

論 文

伝送路の状態を考慮したマルチキャリア伝送用回線制御方式

柴田 伝幸[†] 鈴木 徳祥[†] 藤元 美俊[†] 西川 訓利[†]
 山里 敬也^{††} 小川 明^{††}

A Channel Control Scheme Considering Channel Response for Multi-carrier Transmission

Tsutayuki SHIBATA[†], Noriyoshi SUZUKI[†], Mitoshi FUJIMOTO[†],
 Kunitoshi NISHIKAWA[†], Takaya YAMAZATO^{††}, and Akira OGAWA^{††}

あらまし マルチキャリア信号のサブキャリアから伝送路の状態を比較的容易に推定できることに着目し、これを利用して伝送品質を向上させるマルチキャリア伝送用の回線制御方式を提案する。提案方式では、受信電力が小さく伝送品質が劣化していると予想されるサブキャリアにはデータを割り当てずにダミーキャリアとして送信し、受信電力が大きく伝送品質が良好であると予想されるサブキャリアのみにデータを割り当てて伝送する。移動通信環境を想定した性能評価の結果、すべてのサブキャリアにデータを割り当てる通常のマルチキャリア伝送方式に比べ、受信レベルの低いサブキャリアをダミーキャリアとしてデータを割り当てない提案方式のほうが、伝送効率が向上することを示す。更に提案方式における誤り訂正符号の効果を明らかにする。

キーワード マルチキャリア、周波数選択性フェージング、回線制御、移動通信

1. まえがき

インターネット時代の到来により、オフィスのみならず、家庭においても電子メールの送受やWWW (World Wide Web) の閲覧が急速に普及してきた。更に、携帯型コンピュータと携帯電話の普及に伴い、いつでもどこにいても情報処理や通信を行う、いわゆるモバイルコンピューティングについても普及のきざしが見える。今後は、情報のマルチメディア化・大容量化のニーズが高まり、光ファイバを用いた基幹通信網からシームレスで情報を得られる通信環境が、固定、移動にかかわらず望まれるようになって予想される。

特に移動通信環境におけるマルチメディア通信には、高い伝送速度の無線通信技術がキー技術となる [1]。この技術における主な課題は、マルチパス伝搬環境においても高い伝送速度で安定した無線回線を実現する

ことである。これを実現する技術の一つとしてマルチキャリア伝送が注目されている。

マルチキャリア伝送は、高い伝送速度のデータを低い伝送速度のデータに並列化し、複数の搬送波 (サブキャリア) を用いて伝送する。1キャリア当りの伝送速度が低いことから、周波数選択性フェージングの影響を低減することができる。特に、直交する周波数の間隔にサブキャリアが配置されたマルチキャリア伝送は OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) と呼ばれる。OFDM ではデータの並/直列化を高速フーリエ変換 (FFT) により実現でき [2]、変復調の処理をデジタル信号処理により行うことが可能である。周波数利用効率に関しても OFDM のほうが従来の単一キャリア伝送に比べ高く、OFDM は今後の高速デジタル無線伝送の有力な一方式とされている。OFDM の移動通信への応用に関する研究は早期から着手されている [3] もの、移動通信特有の伝送路の激しい変動に対応可能な回線制御の実現など課題点も多く残されており、これらを解決するためにさまざまな研究がされている。

本論文では、サブキャリアの受信電力から伝送路の状態を比較的容易に推定できることに着目し、これを

[†] 株式会社豊田中央研究所, 愛知県
 Toyota Central Research & Development Laboratories, Inc.,
 Nagakute-cho, Aichi-ken, 480-1192 Japan

^{††} 名古屋大学工学研究科, 名古屋市
 School of Engineering, Nagoya University, Nagoya-shi, 463-8603
 Japan

利用して伝送品質を向上させるマルチキャリア伝送用の回線制御方式を提案する。これまで、マルチキャリア信号のサブキャリアからは伝送路の振幅や位相特性を示す情報 (CSI: Channel State Information) を抽出して伝送品質を向上させる試みがなされてきた。例えば、Sariらはサブキャリア間に畳込み符号化を行い、CSIによって重み付けした最ゆう系列復号を行うことにより誤り特性の改善を行っている [4]。最近では、サブキャリアのなかから誤りの発生したデータのみを選択的に再送してスループット向上をはかる ARQ の方式 [5] が提案されている。前者の方式では CSI を抽出するためのパイロット信号や復号処理に大きな規模の回路が必要であること、後者の方式では ARQ パケットの伝送手順が複雑であることなどの問題点がある。更に適応等化処理技術などを適用することで伝送品質の向上をはかることはできるが、送受信装置はいっそう複雑になる。

本論文では、CSI を用いずに、サブキャリアの受信電力の大きさに応じてサブキャリアへのデータを割り当てる簡易な手順により、マルチキャリア伝送の伝送効率を向上させる回線制御方式を提案する。以下に本論文の構成を述べる。

2. ではマルチキャリア伝送の特徴とその技術課題を述べる。3. ではデータを受信信号レベルに基づいてサブキャリアに割り当てる新しい回線制御方式を提案する。4. では提案する回線制御方式の性能評価を計算機シミュレーションを用いて行い、マルチパス環境における伝送効率が従来の方式より向上することを示す。

2. マルチキャリア伝送方式

2.1 基本動作と特徴

マルチキャリア伝送は、高い伝送速度のデータを低い伝送速度のデータに並列化して、複数のサブキャリアを用いて同時に伝送する方式である。マルチキャリア伝送の長所は、伝送路の周波数特性に起因する伝送品質の劣化を軽減できることである。この長所を図1を用いて説明する。通常、送信された後に伝送路を経て受信される信号のスペクトルは、送信時の信号スペクトルと伝送路の周波数特性との積の特性となる。図1(a)に示すように伝送する信号の帯域幅が広く、その帯域幅における伝送路の周波数特性が一定でない場合は、受信される信号スペクトルの変動状況は周波数によって異なる。このように周波数に依存するフェー

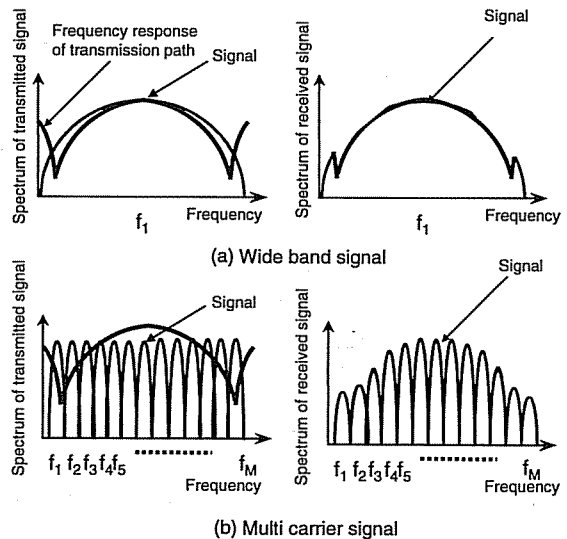


図1 信号のスペクトルと伝送路の周波数特性との関係の概念図

Fig. 1 Concept of Relationship between spectrum of signals and frequency response of transmission path.

ジングは周波数選択性フェージングと呼ばれる。周波数選択性フェージングが発生すると、受信された信号のスペクトルが変形するために、波形ひずみが生じて品質が著しく劣化する。マルチキャリア伝送方式では、複数のサブキャリアを用いてデータを伝送する。従って、図1(b)に示すようにサブキャリア当りの帯域幅が狭く、一つのサブキャリアの帯域内では周波数に依存したフェージングが発生しにくい。このような特性から、マルチキャリア伝送は周波数選択性フェージングに対してロバスト性が高いと言われる。

2.2 マルチキャリア伝送の問題点

前述のように、マルチキャリア伝送ではサブキャリア当りの帯域幅を狭くすることで周波数選択性フェージングの影響を軽減する。但し、各サブキャリアの帯域幅を狭くすることは帯域内における伝送路の周波数特性の変動を相対的に小さくしているのにすぎない。従って、フェージングの発生する通信環境でマルチキャリア信号が受信される際は、受信レベルが低下して通信品質が劣化するサブキャリアが存在するという問題点がある。

そこで、マルチキャリア伝送本来の周波数選択性フェージングに対するロバスト性を維持しながらも、簡易な手順により伝送効率を向上させる新しい回線制御

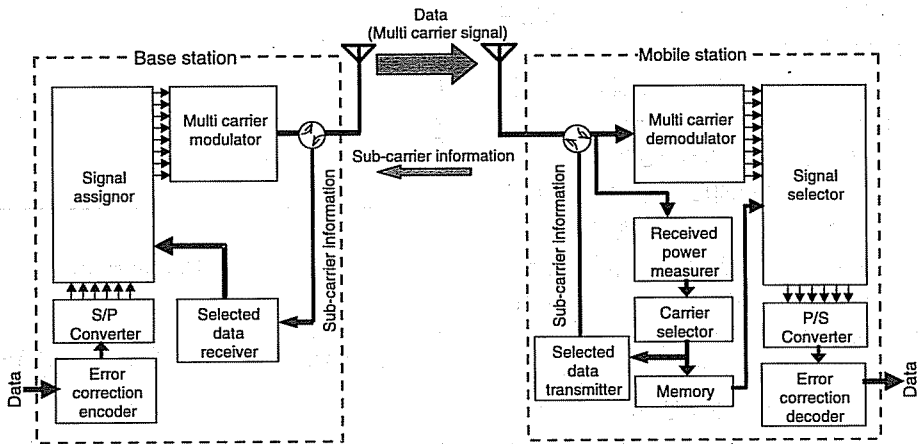


図 2 提案する回線制御方式を用いるマルチキャリア伝送システムの構成
 Fig. 2 Schematic diagram of multi-carrier transmission system with proposed channel control scheme.

方式を提案する。

3. 提案する回線制御方式

本章では、提案する回線制御方式の基本動作について説明する。前章で述べたように、マルチキャリア伝送においても一部のサブキャリアの受信レベルの低下は避けられない。そこで、受信レベルの良好なサブキャリアのみをデータ伝送に用いる。言い換えれば、受信レベルの低いサブキャリアにはデータを割り当てず、無変調のまま送信する。そのために受信側では受信レベルを常に監視し、その受信レベルに関する情報を送信側に知らせる。この情報に基づいて送信側でサブキャリアを選択的に使用する。

提案方式を図 2 に示すマルチキャリア伝送システムに適用し、その詳細な動作を説明する。このシステムは、基地局 (Base station) と移動局 (Mobile station) から構成されており、基地局では M 本のサブキャリアから構成されるマルチキャリア信号が送信され、移動局では送信されたマルチキャリア信号が復調される。伝送されるデータはパケットの形式で取り扱われ、基地局では、高い伝送速度のデータは、誤り訂正符号化された後、直並列変換器 (S/P Converter) によって並列化された N 個の低い伝送速度のデータへ変換される。この N 個の低い伝送速度のデータは、信号割当器 (Channel assignor) において、伝送に用いられるサブキャリアに割り当てられる。この後、マルチキャリア変調器 (Multi-carrier modulator) に

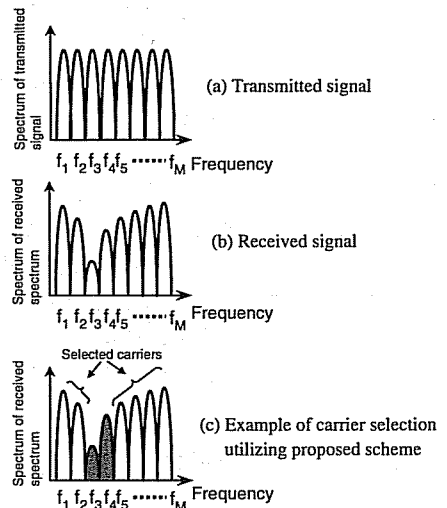


図 3 提案方式の基本動作
 Fig. 3 Basic operation of proposed scheme.

よって N 個の異なる周波数へ変換され、図 3(a) に示すようなマルチキャリア信号が基地局から送信される。

このマルチキャリア信号が、周波数選択性フェージングの発生している伝送路を経て移動局で受信されると、受信信号は図 3(b) のように周波数特性がひずんだ信号となる。受信されたマルチキャリア信号は、受信電力測定器 (Receive power measurer) に入力されて各サブキャリアごとの受信電力が測定され、その

測定値がキャリア選択器 (Carrier selector) に入力される。キャリア選択器では各サブキャリアの受信電力の大きさが比較され、受信電力が大きい順に N 本のサブキャリアが選択される。選択されたサブキャリアを示す情報 (サブキャリア情報: Sub-carrier information) は、選択キャリア送信器 (Selected data transmitter) により基地局に送信されると共に、移動局のメモリ (Memory) に記憶される。図 3(c) では $M=8$ のマルチキャリア伝送において受信電力の大きいほうから六つのサブキャリアが選択される例が示されている。

受信されたマルチキャリア信号はマルチキャリア復調器 (Multi-carrier demodulator) に入力され、 M 本のサブキャリアごとにデータが復調される。復調されたデータは信号選択器 (Signal selector) に入力され、キャリア選択器から得られたサブキャリア情報に基づいて N 個の並列化されたデータが選択される。なお、ここで用いるサブキャリア情報は、今回受信時に得られたサブキャリア情報ではなく前回の受信時に得られメモリに記憶されているサブキャリア情報を用いる。 N 個の並列化された低い伝送速度のデータは、並直列変換器 (P/S converter) と誤り訂正復号器 (Error correction decoder) を経て高い伝送速度のデータになる。

基地局においては、移動局の選択データ送信器から伝送されたサブキャリア情報を選択データ受信器 (Selected data receiver) で受信する。信号割当て器は受信されたサブキャリア情報に基づき N 個のデータを、データ伝送に使用するサブキャリアに割り当てる。図 4 に提案方式を用いた場合の基地局から移動局へのデータ伝送の手順を、時間経過に従って示す。この図では、サブキャリア数 $N=8$ のマルチキャリア伝送において受信電力の大きい順に六つのサブキャリアが選択されて伝送される場合の手順を示している。時刻 t_1 において、基地局から送信されるマルチキャリア信号は、データ A~F で変調された周波数 $f_1 \sim f_6$ と $f_7 \sim f_8$ のサブキャリアと、周波数 f_1 および f_8 の無変調のサブキャリアとから構成される。以下、データ伝送に用いない無変調のサブキャリアをダミーキャリアと呼ぶことにする。ダミーキャリアを含むすべてのマルチキャリア信号は、移動局で受信され復調された後、メモリに記憶されている前回のサブキャリア情報に基づいてデータ A~F が取り出される。そして、誤り訂正復号された後、高い伝送速度のデータに変換

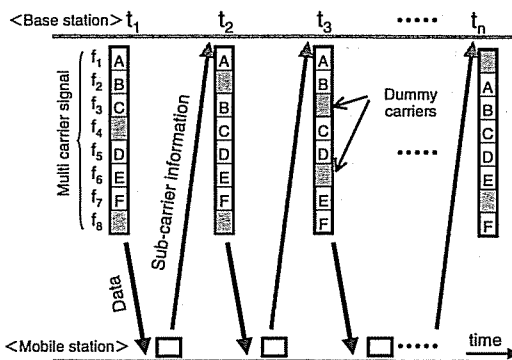


図 4 提案方式を用いた基地局から移動局へのデータ伝送
Fig. 4 Data transmission procedure from base station to mobile station.

される。また、キャリア選択器ではダミーキャリアを含むすべてのサブキャリアの受信電力が測定されて、受信電力値が大きい順に周波数 f_1 と $f_3 \sim f_7$ のサブキャリアが選択される。この情報が次回送信する際のサブキャリア情報として基地局に送られる。時刻 t_2 においてはデータ A~F で変調された周波数 f_1 と $f_3 \sim f_7$ のサブキャリア、および周波数 f_2, f_8 のダミーキャリアを含むマルチキャリア信号が送信される。以後、これと同様な回線制御が行われ基地局-移動局間でデータが伝送される。

以上述べたように、提案方式では、受信電力が小さく伝送品質が劣化していると予想されるサブキャリアにはデータを割り当てずにダミーキャリアとして送信し、受信電力が大きく伝送品質が良好であると予想されるサブキャリアのみにデータを割り当てて伝送する。従って、ほぼ確実に伝送品質を向上できることからすべてのサブキャリアを使用する場合に比べ伝送効率が改善される可能性がある。

4. 性能評価

提案した方式では、受信レベルの高いサブキャリアを選択することによって伝送誤りの発生を低下させて、その結果として伝送効率を向上させることをねらっている。しかしながら、サブキャリアを選択的に使用することによって、1回の送信で伝送できる最大のデータ量が減少するので、伝送効率の評価にあたっては、そのことを考慮する必要がある。以下に、マルチパス環境において提案方式の伝送効率を計算機シミュレーションにより求め、すべてのサブキャリアにデー

タを割り当てる従来の方式と比較評価を行う。

4.1 評価方法

本論文では、マルチキャリアで伝送される並列化されたデータを一つの packets とする伝送形態を想定し、1 packets 当りに伝送できる平均的なビット数に基づいて伝送効率を表す。なお、この性能評価では、各サブキャリアごとの受信電力は一つの packets を受信する時間の平均電力とする。また、移動局から基地局へのサブキャリア情報の伝送には、誤りや遅延は発生しないものとする。更に、伝送効率の評価に際しては、packets は情報を伝送するシンボルのみで構成されるとして、同期や復調に必要なプリアンプや基準シンボルは考慮していない。

伝送効率を以下の手順で求める。まず、(i) 受信電力が k 番目に大きいサブキャリアのビット誤り率 $p_b(k)$ を、周波数選択性フェージングの発生する伝送路を計算機シミュレーションで求める。つぎに、(ii) 得られた $p_b(k)$ に基づいて、packets が伝送に成功する確率 (packets 伝送成功確率) p_s を求める。そして、(iii) p_s 、全サブキャリア数 M 、選択するサブキャリア数 N 、および1回の送信で伝送できる最大のビット数から伝送効率 η を求める。以下に、具体的な算出方法を示す。

マルチキャリア伝送において、各サブキャリアでは独立にシンボル誤りが発生すると仮定すると、計算機シミュレーションから得られた $p_b(k)$ を用いて、packets 伝送成功確率 p_s は以下のように求められる。

$$p_s = \prod_{k=1}^N (1 - p_b(k))^L \\ = \prod_{k=1}^{M-D} (1 - p_b(k))^L \quad (1)$$

ここで、 L は1シンボル当りのビット数、 D はダミーキャリア数をそれぞれ示す。ここで、1シンボル内のビット誤りも独立して発生すると仮定している。これを用いて伝送効率 η を、

$$\eta(\%) = \frac{p_s L (M - D)}{LM} \times 100 \\ = \frac{p_s (M - D)}{M} \times 100 \quad (2)$$

と定義する。ここでは、1 packets 内のデータがすべて正しく受信された場合を packets の伝送に成功したとしている。

この性能評価では、周波数選択性フェージングが発生している移動通信環境における提案方式の基本特性を確認するために、表1に示すような伝搬環境パラメ

表1 計算条件

Table 1 Calculation condition.

Bit rate:	10Mbps
Number of sub-carriers:	64
Modulation method:	OFDM/QPSK
Demodulation method:	Differential detection
Transmission Environment:	2 Rayleigh fading
Delay:	0.0625T
Doppler frequency:	5Hz

T: Time length of data symbol per sub-carrier

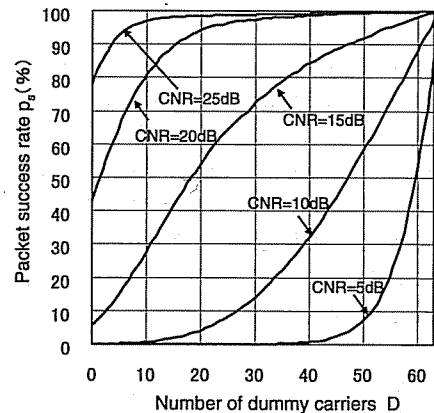


図5 ダミーキャリア数 D に対する packets 伝送成功確率 p_s の変化

Fig. 5 Packet success rate p_s with number of dummy carrier D .

ータとマルチキャリア伝送のパラメータを用いる。なお、 CNR は全サブキャリアの受信平均電力の和と、その帯域の加法性白色ガウス雑音電力との比である。また、提案方式では、送信する際はダミーキャリアを含めた、すべてのキャリアに等しい電力を与えている。

4.2 誤り訂正をしない場合の伝送効率

まず、図5にダミーキャリア数に対する packets 成功確率を、 CNR をパラメータとしてそれぞれ示す。同図より、ダミーキャリアの数を多くするほど、packets 成功確率が改善されることがわかる。これは、ダミーキャリア数を多くするほど、より受信レベルの大きいサブキャリアのみを用いるようになるためである。

つぎに、ダミーキャリア数に対する伝送効率の変化を図6に示す。この図から、ダミーキャリアを設定してサブキャリアを選択的に使用することによって、1回の送信で伝送できる最大のデータ量自体が減少して

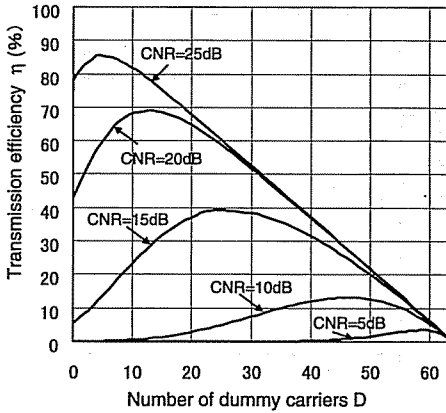


図6 ダミーキャリア数 D に対する伝送効率 η の変化
Fig.6 Transmission efficiency η with number of dummy carrier D .

も、パケット伝送の成功確率が改善するために、伝送効率が向上することがわかる。例えば、 $CNR=20$ dB のときにおいて、ダミーキャリア数が0、すなわちすべてのサブキャリアを使用して伝送する場合の伝送効率 η は43%であるのに比べ、ダミーキャリア数を14に設定する場合は伝送効率 η は69%まで向上する。この結果より、提案した方式が有効に動作することが確認される。

4.3 誤り訂正をする場合の伝送効率

誤り制御符号に誤り訂正能力がある場合の伝送効率を考える。データ伝送においては、誤り制御のための冗長ビットが付加されるが、用いられる符号により冗長ビットの数が異なる。そこで、ここでは、冗長ビットも含め、実効的に伝送されるビット数に基づいて伝送効率を求めることにする。1ビットの誤り訂正能力のある誤り制御符号を用いた場合、パケット伝送成功確率 p_{s1} は、 p_s に1ビット誤りが発生するパケットの確率を加えることで求められ、

$$p_{s1} = p_s + L p_B(1)(1-p_B(1))^{L-1}(1-p_B(2))^L \times (1-p_B(3))^L \dots (1-p_B(M-D))^L + (1-p_B(1))^L L p_B(2)(1-p_B(2))^{L-1} \times (1-p_B(3))^L \dots (1-p_B(M-D))^L + (1-p_B(1))^L (1-p_B(2))^L \times L p_B(3)(1-p_B(3))^{L-1} \dots (1-p_B(M-D))^L + \vdots + (1-p_B(1))^L p_B(2)^L (1-p_B(3))^L \dots L p_B(M-D) \times (1-p_B(M-D))^{L-1}$$

$$= p_s + L \sum_{j=1}^{M-D} p_B(j)^L (1-p_B(j))^{L-1} \prod_{k=1}^{M-D} (1-p_B(k))^L \quad (3)$$

となる。この p_{s1} を用いて、1ビット誤り訂正を行った場合の伝送効率 η_1 は、

$$\eta_1(\%) = \frac{p_{s1} L (M-D)}{LM} \times 100 = \frac{p_{s1} (M-D)}{M} \times 100 \quad (4)$$

と表される。

同様に、2ビットの誤り訂正能力のある制御符号を用いた場合、パケット伝送成功確率 p_{s2} は、 p_{s1} より2ビットの誤りが発生する確率を加えることで求められ、

$$p_{s2} = p_{s1} + \frac{L(L-1)}{2} p_B(1)^L (1-p_B(2))^L \times (1-p_B(3))^L \dots (1-p_B(M-D))^L + (1-p_B(1))^L \frac{L(L-1)}{2} p_B(2)^L \times (1-p_B(3))^L \dots (1-p_B(M-D))^L + \vdots + (1-p_B(1))^L (1-p_B(2))^L \times (1-p_B(3))^L \dots \frac{L(L-1)}{2} p_B(M-D)^L + L p_B(1)(1-p_B(1))^{L-1} L p_B(2)(1-p_B(2))^{L-1} \times (1-p_B(3))^L \dots (1-p_B(M-D))^L + L p_B(1)(1-p_B(1))^{L-1} (1-p_B(2))^L \times L p_B(3)(1-p_B(3))^{L-1} \dots (1-p_B(M-D))^L + \vdots + (1-p_B(1))^L \dots L p_B(M-D-1) \times (1-p_B(M-D-1))^{L-1} \times L p_B(M-D)(1-p_B(M-D))^{L-1} = p_s + \frac{L(L-1)}{2} \sum_{j=1}^{M-D} p_B(j)^L \prod_{k=1}^{M-D} (1-p_B(k))^L + L^2 \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^{M-D-1} p_B(i) p_B(j) (1-p_B(i))^{L-1} (1-p_B(j))^{L-1} \times \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i, k \neq j}}^{M-D} (1-p_B(k))^L \quad (5)$$

となる。この p_{s2} を用いて、2ビット誤り訂正を行った場合の伝送効率 η_2 は、

$$\eta_2(\%) = \frac{p_{s2} L (M-D)}{LM} \times 100 = \frac{p_{s2} (M-D)}{M} \times 100 \quad (6)$$

と求められる。

式(4)および式(6)を用いて、誤り訂正能力をパラ

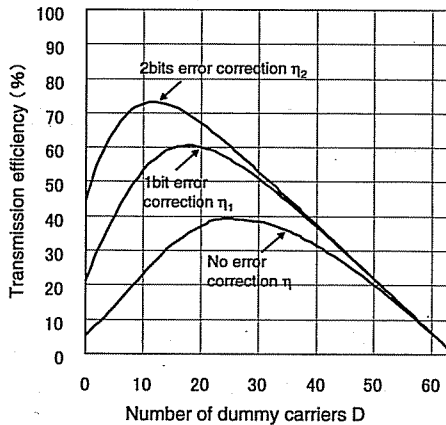


図7 誤り訂正能力をパラメータにした伝送効率の変化 (CNR=15 dB)

Fig.7 Transmission efficiency with error correction performance (CNR=15 dB).

メータにした伝送効率を図7に示す。この図より、誤り訂正を行わない場合の伝送効率の最大値は39%であるのに対し、1ビット誤り訂正を行った場合の伝送効率は61%、2ビット誤り訂正を行った場合の伝送効率は73%と、更に改善されることがわかる。

これまでは誤り制御のための冗長ビットを情報として取り扱った場合の伝送効率を求めた。つぎに、具体的な誤り訂正符号を適用した場合の提案方式の有効性を評価するために、移动通信システムにおいてよく利用される BCH 符号 [6] を適用した場合の伝送効率を求めた。なお、ここでは冗長ビットを情報として取り扱わない。通常、BCH 符号の符号長は $2^n - 1$ ビット (n : 自然数) であるので、ダミーキャリアの数によっては、実際の BCH 符号の符号長とパケットの大きさが必ずしも一致しない。そこで、パケットを複数の BCH 符号で分割して構成し、できる限りパケットの大きさに近くなるようにした。すなわち、表1ではシステムのサブキャリア数 M が 64、情報変調が QPSK であるので、すべてのサブキャリアを用いて同時に伝送される最大のデータ量は 128 ビットとなる。そこで、この性能評価では、符号長が 127 ビットの BCH 符号を最長の符号として、それ以下の符号長の 1 ビット、および 2 ビットの BCH 符号を用いた。すなわち、1 ビット訂正 BCH 符号では、(127, 120), (63, 57), (31, 26), (15, 11) および (7, 4) の各符号を、2 ビット訂正 BCH 符号では、(127, 113), (63, 51), (31, 21) および (15, 7) の各符号を用いた。

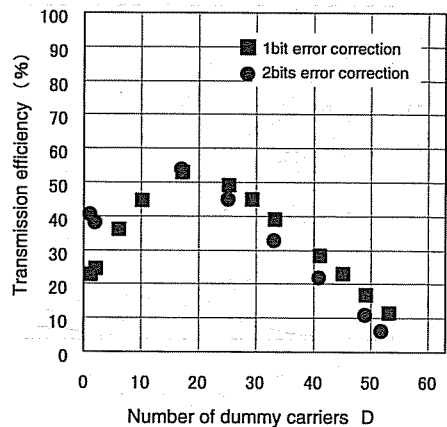


図8 BCH 符号を用いた場合の伝送効率の変化 (CNR=15 dB)

Fig.8 Transmission efficiency with BCH code (CNR=15 dB).

ここで (n, k) の n は符号長を、 k はデータ長をそれぞれ表している。なお、複数の誤り訂正符号を組み合わせてパケットを構成するほど誤り訂正能力が向上するが、ここではその影響も含んで伝送効率を求める。

複数の符号でパケットを構成する場合は、符号化率が最大となるように符号を組み合わせることにした。そして、パケットを構成した残りのビットに対応するサブキャリアはダミーキャリアとして扱うことにした。例えば、

(1) ダミーキャリア数 D を 0 とすると、データ伝送量は 128 ビットである。

(i) 1 ビットの誤り訂正を行う場合、パケットは (127, 120) の一つの BCH 符号で構成し、残りの 1 ビットはダミーとする。

(ii) 2 ビット誤り訂正を行う場合、パケットは (127, 113) の一つの BCH 符号で構成し、残りの 1 ビットはダミーとする。

(2) ダミーキャリア数 D を 11 とすると、データ伝送量は $128 - 2 \times 11 = 106$ ビットとなる。

(i) 1 ビットの誤り訂正を行う場合、パケットは、(63, 57), (31, 26) および (7, 4) の三つの BCH 符号で構成する。残りのビットである、 $106 - (63 + 31 + 7) = 5$ ビットはダミーとする。

(ii) 2 ビット誤り訂正を行う場合、パケットは、(63, 51), (31, 21) の二つの BCH 符号で構

成する。残りのビットである、 $106 - (63 + 31) = 12$ ビットはダミーとする。

この方法で構成したパケットを提案方式に基づいて伝送した場合の性能評価の結果を図8に示す。この図から、誤り訂正符号の冗長ビットを考慮しても、図6および図7で示した特性と同様に、提案方式を用いることにより、すべてのサブキャリアを用いる従来方式に比べ伝送効率が向上することがわかる。

5. むすび

移動通信においてマルチメディア情報の伝送を実現する高い伝送速度の通信方式としてマルチキャリア伝送方式に着目し、その回線制御方式を提案した。提案した方式は、サブキャリアの受信レベルを監視して、受信レベルの良好なサブキャリアのみを用いてデータを伝送する簡易な制御方法により伝送効率の改善を実現している。マルチパス環境における性能評価の結果、すべてのサブキャリアをデータ伝送に用いる通常のマルチキャリア伝送方式に比べ、受信レベルの低いサブキャリアをダミーキャリアとしてデータ伝送に用いない提案方式のほうが、伝送効率が向上することが確認できた。更に、提案方式は1又は2ビット程度の簡単な誤り訂正復号を行うことにより、誤り訂正をしない場合に比べ、少ないダミーキャリア数で、更に伝送効率を向上させることも確認できた。

以上のことから提案方式が移動通信環境で有効に動作することがわかった。今後の課題は、ドップラー周波数、すなわち伝送路変動の激しさによるサブキャリア電力の測定誤差の伝送効率に対する影響を解明すること、更には、提案した方式を移動局が複数存在する場合の基地局-移動局間の多元接続へ応用することである。

謝辞 日ごろから御討議頂く名古屋大学助教授片山正昭先生および発表の機会を頂いた当研究所システム2部杉本軍司部長、ならびに本研究を遂行するに当たり御協力頂いた情報通信研究室の諸氏に感謝します。

文 献

- [1] 郵政省マルチメディア移動体通信に関する調査研究会編, "2000年の無線マルチメディア," 日刊工業新聞社, 1996.
- [2] S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete K-Fourier transform," IEEE Trans. Comm., vol. COM-19, no. 5, pp. 628-634, May 1971.
- [3] L. Chimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division

multiplexing," IEEE Trans. Comm., vol. COM-33, no. 7, pp. 665-675, July 1986.

- [4] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broad-casting," IEEE Comm. Mag., vol. 33, no. 2, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [5] H. Atarashi, R. Esmailzadeh, and M. Nakagawa, "Partial frequency ARQ system for multi-carrier packet communications," IEICE Trans. Commun., vol. E78-B, no. 8, pp. 1197-1203, Aug. 1995.
- [6] G. C. Clark Jr. and J. B. Cain, "Error-correction coding for digital communications," Plenum Press, 1988.

(平成10年3月30日受付, 6月15日再受付)



柴田 伝幸 (正員)

昭59名工大・工・電子卒。昭61同大学院修士課程了。同年(株)豊田中央研究所入所。以来、無線LAN、デジタル通信方式の研究に従事。現在、同所情報通信研究室に所属。平8より名大大学院博士課程在学中。



鈴木 徳祥 (正員)

平2京大・工・電子卒。平4同大学院修士課程了。同年(株)豊田中央研究所入所。以来、アンテナの数値解析、デジタル通信方式に関する研究に従事。現在、同所情報通信研究室に所属。情報理論とその応用学会会員。



藤元 美俊 (正員)

昭60(株)豊田中央研究所入所。平元名工大・工・電気卒。平3同大学院修士課程了。同年(株)豊田中央研究所復職。小形アンテナ、アダプティブアレーアンテナ、デジタル通信方式の研究に従事。現在、同所情報通信研究室に所属。平9より名工大大学院博士課程在学中。平4年度IEEE AP-S Tokyo chapter, Young Engineer Award受賞。



西川 訓利 (正員)

昭51名大・工・電子卒。昭53同大学院修士課程了。同年(株)豊田中央研究所入所。以来、車載電子機器の電波障害、車載アンテナの数値解析、移動体通信用アンテナの開発に関する研究に従事。現在、同所情報通信研究室室長、主席研究員。工博。昭59年度IEEE-VTS論文賞受賞。



山里 敬也 (正員)

昭63信州大・工・電気卒。平2同大大学院修士課程了。平5慶大大学院博士課程了。同年名大助手。現在、同大助教授。符号化変調方式、衛星通信測位、通信理論等に関する研究に従事。工博。平7本会学術奨励賞受賞。情報理論とその応用学会、

IEEE各会員。



小川 明 (正員)

昭35名大・工・電気卒。同年国際電信電話(株)入社。同社研究所勤務を経て、昭63名大に移る。この間、デジタル通信方式、衛星通信、移動体通信等に関する研究開発に従事。現在、名大・工・教授。工博。共著書「衛星通信技術」。情報理論とその応用学会、IEEE各会員。