

高速室内赤外線無線通信方式に関する研究

代表研究者 大槻 知明 東京理科大学講師

共同研究者 Joseph M Kahn カリフォルニア大学バークレー校教授

共同研究者 笹瀬 巖 慶應義塾大学教授

1 まえがき

近年、情報処理端末機器は小型化、高機能化、低価格化が進み、端末間を相互接続するローカルエリアネットワーク(LAN)の構築が盛んに行われている。従来の有線伝送が用いられる室内通信ネットワークでは、端末の追加、移動、再配置などに伴うケーブルの再配線などの繁雑さから、柔軟なネットワークの構築が困難になると考えられる。一方、ケーブルの配線の必要のない無線方式は、現在電波を用いた方式が主流であるが、近年、電波に比べて様々な利点を持つ赤外線を用いた室内無線通信が注目され、LANへの適用が検討されている[1][2]。搬送波に赤外線を用いる利点として、光搬送波の持つ潜在的広帯域を用いた高速通信の可能性を有すること、光搬送波は、壁で遮られ、室外の隣接するネットワークに影響を及ぼさないこと、法的規制がないこと、また、送受信器の小型化・低価格化が可能なこと、などが挙げられる[3]。

室内赤外線無線通信方式の形態は、指向性の送受信器を用いる指向性リンク、広角の送受信器を用いる無指向性リンク、送受信器で異なる指向性を用いるハイブリッドリンクに大別できる。また、それぞれのリンクは、送受信器間に見通し内通信路を確保するか否かで2つに大別できる。送受信器間に見通し内通信路を確保する方式は、直射(LOS)方式と呼ばれる。一方、送受信器間には見通し内通信路を確保せず、壁や天井面における反射を利用する方式は、非直射(Non-LOS)方式と呼ばれる。直射方式は、非直射方式に比べ電力効率が高いという利点がある。直射方式の中で指向性直射方式はもっとも高い電力効率を持つが、送受信器光軸合わせの被要求精度が高いという問題点がある。無指向性直射方式は、送受信器光軸合わせの被要求精度は高くないが、電力効率が低く、また高速伝送時にマルチパスの影響を受けやすいという問題点がある。一方、ハイブリッド直射方式は、送受信器光軸合わせの被要求精度は指向性方式に比べ低く、また電力効率も無指向性方式に比べ高いため、実際に赤外線を用いた無線LANを構築する際にはもっとも実現性の高い方式である。

赤外線通信方式は、受信器の光検出過程でショット雑音などを生じる太陽光、蛍光灯などの背景光存在下で通信をしなければならない。人体(目)への安全性と消費電力を考慮した場合、送信光パワーは制限され、そのため通信距離も制限される。赤外線通信方式は高いビットレートでの通信が可能であるが、通信路状態が悪い場合には高いビットレートでの通信を実現するのに十分な信号電力対雑音電力比(SNR)を達成することは難しい。例えば、受信器に直射日光が入射した場合や伝搬距離が長くなった場合には、所望のSNRは達成できない。このような通信路状態において通信を実現する方式として、ビットレートを低くし、所要ビット誤り率を達成する方式が考えられる。F.Gfellerらは次世代の赤外線通信方式として、繰り返し符号を用いた適応ビットレート方式を提案している[4]。この方式は、通信路状態が悪い場合に、同じ信号を繰り返し送信する方式であるが、繰り返し回数が増えるにつれてビットレートが急激に低下するという問題点がある。

繰り返し符号以外の符号化率可変符号としては符号化率可変パングチャド畳込み(RCPC)符号がよく知られている[5]。光通信にRCPC符号を用いた方式として並列符号化率可変パングチャド畳込み符号化パルス位置変調(PPM)方式が衛星間光通信の分野で提案され、通信路状態に応じて符号化率を変えることにより適応的にビットレートを変えて通信を実現できることが報告されている[6]。

本研究では、室内赤外線無線通信において高速かつ伝送距離の長い通信の実現を目的として、以下の研究を行う。

1. RCPC符号と適応L値PPMを用いた適応ビットレート室内赤外線無線通信方式
2. 繰り返し符号とRCPCからなる接続符号を用いた適応伝送レート室内赤外線無線通信方式

以下では、上記各項目についてそれぞれ説明する。

2パングチャド畳込み符号と適応PPM変調を用いた適応ビットレート室内赤外線無線通信方式

2.1 まえがき

赤外線通信方式は、受信器の光検出過程でショット雑音などを生じる太陽光、蛍光灯などの背景光存在下で通信をしなければならない。人体(目)への安全性と消費電力を考慮した場合、送信光パワーは制限され、そのため通信距離も制限される。赤外線通信方式は高いビットレートでの通信が可能であるが、通信路状態が悪い場合には高いビットレートでの通信を実現するのに十分な信号電力対雑音電力比(SNR)を達成することは難しい。例えば、受信器に直射日光が入射した場合や伝搬距離が長くなった場合には、所望のSNRは達成できない。このような通信路状態において通信を実現する方式として、ビットレートを低くし、所要ビット誤り率を達成する方式

が考えられる。F.Gfellerらは次世代の赤外線通信方式として、繰り返し符号を用いた適応ビットレート方式を提案している[4]。この方式は、通信路状態が悪い場合に、同じ信号を繰り返し送信する方式であるが、繰り返し回数が増えるにつれてビットレートが急激に低下するという問題点がある。

一方、符号化率可変符号としては符号化率可変パンクチャド畳込み(RCPC)符号がよく知られている[5]。光通信にRCPC符号を用いた方式として並列符号化率可変パンクチャド畳込み符号化パルス位置変調(PPM)方式が衛星間光通信の分野で提案され、通信路状態に応じて符号化率を変えることにより適応的にビットレートを変えて通信を実現できることが報告されている[6]。

本研究では、RCPC符号と適応PPMを用いた適応ビットレート室内赤外線無線通信方式を提案する。提案方式ではまず、伝送開始時に 端末からの通信路のSNRに応じて符号化率と変調指数を決定し、所要ビット誤り率を満たしつつ、できるだけ高いビットレートでの通信を実現する。提案方式では1タイムチップ幅は T と固定するため、適応的にビットレートを变化させた場合にも送受信器に必要な帯域幅は一定に保たれる。提案方式の特性をハイブリッド直射通信路において理論解析により評価する。ハイブリッド直射通信路は電力効率が高く、また光軸合わせの必要性が小さいため、システムの構築が容易であるという特徴をもつ。理論解析により評価した結果、提案方式は通信路状態が良い場合には低い変調指数と高い符号化率を、また通信路状態が悪い場合には高い変調指数と低い符号化率を用いることで、適応的にビットレートを変えて所要ビット誤り率を満たしつつ、畳込み符号、繰り返し符号を用いた方式に比べ、より高いビットレート、より長い水平距離での通信を実現をできることを示す。

2.2 システムモデル

2.2.1 通信路

赤外線通信方式では(波長 λ)の 10^6 から 10^8 倍の面積の光検出器を用いる[3]。光検出器の検出面では受信光の位相はランダムに変化するので、赤外線通信方式には光の周波数や位相を変調するコヒーレント方式より、送信情報に応じて送信光パワーを变化させる強度変調直接検出(IM/DD)方式が適している。IM/DD方式では送信光波形 $X(t)$ は送信光パワーを示し、受信光波形 $Y(t)$ は光検出器における受信光パワーを示す。IM/DD方式において受信光パワーは、光検出器表面全体で累積した値となる。この累積により、空間ダイバーシチと同様の効果が得られ、フェージングの影響を無視できる。

IM/DDにおける通信路モデルは次式で表される[3]。

$$Z(t) = RX(t) \otimes h(t) + N(t) \quad (1)$$

受信電流 $Z(t)$ は、送信光パワー $X(t)$ と通信路のインパルス応答 $h(t)$ の畳込み演算に光検出器応答 R を乗算し、白色ガウス雑音 $N(t)$ を足したもので表される。特に、受信した電気段でのSNRは、従来の無線方式にあるように $|X(t)|^2$ に比例するが、IM/DD赤外線通信方式は従来の方式と次の2点で異なる[2][3]。a)送信光パワー $X(t)$ は光パワーで表されるため、非負の値である。b)平均送信光パワー P_t は $|X(t)|^2$ ではなく、 $X(t)$ の時間積分した次式で表される。

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) dt \quad (2)$$

平均送信光パワーを P_t としたとき受信器におけるSNRは、 L -PPMの様に平均送信光パワーに比べ高いピークをもつ $X(t)$ を送信することで改善される[3]。通信路の光学的な伝搬損失は $H(0) = \int h(t) dt$ で与えられ、平均受信光パワーは $P_r = H(0)P_t$ となる。

本研究では通信路として図1に示すハイブリッド直射通信路を仮定する[3][7]。ハイブリッド直射通信路は電力効率が高く、また光軸合わせの必要性が小さいため、システムの構築が容易であるという特徴をもつ。直射通信路において、直流利得は直射伝搬路のみ考えることによりほぼ正確に計算することができる。送信器の放射を、放射強度 $P_t R_o(\theta)$ (W/sr) 軸対称放射パターンと仮定する。送信器より距離 r_{tr} 、角度 θ に位置する受信器では、放射電力密度は $I_s(r_{tr}, \theta) = P_t R_o(\theta) / r_{tr}^2$ と表すことができ、受信光パワーは $P_w = I_s(r_{tr}, \theta) A \cos \theta$ となる[3]。Aは光検出器の面積である。送信器による放射は、一般化ランベルト放射パターン $R_o(\theta) = [(m_r + 1)/2] \cos^{m_r} \theta$ によりモデル化できる。次数 m_r は送信器の放射角の半値 $\theta_{1/2}$ と関係し、 $m_r = -\ln 2 / \ln(\cos \theta_{1/2})$ となる。以上より、ハイブリッド直射通信路の通信路直流利得 $H(0)$ は次式で与えられる。

$$H(0) = \begin{cases} \frac{(m_r + 1) A h_c^{m_r}}{2\pi(d^2 + h_c^2)^{(m_r + 2)/2}} T_s(\psi) g(\psi) \cos \psi, & 0 \leq \psi \leq \Psi_c, \\ 0, & \psi > \Psi_c \end{cases} \quad (3)$$

$T_s(\psi)$ はフィルタ利得、 $g(\psi)$ は集光器利得、 Ψ_c は集光器の視野角、 d は送受信器間水平距離、 h_c は送受信器間垂直距離を表している。

2.2.2 提案方式

本章では提案方式について説明する。RCPC符号は、原符号である低符号化率の畳込み符号器出力ビットを周期的に消去することにより得られる高符号化率の符号であり、可変符号化率を容易に実現できる。図2に符号化率1/2、拘束長 $K=3$ の畳込み符号を原符号としたRCPC符号の基本構成を示す。符号化率1/2の原符号器出力ビットから予め定められた消去パターンに従って m ビットを周期 L で消去し、残りの $2L-m$ を伝送する。この操作により符号化率 $r = (2L-m)/2L$ となり、 L および m の値を適当に選ぶことによって任意の符号化率符号が得られる。また、その復号過程では、消去ビットの位置にダミービットを挿入し、ダミービットのメトリック計算を禁止することにより、原符号に対するビタビ復号器を用いて復号できる。

図3に、RCPC符号と適応PPM変調を用いた適応伝送方式のブロック図を示す。伝送時に最適な符号化率と変調指数を用いるため、伝送開始時に、端末からの通信路状態情報(CSI)を用いて、つまり、端末での受信SNRに応じて適切な符号化率と変調指数を決定する。

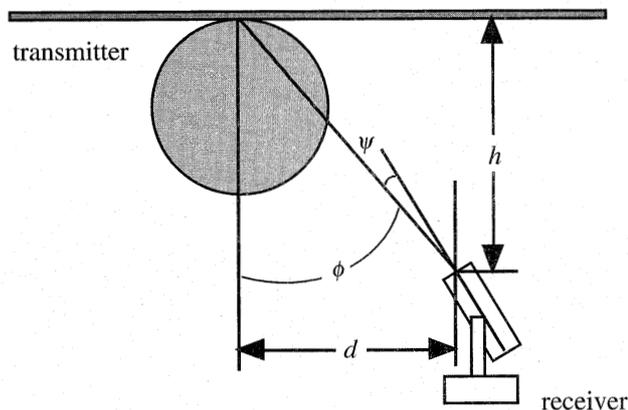


図1 ハイブリッド直射通信路モデル

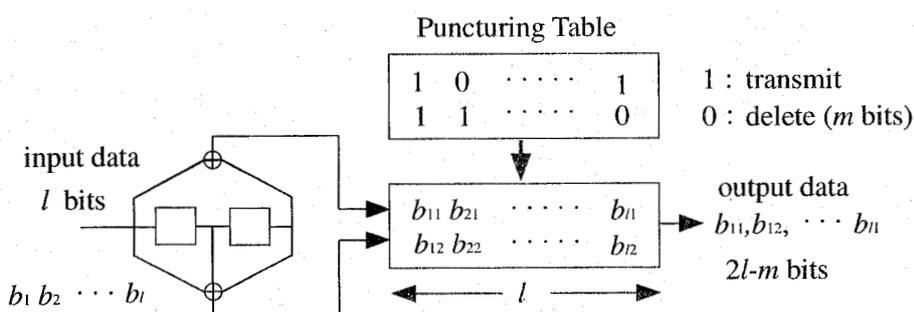


図2 符号化率 $r=1/2$ 、拘束長 $K=3$ の畳込み符号を原符号としたRCPC符号の基本構成

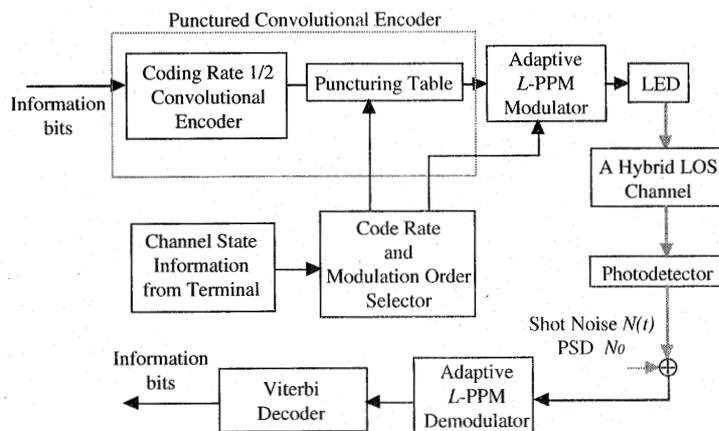


図3 RCPC符号と適応PPM変調を用いた適応伝送方式のブロック図

情報ビットは符号化率 $r=l/(2l-m)$ のRCPC符号器に入力され、符号器出力は L 値PPM変調器に入力される。 L 値PPM変調したときのピーク光パワーは LP_t (P_t は(2)式によって与えられた平均送信光パワー)となる。この操作により適応的に変調した L 値PPMシンボルを送信する。送信光はハイブリッド直射通信路を経た後、光検出器により受信帯域幅 B で雑音電力スペクトル密度(PSD)が一定値 N_0 のガウス雑音と信号光と共に検出される。この信号を最大値検出 L 値PPM復調し、硬判定ビタビ復号器で復号する。

信号光によるショット雑音は、背景光雑音によるショット雑音の影響が無い場合においても、熱雑音に比べて十分に小さく、無視できる。従って、本論文では、受信帯域幅 B で雑音電力スペクトル密度(PSD)が一定値 N_{0th} の熱雑音と、受信帯域幅 B でPSDが一定値 N_{0shot} の背景光雑音によるショット雑音を考慮して解析する。熱雑音と背景光雑音によるショット雑音は共にガウス分布に従うため、両者の和は受信帯域幅 B でPSDが一定値 N_0 のガウス雑音と見なすことができる。各雑音を以下の式で示す。

$$N_0 = N_{0shot} + N_{0th} \tag{4}$$

$$N_{0shot} = 2qRp_{bg}A_{bg}\Delta\lambda I \tag{5}$$

$$N_{0th} = \frac{4kT}{R_F} I \quad (6)$$

q は電荷素量、 R は光検出器応答、 A_{bg} は光学段フロントエンドにおける有効面積、 p_{bg} は単位フィルタ帯域幅当たりの背景光による照射電力、 B はフィルタ帯域幅、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度、 R_F は光検出器のフィードバック抵抗、 I は雑音帯域幅係数である。

適応 L 値PPM復調器は、各 L チップの中で最も大きいパワーを持つチップに相当するシンボルを復調し、最後に原符号を復号するビタビ復号器により情報ビットを得る。提案方式では、チップ幅 T を固定とするため、適応的にビットレートを変化させた場合にも送受信器に必要な帯域幅は一定に保たれる。

送受信器に必要な帯域幅が一定の場合の平均電力効率を評価するため、本稿ではチップあたりの信号電力対雑音電力比 SNR_{chip} を用いて比較を行なう。ここで、 SNR_{chip} を次式のように定義する。

$$SNR_{chip} = \frac{R^2 P^2}{N_0} \cdot T \quad (7)$$

R_b はビットレートを表す。1シンボルあたりのSNRは次式となる。

$$SNR = L^2 SNR_{chip} \quad (8)$$

2.2.3 符号化率、変調指数の決定

本章では、提案方式の通信路状態に応じた符号化率、変調指数の決定方法について説明する。提案方式では、 SNR_{chip} とビット誤り率の関係を示す図4に基づいて、ビット誤り率と、所要ビット誤り率を満たす符号化率、変調指数の組合せの中で、最も高いビットレートを達成できる組み合わせを示した対応表をあらかじめ用意する。

1. 伝送開始時に、送受信器で既知の最小の符号化率、最大の変調指数を用いて、送信器が既知データを送信する。
2. 受信器で、復調、復号し、ビット誤り率を測定する。
3. ビット誤り率を基にして、対応表から最適な符号化率、変調指数を求め、それを送信器に通知する。
4. ビット誤り率が極めて小さく、 SNR_{chip} の推定が困難な場合、まず、符号化率を大きくし、次に変調指数を小さくし、再度既知データを送信し、2以下を繰り返す。

2.3 理論解析

本章では、符号化率 $r=l/(2l-m)$ の符号化率可変バンクチャド畳込み符号と L 値PPMを用いた提案方式の誤り率の上界を導出する。ビット誤り率の上界は符号化率可変バンクチャド畳込み符号の生成関数 $T(D, B)$ を求めることにより導出できる。ここで、 D はパス利得と呼ばれパスのハミング距離を表し、 B はパスのゼロではない情報ビット数を表す。生成関数 $T(D, B)$ は次式で表される。

$$\left. \frac{T(D, B)}{dB} \right|_{B=1} = \sum_{j=d_{free}}^{\infty} c_j D^j \quad (9)$$

d_{free} は符号の自由距離であり、 c_j はハミング重み j の全てのパスにおけるビット誤りの総数である。(9)式と参考文献[8]を用いると、符号化率 $r=l/(2l-m)$ の提案方式のビット誤り率の上界 P_B は次式で与えられる。

$$P_B \leq \frac{1}{l} \sum_{j=d_{free}}^{\infty} c_j P_j \quad (10)$$

P_j はビタビ復号過程においてハミング重み j をもつ誤りパスが選択される確率であり、 P_j は

$$P_j \leq \prod_{r=1}^j \sum P(y_r | x_r)^{1/2} P(y_r | x'_r)^{1/2} \quad (11)$$

で与えられる。 x_r と x'_r ($x_r=1$, $x'_r=0$)は伝送された符号語であり、 y_r はその受信(復号)語、 r は受信されるシンボルである[8]。PPMを用いたハイブリッド直射通信路では、 y_r と x_r または x'_r は等しい。

$$P(y_r | x_r) = 1 - p \quad (12)$$

$$P(y_r | x'_r) = p \quad (13)$$

とした場合、(9)式の項は次式のようになる。

$$\sum_{y_r=0}^1 P(y_r | x_r)^{1/2} P(y_r | x'_r)^{1/2} = 2p^{1/2}(1-p)^{1/2} \quad (14)$$

よって、(9)式は次式となる。

$$P_j \leq 2^j p^{j/2} (1-p)^{j/2} \quad (15)$$

P_j はビタビ復号過程においてハミング重み j をもつ誤りパスが選択される確率であり

$$P_j = \begin{cases} \sum_{k=(j+1)/2}^j \binom{j}{k} p^k (1-p)^{j-k}, & j \text{ odd} \\ \frac{1}{2} \binom{j}{j/2} p^{j/2} (1-p)^{j/2} \\ + \sum_{k=j/2+1}^j \binom{j}{k} p^k (1-p)^{j-k}, & j \text{ even} \end{cases} \quad (16)$$

で与えられる。 p はビット誤り率を表す。また、式(11)は j が偶数でも奇数でも、次のように表すことができる。

$$P_j \leq 2^j p^{j/2} (1-p)^{j/2} \quad (17)$$

適応L値PPM変調方式のビット誤り率 p は、次式となる。

$$p = \frac{L}{2} Q \left(\sqrt{\frac{L^2}{2}} \sqrt{\text{SNR}_{chip}} \right) \quad (18)$$

以上より、提案方式ビット誤り率の上界 P_B は、次式のように導出することができる。

$$P_B \leq \frac{1}{l} \sum_{j=d_{free}}^{\infty} c_j 2^j p^{j/2} (1-p)^{j/2} \quad (19)$$

$$p = \frac{L}{2} Q \left(\sqrt{\frac{L^2}{2}} \sqrt{\text{SNR}_{chip}} \right) \quad (20)$$

ここで、 $Q(x)$ は次式で定義される。

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy \quad (21)$$

2.4 数値結果及び考察

表1に提案方式の主要諸元を示す[3]。本論文では、提案方式の受信器モデルを参考文献[3]で用いられている受信器モデルと仮定し理論解析を行う。また、平均送信光パワー P_t を10 mW、チップ幅125 nsecと仮定し、バンクチャド畳込み符号の符号化率 r として2/3、3/4、5/6、7/8の4つを考慮する。このとき原符号として拘束長7、符号化率1/2の畳込み符号を用いる。送受信器間垂直距離 h_c は2 mとする。また、表2にRCPC符号器に用いる各符号化率(2/3、3/4、5/7、7/8)のバンクチャド表を示す。赤外線無線通信において、ビットレートが高い場合、送信光パワーは、人体への安全性の観点から、平均パワーで制限される[3]。よって本論文では平均送信光パワー一定で評価する。

表1 提案方式の主要諸元

平均送信光パワー	10 mW
チップ幅	125 ns
バンクチャド畳込み符号の符号化率	2/3, 3/4, 5/6, 7/8
原符号の符号化率	1/2
拘束長	7
送受信器間垂直距離 h_c	2.0 m
光検出器の面積 A	1.0 cm ²
ランベルト次数	1.0
送信器の放射角(半値) $\Phi_{1/2}$	60°
赤外線波長	825 nm
フィルタ利得 $T_s(\psi)$	1.0
集光器利得 $g(\psi)$	1.0
指向誤差 ψ	0°
光検出器応答 R	0.53 A/W
背景光照射電力強度 p_{bg}	5.8 μW/cm ² nm

表2 RCPC符号器に用いる拘束長 $K=7$ の各符号化率(2/3、3/4、5/7、7/8)に対するパンクチャド表(1:送信、2:消去)

符号化率	パンクチャド表
2/3	11 10
3/4	110 101
5/6	11010 10101
7/8	1111010 1000101

2.4.1 SNR_{chip} 対BER特性

図4に理想チャンネルにおける提案方式の SNR_{chip} に対するビット誤り率特性を示す。ここで、理想チャンネルとはインパルス応答が(t)のチャンネルである。 R_s はシンボルレートを表す。提案方式は、所要ビット誤り率を達成するように、 SNR_{chip} に応じて符号化率 r と変調指数 L を適応的に変え、ビットレートを適応的に変化させる。ビット誤り率 10^{-6} において、符号化率 r を7/8から2/3とした場合、約2.3 dBの符号化利得、また変調指数 L を4から8とした場合、約5.5 dBの利得が得られることがわかる。また、 SNR_{chip} の大きい変化には変調指数を、小さい変化には符号化率を適切に変えて所要誤り率を満たす通信を実現できることがわかる。 SNR_{chip} が小さい場合には、符号化率を低く変調指数を大きくし、ビットレートを低くすることで、所要ビット誤り率を達成する。また、 SNR_{chip} が大きい場合には、符号化率を高く変調指数を小さくし、できるだけ高いビットレートを達成する。ここで、提案方式はチップ幅 T を固定するため、適応的にビットレートを変化させた場合にも、送受信器に必要な帯域幅は一定に保たれる。

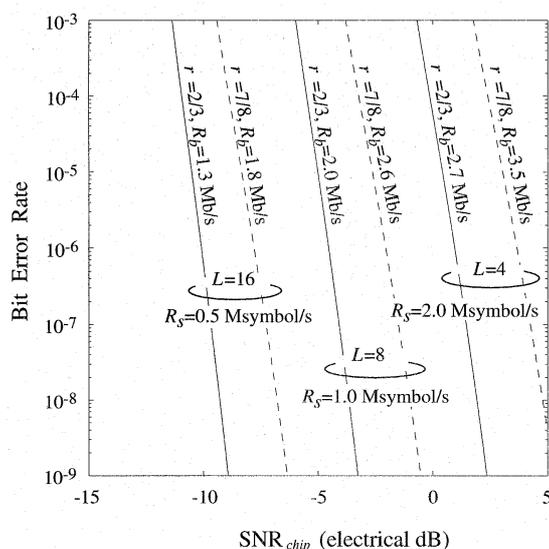


図4 理想チャンネルにおける提案方式の SNR_{chip} に依するビット誤り率特性

2.4.2 水平距離対BER特性

図5にハイブリッド直射通信路における提案方式の送受信器間水平距離に対するビット誤り率特性を示す。ビット誤り率 10^{-6} を満たす最大ビットレートは、 $d = 1.19$ m、 $r=7/8$ 、 $L=4$ では3.5 Mb/sとなり、 $1.19 < d < 1.64$ m、 $r=2/3$ 、 $L=4$ では2.7 Mb/s、 $1.64 < d < 2.10$ m、 $r=7/8$ 、 $L=8$ では2.6 Mb/sとなることがわかる。このように、水平距離が短い場合は低い変調指数と適切な符号化率を用いることで、所要ビット誤り率を満たしながらより多くの情報を伝送できる。また水平距離が長い場合にも、提案方式は高い変調指数と適切な符号化率を用いてビットレートを低くすることにより、所要誤り率を満たせることがわかる。

2.4.3 水平距離対ビットレート特性

図6にハイブリッド直射通信路における提案方式の送受信器間水平距離に対する所要ビット誤り率 10^{-6} を満たす最大ビットレート特性

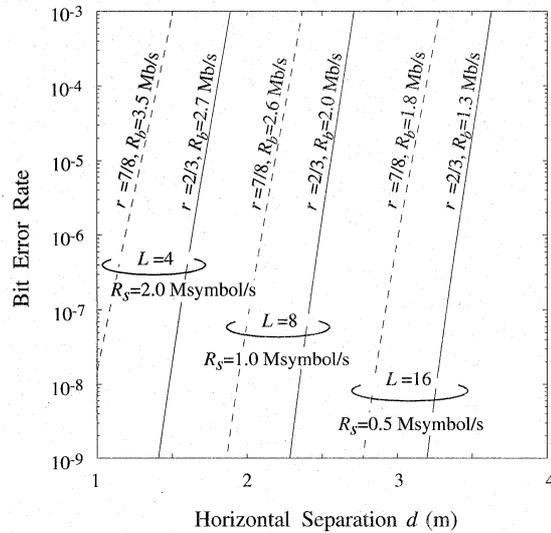


図5 ハイブリッド直射通信路における提案方式の送受信器間水平距離に対するビット誤り率特性

を示す。また、このときの水平距離に対する符号化率と変調指数の組み合わせを表3に示す。水平距離の大きい変化には変調指数を、小さい変化には符号化率を適切に変えて所要誤り率を満たす通信を実現できることがわかる。水平距離が長い場合には、符号化率を低く変調指数を大きくし、ビットレートを低くすることで、所要ビット誤り率を達成する。また、水平距離が短い場合には、符号化率を高く変調指数を小さくし、できるだけ高いビットレートを達成する。また、水平距離が1 mの場合、提案方式は変調指数 $L=4$ 、符号化率 $r=7/8$ とすることで、8-PPMと $K=7$ 、 $r=1/2$ の畳み込み符号を用いた従来方式に比べ、2 Mb/s高いビットレートを達成することができる。

次に、ビットレートが1.5 Mb/sの場合、提案方式は変調指数を $L=16$ 、符号化率 $r=3/4$ とすることで、畳み込み符号を用いた従来方式に比べ、0.55 m長い水平距離での通信を実現をできる。

次に、提案方式と繰り返し符号および軟判定復号(SDD)を用いた L -PPMに基づく適応ビットレート方式の最大ビットレート特性を比較する。水平距離が短い場合($d = 0.93$ m)、RCPC符号や繰り返し符号を用いなくても所要ビット誤り率を達成できるため、提案方式の最大ビットレート特性は繰り返し符号を用いた4-PPM方式に劣る。しかし、繰り返し符号を用いた8-PPM、16-PPM適応ビットレート方式と比べ、提案方式は符号化率を高く変調指数を小さくすることにより、より高いビットレートを達成することがわかる。また、提案方式の誤り訂正能力は繰り返し符号を用いた適応ビットレート方式に比べて高いため、提案方式はより長い水平距離を達成できる。

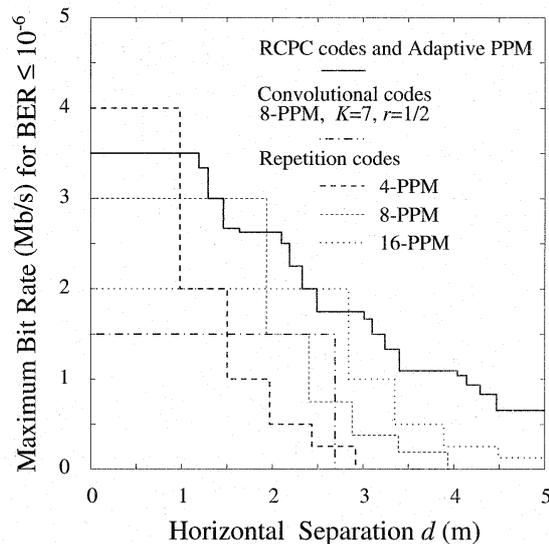


図6 ハイブリッド直射通信路における提案方式の送受信器間水平距離に対する所要ビット誤り 10^{-6} を満たす最大ビットレート特性

表3 水平距離に対する所要ビット誤り率 10^{-6} を満たす符号化率 r と変調指数 L の組合せ

水平距離 d (m)	符号化率 r	変調指数 L
$0.00 \leq d < 1.19$	7/8	4
$1.19 \leq d < 1.29$	5/6	
$1.29 \leq d < 1.46$	3/4	
$1.46 \leq d < 1.64$	2/3	
$1.64 \leq d < 2.10$	7/8	8
$2.10 \leq d < 2.19$	5/6	
$2.19 \leq d < 2.33$	3/4	
$2.33 \leq d < 2.49$	2/3	
$2.49 \leq d < 3.01$	7/8	16
$3.01 \leq d < 3.10$	5/6	
$3.10 \leq d < 3.24$	3/4	
$3.24 \leq d < 3.40$	2/3	

2.4.4 異なる背景光雑音強度下での水平距離対ビットレート特性

図7に異なる背景光雑音強度下での提案方式の送受信器間水平距離に対する所要ビット誤り率 10^{-6} を満たす最大ビットレート特性を示す。背景光雑音が無い場合に比べ、 $p_{bg}=58.0 \text{ nW/cm}^2 \cdot \text{nm}$ のとき伝送可能水平距離は 0.27 m 以上、 $p_{bg}=5.8 \mu\text{W/cm}^2 \cdot \text{nm}$ のとき伝送可能水平距離は2.63 m以上、それぞれ短くなることがわかる。このように、背景光雑音による特性の劣化は大きいことがわかる。しかし、提案方式は背景光雑音強度の大きさによらず、適応的にビットレートを変えることで所要ビット誤り率を満たす通信を実現できる

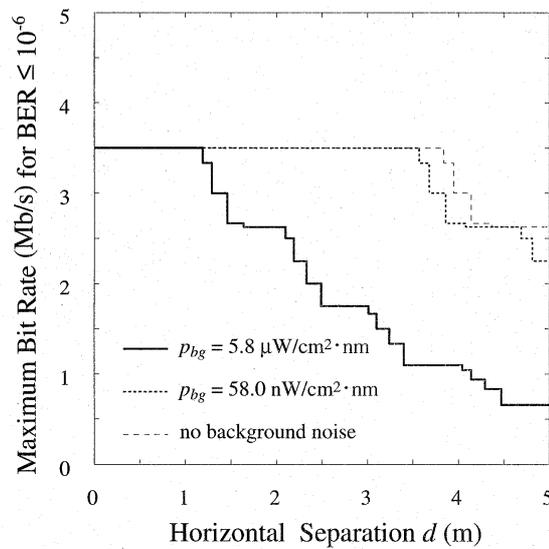


図7 異なる背景光雑音下での提案方式の送受信器間水平距離に対する所要ビット誤り率 10^{-6} を満たす最大ビットレート特性

ことがわかる。

2.5 むすび

本研究では、RCPC符号と適応 L 値PPMを用いた適応ビットレート室内赤外線無線通信方式を提案した。提案方式では1タイムチップ幅は T と固定するため、適応的にビットレートを変化させた場合にも送受信器に必要な帯域幅は一定に保たれる。提案方式の特性をハイブリッド直射通信路において理論解析により評価した結果、提案方式は水平距離が1 mの場合、提案方式は変調指数 $L=4$ 、符号化率 $r=7/8$ とすることで、8-PPMと $K=7$ 、 $r=1/2$ の畳込み符号を用いた従来方式に比べ、2 Mb/s高いビットレートを達成することができることを示した。また、ビットレートが1.5 Mb/sの場合、提案方式は変調指数 $L=16$ 、符号化率 $r=3/4$ とすることで、畳込み符号を用いた従来方式に比べ、0.55 m長い水平距離での通信を実現できることを示した。

3 繰り返し符号とパンクチャド畳込み符号を用いた適応ビットレート室内赤外線無線通信方式

3.1 まえがき

近年、シリアル・インターフェースであるIEEE1394 がパソコン業界、家電業界で大いに注目を集めている。特に家電業界は、IEEE 1394が非圧縮のデジタル動画を転送するのに十分高速であることや、家電製品だけでなくパソコンにもつながること、パソコンがなくても家電製品を直結出来ることから採用を決定している。パソコンやテレビを中心に家電製品を相互につなぐ時代が来れば、家庭内LANへの要求も見込まれ、伝送距離を伸ばすための標準化作業も本格化している。部屋と部屋を相互に結ぶ場合には、プラスチック光ファイバが有力視されているが、室内での接続に関しては端末や家電製品の移動が簡単な無線方式が有力視され、特に高速性に対する要求や電磁波による機械の誤動作への懸念から、赤外線を用いた方式が有力な候補であると考えられる。

赤外線は法的規制がない潜在的広帯域を用いた高速通信の可能性を持つが、その距離減衰のため、赤外線を用いて室内全体を通信範囲としてカバーするには、何らかの手法を用いることが必要である。また、赤外線は太陽光や蛍光灯などの背景光の影響を受けるため、これに対しても何らかの対策を講じる必要がある。

通信路状態が悪いときに通信を実現する方式として、ビットレートを低くし、所要ビット誤り率を達成する方式が考えられる。F.Gfellerらは次世代の赤外線通信方式として、繰り返し符号を用いた適応ビットレート方式を提案している[4]。この方式は、通信路状態が悪い場合に、同じ信号を繰り返し送信する方式であるが、繰り返し回数が増えるにつれてビットレートが急激に低下するという問題点がある。

本研究では、外符号にパンクチャド畳込み符号、内符号に繰り返し符号を用いた適応伝送レート室内赤外線無線通信方式を提案する。提案方式は、端末の位置および通信路状態に応じて符号化率と再送回数、すなわち伝送レートを適応的に変える。提案方式の特性を理論的に解析し、その結果、提案方式は、伝送レートを適応的に変えることで、送信光パワーを増すことなく伝送距離を延ばせることを示す。

3.2 システムモデル

提案方式は外符号にパンクチャド畳込み符号、内符号に繰り返し符号を用いた接続符号を用いる。内符号の繰り返し符号は、外符号の各パンクチャド畳込み符号に対して、符号長(繰り返し数)RRのものを用いる。パンクチャド畳込み符号は、原符号である低符号化率の畳込み符号器出力ビットを周期的に消去することにより得られる高符号化率の符号であり、可変符号化率を容易に実現できる。

上に示した加法性白色ガウス雑音を伴うIM/DD通信路は、符号間干渉(ISI)が無視できるとき、遷移確率 $P(1|0)=P(0|1)=p$ の二元対称通信路からなる。畳込み符号は線形符号であるので、全零系列を正しい系列と仮定することができる。よって、正しいパスから最大のハミング距離を持つ符号が最適符号となり、IM/DD通信路では、従来の畳込み符号が最適符号であり、提案方式はそれら従来の畳込み符号から得られるパンクチャド畳込み符号を用いる。

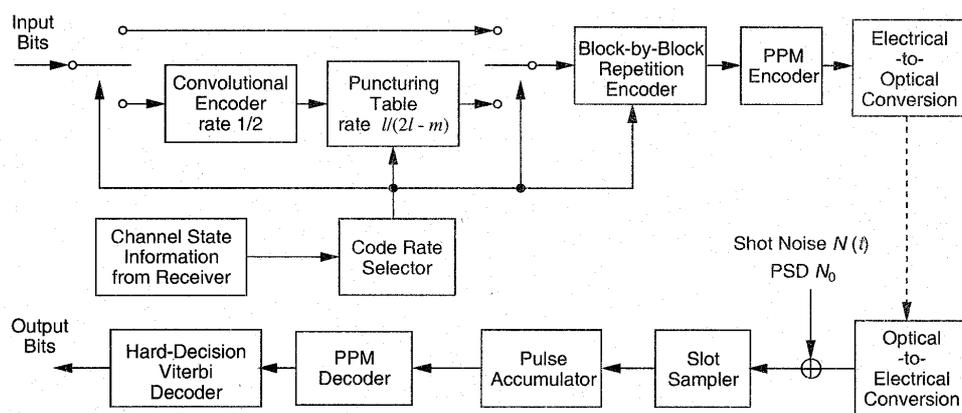


図8 提案方式のブロック図

図8に提案方式のブロック図を示す。伝送時に最適な符号化率(パンクチャド畳込み符号の符号化率および繰り返し符号の繰り返し数)を用いるため、伝送開始時に、端末からの通信路状態情報(CSI)を用いて、つまり、端末での受信SNRに応じて適切な符号化率を決定する。適切な符号化率を選択した後、パンクチャド畳込み符号器は選択した符号化率で情報ビットを符号化する。すなわち、畳込み符号器出力を周期的に削除する。内符号である繰り返し符号は、各パンクチャド畳込み符号シンボルに対して使われる。繰り返し符号器出力 $\log_2 L$ ビット毎に L 元PPM符号化される。本研究では、IrDA規格1.1で用いられている4元のPPMを用いるとする。すなわち $L=4$ である。 L 元PPM、パンクチャド畳込み符号の符号化率 R_c 、繰り返し符号の繰り返し数 RR であるとき、提案方式のビットレートは次式で表される。

$$R_b = R_c \log_2 L / RR \cdot L \cdot T_s \text{ bps} \quad (22)$$

ここで T_s はPPMの-slot長である。ここで、提案方式はシンボルレートは変化させないことに注意してほしい。そのため、ビットレートを適応的に変えても、受信器帯域幅は一定である。

受信器では、受信信号はまず電気信号に変換される。変換された電気信号の標本化出力に対し、パルス加算機で RR 個の標本化出力を加算し、軟出力を生じる。PPM復号器は各-slotの加算値を比較し、最も高い電圧を持つシンボルを送信シンボルと判定する。そして、その判定出力に対し、原符号である符号化率 $1/2$ の畳込み符号に対するビタビ復号を実行する。ここで、送信側で消去されたビット位置に対するメトリック計算を禁止する以外は、原符号に対するビタビ復号と全く同じ処理である。そのため、適応伝送レートであっても、その実現は容易である。ここで、提案方式では、処理を簡単にするため硬判定ビタビ復号を用いているが、パルス加算機出力をメトリックとして用いることで容易に軟判定ビタビ復号を実現でき、その際にはさらに特性は改善される。本研究では、システム構成をより簡単にするため硬判定ビタビ復号を用いたシステムに着目し、提案方式の基本特性を明らかにする。

3.3 理論解析

本章では、 L 元PPM、バンクチャド畳込み符号の符号化率 $R_c = 1/(2l-m)$ 、繰り返し符号の繰り返し数 RR を用いた提案方式の特性を解析する。提案方式の誤り率 P_B の上界は次式で表される。

$$P_B \leq \frac{1}{l} \sum_{j=d_{free}}^{\infty} c_j P_2(j) \quad (23)$$

ここで d_{free} は符号の自由距離、 c_j はハミング重み j の全てのパスの誤り総数、 $P_2(j)$ はビタビ復号の過程でハミング重み j の誤りパスが選択される確率を表す。硬判定ビタビ復号の場合、 $P_2(j)$ は次式で表される。

$$P_2(j) = \begin{cases} \sum_{k=(j+1)/2}^j \binom{j}{k} p^k (1-p)^{j-k}, & j \text{ odd} \\ \sum_{k=j/2+1}^j \binom{j}{k} p^k (1-p)^{j-k} + \frac{1}{2} \binom{j}{j/2} p^{j/2} (1-p)^{j/2}, & j \text{ even} \end{cases} \quad (24)$$

繰り返し符号化PPM方式によるビット送信は、次式の遷移確率を持つ二元対称通信路に相当する。

$$p = \frac{L}{2(L-1)} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} [1 - Q(x)]^{L-1} \cdot \exp \left[-\frac{1}{2} \left(x - \sqrt{RR \cdot L^2 \cdot \text{SNR}_{chip}} \right)^2 \right] dx \right\} \quad (25)$$

ここで、 $Q(\cdot)$ はガウスの Q 関数であり、 SNR_{chip} は次式で定義されるチップあたりのSNRである。

$$\text{SNR}_{chip} = \frac{\log_2 L}{L} \cdot \frac{1}{R_b} \cdot \frac{R^2 P^2}{N_0} \quad (26)$$

R は検波器の応答特性、 P は平均受信電力である。通常のSNRとの関連は次式で表されることに注意してほしい。

$$E_s/N_0 = L^2 \cdot \text{SNR}_{chip} \quad (27)$$

3.4 数値結果及び考察

原符号として拘束長8、符号化率 $1/2$ の畳込み符号を用いる。

硬判定ビタビ復号を用いた提案方式と、硬判定ビタビ復号を用いたバンクチャド畳込み符号化方式、軟判定復号を用いた繰り返し符号化方式の特性をそれぞれ比較する。したがって、この比較は繰り返し符号化方式に有利であることに注意してほしい。

図9に理想通信路、すなわち通信路のインパルス応答が $h(t) = \delta(t)$ である通信路における電気段での SNR_{chip} に対する提案方式のビット誤り率特性を示す。図より、提案方式で低い符号化率と大きな繰り返し数を用いるほど、提案方式はよりよい特性をもつことがわかる。ここで、低い符号化率と大きな繰り返し数を用いた場合、ビットレートは低くなることに注意してほしい。したがって、提案方式は通信路状況に応じてビットレートを適応的に変えることで、通信を実現することができる。図9より、提案方式はよりよい特性をもつことがわかる。

図10に所要ビット誤り率を 10^{-6} としたときの、 SNR_{chip} に対する正規化最大ビットレート特性を示す。 SNR_{chip} が約4.8 dBより大きいとき、全方式とも同じビットレートを達成していることがわかる。しかし、 SNR_{chip} が小さくなるにつれて、バンクチャド畳込み符号化方式の特性は急激に劣化し、所要ビットレートを達成できないことがわかる。これは、バンクチャド畳込み符号が低SNRの領域では、誤り訂正能力が低いことに起因する。また、図より SNR_{chip} が-7.2 dBより小さい領域では、提案方式のみが通信可能であることがわかる。これはバンクチャド畳込み符号と繰り返し符号からなる接続符号が非常に高い誤り訂正能力をもつことと、受信器で用いて

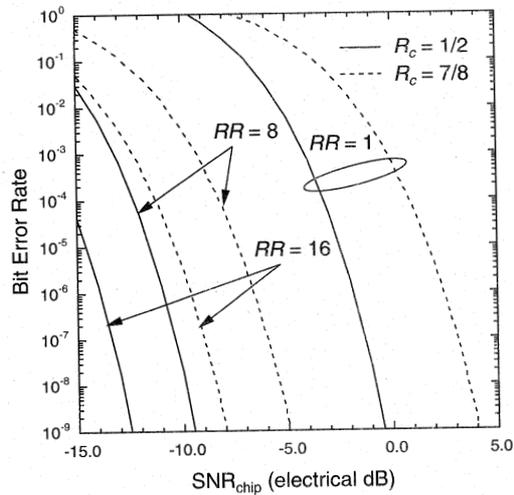


図9 提案方式の SNR_{chip} に対するビット誤り率特性

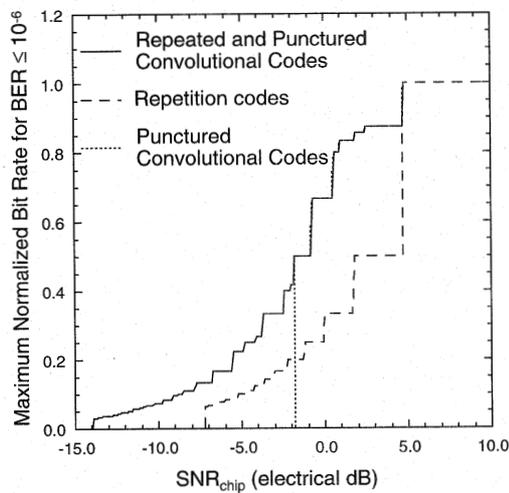


図10 所要ビット誤り率 $=10^{-6}$ 時の SNR_{chip} に対する最大正規化ビットレート特性

表4 所要BER $=10^{-6}$ 時の最大正規化ビットレート R'_b を与える符号化率 R_c と繰り返し数 RR

SNR_{chip} (electrical dB)	R_c	RR	R'_b
-13.0	1/2	13	0.04
-11.0	2/3	11	0.06
-9.0	2/3	7	0.10
-7.0	4/5	6	0.13
-5.0	2/3	3	0.22
-3.0	2/3	2	0.33
-1.0	2/3	1	0.67
1.0	5/6	1	0.83
3.0	7/8	1	0.88
5.0	1	1	1.00

るパルス加算機により、 SNR_{chip} が大きくなるためである。

表4に所要ビット誤り率を 10^{-6} としたときの、 SNR_{chip} に対する符号化率、繰り返し数、正規化ビットレートを示す。 SNR_{chip} が -3.0 dBより大きいとき、繰り返し数は常に1であり、 SNR_{chip} が大きくなるにつれて高い符号化率が用いられることがわかる。 SNR_{chip} が -3.0

dBよりも小さいとき、符号化率1/2、繰り返し数1のシステムでは所要ビット誤り率を達成できない。そのため繰り返し数を大きくすることで通信を実現している。

以上より、提案方式は通信路状況に応じてビットレートを適応的に変えることで、通信を実現することができることがわかる。

3.5 むすび

本研究では、外符号にバンクチャド畳込み符号、内符号に繰り返し符号を用いた適応伝送レート室内赤外線無線通信方式を提案した。提案方式は、端末の位置および通信路状態に応じて符号化率と再送回数、すなわち伝送レートを適応的に変える。提案方式の特性を理論的に解析し、その結果、提案方式は、通信路状況に応じてビットレートを適応的に変えることで、通信を実現することができることを示した。

謝辞

本研究は、1998年9月より1999年9月にかけて、著者がカリフォルニア大学パークレー校滞在中に財団法人電気通信普及財団長期海外研究援助によって行われた。貴重な機会を与えてくださった関係者各位に深謝する。

参考文献

- [1] F. R. Gfeller and U. Bapst, "Wireless In-House Data Communication Via Diffuse Infrared Radiation," *Proc. IEEE*, vol. 67, No. 11, pp. 1474-1486, Nov. 1979.
- [2] J. R. Barry, J. M. Kahn, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, "High-Speed Non-Directive Optical Communication for Wireless Networks," *IEEE Network Mag.*, vol. 5, pp. 44-55, Nov. 1991.
- [3] J. R. Barry, *Wireless Infrared Communication*. Boston: Kluwer Academic Press, pp. 1-78, 1994.
- [4] F. Gfeller, W. Hirt, M. de Lange, and B. weiss, "Wireless Infrared Transmission: How to Reach All Office Space," *Proc. IEEE VTC'96*, pp. 1535-1539, Atlanta, GA. Apr. 1996.
- [5] J. Hagenauer, "Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes (RCPC codes) and their Applications" *IEEE Tras. Commun.*, vol. COM-36, pp. 389-400, Apr. 1988.
- [6] T. Ohtsuki, H. Yashima, I. Sasase, and S. Mori, "Parallel Rate-Variable Punctured Convolutional Coded PPM in Photon Communication," *Proc. IEEE GLOBE-COM'91*, pp. 439-443, Phoenix, AZ. Dec. 1991.
- [7] 大槻知明, "ハイブリッド直射通信路におけるPPM CDMAを用いた室内赤外線無線通信方式の特性解析," 信学技法, RCS97-211, Jan. 1998.
- [8] A. J. Viterbi, "Convolutional Codes and their Performance in Communications Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-19, pp. 751-771, Oct. 1971.
- [9] J. M. Kahn and J. G. Barry, "Wireless Infrared Communications," *Proc. of the IEEE*, pp. 265-298, February 1997.
- [10] J. M. Kahn, "Wireless infrared communications," 8th IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun., Helsinki, Finland, Sept. 1-4, 1997. Tutorial Session 5.

< 発 表 資 料 >

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
パンクチャド畳み込み符号と適応PPM変調を用いた適応伝送レート室内赤外線無線通信方式	電子情報通信学会論文誌(B)	2000年1月
Rate-Adaptive Indoor Infrared Wireless Communication Systems Using Repetited and Punctured Convolutional Codes	IEEE Communications Letters	2000年2月
PPM CDMAを用いた室内赤外線無線通信方式の特性解析	電子情報通信学会論文誌(B)	2000年7月
拡散反射通信路におけるOOK CDMA室内赤外線無線通信方式の特性解析	"	"
サイトダイバーシチを用いた無指向性直射室内赤外線無線通信システムの光路遮断に関する一検討	"	"
Performance Analysis of Indoor Infrared Wireless Systems Using OOK CDMA on Diffuse Channels	IEEE Pacific Rim Conference	1999年8月
Transfer Function Bounds on Performance of Turbo Codes for M -ray Orthogonal Signals	IEEE GLOBECOM99	1999年12月
Performance of Turbo Codes with Two-Branch Receive Diversity and Correlated Fading	IEEE Vehicular Technology Conference	2000年5月
Effects of Shadowing on Non-Directed LOS Indoor Infrared Systems With Site Diversity	"	"
Transfer Function Bounds on Performance of Binary Turbo Coding Followed by M -ray Orthogonal Mapping Through Interleaver	IEEE ICC2000	2000年6月
Turbo-Coded Optical PPM CDMA Systems	"	"