

環境適応技術を用いた OFDM-CDMA 通信方式に関する研究

小林 英雄 三重大学 工学部 教授

1 まえがき

近年、携帯端末や移動 PC 等を利用する移動体通信システムにおいては、インターネットユーザの飛躍的な増大や情報の多様化により高速・大容量データ伝送が前提となりつつある。第 3 世代移動通信システムにおいては、将来的には最大 2Mbit/sec を実現可能としているが、さらなる高速化の要求に対応するため、次世代移動体通信システムにおいては下りリンクにおいて 100Mbit/sec 程度の超高速データ通信の実現が要求されている^[1]。このような超高速データ通信を実現するには、広帯域無線伝送が前提となるため、周波数選択性フェージングへの耐性が必要不可欠であり、また、マルチセルラ環境下において伝送容量の大幅な改善が要求されている。これらの要求を実現する通信方式として、マルチキャリア CDMA (MC-CDMA) 方式が注目されており様々な検討が行われている^{[1][2][3][4]}。MC-CDMA 方式は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式と CDMA (Code Division Multiple Access) 方式を融合させた方式であり、それぞれの優れた特長を併せ持つ方式として知られている。一方、通信環境に応じて最適な変調方式を選択する適応変調方式を用いた MC-CDMA 方式は、所要の通信品質を確保しつつ伝送容量の大幅な改善が可能であることが報告されている。しかしながら、適応変調 MC-CDMA 方式の実現に際しては高精度な通信環境の推定法が必要不可欠となる。

本研究では、MC-CDMA 方式をダウンリンクで利用することを想定し、通信環境に応じて最適な変調方式を選択する適応変調方式を実現する際に必要となる通信環境推定法について、伝送路特性の推定誤差を考慮した方式を提案する。

2 システム構成

図 1 に適応変調を用いた MC-CDMA システムのダウンリンクにおける基地局 (BS) と移動端末 (MS) の送受信構成を示す。ここでは、無線通信回線は TDD 回線を想定し、周波数選択性フェージング等に起因するチャンネル周波数特性 (CFR) は、送受 1 フレーム時間内は変動しないと仮定する。図 2 に想定するダウンリンクのバーストフレーム構成を示す^[5]。各フレームの先頭には、多重化されていない 2 個のプリアンブルシンボルが付加される。プリアンブルは、MS においてシンボル同期、周波数同期、CFR 推定と、ここで提案する受信 CNR の推定に利用される。プリアンブルシンボル後に送信される制御シンボルには、各ユーザに割り当てられるスロット番号や拡散符号系列の情報が含まれる。

2.1 基地局構成

図 1 の BS では、周波数軸上の入力データ情報は、直前に各 MS から通知された最適変調方式を用いて変調される。MS 毎に変調された信号は、周波数軸上で拡散され多重化される。その後、多重化された信号は IFFT により時間軸信号に変換されガードインターバルを付加した後送信される。

2.2 移動端末構成

各 MS では、プリアンブルシンボルを利用してシンボル同期および周波数同期が確立され、その後 FFT 処理により周波数軸信号に変換される。周波数軸上のプリアンブルシンボルは、CFR の推定に利用される。ここで、CFR 推定法として、バーストフレームの先頭に付加される 2 個のプリアンブルシンボルより推定された CFR を用いて、バーストフレーム毎に時間軸方向に同相加算を行い、推定精度の向上を計るものとする。更に、推定された CFR を用いて各スロットにおける受信 CNR を推定し、推定結果から所要の通信品質を満足する最適な

変調方式をスロット毎に決定し、これら情報は BS に通知される。BS では、各 MS から受信した変調方式情報を用いて次フレームを作成し送信される。これら操作により、ダウンリンクに対する適応変調 MC-CDMA 方式の実現が可能となる。

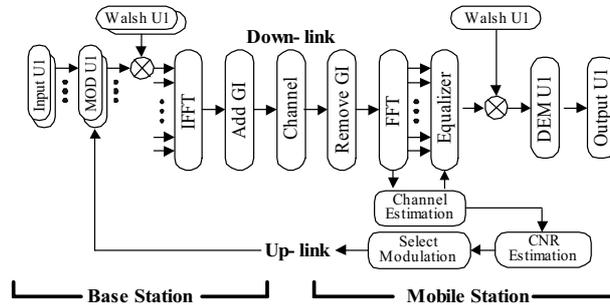


図 1 適応変調 MC-CDMA 方式の送受信機構

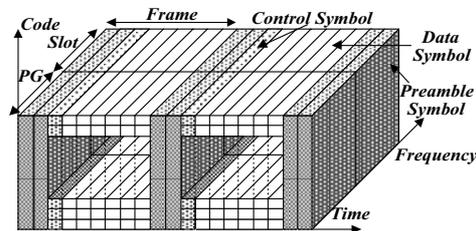


図 2 フレーム構成

3 提案方式

図 3 に、図 1 で示した送受信機構の等価回路を示す。図 3 の等価回路を用いて以下に述べるように各移動端末における受信 CNR を推定する。図中の $A_{u,k}$ は任意の変調方式で変調されたユーザ u のスロット番号 k の複素データ情報であり次式によって表される。

$$A_{u,k} = I_{u,k} + jQ_{u,k} \tag{1}$$

式(1)は、ユーザ毎に割り当てられた M 個の拡散符号 (Walsh 符号) により周波数軸上で拡散され、他ユーザの信号と多重化される。複数のユーザで多重化された周波数軸上の M 個のデータは、次式によって表される。

$$B_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{u=0}^{J-1} (A_{u,k} \cdot C_{u,k,n}) \quad n = 0, 1, 2, \dots, M-1 \tag{2}$$

ここで、 J はユーザ数、 $C_{u,k,n}$ はユーザ u のスロット番号 k の拡散符号系列を示す。式(2)は、IFFT により時間軸信号に変換され伝送路に送信される。伝送路では、マルチパスフェージングによる振幅歪と位相歪 $H_{k,n}$ を受け、その後白色ガウス雑音 $N_{k,n}$ が付加される。受信側では、FFT 後の出力信号を $X_{k,n}$ と置くと次式によって表される。

$$X_{k,n} = B_{k,n} \cdot H_{k,n} + N_{k,n} \tag{3}$$

式(3)は、伝送路等化特性 $\hat{W}_{k,n}$ により周波数軸上で等化され次式に示す $Y_{k,n}$ になる。

$$Y_{k,n} = B_{k,n} \cdot H_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n} + N_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n} \tag{4}$$

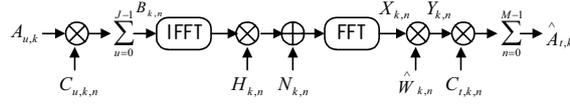


図3 送受信機の等価回路

3.1 等化方式 ORC における受信 CNR 推定法

等化方式として ORC (Orthogonal Restoring Combining) 方式を想定した場合、式(4)は次式のように表される。

$$\begin{aligned} Y_{k,n}^{ORC} &= B_{k,n} \cdot H_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n}^{ORC} + N_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n}^{ORC} = B_{k,n} + B_{k,n} \cdot (1 - H_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n}^{ORC}) + N_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n}^{ORC} \\ &= B_{k,n} + B_{k,n} \cdot \frac{N_{k,n}/\alpha A}{\hat{H}_{k,n}} + N_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n}^{ORC} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\text{但し, } \hat{W}_{k,n}^{ORC} = 1/\hat{H}_{k,n} \quad (6)$$

$$\text{また, } \hat{H}_{k,n} = H_{k,n} + N_{k,n}/\alpha A \quad (7)$$

ここで、 α は伝送路特性推定精度の改善を図る際に行う同相加算により、相対的に大きくなるパイロットの信号成分と雑音成分との振幅比、 A はパイロットの信号成分をそれぞれ示し、また、 $\hat{H}_{k,n}$ は伝送路特性推定値を示す。式(5)より、ユーザ t のスロット番号 k に割り当てられた拡散符号系列 $C_{t,k,n}$ を用いて逆拡散されることにより得られる周波数軸上の復調データは次式のように表される。

$$\begin{aligned} \hat{A}_{k,n}^{ORC} &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} (Y_{k,n}^{ORC} \cdot C_{t,k,n}) = A_{t,k} + \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \left\{ \sum_{u=0}^{J-1} (A_{u,k} \cdot C_{u,k,n}) \cdot \frac{N_{k,n}/\alpha A}{\hat{H}_{k,n}} \cdot C_{t,k,n} \right\} \\ &+ \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} (N_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n}^{ORC} \cdot C_{t,k,n}) \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)右辺の、第1項目は希望信号成分を、第2項目は等化の不完全性により発生する符号間干渉成分を、第3項目は雑音成分を示す。ここで、式(8)の第1項目のユーザ t の帯域分割されたスロット番号 k における逆拡散後の希望信号成分の平均電力 $P_{d,k}^{ORC}$ は次式によって求められる。

$$P_{d,k}^{ORC} = E \left[|A_{t,k}|^2 \right] = \sigma_d^2 \quad (9)$$

但し、 $E[\cdot]$ はアンサンブル平均を、 σ_d^2 は平均送信信号電力を示す。一方、式(8)の第2項目の等化の不完全性により発生する符号間干渉成分の平均電力 $P_{I,k}^{ORC}$ は次式によって求められる。

$$P_{I,k}^{ORC} = E \left[\left| \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \left\{ \sum_{u=0}^{J-1} (A_{u,k} \cdot C_{u,k,n}) \cdot \frac{N_{k,n}/\alpha A}{\hat{H}_{k,n}} \cdot C_{t,k,n} \right\} \right|^2 \right] = \frac{J \cdot 2\sigma_N^2}{(\alpha \cdot M)^2} \cdot \sum_{n=0}^{M-1} |\hat{W}_{k,n}^{ORC}|^2 \quad (10)$$

但し、 σ_N^2 は白色ガウス雑音の平均電力を示す。また、式(8)の第3項目の雑音成分の平均電力 $P_{N,k}^{ORC}$ は次式によって求められる。

$$P_{N,k}^{ORC} = E \left[\left| \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} (\hat{W}_{k,n}^{ORC} \cdot N_{k,n} \cdot C_{t,k,n}) \right|^2 \right] = \frac{2\sigma_N^2}{M} \cdot \sum_{n=0}^{M-1} |\hat{W}_{k,n}^{ORC}|^2 \quad (11)$$

式(9)(10)(11)より、ORC 等化方式を用いた場合の MC-CDMA 方式の伝送路特性推定誤差を考慮したユーザ t の帯域分割されたスロット番号 k における受信 CNR は次式によって求めることができる。

$$CNR_{t,k}^{ORC} = 10 \log_{10} \left\{ P_{d,k}^{ORC} / (P_{I,k}^{ORC} + P_{N,k}^{ORC}) \right\} \quad (12)$$

但し、 r は送信信号電力対雑音電力比 (C/N) を示し、次式によって表される。

$$r = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_d^2}{2\sigma_N^2} \right) \quad (13)$$

ここで、雑音電力 σ_N^2 は図2に示したバーストフレームの先頭に付加されるプリアンブルシンボルを用いて推

定する。図2において、2個のプリアンブルシンボルのデータパターンを同一とすると、雑音電力はFFT後の受信信号である式(3)を利用することにより次式によって推定可能となる[6]。

$$2\sigma_N^2 = \frac{1}{2N_c} \cdot \sum_{n=0}^{N_c-1} |X_{n,1} - X_{n,2}|^2 \quad (14)$$

但し、 N_c はサブキャリア数を示し、 $X_{n,1}$ と $X_{n,2}$ は1番目、2番目のプリアンブルシンボルにおける n 番目のサブキャリアの周波数軸上データを示す。式(14)は、準静的フェージング環境下では2個のプリアンブルシンボルにおける伝送路特性は同じと見なせること、また同一のデータパターンを有する2個のプリアンブルシンボルには互いに独立な雑音が付加されることを利用している。従って、これらプリアンブルの差を取る事により雑音成分だけを抽出することが可能となる。

3.2 等化方式 MMSEC における受信 CNR 推定法

等化方式として MMSEC (Minimum Mean Square Error Combining) 方式を想定した場合、式(4)は次式によって表される。

$$\begin{aligned} Y_{k,n}^{MMSEC} &= B_{k,n} \cdot H_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n}^{MMSEC} + N_{k,n} \cdot W_{k,n}^{MMSEC} \\ &= B_{k,n} + B_{k,n} \cdot (1 - H_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n}^{MMSEC}) + N_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n}^{MMSEC} \\ &= B_{k,n} + B_{k,n} \cdot \frac{2\sigma_N^2 + \frac{N_{k,n}}{\alpha A} \cdot \hat{H}_{k,n}^*}{|\hat{H}_{k,n}|^2 + 2\sigma_N^2} + N_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n}^{MMSEC} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\text{但し、} \hat{W}_{k,n}^{MMSEC} = \hat{H}_{k,n}^* / (|\hat{H}_{k,n}|^2 + 2\sigma_N^2) \quad (16)$$

式(15)より、ユーザ t のスロット番号 k に割り当てられた拡散符号系列 $C_{t,k,n}$ を用いて逆拡散されることにより得られる周波数軸上の復調データは次式のように表される。

$$\begin{aligned} \hat{A}_{t,k}^{MMSEC} &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} (Y_{k,n}^{MMSEC} \cdot C_{t,k,n}) = A_{t,k} + \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \left\{ \sum_{u=0}^{J-1} (A_{u,k} \cdot C_{u,k,n}) \cdot \frac{2\sigma_N^2 + \frac{N_{k,n}}{\alpha A} \cdot \hat{H}_{k,n}^*}{|\hat{H}_{k,n}|^2 + 2\sigma_N^2} \cdot C_{t,k,n} \right\} \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} (N_{k,n} \cdot \hat{W}_{k,n}^{MMSEC} \cdot C_{t,k,n}) \end{aligned} \quad (17)$$

式(17)右辺の、第1項目は希望信号成分を、第2項目は等化の不完全性により発生する符号間干渉成分を、第3項目は雑音成分を示す。ここで、第1項目の希望信号成分と第3項目の雑音成分それぞれの平均電力 $P_{d,k}^{MMSEC}$ と $P_{N,k}^{MMSEC}$ は式(9)(10)と同様にして求められ、次式で表される。

$$P_{d,k}^{MMSEC} = \sigma_d^2 \quad (18)$$

$$P_{N,k}^{MMSEC} = \frac{2\sigma_N^2}{M} \cdot \sum_{n=0}^{M-1} |\hat{W}_{k,n}^{MMSEC}|^2 \quad (19)$$

一方、式(17)の第2項目の等化の不完全性により発生する符号間干渉成分の平均電力 $P_{I,k}^{MMSEC}$ は次式によって求められる。

$$\begin{aligned} P_{I,k}^{MMSEC} &= E \left[\left| \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \left\{ \sum_{u=0}^{J-1} (A_{u,k} \cdot C_{u,k,n}) \cdot \frac{2\sigma_N^2 + \frac{N_{k,n}}{\alpha A} \cdot \hat{H}_{k,n}^*}{|\hat{H}_{k,n}|^2 + 2\sigma_N^2} \right\} \right|^2 \right] \\ &= \frac{1}{M^2} \left[4\sigma_N^4 \cdot \sigma_d^2 + \frac{8\sigma_N^4}{\alpha^2} \right] \cdot \sum_{u=0}^{J-1} \left| \sum_{n=0}^{M-1} C_{u,k,n} \cdot C_{t,k,n} \right| / \left[|\hat{H}_{k,n}|^2 + 2\sigma_N^2 \right]^2 + \frac{J \cdot 2\sigma_N^2}{(\alpha \cdot M)} \cdot \sum_{n=0}^{M-1} |\hat{W}_{k,n}^{MMSEC}|^2 \end{aligned} \quad (20)$$

式(18)(19)(20)より、MMSEC 等化方式を用いた場合の MC-CDMA 方式の伝送路特性推定誤差を考慮したユーザ t のスロット番号 k における受信 CNR は次式によって求めることができる。

$$CNR_{t,k}^{MMSEC} = 10 \log_{10} \left\{ P_{d,k}^{MMSEC} / (P_{I,k}^{MMSEC} + P_{N,k}^{MMSEC}) \right\} \quad (21)$$

以上より、式(12)(21)で与えられる受信 CNR 推定法は、バーストフレームの先頭に付加されるプリアンブルシンボルから共に推定可能な伝送路特性 $\hat{H}_{k,n}$ と送信信号電力対雑音電力比 r を用いて決定されることが分かる。

3.3 最適変調方式割り当て

式(12)(21)より推定した受信 CNR は、次式に示す各種変調方式における理論ビット誤り率 (BER) 特性を求める式に代入することにより、ユーザ t のスロット番号 k に対するマルチパスフェージング環境下における平均 BER 特性を求めることができる^[7]。

$$P_{t,k}^{BER} = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{10^{CNR_{t,k}/10}}\right) & i = 1 \\ \frac{2(\sqrt{D}-1)}{i\sqrt{D}} \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3}{2(D-1)} 10^{CNR_{t,k}/10}}\right) & i \geq 2 \\ \frac{2}{i} \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3}{2(D-1)} 10^{CNR_{t,k}/10}}\right) & i = \text{odd} \end{cases} \quad (22)$$

$$\text{但し, } \operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (23)$$

式(22)で、 D は変調方式の多値数、 i は1シンボル当たりのビット数を示す。

以上述べたように、プリアンブルシンボルを利用することにより各移動端末における受信状態を式(12)(21)より推定可能となり、また所要の通信品質を満足する最適な変調方式を式(22)を用いることにより決定することが可能となる。各移動端末では、最適な変調方式を BS に通知することにより、BS から該 MS 向けの次フレームにおける変調方式として利用される。

4 計算機シミュレーションによる特性評価

本章では、提案した受信 CNR 推定法を利用した適応変調 MC-CDMA 方式の各種伝送特性について計算機シミュレーションにより評価する。表1に計算機シミュレーション諸元を示す。変調方式としては、Null を含めて5種類を想定した。ここで、Null とはすべての変調方式において所要の通信品質満足できなかった場合を選択され、Null が選択されたユーザのスロットはデータを送信しないものとする。一方、想定したマルチパスフェージングは指数関数型電力遅延プロファイルを想定し、各遅延波は独立にレイリーフェージングを受けるとした^[8]。また、フェージング等に起因する CFR の変動は送受1フレーム時間内では十分小さく変化しないものと仮定する。また、ダウンリンクで BS から MS に通知される制御シンボルの情報と、アップリンクで MS から BS に通知される最適な変調方式の情報は誤りなく通信可能であると仮定する。

表1 シミュレーション諸元

| | |
|-------------------------|--------------------------------|
| Modulation [5types] | Null, BPSK, QPSK, 16 and 64QAM |
| Equalization | ORC or MMSEC |
| Spreading code | Walsh Hadamard code |
| Number of FFT points | 512 |
| Number of sub-carriers | 512 |
| Processing gain | 16 |
| Allocated bandwidth | 80 [MHz] |
| Symbol duration | 6.03 [μ sec] |
| Guard interval | 960 [nsec] |
| α | $\sqrt{2}$ |
| Packet size | 64 [bytes] |
| Required PER | 1e-1 |
| Multi-path fading model | Rayleigh-fading |
| Delay profile | Exponential |
| Number of paths | 10 [paths] |
| Delay spread | 100 [nsec] |
| Delay spacing | 100 [nsec] |

4.1 受信 CNR 推定法の妥当性

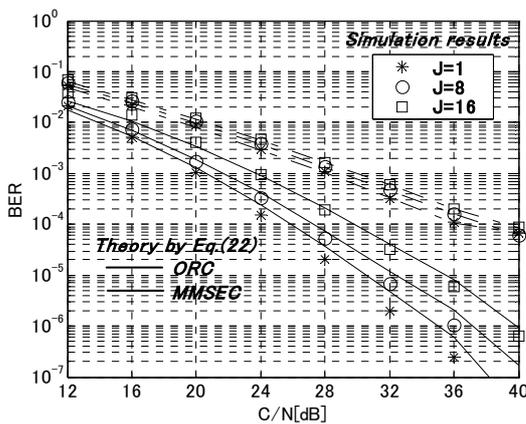
図 4(a)(b)に、ユーザ数 $J=1, 8, 16$ を想定し、変調方式 QPSK 及び16値 QAM を固定的に利用した場合に対して、等化方式として ORC と MMSEC を想定した時のマルチパスフェージング環境下における BER 特性を式(22)を用いて求めた結果を示す。図には、提案した受信 CNR 推定法の妥当性を評価するためにモンテカルロシミュレーションにより求めた結果も合わせて示す。図 4 より、モンテカルロシミュレーション結果と提案方式から求めた理論 BER 特性は各変調方式、各等化方式、各ユーザ数において良く一致していることが分かる。これら結果より、提案した受信 CNR 推定法は、通信環境に応じて所要の通信品質を確保しつつ最適な変調方式を選択する際に利用可能であることが実証された。

4.2 適応変調 MC-CDMA 方式の伝送容量

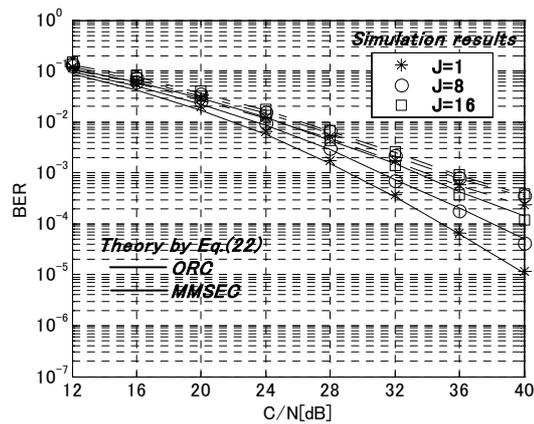
図 5 に、等化方式として ORC, MMSEC を想定し、提案方式を用いて適応変調を行った場合のユーザ数 J が 1, 8, 16における C/N に対するパケット誤り率特性 (PER) を考慮した伝送容量の結果を示す。また、図中には等化方式として MMSEC 方式を想定し、変調方式 QPSK を固定的に利用した場合のユーザ数 J が16の場合の結果も合わせて示す。ここで、伝送容量は1ユーザ、1スロット当たりの平均情報ビット数で評価を行った。図 5 より、等化方式として ORC, MMSEC 方式を想定した適応変調 MC-CDMA 方式では、QPSK 変調を固定的に利用する場合と比較して伝送容量を大幅に改善可能であることが分かる。また、ORC と MMSEC 方式を用いた適応変調 MC-CDMA 方式では、伝送容量には大きな差が見られないことが分かる。

4.3 受信側での誤り率特性

図 6 に等化方式として ORC, MMSEC 方式を想定し、提案方式を用いて適応変調を行った場合のユーザ数 J が 1, 8, 16における受信側での PER 特性を示す。ここで、受信 CNR 推定時に利用される CFR と復調に利用される CFR にはそれぞれ独立な雑音を付加した。図 6 より、各等化方式において受信側で達成可能な特性は送信側で設定した所要の PER 特性を十分満足していることが分かる。以上より、提案方式を用いて適応変調を行うことにより、受信側では所要の通信品質を満足でき、更に等化方式として ORC, MMSEC 方式を採用することにより変調方式を固定的に利用する場合に比べて伝送容量の大幅な改善が可能であることが実証された。



(a) QPSK 方式



(b) 16値 QAM 方式

図 4 MC-CDMA 方式のBER 特性

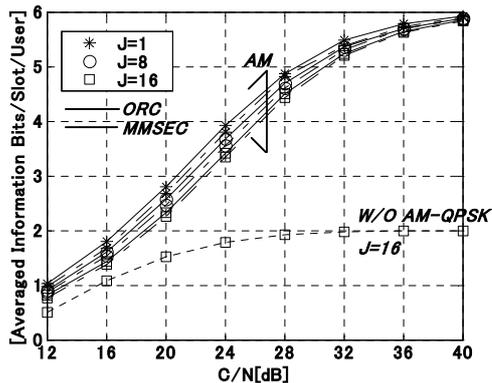


図5 伝送容量

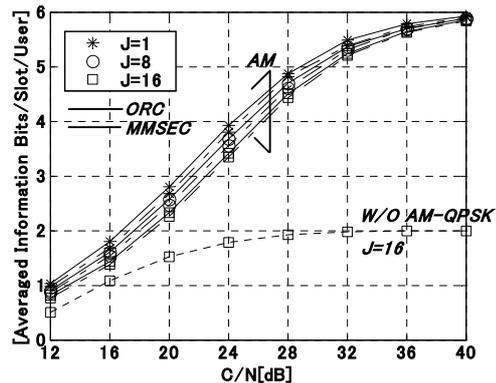


図6 受信側における PER 特性

5 まとめ

本研究では、通信環境に応じて所要の通信品質を満足する最適な変調方式を選択する際に必要となる伝送路特性推定誤差を考慮した受信 CNR 推定法について、伝送路特性推定値を利用して符号間干渉成分と雑音成分の各平均電力を求めることにより高精度に推定する方式を提案し、計算機シミュレーションにより提案方式の評価を行った。その結果、提案方式は平均 BER を精度良く推定可能であり、提案方式を用いた適応変調 MC-CDMA は、変調方式を固定的に利用する場合と比較し、伝送速度の大幅な改善が可能であることが明らかとなった。

参考文献

- [1] 塚越, 神尾, “MC-CDMA 適応変調システムのフェージング伝播路における伝送路”, 信学技報, RCS2001-178, 2001.11.
- [2] 舛井, 藤井, “MC-CDMA 方式における適応変調に関する一検討”, 信学技報, RCS2001-241, 2002.1.
- [3] 池田, 林, Mollah, “MC-CDMA システムにおける適応変調の効果”, B-5-198, 2002.
- [4] 小南, 永長, 森, 小林, “適応変調を用いた MC-CDMA 通信システムに関する検討”, RCS, 2003.5.
- [5] 小南, 森, 小林, “MC-CDMA におけるパイロットチャネル構成法に関する一検討,” B-5-81, 2003.9.
- [6] Y.Teng, T.Nagaosa, K.Mori and H.Kobayashi, “Proposal of Grouping Adaptive Modulation Method for Burst Mode OFDM Transmission System,” IEICE Trans.Commum., Vol.E86-B, No.1, pp257-265 (2003).
- [7] F.Xiong, “Digital Modulation Techniques”, Artech House, 2000.
- [8] 細矢監修, “電波伝搬ハンドブック,” リアライズ社 (1999).

〈発表資料〉

| 題名 | 掲載誌・学会名等 | 発表年月 |
|--|--|-----------|
| 適応変調を用いた MC-CDMA 通信システムに関する検討 | 電子情報通信学会無線通信研究会 | 2003年 5月 |
| Performance Analysis of SDM-OFDM System with Adaptive Modulation Method over MIMO Channels | 電子情報通信学会無線通信研究会 | 2003年 5月 |
| Employment of QAM-OFDM Technique in Satellite Channel | 電子情報通信学会衛星通信研究会 | 2004年 7月 |
| Performance of DCT Interpolation- based Channel Estimation Method for MIMO-OFDM Systems | International Symposium on Communications and Information Technologies 2004 (ISCIT 2004) | 2004年10月 |
| Performance of DCT Interpolation- based Channel Estimation Method for MIMO-OFDM Systems | 電子情報通信学会 英文論文誌 | Reviewing |