

非線形ひずみや雑音を有効活用する新しい無線通信技術の理論的開拓と実証

代表研究者 小 松 和 暉 豊橋技術科学大学 電気・電子情報工学系 助教
共同研究者 上 原 秀 幸 豊橋技術科学大学 電気・電子情報工学系 教授

1 はじめに

直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) は、直交した複数のサブキャリアを用いて情報を伝送する技術であり、高い周波数利用効率を持つため、無線通信において広く利用されている通信方式である。また、マルチパス伝搬路における周波数選択性通信路による線形ひずみも簡単に補償できるなど、周波数利用効率以外の観点でも様々な利点を持っている。一方で、多数の独立なサブキャリアを同時に伝送するため、時間領域では波形がガウス雑音状になり、信号のピーク電力が高くなる。無線通信では遠方への信号の伝送のために電力増幅器の利用が不可欠であり、このとき、信号のピーク電力対平均電力比が大きくなればなるほどに、電力増幅器において非線形ひずみが生じる問題がある。非線形ひずみは、周波数軸で見れば信号の帯域内及び帯域外に雑音状に分布し、帯域内に乗るひずみは信号の品質劣化を招き、帯域外へ放射されるひずみは隣接チャネルに対する干渉となる。このように、無線通信システムにおいて非線形ひずみは重要な課題であり、特に OFDM 信号ではその問題がより厳しくなる。非線形ひずみや雑音は、無線通信システムにとっては通信誤りを発生させる原因である。そのため、一般的には非線形ひずみや雑音の影響を受けづらい無線通信システムの研究開発をすることがほとんどである[1-6]。しかし、非線形ひずみの補償や雑音への耐性技術は無線通信システムを複雑化させ、無線端末の製造コストの増加や消費電力の増加につながる。

一方で、非線形性と雑音があるシステムにおいて、雑音が非線形性を和らげる確率共鳴現象がさまざまな分野で研究されている。本研究課題では、このような確率共鳴現象や非線形システムの特徴を利用して新しい無線通信技術を開拓し、特に無線送受信技術の低コスト化や低消費電力化を目指す。特に、本報告では実装複雑度の低い送信機側のひずみ低減手法に着目する。提案するサブキャリア位相ランダム化法は、従来の OFDM 受信機構成を維持したまま、2 値位相偏移変調 (Binary Phase Shift Keying: BPSK) の判定軸上に現れる有効な非線形ひずみ電力を低減する。 L を OFDM の有効サブキャリア数とすると、提案手法に必要な前処理の計算量は $O(L)$ である。提案手法は、従来の OFDM 受信機構成を変更することなく、極めて低い計算量で非線形ひずみに対する耐性を向上させる。なお、本報告の詳細は文献[20]に示す。

2 位相ランダム化を用いる BPSK-OFDM システム

2-1 システムモデル

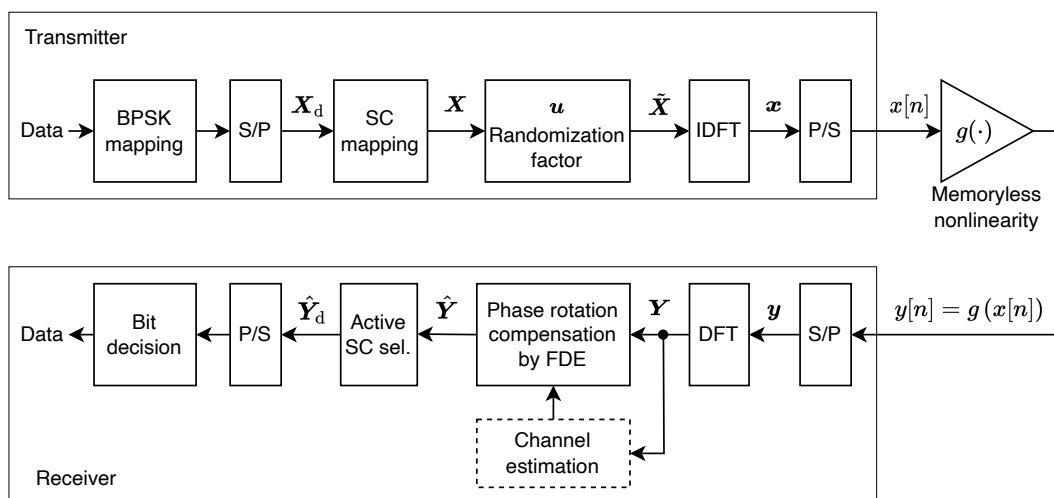


図 1 システムブロック図

図 1 に、提案手法のシステムモデルを示す．本稿では、情報ビットを BPSK シンボルに変調し、 N 点逆高速フーリエ変換 (Inverse Fast Fourier Transform: IFFT) によって L 本のアクティブサブキャリアを有する OFDM 信号にマッピングする送信システムを想定する．全てのアクティブサブキャリアを同相軸上のコンステレーションに配置する従来の BPSK-OFDM と異なり、提案送信機ではアクティブサブキャリアの半数を同相軸、残り半数を直交軸にランダムに割り当てる．このサブキャリア位相方向のランダム化により、BPSK 判定軸上での有効ひずみ電力が低減され、メモリレス非線形性に起因する BER 劣化が緩和される．

本システムモデルでは、メモリレス非線形性のみに起因するビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) 劣化に焦点を当てるため、加法性雑音は無視する．雑音の影響については、ハードウェア実験において、入力雑音が存在する条件下で非線形デバイスを動作させて評価する．

送信機では、まず入力情報ビットを BPSK シンボルに変調し、各サブキャリアに割り当てる． L 本のアクティブサブキャリアに割り当てられる BPSK データシンボルは、次式で表される：

$$\mathbf{X}_d = [X_{d,1}, X_{d,2}, \dots, X_{d,L}]^T \in \{+1, -1\}^L$$

ここで、 $X_{d,l} \in \{+1, -1\}$ は l 番目の BPSK シンボルを表す．次に、“SC mapping”ブロックにより、これら L 個のシンボルを N 本のサブキャリア上に配置する．サブキャリアマッピング後の OFDM シンボルのサブキャリアベクトルは、次式で表される：

$$\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T = [0, X_{d,1}, X_{d,2}, \dots, X_{d,L/2}, 0, \dots, 0, X_{d,L/2+1}, \dots, X_{d,L}]^T \in \mathbb{C}^N$$

ここで、 X_k は k 番目の OFDM サブキャリアに割り当てられた複素周波数領域シンボルを表す．このサブキャリアマッピングでは、DC サブキャリア ($k = 0$) をヌルとし、アクティブサブキャリアがその周囲に対称となるように、 L 個の BPSK シンボルを N 本のサブキャリアに配置する．さらに、アクティブサブキャリアの周波数インデックス集合 $\mathcal{K}_{\text{act}}$ を次式で定義する：

$$\mathcal{K}_{\text{act}} = \{1, 2, \dots, L/2\} \cup \{N - L/2, \dots, N - 1\}$$

次に、“Randomization factor”ブロックにおいて、サブキャリアごとの位相回転係数を乗算すること、各アクティブサブキャリアを実軸または虚軸のいずれかに割り当てる．軸ランダム化後の周波数領域シンボルベクトル $\tilde{\mathbf{X}}$ は、 $\mathbf{X}$ とランダム化係数ベクトルの要素ごとの積として次式で表される：

$$\tilde{\mathbf{X}} = [\tilde{X}_0, \tilde{X}_1, \dots, \tilde{X}_{N-1}]^T = \mathbf{X} \circ \mathbf{u} = [u_0 X_0, u_1 X_1, \dots, u_{N-1} X_{N-1}]^T,$$

ここで、 $\tilde{X}_k$ は $\tilde{\mathbf{X}}$ の k 番目のサブキャリア成分を表し、 $\mathbf{u}$ は次式で定義されるランダム化係数ベクトルである：

$$\mathbf{u} = [u_0, u_1, \dots, u_{N-1}]^T, \quad u_k = \begin{cases} 1 & \text{or } j, \quad k \in \mathcal{K}_{\text{act}} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

ランダム化係数 u_k は、各サブキャリアシンボルの位相を 0 または $\pi/2$ だけ回転させる．提案手法では、アクティブサブキャリア上の各 BPSK シンボル X_k に対して、対応する係数 $u_k \in \{1, j\}$ を乗算することで軸ランダム化を適用する． L 本のアクティブサブキャリアのうち、ちょうど $L/2$ 本に $u_k = 1$ (実軸 BPSK) を割り当て、残りの $L/2$ 本に $u_k = j$ (虚軸 BPSK) を割り当てる． $u_k = 1$ の場合、BPSK シンボルは実軸上 ($\tilde{X}_k \in \{+1, -1\}$) に留まり、 $u_k = j$ の場合、虚軸上 ($\tilde{X}_k \in \{+j, -j\}$) へ回転される．なお、ランダム化係数 $\mathbf{u}$ は静的に決定でき、各 OFDM シンボルで同一パターンを再利用可能である．また、ランダム化係数 $\mathbf{u}$ を送受信機間で事前共有すれば、サイド情報伝送は不要となる．しかし本稿では、実用的な OFDM システムで広く用いられるパイロット支援 FDE により、 $\mathbf{u}$ の事前知識がなくても $\mathbf{u}$ に起因する位相回転を補償できるため、 $\mathbf{u}$ は送受信機間で共有しないものとする．すなわち、提案手法に対しても従来の OFDM 受信機構成を変更せずに利用できる．

次に、IDFT ブロックは $\tilde{\mathbf{X}}$ に N 点 IDFT を適用することで、時間領域 OFDM 信号を生成する：

$$\mathbf{x} = [x[0], x[1], \dots, x[N-1]]^T = \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{X}}$$

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn}$$

ここで、 $\mathbf{W}$ は DFT 行列を表し、その (k, n) 番目の要素は以下で与えられる：

$$W_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{L}} e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

スケーリング係数 $1/\sqrt{L}$ は、時間領域 OFDM 信号の平均電力を 1 に正規化するために導入されていることに注

意する．すなわち $\mathbb{E}[|x[n]|^2] = 1$ であり、ユニタリ DFT の正規化係数である $1/\sqrt{N}$ と異なる．P/S 変換後、離

散時間送信信号 $x[n]$ が得られる。複数のサブキャリアの重ね合わせのため、OFDM 信号は高い PAPR を有する。 L および N が十分に大きい場合、 $x[n]$ はゼロ平均円対称複素ガウス過程として良好に近似できる [12]。

最後に、 $x[n]$ は無記憶非線形性 $g(\cdot)$ を通過する。一般的な無記憶非線形システム $g(\cdot)$ は、入力信号の振幅に依存する出力の振幅と位相を有する AM-AM/PM 非線形性、および等価ベースバンド領域で同相 (I) および直交 (Q) 成分に独立に影響を与えるデカルト型非線形性を含む場合がある。前者の例は電力増幅器の AM-AM/PM 非線形性であり、後者の例は少数ビット ADC で観測されるクリッピングおよび量子化動作である。本論文では、非線形ひずみのみに焦点を当てる。したがって、無記憶非線形チャネルが DC オフセットおよび IQ インバランスを示さないと仮定し、ベースバンドモデル $g(\cdot)$ は定数バイアスまたはミラーイメージ成分を発生させないものとする。

受信機において、無記憶非線形システム通過後の受信信号は次式で与えられる：

$$y[n] = g(x[n]), \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

OFDM 復調のために、受信機は時間領域サンプルに N 点 DFT を適用し、周波数領域のサブキャリアシンボルへ変換する。受信シンボルベクトル $\mathbf{Y}$ は次式で与えられる：

$$\mathbf{Y} = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}]^T = \frac{L}{N} \mathbf{W} \mathbf{y}$$

ここで、 Y_k は位相補償前の k 番目サブキャリア上の受信周波数領域シンボルを表し、 $\mathbf{y} =$

$[y[0], y[1], \dots, y[N-1]]^T$ は受信 OFDM シンボルを表す。スケーリング係数 L/N は、送信側 IDFT で採用した非ユニタリ正規化を補償し、周波数領域の正しいスケーリングを回復するためのものである。

提案システムでは、ランダム化係数 u_k を含むサブキャリアごとの位相回転を除去するために、FDE に基づく位相補償を行うと仮定する。具体的には、アクティブサブキャリアにおけるサブキャリアごとのチャネル周波数応答を推定するために、ランダム化 OFDM のパイロットシンボルを M 個送信する。 k 番目サブキャリアにおける m 番目の送信・受信パイロットシンボルをそれぞれ $X_{\text{pilot},k}^{(m)}$ および $Y_{\text{pilot},k}^{(m)}$ とすると、 k 番目サブキャリア

アで M 個のパイロットシンボルから得られる u_k による位相回転を含むチャネル応答の周波数領域推定値 $\bar{H}_k$ は次式で与えられる：

$$\bar{H}_k = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{Y_{\text{pilot},k}^{(m)}}{X_{\text{pilot},k}^{(m)}}, \quad k \in \mathcal{K}_{\text{act}}$$

大数の法則に基づく上式の精度は、ハードウェア実験結果により、 $M = 10$ で十分であることが確認されている。次に、各アクティブサブキャリアの位相回転を補償するため、受信機は受信シンボル Y_k に推定位相因子の共役を乗算する。位相補償後の周波数領域シンボルベクトルを $\mathbf{Y}$ とすると、次式で与えられる：

$$\mathbf{Y} = [\hat{Y}_0, \hat{Y}_1, \dots, \hat{Y}_{N-1}]^T, \quad \hat{Y}_k = \begin{cases} Y_k \exp[-j \arg(\bar{H}_k)], & k \in \mathcal{K}_{\text{act}} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

さらに、受信機は $\mathbf{Y}$ から L 個のアクティブサブキャリアを抽出する。アクティブサブキャリア上の等化後シンボルベクトルを $\hat{\mathbf{Y}}_d$ とすると、次式で与えられる：

$$\hat{\mathbf{Y}}_d = [\hat{Y}_1, \hat{Y}_2, \dots, \hat{Y}_{L/2}, \hat{Y}_{N-L/2}, \dots, \hat{Y}_{N-1}]^T$$

最後に、 $\hat{\mathbf{Y}}_d$ に対して P/S 変換およびビット判定を行うことで、送信ビット系列を復元する。FDE は送信機で付与されたランダム化係数 $u_k \in \{1, j\}$ も除去するため、受信機はランダム化パターンを明示的に知る必要がない。

2-2 提案手法の BER 改善メカニズム

本節では、無記憶非線形チャネル $g(x)$ に提案法を適用したとき、従来法と比較してなぜ BER が改善されるのかを説明する。直観を得るため、まず出力位相が入力位相と等しい AM-AM 無記憶非線形の場合について、BER 改善メカニズムを示す。 $g(x)$ が AM-AM 非線形を表すとき、雑音を無視すると $g(x)$ に対する受信周波数領域シンボル Y_k は次式で表される：

$$Y_k = a \tilde{X}_k + D_k$$

ここで、 $a \in \mathbb{R}$ は第 k サブキャリアにおける線形成分を表し、 D_k は $a \tilde{X}_k$ と無相関な非線形ひずみ成分を表す。AM-AM 非線形系では出力位相が入力位相と等しいため、 Y_k は $\tilde{X}_k$ の位相を保持する必要がある。し

たがって、線形係数 a だけでなく、 D_k に含まれる非線形係数も実数となる。サブキャリア数が十分大きい場合、中心極限定理により D_k は近似的にガウス分布に従うため、 Y_k は $a\tilde{X}_k$ を中心とするガウス分布となる。

次に、従来法では D_k が実ガウス分布となる一方、提案法では円対称複素ガウス (Circularly Symmetric Complex Gaussian: CSCG) 分布となることを示す。周波数領域シンボル $\tilde{X}_k$ を用いて三次項 $x[n]|x[n]|^2$ を展開すると、次式を得る：

$$\begin{aligned} x[n]|x[n]|^2 &= (x[n])^2(x[n])^* \\ &= \left(\frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{k_1=0}^{N-1} \tilde{X}_{k_1} e^{j\frac{2\pi}{N}k_1n} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{k_2=0}^{N-1} \tilde{X}_{k_2} e^{j\frac{2\pi}{N}k_2n} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{k_3=0}^{N-1} \tilde{X}_{k_3}^* e^{-j\frac{2\pi}{N}k_3n} \right) \\ &= \frac{1}{L^{3/2}} \sum_{k_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-1} \sum_{k_3=0}^{N-1} \tilde{X}_{k_1} \tilde{X}_{k_2} \tilde{X}_{k_3}^* e^{j\frac{2\pi}{N}(k_1+k_2-k_3)n} \\ &= \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{k=0}^{N-1} D_k^{(3)} e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \end{aligned}$$

ここで、 $D_k^{(3)}$ は次式で表される三次ひずみである：

$$D_k^{(3)} = \frac{1}{L} \sum_{k_1+k_2-k_3=k} \tilde{X}_{k_1} \tilde{X}_{k_2} \tilde{X}_{k_3}^*$$

従来法（実数値 BPSK）の場合、アクティブサブキャリア上で $\tilde{X}_k \in \{\pm 1\}$ であるため、各積 $\tilde{X}_{k_1} \tilde{X}_{k_2} \tilde{X}_{k_3}^*$ は実

数値 (± 1) となる。したがって、中心極限定理により $D_k^{(3)}$ は実ガウス分布となる。なお、中心極限定理

に基づく $D_k^{(3)}$ のガウス近似は、シミュレーションおよびハードウェア実験で用いた $L = 256$ に対して十分高精度である。同様に、他次数のひずみ成分も実ガウス分布に従う。AM-AM 非線形では非線形係数がすべて実数であるため、これら実ガウスひずみ成分の任意の線形結合も実ガウスのままであり、したがって D_k も実ガウスとなる。BER 劣化に効く有効ひずみ電力は、全ひずみ電力のうち実軸成分の電力に等しい。全ひずみ電力を σ_D^2 と書くと、従来法の有効ひずみ電力は σ_D^2 となる。

一方、提案法では、アクティブサブキャリア上で $\tilde{X}_k \in \{\pm 1, \pm j\}$ が等確率で現れる。このとき、各積 $\tilde{X}_{k_1} \tilde{X}_{k_2} \tilde{X}_{k_3}^*$ は $\{\pm 1, \pm j\}$ の 4 値を等確率で取り、 $D_k^{(3)}$ の実部と虚部は等分散かつ無相関となる。したがっ

て、中心極限定理により $D_k^{(3)}$ は CSCG となる。同じ議論により、他次数のひずみ成分も CSCG となるため、それらの重ね合わせである全ひずみ D_k も CSCG となる。BER 劣化に効く有効ひずみ電力は、全ひずみ電力のうち実軸成分の電力に等しい。全ひずみ電力を σ_D^2 と書くと、提案法の有効ひずみ電力は $\sigma_D^2/2$ となる。

以上より、有効ひずみ電力は従来法と提案法でそれぞれ σ_D^2 および $\sigma_D^2/2$ となる。したがって、提案法は有効ひずみ電力を半減することで BER を改善する。この結論は $g(x)$ が AM-AM の場合に成り立ち、その他の非線形（例：AM-AM/PM やデカルト型非線形）では比が必ずしも $1/2$ にはならない。

なお、本報告では省略したが、詳細な理論解析は本研究成果を発表した論文[20]に記述している。

3 シミュレーション及び実機検証

前節及び論文[20]では、メモリのない一般的な非線形系に対する従来法と提案法の BER 性能を理論的に解析した。本節では、提案手法を無線周波数 (RF) 回路の代表的な非線形素子であるパワーアンプ (PA) と 1 ビッ

ト ADC に適用する．シミュレーションおよび実験結果を理論解析と比較することで，導出式の妥当性と提案した BER 改善手法の実用上の有効性を示す．理論的な BER を計算するには無限項の計算を必要とするが，実際には収束のために和を $p + q \leq 20$ を満たす項までに打ち切っており，これで十分に精度の良い近似が得られる．係数 $G_{p,q}$ は数値積分により評価する．

3-1 位相回転を持たないメモリレス非線形性の場合

位相回転が生じない非線形チャネルの代表例として，AM-AM 特性のみを示す PA を考える．数値シミュレーションにより，振幅非線形性の強さと提案法による BER 改善との関係を検証する．シミュレーション結果は，導出式の妥当性を確認するために理論解析と比較する．もっともよく知られた振幅特性のみを持つ増幅器モデルの一つに Rapp モデルがある．入力振幅 $r = |x(t)|$ に対し，Rapp モデルの AM-AM 非線形性は次式で表される．

$$A(r) = \frac{r}{\left(1 + \left(\frac{r}{A_{\text{sat}}}\right)^{2s}\right)^{\frac{1}{2s}}}$$

ここで A_{sat} は出力振幅の漸近的飽和レベル， s は滑らかさを表すパラメータである．以下のシミュレーションおよび理論解析では $s = 1$ を固定する．このとき小信号利得が 1 であるため，入力バックオフ (IBO) を次のように定義する．

$$\text{IBO} = \frac{A_{\text{sat}}^2}{\mathbb{E}[|x|^2]}$$

非線形度を制御するために，IBO は -15 dB から -8 dB までを 0.5 dB 間隔で変化させる．IBO が負である場合，PA は飽和出力が平均入力電力より小さい領域で動作し，深刻なひずみが生じる．

図 2 に示すように，シミュレーション結果は理論解析と良く一致しており，導出した式の妥当性が確認される．IBO の値に関わらず，提案法は従来法と比較して BER を概ね二桁（約 100 倍）改善しており，振幅非線形性の強さが変化しても頑健であることを示している．

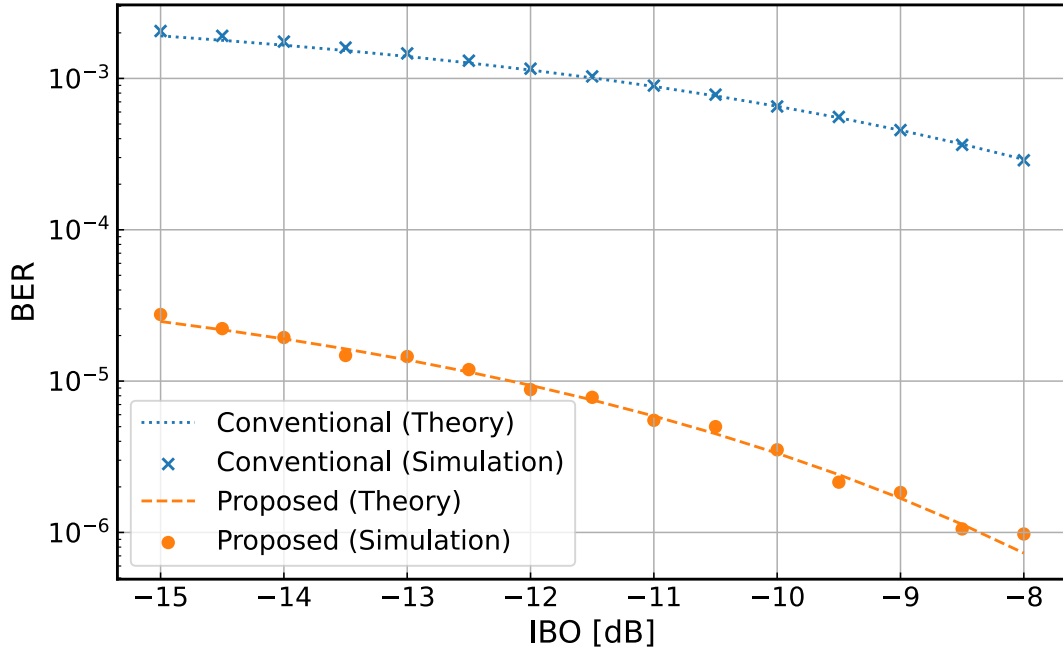


図 2 AM-AM 非線形性を持つ Rapp モデルに対する BER 特性

3-2 位相回転を伴うメモリレス非線形性の場合

位相回転が生じる非線形チャネルの例として AM-AM および AM-PM の両方の非線形性を示す PA を考える．本評価では，位相に関連する非線形性の強さが提案法の BER 改善性能に与える影響を調べる．Saleh モデル[16]を用いて，PA の AM-AM 特性 $A(r)$ と AM-PM 特性 $\Phi(r)$ を表す．ここで $r = |x(t)|$ とすると，

$$A(r) = \frac{A_1 r}{1 + B_1 r^2}$$

$$\Phi(r) = \frac{A_2 r^2}{1 + B_2 r^2}$$

であり、 A_1, B_1, A_2, B_2 は正の定数である。シミュレーションおよび理論解析では $A_1 = B_1 = B_2 = 1$ を固定し、飽和位相回転

$$A_2 = \lim_{r \rightarrow \infty} \Phi(r)$$

を 0 から 3.0 まで 0.1 刻みで変化させることで位相非線形性の強さを制御する。理想的な周波数領域等化 (Frequency Domain Equalization: FDE) による位相補償の後の PA 出力信号についてビット判定を行う。

図 3 より理論解析とシミュレーション結果が良く一致しており、理論導出の正しさが確認される。従来法と提案法の BER は $A_2 = 2.0$ 付近で一致する。このときひずみ成分が線形成分に対して IQ 平面上で約 $\pi/4$ 回転している。この条件下では、従来法における有効ひずみ電力と全ひずみ電力の比が $1/2$ となり、提案法と同じになる。さらに、従来法の BER はある範囲の A_2 でほぼ一定である一方、提案法の BER は飽和位相回転 A_2 が 0 に近づくにつれて改善する。しかしながら、純粋な AM-AM の場合とは異なり、AM-AM/PM の場合では位相ひずみにより信号点配置のランダム化効果が部分的に相殺され、BER の改善が常に単調になるわけではない。総じて、提案法は AM-PM 非線形性が弱い系でより有効であり、これは理論的考察と一致する。特に $A_2 = 0$ のとき系は AM-AM のみの非線形システムに帰着する。

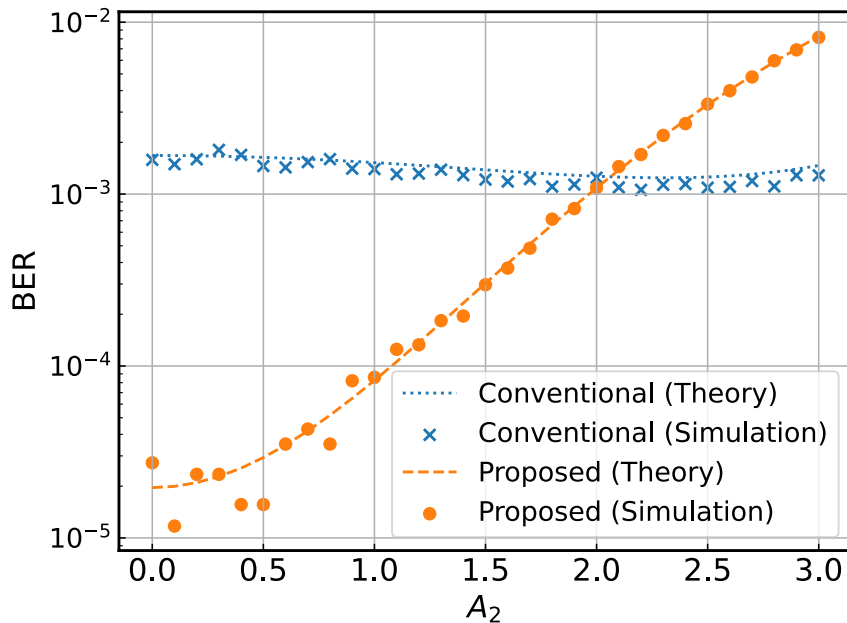


図 3 AM-AM/PM 非線形性を持つ Saleh モデルに対する BER 特性

3-3 同一伝送レートにおける通信路符号付き QPSK-OFDM との BER 比較

提案法と従来の符号化伝送方式を比較するため、同一の伝送レートにおける提案法とレート $1/2$ の畳み込み符号を用いる QPSK-OFDM システムの BER 性能を評価する。提案法では各有効サブキャリアにつき 1 情報ビットをサブキャリア位相ランダム化を用いた BPSK ベースの信号で送信し、従来法は QPSK とレート $1/2$ の畳み込み符号を用いるため、有効伝送レートは同等である。

PA の非線形入出力特性は、単に IBO で特徴づけられる最も単純な条件での比較を行うためハードリミッタでモデル化する。入力複素ベースバンド信号を $x[n]$ とすると、出力 $y[n]$ は次のように表される：

$$y[n] = \begin{cases} x[n], & |x[n]| \leq A_{\text{sat}} \\ A_{\text{sat}} \frac{x[n]}{|x[n]|}, & |x[n]| > A_{\text{sat}} \end{cases}$$

ここで A_{sat} は飽和振幅を表す．これまでのシミュレーションと同様に，IBO は次式で定義される．

$$\text{IBO} = \frac{A_{\text{sat}}^2}{\mathbb{E}[|x|^2]}$$

本シミュレーションでは平均入力電力 $\mathbb{E}[|x|^2]$ を固定し，PA の飽和振幅 A_{sat} を変化させることで IBO を変化させる．IBO は -15 dB から -8 dB まで 0.5 dB 間隔で掃引する．従来系は制約長 $K = 2, 3, 7$ の畳み込み符号を採用しており，これは符号器のメモリと誤り訂正能力を決定する．一般に K の値が大きいほど誤り訂正能力は強くなるが，復号複雑度が増加する．

図 4 に示す結果は，検討した IBO 範囲において，提案法が制約長 $K = 2$ の最も単純な符号化 QPSK ベースラインよりも低い BER を達成することを示している．より強力な畳み込み符号（例えば $K = 3$ ）を用いると，符号化された QPSK システムは提案法よりも低い BER を示す． $K = 7$ の場合，上記のシミュレーション条件下では全てのシミュレーションした IBO 値において伝送に誤りは観測されなかった．最後に，従来法は畳み込み符号化およびビタビ復号に伴う計算複雑度の増加があるのに対し，提案法の追加的な計算複雑度は無視できる程度であることに注意されたい．

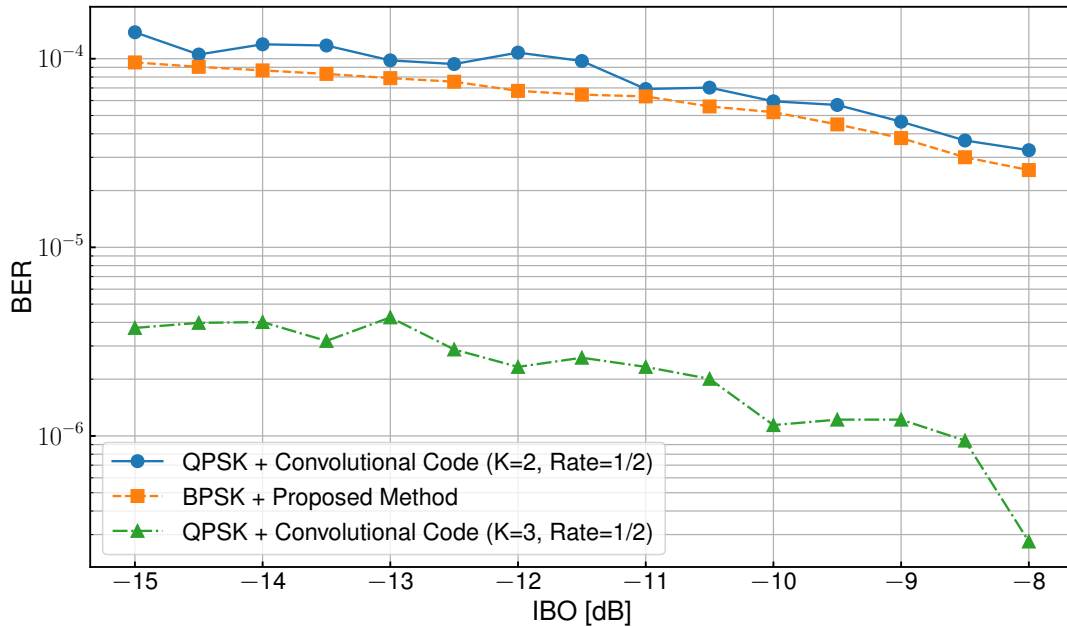


図 4 伝送レートを統一した QPSK-OFDM（レート 1/2 符号化）と提案手法の比較

3-4 入力雑音のある受信側非線形チャネルの場合

受信側の非線形ひずみおよび入力雑音が BER 改善に与える影響を評価するため，1 ビット ADC 受信機を用いた実験を行う．前節のシミュレーションは PA に焦点を当てたが，本手法は PA の非線形性に限定されず，メモリレスな非線形チャネル一般に適用可能である．本節では，I 成分および Q 成分に作用する強い直交座標型のメモリレス非線形の代表例として 1 ビット ADC を用いる．1 ビット ADC を含む低分解能 ADC アーキテクチャは，Massive MIMO や広帯域通信などの低消費電力かつ高速度の受信フロントエンドとしても研究されている [17, 18]．1 ビット ADC は位相回転を伴わない非線形チャネルと見なすこともでき，これは AM-AM 非線形のみを示す PA と類似である．そのような場合，本手法は BER 劣化に寄与するひずみ成分の電力を実効的に半減させる．

1 ビット OFDM 受信機の概略図を図 5 に示す．受信機では，受信信号の実部および虚部をそれぞれ 1 ビット ADC で量子化してから復調を行う．図 6 に実験に用いたシステムを示す．実験セットアップでは，ソフト

ウェア無線 (Software-Defined Radio: SDR) プラットフォームである USRP X310 を用いて BPSK-OFDM 信号を送受信した。受信後にデジタルで加法性雑音を付加し、その後に 1 ビット量子化、位相補償のための周波数領域等化 (FDE)、復調を順に行う。ビット当たりエネルギー対雑音密度比 (E_b/N_0) は巡回プレフィックスを除いたサンプルを用いて算出しており、理論値と測定 BER が適切に一致するようにしている。測定した BER の結果を図 7 に示す。提案手法で得られた最小 BER は 1.30×10^{-6} であり、従来法に比べて約 13 倍の改善を示す。全般において、提案手法の測定 BER は理論予測と良好に一致している。さらに、低い E_b/N_0 領域では、従来法の測定 BER も理論値と良く一致している。これは受信時の SNR が非常に高く、意図的に付加した雑音が USRP 由来のハードウェアひずみや雑音よりも支配的であるためである。加えて、サイクリックプレフィックス (CP) が遅延広がりによる符号間干渉を除去するのに十分に長いため、BER 評価が正確に行われている。

一方で、 E_b/N_0 が概ね 14 dB を超える領域では、従来法の測定 BER が理論曲線よりやや良好な性能を示す。これは実験系の同軸ケーブルや RF 回路による周波数依存の位相回転が原因と考えられる。理由は次の通りである。提案手法は送信信号の各サブキャリアに対してランダムに 0 または $\pi/2$ の位相回転を適用していると解釈でき、これによりひずみの位相がランダム化され、その BER への寄与が実効的に半分になる。同様に、従来法に周波数依存の位相回転が生じる場合、各サブキャリアに追加のランダムな位相ずれが入るため、元々実数値であったひずみスペクトルに虚部成分が導入される。これらの虚部成分は BER 劣化に寄与しないため、従来法の観測された BER はわずかに改善し、提案手法の理論曲線に近づく。

上記の議論は、実験系に存在する周波数依存の位相回転がひずみ成分の位相を部分的にランダム化し、それにより BER への影響を低減させ得ることを示唆している。しかし、周波数依存の位相回転が必ずしもサブキャリア間でのランダム性を意味するわけではない。例えば、チャネルが純粋に遅延のみで構成される場合、その効果は周波数に比例する線形な位相回転として表現できる。これも周波数依存の位相回転をもたらすが、サブキャリア間のランダム性は導入しない。この場合、以下に示すように BER の改善は得られないことが分かる。遅延された受信信号を遅延時間を n_0 として $y'[n]$ と表すと次のようになる：

$$y'[n] = g(x[n - n_0]) = y[n - n_0]$$

すなわち、遅延された信号は元の非線形出力の単なる時間シフトである。両辺に対して N 点離散フーリエ変換を取ると、遅延後の周波数領域記号 Y'_k は次のようになる：

$$Y'_k = Y_k e^{-j\frac{2\pi}{N}kn_0}$$

上式は遅延された周波数領域記号 Y'_k が元の記号 Y_k に位相回転を施したものであることを示している。線形成分とひずみ成分は同じ位相シフトを受けるため、FDE による補償で遅延の効果は完全に打ち消され、受信した周波数領域記号は変化しない。したがって、純粋な遅延チャネルは BER の改善をもたらさない。

補足として、図 7 において、BER は E_b/N_0 の増加に伴い単調に改善するのではなく、ある E_b/N_0 で改善がピークになる。この挙動は、雑音が非線形チャネルの応答を増強する現象である確率共鳴現象に起因する [19]。

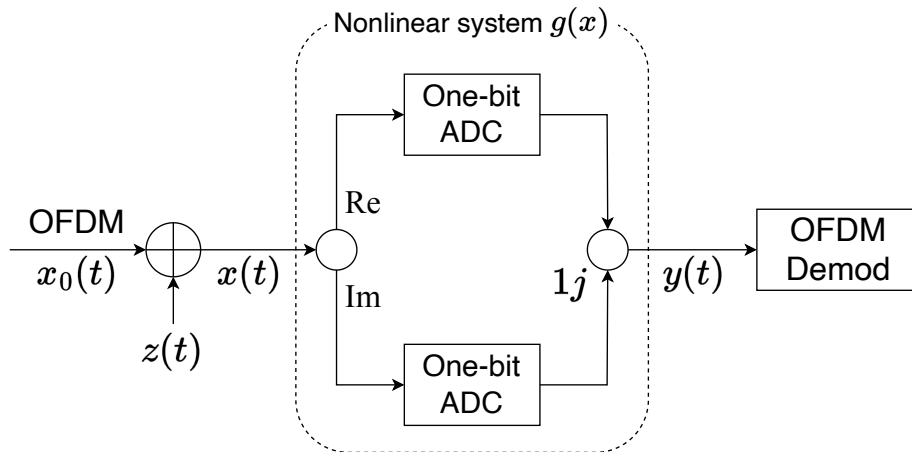


図 5 1 ビット ADC を用いる OFDM 受信機

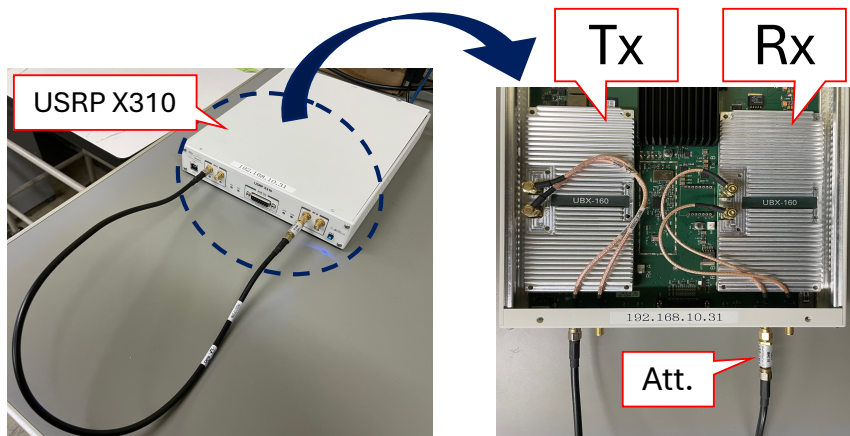


図 6 実機実験システム

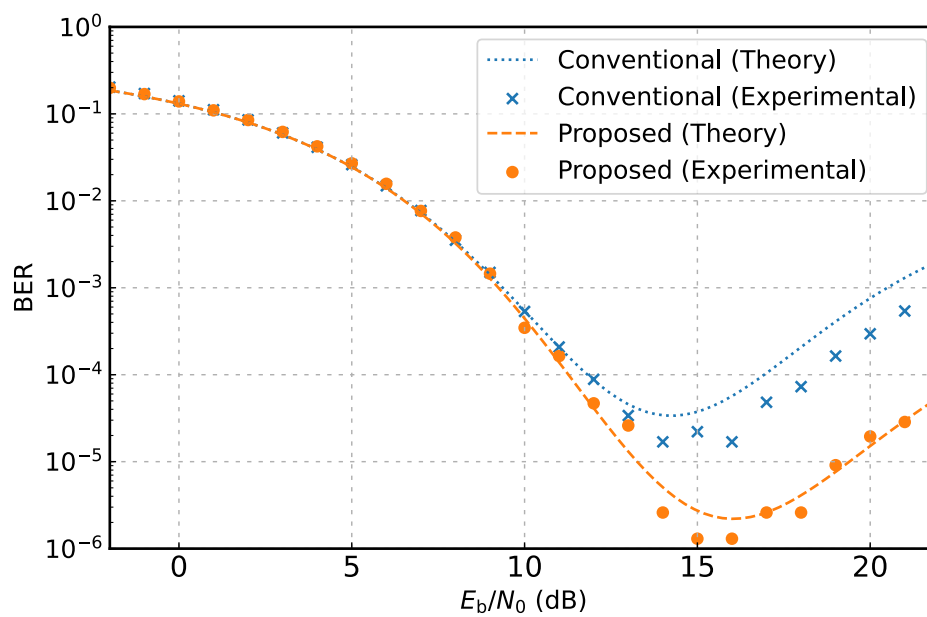


図 7 1 ビット OFDM 受信機における BER 特性評価

4 まとめ

本稿では、メモリレスな非線形チャネル上で伝送される BPSK-OFDM 信号に対するサブキャリア位相ランダム化方式を提案した。提案法は、アクティブなサブキャリアのちょうど半数を実軸上のコンスタレーションに、残りを虚軸上のコンスタレーションにランダムに割り当てることで、BPSK 判別軸上の有効なひずみ電力を低減し、BER 性能を改善することを示した。

任意のメモリレス非線形チャネルに対する提案法の BER 性能を解析するための理論的枠組みを構築した。非線形性をラゲル-フーリエ展開で表現することにより、BER の閉形式解を導出し、従来の BPSK-OFDM と比較して提案法が BER を改善する条件を明確にした。解析の結果、提案法は AM-AM 非線形性が支配的で AM-PM 非線形性が弱いチャネルに対して特に有効であることが示された。

理論解析の妥当性は、実用的な PA モデルを用いたシミュレーションおよびハードウェア実験により検証した。シミュレーション結果は、AM-AM のみの非線形性および AM-AM/PM 混在の非線形性の双方において理論予測と良好に一致した。また、同一伝送レートで符号化 QPSK-OFDM と比較し、提案するひずみ低減アプローチと単純なチャネル符号化との性能関係を明確にした。さらに、SDR プラットフォームを用いた 1 ビット量子化 BPSK-OFDM 信号の復調実験により、直交成分に独立に作用する Cartesian 型非線形性に対しても提案法が有効であることを確認した。これらの結果は、提案法が広範なメモリーレス非線形ひずみに対して頑健であり、非線形特性の精密な事前知識を必要としないことを示している。

【参考文献】

- 1 P. Banelli and S. Cacopardi, "Theoretical analysis and performance of OFDM signals in nonlinear AWGN channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 3, pp. 430-441, Mar. 2000. DOI:[10.1109/26.837046](https://doi.org/10.1109/26.837046)
- 2 R. Raich, H. Qian, and G. T. Zhou, "Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 53, no. 5, pp. 1468-1479, Sept. 2004. DOI:[10.1109/TVT.2004.832415](https://doi.org/10.1109/TVT.2004.832415)
- 3 L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, J. S. Kenney, J. Kim, and C. R. Giardina, "A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 1, pp. 159-165, Jan. 2004. DOI:[10.1109/TCOMM.2003.822188](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2003.822188)
- 4 D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt, and J. Pastalan, "A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, no. 10, pp. 3852-3860, Oct. 2006. DOI:[10.1109/TSP.2006.879264](https://doi.org/10.1109/TSP.2006.879264)
- 5 J. Guerreiro, R. Dinis, and P. Montezuma, "On the optimum multicarrier performance with memoryless nonlinearities," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 2, pp. 498-509, Feb. 2015. DOI:[10.1109/TCOMM.2015.2388484](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2388484)
- 6 J. Guerreiro, R. Dinis, and P. Montezuma, "Optimum and sub-optimum receivers for OFDM signals with strong nonlinear distortion effects," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 9, pp. 3830-3840, Sept. 2013. DOI:[10.1109/TCOMM.2013.072913.120344](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2013.072913.120344)
- 7 A. Frömming, L. Häring, and A. Czylik, "Spectral properties of clipping noise," *Mathematics*, vol. 9, no. 20, Art. no. 2592, 2021. DOI:[10.3390/math9202592](https://doi.org/10.3390/math9202592)
- 8 Y. Rahmatallah and S. Mohan, "Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: A survey and taxonomy," *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 15, no. 4, pp. 1567-1592, 4th Quart., 2013. DOI:[10.1109/SURV.2013.021313.00164](https://doi.org/10.1109/SURV.2013.021313.00164)
- 9 R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes," *IRE Trans. Inf. Theory*, vol. 8, no. 1, pp. 21-28, Jan. 1962. DOI:[10.1109/TIT.1962.1057683](https://doi.org/10.1109/TIT.1962.1057683)
- 10 C. Rapp, "Effects of HPA nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM signal for a digital sound broadcasting system," *Proc. 2nd European Conf. Satellite Commun. (ECSC' 91)*, pp. 179-184, Liège, Belgium, Oct. 1991.

- 11 R. Ichikawa, K. Komatsu, and H. Uehara, "Improvement of bit error rate by randomized constellation on one-bit BPSK-OFDM receivers using stochastic resonance," *Proc. 5th Int. Conf. Emerging Technologies for Communications (ICETC 2024)*, Kitakyushu, Japan, Nov. 2024.
- 12 D. Dardari, V. Tralli, and A. Vaccari, "A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 10, pp. 1755-1764, Oct. 2000. DOI:[10.1109/26.871400](https://doi.org/10.1109/26.871400)
- 13 A. Wünsche, "Generating functions for products of special Laguerre 2D and Hermite 2D polynomials," *Applied Mathematics*, vol. 6, no. 12, pp. 2142-2168, 2015. DOI:[10.4236/am.2015.612188](https://doi.org/10.4236/am.2015.612188)
- 14 K. Komatsu, Y. Miyaji, and H. Uehara, "Noise-induced nonlinearity relaxation on complex Gaussian signals," *TechRxiv*, July 2024. DOI:[10.36227/techrxiv.172055176.65190145/v1](https://doi.org/10.36227/techrxiv.172055176.65190145/v1)
- 15 A. Papoulis, *Probability, random variables, and stochastic processes*, 3rd ed., McGraw-Hill, 1991.
- 16 A. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, no. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981. DOI:[10.1109/TCOM.1981.1094911](https://doi.org/10.1109/TCOM.1981.1094911)
- 17 C. Mollén, J. Choi, E. G. Larsson, and R. W. Heath, "Uplink performance of wideband massive MIMO with one-bit ADCs," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 16, no. 1, pp. 87-100, Jan. 2017. DOI:[10.1109/TWC.2016.2619343](https://doi.org/10.1109/TWC.2016.2619343)
- 18 N. Liang and W. Zhang, "Mixed-ADC massive MIMO," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 34, no. 4, pp. 983-997, Apr. 2016. DOI:[10.1109/JSAC.2016.2544604](https://doi.org/10.1109/JSAC.2016.2544604)
- 19 G. P. Harmer, B. R. Davis, and D. Abbott, "A review of stochastic resonance: circuits and measurement," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, no. 2, pp. 299-309, Apr. 2002. DOI:[10.1109/19.997828](https://doi.org/10.1109/19.997828)
- 20 R. Ichikawa, K. Komatsu, and H. Uehara, "Subcarrier Phase Randomization of BPSK-OFDM for Effective Distortion Power Reduction over Memoryless Nonlinear Channels," *IEICE Nonlinear Theory and Its Applications*, vol. E17-N, no. 6, Jul. 2026.

〈発 表 資 料〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
Applications of Two-Dimensional Laguerre Polynomials in Wireless Communications	The 6th IEICE-CS International Conference on Emerging Technologies for Communications (ICETC2025)	2025 年 11 月
位相ひずみを受けた BPSK-OFDM 信号のシンボル判定境界傾斜によるビット誤り率改善	電子情報通信学会総合大会	2026 年 3 月
Subcarrier Phase Randomization of BPSK-OFDM for Effective Distortion Power Reduction over Memoryless Nonlinear Channels	Nonlinear Theory and Its Applications, IEICE, vol. E17-N, no. 3	2026 年 7 月