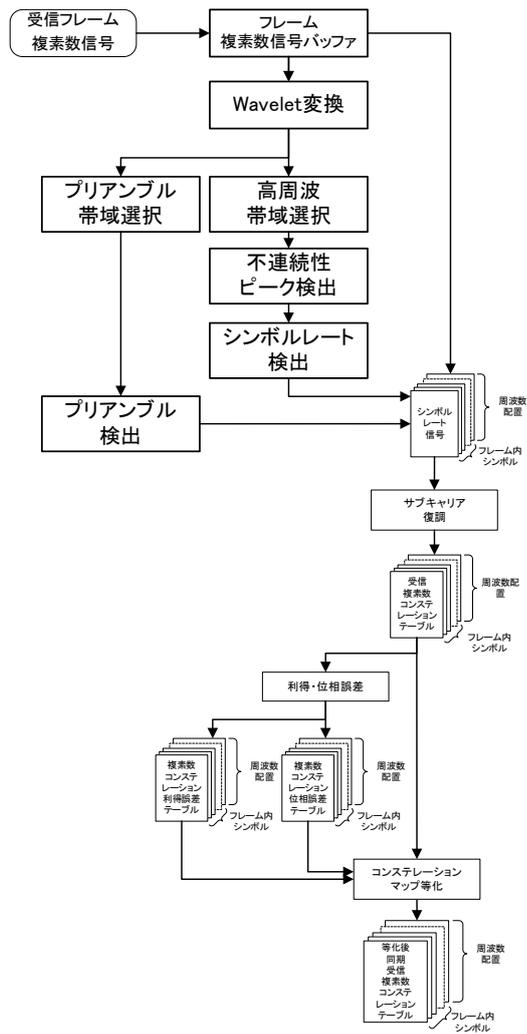


図 4.2.1 ウェーブレット変換を用いた復調システム

4.3 シミュレーション結果

ウェーブレット変換を用いた OFDM システムの誤り特性のシミュレーションを行った。表 4.3.1 にシミュレーション用いた無線環境シミュレーションパラメータを示す。表 4.3.2 に示した OFDM 変調パラメータを熱雑音下において評価を行った。表 4.3.2 に OFDM のシステムパラメータを示す。

表 4.3.1 無線環境シミュレーションパラメータ

項目	パラメータ	備考
マルチパス数	10	
雑音環境	熱雑音	

表 4.3.2 OFDM シミュレーションパラメータ

項目	パラメータ	備考
サブチャネル数	48	DFT サイズ 64
変調方式	BPSK	
サンプリング周波数	20MHz	
フレーム数	10 フレーム	
周波数オフセット	$\pm 10, \pm 20\text{KHz}$	

図 4.2.1 に示したウェーブレット変換を用いて信号分解し、雑音を分離後に逆ウェーブレット変換で信号を再合成したシミュレーションにより得られた OFDM システムの誤り特性とフレーム誤り率を求めた結果を図 4.3.1 と図 4.3.2 にそれぞれ示す。図 4.3.1 のフレーム検出後のビット誤り特性を改善するため、フレーム検出のトライアル数を 1000 回として選択帯域を変更した結果を図 4.3.3 に示す。図 4.3.3 の実線プロットが示すように、選択帯域の最適化によりノイズ成分が除去されてフレーム検出誤り率が改善する。

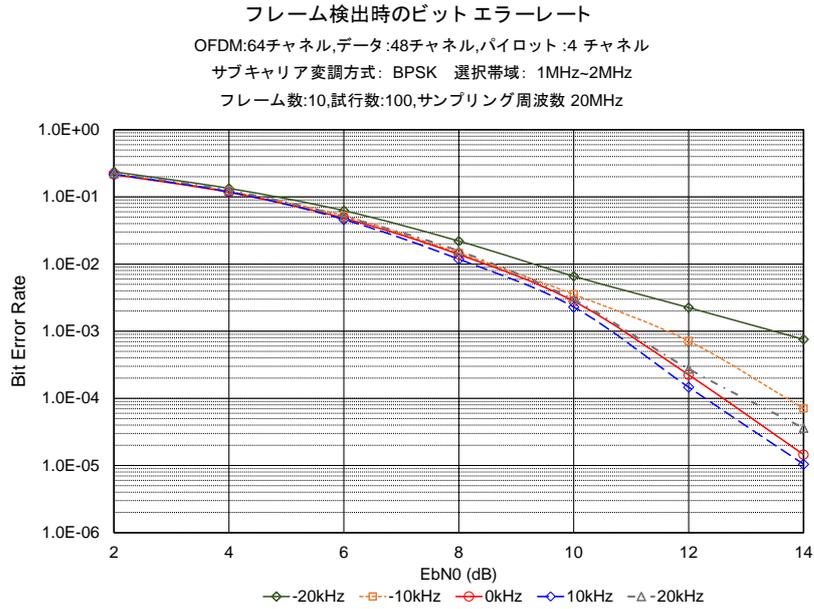


図 4.3.1 ビット誤り率特性のシミュレーション結果

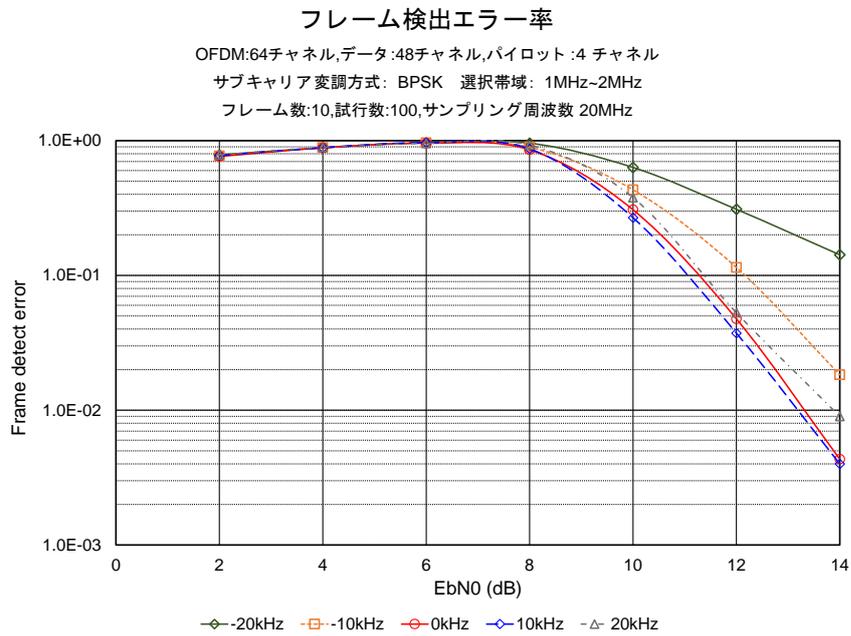


図4.3.2 フレーム誤り率 シミュレーション結果

フレーム検出エラー率

OFDM:64チャンネル,データ:48チャンネル,パイロット:4チャンネル
 サブキャリア変調方式: BPSK,選択帯域: 3MHz~9MHz, 3MHz~6MHz
 試行数:1000,サンプリング周波数 20MHz

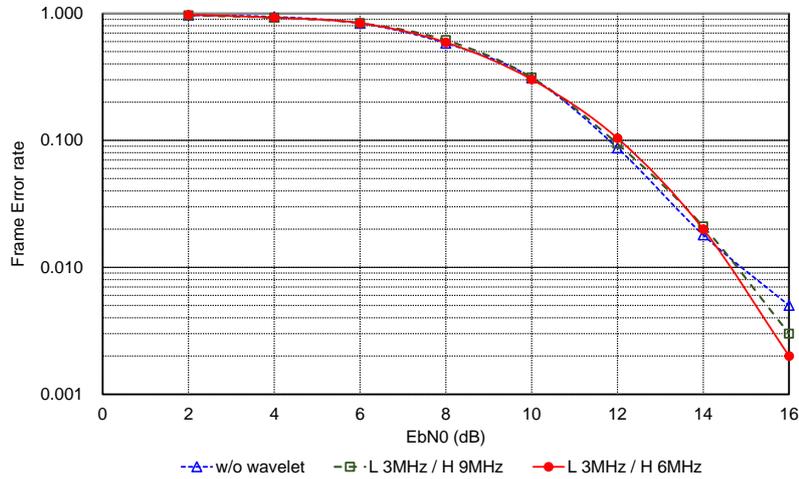


図4.3.3 Morlet フレームエラーレート比較

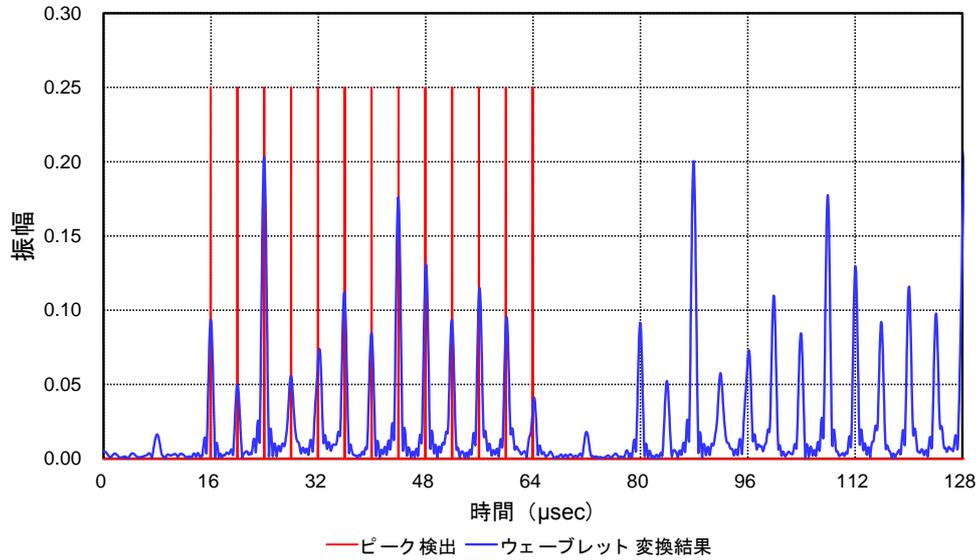
図 4.3.4 に示すように、ウェーブレット変換後の時間・周波数空間の高周波数成分から隣接するシンボル間の不連続点が検出される。ピーク検出とピーク値の正規化した結果を赤実線で示す。ピークとピークの間隔がシンボルレートとに相当し、ピーク間隔の平均値がシンボルレートと一致した。がピーク値の差分は、QAM64 変調されたサブキャリアの位相・利得の変化量に依存する。

ウェーブレット変換OFDM不連続点検出

シンボル間不連続検出 データシンボル数:12シンボル

ウェーブレット :Bump 10 octave , 36 voice/octave

サンプリング周波数 20MHz



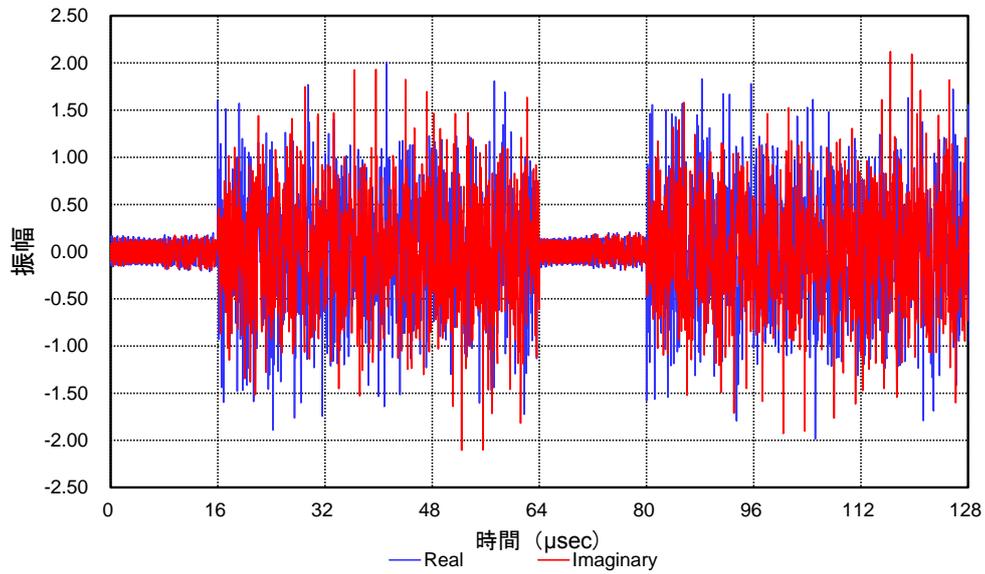
プロット 1

ウェーブレット変換OFDM不連続点検出用複素数フレーム信号

OFDM:64チャンネル,データ:48チャンネル,パイロット:4チャンネル

サブキャリア変調方式: QAM64

フレーム数:2シンボル数:12シンボル,サンプリング周波数 20MHz



プロット 2

図 4.3.4 ウェーブレット変換による不連続点の検出

プロット 1 不連続点検出結果、プロット 2 複素数フレーム信号

4.4 OFDMのウェーブレット変換による信号空間モデル

第3章で示したOFDM信号のフーリエ変換による生成の信号空間モデルに相当するウェーブレット変換による信号空間モデルを図 4.4.1 に示す。フーリエ変換と逆フーリエ変換による OFDM 送信シンボルは、時間信号(s_{TX})と周波数信号(u_{TX})で表される。ワイヤレスの伝搬路の時間信号(s'_{RX})は、ノイズ(n)が重畳して受信される。受信機側で同期、等化及び利得調整され、受信シンボルは時間信号(s_{RX})と周波数信号(u_{RX})となる。シンボル列で構成される送信フレームは、 s_{TX} と u_{TX} の組み合わせにより、時間・周波数複素数信号空間の要素としてあらわされる。受信信号は、ノイズが重畳した時間信号の $s_{RX} + n$ と、フーリエ変換した周波数信号 $u_{RX} + n$ の組み合わせで、時間周波数信号として受信信号空間の要素として表される。 $s_{RX} + n$ をウェーブレット変換した $w_{RX} + n$ においては、時間信号が時間周波数信号に変換される。ウェーブレット変換結果の時間及び周波数範囲を選択し、逆ウェーブレット変換で信号を再構成することにより DeNoise や、高周波領域のピーク検出による不連続点の検出によりシンボル信号間のタイミングが検出できる。時間から周波数へのフーリエ変換と違い、ウェーブレット変換は、時間と周波数の 2次元の信号空間することで、シンボル間の不連続性を含めたフレーム全体の変化を解析することができる。逆ウェーブレット変換で信号の再合成により、信号帯域の選択できる。

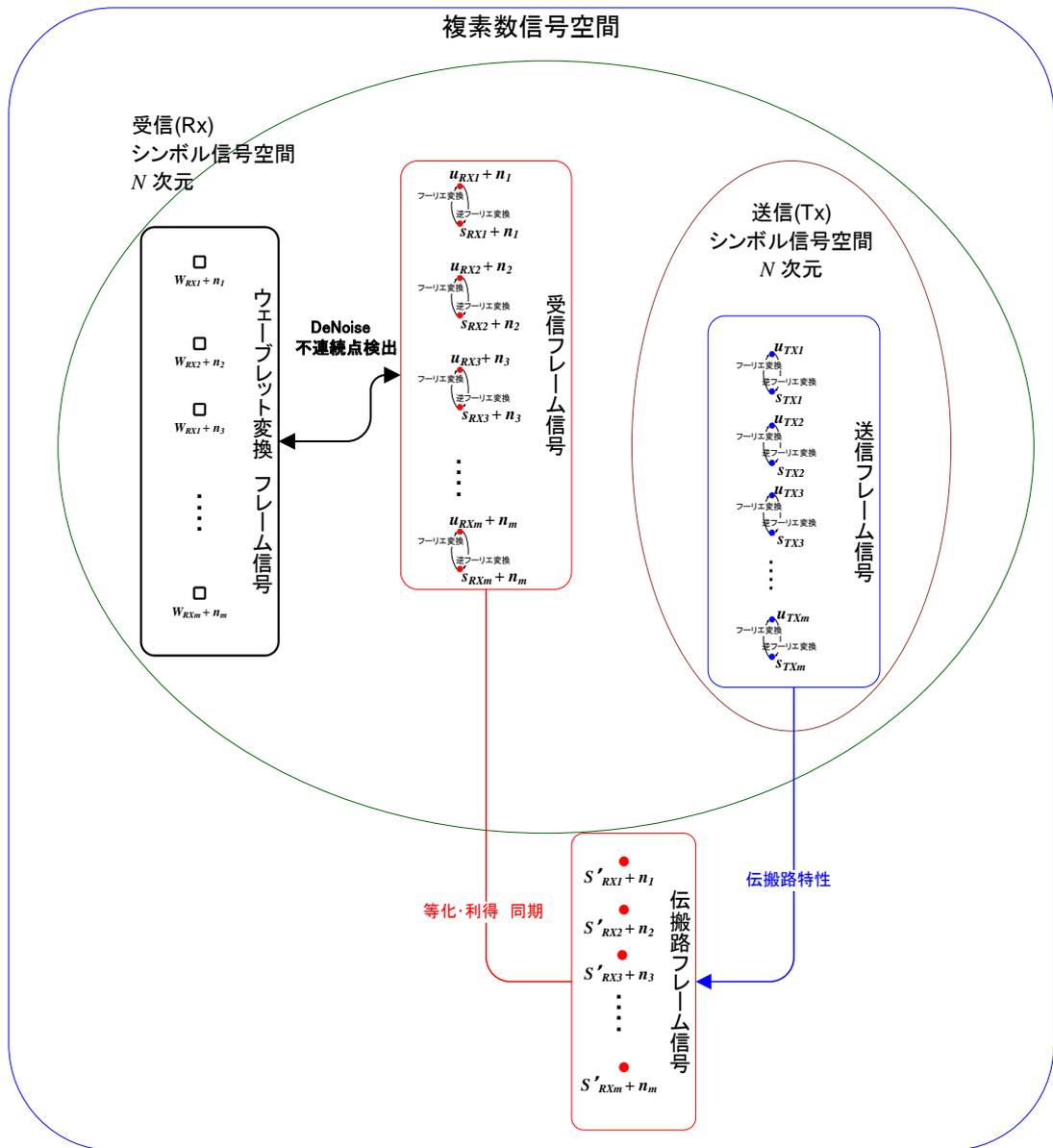


図 4.4.1 ウェーブレット変換による信号空間モデル

4.5 まとめ

本章ではウェーブレット変換を用いて、複素数時間信号の受信信号を時間・周波数空間の変換し、周波数帯域を選択し逆ウェーブレット変換する DeNoise 後のフレーム信号で OFDM 復調が可能なことを Matlab 上の離散時間信号モデルで確認した。フレーム検出エラーのシミュレーションにおいて、フレーム検出のシミュレーション試行回数を 1000 回として、プリアンプルの帯域幅を選定し、DeNoise によりフレーム検出エラーレートが改善することを確認した。

Mathmatica 上の連続時間信号モデルで不連続点検出するウェーブレット関数を選定し、Octave と Voice パラメータを調整しフレーム信号の不連続点でピーク値が現れるように最適化した。ピーク値とピーク値の間隔の平均値がシンボルレートを一致することを確認した。

有限電力のシンボルレート信号は、フーリエ変換と逆フーリエ変換により相互変換される時間変数と周波数変数表示により、シンボルレート信号は、時間・周波数空間の要素として扱える。フーリエ変換を前提とするシンボルレート信号は局所的な信号解析であるが、ウェーブレット変換は、シンボル信号列からなるフレーム信号を時間・周波数空間に変換することで、フレーム全体の DeNoise と、不連続点のピーク検出によるシンボルレートのタイミング再生の大域的と信号処理が可能となり、時間・周波数空間内のシンボルレート信号とフレーム信号の関係性が明らかになった。

5章まとめと今後の展望

第3世代移動通信から現在の第5世代移動通信までOFDM技術は高速データ伝送方式を実現する無線アクセス方式として採用された。今後も無線システムの高速化は重要な課題である。マルチパス環境下においてOFDM伝送を行う上で、従来のサイクリックスプリフィックスによるマルチパスによるシンボル間干渉の抑圧は重要な課題となっていた。しかし、今後さらなる高速化をOFDMで実現する上で、サイクリックスプリフィックスによる干渉雑音の抑圧技術では、システム全体の高効率化を実現するには大きな制約となる。シンボル干渉下でのシンボル間同期を正確に予測するには、従来のフーリエ変換による線形解析でのスペクトル予測手法では限界がある。本論文では、この課題を解決する方法として、不連続解析の手法の一つとしてウェーブレットによる解析手法によって、シンボル間干渉のタイミング再生を可能とする手法について研究を行った。この結果、ウェーブレット変換によってシンボル間干渉信号の抽出を可能とする方式について明らかにすることができた。今後、beyond5G通信システムの研究が進められることが期待されている。さらなる高速通信を実現する上で、フレーム長がさらに小さくなり、OFDMのサブキャリア数が膨大になることから、システム全体の高度化がさらに望まれることとなる。本論文で述べたようにシンボル間干渉特性を線形予測による手法ではなく不連続点を信号解析することで更なるOFDMの高速化を実現できると考える。今後、beyond5Gを目指して本解析手法を適用し、無線システムの高度化に取り組んでゆく。

参考文献

- [1] CHARLES K. CHUI, “An Introduction to WAVELETS”, in WAVELET ANALYSIS AND ITS APPLICATIONS VOLUME 1, ACADEMIC PRESS, INC., ed. CHARLES K. CHUI, pp. 1-80, pp.215-243, Harcourt Brace Jovanovich, Boston, San Diego, New York, London, Sydney, Tokyo, Toronto, 1992.
- [2] Charles K. Chui, “Wavelets: A Mathematical Tool for Signal Analysis”, in SIAM Monographs on Mathematical Modeling and Computation, ed. Joseph e. Flaherty, Ivo Babuska, H. Thomas Banks, Margaret Cheney, Paul Davis, Stephen H. Davis, Jack J. Dongarra, Christoph Hoffmann, George M. Homsy, Joseph B. Keller, J. Tinsley Oden, James Sethian, Barba A. Szabo, pp.1- 160, Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, 1997.
- [3] ANDREA GOLDSMITH, “Wireless Communications”, pp.1-138, CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, Cambridge, New York, Melbourne, Madrid, Cape Town, Singapore, São Paulo, Delhi, 2005.
- [4] Michel Misiti, Yves Misiti, Georges Oppenheim, Jean-Michel Poggi, “Wavelet Toolbox™ Reference R2017b”, The MathWorks, Inc.
- [5] Michel Misiti, Yves Misiti, Georges Oppenheim, Jean-Michel Poggi, “Wavelet Toolbox™ Getting Started Guide R2017b”, The MathWorks, Inc.
- [6] “Communications System Toolbox™ User’ s Guide R2017b”, The MathWorks, Inc.
- [7] 洲之内治男, “サイエンス ライブラリ 理工系の数学 10 関数解析入門”, pp.1-98, サイエンス社, 東京, 1975.
- [8] 黒田成俊, “関数解析” 共立数学講座 15, ed. 古屋 茂, 一松 信, 赤 攝, 共 pp. 1-115, 立出版株式会社, 東京, 1980.
- [9] 伊丹誠, “わかりやすい OFDM 技術”, pp. 29-122, 東京, 株式会社オー ム社, 2005.
- [10] L. E. Franks, “SIGNAL THEORY”, In Prentice-Hall Electrical Engineering Series, ed. WILLIAM L. EVERITT, in Information Theory Series, ed. Thomas Kailath, pp.1-200, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1969.
- [11] Richard E. Blahut, “Digital Transmission of Information”, ADDISON-WESLEY PUBLISHING COMPANY, Massachusetts, Menlo Park, California, New York, Don Mills, Ontario, Wokingham, England, Amsterdam, Bonn, Sydney, Singapore, Tokyo, Madrid, San Juan, 1990.
- [12] GILBERT G. WALTER, XIAOPING SHEN, “” WAVELETES and OTHER ORTHOGONAL SYSTEMS SECOND EDTION”, in Studies in Advanced Mathematics, ed. Steven G. Krantz, R. Michael Beals, Dennis de Turck, Ronald DeVore, Lawrence C. Evans, Gerald B. Folland, William Helton, Norberto Salinas, Michael

- E. Taylor, pp. 1-108, pp. 187-254, CHAPMAN & HALL/CRC, London, New York, Washington, D.C., 2001.
- [13] CHARLES K. CHUI, “An Introduction to WAVELETS”, in WAVELET ANALYSIS AND ITS APPLICATIONS VOLUME 1, ACADEMIC PRESS, INC., ed. CHARLES K. CHUI, pp. 1-80, pp. 215-243, Harcourt Brace Jovanovich, Boston, San Diego, New York, London, Sydney, Tokyo, Toronto, 1992.
- [14] Charles K. Chui, “Wavelets: A Mathematical Tool for Signal Analysis”, in SIAM Monographs on Mathematical Modeling and Computation, ed. Joseph e. Flaherty, Ivo Babuska, H. Thomas Banks, Margaret Cheney, Paul Davis, Stephen H. Davis, Jack J. Dongarra, Christoph Hoffmann, George M. Homsy, Joseph B. Keller, J. Tinsley Oden, James Sethian, Barba A. Szabo, pp. 1- 160, Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, 1997.
- [15] Donald B. Percival, Andrew T. Walden, “Wavelet Methods for Time Series Analysis”, in Cambridge series in statistical and probabilistic mathematics, ed. R. Gill, B.D. Ripley, S. Ross, S. Stein, D. Williams, pp. 1-158, CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, Cambridge, New York, Melbourne, Madrid, Cape Town, Singapore, São Paulo, Delhi, Dubai, Tokyo, Mexico City, 2009.
- [16] Lokenath Debnath, Piotr Mikusiński, “Hilbert Spaces with Applications Third Edition”, Amsterdam, Boston, Heidelberg, London, New York, Oxford, Paris, San Diego, San Francisco, Singapore, Sydney, Tokyo, pp. 1-286, pp. 351-476, Plsevier Academic Press, 2005.
- [17] P. WOJTASZCZYK, “A Mathematical Introduction to Wavelets”, pp. 140-206, CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, Cambridge, 1997.
- [18] Stefan L. Hahn “Hilbert Transforms in Signal Processing”, in The Artech House Signal Processing Library, ed. Bernard Picinbono, Herbert L. Hirsch, Michel Feldman, Jeannine Henaff, pp. 1-332, Artech House, Boston, London, 2005.
- [19] Lokenath Debnath, Dambaru Bhatta, “INTEGRAL TRANSFORMS AND THEIR APPLICATIONS THIRD EDITION”, pp. 1-142, CRC Press Taylor & Francis Group, Boca Raton, London, New York, 2015.
- [20] 猪狩惺, “実解析入門”, pp. 211-304, 岩波書店, 東京, 1996.
- [21] 新井仁之, “新・フーリエ解析と関数解析学”, 株式会社培風館
- [22] L. シュワルツ, “物理数学の方法”, pp. 1-220, 訳, 吉田耕作, 渡辺二郎, 東京, 岩波書店, 1966.
- [23] E. クライツィグ, “技術者のための高等数学=4 複素関数論 原書第 8 版”, 監訳, 近藤 次郎, 堀 素夫, pp. 61-90, 丹生慶四郎, 東京, 株式会社培風館, 1988.

- [24] E. クライツィグ, “技術者のための高等数学=2 線形代数とベクトル解析 原書第8版”, 監訳, 近藤 次郎, 堀 素夫, pp. 75-108, 東京, 株式会社培風館, 1988.
- [25] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, “デジタル信号処理(上)”, 訳, 伊達玄, pp. 7-136, 東京, コロナ社, 1978.
- [26] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, “デジタル信号処理(下)”, 訳, 伊達玄, pp. 1-61, 東京, コロナ社, 1978.
- [27] 新井康平, “独習ウェーブレット解析 基底関数の生成から基礎応用まで”, pp. 1-97, 東京, 近代科学社, 2006.
- [28] 新井康平, “ウェーブレット解析の基礎理論”, pp. 24-88, 東京, 森北出版株式会社, 2000.
- [29] 馬杉正男, “信号解析 信号処理とデータ分析の基礎”, pp. 1-86, 東京, 森北出版株式会社, 2013.
- [30] 関原謙介, “ベイズ信号処理 ー信号・ノイズ・推定をベイズ的に考えるー”, pp. 37-68, 東京, 共立出版株式会社, 2011.
- [31] 関原謙介, “統計的信号処理 ー信号・ノイズ・推定を理解するー”, pp. 9-23, 東京, 共立出版株式会社, 2015.
- [32] 山田道夫, 萬代武史, 芦野隆一, “応用のためのウェーブレット”, シリーズ応用数理 第5巻, 監修, 日本応用数理学会, pp. 1-162, 東京, 共立出版株式会社, 2016.
- [33] Gilbert Strang, Truong Nguyen, “ウェーブレット解析とフィルタバンク I (入門編)”, 訳, 高橋信一, 池原雅章, pp. 154-252, 東京, 株式会社培風館, 1999.
- [34] Gilbert Strang, Truong Nguyen, 訳 高橋信一, 池原雅章, “ウェーブレット解析とフィルタバンク II (応用編)”, pp. 1-90, pp. 121-174, 東京, 株式会社培風館, 1999.
- [35] 新井仁之, “共立叢書 現代数学の潮流 ウェーブレット”, pp. 58-110, pp. 365-391, 東京, 共立出版株式会社, 2010.
- [36] 斎藤三郎, “再生核の理論入門”, pp. 1-90, pp. 121-174, 東京, (有) 牧野書店, 2002.
- [37] Simon Haykin, “適応フィルタ入門”, pp. 25-41, pp. 131-162, 訳, 武部幹, 東京, 現代工学社, 1987.
- [38] Saburo Saitoh, Yoshihiro Sawano, “Theory of Reproducing Kernels and Application”, in *Developments in Mathematics Volume 44*, ed., Krishnaswami Alladi, Hershel M. Farkas, pp. 1-64, pp. 92-114, pp. 197-216, Springer, 2016.
- [39] 服部武, “インプレス標準教科書シリーズ OFDM/OFDMA 教科書”, インプレス R&D
- [40] Sal Mangano, “Mathematica クックブック”, 訳, 松田裕幸, 株式会社オライリー・ジャパン, 2011.

- [41] 斎藤兆古, “Mathematicaによるウェーブレット変換”, pp. 1-44, 東京, 株式会社朝倉書店, 1996.
- [42] Wolfram Mathematica 9 ドキュメントセンタ
- [43] Michel Misiti, Yves Misiti, Georges Oppenheim, Jean-Michel Poggi, “Wavelet Toolbox™ User’s Guide R2017b”, The MathWorks, Inc.
- [44] “Communications System Toolbox™ Reference R2017b”, The MathWorks, Inc.
- [45] “Communications System Toolbox™ Getting Started Guide R2017b”, The MathWorks, Inc.
- [46] Gavin Yeung, Mineo Takei, Rajive Bagrodia, Alireza Mehrnia, Babak Daneshard, “Detailed OFDM Modeling in Network Simulation of Mobile Ad Hoc Network”, Proceedings of the 18th Workshop on Parallel and Distributed Simulation (PADS’ 04)., Kufstein, Austria, May, 2004.
- [47] Neil K. Jablon, “On the complexity of frequency-domain adaptive filtering”, IEEE Transactions On Signal Processing, vol.39, pp.2331-2334, Oct., 1991.
- [48] John A. C. Bingham, “Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come”, IEEE Communications Magazine, pp. 5-14, May, 1990.
- [49] Stefan Johansson, Peter Nilsson, Mats Torkelson, “Implementation of an OFDM Synchronization Algorithm”, 42nd Midwest Symposium on Circuits and Systems (Cat. No.99CH36356), Las Cruces, NM, USA, pp. 228-231, Aug., 1999.
- [50] SHA Yi, LI Ming-ming, GAO Ya-nan, CHU Jia-fu, WANG Guang-xing, “Joint OFDM Synchronization Algorithm Based on Special Training Symbol”, 2010 International Conference on Communications and Mobile Computing, Shenzhen, China, pp.433-437, Apr., 2010.
- [51] Stefan Johansson, Daniel Landström, Peter Nilsson, “Silicon Realization of an OFDM Synchronization Algorithm”, ICECS’99. Proceedings of ICECS ’99. 6th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (Cat. No.99EX357), Pafos, Cyprus, pp. 319-322, Sep., 1999.
- [52] Tandgi Zhang, Caixiang Wanf, Xiaowem Li, “Frequency Offset and Channel Estimation in OFDM Systems by Blind Adaptive Filter”, 2010 Global Mobile Congress , V1, pp. 10-13, Oct., 2010.
- [53] YANG Tiejun, HU Lei, “An Improved Frequency Offset Estimation Algorithm for OFDM”, 2010 International Conference on Information, Networking and Automation (ICINA), Kunming, China, pp. Oct., 2010,
- [54] Hiroshi Nogami, Tshio Nagashima, “A Frequency and Timing Period Acquisition Technique for OFDM Systems”, Proceedings of 6th

- International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Toronto, Ontario, pp. 1010–1015, Apr., 1995.
- [55] Ferdinand Classen, Heinrich Meyr, “Frequency Synchronization Algorithms for OFDM Systems suitable for Communication over Frequency Selective Fading Channels” , Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Stockholm, Sweden, pp. 1655–1659, Jun., 1994.
- [56] Yi JIANG, Zhenyu ZHOU, Ge-ichiro OHTA, Takuro SATO, “Pilot Signal Side-band Modulation for Robust OFDM Communication in Highly Dispersive Channels” , Transaction of the Japan Society for Simulation Technology, Vol. 5, NO. 2, pp. 20–30, 2013.
- [57] D. Karamehmedovic, M. K. Lakshmanan, H. Nikookar, “Performance of Wavelet Packet Modulation and OFDM in the Presence of Carrier Frequency and Phase Noise” , 2008 European Conference on Wireless Technology, Amsterdam, Netherlands, pp. 166–169, Oct., 2008.
- [58] Anand A. Labade, Ganesh V. Lohar, Prashant R. Dike, Nishant N. Pachpor, “Spectral Efficiency Enhancement Through Wavelet Transform (WT) for 5G” , 2014 IEEE Global Conference on Wireless Computing & Networking (GCWCN), Lonavala, India, pp. 268–272, Dec., 2014.
- [59] P. Turcza, L. Zbydniowski, T.P. Zielinski, “Circular Real Sine/Cosine Gabor Transform Modulator for Power Line Communication” , IEEE GLOBECOM 2007 - IEEE Global Telecommunications Conference, Washington, DC, pp. 129–133, Nov., 2007
- [60] INGRID DAUBECHIES, “The Wavelet Transform, Time-Frequency Localization and Signal Analysis” , IEEE Transaction on Information Theory, VOL. 35, No. 5, pp. 961–1005, Sep., 1990.
- [61] Dahlman, E., S. Parkvall, and J. Skold. 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband. London: Elsevier Ltd., 2011.
- [62] Andrews, J. G., A. Ghosh, and R. Muhamed. Fundamentals of WiMAX. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2007.
- [63] Agilent Technologies, Inc., “OFDM Raised Cosine Windowing” , http://wireless.agilent.com/rfcomms/n4010a/n4010aWLAN/onlineguide/ofdm_raised_cosine_windowing.htm.
- [64] Montreuil, L., R. Prodan, and T. Kolze. “OFDM TX Symbol Shaping 802.3bn” , http://www.ieee802.org/3/bn/public/jan13/montreuil_01a_0113.pdf. Broadcom, 2013.
- [65] “IEEE Standard 802.16TM-2009,” New York: IEEE, 2009.

謝辞

本論文を取り纏めるにあたり、懇切なるご指導と終始変わらぬ励ましを賜りました早稲田大学大学院国際情報通信学科 佐藤拓朗 教授に謹んで感謝の意を表します。先生の研究・教育に対する真摯なご姿勢から多くを学んだことを深く感謝いたします。また、有益なご助言をいただきました早稲田大学大学院国際情報通信学科 嶋本薫 教授、GITI 津田俊隆 顧問、理工学術院基幹理工学部 NGUYEN Ngoc Quang 助教授、Mohammed Mustafa Alhasani 氏に深く感謝申し上げます。

このほか、本研究開発の過程において、多くの討論やシミュレーション環境の提供のご協力をいただきました関係各氏に深く感謝の意を表します。

最後に、著者の長きにわたる研究開発活動と、突然の病に対する闘病を支えてくれた母、弟、妹に心から感謝いたします。

研究業績

類別	各章ごとの筆者の発表論文一覧 題名, 発表・発行掲載誌名, 発表・発行年月日, 連名者	該当 する章
論文誌 論文	<p>○M. Sawada, Q. N. Nguyen, M. Alhasani, and T. Sato, “A Novel Analytical OFDM Modulation Framework using Wavelet Transform with Window Function in Hilbert Space” (extended version), Elsevier Procedia Computer Science journal (ISSN: 1877-0509) Volume 171, 2020, Pages 1303-1312</p> <p>○M. Sawada, Q. N. Nguyen, M. Alhasani, C. Safitri, and T. Sato, “OFDM Synchronization System using Wavelet Transform for Symbol Rate Detection”, TELKOMNIKA (Telecommunication, Computing, Electronics and Control) ISSN: 1693-6930 Vol. 18, No. 3, June 2020, Pages 1658-1670</p> <p>M. Sawada, M. Takatsu, T. Sugawara and T. Morita, “A signal interpolated timing recovery system with frequency offset detector,” in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, no. 5, pp. 2594-2596, Sept. 2003.</p>	第3章 第4章
国際学会 (査読付)	<p>○M. Sawada, Q. N. Nguyen, M. Alhasani, and T. Sato, “An Analytical OFDM Modulation Model using Wavelet Transform with Window Function in Hilbert Space”, Symposium on Recent Advances in Communication Theory, Information Theory, Antennas and Propagation (CIAP’ 19) , 2019</p> <p>H. Kondo, M. Sawada, N. Murakami, S. Masui, M. Fujioka, K. Maruyama, M. Naganuma, H. Fujiyama “Complex BPF for Low-IF Receivers with an Automatic Digital Tuning Circuit,” 2007 IEEE International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology, Rasa Sentosa Resort, 2007, pp. 74-77.</p>	第4章