

科学研究費助成事業 研究成果報告書

平成 28 年 5 月 31 日現在

機関番号：14401

研究種目：基盤研究(C) (一般)

研究期間：2013～2015

課題番号：25420369

研究課題名(和文) 繰り返し統合チャネル推定・同期・復号における自己雑音伝播抑圧に関する研究

研究課題名(英文) A Study on Suppression of Self-Noise Propagation in Iterative Detection of Unified Channel Estimation, Synchronization, and Decoding

研究代表者

衣斐 信介 (Shinsuke, Ibi)

大阪大学・工学(系)研究科(研究院)・准教授

研究者番号：10448087

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 3,800,000円

研究成果の概要(和文)：本研究課題では、昨今の乱立して提案されている最先端の各種通信技術をモジュールとして捉え、それらを単純に組み合わせた時に生じる自己雑音伝播等の不整合性を取り除きつつ、システム全体で見た最大性能を得るためのフレームワークを提供することを目的とした。不整合性を取り除くための繰り返し信号処理技術を、繰り返し伝搬路推定、仮想差動符号化によるブラインド信号検出、自己繰り返し型大規模MIMO信号検出、独立成分分析に基づくBLEの非同期空間共用、BLEのGFSKとCRC間の繰り返し検出に適用し、計算機シミュレーションによりそれらの有効性を確認した。

研究成果の概要(英文)：In this project, after regarding various cutting-edge wireless communication technology as functional modules, unhealthy harmonization among the modules was removed from a viewpoint of EXIT chart analysis with the aid of iterative detections. The iterative detection was applied to several scenarios: (1) iterative channel estimation, (2) blind detection of virtual differentially coded systems, (3) Massive MIMO detection, (4) Independent component analysis of BLE signals, and (5) iterative detection between GFSK and CRC. Computer simulations validated the proposed application in terms of enhancements of system capability.

研究分野：無線通信システム

キーワード：通信方式 繰り返し伝搬路推定 EXITチャート 同期 自己雑音伝播 通信路符号化 適応制御

1. 研究開始当初の背景

昨今の無線通信サービスの多様化に伴い、様々な通信形態とそれに伴う通信方式の検討が精力的に行われている。また、近年注目を集めているクラウドコンピューティング、ならびにスマートフォンの普及に伴い、ユーザ端末があらゆる場所から通信サービスを要求する機会が増加している。その結果として、無線通信が担う役割が非常に重要となっている。この重要な役割を果たすため、ユーザの通信要求を柔軟に満たすべく様々な標準規格が乱立し、通信形態および通信方式が多様化した結果、専門家ですら最適な通信システム構成の把握が困難となってきている。

2. 研究の目的

本研究では、乱立して提案されている最先端の各種通信技術をモジュールとして捉え、それらを単純に組み合わせた時に生じる不整合性を取り除きつつ、システム全体で見た最大性能を得るためのフレームワークを提供することを目的とした。この目的を達成するため、通信システムをデジタル符号領域、アナログ符号領域、無線チャネル領域に大別した上で、デジタル-アナログ接続符号構造を有するものと見なした。また、チャネル推定と時間・周波数同期の誤差を考慮に入れてアナログ符号領域を EXIT 解析に基づき設計することにより、不整合性を取り除く手法を明らかにした。

3. 研究の方法

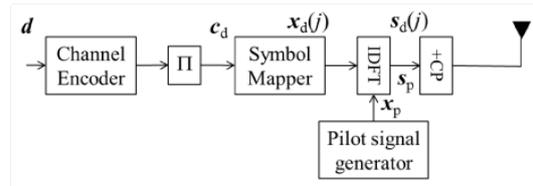
(1) システムモデル

多くの通信規格で採用されている OFDM 伝送方式の送受信機構成を図 1 に示す。図 1(a) の送信機において、情報ビット系列 $\mathbf{d} = [d(1), \dots, d(m), \dots, d(M)]^T$ ($d(m) \in \{0,1\}$) は通信路符号器によって符号化率 τ で符号化され、さらにインターリーブ (Π) を介することで符号語ビット系列 $\mathbf{c}_d = [c_d(1), \dots, c_d(u), \dots, c_d(U)]^T$ ($c_d(u) \in \{0,1\}$) が生成される。 \cdot^T はベクトルあるいは行列の転置を意味し、 $\mathbf{U} = M/\tau$ である。符号語ビット系列 \mathbf{c}_d は変調器によって K データシンボルから成る $\mathbf{J} = \mathbf{U}/K$ ブロックの OFDM シンボルにマッピングされる。データシンボルは $\mathbf{x}_d(j) = [x_d(1, j), \dots, x_d(k, j), \dots, x_d(K, j)]^T$ で表され、 $x_d(k, j)$ は j 番目のブロックの k 番目のサブキャリアで伝送されるデータシンボルを意味する。

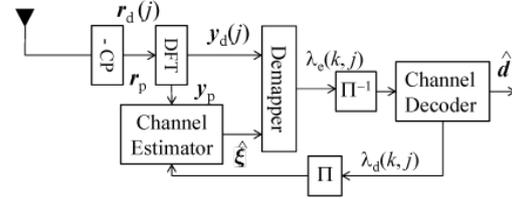
OFDM 信号を形成するため各ブロックに IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) を適用すると、送信信号 $s_d(j)$ は次式で表される。

$$s_d(j) = \mathbf{F}^H \mathbf{x}_d(j) \quad (1)$$

ここで、 \cdot^H はあるベクトルあるいは行列の複素共役転置を表す。 \mathbf{F} はサイズ $K \times K$ の DFT 行列である。次に、 $s_d(j)$ の前方に長さ L_{CP} の CP (Cyclic Prefix) が付加され、周波数選択性フェージング通信路を介して受信機へと送信される。



(a) 送信機



(b) 受信機

図 1 OFDM 送受信機構成

図 1(b) の受信機ではまず CP が除去され、その受信信号は次式で表される。

$$\mathbf{r}_d(j) = \mathbf{H} \mathbf{s}_d(j) + \mathbf{n}_d(j) \quad (2)$$

ここで、 \mathbf{H} はサイズ $K \times K$ の巡回通信路行列であり、サイズ $K \times 1$ の周波数選択性フェージング通信路のインパルス応答 $\mathbf{h} = [h(1), \dots, h(l), \dots, h(L), 0, \dots, 0]^T$ を要素に持つ。 $h(l)$ 及び L は周波数選択性フェージング通信路の複素フェージング係数及び通信路メモリ長であり、 $L \leq L_{CP}$ とする。式(2)の第二項の $\mathbf{n}_d(j) = [n_d(1, j), \dots, n_d(k, j), \dots, n_d(K, j)]^T$ は受信機における平均 0、分散 N_0 の加法性白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) ベクトルである。受信信号 $\mathbf{r}_d(j)$ に DFT を適用すると、次式が得られる。

$$\mathbf{y}_d(j) = \mathbf{F} \mathbf{r}_d(j) = \mathbf{E} \mathbf{x}_d(j) + \mathbf{v}_d(j) \quad (3)$$

ただし、 $\mathbf{E} = \mathbf{F} \mathbf{H} \mathbf{F}^H$ は周波数領域における通信路行列を表す対角行列であり、サイズ $K \times 1$ の伝搬路の周波数応答ベクトル $\boldsymbol{\xi} = \sqrt{K} \mathbf{F} \mathbf{h} = [\xi(1), \dots, \xi(k), \dots, \xi(K)]^T$ を要素に持つ。式(3)の第二項の $\mathbf{v}_d(j) = \mathbf{F} \mathbf{n}_d(j) = [v_d(1, j), \dots, v_d(k, j), \dots, v_d(K, j)]^T$ はガウス雑音のスペクトルである。ここで、 \mathbf{E} が対角行列であることから、式(3)を次式で表記し直すことができる。

$$y_d(k, j) = \xi(k) x_d(k, j) + v_d(k, j) \quad (4)$$

(2) 伝搬路推定

同期検波ではフェージング現象による信号のひずみを補償するため、受信機側で伝搬路のフェージング係数 $\xi(k)$ を推定しなければならない。そのため、送信機側でデータシンボル系列を送信する前にパイロットシンボル系列を送信する。図 1(a) におけるパイロット信号生成器によって、1 シンボル当りの平均エネルギー E_p を持つパイロットシンボル $\mathbf{x}_p = [x_p(1), \dots, x_p(k), \dots, x_p(K)]^T$ が生成される。式(3)と同様、受信パイロットシンボル y_p は次式で表される。

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{E}\mathbf{x}_p + \mathbf{v}_p \quad (5)$$

ただし、 $\mathbf{v}_p = [v_p(1), \dots, v_p(k), \dots, v_p(K)]^T$ は受信機における平均 0、分散 N_0 の AWGN の雑音ベクトルである。便宜上、式(5)を次式で表現し直す。

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{X}_p \xi + \mathbf{v}_p \quad (6)$$

ただし、 \mathbf{X}_p はサイズ $K \times K$ の対角行列であり、 \mathbf{x}_p の各要素を対角要素に持つ。次に、図 1(b) における伝搬路推定器によってフェージング係数の推定値 $\hat{\xi}$ を求める。例えば、LS (Least Square) 推定を行う場合、推定値は次式で与えられる。

$$\hat{\xi} = \mathbf{X}_p^{-1} \mathbf{y}_p \quad (7)$$

いま、推定値が次式のガウスモデルで表現できると考える。

$$\hat{\xi} = \xi + \mathbf{v}_\xi \quad (8)$$

ここで、 $\mathbf{v}_\xi = [v_\xi(1), \dots, v_\xi(k), \dots, v_\xi(K)]^T$ は伝搬路推定誤差ベクトルであり、LS 推定の場合は $\mathbf{X}_p^{-1} \mathbf{v}_p$ で表される。その結果、伝搬路推定値の二乗平均誤差 (MSE: Mean Square Error) $\sigma_\xi^2(k)$ は次式で表される。

$$\sigma_\xi^2(k) = \mathbb{E}\{|v_\xi(k)|^2\} = \frac{N_0}{E_p} \quad (9)$$

(3) 軟復調器出力外部 LLR と MAP 基準復号器

解析を簡略にするため、変調方式として BPSK 変調 ($x_d \in \{-\sqrt{E_s}, +\sqrt{E_s}\}$, $x_p \in \{-\sqrt{E_p}, +\sqrt{E_p}\}$) を前提とする。 $\sqrt{E_s}$ 及び $\sqrt{E_p}$ はデータ及びパイロットシンボルの平均エネルギーを表す。データシンボル $x_d(k, j)$ の解析を行うため、符号ビット $c_d(k, j)$ を次式のように定義する。

$$\mathbf{c}_d = [\mathbf{c}_d^T(1), \dots, \mathbf{c}_d^T(j), \dots, \mathbf{c}_d^T(J)]^T \quad (10)$$

$$\mathbf{c}_d(j) = [c_d(1, j), \dots, c_d(k, j), \dots, c_d(K, j)]^T$$

式(10)より $x_d(k, j)$ は次式で表される。

$$x_d(k, j) = \sqrt{E_s} \tilde{c}_d(k, j) \quad (11)$$

ここで、 $\tilde{c}_d(k, j) = 2c_d(k, j) - 1$ で表される。

図 1(b) の受信機において、受信シンボル $y_d(k, j)$ に応じて軟復調器は外部 LLR を算出する。伝搬路推定が完全に行われると仮定する場合、正確なフェージング係数 $\xi(k)$ を受信機で用いることができ、その際、BPSK 変調時における外部 LLR は次式で表される。

$$\begin{aligned} \lambda_c(k, j) &= \ln \frac{p(y_d(k, j) | c_d(k, j) = 1)}{p(y_d(k, j) | c_d(k, j) = 0)} \\ &= 4 \sqrt{\frac{\gamma}{N_0}} \Re[\xi^*(k) y_d(k, j)] \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、 $\gamma = E_s / N_0$ は信号対雑音電力比 (SNR: Signal to Noise power Ratio), $\Re[\cdot]$ と $*$ は複素数の実部と複素共役を表す。

続いて、通信路復号器にデインターリーブされた外部 LLR $\lambda_c(k, j)$ が入力され、誤り訂正のために MAP (Maximum A-posteriori Probability) 復号が行われる。畳み込み符号及びターボ符号を用いる場合、BCJR

(Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv) アルゴリズムにより情報ビット系列の推定値 $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}(1), \dots, \hat{d}(m), \dots, \hat{d}(M)]^T$ が算出される。

(4) 伝搬路推定誤差存在時における外部 LLR

ここではインデックス k 及び j の表記を省略しても普遍性を損なわず、かつ簡略化できる限りそれらの表記を省略する。観測可能な変数である z を次式のように変形する。

$$z = 4 \sqrt{\frac{\gamma}{N_0}} \Re[\xi^* y_d] = \sqrt{\beta} (|a|^2 - |b|^2) \quad (13)$$

ただし、 $1/\beta = \gamma \sigma_\xi^2$ である。 a, b は複素ガウス変数であり、次式で与えられる。

$$a = \sqrt{\gamma} \left(\hat{\xi} + \frac{y_d}{\sqrt{E_s \beta}} \right), b = \sqrt{\gamma} \left(\hat{\xi} - \frac{y_d}{\sqrt{E_s \beta}} \right) \quad (14)$$

また、 a と b の平均と分散はそれぞれ

$$\mu_a(x_d) = \mathbb{E}\{a\} = \sqrt{\gamma} \left(1 + \frac{x_d}{\sqrt{E_s \beta}} \right) \xi \quad (15)$$

$$\mu_b(x_d) = \mathbb{E}\{b\} = \sqrt{\gamma} \left(1 - \frac{x_d}{\sqrt{E_s \beta}} \right) \xi$$

$$\begin{aligned} N_a &= \mathbb{E}\{|a - \mu_a(x_d)|^2\} \\ &= N_b = \mathbb{E}\{|b - \mu_b(x_d)|^2\} = \frac{2}{\beta} \end{aligned} \quad (16)$$

で表される。変数変換を行う上での一番重要な点は a と b の共分散が 0、つまり、 $\mathbb{E}\{(a - \mu_a(x_d))(b - \mu_b(x_d))\} = 0$ となる点である。ここでは a と b が独立であるため、尤度関数 $p(z | c_d) = p(z | x_d)$ は a と b の結合確率密度関数として次式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} p(z | x_d) &= p(a, b | x_d) = p(a | x_d) p(b | x_d) \\ &= \frac{1}{\pi^2 N_a N_b} \exp\left(-\frac{|a - \mu_a(x_d)|^2}{N_a} - \frac{|b - \mu_b(x_d)|^2}{N_b}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

ここで、 $p(z | x_d)$ に含まれる平均 $\mu_a(x_d)$ と $\mu_b(x_d)$ は正確なフェージング係数 ξ を含んでいるため、 $p(z | x_d)$ を求めるためには ξ が必要となる。

遅延検波の原理と同様に $p(g | x_d)$ ($g \in \{a, b\}$) の極座標変換を行い、さらに、位相成分に関して周辺積分を行うことで、仲上ライス分布に従う周辺確率密度関数 $p(g | x_d)$ が得られる。仲上ライス分布に基づき、伝搬路推定誤差が存在する状況下においても次式の結合尤度関数を得ることができる。

$$\begin{aligned} p(|a|, |b| | x_d) &= \frac{|a| |b|}{N_a N_b} \exp\left(-\frac{|a|^2 + |\mu_a(x_d)|^2}{N_a}\right) \\ &\cdot \exp\left(-\frac{|b|^2 + |\mu_b(x_d)|^2}{N_b}\right) \\ &\cdot I_0\left(\frac{2|a| |\mu_a(x_d)|}{N_a}\right) I_0\left(\frac{2|b| |\mu_b(x_d)|}{N_b}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

ここで、 $I_0(\cdot)$ は第1種0次の変形ベッセル関数である。

MAP復号器において、式(18)によって得られた尤度関数を用いることもできるが、これを用いて復号器処理を行うと計算量が膨大となってしまう。よって、MAP復号器における計算の複雑さを緩和するため、次式のように外部LLR λ_z を定義する。

$$\lambda_z = \ln \frac{p(|a|, |b| | c_d = 1)}{p(|a|, |b| | c_d = 0)} = \ln \frac{p(|a|, |b| | x_d = +\sqrt{E_s})}{p(|a|, |b| | x_d = -\sqrt{E_s})} \quad (19)$$

$$= \ln \frac{I_0\left(\frac{2|a|\mu_a(+\sqrt{E_s})|}{N_a}\right) I_0\left(\frac{2|b|\mu_b(+\sqrt{E_s})|}{N_b}\right)}{I_0\left(\frac{2|a|\mu_a(-\sqrt{E_s})|}{N_a}\right) I_0\left(\frac{2|b|\mu_b(-\sqrt{E_s})|}{N_b}\right)}$$

(5) 繰り返し伝搬路推定への拡張

図1(b)にはデジタル符号の復号器出力からアナログ符号の一種である伝搬路推定器へのフィードバック線が描かれている。これは繰り返し伝搬路推定時に活用するものである。MAP復号器では $c_d(k, j)$ に対応する事後LLR $\lambda_d(k, j)$ が得られ、その硬判定値を次式のように定義する。

$$\hat{x}_d(k, j) = \begin{cases} \sqrt{E_s} \text{sign}[\lambda_d(k, j)] & (|\lambda_d(k, j)| \geq \eta) \\ 0 & (|\lambda_d(k, j)| < \eta) \end{cases} \quad (20)$$

ただし、 η は硬判定のしきい値を表し、その値により $\lambda_d(k, j)$ の硬判定値の信頼性が十分か否かを判定する。信頼性が十分に高いと判断された $\lambda_d(k, j)$ は新たなパイロットシンボルとして用いることができる。通信路復号処理を行った後、フェージング係数の推定値 $\hat{\xi}$ は次式で更新される。

$$\hat{\xi} = [\hat{\mathbf{X}}\hat{\mathbf{X}}^H]^{-1} \hat{\mathbf{X}}^H \mathbf{y} \quad (21)$$

ここで、

$$\hat{\mathbf{X}} = [\mathbf{X}_p, \hat{\mathbf{X}}_d(1), \dots, \hat{\mathbf{X}}_d(j), \dots, \hat{\mathbf{X}}_d(J)]^T \quad (22)$$

であり、 $\hat{\mathbf{X}}_d(j)$ は $\hat{\mathbf{x}}_d(j) = [\hat{x}_d(1, j), \dots, \hat{x}_d(k, j), \dots, \hat{x}_d(K, j)]^T$ を対角要素を持つ対角行列を表す。さらに、 $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_p^T, \mathbf{y}_d^T(1), \dots, \mathbf{y}_d^T(j), \dots, \mathbf{y}_d^T(J)]^T$ である。自己雑音伝搬を抑圧した復号処理を行うため、 $\hat{\mathbf{x}}_d(j)$ をもとに $j+1$ 番目の値を強制的に0としている外部シンボルレプリカを定義する。以上の結果、更新された伝搬路推定値のMSE $\sigma_{\xi}^2(k)$ は次式で得られる。

$$\sigma_{\xi}^2(k) \approx \frac{N_0}{E_p + \hat{J}(k)E_s} \quad (23)$$

ここで、 $\hat{J}(k)$ は外部シンボルレプリカにおける $[\hat{x}_d(1, j), \dots, \hat{x}_d(k, j-1), 0, \hat{x}_d(k, j+1), \dots, \hat{x}_d(K, j)]^T$ の要素の中で非ゼロの要素の数を表している。

外部LLRの硬判定値が判定誤りを起こして

いた場合、式(23)は正確な値とはならないが、しきい値 η を適切に設定することで十分な近似を得ることができる。更新された $\hat{\xi}$ 及び β を式(19)に代入することで外部LLR $\lambda_z(k, j)$ が算出される。通信路復号器と伝搬路推定器の間でのLLRの交換を一定の回数繰り返すことでより信頼性のある外部LLRが得られる。このように、より厳密に定義したLLRを活用することで、EXIT解析の信頼性を改善することができ、デジタル-アナログ接続符号に存在するモジュール間の不整合性をより厳密に把握することができる。

(6) 仮想作動符号化への拡張

繰り返し伝搬路推定では、より正確な伝搬路推定値を得ることを目的としていたが、式(19)が本来伝搬路推定を必要としない遅延検波の構造を有している。この点に着目し、作動符号化が送信機側で施されていない受信信号に対しても、式(19)に準じた形(時刻 $k-1$ と k の受信シンボルの相関値)でLLRを算出し、EXIT解析の視点から、モジュール間の不整合性を取り除くことで、信号検出を可能とする方式を提案した。

この方式の副効果は、遅延検波をベースとしているため、送信機側と受信機側の時間同期と周波数同期が厳密に行われていなくても動作する点である。

(7) その他の拡張

LLRに基づく繰り返し信号検出法を、ここまでのOFDMだけではなく、IoT端末の通信方式の一種であるBLEの標準規格に展開した。独立成分分析(ICA: Independent Component Analysis)を用いたパイロット系列を必要としないブラインド検出について検討を行った。また、通信路符号化が施されていないBLEシステムでGFSK(Gaussian filtered Frequency Shift Keying)とCRC(Cyclic Redundancy Check)符号に含まれるトレリス構造を活用して、繰り返し信号検出を行い、GFSKとCRCモジュール間の不整合性を取り除くことで、信号検出精度を高める手法も提案した。また、本研究の中心的検討課題である、自己雑音伝搬を抑圧するLLRの再定義を、送受信アンテナ数が多数存在する大規模MIMO(Multiple-Input Multiple Output)システムにおいても検討し、繰り返し信号処理の振る舞いを改善する正規化手法も提案した。

4. 研究成果

(1) 伝搬路推定誤差存在時における外部LLR
式(19)の外部LLR λ_z の有効性を確認するため、計算機シミュレーションを行った。通信路符号化器として生成多項式 $[1, 15/13]_{\text{oct}}$ のターボ符号(符号化率 1/2, メモリ長 2)を用いる。ターボ符号器では符号ビット系列 $U = 256$ を形成するために情報ビット系列 $M = 128$ を符号化する。DFTサイズ $K = 64$ 及びCP長 $L_{\text{CP}} = 16$ とし、符号ビットを $J = 4$

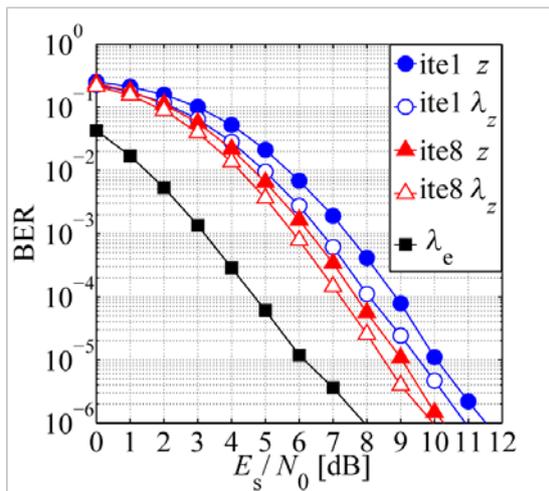


図2 平均受信 $E_s=N_0$ に対する BER 特性
($\eta=4$)

ブロックに分割して送信する。通信路復号器では修正項付き Log-MAP 復号を用い、復号器内の繰り返し回数を 8 回とする。通信路モデルを等電力 16 波レイリーフェージングと仮定する。

LS 推定による平均受信 E_s/N_0 に対する BER 特性を図 2 に示す。ただし、ここでは、 $|\kappa|$ に関する知識が完全に得られているものとする。“itel z ”及び“itel λ_z ”で示された曲線は伝搬路推定誤差がある場合においても式 (12) を用いた場合、及び式 (19) を用いて繰り返しを行わず OFDM 伝送を行った場合の特性を示す。一方で、“ite8 z ”及び“ite8 λ_z ”は 8 回の繰り返し伝搬路推定を行った場合の特性を示す。“ λ_e ”は伝搬路推定が完全に行えた場合の特性を示す。

繰り返しを行わない“itel z ”及び“itel λ_z ”に着目すると、外部 LLR λ_z の有効性が確認できる。より具体的に BER= 10^{-5} において LS 推定では 0.5 dB の利得が得られる。繰り返しを用いた場合である“ite8 z ”及び“ite8 λ_z ”を比較すると、BER= 10^{-5} において 0.6 dB の利得が得られる。

(2) 仮想作動符号化への拡張

提案する仮想作動符号化の有効性を確認するため、計算機シミュレーションを行った。シミュレーション条件は図 2 とほぼ同じである。ただし、図 2 とは異なり、64 ポイント DFT サイズのうち、パイロットトーンを任意の数だけ挿入した。通信路符号化器として生成多項式 $[1, 15/13]_{\text{Oct}}$ の再帰的畳み込み符号 (符号化率 1/2, メモリ長 2) を用いた。

図 2 にフレーム誤り率 (FER: Frame Error Rate) を示す。DIFF は作動符号化を送信機側で行うことを前提とした遅延検波の特性、C は伝搬路推定を行う同期検波、V は提案する仮想作動符号化の特性を示す。凡例中の数字は、パイロットトーンを挿入する間隔を示している。64 ポイントの DFT サイズに対して 4

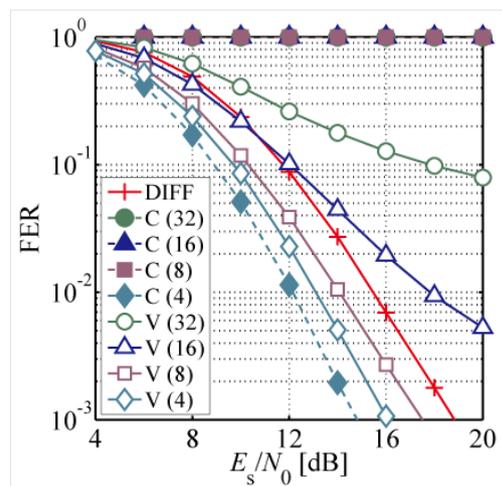


図3 仮想作動符号化システムの FER 特性

ポイント間隔でパイロットトーンが存在する場合、トーン数は 16 本となり潤沢に存在する。このとき、提案方式よりも同期検波の方が優れた特性を示すものの、それ以上の間隔でパイロットトーンを挿入する場合には提案方式が有効であることを示している。

(3) その他

紙面の関係上、本紙で紹介できる研究成果は一部のみなので、自己雑音伝搬を抑圧する LLR を適用した他の成果については、必要に応じて「5. 主な発表論文」を参照されたい。

5. 主な発表論文等

[雑誌論文] (計 3 件)

- ① T. Takahashi, S. Ibi, S. Sampei, “On Normalization of Matched Filter Belief in GaBP for Large MIMO Detection,” Proc. VTC’16-Fall, 査読有, 2016 年 9 月 (採録決定済) .
- ② S. Ibi, S. Sampei, “Iterative Decoding of Virtual Differentially Coded OFDM Systems,” Proc. VTC’15-Spring, 査読有, 2015 年 5 月, DOI: 10.1109/VTCSpring.2015.7145893.
- ③ H. Sasaki, S. Ibi, S. Sampei, “Extrinsic LLR of Soft-Demapper under Presence of Channel Estimation Errors,” Proc. VTC’13-Fall, 査読有, 2013 年 9 月, DOI: 10.1109/VTCFall.2013.6692205.

[学会発表] (計 12 件)

- ① S. Ibi, S. Sampei, “Iterative Detection and Decoding of Implicitly Concatenated Channel Code in Bluetooth Low Energy,” 信学技報, vol. 116, no. 29, SR2016-22, pp. 75-80, オウル (フィンランド), 2016 年 5 月 17 日.

- ② 瀧川将弘, 衣斐信介, 三瓶政一, “SDMAを適用したBLEのための独立成分分析を用いたパイロットレス信号検出に関する一検討,” 電子情報通信学会 2016年総合大会, B-5-121, 九州大学(福岡県・福岡市), 2016年3月16日.
- ③ 高橋拓海, 衣斐信介, 三瓶政一, “Large MIMO 信号検出のための確率伝搬法における事前情報の規格化に関する一検討,” 電子情報通信学会 2016年総合大会, B-5-120, 九州大学(福岡県・福岡市), 2016年3月16日.
- ④ 衣斐信介, 三瓶政一, “大規模 MIMO のための統計的信号検出,” 信学技報, vol. 115, no. 396, RCS2015-310, pp. 167-172, 関西学院大学(大阪府・大阪市), 2016年1月18日.
- ⑤ 衣斐信介, 三瓶政一, “パリティ圧縮によるレート整合を適用したターボ符号のEXIT解析,” 信学技報, vol. 115, no. 214, IT2015-40, pp. 37-42, 白山菖蒲亭(石川県・加賀市), 2015年9月4日.
- ⑥ 飯田剛基, 衣斐信介, 三瓶政一, “ターボ復号における無相関外部LLRの交換に関する一検討,” 電子情報通信学会 2015年総合大会, B-5-6, 立命館大学(滋賀県・草津市), 2015年3月10日.
- ⑦ 衣斐信介, “大規模 MIMO の確率的見地と5Gへの展開,” MWE2014, パシフィコ横浜(神奈川県・横浜市), 2014年12月10日.
- ⑧ 小暮哲平, 衣斐信介, 三瓶政一, “PDA検出を行うためのチャネル選択基準に関する一検討,” 信学技報, vol. 114, no. 295, RCS2014-216, pp. 107-112, 山形大学(山形県・米沢市), 2014年11月14日.
- ⑨ 小暮哲平, 衣斐信介, 三瓶政一, “チャネル選択を利用したPDA検出に関する一検討,” 信学技報, vol. 114, no. 86, RCS2014-43 pp. 65-70, 沖縄県青年会館(沖縄県・那覇市), 2014年6月17日.
- ⑩ 佐々木浩幸, 衣斐信介, 三瓶政一, “繰り返し伝搬路推定の推定誤差存在時のEXIT解析に関する一検討,” 電子情報通信学会 2014年総合大会, B-5-5, 新潟大学(新潟県・新潟市), 2014年3月18日.
- ⑪ 佐々木浩幸, 衣斐信介, 三瓶政一, “繰り返し伝搬路推定における軟復調器出力外部LLRに関する一検討,” 信学技報, vol. 113, no. 93, RCS2013-63, pp. 153-158, 北海道大学(北海道・札幌市), 2013年6月21日.
- ⑫ 衣斐信介, 三瓶政一, “仮想差動符復号器と疎パイロットを用いた繰り返し復号法に関する一検討,” 信学技報, vol. 113, no. 93, RCS2013-63, pp. 153-158, 石垣市民会館(沖縄県・石垣市), 2013年4月18日.

6. 研究組織

(1) 研究代表者

衣斐 信介 (Shinsuke Ibi)

大阪大学・大学院工学研究科・准教授

研究者番号: 10448087