

報告番号	甲 第 4035 号
------	------------

直交符号を利用した
スペクトル拡散通信方式に関する研究

和田忠浩

直交符号を利用した
スペクトル拡散通信方式に関する研究

和田忠浩

1998年1月

名古屋大学図書	
和	1277619

もくじ

1	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.2	研究の目的	7
1.2.1	多値直交変調スペクトル拡散通信方式の問題点	7
1.2.2	直交マルチコード方式の問題点	9
1.2.3	本論文の目的	10
1.3	本論文の構成	11
	参考文献	13
2	直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式	17
2.1	まえがき	17
2.2	スペクトル拡散通信方式の特徴	17
2.2.1	スペクトル拡散通信方式の概要	17
2.2.2	スペクトル拡散通信方式の基本構成とその利点	18
2.3	アダマール符号の特徴	20
2.3.1	シルベスタ型アダマール符号の生成	21
2.3.2	シルベスタ型アダマール符号とシーケンシ	22
2.4	直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式	24
2.4.1	多値直交変調スペクトル拡散通信方式	24
2.4.2	直交符号による直交マルチコード方式	27
2.5	まとめ	29
	参考文献	30
3	搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散信号の変復調方式	33
3.1	まえがき	33
3.2	多値直交変調スペクトル拡散通信方式における搬送波周波数偏差の影響	34
3.2.1	多値直交変調スペクトル拡散通信方式のシステムモデル	34

3.2.2	多値直交変調スペクトル拡散通信方式における搬送波周波数 偏差の影響	36
3.2.3	搬送波周波数偏差の影響を受けた多値直交変調スペクトル拡 散通信方式の誤り率特性	41
3.3	搬送波周波数偏差に強い多値直交変調スペクトル拡散変復調方式の提案	43
3.3.1	提案方式 #1 . . . 特定の符号を利用する方式	43
3.3.2	提案方式 #2 . . . 誤り訂正技術を利用する方式	44
3.3.3	提案方式 #3 . . . 特定の二符号を同時送信する方式	46
3.3.4	提案方式 #4 . . . 別途用意した擬似ランダム符号を用いる方式 .	51
3.4	搬送波周波数偏差に強い多値直交変調スペクトル拡散変復調方式の特 性評価	55
3.4.1	提案方式 #1, 提案方式 #2 の特性評価	55
3.4.2	提案方式 #3 の特性評価	57
3.4.3	提案方式 #4 の特性評価	58
3.5	まとめ	59
	参考文献	61
4	搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉方 式	63
4.1	まえがき	63
4.2	提案方式 #1 . . . 各出力の加え合わせによる方式	64
4.2.1	提案方式 #1 の原理	65
4.2.2	提案方式 #1 の初期同期捕捉回路の構成	66
4.2.3	提案方式 #1 の平均同期捕捉時間の導出	71
4.3	提案方式 #2 . . . 参照パターンとの比較による方式	74
4.3.1	提案方式 #2 の原理	75
4.3.2	提案方式 #2 の初期同期捕捉回路の構成	78
4.3.3	提案方式 #2 の平均同期捕捉時間の導出	80
4.4	提案方式の特性評価	82
4.4.1	提案方式 #1 の特性評価	82
4.4.2	提案方式 #2 の特性評価	83
4.4.3	提案方式 #1 と提案方式 #2 の特性比較	87
4.5	まとめ	88
	参考文献	90

5	直交マルチコード方式のための定振幅符号化	93
5.1	まえがき	93
5.2	直交マルチコードにおける送信信号の振幅変動の様子	94
5.2.1	直交マルチコードシステムのシステムモデル	94
5.2.2	送信信号の振幅変動の様子	96
5.3	定振幅符号化の構成	96
5.3.1	符号化率 3/4 の定振幅符号化の構成	97
5.3.2	符号化率 9/16 の定振幅符号化の構成	99
5.4	定振幅符号化を用いた直交マルチコードシステムの特 性評価	103
5.4.1	定振幅符号化による相互変調歪の補償	104
5.4.2	定振幅符号化を用いた直交マルチコードシステム のビット誤り率特性	106
5.5	定振幅符号化の誤り訂正能力	109
5.5.1	定振幅符号語の距離特性	110
5.5.2	誤り訂正能力を考慮したビット誤り率の導出	111
5.5.3	誤り訂正能力を考慮した特性評価	113
5.6	まとめ	116
	参考文献	118
6	結論	121
6.1	研究のまとめ	121
6.2	今後の課題	123
	謝辞	125
	業績一覧	127

第 1 章

序論

1.1 研究の背景

現在、携帯電話や PHS(Personal Handy-phone System) の急速な需要の増加に見られるように、移動体通信への関心が非常に高まっている。

図 1.1 にも示したように、1997 年 10 月現在、我が国における携帯電話の加入者数は 2,600 万人を突破し、また PHS についても 700 万人を突破するなど加入者が急増しており、今後さらなる需要の増加が予想されている。また、携帯電話をはじめとする移動体通信は世界各国でも急速に発展し、特に欧州で開発された GSM(Global System for Mobile Communications) はこれまでに、世界 110ヶ国(地域)を超えるまで普及するに至っている [1]-[5]。

移動体通信の急速の需要増加のため、現在のシステムにおいてはほぼ通信容量の限界まで達している。また、現在の移動体通信システムでは、主に音声が可能であるようなシステムとなっているが、今後は音声のみならず、データや画像などが伝送できる、いわゆるマルチメディア移動体通信システムへの要求が高まると予想される。さらに、現在の移動体通信は限定された地域のみでしか用いることができないが、今後は世界中どこでも使えるようなグローバルなシステムが要求されるものと予想される。

このような要求を満たすために、現在、西暦 2000 年以降の実用化を目指し、マルチメディアに対応した次世代移動体通信システム (FPLMTS: Future Public Land Mobile Telephone System, システム名: IMT-2000) の世界統一標準化に向けての検討が ITU-R(国際電気通信連合 - 無線通信部門) で行なわれており、各国の提案方式が性能を競っている [4]-[6]。

また現在、地上系の移動体通信システムのみならず、衛星通信を用いた移動体通信システムについての検討も盛んである。これは、我々の活動範囲の広域化に対応する

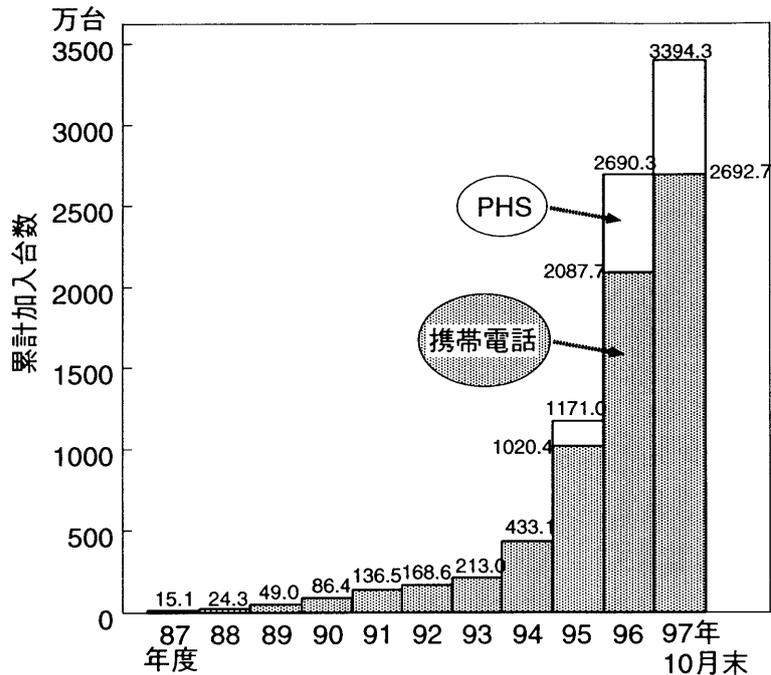


図 1.1: 我が国の携帯電話, PHS の累計加入台数推移

ため、あるいは、地上系の通信に比べ障害物が少なく、高品質な通信が期待できることが主な理由である。また、阪神・淡路大震災でも見られたように地上系のシステムでは地震、台風などの自然災害を受けやすく、そのような影響の無い衛星通信は災害時では特に有効とされている [7]。

現在、衛星通信において大きな注目を集めているのが低軌道周回衛星 (Low Earth Orbit Satellite: LEO Satellite) を用いた通信システムである [7]-[9]。低軌道周回衛星は、高度 500km ~ 数千 km(その多くは 1,500km 以下) の軌道を航行し、赤道上 36,000km を航行している静止衛星に対し、大変低い高度の軌道上を周回している。低軌道周回衛星は、地球に対し静止しているわけではないため、地上局からの衛星の可視時間は限定されている。そのため、連続した通信を行なうために、通常、数十個の衛星を使って、回線の切り替えを行なっている。

この低軌道周回衛星による通信は、静止衛星による通信に比し多くの利点を有している。例えば以下のようなものが挙げられる。

- 混雑している静止軌道を使わなくても良い。
- 複数の低軌道周回衛星を用いることで、ほぼ世界中をカバーできる。
- 高緯度地域でも、衛星の仰角が高い。

- 地上と衛星間の距離が短いため、伝搬遅延が少なく、また伝搬損失も少ない。

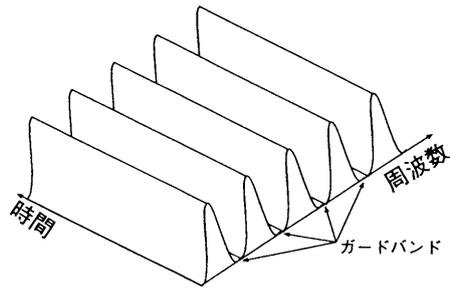
現在、低軌道周回衛星による移動体通信システムについて、多くの提案がなされている。例えば、米国 Loral Qualcomm Satellite Service 社が提案した Globalstar システムがある [8]。これは、48 機の衛星を用いて全世界的にサービスを行なう移動体通信システムのためのものである。また、米国 Motorola 社を中心として開発された低軌道周回衛星による通信システムとして Iridium がある。Iridium は 66 機の衛星を用いて全世界をカバーする移動体通信システムのものである [8]。

このように、次世代の地上系移動体通信システムや低軌道周回衛星を用いた移動体通信システムに関する検討が盛んに行われている。その検討において、それらのシステムに採用すべき多元接続方式として最も有力な候補として大きな注目を集めているのが、符号分割多元接続方式 (Code-Division Multiple-Access: CDMA) である [8]-[12]。

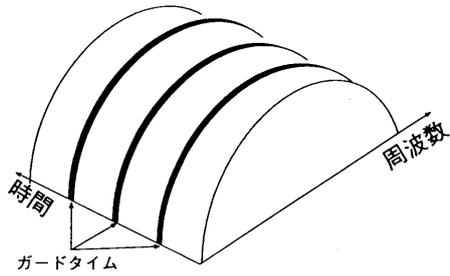
通常、移動体通信では複数のユーザが一つの基地局 (もしくは衛星) に対して通信を行っている。その際、そのシステムに与えられている信号空間を分割し、それぞれのユーザにその分割された信号空間を割り当てることによって信号の送受信を行う。このように、信号空間を分割することによって複数のユーザと基地局との通信を行う方式が多元接続方式である。

分割の対象となる信号空間としては、周波数、時間あるいは符号があり、符号によって信号空間を分割することで多元接続を実現する方式が、符号分割多元接続方式である。なお、時間分割によって多元接続を行う方式は時分割多元接続方式 (Time-Division Multiple-Access: TDMA)、周波数分割による方式は周波数分割多元接続方式 (Frequency-Division Multiple-Access: FDMA) とよばれている。また、システムによっては複数の多元接続方式を組み合わせる場合もある。図 1.2 にそれぞれの方式の周波数および時間の占有状態の概念図を示す。

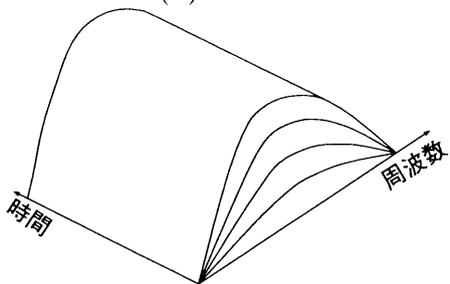
周波数分割多元接続方式は、周波数分割によって多元接続を行なうため、各ユーザからのアクセスを同期させる必要は無い。また、信号の復調の際に高速の信号同期が要求されないなど、実用化に向けての技術的困難の少ない方式である。そのような理由により周波数分割多元接続方式は現在、アナログ式セルラー自動車電話、携帯電話などに採用されている。しかしながら本方式は、信号が狭帯域であるため移動体通信で大きな問題となる周波数選択性フェージングの影響を受け易いという欠点を有している。また、各ユーザ間の相互干渉を避けるために各周波数間にガードバンドが設けられているが、搬送波に周波数偏差が伴う場合 (これは低軌道周回衛星を用いた通信などで問題となる)、より大きなガードバンドが必要となり通信容量の減少につな



(a)FDMA



(b)TDMA



(c)CDMA

図 1.2: 各多元接続の概念図

がるという欠点もある [13].

時分割多元接続方式は、我が国で開発され実用化されているデジタルセルラーシステムである PDC(Personal Digital Cellular telecommunication system) で採用されている方式である。しかしながら本方式は、ユーザが断続的な信号(バースト)を周期的に送信しているため、各ユーザからのバーストの同期が必要となる。特に、高速の通信を行う際にこの同期が厳しい問題となる。通常、移動局の位置の変化などに伴う信号のタイミングのずれに対応できるように、ガードタイムが設定されているが、このガードタイムは効率の劣化につながる。また時分割多元接続方式では、その送信信号電力のピーク値が他の方式のものより大きくしなければ、他の方式と同じ通信容量が得られないという問題点がある。これは本方式における信号が断続的であることが理

由であり、本方式では各ユーザは高電力の送信機を必要とする。

符号分割多元接続方式は、図 1.2にも示したように、各ユーザが同じ周波数帯域、同じ時間を共有できる多元接続方式であり、各ユーザの識別は個々のユーザに割り当てられた符号によって行なう。この際、各ユーザに割り当てられた符号によって、ある周波数帯域に制限された信号のスペクトルを、広帯域化して通信を行なうこととなり、符号分割多元接続方式はスペクトル拡散 (Spread-Spectrum: SS) 通信方式に基づく方式であるといえる。このように個々のユーザに割り当てられた符号によって信号のスペクトルが拡散されるため、一般にこの符号は拡散符号と呼ばれている。本方式は周波数分割多元接続方式や時分割多元接続方式と異なり、ガードバンドやガードタイムに相当するものがない。しかしながら符号分割多元接続方式では、通信を行うユーザ数が増加するに従い、拡散符号の相互相関特性に伴うゆるやかな特性の劣化が生ずる。これは、“graceful degradation(ゆるやかな品質劣化)”とよばれ、これが他の方式におけるガードバンドやガードタイムによる通信容量の劣化に対応するものである。

この符号分割多元接続方式の利点として、まずソフトハンドオフが可能であることが挙げられる。移動体通信では、通信中に移動局があるセルから隣接セルへ移るとき、基地局の切り替えを行う。このセル間での切り替えをハンドオフ (handoff) という。周波数分割多元接続方式を用いているシステムでは、各セル間の干渉を避けるために隣接セル間で異なる周波数を用いており、ハンドオフの際に周波数の切り替えが必要となる。そのため、ハンドオフの際に通信の瞬時遮断が生じ、特性の劣化につながる。特に移動局がセル端にいる場合、あるいは通信容量を上げるためにセルサイズを小さくした場合にその劣化の影響が大きい。一方、符号分割多元接続方式では、各セルの周波数が同じであることを基本とするので、ハンドオフにおいて周波数の切り替えを必要としない。そのため、セル端にいる移動局は、その当該セルのみならず隣接セルとも通信を行うことができ、そのため無瞬断のハンドオフが可能となる。これがソフトハンドオフである。

また符号分割多元接続方式はランダムアクセスが可能であること、トラフィックのダイナミックな変動に柔軟に対応できることなど、移動体通信に適した特徴を持っている。またこの方式はスペクトル拡散通信方式に基づく方式であるため、スペクトル拡散通信方式の特徴である耐妨害性、耐干渉性、あるいはフェージングに強いことなどの特徴をそのまま有している。そのような理由から符号分割多元接続方式は、時分割多元接続方式や周波数分割多元接続方式に比し、移動体通信に適した通信方式であると言われている [11][13][14]。

これまでに実用化された符号分割多元接続方式を用いた移動体通信システムとし

表 1.1: 狭帯域 CDMA システムと広帯域 CDMA システムの比較

方式	広帯域 CDMA	狭帯域 CDMA
キャリア間隔	1/5/20MHz	1.25 MHz
変復調方式	同期 QPSK 検波	非同期多値直交変調
伝送速度	1.5 ~ 2Mbps	9.6kbps
マルチレート方式	直交マルチコード方式	—
RAKE 分解能	1/0.2/0.02 μ s	1 μ s

て、米国 Qualcomm 社によって開発された狭帯域 CDMA システムがある [10][15]。これは、米国デジタルセルラーの一方式として仕様化 (Interim Standard 95: IS-95) された方式である。Qualcomm 社が狭帯域 CDMA システムの提案したことが、符号分割多元接続方式の検討が盛んに進められるようになった一つの要因であるとも言われている。また、符号分割多元接続方式は低軌道周回衛星を用いた移動体通信システムでも採用されており、例えば、Globalstar システムなどがその例として挙げられる [10]。

米国や韓国などで既に実用化されている狭帯域 CDMA システムに対し、現在、次世代移動体通信システムの世界統一標準化の候補として、我が国や欧米で検討が進められているものに広帯域 CDMA がある [4]。

この広帯域 CDMA は、次世代の移動体通信システムとして、高通信容量化、高速化、低電力化あるいは高品質化を目指している。さらに、広帯域 CDMA では異なる品質や条件を有する音声やデータ、画像を、同じシステムで送信できるマルチメディアに対応した通信システムをも目標としている。このような広帯域 CDMA システムとして、例えば NTT 移動体通信網 (NTT DoCoMo) による広帯域コヒーレントマルチコード CDMA 方式、あるいは欧州 CODIT (COde DIvision Testbed) プロジェクトによる可変拡散率 CDMA が提案されている [4][16][17]。ここで、狭帯域 CDMA と NTT 移動体通信網で検討されている広帯域 CDMA の比較を表 1.1 に示す。

これまで示してきた狭帯域 CDMA システムと広帯域 CDMA システムでは、その信号伝送の際、直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式が採用されている。

狭帯域 CDMA システムにおける携帯端末から基地局へのリンクでは、直交符号を用いた多値直交変調スペクトル拡散通信方式が採用されている。多値直交変調スペ

クトル拡散通信方式は、その受信の際、非同期による検波でも優れた受信特性が得られ、フェージング環境下のように搬送波再生が困難な場合に大変有効な方式である [10][15].

また、NTT 移動体通信網による広帯域コヒーレントマルチコード CDMA 方式では、直交符号を多重させることによって情報伝送速度を可変にする、いわゆる直交マルチコード方式の採用を考えている。直交符号はお互いに相関が無いため、直交符号を多重化してもお互いに干渉を起こさない。また、直交符号を多重させることによって情報伝送速度が可変となり、これからのマルチメディアの通信に対応した通信システムとなっている [16][17].

このように、直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式は、符号分割多元接続を利用した移動体通信システムにおいて非常に大きな役割を担っている。

1.2 研究の目的

直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式は、次世代移動体通信のための通信方式として大変有効な方式であるが、大きな問題点を有している。そこで、狭帯域 CDMA システムで採用されている多値直交変調スペクトル拡散通信方式、そして広帯域コヒーレントマルチコード CDMA 方式で採用されている直交マルチコード方式のそれぞれの問題点を以下に挙げる。

1.2.1 多値直交変調スペクトル拡散通信方式の問題点

多値直交変調スペクトル拡散通信方式の大きな問題点の一つに、搬送波周波数偏差の影響によって特性が大きく劣化することが挙げられる。この搬送波周波数偏差の問題が最も顕著に現われるのが低軌道周回衛星を用いた通信である。

先にも述べたように、低軌道周回衛星はその衛星高度が静止衛星に比し大変低い。静止衛星の高度は赤道上約 36,000km であるのに対し、低軌道周回衛星の高度は大抵は 1,500km 以下である。そのため、低軌道周回衛星の地球に対する公転速度が地球の自転速度よりも大変速く、また、その軌道も静止衛星とは異なり様々な軌道を取るため、地球の自転に対し衛星が大きな相対運動をしている。その相対運動によって、送信信号の搬送波がドップラ効果の影響の受け、それによって搬送波周波数が大きく偏移する [8][13][18].

例えば、高度 1,000km の低軌道周回衛星を用いた通信では、搬送波周波数の 2×10^{-5} 程度の最大周波数偏差が発生するという結果が得られている [8]. 搬送波周波数が 1.6GHz の場合では、その偏差の値は約 34kHz となる。例えば、32kbps 程度の情報

伝送を考えた場合、搬送波周波数偏差の値と情報伝送速度がほぼ同じとなり、この搬送波周波数偏差が通信システムに大変大きな影響を及ぼす。

このような搬送波周波数偏差は低軌道周回衛星通信システムだけではなく、通常の信号伝送の過程でも起こり得る。中継器や受信機の局部発振器では、搬送波周波数の 10^{-6} 程度の周波数のずれが発生する。そのため、搬送波周波数の値や情報伝送速度の値によっては、その周波数のずれが大きな問題となる。

この搬送波周波数偏差の影響は、スペクトル拡散変調波の復調において多大な特性の劣化を引き起こす。通常のスペクトル拡散通信方式、例えば直接スペクトル拡散通信方式では、搬送波周波数偏差が大きくなるにつれ、信号の逆拡散後の出力電圧がsinc関数に従って減少する[18]。そのため、搬送波周波数偏差が大きくなるにつれ、その受信性能が劣化する。さらに、多値直交変調スペクトル拡散通信方式では、その出力値がsinc関数に従って減少するだけでなく、搬送波周波数偏差の影響によって直交符号間の直交性が崩れ、その影響がさらなる受信性能の劣化につながる。

また搬送波周波数偏差の問題は、多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉をも困難とする。スペクトル拡散信号の逆拡散前の信号対雑音比は大変小さいため、受信信号の初期同期を確立するには通常、受信信号の逆拡散を行うことで十分に信号対雑音比を改善する必要がある。しかしながら、受信信号に搬送波周波数偏差が存在する場合、受信信号を逆拡散しても同期の確立に必要な信号対雑音比が得られず、そのため信号の初期同期捕捉が大変困難となる。

このように、多値直交変調スペクトル拡散通信方式における搬送波周波数偏差の影響は大変大きな問題である。参考文献[19]では、搬送波周波数偏差の影響を考慮した多値直交変調スペクトル拡散変調波の復調方式についての検討が行なわれている。しかしその検討では、多値直交変調の有効性を十分に生かしておらず、満足いく結果とはいえない。また、多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉の問題についても重要であるにも関わらずその検討は少ない。例えば参考文献[20][21]で検討されている多値直交変調スペクトル拡散通信方式の初期同期捕捉方式は、搬送波周波数偏差の影響を考慮していない。また搬送波周波数偏差の問題を解決するために、搬送波周波数偏差を伴う直接スペクトル拡散信号の初期同期捕捉方式を多値直交変調スペクトル拡散通信方式に適用する方式[22]も検討されているが、この方式も多値直交変調の有効性を十分に生かしきっていない。このように、搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散通信信号の復調方式についての検討や初期同期捕捉方式についての検討は重要な課題であるにも関わらず、これらの参考文献の他には行われていなかった。

1.2.2 直交マルチコード方式の問題点

搬送波周波数偏差の問題は、広帯域コヒーレントマルチコードCDMA方式で採用されている直交マルチコード方式においても重要な課題である。しかし、直交マルチコード方式ではさらに大きな問題がある。それは、直交マルチコード信号の非線形増幅に伴う非線形劣化の問題である。

移動体通信システムにおける重要な課題の一つに電力の有効利用がある。携帯端末は小型、軽重量であるのが望ましく、それによって電源の電力も大きな制限を受ける。その電源電力のほとんどは、信号の送信のために消費しているため、その消費を抑えることが電力の有効利用につながる。そのため、信号を増幅し送信するために通常、電力効率の良い非線形増幅器が用いられ、信号増幅の際にはその増幅器の飽和領域まで利用している [23][24]。

直交マルチコード信号は直交符号の多重化によって構成される信号であるため、その信号には大きな振幅変動が存在する。そのような大きな振幅変動を有する信号を非線形増幅した場合、その飽和領域の影響によって入力した信号が忠実に出力に再現されず、それが非線形劣化につながる。特に、直交符号の多重化に起因する信号の大きなピークが非線形増幅によって抑圧されてしまい、その影響による特性劣化が著しい。

また、複数の直交符号を多重化させる直交マルチコード方式では、その通過帯域において非線形増幅に伴う相互変調歪も大きな問題となる。信号を非線形増幅した場合、その飽和領域の影響によって入力された信号が忠実に出力に再現されず、入力信号の高次の成分が出力に現れる。そのため、複数の通過帯域の信号を同時に非線形増幅した場合、非線形増幅後に現れる高次の信号成分が複数の信号のそれぞれに互いに干渉し、特性の劣化を引き起こす。この現象が相互変調歪である。相互変調歪では特に、3次の相互変調成分が特性に大きな影響を与えることが知られている [25][26]。

このような相互変調歪は、多重化した通過帯域信号を非線形増幅した場合や周波数の異なる複数の信号を同時に非線形増幅した場合に大きな問題となる。そのため直交マルチコード方式以外でも、複数の搬送波を多重化させることで通信を行うマルチキャリア方式において、あるいは周波数分割多元接続による複数の多周波信号を共通増幅する場合において、この相互変調歪が大きな問題となる [26][27]。

さらに非線形増幅に伴う影響は、基底帯域信号の拡散符号のチップ波形にも大きな影響を与える。帯域制限された波形を非線形増幅した場合、通常、その波形が歪むことで信号の帯域が大きく広がり周波数の有効利用の観点から好ましいものではない [23]。この問題を解決するためには、帯域制限された信号波形を非線形増幅しても信号帯域の広がりが少ない、あるいは全くない変調方式、即ち、信号の包絡線変動の少な

い、あるいは全くない変調方式を用いる必要がある。例えば、現在のヨーロッパで導入されている GSM 方式では、変調方式として GMSK(Gaussian filterd Minimum Shift Keying) 変調方式が用いられている。これは、定包絡変調の一つで、信号の振幅変動がほとんど存在しない変調方式である [28][29]。また、我が国の現在の移動体通信システムでは $\pi/4$ -shift QPSK($\pi/4$ -shift Quadrature Phase Shift Keying) が採用されている [23]。この方式は、シンボル時間毎に QPSK 信号の位相を $\pi/4$ ずつ回転させる変調方式で、QPSK 変調方式と比し、包絡線変動が大変少ない方式である。また、これとは別に、包絡線変動の少ない変調方式として $\pi/2$ -shift BPSK($\pi/2$ -shift Binary Phase Shift Keying) 方式も提案されている [30][31]。

しかしながら直交マルチコード方式では、前述したように直交符号の多重化に伴って信号振幅に大きな変動が生ずる。そのため、GMSK や $\pi/4$ -shift QPSK のような包絡線変動の少ない変調方式を直交マルチコード方式に適用してもその効果を発揮することはできない。

このように直交マルチコード方式では、信号の非線形増幅に伴う非線形劣化が非常に大きい。そのため、直交マルチコード信号の増幅において非効率な線形増幅器を使わざるを得ず、電力の有効利用にはつながらない。直交マルチコード方式における信号の大きな振幅変動を抑圧し、そして相互変調歪の問題を解決し、さらに GMSK や $\pi/4$ -shift QPSK のような変調方式を直交マルチコード方式に適用するためには、何らかの手段によってその信号の振幅を一定値にする必要がある。

マルチキャリア方式における非線形劣化についての検討はこれまでにいくつかみられる (例えば [27],[32])。しかしながら、直交マルチコード方式における非線形劣化に関する検討は重要な課題であるにも関わらず、これまで行われていない。

1.2.3 本論文の目的

本論文の目的は、直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式の問題点の解決を、直交符号の性質を利用するという新しい観点から図ることにある。本論文では、直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式における大きな課題について、以下の三つの項目に分け検討を行なう。

1. 多値直交変調スペクトル拡散通信方式における搬送波周波数偏差の影響を明らかにし、その結果を利用して搬送波周波数偏差に強い多値直交変調スペクトル拡散通信方式を提案する。

2. 搬送波周波数偏差が存在する環境下における多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉方式を提案する.
3. 直交マルチコード方式における振幅変動の様子を明らかにし, 直交マルチコード信号の定振幅化を図る.

1.3 本論文の構成

本論文は以下の内容から構成されている.

第2章では, 本研究の準備としてスペクトル拡散通信方式や直交符号について解説する. まずはじめに, スペクトル拡散通信方式の特徴, 構成法や, その利点について示す. 次に, 直交符号の一種であるアダマール符号の構成法およびその特徴について示す. またここでは, アダマール符号の特徴を表す一つのパラメータであるシーケンスについても解説する.

これらを示した後, スペクトル拡散通信方式に直交符号を適用した方式について解説する. はじめに, 多値直交変調スペクトル拡散通信方式の構成や, その特徴について示す. さらに, 直交マルチコード方式の構成や, その特徴についても記す.

第3章では, 搬送波周波数偏差に強い多値直交変調スペクトル拡散通信方式を提案する. はじめに, 多値直交変調スペクトル拡散通信方式における搬送波周波数偏差の影響を示し, その影響がアダマール符号のシーケンスと密接な関係にあることを明らかにする.

この性質を利用し, 次に搬送波周波数偏差に強い四つの多値直交変調スペクトル拡散通信方式を提案する. それぞれの提案方式の特性をビット誤り率で評価し, それらの提案方式が搬送波周波数偏差に強い方式であることを示す.

第4章では, 搬送波周波数偏差が存在する環境下における多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉について示す. まずはじめに, 搬送波周波数偏差が存在する場合のスペクトル拡散信号の初期同期捕捉における問題点について示す. 次に, 搬送波周波数偏差が存在する環境下における多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉方式を二方式提案する. それぞれの提案方式は, 直交符号として用いているアダマール符号の性質を利用したものである. 最後に, それぞれの提案方式を平均同期捕捉時間で評価し, それらの方式が搬送波周波数偏差に対し効果のあることを示す.

第5章では, 直交マルチコード方式における直交マルチコード信号の定振幅化を図

る。はじめに、直交符号としてアダマール符号を用いた場合における、振幅変動の様子を明らかにする。次にその結果を利用して、定振幅符号化という新しい概念の符号化を提案する。この定振幅符号化は直交マルチコード信号の定振幅化を図るための符号化であり、直交符号としてアダマール符号を用いた場合、この符号化は大変簡単に構成されることを示す。そしてこの定振幅符号化によって、非線形増幅に伴う3次の相互変調歪が補償されることを確認する。また、定振幅符号化が非線形劣化に対し効果のあることをビット誤り率特性で評価する。

この定振幅符号化とは冗長性を用いることによって直交マルチコード信号の定振幅化を行っている。そのため、定振幅符号化は一種の誤り訂正符号化であるとも言える。第5章では、定振幅符号化の誤り訂正能力の効果についても評価する。

第6章で、本論文の総括を行ない、今後の問題点について述べてまとめとする。

第 1 章の参考文献

- [1] 羽鳥光俊, “パーソナル移動通信小特集 - パーソナル移動通信の展望,” 電子情報通信学会誌, Vol.78, No.2, pp.122-126, 1995 年 2 月.
- [2] 日刊工業新聞平成 9 年 11 月 26 日付け記事, 日刊工業新聞社, 1997 年 11 月.
- [3] R. Khono and M. Nakagawa, “International Cooperative Research and Development of Wireless Personal Communications in Asian-Pacific Countries,” IEEE Personal Commun., Vol. 4, No.2, pp.6-12, April 1997.
- [4] 鈴木博, “移動体通信技術の現状と動向,” 日刊工業新聞社 - 電子技術, Vol.39, No.6, pp.2-6, 1997 年 6 月.
- [5] マルチメディア時代のワイヤレスコミュニケーション, 平成 8 年度電子情報通信学会東海支部専門講習会資料, 1997 年 2 月.
- [6] 本間光一, 加藤修, “パーソナル移動通信小特集 - 欧米における技術動向,” 電子情報通信学会誌, Vol.78, No.2, pp.173-178, 1995 年 2 月.
- [7] 下世古幸雄, “移動体衛星通信の基礎と静止衛星,” 日刊工業新聞社 - 電子技術, Vol.39, No.6, pp.26-31, 1997 年 6 月.
- [8] 財団法人国際衛星通信協会, CDMA の利用状況 - 衛星通信への応用 -, 国際衛星通信協会平成 4 年度調査報告資料, 1993 年 3 月.
- [9] 小野寺正, 高橋康文, 篠永英之, 上野晋, “宇宙通信の新しい展開特集 - 移動体衛星通信サービス,” 電子情報通信学会誌, Vol.80, No.4, pp.392-398, 1996 年 4 月.
- [10] 小川明監修, CDMA 方式と次世代移動体通信システム, トリケップス, 1995 年 4 月.
- [11] A.J.Viterbi, CDMA - Principles of Spread Spectrum Communication, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.

- [12] 山里敬也, “CDMA の基礎とこれからの展望,” 日刊工業新聞社 - 電子技術, Vol.39, No.6, pp.7-32, 1997 年 6 月.
- [13] 片山正昭, 小川明, 森永規彦, “低軌道衛星を用いた通信システムの構成とドップラーシフトの影響に関する一考察,” 電子情報通信学会論文誌 B-II, Vol.J76-B-II, No.5, pp.382-390, 1993 年 5 月.
- [14] K.S.Gilhousen, I.M. Jacobs, R.Padovani, and Weaver JR., “Increasing Capacity Using CDMA for Mobile Satellite Communications,” IEEE J. on S.A.C., Vol.8, No.4, pp.503-514, May 1990.
- [15] Mobile Station - Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread-Spectrum Cellular System, Telecommunication Industry Association, 1993.
- [16] 安達文幸, 佐々木秋穂, “次世代移動体通信の実現に向けた広帯域コヒーレント DS-CDMA の研究開発,” NTT DoCoMo テクニカル・ジャーナル, Vol.4, No.3, pp. 6-8, 1996 年 10 月.
- [17] 大野公士, 佐和橋衛, 土肥智弘, 東明洋, “広帯域コヒーレント DS-CDMA を用いる移動無線アクセス,” NTT DoCoMo テクニカル・ジャーナル, Vol.4, No.3, pp. 9-13, 1996 年 10 月.
- [18] 水谷昌展, 片山正昭, 山里敬也, 小川明, “搬送波周波数偏差を伴うスペクトル拡散信号の平行同期捕捉,” 電子情報通信学会論文誌 A, Vol.J79-A, No.1, pp.98-104, 1996 年 1 月.
- [19] A.L.Kachelmyer and K.W.Forsythe, “*M*-ary Orthogonal Signaling in the Presence of Doppler,” IEEE Trans.on Commun., Vol.41, No.8, pp.1192-1200, August 1993.
- [20] 大島健一, 稲村英信, 太刀川信一, 丸林元, “相関マップを用いた *M*-ary/SS 方式の同期法に関する検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, SST94-13, pp.49-54, 1994 年 6 月.
- [21] 稲村英信, 太刀川信一, “*M*-ary/SS 方式の同期用相関マップ分割方式の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, SST95-88, pp.43-47, 1995 年 6 月.

- [22] 西永望, 岩垂好裕, “搬送波周波数偏差下における非直交 M-ary/SS 方式の同期捕捉法の提案,” 電子情報通信学会技術研究報告, SST96-50, pp.1-6, 1996 年 12 月.
- [23] 斎藤忠夫, 立川敬二共編, 移動通信ハンドブック, オーム社, 1995 年 11 月.
- [24] T.Shibata, M.Katayama, and A.Ogawa, “Performance of Asynchronous Band-Limited DS/SSMA Systems,” IEICE Trans. on Commun., Vol.E76-B, No.8, pp.921-928, August 1993.
- [25] 宮憲一, 衛星通信工学, ラテイス, 1969 年.
- [26] KDD 研究報告第 129 号, 国際電信電話 (株) 研究所, 1986 年 12 月.
- [27] A.Horibe and M.Nakagawa, “Intermodulation Compensation using Code Reversal for Orthogonal Multi-Carrier,” Proc. on Japan-Canada International Workshop on Multimedia Wireless Communications and Computing(WMWCC'96), pp.41-42, September 1996.
- [28] 笹瀬巖監修, 次世代デジタル変復調方式, トリケップス, 1995 年 5 月.
- [29] 斉藤洋一著, デジタル無線通信の変復調, 電子情報通信学会, 1996 年 2 月.
- [30] K.Kashyap, T.Wada, M.Katayama, T.Yamazato, and A.Ogawa, “The Performance of CDMA System Using $\pi/4$ -shift QPSK and $\pi/2$ -shift BPSK with the Nonlinearity of HPA,” Proc. on 7th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'96), pp.492-496, October 1996.
- [31] K.Kashyap, T.Wada, M.Katayama, T.Yamazato, and A.Ogawa, “ $\pi/2$ -shift BPSK- A Modulation Scheme Robust to Nonlinear Amplification for CDMA Mobile Communications,” IEICE Trans. on. Fundamentals, Vol.E80-A, No.9, pp.1634-1639, September 1997.
- [32] 堀崎耕司, 中川正雄, “OFDM-DS-CDMA における拡散符号の組み合わせによる相互変調歪補償,” 電子情報通信学会技術研究報告, SST97-7, pp.41-46, 1997 年 6 月.

第 2 章

直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式

2.1 まえがき

スペクトル拡散通信方式は、次世代移動体通信方式のための変調方式の一つとして大きな注目を集めている。このスペクトル拡散通信方式に直交符号を利用することで、通常のスぺクトル拡散通信方式に比し、さらに多くの利点を有することが知られている。そのため、直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式の検討が現在盛んに行われている。

直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式の代表例には、多値直交変調スペクトル拡散通信方式、そして、直交マルチコード方式によるスペクトル拡散通信方式がある。本章では、その二つの方式の構成や特徴について示す。

その準備のために、はじめにスペクトル拡散方式の特徴や利点について、そして直交符号の一種であるシルベスタ型アダマール符号の特徴について示す。

2.2 スペクトル拡散通信方式の特徴

2.2.1 スペクトル拡散通信方式の概要

スペクトル拡散 (Spread-Spectrum: SS) 通信方式とは、ある周波数帯域に制限された信号のスペクトルを、情報とは直接関係のない拡散符号を用いて、その信号の帯域を広帯域化して通信を行うものである。

スペクトル拡散通信方式は、その秘話性、秘匿性などの特徴、あるいは装置が複雑であったことなどの理由から開発当時はおもに軍事などの特殊な目的のための通信方式として研究されていた。しかし、ハードウェアの目覚ましい発展などの理由により、現在ではさまざまな民間への用途への応用が期待され、スペクトル拡散通信方式に関する検討が盛んに行われている。特に現在検討が盛んである移動体通信や衛星通信の

分野において本通信方式が大きな注目を集めている。

スペクトル拡散通信方式は、狭帯域系の通信と比較した場合、例えば次のような大きな利点を有している [1]-[7]。

- 他局からの干渉に強い。
- 他局への妨害が少ない。
- 信号の秘匿性が良い。
- フェージング環境に強い。
- 非同期の多元接続が可能である。

このような性質が、スペクトル拡散通信方式が移動体通信や衛星通信に適した通信方式であるという所以である。

2.2.2 スペクトル拡散通信方式の基本構成とその利点

スペクトル拡散通信方式における信号スペクトルの拡散の手法としては、直接拡散 (Direct-Sequence SS)、周波数ホッピング (Frequency-Hopping SS)、時間ホッピング (Time-Hopping SS) の各手法、あるいはその組合せによる手法がある。以下、直接拡散によるスペクトル拡散通信方式を例にとり、その構成を述べる。

直接スペクトル拡散通信方式の基本構成図を図 2.1 に示す。

まず送信機の動作を考える。はじめに、送信したい情報信号の帯域を、拡散符号によって広帯域化させる。これは、拡散符号の帯域を情報信号の帯域に対し広くすることで、情報信号と拡散符号の排他的論理和 (掛け算) の操作によって実現できる。一般には、拡散符号として擬似ランダム符号 (PN 符号) が用いられることが多い。次に、この信号を用いて搬送波を変調する。変調方式として通常、位相シフトキーイング (PSK) 変調方式が用いられる。

次に受信側の動作を考える。はじめに受信された信号は、受信側の参照搬送波によって基底帯域の信号となる。その後、送信側で用いた拡散符号と同じ符号を受信信号に掛け合わせる。この操作を逆拡散と呼び、受信信号の拡散符号と、受信側の拡散符号のタイミングが一致したとき、情報が再現できる。言い替えれば、この逆拡散によって元の狭帯域の信号が得られることになる。受信信号における拡散符号と、受信機で発生する拡散符号のタイミングは一致させなければならないため、通常、それを図るための回路が必要とされる。

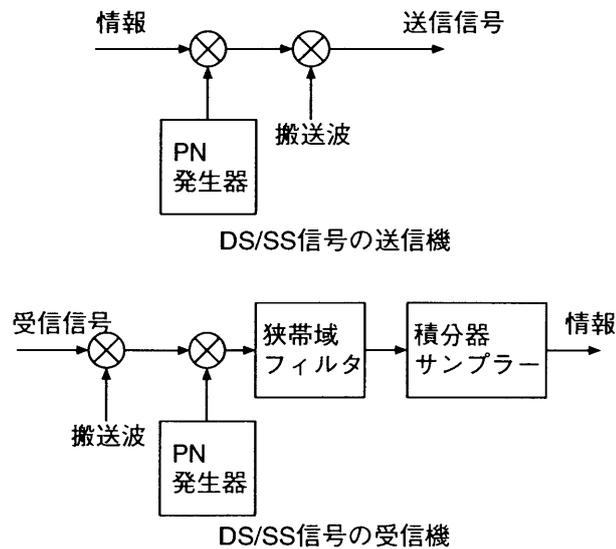


図 2.1: 直接スペクトル拡散通信方式の基本構成図

逆拡散された信号は、次に狭帯域フィルタで雑音や干渉成分を取り除かれた後、積分器に通され、情報が再現される。

このようにスペクトル拡散通信方式は、送信したい情報の周波数帯域を、拡散符号によって広帯域化して通信を行う通信方式であり、そのスペクトルの広帯域化、さらに拡散符号として擬似ランダム符号を用いることで、スペクトル拡散通信方式特有の長所が生まれる。その代表的なものについて幾つか列記する。

符号分割多元接続の実現

序論でも述べたように一般に移動体通信では、多くの移動局が一つの基地局や衛星に対して通信を行う。その際、各移動局はそのシステムに与えられた信号空間を分割して割り当てられた通信路を利用して信号の授受を行う。この通信路の割り当ての手法の一つが符号分割多元接続方式 (Code-Division Multiple-Access : CDMA) である [1]-[3]。

符号分割多元接続方式は、固有の符号を各局に割り当てることで各局の識別を行い、そのため各局が同じ時間、同じ周波数帯域を利用しても通信が行える方式である。そのような通信を行うために、通常、符号分割多元接続方式では、スペクトル拡散技術を用いており、信号のスペクトルを拡散するために用いられる拡散符号がそのまま各局を識別する符号となっている。そのため拡散符号として用いられる符号は、各局間の干渉を抑えるために相互相関特性の良い符号が用いられる。図 2.1において、拡散符号

として擬似ランダム符号を用いたのは、擬似ランダム符号が相互相関特性の良い符号だからである。

この符号分割多元接続方式は、例えば、ランダムアクセスが可能である、ソフトハンドオフが容易であるなど、移動体通信に適した多くの有利な性質を持つ。さらに、移動体通信や衛星通信では、時分割多元接続方式 (Time-Division Multiple-Access: TDMA) や、周波数分割多元接続方式 (Frequency-Division Multiple-Access: FDMA) と比し、周波数利用効率の観点からも、符号分割多元接続方式は効率が良いと言われている [3][8][9]。

フェージング環境下における通信での有利性

移動体通信では、建物や樹木における反射、回折、散乱などによって、受信信号が異なる通信路 (パス) を通過した複数の信号の合成波となる傾向がある。その複数の信号の位相や振幅はそれぞれ異なること、さらに、各局が移動することなどによって、複数の信号の和である受信信号の振幅や位相は大きく変動する。これはフェージング (fading) と呼ばれ、移動体通信における大きな問題の一つとなっている。

このフェージングの分類分けの一つに、周波数選択性と周波数非選択性がある [10]。周波数選択性のフェージングとは、信号の伝送帯域内において周波数的にほぼ一様であるようなフェージングであり、一方非選択性フェージングとは、異なる周波数において振舞の異なるフェージングである。この周波数選択性フェージングの特徴として、各パスの信号を分離・合成することが容易であることが挙げられる。

スペクトル拡散通信方式では、その信号の帯域が大変広いため、フェージングが周波数選択性となる傾向がある。そのためスペクトル拡散通信方式では、RAKE 受信方式などを用いることでフェージング環境下においても信号の良好な受信が可能となる。なおこの RAKE 受信方式とは、各パスの信号を各々分離し、信頼性の重み付けを行い、そしてそれらの信号の合成波を受信信号とする受信方式のことである [10]。

このことから、スペクトル拡散通信方式はフェージングに強い通信方式であり、移動体通信で有効であるという理由の一つとなっている。

2.3 アダマール符号の特徴

アダマール符号 (Hadamard Code) は直交符号の一種であり、アダマール行列から生成することができる [11]。そのため、アダマール符号の生成法やその性質を述べるためには、はじめにアダマール行列 (Hadamard Matrix) について考察する必要がある。

アダマール行列の名は、フランスの数学者 Jacques Hadamard(1865-1963) に由来する。Hadamard は、『ある複素数の行列において、その行列の各要素の大きさが1以下であるときの、行列式の絶対値の最大値の導出』という彼の研究の過程の中でアダマール行列を見出した。

アダマール行列は数学的に、以下の3つの条件を満たす行列であると定義されている。

- 正方行列である。
- 行列の各要素は +1 あるいは -1 のいずれかである。
- 任意の二つの行ベクトルは全て直交する。

例えば、以下のような行列がアダマール行列である。

$$\begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

アダマール符号は、このアダマール行列の行ベクトルを符号列とみなすことで生成されたものであり、アダマール行列の性質から当然この符号は直交符号である。

このアダマール符号やアダマール行列は、符号理論、交差理論、回路網理論、データ圧縮など、様々な分野において応用がなされている。

2.3.1 シルベスタ型アダマール符号の生成

シルベスタ型アダマール行列は、アダマール行列の中で最も基本的な形態を有している。そのため、この行列は最も応用分野の広いアダマール行列である。

このシルベスタ型アダマール行列を生成するために、ここでアダマール行列の重要な性質を示す。その性質とは、『同次の任意の二つのアダマール行列のクロネッカ積もまたアダマール行列である』というものである。以降、この性質を利用してシルベスタ型アダマール行列の生成法を示す。

はじめに、アダマール行列の最も基本である2次のアダマール行列を考える。

$$H_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

この2次のアダマール行列の自分自身同士のクロネッカ積を考える。

$$\begin{aligned}
 H_4 &= \begin{pmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

このように、2次のアダマール行列 H_2 からクロネッカ積によって順々にアダマール行列を得ることをシルベスタ (Sylvester) の拡大といい、その操作で生成されたアダマール行列がシルベスタ型アダマール行列である。

一般に、 M 次のシルベスタ型アダマール行列の生成式は以下のように定義される。

$$H_M = \begin{pmatrix} H_{M/2} & H_{M/2} \\ H_{M/2} & -H_{M/2} \end{pmatrix} \tag{2.4}$$

ただし、 M は2の冪乗であり、初期値である $M = 2$ のときの行列は式 (2.2) で表される2次の正方行列である。

このように生成されたシルベスタ型アダマール行列の行ベクトルを符号とみなしたものが、シルベスタ型アダマール符号である。当然ながら M 次のシルベスタ型アダマール行列からは、符号長が M の M 個の符号が得られる。

このシルベスタ型アダマール符号は、その構成の簡単さなどから最も応用の広いアダマール符号である。さらに、シルベスタ型アダマール符号を時間関数と見たとき、 M 個からなる直交関数系であるといえる。これはウォルシュ (Walsh) 関数とよばれ、これもまた、さまざまな分野で応用されている。

本論文では簡単のため、以降、シルベスタ型アダマール符号を単にアダマール符号と記す。

2.3.2 シルベスタ型アダマール符号とシーケンシ

アダマール符号を特徴付ける一つの要素として、シーケンシ (sequency: 交番数とも呼ばれる) がある [12]。シーケンシとは、符号を一つの連なりと見なしたとき、その符号の連なりにおける正負の入れ替わりの回数のことである。

ここで、 $M = 8$ のアダマール符号を例にとり、シーケンシを詳しく説明する。 $M =$

8のアダマール行列は以下の式で表される.

$$H_8 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}. \quad (2.5)$$

この行列から生成されるアダマール符号は以下のように表すことができる.

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_0 &= (1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1) \\ \mathbf{a}_1 &= (1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1) \\ \mathbf{a}_2 &= (1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1) \\ \mathbf{a}_3 &= (1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1) \\ \mathbf{a}_4 &= (1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1) \\ \mathbf{a}_5 &= (1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1) \\ \mathbf{a}_6 &= (1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1) \\ \mathbf{a}_7 &= (1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1). \end{aligned} \quad (2.6)$$

ここで \mathbf{a}_i は i 番目のアダマール符号である.

例えば, 0 番目の符号 \mathbf{a}_0 は, その内部において符号の正負の入れ替わりが無い. このとき, \mathbf{a}_0 のシーケンスは 0 であるという. 1 番目の符号 \mathbf{a}_1 はその内部において 7 回の符号の入れ替わりがあるため, \mathbf{a}_1 のシーケンスは 7 である. このシーケンスは, 各アダマール符号の特徴を表す一つの重要なパラメータである.

ところで上の例では, シーケンスの値の大小と, 符号の順番に関係が無い. そこで, 符号の順番とシーケンスの関係付けを行うため, 各アダマール符号をシーケンスの小さなものから順に並べることを考える. 例えば, これを $M = 8$ のアダマール符号を例

として表すと以下の通りとなる.

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{a}}_0 &= (1 \quad 1) \\
 \tilde{\mathbf{a}}_1 &= (1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1) \\
 \tilde{\mathbf{a}}_2 &= (1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1) \\
 \tilde{\mathbf{a}}_3 &= (1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1) \\
 \tilde{\mathbf{a}}_4 &= (1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1) \\
 \tilde{\mathbf{a}}_5 &= (1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1) \\
 \tilde{\mathbf{a}}_6 &= (1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad 1) \\
 \tilde{\mathbf{a}}_7 &= (1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad -1).
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

式(2.7)のように, シーケンシの小さなものから並べたアダマール符号はシーケンシ順序 (sequency order) であると呼ばれている. 一方, 式(2.6)で示したように, 行列の各行の順序がそのまま符号の順序となっているものは, アダマール順序 (Hadamard order) と呼ばれている.

本論文では特に断りのない場合, アダマール順序のアダマール符号を用いるものとする. ただし, 第4章の一部では, 説明を簡単にするためシーケンシ順序のアダマール符号を用いる場合がある.

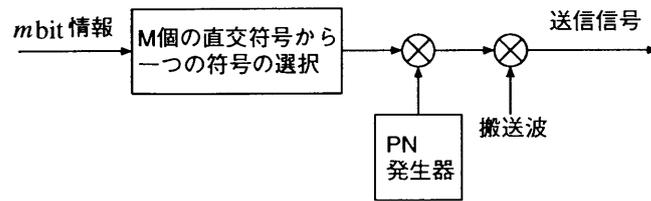
2.4 直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式

スペクトル拡散通信方式に直交符号を適用することで, 通常のスペクトル拡散通信方式には無い新たな特徴が生まれる. そのような直交符号を用いたスペクトル拡散通信方式の代表例として, 多値直交変調スペクトル拡散通信方式, そして直交マルチコード方式が挙げられる. ここでは, その二方式の構成を示し, その特徴や利点について示す.

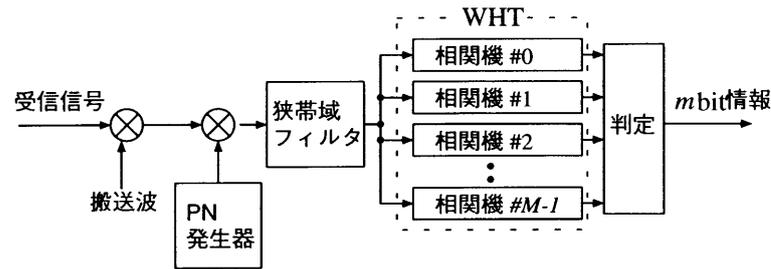
2.4.1 多値直交変調スペクトル拡散通信方式

多値直交変調スペクトル拡散通信方式の構成

多値直交変調スペクトル拡散 (M -ary Spread-Spectrum : M -ary/SS) 通信方式は, 送信局に複数の直交符号を用意し, そして情報ビット列のパタンに応じて一つの直交符号を選択し送信する, いわゆる多値直交変調方式である [3][13]. 図 2.2は, 直交符号としてアダマール符号を用いたときの, 多値直交変調スペクトル拡散通信システムのシステムモデルである.



多値直交変調スペクトル拡散信号の送信機



多値直交変調スペクトル拡散信号の受信機

図 2.2: 多値直交変調スペクトル拡散通信システムのシステムモデル

まずはじめに、送信側の動作を考える。多値直交変調による通信では、送信側において予め複数個の直交符号が用意されており、そして、その複数の直交符号の中から一つの直交符号が選択され送信されている。どの符号を選択するかは、入力される情報ビットのパターンに従う。一般に用意される符号の数は2の冪乗であるため、例えば用意される符号数を $M = 2^m$ 個であるとする、情報ビットパターンは m bit から成っている。

一つの直交符号が選択されたとき、この時点で信号のスペクトルはもとの信号のスペクトルに対し広がっている。直交符号としてアダマール符号を用いるとするならば、用意される直交符号数と符号長が等しいため、その拡散率は M/m で表される。しかし、通常、用意される直交符号数は64、あるいはそれに近い数字であるために、直交符号によるスペクトルの拡散率はせいぜい10程度であり、通常のスペクトル拡散通信における拡散率よりも大変小さい。さらに、アダマール符号は相互相関特性が悪く、このままでは符号分割多元接続することはできない。そこで、符号分割多元接続を可能にし、さらにスペクトルの拡散率を上げるために、直交符号とは別途用意した拡散符号(主として擬似ランダム系列)を直交符号に掛け合わせる必要がある。

選択された直交符号は、擬似ランダム系列を掛け合わされたのち、最後に BPSK 信号として送信される。

次に受信側の動作を考える。はじめに、受信された信号に受信機で用意された参照

搬送波が掛け合わされる。次に、その信号は逆拡散される。この逆拡散は、送信側で用意した拡散符号と同じ拡散符号を同じタイミングで受信信号に掛け合わせることで成される。その後、その信号は低域フィルタ通過後に相関器に通される。

通常、多値直交変調では多値数の数だけの相関器を必要とする。しかし、直交符号としてアダマール符号を用いた場合、一つのウォルシュ-アダマール変換 (Walsh-Hadamard Transform) によって複数の相関操作を一括に行うことが可能であり、システムが簡略化される。

また、多値直交変調スペクトル拡散通信方式では非同期受信ができるため、ウォルシュ-アダマール変換までの受信側の動作は同相分、直交分の両方で行なわれる。

次に、ウォルシュ-アダマール変換後の同相分、直交分の出力の自乗平均を求める。それによって得られた多値数分の出力が最終的な出力となる。その一つ一つの出力が送信された直交符号に対応しており、その複数の出力の中で最大値となる出力に対応する直交符号が、送信された符号であると判定される。

最後に、送信された直交符号に対応する情報ビットパターンが復元される。

多値直交変調スペクトル拡散通信方式の利点

この多値直交変調スペクトル拡散通信方式は、多値直交変調方式をスペクトル拡散通信方式に応用したものである。そのため、多値直交変調スペクトル拡散通信方式は多値直交変調方式の利点をそのまま有している。

多値直交変調方式の最大の利点は、非同期検波が可能であることと言える [3][10][14]。スペクトル拡散通信方式では、受信された信号の受信電力が大変小さく、そこから搬送波を再生することが大変困難である。また、移動体通信のようなフェージング環境における通信では、位相が時間と変動するため同期受信が大変困難である。そのため、非同期検波が可能であるという多値直交変調方式はこのような環境において大変有効な方式である。

さらに、多値直交変調方式では非同期検波にともなう受信性能劣化を、多値数の増加によって改善できるという特徴がある [10][14]。通常、同期検波と非同期検波を比較したとき、同期検波に比し非同期検波は約 3dB の特性劣化が生ずる。しかし、多値直交変調方式では多値直交数を増加させることで、非同期検波に伴う 3dB の特性劣化を十分に補い、さらにそれ以上の受信特性の改善が期待できる。

狭帯域系の通信における多値直交変調方式では、多値直交数を増加はそのまま信号帯域の拡大につながるため、周波数の有効利用の観点からは好ましいものではない。しかしながら、スペクトル拡散通信方式では元々、送信信号のスペクトルを大きく広

げることによって通信を行っている。そのため多値直交変調スペクトル拡散通信方式では、多値直交数の増加に伴う信号帯域の増加という問題が通信システム全体に何ら影響を与えない。つまり多値直交変調スペクトル拡散通信方式では、多値直交数の増加が純粹に特性の改善につながる。

このように多値直交変調スペクトル拡散通信方式は移動体通信に大変有効な方式であり、米国 Qualcomm 社によって開発された狭帯域 CDMA システムでは、携帯端末から基地局へのリンクのための通信方式として採用されている [15]。

2.4.2 直交符号による直交マルチコード方式

直交符号による直交マルチコード方式の構成

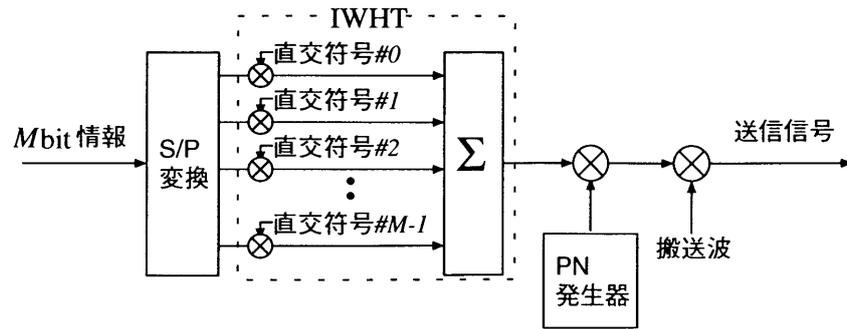
直交マルチコード (Orthogonal Multi-Code) システムとは、送信局に複数の直交符号を用意し、各直交符号に情報を乗せ、全ての直交符号を同時に送信するシステムであり、情報の伝送速度は同時に送信する直交符号数を変えることによって可変となっている。

図 2.3 に、直交マルチコードシステムのシステムモデルを示す。本図では直交符号として M 個の Hadamard 符号を用意しているため、最大 M bit の情報ビットを同時送信できることになる。

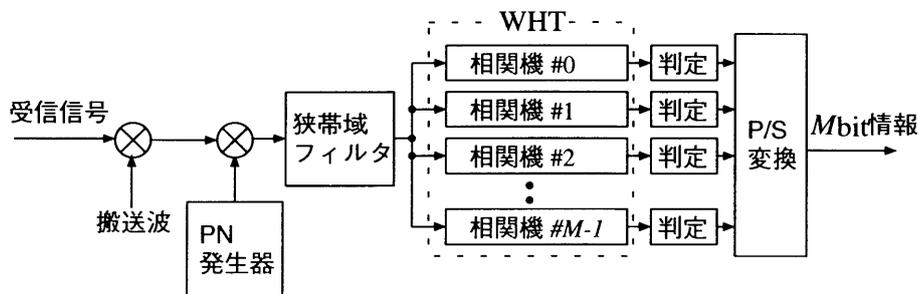
まず、送信側の動作を考える。送信すべき情報ビット列は最初にシリアル - パラレル変換 (S/P 変換) される。これによって、もし、 M bit から成る情報ビット列を同時に伝送するならば、ビットレートが S/P 変換される前の $1/M$ 倍に落ちることになる。次に、S/P 変換されたそれぞれのビットに互いに異なるアダマール符号が掛けられ、そして、それらの全ての信号は加え合わされる。

このアダマール符号の掛け合わせおよび信号の加え合わせは、ウォルシュ - アダマール逆変換 (Inverse Walsh-Hadamard Transform: IWHT) によって一括に行うことができる。この操作を別の表現で表すと、もともと時間領域である信号を Walsh 関数領域の信号と見なして、そしてそれを時間領域の信号に変換するという操作であり、このことは、マルチキャリアシステムのフーリエ逆変換の操作に対応していると言える [16]。

ウォルシュ - アダマール逆変換された信号帯域は直交符号が有しているものと等しくなるため、送信信号の帯域はもとの信号の帯域に比し広がっている。しかし、スペクトル拡散を想定したときは十分に広い帯域とはいえず、また符号分割多元接続ができないため、多値直交変調スペクトル拡散通信方式と同様に、拡散符号として擬似ランダム符号を掛け合わせる必要がある。ウォルシュ - アダマール逆変換後の信号は、拡



直交マルチコード信号の送信機



直交マルチコード信号の受信機

図 2.3: 直交マルチコードシステムのシステムモデル

散符号を掛け合わされた後、BPSK 信号として送信される。

次に受信側の動作を考える。直交マルチコードシステムでは、多値直交変調スペクトル拡散通信方式とは異なり、信号の受信は同期検波で行う必要がある。受信された信号ははじめに、搬送波によって復調され、そして逆拡散が施される。逆拡散された信号は、それぞれ複数個用意された相関機に通される。この場合も、多値直交変調スペクトル拡散通信方式の場合と同様に、相関操作にウォルシュ-アダマール変換を用いることができる。

ウォルシュ-アダマール変換後の出力の数は直交符号数と同じであり、それぞれの出力の値に応じて +1 あるいは -1 のいずれかに判定される。最後にそれらの出力をパラレル-シリアル変換 (P/S 変換) することで元の情報ビット列が復元される。

直交符号による直交マルチコード方式の利点

直交マルチコードシステムの最大の利点は、情報ビットの伝送速度が可変であることである。情報の伝送レートが可変になることで、音声や画像などの異なる情報源のデータを同じシステムで伝送することが可能である。本方式は、NTT 移動体通信網が

次世代移動体通信のために提案している広帯域 CDMA 方式における伝送方式として採用されてる [17][18].

2.5 まとめ

本章では、直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式について言及した。はじめにその準備として、スペクトル拡散通信方式の基本的構成やその特徴を示し、そして直交符号の一種であるシルベスタ型アダマール符号について述べた。次に、直交符号を用いた方式の代表例として、多値直交変調スペクトル拡散通信方式、そして直交符号による直交マルチコード方式について示した。それぞれの方式は、通常のスเปクトル拡散通信方式に比し優れた特徴を有しており、多値直交変調スペクトル拡散通信方式では非同期検波でも多値数の増加に伴って優れた受信性能が得られること、直交符号による直交マルチコード方式では伝送速度が可変であるいわゆるマルチレートの通信が可能であることを示した。

第 2 章の参考文献

- [1] 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 年.
- [2] 小川明監修, CDMA 方式と次世代移動体通信システム, トリケップス,1995 年 4 月.
- [3] A.J.Viterbi, CDMA - Principles of Spread Spectrum Communication, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [4] R.L.Pickholtz, D.L.Schilling, and L.B.Milstein, "Theory of Spread-Spectrum Communications - A tutorial," IEEE Trans. on Commun., Vol.30, No.5, pp.855-884, May 1982.
- [5] E.A.Geraniotis, "Performance of Noncoherent Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple Access Communications," IEEE J. on S.A.C., Vol.3, No.5, pp. 687-694, September 1985.
- [6] C.E.Cook and H.S.Marsh, "An Introduction to Spread Spectrum," IEEE Commun. Magazine, pp.8-16, March 1983.
- [7] D.L.Schilling, R.L.Pickholtz, and L.B.Milstein, "Spread Spectrum goes Commercial," IEEE Spectrum, pp.40-45, August 1990.
- [8] K.S.Gilhousen, I.M. Jacobs, R.Padovani, and Weaver JR., "Increasing Capacity Using CDMA for Mobile Satellite Communications," IEEE J. on S.A.C., Vol.8, No.4, pp.503-514, May 1990.
- [9] 片山正昭, 小川明, 森永規彦, "低軌道衛星を用いた通信システムの構成とドップラーシフトの影響に関する一考察," 電子情報通信学会論文誌 B-II, Vol.J76-B-II, No.5, pp382-390, 1993 年 5 月.
- [10] J.G.Proakis, Digital Communications - third edition, McGraw-Hill, 1995.

- [11] 喜安善市, アダマール行列とその応用, 電子通信学会, 1980 年.
- [12] 笠原正雄, 田中初一, デジタル通信工学, 昭晃堂, 1992 年.
- [13] 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, 1990 年 10 月.
- [14] A.J.Viterbi, Principles of Coherent Communication, McGraw-Hill, 1966.
- [15] Mobile Station - Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread-Spectrum Cellular System, Telecommunication Industry Association, 1993.
- [16] R.Prasad, “ An Overview of Multi-Carrier CDMA”, Proc. on 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'96), pp.107-114, September 1996.
- [17] 安達文幸, 佐々木秋穂, “次世代移動体通信の実現に向けた広帯域コヒーレント DS-CDMA の研究開発,” NTT DoCoMo テクニカル・ジャーナル, Vol.4, No.3, pp.6-8, 1996 年 10 月.
- [18] 大野公士, 佐和橋衛, 土肥智弘, 東明洋, “広帯域コヒーレント DS-CDMA を用いる移動無線アクセス,” NTT DoCoMo テクニカル・ジャーナル, Vol.4, No.3, pp.9-13, 1996 年 10 月.

第 3 章

搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル 拡散信号の変復調方式

3.1 まえがき

前節で示したように多値直交変調スペクトル拡散通信方式は、移動体通信において大変有効な方式である。

多値直交変調スペクトル拡散通信方式を移動体通信に適用したときの問題点として、例えばフェージング環境における通信特性の劣化の問題、符号分割多元接続干渉に関する問題、搬送波周波数偏差の問題などが挙げられる。

フェージング環境下における多値直交変調スペクトル拡散通信方式の性能について評価している文献として例えば [1]-[3] がある。これらの参考文献では、フェージング環境下における各パスを非同期受信し、それらの出力を足し合わせる RAKE 受信における性能評価を行なっている。参考文献 [4] では、特別な符号 (Y-H 符号) を用いた多値直交変調スペクトル拡散通信方式の、フェージング環境下における特性評価を行なっている。また、符号分割多元接続を考えた多値直交変調スペクトル拡散通信方式の他局間干渉の影響やその除去に関する検討 (例えば [5])、多値直交変調スペクトル拡散通信方式に符号化を適応した方式に関する検討 (例えば [6]) などの検討も行われている。このように多値直交変調スペクトル拡散通信方式に関する検討が様々な視点から行なわれている。しかしながら序論で示したように、搬送波周波数偏差の影響が多値直交変調スペクトル拡散通信方式に与える影響についての検討はこれまでほとんどなされていない。

本章の目的は、搬送波周波数偏差に強い多値直交変調スペクトル拡散通信方式の提案を行なうことにある。はじめに、直交符号としてアダマール符号を用いた多値直交変調スペクトル拡散通信方式における搬送波周波数偏差の影響を示し、そして、アダ

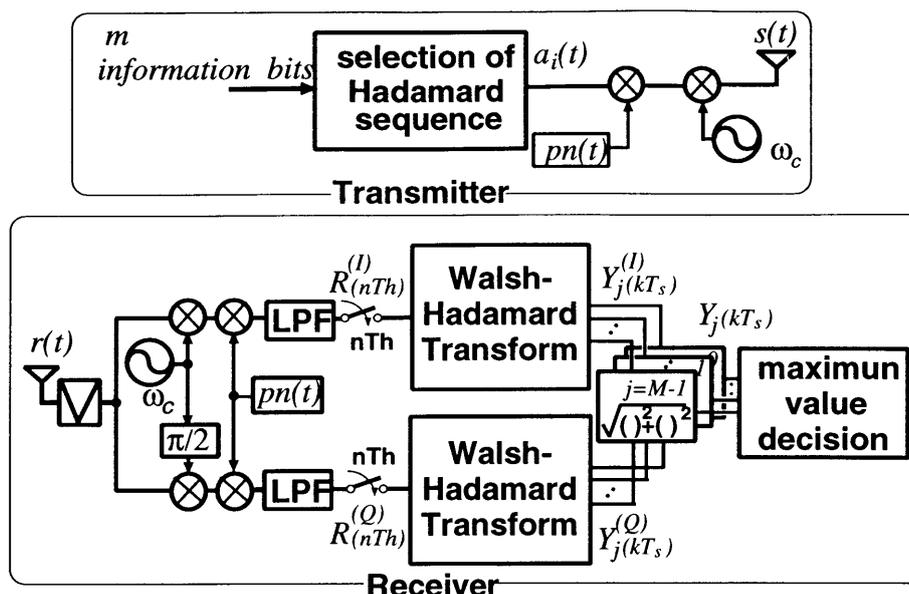


図 3.1: 多値直交変調スペクトル拡散通信システムのシステムモデル

マール符号のシーケンシと搬送波周波数偏差の影響の間に密接な関係があることを示す。

その結果を利用し、搬送波周波数偏差に強い四つの方式を提案する。そしてそれらの提案方式が搬送波周波数偏差に強い方式であることをビット誤り率特性によって示す。

3.2 多値直交変調スペクトル拡散通信方式における搬送波周波数偏差の影響

3.2.1 多値直交変調スペクトル拡散通信方式のシステムモデル

多値直交変調スペクトル拡散変調方式のシステムモデルを図 3.1 に示す。このシステムでは、 $M (= 2^m)$ 個のアダマール符号が用意されているため、1 つのアダマール符号で m bit の情報が伝送できる。

はじめに、送信機の動作を考える。まず、 m bit からなる情報ビット列パターンに従い一つのアダマール符号が選択される。この選択されたアダマール符号を a_i とする。ここで i は符号の番号を表し、 $i = 0, 1, 2, \dots, M - 1$ の値を取る。このアダマール符号の一シンボル時間を T_s とし、そのチップ時間を T_h と表す。(アダマール符号には前章で示したように、多値直交符号数と符号に含まれるチップの数が等しいという性質があり、アダマール符号の一シンボル時間とチップ時間には $T_s = MT_h$ の関係があること

になる.)

このアダマール符号に, 別途用意した拡散符号 $pn(t)$ を掛け合わせる. 最後に, アダマール符号を BPSK 信号として送信する. この送信信号 $s(t)$ は, 以下の式で表すことができる.

$$s(t) = \sqrt{2P}\mathbf{a}_i(t)pn(t) \cos \omega_c t \quad (3.1)$$

ここで, P は信号電力, $pn(t)$ は拡散符号, ω_c は搬送波周波数である.

次に受信機の動作を考える. まえがきでも述べたように, 受信信号は搬送波周波数偏差を有した場合を想定しており, 受信された信号の搬送波の値と, 受信機で用意された局発振器の周波数値とのずれを $\Delta\omega$ で表すものとする.

受信された信号は, はじめに直交した参照搬送波によって同相分, 直交分に分けられる. 次に, それぞれの信号は逆拡散される. そして, それぞれの信号は低域フィルタ通過後にチップ時間毎にサンプルされる. その信号は, 以下の式で表すことができる.

$$R^{(I)}(t = nT_h) = \sqrt{\frac{P}{2}}\mathbf{a}_i(nT_h) \cos(n\Delta\omega T_h + \phi) + n_I(nT_h) \quad (3.2)$$

$$R^{(Q)}(t = nT_h) = \sqrt{\frac{P}{2}}\mathbf{a}_i(nT_h) \sin(n\Delta\omega T_h + \phi) + n_Q(nT_h) \quad (3.3)$$

ここで, $R^{(I)}(nT_h)$, $R^{(Q)}(nT_h)$ はサンプルされた信号の同相分, 直交分を表している. また ϕ は初期位相, n はサンプルの番号を表している. n_I と n_Q は, 低域フィルタ通過後の狭帯域ガウス雑音の同相分, 直交分を表している.

それぞれの信号は, 次にウォルシュ - アダマール変換される. ウォルシュ - アダマール変換後, 各同相分, 直交分からそれぞれ M 個の出力が得られる. その出力値は, 各同相分, 直交分において j 番目に相当する出力をそれぞれ $Y_{j|i}^{(I)}(t)$, $Y_{j|i}^{(Q)}(t)$ としたとき, 以下のように表すことができる.

$$\begin{aligned} Y_{j|i}^{(I)}(t = kT_s) &= \sum_{n=kM}^{(k+1)M-1} R^{(I)}(nT_h)\mathbf{a}_j(nT_h) \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{n=kM}^{(k+1)M-1} \mathbf{a}_i(nT_h)\mathbf{a}_j(nT_h) \cos(n\Delta\omega T_h + \phi) + N_{j|i}^{(I)}(nT_h) \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} Y_{j|i}^{(Q)}(t = kT_s) &= \sum_{n=kM}^{(k+1)M-1} R^{(Q)}(nT_h)\mathbf{a}_j(nT_h) \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{n=kM}^{(k+1)M-1} \mathbf{a}_i(nT_h)\mathbf{a}_j(nT_h) \sin(n\Delta\omega T_h + \phi) + N_{j|i}^{(Q)}(nT_h) \end{aligned} \quad (3.5)$$

ここで、 k は各シンボルの番号を表す整数、 $N_{ji}^{(I)}$ および $N_{ji}^{(Q)}$ はウォルシュ-アダマール変換後の各同相、直交分の雑音成分である。

最後に、この出力の自乗平均を取る。その値を $Y_{ji}(t = kT_s)$ とすると以下の式となる。

$$Y_{ji}(t = kT_s) = \sqrt{\left(Y_{ji}^{(I)}(kT_s)\right)^2 + \left(Y_{ji}^{(Q)}(kT_s)\right)^2} \quad (3.6)$$

そして、 M 個存在する出力で、最大である値を取った出力の番号を、送信された符号の番号であると判定する。

3.2.2 多値直交変調スペクトル拡散通信方式における搬送波周波数偏差の影響

ここで、図 3.1 で示したシステムモデルにおける搬送波周波数偏差の影響について考察する。この搬送波周波数偏差の影響は、アダマール行列の特徴から説明ができる。

アダマール行列は前章で示したように、式 (2.4) で表すことができる。この式は、以下のように変型することが可能である。

$$H_M = \begin{pmatrix} H_{M/4} & H_{M/4} & H_{M/4} & H_{M/4} \\ H_{M/4} & -H_{M/4} & H_{M/4} & -H_{M/4} \\ H_{M/4} & H_{M/4} & -H_{M/4} & -H_{M/4} \\ H_{M/4} & -H_{M/4} & -H_{M/4} & H_{M/4} \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

ここで、上式を 4 つの部分行列に分ける。

$$\begin{aligned} H_u &= (H_{M/4} & H_{M/4} & H_{M/4} & H_{M/4}) \\ H_v &= (H_{M/4} & -H_{M/4} & H_{M/4} & -H_{M/4}) \\ H_w &= (H_{M/4} & H_{M/4} & -H_{M/4} & -H_{M/4}) \\ H_x &= (H_{M/4} & -H_{M/4} & -H_{M/4} & H_{M/4}) \end{aligned} \quad (3.8)$$

これらの 4 つの部分行列 H_u, H_v, H_w, H_x の特徴として、これらの部分行列は行列 $H_{M/4}$ から構成されていることが挙げられる。さらに、それらの行列の違いとは、行列 $H_{M/4}$ の正負の符号の違いだけである。

これらの 4 つの行列から同じ位置、即ち、それぞれの部分行列の同じ行から生成されるアダマール符号を取り出してみる。そのアダマール符号をそれぞれ $\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_v, \mathbf{a}_w, \mathbf{a}_x$ とする。このとき、各アダマール符号は、各部分行列の同じ位置から取り出しているため、各符号の添字である u, v, w, x (これらは、各アダマール符号の番号を表している) は以下のような関係を持っている。

$$v = u + \frac{M}{4}, \quad w = u + 2 \times \frac{M}{4}, \quad x = u + 3 \times \frac{M}{4} \quad (3.9)$$

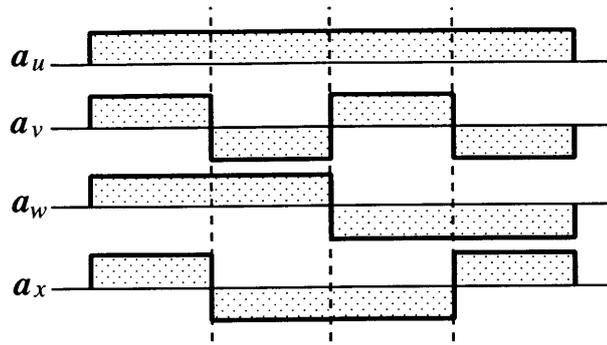


図 3.2: シーケンスの近いアダマール符号

これらの符号は、式 (3.8) から、図 3.2 のような構成をしている。例えば、あるアダマール符号 a_u が図 3.2 にあるような形をしている場合、アダマール符号 a_v, a_w, a_x は必ず、図 3.2 にあるように、正負が途中で規則的に入れ替わっている符号となっている。

これらの 4 つの符号はお互いにシーケンスに近い符号である。例えば a_u と a_w の符号間のシーケンスの違いは 1 であり、 a_u と a_x 間は 2、 a_u と a_v 間は 3 である。

図 3.3 は、アダマール符号 a_0 を送信した場合の搬送波周波数偏差の影響を示したものである。ここで横軸は、受信側のウォルシュ - アダマール変換後の出力の番号 j 、奥行きは、シンボルレートで規格化した搬送波周波数偏差値 $\Delta\omega/\omega_s$ の絶対値、縦軸は出力の値である。ここで、 ω_s はシンボルレートで、 $\omega_s = 2\pi/T_s$ である。なお、出力の値は、搬送波周波数偏差の無い場合の希望する出力の値が 1 となるように規格化している。また、多値直交数 M を 64 とし、さらに、搬送波周波数偏差の影響を明瞭に示すため、雑音や干渉の影響は無いものとする。

アダマール符号 a_0 を送信した場合、つまり $u = 0$ の場合、シーケンスの近い符号は式 (3.9) より、 $a_v = a_{16}$ 、 $a_w = a_{32}$ 、 $a_x = a_{48}$ であることが分かる。

図 3.3 より搬送波周波数偏差の無い場合、希望する出力番号である 0 番目の出力だけが現われ、それ以外の番号の出力値はすべて 0 となっている。しかしながら、搬送波周波数偏差が大きくなった場合、希望出力の値は減少するのに対し、非希望出力値が大きくなる様子が分かる。これは、各直交符号間の直交性が搬送波周波数偏差の影響によって崩れたからである。特に、16 番目、32 番目、48 番目の各出力に、搬送波周波数偏差の影響が大きく現われていることがわかる。これらの現象は、シーケンスの近い符号間で、搬送波周波数偏差の影響が大きく現われることを意味している。

このような現象は、送信する符号が変わっても同様に起こる。図 3.4 は送信符号を変化させたときの、搬送波周波数偏差の影響を受けた信号の出力を示したものである。

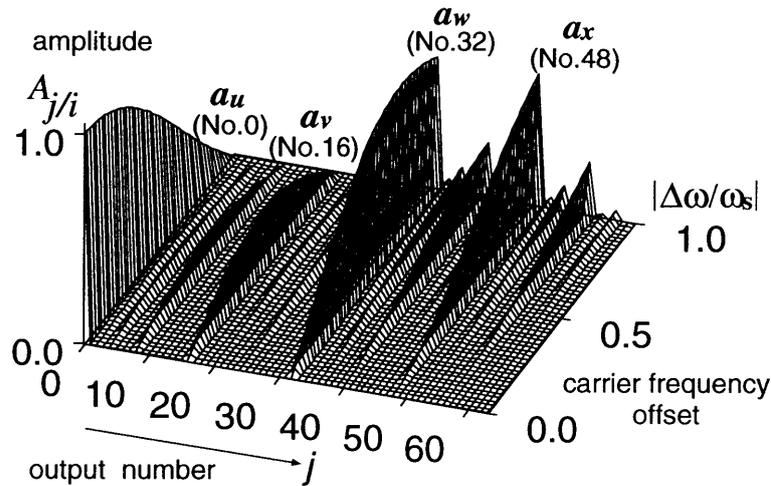


図 3.3: 多値直交変調スペクトル拡散通信方式における搬送波周波数偏差の影響の例

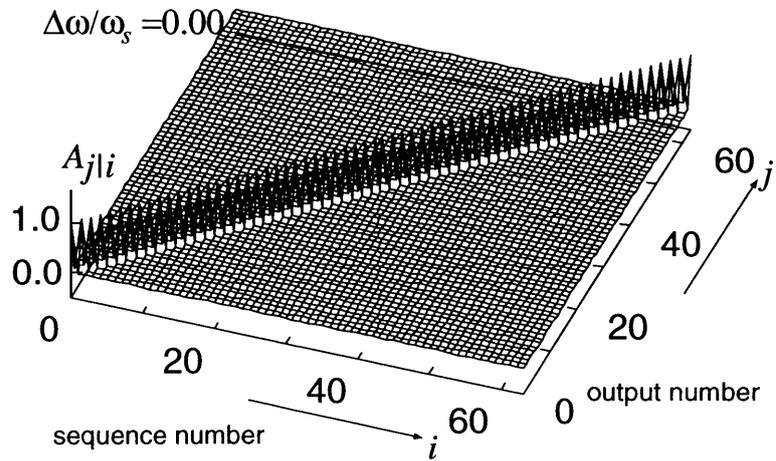
横軸が送信したアダマル符号の番号 i , 奥行きがウォルシュ-アダマル変換後の出力の番号 j , 縦軸が出力である。また, 搬送波周波数偏差値として, $|\Delta\omega/\omega_s|=0.00, 0.25, 0.50$ の三種類を考えている。

搬送波周波数偏差のない場合, 図 3.4(a) より, 送信する符号の番号とウォルシュ-アダマル変換後の出力の番号が一致している場合に出力が現われていることが分かる。図 3.4(b) の $\Delta\omega/\omega_s=0.25$ の場合, 希望する出力の番号の他に, ちょうど $M/2$ ずれている番号に大きな出力が現われている。これは送信したアダマル符号に対し, 最もシーケンスの近いアダマル符号に搬送波周波数偏差の影響が現われていることを意味する。さらに図 3.4(c) では, 希望する出力の番号と, $M/4, M/2, 3M/4$ ずれている番号に大きな出力が現われている。このように, 送信する直交符号が異なっても, 搬送波周波数偏差の影響はシーケンスの近い符号間で大きいことが分かる [7][8]。

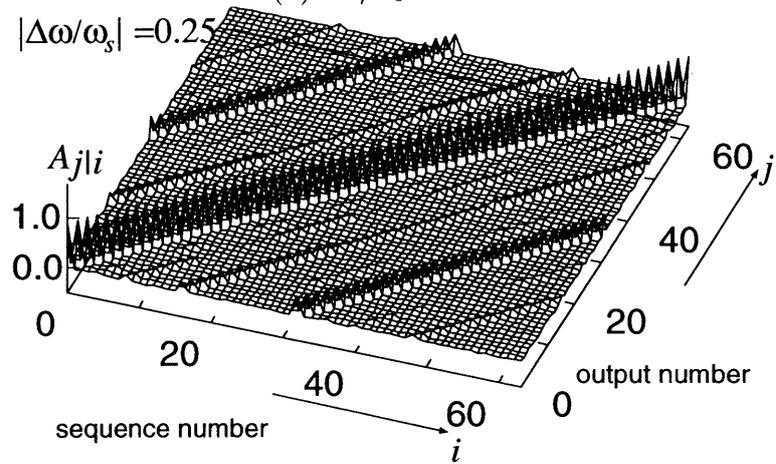
この現象をより明確にするため, アダマル符号 u を送信した場合における, u 番目, v 番目, w 番目, x 番目の出力の値を式として導出する。ここでは, 簡単のため, $\sin(\Delta\omega T_c) \simeq \Delta\omega T_c$ と仮定している。(この仮定は, 搬送波周波数偏差値が直交符号のチップレートに対し十分に小さいということの意味しており, 図 3.3 で示したような, 搬送波周波数偏差値がシンボルレート程度の値である場合には正当な仮定である。)

まず, アダマル符号 a_u を送信したときの, u 番目の出力は以下の式となる。

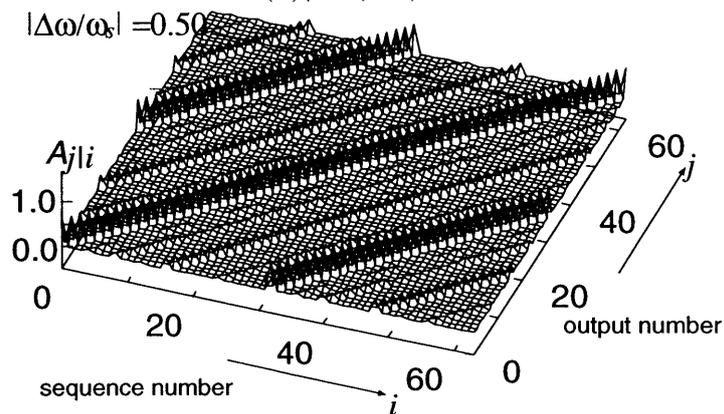
$$A_{u|u} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_s} \right) = \left| \text{sinc} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_s} \right) \right| \quad (3.10)$$



(a) $\Delta\omega/\omega_s = 0.00$



(b) $|\Delta\omega/\omega_s| = 0.25$



(c) $|\Delta\omega/\omega_s| = 0.50$

図 3.4: 送信する符号による信号出力の様子

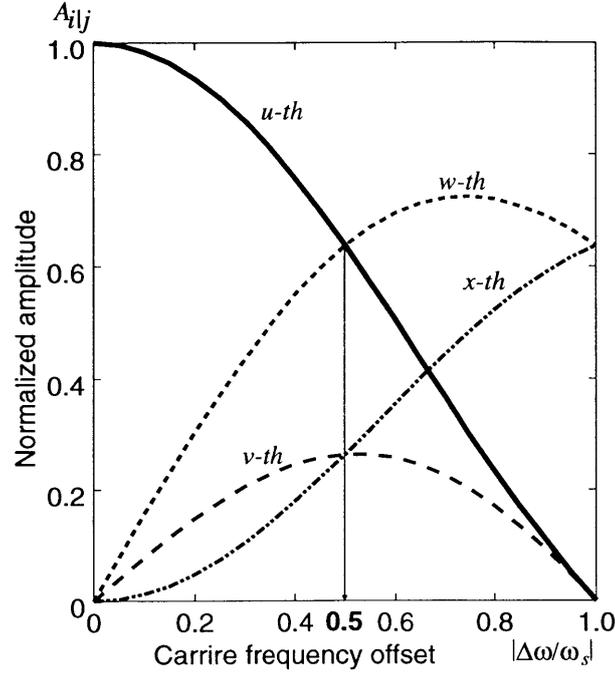


図 3.5: シーケンシの近い4つのアダマール符号間の搬送波周波数偏差の影響

ここで、 $A_{j|i}\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_s}\right)$ は、アダマール符号 \mathbf{a}_i を送信したときの j 番目の出力値である。また、 $A_{u|u}(0)=1$ となるように規格化している。

同様に、アダマール符号 \mathbf{a}_u を送信したときの、 v 番目、 w 番目、 x 番目の出力は以下の式で表される。

$$A_{v|u}\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_s}\right) = \frac{2}{\pi} \left| \frac{\omega_s}{\Delta\omega} \cos\left(\frac{\pi \Delta\omega}{2 \omega_s}\right) \left(\cos\left(\frac{\pi \Delta\omega}{2 \omega_s}\right) - 1\right) \right| \quad (3.11)$$

$$A_{w|u}\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_s}\right) = \left| \frac{\omega_s}{\Delta\omega \pi} \left(1 - \cos\left(\pi \frac{\Delta\omega}{\omega_s}\right)\right) \right| \quad (3.12)$$

$$A_{x|u}\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_s}\right) = \frac{2}{\pi} \left| \frac{\omega_s}{\Delta\omega} \sin\left(\frac{\pi \Delta\omega}{2 \omega_s}\right) \left(\cos\left(\frac{\pi \Delta\omega}{2 \omega_s}\right) - 1\right) \right| \quad (3.13)$$

図 3.5に、アダマール符号 \mathbf{a}_u を送信したときの、 u 番目、 v 番目、 w 番目、 x 番目の出力の様子を示す。

この図より、搬送波周波数偏差が大きくなるにつれて、希望する出力である u 番目の出力の値が減少していく様子が分かる。さらに、搬送波周波数偏差は、最もシーケンシの近い w 番目の出力に大きな影響を与え、搬送波周波数偏差値 $|\Delta\omega/\omega_s|$ が 0.5 を超えたとき、 u 番目の出力の値と w 番目の出力が逆転することが分かる。以上のように、多値直交変調スペクトル拡散通信方式では、搬送波周波数偏差の影響はシーケンシの近い符号間で顕著に現われる。

3.2.3 搬送波周波数偏差の影響を受けた多値直交変調スペクトル拡散通信方式の誤り率特性

図 3.1でも示したように、多値直交変調スペクトル拡散通信方式では、複数の出力の中から最大値を取るものを選択することで送信された直交符号の判定を行なっている。これを考慮して、多値直交変調スペクトル拡散通信方式のビット誤り率特性を示す。

まずはじめに、 \mathbf{a}_i を送信したにも関わらず、 $j (\neq i)$ 番目の出力が i 番目の出力を上回る確率を導出する。この確率を $\mathbf{P}e_{j,i}$ とすると、以下のように表すことができる。

$$\mathbf{P}e_{j,i} = \int_0^\infty \mathbf{p}(Y_{i|i}) \int_{Y_{i|i}}^\infty \mathbf{p}(Y_{j|i}) dY_{j|i} dY_{i|i} \quad (3.14)$$

ここで、 $\mathbf{p}(Y_{i|i})$ と $\mathbf{p}(Y_{j|i})$ は、ウォルシュ-アダマール変換後の i 番目と j 番目の出力の確率密度関数を表している。

全てのアダマール符号は等確率で送信されるため、全体のシンボル誤り率 $\mathbf{P}e$ は以下の式で表される [9]、

$$\mathbf{P}e = 1 - \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} (1 - \mathbf{P}e_{j,i}) \quad (3.15)$$

上式を求めるためには、ウォルシュ-アダマール変換後の各出力がどのような確率密度関数に従っているかを調べる必要がある。

通常、多値直交変調波の非同期受信を考えた場合、雑音が高ス分布に従うとすると、その出力はレイリー分布もしくは、伸上-ライス分布となる。この二つの分布のいずれかとなるかは、その出力に信号成分が有るか無いかによって決まる。その出力に信号成分が無ければ、出力はレイリー分布に従い、有れば伸上-ライス分布に従う [9]。

搬送波周波数偏差の影響が無い場合、非希望である出力には信号成分が現われないため、その確率密度関数はレイリー分布に従い、希望する出力のみが伸上-ライス分布に従う。しかし、搬送波周波数偏差が存在する場合、図 3.4にも示したように、非希望出力にも信号成分が現われる。よって、非希望出力の出力値も伸上-ライス分布に従うことになる。

その現象は特に、図 3.4でも示したように、シーケンシの近い符号間で顕著である。そこで、ここでは簡単のため、アダマール符号 \mathbf{a}_u を送信した場合における u 番目、 v 番目、 w 番目、 x 番目の出力を伸上-ライス分布に、それ以外の出力はレイリー分布に従うものと仮定し解析を行なう。

アダマール符号 \mathbf{a}_u を送信したとき、 v 番目の出力が u 番目の出力を上回る確率は

以下のように表すことができる.

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}e_{v,u} &= \int_0^\infty \frac{Y_{u|u}}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{Y_{u|u}^2 + \frac{P}{2} A_{u|u}^2}{2\sigma^2} \right] I_0 \left(\frac{\sqrt{P} A_{u|u} Y_{u|u}}{\sqrt{2}\sigma^2} \right) \\
&\times \int_{Y_{u|u}}^\infty \frac{Y_{v|u}}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{Y_{v|u}^2 + \frac{P}{2} A_{v|u}^2}{2\sigma^2} \right] I_0 \left(\frac{\sqrt{P} A_{v|u} Y_{v|u}}{\sqrt{2}\sigma^2} \right) dY_{v|u} dY_{u|u} \\
&= \int_0^\infty \frac{Y_{u|u}}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{Y_{u|u}^2 + \frac{P}{2} A_{u|u}^2}{2\sigma^2} \right] I_0 \left(\frac{\sqrt{P} A_{u|u} Y_{u|u}}{\sqrt{2}\sigma^2} \right) \\
&\times Q \left(\frac{\sqrt{P} A_{v|u}}{\sqrt{2}\sigma}, \frac{Y_{u|u}}{\sigma} \right) dY_{u|u} \tag{3.16}
\end{aligned}$$

ここで, $I_0(\cdot)$ は, 第一種 0 次変形ベッセル関数, $Q(\cdot, \cdot)$ はマーカムの Q 関数である. なお, σ^2 はウォルシュ - アダマール変換後の出力の雑音成分 $N_{ji}^{(I)}$, $N_{ji}^{(Q)}$ の分散を表し, 同相分, 直交分に関わらず, あるいは i や j の値に関わらず同じ値である.

同様に, $\mathbf{P}e_{w,u}$ と $\mathbf{P}e_{x,u}$ も計算ができ, 以下のようになる.

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}e_{w,u} &= \int_0^\infty \frac{Y_{u|u}}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{Y_{u|u}^2 + \frac{P}{2} A_{u|u}^2}{2\sigma^2} \right] I_0 \left(\frac{\sqrt{P} A_{u|u} Y_{u|u}}{\sqrt{2}\sigma^2} \right) \\
&\times Q \left(\frac{\sqrt{P} A_{w|u}}{\sqrt{2}\sigma}, \frac{Y_{u|u}}{\sigma} \right) dY_{u|u} \tag{3.17}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}e_{x,u} &= \int_0^\infty \frac{Y_{u|u}}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{Y_{u|u}^2 + \frac{P}{2} A_{u|u}^2}{2\sigma^2} \right] I_0 \left(\frac{\sqrt{P} A_{u|u} Y_{u|u}}{\sqrt{2}\sigma^2} \right) \\
&\times Q \left(\frac{\sqrt{P} A_{x|u}}{\sqrt{2}\sigma}, \frac{Y_{u|u}}{\sigma} \right) dY_{u|u} \tag{3.18}
\end{aligned}$$

次に, ある j 番目 (ただし $j \neq v, w, x$) の出力値が u 番目の出力値を上回る確率を導出する. j 番目の出力値の確率密度関数はレイリー分布に従うと仮定した, 即ち, $A_{j|u}(\Delta\omega/\omega_s) = 0$ であるとしているため, この確率は以下の式で表される.

$$\mathbf{P}e_{j,u} = \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{P A_{u|u}^2}{8\sigma^2} \right] \tag{3.19}$$

式 (3.16) ~ 式 (3.18) を式 (3.15) に代入することで, シンボル誤り率が導出できる.

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}e &= 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{P A_{u|u}^2}{8\sigma^2} \right] \right)^{M-4} \\
&\times (1 - \mathbf{P}e_{u,v})(1 - \mathbf{P}e_{u,w})(1 - \mathbf{P}e_{u,x}). \tag{3.20}
\end{aligned}$$

最後にこのシンボル誤り率を用いて、ビット誤り率を導出する。多値変調では通常、ビット誤り率とシンボル誤り率には以下の式のような関係があるため、この式を用いてビット誤り率を導出する [9]。

$$P_{eb} = \frac{2^{M/2}}{2^M - 1} P_e. \quad (3.21)$$

3.3 搬送波周波数偏差に強い多値直交変調スペクトル拡散変復調方式の提案

前節で示したように、多値直交変調スペクトル拡散通信方式は、搬送波周波数偏差の影響を大きく受ける。その搬送波周波数偏差の影響は、直交符号として用いているアダマール符号の性質に依存し、シーケンスの近いアダマール符号間で極めて大きいという特徴を持っている。

本節では、その性質を利用して、搬送波周波数偏差に強い多値直交変調スペクトル拡散変復調方式を提案する。提案方式として、『特定の符号を利用する方式』、『誤り訂正技術を利用する方式』、『二符号を同時送信する方式』、そして『別途用意した擬似ランダム符号を利用する方式』の四種類を以下に示す。(なお、図 3.1 に示した通常の方式を、以降、従来方式と呼ぶこととする。)

3.3.1 提案方式 #1…特定の符号を利用する方式 [8]

あるアダマール符号を送信した場合、搬送波周波数偏差の影響を最も大きく受ける符号とは、その符号のシーケンスが送信した符号のシーケンスと最も近いような符号である。そのような、シーケンスの差が最小であるようなアダマール符号の組とは、 \mathbf{a}_u と \mathbf{a}_w の組、あるいは \mathbf{a}_v と \mathbf{a}_x の組である。

シーケンスの差が最小の符号間で搬送波周波数偏差の影響が最大であるという現象が、システム全体の特性を大きく劣化させると考えられるため、その現象を取り除くことができれば、搬送波周波数偏差の影響を大きく低減できると考えられる。そこで、あるアダマール符号を送信する場合、その符号と最もシーケンスの近い符号を使わないような手法を考える。これは、 \mathbf{a}_u 、 \mathbf{a}_v に相当する符号を送信する直交符号として用い、 \mathbf{a}_w 、 \mathbf{a}_x に相当する符号は用いないということを実現できる。

このような \mathbf{a}_u に相当する符号と \mathbf{a}_v に相当する符号のみを利用することで搬送波周波数偏差の影響を低減する方式を提案方式 #1 とする。この方式は、用意された符号の中のある特定の半分の符号しか使わないことで、搬送波周波数偏差の影響を低減する方式であると言える。

ここで提案方式 #1 のシンボル誤り率を導出する。提案方式 #1 では、 \mathbf{a}_u と \mathbf{a}_v に相当する符号だけを用いている。そのため、前節の式 (3.20) において、 $P_{e_{v,u}}$ だけが問題となり、 $P_{e_{w,u}}$ および $P_{e_{x,u}}$ については無視することができる。さらに、用意される符号が半減したため、ウォルシュ-アダマール変換後の出力の数も半減している。これらを考慮し、式 (3.20) から提案方式 #1 のシンボル誤り率 P_e が導出できる。

$$P_e = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{PA_{u|u}^2}{8\sigma^2} \right] \right)^{M/2-2} \times (1 - P_{e_{v,u}}). \quad (3.22)$$

ここで、 $P_{e_{v,u}}$ は、式 (3.16) である。

提案方式 #1 のビット誤り率 P_{eb} は、式 (3.21) および、式 (3.22) から導出できる。ただし、提案方式 #1 では、従来方式と比較し半分の直交符号しか用いていないため、シンボル誤り率からビット誤り率を求めるために、式 (3.21) の代わりに以下の式を用いる必要がある。

$$P_{eb} = \frac{2^{M/4}}{2^{M/2} - 1} P_e. \quad (3.23)$$

提案方式 #1 は、本来用意されている M 個の直交符号の中の、半分の符号のみを用いている。そのため本来であれば、一つの直交符号で m bit の情報が送れたものが、 $(m-1)$ bit の情報しか送れないことになる。つまり、従来方式と比較し提案方式 #1 は、1 bit の電力の損失が発生する。式 (3.22) においてその 1 bit の電力の損失の影響は、信号電力 P の値の減少という形で現われることになる。(ウォルシュ-アダマール変換後の出力 $Y_{j|i}$ は、式 (3.4) や式 (3.5) などから分かるように、 P の関数である。そのため、1 bit の電力の損失の影響は、 $Y_{j|i}$ にも現われる。) このように提案方式 #1 は、1 bit の冗長によって搬送波周波数偏差の影響を低減する方式であるとも言える。

3.3.2 提案方式 #2... 誤り訂正技術を利用する方式 [8]

提案方式 #1 では、1 bit の冗長を、使用する直交符号数の半減ということに費した。次にこの 1 bit の冗長を、誤り訂正技術に用いることを考える。この方式を提案方式 #2 とする。

図 3.6 に、提案方式 #2 のシステムモデルを示す。

送信側では、はじめに $(m-1)$ bit から成る情報ビットの中の 1 bit が、符号化率 $1/2$ の畳み込み符号器に入力される。そして、畳み込み符号器からは 2 bit の出力が得られる。送信される直交符号はあらかじめ次のような四つの部分集合に分けられており、2 bit の符号器出力を利用して、その四つ部分集合の中の一つの部分集合を選択する。

$$S_u = \{ \text{部分行列 } H_u \text{ から生成される直交符号}(\mathbf{a}_u \text{ に相当する符号}) \}$$

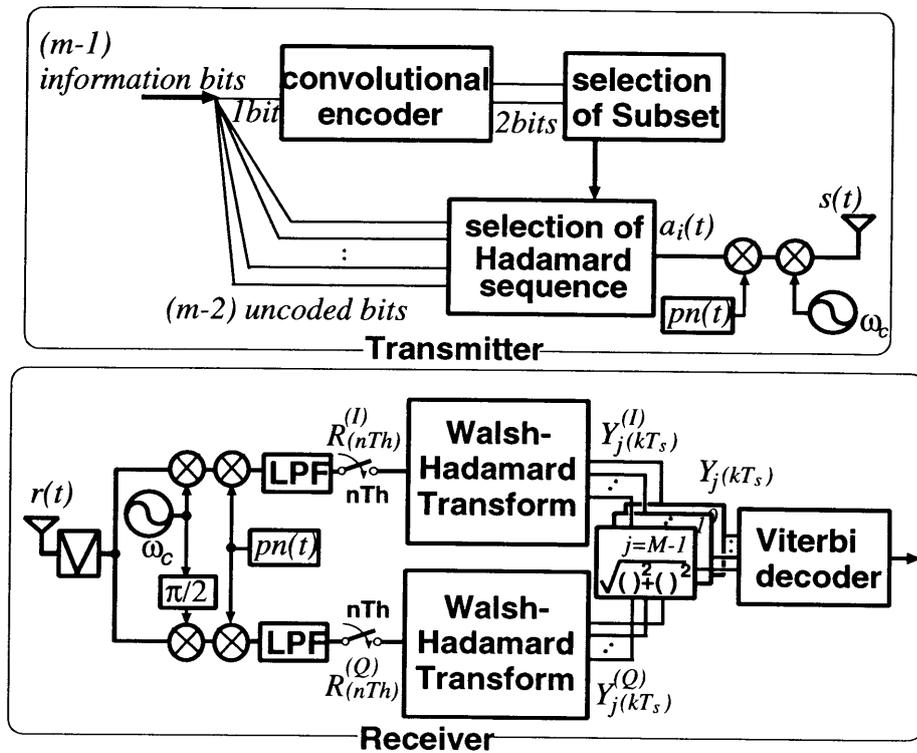


図 3.6: 提案方式 #2 のシステムモデル

$S_v = \{ \text{部分行列 } H_v \text{ から生成される直交符号 } (a_v \text{ に相当する符号}) \}$

$S_w = \{ \text{部分行列 } H_w \text{ から生成される直交符号 } (a_w \text{ に相当する符号}) \}$

$S_x = \{ \text{部分行列 } H_x \text{ から生成される直交符号 } (a_x \text{ に相当する符号}) \}$

各部分集合には、 $M/4$ 個の直交符号が存在しており、残りの $(m - 2)$ bit からなる情報ビットに従ってその中の一つの直交符号が選択される。そしてその符号が送信される。

提案方式 #2 の受信機構成は、基本的には従来方式のものと同一である。しかし、送信した符号の判定にビタビ復号器 [10] を用いている点が従来方式と異なる点である。

この提案方式 #2 では、シーケンスの近い 4 つのアダマール符号を異なる部分集合に分け、さらに、畳み込み符号を用いて、これらの部分集合の距離 (これは、シーケンスの近い 4 つのアダマール符号間の距離とも言える) を大きくすることで、搬送波周波数偏差に強い方式となっている。

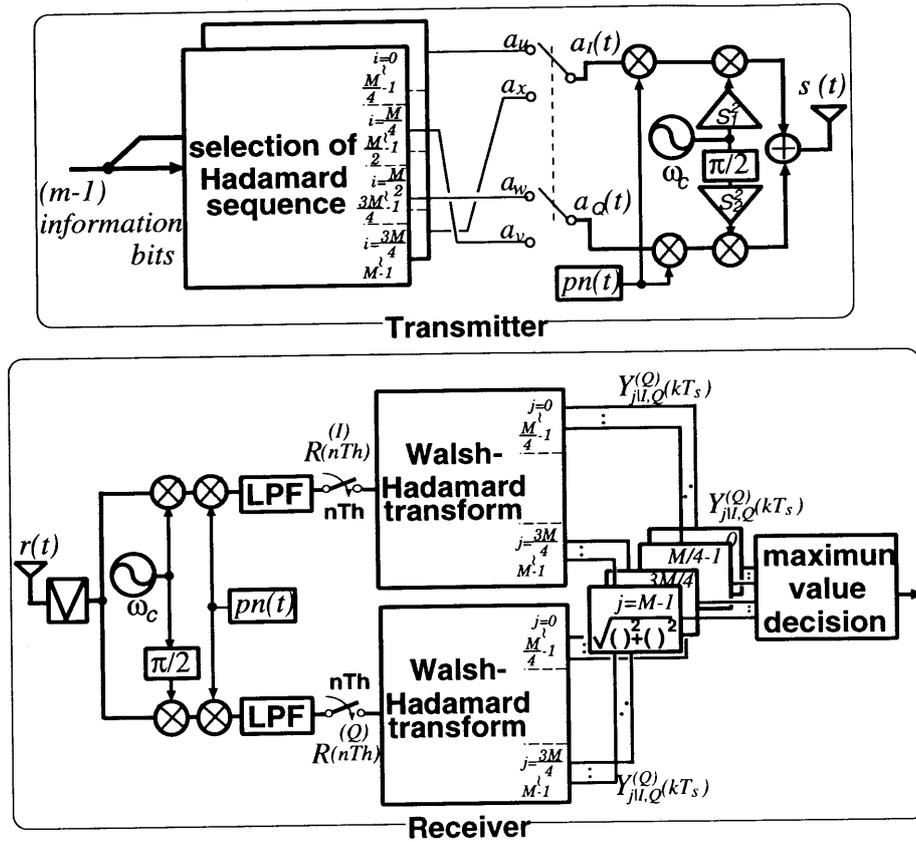


図 3.7: 提案方式 #3 のシステムモデル

3.3.3 提案方式 #3... 特定の二符号を同時送信する方式 [11][12]

これまで示したように、搬送波周波数偏差の影響はシーケンスの最も近い符号に大きく現れる。すなわち、搬送波周波数偏差の影響によって、希望する出力の値が低下する代わりに、シーケンスの最も近い符号に対応した出力が増加する。そこで、送信時にシーケンスの最も近い二符号を同時に送信することを考える。これによって、搬送波周波数偏差による影響に伴う出力の低下を、お互いの符号で補い合うことができると期待される。このような、特定の二符号を同時送信する方法を提案方式 #3 とする。

提案方式 #3 のシステムモデル

図 3.7 に、提案方式 #3 のシステムモデルを示す。

まず、送信側では入力された情報ビットのビットパターンに従い、用意された拡散符号の中で、お互いにシーケンスの近い二符号、すなわち a_i と $a_{i+\frac{M}{2}}$ が選択される。この選択とは、言い換えれば、 a_u と a_w に相当する符号の組、もしくは a_v と a_w に相当する符号の組を選択するとも言える。

次に、選択された二符号に、直交した搬送波が掛けられ、それぞれの符号が同相分と直交分に振り分けられる。なお、選択された二符号の中で、 \mathbf{a}_u あるいは \mathbf{a}_x に相当する符号を同相分に割り当て、また \mathbf{a}_w と \mathbf{a}_v を直交分に割り当てる。(以降、選択された符号の組を $[\mathbf{a}_I, \mathbf{a}_Q]$ と表す。 \mathbf{a}_I は同相分に割り当てられる直交符号で、 \mathbf{a}_Q は直交分に割り当てられる直交符号である。そのため、 $[\mathbf{a}_I, \mathbf{a}_Q] = [\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w]$ あるいは、 $[\mathbf{a}_I, \mathbf{a}_Q] = [\mathbf{a}_x, \mathbf{a}_v]$ の二種類の符号の組が考えられる。)

また、同相分と直交分の各相の信号に割り当てられる電力の比は可変であるとする。同相分と直交分の電力を比は $S_1^2 : S_2^2$ と表すこととし、また、規格化のため、 $S_1^2 + S_2^2 = 1$ となるように設定する。

このように生成された送信信号は以下の式で表される。

$$s(t) = \sqrt{2P}S_1\mathbf{a}_I(t)pn(t)\cos\omega_c t - \sqrt{2P}S_2\mathbf{a}_Q(t)pn(t)\sin\omega_c t \quad (3.24)$$

受信信号は、従来方式と同様に、はじめに直交した参照搬送波によって同相分、直交分に分けられる。それぞれの信号は低域フィルタ通過後にサンプルされる。このとき、信号は次式で表される。

$$\begin{aligned} R^{(I)}(t = nT_h) &= \sqrt{\frac{P}{2}}S_1\mathbf{a}_I(nT_h)\cos(n\Delta\omega T_h + \phi) \\ &\quad - \sqrt{\frac{P}{2}}S_2\mathbf{a}_Q(nT_h)\sin(n\Delta\omega T_h + \phi) + n_I(nT_h) \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} R^{(Q)}(t = nT_h) &= \sqrt{\frac{P}{2}}S_1\mathbf{a}_I(nT_h)\sin(n\Delta\omega T_h + \phi) \\ &\quad + \sqrt{\frac{P}{2}}S_2\mathbf{a}_Q(nT_h)\cos(n\Delta\omega T_h + \phi) + n_Q(nT_h) \end{aligned} \quad (3.26)$$

ウォルシュ-アダマール変換後の j 番目の出力の同相分、直交分をそれぞれ $Y_{j|I,Q}^{(I)}(t)$, $Y_{j|I,Q}^{(Q)}(t)$ とすると、それらは、以下の式で表される。

$$Y_{j|I,Q}^{(I)}(t = kT_s) = \sum_{n=kM}^{(k+1)M-1} R^{(I)}(nT_h)\mathbf{a}_j(nT_h) \quad (3.27)$$

$$Y_{j|I,Q}^{(Q)}(t = kT_s) = \sum_{n=kM}^{(k+1)M-1} R^{(Q)}(nT_h)\mathbf{a}_j(nT_h) \quad (3.28)$$

提案方式 #3 では、例えば符号 \mathbf{a}_u と \mathbf{a}_w を同時に送信しているため、たとえ M 個の直交符号を用意していても、実質的にはその半分の種類の符号を送信しているにすぎない。そのため、提案手法 #1 と同様に、 M 個存在するウォルシュ-アダマール後の出力の半分だけを判定に利用することになる。

そこで、判定のために用いる出力として、二符号を同時送信した際に、同相分として送信した符号に対応する出力を判定のために用いることとする。この場合、同相分と

して送信した符号は \mathbf{a}_u , \mathbf{a}_x に相当する符号であるので、それらの符号に対応した出力が、判定のために用いる出力である。即ち u 番目に相当する出力 ($j = 0 \sim \frac{M}{4} - 1$) と、 x 番目に相当する出力 ($j = \frac{3M}{4} \sim M - 1$) を用いることになる。

最後に、それらの出力から得られた信号の自乗平均を計算し、そしてその結果を最終的な結果とする。

$$Y_{j|I,Q}(t = kT_s) = \sqrt{\left(Y_{j|I,Q}^{(I)}(kT_s)\right)^2 + \left(Y_{j|I,Q}^{(Q)}(kT_s)\right)^2} \quad (3.29)$$

この提案方式 #3 も、 M 個用意されている直交符号を二符号同時送信するため、提案方式 #1, 提案方式 #2 と同様に、1bit の電力損失が生ずる。

提案方式 #3 における搬送波周波数偏差の影響

提案方式 #3 における搬送波周波数偏差の影響を示すため、搬送波周波数偏差の影響による出力の変化の様子を調べる。簡単のため、雑音や干渉の影響はないものとしている。

送信した符号を $[\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w]$ としたとき、希望する出力は u 行目のものである。搬送波周波数偏差の影響を受けたときの u 行目の出力は式 (3.29) より、次式で表される。

$$A_{u|u,w} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_s} \right) = \frac{1}{\pi} \left| \frac{\omega_s}{\Delta\omega} \left(S_1 \sin \left(\pi \frac{\Delta\omega}{\omega_s} \right) - S_2 \left(\cos \left(\pi \frac{\Delta\omega}{\omega_s} \right) - 1 \right) \right) \right| \quad (3.30)$$

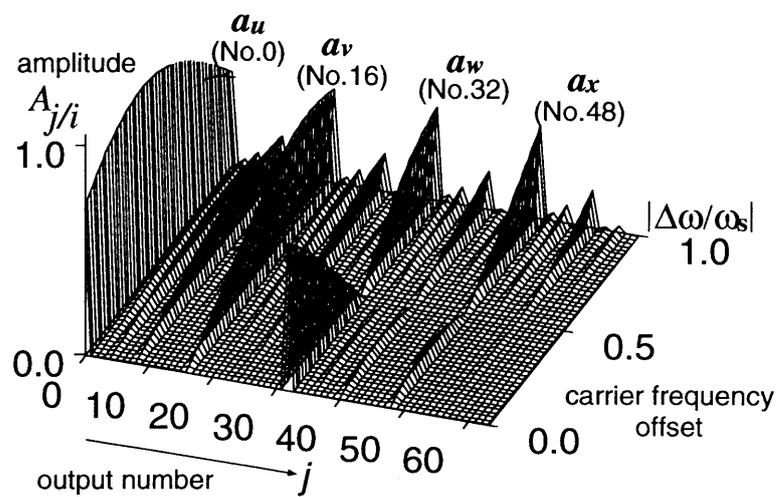
ここで、 $A_{j|I,Q} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_s} \right)$ は、二符号 $[\mathbf{a}_I, \mathbf{a}_Q]$ を送信したときの j 番目の出力の値である。また、 $S_1^2 : S_2^2 = 1.00 : 0.00$ において、 $A_{u|u,w}(0) = 1$ となるように規格化している。

提案方式 #3 では、 v 番目、 w 番目の出力を使用しないため、非希望の出力において最も搬送波周波数偏差の影響を受けるのは、シーケンシの近い x 番目の出力である。そこで、符号 $[\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w]$ を送信した場合の x 番目の出力 $A_{x|u,w}$ を求める必要がある。これは、次式のように表すことができる。

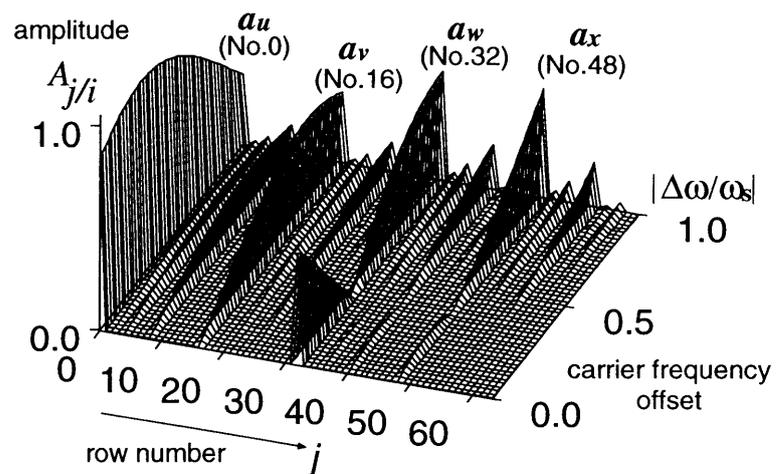
$$A_{x|u,w} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_s} \right) = \frac{1}{\pi} \left| \frac{\omega_s}{\Delta\omega} \left(S_2 \left(2 \cos \left(\frac{\pi \Delta\omega}{2 \omega_s} \right) - 1 - \cos \left(\frac{\pi \Delta\omega}{2 \omega_s} \right) \right) + S_1 \left(\sin \left(\pi \frac{\Delta\omega}{\omega_s} \right) - 2 \sin \left(\frac{\pi \Delta\omega}{2 \omega_s} \right) \right) \right) \right| \quad (3.31)$$

図 3.8 は、提案方式 #3 における搬送波周波数偏差の影響について示している。用意された符号数は $M = 64$ 、電力比 $S_1^2 : S_2^2$ は、0.50:0.50, 0.70:0.30, 0.90:0.10 の三種類、送信された符号は $[\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w]$ に相当している $[\mathbf{a}_0, \mathbf{a}_{32}]$ としている。

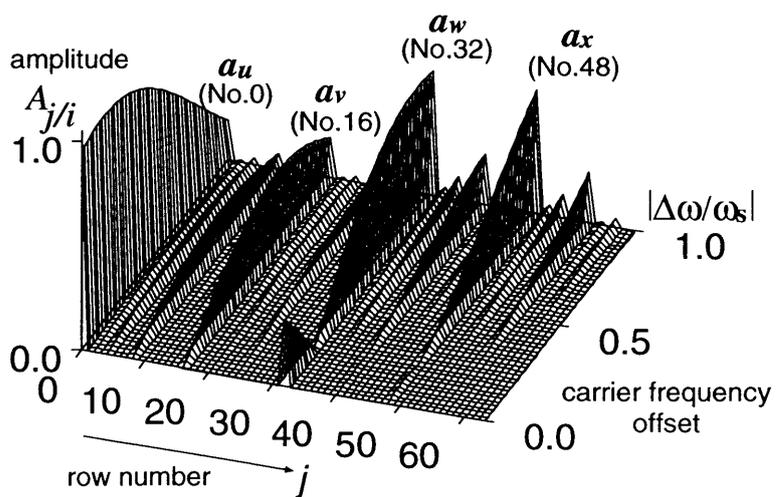
この図より、搬送波周波数偏差の値が大きくなるに従い、32 番目の出力値が減少し、搬送波周波数偏差の値によっては全く出力が現れない場合があることが分かる。その



(a) $S_1^2 : S_2^2 = 0.50 : 0.50$



(b) $S_1^2 : S_2^2 = 0.70 : 0.30$



(c) $S_1^2 : S_2^2 = 0.90 : 0.10$

図 3.8: 提案方式 #3 における搬送波周波数偏差の影響

32番目の出力値の減少に伴い、希望する出力である0番目の出力値が増大していることも分かる。そして、32番目の出力値が零になるような搬送波周波数偏差値において、0番目の出力値が最大になっている。これは、搬送波周波数偏差の影響によって、送信信号の直交性が崩れ、符号 \mathbf{a}_{32} に与えられた信号電力が、符号 \mathbf{a}_0 に移っていることを表している。

また、図 3.8は、送信時に二符号に与える電力の比によって、0番目の出力の値が最大となるときの搬送波周波数偏差の値が異なっていることも示している。 S_1^2 が大きくなるに従い、0番目の出力が最大となるときの搬送波周波数偏差の値が小さくなっている様子が分かる。

提案方式 #3 のビット誤り率特性

次に提案方式 #3 のビット誤り率特性を導出する。

提案方式 #3 では、前にも述べたように v 番目の出力、 w 番目の出力は考える必要がない。そこで、二符号 $[\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w]$ を送信した場合、 x 番目のみの出力が仲上-ライス分布に従うものとし、それ以外の希望しない出力をレイリー分布に従うと仮定できる。

ここで符号 $[\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w]$ を送信したときに、 x 行目の出力が u 行目の出力を上回る確率 $P_{e_{x|u,w}}$ を求めると、以下の式ようになる。

$$P_{e_{x|u,w}} = \int_0^\infty \frac{Y_{u|u,w}}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{Y_{u|u,w}^2 + \frac{P}{2} A_{u|u,w}^2}{2\sigma^2} \right] \times I_0 \left(\frac{\sqrt{P} A_{u|u,w} Y_{u|u,w}}{\sqrt{2}\sigma^2} \right) Q \left(\frac{\sqrt{P} A_{u|u,w}}{\sqrt{2}\sigma}, \frac{Y_{u|u,w}}{\sigma} \right) dY_{u|u,w} \quad (3.32)$$

上式で示した以外の $j (\neq x)$ 番目の出力の確率密度関数はレイリー分布に従うと仮定したので、符号 $[\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w]$ を送信したときに j 番目の出力が u 番目の出力を上回る確率は次式となる。

$$P_{e_{j|u,w}} = \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{P A_{u|u,w}^2}{8\sigma^2} \right] \quad (3.33)$$

これらの式から提案方式 #3 におけるシンボル誤り率を導出すると、式 (3.15) を利用して以下の式となる。

$$P_e = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{P A_{u|u,w}^2}{8\sigma^2} \right] \right)^{M/2-2} \times (1 - P_{e_{x|u,w}}) \quad (3.34)$$

最後に、このシンボル誤り率から提案方式 #3 のビット誤り率を導出する。これは提案方式 #1 で示した式 (3.23) を利用することで導出できる。

3.3.4 提案方式 #4… 別途用意した擬似ランダム符号を用いる方式 [12]

これまで提案した提案方式 #1, 提案方式 #2 および提案方式 #3 のいずれもが, 多値直交符号が M 個用意されているにも関わらず, あたかも $(M/2)$ 個の符号が用意されているかのような方式となっている. そのため, 搬送波周波数偏差の無い場合, 1bit のエネルギーがそのまま損失となり, 受信特性の劣化につながる.

この劣化を防ぐためには, 何らかの手法によって用意された全ての直交符号を利用する必要がある. それを実現する方法の一つとして, 別途用意した二種類の擬似ランダム符号を各ユーザに割り当てる手法が挙げられる.

図 3.1, 図 3.6, 図 3.7でも示したように, 送信機では, 直交符号が選択された後, 別途用意した拡散符号をその直交符号に掛け合わせる. この拡散符号は, 送信信号のスペクトルを大きく拡散するため, そして, 符号分割多元接続を考えた場合の各ユーザの識別のためのものである. 各ユーザの識別のためには, 拡散符号間の相互相関特性は優れている必要があるため, 通常, 拡散符号として擬似ランダム系列が用いられている.

一般に各ユーザの識別には, 一人のユーザに一つの拡散符号が割り当てられれば十分である. しかし, 二種類の擬似ランダム符号を各ユーザに割り当てることで, 搬送波周波数偏差に強く, さらに搬送波周波数偏差の存在しない場合も特性の劣化が生じないシステムが構成できる.

この, 別途用意した二種類の擬似ランダム符号を各ユーザに割り当てる手法は, 提案方式 #1 あるいは提案手法 #3 と組み合わせることで実現される. ここでは, 提案手法 #3 に本手法を適用し, その特徴を考察する. (なお, 提案手法 #3 に二種類の擬似ランダム符号を割り当てる手法を適用した方式を提案方式 #4 とする.)

提案手法 #4 のシステムモデル

図 3.9に, 提案方式 #4 のシステムモデルを示す.

まず, 送信側の動作を考える. 送信機の基本的な動作は提案方式 #3 と同じである. しかし, 提案方式 #3 では, $[\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w]$ と $[\mathbf{a}_x, \mathbf{a}_v]$ の二種類の直交符号の組のみを考えていたのに対し, 提案方式 #4 では, $[\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w]$ と $[\mathbf{a}_x, \mathbf{a}_v]$ の他に $[\mathbf{a}_w, \mathbf{a}_u]$ と $[\mathbf{a}_v, \mathbf{a}_x]$ の符号の組も用いることができる.

直交符号の組である $[\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w]$ と $[\mathbf{a}_w, \mathbf{a}_u]$ は, お互いに大きな搬送波周波数偏差の影響を受けるため, 受信側では, どちらの符号の組が送信されたのか判定できない. そこで, 送信側で二種類の擬似ランダム符号を用意し, $[\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w]$ の組と $[\mathbf{a}_w, \mathbf{a}_u]$ の組にはそれぞれ別の擬似ランダム符号を掛け合わせることを考える. この擬似ランダム符号は

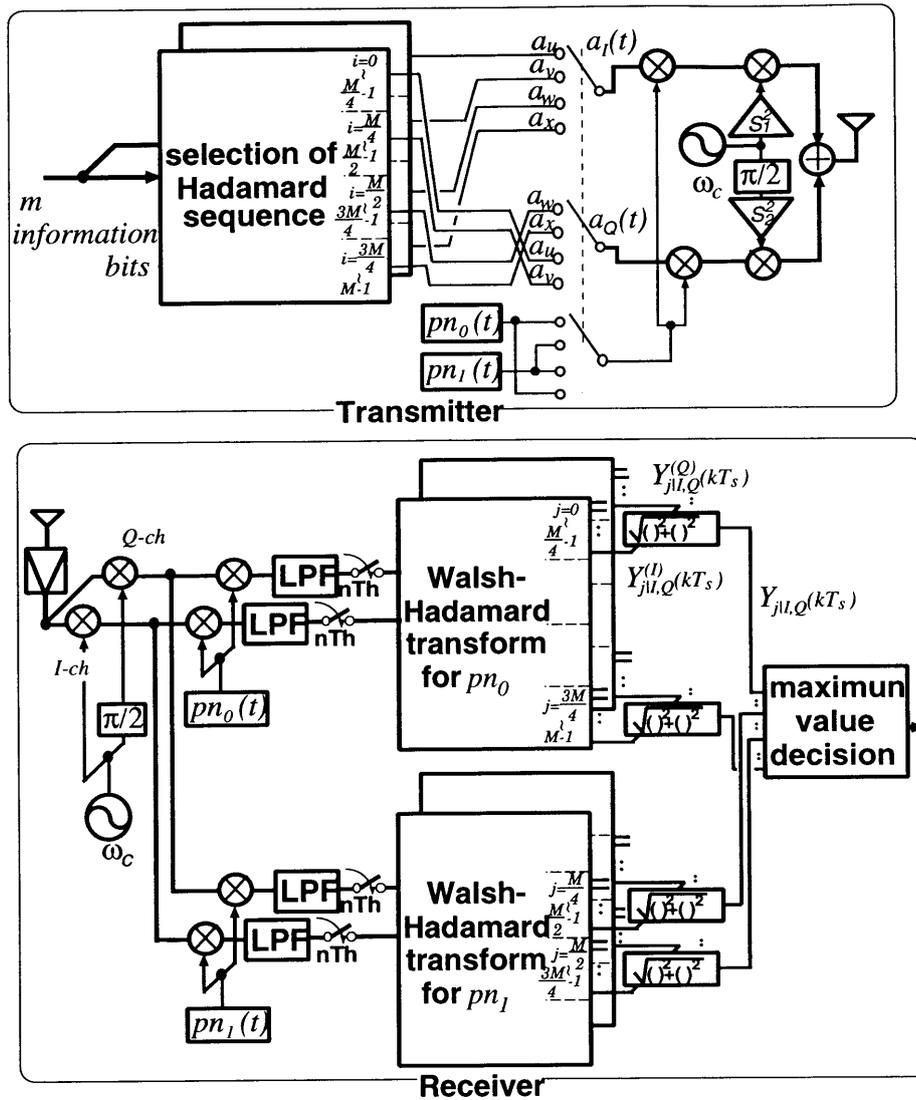


図 3.9: 提案方式 #4 のシステムモデル

相互相関特性が良く、その相互相関特性の良さを利用して、二つの符号の組、 $[a_u, a_w]$ と $[a_w, a_u]$ を識別する。同様に、 $[a_x, a_v]$ と $[a_v, a_x]$ もこの二種類の擬似ランダム符号で識別する。

用意された二種類の擬似ランダム符号を $pn_0(t)$, $pn_1(t)$ と表すと、送信信号は以下の式で表される。

$$s(t) = \begin{cases} \frac{\sqrt{P}}{2} S_1 \mathbf{a}_I(t) p_{n_0}(t) \cos \omega_c t - \frac{\sqrt{P}}{2} S_2 \mathbf{a}_Q(t) p_{n_0}(t) \sin \omega_c t \\ \quad \text{ただし, } [\mathbf{a}_I, \mathbf{a}_Q] = [\mathbf{a}_u, \mathbf{a}_w], \text{ もしくは } [\mathbf{a}_x, \mathbf{a}_v] \\ \frac{\sqrt{P}}{2} S_1 \mathbf{a}_I(t) p_{n_1}(t) \cos \omega_c t - \frac{\sqrt{P}}{2} S_2 \mathbf{a}_Q(t) p_{n_1}(t) \sin \omega_c t \\ \quad \text{ただし, } [\mathbf{a}_I, \mathbf{a}_Q] = [\mathbf{a}_w, \mathbf{a}_u], \text{ もしくは } [\mathbf{a}_v, \mathbf{a}_x] \end{cases} \quad (3.35)$$

次に受信側を考える。受信機の動作は基本的には提案方式 #3 と同じである。しかし、擬似ランダム符号が二種類用意されているため、それぞれの擬似ランダム符号に対応した受信機を用意する必要がある。

ウォルシュ-アダマール変換後の出力として、擬似ランダム符号 $p_{n_0}(t)$ 側および擬似ランダム符号 $p_{n_1}(t)$ 側からそれぞれ、 $M/2$ ずつの出力を用いる。このとき、擬似ランダム符号 $p_{n_0}(t)$ 側からは、 u 番目に対応する出力 ($j = 0 \sim \frac{M}{4} - 1$)、そして x 番目に対応する出力 ($j = \frac{3M}{4} \sim M - 1$) を、そして擬似ランダム符号 $p_{n_1}(t)$ 側からは、 v 番目に対応する出力 ($j = \frac{M}{4} \sim \frac{M}{2} - 1$)、そして w 番目に対応する出力 ($j = \frac{M}{2} \sim \frac{3M}{4} - 1$) を利用する。

最後に、それぞれの信号の自乗平均を計算し、それで得られた結果を最終的な出力とする。

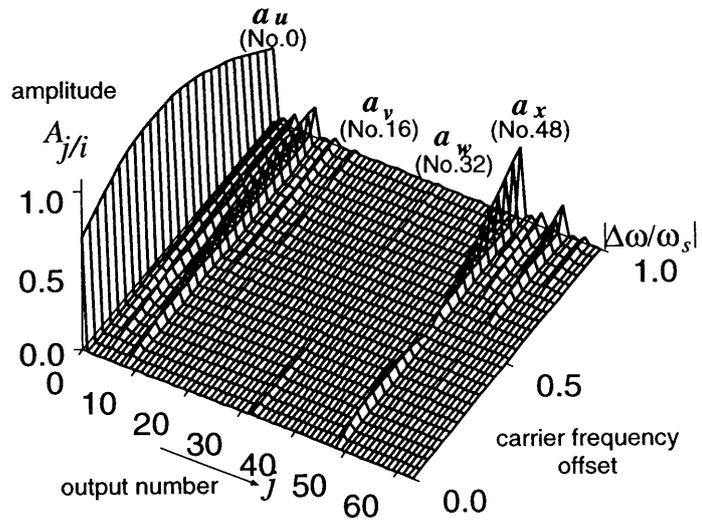
提案方式 #4 における搬送波周波数偏差の影響

二種類の擬似ランダム符号を利用することが、どのように受信出力に影響するかをここで示す。図 3.10 は、提案方式 #4 における搬送波周波数偏差の影響について示している。この図は、図 3.3 や図 3.8 に対応しているものである。

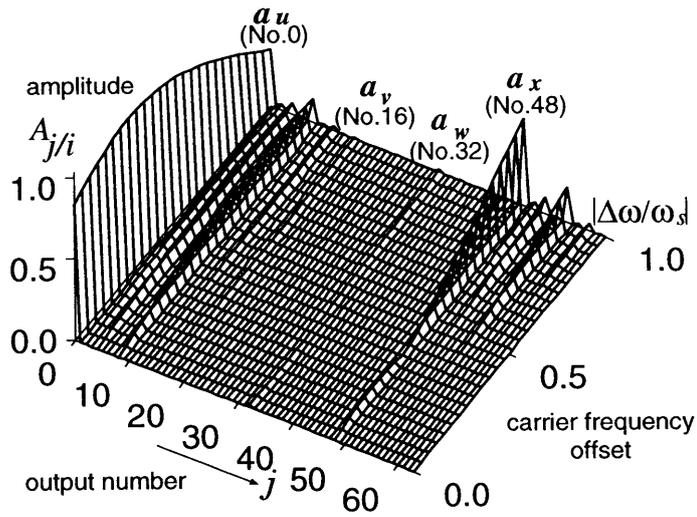
図 3.3 や図 3.8 では、希望する出力番号が 0 番であるにも関わらず、搬送波周波数偏差の影響によってシーケンスの最も近い 32 番目の出力にも大きな出力値が現われる。しかし、図 3.10 では、そのシーケンスの最も近い 32 番目の出力がほとんど存在しない。これは、擬似ランダム符号の相互相関特性によって、32 番目の出力が抑えられていることが理由である。同様な理由から 16 番目の出力もほとんど現われていないことも分かる。

提案方式 #4 の利点

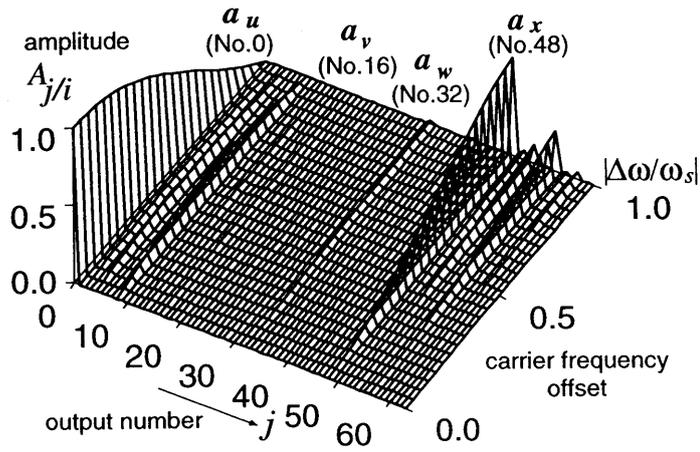
提案方式 #4 は、用意された直交符号が全て使える方式であるという点が大きな特徴である。そのため、提案方式 #1、提案方式 #2 および提案方式 #3 でみられた 1bit のエネルギーの損失が起きない。



(a) $S_1^2 : S_2^2 = 0.50 : 0.50$



(b) $S_1^2 : S_2^2 = 0.90 : 0.10$



(c) $S_1^2 : S_2^2 = 1.00 : 0.00$

図 3.10: 提案方式 #4 における搬送波周波数偏差の影響

提案方式 #4 の問題点として、符号分割多元接続の観点から、各ユーザに二つの擬似ランダム系列を割り当てるため、そのシステムを共有できるユーザ数が半減することが考えられる。しかし、この点は実用上は大きな問題ではないと考えられる。その理由は次の通りである。

例えば擬似ランダム符号としてチップ数が L であるゴールド符号を考える。チップ数が L であれば、 $L + 2$ 個のゴールド符号が生成できる。そのため、各ユーザに一つずつの符号を割り当てた場合、理論上、最大 $L + 2$ のユーザにゴールド符号を割り当てることができる。しかし、実際にはそれだけのユーザが同時に送信した場合、他局間干渉の影響が著しく大きくなり、十分な通信品質が保てない。通常、このような擬似ランダム符号を用いる場合、通信品質を保つために、最大の同時送信局数は、生成される符号数の多くても 10% ~ 20% 程度となっている。すなわち、残りの多くの擬似ランダム符号については、使われることがない。

提案方式 #4 では、各ユーザに二種類の擬似ランダム符号を割り当てているが、送信時にはどちらか一方の擬似ランダム符号しか送信をしていない。そのため、提案方式 #4 においても、最大の同時送信局数は各ユーザに一つずつの符号を割り当てた場合のものと同等であると考えられる。また、残っている符号の数が多いため、各ユーザに二種類の擬似ランダム符号を割り当てることが充分可能である。

このように、同時送信局数の観点から考えた場合、各ユーザに二つの擬似ランダム系列を割り当てることは大きな問題とはならない。

3.4 搬送波周波数偏差に強い多値直交変調スペクトル拡散変復調方式の特性評価

これまで提案した四種類の提案手法について特性の評価を行なう。ここでは、基準を一定とするため、以下の条件下のもとに特性を評価している。

- 多値直交数 $M = 64$
- 雑音は加法性ガウス雑音
- $E_b/N_o = 6\text{dB}$
- ユーザー数は 1

3.4.1 提案方式 #1, 提案方式 #2 の特性評価

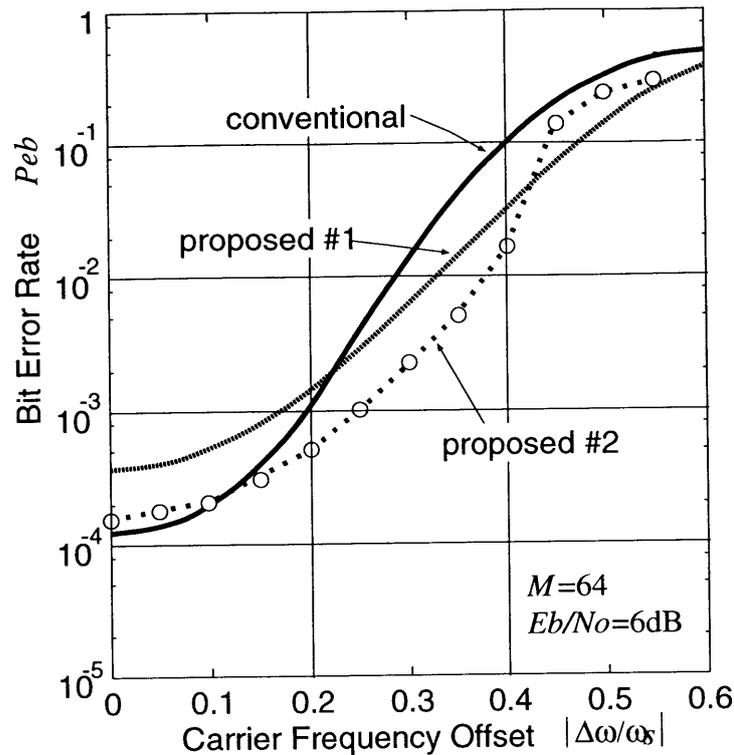


図 3.11: 提案方式 #1, 提案方式 #2 のビット誤り率特性

図 3.11に, 提案方式 #1, 提案方式 #2 および, 従来方式のビット誤り率特性を示す. 本図の横軸はシンボルレートで規格化した搬送波周波数偏差値 $\Delta\omega/\omega_s$ の絶対値, 縦軸はビット誤り率 P_{eb} を示している.

まず, 搬送波周波数偏差の無い場合, 提案方式 #1, 提案方式 #2 はいずれも従来方式に比し特性が劣化している. これは, 提案方式 #1 と提案方式 #2 はいずれも従来方式に比べ 1bit の電力の損失が発生するからである. しかし, 提案方式 #1, 提案方式 #2 の特性劣化を比較すると, 提案方式 #2 の特性劣化の方が提案方式 #1 の特性劣化に比し小さいものとなっている. これは, 提案方式 #2 は畳み込み符号化を用いているため, その符号化がガウス雑音に対して効果があるためである.

しかしながら搬送波周波数偏差が増加すると, 提案方式 #1, 提案方式 #2 の両方の特性劣化が従来方式に比し少ない様子が分かる. 提案方式 #1 では $\Delta\omega/\omega_s$ が約 0.2 以上において, 提案方式 #2 では $\Delta\omega/\omega_s$ が約 0.1 以上において, 提案方式の特性が従来方式の特性よりも改善している. このように, 提案方式 #1, 提案方式 #2 は従来方式よりも搬送波周波数偏差に強い方式であると言える.

しかし, いずれの提案方式も搬送波周波数偏差が増加すると, そのビット誤り率特性は急激に劣化する. 搬送波周波数偏差値 $\Delta\omega/\omega_s$ が約 0.3 において, いずれの提案方

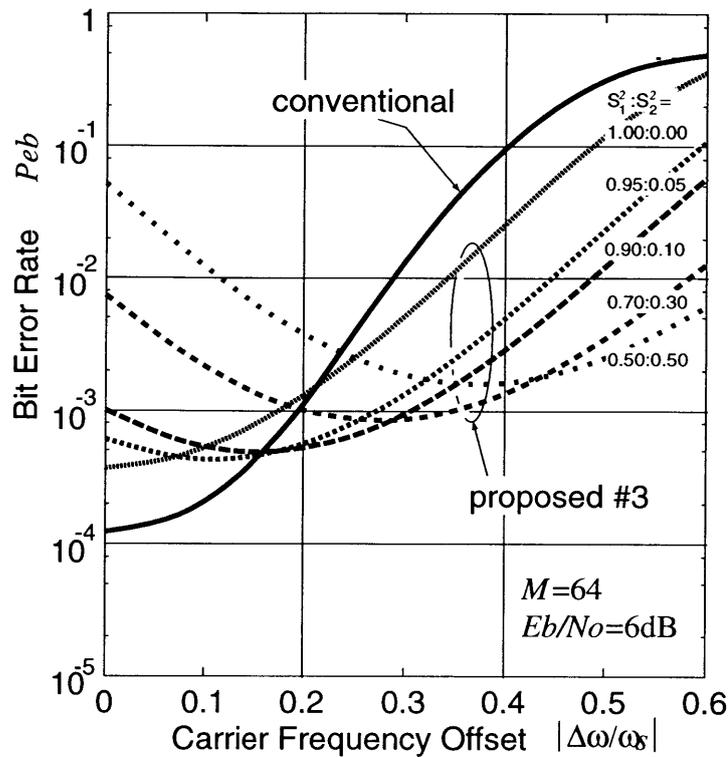


図 3.12: 提案方式 #3 のビット誤り率特性

式もビット誤り率特性が一桁劣化している様子が見受けられる。

3.4.2 提案方式 #3 の特性評価

図 3.12 に、提案方式 #3 および従来方式のビット誤り率特性を示す。ここで、同相分と直交分に与える電力の比 $S_1^2 : S_2^2$ として、1.00:0.00, 0.95:0.05, 0.90:0.10 および 0.50:0.50 の五種類を考える。いずれの場合も $S_1^2 + S_2^2 = 1$ となるように設定している。なお、電力の比 $S_1^2 : S_2^2 = 1.00:0.00$ の場合とは、二符号に与えるはずの信号電力を一つの符号にしか与えていないことになる。この場合、半分の符号だけしか送信されていないこととなり、これは提案方式 #1 と等価である。言い換えれば、提案方式 #1 とは、提案方式 #3 の特別な場合であるとも言える。

まず、搬送波周波数偏差の無い場合の特性を考える。このとき、提案方式 #3 の特性が従来方式に対して劣化している様子が分かる。さらに、電力比において S_2^2 が増大するにしたがって特性が大きく劣化している。この理由として、まず、提案方式 #3 は 1bit の電力損失が存在し、それが特性の劣化につながっている。また、搬送波周波数偏差が無い場合、直交分に割り当てられた信号電力がそのまま損失となっており、電力比における S_2^2 が大きくなるにつれて特性が大きく劣化してしまう。

次に搬送波周波数偏差が存在する場合の特性を考える。全体的な傾向として、搬送波周波数偏差が存在する場合、提案方式 #3 の特性が従来方式に対して改善している様子が分かる。この提案方式 #3 の特性を詳しく観察すると、搬送波周波数偏差値が増加するにつれ、まずはじめに特性が改善する傾向がみられる。そしてある周波数偏差値に達すると、その特性が最良になる。さらに搬送波周波数偏差値を増加させるとその特性は緩やかに劣化する。また、特性が最良となる搬送波周波数偏差値は、電力比 $S_1^2 : S_2^2$ の値によって異なり、電力比における S_2^2 が大きくなるほど、特性が最良となるときの搬送波周波数偏差値が大きくなる。

この現象は、図 3.8 から説明される。図 3.8 において、希望する出力である 0 番目の出力値が、ある搬送波周波数偏差値において最大値になる。この出力の最大値を取るときの搬送波周波数偏差値は、電力比 $S_1^2 : S_2^2$ によって異なり、電力比における S_2^2 が大きくなるほど、最大値をとる搬送波周波数偏差値が大きくなっている。図 3.8 において、最大値を取るような搬送波周波数偏差値では希望する出力の値が大きいため、このような搬送波周波数偏差値でビット誤り率特性が最良に近くなる。(ただし、図 3.8 から、搬送波周波数偏差値が大きくなるにつれ、非希望出力の値も増加するため、希望出力が最大となる搬送波周波数偏差値と、特性が最良となる搬送波周波数偏差値は正確には一致しない。)

搬送波周波数偏差値が無い場合、提案方式 #3 は提案方式 #1 (これは、 $S_1^2 : S_2^2 = 1.00:0.00$ の場合) と比較して特性が劣化している。しかし、電力比 $S_1^2 : S_2^2$ が $0.90:0.10$ や $0.95:0.05$ の場合、その特性劣化が少ない。また、搬送波周波数偏差が増大するにつれて、電力比 $S_1^2 : S_2^2$ が $0.90:0.10$ や $0.95:0.05$ の場合の特性が、提案方式 #1 の特性に対して大きく改善する。特に、搬送波周波数偏差値 $\Delta\omega/\omega_s$ が 0.3 程度以下であれば、電力比 $S_1^2 : S_2^2$ が $0.90:0.10$ や $0.95:0.05$ の場合の特性はほぼ安定している。このように、提案方式 #3 は、電力比を工夫して設定することで、提案方式 #1 (あるいは提案方式 #2) と比較して特性が良いと言える。

3.4.3 提案方式 #4 の特性評価

図 3.13 に提案方式 #4 および従来方式のビット誤り率特性を示す。

図 3.13 より、提案方式 #4 の特性は提案方式 #3 のものとほぼ同じ傾向を示している。しかし、提案方式 #4 は、提案方式 #3 で存在した 1bit の電力損失が無いいため、その特性は改善する。特に、電力比 $S_1^2 : S_2^2$ が $0.90:0.10$ や $0.95:0.05$ の場合において、搬送波周波数偏差値 $\Delta\omega/\omega_s$ が 0.3 程度以下であれば、提案方式 #4 の特性は、従来方式における搬送波周波数偏差値が存在しない場合の特性に比し、ほとんど劣化が生じて

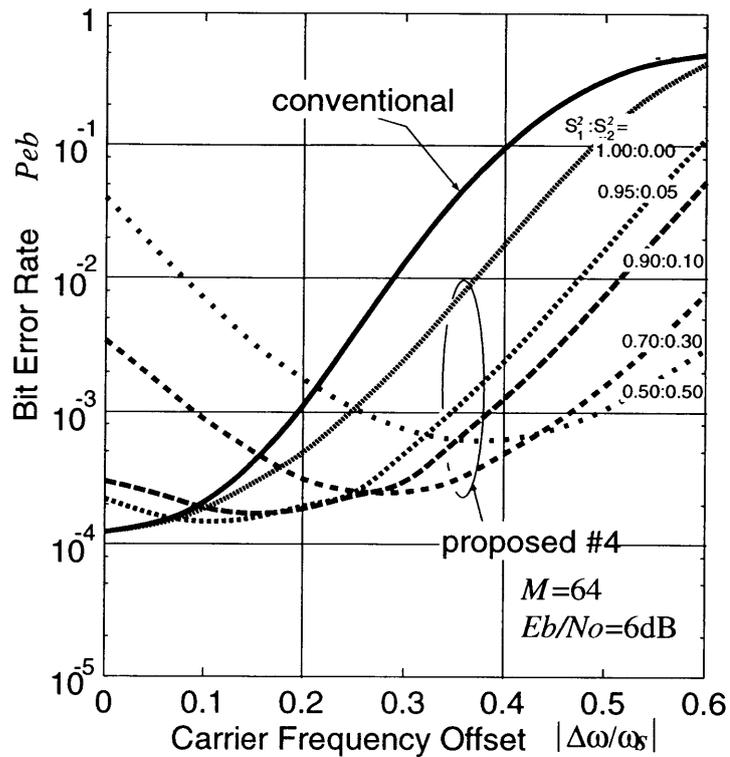


図 3.13: 提案方式 #4 のビット誤り率特性

いない。

従来方式の搬送波周波数偏差値が存在しない場合の特性とは、多値直交数 $M=64$ で、加法的ガウス雑音の環境において $E_b/N_0=6\text{dB}$ のときの非同期検波における理論上の最良値である。つまり、提案方式 #4 の特性は、 $\Delta\omega/\omega_s$ が 0.3 程度以下であれば、電力比を工夫して設定することで、その最良値に近い特性が得られることになる。

このように、提案方式 #4 は搬送波周波数偏差存在下において優れた性能を示す方式である。

3.5 まとめ

本章では、搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散信号の変復調方式について示した。

まずはじめに、直交符号としてアダマール符号を用いた場合における、搬送波周波数偏差が多値直交変調スペクトル拡散信号の受信に与える影響について示した。搬送波周波数偏差は直交符号の直交性を崩し、それによって、多値直交変調スペクトル拡散信号の受信特性が劣化する。この搬送波周波数偏差の影響は、アダマール符号の

シーケンシと非常に密接な関係を持ち、シーケンシの近いアダマール符号間で搬送波周波数偏差の影響が大きくなる。

この性質を利用し、搬送波周波数偏差に強い多値直交変調スペクトル拡散通信方式を提案した。提案手法は、『特定の符号を利用する方式(提案方式 #1)』、『誤り訂正技術を利用する方式(提案方式 #2)』、そして、『二符号を同時送信する方式(提案方式 #3)』および、『別途用意した擬似ランダム符号を利用する方式(提案方式 #4)』の四種類である。

搬送波周波数偏差が存在するとき、シーケンシの最も近い符号への影響が最大であるため、その影響を取り除くことで、搬送波周波数偏差の影響が低減できる。そこで、ある送信するアダマール符号に対し、最もシーケンシの近い符号を使わないことが、搬送波周波数偏差に強い方式につながる。これが提案方式 #1 である。

提案方式 #2 とは、シーケンシの近い4つのアダマール符号間の距離を、畳み込み符号化によって大きくすることで、搬送波周波数偏差に強くする方式である。

提案方式 #3 は、送信時にシーケンシの最も近い二符号を同時に送信する方式である。通常、搬送波周波数偏差の影響によって希望する出力の値が低下するが、シーケンシの最も近い二符号を同時に送信することで、お互いの符号によってその出力の低下を補い合うことができる。これは、提案方式 #3 の最大の特徴である。

また提案方式 #3 では、同時送信する二符号は、同相分と直交分のそれぞれに割り当てられ、そしてさらに送信する際の電力も可変となっている。その同相分、直交分に割り当てる電力比の値に応じて特性が変化する。

提案方式 #1、提案方式 #2、提案方式 #3 は、実質上、用意された多値直交符号数の半分の符号だけを利用している方式である。そのため、搬送波周波数偏差の無い場合、1bit のエネルギーの損失が生じ、受信特性の劣化につながる。その特性劣化は、二種類の擬似ランダム符号を各ユーザに割り当てることで防ぐことができる。提案方式 #4 とは、提案方式 #3 に、この二種類の擬似ランダム符号の割り当てを適用した方式である。

これらの提案方式の特性をビット誤り率によって評価した。その結果、全ての提案方式が従来方式に比し、搬送波周波数偏差に強い方式であることが確かめられた。特に提案方式 #4 は、搬送波周波数偏差がシンボルレートの0.3倍程度以下であれば、従来方式で搬送波周波数偏差が無い場合の特性に近い特性が得られることを示した。

第 3 章の参考文献

- [1] L.M.A Jalloul and J.M. Holtzman, "Performance Analysis of DS/CDMA with Noncoherent M -ary Orthogonal Modulation in Multipath Fading Channels," IEEE J. on S.A.C., Vol.12, No.5, pp.862-870, June 1994.
- [2] A.J.Viterbi, CDMA - Principles of Spread Spectrum Communication, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [3] A.F.Naguib and A.Paulraj, "Performance of DS/CDMA with M -ary Orthogonal Modulation Cell Site Antenna Arrays," Proc. on 1995 International Conference on Communications (ICC'95), pp.679-702, June 1995.
- [4] G.Hakizimana and G.Jourdain, "A New M -ary Wideband Communication System with Application to Multipath Channels-Part I: System Performance," IEEE Trans. on Commun, Vol.43, No.1, pp.127-135, January 1993.
- [5] S. Tachikawa, "Characteristic of M -ary/Spread Spectrum Multiple Access Communication Systems Using Co-Channel Interference Cancellation Techniques," IEICE Trans. on Commun., Vol.E76-B, No.8, pp.941-946, August 1993.
- [6] I. Oppermann and B.S. Vucetic, "A Spread Spectrum Multiple-Access System Using Orthogonal PN Sequences and Convolutional Coding," Proc. on 1994 International Symposium on Information Theory and Its Applications (ISITA'94), pp.103-108, November 1994.
- [7] 和田忠浩, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, "搬送波周波数偏差を伴う M -ary/SS 信号の受信に関する一検討," 電子情報通信学会技術研究報告, SST94-41, pp.51-56, 1994 年 8 月.
- [8] T. Wada, T. Yamazato, M. Katayama, and A.Ogawa, "Non-coherent Reception of M -ary Spread-Spectrum Signals in the Presence of Carrier Fre-

- quency Offset,” IEICE Trans. on Fundamentals, Vol.E78-A No.9, pp.1102-1108, September 1995.
- [9] S. Stein and J.J.Jone, Modern Communication Principles, McGraw-Hill, 1967.
- [10] 今井秀樹, 符号理論, 電子情報通信学会, 1990年2月.
- [11] T. Wada, T. Yamazato, M. Katayama, and A.Ogawa, “A Study on Non-Coherent Reception of M -ary Spread-Spectrum Signals in the Presence of Carrier Frequency Offset,” Proc. on 4th IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC’95), B5.5, pp.412-416, November 1995.
- [12] T. Wada, T. Yamazato, M. Katayama, and A.Ogawa, “A New M -ary Spread Spectrum Multiple-Access Scheme in the Presence of Carrier Frequency Offset,” IEICE Trans. on Fundamentals, Vol.E79-A No.9, pp.1415-1422, September 1996.

第 4 章

搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル 拡散信号の初期同期捕捉方式

4.1 まえがき

スペクトル拡散通信方式において、最も技術的な課題となっているものに信号の初期同期捕捉の問題がある [1]-[3]。スペクトル拡散信号は、その信号電力が広帯域に拡散されており、通信路で加わる雑音や干渉に比べ、受信信号の電力密度は非常に小さいものとなっている。また、スペクトルを拡散するために用いた拡散符号の同期を確立することで逆拡散の操作を行なうため、通常の狭帯域の通信で必要となる搬送波同期と情報ビット同期に加え、さらに拡散符号同期が必要となる。

スペクトル拡散信号の逆拡散前の信号対雑音比 (Signal-to-Noise Ratio: SNR) が大変小さいため、逆拡散前の信号を用いて搬送波同期や情報ビット同期を確立するのは困難である。そのため、通常、受信信号を逆拡散して十分に SNR を改善した後、拡散符号同期、情報ビット同期、そして、搬送波同期を確立する。

このように、受信信号を逆拡散することで同期捕捉に十分な SNR を得るためには、受信信号の搬送波周波数偏差値がシンボルレートに対し十分小さいという仮定が不可欠である。搬送波周波数偏差値が大きな場合、受信信号を逆拡散しても十分な SNR が得られず、結果として拡散符号同期、情報ビット同期、さらには搬送波同期が確立できない。つまり、『搬送波周波数偏差値が大きいため、逆拡散しても十分な SNR が得られず、拡散符号同期が確立できない。拡散符号同期ができないため搬送波同期ができない。搬送波同期ができないため、搬送波周波数偏差の持つ信号を逆拡散せざるをえない。』という現象が生じてしまう。

大きな搬送波周波数偏差を持つ信号の初期同期捕捉においてこの問題を解決するためには、搬送波周波数偏差が生じても逆拡散出力が得られるような手法、あるいは

搬送波同期と拡散符号同期を同時に行なう手法が必要である。直接スペクトル拡散通信方式におけるこの問題についての検討はこれまで多くなされている(例えば[4]-[10])。

多値直交変調スペクトル拡散通信方式の同期に関する検討としては、同期追従に関するものがいくつか見られる[11]-[13]。しかし、多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉に関する検討は少なく、特に搬送波周波数偏差の影響についてはほとんど考慮されていない[14]-[16]。例えば参考文献[14][15]では、相関マップによる多値直交変調スペクトル拡散通信方式の初期同期捕捉方式の提案をしているが、搬送波周波数偏差の影響は考慮していない。また、参考文献[16]では、搬送波周波数偏差を伴う直接スペクトル拡散信号のための初期同期捕捉方式を多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉に適用しているが、この手法も多値直交変調の有効性を十分に生かしていない。

多値直交変調スペクトル拡散通信方式では、前章でも示したように、搬送波周波数偏差の影響によって直交符号の直交性が崩れ、拡散符号同期が確立した時点での希望出力が減少するだけでなく、非希望出力が現われる。この現象は、多値直交変調スペクトル拡散信号の復調の際には、大きな受信特性の劣化を引き起こし望ましいものではない。しかし初期同期捕捉を考える際には、拡散符号同期点において希望出力が減少していても、非希望出力が現われるため、それらの複数の出力を用いることで、多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉が簡単に、しかも高速に行なえるものと期待できる。

本章では、この性質を利用した搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉方式を提案する。提案方式として、『各出力の加え合わせによる方式』、『参照パターンとの比較による方式』の二種類を考える。それらの方式は直交符号であるアダマール符号の性質を利用したものである。それらの提案方式が搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉に有効であることを平均同期捕捉時間特性によって示す。

4.2 提案方式 #1…各出力の加え合わせによる方式

前章でも示したように、搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散信号の受信では、ウォルシュ-アダマール変換後に搬送波周波数偏差の影響によって希望出力の値が減少し、非希望出力に出力値が現われる。特にシーケンスの近い符号に対応した出力に影響が大きい。

そこで希望する出力に、複数のシーケンスの近い符号に対応する出力の値を加え合

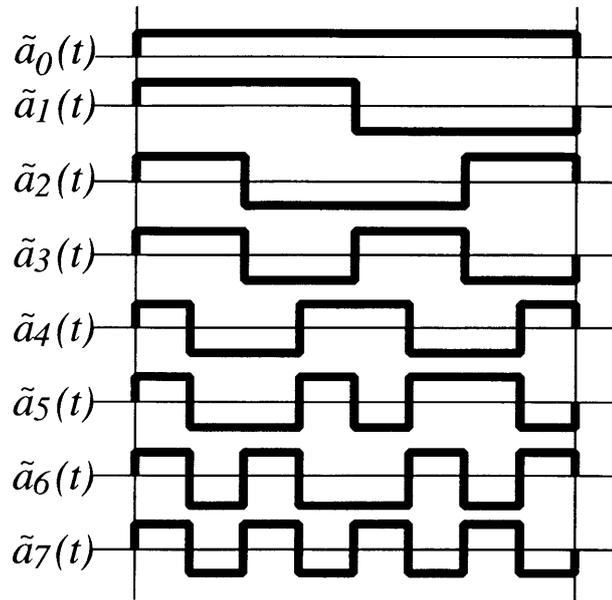


図 4.1: 多値直交数 8 のシーケンシ順序アダマール符号

わせることによって、搬送波周波数偏差が存在しても拡散符号同期点において大きな信号出力が得られるものと期待できる。

このように、希望出力およびシーケンシの近い符号に対応する複数の出力を加え合わせることで初期同期捕捉を行なう方式を、提案方式 #1 とする。

4.2.1 提案方式 #1 の原理

ここで、ウォルシュ-アダマール変換後の出力の加え合わせの効果を、多値直交数 M が 8 であるアダマール符号を用いて述べる。なお、この説明を容易にするため、直交符号として第 2 章で示したシーケンシ順序のアダマール符号を用いる¹。

図 4.1 は多値直交数 8 のシーケンシ順序のアダマール符号である。これらの符号の一シンボル時間を T_s 、振幅を 1 とする。

まずはじめに、シーケンシの最も近い $\tilde{a}_0(t)$ と $\tilde{a}_1(t)$ の二つのアダマール符号の加え合わせを考える。その結果、以下のような関数が生成されることが容易に導き出せ

¹提案方式 #1 における記述では、直交符号としてシーケンシ順序のアダマール符号を用いるが、後述する提案方式 #2 で用いる直交符号は、第 3 章でも用いたアダマール順序のアダマール符号であることに注意されたい。

る。

$$\tilde{\mathbf{a}}_0(t) + \tilde{\mathbf{a}}_1(t) = \begin{cases} 2 & ; 0 \leq t \leq T_s/2 \\ 0 & ; \text{otherwise} \end{cases}$$

同様に、シーケンスの近い順に $\tilde{\mathbf{a}}_0(t)$ から $\tilde{\mathbf{a}}_3(t)$ までのアダマール符号を加え合わせて生成される関数を求めると、以下のように表される。

$$\tilde{\mathbf{a}}_0(t) + \tilde{\mathbf{a}}_1(t) + \tilde{\mathbf{a}}_2(t) + \tilde{\mathbf{a}}_3(t) = \begin{cases} 4 & ; 0 \leq t \leq T_s/4 \\ 0 & ; \text{otherwise} \end{cases}$$

このように複数のアダマール符号の加え合わせによって生成される関数は、その振幅が加えられた符号の数に比例して大きくなる一方、その信号の存在する区間は加えられた符号の数に反比例して減少することがわかる。

一般に、符号長が M のアダマール符号において、 $\tilde{\mathbf{a}}_0(t)$ から $\tilde{\mathbf{a}}_d(t)$ の d 個 (ここで d は 2 の冪乗) のアダマール符号の加え合わせによって生成される関数は以下の式で表される。

$$\sum_{i=0}^{d-1} \tilde{\mathbf{a}}_i(t) = \begin{cases} d & ; 0 \leq t \leq T_s/d \\ 0 & ; \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.1)$$

本方式はこの性質を利用することで搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉を行おうとするものである。

これまで示したように複数のアダマール符号の加え合わせによって生成される関数には、信号の存在する区間が減少するという特徴がある。後述するように、ウォルシュ-アダマール変換後の出力を複数加え合わせることに伴う効果とは、信号受信の際の相関操作における積分時間を短くする効果と等価である。

直接スペクトル拡散通信方式における搬送波周波数偏差に強い初期同期捕捉法として、分割型マッチドフィルタによる手法が提案されている [8][10]。この方式は、受信機での相関操作における積分時間を短くすることで、受信信号に搬送波周波数偏差が存在しても初期同期捕捉を高速に行なうことのできるものである。つまり提案方式 #1 の効果とは、分割型マッチドフィルタによる効果と等価であるとも言える。

4.2.2 提案方式 #1 の初期同期捕捉回路の構成

提案方式 #1 の受信機構成

図 4.2 に、提案方式 #1 の受信機および初期同期捕捉回路の構成図を示す。

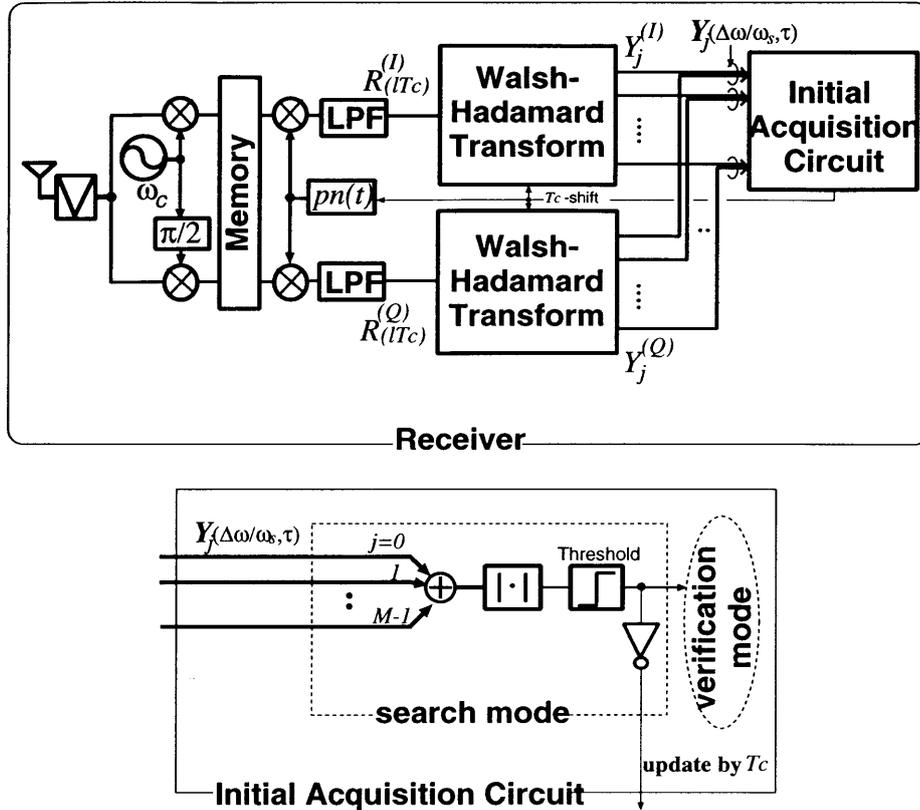


図 4.2: 提案方式 #1 のシステムモデル

まず送信信号は、シンボル時間 T_s を有するアダマール符号 \tilde{a}_0 と、それと同じシンボル時間をもつ擬似ランダム符号 $pn(t)$ を乗算した信号であり、受信側で既知であるとする。その送信信号は以下のように表すことができる。

$$s(t) = \sqrt{2P}\tilde{a}_0pn(t)\cos\omega_c t \quad (4.2)$$

ここで、擬似ランダム符号の符号長を L 、チップ時間を T_c とする。そのため、擬似ランダム符号の一シンボル時間とチップ時間の間には $T_s = LT_c$ の関係がある。また簡単のため、信号波形は矩形とする。

この擬似ランダム符号をアダマール符号に乗算する操作は、十分な拡散率を得ることや符号分割多元接続を実現すること以外にも、初期同期捕捉では重要な役割がある。アダマール符号は自己相関特性が悪く、アダマール符号のみで初期同期捕捉を行うことは困難である。そのため、アダマール符号に自己相関特性の良い擬似ランダム符号を乗算し、その擬似ランダム符号の優れた自己相関特性を利用することによって初期同期捕捉が可能となる。

次に受信側の動作を考える。なお、受信信号が有する雑音成分は前章と同様に加法

的白色ガウス雑音とする。

受信された信号ははじめに基底帯域信号に復元された後、サンプルされ、そして計算機的復調を考慮しメモリに蓄積される [17][18]。一般に、計算機的復調における信号のサンプリング間隔はチップレートより速いものとして設定される。しかし初期同期捕捉の過程では、初期同期捕捉後の信号の拡散符号同期ずれが通常1チップ時間内であるため、初期同期捕捉のためにメモリから読み出されるサンプル信号は、毎チップ間隔であるものとする。

このメモリから読み出された信号は、擬似ランダム系列が掛けられた後、低域フィルタに通される。低域フィルタの受信出力は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} R^{(I)}(t = lT_c) &= \sqrt{\frac{P}{2}} \tilde{\mathbf{a}}_0(lT_c - \tau) pn(lT_c - \tau) pn(lT_c) \\ &\times \cos(l\Delta\omega T_c + \phi) + n_I(lT_c - \tau) \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} R^{(Q)}(t = lT_c) &= \sqrt{\frac{P}{2}} \tilde{\mathbf{a}}_0(lT_c - \tau) pn(lT_c - \tau) pn(lT_c) \\ &\times \sin(l\Delta\omega T_c + \phi) + n_Q(lT_c - \tau) \end{aligned} \quad (4.4)$$

ここで、 τ は同期ずれ時間、 ϕ は初期位相である。上の式 (4.3)、式 (4.4) は、前章における式 (3.2)、式 (3.3) に対応しているものである。しかし、これらの式の間にはいくつかの相違点がある。まず、拡散符号同期が取れていないため、式 (4.3) や式 (4.4) では τ と同期ずれが存在し、それに従い、擬似ランダム系列の自己相関値 $pn(lT_c - \tau)pn(lT_c)$ も存在する。また、式 (3.2) や式 (3.3) では標本化間隔がアダマール符号のチップ時間であるのに対し、式 (4.3) や式 (4.4) ではそれが擬似ランダム符号のチップ時間である。

この信号は次にウォルシュ - アダマール変換される。ウォルシュ - アダマール変換後の j 番目の出力は以下の式で表される。この式は前章の式 (3.4) や式 (3.5) に対応している式である。

$$\begin{aligned} Y_{j|0}^{(I)}(\Delta\omega, \tau) &= \sum_{l=0}^{L-1} R^{(I)}(lT_c) \tilde{\mathbf{a}}_j(lT_c) \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\mathbf{a}}_0(lT_c - \tau) \tilde{\mathbf{a}}_j(lT_c) pn(lT_c - \tau) pn(lT_c) \\ &\times \cos(l\Delta\omega T_c + \phi) + N_{j|0}^{(I)}(\Delta\omega, \tau) \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} Y_{j|0}^{(Q)}(\Delta\omega, \tau) &= \sum_{l=0}^{L-1} R^{(Q)}(lT_c) \tilde{\mathbf{a}}_j(lT_c) \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\mathbf{a}}_0(lT_c - \tau) \tilde{\mathbf{a}}_j(lT_c) pn(lT_c - \tau) pn(lT_c) \end{aligned}$$

$$\times \sin(l\Delta\omega T_c + \phi) + N_{j|0}^{(Q)}(\Delta\omega, \tau) \quad (4.6)$$

ここで、以下の解析のため、上式を別の表現に置き換えるものとする。まず、上式を複素数で表現する。さらに、送信する符号が常に $\tilde{\mathbf{a}}_0$ であることから、添字を簡略化し、添字内の 0 を省く。

このように簡略化することで、式 (4.5) と式 (4.6) は一つの式にまとめることができ、以下のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_j(\Delta\omega, \tau) &= Y_{j|0}^{(I)}(\Delta\omega, \tau) + jY_{j|0}^{(Q)}(\Delta\omega, \tau) \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\mathbf{a}}_0(lT_c - \tau) \tilde{\mathbf{a}}_j(lT_c) pn(lT_c - \tau) pn(lT_c) e^{j\Delta\omega l T_c} \\ &\quad + \mathbf{N}_j(\Delta\omega, \tau) \end{aligned} \quad (4.7)$$

ここで、 $\mathbf{N}_j(\Delta\omega, \tau)$ は雑音成分を複素数で表現したもので、

$$\mathbf{N}_j(\Delta\omega, \tau) = N_{j|0}^{(I)}(\Delta\omega, \tau) + jN_{j|0}^{(Q)}(\Delta\omega, \tau) \quad (4.8)$$

である。この $\mathbf{Y}_j(\Delta\omega, \tau)$ の結果が初期同期捕捉回路の入力となる。

なお搬送波周波数偏差が存在しない場合、拡散符号同期点での 0 番目の出力の信号成分は以下の式で表される。

$$\mathbf{Y}_0(0, 0)|_{signal} = \sqrt{\frac{P}{2}} e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\mathbf{a}}_0(lT_c) \tilde{\mathbf{a}}_0(lT_c) pn(lT_c) pn(lT_c) = \sqrt{\frac{P}{2}} e^{j\phi} L \quad (4.9)$$

提案方式 #1 の初期同期捕捉回路

次に、提案方式 #1 の初期同期捕捉回路の動作について示す。提案方式 #1 の初期同期捕捉回路は、検出モードと確認モードの二つの動作からなるものとする [7][9][19]。図 4.2 に示したように、検出モードの動作は初期同期捕捉回路に入力された各ウォルシュ - アダマール変換出力値の加え合わせに基づいている。

加え合わせるウォルシュ - アダマール変換出力の本数を d (ただし d の値は 2 の冪乗) とするとき、加え合わせた結果の値 $\mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau)$ は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau) &= \sum_{j=0}^{d-1} \mathbf{Y}_j(\Delta\omega, \tau) \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} \left(\tilde{\mathbf{a}}_0(lT_c - \tau) pn(lT_c - \tau) pn(lT_c) e^{j\Delta\omega l T_c} \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{j=0}^{d-1} \tilde{\mathbf{a}}_j(lT_c) \right) + \sum_{j=0}^{d-1} \mathbf{N}_j(\Delta\omega, \tau) \end{aligned} \quad (4.10)$$

上式の $\sum_{j=0}^{d-1} \tilde{\mathbf{a}}_j(lT_c)$ は、前述の式 (4.1) で置き換えることができる。その置き換えに伴い、式 (4.10) で相関の区間が 0 から $L-1$ であったものが、区間が 0 から $L/d-1$ へと減少させることができる。つまり式 (4.10) は、以下のように変形できることになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau) &= d\sqrt{\frac{P}{2}} e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L/d-1} \tilde{\mathbf{a}}_0(lT_c - \tau) pn(lT_c - \tau) pn(lT_c) e^{j\Delta\omega l T_c} \\ &+ \sum_{j=0}^{d-1} \mathbf{N}_j(\Delta\omega, \tau) \end{aligned} \quad (4.11)$$

最後に式 (4.11) の包絡線 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ を導出する。

$$Z_d(\Delta\omega, \tau) = |\mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau)| \left(= \sqrt{\mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau) \mathbf{Z}_d^*(\Delta\omega, \tau)} \right) \quad (4.12)$$

ここで、 \mathbf{Z}_d^* は \mathbf{Z}_d の複素共役を意味している。

そしてある時刻で $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の値が閾値 Z_{th} を越えた場合、その時刻を拡散符号同期点として検出する。そして、初期同期捕捉の過程が確認モードに移る。 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の値が閾値を越えなかった場合、拡散符号発生器およびウォルシュ-アダマール変換器の動作タイミングを 1 チップ時間更新する。

確認モードでは、検出モードで検出した同期点が正しいか否かを調べる。この判定のためにペナルティとよばれる時間を必要とする。検出モードで検出した同期点が誤っている場合、ペナルティに相当する時間が経過した後、検出モードへ動作が戻るものとする。本論文ではこのペナルティ時間をシンボル時間の ξ 倍、つまり ξT_s と表す。また確認モードは理想的に動作すると仮定し、検出した同期点の正否の確認を誤りなく行なえるものとする。

出力の加え合わせ後の信号成分の値

ここで、搬送波周波数偏差が存在する場合に式 (4.12) の信号成分がどのような値を示すのかを考察する。

拡散符号同期点では、 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の信号成分は以下の式で表すことができる。

$$\begin{aligned} Z_d(\Delta\omega, 0)|_{signal} &= d\sqrt{\frac{P}{2}} \left| \sum_{l=0}^{L/d-1} \tilde{\mathbf{a}}_0(lT_c) pn(lT_c) pn(lT_c) e^{j\Delta\omega l T_c} \right| \\ &= d\sqrt{\frac{P}{2}} \left| \sum_{l=0}^{L/d-1} e^{j\Delta\omega l T_c} \right| = \sqrt{\frac{P}{2}} L \operatorname{sinc} \left(\frac{1}{d} \frac{|\Delta\omega|}{\omega_s} \right) \end{aligned} \quad (4.13)$$

なお、上式では $\sin(\Delta\omega T_c) \simeq \Delta\omega T_c$ と仮定している。

表 4.1: 複数の WHT 出力の加え合わせによる効果

d	$\Delta\omega/\omega_s$	$Z_d(\Delta\omega, 0) _{signal}$
1	0.5	0.63662
	1.0	0.00000
	2.0	0.00000
2	0.5	0.90032
	1.0	0.63662
	2.0	0.00000
4	0.5	0.97450
	1.0	0.90032
	2.0	0.63662
8	0.5	0.99359
	1.0	0.97450
	2.0	0.90032

ここで、加え合わせる出力の本数 d を $d \gg |\Delta\omega|/\omega_s$ を満たす程度の大きな値とするならば、上式は以下のように変形できる。

$$Z_d(\Delta\omega, 0)|_{signal} \approx \sqrt{\frac{P}{2}}L \quad (4.14)$$

この式は、搬送波周波数偏差が存在しないときのウォルシュ-アダマール変換後の 0 番目の出力である式 (4.9) の包絡線と同じ式である。即ち、搬送波周波数偏差が存在しても、ウォルシュ-アダマール変換後の出力を複数加え合わせることで、その信号成分が搬送波周波数偏差が存在しないときの出力値に近づけることができる。参考のために $Z_d(\Delta\omega, 0)$ の信号成分の具体的な数値例を表 4.1 に示す。

4.2.3 提案方式 #1 の平均同期捕捉時間の導出

平均同期捕捉時間は、拡散符号同期を正しい同期点で検出する確率である検出確率および、拡散符号同期を同期点以外で誤って検出してしまう誤警報確率の二つの確率から導出できる。まず、はじめに、検出確率および誤警報確率を導出し、その結果を利用して、平均同期捕捉時間を導く。

検出確率

通常、拡散符号同期点の検出が成功するとは、拡散符号同期点を検出した際の同期ずれの値 τ が、同期点を中心として前後 $1/2$ チップ時間内であった場合であると仮定している。つまり、同期ずれが $-T_c/2 \leq \tau \leq T_c/2$ のときに拡散符号同期点を検出できれば、正しい検出であるという。

この仮定を考慮し検出確率 P_D を定義すると、以下の式で表される。

$$P_D = \text{Prob}(Z_d(\Delta\omega, \tau) > Z_{th}) \quad ; (-T_c/2 \leq \tau \leq T_c/2) \quad (4.15)$$

この検出確率の値を導出するためには、 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の統計的性質を考える必要がある。そこで、 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の信号成分および、 $\mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau)$ の雑音成分の統計的性質を各々に考察する。

はじめに、 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の信号成分を考える。拡散信号の波形を矩形と仮定していることにより、式 (4.13) および参考文献 [3] から、 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の信号成分は次のように表すことができる。

$$Z_d(\Delta\omega, \tau)|_{\text{signal}} = \sqrt{\frac{P}{2}} L \text{sinc}\left(\frac{1}{d} \frac{|\Delta\omega|}{\omega_s}\right) \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) \quad (4.16)$$

ただし、拡散符号の自己相関値が以下であると仮定している。

$$\sum_{l=0}^{L-1} pn(lT_c)pn(lT_c - \tau) = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) & ; (-T_c/2 \leq \tau \leq T_c/2) \\ 0 & ; (|T_c/2| > \tau) \end{cases} \quad (4.17)$$

次に、 $\mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau)$ の雑音成分の統計的性質を考える。 $\mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau)$ の雑音成分とは、各ウォルシュ-アダマール変換後の出力における雑音の合成である。ウォルシュ-アダマール変換後の出力における雑音成分はガウス雑音であり、またそれぞれの出力における雑音は統計的に独立である。そのため、 $\mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau)$ の雑音成分もガウス雑音となっている。この性質は $\mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau)$ の雑音成分の同相分、直交分の両方に当てはまる。

ただし $\mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau)$ の雑音成分の分散値は、ウォルシュ-アダマール変換後の出力における雑音の分散値と比較し大きい値となっている。式 (4.11) より、各ウォルシュ-アダマール変換後の雑音の分散値を σ^2 とすると、 $\mathbf{Z}_d(\Delta\omega, \tau)$ の同相分、直交分それぞれの雑音成分の分散値は共に $d\sigma^2$ となる。(なお、 σ^2 とは式 (4.5) や式 (4.6) における $N_{j|0}^{(I)}(\Delta\omega, \tau)$, $N_{j|0}^{(Q)}(\Delta\omega, \tau)$ の分散値である。この値は、出力の番号 j 、搬送波周波数偏差値 $\Delta\omega$ あるいは同期ずれ τ には依存しない。) このように提案方式 #1 では、ウォルシュ-アダマール変換後の複数の出力の加え合わせの数に比例して雑音が増大する。

これらの議論から $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の確率密度関数を求める。 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ は式 (4.16) で示した信号成分を有し、また $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の雑音成分は分散 $d\sigma^2$ を持つガウス雑音であることから、 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の確率分布は前章でも示したように、仲上 - ライス分布になることが分かる。

ゆえに、 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の値が閾値 Z_{th} を越える確率、即ち検出確率 P_D は以下の式のように導出できる。

$$P_D = \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} Q\left(\frac{\sqrt{P}}{\sqrt{2d\sigma}} L \operatorname{sinc}\left(\frac{1}{d} \frac{|\Delta\omega|}{\omega_s}\right) \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right), \frac{Z_{th}}{\sqrt{d\sigma}}\right) d\tau \quad (4.18)$$

誤警報確率

先にも示したように拡散符号同期点が正しく検出できるとは、同期ずれ τ の値が同期点に対し $1/2$ チップ時間以内において拡散符号同期点を検出することである。しかし、同期ずれがそれ以外の値において、拡散符号同期点を誤って検出する場合がある。このように拡散符号同期点を誤って検出してしまうことを誤警報とよび、その確率を誤警報確率という。

誤警報確率 P_F は以下のように定義される。

$$P_F = \operatorname{Prob}(Z_d(\Delta\omega, \tau) > Z_{th}) \quad ; (|T_c/2| > \tau) \quad (4.19)$$

この確率を求めるためには、検出確率を求めた場合と同様に $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の統計的性質を考える必要がある。

まずはじめに、 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の信号成分を考える。拡散符号として一般に用いられている擬似ランダム符号は、その自己相関特性が大変優れている。その自己相関特性の性質から、 τ が $\tau > |T_c/2|$ の範囲において、 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の信号成分はほとんど存在しないと言える。そこで $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の信号成分は 0 であると仮定する。また $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の雑音成分については、検出確率を求めたときと同様の議論から、分散値 $d\sigma^2$ のガウス雑音であることが分かる。

そのため、 $Z_d(\Delta\omega, \tau)$ の確率密度関数はレイリー分布となり、誤警報確率は以下の式のように求めることができる。

$$P_F = \exp\left(-\frac{Z_{th}^2}{2d\sigma^2}\right) \quad (4.20)$$

平均同期捕捉時間

平均同期捕捉時間は図 4.3 で示したような状態遷移図によって求めることができる [20].

図 4.3の円周上の状態の数は拡散符号のチップ数と等しく L である。初期状態はこの円周上の任意の一つの状態である。検出モードで信号の検出が無かった場合、円周上の次の状態へチップ時間毎に状態が遷移する。検出モードで誤警報があった場合、状態が円周の内側の状態に遷移し、ペナルティー時間後に状態が円周上に戻る。拡散符号同期が確立するとは、ある初期状態から図の頂点にある ACQ 状態に状態が遷移することを言い、平均同期捕捉時間はその遷移に必要な時間の平均値である。

はじめに、ある任意の初期状態 l から ACQ 状態へ遷移するときの状態遷移関数 $U_l(z)$ を求めると以下の式が得られる。

$$U_l(z) = \frac{u_0^l(z) \mathbf{P}_D z}{1 - (1 - \mathbf{P}_D) z u_0^{L-1}(z)} \quad (4.21)$$

ここで $u_0(z)$ は円周上の任意の l' の状態から、次の $l' - 1$ の状態へ遷移するときの状態遷移関数であり、 $u_0(z) = (1 - \mathbf{P}_F)z + \mathbf{P}_F z^{\xi L+1}$ と表すことができる。

円周上の全ての状態において、それらが初期状態となる確率は等しいことから、全体の状態遷移関数 $U(z)$ が次のように求められる。

$$U(z) = \frac{\mathbf{P}_D z u_0(z) [1 - u_0^{L-1}(z)]}{(L-1)(1 - u_0(z))(1 - (1 - \mathbf{P}_D) z u_0^{L-1}(z))}. \quad (4.22)$$

平均同期捕捉時間は $U(z)$ を用いて以下のように求めることができる。

$$T_{acq} = T_c \left. \frac{dU(z)}{dz} \right|_{z=1}. \quad (4.23)$$

ここで T_{acq} は平均同期捕捉時間である。

4.3 提案方式 #2... 参照パターンとの比較による方式 [21]

提案方式 #1 による加え合わせの方式では、加え合わせの本数に比例して雑音が増大する。たとえ、受信した信号に搬送波周波数偏差が存在しなくても、加え合わせに伴う雑音の増加によって初期同期捕捉の性能は劣化する。また、表 4.1でも示したように提案方式 #1 では、加え合わせの本数が少ない場合、大きな搬送波周波数偏差が存在するときに対応できない。

ところで、図 3.3でも示したように、搬送波周波数偏差が存在する場合でも、ウォルシュ-アダマール変換後の出力における信号成分がどのような値になるかは、予め知ることができる。そこで、搬送波周波数偏差に応じたウォルシュ-アダマール変換後の各出力の信号成分の値を予め受信側で用意し、実際の受信信号によるウォルシュ-アダマール変換後の出力と比較するような初期同期捕捉法を考える。もしある時刻で、ウォルシュ-アダマール変換後の出力が受信側で用意されたデータに似ているとするならば、その時刻が拡散符号同期点であると推定できることになる。

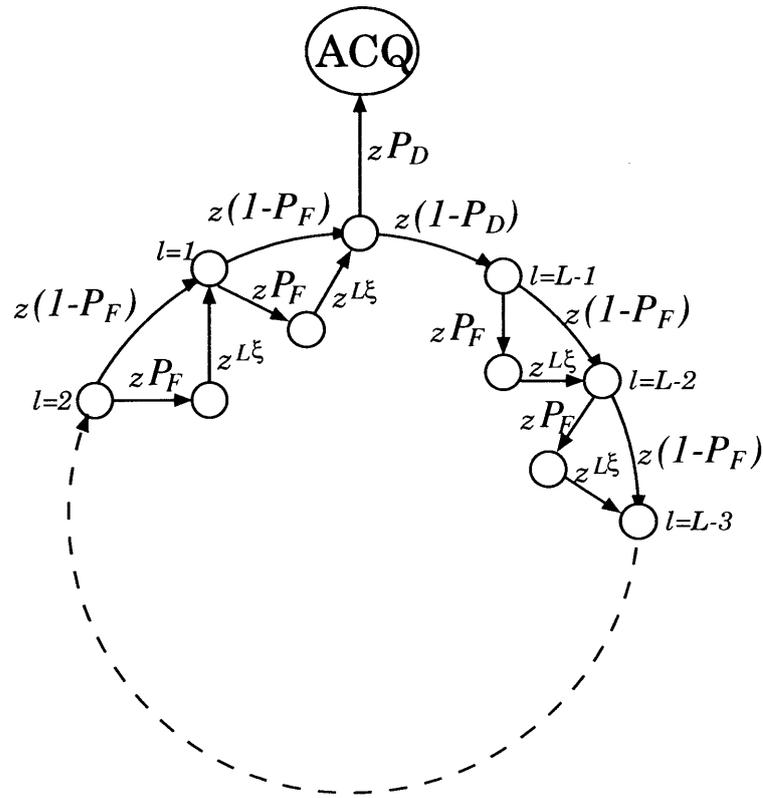


図 4.3: 初期同期捕捉回路の状態遷移図

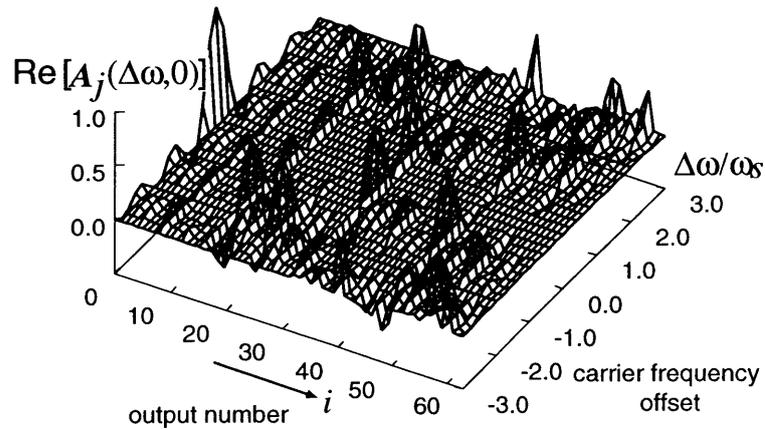
このように受信側で予めデータを用意し、それと実際の出力との比較を行なうことで初期同期捕捉を図る方式を提案方式 #2 とする。

4.3.1 提案方式 #2 の原理

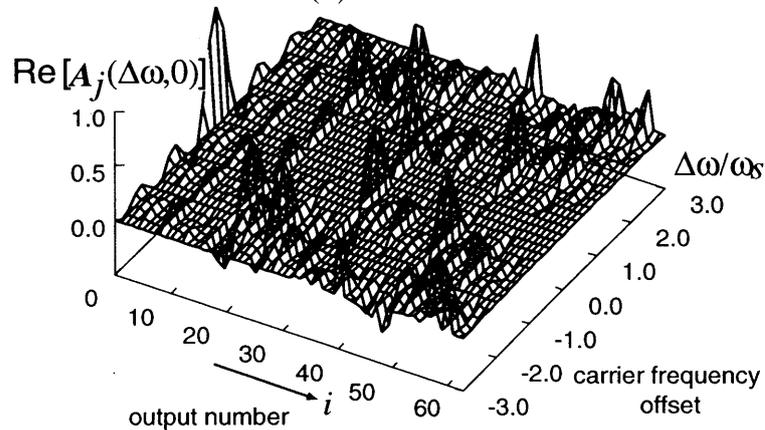
前章の図 3.3 では搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散信号のウォルシュ-アダマール変換後の出力値を絶対値として示している。そこで、さらにこの図を詳しく示すために、図 3.3 を同相成分、直交成分に分けた図を示す。

図 4.4 は、アダマール符号 \mathbf{a}_0 を送信したときの拡散符号同期点でのウォルシュ-アダマール変換後の出力を、同相分、直交分に分けて示したものである。なお、初期位相 ϕ は 0 とし、さらに雑音や干渉の影響はないものとしている。また、搬送波周波数偏差の範囲はシンボルレートの -3 倍から 3 倍である。図中の $\mathbf{A}_j(\Delta\omega, \tau)$ は、搬送波周波数偏差値 $\Delta\omega$ 、同期ずれ τ のときの j 番目の出力値を表し、同相成分を実数部、直交成分を虚数部とする複素数である²。

²本章で示す $\mathbf{A}_j(\Delta\omega, \tau)$ と前章の図 3.3 に示した $A_{j|i}$ との間には、 $A_{j|0} = |\mathbf{A}_j(\Delta\omega, 0)|$ の関係がある。



(a) 同相成分



(b) 直交成分

図 4.4: 多値直交変調スペクトル拡散通信方式における出力の様子

図 4.4 から、拡散符号同期点でどのようなウォルシュ - アダマール変換出力が得られるかは、搬送波周波数偏差値毎に知ることができる。提案方式 #2 とは、この図を予め受信側で用意し、どのような搬送波周波数偏差を伴う信号が来てもこの図と比較することで拡散符号同期点が検出できる方式である。

しかし図 4.4 から分かるように、どのような搬送波周波数偏差を持った信号にでも対応するためには、全ての出力番号の出力値に関するデータを、発生し得る全ての周波数偏差値に渡って受信側が用意しなければならない。その量は膨大であり、計算量も大きく増大する。この問題を防ぐため、図 4.4 において特定の周波数に対応する出力値のみを受信側で用意することを考える。

図 4.5 は、図 4.4 から搬送波周波数偏差値がシンボルレートの整数倍の出力値を抜き出したものである。ここで、図中の $\hat{A}_{\lambda,j}$ の添字 λ は搬送波周波数偏差値とシンボルレートの比の値を表す整数であり、 $\lambda = \Delta\omega/\omega_s$ である。すなわち、 $A_j(\Delta\omega, \tau)$ と $\hat{A}_{\lambda,j}$

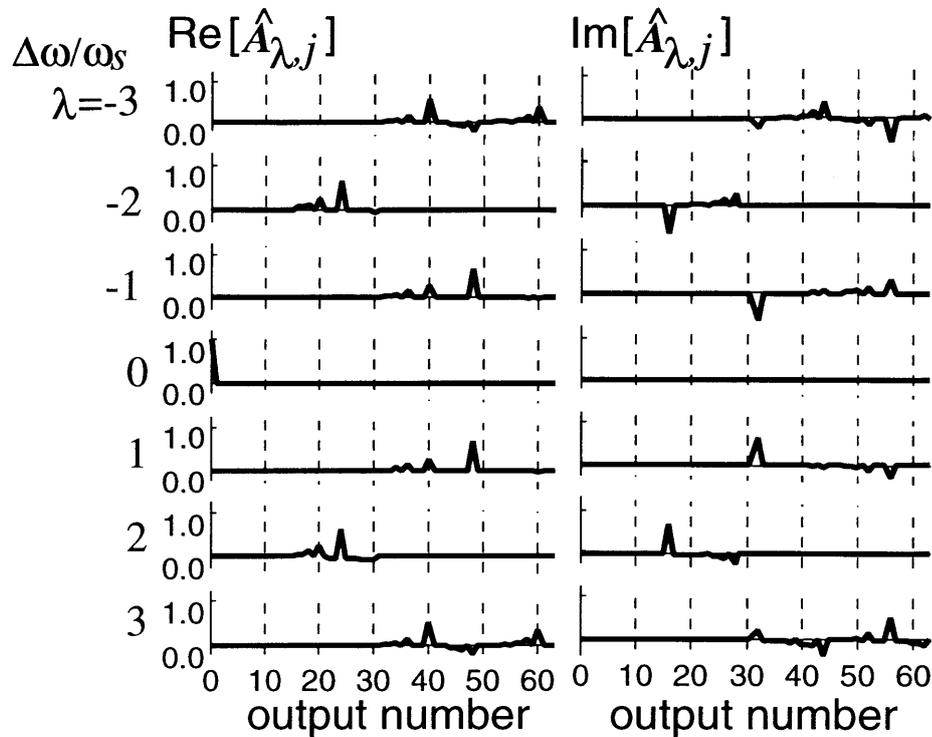


図 4.5: 参照パターン

の間には、 $\hat{A}_{\lambda,j} = A_j(\lambda\omega_s, 0)$ の関係がある。

提案方式 #2 では、受信側で図 4.5 に示された各シンボルレートの整数倍における出力値をデータとして用意する。この図 4.5 に示された、各々の搬送波周波数偏差値に対応した出力値のデータを『参照パターン』と呼ぶこととする [21]-[23]。このようにシンボルレートの整数倍の参照パターンを用意することで、受信側で必要となるデータ量が大きく減少する。また、搬送波周波数偏差値がシンボルレートの整数倍であるため、各参照パターンと受信信号出力との比較をする際に問題となる雑音は、それぞれの参照パターン毎に独立となる。

次に、提案方式 #2 で最も重要な問題となる参照パターンと受信信号出力との比較の手法を考える。もっとも一般的な比較の手法として最小自乗近似の手法が考えられる [22][23]。しかしながらこの手法は雑音が非常に大きくなるという問題点がある。そこで本提案方式では、雑音の影響をできるだけ避けるという観点から、比較の手法として重み付け加算の手法を採用する [21]。

まず、各参照パターンの値を重みとしてウォルシュ - アダマール変換後の出力に掛け合わせる。そのとき、参照パターンの出力番号と実際の出力番号は一致させるので、 j 番目の出力の重みとなるのは $\hat{A}_{\lambda,j}$ である。その後、それぞれの参照パターン毎に、全ての

出力番号に渡ってその重み付けを行なった信号を加え合わせる。それによって用意された参照パタンの数と等しい数の結果が得られる。そしてある時刻に、いずれかの結果が決められた閾値を越えたとするならば、その時刻を拡散符号同期点として検出する。

この重み付け加算の手法は、信号の加え合わせに伴う雑音の増加を抑えることができる。例えば、受信信号に搬送波周波数偏差が存在しない場合、拡散符号同期時には0番目の出力に大きな値が現われ、それ以外の番号の出力は雑音のみである。このような出力を重み付けを行なわないで加算した場合、雑音成分は大変大きな値となってしまふ。しかし、参照パターン $\hat{\mathbf{A}}_{0,j}$ を重みとして重み付け加算をした場合、希望する0番目の出力だけが生き残り、希望しない出力番号の出力は重み付けによって0となる。

また提案方式 #2 では、参照パターンとして図 4.5 に示したような同相分、直交分の両方のデータを用い、図 3.3 に示したような絶対値を用いない。これも雑音の影響を極力減らすための工夫である。

4.3.2 提案方式 #2 の初期同期捕捉回路の構成

提案方式 #2 の受信機構成

提案方式 #2 の受信機の構成は、提案方式 #1 のものと同じである。そのため、ウォルシュ-アダマール変換後の各出力の値は式 (4.7) で表される。(ただし、提案方式 #2 では直交符号としてアダマール順序のアダマール符号を用いているのに対し、提案方式 #1 ではシーケンシ順序のアダマール符号を用いているので注意が必要である。)

ところで、式 (4.7) に含まれる $\sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{a}_0(lT_c - \tau) \mathbf{a}_j(lT_c) pn(lT_c - \tau) pn(lT_c) e^{j\Delta\omega lT_c}$ の実数成分および虚数成分は、まさしく図 4.4 で示した $\text{Re}[\mathbf{A}_j(\Delta\omega, \tau)]$, $\text{Im}[\mathbf{A}_j(\Delta\omega, \tau)]$ である。そのため以降の解析のため、式 (4.7) を次のように変形する。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_j &= \sqrt{\frac{P}{2}} e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{a}_0(lT_c - \tau) \mathbf{a}_j(lT_c) pn(lT_c - \tau) pn(lT_c) e^{j\Delta\omega lT_c} + \mathbf{N}_j(\Delta\omega, \tau) \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} e^{j\phi} \mathbf{A}_j(\Delta\omega, \tau) + \mathbf{N}_j(\Delta\omega, \tau) \end{aligned} \quad (4.24)$$

提案方式 #2 の初期同期捕捉回路

次に、提案方式 #2 の初期同期捕捉回路の動作について示す。図 4.2 は提案方式 #2 の初期同期捕捉回路である。提案方式 #1 と同様に提案方式 #2 における初期同期捕捉回路も、検出モードと確認モードの二つの動作からなるものとする。参照パターンと

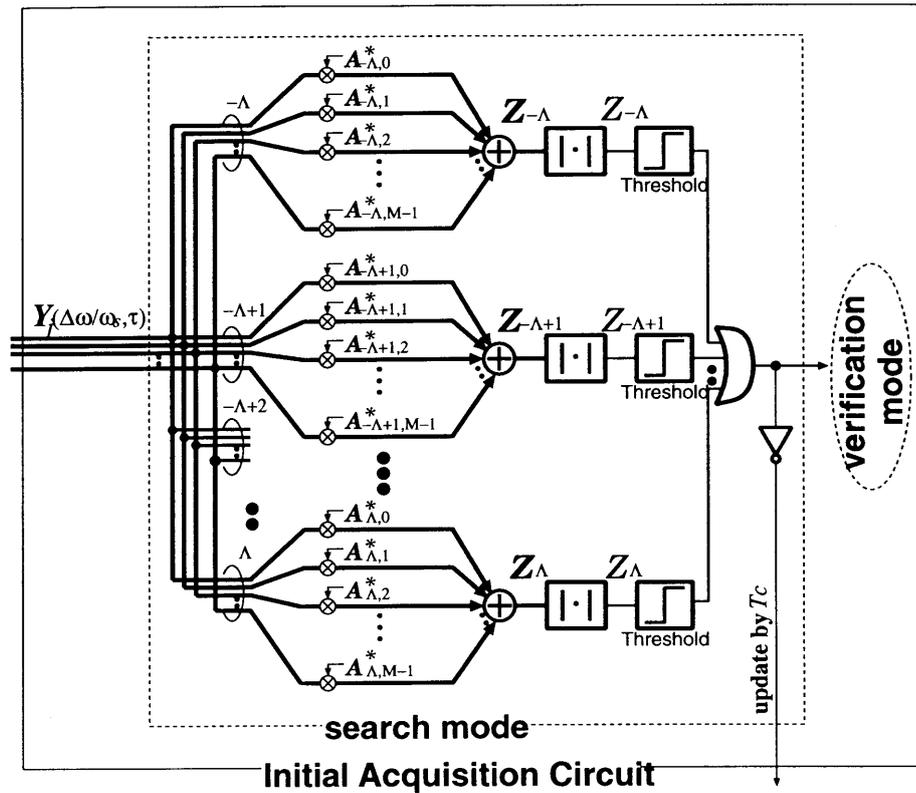


図 4.6: 提案方式 #2 のシステムモデル

の重み付け加算を行なうのは検出モードであり、確認モードは理想的に動作すると仮定する。

提案方式 #2 では予め初期同期捕捉回路で参照パターンを用意する。用意されるパターンの数は受信信号が有する最大搬送波周波数偏差値に依存し、例えば、搬送波周波数偏差の範囲が $-\Lambda\omega_s$ から $\Lambda\omega_s$ であった場合（ここで Λ を整数と仮定する）、用意される参照パターンの周波数値は $-\Lambda\omega_s, -(\Lambda - 1)\omega_s, \dots, \lambda\omega_s, \dots, (\Lambda - 1)\omega_s, \Lambda\omega_s$ となる。よって、用意される参照パターン数は $2\Lambda + 1$ である。

まず、ウォルシュ-アダマール変換後の j 番目の出力に、各参照パターンの j 番目の値が重みとして掛けられる。ある周波数偏差値 $\lambda\omega_s$ に対応した参照パターンを重みとして用いた場合、その重み付けの結果は以下の式で表される。

$$\mathbf{Z}_{\lambda,j}(\Delta\omega, \tau) = \sqrt{\frac{P}{2}} e^{j\phi} \mathbf{A}_j(\Delta\omega, \tau) \hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}^* + \mathbf{N}_j(\Delta\omega, \tau) \hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}^*, \quad (4.25)$$

ここで $\mathbf{Z}_{\lambda,j}(\Delta\omega, \tau)$ は、周波数偏差値 $\lambda\omega_s$ に対応する参照パターンによって j 番目の出力が重み付けされた結果の値である。

次に、式 (4.25) で得られた結果を各参照パターン毎に、全ての j について加算する。その結果は以下の式で表される。

$$Z_\lambda(\Delta\omega, \tau) = \sum_{j=0}^{M-1} \left(\sqrt{\frac{P}{2}} e^{j\phi} \mathbf{A}_j(\Delta\omega, \tau) \hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}^* + \mathbf{N}_j(\Delta\omega, \tau) \hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}^* \right) \quad (4.26)$$

最後に, 式 (4.26) の包絡線 $Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ を導出する.

$$Z_\lambda(\Delta\omega, \tau) = |Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)| \left(= \sqrt{Z_\lambda(\Delta\omega, \tau) Z_\lambda^*(\Delta\omega, \tau)} \right) \quad (4.27)$$

包絡線の信号成分は $|\sqrt{P/2} \sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{A}_j(\Delta\omega, \tau) \hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}^*|$ となるため, 式 (4.26) に含まれていた初期位相 ϕ の影響が消える. なお, このように得られた $Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の数は参照パタンの数と等しく $2\Lambda + 1$ である,

最後に全ての結果と閾値 Z_{th} と比較する. そして, λ の値に関わらず, ある時刻において一つでも閾値を越える結果があるならば, その時点を拡散符号同期点として検出し, 確認モードに動作が移行する.

確認モードは提案方式 #1 と同様の動作を行なうものと想定する.

4.3.3 提案方式 #2 の平均同期捕捉時間の導出

次に提案方式 #2 の平均初期同期捕捉時間を導出する. 提案方式 #1 と同様に, 検出確率および誤警報確率を導出した後に, 平均同期捕捉時間を導く.

検出確率

提案方式 #2 の検出確率は以下の式で表される.

$$P_D = \text{Prob}(Z_{th} < Z_\lambda(\Delta\omega, \tau) | \exists \lambda) \quad ; (-T_c/2 \leq \tau \leq T_c/2) \quad (4.28)$$

この検出確率を求めるためには提案方式 #1 の場合と同様に, $Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の統計的性質を信号成分, 雑音成分それぞれに求める必要がある.

$Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の信号成分は式 (4.26) より, 以下のように表すことができる.

$$Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)|_{\text{signal}} = \sqrt{\frac{P}{2}} \left| \sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{A}_j(\Delta\omega, \tau) \hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}^* \right| \quad (4.29)$$

ここで $\mathbf{A}_j(\Delta\omega, \tau)$ の値は, 図 4.4 から求めることができる. また, 拡散符号の自己相関特性が式 (4.17) と表すことができれば, 上式は次のように書くこともできる.

$$Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)|_{\text{signal}} = \sqrt{\frac{P}{2}} \left| \sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{A}_j(\Delta\omega, 0) \hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}^* \right| \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c} \right) \quad (4.30)$$

次に $Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の雑音成分を考える。 $Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の雑音成分は式 (4.26) より $\sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{N}_j(\Delta\omega, \tau) \hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}^*$ となっている。 $\mathbf{N}_j(\Delta\omega, \tau)$ は、提案方式 #1 でも示したように j について互いに独立であるガウス分布をしているため、 $Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の雑音成分もガウス分布となる。 またその分散は $\sigma^2 \sum_{j=0}^{M-1} |\hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}|^2$ で表わすことができる。

これらの議論から $Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の確率密度関数は仲上 - ライス分布となっている。 よって、 $Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の値が閾値 Z_{th} を越える確率を $P_{D,\lambda}$ とすると、以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} P_{D,\lambda} &= \text{Prob}(Z_{th} < Z_k(\tau, \Delta\omega)) \\ &= \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} Q\left(\frac{\sqrt{P}}{\sqrt{2A_\lambda}\sigma} \left| \sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{A}_i(\Delta\omega, \tau) \hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}^* \right|, \frac{Z_{th}}{\sqrt{A_\lambda}\sigma}\right) d\tau \end{aligned} \quad (4.31)$$

ただし、 $A_\lambda = \sum_{j=0}^{M-1} |\hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}|^2$ である。

最後に全体の検出確率 P_D を導出する。 P_D は式 (4.31) を次式に代入することによって得ることができる。

$$P_D = 1 - \prod_{\lambda=-\Lambda}^{\Lambda} (1 - P_{D,\lambda}) \quad (4.32)$$

誤警報確率

提案方式 #2 の誤警報確率は以下の式で表される。

$$P_F = \text{Prob}(Z_{th} < Z_\lambda(\Delta\omega, \tau) | \exists \lambda) \quad ; (|T_c/2| > \tau) \quad (4.33)$$

$Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の信号成分は、提案方式 #1 の場合と同様に 0 と近似する。 また、 $Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の雑音は、分散 $\sigma^2 \sum_{j=0}^{M-1} |\hat{\mathbf{A}}_{\lambda,j}|^2$ のガウス分布である。

そのため、 $Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の確率密度関数はレイリー分布であり、 $Z_\lambda(\Delta\omega, \tau)$ の値が閾値 Z_{th} を越える確率 $P_{F,\lambda}$ は以下のように表される。

$$P_{F,\lambda} = \exp\left(-\frac{Z_{th}^2}{2A_\lambda\sigma^2}\right) \quad (4.34)$$

誤警報確率は式 (4.34) を次式に代入することによって導出できる。

$$P_F = 1 - \prod_{\lambda=-\Lambda}^{\Lambda} (1 - P_{F,\lambda}) \quad (4.35)$$

平均同期捕捉時間

提案方式 #2 においても、平均同期捕捉時間を求めるための状態遷移図は提案方式 #1 で用いた図 4.3 と同じである。そのため、状態遷移関数も式 (4.22) で表すことができ、平均同期捕捉時間は式 (4.23) で求めることができる。

4.4 提案方式の特性評価

これまで提案した二種類の提案方式について特性の評価を行なう。ここでは、評価基準を一定とするため、以下の条件を設定する。

- 多値直交数 $M = 64$
- 拡散符号一シンボルの符号長 $L = 128$
- 雑音は加法性ガウス雑音
- ユーザ数は 1
- ペナルティー時間 $\xi T_s = 4T_s$

4.4.1 提案方式 #1 の特性評価

図 4.7 に提案方式 #1 の初期同期捕捉特性を示す。図の縦軸は平均同期捕捉時間を拡散符号のシンボル時間 LT_c で規格化した値、横軸は搬送波周波数偏差値の絶対値をシンボルレートで規格化した値である。ウォルシュ-アダマール変換後の出力の加え合わせの本数 d を $d = 1, 2, 4, 8$ の四通りとしている。図中の Z_{n1} は閾値 Z_{th} を規格化するために用いる値であり、式 (4.9) より $Z_{n1} = L\sqrt{P/2}$ とする。

図 4.7 よりまず、搬送波周波数偏差がシンボルレートの 0.3 倍程度より小さな値の場合、加え合わせを行なう場合の特性が、加え合わせを行わない場合の特性よりも悪く、さらに加え合わせの本数が増える程特性が大きく劣化することが分かる。これは、加え合わせの本数を増やすことにより雑音分が増加し、それによって特性が劣化することがその理由である。

しかし搬送波周波数偏差値が増加した場合、 $d = 1$ の場合の特性が急激に劣化するのに対し、加え合わせを行なった場合の特性劣化が少ない。特に $d = 8$ の場合、搬送波周波数偏差値が増加してもそれに伴う特性劣化がほとんどみられない。このように提案方式 #1 では複数の出力の加え合わせの効果によって、搬送波周波数偏差値が増加してもある程度の初期同期捕捉性能が保たれる。例えば二出力のみの加え合わせでも

搬送波周波数偏差値がシンボルレートの1倍程度であれば、 $E_b/N_0=6\text{dB}$ で約20シンボル長、 $E_b/N_0=8\text{dB}$ で約10シンボル長の平均同期捕捉時間が達成できる。

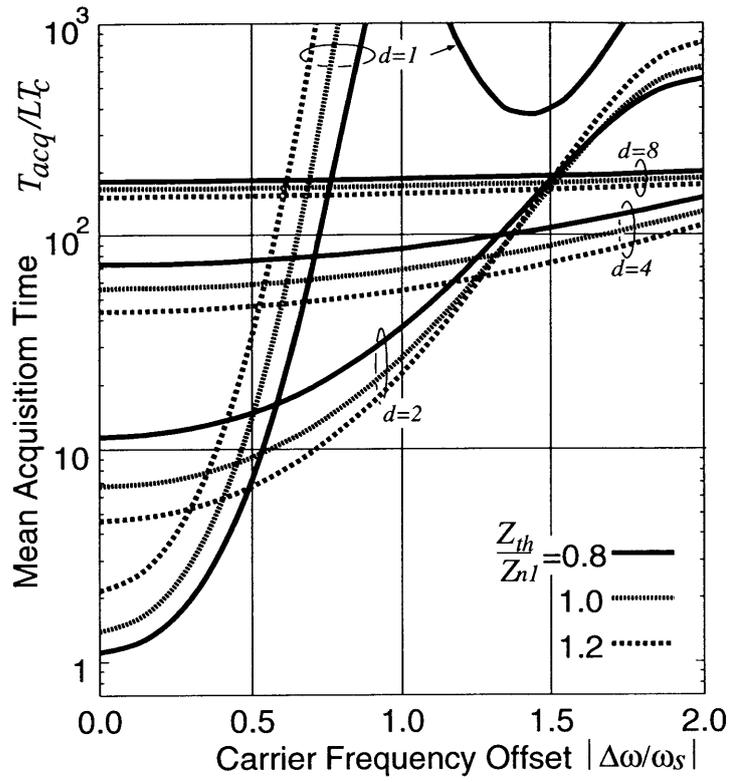
次に閾値と平均同期捕捉時間の関係を考察する。図中のほとんどの場合において、閾値が増加するに従い平均同期捕捉時間の特性が改善する。これは、閾値を大きくすることで誤警報確率が減少するからである。しかし、 $d=1$ の場合あるいは E_b/N_0 の値が大きな場合には、閾値が増加するに従いその特性が劣化する現象も見られる。 $d=1$ の場合や高 E_b/N_0 の場合は雑音成分が他の場合と比べ大変小さく、もともと低い閾値の場合でも誤警報確率が小さい。このような状態で閾値を大きくすると検出確率が減少し、それによって平均同期捕捉時間の特性が劣化する。

4.4.2 提案方式 #2 の特性評価

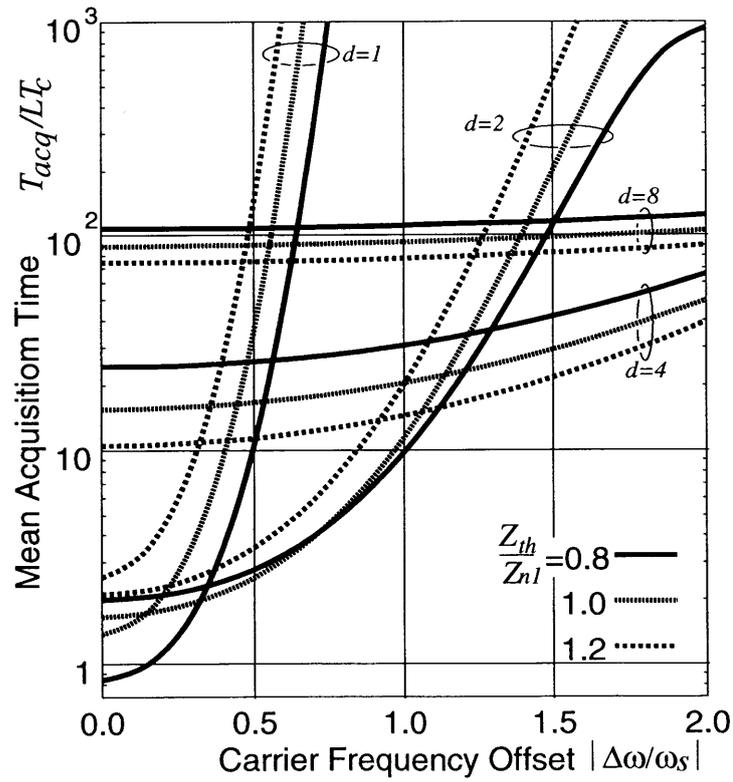
図4.8に提案方式 #2 の初期同期捕捉特性を示す。図の縦軸は平均同期捕捉時間を拡散符号のシンボル時間 LT_c で規格化した値、横軸は搬送波周波数偏差値をシンボルレートで規格化した値である。発生しうる搬送波周波数偏差の範囲を $-10.0 \leq \Delta\omega/\omega_s \leq 10.0$ 、即ち Λ の値を10と設定する。そのため用意される参照パタンの数は $2\Lambda + 1 = 21$ である。図中の Z_{n2} は閾値 Z_{th} を規格化するために用いる値であり、提案方式 #2 では $Z_{n2} = |\hat{A}_{0,0}|^2 \sqrt{P/2}$ とする。

図4.8よりも、平均同期捕捉時間の特性は搬送波周波数偏差値がシンボルレートの整数倍の場合に最も改善し、逆に搬送波周波数偏差値がシンボルレートの整数倍から $\omega_s/2$ ずれている場合、その特性が最も劣化している。これは、用意した参照パターンがシンボルレートの整数倍である周波数偏差値に対応したものであり、搬送波周波数偏差値がシンボルレートの整数倍の値に近い程、より正確な拡散符号同期点の推定ができるからである。また、平均同期捕捉時間の値は変動してはいるが、搬送波周波数偏差が大きくなってもほぼ同じような特性が得られている。このような安定した特性が得られる搬送波周波数偏差の範囲は、用意した参照パタンの数が多い程広くなり、この例では $-10.0 \leq \Delta\omega/\omega_s \leq 10.0$ の範囲である。

次に、閾値と平均同期捕捉時間の特性の関係を考察する。まず閾値が小さい場合、 E_b/N_0 の値が大きい程、平均同期捕捉時間特性が改善する。これは、閾値が小さい場合は雑音に伴う誤警報が多くなる傾向があるにも関わらず、雑音の少ない高 E_b/N_0 の場合はその誤警報が少ないからである。しかし、閾値が大きくなるに従い高 E_b/N_0 時の特性が急激に劣化する。通常閾値が大きい場合、誤警報確率が減少する一方で、検出確率も減少する。しかし E_b/N_0 が低い場合は雑音が大きいため、その雑音の値によっては検出確率の低下を抑制するように働くこともある。高 E_b/N_0 時では雑音が少ない

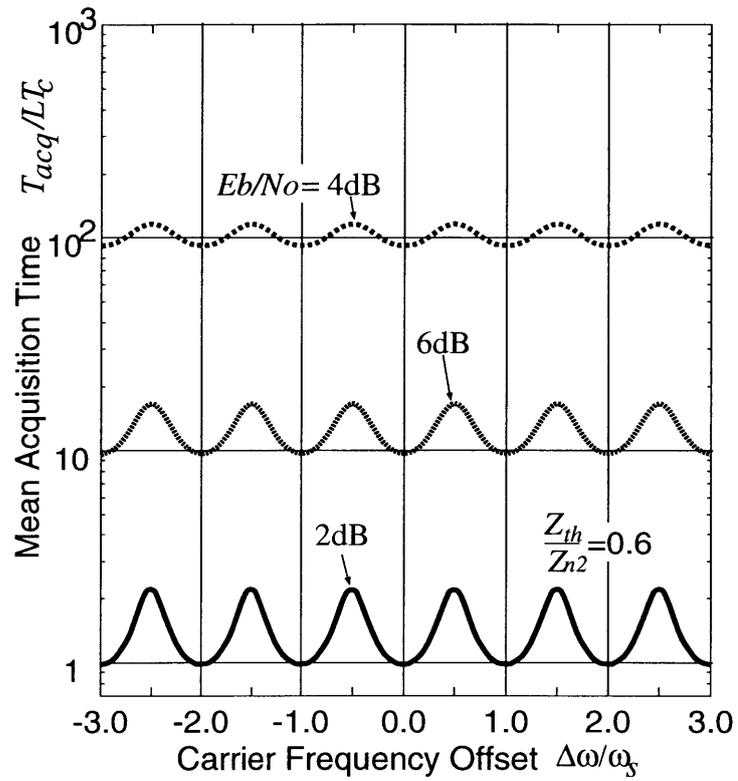


(a) $E_b/N_0 = 6\text{dB}$

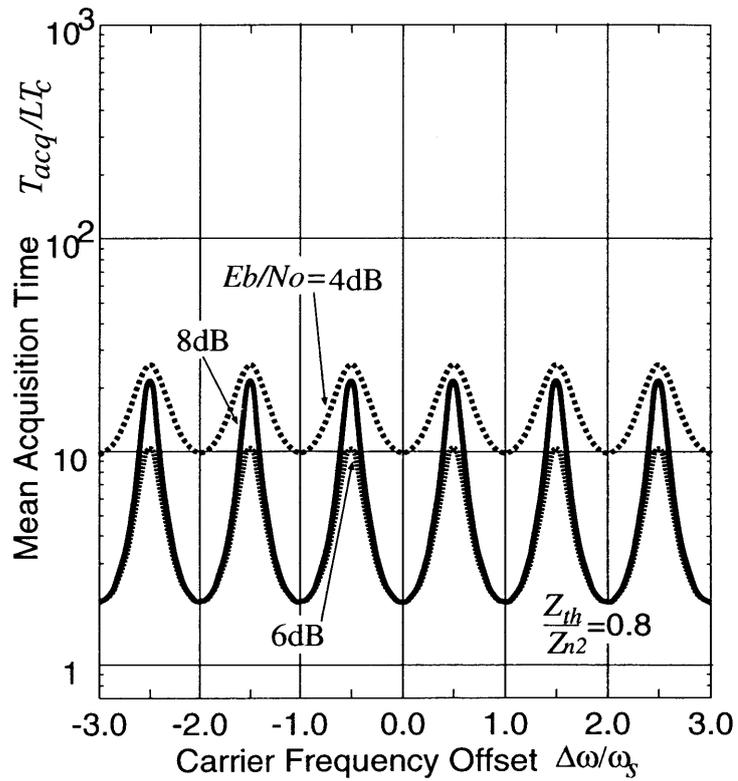


(b) $E_b/N_0 = 8\text{dB}$

図 4.7: 提案方式 #1 の平均同期捕捉時間特性

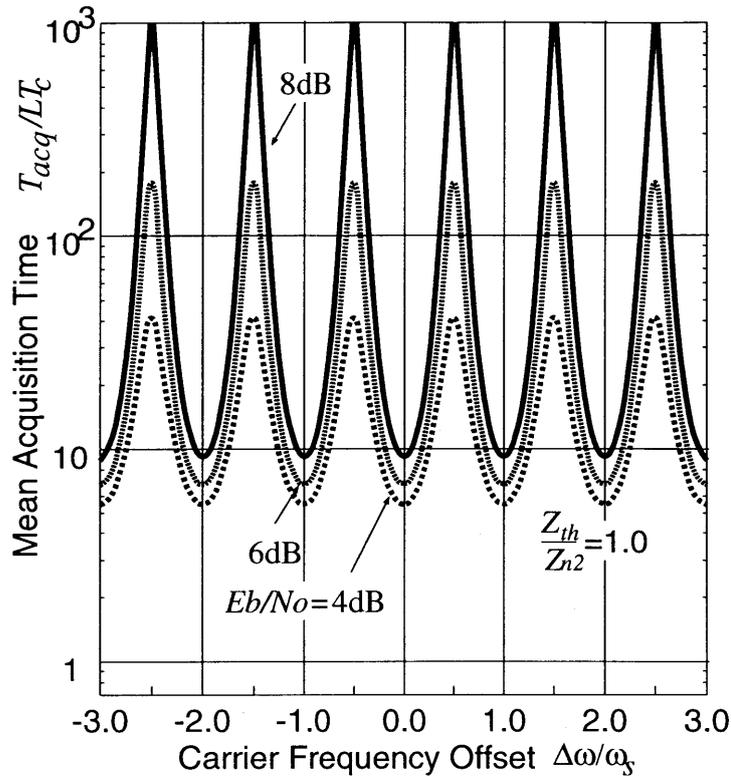


(a) $Z_{th}/Z_{n2} = 0.6$



(b) $Z_{th}/Z_{n2} = 0.8$

図 4.8: 提案方式 #2 の平均同期捕捉時間特性 -I



(c) $Z_{th}/Z_{n2}=1.0$

図 4.8: 提案方式 #2 の平均同期捕捉時間特性 -II

いためその働きが期待できず、そのため閾値が大きくなると検出確率が激減し、平均同期捕捉時間の特性が大きく劣化する。

このように誤警報確率と検出確率はトレードオフの関係にあり、またそれらの値は閾値によって大きく影響を受ける。そこで次に、閾値と平均同期捕捉時間特性の関係を考察する。

図 4.9 は平均同期捕捉時間と閾値の関係を示している。ここで横軸は Z_{n2} で規格化した閾値の値である。また図中の "best case" とは搬送波周波数偏差値がシンボルレートの整数倍のときの特性を意味し、"worst case" とはその値がシンボルレートの整数倍から $\omega_s/2$ ずれている時の特性を表している。

図 4.9 より明らかなように、平均同期捕捉時間の特性は閾値に対し最適値を有している。これは、誤警報確率と検出確率のトレードオフから起因する特徴である。閾値を 0 から徐々に増加した場合、はじめに誤警報確率が減少し特性が改善するが、さらに閾値を増加させると検出確率が減少して特性が劣化する。また特性が最適となるときの閾値の値は、 E_b/N_0 が大きい程小さな値となっている。低い E_b/N_0 と比較して

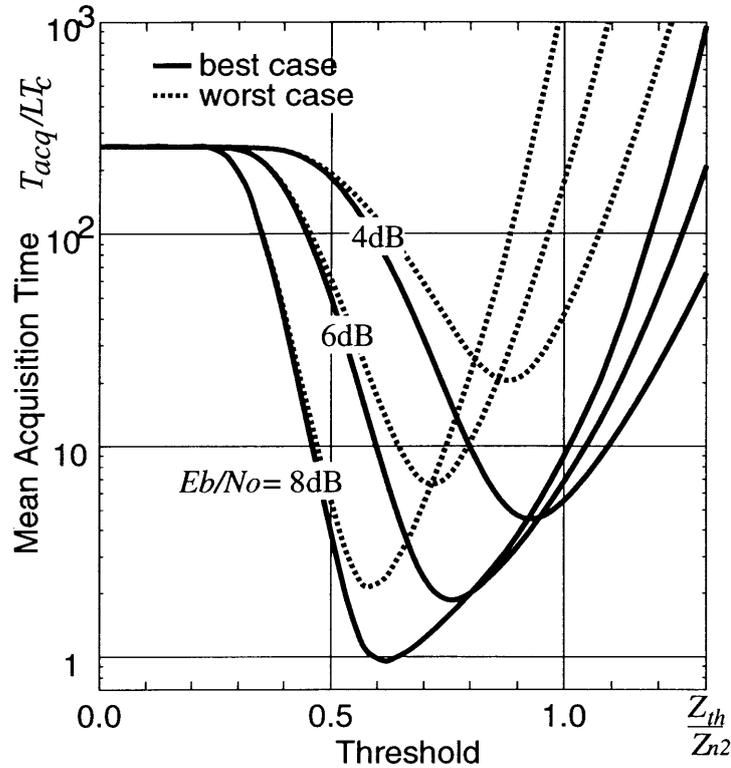


図 4.9: 提案方式 #2 の閾値を変化させた場合の平均同期捕捉時間特性

E_b/N_0 が高い場合、より低い閾値において誤警報確率が小さくなりはじめ、また低い閾値において検出確率が減少しはじめることを意味している。

4.4.3 提案方式 #1 と提案方式 #2 の特性比較

次に本章で提案した二つの初期同期捕捉手法の特性比較を行なう。図 4.10 に $E_b/N_0 = 6\text{dB}$ における提案方式 #1 および提案方式 #2 の初期同期捕捉特性を示す。この図は、提案方式 #1 の特性として示した図 4.7-(b) に、提案方式 #2 から得られた結果を一つ加えたものである。なお、提案方式 #2 の結果において閾値を $Z_{th}/Z_{n2} = 0.7$ と設定しているのは、図 4.9 から、 $E_b/N_0 = 6\text{dB}$ における提案方式 #2 の最適な閾値が約 0.7 であることが理由である。

図 4.10 より、提案方式 #1 の特性に比べ提案方式 #2 の特性がより良いことは明らかである。特に、搬送波周波数偏差が大きな場合によりその差が顕著に現われる。しかし搬送波周波数偏差がシンボルレートの 0.5 倍以下では、加え合わせの数 d が $d = 1$ あるいは 2 の場合、提案方式 #1 の特性が提案方式 #2 の特性に匹敵する。提案方式 #1 の構成は提案方式 #2 の構成に対し非常に単純であるため、発生しうる搬送波周

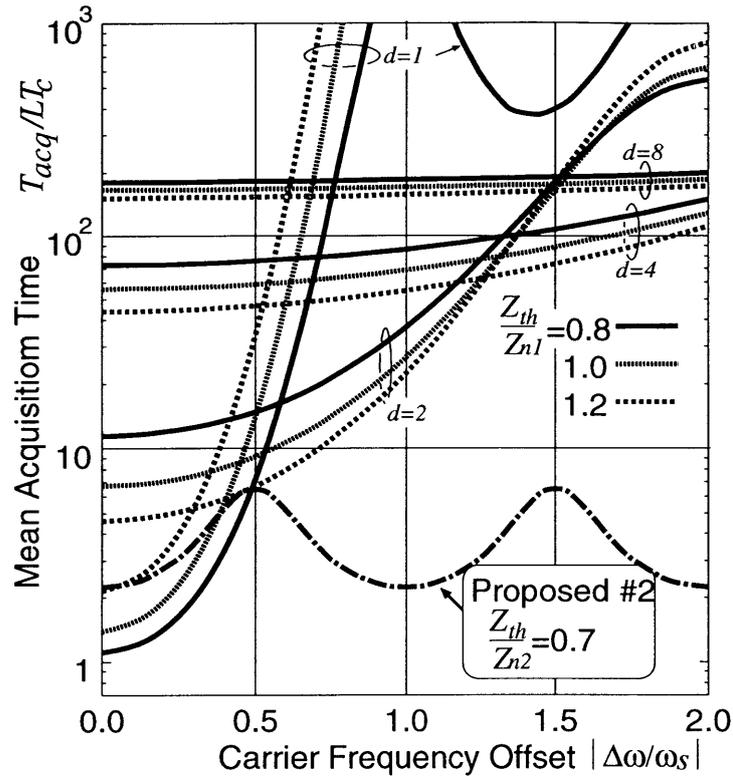


図 4.10: 提案方式 #1 と提案方式 #2 の特性比較

波数偏差の値によっては、あるいは初期同期捕捉の高速性を厳密に要求しない場合は、提案方式 #1 を用いた方が良いとも言える。

4.5 まとめ

本章では、搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散信号のための初期同期捕捉方式を二方式提案した。一つは、『各出力の加え合わせによる方式 (提案方式 #1)』であり、もう一つの方式が、『参照パターンとの比較による方式 (提案方式 #2)』である。

搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散信号の受信では、ウォルシュ-アダマール変換後、搬送波周波数偏差の影響によって希望出力の値が減少し、非希望出力に出力値が現われる。特にシーケンスの近い符号に対応した出力にその影響は大きく現われる。そのため、希望する出力に複数のシーケンスの近い符号に対応する出力の値を加え合わせることによって、搬送波周波数偏差が存在しても拡散符号同期点において大きな信号出力が得られるものと期待できる。このように、希望出力およびシーケンスの近い符号に対応する複数の出力を加え合わせることで初期同期捕捉を

行なう方式が, 提案方式 #1 である.

また, 搬送波周波数偏差が存在する場合でも, ウォルシュ-アダマール変換後の出力における信号成分がどのような値になるかは, 予め知ることができる. そこで, 搬送波周波数偏差に応じたウォルシュ-アダマール変換後の各出力の参照パターンを予め受信側で用意し, ある時刻で受信出力が参照パターンと似ているとするならば, その時刻が拡散符号同期点であると推定できる. このような実際の出力と参照パターンとの比較を行なうことで初期同期捕捉を図る方式が提案方式 #2 である.

これらの提案方式の特性を平均同期捕捉時間によって評価した. その結果いずれの手法も搬送波周波数偏差存在時でも高速の初期同期捕捉が可能であることが確かめられた. 特に提案方式 #2 は, 搬送波周波数偏差が大きくても高速な初期同期捕捉を行うことができ, $E_b/N_0=6\text{dB}$ において 10 シンボル長以内の平均同期捕捉時間が達成できることを確認した.

第 4 章の参考文献

- [1] 小川明監修, CDMA 方式と次世代移動体通信システム, トリケップス, 1995 年 4 月.
- [2] R.L.Pickholtz, D.L.Schilling, and L.B.Milstein, "Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial," IEEE Trans. on Commun., Vol.30, No.5, pp.855-884, May 1982.
- [3] 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 年.
- [4] A.W.Fuxjaeger and R.A.Iltis, "Acquisition of Timing and Doppler-Shift in a Direct-Sequence Spread-Spectrum System," IEEE Trans. on Commun., Vol.42, No.10, pp.2870-2880, October 1994.
- [5] K.K.Chawla and D.V.Sarwate, "Parallel Acquisition of PN Sequence in DS/SS Systems," IEEE Trans. on Commun., Vol.42, No.5, pp.2155-2164, May 1994.
- [6] U.Cheng, W.J.Hurd, and J.I.Statman, "Spread-Spectrum Code Acquisition in the Presence of Doppler Shift and Data Modulation," IEEE Trans. on Commun., Vol.38, No.2, pp.241-250, February 1990.
- [7] 奥田慎治, 片山正昭, 山里敬也, 小川明, "搬送波周波数偏差を伴うスペクトル拡散信号の周波数・拡散系列同期捕捉," 電子情報通信学会論文誌 A, Vol.J79-A, No.10, pp. 1725-1733, 1996 年 10 月.
- [8] M.Mizutani, M.Katayama, T.Yamazato, and A.Ogawa, "A New Code Acquisition Scheme using Divided Matched Filters for a DS/SS Signal with Frequency Offset," Proc. on 1994 IEEE Singapore International Conference on Communication Systems (Singapore ICCS'94), pp.379-383, November 1994.

- [9] 水谷昌展, 片山正昭, 山里敬也, 小川明, “搬送波周波数偏差を伴うスペクトル拡散信号の平行同期捕捉,” 電子情報通信学会論文誌 A, Vol.J79-A, No.1, pp.98-104, 1996 年 1 月.
- [10] E.A.Sourour and S.C.Gupta, “Direct-Sequence Spread-Spectrum Parallel Acquisition in Fading Mobile Channel,” IEEE Trans. on Commun., Vol.38, No.7, pp.992-998, July 1990.
- [11] 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研究報告, SSTA89-37, pp.17-22, 1989 年 11 月.
- [12] K.Ohuchi and H.Habuchi, “Synchronization Method Using Several Synchronizing Chips for M-ary/SS Communication System,” IEICE Trans. on Fundamentals, Vol.E79-A, No.12, pp.1988-1993, December 1996.
- [13] 神谷幸宏, 岩垂好裕, “縦列接続系列を用いた M-ary/SS システムの同期法に関する検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, SST93-99, pp.51-56, 1994 年 3 月.
- [14] 大島健一, 稲村英信, 太刀川信一, 丸林元, “相関マップを用いた M-ary/SS 方式の同期法に関する検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, SST94-13, pp.49-54, 1994 年 6 月.
- [15] 稲村英信, 太刀川信一, “M-ary/SS 方式の同期用相関マップ分割方式の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, SST95-88, pp.43-47, 1995 年 6 月.
- [16] 西永望, 岩垂好裕, “搬送波周波数偏差下における非直交 M-ary/SS 方式の同期捕捉法の提案,” 電子情報通信学会技術研究報告, SST96-50, pp.1-6, 1996 年 12 月.
- [17] 並木淳治, “無線短パケット用蓄積一括復調方式,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J67-B, pp.54-61, 1984 年 1 月.
- [18] A.Kajiwara, M.Nakagawa, and M.Hagiwara, “Direct-Sequence Spread-Spectrum Demodulator Using Block Signal Processing,” IEICE Trans., Vol.E-74, No.5, pp.1108-1114, May 1991.
- [19] D.M.Dicarlo and C.L.Weber, “Multiple Dwell Search: Performance and Application to Direct Sequence Code Acquisition,” IEEE Trans. on Commun., Vol.31, No.5, pp.650-659, May 1983.

- [20] A.J.Viterbi, CDMA - Principles of Spread Spectrum Communication, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [21] T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, and A.Ogawa, "An Initial Acquisition Method for M -ary Spread-Spectrum Signals Using Hadamard Code Sequences," IEICE Trans. on Fundamentals, Vol.E80-A, No.11, pp.2172-2179, November 1997.
- [22] T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, and A.Ogawa, "A New Initial Acquisition Method for M -ary Spread-Spectrum Communication Systems," Proc. on 1996 IEEE International Symposium on Information Theory and Its Applications (ISITA '96), pp.770-773, September 1996.
- [23] T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, and A.Ogawa, "A New M -ary/SSMA Scheme Applicable in LEO Satellite Systems," Proc. on 1996 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'96), 10.1, pp.384-389, November 1996.

第 5 章

直交マルチコード方式のための定振幅符号化

5.1 まえがき

次世代の移動体通信では、音声やデータ、画像など、それぞれ異なる伝送速度や通信品質が必要となる情報を、同じシステムで伝送できる、いわゆるマルチメディア対応の通信システムが要求されている。このようなマルチメディア移動体通信を実現するための手法として、マルチキャリア方式、直交マルチコード方式、あるいはスペクトル拡散技術に基づく可変拡散率方式などが挙げられ、盛んに検討がなされている [1]-[6]。

マルチキャリア方式は、互いに直交した複数の搬送波を用意し、送信すべき複数の情報ビットをそれぞれの搬送波に割り当て同時送信を行う方式であり、同時に送信する搬送波の数を変化させることで情報伝送速度を変化できるものである。また第 2 章でも示したように、直交マルチコード方式は、搬送波の代わりに複数の直交符号を利用することで情報伝送速度を可変とする方式である。

ところで、複数の搬送波を多重させる際、あるいは、複数の直交符号を多重させる際、最も大きな問題の一つとなるのが送信信号の振幅変動である。マルチキャリア方式では送信信号が複数の搬送波の加算で表され、また直交マルチコード方式では送信信号が複数の直交符号の加算で表されるため、ある時刻における送信信号の振幅が非常に大きくなったり、あるいはある時刻では信号の振幅値が低下するような現象が発生する。

このような振幅変動を伴う信号を非線形増幅した場合、序論でも述べたように受信特性が非常に大きく劣化する。マルチキャリア方式では、3 次の相互変調歪の補償の手法に関する検討、振幅変動を抑制する手法についての検討など、この非線形劣化を解決するための検討が多くなされている (例えば [7]-[9])。しかしながらマルチキャリア方式では、いわゆる正弦波を多重しているため、振幅変動をある程度抑制できても振幅変動を完全に除去することは困難である。一方、直交マルチコード方式では直交

符号多重を行っているため、その符号の性質を利用することで送信信号が有する振幅変動を除去できると期待できる。

本章では、直交マルチコード方式における送信信号の定振幅化について議論する。まず、直交符号としてアダマール符号を用いた方式における送信信号の振幅変動の様子を示す。次に、アダマール符号の性質を利用して送信信号の定振幅化を図る。この送信信号の定振幅化は、送信すべき情報ビット列に、ある簡単な符号化を施すことで実現でき、その符号化を『定振幅符号化 (Constant Amplitude Coding: CAC)』と名付ける [10][11]。この定振幅符号化によって3次の相互変調歪を完全に補償できることを示し、そしてこの符号化が非線形劣化に対し大変有効であることをビット誤り率特性によって示す。

この定振幅符号化とは冗長性を用いることによって直交マルチコード信号の定振幅化を行うための符号化である。そのため、定振幅符号化は一種の誤り訂正符号化であるとも言える。本章では、定振幅符号化の誤り訂正能力の効果についても評価する。

5.2 直交マルチコードにおける送信信号の振幅変動の様子

本節では、通常の直交マルチコードシステムにおける振幅変動の様子について示す。

まずはじめに、直交符号としてアダマール符号を用いた直交マルチコードシステムのシステムモデルを示す。次に、そのシステムモデルにおける送信信号の振幅変動の様子について示す。

5.2.1 直交マルチコードシステムのシステムモデル

図 5.1は、直交マルチコードシステムのシステムモデルを示したものである。

はじめに、送信機の動作について示す。まず、 M ビットからなる送信すべき情報ビット列を下式のように定義する。

$$\mathbf{b}_q^M = (b_{q,0}b_{q,1}b_{q,2} \cdots b_{q,i} \cdots b_{q,M-1}). \quad (5.1)$$

M ビットからなる情報ビット列の種類は 2^M 個存在する。上式における q はその種類を表す変数で $q = 0 \sim 2^M - 1$ の値を取ることができる。

この情報ビット列は最初にシリアル-パラレル変換 (S/P 変換) される。これによって、ビット速度がシリアル-パラレル変換される前の $1/M$ 倍に落とされる。次に、シリアル-パラレル変換されたビットにそれぞれアダマール符号 $\mathbf{a}_0, \mathbf{a}_1, \cdots, \mathbf{a}_i, \cdots, \mathbf{a}_{M-1}$ が掛けられる。アダマール符号は全部で M 個用意され、 \mathbf{a}_i は i 番目のアダマール符号を表している。

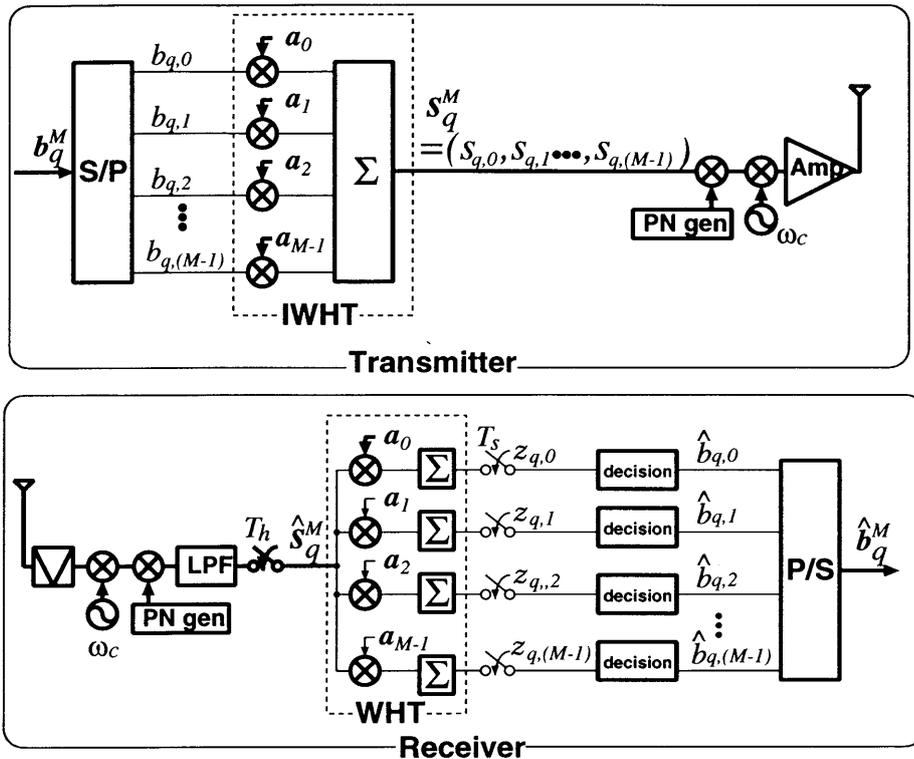


図 5.1: 直交マルチコードシステムのシステムモデル

次に、アダマール符号が掛けられた全ての情報ビットの加え合わせ、すなわち多重化を行う。この加え合わされた信号を、 $s_q^M (= (s_{q,0}, s_{q,1}, \dots, s_{q,n}, \dots, s_{q,M-1}))$ と表すこととする。なお、このアダマール符号の掛け合わせおよび多重化は、ウォルシュ-アダマール逆変換 (IWHT) によって一括に行うことができる。最後に、ウォルシュ-アダマール逆変換された信号に各ユーザーに割り当てられた拡散系列、および搬送波を掛け、スペクトル拡散信号として送信する。

次に受信機の動作を考える。なお直交マルチコードシステムでは多値直交変調スペクトル拡散通信システムとは異なり同期検波が必要である。

受信信号ははじめに、参照搬送波によって基底帯域信号に復元され、逆拡散され、そして低域フィルタに通される。次に受信信号に各直交符号との相関操作が施される。通常は直交符号数分の相関器が必要であるが、前述したように直交符号としてアダマール符号を用いている場合、ウォルシュ-アダマール変換によって複数の相関操作を一括して行うことができる。

ウォルシュ-アダマール変換後、それぞれの直交符号毎に信号の判定が行われる。最後に結果をパラレル-シリアル変換 (P/S 変換) し、最終的に下式のような結果を得る。

$$\hat{\mathbf{b}}_q^M = (\hat{b}_{q,0}\hat{b}_{q,1}\hat{b}_{q,2}\cdots\hat{b}_{q,n}\cdots\hat{b}_{q,M-1}). \quad (5.2)$$

5.2.2 送信信号の振幅変動の様子

ここで、送信される信号の振幅がどのようになっているのかを、 $M = 4$ のアダマール符号を多重化した場合を用いて考察する。

$M = 4$ の場合に用いられる四種類のアダマール符号は、式 (2.4) で示した 4×4 のアダマール行列から生成できる。

$$H_4 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

この式より、それぞれのアダマール符号はそれぞれ、 $\mathbf{a}_0 = \{1, 1, 1, 1\}$,
 $\mathbf{a}_1 = \{1, -1, 1, -1\}$, $\mathbf{a}_2 = \{1, 1, -1, -1\}$, $\mathbf{a}_3 = \{1, -1, -1, 1\}$ と表すことができる。

情報ビット列の長さ M が 4 のとき、情報ビット列の種類は 16 種類存在する。例えば、 $q = 15$ (16進数の F) 番目の情報ビット列 $\mathbf{b}_F^4 (= 1111)$ を送信する際のウォルシュアダマール変換後の出力 \mathbf{s}_F^4 は、 $\mathbf{a}_0 + \mathbf{a}_1 + \mathbf{a}_2 + \mathbf{a}_3 (= \{4, 0, 0, 0\})$ と表すことができる。

表 5.1 に、16 種類のそれぞれの情報ビット列を送信するときにおける、その送信信号の振幅の様子を示す¹。この表より、送信する情報ビット列によっては、ある時刻のみにピークを持ち、それ以外の時間では 0 の連なりになるような振幅を持つ送信信号になる場合があることが分かる。その一方、全ての振幅値の絶対値がすべて 2 である、即ち振幅値が一定になる場合も有り得ることも分かる。

5.3 定振幅符号化の構成

表 5.1 でも示したように、直交マルチコード信号を送信する際、その情報ビット列の種類によって送信信号の振幅値に大きな変動が生じたり、あるいは一定の振幅値になったりすることが分かる。この現象から、一定振幅をもつ信号を生成するためには、一定振幅に成り得る情報ビット列のみを送信することを考えればよいことがわかる。つまり、送信すべき情報ビット列を、送信信号を一定振幅にするような情報ビット列

¹なお、情報ビット列の種類を表す変数 q を 16 進数で表記する。また、各ビットの本来の値は $b_{q,i} = \{-1, 1\}$ のいずれかであるが、今後ブール代数を議論に適用するため、 $\{-1, 1\}$ を $\{0, 1\}$ として表記する。

表 5.1: $M=4$ のアダマール符号を用いたときの送信信号の振幅変動の様子

q	\mathbf{b}_q^4	\mathbf{s}_q^4			
		$s_{q,0}$	$s_{q,1}$	$s_{q,2}$	$s_{q,3}$
0	(0000)	-4,	0,	0,	0
1	(0001)	-2,	-2,	-2,	2
2	(0010)	-2,	2,	-2,	-2
3	(0011)	0,	0,	-4,	0
4	(0100)	-2,	-2,	2,	-2
5	(0101)	0,	-4,	0,	0
6	(0110)	0,	0,	0,	-4
7	(0111)	2,	-2,	-2,	-2
8	(1000)	-2,	2,	2,	2
9	(1001)	0,	0,	0,	4
A	(1010)	0,	4,	0,	0
B	(1011)	2,	2,	-2,	2
C	(1100)	0,	0,	4,	0
D	(1101)	2,	-2,	2,	2
E	(1110)	2,	2,	2,	-2
F	(1111)	4,	0,	0,	0

に符号化することによって送信信号の定振幅化が図られる。このような、送信信号の定振幅化を図るための符号化が定振幅符号化である [11].

本節では、符号化率 $3/4$ および符号化率 $9/16$ の定振幅符号化を取り上げ、その構成法を示す。

5.3.1 符号化率 $3/4$ の定振幅符号化の構成

$M = 4$ の情報ビット列を送信する際の送信信号の振幅値の様子は表 5.1 に示されている。ここで、信号振幅が定振幅になるときの情報ビット列の特徴を考える。

表 5.1 より、情報ビット列内の "1" の数が奇数である場合、送信信号が一定振幅になることが容易に見い出せる。このことは、アダマール符号の性質から説明ができる。

例えば、情報ビット列の全てのビットが全て "1" であるようなビット列 $\mathbf{b}_F^4 (= 1111)$ を送信した場合、その信号振幅は全てのアダマール符号の和となり、 $\mathbf{s}_F^4 = \mathbf{a}_0 + \mathbf{a}_1 +$

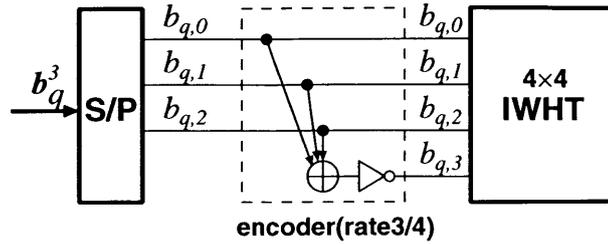


図 5.2: 符号化率 3/4 の定振幅符号器

$\mathbf{a}_2 + \mathbf{a}_3 (= \{4, 0, 0, 0\})$ となる. しかし, 情報ビット列の中の任意の 1 ビットの情報を”0”としたとき, その信号振幅は, 一つのアダマール符号の符号が反転したものを加え合わせることになる. 例えば, $\mathbf{b}_E^4 (= 1110)$ を送信する場合, その送信信号の振幅は $\mathbf{s}_E^4 = \mathbf{a}_0 + \mathbf{a}_1 + \mathbf{a}_2 - \mathbf{a}_3 (= \{2, 2, 2, -2\})$ となる. つまり, \mathbf{s}_F^4 における振幅値が 4 であったところは, \mathbf{s}_E^4 では振幅値 2 に, また \mathbf{s}_F^4 の振幅値 0 であったところは, \mathbf{s}_E^4 では必ず ± 2 になる. このように情報ビット列中に 1 ビットだけ”0”である情報がある場合, 送信信号の振幅は一定値となる.

この現象は, 情報ビット列の中の任意の 3 ビットの情報を”0”としたときも同様に言える. この結果, 定振幅の信号を生成できる情報ビット列は以下の性質を満たしている必要がある.

$$b_{q,0} \oplus b_{q,1} \oplus b_{q,2} \oplus b_{q,3} = 1, \quad (5.4)$$

ここで, $b_{q,0}, b_{q,1}, b_{q,2}, b_{q,3}$ は, $M = 4$ の情報ビット列に含まれる各ビットで, $\mathbf{b}_q^4 = (b_{q,0}b_{q,1}b_{q,2}b_{q,3})$ である. また, \oplus は, 排他的論理和の演算を示す.

これらの議論から, 符号化率 3/4 の定振幅符号器を構成する.

任意の 3 ビットの情報ビット列 $b_{q,0}b_{q,1}b_{q,2}$ を送信する場合, 次のような四つ目のビット $b_{q,3}$ を生成する.

$$b_{q,3} = \overline{b_{q,0} \oplus b_{q,1} \oplus b_{q,2}}. \quad (5.5)$$

式 (5.5) は, 式 (5.4) を変形した式である. このように直交マルチコードシステムにおいて, 3 ビットの情報を送信する場合, 四つ目のビットを式 (5.5) に従って生成し, そして 4 ビットの情報列として同時に送信することで信号の定振幅化が図られる. 図 5.2 は, 式 (5.5) による符号化率 3/4 の定振幅符号器である.

符号化率 3/4 の定振幅符号化では, 3 ビットの情報ビット列を同時に送信できるため, 情報レート 1/3 の直交マルチコード送信が可能である.

5.3.2 符号化率 9/16 の定振幅符号化の構成

これまでに示した情報レート 1/3 の直交マルチコード信号の定振幅化への議論を進展させることで、情報レート 1/9 のマルチコード信号の定振幅化を図ることが可能となる。そこで次に情報レート 1/9 のマルチコード信号の定振幅化について議論する。

情報レート 1/9 の直交マルチコード信号の定振幅化を図るためには、以下に示していくように符号化率 9/16 の定振幅符号化の手法が必要である。この符号化率 9/16 定振幅符号化は、 $M = 16$ のアダマール符号を用いて生成できるため、はじめに、 $M = 16$ のアダマール行列について示す。

$M = 16$ のアダマール行列は式 (2.4) および式 (3.8) より以下のように表すことができる。

$$H_{16} = \begin{pmatrix} H_4 & H_4 & H_4 & H_4 \\ H_4 & -H_4 & H_4 & -H_4 \\ H_4 & H_4 & -H_4 & -H_4 \\ H_4 & -H_4 & -H_4 & H_4 \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

例えば、16 ビットのある任意の情報ビット列 \mathbf{b}_q^{16} (ここで q は 16 進数で表記されるものとし、 q の範囲は $q=0 \sim \text{FFFF}$ である) を送信する。そのとき、送信信号 \mathbf{s}_q^{16} の振幅は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_q^{16} &= (s_{q,0}, s_{q,1}, s_{q,2}, s_{q,3}, \dots, s_{q,14}, s_{q,15}) \\ &\equiv (\mathbf{s}_{q,(0)}^4, \mathbf{s}_{q,(1)}^4, \mathbf{s}_{q,(2)}^4, \mathbf{s}_{q,(3)}^4), \end{aligned} \quad (5.7)$$

なお上式では、それぞれの振幅 $\mathbf{s}_{q,(0)}^4, \mathbf{s}_{q,(1)}^4, \mathbf{s}_{q,(2)}^4, \mathbf{s}_{q,(3)}^4$ を以下のように定義している。

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{q,(0)}^4 &= (s_{q,0}, s_{q,1}, s_{q,2}, s_{q,3}) \\ \mathbf{s}_{q,(1)}^4 &= (s_{q,4}, s_{q,5}, s_{q,6}, s_{q,7}) \\ \mathbf{s}_{q,(2)}^4 &= (s_{q,8}, s_{q,9}, s_{q,10}, s_{q,11}) \\ \mathbf{s}_{q,(3)}^4 &= (s_{q,12}, s_{q,13}, s_{q,14}, s_{q,15}) \end{aligned} \quad (5.8)$$

16 ビットから成る情報ビット列 \mathbf{b}_q^{16} は、4 ビットから成る情報ビット列を四個組み合わせたもの、つまり $\mathbf{b}_q^{16} = (\mathbf{b}_{q_0}^4 \mathbf{b}_{q_1}^4 \mathbf{b}_{q_2}^4 \mathbf{b}_{q_3}^4)$ であるから、上式の $\mathbf{s}_{q,(0)}^4, \mathbf{s}_{q,(1)}^4, \mathbf{s}_{q,(2)}^4, \mathbf{s}_{q,(3)}^4$ は、式 (5.6) を使って以下のように表すこともできる。

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{q,(0)}^4 &= \tilde{\mathbf{s}}_{q_0}^4 + \tilde{\mathbf{s}}_{q_1}^4 + \tilde{\mathbf{s}}_{q_2}^4 + \tilde{\mathbf{s}}_{q_3}^4 \\ \mathbf{s}_{q,(1)}^4 &= \tilde{\mathbf{s}}_{q_0}^4 - \tilde{\mathbf{s}}_{q_1}^4 + \tilde{\mathbf{s}}_{q_2}^4 - \tilde{\mathbf{s}}_{q_3}^4 \end{aligned}$$

表 5.2: ビット列の置き換えの規則

i	original \mathbf{b}_q^4	amplitude $\tilde{\mathbf{s}}_q^4$	replacement \mathbf{br}_q^4
1	(0001)	-2, -2, -2, 2	(0001)
2	(0010)	-2, 2, -2, -2	(0100)
4	(0100)	-2, -2, 2, -2	(0010)
7	(0111)	2, -2, -2, -2	(1000)
8	(1000)	-2, 2, 2, 2	(0111)
B	(1011)	2, 2, -2, 2	(1101)
D	(1101)	2, -2, 2, 2	(1011)
E	(1110)	2, 2, 2, -2	(1110)

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_{q,(2)}^4 &= \tilde{\mathbf{s}}_{q_0}^4 + \tilde{\mathbf{s}}_{q_1}^4 - \tilde{\mathbf{s}}_{q_2}^4 - \tilde{\mathbf{s}}_{q_3}^4 \\
 \mathbf{S}_{q,(3)}^4 &= \tilde{\mathbf{s}}_{q_0}^4 - \tilde{\mathbf{s}}_{q_1}^4 - \tilde{\mathbf{s}}_{q_2}^4 + \tilde{\mathbf{s}}_{q_3}^4
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

上式の $\tilde{\mathbf{s}}_{q_0}^4, \tilde{\mathbf{s}}_{q_1}^4, \tilde{\mathbf{s}}_{q_2}^4, \tilde{\mathbf{s}}_{q_3}^4$ はそれぞれ、4 ビットの情報ビット列 $\mathbf{b}_{q_0}^4, \mathbf{b}_{q_1}^4, \mathbf{b}_{q_2}^4, \mathbf{b}_{q_3}^4$ を情報レート 1/4 の直交マルチコードシステムで送信したときの送信信号の振幅を表している。

式 (5.9) より送信信号の定振幅化は、任意の $\tilde{\mathbf{s}}_{q_0}^4, \tilde{\mathbf{s}}_{q_1}^4, \tilde{\mathbf{s}}_{q_2}^4$ に対し、どのように $\tilde{\mathbf{s}}_{q_3}^4$ を生成するかによって実現できる。このことを言い替えれば、4 ビットから成る任意の三つの情報ビット列 $\mathbf{b}_{q_0}^4, \mathbf{b}_{q_1}^4, \mathbf{b}_{q_2}^4$ を送信する場合、 $\mathbf{b}_{q_3}^4$ を適切に生成することで、送信信号の定振幅化が図れることになる。そこで以下、 $\mathbf{b}_{q_3}^4$ をどのように生成するかについて考察する。なお式 (5.9) から、送信信号の定振幅化を完全に図るためには $\mathbf{S}_{q,(0)}^4, \mathbf{S}_{q,(1)}^4, \mathbf{S}_{q,(2)}^4, \mathbf{S}_{q,(3)}^4$ の四種類の信号全てについて定振幅化が成されなければならない。しかし、この四種類の信号を同時に考察するのは難しいため、はじめは $\mathbf{S}_{q,(0)}^4$ の定振幅化の手法について議論する。なおこの議論では、全ての 4 ビットの情報ビット列 $\mathbf{b}_q^4 (\in \{\mathbf{b}_{q_0}^4, \mathbf{b}_{q_1}^4, \mathbf{b}_{q_2}^4, \mathbf{b}_{q_3}^4\})$ は、図 5.2 で示した符号化率 3/4 の定振幅符号器によって生成されるものとする。

まずはじめに議論を簡単化するために、4 ビットからなる情報ビット列の置き換えを考えることにする。表 5.2 に、その置き換えのルールを示す。なお、この表における \mathbf{br}_q^4 は、 \mathbf{b}_q^4 の置き換え後の情報ビット列を表している。

この置き換えの目的は、送信する情報ビット列のビットパターンと、その情報ビット列が送信されたときの信号振幅のパターンを同じにするためである。例えば、送信した

い情報ビット列を b_E^4 であると仮定する. この b_E^4 を送信したときの信号振幅のパターンは, $\tilde{s}_E^4 = \{2, 2, 2, -2\}$ である. そこで, b_E^4 の置き換え後の情報ビットパターン br_E^4 を $br_E^4 = (1110)$ とすることで, 情報ビット列の”0”と”1”をそれぞれ, 信号振幅の”-2”と”2”に対応することになる. このように情報ビット列のパターンと, 送信信号の振幅のパターンとを同じにするような置き換えによって, 今後の議論にブール代数が適用できることになる.

また, これからの議論のため以下のことも定義する. まず, $b_{q_0}^4, b_{q_1}^4, b_{q_2}^4, b_{q_3}^4$ の置き換え後の情報ビット列をそれぞれ $br_{q_0}^4, br_{q_1}^4, br_{q_2}^4, br_{q_3}^4$ と表すことにし, また, $br_{q_0}^4, br_{q_1}^4, br_{q_2}^4, br_{q_3}^4$ はそれぞれ以下のように表されるものとする.

$$\begin{aligned} br_{q_0}^4 &= (br_{q_0,0} br_{q_0,1} br_{q_0,2} br_{q_0,3}) \\ br_{q_1}^4 &= (br_{q_1,0} br_{q_1,1} br_{q_1,2} br_{q_1,3}) \\ br_{q_2}^4 &= (br_{q_2,0} br_{q_2,1} br_{q_2,2} br_{q_2,3}) \\ br_{q_3}^4 &= (br_{q_3,0} br_{q_3,1} br_{q_3,2} br_{q_3,3}) \end{aligned} \quad (5.10)$$

これより, 式 (5.9) における, $S_{q,(0)}^4$ の定振幅化について議論する.

情報ビット列の置き換えによって, 情報ビット列内の”1”が振幅”2”に, ”0”が振幅”-2”に対応している. もし, 式 (5.10) の四個全ての情報ビット列の最初の1ビット $br_{q_0,0}, br_{q_1,0}, br_{q_2,0}, br_{q_3,0}$ が全て”1”のとき, $S_{q,(0)}^4$ の最初の時刻における信号の振幅は $2+2+2+2=8$ となる. もし, $br_{q_0,0}, br_{q_1,0}, br_{q_2,0}, br_{q_3,0}$ の中で, 任意の1ビットの情報か”0”で, それ以外が”1”のとき, その振幅は $2+2+2-2=4$ となる. 逆に, 任意の1ビットの情報が”1”で, それ以外が”0”のとき, その振幅は $2-2-2-2=-4$ となることがわかる.

このことから, $br_{q_0,0}, br_{q_1,0}, br_{q_2,0}, br_{q_3,0}$ の中で, ”1”の数が奇数であれば, その振幅は ± 4 となることが言える. よって, $S_{q,(0)}^4 (= \tilde{s}_{q_0}^4 + \tilde{s}_{q_1}^4 + \tilde{s}_{q_2}^4 + \tilde{s}_{q_3}^4)$ を定振幅信号にするためには, 各 $br_{q_0}^4, br_{q_1}^4, br_{q_2}^4, br_{q_3}^4$ 内のビットが以下の条件を満たしていればよいことになる.

$$\begin{aligned} br_{q_0,0} \oplus br_{q_1,0} \oplus br_{q_2,0} \oplus br_{q_3,0} &= 1 \\ br_{q_0,1} \oplus br_{q_1,1} \oplus br_{q_2,1} \oplus br_{q_3,1} &= 1 \\ br_{q_0,2} \oplus br_{q_1,2} \oplus br_{q_2,2} \oplus br_{q_3,2} &= 1 \\ br_{q_0,3} \oplus br_{q_1,3} \oplus br_{q_2,3} \oplus br_{q_3,3} &= 1 \end{aligned} \quad (5.11)$$

この式は, 次のようにも表される.

$$br_{q_0}^4 \oplus br_{q_1}^4 \oplus br_{q_2}^4 \oplus br_{q_3}^4 = (1111) \quad (5.12)$$

ゆえに式 (5.12) から、任意の $br_{q_0}^4, br_{q_1}^4, br_{q_2}^4$ の情報ビット列を送信する場合、 $b_{q_3}^4$ を以下の式のように生成すれば送信信号 $S_{q,(0)}^4$ の定振幅化が図られる。

$$br_{q_3}^4 = \overline{br_{q_0}^4 \oplus br_{q_1}^4 \oplus br_{q_2}^4} \quad (5.13)$$

例えば、送信すべき情報ビット列を $b_{q_0}^4 = (0010)(= b_2^4)$, $b_{q_1}^4 = (0111)(= b_7^4)$, $b_{q_2}^4 = (1110)(= b_E^4)$ としたときの $b_{q_3}^4$ の生成について考えてみる。それぞれの置き換え後のビット列は、 $br_{q_0}^4 = (0100)$, $br_{q_1}^4 = (1000)$, $br_{q_2}^4 = (1110)$ となるため、式 (5.13) に従って $br_{q_3}^4$ を生成すると以下のようなになる。

$$\begin{aligned} br_{q_3}^4 &= (\overline{0 \oplus 1 \oplus 1} \ \overline{1 \oplus 0 \oplus 1} \ \overline{0 \oplus 0 \oplus 1} \ \overline{0 \oplus 0 \oplus 0}) \\ &= (1101) \quad (= br_B^4) \end{aligned} \quad (5.14)$$

このときの $S_{q,(0)}^4$ の振幅値は以下のようになり、信号 $S_{q,(0)}^4$ の定振幅化が図られることになる。

$$\begin{aligned} S_{q,(0)}^4 (= S_{27EB,(0)}^4) &= \tilde{s}_2^4 + \tilde{s}_7^4 + \tilde{s}_E^4 + \tilde{s}_B^4 \\ &= (4, 4, -4, -4) \end{aligned} \quad (5.15)$$

最後に情報ビット列 br_B^4 を、その置き換え前の情報ビット列である b_B^4 に戻す。この新たに生成された情報ビット列 b_B^4 を用いることで、 $S_{q,(0)}^4$ の定振幅化が図れることになる。

これまでは信号 $S_{q,(0)}^4$ の定振幅化を図る議論を行った。続いて他の信号 $S_{q,(1)}^4, S_{q,(2)}^4, S_{q,(3)}^4$ それぞれの定振幅化についての考察を行う。

式は (5.13) は信号 $S_{q,(0)}^4$ の定振幅化を図る条件として導出したが、この式は $S_{q,(1)}^4, S_{q,(2)}^4, S_{q,(3)}^4$ の全ての信号の定振幅化を図るための条件式でもある。この理由を信号 $S_{q,(1)}^4$ について取り上げ考察する。

信号 $S_{q,(0)}^4$ は式 (5.9) より、 $S_{q,(1)}^4 = \tilde{s}_{q_0}^4 + \tilde{s}_{q_1}^4 + \tilde{s}_{q_2}^4 + \tilde{s}_{q_3}^4$ と表されるのに対し、信号 $S_{q,(1)}^4$ は $S_{q,(1)}^4 = \tilde{s}_{q_0}^4 - \tilde{s}_{q_1}^4 + \tilde{s}_{q_2}^4 - \tilde{s}_{q_3}^4$ と表すことができる。つまり、信号 $S_{q,(1)}^4$ は信号 $S_{q,(0)}^4$ に対し、 $\tilde{s}_{q_1}^4$ と $\tilde{s}_{q_3}^4$ の符号が入れ替わっているような信号である。そのため、この信号の定振幅化を図るための条件式は式 (5.12) を変形し以下のように表される。

$$br_{q_0}^4 \oplus \overline{br_{q_1}^4} \oplus br_{q_2}^4 \oplus \overline{br_{q_3}^4} = (1111) \quad (5.16)$$

しかし、排他的論理和の演算から $\overline{br_{q_1}^4} \oplus \overline{br_{q_3}^4} = br_{q_1}^4 \oplus br_{q_3}^4$ が成り立つため、式 (5.16) は式 (5.12) と同じ式となる。このように、信号 $S_{q,(0)}^4$ の定振幅化を図るための条件式は、信号 $S_{q,(1)}^4$ の定振幅化を図るための条件式であるとも言える。

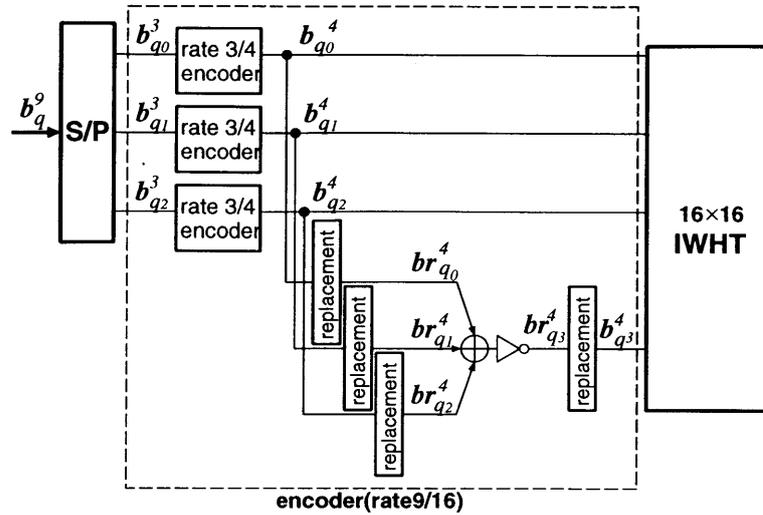


図 5.3: 符号化率 9/16 の定振幅符号器

同様の議論によって、式 (5.12) が信号 $S_{q,(2)}^4$, $S_{q,(3)}^4$ の定振幅化を図るための条件であることも示される。即ち、式 (5.13) を利用して符号化を行うことで、送信信号の完全な定振幅化が図られることになる。

以上の検討から符号化率 9/16 の定振幅符号器を構成することが可能となる。図 5.3は、符号化率 9/16 の定振幅符号器を示したものである。まず、送信したい 9 ビットの情報ビット列 b_q^9 を、3 ビットの情報ビット列 $b_{q_0}^3$, $b_{q_1}^3$, $b_{q_2}^3$ に三分割する。これらの 3 ビットの情報ビット列はそれぞれ符号化率 3/4 の定振幅符号器に通され、三つの 4 ビットの情報ビット列 $b_{q_0}^4$, $b_{q_1}^4$, $b_{q_2}^4$ が生成される。そして、それらのビット列を使って、式 (5.13) を満足する $b_{q_3}^4$ を生成する。このように、9 ビットだった情報を 16 ビットにして送信することで、信号の定振幅化が図られることになる。

5.4 定振幅符号化を用いた直交マルチコードシステムの実験評価

前節で示した定振幅符号化は、高電力効率の非線形増幅器に伴う非線形劣化に対し大変有効である。本節では、その定振幅符号化の有効性について評価する。はじめに、定振幅符号化によって、3 次の相互変調歪が補償されることを符号化率 3/4 定振幅符号化を例にして確認する。次に、定振幅符号化を用いた場合の受信特性をビット誤り率で評価し、定振幅符号化が非線形劣化に対し大変有効であることを示す。

表 5.3: アダマール符号の乗法の演算表

×	\mathbf{a}_0	\mathbf{a}_1	\mathbf{a}_2	\mathbf{a}_3
\mathbf{a}_0	\mathbf{a}_0	\mathbf{a}_1	\mathbf{a}_2	\mathbf{a}_3
\mathbf{a}_1	\mathbf{a}_1	\mathbf{a}_0	\mathbf{a}_3	\mathbf{a}_2
\mathbf{a}_2	\mathbf{a}_2	\mathbf{a}_3	\mathbf{a}_0	\mathbf{a}_1
\mathbf{a}_3	\mathbf{a}_3	\mathbf{a}_2	\mathbf{a}_1	\mathbf{a}_0

5.4.1 定振幅符号化による相互変調歪の補償

まずはじめに、定振幅符号化によって3次の相互変調歪が補償されることを符号化率3/4定振幅符号化を例にして確認する。なお、検討が盛んに行われているマルチキャリア方式では、相互変調の問題を周波数軸上、言い換えれば三角関数系で考察しなければならない。しかしながら、アダマール符号を用いた直交マルチコード方式では、この相互変調歪の問題をアダマール符号による直交関数系(通常、ウォルシュ関数系とよばれている[12])で考察する必要があることに注意が必要である。またこの考察では、アダマール符号が乗法に対し群であるという性質を利用する。その演算表は表5.3に示した通りである[12][13]。

まず、非線形増幅器の入出力特性を次式とする[14]。

$$S_{out}(t) = C_1 s_{in}(t) + C_3 (s_{in}(t))^3 \quad (5.17)$$

ここで、 $S_{out}(t)$ は非線形増幅器の出力値、 $s_{in}(t)$ は増幅器の入力値、そして C_1, C_3 は出力の1次および3次の項の係数である。

符号化率3/4定振幅符号化では四つのアダマール符号を用いて送信を行っていることから、増幅器への入力信号は以下の式で表される。ただし簡単のため、多重化する信号の振幅を1とし、また、信号波形は矩形とする。

$$s_{in}(t) = \sum_{i=0}^3 b_{q,i} \mathbf{a}_i(t) \cos \omega_c t \quad (5.18)$$

(前節では議論にブール代数を適用したため、 $b_{q,i}$ を $\{0, 1\}$ で表現していたが、本節では $b_{q,i}$ を実際の値である $\{-1, 1\}$ とする。またアダマール符号は、その信号波形である $\mathbf{a}_i(t)$ で表す。)

式(5.18)を式(5.17)に代入すると次の式が得られる。

$$S_{out}(t) = C_1 \sum_{i=0}^3 b_{q,i} \mathbf{a}_i(t) \cos \omega_c t + C_3 \left(\sum_{i=0}^3 b_{q,i} \mathbf{a}_i(t) \right)^3 \cos^3 \omega_c t \quad (5.19)$$

上式の右辺第二項の $\cos^3 \omega_c t$ を展開すると、 $\frac{3}{4} \cos \omega_c t$ の成分が含まれている。そのため、式 (5.19) の 3 次の項が、式 (5.19) の 1 次の項に干渉として影響する。その干渉の影響を調べるためには、この 3 次の項の係数 $\left(\sum_{i=0}^3 b_{q,i} \mathbf{a}_i(t)\right)^3$ がどのような値になるかを考察する必要がある。

式 (5.19) の 3 次の項は、以下のように展開できる。

$$\begin{aligned} \left(\sum_{i=0}^3 b_{q,i} \mathbf{a}_i(t)\right)^3 &= (b_{q,0} \mathbf{a}_0(t) + b_{q,1} \mathbf{a}_1(t))^3 + (b_{q,2} \mathbf{a}_2(t) + b_{q,3} \mathbf{a}_3(t))^3 \\ &+ 3(b_{q,0} \mathbf{a}_0(t) + b_{q,1} \mathbf{a}_1(t))^2 (b_{q,2} \mathbf{a}_2(t) + b_{q,3} \mathbf{a}_3(t)) \\ &+ 3(b_{q,0} \mathbf{a}_0(t) + b_{q,1} \mathbf{a}_1(t)) (b_{q,2} \mathbf{a}_2(t) + b_{q,3} \mathbf{a}_3(t))^2 \end{aligned} \quad (5.20)$$

はじめに、式 (5.20) の第一項および第二項を表 5.3 を用いて簡単にすると以下の式となる。

$$\text{式(5.20)の第一項} + \text{第二項} = 4 \sum_{i=0}^3 b_{q,i} \mathbf{a}_i(t) \quad (5.21)$$

この値と式 (5.19) の 1 次の項の係数を比較すると、振幅が異なるだけで同じ形をしていることが分る。つまりこの (5.20) の第一項と第二項は、式 (5.19) の 1 次の項に悪影響を及ぼさない。

次に、式 (5.20) の第三項および第四項を簡単にすると以下の式となる。

$$\text{式(5.20)の第三項} = 6((b_{q,2} + b_{q,0} b_{q,1} b_{q,3}) \mathbf{a}_2(t) + (b_{q,3} + b_{q,0} b_{q,1} b_{q,2}) \mathbf{a}_3(t)) \quad (5.22)$$

$$\text{式(5.20)の第四項} = 6((b_{q,0} + b_{q,1} b_{q,2} b_{q,3}) \mathbf{a}_0(t) + (b_{q,1} + b_{q,0} b_{q,2} b_{q,3}) \mathbf{a}_1(t)) \quad (5.23)$$

ここで、符号化率 3/4 定振幅符号化の定振幅化の条件式である式 (5.4) を上式に代入すると、上式の $(b_{q,2} + b_{q,0} b_{q,1} b_{q,3})$, $(b_{q,3} + b_{q,0} b_{q,1} b_{q,2})$, $(b_{q,0} + b_{q,1} b_{q,2} b_{q,3})$, $(b_{q,1} + b_{q,0} b_{q,2} b_{q,3})$ は全て 0 になる。そのため、式 (5.20) の第三項および第四項の値も 0 となり、これらの項は式 (5.19) の 1 次の項に影響しない。

これらの結果を利用して、非線形増幅器の出力の値を求めると以下の式となる。

$$\begin{aligned} S_{out}(t) &= C_1 \sum_{i=0}^3 b_{q,i} \mathbf{a}_i(t) \cos \omega_c t + C_3 \frac{3}{4} \left(4 \sum_{i=0}^3 b_{q,i} \mathbf{a}_i(t) \right) \cos \omega_c t \\ &= (C_1 + 3C_3) \sum_{i=0}^3 b_{q,i} \mathbf{a}_i(t) \cos \omega_c t \end{aligned} \quad (5.24)$$

このように、符号化率 3/4 定振幅符号化を用いた場合、非線性に伴う 3 次の相互変調歪が完全に補償されることがわかる。

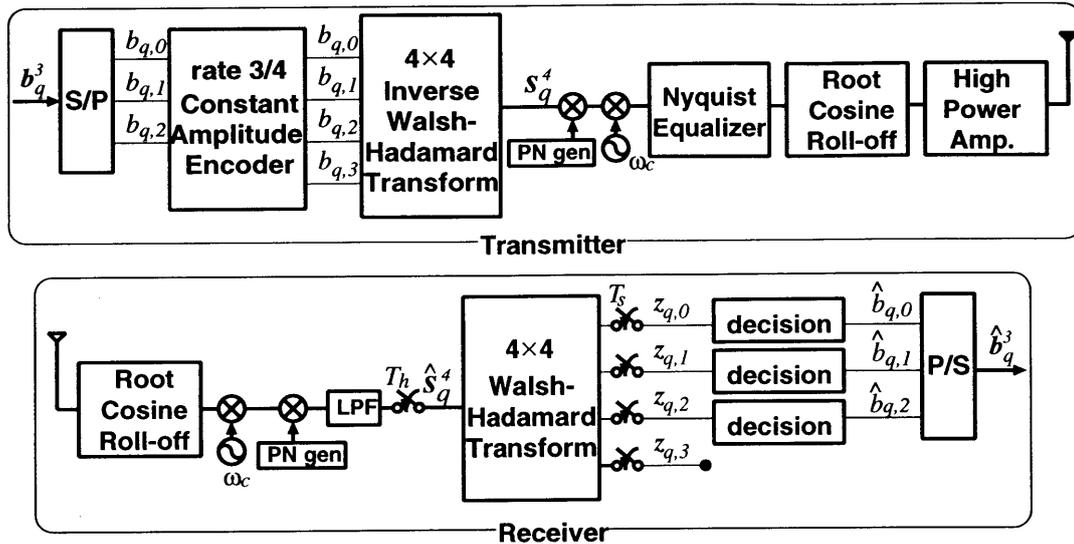


図 5.4: 非線形増幅器を用いた直交マルチコードシステム

5.4.2 定振幅符号化を用いた直交マルチコードシステムのビット誤り率特性

次に、定振幅符号化の非線形劣化に対する有効性をビット誤り率特性によって評価する。はじめに評価のために用いるシステムモデルを示し、そのシステムモデルを用いた場合の受信信号の振舞について示す。次に、ビット誤り率特性を示し、定振幅符号化が非線形劣化に対し大変有効であることを示す。

評価のためのシステムモデル

定振幅符号化の特性評価を行うためのシステムモデルの例を図 5.4 に示す。この図では符号化率 3/4 の定振幅符号化を用いている。

まず、ある 3 ビットからなる情報ビット列がシリアル-パラレル変換され、符号化率 3/4 の定振幅符号化器に通され、さらにウォルシュ-アダマール逆変換される。ウォルシュ-アダマール逆変換後の信号は次に符号長 128 の拡散符号によって拡散され、そして搬送波が掛けられる。なお変調方式として BPSK 変調方式を採用する。

この信号は次に、ナイキストイコライザ (Nyquist Equalizer) そしてロールオフ率 0.5 のロールオフフィルタ (Cosine Roll-off Filter) に通される。最後にその信号は、非線形性を有するの高電力効率の増幅器 (High Power Amplifier) によって増幅され送信される。なお増幅器の非線形性は、バンドパスハードリミタ (Band Pass Hard Limiter: BPHL) で表されるものとする。

受信側ではまず受信信号がロールオフフィルタに通された後、基底帯域信号に復元

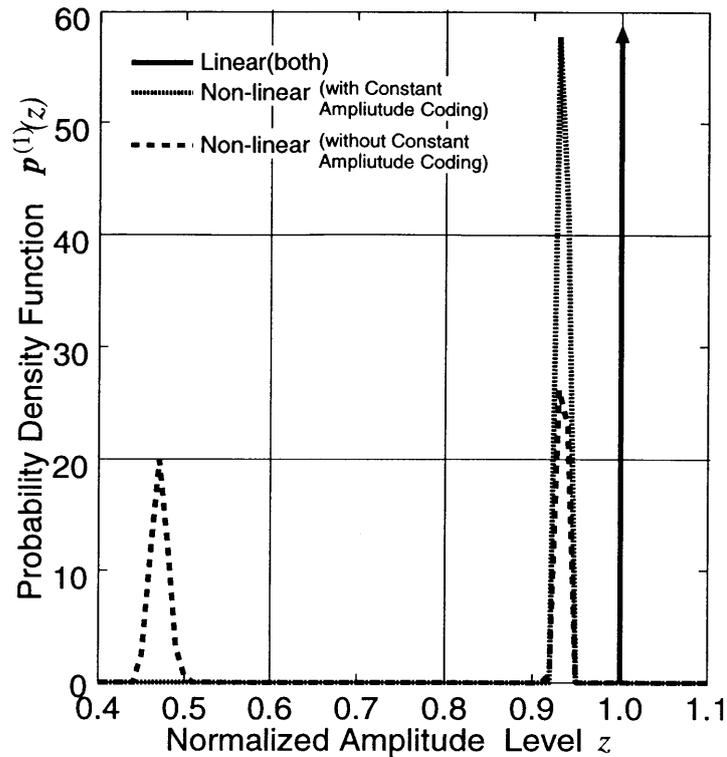


図 5.5: 受信信号の振幅の確率密度関数

される。そして逆拡散を行った後、ウォルシュ-アダマール変換される。なお、ウォルシュ-アダマール変換の各直交符号に対応した出力を $z_{q,0}$, $z_{q,1}$, $z_{q,2}$, $z_{q,3}$ と表し、それらの総称を z で表すものとする。信号の判定には $z_{q,0}$, $z_{q,1}$, $z_{q,2}$ の三つの出力だけを用い、出力 $z_{q,3}$ は無視する。その判定結果を $\hat{b}_{q,0}$, $\hat{b}_{q,1}$, $\hat{b}_{q,3}$ とする。最後にその結果をパラレル-シリアル変換し、最終的な結果である \hat{b}_q^3 を得る。

受信信号の振幅の確率密度関数

送信信号に振幅変動があった場合、非線形増幅器の影響によって受信信号の振幅の値が大きく劣化する。そしてその振幅値の劣化がビット誤り率に大きく影響する。そこで、非線形増幅器の影響による受信信号の振幅の値の劣化の様子を示す。

図 5.5は、ウォルシュ-アダマール変換後の出力における振幅値の確率密度関数を計算機シミュレーションによって求めたものである。ここでは、4ビットの情報を同時に送信するものとし、また非線形劣化の影響に注目するため、雑音や干渉の影響がないものとする。図中の縦軸 $\mathbf{p}^{(1)}(z)$ は、 $b_{q,i}$ が 1 である場合における出力の確率密度関数であり、 $\mathbf{p}^{(1)}(z) = \mathbf{p}(z|V_q \forall i b_{q,i} = 1)$ と表すことができる。横軸はウォルシュ-アダマール変換後の出力値である。ただし、線形増幅器を用いた場合の出力値が 1 とな

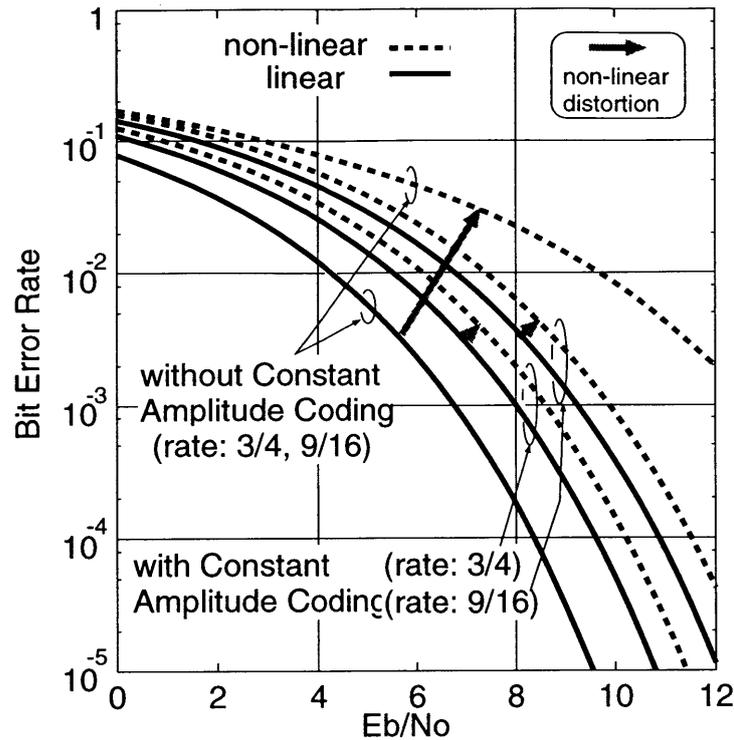


図 5.6: ビット誤り率特性

るように規格化している。

まず線形増幅器を用いた場合の出力の様子を調べる。この場合、非線形劣化は起きないため出力値は常に 1 となる。そのため、 $\mathbf{p}^{(1)}(z) = \delta(z - 1)$ と表すことができる。ここで $\delta(z)$ はデルタ関数である。

非線形増幅器を用いた場合、その出力値は 1 よりも小さいものとなっている。しかし定振幅符号化を用いた場合、その出力値は約 0.93 程度に集中しているのに対し、定振幅符号化を行わない場合、出力値が 0.5 以下にも多く現われている。このように、定振幅符号化を用いた場合、非線形劣化に伴う出力値の低下を抑えることができる。

ビット誤り率特性

次に、加法的ガウス雑音下におけるビット誤り率特性 P_b を求める。ビット誤り率特性は、出力の確率密度関数を用いて導出でき、以下の式で表される [15].

$$P_b = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{p}^{(1)}(z) \operatorname{erfc} \left(\frac{z}{\sqrt{2\sigma^2}} \right) dz, \quad (5.25)$$

ここで σ^2 は、ウォルシュアダマール変換後の出力における雑音成分の分散値であり、また $\operatorname{erfc}(z)$ は誤差補関数を表している。

図 5.6は、符号化率 3/4 の定振幅符号化および符号化率 9/16 の定振幅符号化を用いた場合のビット誤り率特性を示している。なお比較のため、定振幅符号化を行わない場合の特性も同時に示す。

まず、線形増幅器を用いた場合、定振幅符号化を行った場合の特性が行わない場合の特性に比較して劣化している。これは、定振幅符号化によって付加された冗長分による特性劣化である。その劣化量は、符号化率 3/4 の定振幅符号化の場合には 1.23 dB ($=10 \log(3/4)$)、符号化率 9/16 の定振幅符号化の場合には 2.50 dB ($=10 \log(9/16)$) である。

非線形増幅器を用いた場合、定振幅符号化を行わない場合の特性劣化が著しいことが分かる。それに対し、定振幅符号化を行った場合は非線形劣化が少なく、その劣化量は 1dB 以下である。このように、定振幅符号化は非線形増幅器に伴う非線形劣化に対し大変効果のある手法であることが分かる。

次に、定振幅符号化を用いた際に発生する約 1dB の非線形劣化について考察する。この特性劣化は、変調方式として用いた BPSK 変調方式に起因するものである。BPSK 変調信号は包絡線変動が存在するため、BPSK 変調信号を非線形増幅器で増幅した場合、非線形劣化が起こる。このような特性劣化を減少させる、あるいは除去するためには包絡線変動の少ない変調方式あるいは定包絡線の変調方式を採用する必要がある。例えば定包絡線の変調方式としては、GMSK 変調方式が挙げられ、また包絡線変動の少ない変調方式としては $\pi/4$ -shift QPSK 変調方式や $\pi/2$ -shift BPSK 変調方式などが挙げられる。このような変調方式を採用した場合、この約 1dB の非線形劣化はほとんど生じない。

このように直交マルチコードシステムにおいて定振幅符号化を適用し、さらに包絡線変動の少ない変調方式を採用することによって、非線形増幅器に伴う非線形劣化がほとんど生じないことが分かる。

5.5 定振幅符号化の誤り訂正能力 [16]

定振幅符号化は冗長ビットを設けることによって直交マルチコード信号の定振幅化を図るための符号化である。つまり、定振幅符号化は一種の誤り訂正符号化とみなすこともでき、この定振幅符号化によって誤り検出や誤り訂正を行うことができる。

そこで本節では定振幅符号化の誤り検出能力および誤り訂正能力について議論する。まずはじめに、定振幅符号化によって生成される情報ビット列のハミング距離特性について示す。そして、定振幅符号化の誤り訂正能力に観点をおき、その有効性をビット誤り率で評価する。なお、定振幅符号化によって生成される情報ビット列を、符

号としての性質から議論するため、本節ではこの情報ビット列を、このような議論で一般的に用いられている”符号語 (code word)” という表現で表すことにする [17].

5.5.1 定振幅符号語の距離特性

符号化率 3/4 定振幅符号化器で生成される定振幅符号の距離特性

前述したように、符号化率 3/4 定振幅符号化器で生成される情報ビット列のパターンは、表 5.2 において示された 8 種類である。この 8 種類の符号語間の最小ハミング距離は、表 5.2 から 2 であることは明らかである。

符号化率 9/16 定振幅符号化器で生成される定振幅符号の距離特性

次に符号化率 9/16 の定振幅符号化器で生成された任意の 2 つの符号語間のハミング距離を考える。なお、ここで取り上げる符号語を \mathbf{b}_q^{16} , $\mathbf{b}_{\hat{q}}^{16}$ の二つの符号語とする。

符号化率 9/16 の定振幅符号化器によって生成される符号語は、図 5.3 で示したように、符号化率 3/4 の定振幅符号化器によって生成される三つの 4 ビット符号、そしてその三つの 4 ビット符号から生成されるもう一つの 4 ビット符号から成っている。そのため、符号語 \mathbf{b}_q^{16} , $\mathbf{b}_{\hat{q}}^{16}$ を以下のように表すことにする。

$$\begin{aligned}\mathbf{b}_q^{16} &= (\mathbf{b}_{q,0}^4 \mathbf{b}_{q,1}^4 \mathbf{b}_{q,2}^4 \mathbf{b}_{q,3}^4) \\ \mathbf{b}_{\hat{q}}^{16} &= (\mathbf{b}_{\hat{q},0}^4 \mathbf{b}_{\hat{q},1}^4 \mathbf{b}_{\hat{q},2}^4 \mathbf{b}_{\hat{q},3}^4)\end{aligned}\tag{5.26}$$

これらの 4 ビットから成る符号語は、符号化率 3/4 の定振幅符号化器によって生成された符号語 $\mathbf{b}_{q,0}^4$, $\mathbf{b}_{q,1}^4$, $\mathbf{b}_{q,2}^4$, $\mathbf{b}_{q,3}^4$, $\mathbf{b}_{\hat{q},0}^4$, $\mathbf{b}_{\hat{q},1}^4$, $\mathbf{b}_{\hat{q},2}^4$, $\mathbf{b}_{\hat{q},3}^4$ 、そして、それらの組み合わせ (排他的論理和の演算等) で生成された符号語 $\mathbf{b}_{q,3}^4$, $\mathbf{b}_{\hat{q},3}^4$ である。そのため、これらの 4 ビットからなる符号語は全て表 5.2 にある 8 種類の符号語のどれかに相当している。つまりこれらの 4 ビットの符号間の最小ハミング距離は 2 である。

ここでハミング距離が最小であると予想される二つの符号語を考える。例えば、 $\mathbf{b}_{q,0}^4 = \mathbf{b}_{\hat{q},0}^4$, $\mathbf{b}_{q,1}^4 = \mathbf{b}_{\hat{q},1}^4$, $\mathbf{b}_{q,2}^4 \neq \mathbf{b}_{\hat{q},2}^4$ のように最初の 8bit が等しく、次の 4bit が等しくないような二つの符号語である。このとき、 $\mathbf{b}_{q,3}^4$ および $\mathbf{b}_{\hat{q},3}^4$ は当然異なる符号となるため、 \mathbf{b}_q^{16} , $\mathbf{b}_{\hat{q}}^{16}$ の符号語は次のように示すことができる。

$$\begin{aligned}\mathbf{b}_q^{16} &= (\mathbf{b}_{q,0}^4 \mathbf{b}_{q,1}^4 \mathbf{b}_{q,2}^4 \mathbf{b}_{q,3}^4) \\ \mathbf{b}_{\hat{q}}^{16} &= (\mathbf{b}_{\hat{q},0}^4 \mathbf{b}_{\hat{q},1}^4 \mathbf{b}_{\hat{q},2}^4 \mathbf{b}_{\hat{q},3}^4) \\ &= (\mathbf{b}_{q,0}^4 \mathbf{b}_{q,1}^4 \mathbf{b}_{\hat{q},2}^4 \mathbf{b}_{\hat{q},3}^4)\end{aligned}\tag{5.27}$$

上式において、 b_q^{16} と $b_{\hat{q}}^{16}$ のハミング距離は後半の 8 ビットにおける距離、即ち、 $b_{q,2}^4$ と $b_{\hat{q},2}^4$ の距離と、 $b_{q,3}^4$ と $b_{\hat{q},3}^4$ の距離の和となる。先程示したように、 $b_{q,2}^4$ と $b_{\hat{q},2}^4$ の距離と、 $b_{q,3}^4$ と $b_{\hat{q},3}^4$ の距離はそれぞれ少なくとも 2 であるため、 b_q^{16} と $b_{\hat{q}}^{16}$ のハミング距離は少なくとも 4 である。このように、符号化率 9/16 定振幅符号化によって生成される符号語の最小ハミング距離は 4 であることが分かる。

5.5.2 誤り訂正能力を考慮したビット誤り率の導出

以上示したように、符号化率 9/16 定振幅符号化器で生成される符号語の最小ハミング距離は 4 である。そのため、硬判定を考えたとき、符号化率 9/16 定振幅符号化は 1 ビットの誤り訂正能力を有していると言える。そこで次に、この誤り訂正能力を考慮したビット誤り率特性を考える。

議論を簡単にするため、まず符号語 b_q^{16} を送信した時に、他の符号語 (511 個) に誤る符号語誤り率を全て導出し、そして全ての符号語誤り率からビット誤り率を求め、さらにそれらを加え合わせることで全体のビット誤り率とする。これはいわゆる union bound であり、当然ながら、そのようにして求めたビット誤り率は上界を表している。

ハミング距離が 4 である符号語間でのビット誤り率

はじめに、ハミング距離が 4 異なる任意の二符号語間で誤る符号語誤り率を導出する。

ハミング距離がお互いに 4 である二つの符号語間での符号語誤り率を P_{c4} とすると、参考文献 [18] より、この誤り率は以下の式となる。

$$P_{c4} = \frac{1}{2}P(2,4) + \sum_{\mu=3}^4 P(\mu,4) \quad (5.28)$$

ただし、 $P(\mu, \nu)$ は以下の式である。

$$P(\mu, \nu) = {}_{\nu}C_{\mu} P b^{\mu} (1 - P b)^{(\nu - \mu)}$$

また Pb は、誤り訂正を考慮しないときのビット誤り率である。

次に、この符号語誤り率を利用してビット誤り率を導出する。このビット誤り率の導出のため、ここでは一つの簡単な例を取り上げる。

送信情報ビット列を (000000000) と仮定する。このとき生成される定振幅符号語は (0001000100011110) である。この定振幅符号語を受信側で以下の 2 つの場合に誤ると想定する。

I: (0001010000011101) と誤る。

II: (0111000100011000) と誤る.

それぞれ、ハミング距離が4である符号語に誤っている場合である.

Iの場合、受信された信号によって復号される情報ビット列は(000010000)である. 即ち、この符号語誤りによって1ビットのビット誤りが発生したことになる. しかしIIの場合、受信された信号によって復号される情報ビット列は(011000000)であり、この符号語誤りによって2ビットのビット誤りが発生する. このように、ハミング距離が4であるどれかの符号語に誤った場合、その符号誤りによって、どれだけのビット誤りが生ずるかを考える必要がある.

送信情報ビット列が(000000000)のとき、Iの場合のように、ハミング距離が4離れている符号語で、その符号語間で誤ると1ビットの誤りが発生するような符号語の数は全部で9個存在している. IIの場合のように、その符号語誤りで2ビットのビット誤りが発生する符号語の数は18個である. また、その符号語誤りによって4ビットのビット誤りが発生する符号語の数は9個である.

これらのことから、ハミング距離が4離れている符号語間での誤りのみを考慮したときのビット誤り率を Pb'_4 とすると、以下のように導出できる.

$$Pb'_4 < (9 + 2 \cdot 18 + 4 \cdot 9) Pc_4 = 81 Pc_4 \quad (5.29)$$

ハミング距離が4より大きい符号間でのビット誤り率

これまで考えてきたように、ビット誤り率を導出するためには、送信された符号語と誤って受信された符号語間のハミング距離及び、その符号語に誤ること何ビットの誤りが生ずるかを考えなければならない.

ある符号語に対しハミング距離が h であるような符号語で、その符号語に誤ること l ビットのビット誤りを起こすような符号語を考える. そして、そのような符号語の個数を n_l^h と表すものとする.

ハミング距離が h であるような符号語間において誤りが生じていると想定したときのビット誤り率 Pb'_h は以下のようになる. この式は式(5.29)を一般化したものである.

$$Pb'_h < \sum_{\forall l} l n_l^h Pc_h \quad (5.30)$$

ここで、 Pc_h はハミング距離 h である2つの符号語間の符号語誤り率で、以下の式で表される.

$$Pc_h = \frac{1}{2} P(h/2, h) + \sum_{\mu=h/2+1}^h P(\mu, h) \quad (5.31)$$

ここで問題となるのは、式 (5.30) 中の n_ℓ^h の値及び、式 (5.30) の右辺の係数である $\sum_{\forall \ell} \ell n_\ell^h$ の値がどのような値であるかということである。送信情報ビット列が先程の例と同じ (000000000) の場合の n_ℓ^h の値を表 5.4(a) に、また送信する情報ビット列が (000000001) の場合の n_ℓ^h の値を表 5.4(b) に示す。

これらの表より、 n_ℓ^h の値は送信情報ビット列によって異なる値であることが分かる。これは定振幅符号が線形符号ではないためである。しかしながら $\sum_{\forall \ell} \ell n_\ell^h$ の値は、送信する情報ビット列が (000000000) であっても (000000001) であっても等しく、さらに送信情報ビット列がそれら以外の場合であってもその値は変わらない。そのため式 (5.30) の右辺の係数 $\sum_{\forall \ell} \ell n_\ell^h$ は送信情報ビット列に関わらず一定の値をとる。なお、 $\sum_{\forall \ell} \ell n_\ell^h$ の具体的な値を表 5.5 に示す。

全体のビット誤り率

最後に、全体のビット誤り率の union bound を導出する。これまで求めてきた各ハミング距離におけるビット誤り率から、全体のビット誤り率 Pb' は以下のように表される。

$$Pb' < \sum_{\forall h} Pb'_h \quad (5.32)$$

この式はビット誤り率の上界を示しており、高 E_b/N_0 になるほど正確な値に近づく。

5.5.3 誤り訂正能力を考慮した特性評価

以上の議論を利用して、符号化率 9/16 定振幅符号化における誤り訂正能力の効果について考察する。なお本検討では、前節で用いた図 5.4 のシステムを用いて特性の評価を行う。

図 5.7 は、誤り訂正能力の効果を検討したときのビット誤り率特性である。本図より、定振幅符号化の誤り訂正能力の効果によって、ビット誤り率特性が大きく改善する様子が分かる。特に、高 E_b/N_0 下では、式 (5.32) が正確なビット誤り率に近づくため、定振幅符号化の誤り訂正能力の効果がより明瞭である。このように定振幅符号化の誤り訂正能力によって、符号化に伴う冗長ビットによる特性劣化を抑えることができる。

定振幅符号化を行った場合での非線形劣化は、図 5.6 でも示したように、変調方式である BPSK 変調による特性劣化である。例えば、GMSK 変調方式のような定包絡線

表 5.4: 定振幅符号語のハミング距離特性

(a) 送信情報ビット列が^s(00000000)の場合

Hamming distance h	number of errors ℓ	number of code words n_{ℓ}^h
4	1	9
	2	18
	4	9
6	2	18
	3	42
	4	18
	5	18
8	3	42
	4	81
	5	81
	6	42
10	4	18
	5	18
	6	42
	7	18
12	5	9
	7	18
	8	9
16	9	1

表 5.4: 定振幅符号語のハミング距離特性

(b) 送信情報ビット列が (00000001) の場合

Hamming distance h	number of errors ℓ	number of code words n_{ℓ}^h
4	1	9
	2	14
	3	8
	4	5
6	2	18
	3	38
	4	30
	5	6
	6	4
8	2	4
	3	34
	4	85
	5	85
	6	34
	7	4
10	3	4
	4	6
	5	30
	6	38
	7	18
12	5	5
	6	8
	7	14
	8	9
16	9	1

表 5.5: 式 (5.30) 中の係数値

Hamming distance h	coefficient $\sum_{\forall \ell} \ell n_{\ell}^h$
4	81
6	324
8	1107
10	540
12	234
14	0
16	9

の変調方式,あるいは $\pi/4$ -shift QPSK や $\pi/2$ -shift BPSK のように包絡線変動の少ない変調方式を用いる場合,この非線形劣化はほとんど発生しない.このような変調方式を採用することで,定振幅化を行わないで線形増幅器を用いた場合の特性と,定振幅符号化を行いその誤り訂正能力も考慮して非線形増幅器を用いた場合の特性がほぼ匹敵する.

このように,誤り訂正能力を考慮することで,直交マルチコードシステムにおける定振幅符号化が大変有効な方式であることが分かる.

5.6 まとめ

本章では,直交マルチコード方式における送信信号の定振幅化について議論した.はじめに,直交符号としてアダマール符号を用いた直交マルチコード方式における送信信号の振幅変動の様子を示した.送信する情報ビット列のパターンは送信信号の振幅変動の振舞に大きな影響を与え,また送信する情報ビット列によっては送信信号の振幅が一定になることが明らかとなった.

送信信号の定振幅化を図るためには,送信信号が一定振幅になるような情報ビット列を送信すれば良い.そこで,次にそのような情報ビット列を生成するための符号化を提案した.その符号化はアダマール符号の性質を利用したものであり,その符号化を『定振幅符号化』と名付けた.このような定振幅符号化を直交マルチコード方式に適用することで,直交マルチコード信号の定振幅化を図ることが可能となる.本章で

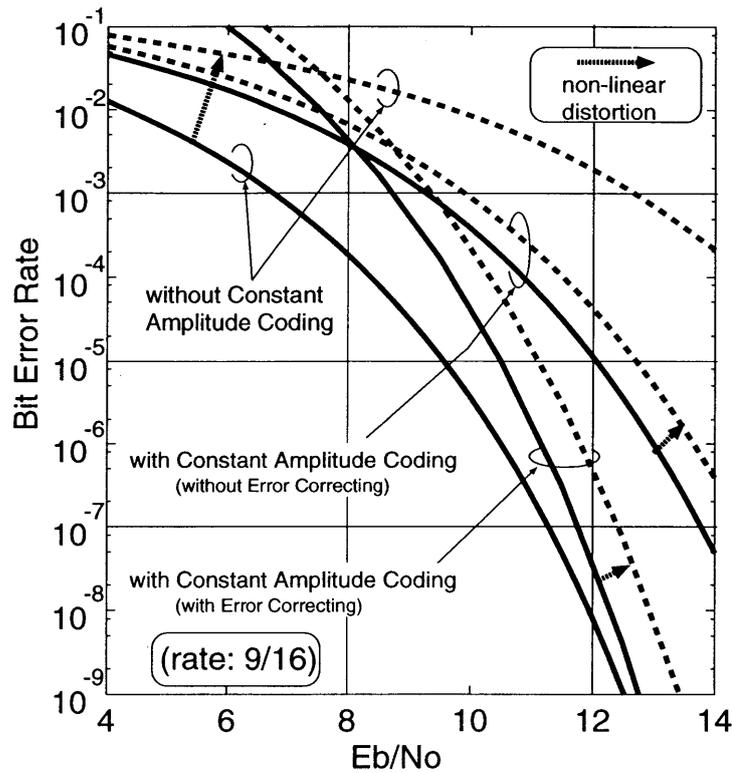


図 5.7: 誤り訂正能力を考慮したビット誤り率特性

は定振幅符号化として符号化率 $3/4$ および符号化率 $9/16$ の定振幅符号化の構成法を示した。

次に、定振幅符号化を用いた直交マルチコード方式の有効性を非線形劣化の観点から評価した。その結果、定振幅符号化によって3次の相互変調歪みが補償されること、また、この符号化によって非線形性に伴うビット誤り率特性の劣化が著しく改善されることが確かめられた。

最後に、定振幅符号化を誤り訂正符号化と捕らえその誤り訂正能力について議論した。符号化率 $9/16$ の定振幅符号化で生成されるビット列は、その最小ハミング距離が4である。そのため、この符号化は1ビットの誤り訂正能力を持っているといえる。その1ビットの誤り訂正能力を考慮したときの特性評価を行い、その誤り訂正能力によって直交マルチコードの受信信号の受信特性が大きく改善すること示した。

第5章の参考文献

- [1] R.Prasad, “An Overview of Multi-Carrier CDMA”, Proc. on 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'96), pp.107–114, September 1996.
- [2] M.Okada, S.Hara, and N.Morinaga, “Bit Error Performance of Orthogonal Multicarrier Modulation Radio Transmission Systems,” IEICE Trans. on Commun., Vol.E76-B, pp.113–119, February 1993.
- [3] F.Adachi, K.Ohno, A.Higashi, and Y.Okumura, “Coherent Multicode DS-CDMA Mobile Radio Access,” IEICE Trans. on Commun., Vol.E79-B, No.9, pp.1316–1325, September 1996.
- [4] T.Dohi, Y.Okumura, A.Higashi, K.Ohno, and F.Adachi, “Experiments on Coherent Multi-code DS-CDMA,” IEICE Trans. on Commun., Vol.E79-B, No.9, pp.1326–1332, September 1996.
- [5] 大川耕一, 佐和橋衛, 安達文幸, “コヒーレント DS-CDMA 下りリンクで直交多元レート多重を可能とする階層的拡散符号生成法,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS96-103, pp.31-36, 1996年11月.
- [6] A.Baire, U.C.Fiebig, W.Granzow, W.Koch, P.Teder, and J.Thielecke, “Design Study for a CDMA-Based Third-Generation Mobile Radio System,” IEEE J. on S.A.C., Vol.12, No.4, pp.733-743, May 1994.
- [7] A.Horibe and M.Nakagawa, “Intermodulation Compensation using Code Reversal for Orthogonal Multi-Carrier,” Proc. on Japan-Canada International Workshop on Multimedia Wireless Communications and Computing(WMWCC'96), pp.41-42, September 1996.

- [8] 堀崎耕司, 中川正雄, “OFDM-DS-CDMA における拡散符号の組み合わせによる相互変調歪補償,” 電子情報通信学会技術研究報告, SST97-7, pp.41-46, 1997 年 6 月.
- [9] T.A.Wilkinson and A.E.Jones, “Minimization of the Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding,” Proc. on 1995 IEEE Vehicular Technology Conference(VTC'95),pp.825-829, July 1995.
- [10] T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, and A.Ogawa, “Constant Amplitude Orthogonal Multi-Code CDMA System,” Proc. on 3rd Asia-Pacific Conference on Communications (APCC'97), pp.362-366, December 1997.
- [11] T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, and A.Ogawa, “A Constant Amplitude Coding for Orthogonal Multi-Code CDMA Systems,” IEICE Trans. on Fundamentals, Vol.E80-A, pp.2477-2484, December 1997.
- [12] 喜安善市, アダマール行列とその応用, 電子通信学会, 1980 年.
- [13] 野崎昭弘, 離散系の数学, 近代科学社, 1980 年.
- [14] 宮憲一, 衛星通信工学, ラテイス, 1969 年.
- [15] M.Sawada, M.Katayama, and A.Ogawa, “Effect of Nonlinear Amplifiers of Transmitters in the CDMA System Using Offset-QPSK,” IEICE Trans. on Commun., Vol.E76-B, No.7, pp.741-744, July 1993.
- [16] 和田忠浩, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, “直交マルチコード CDMA システムのための定振幅符号化の誤り訂正能力について,” 第 20 回情報理論とその応用シンポジウム (SITA'97), No.5.4.6 , pp.539-596, 1997 年 12 月.
- [17] 今井秀樹, 符号理論, 電子情報通信学会, 1990 年 2 月.
- [18] J.G.Proakis, Digital Communications- third edition, McGraw-Hill, 1995.

第 6 章

結論

6.1 研究のまとめ

本研究では、次世代移動体通信における通信方式として重要な役割を果たしている直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式についての検討を行った。

現在検討されている直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式として、狭帯域 CDMA システムで用いられている多値直交変調スペクトル拡散通信方式、そして広帯域 CDMA システムで採用されている直交マルチコード方式が挙げられる。それぞれの方式は、次世代移動体通信における通信方式として有望な特徴を有する反面、それぞれ固有の大きな問題点を有している。多値直交変調スペクトル拡散通信方式は、搬送波周波数偏差の影響に伴う受信特性の劣化という問題点を有し、また直交マルチコード方式では、その送信信号の振幅変動に伴う非線形劣化という問題点を有している。

本研究では、直交符号として用いるアダマール符号の性質を利用するという観点からこれらの問題の解決を図った。

本研究で得られた成果の要約は以下の通りである。

第 2 章では、本研究の準備のため直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式の概要について示した。まず、スペクトル拡散通信方式の概要および、直交符号の一種であるシルベスタ型アダマール符号の概要について示した。次に、直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式として、多値直交変調スペクトル拡散通信方式および直交マルチコード方式を取り上げ、それらの通信方式の概要及び利点を示した。そして、それらの通信方式が次世代の移動体通信において重要な役割を果たすことを述べた。

第 3 章では、搬送波周波数偏差に強い多値直交変調スペクトル拡散信号の変復調方

式を提案した。まず、搬送波周波数偏差が受信特性に与える影響について調べ、搬送波周波数偏差の影響が、アダマール符号のシーケンスと非常に密接な関係を持つこと、そしてシーケンスの近いアダマール符号間で搬送波周波数偏差の影響が大きくなることを明らかにした。次に、この性質を利用し、搬送波周波数偏差に強い多値直交変調スペクトル拡散通信方式を提案した。提案方式は、『特定の符号を利用する方式(提案方式 #1)』、『誤り訂正技術を利用する方式(提案方式 #2)』、そして、『二符号を同時送信する方式(提案方式 #3)』および、『別途用意した擬似ランダム符号を利用する方式(提案方式 #4)』の四種類である。これらの提案方式の特性をビット誤り率によって評価し、特に提案方式 #4 が搬送波周波数偏差の影響に対し最も有効な方式であることを示した。

第 4 章では、搬送波周波数偏差を伴う多値直交変調スペクトル拡散信号のための初期同期捕捉方式を提案した。ここで提案した方式とは『各出力の加え合わせによる方式(提案方式 #1)』および『参照パタンとの比較による方式(提案方式 #2)』の二種類であり、そのいずれもがアダマール符号の特徴を利用したものである。これらの提案方式の特性を平均同期捕捉時間によって評価した結果、いずれの方式も搬送波周波数偏差存在時でも高速の初期同期捕捉が可能であることが確かめられた。特に提案方式 #2 は、搬送波周波数偏差が大きくても安定した初期同期捕捉特性が得られることが明らかとなった。

第 5 章では、直交マルチコード方式における送信信号の定振幅化について議論した。はじめに、直交符号としてアダマール符号を用いた直交マルチコード方式における送信信号の振幅変動の様子を示し、送信する情報ビットによっては送信信号の振幅が一定になることが明らかとなった。次に、送信信号の振幅が一定になるような情報ビット列を生成するための符号化を提案し、その符号化を『定振幅符号化』と名付けた。そして、定振幅符号化を用いた直交マルチコード方式の有効性を非線形劣化の観点から評価し、定振幅符号化を適用することで非線形性に伴う特性劣化が著しく改善することを確かめた。最後に、定振幅符号化を誤り訂正符号化と捕らえ、その誤り訂正能力について議論した。そして、その誤り訂正能力によって直交マルチコード信号の受信特性がさらに大きく改善すること示した。

以上、本研究により直交符号の性質を有効に利用することによって直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式における潜在的な大きな問題点を克服することができることを示した。直交符号の性質を利用するという新しい観点に立つことで、直交

符号を利用したスペクトル拡散通信方式の性能や有効性がさらに向上するものと期待される。

6.2 今後の課題

今後の直交符号を利用したスペクトル拡散方式における検討課題を以下に列記する。

- 多値直交変調スペクトル拡散信号の変復調方式に関する課題

本論文では、シンボルレートの約 0.3 倍以下の搬送波周波数偏差を伴う信号の受信特性を良好にするような方式を提案した。しかしながら、低軌道周回衛星による通信で発生する搬送波周波数偏差はシンボルレートの数倍にも達することもあり、そのような大きな搬送波周波数偏差でも対応できるような方式が望まれる。また、多値直交変調スペクトル拡散通信では、直交符号と拡散符号の連接した符号を用いて通信を行っている。そのような符号を用いた場合の符号分割多元接続の性能評価も重要な課題である。

- 多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉に関する課題

本論文で示した多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉方式は搬送波周波数偏差存在時に大変有効な方式である。しかしながら、特に提案方式 #2 はシステム構成が複雑であり、この方式の実用化のためにはシステムの簡略化が必要である。また、フェージング環境下における多値直交変調スペクトル拡散信号の初期同期捕捉についての検討も必要である。特に提案方式 #1 は搬送波周波数偏差に強だけでなく、フェージング環境においても有効な方式であると期待できる。

- 直交マルチコード信号の定振幅化に関する課題

本論文で示した定振幅符号化を用いることで、3 ビットの情報および、9 ビットの情報を同時に定振幅信号として伝送することが可能である。しかしながら、これからのマルチメディア通信ではさらに多くの情報ビットを同時伝送する必要があり、そのような多くの情報ビットを伝送する場合でも対応できるような定振幅符号化の手法を考察する必要がある。そのためには定振幅符号化の一般化を図る必要がある。

全てに共通する課題として、どのような直交符号を採用するかという課題がある。本研究ではアダマール符号 (正確にはシルベスタ型アダマール符号) を用いて検討を

行った。直交符号の種類は多く、各システムに適応した直交符号を選択することで、直交符号を利用したスペクトル拡散通信方式の有効性がより向上するものと期待される。

謝辞

本研究を遂行するにあたり多大なる御指導, 御教示を賜りました名古屋大学大学院工学研究科教授 小川明先生に心より感謝致します。また, 本論文を御査読下さり, 御意見, 御助言を頂きました名古屋大学大学院工学研究科教授 板倉文忠先生に深く感謝致します。

本研究を遂行するにあたり懇切丁寧に御指導下さいました名古屋大学大学院工学研究科助教授 片山正昭先生に深く感謝致します。名古屋大学大学院工学研究科助手 山里敬也先生, そして名古屋大学大学院工学研究科助手 Jamalipour Abbas 先生には研究を行うにあたり数々の御指導, 御助言を頂きましたことに心より感謝致します。また, 鬼頭良彦技官をはじめ, 本研究の遂行を支えて下さいました名古屋大学大学院工学研究科電子情報学専攻 小川研究室の諸氏に深く感謝致します。

さらに, 本研究の遂行を影から支えて下さいました名古屋大学教育学部名誉教授故 村上英治先生, 名古屋大学教育学部助教授 森田美弥子先生に深く感謝致します。

最後に, 今日まで私を支えて下さいました多くの先生方, 友人達, そして両親と家族に感謝致します。

業績一覧

I. 学会誌等

論文題目	公表の方法及び時期	著者
① Non-coherent Reception of M -ary Spread-Spectrum Signals in the Presence of Carrier Frequency Offset	IEICE Trans. on Fundamentals, Vol.E78-A, No.9, pp.1102-1108, September 1995.	T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa
② A New M -ary Spread-Spectrum Multiple-Access Scheme in the Presence of Carrier Frequency Offset	IEICE Trans. on Fundamentals, Vol.E79-A, No.9, pp.1415-1422, September 1996.	T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa
3. $\pi/2$ -shift BPSK — A Modulation Scheme Robust to Nonlinear Amplification for CDMA Mobile Communications	IEICE Trans. on Fundamentals, Vol.E80-A, No.9, pp.1634-1639, September 1997.	K.Kashyap, T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa
④ An Initial Acquisition Method for M -ary Spread-Spectrum Signals Using Hadamard Code Sequences	IEICE Trans. on Fundamentals, Vol.E80-A, No.11, pp.2172-2179, November 1997.	T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa
⑤ A Constant Amplitude Coding for Orthogonal Multi-Code CDMA Systems	IEICE Trans. on Fundamentals, Vol.E80-A, No.12, pp.2477-2484, December 1997.	T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa

・ IEICE: 電子情報通信学会

(丸印は本論文に関係のある文献・発表を表している)

II. 国際会議

論文題目	公表の方法及び時期	著者
① A Study on Non-Coherent Reception of M -ary Spread-Spectrum Signals in the Presence of Carrier Frequency Offset	4th IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC'95), Tokyo, Japan, B5.5, pp.412-416, November 1995.	T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa
② A New Initial Acquisition Method for M -ary Spread-Spectrum Communication Systems	1996 IEEE International Symposium on Information Theory and Its Applications (ISITA'96), Victoria, Canada, pp.770-773, September 1996.	T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa
3. The Performance of CDMA System Using $\pi/4$ -shift QPSK and $\pi/2$ -shift BPSK with the Nonlinearity of HPA	7th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'96), Taipei, ROC, F2.6, pp.492-496, October 1996.	K.Kashyap, T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa
④ A New M -ary/SSMA Scheme Applicable in LEO Satellite Systems	1996 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'96), London, UK, 10.1, pp.384-389, November 1996.	T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa

論文題目	公表の方法及び時期	著者
5. Transmission Characteristics of Band-Limited Signals For DS/SS/CDMA	1996 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC'96), New Delhi, India, pp.1329-1332, December 1996.	A.Ogawa, K.Kashyap, T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama
6. A Proposal of SS Communication System Using LEO Satellite for Observing Ecology of Sea Turtles	1997 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'97), Phoenix, USA, pp.1157-1161, November 1997.	T.Tokuyasu, T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa
⑦ Constant Amplitude Orthogonal Multi-Code CDMA System	3rd Asia-Pacific Conference on Communications (APCC'97), Sydney, Australia, pp.362-366, December 1997.	T.Wada, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa

・ IEEE: 米国電気電子学会

III. その他

論文題目	公表の方法及び時期	著者
(電子情報通信学会研究会)		
①. 搬送波周波数偏差を伴う M -ary/SS 信号の受信に関する 一検討	電子情報通信学会スペクトル 拡散研究会技術研究報告 SST94-41, pp.51-56, 1994 年 8 月.	和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明
2. 搬送波周波数偏差のある DS/SS 信号の FFT を用いた同期補足 に関する一検討	電子情報通信学会スペクトル 拡散研究会技術研究報告 SST94-50, pp.19-24, 1994 年 10 月.	奥田慎司 和田忠浩 片山正昭 山里敬也 小川明
③. 搬送波周波数偏差を伴う M -ary/SS 信号の非同期受信に ついて	電子情報通信学会スペクトル 拡散研究会技術研究報告 SST95-3, pp.13-18, 1995 年 5 月.	和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明
4. $\pi/4$ -シフト QPSK および $\pi/2$ - シフト BPSK を用いた CDMA 方式に関する研究	電子情報通信学会スペクトル 拡散研究会技術研究報告 SST95-127, pp.95-100, 1996 年 3 月.	カシャプクムド 和田忠浩 片山正昭 山里敬也 小川明
5. 疑似ランダム系列を用いた M - ary/SS/CDMA に関する一検討	電子情報通信学会スペクトル 拡散研究会技術研究報告 SST95-141, pp.65-70, 1996 年 3 月.	小島英樹 和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明

論文題目	公表の方法及び時期	著者
⑥ 搬送波周波数偏差を伴う <i>M</i> -ary/SS 信号の同期補足に関する一検討	電子情報通信学会スペクトル拡散研究会技術研究報告 SST96-14, pp.81-86, 1996 年 6 月.	和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明
7. 低軌道衛星を用いた海洋生物生態観測システム用受信機の一検討	電子情報通信学会宇宙・航行エレクトロニクス研究会技術研究報告 SANE96-64, pp.67-72, 1996 年 10 月.	徳安朋浩 和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明
8. 海洋生物生態観測システムにおける低軌道衛星搭載受信機の一検討	電子情報通信学会宇宙・航行エレクトロニクス研究会技術研究報告 SANE97-8, pp.45-50, 1997 年 4 月.	徳安朋浩 和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明
⑨ 定振幅符号化を用いた直交マルチコード CDMA システムに関する一検討	電子情報通信学会無線通信システム研究会技術研究報告 RCS97-35, pp.19-24, 1997 年 6 月.	和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明

論文題目	公表の方法及び時期	著者
(情報理論とその応用シンポジウム)		
<p>⑩. 搬送波周波数偏差を伴う <i>M</i>-ary/SS 信号の受信に関する一考察</p>	<p>第 17 回情報理論とその応用シンポジウム (SITA'94), W44-5, pp.417-420, 1994 年 12 月.</p>	<p>和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明</p>
<p>⑪. 疑似ランダム系列を利用した <i>M</i>-ary/SS 通信方式の搬送波周波数偏差存在下での受信特性について</p>	<p>第 18 回情報理論とその応用シンポジウム (SITA'95), C-6-3, pp.597-600, 1995 年 11 月.</p>	<p>和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明</p>
<p>⑫. 直交マルチコード CDMA システムのための定振幅符号化の誤り訂正能力について</p>	<p>第 20 回情報理論とその応用シンポジウム (SITA'97), 5.4.6, pp.539-596, 1997 年 12 月.</p>	<p>和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明</p>
(電子情報通信学会全国大会)		
<p>⑬. 搬送波周波数偏差を伴う <i>M</i>-ary/SS 信号の受信に関する一検討</p>	<p>1994 電子情報通信学会秋季全国大会, A-145, p.145, 1994 年 9 月.</p>	<p>和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明</p>
(電気関係学会東海支部連合大会)		
<p>14. マルチコード CDMA 方式における振幅変動の影響</p>	<p>平成 9 年度電気関係学会東海支部連合大会, No.509, p.255, 1997 年 9 月.</p>	<p>藤原昭博 和田忠浩 山里敬也 片山正昭 小川明</p>