

OFDMによる双方向高速通信に関する研究

伊 丹 誠 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科

1 まえがき

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)は周波数の利用効率が非常によく伝送路ひずみの影響にも強いという特徴をもっているため無線・有線通信における次世代の高速通信方式として注目されている。さらに、OFDMは搬送波単位で送信・受信制御を行うことによって劣悪な環境下での特性の向上を図ることが可能であり、送信機と受信機が強調して動作することによって最大のパフォーマンスを得ることができるものと期待される。本研究では、OFDMによる高速双方向通信システムの実現を目的とした、搬送波単位の通信制御方式について検討を行い、周波数ダイバーシティを用いた方式を提案し特性の向上が可能であることを確認した。

2 周波数ダイバーシティによる誤り率特性の改善

マルチパス伝送路におけるOFDM信号への周波数選択性フェージングの影響を軽減する方式としては、誤り訂正符号を用いる方式、データ拡散方式、アレイアンテナを用いた空間ダイバーシティ受信方式、受信端からフィードバックされた伝送路情報をもとに多次元符号化変調を適応的に行う方法などが提案されている。

しかしながら、これらの方式はハードウェアの複雑化を招く。携帯用のテレビ受信機や、モバイルコンピューティング用の無線LANを想定した場合、ハードウェアの複雑化による消費電力の増大は無視できない。また、アレイアンテナはそれを設置する空間を必要とし、携帯用には不向きである。そこで、簡易なハードウェアで実現できるシステムとして、周波数ダイバーシティをOFDMシステムに適用させる方式を提案する。本システムでは、送信側において複数のキャリアから同一のシンボルを送信し、受信側においてそれらを最大比合成することによりダイバーシティ受信する。それにより、周波数選択性フェージングの影響により特定のキャリアが受信不能な状態に陥っても、他のキャリアからシンボルを補充することが可能であり、フェージングに対して安定した特性が得られることを示す。

周波数ダイバーシティとは、異なる複数のキャリアから同一の信号を送信し、受信側においてそれらを選択しないしは合成することによって、ひとつのキャリアがフェージング等の影響により受信不可能になった場合でも他のキャリアから受信を行えるようにするものである。ただし、周波数ダイバーシティを行う場合には送信するキャリアの数に見合った帯域幅が必要となるため、送信するキャリア数は2~3が妥当となる。しかしながら従来の単一キャリア変調方式では、周波数選択性フェージングによる電力の落ち込みが送信した全てのキャリアと重なり、ダイバーシティを行っても受信が行えなくなる可能性も否めない。

それに対し、OFDMのようなマルチキャリア変調方式に周波数ダイバーシティを適用する利点は、非常に多くのキャリアを持つために、周波数選択性フェージングに起因して、全てのキャリアが同時に受信不能となる可能性が極めて低いということである。そして、OFDMの持つ多くのキャリアの中からダイバーシティを行う組み合わせを柔軟に選択できるという利点がある。更に、受信機から送信機へ伝送路特性のフィードバックを行うことができると仮定すれば、キャリアの組み合わせを適応的に行うことも可能である。

図1は、本章で提案する周波数ダイバーシティを適用したOFDM送受信システムのブロック図を示したものである。以下、同図中に示された送信機、受信機で行われる処理について説明する。送信機側ではまず、 M 個のデータシンボル $d(l)$ 、 $l=0, 1, \dots, M-1$ が用意され、 M 個の系列に複写される。ここで、 l はシンボル番号を示す。それにより得られた $N \times M$ 個のデータを、キャリア番号のキャリアにマッピングし、一般的なOFDMシステムと同様な方法でRF信号を得る。

この時、同一のシンボルが M 本のキャリアから複数同時に送信される。従って、従来のOFDM方式（以下、従来方式とする）と比較して、キャリア変調方式が同一であると伝送レートは $1/M$ に低下してしまう。このとき、伝送レートを下げないためには、より効率の良いキャリア変調方式を選択する必要がある。例えば、QPSKを用いた従来方式と、16値QAMを2系列、もしくは64値QAMを3系列用いた本システムの伝送レートは同等となる。

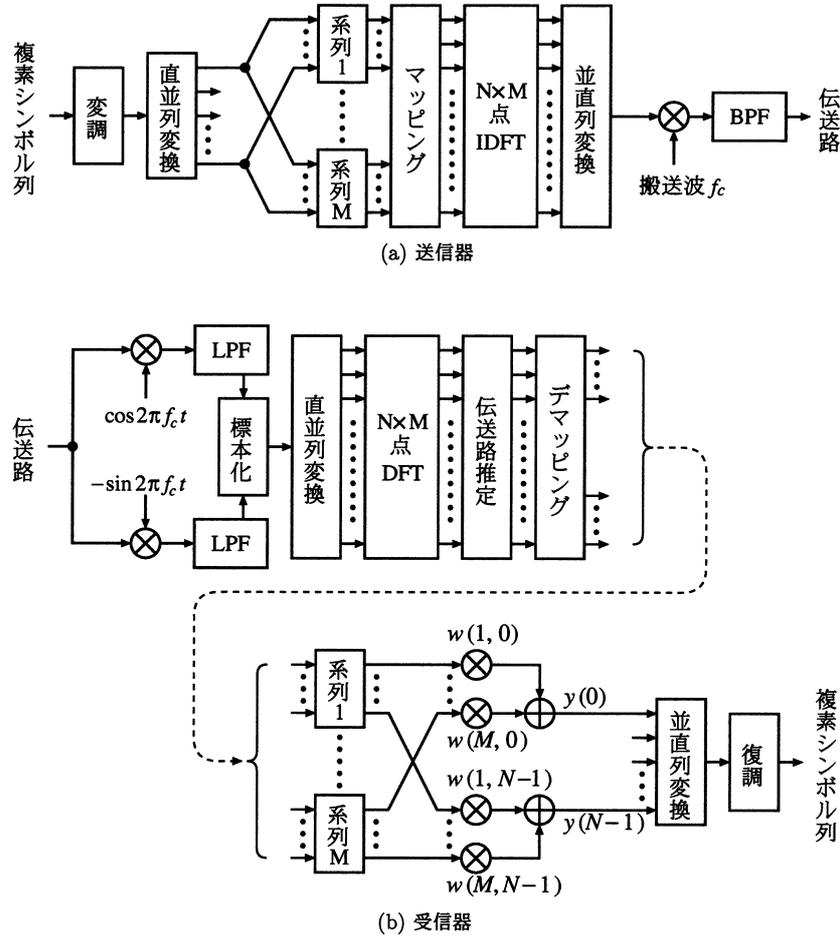


図1 周波数ダイバーシティを適用した送受信機の構成

キャリアのマッピング方法としては、適応的に組み合わせを選ぶ方法や、ランダムに組み合わせを選ぶ方法などが考えられる。前者の方法は、例えば受信電力の大きなキャリアと小さなキャリアを組み合わせとして用いる方法が考えられる。この時、周波数選択性フェージングによって受信電力の落ち込んだキャリアの信号を、受信電力の大きなキャリアの信号で補うことができ、誤り率特性の向上が期待できる。ただし、この方法は送信機側において伝送路特性を把握する必要があり、受信機から伝送路特性をフィードバックしなければならない。その結果、通信路に余分なトラフィックが発生するという欠点がある。後者の方法は、送信機と受信機でマッピングに用いる疑似乱数系列を共有するだけでよく、送信機が伝送路特性を把握していなくてもよいという利点がある。また、この方法は、1対多の通信路など、全ての受信機において適した組み合わせの選択が不可能な場合への適用も考えられる。しかし、電力の落ち込んだキャリアのみが組み合わせに用いられる可能性もあり、前者の方法以上の特性向上は期待できない。

受信機側では、まず、一般的なOFDMシステムと同様な方法で周波数系列のデータシンボルを得た後に、伝送路の推定が行われる。その後、キャリアデマッピングが行われ、 M 個の系列に振り分けられる。これらの系列は、同じシンボルを共有するものであるが、それぞれに異なる伝送路特性 $h(l, m)$ を持ち、受信シンボル $x(l, m)$ は次のようになる。

$$x(l, m) = h(l, m)d(l) + n(l, m) \quad (1)$$

ここで、 l はシンボル番号、 m は系列番号であり、 $h(l, m)$ 、 $n(l, m)$ はそれぞれシンボル番号 l 、系列番号 m のデータシンボルがマッピングされたキャリア番号 k の伝送路特性、付加雑音である。また、 $n(l, m)$ は平均値が0のガウス雑音であると仮定し、分散はすべての l 、 m において等しいものとする。その後、図1に示したように、 $x(l, m)$ に重み係数 $w(l, m)$ が掛け合わされ、それらを加え合わせたものを $y(l)$ とする。

$$\begin{aligned} y(l) &= \sum_{m=1}^M w(l, m)x(l, m) \\ &= \sum_{m=1}^M w(l, m)h(l, m)d(l) + \sum_{m=1}^M w(l, m)n(l, m) \end{aligned} \quad (2)$$

(2)式の第1項が希望シンボル成分であり、第2項が雑音成分である。従って、シンボル番号*l*のSN比*SN(l)*は(3)式のように示すことができる。ただし、全ての*l, m*について $E[d(l)^2] = \sigma_d^2$ 、 $E[n(l,m)^2] = 2\sigma_n^2$ であるものとする。また、 $E[\cdot]$ は平均値を示す。

$$SN(l) = \frac{E\left[\left|\sum_{m=1}^M w(l,m)h(l,m)d(l)\right|^2\right]}{E\left[\left|\sum_{m=1}^M w(l,m)n(l,m)\right|^2\right]} \quad (3)$$

$$= \frac{\sigma_d^2 \left|\sum_{m=1}^M w(l,m)h(l,m)\right|^2}{2\sigma_n^2 \left|\sum_{m=1}^M w(l,m)\right|^2}$$

この時、*SN(l)*最大にすることによって、誤り率を最小にすることが可能である。ここで、最終的に必要とされる信号は*d(l)*であることから、*d(l)*に掛る係数を1とする制約条件

$$\sum_{m=1}^M w(l,m)h(l,m) = 1 \quad (4)$$

を与えることにより、最大の w を与える重み係数は次のように計算される。

$$w_{OPT}(l,m) = \frac{h^*(l,m)}{\sum_{m=1}^M |h(l,m)|^2} \quad (5)$$

(5)式の導出に関する詳細は、[3]を参照されたい。この時、出力*y(l)*は(2)式および(5)式より、

$$y(l) = d(l) + \frac{\sum_{m=1}^M h^*(l)n(l,m)}{\sum_{m=1}^M |h(l,m)|^2} \quad (6)$$

であり、この時の*SN_{OPT}(l)* は、

$$SN_{OPT}(l) = \frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2} \sum_{m=1}^M |h(l,m)|^2 \quad (7)$$

となる。

以上の議論は、受信側において伝送路特性*h(l,m)*が既知であるという前提の下に行ってきた。しかし、実際には伝送路特性は受信側において未知であり、何らかの方法で推定を行わなくてはならない。一般的に、キャリアの変調方式として差動変調以外の変調方式を選択する場合には、伝送路推定用の情報としてパイロットシンボルが挿入されるのが一般的である。文献[1,2]にて提案されている方法を用いて伝送路を推定し、その推定された特性を用いて重み係数の計算を行う。シンボル時刻*t*、キャリア番号*k*の受信信号*x_t(k)*がパイロットシンボルであれば、*h_t(k)*は*x_t(k)*を既知のシンボル*d_t(k)*で除算することにより推定される。ただし、受信信号*x_t(k)*にはノイズ成分*n_t(k)*が含まれるため必ずしも正確な値とは言えない。そこで、時刻*t-4*における伝送路の推定値に忘却係数1- β を掛け、*x_t(k)/d_t(k)*に β を掛けたものと足し合わせた値をシンボル時刻における新しい推定値*h'_t(k)*とし、推定値の平滑化をはかる。

$$SN_{OPT}(l) = \frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2} \sum_{m=1}^M |h(l,m)|^2 \quad (8)$$

(8)式によって推定された値は、次のパイロットシンボルが受信されるまで同じものを用いる。以上が時間方向の内挿の方法である。

キャリア方向の内挿については、これらの値を低域通過フィルタに通すことによって実現される。フィルタのタップ数を削減するためには、窓関数を使用することが効果的であると知られており[2]、ここではハミング窓を用いることにした。そのようなフィルタは、具体的に以下の式によって示される。

$$h_t''(k) = 3\beta \sum_{\substack{k_p = k - k_w/2 \\ k_p \in k_p}}^{k+k_w/2} h_t'(k_p) \frac{\sin \pi\beta |k - k_p|}{\pi\beta |k - k_p|} \left\{ 0.54 - 0.46 \cos \frac{\pi |k - k_p|}{k_w/2} \right\} \quad (9)$$

ここで、 β は正規化低域通過係数であり、 k_w はウィンドウ幅、 k_p はパイロットシンボルの存在するキャリアの集合を示す。このとき、 β 以下の遅延時間に対して伝送路特性を補間することができる。ただし、 k_p は3キャリア間隔であるために、サンプリング定理から $\beta < 1/3$ である必要がある。以上がキャリア方向の内挿の方法である。この時、 β および β の値を小さくとり、シンボル方向およびキャリア方向にそれぞれ帯域制限をかけることにより、伝送路の推定精度は向上する。しかし、 β の値を小さくすると伝送路の変化に対する追従性は劣化し、 β の値を小さくすると許容される遅延時間は減少する。

3 周波数ダイバーシティ方式の評価

ここでは計算機シミュレーションによって提案方式のビット誤り率特性を解析し、従来方式との比較を行う。ここで、提案方式において組み合わせるキャリアの数は2系列ないしは3系列とし、従来方式と伝送レートを等しくするために、従来方式のシンボル変調はQPSKとし、提案方式については2系列の場合には16値QAM、3系列の場合には64値QAMを用いてシミュレーションを行った。ただし、適応マッピング方式については、伝送路特性のフィードバックに必要なトラフィックの増分、およびその遅延は考慮していない。シミュレーションに用いたOFDMシステムのパラメータを表1に示す。

表1 シミュレーションのパラメータ

キャリア数	1006	
キャリア間隔	4 kHz	
キャリア周波数	90 MHz	
有効シンボル長	250 μ s	
ガードインターバル長	31.25 μ s	
シンボル変調方式	(従来方式)	QPSK
	(2系列)	16QAM
	(3系列)	64QAM

3.1 2波静的マルチパス環境下の特性

図2,3,4は、2波静的マルチパス環境下におけるCN比に対するビット誤り率特性を示したものである。ここで、遅延波の遅延時間は5 μ sとし、また、シンボルフィルタに用いた係数 β は1/2、キャリアフィルタの帯域制限幅 β はガードインターバル長に等しい1/8とした。図には、従来方式の特性 ()、2系列のダイバーシティを行った場合の特性 ()、同3系列の特性 () が示してある。また、それぞれ塗り潰されたマーカー (理想等化) は伝送路を既知とした場合の特性であり、伝送路推定器の改善により得られる最大の利得を示すものである。破線 (理論値) は、理論式から計算機を用いて求積的に求めたものである。理論値の導出については文献を参照されたい。

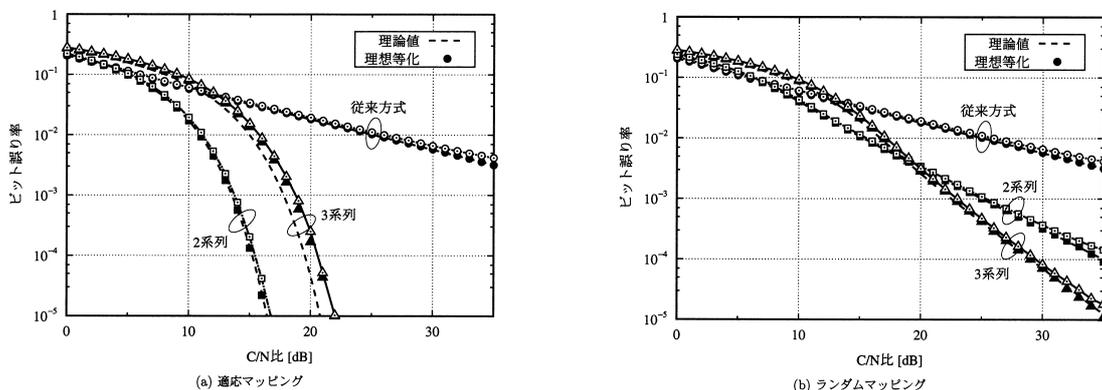


図2：2 波静的マルチパス環境におけるCN比に対する特性 (D/U=0dB)

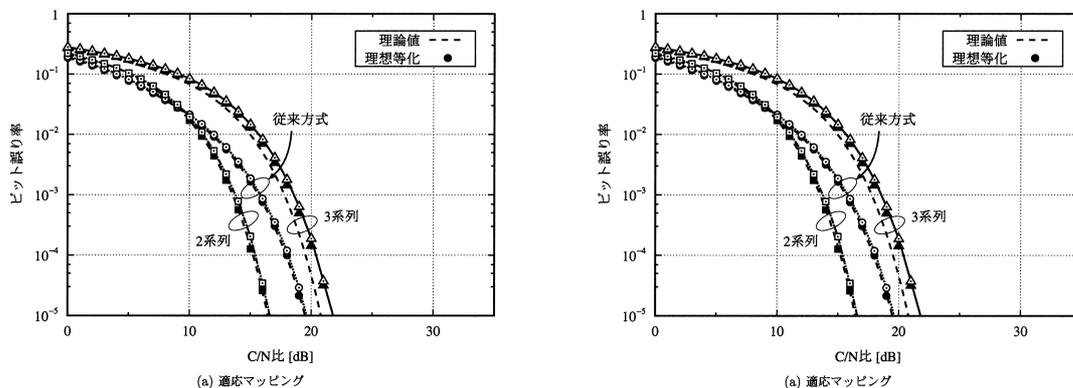


図3：2 波静的マルチパス環境におけるCN比に対する特性 (D/U=5dB)

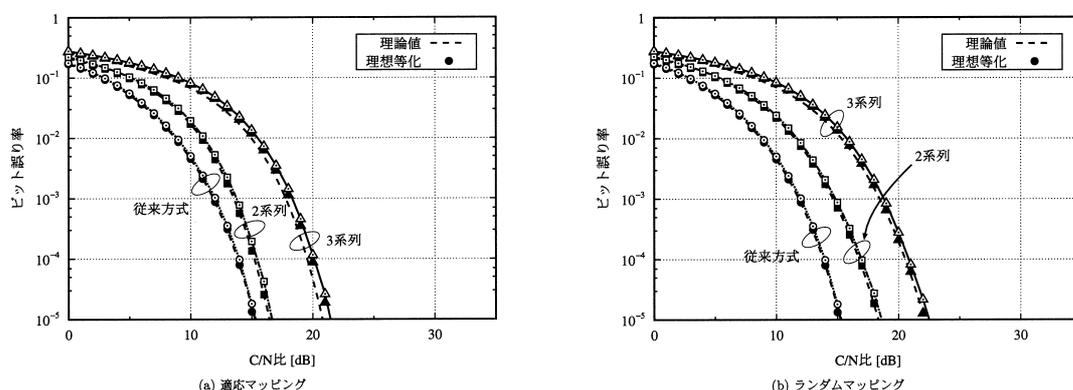


図4：2 波静的マルチパス環境におけるCN比に対する特性 (D/U=10dB)

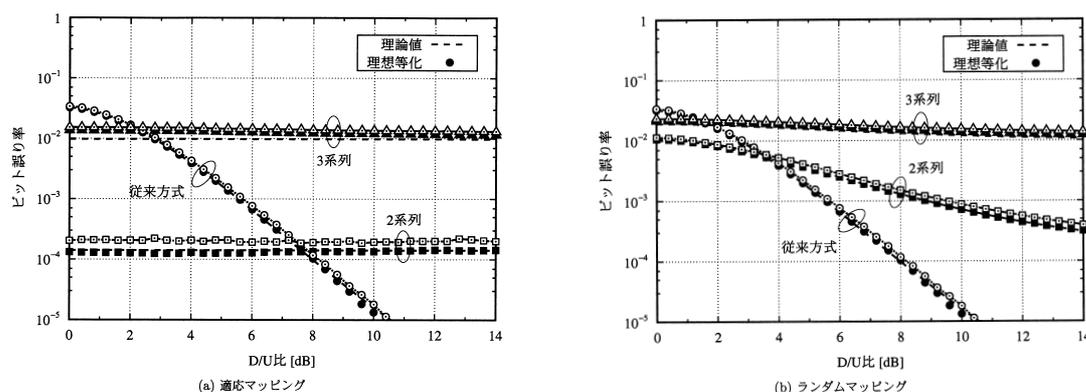


図5：2 波静的マルチパス環境におけるCN比に対する特性 (D/U=15dB)

図2(a)は適応マッピングを行った提案方式と従来方式の比較を示したものである。この図から明らかなように、2系列のダイバーシティを適応マッピングにより行うことにより、DU比が0dBの場合に得られる利得は大きい。それに対し、3系列の場合は信号点間距離が短くなることによって付加雑音の影響を受けやすくなり、2系列の場合と比較して利得は大きくない。図2(b)はランダムマッピングを用いた場合の特性を示したものである。この図から、ランダムマッピングの場合にはCN比約18dB以上と高い場合には3系列の方が良い特性を示すが、CN比が低い場合には2系列の方が特性は良くなることわかる。これは、電力が落ち込んだキャリアのみがダイバーシティを行う組み合わせとして選択される確率が、3系列の方が2系列の場合と比べて少ないためと考えられる。しかしながら、3系列の場合には信号点間距離の狭さから付加雑音の影響を受けやすくなり、CN比が低い環境では特性は良くならない。

図3(a)はDU比が5dBの場合に適応マッピングの特性を示したものであるが、図2(a)と比較してビット誤り率特性に大きな変化は見られない。それに対して、従来方式ではDU比が改善されるに従ってビット誤り率が良くなるため、提案方式によって得られる利得は小さくなる。DU比が5dBの場合、3系列の場合は逆に特性は劣化し、図4(a)に示すようにDU比が10dBになると2系列の場合でも従来方式より特性は悪くなる。ランダムマッピングを行った場合は、図3(b)、図4(b)に示すように、DU比が大きくなるに従ってビット誤り率の改善が見られるが、従来方式と比較してその改善度は小さく、この場合も同様にDU比が十分にある場合には提案方式によって得られる利得は小さくなる。図3(b)から、DU比が5dBになると従来方式の特性が提案方式を上回ることがわかる。

図5は、CN比を15dBとした場合のDU比に対するビット誤り率特性を示したものである。これらの図から明らかのように、DU比が低い(周波数選択性フェージングの影響が大きい)環境では、2系列のダイバーシティによって得られる利得は大きい。しかしながら、DU比が4~5dBを上回るとランダムマッピングを行った場合は従来方式に対して利得が得られなくなり、適応マッピングを行ってもDU比が7~8dBを上回ると従来方式の方が特性が良くなることわかる。また、3系列のダイバーシティは従来方式より特性が良くなる範囲は狭く、またその改善度も小さい。

ここで注目すべき点は、周波数ダイバーシティを行った場合には、従来方式がDU比に対して特性が大きく変化しているのに対して、提案方式ではDU比に対する特性の変化が緩やかであることと言える。特に、適応マッピングを行った場合にはDU比に対して特性は変化しない。以上のことから、提案方式は周波数選択性フェージングの影響が強い場合には効率よくその影響を取り除くことができ、マルチパス干渉のレベルに対して安定した品質を確保できると言える。その反面、信号点間距離の短さから付加雑音に対する耐性は弱くなり、周波数選択性フェージングの影響が小さくなるにつれて従来方式よりも逆に特性は劣化してしまうということが言える。

理論値については、シミュレーション結果とよく一致していることがわかる。ただし、3系列で適応マッピングを行った場合の特性に若干の誤差が見られるが、これは伝送帯域幅が周波数選択性フェージングの周期より十分に広いとの仮定により生じた誤差であるものと考えられる。

3.2 3波静的マルチパス環境下の特性

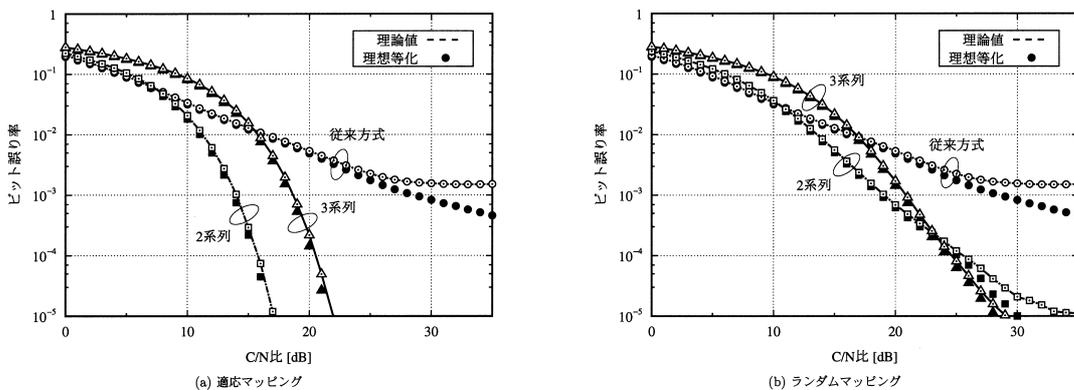


図6：3 波静的マルチパス環境におけるCN比に対する特性

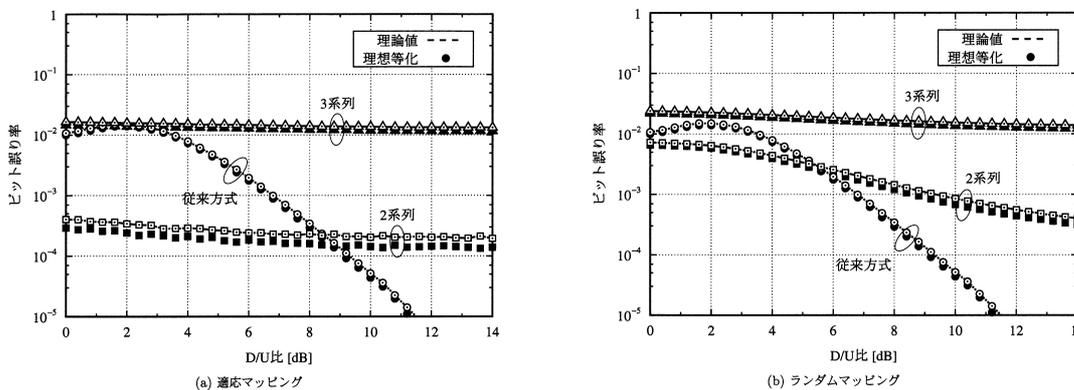


図7：3 波静的マルチパス環境におけるCN比に対する特性

図6は、直接波に対し、電力 - 5dB、遅延時間5 μ sの遅延波、及び電力 - 7dB、遅延時間7 μ sの遅延波によって構成される3波静的マルチパス環境下のCN比に対するビット誤り率特性を示したものである。この場合、2波静的マルチパス環境下での特性と同様の傾向が伺える。適応マッピングを用いた方式では、2系列の場合に良い特性が得られ、3系列の特性は2系列の特性に及ばない。ランダムマッピングを用いた方式では、CN比が約23dB以上と高い場合には3系列の方が特性は良くなるが、CN比が悪い環境では2系列の方の特性が良くなっている。

図7はCN比を15dBとし、遅延時間が5 μ sである遅延波に対し、遅延時間が7 μ sである遅延波の電力を相対的に - 2dBとした場合の、DU比に対するビット誤り率特性を示したものである。このとき、2波静的マルチパス環境下と似た傾向が見られるが、3系列の場合には従来方式に対して利得は得られないことがわかる。また、適応マッピングの場合にもDU比に対して多少の変動が見られるが、その変動は少ない。

3.3 2波レイリーフェージング環境下での特性

図8は2波レイリーフェージング環境下における、CN比に対するビット誤り率特性を示したものである。ここでは、最大ドップラー周波数10Hzで全てのパスが独立に変動、遅延波の直接波に対する平均電力を - 5dB、遅延時間5 μ sを仮定している。また、キャリアフィルタの帯域制限幅は静的マルチパス環境下の評価条件と等しい1/8とした。ただし、レイリーフェージング環境下では伝送路推定の遅れによってビット誤り率の低下を招くため、ここではシンボルフィルタについては用いない。つまりとしてシミュレーションを行った。

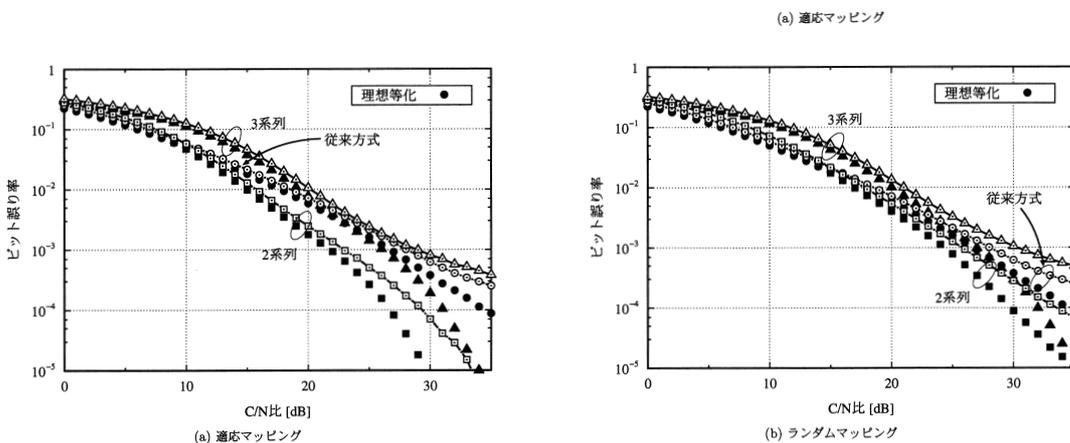


図8：2 波レイリーフェージング環境下におけるCN比に対する特性

図から明らかなように、ここで用いた条件下では2系列のダイバーシティを行うことによって従来方式に対して良い特性が得られることがわかる。しかしながら、3系列のダイバーシティを行った方式では、伝送路特性を既知とした条件ではCN比が約23dB以上と高い場合に従来方式に対して利得が得られているが、伝送路推定を行う場合には適応マッピング、ランダムマッピングともに従来方式の特性に及ばない。3系列のダイバーシティを行う場合には、信号点間距離が短いことから、付加雑音の影響に加えて伝送路の推定誤差も特性に影響しているためと思われる。

3.4 3波レイリーフェージング環境下での特性

図9は、直接波に対し平均電力 - 5dB、遅延時間5 μ sの遅延波、及び平均電力 - 7dB、遅延時間7 μ sの遅延波によって構成される3波レイリーフェージング環境下における、CN比に対するビット誤り率特性を示したものである。ここで、最大ドップラー周波数は10Hzとし、シンボルフィルタ、キャリアフィルタの条件は2波レイリーフェージング環境下での評価条件と等しいものとした。

この場合も同様に、2系列のダイバーシティを行った方式が概ね特性は良くなっており、3系列のダイバーシティを行った場合の特性は2系列のものに及ばない。また、ランダムマッピング方式では、伝送路を既知とした条件ではCN比が約28dBを超えると3系列の方の特性が良くなるが、伝送路の推定誤差により特性は上がらない。

図10は、前の場合と同様の伝送路を仮定し、CN比は25dBとした時の、伝送路の推定誤差に対するビット誤り率特性を示したものである。ここで、伝送路の推定誤差を(9)式によって推定された伝送路特性を用いて、実際の伝送路との差

$$\frac{E\left[|h_r^*(k) - \hat{h}_r(k)|^2\right]}{E\left[|h_r(k)|^2\right]} \quad (10)$$

によって表すものとし、シンボルフイルタの係数の値を変化させた時に生じた推定誤差とビット誤り率の関係を示した。この図から明らかなように、周波数ダイバーシティを行った場合には伝送路の推定誤差によって生じるビット誤り率特性の変動幅は大きい。逆に、伝送路の推定が良好であれば従来方式に対して得られる利得は大きい。逆に、伝送路の推定が悪い状況でも、2系列の場合には従来方式の特性とほぼ等しい程度に悪くなるに留まる。一方で、3系列のダイバーシティを行った場合の特性は2系列の特性に及ばない。

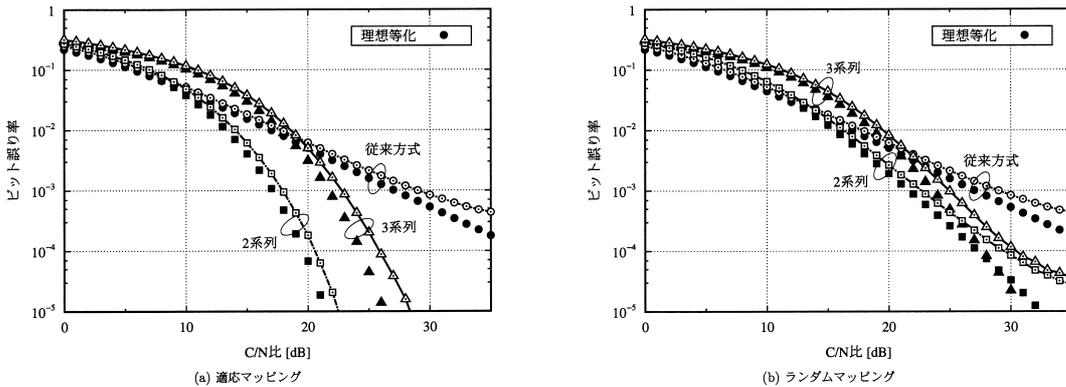


図9：3 波レイリーフェージング環境下におけるCN比に対する特性

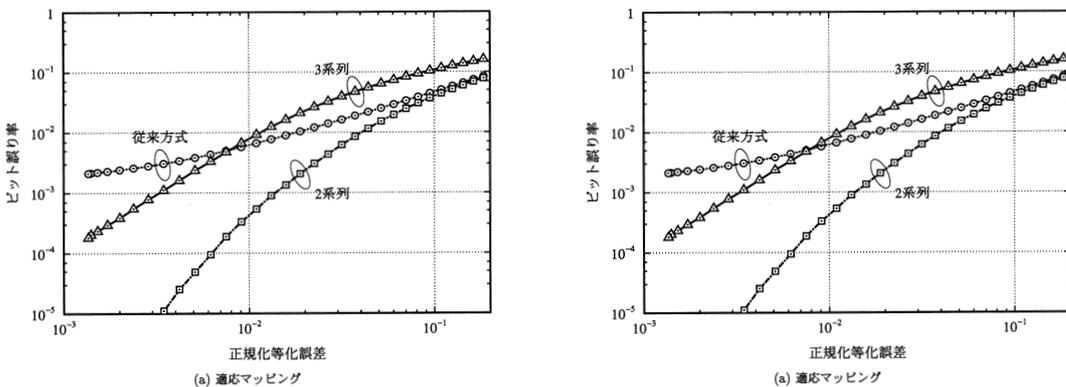


図10 伝送路の推定誤差に対する特性

4 結論および今後の課題

本研究では周波数選択性フェージングによるビット誤り率特性の改善を行う方法として、OFDMへの周波数ダイバーシティの適用を提案し、シミュレーションによってその特性を明らかにした。DU比の低い静的マルチパス環境やレイリーフェージング環境のような厳しい条件下では、2系列の周波数ダイバーシティにより伝送レートを保ったまま良好な結果が得られた。一方で、DU比が十分であるマルチパス環境下では従来方式に対して特性は劣化するが、DU比に対して安定した特性が得られることの意味合いは大きい。例えば、放送では全ての受信者に対して均一の品質をサービスする事が求められ、無線LANのようなネットワークでは安定性が重要視されている。それに加えて、回線設計が容易になることも、本方式の利点と言える。レイリーフェージング環境下においては、周波数ダイバーシティを行う場合には付加雑音だけでなく伝送路特性の推定誤差による影響も受けやすくなるが、伝送路推定が劣悪な状況でも従来方式の特性とほぼ等しい程度まで悪くなるに留まる。

3系列のダイバーシティについて、適応マッピングを用いた場合の特性は2系列の場合に及ぶことはなかった。ランダムマッピングを行った場合、CN比が十分に確保され、かつDU比が劣悪な静的マルチパス環境やレイリーフェージング環境では2系列の場合の特性より良くなる場合があることが示されたが、概ね2系列のダイバーシティの方が特性は良い。従って、ここではダイバーシティの系列数については2が妥当であると考えられる。

他にも、ハードウェア化が容易であることも本方式の利点である。特に、ランダムにキャリアを選ぶ方式の場合、送

信機側にキャリアマップを追加し、受信機側にキャリアデマップ及び加算器を追加するだけでよい。しかし、適応的に組み合わせを選択する方式では、受信機側から伝送路特性をフィードバックする機構、送信機側がそれを受け取る機構、そして余計なトラフィックが必要となるが、それについて今回は検討を行っていない。これについては、スキャッターパイロットシンボルに伝送路情報を重畳することによって、伝送レートを損なわずに適応的なマッピングを実現する方式を現在検討している。また、ここで用いた適応マッピングとは、どのような遅延プロファイル環境下でも最適であるとは限らず、今後は最適なダイバーシティの組み合わせを探索する方法や、従来方式と適宜切り替えて用いる方法、また雑音電力がキャリア毎に異なる場合などには現在検討中である電力制御方式との組み合わせなどについて検討を進めていきたい。

謝辞

本研究テーマに対して助成をいただき研究の機会を与えていただいた電気通信普及財団殿に深く感謝いたします。

参考文献

- (1) V. Mignone, A. Morello, M. Visuntin: “ CD-3: A New Channel Estimation Method to Improve the Spectrum Efficiency in Digital Terrestrial Television System ”, IEE Conf. Publ., 413, 1, pp.122-128(1995)
- (2) 林、木田、影山、木曾田、坂下: “ OFDMの復調における適応等化方式の検討 ”, テレビ学技報, 20, 53, pp.55-60(1996)
- (3) 伊丹、寺本、嶋、太田、伊藤: “ アレイアンテナを用いたOFDM信号の受信特性の解析 ”, 映情学誌, 53, 11, pp.1566-1574(1999)

< 発 表 資 料 >

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
OFDMシステムへの周波数ダイバーシティの適用	電子情報通信学会論文誌B vol. J83-B, No.10, pp1381-1393	2000年10月
A Study on Controlling Transmission Power of Carriers of OFDM Signal	Proc. of ISPLC 2001 pp.279-284	2001年 4 月