OFDMの基礎と応用技術

Fundamentals of OFDM and Its Application

伊丹 誠 Makoto ITAMI

アブストラクト OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) は高速な伝送を実現する変調方式として広く注目されており、OFDMを用いた種々のシステムの実用化および開発が広く行われている。OFDMが用いられる大きな理由の一つは周波数利用効率が非常に優れているということであり、高速・広帯域伝送の実現が可能になる。しかし、システムを実現するためには、解決すべき種々の問題も存在しており、高速移動通信への要求が高まるにつれてその対策が更に重要になってくると考えられる。本稿ではOFDMの原理、システム実現のための問題点、応用分野について解説する。

キーワード OFDM, DFT, ガードインターバル, 地上デジタルテレビジョン放送, 無線LAN, 移動通信

1. はじめに

近年無線および有線通信における高速伝送への要求は高まる一方であり、限られた帯域を効率よく使用するための変調方式が必須であり、そのための変調技術の研究が広く行われている。その中で現在最も注目され広く用いられている技術の一つがOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) である。

OFDMの概念が初めて示されたのは比較的早く1960年代にさかのぼり⁽¹⁾、基本特性の解析によって有効性は予測されていた⁽²⁾。しかし、当時のハードウェア技術レベルでは非常に複雑なものであり、その実現は現実的なものではなかった。その後、1970年代に離散フーリエ変換を用いた変復調方法が提案され⁽³⁾、更にLSIやDSP等の技術の進歩に伴い実現可能なものとなってきた。OFDMが採用された最初の大きなシステムは欧州のデジタル音声放送 (DAB: Digital Audio Broadcasting) であり、その流れを引き継いでOFDMは欧州や日本のデジタル地上テレビジョン放送の標準方式として採用され、広く注目を集めるようになった。近年ではデジタルテレビジョン放送以外にも、無線LAN・PAN, ADSL, 電力線通信システム等への応用もなされ、更に次世代の移動通信システムへの適用が検討されている。本稿ではOFDMの原理、特性向上のための技術、応用例について解説を行う。

2. OFDMの原理

2.1 基底帯域OFDM信号とその生成

OFDMは多数の搬送波を使用し、それぞれを異なるデータでデジタル変調することによって並列伝送を行う変調方式である。最初に基底帯域におけるOFDM信号の表現とその生成方式について述べる。1シンボル当りの基底帯域OFDM信号は式(1)によって表される。

$$S_B(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad (1)$$

式(1)において、 N は搬送数、 f_0 は隣接する搬送波間隔、 D_n は n 番目の搬送波 (周波数 $n f_0$) で伝送される複素データシンボルでありQPSKやQAMなどのデジタル変調方式によって生成されるデータシンボルである。(1)で表される基底帯域OFDM信号がシンボル長 $T_s = 1/f_0$ の間隔で伝送され、シンボル長 $T_s = 1/f_0$ は搬送波間隔によって決定される値になる。このような値を用いることによって個々の搬送波が直交して密に配置され効率の良い伝送が可能になる。実現されるスペクトルについては後述する。

図1に $N=16$ とした場合の、 $S_B(t)$ の波形例を示す。図において上から並んだ16個の正弦波はそれぞれ n 番目の搬送波に対するデジタル変調信号である。 $n=0$ の場合を除き、各正弦波は周波数 f_0 を基準として、その整数倍の搬送波周波数を持つような連続した正弦波である。図の場合、各正弦波は異なるデータによるQPSK変調信号であり、個々の位相は搬送波によって異なる値となっている。これらすべての正弦波は周期 $T_s = 1/f_0$ の正弦波の整数倍の周期であり、周波数 $n f_0$

伊丹 誠 正員 東京理科大学基礎工学部
E-mail itami@ie.noda.tus.ac.jp
Makoto ITAMI, Member (Department of Applied Electronics, Tokyo University of Science, Noda-shi, 278-8510, Japan).
Fundamentals Review Vol.1 No.2 pp.35-43 2007年10月

図1 基底帯域OFDM信号の生成の例 シンボル長は各搬送波のちょうど整数倍になっている。この場合各搬送波はQPSKで変調されている。図では基底帯域信号の実部のみを示している。

の正弦波はシンボル長 T_c の区間にちょうど n 周期含まれることになる。このような関係が成立しているときこれらの正弦波は直交しているという。これらすべてのデジタル変調信号を加算した信号が基底帯域OFDM信号である。基底帯域OFDM信号の波形は図1の一番下に示しているような波形になり、不規則な変化をする信号になる。図の場合は搬送波数が少ないので比較的正弦波の形が残っているが、搬送波数を増やすと白色雑音に近い変化をする信号になる。

次に基底帯域OFDM信号 $S_B(t)$ の生成方法について説明する。 $S_B(t)$ は N 個のデジタル変調信号の和であるので原理的には N 個のデジタル変調器を個別に用意しそれらの和を求めれば生成が可能であるが、ハードウェア規模の制限や、個々の変調器の正確な周波数関係の設定の問題等により、実際に N 個の個別の変調器を用いることは現実的ではない。これを解決するための方法としてDFT (Discrete Fourier Transform: 離散フーリエ変換) を用いる変調方式が提案されている。

基底帯域OFDM信号を標本化周期 $1/(Nf_0)$ で標本化したときのサンプル $S_{B,k} = (k/(Nf_0))$ は以下のように表される。ただし、標本化を行う区間は1シンボル区間 $T_c = 1/f_0$ であり、全体で N 個の標本が得られる。

$$S_{B,k} = S_B\left(\frac{k}{Nf_0}\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j \frac{2\pi n f_0 k}{Nf_0}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} D_n \left(e^{j \frac{2\pi}{N}} \right)^{nk} \quad (2)$$

$(k = 0, 1, \dots, N-1)$

式(2)の右辺は明らかに $D_n (n = 0, 1, \dots, N-1)$ のIDFT (Inverse Fourier Transform: 逆離散フーリエ変換) であり、標本値列 $S_{B,k} (k = 0, 1, \dots, N-1)$ はシンボル列 $D_n (n = 0, 1, \dots, N-1)$ に対してIDFTを適用することによって生成することができる。生成された標本値を標本化間隔 $1/(Nf_0)$ によって連続化すれば基底帯域OFDM信号 $S_B(t)$ を得ることができる。逆に

この結果から明らかなように、基底帯域OFDM信号よりシンボルを抽出するためには1シンボル分の基底帯域OFDM信号を標本化周期 $1/f_0$ で標本化し、得られた N 個の標本値列に対してDFTを適用すればよいことがわかる⁽³⁾。以上のことより基底帯域OFDM信号の生成および復調はそれぞれIDFTおよびDFTによって行うことができ、個別の N 個の変調器を生成する場合に比べてハードウェアの簡略化、周波数安定性の確保が容易になる。この方法では基準となる周波数は f_0 のみであり、設定は容易である。また、DFTおよびIDFTはFFT (Fast Fourier Transform: 高速フーリエ変換) を用いることによって高速計算を行うことができ、LSIへの実現も容易である。この方法を用いることによって、 N が非常に大きな場合であっても現実的な規模でハードウェアを実現でき、したがって、現在ではDFTを用いた変復調が広く行われている。

2.2 搬送帯域OFDM信号とスペクトル

前節では基底帯域のOFDM信号を示したが、実際にはこれを必要な伝送帯域に変換した搬送帯域OFDM信号を伝送する必要がある。ここでは、搬送帯域OFDM信号とそのスペクトルについて説明する。搬送帯域OFDM信号 $s(t)$ は基底帯域OFDM信号に対して周波数変換を行うことによって生成され、以下のように表すことができる。

$$s(t) = \text{Re}[S_B(t) e^{j2\pi f_c t}]$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos\{2\pi(f_c + nf_0)t\} - b_n \sin\{2\pi(f_c + nf_0)t\}] \quad (3)$$

図2 OFDM信号のスペクトル

シンボル変調方式・伝送速度を同じにした場合のOFDMと単一搬送波変調のスペクトルの比較。OFDMは個々の搬送波のスペクトルが重なり合うことにより方形に近いスペクトルになる。

図3 OFDM信号の実際のスペクトル

基底帯域OFDM信号は複素信号であるが、実際に伝送される信号は実信号であるので、周波数変換後の実信号の部分のみが伝送される。Re[Z] 複素数 Z の実部を現す。 f_c は搬送帯域での基準となる搬送波周波数であり、ここでは搬送帯域における最小の搬送波周波数に対応する。最大の搬送波周波数は $f_c + (N-1)f_0$ となる。また、複素シンボル D_n は $D_n = a_n + j b_n$ (a_n, b_n は実数) と表されるものとする。

図2に式(3)のOFDM信号の電力スペクトルを示す。個々の搬送波に対応するスペクトルが重なることによってOFDM信号全体のスペクトルは方形に近い形になる。図よりわかるように各搬送波に対応する変調信号のスペクトルは隣接する搬送波に対応する信号のスペクトルと互いに重なっているため、帯域フィルタ等で特定の搬送波の信号を取り出すことはできない。しかしながら、前節に示した通りDFTを用いればシンボルを正しく抽出することができることは明らかである。

OFDM信号のスペクトルに対して同一の伝送速度を持つ単一搬送波の変調信号のスペクトルは図2のようになり非常に広がっていることがわかる。これから明らかにようにOFDM信号はそのスペクトルの形が理想的であり与えられた周波数帯域を有効利用することが可能である。単一搬送波変調の場合も送受信フィルタを最適化することによってスペクトルを集中させることはできるが、OFDMほどの効率を実現するのは難しい。実際のOFDMのスペクトルを図3に示す。スペクトルが帯域幅 Nf_0 に集中していることがわかる。

2.3 ガードインターバル

デジタル伝送を行う際に特性劣化の要因となるものの一つに、伝送路の遅延広がりの影響によって生じるシンボル間干渉が挙げられる。OFDMの場合は同一データ伝送速度の単一搬送波伝送に比べてシンボル長が搬送波数倍だけ長くなるため、遅延広がりがあるならばシンボル間干渉の影響がシンボル全体に占める割合は小さくなる。したがってOFDMはマルチパスなどによって生じるシンボル間干渉に強いといえる。更に、ガードインターバル(サイクリックプレフィックス)

図4 ガードインターバル ガードインターバルと元のシンボルは連続的につながり、個々の搬送波で見るとすべて連続する正弦波となる。

図5 ガードインターバルの効果

を付加することによって特定の条件下でのシンボル間干渉の影響を効率良くなくすることが可能になる。ガードインターバルとは図4に示すように基底帯域OFDMシンボルの後半部分のコピーを先頭に接続したものである。基底帯域OFDM信号の定義から明らかにすべての搬送波の信号はガードインターバルを含め連続的な正弦波になる。したがって、復調時のDFTウインドウの設定位置の自由度が大きくなる。ガードインターバルを設けることによって、マルチパスの遅延広がりがあるガードインターバル長未満であればシンボル間干渉のない信号を切り出すことが可能になる。この様子を図5に示す。ガードインターバルのない場合にはDFTのためのサンプルを取り出す際に隣り合ったシンボルの部分も取り出してしまふことになるが、ガードインターバルを設けることによって、伝送路の遅延広がりがあるガードインターバル長以下であれば常にすべての搬送波を連続的な正弦波として標本化することが可能であり、搬送波間の直交条件が満たされる。ただし、標本化された正弦波の振幅や位相は伝送路特性によってひずみを受けているので、シンボルを抽出するにはその補正は必要となる。ガードインターバルを付加することによって伝送レートが低下するが、OFDMではキャリア数を増やすことによってシンボル長を長くできるので、単一搬送波伝送と比べて伝送効率の低下の影響を小さく抑えることが可能である。

ガードインターバルの付加によってOFDM信号のマルチパスに対する耐性が非常に向上し、これを積極的に利用すると複数の局から同一の周波数で同じ信号を伝送し受信機側での特性を向上することが可能になる。これは、送信ダイバーシチと呼ばれる技術であり受信機側で特別な処理を行うことなく特性の向上が可能になる。この技術はデジタルテレビジョン放送においても採用されており、SFN (Single Frequency Network: 単一周波数ネットワーク) と呼ばれる。また、無線LAN等でも複数の送信アンテナを設けることによって受信特性の向上を図っている。

2.4 OFDM信号の受信

本節では伝送路を経由して受信された搬送帯域OFDM信号の復調の受信について説明する。式(2)の搬送帯域を伝達関数 $H(f)$ の伝送路を経由して受信した信号を $r(t)$ とするとき、

$r(t)$ は以下のように表すことができる。ただし、伝送路の遅延広がり τ はガードインターバル長以内であり、干渉の無い信号部分が切り出されているものとする。

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} [H(f_n) \{a_n \cos[2\pi f_n t + \phi(f_n)] - b_n \sin[2\pi f_n t + \phi(f_n)]\} + w(t)] \quad (4)$$

ただし、 $f_n = f_c + n f_0$ 、 $\phi(f_n) = \arg H(f_n)$ であり $w(t)$ は付加雑音である。前述の仮定により、式(4)においてOFDM信号を構成する個々の搬送波の信号は連続した正弦波であるので、それらは自身の周波数で決まる伝送路ひずみおよび移送回転を伝送路によって受けている。

受信機では第一に搬送帯域信号から基底帯域信号への変換が行われる。具体的な処理としては $r(t)$ に $\cos(2\pi f_c t)$ を掛け合わせて低域フィルタを通すことによって以下の信号 $r_1(t)$ を生成する。

$$r_1(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} [H(f_n) \{a_n \cos[2\pi f_n t + \phi(f_n)] - b_n \sin[2\pi f_n t + \phi(f_n)]\} + w_1(t)] \quad (5)$$

同様に、 $r(t)$ に $-\sin(2\pi f_c t)$ を掛け合わせて低域フィルタを通すことによって信号 $r_Q(t)$ を生成する。

$$r_Q(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} [H(f_n) \{-a_n \sin[2\pi f_n t + \phi(f_n)] + b_n \cos[2\pi f_n t + \phi(f_n)]\} + w_Q(t)] \quad (6)$$

$r_1(t)$ 及び $r_Q(t)$ を組み合わせることによって以下の基底帯域信号 $R(t)$ が生成される。

$$\begin{aligned} R(t) &= r_1(t) + jr_Q(t) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} [H(f_n) \{a_n + jb_n\} e^{j[2\pi f_n t + \phi(f_n)]} + W(t)] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} H(f_n) D_n e^{j2\pi f_n t} + W(t) \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)の第1項は基底帯域OFDM信号成分であり、伝送路特性の影響によって送信シンボル D_n が $H(f_n)D_n$ に置き換わっている。したがって受信機において $R(t)$ を標準化しDFT処理を行うと n 番目の搬送波に対応するDFT出力として以下の式に示す X_n が得られる。

$$X_n = H(f_n)D_n + Z_n \quad (n=0, \dots, N-1) \quad (8)$$

式(8)において第1項は希望シンボル成分、 Z_n はDFT処理後の雑音成分である。式(8)よりわかるように送信シンボルはそのシンボルを伝送した搬送波周波数に対応する伝送路特性と付加雑音によってのみ影響され、そのほかのシンボルからの影響は一切含まれない。したがって引き続き復調処理を簡単に行うことができる。ここでは伝送路の遅延広がり τ はガードインターバル長以下であると仮定して導出を行ったが、この条件が満たされない場合には希望シンボル成分および雑音成分以外にほかのシンボルの干渉成分が加わってくる。その場合のDFT出力は単純には表現できなくなる。本稿ではその

詳細は省略し、以下は式(8)の場合のみを考える。

式(8)希望信号成分を含むが正しくシンボルを判定するためには伝送路特性の影響の補正するための等化処理が必要である。具体的には対応する搬送波における伝送路特性を推定し等化を行う。最も簡単な方法としては以下に示すZF (Zero Forcing) 等化があげられる。 $H(f_n)$ が推定され既知であるとするれば送信シンボルの推定値 $\hat{D}_n$ は以下の式で得られる。

$$\hat{D}_n = \frac{X_n}{H(f_n)} = D_n + \frac{Z_n}{H(f_n)} \quad (9)$$

式(9)よりわかるように推定結果には第2項の雑音の影響が含まれ、最終的な誤りはそれによって決定される。ZF等化では第2項の分母に伝送路特性が含まれ、伝送路特性の絶対値が極めて小さい場合は雑音を強調してしまうという問題がある。より特性の優れた等化方式としてMMSE (Minimum Mean Square Error) 等化が挙げられる。MMSE等化では $\hat{D}_n$ を以下のように求める。ただし $E[Z_n^2]$ は付加雑音 Z_n の平均電力である。

$$\hat{D}_n = \frac{H^*(f_n)X_n}{|H(f_n)|^2 + E[Z_n^2]} \quad (10)$$

MMSE等化はZF等化よりも良好な特性を得ることができるが、伝送路特性以外に付加雑音の平均電力を知る必要がある。

以上の等化処理は伝送路特性を得た後に行われる処理であり、これに先立ち伝送路特性の推定を行うことが必要である。具体的な推定の方法については後述する。

2.5 OFDM送信機・受信機の構成

前節まで説明した処理を実現するためのOFDM送信機および受信機の構成をそれぞれ図6および図7に示す。図よりわかるように受信機は送信機とほぼ逆の順序で処理を行うことによってデータが復調される。ただし、受信信号は伝送路

図6 OFDM送信機の構成

図7 OFDM受信機の構成

特性の影響を受けているためにそれを補正するための等化処理が必要である。また、今までの議論は受信機側ではすべてのブロックが必要なタイミングで動作していることを前提として進めてきたが、実際の受信機では、そのためのタイミングを生成するための同期回路が受信処理のために必要となる。以降の節で同期および伝送路特性の推定については別途解説を行う。

2.6 OFDM受信機における同期

前節までに説明したOFDMの受信処理を正しく行うためにはそのタイミングを受信信号から正確に抽出するための同期処理が必須である。OFDM信号の復調を行うためには受信機側で以下にあげる同期を行う必要がある^{(4), (5)}

(1) シンボルタイミング同期

OFDMシンボルの始まりを検出するための処理でありFFTのウィンドウを決定するために必須である。 $T_G + 1/f_0$ を検出する。 T_G はガードインターバル長である。

(2) 搬送波周波数同期

搬送帯域OFDM信号を基底帯域OFDM信号へ変換する際に必要な周波数 f_c を正確に決定するための同期処理。

(3) 標準化周波数同期

標準化の周期を決定する際に必要な周波数 f_0 を決定するための同期処理。

これらの同期はOFDM受信のために非常に重要であり、同期が不十分な場合、OFDM信号の受信特性が大きく劣化してしまうため、受信機側で正確な同期を行う必要がある。OFDM受信における同期ではOFDM信号の性質を利用した方法が用いられている。その代表的な方法がガードインターバルの相関を利用する方式である。OFDMシンボルは通常ガードイ

図8 シンボルタイミング同期回路 出力信号の大きさが最大となるところがシンボルの先頭である。ピーク値が見つければその値より、搬送波周波数及び標準化周波数オフセットが抽出できる。

図9 相関ピーク抽出の例 受信信号には雑音及びマルチパスの影響が含まれるためピーク値はばらつきが生じる。信頼性を上げるためには複数のピークを平均化化する必要がある。

ンターバルの付加が行われているため、シンボルの先頭と後ろに $1/f_0$ だけ離れて同じ部分が存在する。したがって、例えば図8に示す回路で受信信号 $R(t)$ とそれを $1/f_0$ だけ遅延させた信号の相関を取ることによってシンボルの区切りを検出することができる。具体的な相関値としては図9のようなものが得られ、その値がピークをとる時刻がシンボルの開始時刻である。更にピーク値が検出されればその値を用いて搬送波周波数及び標準化周波数のずれを検出することができる。これらの検出された値を用いて各部の周波数を制御することによって同期を確立することができる。

同期の性能を更に向上するために、同期のために用いることのできる専用のシンボル(パイロットシンボル)を送信信号中に埋め込む方法がある。例えば日本の地上デジタル放送のコンティニュアスパイロットシンボル、IEEE802.11aなどのパイロットキャリアなどがその代表である。これらの時間変化を観測することによって同期のトラッキングが可能である。また、IEEE802.11aなどのパケット通信においては、パケット検出・初期同期を容易に行えるように工夫された専用のOFDMシンボルをヘッダに用いている。

2.7 伝送路特性の補正

伝送路推定の方法としては基準となるパイロットシンボルを用いる方法と、ブラインド推定による方法が挙げられるが、実際のシステムでは信頼性の向上のためにパイロットシンボルを用いる方法が広く採用されている^{(5)~(8)}。OFDMの場合はパイロットシンボルの挿入方法として、データシンボルと混在させて分散配置する方法と、フレームの先頭等に集中させて配置する方法がある。前者は地上デジタルテレビジョン放送などで用いられている方法であり、日本や欧州の方式では図10のようなスカッタードパイロットシンボルと呼ばれる配置が採用されている^{(9), (10)}。時間・周波数方向に分散して配置されたパイロットシンボルを用いてデータシンボルに対する伝送路特性が補間によって推定される。後者の方式は無線LAN等で用いられている方式である。無線LANはデジタルテレビジョン放送と異なりパケット単位の処理となるので、パケットの先頭に等化や同期や伝送路推定を行うためのヘッダが付加されている。受信機ではヘッダのパイロット

図10 スカッタードパイロットシンボル

パイロットシンボルで推定された伝送路特性を用いて搬送波方向、シンボル(時間)方向に二次元の補間を行い、データシンボルに対する伝送路特性を推定する。

シンボルを用いて伝送路を推定し、その推定値によって以降のデータを復調する。

上記の方式以外に、シンボルの変調方式としてDPSKなどのような差動変調を用いることによって、伝送路推定を行わないでデータを復調する方法もある。DPSKの場合は遅延検波を行うことによって容易にデータを復調することができる。差動変調は簡易に受信機が構成でき、移動受信等にも有効であるので広く用いられており、OFDMへの適用も有効である。実際、日本の地上デジタルテレビジョン標準方式では、移動受信向けの放送形態としてDQPSKを用いた変調も行うことが可能である。

3. OFDMシステムの 特性向上のための技術

OFDM伝送の特性を向上させるためには種々の特性劣化要因に対する対策が必要となる。主要な要因としては以下のようものが挙げられ、種々の対策が採られている。

3.1 フェーディングによる影響

式(8)に示したように、伝送路の周波数変動及び時間変動によって特定の搬送波において受信電力が極めて落ち込んだ場合、その搬送波の信号対雑音比が極めて低下し、誤り率特性が劣化してしまうことが起こる。このような誤りは受信電力の低下した特定の搬送波を中心としてバースト的に生じ、システム全体の性能に大きく影響を与えるため、OFDMの性能を十分に生かすためには以下に示すような対策が必要である。

3.1.1 誤り訂正符号とインタリーブ

誤り訂正符号の適用はシステムの特性の向上に有効である。OFDMではフェーディングの影響がバースト的に生じるため搬送波および時間方向に連続して符号化を行うと、その影響を受けてしまうためそのままではバースト誤り用の強力な符号が必要となる。そのため、多くのOFDMシステムは送信側で符号化後のデータをインタリーブによって順序を擬似ランダム化しその後各搬送波に割り当てている。受信機では各搬送波のデータを最初にデインタリーブし、もとの順序に戻した後に復号を行う。これによって搬送波上ではバースト的に生じている誤りも復号の際にはランダム化されるので効率良く誤り訂正が行われる。インタリーブの方法としては周波数方向、時間方向、ビット単位、搬送波単位など目的に応じて種々の手法あるいはその組合せが用いられる。誤り訂正符号としては畳み込み符号が広く用いられている(地上デジタル放送、無線LANなど)。また、最近のシステムではターボ符号やLDPC符号などのより強力な符号も用いられるようになってきている。

3.1.2 空間ダイバーシチ

ダイバーシチ受信は複数のアンテナを用いて受信した信

号を選択・合成することによって特性の向上を図る方式であり、無線通信において広く用いられている。OFDMにおいてもダイバーシチ受信は特性向上のために有効な手法であるが、更にOFDMの特徴を生かして優れた特性の構成が可能になる。OFDMの場合アンテナごとに各搬送波の受信特性が異なる可能性が大きいので、特定のアンテナである搬送波での受信電力が落ち込んでいても、別のアンテナでは対応する搬送波に対して十分な受信電力が得られている可能性がある。この特徴を利用して搬送波ごとに適切なダイバーシチ受信処理を行えば、信号全体でダイバーシチを行う場合よりきめ細かくダイバーシチを行うことができ大きく特性を向上できる。OFDMでは受信機でのDFT出力を用いて搬送波ごとに、選択または合成を行うことができる。選択ダイバーシチによっても特性の向上は期待できるが、各アンテナからの信号を最適に合成する最大比合成ダイバーシチが最も特性的に優れている。

OFDMの場合ダイバーシチは送信側でも有効である。前述のとおり、ガードインタバル長を超える遅延分散が生じない範囲で複数の送信アンテナを用いて同一信号を送信することによって受信可能なエリアを効率良く拡大することができる。送信・受信ダイバーシチを組み合わせることによって広い範囲で良好な受信特性を確保することが可能である。

更に近年では複数のアンテナから異なるデータを送信し、複数のアンテナで受信するMIMO (Multiple Input Multiple Output) 伝送も空間を有効に利用する伝送方式として広く注目されておりOFDMとも非常に相性が良い。そのためMIMO-OFDMを用いたシステムが広く検討されており、既にIEEE802.11nなどのように標準化が行われているものもある。

3.1.3 周波数・時間ダイバーシチ

OFDMでは複数の搬送波を用いて並列伝送を行っていることを利用した、周波数・時間ダイバーシチを行うことが可能である。周波数・時間ダイバーシチは同一データシンボルを周波数方向または時間方向あるいはその両方で複数の搬送波に分散させて送信する方式である。データシンボルを複数の搬送波で伝送するため、特定の搬送波がフェーディングによって失われても別の時間または周波数で伝送されているデータが失われていなければデータの復調が可能になる。データの復調は空間ダイバーシチで行う場合と同様の処理方法が可能である。

OFDMにCDMAを組み合わせたMC/CDMA (Multi Carrier/Code Division Multiple Access) 方式も周波数ダイバーシチ技術であり、拡散符号によるダイバーシチによってフェーディングへの耐性を確保し、かつマルチアクセスを可能にする方式である。その他種々の形式の周波数・時間ダイバーシチの手法が提案されている。

3.1.4 適応変調

OFDMは個々の搬送波で伝送されるデータシンボルはほかの搬送波の影響を受けないため、搬送波ごとに独立して変調

方式、送信電力、符号化方式などを適用することができる。そこで、送信機は受信機に対する伝送路特性を何らかの方法で取得しそれに応じて最適な変調方式、送信電力などを設定して送信を行う適応変調を効率良く行うことが可能である。例としては、受信電力が低下しているような搬送波に対してはデータを送らずより受信電力の大きな搬送波に対しては高速な変調方式を適用し全体としての伝送レートを向上するなどの方式が考えられる。更にそのほかの変調パラメータも合わせて最適化することによって与えられた制限の下で伝送路を最適に利用することが可能である。適応変調は劣悪な伝送環境であるパワーライン通信などで有効であり、広く使用されている。更に近年では無線通信への適用も広く検討がなされている。適応変調を行う際の大きな問題は、きめ細かい変調方式の割当てを行うほど受信機へ伝送すべき割当て情報が増大しデータの伝送効率が低下することである。割当て情報の伝送も含めた効率の良い適応変調を行う方法が広く検討されている。

3.2 クリッピング、非線形特性の影響

OFDM信号はその平均電力レベルに対するピーク電力の比(PAPR: Peak to Average Power Ratio)が非常に大きいためひずみ無く伝送するためには大きなダイナミックレンジが必要である。しかしながら送信機における電力増幅器は効率向上のため飽和特性を持つことが普通であるため、OFDM信号は電力増幅器によって信号のピークがクリップされたり大きくひずんだりすることが想定される。電力増幅器の効率を無視して線形な領域のみ用いれば問題は解決できるが、現実的ではなく大電力の送信には向かない。OFDM信号が非線形特性の影響を受けると非線形ひずみによる受信特性の劣化が生じる上に更に深刻な問題が生じる。その問題は非線形特性による帯域外放射の生成である。図11は非線形増幅器を通した後のOFDM信号のスペクトルの変化を示したものである。図より明らかなように非線形ひずみによって帯域外の信号レベルが大きくなっている。これは帯域が隣接するシステムが大きく影響を受けることになる。OFDM自身のひずみは自身で対策が可能であるが、帯域外の放射についてはほかへの影響が大

図11 OFDMのスペクトルに対する非線形特性の影響
非線形特性の影響によって帯域外放射量が大幅に増加している。この図では増幅器の入力バックオフ(IBO)を3dBとした。

きく対策が必須である。

その対策のために必要なのがPAPRの低減である。帯域外放射は非線形な信号であるため一度生じてしまうと除去することが困難であり放射を出さないことが最良の解決策である。そのためにできるだけ大きなピークの生じないようなOFDM信号を生成することが必要となる。PAPRが低減されていればOFDM信号自身の受信特性も同時に損なわれなくなる。PAPR低減のための主な対策として以下の方法が挙げられる。

- (1) 大きなピークが生じないようにデータを符号化して変調する。種々の符号が考案されているが伝送レートの低下を招く場合もある。
- (2) 各搬送波に位相回転を適切に与えピークを抑えた信号を生成する。位相回転の情報の共有が必要である。
- (3) ダミー搬送波を用いて大きなピークを打ち消すように信号を加える。
- (4) OFDM信号に増幅器で生じるひずみを打ち消すようなひずみを前もって加えておく(プレディストーション)

3.3 移動受信に伴うドップラー広がりの影響

無線通信において移動受信を行う場合は、受信機または送信機の移動に伴ってドップラーシフトが生じる。単一のドップラーシフトは、受信機側で適切な同期を取ることによって吸収することができるが、マルチパス環境下で、パスの到来角が異なる場合にはパスごとに異なったドップラーシフトの信号が受信されることになり、同期回路だけでは吸収することはできなくなる。同期回路で吸収されず最終的に残るドップラー広がりの影響が大きいと搬送波間の直交性がくずれ搬送波間干渉が生じてしまう。このような状況は高速な移動時やSFN環境下の地上デジタル放送の受信を想定した場合起こる可能性があると考えられ、受信品質を向上させるためには対策が必要となる。原理的には個々の干渉量がわかれば、それを打ち消すような処理をすることは可能である。しかし、OFDMの場合は搬送波数が多いため、干渉除去のための処理量が膨大になってしまい、直接的な実現は現実的ではない。したがって干渉除去のための効率的な処理方法の開発が必要である。また、実際に干渉除去を行うためには干渉特性の推定が必要であり、その方法の検討も必要である。これらの研究は今後の高速移動通信の実現のために非常に重要であると考えられる。現在、干渉の特性を推定する方式、干渉除去を少ないハードウェアで効率良く実現する方式の検討が広く行われている。

3.4 そのほかの特性劣化の要因

OFDMのそのほかの劣化要因としてインパルス雑音の影響が挙げられる。インパルス雑音は都市雑音であり、工事現場や自動車などから発生される持続時間の非常に短い雑音である。また、雷などの自然現象でも生じる。OFDMの応用分野

で特にインパルス雑音の問題となるのがパワーライン通信であり、電源線に接続された機器のオン・オフなどによって頻繁にインパルス雑音が発生する。インパルス雑音はその振幅が大きい場合や、発生頻度が高い場合には伝送特性に大きな影響を与えるため、対策が広く検討されており、誤り訂正符号を用いた改善方式や、積極的にインパルスの除去を行う方式などが広く研究されている。また、パワーライン通信ではインパルス雑音の発生も考慮した上での適応変調方式が検討されている。

4. OFDMの応用システム

4.1 地上デジタルテレビジョン放送

テレビジョン放送のデジタル化に関する議論は1990年初頭より始まりアメリカ、欧州、日本とデジタルテレビジョン放送の標準方式の策定が行われた。OFDMを用いたテレビ放送方式は世界に先駆け欧州がDAB (Digital Audio Broadcasting) を基本とし拡張を行った方式を標準規格(DVB-T)として採用した⁽⁹⁾。日本ではこれにやや遅れてOFDMを用いた標準方式(ISDB-T: Integrated Service Digital Television – Terrestrial)の策定が行われた。ISDB-TはDVB-Tを基本として、それに種々の拡張を加えた方式となっている⁽¹⁰⁾。ISDB-Tでは周波数帯域を13個に分割してそれらを組み合わせることで種々のサービスを行うことが可能なBST-OFDM (Band Segmented OFDM)を採用している⁽¹²⁾。また、DVB-Tでは仕様に含まれていない移動受信に対する対策がなされている。その対策としては、差動変調、時間ダイバーシチなどの採用が挙げられる。これらをBST-OFDMに効率的に組み合わせることによって階層化伝送や、部分受信などが容易に行えるようになる。ISDB-Tは2003年に本放送が開始され現在はほぼ全国の主要都市でサービスが行われている。ISDB-TではSFNを利用したネットワークが積極的に構築されておりOFDMの利点が生かされている。また、2006年にはBST-OFDMの特徴を生かして、中心の1セグメントのみを用いたワンセグ放送も開始され、多くの携帯電話で視聴可能となっている。ヨーロッパも各国で放送が行われており各国がその国の要求に合わせたサービスの実現を行っている。DVB-Tでは当初の規格では移動受信に対する対策は仕様には組み込まれてはいないが、これらを解決し移動受信に対応するために、拡張が行われている。また、モバイル受信に対応したDVB-Mも策定されている。

4.2 無線LAN・ワイヤレスアクセス

インターネット等の爆発的な拡大に伴って距離100m程度までの無線ネットワークを実現する無線LANシステムの高速度性への要求はますます高まっている。早くから2.4GHz帯を用いたDS/SS方式(IEEE802.11b)やFH/SS方式(Bluetooth)を用いた無線LANは広く用いられてきたがこれらの伝送速度

は低速であり、高速化を目指してOFDMを用いた方式の規格の策定が行われている。最初に規格化された方式は5GHz帯を利用したIEEE802.11a⁽¹¹⁾であり、遅れて2.4GHz帯を用いるIEEE802.11g⁽¹²⁾が規格化された。これらは約20MHz帯域のOFDMを用いた方式であり最大54Mbit/sの伝送速度を実現することができる。IEEE802.11aとIEEE802.11gの規格はほぼ同じであるが、IEEE802.11gはIEEE802.11bと互換性のある形で拡張されている。現在では更に伝送速度を向上するためのMIMOを用いたIEEE802.11n⁽¹³⁾の規格化が行われており、現在104Mbit/sの伝送速度が実現されている。更に40MHzの帯域を利用して300Mbit/sの伝送を行う方式も実現されており最大600Mbit/s程度の伝送速度を目指している。

無線LANよりも広いエリアで1対1の通信を行うワイヤレスアクセスの方式としてWiMAX⁽¹⁴⁾が挙げられる。WiMAXは加入者系のワイヤレスアクセスを実現するための規格としてIEEE802.16で策定が行われている。OFDMを用いて10km以下の距離で最大75Mbit/sの固定伝送を行うIEEE802.16d及びモバイルに対応し2.3kmの範囲で最大75Mbit/sの伝送を行うIEEE802.16eの策定が行われている。WiMAXではキャリア単位で多重化を行うOFDMAが用いられており、チャンネル帯域幅も可変になっており、種々の伝送レートに対応している。また、MIMO、アダプティブアレイアンテナなどの技術が採用されている。

そのほかの無線伝送の方式として、flash-OFDMと呼ばれる方式が挙げられる。flash-OFDMはIEEE802.20で標準化が行われており⁽¹⁵⁾、搬送波単位での周波数ホッピングをOFDMに組み合わせた方式であり、帯域幅1.25Mzを用いるFDD方式であり、下りで最大3Mbit/s、上りで最大900Kbit/sの伝送速度を実現する。flash-OFDMではLDPC符号が用いられている。

4.3 無線PAN

30m以内の範囲で超高速な無線伝送を行う無線PANが、PC周辺機器や家電機器のワイヤレス接続を実現する方式として注目されている。そのための規格がIEEE802.15.3aで議論されていたが、規格はまとまらず、現在、そこで提案されていた方式の一つがWiMediaとして実用化が行われている⁽¹⁶⁾。WiMediaはUWB通信方式を用いてUSBの無線化を行う規格であり、その方式としてマルチバンドOFDMが採用されている。マルチバンドOFDMでは128個の搬送波を用いた帯域幅528MHzの複数の周波数バンドをホップしながら伝送を行う方式であり、最大480Mbit/sの伝送速度を実現する。バンドをホップするパターンを変えることによって最大四つの通信(ピコネット)を同時に行うことができる。異なるピコネットの使用バンドがしばしば衝突することがあるが、強力な誤り訂正符号を用いることによって特性を確保している。現在既存の通信システムとの共存の問題などが議論されているが、今後広く使われていくことが期待される。

4.4 電力線通信・ADSL

ホームネットワークやラストワンマイルを実現するための安価な手段として電力線を用いたネットワークが広く注目されている。ただし、電力線は非常に特性の悪い伝送路であり、そのような伝送路に強く高速な伝送速度を得ることのできる方式が必要となる。OFDMは個々のキャリアが直交しているため、キャリアごとに変調方式や送信電力の制御を細かく行うことが容易な方式である。近年電力線通信においてOFDMを採用し高速な伝送を行う方式が広く開発されている。現在家庭用の電線の高周波帯域を用いた方式の標準化等が積極的に行われており、100Mbit/sを超える伝送を行えるようなシステムが既に実現されている。例えば米国ではHomePlug AVと呼ばれる標準規格が策定されている⁽¹⁷⁾。電力線通信と同様に有線でpoint-to-pointの伝送を行うADSLにおいてもOFDMの技術を用いた伝送が検討されている。ADSLの場合は電力線と異なりpoint-to-point伝送であるので、より高度に伝送路に適應してキャリア制御を行い最大限の特性を実現するための多くの試みがなされている。

4.5 携帯電話

現在携帯電話はW-CDMAを用いた3Gが主流であり最大2Mbit/sの下り伝送速度を実現しているが、今後更に高速化を目指した規格が実用化されていくことが期待されている。現在Super 3Gと呼ばれる方式では下り回線にOFDMAが採用されており最大100Mbit/sの速度を実現する。今後4GをターゲットにしてOFDMをベースとした高速下り回線のシステムが開発されるものと考えられる。

5. まとめ

現在OFDMは高速無線・有線伝送を行うための変調方式として広く採用され、種々のシステムが実用化されている。今後も更なる高速化を目指してOFDMを採用するシステムが広く検討されていくことが期待される。伝送速度の高速化、高速移動における無線通信への要求が高まるにつれて、新たに解決すべき問題もより困難なものとなると考えられるが、より高度なシステムの実現を目指して更に研究が行われていくものと考えられる。そのためにはOFDMだけではなく既存のあるいは今後開発される種々の技術との融合も重要である。

文 献

- (1) R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission," BSTJ, vol.45, no. pp.1175-1796, 1966.
- (2) R. W. Chang and R. A. Gabby, "A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme," IEEE Trans. Commun., vol.16, no. pp.529-540, 1968.
- (3) S. B. Weinstein and P. W. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform," IEEE Trans. Commun., vol.19, pp.628-634, 1971.
- (4) T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Trans. Commun., vol.45, no.12, pp.1613-1621, 1997.
- (5) 伊丹 誠, わかりやすいOFDM技術, オーム社,
- (6) B. Hirosaki, "An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed QAM systems," IEEE Trans. Commun., vol.28, no. pp.73-83, 1980.
- (7) V. Mignone, A. Morello and M. Visuntin, "CD-3: A new channel estimation method to improve the spectrum efficiency in digital terrestrial television system," IEE Conf. Publ., 413, no.1, pp.122-128, 1995.
- (8) M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," EEU Review-Technical, 224, pp.168-190, 1987.
- (9) ETSI, "Digital broadcasting system for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television," Draft prETS 300 744, 1996.
- (10) ARIB STD-B31, "地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式," 電波産業界,
- (11) IEEE Std 802.11a-1999, "Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High-speed physical Layer in the 5 GHz band," 1999.
- (12) IEEE Std 802.11g-2003, "Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: Amendment 4: further higher data rate extension in the 2.4 GHz band," 2003.
- (13) IEEE802.11関係, <http://grouper.ieee.org/groups/802/11/>
- (14) WiMax, <http://www.ieee802.org/16/>
- (15) flash-OFDM, <http://www.ieee802.org/20/>
- (16) WiMedia Alliance, <http://www.wimedia.org/>
- (17) Home Plug Powline Alliance, <http://www.homeplug.org/>

伊丹 誠 (正員)

昭59東大・工・電子卒。平元同大学院博士課程修了(工博)。平元東京理科大学基礎工学部電子応用工学科助手。平12同助教授。平19同准教授。現在に至る。適応信号処理、デジタル通信方式、CDMA、OFDM、ITSなどの研究に従事。