論文

OFDMの伝送原理を理解するための教育用シミュレータ

Educational simulators for understanding OFDM principles

田中　宏典[1)]
Hironori TANAKA

岩崎　宣生[2)]
Nobuo IWASAKI

白土　浩[3)]
Hiroshi SHIRATSUCHI

五反田　博[4)]
Hiromu GOTANDA

Abstract: Orthogonal frequency division multiplex (OFDM) systems are widely used in various fields such as wireless LAN, digital terrestrial television and 3.9th generation cellular phone due to their excellent characteristics; high frequency efficiency, high tolerance to multi-path fading and high communication stability. However, it is not easy to understand the principle of OFDM. In this paper, an OFDM simulator available for beginners is developed by means of Simulink so that they could easily understand the principle.

キーワード： マルチキャリヤ変調、直交周波数分割多重、直交位相振幅変調、離散フーリエ変換

Keywords：multi-carrier modulation, orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM), quadrature amplitude modulation(QAM), discrete Fourier transform (DFT)

1　まえがき

近年、様々な機器に無線LANやBluetoothなどを介した無線通信機能が実装されている。その例として、携帯電話、スマートフォン、ノート型パーソナルコンピュータ、タブレット型パーソナルコンピュータ、ゲーム機、音楽プレイヤーなどが挙げられる。ユビキタス社会に突入した現代では、このような通信機能が各無線機器に標準装備され、家電製品やオフィス製品等の有線機器についても実装されるようになって来ている。また、これらの機器では高速大容量伝送への要求がますます高っており、限られた帯域を効率よく実行できる変調方式が必須となっている。その中で、現在、最も広く用いられているのが直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式である。OFDM方式は、周波数利用効率の高さ、マルチパスに対する耐性、通信品質の高さ、高速性といった特長があり、無線LANや地上デジタル放送、第3.9世代携帯電話、電力線搬送通信やADSLなどで採用されている。

以上のように広範な分野で採用され、さらなる展開が期待されるOFDMであるが、従来からの通信技術の枠を超えた信号処理技術を含むため、その動作原理を理解するのは初学者にとって容易ではない。そこで本稿では、初学者でもOFDMの基本的な動作原理を容易に理解できるように、簡単に操作できるシミュレータをSimulinkで作成したので報告する。本論文の構成は以下の通りである。まず、第2節では、OFDMの基本原理を理解する上で必須となるデジタル変調について概説する。その中で、送信信号や搬送波、変調等の基本的な用語を定義して、情報のビット列や搬送波を複素数表現する必要性、シングルキャリア方式とマルチキャリア方式による変調の違いを説明する。第3節では、OFDMの基本原理と基本構成について述べる。その中で、サブキャリアの直交性の概念を明らかにして、OFDMが周波数利用効率に優れることや、離散フーリエ変換を上手く利用した方式でマルチパスにも強いことを説明する。また、OFDM送受信機の基本構成を述べて、送信から受信までの流れを概観するとともに、送信信号が各機能ブロックでどのように処理され変換されているか説明する。第4節では、OFDMシステムの全体像をSimulinkで図的に明示して、各機能ブロックで処理や変換の様子が視覚化できるシミュレータを開発する。このシミュレータは初心者でも簡単に操作できるため、各機能ブロックの動作確認や調整も容易である。最後に、第5節で本論文をまとめる。

2　デジタル変調

2.1　デジタル変調

通信では、情報信号を運ぶ搬送波として正弦波が用いられ、情報信号を搬送波に乗せて送ることを変調と云う。具体的には、正弦波が

$$s(t) = A\cos(2\pi ft + \theta) \tag{1}$$

のように振幅 A、周波数 f、位相 θ の3つのパラメータで特徴付けられることを利用して、“送りたい情報信号”に応じて正弦波のパラメータを変化させることで変調を行う。ここに、t[sec] は時間を表し、$s(t)$ は情報信号を時間波形（時間関数）に直したもので、変調波と呼ばれる。変調は、“送りたい情報信号”が“1”または“0”の2進数からなるビット列であればデジタル変調、連続な波形であればアナログ変調と呼び分ける。デジタル変調には、振幅偏移変調（ASK：Amplitude Shift Keying)、周波数偏移変調（FSK：Frequency Shift Keying)、位相偏移変調（PSK：Phase Shift Keying)、直交位相振幅変調（QAM: Quadrature Amplitude Modulation) がある。各ビットの値（“1”または“0”)

[1)] 近畿大学大学院 産業技術研究科 電子情報工学専攻　me1005ht@ed.fuk.kindai.ac.jp
[2)] 九州工業大学大学院情報工学研究院　iwasaki@kiri.ces.kyutech.ac.jp
[3)] 近畿大学産業理工学部准教授　sira@fuk.kindai.ac.jp
[4)] 近畿大学産業理工学部教授　gotanda@fuk.kindai.ac.jp

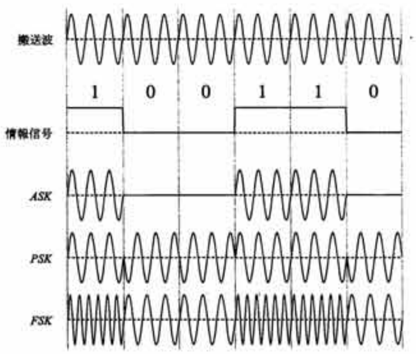
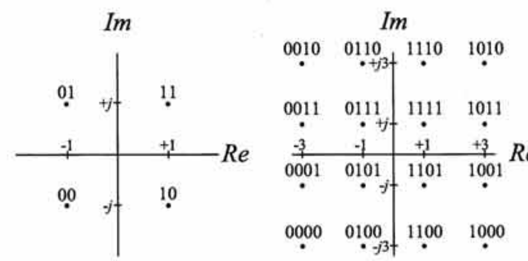


図1　デジタル変調の例



(a) 4QAM　　(b) 16QAM

図2　信号点配置の例

に応じて、ASK では振幅 A の大小、FSK では周波数 f の高低を対応させる。PSK では例えばビットの“0”に位相 $\theta=0$、“1”に位相 $\theta=\pi$ を対応させる。(図1)

2.2　QAM 変調および信号と搬送波の複素数表現

QAM 変調は ASK と PSK を組み合わせたデジタル変調である。QAM 変調の基本式は

$$s(t) = a\,\cos(2\pi ft) - b\,\sin(2\pi ft) \tag{2}$$

で与えられる。式 (2) は、式 (1) を $s(t) = A\,\cos(2\pi ft+\theta) = A\cos\theta\,\cos(2\pi ft) - A\sin\theta\,\sin(2\pi ft)$ と変形して、$a = A\cos\theta$, $b = A\sin\theta$ とおくことで導ける。つまり、式 (2) の a と b には振幅 A と位相 θ の2つのパラメータが含まれることから、QAM は ASK と PSK の組み合わせと云える。式 (2) は、a を搬送波 $\cos(2\pi ft)$、b を搬送波 $\sin(2\pi ft)$ で送ることを表している。通常、2つの搬送波は、周波数が同一の場合、互いに干渉するため、a と b を正常に送れない。しかし、式 (2) での2つの搬送波 $\cos(2\pi ft)$ と $\sin(2\pi ft)$ は、

$$\int_0^T \cos(2\pi mft)\sin(2\pi nft)dt = 0 \tag{3}$$

と直交する。ここに、$T = 1/f$ である。このように2つの搬送波が周波数は同じでも直交する場合、干渉は起きず、a と b を正常に送ることができる。したがって、QAM 変調はこの直交性を利用した方法と云える。

さらに、式 (2) は

$$s(t) = \Re\{(a+jb)e^{j2\pi ft}\} \tag{4}$$

と表現できる。ここに、j は虚数を表し、$\Re$ は複素数の実数部の値を採ることを意味している。式 (4) は、変調後の情報信号 $s(t)$ が複素数 $(a+jb)e^{j2\pi ft}$ の実数部の値をとり、変調前の情報信号が $(a+jb)$、搬送波が $e^{j2\pi ft}$ と複素数で表現できることを示している。このように、情報信号や搬送波を複素表現して議論することは、OFDM の本質を明らかにする上で不可欠である。

情報信号 $(a+jb)$ を複素平面上にプロットしたものをコンステレーション（constellation；信号点配置）と云う。例えば、4QAM 変調の場合、2ビットの情報信号に対する複素数表現（信号点）は、図 2(a) のように、$(00 \rightarrow -1-j)$, $(01 \rightarrow -1+j)$, $(10 \rightarrow 1-j)$, $(11 \rightarrow 1+j)$ のように割り当てられる。ビット列が“00”のとき $a=-1, b=1$、“01”のとき $a=-1, b=1$、“10”のとき $a=1, b=-1$、“11”のとき $a=1, b=1$ の値をとることになる。また 16QAM の場合、4ビットの情報信号に対する 16 個の信号点は図 2(b) のように与えられ、個々の信号点の実数部と虚数部がそれぞれ a と b の値となる。以上の QAM 変調については、図3のように QAM 変調回路でハード的に行う技術が確立している。

2.3　情報の送信単位と伝送速度

デジタル通信では、通常、送信する情報は数千ビットを超える。この場合、数千ビットを何ビットずつに分けて送信するか、つまり何ビットを単位で送信するか予め決める必要がある。上述の4 QAM では“01”のように2ビット、16QAM では“0101”のように4ビットが送信単位である。この送信単位をシンボルと云い、その複素数表現（例えば、$-1+j \leftarrow$ “01”）を複素シンボルと呼ぶ。したがって、以降では議論の正確さを期すため、情報信号をシンボルと呼ぶことにする[注1]。また、1秒間に送信できるビット数をビットレート [b/s: bit per sec]、1秒間に送信できるシンボル数をシンボルレート [symbol/s: symbol per sec] と云い、その値が大きいほど伝送速度は速い。

2.4　マルチキャリア方式

前述のように周波数が f[Hz] の一つの搬送波で変調する方式をシングルキャリア方式と呼ぶ。これに対して、多数の搬送波で一括して変調する方式をマルチキャリア方式と呼ぶ。マルチキャ

[注1] シンボル（例えば“01”）と複素シンボル（例えば $-1+j$）は、本来、使い分けるべきであるが、複素数領域で議論する場合、複素シンボルを単にシンボルと略称することもある。

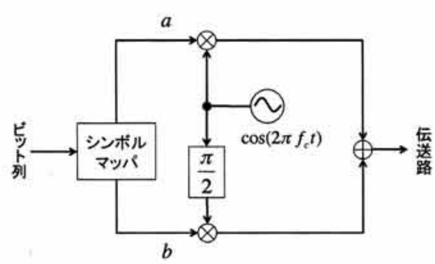


図 3　QAM 変調回路

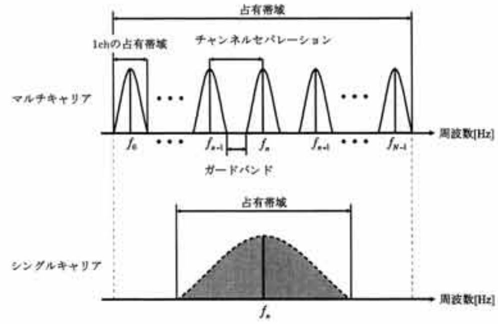


図 4　マルチキャリアとシングルキャリアのスペクトル

リア方式の場合、多数の搬送波（キャリア）を用いるので、個々の搬送波をサブキャリア（副搬送波）と呼んで区別する。また、マルチキャリア方式は、周波数が $f_0, f_1, \cdots, f_{N-1}$ [Hz] の N 個の搬送波を一括して変調、送信するので、シングルキャリア方式に比べて高速である。しかし、マルチキャリア方式の場合、周波数が f_{n-1}, f_n, f_{n+1} のように近接する搬送波が互いに干渉しないように周波数間隔 $f_n - f_{n-1}$ を広くする必要があるため、同じ個数のシンボルを送信したときの周波数占有帯域はシングルキャリア方式に比べて広くなる（図 4)。

3　OFDM の基本原理と基本構成

OFDM 伝送方式は、マルチキャリア伝送方式の一つで、複数のシンボルで同一個数の直交するサブキャリアを変調し、各サブキャリアにおける変調後の信号をすべて足し合わせてベースバンド OFDM 信号を生成して、さらにベースバンド OFDM 信号をパスバンド変調して伝送路に送る方式である。本節では、OFDM の基本原理を説明するとともに、OFDM 方式が周波数利用効率に優れ、情報信号を高速に伝送できる理由を述べる。

3.1　サブキャリアの直交性とベースバンド表現

OFDM 方式は、マルチキャリア方式の一つではあるが、サブキャリアの周波数間隔をシンボル長により規定される点で従来のマルチキャリ方式と大きく異なる。つまり、シンボル長と基本周波数を $f_0 = 1/T$[Hz] のように関連づけ、個々のサブキャリアの周波数 $f_n = nf_0$ を基本周波数の整数倍 $(n = 0, 1, 2, \cdots, N-1)$ で与える。すると、サブキャリアは、

$$\int_0^T \cos(2\pi m f_0\, t)\cos(2\pi n f_0 t)dt = \begin{cases} T/2 & (m = n) \\ 0 & (m \neq n) \end{cases} \quad (5)$$

$$\int_0^T \sin(2\pi m f_0\, t)\sin(2\pi n f_0 t)dt = \begin{cases} T/2 & (m = n) \\ 0 & (m \neq n) \end{cases} \quad (6)$$

$$\int_0^T \cos(2\pi m f_0\, t)\cos(2\pi n f_0 t)dt = 0 \quad (7)$$

のように互いに直交するため、サブキャリア間の干渉は無くなる。

次に、個々のサブキャリアにおける変調後の信号を見てみると、周波数が nf_0[Hz] のサブキャリアでシンボル $s_n = a_n + jb_n$ を搬送する場合、変調後の信号は $s_n(t) = a_n \cos(2\pi f_0 t) - b_n \sin(2\pi f_0 t) = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}\cos(2\pi n f_0 t + \theta_n)$ となって、振幅と位相が変調されていることが分かる。ここに、$\theta_n = \tan^{-1}(b_n/a_n)$ である。図 5 に各サブキャリアによる変調後の波形を示す。図中、T はシンボル長 [sec]、$s_n(t)$ $(n = 1, \cdots, N-1)$ は各サブキャリアの時間波形である。

このとき、各サブキャリアによる変調後の信号を

$$\begin{aligned} s_B(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cos(2\pi n f_0 t) - b_n \sin(2\pi n f_0 t) \end{aligned} \quad (8)$$

のようにすべて同じタイミングで足し合わせて得られる信号波形をベースバンド OFDM 信号と云う。また、これをパスバンド変調して得られる信号 $s_P(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cos\{2\pi(f_c + nf_0)t\} - b_n \sin\{2\pi(f_c + nf_0)t\}$ をパスバンド OFDM 信号と云い、この信号が最終的に伝送路に送られる。

3.2　OFDM の周波数利用効率とシンボル抽出

マルチキャリア方式と OFDM 方式のスペクトルをそれぞれ図 6 に対比させて示す。マルチキャリア方式では、サブキャリア同士の干渉が起きないようにガードバンドとよばれる帯域を設ける必要があるため、スペクトルの周波数占有帯域は広くなる。一方、OFDM 方式の場合、スペクトルが密に並んでもサブキャリアの直交性を利用して干渉が起きないようにできるため、周波数占有帯域は狭くなる。言い換えると、OFDM 方式はマルチキャリア方式に比べて周波数利用効率が高い。

受信側で、各サブキャリアで搬送されたシンボル $s_n = a_n + jb_n$ を復元することを考える。マルチキャリア方式では、他のサブキャリからの干渉分を取り除くため、帯域制限フィルタを適用する必要がある。一方、OFDM 方式の場合、各サブキャリアは直交するため、nf_0[Hz] では n 番目のサブキャリアによるスペクトルだけが非ゼロの値をとり、$m(\neq n)$ 番目のスペクトルはゼロの値をとる。(図 6(b) の破線部）このことは、周波数 nf_0 $(n = 0, 1, 2, \cdots, N-1)$ では他のサブキャリアからの干渉が無い

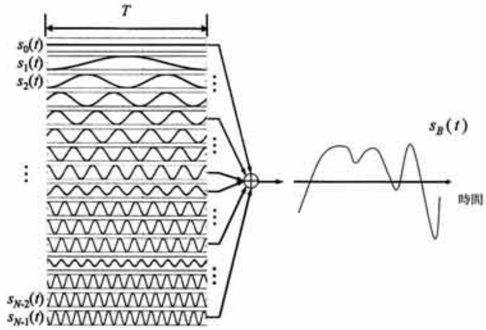


図5　ベースバンドOFDM信号生成の例

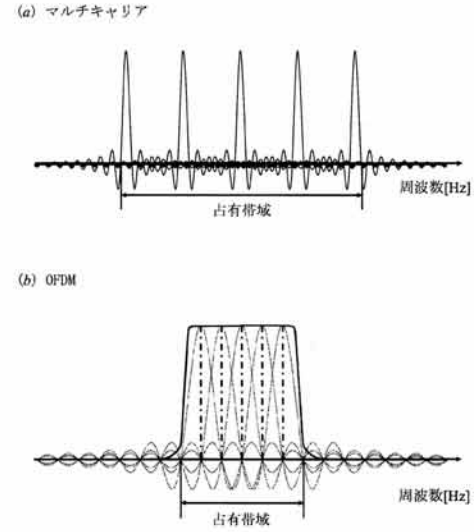


図6　マルチキャリアとOFDMのスペクトル

ことを示している。つまり、スペクトルが密に並んでもサブキャリアが直交するため、干渉は起きない。したがって、受信側でベースバンドOFDM信号 $s_B(t)$ が復調できれば、各サブキャリアで搬送したシンボル $s_n = a_n + jb_n$ を式(5)-(7)の直交性より次のように抽出できる。

$$\begin{aligned}
&\int_0^T s_B(t)\cos(2\pi n f_0 t)dt \\
&= \sum_{m=0}^{N-1}\{a_m \int_0^T \cos(2\pi n f_0 t)\cdot\cos(2\pi n f_0 t)dt \\
&\qquad - b_m \int_0^T \sin(2\pi m f_0 t)\cdot\cos(2\pi n f_0 t)dt\} \\
&= \frac{T}{2}a_n
\end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned}
&\int_0^T s_B(t)\sin(2\pi n f_0\ t)dt \\
&= \frac{T}{2}b_n
\end{aligned} \tag{10}$$

3.3　ベースバンドOFDM信号とサブキャリアの複素数表現

以降での議論の便宜のため、式(8)を

$$S_B(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{j2\pi n f_0 t} \tag{11}$$

と複素数表現して、$S_B(t)$ を複素ベースバンドOFDM信号、$s_n = a_n + jb_n$ を複素送信シンボル、$e^{j2\pi n f_0 t}$ を複素サブキャリアと呼ぶことにする。このように送信信号やサブキャリアを複素時間関数として扱う裏には、複素シンボル $s_n = a_n + jb_n$ の実数部 (a_n) と虚数部 (b_n) が前述したようにQAM変調器では簡単な回路で一括して変調できると云うことがある(2.2)。

式(5)-(7)に示すサブキャリアの直交性は、複素サブキャリアの場合

$$\int_0^T e^{j2\pi m f_0 t}(e^{j2\pi n f_0 t})^{\dagger}dt = \begin{cases} T/2 & (m=n) \\ 0 & (m \neq n) \end{cases} \tag{12}$$

と表現できる。ここに"†"は複素共役を表す。また、式(9)(10)のシンボル抽出を複素表現すると次のようになる。

$$\begin{aligned}
&\int_0^T S_B(t)(e^{2\pi n f_0 t})^{\dagger}dt \\
&= \sum_{m=0}^{N-1}\{s_m \int_0^T e^{2\pi m f_0 t}(e^{2\pi n f_0 t})^{*}dt\} \\
&= Ts_n
\end{aligned} \tag{13}$$

3.4　ベースバンドOFDM信号と離散フーリエ変換の関係

ベースバンドOFDM信号 $s_B(t)$ や複素ベースバンド信号 $S_B(t)$ は、式(8)や式(11)に示すように、N 個のデジタル変調信号の和として定義てきることから、原理的には N 個のデジタル変調器からの出力の総和をとることで生成できる。しかし、N は無線LANで64以下であるが、地上デジタル放送では数千の値をとる[注2]。そのため、N 個の変調器を用いた場合、ハードウェア規模が大きくなる上に、N 個の変調器でサブキャリア周波数を正確に設定することが極めて難しくなる。そこで、ベースバンドOFDM信号 $s_B(t)$ を離散フーリエ変換(DFT: Discrete Fourier Transform)により生成する方法が考案された[4]。

シンボル区間 $T = 1/f_0$[sec] 内でベースバンドOFDM信号 $S_B(t)$ を時刻 $kT/N = k/(Nf_0)$ $(k = 0, 1, 2, \cdots, N-1)$ で標本化したとき、そのサンプル値 S_k^B は次のように与えられる。

$$S_k^B = S_B(t)|_{t=kT/N}$$

注2 サブキャリア数が十分多ければ、サブキャリア単位でのチャネル特性は平坦とみなせるため、マルチパスに起因する周波数選択性チャネルの問題は無くなる。つまり、受信側では各サブキャリアの通信路歪みを単に複素定数として取り扱えると云うメリットがある。

$$
\begin{aligned}
&= \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{j2\pi n f_0 kT/N} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{j2\pi nk/N} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} s_n [e^{j2\pi/N}]^{nk} \quad (k=0,1,\cdots,N-1) \qquad (14)
\end{aligned}
$$

上式は、s_n の逆離散フーリエ変換 (IDFT: Inverse DFT) そのものであり、ベースバンド OFDM 信号の N 個のサンプル値 $\{S_k^B | k = 0,1,2,\cdots,N-1\}$ が N 個のシンボル列 $\{s_n | n = 0,1,2,\cdots,N-1\}$ を IDFT することによって得られることを明示している。また、このように得られるサンプル値を DA 変換すればベースバンド OFDM 信号 $S_B(t)$ が得られることになる。一方、受信側では、復調されたベースバンド OFDM 信号 $S_B(t)$ のサンプル値 $S_k^B(= s_B(t)|_{t=kT/N})$ を

$$
s_n = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} S_k^B [e^{-j2\pi/N}]^{nk} \quad (n=0,1,\cdots,N-1) \qquad (15)
$$

のように DFT することで、シンボル列 $\{s_n | n = 0,1,2,\cdots,N-1\}$ が復元されることになる[注3]。以上により、シンボル列 $\{s_n | n = 0,1,2,\cdots,N-1\}$ からベースバンド OFDM 信号 $S_B(t)$ を IDFT により生成するとともに、ベースバンド OFDM 信号からシンボル列を DFT により復元する仕組みが明らかになる。

3.5　OFDM 送受信機の基本構成

OFDM は、直交する多数のサブキャリアをデジタル変調して多重化する方式である。簡単のため、時間同期や等化処理等を省いて、OFDM 送受信機の基本構成を模式化すると図 7 のようになる。

送信側では、まず、エンコーダ (Encoder) でランダム誤りを回避するための符号化を行う。また、インターリーバ (Interleaver) では、バースト誤りを回避するため、符号化後の隣接ビットをできるだけ離して系列的に独立となるように送信ビットの入れ替えを行う。そして、マッパー (Mapper) で送信ビット列を複素シンボル $s[i]$ に対応づける。$s[i]$ はビット列と対応づけた信号点配置 (コンステレーション) によって決まる (図 2)。直並列変換 (S/P Trans) では、$m(= 0,1,\cdots,M-1)$ 時刻ブロックで直列に続く N 個の複素数を並列送信シンボルを

$$
s_n = s\,[mN+n] \qquad n = 0,\ 1,\ \cdots,\ N-1 \qquad (16)
$$

と並べ替える。ここに、$i = mN + n$ で、n はサブキャリア番号、N はサブキャリアの総数である。このとき、複素シンボル $s[i]$ のシンボル時間を T[sec] とすると、並列送信シンボル s_n の (OFDM) シンボル時間は $T_p = NT$ と長くなる[注4]。以下では、便宜のため、ガードインターバル処理によりシンボル間干渉はないものと仮定し、ブロック番号 m は省いて議論する。次に並列送信シンボル $\{s_n \mid n = 0,1,\cdots,N-1\}$ を

$$
S_k^B = \sum_{n=0}^{N-1} s_n [e^{j2\pi/N}]^{nk} \quad k = 0,1,\cdots,N-1 \qquad (17)
$$

と逆離散フーリエ変換 (IDFT) する。S_k^B は、変調シンボルと呼ばれ、マルチキャリア化された複素ベースバンド OFDM 信号 $S_B(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{j2\pi n f_0 t}$ を $t = kT_s/N$ で標本化した値 $S_B(kT/N)$ と等しい (図 8)。ガードインターバル付加 (Add GI) では、マルチパスの影響を回避するため、ガードインターバルを付加する。具体的には、式 (17) の IDFT によって得られる $\{S_0^B, S_1^B, \cdots, S_{N-1}^B\}$ のうち後方の L 個 (一般に $L < N/4$) は、ガードインターバルとして前方に $\{S_{N-L}^B, \cdots, S_{N-1}^B, S_0^B, S_1^B, \cdots, S_{N-1}^B\}$ のように付加される。ガードインターバル付加の概念を図 9 に示す。

さらに、S_k^B は、並直列変換されて DAC/LPF 処理を経由した後、正弦波 $e^{j2\pi f_c t}$ と掛け合わされ、パスバンド OFDM 信号

$$
S_P(t) = e^{j2\pi f_c t}\sum_{k=0}^{N-1} S_k^B h_{LPF}(t - kT_s/N) \qquad (18)
$$

にアップコンバージョンされて伝送路に送られる。ここに、f_c は搬送波周波数、$h_{LPF}(t)$ は LPF のインパルス応答である。以上が OFDM 送信機の流れである。

受信機側では、伝送路で歪みや雑音の影響を受けて、

$$
S_R(t) = S_P(t) * h_{CH}(t) + n(t) \qquad (19)
$$

のようにパスバンド OFDM 信号を受け取る。ここに、$h_{CH}(t)$ は伝送路のインパルス応答、$n(t)$ は付加雑音、$*$ は畳み込み演算子である。次に、$S_R(t)$ は正弦波 $e^{-j2\pi f_c t}$ と掛け合わされて、ベースバンド OFDM 信号 $S_B(t)$ にダウンコンバージョンされる。更に、ADC から直並列変換、離散フーリエ変換 (DFT)、並直列変換までの処理で送信シンボルが $\hat{s}[i]$ と復元された後、デマッパー (Demapper) 及びデインターリーバ処理が行われる。

4　OFDM シミュレータの開発

前章では、OFDM システムの特徴や表現など、システム全体について述べた。この章では、OFDM システムで特に分かりづらいベースバンド変調過程を開発したシミュレータで明らかにする。まず、シミュレータの開発環境を述べ、次に OFDM システムと従来のシステムの比較を行い、従来のシステムとの違いを述べる。それを踏まえて、開発したシミュレータと前述した数式と図を対応させながら述べる。

4.1　開発環境の選定とシミュレータ作成

OFDM シミュレータの開発環境として Simulink[注5]を用いて作成した。Simulink を用いた理由は、プログラムを図を見るようにして把握することができることである。Simulink での簡単

注3 ここでは DFT の正規化係数を $1/N$ としたが、正規化係数は IDFT と DFT ともに $1/\sqrt{N}$ とすることが多い。

注4 直並列変換により OFDM シンボル時間が長くなることは以下のメリットにつながる。1) 各サブキャリアでシンボルレートの低い変調方式が使えるため、タイミング同期に関する制約を緩めることができる。2) ガードインターバルの挿入が可能になるため、マルチパスによるシンボル間干渉問題が回避できる。

注5 Simulink ver.7.2.0

注6 Simulink のプログラムの単位

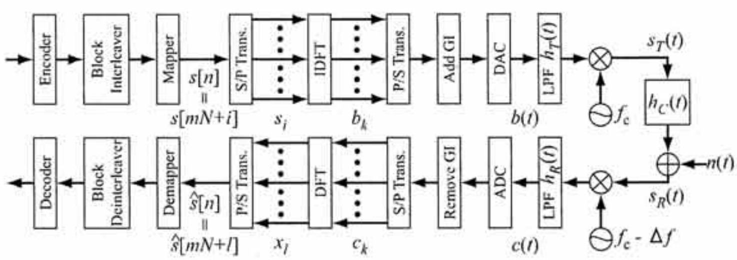


図 7　OFDM システムの基本構成

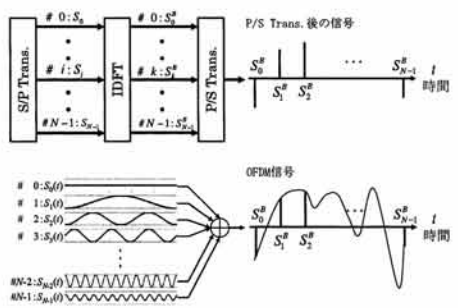


図 8　IDFT 前後の信号の関係

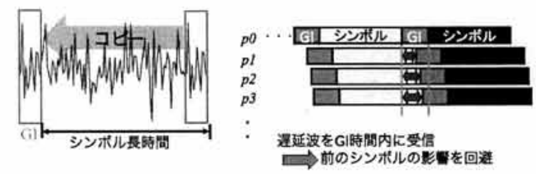


図 9　ガードインターバル付加の概念

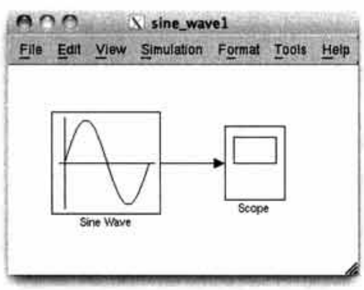


図 10　正弦波表示プログラム

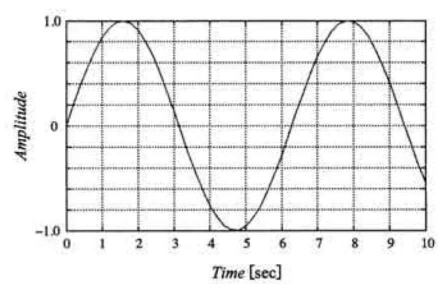


図 11　正弦波の波形

なプログラムの例として、正弦波を表示するプログラムを図 10、実行結果を図 11 に示す。図 10 のように、絵で表されたひとつ一つのブロック注 6は感覚的にとらえ易くなっており、プログラムを把握し易い。また、Simulink は信号を表示する機能が充実しており、図 10 のように観測したい場所に Scope ブロックを配置するだけで信号を観測することができる (図 11)。以上のような特長から開発環境を Simulink に決定し、シミュレータの開発を行った。

4.2　従来のシステムとの差異

OFDM システムと従来のシステムと大きく異なる点は、ベースバンド変調信号の形成の仕方である。従来のシステムでは、ベースバンド信号をアナログ回路で形成するのに対し、OFDM システムでは、逆離散フーリエ変換やガードインターバル付加などを行った後、ローパスフィルタを使ってベースバンド信号を形成する。つまり、従来のシステムでは、0 と 1 の 2 進数から直接パルス波（ベースバンド信号）に変換し、OFDM システムでは、コンピュータ上で処理を行った後にベースバンド OFDM 信号に変換している。このように、従来のシステムと比べて複雑な処理を行っているため、初学者にとって分かりにくいものとなっている。

4.3　ベースバンド OFDM 信号生成シミュレータ

ベースバンド OFDM 信号を生成する離散系での処理は、OFDM システムの基本構成（図 7）で云うと、Mapper から Add GI までの処理である。この一連の処理をシミュレートする Simulink モデルを図 12 に示す。図 12 の破線部で囲った (a)Source から (f)Add GI までの各処理部の役割を明らかにするため、各ブロックの後に Scope ブロックを配置して信号を観測できるようにした。

シミュレーションの設定として、サブキャリア変調を 4QAM、サブキャリア数を $N = 64$[ポイント]、シンボル長 $T = 2.56$[sec]、

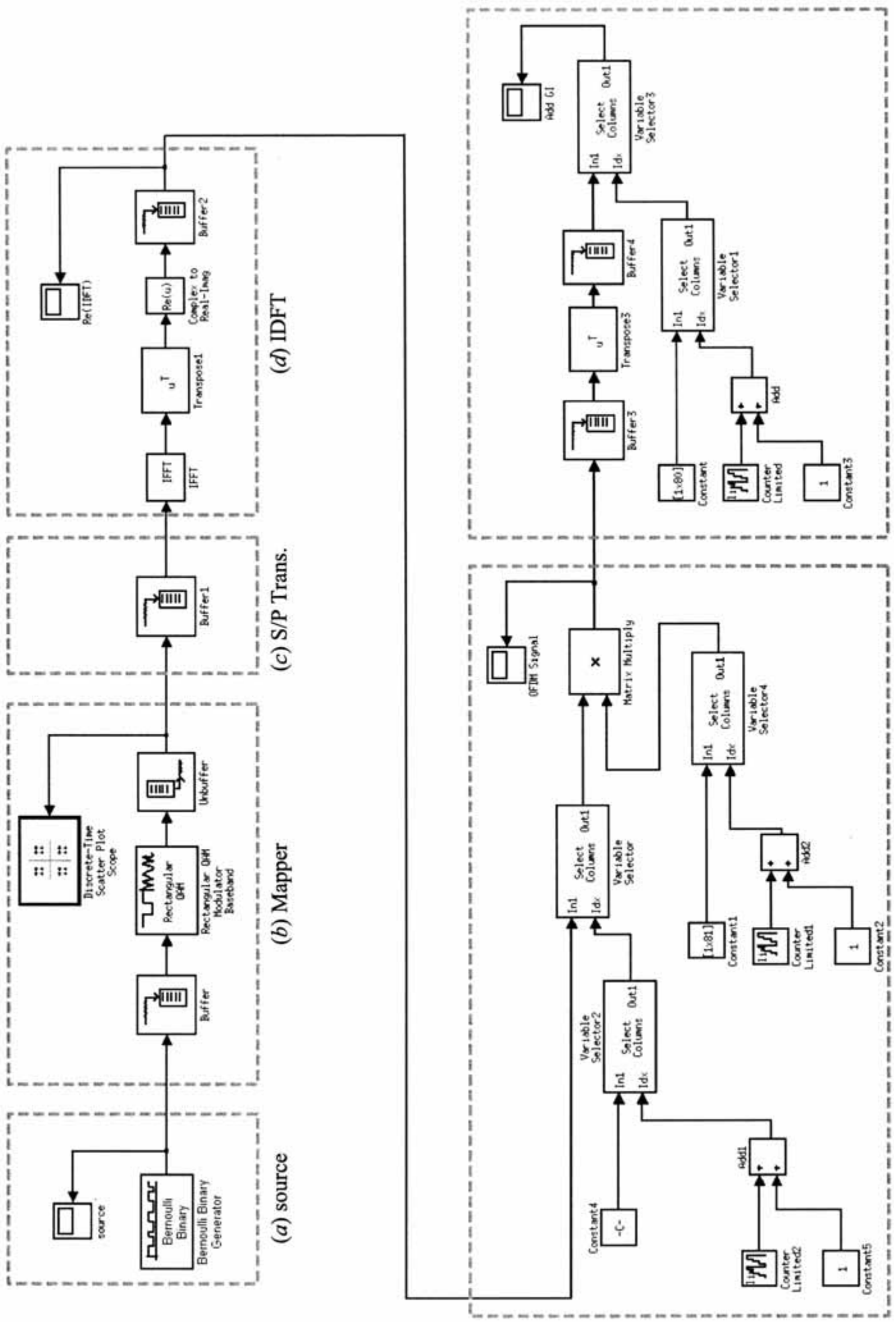


図 12　ベースバンド OFDM 信号変調シミュレータ

表1　図12の各ブロックの役割と信号波形の対応

処理部名称の対応		各ブロックの役割	信号波形
(a) Source	情報信号	送信する情報を生成	図13
(b) Mapper	マッパー	変調に応じた複素シンボルに変換	図14
(c) S/P Trans.	直並列変換	複素シンボルを並列シンボルに変換	——
(d) IDFT	逆離散フーリエ変換	並列シンボルに対して逆離散フーリエ変換	図15
(e) P/S Trans.	並直列変換	標本点を時系列信号に変換	図16
(f) Add GI	ガードインターバル付加	ガードインターバルを付加	図17

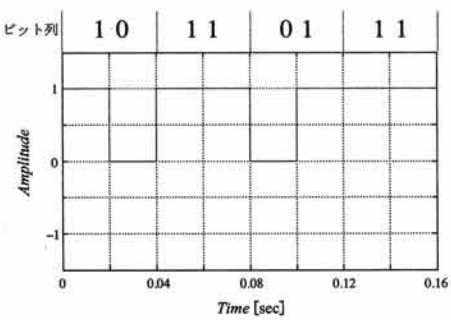


図13　情報信号の一部

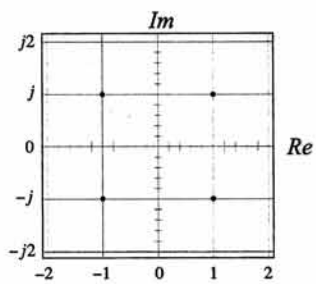


図14　シミュレータの信号点配置

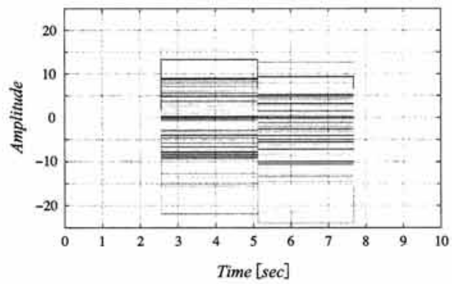


図15　IDFT後の信号

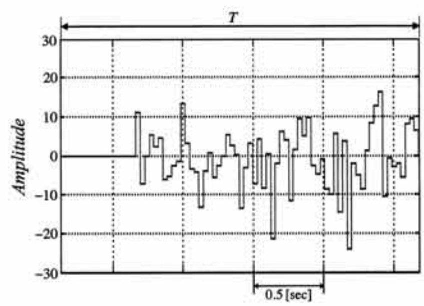


図16　ひとシンボル分のOFDM信号の標本点

ガードインターバル長 $T_g = 0.64$[sec] として10秒間のシミュレーションを行った。シミュレーションの結果を図13 − 17に示す。また、シミュレータ（図12）の各ブロックの役割と観測した波形の対応を表1に示す。以下では、シミュレータの破線部で囲った (a) から (f) までの各処理部の詳細について述べる。

(a) Source：情報信号

送信する情報信号を発生させる。情報信号は、0.02[sec] ごとにランダムで発生させた2進数とした。実行した結果を図13に示す。

(b) Mapper：マッパー

情報信号を変調方式に合わせて複素シンボルに変換する。まず、2進数を変調方式に応じたビット列に分割し、信号点配置を基に複素シンボルに変換する処理を行う。シミュレーションでは、変調方式を4QAMと設定したので、2ビットごとに分けられ、そのビット列に対応する複素数に変換される。変換された複素シンボルを信号点配置すると図14のようになり対応する複素シンボルに変換されている事が確認できる。

(c) S/P Trans.：直並列変換

サブキャリア数に応じて直列シンボルを並列シンボルに変換する（式(16)）。シミュレーションでは、サブキャリア数を $N = 64$ としたので、要素が64個ある並列シンボルに変換される。

(d) IDFT：逆離散フーリエ変換

並列シンボルに対して逆離散フーリエ変換する（式(17)）。変換後の信号を図15に示す。並列に並んだこの信号ひとつ一つが標本点であり、図8の s_k^B を示している。

(e) P/S Trans.：並直列変換

並列に並んだ逆離散フーリエ変換後の信号に対して並直列変換を行う。つまり、並列に並んだ標本点を時系列信号に変換する。

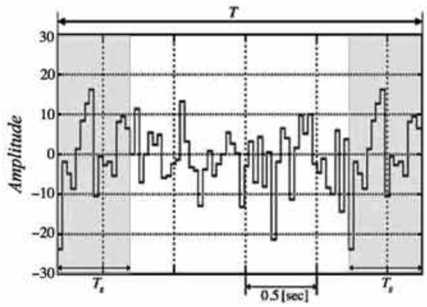


図 17 ガードインタバル付加後の標本点

並直列変換を行うと図 16 のような OFDM 信号の標本点が得られる[注7]。

(*f*) Add GI：ガードインターバル付加

最後に OFDM 信号のうち 4 分の 1 をコピーする事で、マルチパスに強いベースバンド OFDM 信号の標本点ができる（図 17)。

以上で、OFDM 信号の標本点を生成するシミュレータ処理の流れについて述べた。

5 むすび

本論文では、OFDM システムを理解する上で必要となるデジタル変調の基礎技術について解説し、OFDM システムの動作原理を概説した。その中で、必要な用語を定義して、変調から復調までの表現方法を明らかにした。また、OFDM システムの帯域の使い方をシングルキャリア方式、マルチ キャリア方式、OFDM 方式のそれぞれのスペクトルを比べる事で明らかにした。それを踏まえた上で、OFDM システムのベースバンド信号変調シミュレータを開発し、ベースバンド OFDM 信号の標本点を生成する処理を明らかにした。しかし、OFDM システムをより深く理解するためには、OFDM システム全体の処理を明らかにするシミュレータの開発が必要である。例えば、未開発の伝送路、復調部を開発する事で、雑音や歪みの影響を送信側と受信側の信号点配置をそれぞれ比べることで明らかにできることが考えられる。そのためにも、本研究室では、引き続いて OFDM の伝送原理を理解するための教育用シミュレータを開発していく予定である。

参考文献

[1] 中河史成，高瀬成史，白土浩，五反田博：「ICA による OFDM 周波数オフセットの推定とシンボル復元」，信学論 (A), **J91-A**, 4, pp.448-457, April 2008

[2] 伊丹誠：「わかりやすい OFDM 技術」，オーム社, 2005.

[3] 松江英明，守倉正博：「IDG 情報通信シリーズ 802.11 高速無線 LAN 教科書」，株式会社 IDG ジャパン，2003.

[4] S.B. Weinstein and P.M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," IEEE Trans. Communications, **19**, 5, pp. 628-634(1971).

[5] 田中宏典，岩崎宣生，白土浩，五反田博：「OFDM の原理理解のための教育用シミュレータの開発」, 第 18 回電子情報通信学会九州支部学生講演会, **A-10**, 2010.

[6] 田中宏典，岩崎宣生，白土浩，五反田博：「Simulink による OFDM システムのシミュレータ開発」，計測自動制御学会論文集, **104C4**, pp. 293-294, 2010.

[注7] Simulink の仕様で、連続信号のように波形が表示されているが、実際は標本点である事に注意されたい。