

修士論文

低分解能な ADC を用いた受信機 における確率共鳴の利用に関する研究

令和 5 年度修了

三重大学大学院工学研究科

電気電子工学専攻

通信工学研究室

富田 友太

目次

| | |
|-----------------------------------|-----------|
| 第1章 序論 | 1 |
| 1.1 研究背景 | 1 |
| 1.2 本研究の目的 | 3 |
| 1.3 本論文の構成 | 4 |
| 第2章 関連研究 | 5 |
| 2.1 検出閾値以下の信号に対する確率共鳴 | 5 |
| 2.1.1 システムモデル | 5 |
| 2.1.2 確率共鳴に基づく微弱信号検出 | 7 |
| 2.1.3 確率共鳴に基づく微弱信号検出手法の性能 | 9 |
| 2.2 検出閾値以上の信号に対する確率共鳴 | 10 |
| 2.2.1 システムモデル | 10 |
| 2.2.2 確率共鳴に基づく多値振幅変調信号検出 | 11 |
| 2.2.3 確率共鳴に基づく多値振幅変調信号検出手法の性能 | 14 |
| 2.2.4 確率共鳴に基づく多値振幅変調信号検出手法における問題点 | 15 |
| 第3章 変調レベル適応型確率共鳴受信機 | 16 |
| 3.1 システムモデル | 16 |
| 3.2 変調レベル適応型確率共鳴 | 20 |

| | | |
|------------|----------------------------|-----------|
| 3.3 | 提案受信機の性能評価 | 21 |
| 3.3.1 | シミュレーション緒元 | 21 |
| 3.3.2 | 各変調信号に対する提案受信機の性能 | 22 |
| 第4章 | 確率共鳴支援型逐次干渉除去受信機 | 26 |
| 4.1 | システムモデル | 27 |
| 4.1.1 | 受信機モデル | 29 |
| 4.1.1.1 | マルチユーザ SIC システム | 29 |
| 4.1.1.2 | 並列 SR システム | 30 |
| 4.2 | 提案受信機の性能評価 | 31 |
| 4.2.1 | 多重化微弱信号検出 | 31 |
| 4.2.1.1 | シミュレーション緒元 | 31 |
| 4.2.1.2 | 多重化微弱信号に対する提案受信機の性能 | 32 |
| 4.2.2 | 多重化多値振幅変調信号検出 | 33 |
| 4.2.2.1 | シミュレーション緒元 | 33 |
| 4.2.2.2 | 各多重化変調信号に対する提案受信機の性能 | 36 |
| 4.2.2.3 | 適応変調された多重化変調信号に対する提案受信機の性能 | 38 |
| 4.2.3 | 提案受信機による消費電力削減見込み | 40 |
| 第5章 | まとめと今後の課題 | 41 |
| 5.1 | まとめ | 41 |
| 5.2 | 今後の課題 | 42 |
| | 謝辞 | 44 |

| | |
|------|----|
| 参考文献 | 45 |
| 研究業績 | 50 |

目 次

| | | |
|-----|--|----|
| 2.1 | 検出閾値 η を持つ 1-bit ADC を用いた微弱な BPSK 信号の検出システム [25] | 6 |
| 2.2 | 並列 SR ネットワーク [25] | 6 |
| 2.3 | 入力された微弱信号 $A_s(t)$ に対して通信路雑音 $n_c(t)$ と意図的な雑音 $n_{SR}(t)$ を印可した場合の受信機における入力波形の例 [24] | 7 |
| 2.4 | 確率共鳴に基づく微弱信号検出法の雑音強度 σ に対する BER 性能 [25] | 9 |
| 2.5 | 低分解能 ADC を用いた多値振幅変調信号の検出システム [28] | 11 |
| 2.6 | 各 E_s/N_0 環境下での 1-bit ADC における入出力サンプル波形の例 [26] | 13 |
| 2.7 | 確率共鳴に基づく多値振幅変調信号検出法の E_s/N_0 に対する SER 性能 [26] | 14 |
| 3.1 | 低分解能な ADC を用いた M-PAM 信号の検出システム | 17 |
| 3.2 | 適応型 SR 受信機における 8-PAM 信号検出のための各 ADC の入出力特性設計 | 19 |
| 3.3 | 各変調信号を検出する場合の適応型 SR 受信機の SER 性能 | 24 |
| 3.4 | SNR = 30 の環境下で各変調信号を検出する場合の適応型 SR 受信機の雑音強度 σ_{SR} に対する SER 性能 | 25 |
| 4.1 | J ユーザダウンリンク PD-NOMA ネットワークモデル | 28 |

| | | |
|-----|--|----|
| 4.2 | UE _j における提案するSR支援型SIC受信機モデル | 29 |
| 4.3 | 多重化微弱信号を検出する場合のSR支援型SIC受信機のSER性能 . | 33 |
| 4.4 | 各変調信号を検出する場合のUE ₂ におけるSR支援型SIC受信機の SER性能 | 37 |
| 4.5 | 適応変調されたM-PAM信号を検出する場合の各UEにおけるSR支 援型SIC受信機のSER性能 | 39 |

表 目 次

| | | |
|-----|--|----|
| 4.1 | 各ユーザ UE_j における電力割り当て | 32 |
| 4.2 | 4-PAM 信号の場合の各ユーザ UE_j における電力割り当て | 35 |
| 4.3 | 8-PAM 信号の場合の各ユーザ UE_j における電力割り当て | 35 |
| 4.4 | 16-PAM 信号の場合の各ユーザ UE_j における電力割り当て | 35 |
| 4.5 | 適応変調信号の場合の各ユーザ UE_j における多値数と電力割り当て | 35 |

第1章

序論

1.1 研究背景

アナログデジタル変換器 (Analog-to-Digital Converter: ADC) は、無線通信システムにおいて非常に重要な要素となる。ADC は、入力された連続なアナログ信号を量子化 (離散化) して多値のデジタル信号に変換することで信号を検出する装置であり、しばしばその分解能について議論される。多くの無線通信システムでは、信号を線形的に扱うために高分解能な ADC が用いられる。そのため、ADC の分解能向上についての研究や開発がこれまでに多く行われている [1]。一方で、ADC の分解能とサンプリングレートの間には、トレードオフの関係があることが広く知られている [1-3]。高分解能 ADC は、ほぼ線形な応答特性を持ち、入力信号をより正確に検出できるという利点があるが、サンプリングレートは十分に高くない。

次世代の移動体通信や車載無線通信などにおいては、さらなる通信帯域確保のため、サブテラヘルツ波までの高周波帯域の利用が検討されている [4]。この、次世代の無線通信で求められるより広帯域な通信では、より高いサンプリングレートが要求される。この要求に対して、低分解能な ADC の利用が、レーダシステム [5-8]、GPS 受信機 [9,10]、移動体通信 [11,12]、multi-input multi-output (MIMO) [3,14,15] や逐次干渉除去 (Successive Interference Cancellation: SIC) [13] などの様々な無線

通信システムで議論されている。また、ADCの回路規模や消費電力は、分解能の向上に比例して指数関数的に増加する [1–3, 14]。したがって、低分解能ADCの利用は高いサンプリングレートだけでなく、実装コストや消費電力の削減にも貢献する。

次世代の無線通信では、さらなる接続性向上のため、非直交多元接続 (Non-Orthogonal Multiple Access: NOMA) [16] の利用も検討されている。NOMAは、時間、周波数、符号などの直交空間のいずれかに意図的に非直交性を導入することで新たな領域の利用を可能にし、より高い接続性を提供するために提案され、IoT (Internet Of Things) [17] や V2X (Vehicle-to-Everything) [18] などの既存技術との統合についても議論されている。本研究では、特に、電力領域 NOMA (Power-Domain NOMA: PD-NOMA) [19] に焦点を当てる。NOMAは、その非直交性により、多重化されたユーザ信号間で干渉が発生する。PD-NOMAでは、各ユーザ信号に異なる固有の電力レベルが割り当てられ、送信機で重畳符号化により多重化される。したがって、受信機は、各信号の電力の違いを認識することにより、ユーザー信号を分離することができる。しかしながら、受信機が目的とする信号が、より高い電力を持つ他の信号によって構成される干渉に埋もれてしまう場合、目的の信号を検出することができない。そこで、NOMAシステムの主な検出方式として、SICが広く検討されている [20]。SICの基本的な概念は、多重化された信号を割り当てられた電力レベルの順に連続して検出することである。この動作原理により、SICにおける信号処理 (信号検出) 回数は、ユーザ信号数に比例して増加する。そのため、ADCにおける消費電力の削減は、受信機における消費電力の削減に大きく貢献する。

上述した利点とは対照的に、低分解能ADCの利用は、その非線形な応答特性によって入力された信号を歪ませ、高い復調誤りを招く。この課題に対する1つのアプローチとして、適切な雑音の印可により非線形システムの応答を向上させる、確率共鳴 (Stochastic Resonance: SR) [21–23] と呼ばれる現象に基づく手法 [24–28] が注

目されている。このSRの原理や効果は、生物学から物理学、工学など、様々な分野で応用されており、通信分野においてもその応用について広く議論されている [28]。さらに、ADCへの応用についても議論されており [23, 26, 27]、多値振幅変調信号の検出における有効性が確認されている [26, 27]。しかしながら、従来のSR手法では、多値振幅変調信号の検出においていまだ線形性能が得られておらず [26, 27]、さらなる性能改善が求められている。この原因として、従来SR法では、シンボルの変調レベルを問わず同一分布 (同一強度) の雑音が印可されていることが挙げられる。そのため、変調レベルによっては、SRの適用によりかえって検出性能が劣化してしまうシンボルが存在すると考えられる。すなわち、従来SR法では、その適用によりシンボルの判定誤りが悪化してしまう場合があり、さらなる性能改善における課題となっている。

1.2 本研究の目的

本研究では、従来SR法での雑音印可による一部シンボルの検出性能劣化の問題を解決する、新たな適応型SR手法を提案する。そして、提案する適応型SR法の適用により、従来SR法を適用した場合と比較してより低いシンボル誤りを達成することを目的とする。提案する適応型SR法では、多値振幅変調信号に対して、各変調レベルに応じた印可雑音強度の適応的な調節を行う。また、多値振幅変調信号における各変調レベルごとに必要となる雑音強度を示し、提案する適応型SR法を利用する受信機的设计フレームワークを示す。計算機シミュレーションを用いて、低分解能ADCを用いた提案する適応型SR受信機の性能を評価し、提案する適応型SR法の適用により、従来SR法を適用した場合と比較してより低いシンボル誤りを達成できることを示す。

次に、提案する適応型 SR 受信機の応用として、NOMA 環境下での SIC 受信機における、提案する適応型 SR 法を適用した低分解能 ADC の利用を検討する。計算機シミュレーションを用いて、提案する適応型 SR 法を適用した低分解能 ADC を用いた、SR 支援型 SIC 受信機の性能を評価し、SR の適用による SIC 受信機における消費電力削減の可能性を示す。また、同様に、提案する適応型 SR 法の適用により、従来 SR 法を適用した場合と比較してより低いシンボル誤りを達成できることを示す。

1.3 本論文の構成

本論文は次のように構成される。2章では、低分解能 ADC を用いた受信機における SR の利用方法として、これまでに議論された手法を紹介する。具体的には、検出閾値以下、検出閾値以上の信号に対する、2種類の SR の利用方法を紹介し、また、従来の SR 手法における課題点を述べる。3章では、シンボルの変調レベルごとに適応的に印可雑音強度の調節を行う、変調レベル適応型 SR 手法を提案する。4章では、計算機シミュレーションを用いて、3章で提案した変調レベル適応型 SR 法を適用した受信機の性能を評価する。また、変調レベル適応型 SR 受信機の応用として、PD-NOMA 環境下における SIC 受信機での利用を検討し、SR 支援型 SIC 受信機を提案、その性能を評価する。最後に、5章にて、本研究についてまとめる。

第2章

関連研究

本章では、文献 [24, 25] にて示された、システムの検出閾値以下の微弱な信号に対する SR の利用、また、文献 [26, 27] にて示された、システムの検出閾値以上の信号に対する SR の利用について述べる。

2.1 検出閾値以下の信号に対する確率共鳴

本節では、文献 [24, 25] で議論されている、1-bit ADC を用いた受信機における、SR を利用した検出閾値以下の微弱信号の検出法を紹介する。2.1.1 項でシステムモデルを説明し、2.1.2 項で SR を用いた微弱信号検出法の視覚的なイメージと具体的な数式を紹介し、2.1.3 項にて本手法の性能について述べる。

2.1.1 システムモデル

2 位相偏移変調 (Binary Phase-Shift Keying: BPSK) 信号に対して、検出閾値を持つ 1-bit ADC (非線形システム) を用いた検出を行う受信機のシステムモデルを図 2.1 に示す。送信された BPSK 信号 $s(t) \in \{\pm 1\}$ に通信路雑音 $n(t)$ (白色ガウス雑音) が加わった信号が受信され、送信されたデータシンボル d_i が受信信号 $r(t)$ から復調される。受信信号は $r(t) = As(t) + n(t)$ と表すことができる。ここで、受信信

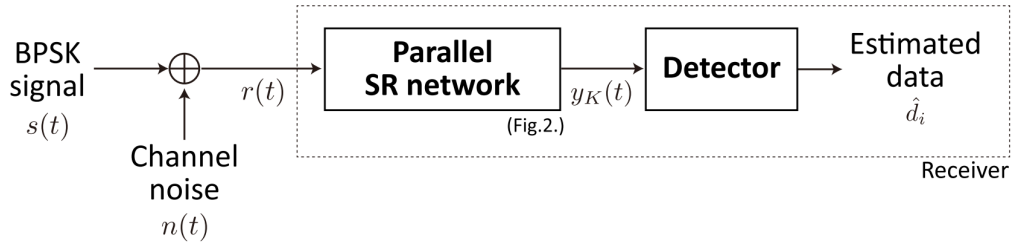
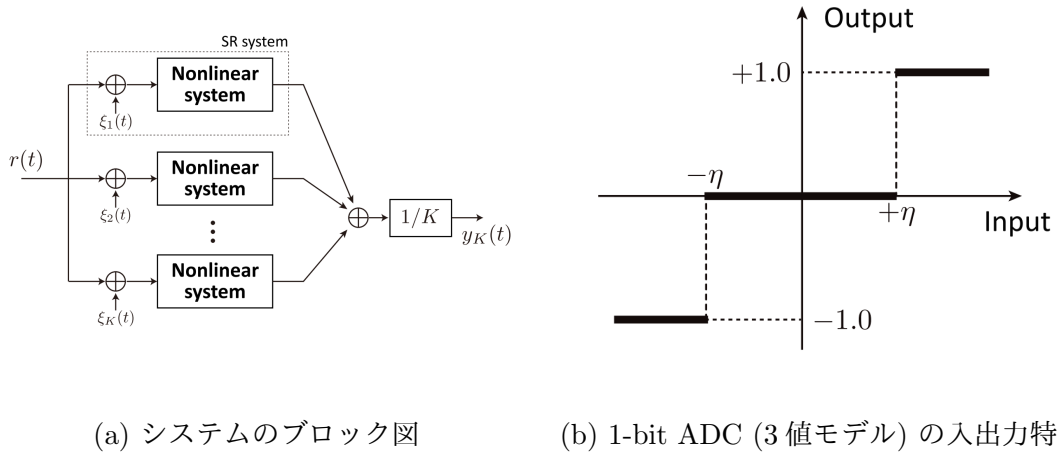


図 2.1: 検出閾値 η を持つ 1-bit ADC を用いた微弱な BPSK 信号の検出システム [25]



(a) システムのブロック図

(b) 1-bit ADC (3 値モデル) の入出力特性

図 2.2: 並列 SR ネットワーク [25]

号振幅 A は受信機感度以下 ($A < \eta$) であることを想定している.

検出閾値を持つ 1-bit ADC として, 図 2.2(b) に示す 3 値モデルを扱う. この 3 値モデルの入力 w に対する入出力特性は次式で与えられる.

$$h(w) = \begin{cases} +1.0 & (w > \eta), \\ -1.0 & (w < -\eta), \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (2.1)$$

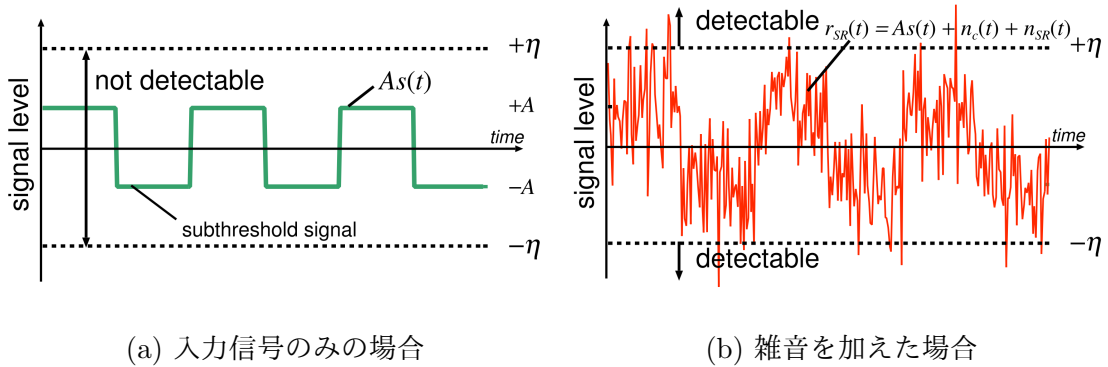


図 2.3: 入力された微弱信号 $A_s(t)$ に対して通信路雑音 $n_c(t)$ と意図的な雑音 $n_{SR}(t)$ を印可した場合の受信機における入力波形の例 [24]

2.1.2 確率共鳴に基づく微弱信号検出

この受信機では、閾値以下の微弱信号検出のために、図 2.2(a) に示す並列 SR システムを採用している。このシステムの利用により SR の応答性能が向上し、SR を利用する際に本来必要な印可雑音強度の調節が不要となることが [22] で示された。

並列 SR システムに入力された受信信号 $r(t)$ は、まず K 個に並列化される。そして、それぞれの並列にて意図的に雑音 $\xi_i(t)$ (平均 0, 分散 σ^2 のガウス雑音) が印可され、1-bit ADC を用いて検出を行う。その際、図 2.3 に示すように、印可雑音によって閾値以下の微弱信号が確率的に増幅されることで検出可能となる。その後、全ての並列での検出結果を可算し、平均化した $y_K(t)$ を基にシンボルを復調する。並列 SR システムの出力 $y_K(t)$ は以下の式で与えられる。

$$y_K(t) = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K h(r(t) + \xi_j(t)) = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K h(r_j(t)). \quad (2.2)$$

また、 $K = \infty$ の場合、システムの出力は以下の式のような期待値で与えられる。

$$\begin{aligned} y_\infty(t) &= \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K h(r_j(t)) = E_{r_j(t)}[h(r_j(t))], \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(r_j) p(r_j(t)) dr_j(t), \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erf} \left(\frac{\eta + r(t)}{\sqrt{2}\sigma} \right) - \operatorname{erf} \left(\frac{\eta - r(t)}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right\}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

ここで、 $p(\cdot)$ は確率密度関数、 $\operatorname{erf}(\cdot)$ は誤差関数を表す。

また、シンボル判定式は以下で与えられる。

$$\hat{d}_i = \operatorname{sgn}(y_K(t)), \quad (2.4)$$

$$\operatorname{sgn}(y_K(t)) = \begin{cases} +1.0 & (y_K(t) > 0), \\ -1.0 & (y_K(t) < 0). \end{cases} \quad (2.5)$$

ここで、 $\hat{\cdot}$ は推定値を表す。

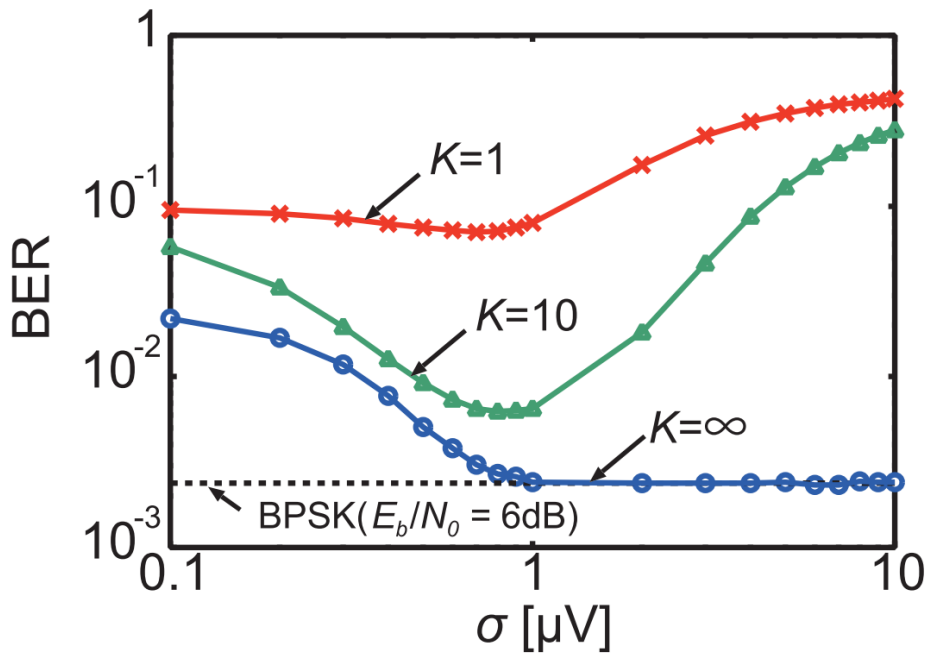


図 2.4: 確率共鳴に基づく微弱信号検出法の雑音強度 σ に対する BER 性能 [25]

2.1.3 確率共鳴に基づく微弱信号検出手法の性能

本項では、2.1.2 項で示した検出法の性能を数値例を用いて説明する。性能はビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) を用いて評価される。また、通信路雑音の強さを表す指標として、受信平均ビットエネルギー対雑音電力密度 E_b/N_0 を利用する。

$E_b/N_0 = 6.0[\text{dB}]$ での、受信機の σ 対 BER 性能を図 2.4 に示す。図において、 $E_b/N_0 = 6.0[\text{dB}]$ での BPSK 信号の検出理論値 (BPSK ($E_b/N_0 = 6.0[\text{dB}]$)) と確率共鳴に基づく検出法において並列素子数を $K \in 1, 10, \infty$ と変化させた場合の BER 性能を示している。

図 2.4 より、 K の増加に伴い、SR の効果により BER 性能が向上することがわかる。 $\sigma > 1.0\mu\text{V}$ の場合、理論値と同等の性能となっており、受信機が線形応答しているといえる。つまり、ある一定以上の強度を持つ雑音を印可すれば、閾値以下の

入力信号に対しても受信機は理論上の限界性能を実現できる。一方、 $\sigma < 1.0\mu\text{V}$ の場合、非線形応答となり、 $K = \infty$ であっても BER 性能が劣化する。

2.2 検出閾値以上の信号に対する確率共鳴

本節では、文献 [26,27] で議論されている、低分解能 ADC を用いた受信機における、SR を利用した多値振幅変調信号検出法を紹介する。2.2.1 項でシステムモデルを説明し、2.1.2 項で SR を用いた信号検出法の視覚的イメージと具体的な数式を紹介する。2.2.3 項では、本手法の性能について述べ、2.2.4 項にて本手法の課題点を述べる。

2.2.1 システムモデル

M 値パルス振幅変調 (M-ary Pulse Amplitude Modulation: M-PAM) 信号に対して、不足した分解能を持つ (低分解能な) ADC を用いた受信機のシステムモデルを図 2.5 に示す。送信された M-PAM 信号 $s(t)$ に雑音 $n(t)$ (白色ガウス雑音) を意図的に加えた信号が受信され、送信されたデータシンボル d_i が受信信号から復調される。

図 2.5 に示すように、M-PAM 信号を 1-bit ADC を用いて、1 シンボル当りに N 個のサンプルを得る、オーバーサンプリングにより検出を行う。その際、1 シンボル内で送信シンボルは変化しないが、雑音値はサンプルにより変化する。つまり、 i 番目のシンボルにおいて、 j 番目の ADC の入力サンプルは $x_{ij} = d_i + n_{ij}$ となる。こ

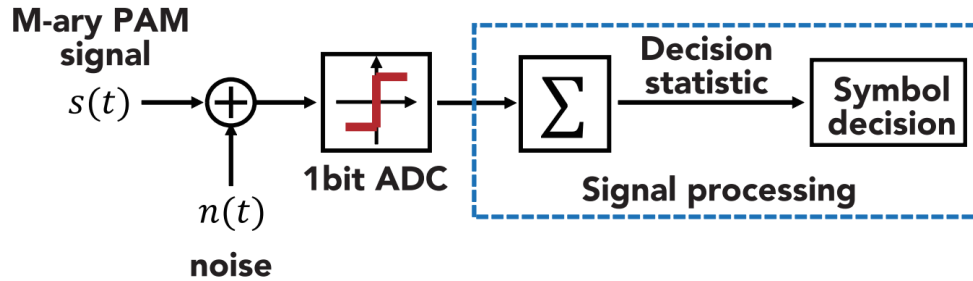


図 2.5: 低分解能 ADC を用いた多値振幅変調信号の検出システム [28]

のとき, x_{ij} に対して 1-bit ADC の出力は次式で与えられる.

$$y_{ij} = \begin{cases} +V & (x_{ij} > \zeta) , \\ -V & (x_{ij} \leq \zeta) . \end{cases} \quad (2.6)$$

ここで, ζ は 1-bit ADC の閾値である.

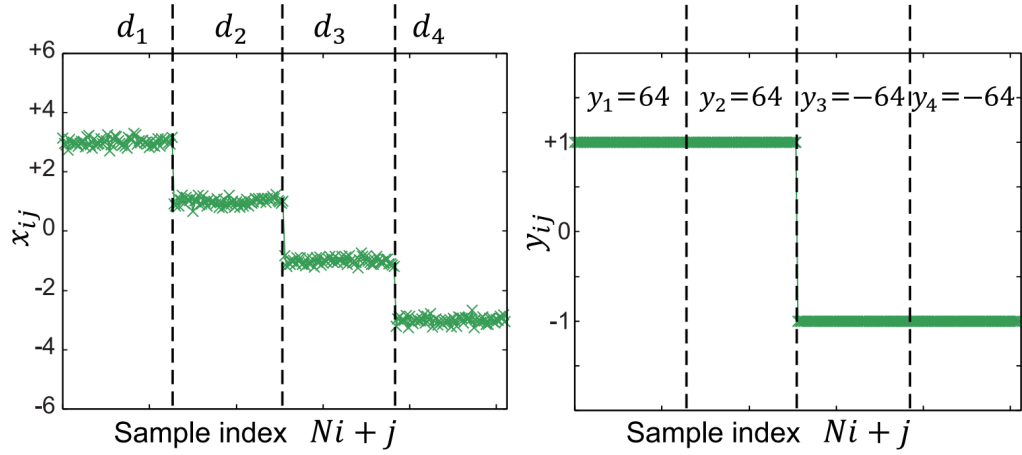
2.2.2 確率共鳴に基づく多値振幅変調信号検出

この受信機では, 次式で与えられる, ADC 出力が得る N サンプルの合計を用いて送信シンボルを復調する.

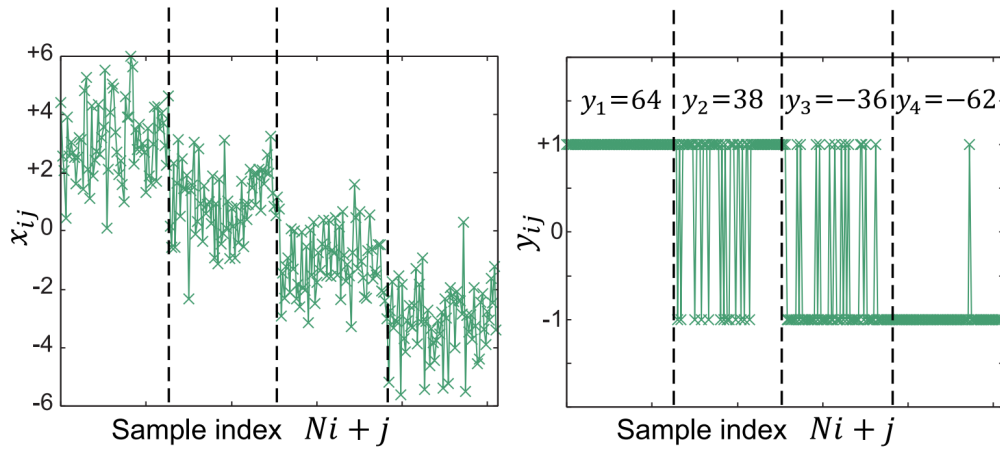
$$y_i = \sum_{j=1}^N y_{ij} . \quad (2.7)$$

図 2.6 に, 受信機の 1-bit ADC における入力サンプル x_{ij} と出力サンプル y_{ij} の波形の例を示す. ここで, 雑音の強さを表す指標として, 受信平均シンボルエネルギー対雑音電力密度 E_s/N_0 を利用し, 多値数が 4 の 4-PAM 信号を送信することを想定する. このとき, 送信シンボルは $d_i \in \{-3.0, -1.0, +1.0, +3.0\}$ の中からランダムに選ばれる. また, $V = 1.0$, $\zeta = 0$, $N = 64$ としている.

図 2.6(a) のように、雑音が少ない場合、ADC の分解能が不足しているため、異なる入力シンボル振幅値であっても検出出力が同じ振幅値となるため、シンボルを正確に判別することができない。対して、図 2.6(b) のように、雑音が適切である場合、意図的に印可した雑音により入力シンボル振幅に適切な変動が生じ、ADC の出力が 2 レベルのみであっても、4 レベルの入力シンボルが出力サンプルの総和 y_i の値で判別できる。例えば $x_{ij} > 0$ においては、入力シンボルの振幅が大きいほど $+V$ が出力されやすく ($d_1 = 3.0$ のとき $y_1 = 64$)、小さいほど $+V$ が出力されにくい ($d_2 = 1.0$ のとき $y_2 = 38$)。この確率的に決まる y_i を基に、受信機にて最尤法を用いたシンボルの復調を行う。



(a) $E_s/N_0 = 40[\text{dB}]$ における入力 x_{ij} と出力 y_{ij}



(b) $E_s/N_0 = 20[\text{dB}]$ における入力 x_{ij} と出力 y_{ij}

図 2.6: 各 E_s/N_0 環境下での 1-bit ADC における入出力サンプル波形の例 [26]

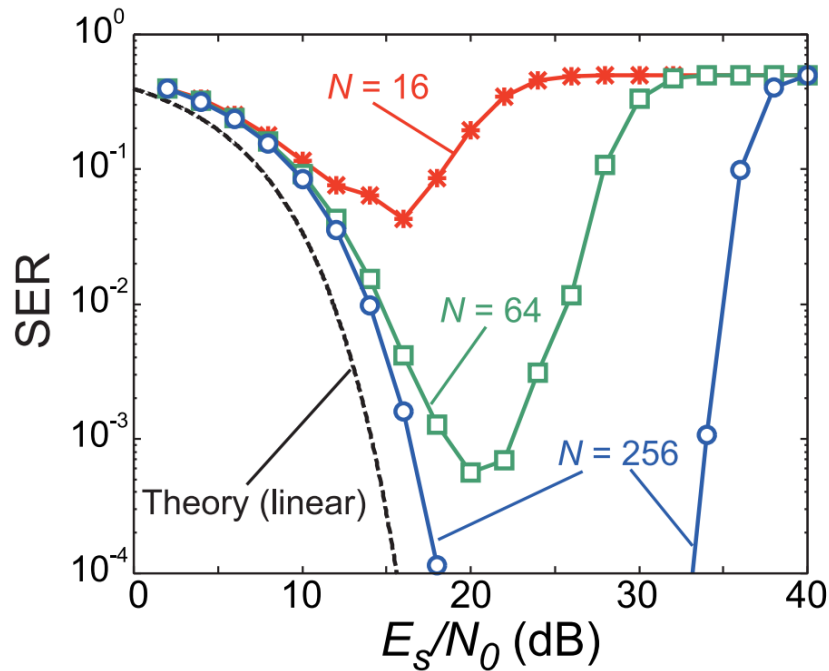


図 2.7: 確率共鳴に基づく多値振幅変調信号検出法の E_s/N_0 に対する SER 性能 [26]

2.2.3 確率共鳴に基づく多値振幅変調信号検出手法の性能

本稿では、2.2.2 項で示した検出法の性能を数値例を用いて説明する。性能はシンボル誤り率 (Symbol Error Rate: SER) を用いて評価される。各パラメータは、2.2.2 項と同じ値を用いている。

4-PAM 信号を 1-bit ADC を用いて検出する場合における、受信機の E_s/N_0 対 SER 性能を図 2.7 に示す。図において、十分な分解能を持つ ADC (2-bit ADC) を用いて 4-PAM 信号を検出した場合の SER 性能 (線形理論値: Theory (linear)) と確率共鳴に基づく検出法において、オーバーサンプリング数を $N \in \{16, 64, 256\}$ と変化させた場合の SER 性能を示している。

図 2.7 より、 N の増加に伴い、SR の効果により SER 性能が向上することがわか

る。これは、大数の法則により、 N の増加が y_i のばらつきを小さくし、より正確に y_i を判定できるためである。また、 E_s/N_0 が特定の範囲であるとき、SER性能が線形理論値に沿うことがわかる。

2.2.4 確率共鳴に基づく多値振幅変調信号検出手法における問題点

本手法における課題点として、線形理論値に近い性能を達成できていないことが挙げられる。

本手法においては、シンボルの変調レベルを問わず同一分布の雑音を印可している。そのため、変調レベルによってはSRの適用のために印可された雑音によって、かえって検出性能が劣化してしまうシンボルが存在することが考えられる。例として、図 2.6 における $d_3 = -1.0$ の検出を挙げる。図 2.6(a)に示すように、 d_3 は、SRの適用がなくても、その振幅値が正確に検出可能なシンボルである。しかしながら、SRを適用して雑音を印可することで、図 2.6(b)に示すように d_3 の検出結果において $+1.0$ と -1.0 との間でばらつきが発生し、検出性能が劣化していることがわかる。

この課題点を克服し、低分解能ADCを用いた受信機でより低いSER性能を達成することが本研究の目的である。

第3章

変調レベル適応型確率共鳴受信機

本章では、低分解能な ADC を用いた受信機における新たな適応型 SR 法を提案し、評価を行う。これまでも、SR を適用した低分解能 ADC を用いた、多値振幅変調信号の検出について議論されてきた。しかしながら、従来の SR 手法では、線形理論値に近い性能を達成できていない。3.1 節でシステムモデルを説明し、提案する適応型 SR 手法を適用する受信機的设计フレームワークを示す。3.2 節で提案する適応型 SR 法について述べ、3.3 節において、提案する適応型 SR 法の性能を示し、その有効性を確認する。

3.1 システムモデル

システムモデルを図 3.1 に示す。このシステムでは、変調された送信信号は受信機で ADC を用いて検出される。通信路環境として、 $N_0/2$ の両側パワースペクトル密度を持つ加法性白色ガウス雑音を想定する。受信機では、データシンボル x が受信信号 $y(t) = hs(t) + n(t)$ から復調される。ここで、 h はチャネル係数、 $s(t)$ は変調された送信信号、 $n(t)$ は平均ゼロ、分散 $\sigma^2 = N_0/2$ の通信路雑音である。本研究では、理想的なチャネル、例えば、ノンフェージング環境、完全な時刻同期における受信機の基本性能を理解するために、 $h = 1$ としている。

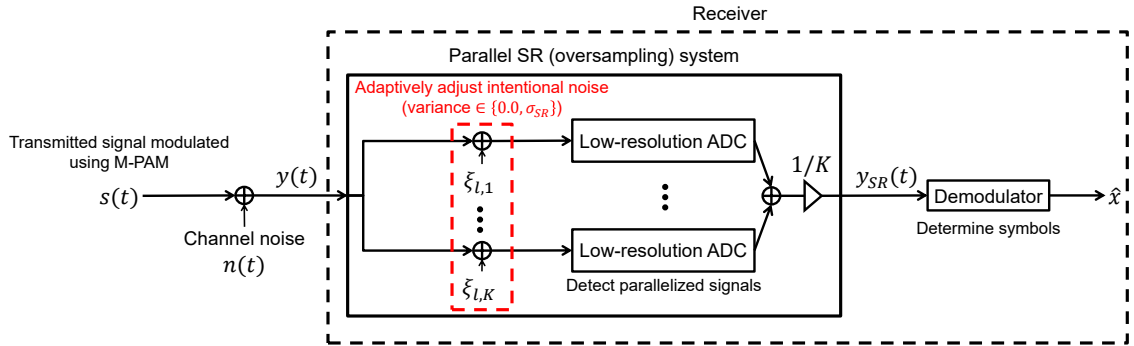


図 3.1: 低分解能な ADC を用いた M-PAM 信号の検出システム

このシステムにおいて, $s(t)$ は以下の式で与えられる.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x g_{T_s}(t - nT_s). \quad (3.1)$$

ここで, T_s はシンボル持続時間, g_{T_s} は以下の式で与えられる矩形波である.

$$g_{T_s} = \begin{cases} 1 & (0 < t \leq T_s), \\ 0 & (\text{otherwise}). \end{cases} \quad (3.2)$$

データシンボル $x = A_l$ は, M-PAM を用いて変調される. ここで,

$$A_l = \left(l - \frac{M+1}{2} \right) d \quad (3.3)$$

は変調レベル $l = 1, 2, \dots, M$ の変調信号振幅, d は隣接する変調信号振幅間の距離である. このとき, $M = 2, 4, \dots, 2^v$ のように, M は 2 のべき乗である. また, 受信信号の SNR は以下のように定義する.

$$\text{SNR} = \frac{A_{avg}}{2\sigma^2}. \quad (3.4)$$

ここで,

$$A_{avg} = \frac{1}{M} \sum_{l=1}^M A_l^2 \quad (3.5)$$

は変調信号の平均電力である。本研究では、無線通信で広く用いられている M-ary quadrature amplitude modulation (M-QAM) [29] を M-PAM を位相方向に拡張した変調方式として考え、M-PAM を用いた通信に着目する。

受信信号は、図 3.1 に示す並列 SR システムで検出され、検出した信号 $y_{SR}(t)$ を復調し、 \hat{x} を推定する。受信機では、 \hat{x} は復調器によって以下のように推定される。

$$\hat{x} = A_l, \quad \eta_{l-1} \leq y_{SR}(t) < \eta_l. \quad (3.6)$$

ここで、

$$\eta_l = \left(l - \frac{M}{2} \right) d \quad (3.7)$$

は判定閾値である。

通常、 m -bit ADC は、 $2^m = M$ であれば、シンボル判定に影響を与えることなく M-PAM 信号の各変調レベルの振幅を正確に検出することができる。 m -bit ADC は、 2^m 個の出力レベルを持ち、入力 $y(t)$ に対する入出力特性は以下の式で与えられる。

$$Q(r(t)) = (L - 1 - 2^{m-1}) \delta \equiv Q_L^m, \quad (3.8)$$

$$\eta_{L-1}^m \leq y(t) < \eta_L^m. \quad (3.9)$$

ここで、 $L = 1, 2, \dots, 2^m$ は出力レベル、 $\delta = d$ は出力振幅のステップサイズ、

$$\eta_L^m = (L - 2^{m-1}) \delta \quad (3.10)$$

は ADC の閾値である。

図 3.2 に 8-PAM 信号に対する ADC の入出力特性の例を示す。図 3.2(a) に示す 3-bit ADC は、8-PAM 信号の各変調レベルを検出するために十分な出力レベルを

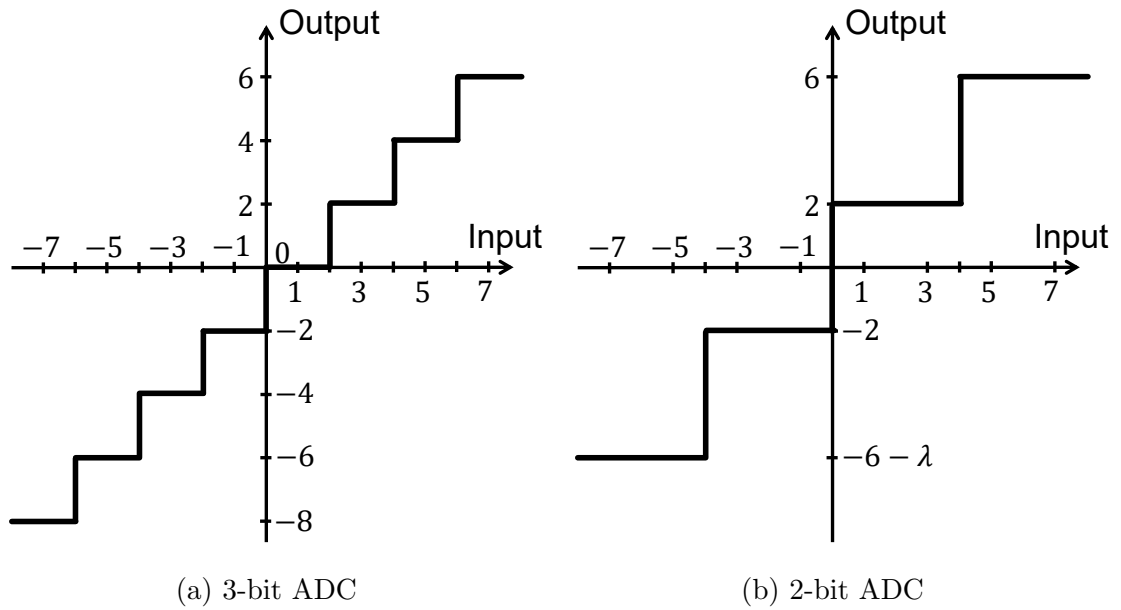


図 3.2: 適応型 SR 受信機における 8-PAM 信号検出のための各 ADC の入出力特性設計

持っている．本研究では，出力レベル数が $q < m$ に制限された低分解能 q -bit ADC を用いる場合を想定する．図 3.2(b) に示す $q = 2$ の場合，ADC の出力レベルは 4 つしかない．したがって，4 レベル以上の振幅を持つ入力信号 ($2^q < M$) の検出は困難である．十分な分解能から 1-bit 不足している場合 ($q = m - 1$) の q -bit ADC の入出力特性は以下の式で与えられる．

$$Q_L^q = \begin{cases} (L - \frac{1+2^q}{2}) \delta - \lambda & (l = 1), \\ (L - \frac{1+2^q}{2}) \delta & (l > 1), \end{cases} \quad (3.11)$$

$$\eta_{L-1}^q \leq y(t) < \eta_L^q.$$

ここで,

$$\eta_L^q = (L - 2^{q-1}) \delta \quad (3.12)$$

は ADC の閾値である. また, $\delta = 2d$ であり, $l = 1$ において λ を差し引くことで A_1 を検出できるようにしている. また, 経験的に $\lambda = 0.001$ とした.

3.2 変調レベル適応型確率共鳴

図 3.2(b) に示すような低分解能 ADC の信号検出を強化するために, 図 3.1 に示すように, 並列 SR システム [22] を利用する. また, この並列 SR システムは, オーバーサンプリングとして近似することもできる [26, 27]. オーバーサンプリングは, その有効性から受信機にて広く用いられる技術である [30].

受信信号 $y(t)$ は, まず K 個の並列素子に並列化される. そして, 各並列素子の ADC にて検出 (量子化) を行う前に, 並列化された各受信信号に, 平均ゼロ, 分散 σ_{SR}^2 のガウス雑音 $\xi_{l,k}$ を意図的に印可する. このとき, $\xi_{l,k}$ は他の並列素子から独立していなければならない. ADC には, 熱雑音 [2] や入力換算雑音 [31] などの雑音が存在する. 通常は積極的に除去されるこれらの雑音の利用を考慮すると, SR の利用のために ($\xi_{l,k}$ の生成のために), 外部からのエネルギー供給を必要とする新たな装置の追加は不要であると考えられる. 並列 SR システムの出力 $y_{SR}(t)$ は, 各並列素子 k の出力を可算し, 平均化することで得られる.

提案する適応型 SR 受信機では, 受信信号の変調レベルに応じて $\xi_{l,k}$ の強度を適応的に調整する. 式 (3.3), (3.6), (3.11) によると, 1-bit 不足した q -bit ADC を用いて検出を行う場合, SR の適用が必要な M-PAM 信号の変調レベルは, $l = \{2, 3, 5, \dots, 2n+1\} = \{2, 2n+1\}$ ($n = 1, 2, \dots, (M/2) - 1$) のように決定される. この場合, l レベルのシン

ボルの検出に必要な印可雑音の標準偏差 σ_{SR} は、以下の式で与えられる。

$$\sigma_{SR} = \begin{cases} |Q_1^q - A_l| & (l = 2), \\ |Q_{n+1}^q - A_l| & (l = 2n + 1). \end{cases} \quad (3.13)$$

すなわち、所望の変調信号振幅と最も近い ADC 出力レベルとの間の距離で与えられる。

3.3 提案受信機の性能評価

提案する適応型 SR 法を適用した受信機が、従来の SR 法を適用した場合と比較してより正確にデータシンボルを復調でき、低い SER 性能を達成することを実証する。3.3.1 節に示すパラメータを用いて、計算機シミュレーションにより提案受信機の性能を評価する。性能は SER 対 SNR[dB] $\in [-10, 50]$ で評価した。

3.3.1 シミュレーション緒元

図 3.2 に示すシステムを用いて受信機の SER 性能を評価する。16-PAM 信号のシンボルは 4-bit と 3-bit ADC, 8-PAM 信号のシンボルは 3-bit と 2-bit ADC, 4-PAM 信号のシンボルは 2-bit と 1-bit ADC を用いて検出する。本研究では、隣接する変調信号振幅間の距離 $d = 2$, すなわち, 16-PAM 信号では $A_l \in \{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \pm 9, \pm 11, \pm 13, \pm 15\}$, 8-PAM 信号では $A_l \in \{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7\}$, 4-PAM 信号では $A_l \in \{\pm 1, \pm 3\}$ となる。このとき, 16-PAM 信号における $A_l \in \{+1, -3, +5, -7, +9, -11, \pm 13\}$, 8-PAM 信号における $A_l \in \{+1, -3, \pm 5\}$, 4-PAM 信号における $A_l \in \{\pm 1\}$ が, 式 (3.11) で与えられる 1-bit 不足した ADC では検出不可能である。印可雑音の標準偏差 σ_{SR} は式 (3.13) を基に決定され, 各 SNR あたりの送信データシンボル数は 1×10^6 , 並列

素子数は 1×10^3 とする.

3.3.2 各変調信号に対する提案受信機の性能

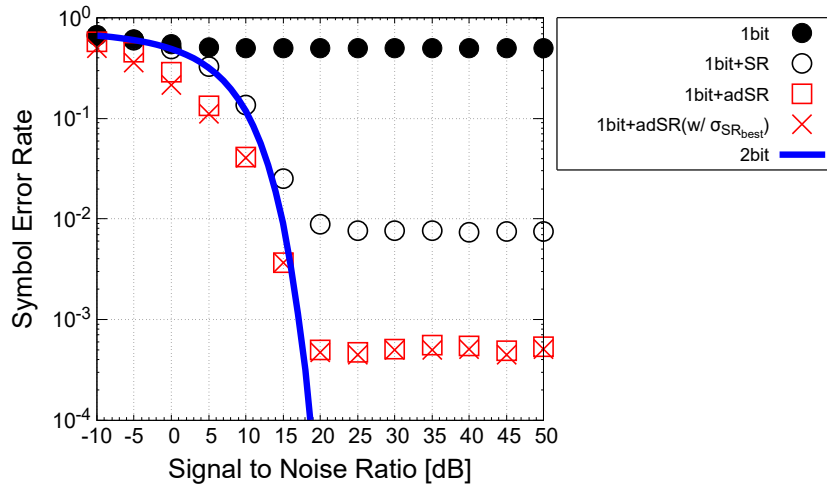
各変調信号に対して 1-bit 不足した ADC と十分な分解能を持つ ADC を用いた場合の提案受信機の SER 性能を図 3.3 に示す. このとき, 1-bit 不足している ADC に対して, 従来の SR (SR) 法と提案する適応型 SR (adSR) 法の 2 つの方法を適用し, その SER 性能を比較する.

また, 図 3.4 に, $\text{SNR} = 30$ の環境下で各変調信号を検出する際に, 提案受信機における印可雑音強度 σ_{SR} を変化させた場合の SER 性能を示す. 図 3.4 から, $\text{SNR} = 30$ の環境下においては, 4-PAM 信号検出において 0.7, 8-PAM 信号検出において 0.8, 16-PAM 信号検出において 0.9 が最適な印可雑音強度 $\sigma_{SR_{best}}$ であることがわかる. このように, 各 SNR 環境下において, 網羅的に求めた最適な印可雑音の標準偏差 $\sigma_{SR_{best}}$ を用いた adSR の SER 性能との比較も行い, adSR における印可雑音強度決定 (式 (3.13)) の妥当性を検証する.

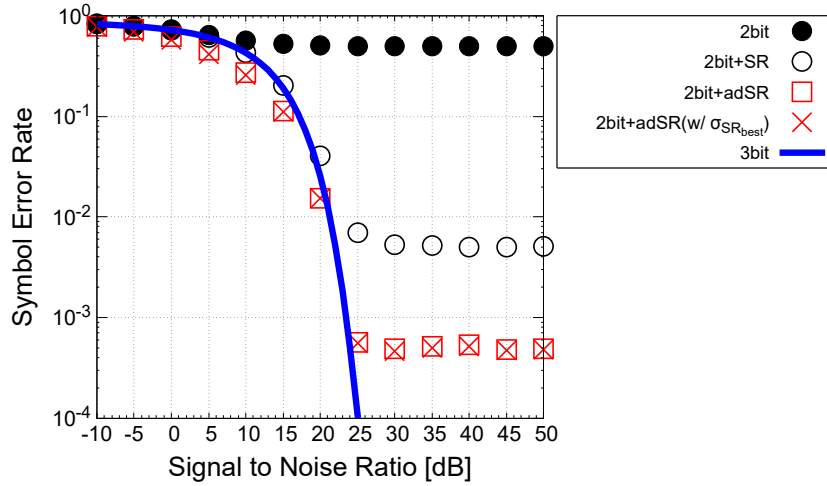
図 3.3 をみると, 1-bit 不足した ADC と十分な分解能を持つ ADC との間に大きな性能差があることがわかる. これは, ADC が各変調信号を正確に検出できず, シンボル判定での誤りが増加したためである. また, 1-bit 不足した ADC において, SR の適用による性能改善と adSR の適用によるさらなる性能改善が確認できる. SR の適用では 1×10^{-2} 程度しか SER を達成できていないのに対して, adSR の適用では 1×10^{-3} 程度の SER を達成している. 4-PAM 信号で -10 から 20 程度, 8-PAM 信号で -10 から 25 程度, 16-PAM 信号で -10 から 30 程度の限られた SNR 条件下ではあるが, adSR の適用により, 1-bit 不足した ADC でも十分な分解能を持つ ADC とほぼ同程度の性能が得られることを確認した. 加えて, 提案する適応型 SR を適

用した 1-bit 不足した ADC は，高雑音通信路条件下 (低 SNR 環境下) で十分な分解能を持つ ADC よりも優れた SER 性能を示すことが確認できる．これは，隣接する変調レベル間のシンボル遷移が，低分解能 ADC では起こりにくいことに起因する．SR を適用しなくても検出可能なシンボルの判定における誤差は，提案する適応型 SR 法を適用することで減少するため，この事実はより強く影響し，受信機をより通信路雑音に強くするのだと考えられる．

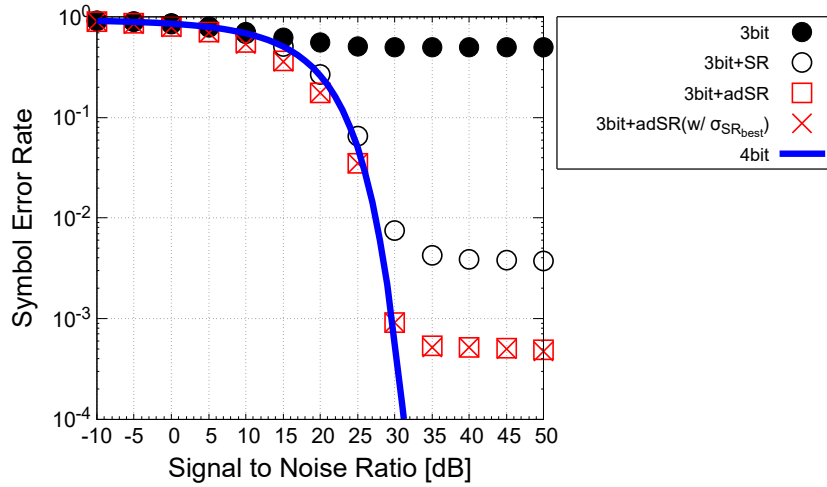
また，各 SNR 環境下において網羅的に求めた $\sigma_{SR_{best}}$ を用いた adSR と式 (3.13) を基に決定した σ_{SR} を用いた adSR との間に大きな性能差は無く，提案する適応型 SR 法における印可雑音強度決定 (式 (3.13)) が妥当であることが確認できる．



(a) 4-PAM 信号

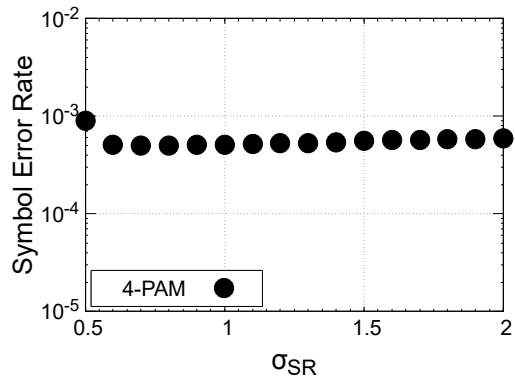


(b) 8-PAM 信号

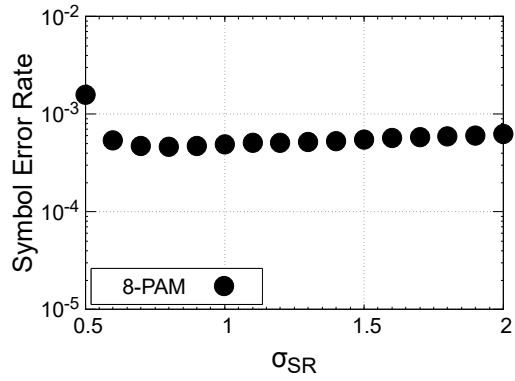


(c) 16-PAM 信号

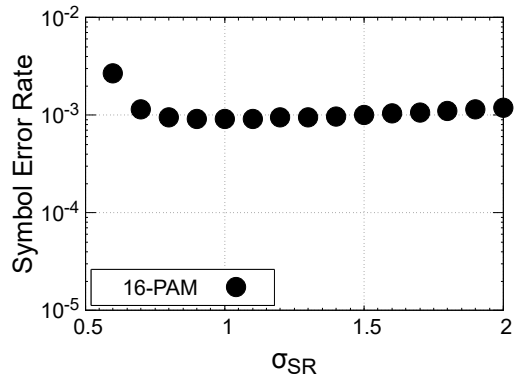
図 3.3: 各変調信号を検出する場合の適応型 SR 受信機の SER 性能



(a) 4-PAM 信号



(b) 8-PAM 信号



(c) 16-PAM 信号

図 3.4: SNR = 30 の環境下で各変調信号を検出する場合の適応型 SR 受信機の雑音強度 σ_{SR} に対する SER 性能

第4章

確率共鳴支援型逐次干渉除去受信機

本章では、提案適応型 SR 受信機の応用として、NOMA 環境下での SIC 受信機における提案する適応型 SR 法の利用を検討し、評価を行う。

NOMA は、直交空間のいずれかに意図的に非直交性を導入することで従来より高い接続性を提供する、新たに提案されたセル内マルチユーザ多重方式である。NOMA 方式の 1 つである PD-NOMA では、各ユーザ信号に割り当てる電力を用いて複数のユーザの多重化を可能にする。しかしながら、多重化の際にユーザ信号間で干渉が発生してしまうため、その対策として SIC を用いた検出が広く検討されている。SIC には、ユーザ信号数に比例して処理数が増加してしまうという特徴があるため、ADC における消費電力の削減は SIC 受信機における消費電力の削減に大きく貢献する。

4.1 節でシステムモデルと提案適応型 SR 手法を適用する SR 支援型 SIC 受信機の構成を説明する。4.2 節において提案する SR 支援型 SIC 受信機の性能を示し、その有効性を確認する。

4.1 システムモデル

システムモデルを図 4.1 に示す. 本研究では, 図 4.1 に示すような, 基地局 (Base Station: BS) が J 台のユーザ端末 (User Equipment: UE) に向けて多重化信号を送信する, 無線ダウンリンク PD-NOMA ネットワークを想定する. 図 4.1 において, UE_1 が最も BS から遠く, UE_J が最も BS に近くに位置している. 各ユーザ信号 $s_j(t)$ は BS で生成され, BS からの距離に基づいて異なる電力レベル p_j が割り当てられる ($p_1 \geq p_2 \geq \dots \geq p_j \geq \dots \geq p_J$). また, 加法性白色ガウス雑音が, 通信路雑音として多重化信号に加えられる. PD-NOMA 方式では, 図 4.1 に示すように, 各ユーザは固有の電力レベルが割り当てられ, 送信機で重畳符号化を用いて多重化される. これにより, 受信機が各信号の電力の違いを認識し, 各信号を分離することができる.

UE_j における受信信号 $y_j(t)$ ($j = 1, 2, \dots, J$) は以下の式で与えられる.

$$y_j(t) = h_j \sum_{j=1}^J s_j(t) + n_j, \quad (4.1)$$

$$s_j(t) = \sqrt{p_j} x_j(t) = \sqrt{P \alpha_j} x_j(t). \quad (4.2)$$

ここで, h_j はチャネル係数, n_j は平均 0, 分散 σ^2 の通信路雑音, $x_j(t)$ は送信データシンボル, P は総送信電力, α_j は UE_j に割り当てられた電力係数である. 本研究では, $h_j = 1$ として通信路状況を理想化している. また, UE_j における受信信号の SNR を, 以下のように定義する.

$$SNR = \frac{p_j}{\sigma^2}. \quad (4.3)$$

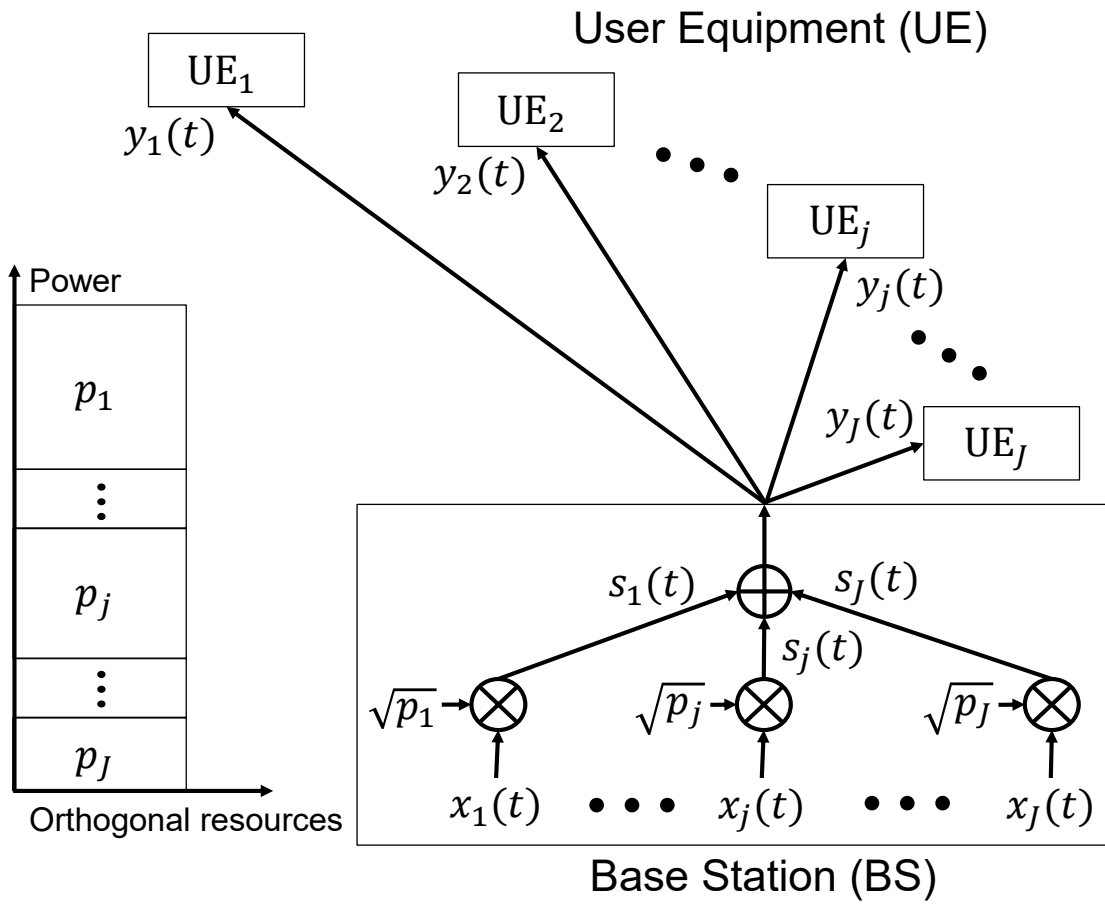


図 4.1: J ユーザダウンリンク PD-NOMA ネットワークモデル

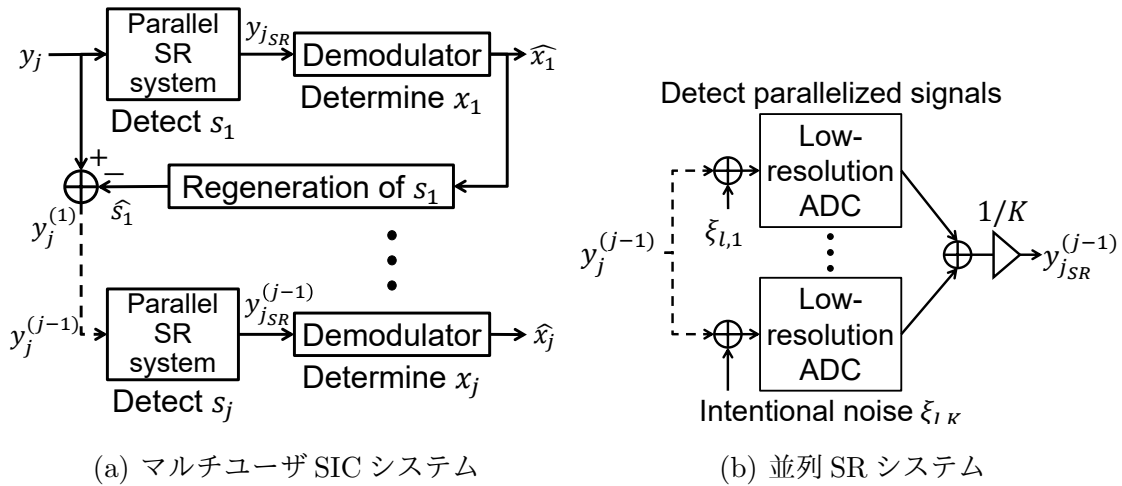


図 4.2: UE_j における提案する SR 支援型 SIC 受信機モデル

4.1.1 受信機モデル

各 UE は，提案する SR 支援型 SIC 受信機を用いて受信した信号を検出し，復調する．図 4.2 に提案 SR 支援型 SIC 受信機のブロック図を示す．図 4.2(a) は UE_j の受信機におけるマルチユーザ SIC システムを示し，図 4.2(b) は図 4.2(a) の s_j の検出ステップにおける並列 SR システムを示す．並列 SR システムを既存のマルチユーザ SIC システムにおける検出部として用いることで，提案する SIC 受信機は，低分解能 ADC に起因する検出と復調における誤差を低減することができる．

4.1.1.1 マルチユーザ SIC システム

マルチユーザ SIC システムでは，所望の信号よりも高い電力を持つ信号は干渉とみなされ，所望の信号よりも低い電力を持つ信号は雑音とみなされる．例えば，UE₂ において，UE₁ への信号 s_1 は検出された後，復調，再生され，UE₂ への信号 s_2 を検出する前に受信した多重化信号から差し引かれる．このように，SIC 受信機は，割

り当てられた電力順に信号を検出して復調し、連続して信号の除去を行う。

UE_jにおいて、(j-1)回の干渉除去後の信号 $y_j^{(j-1)}$ は以下の式で与えられる。

$$y_j^{(j-1)} = h_j \sum_{j=1}^J s_j + n_j - \sum_{j=1}^{j-1} \hat{s}_j \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} &= h_j s_j + n_j + h_j \sum_{j+1}^J s_j + h_j \sum_{j=1}^{j-1} s_j - \sum_{j=1}^{j-1} \hat{s}_j \\ &= h_j s_j + n_j + I_j + \gamma_j . \end{aligned} \quad (4.5)$$

ここで、 I_j は s_j より低電力な信号で構成される干渉雑音、 γ_j は除去しきれずに残ってしまった干渉の一部を表す残留雑音である。

$\hat{s}_j = \sqrt{p_j} \hat{x}_j$ は、並列 SR システムの出力 $y_{jSR}^{(j-1)}$ を基に復調器で推定される。多値振幅変調信号検出の際は、式 (3.6) に示すような復調器を用いた推定を行い、微弱信号検出の際は、以下に示す復調器を用いた推定を行う。

$$\hat{x}_j = \text{sgn} \left(y_{jSR}^{(j-1)} \right) , \quad (4.6)$$

$$\text{sgn} \left(y_{jSR}^{(j-1)} \right) = \begin{cases} +1.0 & \left(y_{jSR}^{(j-1)} > 0 \right) , \\ -1.0 & \left(y_{jSR}^{(j-1)} \leq 0 \right) . \end{cases} \quad (4.7)$$

4.1.1.2 並列 SR システム

ADCにおける信号検出を強化するために、図 4.2(b) に示すような並列 SR システムを利用する。微弱信号検出の際は 2.1.2 項にて示した従来 SR 法を適用し、多値振幅変調信号検出の際は 3.2 節にて示した適応型 SR 法を適用した信号検出を行う。

微弱信号検出では、受信機において、2.1.1 項に示すような検出閾値を持つ 1-bit ADC (3 値モデル) を用いて閾値以下の微弱な BPSK 信号を検出することを想定する。以下に、微弱信号検出にて扱う 3 値モデルの入力 $\left(y_j^{(j-1)} + \xi_{l,k} \right)$ に対する入出力

特性を示す.

$$h\left(y_j^{(j-1)} + \xi_{l,k}\right) = \begin{cases} +1.0 & \left(y_j^{(j-1)} + \xi_{l,k} > +\eta\right) \\ -1.0 & \left(y_j^{(j-1)} + \xi_{l,k} < -\eta\right) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.8)$$

ここで, η は検出閾値である.

4.2 提案受信機の性能評価

提案する SR 支援型 SIC 受信機の性能を評価する. 4.2.1 項では 2.1 節で示したような微弱信号検出の観点から, 4.2.2 項では 2.2 節で示したような多値振幅変調信号検出の観点から評価を行う.

4.2.1 多重化微弱信号検出

多重化された閾値以下の微弱信号に対する SR 支援型 SIC 受信機の性能を評価する. 4.2.1.1 項に示すパラメータを用いて, 計算機シミュレーションにより SR 支援型 SIC 受信機の性能を SER 対 SNR[dB] $\in [-10, 20]$ で評価した.

4.2.1.1 シミュレーション緒元

図 4.1, 4.2 に示すシステムを用いて受信機の SER 性能を評価する. 4 ユーザ ($J = 4$) が多重化された BPSK 信号のシンボル $A_l \in \{\pm 1\}$ を検出閾値を持つ 1-bit ADC を用いて検出する. 他のシミュレーションにて網羅的に求められ, 通信を行うために十分と判断された, 各ユーザに割り当てられる電力係数 α_j を表 4.1 に示す. このと

表 4.1: 各ユーザ UE_j における電力割り当て

| ユーザ番号 j | 電力係数 α_j |
|-----------|-----------------|
| 1 | 0.81225 |
| 2 | 0.169 |
| 3 | 0.012638 |
| 4 | 0.002356 |

き, ユーザ $j \in \{3, 4\}$ の信号が検出閾値以下であることを想定している ($s_3, s_4 < \eta$). また, 各 SNR あたりの送信データシンボル数は 1×10^6 , 並列素子数は 1×10^3 , 総送信電力 $P = 10$, 並列 SR システムにて印可する雑音の標準偏差 $\sigma_{SR} = 1$ とし, 変調レベル適応型 SR は行わない.

4.2.1.2 多重化微弱信号に対する提案受信機の性能

閾値以下の信号を含む多重化微弱信号に対して検出閾値を持つ 1-bit ADC ($\eta = 1$) と検出閾値のない ($\eta = 0$) ADC (線形システム) を用いて検出した場合の提案受信機の SER 性能を図 4.3 に示す. このとき, 1-bit ADC に対して, 従来の SR を適用し, その SER 性能を比較する.

図 4.3 をみると, すべての信号の検出において, 1-bit ADC と高分解能 ADC との間に性能差がほぼ無いことがわかる. これは, SR の適用により, 微弱信号に対する検出性能が強化されたためである. SR の適用によって意図的に印可された雑音により, 検出閾値を持つ 1-bit ADC でも閾値以下の信号検出が可能となり, また, 検出, 復調誤りの伝播を防ぐことができる. その結果, 検出閾値を持つ 1-bit ADC で

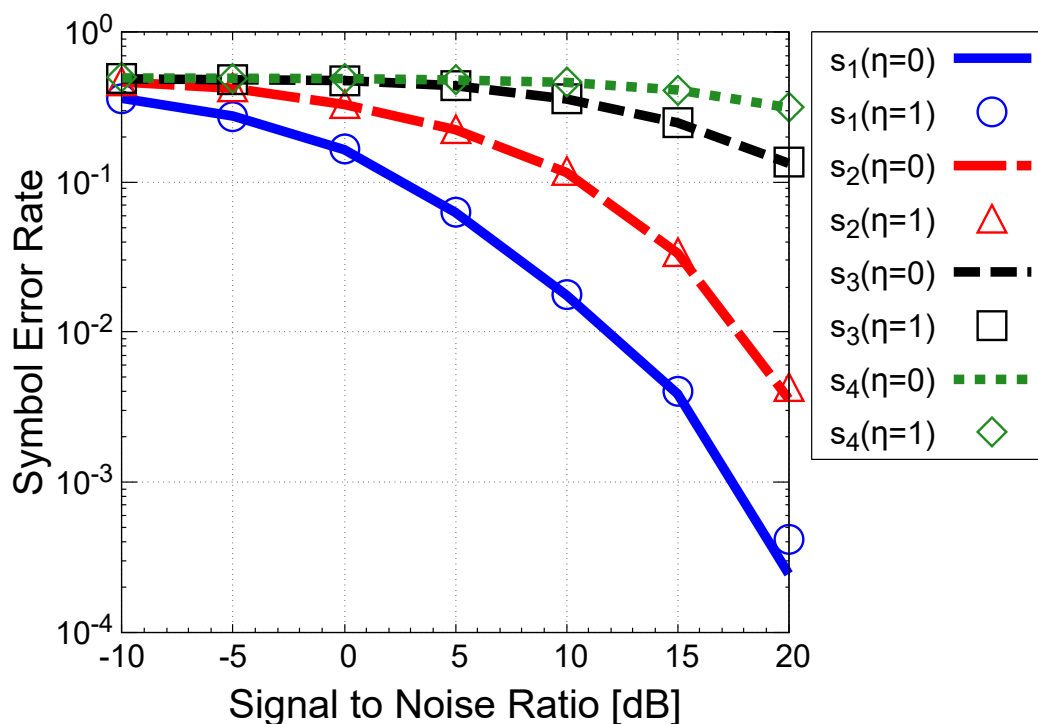


図 4.3: 多重化微弱信号を検出する場合の SR 支援型 SIC 受信機の SER 性能も、検出閾値のない高分解能 ADC とほぼ同程度の性能が得られる。

4.2.2 多重化多値振幅変調信号検出

多重化された多値振幅変調信号に対する SR 支援型 SIC 受信機の性能を評価する。4.2.1.1 項に示すパラメータを用いて、計算機シミュレーションにより SR 支援型 SIC 受信機の性能を SER 対 SNR[dB] $\in [-10, 50]$ で評価した。

4.2.2.1 シミュレーション緒元

図 4.1, 4.2 に示すシステムを用いて受信機の SER 性能を評価する。

まず、2 ユーザ ($J = 2$) が多重化された M-PAM 信号のシンボル A_l (式 (3.3) を参照) を 1-bit 不足した ADC と十分な分解能を持つ ADC を用いて検出する。他のシミュレーションにて網羅的に求められ、通信を行うために十分と判断された、各ユーザに割り当てられる電力係数 α_j を表 4.2, 4.3, 4.4 に示す。

次に、4 ユーザ ($J = 4$) が多重化された M-PAM 信号のシンボル A_l (式 (3.3) を参照) を 3-bit ADC を用いて検出する。また、BS にて適応変調が行われることを想定する。適応変調とは、最適な電力効率でスペクトル効率の高い、高データレート通信を行うために、通信路状況に応じて様々なパラメータを選択する変調方式である [29]。この適応変調を用いて、BS はユーザごとに異なる M-PAM 信号を生成し、多重化する。他のシミュレーションにて経験的に求められ、通信を行うために十分と判断された、各ユーザに割り当てられる電力係数 α_j と多値数 M を表 4.5 に示す。このとき、各 UE におけるすべての SIC 受信機は、UE₁ の信号 s_1 ($M = 16$) に対して 1-bit 不足している 3-bit ADC を用いて多重化信号を検出する。そのため、SR を適用しない場合、どのユーザにおいても s_1 を正確に検出することができず、その際に発生する誤りが伝播し、所望する信号を正確に検出することができない。

2 つのシミュレーションに共通して、各 SNR あたりの送信データシンボル数は 1×10^6 、並列素子数は 1×10^3 、総送信電力 $P = 10$ とし、並列 SR システムにて印可する雑音の標準偏差 σ_{SR} は式 (3.13) を基に決定される。

表 4.2: 4-PAM 信号の場合の各ユーザ UE_j における電力割り当て

| ユーザ番号 j | 電力係数 α_j |
|-----------|-----------------|
| 1 | 0.9 |
| 2 | 0.09801 |

表 4.3: 8-PAM 信号の場合の各ユーザ UE_j における電力割り当て

| ユーザ番号 j | 電力係数 α_j |
|-----------|-----------------|
| 1 | 0.9 |
| 2 | 0.016 |

表 4.4: 16-PAM 信号の場合の各ユーザ UE_j における電力割り当て

| ユーザ番号 j | 電力係数 α_j |
|-----------|-----------------|
| 1 | 0.9 |
| 2 | 0.00361 |

表 4.5: 適応変調信号の場合の各ユーザ UE_j における多値数と電力割り当て

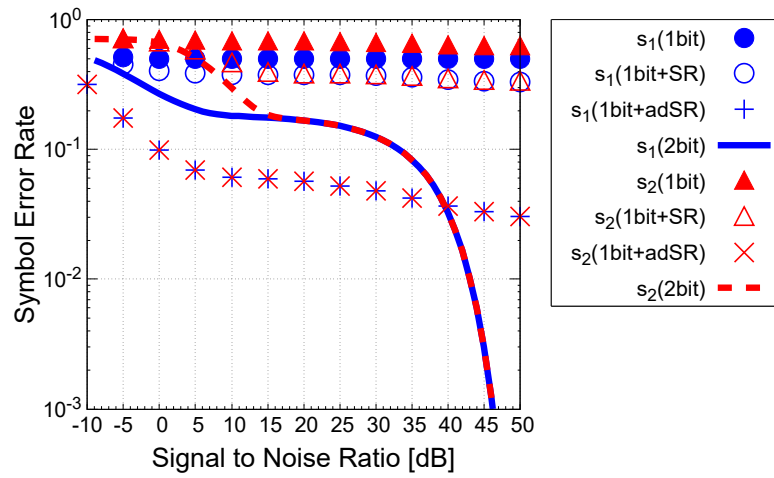
| ユーザ番号 j | 電力係数 α_j | 多値数 M |
|-----------|-----------------|---------|
| 1 | 0.9 | 16 |
| 2 | 0.01225 | 8 |
| 3 | 0.001 | 4 |
| 4 | 0.000202 | 2 |

4.2.2.2 各多重化変調信号に対する提案受信機の性能

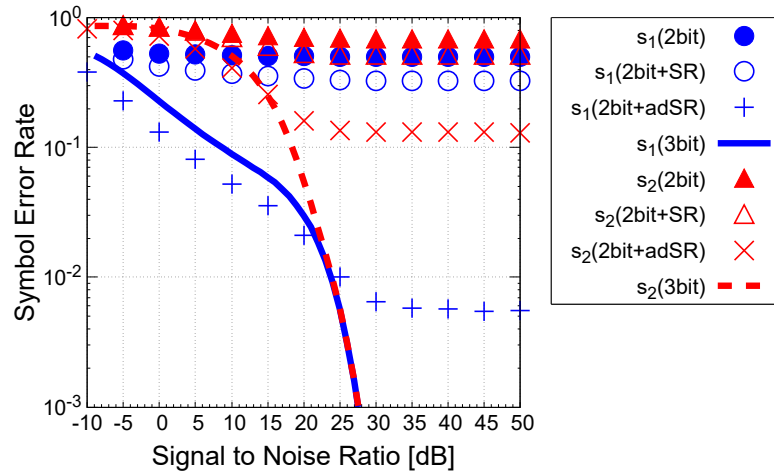
2ユーザが多重化されたM-PAM信号に対して、1-bit不足したADCと十分な分解能を持つADCを用いて検出した場合の提案受信機のSER性能を図4.4に示す。このとき、1-bit不足したADCに対して、従来のSR (SR) 法と適応型SR (adSR) 法の2つの方法を適用し、そのSER性能を比較する。

図4.4をみると、 s_1 、 s_2 両方の検出において、1-bit不足したADCと十分な分解能を持つADCとの間に大きな性能差があることがわかる。これは、ADCが各変調信号を正確に検出できず、シンボル判定での誤りが増加したためである。加えて、 s_2 の検出においては s_1 検出の際の誤りが伝播してしまうため、SER性能がさらに悪化してしまう。また、1-bit不足したADCにおいて、SRの適用によるわずかな性能改善とadSRの適用によるさらなる性能改善が確認できる。 s_1 の検出において、SRの適用では 3×10^{-1} 程度しかSERを達成できていないのに対して、adSRの適用では 1×10^{-2} 程度のSERを達成している。 s_2 の検出においても、adSRの適用はSRの適用を上回るSERを達成している。4-PAM信号で-10から40程度、8-PAM信号で-10から20程度、16-PAM信号で-10から25程度の限られたSNR条件下ではあるが、adSRの適用により、1-bit不足したADCでも十分な分解能を持つADCとほぼ同程度の性能が得られることを確認した。さらに、特に4-PAM信号の検出において、1-bit不足したADCが十分な分解能を持つADCよりも優れたSER性能を示しており、3.3節で述べた低分解能ADCの通信路雑音に強いという特性が確認できる。また、加えて干渉雑音に対しても強くなっていると考えられる。

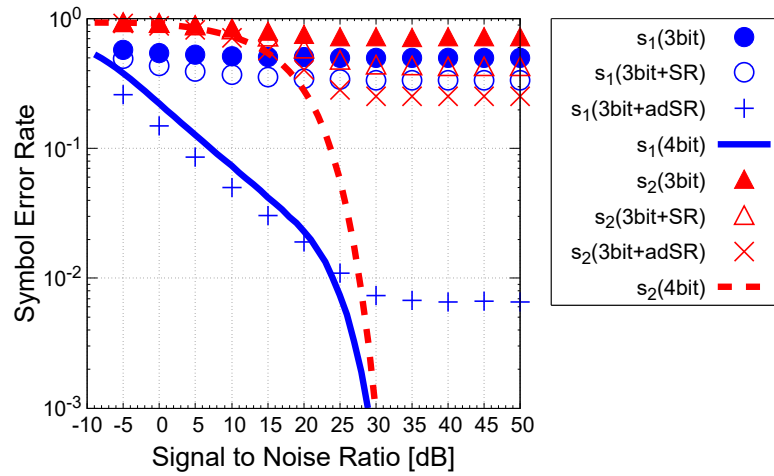
しかしながら、特に8-PAM、16-PAM信号における s_2 の検出において、達成したSERは高いといえるものではなく、さらなる性能改善、もしくは、応用方法の検討が必要である。



(a) 4-PAM 信号



(b) 8-PAM 信号



(c) 16-PAM 信号

図 4.4: 各変調信号を検出する場合の UE_2 における SR 支援型 SIC 受信機の SER 性能

4.2.2.3 適応変調された多重化変調信号に対する提案受信機の性能

4 ユーザが多重化された適応変調信号に対して、3-bit ADC と 4-bit ADC を用いて検出した場合の各 UE における提案受信機の SER 性能を図 4.5 に示す。このとき、1-bit 不足した 3-bit ADC に対して、従来の SR (SR) 法と適応型 SR (adSR) 法の 2 つの方法を適用し、その SER 性能を比較する。

図 4.5 をみると、全ての信号の検出において、3-bit ADC と 4-bit ADC との間に大きな性能差があることがわかる。これは、16-PAM 信号である s_1 の検出の際に、ADC が正確に検出できず、シンボル判定での誤りが増加し、その誤りが伝播するためである。また、1-bit 不足した 3-bit ADC において、SR の適用によるわずかな性能改善と adSR の適用によるさらなる性能改善が確認できる。SR の適用では最も良くて 1×10^{-2} 程度しか SER を達成できていないのに対して、adSR の適用では 1×10^{-3} 程度の SER を達成している。自身の所望信号検出において、UE₁, UE₂ で -10 から 50 程度、UE₃ で -10 から 40 程度、UE₄ で -10 から 30 程度の限られた SNR 条件下ではあるが、adSR の適用により、1-bit 不足した ADC でも十分な分解能を持つ ADC とほぼ同程度の性能が得られることを確認した。

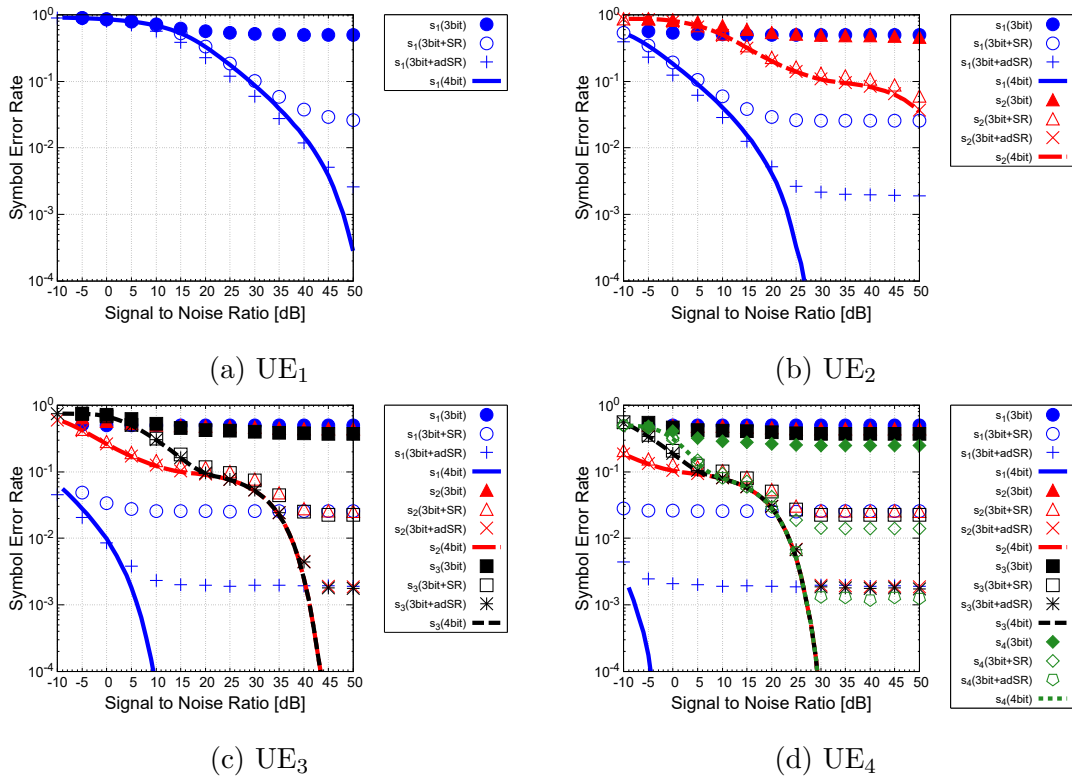


図 4.5: 適応変調された M-PAM 信号を検出する場合の各 UE における SR 支援型 SIC 受信機の SER 性能

4.2.3 提案受信機による消費電力削減見込み

4.2.2 項を通して、多重化された各変調信号に対して1-bit不足したADCを用いた場合でも十分な分解能を持つADCとほぼ等程度の性能を示すことを確認した。つまり、提案するSR支援型SIC受信機においては、信号検出の際に用いるADCの分解能を1-bit削減することが可能である、といえる。したがって、[14]によれば、SR支援型SIC受信機を用いることでADCにおける消費電力を通常の1/2から1/4程度に抑えることが可能であると考えられる。

しかし一方で、提案するSR支援型SIC受信機では、並列SRシステムにおける、少くない並列素子数による消費電力の増加が懸念される。並列SRシステムには、利用する並列素子数によって達成できるSERが変化するという特性があるため、提案するSR支援型SIC受信機を利用する場合には、並列SRシステムの並列素子数において、消費電力と達成したいSERとの間のトレードオフについて検討する必要がある。

第5章

まとめと今後の課題

5.1 まとめ

本論文では，次世代の通信システムで熱望されうる，低分解能な ADC を用いた受信機において，多値振幅変調された信号を SR に基づいて正しく検出する新たな手法を提案，検討した。

低分解能 ADC は，高サンプリングレート，低消費電力といった利点を持つが，一方で，非線形な応答特性により入力された信号を歪ませてしまうため，正しく検出，復調するのは難しい。そこで，SR という現象に着目した。これまでに，いくつかの文献において，SR を適用した低分解能 ADC を用いた，多値振幅変調信号の検出について議論されてきた。しかしながら，従来の SR 手法では，変調レベルによっては，SR の適用により検出性能が劣化してしまうシンボルが存在する場合があるため，線形理論値に近い誤り率性能を達成できていない。そこで，多値振幅変調信号における各変調レベルに応じた，印可雑音強度の適応的な調節を行う，新たな適応型 SR 手法を提案した。さらに，多値振幅変調信号における各変調レベルごとに必要となる雑音強度を示し，提案する適応型 SR 法を利用する受信機的设计フレームワークを示した。計算機シミュレーションを用いて，低分解能 ADC を用いた提案する適応型 SR 受信機の性能を評価した結果，従来 SR 法を適用した低分解能 ADC と

提案適応型 SR 法を適用した低分解能 ADC との間に大きなシンボル誤り性能差があることがわかり、提案適応型 SR 法の有効性を確認した。さらに、高雑音環境下では、提案適応型 SR 法を適用した低分解能 ADC は、高分解能 ADC よりも優れたシンボル誤り性能を発揮できることを確認した。これは、隣接する変調レベル間のシンボル遷移が低分解能 ADC では起こりにくいことに起因する。SR の適用が不要なシンボル判定における誤差は、提案する適応型 SR を適用することで減少するため、この事実はより強く影響し、受信機をより通信路雑音に強くするのだと考えられる。

次に、提案する適応型 SR の応用として、NOMA 環境下での SIC 受信機における、提案する適応型 SR 法の利用を検討し、評価した。NOMA において、ユーザ信号間で発生してしまう干渉への対策として、広く利用される SIC には、ユーザ信号数に比例して処理数が増加してしまうという特徴がある。そのため、ADC における消費電力の削減は SIC 受信機における消費電力の削減に大きく貢献すると考えた。計算機シミュレーションを用いて、適応型 SR 法を適用した低分解能 ADC を用いた、提案する SR 支援型 SIC 受信機の性能を評価した結果、多重化された各変調信号に対して 1-bit 不足した ADC を用いた場合でも十分な分解能を持つ ADC とほぼ同程度のシンボル誤り性能を示すことを確認した。つまり、提案する SR 支援型 SIC 受信機においては、信号検出の際に用いる ADC の分解能を 1-bit 削減することができ、その分解能削減に伴い、消費電力を削減することが可能であると考えられる。

5.2 今後の課題

本論文では、M-PAM 信号に着目し、低いシンボル誤りを達成できる、低分解能な ADC を用いた新たな変調レベル適応型 SR 受信機について述べた。ここで扱った送信信号に雑音が加わった信号が受信されるモデルは、情報理論の創案者である

Shannon の論文 [32] にさえあるような、最も基本的なモデルである。すなわち、通信路における伝播損失やマルチパスフェージングの影響を表現できる、通信路状況 (通信路係数) を考慮する必要がある。また、M-PAM による I 方向のみに対するシンボル変調に着目したが、Q 方向にもシンボル変調を行うことができる。すなわち、提案手法は、M-QAM などによる変調信号に対しても有効であると考えられる。M-QAM 信号を利用することで、送信可能なデータ量はさらに増加し、かつ、実際に利用されている無線通信システムへの応用が期待できる。

また、提案した適応型 SR 法を用いた性能改善を行ってもなお、計算機シミュレーションを用いた性能評価結果にみられるようなエラーフロアが存在する。そのため、性能改善を行う余地はまだあり、このエラーフロアを改善することで、さらなるシンボル誤り率の改善が期待できる。特に、確率共鳴の適用による雑音印加により発生した変動からシンボルを推定する方法、について検討を行うことが有効ではないかと考えられる。本研究においては、確率共鳴の適用の際の雑音の印加方法に着目した提案を行ったが、雑音印加により発生した変動からシンボルを推定する方法としては、単に並列 SR システム [22] を採用した。この並列 SR システムには、SR の応答性能を向上させ印可雑音強度の細かな調節が不要となる、単なる加算平均計算で構成されており複雑でない、などといった利点がある。しかし一方で、単純な計算によってシンボルの推定を行っているため、最尤法などを利用した複雑な計算によるシンボル推定手法 [27] と比較すると、シンボルの推定精度については並列 SR システムが劣っていることが考えられる。そのため、本研究で提案した適応型 SR 法に加えて、雑音印加により発生した変動からシンボルを推定する方法について検討を行うことで、さらなるシンボル誤り率の改善が期待できる。

謝辞

本研究の遂行及び論文作成に当たり，ご多忙の中多大なご指導と助言をしていただいた羽多野裕之准教授，眞田耕輔助教，森香津夫教授に深く感謝申し上げます。

最後に，研究室の整備等でご協力くださいました山本好弘技術職員，北島巧海技術職員，ならびに本研究のため御助力を注いでくださいました大学院生，学部生の皆様方に深く感謝いたします。

令和6年 富田 友太

参考文献

- [1] B. E. Jonsson, “A survey of a/d-converter performance evolution,” in Proc. IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), pp. 766–769, March 2010.
- [2] R. H. Walden, “Analog-to-digital converter survey and analysis,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no. 4, pp. 539–550, April 1999.
- [3] J. Liu, Z. Luo, and X. Xiong, “Low-resolution adcs for wireless communication: a comprehensive survey,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 91291–91324, July 2019.
- [4] M. Alsabah, M. A. Naser, B. M. Mahmmmod, S. H. Abdhussain, M. R. Eissa, A. Al-Baidhani, N. K. Noordin, S. M. Sait, K. A. Al-Utaibi, and F. Hashim, “6g wireless communications networks: A comprehensive survey,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 148191–148243, November 2021.
- [5] C. T. Rodenbeck, A. C. Ferguson, and J. M. Pankonin, “Monobit subsampler for digital downconversion in pulse-doppler radar applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1036–1043, Apr. 2009.
- [6] C. T. Rodenbeck, K. J. Tracey, K. R. Barkley, and B. B. DuVerneay, “Delta modulation technique for improving the sensitivity of monobit subsamplers in

- radar and coherent receiver applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 8, pp. 1811–1822, Aug. 2014.
- [7] S. J. Zahabi, M. M. Naghsh, M. Modarres-Hashemi, and J. Li, “One-bit compressive radar sensing in the presence of clutter,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 56, no. 1, pp. 167–185, May 2020.
- [8] K. U. Mazher, A. Mezghani, and R. W. Heath, “Improved CRB for millimeter-wave radar with 1-bit ADCs,” *IEEE Open Journal of Signal Processing*, vol. 2, pp. 318–335, May 2021.
- [9] M. Stein and J. A. Nossek, “Will the 1-bit GNSS receiver prevail?,” in *Proc. IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium - PLANS*, pp. 1033–1040, May 2014.
- [10] C. Enneking, F. C. Beck, S. Thölert and F. Antreich, “Transmit pulse shaping for 1-bit GNSS receivers,” in *Proc. 2022 International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS)*, pp. 01–06, Jun. 2022.
- [11] J. Zhang, L. Dai, X. Li, Y. Liu, and L. Hanzo, “On low-resolution ADCs in practical 5G millimeter-wave massive MIMO systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 7, pp. 205–211, Jul. 2018.
- [12] H. Masoumi, M. J. Emadi, and S. Buzzi, “Coexistence of D2D communications and cell-free massive MIMO systems with low resolution ADC for improved throughput in beyond-5G networks,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 70, no. 2, pp. 999–1013, Feb. 2022.

- [13] P. Patel, J. Holtzman, “Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a ds-cdma system,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 12, no. 5, pp. 796-807, June 1994.
- [14] S. Moon, I. S. Kim, D. Kam, D. W. Jee, J. Choi, and Y. Lee, “Massive MIMO systems with low-resolution ADCs: Baseband energy consumption vs. symbol detection performance,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 6650-6660, January 2019.
- [15] L. V. Nguyen, D. H. Nguyen, and A. L. Swindlehurst, “DNN-based detectors for massive mimo systems with low-resolution adcs,” *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1–6, Montreal, QC, Canada, June 2021.
- [16] K. Higuchi and A. Benjebbour, “Non-orthogonal Multiple Access (NOMA) with Successive Interference Cancellation for Future Radio Access,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. 98, no. 3, pp. 403-414, March 2015.
- [17] M. B. Shahab, R. Abbs, M. Shirvanimoghaddam, and S. J. Johnson, “Grant-free non-orthogonal multiple access for IoT: A survey,” *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 22, no. 3, pp. 1805-1838, May 2020.
- [18] D. Do, T. Anh Le, T. N. Nguyen, X. Li, and K. M. Rabie, “Joint impacts of imperfect CSI and imperfect SIC in cognitive radio assisted NOMA-V2X communications,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 128629–128645, July 2020.
- [19] M. Liaqat, K. A. Noordin, T. A. Latef, and K. Dimyati, “Power-domain non orthogonal multiple access (PD-NOMA) in cooperative networks: An overview,” *Wireless Networks*, pp. 1–23, July 2018.

- [20] T. Assaf, A. Al-Dweik, M. S. E. Moursi, H. Zeineldin, and M. Al-Jarrah, “NOMA receiver design for delay-sensitive systems,” *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 4, pp. 5606-5617, December 2021.
- [21] L. Gammaitoni, P. Hänggi, P. Jung, and F. Marchesoni, “Stochastic resonance,” *Reviews of Modern Physics*, vol. 70, no. 1, pp. 223–287, January 1998.
- [22] J. J. Collins, C. C. Chow, and T. T. Imhoff, “Stochastic resonance without tuning,” *Nature*, vol. 376, pp. 236–238, July 1995.
- [23] N. G. Stocks, “Suprathreshold stochastic resonance in multilevel threshold systems,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 11, pp. 2310–2313, March 2000.
- [24] H. Tanaka, K. Chiga, T. Yamazato, Y. Tadokoro, and S. Arai, “Noise-enhanced subthreshold signal reception by a stochastic resonance receiver using a non-dynamical device,” *Nonlinear Theory and Its Applications (NOLTA)*, IEICE, vol. 6, no. 2, pp. 303–312, April 2015.
- [25] Y. Tadokoro, H. Tanaka, Y. Nakashima, T. Yamazato, and S. Arai, “Enhancing a bpsk receiver by employing a practical parallel network with stochastic resonance,” *Nonlinear Theory and Its Applications (NOLTA)*, IEICE, vol. 10, no. 1, pp. 106–114, January 2019.
- [26] Y. Nakashima, T. Yamazato, S. Arai, H. Tanaka, and Y. Tadokoro, “Noise-aided demodulation with one-bit comparator for multilevel pulse-amplitude-modulated signals,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 7, no. 5, pp.848–851, October 2018.

- [27] A. Tatematsu, H. Hatano, K. Sanada, K. Mori, H. Tanaka, and Y. Tadokoro, “Simple design of maximum likelihood demodulation in receiver with few-bit ADCs for amplitude-modulated signals,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 70, no. 1, pp. 331–335, January 2023.
- [28] 田所幸浩, 山里敬也, 田中宏哉, 荒井伸太郎, 中島康雄, 平岡真太郎, “確率共鳴現象の情報通信への応用を目指して,” *電子情報通信学会論文誌 B*, vol. 102, no. 6, pp. 445–458, June 2019.
- [29] P. K. Singya, P. Shaik, N. Kumar, V. Bhatia, and M.-S. Alouini, “A survey on higher-order qam constellations: technical challenges, recent advances, and future trends,” *IEEE Open J. Commun. Soc.*, vol. 2, pp. 617–655, March 2021.
- [30] M. W. Hauser, “Principles of oversampling A/D conversion,” *J. Audio Eng. So.*, vol. 39, no. 1/2, pp. 3–26, February 1991,
- [31] W. Kester, “ADC input noise: the good, the bad, and the ugly. is no noise good noise?,” *Analog Dialogue*, vol. 40, no. 02, pp. 1–5, February 2006.
- [32] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, no. 3, pp. 379–423, July 1948.

研究業績

I. 業績

1. Y. Tomida, H. Hatano, K. Sanada and K. Mori, “Stochastic resonance assisted successive interference cancellation receiver for signal detection performance improvement,” *Journal of Signal Processing*, vol. 27, no. 4, pp. 111-114, July 2023.
2. Y. Tomida, H. Hatano, K. Sanada and K. Mori, “An Effect of Applying Stochastic Resonance to Successive Interference Cancellation with Nonlinear System,” in *Proc. The 12th International Symposium for Sustainability by Engineering at Mie University (Research Area C) (IS2EMU2022-C)*, pp. 96–97, September 2022.
3. Y. Tomida, H. Hatano, K. Sanada and K. Mori, “Improving signal detection performance of successive interference cancellation system by applying stochastic resonance,” in *Proc. 2023 RISP International Workshop on Non-linear Circuits, Communication and Signal (RISP NCSP 2023)*, pp. 376-379, February 2023.
4. 富田友太, 羽多野裕之, 眞田耕輔, 森香津夫, “確率共鳴を適用した非線形システ

- ムの利用による逐次干渉除去における信号検出の低消費電力化の可能性,” 2023年電子情報通信学会総合大会講演論文集, N-2-11, pp. 229, 2023年3月.
5. 冨田友太, 羽多野裕之, 眞田耕輔, 森香津夫, “逐次干渉除去受信機における低消費電力化のための確率共鳴を利用したADC低ビット化の検討,” 2023年電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, A-13-8, pp. 109, 2023年9月.
 6. Y. Tomida, H. Hatano, K. Sanada and K. Mori, “An Effect of Applying Stochastic Resonance to Successive Interference Cancellation Receiver with Lower resolution ADC,” in Proc. The 13th International Symposium for Sustainability by Engineering at Mie University (Research Area C) (IS2EMU2023-C), pp. 11–12, September 2023.
 7. Y. Tomida, H. Hatano, K. Sanada and K. Mori, “Stochastic resonance assisted successive interference cancellation receiver for multilevel modulated signals,” in Proc. 2023 Eleventh International Symposium on Computing and Networking Workshops (CANDARW), pp. 333-337, December 2023.
 8. 冨田友太, 羽多野裕之, 眞田耕輔, 森香津夫, “多値変調信号のための低分解能なADCを用いた変調レベル適応型確率共鳴受信機,” 2024年電子情報通信学会総合大会講演論文集, A-13-22, 2024年3月.
 9. Y. Tomida, H. Hatano, K. Sanada and K. Mori, “Modulation level adaptive stochastic resonance receiver with low-resolution ADCs for multilevel amplitude modulated signals,” IEICE Communications Express (ComEX) (投稿中).

II. 受賞

1. Student Paper Award, 2023 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits, Communication and Signal (RISP NCSP 2023), March 2023.
2. 2023 年度学術奨励賞, 電子情報通信学会, 2023 年 3 月.