



# フーリエ変換を利用した形状認識と光インターコネクションによる高速化アーキテクチャ

安, 哲興

---

(Degree)

博士 (学術)

(Date of Degree)

1996-09-30

(Date of Publication)

2015-06-16

(Resource Type)

doctoral thesis

(Report Number)

甲1587

(JaLCD0I)

<https://doi.org/10.11501/3129697>

(URL)

<https://hdl.handle.net/20.500.14094/D1001587>

※ 当コンテンツは神戸大学の学術成果です。無断複製・不正使用等を禁じます。著作権法で認められている範囲内で、適切にご利用ください。



博 士 論 文

フーリエ変換を利用した形状認識と光インター  
コネクションによる高速化アーキテクチャ

1996年8月

神戸大学大学院自然科学研究科

安 哲 興

# 目次

1. 緒論 .....	1
参考文献 .....	3
2. 光情報処理でのパターン認識における各種相関手法の基本原理と 二値減算型結合相関器 (BSJTC) の高速化アルゴリズムの提案	
2.1 緒言 .....	6
2.2 マッチドスペイシャルフィルタリング (MSF) システムと純位相型フィルタ (PPOF) の原理 .....	6 7
2.2.1 マッチドスペイシャルフィルタリング (MSF) の原理 .....	7
2.2.2 純位相型フィルタ (PPOF) の原理 .....	9
2.3 結合変換相関器 (JTC) の原理 .....	10
2.3.1 古典結合変換相関器 (JTC) .....	11
2.3.2 非線形結合変換相関器 (BJTC) .....	14
2.3.3 位相型結合変換相関器 (PJTC) .....	18
2.3.4 減算型結合変換相関器 (SJTC) .....	19
2.3.5 二値減算型結合変換相関器 (BSJTC) .....	22
2.4 電子計算機による BSJTC 高速化アルゴリズムの提案 .....	23
2.5 結言 .....	26
参考文献 .....	27
3. 二値減算型結合変換相関器 (BSJTC) の雑音耐性 .....	30
3.1 緒言 .....	30
3.2 入力信号が雑音を含む場合の BSJTC .....	31
3.3 コンピュータ・シミュレーションの結果 .....	33
3.4 結言 .....	43
参考文献 .....	43
4. BSJTC のハンゲル文字認識への応用 .....	44
4.1 緒言 .....	44
4.2 ハンゲル文字の構造と特徴 .....	45
4.3 コンピュータ・シミュレーション .....	47
4.3.1 ハンゲル認識の手順 .....	49
4.3.2 類似文字を含むハンゲル認識結果の例 .....	51

4.4	結言	57
	参考文献	58
<b>5.</b>	<b>電子計算機的设计における光インターコネクションの展望</b>	<b>59</b>
5.1	緒言	59
5.2	光インターコネクションの原理的優位性と空間形ボード間光インターコネクションの提案	61
5.3	結言	64
	参考文献	65
<b>6.</b>	<b>高反射率積層板によるボード間波長多重光インターコネクション</b>	
6.1	緒言	66
6.2	平行円形反射板光インターコネクションの基本概念と構成	66
6.3	基礎実験とシミュレーション	69
6.4	並列コンピュータアーキテクチャの応用方式	71
6.4.1	アレイ・プロセッサ型並列コンピュータ	72
6.4.2	FFT 専用コンピュータ	72
6.4.3	汎用マルチプロセッサコンピュータへの応用	74
6.5	結言	74
	参考文献	77
<b>7.</b>	<b>波長多重光インターコネクションによる高速フーリエ変換専用計算機のアーキテクチャ</b>	<b>78</b>
7.1	緒言	78
7.2	FFT の原理 (DFT の原理)	79
7.2.1	周波数間引き法に基づくバタフライ・ネットワーク	80
7.2.2	時間間引き法に基づくバタフライ・ネットワーク	82
7.3	波長多重光インターコネクションによる高性能の新しい FFT 専用コンピュータ・アーキテクチャの提案	86
7.4	提案した FFT 専用コンピュータの性能評価	89
7.5	結言	94
	参考文献	94
<b>8.</b>	<b>結論</b>	<b>96</b>
	謝辞	98
	本研究に関する論文・講演	99

# 第1章

## 緒論

光情報処理は光の本質的な並列性と高速性のため、多くの注目を浴びてきた<sup>1-9)</sup>。そして、これからも継続して開発すべき技術対象の一つになるに違いない。光の並列性を完全に引き出して利用するために、純光学演算システムやハイブリッド並列システムが、光ロジックのゲート・アレイや空間光変調器等を用いて、積極的に研究されてきている<sup>10-16)</sup>。昨今、処理すべきな情報量が驚く程の速度で増加してきている。この趨勢が続くことは確実である。特に、注目すべきことは、処理すべき対象として画像情報が増え、扱うべき情報処理量の莫大な増加が生じていることである。一般的に、パターン認識を含む画像処理は、2次元平面に並んだ莫大な数のデータの取り扱うので、逐次処理を基本原則とする現在の電子計算機では情報処理に時間が非常にかかってしまうことは周知の事実である。そこで、現在行われている電子計算機を用いたパターン認識ではほとんどが特徴抽出という前処理を行って、いわゆるデータを圧縮した後、判別過程（いわゆるマッチング処理）に入る手法を取っている。したがって、電子計算機によって行われているパターン認識では、パターンを限られた側面から見て、その合致性を判別していると言える。このことから光の並列性を積極的に利用した計算システムが開発され、莫大な演算回数に及ぶ処理も実時間で行えるようになり、パターン情報の全データを利用した形状認識が行えることが望ましい。

現在、光システムは光機能素子などで多くの改善をしなければならないという問題を持っている。一方、光インターコネクションを用いて現行のコンピュータの性能を向上させる研究が、今まで多くの研究者たちにより行われてきているし、また、続けて行われるであろう。光インターコネクションは、現在の電子計算機のボトルネックであるデータ通信の問題を打開するために考えられ、研究されてきた。この理由としては、光インターコネクションが、高速性・広帯域性・平面交差配線可能・空間配線可能・電磁雑音の影響を受けない等の点で、電気配線と比べて多くの長所を持っているからである<sup>17)</sup>。電子計算機の演算速度は光プロセッサのシステムより遅いが、いろいろの問題に対処できる電子計算機の柔軟性のため、光インターコネクションによる電子計算機の性能向上に対する研究は今後も続くと思われる。

本論文では、光学的システムで主に研究・開発されてきたパターン認識の手法である結合変換相関法（JTC: joint transform correlation）の並列処理による特長をできる限り損なうことなく、電子計算機システムで高速に実現する手法について研究した。結合変換相関器では、フーリエ変換（FT: Fourier transform）が主な役割を果たすので、光インター

## 第1章 緒論

コネクションを用いた高速フーリエ変換 (FFT:fast Fourier transform) の高速化アーキテクチャーの開発を目指した。周知のように、フーリエ変換は光情報処理において中核的な役割をするので、その高速実行は他の方面の応用にとっても大事なことである。

種々ある光学的パターン認識方法の中で、結合変換相関器 (JTC) は、その実時間処理の可能性のため、実時間パターン認識の応用という観点から強い関心を持たれた。しかし、従来の JTC は低い光効率、大きな相関信号のサイドローブ、低い識別能力のためパターン認識に望ましい結果を与えているとは考えられなくなった<sup>18-20)</sup>。1988年、このような従来の JTC の欠点を軽減させるため、Javidi と Kuo はフーリエ面での結合パワースペクトルを2値化するという非線形性処理を導入したバイナリ JTC (BJTC:binary joint transform correlation) を提案した<sup>21)</sup>。しかし、このバイナリ JTC にも問題は残った。

それは、数多くの参照パターンが存在する時、その参照パターン間の干渉の影響から出る多数の相互相関信号ピークが現われ、真に求めたい相関信号とそれらが混合して区別できなくなることであった<sup>22-23)</sup>。このような BJTC の問題を克服するため、1993年に Q. Zhan と T. Minemoto は、BJTC を改良した二値減算型結合変換相関器 (BSJTC:binary subtracted joint transform correlation) を提案した<sup>24)</sup>。この BSJTC では、相関信号ピークの形成に関係ない参照パターン間のパワースペクトルが全体のパワースペクトルから減算されるため、数多くの参照パターンが存在しても高い識別能力が得られるようになった。これが BSJTC の大きな特長と言えるものである。しかし、オブジェクトパターンに雑音が混入している場合の特性についてはまだ調べられていない。

本論文では、雑音を含むオブジェクトパターンを用いて BSJTC の対雑音特性を、コンピュータシミュレーションによって調べた。また、多数の参照パターンを必要とする文字認識の一例として、ハンゲル文字認識にこの BSJTC を応用する研究も行った。

高速フーリエ変換 (FFT) は、BSJTC において核心的な役割をしている。また、電子計算機による FFT はサンプル点数のデータが増加するにつれ、計算量の爆発を起こす典型的な例としてもよく知られている。これらの事実から、現在の電子計算機を用いて種々の高速演算が実行できるように、並列電子計算機を構成する基礎ハードウェアを搭載したボード間の結合を空間形光インターコネクションで行うこと提案した。この提案した光インターコネクションを用いて、 $1024 \times 1024$  サンプル点数の FFT がビデオレートで実行できる FFT 専用計算機のアーキテクチャーが、具体的に提案される。

本論文は概略を上で述べた研究内容をまとめたもので、全8章で構成されている。第2章以下は次のような構成になっている。

第2章：光情報処理でのパターン認識における各種相関法の検討と BSJTC の高速化アルゴリズムの提案。この章ではマッチドスペイシャルフィルタリング (MSF:matched spatial filtering) システムを含めて、JTC、減算型 JTC (SJTC:subtracted joint transform correlation) と BSJTC 等の種々の相関器の基本的原理を比較検討する。そして、電子計算機の使用を想定して多数の参照パターンが存在する時にも良い識別能力を提供する BSJTC の高速アルゴリズムを提案する。

## 第1章 緒論

第3章：二値減算型相関器（BSJTC）の雑音耐性。この章では、違う性質を持った雑音に埋もれた画像を用いて、BSJTCの対雑音耐性をコンピュータシミュレーションによって調べる。

第4章：BSJTCのハンゲル文字認識の応用 一般的には、文字認識を遂行するのに数多くの参照パターンが必要になる。本章では、複数の母音子・子音子の組み合わせから構成される定型体のハンゲルの識別にBSJTCを利用する研究をコンピュータシミュレーションで行う。

第5章：電子計算機の設計における光インターコネクションの展望。この章では、現在の電気計算機内の複雑な電気配線の問題を解決する一つの強力な代案として光インターコネクションが上げられ、それが原理的に優位であることが述べられる。また、光インターコネクションの利用方式の一つであるボード間の空間形光インターコネクションが提案される。

第6章：高反射率積層板によるボード間波長多重光インターコネクション。この章では、現行の技術レベルで実現可能な光インターコネクションの方式として、高反射率を持つ二枚の円形薄板を、情報処理単位のビットの数だけ積層して構成するインターコネクションが提案される。このインターコネクションは、波長多重で伝送することにより隣りのボードとの信号クロストークをなくすることができる。この提案された光インターコネクションの有効性が基礎実験を通して示される。

第7章：波長多重光インターコネクションによる高速フーリエ変換専用コンピュータのアーキテクチャー。この章では、前章で提案された波長多重光インターコネクションを用いて2次元FFTの演算原理をうまく表現できることに着眼して高性能のFFT専用計算機アーキテクチャーを提案する。この専用計算機のアーキテクチャーに従って、181MFLOPSの性能を持つプロセッサを16個使用するならば、1024×1024サンプル点数のFFTをビデオレートで実行できることを示す。

第8章：結論。本研究で得た結果をまとめて述べる。将来、本研究で提案された光インターコネクションに対するその在り方の有用性を強調し、研究・開発すべきなことについても述べる。

## 参考文献

- [1] J. Tanida, "A study on optical parallel system of information processing," D. Eng Dissertation, Osaka University, pp.1-6 (1985)(in Japanese).
- [2] J. Chen, "A spatial light modulator using photoconductive and electrooptic crystal," D. Eng Dissertation, Kobe University, pp.1-4 (1989)(in Japanese).
- [3] H. Inaba., *Optical computer* (Ohm Co. Ltd., 1985) pp.2-16 (in Japanese).

## 第1章 緒論

- [4] T. Yatagai *et al.*, *Optical computer* (Science Co. Ltd., Japan, 1989),
- [5] D. G. Feitelson, *Optical computing* (Morikita Co. Ltd., Japan, 1991, translated by the study club of optical parallel operation).
- [6] J. Tsujiuchi, Y. Ichioka, and T. Minemoto, *Optical information processing* (Ohm Co. Ltd., Japan, 1989).
- [7] A.A. Sawchuk and T.C. Strand, "Digital optical computing," in *Proc. IEEE*, vol. 72, 1984, pp.758-779.
- [8] Norbert Streibl, Karl-Heinz Brenner, Alan Huang, Jurgen Jahns, Jack Jewell, Adolf W. Lohmann, David A. B. Miller, Mils Murdocca, Michael E. Prise, and Theodore Sizer, "Digital Optics," in *Proc. IEEE*, vol. 77, 1989, pp.1954-1969.
- [9] T. Yatagai, "Perspectives of optical computer," *Jpn. J. Appl. Phys.* **57**, 1136-1149 (1988).
- [10] T. Minemoto, Kazuhiro Okamoto, and Kei Miyamoto, "Optical parallel logic gate using spatial light modulators with the pockels effect," *Appl. Opt.* **24**, 2055-2062 (1985).
- [11] T. Minemoto, Satoshi Numata, and Kei Miyamoto, "Optical parallel logic gate using spatial light modulators with the pockels effect:implementation using three PROM devices," *Appl. Opt.* **25**, 948-955 (1986).
- [12] T. Minemoto, Satoshi Numata, and Kei Miyamoto, "Optical parallel logic gate using spatial light modulators with the pockels effect: applications to fundamental components for optical digital computing," *Appl. Opt.* **25**, 4046-4052 (1986).
- [13] J. Chen and T. Minemoto, "A SPATIAL LIGHT MODULATOR USING A  $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$  CRYSTAL AND AN ELECTROOPTIC INSULATOR," *Opt. Commun.* **71**, 29-34 (1989).
- [14] T. Minemoto, T. Morimoto and N. Ohnishi, "Implementation of image processing algorithms and modified signed-digit addition on a hybrid optical computing system," *Optical Computing and Processing*, **3**, 39-52 (1993).
- [15] J. Tanida, J. Nakagawa, E. Yagyu, M. Fukui, and Y. Ichioka, "Experimental verification of parallel processing on a hybrid optical parallel array logic system," *Appl. Opt.* **29**, 2510-2521 (1990).
- [16] Liren Liu, Xiaoben Liu, and Bo Cui, "Optical programmable cellular logic array for image processing," *Appl. Opt.* **30**, 943-949 (1991).
- [17] I. Hayashi, T. Ae, and M. Koyanagi, "Optical interconnection," *Jpn. J. Elec. Inform.* **75**, 951-961 (1992).
- [18] F. T. S. Yu and X. J. Lu, "A real-time programmable joint transform correlator," *Opt. Commun.*, **52**, 10-16 (1984).
- [19] B. Javidi and Joseph L. Horner, "Single spatial light modulator joint transform correlator," *Appl. Opt.* **28**, 1027-1032 (1989).
- [20] Mohammed S. Alan, "Feature-extracted joint transform correlation," *Appl. Opt.* **34**, 8148-8153 (1995).



## 第1章 緒論

- [21] B. Javidi, "Nonlinear joint power spectrum based optical correlation," *Appl. Opt.* **28**, 2358-2367 (1989).
- [22] B. Javidi, "Comparison of binary joint transform correlators and phase-only matched filter correlators," *Opt. Eng.* **28**, 267-272 (1989).
- [23] B. Javidi, Jun Wang, and Qing Ting, "Multiple-object binary joint transform correlation using multiple-level threshold crossing," *Appl. Opt.* **30**, 4234-4244 (1991).
- [24] Q. Zhan and T. Minemoto, "Successful Pattern Matching with a Large Number of Reference Patterns Using a Joint Fourier-Transform Correlator," *Jpn. J. Appl. Phys.* **32**, 3471-3476 (1993).

## 第2章

# 光情報処理でのパターン認識における各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

### 2.1 緒言

この章では、パターン認識における現在の光相関システムのいくつかの原理を概論し、その中で最も有用であると考えられる相関器の高速化手法を提案する。光相関システムは全て並列処理であり、実時間処理を含む高速処理を必要とする画像認識システムに用いられる。パターン認識は光情報処理の分野で最も広く研究・応用されている部門のひとつである。パターン認識の目的は入力オブジェクト像が多くの参照パターンの中のどれと一致するかを決定することである。

全ての光相関システムの中で、最も初期に研究され、最も一般的に使用された光相関システムはマッチドスペイシャルフィルタリング (MSF:matched spatial filtering) システムである。マッチドフィルタリングシステムはVander Lugt<sup>1)</sup>によって最初に提案され、その後、多くの研究者達によってさらに効率の良いシステムへ改良されてきた<sup>2-5)</sup>。マッチドフィルタリングシステムでの複素空間フィルタの作製が難しいという問題と光学系の高度な調整を必要とするという問題を解決するために、フーリエ結合変換相関器と呼ばれる新たな光相関システムがWeaverとGoodmanそしてRauによってそれぞれ独立に1966年に提案された<sup>6-7)</sup>。それ以来、多くの研究者によって多くの改良がなされてきている<sup>8-20)</sup>。

このような光相関器の発展を概観するため、2.2節ではMSFとその改良である純位相型フィルタの原理 (PPOF:pure phase only matched filtering) について述べる。

2.3節では種々の結合変換相関器 (JTC) について説明し、JTCが簡単に実現できることを示す。多数の参照パターンが存在するとき、一番重要なのは参照像を置く位置の問題である。それは参照像間の相互相関が所望する相関信号と重なることを防ぐためである。参照像が多くあるとき、普通のJTCとBJTCにおいては不可能であった参照像の配置に関する問題を解決するために、提案されたBJTCの改良型であるBSJTCについて述べる。

光相関システムに代わり、現在の電子コンピュータを用いても相関やコンボリューション

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

ンや高速フーリエ変換などを実行することができる。最近では、コンピュータの演算速度は、半導体素子の応答速度と並列設計技術が向上されるにつれ、以前に比べて著しく速くなってきている。電子コンピュータは、速度だけの面では、並列処理を本質とする光処理システムに比べて遅い。しかし、電子計算機の柔軟性と高い計算精度は、光プロセッサより処理速度が遅いという欠点を補って有り余るたいへん大きな利点である。さらに、電子コンピュータの改良が多くの研究者によってなされることが期待される。2.4節では、電子コンピュータを用いたBSJTCの高速アルゴリズムを提案している。

最後の節では、本章での主な内容をまとめて述べる。

### 2.2 マッチドフィルタリング (MSF) システムと純位相型フィルタ (PPOF) の原理

二つの関数がフーリエ変換されて周波数領域で掛け合わされた後、その積を逆フーリエ変換すると、二つの関数のコンボリューションとなることはよく知られている。さらに、フーリエ面で掛算される関数の一つが複素共役関数であれば、積を逆フーリエ変換して得られる結果は二つの関数の相関になる。この原理を利用して、Vander Lugtは最も基礎的なMSFを1963年に提案した。それ以来、そのシステムの改良が多くの研究者によってなされてきている。POF (phase only filtering) はMSFを超える高い回折効率があるなどの利点を持つことが立証された。この節では、MSFとその改良型の一つとして提案されているPPOFの原理をの述べる。相関は二つの関数の類似性を数量化して表わすものとしてよく知られている。従って、パターン認識において、パターン間の類似性を数量化して表わす時には、相関を求めることが行われる。

#### 2.2.1 マッチドフィルタリング (MSF) システムの原理

MSFの光学システムをFig. 2.1に示す。ある関数 $h(x,y)$ と別の関数 $g(x,y)$ の相関を求めるために、 $H^*(u,v) \cdot G(u,v)$ を計算し、その積を逆フーリエ変換する。ここで、 $H,G$ はそれぞれ $h,g$ をフーリエ変換したもので、 $*$ は複素共役を示す。このマッチドフィルタは完全にフーリエ変換タイプのホログラフィックフィルタなので、このフィルタはフーリエ変換ホログラフィの作製法を利用して作られる。

このマッチドフィルタの原理について考える。まず、光学系 (Fig. 2.1 参照) の $P_1$ 面上に振幅透過率が $h(x,y)$ の物体を置いて、そのフーリエ変換 $H(u,v)$ を $P_2$ 面上に作る。そして、 $P_2$ 面を一樣な平面波の参照光で照射する。光学系のフーリエ面の $u$ 軸方向と角度 $\theta$ を成して進む一定の振幅 $R_0$ を持つ平面参照光の $P_2$ 面上での光分布 $R$ は $R_0 \exp(-i2\pi\alpha u)$ で表わされる。ここで $\alpha$ は空間周波数 ( $=\sin\theta / \lambda$ )を表わし、 $\lambda$ は光の波長である。この時の $P_2$ 面上での光の強度分布は式(2.1)で表される。

$$\begin{aligned} t(u,v) &= |H(u,v) + R|^2 \\ &= R_0^2 + |H(u,v)|^2 + R_0 H(u,v) \exp(i2\pi\alpha u) + R_0 H^*(u,v) \exp(-i2\pi\alpha u) \end{aligned} \quad (2.1)$$

第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

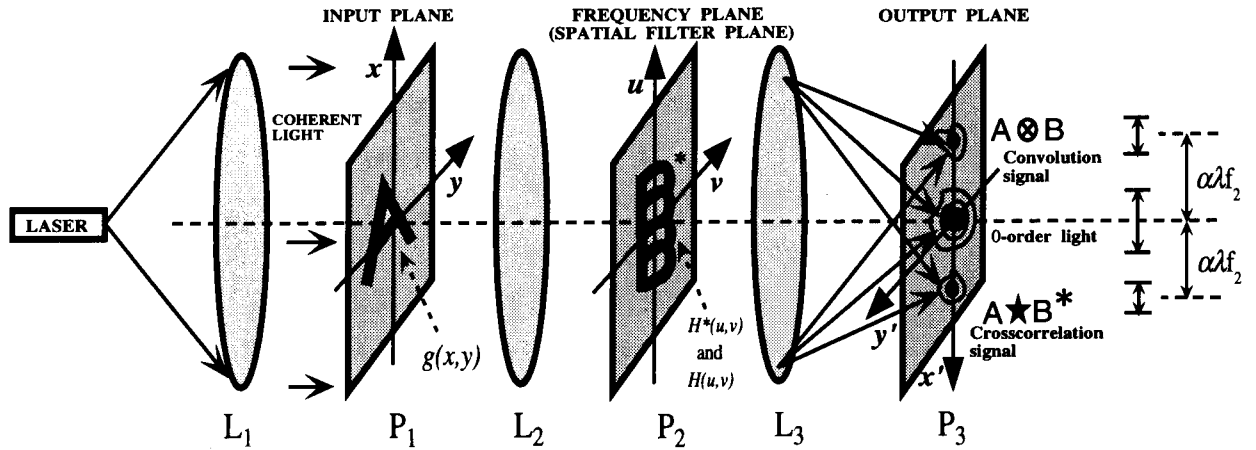


Fig. 2.1 Matched spatial filtering system.  $L_1$ , collimating lens;  $L_2, L_3$ , Fourier transform lens ( $v_x = u / \lambda f_2, v_y = v / \lambda f_2$ )

また、 $H$ は $h$ のフーリエ変換で次式で表される。

$$H(u, v) = \iint h(x, y) \exp[-i2\pi(ux + vy)] dx dy \quad (2.2)$$

光の振幅透過率がこの(2.1)式の強度分布に比例するようになる素子を $P_2$ 面に置いて記録する。相関信号は上記のフィルタ関数 $t(u, v)$ を用いて得られる。このマッチドフィルタは $P_2$ 面に置かれており、入力像は $P_1$ にあると仮定しよう。その時、 $P_2$ 面に照射された光強度分布は $g$ のフーリエ変換である $G(u, v)$  (レンズ $L_1$ によってフーリエ変換された)であるから、フィルタ面 $P_2$ を通過した直後の光波分布は $G(u, v) \cdot t(u, v)$ である。引き続き、 $P_2$ 面の光波分布は焦点距離 $f_2$ のレンズ $L_2$ によってフーリエ変換される。レンズ $L_3$ の後焦点面に置いてある $P_3$ 面での光分布は $G(u, v) \cdot t(u, v)$ のフーリエ変換によって与えられ、次の式で表される。

$$U(x', y') = R_0^2 g(x, y) + h(x, y) \star h^*(x, y) \star g(x, y) + R_0 [h(x, y) \otimes g(x, y) \otimes \delta(x' + \alpha\lambda f_2, y')] + R_0 [g(x, y) \star h(x, y) \otimes \delta(x' - \alpha\lambda f_2, y')] \quad (2.3)$$

ここで、 $\star$ と $\otimes$ はそれぞれ相関とコンボリューション積分を表わす。

MSFシステムの $P_3$ 面の出力信号は、Fig. 2.1に示されているように(2.3)式の右辺の最初の2項は出力面の中心に現れ、参照像と入力像の相関およびコンボリューション信号は出力面の両サイドにそれぞれ現れる。もし参照像と入力像が同一であれば、自己相関ピークが観測され、この相関ピーク信号の光量が参照像 $h(x, y)$ と入力像 $g(x, y)$ の類似の度合いを表わすことになる。

光学システムを利用するMSFではホログラフィックフィルタという製作の難しいもの

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

を用いなければならない。もし、計算機の中で2次フーリエ変換が高速にできるならば、参照パターンの複素共役をフーリエ変換したものを用意しておき、入力像のフーリエ変換と積関数の逆フーリエ変換を実行すればマッチドフィルタリングが簡単に行えることになる（式(2.4)参照）。

$$g(x, y) \star h(x, y) = \iint G(u, v) \cdot H^*(u, v) \exp[i2\pi(ux + vy)] du dv \quad (2.4)$$

### 2.2.2 純位相型フィルタ（PPOF）の原理

先に示したマッチドフィルタにおいて最も重要なものは、(2.1)式において空間フィルタ関数の一部分の $H^*(u, v)$ を含む右辺第4項である。マッチドフィルタシステムで、参照光は $H^*(u, v)$ の振幅と位相情報を干渉縞の形態として記録するために用いられる。もし、パターンの振幅と位相の両方を記録できるSLM (spatial light modulator) であれば、フィルタ製作のプロセスで参照光はもはや必要がなく、 $H^*(u, v)$ は(2.5)式で表わせる。

$$H^*(u, v) = |H(u, v)| \exp(i\phi_h) \quad (2.5)$$

最近の研究報告によると、連続トーン画像を転送する時、フーリエ空間における振幅情報と位相情報はたす相対的な役割についてOppenheimとLim<sup>21)</sup>が調査を行った。この研究の一般的な結果としてはビジュアルシーンの特徴を保存するのに振幅情報よりも位相情報が重要であるということであった。Horner<sup>22)</sup>の既存研究から、純粋な位相相関フィルタが光相関システムの中では100%の光効率を発揮すると知られている。他にも位相型ホログラムであるキノフォームについて行われた研究でも位相情報の重要性が認められている。マッチドフィルタの光回折効率を改良するために、純粋POFがHornerとGianino<sup>2)</sup>によって提案され、次の式で定義されている。

$$P(u, v) = \exp(i\phi_h) \quad (2.6)$$

光の回折理論によってもPOFがMSFより大きな自己相関ピークを持つことは明かである。さらに、もし入力像をフーリエ変換して、フィルタに掛けるに前にその位相成分 $\exp(-i\phi_g)$ だけを取り出すことができるなら、 $P_2$ 面から出てくる光波分布は $\exp[-i(\phi_g - \phi_h)]$ となる。この光波（位相信号）を逆フーリエ変換することによって、その相関信号を得ることができる。もし、入力像が参照像と同じであれば、相関出力はデルタ関数( $\delta$ -function)となる。このように、PPOFはPOFよりもっと鋭いピークを発生する。

一般的に、フィルタの位相関数は連続で、その連続関数を正確に再現できる記録過程と記録物質を必要とする。これらの正確な位相再現の問題点を克服するものとして、フィルタ関数を2値化した位相値（例えば、0と $\pi$ ）に限定するBPOF (binary phase only

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

filtering)を用いることはいくつかの利点がある。まず最初に、2値化処理は制御しやすく、2つの位相レベルを正確に定めやすいことである。二番目に、VLSIの技術の大部分は、2値のパターンのために開発されている。この技術を用いてガラスやほかの低散乱基盤上にノイズレベルの低いフィルタを作ることができる。VLSI製造用マスクは分解能や幾何学線形性や空間バンド幅で優れており、日々改良されている。三番目に、一般に2値位相格子の回折効率は連続的に変化する位相格子よりも良い。このことは方形波位相格子の回折効率が40.5%であるのに対して、サイン波位相格子の回折効率は33.9%であることからわかる。四番目に、いくつかのSLMはCQ値位相モードの時うまく動作し、2値タイプの空間フィルタとして用いることができる。先ほど述べたように、BPOFは実際の応用として有用であると言える<sup>23)</sup>。

上述のように光情報処理によるパターン認識ではPPOFがMSFより有効であるならば、電子計算機のみによる処理においてもPPOFが有効である。

電子計算機のみによるPPOF処理は、フィルタ関数 $H^*(u,v)$ の位相項 $\exp[+i\phi_h(u,v)]$ を抽出して用意しておき、(1) 入力像 $g(x,y)$ のフーリエ変換 $G(u,v)$ の計算、(2)  $G(u,v)$ の位相項 $\exp[+i\phi_g(u,v)]$ の抽出、(3) 位相項どおしの積演算、(4) 積演算結果の逆フーリエ変換を順次行うことによって達成される。即ち、

$$[g(x,y) \star h(x,y)]_{\text{PPOF}} = \iint \exp[i2\pi\{\phi_g(u,v) - \phi_h(u,v)\}] \exp[i2\pi(ux + vy)] \times dudv \quad (2.7)$$

を計算することによって実現される。

MSFは式(2.4)の結果であるから、 $g(x,y)$ が $h(x,y)$ に等しい場合には

$$g(x,y) \star g(x,y) = \iint |G(u,v)|^2 \exp[i2\pi(ux + vy)] dudv \quad (2.8)$$

となり、 $|G(u,v)|^2$ のフーリエ変換が自己相関関数となる。PPOFでは、 $g(x,y)$ が $h(x,y)$ に等しい場合には式(2.7)から

$$[g(x,y) \star g(x,y)]_{\text{PPOF}} = \iint \exp[i2\pi(ux + vy)] dudv = \delta(x,y) \quad (2.9)$$

となり、自己相関関数が $\delta$ 関数になる。即ち、PPOFでは自己相関信号は理想的な鋭いピークを持つことになる。従って、PPOFがMSFより優れている。

### 2.3 結合変換相関器 (JTC) の原理

MSFはかつてはよく使用された最も基本的な光相関システムであるが、いくつかの欠点がある。すなわち、その第1はフィルタの製作が容易ではないこと、第2は光学系への

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

画像情報の正確な入力が難しいことである。また、主要な問題点として、実際に実用化する時に無視することのできない光システムの正確かつ安定した調整である。それらの問題点を解決する1つの方法として、JTCの使用が1960年代にはじめて提案された。その後、2値型のSLMの開発により、BJTCがJavidiとKuoによって提案され、JTCより幅の狭くて鋭い相関ピークが出るということが明らかにされた<sup>20)</sup>。また、JavidiによってBJTCを含む、非線形のJTCの方がPOFより優れていることが証明された<sup>24)</sup>。BJTCの相関の出力信号を改良するために、数種類の2値化の方法が研究者達によって提案された<sup>25-28)</sup>。さらに、光の回折効率を改善してより高い相関信号を得るために、位相タイプのJTCがBarnesらによって提案された<sup>29)</sup>。T. MinemotoとQ. Zhanは最適な相関出力信号が得られる条件を調べるため、位相タイプのJTCと種々のBJTCの比較を行った<sup>30)</sup>。以上の3種類のJTCについてこの節の最初の部分で議論する。

多数の参照像を用いるとき、古典JTCは出力面上で信号が重複しないように入力面上の参照像を注意深く配置する必要がある。この欠点はJTCの参照像の数の制限と共に、JTCの使用を制限している。したがって、参照像の配置の制限がなく、もっと多数の参照像を使用可能とする実用的なJTCの開発が望まれている。近年、幾人かの研究者によって2値化の方法を用いて多数の物体や参照像が使用できるJTCを開発しようとしてきているが、非常に多数の参照像を使用する場合には満足できる結果が得られなかった。この問題にうまく対処するためにSJTCとBSJTCが1993年にT. MinemotoとQ. Zhan<sup>31)</sup>によって提案され、多数の参照画像が存在する時も良好な相関信号を出すことが確認された。この節の最後の部分ではSJTCとBSJTCの有効性を理論的に示し、さらに、次の連続する2つの章では異なる性質を持つ雑音で埋もれた画像と韓国文字（ハングル）の認識に対してBSJTCを利用した研究について述べ、BSJTCの使用が実用化において効果的であることを確認する。

### 2.3.1 古典結合変換相関器 (JTC)

JTCを代表とする光学システムをFig. 2.2に示す。簡単にするために、レンズ $L_1$ 、 $L_2$ の焦点距離は同じ $f$ であるとする。今、入射面 $P_1$ に2つの入力像を置く。それらの入力像 $f_1(x, y-d/2)$ と $f_2(x, y+d/2)$ を直角座標系の原点から $y$ 軸方向にそれぞれ $+d/2$ 、 $-d/2$ の位置に配置して、その入力面を一様なコヒーレントな光で照射する。ただし、このFig. 2.2では、それぞれの入力像は幅が $w$ 、その像の中心間の距離が $d$ で、 $d > w$ であると仮定している。 $P_1$ 面の透過振幅は次式

$$f(x, y) = f_1\left(x, y - \frac{d}{2}\right) + f_2\left(x, y + \frac{d}{2}\right) \quad (2.10)$$

で表される。

それら2つの像関数はレンズ $L_1$ でフーリエ変換され、 $P_2$ 面で互いに干渉する。その $P_2$

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

面に達したコヒーレント光の複素振幅は次式

$$F(u, v) = F_1(u, v) \exp\left(-i2\pi v \frac{d}{2}\right) + F_2(u, v) \exp\left(i2\pi v \frac{d}{2}\right) \quad (2.11)$$

であり、 $F_1(u, v)$ と $F_2(u, v)$ はそれぞれ $f_1(x, y)$ と $f_2(x, y)$ のフーリエ変換である。 $P_2$ 面に設置されたSLMやフィルムに記録される干渉光の強度分布は次式で表される。

$$|F(u, v)|^2 = |F_1(u, v)|^2 + |F_2(u, v)|^2 + F_1 F_2^* \exp(-i2\pi v d) + F_1^* F_2 \exp(i2\pi v d) \quad (2.12)$$

ここでは、SLMやフィルムの振幅透過率が入射強度に比例する特性を持つと仮定する。そして、記録された分布はハーフミラーを介して一様なコヒーレント光で照射され、レンズ $L_2$ によりフーリエ変換される。出力面 $P_3$ 上における光の振幅分布 $U$ は次式で与えられる。

$$U(x', y') = f_1 \star f_1 + f_2 \star f_2 + f_1 \star f_2 \otimes \delta(x', y' - d) + f_1 \star f_2 \otimes \delta(x', y' + d) \quad (2.13)$$

$P_3$ における光分布には2つの画像関数 $f_1(x, y)$ と $f_2(x, y)$ の間の相関信号が場所 $(0, \pm d)$ に含まれていることを示している。そして、信号像と参照像のそれぞれの自己相関信号は出力面の中心の周りに現れる。つまり、目的の信号像と参照像との相互相関は出力面の中心から $2d$ 離れた位置に現れる。JTCは液晶光バルブやPROM(pockels readout optical modulator)等の空間光変調素子を用いて実時間処理が可能になりつつあり、その光明がさしつつある。

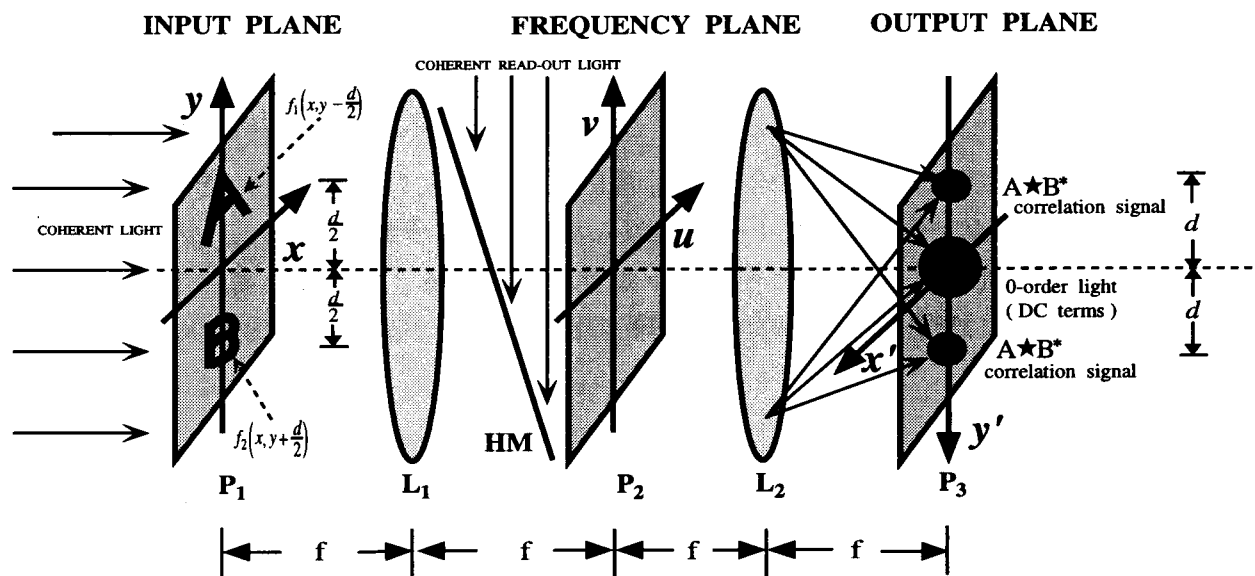


Fig. 2.2 Optical system of the classical joint transform correlator(JTC).  $L_1$  and  $L_2$ , Fourier transform lenses; HM, half mirror.



## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

次に、多数の参照像を用いる場合の古典JTCの効果を調べるために理論的に検討する。この場合、入力面の複合像関数は次式

$$f(x, y) = g(x, y) + \sum_{j=1}^n f_j(x - x_j, y - y_j) \quad (2.14)$$

であらわされ、ここで  $g(x, y)$  は入力物体像、 $\sum f_j(x - x_j, y - y_j)$  は多数の参照像を表している。式を簡単にするため、入力像は入力面の中央に置く。(2.14)式のフーリエ変換は次式

$$F(u, v) = G(u, v) + \sum_{j=1}^n F_j(u, v) \exp[-i2\pi(ux_j + vy_j)] \quad (2.15)$$

で表わされ、 $G(u, v)$  と  $F_j(u, v)$  はそれぞれ  $g(x, y)$  と  $f_j(x, y)$  のフーリエ変換である。ジョイント（結合）パワースペクトルは次式であり、

$$\begin{aligned} |F(u, v)|^2 &= |G(u, v)|^2 + \sum_{j=1}^n |F_j(u, v)|^2 + \sum_{j=1}^n G(u, v) F_j^*(u, v) \exp[i2\pi(ux_j + vy_j)] \\ &\quad + \sum_{j=1}^n G^*(u, v) F_j(u, v) \exp[-i2\pi(ux_j + vy_j)] \\ &\quad + \sum_{k=1, k \neq j}^n \sum_{\ell \neq k} F_k(u, v) F_\ell^*(u, v) \exp\{i2\pi[u(x_\ell - x_j) + v(y_\ell - y_j)]\} \end{aligned} \quad (2.16)$$

ここで、\* は複素共役を意味する。

パワースペクトル  $|F(u, v)|^2$  はコヒーレント光の強度分布として記録・読み出され、逆フーリエ変換される。その逆フーリエ変換  $c(x', y')$  は次式である。

$$\begin{aligned} c(x', y') &= g(x', y') \star g(x', y') + \sum_{j=1}^n f_j(x', y') \star f_j(x', y') \\ &\quad + \sum_{j=1}^n g(x', y') \star f_j(x', y') \otimes \delta(x' + x_j, y' + y_j) \\ &\quad + \sum_{j=1}^n f_j(x', y') \star g(x', y') \otimes \delta(x' - x_j, y' - y_j) \\ &\quad + \sum_{k=1, k \neq j}^n \sum_{\ell \neq k} f_k(x', y') \star f_\ell(x', y') \otimes \delta[x' + (x_\ell - x_j), y' + (y_\ell - y_j)] \end{aligned} \quad (2.17)$$

(2.17)式の第1、2項はそれぞれ出力面の中心付近に現れる。これらは入力物体や参照像自体の自己相関信号である。第3、4項は物体像と参照像間の相互相関信号である。これ

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

らの相互相関信号は出力面のそれぞれの位置  $[(x' = \pm x_j, y' = \pm y_j); j = 1, 2, \dots, n]$  に現れる。(2.17)式の最後の項は、多くの場所  $[x' = \pm(x_\ell - x_k), y' = \pm(y_\ell - y_k); \ell \neq k]$  を中心とする参照像間の相互相関信号である。この関係より、入力面に多数の参照像が存在するとき(2.17)式の右辺の相関信号は、ピークの位置が接近し重なりも起りうることは明かである。このことは参照像と信号像の相互相関の信号の検出を困難にする。従って、参照像どうしの相互相関信号が検出を目指している入力像と参照像の相互相関信号と重ならないように、入力像と参照像を注意して配置しなければならないことになる。このことが、古典JTCにおいては同時に使用できる参照像の数が制限される、主な理由である。

### 2.3.2 非線形結合変換相関器 (BJTC)

従来のJTCに比べてBJTCは高いピーク強度、大きなピーク対サイドローブ比、細い自己相関幅、そしてよりよい相互相関感度を与える。自己相関関数は幅が狭いので、多数の参照像を使用でき、従来のJTCで問題であった像を置く位置と自己相関信号の大きな幅から来る制限は除去される。ここでは、非線形JTCを解析する<sup>20)</sup>。フーリエ面におけるジョイントパワースペクトルを光振幅透過率に変換する際に非線形を導入することによって非線形JTCが実現される。相関信号はフーリエ面に置かれるSLMの非線形特性によって決定される。

高コントラストの光アドレス式のSLMとバイナリ電気アドレス式のSLMをフーリエ面に置いた場合の非線形JTCの構成図をFig. 2.3の(a)、(b)に示す。 $P_1$ 面は $SLM_1$ に表示された参照信号と入力信号を含む入力面である。インコヒーレントな像が入力SLMに入り、コヒーレントな像に変換される。それから、その像はレンズ $FTL_1$ によってフーリエ変換され、その干渉縞が $P_2$ 上に形成される。Fig. 2.3(a)では干渉縞の強度分布は光アドレス式のSLMの入力信号として記録される。高コントラスト光アドレス式SLMの非線形特性にしたがって、ジョイントパワースペクトルが閾値処理される。閾値処理された干渉縞分布はコヒーレント光によって $SLM_2$ から読み出される。相関信号は $SLM_2$ から読み出された閾値処理された干渉縞分布を反映したコヒーレント光振幅分布を逆フーリエ変換することによって得られる。

Fig. 2.3の(b)は電気アドレス式のSLMが非線形相関器の実行に使用されている。フーリエ変換干渉縞の強度は、 $P_2$ 面に置いてあるCCDアレイ素子によって測光され、閾値処理ネットワークを用いて閾値処理される。 $P_3$ 面に置かれているSLMは閾値処理ネットワークによって与えられたフーリエ変換干渉縞の2値化された縞分布を読み出すために使用される。相関信号の関数は $P_3$ 面の2値化された干渉縞分布を逆フーリエ変換することによって $P_4$ 面で得られる。

非線形JTCのシステムで、 $P_1$ 面に存在する入力信号像と参照信号像をそれぞれ $f_1(x, d, y)$ と $f_2(x, d, y)$ で表すと、レンズ $FTL_1$ の後焦点面における光分布 $F(\alpha, \beta)$ は次式で与えられる2つの出力像関数のフーリエ変換間の干渉縞である。

$$F(\alpha, \beta) = F_1(\alpha, \beta) \exp[i\phi_1(\alpha, \beta)] \exp(-i d \alpha) + F_2(\alpha, \beta) \exp[i\phi_2(\alpha, \beta)] \exp(i d \alpha) \quad (2.18)$$

ここで、 $(\alpha, \beta)$  は角空間周波数座標系で、 $F_1(\alpha, \beta) \exp[i\phi_1(\alpha, \beta)]$ 、 $F_2(\alpha, \beta) \exp[i\phi_2(\alpha, \beta)]$  はそれぞれの入力信号  $f_1(x, y)$ 、 $f_2(x, y)$  のフーリエ変換に相当する。また、 $F_1(\alpha, \beta)$  と  $F_2(\alpha, \beta)$  は絶対値振幅分布、 $\phi_1(\alpha, \beta)$ 、 $\phi_2(\alpha, \beta)$  はフーリエ変換の位相項である。P<sub>2</sub>面上のパワースペクトル（干渉強度）分布  $E(\alpha, \beta)$  は式(2.19)で表される。

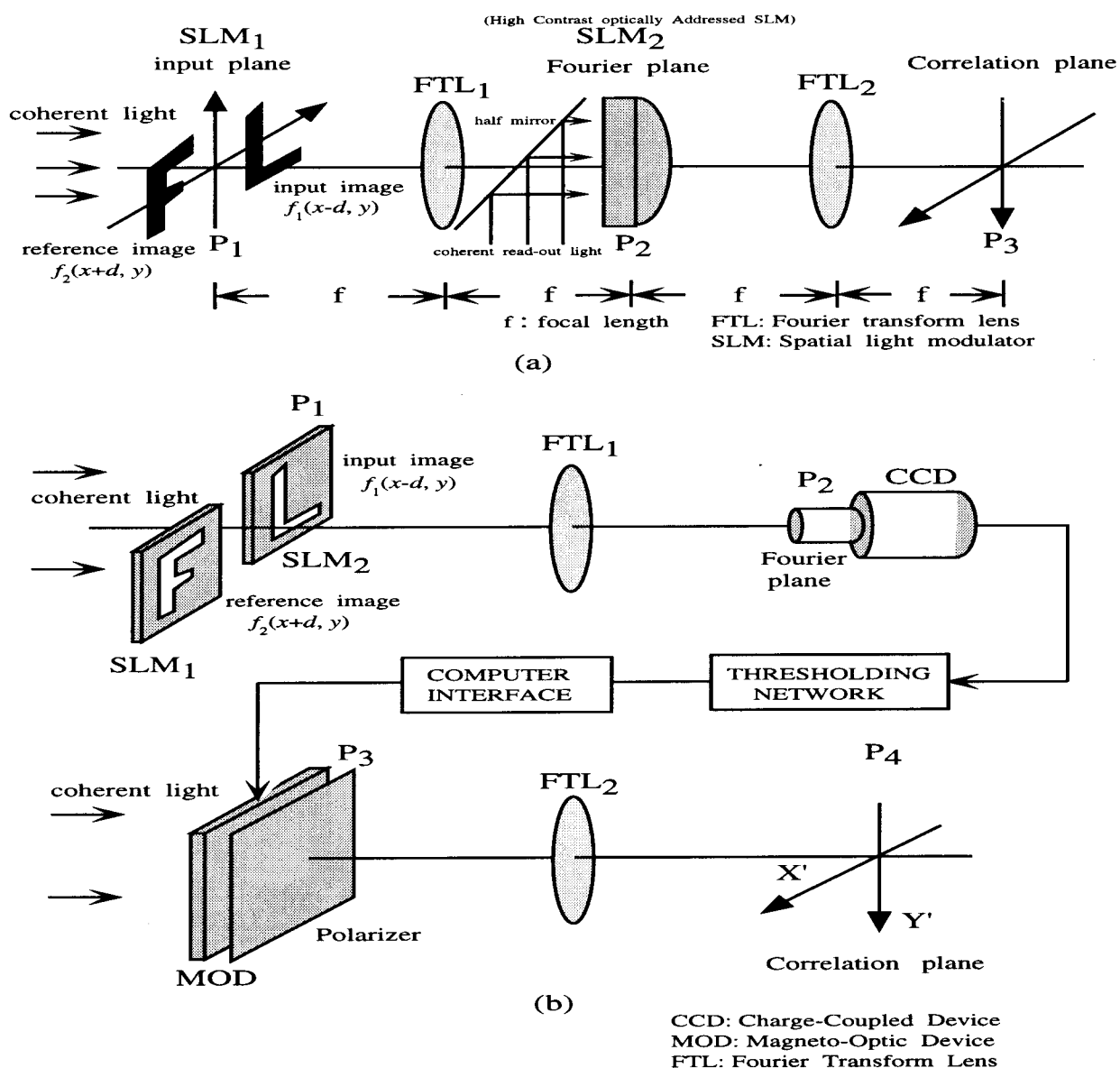


Fig. 2.3 Nonlinear optical correlator: (a) implementation using a variable contrast optically addressed SLM at the Fourier plane and (b) implementation using a CCD interfaced with a thresholding network and an electrically addressed SLM at the Fourier plane.

$$\begin{aligned}
 E(\alpha, \beta) &= |F(\alpha, \beta)|^2 = F_1^2(\alpha, \beta) + F_2^2(\alpha, \beta) \\
 &\quad + F_1(\alpha, \beta) \exp[i\varphi_1(\alpha, \beta)] F_2(\alpha, \beta) \exp[-i\varphi_2(\alpha, \beta)] \exp(-i2d\alpha) \\
 &\quad + F_1(\alpha, \beta) \exp[-i\varphi_1(\alpha, \beta)] F_2(\alpha, \beta) \exp[i\varphi_2(\alpha, \beta)] \exp(i2d\alpha) \quad (2.19)
 \end{aligned}$$

従来のJTCでは、式(2.19)の逆フーリエ変換によって出力面に相関信号

$$h(x', y') = R_{11}(x', y') + R_{22}(x', y') + R_{12}(x' - 2x_0, y') + R_{21}(x' + 2x_0, y') \quad (2.20)$$

が作られる。ここで、

$$R_{21}(x', y') = R_{12}(x', y') = \iint f_1(\xi, \zeta) f_2(\xi - x', \zeta - y') d\xi d\zeta \quad (2.21a)$$

$$R_{11}(x', y') = \iint f_1(\xi, \zeta) f_1(\xi - x', \zeta - y') d\xi d\zeta \quad (2.21b)$$

$$R_{22}(x', y') = \iint f_2(\xi, \zeta) f_2(\xi - x', \zeta - y') d\xi d\zeta \quad (2.21c)$$

非線形JTCではフーリエ変換干渉強度は、逆フーリエ変換を実行する前に閾値処理される。閾値処理されたジョイントパワースペクトルはFig. 2.4に示すように出力値が入力値の $k$ 乗に比例する $k$ th-law非線形性デバイスからの非線形システムの出力と考えられる。

閾値処理ネットワークの非線形入出力関係は、 $E$ を干渉強度として $g(E)$ で表すことにすると、その閾値処理ネットワークの非線形特性のフーリエ変換は式(2.22)で定義される。

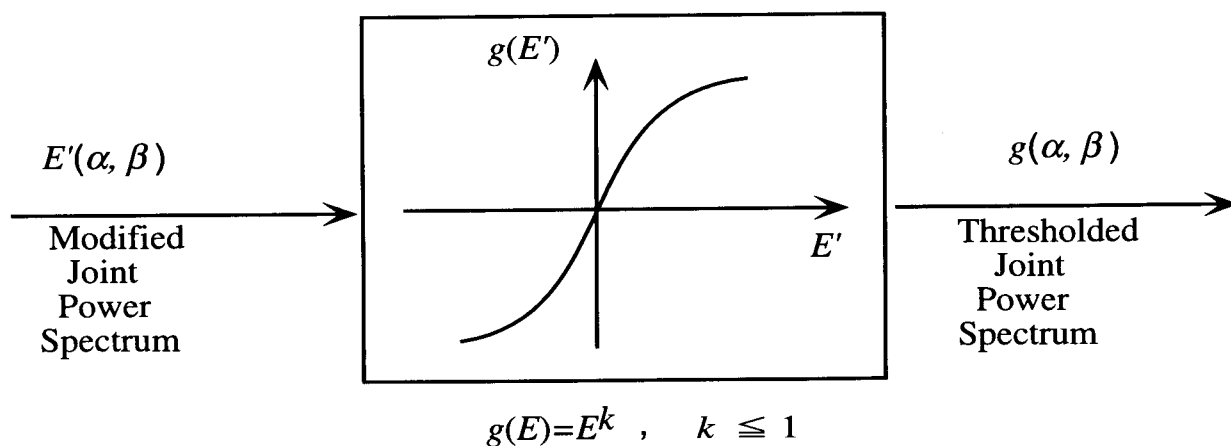


Fig. 2.4 Thresholding network using a  $k$ th law device nonlinearity

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(E) \exp(-i\omega E) dE \quad (2.22)$$

非線形システムの出力は逆フーリエ変換によって次の(2.23)式で与えられる。

$$g(E) = \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) \exp(i\omega E) d\omega \quad (2.23)$$

閾値処理した干渉強度分布は(2.23)式に(2.19)式の $E(\alpha, \beta)$ を代入する事により得られる。

$$\begin{aligned} g(E) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) \exp(i\omega E) d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) \exp\left\{i\omega \left[F_1^2(\alpha, \beta) + F_2^2(\alpha, \beta)\right]\right\} \\ &\quad \times \exp\left\{i2\omega F_1(\alpha, \beta)F_2(\alpha, \beta) \cos[2d\alpha + \varphi_1(\alpha, \beta) - \varphi_2(\alpha, \beta)]\right\} d\omega \end{aligned} \quad (2.24)$$

(2.24)式で第二の指数因子は、Jacobian-Angerの公式を使って次式のように拡張できる。

$$\begin{aligned} &\exp\left\{i2\omega F_1(\alpha, \beta)F_2(\alpha, \beta) \cos[2d\alpha + \varphi_1(\alpha, \beta) - \varphi_2(\alpha, \beta)]\right\} \\ &= \sum_{v=0}^{\infty} \varepsilon_v (i)^v J_v \left[2\omega F_1(\alpha, \beta)F_2(\alpha, \beta)\right] \cos[2vd\alpha + v\varphi_1(\alpha, \beta) - v\varphi_2(\alpha, \beta)] \end{aligned} \quad (2.25)$$

ここで、

$$\varepsilon_v = \begin{cases} 1, & v=0 \\ 2, & v>0 \end{cases} \quad (2.26)$$

であり、 $J_v$ は $v$ 次の第1種のベッセル関数である。従って、このように非線形システムの出力は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} g(E) &= \sum_{v=0}^{\infty} \frac{\varepsilon_v}{2\pi} (i)^v \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) \exp\left\{i\omega \left[F_1^2(\alpha, \beta) + F_2^2(\alpha, \beta)\right]\right\} \\ &\quad \times J_v \left[2\omega F_1(\alpha, \beta)F_2(\alpha, \beta)\right] \cos[2vd\alpha + v\varphi_1(\alpha, \beta) - v\varphi_2(\alpha, \beta)] d\omega \end{aligned} \quad (2.27)$$

閾値処理した干渉強度は(2.27)式からわかるように無限個の高調波の和であると考えることができる。それぞれの高調波項は空間光変調素子デバイスの非線形特性にしたがって包絡線変調されているし、閾値処理されていないジョイントパワースペクトルの位相を整数 $v$ 倍で掛けた位相変調が行われている。また、閾値のレベルが出力面の相関信号に影響を与えることがわかる。このように正確な位相情報は1次の高調項から得られる。高

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

次の相関信号は、出力面から周波数面の空間フィルタリングにより消去することができる。また、ここで与えられた解析は、相関信号に対する任意の非線形性を持つデバイスについても調べる手法として使うことができる。

すでに述べたように、2値化する方法の選択は、出力面の相関信号の状態を決定するので重要である。JTCの強度分布における干渉縞が相関信号の位置を決定するため、ジョイントパワースペクトルの急激な変化を構成する要素を閾値に用いることが必要である。T. Minemoto と Q. Zhan は入力面の全ての像のパワースペクトルの和を用いて2値化する方法を提案して、多数の参照像が存在しても、よい相関信号が得られることを示した。この2値化の方法では、(2.27)式は二つの画像信号については次の関係となる。

$$g(\alpha, \beta) = \begin{cases} 1, & |F(\alpha, \beta)|^2 > F_1^2(\alpha, \beta) + F_2^2(\alpha, \beta) \\ 0, & |F(\alpha, \beta)|^2 \leq F_1^2(\alpha, \beta) + F_2^2(\alpha, \beta) \end{cases} \quad (2.28)$$

この手法で2値化された干渉縞は矩形の格子の集合であると考えられる。つまり、それらは相関出力面でデルタ  $\delta$  関数になり、より鋭くより高いピークを持つ自己相関信号を得るために望ましいことである。一方、ジョイントパワースペクトルの2値化に起因する、本当のピークの他に偽りのピークが表れる。その理由として(2.27)式により理論的な根拠がある。それは(2.27)式が相関信号ピークの位置に影響を与える多数の高調波の和を含むためである。つまり、それらの偽りのピークは相関出力面の $2d$ の整数倍（ここでは、 $v$ ）の位置に現れる。しかし偽りのピークは、一般に本当のピークに比べて弱いので無視できる。Javidi は 1989 年の論文で非線形の度合いによって、非線形の JTC と位相型のみマッチドフィルタの両方で同じ自己相関信号が得られることを理論的に証明した<sup>24)</sup>。

### 2.3.3 位相型結合変換相関器 (PJTC)

このタイプの JTC は以前から行われてきた振幅タイプの JTC がジョイントパワースペクトルで読み出し光の振幅変調を行うのとは異なり、読み出し光の位相分布をジョイントパワースペクトルで変調する。これは画像情報を光位相分布に変換できるデバイス (PROM 等) が開発されたために可能になった。回折光学から、振幅タイプの格子よりも位相タイプの格子のほうが、より高い回折効率が得られることが知られている。この特徴を JTC に適用することができる。もし、ジョイントパワースペクトル分布が光の位相分布に変換されれば、自己相関ピークを向上させることができる。実際、位相変調型の SLM が現在利用可能となったので、ますます実用的になっている。

位相型 JTC では、フーリエ面に置かれた SLM を離れる直後の光波  $T(\alpha, \beta)$  は次式で表される。

$$T(\alpha, \beta) = \exp[iC_0 E(\alpha, \beta)] \quad (2.29)$$

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

ここで、 $C_0$ はSLMの位相変調のダイナミックレンジを決定する定数、 $E(\alpha, \beta)$ はジョイントパワースペクトルである。簡単のために、2つの入力関数が同じ( $F_1 = F_2$ )であると仮定すれば、上の式は次式で表される。

$$\begin{aligned} T(\alpha, \beta) &= \exp\left\{iC_0\left[2F_2^2(\alpha, \beta) + 2F_2^2(\alpha, \beta)\cos(2d\alpha)\right]\right\} \\ &= \exp\left[i2C_0F_2^2(\alpha, \beta)\right] \cdot \exp\left[2F_2^2(\alpha, \beta)\cos(2d\alpha)\right] \end{aligned} \quad (2.30)$$

Jacobian-Anger 公式より、(2.30)式は次の式となる。

$$\begin{aligned} T(\alpha, \beta) &= \exp\left[i2C_0F_2^2(\alpha, \beta)\right] \cdot \exp\left[2F_2^2(\alpha, \beta)\cos(2d\alpha)\right] \\ &= \exp\left[i2C_0F_2^2(\alpha, \beta)\right] \cdot \sum_{\nu=0}^{\infty} \varepsilon_{\nu}(i)^{\nu} J_{\nu}\left[2F_2^2(\alpha, \beta)\right]\cos(\nu 2d\alpha) \end{aligned} \quad (2.31)$$

$\varepsilon_{\nu}$ は前節で定義されており、 $J_{\nu}$ は $\nu$ 次の第1種のベッセル関数である。振幅型のJTCと比較するために、振幅型の場合の式(2.12)と比べて考える。振幅型JTCでは、相関システムにおいて1次の相関ピークが必要のない0次の相関ピーク値を超えることが絶対にならないことがわかる。これとは対照的に位相型のJTCの0次と1次の相関ピークは、変数 $2F_2^2(\alpha, \beta)$ の1次、2次ベッセル関数の変化によって変化する。ベッセル関数をよく検討すると、0次と1次のベッセル関数は変数の変化によって大きく変化し、変数値によって1次の値が0次の値より大きくなることも有り得る。即ち、1次のピークが0次のピークよりも大きくなることも有り得る。このことが振幅型のJTCには存在しない最大の特徴である。

回折光学から、位相変調のダイナミックレンジが $\pi$ のとき、最高の回折効率を得られ、0次のピークは消失することが分かっている。これは位相変調が $\pi$ のとき、非常に高い自己相関ピークを得ることができるということである。

### 2.3.4 減算型結合変換相関器 (SJTC)

今まで我々はいくつかのJTCを取り上げてきたが、その大きな欠点は、多数の参照像が存在する時に相関信号が重なって、識別能力の低下が起こらないように、参照像の配置に注意しなければならないことであった。参照像間の相関信号は、物体像と参照像の相関信号の識別を妨げる偽りの信号ピークを作り出す。したがって、なんらかの方法を用いて参照像同士の相互相関信号を消す必要がある。SJTCと呼ばれる方法が、JTCをさらに改善して実用的に使用できるようにするために提案されている。

従来のJTCでは、入射面に多数の参照像がある場合、そのジョイントパワースペクトルは(2.16)式で表される。この式では、物体の信号像と $j$ 番目の参照像はそれぞれ入射面

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

の  $(x_o, y_o)$ 、 $(x_j, y_j)$  にあると仮定している。式 (2.16) において、簡単のために  $|F_r(u, v)|^2$  を全参照像のパワースペクトルの和であると定義し、 $G(u, v)$ 、 $F_j(u, v)$  を  $O(u, v)$ 、 $R_j(u, v)$  と書き換えると、次式となる。

$$\begin{aligned}
 |F(u, v)|^2 &= |O(u, v)|^2 + \sum_{j=1}^n |R_j(u, v)|^2 \\
 &\quad + \sum_{j=1}^n O(u, v) R_j^*(u, v) \exp\{i2\pi [u(x_j - x_o) + v(y_j - y_o)]\} \\
 &\quad + \sum_{j=1}^n O^*(u, v) R_j(u, v) \exp\{-i2\pi [u(x_j - x_o) + v(y_j - y_o)]\} \\
 &\quad + \sum_{k=1}^n \sum_{\ell \neq k}^n R_k(u, v) R_\ell^*(u, v) \exp\{i2\pi [u(x_\ell - x_o) + v(y_\ell - y_o)]\} \\
 &= |O(u, v)|^2 + |F_r(u, v)|^2 \\
 &\quad + \sum_{j=1}^n O(u, v) R_j^*(u, v) \exp\{i2\pi [u(x_j - x_o) + v(y_j - y_o)]\} \\
 &\quad + \sum_{j=1}^n O^*(u, v) R_j(u, v) \exp\{-i2\pi [u(x_j - x_o) + v(y_j - y_o)]\} \tag{2.32}
 \end{aligned}$$

ここで、

$$|F_r(u, v)|^2 = \sum_{j=1}^n |R_j(u, v)|^2 + \sum_{k=1}^n \sum_{\ell \neq k}^n R_k(u, v) R_\ell^*(u, v) \exp\{i2\pi [u(x_\ell - x_j) + v(y_\ell - y_j)]\} \tag{2.33}$$

一般的な JTC と同じ方法で、式 (2.33) に参照パターンのジョイントパワースペクトル  $|F_r(u, v)|^2$  が得られる。そして、入力シーンのジョイントパワースペクトルから参照パターンのジョイントパワースペクトルを引いた後、減算されたジョイントパワースペクトル  $|S(u, v)|^2$  は次の式 (2.34) で表される。

$$\begin{aligned}
 |S(u, v)|^2 &= |F(u, v)|^2 - |F_r(u, v)|^2 \\
 &= |O(u, v)|^2 + \sum_{j=1}^n O(u, v) R_j^*(u, v) \exp\{i2\pi [u(x_j - x_o) + v(y_j - y_o)]\} \\
 &\quad + \sum_{j=1}^n O^*(u, v) R_j(u, v) \exp\{-i2\pi [u(x_j - x_o) + v(y_j - y_o)]\} \tag{2.34}
 \end{aligned}$$



## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

(2.34) 式を逆フーリエ変換すれば、出力面の相関信号  $c(x',y')$  が得られる。

$$\begin{aligned}
 c(x',y') &= o(x',y') \star o(x',y') \\
 &+ \sum_{j=1}^n o(x',y') \star r_j(x',y') \otimes \delta[x' + (x_j - x_o), y' + (y_j - y_o)] \\
 &+ \sum_{j=1}^n r_j(x',y') \star o(x',y') \otimes \delta[x' - (x_j - x_o), y' - (y_j - y_o)]
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

ここで、 $o(x,y)$  と  $\Sigma r_j(x,y)$  はそれぞれ  $O(u,v)$  と  $\Sigma R_j(u,v)$  の逆フーリエ変換である。(2.35) 式から、参照像同士の相関信号が完全に消えて、従来の JTC の問題の一つが解決されたことがわかる。上記の式から物体像の自己相関信号と、物体像と参照像との間の相互相関信号のみが現われることがわかる。物体像と参照像間の相互相関信号は、対応した位置に出力面の原点に対して対称に現れることもわかる。これら相互相関信号こそが、パターン認識をするために求めるべき信号である。SJTC の処理に関するフローチャートを Fig. 2.5 に示した。これを見れば SJTC の原理が簡単に理解できる。さらに、参照像を入力面の半分に配置したとき、出力信号は出力面に全面に現れる。また、物体像と参照像を入力面の半分の場所に配置した場合、理論的には像の数に制限はない。しかし、参照像を入力面いっばいに配置したとき、相関信号は原点を基準に現われるという対称性質を考慮して、相関ピークどうしが重ならないように、参照像を注意して配置しなければならない。

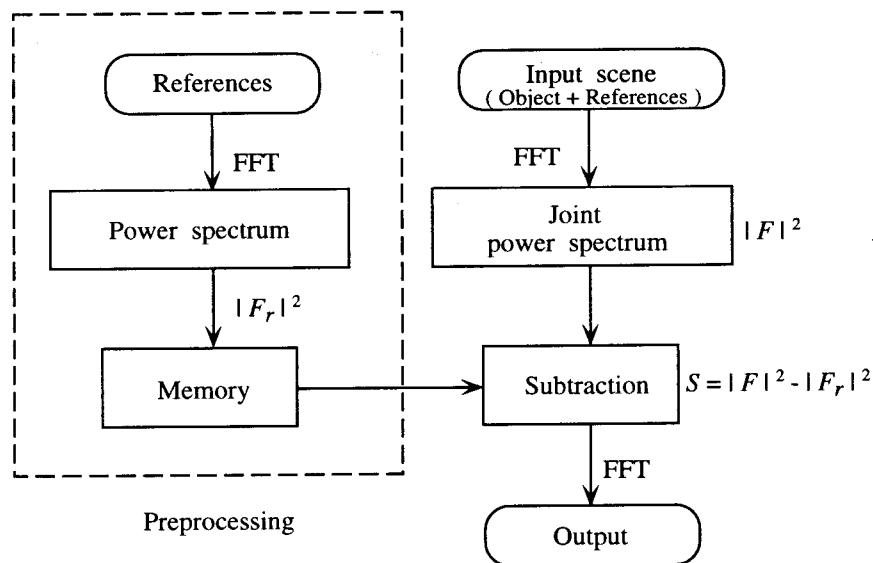


Fig. 2.5 Processing flowchart of SJTC.

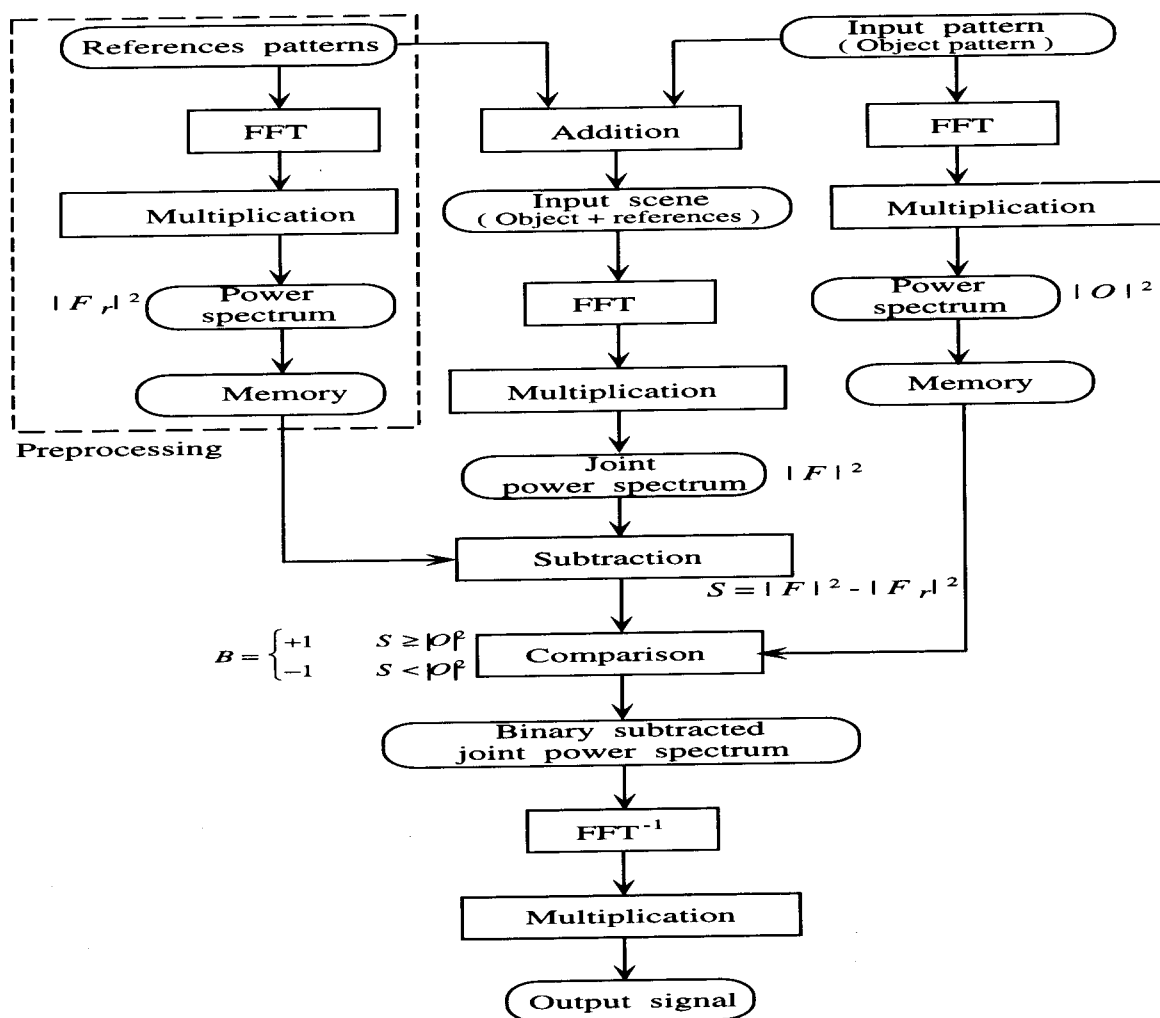


Fig. 2.6 Processing Flowchart of BSJTC in optical system.

### 2.3.5 二減算型結合変換相関器 (BSJTC)

SJTCにおいて、出力面の中心に生じる自己相関信号はパターン認識の役に立たない。前節で述べた2値化の手法を用いることにより、非線形JTCの利点を利用すると共に相関面の中心に存在する不要な自己相関ピークを取り除くことができる。このことを実現するには、閾値処理関数として前述の $|O(u,v)|^2$ を使用するだけでよい。そのSJTCを改良したものがBSJTCである。BSJTCは次式で表わした減算されたパワースペクトル $|S(u,v)|^2$ を信号像のパワースペクトル $|O(u,v)|^2$ で2値化して実行される。

$$B(u,v) = \begin{cases} +1 & |S(u,v)|^2 \geq |O(u,v)|^2 \\ -1 & |S(u,v)|^2 < |O(u,v)|^2 \end{cases} \quad (2.36)$$

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

BSJTCの演算過程のフローチャートをFig. 2.6に示した。BSJTCの最後の過程では、減算されたジョイントパワースペクトルは閾値処理関数 $I(u,v)^2$ によって2値化されてから出力面に相関信号を得るために逆フーリエ変換される。その結果、相関面から物体像の自己相関信号が完全に消え、2値化を行うことによって高い空間周波数領域にある干涉縞の成分が強調されるので非常に鋭い自己相関信号ピークが入力像と一致する参照像の位置に現れる。このように鋭い自己相関信号が得られることがBSJTCの大きな特徴である。

### 2.4 電子計算機によるBSJTC高速化アルゴリズムの提案

今まで本章で議論してきたように、結合相関法(JTC: joint transform correlator)およびこれを改良した二値結合相関法(BJTC: binary joint transform correlator)、減算型結合相関法(SJTC: subtracted joint transform correlator)、二値減算型結合相関法(BSJTC: binary subtracted joint transform correlator)は一つの未知入力パターンと複数の参照パターン(登録パターン)の間の相関値を同時に計算でき、入力データと計算出力結果がともに全て実数データになる特徴を持っている。特に、BSJTCは多数の参照パターンとの相関演算を実行でき、相関値の差異が大きく拡大されて識別能が高くなり、パターン認識にとって好都合であると考えられている。さらに、結合相関法では取り扱う量が全て実数変数であることから、光学系でこれらの方法を実現することを念頭においた研究が多く進められてきた。そして、これまでにBSJTCを実現する光学系と電子回路を用いた複合方式システムの提案<sup>32)</sup>、このシステムでの光電測光システムの性能の検討<sup>33)</sup>、入力信号の画質に関する検討<sup>34)</sup>が行われてきた。

他方、電子計算機(以下では計算機と略す)の演算速度が速くなるにつれて、計算機内でBSJTCを数分から数十秒の準実時間で実行することも可能になってきた。演算素子及び素子間の信号伝達法の改善によって計算機の演算処理速度は今後も増して行くであろうから、近い将来に計算機内でBSJTCを実時間で実行することが可能になると考えられる。したがって、BSJTCの計算アルゴリズムを考える価値がでてきた。

ここでは、計算機内でBSJTCを実行する際のアルゴリズムを提案し、多数の参照パターンと同時に比較し認識する手法として良く知られているマッチドフィルタリングと演算処理の手数を比較し、提案するアルゴリズムによるBSJTCが有利であることを示す。

複数のパターン間の相関演算法BSJTCを光学系と電子回路の複合システムで実現する場合の演算アルゴリズムは、参考文献<sup>23-24)</sup>ですでに示され、同時にマッチドフィルタリングの中で最も識別能が高い信号位相入力・位相型マッチドフィルタによる相関演算法(PPOF: phase-type input signal and phase only matched filtering)と比較されている。これら二つのアルゴリズムのフローチャートをそれぞれFig. 2.6とFig. 2.7に示す。このFig. 2.6に示したBSJTCのアルゴリズムは、パターンのフーリエ変換を光学系で実行することを想定したものとなっている。すなわち、光学系に入力する画像データは実数データが都合がよいので、記憶されるデータは全て実数データであり、フーリエ変換および逆フー

リエ変換は実数変数の関数で実行するようにしてある。しかし、フーリエ変換と逆フーリエ変換を3回実行しなければならない。

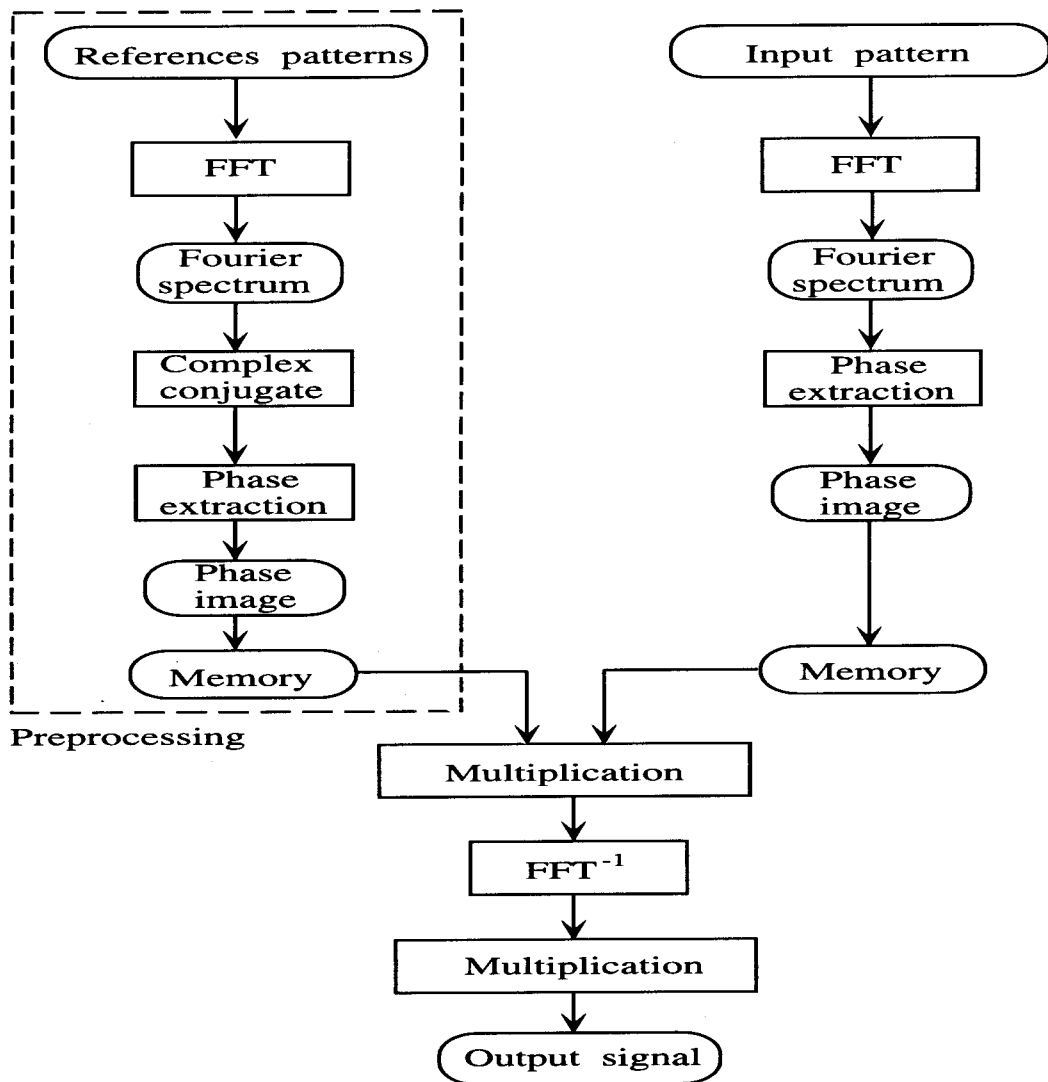


Fig. 2.7 Flowchart for PPOF processing in computer.

これに対し電子計算機の中だけでBSJTCを実行する場合には、記憶しておくデータは複素数でもかまわない。ただし、フーリエ変換及び逆フーリエ変換を計算機中で実行する際の入力データ変数は実数である方が速く演算できる。一般に、計算機中での演算を速くするためには、掛算の演算の回数、特に複素数の掛算の回数を少なくすることが重要である。したがって、BSJTCの演算を高速化するアルゴリズムの要点は、フーリエ変換の回数を少なくすること、フーリエ変換および逆フーリエ変換への入力データは実数であること、複素数の掛算の回数を少なくすること、演算プロセッサへの画像データのアクセス回数を減らすこと、などにある。

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

即ち、電子計算機で速く処理する条件をわかるように整理すると、

- (1) フーリエ変換の回数の減少
  - (2) 実数データを使用したフーリエ変換の実行
  - (3) 複雑なかけ算の数の減少
  - (4) 中央処理装置と記憶装置間の像データのやりとりの回数の減少
- などになる。

この論文で提案するアルゴリズムのフローチャートをFig. 2.8に示す。このアルゴリズムの特徴は、フーリエ変換の線形性を利用して、入力パターンと参照パターンから入力シーンを合成する手続きを省略し、入力シーンのフーリエスペクトルを周波数面で合成するところにある。

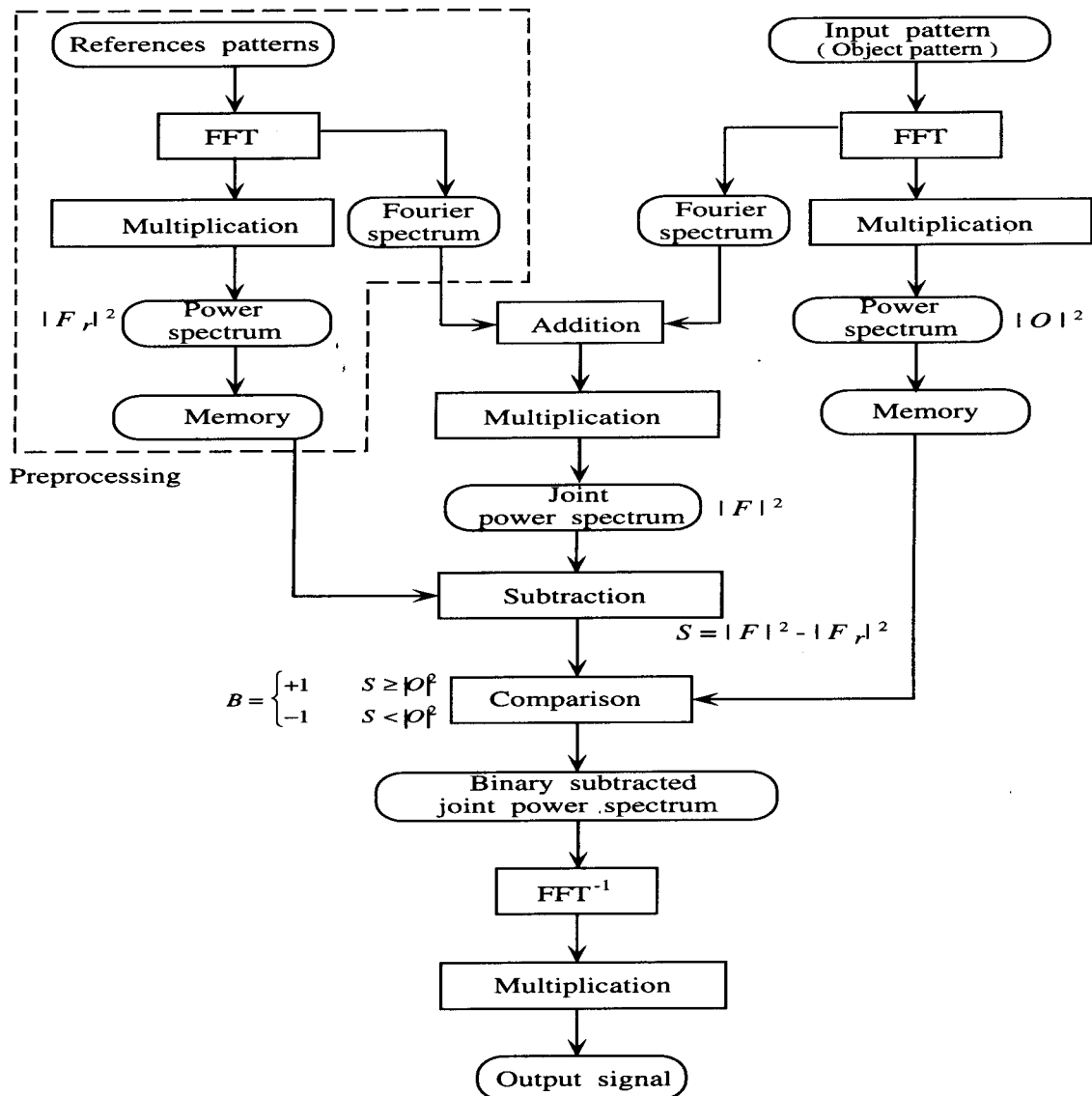


Fig. 2.8 Flowchart for BSJTC proposed in this paper.

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

上記の三つのアルゴリズムにおける演算回数をまとめてTable 2.1 に示す。表中の演算で時間を要するものは、高速フーリエ変換 (FFT)、掛算 (multiplication)、関数計算 (function: 三角関数) である。高速フーリエ変換の中でも入力データが複素数の場合には、演算画素数が多くなると実数データの場合に比べて2倍近い (実際に、超高速トランスペュータを用いた計算システムによると、 $512 \times 512$ 画素入力では約1.8倍、 $1024 \times 1024$ 画素入力では約2.3倍) 時間を要する。前処理は準備段階に計算をしておき、結果を計算機内のメモリに収納しておくならば、実際の処理時間に無関係となる。

Table 2.1 Comparison of numbers of operations in BSJTCs and PPOF

Stages of processing	Kinds of correlator Kinds of calculation	BSJTC*		BSJTC**		PPOF	
		No.	Nature	No.	Nature	No.	Nature
Preprocessing	FFT	1	real	1	real	1	real
	Multiplication	2		2		0	
	Division	0		0		1	
	Addition	1		1		0	
	Function	0		0		1	
Processing	FFT	2	real	3	real	1	real
						1	complex
	Multiplication	6		6		6	
	Division	0		0		1	
	Addition	7		6		4	
	Comparison	1		1		2	
Function	0		0		3		

In this table, BSJTC\* expresses the method proposed in this paper and BSJTC\*\* the method described in Ref [31]. Where, No. means number of times.

画素数 $N \times N$ のデータをFFTで計算するときの演算回数は $N^2(1+\log_2 N)$ で与えられるから、三つの処理における掛算の総回数は、

$$\begin{cases} 8N^2 + 2N^2 + \log_2 N & \text{for BSJTC in this paper} \\ 9N^2 + 3N^2 + \log_2 N & \text{for BSJTC in Ref.[31]} \\ 10N^2 + 4N^2 + \log_2 N & \text{for PPOF} \end{cases} \quad (2.37)$$

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

となり、PPOFの場合には更に3回の関数計算が余分に必要になる。したがって、入力シーンのフーリエスペクトルを計算機の中で合成する手法を取り入れた Fig. 2.8 のアルゴリズムにおいて演算時間が最も短くなることがわかる。

### 2.5 結言

この章では、マッチドフィルタリングを含む、いくつかのJTCについて検討してきた。それらの中でも、参照像が多数であっても優れた認識能力を持ち、鋭い相関幅が得られるなどの素晴らしい特徴を持っているBSJTCが、パターン認識における有望な候補であると見なせる。電子コンピュータによってBSJTCを実行するとき、その処理時間に影響を与える重要な要素はFFTである。近年、膨大な記録容量を持つ小型のコンピュータが登場するにしたがって、この章で提案したBSJTCの高速化のための新しい方法が現実に可能となった。この章で提案した手法が、近い将来、もっと実用的な目的に使用されると期待される。

### 参考文献

- [1] A. B. VanderLugt, "Signal detection by complex spatial filtering," *IEEE Trans. Inf. Theory* **IT-10**, 139-145 (1964).
- [2] J. L. Horner and Peter D. Gianino, "Phase-only matched filtering," *Appl. Opt.* **23**, 812-816 (1984).
- [3] B. Javidi, "Nonlinear Matched Filter Based Optical Correlation," *Appl. Opt.* **28**, 4518-4520 (1989).
- [4] B. Javidi, "Comparison of the nonlinear joint transform correlator and the nonlinearly transformed matched filter based correlator or noisy input scenes," *Opt. Eng.* **29**, 1013-1020 (1990).
- [5] O. K. Ersoy, Y. Yoon, N. Keshava, and D. Zimmerman, "Nonlinear matched filtering II," *Opt. Eng.* **29**, 1002-1012 (1990).
- [6] C. S. Weaver and J. W. Goodman, "A technique for optically convolving two functions," *Appl. Opt.* **5**, 1248-1249 (1966).
- [7] J. E. Rau, "Real-time complex spatial modulation," *J. Opt. Soc. Am.* **57**, 798-802 (1967).
- [8] B. Javidi, "Analysis of nonlinear optical correlation," in *Real Time Signal Processing XI*, J. P. Letellier, ed., *Proc. SPIE* **977**, 307-323 (1989).
- [9] B. Javidi and J. L. Horner, "Single spatial light modulator joint transform correlator," *Appl. Opt.* **28**, 1027-1032 (1989).

## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

- [10] B. Javidi, "Synthetic discriminant function-based binary nonlinear optical correlator," *Appl. Opt.* **28**, 2490-2493 (1989).
- [11] R. K. Wang, L. Shang, and C. R. Chatwin, "Modified fringe-adjusted joint transform correlation to accommodate noise in the input scene," *Appl. Opt.* **35**, 286-296 (1996).
- [12] B. Javidi, J. Horner, A. Fazlollahi, and J. LI, "Illumination-invariant pattern recognition with a binary nonlinear joint transform correlator using spatial frequency dependent threshold function," *Proc. SPIE.* 2026, 100-104 (1993).
- [13] B. Javidi, "Generalization of the linear matched filter concept to nonlinear matched filters," *Appl. Opt.* **29**, 1215-1224 (1990).
- [14] B. Javidi, "Multifunction nonlinear signal processor : deconvolution and correlation," *Opt. Eng.* **28**, 837- 843.
- [15] Jeffrey A. Davis, Ethan A. Merrill, Don M. Cottrell, and Robert M. Bunch, "Effects of sampling and binarization in the output of the joint Fourier transform correlator," *Opt. Eng.* **29**, 1094-1100 (1990).
- [16] B. Javidi, F. Parchekani, "One-bit representation of a gray-scale nonlinear joint transform correlator," *Opt. Eng.* **31**, 888-895 (1992).
- [17] B. Javidi and J. Wang, "Quantization and truncation effects on binary transform correlation," *Opt. Commun.* **84**, 374-382 (1991).
- [18] B. Javidi, D. A. Gregory, and J. L. Horner, "Single modulator joint transform correlator architectures," *Appl. Opt.* **28**, 411-413 (1989).
- [19] D. Psaltis, E. G. Paek, S. S. Venkatesh, "Optical image correlation with a binary spatial light modulator," *Opt. Eng.* **23**, 698-704 (1984).
- [20] B. Javidi and C. J. Kuo, "Joint transform image correlation using a binary spatial light modulator at Fourier plane," *Appl. Opt.* , **27** 663-665 (1988).
- [21] A. V. Oppenheim and J. S. Lim, "The importance of phase in signals," *Proc. IEEE* **69** 529-541 (1981).
- [22] J. L. Horner, "Light utilization in Optical correlators," *Appl. Opt.* **21** 4511-4514 (1982).
- [23] D. L. Flannery, J. S. Loomis, M. E. Milkovich, P. E. Keller, "Application of binary phase-only correlation to machine vision," *Opt. Eng.* **27**, 309-320 (1988).
- [24] B. Javidi, "Nonlinear joint power spectrum based optical correlation," *Appl. Opt.* **28**, 2358-2367 (1989).
- [25] B. Javidi and S. F. Odeh, "Multiple object identification by bipolar joint transform correlation," *Opt. Eng.* ,**27** , 295-300 (1988).
- [26] B. Javidi, J. Wang, and Q. Tang, "Multiple-object binary joint transform correlation using multiple-level thresholding crossing," *Appl. Opt.* , **30**, 4234-4244 (1991).
- [28] Q. Zhan, M. Mitsue, and T. Minemoto, "Method for multilevel threshold of binarization in a hybrid joint Fourier transform correlator," *Appl. Opt.* **29**, 5786-5788 (1993).



## 第2章 各種相関手法の基本原理とBSJTCの高速化アルゴリズムの提案

- [29] Thomas Heinrich Barnes, Kiyofumi Matsuda, Tomoaki Eiju, Kenji, Matsmoto and Francis Johnson, "Joint transform correlator using a phase only spatial light modulator," J. J. Appl. Phy. , **29** , 1293-1296 (1990).
- [30] Q. Zhan, "HYBRID PATTERN RECOGNITION BY USING AN IMPROVED JOINT FOURIER TRANSFORM CORRELATOR," D. Eng Dissertation, Kobe University, 4-68 (1993) (in Japanese).
- [31] Q. Zhan and T. Minemoto, "Successful Pattern Matching with a Large Number of Reference Patterns Using a Joint Fourier Transform Correlator," Jpn. J. Appl. Phys. **32**, 3471-3476 (1993).
- [32] Y. Osugi, Q. Zhan and T. Minemoto, "Hybrid Binary Subtracted Joint Transform Correlator for a Large Number of Reference Patterns Using a  $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ (BSO) Spatial Light Modulator and a Laser Scanner," Opt. Rev., **1** , 159-162 (1994).
- [33] Y. Osugi, H. Mizukawa and T. Minemoto, "Quantization and Truncation Conditions of Fourier Power Spectrum for Good Performance in Binary Subtracted Joint Transform Correlator," Opt. Rev., **3** , 161-170 (1996).
- [34] T. Minemoto, Y. Osugi, H. Mizukawa and J. Ishikawa, "Effect of Input Image's Dynamic Range on Performance of Binary Subtracted Joint Transform Correlator," Opt. Rev., (submitted).

## 第3章

# 二値減算型結合相関器 (BSJTC) の雑音耐性

### 3.1 緒言

前章では、以下に示す複数の相関器の特徴について検討した。結合相関法 (JTC: joint transform correlator)<sup>1,2)</sup> およびこれを改良した二値結合相関法 (BJTC: binary joint transform correlator)<sup>3)</sup>、減算型結合相関法 (SJTC: subtracted joint transform correlator)<sup>4)</sup>、二値減算型結合相関法 (BSJTC: binary subtracted joint transform correlator)<sup>4)</sup> は一つの未知入力パターンと複数の参照パターン (登録パターン) の間の相関値を同時に計算できる特徴を持っている。特に、BSJTC は多数の参照パターンとの相関演算を実行でき、相関値の差異が大きく拡大されて識別能が高くなり、パターン認識にとって好都合であると考えられている。参照画像が多い場合、BSJTC が他の相関器より参照画像の多い時、相関ピーク幅などにおいて非常に有利なことが理論・実験の両面で確認された。さらに、上記の方法では取り扱う量が全て実数変数であることから、光学系でこれらの方法を実現することを念頭においた研究が多く進められてきた<sup>5,6,7)</sup>。そして、これまでにBSJTCを実現する光学系と電子回路を用いた複合方式システムの提案<sup>6)</sup>、このシステムでの光電測光システムの性能の検討<sup>7)</sup>、入力信号の画質に関する検討<sup>8)</sup> が行われてきた。

他方、電子計算機 (以下では計算機と略す) の演算速度が速くなるにつれて、計算機内でBSJTCを数分から数十秒の準実時間で実行することも可能になってきた。演算素子及び素子間の信号伝達法の改善によって計算機の演算処理速度は今後も増して行くであろうから、近い将来に計算機内でBSJTCを実時間処理することが可能になると考えられる<sup>9,10)</sup>。

この章では、このように優れた特徴を持ったBSJTCに対して実用化する際に調べておかねばならない重要な特性の一つである雑音耐性をコンピュータシミュレーションによって調べた。入力パターンに雑音を加算的に混入している場合に、BSJTCの出力信号がどのように劣化するかを調べた。2節では雑音を含む場合のBSJTCの出力信号について理論的に検討し、3節ではコンピュータシミュレーションの結果を示す。また、演算実行過程に信号平滑化処理を一切行わないBSJTCによって、周波数スペクトル空間で局所平均処理を伴うBJTCと同等以上の結果が得られること示す。最後の節では本章の主な内容をまとめる。

### 3.2 入力信号が雑音を含む場合の BSJTC

結合相関器BSJTCへの入力シーンはほとんど雑音のない複数の参照パターンと雑音を含む入力パターンで構成されているとし、相関器からの出力信号が入力パターンに含まれている雑音の大きさにどう依存するかを理論的に検討する。参照画像は複数のパターンから構成されているとして

$$r(x, y) = \sum_{j=1}^m r_j(x - x_j, y - y_j) \quad (3.1)$$

と表わす。入力パターンは信号像（雑音がないパターン）と雑音から作られているとする。本研究では信号像が雑音によって劣化される次の二つの場合について検討する。第一番目は、信号像 $o(x, y)$ とはまったく無関係な雑音 $n(x, y)$ が信号像に加算的に入って像が劣化されている場合 (SIN: signal independent additive noise) であり、無秩序関数 $n(x, y)$ を用いて入力パターンは

$$g(x, y) = o(x - x_o, y - y_o) + n(x - x_o, y - y_o) \quad \text{for SIN} \quad (3.2)$$

と書くことができる。第二番目は、信号像に依存した雑音 $n(x, y)$ が信号像に加算的に入って像が劣化されている場合 (SDN: signal dependent additive noise) であり、入力パターンは

$$g(x, y) = o(x - x_o, y - y_o) + \kappa \frac{o(x - x_o, y - y_o)}{o_{\max}} \times n(x - x_o, y - y_o) \quad \text{for SDN} \quad (3.3)$$

と書くことができる。ただし、 $o_{\max}$  は信号像の最大値を表し、 $\kappa$  は定数である。

入力パターンが式(3.2)の形で表される SIN の場合の相関器への入力シーンは

$$f(x, y) = o(x - x_o, y - y_o) + n(x - x_o, y - y_o) + \sum_{j=1}^m r_j(x - x_j, y - y_j) \quad (3.4)$$

であり、減算スペクトル $S(u, v)$ は

$$\begin{aligned} S(u, v) &= |F(u, v)|^2 - |O(u, v) + N(u, v)|^2 - \left| \sum_{j=1}^m R_j(u, v) \right|^2 \\ &= 2 \sum_{j=1}^m |R_j(u, v)| |O(u, v)| \cos[u(x_j - x_o) + v(y_j - y_o) + \phi_j - \phi_o] \end{aligned}$$

### 第3章 二値減算型結合相関器 (BSJTC) の雑音耐性

$$+ 2 \sum_{j=1}^m |R_j(u, v)| |N(u, v)| \cos[u(x_j - x_o) + v(y_j - y_o) + \phi_j - \phi_n] \quad (3.5)$$

となる。ここに、 $O(u, v)$ ,  $N(u, v)$ ,  $R_j(u, v)$  はそれぞれ  $o(x, y)$ ,  $n(x, y)$ ,  $r_j(x, y)$  のフーリエ変換であり、 $\phi_o$ ,  $\phi_j$ ,  $\phi_n$  はそれぞれ  $O(u, v)$ ,  $R_j(u, v)$ ,  $N(u, v)$  の位相項であり、\* は複素共役であることを表している ( $u, v$  は角空間周波数である)。減算型相関器 SJTC(subtracted joint transform correlator) の出力信号は式 (3.5) を逆フーリエ変換すると得ることができる。式 (3.5) の第1項は出力面で入力像信号と参照パターンとの間の相関信号を作り、ここに雑音の項は関与していない。第2項は参照パターンと雑音信号 SIN との相関信号を作る。一般に雑音信号 SIN の位相項  $\phi_n(u, v)$  はほぼ完全なランダム関数となるため、第2項による相関信号はほとんど現れず、相関器の出力面では通常の雑音信号と区別できなくなると考えられる。

二値減算型相関器 BSJTC では、減算スペクトル  $S(u, v)$  を閾値 0 で2値化し、これを逆フーリエ変換することによって出力信号を得る。したがって、この場合にも参照パターンと雑音 SIN の間の相関信号は特化された形にはならず、通常の雑音とほとんど区別できなくなると考えられる。

入力パターンが式 (3.3) の形で表される SDN の場合の入力シーンは

$$f(x, y) = o(x - x_o, y - y_o) + \kappa \frac{o(x - x_o, y - y_o)}{o_{\max}} \times n(x - x_o, y - y_o) + \sum_{j=1}^m r_j(x - x_o, y - y_o) \quad (3.6)$$

と表され、減算スペクトル  $S(u, v)$  は

$$\begin{aligned} S(u, v) &= |F(u, v)|^2 - \left| O(u, v) + \frac{1}{o_{\max}} O(u, v) \otimes N(u, v) \right|^2 - \left| \sum_{j=1}^m R_j(u, v) \right|^2 \\ &= 2 \sum_{j=1}^m |R_j(u, v)| |O(u, v)| \cos[u(x_j - x_o) + v(y_j - y_o) + \phi_j - \phi_o] \\ &\quad + \frac{2}{o_{\max}} \sum_{j=1}^m |R_j(u, v)| |O(u, v) \otimes N(u, v)| \cos[u(x_j - x_o) + v(y_j - y_o) + \phi_j - \phi_{on}] \end{aligned} \quad (3.7)$$

となる。ここに、 $\otimes$  はコンボリューションを表し、 $\phi_{on}$  は  $O(u, v)$  と  $N(u, v)$  のコンボリューションの位相項を表している。式 (3.7) の第1項は出力面で入力信号像と参照パターンとの間の相関信号を作り、雑音の項は SIN の場合と同様に関与していない。第2項は参照パターンと雑音信号 SDN との相関信号を作る。雑音信号 SDN の関与した位相項  $\phi_{on}(u, v)$  はほぼ完全なランダム関数となるため、上記の SIN の場合と同様に第2項による相関信号はほとんど現れず、相関器 SJTC および BSJTC の出力面では通常の雑音信号と区別できなくなると考えられる。そして雑音の自己相関信号出力に与える影響は SIN の場合と大差

ないものとなるであろう。

#### 3.3 コンピュータ・シミュレーションの結果

計算機の中で発生した乱数を使って、SIN, SDNで劣化された入力パターンを合成し、混入した雑音の大きさによってBSJTCの出力信号がどのように変化するかを調べる。はじめに、参照パターンに2人の顔画像を並べ、入力パターンに2人の内の一人の像を用いて、BSJTCとBJTCの雑音に対する特性を比較する。なお、BJTCでは周波数空間で結合パワースペクトル (JPS: joint power spectrum =  $|F(u,v)|^2$ ) の局所平均値を用いてスペクトルを2値化し、それを逆フーリエ変換する。次に多数の参照パターンを含む入力シーンを用いるBSJTCの雑音に対する特性を調べる。

シミュレーションは中間階調を持つ画像信号として $82 \times 96$ 画素を持つ人顔像を用いて行なった。使用した入力信号像をFig. 3.1に示す。参照パターンに二つの顔画像を含む入力シーンを構成するときには、参照パターン間および入力パターンとそれらの間は互いの間の相関信号が重ならないように十分に離して配置した。多数個の像を含む参照パターンとしては、雑音が混入していない入力パターン (Fig. 3.1 参照) と21人の他人の顔画像を $512 \times 512$ 画素を持つ画面の中にFig. 3.2に示すように並べたものを用いた。相関器BSJTCの入力シーン $f(x,y)$ は、いろいろなレベルの雑音で劣化された入力パターンを参照パターンの中央部に配置して作成した。多数の参照パターンを含む入力シーンの一例をFig. 3.3に示す。雑音を含まない入力パターンの強度分布は0~160段階の階調に分布していた。雑音には平均値が0のGaussian noiseを使用した。雑音の大きさは、標準偏差を入力信号像の階調を表したと同一の単位で測り、その標準偏差値 $\sigma_n$ で示した。例として、標準偏差値が $\sigma_n=5$ と $\sigma_n=30$ のSINで劣化された入力パターン (式 (3.2) 参照) をFig. 3.4に、SDNで劣化された像 (式 (3.3) 参照) をFig. 3.5に、それぞれ示す。

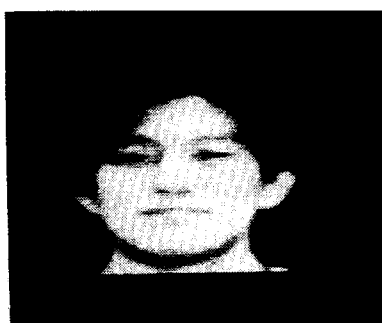


Fig. 3.1 Face image with  $82 \times 96$  pixel as a nondegraded input pattern (object pattern).

### 第3章 二値減算型結合相関器 (BSJTC) の雑音耐性

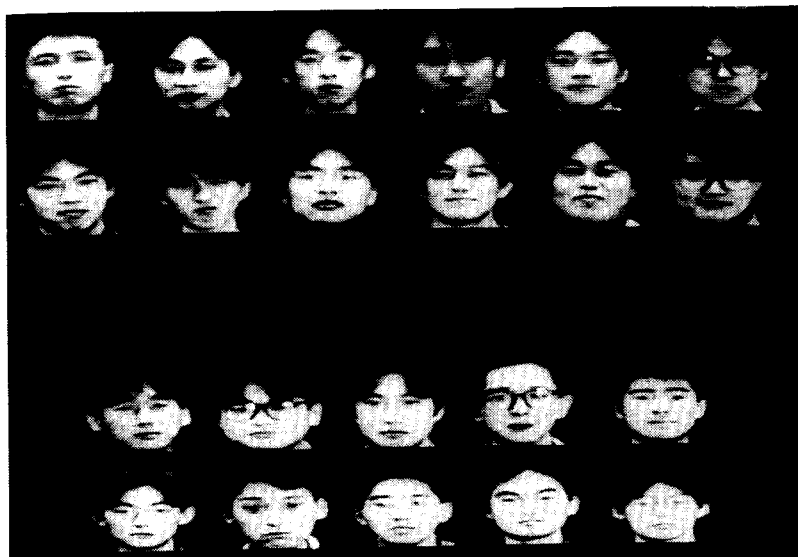


Fig. 3.2 Arrangement of reference images of 22 men's faces used as reference pattern. Each face image was contained within  $82 \times 96$  pixels.

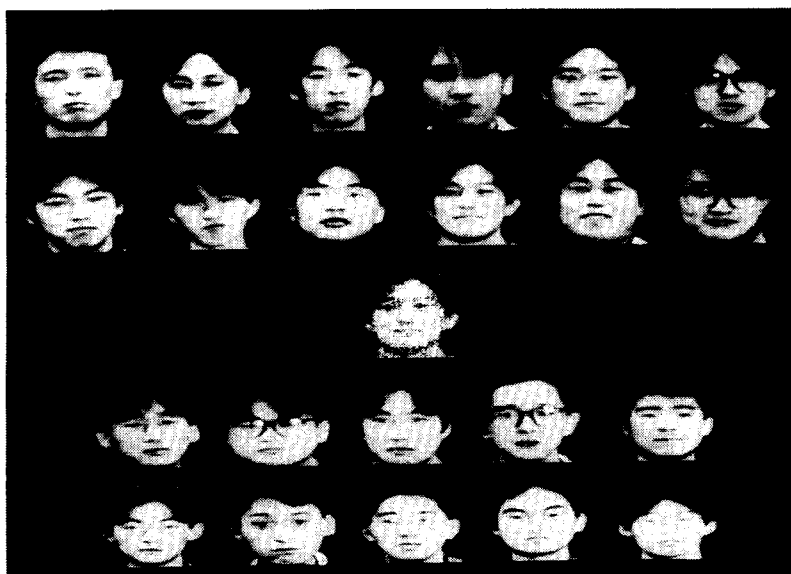
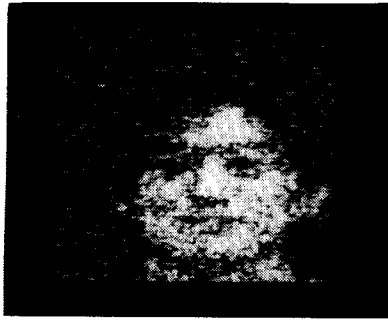


Fig. 3.3 An input scene including the reference and an input pattern degraded by additive signal independent noise(SIN) with standard deviation  $\sigma_n=20$ , where the maximum intensities of input and reference images with no noise are around 160 and the noise is Gaussian noise.



(a)



(a)



(b)



(b)

Fig. 3.4 Input patterns degraded by additive signal independent noises(SIN) with (a)  $\sigma_n=5$  and (b)  $\sigma_n=30$ , respectively.

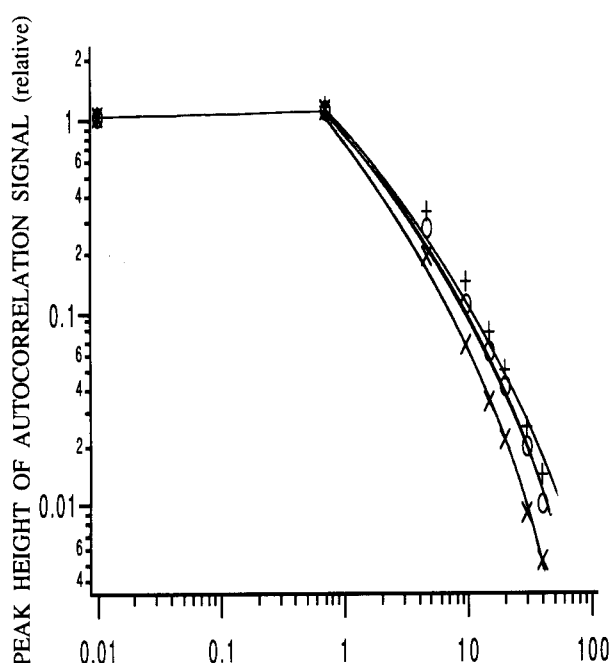
Fig. 3.5 Input patterns degraded by additive signal dependent noises (SDN) with (a)  $\sigma_n=5$  and (b)  $\sigma_n=30$ , respectively.

はじめに、参照パターンが少ない2個の入力シーンを用いてBSJTCの効用をBJTCと比較した。入力シーンに用いた顔画像はFig. 3.2に示した参照像の中から2人の像を選んで用いた。BJTCにおいては、JPSを2値化する際に用いる閾値を $3 \times 3$ 画素の局所平均値と $9 \times 9$ 画素の局所平均値を採用する2通りの場合について計算した。いろいろなレベルの雑音で劣化した入力パターンに対する自己相関信号のピーク値の変化をFig.3.6とFig.3.7に示す。ただし、ピーク値は雑音がないときの値で規格化した。また、自己相関信号の信号対雑音比S/Nを

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{自己相関信号のピーク値}}{\text{相互相関ピーク値及び雑音によるピーク値の中の最大値}} \quad (3.8)$$

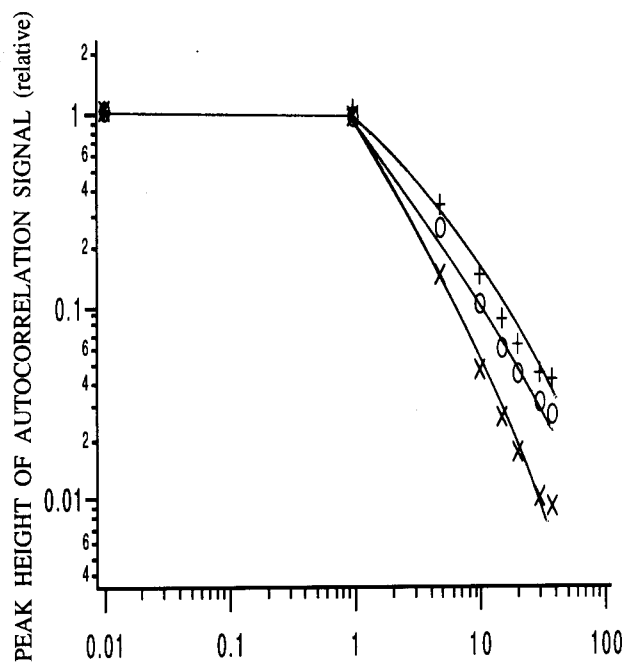
### 第3章 二値減算型結合相関器 (BSJTC) の雑音耐性

と定義して、S/Nの $\sigma_n$ に対する変化をFig.3.8とFig.3.9に示した。自己相関信号のピークの高さは、雑音がSINの場合 (Fig.3.6) もSDNの場合 (Fig.3.7) も $\sigma_n$ が約1付近から低くなり始める。そして、その $\sigma_n$ に対する変化の様子は、SINの場合もSDNの場合も3×3画素の局所平均値でJPSを2値化したBJTCとほとんど変わらない。雑音の大きい領域では、9×9画素の局所平均値で2値化したBJTCよりBSJTCの自己相関ピークの方が高くなっている。自己相関信号のS/Nの結果においても $\sigma_n$ が約1付近から雑音による影響が現れ始める。そして $\sigma_n$ の全域において、BSJTCと3×3画素局所平均値で求めたBJTCはS/Nにほとんど差がなく、9×9画素局所平均値で求めたBJTCはこれら両者よりS/Nが悪くなっている。



STANDARD DEVIATION  $\sigma_n$  OF SIN

Fig. 3.6 Variation of autocorrelation signal peak values versus standard deviation  $\sigma_n$  in case of input scene including two reference patterns and an input pattern degraded by additive signal independent noise(SIN). Marks  $\circ$ , + and  $\times$  express peak values of autocorrelation signals obtained by BSJTC and BJTCs binarized by the threshold values of local averages at 3×3 and 9×9 pixels in the spatial frequency planes, respectively.



STANDARD DEVIATION  $\sigma_n$  OF SDN

Fig. 3.7 Variation of autocorrelation signal peak values versus standard deviation  $\sigma_n$  in case of input scene including two reference patterns and an input pattern degraded by additive signal dependent noise (SDN). Marks  $\circ$ , + and  $\times$  express peak values of autocorrelation signals obtained by BSJTC and BJTCs binarized by the threshold values of local averages at 3×3 and 9×9 pixels in the spatial frequency planes, respectively.



### 第3章 二値減算型結合相関器 (BSJTC) の雑音耐性

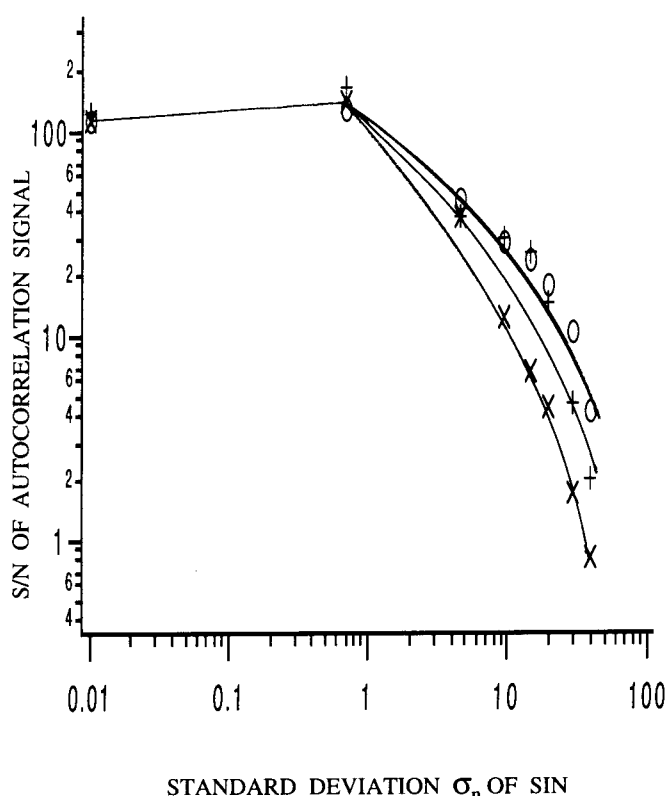


Fig. 3.8 Variation of signal to noise ratios S/N defined by Eq. (3.8) versus standard deviation  $\sigma_n$  in case of input scene including two reference patterns and an input pattern degraded by additive signal independent noise (SIN). Marks  $\circ$ ,  $+$  and  $\times$  express S/N of autocorrelation signals obtained by BSJTC and BJTCs binarized by the threshold values of local averages at  $3 \times 3$  and  $9 \times 9$  pixels in the spatial frequency planes, respectively.

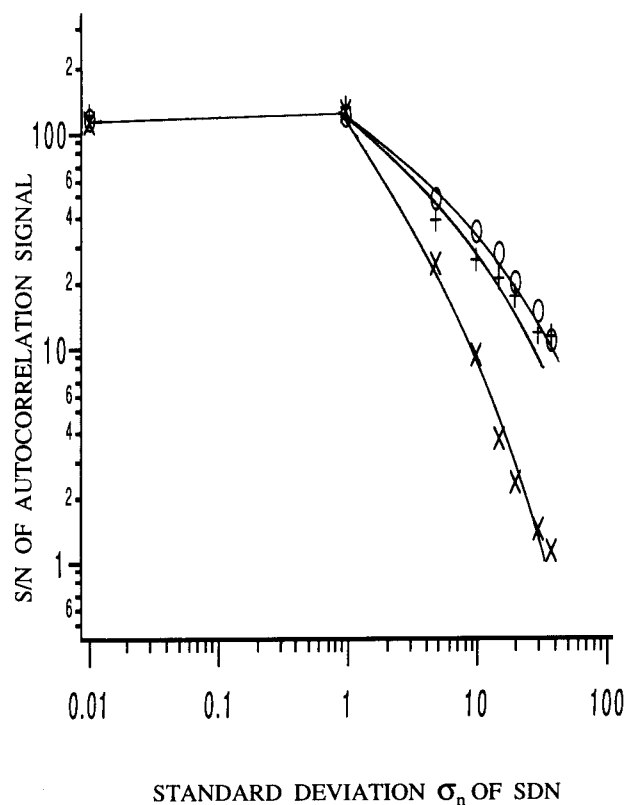


Fig. 3.9 Variation of signal to noise ratios S/N defined by Eq. (3.8) versus standard deviation  $\sigma_n$  in case of input scene including two reference patterns and an input pattern degraded by additive signal dependent noise (SDN). Marks  $\circ$ ,  $+$  and  $\times$  express S/N of autocorrelation signals obtained by BSJTC and BJTCs binarized by the threshold values of local averages at  $3 \times 3$  and  $9 \times 9$  pixels in the spatial frequency planes, respectively.

上記の特性を分析するために、自己相関信号を発生させるスペクトル成分が強く現れる周波数空間縦座標軸上の高周波領域における減算スペクトル  $S(0, \nu)$  (Fig. 3.10) と雑音のパワースペクトル  $|N(0, \nu)|^2$  (Fig. 3.11) を比較した。Fig. 3.10 における  $S(0, \nu)$  の周期性を持った変化が自己相関信号を作る成分に相当し、高周波数域ではその振幅はおおよそ  $1 \times 10^7$  程度の値となっている。この振幅値は入力信号のパワースペクトル  $|O(0, \nu)|^2$  に相当している。一方、雑音のパワースペクトル  $|N(0, \nu)|^2$  のおおよその大きさは、Table 3.1 に示す程度である。これらの値から、式 (3.5) および式 (3.6) における次の比：

$$\frac{|O|^2}{|N||O|} = \frac{|O|}{|N|} = \frac{\text{自己相関信号を作る成分の振幅}}{\text{雑音と入力信号の相互相関信号を作る成分の振幅}} \quad (3.9)$$

### 第3章 二値減算型結合相関器 (BSJTC) の雑音耐性

を概算し、Table 3.1 に  $IOI^2/IM^2$  の値とともに示した。この Table 3.1 に示した値から、(i)  $\sigma_n=1$  の場合には自己相関信号を作る成分は十分大きな  $IOI/IM$  の値を持っている、(ii)  $\sigma_n=5$  になると自己相関信号を作る成分の強い所ではまだ  $IOI/IM$  が 5 程度であるが、自己相関信号を作る成分の弱い領域では  $IOI/IM$  が 1 以下になり、実質的に自己相関信号の形成に寄与する信号成分を持つ空間周波数領域が狭くなってきていることがわかる。したがって、BSJTC では  $\sigma_n$  が 1 付近から自己相関信号のピーク値および S/N が低下し始めたと考えられる。また、Fig. 3.10 から自己相関信号に寄与する成分の周期が周波数空間における約 7 画素であることから、 $3 \times 3$  画素局所平均値を用いて求めた BJTC では雑音成分  $IMIOI$  を効果的に減衰させ、自己相関信号に寄与する成分に対しては隣接する周期からの影響をほとんど受けることなく閾値処理を施すことができた。しかし、 $9 \times 9$  画素局所平均値を用いた BJTC では雑音成分  $IMIOI$  はより効果的に減衰させたが、同時に自己相関信号に寄与する成分に対しては隣接する周期からの影響を受けるようになり、閾値処理して得たスペクトル信号においては自己相関信号の生成に寄与する信号が占める空間周波数領域が少なくなった。このために、 $9 \times 9$  画素局所平均値で閾値処理したは BJTC の結果は BSJTC より悪くなった。局所平均値を閾値に用いる BJTC におけるこのような現象は、参照パターンの数が増え、入力パターンと参照パターン間の距離が増して自己相関信号に寄与する項の周期が小さくなれば、より顕著になるであろう。したがって、BSJTC の雑音に対する耐性は BJTC より優れている。

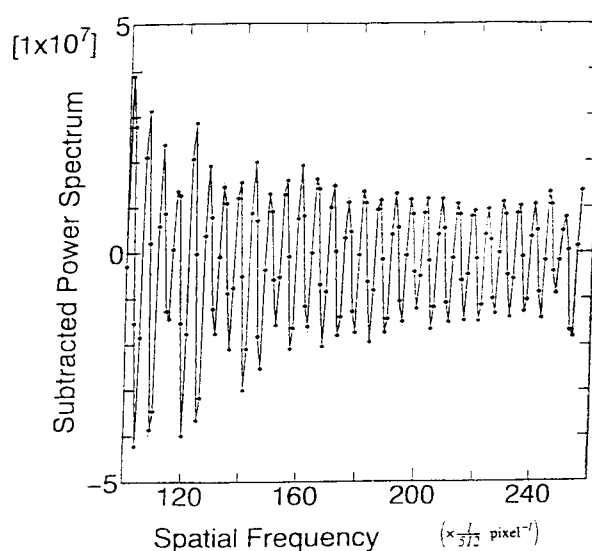
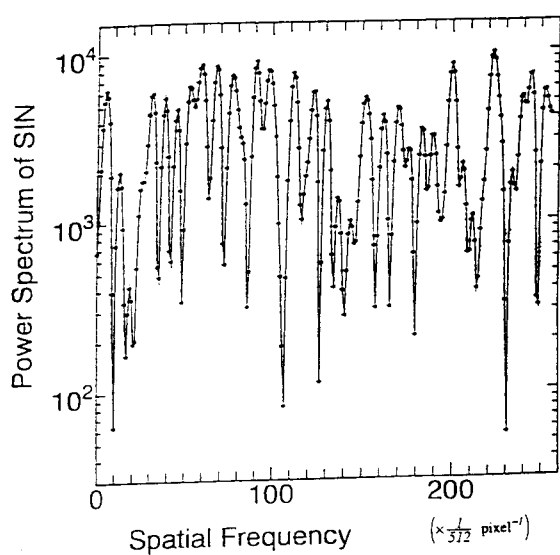
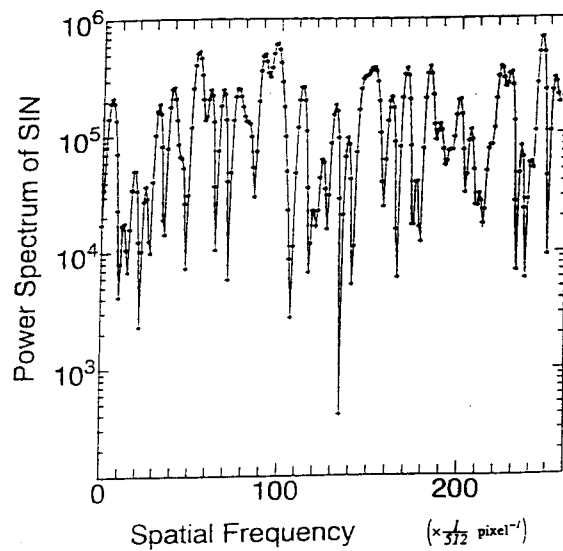


Fig. 3.10. Variation of subtracted joint power spectrum at higher frequency region on the vertical axis in the spatial frequency plane, in case of the input scene including two reference patterns and the input pattern shown in Fig. 3.1.

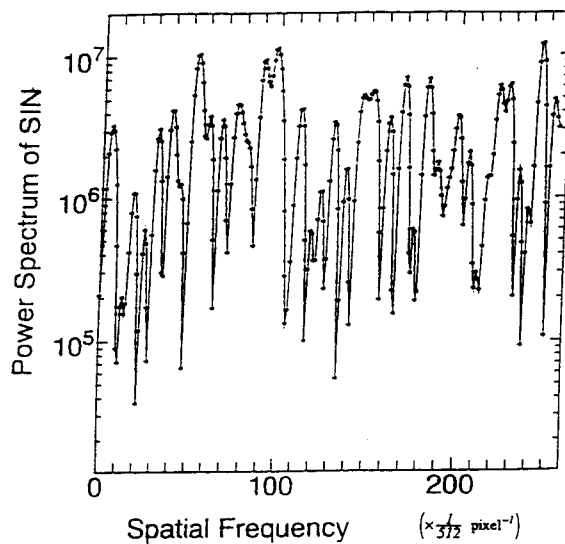
第3章 二値減算型結合相関器 (BSJTC) の雑音耐性



(a)



(b)



(c)

Fig. 3.11 Variations of power spectrums versus spatial frequency on the vertical axis in cases of SIN with (a) :  $\sigma_n=1$ , (b) :  $\sigma_n=5$ , (c) :  $\sigma_n=20$ .

### 第3章 二値減算型結合相関器 (BSJTC) の雑音耐性

Table 3.1 Magnitudes of power spectrums in higher spatial frequency region.

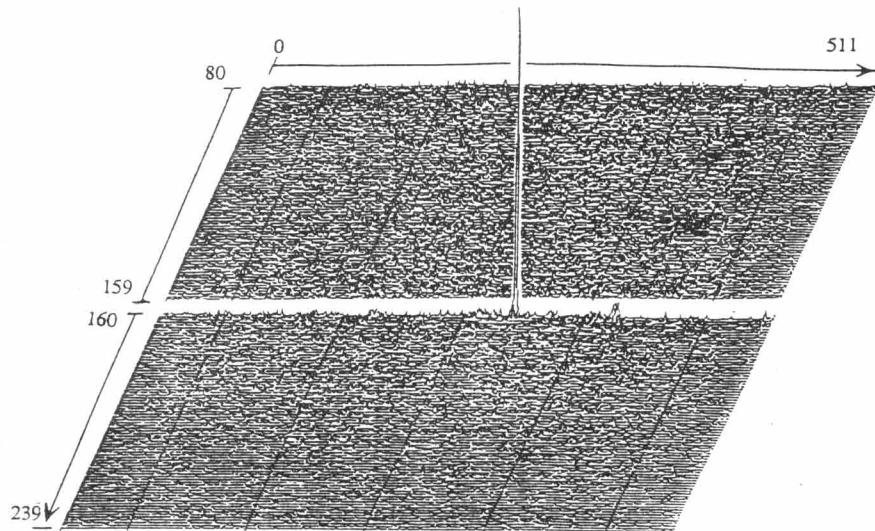
$\sigma_n$	1	5	20
$ N ^2$	$8 \times 10^3$	$4 \times 10^5$	$6 \times 10^6$
$ O ^2 /  N ^2$	1250	25	1.7
$ O  /  N $	35	5	1.3

次に、参照パターンに22人の顔画像を並べた入力シーンを用いたBSJTCの雑音に対する特性を求めた。入力パターンおよび参照パターンはFig.3.1~Fig.3.5に例示したものをを用いた雑音SINおよびSDNを含む入力パターンに対する信号出力面における自己相関信号の例をFig.3.12に示す。雑音SINおよびSDNに対する特性を求めた結果をFig.3.13とFig.3.14に示す。自己相関信号ピーク値の変化は、Fig.3.6に示した参照パターンが2個の場合とほとんど変わらず、 $\sigma_n$ が1付近から減少し始める。ただし、ピークの絶対値は、参照パターンの数が多くなるにしたがって出力信号面で雑音出力となる式(3.5)及び式(3.7)における右辺第2項の相互相関信号を発生する右辺第1項に対する重みが増すために、参照パターンが2個の場合に比べて小さくなっている。自己相関のS/Nも参照パターンが2個の場合と同様に $\sigma_n$ が1付近から減少し始めている。もちろんS/Nの値は参照パターンが2個の場合より小さくなっている。この理由はすぐ上に記したことによる。参考までに、参照パターン22個と雑音を含まない入力パターンを並べた入力シーンにおける減算スペクトル $S(u,v)$ の周波数空間縦軸上の高周波域での変化の様子をFig.3.15に示す。この図とFig.3.10を比較してわかるように、Fig.3.15のスペクトルは参照パターンが増したことによって相互相関信号発生に寄与する項の影響が大きくなり、 $S(u,v)$ の周期性が乱れてきている。このために、参照パターンが2個の場合に比べS/Nの大きさが全体に小さくなった。またFig.3.15のスペクトルから、周波数空間で局所平均値を用いて閾値処理するBJTCでは自己相関信号がより減衰すると考えられる。

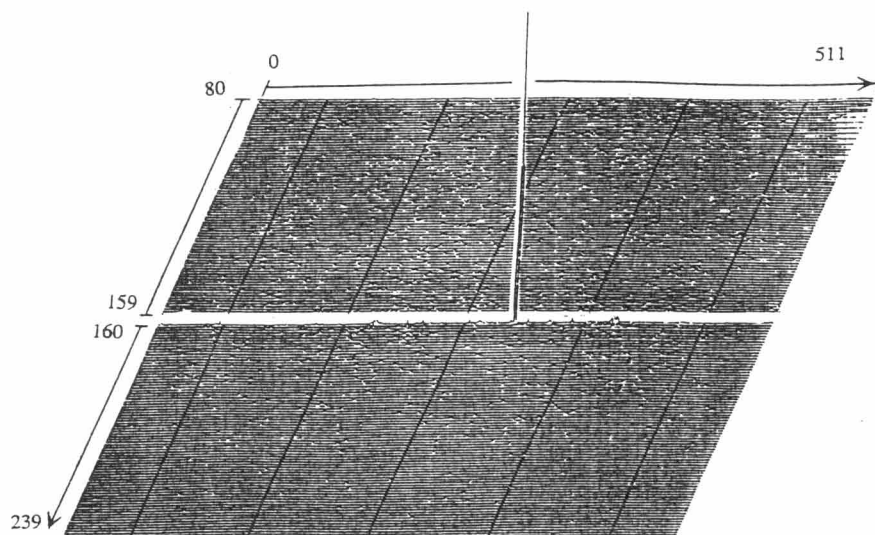
一般に、入力パターンが雑音を含む場合には、その処理過程で何らかの平均化操作、例えば上記のBJTCにおけるパワースペクトルの局所平均演算等が行なわれるが、BSJTCではそのような平均化操作を一切行なわないにもかかわらず、平均化操作を行なうBJTCより優れていることがわかった。

以上より、BSJTCは多数の参照パターンと同時比較が行なえる特長とともに雑音に対する耐性においても優れている手法であると言える。

第3章 二値減算型結合相関器 (BSJTC) の雑音耐性



(a)



(b)

Fig. 3.12 Examples of output signals obtained from BSJTC in cases of input patterns degraded by SIN with (a):  $\sigma_n=5$  and by SDN with (b):  $\sigma_n=5$ .

### 第3章 二値減算型結合相関器 (BSJTC) の雑音耐性

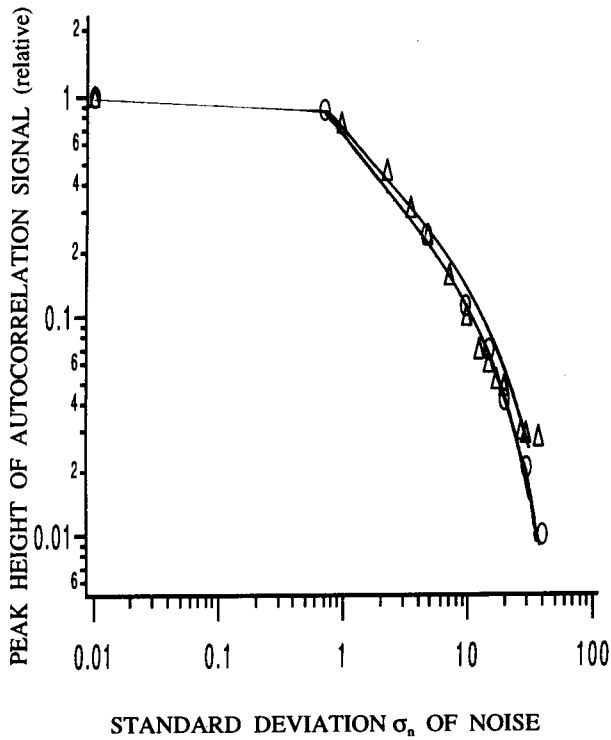


Fig. 3.13 Variation of autocorrelation signal-peak values versus standard deviation  $\sigma_n$  in cases of input scenes including 22 reference patterns and an input pattern degraded by additive noises SIN and SDN, respectively. Marks  $\circ$  and  $\triangle$  express peak values of autocorrelation signals obtained by BSJTCs for input patterns degraded by SIN and SDN, respectively.

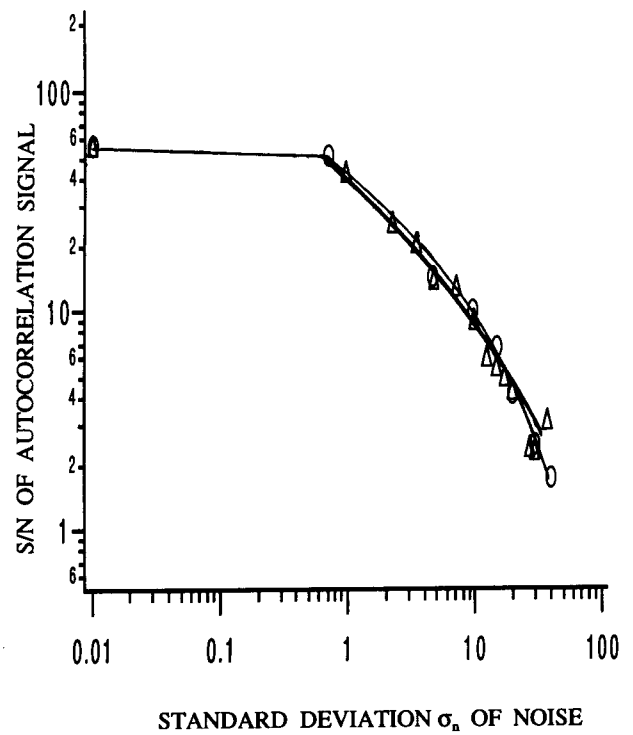


Fig. 3.14 Variation of signal to noise ratios S/N defined by Eq. (3.8) versus standard deviation  $\sigma_n$  in cases of input scene including 22 reference patterns and an input pattern degraded by additive noises SIN and SDN, respectively. Marks  $\circ$ ,  $\triangle$  and  $\circ$  express S/N of autocorrelation signals obtained by BSJTCs for input patterns degraded by SIN and SDN, respectively.

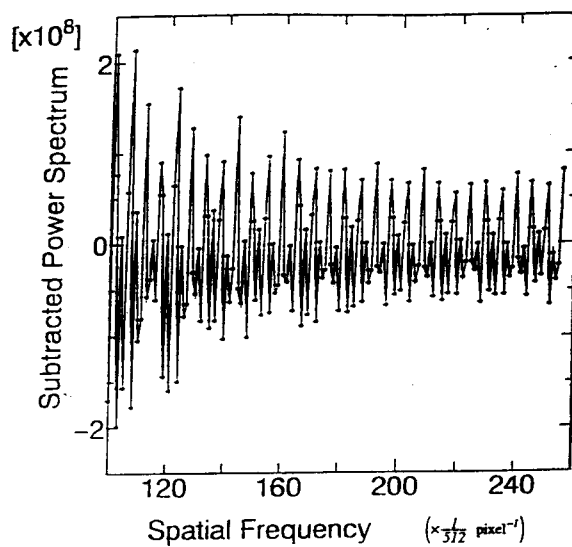


Fig. 3.15 Variation of subtracted joint power spectrum at higher frequency region on the vertical axis in the spatial frequency plane, in case of the input scene including 22 reference patterns and the input pattern shown in Fig. 3.1.

#### 3.4 結論

入力パターンが雑音によって劣化している場合に、BSJTCの自己相関信号ピーク値及びそのS/N比が如何に変化するかを計算機シミュレーションにより調べた。入力パターンに含まれている雑音は、入力パターンの強度に依存しないSINと強度に依存するSDNが加算的に入っている二つの場合について調べた。雑音がSINとSDNの両方の場合とも、含まれている雑音の標準偏差値が入力信号最大強度の1/80程度になると、自己相関信号のピーク値およびS/Nは両者とも雑音を含まない場合の約1/2に低下する。しかし、S/Nが2程度になるのは雑音の標準偏差値が入力信号最大強度の1/5程度になる時であり、入力パターンが雑音によって非常に乱された状態になったときである。すなわち、BSJTCは比較的雑音に強いと言える。また、二値結合相関法BJTCに比べてBSJTCが優れていることがわかった。今後、高速フーリエ変換がより高速に実行できるコンパクトな電子計算機が実現されれば、BSJTCは多数の参照パターンと実時間で比較照合する類のパターン認識において有力な手法の一つとなるであろう。

#### 参考文献

- [1] C. S. Weaver and J. W. Goodman: Appl. Opt., **5** (1966) 1248-1249.
- [2] J. E. Rau: J. Opt. Soc. Am., **57** (1967) 798-802.
- [3] B. Javidi and C. J. Kou: Appl. Opt., **27** (1988) 663-665.
- [4] Q. Zhan and T. Minemoto: Jpn. KJ. Appl. Phys., **32** (1993) 3471-3476.
- [5] B. Javidi: Opt. Eng., **28** (1989) 267-272.
- [6] Y. Osugi, Q. Zhan and T. Minemoto: Opt. Rev., **1** (1994) 159-162.
- [7] Y. Osugi, H. Mizukawa and T. Minemoto: Opt. Rev., **3** (1996).
- [8] T. Minemoto, Y. Osugi, H. Mizukawa, and J. Ishikawa: Opt. Rev. submitted.
- [9] 安哲興, 峯本工: 光学, **24** (1995) 574-580.
- [10] 安哲興, 峯本工: 光学, **25** (1996) 337-344.

## 第4章

# BSJTC のハングル文字認識への応用

### 4.1 緒言

参照パターンがかなり多い時にBSJTCを用いるとよい結果が得られることを第2章で示した。結局、このBSJTCは沢山の参照画像を必要とするパターン認識にとって、有効な相関器であると言える。どんな相関器でも実用的な応用に耐えるためには、相関器の雑音に対して強い耐性が要求される。第3章ではBSJTCの対雑音耐性がSIN, SDNの二種類について調べられ、BSJTCが雑音に対して強いことが確認された。さらに、本章ではBSJTCの大きな特長である多数の参照画像が用いられる場合にも、鋭い相関ピークを与えることを利用して、ハングル文字認識への応用を試みる。近年、情報化社会の発展と国際化に伴い、ハングル文字認識は韓国のみならず日本においても実用的な方法が開発されることが望まれている。

一般的に、文字認識はパターンマッチングにその基礎を置いている。定形体文字はこのパターンマッチング技術を用いてはほぼ正確に認識することが可能である。しかし、現在の電子計算機を使ったパターンマッチングにおいて、参照パターンの数が増加するとマッチングするパターンを探すのに時間がかかりすぎるのが大きな欠点である。手書きハングル文字の認識もこのパターンマッチングに基づいたパターン分類法が広く使用されている。優れた参照パターンのモデルは、パターン分類法の性能を向上させるのに重要な役割をする。それで、手書きハングル文字認識のために、参照モデルの最適設計に関する研究が行われてきたが、認識を完了するのに時間がかかりすぎる問題は改善すべき課題として残されている。また、参照モデルの多様性に対処するため、手書きハングル文字認識にニューラルネットワークの応用が試みられた<sup>2)</sup>。ニューラルネットワークによる認識法においてもデータをニューラルネットワークへ入力する前に行う前処理に時間がかかる問題と学習時間のかかる問題が依然として残っている。

本章ではBSJTCの長所を用いた定形体ハングル文字認識を電子計算機によって試みた。もとより、このBSJTCは光学系を想定したシステムから生まれたものである。光の本質的な並列作用を利用して高速実行が可能であるが、現行のノイマン型電子計算機を用いてBSJTCを遂行すると、フォン・ノイマン・ボトルネックのため、その計算速度は光学システムより低下してしまう。しかし、電子情報処理デバイスの高性能化と並列演算処理技術の発展に伴い、電子計算機の計算速度も飛躍的に向上されてきている。BSJTCは2次元フーリエ変換をその基本処理としているが、光インターコネクションを利用した



## 第4章 BSJTC のハングル文字認識への応用

特殊目的のFFT専用電子計算機の設計技術の進歩に伴い、近い将来に準実時間でBSJTCを実行することができると予想される(第6、7章で、光インターコネクションによる電子計算機アーキテクチャーの一つの方法を提案している)。

本章の目的は多数の参照パターンを必要とする定形体のハングル文字認識においてBSJTCの有効性を立証することである。ハングルの字素である子音・母音は主に直線で構成されており、曲線は限られた字種にしか存在しない。ハングルの文字構造は決まっており、子音と母音は一定の規則に従って配置されている。ハングルは多くの子音と母音で構成されているが、その子音と母音の形はそれらの組み合わせのケースバイケースに応じて変化する。したがって、組み合わせのケースにより形が違ってくるがそれらの子音・母音のすべてを参照パターンにする必要があるので、参照パターンの数は非常に増加する。即ち、参照パターンの数が多いことが定形体のハングル認識にBSJTCを応用する理由になっている。コンピュータ・シミュレーションによるBSJTCのハングルへの応用について理解を深めるために、次の2節ではハングルの基本構造について詳しく述べる。3節ではハングル認識のためのBSJTCの具体的なコンピュータ・シミュレーションの方法を説明する。

### 4.2 ハングルの文字構造と特徴

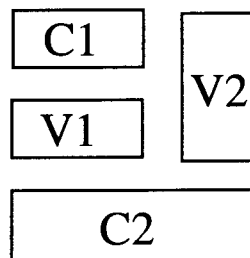
ハングル文字は、基本字素として基本子音(Basic Consonant)が14字、基本母音(Basic Vowel)が10字ある。さらに基本的な子音と母音の合成によって作られる複合子音が6字、字複合母音が11字ある。これら全ての子・母音の組み合わせによって一つの文字が作られる<sup>3)</sup>。したがって、1個の文字は子音字と母音字(CV)あるいは子音字と母音字と子音字(CVC)の組み合わせという形で構成され、それらの配置関係はFig. 4.1に示すような規則性がある。また、ハングルはC1V1, C4V3の二つの基本構造に字素が逐次追加されC2V2C3, C5V4C3, C5V5V3 およびC6V5V4C3形のように発展していく特徴を持っている。このようなC1V1, C2V2C3, C4V3, C5V4C3, C5V5V3, C6V5V4C3形を以下ではそれぞれ1形、2形、3形、4形、5形、6形と呼ぶことにする。これらの六つのパターンをFig. 4.2に示す。ここで、添数字はCとVの現われる子音、母音の位置を表わす。

すなわち、ハングルの組み合わせのケースに従い、その添数字はその子・母音が現われる位置を特徴をつけている。大部分の場合、5形や6形をする母音は2または3個の母音で構成された複合母音と言い、基本母音とは違うものとして取り扱われる。したがって、本研究ではこの複合母音も参照パターンの中に含めている。同じように、2個の子音で構成された複合子音も参照パターンに含めている。特に、同じ子音で構成された複合子音は双子音と呼ばれている。このように、ハングル認識では、多数の参照パターンが必要であることがわかる。

既に述べたように、ハングルの子音と母音は組み合わせ方によってその形が変わる。その一例をFig. 4.3に示した。この図からわかるように、ハングルの子音と母音は組み合わ

#### 第4章 BSJTCのハングル文字認識への応用

せ方によりそれらの形が変化している。その字素の意味は同じであるとしても、文字の組み合わせにしたがって変形をした字素はすべて参照パターンに含ませた。即ち、変形をした字素を区別して認識できればその字素が置かれている位置がわかると考えることがBSJTCを用いた本研究のハングル識別法の特徴である。言い換えると、その基本子音や母音から派生された複合子音や複合母音によりハングル文字全てが作られるので、形が変わった基本字素および派生字素の全部を参照パターンとして包含させて子音や母音の一致する参照パターンの形から配置位置が判定でき、定形体ハングルの認識が可能になると言える。同時に、参照パターンの数が非常に多い関係上、多数の参照パターンにもかかわらず鋭い相関信号を提供するBSJTCが定形体のハングル認識のために有用であると考えられることもできる。なお本研究では、より頻繁に使用される1形~4形の形態をとるハングルを対象にしてコンピュータ・シミュレーションで判別実験を試みた。



C1,C2 : All kinds of consonants  
 V1 : Horizontal vowels  
 V2 : Vertical vowels

Fig. 4.1 Configuration of consonants and vowels of Hangul

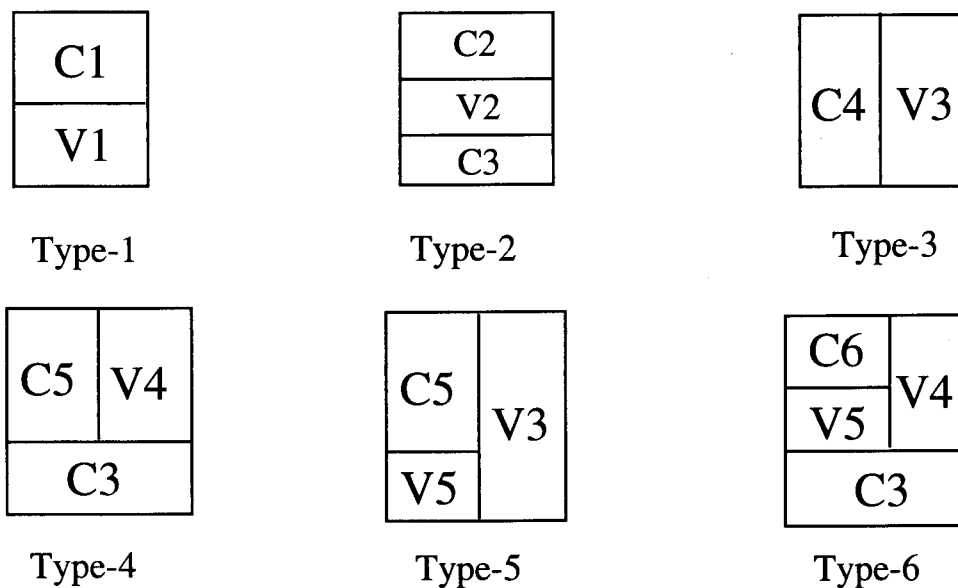


Fig. 4.2 Structure patterns of Hangul

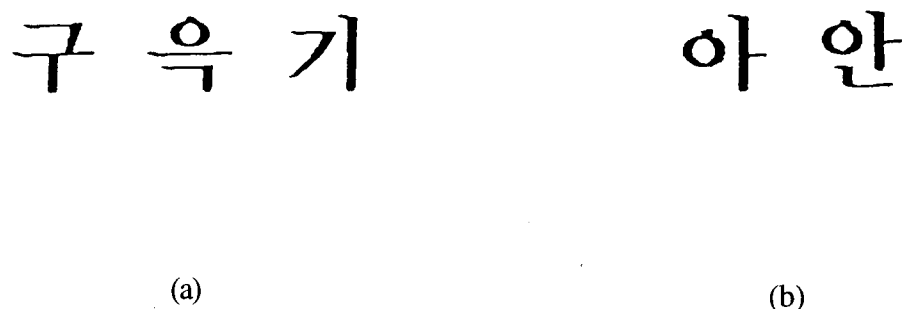
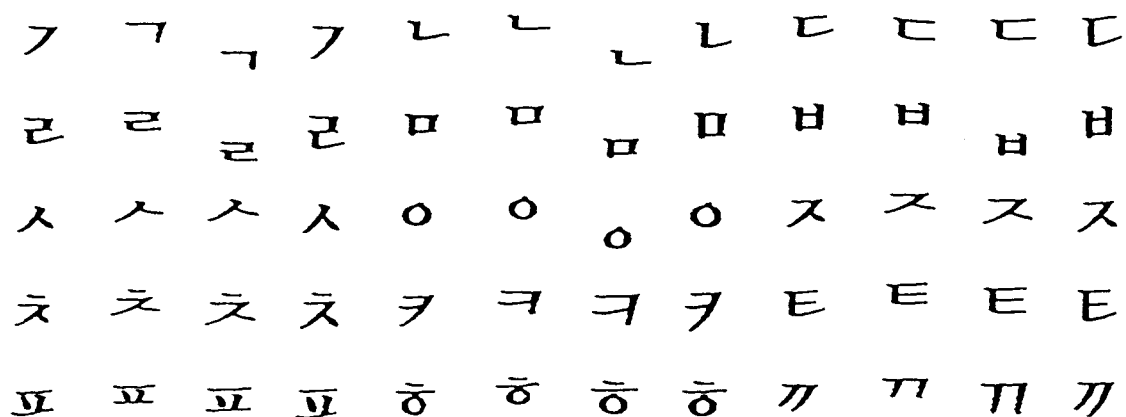


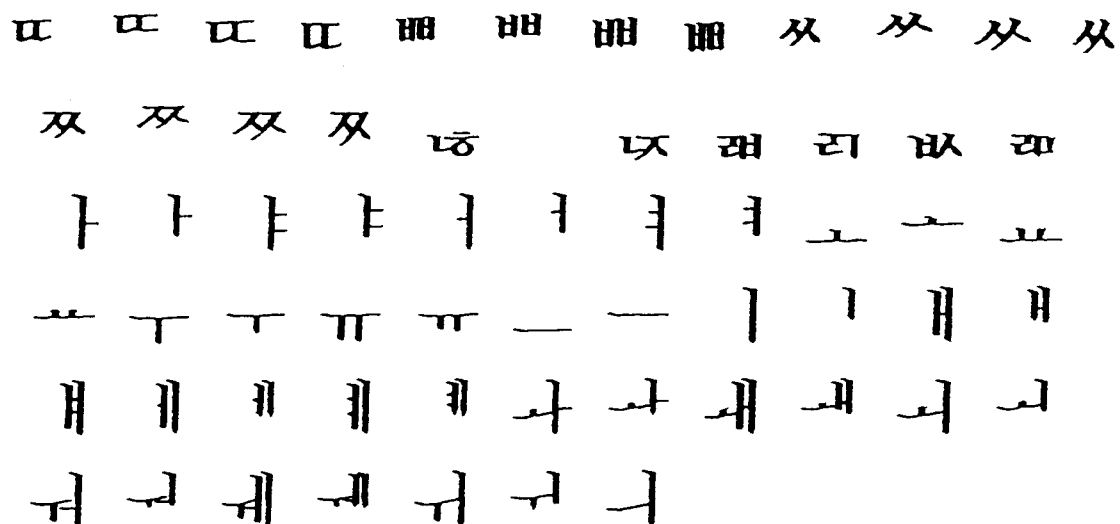
Fig. 4.3 Examples of Korean characters with different forms of (a): consonant " ㄱ " and (b): vowel " ㅏ ".

### 4.3 コンピュータ・シミュレーション

多様な形のハングルの子音・母音を参照パターンとして用意した。認識したいオブジェクト・パターンと参照パターン間の相関信号から2、3個の大きなピークを組み合わせで作られる文字を求めることが、本研究におけるハングル認識の基本である。本研究で用意された参照パターンは、Fig. 4.4に示すように種類の違う25個の子音と21個の母音で構成され、2面の参照パターン(それぞれ上面に参照像を並べたものと下面に参照像を並べたもの)が構成された。これらの参照パターンはビデオ・カメラからコンピュータのメモリに取り込まれた。参照パターンでの参照像が非常に多いゆえに、相関の出力面でオブジェクト・パターンと参照パターン間の相関信号の重なりを避けるため参照パターンが2面に分けられた理由である。この多く参照像の入った参照パターンの全体サイズは512×512ピクセルで、個々の参照像は30×42ピクセルに入るサイズで構成されている。Fig. 4.4に示す上面参照パターン(a)は1種類の双子音を含めて子音のみで構成され、下面参照パターン(b)は6種類の複合子音と4種類の双子音および母音のみで構成されている。実際に、参照パターンを二つに分離せずに一面に並べて行ったコンピュータ・シミュレーションでは、オブジェクト・パターンと参照パターン間の相関信号の重なってしまうため望ましい結果が得られなかった。しかし、その相関信号の重なりを無くすため、参照パターンを上面と下面二つに分離したシミュレーションでは良い結果が得られた。また、文字認識では一般に2値化処理を行ってから本処理を行うが、本研究では取り込まれた文字画像の形を変えない適当な閾値が見つからなかったため、取り込んだ参照画像そのままを中間階調パターンとして処理した。



(a)



(b)

Fig. 4.4 Reference patterns of 25 consonants and 21 vowels. (a) reference images arranged in upper half of input plane, and (b) reference images arranged in lower half of input plane.

ハングルでは、ある子音と母音の組み合わせから、二つの全く異なる文字ができ上がることが多い。これを類似文字と呼ぶことにする。類似文字に対する認識の成功度がハ

## 第4章 BSJTC のハングル文字認識への応用

ハングル自動認識においては重要であると言える。この類似文字に対して望ましい認識結果が得られれば、他のハングル文字についてもよい認識結果が得られると期待できる。

BSJTC のハングル認識への能力を調べるため、2組の類似文字を含めて13個のハングル文字を用意した。使用した2組の類似ハングル文字を Fig. 4.5 に示す。



Fig. 4.5 Two sets of the resembled target characters used in computer simulations of this paper.

### 4.3.1 ハングル認識の手順

ハングル認識は次のように行われる。

- (a). 認識対象のハングル文字をハングル認識のコンピュータ・システムへ入力する。
- (b). 相関信号演算後、出力信号の中から、上面の参照パターン Fig. 4.4 (a) との相関信号についてはピーク値の大きいものから順に8個を、下面の参照パターン Fig. 4.4 (b) との相関信号についてはピーク値の大きいものから順に4個を抽出する。すなわち、上面の参照パターンからは8個を、下面の参照パターンからは4個のみを、本認識シミュレーションでは入力文字の構成要素の候補考と考えることにする。
- (c). 子音のみが入っている上面の参照パターンで、一番大きなピーク値を発生している場所の子音が基準字素と決まり、二番目に大きな値の発生する場所の子音はハングル知識情報に基づいてすでに決定された基準子音と組み合わせ可能な文字かどうかを確認する。もし、組み合わせが可能ならばそれと決定し、そうではない場合には次の大きな値をとる場所の子音と比較してゆく。このような方式で、合致する文字が出てくるまで最大7回比較を繰り返してゆく。最後まで組み合わせ可能な文字がなければ認識不能とする。この時、二番目以後のピーク値探しは基準子音と同じ種類ではないものを優先的に求めてゆくことにし、それが見つからない場合は一番大きなピーク値の基準子音と同じ種類へ移ることにする。そして、適当な文字が見つければ母音の入っている下面参照パターンとの相関信号のピーク群へ移行して、子音と同じような方式で組み合わせ可能な母音を探す。母音の場合は組み合わせに合う文字が見つかるまで最大3回まで比較を繰り返してゆく。

## 第4章 BSJTC のハングル文字認識への応用

(d). 上の (a),(b),(c) から決められた組み合わせ可能な文字が認識されたハングルと決定づける。

上の手順で認識した結果として複数個の組み合わせの可能な文字が出てくると、その可能な数に対応する数字の逆数を認識率と定義することも可能であるが、実際は認識不能と見なすべきである。この節で述べてきたハングル認識についての手順を Fig. 4.6 に示した。

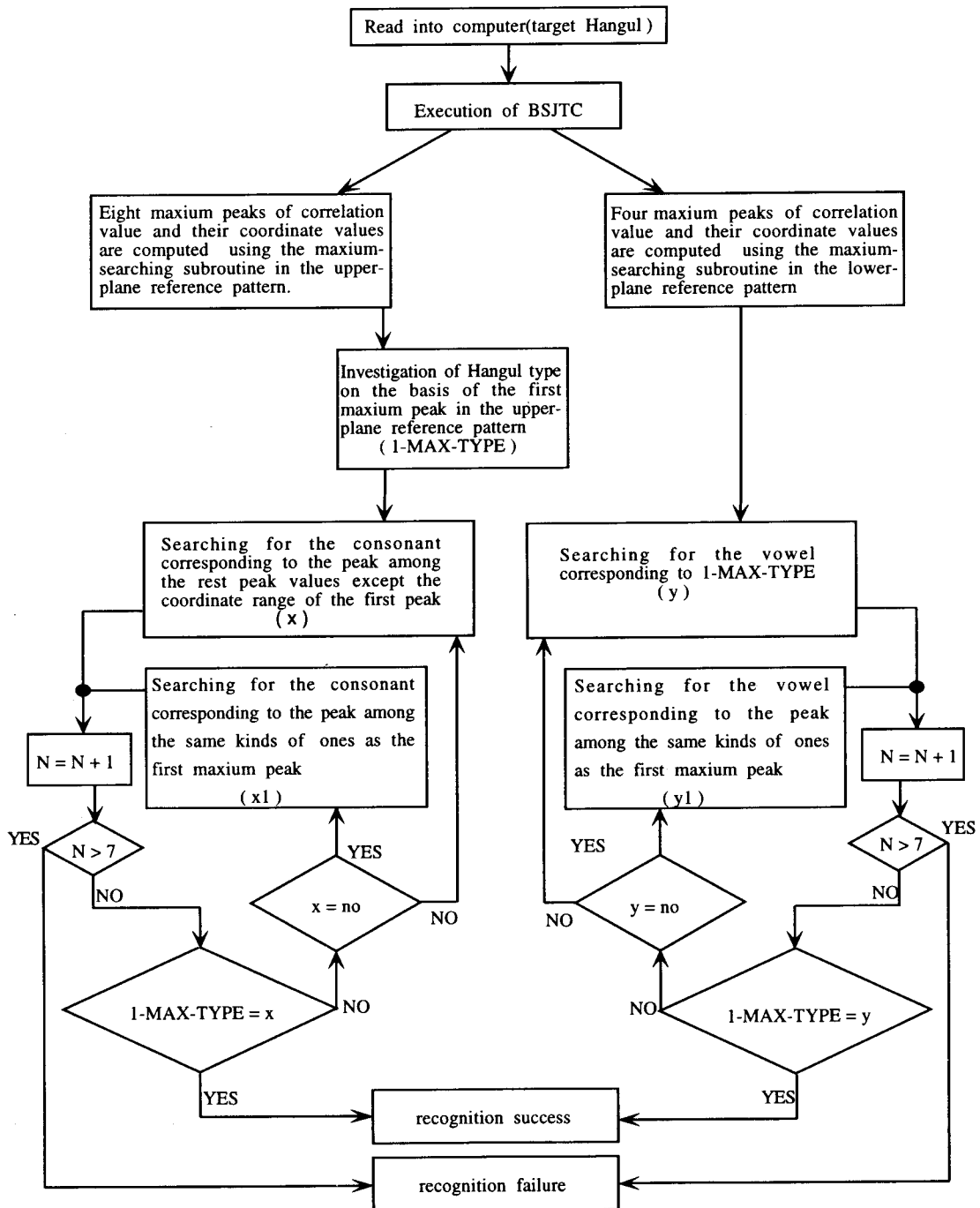


Fig. 4.6 Recognition procedure of Hangul using BSJTC

### 4.3.2 類似文字を含めたハングル認識結果の例

#### (a) タイプ1のハングル認識の結果

この形のハングルとして **ㅈ** が使用された。上で説明した認識手順に従って、上面参照パターンとの相関信号の中で第最も大きなピーク値を示す子音が基準子音として選ばれる。つまり、一番大きな相関値を示すピークの座標を探し、その座標からハングル字素の情報を得る。上面参照パターンから求めた子音を基準子音と決定して、下面参照パターンとの相関信号から求めたピーク値を示す母音が上の基準子音と組み合わせの対象とできる母音が出てくるまで、母音のパターンについて次々と調べていく。これは、ハングルでは子音から文字が作られるためである。このタイプ1の文字について、相関信号ピーク値から子音と母音の組み合わせを求めた結果、オブジェクト文字と同一の文字ができ上がった。すなわち、この形の文字の認識に成功した。

認識結果の文字として組み合わせに入ったハングル字素に対する相関値を Table 4.1 に示した。ただし、表中の相関値は最大になるピーク値を基準にして規格化した値を示している。また、その表には認識結果の文字に関与するハングル字素が発生する座標値と座標範囲、認識結果の文字に関係のない虚偽相関ピーク値、認識率、認識結果も示した。

#### (b) タイプ2のハングル認識の結果

タイプ2形のハングル認識のため、2組の類似した文字 **은**、**ㅇ** と別の文字 **ㅎ** を用意した。これらの文字の認識手順は前に示した通り行われ、その結果は Table 4.1 にまとめて示した。また、子音・母音のハングル字素に関する相関ピーク値の様子を見るため、上面の参照パターンと下面参照パターンでの相関信号の3次元表示を Fig. 4.7 と Fig. 4.8 にそれぞれ示した。この図から認識結果の文字の字素がある所に大きくて鋭い自己相関ピーク値が存在していることがわかる。ここで注目すべきことは、本物の字素よりも大きい虚偽相関ピークを持った字素が現われるが、ハングル知識情報から最大値を示す字素と組み合わせの不可能なことがわかるからこれを捨てることになる。このタイプの文字も認識に成功した。

#### (c) タイプ3のハングル認識の結果

この場合は文字 **ㅈ** と **ㅊ** を用意した。シミュレーション結果のデータを Table 4.1 に示す。認識に成功したことがわかる。

#### (d) タイプ4のハングル認識の結果

このタイプの文字には1組の類似した文字 **안**、**양** と異なる5個の別々の文字 **잠**、**철**、**감**、**양** と **현** が認識対象として用意された。これらの文字の全部に対する認識結果のデータを Table 4.1 に示した。Fig. 4.9 と Fig. 4.10 にはこのタイプの類似した文字についての相関信号出力を3次元表示で示した。オブジェクト文字に対応する字素の存在する場所で、鋭くて大きな自己相関ピーク値が現われているのを確かめることができる。しかし、主に母音との相関出力信号では、自己相関ピーク値よりは小さいが、かなりの大きい相互相関ピークを持つものが現われていることがわかる。これは母音同士の形が類

第4章 BSJTC のハングル文字認識への応用

似しているものが多数存在するからであると考えられる。この問題を解決するためには、母音参照パターン面内の参照像の数を減らすのも一つの方法になる。

Table 4.1 Values of correlation peaks obtained by BSJTC for the thirteen Korean character.

Hangul characters	Items	The maximum correlation value for the reference patterns in upper half plane	The maximum correlation value for the reference patterns in lower half plane	Coordinate range(peak occurring coordinate value in the correlation plane (x-axis: 0 - 511, y-axis: 0 - 255))		the false consonants whose error than the first reference pattern (correlation value)	the false consonants whose error than the second reference pattern (correlation value)	The possible character(s) as recognition result	Recognition rate (%)	Type
				x-range(x-value)	y-range(y-value)					
ㅏ	consonant	1.0		391 - 421 (406)	24 - 66 (59)				100	1
	vowel		1.0	319 - 349 (334)	90 - 120 (105)					
ㅑ	consonants	1.0		224 - 254 (239)	115 - 145 (130)				100	2
	vowel	0.227	1.0	263 - 293 (278)	39 - 69 (54)					
ㅓ	consonants	0.212		196 - 226 (212)	84 - 114 (101)				100	2
	vowel	1.0	0.916	224 - 254 (239)	36 - 66 (51)					
ㅇ	consonants	1.0		285 - 295 (290)	121 - 151 (136)				100	2
	vowel	0.492	0.543	206 - 226 (211)	94 - 124 (109)		ㅑ (1.0)			
ㅕ	consonant	1.0		141 - 171 (156)	156 - 186 (171)				100	3
	vowel		1.0	364 - 394 (379)	126 - 156 (141)					
ㅗ	consonant	1.0		308 - 338 (323)	125 - 152 (137)				100	3
	vowel		1.0	447 - 477 (462)	129 - 159(144)					
ㅛ	consonants	1.0		194 - 224 (209)	111 - 141 (126)				100	3
	vowel	0.298	1.0	268 - 298 (283)	36 - 66(51)					
ㅜ	consonants	0.495		189 - 219 (204)	37 - 67 (52)				100	3
	vowel	1.0	0.812	407 - 437 (422)	124 - 154(139)		ㅑ (0.961)			
ㅠ	consonants	0.297		192 - 212 (197)	73 - 103 (88)				100	3
	vowel	1.0	1.0	390 - 410 (395)	103 - 133 (118)					
ㅡ	consonants	0.248		11 - 41 (26)	151 - 181 (156)				0	4
	vowel	1.0	0.726	93 - 123 (108)	71 - 101 (86)					
ㅣ	consonants	1.0		13 - 33 (29)	31 - 61 (46)				0	4
	vowel	0.927	1.0	260 - 290 (275)	75 - 105 (90)					
ㅊ	consonants	1.0		188 - 218 (203)	117 - 147 (132)				100	4
	vowel	0.927	1.0	407 - 437 (422)	124 - 154 (139)					
ㅋ	consonants	1.0		189 - 219 (204)	197 - 227 (212)				50	4
	vowel	0.087	1.0	264 - 294 (279)	32 - 62 (47)					



第4章 BSJTCのハングル文字認識への応用

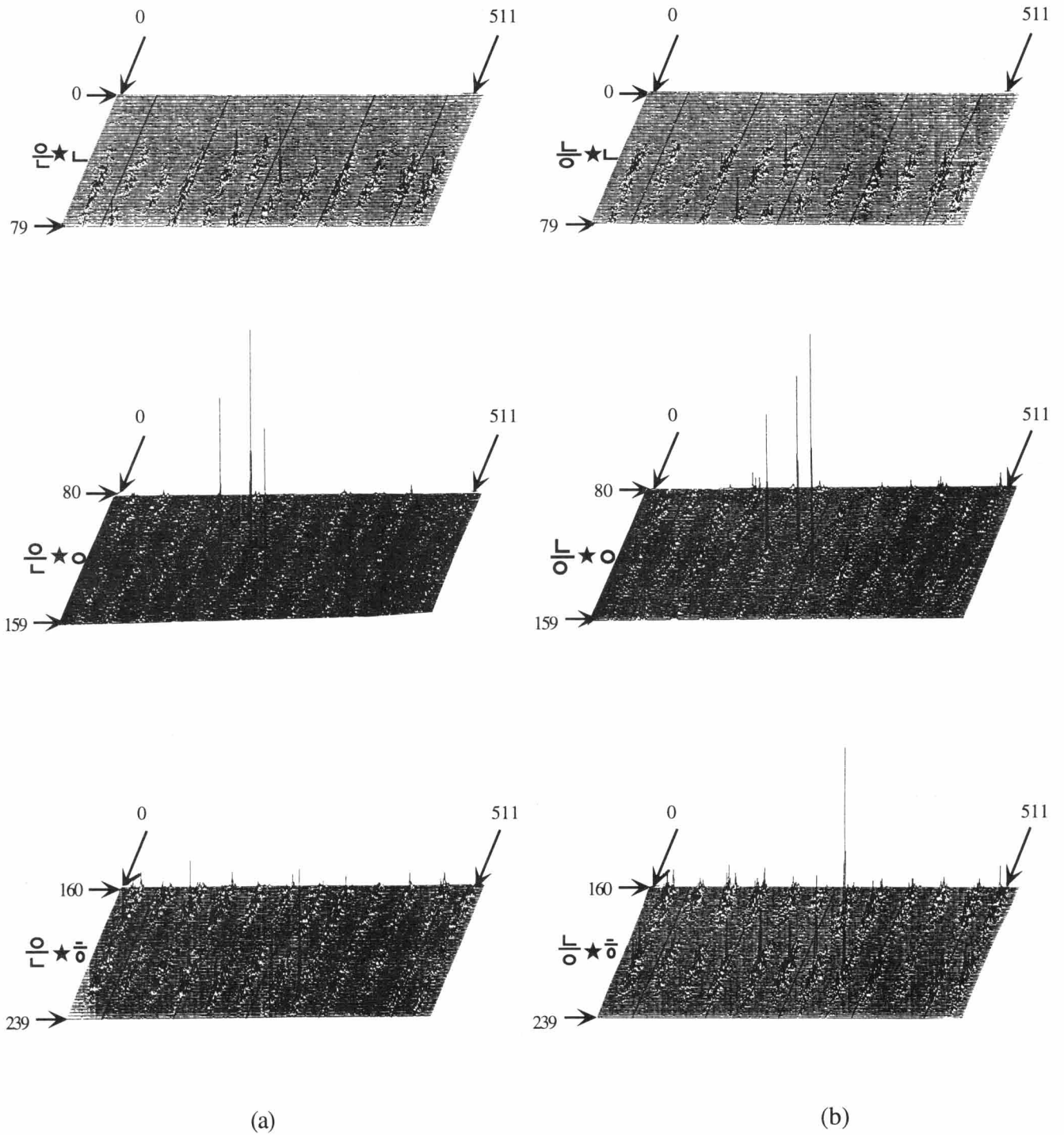


Fig. 4.7 Three dimensional displays of correlation signals between the object patterns, the reference patterns (a) 은 and (b) 능, and the reference patterns in the upper half plane, respectively. The numbers in the figures show the values of x- and y- coordinates in the output plane.

#### 第4章 BSJTCのハンゲル文字認識への応用

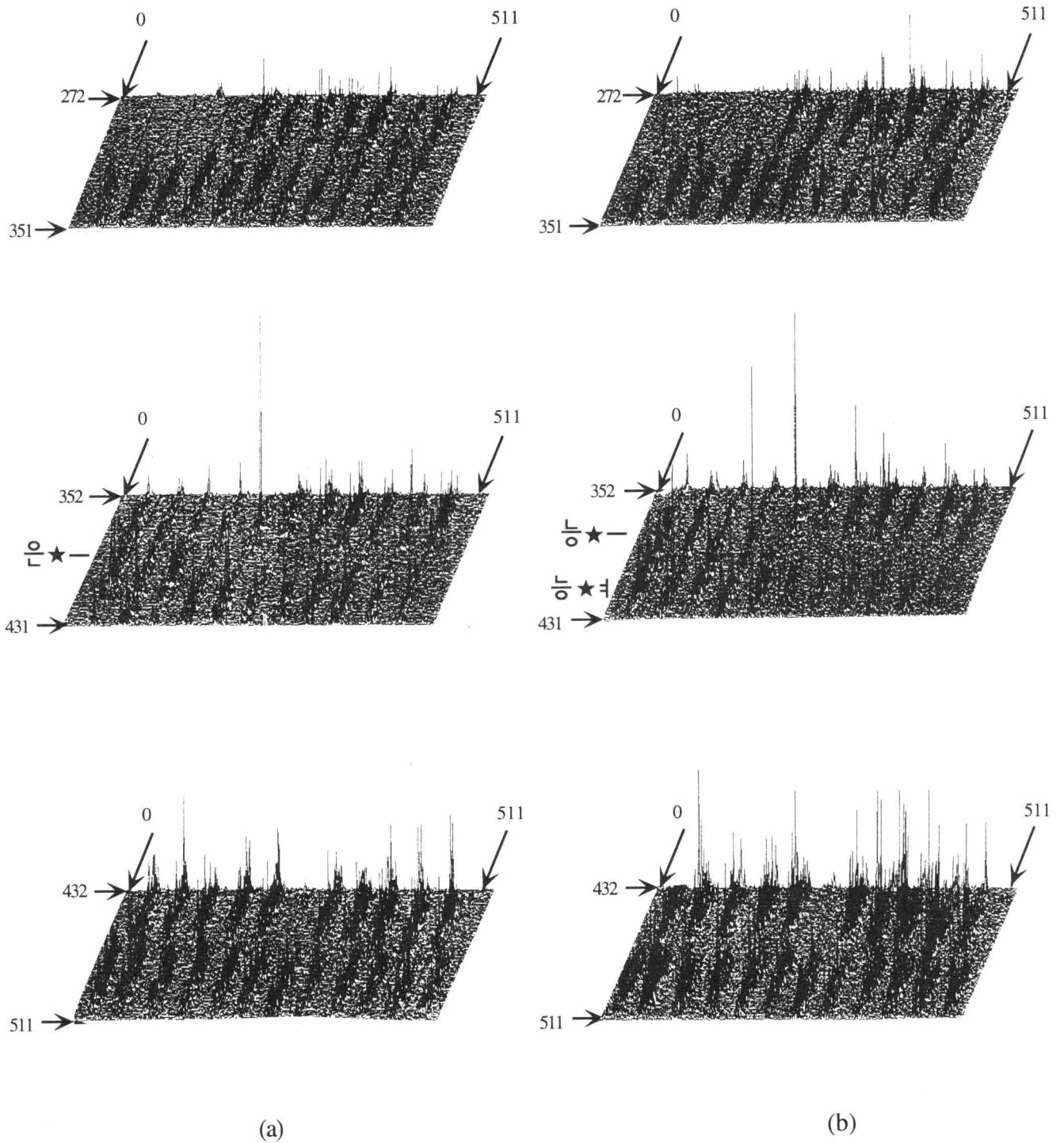


Fig. 4.8 Three dimensional displays of correlation signals between the object patterns, (a) 은 and (b) 능, and the reference patterns in the lower half plane, respectively. The numbers in the figures show the values of x- and y- coordinates in the output plane.

#### 第4章 BSJTC のハングル文字認識への応用

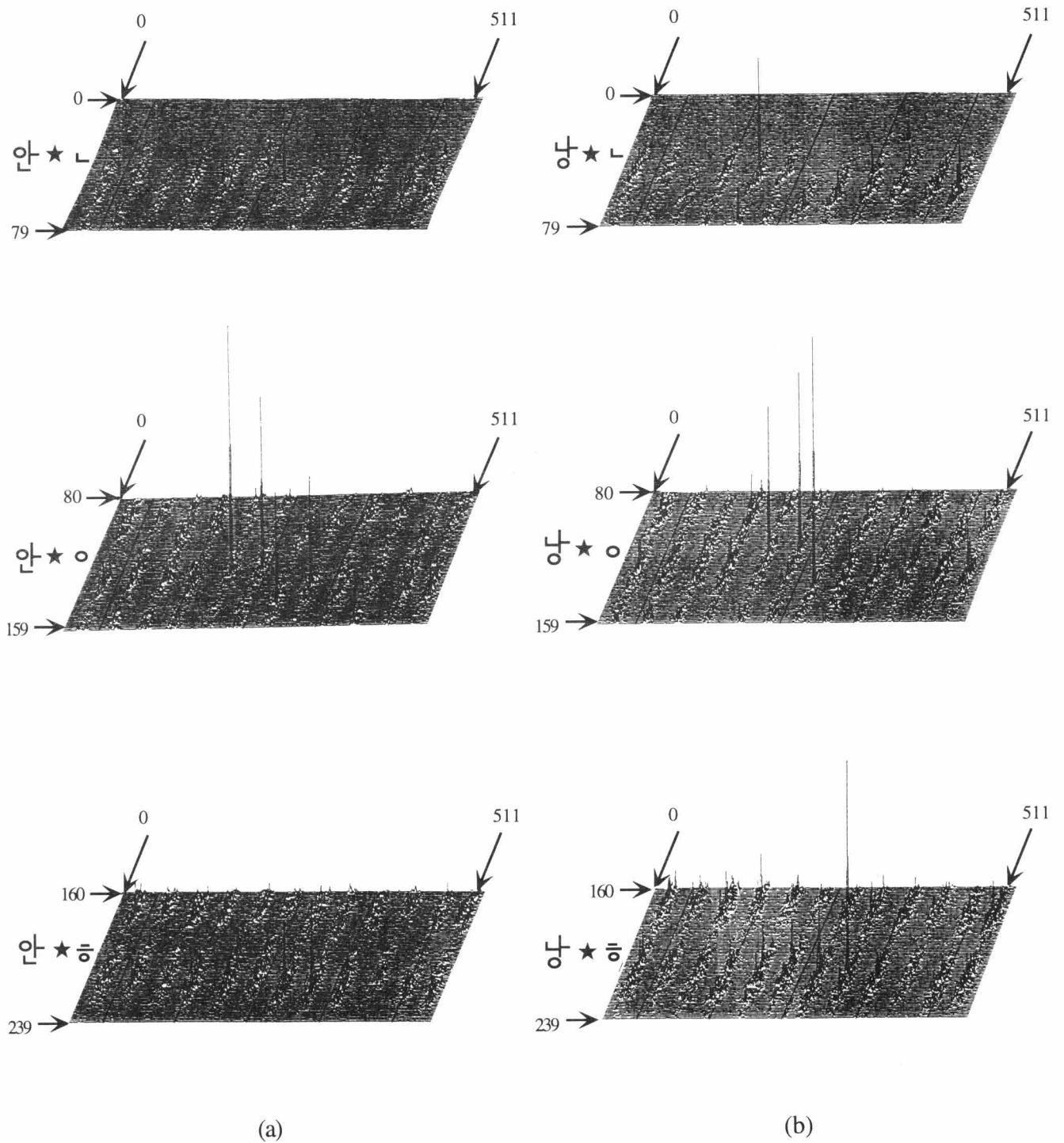


Fig. 4.9 Three dimensional displays of correlation signals between the object patterns, (a) 안 and (b) 냥 , and the reference patterns in the upper half plane, respectively. The numbers in the figures show the values of x - and y - coordinates in the output plane.

#### 第 4 章 BSJTC のハンゲル文字認識への応用

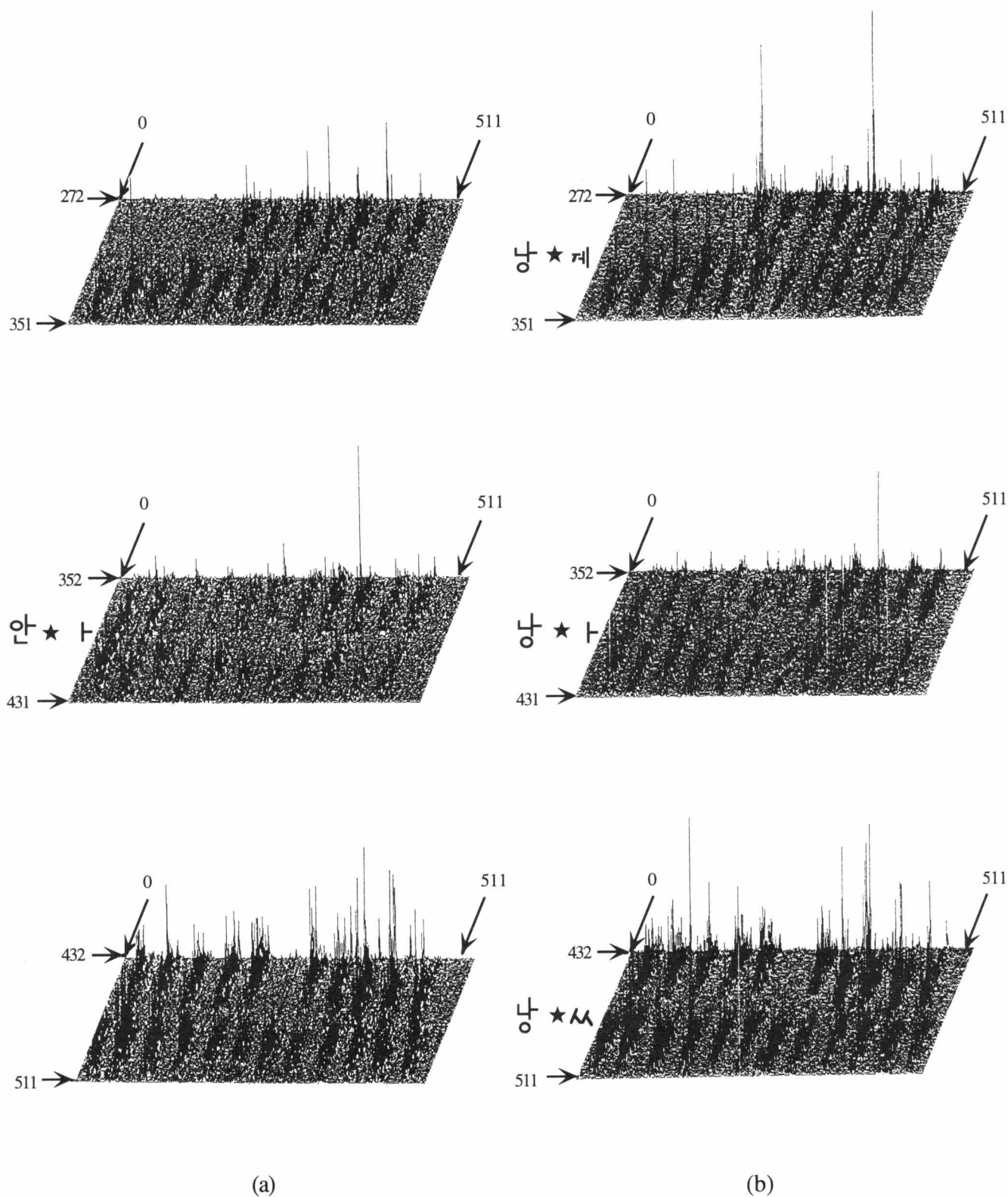


Fig. 4.10 Three dimensional displays of correlation signals between the object patterns, (a) 안 and (b) 냥 , and the reference patterns in the lower half plane, respectively. The numbers in the figures show the values of x - and y - coordinates in the output plane.

## 第4章 BSJTC のハングル文字認識への応用

ハングル ㅁ の下面参照パターンとの第一最大ピーク値は虚偽信号として本物の母音相関値よりも大きくなっていく (Fig. 4.10 参照)。しかし、ハングル知識・情報システムにより、この虚偽の最大ピーク値は上面参照パターンで求められた基準字素である子音との組み合わせが不可能との理由から捨てられる。従って、ハングル ㅁ の場合も認識に成功している。

一方、ハングル文字 철 と 김 は認識作用から組み合わせの可能なハングル文字の字素が発見できず認識に失敗していることが Table 4.1 からわかる。そして、虚偽の字素のところで大きな相関ピーク値の存在が目立った。また、文字 현 の場合は二つの組み合わせが可能で、その二つの組み合わせの中で二番目に選ばれたものが本物であったので、事実上認識失敗である。タイプ4のハングルの場合、7個認識を試みたものの中の3個が認識に失敗した。その原因は参照パターンの配置にあると考えられる。本研究のように子音と母音を別々の参照パターンに分離して配置するのではなく、子音と母音を混合し配置した参照パターンを構成することにより、この問題が解決できると思われる。

以上で全部合わせて、1タイプ~4タイプの中から選ばれた13個のハングル文字認識を BSJTC を用いて行った。ほかのハングル文字に対してもほぼ同じ結果が得られると推測することができる。さらに、一般的な文字認識のように、2値化処理を施すことにより、もっとその有効性が期待できると考えられる。

ハングル認識の過程の要点を整理すると、個々の参照像 (ハングル字素) について参照パターン内における存在座標範囲がハングル知識情報の事前情報のデータ・システムとして知られているから、最も大きな相関値を示す座標から求めた参照像を基準字素とし、ハングル知識・情報システムを利用して他の大きな相関ピーク値を示す参照像との組み合わせの可否を調べることにより、オブジェクト文字を決定するのが本ハングル認識の核心部分である。

### 4.4 結言

上で述べた認識システムでは、(1) ハングル子音・母音の知識情報・データシステムと (2) BSJTC で得た相関ピーク値の組み合わせの可否を決めるアルゴリズムを利用して韓国文字をある程度うまく認識することが可能になった。多数の参照パターンが存在する時も、この BSJTC は望ましい結果を与えてくれた。従って、現在のところ、いくつかの結合相関器 (JTC) の中で、実用化への一番近いところにあると思われる。しかし、電子計算機の中で BSJTC を実行する時は、その計算機の構造上の問題で BSJTC の高速フーリエ変換 (FFT) の演算速度によって全体の計算時間が影響を受けてしまう。その原因は電子計算機内のデータ通信のボトルネックにある。これを解消するため、光インターコネクションが一つの有力な方法として早くから提案された。電子計算機による FFT はサンプル点数が多くなると計算時間が膨大になってしまうことは周知の事実である。また、実用化のためには小型規模の電子計算機であることが望ましい。このようないろいろの状況に対

## 第4章 BSJTCのハングル文字認識への応用

処するため、光インターコネクションを用いて電気ボード間の大容量通信を達成することにより、できるだけ少ない数のCPU (Central Processing Unit) を使用して計算機の性能を向上させる研究も多く行われている<sup>4,5)</sup>。従って、融通性のある現在の電子計算機の情報処理速度を向上することにより、電子計算機を使ったBSJTCを実現するならば、自動パターン認識システムの開発にとって大変有意義なことになる。

### 参考文献

- [1] Seong-Whan Lee and Hee-Heon Song, "OPTIMAL DESIGN OF REFERENCE MODELS FOR LARGE-SET HANDWRITTEN CHARACTER RECOGNITION," *Pattern Recognition*, Vol. 27 No. 9, pp. 1267-1274, 1994.
- [2] Jeong-Young SONG, Hee-Hyol LEE, Sang-Gu LEE and Kageo AKIZUKI, "Application of Neural Network in Recognition of Hand Written Hanguel," Vol. 8, No. 2, pp. 43~51, 1995
- [3] S. N. U Language Research Institute, *KOREAN 1*, p 1-20, 1993 Pungnam Publishing Co.
- [4] Chulheung AN and Takumi MINEMOTO, "Board-to-Board Optical Interconnection Using Multiple Wavelengths and Stacked High Reflection Plates," *Jpn. J. Opt.* 50 (1995) 574-580 (in Japanese).
- [5] Chulheung AN and Takumi MINEMOTO, "Architecture of Special-purpose Computer for Fast Fourier Transform Using Wavelength-multiplexed Optical Interconnection," *Jpn. J. Opt.* 25 (1996) 337-344 (in Japanese).

## 第5章

# 電子計算機的设计における光インターコネクションの展望

### 5.1 緒言

前の第3、4章で電子計算機を用いて、BSJTCの雑音に対する特性調査とそれによるハングル文字の認識に対する研究が行われた。BSJTCは2回の高速度フーリエ変換の実行を必要とし、一般の小型・中型規模の電子計算機では、サンプル点数の多い2次元FFT（一般に、 $512 \times 512$  pixels以上）の演算時間がかかりすぎて、実時間処理を要求される応用面からは大きな問題とされている。このような背景を考慮し、電子計算機の長所である融通性と計算精度の高さを、もっと生かすためには、現行のノイマン型計算機の計算速度を大幅に向上させなければならない。この状況を打開するための一つの有力な方法として、光インターコネクションが早くから考えられ、研究されてきている。

光の持つ情報伝送特性を生かして空間的に離れた他の点との間で情報のやり取りを行う光インターコネクションの有用性は、周知のように既に光ファイバ通信技術の実用化によって実証された<sup>14)</sup>。本章ではこのような魅力ある光インターコネクションを概観して、主に電気ボード間の光インターコネクションの必要性を強調することにする。

光インターコネクションをコンピュータの観点から見ると二つの側面が考えられる。一つは、インターコネクション自体を『目的』として捕え、あくまでも光を情報伝達に専念させようとするアプローチである。電子計算機からは主にこの方向で検討されており、本論文でもこのアプローチが取られている<sup>5)</sup>。もう一つは将来の光コンピュータを目指す諸技術において、単なる点对点の情報伝達機能にとどまらず、(例えば、結像や2次元フーリエ変換のような)空間的変換などの処理機能やニューラルネットワークの結合機能を導入しようとする時に必然的に光インターコネクションを手段として利用するようになるという側面である。並列処理性、無誘導性などの特長を持つ『光』を情報処理技術に応用し、ひいては現在の電子計算機の限界を打ち破ろうという『光コンピューティング』は後者の側面が考えられている。光の特徴に対応させて、光インターコネクションの特徴をあげると Table 5.1 に示すようになる<sup>5)</sup>。

数百THzという光のベースバンドに起因する広帯域性によって高速大容量伝送が可能となり、同じ情報量を伝送する場合でも、必要な時間や配線の本数を減らすことができる。次に、光を使用することによって、電気配線における分布容量による伝送遅延やイ

## 第5章 電子計算機的设计における光インターコネクションの展望

インピーダンス不整合の問題などを回避することができる。また、交差して進む光波の間に相互作用がないため、空間内の多数の点の間の複雑な結合による情報伝送も、高速大容量伝送の特長を生かしながら実現することが可能となる。この空間並列伝送性を生かすことによって、大量の情報を同時に、しかもお互いの間での相互干渉なしに伝送することができる。更に、自由空間を伝搬する光の諸パラメータを制御することにより、情報の伝送形態を必要に応じて可変（再構成可能）にできる。このように、光インターコネクションはコンピュータや通信機器の単なる高性能化に寄与するにとどまらず、光波の空間伝搬特性を巧妙に利用することによって、同一情報の他点への伝送や、伝送特性の時間的変更など、単なる情報伝送の域を超えた一種の情報処理を可能にする。

Table 5.1 光と光インターコネクションの特長

光の特長	光インターコネクションの特長
伝送媒体の広帯域性	大容量性
伝送の高速性	超高速性
無誘導性・非干渉性	空間並列性
光波特性の利用	波長多重性
インピーダンス整合・	偏光等の利用
アース線の不要	多ファンアウト
自由空間伝搬の利用	再構成可能性
	高接続自由度
	超並列性
	高機能性 (柔軟接続)

光インターコネクションは伝送媒体の構造の観点から、媒体の高屈折率部に光を閉じ込めて伝送する導波路形とそのような制限なしに広がりのある空間を伝送する自由空間形とに大別される。導波路形は、電気導線よりは広帯域性であること以外は、導線の延長された技術であると見なしてもよいであろう。導波路形は単一モード光ファイバのような1次元形のものと同様に2次元形のものと同様に分類できる。現在のエレクトロニクスを担っているシリコンLSIなどと比較的相性が良いことがこの平面導波路の特長である。自由空間形は、光の持つ並列処理性を最も有効に生かそうとするもので、多くの並列伝送チャンネルをとることができ、また、1点から多点へ向けての放送形への伝送にも適している。この自由空間形については、その実用化にあたっては機械的アライメントなどの実際的な問題も多い。この問題を避けるため、いろいろな工夫が研究・提案されている。本研究では、導波路形と自由空間形の両方の長所を取り入れた、光閉じ込め式の自由空間形を提案し、次の第6章で詳しく述べる。

今まで光インターコネクションの特徴に対して簡単に述べてきた。本論文では光は単



## 第5章 電子計算機的设计における光インターコネクションの展望

純に情報伝達能力としてだけ捕え、インターコネクション方式としては大容量通信が可能で、難しいアライメントを必要としない光閉じ込め式の自由空間形が採用することにした。これは、現在の電子計算機の問題はプロセッサの演算能力よりもいわゆる、フォン・ノイマンボトルネックと呼ばれるプロセッサとプロセッサ間のデータ通信、プロセッサとメモリ間のデータ通信に問題があると考えたからである。これらの問題を解決し、しかも、大容量通信を達成するための手段として光インターコネクションを捕えているので、光は単なる通信の役割しかしない。このような電子計算機のデータ通信性能に光インターコネクションを使う技術は、一般的に四つのレベルに分けられる。すなわち、チップ内光インターコネクション、チップ間光インターコネクション、ボード間光インターコネクションとコンピュータ間光インターコネクションである<sup>6,7)</sup>。この中でコンピュータ間光インターコネクションはファイバ技術で確立されており、チップ内光インターコネクションは主に導波路形で研究されており、チップ間光インターコネクションは導波路形とホログラフィ・インターコネクション形で研究が進められている<sup>8,9)</sup>。

本研究はボード間光インターコネクションのみを対象に行われる。その基本方式は自由空間形で、各々のボードに存在するプロセッサ間のインターコネクションによってマルチプロセッサで構成したコンピュータの演算性能の向上を計るものである。次の節では、電氣的配線に対する光インターコネクションの原理的優位性を簡単に述べ、ボード間光インターコネクションの基本方式を提案する。最後の節で提案した光インターコネクションの有用性を強調するいくつかの結論を整理する。

### 5.2 光インターコネクションの原理的優位性と空間形ボード間光インターコネクションの提案

よく知られているように、コンピュータ内などの電気回路中の信号通信の遅れの一因はRC (Rは抵抗、Cは容量) で起きる (Fig. 5.1 参照)。もちろん同軸ケーブルなどを用いればこの問題は避けられるが、マイクロプロセッサ ( $\mu\text{P}$ ) のような小型高密度の回路では同軸ケーブル等の使用が困難である。

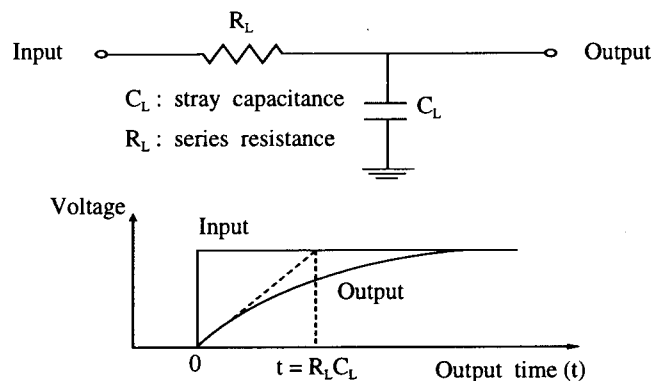


Fig. 5.1 Delay time of wired conductor,  $R_L C_L$

## 第5章 電子計算機の設計における光インターコネクションの展望

一つの回路ブロック内で導線が短く、 $C_L R_L$ 等が無視できる場合は、トランジスタ性能の向上に伴って回路の演算速度も上昇する。しかし、接続距離の大きい場合には導線の浮遊容量 ( $C_L$ ) に充電する時間が大きな信号遅れを生ずるようになる。特に導線直列抵抗 ( $R_L$ ) が無視できない場合にはこれが助長される (RC遅れ)。実際超LSI上の配線ではパターンの微細化と共にRおよびCの増大が起り、RC遅れが決定的に効いてくる。このRCは配線長の2乗に比例することが知られている<sup>10)</sup>。

また、電気接続では信号を受ける側にたくさんのトランジスタが付いていると容量が増して信号遅れを助長する (Fan out Delay)。光による信号伝達にはこれらの遅延要因は全くない。原理的にはFig. 5.2のように発光素子 (LD) に流入した電流 (I) によって光が発生し、伝送された光は (光子の流れ) 受信端のディテクタ (PD) で電気信号に変換される。LD, PDが充分高速ならば、信号遅れは光速による伝送時間 (約30ps/cm) だけとなる。多数の間時接続点を必要とする場合には、発光素子からの光を、それぞれの受光素子に分配する必要がある。従ってそれだけ多くの光出力が必要である。しかし、そのために余分な遅れは生じない。分配された光はそれぞれ独立に行動するからである。

電気接続の場合でも同軸ケーブル等のいわゆるトランスミッションラインを用いれば伝送信号の速さは光速に等しい。実際コンピュータの筐体内では同軸線やフラットケーブル等が用いられて信号遅れを防止している。しかし、これではいくつかの問題が残る。

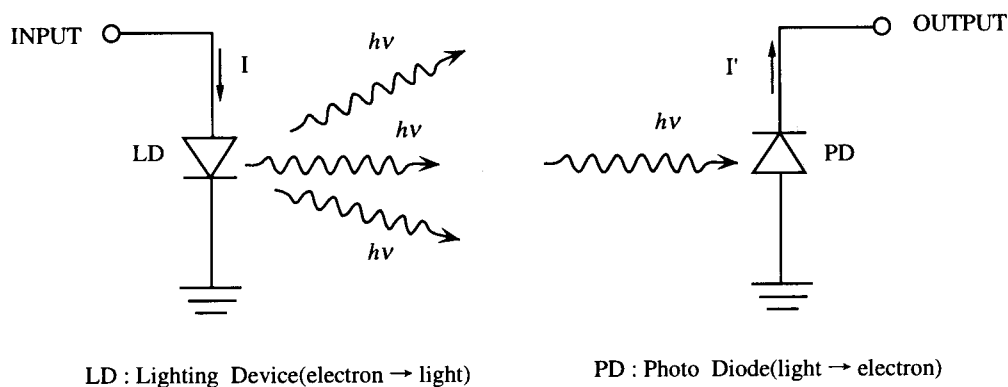


Fig. 5.2 Principle of optical interconnection

第一の問題として、トランスミッションライン特に同軸ケーブルは特性インピーダンスが低く ( $\sim 100\Omega$ )、大電流を必要とする ( $1V/100\Omega=10mA$ )。そして、消費電力の大部分は終端抵抗で熱となる。デバイスの微細化が進む中で同軸線のための電力は明らかに大きな浪費となる (Fig. 5.3の(a))。これに対して光接続の場合は桁違いに『高インピーダンス』かつ低電力にすることができる。半導体レーザの低しきい値化が進めば、 $\mu A$ オーダーの駆動電流ですむ。原理的には同軸に比べて約2桁以上の低電力化が可能である。伝送された光信号のエネルギーは、大部分、光検出器によって電気信号に変換される。すなわち受信端で必要なだけの電力 (光子数) を送信すれば良い。

第二の問題に、トランスミッションラインでは、常に『特性インピーダンス』による

## 第5章 電子計算機的设计における光インターコネクションの展望

制限がつきまとう。信号の反射を防ぐにはマッチング抵抗を終端に接続する必要がある。また、一本のラインから複数のラインに分岐すれば、分岐点で大きな反射が起りパワーが減衰する。これに対し、光接続では分岐をしても大部分の光は、スムーズに分かれる。光ディテクタは、比較的容易に無反射にでき、かつ入力光は、有効に電力に変換される。トランSMISSIONラインではその直列抵抗が無視できない場合が多く、かつ抵抗は周波数と共に増大するので、高速信号の減衰が著しい。そのため同軸を細くできなかつたり、チップ上のストリップラインの幅が制限をうける。太い同軸線によるスペースの問題も大きい。光接続ならば、ミクロンオーダの光導波路でもパルスがなまることはない。

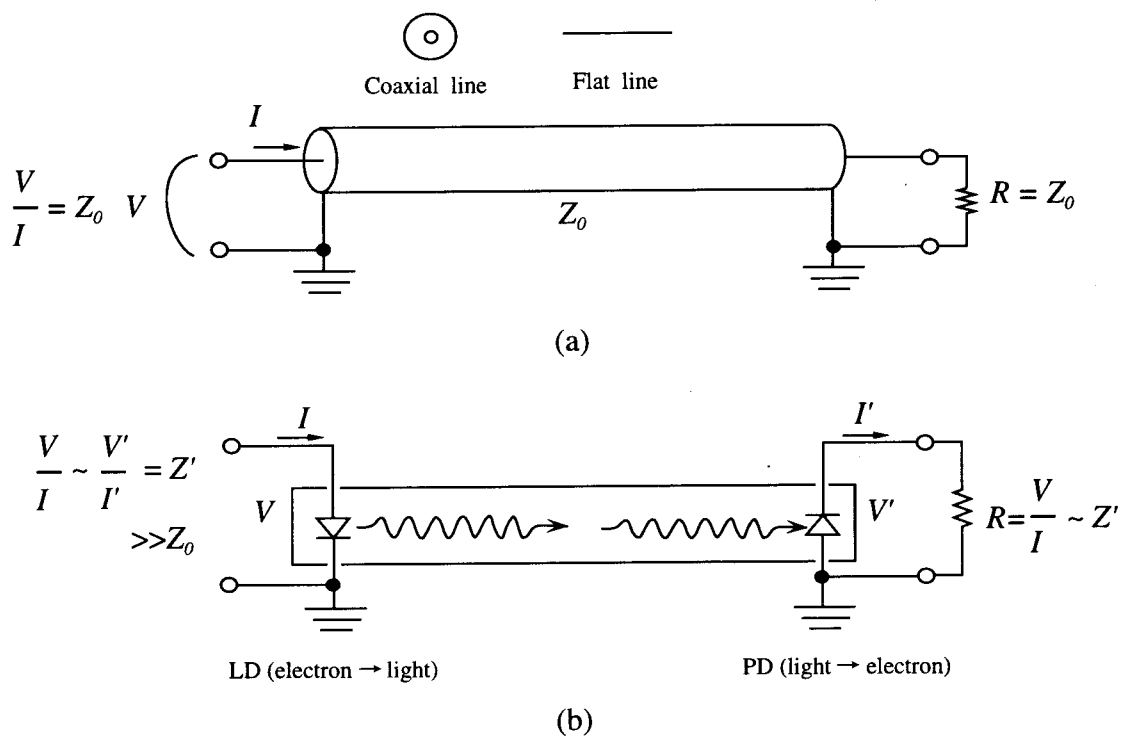


Fig. 5.3 Comparison of both electric connection (a) and light connection (b).

次に金属導線では近隣の導線との間隔が小さくなれば、相互誘導（電磁結合）や浮遊容量による結合でノイズ電圧を生ずることは避けられない。しかもこれは周波数に比例して増大する。コンピュータ筐体内のバックボードの接続線などが多数あるところでは相互誘導ノイズが大きな問題になっている。光配線では漏れ光を抑えれば原理的にこのようなことは起らない。接地線の共有によるノイズも光接続により避けることができる。

しかし、光接続導入の問題点は電気接続に比べて余分の部品、光素子や光学系が必要なことである。まず電気信号を光に変える発光素子、光信号を電気に変える受光素子が必要である (Fig. 5.3 (b))。既に述べた通り、LDの出力光を受光素子PDに導くには自由空間を飛ばせる方法と光導波路を用いる方法がある。光配線の特徴の一つは導波路の場合でも平面交差が許されることである。また、反射を用いて大きな角度で曲げることも

## 第5章 電子計算機的设计における光インターコネクションの展望

可能であるのも一つの特徴である。

上述した光の多くの特長を使って現在の電子計算機との相性がよい光閉込の空間形インターコネクションを利用することを本研究で提案する<sup>11)</sup>。その基本形をFig. 5.4に示す。これは電子計算機において情報量を表わす時の基本単位である1ビットに対応する信号の通信を表現した概念図であり、システムの性能（ビットの数）に合わせて、同じ概念図を積層した形態にして柔軟に拡張できる光インターコネクションである。また、この光インターコネクションは電子計算機との整合性についても考慮されているので、現在の技術レベルで実現可能なことも一つの特長であると言える。

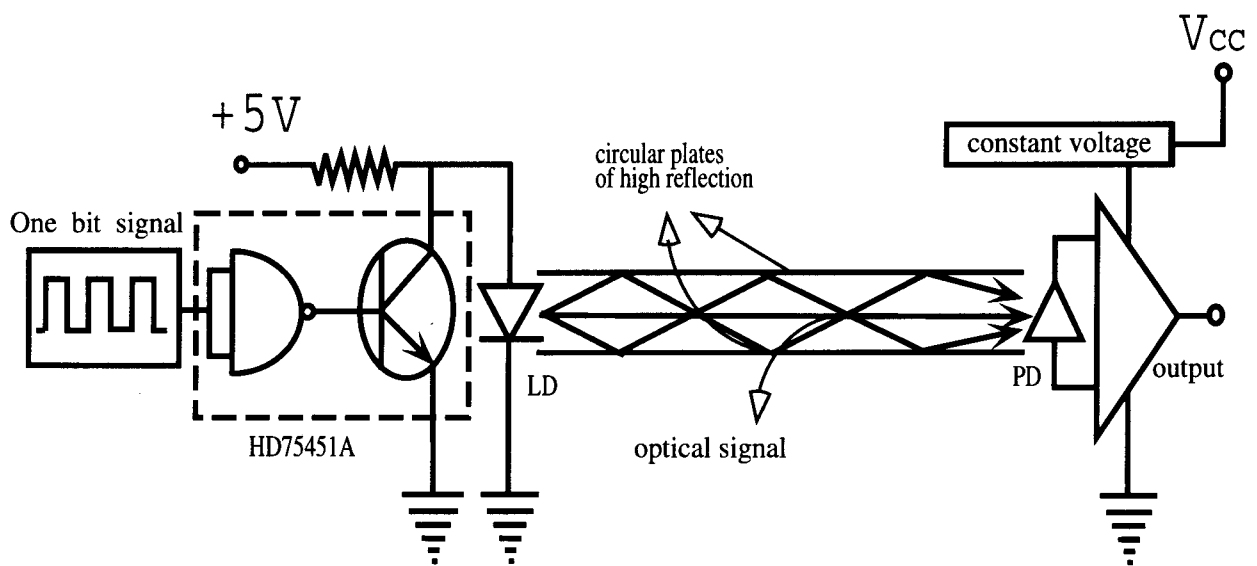


Fig. 5.4 Basic architecture of the proposed space optical interconnection between boards.

### 5.3 結言

光インターコネクションの低消費電力性、高速性、空間並列性、波長多重性、光デバイスによる高機能性など多くの優位性によって、電子システム各階層で遭遇する配線問題が、解決されていくであろう。

電気配線に比べて光インターコネクションの原理的な優位性は、長距離はなれたコンピュータ間ネットワークにおける光ファイバ通信技術を通して既に立証されており、ボード間・チップ（内）間の光インターコネクションへの基盤技術の確立のための移行は自然ななりゆきである。

早くからバックプレーン階層（ボード間階層）では実用化に向けて研究および開発が行われている。従って、この階層の光インターコネクションの具体的なイメージが固まってくることが予想される。このような状況から本章で提案した空間形ボード間光インター

## 第5章 電子計算機的设计における光インターコネクションの展望

コネクションは大容量通信を可能にする一つの有力な方法になると確信する。また、マルチプロセッサ型並列コンピュータ<sup>12-14)</sup>の基本的な空間光インターコネクションとして活躍が期待できると考える。

### 参考文献

- [1] 和田 修：“光インターコネクション”，応用物理，**62**, 2-9(1993).
- [2] 武田光夫：“光インターコネクション”，応用物理，**56**, 3, 361-367(1987).
- [3] オプトロニクス，光インターコネクション特集号，**6**, 55-106(1992).
- [4] 光学，光インターコネクション特集号，**25**, 6, 1-27(1996).
- [5] 石原 聡，和田 修：“光インターコネクションと光コンピューティング”，情報通信学会論文 (C-I)，**J75-C-I**, 5, 235-244(1992).
- [6] Goodman. J. W., Leonberger F. I., Kung S. Y. and Athale R. A., "Optical Interconnection for VLSI System," Proc. IEEE, **72**, 7, 850-866(1984).
- [7] P. J. Aylife, J. W. Parker and A. Robinson, "Comparison of Optical and Electrical Data Interconnection at the Board and Backplane Levels," Proceedings of Optical Interconnections and Networks, 2-15(1990).
- [8] R. C. Kim, E. Chen and F. Lin, "An optical holographic backplane interconnect system," IEEE J. Lightwave. Technol., **9**, 1650-1656 (1991).
- [9] F. Lin: Appl. Opt., **29**, 5526(1990).
- [10] 林 巖雄，阿江 忠，小柳光正：“光インターコネクション”，情報通信学会論文，**75**, 951-961(1992).
- [11] 安哲興，峯本工：光学，**24** (1995) 574-580.
- [12] J. D. Crow, "Optical interconnects speed interprocessor nets," IEEE Circuit Device Mag., **7**, 21-25 (1991).
- [13] R. T. Chen, "VME optical backplane bus for high performance computer," Optoelectron. Devices Technol., **9**, 1 81-94(1994).
- [14] T. Sakano, T. Matsumoto, K. Nogchi and T. Sawabe, "Design and performance of a multiprocessor system employing board-to-board free-space optical interconnections," Appl. Opt., **30**, 2334-2343(1991).

## 第6章

# 高反射率積層板によるボード間波長多重光インターコネクション

### 6.1 緒言

近年の目ざましい電子デバイスの高性能化により、コンピュータなど電子デジタルシステムの情報処理速度は、プロセッサやメモリなどそれら自体の処理速度ではなくチップ間の通信時間に左右されているのが現状である。このボトルネックを解消するため一つの有用な方法として光インターコネクションが考えられている。光インターコネクションは、高速性、並列性をはじめとする光の多くの特徴を活用することにより、従来の導線と電子デバイスによる電気配線技術で現われだした種々の問題を乗り越えようとするものである。配線の大容量化を行なうためには、高速化とともに配線の並列化とデータの多重化が重要な手法となる<sup>1)</sup>。ボード間レベルの光インターコネクションは、演算は電子デバイスで行い、通信は光で行うという考え方である。このボード間インターコネクションの研究では大容量化を達成するため多数の発光素子と受光素子のアレイ化による1対1インターコネクションの並列通信のものが多くまた、1対多インターコネクションの通信と波長多重による非同期通信の大容量化の研究は少ない。また、同時通信の大容量化を必要とする並列コンピュータでは波長多重によるデータの同時通信能力の向上が要求される。

本研究では、このようなインターコネクションの考え方にに基づき、現状の技術で実現しやすい一つの方式として、光が薄い高反射率の平行反射板間に閉じ込められた自由空間内を伝搬して行く方式の光配線、すなわち、2次元自由空間方式の光インターコネクションを提案し、基礎実験を通して、その可能性を考察した。本研究で提案する光インターコネクションの目的は、光の特徴である波長多重、空間多重を併用し<sup>2)</sup>、非同期通信確認方式によりボード間インターコネクションの大容量化を図ろうとするものである。第6.2節では高反射率板を利用した光インターコネクションの原理と構造を述べ、第6.3節では基礎実験を通じて本研究で提案する方式の実現の可能性を示し、第6.4節では提案したマルチプロセッサ型並列汎用および特殊コンピュータ等へ応用する方式を提案する。そして、第6.5節で本方式の有用性と限界について考察す。

### 6.2 平行円形反射板光インターコネクション 基本概念と構成

## 第6章 高反射率積層板によるボード間波長多重光インターコネクション

発光素子から放射された光が全空間に広がるという性質は、一点から発した信号を複数の受信点に分配するインターコネクションの機能に適している<sup>3)</sup>。このことは一対多通信に対応する。本研究で提案するインターコネクションの概念をFig. 6.1に示す。この光インターコネクションでは二枚の平行反射板の間に多数の受光素子と発光素子を置いたユニットを積層することにより、PE(Processing Element)またはMPU(Micro Processor Unit)を積載した複数のボード間のインターコネクションを実現しようとするものである。光は反射膜の間に閉じ込められて反射しながら伝搬し、情報のやり取りをする。

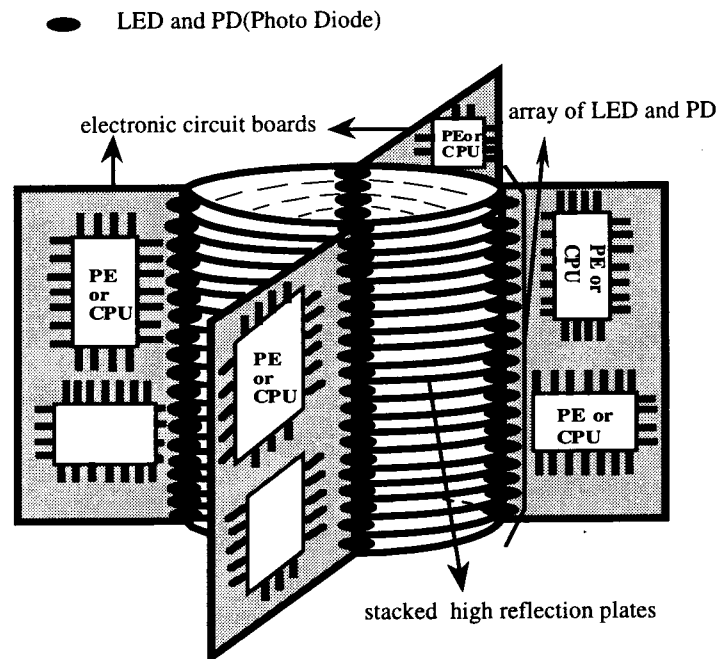


Fig. 6.1 Conceptual map of optical interconnection by stacked high reflection plates.

一つのユニット内のある発光素子から出た光が受光素子に入る様子をFig. 6.2に示す。四つのボード間結合のために使う光の波長はボードごとに決めておく。例えばボード1からは波長 $\lambda_1$ の光を出し、ボード2からは波長 $\lambda_2$ の光を出すというように割り当てる。そして、各ボードには自分から出す光の波長と異なる波長の光を選択的に受ける3種類のホトセンサーを配置し、他のボードから送られて来たデータを取り込む。発光素子と受光素子を取り付けた1枚の平行平板反射板を情報の各ビット単位に対応させ、これらを積層した形のインターコネクションでボード間を結合する。

1つのユニットの中での波長多重通信が行なわれている様子をFig. 6.3に示す。四つのCPU(Central Processing Unit)ボード間の通信方式は、各々のボードのデータ送受信が同時に、あるいは別々に行われるため、通信タイミングの制約を受けない非同期通信の方が効率的になる。この波長多重完全結合型の4枚のPEまたはMPUボードを単位セルにして、そのセルを同様の方式で多数インターコネクションすることによって並列計算システムへの拡張がやりやすくなると考えられる。

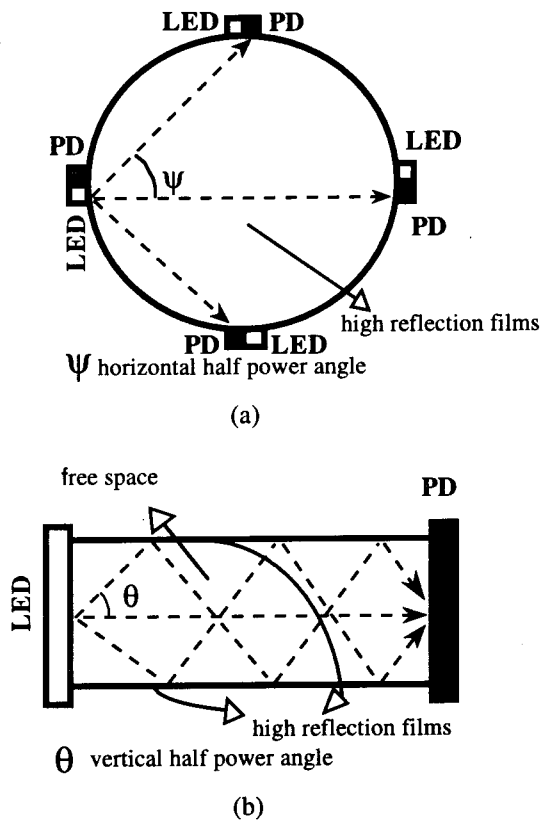


Fig. 6.2 Simplified diagram of rays in a transparent parallel plate with high reflection. (a) side view and (b) top view. Broken lines represent light rays.

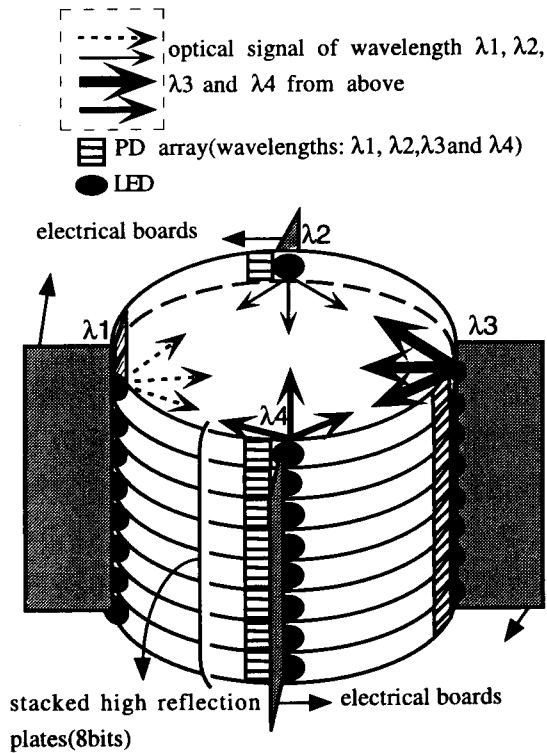


Fig. 6.2 4-wavelength multiplexed data communication between 4 boards using 8 stacked flat plates(8 bits)



### 6.3 基礎実験とシミュレーション

前記のFig. 6.2で示したように発光素子から出た光の中で発光素子の光軸を基準にして横方向の方位角 $\psi$ の所にある受光素子に入る強度を考えて見よう。今、縦方向の光の広がり角度が $2\theta$ 以内、横方向の方位角を中心に広がり角度 $2\Delta\psi$ 以内に放射される光が全て受光素子に入ると考えると、受光素子に入る光の強度 $P_{opt}$ は次のように表せる<sup>4)</sup>。

$$P_{opt} = \int_{-\theta}^{+\theta} \int_{\psi-\Delta\psi}^{\psi+\Delta\psi} R \cdot I(\theta, \psi) \cos(\theta) d\theta d\psi \quad (6.1)$$

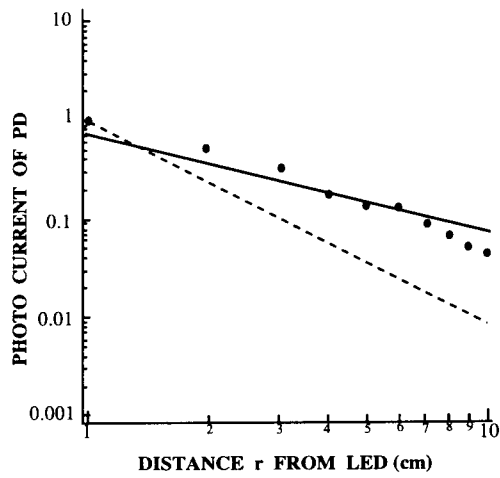
ここで、 $R$ は平行反射膜の反射率を、 $I(\theta, \psi)$ は発光素子の放射強度をそれぞれ表している。受光素子で得られる光電流 $I_{opt}$ は次の式のように書ける。

$$I_{opt} = S \cdot P_{opt} \quad (6.2)$$

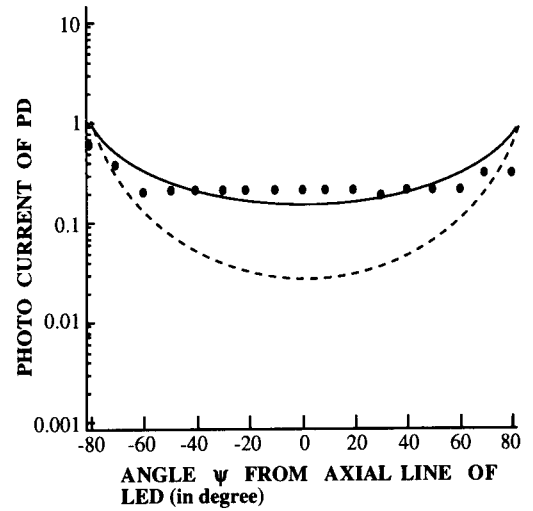
ここで、 $S$ は受光素子の変換効率である。

受光素子の光電流の変化を発光素子からの距離 $r$ と角度(一定の距離  $r=10\text{cm}$ の時)の変数として計算と実験で求めた。その結果をFig.6.4に示した。実験に使用したLED(Light Emitting Diode)は発光強度の半値角が $70^\circ$ 、ピーク波長が $660\text{nm}$ 、放射強度が $1.6\text{mcd}$ 、大きさが横 $2\text{mm}$ ×縦 $1.25\text{mm}$ で非常に小さなチップタイプのものであり、PD(Photo Diode)としてはピーク感度波長が $800\text{nm}$ 、ピーク放射感度が $0.57\text{A/W}$ 、受光面積が $0.12\text{mm}^2$ 、カットオフ周波数が $50\text{MHz}$ のシリコン型PINフォトダイオードを用いた。実験に使用したLEDとPDの諸特性をTable 6.1に示した。平行反射膜には反射率100%のガラス板を使った。計算のためのPDの放射感度としてはLEDのピーク波長に対する感度( $0.45\text{A/W}$ )の値を利用した。そして、 $r=1\text{cm}$ の所での計算値が実験値と一致するように規格化して描いたものがFig.6.4の(a)と(b)の図の中の実線である。この図での破線は反射板がない時の計算値であり、予想どおりLED-PD間距離に対応して急激な変化率を表わしている。実験値の絶対値の大きさは別にして、その変化の様子は反射膜が完全である時の計算値の変化の様子とほぼ一致しているのがFig.6.4によりわかる。したがって、(1)及び(2)式によって信号の伝達を見積る近似式は妥当であると思われる。実験値の絶対値の大きさが計算値と異なった理由は計算に用いた変換効率及び放射感度等の値が適切ではなかったためと思われる。また、光信号はFig.6.2に簡単に示したように平行反射膜の間を何回も反射しながら伝搬するので受光素子で受信した時のパルス波形の立上がり及び立下がりになまると予想され、このなまり現象が変調周波数の最大値を決定すると考えられる。波形なまりのオーダをFig. 6.5を使って推測する。発光素子から直接受光素子に入る光の伝搬時間(最小時間)と縦方向の広がり角 $\theta$ の方向に出た光が反射しながら伝搬して受光素子に入るまでに要する時間(最大時間)の差がパルス波形の幅のオーダになる。Fig.6.5の中の $R$ は平行反射板で反射して受光素子に入るまでの総距離に等しい。したがって、本方式の最大変調周波数のオーダは次の(6.3)式により求めることができる。

第6章 高反射率積層板によるボード間波長多重光インターコネクション



(a)



(b)

Fig. 6.4 Distributions of PD current as function of (a) distance  $r$  from the optical axis of LED when  $\psi=0^\circ$  and (b) angle  $\psi$  from the optical axis when  $r=100\text{mm}$ . Solid lines represent calculated values assuming perfect reflection, broken lines calculated values assuming no reflection, and dots measured values.

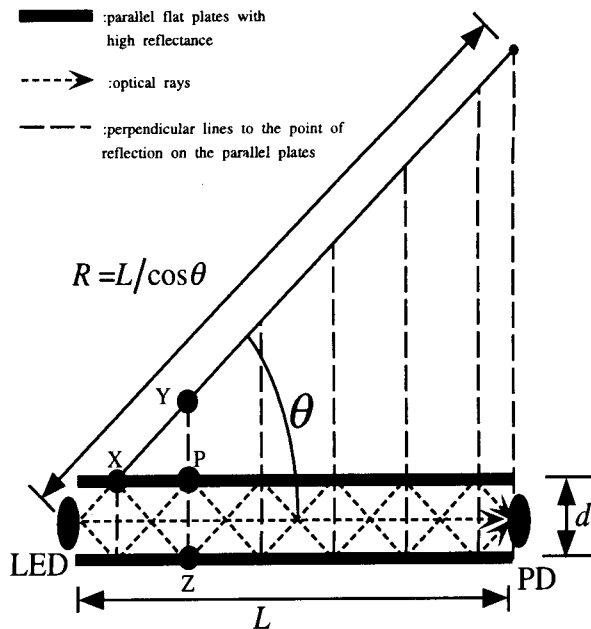


Fig. 6.5 Optical path lengths of rays propagating from LED to PD.  $L$  is the path length of the ray propagating straightly and  $R$  that of the ray emitted in the direction of half power angle  $\theta$ .

Table 6.1 Specifications of LED and PD used in the basic experiment

	大きさ	放射強度	半値角	ピーク波長
LED (GaAlAs)	2mm × 1.25mm	1.6mcd	70°	660nm
PD (PIN)	受光面積	カットオフ 周波数	ピーク 放射感度	ピーク 感度波長
	0.12mm <sup>2</sup>	50MHz	0.57A/W	800nm

$$f = \frac{c}{L} \left( \frac{\cos\theta}{1 - \cos\theta} \right) \quad (6.3)$$

ここで、 $f$ は最大変調周波数、 $L$ は発光・受光素子間の距離、 $c$ は光速である。最大変調周波数は平行反射板の間隔 $d$ に無関係であることがわかる。本実験システム( $L=100\text{mm}$ )ではその見積値は1.56GHzになった。LEDは1GHz以上の変調が難しいので波形のなまりは問題にならないと考えられる。30MHz以上の全電子式高速デジタルシステムでは、クロック信号の高調波成分の反射などにより、リングングの問題は通信路の長さが10cm以上になると無視できなくなる<sup>9)</sup>。このことを考慮すると高速デジタルシステムにおける近距離のインターコネクションでも前節で述べた平行反射板を用いた光配線が有効だと思われる。

#### 6.4 並列コンピュータアーキテクチャへの 応用方式

本研究で提案された4ボード間波長多重インターコネクションのシステムでは、ボードごとに通信データは対等な条件で、同時に、自分以外の三つのボードから伝送されてくる。この時、データ伝送方式としてはMC68000(Motorola製MPU)で使われているような非同期確認方式が有効だと考えられる<sup>9)</sup>。ボード間データ転送の時、非同期通信はFig.6.6に示すようにデータ確定(Data Acknowledgement signal)信号がある時だけ、次のデータ送受信が可能になる。データ確定信号が受信されないと、MPUボード間のデータ通信は永遠にハングアップされてしまう。また、通信されてきたデータとCPU間の結合は、FIFO(First In First Out)メモリを通じてデュアル・ポートRAM(Random Access Memory)を用いてリンクすれば、光インターコネクションを通して伝送してきたデータは、いつもCPUのアドレッシング範囲に存在するようになる。このような非同期とデュアル・ポートRAMで構成した伝送システムをFig.6.7に示している。Optical Signal Bus Interface Driver側にはFIFOメモリでリンクし、メインボードシステム側はデュアル・ポートRAMでリンクすれば、効率的なマルチCPU間のデータ転送ができる。

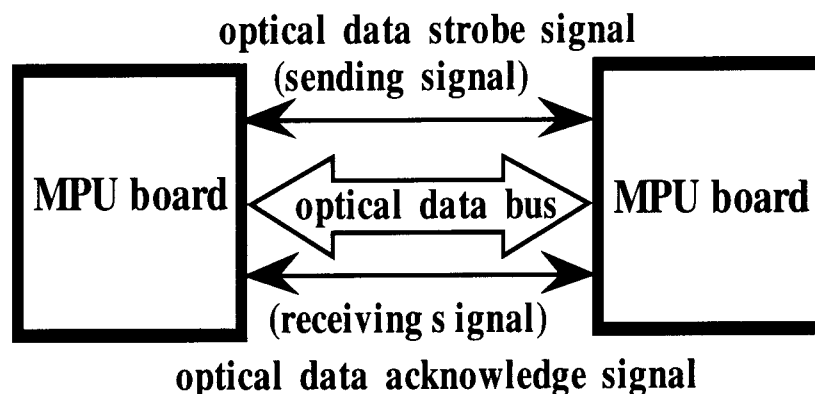


Fig. 6.6 An asynchronous communication by two handshake's signals between CPU boards.

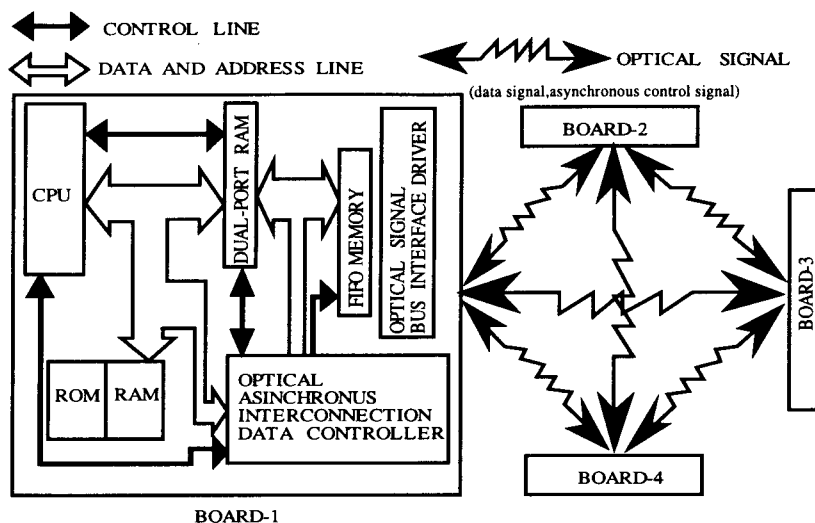


Fig. 6.7 System of optical interconnection control using asynchronous communication and dual-port RAM FIFO memory.

#### (4.1) アレイ・プロセッサ型並列コンピュータ

4 ボード間光インターコネクションを一つの単位セルとして取り扱い、このようなセルを同様の方式で多数インターコネクションすることによって、Fig.6.8のように、常時結合されているセルラアレイ・プロセッサ型の並列コンピュータアーキテクチャが実現できる。特に、アレイ型の並列コンピュータは画像処理専用マシンとして有用な方式というのは周知の事実である<sup>7)</sup>。アレイ型の並列コンピュータの実現には莫大な配線量を伴うので、波長多重のような光インターコネクションが有効であり、本論文で提案する方式の光インターコネクションが非常に有用だと思われる。

#### (4.2) FFT専用コンピュータ

高速フーリエ変換は信号処理・画像処理において大変有用な手段の一つである。画像信号の実時間処理システムではFFT(Fast Fourier Transform)の高速演算が実現されると好都合な場合が多い。FFTは本来Butterfly Networkとして並列性を持っている<sup>8)</sup>。本研究方式のインターコネクションシステムを、FFT専用コンピュータアーキテクチャに応用するためには、4 ボードインターコネクションをFig.6.9に示すように若干変形する。ここでは八つのCPUボードと、各々、ちがう指向特性の発光素子を取り付ける。Butterfly Networkの特性を考慮し、FFT専用コンピュータを設計すれば、提案された4波長光インターコネクションを用いて八つのCPUボード間のネットワークが可能であることがFig.9からわかる。一般的に、2次元( $M \times M$ )点の $N$ 個のPEによってFFTを行う時、1個のPEが計算しなければならないラディックス ( $2 \times 2$ ) Butterfly Stepsの数は次の式(6.4)により、表現することができる<sup>9)</sup>。

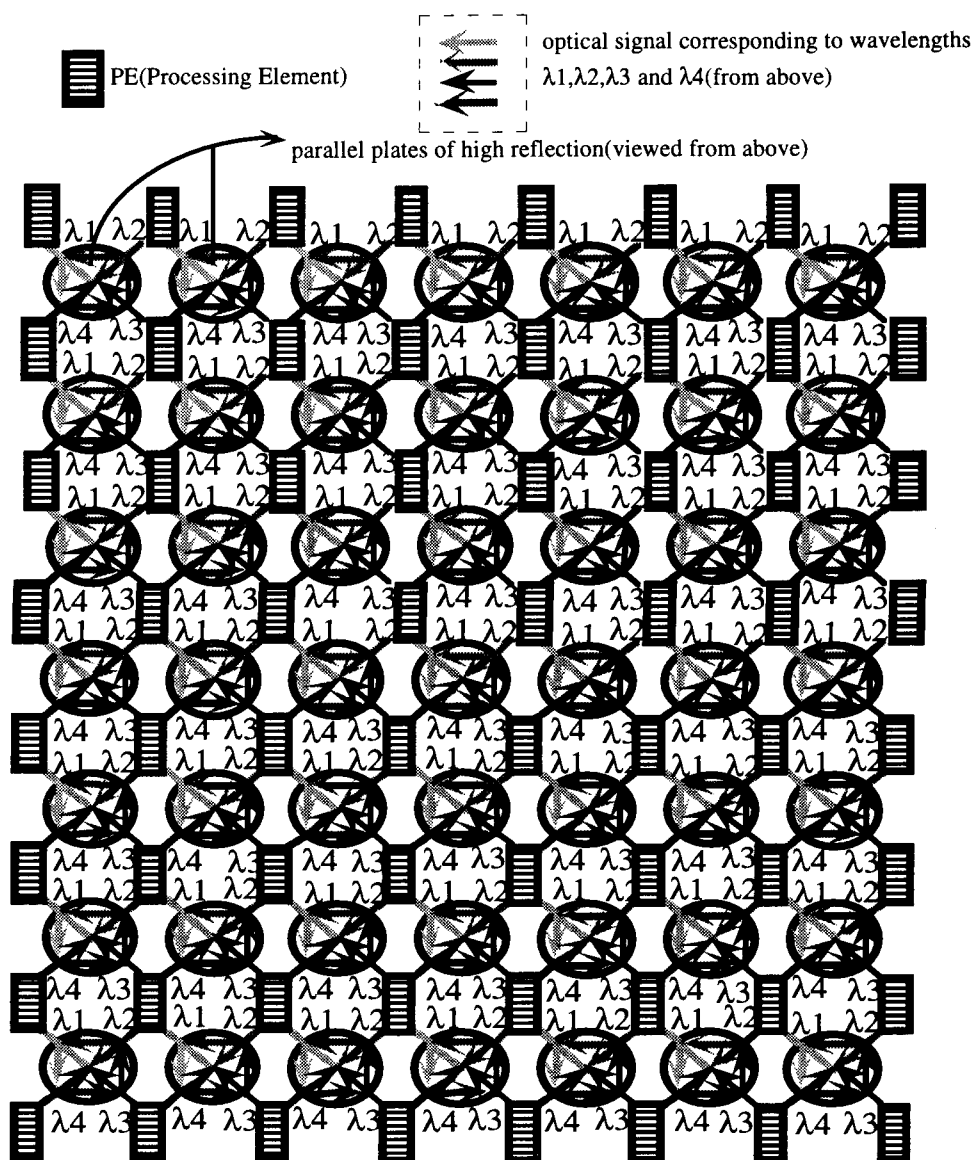


Fig. 6.8 The architecture of PE array processor computer(8×8 PE).

$$2^{k-1} \log_2 M \times \left(\frac{M}{2}\right) \tag{6.4}$$

ここで、 $k = \log_2(M/N)$  (ただし、 $2 \leq k \leq \log_2 M$ )  
 ( $M \times M$ )点の2次元FFTの場合、一つのラディックス ( $2 \times 2$ ) Butterfly Stepを計算するのに3回の複素乗算と8回の加算を必要とするが計算時間はほぼ乗算に左右される。そうすると、このラディックスButterflyに基づく( $M \times M$ )点の2次元FFTのため乗算回数は

$$2^{k-1} \log_2 M \times \left(\frac{M}{2}\right) \times 3 \quad (6.5)$$

となる<sup>10)</sup>。1個のラディックス (2×2) Butterflyの乗算時間がデータ通信遅延時間を入れて  $T$  時間かかると仮定する。特に、Fig.6.9に示した本アーキテクチャのFFT専用コンピュータでは光インターコネクションによってPE間データ通信時間の問題をほぼなくしているので  $N$  個のPEによる  $(M \times M)$  点の2次元FFTにかかる総時間は次式のように近似することができる。

$$2^{k-1} \log_2 M \times \left(\frac{M}{2}\right) \times 3 \times T \quad (6.6)$$

上式によって、 $T=0.1\mu\text{s}$ の時、本方式の計算機システム(PEボード数：8、2次元のサンプル点数： $1024 \times 1024$ )では約 $0.098304\text{sec}$ ( $\approx 0.1\text{sec}$ )かかるということがわかる。このことからわかるように、本方式のコンピュータでビデオレート(1/30sec)性能を達成するためには、 $T=0.1\mu\text{s}$ の場合にはCPUボードの数を32個にするか、または8個のCPUボードで計算時間  $T$  を $0.03\mu\text{s}$ にする必要がある。そして、計算時間性能の比較のため商業的に発売されている小規模計算機システムに装着するTRP-860(超高速数値アクセラレータボード)のFFT演算性能をTable.6.2に示した。このTRP-860を用いて上記のFFT専用コンピュータ ( $T: 0.1\mu\text{s}$ 、PEボードの数：8)と同じ性能を引き出すためには、同じ超高速数値アクセラレータボードの数が50個以上も必要になって、大型の計算システムになってしまう。また、Fig.6.9に示した方式のFFT専用コンピュータを電気配線で作るとは複雑すぎる配線のため実際的には不可能だと言っても過言ではない。この点からも光インターコネクションを用いた本方式のコンピュータが有効だと言える。

#### (4.3) 汎用マルチプロセッサコンピュータへの応用

四つの波長では四つのボードしかインターコネクションできないが、波長多重・空間多重に時間多重を併用することによって、インターコネクションが可能なボードの数を増やすことができ、さらに、ネットワークの大容量化が図れる。Fig.6.10では四つの波長を、一つの単位にして、二回に分けて時間領域を二つに分けて、データ伝送を行う光バスシステムのインターコネクションの概念を示した。

## 6.5 結言

並列通信ビットの数だけ積層した高反射率平行反射板を用いて波長多重ボード間通信の一方法を図る方法を提案した。この波長多重光インターコネクションにより、配線の自由度・高密度配線・相互同時通信量の増大による広いバンド幅などが達成できる。従って、特に複雑な配線とか通信バンド幅に悩んでいる並列コンピュータの設計に本方式の光インターコネクションが応用できるであろう。

第6章 高反射率積層板によるボード間波長多重光インターコネクション

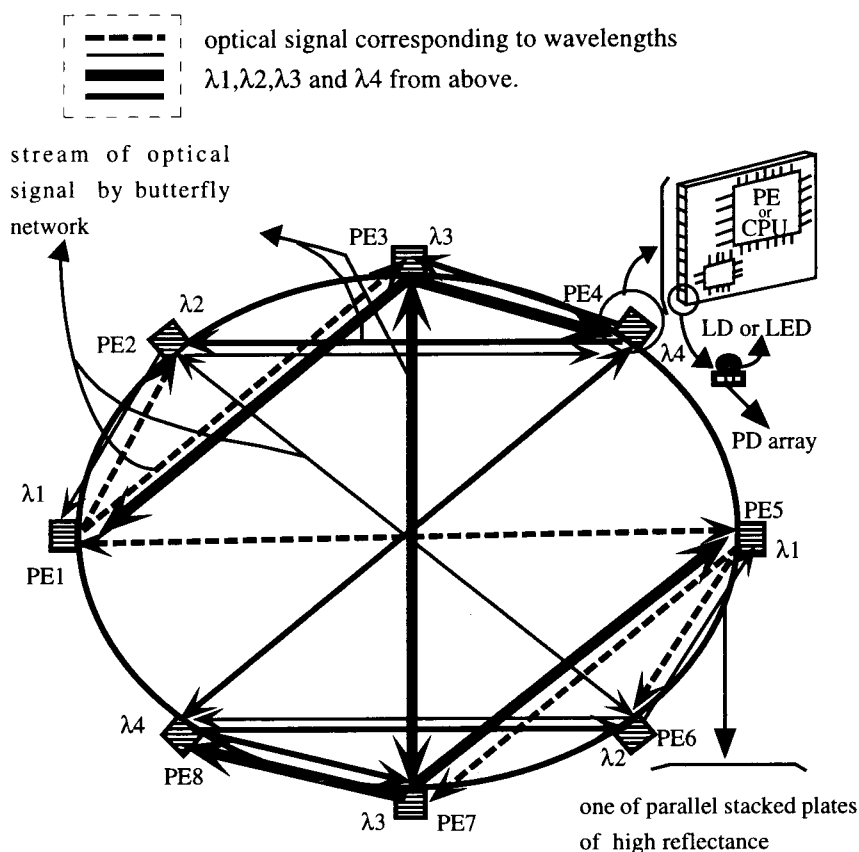


Fig. 6.9 The architecture of special-purpose FFT computer using 8 PEs interconnected by butterfly network.

Table 6.2 FFT execution time of TRP-860 (a super high speed numerical accelerator board) corresponding to the various number of element using signal processing library, [unit: ms].

The number of element	1-D FFT			2-D FFT		
	512	1024	2048	256x256	512x512	1024x1024
Complex	0.38	0.90	3.90	132.0	705.0	4719.0
Real	0.26	0.58	1.09	80.1	382.0	2089.0

[Specification of TRP-860] CPU : i860XR(64bit)-40MHz + T805-20MHZ  
 FPU : pipeline adder, multiplier (inside i860)  
 Cache : operation cache(4K) and data cache(8K) inside i860  
 Peak performance : 40 MIPS and 80MFlops  
 (quoted from data sheet of CSL corporation)

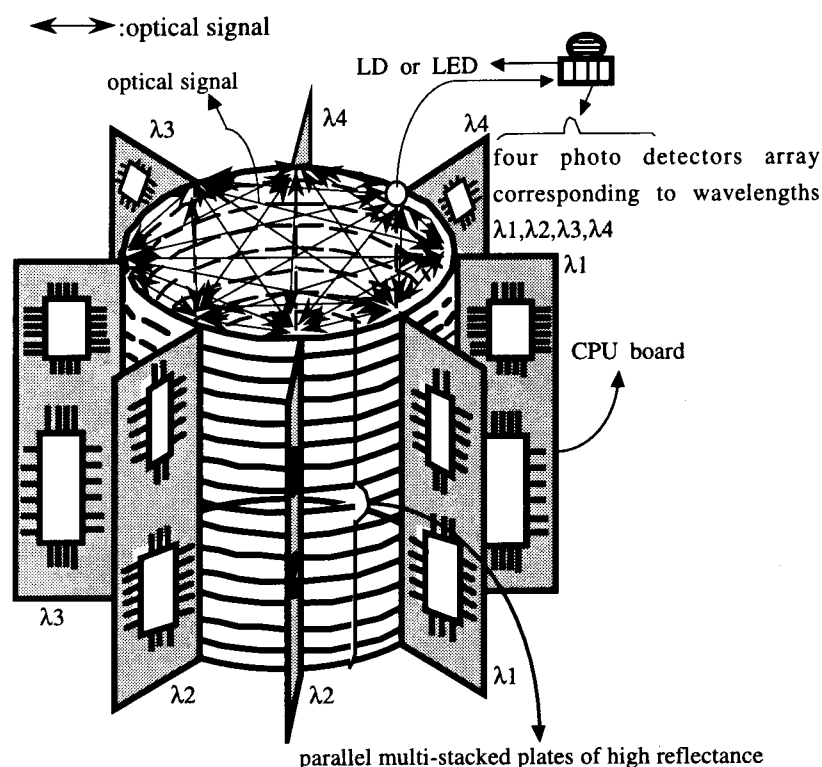


Fig. 6.10 The architecture of general-purpose computer with 8 CPU boards using 4 wavelengths multiplexion and time multiplexion.

ここで提案した方法の欠点としては接続の数を増やさないと光の利用効率が減少することである。これらの問題を克服して実用的なシステムにするためには高い放射強度を持つ発光素子と高い放射感度の受光素子が要望される。不必要な所に光が行くのを避けるため、1次元ホログラムを設計して作製した回折光学素子を用い、受光素子が置いてある場所に信号光を集中させることができると考えられる。これにより、発光素子から出る光信号が効率的に受光素子に入る。このホログラフィ光学素子の設計開発を今後の課題にしたい。

弱い光信号が入った受光素子では光電変換回路において多段増幅する必要がある。多段増幅器が入ると、電気信号間のクロストーク問題が生じ、結局、電気インターコネクションの問題に帰着されてしまうので強い放射強度の発光素子と増幅作用がある受光素子（アバンランシェPDなど）は本方式のインターコネクションでの核心である。

並列コンピュータをはじめ、大型計算機では熱の発生が深刻な問題になっている。われわれの提案した積層板に金属反射体の積層板を用いると光信号の閉じ込め以外に、システムで発生した熱を簡単に発散させる放熱板としても利用できる。これも提案した方法の長所の一つであると言える。現状のいろいろの問題を考えると、すなわち、熱問題とか30MHz以上の高いクロック周波数のコンピュータでの、信号反射によるリングング問題を解決するためには、短距離でも提案した方式の光インターコネクションが有効であろう。



## 参考文献

- [1] 和田修：“光インターコネクション”，応用物理, 62, (1993) 2-9.
- [2] 和田修：“光インターコネクション用能動デバイスの現状”，OPTRONICS, 6, (1992) 56-60.
- [3] 河合滋：“平板光学系を用いた2次元光バス”，OPTRONICS, 6, (1992) 100-106.
- [4] Jie Jiang ÅF"Board-to-Board high speed optical interconnection,"Optical Computing, 1993 OSA Tech.Digest, 7, (1993), 184-187.
- [5] 鮫島正裕：“高速デジタル回路の測定とトラブル解析”，トランジスタ技術 Special, 42, (1993), 2-22.
- [6] 宮崎仁：“特集ボード内データ伝送の研究”，トランジスタ技術, 3, (1994), 208-237.
- [7] 辻内順平, 一岡芳樹, 峯本工：光情報処理, 1st ed. (オーム社, Japan, 1989) pp129-131.
- [8] 飯塚啓吾：光工学, 2nd ed. (共立出版(株), Japan, 1985) pp121-141.
- [9] Kai Hwang and Faye A.Briggs : *Computer Architecture and Parallel Processing*, 4th ed. (McGraw-Hill Co, Singapore, 1988) pp.367-373.
- [10] 辻井重男：デジタル信号処理の基礎, 2nd ed. (電子情報通信学会, Japan, 1988) pp305-308.

## 第7章

# 波長多重光インターコネクションによる 高速フーリエ変換専用計算機のアーキテ クチャ

### 7.1 緒言

この章では、波長多重光インターコネクションを用いたFFT専用計算機を計算原理にそって具体的に提案する。前の第6章で考えたFFT専用計算機は画像等の2次元データを1次元データ配列に分解して演算するアーキテクチャであるが、本章の専用機は2次元のデータそのままに演算できることが特徴になっている。フーリエ変換 (FT: Fourier Transform) は物理学や工学的な応用にとって重要な原理と手段であることは周知の事実である。特に、空間フィルタリング・コンボリューション・コリレーション・特徴抽出・エッジ強調などを行う光情報処理のアルゴリズムまたはアーキテクチャはFTやアダマール変換に基づいている。そして、電子計算機の中でFTを速く実行する高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transform) アルゴリズムが開発され、画像処理・信号処理の分野で多く利用されている。また、電子計算機によって2次元のアレイデータを取り扱うパターン認識および種々の画像処理（例えば、2値減算型ジョイントトランスフォームコリレータ<sup>2)</sup>によるパターン認識では2回のFFTの実行が要求されている）を実用化するために、ビデオレートでFFTを実行できることが切に要求されている場合が多い。しかし、FFTはサンプル点数が多くなるにつれ、計算量の爆発を起こす典型的な例としても知られている。すなわち、 $(1024 \times 1024)$  点数の2次元の複素数FFTは大型のスーパーコンピュータでないとビデオレートで実現できないのが現在の実状であり、可能な限り小型の速い計算速度のコンピュータが望まれている。そのためには、問題専用のハードウェアに強く依存したアーキテクチャにならざるをえない。FFTを基本処理に利用している工学関係の諸研究および他分野の研究においても精度高い処理を要求するため、処理すべきデータ情報量が多くなってきている。さらに、実時間処理も要求されている。このような趨勢はいろいろの研究分野でもこれからの一般的な傾向であると考えられるので、コンパクトでかつ超高速な専用の並列コンピュータがそれぞれの研究や応用分野で簡単に入手し、利用できることが不可欠になるだろうと思われる。

レンズを用いた光学的フーリエ変換は電子コンピュータとは比べものにならないほど

非常に速い処理が可能であるが、基本的にアナログ処理であるので、精度不足という問題は根本的に避けられない。高い精度の計算が重要な場合は、電子計算機を用いてフーリエ変換を実行しなければならない。また、電子計算機のもう一つの特徴である柔軟性は非常に重要な要素である。一方、光学的情報処理システムは超高速の実行速度だけではなく、レンズの波面変換作用からフーリエ変換の積分変換およびフィルタリング作用の物理的概念が理解しやすい形で導入されるところにその意味があると言える<sup>3)</sup>。ところで、現在のコンピュータの処理速度は電子コンピュータの構造的な問題からMPU(Micro Processing Uint)チップ自身の処理性能よりもチップ間の通信時間によって処理速度が左右されているのが現状である。この通信ボトルネックを解決するため、光インターコネクションが考えられ、いろいろの階層のインターコネクションに対して種々の方式の光インターコネクションが<sup>4)</sup>提案されている。

本研究の目的はボード間レベルでの光インターコネクション<sup>5,6)</sup>を利用した超高速FFT専用コンピュータの設計である。本研究では2次元FFTのバタフライネットワークのデータの流れをうまく表現できる4波長多重光インターコネクションを用いて、サンプル点数(1024×1024)の2次元FFTをビデオレート(1/30 sec)で実行することのできるFFT専用コンピュータのアーキテクチャを提案する。この提案ではMPUチップの入っている16個のボード間を積層型平行反射板を利用した光インターコネクションで接続するので、コンパクトな構造になっているのが特徴である。また、提案された専用コンピュータは現在の技術レベルで実現可能なことももう一つの長所でもあり同時に、それはFFTの特殊な性質であるバタフライネットワークから考案されたものであるが、一般の並列コンピュータの設計にも充分応用することが可能である。

効率のよいFFT専用コンピュータのアーキテクチャを実現するためには、FFTの数学的な規則から見直すことから始めなければならない<sup>7)</sup>。本論文の2節ではFFTの数学的な演算規則を検討し、3節ではFFTの演算規則に忠実に対応するハードウェアアーキテクチャを新しく提案する。そして、サンプル点数(1024×1024)の2次元FFTをビデオレートで実行するために必要な条件を4節で述べ、5節では提案した本方式のアーキテクチャが現在の電子技術とうまく整合する光インターコネクションであることを述べ、提案のインターコネクションが電子技術では実現がほぼ不可能な超高速データ並列伝送技術であることを示す。

### 7.2 FFTの原理 (DFTの原理)

1次元のDFT(Discrete Fourier Transform)は式(7.1)により表現される。

$$G(u) = \sum_{m=0}^{M-1} g(m) \exp\left(-i2\pi um/M\right) \quad (7.1)$$

ここで、 $g(m)$ は1次元空間でのサンプル値関数、 $M$ はサンプル点数、 $G(u)$ は1次元周

波数空間でのスペクトル関数である。この1次元のDFTを2次元へ拡張すると(2)式になる。この式で $g(m, n)$ と $G(u, v)$ は各々2次元空間でのサンプル関数、スペクトル関数を表わしている。

$$G(u, v) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{M-1} g(m, n) \exp\left[-i2\pi(um + vn)/M\right] \quad (7.2)$$

DFTを現在の電子計算機の中で高速で実行するアルゴリズムであるFFTはバタフライネットワークとして知られている<sup>8)</sup>。サンプル点数が8個の1次元の場合のバタフライネットワークでの信号の流れをFig. 7.1に示した。すなわち、FFTの計算機プログラムはこのバタフライネットワークの流れをコーディングしていることにすぎない。光情報処理における画像認識などの世界では主に2次元のデータが取り扱われるので2次元FFTが重要な対象になる。新しく提案するFFT専用コンピュータのアーキテクチャにおける数学的な根拠を導出するために2次元DFTの(7.2)式について、周波数間引き法と時間間引き法によるバタフライネットワークの信号流れを考察する必要がある。

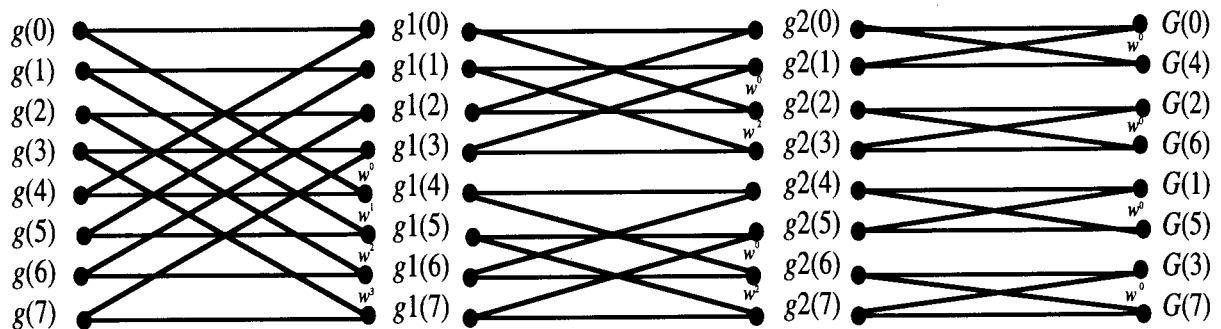


Fig. 7.1 Signal streams diagram of butterfly network in 1-Dimension FFT(8-points), where  $W = \exp(-i2\pi/M)$ .

### 7.2.1 周波数間引き法に基づくバタフライネットワーク

まず、イメージ空間のサンプル関数 $g(m, n)$ と周波数空間のスペクトル関数 $G(u, v)$ をFig. 7.2に示したように4分割して考えることにする。2次元のデータ空間サイズは $M \times M$ であるとして、Fig. 7.2 (a)に示したように4分割したものを $g_1(m, n)$ ,  $g_2(m, n)$ ,  $g_3(m, n)$ ,  $g_4(m, n)$ と書くと、4分割したデータ群は次式により表現される。ただし、 $M$ は偶数整数とする。

$$g_1(m, n) = g(m, n) \quad (7.3.a)$$

$$g_2(m, n) = g\left(m + \frac{M}{2}, n\right) \quad (7.3.b)$$

$$g_3(m, n) = g\left(m, n + \frac{M}{2}\right) \quad (7.3.c)$$

$$g_4(m, n) = g\left(m + \frac{M}{2}, n + \frac{M}{2}\right) \quad (7.3.d)$$

ここで、 $0 \leq m \leq M/2-1$ 、 $0 \leq n \leq M/2-1$  である。周波数空間を4分割したものを Fig. 7.2 の (b) のように表わし、2次元FFTの最終段で得られる結果のデータをビットリバーサル (bit reversal) して得たものがスペクトル空間でのデータである。サンプル点数  $M \times M$  の2次元FFTを実行する時、バタフライネットワーク・ステップ (Butterfly Network Step) の数は  $\log_2 M$  である。この Fig. 7.2 のように  $M \times M$  点の2次元フーリエ変換は1番目ステップで4組の  $(M/2) \times (M/2)$  点フーリエ変換に分解できる。同様の手続きを繰り返せば、 $(M/2) \times (M/2)$  点フーリエ変換はさらに、4組の  $(M/4) \times (M/4)$  点フーリエ変換に分解することができる。順次これを  $n$  回繰り返せば  $N/2^n$  点フーリエ変換となる。最後に  $1 \times 1$  点フーリエ変換になるまで繰り返した時に、その必要回数が  $\log_2 M$  である。また、FFTはバタフライ・ステップが進むにつれ、FFT演算のためのデータは近傍に限られていくので、FFT演算は近傍演算になって行く。そのため、FFTを高速で完了するには、FFTを実行する時にデータの遠距離通信が激しい第一、二のバタフライ・ステップで、何らかの形で大容量通信バンド幅を行えばよいことになる。周波数間引き法のFFTではバタフライ最終段階のデータのアドレスをビット逆読み (bit reversal) することにより、最終的に求める周波数空間のデータが得られる。これはイメージ空間のデータをフーリエ変換した結果のスペクトル値は、周波数空間で偶数空間と奇数空間に分解されているためである。Fig. 7.2 の (b) はこうした意味の周波数空間である。このフーリエ空間データをイメージ空間データにより求めるため、(7.3) 式を使って (7.2) 式を書き直すと次の式 (7.4) になる。

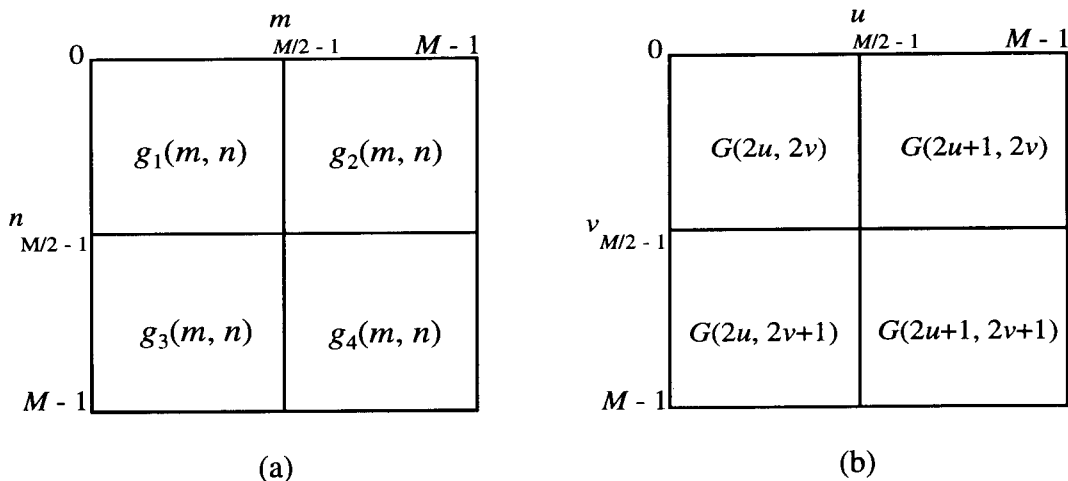


Fig. 7.2. Four partitions of (a): image space and (b): frequency space in 2-Dimensional FFT ( $M \times M$  points) in the method of decimation in frequency.

$$G(u, v) = \sum_{m=0}^{\frac{M-1}{2}} \sum_{n=0}^{\frac{M-1}{2}} \left[ g_1(m, n) + (-1)^u g_2(m, n) + (-1)^v g_3(m, n) + (-1)^{u+v} g_4(m, n) \right] \quad (7.4)$$

$$\times W^{um} W^{vn}$$

ここで、 $W = \exp(-i2\pi/M)$ .

この (7.4) 式を次のように4つの場合に分けて考えると (7.5) 式, (7.6) 式, (7.7) 式, (7.8) 式になる。

(a)  $u$  : 偶数と  $v$  : 偶数の場合は、

$$G(2u, 2v) = \sum \sum \left[ g_1(m, n) + g_2(m, n) + g_3(m, n) + g_4(m, n) \right] \times W^{2um} W^{2vn} \quad (7.5)$$

(b)  $u$  : 奇数と  $v$  : 偶数の場合は、

$$G(2u+1, 2v) = \sum \sum \left[ g_1(m, n) - g_2(m, n) + g_3(m, n) - g_4(m, n) \right] W^m \times (W^{2um} W^{2vn}) \quad (7.6)$$

(c)  $u$  : 偶数と  $v$  : 奇数の場合は、

$$G(2u, 2v+1) = \sum \sum \left[ g_1(m, n) + g_2(m, n) - g_3(m, n) - g_4(m, n) \right] W^n \times (W^{2um} W^{2vn}) \quad (7.7)$$

(d)  $u$  : 奇数と  $v$  : 奇数の場合は、

$$G(2u+1, 2v+1) = \sum \sum \left[ g_1(m, n) - g_2(m, n) - g_3(m, n) + g_4(m, n) \right] W^{m+n} \times (W^{2um} W^{2vn}) \quad (7.8)$$

上の (7.5) 式, (7.6) 式, (7.7) 式, (7.8) 式は  $M \times M$  点の2次元フーリエ変換が  $(M/2) \times (M/2)$  点フーリエ変換に分解されることを示している。この  $(M/2) \times (M/2)$  点フーリエ変換を  $1 \times 1$  点フーリエ変換になるまで、前述のとおりの手続きを繰り返せば、最終的にFFTができ上がる。この時、各バタフライネットワーク・ステップでの計算量は全く同一である。

## 7.2.2 時間間引き法に基づくバタフライネットワーク

時間間引き法は前述の周波数間引き法と対応するもので、それとは反対の過程をたどる。すなわち、時間間引き法は最初にFFTされる画像データがイメージ空間に入力される時、逆読み (bit reversal) されてイメージ空間に配置される。したがって、Fig. 7.3 と式 (7.9.a) ~ (7.9.d) で示すようにイメージ空間の座標  $m, n$  の偶数と奇数の組み合わせの配置になる。

$g_1(m,n)$ ,  $g_2(m,n)$ ,  $g_3(m,n)$ ,  $g_4(m,n)$  は次式 (7.9.a) ~ (7.9.d) により表現される。

$$g_1(m,n) = g(2m, 2n) \quad (7.9.a)$$

$$g_2(m,n) = g(2m+1, 2n) \quad (7.9.b)$$

$$g_3(m,n) = g(2m, 2n+1) \quad (7.9.c)$$

$$g_4(m,n) = g(2m+1, 2n+1) \quad (7.9.d)$$

この (9) 式を用いて (7.2) 式を書き直すと次の (7.10) 式になる。

$$G(u,v) = \sum_{m=0}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{n=0}^{\frac{M}{2}-1} [g(2m, 2n) + g(2m+1, n) W^u + g(2m, 2n+1) W^v + g(2m+1, 2n+1) W^{u+v}] \times W^{2(mu+nv)} \quad (7.10)$$

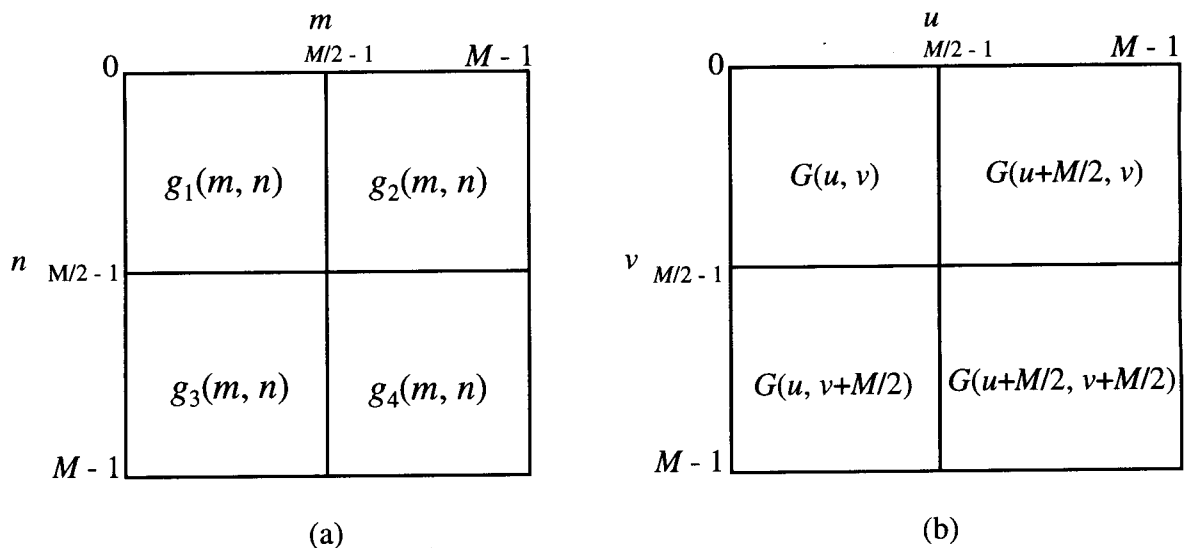


Fig. 7.3. Four partitions of (a):image space and (b):frequency space in 2-Dimensional FFT( $M \times M$  points) in the method of decimation in time.

この (7.10) 式は (7.11.a) ~ (7.11.d) の関係式を使って新しく表現すると (7.12) 式になる。

$$V_{00}(u,v) = \sum \sum g(2m, 2n) W^{2(mu+nv)} \quad (7.11.a)$$

$$V_{10}(u, v) = \sum \sum g(2m+1, 2n) W^{2(mu+nv)} \quad (7.11.b)$$

$$V_{01}(u, v) = \sum \sum g(2m, 2n+1) W^{2(mu+nv)} \quad (7.11.c)$$

$$V_{11}(u, v) = \sum \sum g(2m+1, 2n+1) W^{2(mu+nv)} \quad (7.11.d)$$

$$G(u, v) = V_{00}(u, v) + V_{10}(u, v) W^u + V_{01}(u, v) W^v + V_{11}(u, v) W^{u+v} \quad (7.12)$$

ここで、(7.12) 式は次の4つの場合に区分して考えることができる。ここでは、 $W^{M/2} = -1$  の関係を利用している。

(a)  $0 \leq u \leq M/2 - 1$  と  $0 \leq v \leq M/2 - 1$  の時、

$$G(u, v) = V_{00}(u, v) + V_{10}(u, v) W^u + V_{01}(u, v) W^v + V_{11}(u, v) W^{u+v} \quad (7.13)$$

(b)  $M/2 \leq u + M/2 \leq M - 1$  と  $0 \leq v \leq M/2 - 1$  の時、

$$G\left(u + \frac{M}{2}, v\right) = V_{00}(u, v) - V_{10}(u, v) W^u + V_{01}(u, v) W^v - V_{11}(u, v) W^{u+v} \quad (7.14)$$

ただし、 $0 \leq u \leq M/2 - 1$ 、 $0 \leq v \leq M/2 - 1$

(c)  $0 \leq u \leq M/2 - 1$  と  $M/2 \leq v + M/2 \leq M - 1$  の時、

$$G\left(u, v + \frac{M}{2}\right) = V_{00}(u, v) + V_{10}(u, v) W^u - V_{01}(u, v) W^v - V_{11}(u, v) W^{u+v} \quad (7.15)$$

ただし、 $0 \leq u \leq M/2 - 1$ 、 $0 \leq v \leq M/2 - 1$

(d)  $M/2 \leq u + M/2 \leq M - 1$  と  $M/2 \leq v + M/2 \leq M - 1$  の時、

$$G\left(u + \frac{M}{2}, v + \frac{M}{2}\right) = V_{00}(u, v) - V_{10}(u, v) W^u - V_{01}(u, v) W^v + V_{11}(u, v) W^{u+v} \quad (7.16)$$

ただし、 $0 \leq u \leq M/2 - 1$ 、 $0 \leq v \leq M/2 - 1$

上で述べた時間間引き法の式もバタフライネットワークの最初の段階を示しているが、周波数引き法で説明したことと同じような分割法で、最終段階までこのように規則正しく分解が繰り返される。また、時間間引き法でもバタフライ・ステップごとに計算量は同じである。

周波数間引き法と時間間引き法とはFFTの総演算回数が完全に同一になることは、この節で取り扱った二つのFFT計算法から簡単に想像することができる。したがって、FFTは、二つの方式ともに、全く同じ時間内に実行されるのでどの方法を使っても構わない



ことになる。Fig. 7.4では2次元サンプル点(8×8)の場合について、周波数間引き法と時間間引き法に対する2次元バタフライネットワークを示した。この図から周波数間引き法と時間間引き法の概念を理解することができる。

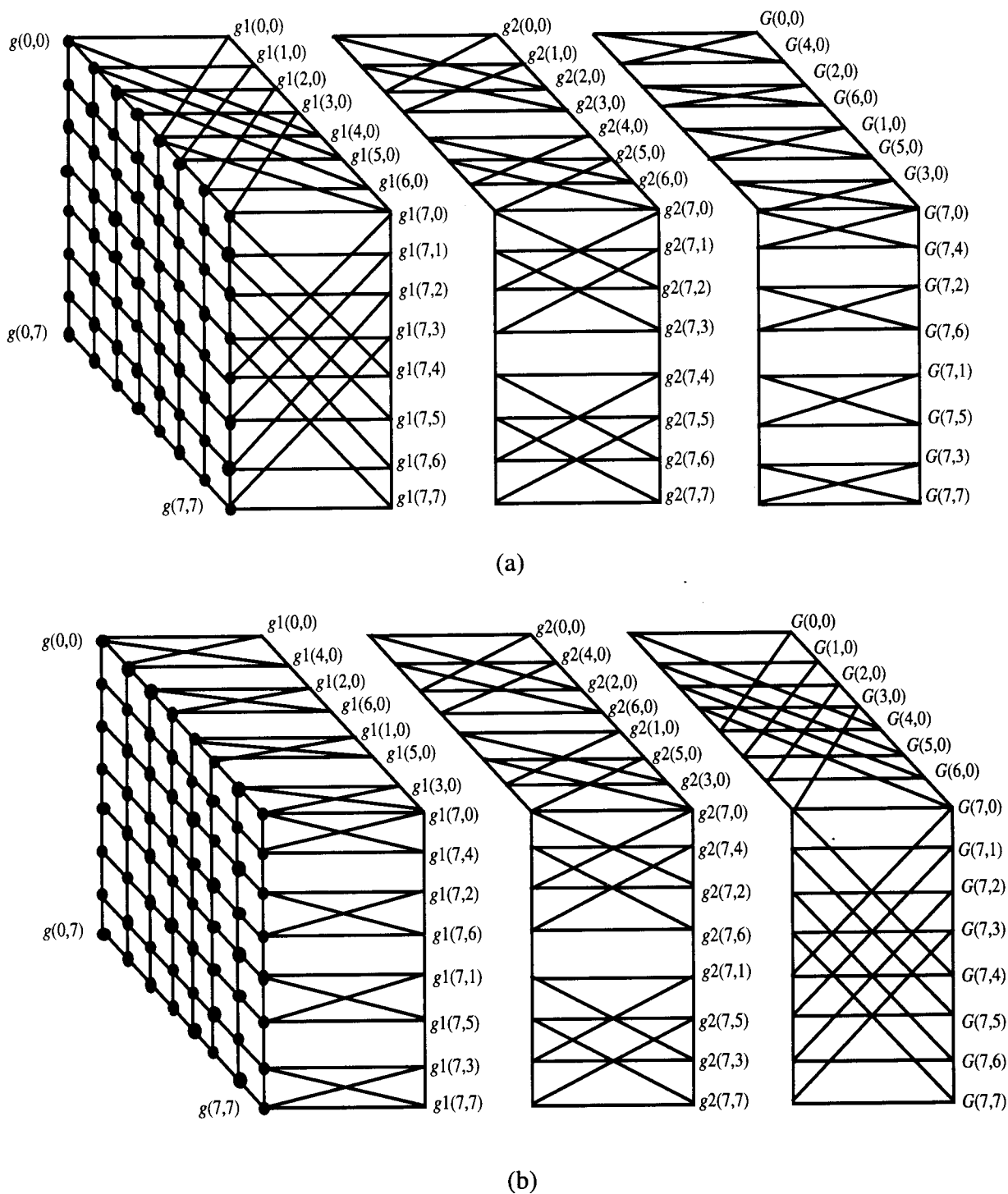


Fig. 7.4 Signal streams of 2-dimensional butterfly network. (a): in the method of decimation in frequency and (b): in method of decimation in time.

### 7.3 波長多重光インターコネクションによる高性能の新しいFFT専用コンピュータアーキテクチャの提案

フーリエ変換はレンズのフーリエ変換作用からもわかるように、根本的に並列処理である。FFT専用の並列電子計算機では並列演算がなされる場所は各々のバタフライ・ステップであり、バタフライ・ステップとステップの間は逐次処理になる。それで、各々のバタフライ・ステップごとに、各サンプル点は同時並列計算の対象になるので、サンプル点数が多ければ多いほど並列計算量は増加する。しかし、多数の演算子間のインターコネクション問題のため、電気配線のみでこの問題を解決して並列度の高い電子コンピュータを制作することは不可能に近い。しかし、現時点で実現可能な実用化計算機システムでは電子計算機が持っているプログラミング性によって、事務処理から科学技術計算やシミュレーションにいたるまであらゆる問題の処理に対応できる。この電子計算機の持つ柔軟性と高い演算精度は、現実的にほかの弱点を補う大きな利点である。また、現状の並列電子計算機には種々の方式が存在するが、その中でマルチプロセッサ型の並列計算機が多くの問題に対応可能な汎用性が高い方式である。それで、逐次処理と並列処理の両方を持つマルチプロセッサ型<sup>9)</sup>のFFT専用コンピュータがもっとも柔軟性に富んでいるので、この方式をボードレベルの光インターコネクションにより、その性能を向上させるのが現状では優れた方法の一つだと思われる。これは世の自然系が逐次性と並列性両方の表現であることを思い出すとごく自然な考え型だと見なせる。

2節で言及したように、周波数間引き法での4つの(7.5)～(7.8)式と時間引き法での4つの(7.13)～(7.16)式はそのままでは、その演算に関わるデータの流れ等に関するイメージをつかむのは難しいので、分かりやすく表現することから始める。これら二つの方法におけるの関係式を理解しやすくするために、図式的に示したのがFig. 7.5である。周波数間引き法と時間引法の二つの方法は同じ性質なので、周波数間引き法に対してだけ、これからの議論を展開する。

このFig.7.5をよく観察するとサンプル点からの信号は自分自信を含んで4つに分配されていることがわかる。これが(2×2)のラディックスバタフライである。4つのサンプル点<sup>10)</sup>がFFT演算に関係していることが簡単にわかる。すなわち、4分割されたデータ空間で一つの空間での各一点に対応するのは別々の3つの空間での各一点である。このラディックスバタフライネットワークの信号の流れをそっくりと表わしているのがFig. 7.6である。この図からわかるように、これは複数のボード(4つのボード)間の光インターコネクションである<sup>10)</sup>。また、この光インターコネクションでは二枚の平行反射板の間に多数の受光素子と発光素子を置いたユニットを積層することにより、PE(Processing Element)またはMPUを積載した複数のボード間のインターコネクションを実現しようとするものである。光は反射膜の間に閉じ込められて反射しながら伝搬し、情報のやり取りをする。4つのボード間結合のために使う光の波長はボードごとに決めておく。例えばボード1からは波長 $\lambda_1$ の光を出し、ボード2からは波長 $\lambda_2$ の光を出すとこのように割り当てる。そし

て、各ボードには自分から出す光の波長と異なる波長の光を選択的に受ける3種類のフォトセンサーを配置し、他のボードから送られて来たデータを取り込む。発光素子と受光素子を取り付けた1枚の平行平板反射板を情報の各ビット単位に対応させ、これらを積層した形のインターコネクションでボード間を結合する。そして、各ボードには分割された各空間に対応する。4つのMPUボードのFig. 7.6では、ボード間通信はデータ通信量が一番多いバタフライネットワークの第一段階だけで発生するということである。この段階だけでも大容量通信ができることは、チップ間通信時間に悩んでいるFFT専用の電子計算機の性能を飛躍的に向上させる。バタフライの2段階以後からは、ボード間のデータ通信はなくなるので、逐次的に演算することになる。しかし、性能をもっと向上させるためには、FFTされるデータ空間を多く分割して、MPUボードの数を増加させることである。そして、16個分割の空間に対応した16MPUボードを使ったアーキテクチャをFig. 7.7とFig. 7.8で示した。

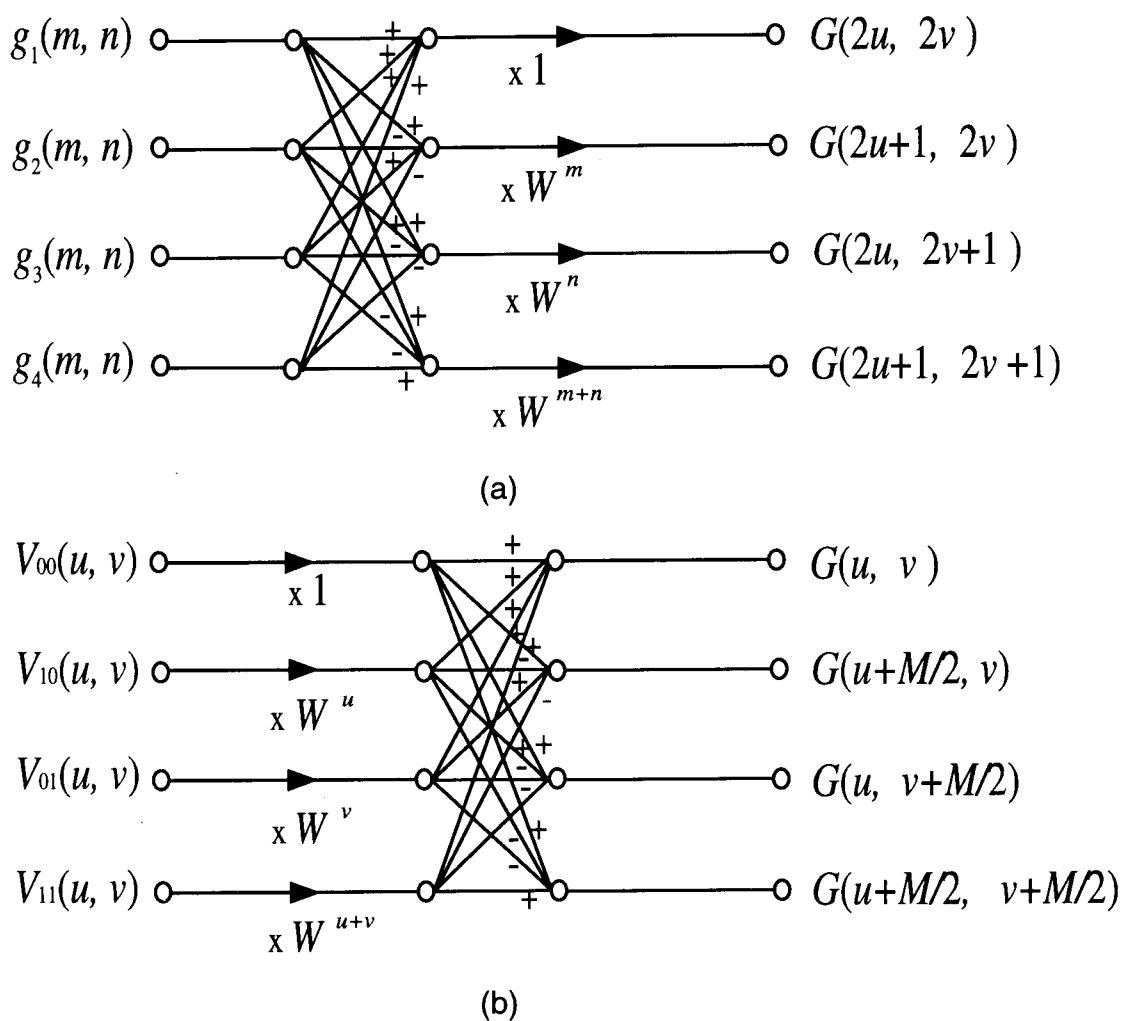


Fig. 7.5 Mapping representations (a) and (b) of equations in relation to Equ.(5)~(8) and Equ.(13)~(16) respectively.

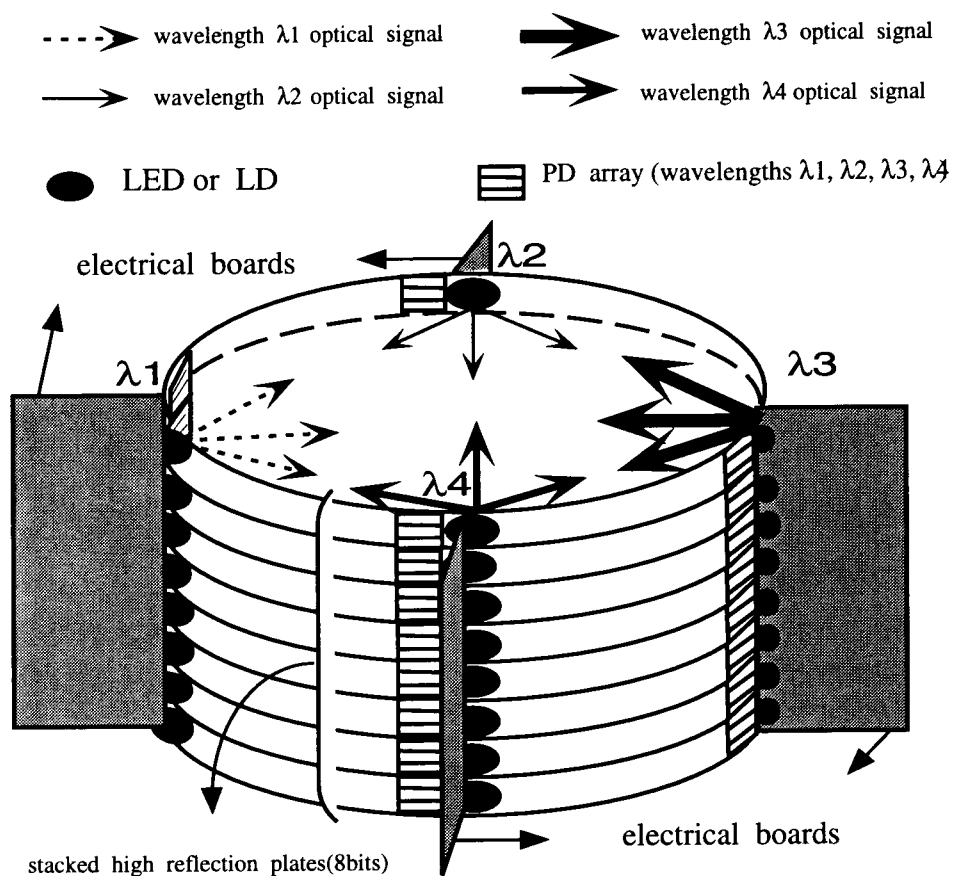


Fig. 7.6 Four wavelengths multiplexed data communication between 4 MPU boards using 8 stacked plates(8bits).

このFig. 7.7では第一ステップのバタフライネットワークでの関係のあるボード間同士の信号の流れを表わしている。このステップでは、16個に分割された領域全部がFFTされるため16MPUボード間で激しい同時通信が発生していることがわかる。Fig.7.8は第2ステップのバタフライネットワークで関係のあるボード間の信号の流れを表わしている。また、Fig. 7.8ではバタフライネットワークの第3ステップ以後は逐次演算することになる。この段階からMPUのFFT演算量は少なくなって、近傍間演算になるのでMPUの通信負担は大幅に減ってしまう。このFig. 7.8では、隣の4つのボード間同士のデータ通信を行うため、向かい合っているボードの間に小さい反射体を置いて、その反射体からの信号を用いて互いに通信する構想になっている。こうするためには、Fig. 7.6に示した基本構成とは別に反射信号のためもう一つの発光素子を設けなければならないが、受光素子は新しくもっと設置しなくてもすむのでコンパクトなサイズになる長所がある。実際、受光素子の方が発光素子より現実的な問題が多いのが一般的である。受光素子を減らすのがいろいろのメリットのあることなので、Fig. 7.8の構成は非常に望ましいものであると考えられる。また、Fig. 7.7では関係のあるボード間のデータ通信の様子を矢印で示しているが、Fig. 7.8では正面に向かい合っている二つのボードグループだけ示されて

いる。ほかの二つのボードグループも同じような考えが適用できる。

一つのMPUボード内での計算回路のブロックダイアグラムの一例をFig. 7.9に示す。この図のようにデータの入力線バスと出力線バス別々に設計された専用のMPUを使用するならばさらに高速計算が可能になると思われる。本研究で提案したFFT専用コンピュータのアーキテクチャで使われる発光素子は、LD(Laser Diode)よりはLED(Light Emitting Diode)を想定している。LDは周辺の制御回路が必要なので全体的にコンパクトなサイズを追求することに逆行するものになる。しかし、LDを使うとしたらFig.7.10の(a)のように小さなホログラムデバイスまたは特殊レンズなどを使って信号ビーム三つに分配する必要がある。LEDの場合、Fig. 7.6では広い放射角を持つものでもかまわないが、光のエネルギー集光効率が悪いのでできればFig. 7.10の(b)のように3方向に高い指向性を持つように特別設計で制作されたLEDが望ましい。なお、Fig. 7.7とFig. 7.8では必ずこのような特別制作された発光素子を用いなければならないことに注意を要する。

### 7.4 提案したFFT専用コンピュータの性能評価

FFTをマルチプロセッサ型の並列コンピュータで計算量を分担して処理する場合には、時間間引き法と周波数間引き法はまったく同一なので、どちらを使ってもよいことになる。前節のアーキテクチャで4つの波長を選んだことはFFTの演算に関与する4つが一組になっていることに由来する。提案したシステムの評価は、Fig. 7.6のような4つのMPUボードのマルチプロセッサ型のコンピュータの場合と、Fig. 7.7とFig. 7.8のように第2ステップのバタフライまで波長多重設計が容易な16個のMPUボードのマルチプロセッサ型のコンピュータの場合において考えることにする。それで、16個のMPUボードのマルチプロセッサ型システムを用いて、 $1024 \times 1024$  サンプル点のFFT演算を実時間で行う可能性を考察する。

周波数間引き法の式をよく観察すると、バタフライネットワーク・ステップでの計算は3回の複素加算と1回の複素乗算だけになっている。この3回の複素加算は6回の実数加算であり、1回の複素乗算は4回の実数乗算と2回の実数加算である。したがって、12回の加算と乗算が必要になる。計算機では加算より乗算の方に時間がかかるが、ここでは加算も乗算と同じように演算回数に入れて見積もることにする。以下では、1回の実数加算に要する時間を1回の実数乗算に要する時間と等しいとして、FFT演算を完了するまでに要する時間を見積もることにする。バタフライネットワークの第3番目ステップからは各MPUボードは逐次演算になるので、MPUボード間のデータ通信はなくなる。この時には、(5)式、(6)式、(7)式、(8)式の全部を演算回数に入れなければならない。そうすると3回の複素乗算と8回の複素加算が行われるのがわかる。この3回の複素乗算は12回の実数乗算と6回の実数加算であり、8回の複素加算は16回の実数加算である。そして、合計34回の実数加算と実数乗算が行われる。

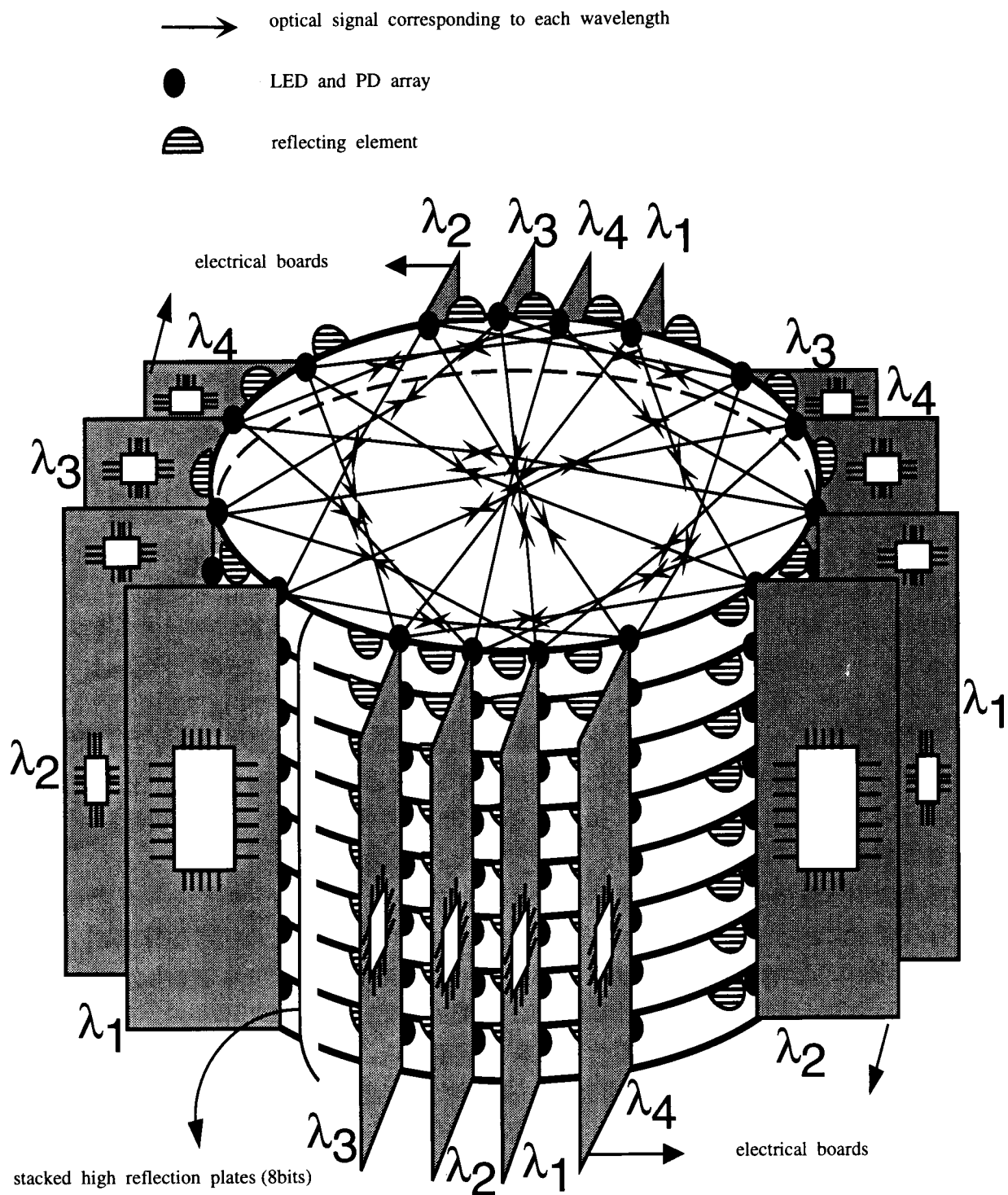


Fig. 7.7 Mapping of 4-wavelength multiplexed data communication between 16 MPU boards in the first stage of butterfly network in the method of decimation in frequency

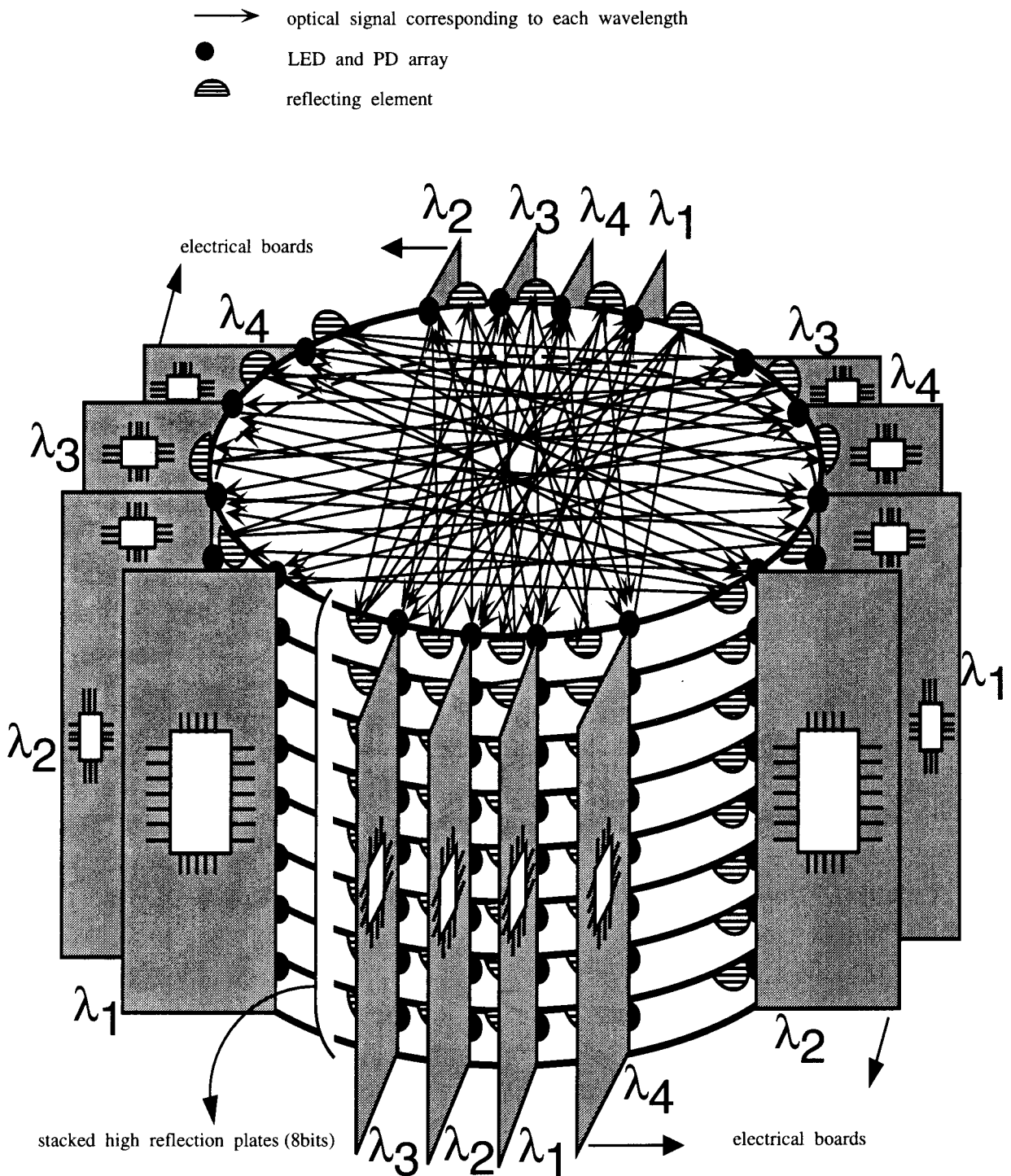


Fig. 7.8 Mapping of 4-wavelength multiplexed data communication between 16 MPU boards in the second stage of butterfly network in the method of decimation in frequency

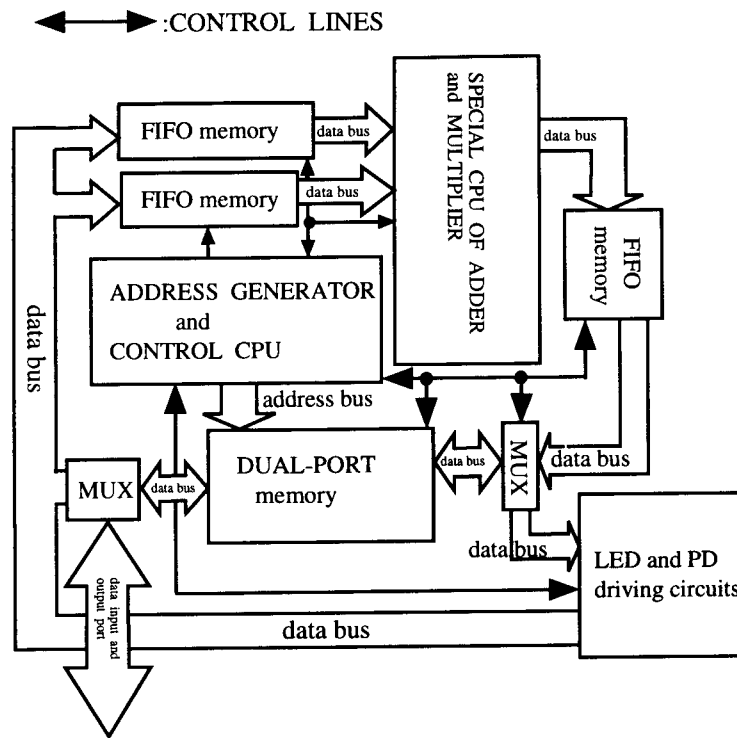


Fig. 7.9 An example of computing circuit system within intraboard.

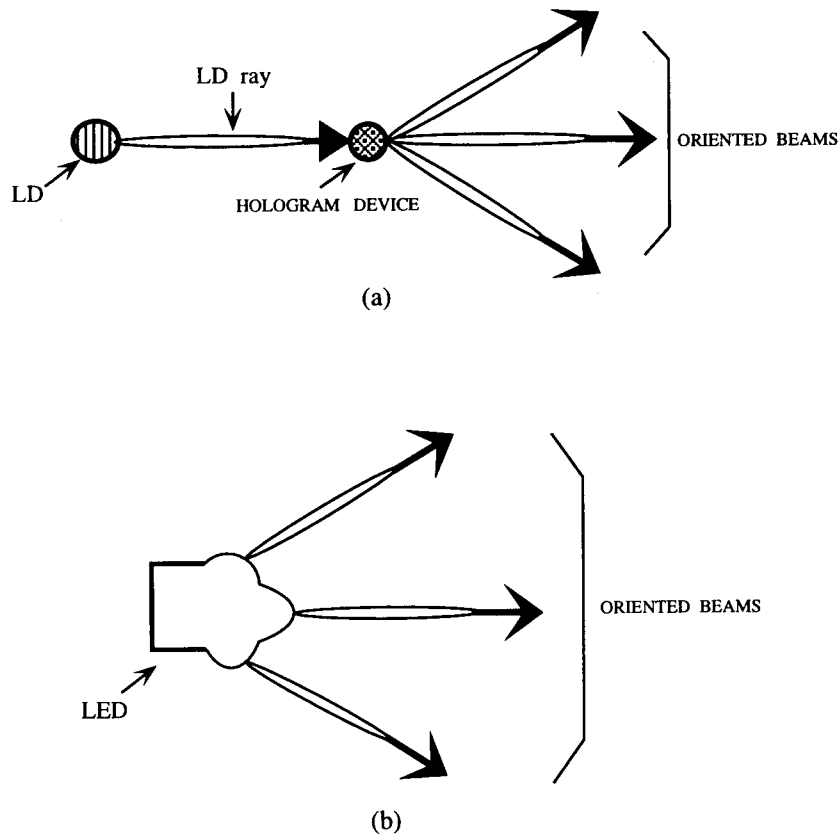


Fig. 7.10 Efficient designs of light emitting devices. (a): three direction partitions of highly oriented of LD beam by a hologram element (b): special make-up of LED emitting in three directions.



上記の考え方に従ってFFT演算を遂行するとして、計算が完了するまで総実数加算と乗算の計算量を算出することにする。また、本提案のFFTアーキテクチャはFig.4に示したように4つのプロセッサを基本単位にしている。すなわち、基本的な4つのMPUボードを単位ユニットとし、並列演算システムの大規模化と高速化は4を基数とする $4^n$ 個のMPUを用いたシステムで実現される。ここで、 $n$ は2次元のサンプルデータを $(M \times M)$ 点とすると $1 \leq n \leq \log_2 M$ の範囲の数値である。以上のことを総合してFFT演算される2次元のサンプルデータ数量が $(M \times M)$ の場合、 $4^n$ 個のMPUボードのマルチプロセッサの一つのボードで実行される実数加算の演算回数と実数乗算の演算回数を単純に加え合わせたFFTの総演算回数 $F$  (回) は次の(7.17)式で表現される。

$$F = \frac{M^2}{4^n} \left[ 2 \times a + \frac{b}{4} \times (\log_2 M - n) \right] \quad (7.17)$$

ここで、 $a$ は最初のバタフライネットワーク・ステップでの実数加算と乗算の回数(=12)であり、 $b$ は残りのバタフライネットワーク・ステップでの実数加算と乗算の回数(=34)である。この(7.17)式から $(M \times M)$ 点のFFTを1/30秒で完了するのに必要なMPUの浮動小数点処理能力の目安であるMFLOPS (Mega Floating Operations Per Second) が得られる。したがって、2次元サンプルデータ $(M \times M)$ 点数が $4^n$ 個のマルチプロセッサ型のシステムでビデオレートで実現されるためには、(7.18)式のような性能を持ったMPUが必要である。

$$30 \times \frac{M^2}{4^n} \left[ 2 \times a + \frac{b}{4} \times (\log_2 M - n) \right] \text{ (MFLOPS)} \quad (7.18)$$

この(7.18)式から4つのMPU( $n=1$ の場合)のシステムで $(1024 \times 1024)$ サンプル点のFFTをビデオレートで実行するためには約696MFLOPSの性能を持ったMPUが必要になることがわかる。単体のマイクロプロセッサでこのような性能を持ったMPUはまだ存在しない。したがって、MPUの数を増やさねばならないことがわかる。16個のMPU( $n=2$ の場合)で構成するFig. 7.7のシステムでは同じように考えて、 $(1024 \times 1024)$ 点のFFTを1/30秒以下で計算するのに一つのMPUのボードで約181MFLOPS性能を持ったMPUが要求されることがわかる。これらは計算時間の短い加算を、乗算に要する時間に等しいとして見積ったものなので、余裕ある充分な見積値である。

現在、商用化されている単体のマイクロプロセッサの性能は300MFLOPSである。181MFLOPS性能のMPUを16個使って $(1024 \times 1024)$ サンプル点のFFTをビデオレートで実現することは現実的に可能なことである。しかし、MPUの性能だけ高くてもプロセッサとメモリ、MPUボード間の通信バンド帯域幅が低いとビデオレートの性能は達成できない<sup>11)</sup>。これがいわゆる通信ボトルネックと呼ばれるものである。普通、浮動小数点演算は8バイトの大きさのデータなので、提案しているシステムでは1ボード当たり発光素子・受光素子が64以上のアレイの構成にならざるをえない。181MFLOPSの性能に

合わせて  $(1024 \times 1024)$  サンプル点の FFT が実時間で終わるにはプロセッサとメモリ、MPU ボード間の通信バンド帯域幅は少なくとも約  $786.5\text{Mbyte/sec}(=65536 \times 10 \times 30 \times 5 \times 8)$  以上ではなければならない。したがって発光素子の変調周波数は  $32.8\text{MHz}(=786.5 / 8 / 3)$  以上が必要になる。100MHz の変調速度を持つ発光素子なら  $2.4\text{Gbyte/sec}(=100 \times 3 \times 8)$  の通信バンド幅が可能なので、充分余裕ある設計になると考えられる。この性能は、ボード間の電気配線では、実現難しい高い通信バンド幅であり、ここで提案したアーキテクチャは意義があると考えられる。

### 7.5 結言

並列電子計算機を実現するのに配線の複雑な問題は避けられない。この配線の問題はインターコネクションの問題であり、リングング・クロストーク・CR 遅延などから派生しているものである。この問題は原理的なことなので、解決するためにはいろいろの階層の光インターコネクションに依存せざるをえないのが事実である<sup>12,13,14,15</sup>。計算機同士のネットワークや長距離データ通信で大成功をおさめた光ファイバのインターコネクションはボード間レベルでの大容量通信を遂行する役割にも拡張されなければならない。しかし、まだボードレベルの光インターコネクションの定型は決っていない。本研究では現状の技術で実現しやすく、先に提案しているボード間光インターコネクション<sup>8</sup>) を用いて FFT 専用の並列コンピュータを提案してその性能を評価した。FFT は計算量が多くて通信が頻繁に発生する典型的な例である。その結果として  $181\text{MFLOPS}$  の MPU を 16 個使うことにより  $(1024 \times 1024)$  の 2 次元サンプル点の FFT が実時間で完成できることがわかった。計算機の演算における加算は、乗算に比べてそれほど時間がかからないことを考慮すると、加算と乗算の演算時間を等しいとおいて演算回数をすべて入れて見積もった MPU の演算能力  $181\text{MFLOPS}$  の半分より少し上の  $120\text{MFLOPS}$  の性能で充分だと考えられる。しかし、この性能の MPU を利用して電気配線だけで構成したマルチプロセッサ型のコンピュータでは不可能に近い複雑な配線のため、 $(1024 \times 1024)$  の 2 次元 FFT が実時間で実行できない。すくなくとも数百以上の MPU が必要になる。また、本提案システムの高反射率の積層板は、近年並列計算機で深刻な問題になっている熱を発散させるための放熱板として利用し得ることももう一つの長所であると言える。これらのことを総合的に判断して、本研究で提案している FFT 専用の並列コンピュータは柔軟性に富んだ実現性の高い非常に強力なシステムであると言える。

### 参考文献

[1] De-Gui Sun, Na-Xin Wang, Li-Ming He, Zhen-Wu Lu, and Zhao-Heng Weng, "Butterfly

- interconnection networks and their application in information processing and optical computing: applications in fast Fourier-transform-based optical information processing," *Appl. Opt.* **32**, 7184-7193(1993).
- [2] Q. Zhan and T. Minemoto, "Successful Pattern Matching with a Large Number of Reference Patterns Using a Joint Fourier-Transform Correlator," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **32**, 8 (1993) pp. 3471-3476.
- [3] F. T. S. Yu, "Optical information processing," *Optical Signal Processing Fourier Optics* (Wiley / Interscience, New York, 1982).
- [4] M. K. Kilcoyne, D. Kasemset, R. Asatourian, and S. Beccue, "Optical data transmission between high speed digital integrated circuit chips," in *Optical computing*, J. A. Neff, ed., Proc. SPIE **625**, 134-142(1986).
- [5] R. A. Nordin, et al., "A systems perspective on digital interconnection technology," *IEEE J. of Lightw. Techn.*, vol. **10**, June 1992, pp. 811-827.
- [6] P.R. Haung, S. Rychnovsky, A. Husain, L. D. Hutcheson, "Optical interconnects for high speed computing," *Opt. Eng.* **25**, 1076-1085(1986).
- [7] 辻井重男：デジタル信号処理の基礎, 2nd ed. (電子情報通信学会, Japan, 1988) pp305-308.
- [8] Kai Hwang and Faye A. Briggs, *Computer Architecture and Parallel Processing*, 4th ed. (McGraw-Hill Co, Singapore, 1988) pp.367-373.
- [9] T. Sakano, T. Matsumoto, and K. Noguchi, "Three-dimensional board-to-board free-space optical interconnects and their application to the prototype multiprocessor system: COSINE-III," *Appl. Opt.* **34**, 1815-1822(1995).
- [10] 安 哲興, 峯本 工："高反射率積層板によるボード間波長多重光インターコネクション", *光学*, **24**, 9 (1995) pp. 574-580.
- [11] P. Bruce Berra, Arif Ghafoor, Mohsen Guizani, Slawomir J. Marcinkowski, and Pericles A. Mitkas, "Optics and Supercomputing," *Proc. IEEE*, vol. **77**, no. 12, pp. 1797-1815, December 1989.
- [12] Dean Z. Tsang, "One-gigabit per second free-space optical interconnection," *Appl. Opt.* **29**, 2034-2037(1990).
- [13] W. T. Cathy and B. J. Smith, "High Concurrency Data Bus Using Arrays of Optical Emitters and Detectors," *Appl. Opt.* **18**, 1687-1691(1979).
- [14] J. W. Goodman, F. J. Leonberger, S.-Y. Kung, and R. A. Athale, "Optical interconnection for VLSI Systems," *Proc. IEEE* **72**, 850-866(1984).
- [15] W. H. Wu *et al.*, "Implementation of Optical Interconnections for VLSI," *IEEE Trans. Devices* **ED-34**, 706-714(1987).

## 第8章

### 結論

本研究は、数多くの参照パターンが存在する場合にも鋭く大きな相関信号を出力し、高い認識能力を提供するBSJTCにおける対雑音耐性を調べ、BSJTCのハンゲル認識への応用を試みると同時に光インターコネクションによってBSJTCの高速化をはかるアーキテクチャーの開発研究を纏めたものである。

第2章ではマッチドフィルタ及び種々の結合変換相関器の基本原理を概観し、その中で二値減算型結合相関器 (BSJTC) が有効であることが強調された。そして、電子計算機でパターン認識処理を遂行することを念頭においてBSJTCを速く計算するアルゴリズムが提案され、従来のBSJTCや位相型マッチドフィルタ (PPOF) を実行するアルゴリズムと比較した。新しく提案したBSJTCが以下の点で優位であることを明らかにした。

提案した新BSJTCは計算量の面では、

- (1). 高速フーリエ変換 (FFT) の実行回数は、旧BSJTCより1回少なく、PPOFとは同じ回数である (ただし、PPOFによるFFTは実数と複素変数形の2回である)。
- (2). 掛け算の実行回数は、旧BSJTCやPPOFと同じ回数である。
- (3). 割り算の実行回数は、PPOFにのみ1回存在し、新・旧BSJTCには存在しない。
- (4). 足し算の実行回数は、旧BSJTCより1回多く、PPOFよりは3回多い。一般的に、電子計算機では足し算の計算時間は問題とされない。
- (5). 比較演算の実行回数は、旧BSJTCとは同一で、PPOFより1回少ない。
- (6). 関数演算の実行回数は、PPOFだけ3回存在し、新・旧BSJTCには存在しないなど計算時間のかかるFFTを含めて、提案した新BSJTCの方が優位であることが確認された。

第3、4章では、BSJTCの雑音特性の測定とハンゲル認識への応用が試みられた。雑音に対する特性は実際的な応用に向けて重要な要素である。ガウス型信号に依存しない雑音 (SIN) と信号に依存する型雑音 (SDN) が入力信号に加算的に加わった場合の特性を調べた結果、BSJTCがこれらの雑音に比較的強いことが明らかになった。自己相関信号対雑音比 (S/N) を5以上になる雑音の標準偏差値は次のようになった。ただし、入力信号像の最大値は約160であった。

- (1). 22人の参照パターンを含むBSJTCでは、SINとSDN雑音共に、雑音の標準偏差 ( $\sigma_n$ ) が20以下であること。
- (2). 2人の参照パターンを含むBSJTCでは、SINとSDN雑音共に、雑音の標準偏差 ( $\sigma_n$ ) が30以下であること。
- (3). 2人の参照パターンを含むBJTCでは、SINとSDN雑音共に、雑音の標準偏差 ( $\sigma_n$ )

## 第8章 結論

が30以下であること、と結論された。この値は雑音がSINとSDNの両方の場合とも、含まれている雑音の標準偏差値が約入力信号最大強度の1/8程度になる時である。

ハンゲル認識への応用においてもBSJTCは有効であった。ただし、幾つのハンゲル文字の認識に失敗したが、参照パターンの配置などを工夫すれば、この問題は解決できると考えられる。

第5章では、光インターコネクションが、大容量情報伝送にとっては基本的に電気配線より優位であることが述べられた。現在の電子計算機でボトルネックになっているデータ通信の問題を克服する一つ的手段として、新方式のボード間光インターコネクションを提案した。基本的に発光素子と受光素子のアレイを想定したもので、この光インターコネクションは高反射率の2枚の薄膜の中で閉じ込められた自由空間を伝搬していくのが特徴である。

第6章では、前章で提案した光インターコネクションの構成の仕様を具体的に示し、基礎実験といくつかの並列コンピューターへの応用方式を提案した。

第7章では、5章と6章で提案した空間形光インターコネクションを用いて、FFT専用計算機のアーキテクチャーを提案した。このアーキテクチャーは一つの目標であるBSJTCの高速実行を行うため、求めた仕様である。BSJTCはFFTの高速演算によりその有効性が增大するためである。ここで提案されたFFT専用計算機アーキテクチャーは、第6章で打ち出された光インターコネクションのトポロジがFFTの数学的原理をうまく表現している事実に基づいたものである。提案されたFFT専用計算機が、

- (1). 181MFLOPS性能を持ったMPU16個で構成され、
  - (2). MPUとメモリ間の通信バンド幅が786.5Mbyte/sec以上、
- であるならば、1024×1024サンプル点の画像データをビデオレート(1/30 sec)でフーリエ変換される。

この性能は少ないMPUの数で光インターコネクションを利用することにより、実現される。電気配線のみでは情報通信系を構成する計算機では、少ない数のMPUでこの性能を実現することは不可能である。本研究で提案した光インターコネクションによるFFT専用コンピュータは、現時点では製作に莫大な経費がかかる問題を除けば、現行の電子計算機の多くの資産を受け継ぐ高速計算機になると結論できる。

# 謝辞

本研究は神戸大学大学院自然科学研究科システム科学専攻情報・計測講座において、峯本工教授の御指導の下に行ったものである。

本研究全般に渡り、いろいろな面で浅学非才の筆者に終始厳しい叱咤、懇切なる御指導鞭撻を賜りました神戸大学工学部・峯本工教授に心から深く感謝すると共に厚く御礼を申し上げます。

本論文のまとめにあたり、ご多忙中にもかかわらず貴重なる御教示と御助言を頂きました本学国際文化学部・小野厚夫教授、本学工学部・金田悠紀夫教授に深く感謝致します。

また、本研究の遂行にあたり、有益なる御助言と御討論及び御配慮を下さいました本学工学部情報知能工学科・吉村武晃助教授、中川清助手、後藤隆雄技官に心より感謝を申し上げます。並びに、本学工学部情報知能工学科情報認識講座の諸先輩後輩の皆様へ感謝致します。特に、様々な面でお世話になった余万吉氏、尾藤洋一氏、森和也氏、御手洗康男氏、有田慶二氏に心から感謝の意を表します。

さらに、研究に使用したハングル文字を印刷して頂いた(株)現代の朴晟植氏、本論文の執筆のためハードディスクを提供して頂いた同研究科情報・計測講座の河準洪氏、多くのことを助けて頂いた(株)松下電器の金漢民氏、(株)三星の崔弘石氏、(株)現代の申興哲氏に感謝します。また、慶尚大学の盧基徳教授、本学大学院自然科学研究科の機能構成講座の榎本朋子助手には多くの有益なる御助言を頂きましたことに対し、厚く感謝を申し上げます。

留学期間中に平和中島財団と日本教育協会からは奨学金を頂き、これが留學生活の経済的支えとなり、研究に専念できたことを記して、御礼の言葉にかえさせて頂きます。在学中、お世話になった吉原直樹氏、坂本宏信氏、加来恵太氏に厚く御礼を申し上げます。

来日した折から、義兄の高田晴弘夫婦と蒲田龍一先生には私事に多大なお世話になりました。そのご親切なるお心遣いを忘れることはできません。この場を借りて心から深く感謝致します。

以上の方々からの多大なご援助により、浅学非才の筆者も博士論文を完成することができたと思えます。

最後に、母国で精神的・物質的に励ましてくれた義母と母をはじめ、妻の兄弟、夫京鳳外叔父、高吉子叔母に感謝致します。また、弟の哲佑と妹の真仙のおかげで、筆者が家の事を心配せずに本研究に没頭できた点について感謝致します。特に、妹からの本論文の印刷費用の援助は非常に役に立ちました。苦しい生活の中で辛抱してくれた妻の鎮裕の心の支えが博士論文の完成の原動力になり、いつも研究を口実に遊ぶことがなくとも健やかに育ってくれた息子の度炫、妻と共にこの小さな喜びを分かち合いたいと思います。生前、筆者が博士を取ることを望んでいた、15年前に亡くなった父の霊前にこの論文を捧げます。

## 【博士論文に関する論文及び講演】

本研究に関する論文・講演は次の通りである。

- (1). 安 哲興, 峯本 工: " 高反射率積層板によるボード間波長多重光インターコネクション", 光学連合シンポジウム (symposium) 浜松' 94 講演予稿集, 日本光学会 (1994) pp. 93-94.
- (2). 安 哲興, 峯本 工: " 二値減算型ジョイントコリレータの雑音耐性", 光学連合シンポジウム (symposium) 東京' 95 講演予稿集, 日本光学会 (1995) pp. 377-378.
- (3). 安 哲興, 峯本 工: " 高反射率積層板によるボード間波長多重光インターコネクション", 光学, **24**, 9 (1995) pp. 574-580.
- (4). 安 哲興, 峯本 工: " 二値減算型ジョイントコリレータの信号依存型雑音と信号無依存型雑音に対する耐性評価", Journal of The Korean Scientists and Engineers Association in Japan, Vol. **9**, pp. 92-93, 1995.
- (5). Chulheung An and Takumi Minemoto, "Architecture of Special-purpose Computer for Fast Fourier Transform Using Wavelength-multiplexed Optical Interconnection," 1996 INTERNATIONAL TOPICAL MEETING ON OPTICAL COMPUTING (OC '96), Technical Digest Vol.1, OWC1(1996) pp.100-101.
- (6). 安 哲興, 峯本 工: " 波長多重光インターコネクションによる高速フーリエ変換専用計算機のアーキテクチャー", 光学, **25**, 6 (1996) pp.337-344.
- (7). Chulheung An and Takumi Minemoto, "The Recognition of Korean Character Using Binary Subtracted Joint Transform Correlator(BSJTC)," 17th Congress of The International Commission for Optics Taejon (1996), accepted.
- (8). 安 哲興, 峯本 工: " 二値減算型結合相関の高速演算アルゴリズムと相関器の雑音耐性", 神戸大学自然科学研究科紀要 (1997), 投稿申請中.