

OFDMの基礎

PRINCIPLE OF OFDM

岡田 実
Minoru Okada

〒 630-192 奈良県生駒市高山町 8916-5
奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科
Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology
8916-5 Takayama, Ikoma, Nara 630-0192 JAPAN
Tel: 0743-72-5341 Fax: 0743-72-5349 E-mail: mokada@is.aist-nara.ac.jp

Abstract

This paper focuses on a principle of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) technology. OFDM is an efficient technology capable of establishing high speed digital transmission in frequency selective multipath environments. The digital terrestrial television broadcasting standards in Japan and Europe employ OFDM as a transmission scheme. The high speed wireless LAN (Local Area Network) standards, IEEE 802.11a and 11g have also been standardized by making use of OFDM to overcome the degradation due to multipath propagation. This paper summarizes these systems. The related technologies for improving the performance of OFDM are then described.

1 まえがき

無線通信では、しばしば、送信アンテナからの信号が複数の経路を通して受信アンテナに到来するマルチパス伝搬が生じる。マルチパス伝搬環境では、各伝搬経路の伝搬遅延時間が異なっている。このマルチパス伝搬環境における伝搬遅延時間の広がり、無線LAN(Local Area Network)では、100ns程度以下、セル半径が数百mのマイクロセル移動通信で数百ns、セル半径が数kmの小ゾーンセルラー移動通信では、数 μ s、サービスエリアが数十km以上の大ゾーン移動通信システムや地上波テレビ放送では、しばしば数十 μ sに達する。

このように伝搬遅延時間に広がりを持つマルチパス伝搬路において、高速デジタル伝送を行うと、伝搬遅延時間広がり伝送パルス時間幅に対して無視できなくなる。そのため、伝送パルス波形が大きくひずみ、伝送特性が大きく劣化する [5]。

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex)[4]

は、マルチパス伝搬路において高速デジタル伝送を可能にする技術である。OFDMでは、マルチパス伝搬路における伝搬遅延時間広がりによる波形ひずみを避けるため、データを時間幅の長い伝送パルスを用いて狭帯域伝送する。一方、複数の狭帯域信号を周波数多重し、並列伝送を行うことで高速デジタル伝送を可能にする。

OFDMは、地上波デジタルテレビ放送 [2, 3] や無線LAN[1]の伝送方式として、実用化が行われている。また、現在、様々な研究機関で研究が進められている第4世代移動通信システムでは、OFDMとCDMA(Code Division Multiple Access)を組み合わせた方式が検討されている。

本稿では、高速デジタル無線伝送のキーテクノロジーとなってきたOFDMの原理について解説する。地上波デジタルテレビ放送や無線LANの伝送方式についてまとめ、そして、OFDMの伝送特性をさらに改善するための関連技術について紹介する。

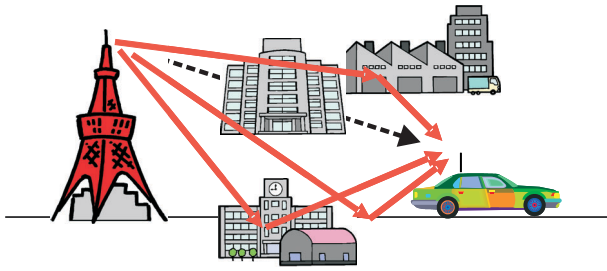


図 1: マルチパス伝搬路. 送信アンテナから送信された信号は, 周辺の建物などで反射し, 様々な経路を通して受信機に到達する.

2 マルチキャリア伝送

2.1 マルチパス伝搬特性

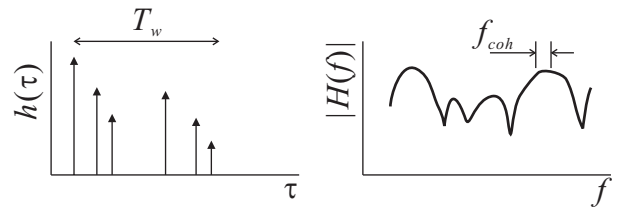
無線通信では, 図 1 に示すように, 送信アンテナから送信された信号が, 送受信アンテナ周辺の地形や建物などで反射し, 様々な経路を通して伝搬し受信アンテナに到達するマルチパス伝搬が問題となる. 特に, 自動車や携帯端末との移動通信環境では, アンテナ高さが 1m 程度と低くなるため, 送受信アンテナが見通し (LOS: Line Of Sight) の関係にあることはほとんど無くなるため, 直接波が到来することはまれであり, ほとんどの場合, 反射波だけが到来することとなる.

図 2 にマルチパス伝搬路のインパルス応答と周波数応答の例を示す. マルチパス伝搬路では, 各伝搬経路の伝搬遅延時間が異なることからインパルス応答 $h(\tau)$ は, 図 2(i) に示すように, 時間的に幅を持つことになる. マルチパス伝搬路の伝搬遅延時間差 T_w を遅延広がり (Delay Spreading) とよぶ.

一方, マルチパス伝搬路の周波数応答特性は (ii) に示すように, 平坦ではなく, 周波数によって大きく変化する形となっている. このようにマルチパス伝搬路はその周波数応答が平坦ではないことから周波数選択性伝搬路とも呼ばれる. 周波数特性が一定とみなせる範囲 f_{coh} をコヒーレント帯域幅 (Coherent Bandwidth) と呼ぶ. コヒーレント帯域幅と遅延広がりとの間には $f_{coh} \propto 1/T_w$ の関係がある.

2.2 符号間干渉

マルチパス伝搬路において, 高速デジタル伝送を行うことを考える. 図 3 に高速デジタル伝送を行った場合の伝送パルス波形とスペクトルの様子を示す. 高速デジタル伝送を行うと伝送パルスの時間幅は図 3(a) に示すように短くなる. マルチパス伝搬路の伝搬



(i) Impulse Response (ii) Freq. Response

図 2: マルチパス伝搬路のインパルス応答と周波数応答の例

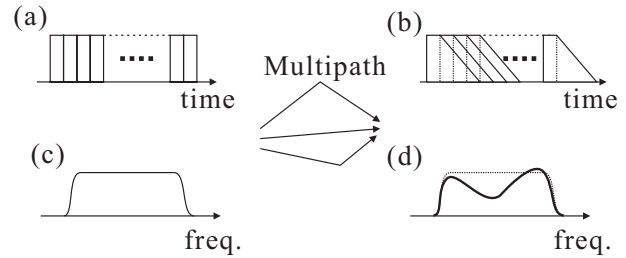
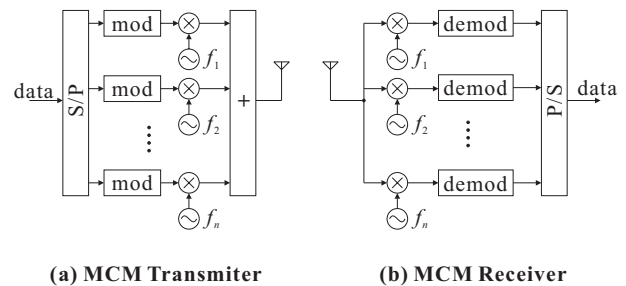


図 3: マルチパス伝搬による符号間干渉と周波数選択性

遅延時間広がりが無視できなくなるほど伝送パルス時間幅が短くなってくると, 受信信号パルス波形が広がり, その結果, 図 (b) に示すように隣接するパルスに干渉することになる. このようにパルス波形がマルチパスにより広がり, 隣接するパルスに干渉を与える現象を符号間干渉 (ISI: Inter-Symbol Interference) と呼ぶ.

一方, 図 3(c) および (d) にそれぞれ送信信号および受信信号のスペクトルの概形を示す. マルチパスフェージング伝搬路は周波数選択性を有しているため, 受信信号スペクトルの形は図 (d) のように送信信号スペクトルと異なることとなる. この受信信号スペクトルのひずみは, 時間領域の受信信号パルスの広がりに対応している.



(a) MCM Transmitter

(b) MCM Receiver

図 4: マルチキャリア伝送送受信機構成

2.3 マルチキャリア伝送

マルチパス伝搬路の周波数選択性による伝送特性の劣化を避けるためには、送信信号パルスの時間幅を遅延広がりよりも十分長くすればよい。周波数領域では、送信信号帯域幅をコヒーレント帯域幅以内に制限すればよい。しかし、パルス時間幅を長くすると、伝送速度が低下する。送信信号パルスの時間幅を長く保ったまま高速デジタル伝送を実現するために、マルチキャリア伝送方式では、複数の周波数を用いて並列伝送を行う。図4にマルチキャリア伝送方式の送受信機構成を示す。図4(a)のマルチキャリア伝送方式の送信機では、入力されたデジタルデータ系列(data)が直並列変換器(S/P: Serial-to-Parallel converter)により n 個のデータ系列に分割される。S/P出力データ系列の伝送速度はS/P入力データの $1/n$ となっている。次に、 n 個のデータ系列はそれぞれ、デジタル変調器(mod: modulator)に入力され変調信号が出力される。変調器出力はそれぞれ周波数変換器により周波数 $f_1, f_2, \dots, f_n$ の無線周波数変調信号に変換される。各周波数の変調信号は、加算されアンテナから同時に送信される。図4(b)のマルチキャリア伝送受信機では、送信機と逆の操作が行われる。受信機では、 n 個の周波数変換器により、送信された周波数 f_1 から f_n までの信号がそれぞれ中間周波数信号またはベースバンド信号に変換される。周波数変換された各信号はそれぞれ復調器に入力され、並列データ系列毎の送信データが復元される。復調器出力信号は並直列変換器(P/S: Parallel-to-Serial converter)により元の送信デジタルデータ系列が復元される。

図5にマルチキャリア伝送の送受信信号波形を示す。図5(a)および(b)はそれぞれ送信および受信パルス波形の概形、図(c)および(d)は送信および受信信号スペクトルの概形である。マルチキャリア伝送信号は図5(a)および(c)に示すように、複数の搬送波(マルチキャリア)により複数の伝送パルスが周波数多重されている。各キャリアの伝送パルス時間幅はマルチパス伝搬遅延広がりよりも十分長く設定されている。即ち、各キャリアの伝送帯域幅はマルチパス伝搬路のコヒーレント帯域幅よりも小さくなっている。

マルチキャリア伝送信号がマルチパス伝搬路を伝搬すると、遅延広がりによるひずみを受けるが、パルス波形の時間幅は遅延広がりよりも長いので、波形ひずみは図(b)に示すようにほぼ無視できる。その結果、符号間干渉が小さくなり、遅延広がりによる伝送特性の劣化を改善することができる。周波数領域では受

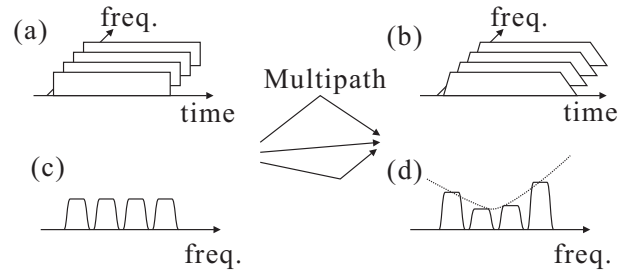


図 5: マルチキャリア伝送の原理

信信号の帯域幅はコヒーレント帯域幅よりも小さいため、マルチパス伝搬路の周波数選択性により、各キャリアの帯域内の伝送特性は平坦とみなすことができ、図5(d)のように周波数特性のひずみは無視できる。但し、各キャリアの受信信号レベルは、マルチパス伝搬により変動していることに注意する。即ち、マルチパス伝搬による伝送レベルの低下、即ちマルチパスフェージングの影響はマルチキャリア伝送によっても取り除くことはできない。

3 OFDM

前節では、マルチキャリア伝送によりマルチパス伝搬路で高速デジタル伝送が可能であることを示した。しかし、マルチキャリア伝送では送受信機として n 個の狭帯域デジタル変復調器および周波数変換器を用意する必要があり、ハードウェア規模が大きくなる。また、各搬送波毎のサブチャネル信号の周波数スペクトルは、受信機の狭帯域復調部のフィルタで分離するため、互いにオーバーラップしないように配置する必要があるため、周波数利用効率が低下する。

OFDMはマルチキャリア伝送の一種であるが、複数の搬送波を一括して変復調することが可能である。また、各搬送波の周波数間隔として、直交関係にある周波数のうち、間隔が最小となるものを用いているため、周波数利用効率が向上する。

3.1 無線信号の等価低域表現

OFDM方式の説明に入る前に、準備として変調信号の等価低域表現について復習しよう。変調信号は正弦波の振幅 A 、周波数 f ならびに位相 θ を情報に応じて変化させることにより作り出される。このとき、変調信号は次式で表される。

$$s(t) = A \cos(2\pi ft + \theta) = \Re [Ae^{j2\pi ft + \theta}] \quad (1)$$

ここで $\Re[x]$ は x の実部である．この変調信号は次のように書き直すことができる．

$$\begin{aligned} s(t) &= \Re[u(t)e^{j2\pi f_c t}] \\ &= u_I(t) \cos(2\pi f_c t) - u_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2) \end{aligned}$$

ここで， f_c は中心周波数，

$$u(t) = u_I(t) + ju_Q(t) = Ae^{j(2\pi(f-f_c)t+\theta)} \quad (3)$$

は変調信号の等価低域表現である． $u_I(t)$ および $u_Q(t)$ はそれぞれ変調信号の同相成分 (I: Inphase component) および直交成分 (Q: Quadrature component) である． $u(t)$ の絶対値 $|u(t)|$ は変調信号の振幅，偏角 $\arg(u(t))$ は位相を表す．

式 (2) より，等価低域信号の同相成分 $u_I(t)$ および直交成分 $u_Q(t)$ にそれぞれ $\cos 2\pi f_c t$, $\sin 2\pi f_c t$ を乗算し，乗算結果を加えることで変調信号を生成することができる．直交変調器の構成を図 6(a) に示す．逆に，変調信号から等価低域信号成分を取り出すためには次のようにする．式 (2) を次のように書き換える．

$$s(t) = \frac{1}{2}u(t)e^{j2\pi f_c t} + \frac{1}{2}u^*(t)e^{-j2\pi f_c t} \quad (4)$$

$s(t)$ に $2e^{-j2\pi f_c t} = 2\cos 2\pi f_c t - 2j\sin 2\pi f_c t$ を乗算すると，

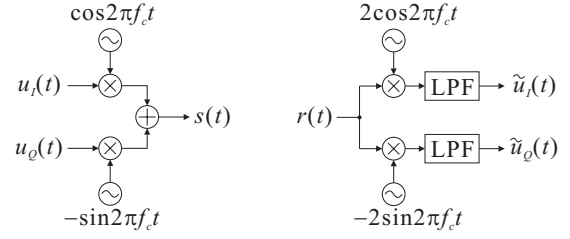
$$u'(t) = 2s(t)e^{-j2\pi f_c t} = u(t) + u^*(t)e^{-j4\pi f_c t} \quad (5)$$

となり，等価低域信号と，中心周波数の 2 倍 $2f_c$ だけ等価低域信号の周波数をシフトした信号との和となる．この信号を低域通過フィルタ (LPF: Low Pass Filter) に入力し，中心周波数の 2 倍の成分を取り除くことにより，等価低域信号を取り出すことができる．LPF のインパルス応答を $h_{\text{LPF}}(t)$ とすると，次式により変調信号から等価低域信号を取り出すことができる．

$$\begin{aligned} \tilde{u}(t) &= \tilde{u}_I(t) + j\tilde{u}_Q(t) = h_{\text{LPF}}(t) \otimes u'(t) \\ &= h_{\text{LPF}}(t) \otimes \{s(t)e^{-2j\pi f_c t}\} \quad (6) \end{aligned}$$

ここで， $f(t) \otimes g(t)$ は $f(t)$ と $g(t)$ の畳み込み演算を表す．図 6(b) に変調信号から等価低域信号成分を取り出す直交検波器 (Quadrature Detector) の構成を示す．

デジタル変調方式の例として QAM(Quadrature Amplitude Modulation) を取り上げる．QAM は，変調信号の同相成分 (I) および直交成分 (Q) をそれぞれ振幅変調する方式である．図 7 に 4QAM (i.e. QPSK(Quaternary Phase Shift Keying)), 16QAM, 64QAM の信号点配置 (Signal Constellation) を示す．デ



(a) Quadrature Modulator (b) Quadrature Demodulator

図 6: 直交変復調器

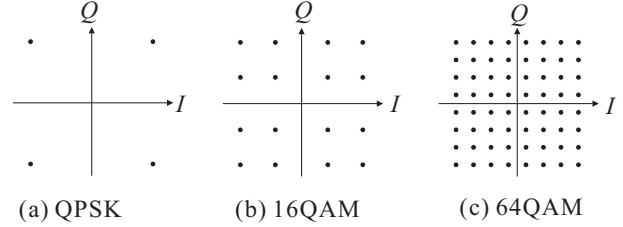


図 7: QAM の信号点配置

ィジタルデータの組み合わせに応じて，図の信号点のいずれかの点が選択される．QPSK, 16QAM, 64QAM はそれぞれ 4 点，16 点，64 点のうちから 1 点を選択することにより 2bit, 4bit, 6bit のデータを表現する．変調信号の I および Q 成分振幅は信号点の選択された信号点の I および Q の値となる．搬送波周波数 f_n の QAM 変調信号 $s_n(t)$ は次式で表される．

$$\begin{aligned} s_n(t) &= \Re \left[e^{j2\pi f_n t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{n,k} g(t - kT_s) \right] \\ &= \Re [e^{j2\pi f_n t} u_n(t)] \quad (7) \end{aligned}$$

ここで， $g(t)$ はパルス波形， $a_{n,k}$ は QAM 変調シンボルであり図 7 の信号点のいずれかの値をとる．また $u_n(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{n,k} g(t - kT_s)$ は変調信号の等価低域表現である．

これまで単一搬送波による変調信号の等価低域表現について説明してきた．以下では，マルチキャリア伝送信号の等価低域表現について考える．マルチキャリア変調信号は図 8(a) に示すように搬送波周波数 $f_1, f_2, \dots, f_N$ の N 個の変調信号の和である．マルチキャリア伝送信号は次式で表される．

$$x(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t) = \Re \left[\sum_{n=1}^N e^{j2\pi f_n t} u_n(t) \right] \quad (8)$$

マルチキャリア伝送信号のスペクトルは，図 8(b) に示すように中心周波数 f_c の周りに複数の変調信号が配

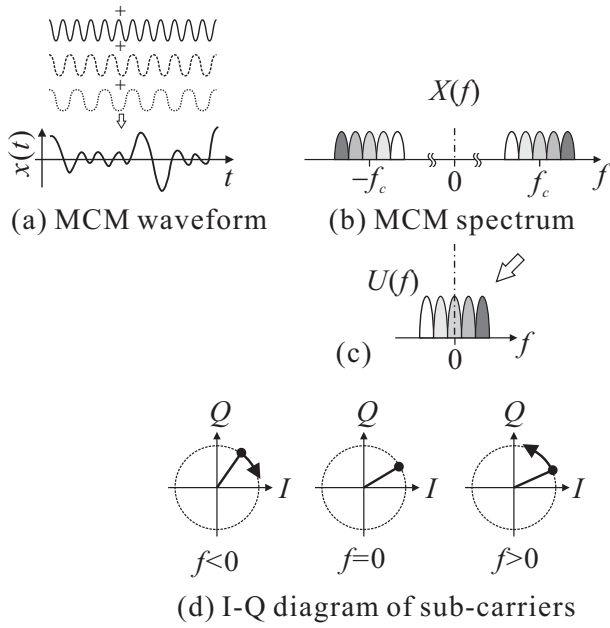


図 8: マルチキャリア変調の波形とスペクトル

置された形となっている．マルチキャリア伝送信号の等価低域表現の周波数スペクトルは，図 (b) のスペクトルを f_c だけ負にシフトした図 (c) の形となる．ここで，式 (6) を用いて，マルチキャリア伝送信号を等価低域表現に変換すると次式となる．

$$u(t) = \sum_{n=1}^N e^{j2\pi f'_n t} u_n(t) \quad (9)$$

ここで， $f'_n = f_n - f_c$ は，マルチキャリア伝送信号の n 番目の変調信号の搬送波周波数 f_n と中心周波数 f_c との差周波数である．式 (9) よりマルチキャリア伝送信号の等価低域表現は n 番目搬送波に対応する等価低域信号 $u_n(t)$ を f'_n の正負に応じて，反時計回りまたは時計回りに回転させたものの和となっている．この様子を図 8(d) に示す．

3.2 OFDM

式 (9) により，マルチキャリア伝送信号を等価低域表現で表すことができたようになった．以下では，マルチキャリア伝送の一種である OFDM について説明する．OFDM の送受信機構成を図 9 に示す．送受信機構成は，図 4 とほとんど同じであるが， n 個の変調信号を周波数 f_1 から f_n に周波数変換する代わりに IDFT (Inversed Discrete Fourier Transform) を用いて逆フーリエ変換処理を行う点と，DFT 後の信号にガード期間挿入 (GI insertion) が行われる点でマルチキャリア伝送と異なっている．

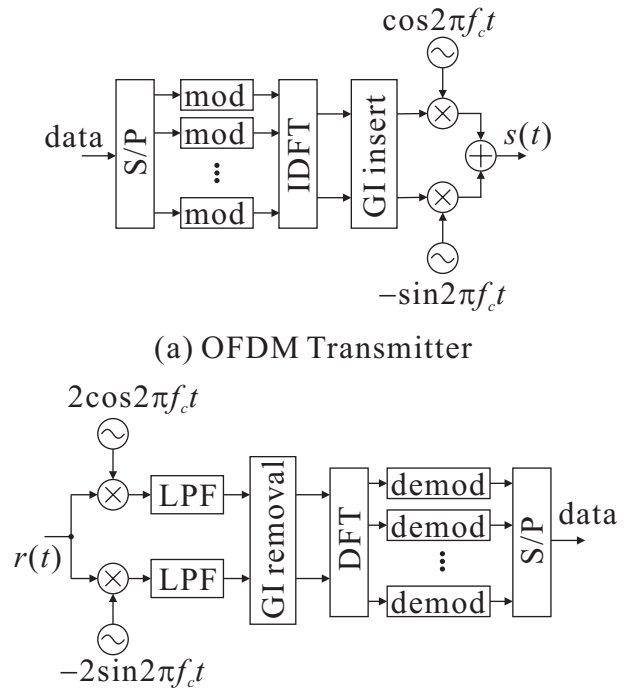


図 9: OFDM 送受信機構成

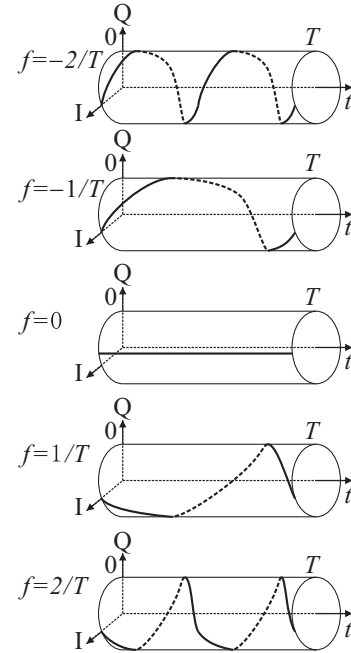


図 10: 周波数の関係

フーリエ級数展開では、信号を周波数 $1/T$ の基本周波数成分およびその n 倍の周波数成分により表現する。 c_n を n 番目の周波数成分の複素振幅とすれば、周期 T の周期関数 $x(t)$ のフーリエ級数展開と表すことができる。

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j \frac{2\pi n t}{T}} \quad (10)$$

このときの信号波形の概形を図 10 に示す。 n 番目の周波数成分は、区間 T においてちょうど n 回転する複素波形となっている。これは、図 8 の各サブキャリア成分の波形と対応している。同様に、式 (10) と式 (9) を比較すると、フーリエ級数展開におけるフーリエ係数 c_n は n 番目の変調信号の等価低域表現、 n 番目の変調信号の搬送波周波数 $f'_n = n/T$ のマルチキャリア伝送信号と対応している。

キャリア数 $N = 2L + 1$ の OFDM 信号は、次式で与えられる。

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-L}^L a_{n,k} e^{j \frac{2\pi n (t-kT_s)}{T}} g(t-kT_s) \quad (11)$$

ここで、 $a_{n,k}$ は n 番目のサブチャネルの k 番目のシンボルの変調シンボル、

$$g(t) = \begin{cases} 1; & (-G \leq t \leq T) \\ 0; & (t < 0, t > T) \end{cases} \quad (12)$$

は、シンボルパルスである。 T は観測期間、 G はガード期間長、 $T_s = T + G$ はシンボル周期である。以下では、議論を簡単にするため、0 番目のシンボルだけに注目する。OFDM 信号の 0 番目のシンボル波形は、次のように簡略化することができる。

$$s(t) = \sum_{n=-L}^L a_{0,n} e^{j \frac{2\pi n t}{T}} \quad (13)$$

ここで、 $a_{0,n}$ は n 番目のキャリアに対応する変調シンボルをフーリエ級数展開における n 番目と k 番目の波形 n/T と k/T の 2 つの正弦波の間には、次式の関係が成り立つことが知られている。

$$\frac{1}{T} \int_0^T e^{j \frac{2\pi n t}{T}} e^{j \frac{2\pi k t}{T}} dt = \begin{cases} 1; & (n = k) \\ 0; & (n \neq k) \end{cases} \quad (14)$$

即ち、2 つの正弦波は直交している。この性質から、次式を用いて OFDM 信号から $a_{0,n}$ を分離することができる。

$$\tilde{a}_{0,n} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) e^{-j \frac{2\pi n t}{T}} dt \quad (15)$$

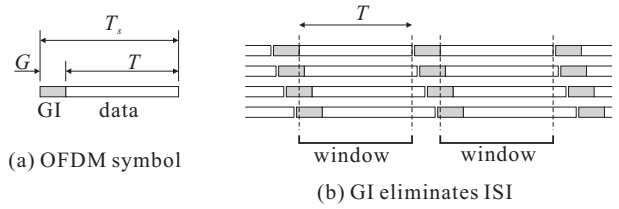


図 11: ガード期間による符号間干渉の除去

3.2.1 ガード期間

前述したように、OFDM を含むマルチキャリア伝送では、伝送パルス波形の時間幅が遅延広がりと比較して長くなっているために、前後のパルス波形が干渉する符号間干渉の影響を軽減することができる。しかし、完全に取り除くことはできない。そこで、OFDM では、符号間干渉の影響を完全に取り除くために、ガード期間を設けている。図 11 にガード区間の挿入の様子を示す。図 11(a) では、期間 T の変調信号波形の前に期間 G のガード期間を配置する。 G をマルチパス伝搬路の最大遅延時間より大きくしておくこと、図 (b) に示すように観測窓期間 $[0, T]$ に、前後のパルス波形成分が入らないようにすることができる。したがって、符号間干渉は生じない。

さらに、ガード期間では、図 12 に示すように観測窓区間の後尾の G の波形と同一の波形が送信される。このガード期間に送信することを *Cyclic Extension* と呼ぶ。 *Cyclic Extension* により、遅延広がりによるチャネル間干渉 (ICI: Inter-Channel Interference) の影響を取り除く。

もし、ガード期間に 0 が挿入されている場合、 τ 遅延した OFDM 信号波形は次式で与えられる。

$$r(t; \tau) = \begin{cases} 0; & (0 \leq t < \tau) \\ s(t - \tau); & (\tau \leq t \leq T) \end{cases} \quad (16)$$

観測窓区間 $[0, T]$ における受信信号は次式となる。

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m r(t; \tau_m) \quad (17)$$

ここで、 h_m および τ_m はそれぞれ $m = 0, 1, 2, \dots, M-1$ 番目の伝搬経路の振幅および遅延時間である。次に式 (15) の $s(t)$ を $r(t)$ に置き換えると

$$\begin{aligned} \tilde{a}_{0,n} &= \int_0^T r(t) e^{-j \frac{2\pi n t}{T}} dt \\ &= a_{0,n} \sum_{m=0}^{M-1} h_m e^{-j \frac{2\pi n \tau_m}{T}} \end{aligned}$$

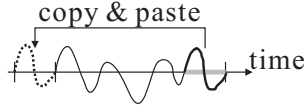


図 12: Cyclic Extension

$$\begin{aligned}
 & - \sum_{l=-L}^L a_{0,l} \\
 & \times \sum_{m=0}^{M-1} h_m \tau_m e^{-j \frac{\pi m \tau_m}{T}} \text{sinc} \left(\frac{(l-m)\tau_m}{T} \right)
 \end{aligned} \quad (18)$$

となる。但し、

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \quad (19)$$

である。式 (18) よりガード期間が 0 のときは、遅延広がりが存在すると、 $\tilde{a}_{0,n}$ に n 番目のサブチャネル以外の成分が現れる。この成分が ICI となり、伝送特性が劣化する。

一方、Cyclic Extension を行くと、受信信号波形は、

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m s(t - \tau_m) \quad (20)$$

と書ける。先ほどと同様に、この $r(t)$ で式 (15) の $s(t)$ を置き換えると次式が得られる。

$$\begin{aligned}
 \tilde{a}_{0,n} &= \int_0^T r(t) e^{-j \frac{2\pi n t}{T}} dt \\
 &= a_{0,n} \sum_{m=0}^{M-1} h_m e^{-j \frac{2\pi n \tau_m}{T}} = H_n a_n \quad (21)
 \end{aligned}$$

ここで、

$$H_n = \sum_{m=0}^{M-1} h_m e^{-j \frac{2\pi n \tau_m}{T}} \quad (22)$$

は、 n 番目のサブチャネル周波数における伝搬路の周波数応答である。式 (21) は先ほどの式 (18) と異なり、 n 番目のサブチャネル成分だけとなっており、ICI は生じない。

この様子を図 13 に示す。

3.3 伝搬路推定

式 (21) で示したように、マルチパス伝搬路を通じて受信された OFDM 信号を復調すると復調シンボルは送信シンボル $a_{k,n}$ に伝搬路の周波数応答 H_n が乗算された形となっている。この復調シンボルからデータを判定するためには、周波数応答 H_n を推定する必要

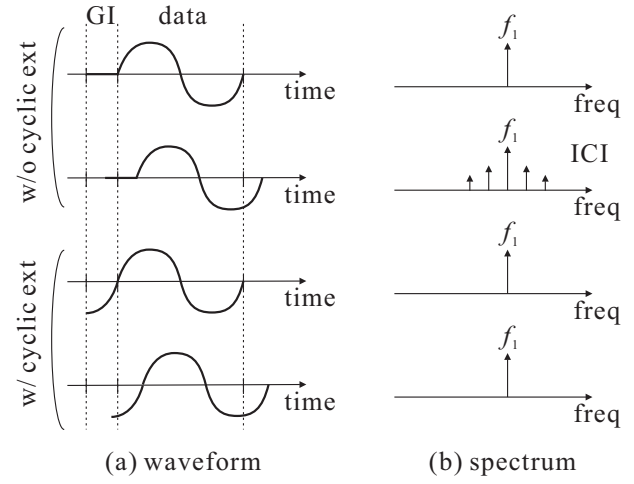


図 13: Cyclic Extension によるチャネル間干渉の除去

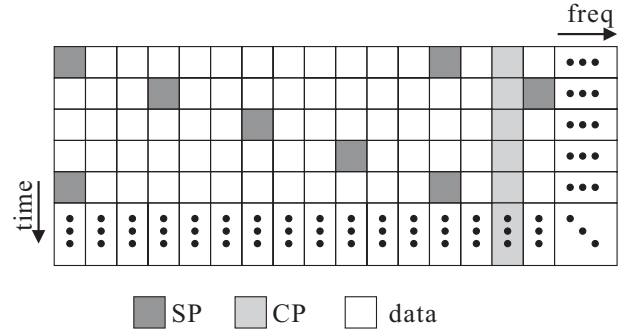


図 14: パイロットシンボル配置

がある。地上波デジタル放送で用いられる OFDM 信号では、図 14 に示すように、送信シンボルの一部にあらかじめ値が決められたパイロットシンボルが配置されている。パイロットシンボルは、飛び飛びに配置されている SP (Scattered Pilot) と同一の周波数に連続して配置される CP(Continual Pilot) から構成される。

パイロットシンボルを用いた周波数応答の推定および等化の様子を図 15 に示す。図において QAM シンボル $a_{0,n}$ がマルチパス伝搬路を伝搬すると受信シンボルは $r_n = H_n a_{0,n}$ となり、振幅変動および位相回転が生じる。パイロットシンボル部では、 $a_{0,n}$ は既知であるので、復調シンボルから H_n を推定することができる。この推定値を補間することでデータ部分の伝搬路周波数応答 $\tilde{H}_n$ を推定する。次に、 $\tilde{a}_{0,n} = r_n / \tilde{H}_{0,n}$ でデータ部の受信シンボルを等化する。得られた等化後受信シンボル $\tilde{a}_{0,n}$ により QAM の復調を行うことができる。

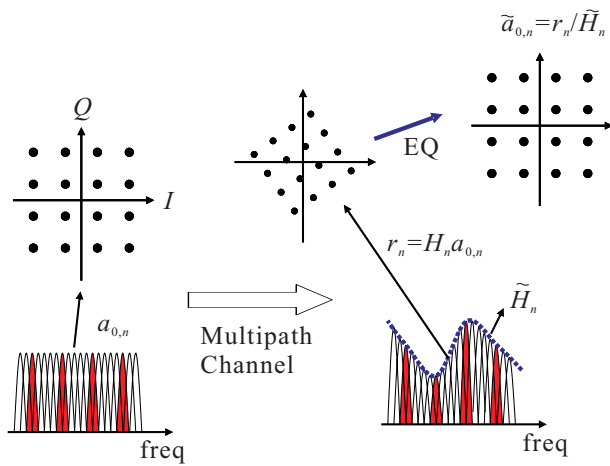


図 15: パイロットシンボルによる伝搬路推定

表 1: 地上波デジタルテレビ放送の諸元

	mode 1	mode 2	mode 3
キャリア数	1405	2809	5617
キャリア間隔 (kHz)	3.968	1.984	9.992
観測窓期間 (μs)	252	504	1008
GI	1/4, 1/8, 1/16, 1/32		
変調方式	QPSK, 16QAM, 64QAM		

4 地上波デジタルテレビ放送

日本の地上波デジタルテレビ放送方式である ISDB-T (Integrated Standard Digital Broadcasting for Terrestrial) の伝送方式として OFDM が採用されている。地上波デジタルテレビ放送において用いられる OFDM のパラメータを表 1 に示す。キャリア数に応じて mode 1, 2, 3 の 3 つのモードがある。mode 1 は、キャリア数が 1405 と最も少なく、マルチパス遅延広がりに対する耐性は小さいが、キャリア間隔が約 4kHz と比較的大きいため、送受信機の周波数オフセット、ジッタや受信機の高速移動に伴うドップラーシフトには比較的強い。一方、キャリア数 5617 の mode 3 では、シンボル長が長く遅延広がりに対する耐性は大きくなるが、逆に、キャリア間隔が約 1kHz と狭くなっているため、周波数オフセットやドップラーシフトの影響を受けやすくなる。どの mode を用いて放送を行うかは、サービスエリア内のマルチパス遅延広がりや状況や移動体向け放送の有無などに応じて各放送事業者が選択できる。

ISDB-T の特徴として、携帯端末による部分受信が可能であることが挙げられる。図 16 に ISDB-T のセグメント構成を示す。全体で 6MHz の帯域を有する

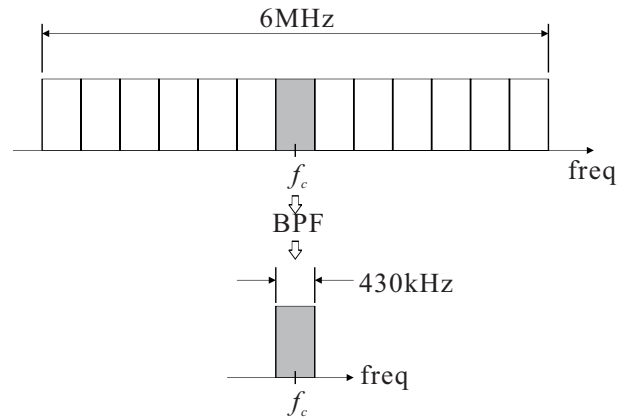


図 16: ISDB-T の部分受信

ISDB-T 信号は各 430kHz の帯域を有する 13 個のセグメントに分割されている。13 セグメント全てを用いて HDTV (High Definition Television) 伝送を行うことが可能である。また、4 セグメントずつ 3 つの組に分割して SDTV (Standard Definition Television) を 3 プログラム同時に伝送することも可能である。さらに、中央の 1 セグメントは、携帯端末向けの簡易画像伝送を行うことができる。携帯端末では、狭帯域 BPF(Band Pass Filter) を用いて 6MHz の ISDB-T 信号の中央のセグメントを取り出し、1 セグメントだけを部分的にフーリエ変換処理する。この部分受信により、OFDM 復調時の DFT 点数を削減することが可能となり、携帯端末への実装が容易となる。

5 OFDM の特性改善技術

これまで説明してきたとおり、OFDM はマルチパス伝搬路の遅延広がりに対して耐性を有しており、マルチパス伝搬路において高速デジタル伝送を実現する効果的な方式である。しかし、OFDM によるデジタル伝送では、解決しなければならない多くの問題がある。代表的な OFDM の欠点を以下に挙げる。

1. フェージングによるレベル変動の影響を受ける。
2. 周波数オフセット、ドップラーシフトに弱い。
3. OFDM 信号のダイナミックレンジが大きい。

OFDM は、マルチパス伝搬路の遅延広がりによる波形ひずみの影響は受けないが、マルチパス波の各波が逆相に足しあわさることにより受信電界強度レベルが雑音レベル以下に低下するマルチパスフェージングの影響まで軽減することはできない。この問題を解決す

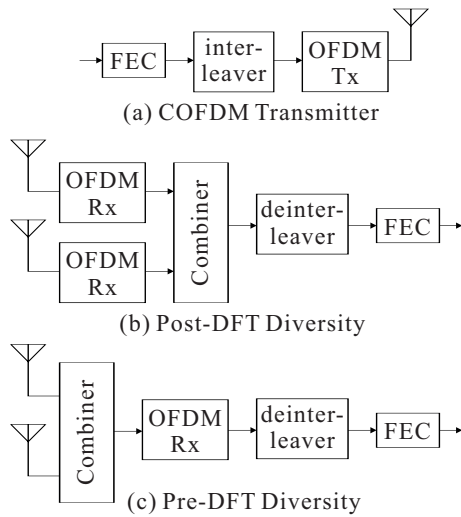


図 17: COFDM ダイバーシチ受信機構成

るために、誤り訂正やダイバーシチなどの耐フェージング対策を適用することがある。

次に、OFDM では、キャリア間隔が狭くなっているため、送受信機間の周波数オフセットやジッタがあると隣接キャリア間干渉 (ICI) が生じるため、高精度の AFC (Automatic Frequency Control) が必要となる。さらに、高速移動体での移動受信では、ドップラースhift が問題となる。ここで、マルチパス伝搬路の各波の到来方向が異なっているために、各波の受けるドップラースhift 周波数が異なる。受信信号は異なるドップラースhift 周波数を受けた信号が合成されている多重ドップラースhift 環境となっているので、AFC ではその影響を取り除くことができない。

一方、OFDM 信号波形は、複数の変調信号の和であることから、その振幅は非常に大きく変動する。大きく変動する信号をひずみ無く増幅する必要があることから、OFDM 送信機は、線形性の高い電力増幅器を用いる必要がある。線形性の高い電力増幅器は一般に電力効率が低くなることから、消費電力が厳しく制限されている携帯端末へ適用することが難しくなる。

以下では、OFDM のダイバーシチ受信方式と多重ドップラースhift 補償方式について簡単に紹介する。

5.1 OFDM の空間ダイバーシチ

図 17 に OFDM の空間ダイバーシチの構成を示す [6]。ここでは、図 17(a) に示すようには誤り訂正符号化を適応した OFDM (COFDM: Coded OFDM) を仮定する。空間ダイバーシチ受信機の構成としては、図 (b) に示す DFT 後のサブチャネル毎に合成を行う Post-

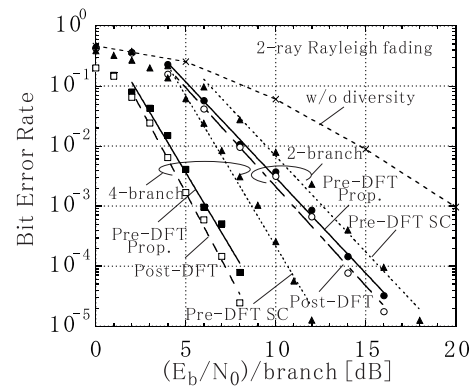


図 18: ダイバーシチ受信特性. 高速長 7, 符号化率 1/2 の畳み込み符号. 48carrier DQPSK.2 波等電力レイリーフェージング.

DFT Diversity と図 (c) の複数のアンテナからの受信信号を合成した後に OFDM 受信機で復調を行う Pre-DFT Diversity の二つの構成がある。マルチパス伝搬路において空間ダイバーシチを行うと、アンテナ毎に伝搬路の周波数応答特性が異なっている。図 (b) のようにサブチャネル毎に合成することで効果的に合成を行うことが可能となる。図 (c) の構成では、サブチャネル毎に受信電力を大きくすることはできないので、合成後の OFDM 受信信号の平均 SNR (Signal-to-Noise power Ratio) を最大にするように合成を行う必要がある。

図 18 に Pre-DFT および Post-DFT 空間ダイバーシチのビット誤り率特性を示す。サブチャネル毎に合成を行う Post-DFT 空間ダイバーシチの誤り率特性が最も良い。一方、Pre-DFT ダイバーシチでは、合成後の OFDM 信号の平均 SNR が最大となるように合成を行った。Pre-DFT ダイバーシチは Post-DFT ダイバーシチに比べて誤り率特性が劣化しているが、その差は 1dB 程度であり、それほど大きくない。

5.2 アレーアンテナによるドップラースhift 補償

アレーアンテナを用いた多重ドップラースhift 補償方式 [7] の構成を図 19 に示す。移動体に直線アレーアンテナを配置する。直線アレーアンテナにより受信された信号を Interpolator に入力し、空間領域で内挿を行う。移動体速度が v のとき、Interpolator により先頭のアンテナから vt の位置にある点 P の受信信号を内挿処理により推定する。点 P は大地に対して静止しているので、移動体の移動にかかわらずドップラースhift は生じない。点 P が $K - 1$ 番目のアンテナに到達すると先頭のアンテナに推定受信点を戻すため、受信信号に不連続点が生じるが図 20 に示すように、推定

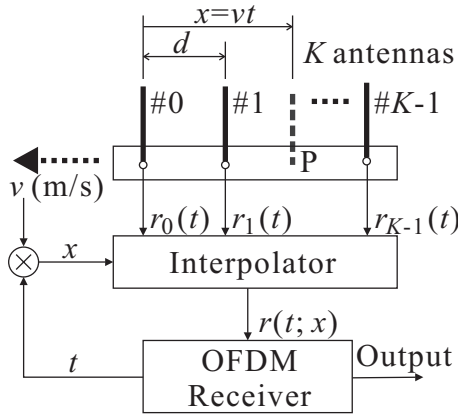


図 19: アレーアンテナによる多重ドップラーシフト補償方式

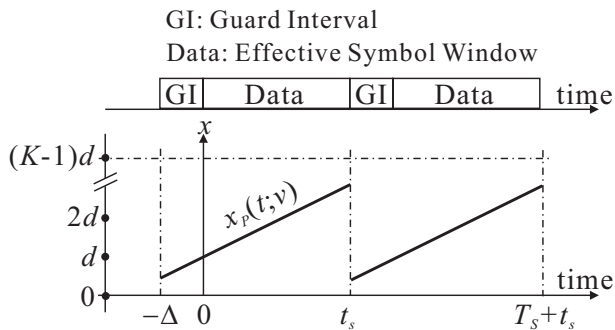


図 20: アレーアンテナによる多重ドップラーシフト補償方式

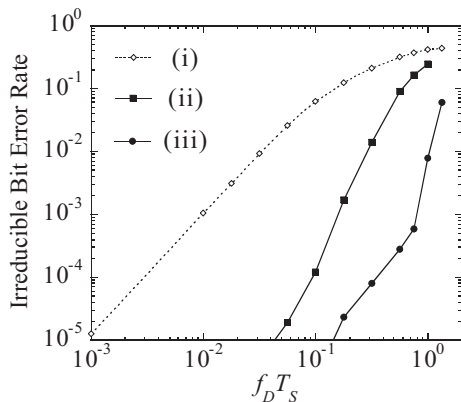


図 21: アレーアンテナによる多重ドップラーシフト補償方式. 5617-carrier 64QAM. 2 波等電力レイリーフェージング. $\text{CNR}=\infty$. (i) 補償無し. (ii) 2 素子アレー. 素子間隔 0.1λ . (iii) 4 素子アレー. 素子間隔 0.2λ

受信点を先頭のアンテナ位置に戻すタイミングを GI 部分で行うことで不連続点によって復調信号がひずむ影響を避けることができる。

図 21 にアレーアンテナを用いた多重ドップラーシフト補償方式の正規化最大ドップラー周波数に対する残留ビット誤り率特性を示す。図より、補償を行わないと、ドップラー周波数の増大と共に残留ビット誤り率が急激に増加している。一方、補償を行うことで、2 素子、4 素子の場合とも最大ドップラー周波数 0.1 付近まで誤り率 10^{-4} 程度に抑えることができ、補償効果が大きいことがわかる。

6 むすび

本稿では、OFDM の原理について解説し、マルチパス伝搬路における伝搬遅延広がりに対して耐性を有する方式であることを明らかにした。次に、OFDM の欠点を示し、その欠点を克服するための関連技術として OFDM のダイバーシチ受信方式および多重ドップラーシフト補償方式について簡単に解説を行った。

OFDM 送受信機を実現するためには、これ以外にも、高効率かつ線形性の高い電力増幅器の開発や、受信機局部発振器の位相ジッタを補償する技術、さらに、シンボルタイミング同期や周波数同期のための技術といった様々な技術を検討する必要がある。このことについては、ページ数の都合で述べるができなかった。他の機会にこれらの点について紹介したい。

参考文献

- [1] <http://grouper.ieee.org/groups/802/11/>.
- [2] Digital video broadcasting (dvb); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. ETSI EN 300 744 V. 1.4.1, 2001.
- [3] 地上波デジタルテレビジョン放送の伝送方式. 標準規格 ARIB STD-B31 1.0 版, 電波産業会, 2001.
- [4] Jr. L. J. Cimini. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-33, No. 7, pp. 529–540, July 1985.
- [5] W.C.Y. Lee. *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill, 1982.
- [6] Minoru Okada and Shozo Komaki. Pre-dft combining space diversity assisted cofdm. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 50, No. 2, pp. 487–496, mar 2001.
- [7] 岡田実, 高柳英晃, 山本平一. アレーアンテナを用いた伝搬路地変動補償による地上波デジタル放送の高速移動受信特性改善効果. 映情学誌, Vol. 56, No. 2, pp. 237–244, feb 2002.