

博士論文

直交符号のマッチドフィルターバンクの小規模化と
その CDMA 方式の高機能化への応用に関する研究
Study on Compacting Matched Filter Banks for Orthogonal
Codes and Their Application to Advanced CDMA System

山口大学大学院創成科学研究科

黒田 翔

2020 年 9 月

目次

第 1 章	序論	3
1.1	研究の背景と目的	3
1.2	関連研究	6
1.2.1	拡散符号とマッチドフィルターバンク	6
1.2.2	準同期 CDMA 方式の高信頼伝送	8
1.3	本論文の構成	9
第 2 章	直交性を有する拡散符号	11
2.1	多相系列セットとその相関関数	11
2.2	DFT 行列に基づく多相系列セット	13
2.2.1	離散フーリエ変換	13
2.2.2	DFT 行列による多相系列の表現	14
2.2.3	Zadoff-Chu 系列	14
2.3	アダマール行列に基づく多相系列セット	15
2.3.1	複素アダマール変換	15
2.3.2	アダマール行列による多相系列の表現	16
2.3.3	零相関領域を有する ZCZ 符号	17
第 3 章	多相系列セットのコンパクトな MFB の設計	19
3.1	MFB の原理と基本的な構成法	19
3.2	MFB の小規模化	20
3.2.1	高速フーリエ変換に基づく小規模化	20
3.2.2	高速アダマール変換に基づく小規模化	23
3.3	論理関数による MFB の小規模設計	25
3.3.1	論理関数からの一般化された小規模化の方法	25
3.3.2	小規模化の具体例	26
3.4	FPGA 回路実装による小規模化の効果の検証	29
3.4.1	回路生成のシステム環境と生成条件	29

3.4.2	小規模化の効果の推定	29
3.4.3	実際の生成結果の検証	30
3.4.4	まとめ	32
第 4 章	MFB を活用した同期捕捉方式	33
4.1	準同期 CDMA における同期捕捉の従来方式	33
4.1.1	準同期 CDMA 方式	33
4.1.2	同期捕捉とは	34
4.1.3	同期捕捉の従来方式	35
4.2	同期捕捉に MFB を活用した提案方式	36
4.3	提案方式の効果の検証	39
4.3.1	計算機シミュレーションの条件	39
4.3.2	SNR の変化における同期誤り特性	40
4.3.3	SIR の変化における同期誤り率	43
4.3.4	まとめ	44
第 5 章	MFB を活用したブロック符号化による高効率伝送	45
5.1	ZCZ-CDMA の基本構成とブロック符号化	45
5.1.1	ZCZ-CDMA の基本構成	45
5.1.2	ブロック符号化方式	47
5.1.3	パイロット信号を用いた通信路推定	48
5.2	MFB を活用したブロック符号化での複数系列の利用	50
5.3	複数系列を利用するブロック符号化の効果の検証	53
5.3.1	計算機シミュレーションの条件	53
5.3.2	従来法の誤り特性	54
5.3.3	提案法の誤り特性	55
5.3.4	まとめ	59
第 6 章	結論	61
6.1	まとめ	61
6.2	今後の研究課題	64
参考文献		67

第 1 章

序論

本章では、本研究の背景と目的、研究の位置づけ、および本論文の構成について述べる。

1.1 研究の背景と目的

近年、もののインターネットと呼ばれる IoT (Internet of Things) とその応用が活発に議論されている。その主要なテーマは、様々な機器に通信機能を持たせることで、もの同士の間の新しい形の通信を可能にし、インターネットを介し様々な場所で活用することである。生産機械や家電のみならず、家具や街灯も含め、様々な機器から得られる自然現象まで含めた多種多様な情報をインターネットを介して取り込み、またフィードバックすることで、遠隔計測や自動認識、自動制御などへの応用が期待されている。その実現により、故障検知や予知保全を含め、これまでになかった様々なものを智能化するサービスの時代が到来するであろう。そしてそれに関連して、様々なニーズに対応できるような近距離無線通信規格が提供されている。無線ネットワークを構築する代表的なものとして、無線 LAN, ZigBee, Bluetooth などが挙げられる。

無線 LAN は、コンピュータやネットワーク機器間を無線を用いて接続する規格の一つである。これは、インターネットプロトコルとの親和性が高い。IEEE 802.11n と呼ばれる規格では伝送速度は最大 600Mbps と高速な通信が可能であり、到達距離は 100~300m である。ただし、様々な機器に組み込むことを考えると、他の規格に比して消費電力が大きい。最大接続数は 32 台であり、アクセスポイント (基地局) と端末との接続が前提である。また、通信路を時間軸で分割することで多重化しているため、同時通信はできない。ZigBee は、センサーネットワークの構築を主目的とする規格の一つである。これは、安価で消費電力が少ない特徴を持ち、送受信の頻度にもよるが、乾電池程度の電力で数年間稼動し、電源も含めて完全に無配線でネットワークを構築できる。また、およそ 65000 ノードを収容するメッシュ型やツリー型のネットワークを構成でき、各ノードがデータを中継することで、直

接電波の届かない端末間でも通信が可能である。ただし、到達距離が10~75mと短く、伝送速度も最大250kbpsと低速である。Bluetoothは、パソコンや携帯端末の周辺機器を接続することを主目的とする規格の一つである。これは、文字情報や音声情報など、比較的軽量なデータのやりとりに適している。利用する周波数をランダムに変える周波数ホッピングを特徴とし、同時通信が可能である。Class1と呼ばれる規格では伝送速度は最大24Mbps、到達距離は10~100mである。ただし、同時接続可能台数は7台と少なく、また、干渉などにより同期が外れた場合は、再度同期が確立され通信復帰するまでに数秒を要する。

現在、既存の携帯電話のネットワークをIoTに活用することも活発に議論されている。特に、5Gと呼ばれる第5世代移動通信システムのサービスが先般開始されたことは記憶に新しい。これは、すでに運用中の携帯電話網を利用するため、迅速に広域をカバーしたサービス展開ができる。伝送速度は基地局を占有できるならば最大5Gbpsと非常に高速であり、また一つの基地局でおよそ10000台を収容できると言われている。ただし、到達距離は200mと短く、また基地局と端末との接続が前提であり、端末間の直接通信は想定されていない。したがって、サービスエリアへは相当数の基地局をこの間隔で配置する必要がある。例えば農業向けや漁業向けIoTの利用シーンは、山林や海上など、主として人口密度が極端に低い場所であると考えられ、そのような地域に高価な基地局を複数配置することは経済合理性の観点から難しかろう。その通信料金や通信モジュールは高価となりがちで、数百もの機器を接続する場合には、その利用コストは相当大きなものとなる。これまでに挙げた通信規格について、表1.1にまとめよう。

表 1.1 各無線通信規格の比較

名称	無線 LAN	ZigBee	Bluetooth	5G
規格	IEEE802.11n	IEEE802.15.4	IEEE802.15.1	IMT-2020
利用周波数	2.4GHz 5GHz	2.4GHz	2.4GHz	3.5GHz/4.5GHz 28GHz
到達距離	100~300m	10~75m	10~100m	200m
伝送速度	600Mbps	250kbps	24Mbps	5Gbps
消費電力	3W 程度	60mW 程度	120mW 程度	3W 程度
接続数	32 台	約 65000 台	7 台	約 10000 台
システム価格	比較的安価	安価	安価	高価
訴求点	IP 親和性	低消費電力	接続互換性	広域性

ここでのポイントは、IoTを実際にビジネス展開することを考えたとき、いかに低コストでシステム全体を運用できるかということにある。その視点で考えるならば、既存の通信規格はそのすべてのニーズを満たすものではなく、新しい通信規格の提案余地が十分に残され

ている。

本研究の目標は、複数の移動端末間でも複雑な通信制御を必要とせずに、様々なニーズに柔軟かつ高安定の無線ネットワークを構築可能であり、低コストで実現可能な無線通信方式の提供である。その基盤として準同期を利用した CDMA（符号分割多元接続：Code Division Multiple Access）方式を考える。準同期 CDMA は、通信エリア内で同期制御信号発生器より一定間隔毎に送信される同期制御信号でタイミングを合わせて、複数端末がほぼ同時に情報フレームを送信し、また、多重化された情報信号を受信し情報復調する CDMA 方式である。特に、拡散系列セットとして零相関領域（Zero Correlation Zone）を有する ZCZ 符号を用いた ZCZ-CDMA は、理論的には、非希望波の他局間干渉が無く、希望信号の遅延波もうまく活用することにより効果的に情報復調できるので、複数端末が同時に通信していても一対一通信のように振る舞い、そのために精密な電力制御や複雑な通信制御を必要としない。

本論文では、上記目標を実現するために、高機能かつ回路規模を低く抑えたコンパクトな ZCZ-CDMA の設計を中心に議論する。本方式では移動体通信や無線 LAN で用いられるようなアクセスポイントと複数端末間でのみ通信を行うようなインフラストラクチャー型だけでなく、ZigBee のように端末間を通して情報伝送するようなアドホック型による無線ネットワークを構築可能である。すなわち、全く同一のタイミングでの多重伝送を許容し、かつ、リアルタイムでの伝送を可能にし、さらに柔軟に移動体間でネットワークを構築可能な、これまでにない通信方式である。ここで、ZCZ 符号だけではなく、直交性を有する系列セットを用いた場合を含めて、広範囲に一般性を持たせて議論する。

まず、各端末からの多重化された情報シンボルと ZCZ 符号のすべての系列とを同時に相関（復調）処理できるマッチドフィルタバンク（Matched Filter Bank：以下、MFB）の小規模な設計法を提案する。これは、系列セットの生成関数である一般化した論理関数を与えることができれば、MFB をコンパクトに設計可能である。さらにそのコンパクト化は、離散フーリエ変換行列を含む複素アダマール行列が因子分解可能であることを利用し、すなわち、一般化した高速アダマール変換（高速フーリエ変換）を利用して、回路素子数をさらに減少させる。

次に MFB を活用することにより一度の同期制御信号区間で高速に同期を確立できる同期方式を提案する。これは、系列セットのうちの一つを同期用系列として割り当て、受信シンボルと他端末に割り当てられたすべての系列との相関特性も利用することにより、同期点の信号値より多元接続数倍になって現れる不要なサイドローブを大幅に減衰させ、同期点を際立たせる方式である。これにより、1つの情報フレームで即座に同期確立ができるので、初回のアクセス確立時や、通信路状況の悪化により通信が一時中断した場合の通信復帰を高速化できる。また、拡散符号の直交性という一般的な性質を利用しているため、すべての多相系列セットに対して議論が可能な方式であり、同期制御信号の出力がインパルス特性に近づ

くため、必ずしも、拡散系列として鋭い非周期自己相関を持つ直交符号を用いる必要がない。

また、数十倍ほどの高速な伝送を考えると、遅延波により起こる他局間干渉の対策のために零相関領域を広くする必要がある。そのために、情報シンボルを複数個並べ、それをインターリーブして送信することで、系列数（同時多元接続数）の数学的上界を保ったまま零相関領域をブロックサイズ倍に拡張することができるブロック符号化方式が提案されている。しかし一般には、復調側でチャンネル推定における逆行列の計算を必要とし、ブロックサイズが増えるほど計算量が増大し、また、誤り率も増大してしまう傾向にある。その対応として、ひとりのユーザーが複数の系列を利用し、逆行列の計算量を減少させる有効な方式について議論する。これは、複数系列を一度に復調可能な MFB を活用することで、受信端末の回路規模を抑えてコンパクトな設計が可能である。

1.2 関連研究

本節では本論文の関連研究について、そのカテゴリごとにまとめ説明する。

1.2.1 拡散符号とマッチドフィルタバンク

本節では、拡散符号の概要を説明し、特に直交性を有する直交符号について述べていく。ここで、系列とは、ある数値の並び $\mathbf{a}^k = (a_0^k, a_1^k, \dots)$ を示し、また、それぞれ異なる系列の集合 $A = \{\mathbf{a}^0, \mathbf{a}^1, \dots\}$ を系列セットまたは拡散符号と呼ぶ。系列は、周期系列と有限長系列に分けて議論される。周期 N の周期系列は、 $a_{x+N} = a_x$ として同じ系列が繰り返し現れるものと仮定し、系列長 N の有限長系列は、 $a_x = 0_{(x < 0, x \geq N)}$ として系列の両側が零と仮定する。さらに、これらは要素 a_x の値の取り方により分けられ、複素値の要素からなる系列を複素系列、特に、絶対値 1 となる要素 $|a_x| = 1$ からなる系列を多相系列と呼ぶ。これには 1 と -1 からなる、2 相の系列セットも含むことに注意しよう [1]。

系列セットの通信システムへの適用においては、それぞれの系列間における相関関数が重要となる。システムにおいては、非周期相関関数や周期相関関数が一般に議論される。同一の系列に対する場合を自己相関、異なる場合を相互相関と呼ぶ。周期自己相関がインパルス特性を示す系列を直交系列と呼び、系列のそれぞれがシフト 0 のとき相関が 0 となる直交性を有す系列セットを直交符号と呼ぶ。直交符号である多相系列セットは、自身の随伴行列を掛けると単位行列が得られるユニタリ行列を用いて議論することができ [2]、これには、シルベスター型と呼ばれる複素アダマール行列や離散フーリエ変換 (discrete Fourier transform : 以下, DFT) 行列が含まれる。

次数 N の DFT 行列で表される位相要素が N 以上の周期 N の多相系列セットには、任意の周期の自己相関関数がインパルス特性に対応する多相完全系列セットが含まれる [3][4]。

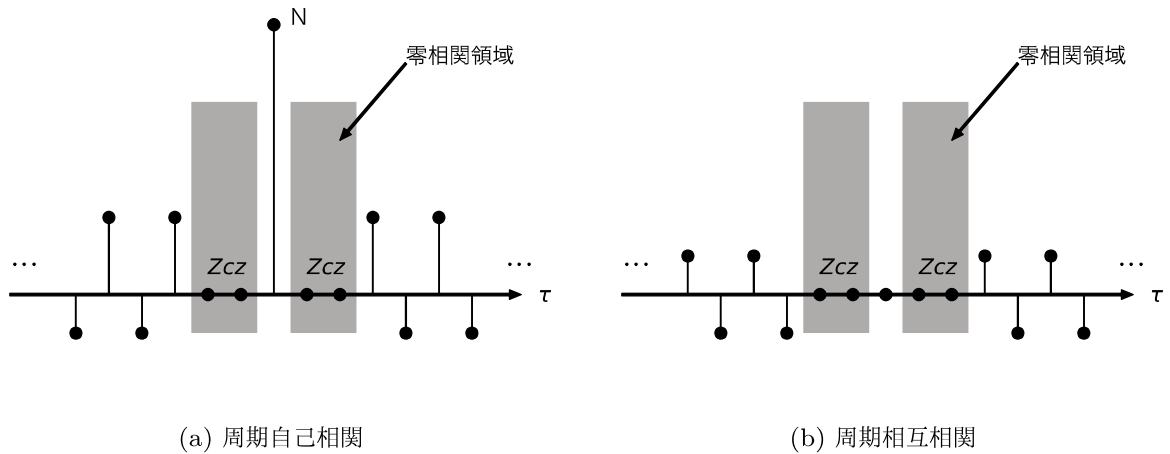


図 1.1 ZCZ 符号の相関特性と零相関領域

さらに、それらは任意の周期的な自己および相互相関関数の絶対値が \sqrt{N} 以下であるという Welch の下界に到達する [5]. またそれらの最大値には Sarwate の関係が知られている [6]. 特に、任意の整数 q に対して存在する周期 $N = q^n$ の Zadoff-Chu 系列 [7] は、 $q = 2$ の場合、高速フーリエ変換 (FFT)[8] を用いた OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) への応用に有効であると考えられており [9][10]、それを同期系列や拡散系列として利用した通信システムも議論されている [11].

一方、次数 q^m ($n \geq m$) の複素アダマール行列で表される q またはそれ以上の位相要素を持つ周期 $N = q^n$ のよく知られた多相系列セットには、ZCZ 符号 [12][13] や相補系列セット [14]-[16] などがある. 本論文で主に論じられる ZCZ 符号は、図 1.1 に示すように、その周期相互相関関数と位相外の自己相関関数のゼロシフトの両側に零相関領域を有する多相系列のセットであり、 $A(N, M, Z)$ と表現する [17]-[19]. これまでに、2 相 ZCZ 符号の論理関数を導出し、その構成法の特徴が明らかにされている [20]. そこでは、ある種の多相 ZCZ 符号 $A(ML, M, L - 1)$ が上界 $Z \leq N/M - 1$ に達することが示された [21]. また、実数における ZCZ 符号の構成 [22] や、ZCZ 符号を実際に通信システムとして用いた構成がある [23]-[25]. また、通話エリア内における干渉をセル間干渉と呼ぶが、その低減策についても議論されている [26].

なお、 p を素数としたとき、生成関数 (または論理関数) が $(n + s)$ 次元ベクトル空間 V_p^{n+s} 上で bent である場合 [27][28]、生成された系列セットの相互相関値は低い値となることが知られており [29]、それらの実数上 [30] や、有限体 $GF(p)$ 上 [31] の系列についても議論されている. そのような生成関数から生成された ZCZ 符号は、各系列のアダマール変換のすべてが絶対値 1 をとる場合、bent 型 ZCZ 符号と呼ぶ [32][33]. また相補系列セットとは、あるサブセットにおける非周期的自己相関関数の和がインパルス特性に対応し、2 つのサブ

セットにおける対応する系列間の非周期的相互相関関数の和がすべてのシフトに対してゼロとなるような、2つ以上の系列のサブセットからなるセットのことである。

雑音を含む受信系列と既知の系列との相関を行うフィルタを、マッチドフィルタ (Matched Filter、以下 MF) と呼ぶ [34]。それらを並列に並べ、複数の系列を同時に相関処理することができる回路を MFB と呼ぶ。2値アダマール行列の因子分解は、高速アダマール変換 (FHT) と呼ばれる 2 値アダマール変換の高速アルゴリズムに相当することが示されており [35]-[37]、この高速アルゴリズムは、直交符号の MFB のコンパクトな設計に相当する。それを利用した複素アダマール行列の因子分解で表現可能な bent 型関数で生成された多相系列セットに対するコンパクトな MFB の基礎的な設計について議論されている [38][39]。また、相補系列セットに対する論理関数 [40] や、E 系列と呼ばれる偶差直交系列に対する論理関数が示され [41][42]、論理関数で表現された各種 2 値アダマール行列の因子分解により設計された、2 相 ZCZ 符号を含む最適な ZCZ 符号のコンパクトな MFB についても議論されている [43][44]。さらに、非周期的自己相関関数がゼロシフトを除きゼロをとり、両側の終端シフトがゼロとなる実数有限長列のマッチドフィルタを含め、CMOS 回路 [45][46] や FPGA 回路上 [47][48] に実装して評価がなされている。

1.2.2 準同期 CDMA 方式の高信頼伝送

多数の利用者が同じ周波数帯を共用して互いの相手方と通信する形態を多元接続 (Multiple Access) と呼ぶ。CDMA (符号分割多元接続 : Code Division Multiple Access) 方式はその多元接続方式のうちの一つであり、各送信端末では情報シンボルを直交した拡散系列に乗じたものを送信信号として送信し、受信端末では複数の送信信号が多重化されたものとして受信し、それと希望波に対応する拡散系列にて相関 (位相がシフトした受信信号と拡散系列との内積) を行うことで、信号空間上の希望波信号と非希望波信号を分離する方式である。

準同期 CDMA は、図 1.2 に示すように、通信エリア内で同期制御信号発生器より送信される同期制御信号でタイミングを合わせることで通信を行う CDMA 方式の一つである [49]。図.1.3 に示すように同期制御信号は一定の間隔ごとに送信され、複数の送信端末が同期制御信号のタイミングに合わせて、適切な変調を行った情報フレームをほぼ同時に送信する。受信端末は、全ての送信端末の出力が足し合わされて、さらに雑音を加えた形の受信信号を受信し、それを同期制御信号から得た同期点により適切に復調することで情報伝送を行う。

準同期 CDMA に、ZCZ 符号を用いるものを ZCZ-CDMA と呼ぶ。高速伝送時の干渉を避けるために、ZCZ 符号の零相関領域は可能な限り広いことが望まれる。しかし、系列数は零相関領域の拡張に反比例して減少してしまう。系列数を減少させずに零相関領域を拡張する

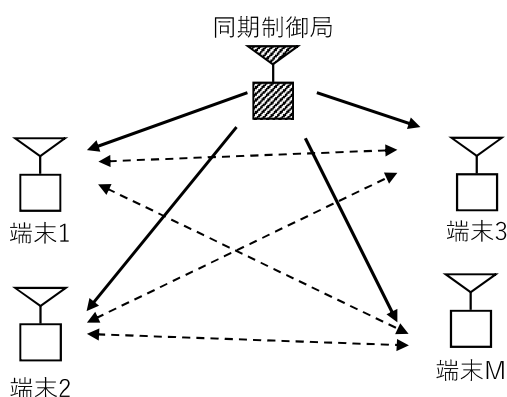


図 1.2 準同期 CDMA の通信モデル

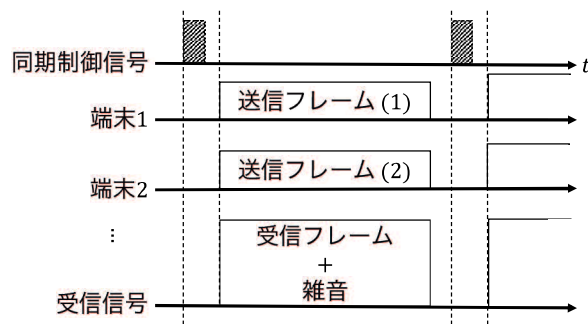


図 1.3 準同期 CDMA のタイムチャート

方法として、マルチキャリア符号化 [50] や、ブロック符号化が議論されている [51]-[53]. また、ZCZ 符号に鋭い非周期自己相関特性を与える符号設計法が与えられている [54][55]. さらに一般的な多相系列の相関特性の改善についても議論されている [56]. また、ZCZ-CDMA での実際の通信時における性能評価が与えられている [57].

著者は、2015 年頃から 2020 年にかけて、多相 ZCZ 符号における一般化した論理関数による MFB のコンパクトな設計法 [58][59][60] について述べた. また、MFB を活用した同期方式 [61] を提案し、その国内特許化を果たした [62]. さらに、ブロック符号化について、その計算量を削減する観点からのシステム設計についてまとめた [63][64]. 本博士論文はそれらをまとめたものである.

1.3 本論文の構成

本論文は、ZCZ-CDMA に対して、受信シンボルとすべての系列との相関処理を一度に行うことができる MFB のコンパクトな設計を与え、その MFB を活用した同期方式とブロック符号化技術を含めた高機能な送受信機の構成について提案するものであり、本文 6 章よりなる. 第 2 章以降の概要は以下のとおりである.

第 2 章では、本論文の議論の前提となる直交性を有する多相系列について述べる. 特に、代表的なユニタリ行列である、離散フーリエ変換行列および複素アダマール行列を用いて表現できる、系列の各要素の絶対値が 1 となるような複素要素を有する多相系列について、その拡散系列の行列表現および整数環上の論理関数について定義する.

第 3 章では、MFB の原理を説明したのち、代表的な多相系列セットである Zadoff-Chu 系列および ZCZ 符号の小規模化について議論する. これは、多相系列セットを複素アダマール行列による行列表現し、高速アダマール変換に関連する因子分解を用いることで実現でき

る。特に、これまで議論がなされていない Zadoff-Chu 系列に対する一般化された MFB の小規模化についても述べる。また、もし拡張された ZCZ 符号のように、行列表現が難しい多相系列セットであったとしても、与えられた生成関数（整数 q を法とする整数環上の論理関数）よりシステムティックに小規模化できることを述べる。これはいかなる直交符号においても、一般的に、論理関数により表現することで小規模化が可能になることを意味する。さらに、FPGA 上で実際に MFB を実装し、その回路規模を対比することで本設計が有効であることを確認する。

第 4 章では、準同期 CDMA およびその同期補足について説明したのち、同期点を瞬時に見つけることが可能な方式について提案し、議論する。これは、MFB を活用して受信側ですべての系列との相関を利用することによって、不要なサイドローブのみを大幅に減衰させ、同期制御信号の出力がインパルス特性に近づく。これにより、1 つの情報フレームで即座に同期確立ができるので、初回のアクセス確立時や、通信路状況の悪化により通信が一時中断した場合の通信復帰を高速化できる。その有効性を、幾つかの通信路環境下における同期誤り率として計算機シミュレーションで評価する。

第 5 章では、1 つの送信端末が複数の ZCZ 系列を用いてブロック符号化することにより、チャンネル推定における逆行列の計算量を減少させることが可能な方式を提案し、議論する。これは、複数系列を一度に復調可能な MFB を活用することで、受信端末の回路規模を抑えて高信頼な伝送を実現できる。様々な設定のもとで誤り特性を計算機シミュレーションにより評価する。

第 6 章にて本研究を総括し、今後の研究課題について述べる。

第 2 章

直交性を有する拡散符号

本章では、後続の章での議論を円滑に進めるため、その前提となる直交性を有する多相系列とその相関関数について述べる。その構成法は、離散フーリエ変換 (DFT) 行列や複素アダマール行列を用いて説明される。前者の例として Zadoff-Chu 系列を、後者の例として本研究の主題である ZCZ 符号について述べる。

2.1 多相系列セットとその相関関数

周期 $N = q^n$ の M 個の系列からなる多相系列セット A は、

$$\begin{aligned} A &= \{ \mathbf{a}^0, \dots, \mathbf{a}^y, \dots, \mathbf{a}^{M-1} \} \\ \mathbf{a}^y &= (a_0^y, \dots, a_x^y, \dots, a_{N-1}^y) \end{aligned} \quad (2.1)$$

と表せる。ここで、系列 \mathbf{a}^y の各要素の絶対値が 1、つまり $|a_x^y| = 1$ である複素要素を有する。なお、 \mathbf{a}^y は後で述べるように N 次元の (横) ベクトルとして考える。

また、位相シフト τ における系列 \mathbf{a}^y と $\mathbf{a}^{y'}$ の周期相関関数は、

$$R_{yy'}(\tau) = \sum_{x=0}^{N-1} a_{(x+\tau) \bmod N}^{y'} (a_x^y)^* \quad (2.2)$$

と書ける。ただし以後、* は対象が要素を指す場合には複素共役を、あるいは行列やベクトルを指す場合には複素共役転置を示すことにする。ここで、同一の系列に対する場合 ($y = y'$) を自己相関といい、異なる場合 ($y \neq y'$) を相互相関という。また、これは以下のように非周期相関関数を用いて表すことが可能である。

$$R_{yy'}(\tau) = C_{yy'}(\tau) + C_{yy'}(\tau - N) \quad (2.3)$$

ただし、系列 \mathbf{a}^y と $\mathbf{a}^{y'}$ の非周期相関関数 $C_{yy'}(\tau)$ は、

$$C_{yy'}(\tau) = \begin{cases} \sum_{x=0}^{N-1-\tau} a_{x+\tau}^{y'} (a_x^y)^* & (0 \leq \tau \leq N-1) \\ \sum_{x=0}^{N-1+\tau} a_x^{y'} (a_{x-\tau}^y)^* & (1-N \leq \tau < 0) \\ 0 & (|\tau| \geq N) \end{cases} \quad (2.4)$$

と定義される．式 (2.4) から分かるように、系列の前後には 0 の値があるものとして考えられる．

もし、系列セット A 中の系列の周期自己相関関数が、

$$R_{yy}(\tau) = \begin{cases} N & (\tau = 0) \\ 0 & (\tau \neq 0) \end{cases} \quad (2.5)$$

とインパルス特性を有す系列を直交系列と呼ぶ．

また、 A 内の全ての系列間で位相シフト 0 での相互相関関数が、

$$R_{yy'}(0) = 0 \quad (2.6)$$

の場合、 A を直交符号と呼ぶ．

ここで、系列数を M 、長さ（周期）を N とする系列セットを、 $M \times N$ 行列 A として表すと、

$$AA^* = E \quad (2.7)$$

と書ける．ただし、 E は M 次の単位行列を示す．もし $M = N$ の場合、正方行列 A は、要素が複素数である場合にはユニタリ行列を示し、実数の場合には特に直交行列と呼ばれる．

多相系列セットの周期相互相関の絶対値の最大値を $\max R_{yy'}$ とし、位相シフト 0 を除いた周期自己相関の絶対値の最大値を $\max R_{yy}$ とすれば、それらの最大値 $\max R$ は、

$$\max R \geq N \sqrt{[(M-1)/(MN-1)]} \approx \sqrt{N} \quad (2.8)$$

の関係を持つ．また、それらの最大値は、

$$\max R_{yy}^2 + (N-1)\max R_{yy'}^2 / (M-1) \geq N \quad (2.9)$$

となる関係を持つ．式 (2.8) は Welch の下界 [5]、式 (2.9) は Sarwate の下界 [6] として知られている．上記は、一般に、自己相関が低ければ相互相関は高くなる傾向があることを意味する．これは、非周期相関についても同様のことがいえる．

2.2 DFT 行列に基づく多相系列セット

DFT 行列と、それに関わる離散フーリエ変換について説明する。また、多くの応用が検討されている Zadoff-Chu 系列について述べる。

2.2.1 離散フーリエ変換

長さ $N = q^n$ の系列 \mathbf{b} の離散フーリエ変換は、

$$a_x = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{y=0}^{N-1} b_y \omega_N^{xy} \quad (2.10)$$

と定義される。ただし、 q は正整数を示し、

$$\omega_N^k = e^{-j\frac{2\pi}{N}k}, \quad j = \sqrt{-1} \quad (2.11)$$

である。また、その逆離散フーリエ変換は、

$$b_y = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{x=0}^{N-1} a_x \omega_N^{-xy} \quad (2.12)$$

と書ける。これは、

$$\sum_{y=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}ky} = \begin{cases} N & (k = 0) \\ 0 & (k \neq 0) \end{cases} \quad (2.13)$$

の性質から容易に導くことができる。

ここで、多相系列 \mathbf{a} の逆離散フーリエ変換（または離散フーリエ変換も同等）した系列を \mathbf{b} とすると、その周期自己相関関数は、

$$\begin{aligned} R_{\mathbf{b}\mathbf{b}}(\tau) &= \sum_{y=0}^{N-1} b_{y+\tau} b_y^* = \sum_{y=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{N}} \left[\sum_{x=0}^{N-1} a_x \omega^{(y+\tau)x} \right] \left[\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{v=0}^{N-1} a_v \omega^{vy} \right]^* \\ &= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{v=0}^{N-1} a_x a_v^* \omega^{\tau x} \sum_{y=0}^{N-1} \omega^{y(x-v)} = \sum_{x=0}^{N-1} |a_x|^2 \omega^{\tau x} \\ &= \begin{cases} N & (\tau = 0) \\ 0 & (\tau \neq 0) \end{cases} \end{aligned} \quad (2.14)$$

と与えられる。上記は、全ての情報シンボル列の要素が $|a_x| = 1$ であることから成り立つ。すなわち、絶対値 1 からなる系列 \mathbf{a} の離散フーリエ変換あるいは逆変換した系列 \mathbf{b} は直交系列であることを示す。

また, N 次正方行列 F_N を,

$$F_N = \frac{1}{\sqrt{N}} [\omega_N^{xy}]_{0 \leq x, y \leq N-1} \quad (2.15)$$

と置くと, これは離散フーリエ変換 (DFT) 行列と呼ばれる. この時, N 次の離散フーリエ変換および逆変換は,

$$\mathbf{a} = \frac{1}{\sqrt{N}} F_N \mathbf{b}, \quad \mathbf{b} = \frac{1}{\sqrt{N}} F_N^* \mathbf{a} \quad (2.16)$$

として与えられる.

2.2.2 DFT 行列による多相系列の表現

N 次 DFT 行列 F_N により表せる N 相あるいはそれ以上を有する多相系列は, 周期が N , 系列数が $M = N$ とした場合, 式 (2.1) の系列セット A を $N = q^n$ 次正方行列として,

$$A = [a_x^y]_{0 \leq x, y < N} = F_N G_N \quad (2.17)$$

と表すことができる. また G_N は, N 次対角行列であり,

$$\left. \begin{aligned} G_N &= \text{diag} [g_0, \dots, g_x, \dots, g_{N-1}] \\ g_x &= \omega_N^{g(y,x)} \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

とする. ただし, $g(y, x)$ は整数 x, y から実数値 $R \bmod N$ への写像を示す. すなわち, A の各要素は,

$$\left. \begin{aligned} a_x^y &= \omega_N^{f(y,x)} \\ f(y, x) &= xy + g(y, x) \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

と表すことができる. 周期相関値が式 (2.8) の Welch の下界を満足し, 自己直交性を有する代表的な多相系列は, 対角行列の要素を変えることにより表せる. それら DFT 行列に基づく多相系列の代表的なものには, Zadoff-Chu 系列, Alltop 系列, FZC 系列などがある.

2.2.3 Zadoff-Chu 系列

最も代表的な多相系列として Zadoff-Chu 系列について述べる. これは, 他の多相系列では見られない周期 $N = 2^n$ においても存在する直交系列の集合からなる直交符号であり, また, Welch の下界に達するために, 多くの応用が検討されている.

式 (2.1) で示す周期 $N = q$, 系列数 $M = N$ の Zadoff-Chu 系列は, 次の生成関数である

一般化した論理関数 $f(y, x)$ として,

$$f(y, x) = \begin{cases} xy + k\frac{(x+1)x}{2} & (N:\text{奇数}) \\ xy + k\frac{x^2}{2} & (N:\text{偶数}) \end{cases} \quad (2.20)$$

と定義される. ただし, k は任意の定数であり N は互いに素 $(k, N) = 1$ である. k を変化させることにより, それぞれ別のサブセットを生成することができる. なお, $N = 2^n$ において $k = N/2$ のサブセットが存在することに注意しよう.

これは, N 次離散フーリエ変換,

$$(\mathbf{b}^y)^t = \frac{1}{\sqrt{N}} F_N(\mathbf{a}^y)^t \quad (2.21)$$

の値 \mathbf{b}^y が全て絶対値 1 の値を持つ. ただし, t は転置を示す. ここでは, 上記のようにフーリエ変換上においても絶対値 1 を持つものを一般化して bent 関数と呼ぶ [27].

2.3 アダマール行列に基づく多相系列セット

ユニタリ行列を複素アダマール行列とした q 相あるいはそれ以上の相を持つ系列セットについて述べる. 一般化した複素アダマール行列は, 前節で述べた DFT 行列や 2 値アダマール行列を内包している. これには, $q = 2$ の 2 相系列や $q = 2$ あるいは $q = 4$ の 4 相系列セットも含まれる. また, 具体例として本研究の主題である ZCZ 符号について述べる.

2.3.1 複素アダマール変換

整数 q を法とする剰余類とし Z_q と書くことにする. Z_q 上の次数 n のベクトルを

$$\mathbf{x} = (x_0, \dots, x_\ell, \dots, x_{n-1}) \in Z_q^n \quad (2.22)$$

と表す. 要素 x_ℓ は $x(0 \leq x < N)$ を q 進数展開して得られる係数,

$$x = x_0q^0 + x_1q^1 + \dots + x_{n-1}q^{n-1} \quad (2.23)$$

を示す. また,

$$\mathbf{x}_{n_1, n_2} = (x_{n_1}, x_{n_1+1}, \dots, x_{n_2}) \in Z_q^{n_2 - n_1 + 1} \quad (2.24)$$

と定義する. ただし, $n_1 < n_2$ とする.

今, 長さ $N = q^n$ の系列 \mathbf{a} に対する有限体上の離散フーリエ変換である複素アダマール変換は,

$$b_y = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{x=0}^{N-1} a_x \omega_q^{\mathbf{x} \cdot \mathbf{y}} \quad (2.25)$$

と定義される。ただし、 \cdot は内積を意味し、

$$\mathbf{x} \cdot \mathbf{y} = x_0 y_0^* + x_1 y_1^* + \cdots + x_{n-1} y_{n-1}^* \quad (2.26)$$

を示す。また、その逆変換、

$$a_x = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{y=0}^{N-1} b_y \omega_q^{-\mathbf{x} \cdot \mathbf{y}} \quad (2.27)$$

が成り立つ。

次数 $N = q^n$ の (複素) シルベスター型アダマール行列を、

$$H_n = [h_{y,x}]_{0 \leq x, y < q^n} = [\omega_q^{\mathbf{x} \cdot \mathbf{y}}]_{\mathbf{x}, \mathbf{y} \in Z_q^n} \quad (2.28)$$

としよう。これは、

$$H_n H_n^* = H_n^* H_n = q^n E_n \quad (2.29)$$

を満足する。ただし、 E_n は q^n 次の単位行列を示す。式 (2.25) と式 (2.27) は、上記のアダマール行列を用いて、

$$\mathbf{b} = \frac{1}{\sqrt{N}} H_n \mathbf{a}, \quad \mathbf{a} = \frac{1}{\sqrt{N}} H_n^* \mathbf{b} \quad (2.30)$$

として表せる。これは、 $n = 1$ の場合においては、式 (2.28) は式 (2.15) と同等であり、複素数に拡張したアダマール変換は離散フーリエ変換を内包していることに注意しよう。

一般化した次数 q^n のアダマール行列は、

$$\hat{H}_n = P_n H_n G_n Q_n \quad (2.31)$$

として与えられる。ここで、 P_n と Q_n は、行あるいは列の入れ替え、およびその行あるいは列の値に任意の値 ω_q^k を乗じる操作が可能な q^n 個の非ゼロ要素を持つ N 次正則行列である。また、 G_n は、次に示すような次数 $N = q^n$ の対角複素行列である。

$$G_n = \text{diag}[g_0, \cdots, g_x, \cdots, g_{N-1}], \quad |g_x| = 1 \quad (2.32)$$

2.3.2 アダマール行列による多相系列の表現

直交性を有する周期 $N = q^n$ 、系列数 $M = q^m (m \leq n)$ の系列セットは、 $M \times N$ 次の行列 A として、式 (2.31) の一般化したアダマール行列を用いて、

$$A = [a_{x,y}^y]_{0 \leq x < N, 0 \leq y < M} = [\hat{H}_m^1, \hat{H}_m^2, \cdots, \hat{H}_m^n] \quad (2.33)$$

として表せると予想される。ただし、 $N = M (n = 1)$ の場合は、DFT 行列の場合と同等となることに注意しよう。

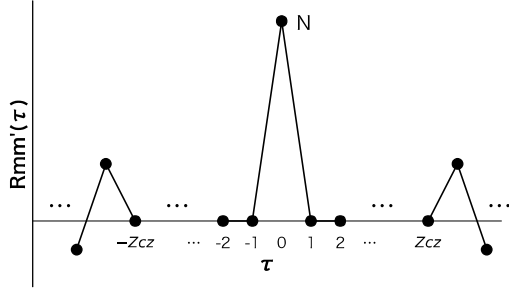


図 2.1 ZCZ 符号の周期自己相関特性

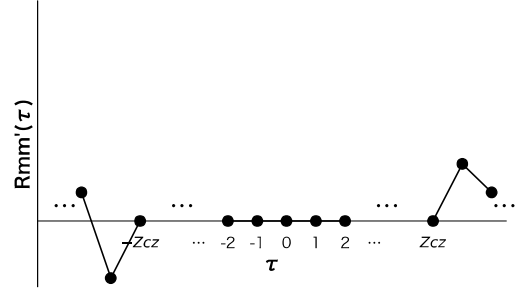


図 2.2 ZCZ 符号の周期相互相関特性

もし、 A のうちのひとつの系列を示す \mathbf{a}^y のアダマール変換、

$$(\mathbf{b}^y)^t = \frac{1}{\sqrt{N}} H_n(\mathbf{a}^y)^t \quad (2.34)$$

の値の全てが、 $|b_x^y| = 1$ を取る場合、離散フーリエ変換の場合と同様に bent と呼ばれる。

ここから、アダマール行列に基づく多相系列の代表的なものであり、本研究の主題である ZCZ 符号について議論していく。

2.3.3 零相関領域を有する ZCZ 符号

式 (2.1) の系列セット A の系列 $a^y, a^{y'}$ 間において、式 (2.2) の周期相関関数が、

$$R_{yy'}(\tau) = \begin{cases} N & (\tau = 0, y = y') \\ 0 & (\tau = 0, y \neq y') \\ 0 & (1 \leq |\tau| \leq Zcz) \end{cases} \quad (2.35)$$

と書けるならば、それを零相関領域 Zcz を有する系列セット、あるいは ZCZ 符号と呼び、 $A(N, M, Zcz)$ と表す [12]-[18]。その周期相関特性の概念図を、図.2.1, 2.2 に示す。また、直交性の性質から、系列数 M の上界は、

$$M \leq \frac{N}{Zcz + 1} \quad (2.36)$$

と与えられる [21]。これは、零相関領域 Zcz にほぼ反比例して系列数 M は減少することを意味する。

今、ZCZ 符号の論理関数を考える。これまでに各種の ZCZ 符号が提案されているが、一般化した ZCZ 符号は周期を $N = q^{n+s}$ 、系列数を q^{n-1} 、零相関領域を Z_s として、 $A(q^{n+s}, q^{n-1}, Z_s)$ として与えられる [60]。ここで、一般に零相関領域 Z_s は、 $s = 0$ の場合は $Z_s = q - 1$ を、 $s \geq 1$ の場合は $Z_s \geq q^s(q - 1)$ を保証することが可能である。なお、ほと

んどの場合は、 Z_s が $q^s(q-1)$ と等しくなるようであるが、ときにはそれよりもわずかに大きい場合もある。その例として、 $q=3, n=3$ の場合、 $s=1$ の $A(81, 9, 6)$, $A(81, 9, 7)$, $s=3$ の $A(729, 9, 54)$, $A(729, 9, 63)$ などの 3 相 ZCZ 符号がある。

補題 2-1 ZCZ 符号 $A(q^{n+s}, q^{n-1}, Z_s)$ の論理関数 $f_{n+s}^y(\mathbf{x}_{0, n+s-1})$ は、式 (2.24) で示した $n+s$ 個の要素を持つベクトルを与え、 V_q^{n+s} あるいは実数値へ写像する関数として以下のように形式化できる。

$$\left. \begin{aligned} a_x^y &= \omega_q^{f_{n+s}^y(\mathbf{x}_{0, n+s-1})} \\ f_{n+s}^y(\mathbf{x}_{0, n+s-1}) &= \mathbf{y}_{0, n-2} \cdot \mathbf{x}_{k_0, k_{n-2}} + h(\mathbf{x}) \\ h(\mathbf{x}) &= \mathbf{x}_{0, s} \cdot \mathbf{x}_{j_0, j_s} + g_{n-1}(\mathbf{x}_{s, n+s-2}) + \gamma \mathbf{x}_{n+s-1} \end{aligned} \right\} \quad (2.37)$$

ここで、 y は y 番目のベクトルを表しており、 $y = y_0 + y_1q + \cdots + y_{n-2}q^{n-2}$ である。 $g_{n-1}(\cdot)$ は任意の論理関数であり、また、 $\mathbf{x}_{j_0, j_{s-1}}$ および $\mathbf{x}_{k_1, k_{n-2}}$ については $(x_\ell \neq x_{j_\ell})$ とし、 $\{x_1, \cdots, x_{n+s-2}\}$ のうちからそれぞれ異なる要素を選ぶ。

なお、 $s=0$ とした場合は系列数が上界に到達する ZCZ 符号となり、その ZCZ 符号 $A(q^n, q^{n-1}, q-1)$ は次のように書けることに注意しよう。

$$\begin{aligned} f_n^y(\mathbf{x}_{0, n-1}) &= y_0x_0 + y_1x_1 + \cdots + y_{n-2}x_{n-2} \\ &\quad + x_0x_{n-1} + g_{n-1}(\mathbf{x}_{0, n-2}) + \gamma x_{n-1} \end{aligned} \quad (2.38)$$

これらの行列と論理関数の関係の具体例は第 3 章で詳しく説明する。

第 3 章

多相系列セットのコンパクトな MFB の設計

本章では，MFB の原理を述べ，ユニタリ行列の因子分解に基づくコンパクトな回路設計を提案する．近年よく議論されている Zadoff-Chu 系列を例に用いて，その一般的な設計法を述べる．また，系列セットの行列表現が困難な場合でも，その論理関数により容易に設計可能であることを示す．その例として，本研究の主題でもある広い零相関領域を有する ZCZ 符号について考える．さらに回路の小規模化や実現容易性を調査するために，FPGA 上で MFB を実装して比較し，考察する．

3.1 MFB の原理と基本的な構成法

全ての直交性を有する多相系列セットに対応できる，回路規模を最少化したコンパクトな MFB の設計法について考える．式 (2.1) で定義された長さ N ，系列数 M の多相系列セット A を，式 (2.7) で示すように $M \times N$ の行列に対応させて議論する．

今，MFB の長さ N の入力系列を，各要素が離散受信信号 r_k の複素共役 $v_k = r_k^*$ とした長さ N の受信シンボル列として，

$$\mathbf{v} = (v_0, \dots, v_k, \dots, v_{N-1})^t = (r_0^*, \dots, r_k^*, \dots, r_{N-1}^*)^t \quad (3.1)$$

と定義する．実際には， $v_k = r_{k+\tau}^*$ のように時間がずれている場合も想定する．その MFB の出力を，

$$\mathbf{w} = (w_0, \dots, w_k, \dots, w_{M-1})^t \quad (3.2)$$

とすると，その MFB は，

$$\mathbf{w} = A\mathbf{v} \quad (3.3)$$

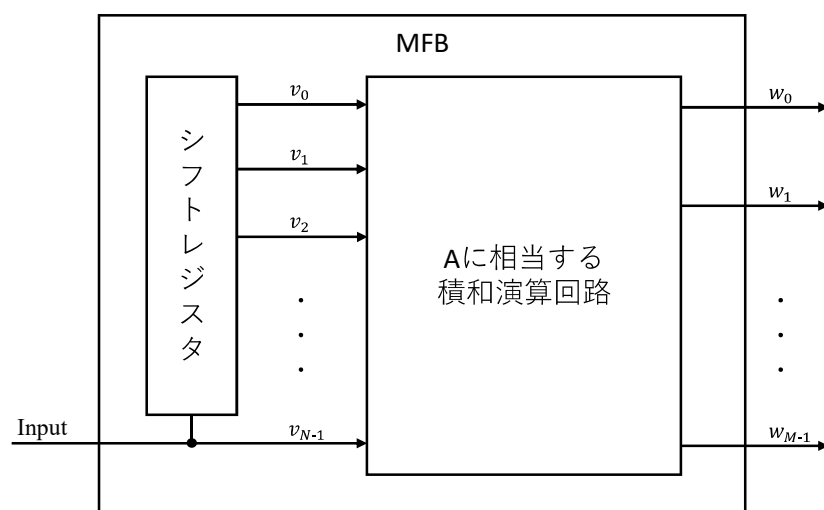


図 3.1 MFB の概念図

として与えられる．もちろん， \mathbf{v} を複素共役しない受信シンボル列とすれば，行列 A の要素を複素共役にすればよい．その基本的な MFB の概念図を図 3.1 に示す．複素数の演算は，実際には実軸の値 x と虚軸の値 y を合成した $x + jy$ として表せる受信シンボル列と，系列要素 $a + jb$ との複素数の四則演算となる．ただし，2 相系列 ($a = \pm 1, b = 0$) あるいは 4 相系列 ($a = \pm 1, b = \pm 1$) の演算では，和と差の演算のみで議論できる．

3.2 MFB の小規模化

本節では，多相系列を高速フーリエ変換，または高速アダマール変換を用いて因子分解する方法について解説する．

3.2.1 高速フーリエ変換に基づく小規模化

$N = q^n$ 次の DFT 行列 F_N は，よく知られた高速フーリエ変換 (FFT) により， qN 個の非ゼロ要素からなる n 個の行列に因子分解でき，計算量を $O(N \log N)$ へ減少可能であることが知られている．

DFT 行列に基づく多相系列の行列表現は，式 (2.17) を式 (3.3) に代入することにより，

$$\mathbf{w} = \mathbf{A}\mathbf{v} = F_N G_N \mathbf{v} \quad (3.4)$$

と書ける．ただし， G_N は式 (2.18) で示した要素値を持つ N 次対角行列である．さらに，

DFT 行列 F_N へ因子分解を適用することで,

$$F_N = H_n^1 G_n^1 H_n^2 G_n^2 \cdots H_n^n G_n^n P \quad (3.5)$$

と書ける [8]. ただし, G_n^k は任意の N 次対角行列であり, P は各行を置き換える N 次置換行列である.

以下に, 具体例として Zadoff-Chu 系列の小規模化を示そう.

例 3-1 周期 $N = 8$ の Zadoff-Chu 系列の MFB の小規模化

周期が $N = q^n = 8, q = 2, n = 3$, 系列数が $M = N$ の Zadoff-Chu 系列の MFB の行列表現は,

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= A\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 1 & \omega_{16}^3 & \omega_{16}^{12} & \omega_{16}^{11} & 1 & \omega_{16}^{11} & \omega_{16}^{12} & \omega_{16}^3 \\ 1 & \omega_{16}^5 & 1 & \omega_{16}^1 & \omega_{16}^8 & \omega_{16}^5 & \omega_{16}^8 & \omega_{16}^1 \\ 1 & \omega_{16}^7 & \omega_{16}^4 & \omega_{16}^7 & 1 & \omega_{16}^{15} & \omega_{16}^4 & \omega_{16}^{15} \\ 1 & \omega_{16}^9 & \omega_{16}^8 & \omega_{16}^{13} & \omega_{16}^8 & \omega_{16}^9 & 1 & \omega_{16}^{13} \\ 1 & \omega_{16}^{11} & \omega_{16}^{12} & \omega_{16}^3 & 1 & \omega_{16}^3 & \omega_{16}^{12} & \omega_{16}^{11} \\ 1 & \omega_{16}^{13} & 1 & \omega_{16}^9 & \omega_{16}^8 & \omega_{16}^{13} & \omega_{16}^8 & \omega_{16}^9 \\ 1 & \omega_{16}^{15} & \omega_{16}^4 & \omega_{16}^{15} & 1 & \omega_{16}^7 & \omega_{16}^4 & \omega_{16}^7 \\ 1 & \omega_{16}^1 & \omega_{16}^8 & \omega_{16}^5 & \omega_{16}^8 & \omega_{16}^1 & 1 & \omega_{16}^5 \end{bmatrix} \mathbf{v} \\ &= F_8 G_8 \mathbf{v} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & \omega_8^1 & \omega_8^2 & \omega_8^3 & \omega_8^4 & \omega_8^5 & \omega_8^6 & \omega_8^7 \\ 1 & \omega_8^2 & \omega_8^4 & \omega_8^6 & 1 & \omega_8^2 & \omega_8^4 & \omega_8^6 \\ 1 & \omega_8^3 & \omega_8^6 & \omega_8^1 & \omega_8^4 & \omega_8^7 & \omega_8^2 & \omega_8^5 \\ 1 & \omega_8^4 & 1 & \omega_8^4 & 1 & \omega_8^4 & 1 & \omega_8^4 \\ 1 & \omega_8^5 & \omega_8^2 & \omega_8^7 & \omega_8^4 & \omega_8^1 & \omega_8^6 & \omega_8^3 \\ 1 & \omega_8^6 & \omega_8^4 & \omega_8^2 & 1 & \omega_8^6 & \omega_8^4 & \omega_8^2 \\ 1 & \omega_8^7 & \omega_8^6 & \omega_8^5 & \omega_8^4 & \omega_8^3 & \omega_8^2 & \omega_8^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & & & & & & & \\ & \omega_{16}^3 & & & & & & \\ & & \omega_{16}^{12} & & & & & \\ & & & \omega_{16}^{11} & & & & \\ & & & & 1 & & & \\ & & & & & \omega_{16}^{11} & & \\ & & & & & & \omega_{16}^{12} & \\ & & & & & & & \omega_{16}^3 \end{bmatrix} \mathbf{v} \quad (3.6) \end{aligned}$$

と表せる. ここで, 式 (2.20) に示した論理関数の定数は $k = 3$ と置いた. なお, 空白はゼロ要素を示す. 上式はさらに因子分解を適用することで,

$$\mathbf{w} = F_8 G_8 \mathbf{v} = H_3^1 G_3^1 H_3^2 G_3^2 H_3^3 G_3^3 P G_8 \mathbf{v} \quad (3.7)$$

と書ける. ここで,

$$\left. \begin{aligned} H_3^1 &= H_1 \otimes E_1 \otimes E_1 \\ H_3^2 &= E_1 \otimes H_1 \otimes E_1 \\ H_3^3 &= E_1 \otimes E_1 \otimes H_1 \\ G_3^1 &= \text{diag}(1, 1, 1, 1, 1, \omega_4^1, \omega_4^1) \\ G_3^2 &= \text{diag}(1, 1, 1, \omega_8^2, 1, \omega_8^1, 1, \omega_8^3) \\ G_3^3 &= \text{diag}(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

であり、また、 P は以下のような次数 8 の置換行列である。

$$P = \begin{bmatrix} 10000000 \\ 00001000 \\ 00100000 \\ 00000010 \\ 01000000 \\ 00000100 \\ 00010000 \\ 00000001 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

上記のとおり、行列表現された Zadoff-Chu 系列の MFB へ因子分解を適用したことで、式 (3.7) における演算は $G_n^k H_n^k$ の n 回の繰り返しとなり、そのハードウェアの複雑さは $O(N^2)$ から $O(N \log N)$ へと減少する。なお、行列 P に対する演算は回路の結線の変更のみであり、演算量自体は変化しない。この MFB の回路図を図 3.2 に示す。 \oplus , \odot , $\boxed{z^{-1}}$ は、

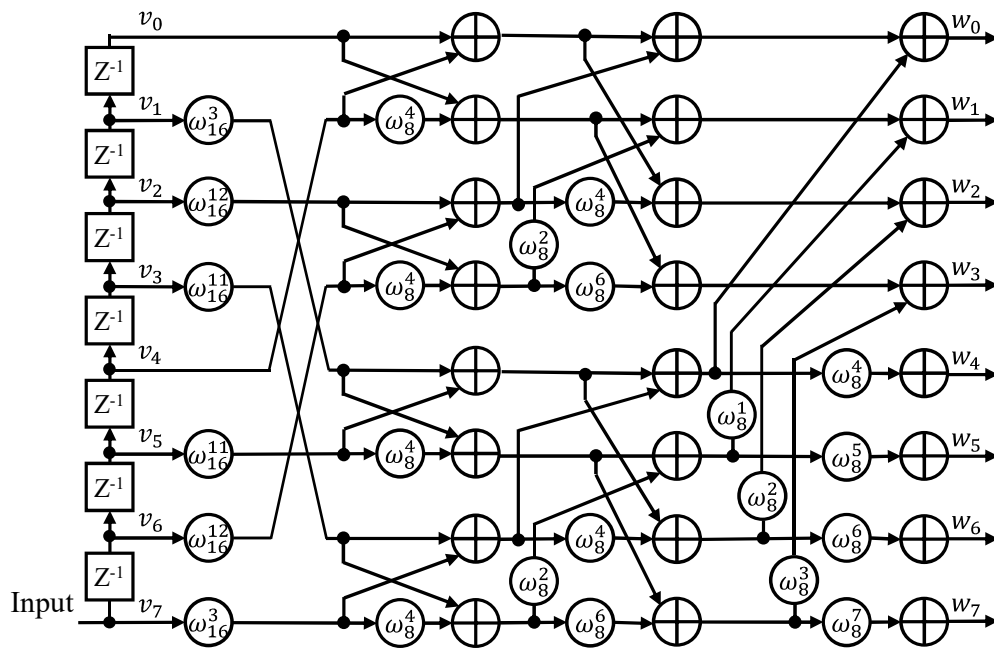


図 3.2 周期 $N = 8$ の Zadoff-Chu 系列の MFB の回路図

実数上の加算器，乗算器，遅延レジスタをそれぞれ表している。

3.2.2 高速アダマール変換に基づく小規模化

第2章でも述べたとおり，一般化された次数 $N = q^n$ のシルベスタ型アダマール行列 H_n は，

$$H_n = [h_{y,x} = \omega_q^{\mathbf{x} \cdot \mathbf{y}}]_{0 \leq x,y < q^n} \quad (3.10)$$

と定義され，これは各系列間の内積が0，つまり

$$H_n H_n^* = H_n^* H_n = q^n E_n \quad (3.11)$$

を満足する直交符号である．ただし， E_n は q^n 次の単位行列である．

また，次数 q^n のアダマール行列は，以下のように n 個の次数 q のアダマール行列のクロネッカー積 \otimes の形で表すことができ

$$\begin{aligned} H_n = H_{n-1} \otimes H_1 &= \begin{bmatrix} H_{n-1} & H_{n-1} & \cdots & H_{n-1} \\ H_{n-1} & \omega_q^1 H_{n-1} & \cdots & \omega_q^{q-1} H_{n-1} \\ & & \vdots & \\ H_{n-1} & \omega_q^{q-1} H_{n-1} & \cdots & \omega_q^{(q-1)(q-1)} H_{n-1} \end{bmatrix} \\ &= H_1 \otimes H_1 \otimes \cdots \otimes H_1 \end{aligned} \quad (3.12)$$

と書ける．ここで，クロネッカー積とは， X を $k \times \ell$ 行列とし， Y も行列としたとき

$$X \otimes Y = \begin{bmatrix} x_{11}Y & \cdots & x_{1\ell}Y \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{k1}Y & \cdots & x_{k\ell}Y \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

となるような演算である．さらに，式 (3.12) は，以下のように qN 個の非ゼロ要素で構成される次数 N の n 個の行列へ因子分解することができ [39]，

$$\begin{aligned} H_n &= H_1 \otimes H_1 \otimes H_1 \otimes \cdots \otimes H_1 \\ &= \underbrace{[H_1 \otimes E_1 \otimes E_1 \otimes \cdots \otimes E_1]}_{H_1^1} \underbrace{[E_1 \otimes H_1 \otimes E_1 \otimes \cdots \otimes E_1]}_{H_1^2} \cdots \underbrace{[E_1 \otimes E_1 \otimes E_1 \otimes \cdots \otimes H_1]}_{H_1^n} \end{aligned} \quad (3.14)$$

と書ける．

以下にアダマール行列の因子分解について具体例を示そう．

3.3 論理関数による MFB の小規模設計

前節では、直交性を有する多相系列セットの行列表現より、MFB の小規模化を行った。しかし、これは行列表現自体が困難な場合には適用できない。本節では、生成関数である論理関数さえ与えれば、システムティックに小規模な MFB を設計可能な方法について述べる。

3.3.1 論理関数からの一般化された小規模化の方法

本構成法の要点は、アダマール行列を基にしてその共通となる入力に関係付けるようにして設計する。そして、アダマール行列を因子分解することによりさらなる小規模化を与えることにある。それは、以下の定理として与えられる。

定理 3-1 補題 2-1 に示す ZCZ 符号 $A(q^{n+s}, q^{n-1}, Z_s)$ の論理関数を考える。式 (2.37) の $\mathbf{x}_{k_0, k_{n-2}}$ を用いて、以下のような関数 $\alpha(\mathbf{x})$ を、

$$\alpha(\mathbf{x}) = x_{k_0} + \cdots + x_{k_\ell} q^\ell + \cdots + x_{k_{n-2}} q^{n-2} \quad (3.17)$$

と定義する。ここで、 $0 \leq x \leq q^{n+s} - 1$ 、 $0 \leq \alpha(\mathbf{x}) \leq q^{n-1} - 1$ である。

次に、集合 X_k を

$$X_k = \{x | \alpha(\mathbf{x}) = k, 0 \leq k \leq q^{n-1} - 1\} \quad (3.18)$$

と定義する。

式 (3.1)-(3.3) に示した、入力が長さ N の受信シンボル列 \mathbf{v} 、出力が \mathbf{w} に対する ZCZ 符号の MFB である $\mathbf{w} = A\mathbf{v}$ を考えたとき、その小規模な MFB は、 $n-1$ 次のアダマール行列を共通項として取り出すことで、

$$\mathbf{w} = A\mathbf{v} = H_{n-1}\mathbf{u} \quad (3.19)$$

と与えることができる。ここで、 \mathbf{u} は以下のように集合 X_k により指し示される受信シンボル \mathbf{v} の要素に任意の複素要素 h_x を掛けて足し合わせたものとして、

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{u} &= (u_0, \cdots, u_k, \cdots, u_{q^{n-1}-1})^t \\ u_k &= \sum_{x \in X_k} h_x v_x \\ h_x &= \omega_q^{h(\mathbf{x})} \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

と定義される。ここで $h(\mathbf{x})$ は、補題 2-1 の式 (2.37) で定義した論理関数である。なお、

表 3.1 $A(9, 3, 2)$ に対する論理関数の真理値表

x	\mathbf{x} x_1, x_0	x_0x_1	$g_1(x_0)$ $= x_0^2$	$h(\mathbf{x}) =$ $f_2^0(\mathbf{x})$	$f_2^1(\mathbf{x})$	$f_2^2(\mathbf{x})$	$\alpha(\mathbf{x}) =$ x_0
0	0 0	0	0	0	0	0	0
1	0 1	0	1	1	2	0	1
2	0 2	0	1	1	0	2	2
3	1 0	0	0	0	0	0	0
4	1 1	1	1	2	0	1	1
5	1 2	2	1	0	2	1	2
6	2 0	0	0	0	0	0	0
7	2 1	2	1	0	1	2	1
8	2 2	1	1	2	1	0	2

$s = 0$ の場合, 式 (3.20) は, 式 (2.37) および (2.38) から,

$$u_k = \sum_{l=0}^{q-1} \omega_q^{k(l+\gamma)} v_{(q^n-1)l+k} \quad (3.21)$$

のように書ける.

本定理の証明の基本となるものは例によって明確になるため次節からの具体例で示そう.

3.3.2 小規模化の具体例

例 3-3 ZCZ 符号 $A(9, 3, 2)$ の MFB の小規模化

系列数の上界に達する $q = 3, n = 2$ の 3 相 ZCZ 符号 $A(9, 3, 2)$ に対する論理関数は, 補題 2-1 における式 (2.37) より,

$$\left. \begin{aligned} f_2^y(\mathbf{x}_{0,1}) &= y_0x_0 + h(\mathbf{x}) \\ h(\mathbf{x}) &= x_0x_1 + g_1(x_0) + \gamma x_1 \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

と書ける. ここで, $\mathbf{x} = \mathbf{x}_{0,1}$, $g_1(x_0) = x_0^2$, $y = y_0 \in \{0, 1, 2\}$ かつ $\gamma = 0$ と置いた場合の, この論理関数の真理値表を表.3.1 に示す.

定理 3-1 において, $\{\alpha(\mathbf{x}) = x_0\} = \{0, 1, 2, 0, 1, 2, 0, 1, 2\}$ と表せ, X_k はそれぞれ, $X_0 = \{0, 3, 6\}$, $X_1 = \{1, 4, 7\}$, $X_2 = \{2, 5, 8\}$ と与えられる. したがって, この MFB はア

ダマール行列 H_1 を用いて,

$$\begin{aligned} \mathbf{w} = \mathbf{A}\mathbf{v} = H_1\mathbf{u} &= H_1 \begin{bmatrix} h_0v_0 + h_3v_3 + h_6v_6 \\ h_1v_1 + h_4v_4 + h_7v_7 \\ h_2v_2 + h_5v_5 + h_8v_8 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \omega_3 & \omega_3^2 \\ 1 & \omega_3^2 & \omega_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 + \omega_3v_3 + \omega_3v_6 \\ v_1 + \omega_3^2v_4 + v_7 \\ v_2 + v_5 + \omega_3^2v_8 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.23)$$

と書ける. ここで, $h_x = \omega_3^{h(\mathbf{x})}$ は表 3.1 から得られる.

この MFB の回路図を図 3.3 に示す. \oplus , \odot , $[z^{-1}]$ は, 実数上の加算器, 乗算器, 遅延レジスタをそれぞれ表している. ただし, アダマール行列 H_1 はこれ以上因子分解できないため, この例では回路規模は変わらないことに注意しよう.

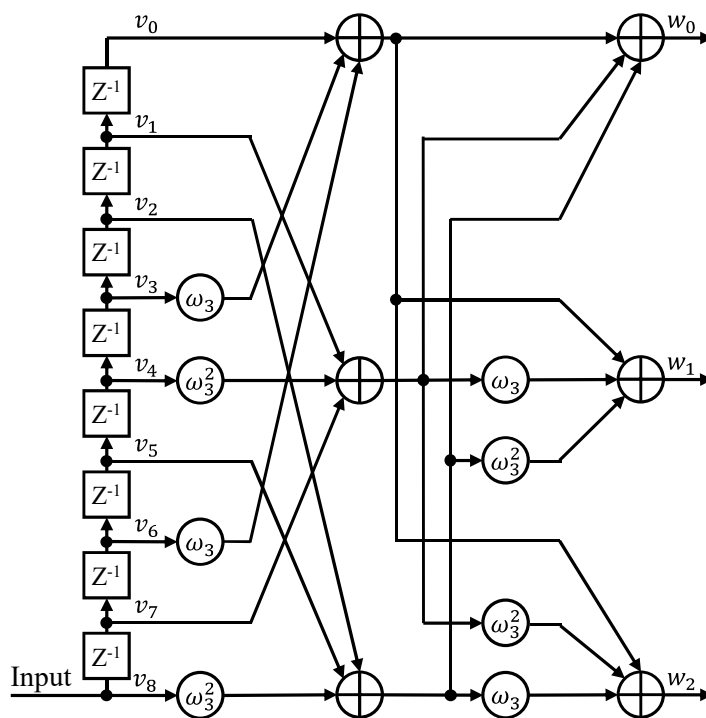


図 3.3 ZCZ 符号 $A(9, 3, 2)$ の MFB の回路図

例 3-4 ZCZ 符号 $A(16, 4, 2)$ の MFB の小規模化

ここでは前に示した例 3-3 とは違い, 行列表現を得ることが困難な ZCZ 符号を挙げ, それでも小規模化が適用可能なことを示そう.

q 相 ZCZ 符号 $A(q^4, q^2, Z_1)$ を考えよう. ここで, $s = 1, n = 3, Z_1 \geq q(q - 1)$ とする. その論理関数は, 補題 2-1 における式 (2.37) より,

$$\left. \begin{aligned} f_4^y(\mathbf{x}_{0,3}) &= y_0x_0 + y_1x_2 + h(\mathbf{x}) \\ h(\mathbf{x}) &= x_0x_1 + x_1x_3 \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

表 3.2 $A(16, 4, 2)$ に対する論理関数の真理値表

x	$\mathbf{x} =$ $(x_3x_2x_1x_0)$	$h(\mathbf{x}) =$ $f_4^0(\mathbf{x})$	$f_4^1(\mathbf{x})$	$f_4^2(\mathbf{x})$	$f_4^3(\mathbf{x})$	$\alpha(\mathbf{x}) =$ $x_0 + 2x_2$
0	0 0 0 0	0	0	0	0	0
1	0 0 0 1	0	1	0	1	1
2	0 0 1 0	0	0	0	0	0
3	0 0 1 1	1	0	1	0	1
4	0 1 0 0	0	0	1	1	2
5	0 1 0 1	0	1	1	0	3
6	0 1 1 0	0	0	1	1	2
7	0 1 1 1	1	0	0	1	3
8	1 0 0 0	0	0	0	0	0
9	1 0 0 1	0	1	0	1	1
10	1 0 1 0	1	1	1	1	0
11	1 0 1 1	0	1	0	1	1
12	1 1 0 0	0	0	1	1	2
13	1 1 0 1	0	1	1	0	3
14	1 1 1 0	1	1	0	0	2
15	1 1 1 1	0	1	1	0	3

と書ける。ただし、ここでは簡単化のため、 $g_2(\cdot) = 0$, $\gamma = 0$ とする。この論理関数を見ると、 $y_0x_0 + y_1x_2$ の項がアダマール符号 H_2 に対応した形になっていないことから、行列表現が困難なことが読み取れるであろう。ここで、 $q = 2$ とした場合の、ZCZ 符号 $A(16, 4, 2)$ の論理関数の真理値表を表.3.2 に示す。

定理 3-1 より、 $\alpha(\mathbf{x}) = x_0 + 2x_2$, $X_0 = \{0, 2, 8, 10\}$, $X_1 = \{1, 3, 9, 11\}$, $X_2 = \{4, 6, 12, 14\}$, $X_3 = \{5, 7, 13, 15\}$ であり、また表 3.2 より、 $h_x = \omega_2^{h(\mathbf{x})}$ を得られる。結果、 $A(16, 4, 2)$ の MFB は、

$$\mathbf{w} = A\mathbf{v} = H_2\mathbf{u} = [H_1 \otimes E_1][E_1 \otimes H_1]\mathbf{u} \quad (3.25)$$

と与えられる。また、

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_0 + v_2 + v_8 - v_{10} \\ v_1 - v_3 + v_9 + v_{11} \\ v_4 + v_6 + v_{12} - v_{14} \\ v_5 - v_7 + v_{13} + v_{15} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

である。例 3-3 と同様に、 H_2 を基軸として入力をまとめられるため、シンプルな回路とな

ることが理解できよう。

これまでに述べたとおり，本構成法の要点は，アダマール行列を基軸として，その共通となる入力に関係付けてまとめるようにして設計する．そして，アダマール行列を因子分解することによりさらなる小規模化を与えることにある．

3.4 FPGA 回路実装による小規模化の効果の検証

本節では，FPGA 開発ツールを用いて実際に ZCZ 符号に対する MFB 回路を生成し，これまでに述べた因子分解による小規模化の効果について，その回路素子数を対比する．ここでは，その対象を 3 相 ZCZ 符号 $A(27, 9, 2)$ とする．これは，2 相系列あるいは 4 相系列の場合，加算器および減算器のみで構成でき乗算器を含めた議論ができないこと，本研究が 2 相系列だけではなくそれ以上の相を持つ多相系列を主題に置くためである．また，長い周期を持つ多相系列セットでは元々の回路素子数が多いため，小規模化の効果が過大に表れるのを避け，比較的短い周期においても効果があるかを検証したいということに加え，FPGA 開発ツールにより予期しない最適化がされてしまうことを避ける狙いからである．

3.4.1 回路生成のシステム環境と生成条件

回路の複雑度は求められる処理速度と並列度に大きく影響を受けるため，回路生成条件の統一が重要である．なぜなら，もし結果を得るまでに十分に長い時間をかけてよいのであれば，同一内容の処理に対して回路素子を共用することで，より少ない回路素子数で実現させることができるためである．

そこで本論文では，FPGA の動作周波数を 100MHz とし，すべての系列への相関処理が 1 クロックで完了することを条件とする．回路生成には，FPGA 開発ツールである Quartus II Ver. 17.1 を用い，開発には VHDL 言語を用いた．また実装ターゲットである FPGA として Intel Cyclone V を選んだ．また，生成した回路は ModelSim にてランダムパターンを用いたシミュレーションを行い，ソフトウェアシミュレーションと結果を比較することで正当性を検証した．

3.4.2 小規模化の効果の推定

表.3.3 に，小規模化を行わない場合を基本法，行う場合を提案法とした場合における，それぞれの理論上の積和演算回数を示す．これらを見ると，3 相 ZCZ 符号 $A(27, 9, 2)$ に対する理論上の基本法と提案法との回路規模の比は， $\frac{(nq+1)q^{n-1}}{q^{2n-1}} = \frac{90}{243} = 37.037\%$ となることが分かる．また，図 3.4, 3.5 には，それらをグラフ化したものを示す．ここで，縦軸が積和演算回数，横軸が周期 N である．また，破線が基本法を，実線が提案法を示す．これらを見

表 3.3 周期 N と積和演算回数との関係

$q = 2$ の場合				$q = 3$ の場合			
n	周期:N	積和演算回数		n	周期:N	積和演算回数	
		基本法	提案法			基本法	提案法
2	4	8	10	2	9	27	21
3	8	32	28	3	27	243	90
4	16	128	72	4	81	2187	351
5	32	512	176	5	243	19683	1296
6	64	2028	416	6	729	177147	4167

ると、 N が大きくなると必要な積和演算回数が指数関数的に上昇していることがわかる。

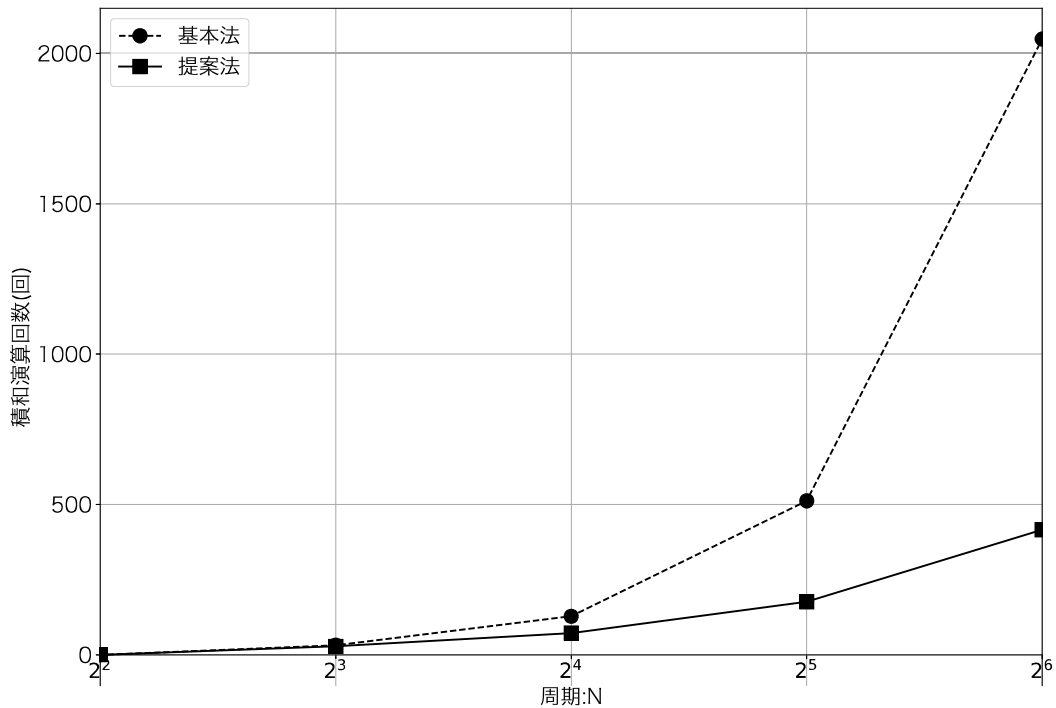


図 3.4 周期 N と積和演算回数との関係 ($q = 2$ の場合)

3.4.3 実際の生成結果の検証

表.3.4 に、実際に FPGA 上に生成された MFB の回路素子数を示す。Combinational ALUTs はルックアップテーブル (Look up table) と呼ばれる論理演算回路を指し、この使用率によりどの程度複雑な論理回路であるかを知ることができる。Dedicated Logic Registers

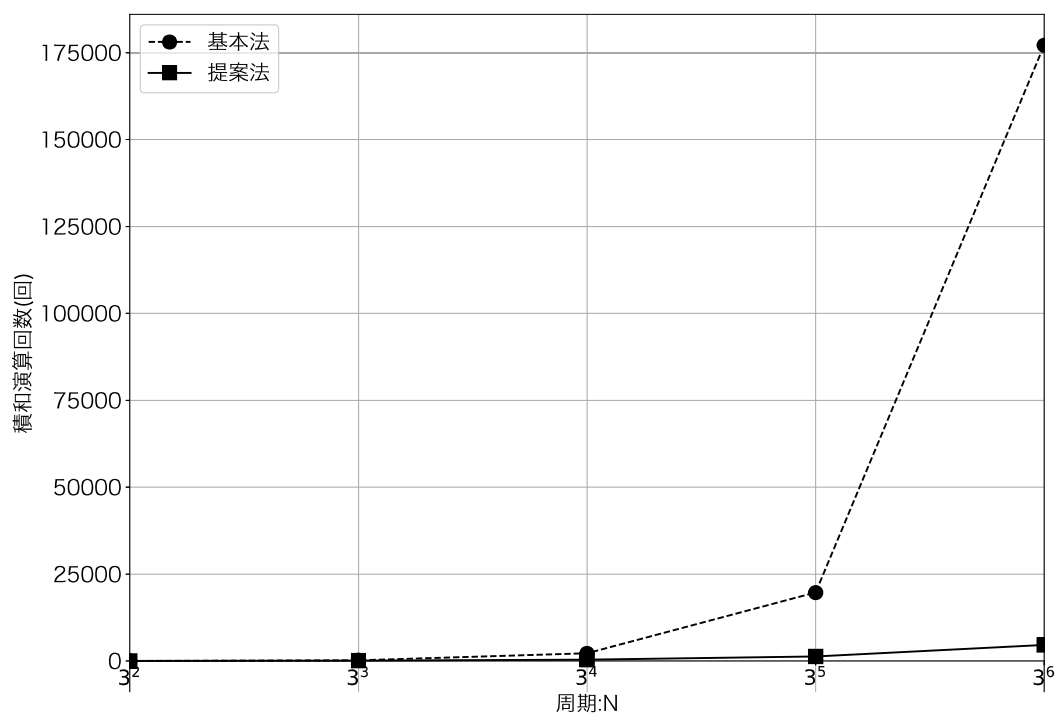


図 3.5 周期 N と積和演算回数との関係 ($q = 3$ の場合)

はレジスタ回路を指し、この使用率により設計した回路が、計算過程で記憶素子をどの程度必要とするかを知ることができる。また、Logic utilization(ALMs)はALM (Adaptive Logic Module) と呼ばれる、FPGA 内の回路を表す論理的な単位であり、この使用率が設計自体の論理的な複雑さを表している。また、これらの縮小化率とは、基本法と提案法の回路素子数の比である。この表に示したように、その値はおおむね理論上の値である 37.037% に近づいている。このように、長さがたかだか $N = 27$ の ZCZ 符号の MFB に対しても、因子分解を適用することで十分な効果があることが確認できる。なお、値がわずかに異なる理由は、生成された回路に対しツール内部で自動的に最適化が行われるためであると考えられる。

表 3.4 FPGA 上に生成された MFB の回路素子数の比較

	Combinational ALUTs	Dedicated Logic Registers	Logic utilization (ALMs)
基本法	12198	11222	6322
提案法	5430	4387	2853
縮小化率 (%)	44.51	39.09	45.13

3.4.4 まとめ

本節で、3相 ZCZ 符号 $A(27, 9, 2)$ に対する回路を、FPGA 開発ツールを用いて生成し、基本法と提案法の回路素子数を対比し、小規模化の効果について確認した。生成された MFB 回路は、実際にその回路素子数が削減され、周期がたかだか $N = 27$ の ZCZ 符号の MFB に対しても、因子分解を適用することでほぼ理論通りの効果がある。図 3.4, 3.5 に示した通り、周期が長くなるほど基本法と提案法の差は大きくなるため、さらに長い周期を持つ多相系列の MFB では、さらに大きな効果が期待できる。ただし、2 相系列あるいは 4 相系列の場合、加算器および減算器のみで議論できるため、ここで示したよりも小規模な回路が生成可能なことに注意しよう。実際に生成された回路素子数の数値は、理論上の値とはわずかに異なっていた。その理由は、生成された回路に対しツール内部で自動的に最適化が行われるためであると考えられる。

本論文で述べる方法を用いれば、いかなる複雑な直交符号においても、一般的に、論理関数により表現することで小規模化が可能になる。多相系列は、これまでに数多くの種類が提案され、またその構成もそれぞれが個別に議論されてきた。しかし、行列表現のみで議論されてきたため、それが本当に新規のものなのか、従来法からの変形なのかについてさえ明確にされていないことが多い。本論文においては、対象となる系列セットの論理関数を導出することが、その生成器や MFB のコンパクトな設計を体系的に提供することのみならず、既存の系列との違いを明確にするために特に重要であることを強調しておく。

第 4 章

MFB を活用した同期捕捉方式

本章では、まず従来の準同期 CDMA における基本的な同期捕捉について説明する。次に、系列セットのうちひとつを同期制御信号用の系列とし、受信側ですべての系列との相関を利用することによって、同期点を瞬時に見つけることが可能な方式について提案する。その有効性を、幾つかの通信路環境下における同期誤り率として計算機シミュレーションで評価する。

4.1 準同期 CDMA における同期捕捉の従来方式

本節では、従来の準同期 CDMA における基本的な同期制御信号の捕捉方法について説明する。

4.1.1 準同期 CDMA 方式

準同期 CDMA は、図 1.2 に示すように、通信エリア内で同期制御信号発生器より送信される同期制御信号でタイミングを合わせることで通信を行う CDMA 方式のひとつである。図.1.3 に示すように、同期制御信号は一定の間隔ごとに送信され、複数の送信端末が同期制御信号のタイミングに合わせて、情報フレームを適切な変調を施した後に、ほぼ同時に送信する。受信端末は、全ての送信端末の出力が足し合わされて、さらに雑音を加えた形の受信信号を受信し、それを同期制御信号から得た同期点により適切に復調することで情報伝送を行う。なお、情報フレームは、各端末の送信したい情報量により一時的に短い場合もあり得る。また、系列セットのうちのひとつを同期制御信号として割り当てて、各端末が送信する情報フレームと同一の周波数を利用することで、同期制御信号に専用の周波数帯や拡散系列を必要としない。これは、MFB を活用した回路構成や周波数利用効率の観点からも理に適っている。

4.1.2 同期捕捉とは

情報を正しく復調するためには、まず受信側で同期点を明確に捉え、後に続く情報フレームの先頭を識別し、そのうえで復調しなければ正しい情報を得ることはできない。また、許容時間内で同期を明確に捉えるためには、同期制御信号と、複数の送信機から同時送信され伝送路上で重畳されることで大きな電力を持った情報フレームの信号とを、受信信号のうちからうまく区別し、正しい同期点を検出する必要がある。すなわち、いかに高速かつ高信頼に同期を捉え、また追従するかが求められる。

今、受信信号 $r(t)$ と系列 a^m との相関関数を、

$$\rho_m(t) = \sum_{x=0}^{N-1} r(t+x) * a_x^m \quad (4.1)$$

と定義する。ここで、 $*$ は複素共役を表す。同期制御信号に用いる系列の系列番号を 0 とすると、同期点は、受信信号とその同期制御信号用の系列 a^0 との相関値が最大になる時点と考えられる。その相関値 $\rho_0(t)$ を利用した同期捕捉手法を単純法 $\varphi_0(t)$ とし、

$$\varphi_0(t) = |\rho_0(t)| \quad (4.2)$$

と定義する。ここで、絶対値を利用しているのは、位相の反転による相関値の符号の違いは考慮する必要がないためである。つまり同期捕捉とは、任意の開始時刻から一定の間までの間で、 $\max \varphi_0(t)$ となるような同期点 $t = 0$ を決定することと言える。すなわち、本来の同期点での相関値が干渉や雑音の影響による相関値よりも大きければ同期捕捉は成功し、逆に干渉や雑音の影響により同期点以外に大きな相関値が現れば同期捕捉は失敗することになる。よって、いかに干渉を小さな値にするかが重要となる。

図 4.1 に、上で述べた単純法を実際に準同期 CDMA システムへ適用した場合の同期制御信号を示す。このときの通信環境は、使用系列が 2 相 ZCZ 符号 $A(16, 8, 1)$ 、同時通信ユーザ数が 8、1 ユーザ当たりの希望信号対干渉信号電力比 (Signal-to-Interference Ratio、以下 SIR) は 0dB、希望信号対雑音電力比 (Signal-to-Noise Ratio、以下 SNR) は 10dB、同期制御信号は 1 ビット、情報フレームは 8 ビットの情報としランダムなビット列を与えている。また、変調方式は BPSK である。ここで、縦軸は同期制御信号の相関出力値である。横軸が時間を示しており、 $t = 0$ の時点が本来の同期点である。また、破線より左側が同期制御信号に当たる部分、右側が情報フレームに当たる部分となる。これを見ると、本来の同期点である $t = 0$ ではなくそれ以降の情報フレームの部分において複数の情報信号が干渉として入り込み、同期制御信号よりも大きな信号として受信される場合があることが読み取れる。この単純な方法では、同期制御信号と干渉との明確な区別ができず、何度となく同期捕捉処理を繰り返して同期点を捉える必要がある。

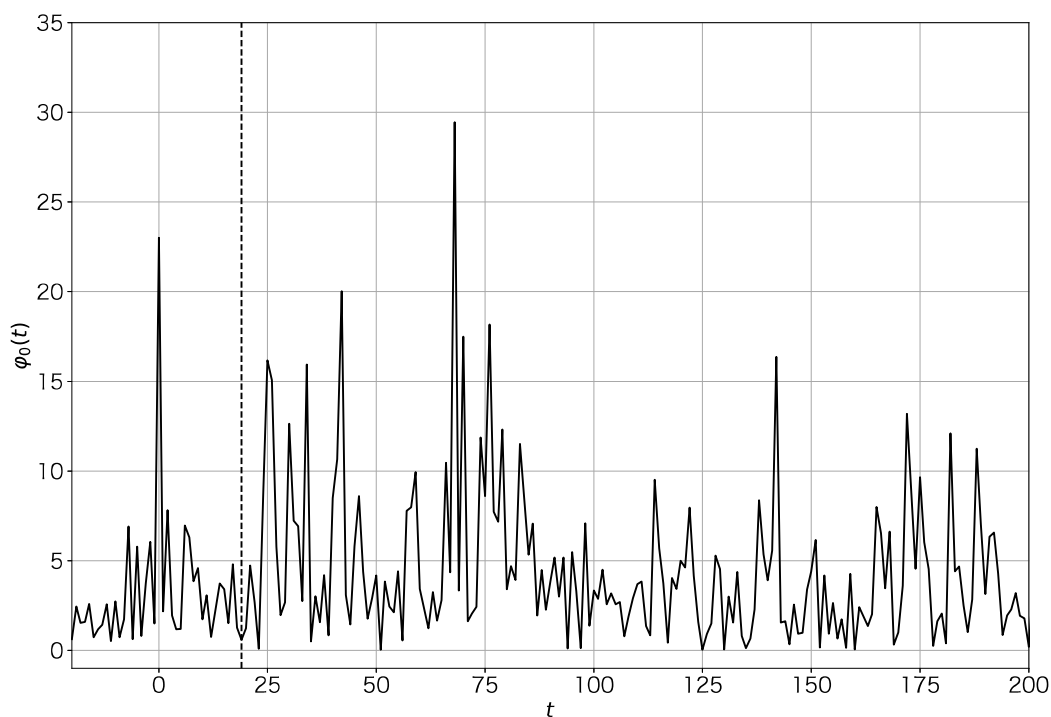


図 4.1 単純法による同期制御信号

4.1.3 同期捕捉の従来方式

前節で述べた単純法における問題を回避して確実な同期捕捉するために、いくつかの情報フレームにまたがって受信信号を監視し、同期に追従する方法が提案されている。具体的には単純法で得た出力を、複数の情報フレームに渡って平均化することで得られ、これを従来法 $\varphi_1(t)$ とし、

$$\varphi_1(t) = \frac{1}{J} \sum_{k=0}^{J-1} \varphi_0(t + T_c k) \quad (4.3)$$

と定義する。ここで、 J は平均化を行う情報フレーム数、 T_c は同期制御信号のチップインターバルを表す。

図 4.2 に、前項と同一条件下のもと、平均化を行うフレーム数に $J = 5$ を指定して従来法を適用した場合の同期制御信号を示す。これを見ると、複数の情報フレームを平均化したことにより、本来の同期点である $t = 0$ の同期制御信号が強調される結果となっていることがわかる。しかし、従来法は単純に複数フレーム間の平均を取るだけであるため、同期制御信号よりも相対的に大きな受信信号が存在する場合には、同期が困難になる可能性が高い。また原理上、複数フレームにまたがって平均化を行う必要があるため、同期点が確定されるま

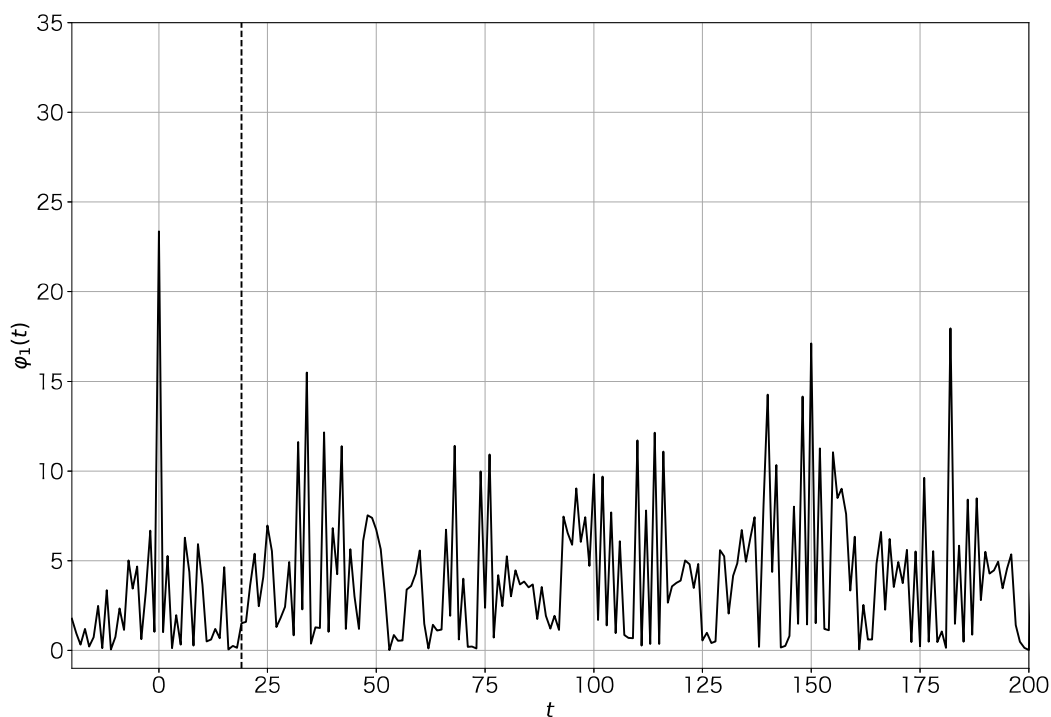


図 4.2 従来法による同期制御信号

で J フレーム分の時間がかかってしまうことから、高速な同期制御信号の捕捉を目指すという点でも問題がある。

4.2 同期捕捉に MFB を活用した提案方式

前章までに述べたとおり、MFB は拡散系列内の全系列との相関値を一度に得ることができる。同期制御信号として拡散系列のうちのひとつを用いていることを前提とすると、受信回路として MFB を選択することが自然である。本節では、その MFB を活用することでひとつの情報フレーム内でより確実に同期捕捉できる方式について提案する。

前節で説明したように、干渉を低いレベルに抑えられれば、同期捕捉性能は向上する。ここで、受信信号と同期制御信号以外の系列との相関値を考えると、直交符号の特性から、 $t=0$ においては同期制御信号以外のすべての系列で $|\rho_m|$ の値は 0 になると考えられる。この特性を利用した同期捕捉方式を提案法 1 とし、

$$\varphi_2(t) = \frac{|\rho_0(t)|}{1 + \sum_{m=1}^{M-1} |\rho_m(t)|} \quad (4.4)$$

と定義する。上式より、提案法 1 の干渉成分は従来法と比べて干渉が低く抑えられることは

明らかであり、結果として同期捕捉性能が高まると考えられる。

図 4.3 に、前項と同一条件下のもと、提案法 1 を適用した場合の同期制御信号を示す。こ

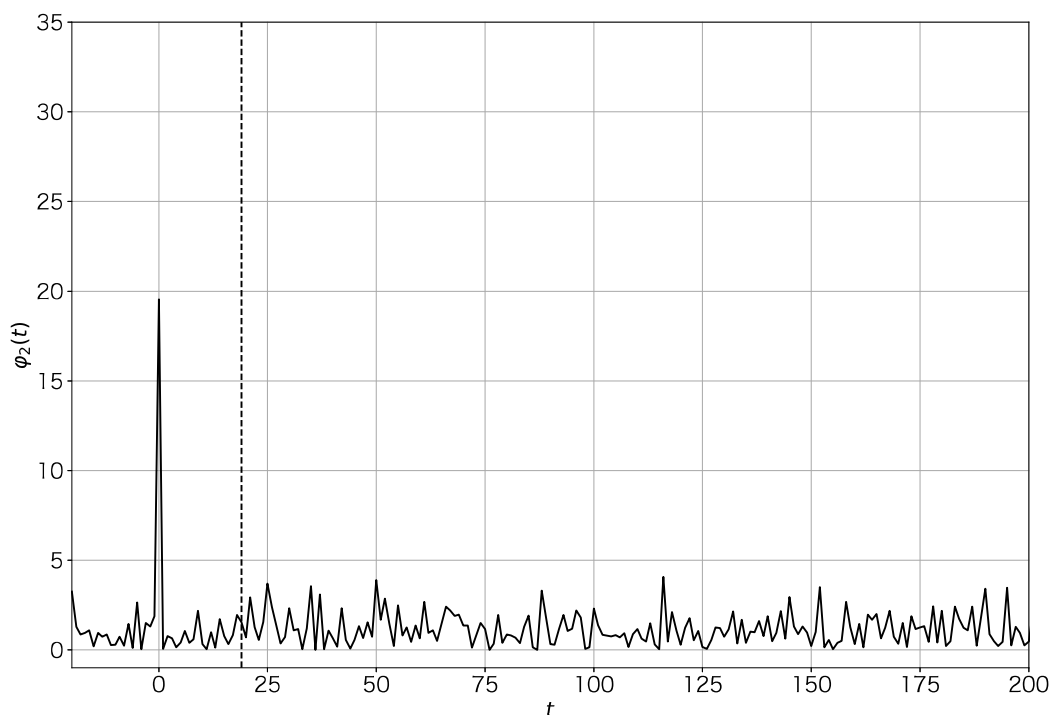


図 4.3 提案法 1 による同期制御信号

れを見ると、 $t = 0$ の同期制御信号が強調され、鋭いピークになっていることがわかる。また平均化を行う従来法よりも干渉成分を低減させる性能が高いことが示されている。ここで、図 4.4 に提案法 1 の簡単なハードウェア構成を示す。この図からわかるように、提案方式は MFB の出力を、絶対値加算器、除算器へ順次接続するだけでシンプルに構成できる。

また、もし系列セットとして ZCZ 符号を用いれば、その零相関領域により、同期点の前後にも相互相関が 0 になる区間が現れるはずである。この特性を利用することにより、同期捕捉性能をさらに高められる可能性がある。上記を考慮して提案法 1 を拡張した方式を提案法 2 とし、

$$\varphi_3(t) = \frac{|\rho_0(t)|}{1 + \sum_{k=-Z_{cz}}^{Z_{cz}} \sum_{m=1}^{M-1} |\rho_m(t+k)|} \quad (4.5)$$

と定義する。図 4.5 に、前項と同一条件下のもと、提案法 2 を適用した場合の同期制御信号を示す。これを見ると、提案法 1 よりもさらに干渉成分を低減させる性能が高いことが示されている。また、これら提案法は、複数の情報フレームの信号を必要とせず、ひとつの情報フレームのみによって実現することができる。結果として、同期捕捉の高速化が実現できる。

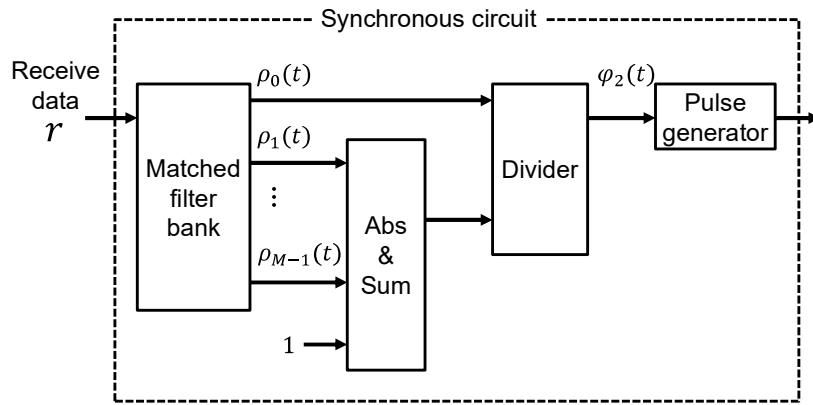


図 4.4 提案法 1 のハードウェア構成

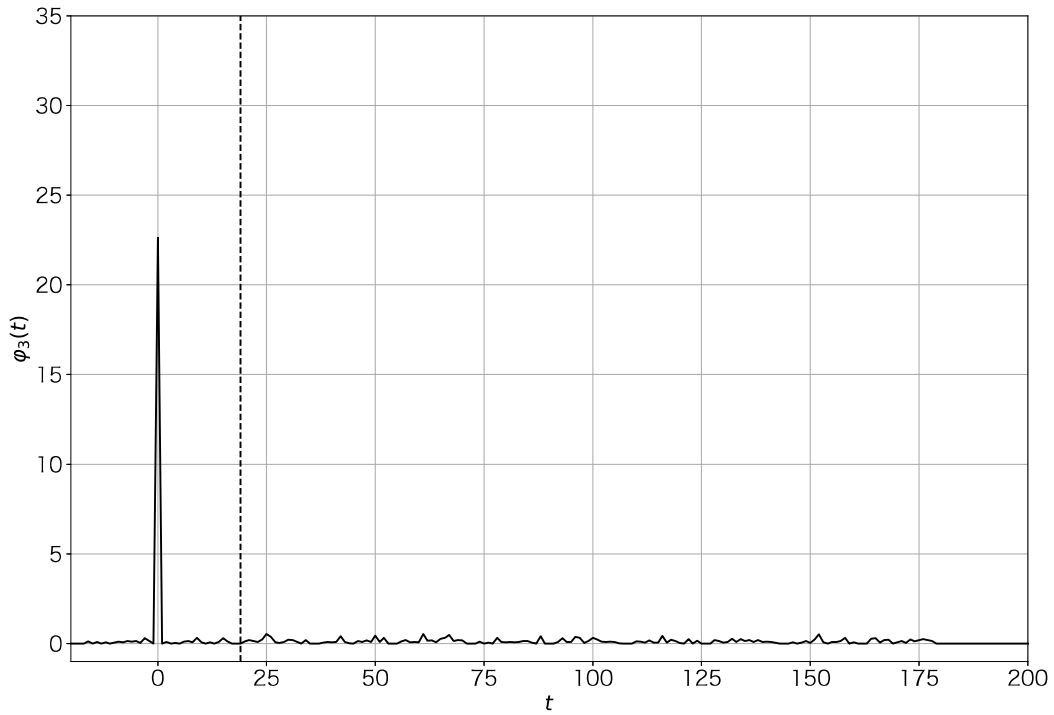


図 4.5 提案法 2 による同期制御信号

なお、ここで述べた 2 つの提案法と、前節で述べた平均化による従来法とは機能的に両立するもので、必要であれば、それらを重ねて適用することも可能であることに注意されたい。

4.3 提案方式の効果の検証

本節では，計算機シミュレーションの条件について述べ，通信路環境について説明をしたのち，最後に方式ごとの同期誤り率を計算機シミュレーションで評価する．同期誤り率とは，まだ同期を確立していない状態のユーザーが同期点を誤って検出してしまう確率を示したものである．

4.3.1 計算機シミュレーションの条件

これまでに挙げた各同期捕捉方式に対し，同期誤り率（Synchronization Error Rate、以下 SER）を計算機シミュレーションを用いて評価する．SER は，同期点を誤って検出してしまう確率を示しているので，SER が低い方式のほうが，より同期捕捉性能が高いとすることができる．

前節でも述べたとおり，提案法と従来法は機能的には両立する．それらを重ねて適用すれば，同期点を得るまでに時間はかかるものの，さらに同期捕捉性能は高まる可能性もある．そのため，これまでに述べた，単純法，従来法および提案法 1, 2 の 4 つに加え，さらに，2 つの提案法に対して従来法を重ねて適用した方式 2 つも検証対象とする．

次に，具体的な計算機シミュレーション諸元を表 4.1 に示す．同期制御信号およびデータ

表 4.1 同期捕捉方式の計算機シミュレーション諸元

拡散系列	ZCZ 符号 $A(32, 16, 1)$
周期	$N = 32$
系列数	$M = 16$
零相関領域	$Z_{cz} = 1$
同期制御信号の系列番号	0
同期制御信号長	1 ビット
情報フレーム長	8 ビット
変調方式	BPSK
同時通信ユーザー数	$U = 1, 4, 8, 15$
平均化情報フレーム数	$J = 1, 3$
通信路環境	加法性白色ガウス雑音 レイリーフェージング

送信に用いる拡散系列は，周期 $N = 32$ ，系列数 $M = 16$ ，零相関領域 $Z_{cz} = 1$ の ZCZ 符号 $A(32, 16, 1)$ である．同期制御信号は 1 ビット，情報フレームは 8 ビットの情報として

ランダムなビット列を与える。変調方式は BPSK である。また平均化する情報フレーム数は $J = 1, 3$ とする。ただし、 $J = 1$ の場合は平均化を行わないということを示す。さまざまな通信状況における性能を確認するため、希望信号と干渉信号との電力比である SIR と、希望信号と雑音との電力比である SNR を変化させ、同時通信ユーザー数の違いによる影響を評価する。

通信路環境は加法性白色ガウス雑音環境およびレイリーフェージング環境とする。白色ガウス雑音とは、無線通信における雑音のうち、電子回路素子から発生する熱雑音や、ショット雑音などに起因する雑音である。どの周波数帯域にも一様に分布する白色雑音であり、雑音の振幅と位相が正規分布に従う。特別な環境下での通信を考えない場合、無線通信の計算機シミュレーションでは一般にこれが用いられる。

また、通信端末が互いに移動することを前提とした場合、建物などによる反射や回折によって遅延波が生じるが、このとき、受信端末では複数の伝送路を介して到達するため、受信される信号は送信波に反射波が加わり、受信信号の振幅や位相が変動する。この現象をフェージングという。その中でも、送受信端末間で直接電波が届かない最悪の状況を想定した見通し外通信で、各遅延波の遅延時間 (遅延量) が短い環境におけるフェージングをレイリーフェージングという。レイリーフェージングの影響を受けた信号は、振幅変動がレイリー分布に従い、位相変動が一様分布に従う。

4.3.2 SNR の変化における同期誤り特性

図 4.6, 4.7 に、加法性白色ガウス雑音環境下において、SIR を 0dB に固定し SNR を変化させた場合の同期誤り率を、平均化を適用した場合しない場合についてそれぞれ示す。これは、有線接続あるいは完全に理想状態の通信路を模したものであり、各方式の基本性能を確認することができる。ここで、縦軸が SER であり、これは下に向かうほど同期を誤る確率が低く、性能が高いことを示している。横軸が SNR であり、これは右に向かうほど雑音が増加し、良好な通信環境であることを示している。SNR の値がマイナスの場合は信号よりも雑音のほうが大きいということになる。

これらによると、提案法は従来法に比べて同期捕捉性能に優れていることが示されている。一般的な通信システムでは、SNR が 20dB において SER が 10^{-3} 程度を設計目標とするが、単純法および従来法は良好な通信路環境を想定した加法性白色ガウス雑音環境下において雑音を減少させても SER が向上せず、性能を十分に維持することができていない。その性能はユーザー数が増加するごとに悪化し、特に、単純法ではユーザー数が 4、従来法ではユーザー数が 8 を超えると性能が著しく劣化する。これは、今回選択された系列の組み合わせにおいては、たとえフレームの平均化を行っても完全に干渉を除去できなかったことが原因と考えられる。一方、提案法は設計目標に対して十分な性能を示している。また、従来

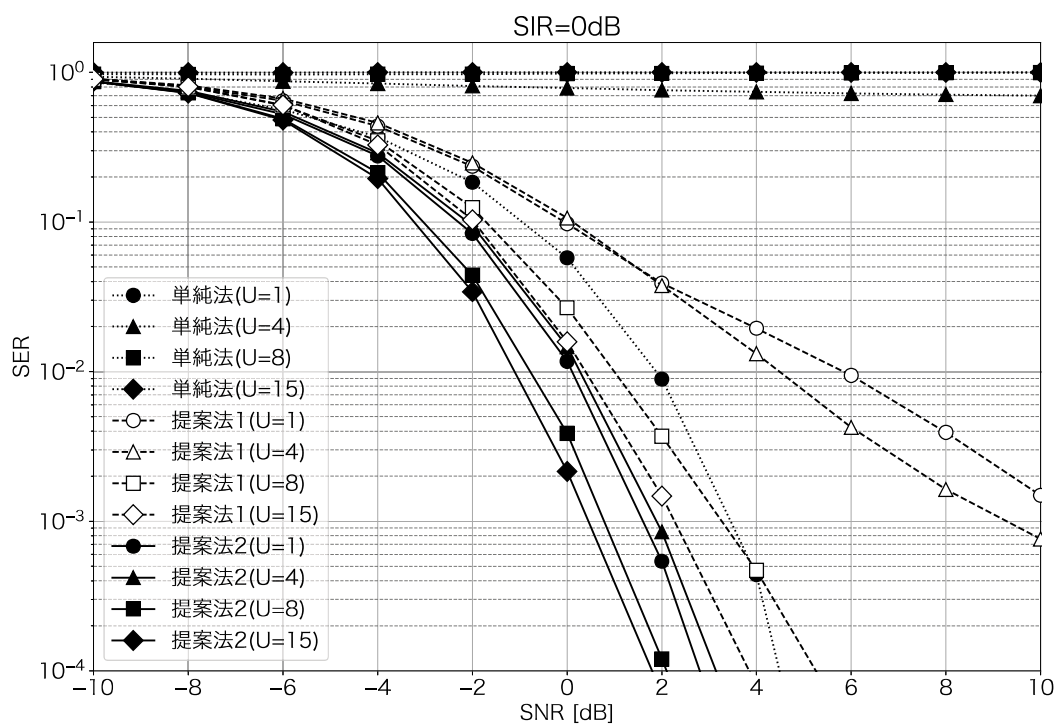


図 4.6 加法的白色ガウス雑音環境下での SNR の変化による同期エラー率 (平均化なし: $J = 1$)

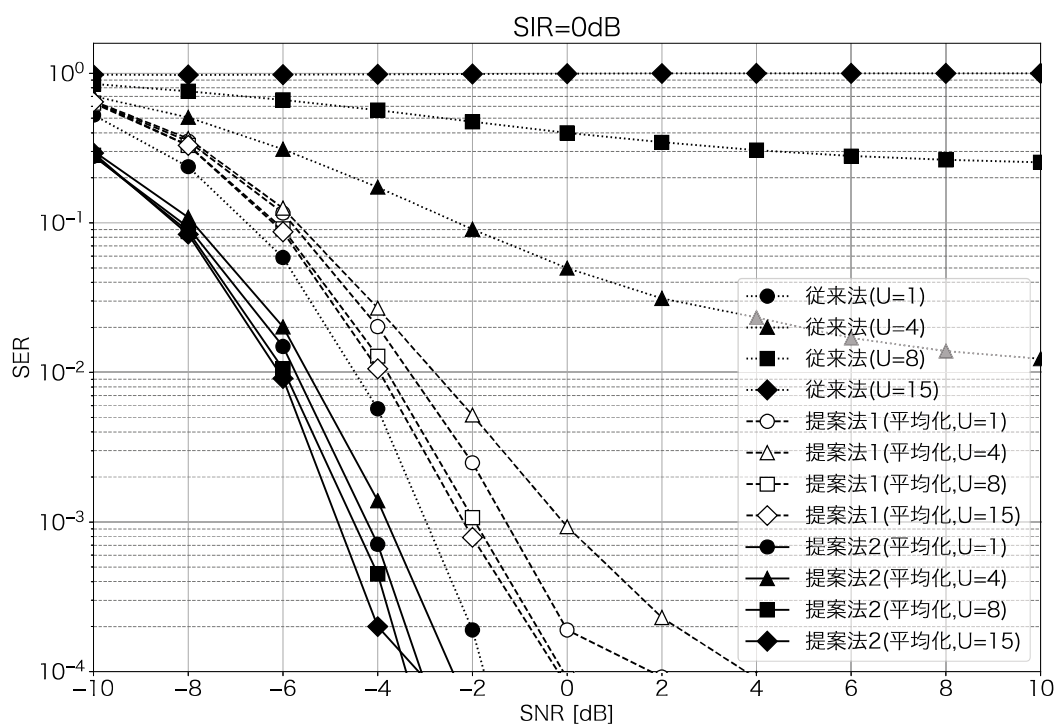


図 4.7 加法的白色ガウス雑音環境下での SNR の変化による同期エラー率 (平均化あり: $J = 3$)

法とは逆に、提案法はユーザー数が多い場合のほうが性能は向上する。これは、提案法が他端末の干渉を利用しているため、ある程度干渉信号が大きい状況のほうが、その効果が大きくなるためと考えられる。また、平均化を行うことは、すべての方式に対して効果があることが示されている。もし、同期の確立に多少の時間を要することを許容できるのであれば、平均化を行うことで同期捕捉性能を向上することができる。

図 4.8 に、レイリーフェージング環境下において、SIR を 0dB に固定し SNR を変化させた場合の同期誤り率を示す。これは、送受信端末間で直接電波が届かない最悪の状況を模したものであり、各方式の限界性能を確認することができる。ここでは、理想的な環境でも十分な性能を発揮できなかった単純法は省き、従来法と提案法 1 および提案法 2 について比較を行う。ここで、縦軸が SER であり、これは下に向かうほど同期を誤る確率が低く、性能が高いことを示している。横軸が SNR であり、これは右に向かうほど雑音が減少し、良好な通信環境であることを示している。SNR の値がマイナスの場合は信号よりも雑音のほうが大きいということになる。

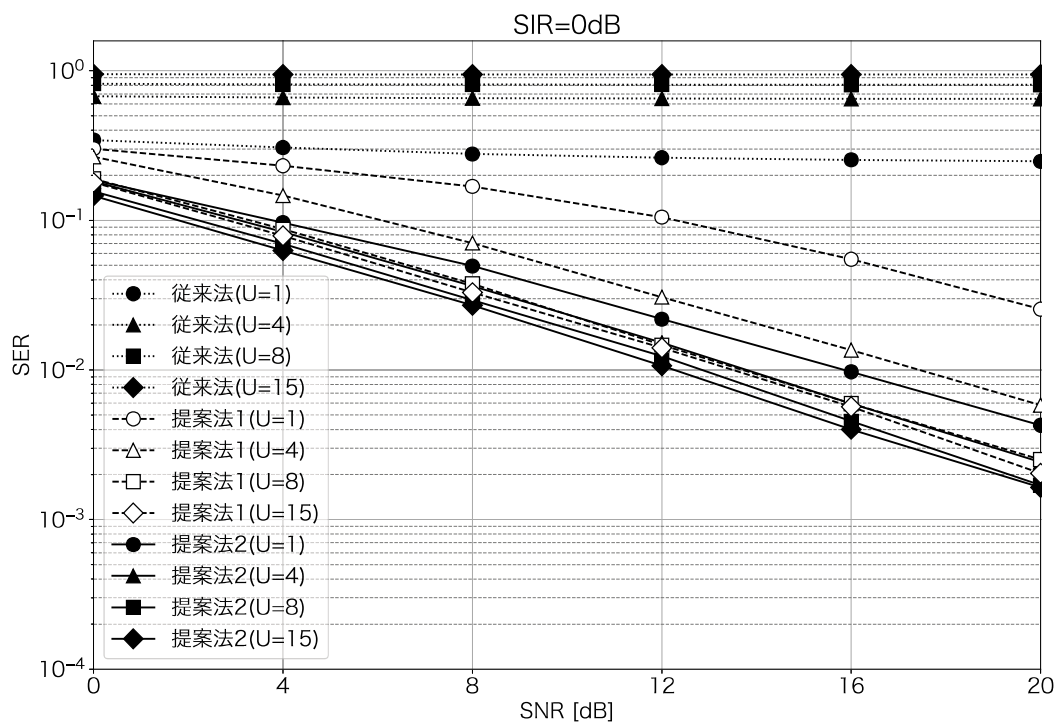


図 4.8 レイリーフェージング環境下での SNR の変化による同期エラー率 (従来法のみ $J = 3$)

これによると、最悪の通信状況を想定したレイリーフェージング環境下においては、従来法がほとんど同期制御信号を捕捉できないのに対し、提案法は性能を維持できていることがわかる。前項と同様に、従来法はユーザー数が増えると性能が劣化し、提案法はユーザー数が多い場合のほうが性能が向上する。

4.3.3 SIR の変化における同期誤り率

図 4.9 に、レイリーフェージング環境下において、SNR を 20dB に固定し SIR を変化させた場合の同期誤り率を示す。ここで、縦軸が SER であり、これは下に向かうほど同期を誤る確率が低く、性能が高いことを示している。横軸が SIR であり、これは右に向かうほど干渉が減少し、良好な通信環境であることを示している。SIR の値がマイナスの場合は希望信号よりも干渉のほうが大きいということになる。

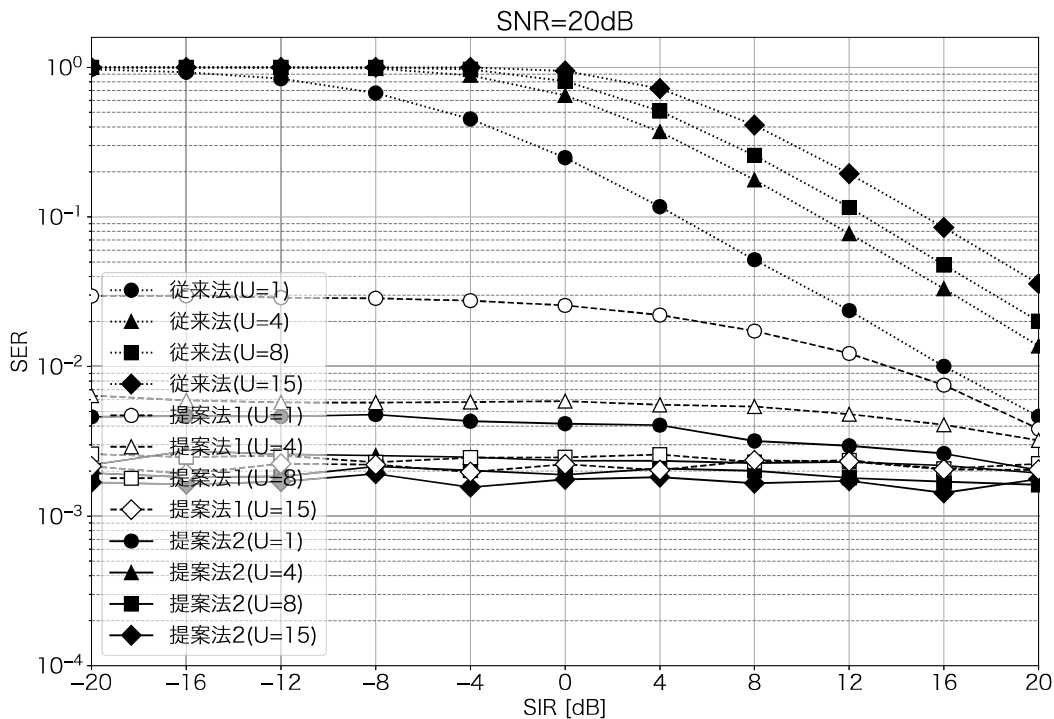


図 4.9 レイリーフェージング環境下での SIR の変化による同期エラー率 (SNR は 20dB に固定)

これによると、従来法は SIR が 0dB, すなわち同期制御信号と他端末からの非希望波の受信電力が同等である場合にも、十分な同期捕捉性能を發揮できていないことが分かる。提案法は、SIR が 0 以下, すなわち希望信号よりも干渉信号のほうが大きい場合にも、高い性能を維持する。これは、遠方の同期制御信号局から微弱な同期制御信号が届き、逆に他端末とは近接しており強力な非希望波が受信されるような劣悪な環境においても、同期捕捉が可能なことを意味する。

4.3.4 まとめ

本節では、いくつかの通信路環境において雑音および干渉電力を変化させることで、それぞれの方式の同期誤り率を評価した。

単純法および従来法は、 $\text{SNR}=20\text{dB}$ において SER が 10^{-3} という一般的な設計目標に対し、比較的良好な通信路環境を想定した加法性白色ガウス雑音環境下においても十分に達成できず、最悪の通信状況を想定したレイリーフェージング環境下においては、ほとんど同期制御信号を捕捉できなかった。しかし、提案法はいずれの状況下においても設計目標に対して十分な性能を示し、従来法に比べて同期捕捉性能に優れていることが示された。

さらに、従来法は同時通信ユーザー数が増えると性能が劣化した。特に、単純法ではユーザー数が 4、従来法ではユーザー数が 8 を超えると性能が著しく劣化した。これは、今回選択された系列の組み合わせにおいては、たとえフレームの平均化を行っても完全に干渉を除去できなかったことが原因と考えられる。一方、提案法は、むしろユーザー数が増えるほど性能が向上し、安定した同期捕捉を行えることが分かった。これは、提案法が他端末の干渉を利用しているため、ある程度干渉信号が大きい状況のほうが、その効果が大きくなるためと考えられる。

また、平均化を行うことは、すべての方式に対して効果があることが示された。もし、同期の確立に多少の時間を要することを許容できるのであれば、平均化を行うことで同期捕捉性能を向上することができる。

干渉雑音電力を変化させた場合、従来法は SIR が 0dB 以下になると、ほとんど同期制御信号を捕捉できなかった。提案法は SIR が 0 以下、すなわち希望信号よりも干渉信号のほうが大きい場合にも、高い性能を維持する。これは、遠方の同期制御信号局から微弱な同期制御信号が届き、逆に他端末とは近接しており強力な非希望波が受信されるような劣悪な環境においても、同期捕捉が可能であることを意味する。

ここでは、周期 $N = 32$ の ZCZ 符号を用いたが、それ以上に長い周期を持つ系列であれば、自己相関値にさらに大きなピークが現れるため、さらに性能が向上すると考えられる。

第 5 章

MFB を活用したブロック符号化による高効率伝送

本章では，ブロック符号化の原理について述べ，パイロット信号を用いた通信路推定について解説する．次に，1つの送信端末が複数の ZCZ 系列を用いてブロック符号化することにより，チャンネル推定における逆行列の計算量を減少させることが可能な方式を提案し，議論する．さまざまな設定のもとで提案方式の誤り特性を計算機シミュレーションにより評価する．

5.1 ZCZ-CDMA の基本構成とブロック符号化

本節では，ZCZ-CDMA の基本構成について説明したのち，ブロック符号化の原理について述べる．また，パイロット信号を用いた通信路推定について解説する．

5.1.1 ZCZ-CDMA の基本構成

ZCZ-CDMA は，同一周波数帯上で，同期制御信号のタイミングに合わせて情報フレームを送受信する準同期方式と零相関領域を有する ZCZ 符号を用いることにより，シンボル間干渉や他局間干渉の無い通信が可能である [54]．他局の干渉が無いので，通信端末同士はそれぞれの拡散系列を知っていればよく，他の通信端末の状況を把握する必要はない．つまり，シングルアクセスのように振る舞う．

同期制御信号は一定間隔ごとに専用に割り当てた ZCZ 系列を送信する単純な設計であり，これのみでフレーム同期を容易にし，高速なアクセス制御を可能にする．これにより，紛らわしい通信制御を行う必要もなく，スムーズな通信が可能であり，また，伝送効率の観点からも優れている．通信エリア内において，同期制御信号が一定間隔毎に送信されているものとし，各端末は，端末 y にそれぞれ異なる ZCZ 系列 a^y が割り当てられていると仮定する．

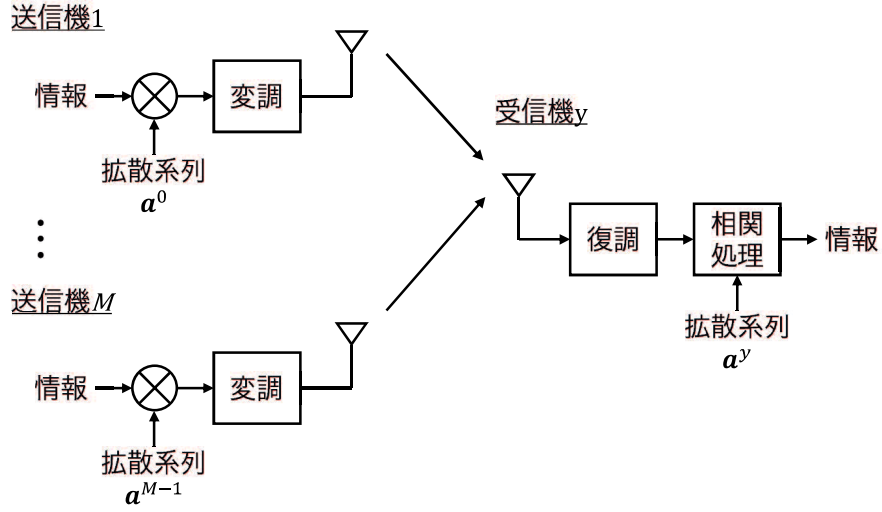


図 5.1 ZCZ-CDMA の送受信モデル

ZCZ-CDMA の送受信モデルを図 5.1 に示す。

送信端末は、ZCZ 系列 \mathbf{a}^y が割り当てられた受信端末に対して、系列周期 N にガードチップを入れた長さ $N + 2$ の拡張 ZCZ 系列

$$\hat{\mathbf{a}}^y = (a_{N-1}^y, a_0^y, a_1^y, \dots, a_{N-1}^y, a_0^y) \quad (5.1)$$

を用いて、 k 番目の情報 d_x^y を拡散する。拡散シンボル \mathbf{u}^y は、

$$\mathbf{u}^y = d_k^y \hat{\mathbf{a}}^y = (u_{N-1}^y, u_0^y, \dots, u_{N-1}^y, u_0^y) \quad (5.2)$$

と表せる。ただし、 $u_x^y = d_k^y \hat{a}_x^y$ である。このように送信側でガードチップを付与することで、受信側では系列 \mathbf{a}^y を用いて相関処理を施せば、連続する情報に関係なくガードチップの範囲では常に周期相関がゼロとなる前提で議論することができる。そして、同期制御信号のタイミングにあわせて拡散後のシンボルを変調し送信する。

受信側では、複数端末の送信波と遅延波および雑音からなる合成波を受信し、それを IQ 復調により複素数値 $r_x^y \in \mathbb{C}$ 値に変換する。

$$\mathbf{r}^y = (r_{N-1}^y, r_0^y, r_1^y, \dots, r_{N-1}^y, r_0^y) \quad (5.3)$$

受信シンボル \mathbf{r}^y と ZCZ 系列 \mathbf{a}^y との相関 $R\mathbf{r}^y\mathbf{a}^y(\tau=0)$ (またはベクトルとして考えると、同期点 $\tau=0$ における ZCZ 系列 \mathbf{a}^y との内積) により情報を取り出すことが可能である。拡張 ZCZ 系列の使用により、1 チップの位相ずれが生じてても周期相関特性を維持できるので、符号間干渉および他局間干渉を除去できる。しかし、高速伝送の場合には、零相関領域の間隔が狭くなり、同期ずれや超遅延波による影響によって、符号間干渉及び他局間干渉が

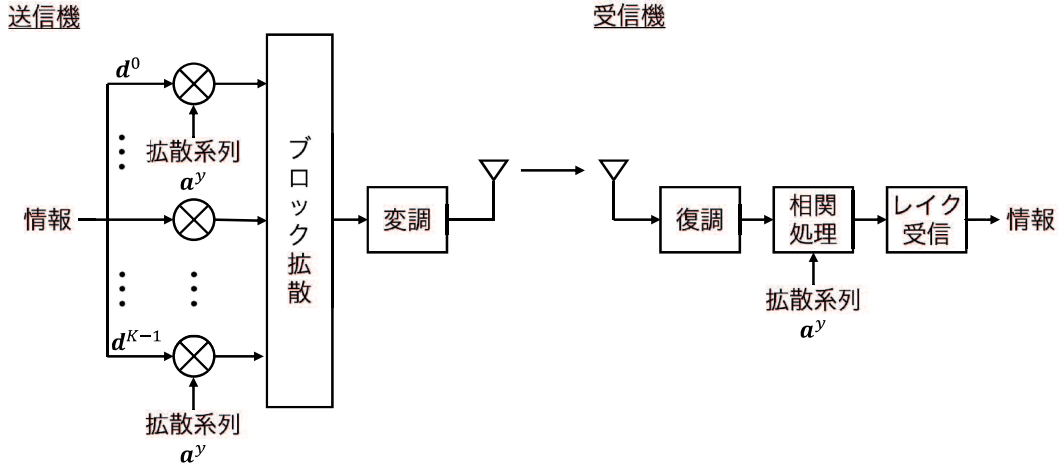


図 5.2 ブロック符号化 ZCZ-CDMA の送受信モデル

生じ、誤り率が增大してしまう。

5.1.2 ブロック符号化方式

高速伝送に伴う超遅延や同期ずれの影響に対応するために、複数の情報シンボルを一纏めにして符号化するブロック符号化 ZCZ-CDMA が議論されている。これを従来法とし、その送受信モデルを図 5.2 に示す。

K ビットの情報を一纏めにしたデータブロック \mathbf{d}^y を

$$\mathbf{d}^y = (d_0^y, d_1^y, \dots, d_{K-1}^y)^t \quad (5.4)$$

とする。ただし、 t は転置を示す。 \mathbf{d}^y を、受信端末に割り当てられた ZCZ 系列 \mathbf{a}^y により式 (5.2) のようにそれぞれ拡散すると、拡散シンボル U^y は、

$$U^y = \mathbf{d}^y \mathbf{a}^y = [u_{k,x \bmod N}^y = d_k^y a_x^y]_{(0 \leq k \leq K-1, -1 \leq x \leq N)}$$

$$= \begin{bmatrix} u_{0,N-1}^y & u_{0,0}^y & u_{0,1}^y & \cdots & u_{0,N-1}^y & u_{0,0}^y \\ u_{1,N-1}^y & u_{1,0}^y & u_{1,1}^y & \cdots & u_{1,N-1}^y & u_{1,0}^y \\ \vdots & & \vdots & & & \vdots \\ u_{K-1,N-1}^y & u_{K-1,0}^y & u_{K-1,1}^y & \cdots & u_{K-1,N-1}^y & u_{K-1,0}^y \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

と表せる。そして、送信時には式 (5.5) の値を、パラレル/シリアル変換器にて順序を並び替え、行方向に順に変調して送信する。

受信端末では、複数端末の送信波とそれぞれの遅延波および雑音が重なりあった受信信号を受信し、IQ 分離による復調を行ったのち、式 (5.5) と同等の順となるように、シリアル/

パラレル変換器にて順序を戻して受信シンボル \mathbf{r}^y に変換する.

$$\mathbf{r}^y = \begin{bmatrix} r_{0,0}^y & r_{0,1}^y & \cdots & r_{0,N-1}^y \\ r_{1,0}^y & r_{1,1}^y & \cdots & r_{1,N-1}^y \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{K-1,0}^y & r_{K-1,1}^y & \cdots & r_{K-1,N-1}^y \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

ただし, $r_{k,x}^y \in C$ である. またこのとき並び替えと同時にガードインターバルを除去する. そして \mathbf{r}^y に対して, ZCZ 系列 a^y と受信シンボルとの相関を計算することで復調された情報 \mathbf{w}^y を得る.

$$\mathbf{w}^y = (w_0^y, \dots, w_k^y, \dots, w_K^y)^t \quad (5.7)$$

このとき, 雑音や干渉がない理想的な環境であれば, その相関値は,

$$\mathbf{w}_k^y = N d_k^y \quad (5.8)$$

となる.

このようにブロック符号化を行うことにより, 他局の信号との相関出力は, 図 5.3(b) のように K 倍の零相関領域を有し, 単なる白色雑音環境下であれば, 図 5.3(a) のように, 他局間干渉の無い状況にて情報を取り出せる. しかし, 遅延波が生じる場合には, 図 5.3(c) のように, 情報を表すピーク値が K チップに連続しているために符号間干渉が生じ, 誤りが増大する.

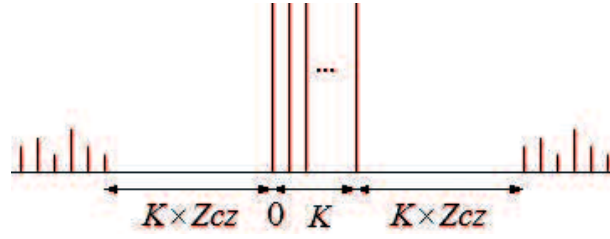
5.1.3 パイロット信号を用いた通信路推定

パイロット信号とは, 情報フレームの送信前に送信される既知信号であり, 単純な方式であれば,

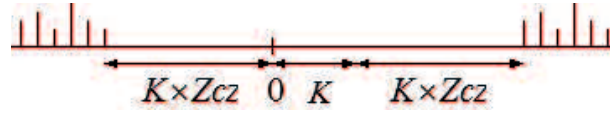
$$\tilde{\mathbf{d}} = \underbrace{(1, 0, 0, \dots, 0)}_K \quad (5.9)$$

として, 式 (5.5)-(5.7) と同じようにブロック符号化して送信し, また, 受信後に相関処理することにより, チャネル推定ができる. ここで, 遅延波が μ チップに渡り影響を及ぼすとすると, 受信パイロット信号の相関出力は

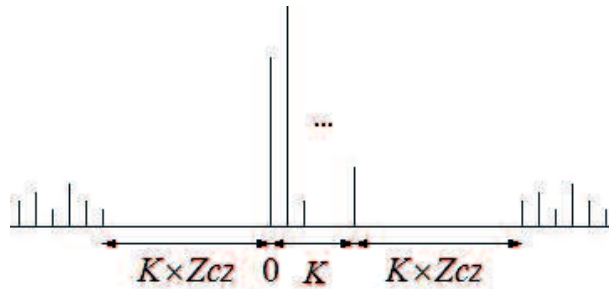
$$\boldsymbol{\delta} = (\delta_0, \delta_1, \dots, \delta_{\mu-1}) \quad (5.10)$$



(a) 自己相関 (遅延波なし)



(b) 相互相関



(c) 自己相関 (遅延波あり)

図 5.3 ブロック符号化 ZCZ-CDMA の相関出力

と表せる。このとき、受信側において、式 (5.7) で与えられる受信シンボルと式 (5.10) のパイロット応答との関係は、

$$\underbrace{\begin{bmatrix} w_0^y \\ w_1^y \\ \vdots \\ w_{K-1}^y \\ w_K^y \\ \vdots \\ w_{K+\mu-1}^y \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{w}}^y} = \Delta \mathbf{d}^y = \underbrace{\begin{bmatrix} \delta_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \delta_1 & \delta_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{\mu-1} & \delta_{\mu-2} & \cdots & \delta_0 \\ 0 & \delta_{\mu-1} & \cdots & \delta_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \delta_{\mu-1} \end{bmatrix}}_{\Delta} \underbrace{\begin{bmatrix} d_0^y \\ d_1^y \\ \vdots \\ d_{K-1}^y \\ \vdots \\ d^y \end{bmatrix}}_{\mathbf{d}^y} \quad (5.11)$$

と表せる。ただし、 Δ は $(K + \mu)$ 行 K 列の行列であり、一般にチャンネル応答と呼ばれる。ここで、式 (5.11) をチャンネル応答を利用して \mathbf{d}^y を得るように変形すれば、

$$\mathbf{d}^y = (\Delta^* \Delta)^{-1} \Delta^* \hat{\mathbf{w}}^y \quad (5.12)$$

となる ZF (Zero Forcing) のレイク受信を与えることができる。ただし、 $*$ は複素共役転置、 Δ^{-1} は行列 Δ の逆行列を示す。また、雑音電力 σ^2 が計測可能であれば、以下の MMSE

(Minimum Mean Square Error) のレイク受信が有効である。

$$d^y = (\Delta^* \Delta + \sigma^2 E)^{-1} \Delta^* w^y \quad (5.13)$$

ただし、 E は K 次単位行列である。これにより、遅延波の影響を軽減し、送信情報を復調することができる [51]。

このように、ブロック符号化と共にレイク受信による通信路推定を行うことで、収容ユーザ数を減らすことなく、ブロックサイズに等しい情報シンボル数だけ、高速に情報伝送できる。しかし、ブロックサイズ（一纏めにする情報シンボル数）を大きくすると、式 (5.12), (5.13) で示したレイク受信における逆行列の計算時間は、ブロックサイズ K の 3 乗のオーダー $O(K^3)$ で増大してしまう。これは、回路規模の増大を招き、またこの計算負荷が高速通信時のボトルネックとなるため大きな問題である。

5.2 MFB を活用したブロック符号化での複数系列の利用

MFB を活用することで複数系列を利用したブロック符号化について説明する。これは、各ユーザにそれぞれ異なる系列を L 個割り当て、送信端末では、従来法と同様に K ビットの情報を一纏めにしたデータブロック d^y を、割り当てられた L 個の ZCZ 系列 $\mathbf{a}^{y_0}, \mathbf{a}^{y_1} \dots \mathbf{a}^{y_{L-1}}$ で、 K/L ビット毎に拡散系列を変えてブロック符号化する。このとき、拡散シンボル \hat{U}^y は、

$$\begin{aligned} \hat{U}^y &= d^y \mathbf{a}^{y_{k \bmod L}} = [u_{k,x \bmod N}^{y_{k \bmod L}} = d_k^y a_x^{y_{k \bmod L}}]_{(0 \leq k \leq K-1, -1 \leq x \leq N)} \\ &= \begin{bmatrix} u_{0,N-1}^{y_0} & u_{0,0}^{y_0} & u_{0,1}^{y_0} & \cdots & u_{0,N-1}^{y_0} & u_{0,0}^{y_0} \\ u_{1,N-1}^{y_1} & u_{1,0}^{y_1} & u_{0,1}^{y_1} & \cdots & u_{1,N-1}^{y_1} & u_{1,0}^{y_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ u_{0,N-1}^{y_{L-1}} & u_{0,0}^{y_{L-1}} & u_{0,1}^{y_{L-1}} & \cdots & u_{0,N-1}^{y_{L-1}} & u_{0,0}^{y_{L-1}} \\ u_{0,N-1}^{y_0} & u_{0,0}^{y_0} & u_{0,1}^{y_0} & \cdots & u_{0,N-1}^{y_0} & u_{0,0}^{y_0} \\ u_{1,N-1}^{y_1} & u_{1,0}^{y_1} & u_{0,1}^{y_1} & \cdots & u_{1,N-1}^{y_1} & u_{1,0}^{y_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ u_{K-1,N-1}^{y_{k \bmod L}} & u_{K-1,0}^{y_{k \bmod L}} & u_{K-1,1}^{y_{k \bmod L}} & \cdots & u_{K-1,N-1}^{y_{k \bmod L}} & u_{K-1,0}^{y_{k \bmod L}} \end{bmatrix} \quad (5.14) \end{aligned}$$

となる。そして、従来法と同様に \hat{U}^y を行方向に順に送信する。

受信端末では、従来法と同様、式 (5.6) のように並び変え、各ユーザに割り当てられている L 個の ZCZ 系列 $\mathbf{a}^{y_0}, \mathbf{a}^{y_1} \dots \mathbf{a}^{y_{L-1}}$ との相関を取ることで情報を復調する。これには、受信シンボルと全ての ZCZ 系列との相関を同時に算出できる MFB を利用すると、回路規模を抑えたシンプルな構成でシステムを実現できる。提案方式の送受信モデルを図 5.4 に示す。

受信信号と系列との相関出力は図 5.5(a) のように各系列が独立しており、それぞれに K/L 個のピーク値が立つ形で復調が可能である。遅延波が発生した場合には、受信側での相関出力は図 5.5(b) のようになる。従来法と同様に、それぞれの系列の相関値が独立しているため他局間干渉は起こらないが、各系列内でピーク値が K/L チップの区間に密集して

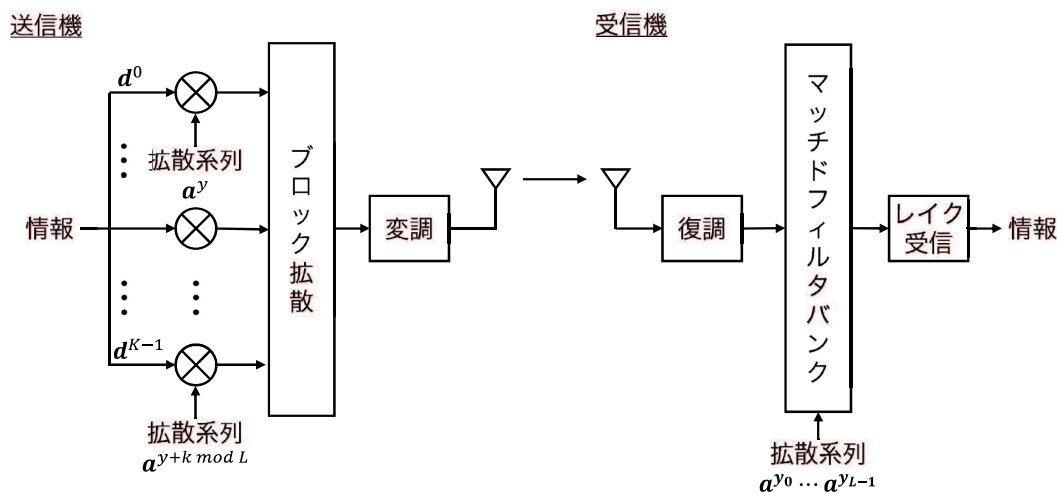


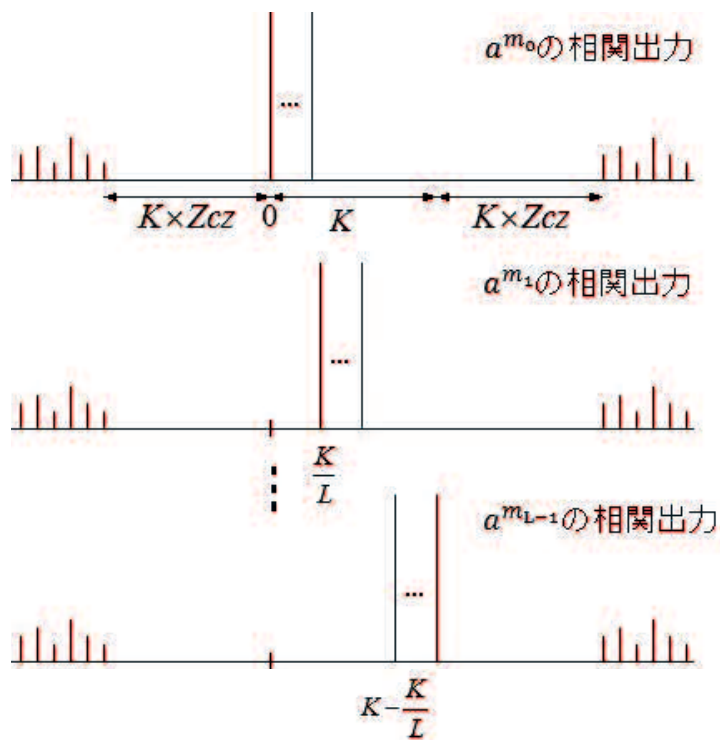
図 5.4 複数系列を利用したブロック符号化 ZCZ-CDMA の送受信モデル

おり符号間干渉は現れるので、従来法同様にパイロット信号に基づいたレイク受信を適用する必要がある。

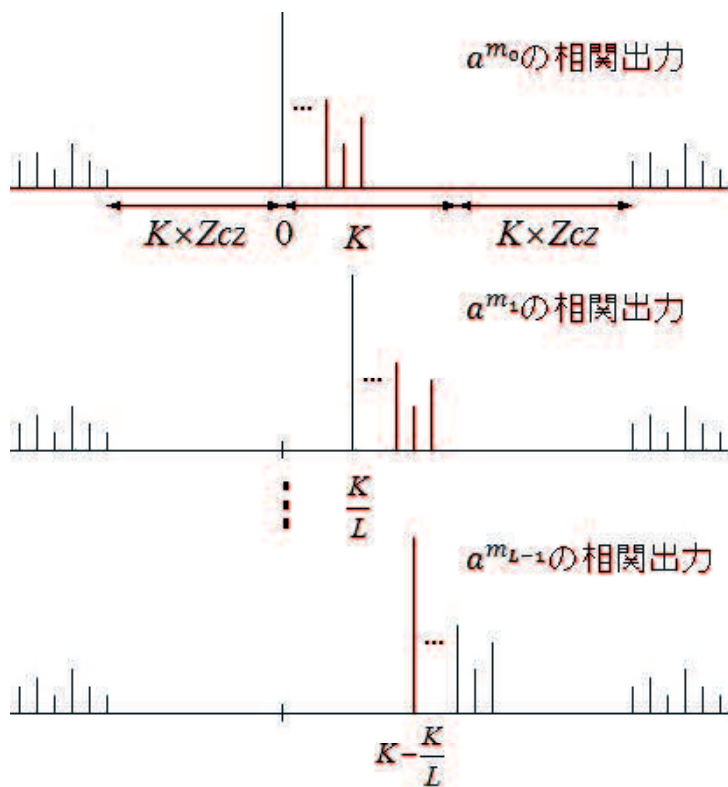
本方式では K/L ビット毎に ZCZ 系列を変えて拡散を行うことで、符号間干渉が発生するビット数が K/L ビットだけ減少する。レイク受信で計算が必要となる逆行列の次数は K/L となり、計算量は $O((K/L)^3)$ と、従来法の $1/L$ 倍の計算負荷で処理でき、結果として回路規模の縮小や、高速処理が可能となるであろう。使用系列数を多くするにつれて行列の次数が小さくなり計算量が減少していくため、使用する系列数が多ければ多い程高速且つ高信頼な伝送が可能となる。さらに、使用系列数をブロックサイズと同等 ($L = K$) とした場合には、レイク受信での逆行列の計算を必要とせず、各系列の自己相関値のみを用いて高速に情報検出可能である。付け加えて、パイロット信号は複数の系列を用いることで、式 (5.9) を

$$\tilde{d} = (1, 0, \dots, 1, 0, \dots, 1, 0, \dots) \quad (5.15)$$

として設計できる。これは、パイロット信号の平均値の計算が一度に済み、さらに効率良いシステムが構築できる。使用系列数を増やすと多重ユーザ数が減少するため、システムの目標とする性能や多重ユーザ数を考え、最適な選択をすることが必要となる。しかし、本方式はそれらシステムのさまざまな要求に柔軟に対応することができる。



(a) 自己相関 (遅延波なし)



(b) 自己相関 (遅延波あり)

図 5.5 ブロック符号化に複数系列を利用した場合の相関出力

5.3 複数系列を利用するブロック符号化の効果の検証

本節では，複数系列を利用する提案方式の効果を，さまざまな条件のもとで評価する．

5.3.1 計算機シミュレーションの条件

ブロック符号化方式について，これまでに述べた従来法および提案法に対し，通信シミュレーションを行い，ビット誤り率（Bit Error Rate：以下，BER）特性を検討する．BERとは，受信側が受け取った全データに対する誤ったデータの比率である．拡散系列には，周期 $N = 64$ ，系列数 $M = 32$ ，零相関領域 $Z_{cz} = 1$ を持つ ZCZ 符号 $A(64, 32, 1)$ を用いる．また，変調方式は BPSK とし，通信路環境は，等電力レイリーフェージング，および指数減衰型レイリーフェージングについて検証する．ただし，特段の断りが無い場合には，システム性能を最も特徴づけることができる，見通し外通信を想定した 2 パス等電力レイリーフェージング環境とする．2 パスとは 2 つの経路で電波が到達することを，等電力とはそれら到達した電波の電力が等しいことを意味する．具体的な計算機シミュレーション諸元を表 5.1 に示す．

表 5.1 ブロック符号化の計算機シミュレーション諸元

拡散系列	ZCZ 符号 $A(64, 32, 1)$
周期	$N = 64$
系列数	$M = 32$
零相関領域	$Z_{cz} = 1$
ブロックサイズ	$K = 4, 8, 16, 32$
使用系列数	$L = 1, 2, 4, 8$
遅延波の遅延量	$\tau = 3, 7, 11, 15$
遅延波のパス数	$p = 2, 3, 5, 8$
通信路環境	等電力レイリーフェージング 指数減衰型レイリーフェージング

5.3.2 従来法の誤り特性

ブロックサイズを $K = 8$ ，系列数を $L = 1$ ，遅延波の遅延量 (チップ) を $\tau = 3, 7, 11, 15$ と変化させた場合の BER 特性を，図 5.6 に示す．ここで，縦軸が BER であり，これは下に向かうほど情報を誤る確率が低く，性能が高いことを示している．横軸が SNR であり，これは右に向かうほど雑音が減少し，良好な通信環境であることを示している．これを見る

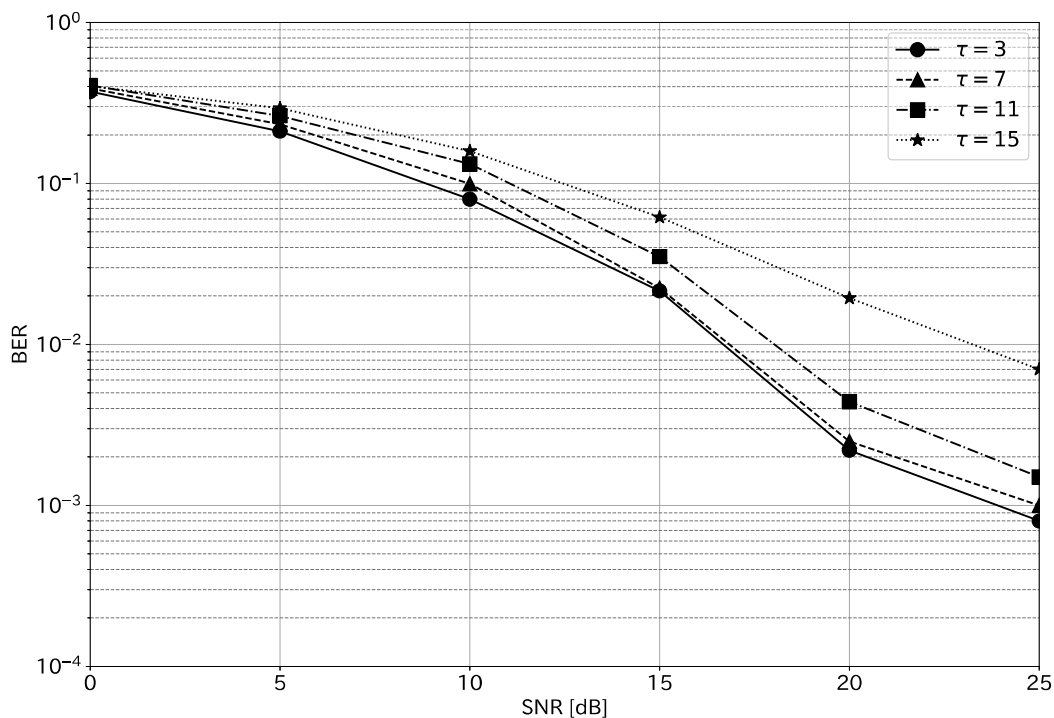


図 5.6 遅延量を変化させた場合の BER 特性

と，遅延量 τ が K より小さければ BER 特性に大きな差はないが，遅延量 τ が K を超えるに従い BER 特性が劣化する．すなわち，遅延量がブロックサイズを超えない場合は，零相関領域が K 倍に拡張された効果によって干渉の影響がなく，遅延量がブロックサイズを超えるに従い，干渉の影響が現れることがわかる．また，遅延量がブロックサイズを超えない場合でも，ブロックサイズを大きくしていくと BER 特性が若干ながら徐々に悪化している．これはパイロット信号を用いたレイク受信で行列計算する際，パイロット信号自体に付加された雑音に影響することで，劣化が起こっていると考えられる．

次に，遅延波の遅延量 (チップ) を $\tau = 1$ ，系列数を $L = 1$ とし，ブロックサイズを $K = 4, 8, 16, 32$ と変化させた場合の BER 特性を，図 5.7 に示す．通信路環境は，上記同様 2 パス等電力レイリーフェージング環境とする．これを見ると， K を大きくするにつれて BER 特性が劣化する．これは，ブロックサイズを大きくするとレイク受信における行列

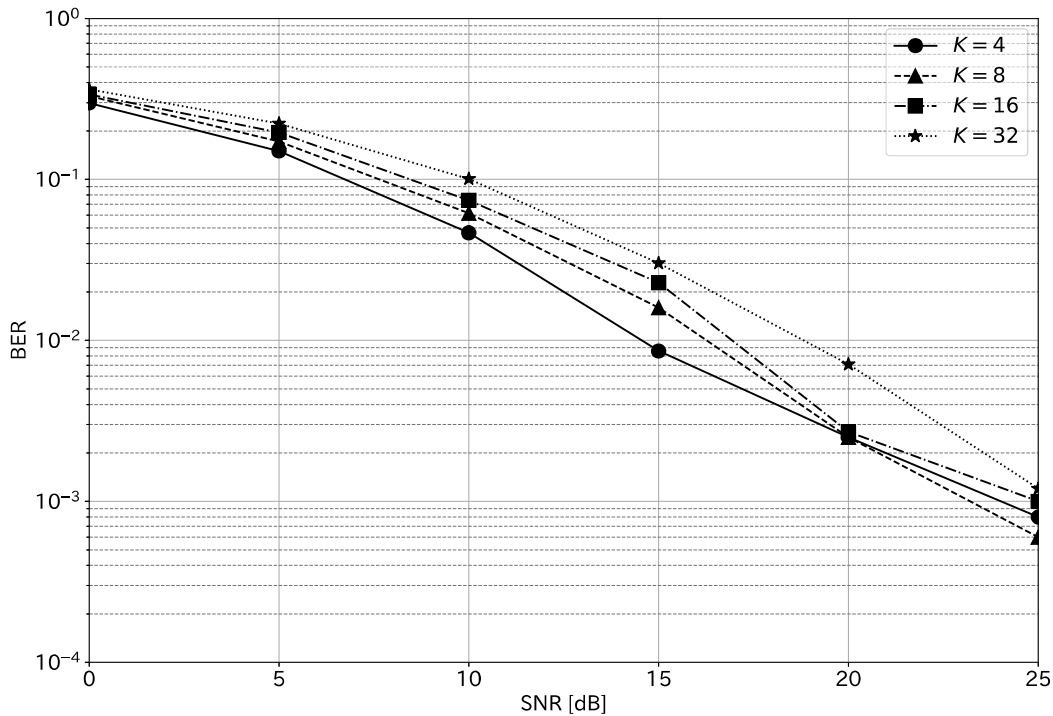


図 5.7 ブロックサイズを変化させた場合の BER 特性

の次元も大きくなり、雑音の誤差による影響が増大することで、BER 特性に影響が現れていると考えられる。ここから、従来法においてブロックサイズを大きくしていくと、零相関領域が拡張される効果は得られるものの、雑音の影響により通信性能は劣化することがわかる。また、一般的な通信システムでは、SNR が 20dB において BER が 10^{-3} 程度を設計目標とするが、従来法はその性能に達していない。

5.3.3 提案法の誤り特性

提案法において、ブロックサイズ $K = 8$ に対して使用系列数を $L = 1, 2, 4, 8$ と変化させた場合の BER 特性を、図 5.8 に示す。なお、 $L = 1$ の場合、従来法と同等である。これを見ると、提案法は従来法と比べ、全体的に BER 特性が改善されていることが分かる。また使用する系列数を増やすたびに通信性能は向上している。これは、レイク受信の行列の次数が小さくなり、雑音の誤差による影響が減少したためと考えられる。また、 L に 4 以上を指定すると、提案法は SNR 20dB において BER が目標値 10^{-3} に達する。

次に、マルチパスレイレーフェージング環境下で遅延波のパス数を変化させた場合の BER 特性について検証する。ここでは、通信路環境を減衰量を 0dB とした等電力モデル、および減衰量を 3dB とした指数減衰型モデルとし、それぞれの遅延波の遅延量は $\tau = 1$ とする。上記において使用系列数を変化させ、 $L = 2$ とした場合を図 5.9, 5.10 に、 $L = 4$ とした場

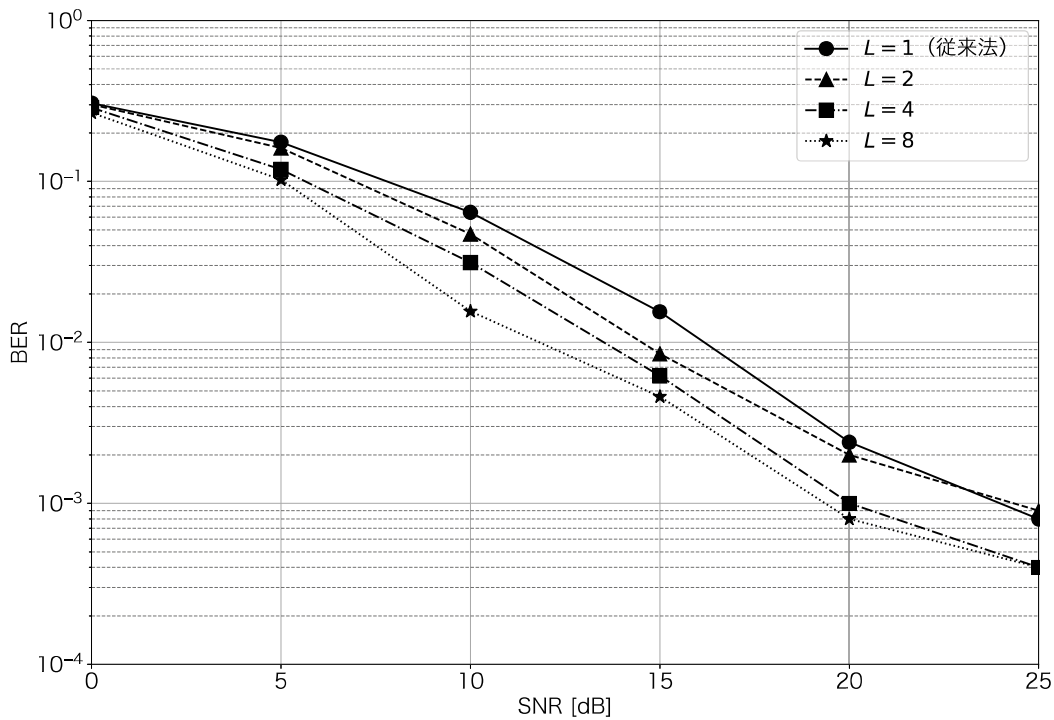


図 5.8 使用系列数を変化させた場合の BER 特性

合を図 5.11,5.12 にそれぞれ示す。これらによると、パス数を増すほど BER 特性が改善することがわかる。これは、パス数が多いほうがパイロット信号を利用した通信路推定に用いることができる情報量が増していくためと考えられる。BER 特性 10^{-3} 付近に注目し、使用系列数 $L = 2$ におけるパス数 $p = 2$ と $p = 8$ を比すると、等電力モデルでおよそ $4dB$ 、指数減衰型モデルでおよそ $1dB$ 、使用系列数 $L = 4$ におけるパス数 $p = 2$ と $p = 8$ を比すると、等電力モデルでおよそ $5dB$ 、指数減衰型モデルでおよそ $4dB$ の改善が見られる。また、使用系列数に注目すると、 $L = 2$ よりも $L = 4$ の場合のほうが BER 特性は改善している。これは、ブロックサイズを変化させた場合と同様に、逆行列計算の次数が小さくなり、雑音の誤差による影響が減少したためと考えられる。

次に、ブロックサイズを $K = 4, 8, 16, 32$ と変化させ、かつ使用系列数をブロックサイズと同等、すなわち $L = K$ とした場合の BER 特性を、図 5.13 に示す。これを見ると、ブロックサイズ K を大きくした場合でも、提案法では従来法のような BER 特性の劣化は見られない。これは、ブロックの行ごとに違う系列を用いて拡散するためレイク受信での逆行列の計算を必要とせず、各系列の自己相関値のみを用いて高速に情報検出可能な構成である。つまり、ユーザ数を犠牲にすれば、逆行列の計算を必要とせずに、シンプルな回路構成で高信頼な通信が実現可能であることが示されている。

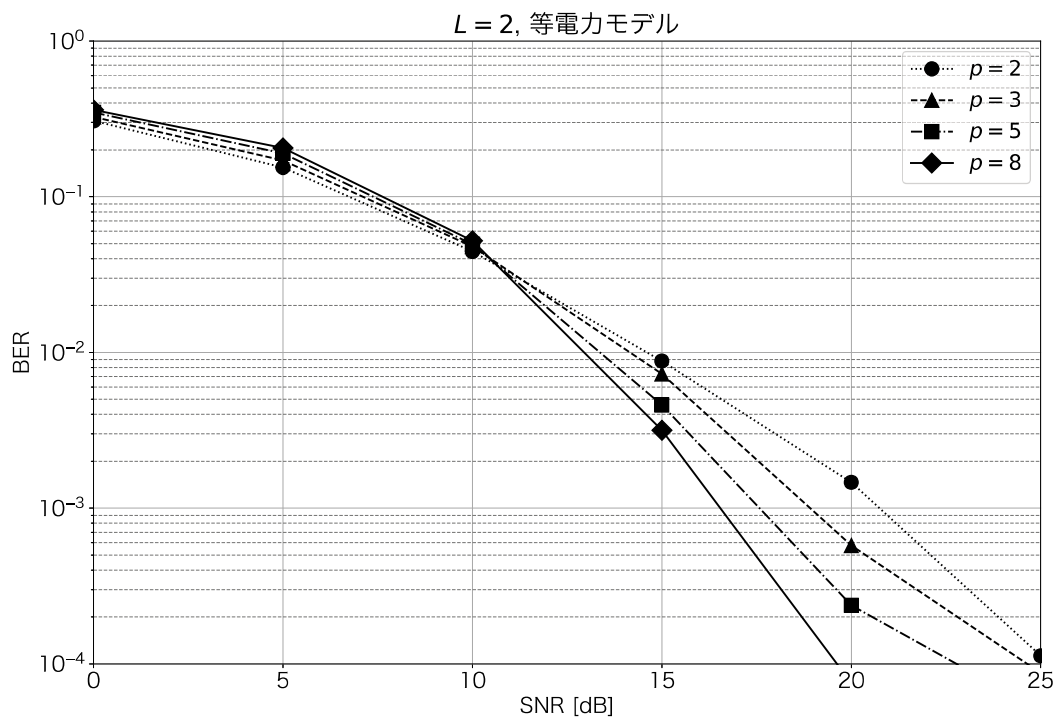


図 5.9 パス数を変化させた場合の BER 特性 ($L = 2$, 等電力モデル)

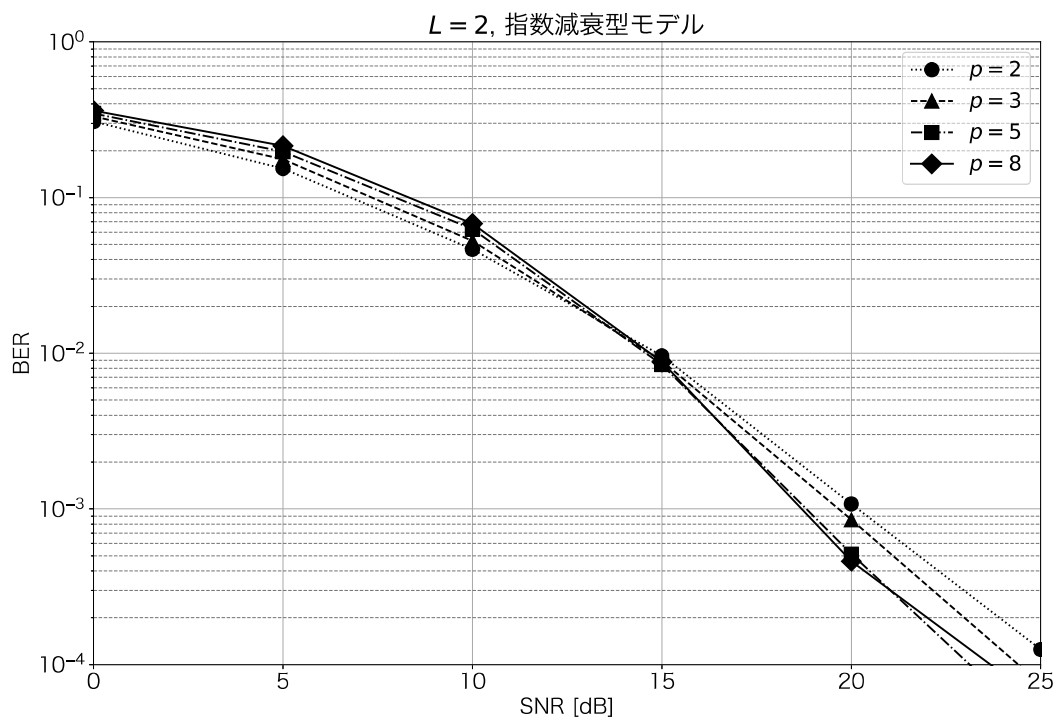


図 5.10 パス数を変化させた場合の BER 特性 ($L = 2$, 指数減衰型モデル)

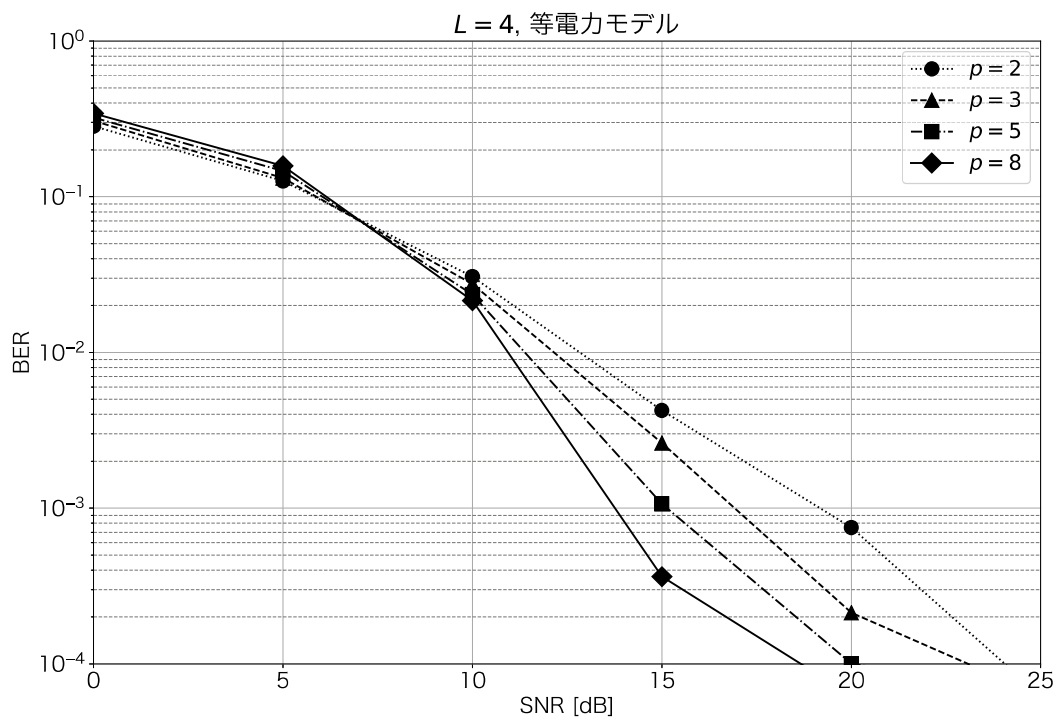


図 5.11 パス数を変化させた場合の BER 特性 ($L = 4$, 等電力モデル)

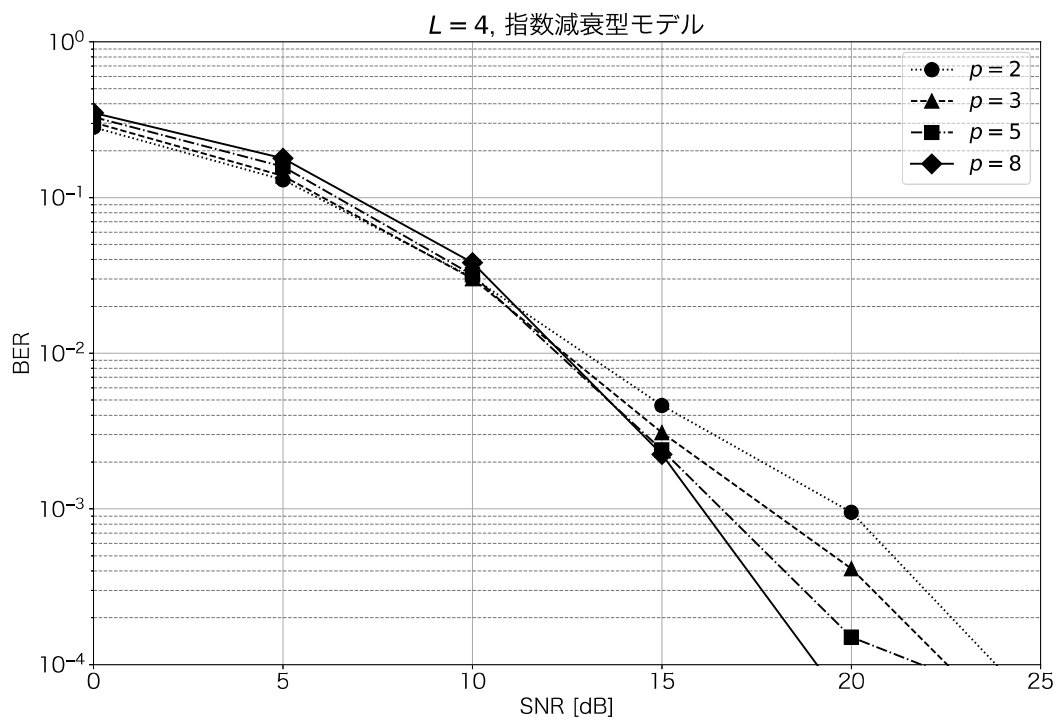


図 5.12 パス数を変化させた場合の BER 特性 ($L = 4$, 指数減衰型モデル)

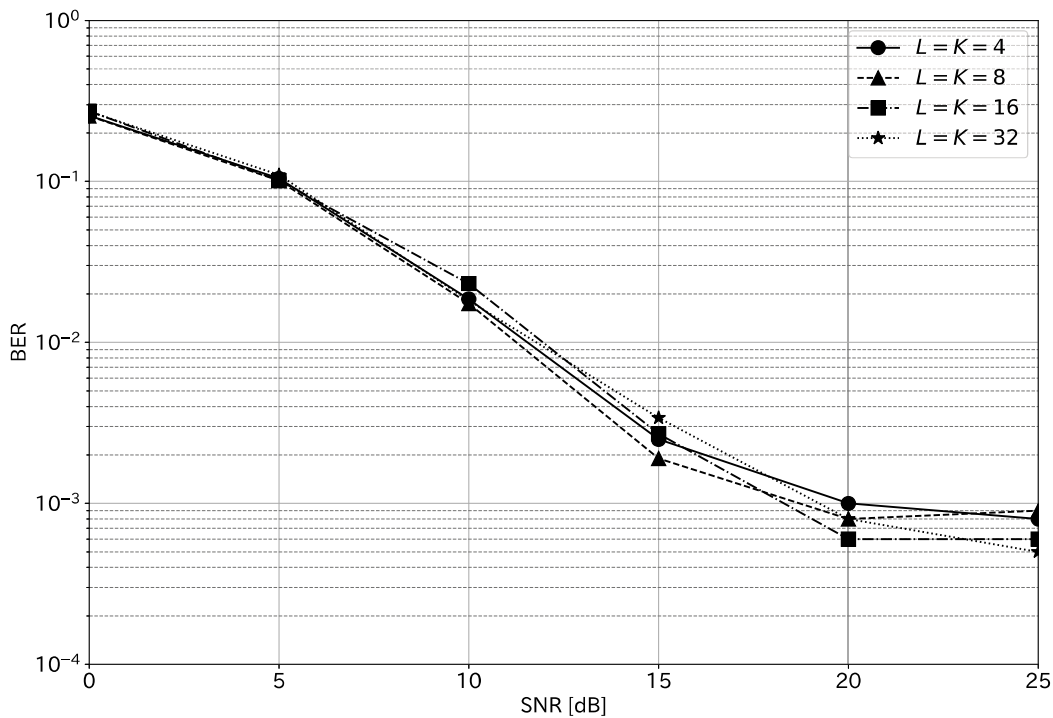


図 5.13 使用系列数をブロックサイズと同じにした場合の BER 特性

5.3.4 まとめ

本節では、複数系列を利用したブロック符号化方式について、その通信性能を検証した。まず、系列を1つのみ使用する従来法において、遅延量がブロックサイズを超えない場合は干渉の影響がなく、遅延量がブロックサイズを超えるに従い、干渉の影響が現れることが確認された。これは、理論通りに零相関領域が K 倍に拡張された効果によるものと考えられる。しかし、従来法においては、ブロックサイズを大きくしていくと、それに伴い BER 特性が劣化することも確認された。これは、ブロックサイズに伴いレイク受信における行列の次元も大きくなり、雑音の誤差による影響が増大するためと考えられる。また、従来法は SNR=20dB において BER が 10^{-3} という一般的な設計目標に対し、基本的にその性能に達していないことが確認できた。

一方、提案法は従来法と比べ、全体的に BER 特性が改善されており、さらに、使用する系列数を増やすたびに通信性能は向上することが確認できた。これは、レイク受信の行列の次数が小さくなり、雑音の誤差による影響が減少したためと考えられる。また、提案法において、系列数を4以上とすることにより、BER が SNR20dB における目標値 10^{-3} に達することも確認できた。

マルチパスレイリーフェージング環境下で遅延波のパス数を変化させた場合には、パス数

を増すほど BER 特性が改善することが確認できた。これは、パス数が多いほうがパイロット信号を利用した通信路推定に用いることができる情報量が増していくためと考えられる。また、この場合でも使用系列数は多いほうが、BER 特性は改善する。これは、ブロックサイズを変化させた場合と同様に、逆行列計算の次数が小さくなり、雑音の誤差による影響が減少したためと考えられる。

さらに、収容ユーザ数は減少してしまうものの、使用系列数をブロックサイズと同数、すなわち、ブロックのすべての情報ビットが別の系列で拡散される構成とすることで、ブロックサイズを変更しても BER 特性の劣化は見られないことが確認できた。これは、各系列の自己相関値のみを用いて高速に情報検出可能であり、レイク受信自体が不要となるため、シンプルな回路構成で高信頼な通信が実現可能である。使用系列数を増やすと多重ユーザ数が減少するため、システムの目標とする性能や多重ユーザ数を考える必要があるが、提案方式は最適な使用系列数を選択することができるため、それらシステムのさまざまな要求に柔軟に対応することができる。

第 6 章

結論

6.1 まとめ

本論文では，すべての多相系列のセットに対応可能な小規模な MFB の設計法を提案し，その有効性を示した．また，準同期 CDMA の同期制御信号との同期を瞬時に得られるような新しいいくつかの同期捕捉方式を提案し，評価した．さらに，他局からの干渉を完全に除去できるブロック符号化技術による高機能な送受信回路の構成について議論した．

MFB の小規模では，アダマール行列を基軸として，その共通となる入力に関係付けてまとめ，さらに，ユニタリ行列が因子分解できることを利用して，回路素子数を減少させた．また，これまで議論がなされていない周期 N に対して N 相以上の相を持つような多相系列に対して，今よく議論されている直交符号でもある Zadoff-Chu 系列セットを具体例として，その MFB の一般化された小規模化について示した．このように，DFT 行列に基づく直交符号であれば，高速フーリエ変換の技術の適用によって容易に小規模化が可能である．

これまで行列表現できなかつた多相系列セットにおいても，その生成関数である論理関数を与えることにより，行列表現が可能となることを示した．これにより論理関数よりシステムティックに小規模化できる方法についても述べた．すなわち，いかなる直交性を有する系列セットにおいても，一般的に，論理関数により表現することで小規模化が可能である．ここで，複素数に拡張したアダマール変換は離散フーリエ変換を内包しているため，これらは最終的には一般化して議論できることを明らかにした．

さらに，3 相 ZCZ 符号に対する設計を与え，実際に FPGA 開発ツールを用いて生成し，ほぼ理論通りに回路素子数の削減効果があることが確かめられた．周期が長くなるほど基本法と提案法の差は大きくなるため，さらに長い周期を持つ多相系列の MFB では，さらに大きな効果が期待できる．また，2 相系列あるいは 4 相系列の場合，加算器および減算器のみで議論でき，さらに回路を削減できる．可能であれば，それらを用いることができる．

MFB を活用することによる新しい同期捕捉方式は，系列セットのうちひとつを同期制御

信号用の系列とし、受信シンボルと他端末に割り当てられたすべての系列との相関特性も利用することで、同期点を強調することができた。提案法ならば、1つの情報フレームでうまく同期制御信号を捉えることができる可能性が高まるので、初回のアクセス確立時や、通信路状況の悪化により通信が一時中断した場合の通信復帰を高速化できる。またこれは、各端末が送信する情報フレームと同一の周波数を利用するので、別に専用の周波数帯や拡散系列を割り当てる必要が無く、回路構成や周波数利用効率の観点からも理に適っている。

従来法は、比較的良好な通信路環境においても一般的な設計目標を達成できず、通信路状況を悪化させると、ほとんど同期制御信号を捕捉できなかった。しかし、提案法はいずれの状況下においても設計目標に対して十分な性能が確認でき、従来法に比べて同期捕捉性能に優れていることが示された。さらに、従来法は同時通信ユーザー数が増えると性能が劣化した。提案法は、むしろユーザー数が増えるほど高性能となり、安定した同期捕捉を行えることが分かった。これは、狭い範囲で無数の端末を収容することが要求される IoT を念頭に置いた無線通信規格として、非常に有益な性質と考えられる。特に、提案法 1 は、拡散符号の直交性という一般的な性質を利用しているため、ZCZ 符号に限らず他の拡散系列でも同様に適用可能であり、また、同期制御信号の出力がインパルス特性に近づくため、必ずしも、拡散系列として鋭い非周期自己相関を持つ直交符号を用いる必要がない。

複数系列を利用したブロック符号化では、系列数の数学的上界を保ったまま零相関領域を利用系列数倍に拡張しつつ、レイク受信によるチャネル推定に必要な逆行列の計算量を $O((K/L)^3)$ と、従来法の $1/L$ 倍の計算負荷で処理できることを示した。従来法は、遅延量がブロックサイズを超えない場合は干渉の影響がなく、零相関領域が K 倍に拡張された効果を確認できた。しかしブロックサイズを大きくしていくと、それに伴い BER 特性が劣化することも確認された。また、一般的な設計目標を達成していないことが確認できた。一方、提案法は従来法と比べ、全体的に BER 特性が改善されており、使用する系列数を増やすたびに通信性能は向上することが確認できた。また、提案法において、系列数を 4 以上とすることにより、一般的な設計目標に達することも確認できた。さらに、ブロックサイズと系列数を同じにすれば逆行列の計算が必要なく、ハードウェアを単純化した上で高信頼な伝送を実現できることも確かめた。

本論文のまとめとして、図 6.1 に、MFB を利用したコンパクトな ZCZ-CDMA のシステム構成を示す。アンテナから入力された受信信号は、まず、AGC AMP で示される自動利得制御アンプにより、受信波の状況や用いる符号の性質に合わせてゲイン調整される。その信号は、Carrier で示される搬送波を加算することで、実軸の値を表す I 信号と、虚軸の値を表す 90 度位相のずれた Q 信号を示すベースバンド信号へ変換されたのち、MFB へ入力される。MFB では、複数の系列との相関値を同時に計算する。quasi-synchronous detection は、準同期信号検出器であり、MFB から同期制御信号系列に対する相関出力を受け、チップ・フレーム・ビットそれぞれのクロックを生成する。Selection of outputs は、出力選択

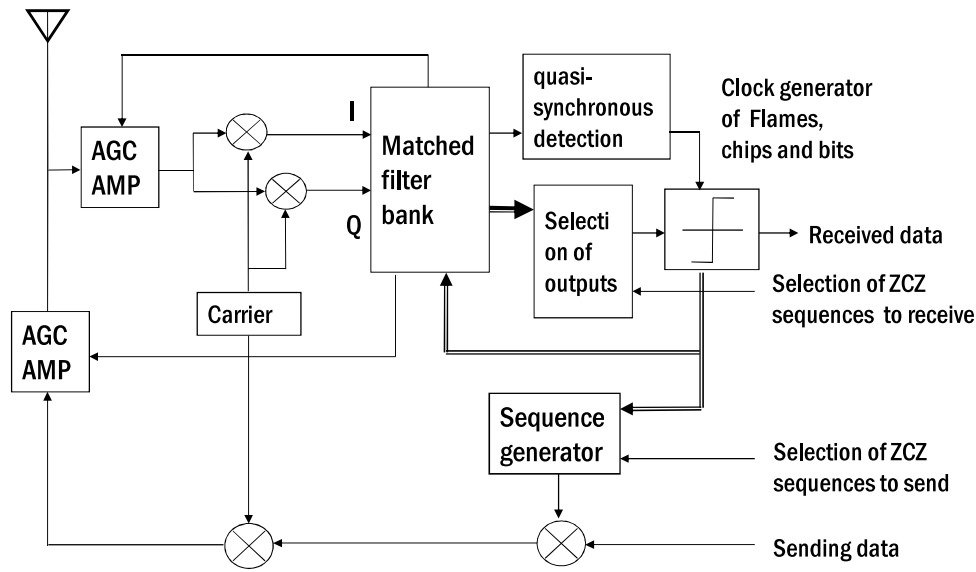


図 6.1 MFB を利用した ZCZ-CDMA のシステム構成

回路であり、MFB から出力される相関値から必要な系列の出力を選択する。なお、ブロック符号化を行う場合は、この後段にブロック符号化回路を配置し、さらにレイク受信器を接続することで可能となる。また、情報を送信する場合は、Sequence generator で示される符号生成器より生成した拡散符号で送信情報を拡散し、ベースバンド信号を得て、さらに搬送波を加算することで変調を行い、AGC AMP を経由したうえでアンテナから送出する。

このように、MFB を用いることで同期制御信号と情報フレームの復調を同じ回路で行い、またブロック符号化を含めたとしても回路の大部分を共有でき、送受信回路全体をコンパクトに実現することができる。さらにこれは、シンプルな構造でありながら、アクセスポイントや同期制御信号発生器も兼用できる高機能な送受信回路となる。

6.2 今後の研究課題

最後に、本研究のさらなる課題と今後の展開について述べる。

本研究において、生成関数である論理関数を与えれば、すべての多相系列において MFB 出力を行列表現することはさほど難しくないという結果を得ている。それは、さまざまな系列における構成法を明確化することで、他の系列セットとの関連付けに大きく役立つものと考えられる。論理関数はその系列セットの素性を表すものといえ、本論文で述べた設計法に関わるのみでなく、既存の系列との違いを明確にするためには非常に重要であることが理解できよう。今まで単に相関特性を満たす系列あるいは系列セットの構成法を与えただけの議論がほとんどであるが、実践的な回路設計を議論するためには、論理関数を導くことが重要である。論理関数と系列セットの関係を熟考し、新しい系列あるいは系列セットを構築できる可能性がある。

提案した新しい同期捕捉方式は、従来法とは逆に、ユーザー数が増えるほど高性能となるという非常に有益な性質を示した。同期制御区間に対応する 1 フレームの受信で即座に同期点を検出できるので、送信側からの情報フレームに対し、受信側は直後の情報フレームで ACK 信号を応答することも可能となる。これまでは同期制御信号を一度では確実に捕捉できないことを前提としたメディアアクセス制御 (MAC) 層の設計が一般であった。しかし、本論文で提案した方式では、同期制御信号の同期後に情報フレームを送信し、相手からの応答信号がない場合に再送信するような、今までにない同期追従せずに情報を送受信できる移動体ネットワークを構築可能な MAC プロトコルに発展できるものと考えられる。

ZCZ 符号の性質を利用する同期捕捉方式の応用として、それ以外の特徴を持つ系列、例えば零シフトを除く偶数シフトにおける非周期自己相関関数の値が 0 となる偶差直交系列 (E 系列) などへの適用による性能検証は興味深い。また、これらの同期捕捉以外の新たな方式への応用も考えられよう。

複数系列を利用したブロック符号化において、単に複数のビット列を複数の系列で拡散するだけでなく、拡散時にその系列の前後関係を入れ替えて、その位置関係も含めて符号化することで、 2^M 以上の組み合わせ数があれば、M ビットを同時伝送できる方式が考えられる。それにより、高信頼性を保ったままで、伝送容量を増すことも議論されるべきである。

さらに、例えばコンサートホールやトンネル内など、事前にどの程度の超遅延が発生するか予測可能な環境であれば、環境に合うように系列数を調整することで、高信頼な通信を行える送受信機を非常に単純なハードウェアを用いて実現できる可能性がある。

本博士論文での議論は、光を用いた光無線通信や、音波を用いた音波通信にもほぼそのまま応用が可能であり、同分野でもさらなる応用や発展を期待できる。光無線通信ではマルチパスがほぼ存在せず、干渉への議論がさらに簡潔になる。また、空中から場所を移し、海水

を含む水中通信への展開も楽しみな課題である。最後に、これらの議論が今後の研究に役立てば幸いである。

謝辞

本論文は著者が山口大学大学院創成科学研究科システム・デザイン工学系専攻博士課程に在籍中の研究成果をまとめたものです。

指導教官である同専攻・松藤信哉教授には、本研究に関わる機会を与えて頂いたうえ、その遂行にあたっては終始、熱いご指導と激励を賜りました。そこでは研究者の心構えを含め、研究の楽しさと奥深さを教えてくださいました。これは私にとって何事にも代え難い貴重な財産となりました。深く感謝いたします。

本論文審査において副査を務めていただきました同専攻・浜本義彦教授、多田村克己教授、山口真悟教授には、多数の至らない部分があった本論文への的確なご指摘、ご助言を頂きました。心より感謝いたします。

特に、同専攻・松元隆博准教授には、本論文の副査を務めていただいたうえ、常日頃から研究に対する有益なご意見を頂き、学会や研究会への参加、慣れない学内手続きにあたっていつもご配慮を頂きました。心より感謝いたします。

同専攻・井田悠太助教には、投稿論文の原稿チェックにおいてお忙しいにも関わらず、いつもすぐにご対応くださり、詳細で明確なご指摘をくださいました。心より感謝いたします。

最後に、本論文執筆にあたり、これまでも私を信じて常にあたたかく応援してくれた両親、連休に出かけられなくてもそれでも文句ひとつなく明るく励まし続けてくれた妻、遊びたい盛りにも関わらずずっと我慢してくれていた娘に心から感謝します。

参考文献

- [1] P. Fan and M. Darnell, Sequence Design for Communications Applications, Research Studies Press, Oct. 1996.
- [2] 松藤 信哉, 今村 恭己, “最適な周期相関値をもつ擬似乱数系列のクラス,” 電子情報通信学会論文誌 A, vol.76, no.4, pp.704–706, April 1993.
- [3] W. Alltop, “Complex sequences with low periodic correlations (Corresp.),” IEEE Transactions on Information Theory, vol.26, no.3, pp.350–354, May 1980.
- [4] N. Suehiro and M. Hatori, “Modulatable orthogonal sequences and their application to SSMA systems,” IEEE Transactions on Information Theory, vol.34, no.1, pp.93–100, Jan. 1988.
- [5] L. Welch, “Lower bounds on the maximum cross correlation of signals (corresp.),” IEEE Transactions on Information Theory, vol.20, no.3, pp.397–399, May 1974.
- [6] D. Sarwate, “Bounds on crosscorrelation and autocorrelation of sequences (Corresp.),” IEEE Transactions on Information Theory, vol.25, no.6, pp.720–724, Nov. 1979.
- [7] D. Chu, “Polyphase codes with good periodic correlation properties (Corresp.),” IEEE Transactions on Information Theory, vol.18, no.4, pp.531–532, July 1972.
- [8] J.W. Cooley and J.W. Tukey, “An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series,” Mathematics of Computation, vol.19, no.90, pp.297–301, 1965.
- [9] J.A. Davis and J. Jedwab, “Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using Golay sequences and Reed-Muller codes,” Electronics Letters, vol.33, no.4, pp.267–268, Feb. 1997.
- [10] H.G. Myung, J. Lim, and D.J. Goodman, “Single carrier FDMA for uplink wireless transmission,” IEEE Vehicular Technology Magazine, vol.1, no.3, pp.30–38, Sept. 2006.
- [11] M.M.U. Gul, X. Ma, and S. Lee, “Timing and frequency synchronization for OFDM downlink transmissions using Zadoff-Chu sequences,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol.14, no.3, pp.1716–1729, March 2015.
- [12] P.Z. Fan, N. Suehiro, N. Kuroyanagi, and X.M. Deng, “Class of binary sequences

- with zero correlation zone,” *Electronics Letters*, vol.35, no.10, pp.777–779, May 1999.
- [13] X. Tang, P. Fan, D. Li, and N. Suehiro, “Binary array set with zero correlation zone,” *Electronics Letters*, vol.37, no.13, pp.841–842, Jan. 2001.
- [14] M. Golay, “Complementary series,” *IRE Transactions on Information Theory*, vol.7, no.2, pp.82–87, April 1961.
- [15] C. Tseng and C. Liu, “Complementary sets of sequences,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.18, no.5, pp.644–652, Sept. 1972.
- [16] 末広 直樹, “倍数差直交系列と完全相補系列系,” *電子情報通信学会論文誌 A*, vol.J65-A, no.12, pp.1247–1253, Dec. 1982.
- [17] T. Hayashi, “Binary sequences with orthogonal subsequences and a zero-correlation zone: Pair-preserving shuffled sequences,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.85, no.6, pp.1420–1425, June 2002.
- [18] H. Torii, M. Nakamura, and N. Suehiro, “A new class of polyphase sequence sets with optimal zero-correlation zones,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.E88-A, no.7, pp.1987–1994, July 2005.
- [19] X. Tang, P. Fan, and J. Lindner, “Multiple binary ZCZ sequence sets with good cross-correlation property based on complementary sequence sets,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.56, no.8, pp.4038–4045, Aug. 2010.
- [20] K. Takatsukasa, S. Matsufuji, and Y. Tanada, “Formalization of binary sequence sets with zero correlation zone,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.E87-A, no.4, pp.887–891, April 2004.
- [21] X. Tang, P. Fan, and S. Matsufuji, “Lower bounds on correlation of spreading sequence set with low or zero correlation zone,” *Electronics Letters*, vol.36, no.6, pp.551–552, March 2000.
- [22] T. Matsumoto, S. Matsufuji, T. Kojima, and U. Parampalli, “Orthogonal and ZCZ sets of real-valued periodic orthogonal sequences from Huffman sequences,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.E94.A, no.12, pp.2728–2736, Dec. 2011.
- [23] S. Matsufuji, N. Kuroyanagi, N. Suehiro, and P. Fan, “Two types of polyphase sequence sets for approximately synchronized CDMA systems,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.E86-A, no.1, pp.229–234, Jan. 2003.
- [24] P. Fan and L. Hao, “Generalized orthogonal sequences and their applications in

- synchronous CDMA systems,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.E83-A, no.11, pp.2054–2069, Nov. 2000.
- [25] S. Matsufuji, “Non-binary sequence sets with zero correlation zone for AS-CDMA systems,” *Proceedings of Fifth International Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications*, pp.89–98, Sept. 2001.
- [26] T. Hayashi, T. Maeda, and S. Matsufuji, “A generalized construction scheme of a zero-correlation zone sequence set with a wide inter-subset zero-correlation zone,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.E95.A, no.11, pp.1931–1936, Nov. 2012.
- [27] O.S. Rothaus, “On “bent” functions,” *Journal of Combinatorial Theory, Series A*, vol.20, no.3, pp.300–305, May 1976.
- [28] P.V. Kumar, “On bent sequences and generalized bent functions,” PhD thesis, University of Southern California, 1983.
- [29] S. Matsufuji, “Real-valued bent function and its applications to the design of balanced quadriphase sequences with optimal correlation properties,” *Lecture Note in Computer Science*, vol.508, pp.113–121, 1991.
- [30] S. Matsufuji and K. Imamura, “Balanced quadriphase sequences with optimal periodic correlation properties constructed by real-valued bent functions,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.39, no.1, pp.305–310, Jan. 1993.
- [31] S. Matsufuji and K. Imamura, “On p-Ary bent sequences,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.E78-A, no.9, pp.1257–1260, Sept. 1995.
- [32] S. Matsufuji, T. Hayashi, S. Kuroda, Y. Ida, and T. Matsumoto, “On bent ZCZ codes,” *Proceedings of the Seventh International Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications*, pp.196–199, Sept. 2015.
- [33] 松藤 信哉, 林 隆史, 黒田 翔, “Bent 型 ZCZ 符号と CDMA への適用について,” *電子情報通信学会技術研究報告*, WBS2015-26, pp.69–74, July 2015.
- [34] G. Turin, “An introduction to matched filters,” *IRE Transactions on Information Theory*, vol.6, no.3, pp.311–329, June 1960.
- [35] S.S. Aghaian, *Hadamard Matrices and Their Applications*, Lecture Notes in Mathematics, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1985.
- [36] N. Suehiro, “Factorization of Hadamard matrices,” Graduation thesis, University of Tokyo, 1972.
- [37] N. Suehiro, “Fast algorithms for M-sequence type and E-sequence type Hadamard

- matrices,” Proceedings of IEEE Second International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, 1992, pp.55–58, IEEE, 1992.
- [38] S. Matsufuji and N. Suehiro, “Symmetrical factorization of bent function type complex Hadamard matrices,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.E82-A, no.12, pp.2765–2770, Dec. 1999.
- [39] S. Matsufuji and P. Fan, “Constructions of factorizable multilevel Hadamard matrices,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.E92.A, no.12, pp.3404–3406, Dec. 2009.
- [40] S. Matsufuji and T. Matsumoto, “Logic functions of complementary arrays,” International Journal of Applied Mathematics and Informatics, vol.4, no.1, pp.9–16, 2010.
- [41] S. Matsufuji, T. Matsumoto, and P. Fan, “Even-shift orthogonal arrays,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.E95.A, no.11, pp.1937–1940, Nov. 2012.
- [42] Y. Taki, H. Miyakawa, M. Hatori, and S. Namba, “Even-shift orthogonal sequences,” IEEE Transactions on Information Theory, vol.15, no.2, pp.295–300, March 1969.
- [43] T. Matsumoto, S. Tsukiashi, S. Matsufuji, and Y. Tanada, “The bank of matched filters for an optical ZCZ code using a Sylvester type Hadamard matrix,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.89, no.9, pp.2292–2298, Sept. 2006.
- [44] T. Matsumoto and S. Matsufuji, “Compact matched filter banks of optical ZCZ codes using fast algorithm for M-sequence-type Hadamard matrix,” Journal of Signal Processing, vol.14, no.6, pp.427–432, Nov. 2010.
- [45] K. Kitamura, “Low power consumption CMOS digital matched filter-An application example of the Plastic Hard MacroTM technology,” IPSJ Journal Abstract, vol.42, no.4, pp.219–224, 2001.
- [46] M. Lieu and T. Chiueh, “A low-power digital matched filter for direct-sequence spread-spectrum signal acquisition,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.36, no.6, pp.933–943, June 2001.
- [47] 松元 隆博, 棚田 嘉博, 佐藤 公則, 長澤 庸二, “シフト直交実数有限長系列に対する高速デジタルマッチトフィルタの試作,” 電子情報通信学会論文誌 A, vol.84, no.3, pp.374–386, 2001.
- [48] T. Matsumoto, “Compact matched filter for integrand code using a real-valued shift-orthogonal finite-length sequence,” IEICE Transactions on Fundamentals of

- Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.E93-A, no.11, pp.2328–2331, Nov. 2010.
- [49] J. Massey, “Optimum Frame Synchronization,” *IEEE Transactions on Communications*, vol.20, no.2, pp.115–119, April 1972.
- [50] A. Abudoukeremu, S. Kuroda, Y. Ida, T. Matsumoto, and S. Matsufuji, “On a multicarrier code division multiple access system without interference for high speed transmission,” *電子情報通信学会技術研究報告*, RCS2014-160, pp.25–30, Oct. 2014.
- [51] S. Zhou, G. Giannakis, and C. Le Martret, “Chip-interleaved block-spread code division multiple access,” *IEEE Transactions on Communications*, vol.50, no.2, pp.235–248, Feb. 2002.
- [52] L. Yang and G. Giannakis, “Multistage block-spreading for impulse radio multiple access through ISI channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.20, no.9, pp.1767–1777, Dec. 2002.
- [53] S. Matsufuji, T. Matsumoto, T. Matsuo, and N. Kuroyanagi, “A ZCZ-CDMA system with high tolerance to frequency selective fading,” *Proceedings of the Fifth International Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications*, pp.157–160, Oct. 2011.
- [54] S. Matsufuji, T. Matsumoto, T. Hayashida, T. Hayashi, N. Kuroyanagi, and P. Fan, “On a ZCZ code including a sequence used for a synchronization symbol,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.E93.A, no.11, pp.2286–2290, Nov. 2010.
- [55] T. Hayashida, S. Matsufuji, T. Matsumoto, and P. Fan, “Construction of ZCZ codes with low aperiodic autocorrelation,” *Journal of Signal Processing*, vol.16, no.6, pp.477–485, Nov. 2012.
- [56] 大橋 祐平, 黒田 翔, 井田 悠太, 松元 隆博, 松藤 信哉, “低い相関特性を有する多相系列について,” *電子情報通信学会技術研究報告*, CS2018-118, pp.65–70, March 2019.
- [57] J. Huang, S. Matsufuji, T. Matsumoto, and N. Kuroyanagi, “A ZCZ-CDMA system with BFSK modulation,” *International Journal of Communication Systems*, vol.25, no.12, pp.1620–1638, Dec. 2012.
- [58] S. Kuroda, T. Matsumoto, Y. Ida, and S. Matsufuji, “Construction of matched filter bank of multiphase ZCZ code reaches mathematical upper bound,” *Communications and Signal Processing*, pp.164–167, Honolulu, Hawaii, USA, March 2019.
- [59] 黒田 翔, 松元 隆博, 井田 悠太, 松藤 信哉, “多相 ZCZ 符号のマッチドフィルターバンクの設計について,” *電子情報通信学会技術研究報告*, SIP2018-77, pp.71–75, Jan. 2019.

- [60] S. Kuroda, S. Matsufuji, T. Matsumoto, Y. Ida, and T. Hayashi, “Design of compact matched filter banks of polyphase ZCZ codes,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.E103-A, no.09, p.8, Sept. 2020.
- [61] S. Kuroda, S. Matsufuji, Y. Ida, and T. Matsumoto, “High-speed synchronization acquisition methods of quasi-synchronous CDMA,” *Journal of Signal Processing*, vol.21, no.6, pp.273–279, Nov. 2017.
- [62] 松藤 信哉, 松元 隆博, 黒田翔, 山口大学, エフエクスシステムズ株式会社, “特許第 6025157 号, WO2014-115693, 特願 2014-558561 : 同期捕捉方法、同期捕捉回路及び無線通信システム,” Nov. 2016.
- [63] S. Kuroda, S. Matsufuji, Y. Ida, and T. Matsumoto, “On a block coding ZCZ-CDMA scheme with high-speed processing,” *Proceedings of the Seventh International Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications*, pp.200–204, IEEE, Bengaluru, India, Sept. 2015.
- [64] 黒田 翔, 小林 一宏, 井田 悠太, 松元 隆博, 松藤 信哉, “高速伝送のためのブロック拡散 ZCZ-CDMA について,” *電子情報通信学会技術研究報告*, WBS2014-81, pp.173–178, March 2015.