



高速デジタル通信技術として、有線系では ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Lines, 非対称デジタル加入者線) に用いられている DMT (Discrete Multitone) 方式、無線系では地上波デジタル放送や室内無線 LAN に用いられている OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 直交周波数分割多重) 方式が注目されている。本稿ではこれらの方式で採用されているブロック伝送法をデジタル信号処理の基本事項との関連で説明し、併せて周波数領域等化について最近の成果も含めて解説する。

キーワード: DMT, OFDM, ブロック伝送, サイクリックプレフィックス, 周波数領域等化

1. はじめに

近年、高速デジタル通信技術の進展には著しいものがある。特に、有線系では ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Lines, 非対称デジタル加入者線) に用いられている DMT (Discrete Multitone) 方式、無線系では地上波デジタル放送や室内無線 LAN に用いられている OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 直交周波数分割多重) 方式が注目されている。

従来、電話回線では 4kHz までのアナログ音声信号を伝送しており、デジタル方式に対しては毎秒数十キロビット程度の伝送が限界とされてきた。しかし、電話回線のモデルにより通信路容量を計算すると、この限界をはるかに超える数百倍の情報量が伝送できることが分かり、それを実現する通信方式の研究が盛んに行われ、インターネット接続でのブロードバンド通信に広く用いられている ADSL 技術が確立された⁽¹⁾。

本稿ではこれらの方式に用いられているブロック伝送法をデジタル信号処理の基本事項との関連で説明し、併せて周波数領域等化について最近の成果も含めて解説する。

2. 信号処理の基本事項

線形 FIR (Finite Impulse Response) システムの入力信号列 $\{x_n\}$ から出力信号列 $\{y_n\}$ は畳込み (Convolution) の関係

$$y_n = \sum_{i=0}^{L-1} h_i x_{n-i} \quad (1)$$

により与えられる。ここで、 $\{h_0, h_1, \dots, h_{L-1}\}$ はインパルス応答であり、伝達関数は

$$H(z) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i z^{-i} \quad (2)$$

である。 z^{-1} を遅延作用素と見れば式(1)は

$$y_n = H(z) x_n \quad (3)$$

と表現できる。また、式(2)で $z = e^{j\omega}$ とおいたのが周波数応答 (Frequency Response)

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j\omega i} \quad (4)$$

である。更に、 $\{x_n\}$ の離散時間フーリエ変換 (DTFT)

酒井英昭 正員 京都大学大学院情報学研究所
E-mail hsakai@i.kyoto-u.ac.jp
林 和則 正員 京都大学大学院情報学研究所
E-mail kazunori@i.kyoto-u.ac.jp
Hideaki SAKAI and Kazunori HAYASHI, Members (Graduate School of Informatics, Kyoto University, 606-8501 Japan).
電子情報通信学会誌 Vol.87 No.10 pp.855-860 2004 年 10 月

: Discrete Time Fourier Transform) を

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n e^{-j\omega n} \quad (5)$$

とする。\$\{y_n\}\$ に対しても同様に \$Y(e^{j\omega})\$ とする。式(1)の両辺に \$e^{-j\omega n}\$ をかけ、\$n\$ について和をとれば、式(4),(5)より

$$Y(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega})X(e^{j\omega}) \quad (6)$$

の関係が得られる。

またデジタル信号処理においてしばしば用いられるのが以下の等式である。

$$\sum_{l=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}lk} = \begin{cases} N & (k: N \text{の整数倍のとき}) \\ 0 & (k: \text{その他のとき}) \end{cases} \quad (7)$$

証明は等比級数の公式より明らか。

いま長さ \$N\$ の数列 \$\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}\$ に対して、離散フーリエ変換 (DFT : Discrete Fourier Transform) を

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (8)$$

により計算する。同様に \$\{y_0, y_1, \dots, y_{N-1}\}\$ の離散フーリエ変換を \$\{Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}\}\$ とする。逆に、\$\{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}\$ から \$\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}\$ を得るには式(8)の両辺に \$e^{j\frac{2\pi}{N}mk}\$ (\$m=0, 1, \dots, N-1\$) をかけ、\$k=0\$ から \$N-1\$ まで和をとる。和の順序を入れ換え、式(7)を用い、\$m\$ を \$n\$ で置き換えれば

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (9)$$

が得られる。これは式(8)とは対で離散フーリエ逆変換 (IDFT : Inverse Discrete Fourier Transform) と呼ばれる。同様に

$$y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (10)$$

である。また、式(4)の周波数応答で \$\omega=2\pi k/N\$ とおいたものを

$$H_k = H(e^{j\frac{2\pi}{N}k}) \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (11)$$

とする。ただし、\$L \le N\$ ととり、\$h_L = \dots = h_{N-1} = 0\$ と仮定している。

ここで、入力信号 \$\{x_n\}\$ が長さ \$N\$ であるとする。すなわち、\$x_n = 0\$ (\$n < 0, n \ge N\$) とする。式(5), (8)から \$X_k = X(e^{j\frac{2\pi k}{N}})\$ であるが、\$Y_k \neq Y(e^{j\frac{2\pi k}{N}})\$ である。なぜなら、出力信号 \$\{y_n\}\$ は式(1)より長さ \$(N+L-1)\$ だからである。したがって、式(6)で \$\omega=2\pi k/N\$ とおいても \$Y_k \neq H_k X_k\$ である。そこで、

$$Y_k = H_k X_k \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (12)$$

となるような入出力関係はどのようなものであるかを見るため、この離散フーリエ逆変換を改めて \$\{y_0, y_1, \dots, y_{N-1}\}\$ と書く。式(12)が成立しているとする、式(10), (11)より

$$y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \left(\sum_{m=0}^{N-1} h_m e^{-j\frac{2\pi}{N}mk} \right) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \\ = \sum_{m=0}^{N-1} h_m \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi}{N}(n-m)k} \quad (13)$$

$$= \sum_{m=0}^n h_m x_{n-m} + \sum_{m=n+1}^{N-1} h_m x_{n-m+N} \quad (14)$$

となる。式(13)で \$0\$ から \$n\$ までの \$m\$ に対しては式(7)を用いて式(14)右辺の第1項が得られる。\$n+1\$ から \$N-1\$ までの \$m\$ に対しては \$n-m\$ が負になり式(7)を用いることはできない。しかし、\$e^{j\frac{2\pi}{N}(n-m)k} = e^{j\frac{2\pi}{N}(n-m+N)k}\$ であり、\$n+1 \le n-m+N \le N-1\$ なので式(7)を用い第2項が得られる。このように式(14)右辺は第2項のため \$n=0, 1, \dots, L-2\$ に対しては式(1)とは一致しない。

3. 通信におけるブロック伝送法

通信路のモデルは式(1)であるとし、いま例としてインパルス応答長 \$L=3\$ の場合を考えると

$$y_n = h_0 x_n + h_1 x_{n-1} + h_2 x_{n-2} \quad (15)$$

である。式(15)右辺の第1項のみであれば受信信号 \$y_n\$ から送信信号 \$x_n\$ は簡単に求めることができるが、1時点前、2時点前の送信信号の影響が加わると簡単に求めることはできない。この影響のことを符号間干渉 (ISI : Inter-Symbol Interference) という。

この影響を取り除く方法の一つとして、受信信号系列

$\{y_n\}$ の一つのブロックを基に対応する送信信号系列 $\{x_n\}$ を決定するブロック伝送法がある。いま、長さ $N=5$ とする。式(15)で $n=0,1,2,3,4$ ととれば

$$\begin{aligned} y_0 &= h_0x_0 + h_1x_{-1} + h_2x_{-2} \\ y_1 &= h_0x_1 + h_1x_0 + h_2x_{-1} \\ y_2 &= h_0x_2 + h_1x_1 + h_2x_0 \\ y_3 &= h_0x_3 + h_1x_2 + h_2x_1 \\ y_4 &= h_0x_4 + h_1x_3 + h_2x_2 \end{aligned} \quad (16)$$

であるが、 h_0, h_1, h_2 を既知として y_0, y_1, y_2, y_3, y_4 の値から未知数 $x_{-2}, x_{-1}, x_0, x_1, x_2, x_3, x_4$ を決めることはできない。なぜなら、式(16)で未知数の数は七つ、式の数が五つだからである。そこで、本来の送信信号 x_{-2}, x_{-1} の代わりにそれぞれ x_3, x_4 を送信して得られた受信信号を改めて y_0, y_1 と書くと

$$\begin{pmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & 0 & h_2 & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & 0 & h_2 \\ h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ 0 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & h_2 & h_1 & h_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} \quad (17)$$

と行列・ベクトル表現される。こうすると本来七つの信号 $x_{-2}, x_{-1}, x_0, x_1, x_2, x_3, x_4$ を情報として送ることができるのを $x_3, x_4, x_0, x_1, x_2, x_3, x_4$ として送るため情報の伝送効率は $5/7$ と低下する。しかし、式(17)では未知数の数と式の数は共に五つとなり、後述する条件の下で解を得ることができる。ここで、 $h_L = \dots = h_{N-1} = 0$ の仮定に注意し、 $N=5, L=3$ の場合に式(14)を書き下すと式(17)が得られることが分かる。送信信号ブロックの先頭と最後の部分が繰り返されているため、式(14)は巡回畳込み (Cyclic Convolution) と呼ばれる。また、式(17)に基づくブロック伝送法ではこの最初の二つの信号 x_3, x_4 はサイクリックプレフィックス (CP : Cyclic Prefix) と呼ばれる。先頭の送信信号 x_3, x_4 に対する受信信号を y_{-2}, y_{-1} とすると

$$\begin{aligned} y_{-2} &= h_0x_3 + h_1x_4 + h_2x_3' \\ y_{-1} &= h_0x_4 + h_1x_3 + h_2x_4' \end{aligned} \quad (18)$$

である。ここで、一つ前の送信信号のブロックを $x_3', x_4', x_0', x_1', x_2', x_3', x_4'$ としている。このように、 y_{-2}, y_{-1} は二つの送信信号のブロックにまたがっているため受信側ではこれらは使用しない。これにより他ブロックからの干渉 (IBI : Inter-Block Interference) を防ぐことができる。サイクリックプレフィックスに対応

する区間はガード区間 (Guard Interval) とも呼ばれる。式(18)より二つのブロックのサイクリックプレフィックスを接続した入力 x_3', x_4', x_3, x_4 がこの不使用の受信信号 y_{-2}, y_{-1} に対応している。一般には N 個の連続した送信信号の最後の $L-1$ 個を先頭にコピーすることにより一つのブロックが構成される。このため $L-1 \leq N$ である必要がある。 $L=N+1$ の場合は以下の議論を少し修正すればよい。また、サイクリックプレフィックスの長さは $H(z)$ の最高次数以上であればよいことに注意する。図1に送信信号と受信信号の1ブロックの構成 ($N=5, L=3$ の場合) と全体の構成を示す。

4. 周波数領域等化

これまでの議論から図1の送信方法に対しては、送信信号の1ブロック $\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$ のDFT $\{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}$ と受信信号の1ブロック $\{y_0, y_1, \dots, y_{N-1}\}$ のDFT $\{Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}\}$ との間には式(12)の関係がある。よって、周波数領域等化 (FDE : Frequency Domain Equalization) は以下ようになる。すなわち、条件

$$H_k \neq 0 \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (19)$$

の下で、受信信号を基に

$$X_k = \frac{Y_k}{H_k} \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (20)$$

を計算し、式(20)のIDFTを求めると送信信号が得られることが分かる。これはZF等化 (Zero-Forcing Equalization) と呼ばれる。

通信路が最小位相 (Minimum Phase) であるとき、すなわち、式(2)の $H(z)$ のゼロ点がすべて単位円内にある場合、式(3)の逆システム

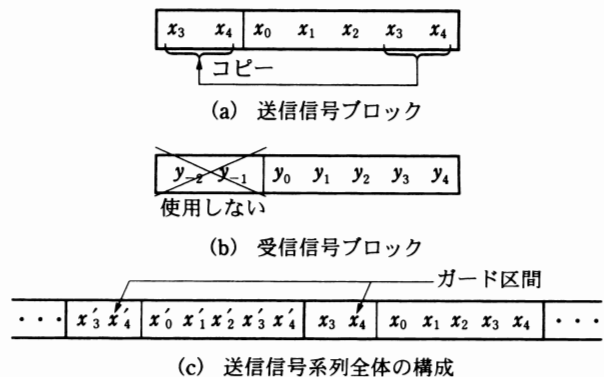


図1 $N=5, L=3$ のときの送受信信号の構成

$$x_n = \frac{1}{H(z)} y_n \quad (21)$$

がZF等化器となるが、式(19)の条件は $H(z)$ の最小位相性の条件よりはるかに緩やかであると考えられる。

実際のDMT, OFDM方式では受信側で上記のDFTとIDFTを計算するのではなく、送信側で $\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$ のIDFT $\{X'_0, X'_1, \dots, X'_{N-1}\}$ を計算してそれを送信信号とし、受信側では受信信号 $\{y_0, y_1, \dots, y_{N-1}\}$ のDFT $\{Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}\}$ の計算のみを行う構成となっている。このとき、 $\{X'_0, X'_1, \dots, X'_{N-1}\}$ のDFTは $\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$ であるから式(12)に対応して

$$Y_k = H_k x_k \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (22)$$

である。 k は周波数番号に対応しておりトーン (tone) とも呼ばれる。このように式(2)の周波数選択性フェージング通信路 (Frequency-Selective Fading Channel) は各トーンでは1タップのフラットフェージング通信路 (Flat Fading Channel) に変換され取扱いが容易となる。式(19)の下で $x_k = \frac{Y_k}{H_k}$ ($k=0, 1, \dots, N-1$)によりZF等化がなされる。また、 N は数十から数千の値であるため離散フーリエ (逆) 変換の計算には高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transform) アルゴリズムが用いられる。図2に以上の送受信方式のブロック図を示す。周波数分割多重方式の提案は1950年代のようであるが、サイクリックプレフィックスの使用が最初に述べられたのは1980年の音響・音声・信号処理国際会議 (ICASSP) で発表された文献(2)であると思われる。そこでは“cyclic extension”という言い方がされている。

なお、受信側でDFTとIDFTを計算する方式はシングルキャリア (SC: Single Carrier) 方式と呼ばれており、図2の送信側のIDFTブロックを受信側の最右端に持ってきたものとなる。図2のOFDM方式に比べ送信信号のピーク対平均パワー比 (PAPR: Peak to Average Power Ratio) が低く、搬送波周波数誤差に低感度であるとされている⁽³⁾。

ところで式(17)右辺の行列は巡回行列 (Circulant Matrix) であるが、一般の場合のこの行列を \mathbf{C} 、式(8)の離散フーリエ変換に対応するDFT行列を \mathbf{W} とおくと $\mathbf{C} = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{W}$ であることが知られている。ここで、

$$(\mathbf{W})_{kl} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j \frac{2\pi}{N} kl} \quad (k, l=0, 1, \dots, N-1) \quad (23)$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}(H_0, H_1, \dots, H_{N-1})$$

である。ただし、 \mathbf{W} はユニタリ行列となるよう係数 $1/\sqrt{N}$ がかけられており、 H_i は式(11)で定義される。つまり、 \mathbf{C} は \mathbf{W} により対角化される。実際、 \mathbf{W} の第 i 行を

$$\mathbf{w}_i^T = \frac{1}{\sqrt{N}} (1, e^{-j \frac{2\pi}{N} i}, \dots, e^{-j \frac{2\pi}{N} (N-1)i})$$

とおくと、 $\mathbf{w}_i^T \mathbf{C} = H_i \mathbf{w}_i^T$ であることより $\mathbf{C} = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{W}$ が成立していることが分かる。この行列表現を用いたブロック伝送法の解説は文献(4)が詳しい。

次に、通信路における雑音の影響を考える。図2の通信路には白色ガウス雑音 $\{v_n\}$ が加わるとする。ここで、雑音の平均は0、分散は σ^2 とする。ユニタリDFT変換後の1ブロックの送信信号、受信信号及び雑音を

$$\begin{aligned} (X_0, X_1, \dots, X_{N-1})^T &= \mathbf{W} (x_0, x_1, \dots, x_{N-1})^T \\ (Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1})^T &= \mathbf{W} (y_0, y_1, \dots, y_{N-1})^T \\ (v'_0, v'_1, \dots, v'_{N-1})^T &= \mathbf{W} (v_0, v_1, \dots, v_{N-1})^T \equiv \mathbf{W} \mathbf{v} \end{aligned}$$

と改めておくと、 \mathbf{v} の共分散行列は $\sigma^2 \mathbf{I}$ であり、 \mathbf{W} はユニタリ行列であるから $\{v'_n\}$ も平均0、分散 σ^2 の白色雑音である。よって、式(22)は

$$Y_k = H_k x_k + v'_k \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (24)$$

となる。ここで、 $\{x_n\}$ はBPSK, QPSK信号とし $|x_k|^2 = A^2$ とする。そして、 $\gamma = A^2/\sigma^2$ とおくと、式(20)よりZF等化器の出力でのSN比は $\gamma |H_k|^2$ であり、判定は各 k (トーン)ごとになされ、各誤り確率の平均が全体の誤り確率となる。すなわち、

$$P_{OFDM} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Q(\sqrt{\gamma |H_k|^2}) \quad (25)$$

である⁽⁵⁾。ここで、

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (26)$$



図2 OFDMシステムのブロック図

である。

一方、SC方式に対しては

$$Y_k = H_k X_k + v'_k \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (27)$$

であり、式(20)のZF等化の後IDFT変換が施され各成分ごとの判定がなされる。その各成分での雑音項をまとめてベクトル表現すれば $\mathbf{W}^{-1}\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{W}\mathbf{v}$ であり、共分散行列は $\sigma^2 \mathbf{W}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{\Lambda}^{-H} \mathbf{W}$ である。この行列の対角成分はすべて等しく、各成分でのSN比(判定の誤り確率)も等しくなり、結局、全体の誤り確率は

$$P_{SC} = Q \left(\sqrt{\left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\gamma |H_k|^2} \right)^{-1}} \right) \quad (28)$$

となる。多くの場合 $P_{SC} < P_{OFDM}$ である⁽⁵⁾。

一般の周波数領域の等化器出力を

$$\hat{x}_k = G_k Y_k \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (29)$$

とする。OFDM方式に対しては式(29)でのSN比はZF等化の場合と変わらないので誤り確率も式(25)と同じであるが、SC方式に対しては変りOFDM方式に比べ小さくなる⁽⁵⁾。ここで、平均二乗誤差(MMSE: Minimum Mean Square Error)は、式(29)の \hat{x}_k を \hat{X}_k と置き直し、 $|X_k|^2 = A^2$ に注意し、式(27)を用いれば

$$E \left[|\hat{X}_k - X_k|^2 \right] = |G_k H_k - 1|^2 A^2 + |G_k|^2 \sigma^2 \quad (30)$$

である。式(30)を G_k に関し最小化するとMMSE等化器のゲイン

$$G_k = \frac{\gamma H_k^*}{\gamma |H_k|^2 + 1} \quad (31)$$

が得られる。 γ が十分大きければ式(31)は式(20)のZF等化器と同じになる。

5. その他の話題

ここでは、分数間隔等化(Fractionally Spaced Equalization)について述べる。これは先に述べた $H(z)$ の最小位相性の制約を回避する手法の一つである。ここでは、シンボルレートの倍でオーバーサンプリングする場合を図3に示す。 $\uparrow 2$ は元系列の間に0を1個挿入する演算(Expander)であり、 $\downarrow 2$ は系列の偶数番目のみを残す演算(Decimator)である。オーバーサンプリングに

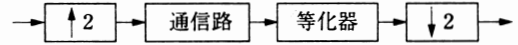


図3 2倍オーバーサンプリングによる分数間隔等化

よる通信路の伝達関数を改めて $H(z)$ とし、 $G(z)$ は等化器の伝達関数でインパルス応答を $\{g_l\}$ とする。すると、通信路出力、等化器出力はそれぞれ

$$y_n = \sum_l h_{n-2l} x_l, \quad \hat{x}_n = \sum_l g_l y_{2n-l}$$

となり、ZF等化 ($x_n = \hat{x}_n$) の条件は

$$\sum_l g_l h_{2n-l} = \delta_n \quad (32)$$

となる。ただし、 $\delta_n = 1 (n=0), 0 (n \neq 0)$ である。式(32)は周波数応答を用いて

$$G(e^{j\frac{\omega}{2}})H(e^{j\frac{\omega}{2}}) + G(e^{j\frac{\omega+\pi}{2}})H(e^{j\frac{\omega+\pi}{2}}) = 2 \quad (33)$$

と書かれる。図2の送信方式を図3の通信路に用いた場合の周波数領域等化法が文献(6)で提案され、式(33)に対応するZF等化条件は $k=0, 1, \dots, N/2-1$ に対し

$$G_k H_k + G_{k+N/2} H_{k+N/2} = 2 \quad (34)$$

であることが示された。ただし、 G_k, H_k は式(11)と同様に定義した量である。式(34)は式(19)の条件より更に緩やかであり、この $\{G_k\}$ は一意には定まらないが雑音の影響が最小となるよう選ぶことができる。

なお、近年、送信ダイバーシチを用いた Alamouti による時空間符号化法が注目を集めているが、SC方式によるブロック伝送を用いた時空間符号化法が文献(7)で提案されている。

また、サイクリックプレフィックスを用いたブロック伝送では、ガード区間内の遅延波を積極的に捕そくし、ガード区間を越える遅延波を除去することで特性の改善が図れるが、アダプティブアレーを適用することでこれを実現する手法が文献(8)で提案されている。

6. あとがき

ブロック伝送法と周波数領域等化に関し基礎的部分をデジタル信号処理の観点から解説し、最近の話題についても述べた。更に詳しい専門解説書としては文献(9)が最近出版されている。

文 献

- (1) J.M. Cioff, "Asymmetric digital subscriber lines," J.D. Gibson, ed., The Communications Handbook, CRC Press, 1997.
- (2) A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithm," Proc. ICASSP, pp.964-967, 1980.
- (3) H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE Commun. Mag., pp.100-109, Feb. 1995.
- (4) Z. Wang and G.B. Giannakis, "Wireless multicarrier communications," IEEE Signal Process. Mag., vol.47, pp.126-144, Dec. 2001.
- (5) Y.-P. Lin and S.-M. Phoong, "MMSE OFDM and prefixed single carrier systems:BER analysis," Proc. ICASSP, vol.IV, pp.229-232, 2003.
- (6) P.P. Vaidyanathan and B. Vrcelj, "Theory of fractionally spaced cyclic-prefix equalizers," Proc. ICASSP, vol. II, pp.1277-1280, 2002.
- (7) N. Al-Dhahir, "Single-carrier frequency-domain equalization for space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channel," IEEE Commun. Letters, vol.5, pp.304-306, July 2001.
- (8) 林 和則, 小嶋 卓, 酒井英昭, "サイクリックプリフィックスを用いたシングルキャリア無線通信システムのためのアダプティブアレーアンテナ," 信学論 (B), vol.J87-B, no.7, pp.940-949, 2004.
- (9) 大野修一, 周波数選択性通信路に対する無線ブロック伝送方式, トリケップス, 2002.



酒井 英昭 (正員)

昭47 京大・工・数理卒. 昭50 徳島大・工・情報・助手, 昭53 京大・工・数理・助手, 昭60 同助教授, 平9 同教授. 現在, 京大・情報学・システム科学・教授. 時系列解析, 信号処理の研究に従事.



林 和則 (正員)

平9 阪大・工・通信卒. 平14 同大学大学院博士後期課程了. 同年京大・情報学・システム科学・助手, 現在に至る. 無線通信, デジタル信号処理の研究に従事.