# 修 士 論 文 の 和 文 要 旨

| | | | |
|---|---|---|---|
| 研究科・専攻 | 大学院　情報理工学研究科　　情報・ネットワーク工学専攻　博士前期課程 | | |
| 氏　　名 | 八子　聖也 | 学籍番号 | 2031144 |
| 論 文 題 目 | ヘリコプター衛星通信用時間ダイバーシチ方式のためのスペクトル解析に基づく回線推定法 | | |


要　旨

ヘリコプター衛星通信では、アンテナの上を回転するローターブレードによる信号の周期的遮断が課題となる。この周期的遮断を克服する手段の一つとして時間ダイバーシチが存在する。ダイバーシチ合成にはいくつか方法が存在し、その中でも合成後の SNR(Signal-to-Noise power Ratio：信号電力対雑音比)が最大となるように重みづけを行う MRC(Maximal Ratio Combining：最大比合成)が最も良好な BER(Bit Error Rate：符号誤り率)特性となる。MRC を行うためには遮断情報の推定が必要となる。先行研究では、FFT(Fast Fourier Transform：高速フーリエ変換)を用いて受信信号から周期的遮断の線スペクトルを抽出し、それを IFFT(Inverse FFT：逆 FFT)することで遮断情報の推定を行っている。しかし、従来方式には充分な推定精度を得るための FFT/IFFT サイズが大きくなるため計算量が多くなりやすいという課題がある。そのため本研究では IFFT を用いない簡易な計算のみで遮断情報を推定する方式を提案する。

遮断情報は遮断周期が既知のため、遮断により失われる信号の割合を表す遮断率及び遮断の開始時刻を表す遮断開始時刻の推定が行えれば、IFFT なしで遮断の推定が可能となる。そこで、抽出した線スペクトルの振幅比から遮断率を推定し、推定された遮断率を基に相互相関を用いることで遮断開始時刻の推定を行い、IFFT なしで遮断情報を推定する方式(提案方式 1)を提案する。計算機シミュレーションによって検討した結果、提案方式 1 が IFFT を用いないだけではなく、より小さい FFT サイズで従来方式と同等の BER 特性を実現可能であることが確認された。しかし、提案方式 1 は低い遮断率ほど推定精度が低下し、遮断開始時刻の推定の際に相互相関を用いているため計算量が多いという課題が存在する。この課題に対し、提案方式 1 を発展させ、遮断率推定に用いる計算式の追加及び加重平均の導入を行い、遮断開始時刻の推定に加重最小二乗法を用いる方式(提案方式 2)を提案する。計算機シミュレーションによって検討した結果、提案方式 2 は低い遮断率での精度向上及び遮断開始時刻の推定における計算量の低減が確認され、提案方式 1 より高い精度で遮断推定が可能であることが確認された。

令和３年度　修士学位論文

# ヘリコプター衛星通信用時間ダイバーシチ方式のためのスペクトル解析に基づく回線推定法

電気通信大学 情報理工学研究科
博士前期課程 情報・ネットワーク工学専攻

2031144　八子聖也
指導教員　小島 年春 准教授
副指導教員　来住 直人 教授

提出　令和４年３月24日

# 目 次

**1 序章** **3**
1.1 本研究の背景と目的 . . . . . 3
1.2 論文の構成 . . . . . 4

**2 周期的遮断及びその線スペクトル** **5**
2.1 序言 . . . . . 5
2.2 周期的遮断 . . . . . 5
2.3 周期的遮断の線スペクトル . . . . . 6
2.4 結言 . . . . . 7

**3 時間ダイバーシチ通信システム** **9**
3.1 序言 . . . . . 9
3.2 時間ダイバーシチ通信システム . . . . . 9
3.3 結言 . . . . . 10

**4 回線推定器及び従来方式** **11**
4.1 序言 . . . . . 11
4.2 スペクトル解析に基づく回線推定器 . . . . . 11
4.3 従来方式 [5] . . . . . 12
4.4 結言 . . . . . 13

**5 提案方式 1** **14**
5.1 序言 . . . . . 14
5.2 原理と構成 . . . . . 14
5.3 計算機シミュレーション . . . . . 17
5.4 結言 . . . . . 21

**6 提案方式 2** **22**
6.1 序言 . . . . . 22
6.2 原理と構成 . . . . . 22
6.3 計算機シミュレーション及び計算回数の比較 . . . . . 26
6.4 結言 . . . . . 32

**7　結論** **33**

**A　EGC 及び MRC の BER 理論式の算出法** **37**

# 第 1 章

# 序章

## 1.1 本研究の背景と目的

ヘリコプターはその機動性の高さから山岳地帯での報道や救助活動などで有用とされる．この際, 周囲の環境などにより地上の基地局との直接通信が困難である場合には, 衛星を介して通信を行うヘリコプター衛星通信が必要となる．しかし, ヘリコプター衛星通信ではアンテナの上を回転するローターブレードにより通信路が周期的に遮断される．通信路の周期的遮断は受信信号の BER(Bit Error Rate：符号誤り率) 特性を著しく劣化させる．この信号の周期的な遮断を克服する手段として今までに様々な方法 [1–9] が提案されている．時間ダイバーシチは, その単純さ [1] により, 低速データ伝送にとって解決策として優れている．ダイバーシチ合成にはいくつかの方法が存在し, その中でも合成後の SNR(Signal-to-Noise power Ratio：信号電力対雑音比) が最大となるように重みづけをする MRC(Maximal Ratio Combining：最大比合成) が最も良好な BER 特性となる [3]. MRC を行うためには遮断情報の推定が必要となる．この遮断情報の推定がヘリコプター衛星通信における回線推定にあたる．

先行研究 [5] では, ヘリコプター衛星通信の高精度な回線推定法が提案された．この従来方式は, FFT(Fast Fourier Transform：高速フーリエ変換) を使用して受信信号から周期的遮断の線スペクトルを抽出し, IFFT(Inverse FFT：逆 FFT) を使用して線スペクトルから回線情報として周期的遮断の再構築を行う．従来方式を用いた時間ダイバーシチ通信システムは, 低 CNR(Carrier-to-Noise power Ratio：搬送波対雑音電力比) 環境下でも理想的な MRC に非常に近い BER 特性を実現する．しかし, 従来方式は FFT/IFFT サイズが大きくなるため計算量が多くなるという課題がある．この課題に対し, 文献 [9] では, 抽出した線スペクトルから遮断により失われる信号の割合を表す遮断率を推定し, 推定された遮断率を用いて IFFT なしで周期的遮断を再構築する新たな遮断推定法 (提案方式 1) を提案し, 提案方式 1 が BER 特性を低下させることなく FFT サイズを削減可能であることを示した．

しかし, 提案方式 1 は低い遮断率ほど推定精度が低下し, 遮断開始時刻推定の際の計算量が多いという課題がある．そのため, 本論文では低い遮断率での推定精度向上及び遮断開始時刻推定の際の計算量の軽減を目的とした, 提案方式 1 を発展させた新たな遮断推定法 (提案方式 2) について検討し, 計算機シミュレーションを用いてその特性を評価した．

## 1.2　論文の構成

本論文では, 第 2 章でヘリコプター衛星通信特有の環境下である周期的遮断とその線スペクトルについて述べる．第 3 章では時間ダイバーシチ通信システムを示す．第 4 章では回線推定器と従来方式及びその問題点について述べる．第 5 章では提案方式 1 について述べ, 計算機シミュレーションの結果を記す．第 6 章では提案方式 2 について述べ, 計算機シミュレーション及び計算回数の比較の結果を記す．最後に, 第 7 章で本論文の結論を述べる．

# 第 2 章

# 周期的遮断及びその線スペクトル

## 2.1 序言

ヘリコプター衛星通信においては周期的遮断が重要な要素となり, 特に周期的遮断の線スペクトルの性質は推定にも大きく関与している．そのため, 本章にてその特有の性質について解説する．第 2 節では周期的遮断について, 第 3 節では周期的遮断の線スペクトルについて詳しく説明し, 数理モデルで表現する．

## 2.2 周期的遮断

前章で述べた通り, 通信路の周期的遮断はヘリコプターのローターブレードがアンテナの上を通過するために生じる．ここで, ヘリコプターのブレードにより通信路が継続して遮断される時間を遮断継続時間 $T_d$ とし, 次のブレードが再び通信路を遮断するまでの時間を遮断周期 $T_p$ とする．図 2.1 に $T_d$ と $T_p$ の関係を図示する．遮断周期 $T_p$ はブレードの枚数を $S$, 回転速度を $\omega$ とすると次式で表せる．

$$T_p = \frac{1}{\omega S} \tag{2.1}$$

また, 遮断継続時間 $T_d$ は, 図 2.2 に示すようにブレードの中心からブレードの両幅を見込む角度を $\phi$ とすると次式で表される．

$$T_d = \frac{\phi}{2\pi\omega} \tag{2.2}$$

この時, ブレードの両幅を見込む角度 $\phi$ は, ブレードの中心からアンテナまでの距離 $D$ 及びブレードの幅 $W$ を用いて次のように表せる．

$$\phi = 2\arcsin\frac{W}{2D} \tag{2.3}$$

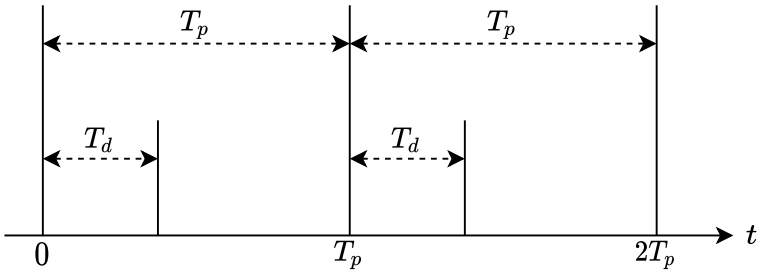



図 2.1: 遮断周期 $T_p$ と遮断継続時間 $T_d$ の関係

式 (2.2) 及び (2.3) より遮断継続時間 $T_d$ は次式となる．

$$T_d = \frac{1}{\pi\omega} \arcsin \frac{W}{2D} \tag{2.4}$$

遮断周期 $T_p$ と遮断継続時間 $T_d$ を用いて周期的遮断 $h(t)$ は次式のように表される [1]．

$$h(t) = \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} g(t - \ell T_p) \tag{2.5}$$

ここで $g(t)$ は次式である．

$$g(t) = \begin{cases} 1 & (T_d \leq t \leq T_p) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \tag{2.6}$$

図 2.3 に周期的遮断 $h(t)$ の波形の例を示す．この時, $h(t)$ の値は 1 または 0 であるため, $h(t)^2 = h(t)$ である．また, 遮断周期 $T_p$ と遮断継続時間 $T_d$ の比を遮断率 $\rho$ とすると次式で表される．

$$\rho = \frac{T_d}{T_p} = \frac{S}{\pi} \arcsin \frac{W}{2D} \tag{2.7}$$

この時, 遮断周期 $T_p$ はヘリコプターの機種によって固有の定数である．しかし, 遮断継続時間 $T_d$ はヘリコプターの姿勢によりブレードの中心からアンテナまでの距離 $D$ が変動するため未知である．そのため, 遮断率 $\rho$ も未知となる．

## 2.3　周期的遮断の線スペクトル

周期的遮断 $h(t)$ は, その周期性から線スペクトルを持つ．$h(t)$ のフーリエ級数展開は次のようになる [6]．

$$\begin{aligned} h(t) &= 1 - \rho + 2\rho \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi\rho}{n\pi\rho} \cos \frac{2\pi n}{T_p} \left( t - \frac{T_d}{2} \right) \\ &= 1 - \rho + 2\rho \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi\rho}{n\pi\rho} \cos(2\pi n f_0 t - n\pi\rho) \end{aligned} \tag{2.8}$$

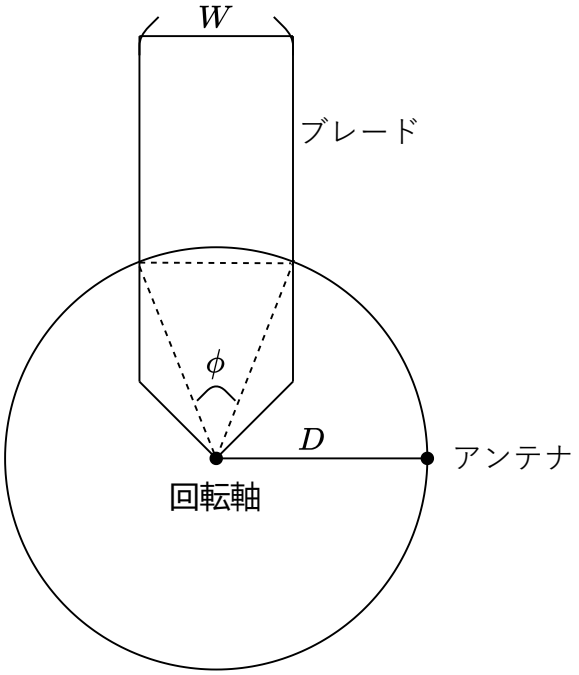



図 2.2: 周期的遮断の発生モデル

ここで, $f_0 = 1/T_p$ である．式 (2.8) より, 周期的遮断 $h(t)$ の線スペクトルは次の式で表される包絡線 $\Gamma(f)$ を持つ．

$$\Gamma(f) = 2\rho \frac{\sin(\pi T_d f)}{\pi T_d f} \quad (f > 0) \tag{2.9}$$

また, $n$ 番目の線スペクトルの振幅を $A_n$ とすると式 (2.9) より次式が成立する．

$$A_n = |\Gamma(nf_0)| = 2\rho \left| \frac{\sin n\pi\rho}{n\pi\rho} \right| \tag{2.10}$$

式 (2.10) より振幅 $A_n$ は遮断率 $\rho$ に依存する．図 2.4 に周期的遮断 $h(t)$ の線スペクトルの例を示す．式 (2.8), 式 (2.9), 式 (2.10) より, 周期的遮断 $h(t)$ は図 2.4 に示されているような周波数 $f = nf_0$ に等間隔で並ぶ周波数スペクトルを有することが分かる．

## 2.4　結言

本章では周期的遮断及びその線スペクトルの性質を数理モデルで表現し, 解説した．次章では, この周期的遮断の影響を軽減するために考案された時間ダイバーシチ通信システムについて解説する．

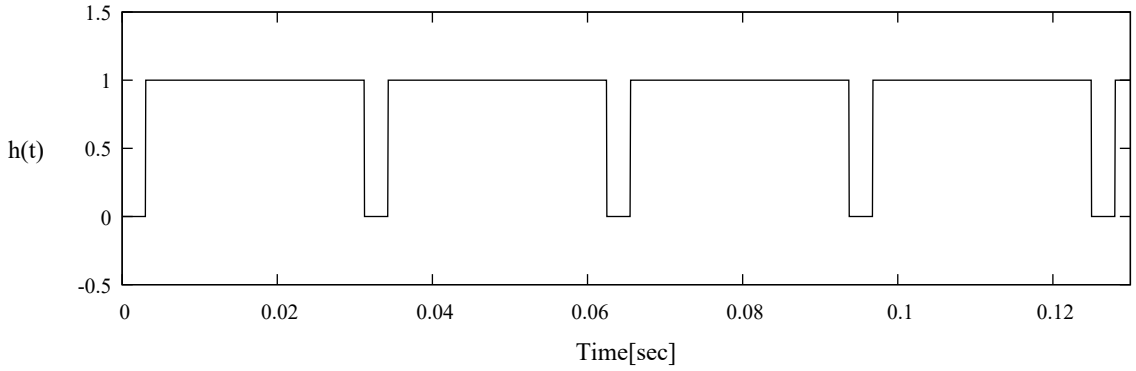



図 2.3: 周期的遮断の波形の例

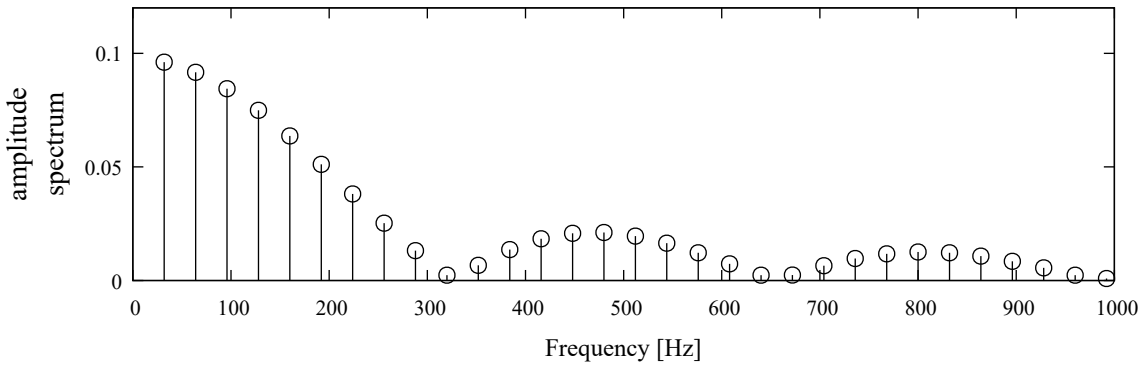



図 2.4: 周期的遮断の線スペクトルの例

# 第 3 章

# 時間ダイバーシチ通信システム

## 3.1　序言

本章では時間ダイバーシチを用いた通信システムについて説明する．第 2 節において, 時間ダイバーシチによる遮断対策の詳細及び構成について解説する．

## 3.2　時間ダイバーシチ通信システム

時間ダイバーシチとは, 異なるタイミングで同一データを複数回伝送することで通信品質の向上を図る技術である．送信機では周期的遮断によるバースト誤りを等間隔に分散するように同一信号に遅延差を与えて複数回伝送する．これにより少なくとも一方の信号は遮断されないため, 周期的遮断環境下における信号の完全な欠落が防止される．受信機では送信機で与えた時間差を解消するようにそれぞれの信号に遅延を与えて時間差を解消した後合成を行う．本論文では, SNR を最大にするように受信信号に重みづけをしたのちに合成する MRC を用いている．

図 3.1 に時間ダイバーシチ係数を 2 とした時の時間ダイバーシチ通信システムの構成図を示す．送信機では, 情報ビット系列 $\{a_i\}$ が $T_p/2$ の間遅延され, 遅延系列 $\{b_i\}$ が生成される．情報ビット系列 $\{a_i\}$ と遅延系列 $\{b_i\}$ は並直列変換器に入力され多重化系列 $\{d_i\}$ となる．多重化系列 $\{d_i\}$ は, BPSK 変調され送信信号 $s_i$ となる．送信信号 $s_i$ は次式により表される．

$$s_i = \sqrt{\frac{E_b}{2}} \cos d_i \pi. \tag{3.1}$$

ここで $E_b$ は情報ビット系列 $\{a_i\}$1 ビットあたりの信号エネルギーである．周期的遮断通信路において送信信号は次の式で表される受信信号 $r_i$ となる．

$$r_i = h_i s_i + n_i \tag{3.2}$$

ここで, $h_i = h(iT_b/2)$ はチャネルゲインであり, $T_b$ は情報ビット系列 $\{a_i\}$ のビット周期を示す．また, $n_i$ は片側パワースペクトル密度 $N_0$ の AWGN(Additive White Gaussian Noise：加算性白色ガウス雑音) を示す．受信機において, 受信信号 $r_i$ が供給された回線

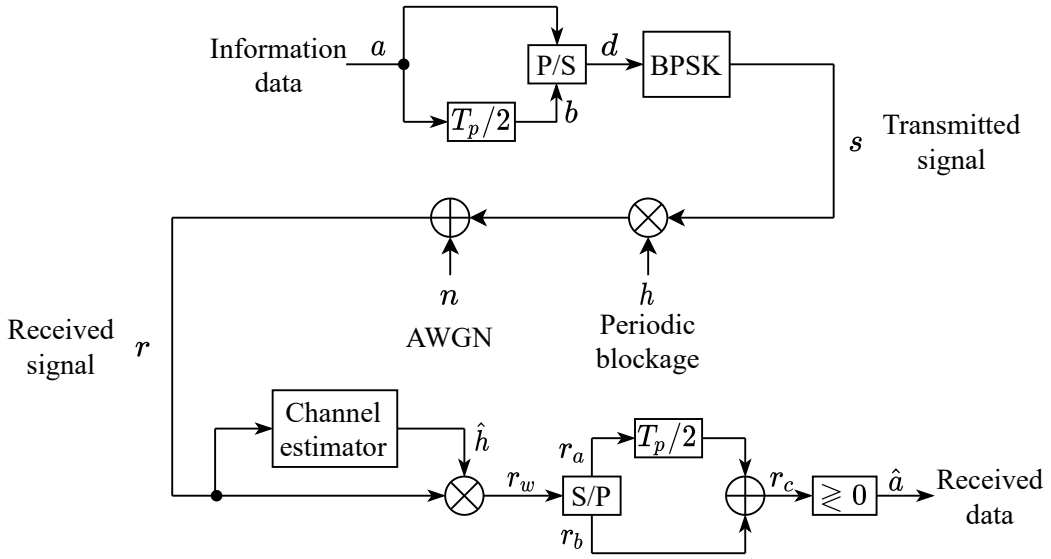



図 3.1: 時間ダイバーシチ通信システムの構成図

推定器は, 推定遮断情報 $\hat{h}_i$ を出力する．これにより得られた推定遮断情報 $\hat{h}_i$ が受信信号 $r_i$ に乗算され, 重みづけ信号 $r_{wi}$ が生成される．重みづけ信号系列 $\{r_{wi}\}$ は直並列変換器により 2 つの信号系列 $\{r_{ai}\}$ と $\{r_{bi}\}$ に分離される．2 つの信号系列 $\{r_{ai}\}$ と $\{r_{bi}\}$ はそれぞれ送信機の $\{a_i\}$ と $\{b_i\}$ に対応する．信号系列 $\{a_i\}$ は送信器において施された遅延解消のために $T_p/2$ の間遅延された後, 信号系列 $\{b_i\}$ に加算され, 結合信号系列 $\{r_{ci}\}$ となる．結合受信信号 $r_{ci}$ の値に基づき受信データ $\hat{a}_i$ が決定される．

## 3.3　結言

本章では時間ダイバーシチ通信システムの解説を行った．次章では回線推定器と従来方式及びその問題点の解説を行う．

# 第 4 章

# 回線推定器及び従来方式

## 4.1 序言

本章ではスペクトル解析に基づく回線推定器の構成と従来方式について解説する．まず, 第 2 節において回線推定器の詳細について解説する．第 3 節では従来方式がどのように遮断情報を推定しているのかを解説し, その問題点を明らかにする．

## 4.2 スペクトル解析に基づく回線推定器

図 4.1 にスペクトル解析に基づく回線推定器の構成を示す．図 4.1 では, まず受信信号から受信電力 $p_i = |r_i|^2$ の計算を行う．その後, $p_i$ は直並列変換されて次の受信電力系列 $\boldsymbol{p}$ となる．

$$\boldsymbol{p} = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 & \cdots & p_N \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{4.1}$$

ここで, $N$ は FFT サイズである．次に受信電力系列 $\boldsymbol{p}$ に対して FFT が施され, 次式で表される周波数スペクトル $\boldsymbol{P}$ に変換される．

$$\boldsymbol{P} = \begin{bmatrix} P_1 & P_2 & \cdots & P_N \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \boldsymbol{W}\boldsymbol{p} \tag{4.2}$$

ここで, $\boldsymbol{W}$ は次数 $N$ の離散フーリエ変換行列である．この時, 式 (3.1), (3.2) 及び ${h_i}^2 = h_i$ であることから次の式が導ける．

$$p_i = r_i\, {r_i}^* = \frac{E_b}{2} h_i + 2 h_i s_i \,\mathrm{Re}(n_i) + |n_i|^2 \tag{4.3}$$

式 (4.3) は, 周波数スペクトル $\boldsymbol{P}$ に周期的遮断 $h(t)$ の線スペクトルが含まれていることを示している．そのため, 周波数スペクトル $\boldsymbol{P}$ からスペクトル抽出器によって周期的遮断 $h(t)$ の線スペクトルの抽出を行う．抽出スペクトル $\hat{\boldsymbol{P}}$ は次式で表される．

$$\hat{\boldsymbol{P}} = \begin{bmatrix} \hat{P}_1 & \hat{P}_2 & \cdots & \hat{P}_N \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{4.4}$$

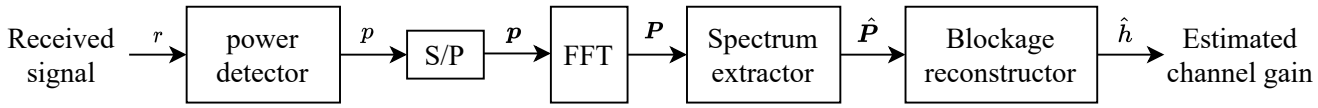



図 4.1: スペクトル解析に基づく回線推定器の構成図

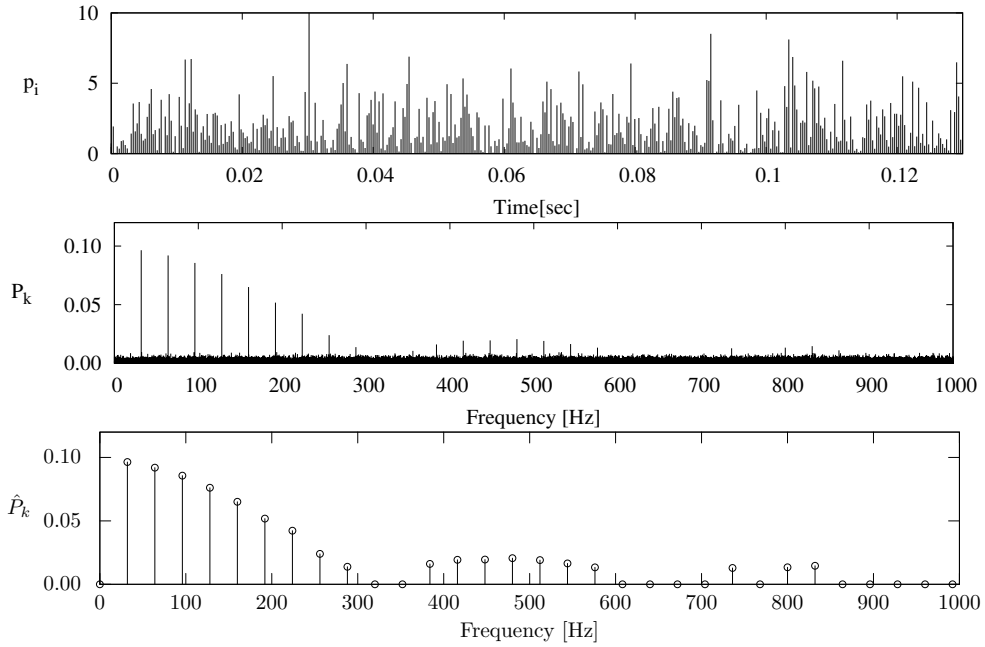



図 4.2: 信号処理の例

この時, 抽出スペクトル $\hat{\boldsymbol{P}}$ の要素である $\hat{P}_k$ は事前に決められた閾値 $P_{\mathrm{th}}$ により, 次の式に基づき周波数スペクトル $\boldsymbol{P}$ より選択される.

$$\hat{P}_k = \begin{cases} P_k & (P_k > P_{\mathrm{th}}) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \tag{4.5}$$

図 4.2 に一連の信号処理の例を示す．最後に抽出スペクトル $\hat{\boldsymbol{P}}$ より次式で表される推定遮断情報 $\hat{h}_i$ が生成される.

$$\hat{h}_i = \begin{cases} 1 & (\text{Estimated that } r_i \text{ is not blocked}) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \tag{4.6}$$

## 4.3　従来方式 [5]

従来方式の構成図を図 4.3 に示す．従来方式はスペクトル抽出器によって得られた周期的遮断 $h(t)$ の線スペクトルに対して IFFT を用いることで遮断情報を再現する．抽出ス

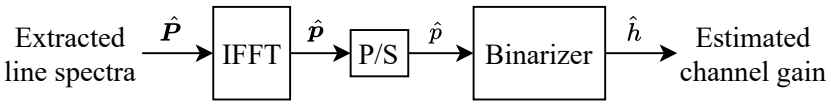



図 4.3: 従来方式の構成図

ペクトル $\hat{\boldsymbol{P}}$ を IFFT することで次式で表される周期的遮断 $h(t)$ の再現系列 $\hat{\boldsymbol{p}}$ が得られる．

$$\hat{\boldsymbol{p}} = \begin{bmatrix} \hat{p}_1 & \hat{p}_2 & \cdots & \hat{p}_N \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \frac{1}{N}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{P}} \tag{4.7}$$

再現系列 $\hat{\boldsymbol{p}}$ を二値化することで推定遮断情報 $\hat{h}_i$ が得られる．

従来方式は高い精度で推定が行える．しかし, 推定に FFT/IFFT の両方を用いているのに加えて高精度な推定に大きな FFT/IFFT サイズを要求するため計算量が多くなりやすい．実際のシステムではヘリコプターの姿勢等により遮断率は変動するため推定は短い時間で行える方が好ましい．そのため, より少ない計算量で高精度な遮断推定が行える方式を検討する必要がある．

## 4.4　結言

本章では回線推定器の構成及び従来方式の解説を行った．次章では, 従来方式の充分な推定精度を得るために計算量が多くなりやすいという課題を改善した提案方式 1 について検討する．

# 第 5 章

# 提案方式1

## 5.1 序言

前章では, 従来の遮断推定法について説明しその問題点を明らかにした．本章では, 従来方式の推定における計算量が多くなりやすいという課題を改善した提案方式 1 について説明する．まず, 第 2 節では, 提案方式 1 の原理と具体的な信号処理について解説を行う．第 3 説では, 提案方式 1 の計算機シミュレーション結果について検討を行う.

## 5.2 原理と構成

前章で説明した通り, 従来方式は受信信号電力系列の周波数スペクトルから周期的遮断の線スペクトルを抽出し, IFFT することで周期的遮断を再現する方式である．しかし, 周期的遮断 $h(t)$ は式 (2.5), 式 (2.6) 及び図 2.3 に表されるように遮断時に 0 となり遮断外で 1 となる状態を周期的に繰り返す単純な矩形波形であるため, この 2 つの状態の時間の長さと受信信号 $r(t)$ に対する FFT の時間窓の位置に応じた遮断開始時刻が分かれば IFFT を用いることなく周期的遮断 $h(t)$ の再現は可能である．遮断周期 $T_p$ は既知であるため, 未知である遮断継続時間 $T_d$ の推定が行えれば周期的遮断 $h(t)$ の波形の再現が可能となる．式 (2.10) より線スペクトルの振幅は遮断率 $\rho$ に依存しており, 式 (2.7) より遮断率 $\rho$ は遮断継続時間 $T_d$ と遮断周期 $T_p$ の比である．そのため, 線スペクトルの振幅から遮断率 $\rho$ の推定を行うことができればそこから遮断継続時間 $T_d$ を求めることができる．また, 遮断開始時刻に関しては推定された遮断継続時間 $T_d$ 及び既知である遮断周期 $T_p$ を基にして再現された周期的遮断の複製波形と受信電力系列 $\boldsymbol{p}$ との相互相関を求めることで推定が可能である.

続いて, 線スペクトルの振幅より遮断率を求める原理について説明する．先ほど述べた通り, 式 (2.10) より周期的遮断 $h(t)$ の $n$ 番目の線スペクトルの振幅 $A_n$ は遮断率 $\rho$ にのみ依存する．ただし, 式 (4.3) より抽出スペクトル $\hat{\boldsymbol{P}}$ の振幅は, 遮断率 $\rho$ だけでなく信号エネルギー $E_b$ にも依存することを示している．式 (2.10) より導かれる次式は, 比を取ることにより抽出スペクトル $\hat{\boldsymbol{P}}$ の振幅を適用した際にも信号エネルギー $E_b$ の影響を無視す

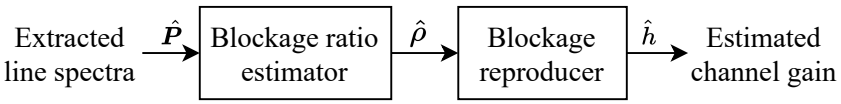



図 5.1: 提案方式 1 の構成図

ることが出来る．

$$\begin{aligned}\frac{A_{2n}}{A_n} &= \frac{2\rho\left|\dfrac{\sin 2n\pi\rho}{2n\pi\rho}\right|}{2\rho\left|\dfrac{\sin n\pi\rho}{n\pi\rho}\right|} \\ &= \frac{|\sin 2n\pi\rho|}{2|\sin n\pi\rho|} \\ &= |\cos n\pi\rho| \end{aligned} \tag{5.1}$$

さらに, $n\pi\rho < \pi/2$ の時, 式 (5.1) は次式と等価となる．

$$\frac{A_{2n}}{A_n} = \cos n\pi\rho \tag{5.2}$$

この時, 遮断率 $\rho$ について式 (5.2) を解くと, 次のようになる．

$$\rho = \frac{1}{n\pi}\arccos\frac{A_{2n}}{A_n} \tag{5.3}$$

また, $A_n$ は $f = nf_0 = n/T_p$ での線スペクトルの振幅であるため, 式 (5.3) の前提条件である $n\pi\rho < \pi/2$ は次式と等価となる．

$$f < \frac{1}{2T_d} \tag{5.4}$$

この時, 式 (2.9) より包絡線 $\Gamma(f)$ が $f = 1/T_d$ に最初の零点を持つという特性は, 式 (5.4) に示されている範囲を識別するのに重要な情報となる．

図 5.1 に, 提案方式 1 の構成図を示す．抽出スペクトル $\hat{\boldsymbol{P}}$ が入力された遮断率推定器は次の手順で推定遮断率 $\hat{\rho}$ の推定を行う．

1. $f = nf_0$ に対応する抽出スペクトル $\hat{\boldsymbol{P}}$ の振幅成分を $\hat{A}_n$ とする．
2. 次の序数 $m$ を計算する．

$$m = \min\left(\arg\min_n \hat{A}_n\right) \tag{5.5}$$

   式 (4.5) より, $\hat{A}_n$ の最小値は 0 である．そのため, 式 (5.5) は包絡線 $\Gamma(f)$ の初めの零点を求めることと同じである．つまり, 序数 $m$ は $m\pi\rho = \pi$ の関係式を満たす．
3. 序数 $L$ を次式より求める．

$$L = \lfloor m/2 \rfloor \tag{5.6}$$

この時, $n \leq L$ は式 (5.3) の前提条件 $n\pi\rho < \pi/2$ を満たす.

4. 式 (5.3) より次式より個別推定遮断率 $\hat{\rho}_n$ を計算する.

$$\hat{\rho}_n = \frac{1}{n\pi} \arccos \frac{\hat{A}_{2n}}{\hat{A}_n} \tag{5.7}$$

5. 式 (5.7) より次式より推定遮断率 $\hat{\rho}$ を計算する.

$$\hat{\rho} = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^{L} \hat{\rho}_n \tag{5.8}$$

遮断再現器は得られた推定遮断率 $\hat{\rho}$ と推定遮断継続時間 $\hat{T}_d = \hat{\rho} T_p$ の関係式を基に式 (2.5), 式 (2.6) によって次の式で表される複製遮断情報 $\hat{h}(t)$ を生成する.

$$\hat{h}(t) = \sum_{\ell=0}^{\lfloor NT_b/2T_p \rfloor} \hat{g}(t - \ell T_p) \tag{5.9}$$

ここで $\hat{g}(t)$ は次式である.

$$\hat{g}(t) = \begin{cases} 1 & (\hat{T}_d \leq t \leq T_p) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \tag{5.10}$$

この時, 複製遮断情報 $\hat{h}(t)$ は遮断開始時刻を考慮していないため, これを推定する必要がある. 初めに, 複製遮断情報 $\hat{h}(t)$ と受信電力系列 $\boldsymbol{p}$ との相互相関を $\boldsymbol{p}$ の要素を 1 つずつずらしながら遮断周期 1 周期分ずらすまでそれぞれ計算を行う. 受信電力系列 $\boldsymbol{p}$ の要素を $t'$ だけずらした時の複製遮断情報 $\hat{h}(t)$ との相互相関の値を $R_{t'}$ とすると次式で表される.

$$R_{t'} = \sum_{i=1}^{N} \hat{h}(iT_b/2) p_{i+t'} \tag{5.11}$$

ただし, この時の $t'$ の範囲は $0 \leq t' \leq \lfloor 2T_p/T_b \rfloor$ である. $R_{t'}$ の値が最大となる時が最も複製遮断情報 $\hat{h}(t)$ と受信電力系列 $\boldsymbol{p}$ の相関が高い時のため次式より推定遮断開始時刻 $\hat{\tau}$ を求める.

$$\hat{\tau} = \frac{T_b}{2} \arg\max_{t'} R_{t'} \tag{5.12}$$

推定遮断開始時刻 $\hat{\tau}$ 及び複製遮断情報 $\hat{h}(t)$ を基に, 次式より推定遮断情報 $\hat{h}_i$ の計算を行う.

$$\hat{h}_i = \hat{h}(iT_b/2 + \hat{\tau}) \tag{5.13}$$

表 5.1: シミュレーション条件

| | |
|---|---|
| Modulation | BPSK |
| Diversity factor | 2 |
| Information data rate | 4096 bps |
| Blockage period | 31.25 msec |

## 5.3　計算機シミュレーション

提案方式 1 を計算機シミュレーションにより評価する．表 5.1 にシミュレーション条件を示す．まず初めに, 推定精度として, 推定遮断率の RMSE(Root Mean Square Error : 平均平方二乗誤差) について評価を行う．次に, 提案方式 1 を含んだ時間ダイバーシチ通信システムにおける BER 特性を従来方式の BER 特性と比較を行い, EGC(Equal Gain Combining : 等利得合成) と MRC の両方の理論曲線と比較を行う．EGC と MRC の理論上の BER をそれぞれ $P_{\mathrm{EGC}}, P_{\mathrm{MRC}}$ とすると次のように導くことができる．(付録 A)

$$P_{\mathrm{EGC}} = \frac{1}{2}\left[2\rho \operatorname{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{4N_0}} + (1-2\rho)\operatorname{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right]$$

$$P_{\mathrm{MRC}} = \frac{1}{2}\left[2\rho \operatorname{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} + (1-2\rho)\operatorname{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right]$$

### 推定遮断率の RMSE

推定遮断率 $\hat{\rho}$ の精度は, FFT サイズ $N$ によって異なる．図 5.2 に $E_b/N_0$ における $\rho = 0.086$ での FFT サイズ $N$ に対する推定遮断率 $\hat{\rho}$ の RMSE 特性を示す．図 5.2 より FFT サイズ $N$ を増やすと, RMSE が減少することが見て取れる．しかし, FFT サイズ $N$ が $2^{17}$ 以上となると RMSE の減少が小さくなり, それ以上の FFT サイズ $N$ を用いてもあまり効果が得られないことが分かる．

図 5.3 に FFT サイズ $N$ が $2^{15}$ 及び $2^{16}$ の時における典型値である遮断率 $\rho = 0.086$ から最悪値である遮断率 $\rho = 0.321$ までの遮断率に対する RMSE を示す．FFT サイズを半分にすると, 平均して RMSE が約 2 倍になる．しかし, その分計算量も軽減される．

### 従来方式及び提案方式 1 を含んだ時間ダイバーシチ通信システムにおける BER 特性

図 5.4 に FFT サイズ $N$ に対する BER$= 10^{-3}$ においての MRC の理論曲線からの劣化の特性を示す．劣化を 0.1dB 以下に低減する FFT サイズは, 提案方式 1 では $2^{15}$ であり, 従来方式では $2^{17}$ となっている．つまり, 提案方式 1 は FFT サイズを 75%軽減している．

図 5.5 に BER 特性を示す．FFT サイズが $N = 2^{15}$ の提案方式 1 は, MRC の理論曲線

に非常に近い BER 特性を実現している．これは, 提案方式 1 がほぼ完全に遮断情報を推定していることを示している．提案方式 1 は同じ FFT サイズの従来方式よりも優れた結果が出ており, 従来方式が提案方式 1 と同等の性能を達するためには FFT サイズが 4 倍必要となる．上記の結果より提案方式 1 は IFFT を用いないだけでなく FFT サイズも削減する．よって, 提案方式 1 の計算量は従来方式に比べて著しく低いと言える．

### 問題点

提案方式 1 の問題点は低い遮断率ほど推定精度が低くなることと遮断開始時刻の推定に相互相関を用いているため計算量が多くなりやすいということである．図 5.6 に図 5.3 に線形近似を追加したものを示す．図 5.6 より FFT サイズ $N = 2^{15}$ の時には明確に低い遮断率ほど推定精度が低くなっている傾向が見て取れる．また, 図 5.3 では FFT サイズ $N = 2^{16}$ の時は遮断率毎に大きな差はないように見える．しかし, 図 5.6 の FFT サイズ $N = 2^{16}$ における線形近似を見るとわかる通り FFT サイズ $N = 2^{16}$ の時にも明確に低い遮断率ほど推定精度が低下する傾向が見て取れる．これは式 (2.10) より周期的遮断 $h(t)$ の線スペクトルの振幅は遮断率 $\rho$ に依存するため低い遮断率では振幅の値が小さくなり, ノイズの影響を強く受けやすくなることが原因であると考えられる．低い遮断率ほど誤差の影響を強く受けてしまうため低い遮断率においては高い遮断率と同等以上の精度を保ちたい．また, 遮断開始時刻推定に関しては式 (5.11) 及び式 (5.12) で表されているように推定に必要な計算回数が加算で $\lfloor 2T_p/T_b \rfloor$ 回, 乗算で $N\lfloor 2T_p/T_b \rfloor$ 回となり, 計算量が多くなりやすい．前章でも述べた通りヘリコプターの特性上なるべく早く遮断情報を推定する必要があるため計算量の多さは問題となる．そのため, 提案方式 1 を低い遮断率においても高い遮断率と同等以上の精度で推定可能であり, なるべく少ない計算量で遮断開始時刻 $\tau$ を推定可能な方式へ改良する必要がある．

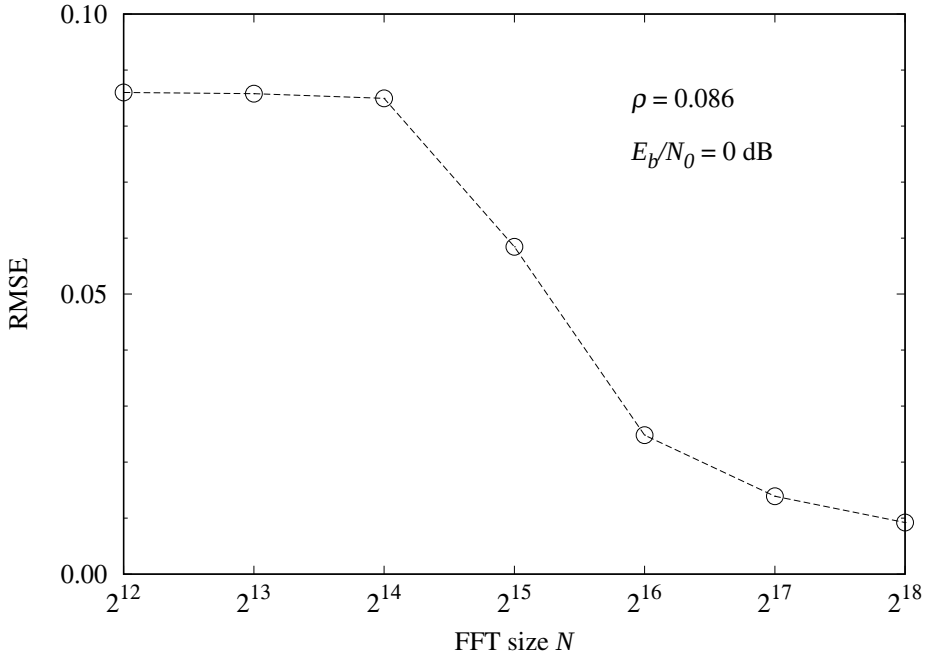



図 5.2: FFT サイズに対する推定遮断率の RMSE 特性

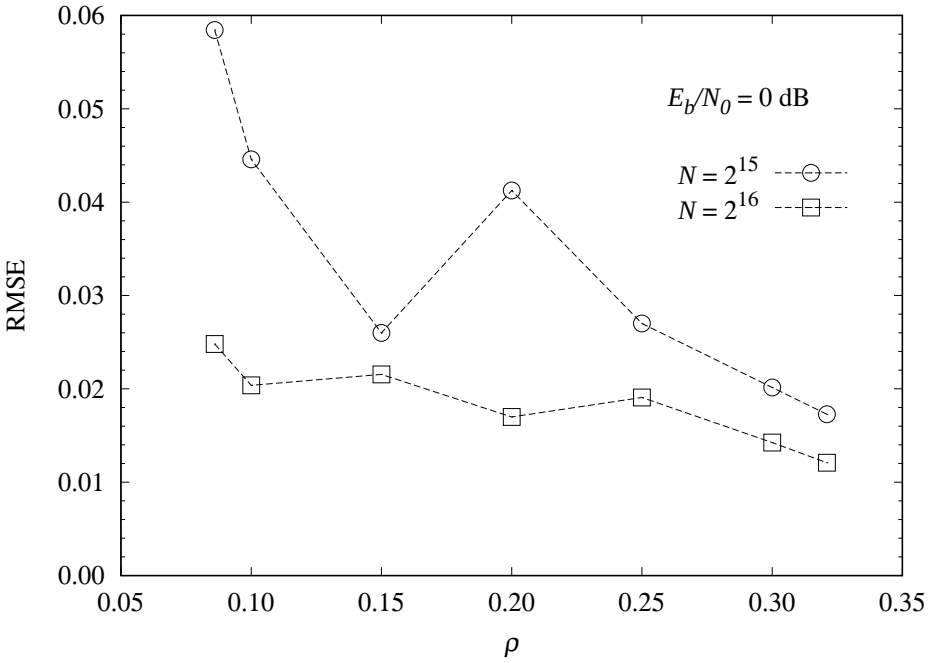



図 5.3: 推定遮断率の RMSE 特性

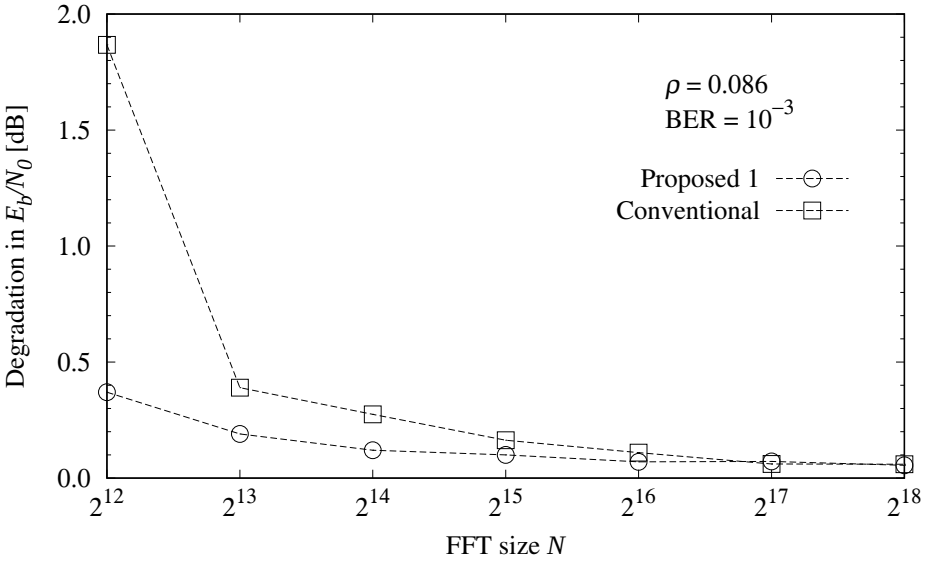



図 5.4: FFT サイズ $N$ に対する BER= $10^{-3}$ においての MRC の理論曲線からの劣化量

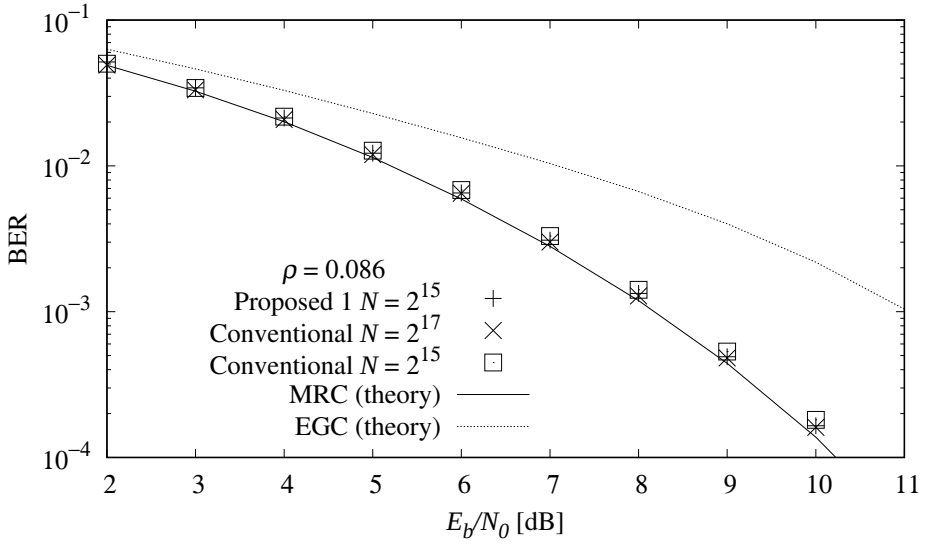



図 5.5: 従来方式及び提案方式 1 を含んだ時間ダイバーシチ通信システムにおける BER 特性

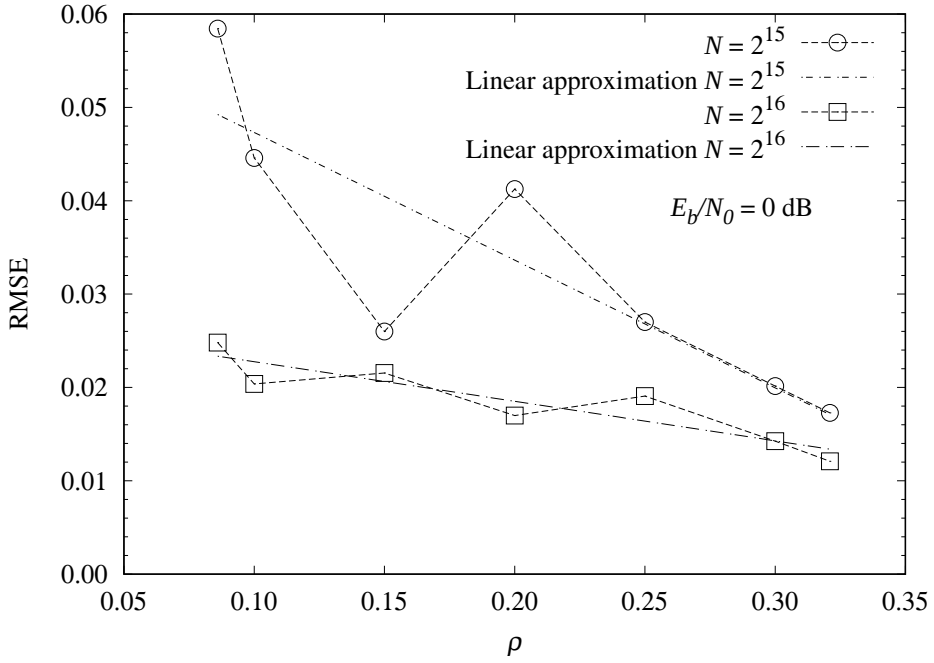



図 5.6: 線形近似を加えた推定遮断率の RMSE 特性

## 5.4　結言

本章では提案方式 1 の解説を行った．計算機シミュレーションによる結果から RMSE と BER 特性を比較し, 提案方式の遮断推定精度について検討をし, その問題点を明らかにした．次章では提案方式 1 の課題である低い遮断率での推定精度の低下及び遮断開始時刻推定の際の計算量の多さの改善を目的とした提案方式 2 について検討する

# 第 6 章

# 提案方式2

## 6.1 序言

前章では, 提案方式 1 について説明し, その問題点を明らかにした．本章では提案方式 1 の課題である低い遮断率での推定精度の低下及び遮断開始時刻推定の際の計算量の多さの改善を目的とした提案方式 2 について説明する．まず, 第 2 節では, 提案方式 2 の原理と具体的な信号処理について解説を行う．第 3 節では, 提案方式 2 の計算機シミュレーション結果及び計算回数の比較について検討を行う．

## 6.2 原理と構成

前章でも解説した通り, 提案方式 1 は周期的遮断の線スペクトルを抽出し, その振幅比から遮断率の推定を行う方式である．この時, 振幅比を用いている利点として抽出スペクトルの振幅を適用した際にも信号エネルギーに左右されないことに加えて, 提案方式 1 で用いている $A_n, A_{2n}$ の組み合わせならば簡易な計算のみで遮断率を導けることが挙げられる．しかし, $A_n, A_{2n}$ の組み合わせだけでは推定に用いることが可能な抽出スペクトルの振幅が限られてしまう．振幅比は $A_n, A_{2n}$ の組み合わせ以外でも成り立つため, 他の組み合わせによる振幅比から遮断率を導くことが可能であるならば推定に用いる計算式の追加により個別推定遮断率の数が増え, 推定精度の向上が期待できる．ただし, $A_n, A_{2n}$ 以外の組み合わせでは遮断率を導く計算が複雑化しやすい．これらのことを考慮し, $A_n, A_{2n}$ 以外の組み合わせを調査した所, $A_n, A_{3n}$ の組み合わせならば他の組み合わせに比べ簡易な計算のみで遮断率を導くことが可能であることが判明した．また, 提案方式 1 は式 (5.8) に表されるように全ての個別推定遮断率を等しく扱う算術平均を用いている．しかし, 個別推定遮断率が受ける雑音の影響は等価ではない．表 6.1 に遮断率 0.086, $E_b/N_0 = 0\mathrm{dB}$, FFT サイズ $N = 2^{16}$ とした時の個別推定遮断率の計算結果の分散を示す．表 6.1 から明確に見て取れるように $n$ の値が低いほど個別推定遮断率のばらつきが大きくなっている．そのためこの雑音による影響を考慮した重みをそれぞれの個別推定遮断率にかけて平均を取る加重平均を用いることで推定精度の向上が図れる．また, 周期的遮断 $h(t)$ はある時刻を中心として偶対称な信号とみなせるため, 偶対称となる時刻からの遅延時間が位相スペクトルの傾きとなる．そのため, 遮断開始時刻は周期的遮断 $h(t)$ の位相スペクトルの傾

表 6.1: 個別推定遮断率の分散の例

| 個別推定遮断率 $\hat{\rho}_n$ | 分散 |
|---|---|
| $\hat{\rho}_1$ | 0.002702 |
| $\hat{\rho}_2$ | 0.000776 |
| $\hat{\rho}_3$ | 0.000267 |
| $\hat{\rho}_4$ | 0.000054 |

きより推定することが可能となる．

続いて, $A_n, A_{3n}$ の振幅比より遮断率を求める原理について説明する．式 (2.10) より $A_n$ 及び $A_{3n}$ の比を取ることで次式が導かれる．

$$\begin{aligned}\frac{A_{3n}}{A_n} &= \frac{2\rho\left|\dfrac{\sin 3n\pi\rho}{3n\pi\rho}\right|}{2\rho\left|\dfrac{\sin n\pi\rho}{n\pi\rho}\right|} \\ &= \frac{|\sin 3n\pi\rho|}{3|\sin n\pi\rho|} \\ &= \frac{\left|3\sin n\pi\rho - 4\sin^2 n\pi\rho\right|}{3|\sin n\pi\rho|} \\ &= \frac{1}{3}\left|3 - 4\sin^2 n\pi\rho\right| \\ &= \frac{1}{3}|1 + 2\cos 2n\pi\rho| \end{aligned} \tag{6.1}$$

さらに, $n\pi\rho < \pi/3$ の時, 式 (6.1) は次式と等価となる．

$$\frac{A_{3n}}{A_n} = \frac{1}{3} + \frac{2}{3}\cos 2n\pi\rho \tag{6.2}$$

この時, 遮断率 $\rho$ について式 (6.2) を解くと, 次のようになる．

$$\rho = \frac{1}{2n\pi}\arccos\frac{3}{2}\left(\frac{A_{3n}}{A_n} - \frac{1}{3}\right) \tag{6.3}$$

図 6.1 に, 提案方式 2 の構成図を示す．抽出スペクトル $\hat{\boldsymbol{P}}$ から序数 $m$ を計算するまでは提案方式 1 と同様である．式 (6.3) より個別推定遮断率 $\hat{\rho}'_n$ を次式により求める．

$$\hat{\rho}'_n = \frac{1}{2n\pi}\arccos\frac{3}{2}\left(\frac{\hat{A}_{3n}}{\hat{A}_n} - \frac{1}{3}\right) \tag{6.4}$$

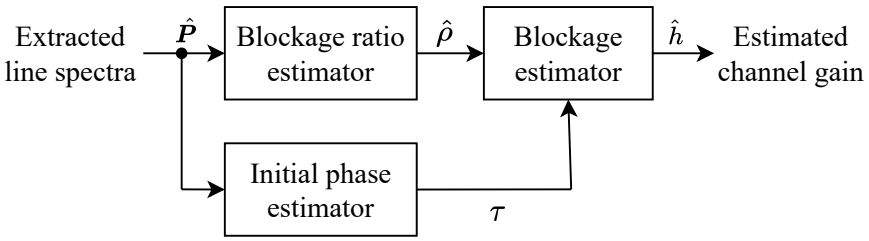



図 6.1: 提案方式 2 の構成図

序数 $L'$ を $L' = \lfloor m/3 \rfloor$ とし, 式 (5.7) 及び式 (6.4) より加重平均を用いた次式より推定遮断率 $\hat{\rho}$ を計算する.

$$\hat{\rho} = \frac{\sum_{n=1}^{L} w_n \hat{\rho}_n + \sum_{n=1}^{L'} w'_n \hat{\rho}'_n}{\sum_{n=1}^{L} w_n + \sum_{n=1}^{L'} w'_n} \tag{6.5}$$

この時, $w_n, w'_n$ は重みを表す.

一方, 推定遮断開始時刻 $\hat{\tau}$ は次式より求める.

$$\hat{\tau} = \frac{\hat{T}_d}{2} + \frac{\sum_{i=-L}^{L} w''_i \sum_{i=-L}^{L} w''_i 2\pi f_i \phi_i - \sum_{i=-L}^{L} w''_i 2\pi f_i \sum_{i=-L}^{L} w''_i \phi_i}{\sum_{i=-L}^{L} w''_i \sum_{i=-L}^{L} (2\pi f_i)^2 - \left( \sum_{i=-L}^{L} w''_i 2\pi f_i \right)^2} \tag{6.6}$$

式 (6.6) の第 2 項目は加重最小二乗法により一次関数の傾きを求める式であり, $w''_i$ は重みを表す. $\phi_i$ は位相スペクトルであり, $f_i = i/T_p$ である. 推定した遮断率 $\hat{\rho}$, 遮断開始時刻 $\tau$ 及び式 (5.10) を用いて次式より推定遮断情報 $\hat{h}_i$ を求める.

$$\hat{h}_i = \sum_{\ell=0}^{\lfloor NT_b/2T_p \rfloor} \hat{g}\left( i\frac{T_b}{2} - \ell T_p + \hat{\tau} \right) \tag{6.7}$$

### 重み

式 (6.5) における重みを誤差伝播則に基づき決定している. 式の簡略化のため以降, $F_n = A_{2n}/A_n, F'_n = A_{3n}/A_n$ とし, AWGN によって生じる $F_n, F'_n$ の誤差を $\Delta F_n, \Delta F'_n$ とする. また, 生じる誤差は同程度かつ無相関であると仮定する. 式 (5.3), 式 (6.3), 式 (6.5) より遮断率 $\rho$ を求める式は $F_n, F'_n$ の関数, つまり $\rho = f(F_n, F'_n)$ と見なすことができる. この時, 誤差を含んだ遮断率は $f(F_n + \Delta F_n, F'_n + \Delta F'_n)$ となり, 遮断率に生じる誤差を $\Delta\rho$ とすると, テイラー展開より $\Delta\rho$ は次式に近似できる.

$$\Delta\rho \fallingdotseq \frac{\partial f}{\partial F_n}\Delta F_n + \frac{\partial f}{\partial F'_n}\Delta F'_n \tag{6.8}$$

ただし, 二次以上の項は無視した．$\Delta\rho$ の標準偏差を $e_\rho$ とすると, 式 (6.8) より $e_\rho$ は次式のようになる．

$$\begin{aligned} e_\rho^2 &= E\left[(\Delta\rho)^2\right] \\ &\fallingdotseq E\left[\left(\frac{\partial f}{\partial F_n}\Delta F_n + \frac{\partial f}{\partial F'_n}\Delta F'_n\right)^2\right] \\ &= E\left[\left(\frac{\partial f}{\partial F_n}\right)^2(\Delta F_n)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial F'_n}\right)^2(\Delta F'_n)^2)\right] \end{aligned} \tag{6.9}$$

ただし, 式変形の途中で誤差が無相関である仮定を用いて $E[\Delta F_n \Delta F'_n] = 0$ とした．ここで, $\Delta F_n$ の標準偏差を $e_{F_n}$, $\Delta F'_n$ の標準偏差を $e_{F'_n}$ とすると, は次の式に変形できる．

$$e_\rho^2 = \left(\frac{\partial f}{\partial F_n}\right)^2 e_{F_n}^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial F'_n}\right)^2 e_{F'_n}^2 \tag{6.10}$$

つまり, 遮断率が受ける誤差は関数 $f(F_n, F'_n)$ を $F_n, F'_n$ でそれぞれ偏微分した大きさによって決まる．このことから式 (5.3) 及び式 (6.3) より重み $w_n, w'_n$ を次式とする．

$$\begin{aligned} w_n &= \left| \frac{1}{\left(\frac{1}{n}\arccos\frac{\hat{A}_{2n}}{\hat{A}_n}\right)'} \right| \\ &= \left| -n\sqrt{1 - \left(\frac{\hat{A}_{2n}}{\hat{A}_n}\right)^2} \right| \\ &= n\sqrt{1 - \left(\frac{\hat{A}_{2n}}{\hat{A}_n}\right)^2} \end{aligned} \tag{6.11}$$

$$
\begin{aligned}
w_n' &= \left| \frac{1}{\left( \frac{1}{n} \arccos \frac{3}{2} \left( \frac{\hat{A}_{3n}}{\hat{A}_n} - \frac{1}{3} \right) \right)'} \right| \\
&= \left| -\frac{2}{3} n \sqrt{-\frac{3}{2} \left( \frac{\hat{A}_{3n}}{\hat{A}_n} \right)^2 + \frac{A_{3n}}{A_n} + \frac{1}{2}} \right| \\
&= n \sqrt{-\left( \frac{\hat{A}_{3n}}{\hat{A}_n} \right)^2 + \frac{2A_{3n}}{3A_n} + \frac{1}{3}}
\end{aligned} \tag{6.12}
$$

また, 表 6.2 に式 (6.6) における $T_d$ を既知とした時の重み $w_i''$ を変えた際の RMSE を比較したものを示す．この時, FFT サイズ $N$ は $2^{16}$ である．表 6.2 から明らかであるように重みを用いた方が精度が良くなっている．また, $w_i'' = \hat{A}_i$ と $w_i'' = \hat{A}_i^2$ を比較すると僅かに, $w_i'' = \hat{A}_i^2$ の方が良い結果が出ている．そのため式 (6.6) における重み $w_i''$ を $w_i'' = \hat{A}_i^2$ としている．

表 6.2: 重みを変えた際の RMSE [msec] の比較

| $E_b/N_0$ [dB] | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $w_i'' = 1$ | 0.128551 | 0.089869 | 0.07672 | 0.065396 | 0.057126 | 0.051357 |
| $w_i'' = \hat{A}_i$ | 0.125916 | 0.089120 | 0.075939 | 0.065168 | 0.056986 | 0.051333 |
| $w_i'' = \hat{A}_i^2$ | 0.124308 | 0.088533 | 0.075743 | 0.064824 | 0.056864 | 0.051211 |

## 6.3　計算機シミュレーション及び計算回数の比較

提案方式 2 を計算機シミュレーション及び計算回数の比較により評価する．シミュレーション条件は表 5.1 と同様である．まず初めに, 推定精度として, 推定遮断開始時刻の RMSE について評価を行う．次に, 提案方式 2 の推定遮断率の RMSE を提案方式 1 のものと比較を行う．続いて, 提案方式 2 を含んだ時間ダイバーシチ通信システムの BER 特性を提案方式 1 の BER 性能と比較を行い, EGC と MRC の両方の理論曲線と比較を行う．最後に, 遮断開始時刻推定に必要な計算回数を提案方式 1 のものと比較を行う．

### 推定遮断開始時刻の RMSE

推定遮断開始時刻の精度は FFT サイズ $N$ によって異なる．図 6.2 に FFT サイズ $N$ に対する推定遮断開始時刻 $\hat{\tau}$ の RMSE 特性を示す．今回遮断率は 0.086 に固定し, $T_d$ が既知であるものとする．図 6.2 より FFT サイズ $N$ を増やすと, RMSE が減少することが見て取れる．また, FFT サイズ $N$ が $2^{16}$ 以上で RMSE の値が 0.20 未満に抑えられていることが分かる．

図 6.3 に FFT サイズ $N$ が $2^{15}$ 及び $2^{16}$ の時における遮断周期 $T_p$ の 1/4, 1/2, 3/4 倍の値を与えた時の遮断開始時刻に対する RMSE を示す．図 6.3 より, 両 FFT サイズとも遮断開始時刻に関わらず RMSE の値が一定となっており, RMSE が遮断開始時刻に依存しないことが分かる．また, FFT サイズ $N = 2^{16}$ に関してはどの遮断開始時刻においても RMSE が 0.15 未満に抑えられており, FFT サイズ $N = 2^{15}$ においても約 0.25 程度に抑えられている．

### 推定遮断率の RMSE

図 6.4 に典型値である遮断率 $\rho = 0.086$ から最悪値である遮断率 $\rho = 0.321$ までの遮断率に対する RMSE を示す．図 6.4 より, 計算式の追加による個別推定遮断率の数の増加は遮断率 $\rho = 0.25$ 以下で, 加重平均の導入は遮断率 $\rho = 0.20$ 以下で, それぞれ有効であることが分かる．また, 図 6.5 に図 6.4 の提案方式 1 と提案方式 2 の結果に線形近似を加えたものを示す．図 6.5 より, 提案方式 1 では遮断率が低くなるほど RMSE が増大する傾向にある．一方, 提案方式 2 では線形近似による傾きはほぼ 0 となっており, 提案方式 2 の RMSE が遮断率に依存しないことが分かる．さらに, 提案方式 2 の RMSE は全ての遮断率で 0.015 未満に抑えられている．また, 遮断率 0.25 以下において提案方式 2 は提案方式 1 に対して RMSE が平均して約 43%減少している．

### 提案方式 1 及び提案方式 2 を含んだ時間ダイバーシチ通信システムにおける BER 特性

図 6.6 に FFT サイズ $N$ に対する BER= $10^{-3}$ においての MRC の理論曲線からの劣化の特性を示す．劣化を 0.1dB 以下に低減する FFT サイズは, 提案方式 2 では $2^{14}$ であり, 提案方式 1 では $2^{15}$ となっている．

図 6.7 に BER 特性を示す．FFT サイズが $N = 2^{14}$ の提案方式 2 は, MRC の理論曲線に非常に近い BER 特性を実現している．これは, 提案方式 2 がほぼ完全に遮断情報を推定していることを示している．提案方式 2 は同じ FFT サイズの提案方式 1 よりも全ての $E_b/N_0$ において優れた結果が出ており, BER= $10^{-3}$ において約 0.1dB 優れている．上記の結果より提案方式 2 は提案方式 1 より優れた遮断推定精度を持ち, BER 特性が改善されていることが分かる．

### 遮断開始時刻推定に必要な計算回数の比較

提案方式 1 は遮断開始時刻の推定に加算が $\lfloor 2T_p/T_b \rfloor$ 回, 乗算が $N\lfloor 2T_p/T_b \rfloor$ 回必要であり, 今回のシミュレーション条件において FFT サイズを $2^{16}$ とすると加算が 256 回, 乗算が 16, 777, 216 回必要となる．一方, 提案方式 2 は加減算 10 回, 乗除算が $8L + 5$ 回必要であり, 今回の条件においては加減算が 10 回, 乗除算が 29〜37 回の計算のみで推定が可能であり, 計算回数が大幅に軽減されていることが分かる．

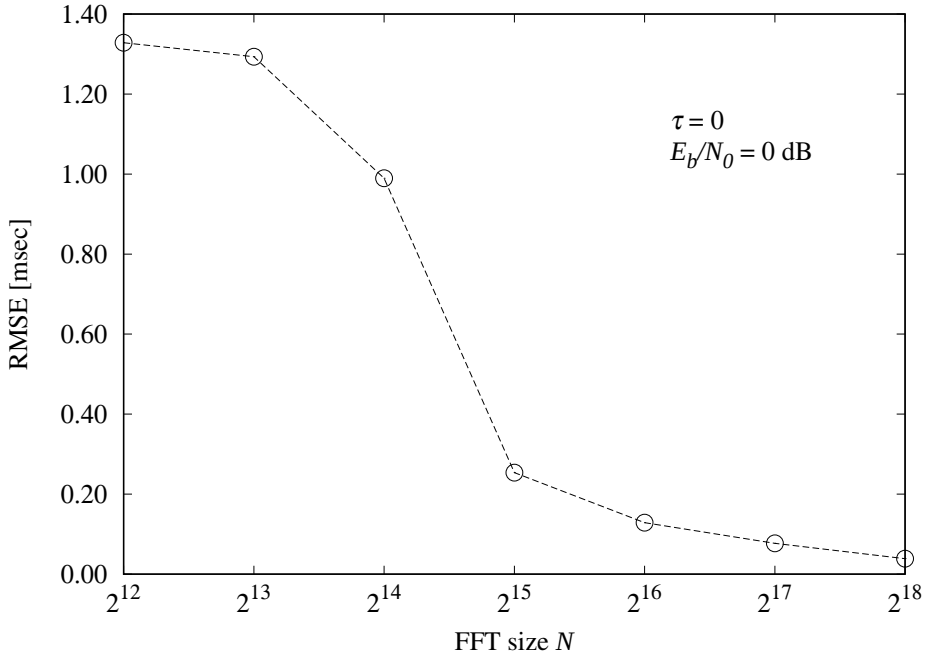



図 6.2: 提案方式 2 の FFT サイズに対する推定遮断開始時刻の RMSE

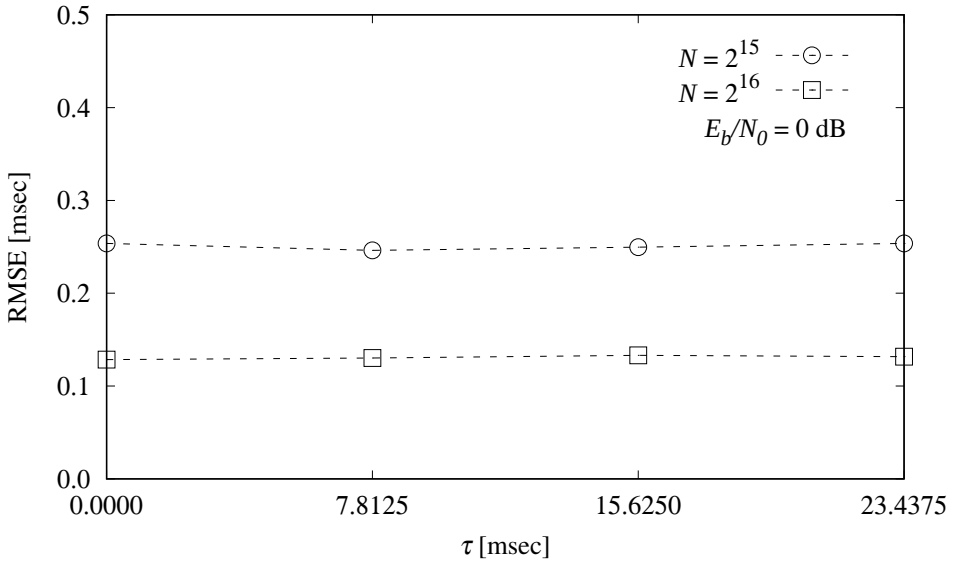



図 6.3: 提案方式 2 の遮断開始時刻に対する RMSE

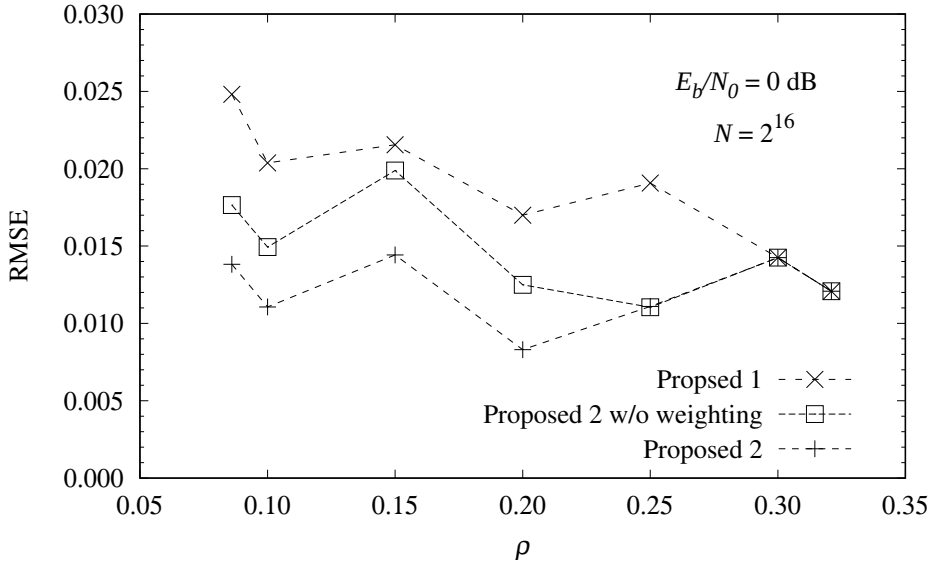



図 6.4: 推定遮断率の RMSE 特性

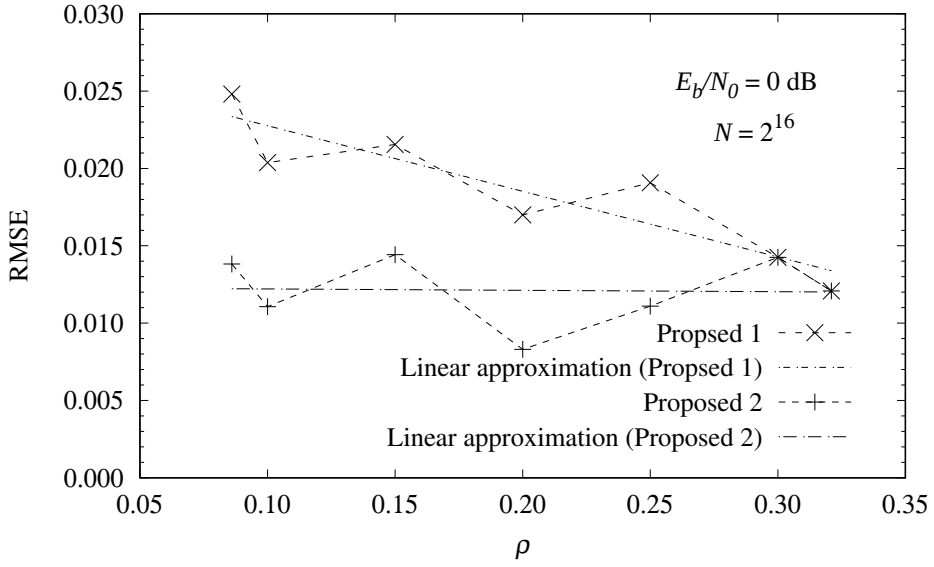



図 6.5: 線形近似を加えた推定遮断率の RMSE 特性

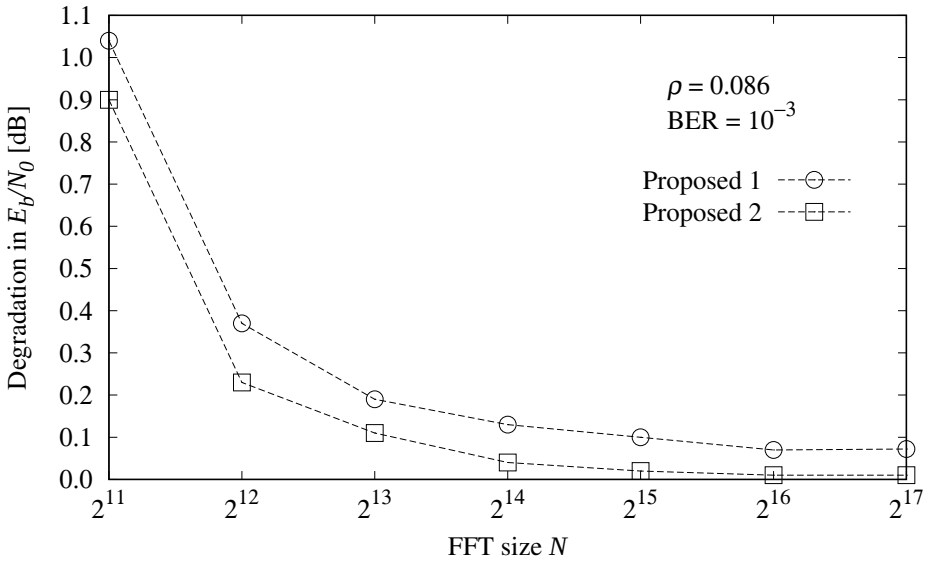



図 6.6: FFT サイズ $N$ に対する BER= $10^{-3}$ においての MRC の理論曲線からの劣化量

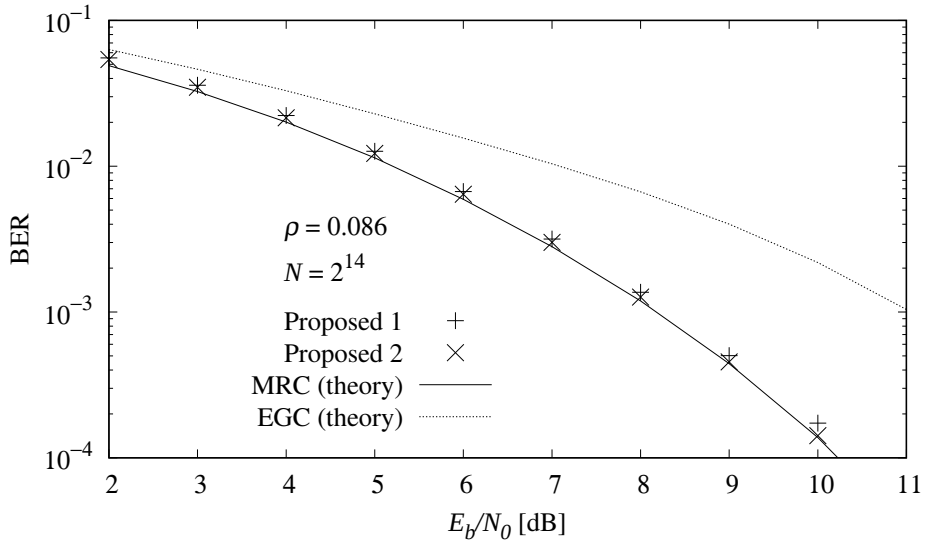



図 6.7: 提案方式 1 及び提案方式 2 を含んだ時間ダイバーシチ通信システムにおける BER 特性

## 6.4　結言

本章では提案方式 2 の解説を行った．計算機シミュレーションによる結果から RMSE と BER 特性を比較し, 提案方式 2 の遮断推定精度について評価, 検討をした．その後, 遮断開始時刻推定に必要な計算回数の比較を行い, 提案方式 2 の計算回数について評価, 検討を行った．その結果, 提案方式 2 は提案方式 1 に比べ, 優れた推定精度となっており, 遮断開始時刻推定に必要な計算回数が大幅に軽減されていることが分かった．次章では本論文の結論を述べる．

# 第 7 章

# 結論

本研究では, ヘリコプター衛星通信の遮断軽減システムにおいて従来の遮断推定方式よりも計算量が少なく, 同精度以上となる遮断推定方式について検討し, 計算量の軽減及び BER 特性の改善を図った．提案方式 1, 2 では, 受信電力系列の周波数スペクトルから周期的遮断の線スペクトルを抽出し, その線スペクトルの振幅を用いて遮断推定を行う．計算機シミュレーションの結果, 次のことが確認できた．

- FFT サイズが $2^{15}$ の時の提案方式 1 と従来方式を比較した結果, 提案方式 1 は従来方式よりも優れた結果が出ることが確認された．また, 従来方式が提案方式 1 と同等の精度となるには 4 倍の FFT サイズが必要となることを確認した．以上より, 提案方式 1 は IFFT を用いないだけでなく FFT サイズも大幅に削減可能であり, 従来方式と比較して計算量の軽減が実現された．

- 提案方式 2 における遮断開始時刻の推定は RMSE が遮断開始時刻に依存せず, FFT サイズが $2^{16}$ 以上の時には低 $E_b/N_0$ 環境下においても RMSE が 0.15 未満となり, 高精度な推定が可能であることが確認された．また, 提案方式 1 が推定に加算が 256 回, 乗算が 16, 777, 216 回の計算を必要とするのに対し提案方式 2 は加減算が 10 回, 乗除算が 29〜37 回の計算で推定を行うことが可能であり, 計算量が軽減された．

- 提案方式 2 の遮断率推定において計算式の追加による個別推定遮断率の数の増加は $\rho \leq 0.25$ で, 加重平均の導入は $\rho \leq 0.20$ で, それぞれ有効であることが確認された．また, 提案方式 1 は低い遮断率ほど推定精度が下がる傾向にあるが提案方式 2 では RMSE が遮断率に依存せず, 全ての遮断率で RMSE の値が 0.015 未満に抑えられることが確認された．また, $\rho \leq 0.25$ において提案方式 2 の提案方式 1 に対する RMSE の減少量は平均して約 43%であることが確認された．

- BER= $10^{-3}$ においての MRC の理論曲線からの劣化量を 0.1dB 以下にするのに提案方式 1 では FFT サイズが $2^{15}$ 必要であるのに対し, 提案方式 2 では FFT サイズが $2^{14}$ に抑えられることが確認された．また, FFT サイズが $2^{14}$ の時の提案方式 2 と提案方式 1 を比較した結果, 提案方式 2 は全ての $E_b/N_0$ で優れた結果が出ており, BER= $10^{-3}$ において約 0.1dB 優れた結果となった．上記の結果より, 提案方式 2 は提案方式 1 より優れた遮断推定精度を実現したといえる．

以上の結果から, 提案方式 2 は本研究の目的である, 低い遮断率での推定精度向上及び遮断開始時刻推定の際の計算量の軽減を実現し, さらなる BER 特性の向上を実現したといえる．最後に, 本論文では符号化を用いていない．しかし, 実際のシステムでは符号化を用いることが前提のため後続の研究では符号化を用いた本論文の検討が必要となる．

# 謝辞

研究活動において, 直接のご指導及び数々の助言を賜りました, 本学情報理工学研究科情報・ネットワーク工学専攻の小島年春准教授に深く感謝の意を表します．最後に, 日頃から共に研究を行い, 支えあった小島研究室同期, 後輩, そして研究活動にご指導及びご助言をいただきました卒業された小島研究室の先輩方に心より感謝申し上げます.

# 文献


[1] T. Kojima, C. Batzorig, and T. Fujino, “Pre-detection time diversity combining with accurate AFC for helicopter satellite communications,” in *Proc. ATC 2008*, Hanoi, Vietnam, Oct. 2008, pp. 305–308.

[2] E. Lemos, M. García, A. Vazquez, and S. García, “Measurement, characterization, and modeling of the helicopter satellite communication radio channel,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, July 2014, vol. 62, no. 7, pp. 3776–3785.

[3] T. Kojima and Y. Takanashi, “An improved time diversity combining for helicopter satellite communications,” in *Proc. ATC 2015*, Ho Chi Minh City, Vietnam, Oct. 2015, pp. 6–9.

[4] P. Wang, L. Yin and J. Lu, “Efficient helicopter–satellite communication scheme based on check-hybrid LDPC coding,” *Tsinghua Sci. Technol.*, June 2018, vol. 23, no. 3, pp. 323–332.

[5] D. Sato and T. Kojima, “An accurate time diversity combining with a novel channel estimation for helicopter satellite communications,” in *Proc. ATC 2018*, Ho Chi Minh City, Vietnam, Oct. 2018, pp. 89–93.

[6] 佐藤　大二郎, ”ヘリコプター衛星通信におけるチャネル推定法における検討”, 平成 31 年度, 修士学位論文, 2019

[7] Y. Huang and S. Zhai, “A carrier tracking technology under helicopter rotor occlusion,” in *Proc. ICCC 2019*, Chengdu, China, Dec. 2019, pp. 1069–1074.

[8] H. Jia, Z. Ni, L. Kuang, and J. Lu, “Joint occlusion detection and phase estimation algorithm for helicopter satellite communication,” *IEEE Trans. Aero. Elec. Sys.*, Feb. 2020, vol. 56, no. 1, pp. 687–697.

[9] T. Kojima and S. Yako, “A spectral analysis based channel estimation method for time diversity combining in helicopter satellite communications,” in *Proc. ATC 2021*, Ho Chi Minh City, Vietnam, Oct. 2021, pp. 152–155

# 付 録A

# EGC及びMRCのBER理論式の算出法

ここで説明を行う時間ダイバーシチ通信システムの構成や記号は図 3.1 に沿うものとする。今, 遅延処理が施されていない情報データによる送信信号を $s_0$, 遅延処理が施されている情報データによる送信信号を $s_1$ とする。この時, どちらの送信信号の振幅も式 (3.1) に表されているように $\sqrt{E_b/2}$ である。送信信号 $s_0, s_1$ に生じる AWGN をそれぞれ $n_0, n_1$ とし, 遮断情報を $h_0, h_1$ とすると受信信号 $r_0, r_1$ は次式のようになる。

$$r_0 = h_0 s_0 + n_0 \tag{A.1}$$

$$r_1 = h_1 s_1 + n_1 \tag{A.2}$$

$h_0 = h_1 = 1$ の時, 結合受信信号 $r_c$ は次式となる。

$$\begin{aligned} r_c &= (s_0 + n_0) + (s_1 + n_1) \\ &= (s_0 + s_1) + (n_0 + n_1) \end{aligned} \tag{A.3}$$

$r_c$ の振幅を $A$ とすると, $A = 2\sqrt{E_b/2}$ となる。信号エネルギーを S とすると, この時の信号エネルギーは次式で表される。

$$\begin{aligned} S &= A^2 \\ &= \left(2\sqrt{\frac{E_b}{2}}\right)^2 \\ &= 2E_b \end{aligned} \tag{A.4}$$

また, $n_0, n_1$ は片側パワースペクトル密度 $N_0$ の AWGN のためこの時の雑音のエネルギー $N$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} N &= E\left[(n_0 + n_1)^2\right] \\ &= E\left[n_0^2 + n_1^2 + 2n_0 n_1\right] \\ &= E\left[n_0^2\right] + E\left[n_1^2\right] + 2E[n_0 n_1] \\ &= 2N_0 \end{aligned} \tag{A.5}$$

従って, この時の SNR は $E_b/N_0$ となる。SNR が $E_b/N_0$ の時の BER の理論式 $P_B$ は次式である。

$$P_B = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \tag{A.6}$$

そのため, $h_0 = h_1 = 1$ の時の BER の理論式は式 (A.6) となる。ここで, $h_0 = 0, h_1 = 1$ の時の EGC を考える。EGC は通信路中で信号が遮断された場合にも等しく合成を行う. この時, 結合受信信号 $r_c'$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} r_c' &= n_0 + (s_1 + n_1) \\ &= s_1 + (n_0 + n_1) \end{aligned} \tag{A.7}$$

この時, $r_c'$ の振幅は $A' = \sqrt{E_b/2}$ となり, 信号エネルギーは $S' = E_b/2$ となる。また, 雑音のエネルギーは式 (A.11) より $N' = 2N_0$ となり, SNR は $E_b/4N_0$ となる。これより, $h_0 = 0, h_1 = 1$ の時の BER の理論式 $P_B'$ は次式となる。

$$P_B' = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{4N_0}} \tag{A.8}$$

遮断率 $\rho$ は遮断により失われる信号の割合を示しており, 同一情報データを $T_p/2$ 遅延をかけて 2 回送っているため結合前と比べて結合後の遮断率は実質的に 2 倍である点に注意すると, EGC の BER 理論式 $P_{\mathrm{EGC}}$ は式 (A.6) 及び式 (A.8) より次式となる。

$$P_{\mathrm{EGC}} = \frac{1}{2}\left[2\rho\operatorname{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{4N_0}} + (1-2\rho)\operatorname{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right] \tag{A.9}$$

続いて MRC について考える。MRC は SNR を最大とするように重みづけをした上で互いに同相になるように合成する方式である. $h_0 = h_1 = 1$ の時の BER の理論式は EGC と同様に式 (A.6) となる。$h_0 = 1, h_1 = 0$ の時の結合受信信号 $r_c''$ は次式で表される。

$$r_c'' = s_1 + n_1 \tag{A.10}$$

この時, $r_c''$ の振幅は $A'' = \sqrt{E_b/2}$ となり, 信号エネルギーは $S'' = E_b/2$ となる。また, 雑音のエネルギー $N''$ は次式となる。

$$\begin{aligned} N'' &= E\left[n_1^2\right] \\ &= N_0 \end{aligned} \tag{A.11}$$

そのため, SNR は $E_b/2N_0$ となり BER の理論式 $P_B''$ は次式となる。

$$P_B'' = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \tag{A.12}$$

式 (A.6) 及び式 (A.12) より MRC の BER 理論式 $P_{\mathrm{MRC}}$ は次式で表せる．

$$P_{\mathrm{MRC}} = \frac{1}{2}\left[2\rho\,\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} + (1-2\rho)\,\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right] \tag{A.13}$$