

小規模回路による準同期光CDMA方式の 実現に関する研究

Study on Realization of Quasi-Synchronous
Optical CDMA System with Small-Scale Circuit

平成31年3月

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

大平 康旦

概要

近年, LED を用いた照明器具や信号機などの様々な製品が実用化されており, それらの製品の光を用いてデータの伝送を行う光無線通信システムが注目されている. 光無線通信システムは電波法の規制を受けないため, 広い帯域を使うことで高速な通信が期待できる. さらに, 壁やカーテンで光を遮ることで, 外部に情報を漏洩させることのない安全な通信を実現することができる. しかし, 光無線通信を実現する上での問題点として, 複数のユーザが同時に通信を行う際, 希望の光源に隣接する光源からの光が干渉してしまう他局間干渉 (MAI; Multiple Access Interference) が発生することが挙げられる. この問題を解決するための方式として, 符号の直交性を利用して多元接続を実現する光符号分割多元接続 (CDMA; Code Division Multiple Access) 方式が提案されている. この光 CDMA 方式で用いられる拡散符号として, 光直交符号がよく知られているが, その他に拡張プライム符号や変形擬直交 M 系列対などそれぞれ特徴のある相関特性を有する拡散符号が提案され, また, それぞれの符号に合わせた通信方式が提案されている. その中でも, 零相関区間 (ZCZ; Zero-Correlation Zone) を有する光 ZCZ 系列は, その相関特性から準同期の光 CDMA 方式を与えることができ, それは光 ZCZ-CDMA 方式と呼ばれている. この方式は, ユーザ間の同期が完全に取れていなくても MAI を抑圧できるという特長を有している. このユーザ間の同期のあいまいさは ZCZ の大きさによって決まり, これまで ZCZ が 1, または $4z - 2$ (z は自然数) となる系列の生成法が提案されている. この方式の実用化を考えた場合, 信号機やスマートフォンといった LED が用いられている既存の製品に光 CDMA 方式による光無線通信の機能を実装することになる. このような製品は人間工学に配慮してその外観や機能が設計されており, それらを損なわないためにも, 送受信機はなるべく小規模に構成できることが求められる. 光 ZCZ-CDMA 方式ではこれまで, ZCZ が 1, $4z - 2$ となる場合に符号発生器や, 送信されたデータを受信するのに必要となるマッチドフィルタバンクを小規模に構成する手法が提案されている.

本論文では, より柔軟な同期ずれへの耐性をもつ光無線通信を実現するため, ZCZ が 2^z となる光 ZCZ 系列の構成法を与え, さらにこの系列を用いた光

ZCZ-CDMA 方式の送受信機を小規模に構成する手法を提案する。また、提案手法に則って並列伝送実験装置を試作し、実際に光 ZCZ-CDMA 方式による光無線通信を行ない、その性能を評価する。

まず、ZCZ が 1 となる光 ZCZ 系列に対してインターリーブ等の操作を行なうことで ZCZ が 2^z となる系列が構成できることを明らかにした。この構成法は容易に零相関区間を広げることができることから、ユーザ間の同期が大きくずれのような通信環境で用いる系列を構成することが可能となる。

次に、ZCZ が 2^z となる光 ZCZ 系列の符号発生器及びマッチドフィルタバンクの回路規模を小規模に抑える構成法を提案した。一般に、符号発生器をデジタル回路で実現する場合、あらかじめ全系列値を格納した ROM を用いることが多いが、系列長の増加に対して回路規模が系列長の 2 乗のオーダーで増加してしまうという欠点がある。そこで本論文では ROM を用いない符号発生器を提案し、さらに符号発生器を FPGA 上に構成することで、従来の ROM を用いた場合の符号発生器との比較を行なった。その結果、従来法が系列長の増加に対して回路規模が系列長の 2 乗のオーダーで増加し、最大動作周波数は低下するのに対し、提案法は回路規模、最大動作周波数共に線形的な増加あるいはほぼ一定の値に抑えられることが明らかになった。

一方、送信された系列に対して、系列セットに属する全系列と相関処理を行なう回路であるマッチドフィルタバンクを構成するための最も単純な方法は、FIR(Finite Impulse Response) フィルタを全系列分並列に接続するという構成法である。しかし、この構成法では系列長に対して回路規模が系列長の 2 乗のオーダーで増加するという欠点がある。本論文では、光 ZCZ 系列を構成するのに用いられるシルベスタ型アダマール行列の性質と、ZCZ が 2^z となる系列を構成する途中の操作に着目し、系列長の増加に対して従来よりも低いオーダーで構成できる手法を明らかにした。

最後に、実用面での評価のために上記の構成法で作製した符号発生器及びマッチドフィルタバンクと、複数の LED と APD(Avalanche Photodiode) を用いた光 ZCZ-CDMA 並列伝送システムの試作を行った。この装置を用いて伝送実験を行い、多元接続数が 1 つの場合と 3 つの場合で送受信機間の距離を変化させて BER(ビットエラーレート) 特性を評価した。さらに、多元接続数が 3 つの場合でも、非希望局の受信局で干渉として受信された希望局の信号を利用することで、ビットエラーレートの悪化が抑えられることを確認した。

Abstract

Products using light emitting diodes (LED) have been popular in recent years such as traffic lights and room illuminations. In addition, the optical wireless communication system using the LEDs as light source attracts attention. Optical code division multiple access (OCDMA) is very efficient in this system because a lot of LEDs are embedded in those products, OCDMA provides multiple user communication using the multiple LEDs without multiple access interference (MAI). Moreover, the optical direct sequence spread spectrum (DS-SS) system can expect a high-speed communication to be able to use a wide band. MAI cancellation methods with the optical orthogonal code (OOC) or modified prime sequence code (MPSC) have been proposed in the OCDMA system. The OCDMA system using the optical zero-correlation zone (ZCZ) sequence set can detect the desired sequence without the MAI of undesired sequences, even if the synchronization is not perfect between users. The ambiguity of synchronization is dependent on the size of ZCZ. The generation methods of the optical ZCZ sequence set with 1 and $4z - 2$ have been proposed, where z is a natural number. In addition, compact code generators and compact matched filter banks for the optical ZCZ sequence with 1 and $4z - 2$ have been proposed. However, the code generator and matched filter bank for the sequence with ZCZ 2^z have not been considered.

In this paper, new constructions of the code generator and matched filter bank for the optical ZCZ sequence set with ZCZ 2^z are proposed. Furthermore, a transceiver of the optical ZCZ-CDMA system is manufactured by way of trial. This transceiver includes the compact code generators and the matched filter banks constructed by above new methods.

The proposed code generator can be constructed without ROM, have a smaller circuit size and operate faster than the conventional code generator with ROM. This new code generator and the proposed code generator are implemented on field programmable gate array (FPGA), improvement of the circuit size and the maximum clock frequency is confirmed. The proposed

matched filter bank can reduce operation elements, the number of 2-input adders decrease from $O(N^2)$ to $O(N \log_2 N)$, delay elements decrease from $O(N^2)$ to $O(N)$.

The BER performance of the optical ZCZ-CDMA system is evaluated using the transceiver including the above compact code generators and matched filter banks. As a result, the BER performance is improved with equal gain combining (EGC) by the indoor experiment.

目次

第1章	序論	1
1.1	背景と目的	1
1.2	関連研究	3
1.2.1	光CDMA方式に適した拡散符号に関する研究	3
1.2.2	符号発生器に関する研究	6
1.2.3	マッチドフィルタに関する研究	6
1.3	本論文の構成	7
第2章	光ZCZ-CDMA方式	8
2.1	零相関区間が 2^z となる光ZCZ系列セットの定義	8
2.2	$Z_{cz} = 1$ となる光ZCZ系列セットの構成	9
2.3	$Z_{cz} = 2^z$ となる光ZCZ系列セットの構成	12
2.4	光無線通信での変調方式	15
2.5	光ZCZ-CDMA方式	16
第3章	符号発生器の構成	20
3.1	ROMを用いた符号発生器	20
3.2	ROMを用いない符号発生器	21
3.2.1	$Z_{cz} = 1$ の光ZCZ系列の符号発生器の構成	22
3.2.2	$Z_{cz} = 2^z$ の光ZCZ系列の符号発生器の構成	24
3.3	提案法による符号発生器の評価	24
3.3.1	$Z_{cz} = 1$ の光ZCZ系列の符号発生器の評価	24
3.3.2	$Z_{cz} = 2^z$ の光ZCZ系列の符号発生器の評価	25
第4章	マッチドフィルタバンクの構成	30
4.1	並列型のマッチドフィルタバンク	30
4.2	コンパクト型のマッチドフィルタバンク	32
4.2.1	$Z_{cz} = 1$ の光ZCZ系列のマッチドフィルタバンクの構成	32
4.2.2	$Z_{cz} = 2^z$ の光ZCZ系列のマッチドフィルタバンクの構成	34
4.3	提案法によるマッチドフィルタバンクの評価	37
4.3.1	$Z_{cz} = 1$ の光ZCZ系列のマッチドフィルタバンクの評価	37
4.3.2	$Z_{cz} = 2^z$ の光ZCZ系列のマッチドフィルタバンクの評価	38

第 5 章	送受信機の構成	41
5.1	送受信機の試作	41
5.2	並列伝送実験	41
第 6 章	結論	49
6.1	まとめ	49
6.2	今後の課題	50
謝辞		51
参考文献		52

第1章

序論

本章では、研究の背景と目的、研究の位置づけ、本論文の構成について述べる。

1.1 背景と目的

電気や機械といったものが登場する以前の時代から、人類は遠隔地との情報伝達を行うために様々な工夫をしてきた。中でも煙を用いた狼煙は人間の目で信号を捉える最古の光無線通信技術と言えるだろう。それから時を経て、1880年にA. G. Bellによって初となる機械を用いた光無線通信技術、フォトフォンが登場した [1]。フォトフォンは太陽光を光源とし、光を受ける鏡を音声による空気の動きで振動させ、反射光に強弱を作り出すことによって音声を伝達する仕組みで通信を行う装置である。その技術は軍用通信や船舶用通信として実用化され使用されてきた。身近なものとしては、船舶間で送信側が発光信号機（ライトガン）によりモールス符号を光として発信し、受信側が直接、もしくは双眼鏡等を用いて見ることによって受信する方法が思い当たるであろう。

近年は、LEDを用いた照明器具や信号機などの様々な製品が身近にあふれてきており、それらの製品の光を用いてデータの伝送を行う光無線通信が注目を浴びている。光無線通信は電波法の規制を受けないため、広い帯域を使うことで高速な通信が期待できる。これは近年、スマートフォンなどの普及により問題となっているモバイルトラフィックの急増の問題を緩和させる方法としても期待されている。さらに、壁やカーテンで光を遮ることで、外部に情報を漏洩させることのない安全な通信を実現することができる [2, 3, 4, 5]。また、電波と異なり可視光を用いた光無線通信では通信エリア（光）が目で見えることから、受信機の位置を変更することで容易に接続先を変更できる。しかし、光無線通信を実現する上での問題点として、複数のユーザが同時に通信を行う際、希望の光源に隣接する光源からの光が干渉してしまう他局間干渉 (MAI; Multiple Access Interference) が発生することが挙げられる。この問題を解決するための方式として、符号の直交性を利用して多元接続を実現する光符号分割多元接続 (CDMA; Code Division Multiple Access) 方式が提案されている。この光 CDMA 方式で用いられる拡散符号として、光直交符号がよく知られているが、その他、拡張プライム符号や変形擬直交 M 系列対などそれぞれ特徴のある相関特性を有する拡散符号が提案され、また、それぞれの符号に合わせた通信方式が

提案されている [6, 7]. その中でも, 零相関区間 (ZCZ; Zero-Correlation Zone) を有する光 ZCZ 系列は, その相関特性から準同期の光 CDMA 方式を与えることができ, それは光 ZCZ-CDMA 方式と呼ばれている. この方式は, ユーザ間の同期が完全に取れていなくても MAI を抑圧できるという特長を有している. 実際には, ユーザ間を完全に同期させることは大変困難であるため, このように同期のあいまいさを許容できることはシステムを実用化する上で望ましい. このユーザ間の同期のあいまいさは ZCZ の大きさによって決まり, これまで ZCZ が 1, または $4z - 2$ (z は自然数) となる系列の生成法が提案されている [8]. この方式の実用化を考えた場合, 信号機やスマートフォンといった LED が用いられている既存の製品に光 CDMA 方式による光無線通信の機能を実装することになる. このような製品は人間工学に配慮してその外観や機能が設計されており, それらを損なわないためにも, 送受信機はなるべく小規模に構成できることが求められる. 光 ZCZ-CDMA 方式ではこれまで, ZCZ が 1 と $4z - 2$ となる場合に符号発生器 [9, 10] や, 送信されたデータを受信するのに必要となるマッチドフィルタバンク [11, 12, 13] を小規模に構成する手法が提案されている.

本論文では, より柔軟な同期ずれへの耐性をもつ光無線通信を実現するため, ZCZ が 2^z となる光 ZCZ 系列の構成法を与え, さらにこの系列を用いた光 ZCZ-CDMA 方式の送受信機を小規模に構成する手法を提案する. また, 提案手法に則って並列伝送実験装置を試作し, 実際に光 ZCZ-CDMA 方式による光無線通信を行ない, その性能を評価する.

まず, ZCZ が 1 となる光 ZCZ 系列に対してインターリーブ等の操作を行なうことで ZCZ が 2^z となる系列が構成できることを明らかにする. この構成法は容易に零相関区間を広げることができることから, ユーザ間の同期が大きくずれるような通信環境で用いる系列を構成することが可能となる.

次に, ZCZ が 2^z となる光 ZCZ 系列の符号発生器 [14, 15, 16], 及びマッチドフィルタバンク [17, 18] の回路規模を小規模に抑えられる構成法を提案する. 一般に, 符号発生器をデジタル回路で実現する場合, あらかじめ全系列値を格納した ROM を用いることが多いが, 系列長の増加に対して回路規模が系列長の 2 乗のオーダーで増加してしまうという欠点がある. そこで本論文では ROM を用いない符号発生器を提案し, さらに符号発生器を FPGA 上に構成することで, 従来の ROM を用いた場合の符号発生器との比較を行なう.

マッチドフィルタバンクは送信された系列に対して, 系列セットに属する全系列と相関処理を行なう回路である. マッチドフィルタバンクを構成するための最も単純な方法として, FIR (Finite Impulse Response) フィルタを全系列分並列に接続するという構成法があるが, この構成法では系列長の増加に対して回路規模が系列長の 2 乗のオーダーで増加するという欠点がある. 本論文では, 光 ZCZ 系列を構成するのに用いられるシルベスタ型アダマール行列の性質と, ZCZ が 2^z となる系列を構成する途中の操作に着目し, 系列長の増加に対して従来よりも低いオーダーで構成できる手法を明らかにする.

最後に, 実用面での評価のために上記の構成法で作製した符号発生器及びマッチドフィルタバンクと, 複数の LED と APD (Avalanche Photodiode) を用いた光 ZCZ-CDMA 並列伝送システムの試作を行った [19, 20]. この装置を用いて伝送実験を行い, 多元接続数が 1 つの場合と 3 つの場合で送受信機間の距離を変化させてビットエラーレート特性を評価する.

1.2 関連研究

1.2.1 光 CDMA 方式に適した拡散符号に関する研究

CDMA 方式では送信側と受信側で同一の拡散符号を用いることによって多重通信を実現する。最適な拡散符号の相関特性は、同期補足と同期追跡及び RAKE 受信を容易にするために自己相関特性がインパルスであり、他局間の干渉を抑圧するために相互相関関数が全ての時間シフトにおいて 0 であることが望まれるが、両方を同時に満たす拡散符号は理論的に存在しない [21]。これまで、自己相関特性のみがインパルスとなる拡散符号や、時間シフトが 0 の場合のみ相互相関特性が 0 となる拡散符号など様々な拡散符号が提案されている。この拡散符号は、1 と -1 の 2 値を要素とする 2 値系列 (本論文では後述する 1 と 0 を要素とする系列と区別するため、この系列を 2 相系列と以後呼ぶ) が最も基本的な系列であり、その他、整数値を要素とする多値系列、実数値を要素とする実数系列、複素平面上で振幅が 1 となる数値を要素とする多相系列、複素数値を要素とする複素数系列が存在する。光の強度で拡散変調を行う光 CDMA 方式では、負の強度の光が発生できないことから、正の値 (非負値) の要素からなる拡散符号を用いる必要がある。そのような非負値の 1 と 0 の 2 値を要素とする 2 値を用いた 2 値系列が最も基本的な系列であり、光直交符号、拡張プライム符号系列が有名である。

光直交符号は光 CDMA 方式用の拡散符号として最も知られている系列である [6, 21]。この光直交符号は "直交" が使用されているが、自己相関特性、または相互相関特性が直交しているわけではない。この符号は自己相関関数のピーク値 w と自己相関関数のサイドローブの最大値 ρ_a 、相互相関関数の最大値 ρ_c によって符号が決定する。また、これらの 3 つのパラメータは自由に選択出来るわけではなく、生成法によって選べるパラメータが制限される。なお、非負値の要素をもつ系列の相関値は非負値になることに注意しよう。

ここで、自己相関関数のサイドローブの最大値 ρ_a と相互相関関数の最大値 ρ_c が等しく、 $\rho_a = \rho_c = \rho_{max}$ の場合、系列数 M は

$$M \leq \frac{(N-1)(N-2)\cdots(N-\rho_{max})}{w(w-1)\cdots(w-\rho_{max})} \quad (1.1)$$

を満たす。これは Johnson 上界と呼ばれる。例えば、 $\rho_a = \rho_c = 1$ の場合、

$$M \leq \frac{N-1}{w(w-1)} \quad (1.2)$$

を満たす。

また、自己相関関数のサイドローブの最大値 ρ_a が、 $\rho_a = \rho_c + m$ 、 m は任意の非負の整数の場合、系列数 M は

$$M \leq \frac{(N-1)(N-2)\cdots(N-\rho_c)(\rho_c+m)}{w(w-1)\cdots(w-\rho_c)} \quad (1.3)$$

を満たす。これは Yang-Fuja 上界と呼ばれる。例えば、 $\rho_c = 1$ 、 $\rho_a = m + 1$ の場合、

$$M \leq \frac{(N-1)(m+1)}{w(w-1)} \quad (1.4)$$

を満たす. 式 (1.2) と式 (1.4) より, 自己相関関数のサイドローブの最大値を相互相関関数の最大値より m 大きくすれば, 系列数を最大 $m + 1$ 倍に増やすことができる.

ここで表 1.1 に自己相関値のサイドローブの最大値 ρ_a と相互相関値の最大値 ρ_c が $\rho_a = \rho_c = 1$ の場合の代表的な光直交符号のパラメータを示す [22, 23, 24, 25]. 光直交符号をそ

表 1.1: 代表的な光直交符号

構成法	系列長 N	重み w	自己相関値のサイドローブ最大値 ρ_a	相互相関値の最大値 ρ_c
Bitan-Etzion I	$2p^{*1}$	4	1	1
Bitan-Etzion II	$3p^{*2}$	4	1	1
Bitan-Etzion III	$6p^{*3}$	4	1	1
Wilson I	$w(w-1)M+1^{*4}$	$2m+1^{*5}$	1	1
Wilson II	$w(w-1)M+1^{*4}$	$2m^{*5}$	1	1
Yang I	$w(w-1)M+1^{*4}$	$4m+2^{*5}$	1	1
Yang II	$w(w-1)M+1^{*4}$	$4m+3^{*5}$	1	1

*1 $p = 6M + 1$ で, 素数

*2 $p = 4M + 1 \equiv 5 \pmod{8}$ で, 素数

*3 $p = 12k + 7 \equiv 7 \pmod{12}$ で, 素数

*4 N は素数

*5 m は任意の整数

のまま光 CDMA 方式に適用する場合, 例えば, データ"1"を送信する場合は系列を送信し, データ"0"を送信する場合は系列を送らないオンオフキーイング(OOK)によって変調を行う. その場合, 閾値を相関出力のピーク値と0の間に設定する必要があるが, 伝送距離の変動等による振幅の変動によって閾値を調整する必要があるが, システムが煩雑になる. この変調方式の他に, 閾値を0値に固定できるEWO(Equal Weight Orthogonal)方式が提案されているが, この方式は2つの系列をペアにして使用する必要があるため, 系列数が少ない光直交符号には適していない. また, 相互相関値が常に0になる保証が無いことより, MAIを完全には除去できないという問題がある.

一方, 拡張プライム符号(MPSC; Modified Prime Sequence Code)は, 1991年にKwongらによって提案された系列で, 光直交符号と同様に相関値が全て非負値となる符号である[7]. この符号は長さ $N = p^2$, p は素数のとき, p 個のサブセットが生成でき, そのサブセット内には p 個の系列が存在する. この系列の相関特性は, 自己相関関数のピーク値 w が系列長が $N = p^2$, p は素数のとき $w = \sqrt{N} = p$ をとり, 時間シフトが0の相互相関値がサブセット内ならば0と直交し, サブセット外同士では1と固定の値となる.

また, 長さ $N = p^2$ の符号の系列数 M は, p 個のサブセット内にそれぞれ p 個の系列が生成できるため, 全ての系列の合計が $M = p^2 = N$ となり, 系列数が多い. したがって, 系列数を多く必要とするEWO方式に適用しやすい. さらに, 自己相関がピーク値を取るタイミングで相互相関が常に0となる相関特性を持つため, MAIを完全に除去することが可能である. ただし, MAIを除去するためには常にユーザ間が完全に同期している必

要がある。この符号はさらに2008年に松嶋らによって一般化され、Kwongらが素数 p の素体から長さ $N = p^2$ の符号を構成していたが、松嶋らは p^m の拡大体から長さ $N = p^{2m}$ の符号を構成できる設計法を提案し、系列の集合を増やしている[26]。なお、系列数 M と自己相関関数のピーク値 w は素体から構成した場合と同じく、 $M = N$ 、 $w = \sqrt{N}$ である。

次に、非負値の1と0の2値を要素とする2値を用いた2値系列と1と-1の2値(2相とも言える)を用いた2相系列の対の集合について述べる。この系列は、前者を送信時に、後者を受信時に用いれば、光CDMA方式に適用できる。このような系列の対は、擬直交M系列対と光ZCZ系列セットがよく知られている。

擬直交M系列対は、2007年に小沢らによって提案された系列で、1と0を要素とする2値系列と1と-1を要素とする2相系列の対からなる系列である[27, 28]。擬直交M系列対の系列数 M は、一般的な直交系列セットと同様に

$$M \leq N \quad (1.5)$$

の上界を満たす。この系列は長さ $N = 2^n$ 、 n は任意の整数のとき、

$$M = N - 1 \quad (1.6)$$

の系列が存在する。この系列の相関特性は、自己相関関数のピーク値 w が $w = N/2$ をとり、時間シフトが0の相互相関値が0となる。また、2値系列の1と0を反転させた2値系列と2相系列との相関関数は、元の系列との相関値が正負逆転したものとなる。したがって、そのままこの系列を光CDMA方式に用いても、EWO方式と同様に閾値を0値にできる。また、前述の相互相関特性よりシフト0にて直交しているために、他局間干渉のない同期光CDMA方式を実現できる。この系列の基本アイデアは、1987年に末広らが提案した1と-1からなるM系列とそれの-1を0にした系列の対を作る方法で、それらの相関関数は完全にインパルスとなる[29]。この擬直交M系列対は片方を1と-1の要素からなるM系列型アダマール系列セットとし、もう一方をそれを末広の方法と同様に1と0の要素からなる系列に変更した系列の対からなる系列対のセットである。

一方、光ZCZ系列セットは、2003年に高橋らによって提案された系列で、擬直交M系列対と同様に1と0を要素とする2値系列と1と-1を要素とする2相系列の対からなる系列である[8, 30]。擬直交M系列対と異なるのは、相関特性が、零相関区間と呼ばれる区間で、自己相関関数のサイドローブ、及び相互相関関数が0となる特性を有していることである。この系列を光CDMA方式に適用すれば、擬直交M系列対と同様に閾値を0値にすることができ、また、ユーザ間の同期ずれ発生しても、それがこの零相関区間内に収まっていればMAIを除去することが可能である。つまり、この系列を用いれば他局間干渉のない準同期光CDMA方式を実現できる。この系列はこれまで零相関区間 Zcz が1, $4z - 2$ 、 z は任意の整数となる系列の構成法が与えられている。光ZCZ系列セットの系列数 M は、一般的なZCZ系列セットと同様に

$$M \leq \frac{N}{Zcz + 1} \quad (1.7)$$

の上界を満たす[31]。零相関区間が $Zcz = 1$ の光ZCZ系列セットは、長さ $N = 2^n$ 、 n は任意の整数に対して、

$$M = \frac{N}{2} - 2 \quad (1.8)$$

の系列が存在する．同様に，零相関区間が $Zcz = 4z - 2$ の光 ZCZ 系列セットは，長さ $N = (4z - 1)2^n$ ， n は任意の整数に対して，

$$M = \frac{N}{Zcz + 1} - 1 \quad (1.9)$$

の系列が存在する．

1.2.2 符号発生器に関する研究

光 CDMA 方式の送信側では拡散符号で拡散変調を行うために，符号を発生させる回路が必要となる．通信機を小規模で実現するためには，この符号発生器を小規模で構成できることが重要となる．

系列に特化せずどのような系列でも発生できる符号発生器として，系列値を全て ROM(Read Only Memory) に格納して，バイナリカウンタなどでアクセスすること発生させることができる．

ある特定の系列のみ発生させる符号発生器であれば，最も有名なものとして M 系列発生器がある．M 系列は D フリップフロップで構成したシフトレジスタと排他的論理和 (Ex-OR) 素子で構成した線形帰還シフトレジスタ (LFSR) で容易に発生できる [21, 32, 33]．

同様に，同じ長さ N の 2 つの M 系列をチップ毎に排他的論理和で合成して得られる Gold 系列も上記の異なる M 系列発生器の出力を Ex-OR 素子で接続するだけで構成できる．

また，この LFSR で発生される M 系列にトレース関数を適用することによって擬似乱数としての特性を向上させた GWM 系列 [34, 35] は LFSR と ROM によって構成される．

LFSR を用いない符号発生器として，マッチドフィルタのインパルス応答が時間反転した系列になることを利用して構成する方法が 1996 年に松元らによって提案されている [36]．特に容易に生成できない実数値系列などの発生や系列値をオーバーラップして発生させたい場合 [37] に有効である．

その他，系列値を論理関数で表現出来る場合はバイナリカウンタと組み合わせ回路で符号発生器を構成できる．この方法で発生させられる代表的な系列として，シルベスタ型アダマール系列が挙げられる．また，アダマール系列を元にして生成した系列もこの方法が適用できる．2005 年に松元らは零相関区間が 1 と $4z - 2$ の光 ZCZ 系列セットに対する符号発生器の構成法を提案している [9, 10, 38]．

1.2.3 マッチドフィルタに関する研究

光 CDMA 方式の受信側では拡散符号で相関処理を行うために，マッチドフィルタが必要となる．通信機を小規模で実現するためには，このマッチドフィルタを小規模で構成できることが重要となる．

系列に特化せずどのような系列とでも相関処理ができるマッチドフィルタとして，直接型 FIR フィルタの係数を時間反転した系列値にすることで構成できる．LSI 技術が発達していない当初は入力ビット数が 1 ビットである硬判定マッチドフィルタが試みられた

[39]. その後, LSI 技術の発達に伴い入力ビット数が多ビットである軟判定マッチドフィルタが試みられた [40]. また, 実用化のために消費電力を少なくする工夫が種々なされた [41, 42, 43, 44, 45].

ある特定の系列に特化したマッチドフィルタは, これまでほとんど提案されていない. これは系列の構成法を利用することで, マッチドフィルタを小規模に構成させる. このことで低消費電力化も期待できる. これまで提案されたものとして, 1999 年に松元らによって長さ $N = 2^n + 1$ の Huffman 系列 (シフト直交実数有限長系列とも呼ぶ) のマッチドフィルタ [46, 47] が, 2001 年に任意の長さの同系列のマッチドフィルタ [48] がそれぞれ提案されている,

マッチドフィルタとは, 1つの系列との相関関数を求めるものであるが, 似たようなものに, 系列の集合内の全ての系列との相関関数を求めるマッチドフィルタバンクがある. これは複数の系列の中から1つ, もしくは複数の系列を選択して送信することで伝送速度を向上させる M-ary 方式 (CSK(Code Shift Keying) 方式とも呼ばれる), 並列組合せ方式等に利用される. そのようなものに, 長さ $2^m + 1$ のシフト直交実数有限長系列セット [49], 偶数長の実数 ZCZ 有限長系列セット [50], 長さ $2^m + 1$ の実数 ZCZ 有限長系列セット [51], 光 ZCZ 系列セット [11, 12, 13] に対するマッチドフィルタバンクの小規模な構成法が提案されている.

1.3 本論文の構成

本博士論文は以下の構成で記す. 第1章では, 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. 第2章では, 光 ZCZ 系列セットの定義と本論文が取り扱う零相関区間が 2^m となる系列の構成法, そして光 ZCZ-CDMA 方式の原理について述べる. 第3章では, 前述の課題を解決するための符号発生器の小規模となる構成法について述べる. また, 符号発生器を FPGA 上に実装し, 回路規模と最大動作周波数の評価を行なうことで, 提案手法の有効性を明らかにする. 第4章では, 全系列の相関処理を行なうことのできるマッチドフィルタバンクの回路規模を小規模に抑える構成法について述べる. また, マッチドフィルタバンクを FPGA 上に実装し, 回路規模の評価を行なうことで, 提案手法の有効性を明らかにする. 第5章では, 実際に上記の手法を用いて FPGA 上に実装した符号発生器とマッチドフィルタバンクに, LED や APD を組み合わせて基本的な送受信機を試作し, ビット誤り率特性を評価する伝送実験を行なった結果を述べる. この送受信機は, 第3章と第4章で述べる構成法を用いることで小規模で実現できる. また, この実験では LED を用いた光無線通信の欠点である伝送距離を延ばせない問題を複数の受光素子を備えた受信機を複数使用することによって解決することを試みている. 通常, 受信機を複数使用すれば, 回路規模が大きくなるがこの問題は第4章のマッチドフィルタの小規模な構成法によって低減させている.

第6章では, 本論文のまとめと今後の展望について述べる.

第2章

光ZCZ-CDMA方式

本章では、光ZCZ-CDMA方式について述べる。まず、光ZCZ系列セットを定義し、本論文で扱う零相関区間が 2^z となる系列の生成方法について述べる。また、光ZCZ系列セットを用いたCDMA方式について説明する。

2.1 零相関区間が 2^z となる光ZCZ系列セットの定義

長さ N で、1と -1 からなる2相系列 $a_N^{j,z}$ と、1と0からなる2値系列 $\hat{a}_N^{j,z,d}$ をそれぞれ

$$a_N^{j,z} = \left(a_{N,0}^{j,z}, a_{N,1}^{j,z}, \dots, a_{N,i}^{j,z,d}, \dots, a_{N,N-1}^{j,z} \right) \quad (2.1)$$

$$a_{N,i}^{j,z} \in \{1, -1\}$$

$$\hat{a}_N^{j,z,d} = \left(\hat{a}_{N,0}^{j,z,d}, \hat{a}_{N,1}^{j,z,d}, \dots, \hat{a}_{N,i}^{j,z,d}, \dots, \hat{a}_{N,N-1}^{j,z,d} \right) \quad (2.2)$$

$$\hat{a}_{N,i}^{j,z,d} \in \{1, 0\}$$

$$d \in \{1, 0\}$$

と表記する。ただし、 j は系列番号、 i は順序変数、 z は正の整数で零相関区間 Zcz は $Zcz = 2^z$ である。これらの系列の対の集合 A^z を

$$A^z = \{(a_N^{0,z}, \hat{a}_N^{0,z,d}), (a_N^{1,z}, \hat{a}_N^{1,z,d}), \dots, (a_N^{j,z}, \hat{a}_N^{j,z,d}), \dots, (a_N^{M,z}, \hat{a}_N^{M,z,d})\} \quad (2.3)$$

とする。ただし、 M は系列数とする。このとき、系列 a_N^j と $\hat{a}_N^{j',d}$ の周期相関関数を、

$$\rho_{a_N^j, \hat{a}_N^{j',d}, i'} = \sum_{i=0}^{N-1} a_{N,i}^{j,z} \hat{a}_{N,(i+i') \bmod N}^{j',z,d} \quad (2.4)$$

と定義する。ここで、 i' はシフト数を意味する。この周期相関関数が、

$$\rho_{a_N^j, \hat{a}_N^{j',d}, i'} = \begin{cases} w & ; i' = 0, j = j', d = 0 \\ -w & ; i' = 0, j = j', d = 1 \\ 0 & ; i' = 0, j \neq j' \\ 0 & ; 1 \leq |i'| \leq 2^z \end{cases} \quad (2.5)$$

となる集合 A^z を零相関区間 $Zcz = 2^z$ を有する光 ZCZ 系列セットと呼ぶ。ただし、 w は 2 値系列 $a_N^{j,z,d}$ の系列値 1 の数に等しい。本論文では便宜的に、周期相関関数が $j = j'$ のときを周期自己相関関数、 $j \neq j'$ のときを周期相互相関関数と呼ぶことにする。

2.2 $Zcz = 1$ となる光 ZCZ 系列セットの構成

ここではまず、零相関区間 $Zcz = 2^z$ の光 ZCZ 系列セットを構成するために必要となる、 $Zcz = 2^0 = 1$ の光 ZCZ 系列セットの構成法について述べる。

長さ $N_1 = 2^{n_1}$ 、 $n_1 = 1, 2, \dots$ のシルベスタ型アダマール符号を

$$\mathbf{H}_{N_1} = \left[h_{N_1}^0, h_{N_1}^1, \dots, h_{N_1}^j, \dots, h_{N_1}^{N_1-1} \right]^T \quad (2.6)$$

$$h_{N_1}^j = \left(h_{N_1,0}^j, h_{N_1,1}^j, \dots, h_{N_1,i}^j, \dots, h_{N_1,N_1-1}^j \right) \quad (2.7)$$

$$h_{N_1,i}^j \in \{1, -1\}$$

と表す。ただし、 j は系列番号、 i は順序変数、 T は転置行列を意味する。ここでシルベスタ型アダマール行列 \mathbf{H}_{N_1} は、

$$\mathbf{H}_{N_1} = \mathbf{H}_{\frac{N_1}{2}} \otimes \mathbf{H}_2 \quad (2.8)$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

として定義される。ここで、 \otimes 演算はクロネッカ積を示す。

長さ $N = 2N_1$ の 2 相系列 $a_N^{j,0}$ の系列値 $a_{N,i}^{j,0}$ を、

$$\begin{aligned} a_{N,i}^{j,0} &= \begin{cases} h_{\frac{N}{2},i}^0 \cdot h_{\frac{N}{2},i}^j & ; 0 \leq i \leq \frac{N}{2} - 1 \\ -h_{\frac{N}{2},i}^1 \cdot h_{\frac{N}{2},i}^j & ; \frac{N}{2} \leq i \leq N - 1 \end{cases} \\ &= \begin{cases} h_{\frac{N}{2},i}^j & ; 0 \leq i \leq \frac{N}{2} - 1 \\ (-1)^{i+1} h_{\frac{N}{2},i}^j & ; \frac{N}{2} \leq i \leq N - 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (2.10)$$

で与える。

このとき、系列番号 $j = 0, 1$ の系列を除いた 2 相系列 $a_N^{j,0}$ の周期相関関数が、

$$\begin{aligned} \rho_{a_N^{j,0}, a_N^{j',0}, i'} &= \sum_{i=0}^{N-1} a_{N,i}^{j,0} a_{N,(i+i') \bmod N}^{j',0} \\ &= \begin{cases} N & ; i' = 0, j = j' \\ 0 & ; i' = 0, j \neq j' \\ 0 & ; i' = \pm 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (2.11)$$

となるので、この系列の集合 $\{a_N^{2,0}, a_N^{3,0}, \dots, a_N^{N/2-1,0}\}$ は、長さ $N = 2N_1$ 、零相関区間 $Zcz = 1$ 、系列数 $M = N/2 - 2 = N/(ZCZ + 1) - 2$ の ZCZ 系列セットとなる。また、系列の平均値が

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{N-1} a_{N,i}^{j,0} &= \sum_{i=0}^{N/2-1} h_{\frac{N}{2},i}^j + \sum_{i=0}^{N/2-1} (-1)^{i+1} h_{\frac{N}{2},i}^j \\ &= \sum_{i=0}^{N/2-1} h_{\frac{N}{2},i}^0 h_{\frac{N}{2},i}^j - \sum_{i=0}^{N/2-1} h_{\frac{N}{2},i}^1 h_{\frac{N}{2},i}^j \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.12)$$

なので、特に上記集合は平衡 ZCZ 系列セットと呼ばれる。ただし、 $j = 0, 1$ は除く。

次に、この 2 相系列 $a_N^{j,0}$ に対応する 2 値系列 $\hat{a}_N^{j,0,d}$ を

$$\hat{a}_{N,i}^{j,0,d} = \frac{1 + (-1)^d a_{N,i}^{j,0}}{2} \quad (2.13)$$

で与えたとき、系列番号 $j = 0, 1$ の系列を除いた 2 相系列 $a_N^{j,0}$ と 2 値系列 $\hat{a}_N^{j,0,d}$ との周期相関関数は

$$\begin{aligned} \rho_{a_N^{j,0}, \hat{a}_N^{j',0,d}, i'} &= \sum_{i=0}^{N-1} a_{N,i}^{j,0} \hat{a}_{N,(i+i') \bmod N}^{j',0,d} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ a_{N,i}^{j,0} + (-1)^d a_{N,i}^{j,0} a_{N,(i+i') \bmod N}^{j',0} \right\} \\ &= \frac{(-1)^d}{2} \rho_{a_N^{j,0}, a_N^{j',0}, i'} \\ &= \begin{cases} \frac{N}{2} & ; i' = 0, j = j', d = 0 \\ -\frac{N}{2} & ; i' = 0, j = j', d = 1 \\ 0 & ; i' = 0, j \neq j' \\ 0 & ; i' = \pm 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (2.14)$$

となる。したがって、この 2 相系列と 2 値系列の対の集合

$$A^0 = \{(a_N^{2,0}, \hat{a}_N^{2,0,d}), (a_N^{3,0}, \hat{a}_N^{3,0,d}), \dots, (a_N^{\frac{N}{2}-1,0}, \hat{a}_N^{\frac{N}{2}-1,0,d})\} \quad (2.15)$$

は、長さ $N = 2N_1$ 、零相関区間 $Zcz = 2^0 = 1$ 、系列数 $M = \frac{N}{2} - 2 = \frac{N}{Zcz+1} - 2$ の光 ZCZ 系列セット A^0 となる。

例として、長さが $N = 2N_1 = 2 \times 4 = 8$ で、零相関区間が $Zcz = 1$ で、系列数が $M = N/2 - 2 = 2$ の光 ZCZ 系列セットを生成する。まず、 4×4 のシルベスタ系列は式

(2.8) と式 (2.9) より,

$$\begin{aligned}
\mathbf{H}_4 &= \begin{bmatrix} h_4^0 \\ h_4^1 \\ h_4^2 \\ h_4^3 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} h_{4,0}^0 & h_{4,1}^0 & h_{4,2}^0 & h_{4,3}^0 \\ h_{4,0}^1 & h_{4,1}^1 & h_{4,2}^1 & h_{4,3}^1 \\ h_{4,0}^2 & h_{4,1}^2 & h_{4,2}^2 & h_{4,3}^2 \\ h_{4,0}^3 & h_{4,1}^3 & h_{4,2}^3 & h_{4,3}^3 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} + & + & + & + \\ + & - & + & - \\ + & + & - & - \\ + & - & - & + \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.16}$$

として求められる。ただし、1 を + と、-1 を - とそれぞれ表記している。

式 (2.10) より、長さ 8 の 2 相系列 $a_8^{j,0}$ は、

$$\begin{aligned}
a_8^{0,0} &= (a_{8,0}^{0,0}, a_{8,1}^{0,0}, \dots, a_{8,i}^{0,0}, \dots, a_{8,7}^{0,0}) \\
&= (h_{4,0}^0, h_{4,1}^0, h_{4,2}^0, h_{4,3}^0, -h_{4,0}^0, h_{4,1}^0, -h_{4,2}^0, h_{4,3}^0) \\
&= (+, +, +, +, -, +, -, +)
\end{aligned} \tag{2.17}$$

$$\begin{aligned}
a_8^{1,0} &= (h_{4,0}^1, h_{4,1}^1, h_{4,2}^1, h_{4,3}^1, -h_{4,0}^1, h_{4,1}^1, -h_{4,2}^1, h_{4,3}^1) \\
&= (+, -, +, -, -, -, -, -)
\end{aligned} \tag{2.18}$$

$$\begin{aligned}
a_8^{2,0} &= (h_{4,0}^2, h_{4,1}^2, h_{4,2}^2, h_{4,3}^2, -h_{4,0}^2, h_{4,1}^2, -h_{4,2}^2, h_{4,3}^2) \\
&= (+, +, -, -, -, +, +, -)
\end{aligned} \tag{2.19}$$

$$\begin{aligned}
a_8^{3,0} &= (h_{4,0}^3, h_{4,1}^3, h_{4,2}^3, h_{4,3}^3, -h_{4,0}^3, h_{4,1}^3, -h_{4,2}^3, h_{4,3}^3) \\
&= (+, -, -, +, -, -, +, +)
\end{aligned} \tag{2.20}$$

と求められる。式 (2.13) より、長さ 8 の 2 値系列 $\hat{a}_8^{j,0,d}$ は、

$$\begin{aligned}
\hat{a}_8^{2,0,0} &= (\hat{a}_{8,0}^{2,0,0}, \hat{a}_{8,1}^{2,0,0}, \dots, \hat{a}_{8,i}^{2,0,0}, \dots, \hat{a}_{8,7}^{2,0,0}) \\
&= (+, +, 0, 0, 0, +, +, 0) \\
\hat{a}_8^{2,0,1} &= (0, 0, +, +, +, 0, 0, +) \\
\hat{a}_8^{3,0,0} &= (+, 0, 0, +, 0, 0, +, +) \\
\hat{a}_8^{3,0,1} &= (0, +, +, 0, +, +, 0, 0)
\end{aligned}$$

と求められる。この 2 相系列 $a_8^{j,0}$ と 2 値系列 $\hat{a}_8^{j,0,d}$ の対の集合は、零相関区間が $Zcz = 2^0 = 1$ で系列数が $M = 2$ の光 ZCZ 系列セットとなる。

ここで、自己相関関数は式 (2.4) より、それぞれ

$$\begin{aligned}
\rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{2,0,0}, i'} &= (\rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{2,0,0}, 0}, \rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{2,0,0}, 1}, \dots, \rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{2,0,0}, i'}, \dots, \rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{2,0,0}, 7}) \\
&= (\underline{4}, 0, -2, 0, 0, 0, -2, \underline{0}) \\
\rho_{a_8^{3,0}, \hat{a}_8^{3,0,0}, i'} &= (\underline{4}, 0, -2, 0, 0, 0, -2, \underline{0}) \\
\rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{2,0,1}, i'} &= (\underline{-4}, 0, 2, 0, 0, 0, 2, \underline{0}) \\
\rho_{a_8^{3,0}, \hat{a}_8^{3,0,1}, i'} &= (\underline{-4}, 0, 2, 0, 0, 0, 2, \underline{0})
\end{aligned}$$

のように求められる。ここで、下線部が零相関区間であり、 $i' = \pm 1$ で相関値が 0 となっていることが確認できる。なお、 $i' = -1 \pmod{8} \equiv 7$ であることに注意しよう。また、 $d = 0$ と $d = 1$ の場合でシフト 0 の値が正負逆になっていることがわかる。

同様に、相互相関関数は、それぞれ

$$\begin{aligned}
\rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{3,0,0}, i'} &= (\rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{3,0,0}, 0}, \rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{3,0,0}, 1}, \dots, \rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{3,0,0}, i'}, \dots, \rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{3,0,0}, 7}) \\
&= (\underline{0}, 0, 2, 0, -4, 0, 2, \underline{0}) \\
\rho_{a_8^{3,0}, \hat{a}_8^{2,0,0}, i'} &= (\underline{0}, 0, 2, 0, -4, 0, 2, \underline{0}) \\
\rho_{a_8^{2,0}, \hat{a}_8^{3,0,1}, i'} &= (\underline{0}, 0, -2, 0, 4, 0, -2, \underline{0}). \\
\rho_{a_8^{3,0}, \hat{a}_8^{2,0,1}, i'} &= (\underline{0}, 0, -2, 0, 4, 0, -2, \underline{0}).
\end{aligned}$$

のように求められる。これより、零相関区間の $i' = 0, \pm 1$ で相関値が 0 となっていることが確認できる。

2.3 $Zcz = 2^z$ となる光 ZCZ 系列セットの構成

長さ N ，系列番号 $j = 2k, k = 0, \dots, \frac{M}{2} - 1$ の 2 相系列 $a_N^{j,z}$ を，

$$\begin{aligned}
a_N^{j,z} &= (a_{N,0}^{j,z}, a_{N,1}^{j,z}, \dots, a_{N,2i}^{j,z}, a_{N,2i+1}^{j,z}, \dots, a_{N,N-2}^{j,z}, a_{N,N-1}^{j,z}) \\
&= (a_{\frac{N}{2},0}^{j,\frac{z}{2}}, -a_{\frac{N}{2},0}^{j+1,\frac{z}{2}}, \dots, a_{\frac{N}{2},i}^{j,\frac{z}{2}}, -a_{\frac{N}{2},i}^{j+1,\frac{z}{2}}, \dots, a_{\frac{N}{2},\frac{N}{2}-1}^{j,\frac{z}{2}}, -a_{\frac{N}{2},\frac{N}{2}-1}^{j+1,\frac{z}{2}}) \quad (2.21)
\end{aligned}$$

のようにインターリーブすることで与える。ただし、 $Zcz = 2^z$ ， z を正の整数とする。同様に，長さ N ，系列番号 $j = 2k + 1, k = 0, \dots, \frac{M}{2} - 1$ の 2 相系列 $a_N^{j,z}$ を，

$$a_N^{j,z} = (a_{\frac{N}{2},0}^{j-1,\frac{z}{2}}, a_{\frac{N}{2},0}^{j,\frac{z}{2}}, \dots, a_{\frac{N}{2},i}^{j-1,\frac{z}{2}}, a_{\frac{N}{2},i}^{j,\frac{z}{2}}, \dots, a_{\frac{N}{2},\frac{N}{2}-1}^{j-1,\frac{z}{2}}, a_{\frac{N}{2},\frac{N}{2}-1}^{j,\frac{z}{2}}) \quad (2.22)$$

で与える。

次に，この 2 相系列 $a_N^{j,z}$ に対応する 2 値系列 $\hat{a}_N^{j,z,d}$ を

$$\hat{a}_{N,i}^{j,z,d} = \frac{1 + (-1)^d a_{N,i}^{j,z}}{2} \quad (2.23)$$

で与えたとき，系列番号が $j \leq (\log_2 Zcz + 1) \bmod 2$ となる系列を除いた 2 相系列 $a_{N,i}^{j,z}$ と 2 値系列 $\hat{a}_{N,i}^{j,z,d}$ との周期相関関数 $\rho_{a_{N,i}^{j,z}, \hat{a}_{N,i}^{j',z,d}, i'}$ は

$$\rho_{a_{N,i}^{j,z}, \hat{a}_{N,i}^{j',z,d}, i'} = \begin{cases} \frac{N}{2} & ; i' = 0, j = j', d = 0 \\ -\frac{N}{2} & ; i' = 0, j = j', d = 1 \\ 0 & ; i' = 0, j \neq j' \\ 0 & ; 1 \leq |i'| \leq 2^z \end{cases} \quad (2.24)$$

となる．したがって，この 2 相系列と 2 値系列の対の集合は，長さ N ，零相関区間 $Zcz = 2^z, z = 1, 2, \dots$ ，系列数 $M = \frac{N}{2Zcz} - 2 + \log_2 (Zcz) \bmod 2$ の光 ZCZ 系列セット A^z となる．

例として，長さが $N = 4N_1 = 4 \times 4 = 16$ で，零相関区間が $Zcz = 2^1 = 2$ で，系列数が $M = N/2 - 2 = 6$ の光 ZCZ 系列セットを生成する．長さ 16 の 2 相系列は，前節で求めた長さ 8 で零相関区間が $Zcz = 2^0 = 1$ の 2 相系列 $a_8^j, j = 0, 1, 2, 3$ を式 (2.21) と式 (2.22) によってインターリーブすることによって，

$$\begin{aligned} a_{16}^{0,1} &= (a_{16,0}^{0,1}, a_{16,1}^{0,1}, \dots, a_{16,i}^{0,1}, \dots, a_{16,15}^{0,1}) \\ &= (a_{8,0}^{0,0}, -a_{8,0}^{1,0}, a_{8,1}^{0,0}, -a_{8,1}^{1,0}, a_{8,2}^{0,0}, -a_{8,2}^{1,0}, a_{8,3}^{0,0}, -a_{8,3}^{1,0}, a_{8,4}^{0,0}, -a_{8,4}^{1,0}, a_{8,5}^{0,0}, -a_{8,5}^{1,0}, \\ &\quad a_{8,6}^{0,0}, -a_{8,6}^{1,0}, a_{8,7}^{0,0}, -a_{8,7}^{1,0}) \\ &= (+, -, +, +, +, -, +, +, -, +, +, +, -, +, +, +) \\ a_{16}^{1,1} &= (a_{8,0}^{0,0}, a_{8,0}^{1,0}, a_{8,1}^{0,0}, a_{8,1}^{1,0}, a_{8,2}^{0,0}, a_{8,2}^{1,0}, a_{8,3}^{0,0}, a_{8,3}^{1,0}, a_{8,4}^{0,0}, a_{8,4}^{1,0}, a_{8,5}^{0,0}, a_{8,5}^{1,0}, a_{8,6}^{0,0}, a_{8,6}^{1,0}, a_{8,7}^{0,0}, a_{8,7}^{1,0}) \\ &= (+, +, +, -, +, +, +, -, -, -, +, -, -, -, +, -) \\ a_{16}^{2,1} &= (a_{16,0}^{0,1}, a_{16,1}^{0,1}, \dots, a_{16,i}^{0,1}, \dots, a_{16,15}^{0,1}) \\ &= (a_{8,0}^{2,0}, -a_{8,0}^{3,0}, a_{8,1}^{2,0}, -a_{8,1}^{3,0}, a_{8,2}^{2,0}, -a_{8,2}^{3,0}, a_{8,3}^{2,0}, -a_{8,3}^{3,0}, a_{8,4}^{2,0}, -a_{8,4}^{3,0}, a_{8,5}^{2,0}, -a_{8,5}^{3,0}, \\ &\quad a_{8,6}^{2,0}, -a_{8,6}^{3,0}, a_{8,7}^{2,0}, -a_{8,7}^{3,0}) \\ &= (+, -, +, +, -, +, -, -, -, +, +, +, +, -, -, -) \\ a_{16}^{3,1} &= (a_{8,0}^{2,0}, a_{8,0}^{3,0}, a_{8,1}^{2,0}, a_{8,1}^{3,0}, a_{8,2}^{2,0}, a_{8,2}^{3,0}, a_{8,3}^{2,0}, a_{8,3}^{3,0}, a_{8,4}^{2,0}, a_{8,4}^{3,0}, a_{8,5}^{2,0}, a_{8,5}^{3,0}, a_{8,6}^{2,0}, a_{8,6}^{3,0}, a_{8,7}^{2,0}, a_{8,7}^{3,0}) \\ &= (+, +, +, -, -, -, -, +, -, -, +, -, +, +, -, +) \end{aligned}$$

と求められる．ここで，系列値の総和は，系列番号 $j = 0$ を除いて

$$\sum_{i=0}^{15} a_{16}^{j,1} = 0 \quad (2.25)$$

と系列が平衡するので，系列番号 $j = 0$ を除いた $a_{16}^{1,1}, a_{16}^{2,1}, a_{16}^{3,1}$ の $M = 3$ の系列が使用できる．なお， $M = \frac{N}{2Zcz} - 2 + \log_2 (Zcz) \bmod 2 = \frac{16}{2 \times 2} - 2 + \log_2 (2) \bmod 2 = 3$ と系列数が正しいことが確認できる．

式 (2.23) より, 長さ 16 の 2 値系列 $\hat{a}_{16}^{j,1,d}$ は,

$$\begin{aligned}
\hat{a}_{16}^{1,1,0} &= (\hat{a}_{16,0}^{1,1,0}, \hat{a}_{16,1}^{1,1,0}, \dots, \hat{a}_{16,i}^{1,1,0}, \dots, \hat{a}_{16,15}^{1,1,0}) \\
&= (+, +, +, 0, +, +, +, 0, 0, 0, +, 0, 0, 0, +, 0) \\
\hat{a}_{16}^{1,1,1} &= (0, 0, 0, +, 0, 0, 0, +, +, +, 0, +, +, +, 0, +) \\
\hat{a}_{16}^{2,1,0} &= (+, 0, +, +, 0, +, 0, 0, 0, +, +, +, +, 0, 0, 0) \\
\hat{a}_{16}^{2,1,1} &= (0, +, 0, 0, +, 0, +, +, +, 0, 0, 0, 0, +, +, +) \\
\hat{a}_{16}^{3,1,0} &= (+, +, +, 0, 0, 0, 0, +, 0, 0, +, 0, +, +, 0, +) \\
\hat{a}_{16}^{3,1,1} &= (0, 0, 0, +, +, +, +, 0, +, +, 0, +, 0, 0, +, 0)
\end{aligned}$$

と求められる. この 2 相系列 $a_{16}^{j,1}$ と 2 値系列 $\hat{a}_{16}^{j,1,d}$ の対の集合は, 零相関区間が $Zcz = 2^1 = 2$ で系列数が $M = 3$ の光 ZCZ 系列セットとなる.

ここで, 自己相関関数は式 (2.4) より, それぞれ

$$\begin{aligned}
\rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,0}, i'} &= (\underbrace{\rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,0}, 0}, \rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,0}, 1}, \rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,0}, 2}, \dots, \rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,0}, i'}, \dots, \rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,0}, 14}, \rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,0}, 15}}_{\text{zero correlation zone}}) \\
&= (8, 0, 0, -2, 4, -2, 0, -4, 0, -4, 0, -2, 4, -2, 0, 0) \\
\rho_{a_{16}^{2,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,0}, i'} &= (8, 0, 0, -2, -4, -2, 0, 4, 0, 4, 0, -2, -4, -2, 0, 0) \\
\rho_{a_{16}^{3,1}, \hat{a}_{16}^{3,1,0}, i'} &= (8, 0, 0, 2, -4, 2, 0, -4, 0, -4, 0, 2, -4, 2, 0, 0) \\
\rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,1}, i'} &= (-8, 0, 0, 2, -4, 2, 0, 4, 0, 4, 0, 2, -4, 2, 0, 0) \\
\rho_{a_{16}^{2,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,1}, i'} &= (-8, 0, 0, 2, 4, 2, 0, -4, 0, -4, 0, 2, 4, 2, 0, 0) \\
\rho_{a_{16}^{3,1}, \hat{a}_{16}^{3,1,1}, i'} &= (-8, 0, 0, -2, 4, -2, 0, 4, 0, 4, 0, -2, 4, -2, 0, 0)
\end{aligned}$$

のように求められる. ここで, 下線部が零相関区間であり, $1 \leq |i'| \leq 2$ で相関値が 0 となっていることが確認できる. なお, $i' = -2 \bmod 16 \equiv 14$, $i' = -1 \bmod 16 \equiv 15$ であることに注意しよう. また, $d = 0$ と $d = 1$ の場合でシフト 0 の値が正負逆になっていることがわかる.

同様に、相互相関関数は、それぞれ

$$\begin{aligned}
\rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,0}, i'} &= \left(\rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,0}, 0}, \rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,0}, 1}, \rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,0}, 2}, \dots, \rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,0}, i'} \dots \right), \\
&\quad \left(\rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,0}, 14}, \rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,0}, 15} \right) \\
&= \underline{(0, 0, 0, -2, 0, 2, 0, 0, 0, 0, 2, 0, -2, 0, 0)} \\
\rho_{a_{16}^{2,1}, \hat{a}_{16}^{3,1,0}, i'} &= \underline{(0, 0, 0, 2, 0, -2, 0, -4, 0, 4, 0, 2, 0, -2, 0, 0)} \\
\rho_{a_{16}^{3,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,0}, i'} &= \underline{(0, 0, 0, -2, -4, -2, 0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 2, 0, 0)} \\
\rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{3,1,0}, i'} &= \underline{(0, 0, 0, 2, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 0, -2, -4, -2, 0, 0)} \\
\rho_{a_{16}^{2,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,0}, i'} &= \underline{(0, 0, 0, -2, 0, 2, 0, 0, 0, 0, 0, 2, 0, -2, 0, 0)} \\
\rho_{a_{16}^{3,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,0}, i'} &= \underline{(0, 0, 0, -2, 0, 2, 0, 4, 0, -4, 0, -2, 0, 2, 0, 0)} \\
\rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,1}, i'} &= \underline{(0, 0, 0, 2, 0, -2, 0, 0, 0, 0, 0, -2, 0, 2, 0, 0)} \\
\rho_{a_{16}^{2,1}, \hat{a}_{16}^{3,1,1}, i'} &= \underline{(0, 0, 0, -2, 0, 2, 0, 4, 0, -4, 0, -2, 0, 2, 0, 0)} \\
\rho_{a_{16}^{3,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,1}, i'} &= \underline{(0, 0, 0, 2, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 0, -2, -4, -2, 0, 0)} \\
\rho_{a_{16}^{1,1}, \hat{a}_{16}^{3,1,1}, i'} &= \underline{(0, 0, 0, -2, -4, -2, 0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 2, 0, 0)} \\
\rho_{a_{16}^{2,1}, \hat{a}_{16}^{1,1,1}, i'} &= \underline{(0, 0, 0, 2, 0, -2, 0, 0, 0, 0, 0, -2, 0, 2, 0, 0)} \\
\rho_{a_{16}^{3,1}, \hat{a}_{16}^{2,1,1}, i'} &= \underline{(0, 0, 0, 2, 0, -2, 0, -4, 0, 4, 0, 2, 0, -2, 0, 0)}
\end{aligned}$$

のように求められる。これより、零相関区間の $|i'| \leq 2$ で相関値が0となっていることが確認できる。

2.4 光無線通信での変調方式

光無線通信において、ビット情報の”1”と”0”を伝送するとき、伝送路に合わせ変調を行う必要がある。この変調の代表例として、搬送波の振幅成分に情報をのせる振幅シフトキーイング (ASK ; Amplitude Shift Keying), 周波数成分に情報をのせる周波数シフトキーイング (FSK ; Frequency Shift Keying) 位相成分に情報をのせる位相シフトキーイング (PSK ; Phase Shift Keying) などが挙げられる [52]。

この3つの変調方法は、電波をキャリアとした無線通信に一般的に用いられているが、光をキャリアとする通信でも原理的には同じように、位相、振幅、周波数を変化させることで情報を送信することができる。ASKは発光素子に流す電流を変化させて光の強さを変えれば簡単に実現できるが、光の位相や周波数を情報に対応して変化させるのは一般に困難である。これは光の周波数帯域が電波の帯域よりも2~11桁も高いので、電気信号で位相や周波数を変化させる素子がほとんどないからである [53]。光無線通信によく用いられる変調方式としては、オンオフキーイング (OOK ; On Off Keying) とパルス位置変調 (PPM ; Pulse Position Modulation) がある。このOOKは上述のASKのことである（以下OOKと記す）。図2.1にこの2つの変調方法による変調波形をそれぞれ示す。

OOKで情報を伝送するときは、”1”に対して光をオン、”0”に対して光をオフというように切り替えて変調を行う。OOKはスイッチでオンオフを切替えるのみであることから

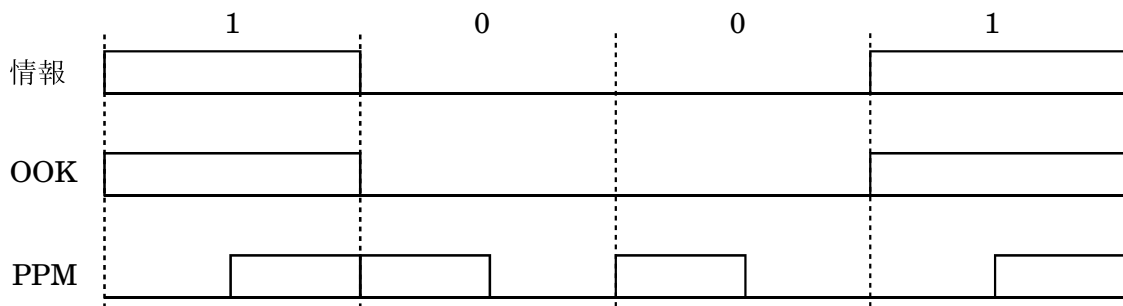


図 2.1: OOK と PPM の変調方法

信号処理が簡単であるという利点がある。しかし，“0”に情報が偏っている場合，光がオフとなっている時間が長くなり，照明光を用いた光無線通信では，光にチラツキが発生することでインフラ本来の役目を果たせなくなってしまうという欠点がある。

一方，PPMで情報を伝送するときは，“1”と“0”に対してそれぞれ異なる位置に光のパルスが発生させることで変調を行う。ビットを“2”つの長さに区切っている図 2.1 における PPM は，2 値 PPM と呼ばれる。他にも，同じ時間間隔で 2 ビット送信できる 4 値 PPM などがある。PPM は情報が“1”であっても“0”であっても必ず光るので，照明光を用いた光無線通信では，光のチラツキは起こらず都合が良い。しかし，欠点としては信号処理が複雑になってしまう点と OOK と同じビットレートにするには，より応答速度の速い光源及び受光素子を用いなければならない点が挙げられる。本研究では，OOK 方式を用いた光無線通信について述べる。

2.5 光 ZCZ-CDMA 方式

準同期 CDMA 方式とは，各局の同期ずれが，ある許容時間内に収まるように制御して通信を行う CDMA 方式であり，その条件を他局による干渉が抑圧できる。準同期 CDMA 方式では，図 2.2 のように同期制御信号を送信する制御局を用意し，送信局，および受信局はこの制御局の信号に同期させて送受信を行う。準同期 CDMA 方式は，この制御信号の精度がある程度悪くても他局間の干渉の影響を抑えられる方式である。前節で述べた光 ZCZ 系列セットは，周期相関関数がシフト O の前後 Z_{cz} の区間が完全に直交しているので，図 2.3 のように，同期ずれをこの Z_{cz} の区間に相当する時間内に収まるように制御できれば，他局による干渉が無い通信を行うことができる。また，この系列セットは送信側で 2 値系列を用いて拡散変調し，受信側で 2 相系列によって相関処理による復調を行うことで，光のオンとオフに対応させることができるため，準同期光 CDMA 方式に最適である。ここで，光 ZCZ 系列セットを用いた準同期光 CDMA 方式を光 ZCZ-CDMA 方式と呼ぶことにしよう。しかし，2 値系列 $\hat{a}_N^{j,z,d}$ をそのまま送信すれば，データ変調を行った際に受信側での相関出力が偶相関特性だけでなく，奇相関特性も表れてしまい，零相関区間が無くなるため他局による干渉を受けてしまう。

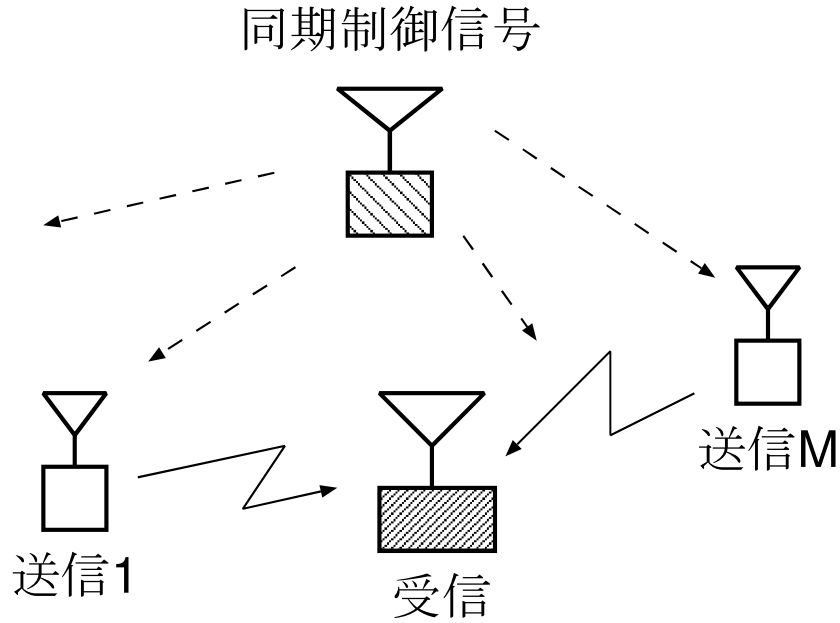


図 2.2: 準同期光 CDMA 方式の制御局と送受信局

そこで,

$$\begin{aligned}
 \alpha_L^{j,z,d} &= \left(\alpha_{L,0}^{j,z,d}, \alpha_{L,1}^{j,z,d}, \dots, \alpha_{L,i}^{j,z,d}, \dots, \alpha_{L,L-1}^{j,z,d} \right) \\
 &= \left(\underbrace{\hat{a}_{N,N-Zcz}^{j,z,d}, \hat{a}_{N,N-Zcz+1}^{j,z,d}, \dots, \hat{a}_{N,N-1}^{j,z,d}}_{Zcz}, \underbrace{\hat{a}_{N,0}^{j,z,d}, \hat{a}_{N,1}^{j,z,d}, \dots, \hat{a}_{N,i+Zcz}^{j,z,d}, \dots, \hat{a}_{N,N-1}^{j,z,d}}_N, \right. \\
 &\quad \left. \underbrace{\hat{a}_{N,0}^{j,z,d}, \hat{a}_{N,1}^{j,z,d}, \dots, \hat{a}_{N,Zcz-1}^{j,z,d}}_{Zcz} \right) \tag{2.26}
 \end{aligned}$$

のように系列が周期的に繰り返すように、2値系列 $\hat{a}_{N,i}^{j,z,d}$ の前後に Zcz 個の系列値を付加した長さ $L = N + 2Zcz$ の拡張2値系列 $\alpha_L^{j,z,d}$ で拡散変調する。受信側では、長さ N の2相系列 $a_N^{j,z}$ で相関処理を行うことで、同期が準同期を許容する範囲内ですれたとしても相関出力が必ず偶の相関特性になるようにする。また、同期点における相関出力も正と負に現れるために、閾値を0値でできる。

図 2.4 に、光 ZCZ 系列セットを用いた光 ZCZ-CDMA 方式を示す。光 CDMA 方式では送受信機での信号処理を光信号のままで行う方が自然な考えであるが、ここでは LSI での実現を想定し電気信号で処理することを考える。

送信機では、符号発生器が入力データ d_j および系列番号 j に対応した2値系列 $\hat{a}_{N,i}^{j,z,d_j}$ を発生させ、E/O 変換器で電気信号が光信号へと変換され、送信される。ここで、2値系列 $\hat{a}_{N,i}^{j,z,d_j}$ は、1と0から構成される系列なので、それぞれを光のオンとオフに対応させることができる。

受信機では、光伝送路を介して入力された光信号を O/E 変換器で電気信号に変換する。そして、この電気信号はマッチドフィルタで2相系列 $a_N^{j,z}$ と相関処理が行なわれ、閾値判定を行ったのち所望のユーザの情報に復調される。式 2.5 より、もし送信機ごとに受信タ

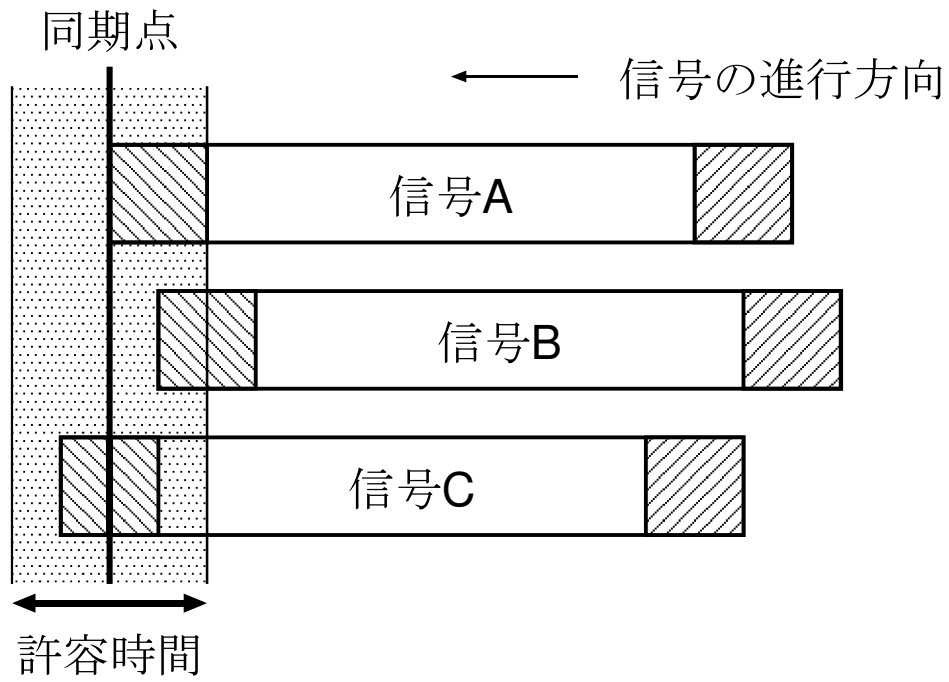


図 2.3: 準同期光 CDMA 方式の他局間のタイミングずれ

タイミングがずれていてもそれが $Z_{cz} = 2^z$ の範囲に収まっていれば, 受信データ \hat{d}_j は閾値判定にて MAI を除去して復調することが可能となる.

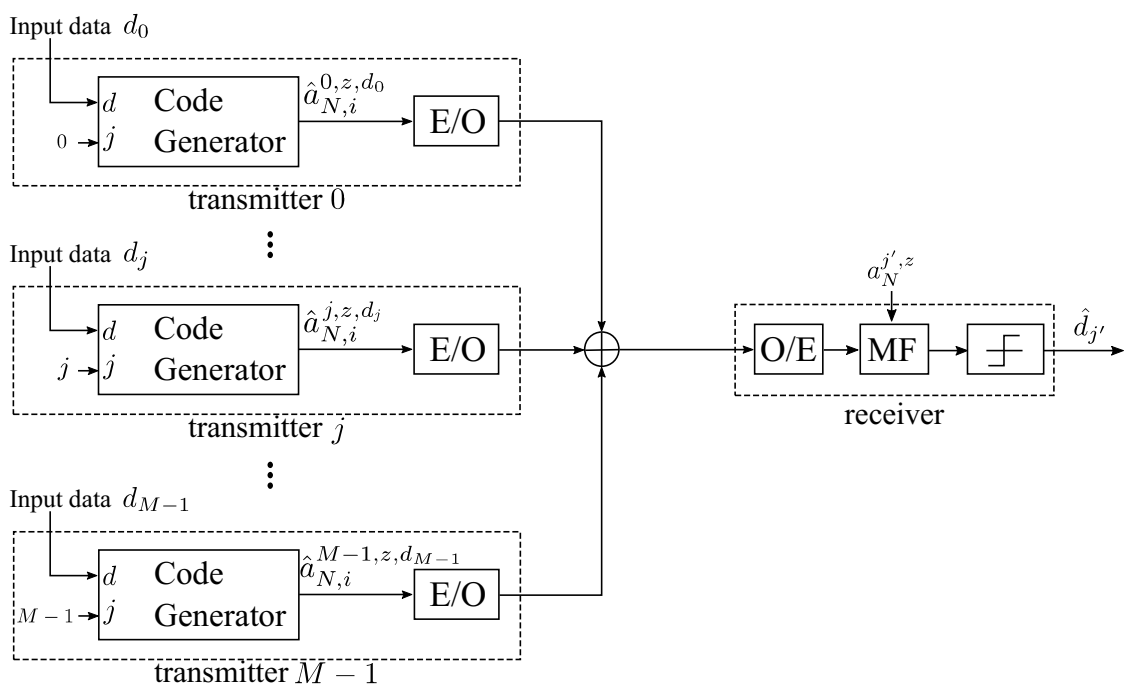


図 2.4: 系列長 N , 系列数 M , 零相関区間 $Zcz = 2^z$, 入力データ d_j の光 ZCZ 系列セットを用いた光 ZCZ-CDMA 方式

第3章

符号発生器の構成

本章では、零相関区間が $Z_{cz} = 2^z$ となる光 ZCZ 系列を生成するための符号発生器を小規模に構成する方法を述べる。

3.1 ROM を用いた符号発生器

一般的に、符号発生器は、使用する系列の全系列値を記録させた ROM とそれを順次アクセスするためのバイナリアップカウンタで構成することができる。この構成法はどのような系列でも発生できる代わりに、ROM の性質上、記憶させている系列の長さや系列数が大きいほど、回路規模が著しく増大するという問題がある。

ここでは、長さ $N = 2^n$ で系列数 $M = 2^m$ の光 ZCZ 系列の符号発生器を ROM を用いて構成する場合を考える。光 ZCZ-CDMA 方式では、送信側に 1 と 0 を要素とする 2 値系列を使用するため、ROM に記録させる系列は 2 値系列となる。ROM に記録された系列値にアクセスするためのアドレスは送信データ d 、系列番号 j 、順序変数 i の組み合わせで構成される。表 3.1 に、アドレスと格納する系列値を対応させたメモリマップを示す。なお、 j_k と i_k はそれぞれ系列番号 j と順序変数 i を

$$j = (j_{m-1}, j_{m-2}, \dots, j_k, \dots, j_0)_2,$$

$$j_k \in \{1, 0\}$$

$$i = (i_{n-1}, i_{n-2}, \dots, i_k, \dots, i_0)_2,$$

$$i_k \in \{1, 0\}$$

と 2 進数表記したときの各桁の値を表し、以下の式の関係となる。

$$j = \sum_{k=0}^{m-1} 2^k j_k \tag{3.1}$$

$$i = \sum_{k=0}^{n-1} 2^k i_k \tag{3.2}$$

ただし、 $n = \log_2 N$ 、 $m = \log_2 M$ である。この ROM を用いて符号発生器を構成する場合、順序変数 i は 1 ずつ増加する値であるため、アップカウンタで表現できる。図 3.1 に

表 3.1: 光 ZCZ 系列を ROM に格納した場合のメモリマップ

d	アドレス								系列値
	j_{m-1}	\cdots	j_1	j_0	i_{n-1}	\cdots	i_1	i_0	$\hat{a}_{N,i}^{j,z,d}$
0	0	\cdots	0	0	0	\cdots	0	0	$\hat{a}_{N,0}^{0,z,0}$
0	0	\cdots	0	0	0	\cdots	0	1	$\hat{a}_{N,1}^{0,z,0}$
\vdots		\vdots				\vdots			\vdots
0	0	\cdots	0	0	1	\cdots	1	1	$\hat{a}_{N,N-1}^{0,z,0}$
\vdots		\vdots				\vdots			\vdots
0	1	\cdots	1	1	0	\cdots	0	0	$\hat{a}_{N,0}^{M-1,z,0}$
0	1	\cdots	1	1	0	\cdots	0	1	$\hat{a}_{N,1}^{M-1,z,0}$
\vdots		\vdots				\vdots			\vdots
0	1	\cdots	1	1	1	\cdots	1	1	$\hat{a}_{N,N-1}^{M-1,z,0}$
1	0	\cdots	0	0	0	\cdots	0	0	$\hat{a}_{N,0}^{0,z,1}$
1	0	\cdots	0	0	0	\cdots	0	1	$\hat{a}_{N,1}^{0,z,1}$
\vdots		\vdots				\vdots			\vdots
1	0	\cdots	0	0	1	\cdots	1	1	$\hat{a}_{N,N-1}^{0,z,1}$
\vdots		\vdots				\vdots			\vdots
1	1	\cdots	1	1	0	\cdots	0	0	$\hat{a}_{N,0}^{M-1,z,1}$
1	1	\cdots	1	1	0	\cdots	0	1	$\hat{a}_{N,1}^{M-1,z,1}$
\vdots		\vdots				\vdots			\vdots
1	1	\cdots	1	1	1	\cdots	1	1	$\hat{a}_{N,N-1}^{M-1,z,1}$

ROM を用いた場合の系列長 N ，系列番号 j ，零相関区間 $Zcz = 2^z$ の光 ZCZ 系列の符号発生器の構成を示す．本論文ではこれ以降，この方式による構成法を従来法と呼ぶこととする．

3.2 ROM を用いない符号発生器

符号発生器を ROM を用いて構成した場合，その回路規模が ROM の大きさに依存し増大することになる．そこで，回路規模を抑えるために ROM を用いない符号発生器の構成法を考える．

零相関区間 $Zcz = 2^z$ の光 ZCZ 系列セットは $Zcz = 1$ の系列を基にインターリーブを繰り返すことによって与えられる．符号発生器でも同様に，まずは $Zcz = 1, z = 0$ の符号発生器の構成法について述べる．

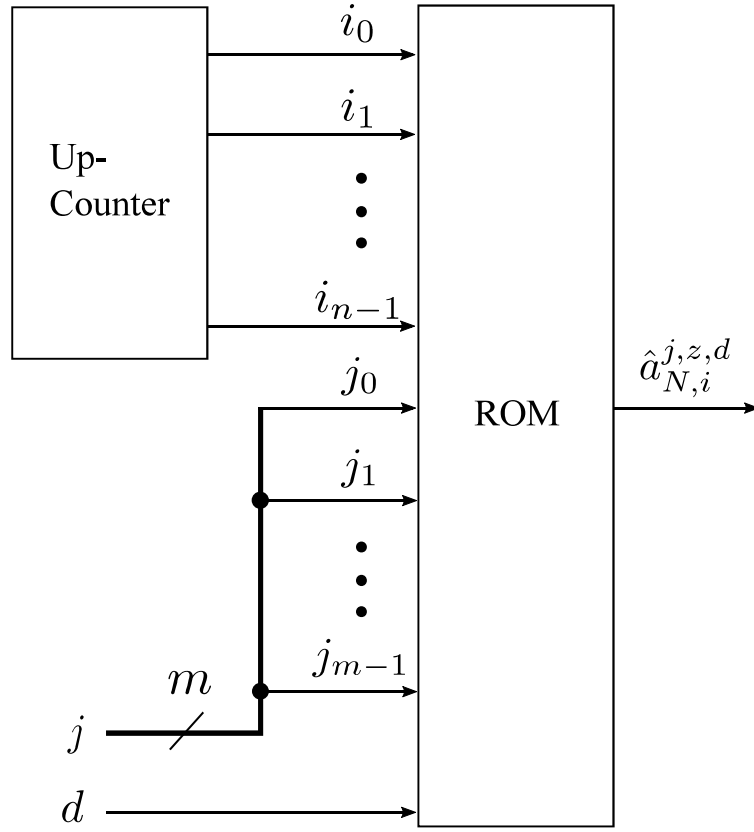


図 3.1: ROM を用いた場合の系列長 N , 系列番号 j , 零相関区間 $Zcz = 2^z$ の光 ZCZ 系列の符号発生器の構成

3.2.1 $Zcz = 1$ の光 ZCZ 系列の符号発生器の構成

$Zcz = 1$ の 2 値系列は, 2 値化されたシルベスタ型アダマール系列を用いて構成される. 1 と 0 を系列値に持つ長さ $N_1 = 2^{n_1}$ の 2 値シルベスタ型アダマール系列 $\hat{h}_{N_1}^{j,d}$ は,

$$\hat{h}_{N_1,i}^{j,d} = \frac{1 + (-1)^d h_{N_1,i}^j}{2} \quad (3.3)$$

で与えられる. さらに, シルベスタ型アダマール系列の系列値 $\hat{h}_{N_1,i}^{j,d}$ は, 系列番号 j と順序変数 i を 2 進数表記したときの各桁の値を用いて,

$$\begin{aligned} \hat{h}_{N_1,i}^{j,d} &= d \oplus \hat{h}_{N_1,i}^{j,0} \\ &= d \oplus \overline{\hat{h}_{N_1,i}^{j,1}} \\ &= d \oplus \overline{(j_0 \cdot i_0) \oplus (j_1 \cdot i_1) \oplus \cdots \oplus (j_k \cdot i_k) \oplus \cdots \oplus (j_{n_1-1} \cdot i_{n_1-1})} \\ &= d \oplus \sum_{\text{XOR}, k=0}^{n_1-1} (i_k \cdot j_k) \end{aligned} \quad (3.4)$$

の論理式で表現できる. ここで, j_k と i_k はそれぞれ系列番号 j と順序変数 i を 2 進数に変換したときの各桁の値を表し, 記号 \cdot , \oplus , $\overline{(\cdot)}$ はそれぞれ論理積 (AND), 排他的論

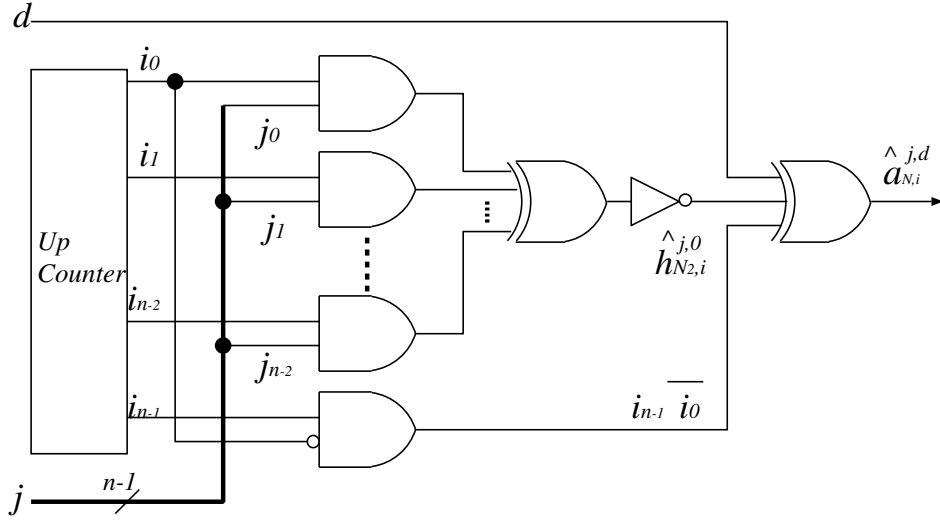


図 3.2: ROM を用いずに構成した系列長 N , $Z_{cz} = 1$ の光 ZCZ 系列符号発生器

理和 (XOR), 否定 (NOT) をそれぞれ意味し, \sum_{XOR} は以下の演算を意味する記号として定義する.

$$\sum_{\text{XOR}}_{k=1}^n x_k = x_1 \oplus x_2 \oplus \dots \oplus x_n \quad (3.5)$$

式 (3.4) を式 (2.10), (2.13) に適用することで,

$$\begin{aligned} \hat{a}_{N,i}^{j,0,d} &= \begin{cases} \overline{\hat{h}_{N_1,i \bmod N_1}^{j,0}} \oplus \hat{h}_{N_1,i \bmod N_1}^{j,d} & ; 0 \leq i < N/2 \\ \hat{h}_{N_1,i \bmod N_1}^{j,0} \oplus \hat{h}_{N_1,i \bmod N_1}^{j,d} & ; N/2 \leq i < N \end{cases} \\ &= \begin{cases} \hat{h}_{N_1,i \bmod N_1}^{j,d}, & 0 \leq i < N/2 \\ \bar{i}_0 \oplus \hat{h}_{N_1,i \bmod N_1}^{j,d}, & N/2 \leq i < N \end{cases} \\ &= \begin{cases} d \oplus \hat{h}_{N_1,i \bmod N_1}^{j,0} & ; 0 \leq i < N/2 \\ d \oplus (\bar{i}_0 \oplus \hat{h}_{N_1,i \bmod N_1}^{j,0}) & ; N/2 \leq i < N \end{cases} \\ &= d \oplus \left\{ \bar{i}_{n-1} \cdot \hat{h}_{N_1,i \bmod N_1}^{j,0} + i_{n-1} \cdot (\bar{i}_0 \oplus \hat{h}_{N_1,i \bmod N_1}^{j,0}) \right\}, \\ &= d \oplus \left\{ (i_{n-1} \cdot \bar{i}_0) \oplus \hat{h}_{N_1,i \bmod N_1}^{j,0} \right\} \\ &= d \oplus (\bar{i}_0 \cdot i_{n-1}) \oplus \sum_{\text{XOR}}_{k=0}^{n-2} (i_k \cdot j_k) \end{aligned} \quad (3.6)$$

の論理式が得られる. ただし, 記号 $+$ は, 論理和 (OR) を意味する. したがって, 順序変数 i はアップカウンタで表現できるため, 光 ZCZ 系列 $\hat{a}_{N,i}^{j,0,d}$ はアップカウンタと基本的な組み合わせ回路のみで構成できる. 図 3.2 に, 長さ N , 零相関区間 $Z_{cz} = 1$ の光 ZCZ 系列の発生器を示す.

3.2.2 $Zcz = 2^z$ の光 ZCZ 系列の符号発生器の構成

次に, $Zcz = 2^z, z \geq 1$ の場合の構成法を述べる. $Zcz = 2^z$ の光 ZCZ 系列は $Zcz = 2^{z-1}$ の系列に式 (2.21), (2.22) の操作を行なうことで得ることができる. これはつまり, $Zcz = 1$ の系列に式 (2.21), (2.22) の操作を z 回繰り返すことと同義である. この操作は 2 段階に分けて考えることができる. 1 段階目は $Zcz = 2^{z-1}$ の系列のインターリーブ, 2 段階目は系列番号 j と系列番号 i が偶数である系列値の符号の反転である. 1 段階目のインターリーブの操作を $Zcz = 1$ の系列に z 回繰り返す操作を論理式で表したものが以下になる.

$$\hat{a}_{N,i}^{j,z,d} = d \oplus (i_{z-1} \cdot i_z) \oplus \sum_{\text{XOR}, k=1}^{n_2-z-1} (i_{k+z} \cdot j_k) \oplus (\bar{i}_z \cdot i_{n-1}) \quad (3.7)$$

2 段階目の符号反転を行なう系列値の条件は, 以下の論理式で与えられる $s_{i,j,z}$ が 1 となるときであると表現できる.

$$s_{i,j,z} = (i_0 \cdot \bar{j}_0) \oplus \sum_{\text{XOR}, k=1}^{z-1} \sum_{\text{XOR}, \ell=2^k}^{2^k+2^{k-1}-1} \prod_{\text{AND}, p=0}^k \left\{ i_p \oplus \left(\left\lfloor \frac{\ell}{2^p} \right\rfloor \bmod 2 \right) \right\} \quad (3.8)$$

ここで, \prod_{AND} は以下の式を意味する記号として定義する.

$$\prod_{\text{AND}, k=1}^n x_k = x_1 \cdot x_2 \cdots x_n \quad (3.9)$$

式 (3.7), (3.8) より, $Zcz = 2^z, z \geq 1$ の光 ZCZ 系列は,

$$\begin{aligned} \hat{a}_{N,i}^{j,z,d} &= \hat{a}_{N,i}^{j,z,d} \oplus s_{i,j,z} \\ &= d \oplus (i_{z-1} \cdot i_z) \oplus \sum_{\text{XOR}, k=1}^{n-z-2} (i_{k+z} \cdot j_k) \\ &\quad \oplus (\bar{i}_z \cdot i_{n-1}) \oplus (i_0 \cdot \bar{j}_0) \\ &\quad \oplus \sum_{\text{XOR}, k=1}^{z-1} \sum_{\text{XOR}, \ell=2^k}^{2^k+2^{k-1}-1} \prod_{\text{AND}, p=0}^k \left\{ i_p \oplus \left(\left\lfloor \frac{\ell}{2^p} \right\rfloor \bmod 2 \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.10)$$

の論理式で与えられる. したがって, 順序変数 i はアップカウンタで表現できるため, 光 ZCZ 系列 $\hat{a}_{N,i}^{j,z,d}$ はアップカウンタと基本的な組み合わせ回路のみで構成できる. 図 3.3 に, 長さ N , 零相関区間 $Zcz = 2^z$ の光 ZCZ 系列の発生器を示す.

3.3 提案法による符号発生器の評価

3.3.1 $Zcz = 1$ の光 ZCZ 系列の符号発生器の評価

提案する符号発生器の構成法の有効性を確認するために, ユーザの手元でカスタマイズできる LSI である FPGA(Field Programmable Gate Array) を用いて, 系列長 $N =$

表 3.2: 零相関区間 $Z_{cz} = 1$ の光 ZCZ 系列の発生器の仕様

参照系列	光 ZCZ 系列セット
系列長 N	8, 16, 32, 64, 128, 256, 512
零相関区間 Z_{cz}	1
出力バス幅	1bit
FPGA	Altera APEX20KE EP20K600E-BC652-1x
最大ロジックエレメント数	24, 320
最大ピン数	488
論理合成ツール	Synopsys Synplify Pro D-2010.03
配置配線ツール	Altera QuartusII 8.1(32bit)

8, 16, 32, 64, 128, 256, 512, 零相関区間 $Z_{cz} = 1$ の光 ZCZ 系列の発生器を試作した。試作した符号発生器の仕様を表 3.2 に示す。ここでは、60 万ゲート相当の回路を実装できるアルテラ社の APEX20K シリーズの EP20K600E-BC652 を用いた。この FPGA は、FPGA を構成する最小単位であるロジックエレメント (LE) を 24, 320 個搭載し、最大 488 ピン入出力で使用できる。

図 3.4 に、系列長 N と符号発生器のロジックエレメント数との関係を示す。ロジックエレメントとは FPGA を構成する最小単位であり、その数は回路の規模を意味する。表 3.1 より、ROM アドレスの組み合わせの数は系列長 N によって N のべき乗のオーダーで増加する。したがって、図 3.4 でも従来法の符号発生器は、系列長 N の増加に対して、ロジックエレメント数が N のべき乗のオーダーで増加している。それに対して、提案法の符号発生器は、系列長 N の増加に対して、ロジックエレメント数がほぼ N のオーダーでの増加に抑えられている。

同様に、図 3.5 に系列長 N と符号発生器の最大動作周波数との関係を示す。提案法では、系列長 N が増えても最大動作周波数の低下は見られないが、従来法は系列長 N の増加とともに最大動作速度が低下している。この最大動作周波数は、FPGA 内部のレジスタとレジスタの間に、存在する論理ゲートの深さに依存する。図 3.2 より、提案法では系列長が増加しても論理ゲートの深さは変わらない。したがって、最大動作周波数は系列長 N にほとんど影響を受けないと考えられる。一方、従来法は表 3.1 より、ROM アドレスの組み合わせの数は系列長 N によって N のべき乗のオーダーで増加することから、レジスタとレジスタの間に、存在する論理ゲートの深さが増えていくことより、系列長 N の増加とともに最大動作周波数が減少すると考えられる。

3.3.2 $Z_{cz} = 2^z$ の光 ZCZ 系列の符号発生器の評価

提案する符号発生器の構成法の有効性を確認するために、ユーザの手元でカスタマイズできる LSI である FPGA(Field Programmable Gate Array) を用いて、系列長 $N = 64, 128, 256, 512, 1024$, 零相関区間 $Z_{cz} = 2, 4, 8$ の光 ZCZ 系列の発生器を試作した。試作

した符号発生器の仕様を表 3.3 に示す。ここでは、150 万ゲート相当の回路を実装できるアルテラ社の APEX20K シリーズの EP20K1500E-BC652 を用いた。この FPGA は、FPGA を構成する最小単位であるロジックエレメント (LE) を 51,840 個搭載し、最大 488 ピン入出力で使用できる。

表 3.3: 零相関区間 $Z_{cz} = 2, 4, 8$ の光 ZCZ 系列の発生器の仕様

参照系列	光 ZCZ 系列セット
系列長 N	64, 128, 256, 512, 1024
零相関区間 Z_{cz}	2, 4, 8
出力バス幅	1bit
FPGA	Altera APEX20KE EP20K1500E-BC652-1X
最大ロジックエレメント数	51,840
最大ピン数	488
論理合成ツール	Altera QuartusII 8.1(64bit)

図 3.6 に、系列長 N と符号発生器のロジックエレメント数との関係を示す。ロジックエレメントとは FPGA を構成する最小単位であり、その数は回路の規模を意味する。表 3.1 より、ROM アドレスの組み合わせの数は系列長 N によって N のべき乗のオーダーで増加する。したがって、図 3.6 でも従来型の符号発生器は、系列長 N の増加に対して、ロジックエレメント数が N のべき乗のオーダーで増加している。それに対して、提案法の符号発生器は、系列長 N の増加に対して、ロジックエレメント数がほぼ N のオーダーでの増加に抑えられている。

同様に、図 3.7 に系列長 N と符号発生器の最大動作周波数との関係を示す。提案法では、系列長 N が増えても最大動作周波数の低下は見られないが、従来法は系列長 N の増加とともに最大動作速度が低下している。最大動作周波数は、FPGA 内部のレジスタとレジスタの間に、存在する論理ゲートの深さに依存する。図 3.3 より、提案法では系列長が増加しても論理ゲートの深さは変わらない。したがって、最大動作周波数は系列長 N にほとんど影響を受けないと考えられる。一方、従来法は表 3.1 より、ROM アドレスの組み合わせの数は系列長 N によって N のべき乗のオーダーで増加することから、レジスタとレジスタの間に、存在する論理ゲートの深さが増えていくことより、系列長 N の増加とともに最大動作周波数が減少すると考えられる。

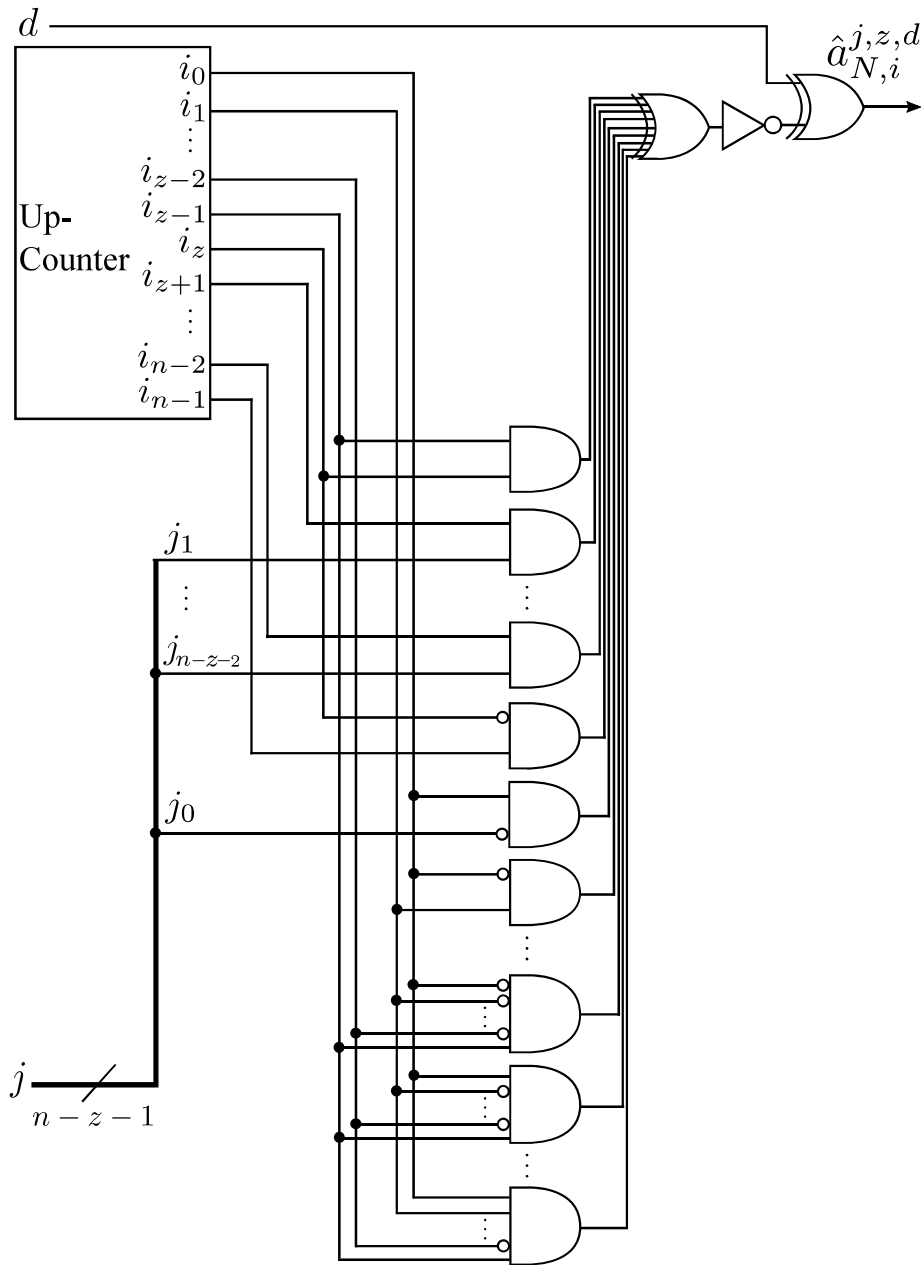


図 3.3: ROM を用いずに構成した系列長 N , $Z_{cz} = 2^z$ の光 ZCZ 系列符号発生器

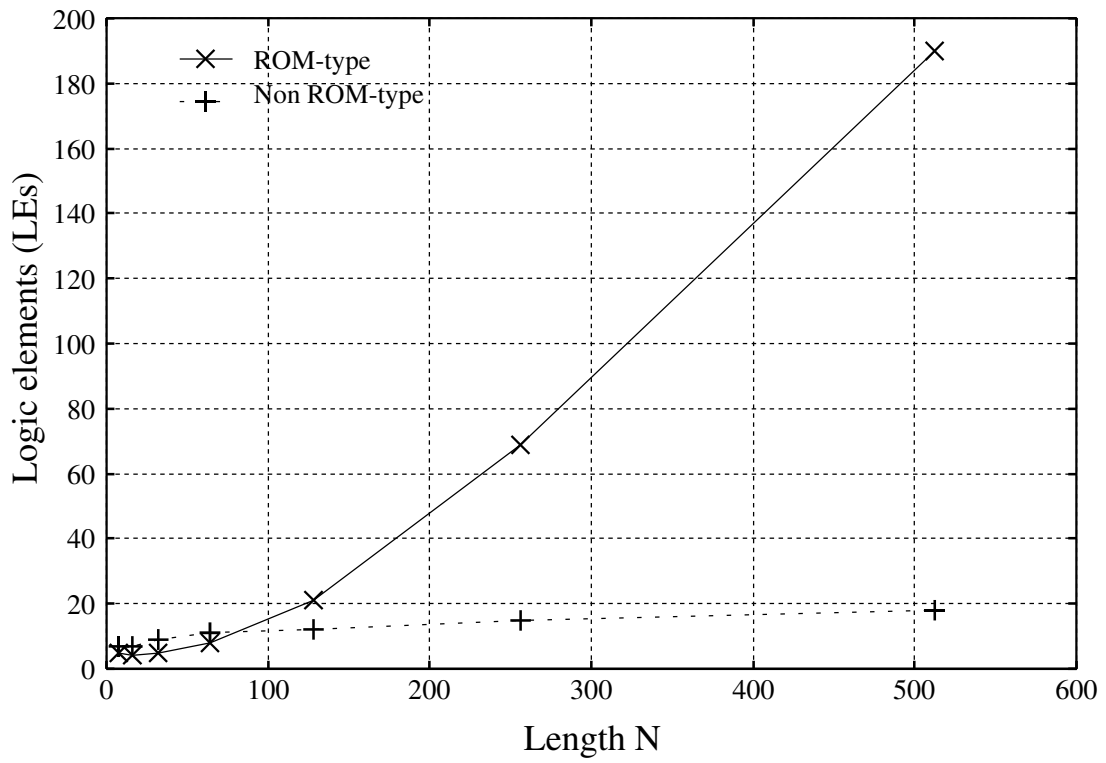


図 3.4: $Zcz = 1$ の場合の符号発生器のロジックエレメント数

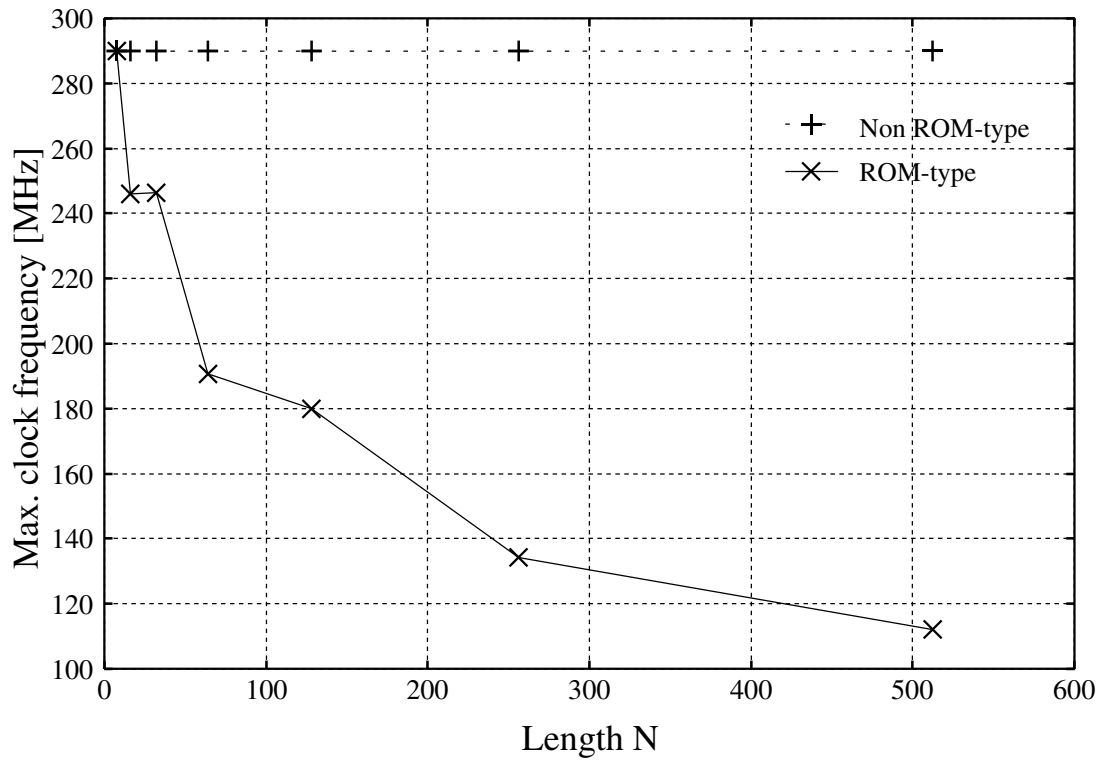


図 3.5: $Zcz = 1$ の場合の符号発生器の最大動作周波数

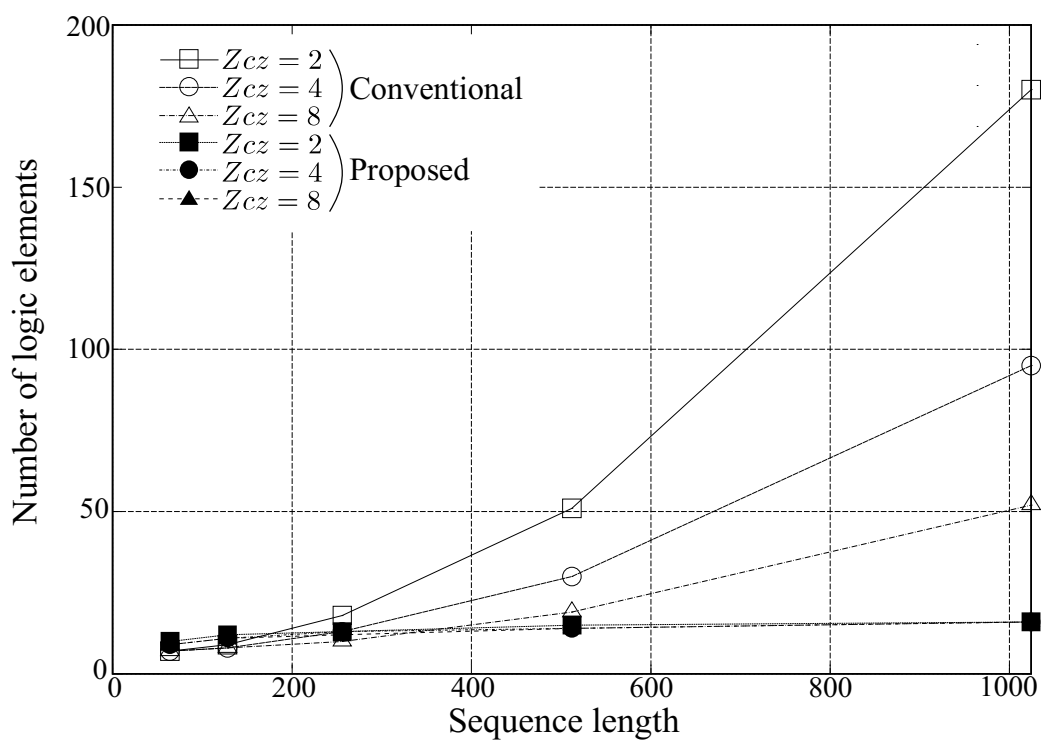


図 3.6: $Zcz = 2, 4, 8$ の場合の符号発生器のロジックエレメント数

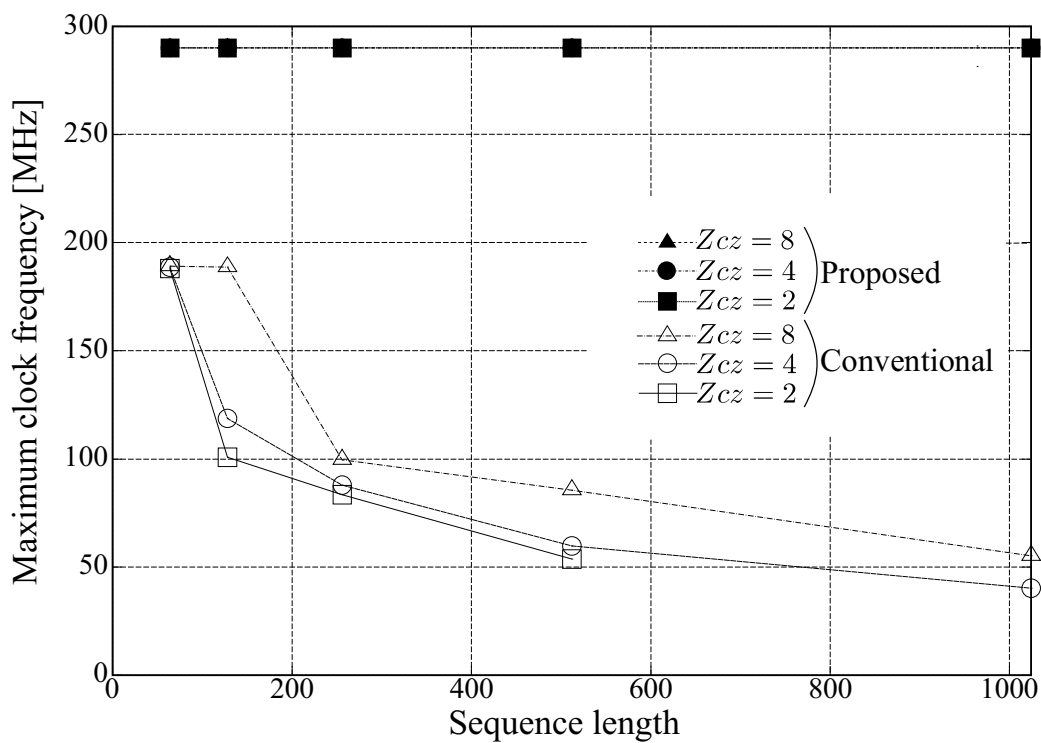


図 3.7: $Zcz = 2, 4, 8$ の場合の符号発生器の最大動作周波数

第4章

マッチドフィルタバンクの構成

本章では、零相関区間が $Zcz = 2^z$ となる光 ZCZ 系列に対するマッチドフィルタバンクを小規模に構成する方法を述べる。このマッチドフィルタバンクは、系列の集合内の全ての系列との相関関数を同時に求めるフィルタで、複数の系列の中から1つ、もしくは複数の系列を選択して送信することで伝送速度を向上させる M-ary 方式 (CSK(Code Shift Keying) 方式とも呼ばれる) や並列組合せ方式等に利用される。

4.1 並列型のマッチドフィルタバンク

受信信号に対して全系列との相関出力を得ることのできるマッチドフィルタバンクは、一般的に、図 4.1 のように、1つの系列に対するマッチドフィルタを系列数 M だけ並列に並べて構成される。図中の破線で囲まれたフィルタは、1つの系列に対するマッチドフィルタであり、通常直接型 FIR フィルタで構成される。図 4.1 は、系列長 N 、零相関区間 $Zcz = 2^z$ となる光 ZCZ 系列セット $a_N^{j,z}$ のマッチドフィルタバンクであり、これは受信側で使用されるため、フィルタの係数は2相系列によって決定される。このフィルタバンクの伝達関数は、図 4.1 より、

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} A^0(Z) \\ A^1(Z) \\ \vdots \\ A^{M-1}(Z) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_{N,0}^{0,z} Z^{-(N-1)} & a_{N,1}^{0,z} Z^{-(N-2)} & \cdots & a_{N,N-1}^{0,z} Z^0 \\ a_{N,0}^{1,z} Z^{-(N-1)} & a_{N,1}^{1,z} Z^{-(N-2)} & \cdots & a_{N,N-1}^{1,z} Z^0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N,0}^{M-1,z} Z^{-(N-1)} & a_{N,1}^{M-1,z} Z^{-(N-2)} & \cdots & a_{N,N-1}^{M-1,z} Z^0 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} a_{N,0}^{0,z} & a_{N,1}^{0,z} & \cdots & a_{N,N-1}^{0,z} \\ a_{N,0}^{1,z} & a_{N,1}^{1,z} & \cdots & a_{N,N-1}^{1,z} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N,0}^{M-1,z} & a_{N,1}^{M-1,z} & \cdots & a_{N,N-1}^{M-1,z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z^{-(N-1)} \\ Z^{-(N-2)} \\ \vdots \\ Z^0 \end{bmatrix} \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

である。ただし、 Z^{-n} は n チップの遅延を表す。本論文では、上記の構成法を並列型と呼ぶことにする。ここで、2相系列の系列値 $a_{N,i}^{j,z}$ は 1 または -1 であるので、図 4.1 の乗算器は実際には必要ないことに注意しよう。

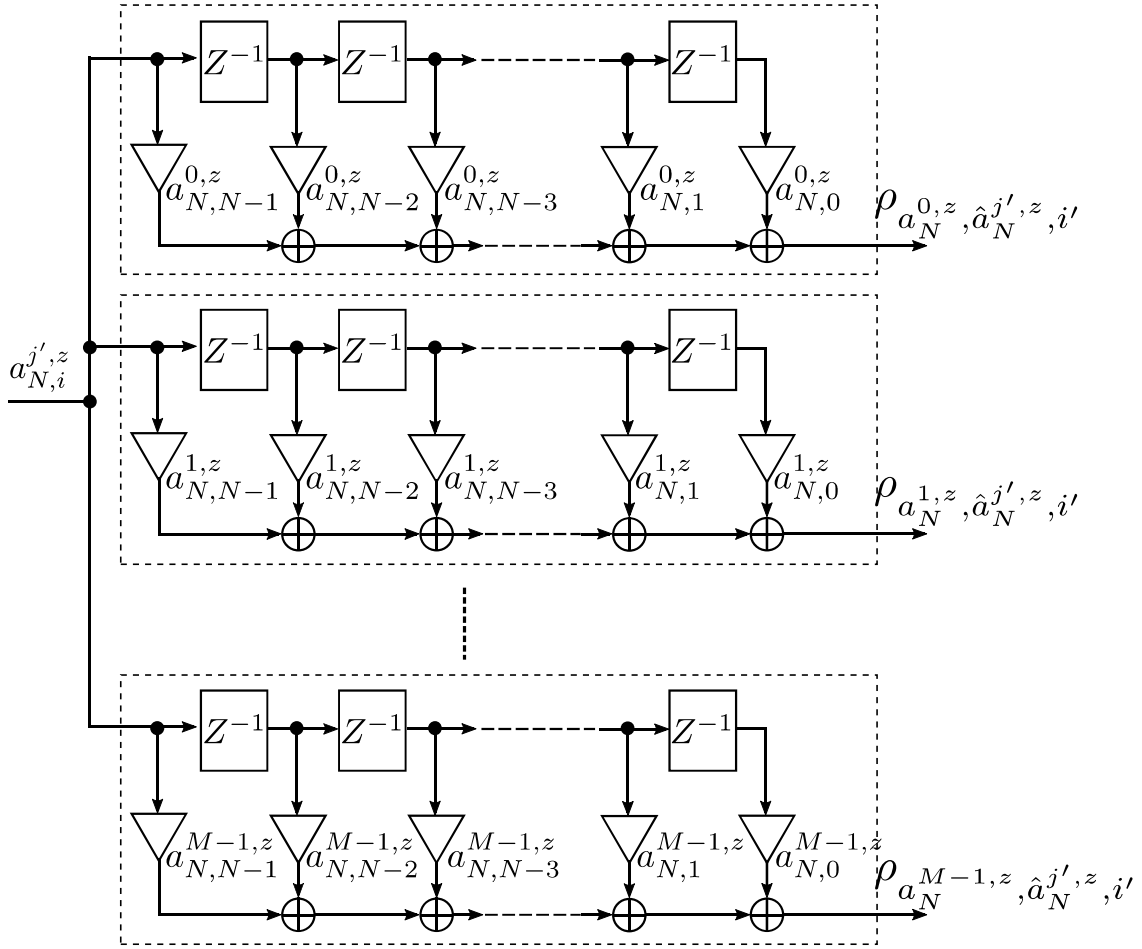


図 4.1: 系列長 N , 系列数 M の光 ZCZ 系列に対する並列型のマッチドフィルタバンク

系列長 N の直接型のマッチドフィルタは、 $N - 1$ 個の 2 入力加算器と $N - 1$ 個の遅延素子で構成される。したがって、長さ N , 系列数 M , 零相関区間 Zcz の光 ZCZ 系列セットに対するフィルタバンク全体の 2 入力加算器数 N_{add} と遅延素子数 N_{del} は

$$\begin{aligned}
 N_{add} &= (N - 1) \cdot M \\
 &= (N - 1) \left[\frac{N}{2Zcz} - 2 + \{\log_2(Zcz) \bmod 2\} \right]. \tag{4.2}
 \end{aligned}$$

$$N_{del} = (N - 1) \left[\frac{N}{2Zcz} - 2 + \{\log_2(Zcz) \bmod 2\} \right]. \tag{4.3}$$

である。したがって、式 (4.2) と式 (4.3) より、長さ N の光 ZCZ 系列セットに対するマッチドフィルタバンクの 2 入力加算器数 N_{add} と遅延器数 N_{del} は、長さ N の 2 乗のオーダーで増加する。

4.2 コンパクト型のマッチドフィルタバンク

ここでは、因子分解を利用することで上記の並列型のマッチドフィルタバンクよりも回路規模を小規模に抑える構成法を提案する。

4.2.1 $Zcz = 1$ の光 ZCZ 系列のマッチドフィルタバンクの構成

まず、零相関区間 $Zcz = 2^0 = 1$ の光 ZCZ 系列のマッチドフィルタバンクの小規模化について考える。式 (4.1) は、式 (2.10) より、シルベスタ型アダマール系列によって、

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} A^0(Z) \\ A^1(Z) \\ \vdots \\ A^{M-1}(Z) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_{N,0}^{0,0} & a_{N,1}^{0,0} & \cdots & a_{N,N-1}^{0,0} \\ a_{N,0}^{1,0} & a_{N,1}^{1,0} & \cdots & a_{N,N-1}^{1,0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N,0}^{M-1,0} & a_{N,1}^{M-1,0} & \cdots & a_{N,N-1}^{M-1,0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z^{-(N-1)} \\ Z^{-(N-2)} \\ \vdots \\ Z^0 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} h_{\frac{N}{2},0}^0 & h_{\frac{N}{2},1}^{0,0} & \cdots & h_{\frac{N}{2},\frac{N}{2}-1}^0 \\ h_{\frac{N}{2},0}^1 & h_{\frac{N}{2},1}^1 & \cdots & h_{\frac{N}{2},\frac{N}{2}-1}^1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{\frac{N}{2},0}^{\frac{N}{2}-1} & h_{\frac{N}{2},1}^{\frac{N}{2}-1} & \cdots & h_{\frac{N}{2},\frac{N}{2}-1}^{\frac{N}{2}-1} \end{bmatrix} \\
 &\quad + \begin{bmatrix} + & & - & & & & & & \\ & + & & & + & & & & \\ & & \ddots & & & \ddots & & & \\ & & & + & & & - & & \\ & & & & + & & & + & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z^{-(N-1)} \\ Z^{-(N-2)} \\ \vdots \\ Z^0 \end{bmatrix} \quad (4.4)
 \end{aligned}$$

のように3つの行列の積に因子分解できる。1つ目の行列は、シルベスタ型アダマール行列であるので、高速ウォルシュ・アダマール変換の手法 [54, 55] や末広の手法 [56] を用いて、更に因子分解ができる。

末広の方法では、 $N \times N = 2^n \times 2^n$, $n = 1, 2, \dots$ のアダマール行列を下記の手順で因子分解を行う。最初に、行列の列で n 個の要素が等しい組を 2^{n-1} 組選ぶ。次に、この等しい組の列の番号 x_1 と x_2 に対応した (x_1, x_1) , (x_1, x_2) , (x_2, x_1) が 1 に、 (x_2, x_2) が -1 に、その他が 0 になるような行列 \mathbf{B}_1 を作る。ここで、 $\frac{1}{2}\mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{B}_1$ は単位行列 \mathbf{I} になることに注意しよう。したがって、 $\mathbf{H} = \frac{1}{2}\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{B}_1$ が成り立つ。同じ手順を、 $(\frac{1}{2}\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}_1)$ に対して、等しい要素数を 1 つ減らして $n-1$ 個の要素が等しい組を探し、同じように分解する。この手順を、 $(\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{B}_2)$, $(\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{B}_2 \cdot \mathbf{B}_3)$, \dots に対して行うことで n 個の行列の積に因

子分解が出来る．例えば，長さ $N = 4 (= 2^2)$ のシルベスタ型アダマール行列は，

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_4 &= \begin{bmatrix} h_4^0 \\ h_4^1 \\ h_4^2 \\ h_4^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} + & + & + & + \\ + & - & + & - \\ + & + & - & - \\ + & - & - & + \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{2}\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}_1\right) \cdot \mathbf{B}_1 \\
 &= \begin{bmatrix} + & + & 0 & 0 \\ + & - & 0 & 0 \\ 0 & 0 & + & + \\ 0 & 0 & + & - \end{bmatrix} \begin{bmatrix} + & 0 & + & 0 \\ 0 & + & 0 & + \\ + & 0 & - & 0 \\ 0 & + & 0 & - \end{bmatrix} \tag{4.5}
 \end{aligned}$$

のように2個の行列の積に因子分解できる．但し，1行目と2行目の2つの要素が共に等しい列の組を2組選び， \mathbf{B}_1 を作った場合である．このように，マッチドフィルタバンクの伝達関数を因子分解して，それに基づいてフィルタバンクを構成すると，小規模なマッチドフィルタバンクを構成できる．

この場合の2入力加算器数 N_{add} と遅延器数 N_{del} は，

$$N_{add} = \frac{N}{2} \log_2\left(\frac{N}{2}\right) + \frac{N}{2} \tag{4.6}$$

$$N_{del} = N - 1 \tag{4.7}$$

と表せ，系列長 N に対して，2入力加算器数 N_{add} は $O(N \log N)$ ，遅延器数 N_{del} は $O(N)$ の増加に抑えられる．

例として，長さ $N = 8$ で，零相関区間 $Zcz = 1$ の光 ZCZ 系列セットに対するマッチド

フィルタバンクを構成する．式(4.4)と式(4.5)より，伝達関数は，

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} A^0(Z) \\ A^1(Z) \\ A^2(Z) \\ A^3(Z) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_{8,0}^{0,0} & a_{8,1}^{0,0} & \cdots & a_{8,7}^{0,0} \\ a_{8,0}^{1,0} & a_{8,1}^{1,0} & \cdots & a_{8,7}^{1,0} \\ a_{8,0}^{2,0} & a_{8,1}^{2,0} & \cdots & a_{8,7}^{2,0} \\ a_{8,0}^{3,0} & a_{8,1}^{3,0} & \cdots & a_{8,7}^{3,0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z^{-7} \\ Z^{-6} \\ \vdots \\ Z^0 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} h_{4,0}^{0,0} & h_{4,1}^{0,0} & h_{4,2}^{0,0} & h_{4,3}^{0,0} \\ h_{4,0}^{1,0} & h_{4,1}^{1,0} & h_{4,2}^{1,0} & h_{4,3}^{1,0} \\ h_{4,0}^{2,0} & h_{4,1}^{2,0} & h_{4,2}^{2,0} & h_{4,3}^{2,0} \\ h_{4,0}^{3,0} & h_{4,1}^{3,0} & h_{4,2}^{3,0} & h_{4,3}^{3,0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} + & & - & \\ & + & & + \\ & & + & - \\ & & & + \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} Z^{-(N-1)} \\ Z^{-(N-2)} \\ \vdots \\ Z^0 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} + & + & 0 & 0 \\ + & - & 0 & 0 \\ 0 & 0 & + & + \\ 0 & 0 & + & - \end{bmatrix} \begin{bmatrix} + & 0 & + & 0 \\ 0 & + & 0 & + \\ + & 0 & - & 0 \\ 0 & + & 0 & - \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} + & & & - \\ & + & & + \\ & & + & - \\ & & & + \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z^{-(N-1)} \\ Z^{-(N-2)} \\ \vdots \\ Z^0 \end{bmatrix} \tag{4.8}
\end{aligned}$$

と因子分解できる．したがって，この伝達関数によって，マッチドフィルタバンクを構成すると，図4.2のようになる．したこの場合，2入力加算器数 N_{add} ，遅延器数 N_{del} は，

$$\begin{aligned}
N_{add} &= \frac{N}{2} \log_2 \left(\frac{N}{2} \right) + \frac{N}{2} = 4 \log_2 4 + 4 = 12 \\
N_{del} &= N - 1 = 7
\end{aligned}$$

となり，図中の数と等しいことが分かる．

4.2.2 $Z_{cz} = 2^z$ の光 ZCZ 系列のマッチドフィルタバンクの構成

零相関区間 $Z_{cz} = 2^z$ となる光 ZCZ 系列セットは， $Z_{cz} = 2^{z-1}$ となる系列に対して式(2.21)と式(2.22)のインターリーブと特定箇所の系列値の正負を反転するという操作を繰り返し適用することで得られる．したがって，式(4.1)の伝達関数は，式(2.21)と式(2.22)

分解を繰り返すことができる。 $Zcz = 1$ の光 ZCZ 系列セットの行列は、前節の式 (4.4) と未広の方法によってさらに因子分解できる。最終的に因子分解された伝達関数に基づいてフィルタバンクを構成すると、小規模なマッチドフィルタバンクを構成できる。この場合の 2 入力加算器数 N_{add} と遅延器数 N_{del} は、

$$N_{add} = \frac{N}{2Zcz} \log_2 \left(\frac{N}{2Zcz} \right) + \frac{N}{2Zcz} \{ \log_2(Zcz) + 1 \} \quad (4.10)$$

$$N_{del} = \left(\frac{4Zcz + Zcz - 1}{4Zcz} \right) N - Zcz \quad (4.11)$$

と表せ、系列長 N に対して、2 入力加算器数 N_{add} は $O(N \log N)$ 、遅延器数 N_{del} は $O(N)$ の増加に抑えられる。

例として、長さ $N = 32$ で、零相関区間 $Zcz = 2^2 = 4$ の光 ZCZ 系列セットに対するマッチドフィルタバンクを構成する。式 (4.4) と式 (4.5)、式 (4.9) より、伝達関数は

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} A^0(Z) \\ A^1(Z) \\ A^2(Z) \\ A^3(Z) \end{bmatrix} \\ = & \begin{bmatrix} + & - & & \\ + & + & & \\ & & + & - \\ & & + & + \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z^{-1} & & & \\ & + & & \\ & & Z^{-1} & \\ & & & + \end{bmatrix} \\ & \cdot \begin{bmatrix} + & - & & \\ + & + & & \\ & & + & - \\ & & + & + \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z^{-2} & & & \\ & + & & \\ & & Z^{-2} & \\ & & & + \end{bmatrix} \\ & \cdot \begin{bmatrix} + & + & & \\ + & - & & \\ & & + & + \\ & & + & - \end{bmatrix} \begin{bmatrix} + & + & & \\ + & + & & \\ + & - & & \\ + & + & & - \end{bmatrix} \\ & \cdot \begin{bmatrix} + & & & - \\ & + & & + \\ & & + & - \\ & & + & + \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z^{-28} \\ Z^{-24} \\ \vdots \\ Z^0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.12)$$

と因子分解できる。したがって、この伝達関数によって、マッチドフィルタバンクを構成すると、図 4.3 のようになる。この場合、2 入力加算器数 N_{add} 、遅延器数 N_{del} は、

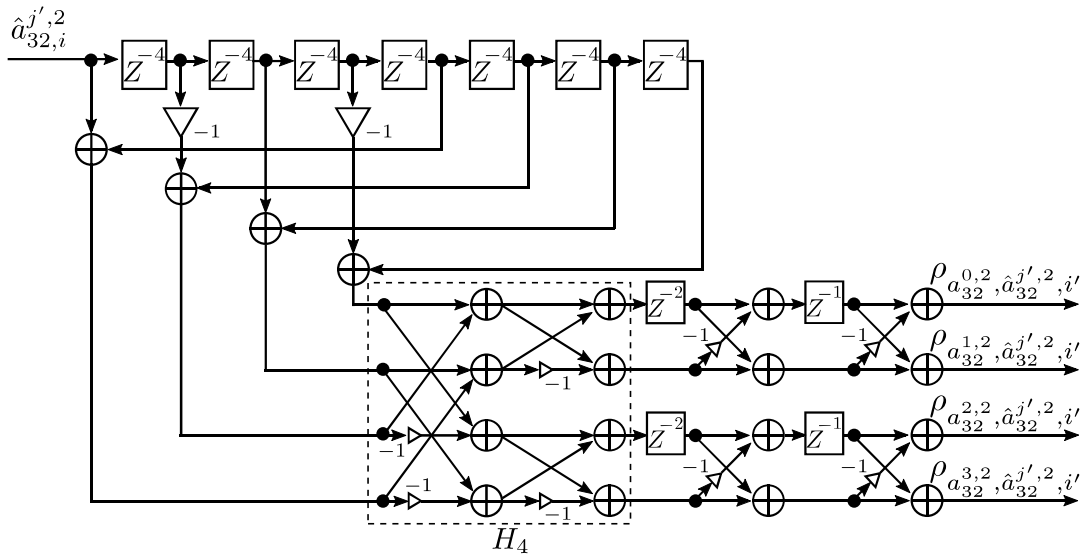


図 4.3: 系列長 $N = 32$, 零相関区間 $Zcz = 4$ の光 ZCZ 系列の小規模なマッチドフィルタバンク

$$\begin{aligned}
 N_{add} &= \frac{N}{2Zcz} \log_2 \left(\frac{N}{2Zcz} \right) + \frac{N}{2Zcz} \{ \log_2(Zcz) + 1 \} \\
 &= \frac{32}{8} \log_2 \left(\frac{32}{8} \right) + \frac{32}{8} \{ \log_2(4) + 1 \} = 20 \\
 N_{del} &= \left(\frac{4Zcz + Zcz - 1}{4Zcz} \right) N - Zcz = \left(\frac{19}{16} \right) 32 - 4 = 34
 \end{aligned}$$

となり、図中の数と等しいことがわかる。

4.3 提案法によるマッチドフィルタバンクの評価

4.3.1 $Zcz = 1$ の光 ZCZ 系列のマッチドフィルタバンクの評価

提案するマッチドフィルタバンクの構成法の有効性を確認するために、ユーザの手元でカスタマイズできる LSI である FPGA(Field Programmable Gate Array) を用いて、系列長 $N = 8, 16, 32, 64$, 零相関区間 $Zcz = 1$ の光 ZCZ 系列セットのマッチドフィルタバンクを試作した。試作したマッチドフィルタバンクの仕様を表 4.1 に示す。ここでは、40 万ゲート相当の回路を実装できるアルテラ社の APEX20K シリーズの EP20K400E-BC652 を用いた。この FPGA は、FPGA を構成する最小単位であるロジックエレメント (LE) を 16,640 個搭載し、最大 488 ピン入出力で使用できる。

図 4.4 に、系列長 N とマッチドフィルタバンクのロジックエレメント数との関係を示す。ロジックエレメントとは FPGA を構成する最小単位であり、その数は回路の規模を意味する。式 (4.2) と式 (4.3) より、従来法のマッチドフィルタバンクの 2 入力加算器数 N_{add}

表 4.1: マッチドフィルタバンクの FPGA 実装時の諸元

参照系列	光 ZCZ 系列セット
系列長 N	8, 16, 32, 64
零相関区間 Zcz	1
ワード長	8 ビット
FPGA	Altera APEX20KE EP20K400EBC652-1X
最大ロジックエレメント数	16,640
最大ピン数	488
論理合成ツール	Synopsys Synplify Pro D-2010.03
配置配線ツール	Altera QuartusII 8.1(32 ビット)

と遅延器数 N_{del} は、どちらも長さ N の 2 乗のオーダーで増加する。したがって、図 4.4 でも従来法のマッチドフィルタバンクは、系列長 N の増加に対して、ロジックエレメント数が N のべき乗のオーダーで増加している。それに対して、提案法のマッチドフィルタバンクは、式 (4.6) と式 (4.7) より、その 2 入力加算器数 N_{add} と遅延器数 N_{del} は、長さ N 増加に対して前者が $O(N \log_2 N)$ 、後者が $O(N)$ で増加する。したがって、図 4.4 でも提案法のマッチドフィルタバンクは、系列長 N の増加に対して、ロジックエレメント数の増加が従来法に比べ抑えられている。

4.3.2 $Zcz = 2^z$ の光 ZCZ 系列のマッチドフィルタバンクの評価

提案するマッチドフィルタバンクの構成法の有効性を確認するために、ユーザの手元でカスタマイズできる LSI である FPGA(Field Programmable Gate Array) を用いて、系列長 $N = 32, 64, 128, 256$ 、零相関区間 $Zcz = 2, 4, 8$ の光 ZCZ 系列セットのマッチドフィルタバンクを試作した。試作したマッチドフィルタバンクの仕様を表 4.2 に示す。ここでは、150 万ゲート相当の回路を実装できるアルテラ社の APEX20K シリーズの EP20K1500-EBC652 を用いた。この FPGA は、FPGA を構成する最小単位であるロジックエレメント (LE) を 51,840 個搭載し、最大 488 ピン入出力で使用できる。

図 4.5 に、系列長 N とマッチドフィルタバンクのロジックエレメント数との関係を示す。なお、系列長 $N = 256$ 、零相関区間 $Zcz = 2$ の場合のロジックエレメント数は、使用した FPGA の最大ロジックエレメント数を超えたため、論理合成時の値を示している。ロジックエレメントとは FPGA を構成する最小単位であり、その数は回路の規模を意味する。式 (4.2) と式 (4.3) より、従来法のマッチドフィルタバンクの 2 入力加算器数 N_{add} と遅延器数 N_{del} は、どちらも長さ N の 2 乗のオーダーで増加する。したがって、図 4.5 でも従来法のマッチドフィルタバンクは、系列長 N の増加に対して、ロジックエレメント数が N のべき乗のオーダーで増加している。それに対して、提案法のマッチドフィルタバンクは、式 (4.10) と式 (4.11) より、その 2 入力加算器数 N_{add} と遅延器数 N_{del} は、長さ N 増加に対して前者が $O(N \log_2 N)$ 、後者が $O(N)$ で増加する。したがって、図 4.5 でも

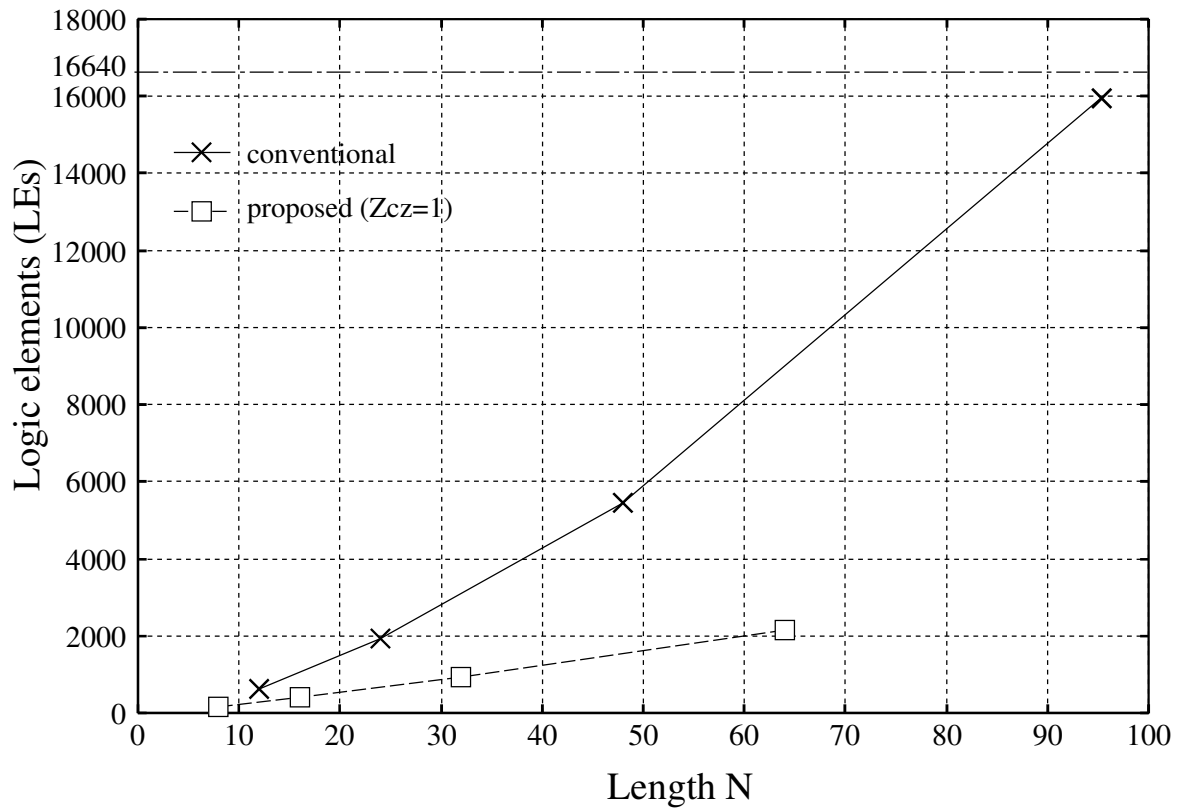


図 4.4: 零相関区間 $Z_cZ = 1$ のときのマッチドフィルタバンクのロジックエレメント数

提案法のマッチドフィルタバンクは、系列長 N の増加に対して、ロジックエレメント数の増加が従来法に比べ抑えられている。

表 4.2: マッチドフィルタバンクのFPGA実装時の諸元

参照系列	光 ZCZ 系列セット
系列長 N	32, 64, 128, 256
零相関区間 Z_{cz}	2, 4, 8
ワード長	9 ビット
FPGA	Altera APEX20KE EP20K1500EBC652-1X
最大ロジックエレメント数	51,840
最大ピン数	488
論理合成ツール	Altera QuartusII 8.1(64 ビット)

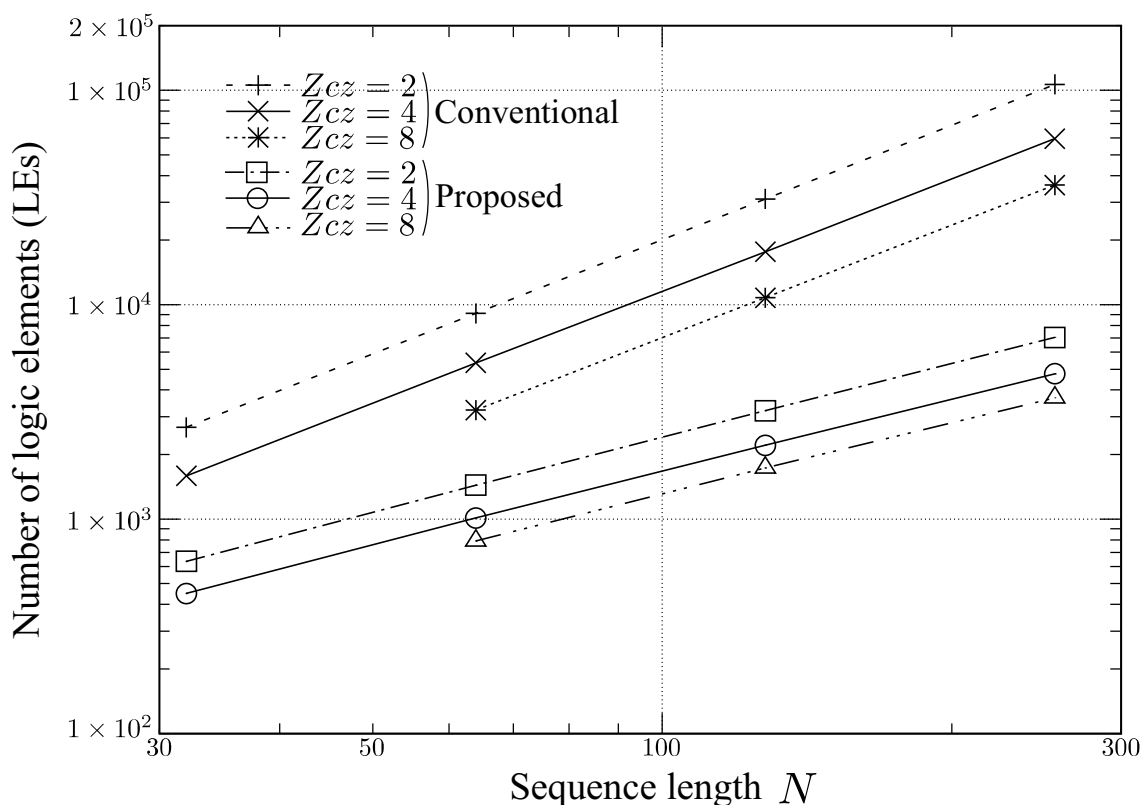


図 4.5: 零相関区間 $Z_{cz} = 2, 4, 8$ のときのマッチドフィルタバンクのロジックエレメント数

第5章

送受信機の構成

本章では、提案法により構成した符号発生器とマッチドフィルタバンクに加えて、LEDとAPDを用いた送受信機の構成と、それを用いた伝送実験について述べる。

5.1 送受信機の試作

図5.1に送受信機のブロック図を示す。送信モジュールにはLEDとそれを駆動するための回路、受信モジュールにはAPDとA/Dコンバータがあり、両モジュールがFPGA評価ボードへと接続されている。そして実際に9個のLEDと9個のAPDを用いて試作した送受信機が図5.2である。FPGA評価ボードは三菱電機マイコン機器ソフトウェア社のMU200-SXIIを使用した。この評価ボードにはAltera社のFPGA Stratix II EP2S130が実装されており、最大ピン数は1,020、最大ロジックエレメント数は132,540となっている。表5.1に送受信機の諸元を示す。表5.1より、受信信号の直流成分はAPDモジュールの特性により除去されることがわかる。しかし、平衡系列である2相系列 a_N^{jz} を用いることでこの特性の影響を受けずに通信を行なうことができる。

また、送信モジュールと受信モジュールをそれぞれ図5.3、図5.4に示す。この送受信機では、9個のLEDと9個のAPDモジュールを格子状に配置した。LED間、APD間の距離はそれぞれ52mmとしている。

5.2 並列伝送実験

図5.5、表5.2にそれぞれ試作した送受信機で光ZCZ-CDMA方式による等利得合成を行なう場合のブロック図と実験諸元を示す。光ZCZ系列の符号発生器、送信データとして用いるM系列発生器、光ZCZ系列のマッチドフィルタ、しきい値判定器はFPGA上に実装した。また、各M系列発生器は異なる初期値を割り当てている。送信機と受信機は同期信号によって同期が取られている。図5.3、図5.4で丸で囲っている部分が今回の実験で使用したLEDまたはAPDである。この中でも、中心部分のLEDを希望局、両隣のLEDを非希望局として用いた。

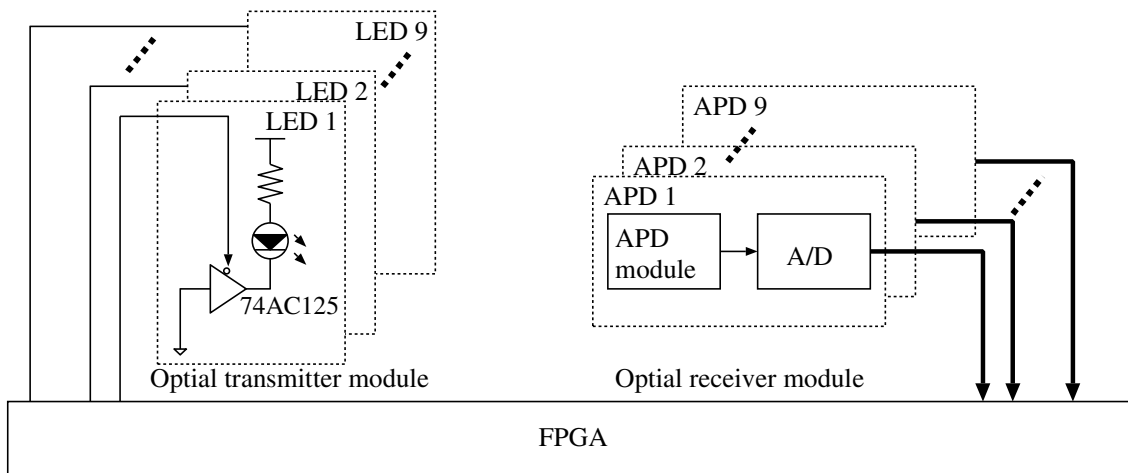


図 5.1: 送受信機のブロック図

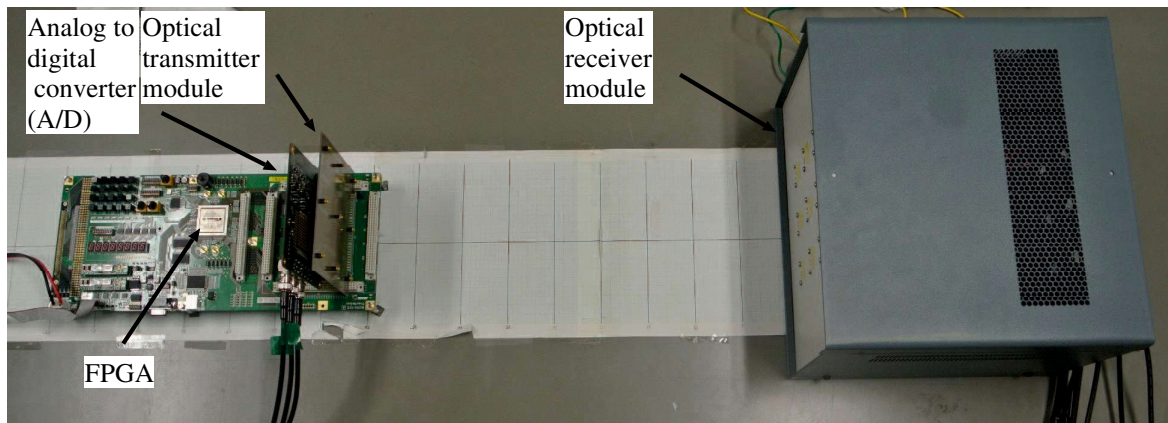


図 5.2: 試作した送受信機

室内における光 ZCZ-CMDA 方式による等利得合成を行なう場合の並列伝送実験の結果を示す。ここで, "3 vs 1" は送信機が異なるユーザの信号を 3 つの LED で送信し, 受信機では 1 つの APD で受信していることを表す。図 5.6 より, 等利得合成によって送受信機間の距離が約 60cm 改善していることがわかる。同様に, 図 5.7 より, 対受光電力で見た場合は約 2dBm 改善していることがわかる。結果として, APD モジュールを増やし, 等利得合成を行なうことで BER 特性が改善することがわかった。

表 5.1: 送受信機の諸元

赤外線 LED	L7558 (浜松ホトニクス社製)
ピーク発光波長 λ_p	850nm
カットオフ周波数 f_c	50MHz
スペクトル半値幅 $\Delta\lambda$	50nm
放射束 ϕ_e	14mW
放射照度 P_E	1.5mW/cm ²
順電圧 V_F	1.45 V
APD モジュール	C5331-03 (浜松ホトニクス社製)
受光面サイズ	dia. 1.0mm
供給電圧	+5.0V
消費電流	50mA
最大感度波長 λ_p	800nm
感度波長範囲 λ	400nm to 1000nm
周波数帯域	4kHz to 100MHz

表 5.2: 光 ZCZ-CDMA 方式で等利得合成を行なう通信のブロック図

送信データ	M 系列
データ周期	32,767
原始多項式	$x^{15} + x^1 + x^0$
送信データ数	10^7
拡散系列	光 ZCZ 系列セット
系列長 $L(N)$	66(64)
零相関区間 Zcz	1
ユーザ数 m	1, 3
系列番号 j	2, 4, 7
サンプリング周波数 f_s	60Msps
チップレート r_c	30Mcps
ビットレート r_b	454.5kbps
送信帯域幅 B	4kHz to 50MHz
送受信機間距離 d	160 to 240cm
背景光パワー P_b	-56.29dBm

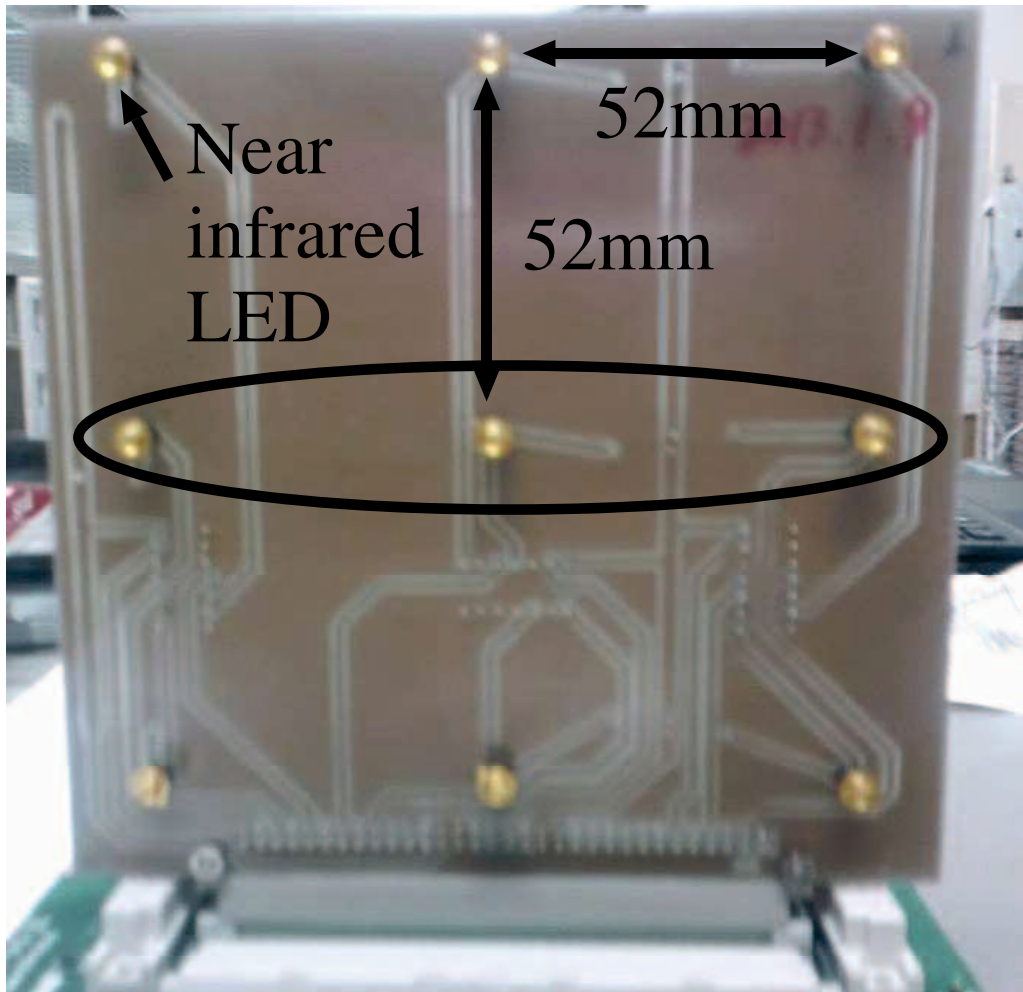


図 5.3: 送受信機の送信モジュール

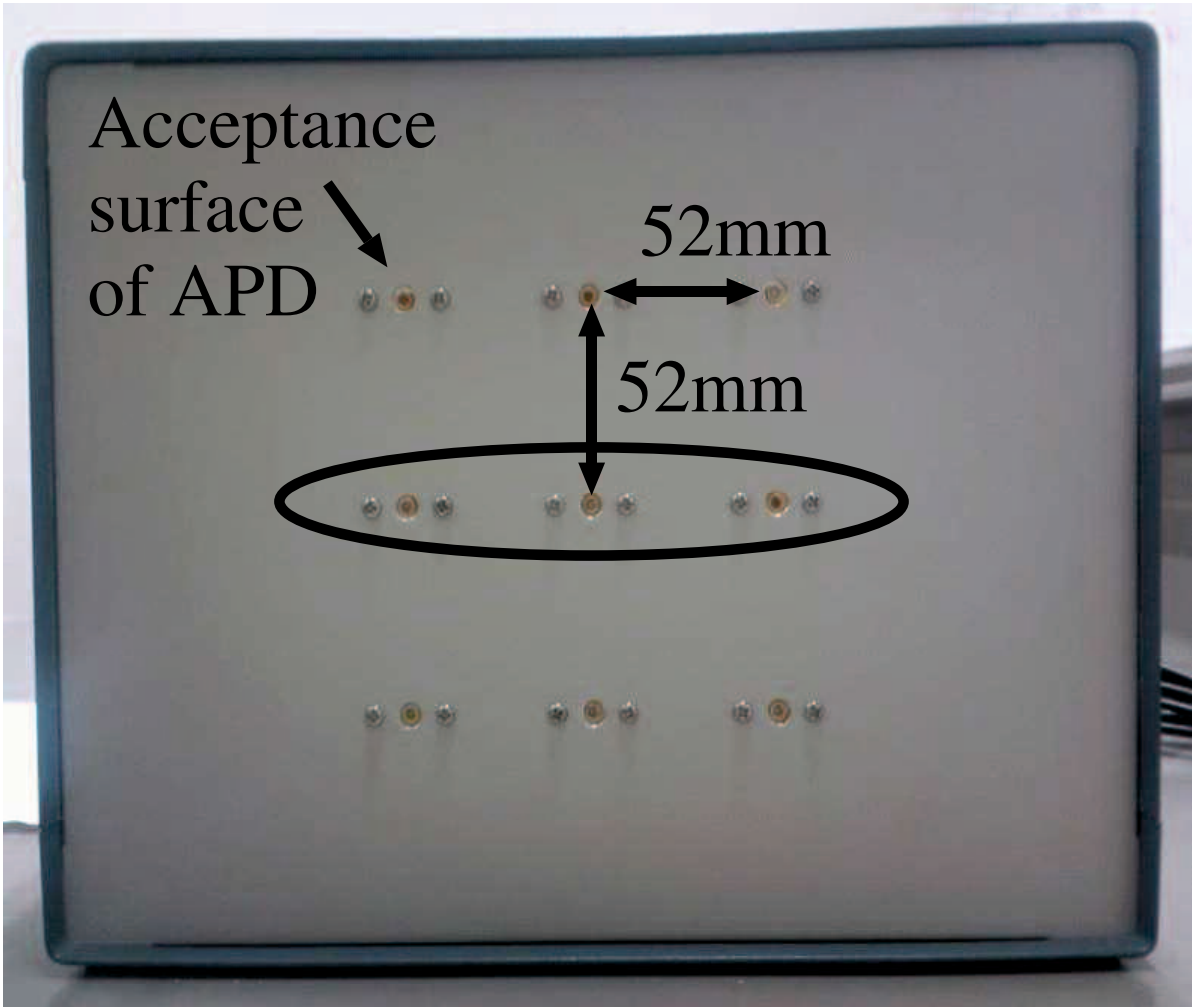


図 5.4: 送受信機を受信モジュール

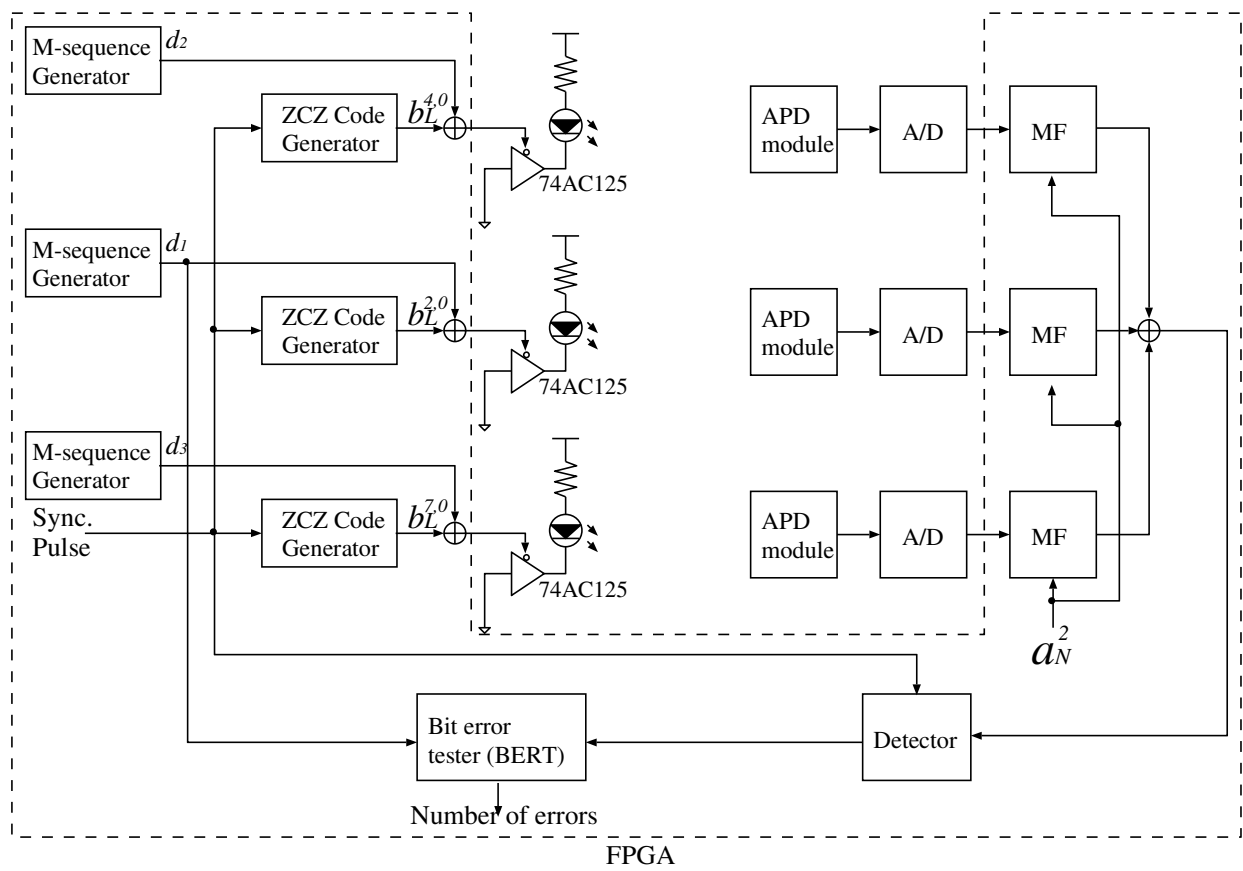


図 5.5: 光 ZCZ-CMDA 方式で等利得合成を行なう通信のブロック図

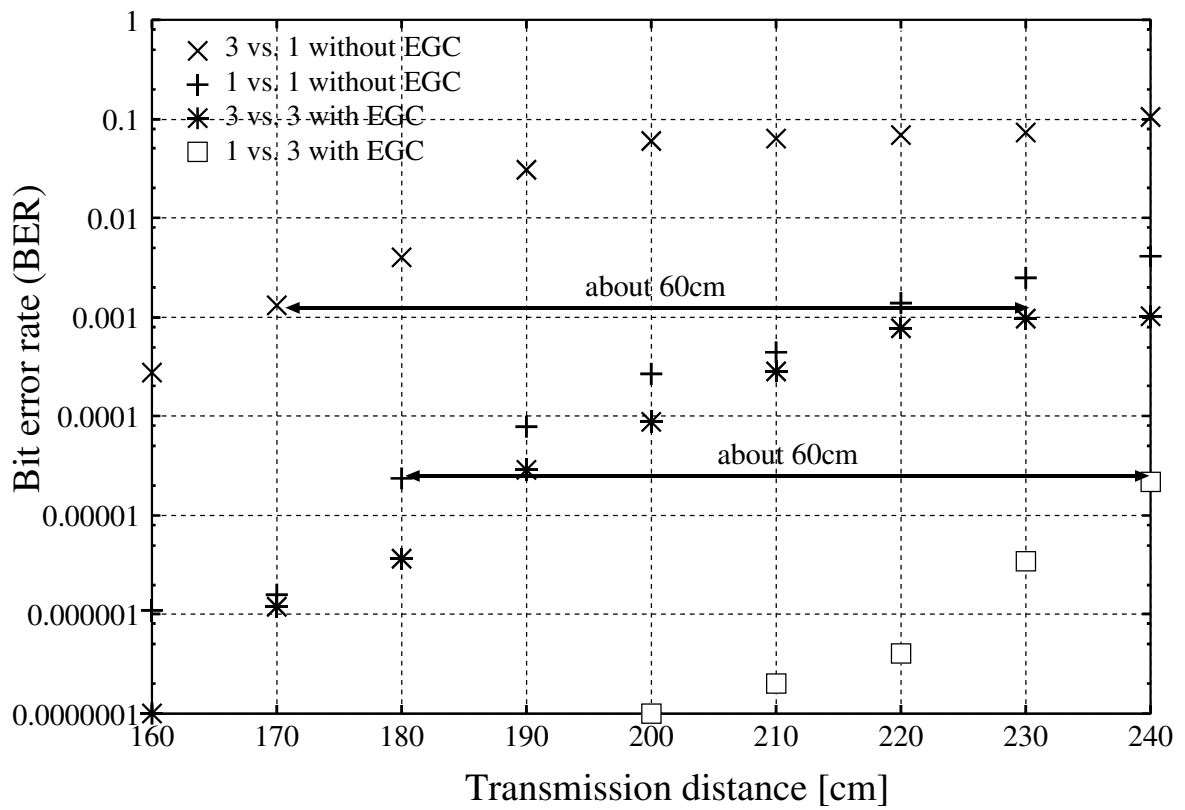


図 5.6: 光 ZCZ-CDMA 方式による等利得合成を行なった場合の送受信機間距離に対するビット誤り率の推移

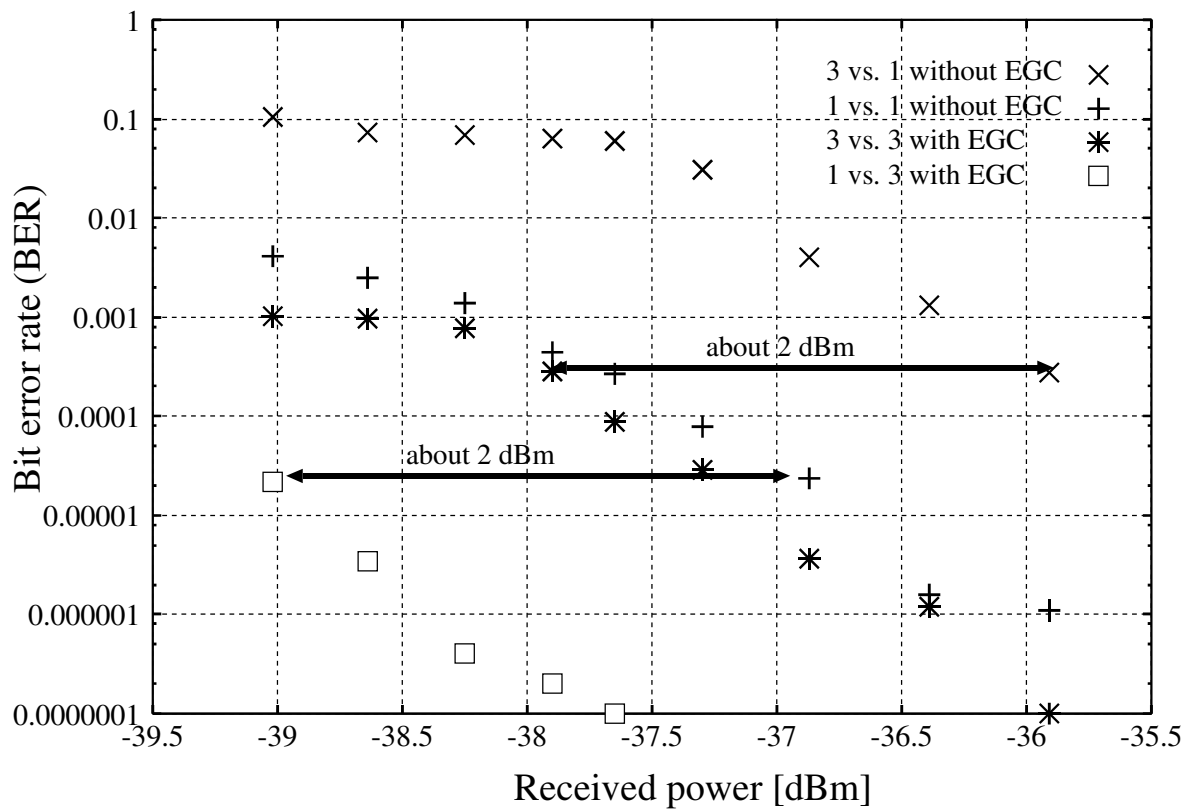


図 5.7: 光 ZCZ-CDMA 方式による等利得合成を行なった場合の受光電力 [dBm] に対するビット誤り率の推移

第6章

結論

本章では、本論文のまとめと今後の課題について述べる。

6.1 まとめ

本論文では、零相関区間が 2^z となる場合の光 ZCZ 系列セットに対する符号発生器およびマッチドフィルタバンクの小規模な構成法を提案した。これにより、従来は系列長の増加に対して回路規模が著しく増加していたのに対し、より小さい規模で回路を構成することが可能となった。また、実際に提案した符号発生器、マッチドフィルタバンクを用いて送受信機を試作し、並列伝送実験を行なった。本論文の結論として、第3章から第5章のまとめを述べる。

第3章では零相関区間が 2^z となる光 ZCZ 系列の符号発生器の小規模な構成法を提案した。提案法による符号発生器は零相関区間が 2^z となる光 ZCZ 系列セットの構成法を論理式によって表現し、回路化することで構成されている。この構成法は従来の ROM を用いた符号発生器よりも小さな回路規模で構成できる。FPGA 上に従来法と提案法による符号発生器を実装し比較を行なったところ、従来法は系列長の増加に伴って回路規模の著しい増加および動作速度の低下が見られるのに対し、提案法では回路規模は線形的な増加、動作速度はほぼ一定の値へと改善することができた。

第4章では零相関区間が 2^z となる光 ZCZ 系列のマッチドフィルタバンクの小規模な構成法を提案した。提案法によるマッチドフィルタバンクは伝達関数を、零相関区間が 2^z となる光 ZCZ 系列セットの構成法および M 系列型アダマール行列特性を用いて因子分解し、それを回路化することで構成されている。この構成法は従来の直接型のマッチドフィルタを並列に接続したマッチドフィルタバンクよりも小さな回路規模で構成でき、系列長 N に対して加算器数は $O(N^2)$ から $O(N \log_2 N)$ に遅延素子数は $O(N^2)$ から $O(N)$ に減少させることに成功している。また、FPGA 上に従来法と提案法によるマッチドフィルタバンクを実装し比較を行なったところ、提案法によるマッチドフィルタバンクの方が系列長の増加に対して回路規模の増大を低く抑えられることが確認でき、零相関区間が2の場合、系列長 $N = 32, 64, 128, 256$ でそれぞれ 76.2%, 84.2%, 89.7%, 93.4% ロジックエレメント数を抑えることに成功している。

第5章では第3章，第4章で述べた構成法で作製した符号発生器，マッチドフィルタバンクに加えて，LEDやAPDなどを組み合わせて光ZCZ-CMDA方式の送受信機を試作し，並列伝送実験を行なった．実験の結果から，等利得合成によって送受信機間の距離が約60cm改善，対受光電力で見た場合では約2dBm改善しており，APDモジュールを増やし，等利得合成を行なうことでBER特性が改善することがわかった．

6.2 今後の課題

本論文では実用面での課題として回路規模を取り上げ，それに対する改善手法を扱った．しかし，光ZCZ-CDMA方式の実用面での課題はまだ残されている．既存の製品に光ZCZ-CDMA方式を組み込む際に課題となるのが受光強度の低さである．既存の製品は人間工学に配慮されて設計されているため，通信品質を優先して強度を上げることはできない．そのような制限の中で，光ZCZ系列セットの特徴や通信環境の特性を生かしていかに通信品質を保つのかを検討する余地がある．また，光ZCZ系列セットの特徴である零相関区間の具体的な同期ずれへの耐性は完全には明らかにされておらず，通信品質に影響を与えるような同期ずれが発生した場合の対処方法も十分には議論されていない．これらの課題を解決のため，今後の研究に期待する．

謝辞

本研究を進めるにあたり，熱心な御指導，御支援を頂いた山口大学大学院創成科学研究科の松元隆博准教授に深く感謝と敬意を表すとともに，多くの面で御協力して頂いた山口大学大学院創成科学研究科の松藤信哉教授，井田悠太助教，山口大学工学部の村永聡技術専門職員に深く感謝致します。

また，本論文をまとめるにあたり，有益なご教示を頂いた山口大学大学院創成科学研究科の多田村克己教授，浜本義彦教授に深く感謝致します。

さらに，本研究に関し，有益な議論，ご助言を頂きました神奈川工科大学情報学部の鳥井秀幸教授に感謝致します。

最後に，研究室において共に学び，また，数々の御援助，御協力を下さった山口大学工学部知能情報工学科情報通信研究室の在校生および卒業生の方々に深く感謝致します。

参考文献

- [1] A.G. Bell, “On the production and reproduction of sound by light,” *American Journal of Science*, Series 3, Vol. 20, No. 118, pp.305–324, 1880.
- [2] J.G. Zhang, and G. Picchi, “Tunable prime-code encoder/decoder for all optical CDMA applications,” *IEE Electronics Letters*, Vol. 29, No. 13, pp.1211–1212, 1993.
- [3] J.A. Salehi, A.M. Weiner, and J.P. Heritage, “Coherent ultrashort light pulse code-division multiple access communication systems,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 8, No. 3, pp.478–491, 1990.
- [4] H. Fathallah, L.A. Rusch, and S. LaRochelle, “Passive optical fast frequency-hop CDMA communications system,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 17, No. 3, pp.397–405, 1999.
- [5] H.M.H. Sshalaby, “Complexities, error probabilities, and capacities of optical OOK-CDMA communication systems,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, No. 12, pp.2002–2017, 2007.
- [6] F.R.K. Chung, J.A. Salehi, and V.K. Wei, “Optical orthogonal codes: design, analysis and applications,” *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 35, No. 3, pp.595–604, 1990.
- [7] W.C. Kwong, P.A. Perrier, and P.R. Prucnal, “Performance comparison of asynchronous and synchronous code-division multiple-access technique for fiber-optic local area networks,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 39, No. 11, pp.1625–1634, 1991.
- [8] S. Matsufuji, T. Matsumoto, Y. Tanada, and N. Kuroyanagi, “ZCZ codes for ASK-CDMA system,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, Vol. E89-A, No. 9, pp.2268–2274, 2006.
- [9] T. Matsumoto, and S. Matsufuji, “Code generator implementation on FPGA for an optical ZCZ code using a Sylvester type Hadamard matrix,” *Proceedings of 2007 International Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications*, pp.228–232, 2007.

- [10] T. Matsumoto, and S. Matsufuji, “Optical ZCZ code generators using Sylvester-type Hadamard matrix,” *International Journal of Communications*, Vol. 4, Issue 1, pp.22–29, 2010.
- [11] T. Matsumoto, S. Tsukiashi, S. Matsufuji, and Y. Tanada, “A design of a digital matched filter bank for an optical ZCZ code using a Sylvester type Hadamard matrix,” *Proceedings of the Second International Workshop on Sequence Design and Its Applications in Communications*, pp.184–188, 2005.
- [12] 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.E89-A, No. 9, pp.2292–2298, 2006.
- [13] 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, 2010.
- [14] Y. Ohira, T. Matsumoto, H. Torii, Y. Ida, and S. Matsufuji, “Code generator for optical ZCZ sequence with zero-correlation zone 2^z ,” *Journal of Signal Processing*, Vol. 21, No. 6, pp.265–272, 2017.
- [15] Y. Ohira, T. Matsumoto, H. Torii, Y. Ida, and S. Matsufuji, “Construction of a code generator for an optical ZCZ sequence with zero-correlation zone 2^z ,” *Proceedings of the 2017 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits, Communications and Signal Processing*, pp.361–364, 2017.
- [16] 大平康旦, 松元隆博, 鳥井秀幸, 井田悠太, 松藤信哉, “零相関区間 2^z を有する光 ZCZ 系列の符号発生器の構成の検討,” 第 18 回 IEEE 広島支部学生シンポジウム論文集, 301 通信工学, B2-32, pp.332-333, 2016.
- [17] Y. Ohira, T. Matsumoto, H. Torii, Y. Ida, and S. Matsufuji, “A compact matched filter bank for an optical ZCZ sequence set with zero-correlation zone 2^z ,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, Vol. E101-A, No. 1, pp.195–198, 2018.
- [18] Y. Ohira, T. Matsumoto, H. Torii, Y. Ida, and S. Matsufuji, “Study on construction of a matched filter bank for an optical ZCZ sequence set with zero-correlation zone 2^z ,” *Proceedings of the 2016 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits, Communications and Signal Processing*, pp.363–366, 2016.
- [19] T. Matsumoto, Y. Ohira, S. Muranaga, H. Torii, Y. Ida, and S. Matsufuji, “Trial of free-space parallel transmission system based on optical ZCZ-CDMA system,” *Proceedings of the 6th International Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications*, pp.84–87, 2013.

- [20] 大平康旦, 村永聡, 松元隆博, 鳥井秀幸, 井田悠太, 松藤信哉, “等利得合成を用いた光 ZCZ-CDMA 方式の伝送実験,” 平成 25 年度電気・情報関連学会中国支部連合大会講演論文集, p.219, 2013.
- [21] P.Z. Fan, and M. Darnell, Sequence Design for Communications Applications, Research Studies Press, 1996.
- [22] S. Bitan, and T. Etzion, “The last packing number of quadruples, and cyclic SQS,” Designs, Codes and Cryptography, Vol. 3, Issue 4, pp.283-313, 1993.
- [23] S. Bitan, and T. Etzion, “Constructions for optimal constant weight cyclically permutable codes and difference families,” IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 41, Issue 1, pp.77-87, 1995.
- [24] R.M. Wilson, “Cyclotomy and difference families in elementary abelian groups,” Journal of Number Theory, Vol. 4, Issue 1, pp.17-47, 1972.
- [25] G.C. Yang, “Some new families of optical orthogonal codes for code-division multiple-access fibre-optic networks,” IEE Proceedings Communications, Vol. 142, Issue 6, pp.363-368, 1995.
- [26] 松嶋智子, 長尾剛, 落合昇, 寺町康昌, “拡張プライム系列符号の一般化とその特性について,” 電子情報通信学会論文誌 (A), Vol. J91-A, No. 5, pp.559-573, 2008.
- [27] 小沢佑介, 羽瀧裕真, “擬直交 M 系列対を用いる光無線 DS/SS の一検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, WBS2007-7, pp.7-12, 2007.
- [28] 小沢佑介, 羽瀧裕真, “変形擬直交 M 系列対を用いる光無線アンチポードル DS/SS の性能解析,” 第 30 回情報理論とその応用シンポジウム論文集, pp.911-916, 2007.
- [29] 末広直樹, 羽鳥光俊, “M 系列より導かれる直交系列と擬直交系列,” 電子情報通信学会技術研究報告, SST87-20, pp.15-20, 1987.
- [30] 高橋拓生, 松藤信哉, 松元隆博, 棚田嘉博, “拡張した ZCZ 符号を用いた光 CDMA 方式の提案,” 電子情報通信学会技術研究報告, WBS2003-83, pp.19-23, 2003.
- [31] X.M. Tang, P.Z. Fan, and S. Matsufuji, “Lower bounds on the maximum correlation of sequence set with low or zero correlation zone,” IEE Electronics Letters, Vol. 36, No. 6, pp.551-552, 2000.
- [32] 山内雪路, スペクトラム拡散通信, 東京電機大学出版社, 1997.
- [33] 丸林元, 中川正雄, 河野隆二, スペクトラム拡散通信とその応用, 電子情報通信学会, 1998.
- [34] B. Gordon, W.H. Mills, and L.R. Welch, “Some new difference sets,” Canadian Journal of Mathematics, Vol.14, pp.614-625, 1962.

- [35] R. Scholtz, and L. Welch, "GMW sequences," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 30, Issue 3, pp.548–553, 1984.
- [36] 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符号発生器の試作," 平8電気関係学会九州支部連合大会講演論文集, p.505, 1996.
- [37] 松元隆博, 棚田嘉博, 渡邊孝博, "シフト直交実数有限長系列による可変拡散率伝送とその符号発生器の構成," 平10電気・情報関連学会中国支部連合大会講演論文集, p.427, 1998.
- [38] 松元隆博, 月足繁夫, 松藤信哉, 棚田嘉博, "光 ZCZ 符号発生器の設計," 電子情報通信学会技術研究報告, WBS2005-41, pp.13–18, 2005.
- [39] A. Baier, "A low-cost digital matched filter for arbitrary constant-envelope spread-spectrum waveforms," IEEE Transactions on Communications, Vol. 32, No. 4, pp.354–361, 1984.
- [40] N. Kataoka, T. Kojima, M. Miyake, and T. Fujino, "Performance of soft decision digital matched filter in direct-sequence spread-spectrum communication systems," IEICE Transactions on Communications, Vol. E74-B, No. 5, pp.1115–1122, 1991.
- [41] 田中実, 小川洋一, 衣笠康司, 椰勝利, 武井利行, "省電力型 SS 通信用 LSI の開発," 電子情報通信学会技術研究報告, SST95-77, pp.31–36, 1995.
- [42] 藤田康仁, 益一哉, 坪内和夫, "次世代 Si プロセスを用いた Digital Matched Filter の検討," 電子情報通信学会技術研究報告, SST96-71, pp.19–24, 1997.
- [43] K. Kitamura, K. Taki, T. Ogata, and Y. Murata, "Low power consumption CMOS digital matched filter - An application example of the plastic hard macro technology," IPSJ Journal, Vol. 42, No. 4, pp.1016–1022, 2001.
- [44] M.L. Lieu, and T.D. 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, 2001.
- [45] T. Yamada, S. Goto, N. Takayama, Y. Matsushita, Y. Harada, and H. Yasuura, "Low-power architecture of a digital matched filter for direct-sequence spread-spectrum systems," EICE Transactions on Electronics, Vol. E86-C, No. 1, pp.79–88, 2003.
- [46] T. Matsumoto, Y. Tanada, K. Satoh, and Y. Nagasawa, "Digital matched filter implementation on FPGA for a shift-orthogonal finite-length sequence," Proceedings of the 10th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, No. C8-15, pp.721–725, 1999.

- [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. J84-A, No. 3, pp.374–386, 2001.
- [48] 松元隆博, 棚田嘉博, “ある型のシフト直交実数有限長系列に関する高速信号処理,” 第24回情報理論とその応用シンポジウム論文集, Vol. I, pp.327–330, 2001.
- [49] T. Matsumoto, Y. Tanada, and T. Watanabe, “Digital matched filter of reduced operation elements for M-ary/DS-SS system using real-valued shift-orthogonal finite-length sequences,” Proceedings of the 3rd IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, pp.46–49, 2001.
- [50] T. Matsumoto, and Y. Tanada, “Implementation of multiple digital matched filter for quasi-synchronous CDMA without cochannel interference using real-valued shift-orthogonal finite-length sequences,” Proceedings of the 5th International Conference on Advanced Communication Technology, pp.357–361, 2003.
- [51] 松元隆博, “シフト直交実数有限長系列セットに対するマッチドフィルタバンクの小規模な構成法,” 電子情報通信学会論文誌 (A), Vol. J94-A, No. 3, pp.168-179, 2011.
- [52] 石井聡, 無線通信とデジタル変復調技術, CQ 出版社, 2005.
- [53] 中川正雄 (監修), 可視光通信コンソーシアム (編), 可視光通信の世界- LED で拓く「あかりコミュニケーション」, 工業調査会, 2006.
- [54] 谷萩隆嗣, 高速アルゴリズムと並列信号処理, コロナ社, 2000.
- [55] 電子情報通信学会, デジタル信号処理ハンドブック, オーム社, 1993.
- [56] N. Suehiro, “Fast algorithms for M-sequence type and E-sequence type Hadamard matrices,” Proceedings of of the IEEE Second International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, pp.55–58, 1992.