

■4 群 (モバイル・無線) - 1 編 (無線通信基礎)

4 章 デジタル変調

(執筆著: 大鐘武雄) [2008 年 12 月 受領]

■概要■

無線通信では、他システムとの干渉を避けるために、使用できる周波数帯域がシステムごとに厳格に決められている。このとき、情報に応じて、割り当てられた周波数帯域に入る信号(帯域信号)を生成する必要がある。これは、一般に変調と呼ばれる操作によって行われる。変調とは、情報信号(変調信号)で搬送波の振幅、位相、周波数を変化させて被変調信号を生成する過程を意味する。

情報がデジタル信号である場合、被変調信号はいくつかの信号波形の集合で表される。この集合の構成要素によっては、送信増幅器の線形性の要求条件や、同一 SN 比下での誤り率特性などに違いが生ずる。また、異なるシステムからの干渉や、周波数選択性フェージングに対する耐性をもった方式が必要となる場合も考えられる。以上のような理由から、デジタル変調には現在までに多くの種類が提案/実用化されている。

【本章の構成】

本章では種々のデジタル変調方式について説明することを目的としている。具体的には、変調信号を解析的に取り扱うのに必要となる帯域信号の表現(4-1 節)と、帯域信号の生成に不可欠である波形整形(4-2 節)について述べた後、一次変調として用いられる代表的な変調方式(4-3 節)と、二次変調手法であるスペクトル拡散(4-4 節)、OFDM(4-5 節)について、原理や重要なキーワードなどを簡単に述べる。

■4群 - 1編 - 4章

4-1 帯域信号の表現

(執筆著：大鐘武雄) [2008年12月受領]

一般に、情報を表す信号は、後述される帯域制限により有限の帯域をもつ基底帯域（ベースバンド）信号として表される。したがって、これを用いて変調された信号は、通常、搬送波周波数 f_c を中心とした有限の帯域をもつ帯域信号となる。ここでは、帯域信号の表現と、それと等価な複素基底帯域信号の表現について説明する。

4-1-1 帯域信号

一般に、帯域信号は次式で表される¹⁾。

$$a(t) = R(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \quad (4 \cdot 1)$$

これは、搬送波が情報に対応する $R(t)$ 及び $\theta(t)$ によって変調されていることに対応する。一般に、 $R(t)$ 及び $\theta(t)$ の時間変化は搬送波の周期と比較して極めて遅い。したがって、 $a(t)$ の周波数スペクトルは搬送波周波数 f_c 付近に集中する。この式は更に次のように展開できる。

$$a(t) = u_I(t) \cos 2\pi f_c t - u_Q(t) \sin 2\pi f_c t \quad (4 \cdot 2)$$

ただし

$$u_I(t) = R(t) \cos \theta(t) \quad \text{及び} \quad u_Q(t) = R(t) \sin \theta(t)$$

ここで、 $u_I(t)$ 及び $u_Q(t)$ は、それぞれ同相 (I) 信号、直交 (Q) 信号と呼ばれ²⁾、周波数スペクトルが原点付近に集中した基底帯域信号となる。またこの式から、帯域信号は以下の直交変調器を用いて生成できる、すなわち、基底帯域信号を周波数移動したものであることが分かる。

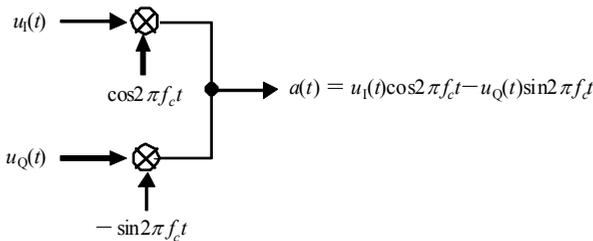


図 4・1 直交変調器

帯域信号の電力は以下のように求められる。ただし $\overline{\quad}$ は集合平均操作を表す。

$$\begin{aligned} \overline{a^2(t)} &= \overline{(u_I(t) \cos 2\pi f_c t - u_Q(t) \sin 2\pi f_c t)^2} = \overline{u_I^2(t) \cos^2 2\pi f_c t + u_Q^2(t) \sin^2 2\pi f_c t} \\ &= \frac{1}{2} (\overline{u_I^2(t)} + \overline{u_Q^2(t)}) \end{aligned} \quad (4 \cdot 3)$$

4-1-2 等価低域系

図4・1で示された帯域信号は、実は次式のように表すことができる。ただし Re は複素数の実数部を表す。

$$a(t) = \text{Re}\{(u_I(t) + ju_Q(t))e^{j2\pi f_c t}\} \quad (4 \cdot 4)$$

この式の右辺において、 $\text{Re}\{\}$ 内の項は複素帯域信号に相当し、複素基底帯域信号（複素包絡線） $u(t) = u_I(t) + ju_Q(t)$ を用いて複素搬送波 $e^{j2\pi f_c t}$ を変調したものと見なせる。式(4・4)の右辺が $(u(t)e^{j2\pi f_c t} + u^*(t)e^{-j2\pi f_c t})/2$ と表されることを用いると、 $a(t)$ の周波数スペクトルは

$$A(f) = \frac{1}{2}(U(f - f_c) + U^*(-f - f_c)) \quad (4 \cdot 5)$$

となることが分かる。ただし、 $U(f)$ は $u(t)$ の周波数スペクトルであり、 $u_I(t)$ 及び $u_Q(t)$ の周波数スペクトル $U_I(f)$ 、 $U_Q(f)$ と次のような関係がある。

$$U(f) = U_I(f) + jU_Q(f) \quad (4 \cdot 6)$$

以上の関係を線形系に応用すると、次のような線形帯域系と、それと等価である複素基底帯域系（等価低域系）の関係を導くことができる¹⁾。

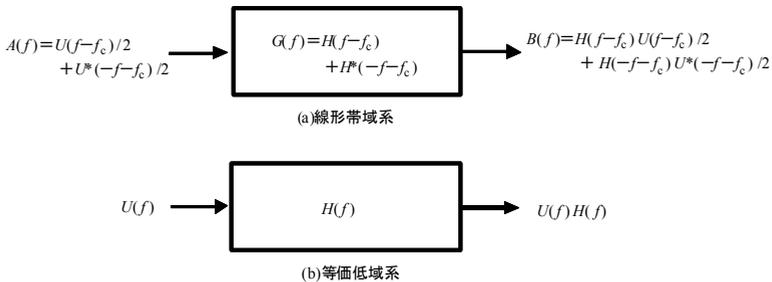


図4・2 線形帯域系の等価表現

このように、帯域信号が入力された線形帯域系出力は、複素基底帯域信号が入力された等価低域系出力を用いて完全に表すことができる。したがって、線形帯域系での信号解析は、等価低域系で考えることでより簡単に取り扱うことができる。

なお、複素基底帯域信号の電力は

$$\overline{|u(t)|^2} = \overline{u_I^2(t) + u_Q^2(t)} = \overline{u_I^2(t)} + \overline{u_Q^2(t)} \quad (4 \cdot 7)$$

となり、式(4・3)で表される帯域信号の電力の2倍となる。

■参考文献

- 1) 関英男，“現代の通信回線理論，” 森北出版，1970。
- 2) 横山光雄，“移動通信技術の基礎，” 日刊工業新聞社，1994。

■4群 - 1編 - 4章

4-2 波形整形

(執筆著者：大鐘武雄) [2008年12月 受領]

帯域信号が有限の帯域となるためには、当然、基底帯域信号自身が有限の帯域である必要がある。しかし、通常の方形パルスは、無限に広い帯域をもつ信号である。このため、波形整形により帯域を制限しなければならない。ここではその手法について説明する。

4-2-1 ガウスフィルタ

ガウスフィルタは、インパルス応答、伝達関数ともにガウス関数で表されるフィルタである¹⁾。その伝達関数は次式で与えられる。

$$H(f) = A \exp\left\{-\frac{(\log 2/2)(f/B)^2}{1}\right\} \quad (4 \cdot 8)$$

ここで、 B は伝達関数の応答が最大値から 3 dB 小さくなる片側帯域幅を表す。 B を小さくすると、判定点での符号間干渉が生じてしまう。

4-2-2 ナイキストフィルタ

ナイキストは、パルス等を等間隔に連続して送信する際に、判定点での符号間干渉をゼロにするパルス波形／周波数スペクトルの条件を求めた。これによれば、シンボルレートが T の場合、実現可能な最小限の帯域幅は $1/T$ であり、そのスペクトルは方形となる²⁾。しかし、このパルス波形は Sinc 関数となり、応答が無限に長く続く。これを軽減でき、かつ、ナイキストの条件を満足する波形整形の一つが二乗余弦（レイズドコサイン）フィルタ（あるいはロールオフフィルタ）と呼ばれる手法である。その伝達関数は次式で表される。

$$H(f) = \begin{cases} T & 0 \leq |f| \leq (1-\beta)/2T \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right) \right] \right\} & (1-\beta)/2T \leq |f| \leq (1+\beta)/2T \\ 0 & |f| > (1+\beta)/2T \end{cases} \quad (4 \cdot 9)$$

ここで、 β は 0 から 1 の定数であり、1 に近づけるほど帯域幅が拡大するものの時間応答を早く収束させることができる。

受信フィルタを最適（マッチト）フィルタとする場合、パルス波形のスペクトルの複素共役を受信フィルタとする必要がある。これをナイキストフィルタに適用すると、受信フィルタ適用後にはナイキストの条件が成立しない。そのため、ナイキストフィルタの平方根（ルートナイキストフィルタ）をそれぞれ送信波形整形フィルタと受信フィルタとし、最適フィルタ条件とナイキストの条件をともに満足する手法が用いられる。

ナイキストフィルタは帯域幅の低減に限界がある。パーシャルレスポンスは、あらかじめ決められたシンボルからの符号間干渉を許容することで、帯域幅の低減を容易する手法である²⁾。ただし、受信側では、故意に生成した符号間干渉成分を取り除く処理が必要である。

■参考文献

- 1) 横山光雄, “移動通信技術の基礎,” 日刊工業新聞社, 1994.
- 2) J.G. Proakis, “Digital Communications,” 4th ed., McGraw-Hill, 2001.

■4群 - 1編 - 4章

4-3 変調方式

(執筆者：大鐘武雄) [2008年12月 受領]

本章 4-1 節で述べたように、すべての帯域信号は二つの基底帯域信号 ($s_I(t)$ 及び $s_Q(t)$) を用いて表すことができる。ここでは、無線通信で用いられる種々の変調方式について、基底帯域信号の表現を示し、誤り率特性を比較する。なお、 $s_I(t)$ 及び $s_Q(t)$ が複素包絡線の実部、虚部に対応していることから、以下では複素平面 (IQ 平面) で信号点を表示する。

4-3-1 変調方式の例

(1) 変調方式の変遷

初期の移动通信では、高効率の電力増幅器を用いること (送信電力効率) が重要であった。このため、振幅変動の少ない変調方式が開発された。しかし、移动通信の需要が高まると、周波数資源を有効に利用すること (周波数利用効率) が求められるようになった。このため、振幅変動を許容して多値化が進められてきた。これらの関係をまとめたものが図 4・3 である¹⁾。

以下では、各変調方式の概要のみ述べるので、詳細については文献 1) を参照されたい。

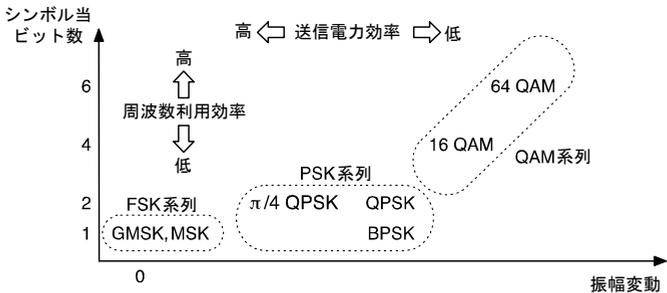


図 4・3 変調方式とその特徴

(2) ASK (Amplitude Shift Keying) と QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

ASK は変調信号により $s_I(t)$ の振幅を変化させる手法であり、各シンボル区間において、いくつかの振幅候補から一つを選択する。2 値 ASK の一例である OOK (OnOff Keying) は図 4・4(a) のように表される。ただし、各信号点が等確率で発生すると仮定し、複素包絡線の平均電力が 1 になるよう設定した (以下に示す変調方式の例でもすべて同様である)。

QAM は ASK と異なり、 $s_I(t)$ に加えて $s_Q(t)$ の振幅も変化させる。16 値 QAM (16QAM) は、 $s_I(t)$ 及び $s_Q(t)$ のそれぞれが独立に 4 値を取り、その信号点配置は図 4・4(b) のように表される (ただし、 $A=1/\sqrt{10}$)。同一電力の 16 値 ASK と比較すると、最小 (隣接) 信号点間距離を約 $\sqrt{2}$ 倍にできる。

なお、ASK や QAM は各信号点の振幅が異なるため、ひずみなく送信するためには線形性の高い送信増幅器を必要とする。線形性への要求条件は以下の変調と比較して最も高い (図 4・3 参照)。

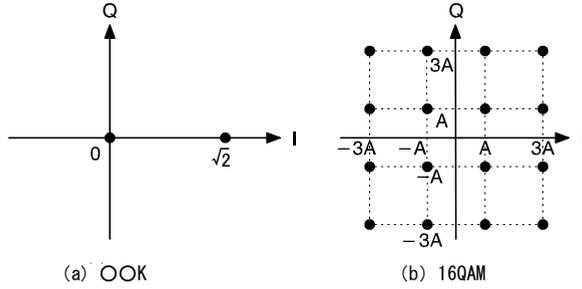


図 4・4 OOK 及び 16QAM の信号点配置

(3) PSK (Phase Shift Keying)

PSK は変調信号により複素包絡線の位相を変化させる手法である。したがって、ASK、QAM と異なり振幅は変化しない。一般に、各信号点は 360° を信号点数に応じて等間隔で分割したものとなる。具体的には図 3・5(a)(b) のように、2 値 PSK (BPSK) で 180° 、4 値 PSK (QPSK) では 90° ごとに配置される。

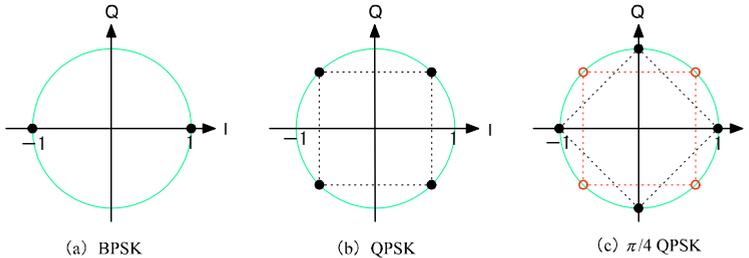


図 4・5 各種 PSK の信号点配置

PSK はシンボル区間内の振幅は変化しないものの、信号点が変わる際に大きな信号振幅の変化が生ずる。一般に送信側で波形整形フィルタが用いられるため、実際に送信される波形は振幅変動のある信号となる。最も大きな変動は、図 3・5(a)(b) で対向する信号点に遷移する場合であり、振幅が 1 から 0、0 から 1 へと変化する。これをひずみなく送信するためには線形性の高い送信増幅器が必要となる。

この線形性の要求基準をできるだけ低くするため、シンボル時間ごとに信号点配置をずらす手法がある。図 3・5(c) の $\pi/4$ シフト QPSK²⁾は、奇数シンボル時刻では○の 4 点、偶数シンボル時刻では●の 4 点と、配置を 45° シフトすることで原点を通過する遷移をなくしている。

(4) FSK (Frequency Shift Keying)

FSK は変調信号により周波数を変化させる手法である。したがって、PSK と同様に振幅は一定である。更に、周波数を切り替える際に位相を連続させる CPFSK (Continuous Phase FSK) では、PSK と異なり、シンボルが切り替わる時刻での振幅変化も生じない特徴をもつ。

2 値 FSK では、信号点が単位円上を+あるいは-の方向に同一速度で回転する。二つの波形間の相関を求めた場合、相関 0 となる最小の回転量は $\pm 90^\circ$ となる。この位相回転量を取る FSK を、特別に MSK (Minimum Shift Keying) と呼ぶ (図 3・6(a))。

MSK はシンボル区間内の回転量を最小にしているものの、図 3・6(b) の実線に示すように、回転方向が変化する際に位相の時間微分(周波数)の不連続が生じ、帯域拡大の要因となる。そこで、MSK において位相の時間微分にガウスフィルタをかけ、図 3・6(b) の点線のように位相変化を緩やかにしたものを GMSK (Gaussian-filtered MSK) と呼ぶ³⁾。GMSK には大きな帯域削減効果がある。

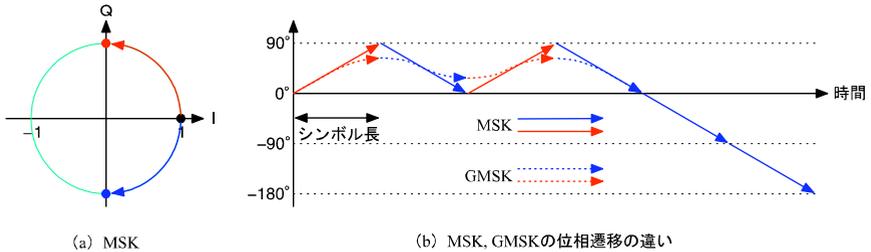


図 4・6 MSK の信号点配置と MSK, GMSK の位相遷移例

なお、MSK, GMSK ともに送信側で帯域制限フィルタを用いなければ、振幅変動の全くない送信信号となるため、電力効率の高い非線形増幅器を使用することができる。ただし、MSK の帯域拡大を防ぐために帯域制限フィルタを用いると若干の振幅変動が生じてしまう¹⁾。この点で、GMSK は狭帯域と定振幅を両立させた変調方式であるといえる。

4-3-2 誤り率特性

図 4・7 に BPSK, QPSK, GMSK (近似式)³⁾, 16QAM⁴⁾の同期検波時の誤り率特性を示す。ただし、横軸は E_b/N_0 (1 ビット当たりのエネルギー対雑音電力密度) であり、理論式及び近似式は凡例に列記した (erfc は誤差補関数である)。

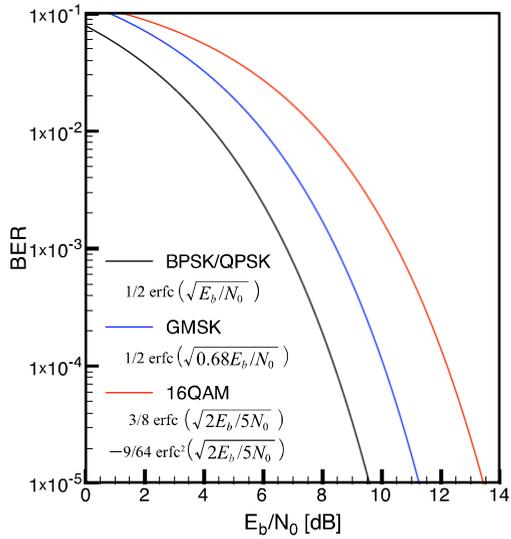


図 4・7 誤り率特性

■参考文献

- 1) 斉藤洋一, “デジタル無線通信の変復調,” 電子情報通信学会, 1996.
- 2) Y. Akaiwa, “Introduction to Digital Mobile Communications,” John Wiley and Sons, 1997.
- 3) K. Murota and K. Hirade, “GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony,” IEEE Trans. Commun., vol.29, no.7, pp.1044-1050, July, 1981.
- 4) 笹岡秀一, “移動通信,” オーム社, 1998.

■4群 - 1編 - 4章

4-4 スペクトル拡散

(執筆者：大鐘武雄) [2008年12月受領]

スペクトル拡散とは、その名のとおりスペクトルを拡散させるための変調¹⁾である。ここでは、その原理について簡単に説明する。

4-4-1 直接拡散

直接拡散とは DS (Direct Sequence) の邦訳¹⁾であり、スペクトルを拡散したい信号に、広帯域の信号を直接乗積する手法である。広帯域信号としては、一般に、シンボル長よりも非常に短い(チップ長と呼ばれる)周期で変化する ± 1 の符号系列が用いられる。元の信号の帯域幅を B 、広帯域信号の帯域幅を W とすると、帯域の拡大率 W/B を処理利得と呼ぶ。

受信側では、同期した符号系列を再度乗積することで、元の信号を復元する。この操作は逆拡散と呼ばれる。直接拡散の送受信系を図 4・8 に示す。拡散符号を知らなければ復調が困難となるため秘匿性に優れている。また、挟帯域の干渉信号は逆拡散により広帯域信号となるため、その大部分を LPF で除去することができる。

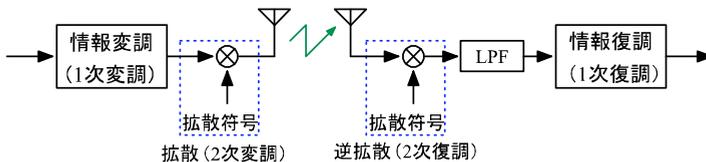


図 4・8 直接拡散方式の概念図

スペクトル拡散を多元接続方式に用いる場合、各ユーザに相互相関の小さい符号系列を拡散符号として割り当てる。このとき、図 4・8 において、異なる符号での逆拡散後の信号が広帯域信号のままとなるため、周波数/時間のリソースを複数のユーザで共有してもユーザ分離を行うことができる。相互相関の小さい符号として、PN 系列、Gold 符号などが知られている¹⁾。また、完全に直交した系列としては Walsh-Hadamard 符号²⁾があり、スクランブル用の PN 系列などととも用いられる。

4-4-2 周波数ホッピング

周波数ホッピング (FH: Frequency Hopping) は、スペクトルを拡散したい信号の搬送波周波数を、広い範囲に渡って離散的に切り替える手法である¹⁾。したがって、長時間観測すると広帯域の信号であることが分かる。切り替えるパターンは直接拡散と同様に相互相関の小さい符号などが用いられる。

また、切り替える速度が元の信号のシンボル周期よりも速い周期で切り替える手法を高速 FH (FFH: Fast FH)、そうでない手法を低速 FH (SFH: Slow FH) と呼ぶ。

■参考文献

- 1) 横山光雄, “スペクトル拡散通信システム,” 科学技術出版社, 1998.
- 2) J. G. Proakis, “Digital Communications,” 4th ed., McGraw-Hill, 2001.

■4群 - 1編 - 4章

4-5 OFDM

(執筆者：大鐘武雄) [2008年12月 受領]

複数の搬送波を同時に使用する変調方式の一つに OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) と呼ばれるマルチキャリア方式がある。ここでは、その原理と、実用の際に問題となる高ピーク電力を改善するための手法について簡単に説明する。

4-5-1 FFT に基づくマルチキャリア伝送

OFDM はシンボル区間で直交条件を満足する複数の搬送波を用いて変調を行う手法である。このとき、ある搬送波周波数で同期検波を行う場合、ほかの周波数成分と直交しているため、不要な信号は出力されない特徴をもつ。なお、各搬送波周波数はサブキャリアと呼ばれる。

シンボル長を T とするとき、直交条件を満足する搬送波周波数は $1/T$ の整数倍となる。これを簡単に生成する手法として FFT/IFFT (高速フーリエ変換/逆高速フーリエ変換) が一般的に用いられる。その構成を図 4・9 に示す¹⁾。

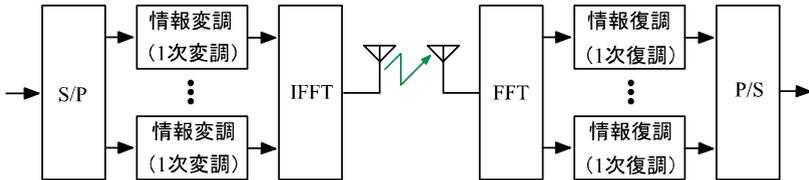
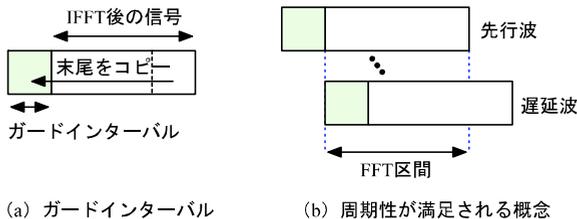


図 4・9 OFDM 方式の送受信系

4-5-2 ガードインターバル

図 4・9 の受信系において正しく受信するためには、FFT する区間を送信時の IFFT 区間と同期させる必要がある。しかし、実際にはマルチパスフェージングが存在するため、種々の遅延時間をもった信号が到来する。このような場合、FFT 区間が同期しない信号が必ず存在し、サブキャリア間の干渉となって現れる。これを防ぐ極めて有効な手法が図 4・10 のガードインターバルである¹⁾。



(a) ガードインターバル

(b) 周期性が満足される概念

図 4・10 ガードインターバルの原理

ガードインターバルとは、図 4・10(a) に示すように送信側で IFFT を行った後、末尾の一部を先頭にコピーする操作を表す。もし遅延時間がガードインターバル長より短ければ、図

4・10(b)のように受信時の信号に前後のシンボルが含まれない区間が FFT 区間長より長くなる。この区間で FFT を行えば、どのタイミングで到来した信号も、正しい FFT タイミングの信号を巡回遅延したものとなる。

FFT は離散信号をフーリエ級数展開したものであり、周期 T の周期信号にのみ適用できる。ガードインターバルを適用すれば、上記のとおりどの信号も周期性が満足される。また、フーリエ変換の性質により、時間軸上の巡回遅延は、周波数軸上では周波数に比例した位回転に相当する。このように、ガードインターバルを適用した OFDM 方式は、最大遅延時間がガードインターバル長を超えない限り、サブキャリア間の干渉（時間領域では符号間干渉）が存在しない特徴をもつ。ただし、送信電力の損失は避けられない。

4-5-3 ピーク抑圧技術

OFDM は複数の信号の和として表されるため、各信号が同相で合成される時刻では非常に大きな信号となる。このため、一般にピーク電力と平均電力の比が非常に大きくなってしまふ。このような信号をひずみなく送信するためには、高い線形性をもつ送信増幅器が必要となる。以下ではこれを避けるための手法について紹介する²⁾。

(1) クリッピングとフィルタリング

最も単純な考え方は、クリッピングである。この手法は、ある一定以上の振幅をクリップするため、ピーク電力を容易に低減することができる。しかし、クリッピングされた信号は急激に振幅が平坦になるひずみをもつため、原信号よりも周波数スペクトルが拡大してしまう。一方、クリッピングされた信号に帯域制限フィルタをかけ帯域外の成分を低減すると、クリップした部分を滑らかにするためピークがまた現れる。クリッピングとフィルタリングは、以上の操作を繰り返すことで、ピーク電力と帯域外のスペクトルを同時に低減した信号を生成する手法である。原理は簡単であるが、受信側でひずみが生ずる欠点がある。

(2) ダミーサブキャリア

OFDM のピーク電力は、各サブキャリアの信号組合せに依存する。そこで、情報を送信しないサブキャリア（ダミーサブキャリア）をいくつか確保し、ほかのサブキャリアの信号の組合せに応じてピーク電力が小さくなるような信号をダミーサブキャリアから送信する手法がある。この手法は、受信信号のひずみはないものの、ダミーサブキャリアの数が少ないとピーク抑圧効果が小さい欠点がある。

(3) PTS (Partial Transmit Sequence) と SLM (Selective Mapping)

PTS や SLM もダミーサブキャリアと同様に高いピークが生ずる組合せを送信しない手法である。基本的には、各サブキャリアの信号にあらかじめ決められた候補の中から選ばれた位相回転を加えることでピークを軽減する。PTS は複数のサブキャリアをまとめて一つの信号とみなして同一の位相回転を加えるもので、SLM の特殊な例と考えることができる。このため、SLM のピーク抑圧効果は PTS より高い。これらの手法は、受信側でひずみは生じないものの、位相回転情報を別に報知する必要がある。

■参考文献

- 1) J.G. Proakis, "Digital Communications," 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- 2) S.H. Han and J.H. Lee, "An Overview of Peak-to-average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission," IEEE Wireless Commun., vol.12, no.2, pp.56-65, April. 2005.