マルチパスフェージングによるバースト誤り解析と誤り制御の研究

斉藤 洋一 和歌山大学システム工学部教授

1 研究調査の目的

人やコンピュータの移動を伴う通信需要が顕在化しており、高速データ通信ではその高品質化が重要となる。しかし、 モバイル通信ではマルチパスフェージングによりビット誤りが発生する。誤りの発生モードとしては、ドップラー変動や 遅延スプレッドに応じて、バースト的になることが特徴である。フェージング速度が一定の条件下で、バースト長は信号 速度に比例するため、信号品質の劣化が大きく、高速化を妨げる要因となっている。

この対策として空間ダイバーシチや適応波形等化器などの技術が開発されており、ビット誤り率を大きく低減できるが、 誤りを完全にゼロにすることはできない。従って、高速データ通信におけるエラーフリー伝送を実現するためにFEC (Forward Error Correction)やARQ (Automatic Repeat Request)といった誤り制御技術が使われている。ただし、これらの 技術を有効に活用するためには、誤りビット数の分布や継続時間を明らかにして、それに即した対策を講じる必要がある。

本研究は、TDMA方式を前提としてマルチパスフェージング環境におけるスロット誤り率、スロット内の誤り分布等を 解析し、バースト誤りに適した誤り制御方式を考察する。ただし、考察の対象とする復調系をできるだけ現実的なものと するため、キャリア同期回路と適応等化器を含むものとし、スロット毎にキャリア同期やチャネル推定/等化を行う。特 に、キャリア同期はその動作特性がビット誤りに大きな影響を与えるため、その動作不完全性についても評価する。これ らの研究成果は、FECのインターリーブ長と特性劣化のトレードオフ、ARQ誤り検出符号の誤り見逃し確率等、システム 設計に不可欠な知見を与え、移動体高速データ通信技術の進展に寄与する。

2 研究調査の方法

フェージングチャネルにおける信号伝送品質、すなわち理論的なビット誤り率解析は理想化した条件下でなされている。 しかし、モバイル通信のようにドップラー周波数変動や遅延スプレッドの存在する条件下で、適応等化器のようなフェー ジング補償技術を含めた理論解析は困難である。特にバースト誤りの解析は、コンピュータシミュレーションや実験によ らざるを得ない。そこで、本研究ではマルチパスフェージング環境をコンピュータ上で作成し、復調動作もできる限り現 実に即した条件の下にビット誤り率やバースト誤りの解析を行う。

2.1 シミュレーション系の構成

本研究で対象とする信号伝送系を図1に示す。信号発生器としては、モバイル通信で標準的なQPSKまたは /4-QPSKと する。また、データ通信としてパケット形式を想定し、図2に示すパケット長Nビットから成るスロットをランダムに、あ るいはTDMAの形態で送出する。TDMAのスロットは、データビットの他に通常スタートビット、プリアンブル、ユニー クワード等から構成される。ここでは、データビット以外をキャリア同期や適応等化器用のトレーニングビットとして使 用する。



図1 シミュレーションに用いる信号伝送系



U=24, I=192, CRC=8, T=2

図2 スロット構成

フェージングシミュレータはJakesのモデル[1]で構成する。すなわち、送信信号をn(=8)波に分岐し、電波到来角 _kが一様に分布する散乱波として合成する。なお、k番目の散乱波は、キャリア周波数をf_c、振幅をa_k(t)、位相 _k(t)として次式で表される。

$$\mathbf{s}_{k}(t) = \operatorname{Re}[\mathbf{a}_{k}(t) \exp\{j2\pi f_{c}t + j\theta_{k}(t)\}]$$
(1)

ここで、受信機が速度vで移動する場合を想定すると、到来角 $_{k}$ に応じてvcos $_{k}$ /のドップラー周波数変動を受け、 $_{k}$ (t) は次式で与えられる。ただし、 $_{k}$ は初期位相を表す。

$$\theta_{k}(t) = 2\pi \frac{vt}{\lambda} \cos \phi_{k} + \phi_{k}$$
⁽²⁾

この結果、合成波は動的レイリーフェージングを受けた信号になる。合成波(レイリー波)の電力を正規化して表すと、 フェージングシミュレータ出力には次式で示される複素包絡線を与える(同相・直交成分をそれぞれ実部と虚部で表す)。

$$z(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{n} a_k(t) \exp\{j\theta_k(t)\} = x(t) + jy(t)$$
(3)

また、遅延スプレッドの存在する伝搬環境では、離散的な電力遅延プロファイルによって表される独立なレイリー波z_i(t)を 加算して出力とする。受信機で生じる熱雑音をn(t)とすれば、受信信号は次式で与えられる。

$$r(t) = \sum_{i} \rho_{i} z_{i}(t - \tau_{i}) + n(t)$$
(4)

復調器には、フェージング対策としてMLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation)型の適応等化器[2]を装備するものとする。また、同期検波用のキャリア同期回路はフェージングにより大きな影響を受け、その結果適応等化器にも悪影響を及ぼす。従来の研究は、キャリア同期の確立していることを仮定しているが、ここではパケット形式の信号を前提としているため、パケット毎にキャリア同期を確立する過程を含むものとする。

2.2 キャリア同期及び適応等化器の動作

復調方式は同期検波を考えるが、フェージングに対する同期回路の引き込み特性や追従特性を考慮して、準同期検波後の復調信号を逐次最小自乗法(RLS) [3]により位相制御する構成[4]とする。この際、MLSE型適応等化器と整合のとれた構成に変更する。図3はキャリア同期回路とMLSE等化器を一体化した復調器の構成である。



受信信号は送信側の発振周波数とΔfの周波数誤差を有する局部発振器で準同期検波され、その結果位相回転を伴う復調 信号u(k)(時刻t=kTにおける標本値)が得られる。この信号から周波数誤差及び位相誤差を最小自乗法により推定する。 まず逆変調により変調成分を除去し、1シンボル間の位相差から周波数誤差を推定する。逆変調信号は変調信号の位相角 を反転したもので、レプリカ生成器の出力を複素共役化して得られる。トレーニング期間は既知の信号を使用するが、デ ータ区間は候補系列を使用する。逆変調操作により、準同期検波出力は雑音を含んだ無変調キャリアu_d(k)=u(k)Rep*(k)に変 換される(周波数は誤差周波数Δfに相当する)。周波数誤差を補償する複素重み係数をF(k)とすれば、F(k)は1シンボル前の 無変調キャリアを基準にして、RLSアルゴリズムにより次のように求めることができる。

*

$$\Psi(\mathbf{k}) = \lambda_1 \Psi(\mathbf{k}-1) + \mathbf{u}_d(\mathbf{k}) \, \mathbf{u}_d(\mathbf{k}-1)$$

$$F(\mathbf{k}) = \frac{\Psi(\mathbf{k})}{|\Psi(\mathbf{k})|}$$
(5a)
(5b)

ここで 1は忘却係数で、周波数の時間的変動はシンボル周波数に比べ殆ど無視できるため0.99に選ぶ(正規化した周波数オ フセットは | ΔfT | <1とする)。また、周波数誤差の補償は位相回転のみであるため、重み係数の振幅は1に正規化しておく。 次に、初期位相誤差を推定する。逆変調後の信号にF(k)を積算していけば周波数誤差は取り除かれるが、定常的な位相誤差 が残留する。従って、位相誤差補償も必要になる。同様の手法により、位相誤差を補償する複素重み係数は次式で与えら れる。

$$\Phi(\mathbf{k}) = \lambda_2 \Phi(\mathbf{k}-1) \ \mathbf{F}(\mathbf{k}) + \mathbf{u}_{\mathrm{d}}(\mathbf{k})$$

$$\phi(\mathbf{k}) = \frac{\Phi(\mathbf{k})}{|\Phi(\mathbf{k})|}$$
(6a)
(6b)

ここで初期位相引き込みの高速化を考慮して、位相誤差補償用の忘却係数。2は0.9とする。

以上の結果を基に、最終的な位相同期用複素重み係数は次式で与えられる。

$$Apc(k) = F(k)\phi(k) \tag{7}$$

MLSE適応等化器の動作は、トレーニング区間とデータ区間で異なったアルゴリズムで実行される。トレーニング区間で は高速の位相同期とチャネル推定が必要なため、RLSアルゴリズムを用いる。また、系列推定は行わず確定したパスを遷移 させる。データ区間では演算量の低減を図るため、チャネル推定に限り最小自乗平均(LMS)アルゴリズムを用いる。また、 系列推定はビタビアルゴリズムにより実行する。

チャネル推定によって得られたタップベクトルをw(k)、候補系列ベクトルをD(k)とすれば、受信信号のレプリカRep(k)は 畳み込み(内積)演算により次式で与えられる。

$$\operatorname{Rep}(\mathbf{k}) = \mathbf{w}^{H}(\mathbf{k})\mathbf{D}(\mathbf{k})$$
(8)

ここで、Hはエルミート転置を表す。レプリカは周波数誤差、位相誤差の分だけ位相回転が施され、受信信号と比較されて 誤差信号e(k)が得られる。

$$e(k)=u(k)-Rep(k)Apc(k)$$
(9)

誤差信号e(k)はチャネル推定と系列推定に利用される。トレーニング区間において、タップベクトルは以下のように修正される。

$$\mathbf{w}(\mathbf{k}) = \mathbf{w}(\mathbf{k}-1) + \mathbf{G}(\mathbf{k})\mathbf{e}^{*}(\mathbf{k})$$

$$\mathbf{G}(\mathbf{k}) = \frac{\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{k}-1)\mathbf{D}(\mathbf{k})}{\mathbf{G}(\mathbf{k}) - \mathbf{E}(\mathbf{k}) - \mathbf{E}(\mathbf{k})}$$
(10)

$$\lambda_0 \mathbf{D}^{\mathrm{H}}(\mathbf{k}) \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{k}-1) \mathbf{D}(\mathbf{k})$$
(11)

ここで、G(k)はゲインベクトル、R⁻¹(k)はD(k)の自己相関逆行列で、次式で示されるように逐次的に求められる。

$$\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{k}) = \frac{\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{k}-1) - \mathbf{G}(\mathbf{k})\mathbf{D}^{\mathrm{H}}(\mathbf{k})\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{k}-1)}{\lambda_{0}}$$
(12)

トレーニング区間終了後、タップベクトルはLMSアルゴリズムにより次式で修正される。

$$\mathbf{w}(\mathbf{k}) = \mathbf{w}(\mathbf{k}-1) + \mu \mathbf{D}(\mathbf{k}) \mathbf{e}^{*}(\mathbf{k})$$
(10)

ここで、µはステップサイズパラメータで0.01とする。

тт

最適検波方式として知られている最大尤度系列推定(MLSE)は、送信情報系列をベクトルI、受信信号系列をベクトルrと すると、条件付き確率p(r|I)を最大にする情報ベクトルIを選択することである。受信信号ベクトルが与えられた場合、p(r|I) を最大にするIはノルム ||r-Rep||の2乗を最小とするIに等しい。ここで、Repは送信信号とチャネルインパルス応答との畳込 みにより得られるレプリカベクトル[Rep₁, Rep₂, ..., Rep_n]^Hである。遅延スプレッドによる符号間干渉がLシンボルまで及ぶ とすれば、Rep₁は次式で与えられる。

$$\operatorname{Rep}_{k} = \sum_{i=0}^{L} w_{i} I_{k-i}$$
(13)

実際の尤度計算は、ビタビアルゴリズムに基づき、時刻t=kTにおける距離メトリックを最小とする情報ベクトルとして逐次的に求めることができる。

$$P_{k}=P_{k-1}+|r_{k}-Rep_{k}|^{2}=P_{k-1}+\left(r_{k}-\sum_{i=0}^{L}w_{i}I_{k-i}\right)^{2}$$
(14)

2

以上のシミュレーション系を用いてフェージングチャネルにおけるビット誤り率、スロット内の誤り分布を求める。

3 研究結果と考察

3.1 レイリーフェージングチャネルにおけるビット誤り率と誤り分布

フェージング速度f_D=10Hzのレイリー(一様)フェージングチャネルにおいて、信号伝送速度384 kbit/s-QPSK信号のビット誤り率(BER)とスロット誤り率(FER)を求める。送信信号のスロット構成は図2に示す通りである。復調器は図3に示す構成とし、準同期検波後にMLSEを用いて復調信号を得る。なお、局部発振器の正規化周波数誤差はΔfT=0.1として与える。

キャリア同期回路は、周波数制御(AFC)と位相制御(APC)の機能を逐次最小自乗法により実現するが、初期引き込み特性 や追従特性の劣化は避けられない。その影響を調べるために、(1) AFC/APCが理想的に制御される場合(完全制御)、(2) AFC/APC用のトレーニング信号をトレーニング区間だけでなく、データ区間もカンニングできる場合(カンニング推定) 及び現実の姿である(3) 受信信号からAFC/APC制御を行う場合(通常推定)についてビット誤り率を求める。図4はシミ ュレーションにより得られたBER及びFER特性である。完全制御の場合は、次式に示すレイリーフェージング時のBER理 論値(QPSK)と一致する。

$$P_{b} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + 1/\zeta}} \right)$$

(15)

ただし、 はE_b/N₀ (dB)の真値である。カンニング推定の場合、BER=10⁻⁵付近で多少劣化するものの無視できる量である。 主な原因は、初期引き込みが完全に収束していないこと、及び追従性の劣化と考えられる。通常推定の場合、エラーフロ アが生じてBER特性の劣化は無視できない。カンニング推定との相違は、AFC/APC制御の基準信号として既知の信号を用 いるか、復調識別した信号を用いるかである。従って、通常推定の劣化は識別信号の誤りが原因となっていることが分かる。



図4 ビット誤り率(BER)特性とスロット誤り率(FER)特性

ここで、BERとFERの関係を明らかにしておく。両者の関係は誤り分布に依存する。誤りがランダムに発生すると仮定 すれば、nビット中kビットの誤りが発生する確率は2項分布_nC_kP_b^k(1 - P_b)^{n - k}で与えられる。スロット誤り率FERは、1スロ ット中(ここではI+CRC=n=200ビット)誤りが1ビット以上発生する確率として、次式で与えられる。

$$P_{s} = 1 - P_{b}^{0} (1 - P_{b})^{n} \approx n P_{b}$$
(16)

ランダム誤りの場合、式(16)からFERはBERの約200倍となる。しかし、図4の結果を見ると、両者の比は低E_b/N₀領域で約20倍、高E_b/N₀領域で約4倍である。従って、バースト性の高い誤りになっていることがわかる。特にAFC/APCの通常推定では長いバースト誤りが発生していると推定できる。

実際に誤り分布を求めると図5のようになる。AFC/APCの完全制御では、BERによりバースト長は変化するものの、 分布形は同一の傾向を示す。しかし、通常推定では完全制御に比べ約5倍も長いバースト誤りの発生する分布形になる。 この原因はキャリア同期回路のAFC/APCによっており、特に1スロットの半分を越える長いバースト誤りは、APCの異な った位相への擬似引き込みによるものと考えざるを得ない。



図5 誤り分布特性

3.2 周波数選択性フェージングチャネルにおけるビット誤り率と誤り分布

遅延スプレッドが無視できないフェージングチャネルでは、周波数選択性のレイリーフェージングとなり、波形歪みに よる符号間干渉が発生しBER特性は更に劣化する。しかし、MLSE適応等化器は符号間干渉を時間ダイバーシチとみなし、 BER特性の改善が可能である。ここでは、受信信号として遅延時間差が1シンボルで、等電力・2波の独立なレイリー波 を想定した。1シンボル以上の遅延時間が存在する場合、2波間は独立とみなせるため、適応等化器が理想的に働けば2 プランチダイバーシチ受信と等価になる。図6はBER / FER特性で、次式で与えられる2プランチ最大比合成(MRC)受信 のBER特性理論値と比較している。

$$P_{b} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + 3/2\zeta}{\left(1 + 1/\zeta\right)^{3/2}}$$
(17)

遅延波が存在する場合、最適検波位相を解析的に求めることは困難なため、AFCのみ完全に制御できるものとした。シ ミュレーション結果は理論値に比べ3.5dB程度劣化しているが、2ブランチMRCは合成によりCNRが3dB増加するのに対し、 適応等化器の場合は単一ブランチのためCNRの増加が生じないことによる。また、BER特性の傾斜は1桁/5dBの理論特性 と一致している。従って、キャリア同期を含んだ適応等化器の動作はほぼ理想的な動作をしているとみなすことができる。 ただし、AFC/APC通常推定の場合、E_b/N₀=30dB以上でエラーフロアが生じ始める。図7はその時の誤り分布特性である。 両者共にAPCの完全制御は行っていないため、分布特性は類似した傾向を示している。しかし、図5と比較すると長いバ ースト誤りの発生確率は1/10程度に低減している。これは、遅延波による符号間干渉が時間ダイバーシチとして働き、キ ャリア同期の劣化を抑圧したためと考えられる。



384 kbit/s-QPSK 準同期検波 - MLSE 正規化遅延スプレッド: τ/T=1 ドップラー周波数: f_D=10 Hz

o ● AFC 完全制御

▲ ▲ AFC/APC 通常推定





図7 誤り分布特性

3.3 バースト誤りに適した誤り制御方式

誤り訂正符号の効果は通常高E_b/N₀時に大きく現れる。これは、誤り訂正能力を超えるシンボル誤りの生じる確率が、ランダム誤りの場合、2項分布に従ってE_b/N₀と共に急激に減少するためである。しかし、図5、7に示すバースト誤りの環境下では誤り訂正能力を超える確率が無視できない値となり、誤り訂正符号の使用法は大きく制限される。

32で明らかになったように、適応等化器による時間ダイバーシチは長いバースト誤りの発生確率を低減する効果を有す る。これを積極的に利用しようとすれば、時間ダイバーシチ形式による誤り制御方式が考えられる。具体的には以下の方 式が有効である。適当な時間間隔(フェージングの時間相関係数が0.5以下を目安)で同一パケットを2回送信する。受信 側では次のアルゴリズムに従って復号する。(1)受信したパケット毎にCRC誤りチェックを行う。(2)2つのパケットの内、 誤りの検出されないパケットがあればそのパケットを復号信号とする。(3)両パケットに誤りが検出された場合、両パケットの対応するシンボルに対して受信電力等のサイド情報を比較し、尤度の高いシンボルを復号シンボルとする。この方式 は符号化率1/2の繰り返し符号を用いたことと等価であり、2つのパケットに対するフェージング相関が無視できる理想状態において、FER特性はそれぞれのFER値の2乗に低減する。誤り分布特性は、最大バースト長や分布形に変化無いが、 それらの発生確率が1/2に低減する。

4 結論

本研究は、マルチパスフェージング環境下で生じるバースト誤りについてコンピュータシミュレーションにより解析した。現実のバースト誤りは、受信電力の減少や遅延スプレッドによるものだけでなく、同期回路や適応等化器の不完全性に起因している割合も大きいと考え、それらの動作を含んだ伝送系をコンピュータ上で構築した。伝送される信号は、パケット化されたQPSKないし /4-QPSK信号である。パケット毎に同期を確立する過程を含めて誤りの解析を行った結果、同期の失敗や擬似同期に起因する誤りバースト長の拡大が見られた。特に一様フェージングの環境において顕著であり、同期が完全な場合と通常の同期動作の場合でバースト長は約5倍に拡大していることが明らかになった。この影響は直接BER / FER特性に現れ、高E_b/N₀でBER特性にフロア現象が生じ、FERとの差が小さくなる。遅延スプレッドの存在する周波数選択性フェージングの環境下では、適応等化器により同期回路の劣化は軽減されるが、長いバースト誤りの発生確率を低減することはできない。

このようなバースト誤りに対する誤り制御方法として、時間ダイバーシチを利用した符号化率1/2の繰り返し符号が有効 である可能性を示した。今後は、フェージングの時間相関、CRC符号の誤り見逃し確率等を含めた評価を行い、有効性を 定量的に明らかにする必要がある。

文献

[1] W.C.Jakes, ed. : Microwave Mobile Communications, IEEE Press, 1994.

[2] J.G.Proakis: Digital Communications, 3rd ed., McGraw-Hill, 1995.

[3] S.Haykin : Adaptive Filter Theory, 3rd ed., Prentice Hall, 1996.

[4] 田野、斉藤: RLS位相推定による適応位相制御方式、信学論B-II,12, pp.927-935 (1993-12)