

## 低消費電力・高信頼性を達成する協力無線通信技術の研究

代表研究者	石橋 功至	静岡大学	工学部	助教
共同研究者	Vahid Tarokh	ハーバード大学	工学応用科学研究科	教授
"	Won-Yong Shin	ハーバード大学	工学応用科学研究科	ポスドク
"	Hyo Seok Yi	ハーバード大学	工学応用科学研究科	ポスドク
"	落合 秀樹	横浜国立大学	工学研究科	准教授

### 1 研究目的

近年のターボ符号、低密度パリティチェック符号などの通信の理論限界であるシャノン容量を達成可能な強力な誤り訂正符号の発見や、複数の送受信アンテナを用いた時空間符号化技術および空間多重化技術によって、無線通信が達成可能な通信速度はここ十年で飛躍的に増大した。これらの技術を実現するためには非常に複雑な送受信回路が必要であり、限られたバッテリーで駆動する無線通信端末にとっては、帯域利用効率だけでなく電力利用効率にも目を向ける必要性があることが指摘されている[1]。たとえばセンサネットワークのようなアプリケーションでは、端末は安価かつ小型でありながら、低消費電力・高信頼性の通信を実現する必要性があり、このような要求を満たす新しい技術が求められている。

このような要求に答える技術として、複数の端末が互いに協力（協調）することで安定した通信を実現する協力（協調）通信が注目を集めている。協力通信には大別して二つの方式があり、受信信号を協力端末が復調・復号して転送する復号・転送（DF: Decode-and-Forward）方式と、受信信号をそのまま増幅し、転送する増幅・転送（AF: Amplify-and-Forward）方式がある。協力通信の議論で想定されているのは、ネットワーク内に存在する複数のユーザーがあるユーザーの通信を補助するという状況であり、これは本質的に他ユーザーのために自身のバッテリーを消費することを意味し、複雑な処理を行うことは望ましくない。また携帯ネットワークなどで既に用いられているブースターやリピーターとは異なり、各端末の持つ能力は同程度であると考えられる。このような観点から、端末において復調および復号処理が必要となる DF 方式に比べ、協力端末において単純な増幅しか行わない AF 方式が有効であると言われている。

しかし一方で、AF 方式は単純に受信信号を増幅・転送するため、その送信信号は DF 方式に比べると、高い瞬時電力（広いダイナミックレンジ）を持つことがいくつかの論文において指摘されている（たとえば[2]—[4]）。一般に増幅器（PA: Power Amplifier）は入力信号が飽和領域に近づくにつれ、非線形特性を示すため、帯域内歪みや隣接チャネル干渉（ACI: Adjacent Channel Interference）といった問題を引き起こしてしまう。よってこのような非線形歪みを避けるために、入力信号のダイナミックレンジに対して十分な入力バックオフを設定することが必要となる。前述の通り AF 方式は、そのダイナミックレンジが大きいことが知られており、より大きな入力バックオフの設定が必要となる。これは結果として電力利用効率を低下させ、AF 方式を用いる動機と相反してしまうことが分かる。

文献[2][5]では、協力端末における高い瞬時電力を避けるために、信号転送時の増幅率を変える方式や、通常は固定利得で増幅しつつ、一定の条件を満たす場合に増幅方式を切り替えることで著しく高い瞬時電力を防ぐ方式が提案されている。また文献[3][6]では特定の関数によって入力信号を変換し、出力する推定・転送（EF: Estimate-and-Forward）と呼ばれる方式が提案されている。EF 方式は信号を上述の双曲線正接関数[3]やランバート W 関数[6]によって再生成するが、これは本質的に AF 方式と DF 方式の両者の特性を持ち合わせており、入力信号が小さい領域では AF 方式のように入力信号を線形に出力し、入力信号の増大につれて徐々に一定値に収束し、入力信号が著しく大きい領域ではある一定値に変換することで極端に大きい瞬時電力を抑圧する DF 方式のような特性を持つ。

ここで疑問となるのは、電力利用効率や回路の複雑度まで考慮した際に、信号を再生せずに増幅のみを行う AF 方式が本当に有効であるかどうかという点である。異なる転送方式の増幅効率および必要な線形領域を知るためには、協力端末の送信信号における瞬時電力分布を求めることが必要である。しかしながらこのような解析はその困難さから行われてこなかった。近年、文献[7]において、帯域制限下における瞬時電力分布

の解析法が提案された。本稿の目的は、この解析を拡張することで、様々な協力通信方式の電力利用効率について解析を行い、実用面から本当に有効な協力通信方式はどれかについて明らかにすることである。具体的には受信値に固定の増幅利得を与える固定利得 AF (Fixed Gain AF) 方式、送信端末と協力端末間の通信路応答によって増幅利得を変更する可変利得 (Variable Gain) AF 方式、DF 方式、EF 方式の 4 つの協力通信方式の送信信号の瞬時電力の相補累積密度関数 (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) を導出する。さらに本稿では解析結果をもとに、より効率的な協力通信方式についても提案・検討する。

## 2 システムモデルと問題の定式化

### 2-1 協力通信モデル

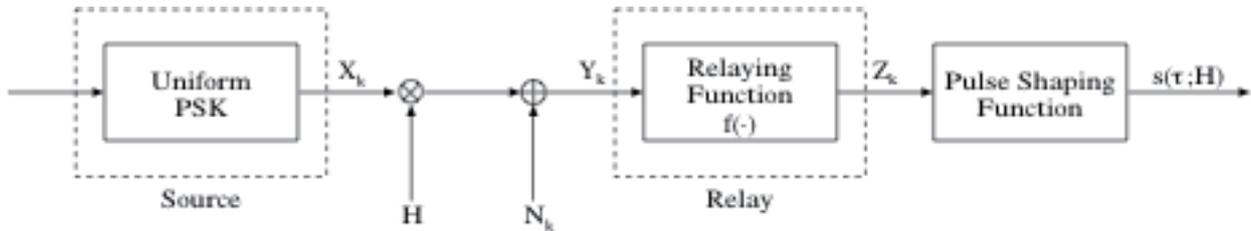


図 1: 協力端末における信号生成過程

本稿では送信端末、協力端末、宛先端末がそれぞれ 1 台ずつ存在するネットワークを仮定する。図 1 には協力端末における信号生成のモデル図を示す。第 1 フェーズにおいて送信端末は自身の情報を協力端末に転送する。ここで線形変調を用いたシングルキャリア伝送を仮定し、 $X_k$  が送信端末より伝送された  $k$  番目の複素ベースバンド信号を示すものとする。本稿では、変調信号として位相シフトキーイング (PSK: Phase Shift-Keying) 信号を仮定する。PSK 信号は振幅が一定であることから、直交振幅変調 (QAM: Quadrature Amplitude Modulation) や直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) に比べて、十分低い瞬時電力を持つことが知られている。以後本稿では解析の簡単化のために一様 PSK 変調を仮定する。一様位相変調は多値 PSK 変調の漸近的形式であり、次式で与えられる。

$$X_k = e^{j\theta_k},$$

ここで  $\theta_k$  は  $[0, 2\pi)$  の区間において一様分布する確率変数である。このとき協力端末における  $k$  番目のマッチドフィルタ出力は次式でモデル化される。

$$Y_k = H X_k + N_k, \quad (1)$$

ここで  $N_k$  は平均 0、分散  $\sigma_N^2$  の加法的白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) であり、 $H$  は分散 1 のレイリー分布に従う実数の確率変数である。またこのときの受信 SNR は  $1/\sigma_N^2$  で与えられる。本稿では通信路は周波数非選択性ブロックレイリーフェーディング環境と仮定し、1 フレームの伝送中は通信路応答  $H$  は一定であるとする。また通信路の振幅変動  $H$  を以下、通信路状態情報 (CSI: Channel State Information) と呼ぶ。

協力端末は  $Y_k$  を受信した後、その信号をある任意のリレー関数  $f: Y_k \rightarrow Z_k$  によって変換することで送信信号  $Z_k$  を生成する。つまり

$$Z_k = f(Y_k).$$

で与えられる。第 2 フェーズではこの信号が協力端末から宛先端末に送信される。以下では中継端末の送信信号  $Z_k$  は正規化されており、平均 0、分散 1 の確率変数であるものとする。つまり中継端末の送信信号は、

$$E_{H,Z}[|Z_k|^2] = 1,$$

を満たす。ここで  $E_x[\cdot]$  は括弧内を  $x$  に対して統計的平均することを意味する。

### 2-2 リレー関数

#### (1) 固定利得 AF 方式

固定利得 AF 方式は、受信信号を単純に固定の利得によって増幅・転送する方式である。そのリレー関数は次式で与えられる [2]。

$$f_{FG}(Y_k) = G_{FG} \times Y_k, \quad G_{FG} \triangleq \sqrt{\frac{1}{1 + \sigma_N^2}}.$$

このリレー関数は CSI の推定を必要とせず、中継端末における負荷を非常に小さくできる。このため近年では多くの文献がこの方式を用いて様々な方式を提案している。しかし一方で、受信値の包絡線振幅が大きいときに、送信信号が著しく大きい瞬時電力を示してしまうと考えられ、送信端末に比べて電力利用効率が著しく劣化してしまうと考えられる[2][3]。

### (2) 可変利得 AF 方式

送信・中継端末間における CSI が中継端末において利用できる場合、入力信号の大きさにあわせて、増幅利得を変化させることが可能である[8]。このような方式を可変利得 AF 方式と呼び、そのリレー関数は次式で与えられる。

$$f_{VG}(Y_k) = G_{VG} \times Y_k, \quad G_{VG} \triangleq \sqrt{\frac{1}{H^2 + \sigma_N^2}}.$$

この方式では、中継端末において CSI の正確な推定が必要であるが、フェーディング変動によるフレームごとの電力変動を中継端末が追従可能となり、電力制限を容易に満たせる上、固定利得 AF 方式のように受信値の振幅が大きい場合でも、その影響を抑圧できると考えられる。

### (3) EF 方式

EF 方式はより複雑な信号再生型中継方式であり、AF と DF 方式のハイブリッド型と考えることができる。特に後述の DF 方式と異なり、AF 方式のように受信値の軟値情報を宛先端末に伝えられることから、DF 方式と比較して、より多くの情報を宛先端末にもたすことが可能となる。ここで EF 方式のリレー関数は次式で与えられる。

$$f_{EF}(Y_k) = G_{EF} \times A_k \times \exp[j\psi_k],$$

$$G_{EF} \triangleq \sqrt{\frac{1}{E_Y[A_k^2]}}, \quad A_k \triangleq \tanh(|Y_k|),$$

ここで、 $\phi_k$  は  $Y_k$  の角度を表す。(1)式より  $Y_k$  の絶対値  $|Y_k|$  はライス分布に従う[9]。故に上式右辺の正規化項は次式で求められる。

$$E_A[A_k^2] = \int_0^1 -\frac{\eta A^2}{4\sigma_N^2(A^2 - 1)A} \times \exp\left[-\frac{4H^2 + \eta^2}{8\sigma_N^2}\right] I_0\left(\frac{H\eta}{2\sigma_N^2}\right) dA,$$

ただしここで

$$\eta = \log \left[ \frac{1 + A}{1 - A} \right].$$

である。EF 方式は CSI の推定およびそれに対応する正規化項の計算がそれぞれ必要となるが、出力信号を双曲線正接関数で抑圧しているため、フィルタ通過であっても信号の瞬時電力は小さく抑え込まれると考えられる。また EF 方式は通常受信時に用いられる包絡線リミタ[11—13]を送信側において適用していると考えることができ、これは OFDM などにおいて deliberate smooth clipping と呼ばれる技術と本質的に等しい[10]。

### (4) DF 方式

DF 方式では中継端末は受信値を復調・復号し、新たに送信信号を再生成して送信する。CSI の推定だけでなく、復調・復号回路が必要となる一方で、信号を再生成するため、その電力利用効率は送信端末と等しくなる。

それぞれの方式における出力振幅の変化をみるために図2に一例を示す。ここで中継端末における受信 SNR は 10dB とし、H として 0.1 および 2.0 を仮定する。図より H が 0.1 の場合 (=非常に小さい場合) は可変利得 AF 方式および EF 方式が他方式に比べ高い振幅値を示すことが分かる。これは電力条件を満たすために正規化係数(増幅利得)が大きい値になってしまうためである。一方、固定利得 AF 方式は H の値によらず一

定であるが、 $H$  が大きい場合、他方式に比べて大きい値を示している。詳細は後述するが、これらのリレー関数が持つ入出力変換特性が瞬時電力分布特性を決定する。

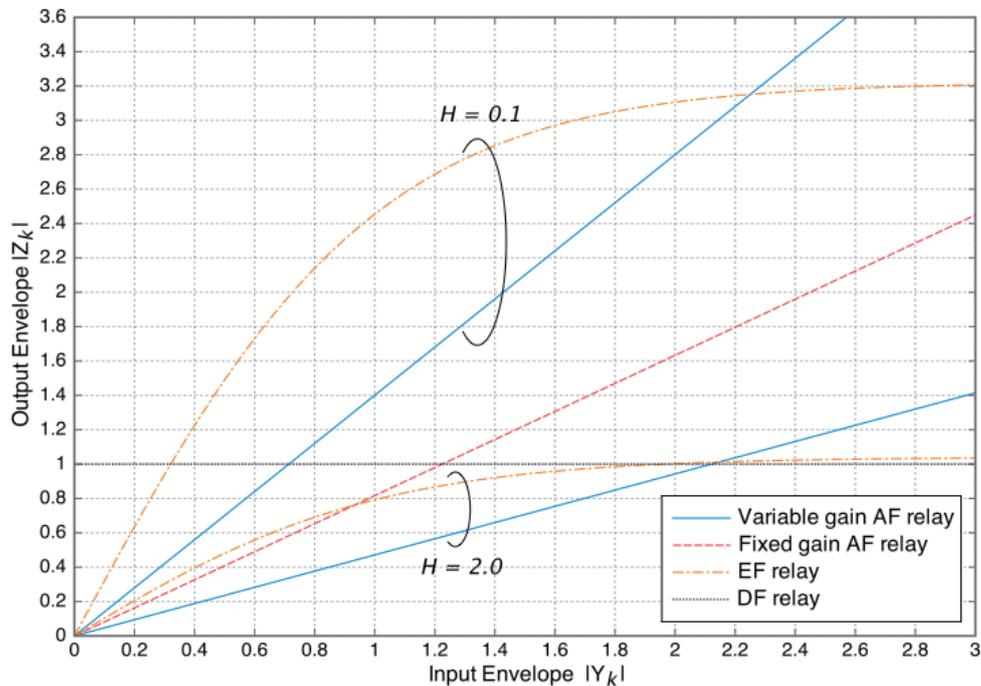


図 2：各リレー関数の出力振幅特性

### 2-3 ベースバンド信号モデル

帯域制限下における各リレー関数の瞬時電力分布を求めるために、ここでパルス整形フィルタの影響を含むベースバンド信号モデルを導入する。以後基本的な文字定義は文献[7]に従う。パルス整形信号の巡回定常性より解析では1シンボル区間  $t \in [0, T)$  にのみ着目する。ここで  $T$  はシンボル間隔である。表記を簡単にするため、以下の正規化時間を導入する。

$$\tau \triangleq t/T.$$

このとき任意のフェーディング係数  $H$  が与えられた時、中継端末における複素ベースバンド信号を  $s(\tau; H)$  で表すものとし、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} s(\tau; H) &\triangleq \sum_{k=-\infty}^{\infty} Z_k g(k + \tau) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k(\tau) Z_k, \quad \text{for } 0 \leq \tau < 1, \end{aligned}$$

ここで  $g(\tau)$  はパルス整形フィルタのインパルス応答であり、 $k$  はナイキストシンボル間隔を表し、 $a_k(\tau) = g(k + \tau)$  である。またパルス整形フィルタの平均電力は正規化されているものとし、次式を満たす。

$$\int_{-\infty}^{\infty} |g(\tau)|^2 d\tau = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_0^1 g^2(k + \tau) d\tau = 1.$$

上式ではパルス応答が無限に続いているが、実用上は有限区間で応答を打ち切る必要がある。以下ではこの有限区間を  $2K$  とし、 $K$  はパルス整形フィルタの片側有効長である。このときベースバンド信号  $s(\tau; H)$  は次式で表すことができる。

$$s(\tau; H) = \sum_{k=-K}^{K-1} a_k(\tau) Z_k, \quad \text{for } 0 \leq \tau < 1. \quad (2)$$

本稿では帯域制限下におけるベースバンド信号の正確な瞬時電力分布の解析を行う。よって式(2)より、 $Z_k$ の統計的分布が連続信号の最終的な分布を決定していることが分かる。

## 2-4 瞬時電力の相補累積分布関数

与えられた時刻  $\tau \in [0, 1)$  およびフェーディング係数  $H$  に対して、瞬時電力  $p(\tau; H) = |s(\tau; H)|^2$  が与えられた任意の実数  $z$  を下回る確率（つまり  $p(\tau; H)$  の累積分布関数）は次式で与えられる。

$$F_p(z; \tau, H) \triangleq \Pr[p(\tau; H) < z] = \Pr[|s(\tau; H)|^2 < z].$$

よって  $p(\tau; H)$  が与えられた任意の実数  $z$  を上回る確率は、

$$\Gamma_p(z; \tau, H) \triangleq 1 - F_p(z; \tau, H),$$

で与えられる。ここで明らかに  $\Gamma_p(z; \tau, H)$  は  $p(\tau; H)$  の CCDF である。ここで我々が興味のある瞬時電力分布は、十分に長期間、中継端末の連続信号を観測した結果として得られるものと一致すべきであり、それは  $\tau$  および  $H$  を統計的平均したものに等しい。よって以降では次式で定義される時間平均 CCDF を用いる。

$$\begin{aligned} \Gamma_p(z) &\triangleq E_H \left[ \int_0^1 \Gamma_p(z; \tau, H) d\tau \right] \\ &= \int_0^1 \int_0^\infty 2H \exp(-H^2) \Gamma_p(z; \tau, H) dH d\tau. \end{aligned}$$

計算を容易にするため、シンボル間隔を  $J$  個に等しく分割する。よって以下の離散形式での表現を得る。

$$\begin{aligned} \Gamma_p(z) &\approx \frac{1}{J} \sum_{k=0}^{J-1} E_H \left[ \Gamma_p \left( z; \frac{k}{J}, H \right) \right] \\ &\triangleq \tilde{\Gamma}_p(z). \end{aligned}$$

ゆえに平均 CCDF は以下の式によって計算することができる[7]。

$$\begin{aligned} \tilde{\Gamma}_p(z) &= 1 - \frac{1}{J} \left\{ E_H [F_p(z; 0, H)] \right. \\ &\quad \left. + 2 \sum_{k=1}^{\frac{J}{2}-1} E_H \left[ F_p \left( z; \frac{k}{J}, H \right) \right] \right. \\ &\quad \left. + E_H \left[ F_p \left( z; \frac{1}{2}, H \right) \right] \right\}, \end{aligned}$$

ここで  $J$  は偶数の整数値と仮定する。本稿で取り扱う問題は上式を各リレー関数に対して解き、各リレー関数の瞬時電力分布を導出することである。以後、表記の簡単化のため文脈から明らかである限りは  $\tau$  を式中から除外するものとする。また同様に  $a_k(\tau)$  を  $a_k$  と表記することに注意されたい。

## 3 各リレー関数に対する瞬時電力分布解析

### 3-1 AF 方式の CDF に対する一般的表現の導出

各リレー関数の CCDF を導出する前に、AF 型リレー関数の CDF に対する一般的表現を導出する。与えられたフェーディング係数  $H$  および時刻  $\tau$  に対して、(2)式は次のように書き直すことができる。

$$\begin{aligned} s(H) &= \underbrace{\sum_{k=-K}^{K-1} GH a_k X_k^{(r)}}_{x^{(r)}(H)} + \sum_{k=-K}^{K-1} G a_k N_k^{(r)} \\ &\quad + \underbrace{\sum_{k=-K}^{K-1} GH a_k X_k^{(i)}}_{x^{(i)}(H)} + \sum_{k=-K}^{K-1} G a_k N_k^{(i)}, \end{aligned}$$

ここで  $G$  はリレー関数によって決定される増幅係数であり、 $X_k^{(r)}$  および  $X_k^{(i)}$  はそれぞれ線形変調信号  $X_k$  の実部および虚部を表すものとする。同様に  $N_k^{(r)}$  および  $N_k^{(i)}$  は雑音信号  $N_k$  の実部および虚部である。

文献[7]およびガウス分布に従う確率変数の特性関数[9]を考えることで、瞬時電力の CDF を次式のように求めることができる。

$$\begin{aligned} F_p(z) &= E_H [F_p(z; H)] \\ &= \sqrt{z} \int_0^\infty J_1(\sqrt{z}R) \\ &\quad \times E_H \left[ M(R; H) \prod_k \exp \left[ -\frac{\sigma_H^2 a_k^2 R^2}{2} \right] \right] dR, \end{aligned} \quad (3)$$

ここで

$$M(R; H) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Phi_{x^{(r)}, x^{(i)}}(R \cos \phi, R \sin \phi; H) d\phi,$$

であり、 $J_m(\cdot)$  は第一種  $m$  次のベッセル関数を示す。また  $R$  および  $\phi$  は極座標系における振幅および位相であり (つまり  $R \geq 0, 0 \leq \phi \leq 2\pi$ )、 $\sigma_H^2$  は信号増幅後の雑音分散であり、 $\sigma_H^2 = G \sigma_N^2$  で与えられる。また上式の  $\phi_{x^{(r)}, x^{(i)}}(\omega, \nu; H)$  は、 $x^{(r)}$  および  $x^{(i)}$  の結合特性関数であり、

$$\Phi_{x^{(r)}, x^{(i)}}(\omega, \nu; H) = \prod_k \Phi_{X_k^{(r)}, X_k^{(i)}}(a_k G H \omega, a_k G H \nu)$$

$$\Phi_{X_k^{(r)}, X_k^{(i)}}(\omega, \nu) = E_{X_k^{(r)}, X_k^{(i)}} \left[ e^{j(\omega X_k^{(r)} + \nu X_k^{(i)})} \right],$$

で求めることができる。ただし  $\omega = R \cos \phi$ 、 $\nu = R \sin \phi$  である。

### 3-2 各リレー方式の瞬時電力分布の導出

#### (1) 固定利得 AF 方式

固定利得 AF 方式の場合、 $\omega$  と  $\nu$  にそれぞれ値を代入することで結合特性関数は次式のように求められる。

$$\Phi_{X_k^{(r)}, X_k^{(i)}}(\omega, \nu) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{jR \cos(\theta - \phi)} d\theta = J_0(R).$$

さらに 3-1 節より次式を得る。

$$M(R; H) = \prod_k J_0(a_k H G_{FG} R).$$

固定利得 AF 方式の場合、増幅後の雑音分散は次式となる。

$$\sigma_H^2 = \left( \frac{1}{1 + \sigma_N^2} \right) \sigma_N^2.$$

このとき (3) 式より、 $M(R; H)$  を除く全ての項は明らかにフェーディング係数に依存しない。よってフェーディング係数に対する統計的平均処理は  $M(R; H)$  についてのみ行えばよく、

$$M(R) = E_H [M(R; H)].$$

とすることで求められる。

#### (2) 可変利得 AF 方式

次に可変利得 AF 方式の瞬時電力分布について解析する。前節で求めた  $M(R; H)$  において  $G_{FG}$  を  $G_{VG}$  に置き換えることによって可変利得 AF 方式の  $M(R; H)$  が計算できる。よって、

$$M(R; H) = \prod_k J_0(a_k H G_{VG} R).$$

どのように増幅後の雑音分散は、

$$\sigma_H^2 = G_{\text{VG}}^2 \sigma_N^2 = \left( \frac{1}{H^2 + \sigma_N^2} \right) \sigma_N^2.$$

となる。このとき明らかに増幅後の雑音分散はチャネル係数  $H$  に依存し、最終的な瞬時電力分布を求める際にはこれを平均する必要がある。よって計算のためには、式(3)に直接代入し、数値積分を行う必要がある。

### (3) EF 方式

EF 方式では雑音をそのまま線形に増幅するのではなく、非線形な双曲線正接関数を通過させることで変換し、出力する。このため、その瞬時電力分布を求めるためには、3-1 節における議論をさらに拡張する必要がある。今、 $Z_k^{(r)}$  および  $Z_k^{(i)}$  がそれぞれ中継端末の  $k$  番目の出力  $Z_k$  の実部および虚部を表すものとする。このとき、 $Z_k^{(r)}$  と  $Z_k^{(i)}$  の結合特性関数は、

$$\Phi_{Z_k^{(r)}, Z_k^{(i)}}(\omega, \nu) = E_{Z_k^{(r)}, Z_k^{(i)}}(\omega, \nu) \left[ e^{j(\omega Z_k^{(r)} + \nu Z_k^{(i)})} \right].$$

で与えられる。このとき  $Z_k^{(r)}$  および  $Z_k^{(i)}$  はそれぞれ、 $Z_k^{(r)} = A_k \cos \phi_k$ 、 $Z_k^{(i)} = A_k \sin \phi_k$  であることを用いると、EF 方式の  $M(R; H)$  は次式として求められる。

$$M(R; H) = \prod_k \left[ \int_0^1 \frac{\eta}{2\sigma_N^2(A^2 - 1)} \exp \left[ -\frac{4H^2 + \eta^2}{8\sigma_N^2} \right] \times I_0 \left( \frac{H\eta}{2\sigma_N^2} \right) J_0(a_k G_{\text{EF}} R A) dA \right].$$

最後に時間およびフェーディング係数にたいして平均することで、EF 方式の CDF は

$$F_p(z) = \sqrt{z} \int_0^\infty E_H [M(R; H)] J_1(\sqrt{z}R) dR.$$

となる。

### (4) DF 方式

DF 方式の場合、中継端末は情報を復調・復号して、再生成した後に送信する。よって、その CDF 特性は送信端末と同一となり、この場合、一様 PSK 信号の CDF 特性に一致する。よって文献[7]より平均 CDF は次式で与えられる。

$$F_p(z) = \sqrt{z} \int_0^\infty M(R) J_1(\sqrt{z}R) dR.$$

ここで

$$M(R) = \prod_k J_0(a_k R).$$

である。

## 4 高 SNR 領域における各リレー関数の振る舞いに関する解析

前節までは帯域制限下における瞬時電力分布の解析を行ってきた。しかし、解析結果は多数の数値積分を含んでおり、これらの結果からどのリレー関数が実用上好ましいかということ述べることは難しい。そこで最終的な分布関数がリレー関数の出力  $Z_k$  に依存することに着目し、確率変数  $Z_k$  の高 SNR 領域における振る舞いについて解析を行う。

### 4-1 固定利得 AF 方式

2-2 節 (1) において述べた固定利得 AF 方式のリレー関数に全ての変数を代入することで、確率変数  $Z_k$  は以下のように書き直すことができる。

$$\begin{aligned} Z_k &= G_{\text{FG}} H X_k + G_{\text{FG}} N_k \\ &= G_{\text{FG}} H X_k + W_k. \end{aligned}$$

ここで、増幅係数  $G_{FG}$  はフェーディング係数の値によらず一定である。よってこの場合、確率変数  $Z_k$  の電力  $|Z_k|^2$  は自由度 2、3-2 節 (1) で求めた分散を持つカイ二乗分布に従うこととなる。よってこのとき固定利得 AF 方式の CCDF 特性は以下の式で求められる。

$$\tilde{\Gamma}_p(z) = \exp\left(-\frac{1 + \sigma_N^2}{1 + 2\sigma_N^2}z\right).$$

もし中継端末における受信 SNR が十分に高ければ（つまり  $\sigma_N^2 \rightarrow 0$ ）、その CCDF は単純に

$$\tilde{\Gamma}_p(z) = \exp(-z).$$

となる。ここで  $(1 + \sigma_N^2)/(1 + 2\sigma_N^2)$  がどのような  $\sigma_N^2$  に対しても常に 1 よりも小さいことから、上式は明らかに固定利得 AF 方式の CCDF の下界を与えることが分かる。この式は明らかに複素ガウス信号の CCDF であり、それは多数のサブキャリアを持つ OFDM 方式の CCDF を与える。つまり、固定利得 AF 方式の瞬時電力分布特性は、しばしば平均電力に比べ、ピーク電力が高いことが問題となる OFDM 方式と同程度、もしくはそれよりも悪いということが分かる。

#### 4-2 可変利得 AF 方式

同様に可変利得 AF 方式の出力信号は次式のように表される。

$$\begin{aligned} Z_k &= G_{VG}HX_k + G_{VG}N_k \\ &= \sqrt{\frac{H^2}{H^2 + \sigma_N^2}}X_k + \sqrt{\frac{1}{H^2 + \sigma_N^2}}N_k. \end{aligned}$$

係数  $G_{VG}H$  は明らかに常に 1 よりも小さく、 $G_{VG}N_k$  はフェーディングおよび雑音項の瞬時値に依存することがわかる。もしフェーディング係数が著しく小さいと仮定すれば、増幅利得  $G_{VG}$  は非常に大きい値となり、これが上式第二項の影響を大きくする（図 2 を参照）。中継端末における受信 SNR が、雑音を無視できるほどは大きくない場合、この増幅係数による雑音強調が CCDF 全体の振る舞いに強く影響する。一方受信 SNR が雑音を無視できるほど十分大きい場合、上式は次式で近似される。

$$Z_k \approx X_k.$$

明らかにこれは送信端末における出力信号と同一である。よって帯域制限を考慮しない場合における可変利得 AF 方式の CCDF 特性は、受信 SNR が増加するほどユニット関数に漸近していき、最終的に

$$\tilde{\Gamma}_p(z) = \begin{cases} 1 & \text{if } z < 1, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

となる。可変利得 AF 方式では帯域制限を考慮しない場合でも、CCDF の閉形式表現を求めることができない。しかし、前章で求めた CCDF にパルス整形関数として、

$$g(\tau) = \begin{cases} 1 & \text{if } \tau = 0, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

を代入することで、簡単に

$$\tilde{\Gamma}_p(z) = 1 - E_H [F_p(z; 0, H)].$$

と求めることができる。

#### 4-3 EF 方式

EF 方式の入力振幅  $B_k = |I_k|$  はライス分布に従う。

$$p_B(B_k) = \frac{B_k}{\sigma_N^2} \exp\left[-\frac{H^2 + B_k^2}{2\sigma_N^2}\right] I_0\left(\frac{B_k H}{\sigma_N^2}\right).$$

ここで高 SNR 領域 ( $\sigma_N^2 \rightarrow 0$ ) では、上式の確率密度関数は次式で与えられるディラックのデルタ関数へと近づくことが知られている：

$$p_B(B_k) = \begin{cases} \infty, & B_k = H^2, \\ 0, & B_k \neq H^2. \end{cases}$$

このとき増幅係数  $G_{\text{EF}}$  を伴った双曲線正接関数の出力は常に 1 となり、その CCDF 特性は可変利得 AF 方式と同様に

$$\tilde{\Gamma}_p(z) = \begin{cases} 1 & \text{if } z < 1, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

となる。

次に EF 方式における雑音項の影響について考える。図 2 の  $H=2.0$  の場合からも明らかなように、フェーディング係数  $H$  が大きいとき、出力信号における雑音の影響は小さくなる。一方でフェーディング係数  $H$  が著しく小さい場合には、双曲線正接関数の出力は次式によって近似することができる。

$$\begin{aligned} \tanh(B_k) &= B_k - \frac{B_k^3}{3} + \frac{2B_k^5}{15} - \frac{17B_k^7}{315} + \dots \\ &\approx B_k. \end{aligned}$$

この場合、EF 方式のリレー関数は次のように書き直すことができる。

$$\begin{aligned} f_{\text{EF}}(Y_k) &\approx G_{\text{EF}}Y_k \\ &= G_{\text{EF}}X_k + G_{\text{EF}}N_k. \end{aligned}$$

ゆえに  $H$  が著しく小さい場合、その振る舞いは可変利得 AF 方式と同様になることが分かる。また可変利得 AF 方式と同様に EF 方式は帯域制限下でなくとも、CCDF を閉形式で求めることができないが、可変利得 AF 方式の際と同様の方法で簡単に理論値を計算することができる。

## 5 数値結果

本章ではいくつかの数値例を示し解析結果について検討する。まず帯域制限下において導出した各 CCDF をモンテカルロシミュレーションと比較し、その後リレー関数の各出力（つまり帯域制限を考慮しない）の振る舞いについて検討する。

### 5-1 帯域制限下における CCDF 特性

導出した分布をモンテカルロシミュレーションと比較し、評価する。以下ではパルス整形フィルタとして次式で与えられるロールオフ率  $\alpha$  のルートレイズドコサイン(RRC: Root Raised Cosine)フィルタを用いる。

$$g(\tau) = \frac{\sin(\pi(1-\alpha)\tau) + 4\alpha\tau \cos(\pi(1+\alpha)\tau)}{\pi\tau\{1 - (4\alpha\tau)^2\}}.$$

またフィルタの有効長  $K$  は 18、 $J$  は 32 とする [7]。またモンテカルロシミュレーションでは 1,000,000 シンボルをランダムに生成し、それらの平均をとることで結果を求めている。

図 3 に固定利得 AF 方式、可変利得 AF 方式、EF 方式、DF 方式のそれぞれの平均 CCDF 特性を示した。ロールオフ率  $\alpha$  は典型的な値である 0.4 とし、中継端末における受信 SNR は 10dB と 20dB を仮定した。また比較の為に OFDM 信号の CCDF 特性も示した。これは 4 章で導出した複素ガウス信号の CCDF 特性で求めた。図より明らかなように、いずれの結果においてもモンテカルロシミュレーションと理論が一致していることが分かる。

固定利得 AF 方式に着目すると、固定利得 AF 方式は受信 SNR の変化に関わらずほぼ一定の CCDF 特性となっている。これは増幅係数が固定であるために、フェーディング係数が大きい場合も、それら全てを増幅してしまうためである。また OFDM 信号の CCDF と比較すると、固定利得 AF 方式の CCDF は OFDM 信号の CCDF 特性を上回っており、高確率で高い瞬時電力を示すことが分かる。可変利得 AF 方式の CCDF 特性は固定利得 AF 方式と比較して格段に低く抑えられているものの、DF 方式に比べると、まだその値は高い。しかし一方で受信 SNR が高くなるにつれて、急速に CCDF 曲線が低下していることも分かる。また EF 方式では、高い入力振幅を一定値に抑え込むことによって、効果的に高い瞬時電力を抑圧でき、増幅器における電力利用効率を大幅に改善できることがわかる。たとえば受信 SNR が 10dB のとき  $\text{CCDF}=10^{-3}$  において EF 方式と可変利得 AF 方

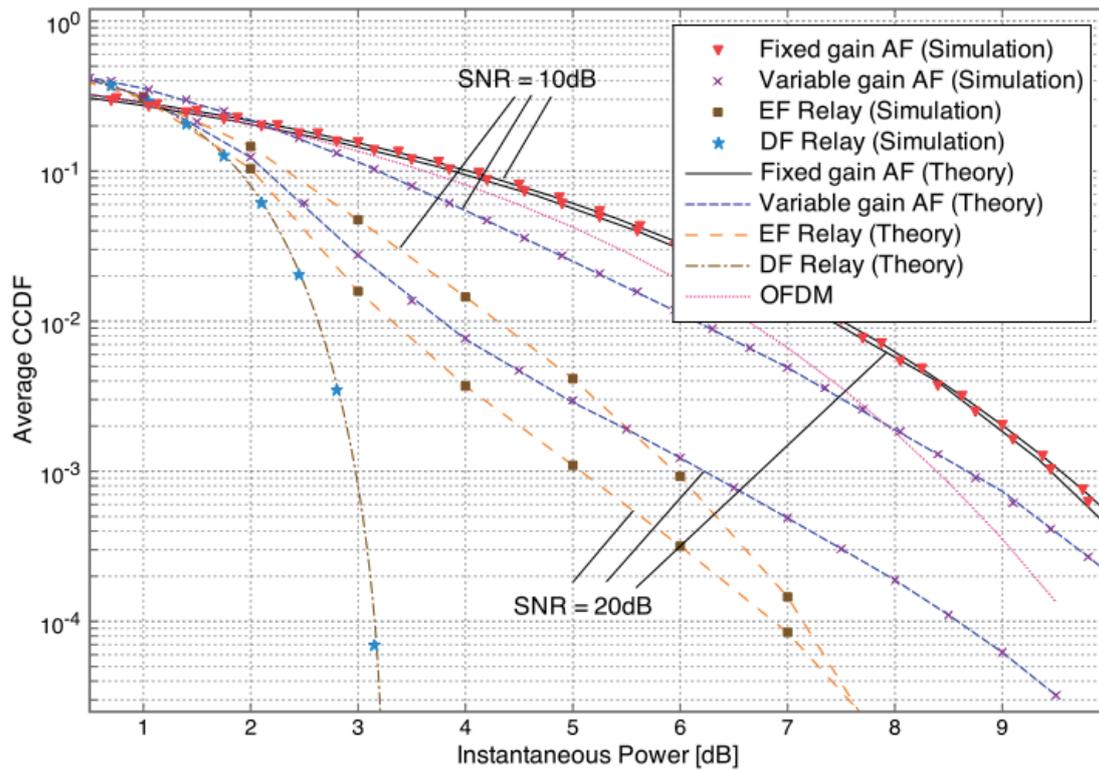


図 3 : 帯域制限下における各リレー方式の CCDF 特性

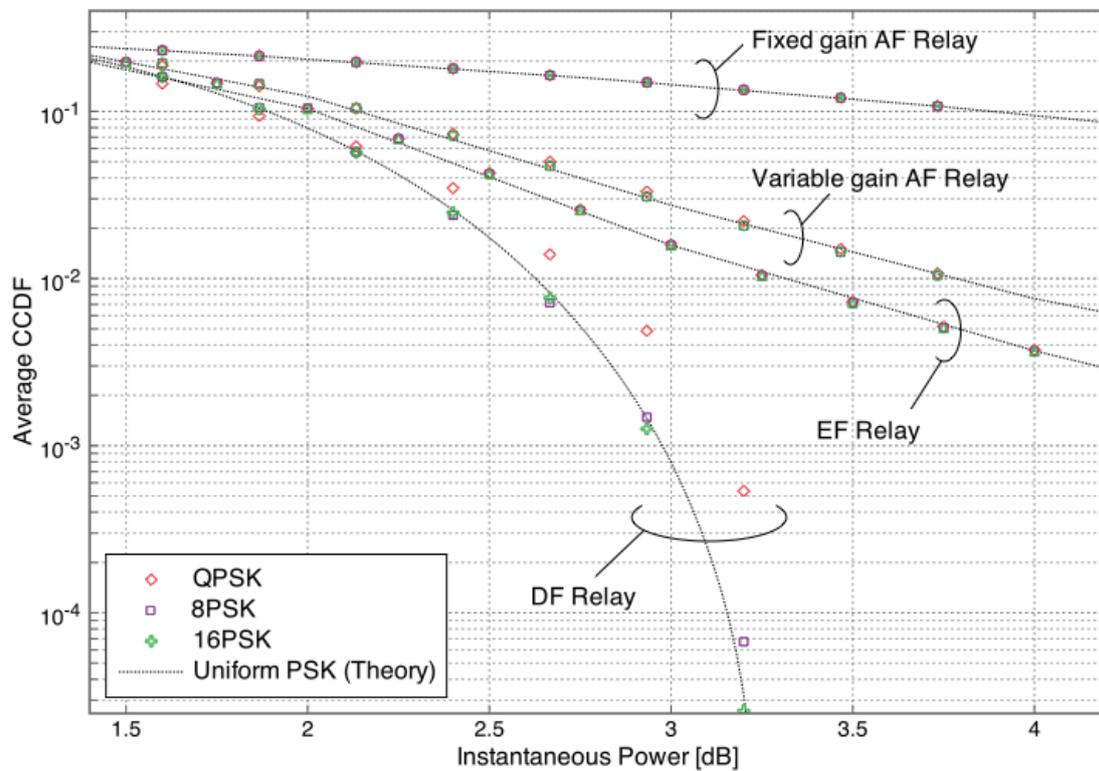


図 4 : 各種 PSK 方式と一様 PSK 方式の CCDF 特性比較

式の差は 2.6dB である。しかし DF 方式と比較した場合、差はまだ大きく、受信 SNR が 20dB、CCDF= $10^{-3}$  において約 2dB の差があることが分かる。

本論文における解析は一様 PSK を仮定しているため、現実の PSK 方式と比較して、どの程度 CCDF 特性が一

致しているか知るため、図4に直交PSK(QPSK: Quadrature PSK)、8値PSK、16値PSK、および一様PSKを用いた各リレー方式のCCDF特性を示す。ここで受信SNRは20dBとし、ロールオフ率は0.4とした。また一様PSKは理論値により導出しており、その他のPSK方式に対しては計算機シミュレーションによって求めた。図よりDF方式の場合、QPSK方式が最も悪いCCDF特性を示しており、一様PSK方式のCCDF特性からはやや離れているが、多値化するにつれてその特性は一様PSKのCCDF特性に一致していく。また非再生型のリレー方式は、ほぼ全ての場合において一様PSKの特性に一致している。よって一様PSK方式の仮定を用いた結果は、多値PSK方式に対しては、再生・非再生中継のどちらかに関わらず、妥当であると考えられる。

### 5-2 各リレー関数の振る舞いに関する検討

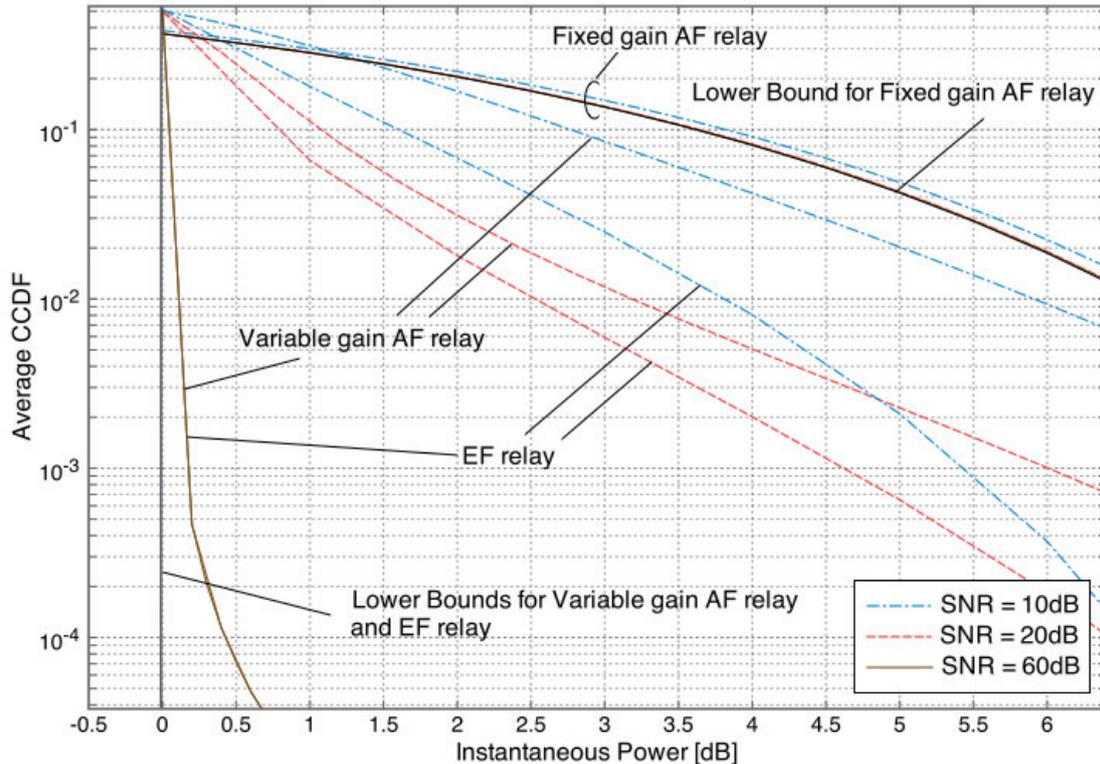


図5：各リレー方式の高SNR領域における振る舞い

次に各リレー方式の高SNR領域における漸近的振る舞いについて検討する。中継端末における受信SNRは10dB、20dB、60dBを仮定する。ここで60dBは雑音が無視できるほど小さい極端な例であり、現実はこの受信SNRを達成することは困難であることに注意されたい。図5は4章で導出した各リレー方式における $Z_k$ のCCDF特性および下限である。全ての曲線は理論値から導出した。

いずれの場合においても、各リレー方式の振る舞いはパルス整形フィルタを用いた場合と同様になっていることが分かる。固定利得AF方式のCCDF特性はSNRに関係なくほぼ一定値となっており、最終的に指数分布に漸近していることが分かる。一方20dBのケースに着目すると、可変利得AF方式およびEF方式が高い瞬間電力を持つ確率は大幅に低下してはいるが、まだ高い確率を保っていることが分かる。これは4章で述べたように雑音強調による影響であり、60dBになるとほぼCCDF特性がDF方式のCCDF特性に一致していることから明らかである。

### 5-3 考察

以上の結果からAF方式に代表される非再生型中継方式の送信信号は、EF方式のように最大出力を制限している場合においても、広いダイナミックレンジを持ち、増幅器における電力効率を低下させる原因となることが分かる。またEF方式では他のAF方式に比べ、CCDF特性を抑圧しつつ、軟値を宛先端末に転送できる利点があるが、一方で中継端末において通信路推定および複雑な正規化係数の計算が必須となり、これは他ユーザーがあるユーザーの通信を助けるような、1章で述べたシナリオでは望ましくないと考えられる。よって、中継端末の省電力化が最も重要な状況下ではDF方式がもっとも望ましい方式と考えられる。

## 6 低消費電力・高信頼性を達成する新たな中継端末方式

前章までの解析により、低消費電力・高信頼性を達成するような協力通信を実現するためには、中継端末において信号の再生が必要であることを示した。しかし従来の DF 方式では信号再生のために復調・復号が必要となり、中継端末への負荷が増大する。また送信信号が用いる変調方式として QAM 変調のような多値変調を用いた場合、信号を再生したとしても送信信号は依然として広いダイナミックレンジを持つため、中継端末にかかる負荷は無視できないものとなる。そこで本章において、信号再生を用いずにハードリミタによって信号のダイナミックレンジを抑圧し、転送する新たなリレー方式を提案する。

### 6-1 システムモデル

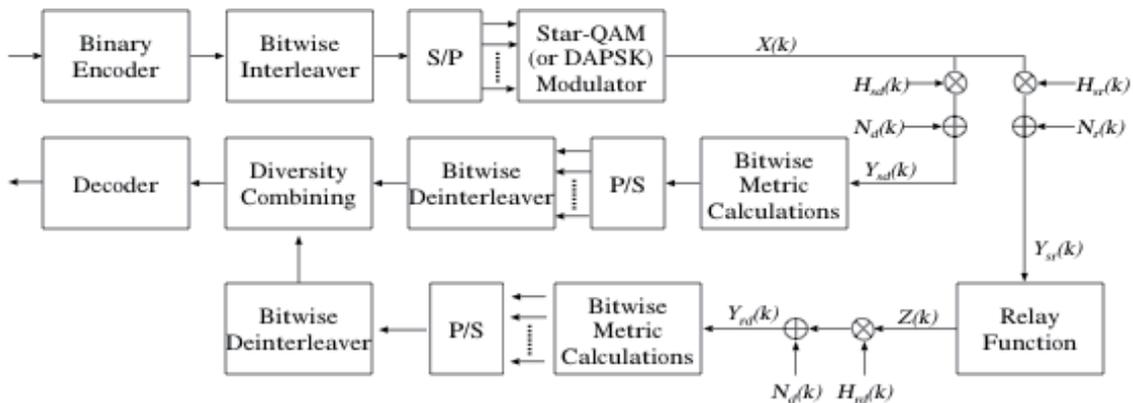


図 6 : 送受信システムモデル

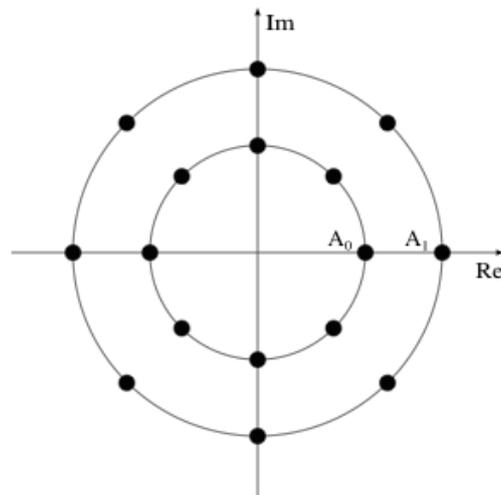


図 7 : 16 値 Star-QAM コンスタレーション (リング比 2.0)

まずシステムモデルについて概説する。詳細については紙面の都合上省くが、詳しくは我々の発表済み論文[14]を参考にされたい。図 6 に送受信システムモデルの概略図を示す。前章までと同様にここでは送信端末、受信端末、中継端末はそれぞれ 1 台ずつと仮定する。送信端末は情報系列を畳み込み符号によって符号化した後、星形 QAM 変調(Star-QAM)を用いてマッピングする。図 7 に 16 値 Star-QAM のコンスタレーションを示す。Star-QAM 変調は複数の PSK 信号が同心円上に並んだ変調方式であり、通常の方形 QAM 変調に比べて、高い瞬間電力を示さないことが知られている。ここで複数の PSK 信号点の持つ振幅の比をリング比と呼び、以下では典型的な値である 2.0 を仮定する[15]。また Star-QAM 方式にグライマッピングを用いた場合、受信器において遅延検波を用いることが可能であることもこの変調方式の重要な特徴のひとつである。

中継端末は受信した信号をリレー関数に通し、それを転送する。宛先端末は 2 つのフェーズにおいて受信した受信信号系列よりメトリックを計算し、それらを合成後、ビタビ復号することで情報系列をとりだす。

## 6-2 提案リレー方式

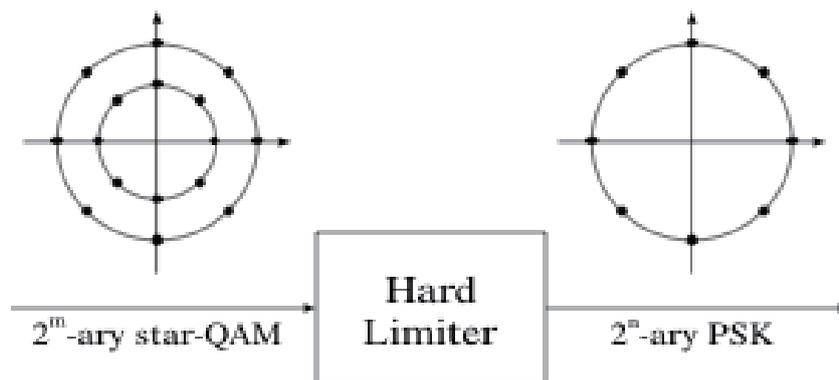


図8：ハードリミタを用いた提案中継方式

前節で述べたシステムモデルに基づいて新たな中継方式を提案する。図7に示したように Star-QAM は複数の PSK 信号が同心円上に並んでおり、位相と振幅が完全に独立した形でマッピングされている。このため、図8に示すように受信した Star-QAM 信号点をハードリミタによって一定の振幅に抑圧した場合、例えば 16 値 Star-QAM は 8 値 PSK 信号に変換したと等価になる。提案システム図より、各信号点には畳み込み符号化された符号化系列が乗っている。本中継方式はその情報の一部を圧縮し、転送することと等価であることから、中継端末は送信端末が用いた畳み込み符号をバンクチャドし、新しい符号語を生成して送信していると思なすことができる。よって宛先端末では、送信端末から送信されたオリジナルの畳み込み符号化系列と、中継端末によって送信されたバンクチャド畳み込み符号化系列の2つを用いることでダイバーシティ利得を効果的に得ることができる。また中継端末では包絡線振幅を一定値に抑圧するため、その CCDF 特性は送信端末のものよりも明らかに低く抑えることができる。よって本方式では中継端末は、1) 通信路推定が不要、2) 復調・復号が不要、3) 送信信号のダイナミックレンジが送信端末よりも低い、という3つの利点を享受でき、低消費電力・高信頼性の両者を満たす優れた中継方式と考えられる（本方式の詳細な解析および設計方法については紙面の都合上ここでは割愛する。詳細は発表文献[14]を参考にして頂きたい）。

## 7 計算機シミュレーションによる数値例

### 7-1 CCDF 特性

まず図9に各種協力通信方式における瞬時電力分布を示す。横軸は瞬時電力の大きさ、縦軸はその生起確率を示している。比較対象として信号を再生成し転送する、検出転送 (DetF: Detect-and-Forward) 協力通信と上述した可変利得 AF 協力通信を用いた。図より提案方式の瞬時電力が他のどの方式と比較しても著しく低い値を示していることが分かる。これは中継機において振幅情報を廃棄し、一定に保つことによる効果である。また本方式では純粋に振幅変動を抑圧し、転送するためその複雑度は DetF よりも低く、可変利得 AF と同程度と考えられる。よって高い電力利用効率と省電力を同時に達成しているといえる。

### 7-2 ビット誤り率特性

次に増幅器における増幅効率を考慮した場合の誤り率特性を図10に示す。増幅器では一定確率以上で発生する信号に影響を与えぬよう入力値の信号電力を低減して入力するものとする。よって DetF 方式を基準とした場合、提案方式は中継・宛先間の受信電力が 1.62dB 増加し、可変利得 AF 協力方式は-4.14dB 低下するものと考えられる。この結果を図4に示す。提案方式は送信情報の一部を中継器において廃棄しているにもかかわらず他の方式と比較して優れた特性を示している。これは増幅器における効率が最も優れており、その影響によるものである。よって本方式が、高信頼性、低消費電力、低複雑度の全てを達成する優れた方式であることが分かる。

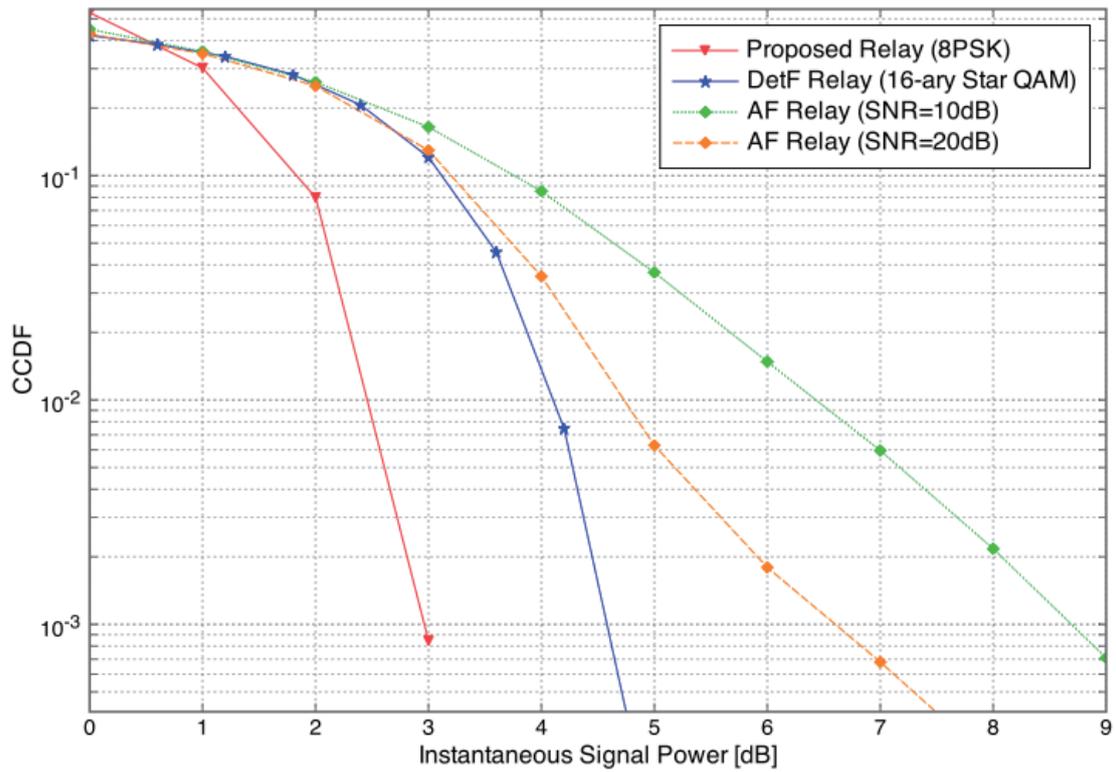


図 9 : 各リレー方式における CCDF 特性

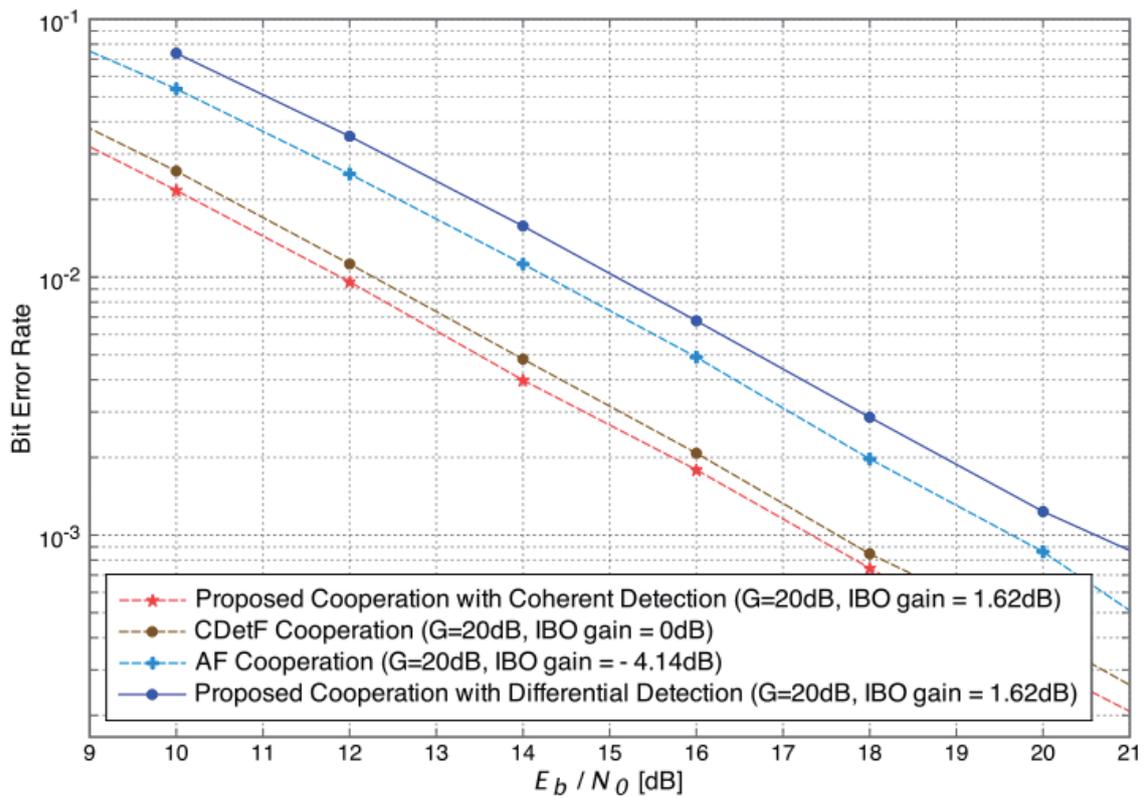


図 10 : 増幅効率を考慮した場合における各リレー方式のビット誤り率特性

## 8 まとめ

本研究では、帯域制限下における様々な中継方式の送信信号の瞬時電力分布を求めることで、各方式の電力利用効率について検討し、実環境で有用な中継方式について検討を行った。その結果、従来の研究では簡易でもっとも実用的であると言われていた固定利得 AF 方式が OFDM 方式と同程度もしくはそれよりも悪い瞬時電力分布特性をもっており、仮定として現実的でないことが明らかになった。さらにより複雑で、AF 方式と DF 方式の両者の特性を併せ持つ EF 方式でも現実的な SNR 領域では雑音強調の影響を無視することができず、増幅効率を低下させ、ひいては中継端末に多大な負荷をかける可能性があることが明らかになった。これらの結果を受け、本研究ではスター-QAM 変調とハードリミタを用いた簡易な中継方式を提案し、高い電力利用効率、帯域利用効率を同時に達成可能であることを示した。

### 【参考文献】

- [1] E. H. Drucker, "Development and application of a cellular repeater," in Proc. of IEEE VTC'88, (Philadelphia, PA), pp. 321–325, June 1988.
- [2] M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 51, pp. 1963–1968, Nov. 2004.
- [3] K. S. Gomadam and S. A. Jafar, "Optimal relay functionality for SNR maximization in memoryless relay networks," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 25, pp. 390–401, Feb. 2007.
- [4] V. d. Razo, T. Riihonen, F. Gregorio, S. Werner, and R. Wichman, "Nonlinear amplifier distortion in cooperative amplify-and-forward OFDM systems," in Proc. of IEEE WCNC'09, (Budapest, Hungary), Apr. 2009.
- [5] G. Farhadi and N. C. Beaulieu, "On the ergodic capacity of wireless relaying systems over Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 7, pp. 4462–4467, Nov. 2008.
- [6] I. Abou-Faycal and M. M'edard, "Optimal uncoded regeneration for binary antipodal signaling," in Proc. of IEEE ICC'04, (Paris, France), pp. 742–746, June 2004.
- [7] H. Ochiai, "Exact and approximate distributions of instantaneous power for pulse-shaped single-carrier signals," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 10, pp. 682–692, Feb. 2011.
- [8] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 50, pp. 3062–3080, Dec. 2004.
- [9] J. G. Proakis, Digital Communications. McGraw-Hill, fourth ed., 2001.
- [10] H. Ochiai and H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals," IEEE Trans. Commun., vol. 50, pp. 89–101, Jan. 2002.
- [11] J. W. B. Davenport, "Signal-to-noise ratios in band-pass limiters," J. Appl. Phys., vol. 24, pp. 720–727, June 1953.
- [12] J. R. Lesh, "Signal-to-noise ratios in coherent soft limiters," IEEE Trans. Commun., pp. 803–811, June 1974.
- [13] J. A. Roberts, E. T. Tsui, and D. C. Watson, "Signal-to-noise ratio evaluations for nonlinear amplifiers," IEEE Trans. Commun., pp. 197–201, Jan. 1979.
- [14] K. Ishibashi, K. Ishii, and H. Ochiai, "A Peak Power Efficient Cooperative Diversity using Star QAM," in Proc. of The 2011 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011) workshop, Houston, TX
- [15] K. Ishibashi, H. Ochiai, and R. Kohno, "Low complexity bit-interleaved coded DAPSK for Rayleigh fading channels," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 23, pp. 1728–1738, Sept. 2005.

〈 発 表 資 料 〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
Analysis of Instantaneous Power Distributions for Non-Regenerative and Regenerative Relaying Signals	IEEE Trans. on Wireless Commun.	2012年1月
A Peak Power Efficient Cooperative Diversity using Star QAM	The 2011 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011) workshop	2011年12月
Performance Analysis of Amplify and Forward Cooperation over Peak-Power Limited Channel	IEEE ICC 2011	2011年6月