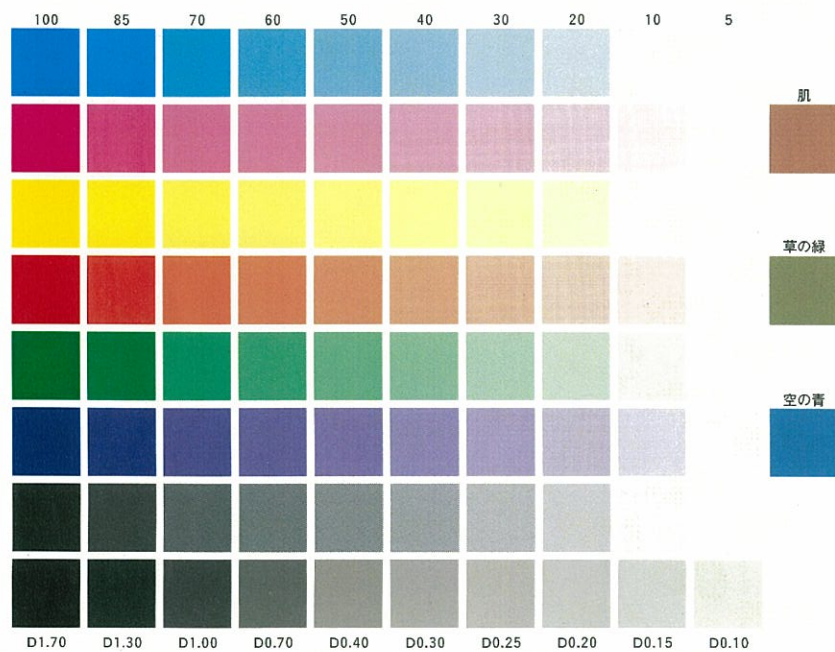


We conduct many of these
We conduct many of these
We conduct many of these



We conduct many of these
We conduct many of these
We conduct many of these



関西大学審査学位論文

M-ary スペクトラム拡散システムの性能向上の検討

2009年9月16日

平松 達夫

目次

第1章 序論	1
第2章 M-ary/SS について	4
第3章 M-ary/SS に適用する SN 比推定	8
3.1 まえがき	8
3.2 既知シンボル SN 比推定方式	10
3.2.1 従来の M-ary/SS へ応用できる SN 比推定方式	10
3.2.2 既知シンボル SN 比推定方式	13
3.2.3 改良既知シンボル SN 比推定方式	21
3.2.4 既知シンボル SN 比推定方式および改良既知シンボル SN 比推定方式に 関する数値計算	24
3.3 出力加算 SN 比推定方式	34
3.4 むすび	39
第4章 DS/SS における SN 比推定方式	40
4.1 まえがき	40
4.2 DS/SS のシステムモデル	41
4.3 DS/SS に適用される従来の SN 比推定方式	42
4.4 直交 SN 比推定方式	44
4.5 直交 SN 比推定方式に関するシミュレーション	48
4.6 むすび	53
第5章 相関器出力加算同期方式	54
5.1 まえがき	54
5.2 相関器出力加算同期方式	55
5.2.1 相関器出力加算同期方式	55
5.2.2 相関器出力加算同期方式における制御弁別器特性による影響	60

5.2.3	相関器出力加算同期方式における情報信号に関する相関器以外の相関器による相互相関成分	62
5.2.4	相関器出力加算同期方式における相関器を通過した伝送路雑音成分	62
5.2.5	相関器出力加算同期方式における追跡誤差	63
5.2.6	相関器出力加算同期方式における数値計算	64
5.2.7	相関器出力加算同期方式と従来同期方式との比較	66
5.3	切り替え同期方式	70
5.4	むすび	77
第6章	相関出力遮断同期方式	79
6.1	まえがき	79
6.2	相関出力遮断同期方式	80
6.3	相関出力遮断同期方式の解析	80
6.4	相関出力遮断同期方式の数値計算	84
6.5	むすび	85
第7章	結論	87

記号の説明

M : M-ary/SS で用いる系列数

L : 系列の符号長

S : 信号電力

n : 雑音

N : 雑音電力

γ : SN 比

J : 平均処理に用いるデータの個数 (平均用データ数)

m : 仲上 m 分布のパラメータ

M_1 : 一次モーメント

M_2 : 二次モーメント

B : 相関処理の片側帯域幅

B_L : 同期制御ループの片側帯域幅

σ : 雑音の分散

$E(\cdot)$: 期待値

t : 時間

v : 信号電圧

q : 確率

$e(t)$: 同期のずれの絶対値

ϵ : 追跡誤差

第1章 序論

近年、デジタル通信方式において、耐妨害性、秘話性、秘匿性、および多元接続特性に優れたSS(Spread Spectrum, スペクトル拡散)方式が多くの分野で実用化されている [1, 2]. 特に、携帯電話ではCDMA(Code Division Multiple Access)として通信方式の主流となっている [3].

SS方式において、送信側でいくつかの系列を用意しておき、数ビットの入力データに応じて用意した系列の中の一つを送信するM-ary/SSによる通信方式の方が従来のDS(Direct Sequence)/SS(Spread Spectrum)に比べて周波数利用効率が低いことが知られており [4, 5, 6, 7, 8], AV無線伝送等への応用が期待される. M-ary/SSの受信機では、受信信号は、送信側で用いた M 個の情報系列のそれぞれに対応する相関器に入力される. 受信信号中に含まれる情報系列と、相関器で発生する情報系列が完全に同期していると仮定すると、対応する情報信号に関する相関器の出力が最も大きくなり、全ての相関器出力の比較により情報信号を復調できる.

M-ary/SSでは、従来のDS/SSと違い、 M 個の相関器のうち、どの相関器に信号成分が含まれているかの推定が困難である. 一方、DS/SSでは信号成分は受信信号に必ず含まれおり、多くの処理はこれを前提として開発されている. 従って、M-ary/SSでは、DS/SSへの適用を前提として開発された多くの技術をそのまま用いることができず、多くの処理について新たな技術を開発する必要がある.

本論文ではこの点を踏まえ、M-ary/SSに適用するSN比推定、M-ary/SSに適用する同期方式について検討をおこない、研究成果にまとめた. 本論文は7章により構成されている. 以下にその概要を述べる.

まず、第2章では、M-ary/SSについて説明する。

第3章では低消費電力化が可能なM-ary/SSに適用するSN(Signal to Noise)比推定方式として、既知シンボルSN比推定方式および改良既知シンボルSN比推定方式について提案する。既知シンボルSN比推定方式では、送信シンボルが既知の区間を利用してM-ary/SSの受信機に存在する相関器のうちデータが含まれる相関器を特定し、その出力に対して1次モーメントと2次モーメントを適用して信号成分を推定するために、不要な相関出力を用いないSN比推定方式である。また、改良既知シンボルSN比推定方式は、送信シンボルが既知の区間を利用して、雑音成分の推定に、M-ary/SSの信号成分を含まない $M-1$ 個の相関器の出力の2乗和を利用する方式である。従来のM-ary/SSに適用する方式では、複雑な演算が必要であり、この部分はテーブルを用いる必要があり、細かい精度のSN比推定をおこなおうとすると、膨大なメモリ量が必要である。また、演算精度が良くなく、所望の性能のSN比推定をおこなうために、多くのデータが必要となり、消費電力が大きくなることが問題である。本研究では、既知シンボルSN比推定方式および改良既知シンボルSN比推定方式の詳細な解析をおこなうとともに、シミュレーションと数値計算により、従来方式との比較をおこない、これらの方式の有効性を示す。さらに、すべての相関器の和を用いてSN比を推定する出力加算SN比推定方式について提案し、出力加算SN比推定方式を用いると、テーブルや既知信号を用いることなくSN比推定が可能になることを示す。

第4章では、フェージングの性質を事前に知ることがなくSN比推定が可能である直交SN比推定方式について提案する。直交SN比推定方式は、M-ary/SSの送出シンボルとは無関係の相関器出力は雑音成分しか含まないことを利用してSN比推定をおこなっている改良既知シンボルSN比推定方式の考え方をDS/SSに応用したものである。改良既知シンボルSN比推定方式では、DS/SSに用いる拡散コードに直交する系列と受信信号の相関を取り、雑音成分しか含まない出力を得て雑音成分を推定する。本方式では、雑音成分が独

立に推定できるので、従来の方式のように、フェージングの性質を事前に知ることがなくSN比推定が可能である。本研究では、直交SN比推定方式について詳細に説明し、シミュレーションにより有効性を示す。

第5章では、M-ary/SS方式の同期追跡方式として、低SN比時に同期特性が良い相関器出力加算同期方式について提案する。相関器出力加算同期方式は、同期時は、情報系列のそれぞれに対応した相関器のうちいずれかにピーク値が出力されるとともに、その他の相関器出力は雑音状になることを利用し、すべての相関器の加算出力を用いて同期追跡を行う。本研究では、相関器出力加算同期方式の特性について詳細に述べ、数値計算によりその有効性を示す。また、全SN比で特性の良い切り替え同期方式について提案する。切り替え同期方式は、高SN比時に同期特性の良い判定帰還方式と低SN比時に同期特性が良い提案した相関器出力加算同期方式を出力加算SN比推定方式を用いて切り替える方式である。本研究では、切り替え同期方式について詳細に説明し、数値計算により有効性を示す。

第6章では、M-ary/SS方式の同期追跡方式として、従来の判定帰還方式の特性を改善する相関出力遮断同期方式について提案する。相関出力遮断同期方式では、ある閾値を決め、すべての相関器の出力がその閾値より小さい場合に、誤りが発生したと判定してすべての相関器の出力を遮断する方式である。判定帰還方式では、復調後の信号をフィードバックし、どの相関器に受信信号が含まれるかを推定して同期をおこなうため、判定誤りがあった場合は、同期系には雑音のみが入力され、同期特性が劣化する。相関出力遮断同期方式では、判定誤りの発生を推定し、判定誤りがあれば同期系への入力を遮断することにより同期特性の改善をおこなう。本研究では、相関器出力遮断方式の原理について説明し、その後、判定帰還方式との比較の数値計算によりその有効性を示す。

第7章では結論として本研究で得られた成果を要約する。

第2章 M-ary/SSについて

ここでは、M-ary/SS方式について説明する。図2.1はM-ary/SS方式のシステム構成である。送信側では情報信号に対応してM個の情報系列を準備する。これらの情報系列は互いに直交することが望ましい。表2.1にM=4の場合の情報系列の例を示す。これらの情報系列は入力信号に応じて1個が選択され、キャリア周波数に変換されて送信される。

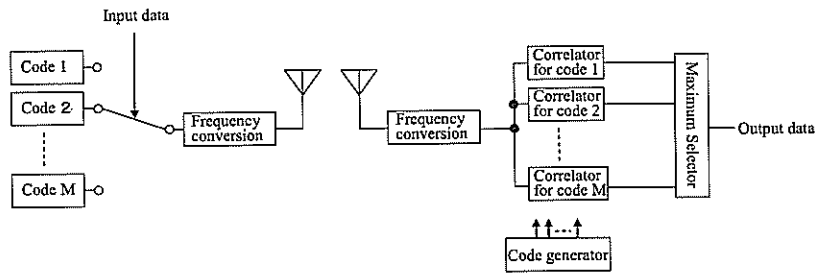


図 2.1: M-ary/SS方式

一方、受信側では受信信号はベースバンド信号に変換され、送信側で用いたM個の情報系列のそれぞれに対応する相関器に入力される。受信信号中に含まれる情報系列と、相関器で発生する情報系列が完全に同期していると仮定すると、対応する情報信号に関する相関器の出力が最も大きくなり、全ての相関器出力の比較により情報信号を復調できる。この相関器出力について図2.2に示す。図2.2では、相関器1に情報信号が入力されるとしている。相関器1よりは信号と雑音が出力される。一方、他の相関器よりは雑音のみが出力される。

表 2.1: M-ary/SSのコード例

Input	Sequence
00	-1,1,-1,1
01	-1,-1,1,1
10	1,-1,-1,1
11	-1,-1,-1,-1

ここで、M-ary/SSの情報系列を直交系列、伝送路雑音を白色ガウス雑音として、相関器より出力する雑音について説明する。用いるM個の系列を α_{kl} で表す。 k は系列の種類であり、 $0 \leq k < M$ となる。 l は系列の l 番目のデータであり、 $0 \leq l < L$ となる。ここで、 L は系列の符号長である。また、系列の l 番目のデータが発生する期間を $lT_C \sim (l+1)T_C$ とし、この期間に発生する雑音を n_{0l} とする。なお、 T_C は、系列の1チップの期間とする。そうすると、相関器 k より出力される雑音 n_k は、次式となる。

$$n_k = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{kl} \times n_{0l} \quad (2.1)$$

雑音 n_k の相互相関 ϕ_{kj} は次式のようにになる。

$$\phi_{kj} = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{kl} \alpha_{jl} N_0 = 0 \quad (2.2)$$

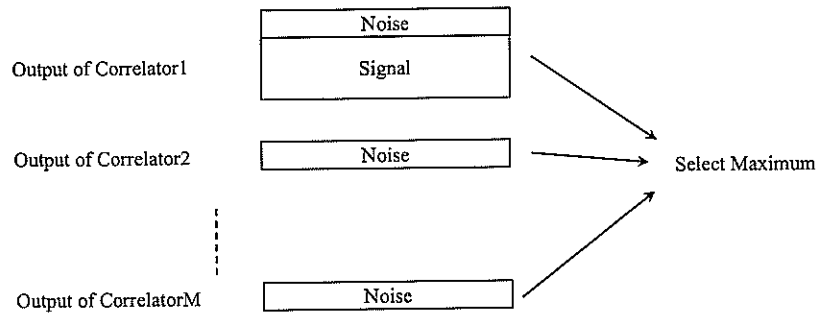


図 2.2: 相関器出力



図 2.3: 雑音がない場合の相関器出力

ここで, N_0 を n_{0i} の平均雑音電力とする. 式 (2.2) より, 各相関器の出力は独立なガウス雑音であることがわかる. この性質を用いて, M-ary/SS 方式のシンボル誤り率 err_s を求める.

まず, 雑音がない場合の各相関器出力を図 2.3 に示す. 情報信号成分が入力された相関器出力が $\sqrt{2}$ となり, その他の相関器出力は 0 となる. ここで, 信号電力は 1 で規格化しており, $\sqrt{2}$ は信号出力の尖頭値である. 情報信号成分が入力された相関器出力の値の範囲 $-a \sim b$ での存在確率は, σ を雑音の分散とすると, 次式となる.

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-a}^b e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{z-\sqrt{2}}{\sigma}\right)^2} dz \quad (2.3)$$

また, 情報信号成分が入力されない相関器出力の値の範囲 $-c \sim d$ での存在確率は, 次式となる.

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-c}^d e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{y}{\sigma}\right)^2} dy \quad (2.4)$$

以上 2 式を用いて, M-ary/SS 方式のシンボル誤り率 err_s は以下のようになる.

$$err_s = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{y}{\sigma}\right)^2} dy \right]^{M-1} \times e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{z-\sqrt{2}}{\sigma}\right)^2} dz \quad (2.5)$$

本章では, 本論文の核をなす M-ary/SS について説明をおこなった.

第3章 M-ary/SSに適用するSN比推定

3.1 まえがき

無線通信において、SN比推定は重要な技術となっている。アンテナの指向性制御では、SN比を基準として制御を行っている[9]。また、消費電力の低減、干渉の低減を目的として、送信電力を必要最小限に抑える電力制御方式が行われており[3, 10, 11]、SI比を基準として行われている[10, 11]。CDMAでは、妨害はガウス雑音で近似することができ[11]、ガウスノイズ環境では、SN比推定もSI(Signal to Interference)比推定も同様に行うことができる。

AV(Audio Visual)無線伝送では、結線の省略を目的とする用途が多く、このような通信は固定無線通信が主流となり、AWGN(Additive White Gaussian Noise)環境でのSN比推定が必要となる。このようなSN比推定で、パイロット信号を用いない方式として、ブラインドSN比推定がある。ブラインドSN比推定としては、2次モーメントと4次モーメントを用いる方式[9, 12]、高次モーメントを用いる方式[9, 14]、および、最尤推定を用いる方式[9, 13]がある。

これらの方式は、PSK(Phase Shift Keying)信号を直接処理する方式であり、さらに、推定対象の信号成分のすべてが処理対象出力に含まれていることを想定している。また、DS/SSに用いる場合は、DS/SSの逆拡散後の信号はPSK信号となるため、これらの方式を適用可能である。一方、M-ary/SSでは、M個の相関器のうち、どの相関器に信号成分が含まれているかの推定が困難であり、上述のSN比推定をそのまま用いることができない。また、上述のSN比推定方式は、PSK信号を直接処理する方式であり、M-ary/SSの受信側のど

の相関器に信号成分が含まれているかの推定が出来たとしても、相関器出力はPSK信号ではないので、そのまま用いることができない。

M-ary/SSへ応用できるSN比推定方式として、並列組合せSS通信に適用した方式がある[18]（以下、Takizawa方式とする）。並列組合せSS通信は、信号数を1個とすればM-ary/SSとなる。Takizawa方式では、受信機のM個の相関器出力のうち、信号成分を含む出力はそれぞれ統計的性質が同じであり、信号成分を含まない出力についてもそれぞれ統計的性質が同じであることを利用している。具体的には、相関器出力のそれぞれを同一関数で変換し、その全ての和の平均を取る。この関係は、信号成分を含む相関器の位置にかかわらず一定の式であらわすことができ、M-ary/SSのSN比推定が可能となる。しかし、Takizawa方式では、信号成分の推定に、雑音しか含まない相関器出力を使用せざるを得ず、その影響による推定精度の劣化が避けられない。すなわち、所望の性能のSN比推定をおこなうために、多くのデータが必要となる。従って、SN比推定の動作に必要な消費電力が大きくなる可能性がある。また、Takizawa方式では、複雑な演算が必要であり、これを避けるためには演算結果をテーブルとして記憶する必要があり、細かい精度のSN比推定をおこなおうとすると、膨大なメモリ量が必要である。

一般的に、データ通信においては、パケットの先頭等に送信シンボルの既知部分が必ず存在する。本章では、送信シンボルが既知の区間を利用してM-ary/SSの受信機に存在する相関器のうちデータが含まれる相関器を特定し、その出力に対して1次モーメントと2次モーメントを適用して、信号成分の推定に不要な相関出力を用いないAWGN通信路に有効な既知シンボルSN比推定方式[15]について提案する。

また、送信シンボルが既知の区間では、信号を含む相関器出力と、雑音しか含まない相関器出力を区別することが可能である。この性質を利用して、信号と雑音が独立に推定できれば、SN比推定に必要なデータ量がさらに少なくなる可能性がある。そこで、本章では、送信シンボルが既知の区間を利用して、

雑音成分の推定に, M-ary/SS の信号成分を含まない $M - 1$ 個の相関器の出力の 2 乗和を利用する改良既知シンボル SN 比推定方式 [15] についても提案する.

前述のように Takizawa 方式では, テーブルを用いる必要があり, 細かい精度の SN 比推定をおこなおうとすると, 膨大なメモリ量が必要である. また, 改良既知シンボル方式や既知シンボル方式ではデータに既知シンボルが含まれることを前提としている. しかし, すべての通信について, 必ず既知シンボルが含まれていると保障はない. そこで, これらの欠点を改良する方式として, テーブルも既知信号も不要な出力加算 SN 比推定方式 [16] についても, さらに, 提案する.

3.2 既知シンボル SN 比推定方式

3.2.1 従来の M-ary/SS へ応用できる SN 比推定方式

従来の, M-ary/SS へ応用できる SN 比推定方式として, Takizawa 方式がある [18]. Takizawa 方式は, PC/SS(Parallel Combination/SS, 並列組み合わせ/SS) に適用される方式である. 図 3.1 に PC/SS の送信機のブロック図を示す. PC/SS では, 入力信号に従い, M 個の系列のうち K 個を選択し, 選択された K 個の信号を加算した後, 周波数変換して送信する方式である. 受信側では, M-ary/SS と同様に M 個の相関器を準備し, 相関器出力のうち, 大きさの最も大きいものより上位 K 個を選択して復調出力とする. 当然, $K = 1$ の場合は, PC/SS は, M-ary/SS となる. ここでは, Takizawa 方式を M-ary/SS に適用した場合について説明する. なお, Takizawa 方式の前提として, M-ary の符号系列はアダマール系列等を用い, 完全直交であるとする.

Takizawa 方式では, まず, 次式により, 値 f_T を求める.

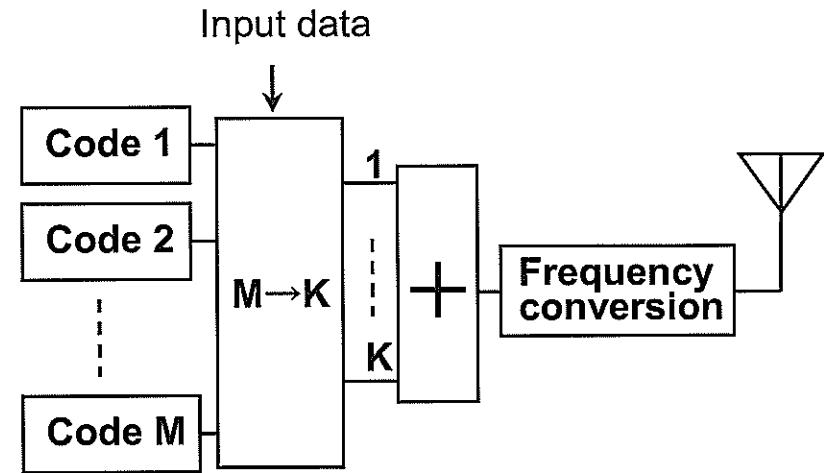


図 3.1: Parallel Combination/SS 送信機

$$f_T = E\left(\sum_{i=0}^{M-1} r_i^2\right) / \left(E\left(\sum_{i=0}^{M-1} |r_i|\right)\right)^2 \quad (3.1)$$

ここで, i 番目の相関器の出力を r_i とし, $E(\cdot)$ を期待値とする. . . 式(3.1) と SN 比 γ の関係は以下の様になる [18, 19].

$$f_1(\gamma) = E\left(\sum_{i=0}^{M-1} r_i^2\right) / N = 2\gamma + M \quad (3.2)$$

ここで, N は雑音電力である. また, 式(3.2) は SN 比 γ の関数となり, その関数を f_1 とした.

$$\begin{aligned}
f_2(\gamma, m) &= E\left(\sum_{i=0}^{M-1} |r_i|\right) / \sqrt{N} \\
&= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left(\frac{m}{m+\gamma}\right)^m \\
&+ \sqrt{2\gamma} \frac{\Gamma(m+1/2)}{\sqrt{m}\Gamma(m)} \left(1 - \frac{2}{\pi} f_3(m)\right) \\
&+ (M-1) \frac{2}{\pi} \tag{3.3}
\end{aligned}$$

ここで、 m は、伸上 m 分布のパラメータ m である。また、式(3.3)はSN比 γ と伸上パラメータ m の関数となり、その関数を f_2 とした。ここで、

$$f_3(m) = \int_{x=\sqrt{a}}^{\sqrt{1+a}} \frac{(x^2 - a)^m}{x^{2m} \sqrt{1+a-x^2}} dx \tag{3.4}$$

$$a = \gamma/m \tag{3.5}$$

とする。以上より、式(3.1)に式(3.2)と式(3.3)を代入して次のようになる。

$$\begin{aligned}
f_T(\gamma, m) &= E\left(\sum_{i=0}^{M-1} r_i^2\right) / \left(E\left(\sum_{i=0}^{M-1} |r_i|\right)\right)^2 \\
&= f_1(\gamma) / f_2^2(\gamma, m) = f(\gamma, m) \tag{3.6}
\end{aligned}$$

これより、 f_T がSN比 γ と伸上パラメータ m の関数であることがわかる。従って、そのSN比 γ に関する逆関数を求めることにより、SN比推定が可能となる。AWGN伝送路でSN比推定をおこなう場合、 $m \rightarrow \infty$ にする必要があるが、伸上パラメータ m が27以上で、AWGNと見なせる [19]。

Takizawa方式では、受信機の M 個の相関器出力のうち、信号成分を含む出力はそれぞれ統計的性質が同じであり、信号成分を含まない出力についてもそれぞれ統計的性質が同じであることを利用している。具体的には、相関器出力のそれぞれを同一関数で変換し、その全ての和の平均を取る。この関係は、信号成分を含む相関器の位置にかかわらず一定の式であらわすことができ、後述の既知シンボルSN比推定方式のように送信シンボルが既知の区間を利用しなくても、M-ary/SSのSN比推定が可能となる。式(3.1)の分母および分子では、相関器出力のそれぞれを同一関数で変換し、その全ての和の平均を取った式を使用しており、上述の性質を利用している。

しかし、Takizawa方式において式(3.1)の分母が、信号成分の推定に相当するが、相関器出力 r_i のうち $M-1$ 個が雑音成分しか含まない項であり、信号の推定に悪影響を与えられらる。

3.2.2 既知シンボルSN比推定方式

一般的に、デジタル通信におけるパケット構成は、図3.2のように、パケット同期用の同期系列と情報が含まれるデータからなっている。この同期系列は

既知のシンボルよりなっており、決まったタイミングで送信されてくる。なお、図3.2の packets は、MPEG(Moving Picture Experts Group) システムのトランスポートストリーム [20] である。

既知シンボル SN 比推定方式では、まず、この既知シンボルを受信した区間で、系列数 M 個の相関器のうちどの相関器に信号成分が含まれているかを特定する。

特定した相関器の出力には、信号成分と雑音成分が含まれている。この信号成分は、PSK 方式のように位相の不確定性を持っていないので、従来の方式のように、2次モーメントと4次モーメント [9, 12] を用いる必要がなく、1次モーメントと2次モーメントを用いる方式で SN 比推定が可能であり、また、信号成分の推定に不要な相関器出力を使用する必要が無い。

図3.3に、SN 比推定タイミングを示す。同期系列のように受信信号を既知なタイミングで SN 比推定を行なう。

なお、今後の解析はまず、次の2つの条件の下でおこなう。第1に、パケット同期用の同期信号の位置は、復調信号を用いた同期検出回路等を用い、誤りなく検出されていると仮定する。第2に、送受信の系列の同期は完全にとれており、周波数のずれや同期のゆれの影響はないとする。これらの条件の下で解析をおこなった後、パケット同期用の同期信号の位置が誤りなく検出される条件、および、周波数のずれや同期のゆれの影響についての考察をおこなう。

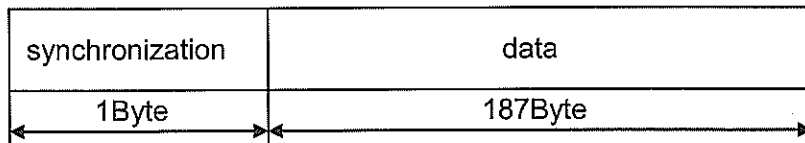


図 3.2: パケットの例

1次モーメントと2次モーメントを用いる方式について提案し、詳細に、説明する。相関器に含まれる信号の電圧を v 、信号の電力を S 、一つの相関器の

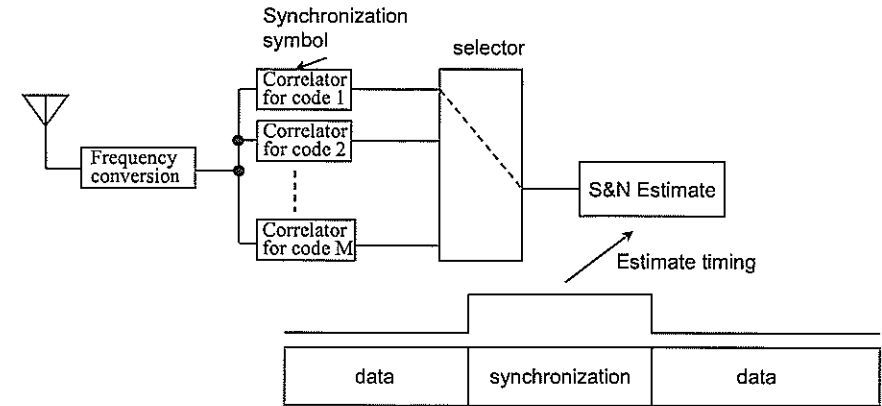


図 3.3: 既知シンボル SN 比推定方式の推定タイミング

真の雑音電圧を n 、真の雑音電力を N とする。この場合の相関器出力 r は、次式となる。

$$r_t = v_t + n_t \quad (3.7)$$

なお、ここで添え字 t は、時刻 t をあらわす。1次モーメント $M1$ と2次モーメント $M2$ を用いて、信号電圧 v 、信号電力 S 、雑音電力 N の各推定値 \hat{v} 、 \hat{S} 、 \hat{N} をあらわす。

$$\hat{v} = M_1 = E(r) \quad (3.8)$$

$$\hat{S} = M_2^2 = E(r)^2 \quad (3.9)$$

$$\hat{N} = M_2 - M_1^2 = E(r^2) - E(r)^2 \quad (3.10)$$

また, 信号成分 v は一定なので, 雑音の平均値 $\overline{n^2} = E(n^2)$ とすると, 各式は次のようになる.

$$\hat{S} = \hat{v}^2 \quad (3.11)$$

$$\hat{N} = E(n^2) - E(n)^2 = \overline{n^2} - (\hat{v} - v)^2 \quad (3.12)$$

ここで, 次の関係を用いた.

$$\hat{v} = E(r) = v + E(n) \quad (3.13)$$

次に, SN 比推定の存在確率を求める準備として, 信号の推定値 \hat{S} の存在確率と, 平均雑音 $\overline{n^2}$ の存在確率を求める. まず, J 回平均後の分散 σ_J^2 を式 (3.14) とする.

$$\sigma_J^2 = N/J \quad (3.14)$$

σ_J を用いて, 区間 $[a1, b1]$ の, 信号の推定値の存在確率 q_s は次式となる.

$$q_s = \frac{\int_{a1}^{b1} \exp(-\frac{1}{2}(\frac{x-\sqrt{2}}{\sigma_J})^2) dx}{\sqrt{2\pi}\sigma_J} \quad (3.15)$$

分散を 1 とした平均雑音 $N1$ が区間 $[a2, b2]$ にある存在確率 q_{n1} は次式となる.

$$q_{n1} = \int_{a2W}^{b2W} \chi(x, W) dx \quad (3.16)$$

ここで, $\chi(x, W)$ は, 拘束度 W の x のカイ 2 乗分布である. また, 式 (3.12) の $\overline{n^2}$ と $N1$ の関係は, $N1$ の分散を 1 としているため, 次式となる.

$$\overline{n^2} = N \times N1 \quad (3.17)$$

式 (3.15), 式 (3.16) を用いて, 推定 SN 比の存在確率 q_γ を求める. 式の導出は, わかりやすくするために, 2 段階でおこなう. まず, 信号の推定誤差がないとすると, 推定 SN 比で確率的要因は平均雑音のみになる. 従って, 平均雑音の存在確率を示す式 (3.16) を SN 比を用いてあらわし, 推定 SN 比の存在確率を求める. この確率を q'_γ とする. 次に, 現実には信号の推定誤差も確率的要因なので, これを考慮し, q'_γ の式に信号の推定値の存在確率を示す式 (3.15) を適用し最終的な推定 SN 比の存在確率 q_γ を求める.

SN 比の推定値 $\hat{\gamma}$ は, 式 (3.9), 式 (3.10) より次式となる.

$$\hat{\gamma} = \frac{\hat{v}^2}{\overline{n^2} - (\hat{v} - v)^2} \quad (3.18)$$

これより、雑音電力の平均値 $\overline{n^2}$ は次式となる。

$$\overline{n^2} = \frac{\hat{v}^2}{\hat{\gamma}} + (\hat{v} - v)^2 \quad (3.19)$$

推定 SN 比が, $[\gamma_a, \gamma_b]$ に存在する確率 q_γ を求める。平均信号電圧 \hat{v} を定数として、存在確率 q'_γ は次式となる。

$$q'_\gamma = \int_{\frac{\eta_a W}{2N}}^{\frac{\eta_b W}{2N}} \chi(x, L) dx \quad (3.20)$$

ただし、

$$\eta_a = \frac{\hat{v}^2}{\hat{\gamma}_a} + (\hat{v} - v)^2 \quad (3.21)$$

$$\eta_b = \frac{\hat{v}^2}{\hat{\gamma}_b} + (\hat{v} - v)^2 \quad (3.22)$$

ここで、式 (3.20) の積分の開始点 $(\eta_a W)/(2N)$ と終了点 $(\eta_b W)/(2N)$ の分母の 2 は、信号振幅は尖頭値であらわしているため、信号電力を平均値に変換するためのものである。

平均信号電圧 \hat{v} の推定誤差を考慮し、また、 $y = \hat{v}$, $v = \sqrt{2}$ とすると、式 (3.20) は式 (3.15) を用いて次式となる。

$$q_\gamma = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_J}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\frac{\eta_a W}{2N}}^{\frac{\eta_b W}{2N}} \chi(x, L) e^{-\frac{1}{2}(\frac{y-\sqrt{2}}{\sigma_J})^2} dx dy \quad (3.23)$$

ここで、パケット同期用の同期信号の位置が誤りなく検出される条件、および、周波数のずれや同期のゆれの影響についての考察をおこなう。

パケット同期用の同期信号については、送受信の系列の同期が関係してくる。DS/SS の送受信の系列の同期については、[2] に詳しい。[2] によると、送受信の系列の同期には同期追跡がおこなわれ、同期の追跡誤差の平均電力は受信信号の SN 比の低下とともに大きくなるが、追跡誤差の平均電力がある範囲内では同期維持が可能である。追跡誤差の平均電力は、同期系の処理帯域を調整することによりある程度調整可能であり、一般的には、通信データがデータとして意味のなさない低 SN 比まで同期可能になるよう調整される。M-ary/SS の同期については [22] に述べられているが、状況は DS/SS と同じである。送受信の系列の同期が維持されている状況下では、復調信号の抜けや重複が発生しない。一方、同期信号は、定まったデータ間隔で、定まったデータが復調されるよう構成される。従って、一旦、同期信号の位置が確定すると、送受信の系列の同期が維持される限り、カウンタを用いた同期信号の位置の計数等により、同期信号の位置が誤ることはない。従って、パケット同期用の同期信号の位置が誤りなく検出される条件は、受信信号の SN 比が同期維持可能な値であり、同期信号の位置が、一旦、確定した後となる。

次に、周波数のずれや同期のゆれの影響について説明する。前述のように、送受信の系列の同期については、同期追跡がおこなわれる。同期追跡は PLL (Phase-Locked Loop) 制御を構成するので、周波数のずれは吸収され存在しない。したがって、同期のゆれのみが SN 比推定の誤差の要因となる。このような同期のゆれは、Takizawa 方式および既知シンボル SN 比推定方式に同

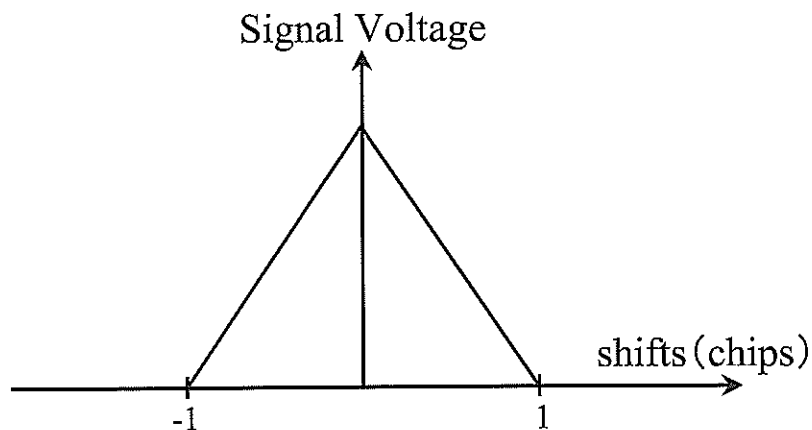


図 3.4: 相関特性

様の影響をおよぼす。

図 3.4 は、信号を含む相関器の相関特性であり、同期のずれと相関器の出力電圧、すなわち、信号電圧の関係を示す [22]。図 3.4 の関係より、出力電圧の最大値を 1 で規格化した場合の信号電力と同期のずれの関係を求める。同期追跡は、ずれが無いポイント付近の微小変動であると仮定し、同期のずれの絶対値を $e(t)$ とする、また、時間平均を $E_t(\cdot)$ であらわす。この場合、 $0 \leq e(t) \leq 1$ であるとする。

信号電力 S_t は次式となる。

$$S_t = E_t((1 - e(t))^2) \quad (3.24)$$

式 (3.24) のうち、同期のゆれによる信号推定の偏差 z は、以下の様になる。

$$\begin{aligned} z &= E_t(2e(t) - e^2(t)) \\ &\leq 2E_t(e(t)) \\ &\leq 2\sqrt{E_t(e^2(t))} \end{aligned} \quad (3.25)$$

$\sqrt{E_t(e^2(t))}$ は同期の RMS 追跡誤差である。

M-ary/SS に適用される同期追跡には、判定帰還 (DFL: Decision Feedback Loop) 方式がある [22]。判定帰還方式の RMS (Root Mean Square) 追跡誤差 ϵ は、誤り率が劣化していない場合は、DS/SS に適用される DLL (Delay Lock Loop) 方式とほぼ同じとなり、次式であらわされる。

$$\epsilon = \sqrt{(1/2)(B_L/B)(N_r/S_r)} \quad (3.26)$$

ここで、 B_L は同期系の片側処理帯域、 B は相関処理の片側帯域幅、 S_r は受信信号電力、 N_r は受信雑音電力である。同期のゆれの影響の具体的な数値については後述する。

3.2.3 改良既知シンボル SN 比推定方式

送信シンボルが既知の区間では、信号を含む相関器出力と、雑音しか含まない相関器出力を区別することが可能である。この性質を利用して、信号と雑音が独立に推定できれば、SN 比推定に必要なデータ量がさらに少なくなる可能性がある。そこで、信号と雑音を独立に推定する方式について提案し、記述

する。図 3.5 に改良既知シンボル SN 比推定方式のブロック図を示す。

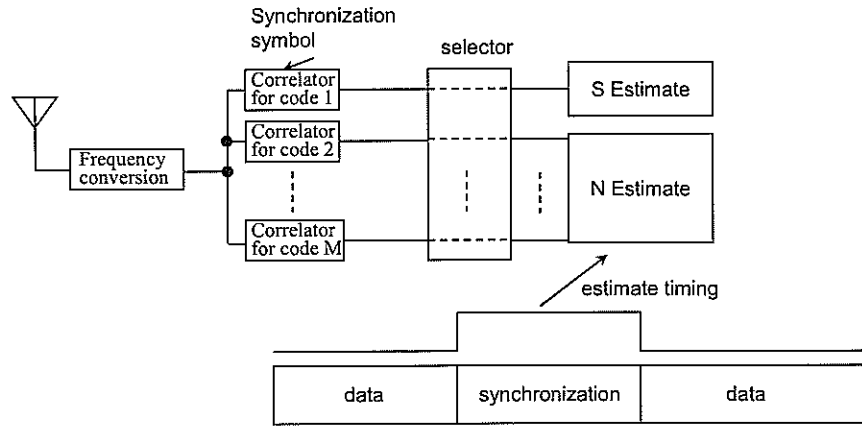


図 3.5: 改良既知シンボル SN 比推定方式の推定

まず, M-ary/SS の情報系列を直交系列, 伝送路雑音を白色ガウス雑音として, 相関器より出力する雑音について説明する. 用いる M 個の系列を α_{kl} で表す. k は系列の種類であり, $0 \leq k < M$ となる. l は系列の l 番目のデータであり, $0 \leq l < L$ となる. ここで, L は系列の符号長である. また, 系列の l 番目のデータが発生する期間を $lT_C \sim (l+1)T_C$ とし, この期間に発生する雑音を n_{0l} とする. そうすると, 相関器 k より出力される雑音 n_k は, 次式となる.

$$n_k = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{kl} \times n_{0l} \quad (3.27)$$

雑音 n_k の相互相関 ϕ_{0kj} は次式のようにになる.

$$\phi_{0kj} = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{kl} \alpha_{jl} N_0 = 0 \quad (3.28)$$

ここで, N_0 は, n_{0l} の平均雑音電力である. 式 (3.28) より, 各相関器の出力は独立なガウス雑音であることがわかる. 従って, 信号成分を含まない $M-1$ 個の相関器出力は, 全て利用できることがわかる.

そこで, SN 比推定のうち雑音の推定に, この $M-1$ 個の相関器出力を利用し, 用いる情報量を増やして, 収束速度の向上を図る方式を提案する. 同期信号がある場合の, $M-1$ 個の雑音のみを出力する相関器出力を r_i とすると, 推定雑音は次式のようになる.

$$\hat{N} = E\left(\sum_{i=0}^{M-2} r_i^2\right) \quad (3.29)$$

なお, 信号成分の推定法は, 既知シンボル SN 比推定方式と同じで, 次式となる.

$$\hat{S} = M_1^2 = E(r)^2 \quad (3.30)$$

このように, 改良既知シンボル SN 比推定方式では信号と雑音が独立に推定できる.

本方式では, 平均処理に用いるデータの個数 (平均用データ数) を J とすると, 雑音に関して, 実質 $((M-1) \times J)$ 回の平均をおこなっているのと等価となり, 雑音成分の推定が速くなると期待できる. また, M-ary/SS の受信機に存在する相関器を利用するという点で, M-ary/SS に適した方式である.

本方式で推定SN比が, $[\gamma_a, \gamma_b]$ に存在する確率 q_γ は, 式 (3.23) の導出と同様に, 次式のようになる.

$$q_\gamma = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_J} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\frac{\eta_a d}{2N}}^{\frac{\eta_b d}{2N}} \chi(x, d) e^{-\frac{1}{2}(\frac{y-\sqrt{2}}{\sigma_d})^2} dx dy \quad (3.31)$$

ここで, 式 (3.29), 式 (3.30) より

$$\eta_a = \frac{\hat{v}^2}{\hat{\gamma}_a} \quad (3.32)$$

$$\eta_b = \frac{\hat{v}^2}{\hat{\gamma}_b} \quad (3.33)$$

である.

3.2.4 既知シンボルSN比推定方式および改良既知シンボルSN比推定方式に関する数値計算

既知シンボルSN比推定方式および改良既知シンボルSN比推定方式について数値計算をおこなう.

M-ary/SSの系列としては, アダマール系列を用いた. また, $M = 4, M = 32, M = 256$ について数値計算をおこなった. 数値計算については, 式 (3.23) および式 (3.31) に基づいておこなう. Takizawa方式については, 推定SN比の存在確率等については解析的に求められていないため, シミュレーションのみ

をおこなった. Takizawa方式のシミュレーションでは, 式 (3.6) の f_T の計算を行う必要がある. ここでは, f_T の計算について, SN比を $-0.5dB$ より $1dB$ ステップに計算し, テーブル化する (表 3.1). その後, 式 (3.1) より f_T を計算し, f_T がどの範囲に入るかによりSN比を推定する. m については, AWGN伝送路となる $m = 27$ とした.

SN比推定を $1dB$ 間隔で行なう場合, 推定誤差は, 真のSN比の $\pm 0.5dB$ 以内に入る必要がある. そこで, まず, 平均用データ数を100回に固定した場合に, 推定SN比が真のSN比の $\pm 0.5dB$ 以内に入る確率, つまり, 正推定率をについて求めた. また, ここでは, 数値計算が正しいことを実証するために, シミュレーションも同時に行なった. 結果を図 3.6 から図 3.8 に示す.

なお, 数値計算結果の図では以下の表記を用いる.

P1C:既知シンボルSN比推定方式に対する数値計算結果,

P2C:改良既知シンボルSN比推定方式に対する数値計算結果,

P1S:既知シンボルSN比推定方式に対するシミュレーション結果,

P2S:改良既知シンボルSN比推定方式に対するシミュレーション結果,

CS:Takizawa方式に対するシミュレーション結果.

まず, それぞれについて, 数値計算とシミュレーションの値にそれほど差がないことがわかる. また, それぞれについて, 既知シンボルSN比推定方式と比較し, 改良既知シンボルSN比推定方式の方が推定精度が良いことがわかる. 提案方式と Takizawa方式の比較では, 既知シンボルSN比推定方式については, それぞれについて, 低SN比時には Takizawa方式より正推定率が高いが, 高SN比については特性が逆転することがわかる. これは, Takizawa方式では, 低SN比時では, 信号推定時に信号成分しか含まない相関器の出力が大きいが, 高SN比になるにつれて, この影響が小さくなるとともに, 式 (3.1) の分子の信号成分しか含まない相関器の出力の2乗の項が, 雑音成分の推定に参与しているからであると考えられる. 一方, 改良既知シンボルSN比推定方式については, ほぼ全てのSN比について, Takizawa方式より正推定率が高い.

表 3.1: 変換テーブル

SNR[dB]	$f_T(M = 4)$	$f_T(M = 32)$	$f_T(M = 256)$
-0.5	0.3981649	0.049396	0.006141
0.5	0.4007479	0.049553	0.006144
1.5	0.4043729	0.049782	0.006148
2.5	0.4093405	0.050112	0.006154
3.5	0.4159686	0.050579	0.006163
4.5	0.4245591	0.051229	0.006176
5.5	0.4353554	0.052116	0.006193
6.5	0.4485021	0.053307	0.006217
7.5	0.4640096	0.054875	0.006249
8.5	0.4817884	0.056908	0.006292
9.5	0.5016171	0.059504	0.00635
10.5	0.5231928	0.062771	0.006425
11.5	0.5461815	0.066834	0.006523
12.5	0.5702281	0.071826	0.00665
13.5	0.5949766	0.077893	0.006812
14.5	0.6200835	0.085188	0.007021
15.5	0.6452289	0.093867	0.007285
16.5	0.6701243	0.104088	0.007621
17.5	0.6945171	0.115999	0.008045
18.5	0.7181945	0.129738	0.008577
19.5	0.740983	0.14542	0.009243
20.5	0.7627483	0.163132	0.010074

これは, Takizawa 方式では, 信号推定時に信号成分しか含まない相関器の出力の影響があること, および, 改良既知シンボル SN 比推定方式では, 雑音成分の推定時には信号成分を含む相関器の出力の影響を受けないことによる.

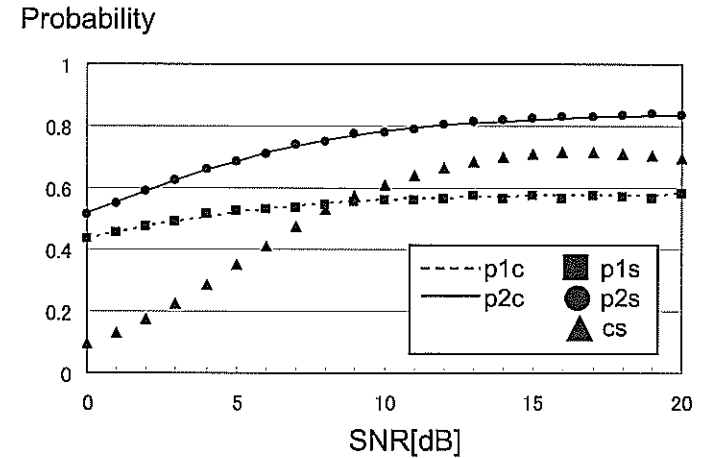


図 3.6: 正しく推定する確率 ($M = 4$)

なお, Takizawa 方式の正推定率で, 系列数 $M = 4$ の場合は SN 比の増加に対してピーク特性を持つ. 図 3.9 に, 平均用データ数を変えた場合のピーク特性を示した. 平均用データ数 100 回と 300 回ではピークの位置が異なり, 平均用データ数 30 回では, シミュレーション範囲ではピークを持たないことがわかる. このような特性は, Takizawa 方式で用いる絶対値演算の非線形特性が影響していると考えられる.

次に, 真の SN 比を $5dB$ とした場合の, 各方式の推定 SN 比の分布を求めた. 結果を図 3.10~図 3.12 に示す. まず, ここでも, それぞれについて, 数値計算とシミュレーションの値にそれほど差がないことがわかる. 既知シンボル SN 比推定方式と Takizawa 方式の比較では, 系列数 $M = 4$ および系列数 $M = 256$ の場合は, Takizawa 方式の方が分布の広がりが大きく, 系列数 $M = 32$ の場合は, 分布の広がりほぼ同等である. また, 改良既知シンボル SN 比推定方

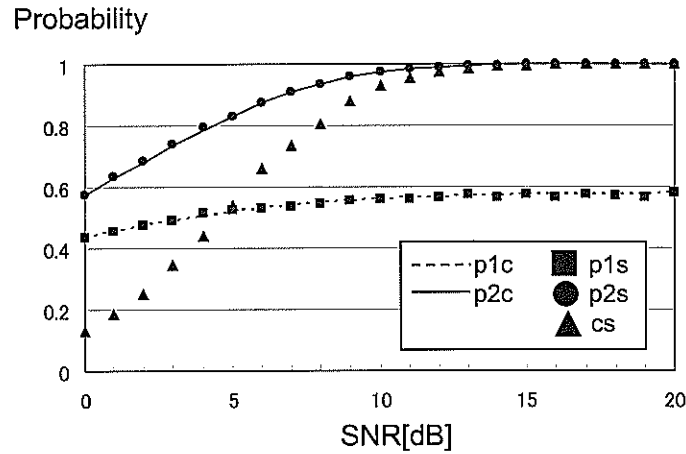


図 3.7: 正しく推定する確率 ($M = 32$)

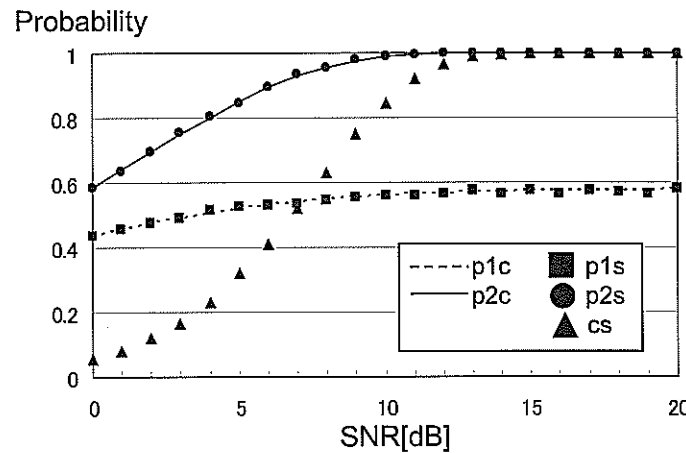


図 3.8: 正しく推定する確率 ($M = 256$)

式と Takizawa 方式の比較では、それぞれについて、Takizawa 方式の方が分布の広がりが大きいことがわかる。

最後に、SN 比を変え、各 SN 比の推定確率が $\pm 0.5\text{dB}$ に 95 パーセント以内

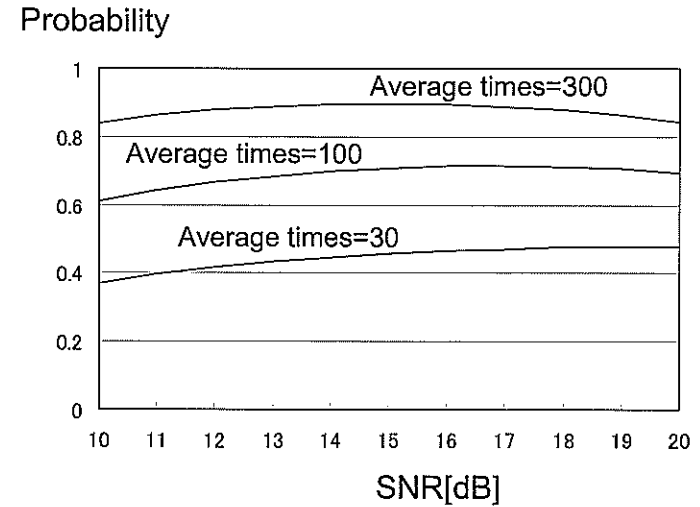


図 3.9: 平均用データ数を変えた場合の正しく推定する確率 (Talizawa 方式: $M = 4$)

に収まる平均用データ数を求めた。結果を図 3.13～図 3.15 に示す。既知シンボル SN 比推定方式では、SN 比が高くなると収束に必要な平均用データ数が飽和傾向にあるが、改良既知シンボル SN 比推定方式では、SN 比が高くなるにつれて収束に必要な平均回数が増減することがわかる。既知シンボル SN 比推定方式の飽和傾向は、雑音推定に信号推定の結果を用いている影響と考えられるが、詳細な解析は今後の課題とする。

また、Takizawa 方式との比較では、系列数 $M = 32$ および系列数 $M = 256$ の場合は、既知シンボル SN 比推定方式については、低 SN 比時には Takizawa 方式より収束に必要な平均用データ数が少ないが、高 SN 比については特性が逆転する。系列数 $M = 4$ の場合は、低 SN 比時には Takizawa 方式より収束に必要な平均用データ数が少ないが、高 SN 比については特性が逆転し、さらに高 SN 比について特性が再逆転する。一方、改良既知シンボル SN 比推定方式については、それぞれについて、ほぼ全ての SN 比について、Takizawa 方式よ

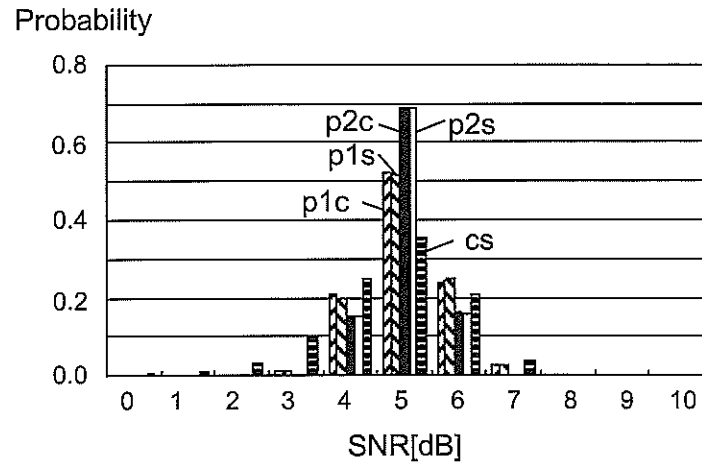


図 3.10: 推定の SN 比の分布 ($M = 4$)

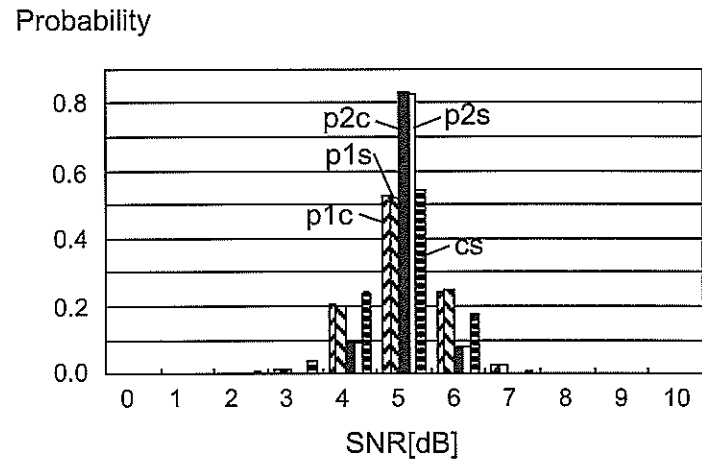


図 3.11: 推定の SN 比の分布 ($M = 32$)

り収束に必要な平均用データ数が少ない。
従って、改良既知シンボル SN 比推定方式は、Takizawa 方式より収束に必要

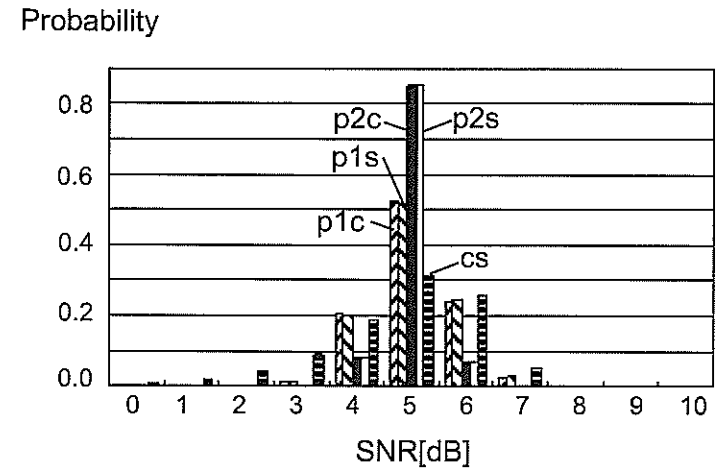


図 3.12: 推定の SN 比の分布 ($M = 256$)

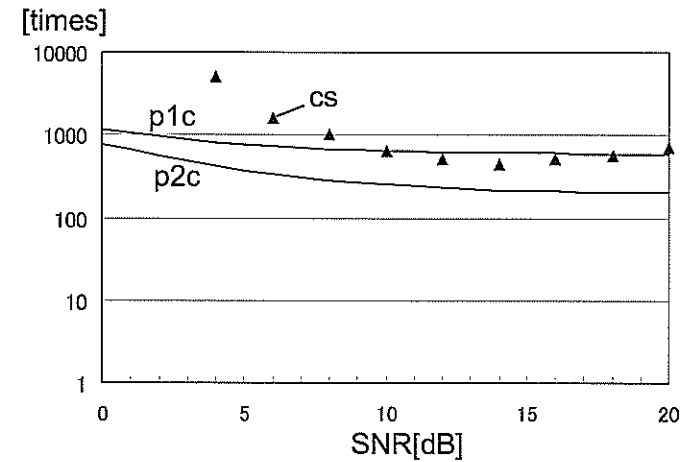


図 3.13: 収束に必要な回数 ($M = 4$)

な平均用データ数が少なく、式の構成も Takizawa 方式より簡単であるため、
低消費電力化への寄与は大きい。

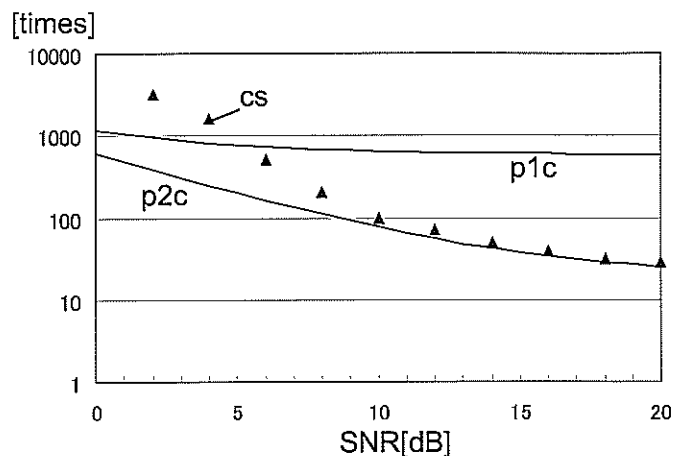


図 3.14: 収束に必要な回数 ($M = 32$)

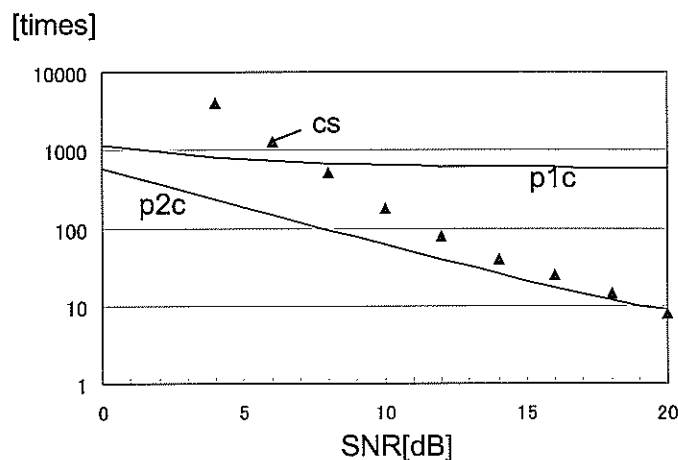


図 3.15: 収束に必要な回数 ($M = 256$)

既知シンボル SN 比推定方式および改良既知シンボル SN 比推定方式では、信号の既知な部分を用いているため、SN 比推定に用いるデータが必要な数だ

け得られるかの検証が必要である。

そこで、実際の電力制御に本方式を用いた場合についての数値計算を行う。系列数 M としては、 $M = 4$, $M = 32$, $M = 256$ のうち最も周波数利用効率が低い $M = 256$ とする。電力制御の条件として、誤り率が 10^{-2} を最低条件として、電力制御する場合を考える。なお、誤り率の 10^{-2} は、音声復調が可能な最低限の誤り率とされ、構内無線受信機や、陸上移動無線受信機の感度調整の基準として用いられる [21]。

系列数 $M = 256$ の場合、誤り率が 10^{-2} となる信号 SN 比は、約 $11dB$ となる。制御マージンを $3dB$ とし、推定 SN 比 $14dB$ を境界として、現状の電力を下げるか上げるかの制御が行われる。

数値計算としては、信号 SN 比が $11dB$ の時に $14dB$ 以上と推定する確率が 10^{-4} 以下、つまり信号誤り率にほとんど影響のないレベルとなる収束回数を求めた。その結果、既知シンボル SN 比推定方式では 83 回であるのに対して、改良既知シンボル SN 比推定方式では 4 回であった。

この収束回数の妥当性を求めるために、AV 無線伝送でよく利用される図 3.2 の MPEG システムのトランスポートストリームを用い、トランスポートストリームのビットレートを標準的な画像の伝送レートである $6Mbps$ として、SN 比推定を用いた電力制御が 1 秒間におこなえる頻度を求める。AV 無線伝送は固定通信を想定しているが、対象機器はビデオカメラやノート PC などの可搬性の高いものも多く、通信途中で SN 比が変わることも想定され、SN 比推定を用いた電力制御は重要な技術となる。なお、今回の検討に用いた MPEG システムのトランスポートストリームでは、規格で同期用の既知の固定パターンを含めることが規定されている。従って、この固定パターンを用いることにより SN 比推定用の既知パターンを付加送信する必要がなく、提案方式による周波数利用効率の低下はない。また、ほとんどのデジタル通信ではこのような既知の固定パターンが含まれており、このような既知の固定パターンを利用することにより、提案方式による周波数利用効率の低下は無くなると考え

られる。

まず、6Mbps はシンボルレートに換算すると、 $3/4M \text{ Symbol/s}$ となる。既知シンボル SN 比推定方式では、1 回の推定に 83 個のデータ必要であり、同期シンボルの出現が 188 回に 1 回であることを加味すると、1 秒間に約 48 回の SN 比推定が可能である。一方、改良既知シンボル SN 比推定方式についても同様に求めると、1 秒間に約 997 回の SN 比推定が可能となる。携帯電話の IS-95 規格では 1 秒間に 800 回の電力制御が行われており [3]、改良既知シンボル SN 比推定方式を用いることにより、十分な電力制御が可能となる。

ここで、この実例における、同期のゆれの影響について計算する。受信信号の SN 比を本実例の制御範囲の最低 SN 比である 11dB とする。また、同期制御ループの片側帯域幅 B_L と相関処理の片側帯域幅 B の比 B_L/B は、システム設計時に決定する値であるので、一意に決めることができないが、[2] の同期特性の性能比較に用いられている 10^{-3} とする。これらの値を、式 (3.25) および式 (3.26) に代入すると、誤差は約 1.26% 以下になり、SN 比推定誤差は約 0.05dB 以下になる。従って、本実例においては、ほとんど影響ないレベルである。

以上より、改良既知シンボル SN 比推定方式は、実際のシステムにおいて有効であることがわかった。

3.3 出力加算 SN 比推定方式

Takizawa 方式では、テーブルを用いる必要があり、細かい精度の SN 比推定をおこなおうとすると、膨大なメモリ量が必要である。また、改良既知シンボル方式や既知シンボル方式ではデータに既知シンボルが含まれることを前提としている。しかし、すべての通信について、必ず既知シンボルが含まれていると保障はない。そこで、本節では、送信系列と同数の相関器を準備し、その相関器出力のいずれかに信号成分が存在することを利用して相関出力の総和を用いるとともに、その総和より SN 比を推定する出力加算 SN 比推定方式

(ACE 方式) について提案する。この方式により信号成分は絶えず存在し、雑音成分も相関器が一つの場合に較べて系列数 M 倍になるだけなので、SN 比推定が可能となる。

まず出力加算 SN 比推定方式について説明する。2 次モーメントと 4 次モーメントを用いる方式 [9, 12]、高次モーメントを用いる方式 [9] は、PSK の位相不確定性を無くすために開発された方式である。これらの方式のようにモーメントを大きくすると、雑音が大い状況下では雑音の分散が大きくなり、特性が劣化する [9]。そこで、雑音による特性劣化の少ない低次モーメントを用いた方式として、1 次モーメント及び 2 次モーメントを用いた出力加算 SN 比推定方式を用いる。

信号成分を v 、相関器 k より出力される時刻 t の雑音成分を $n_{k,t}$ とすると、相関器出力の総和 r は次の様にあらわすことができる。

$$r = v + \sum_{k=1}^M n_{k,t} \quad (3.34)$$

推定信号電圧 \hat{v} および系列数 M 個の相関器より出力される推定雑音電力の総和 \hat{N}_M は、1 次モーメント M_1 および 2 次モーメント M_2 をもちいて、次のようになる。

$$\hat{v} = M_1 = E(r) \quad (3.35)$$

$$\hat{N}_M = M_2 - M_1^2 = E(r^2) - E(r)^2 \quad (3.36)$$

$E(\cdot)$ は、平均演算子である。

以上より、SN 比の推定値 $\hat{\gamma}$ は、雑音電力を一つの相関器出力分に変換して、次のようになる。なお、雑音は伝送路で発生する白色ガウス雑音を想定しており、各相関器に入力される雑音が同一であるが、各相関器に入力する系列は直交系列を想定しているため、各相関器出力の雑音成分の相互相関は零になることを利用している。

$$\hat{\gamma} = \frac{\hat{v}^2 \times M}{\hat{N}_M} \quad (3.37)$$

式 (3.35) および式 (3.36) において、現実の平均は有限のデータの平均となるため、データの個数を J とすると、式 (3.35) および式 (3.36) は、それぞれ、次の様にあらわすことができる。

$$\hat{v} = v + \frac{1}{J} \sum_{t=1}^J \sum_{k=1}^M n_{k,t} \quad (3.38)$$

$$\hat{N}_M = \frac{1}{J} \sum_{t=1}^J \left(\sum_{k=1}^M n_{k,t} \right)^2 - \left(\frac{1}{J} \sum_{t=1}^J \sum_{k=1}^M n_{k,t} \right)^2 \quad (3.39)$$

従って、式 (3.38) における雑音成分の分散 σ_J は、一つの相関器出力の雑音電力を N とすると次の様になる。

$$\sigma_J = \sqrt{\frac{M \times N}{J}} \quad (3.40)$$

また、区間 $[a1, b1]$ に \hat{v} が存在する確率 q_s は、次の様になる。

$$q_s = \frac{\int_{a1}^{b1} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x - \hat{v}}{\sigma_J} \right)^2} dx}{\sqrt{2\pi} \sigma_J} \quad (3.41)$$

なお、信号電力は平均値 1 で規格化する。この場合、検出される信号は尖頭値となるため、式 (3.41) では $\sqrt{2}$ を中心とした確率密度分布を用いる。

次に、式 (3.39) の第 1 項が、区間 $[a2, b2]$ に存在する確率 q_{N_1} は、次の様になる。

$$q_{N_1} = \int_{a2W}^{b2W} \chi(x, W) dx \quad (3.42)$$

ここで、 $\chi(x, W)$ は、自由度 W のカイ 2 乗分布である。いま、式 (3.39) の第 1 項を N_1 とおき、 $y = \hat{v}$ とおくと、雑音を系列数 M 個の相関出力の総和とした場合の SN 比の推定値は次の様になる。

$$\hat{\gamma}_M = \frac{y^2}{N_1 - (y - \sqrt{2})^2} \quad (3.43)$$

これを変形すると、次の様になる。

$$N_1 = \frac{y^2}{\hat{\gamma}_M} + (y - \sqrt{2})^2 \quad (3.44)$$

y を定数とすると、推定 SN 比が区間 $[\gamma_a, \gamma_b]$ に存在する確率は次の様になる。

$$q_\gamma = \int_{a2W}^{b2W} \chi(x, W) dx \quad (3.45)$$

$$a2 = \frac{1}{2MN} \left(\frac{My^2}{\gamma_a} + (y - \sqrt{2})^2 \right) \quad (3.46)$$

$$b2 = \frac{1}{2MN} \left(\frac{My^2}{\gamma_b} + (y - \sqrt{2})^2 \right) \quad (3.47)$$

ただし、式 (3.46), (3.47) において現実に存在する雑音は系列数 M 個の相関器出力の総和であり、推定 SN 比の雑音は、一つの相関器の雑音出力を想定しているため、 γ_a, γ_b をそれぞれ系列数 M で割っている。また、分母の MN は、式 (3.42) では規格化された雑音を想定しているため、現実の雑音電力に変換するためのものである。

現実には y は定数でないため、式 (3.45) に式 (3.41) を適用し、次の様になる。

$$q_\gamma = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_L}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{a2L}^{b2L} \chi(x, W) e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{y-\sqrt{2}}{\sigma_J} \right)^2} dx dy \quad (3.48)$$

以上の式より出力加算 SN 比推定方式を用いて SN 比推定が可能であることがわかる。

3.4 むすび

本章では、送信シンボルが既知の区間を利用して M-ary/SS の受信機に存在する相関器のうちデータが含まれる相関器を特定し、その出力に対して 1 次モーメントと 2 次モーメントを適用する既知シンボル SN 比推定方式について提案し、加えて、送信シンボルが既知の区間を利用して、M-ary/SS の M 個の相関器の出力を全て利用する改良既知シンボル SN 比推定方式について提案した。

まず、既知シンボル SN 比推定方式について、その推定 SN 比がある範囲に入る確率を導出するとともに、導出した式を用いて数値計算を行った。

次に、改良既知シンボル SN 比推定方式について、その推定 SN 比がある範囲に入る確率を導出した。その後、導出した式に基づいて、平均用データ数を 100 回に固定した場合に推定 SN 比が真の SN 比の $\pm 0.5dB$ 以内に入る確率について数値計算およびシミュレーションをおこない、その妥当性を確認した。

そして、両方式の収束速度を比較した。その結果、既知シンボル SN 比推定方式では、SN 比が高くなると収束に必要な平均用データ数が飽和傾向にあるが、改良既知シンボル SN 比推定方式は、SN 比が高くなるにつれて収束に必要な平均用データ数が減少することがわかった。

また、Takizawa 方式と、既知シンボル SN 比推定方式および改良既知シンボル SN 比推定方式の比較をおこなった。既知シンボル SN 比推定方式では、SN 比が低い場合は、Takizawa 方式より収束に必要な平均用データ数が少ないことがわかり、改良既知シンボル SN 比推定方式では、ほぼ全 SN 比で、Takizawa 方式より収束に必要な平均用データ数が少ないことがわかった。

さらに、実際のシステムに適用した場合について検討し、改良既知シンボル

SN比推定方式方式は実用上問題ないことがわかった。

最後に、メモリ量が少なくすみ、データに既知シンボルが含まれない場合に適用可能な出力加算SN比推定方式について提案した。出力加算SN比推定方式については、後に述べる同期方式に適用する。

第4章 DS/SSにおけるSN比推定方式

4.1 まえがき

SN比推定は、当然、DS/SSでも重要な技術である。従来より様々な方式が提案されている。2次モーメントと4次モーメントを用いた方式[23, 24, 25]、分割シンボルモーメントを用いた方式[23, 26]、最尤推定方式[23, 27]、2乗分散方式[23]などがある。しかし、これらの方式はフェージング環境下では用いることができない。一方、フェージング環境下で用いることができる方式としては、低域フィルタを利用した方式[28]、フェージングを伸上モデルとしてあらわし、その性質を利用した方式[19]、既知シンボルを利用した方式がある。低域フィルタを利用した方式とフェージングを伸上モデルとしてあらわし、その性質を利用した方式については、フェージングの種類を事前に知る必要がある。一方、既知シンボルを利用した方式は既知シンボルがない方式で用いることができない。

M-ary/SSへ応用できるSN比推定方式として改良既知シンボルSN比推定方式を既に説明した。この方式では、M-ary/SSの送出シンボルとは無関係の相関器出力は雑音成分しか含まないことを利用して、SN比推定をおこなっている。DS/SSでは、拡散系列として絶えず既知系列を送出しており、これに直交する系列と受信信号の相関を取れば、M-ary/SSの場合と同様に雑音成分しか含まない出力を得ることができ、特性の向上が期待できる。また、本方式は雑音成分のみを独立して推定できるので、その結果を用いて、フェージングを含んだ信号のSN比推定も期待できる。そこで、本章では、改良既知シンボルSN比推定方式の考え方を応用した直交SN比推定方式[17]について提案し、

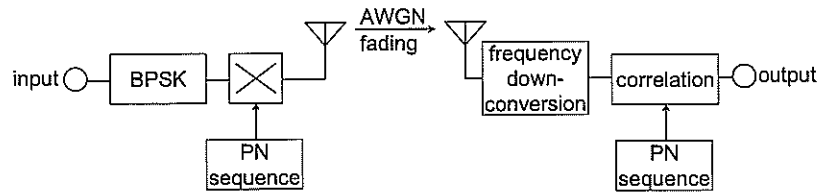


図 4.1: DS/SS のシステムモデル.

その詳細について述べる.

4.2 DS/SS のシステムモデル

DS/SS のシステムモデルは図 4.1 であらわすことができる. DS/SS では入力データは, BPSK(Binary Phase Shift Keying) 変調される. BPSK 信号は, 拡散 PN(Pseudo Noise) コードと乗算され送出される. 受信側では, 受信信号が周波数変換され, 拡散 PN コードとの相関を取るにより復調される.

このシステムでは, 送受信の拡散 PN コードの同期は完全に取れているとする. 送信信号 tr は次のようになる.

$$tr(t) = d(t) \cdot \alpha(t) \cdot \sqrt{S} \cdot \sin(\omega t + \theta) \quad (4.1)$$

ここで, $d(t)$ は入力信号であり, 1 または -1 である. $\alpha(t)$ は拡散 PN 符号であり, やはり, 1 または -1 である. S は信号電力, θ は位相である. $tr(t)$ はフェージングや AWGN の影響を受け, 受信機で受信される.

受信信号は, 周波数変換され, 相関器で拡散 PN 符号と同じ符号との相関を取られる. 時刻 k の相関器出力 r_k は, 次のようになる.

$$r_k = d_k \cdot v_k \sqrt{S} + n_k \quad (4.2)$$

ここで, d_k は入力データ, v_k はフェージングの影響を受けた振幅, n_k は AWGN である.

仲上フェージングモデルでは, フェージングの影響を受けた信号の振幅の確率密度関数は, 仲上パラメータ m を用いて, 以下のようにあらわすことができる.

$$A(x) = \frac{2 \cdot m^m \cdot x^{2m-1}}{\Gamma(m)} \cdot e^{-mx^2} \quad (4.3)$$

ここで, $\Gamma()$ はガンマ関数であり, 2 次モーメント $E(x^2)$ は 1 に規格化されているとする.

4.3 DS/SS に適用される従来の SN 比推定方式

既に述べたように, DS/SS に適用される従来の SN 比推定方式には様々なものがある. これらのうち, もっともよく持ちいられる, 2 次モーメントと 4 次モーメントを用いた方式 [23, 24, 25] について説明する. 2 次モーメント M_2 は次のようになる.

$$M_2 = E(r_k^2) = S + N \quad (4.4)$$

一方, 4 次モーメント M_4 は次のようになる.

$$M_4 = E(r_k^4) = S^2 + 6SN + N^2 \quad (4.5)$$

この式より SN 比は次のように求めることができる。まず、 a を次のように定義する。

$$a = \frac{M_4}{M_2^2} = \frac{S^2 + 6SN + N^2}{S^2 + 2SN + N^2} \quad (4.6)$$

すると、SN 比 γ は次のようになる。

$$\gamma = \frac{a - 3 - \sqrt{8 - 4a}}{1 - a} \quad (4.7)$$

この方式では、信号成分 S が一定の仮定のもとに導かれており、フェージングの影響で信号成分が変動する場合は用いることはできない。

フェージングを伸上モデルとしてあらわし、その性質を利用した方式 (Ramesh 方式)[19] について説明する。Ramesh 方式では f_R を次のように計算する。

$$f_R = \frac{E(r_k^2)}{(E(|r_k|))^2} \quad (4.8)$$

この f_R は推定 SN 比 $\hat{\gamma}$ の関数となる。また、この形は伸上パラメータ m に依存する。従って、推定 SN 比 $\hat{\gamma}$ は、 $f_R(\gamma)$ の逆関数を求めることにより得ることができる。特に、 $m = 1$ のとき、つまりレイリーフェージング環境下では、は次のようになる。

$$f_R(\gamma) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1 + 2\gamma}{(1 + \sqrt{\gamma} \cdot (\frac{\pi}{2} - \cos^{-1}(\sqrt{\frac{\gamma}{1+\gamma}})))^2} \quad (4.9)$$

Ramesh 方式では、推定 SN 比 γ は、前もってフェージングの種類がわかっている時にのみ得ることができる。また、式 (4.9) の逆関数を解析的に求めるのは困難である。

4.4 直交 SN 比推定方式

直交 SN 比推定方式について述べる。

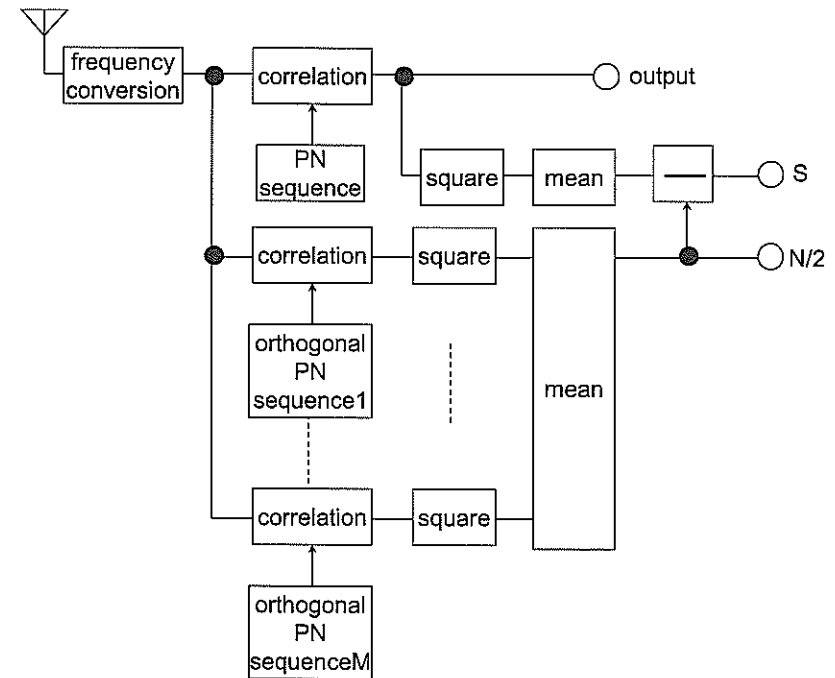


図 4.2: 直交 SN 比推定方式。

DS/SS で、拡散系列の符号長が偶数であればそれに直交する系列が存在する。2種類の符号長 L の直交する系列 α_0 と α_1 は次の条件を満たす。

$$\sum_{j=1}^L \alpha_{0j} \cdot \alpha_{1j} = 0 \quad (4.10)$$

たとえば、次の2つの系列は直交する。

$$\alpha_0 = [1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1]$$

$$\alpha_1 = [1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1]$$

符号長 L が長い場合は、相互に直交な複数の系列が存在する。例として、3つの系列 α_0, α_1 および α_2 を紹介する。例えば、 α_0 を送出系列とすると、 α_0 は α_1 および α_2 と直交する。このような直交系列の例として、アダマール系列がある。

$$\alpha_0 = [1, -1, 1, -1]$$

$$\alpha_1 = [1, 1, -1, -1]$$

$$\alpha_2 = [1, -1, -1, 1]$$

直交 SN 比推定方式では、送出系列に直交な系列を用いる。また、直交な系列を複数用いる場合、これらの系列も相互に直交であるとする。

相関前の受信信号は以下ようになる。

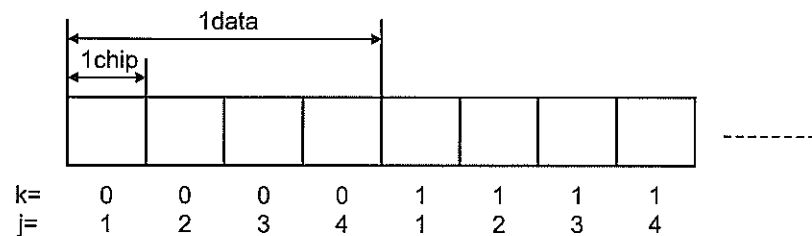


図 4.3: 添え字 k と j の関係

$$r_{kj} = \alpha_{0kj} \cdot d_k \cdot v_k \sqrt{S} + n_{kj} \quad (4.11)$$

ここで、 α_0 はあらためて拡散系列とする。添え字の k と j の関係は次式となる。また、説明図を図 4.3 に示すとおりで、受信信号 r_k および雑音 n_k は一つのデータが複数チップで構成される。

$$r_k = \sum_{j=1}^L r_{kj} \quad (4.12)$$

$$n_k = \sum_{j=1}^L n_{kj} \cdot \alpha_{0kj} \quad (4.13)$$

受信信号と i 番目の直交系列の相関は次のようになる。

$$\phi_{ik} = \sum_{j=1}^L r_{kj} \cdot \alpha_{ij} = \sum_{j=1}^L n_{kj} \cdot \alpha_{ij} = n'_{ik} \quad (4.14)$$

ここで、次の関係を用いた。

$$\sum_{j=1}^L \alpha_{0kj} \cdot \alpha_{ij} = 0 \quad (4.15)$$

n'_{ik} に関する相互相関 ϕ_{0xy} は次の様になる。

$$\phi_{0xy} = \sum_{j=1}^L \alpha_{xj} \alpha_{yj} N = 0 \quad (4.16)$$

ここで、 N は n_{kj} の平均電力とする。

式(4.16)より、 n'_{ik} は相互に独立であることがわかる。従って、 n'_{ik} と雑音 n_k の統計的性質は同じであり、推定雑音電力 \hat{N} は次式となる。

$$\hat{N} = E\left(\sum_{i=1}^M \phi_{1ik}^2 / M\right) \quad (4.17)$$

ここで、 M は拡散系列に直交な系列の数である。また、 $E(r_k^2)$ は次の様になる。

$$E(r_k^2) = \hat{S} + \hat{N} \quad (4.18)$$

ここで、 \hat{S} は推定信号電力である。最終的に、尖頭値より平均値への変換を含めると、推定SN比 γ は次式となる。

$$\gamma = \frac{E(r_k^2) - E(\sum_{i=1}^M \phi_{1ik}^2 / M)}{2 \cdot E(\sum_{i=1}^M \phi_{1ik}^2 / M)} \quad (4.19)$$

直交SN比推定方式では、フェージングの種類に関係なくSN比推定が可能である。さらに、直交系列を多く使えば使うほど、推定SN比の収束が速いと思われる。なお、マルチパスがある場合は、Rake受信機を用いることにより、直交SN比推定方式の適用が可能である。

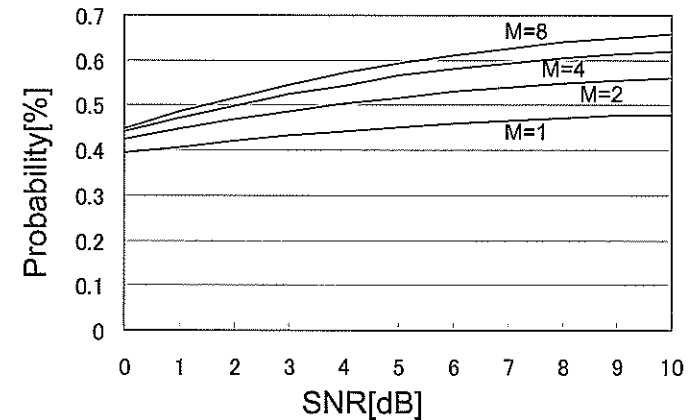


図 4.4: 直交SN比推定方式の推定確率 (平均用データ数100回)。

4.5 直交SN比推定方式に関するシミュレーション

直交SN比推定方式に関するシミュレーションをおこなった。シミュレーション条件として、直交系列としてアダマール系列を用い、その符号長を16とした。フェージングとしてレイリーフェージングを用い、フェージングによる振幅変動は毎シンボル毎に発生するとした。また、SN比推定については

1dB ステップに推定値を求めることとした。

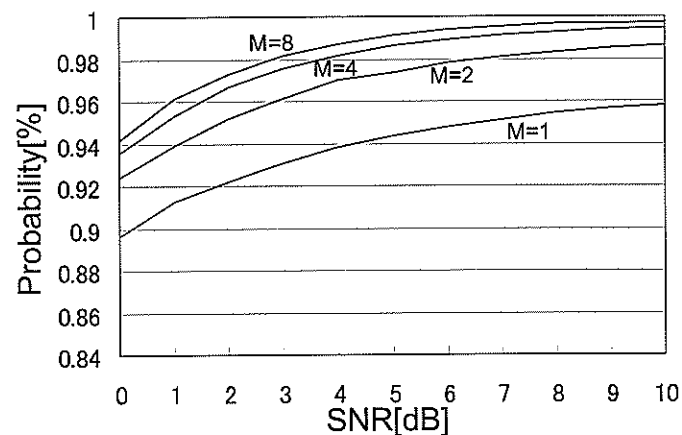


図 4.5: 直交 SN 比推定方式の推定確率 (平均用データ数 1000 回)。

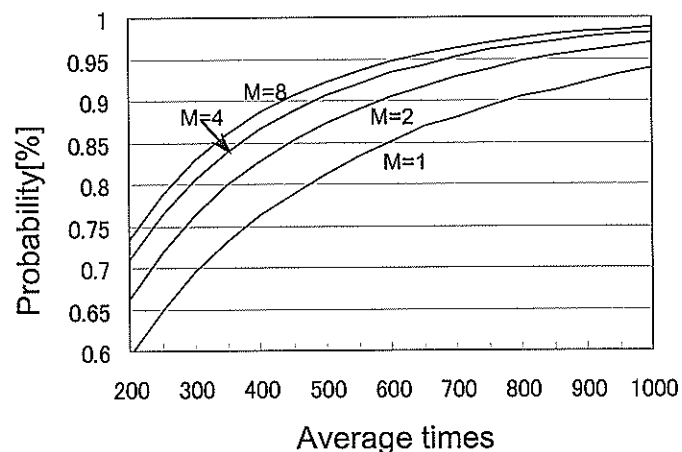


図 4.6: 直交 SN 比推定方式の平均用データ数と推定確率の関係。

最初に, 直交系列の数を 1, 2, 4 および 8 とした場合のシミュレーションをおこなった. 図 4.4 および図 4.5 に平均用データ数を 100 回および 1000 回とした場合の結果を示す. ここでは, 平均用データ数が多いほど推定精度が向上することがわかる. これは, 式 (4.19) の期待値演算の影響である. また, 式 (4.17) からわかるように, 平均効果により, 系列数 M および平均回数が大きいほど推定精度が向上する.

次に, 真の SN 比が 4dB の場合に, 推定 SN 比が 3.5dB と 4.5dB の間に入る確率を求めた. 結果を図 4.6 に示す. やはり, 系列数 M が大きいほど推定精度が向上する.

さらに, Ramesh 方式と直交 SN 比推定方式の比較を示す. このシミュレーションでは系列数 $M = 1$ とした. Ramesh 方式のシミュレーションでは式 (4.9) の逆関数が必要である. 解析的にこれを求めるのは困難なので, 1dB ステップの変換テーブル (表 4.1) を用いた. 従って, 推定精度を向上しようとすると, 細かいステップの変換テーブルが必要であり, 回路規模が非常に大きくなる.

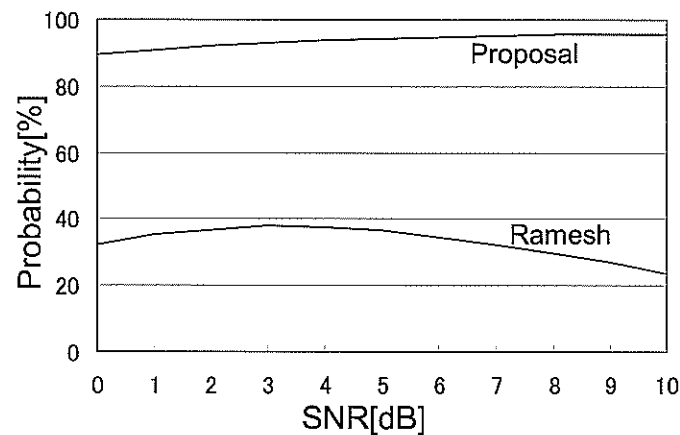


図 4.7: Ramesh 方式との推定確率の比較。

表 4.1: Conversion table.

SNR(dB)	f_R
-0.5	1.487
0.5	1.469
1.5	1.450
2.5	1.431
3.5	1.412
4.5	1.394
5.5	1.377
6.5	1.361
7.5	1.347
8.5	1.335
9.5	1.325
10.5	1.316

このシミュレーションでは、平均用データ数を1000回とし、推定SN比が真のSN比の $\pm 0.5dB$ 以内に入る確率を求めた。図4.7に結果を示す。直交SN比推定方式のほうがRamesh方式よりも、推定精度が良いことがわかる。直交SN比推定方式では、雑音成分が独立に推定できるため、推定精度が向上する

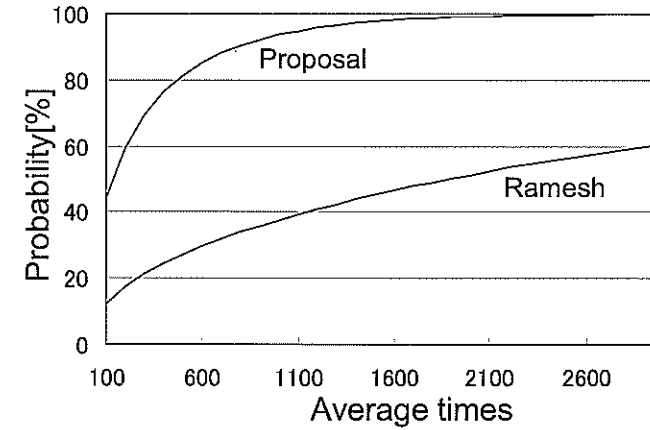


図 4.8: Ramesh 方式との収束速度の比較.

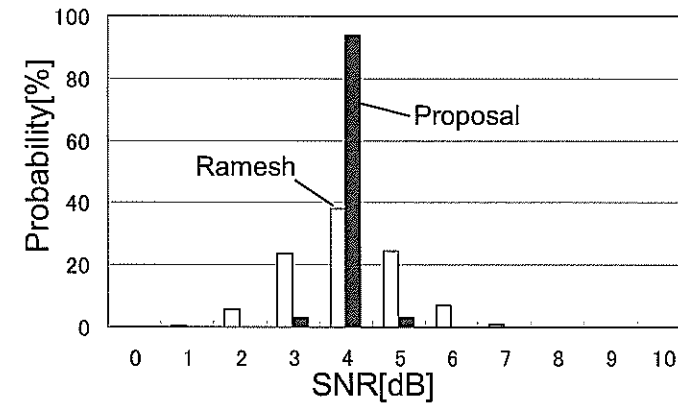


図 4.9: Ramesh 方式との推定分布の比較.

と考えられる。また、Ramesh方式では、絶対値項があり、こお非線形性の影響で、平均用データ数を増やすことの効果必ずしも発揮できないと考えられる。

また、真の SN 比が $4dB$ の場合に推定 SN 比が、 $3.5dB \sim 4.5dB$ に入る確率を求め、図 4.8 に示した。横軸は平均用データ数である。直交 SN 比推定方式の方が、確率が 100% に近づく速度が速い。

最後に、図 4.9 に、平均用データ数を 1000 回とした場合の推定の分布を示した。真の SN 比を $4dB$ とした。Ramesh 方式の方が分布の広がり大きい。

4.6 むすび

フェージング環境で DS/SS に適用する直交 SN 比推定方式について説明した。直交 SN 比推定方式では、DS/SS に用いる系列に直交する系列を用いることにより、雑音電力を独立して推定することができる。直交 SN 比推定方式について、レイリーフェージングモデルを用い、直交系列の数を 1, 2, 4, 8 とし、平均用データ数を固定とした場合の推定確率および、平均用データ数と推定確率の関係を求めた。その結果、直交系列の数が多いほど、推定精度が向上することがわかった。

次に、従来方式である直交 SN 比推定方式と Ramesh 方式の比較を行った。その結果、直交 SN 比推定方式は Ramesh 方式より推定精度が良いことがわかった。

以上より、直交 SN 比推定方式はフェージングの種類の前情報が不要であり、また、従来方式である Ramesh 方式より推定精度が良い方式であることがわかった。

第5章 相関器出力加算同期方式

5.1 まえがき

スペクトル拡散方式では、送信側の拡散系列と受信側の拡散系列の同期を取るための同期動作が必要である。スペクトル拡散方式の同期動作は、同期捕捉と同期追跡の2つの動作が必要である。

同期捕捉は、全く同期していない送受信の拡散系列の位相の探索をおこなう、拡散系列の位相を同期追跡が可能な状態にする動作である。一方、同期追跡は、送受信の拡散系列の位相をなるべく誤差が出ないように合わせ込む動作である。

M-ary/SS 方式では同期捕捉方式としては、様々な方式が提案されている [30, 31, 32, 33, 34, 35]。また、同期追跡方式としては、同期用 Pseudo Noise (PN) 系列を用いた同期方式が提案されている [36, 37]。しかし、同期用 PN 系列を用いた方式では、総電力を一定とすると、同期用 PN 系列に信号電力を割く必要があるため本来の信号電力が低下し、結果として、SN 比の低下を招く。また、同期用 PN 系列を用いることのない M-ary/SS 方式の同期追跡としては、判定帰還方式が提案されている [38]。この方式では復号した信号を帰還して同期追跡をおこなうので、雑音が多く誤り率が高い状況では特性が悪くなる [39]。

本章では、同期用 PN 系列及び復号信号を用いる必要のない M-ary/SS 方式の同期追跡をおこなえる相関器出力加算同期方式 (ACL 方式) について提案する。

M-ary/SS 方式において、同期時は、情報系列のそれぞれに対応した相関器

のうちいずれかに信号成分が出力されるとともに、その他の相関器出力は雑音状になることを利用し、この相関器出力加算同期方式では、すべての相関器の加算出力を用いて同期追跡を行う。この相関器出力加算同期方式の同期追跡方式では同期用 PN 系列が必要ないので、同期用 PN 系列を用いた方式のように SN 比の低下がない。また、相関器の加算出力以降は従来の DS/SS 方式に用いられている同期追跡方式をそのまま用いることができる。

さらに、本章では、この相関器出力加算同期方式についての解析をおこなうとともに、M-ary 用の拡散系列に GOLD 系列を用いた場合の同期特性について検討する。

その後、誤りが少ない場合に特性の良い判定帰還方式と、誤りが多い場合に特性の良い相関器出力加算同期方式を切り替える切り替え同期方式について提案する。

5.2 相関器出力加算同期方式

5.2.1 相関器出力加算同期方式

M-ary/SS 方式では、受信信号は、送信側で用いた M 個の情報系列それぞれに対応する相関器に入力される。受信信号中に含まれる情報系列と相関器で発生する情報系列が完全に同期していると仮定すると、対応する情報信号に関する相関器の出力が最も大きくなり、全ての相関器出力の比較により情報信号を復調できる。しかし、これらの動作は受信信号中に含まれる情報系列と相関器で発生する情報系列が同期していることが前提であり、何らかの同期方法を用いる必要がある。

DS/SS 方式の同期方法には同期捕捉と同期追跡の 2 つの動作が必要である。これは、DS/SS 方式の入力信号に含まれる PN 系列と、受信側で発生する入力信号と同一の PN 系列の相関の同期ずれに関する波形が、図 5.1 のような特性を持つからである。

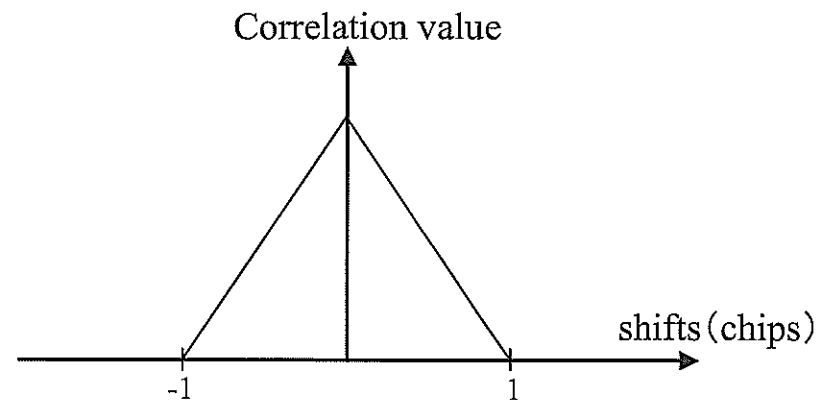


図 5.1: 相関特性

つまり、相関入力同期のずれが 1 チップ以上であると、相関出力は非常に小さくなる。相関入力同期のずれが 1 チップ以内であると、ずれが零のときにピークを持つような山形の波形となる。従って、まず同期捕捉で同期のずれが 1 チップ以内であるところを見つけ出し、その後、同期追跡により相関出力が最大になるよう制御を行う必要がある。

同期追跡には、一般的には、DLL 方式を用いる。DLL 方式では 1 個の信号復調用の相関器と、2 個の同期用の相関器を用いる。同期用の相関器の一方は、入力信号と、信号復調用の相関器で用いた PN 系列より半チップ進んだ PN 系列の相関を取る進み相関器である。他方の相関器は、入力信号と、信号復調用の相関器で用いた PN 系列より半チップ遅れた PN 系列の相関を取る遅れ相関器である。この進み相関器と遅れ相関器の差を取り、この差が零になるように制御をおこなえば、同期追跡が可能となる。

M-ary/SS 方式では、同期捕捉についてはすでいくつかの提案がなされている [30, 31, 32, 33, 34, 35]。同期追跡についても、同期用 PN 系列を情報系列とは別に送信する方式が提案されている [36, 37] が、同期用 PN 系列を用いた方式では同期用 PN 系列に信号電力を割く必要があるので本来の信号電力

が低下し、結果として、SN比の低下を招く。また、同期用PN系列を用いることのないM-ary/SS方式の同期追跡としては、判定帰還方式が提案されている[38]。この方式では復号した信号を帰還して同期追跡をおこなうので、雑音の多い誤り率が高い状況では特性が悪くなる[39]。

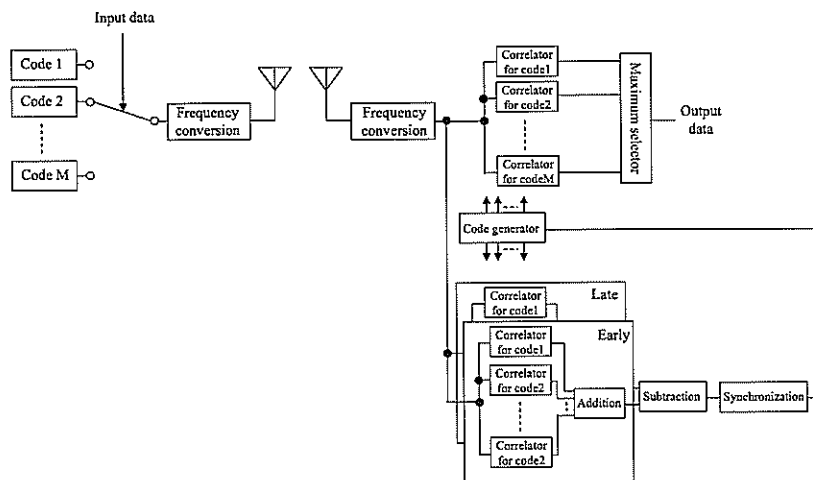


図 5.2: 相関器出力加算同期方式

相関器出力加算同期方式のブロック図を図 5.2 に示す。この方式では、従来の M-ary/SS 方式 (図 2.1 参照) の構成に同期部分が付加されている。同期部分は図 2.1 における信号復調用の系列数 M 個の相関器とは別に系列数 M 個の進み相関器と M 個の遅れ相関器を用い、DLL を構成している。それぞれの系列数 M 個の同期用相関器には、DS/SS 方式と同様に、信号復調用の相関器で用いる情報系列より半チップ進んだ情報系列と、半チップ遅れた情報系列が印加される。同期は、系列数 M 個の進み相関器出力の和と系列数 M 個の遅れ相関器出力の和の差を利用しておこなう。

相関器出力加算同期方式では、系列数 M 個の相関器の出力の和が図 5.1 の相関特性に近い特性になることを利用している。これを説明するために、まず、

相関関数を次のように定義する。M-ary に用いる系列数 M 個の情報系列の周期を等しく T 、情報系列の 1 チップを T_C 、情報系列を α_i ($i = 1, 2, \dots, M$) とあらわす。

まず、1 周期の受信情報系列 α_i と相関器に印加される情報系列 α_j のずれが無い場合の相関は、

$$\phi_{ij}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \alpha_i(x) \alpha_j(x - \tau) dx \quad (\tau = 0) \quad (5.1)$$

であらわすことができる。また、両信号にずれがある場合は、受信情報系列 α_i の前または後には別の情報系列が続き、それを α'_i とする。この場合の相関は次のようであらわすことができる。

$$\begin{aligned}\phi_{ij}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^\tau \alpha_i(t) \alpha'_j(x - \tau) dx \\ &+ \frac{1}{T} \int_\tau^T \alpha_i(x) \alpha_j(x - \tau) dx \\ &\quad (0 < \tau \leq T_C)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\phi_{ij}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^{T+\tau} \alpha_i(x) \alpha_j(x - \tau) dx \\ &+ \frac{1}{T} \int_{T+\tau}^T \alpha_i(x) \alpha'_j(x - \tau) dx \\ &\quad (T_C \leq \tau < 0)\end{aligned}\tag{5.2}$$

また、次の仮定をする。

$$\phi_{ii}(0) = 1$$

$$\left| \sum_{j=0(j \neq i)}^{M-1(j \neq i)} \phi_{ij}(0) \right| < c$$

$$\left| \sum_{j=0}^{M-1} \phi_{ij}(T_C) \right| < c$$

$$\left| \sum_{j=0}^{M-1} \phi_{ij}(-T_C) \right| < c$$

$$c \ll 1\tag{5.3}$$

これらの仮定は、一つの相関器に着目した時、同期が完全に取れているとすると、対応情報信号に関する相関器の出力は1となり、その他の相関器の出力の和の絶対値はcより小さくなることをあらわしている。また、同期がどちらかに1チップずれているとすると、すべての相関器の出力の和はcより小さくなることもあらわしている。以上より、すべての相関器の和は、完全同期時に値が1で、1チップずれたときに値が0の図5.1の波形にcより小さい不要成分が重畳したような波形となり、同期追跡が可能となる。

本章では、式(5.3)が満たされているとして説明を行ったが、情報系列の特性が理想的で、cが零になるケースは少なく、これが同期系の劣化要因となる。また、伝送路雑音の影響も考慮しなければならない。次章では、提案手法のcによる影響及び伝送路雑音による影響について考察する。なお、伝送路雑音はAWGNのみとする。

5.2.2 相関器出力加算同期方式における制御弁別器特性による影響

まず、制御弁別器特性による影響を求める。

同期が取れている場合の相関器1から相関器Mの加算出力の平均値 E_P は次のようになる。

$$E_P = \frac{1}{M} \sum_i \sum_j \phi_{ij}(0) \quad (5.4)$$

また、1チップ前および1チップ後にずれた場合の相関器1から相関器Mの加算出力の平均値 E_E および E_L は次のようになる。

$$E_E = \frac{1}{M} \sum_i \sum_j \phi_{ij}(T_C) \quad (5.5)$$

$$E_L = \frac{1}{M} \sum_i \sum_j \phi_{ij}(-T_C) \quad (5.6)$$

これより、 t だけずれた場合の同期ずれと相関の関係 $C(t)$ は次のようになる。

$$C(t) = \frac{E_P - E_L}{T_C} t + E_P \left(-\frac{T_C}{2} \leq t \leq 0 \right) \quad (5.7)$$

$$C(t) = \frac{E_E - E_P}{T_C} t + E_P \left(0 \leq t \leq \frac{T_C}{2} \right) \quad (5.8)$$

また、同期点付近の弁別器特性 $D(t)$ は、進み、遅れそれぞれに半チップずれた点の $C(t)$ の差となり次のようになる。

$$\begin{aligned} D(T) &= C\left(t - \frac{T_C}{2}\right) - C\left(t + \frac{T_C}{2}\right) \\ &= \frac{2E_P - E_E - E_L}{T_C} t + \frac{E_L - E_E}{2} \end{aligned} \quad (5.9)$$

制御弁別器特性はかならずしも対称とは限らない。そのため、 $E_E = E_L$ でない場合は、同期点にずれが生じる。そのずれを e_P とすると、次の式で表すことができる。

$$e_P = \frac{E_E - E_L}{2E_P - E_E - E_L} \frac{T_C}{2} \quad (5.10)$$

5.2.3 相関器出力加算同期方式における情報信号に関する相関器以外の相関器による相互相関成分

情報信号に関する相関器以外の相関器による相互相関成分は、雑音成分となる。この成分は、図5.2の減算出力で、情報信号に関する相関器出力を省いたものである。この平均値 \bar{n} およびその電力 N_m を求める。

$$\bar{n} = \frac{1}{M} \sum_i \sum_{j(j \neq i)} \frac{(\phi_{ij}(-T_C) - \phi_{ij}(T_C))}{2} \quad (5.11)$$

$$N_m = \frac{S}{M} \sum_i \left(\sum_{j(j \neq i)} \frac{\phi_{ij}(-T_C) - \phi_{ij}(T_C)}{2} - \bar{n} \right)^2 \quad (5.12)$$

ここで、 S は信号電力を表す。

5.2.4 相関器出力加算同期方式における相関器を通過した伝送路雑音成分

もちいる M 個の系列を α_{kl} で表す。 k は系列の種類であり、 $0 \leq k < M$ となる。 l は系列の l 番目のデータであり、 $0 \leq l < L$ となる。 ここで、 L は系列の符号長である。 入力雑音は図 5.2 の進み用および遅れ用のそれぞれの相関器を通過した後、減算器を通過し、雑音となる。 伝送路雑音の電力を N とし、進み用相関器あるいは遅れ用相関器のいずれか 1 系統相当の雑音の電力を N_n とすると、 N_n は次のようになる。

$$N_n = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{L} \sum_{l=0}^{L-2} \left(\sum_{k=0}^{M-1} (\alpha_{kl} - \alpha_{kl+1}) \right)^2 + \frac{N}{2L} \left(\sum_{k=0}^{M-1} (\alpha'_{kL-1} - \alpha_{k0}) \right)^2 + \frac{N}{2L} \left(\sum_{k=0}^{M-1} (\alpha_{kL-1} - \alpha'_{k0}) \right)^2 \right) \quad (5.13)$$

なお、 α'_{kl} は、 α_{kl} の前後に続く系列である。

5.2.5 相関器出力加算同期方式における追跡誤差

一般のスペクトラム拡散の同期時における r.m.s 追跡誤差は、次の様に表すことができる [2]。

$$\sqrt{\frac{B_L N_P}{BRS}} \quad (5.14)$$

ここで、情報信号の電力を S 、同期系を通過した後に存在する雑音の電力を N_P とし、 T_C を 1 とした場合の弁別器特性の傾き R をとする。 また、 B は、相関処理の片側帯域幅であり、 B_L は、制御ループの片側ループ雑音帯域幅である。

本方式での r.m.s 追跡誤差を ϵ_0 とすると、 ϵ_0 は次式になる。

$$\epsilon_0 = T_P + \sqrt{\frac{B_L(N_m + N_n)}{BS(2E_P - E_E - E_L)}} \quad (5.15)$$

この追跡誤差は上述の E_P 、 E_E 、 E_L 、 T_P 、 N_m および N_n より計算することができる。 本節では、相関器出力加算同期方式における、情報系列の特性および伝送路雑音による影響を解析し、r.m.s 追跡誤差を求めた。 次節では、具体的な系列を用いて劣化による影響を求める。

5.2.6 相関器出力加算同期方式における数値計算

GOLD 系列は、2 種類のプリファードペアな関係にある M 系列の組み合わせにより得られる系列である [2]。 この 2 種類の M 系列を $\beta_1(t)$ および $\beta_2(t)$ とすると、GOLD 系列 $g(t)$ は次のような式で得ることができる。

$$\alpha g(t) = \beta_1(t)\beta_2(t+l), l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (5.16)$$

以下の数値計算では式 (5.15) を次のように変形して用いる.

$$\epsilon_0 = T_P + \sqrt{\frac{B_L}{B} \sqrt{\frac{N_m}{S} \frac{1}{A} + \frac{1}{2} \frac{N N_n}{S N A}}} \quad (5.17)$$

ただし, $A = 2E_P - E_E - E_L$ である. また, $\frac{N}{S}$ は, 受信信号の SN 比の逆数を表している.

数値計算では, まず, GOLD 系列の組み合わせを変化させた場合の T_P の平均値を求める. 次に, GOLD 系列の組み合わせを変化させた場合の N'_m の平均値を求める. 最後に, GOLD 系列の組み合わせを変化させた場合の N'_n の平均値および最大値を求める. この数値計算で用いた GOLD 系列の諸元を表 5.1 に示す. なお, N'_m および N'_n は, 次式のようにおいた.

$$N'_m = \frac{N_m}{S} \frac{1}{A} \quad (5.18)$$

$$N'_n = \frac{N_n}{N} \frac{2}{A} \quad (5.19)$$

計算結果を表 5.2 に示す. 本結果より, 制御弁別器特性の非対称によるずれ T_P は無いことがわかる. また, 情報信号に関する相関器以外の相関器による相互相関成分に起因する雑音成分 N_m も, N_n に比較すると, SN 比がそれほど

大きくない場合は, 十分に小さいことがわかる. 従って, 本方式における最も大きな劣化要因は, 各相関器を通過した伝送路雑音に起因する N'_n であることがわかり, この値はほぼ系列数 M に比例する. これは, 情報信号とは関係のない相関器の出力が全て雑音発生源と見なされるために, 同期系に影響する雑音成分が約 M 倍に増幅されていることを意味している.

表 5.1: 数値計算における諸元

code	Gold Sequence
code length	63
number of code M	2, 4, 8, 16

表 5.2: 計算結果

number of code M	2	4	8	16
average of T_P	0	0	0	0
average of N'_m	0.0001	0.0002	0.0005	0.0010
average of N'_n	2.0000	3.9876	8.0008	16.0076
maximum of N'_n	2.0500	4.1250	8.2667	16.4571

5.2.7 相関器出力加算同期方式と従来同期方式との比較

本方式と従来方式との比較を行う. 同期用 PN 系列方式 (SPN 方式)[37] では, 同期用 PN 系列を情報成分と同一帯域で伝送する方式が提案されている. 情報成分のエネルギーと同期成分のエネルギーの比を ρ とすると, ρ が 10 で, 誤り率 10^{-7} の時の 1 ビットあたりの SN 比の劣化が 1dB 程度になるとされて

いる [37]. これは、同期成分にエネルギーの一部を割り当てるので、相対的に情報成分が小さくなることに起因している。相関器出力加算同期方式では、このような劣化はない。

次に、同期用 PN 系列方式の追跡誤差 ϵ_0' は、次のようになる。

$$\epsilon_0' = \sqrt{\frac{B_L}{B}} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{\rho}{L} + \frac{N}{S} (1 + \rho) \right)} \quad (5.20)$$

相関器出力加算同期方式と同期用 PN 系列方式についての追跡誤差について、同期制御ループの片側帯域幅 B_L と相関処理の片側帯域幅 B の比 $B_L/B = 10^{-2}$ の場合と、 $B_L/B = 10^{-3}$ の場合のそれぞれについて、図 5.3 及び図 5.4 に示した。相関器出力加算同期方式は、系列数 M が大きい方が追跡誤差が大きくなる。また、系列数 $M = 2, 4, 8$ の場合は同期用 PN 系列方式より相関器出力加算同期方式の方が追跡誤差が小さいことがわかる。また、追跡誤差については、0.2 程度が同期追跡を保てる限界値とされている [2]。従って、制御ループの帯域が狭いような、同期制御ループの片側帯域幅 B_L と相関処理の片側帯域幅 B の比 $B_L/B = 10^{-3}$ のシステムでは、 $M = 16$ で SN 比が 0dB でも同期追跡が可能となる。 B_L/B は、制御ループの片側帯域幅と相関処理の片側帯域幅の比である。 B は、情報系列の周期 T に関する量となる。 B_L は、大きくすれば周波数引き込み範囲も大きくなるが安定性は悪くなり、通常、水晶発振器精度に起因するキャリア周波数のずれに合わせて設計される。なお、数値計算において系列長 L は両方式とも 63 とした。相関器出力加算同期方式については、符号長 L の影響はほとんどない。また、同期用 PN 系列方式については、式 (5.20) の 2 番目の平方根における第 1 項と第 2 項の比は、SN 比 10dB で 0.14 程度となる。また、符号長 L が大きくなるほど符号長 L の影響は小さくなる。

次に、従来方式である判定帰還方式 [38] との比較を行う。判定帰還方式については、データの判定に基づいて、同期追跡用相関に用いる系列を選択する

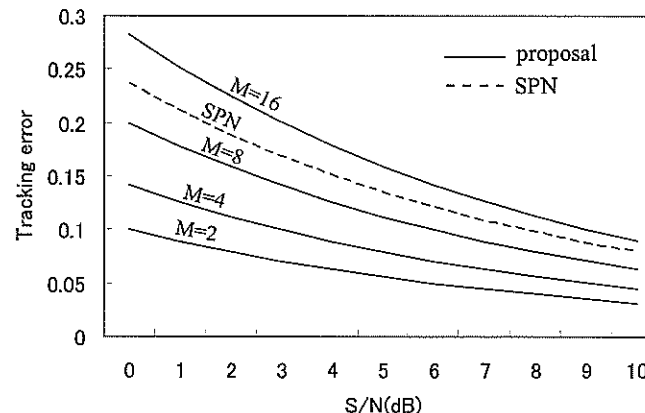


図 5.3: 相関器出力加算同期方式と SPN 方式の追跡誤差 ($B_L/B = 10^{-2}$)

ものである。データの判定が正しいときは、相関器よりは信号成分と雑音が出力される。データの判定が誤っているときは、相関器よりは信号成分と印加系列の相互相関信号と雑音が出力される。通常、相互相関信号はほとんど無視できる。相関器よりの出力について、雑音はデータの判定にかかわらず常時存在し、信号成分は判定が正しいときにのみ存在することになる。従って、判定のシンボル誤り率を $errs$ とすると、追跡誤差は、通常の DLL 方式の追跡誤差の式の信号電力を $(1 - errs)^2$ 倍すればよいことになり、次式であらわすことができる。

$$\epsilon_0'' = \sqrt{\frac{B_L}{B}} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{N}{S(1 - errs)^2} \right)} \quad (5.21)$$

まず、同期制御ループの片側帯域幅 B_L と相関処理の片側帯域幅 B の比 $B_L/B =$

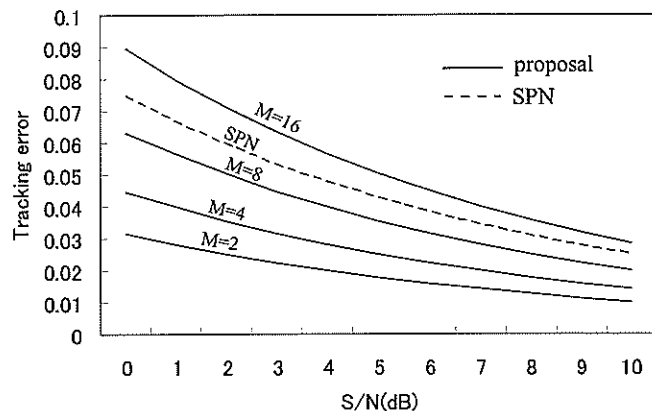


図 5.4: 相関器出力加算同期方式と SPN 方式の追跡誤差 ($B_L/B = 10^{-3}$)

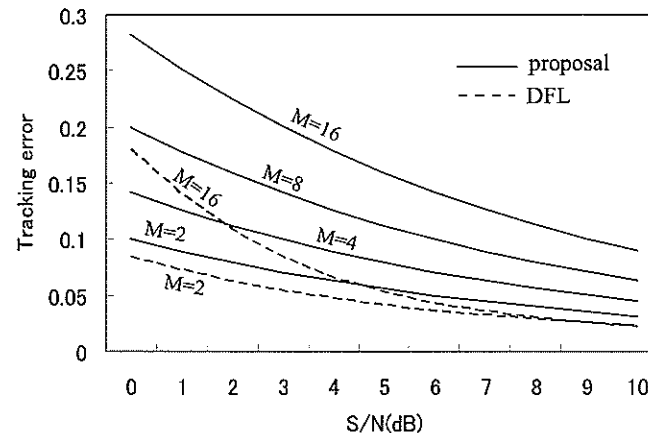


図 5.5: 相関器出力加算同期方式と DFL 方式の追跡誤差 ($B_L/B = 10^{-2}$)

10^{-2} の場合について、図 5.5 に示す。判定帰還方式については、系列数 $M = 2, 16$ の場合について示した。図 5.5 より、判定帰還方式の方が、それぞれの系列数 M について、追跡誤差が小さいことがわかる。次に、SN 比が悪い場合について、系列数 $M = 2, 16$ の追跡誤差を図 5.6 に示す。同期制御ループの片側帯域幅 B_L と相関処理の片側帯域幅 B の比 $B_L/B = 10^{-6}$ とした。SN 比が悪い場合は、相関器出力加算同期方式の方が追跡誤差が小さいことがわかる。これは、判定帰還方式においては、SN 比が悪い場合は、すべてのシンボルが等しい確率で選択されるようになり、相関器出力の信号の電力は、本来の信号電力の $1/M^2$ に収束することに起因する。なお、相関器出力加算同期方式において、同期制御ループの片側帯域幅 B_L と相関処理の片側帯域幅 B の比 $B_L/B = 10^{-6}$ とすれば、系列数 $M = 16$ 程度ならば、SN 比が -30dB でも同期保持が可能である。

5.3 切り替え同期方式

判定帰還方式は、高 SN 比時には良好な特性を示すが、低 SN 比時には判定誤り率が高くなり、同期追跡特性が劣化する。一方、相関器出力加算同期方式は、高 SN 比時では判定帰還方式よりも同期追跡特性は劣るが、低 SN 比時には判定帰還方式より同期追跡特性が安定している。宅内での無線伝送を想定した場合、人が無線経路を横切った場合の電波の減衰が考えられ、その減衰量は最大 30dB 程度と報告されている [40]。SS 通信においては、同期捕捉にかなりの時間がかかり、人の横切りにながら発生している間も同期追跡が行われていることが望ましい。つまり、かなり広い SN 比での同期追跡が必要となる。

判定帰還方式と相関器出力加算同期方式の r.m.s 追跡誤差の比較を系列数 $M = 2$ および系列数 $M = 256$ の場合について、図 5.7、図 5.8 に示す。なお、同期制御ループの片側帯域幅 B_L と相関処理の片側帯域幅 B の比 $B_L/B = 10^{-6}$

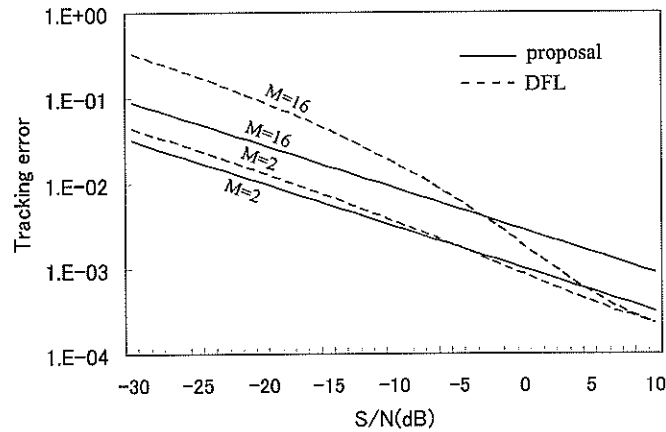


図 5.6: 相関器出力加算同期方式と DFL 方式の追跡誤差 ($B_L/B = 10^{-6}$)

とした。また、M-ary/SSの系列として、アダマール系列のような、理想的な直交系列を用いると仮定した。いずれの場合も、高SN時と、低SN時で特性が逆転していることがわかる。そこで、既に述べたSN比推定方式を利用して、切り替え指標をSN比とする判定帰還方式と相関器出力加算同期方式の切り替え同期方式(SDA方式)を提案する。SN比推定としては、上述の方式のうちどれを用いても差し支えないが、今回は、テーブルや既知シンボルが不要な出力加算SN比推定方式を採用する。

図5.9に切り替え同期方式を示す。SN比推定は信号復調用の相関器の出力をすべて加算することにより行う。また、判定帰還方式と相関器出力加算同期方式の切り替えは、同期用の相関器の出力の後段を、推定SN比に従い、選択器にするか加算器にするかの切り替えだけで実現することができる。

数値計算により切り替え同期方式の性能を示す。まず、出力加算SN比推定方式方式で推定したSN比を用いた場合の、判定帰還方式の選択確率を系列

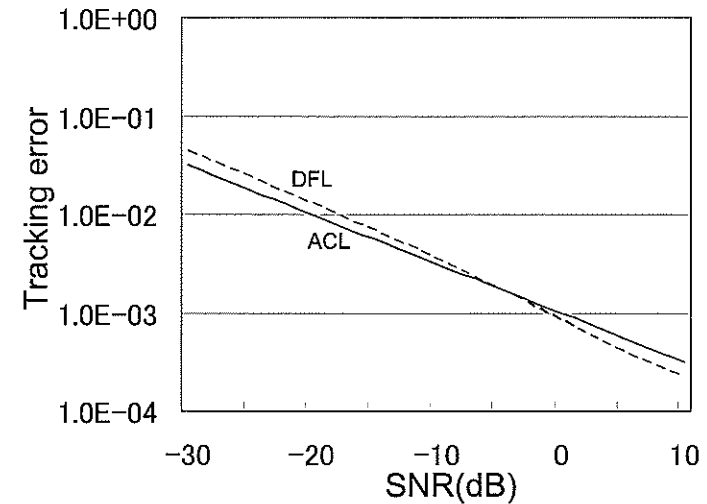


図 5.7: DFL と ACL の追跡誤差 ($M=2$)

長 $M = 2,256$ の場合について、それぞれ図5.10,5.11に示した。平均用データ数 J をパラメータとした、 $M = 2$ の場合については平均用データ数 $J = 16$ 程度、系列長 $M = 256$ の場合については $J = 512$ 程度になると、SN比が低い場合でも判定帰還方式の選択確率が0に近づかず、SN比推定の精度が悪くなるがわかる。

また、同じ系列長 M 、平均データ J を用いて、平均追跡誤差を求めた(図5.12~図5.14)。図5.14については、図5.13で交差点付近を拡大したものである。図5.14について平均用データ数 J の変化に従って若干のばらつきがあるが、概ね、平均用データ数 J が変わっても平均追跡誤差はほぼ同様な値となっている。これは、交点付近では、平均用データ数 J のばらつきが比較的小さいので、平均用データ数 J による影響が小さく、低SN比時には、平均用データ数 J のばらつきが比較的大きいが、選択誤り自体が少なく、結果的には平均用データ数 J によるばらつきの影響が顕著に現れないことに起因す

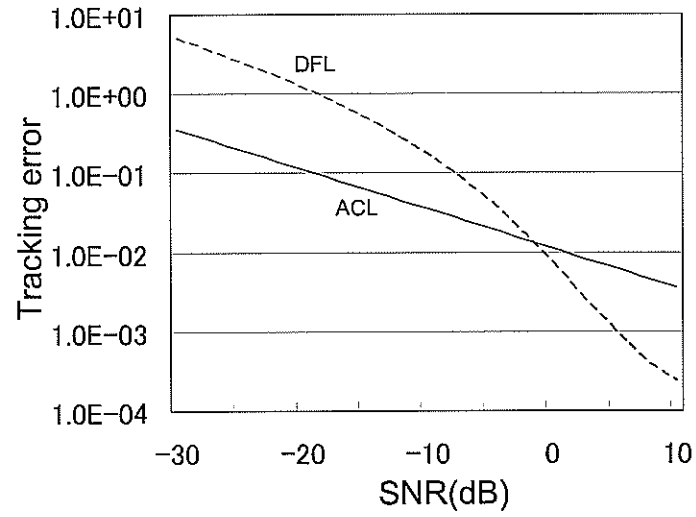


図 5.8: DFL と ACL の追跡誤差 ($M=256$)

る。また、同期特性全体としては、系列長 $M = 256$ の場合に交差点の周辺で若干の劣化があるが、概ね良好な選択が行われていることがわかる。

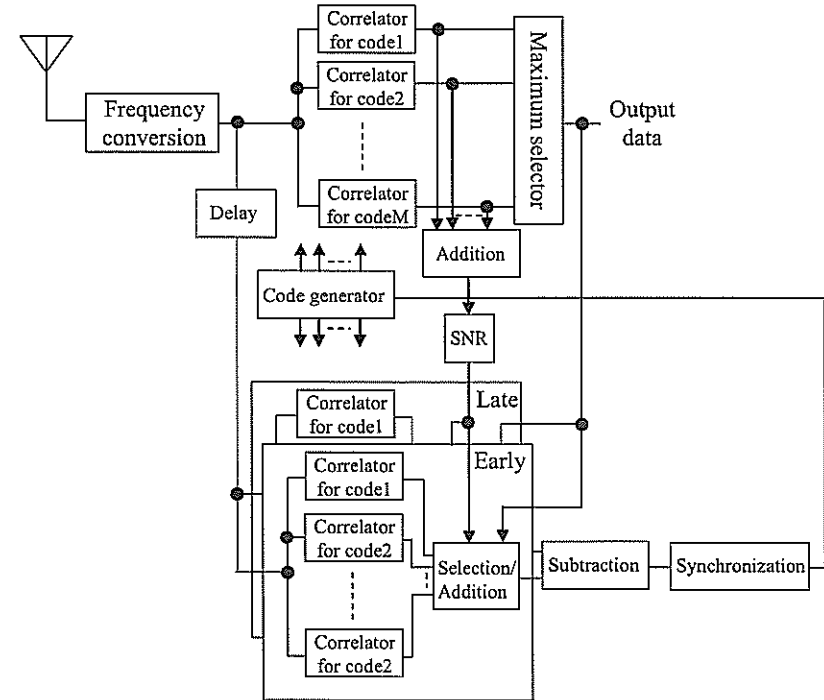


図 5.9: 切り替え同期方式

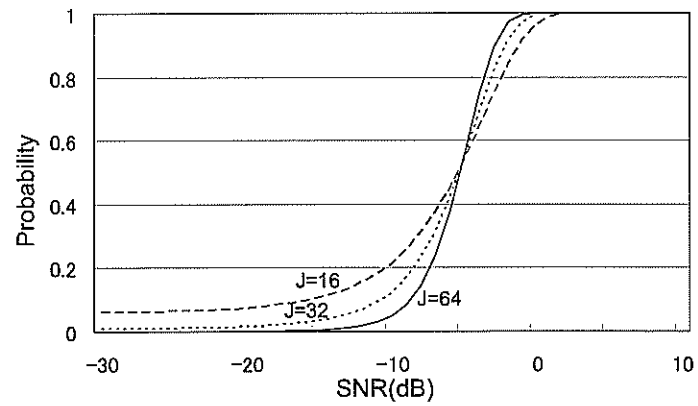


図 5.10: DFL の選択確率 ($M=2$)

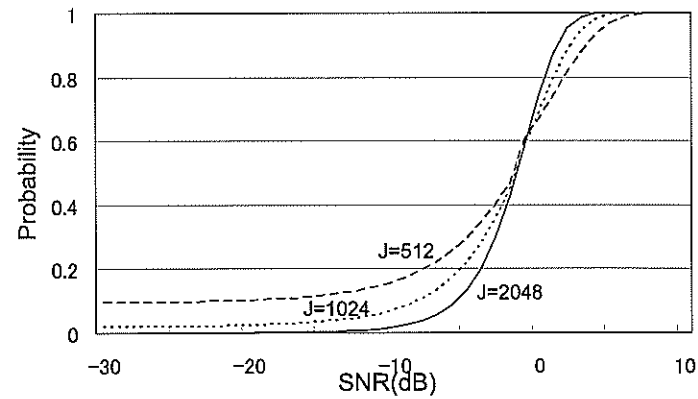


図 5.11: DFL の選択確率 ($M=256$)

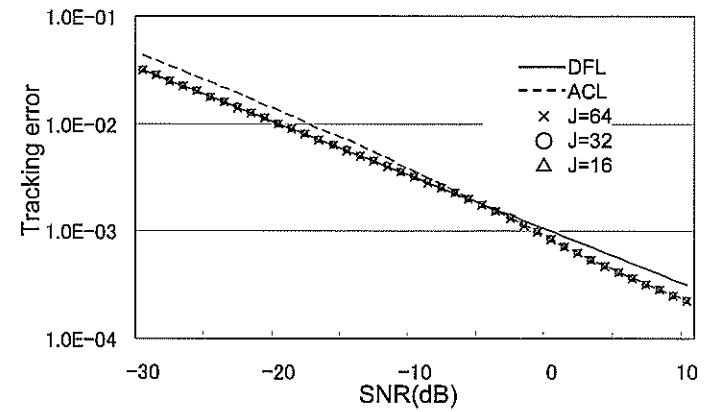


図 5.12: DFL, ACL および SDA 方式の追跡誤差 ($M=2$)

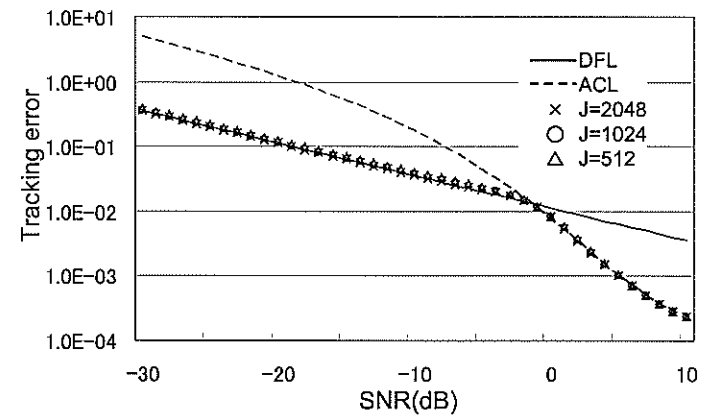


図 5.13: DFL, ACL および SDA 方式の追跡誤差 ($M=256$)

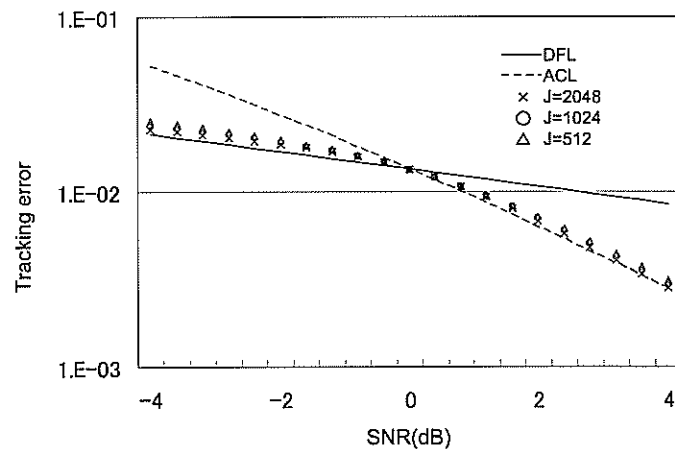


図 5.14: DFL,ACL および SDA 方式の追跡誤差 ($M=256$)

5.4 むすび

本章では、周波数利用効率が高いことで知られる M-ary/SS 方式の同期追跡方式について、相関器出力加算同期方式について提案するとともに、その解析を行い、GOLD 系列を用いた場合について検討を行った。また、この結果を従来の同期用 PN 系列方式および判定帰還方式を用いた場合と比較した。さらに、SN 比にかかわらず安定な同期追跡特性を得るために、出力加算 SN 比推定方式を用いて相関器出力加算同期方式と判定帰還方式を切り替える切り替え同期方式を提案しその解析をおこなった。

相関器出力加算同期方式では、情報信号とは関係のない相関器の出力が全てノイズ発生源と見なされるために、同期系に影響するノイズ成分が約 M 倍に増幅されていることがわかった。従って、同期特性は系列数が増えるほど劣化する。

同期用 PN 系列方式との比較では、系列数 M が 8 程度までは相関器出力加算同期方式の方が同期特性が良いことがわかった。但し、同期用 PN 系列を用いた同期方式では同期用 PN 系列に信号電力を割くために固定的な S/N 特性の劣化が存在する。

また、判定帰還方式との比較では、SN 比が良い場合は判定帰還方式の方が追跡誤差が小さく、SN 比が悪い場合は、相関器出力加算同期方式の方が小さいことがわかった。相関器出力加算同期方式の方が追跡誤差が小さい場合の受信信号 SN 比では、復調された信号は誤りが多く、データとしてはほとんど意味をもたない。しかし、信号の減衰等で、一時的に SN 比が悪くなるシステムを想定した場合、同期捕捉に時間がかかる SS 通信において、SN 比が悪くても同期保持が可能なのは重要である。

切り替え同期方式特性を解析するために、系列数 M 、出力加算 SN 比推定方式の平均用データ数 J を変えて、判定帰還方式の選択確率を求めた。その結果、系列数 $M = 2$ の場合については平均用データ数 $J = 16$ 程度、系列数 $M = 256$ の場合については平均用データ数 $J = 512$ 程度になると、SN 比が

低い場合でも判定帰還方式の選択確率が0に近づかず、SN比推定の精度が悪くなることがわかった。また、判定帰還方式の選択確率を用いて切り替え同期方式の追跡誤差を求めた。系列数 $M = 2$ の場合については平均用データ数 $J = 16$ 程度、系列数 $M = 256$ の場合については平均用データ数 $J = 512$ 程度でも、SN比推定に用いる平均用データ数がそれより多い場合とほぼ同様の特性となった。同期特性全体としては、系列数 $M = 256$ の場合に両特性の交わる点の周辺で若干の劣化があるが、概ね良好な選択が行われていることがわかった。

第6章 相関出力遮断同期方式

6.1 まえがき

今まで述べてきたように、M-ary/SSの同期追跡方式には判定帰還方式 [38, 39] および提案した相関器出力加算同期方式がある。同期追跡方式ではSN比が高い場合に同期追跡特性が良く、一方、相関器出力加算同期方式ではSN比が低い場合に同期追跡特性が良い。そこで、SN比を推定し、推定SN比を用いて判定帰還方式と相関器出力加算同期方式を切り替える切り替え同期方式についても提案した。この切り替え同期方式では、判定帰還方式と相関器出力加算同期方式の切り替え点付近で、判定帰還方式の特性の劣化が見られる。従って、判定帰還方式と相関器出力加算同期方式の切り替え点付近で判定帰還方式の特性の劣化を防ぐことができれば、切り替え同期方式の総合特性向上が可能である。

判定帰還方式では、復調後の信号をフィードバックし、どの相関器に受信信号が含まれるかを推定して同期をおこなう。従って、判定帰還方式では高SN比で誤りが少ない場合は、非常に良好な同期特性を示すが、低SN比になり、判定誤りの発生が多い場合には、同期特性が劣化する。この同期特性の劣化は、判定誤りが発生した場合に、同期系には雑音のみが入力されることが原因となって発生する。

そこで、判定誤りを推定し、判定誤りがあれば同期系への入力を遮断することにより同期特性の改善が期待できる。本章では、まず、雑音が無い場合、少ない場合、多い場合の相関器出力の挙動について考察する。そして、その結果を受けて、ある閾値を決め、すべての相関器の出力がその閾値より小さい場合

に誤りが発生したと判定して、すべての相関器の出力を遮断する相関出力遮断同期方式を提案する。その後、相関出力遮断同期方式の詳細な解析をおこなう。最後に、判定帰還方式との比較の数値計算を示す。

6.2 相関出力遮断同期方式

ここでは、雑音が無い場合、少ない場合、多い場合の相関器出力の挙動について考察する。そして、その結果を受けて、ある閾値を決め、すべての相関器の出力がその閾値より小さい場合に誤りが発生したと判定して、すべての相関器の出力を遮断する相関出力遮断同期方式 (GCL 方式) を提案する。

$M = 2$ の場合の相関器の出力について検討する。3つのケースについて説明する。第1のケースは雑音がない場合である。この場合は、2つのうちの1個の相関器出力は0であり、もう一方の相関器出力は正しい信号レベルにある。これについて図6.1に示す。

第2のケースは、雑音が少ない場合である。この場合は、図6.2に示すように、2つのうちの1個の相関器出力は0付近にあり、もう一方の相関器出力は正しい信号レベル付近にある。

第3のケースは、雑音が多い場合である。この場合は、図6.3に示すように、2つのうちの1個の相関器出力は0より大きく離れ、もう一方の相関器出力は正しい信号より大きく離れる。

相関出力遮断同期方式では、ある閾値を決め、すべての相関器の出力がその閾値より小さい場合に、すべての相関器の出力を遮断する。図6.4に相関器遮断同期方式を示す。

6.3 相関出力遮断同期方式の解析

相関器遮断同期方式の動作について解析する。図6.5のように誤りが無い場合、つまり、相関器出力1が相関器出力2より小さく、相関器出力2が閾値よ



図 6.1: 雑音が無い場合の相関器出力

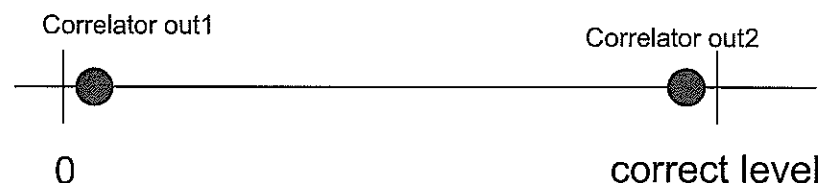


図 6.2: 雑音が少ない場合の相関器出力

り小さい場合、同期系出力の平均信号電圧 \bar{v} は以下の式で表すことができる。

$$\bar{v} = V \frac{\int_{T_h}^{\infty} e^{-\frac{1}{2}(\frac{x-\sqrt{2}}{\sigma})^2} \frac{\int_{-\infty}^x e^{-\frac{1}{2}(\frac{z}{\sigma})^2} dz}{\sqrt{2\pi}\sigma} dx}{\sqrt{2\pi}\sigma} \quad (6.1)$$

ここで、送出系列は相関器出力2に供給される系列と同一であるとする。ま

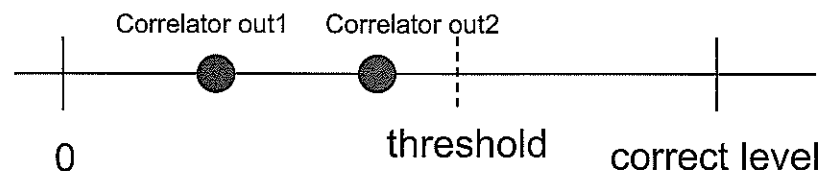


図 6.3: 雑音が多い場合の相関器出力

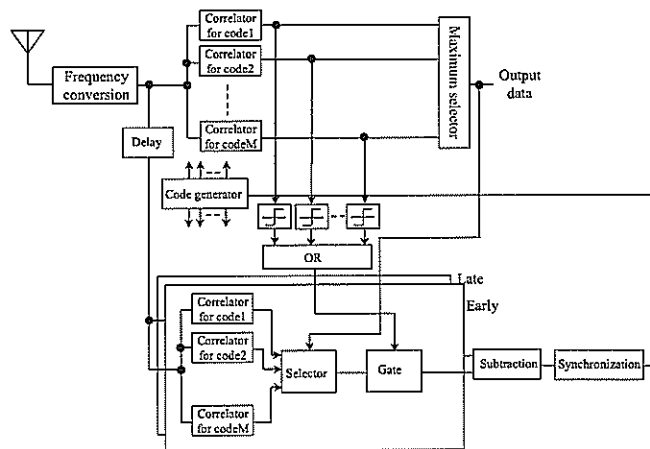


図 6.4: 相関器出力遮断方式

た, V は信号電圧である.

すべての相関器出力が遮断されている時は, 雑音成分が無いので, 同期系の雑音電力は相関器出力が遮断されている時の雑音電力を減算する必要があり, 次のようになる.

$$N_L - (N_{nc} + N_{ne}) \quad (6.2)$$

ここで, N_{nc} は, 誤りが無いにもかかわらず相関器出力が遮断された場合の雑音電力, N_{ne} は, 誤りが発生して相関器出力が遮断された場合の雑音電力である.

そして, 同期誤差は次式のようになる.

$$\epsilon_{0GCL} = \sqrt{\frac{B_L}{B}} \sqrt{\frac{1}{2} \frac{N_L - (N_{nc} + N_{ne})}{\bar{v}^2}} \quad (6.3)$$

ここで, N_{nc} は, 誤りが無いにもかかわらず相関器出力が遮断された場合の雑音電力である. 言い換えると, 図 6.6 のように, 相関器出力 2 が閾値より低く, 相関器出力 1 が相関器出力 2 より低い場合であり, 次式のようになる.

$$N_{nc} = \frac{\int_{-\infty}^{T_h} (x - \sqrt{2})^2 e^{-\frac{1}{2}(\frac{x-\sqrt{2}}{\sigma})^2} \frac{\int_{-\infty}^x e^{-\frac{1}{2}(\frac{z}{\sigma})^2} dz}{\sqrt{2\pi}\sigma}}{\sqrt{2\pi}\sigma} dx \quad (6.4)$$

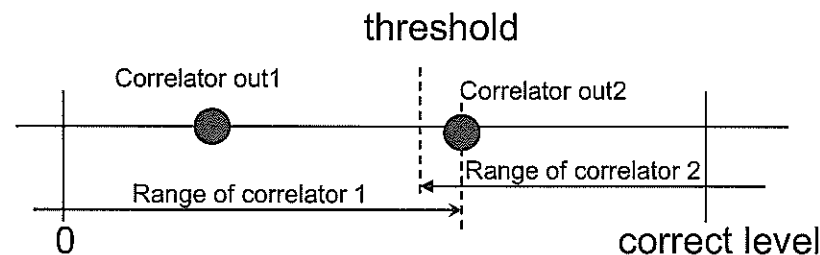


図 6.5: 式 6.1 の積分範囲

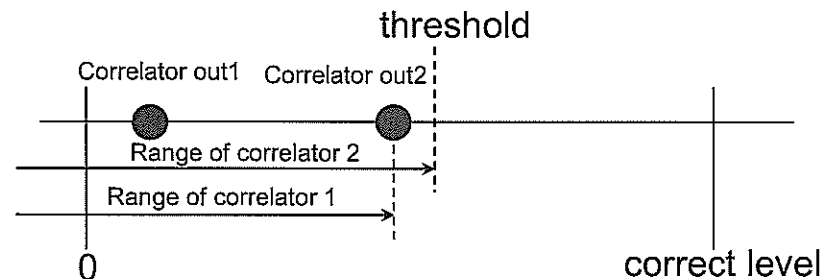


図 6.6: 式 6.4 の積分範囲

ここで、 N_{ne} は、誤りが発生し、相関器出力が遮断された場合の雑音電力である。言い換えると、図 6.6 のように、相関器出力 2 が閾値より低く、相関器出力 1 が相関器出力 2 より高い場合であり、次式のようになる。

$$N_{ne} = \frac{\int_{-\infty}^{T_h} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\sqrt{2}}{\sigma}\right)^2} \frac{\int_x^{T_h} z^2 e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{z}{\sigma}\right)^2} dz}{\sqrt{2\pi\sigma}} dx}{\sqrt{2\pi\sigma}} \quad (6.5)$$

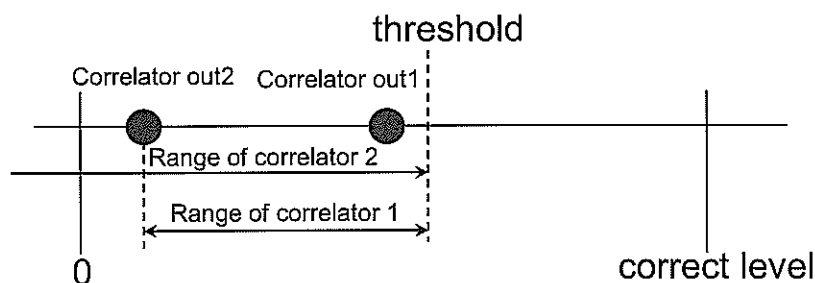


図 6.7: 式 6.5 の積分範囲

6.4 相関出力遮断同期方式の数値計算

相関出力遮断同期方式について、上述の式を用いて数値計算をおこなった。条件として、誤り率が 10^{-1} および 10^{-2} の場合を想定した。誤り率が 10^{-1} および 10^{-2} の場合の受信信号の SN 比はそれぞれ、 2.15dB および 7.33dB となる。表 6.1 と表 6.2 は、上記それぞれの誤り率について、閾値を変えた場合の相関出力遮断同期方式と判定帰還方式の同期誤差の比率 $\epsilon_{0DFL}/\epsilon_{0GCL}$ を示している。すなわち、値が 1 以上になると、相関出力遮断同期方式の方が判定帰還方式より特性が良いことを示している。表 6.1 と表 6.2 より、相関出力遮断

同期方式の方が特性が改善されるケースが存在することがわかる。以上より、相関出力遮断同期方式、相関器出力加算同期方式、判定帰還方式の組み合わせによりさらに同期特性が向上すると考えられる。

表 6.1: Comparison of GCL and DFL1(error rate: 10^{-1}).

threshold	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6
$\epsilon_{0DFL}/\epsilon_{0GCL}$	1.019	1.022	1.02	1.012	0.994	0.963

表 6.2: Comparison of GCL and DFL2(error rate: 10^{-2}).

threshold	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6
$\epsilon_{0DFL}/\epsilon_{0GCL}$	1.003	1.009	1.02	1.062	1.081	1.076

6.5 むすび

本章では、判定帰還方式の特性の劣化を防ぐことを目的として、M-ary/SS の同期方式について、ある閾値を決め、すべての相関器の出力がその閾値より小さい場合に、誤りが発生したと判定してすべての相関器の出力を遮断する相関出力遮断同期方式について提案した。

まず、雑音が無い場合、少ない場合、多い場合の相関器出力の挙動について考察した。そして、その結果を受けて、ある閾値を決め、すべての相関器の出力がその閾値より小さい場合に誤りが発生したと判定して、すべての相関器の出力を遮断する相関出力遮断同期方式を提案した。その後、相関出力遮断同期方式の詳細な解析をおこない、系列数 $M = 2$ 、誤り率が 10^{-1} および 10^{-2} の場合について、判定帰還方式との比較の数値計算を示した。

その結果、判定帰還方式より特性が良くなる閾値があることがわかり、相関

出力遮断同期方式, 相関器出力加算同期方式, 判定帰還方式の組み合わせによりさらに同期特性が向上すると考えられる.

第7章 結論

以上、第3章から第6章にわたって、主に M-ary/SS 方式について、SN 比推定方式、同期追跡方式について研究をまとめてきた。これら一連の研究で得られた成果を以下に要約して結論とする。

第3章では、送信シンボルが既知の区間を利用して M-ary/SS の受信機に存在する相関器のうちデータが含まれる相関器を特定し、その出力に対して 1 次モーメントと 2 次モーメントを適用する既知シンボル SN 比推定方式について提案し、加えて、送信シンボルが既知の区間を利用して、M-ary/SS の M 個の相関器の出力を全て利用する改良既知シンボル SN 比推定方式について提案した。まず、既知シンボル SN 比推定方式について、その推定 SN 比がある範囲に入る確率を導出するとともに、導出した式を用いて数値計算を行った。次に、改良既知シンボル SN 比推定方式について、その推定 SN 比がある範囲に入る確率を導出した。その後、導出した式に基づいて、平均用データ数を 100 回に固定した場合に推定 SN 比が真の SN 比の $\pm 0.5\text{dB}$ 以内に入る確率について数値計算およびシミュレーションをおこない、その妥当性を確認した。そして、両方式の収束速度を比較した。その結果、既知シンボル SN 比推定方式では、SN 比が高くなると収束に必要な平均用データ数が飽和傾向にあるが、改良既知シンボル SN 比推定方式は、SN 比が高くなるにつれて収束に必要な平均用データ数が減少することがわかった。また、従来方式である Takizawa 方式と、既知シンボル SN 比推定方式および改良既知シンボル SN 比推定方式の比較をおこなった。既知シンボル SN 比推定方式では、SN 比が低い場合は、Takizawa 方式より収束に必要な平均用データ数が少ないことがわかり、改良既知シンボル SN 比推定方式では、ほぼ全 SN 比で、Takizawa 方式より収束に

必要な平均用データ数が少ないことがわかった。さらに、実際のシステムに適用した場合について検討し、改良既知シンボルSN比推定方式は実用上問題ないことがわかった。最後に、メモリ量が少なくすみ、データに既知シンボルが含まれない場合に適用可能な出力加算SN比推定方式について提案した。

第4章では、フェージング環境でDS/SSに適用する直交SN比推定方式について提案した。直交SN比推定方式では、DS/SSに用いる符号に直交する符号を用いることにより、雑音電力を独立して推定することができる。直交SN比推定方式について、レイリーフェージングモデルを用い、直交系列の数を1, 2, 4, 8として平均用データ数を固定とした場合の推定確率および、平均用データ数と推定確率の関係を求めた。その結果、直交系列の数が多いほど、推定精度が向上することがわかった。次に、提案方式である直交SN比推定方式と従来方式であるRamesh方式の比較を行った。その結果、直交SN比推定方式はRamesh方式より推定精度が良いことがわかった。以上より、直交SN比推定方式はフェージングの種類の事前情報が不要であり、また、従来方式であるRamesh方式より推定精度が良い方式であることがわかった。

第5章では、周波数利用効率が高いことで知られるM-ary/SS方式の同期追跡方式について、相関器出力加算同期方式について提案するとともに、その解析を行い、GOLD系列を用いた場合について検討を行った。また、この結果を従来の同期用PN系列方式および判定帰還方式を用いた場合と比較した。さらに、SN比にかかわらず安定な同期追跡特性を得るために、出力加算SN比推定方式を用いて相関器出力加算同期方式と判定帰還方式を切り替える切り替え同期方式を提案しその解析をおこなった。相関器出力加算同期方式では、情報信号とは関係のない相関器の出力が全てノイズ発生源と見なされるために、同期系に影響するノイズ成分が約M倍に増幅されていることがわかった。従って、同期特性は系列数が増えるほど劣化する。同期用PN系列方式との比較では、系列数Mが8程度までは相関器出力加算同期方式の方が同期特性が

良いことがわかった。但し、同期用PN系列を用いた同期方式では同期用PN系列に信号電力を割くために固定的なS/N特性の劣化が存在する。また、判定帰還方式との比較では、SN比が良い場合は判定帰還方式の方が追跡誤差が小さく、SN比が悪い場合は、提案方式の方が追跡誤差が小さいことがわかった。提案方式の方が追跡誤差が小さい場合のSN比では、復調された信号は誤りが多く、復調されたデータはほとんど意味をもたない。しかし、信号の減衰等で、一時的にSN比が悪くなるシステムを想定した場合、同期捕捉に時間がかかるSS通信において、SN比が悪くても同期保持が可能なことは重要である。切り替え同期方式特性を解析するために、系列数M、出力加算SN比推定方式の平均用データ数Jを変えて、判定帰還方式の選択確率を求めた。その結果、系列数M=2の場合については平均用データ数J=16程度、系列数M=256の場合については平均用データ数J=512程度になると、SN比が低い場合でも判定帰還方式の選択確率が0に近づかず、SN比推定の精度が悪くなることがわかった。また、判定帰還方式の選択確率を用いて切り替え同期方式の追跡誤差を求めた。系列数M=2の場合については平均用データ数J=16程度、系列数M=256の場合については平均用データ数J=512程度でも、SN比推定に用いる平均用データ数がそれより多い場合とほぼ同様の特性となった。同期特性全体としては、系列数M=256の場合に両特性の交わる点の周辺で若干の劣化があるが、概ね良好な選択が行われていることがわかった。

第6章では、M-ary/SSの同期方式について、ある閾値を決め、すべての相関器の出力がその閾値より小さい場合に、誤りが発生したと判定してすべての相関器の出力を遮断する相関出力遮断同期方式について提案した。まず、相関器出力遮断方式の原理について説明し、その後、M=2の場合について判定帰還方式との比較の数値計算を示した。その結果、判定帰還方式より特性が良くなる閾値があることがわかった。これより、相関出力遮断同期方式、相関器出力加算同期方式、判定帰還方式の組み合わせによりさらに同期特性が

向上すると考えられる。

以上に述べて来たように、本稿でまとめた研究において M-ary/SS に関する有用な結果が得られたが、なお解決すべきいくつかの課題も残した。本研究で得られた成果が今後この方面の研究を進めていく上での一助ともなれば幸いである。

参考文献

- [1] 松尾憲一, "スペクトラム拡散技術のすべて," 東京電機大学出版局, 2002.
- [2] 横山光雄, "スペクトル拡散通信システム," 科学技術出版社, 1988.
- [3] 杉浦彰彦, "IMT-2000 携帯電話," リックテレコム, 2001.
- [4] 太刀川信一, 丸林 元, "M-ary/SSMA の周波数利用効率," 電子情報通信学会論文誌 (A), vol.J73-A, no.10, pp.1678-1687, Oct. 1990.
- [5] 小島英樹, 和田忠浩, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, "擬似ランダム系列を用いた M-ary/SS/CDMA に関する一検討," 電子情報通信学会技術報告, IT95-80, ISEC95-75, SST95-141, Mar. 1996.
- [6] Tsuyoshi Arai, "Performance Comparison of M-Ary/SSMA Systems and DS/SSMA Systems in the Presence of Frequency Selective Fading and Partial-Band Interference," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E81-A, no.11, Nov. 1998.
- [7] 荒井剛, 羽瀨裕真, "直交マルチキャリア M-ary/SS 方式の CDMA 性能に関する一考察," 電子情報通信学会技術報告, IT98-92, ISEC98-95, SST98-138, Mar. 1999.
- [8] 伊藤功将, 浜村昌則, 太刀川信一, "軟判定ビタビ復号を用いた M-ary/SSMA の性能," 電子情報通信学会論文誌 (A), vol.J84-A, no.1, pp.90-98, Jan. 2001.

- [9] 滝沢賢一, 橋口正哉, 大平孝, "SN比ブラインド推定を用いたエスパンテナ適応ビーム形成規範," 電子情報通信学会技術報告, AP2002-114, Dec. 2002.
- [10] 武尾 幸次, "CDMAシステムにおけるハンドオフを用いた適応電力制御方法," 電子情報通信学会技術報告, SSE200-90, RCS2000-79, July 2007.
- [11] Jin Yu, Yu-Dong Yao, Jinyun Zhang, Andreas F. Molisch, "Reverse Link Capacity of Power-Controlled CDMA Systems with Antenna Arrays in a Multipath Fading Environment," IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), Vol. 2, pp.839-843, Dec. 2003.
- [12] R. Matzner, K. Letsch, "SNR estimation and blind equalization (deconvolution) using the Kurtosis," IEEE IMS Workshop on Information Theory Dtatistics, Alexandria, VA, p.68, Oct. 1994.
- [13] D. R. Pauluzzi and N. C. Beaulieu, "A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel," IEEE Trans. Commun., vol. 48, pp.1681-1691, Oct. 2000.
- [14] 大平孝, "高次モーメントを用いた位相シフトキーンゲ信号対雑音比のブラインド推定," 電子情報通信学会技術報告, NS2002-69, RCS2002-97, July 2002.
- [15] 平松達夫, 前田裕, "M-ary/SSにおけるSN比推定," 電子情報通信学会論文誌(B), vol.J92-B, no.5, pp.853-863, May 2009.
- [16] 平松達夫, 前田裕, "M-ary/SS方式におけるブラインドSN比推定を用いたACL/DFLの切換による同期追跡," 電子情報通信学会論文誌(A), vol.J90-A, no.7, pp.588-596, Jul. 2007.

- [17] 平松達夫, 前田裕, "SNR estimation of SS communication using orthogonal code for fading channels," ATNAC(The Australasian Telecommunication Networks and Applications Conference), pp.352-357, Dec. 2007.
- [18] K.Takizawa, S.Sasaki, J.Zhou, S Muramatsu, H Kikuchi, "Online SNR Estimation for Paralell Combinatorial SS Systems in Nakagami Fading Channles," IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom) 2002, vol. 2, pp. 1239 - 1243, Nov. 2002.
- [19] A.Ramesh, A.Chockalingam, L.B.Milstein, "SNR Estimation in Generalized Fading Channels and its Application to Turbo Decoding," IEEE International Conference on Communications(ICC 2001), Vol.4, pp.1094-1098, 2001, Helsinki,Finland.
- [20] テレビジョン学会編, "MPEG," オーム社, 1996.
- [21] 昭和61年5月27日郵政省告示第395号
- [22] 平松達夫, 前田裕, "M-ary/SS方式における相関器出力加算方式による同期追跡," 電子情報通信学会論文誌(A), vol.J87-A, no.11, pp.1434-1441, Nov. 2004.
- [23] D.R.Pauluzzi and N.C.Beaulieu, "A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel," IEEE Trans. Commun., vpl.48, pp.1681-1691, Oct.2000.
- [24] R. Matzner, K. Letsch, "SNR estimation and blind equalization (deconvolution) using the Kurtosis," IEEE IMS Workshop on Information Theory Dtatistics, Alexandria, VA, p.68, Oct. 1994.
- [25] R. Matzner, F. Engleberger, "An SNR estimation algorithm using fourth-order moments," IEEE International Symposium Information Theory, Trondheim, Norway, p.119, June 1994.

- [26] B.Shah, S.Hindi, "The split symbol moments SNR estimator in narrow-band channels,"IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-26, pp.737-747, Sept. 1990.
- [27] R.M.Gagliardi, C.M.Thomas, "PCM data reliability monitoring through estimation of signal-to-noise ratio,"IEEE Trans. Commun., vol.COM-16, pp.479-486, June 1968.
- [28] M.C.Valentiand, B.D.Woerner,"Refined Channel Estimationfor Coherent Detectionof Turbo Codesover Flat Fading Channels,"IEE Electronic Letters, vol.34,no.17, pp.1648-1650, Aug. 1998.
- [29] M.C.Valentiand, B.D.Woerner,"Performance of Turbo codes in Interleaved Flat Fading Channels with Estimated Channel State Information," Proc. IEEE VTC(Vehicular Technology Conference)'98, pp.66-70, 1998.
- [30] 西永望, 岩垂好裕, "直交系列を用いた M-ary/SS 方式の同期捕捉方の提案,"電子情報通信学会技術報告, IT96-72, pp.67-72, Mar. 1997.
- [31] Kouji Ohuchi, Hiromasa Habuchi, "Synchronization Method Using Several Synchronizing Chips for M-ary/SS Communication System,"IEICE Trans. Fundamentals, vol.E79-A, no.12, Dec. 1996.
- [32] 藤本 清秀, 太刀川信一, "搬送波周波数偏差を伴う M-ary/SS 信号のキャリア非同期受信における相関マップ特性の検討,"電子情報通信学会技術報告, IT96-99, pp.49-54, Mar. 1997.
- [33] Tadahiro Wada,Takaya Yamazato, Masaaki Katayama, Akira Ogawa, "An Initial Acquisition Method for M-ary Spread-Spectrum Signals Using Hadamard Code Sequence,"IEICE Trans. Fundamentals, vol.E80-A, no.11, Dec. 1997.

- [34] Nozomu Nishinaga, Yoshihiro Iwadare, "The Synchronization Acquisition of M-Ary/SS Communication System with Differential Detector,"IEICE Trans. Fundamentals, vol.E80-A, no.12, Dec. 1997.
- [35] Yuuki Okazaki, Masanori Hamamura, Shin'ichi Tachikawa, "An Acquisition Method Using Correlation Mapping with False Alarm Penalty in M-ary/SS Systems,"IEICE Trans. Fundamentals, vol.E84-A, no.6, Jun. 2001.
- [36] 太刀川信一, 丸林元, "PN 系列による同期信号を用いた M-ary/SS 方式の性能について,"電子情報通信学会技術報告, SSTA89-37, pp.17-22, Nov. 1989.
- [37] 大島健一, 太刀川信一, 丸林元, "同期用多数決合成系列を用いた M-ary/SS 方式の一検討,"電子情報通信学会技術報告, IT93-92, pp.91-96, Dec. 1993.
- [38] 矢野安宏, 村井英志, 田近壽夫, 藤野忠, "M-ary/SS 通信における判定帰還型符号同期ループの一検討,"電子情報通信学会技術報告, SST92-63, Nov. 1989.
- [39] Batzorig Baasandash, 羽瀧裕真, 大内浩司, 鈴木均, "判定帰還型遅延ロツクループを用いた CSK 方式の多元接続性能に関する一検討,"電子情報通信学会技術報告, IT2002-104, ISEC2002-162, SST2002-210, ITS2002-187, Mar. 1989.
- [40] 山田松一, 吉田純大, 高岡恵, "無線 LAN の室内伝播特性(その 1),"信学総合大会, pp.664, 1997.

謝辞

本論文は、筆者が三洋電機株式会社においておこなってきたスペクトラム拡散関連の研究をまとめたものです。終始、丁寧かつ熱心なご指導を賜りました関西大学システム理工学部前田 裕教授に厚く感謝の意を表します。

また、本論文をまとめるにあたり、熱心なご討論をいただきました関西大学システム理工学部山本 幹教授、肥川 宏臣教授に厚くお礼申し上げます。

最後に、本研究活動をおこなうにあたり、ご協力をいただいた三洋電機株式会社の皆様方に心から感謝いたします。

