

# 再送ダイバーシチを用いて事後確率を最大にする軟入力/軟出力並列型干渉除去法

田所 幸浩<sup>†a)</sup>      岡田 啓<sup>††</sup>      山里 敬也<sup>††</sup>      片山 正昭<sup>††</sup>

Single-User MAP Based Soft-in/Soft-output Parallel Interference Canceler  
Utilizing Retransmission Diversity

Yukihiro TADOKORO<sup>†a)</sup>, Hiraku OKADA<sup>††</sup>, Takaya YAMAZATO<sup>††</sup>,  
and Masaaki KATAYAMA<sup>††</sup>

あらまし パケット通信システムでは送信失敗となったパケットは再送されるが、送信失敗となったパケットのゆう度情報を利用すると、再送パケットに対する復調や干渉除去の操作をより正確に行うことができる。そこで、このような再送ダイバーシチを利用した干渉除去法がいくつか提案されている。しかしこれらの手法では、干渉除去のアルゴリズムは従来のものと同一であり、送信失敗となったパケットの整合フィルタ出力を干渉除去器の出力において合成するのみである。本研究では、送信失敗パケットのゆう度情報を利用し、事後確率を最大にするような新しい干渉除去アルゴリズムを提案する。性能評価の結果、このような提案干渉除去法においては、再送パケットのみならず、新規に送信するパケットも伝送に成功することが分かる。

キーワード 並列型干渉除去法, 再送ダイバーシチ, 最大事後確率

## 1. ま え が き

CDMA 技術を用いたパケット通信システムは、任意時刻にパケットを送出可能であり、複数パケットを同時に正しく伝送可能であるため、簡素で高能率な無線パケット通信方式を実現する可能性がある [1]~[4]。しかし複数パケットが同時に伝送されるため、パケット間に多元接続干渉 (Multiple Access Interference: MAI) が発生する。この MAI の影響が大きくなるとパケットの伝送失敗が発生し、システムの能率は制限される。

そこで、MAI の影響を抑えるために干渉除去技術を取り入れた CDMA パケット通信システムが提案されている [5]~[7]。しかしながら、同時に送信されるパケット数 (同時送信局数) が大きくなると、干渉除去技術の MAI 抑圧効果が下がり、能率は低下する。特

にパケットの再送が行われる場合、この低下は顕著である [8]。なぜなら、新規に送信されるパケット (新規パケット) に加えて、再送されるパケット (再送パケット) が存在するため、同時送信局数は大きく増加してしまうからである。そのため、このように同時送信局数が大きくなる場合でも、新規/再送パケット両者に対して高い MAI 抑圧能力をもつ干渉除去技術が必要である。

パケットの再送が行われる場合、再送パケットは過去に伝送失敗となったパケットと同一のデータを保持する。これを利用し、再送パケットに対して復調や干渉除去の操作を行う際、過去の伝送失敗パケットにおける整合フィルタ (Matched Filter: MF) 出力等を利用する技術 (再送ダイバーシチ) が考えられている [9]~[12]。特に [11], [12] では、再送パケットにおける MAI の抑圧効果を高めるために、再送ダイバーシチを利用した干渉除去法が提案されている。しかしこれらの干渉除去法では、干渉除去の操作を行う機構 (干渉除去器) の出力において、MAI の抑圧された MF 出力を合成するのみであり、干渉除去の操作自体は従来のものと同一である。また、過去に伝送失敗となったパケットの MF 出力は再送パケットのみに対し

<sup>†</sup> 名古屋大学大学院工学研究科, 名古屋市

Department of Electrical Engineering and Computer Science, Graduate School of Engineering, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

<sup>††</sup> 名古屋大学エコトピア科学研究機構, 名古屋市

EcoTopia Science Institute, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

a) E-mail: tadokoro@katayama.nuee.nagoya-u.ac.jp

て使用され、新規パケットに対しては使用されていない。このような手法では、再送パケットにおける MAI 抑圧効果向上は期待できても、新規パケットにおける MAI 抑圧効果は従来のものと変わらない。その結果、再送パケットのみその伝送に成功し、新規パケットの伝送は失敗してしまう。

また、通信路で発生するマルチパスを受信側で打ち消す技術の一つに、文献 [13] の手法が提案されている。ここでは、過去に伝送失敗となったパケットで得られた判定値と再送パケットでの判定値を合成することで、再送パケットにおいて発生するマルチパス成分の推定をより正確に行う。そして推定した成分を受信成分から減じることで、マルチパスの影響を抑える。この手法では MAI の抑圧は取り扱われていないが、この手法を MAI の抑圧に応用すると、再送パケットに起因する MAI のより正確な推定が期待される。その結果、新規/再送パケット両者における MAI の抑圧が考えられる。

本論文では、新規/再送パケット両者における MAI の影響を抑えるため、並列型干渉除去法 (Parallel Interference Cancellation: PIC) をもとにして、再送ダイバーシチを利用する新しい干渉除去法を提案する。そこでは、過去の伝送失敗パケットからの対数尤度比 (Log Likelihood Ratio: LLR) を利用して、MAI の抑圧効果が大きくなるように復調/干渉除去の操作を行う。具体的には、過去の伝送失敗パケットから、再送パケットで送られたデータの事前確率を LLR として得る。そしてその LLR を用いて、事後確率が最大になるように復調/干渉除去の操作を行う。このような提案手法では、同時送信局数がある程度増加した場合においても、再送パケットだけではなく新規パケットも伝送に成功することを示す。なお、文献 [13] の手法を MAI 抑圧に応用した場合、過去に伝送失敗となったパケットでの判定値と、非線形処理を施した軟判定値を合成 (加算) して MAI 成分を推定し、受信成分から減算を行うことになる。このような手法では、提案手法のように事後確率を最大にする保障はない。そのため、事後確率を最大にする本論文の手法に比べて性能が劣る可能性は高い。そこで本論文では、性能評価により、この点についても明らかにする。

本論文は以下のように構成される。まず 2. において本論文の対象とするシステムを示す。次に、提案する干渉除去法を 3. に示す。提案手法を用いた受信機のパフォーマンスは 4. において議論される。そして 5. におい

て本論文をまとめる。

## 2. システムモデル

CDMA Unslotted ALOHA (CDMA U-ALOHA) 方式を用いた無線アップリンクを取り扱う [8]。これは、CDMA U-ALOHA 方式では、任意時刻においてパケットを送信することが可能となることから、スロット同期をとる必要のある CDMA Slotted ALOHA 方式よりも簡単な送信手順でパケットを送信することが可能となるためである [1]~[3]。この様子を図 1 に示す。システム内には  $K_U$  個のユーザ局 (User Station: US) が存在し、それぞれにおいてランダムに  $L$  [bit] の固定長パケットが発生する (2.1 参照)。発生した  $K(t)$  個のパケットは 2.2 に示されるような操作によって信号に変換され、直ちに基地局に向けて送信される。基地局では、パケットを送信中のユーザ局 (Active User Station: AUS) から受信した信号に対して、3. の提案手法を用いて MAI 抑圧の操作を行いつつ、送信データの復調を行う。復調の結果、1 パケット内に 1 ビットでも復調誤りとなったビットが含まれていた場合、パケットの伝送に失敗したとみなされ、2.1 のようなパケットの再送が行われる。なお簡単化のため、パケットの伝送成功/失敗の判定は理想的に行われているものとする。

### 2.1 新規/再送パケットの発生モデル

各ユーザ局におけるパケットの発生過程を示す [8]。各ユーザ局は、新規パケットを生成する新規モード

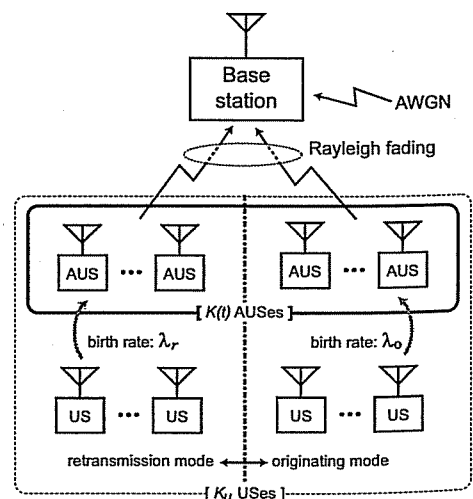


図 1 システムモデル  
Fig. 1 System model.

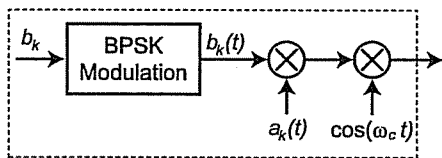


図2 送信機  
Fig. 2 Transmitter.

(originating mode) と、パケットを再送する再送モード (retransmission mode) のいずれかに属する。新規モードにあるユーザ局は、ユーザ局当り生起率  $\lambda_o$  でランダムに新規パケットを発生する。そして発生したパケットは直ちに送信され、パケットが正しく伝送されれば新規モードのままであるが、正しく伝送されない場合は再送モードに移る。再送モードにあるユーザ局は、ユーザ局当り生起率  $\lambda_r$  でランダムにパケットを再送する。そして再送パケットが正しく伝送されると新規モードに移るが、正しく伝送されなければ再送モードのままである。なお本論文では簡単化のため、すべてのユーザ局で同じ生起率  $\lambda_r$  を用いることにする。また、すべてのユーザ局に対する再送モードにあるユーザの割合を状態  $r$  とする。このとき、ユーザ局数  $K_U$  は無限大とみなせるほど大きいものとする、同時送信局数  $K(t)$  は、生起率  $\lambda = (1-r)K_U\lambda_o + rK_U\lambda_r$  のポアソン分布に従うものと仮定できる。

## 2.2 信号の送受信モデル

各ユーザ局においてパケットが発生してから、基地局でそれらの受信信号に対して復調及び干渉除去の操作を行うまでについて説明する [7]。

まず各ユーザ局におけるパケット信号の送信過程を、ある AUS  $k$  に着目して示す。図2に送信機のモデルを示す。パケットが発生すると、パケットのデータ  $b_k$  を Binary Phase Shift Keying (BPSK) により変調し、信号  $b_k(t)$  に変換する。この信号は、AUS  $k$  に固有に割り当てられた拡散信号  $a_k(t)$  を用いて直接拡散される。なお、拡散符号にはランダム符号を使用する。そして拡散されたパケットの信号は搬送波が乗算され、即座に1ホップで基地局に非同期に送信される。なお、 $\omega_c$  は搬送波周波数を表し、 $b_k$  は等確率で  $+1$  か  $-1$  のどちらかをとり得るものとする。

送信されたパケットの信号はレイリーフェージングチャネルを通過し、両側電力スペクトル密度が  $N_0/2$  の加法的白色ガウス雑音 (AWGN) が加わって基地局に到達する。そこで、基地局が受信する信号  $r(t)$  は

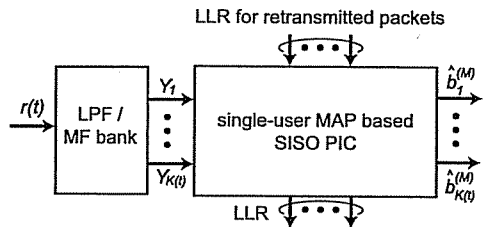


図3 提案受信機  
Fig. 3 Proposed receiver structure.

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K(t)} A_k a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) + n(t) \quad (1)$$

と書ける。ここで  $A_k$  は AUS  $k$  の受信信号振幅、 $\tau_k$  は遅延、 $\phi_k$  は搬送波位相、 $n(t)$  は AWGN を表す。なお、 $\phi_k$  は  $[0, 2\pi)$  で一様分布する確率変数、 $\tau_k$  は一般性を失うことなく  $[0, T_b]$  で一様分布する確率変数とできる。更に  $A_k$  は、 $E_b$  を平均ビットエネルギーとすると2乗平均  $E_b$  のレイリー分布に従い、1パケット内で一定であるものとする。

基地局では、図3の受信機により復調及び干渉除去の操作が行われる。まず受信信号  $r(t)$  を搬送波  $e^{-j\omega_c t}$  と掛け合わせ、低域フィルタ (LPF) に通すことで、複素ベースバンド信号  $r_L(t)$  に変換する [7]。そしてこの信号  $r_L(t)$  を、各 AUS に使用の拡散信号に整合した MF に通し、各 AUS に対する MF 出力  $Y_k$  を得る。ここで、AUS  $k$  の MF 出力  $Y_k$  は

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} \Re[r_L(t) a_k(t - \tau_k) e^{-j\phi_k}] dt \\ &= \frac{1}{2} A_k b_k + \frac{1}{2} \sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j \rho_{jk} b_j \cos(\phi_{jk}) + \frac{1}{2} n_k \end{aligned} \quad (2)$$

と書ける。なお、 $T_b$  を1ビット時間、 $\rho_{jk}$  は AUS  $j$  の拡散信号と AUS  $k$  の拡散信号との相互相関、 $n_k$  はこの AUS に対する雑音成分とした。また、 $\phi_{jk} = \phi_j - \phi_k$  であり、 $\Re[x]$  は  $x$  の実数部分を表す。これらの MF 出力と、過去に伝送失敗となったパケットの LLR は提案の復調/干渉除去器に入力され、3.の手法を用いて MAI を抑圧しつつ送信データを推定する。なお、データ推定に誤りが発生したパケットについては、そのパケットにおける全データの LLR が蓄えられ、未来の再送パケットの復調/干渉除去の際に使用される。

### 3. 再送ダイバーシチを利用して事後確率を最大にする復調/干渉除去法

提案する干渉除去法では、過去に伝送失敗となったパケットの LLR を利用して、送信データの後確率が最大になるように復調及び干渉除去の操作を行うことを考える。

干渉除去法として PIC を用いた場合、各ステージにおいて、他パケットの推定データから着目パケットへの MAI を推定し、それを受信信号成分から引くことで着目パケットでの MAI 抑圧を実現する [14], [15]. そのため、この MAI 推定の確からしさが、着目パケットの MAI 抑圧効果を決定する。ここで、他パケットに再送パケットが含まれる場合を考えてみる。再送ダイバーシチにより、再送パケットでのデータ推定はより確からしく行われる。そのため、再送パケットからの MAI は、確からしく推定されることが期待される。これより着目パケットが新規パケットで、再送ダイバーシチを適用できない場合でも、再送パケットからの MAI をより確からしく推定することでその MAI を大きく抑圧可能となり、新規パケットはその伝送に成功する可能性がある。以上より、本論文では、PIC をもとにして事後確率を最大にするような復調及び干渉除去の手法を考える。

PIC を用いたシステムでは上記のように、MAI 抑圧の操作を行う際、推定した他パケットからの MAI 成分と受信信号成分の二つを利用する。更に再送ダイバーシチを用いると、過去に伝送失敗となったパケットにおける送信データの LLR も得られる。そこで提案手法では、推定 MAI 成分と受信信号成分、過去パケットにおける送信データの LLR という三つから、送信データの事後確率を最大にするように復調及び干渉除去の操作を行う。このような事後確率は、再送モードにある AUS  $k$  の送信パケットに着目すると、 $m$  番目のステージでは  $P[b_k|Y_k, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k]$  と書ける。ここで、受信信号成分として MF 出力  $Y_k$  を用い、過去パケットの LLR を  $\bar{\Lambda}_k$  とした。更に  $m$  番目のステージにおける推定 MAI 成分  $\hat{I}_k^{(m)}$  は、 $m-1$  番目のステージで推定された AUS  $j$  の送信データを  $\hat{b}_j^{(m-1)}$  とすると、

$$\hat{I}_k^{(m)} = \sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j \hat{b}_j^{(m-1)} \rho_{jk} \cos(\phi_{jk}) \quad (3)$$

と書ける。

事後確率  $P[b_k|Y_k, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k]$  を最大にするような干渉除去法を考える。この事後確率は、ベイズの定理と

$$\begin{aligned} & \Psi(Y_k|\hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k) \\ &= P[Y_k|b_k=+1, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] P[b_k=+1, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] \\ & \quad + P[Y_k|b_k=-1, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] P[b_k=-1, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] \end{aligned} \quad (4)$$

を用いると、

$$\begin{aligned} & P[b_k|Y_k, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] \\ &= \frac{P[Y_k|b_k, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] \cdot P[b_k, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k]}{\Psi(Y_k|\hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k)} \end{aligned} \quad (5)$$

とできる。ここで式 (3) より、推定 MAI 成分  $\hat{I}_k^{(m)}$  は  $\hat{b}_j^{(m-1)}$  に依存する。しかし  $\hat{b}_j^{(m-1)}|_{j \neq k}$  と  $b_k$  は独立に発生するため、 $\hat{I}_k^{(m)}$  と  $b_k$  は互いに独立となる。よって、式 (5) における分子の第 2 因子は、

$$\begin{aligned} P[b_k, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] &= P[b_k|\hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] \cdot P[\hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] \\ &= P[b_k|\bar{\Lambda}_k] \cdot P[\hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] \end{aligned} \quad (6)$$

とできる。式 (6) と、 $P[Y_k|b_k, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k]$  において  $Y_k$  と  $\bar{\Lambda}_k$  が独立であることから、式 (5) の事後確率は、

$$\begin{aligned} & P[b_k|Y_k, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] \\ &= \frac{P[Y_k|b_k, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k] \cdot P[b_k|\bar{\Lambda}_k] \cdot P[\hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k]}{\Psi(Y_k|\hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k)} \end{aligned} \quad (7)$$

となる。よって、このステージにおける事後確率の LLR  $\hat{\Lambda}_k^{(m)}$  は、

$$\begin{aligned} \hat{\Lambda}_k^{(m)} &= \ln \frac{P[b_k=+1|Y_k, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k]}{P[b_k=-1|Y_k, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k]} \\ &= \ln \frac{P[Y_k|b_k=+1, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k]}{P[Y_k|b_k=-1, \hat{I}_k^{(m)}, \bar{\Lambda}_k]} + \ln \frac{P[b_k=+1|\bar{\Lambda}_k]}{P[b_k=-1|\bar{\Lambda}_k]} \end{aligned} \quad (8)$$

のように得られる。

式 (8) の右辺第 1 項は、推定 MAI 成分  $\hat{I}_k^{(m)}$  と送信データ  $b_k$  が与えられたときの、MF 出力  $Y_k$  の発生確率の LLR を表す。式 (2) より  $Y_k$  は、

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{2} A_k b_k + \frac{1}{2} \hat{I}_k^{(m)} + \frac{1}{2} n_k \\ & \quad + \frac{1}{2} \sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j \rho_{jk} \cos(\phi_{jk}) (b_j - \hat{b}_j^{(m-1)}) \end{aligned} \quad (9)$$

と書ける。式 (9) は、右辺第 4 項に中央極限定理とガウス近似を用いると、以下のような平均  $E[Y_k]$  と分散  $\sigma_k^{(m)2}$  をもつガウス分布となる (付録 1. 参照):

$$E[Y_k] = \frac{1}{2} A_k b_k + \frac{1}{2} \tilde{f}_k^{(m)} \quad (10)$$

$$\sigma_k^{(m)2} = \frac{N_0}{8} + \frac{1}{3N} \sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j^2 P_e(\hat{b}_j^{(m-1)} | b_j). \quad (11)$$

ここで  $N$  は拡散率,  $P_e(\hat{b}_j^{(m-1)} | b_j)$  はデータ  $b_j$  が送られたときにその推定データ  $\hat{b}_j^{(m-1)}$  が誤りとなる確率である。よって式 (8) の右辺第 1 項は,  $P[Y_k | b_k, \tilde{f}_k^{(m)}]$  に以上のような平均と分散をもつガウス分布の確率密度関数を代入して計算すると,

$$\ln \frac{P[Y_k | b_k = +1, \tilde{f}_k^{(m)}]}{P[Y_k | b_k = -1, \tilde{f}_k^{(m)}]} = \frac{A_k}{\sigma_k^{(m)2}} \left( Y_k - \frac{1}{2} \tilde{f}_k^{(m)} \right). \quad (12)$$

なお、以上ではガウス近似を用いたが、この近似は一般に  $K(t)$  が小さい場合に精度良く近似することは難しい。しかし  $K(t)$  が小さい場合、PIC を用いると MAI を良く抑えることができるため、ほとんどすべてのパケットは伝送に成功する。これより、近似誤差の、システムの性能評価に与える影響は小さいと言える。また本論文では、再送が発生するような、 $K(t)$  がある程度大きくなるような状況を想定している。そのため、パケットの伝送失敗が発生するような、 $K(t)$  の大きい場合のみ、正確に性能を評価すればよく、ガウス近似による解析が有効である。

式 (8) の右辺第 2 項は、送信データ  $b_k$  の事前確率の LLR を表す。これは、過去において、同一データを保持するパケットを復調する際に得られた LLR  $\tilde{\Lambda}_k$  とすることができる。なお AUS  $k$  が新規モードの場合、過去に伝送失敗となったパケットが存在しないため、LLR  $\tilde{\Lambda}_k$  は得られない。よってこの場合、 $\tilde{\Lambda}_k = 0$  となる。

以上の議論より、提案する干渉除去法は次のような LLR を計算し、データの推定を行うものとなる。まず、LLR は式 (8) より、

$$\hat{\Lambda}_k^{(m)} = \frac{A_k}{\sigma_k^{(m)2}} \left( Y_k - \frac{1}{2} \tilde{f}_k^{(m)} \right) + \tilde{\Lambda}_k \quad (13)$$

となる。これを用いると、 $m$  番目のステージにおけるデータ推定は以下に行われる:

$$\hat{b}_k^{(m)} = \text{sgn}[\hat{\Lambda}_k^{(m)}]. \quad (14)$$

式 (13) の LLR を求めるためには、 $\sigma_k^{(m)2}$  の計算が必要となる。この計算を行うためには、式 (11) より誤り率  $P_e(\hat{b}_k^{(m-1)} | b_k)$  を求める必要がある。そこで以下に、この誤り率を示す。まず、式 (13) に式 (2) と式 (3) を代入して変形すると、各ステージで求められた LLR は、

$$\hat{\Lambda}_k^{(m)} = \frac{A_k}{\sigma_k^{(m)2}} \left\{ \frac{1}{2} A_k b_k + \frac{\sigma_k^{(m)2}}{A_k} \tilde{\Lambda}_k + \frac{1}{2} n_k + \frac{1}{2} \sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j \rho_{jk} \cos(\phi_{jk}) (b_j - \hat{b}_j^{(m-1)}) \right\} \quad (15)$$

と書ける。式 (15) の中括弧の中は、式 (9) と同様に中央極限定理とガウス近似を用いると、以下のような平均  $E[\hat{\Lambda}_k^{(m)}]$  と式 (11) の分散  $\sigma_k^{(m)2}$  をもつガウス分布となる (付録 2. 参照):

$$E[\hat{\Lambda}_k^{(m)}] = \frac{1}{2} A_k b_k + \frac{\sigma_k^{(m)2}}{A_k} \tilde{\Lambda}_k. \quad (16)$$

これより、 $b_k$  を送信したときの誤り率  $P_e(\hat{b}_k^{(m-1)} | b_k)$  は、 $\hat{\Lambda}_k^{(m-1)}$  と  $b_k$  の符号が逆になるときを考えることで求められ、

$$P_e(\hat{b}_k^{(m-1)} | b_k) = Q \left( \sqrt{\frac{1}{4\sigma_k^{(m-1)2}} \left\{ A_k b_k + \frac{2\sigma_k^{(m-1)2}}{A_k} \tilde{\Lambda}_k \right\}^2} \right) \quad (17)$$

となる (付録 3. 参照)。ここで、

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (18)$$

とした。式 (17) より、データ  $b_k$  を送信した場合の誤り率は、データ  $b_k$  の値に依存することが分かる。提案手法では、再送パケットの LLR に対して、過去パケットの LLR を合成することで、式 (16) に示されるように、合成後に得られる LLR  $\hat{\Lambda}_k^{(m)}$  の平均値に偏りが発生する。その結果、式 (17) で信号利得を表す項が、送信データ  $b_k$  に依存することになる。提案手法を行うためには、式 (17) の誤り率が必要となるが、受信機で

送信データ  $b_k$  が分らないとこれを求めることができない。しかし付録 4. より、誤り率  $P_e(\hat{b}_k^{(m-1)} | b_k)$  は、 $P_e(\hat{b}_k^{(m-1)} | b_k = +1)$  と  $P_e(\hat{b}_k^{(m-1)} | b_k = -1)$  のうち、小さい方とすることで求められる。

提案手法を実現する干渉除去器のブロック図を示す。このような干渉除去器は、 $M$  個のステージが準備されている場合、図 4 となる。そして各ステージには、図 5 に示されるような干渉除去ブロックが  $K(t)$  個準備される。この干渉除去器では、入力された MF 出力  $Y_k$  から着目パケットにおける MAI 成分  $\hat{I}_k^{(m)}$  と  $A_k/\sigma_k^{(m)2}$  を計算する。そしてこれらと、過去に伝送失敗となったパケットの LLR  $\tilde{\Lambda}_k$  を用いて、図 5 のようなブロックで各パケットに対する MAI 抑圧の操作が行われる。このようなブロックは式 (13) と (14) を実現する。そして以上の干渉除去の操作が  $M$  回行われた後、送信データ  $\hat{b}_k^{(M)}$  が推定される。なお、1 番目のステージに入力される推定 MAI  $\hat{I}_k^{(1)}$  については、0 番目のステージが存在しないため、 $\hat{b}_k^{(0)}$  が得られな

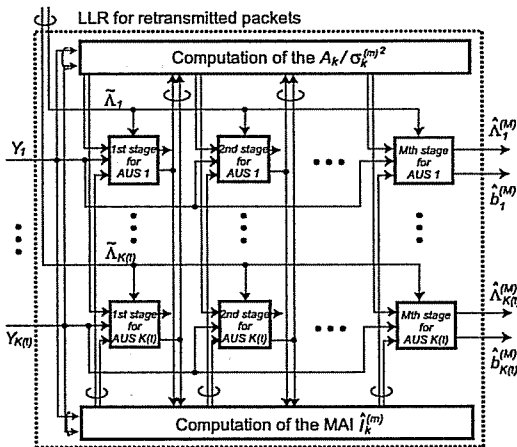


図 4 パケットの再送を利用した並列型干渉除去器  
Fig. 4 Single-user MAP based SISO parallel interference canceler utilizing packet retransmission.

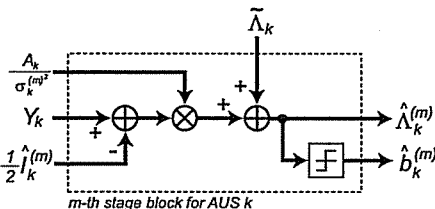


図 5 ユーザ局  $k$  の送信したパケットに対する  $m$  番目のステージ  
Fig. 5  $m$ th stage block for active user station  $k$ .

い。そこで、ビット  $\text{sgn}[\frac{A_k}{\sigma_k^{(m)2}} Y_k + \tilde{\Lambda}_k]$  を推定ビットとして MAI の推定に用いるものとする。

#### 4. 性能評価

提案する干渉除去法の性能を評価する。パケット通信システムを取り扱っているため、この評価はスループットによって行われる。スループットは、1 パケット時間内に平均して伝送に成功するパケット数と定義される。また、パケットの再送に着目しているため、平均再送回数も取り上げる。平均再送回数は、新規パケット伝送失敗の後、そのパケットが伝送に成功するまでに行った再送の平均回数である。なお、スループットや平均再送回数は、すべてのユーザ局が新規モードにあると仮定したときのオフロード  $G_o (= \lambda_o K_U L T_b)$  に対するものであり、計算機シミュレーションによって求められた。ここで、オフロードは、1 パケット時間  $L T_b$  あたりに平均して送信されるパケット数である。

提案手法を用いた受信機のスループットや平均送信回数の数値例を示し、その性能を評価する。図 6 にレイリーフェージング環境下におけるスループットを、また図 7 に平均再送回数を示す。ここでは、ユーザ局数  $K_U = 3000$ 、ステージ数  $M = 1$ 、平均  $E_b/N_0 = 30$  [dB]、拡散率  $N = 31$ 、1 パケット長  $L = 500$  [bit] とし、全ユーザ局が再送モードにあると仮定したときのオフロード  $G_r (= \lambda_r K_U L T_b)$  を変数としてある。また比較のため、再送ダイバーシチを用いない、つまり  $\tilde{\Lambda}_k = 0$  として PIC による MAI 抑圧の操作を行った場合のスループットも示す。また本論文では、1 パケット内で各パケットの受信信号電力

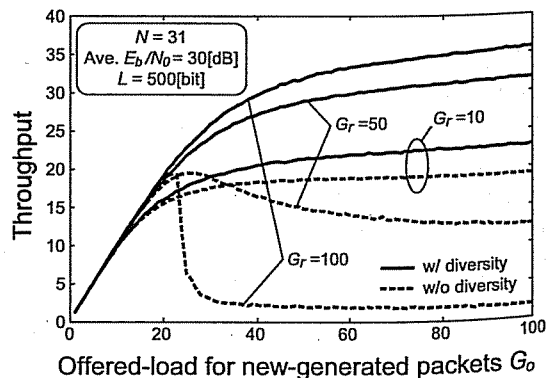


図 6 スループット  
Fig. 6 Throughput.

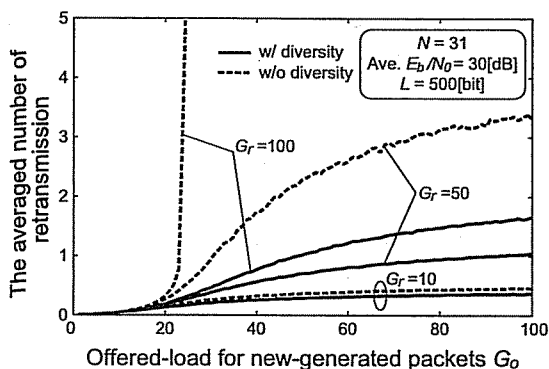


図 7 平均再送回数

Fig. 7 The averaged number of retransmission.

が一定、かつパケットごとに異なる受信信号電力となる状況を想定している。このような状況は、伝送速度  $1/T_b = 1.0$  [Mbit/s] 及び 1 パケット長  $L = 500$  [bit] とすると、最大ドップラー周波数が 2 [kHz] となる場合に相当する。更に、本論文のような直接拡散型 CDMA を用いた場合では、一般的にチップレートが高くなるため、マルチパスの影響が考えられる。しかし本論文では、パケットの再送に着目した新しい干渉除去法の提案を取り扱っているため、今回はマルチパスを考慮した評価を省略する。

図 6 より、再送ダイバーシチを使用せずに PIC による MAI 抑圧を行う場合、 $G_r$  の値にかかわらずスループットの最大値は変化しない。PIC の MAI 抑圧能力は同時送信局数に依存し、同時送信局数が大きくなると MAI 抑圧能力は低下する。そのため、ある同時送信局数までしかパケットを正しく伝送できない。また  $G_r$  が大きい場合、オフロード  $G_0$  が大きくなるにつれてスループットは減少する。オフロード  $G_0$  が大きくなると新規パケットが伝送に失敗し、パケットの再送が頻繁に発生する。このとき、 $G_r$  が大きいほど同時に送信される再送パケットの数が増えてしまい、MAI 抑圧能力の低下してパケットは伝送失敗となる [8]。なお同様な理由により、 $G_r$  が大きくなると平均再送回数は増加する。特に  $G_r = 100$  のとき、この増加は顕著である。

しかしながら提案手法では、 $G_r$  が大きくなるにつれてスループットの最大値は向上している。そして、オフロードが大きくなるにつれてスループットは減少せず、収束していく。また平均再送回数も、提案手法では大きく減少していることが分かる。

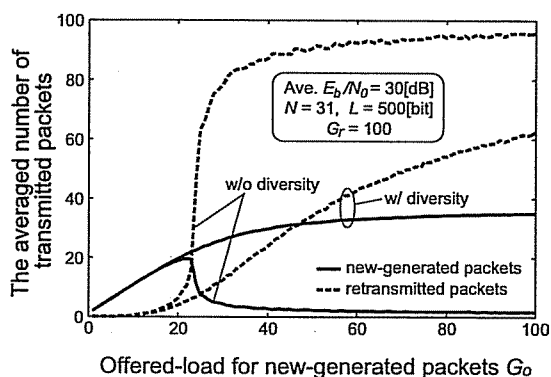
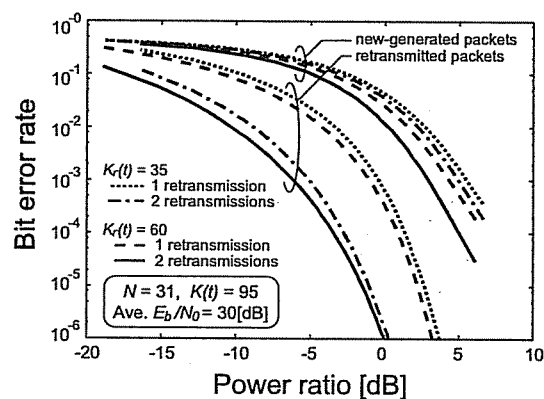


図 8 実際に送信された新規パケットと再送パケットの平均数

Fig. 8 The averaged number of new-generated and retransmitted packets.

図 9 各パケットの平均ビット誤り率特性 ( $K(t) = 95$ )  
Fig. 9 Averaged bit error rate on a packet at  $K(t) = 95$ .

提案手法でこのような性能が得られる理由を、 $G_r = 100$  の場合に注目して説明する。そのため、各  $G_0$  における実際に送信された新規パケットと再送パケットの平均数を図 8 に示す。また図 9 に、同時送信局数  $K(t) = 95$  のときの、各パケットにおける平均ビット誤り率特性を示す。ここで、横軸は平均  $E_b/N_0 = 30$  [dB] に対するパケット信号の受信信号電力の比を表す。また、95 個ある送信パケットのうち  $K_r(t)$  個は再送パケットであり、横軸から求められる受信信号電力をもつパケットの平均ビット誤り率が図 9 より読み取れる。更にここでは、再送パケットがすべて 1 回目の再送である場合と、2 回目の再送である場合の二つの場合を取り上げる。なお、再送パケットにおける  $m$  番目のステージでの平均ビット誤り率は、式 (17) より

$$\begin{aligned}
& \overline{P_e}(\hat{b}_k^{(m)}) \\
&= \frac{1}{2} P_e(\hat{b}_k^{(m)} | b_k = +1) + \frac{1}{2} P_e(\hat{b}_k^{(m)} | b_k = -1) \\
&= \frac{1}{2} Q \left( \sqrt{\frac{1}{4\sigma_k^{(m)2}} \left\{ A_k + \frac{2\sigma_k^{(m)2}}{A_k} \tilde{\Lambda}_k \right\}^2} \right) \\
&\quad + \frac{1}{2} Q \left( \sqrt{\frac{1}{4\sigma_k^{(m)2}} \left\{ -A_k + \frac{2\sigma_k^{(m)2}}{A_k} \tilde{\Lambda}_k \right\}^2} \right)
\end{aligned} \tag{19}$$

のように求められる。また、新規パケットにおける平均ビット誤り率は、式 (17) において  $\tilde{\Lambda}_k = 0$  とすれば求まる。図 7 より、 $G_r = 100$  のときの平均再送回数がおよそ 1.8 であるため、実際の平均誤り率は図 9 における 2 回再送を行った場合の特性に近いものであると考えられる。

オフアードロード  $G_o = 100$  のときを取り上げ、提案手法の性能を考察する。図 8 より、 $G_o = 100$  において、実際に送信された新規パケットと再送パケットの数はそれぞれおよそ 35 と 60 であり、同時送信局数の平均値は 95 となる。そこで図 9 において  $K_r(t) = 60$  のときの特性に着目する。図 9 より、提案手法では再送パケットにおけるビット誤り率が大きく減少していることが分かる。この減少は、再送パケット数が多くなるに従い、大きくなる。これは、過去に伝送失敗となったパケットからの LLR を利用することで、ダイバーシチ効果が得られているためと考えられる。更に提案手法では、新規パケットにおけるビット誤り率も減少する。そしてこの減少は、再送パケットの数が増えるに従って大きくなる。よって再送パケットが増加する、つまり  $G_r$  が大きくなるにつれて、再送パケットだけではなく新規パケットも伝送に成功しやすくなる。これより、 $G_r$  が大きくなるにつれてスループットは向上する。なお図 8 に見られるように、オフアードロードが大きくなるとパケットの再送が頻繁に発生する場合、一般的に新規パケットの送信数は減少する [8]。しかし、提案手法では新規パケットも伝送に成功しやすくなるため、その送信数は減少しない。

また、オフアードロード  $G_o$  が大きくなるにつれてスループットの増加が小さくなるのは、以下の理由のためである。図 8 より、オフアードロード  $G_o$  の増加に伴い、送信された再送パケットの数は、徐々に

増加しなくなる。これにより、伝送に成功する再送パケットの数も増加しなくなるといえる。また、伝送に成功する新規パケットの数は、再送パケットの数と新規パケットの数に依存する。図 8 より、 $G_o$  が増加しても、新規パケットの数が一定数に収まることで、新規パケットに起因する MAI は増加せず、ある一定レベルに保たれる。更に、再送パケット数が増加しないと、再送パケットに起因する MAI を良く抑圧できない。以上より、 $G_o$  が増加しても新規パケットもある一定数までしか伝送に成功せず、スループットの増加も小さくなる。

最後に、他の再送ダイバーシチ技術を用いた手法との性能比較を、スループットにより行う。図 10 に、本論文の提案手法を“Single-user MAP”として、文献 [13] の手法を“CEIGU”として、更に最大比合成を用いた文献 [11] の手法を“MRC”として、それぞれのスループットを示す。なお、ここでは  $G_r = 100$  とし、また他の用いたパラメータは図 6 のものと同一である。まず、本論文の提案手法と、文献 [13] の手法を比較する。図 10 より、本論文の提案手法の方が良好なスループットの得られることが分かる。これは、文献 [13] の手法では、本論文の提案手法のように、事後確率を最大することができないためと考えられる。次に、本論文の提案手法と、文献 [11] の手法を比較する。図 10 より、[11] の手法では、オフアードロード  $G_o$  が増加するとスループットは若干低下してしまう。 $G_o$  が増加すると、図 8 のように同時送信局数は増加するが、再送パケットについては、最大比合成によって得られる利得により、ある程度伝送に成功することが期

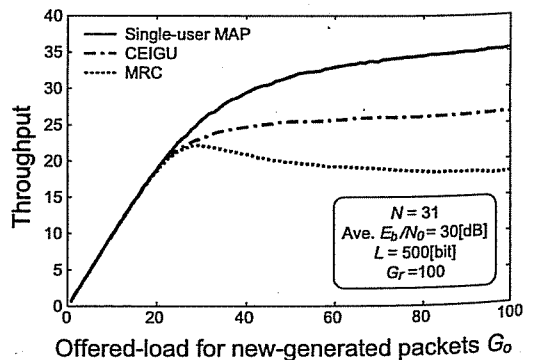


図 10 他の再送ダイバーシチ技術を用いた手法との性能比較

Fig. 10 A performance comparison with other schemes using retransmission diversity.



待できる。しかし、新規パケットについては、合成の効果が得られず、伝送に失敗する可能性が高い。その結果、新規パケットの伝送失敗によりスループットは低下することになり、本論文の提案手法に比べて性能が劣ることになる。

## 5. む す び

本論文では、PIC をもとにして再送ダイバーシチを利用する新しい干渉除去法を提案した。そこでは、推定した MAI 成分と受信信号成分、過去に伝送失敗となったパケットの LLR という三つから、データの事後確率を最大化するように復調及び干渉除去の操作を行うことを考えた。そして、提案手法を実現する受信機を、事後確率から解析的に導いた。性能評価の結果、提案受信機を用いると、再送パケットが発生して同時送信周数が大きくなる場合でも、再送パケットが伝送に成功するだけではなく、新規パケットも伝送に成功することが分かった。また、オフロードが大きい場合でもスループットは減少せず、収束することが分かった。

謝辞 本研究の一部は、文部科学省 21 世紀 COE プログラム「先端プラズマ科学が拓くナノ情報デバイス」及び富士通研究所の助成を受けて行われたものである。記して謝意を表する。

## 文 献

- [1] T. Yamazato, A. Ogawa, M. Katayama, and A. Jamalipour, "Introduction to CDMA ALOHA," IEEE Global Telecommunications Conference, Tutorial Note, TI-13, 1998.
- [2] P.W. Graaf and J.S. Lehnert, "Performance comparison of a slotted ALOHA DS/SSMA network and a multichannel narrow-band slotted ALOHA network," IEEE Trans. Commun., vol.46, no.4, pp.544-552, April 1998.
- [3] M. Yin and V.O.K. Li, "Unslotted CDMA with fixed packet lengths," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.8, no.4, pp.529-541, May 1990.
- [4] 立川敬二, W-CDMA 移動通信方式, 丸善, 2001.
- [5] T. Shinomiya and H. Suzuki, "Slotted ALOHA mobile packet communication system with multiuser detection in a base station," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.49, no.3, pp.948-955, May 2000.
- [6] S. Sfar, K.B. Letaief, and R.D. Murch, "Analysis of slotted CDMA packet access based on nonlinear multiuser detection," IEEE ICC 2001, vol.4, pp.1238-1242, June 2001.
- [7] 田所幸浩, 岡田 啓, 山里敬也, 片山正昭, 小川 明, "逐次型干渉除去法を用いた CDMA Unslotted ALOHA 方式の特性評価," 信学論 (A), vol.J86-A, no.2, pp.168-178, Feb. 2003.
- [8] H. Okada, T. Sato, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "CDMA unslotted ALOHA systems with packet retransmission control," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E79-A, no.7, pp.1004-1010, July 1996.
- [9] S. Souissi and S.B. Wicker, "A diversity combining DS/CDMA system with convolutional encoding and Viterbi decoding," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.44, no.2, pp.304-312, May 1995.
- [10] A. Annamalai and V.K. Bhargava, "Throughput performance of slotted DS/CDMA aloha with packet combining over generalized fading channels," Electron. Lett., vol.33, no.14, pp.1195-1197, July 1997.
- [11] Y. Sun and X. Cai, "Multiuser detection for packet-switched CDMA networks with retransmission diversity," IEEE Trans. Signal Process., vol.52, no.3, pp.826-831, March 2004.
- [12] X. Cai, Y. Sun, and A.N. Akansu, "Performance of CDMA random access systems with packet combining in fading channels," IEEE Trans. Wireless Com., vol.2, no.3, pp.413-419, May 2003.
- [13] N. Miki, S. Abeta, H. Atarashi, and M. Sawahashi, "Multipath interference canceller using soft-decision replica combined with hybrid ARQ in W-CDMA forward link," IEEE Vehicular Technology Conference, vol.3, pp.1922-1926, Oct. 2001.
- [14] S. Verdu, Multiuser Detection, Cambridge University Press, 1998.
- [15] D. Divsalar, M.K. Simon, and D. Raphaeli, "Improved parallel interference cancellation for CDMA," IEEE Trans. Commun., vol.46, no.2, pp.258-268, Feb. 1998.
- [16] M.B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication - Part I: System analysis," IEEE Trans. Commun., vol.Com-25, no.8, pp.795-799, Aug. 1977.

## 付 録

### 1. 式 (10) 及び式 (11) の導出

式 (9) 右辺の第 4 項は、確率変数として、 $\phi_{jk}$ ,  $\rho_{jk}$ ,  $b_j$  の三つを、それぞれ  $K(t) - 1$  個含む。また、これらの確率変数  $\phi_{jk}$ ,  $\rho_{jk}$ ,  $b_j$  は、それぞれ同一で一般的な分布に従う。よって、式 (9) 右辺第 4 項について中央極限定理が適用でき、第 4 項はガウス分布とみなすことができる。また  $m$  番目のステージでは、式 (9) 右辺の第 1 項及び第 2 項は与えられる確定値であることから、これらを定数とみなすことができる。以上と式 (9) の第 3 項は平均ゼロのガウス分布に従うことから、式 (9) の MF 出力は、ガウス分布に従う。

式 (9) の平均  $E[Y_k]$  を求める。式 (9) 右辺の第 3 項は平均ゼロのガウス分布に従うこと、確率変数  $\phi_{jk}$ ,

$\rho_{jk}$ ,  $b_j$  がそれぞれ互いに独立であることから,

$$\begin{aligned} E[Y_k] &= E\left[\frac{1}{2}A_k b_k + \frac{1}{2}\hat{I}_k^{(m)} + \frac{1}{2}n_k\right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2}\sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j \rho_{jk} \cos(\phi_{jk})(b_j - \hat{b}_j^{(m-1)})\right] \\ &= \frac{1}{2}A_k b_k + \frac{1}{2}\hat{I}_k^{(m)} \\ &\quad + \frac{1}{2}\sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} E[A_j \rho_{jk} \cos(\phi_{jk})] E[(b_j - \hat{b}_j^{(m-1)})]. \end{aligned} \quad (A.1)$$

ここで,

$$b_j - \hat{b}_j^{(m-1)} = \begin{cases} 0 & (b_j = \hat{b}_j^{(m-1)}) \\ 2 & (b_j = 1, b_j \neq \hat{b}_j^{(m-1)}) \\ -2 & (b_j = -1, b_j \neq \hat{b}_j^{(m-1)}) \end{cases} \quad (A.2)$$

であり, これらの発生確率は, 上からそれぞれ  $1 - P_e(\hat{b}_j^{(m-1)}|b_j)$ ,  $\frac{1}{2}P_e(\hat{b}_j^{(m-1)}|b_j)$ ,  $\frac{1}{2}P_e(\hat{b}_j^{(m-1)}|b_j)$  である. よって,

$$\begin{aligned} E[b_j - \hat{b}_j^{(m-1)}] &= 0 \cdot \{1 - P_e(\hat{b}_j^{(m-1)}|b_j)\} \\ &\quad + 2 \cdot \frac{1}{2}P_e(\hat{b}_j^{(m-1)}|b_j) \\ &\quad + (-2) \cdot \frac{1}{2}P_e(\hat{b}_j^{(m-1)}|b_j) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (A.3)$$

となるから, 式 (A.1) より,

$$E[Y_k] = \frac{1}{2}A_k b_k + \frac{1}{2}\hat{I}_k^{(m)} \quad (A.4)$$

となり, 式 (10) の平均が得られる.

次に, 式 (9) の分散  $\sigma_k^{(m)^2}$  を求める. 分散をとる対象となる確率変数が, 式 (9) 右辺の第 3 項と第 4 項に含まれることから,

$$\begin{aligned} \sigma_k^{(m)^2} &= \text{Var}\left[\frac{1}{2}n_k\right] \\ &\quad + \text{Var}\left[\frac{1}{2}\sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j \rho_{jk} \cos(\phi_{jk})(b_j - \hat{b}_j^{(m-1)})\right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{N_0}{8} + \frac{1}{4}\sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j^2 \text{Var}[\rho_{jk} \cos(\phi_{jk})] \\ &\quad \cdot \text{Var}[(b_j - \hat{b}_j^{(m-1)})]. \end{aligned} \quad (A.5)$$

ここで, 文献 [16] より,

$$\text{Var}[\rho_{jk} \cos(\phi_{jk})] = \frac{1}{3N} \quad (A.6)$$

である. また, 式 (A.2) と同様に,

$$\begin{aligned} E[(b_j - \hat{b}_j^{(m-1)})^2] &= 0 \cdot \{1 - P_e(\hat{b}_j^{(m-1)}|b_j)\} + 4 \cdot P_e(\hat{b}_j^{(m-1)}|b_j) \\ &= 4P_e(\hat{b}_j^{(m-1)}|b_j) \end{aligned} \quad (A.7)$$

となるから, 式 (A.3) と分散の定義から,

$$\text{Var}[(b_j - \hat{b}_j^{(m-1)})] = 4P_e(\hat{b}_j^{(m-1)}|b_j) \quad (A.8)$$

が得られる. よって, 式 (A.5) に式 (A.6), 式 (A.8) を代入すると, 式 (11) のような分散が得られる:

$$\sigma_k^{(m)^2} = \frac{N_0}{8} + \frac{1}{3N}\sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j^2 P_e(\hat{b}_j^{(m-1)}|b_j). \quad (A.9)$$

## 2. 式 (16) の導出

以下の確率変数:

$$\begin{aligned} X_k^{(m)} &= \frac{1}{2}A_k b_k + \frac{\sigma_k^{(m)^2}}{A_k}\hat{I}_k + \frac{1}{2}n_k \\ &\quad + \frac{1}{2}\sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j \rho_{jk} \cos(\phi_{jk})(b_j - \hat{b}_j^{(m-1)}) \end{aligned} \quad (A.10)$$

の分布を求める.  $X_k^{(m)}$  は, 確率変数  $n_k$ ,  $\rho_{jk}$ ,  $\cos(\phi_{jk})$ ,  $b_j - \hat{b}_j^{(m-1)}$  の四つに依存する. ここで, 確率変数  $\rho_{jk}$ ,  $\cos(\phi_{jk})$ ,  $b_j - \hat{b}_j^{(m-1)}$  はそれぞれ  $K(t) - 1$  個あり, それぞれ同一で一樣な分布に従う. これより, 式 (A.10) の右辺第 4 項について中央極限定理が適用でき, 第 4 項はガウス分布とみなすことができる. 以上と, 式 (A.10) の第 3 項は平均ゼロのガウス分布に従うことから, 式 (9) と同様, 式 (A.10) はガウス分布に従う.

$X_k^{(m)}$  の平均を求める.  $X_k^{(m)}$  の右辺第 1 項及び第 2 項は, 各ステージで定数とみなすことができるため, 式 (A.3) より,

$$\begin{aligned}
 E[X_k^{(m)}] &= \frac{1}{2} A_k b_k + \frac{\sigma_k^{(m)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k + \frac{1}{2} E[n_k] \\
 &+ \frac{1}{2} \sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j E[\rho_{jk} \cos(\phi_{jk})] E[(b_j - \hat{b}_j^{(m-1)})] \\
 &= \frac{1}{2} A_k b_k + \frac{\sigma_k^{(m)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k.
 \end{aligned} \quad (A.11)$$

また,  $X_k^{(m)}$  の分散は, 式 (A.5) と同様に,

$$\begin{aligned}
 \text{Var}[X_k^{(m)}] &= \text{Var}\left[\frac{1}{2} n_k\right] \\
 &+ \text{Var}\left[\frac{1}{2} \sum_{j=1, j \neq k}^{K(t)} A_j \rho_{jk} \cos(\phi_{jk}) (b_j - \hat{b}_j^{(m-1)})\right] \\
 &= \sigma_k^{(m)^2}
 \end{aligned} \quad (A.12)$$

となる.

以上より,  $X_k^{(m)}$  は, 式 (16) の平均  $\frac{1}{2} A_k b_k + \frac{\sigma_k^{(m)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k$  及び分散  $\sigma_k^{(m)^2}$  のガウス分布に従う.

### 3. 式 (17) のビット誤り率の導出

式 (17) の誤り率を導出する. 送信されたデータ  $b_k$  と  $\hat{\Lambda}_k^{(m-1)}$  の符号が逆になると, データ復調に誤りが発生する. データ  $b_k$  を送信したときの  $\hat{\Lambda}_k^{(m-1)}$  は, 式 (16) より, 以下のようなガウス分布の確率密度関数に従う:

$$\begin{aligned}
 P[\hat{\Lambda}_k^{(m-1)} | b_k] &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k^{(m-1)}}} \\
 &\cdot \exp\left[\frac{1}{2\sigma_k^{(m-1)^2}} \left\{ \hat{\Lambda}_k^{(m-1)} - \left( \frac{1}{2} A_k b_k + \frac{\sigma_k^{(m-1)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k \right) \right\}^2\right].
 \end{aligned} \quad (A.13)$$

これより,  $b_k = -1$  が送信されたときのビット誤り率は,

$$\begin{aligned}
 P[\hat{\Lambda}_k^{(m-1)} > 0 | b_k = -1] &= \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k^{(m-1)}}} \\
 &\cdot \exp\left[\frac{1}{2\sigma_k^{(m-1)^2}} \left\{ \hat{\Lambda}_k^{(m-1)} - \left( (-1) \frac{1}{2} A_k + \frac{\sigma_k^{(m-1)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k \right) \right\}^2\right] d\hat{\Lambda}_k^{(m-1)}
 \end{aligned}$$

$$= Q\left(\sqrt{\frac{1}{4\sigma_k^{(m-1)^2}} \left\{ -A_k + \frac{2\sigma_k^{(m-1)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k \right\}^2}\right) \quad (A.14)$$

となる. 同様に,  $b_k = +1$  が送信されたときのビット誤り率は,

$$\begin{aligned}
 P[\hat{\Lambda}_k^{(m-1)} < 0 | b_k = +1] \\
 = Q\left(\sqrt{\frac{1}{4\sigma_k^{(m-1)^2}} \left\{ A_k + \frac{2\sigma_k^{(m-1)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k \right\}^2}\right).
 \end{aligned} \quad (A.15)$$

よって,  $b_k$  を送信したときの,  $m-1$  番目のステージにおけるビット誤り率は,

$$\begin{aligned}
 P_e(\hat{b}_k^{(m-1)} | b_k) \\
 = Q\left(\sqrt{\frac{1}{4\sigma_k^{(m-1)^2}} \left\{ A_k b_k + \frac{2\sigma_k^{(m-1)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k \right\}^2}\right)
 \end{aligned} \quad (A.16)$$

となる.

### 4. 誤り率 $P_e(\hat{b}_k^{(m)} | b_k)$ の求め方

まず, 誤り率  $P_e(\hat{b}_k^{(m)} | b_k)$  と  $P_e(\hat{b}_k^{(m)} | \check{b}_k)$  の大きさを比較する. ここで,  $\check{b}_k$  は送信データ  $b_k$  の異符号をとったもの, つまり  $\check{b}_k = -b_k$  を満たすものである. これらの誤り率の大きさを比較するためには, これらの比をとり, その比の値と 1 との大きさを比較すればよい. まず, 求める比は, 式 (17) より,

$$\begin{aligned}
 \frac{P_e(\hat{b}_k^{(m)} | b_k)}{P_e(\hat{b}_k^{(m)} | \check{b}_k)} &= \frac{Q\left(\sqrt{\frac{1}{4\sigma_k^{(m)^2}} \left\{ A_k b_k + \frac{2\sigma_k^{(m)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k \right\}^2}\right)}{Q\left(\sqrt{\frac{1}{4\sigma_k^{(m)^2}} \left\{ A_k \check{b}_k + \frac{2\sigma_k^{(m)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k \right\}^2}\right)}
 \end{aligned} \quad (A.17)$$

となる.  $Q(x)$  は  $x$  について単調に減少するため, 式 (A.17) の 1 との大小比較は,

$$\begin{aligned}
 \frac{\frac{1}{4\sigma_k^{(m)^2}} \left\{ A_k \check{b}_k + \frac{2\sigma_k^{(m)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k \right\}^2}{\frac{1}{4\sigma_k^{(m)^2}} \left\{ A_k b_k + \frac{2\sigma_k^{(m)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k \right\}^2} &= \frac{\left\{ A_k \check{b}_k + \frac{2\sigma_k^{(m)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k \right\}^2}{\left\{ A_k b_k + \frac{2\sigma_k^{(m)^2}}{A_k} \bar{\Lambda}_k \right\}^2}
 \end{aligned} \quad (A.18)$$

と 1 との大小比較により行うことができる。ここで  $\tilde{b}_k = -b_k = b_k - 2b_k$  を用いると、式 (A-18) は、

$$\frac{\left\{ A_k \tilde{b}_k + \frac{2\sigma_k^{(m)2}}{A_k} \tilde{\Lambda}_k \right\}^2}{\left\{ A_k b_k + \frac{2\sigma_k^{(m)2}}{A_k} \tilde{\Lambda}_k \right\}^2} = \frac{\left\{ A_k b_k + \frac{2\sigma_k^{(m)2}}{A_k} \tilde{\Lambda}_k - 2A_k b_k \right\}^2}{\left\{ A_k b_k + \frac{2\sigma_k^{(m)2}}{A_k} \tilde{\Lambda}_k \right\}^2} < 1 \quad (\text{A-19})$$

となる。つまり、求める誤り率  $P_e(\hat{b}_k^{(m)} | b_k)$  は必ず  $P_e(\hat{b}_k^{(m)} | \tilde{b}_k)$  よりも小さくなることが分かる。このことと  $b_k \in \{+1, -1\}$  を用いると、誤り率  $P_e(\hat{b}_k^{(m)} | b_k)$  は、 $P_e(\hat{b}_k^{(m)} | +1)$  と  $P_e(\hat{b}_k^{(m)} | -1)$  のうち、小さいものとすることで求められる。

(平成 16 年 9 月 27 日受付, 17 年 1 月 14 日再受付,  
2 月 25 日最終原稿受付)



田所 幸浩 (学生会員)

平 12 名大・工・電子情報卒。平 14 同大学院博士課程前期課程了。現在、同博士課程後期課程。平 15 本会東海支部学生研究奨励賞。パケット無線通信、符号分割多元接続方式、マルチユーザ受信等の研究に従事。IEEE 学生会員。



岡田 啓 (正員)

平 7 名大・工・電子情報卒。平 9 同大学院博士課程前期課程了。平 11 同大学院博士課程後期課程了。工博。同年日本学術振興会特別研究員・PD。平 12 名大・情報メディア教育センター・助手。平 16 同大学・エコトピア科学研究機構・助手、現在に至る。パケット無線通信、マルチメディアトラヒック、符号分割多元接続方式、マルチホップネットワーク等の研究に従事。情報理論とその応用学会、IEEE 各会員。平 8 電気・電子情報学術振興財団・猪瀬学術奨励賞、平 10 本会学術奨励賞、平 14 本会通信ソサイエティ活動功労感謝状受賞。



山里 敬也 (正員)

昭 63 信州大・工・電子卒。平 2 同大学院修士課程了。平 5 慶大大学院博士課程了。工博。同年名大・工・電子情報・助手。平 10 同大・情報メディア教育センター・助教授、平 16 同大・エコトピア科学研究機構、現在に至る。平 9 より平 10 まで、ドイツカイザースラウテルン大・客員研究員。センサネットワーク、変復調理論、誤り制御、e ラーニングなどの研究に従事。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。



片山 正昭 (正員)

昭 56 阪大・工・通信卒。昭 61 同大学院博士課程了。工博。同年豊橋技術科学大助手。平元阪大・講師。平 4 名大・講師、平 5 助教授、平 13 教授。現在、名大・エコトピア科学研究機構教授 (工学研究科電子情報システム専攻兼任)。1995 年 10 月より 1996 年 4 月まで、名大工学部との学術交流協定により、米国ミシガン大学アンアールバ校工学部電気電子計算機科学科に滞在。信号伝送と変復調理論、誤り制御、多元接続方式、トラヒック制御、ソフトウェア無線技術などの研究に従事。情報理論とその応用学会、IEEE、小型衛星研究会各会員。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞、平 11, 13 本会通信ソサイエティ功労感謝状受賞。