

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	小松 央次郎	学籍番号	2031069
論 文 題 目	ロールオフ波形整形を行う WHCDM の初期捕捉方式に関する検討		

要 旨

ウォルシュ・アダマール (WH; Walsh-Hadamard) 符号を用いた符号分割多重化 (CDM; Code Division Multiplexing) である WHCDM は回線の周期的遮断への耐性を有することからヘリコプター衛星通信への適用が検討されている。周波数利用効率の観点からロールオフ波形整形による帯域制限を導入すると, WHCDM 信号の初期捕捉はサンプリング誤差のある状況で行わざるを得ない。ロールオフ波形整形を施したチップ波形ではサンプリング誤差により信号エネルギーの低下とチップ間干渉 (ICI; Inter-Chip Interference) が生じ, これらが要因となって初期捕捉方式の特性が劣化する。

サンプリング誤差による特性劣化を軽減する手法として, まず初期捕捉に用いる評価関数の改良について検討する。従来の WHCDM 初期捕捉方式では, 多重分離後の信号エネルギー分散を評価関数として初期捕捉を行っている。ところが, 前述のサンプリング誤差による信号エネルギーの低下により評価関数であるエネルギー分散の値も低下するため, これが特性劣化の一因となっているものと考えられる。このため, エネルギー分散を信号エネルギーの2乗で正規化した値を評価関数として用いる手法の効果について検証したところ, 特性劣化の低減が確認できた。

次に, オーバーサンプリングについて検討する。直接スペクトル (DSSS: Direct-Sequence Spread Spectrum) 通信ではオーバーサンプリングの有効性が確認されている。一方, WHCDM では DSSS と初期捕捉の原理が異なることもあってオーバーサンプリングについては未検討である。本稿では, 評価関数の改良に加え2倍と4倍のオーバーサンプリングを適用した初期捕捉方式を提案する。オーバーサンプリングをダイバーシティ技術の一種と考え, 選択合成法および等利得合成法に相当する評価関数の合成法を用いた提案方式1, 提案方式2の性能を計算機シミュレーションにて検討した。その結果, 提案方式2は2倍のオーバーサンプリングで低ロールオフ率においても捕捉率 95% を達成することを確認した。

令和3年度 修士学位論文

ロールオフ波形整形を行う WHCDM の
初期捕捉方式に関する検討

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

2031069 小松央次郎

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22日

目次

1	まえがき	3
1.1	研究背景と目的	3
1.2	本論文の構成	4
2	波形整形を行う WHCDM	5
2.1	序言	5
2.2	WHT の原理	5
2.3	波形整形	5
2.3.1	コサインロールオフフィルタの原理	6
2.3.2	ルートコサインロールオフフィルタの原理	7
2.4	波形整形を行う WHCDM のシステムモデル	8
2.4.1	送信機	8
2.4.2	伝送路	9
2.4.3	受信機	10
3	従来の初期捕捉方式 [5]	11
3.1	序言	11
3.2	従来方式で用いる評価関数の原理	11
3.3	従来方式の構成	12
3.4	サンプリング誤差による従来方式の捕捉特性の劣化	12
4	評価関数の改良	15
5	提案方式	19
5.1	序言	19
5.2	オーバーサンプリングの適用	19
5.3	提案方式の構成	19
5.3.1	提案方式 1 の合成部の構成	20
5.3.2	提案方式 2 の合成部の構成	20

	2
6 計算機シミュレーション	23
6.1 序言	23
6.2 シミュレーション条件	23
6.3 提案方式におけるロールオフ率と捕捉率の関係	23
7 結論	34
文献	36

第 1 章

まえがき

1.1 研究背景と目的

ヘリコプター衛星通信は、ローターブレードによる回線の周期的遮断という問題点を持っている [1]. ウォルシュ・アダマール (WH: Walsh-Hadamard) 符号を用いた符号分割多重化 (CDM: Code Division Multiplexing) 方式である, WHCDM[2] は回線の周期的遮断への耐性を持っていることから, ヘリコプター衛星通信への適用を検討されている [3]. 周波数利用効率の観点からは WHCDM にロールオフ波形整形による帯域制限をできるだけ低いロールオフ率で実現することが望ましい. 一方で, WHCDM にロールオフ波形整形を導入すると受信機のサンプリング誤差により信号エネルギーの低下とチップ間干渉 (ICI: Inter-Chip Interference) を引き起こすことが知られている [4].

WHCDM では, 受信機側で信号のシンボルタイミングを検出する, 初期捕捉という処理が必要となる. WHCDM ではチップタイミング同期を行う前に初期捕捉を行う必要がある. したがって WHCDM における初期捕捉はサンプリング誤差が存在する状況で行われる. ロールオフ波形整形を施したチップ波形ではサンプリング誤差により信号エネルギーの低下と ICI が生じる. これらが要因となって初期捕捉特性が劣化する. このサンプリング誤差による特性劣化は WHCDM の初期捕捉における克服すべき課題の一つである.

本稿では, サンプリング誤差による特性劣化を軽減する手法として, まず初期捕捉に用いる評価関数の改良について検討する. WHCDM は, 直接スペクトル拡散 (DSSS: Direct-Sequence Spread Spectrum) 通信で用いられる疑似雑音 (PN: Pseudo Noise) 符号とは異なり自己相関のピークがいくつも存在するため, DSSS 初期捕捉方式と同様の方式を用いることができない. 従来の WHCDM 初期捕捉方式では, 多重分離後の信号エネルギー分散を評価関数として初期捕捉を行っている [5]. ところが, 前述のサンプリング誤差による信号エネルギーの低下により評価関数であるエネルギー分散の値も低下するため, これが特性劣化の一因となっているものと考えられる. このため, エネルギー分散を信号エネルギーの 2 乗で正規化した値を評価関数として用いる手法 [6] の効果について検証する.

次に，オーバーサンプリングについて検討する．DSSS 通信ではオーバーサンプリングの有効性が確認されている [7]-[10]．一方，WHCDM では DSSS と初期捕捉の原理が異なることもあってオーバーサンプリングについては未検討である．本稿では，オーバーサンプリングをダイバーシチ技術の一種と考え，選択合成法および等利得合成法に相当する 2 つの初期捕捉方式を提案・検討する．

1.2 本論文の構成

本論文では，第 2 章で波形整形を行う WHCDM の通信モデルについて説明し，第 3 章で従来の初期捕捉方式とサンプリング誤差による特性劣化について述べる．その後第 4 章で評価関数の改良について述べる．次に第 5 章で提案方式について説明し，第 6 章で計算機シミュレーションを行い検討を行う．最後に，第 7 章でまとめとして結論を述べる．

第 2 章

波形整形を行う WHCDM

2.1 序言

本章では波形整形と、それを行う WHCDM 方式について述べる。初めに WHT の原理について述べる。その後波形整形の原理を述べ、本研究で用いるコサインロールオフ (RC: Raised-Cosine) フィルタおよびルートコサインロールオフ (RRC: Root-Raised-Cosine) フィルタについて説明する。最後に本研究で用いている波形整形を行う WHCDM 方式を説明する。

2.2 WHT の原理

WHT に用いられる WH 行列は ± 1 のみで構成される $N \times N$ の直交行列である。ただし、 N は多重数である。WH 行列 \mathbf{H}_N は以下のように再帰的に定義される。

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} +1 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{H}_{2N} = \begin{bmatrix} +\mathbf{H}_N & +\mathbf{H}_N \\ +\mathbf{H}_N & -\mathbf{H}_N \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

符号長 N のシンボル $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ の WHT は次のように表される。この時、WHT 後のシンボルを \mathbf{Y} とする。

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{H}_N \mathbf{X} \quad (2.3)$$

2.3 波形整形

通信において、信号が矩形形状のままであると周波数スペクトルが無限となり、送信時に無限の帯域幅が必要となる [11]。そのため信号が矩形波形となる WHCDM は、周波数有効利用のため波形整形を行い帯域制限する必要がある [12]。この時、単に帯域制限を行

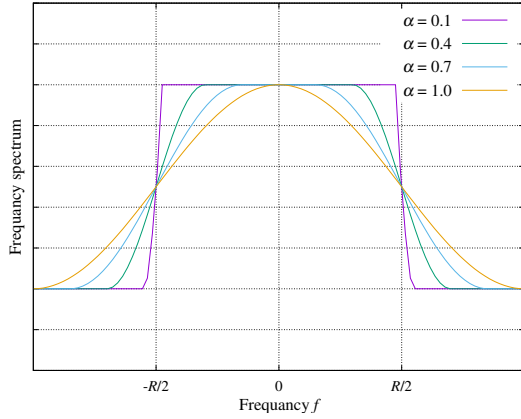


図 2.1: RC フィルタの周波数特性

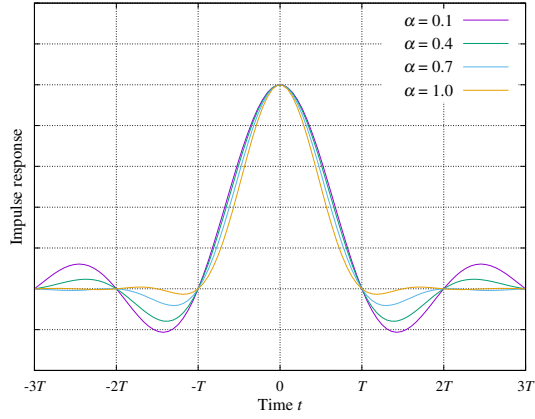


図 2.2: RC フィルタのインパルス応答

うと ICI が発生してしまう。ICI を防ぐために、信号波形 $s(t)$ のシンボル間隔を T としたとき次式で表されるナイキスト条件を満たすフィルタ、ナイキストフィルタを用いる。

$$s(kT) = 0 \quad (k = \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (2.4)$$

この時、式 (2.4) における kT はナイキスト点と呼ばれる。ナイキストフィルタの例として RC フィルタが挙げられる。

2.3.1 コサインロールオフフィルタの原理

ロールオフ率を α とすると、RC フィルタの周波数特性 $G_{RC}(f)$ およびインパルス応答 $g_{RC}(t)$ はそれぞれ次式で与えられる。また RC フィルタの周波数特性およびインパルス応答を図 2.1 および図 2.2 に示す。この時シンボル速度を R とする。

$$G_{RC}(f) = \begin{cases} 1 & 0 \leq |f| < (1 - \alpha)\frac{R}{2} \\ \frac{1}{2} \left[1 - \sin \frac{\pi(f - R/2)}{\alpha R} \right] & (1 - \alpha)\frac{R}{2} \leq |f| < (1 + \alpha)\frac{R}{2} \\ 0 & |f| \geq (1 + \alpha)\frac{R}{2} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$g_{RC}(t) = R \frac{\sin \pi R t}{\pi R t} \frac{\cos \pi \alpha R t}{1 - (2\alpha R t)^2} \quad (2.6)$$

図 2.2 が示すように、RC フィルタのインパルス応答はナイキスト点で 0 となる。したがってナイキスト点で波形を重ねると ICI は発生しない。また $\alpha = 0$ の場合はナイキストフィルタは理想的な矩形フィルタとなり、 α が大きくなるにつれフィルタの帯域は広がっていく。したがって、帯域制限という観点からは α の値を小さくすることが望ましい。

2.3.2 ルートコサインロールオフフィルタの原理

変復調を扱う場合の通信路モデルを図2.3に示す。このような通信路モデルでは、基本となる信号 $x(t)$ をインパルス関数として、これに情報を担った振幅や位相の複素数を乗じることが一般的である。この信号は情報信号と呼ばれる。情報信号 $x(t)$ は送信フィルタで波形整形され通信路を介した後に、受信機において帯域制限のための受信フィルタを通過する。この場合に符号間干渉の影響を受けない条件は、以下の式で表される。この時、ナイキストフィルタの周波数特性を $G_{Nyq}(f)$ とする [13]。

$$G_{Nyq}(f) = G_{TX}(f)G_{RX}(f) \quad (2.7)$$

また受信側で、フィルタ出力の信号対雑音電力比 (SNR: Signal to Noise Ratio) を最大にする必要がある。SNR を最大化するには、以下の式で表される条件を満たせばよい。

$$|G_{TX}(f)| = |G_{RX}(f)| \quad (2.8)$$

式 (2.7) と式 (2.8) を満たす最適伝送系を実現する、送信フィルタ特性と受信フィルタ特性として、次式に示すルートナイキスト特性が得られる。

$$|G_{TX}(f)| = |G_{RX}(f)| = \sqrt{|G_{Nyq}(f)|} \quad (2.9)$$

本研究では、式 (2.9) を満たすルートコサインロールオフ (RRC: Root-Raised-Cosine) フィルタを用いる。送信フィルタ及び受信フィルタに RRC フィルタを用いるときの通信モデルを図2.3に示す。RRC フィルタの周波数特性 $G_{RRC}(f)$ およびインパルス応答 $g_{RRC}(t)$ はそれぞれ次式で与えられる。また RC フィルタの周波数特性およびインパルス応答を図2.4および図2.5に示す。

$$G_{RRC}(f) = \begin{cases} 1 & 0 \leq |f| < (1 - \alpha)\frac{R}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 - \sin \frac{\pi(f-R/2)}{\alpha R} \right]} & (1 - \alpha)\frac{R}{2} \leq |f| < (1 + \alpha)\frac{R}{2} \\ 0 & |f| \geq (1 + \alpha)\frac{R}{2} \end{cases} \quad (2.10)$$

$$g_{RRC}(t) = \frac{\sin \pi Rt(1 - \alpha) + 4\alpha Rt \cos \pi Rt(1 + \alpha)}{\pi Rt \{1 - (4\alpha Rt)^2\}} \quad (2.11)$$

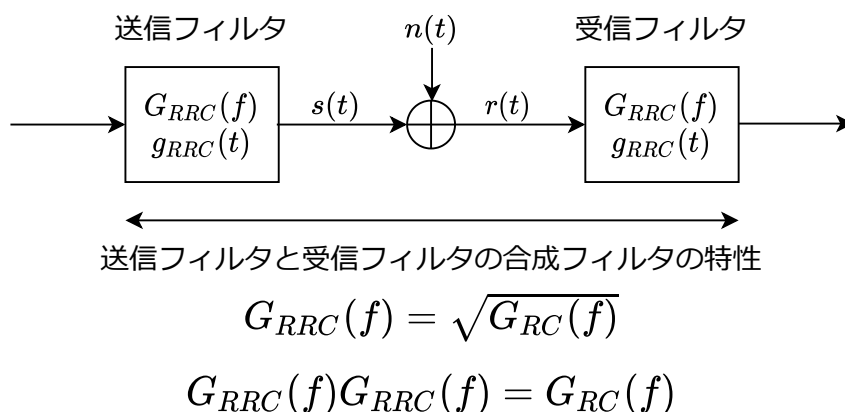


図 2.3: RRC フィルタを用いた通信路モデル

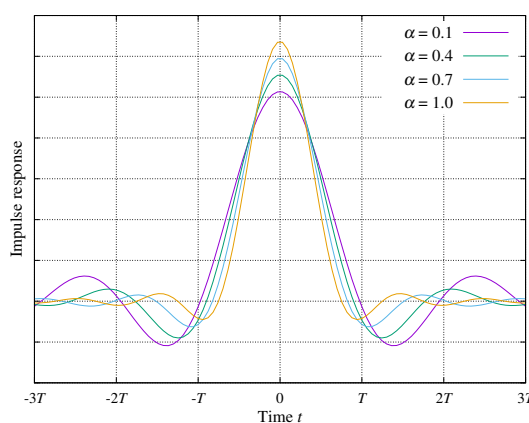
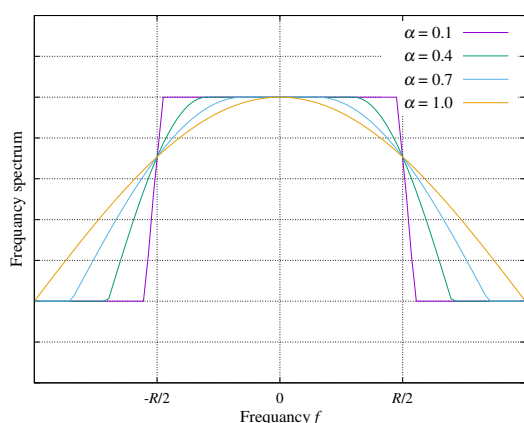


図 2.4: RRC フィルタの周波数特性 図 2.5: RRC フィルタのインパルス応答

2.4 波形整形を行う WHCDM のシステムモデル

本研究では、一次変調に BPSK (Binary Shift Keying) を使用している。また、2.3 節で述べたように、送受信フィルタには RRC フィルタを採用している。波形整形を行う WHCDM の構成図を図 2.6 に示す。

2.4.1 送信機

送信データ $a_i \in \{0, 1\}$ は、BPSK 変調され次式に示す一次変調信号 b_i が生成される。この時、1 ビット当たりの信号エネルギーを E_b とする。

$$b_i = \sqrt{E_b} \cos a_i \pi \tag{2.12}$$

一次変調信号 b_i は直並列変換により次式で与えられる一次変調シンボル \mathbf{B} となる。

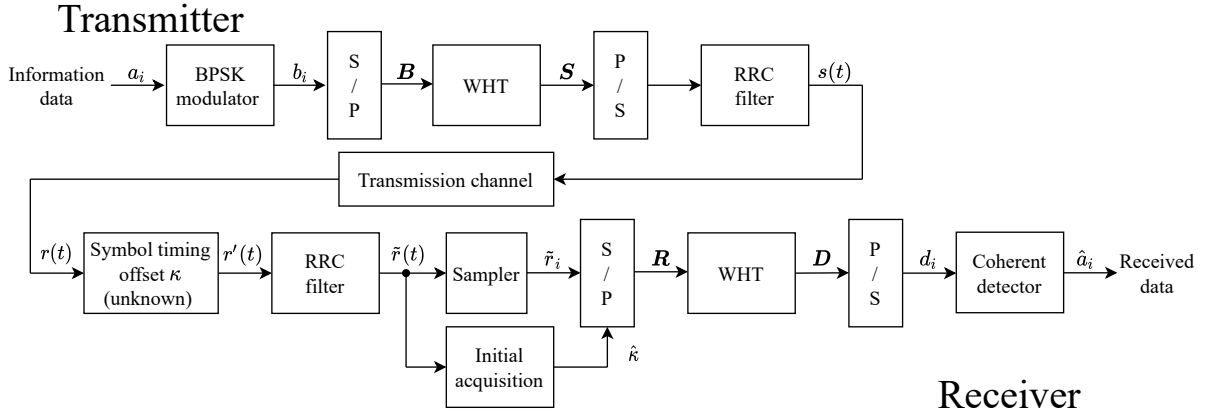


図 2.6: 波形整形を行う WHCDM の構成図

$$\mathbf{B} = [b_0, b_1, \dots, b_{N-1}]^T \quad (2.13)$$

この時、 N は多重数である。一次変調シンボル \mathbf{B} は WHT を用いて多重化され、次式に示す送信シンボル \mathbf{S} が生成される。

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{H}_N \mathbf{B} \quad (2.14)$$

次に、多重化シンボル \mathbf{S} は RRC フィルタを通過して送信信号 $s(t)$ が生成される。その後送信信号 $s(t)$ は伝送路に送信される。

2.4.2 伝送路

通信路は周期的遮断通信路を想定している。周期的遮断環境下の回線情報 $h(t)$ は次式で表される。この時、遮断周期を T_p 、遮断継続時間を T_d とする。

$$h(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(t - kT_p) \quad (2.15)$$

$$u(t) = \begin{cases} 1 & (T_d \leq t \leq T_p) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.16)$$

ヘリコプタ衛星通信の周期的遮断及び加法性白色ガウス雑音 (AWGN: Addictive White Gaussian Noise) 環境下における受信信号 $r(t)$ は次式で表される。この時、片側パワースペクトル密度 N_0 の AWGN を $n(t)$ とする。

$$r(t) = h(t)s(t) + n(t) \quad (2.17)$$

2.4.3 受信機

受信機では送信機との間に不明なシンボルタイミングのずれ $\kappa \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ が存在する。受信機側で受信した信号 $r'(t)$ は次式で表される。

$$r'(t) = r(t - \kappa T_c) \quad (2.18)$$

この時、 T_c はチップ周期である。 $r'(t)$ を RRC フィルタに入力し、フィルタリングされた受信信号 $\tilde{r}(t)$ を出力する。次に、 $\tilde{r}(t)$ をサンプリング器に入力し、次式で表される離散受信信号 \tilde{r}_i を出力する。

$$\tilde{r}_i = \tilde{r}[(i + \tau)T_c] \quad (2.19)$$

このとき、 τ は T_c で正規化したサンプリング誤差であり、 $-1/2 \leq \tau < 1/2$ である。 $\tilde{r}(t)$ のサンプリングと同時に初期捕捉を行う。その後、初期捕捉で推定したシンボルタイミングオフセット $\hat{\kappa}$ に従い次式で示される受信シンボル \mathbf{R} を得る。

$$\mathbf{R} = [\tilde{r}_0, \tilde{r}_1, \dots, \tilde{r}_{N-1}]^T \quad (2.20)$$

次に受信シンボル \mathbf{R} を WHT を用いて、次式で与えられる多重分離シンボル \mathbf{D} を生成する。

$$\mathbf{D} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{H}_N \mathbf{R} \quad (2.21)$$

その後多重分離シンボル \mathbf{D} を並直列変換を用いて多重分離信号 d_i に変換する。最後に同期検波により受信データ \hat{a}_i を得る。

第 3 章

従来の初期捕捉方式 [5]

3.1 序言

本章では従来の多重分離後の信号エネルギーの分散に基づいた初期捕捉方式について簡単に説明する。まず、従来方式で用いるシンボルタイミングの確からしさを評価する関数の原理を示す。次に、従来方式の構成について説明する。その後、サンプリング誤差による捕捉特性の劣化について述べる。

3.2 従来方式で用いる評価関数の原理

初期捕捉において、シンボルタイミングの確からしさを評価する関数として理想的な関数はデルタ関数となっている。以下、このシンボルタイミングの確からしさを評価する関数を評価関数と呼ぶ。DSSS の初期捕捉ではデルタ関数に近い形として拡散符号である PN 符号の自己相関を利用している。一方、WHCDM の拡散符号である WH 符号の自己相関は PN 符号とは異なり、サイドローブをいくつも持つため DSSS と同様の初期捕捉方式を用いることができない。したがって DSSS とは異なる、WHCDM の初期捕捉方式が必要となる。

WHCDM における、従来の初期捕捉方式で用いる評価関数の原理を示す。1 ビット当たりの信号エネルギーを E_b とすると、1 次変調信号 b_i の信号エネルギーは次式で表す関係を満たす。

$$|b_0|^2 = |b_1|^2 = \dots = |b_{N-1}|^2 \quad (3.1)$$

雑音のない通信路、かつシンボルタイミングのずれおよびサンプリング誤差が無い場合、離散受信信号 \tilde{r}_i と送信信号 s_i は等しくなる。したがって受信シンボル \mathbf{R} と送信シンボル \mathbf{S} は等しくなり、多重分離シンボル \mathbf{D} および 1 次変調シンボル \mathbf{B} も等しくなる。したがって多重分離信号 d_i および 1 次変調信号 b_i は次のような関係を満たす。

$$|d_i|^2 = |b_i|^2 = E_b \quad (3.2)$$

このことから雑音とサンプリング誤差を考慮しない場合，送受信機間のシンボルタイミングのずれが無いと多重分離信号のエネルギー分散は0となる。

雑音なし， $\tau = 0$ ， $E_b = 1.0$ ， $N = 16$ のときのエネルギー分散の数値計算結果を図3.1に示す。シンボルタイミングのずれが無い場合，エネルギー分散は0，それ以外では正の値をとり，鋭いピークを持っていることが確認できる。このようにWHCDMでは，多重分離信号のエネルギー分散が，理想的な評価関数であるデルタ関数に近い形となるためエネルギー分散を初期捕捉における評価関数として用いる。

3.3 従来方式の構成

従来の初期捕捉方式の構成を図3.2に示す。 $\tilde{r}(t)$ をサンプリングし離散受信信号 \tilde{r}_i を得る。その後直並列変換によって得た m 番目の候補シンボル $\tilde{\mathbf{R}}(m) = [\tilde{r}_m, \tilde{r}_{1+m}, \dots, \tilde{r}_{N-1+m}]^T$ を多重分離し次式で表される多重分離シンボル $\tilde{\mathbf{D}}(m)$ を得る。

$$\tilde{\mathbf{D}}(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{H}_N \tilde{\mathbf{R}}(m) \quad (3.3)$$

次に多重分離シンボル $\tilde{\mathbf{D}}(m)$ を構成する i 番目の信号 $d_{(m)i}$ を用いて次式で表されるエネルギー分散 $V(m)$ を求める。

$$V(m) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |d_{(m)i}|^4 - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |d_{(m)i}|^2 \right)^2 \quad (3.4)$$

そしてエネルギー分散が最小値をとるシンボルタイミングオフセット $\hat{\kappa}$ を出力する。

3.4 サンプリング誤差による従来方式の捕捉特性の劣化

AWGN通信路で，信号エネルギー対雑音電力密度比 $E_b/N_0 = 0$ dB， $N = 16$ ，ロールオフ率 $\alpha = 0.4$ ， $\kappa = 8$ としたときの，サンプリング誤差が生じた場合のエネルギー分散の平均値と標準偏差についての計算機シミュレーションを行った。計算機シミュレーション結果を図3.3に示す。図3.3の折れ線がエネルギー分散の平均値、棒グラフが標準偏差となっている。サンプリング誤差が生じた場合でも，エネルギー分散はタイミング誤差が $\tau + \kappa$ の位置で最小値をとることが確認できる。しかし $|\tau|$ が大きくなるにつれ， $\tau + \kappa$ ではエネルギー分散の値が大きく，それ以外のタイミング誤差ではエネルギー分散の値が小さくなる。そのため $|\tau|$ が大きくなるにつれ，エネルギー分散の平均値のピークは鈍くなっていく。それに加え $\tau + \kappa$ での標準偏差も大きくなっていく。このように $|\tau|$ が大きくなるにつれピークが鈍くなり， $\tau + \kappa$ での標準偏差も大きくなるため，誤検出が増え捕捉が困難となる。

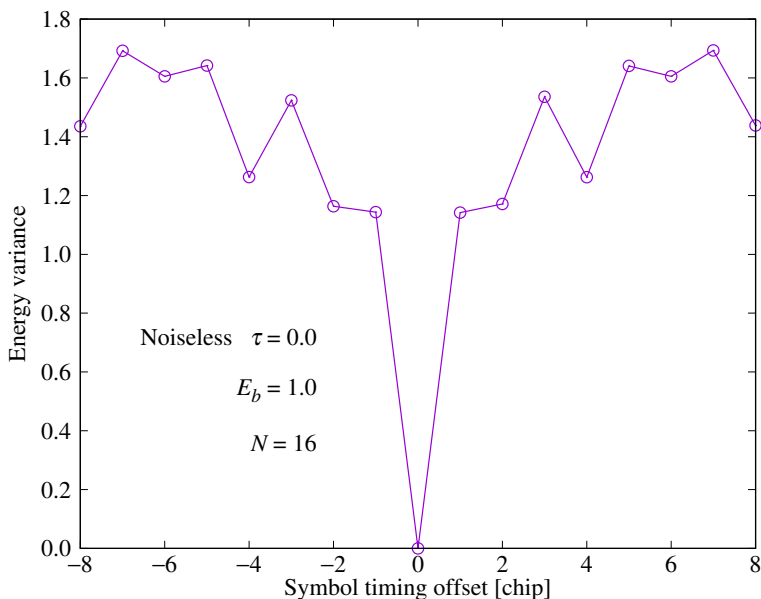


図 3.1: エネルギー分散の平均値と標準偏差

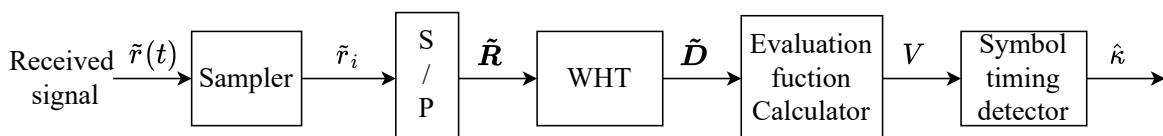


図 3.2: 従来の初期捕捉方式方式の構成

従来方式におけるサンプリング誤差と捕捉率の関係を図 3.4 に示す。シミュレーション条件は AWGN 通信路, $E_b/N_0 = 0$ dB, $N = 1024$, ロールオフ率 $\alpha = 0.4$ となっている。サンプリング誤差がない場合, $E_b/N_0 = 0$ dB における従来方式の捕捉率は 95 % を達成している。実際の通信ではサンプリング誤差の大きさが不明な状況で初期捕捉を行うため, どのサンプリング誤差が生じても捕捉率 95 % を達成できることが必要となる。しかし従来方式ではサンプリング誤差が大きくなるにつれ捕捉率が劣化していく。 $\alpha = 0.4$ の場合は $|\tau| = 1/8$ では捕捉率 95 % を達成するが, $|\tau| \geq 3/16$ では達成しない。したがってロールオフ波形整形を行う WHCDM においてサンプリング誤差による初期捕捉特性の劣化を低減することが必要となる。

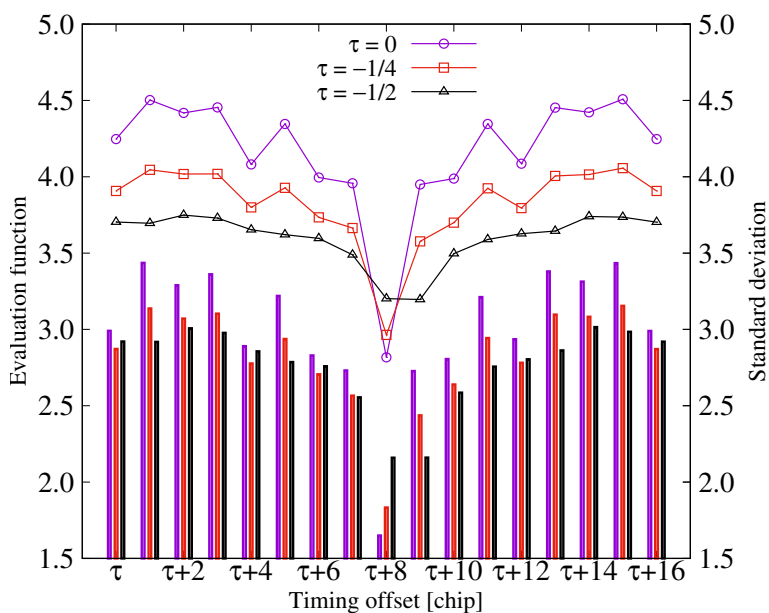


図 3.3: エネルギー分散の数値計算結果

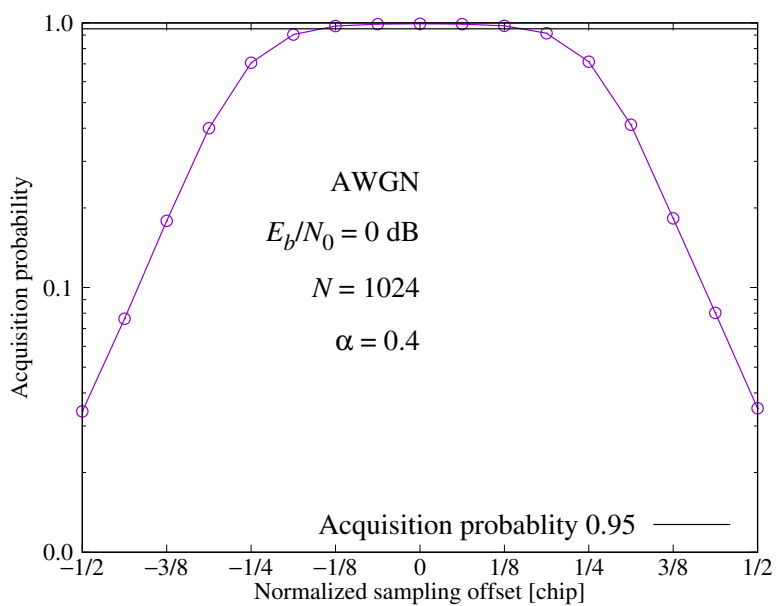


図 3.4: 従来方式におけるサンプリング誤差と捕捉率の関係

第 4 章

評価関数の改良

サンプリング誤差が生じると信号エネルギーの低下とチップ間干渉を引き起こし従来方式の評価関数であるエネルギー分散のピークと標準偏差が劣化する。これらが前章で述べた、従来方式の初期捕捉特性の劣化につながる。先行研究より次式で表される、多重分離信号のエネルギー分散 $V(m)$ を信号エネルギーの平均の 2 乗で正規化した評価関数 $V_n(m)$ を用いることにより信号エネルギーの低下を軽減できることが知られている。

$$V_n(m) = \frac{V(m)}{\left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |d_{(m)i}|^2\right)^2} \quad (4.1)$$

しかしサンプリング誤差に対する有効性は不明であるため、サンプリング誤差に対する効果を確認する。 $V_n(m)$ の平均値と標準偏差についての計算機シミュレーション結果を図 4.1 に示す。シミュレーション条件は図 3.1 と同様である。エネルギー分散と比べると、平均値の値は全体的に低くなるが、標準偏差が小さくなっていることが確認できる。評価関数に $V_n(m)$ を用いることで評価関数のピークは改善しないが、標準偏差が小さくなることから誤検出が減り、捕捉特性の劣化が低減されることが期待できる。

$|\tau| = 0, 1/16, 1/8, 3/16, 1/4$ における、評価関数に $V(m)$ と $V_n(m)$ を用いた場合の捕捉特性の比較を図 4.2, 図 4.3, 図 4.4, 図 4.5, 図 4.6 に示す。シミュレーション条件は AWGN 通信路, $E_b/N_0 = 0$ dB, $N = 1024$ となっている。評価関数が $V(m)$ の場合は $|\tau| = 3/16$ の時点で捕捉率 95 % は達成できていない。一方で評価関数が $V_n(m)$ の場合は, $|\tau| = 3/16$ で捕捉率 95 % を達成している。しかし $|\tau| = 1/4$ の場合は未達成となっている。評価関数を $V(m)$ から $V_n(m)$ に変更した場合, 捕捉特性の劣化を低減することが分かる。しかし $V_n(m)$ を用いても $|\tau| \leq 1/4$ では捕捉率 95 % を達成することができていない。したがって $|\tau|$ が大きい場合においても、低ロールオフ率で捕捉率 95 % を達成できるよう更に捕捉特性の劣化を低減する必要がある。

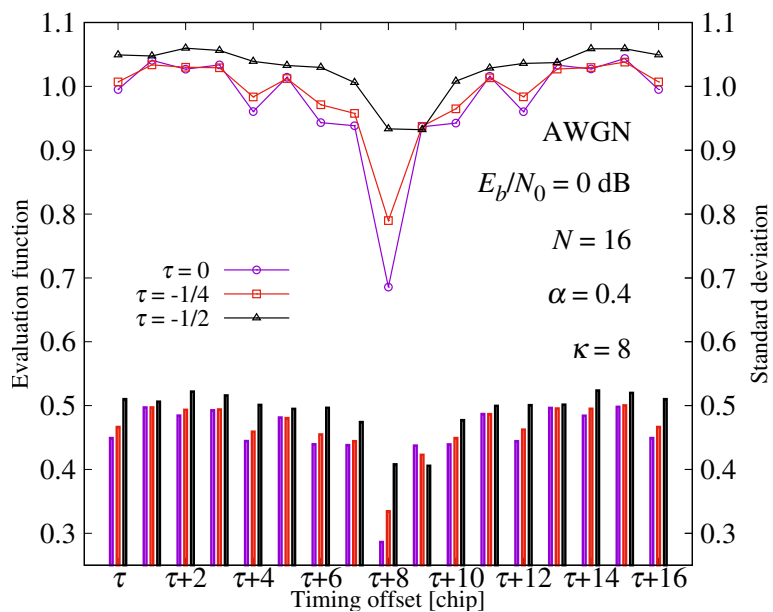


図 4.1: $V_n(m)$ の平均値と標準偏差

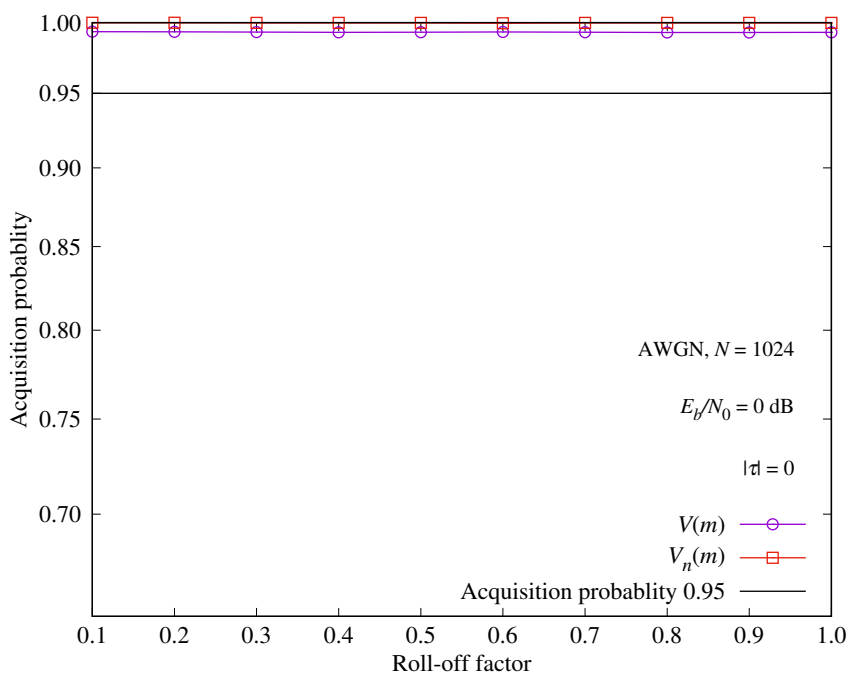


図 4.2: $|\tau| = 0$ の時の捕捉特性の比較

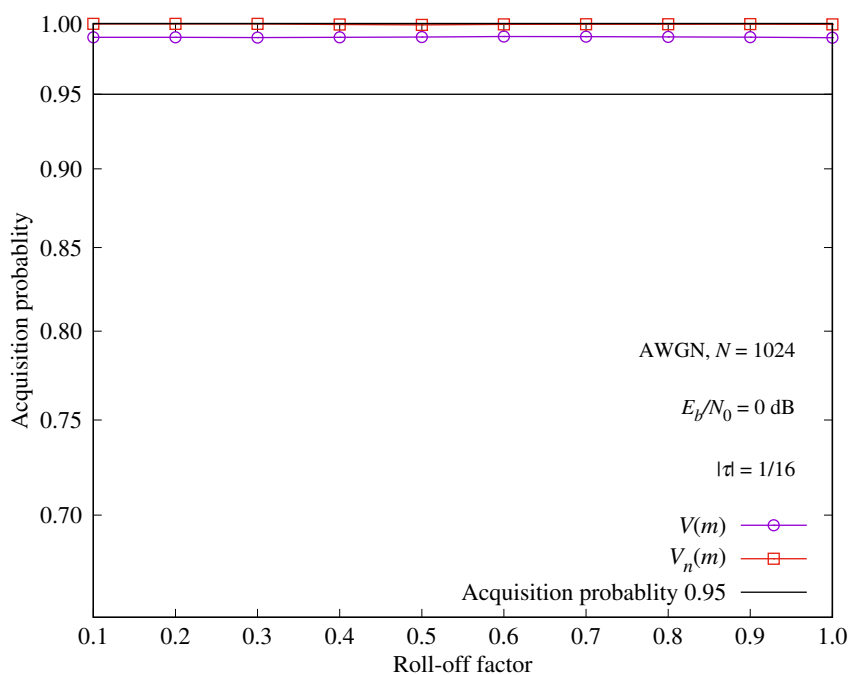


図 4.3: $|\tau| = 1/16$ の時の捕捉特性の比較

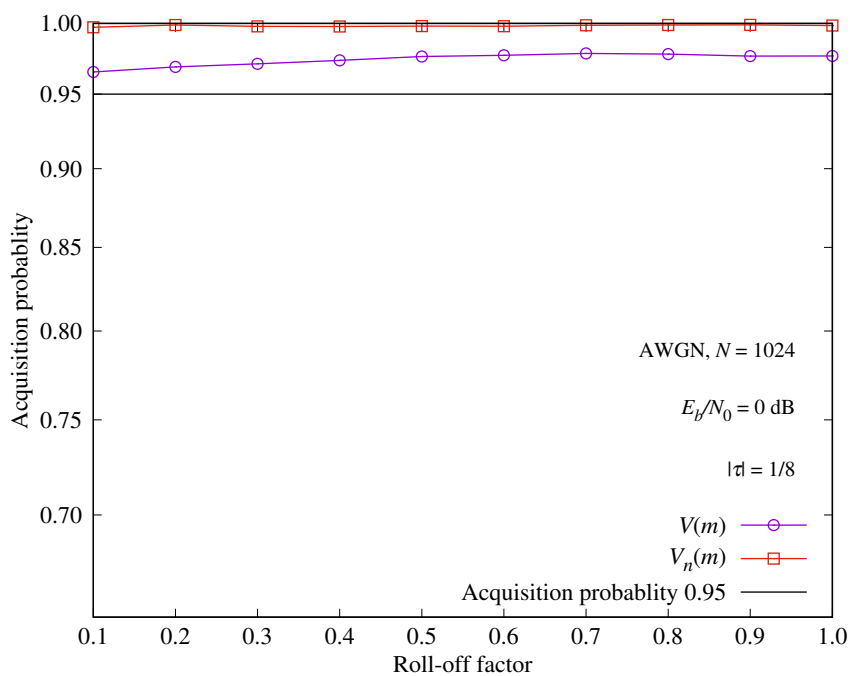


図 4.4: $|\tau| = 1/8$ の時の捕捉特性の比較

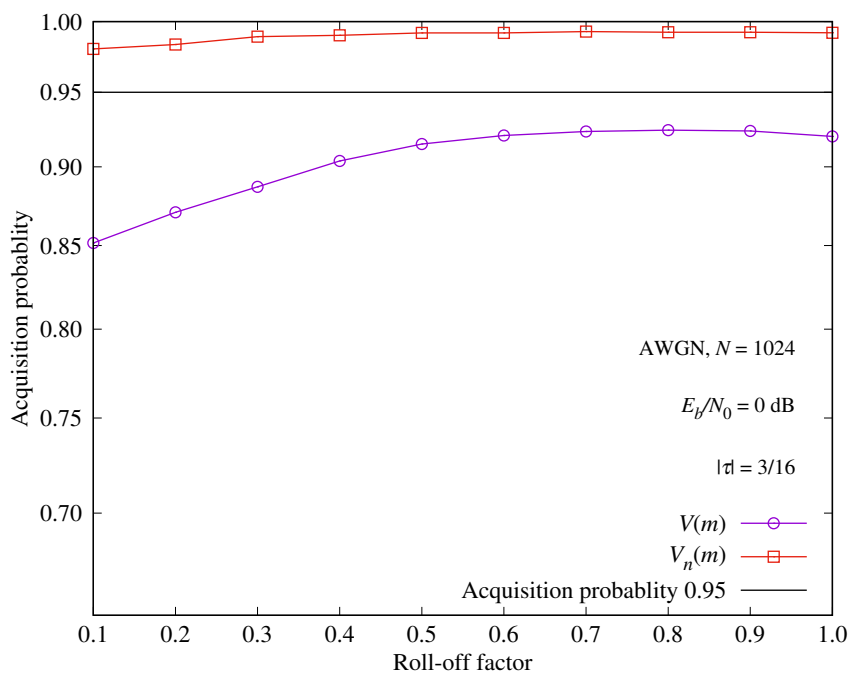


図 4.5: $|\tau| = 3/16$ の時の捕捉特性の比較

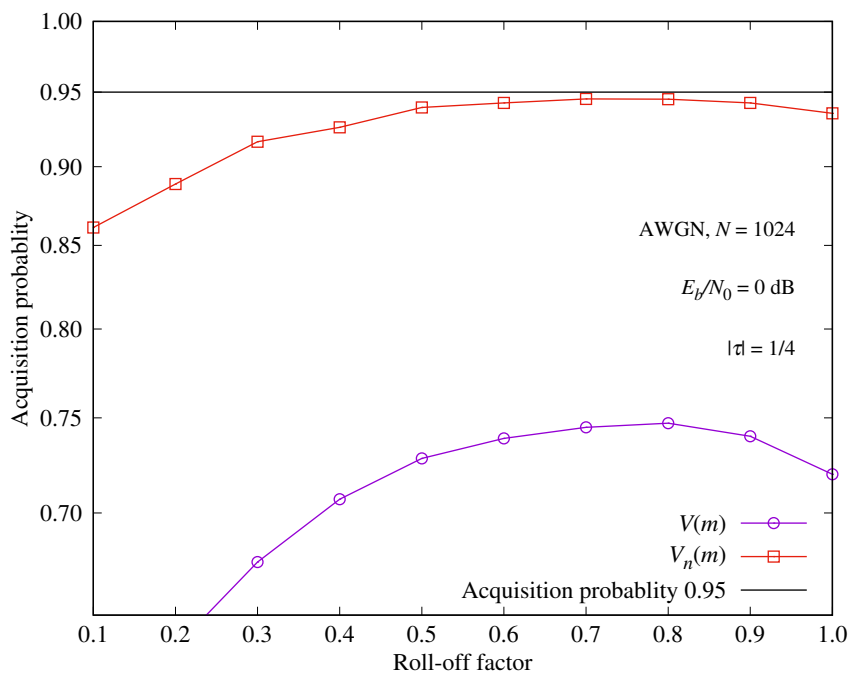


図 4.6: $|\tau| = 1/4$ の時の捕捉特性の比較

第 5 章

提案方式

5.1 序言

本章では，オーバーサンプリングを用いた方式を提案する．はじめにオーバーサンプリングについて説明する．次にオーバーサンプリングを用いた方式の構成を提案する．その後，評価関数の合成方法が異なる 2 つの提案方式について説明する．

5.2 オーバーサンプリングの適用

前章では，評価関数 $V_n(m)$ を用いることでサンプリング誤差による捕捉特性の劣化を低減するが更に捕捉特性の劣化を低減する必要があることを述べた．波形整形を行う DSSS 通信ではオーバーサンプリングの有効性が実証されている [7]-[10]．一方で，DSSS と WHCDM の初期捕捉の原理は異なるため WHCDM におけるオーバーサンプリングの有効性は不明となっている．そこで WHCDM にオーバーサンプリングを適用し，WHCDM におけるオーバーサンプリングの効果について確かめる．

1 チップ中で得られる離散受信信号を増やすほどナイキスト点に近い離散受信信号を得られる可能性が高くなる．このように，選択枝を増やせば劣化原因の影響が少ない受信信号が得られる，というダイバーシチと同様の考え方でオーバーサンプリングを用いる．このことからオーバーサンプリングをダイバーシチ技術の一種とみなし，選択合成法と等利得合成法に相当する，評価関数の合成法を用いた 2 つの方式を提案，検討する．

5.3 提案方式の構成

提案方式では，オーバーサンプリングに加え V_n を評価関数として用いる．オーバーサンプリングを適用せずに評価関数に V_n を用いた場合， $|\tau| \leq 3/16$ で条件を達成できることがわかっている．したがって以降 2 つの提案方式に対し最大の $|\tau|$ を $1/8$ にできる 4 倍

のオーバーサンプリングの適用を検討する。またそれより回路の複雑さや消費電力がより軽減される2倍のオーバーサンプリング [14] の適用も検討する。

以降、オーバーサンプリングレートを L とする。例として $L = 2$ のときの提案方式の構成を図 5.1 に示す。受信信号に対し L 倍のオーバーサンプリングを行い離散受信信号 $\tilde{r}_{(j)i}$ を得る。このとき $j = 1, \dots, L$ となる。次に直並列変換によって得た m 番目の候補シンボル $\tilde{R}_{(j)m}$ を WHT して多重分離シンボル $\tilde{D}_{(j)m}$ を得る。そして多重分離シンボル $\tilde{D}_{(j)m}$ を構成する信号 $d_{(j, m)i}$ を用いて次式で表される評価関数 $V_{nj}(m)$ を求める。

$$V_{nj}(m) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |d_{(j, m)i}|^4 - \mu_j(m)}{\mu_j(m)} \quad (5.1)$$

$$\mu_j(m) = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |d_{(j, m)i}|^2 \right)^2 \quad (5.2)$$

その後評価関数 $V_{nj}(m)$ の合成を行い、出力された値の最小値をとるシンボルタイミングオフセット \hat{k} を出力する。

5.3.1 提案方式1の合成部の構成

提案方式1では評価関数 $V_{nj}(m)$ に対し選択合成法に相当する合成法を用いている。 $L = 2$ のときの提案方式1の合成部の構成を図 5.2 に示す。 $V_{nj}(m)$ を入力し次式に示す評価関数 $V'_n(m)$ を求める。

$$V'_n(m) = \min [V_{n1}(m), \dots, V_{nL}(m)] \quad (5.3)$$

提案方式で用いている評価関数 $V_{nj}(m)$ の値は $|\tau|$ が大きくなるほど大きくなる。すなわち $|\tau|$ が大きくなるほど $V_{nj}(m)$ の最小値も大きくなることを意味している。したがって提案方式1における評価関数 $V'(m)$ を求める際、 $|\tau|$ の小さい $V_{nj}(m)$ が選択される可能性が高くなる。

5.3.2 提案方式2の合成部の構成

$L = 2$ のときの提案方式2の合成部の構成を図 5.3 に示す。提案方式2では次式で表すように、等利得合成法に相当する評価関数の合成を行う。

$$\hat{V}_n(m) = \sum_{j=1}^L V_{nj}(m) \quad (5.4)$$

提案方式2で用いられる $\hat{V}_n(m)$ の平均値と標準偏差を図 5.4 に示す。シミュレーション条件は図 3.1 および図 4.1 と同様である。 $\hat{V}_n(m)$ は最大サンプリング誤差が与えられてもオーバーサンプリングを適用しない場合と比べピークは維持できている。それに加えさらに標準偏差が小さくなっていることが確認できる。

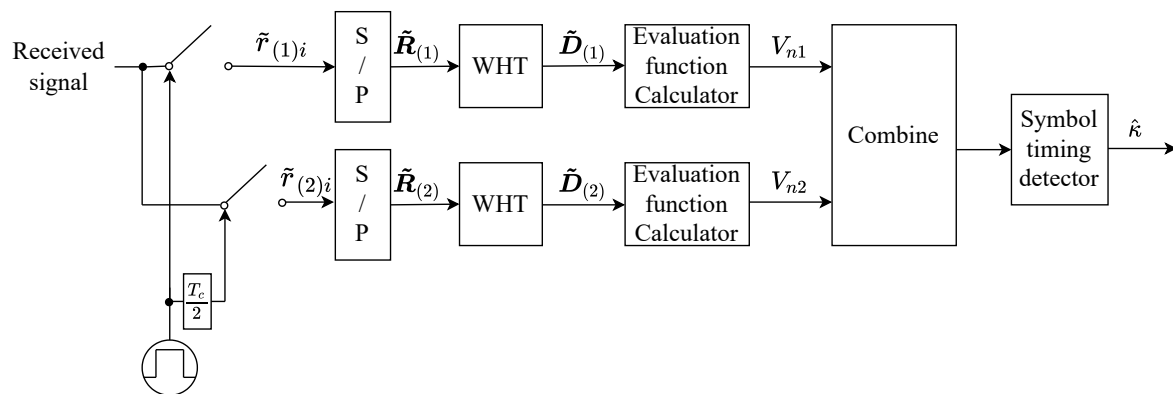


図 5.1: $L = 2$ のときの提案方式の構成

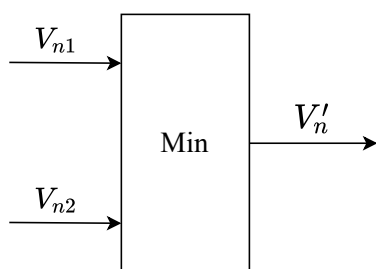


図 5.2: $L = 2$ のときの提案方式 1 の合成部の構成

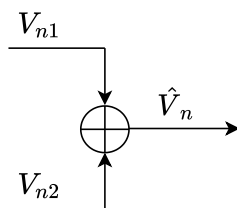


図 5.3: $L = 2$ のときの提案方式 2 の合成部の構成

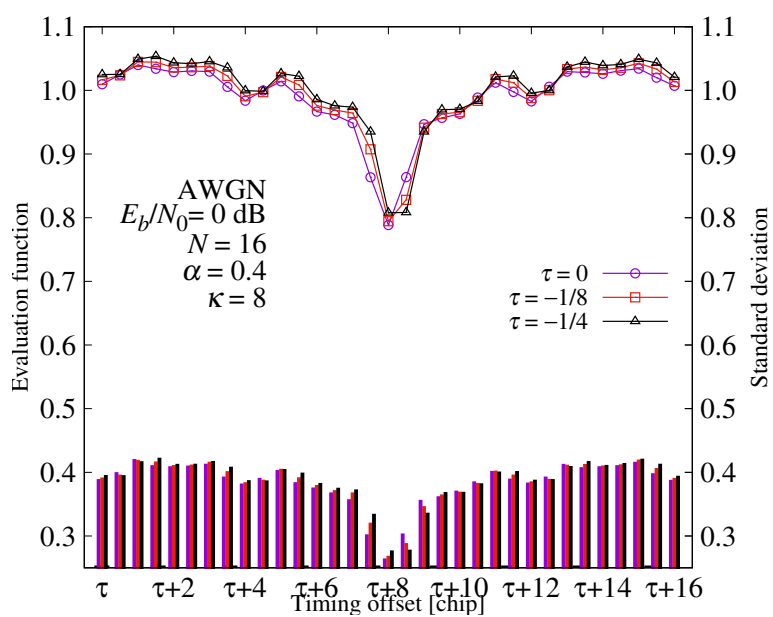


図 5.4: $L = 2$ のときの $\hat{V}_n(m)$ の平均値と標準偏差

第 6 章

計算機シミュレーション

6.1 序言

本章では従来方式と 2 つの提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係を計算機シミュレーションによって比較する。

6.2 シミュレーション条件

シミュレーション条件を表 6.1 に示す。このシミュレーションでは周期的遮断に対して有効性が示されている巡回積分 [5] を 2 回の巡回積分回数で行っている。巡回積分を適用した提案方式の構成の一部を図 6.1 に示す。このようにシンボル周期 T_s の遅延を与え巡回積分を行い、累積評価関数を求める。

6.3 提案方式におけるロールオフ率と捕捉率の関係

本章では提案方式 1 と提案方式 2 の比較を $L = 2$ と $L = 4$ の場合でそれぞれ行う。 $L = 4$ の場合の提案方式 1 と提案方式 2 における AWGN 通信路における $|\tau| = 0, 1/16, 1/8$ のロールオフ率と捕捉率の関係を図 6.2, 図 6.3, 図 6.4 に示す。

$L = 4$ の場合の提案方式 1 と提案方式 2 における周期的遮断通信路における $|\tau| = 0, 1/16, 1/8$ のロールオフ率と捕捉率の関係を図 6.5, 図 6.6, 図 6.7 に示す。

$L = 2$ の場合の提案方式 1 と提案方式 2 の, AWGN 通信路における $|\tau| = 0, 1/16, 1/8, 3/16, 1/4$ のロールオフ率と捕捉率の関係を図 6.8, 図 6.9, 図 6.10, 図 6.11, 図 6.12 に示す。

$L = 2$ の場合の提案方式 1 と提案方式 2 における周期的遮断通信路における $|\tau| = 0, 1/16, 1/8, 3/16, 1/4$ のロールオフ率と捕捉率の関係を図 6.13, 図 6.14, 図 6.15, 図 6.16, 図 6.17 に示す。

$L = 4$ の場合の提案方式 1 と提案方式 2 の比較を行う。 AWGN 環境下においては提案

表 6.1: シミュレーション条件

E_b/N_0	0 dB
多重数 N	1024
伝送速度	64 kbps
遮断周期 T_p	38.9 msec
遮断継続時間 T_d	3.3 msec

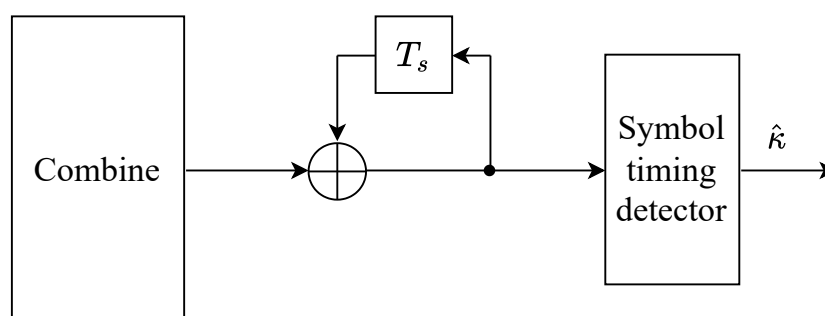


図 6.1: 巡回積分を適用した提案方式の構成

方式1と提案方式2のどちらも条件を達成することができた。また周期的遮断環境下においては巡回積分回数2の巡回積分を用いるとどちらも条件を達成することができた。したがって4倍のオーバーサンプリングを行った場合、提案方式1と提案方式2のどちらも波形整形を行う WHCDM の初期捕捉方式として有効である。

続いて $L = 2$ の場合の提案方式1と提案方式2の比較を行う。提案方式1は AWGN 環境下で $|\tau| = 1/4$ の時、 $\alpha < 0.5$ において捕捉率 95 % という条件を達成できなかった。また周期的遮断環境下においては、巡回積分回数2の巡回積分を用いても条件を達成することができなかった。一方、提案方式2は AWGN 環境下ではどの τ においても $0.1 < \alpha < 1.0$ の範囲で捕捉率 95 % を達成した。また周期的遮断環境下において巡回積分回数2の巡回積分でどの $|\tau|$ においても $0.1 < \alpha < 1.0$ の範囲で捕捉率 95 % を達成した。この二つの方式を比べると、低ロールオフ率でも捕捉率 95 % を達成することができる提案方式2の方が有用である。

これらの比較よりオーバーサンプリング4倍を用いた提案方式1と提案方式2は、周期的遮断環境下では巡回積分回数2の巡回積分を使わなければならないものの捕捉率 95 % を達成することができる。しかし2倍のオーバーサンプリングを適用したとき、提案方式1は低ロールオフ率では捕捉率 95 % を達成することができない。 $L = 2$ の場合は $L = 4$ よりも回路の複雑さや消費電力を抑えることができることを考慮すると2倍のオーバーサンプリングで達成できる方式の方が良い。以上より2倍のオーバーサンプリングでも

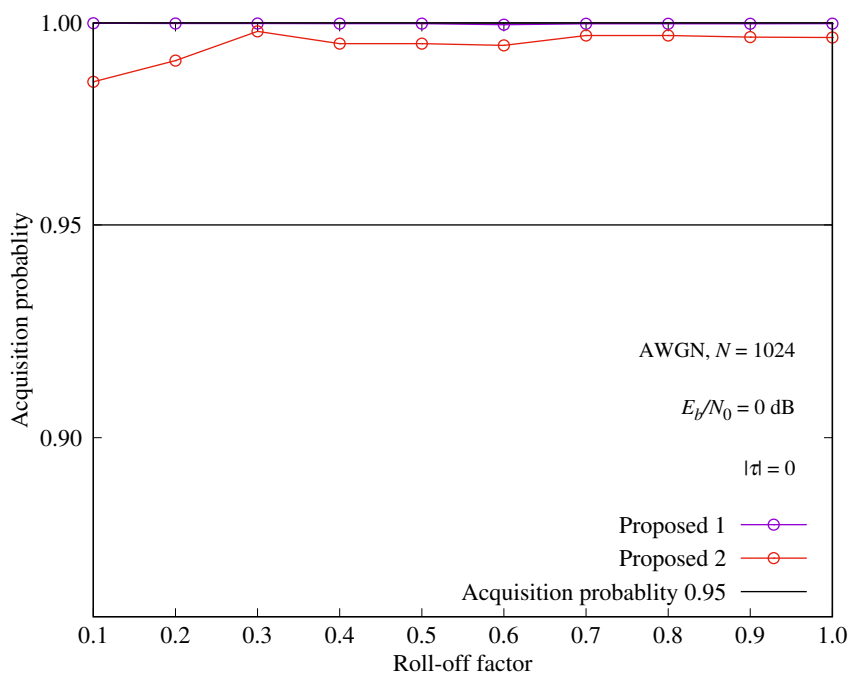


図 6.2: AWGN 環境下での $L = 4$, $|\tau| = 0$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

条件を達成できる提案方式 2の方が提案方式 1より優れているといえる。したがって提案方式 2はロールオフ波形整形を行う WHCDM に最適な初期捕捉方式といえる。

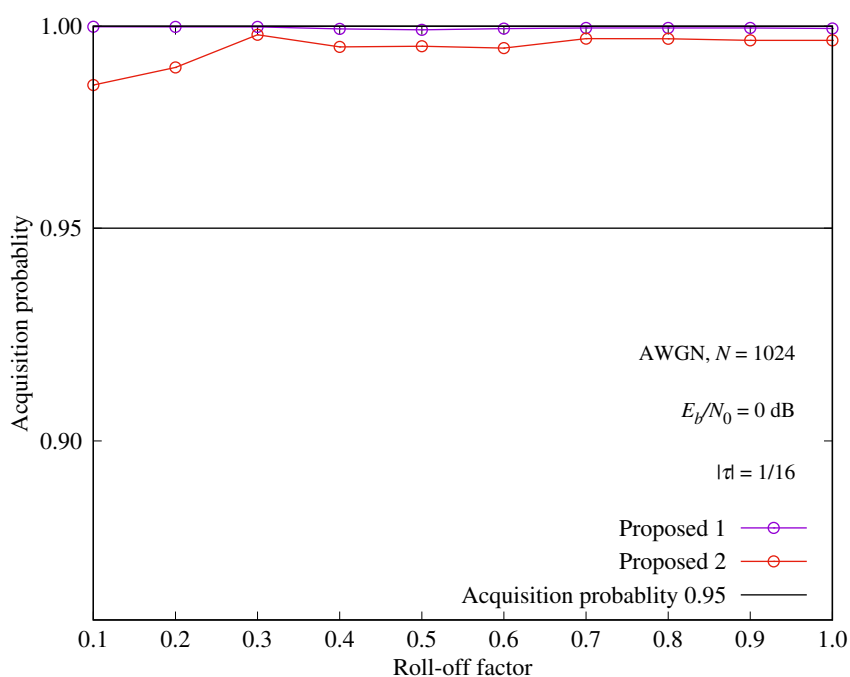


図 6.3: AWGN 環境下での $L = 4$, $|\tau| = 1/16$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

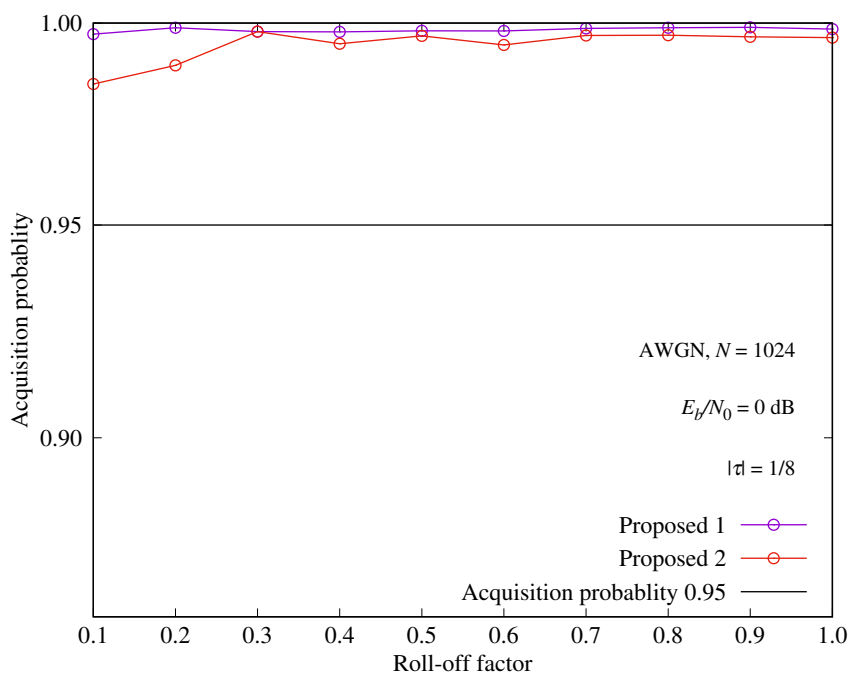


図 6.4: AWGN 環境下での $L = 4$, $|\tau| = 1/8$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

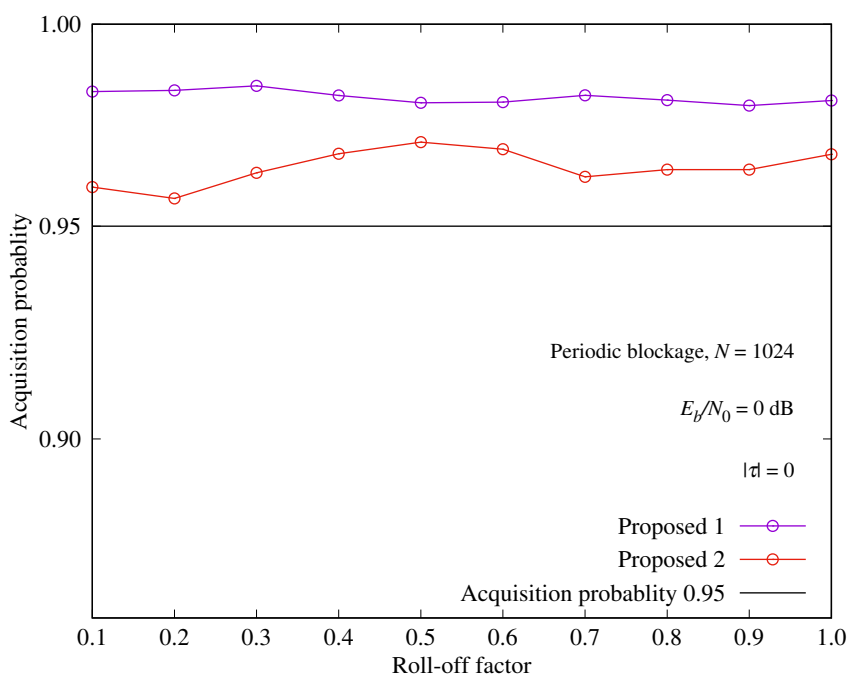


図 6.5: 周期的遮断環境下での $L = 4$, $|\tau| = 0$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

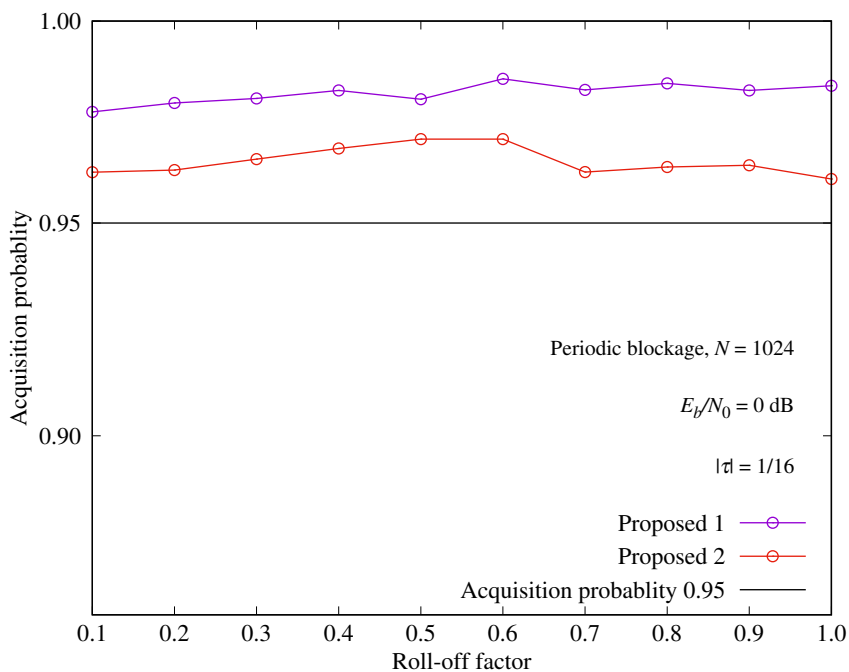


図 6.6: 周期的遮断環境下での $L = 4$ の場合の $|\tau| = 1/16$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

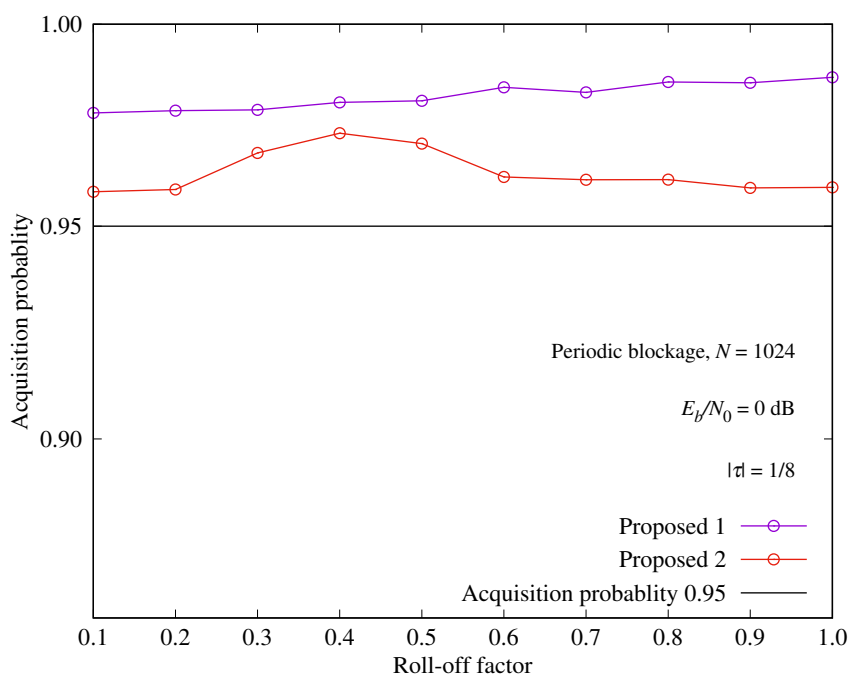


図 6.7: 周期的遮断環境下での $L = 4$, $|\tau| = 1/8$ の場合の提案方式 1 と提案方式 2 のロールオフ率と捕捉率の関係

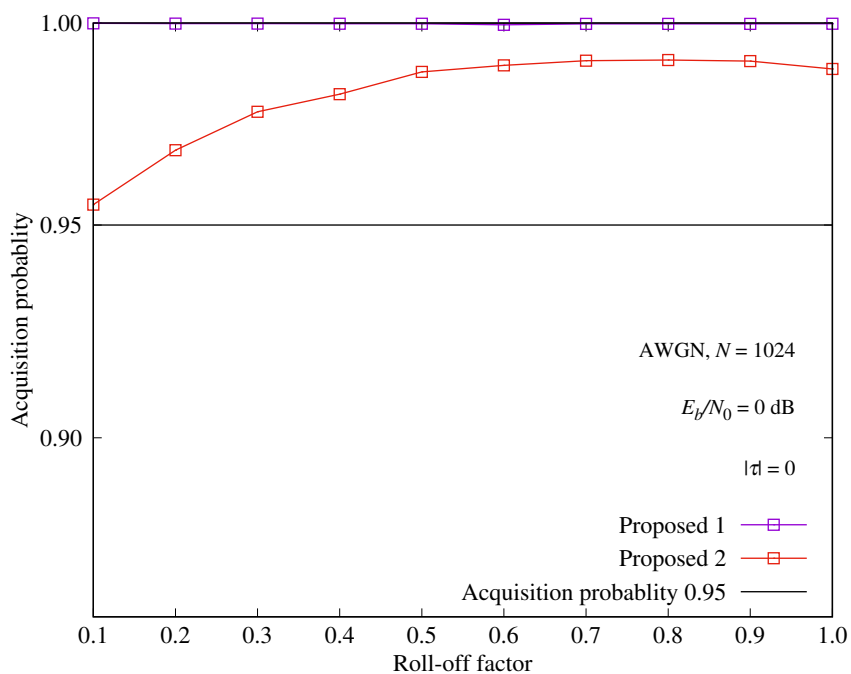


図 6.8: AWGN 環境下での $L = 2$, $|\tau| = 0$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

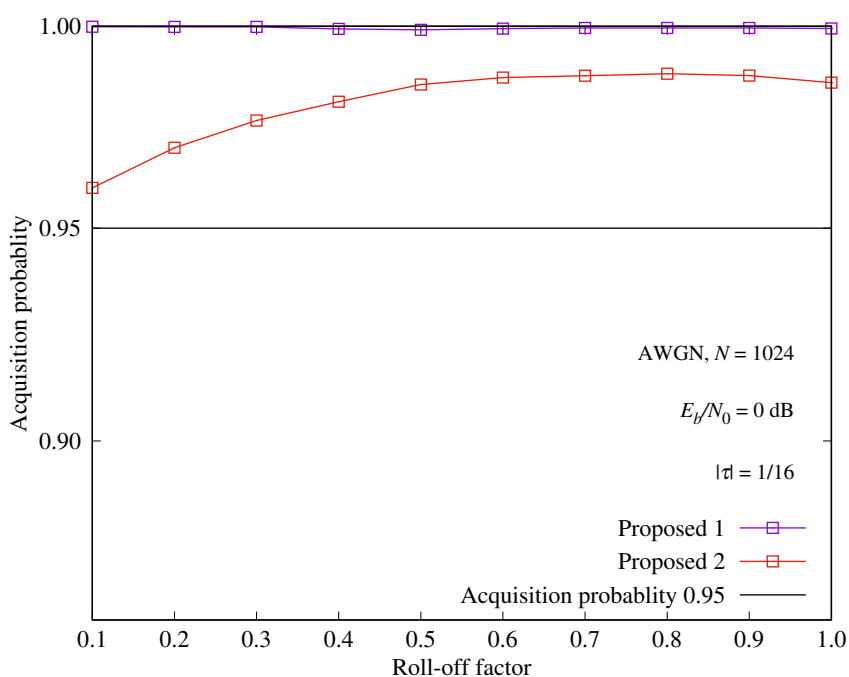


図 6.9: AWGN 環境下での $L = 2$, $|\tau| = 1/16$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

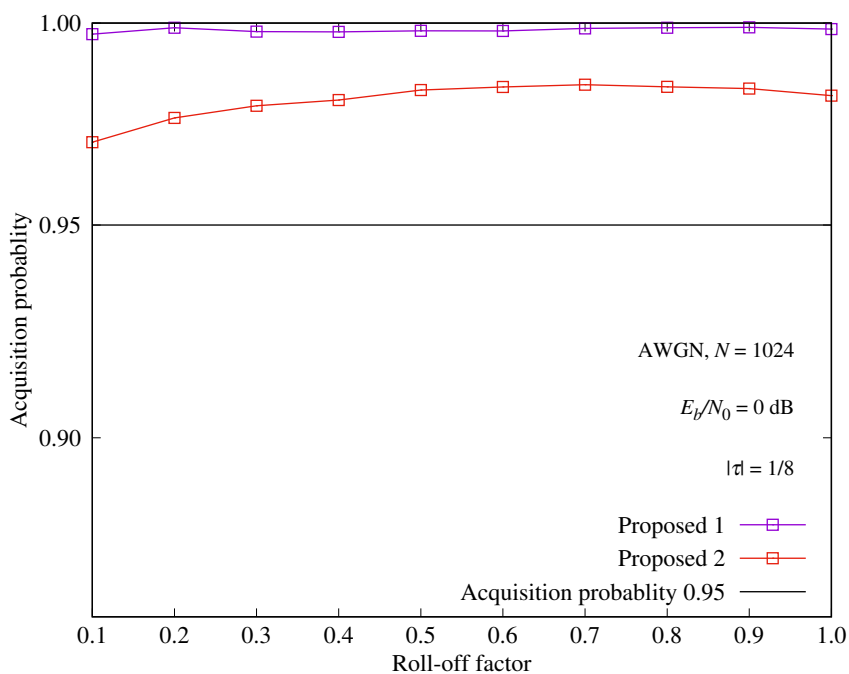


図 6.10: AWGN 環境下での $L = 2$, $|\tau| = 1/8$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

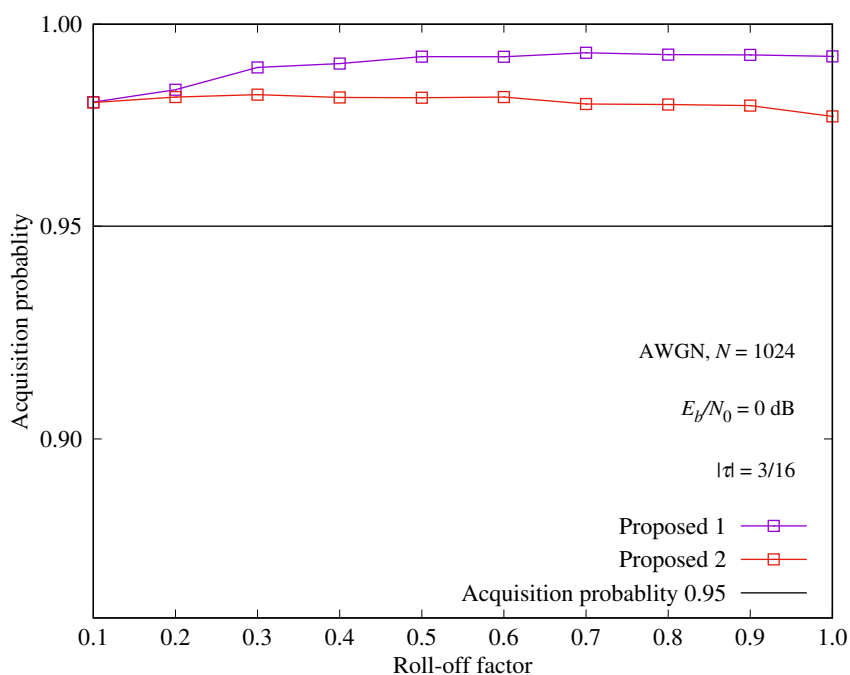


図 6.11: AWGN 環境下での $L = 2$, $|\tau| = 3/16$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

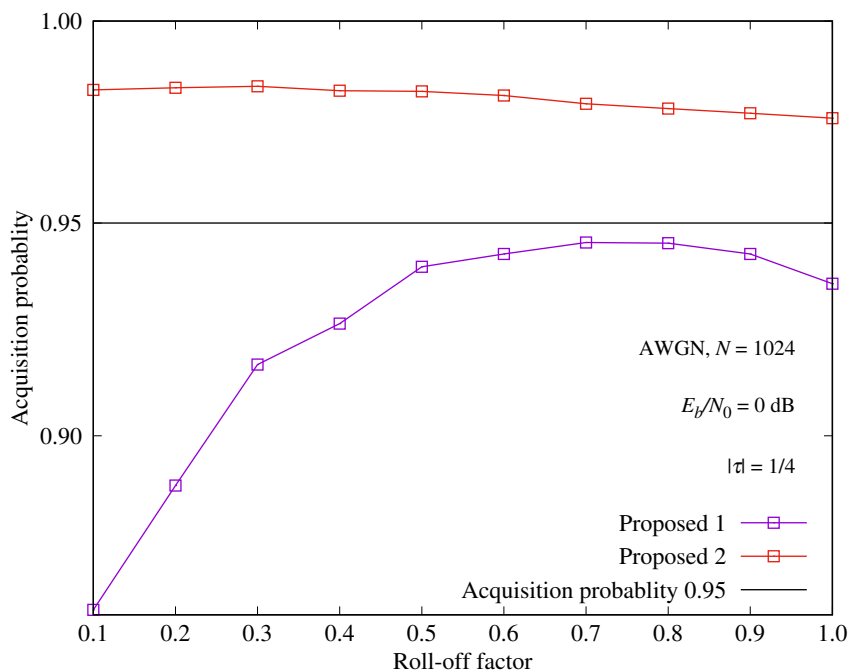


図 6.12: AWGN 環境下での $L = 2$, $|\tau| = 1/4$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

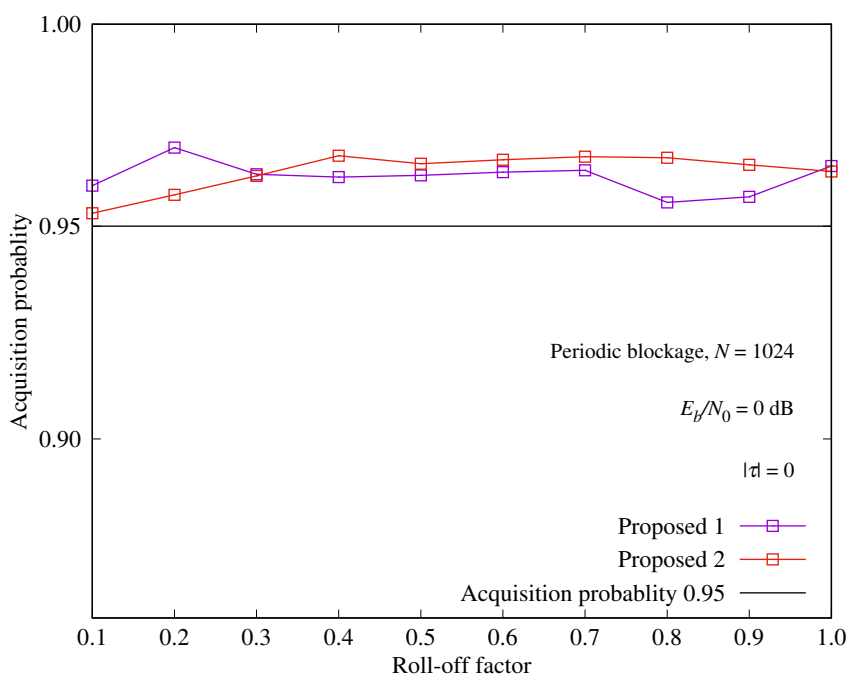


図 6.13: 周期的遮断環境下での $L = 2$, $|\tau| = 0$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

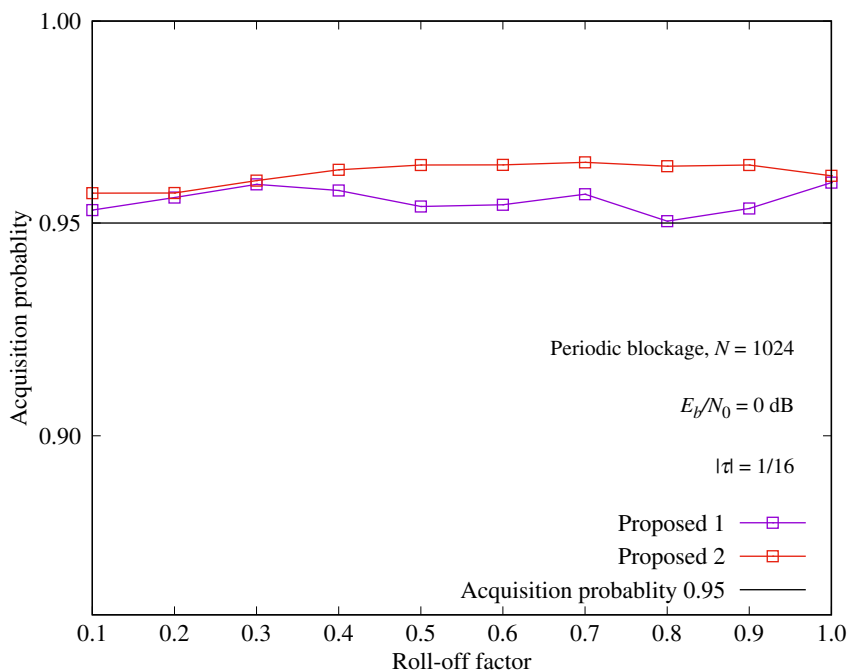


図 6.14: 周期的遮断環境下での $L = 2$, $|\tau| = 1/16$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

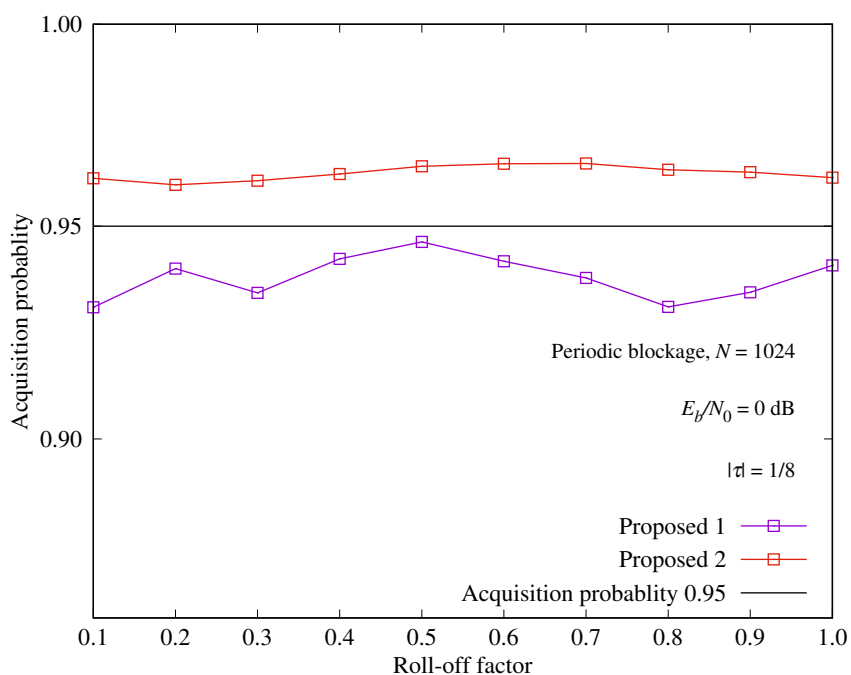


図 6.15: 周期的遮断環境下での $L = 2$, $|\tau| = 1/8$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

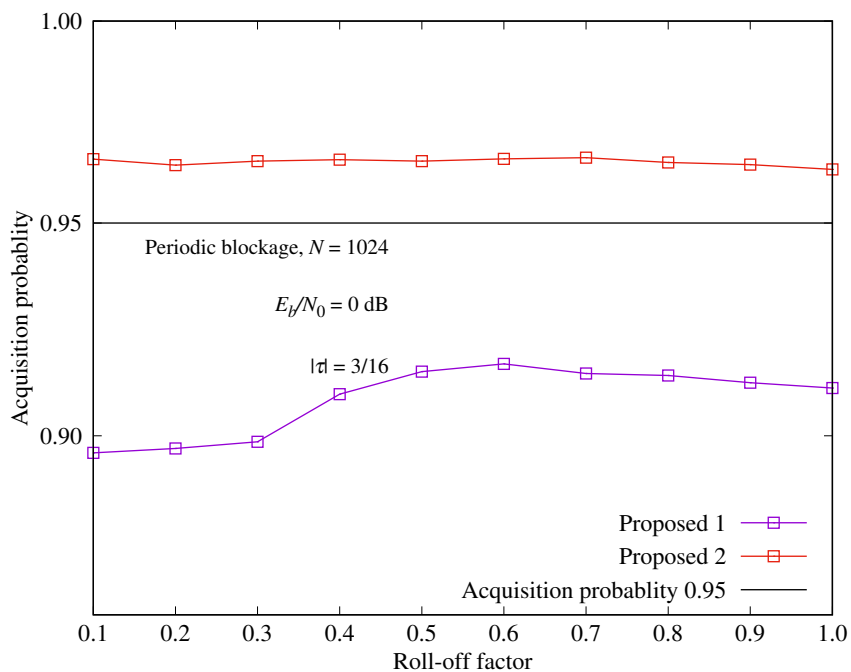


図 6.16: 周期的遮断環境下での $L = 2$, $|\tau| = 3/16$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

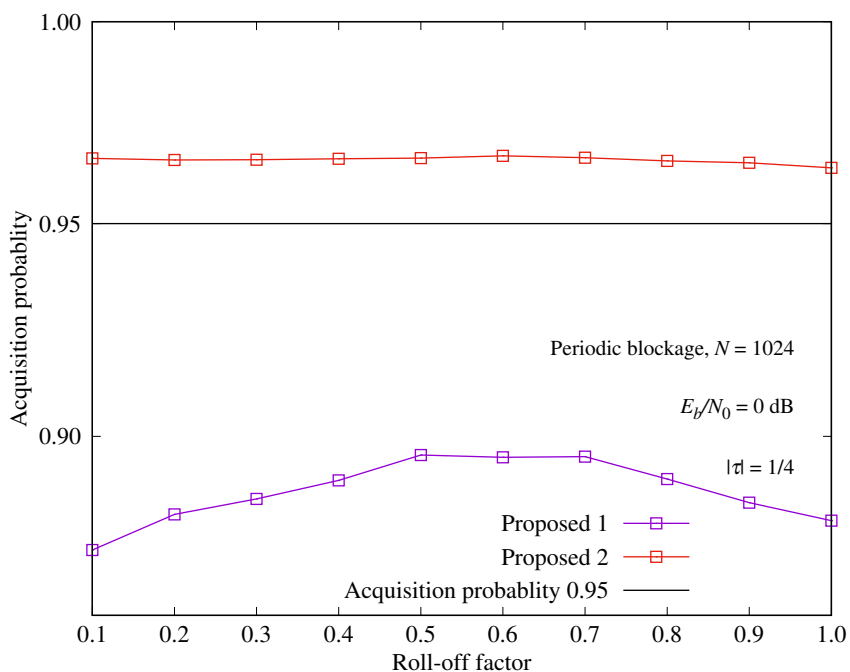


図 6.17: 周期的遮断環境下での $L = 2$, $|\tau| = 1/4$ の場合の提案方式のロールオフ率と捕捉率の関係

第 7 章

結論

本論文では初めに波形整形を行う WHCDM について説明した。次に従来の初期捕捉方式について説明し，サンプリング誤差による初期捕捉特性の劣化について述べた。その後，評価関数の改良とオーバーサンプリングを用いた方式を提案した。選択合成法に相当する評価関数の合成法を用いた提案方式 1 および等利得合成法に相当する評価関数の合成法を用いた提案方式 2 の性能を計算機シミュレーションにて検討した結果，提案方式 2 は 2 倍のオーバーサンプリングで低ロールオフ率においても捕捉率 95 % を達成することを確認した。

謝辞

本研究を行うにあたり，無線通信工学の基礎からのご指導と研究における助言をしていただきました電気通信大学情報理工学研究科情報・ネットワーク工学専攻所属の小島年春准教授には心より感謝の意を表します．最後に日ごろから研究活動についてご助言をいただきました小島研究室の先輩方，そして研究活動を共に助け合ってきた同級生である，山村洋太さん，八子聖也さん，山田翼さんに心より感謝を申し上げます．

文献

- [1] K. Farazian, D. Divsalar, N. Golshan, T.K. Wu, and S. Hinedi, “Helicopter satellite communication: Development of low-cost real-time voice and data system for Aeronautical Mobile Satellite Service (AMSS),” Proc. 1993 ICUPC, pp.314-319
- [2] T. Kojima and S. Fujiwara, “Performance of Walsh-Hadamard code division multiplexing in helicopter satellite communications,” Proc. ATC 2015, pp.662-665, Ho Chi Minh City, Vietnam, Oct. 2015.
- [3] G. Muto and T. Kojima, “Inter-code interference reduction in Walsh-Hadamard code division multiplexing for helicopter satellite communications,” Proc. ATC 2019, pp.19–22, Hanoi, Vietnam, Oct. 2019.
- [4] 加藤 祐太, “波形整形を行う WHCDM のタイミング誤差による特性劣化の検討, ”平成 28 年度学士学位論文, 2017.
- [5] T. Kojima and Y.Nagashima, “An initial acquisition scheme for Walse-Hadamard code division multiplexing,” Proc. ATC 2016, pp.397-400, Hanoi, Vietnam, Oct. 2016.
- [6] T. Kojima and Y.Yamamura, “An Initial Acquisition Scheme Combined with Carrier Recovery for Modified Walsh-Hadamard Code Division Multiplexin,” Proc. ATC 2020, pp.74-78, Hanoi, Vietnam, Oct. 2020.
- [7] F. Benedetto and G. Giunta, “A self-synchronizing method for asynchronous code acquisition in band-limited spread spectrum communications,” IEEE Trans. Commun., vol.57, no.8, pp.2410–2419, Aug. 2009.
- [8] F. Benedetto, G. Giunta, and E. Guzzon, “Effective code acquisition of Galileo BOC signals,” Proc. 2011 International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS), 2011, pp.1-6, Tampere, Finland, Jul. 2011.

- [9] S. Ding, Z. Yi, H. Liu and X. Liang, “An Improved Code Acquisition Scheme for Band-limited DSSS Systems with Sampling Offset,” *IEEE Communications Letters*, vol.16, no.8, pp.1169-1172, Aug. 2012.
- [10] N. Kataoka, T. Kojima, M. Miyake, and T. Fujino, “Performance of soft decision digital matched filter in direct-sequence spread-spectrum communication systems,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E74-B, no.5, pp.1115-1122, May. 1991.
- [11] 藤野 忠, デジタル移動通信, 昭晃堂, 東京, 2000.
- [12] 小澤 祥平, ”波形整形を行う直交符号並列伝送方式とその特性”, 平成 23 年度修士学位論文, 2012.
- [13] 岡 育生, デジタル通信の基礎, 森北出版株式会社, 東京, 2009.
- [14] B. Lindoff and B. Bernhardsson, “On performance impact in DS-CDMA systems due to sampling instant error,” *Proc. IEEE PIPMC 2004*, vol.4, pp.2556-2559, Barcelona, Spain, Jan, 2005.