

# 画像の多重伝送と特徴抽出に関する研究

平成元年 1 月

安 本 吉 雄

# 目 次

## 第1章 序論

1. 1 画像の性質	.....	1
1. 2 デジタル画像処理とコンピュータ・ビジョン	.....	1
1. 3 デジタル画像処理と民生用エレクトロニクス	.....	2
1. 4 画像の多重伝送 ～テレビジョン放送の場合～	.....	3

## 第2章 画像の特徴抽出と表現法

2. 1 概説	.....	7
2. 2 フラクタル次元による領域分類	.....	7
(1) はじめに	.....	8
(2) フラクタル・モデル	.....	8
(2.1) ブラウン・フラクタル・セット	.....	8
(2.2) フラクタル次元の計算法	.....	9
(3) テクスチャ分類とセグメンテーション	.....	10
(3.1) テクスチャ群の領域分割	.....	12
(3.2) 航空写真のセグメンテーション	.....	14
(4) 結論	.....	18
2. 3 サブピクセル精度のエッジ検出	.....	18
(1) はじめに	.....	18
(2) エッジ検出法	.....	19
(3) ファセット・モデル	.....	20
(4) ファセット・モデルによるエッジ検出	.....	21
(5) 結果	.....	23
2. 4 3次スプライン関数によるコーナー検出	.....	25
(1) はじめに	.....	25

DOC
1989
6
電気系

(2) 数式の取り扱い	.....	26
(2.1) 曲率	.....	26
(2.2) Bスプライン	.....	28
(2.3) コーナー検出	.....	30
(2.4) 表現法	.....	32
(3) 結果	.....	33
(3.1) エッジ検出	.....	33
(3.2) コーナー検出	.....	34
(3.3) 表現法	.....	36
(4) 結論	.....	41

### 第3章 動画像からの3次元情報抽出

3.1 概説	.....	42
3.2 線形法による動画像からの3次元情報の復元	.....	44
(1) 動きのパラメータ抽出	.....	44
(2) 結果	.....	48
(3) 結論	.....	50
3.3 正則化法(Regularization)による動きのパラメータ抽出	.....	51
(1) はじめに	.....	51
(2) 正則化法	.....	51
(3) 誤差関数	.....	52
(4) 8個の対応点が得られている場合	.....	59
(5) 8個以上の対応点がある場合	.....	63
(6) 連続画像の場合	.....	64
(7) 結論	.....	67

### 第4章 映像搬送波の直交変調による動画像の伝送

4.1 概説	.....	68
--------	-------	----

(1) まえがき	.....	68
(2) 原理	.....	71
(2.1) 多重信号変調方法	.....	71
(2.2) 現行受像機での復調	.....	71
(2.3) EDTV受像機での復調	.....	72
4.2 理論的考察	.....	72
(1) 主信号と多重信号のクロストーク	.....	73
(1.1) 同期検波における多重信号から主信号へのクロストーク	.....	73
(1.2) 同期検波における主信号から多重信号へのクロストーク	.....	77
(1.3) 包絡線検波における多重信号から主信号へのクロストーク	.....	80
(2) 多重信号伝送チャンネルのノイズスペクトル	.....	83
(3) 合成波正規化平均電力及び最大振幅	.....	85
(4) 結論	.....	86
4.3 シミュレーションによる考察	.....	87
(1) シミュレーションの方法	.....	87
(2) 映像検波方式	.....	88
(3) 妨害評価結果	.....	89
(3.1) 逆ナイキストフィルタの効果	.....	89
(3.2) 映像検波方式の違い	.....	90
(4) 高域の輝度信号の多重と復調	.....	91
(5) 高域の輝度信号と色信号の多重と復調	.....	93
4.4 ハードウェア実験	.....	96
(1) 妨害評価実験	.....	96
(1.1) 実験の方法	.....	96
(1.2) 妨害評価の方法	.....	97
(1.3) 結果	.....	97
(2) 全システムによる伝送実験	.....	99
(2.1) システムの構成	.....	99

(2.2) 副搬送波	.....103
(2.3) 結果	.....104
(3) 結論	.....106
第5章 ワイドスクリーン・テレビジョン方式	
5.1 概説	.....107
5.2 原理とシミュレーション	.....108
(1) 原理	.....108
(2) シミュレーション	.....108
(3) 結論	.....110
5.3 ワイドTVの実験システム	.....113
(1) 実用化方式	.....113
(1.1) クロストークとマスチパス歪み	.....113
(1.2) 現行NTSC受像機への妨害軽減	.....115
A. サイドパネルの周波数変換	.....115
B. サイドパネルの周波数分割・時間軸多重	.....117
(2) 実験システム	.....117
(2.1) エンコーダ	.....118
(2.2) デコーダ	.....119
(2.3) 実験結果	.....121
5.4 結論	.....123
第6章 結論	.....124
〈謝辞〉	.....128
〈参考文献〉	.....131
〈著者発表文献〉	.....139

## 第1章 序論

### 1. 1 画像の性質

画像はその性質上、音声に比べて情報量が非常に多くNTSC方式のテレビジョンを例にとると、その伝送容量は約100Mbpsである。一方音声はCDのフォーマットで700Kbpsと画像との比率は2桁以上の開きがある。画像又は映像のアナログ信号処理は1950年代からのテレビジョン放送の発展とあいまって著しく発展し、真空管からトランジスタの時代を経て、現在はICを用いたカラー・テレビジョン受像機は非常に安価に提供されている。また近年はVTR等のパッケージ系画像メディアの普及によって、より大きな画面・より鮮明な画面・より臨場感のある画面等の要求が生じている。これらの画像・映像系の社会生活やライフスタイルへの影響は非常に大きいものと言えるが、これは画像のもつ大量の情報から来ていると思われる。また音声はCDの普及やDAT (Digital Audio Taperecorder) の開発でデジタル信号処理が身近なものとなり、それに続いて画像のデジタル信号処理もまた身近なものとなりつつある。このように画像を扱ういわゆる画像工学の分野はこれからも益々発展していくと考えられる。

### 1. 2 デジタル画像処理とコンピュータ・ビジョン

民生用だけでなく産業用エレクトロニクスに目を向けても、1960年代よりコンピュータを利用した画像のデジタル処理技術が発展してきた。コンピュータを用いて画像をデジタルで処理する手法はRosenfeldの1969年の成書[1]がその初期の成果と言えようが、その後のコンピュータの発展により飛躍的に発展した。当初は宇宙から送信された画像の復元や強調、さらに符号化の研究が主流であったが、1980年代にはいり人工知能の一分野としての画像理解の研究が盛んになった。これは1975年よりの米国国防総省の画像理解プロジェクト(Image Understanding Project)がその発端といわれている。

また日本では同時期に通産省の大型プロジェクト「パターン情報処理システム (PIPS)」が実施されている。これらのプロジェクトはすぐにその成果が応用されたという意味では成功したとは言えないが、その後の画像分野の研究に大きな影響を与えている。

筆者は1983年から1985年まで米国の画像理解プロジェクトの参加大学であった南カリフォルニア大学 (University of Southern California) に研究員として滞在し、画像理解プロジェクトのワークショップ [2] にも参加した。このワークショップは参加団体のメンバーが出席し年一回開かれ、画像処理分野の過去一年間の成果を発表しあうものである。その内容は米国の基礎研究の層の厚さ、さらにコンピュータ特にソフトウェアの分野における日本より数年の先行を感じさせずにはいられないものであった。

さてこの画像のデジタル信号処理の分野は近年人工知能の一分野としてのいわゆる、コンピュータ・ビジョンあるには、単にビジョンと呼ばれる分野に発展している。一方画像のデジタル信号処理は、最近注目されている通信分野においても再び脚光をあびつつある。これはISDNに代表される高度情報通信網の構築にあたり、人間の情報源としての視覚に訴える画像信号が見直されて来たからである。これに関しては例えばテレビ会議、静止画テレビ電話等が最近の話題となっている。またこれからの通信形態として知能通信という言葉が使われ始め、ビジョンでの成果が通信にも応用されつつあり両分野は再び接近しているとも言えよう。

### 1. 3 デジタル画像処理と民生用エレクトロニクス

このように見てくると、主として産業用分野においてコンピュータの飛躍的發展と最近の通信分野の進展に合わせて発展して来た画像のデジタル信号処理は、民生用エレクトロニクスと急速に近づきつつあると言える。なぜなら、民生用分野で非常にポピュラーになったテレビジョン技術はいま画像のデジタル信号処理を取り入れ、一段と進化しつつあると言えるからである。1981年夏、西ドイツの半導体メーカーで米国ITT傘下のIntermetal社はテレビジョン受像機に用いる画像処理用LSIを発表した [3]。このLSIはその後数年の内に改良され世界中のテレビ・メーカーに採用された。このLSIは本来アナログ伝送であるテレビジョン放送の電波を一旦デジタルに変換し、デジタルで

画像を処理した後再びアナログに変換して表示するという概念を実現したものであった。

このように画像のデジタル信号処理技術は、LSIの製造技術の発展と合いまって民生用エレクトロニクスの分野に進出した。これはデジタル信号処理の安定性、部品点数の削減、調整の不用さ等が活かされたものである。その後もデジタル信号処理を用いたテレビジョン受像機用の回路が開発されてきた[4][5]。このように現在では、産業用エレクトロニクスと民生用エレクトロニクスの差異はなくなり、従来産業用エレクトロニクスでは高度な技術を応用していたと考えられていたのが、今は民生用技術が産業用や軍用に転用されるようになった。

このように考えると、今コンピュータ・ビジョンの中心分野である特徴抽出や3次元情報の抽出も画像通信や放送分野で充分活用される可能性がある。それは既に知能通信方式として研究がなされている[6]が、身近な例ではハイビジョンとして実用が間近い高精細テレビの衛星伝送方式であるMUSE方式[7]にも、2次元の動きベクトルの検出と利用がなされている。またテレビジョン受像機側だけで画質改善をする後述のIDTVにおいても、エッジ検出の手法が応用されている。

そこで本論文では筆者が南カリフォルニア大学で研究[8]した、コンピュータ・ビジョン分野の画像の特徴抽出と表現法、さらに3次元情報抽出の一手法を第2章と第3章で論じる。第2章ではフラクタル次元を用いた領域分割法と、Bスプライン関数を用いたコーナー検出法及び曲線表現法について論ずる。特に後者のコーナー検出法と曲線表現法は今までの方法に比べて計算が高速かつ正確であることが特長である。第3章では動画像よりの3次元(奥行)情報の抽出について論ずる。ここでは従来ローレベル・ビジョンに用いられていた正則化法(Regularization)を初めて3次元情報抽出に適用し、従来の手法よりノイズに強い結果を得たものである。

#### 1. 4 画像の多重伝送 ～テレビジョン放送の場合～

次にテレビジョン放送の多重伝送について昨今の事情を述べることにする。現在のテレビジョン放送は米国やカナダ・日本を中心にしたNTSC方式、フランスや東欧諸国が採用しているSECAM方式、欧州のPAL方式と三方式が併存している。この中でも米国



や日本が採用しているNTSC方式はIDTV, EDTVへの進化が容易であるといわれている。すなわち現行の方式を変えることなく、受像機で画質改善をするIDTV (Improved Television), NTSC方式と互換性を保ちつつ方式を変更して高画質化を図るEDTV (Extended Definition Television) の検討が進んでいる。これらはハイビジョンと違い現行のNTSC方式との互換性を保ちつつ高画質化を図るものである。

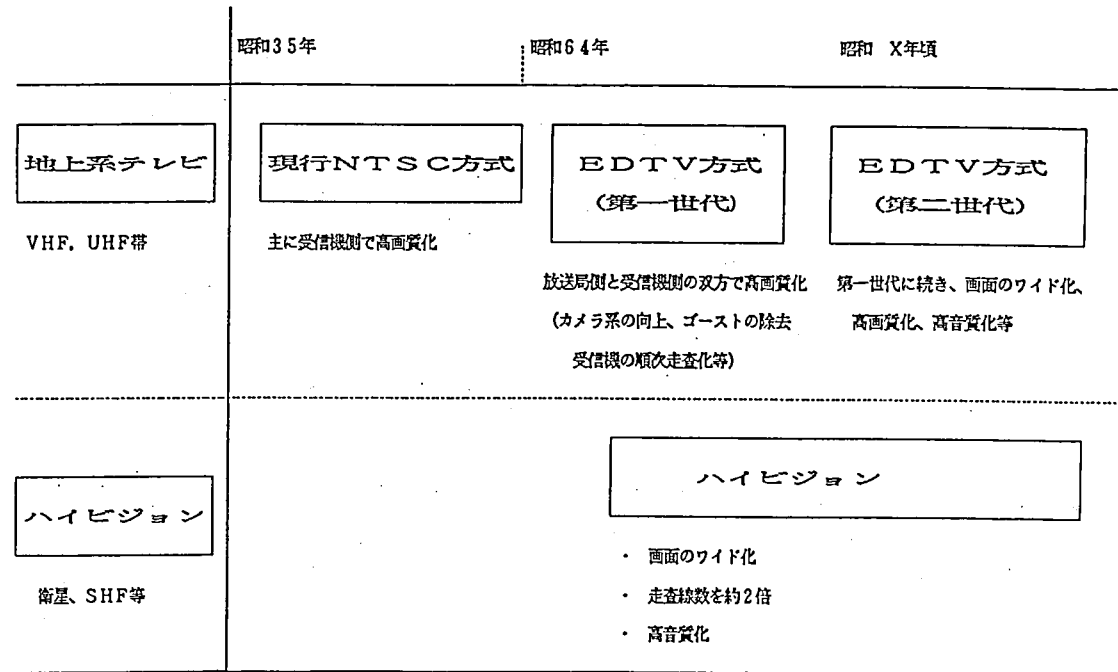
IDTVはLSI等の半導体が高集積化され安価に供給されるようになったので可能になった技術であり、テレビジョン受像機内にLSIでフレーム・メモリを構成し、3次元信号処理を用いた輝度信号と色信号処理、走査線の倍密度化を図り高画質を実現するものである。これは前節でふれたデジタルテレビLSIがさらに発展した形態と言える。一方EDTVはNTSC方式を変更することにより、輝度信号の高域成分等を多重伝送しより高画質を実現するものである。このうちIDTV受像機は既に昭和62年末より市販されている。

現時点における日本でのEDTVの放送予定は、第一世代EDTVとしては1989年春より開始されることになっている。これは郵政省が中心となり1985年より放送技術開発協議会(BTA)などを通じて、放送局・テレビジョン関連メーカ等が協力して検討してきた成果である。その内容は順次走査カメラ等の高性能カメラの使用、 $\gamma$ 補正の補償による高彩度画像の周波数特性向上、プリ・エンファシスによる低輝度画像の鮮鋭度向上などが予定されている。さらに第二世代のEDTVについてはワイド・アスペクト化及びさらなる高画質化が予定されているが、現在のところ実施時期は未定である。(第1-1図参照)

一方米国ではATV (Advanced Television) という名称で1987年FCCがNOI (Notice of Inquiry) [9] を提出しその開発が活発になってきた。ATVは現行のNTSC方式より進んだテレビジョン方式を意味し、衛星放送(BS)によるHDTV放送が存在しない米国ではHDTVをも含むものとされる。しかもNTSC方式との互換性、及び伝送帯域の有効利用は重要な要素と考えられている。このように米国の場合も付加情報の多重伝送は重要な要素技術と考えられる。

筆者らはEDTVの一方式として映像搬送波の直交変調による付加情報の伝送方式を考案し、BTAに提案した。また米国ではFCCのNOIへのコメント提出を通じてこの方

式の紹介を行った。この直交変調方式は画像の輝度信号の高域成分を現行のテレビジョン受像機に妨害を与えることなく多重伝送することができるだけでなく、伝送信号としては何であってもよく広い応用が考えられる。第二世代のEDTVや米国のATVにおいてはアスペクトの拡大が必須と考えられていて、広アスペクト画像の両端部分の情報を本方式で実現することは非常に有望である。



第 1-1図 テレビジョン放送の高画質化

第4章では主として映像搬送波の直交変調方式の基本原則と、本方式を用いて画像の輝度信号の高域成分を伝送する実験結果について述べる。また第5章では本方式を用いて広アスペクト画像の両端部分の情報を伝送する方式(ワイドスクリーンTV)と実験結果について論じる。ここで述べるEDTVの方式は現行のNTSC方式と互換性を有することが前提であり、現在日本で使用されている約7000万台のテレビジョン受像機に妨害を与えることなく情報を多重伝送する必要があり、技術的に非常に難しいものである。しかし衛星放送のような全く別の伝送路で新たなサービスを提供することも重要であるが、現在運用されているテレビジョン放送を進化発展させることもまた、非常に重要であると考えられる。今日、カラー・テレビジョン放送が開始されて約30年、そろそろ進化の世代に入っているといえよう。

以上述べてきたように、将来にはコンピュータ・ビジョンにおいて研究されているように知識を利用した知能通信形態が放送にも応用される日が来ることも考えられる。その意味で本論文で論じるような画像の多重伝送と特徴抽出の概念が、真に重なることが実現されるに違いないと思われる。

## 第2章 画像の特徴抽出と表現法

### 2.1 概要

本章では画像の特徴抽出として領域分割とエッジ検出法について新しいアプローチを試み、さらに特徴点としてのコーナーを利用した曲線表現法を提案する。はじめに領域分割法としてMandelbrotが提唱したフラクタル次元を応用することを考え、それをテクスチャ分割や自然画像に適用し、従来の方法と比較した。エッジ検出については、ゼロ・クロッシング法を用い、ファセット・モデルをコンポリューション画像に適用したサブ・ピクセル精度のエッジ検出法について、その概要を説明した。このサブ・ピクセル精度のエッジ検出法を利用して新しい曲線表現法を提案している。ここではサブ・ピクセル精度で検出した精度の高いエッジ検出結果を用い、Bスプライン関数をあてはめることにより効率よくコーナー検出ができることを示した。さらにこのコーナーを利用して曲線を表現する方法を考案した。この曲線表現法はコーナー検出と同時に求められ、繰り返し計算が不要なく並列処理に適した手法である。この方法によると、曲線の特徴点であるコーナーを保存しかつ効率よく曲線を表現できるので、次章で述べるようなマッチングの場合にも応用可能であると思われる。

### 2.2 フラクタル次元による領域分割

この節ではフラクタル次元を領域分割や自然画のテクスチャの記述に利用することを考える。まずフラクタルモデルについて説明し、画像のフラクタル次元を計算する方法を示す。次にテクスチャ分類にこれを適用し、航空写真に応用した。またフラクタル次元を用いたセグメンテーション法を従来の画像の濃度を用いたスプリット・アンド・マージ法と比較した。

(1) はじめに

フラクタル幾何学はここ数年多くの興味を引いているが、それはMandelbrotの著作 [1] [2] によるところが多いと思われる。またスミソニアン誌にも解説記事 [3] が見られる。Mandelbrotは従来の幾何学をもってしては「怪物」と考えられていた海岸線や山などの自然物の形状を記述するのに適した幾何学として、フラクタル幾何学を提唱した。この幾何学の最も特筆すべき応用はコンピュータ・グラフィックスの分野で、石や木や雲や陸地などの不規則な物体を描写するのに有効である [4]。一方Pentland [5] [6] は自然物やその画像のフラクタル次元を計算する方法を提案し、テクスチャ分類や領域分割に用いた。この節では改めてフラクタル次元がテクスチャ分類に有効かどうかを示し、自然物を写した画像の領域分割を試み従来のスプリット・アンド・マージ法の領域分割の結果と比較した。

(2) フラクタル・モデル

19世紀末以来、ユークリッド幾何学は不規則性や端数を説明するのに限界があることが認識されてきたが、さらには Peanoの曲線のような「みにくい」形状を扱うことも行なわれた。ユークリッド幾何学の不規則性への無力さを述べるために、Mandelbrotは「ブリテン島の海岸線の長さは、どのくらいか？」という質問を發した。答えは、測るものさしの長さを短くすればする程、長くなるということになる。ここで分数Dを次元として導入することにより、ものさしの長さにかかわらず測定が可能となる。この数Dは Hausdorff-Besicovitch次元として知られるもので、ものの長さを測定する際に次元の役目を果たす。

ユークリッド幾何学においてはこのDは、トポロジカル次元  $D_T$  に等しく一般には

$$D \geq D_T$$

となる。定義により、フラクタルとはHausdorff-Besicovitch次元がトポロジカル次元より大きくなったときに示される性質で、その時のDをフラクタル次元という。

(2.1) ブラウン・フラクタル・セット

B(t)がすべてのtと $\Delta t$ に対して、次式(2-1)を満足するようならばフラクタル・ブラ

ウン関数である。

$$Pr \left( \frac{B(t + \Delta t) - B(t)}{|\Delta t|^H} < n \right) = F(n) \quad \dots\dots (2-1)$$

ここでは  $F(n)$  は分布関数である。

もし  $H = 1/2$  ならば  $F(n)$  は平均が 0 で分散が 1 のガウス関数となるが、この時  $B(t)$  は古典的ブラウン関数となる。

$B(t)$  はまた次式 (2-2) をあたえる。

$$D = E - H \quad \dots\dots (2-2)$$

ここで  $E$  はトポロジカル次元である。

また周波数を  $f$  とすると  $B(t)$  は  $f^{-1-2H}$  に比例するので、 $B(t)$  のスペクトルから  $D$  を求めることも可能である。またフラクタル次元は表面あらしさを定義する。すなわち  $H = 0$  は平坦で、 $H = 1$  は表面のでこぼこを示す。 $H = 0$  ならば (2-2) 式より  $D$  はトポロジカル次元に等しく  $H = 1$  ならば  $D$  はトポロジカル次元より 1 少ないことになる。フラクタル・ブラウン関数は注目すべき性質を有するがそれはフラクタル次元が投影やアフィン変換、スケールの大小によらないことである。

## (2. 2) フラクタル次元の計算法

Pentland [5] [6] はもし自然物の表面がフラクタルの性質を有するならばその画像の濃度もまたフラクタルの性質を有することを示した。そこである画像の一部分のフラクタル次元を測定するためには、または画像がフラクタル・モデルで忠実に記述されるかどうかを調べるためには、式 (2-1) を次のように書き直す必要がある。

$$E \left( |dl_{\Delta n}| \right) / |\Delta n|^H = E \left( |dl_{\Delta n=1}| \right) \quad \dots\dots (2-3)$$

ここで  $\Delta n$  は画像内の任意の距離、 $E \left( |dl_{\Delta n}| \right)$  は  $\Delta n$  の範囲内における画像の濃淡の変化の絶対値の期待値である。また  $dl_{\Delta n=1}$  は単位距離内の画像の濃淡の変化を示す。

この関係式はもし画像がフラクタル・モデルで正確に記述されるならば正しいものであ

るし、違った種類の表面が存在するならば、それらはそれぞれ違ったHの値によって区別されるはずである。

式 (2-3)より次式を得る

$$H = \frac{\log \{E ( | dl_{\Delta n} | ) \} - \log \{E ( dl_{\Delta n=1} ) \}}{\log (\Delta n)} \quad \dots\dots (2-4)$$

元の濃淡の画像を  $f(i, j)$  とすると、これより次に示す4つの新しい画像  $g_m(i, j)$  ,  $m \in \{1, 2, 3, 5\}$  を生成することができる。ここで  $i, j$  は画像の行及び列の番号を示す。

$$g_m(i, j) = \sum_s | f(i, j) - f(k, l) | \quad \dots\dots (2-5)$$

$$\text{ここで } S = \{ (k, l) \mid m-1 < \sqrt{(k-i)^2 + (l-j)^2} \leq m \}$$

すなわち  $S$  は今注目する画素  $(i, j)$  を中心として距離  $m$  で幅が 1 のドーナツ状のリングである。新しい画像  $g_m$  はこのリング内の画素  $(k, l)$  との濃淡の差の絶対値を示すことになる。次に  $E ( | dl_{\Delta n} | )$  を求めるために、新しい画像  $g_m$  内に窓  $w$  を設けてその内部における  $g_{\Delta n}(i, j)$  のヒストグラムを計算し、平均値を用いることにした。それぞれの  $g_m$  より  $m \geq 2$  の3つの画像から  $H_m(w)$  が計算でき、次式(2-6)のようにそれぞれの窓内で単純平均することにより最終の  $H(w)$  を求めた。

$$H(w) = \frac{H_2(w) + H_3(w) + H_5(w)}{3} \quad \dots\dots (2-6)$$

### (3) テクスチャ分類とセグメンテーション

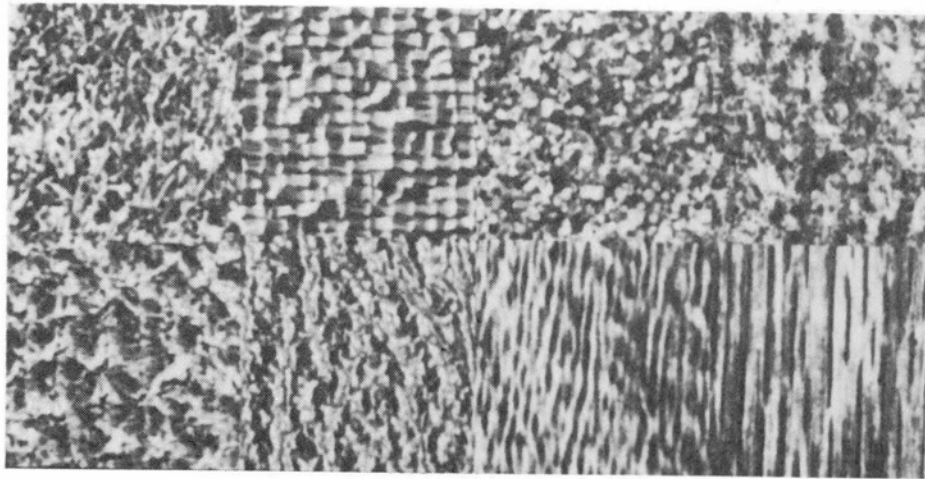
上で述べた定義よりフラクタル・モデルはブロックやタイルのような比較的大きなスケールの繰り返しを示すテクスチャを忠実に表現することができないのは明かである。

Laws [7] が使用した8つのテクスチャにフラクタル・モデルを適用しその有効性を確かめることにした。

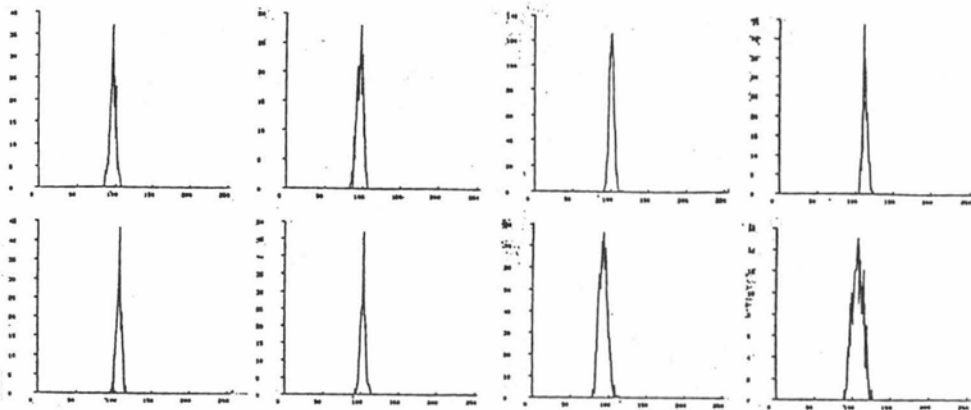
使用した元の画像は縦、横が  $128 \times 128$  画素で各画素8ビットすなわち256階調

を有するものである。それぞれの画像に対し  $16 \times 16$  画素の窓を縦、横に 4 ピクセルずつ移動させて、フラクタル次元を計算した結果、 $32 \times 32$  個のフラクタル次元が得られた。

もしフラクタル・モデルが完全にテクスチャを記述することができるならば、こうして計算された  $32 \times 32$  個のフラクタル次元のスペクトラムは理想的には単一のピークを示すはずである。第 2-1 図にここで用いた 8 つのテクスチャの写真を示す。上の列は左から右にガラス、ラフィア、砂、羊毛、下の列は左から右に豚の皮、樹皮、水、木でありヒストグラム等化がされているものである。



第 2-1図 使用した 8 種類のテクスチャ



第 2-2図 対応するフラクタル次元のヒストグラム



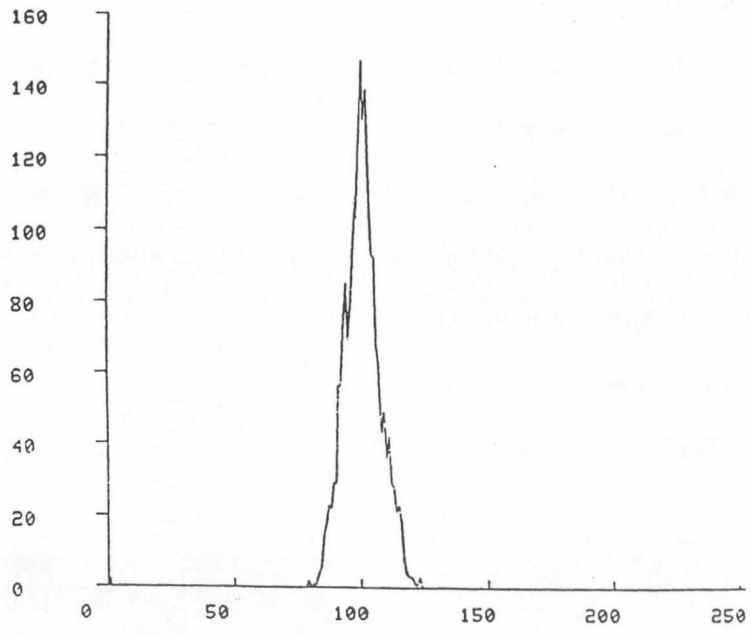
第2-2図にそれぞれに対応するフラクタル次元のヒストグラムを示してあるが、式(2-2)より $D = 3 - H$ であるが、ここではよく判るように $D$ を直接示さず $D' = 128 - 50H$ を表示した。すなわち、 $H = 0$ で非常になめらかな表面であると $D' = 128$ となり逆に $H = 1$ で表面がでこぼこであると $D' = 78$ となる。たとえば横軸 $D' = 100$ は、 $H = 0.56$ である。

これらのヒストグラムをみると明らかなようにピークが単一で狭いことから、ここで用いたテクスチャはすべてフラクタルモデルで正確に表現できることがわかる。ただし右下の木だけは例外である。しかしながらここで注意しなければならないのは、これらの測定法が我々のあらさの知覚とよく対応しているけれども、テクスチャの性質のほんの一面を表現したものである。それゆえにこのフラクタル次元だけでテクスチャを分類したり、また逆に生成したりすることには限度があることに注意せねばならない。

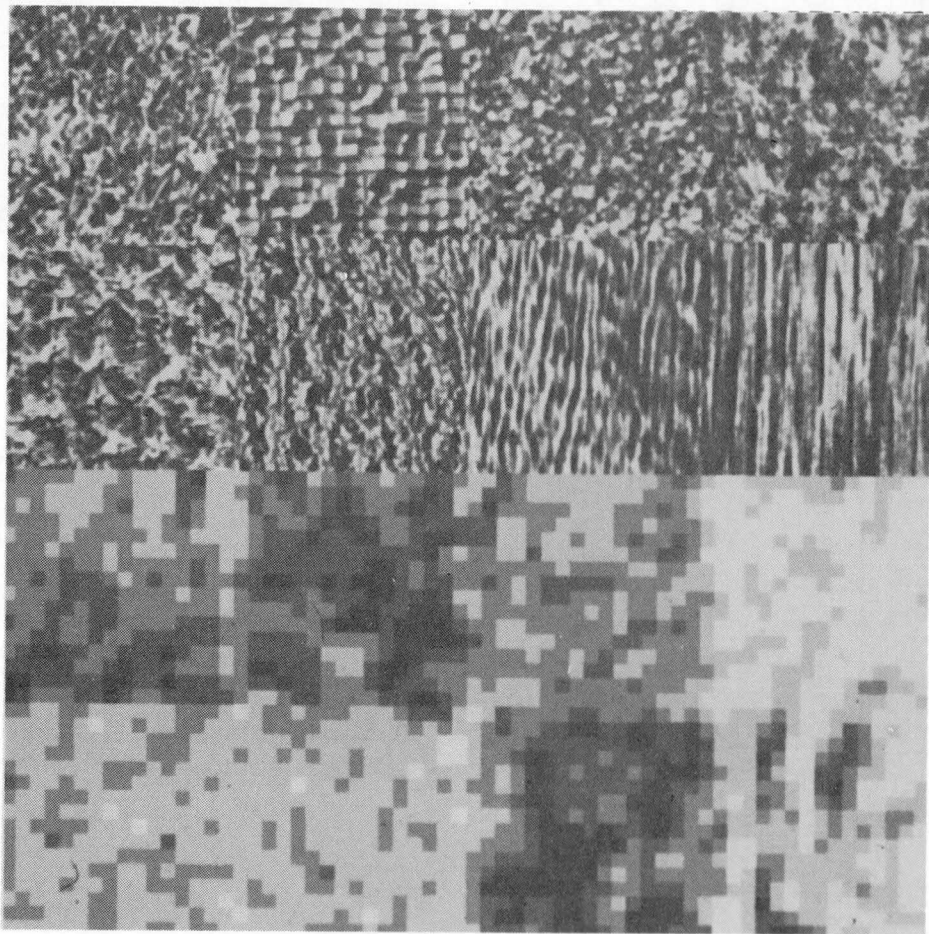
### (3.1) テクスチャ群の領域分割

ここで得られたフラクタル次元の値に基づいてテクスチャを分類することを考える。

第2-1図に示したテクスチャ群を256行×512列の1つの画像を考えて、上で示した同じ手法を用いてフラクタル次元を計算する。結果のフラクタル次元のヒストグラムを第2-3図に示す。これをみると第2-2図とあまりかわらず単一のピークを示しているように見えるが、巾が少し広がっている。そこでこれから得られたフラクタル次元を分割するのは非常に難しい。しかしそれぞれのテクスチャから得られた個々のフラクタル次元の値から試行錯誤で5つの閾値を求め、6つのテクスチャに分類することを試みた。この結果は元のテクスチャ群と一緒に第2-4図に示した。この結果では $D'$ の値が大きい(128に近い)程明るく表示されている。すなわち表面が滑らかである。予期されたようにそれぞれのフラクタル次元が近接している下段の左から1つ目と2つ目の豚の皮と樹皮は判別不可能であるといえる。また下段右端の木はフラクタルの性質を示しているとはいいがたいし、他の例でもそれぞれのテクスチャ内での均一性がよくない。



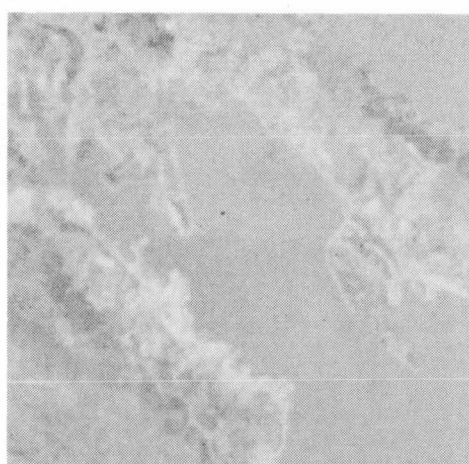
第 2-3図 全テクスチャのフラクタル次元のヒストグラム



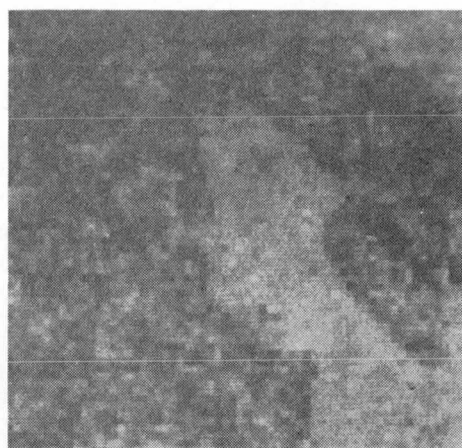
第 2-4図 8種類のテクスチャとフラクタル次元による分類結果

### (3. 2) 航空写真のセグメンテーション

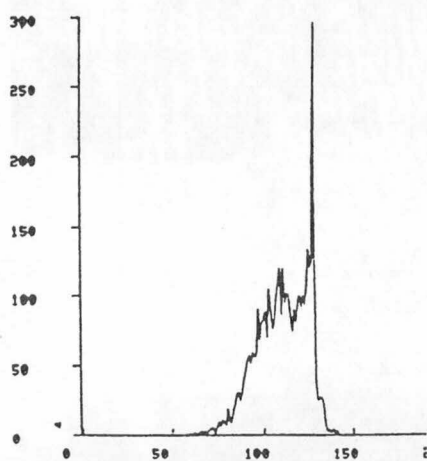
テクスチャ群を分類するのは一般に難しいと考えられるので、次に自然物の航空写真へ本手法を応用した。第2-5～第2-7図に示す3種類の航空写真は256×256画素で、それぞれの画素は8ビットの階調性を持ち、すべてサンフランシスコ湾の一部を撮影している。フラクタル次元は、8×8画素の窓を4画素ずつずらして求めたもので、元の画素が256×256画素であるから64×64個のフラクタル次元が得られた。セグメンテーションのための閾値は見た目でも最もよい状態が得られるように、試行錯誤で選んだ。第2-5～2-7図にそれぞれ用いた3種類の航空写真について、(a)原画、(b)フラクタル



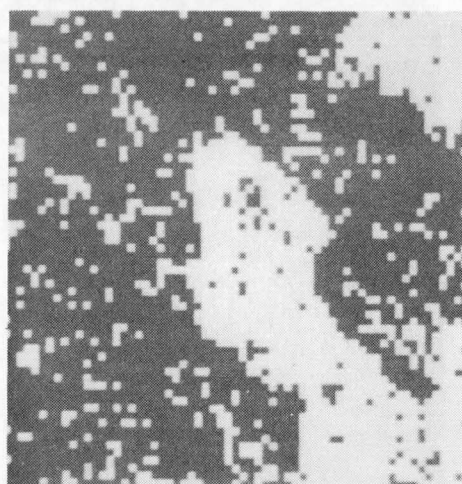
(a)



(b)

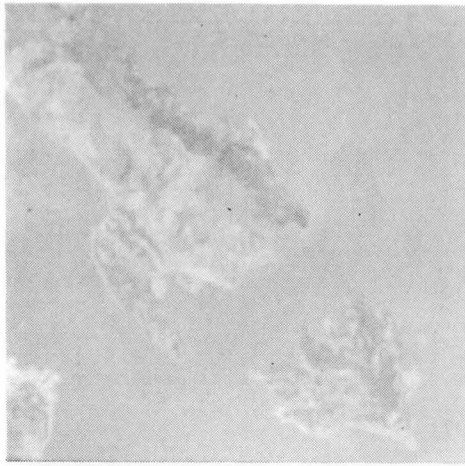


(c)



(d)

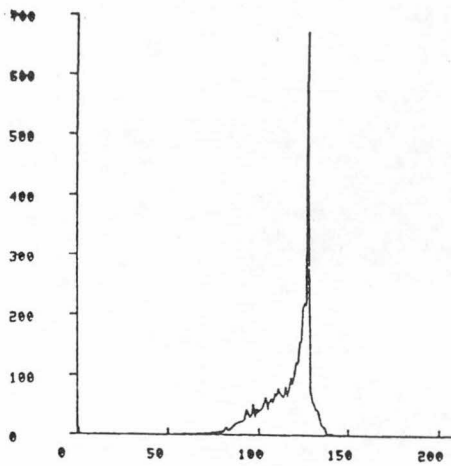
第2-5図 サンフランシスコ湾の一部(1) フラクタル法による領域分割  
(a) 原画 (b) フラクタル次元 (c) フラクタル次元のヒストグラム  
(d) フラクタル次元による2分割



(a)



(b)



(c)



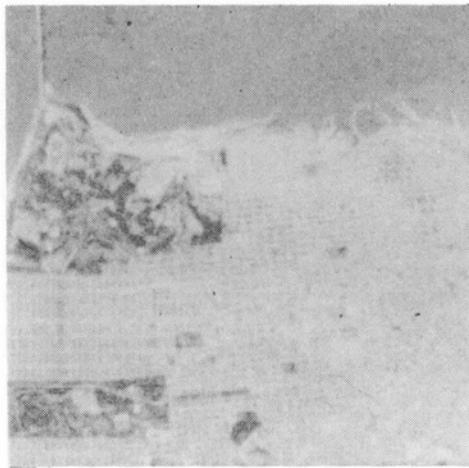
(d)

### 第 2-6図 サンフランシスコ湾の一部(2) フラクタル法による領域分割

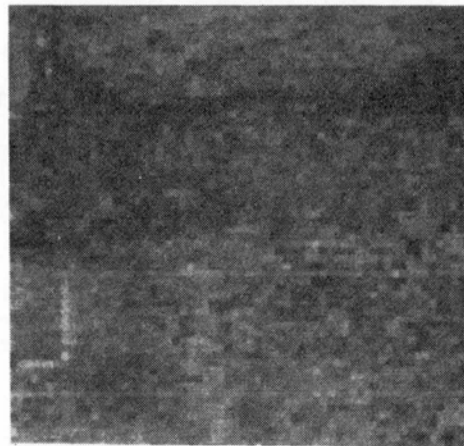
(a) 原画 (b) フラクタル次元 (c) フラクタル次元のヒストグラム  
(d) フラクタル次元による2分割

次元の画像, (c)フラクタル次元のヒストグラム, (d)分割した結果, を示す. 第2-5図と第2-6図を見るとフラクタル次元のヒストグラムは双峰性を示していないが, 閾値を適当に選ぶことによって陸地と海がほぼ正確にセグメンテーションされていることがわかる. 一方第2-7図を見ると或値をどのように選んでもうまく領域分割できない.

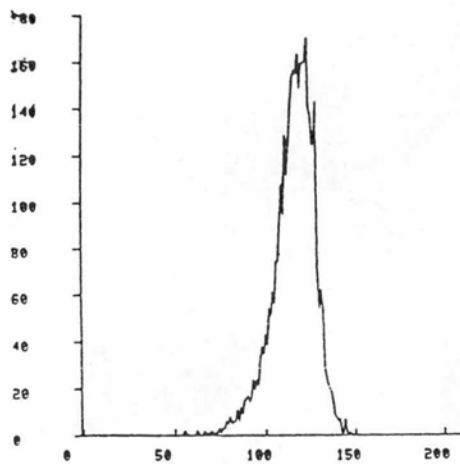
これらの結果を通常の領域分割の手法である画像の濃淡を用いたスプリット・アンド・マージ法に基づいて得られた結果と比較してみる. この方法では閾値の選定は必ずしも最適化したわけではない. 3種類の航空写真のそれぞれについて, (b)得られた領域, (c)2分



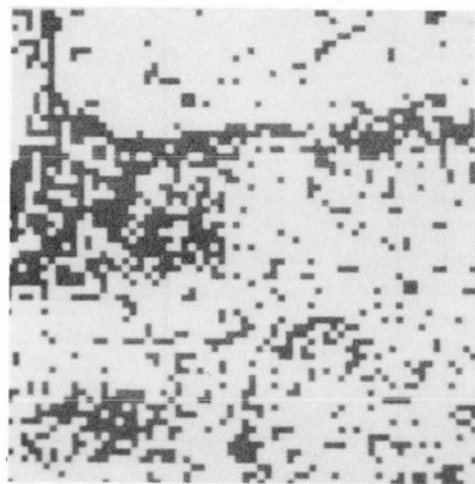
(a)



(b)



(c)



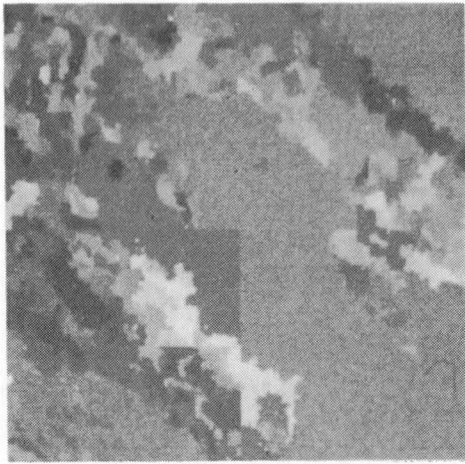
(d)

### 第 2-7図 サンフランシスコ市と金門橋 フラクタル法による領域分割

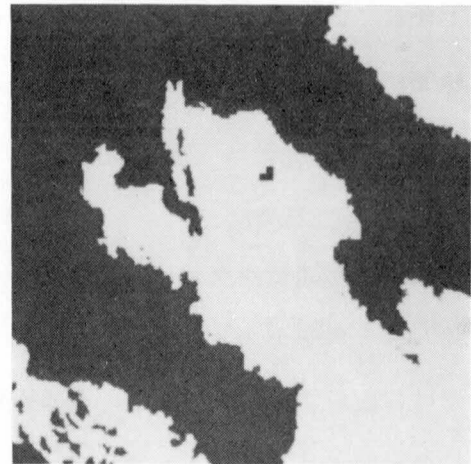
(a) 原画 (b) フラクタル次元 (c) フラクタル次元のヒストグラム  
(d) フラクタル次元による2分割

割した結果を第 2-8 図~2-10 図に示した。(b)においてはそれぞれの領域の濃淡は、その領域におけるすべての画素の平均を示している。(c)を求めるためには(b)の中の最も大きい領域を選び出し、近い平均値をもつ領域を順次併合していった。

第 2-8 図~第 2-10 図をみるとこの方法は完全ではないことがわかる。すなわち第 2-8 図では左下の陸地が海として分類されていることに気付く。しかしながら画素の濃淡だけを用いた手法としては、3種類のすべての画素についてまずまずの結果を得ているといえよう。またこの手法は計算時間の点でもフラクタル次元を用いるセグメンテーション

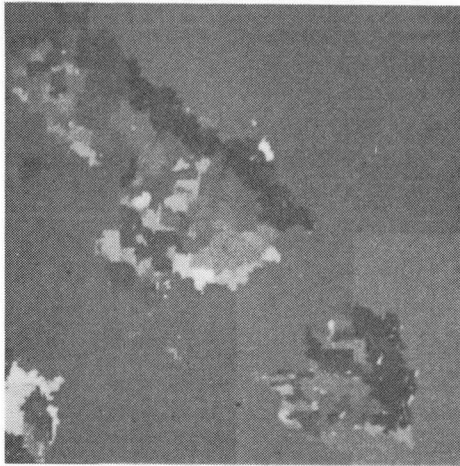


(b)

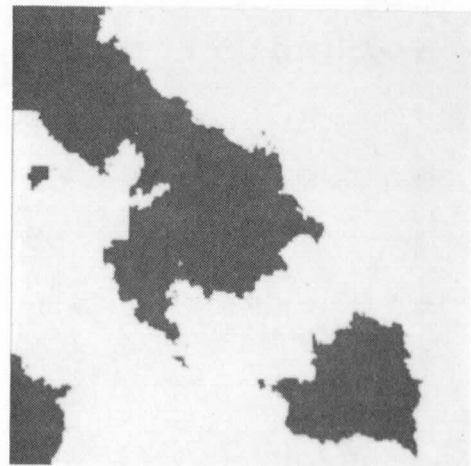


(c)

第 2-8図 サンフランシスコ湾の一部(1) スプリット・マージ法による領域分割

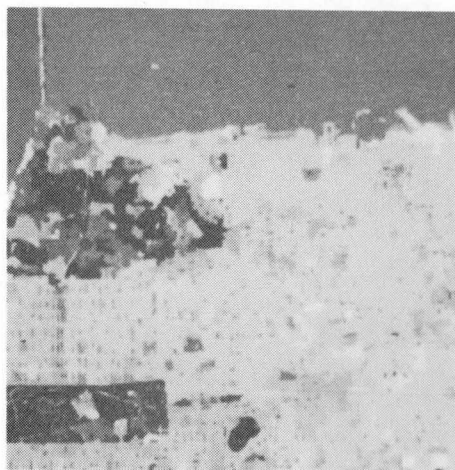


(b)

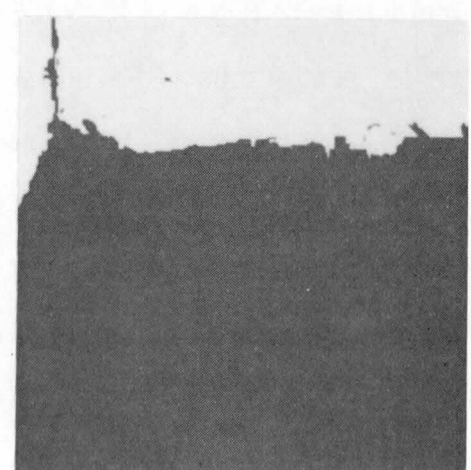


(c)

第 2-9図 サンフランシスコ湾の一部(2) スプリット・マージ法による領域分割



(b)



(c)

第2-10図 サンフランシスコ市と金門橋 スプリット・マージ法による領域分割

に比べて優れている。フラクタル次元を用いる方法では画像の2次統計を計算しているため計算時間が長くなるという欠点をもっている。

#### (4) 結論

Pentlandはフラクタル次元は表面の見た目のあらさを表現する方法として適していることを発見し、それをテクスチャ分類に応用することを提案した。しかし、この手法は単一の特徴だけに注目するものであり、欠点が明らかになった。すなわちフラクタル次元はテクスチャの一面だけしか表現していないので、テクスチャをあらさの面でしか分類できない。

また他の制限としてはフラクタル・モデルが微細な構造しか表現し得ないことで、テクスチャの繰り返し模様をうまく表現できないことである。もしフラクタル次元以外の別の規制が付け加えられるなら、この手法はテクスチャを生成しまた分類し、領域分割するのに十分に強力なものとなるであろう。

### 2. 3 サブピクセル精度のエッジ検出

#### (1) はじめに

一般的に画像を理解・解析するためには、一連の手続きがとられる。それは、前節で述べたような領域分割もその一つであるが、より一般的にはエッジ検出や、コーナーあるいは特徴点抽出などがそれである。このような一連の手続きをふつうローレベル・ビジョンと呼んでいる。その中でもエッジ検出は広く用いられていて、既に多くの手法が開発されている[8]。例えばRoberts, Sobel, Hueckel, Nevatia-Babu [9], Marr-Hildreth [10], それにHaralick [11] などであるが、それらの手法の比較については文献[8][11]にみられるほかは、あまりなされていないのが現状である。エッジ検出は次に来る手順であるコーナー検出や特徴点抽出の基礎となる重要な手法である。

本節では次節で述べるコーナー検出で重要な役目を果たすサブピクセル精度のエッジ検出について述べる[12]。

ここではHaralickのエッジ検出法で用いられたファセットモデルを導入する。このファ

セットモデルは離散的画像からアナログ画像を復元し非常によく表現しているといえるが、 $11 \times 11$ のような大きな窓を設定した場合、計算時間が非常に長くかかるという欠点を有している。一方 Marr-Hildreth のラプラシアン・ガウシアン・コンボリューション法は、南カリフォルニア大学 (USC) の King が開発し、Huertas [12] が報告した分割コンボリューション法によって実行できるようになった。これにより Marr-Hildreth 法の計算時間が短縮される結果となった。さらに、このエッジ検出法によるコンボリューション画像にファセットモデルを例えば  $3 \times 3$  の窓を用いて適用することによりサブピクセル精度の結果が得られる。次節で述べるコーナー検出はこのサブピクセル精度のエッジ検出の結果を用いることにより精度よく実行することができる。またこのサブピクセル精度のエッジ検出結果はコーナーや特徴点の位置を正確にとらえることができる点で非常に有効な方法といえる。

## (2) エッジ検出法

エッジ検出はコンピュータ・ビジョンのあらゆる分野において重要な役割を果たす。エッジ検出の次に続く処理がうまくできるかどうかはエッジ検出の成否に大きく依存している。それ故、すでに多くのエッジ検出法があるにもかかわらず現在でも新しいエッジ検出法が報告されている。エッジ検出は大きく2つに分類すると「傾き演算子」と「微分演算子」に分けられる。「傾き演算子」はエッジ位置の広い部分に反応するので、これらの結果は細線化を必要とする。

一方「微分演算子」はエッジ位置のゼロクロス点に反応するが、画像の SN 比に応じた精度で内挿することが可能である。

ここでは「微分演算子」として Marr-Hildreth の回転不変な 2 次微分演算子を用い、最大傾きの生ずる方向は近傍を調べることによって見付け出している。ここでははじめに画素精度でゼロクロス点 (最も絶対値が小さい点) を求めたあと、ファセット・モデルに基づき、この点の近傍の  $3 \times 3$  の窓にパラメトリックな多項関数をあてはめている。このことにより、より細かい画素を生成することができ方向と同時により正確な位置を求めることができる。一連の連続した曲線を得るため文献 [9] に述べられている前位置と後位置表示法を用いてリンクしている。この方法ではそれぞれの曲線上の各点の前位置と後位置



を示すために P ファイル, S ファイルと呼ばれる 2 つのファイルを記録することになって  
いる。

このことにより容易に  $3 \times 3$  の窓をみるだけで隣りが発見できる。

### (3) ファセット・モデル

Haralick はデジタル画像の窓の中で連続な関数を得る為ファセット・モデルを提案した。  
この連続関数のベースとして、彼は 2 次元離散直交チェビシェフ多項式セットを用いてい  
る。例えばそれぞれのゼロクロス点の正確な位置と方向を得る為に点  $(r, c)$  を中心と  
する  $3 \times 3$  の窓には 3 次多項式までが適用されるが、それらは、

$$P_0 (r, c) = 1 \quad \dots\dots (2-7)$$

$$P_1 (r, c) = r \quad \dots\dots (2-8)$$

$$P_2 (r, c) = c \quad \dots\dots (2-9)$$

$$P_3 (r, c) = r^2 - \frac{1}{2} \quad \dots\dots (2-10)$$

$$P_4 (r, c) = r \cdot c \quad \dots\dots (2-11)$$

$$P_5 (r, c) = c^2 - \frac{1}{2} \quad \dots\dots (2-12)$$

$$P_6 (r, c) = r (c^2 - \frac{1}{2}) \quad \dots\dots (2-13)$$

$$P_7 (r, c) = c (r^2 - \frac{1}{2}) \quad \dots\dots (2-14)$$

$$P_8 (r, c) = (r^2 - \frac{1}{2}) (c^2 - \frac{1}{2}) \quad \dots\dots (2-15)$$

ここで  $I_m$  を内挿すべき画像とする  $(r, c)$  を中心とする  $N \times N$  を窓に対してあては  
めの問題とは次の係数  $a_0$  から  $a_{N-1}$  を決定することである。

$$I_m (r, c) = Q (r, c) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n P_n (r, c) \quad \dots\dots (2-16)$$

もし  $W$  をゼロクロッシング点を含む小さな窓を表すとし、 $W$  内の  $r, c, i, j$  を用いてこれら  
の係数は次式で表される。

$$a_n = \frac{\sum_r \sum_c P_n (r, c) I_m (r, c)}{\sum_i \sum_j P_n^2 (i, j)} \quad \dots\dots (2-17)$$

式 (2-17) はあてはめの係数は次の係数 (2-18) と  $I_m$  内のデータ値の線形な組合せとして計算できることを示している。

$$\frac{P_n (r, c)}{\sum_i \sum_j P^2_n (i, j)} \quad \dots\dots (2-18)$$

このファセット・モデルはどのような画像にも適用できる。Haralickらは原画像に適用したが、筆者らはこのモデルをコンボリューション画像に適用することにした。

#### (4) ファセットモデルによるエッジ検出

Haralickはこのファセットモデルに基づいたエッジ検出法について述べている。ここでは彼の手法によるエッジ検出について説明する。この手法による実例は次節の第2-15図(e)に直接法として示した。ファセットモデルはあてはめた関数が近傍で連続であるため、一次および二次導関数が計算できるので有用である。ファセットモデルにおいては、近傍の画素における連続な関数の各方向の一次導関数の極大値がエッジの位置となる。一次導関数の相対的な極値は二次導関数のゼロクロス点を求めることで得られる。もっと正確にいうと、ある画素の近傍においてその傾き方向の二次導関数がゼロクロス点を持つならば、その画素はエッジ点と判断する。

ある画素の近傍で行と列の座標で定義される表面関数が与えられると傾きベクトル関数  $\nabla Q$  は次式で与えられる。

$$\nabla Q = \left( \frac{\partial Q}{\partial r}, \frac{\partial Q}{\partial c} \right) \quad \dots\dots (2-19)$$

ある傾きベクトル  $(\sin \theta, \cos \theta)$  に対して  $\theta$  方向の  $Q$  の導関数  $Q'_\theta (r, c)$  は傾きベクトルに沿った  $\nabla Q$  の成分として評価される。すなわち

$$Q'_\theta (r, c) = \frac{\partial Q}{\partial r} \sin \theta + \frac{\partial Q}{\partial c} \cos \theta \quad \dots\dots (2-20)$$

(2-19)と(2-20)を用いて $\theta$ 方向の $Q$ の2次導関数 $Q_{\theta''}$ ( $r, c$ )は次のようになる。

$$Q_{\theta''}(r, c) = \frac{\partial^2 Q}{\partial r^2} \sin^2 \theta + \frac{2 \partial^2 Q}{\partial r \partial c} \sin \theta \cos \theta + \frac{\partial^2 Q}{\partial c^2} \cos^2 \theta \quad \dots\dots(2-21)$$

いまある画素の近傍においてあてはめるべき連続関数 $Q$ として3次多項式を選択すると、 $Q$ の傾き及び近傍の中心における傾き方向角度 $\theta$ を計算することができる。

違った大きさの近傍による違った直交多項式を正規形で表現すると

$$Q(r, c) = k_1 + k_2 r + k_3 c + k_4 r^2 + k_5 r c + k_6 c^2 + k_7 r^3 + k_8 r^2 c + k_9 r c^2 + k_{10} c^3 \quad \dots\dots(2-22)$$

ここで角度 $\theta$ は上式中の係数を用いて

$$\begin{aligned} \sin \theta &= k_2 / \sqrt{k_2^2 + k_3^2} \\ \cos \theta &= k_3 / \sqrt{k_2^2 + k_3^2} \end{aligned} \quad \dots\dots(2-23)$$

近傍におけるどの点( $r, c$ )においても、 $\theta$ の方向の2次導関数が(2-22)(2-23)から次のように求まり

$$\begin{aligned} Q_{\theta''}(r, c) &= (6k_7 \sin^2 \theta + 4k_8 \sin \theta \cos \theta + 2k_9 \cos^2 \theta) r \\ &+ (6k_{10} \cos^2 \theta + 4k_9 \sin \theta \cos \theta + 2k_8 \sin^2 \theta) c \\ &+ (2k_4 \sin^2 \theta + 2k_5 \sin \theta \cos \theta + 2k_6 \cos^2 \theta) \quad \dots\dots(2-24) \end{aligned}$$

ここで方向 $\theta$ の線上の点( $r, c$ )だけを考慮すると $r = \rho \sin \theta$ ,  $c = \rho \cos \theta$ とおくと

$$Q_{\theta''}(\rho) = 6 [k_7 \sin^3 \theta + k_8 \sin^2 \theta \cos \theta + k_9 \sin \theta \cos^2 \theta$$

$$\begin{aligned}
& + k_{10} \cos^3 \theta ] \rho + 2 [ k_4 \sin^2 \theta + k_5 \sin \theta \cos \theta \\
& + k_6 \cos^2 \theta ] = A \rho + B \qquad \dots\dots (2-25)
\end{aligned}$$

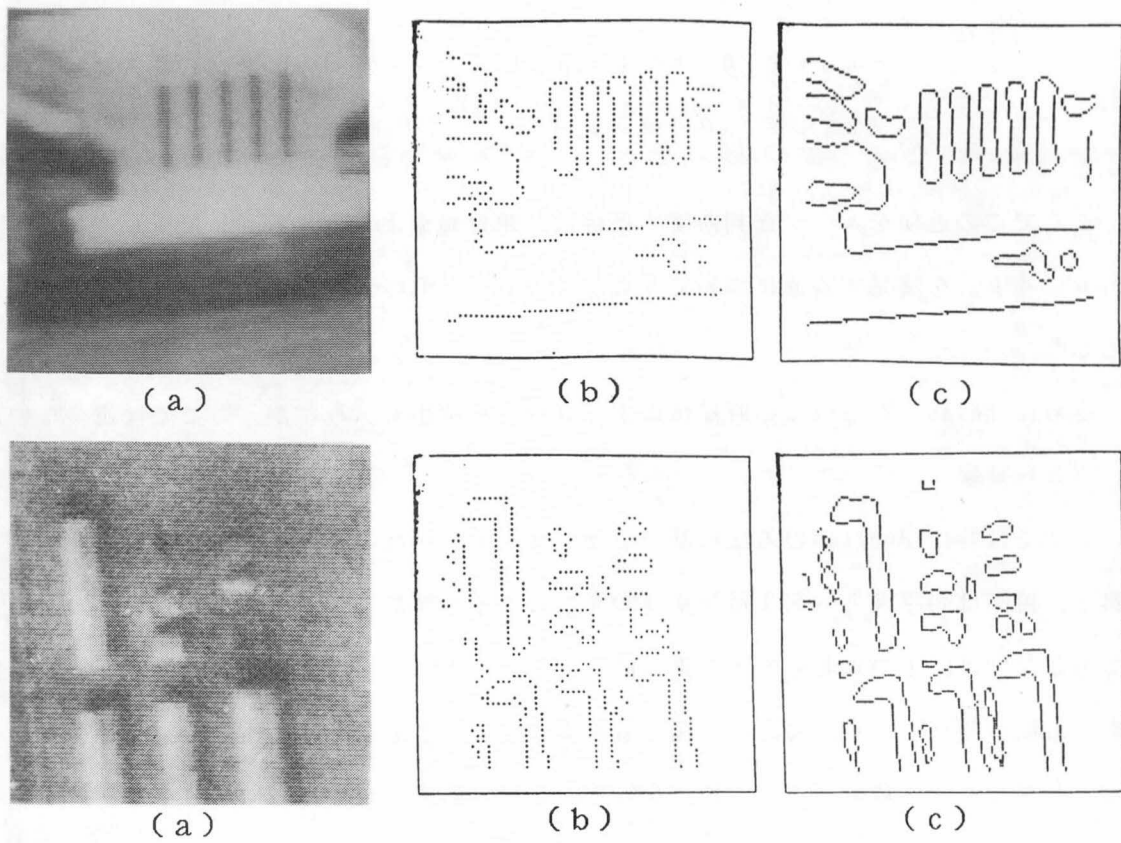
ここでこの近傍をエッジと判断する条件は、単位画素より小なる  $\rho_0$  に対し、条件  $|\rho| < \rho_0$  を満足する  $\rho$  について、 $Q_\theta''(\rho) = 0$  かつ  $Q_\theta'(\rho) \neq 0$  の場合とした。

さらに Halarick らはこの直接法によるコーナー検出も試みたが、ここでは述べない。

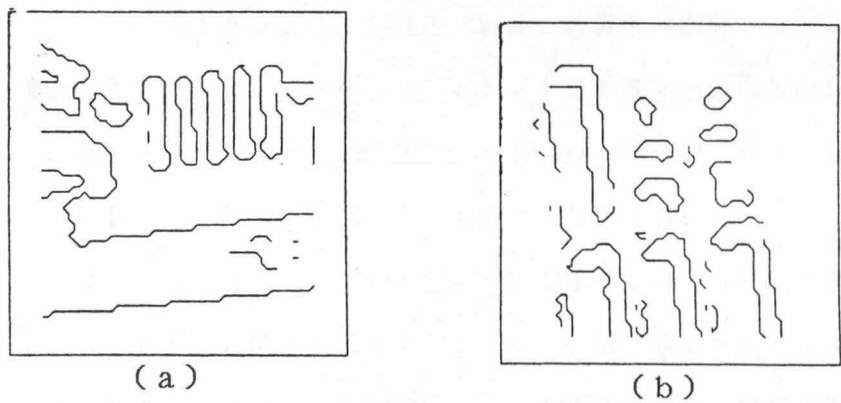
#### (5) 結果

ここでは特に Huertasの方法に基づくサブピクセル精度のエッジ検出法の有用性を示す。第2-11図は(a)原図と(b)画素精度及び(c)サブピクセル精度のエッジ検出結果を示す。ここで示した例は、1つはおもちゃの車の前の部分で、もう1つは空港施設の建物の一部を撮影した航空写真である。両方の原図とも画素数は縦横ともに64画素で各々8ビットである。サブピクセル精度のエッジ検出を行うために、両方の画像ともに9×9のラプラシアン・ガウシアンマスクでコンボリューションを計算したあとに、2倍に拡大する。この方法は前述したとおりであり、コンボリューションをとった後に拡大することが特徴である。結果をみると明かなようにサブピクセル精度のエッジ検出はより高解像度の結果となっている。特にエッジ曲線がそれぞれ分離されていて、いくつかは閉曲線となっている。これは後で述べるコーナー検出等の場合に曲線を追跡するのに便利である。

第2-12図は曲線の前後を示すPファイル及びSファイルを示す。これはすでに説明したように、文献[9]のNevatia-Babuによって開発された手法で検出されたエッジを接続するもので、Pファイルは注目点の前の位置にある画素、Sファイルは後にくる画素を登録するものである。筆者らはこの手法に従ってエッジをコーディングした。登録されたPファイル及びSファイルより一連のエッジ曲線を表現する場合、注目点の3×3近傍をサーチして前位置と後位置の各点を求めることができる。このエッジ曲線の登録法は連続したリストをつくるよりもコンパクトな表現となる。Nevatia-Babuの手法に従って、文献[9]で述べられている予測法により、検出したエッジの方向ファイルを作製した。サブピクセル精度のエッジについても同様に作製できることはいうまでもない。



第2-11図 サブピクセル精度のエッジ検出  
 (a) 原画 (b) ピクセル精度 (c) サブピクセル精度



第2-12図 PファイルとSファイル

## 2. 4 3次スプライン関数によるコーナー検出

Bスプライン関数を用いてデジタル曲線を表現する方法について述べる。曲線のコーナーを検出し、同時にそれらのコーナー間の線分をBスプライン関数を用いて表現する能率のよいアルゴリズムを開発した。この方法は前節で述べたサブピクセルを用いたエッジ検出結果に適用するとよい結果が得られる。またステレオマッチングや次章で述べる動きのパラメータ抽出などの問題で、特に重要なコーナーの正確な位置を容易に検出することができる。コーナーの他にコーナー間に存在する曲率の大きく変化している点（SCPと呼ぶ）を検出することによって、元の曲線をうまく表現することができる。これはコーナーの位置を保存した上で忠実な表現法を実現でき、またデータの圧縮により保存容量の極小化が計れる。

### (1) はじめに

コーナー検出と曲線表現法はコンピュータビジョンや画像処理の分野で重要な課題である。画像解析の第1ステップは多値画像における重要な変化点又は部分を符号化しそれを次に利用できる形態で表現することである。その結果は次のステップであるステレオマッチングや動きのパラメータ抽出などで利用できる重要な特徴となる。

ここで筆者らが用いた方法は、Bスプライン関数を用いた近似法によりコーナーを抽出し、このBスプライン関数を用いて二つのコーナー間の曲線を符号化することである。この方法の利点は繰り返し法を用いないことであり、すべての演算は、局所的におこなわれるので、並列演算に適していることである。

すでに各種のコーナー検出方法が開発され提案されている [14] [15] [16]。最近の報告 [17] によればこれらの方法はすべて同一であるという。ところでコーナーとはある曲線の曲率という観点からみて、特徴のある点であるといえる。すなわち曲率は弧にそったタンジェントの変化率で定義される。しかしデジタルで表現された曲線については報告されているようにこの定義は有用な意味をもたない [18] [19]。ふつうデジタル曲線においては注目点の両側にある  $k$  個の点を用いて  $k$ -曲率が計算される。しかしこの方法も

またコーナーをうまく検出できない。うまくコーナーを検出するためには、ある種の平滑化が行われる [20]。上にあげたコーナー検出法はすべて曲率を計算しているが、平滑化を有効に利用していない。Langridge [21] は 3 次元多項式を曲線にあてはめて不連続点 (コーナー) を検出しているが、コーナー間の曲線をうまく表現するまでには至っていない。

ここで述べるアルゴリズムはまず B スプライン関数を曲線にあてはめ、あてはめた B スプラインに近づくよう各点を元の位置から動かし、その移動量を計算する。この移動量が大きく、かつ曲率が大きい点をコーナーと判断する。さらにコーナーを固定点として、コーナー間で次に曲率が大きい点を SCP として選択する。

一方曲線表現法としていくつもの方法が提案されている。これらの方法はデータ量の圧縮や符号化法としても役立つ。B スプラインはコンピュータグラフィクスや CAD においても曲線を抽象する方法として普通に用いられてきた。また曲線あてはめや形状表現法 [22] としても過去に利用されたことがあるが、ビジョンの分野で用いられたことはほとんどない。最近の報告では石村ら [23] は線画をスプライン近似で表現し、Weems [24] は特徴点抽出に繰り返し法を用い、中島 [25] はある種の特徴点を用いるのに複雑なベクトル判別子を用いているが、これらはすべて非常に計算時間のかかる方法である。

はじめに数式の取り扱い法とアルゴリズムの説明を行い、どのようにコーナーを検出しその間の曲線を表現するかを述べる。さらに 3 種類の画像について結果を示し、従来からの方法による結果と比較した。

## (2) 数式の取り扱い

### (2.1) 曲率

デジタル座標で表された曲線においては、傾きが量子化されているので、曲率を計算するのは簡単にはいかない。

傾きや曲率は量子化されているので、より連続的な値を得るためには平滑化の操作が必要となる。例えば注目点の左右に  $k$  個の点を取り、 $k$ -傾き、 $k$ -曲率を得る。曲率は傾きの変化率として定義されるので、 $k$ -曲率は左右の  $k$ -傾きの差をとって得られる。

一方コーナーは曲率が不連続な点又は極値をとる点として定義される。上述の平滑化を

用いた手法はこうしたコーナーを検出するのに必ずしも十分とはいえない。麻田ら [20] はコーナーだけでなく滑らかな連節点を求めるためにガウシアンフィルタを用い曲率を平滑化した。彼は曲率に変化する点としてコーナー、滑らかな連節点、クランク点、終点、それにバンプ/デントを定義している。ガウシアンフィルタの $\sigma$ を適当に選択することによって上述の $k$ 値に相当するように平滑化度を決定している。

まずはじめに一連の点の連結を求めるが、こうして得られた曲線 $S$ をパラメータ表示で表現すると、

$$x = f(t) \quad \dots\dots(2-26a)$$

$$y = g(t) \quad \dots\dots(2-26b)$$

ここで $t$ はパラメータである。

与えられた点 $A$  ( $t = t_1$ )での曲線 $S$ の傾きは

$$[dy/dx]_{t=t_1} = [(dg/dt)/(df/dt)]_{t=t_1} \quad \dots\dots(2-27)$$

曲線 $S$ 上の点 $A$  ( $t = t_1$ )と点 $B$  ( $t = t_2$ )の弧長は

$$\int_{t_1}^{t_2} \sqrt{(df/dt)^2 + (dg/dt)^2} dt \quad \dots\dots(2-28)$$

点 $A$  ( $t = t_1$ )での曲率 $C_v$  ( $t_1$ )は弧長に関する傾きの微分で与えられ、

$$C_v(t_1) = \frac{d^2 y/dx^2}{(1+(dy/dx)^2)^{3/2}} = \frac{(df/dt)(d^2 g/dt^2) - (dg/dt)(d^2 f/dt^2)}{((df/dt)^2 + (dg/dt)^2)^{3/2}} \quad \dots\dots(2-29)$$



ここで曲線 S 上の点 A から B までに 3 次元多項式をあてはめる。ここでパラメータ t は 0 から 1 まで変化するものとし、

$$x = f(t) = a_1 t^3 + b_1 t^2 + c_1 t + d_1 \quad \dots\dots (2-30a)$$

$$y = g(t) = a_2 t^3 + b_2 t^2 + c_2 t + d_2 \quad \dots\dots (2-30b)$$

これらの係数が決まると、点 A (t=0) における曲率は、式(2-29)より次のようになる。

$$C_v(0) = \frac{2(c_1 b_2 - c_2 b_1)}{(c_1^2 + c_2^2)^{3/2}} \quad \dots\dots (2-31)$$

## (2. 2) B スプライン

我々は 3 次 B スプラインを用いて曲率を計算すると同時に曲線を表示することを考える。3 次元多項式は曲線をセグメントに分割した場合、2 つのセグメントの接点の位置と傾きの連続性が保証される最低次の表現法である。またその場合曲線の両端の終点は任意の点を通過させることができる。

接点を等間隔にとった 3 次 B スプラインのパラメータ表現は次のようにして定義される。

$$x(t) = T M_s G_{s_x} \quad \dots\dots (2-32a)$$

$$y(t) = T M_s G_{s_y} \quad \dots\dots (2-32b)$$

ここで

$$M_s = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} -1 & 3 & -3 & 1 \\ 3 & -6 & 3 & 0 \\ -3 & 0 & 3 & 0 \\ 1 & 4 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots (2-33)$$

$T = [t^3, t^2, t, 1]$  で,  $G_{s_x}, G_{s_y}$  は近傍点の位置で決定される位置マトリクスである.

制御点  $P_1 \sim P_n$  を一連の B スプラインで近似するのに, 隣の制御点では違う位置マトリクスを用いる. 今  $i$  番目の制御点  $P_i$  の座標を  $(x_i, y_i)$  とすると  $P_i$  から  $P_{i+1}$  の間では位置マトリクスは

$$G_{s_x}^i = \begin{bmatrix} x_{i-1} \\ x_i \\ x_{i+1} \\ x_{i+2} \end{bmatrix} \quad G_{s_y}^i = \begin{bmatrix} y_{i-1} \\ y_i \\ y_{i+1} \\ y_{i+2} \end{bmatrix} \quad \dots\dots(2-34)$$

式(2-32a) (2-32b)の  $TM_s$  を計算すると,

$$TM_s = 1/6 [ (-t^3 + 3t^2 - 3t + 1), (3t^3 - 6t^2 + 4), (-3t^3 + 3t^2 + 3t + 1), t^3 ] \quad \dots\dots(2-35)$$

となり,  $G_{s_x}^i$  をうしろから乗じて, 次式を得る.

$$x(t) = TM_s G_{s_x}^i = x_{i-1} (-t^3 + 3t^2 - 3t + 1)/6 + x_i (3t^3 - 6t^2 + 4)/6 \\ + x_{i+1} (-3t^3 + 3t^2 + 3t + 1)/6 + x_{i+2} t^3 / 6 \quad \dots\dots(2-36)$$

または

$$x(t) = (-x_{i-1} + 3x_i - 3x_{i+1} + x_{i+2})t^3 / 6 + (x_{i-1} - 2x_i + x_{i+1})t^2 / 2 \\ + (-x_{i-1} + x_{i+1})t / 2 + (x_{i-1} + 4x_i + x_{i+1}) / 6 \quad \dots\dots(2-37)$$

ゆえに式(2-30)の4つの係数として次式を得る.

$$a_1 = (-x_{i-1} + 3x_i - 3x_{i+1} + x_{i+2}) / 6 \quad \dots\dots(2-38a)$$

$$b_1 = (x_{i-1} - 2x_i + x_{i+1}) / 2 \quad \dots\dots(2-38b)$$

$$c_1 = (-x_{i-1} + x_{i+1})/2 \quad \dots\dots(2-38c)$$

$$d_1 = (x_{i-1} + 4x_i + x_{i+1})/6 \quad \dots\dots(2-38d)$$

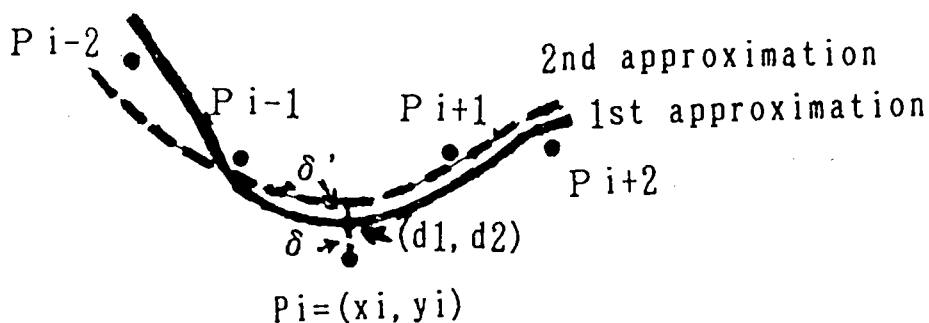
y座標についても同様に計算される。式(2-31)を用いて与えられた点P<sub>i</sub>における曲率は近傍点P<sub>i-1</sub>、P<sub>i</sub>、P<sub>i+1</sub>の位置だけで求められ、

$$C_v = 4 \frac{(x_{i+1} - x_{i-1})(y_{i+1} - 2y_i + y_{i-1})}{[(x_{i+1} - x_{i-1})^2 + (y_{i+1} - y_{i-1})^2]^{3/2}} - \frac{(y_{i+1} - y_{i-1})(x_{i+1} - 2x_i + x_{i-1})}{[(x_{i+1} - x_{i-1})^2 + (y_{i+1} - y_{i-1})^2]^{3/2}} \quad \dots\dots(2-39)$$

### (2.3) コーナー検出

コーナーを検出するには、前節で述べたように曲線を平滑化しなければならない。ここではコーナー性を評価するため注目点の位置をずらせて評価する方法を用いた。第2-13図にコーナー検出の基本原則を示す。我々は等間隔の節点をもつ3次Bスプラインを用いているのでそれぞれの点の位置のみから曲率と変位の両方を計算できる。注目点P<sub>i</sub>の3次Bスプライン曲線上よりの変位は次のように表現できる。

$$\begin{aligned} (\delta_x, \delta_y) &= (d_1 - x_i, d_2 - y_i) \\ &= (x_{i-1}/6 - x_i/3 + x_{i+1}/6, \\ &\quad y_{i-1}/6 - y_i/3 + y_{i+1}/6) \quad \dots\dots(2-40) \end{aligned}$$



第2-13図 コーナー検出の基本原則

注目点  $P_i$  のコーナー性を判断するために、注目点の位置をずらせて再度 B スプラインをあてはめ曲率を計算する。いかえれば  $P_i$  のかわりに  $P_i + \delta$  ( $\delta = (\delta_x, \delta_y)$ ) を使用し新しい B スプラインを求める。新しい曲率  $C_v'$  を計算するのに、式(2-40)を用いて式(2-39)の  $P_{i-1} \sim P_{i+1}$  を次のように置き換える。

$$P_i \rightarrow P_{i-1} / 6 + 2P_i / 3 + P_{i+1} / 6 \quad \dots\dots(2-41a)$$

$$P_{i-1} \rightarrow P_{i-2} / 6 + 2P_{i-1} / 3 + P_i / 6 \quad \dots\dots(2-41b)$$

$$P_{i+1} \rightarrow P_i / 6 + 2P_{i+1} / 3 + P_{i+2} / 6 \quad \dots\dots(2-41c)$$

このようにして  $C_v'$  を得る。

$$C_v' = \frac{2(c_1' b_2' - c_2' b_1')}{(c_1'^2 + c_2'^2)^{3/2}} \quad \dots\dots(2-42)$$

ここで

$$b_1' = \frac{x_{i-2}}{12} + \frac{x_{i-1}}{6} + \frac{x_i}{2} + \frac{x_{i+1}}{6} + \frac{x_{i+2}}{12} \quad \dots\dots(2-43a)$$

$$b_2' = \frac{y_{i-2}}{12} + \frac{y_{i-1}}{6} + \frac{y_i}{2} + \frac{y_{i+1}}{6} + \frac{y_{i+2}}{12} \quad \dots\dots(2-43b)$$

$$c_1' = \frac{(x_{i+1} - x_{i-1})}{3} + \frac{(x_{i+2} - x_{i-2})}{12} \quad \dots\dots(2-43c)$$

$$c_2' = \frac{(y_{i+1} - y_{i-1})}{3} + \frac{(y_{i+2} - y_{i-2})}{12} \quad \dots\dots(2-43d)$$

同様に第 2 の変位  $\delta'$  を求めると

$$\delta' = (\delta_x', \delta_y') \text{ として,}$$

$$\delta_x' = x_{i-2}/36 + x_{i-1}/18 - x_i/6 + x_{i+1}/18 + x_{i+2}/36 \quad \dots\dots(2-44a)$$

$$\delta_y' = y_{i-2}/36 + y_{i-1}/18 - y_i/6 + y_{i+1}/18 + y_{i+2}/36 \quad \dots\dots(2-44b)$$

変位の和  $\delta_i = \delta + \delta'$  は  $(\delta_i = (\delta_{i,x}, \delta_{i,y}))$

$$\delta_{i,x} = x_{i-2}/36 + 2x_{i-1}/9 - x_i/2 + 2x_{i+1}/9 + x_{i+2}/36 \quad \dots\dots(2-45a)$$

$$\delta_{i,y} = y_{i-2}/36 + 2y_{i-1}/9 - y_i/2 + 2y_{i+1}/9 + y_{i+2}/36 \quad \dots\dots(2-45b)$$

さて必要な計算はすべて近傍の5点  $P_{i-2} \sim P_{i+2}$  の位置から求められたことに注意したい。ここで注目点  $P_i$  がコーナーであるための条件は次の3項目をすべて満足する場合とした。

- 1 変化の和  $\delta_i$  が与えられた閾値  $d_c$  より大きい
- 2 曲率  $C_v'$  が与えられた閾値  $C_c$  より大きい
- 3 曲率  $C_v'$  が極値である

#### (2.4) 表現法

コーナーが検出されると次にコーナーの間にあるすべての点を評価する。もし与えられた曲線に終点が存在するならば両終点をコーナーと同じように取り扱う。すべてのコーナーと終点においてはBスプラインは傾きの不連続性を示す。別の言葉で言うと、もし  $n-1$  個のコーナーと終点を有するならば  $n$  個の分割したBスプラインを得、閉曲線で  $n$  個のコーナーを有するならば  $n$  個の分割したBスプラインを得る。コーナーにおいて、曲線は傾きが不連続であるが、これはこの表現法においても同様である。これはコーナーをBスプラインの端点として取り扱うことにより実現できる。このようにして開曲線では2個の終点と  $n-1$  個のコーナーがあると、 $n$  個に分割されたBスプラインを得、閉曲線では  $n$  個のコーナーに対して  $n$  個に分割されたBスプラインを得る。

コーナーだけでは曲線を表現できない。すなわち滑らかな閉曲線はこの方法では表現できない。そこでコーナーや終点以外にBスプラインを元の曲線に近似させるためにさらに別の点が必要である。そのため各点がコーナーであるかどうか判断すると同時に、別の条

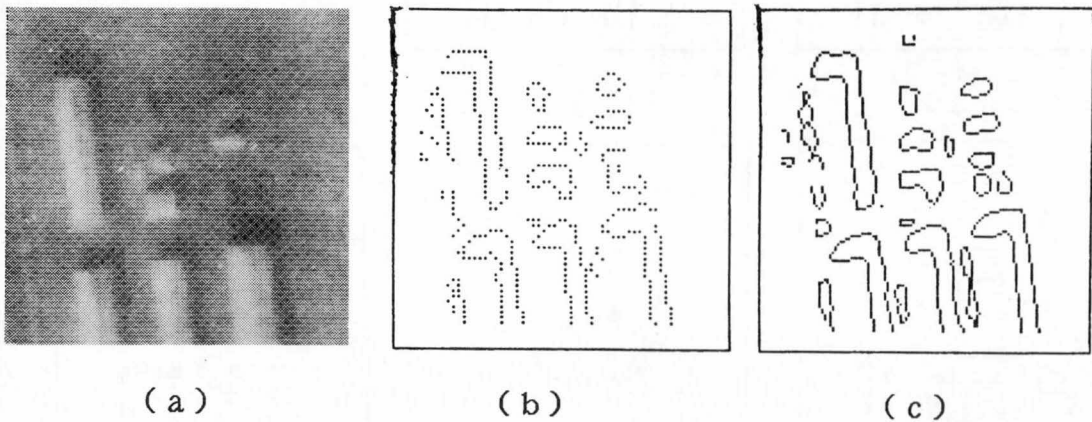
件「曲率が或値  $C$  より大きい点」を満足するかどうかを判定し、それにあう点を SCP (Significant point) とする。これらの SCP は B スプラインの制御点として使用する。この方法はまた曲線を効率よくエンコードするのに都合がよい。

### (3) 結果

この節では B スプライン関数によるコーナー検出法と曲線表現法を、航空写真・生成画像・実験室で撮影した画像を使用してその有効性をしめす。またこのコーナー検出法を  $k$ -曲率法、繰り返し 3 次多項式近似法、直接法 [16] と比較する。さらに B スプラインによる曲線表現法を Nevatia-Babu 線形近似法 [9] やエルミート多項式を用いた方法と比較する。

#### (3.1) エッジ検出

ここで述べているコーナー検出法は画像のエッジを基にしている。そこでエッジ検出はコーナー検出の精度に大きく影響する。ここでは主として前節で述べたラプラシアン・ガウシアンマスクを用いたゼロクロッシング法を用いて、画素精度やサブピクセル精度のエッジ検出 [12] を行った。



第2-14図 原画とエッジ検出結果  
 (a) 原画 (b) ピクセル精度のエッジ検出結果  
 (c) 1/2 のサブピクセル精度のエッジ検出結果

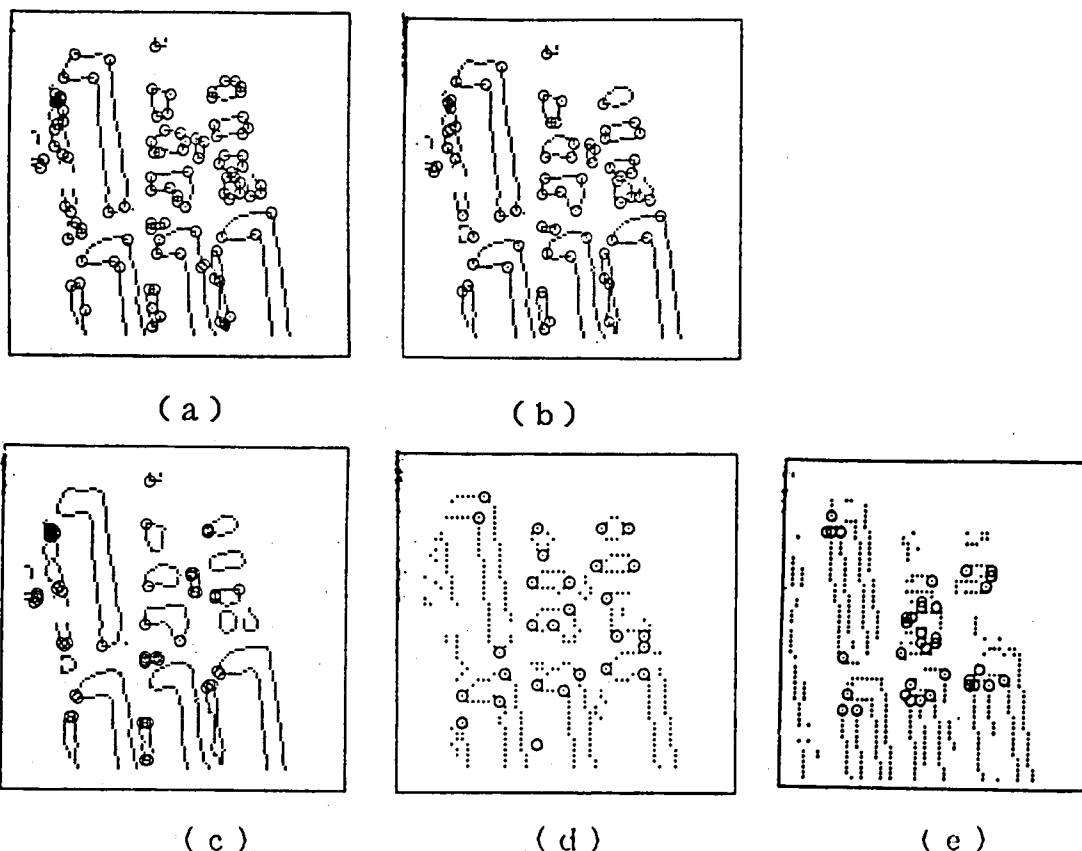
第 2-14 図に原画の航空写真 (空港の建物の一部) とエッジ検出の結果を示す。エッジ検出は画素 (ピクセル) 精度とサブピクセル精度で行った。第 2-14 図(a)は原画で水平

64画素，垂直64画素で階調は8ビットである．第2-14図(c)はサブピクセル精度のエッジ検出結果で原画を9×9のラプラシアン・ガウシアンマスクを用いたコンボリューション画像をファセットモデルに元づいて128画素×128画素に拡張している．見ると明らかなように第2-14図(b)の画素精度のエッジ検出結果より優れた結果がえられている．特に第2-14図(c)では(b)にみられるいくつかの「ギャップ」が連続になっているのわかる．

コンボリューション，ゼロクロッシング検出，サブピクセル精度化の全計算時間はPDP-10上のSAIL言語で10秒以下であった．

### (3.2) コーナー検出

次にBスプライン関数を用いたコーナー検出の結果を示し，従来の繰返し法を用いた多項式近似や，k-曲率法，直接法と比較する．



第2-15図 種々のコーナー検出結果

- (a) Bスプライン近似 (b) 繰返し法による3次多項式近似(サブピクセル精度)  
 (c) 3-曲率法 (d) 繰返し法による3次多項式近似(ピクセル精度)  
 (e) 直接法

第2-15図(a)~(e)はそれぞれ、本研究で説明するBスプライン法、繰り返し法による多項式近似(サブピクセル精度)、3-曲率法、繰り返し法による多項式近似(ピクセル精度)、直接法の結果を示す。これらの図において検出したコーナーは丸で囲んである。

k-曲率法について簡単に説明する。いま曲線上の1点に注目するともしこの点が端点からk個以上離れているか、曲線が閉曲線であるなら、この点の両側にk個の点をとることができる。この条件を満足するすべての点についてk-曲率を定義できる。ここでは3-曲率を計算するために同時に7個の点について計算した。この例では3-曲率を求め、傾きの変化が $60^\circ$ 以上の点をコーナーと判断した。

第2-15図(c)は3-曲率法によるコーナー検出結果を示すが、いくつかの連続した点がすべてコーナーと判断されているほかに、大きなビルディングの影を示す曲線部分でコーナーが見過ごされているのがわかる。この例では計算時間は3秒であった。

第2-15図(b)と(d)は繰り返し法を用いた3次多項式近似によるコーナー検出結果である。この方法は同時に5個の点を考えて、3次多項式をこれらの点にあてはめる方法である。これは、スプライン法に似ているが繰り返す点で異なっている。この例では或値を、曲率 $C_0 = 2.5$ 、変化 $d_0 = 0.15$ に設定し、繰り返し回数は5回である。第2-15図(b)を見ればわかるように3-曲率法よりもずっとよい結果が得られている。この図ではほとんどすべてのコーナーが検出されているし、接近したコーナーの2重検出も見られない。計算時間は45秒であった。曲率の或値 $C_0$ の設定は検出するコーナーの数に関係するが、変位 $d_0$ はあまり大きく影響しないことがわかった。さらに第2-15図(b)と(d)の違いについてコメントすると、コーナー検出は元となる曲線のエッジ検出の結果に大きく依存することがわかる。

第2-15図(e)は、従来提案されている直接法の結果を示したものである。これはファセットモデル[11]に基づいて $5 \times 5$ の窓と16個の係数マスクを用いたものである。ここでは画素精度を用いたので第2-15図(e)は第2-15図(d)と比較すべきである。直接法を用いるとエッジとコーナーを同時に検出できる利点はあるが、コーナー検出の精度は第2-15図(d)よりも劣っているといえよう。直接法は、エッジ検出の精度に大きく依存すると考えられ、エッジ検出の精度が悪いためにコーナー検出の結果も悪い。ここでは傾きのいき値を12に設定し、ある点を中心に単位画素の円内に傾きが $\pm 15^\circ$ 以内の方向でゼロクロス



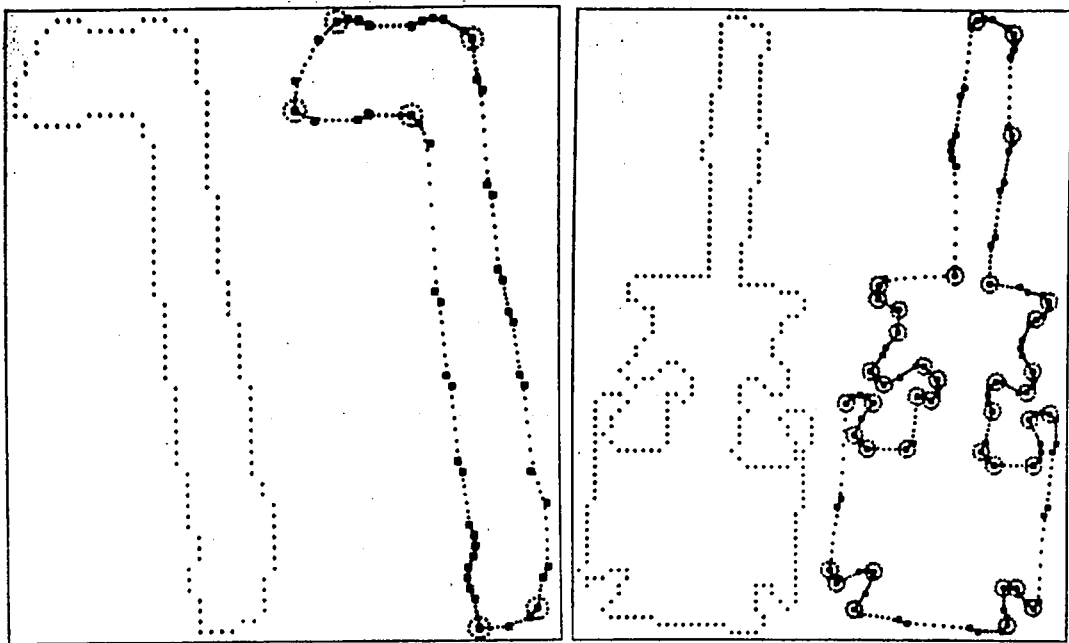
すれば、その点をエッジと判断した。また同時に曲率を計算して 0.4 を超えればこのエッジ点をコーナーと判断した。コーナーとエッジを検出する計算時間は41秒であった。この計算時間はエッジ検出の時間を含んでいるので、直接法は前述の繰り返し法による多項式近似よりも速いといえる。

第2-15図(a)は、3次Bスプライン関数を用いたコーナー検出法である。この例では曲率の閾値を  $C_c = 0.4$ 、変位の閾値を  $d_c = 0.2$  に設定した。閾値  $C_c$  の設定基準は試行錯誤の結果であるが、直接法の曲率の閾値と同じである。  $d_c$  についてはもともと、点の位置が量子化されているので  $d_c < 1$  であり、0.1~0.4 の範囲では結果はあまり影響されない。第2-15図(a)に示したように検出されたコーナーの数は繰り返し法を用いた多項式近似よりも多く、小さな曲線ではよく似た結果となっている。しかし左上の大きな曲線においては6つのコーナーが検出されているが、この結果はこの方法だけで得られている。またこの方法は繰り返し法を用いていないため、計算時間は3秒であり、これは3-曲率法と同じで、繰り返し法を用いた多項式近似よりも15倍速いものである。にもかかわらず結果は繰り返し法を用いた多項式近似よりもよい。またこの方法の利点は、Bスプラインを用いているので次に示すように曲線表現法としてもそのまま利用できることである。

### (3.3) 表現法

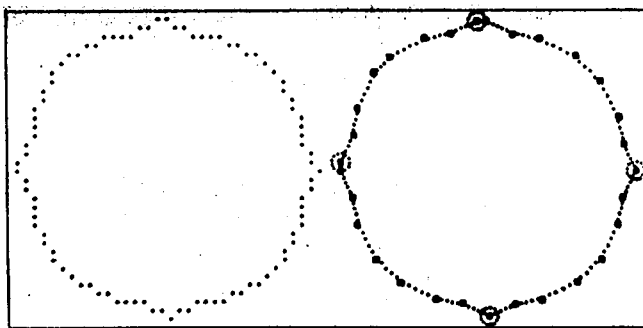
まずはじめに、コーナーとBスプラインによって元の曲線をいかに表現できるかを前節で使った写真の左上の大きな影を示す曲線を用いて説明する。第2-16図(a)は元の曲線と結果を示す。この図ではコーナーは大きな円、SCPは黒い四角で表示している。元の曲線は142点を有しているが、Bスプライン近似によって6個のコーナーと45のSCPが求められた。ここに示したすべての例ではSCPのための曲率いき値として  $C_c = 0.3$  を使用した。

コーナーとSCPから曲線を描くためには、この例では6個の分割したBスプラインをつくる。この場合コーナーとSCPの位置だけを保存しておけばよいのでデータ圧縮が可能となる。第2-16図(a)の場合コーナーとSCPの数は51なので、データ圧縮率は0.36である。第2-16図(b)はより複雑な「ドライバー」で、(c)は簡単な例として生成した円の画像である。元の画像にある曲線の点の数と、検出されたコーナーの数、SCPの数、圧縮



(a)

(b)

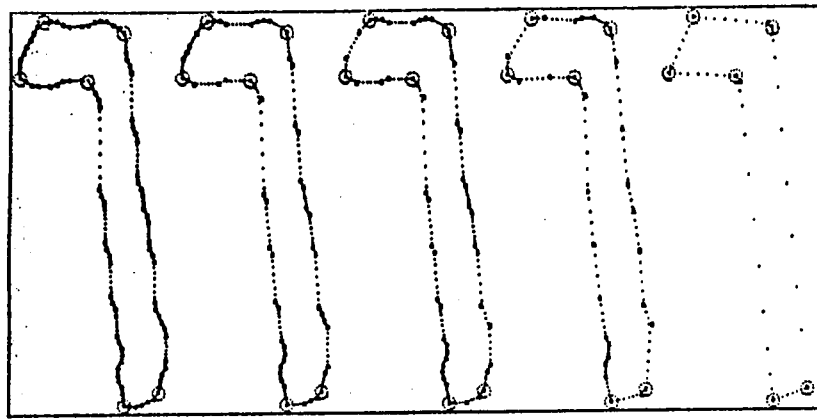


(c)

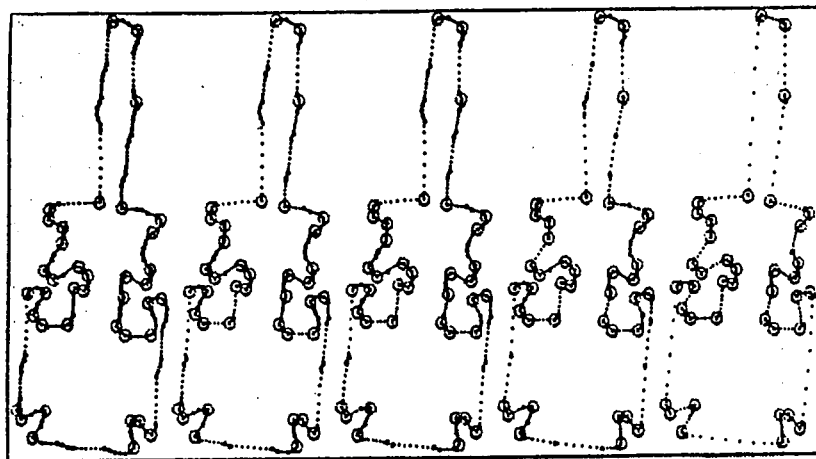
第2-16図 Bスプライン近似による曲線表現法  
 (a) 建物の影 (b) スクリュー・ドライバー (c) 生成した円

率はドライバーでそれぞれ 267, 39, 84, 0.46, 円で 93, 4, 26, 0.32である。

第2-17図はSCPの検出のための曲率のいき値 $C_c$ の影響を示すもので、 $C_c$ の値は左から 0.1, 0.2, 0.3, 0.35, 0.4 となっている。左端の図はSCPの数が最も多い場合を示し、右へ行く程SCPの数は小さくなり、データ圧縮率は逆に高くなる。右端はSCPの数は最小となっているが、この場合はほとんど直線近似に近くなっている。 $C_c < C_c$ に選択すべきであり $C_c$ を小さくすると近似度はよいがデータ圧縮度は小さい。最適の $C_c$ の値は曲線表現の目的によって選択すべきである。すなわち近似度をよくするには、 $C_c$ を大きくし、データの圧縮率を大きくする場合は $C_c$ を小さくするとよい。



(a)



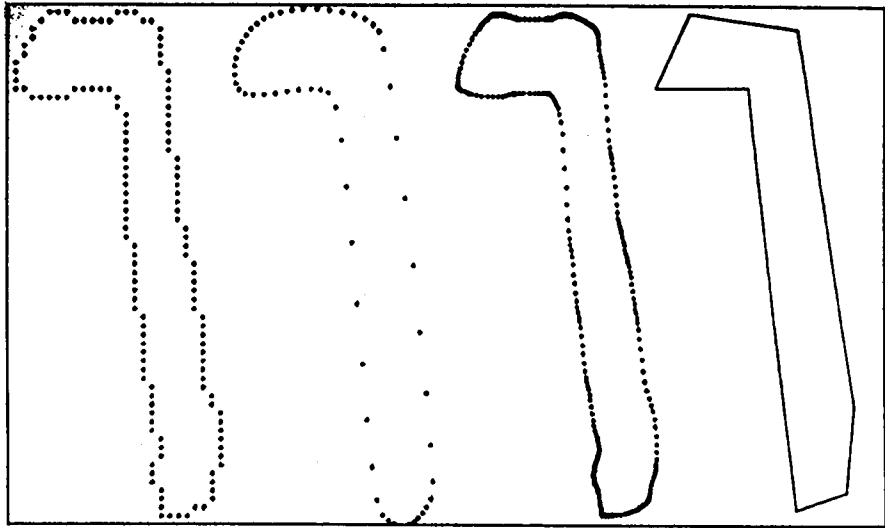
(b)

第2-17図 Bスプライン近似による曲線表現法におけるパラメータ  $C_t$  の影響

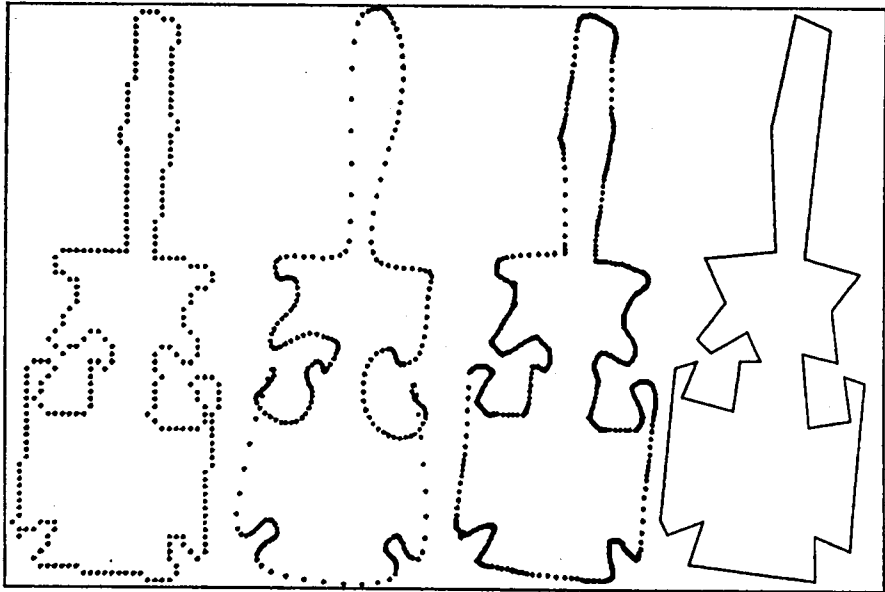
(a) 建物の影 (b) スクリュー・ドライバー

Bスプライン近似による曲線表現法を従来の方法と比較する。

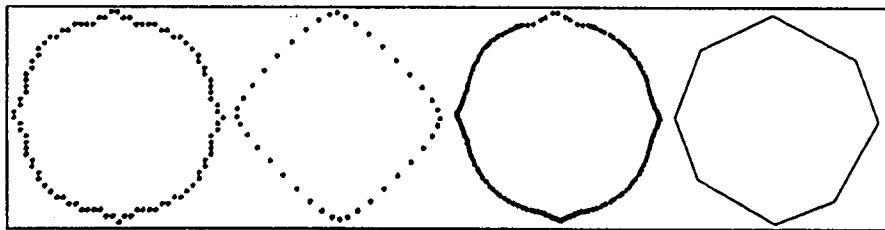
第2-18図は左から元の曲線、エルミート多項式による表現法、Bスプライン近似による表現法、Nevatia-Babu線型表現法（直線近似）である。エルミート多項式による表現法は3次多項式による近似によって求められ、この例では6個のコーナーの位置と傾きから描くことができる。エルミート多項式のデータ圧縮率は大きいですが、十分に元の曲線を表現しているとはいえない。この欠点は第2-18図(c)に示すような円の場合に明らかとなる。この場合は4個のコーナーしか検出されていないが、エルミート多項式による表現では四角形になってしまう。一方円の形状はBスプライン近似を用いた場合によく復元されている。またドライバーの例をみるとエルミート多項式による表現法ではエッジがクロスして



(a)



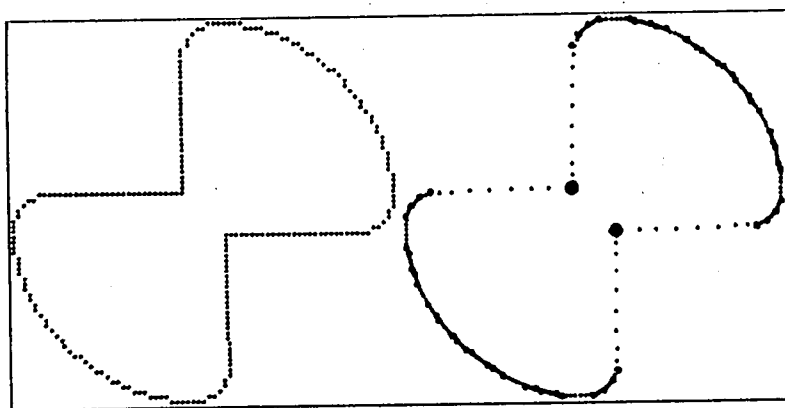
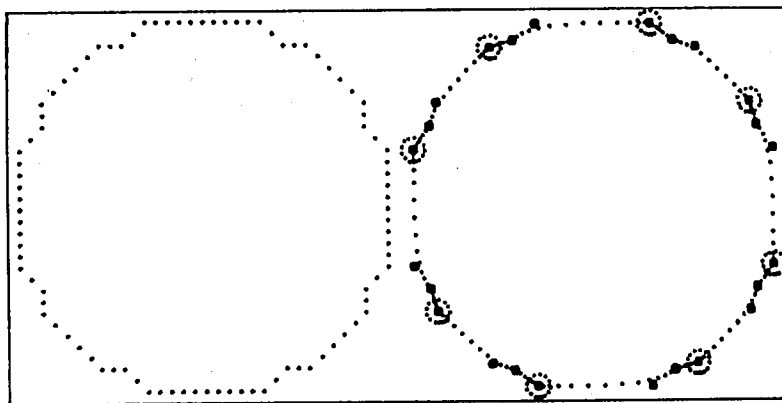
(b)



(c)

第2-18図 種々の曲線表現法 (左から右へ元の曲線、エルミート多項式、  
Bスプライン近似、直線近似)

(a) 建物の影 (b) スクリュー・ドライバー (c) 生成した円



第2-19図 「円」と「円弧と直線」のBスプライン近似による表現  
 (a) 円 (b) 円弧と直線

いる部分もあるが、Bスプライン近似によるものは、ほとんど完全に元の曲線を表現していることがわかる。

第2-19図はBスプライン近似を用いた曲線表現法の他の例を示す。これらの画像は円と円弧と直線の組合せの2種類である。円についてのBスプライン近似は、元の曲線の量子化ノイズを減らすことによって元の円より忠実になめらかな円を表現していることがわかる。円弧と直線の組合せの場合はたった2つのコーナーしか検出されていないが56個のSCPがそれを補って、元の曲線を忠実に表現している。これらの例における元の図形の点の数、検出されたコーナーの数、SCPの数、データの圧縮率はそれぞれ円については92, 8, 16, 0.26, 円弧と直線の組合せは232, 2, 56, 0.25である。

#### (4) 結論

Bスプライン関数を用いて強力なコーナー検出法と曲線表現法を考案した。この方法は、繰り返しを用いることなく同時にコーナー検出とBスプラインによる表現を行うことができる。曲線表現法を用いると検出したコーナーと補助点によって元のデータを圧縮して記憶することができ、次のステップである特徴マッチング等に有効に利用することができよう。

### 第3章 動画像からの3次元情報抽出

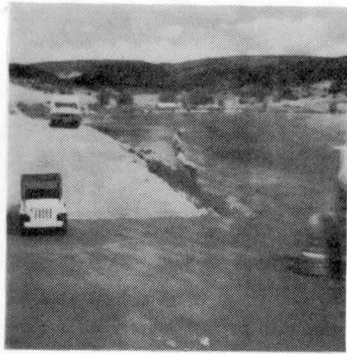
#### 3.1 概説

カメラで捕らえた2次元の画像から3次元の情報を復元する問題は、コンピュータ・ビジョンの中でも中心的问题である。古くから試みられてきたのは人間の目との類似から2つのカメラを水平に配置し、2枚の画像より三角測量の原理に基づいて距離情報を導き出すいわゆるステレオ視の手法であった[1]。ステレオ視では2枚の画像間の対応(マッピング)が中心の課題であり、多くの研究がなされてきた。そこでは前章で述べたロー・レベルビジョンのエッジ検出が後処理に大きな影響を及ぼした。

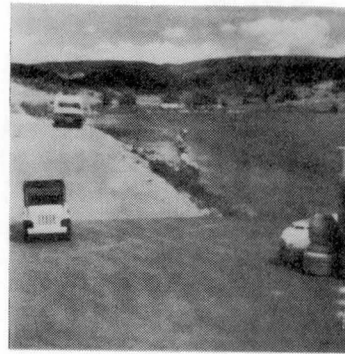
一方、2枚の画像ではなく1枚の画像から距離情報や物体の形状を理解するいわゆる単眼視の問題も取り扱われているが、まだ初歩的である。単眼視の問題のうちでも動画像を取り扱う問題(Shape from Motion)はステレオ視との類似から、よく研究されている方である。近年剛体の動きのパラメータを求める研究が多く行われている。このうち初期の研究は特別な仮定を設定していたが、それは一定の軸のまわりの回転[2][3][4]、正射影[5]、平行移動のみを扱う[6][7]などである。たいていの場合は、非線形方程式に帰着するのであるが、最近 Tsai, Huang [8] と Longuet-Higgins [9] は独立に、線形方程式を導くことに成功した。動画像よりの形状認識の問題においても、ステレオ視と同様に主として3つのプロセスを経る。その一般的なプロセスは次の3つのステップからなっていると思われる。

- (1) 特徴点抽出
- (2) 特徴点のフレーム間の対応づけ
- (3) 動きのパラメータ抽出(及び3次元情報を得る)

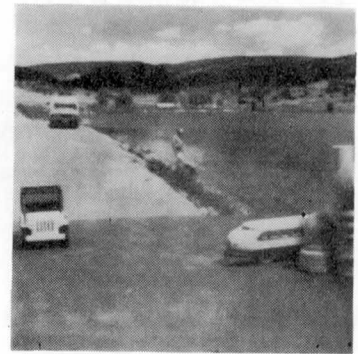
オプティカルフローを求める場合は、(1)と(2)を同時に行なうと解釈すればよい。また画像に2つ以上の剛体を含んでいる場合はそれらを分離する必要がある。本研究においては前章で(1)について論じたが、本章では(3)を取り扱い、単一の剛体の動きの



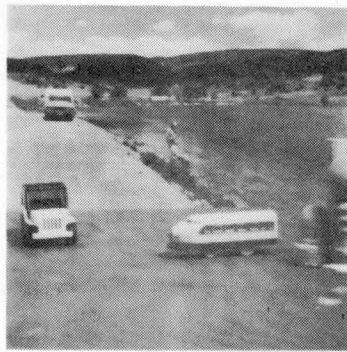
(a)



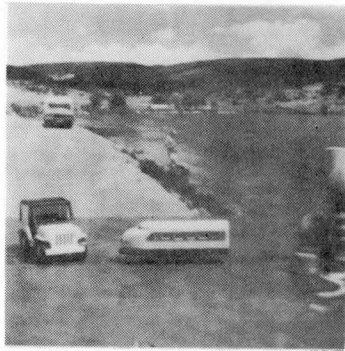
(b)



(c)



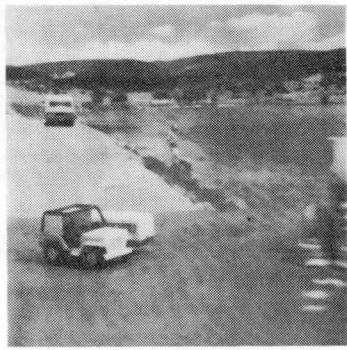
(d)



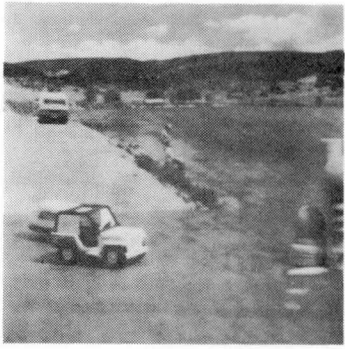
(e)



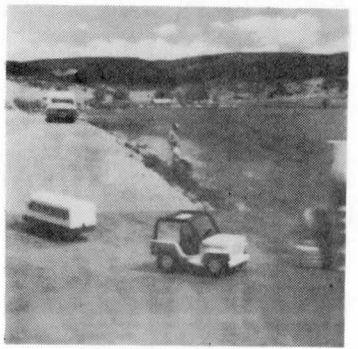
(f)



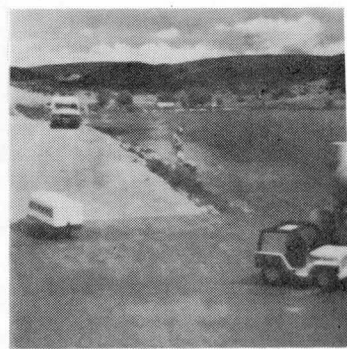
(g)



(h)



(i)



(j)

第 3-1図 連続した10枚の画像 (a) ~ (j)



パラメータ抽出を考える。しかも実際の画像に適用できる方法を追求するが、この種の方法は今まであまり報告されていない。Dreschler と Nagel [10] は画像面上の動きしか求めていないし、Roach と Aggarwal [11] はTV画像を用いているが、結果を示していない。また Fang と Huang [12] は単位画素以下の精度を用いて特徴点を求めているが、結果はそれ程正確ではない。

実画像に応用し得る観点からみると、入力ノイズや量子化の誤差、あるいは特徴点抽出に伴う誤差等、すべての誤差を吸収してかつ安定な解を得られるものでなければならない。

### 3. 2 線形法による動画からの3次元情報の復元

#### (1) 動きのパラメータ抽出

Tsai と Huang [8] は線形方程式を解くことで一意的に動きのパラメータを抽出することを報告している。本節では実際の画像から得たデータを元にして、彼らの手法を評価・改良する。彼らの手法はノイズに弱いという欠点を持っているが、ここでは特徴点の対応を注意深く選択することでどれだけ良い結果が得られるかをみた。

特徴点抽出には前章の応用や Nevatia-Babu の線形特徴抽出法も利用した。フレーム間のマッチングは Medioni [13] の線形特徴抽出法を用いたマッチング法も考慮したが主としてマニュアル（人の目）でマッチングをとった。

ここで簡単に線形特徴抽出法による手順を述べる。ここでは始めに白黒のカメラにより10枚の連続した画像を撮影した。これは第3-1図(a)~(j)に示すように写真の背景とおもちゃの車と電車を1駒ごとに手で動かして撮影したものである。各画像は $512 \times 512$ 画素で各画素8ビットで量子化した。最初に動きの部分を検出しゼロクロス法によりエッジを検出し、次に細線化した後 Nevatia-Babu 線形法で線分を得た。線分どうしの対応や点どうしの対応はマニュアルで求めた。

Z軸つまり深さ方向の情報は動きのパラメータから容易に得られる。

Tsai と Huang [8] は剛体の動きのパラメータとしてよく知られている、原点を通る軸（方向ベクトル  $(n_1, n_2, n_3)$ ）のまわりに角度  $\theta$  の回転と、平行移動ベクトル  $(T_x, T_y, T_z)$  で表現した。

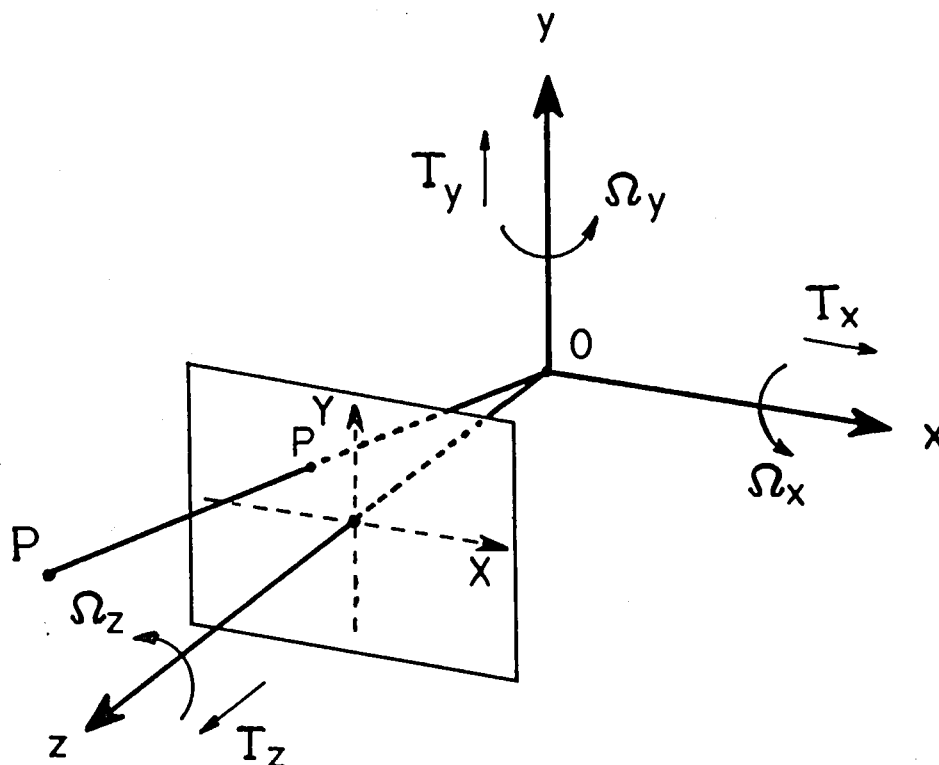
$$(x' \ y' \ z')^T = R (x \ y \ z)^T + T \quad \dots\dots(3-1a)$$

ただし

$$R = \begin{bmatrix} n_1^2 + (1-n_1^2)\cos\theta, & n_1 \cdot n_2(1-\cos\theta) - n_3 \sin\theta, & n_1 \cdot n_3(1-\cos\theta) + n_2 \sin\theta \\ n_1 \cdot n_2(1-\cos\theta) + n_3 \sin\theta, & n_2^2 + (1-n_2^2)\cos\theta, & n_2 \cdot n_3(1-\cos\theta) - n_1 \sin\theta \\ n_1 \cdot n_3(1-\cos\theta) - n_2 \sin\theta, & n_2 \cdot n_3(1-\cos\theta) + n_1 \sin\theta, & n_3^2 + (1-n_3^2)\cos\theta \end{bmatrix}$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} r_1 & r_2 & r_3 \\ r_4 & r_5 & r_6 \\ r_7 & r_8 & r_9 \end{bmatrix} \quad \dots\dots(3-1b)$$

ここで  $(x, y, z)$  は動きの前の点 P の 3次元空間座標系の座標,  $(x' y' z')$  は動きの後の点 P' の物体空間座標系の座標, R は式 (3-1b) のようにその要素が  $\theta$ ,  $n_1, n_2, n_3$ , で表される  $3 \times 3$  の直交行列,  $T = (T_x, T_y, T_z)^T$  である. ただし  $( )^T$  は転置行列を示す (第 3-2 図参照)



第 3-2図 3次元空間座標とカメラの座標

行列 R の 9 つの要素  $r_1 \sim r_9$  を求めることができれば、回転角  $\theta$  と  $n_1, n_2, n_3$  を一意的に求めることができる。この理由は Tasi と Huang の論文 [8] よりロボットを扱った文献 [14] に詳しく述べられている。

式 (3-1a) を用いて動き前後の点 P のカメラで撮影した画像平面座標の式を得るが、画像面座標と 3 次元空間座標の関係は、

$$X = f x / z, \quad X' = f x' / z' \quad \dots\dots (3-2a)$$

$$Y = f y / z, \quad Y' = f y' / z' \quad \dots\dots (3-2b)$$

ここでは、 $f$  はカメラの焦点距離、大文字  $X, Y$  は画像面座標系の点 P の座標である。これらの関係式より次式が求められる。

$$z = \frac{T_x - T_z X' / f}{X' (r_7 X / f + r_8 Y / f + r_9) / f - (r_1 X / f + r_2 Y / f + r_3)} \quad \dots\dots (3-3a)$$

$$z = \frac{T_y - T_z Y' / f}{Y' (r_7 X / f + r_8 Y / f + r_9) / f - (r_4 X / f + r_5 Y / f + r_6)} \quad \dots\dots (3-3b)$$

上式の右辺どうしを等置して

$$[X' \ Y' \ f] E [X \ Y \ f]^T = 0 \quad \dots\dots (3-4)$$

ここで、行列 E の各要素は  $r_1$  から  $r_9$  と  $T_x, T_y, T_z$  の線形式からなっている。この行列 E は基本行列と呼ばれ、画像面座標系の 8 つの対応点から決定できる。行列 E は、

$$E = \begin{bmatrix} T_z \cdot r_4 - T_y \cdot r_7, & T_z \cdot r_5 - T_y \cdot r_8, & T_z \cdot r_6 - T_y \cdot r_9 \\ T_x \cdot r_7 - T_z \cdot r_1, & T_x \cdot r_8 - T_z \cdot r_2, & T_x \cdot r_9 - T_z \cdot r_3 \\ T_y \cdot r_1 - T_x \cdot r_4, & T_y \cdot r_2 - T_x \cdot r_5, & T_y \cdot r_3 - T_x \cdot r_6 \end{bmatrix}$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} e_1 & e_2 & e_3 \\ e_4 & e_5 & e_6 \\ e_7 & e_8 & e_9 \end{bmatrix} \quad \dots\dots (3-5)$$

もし行列Eの各要素の値がわかったならば、動きのパラメータ  $r_1 \sim r_9$  及び  $T_x, T_y, T_z$  は非線形方程式を解くことなく行列EのSVD (Singular Value Decomposition) を求めることにより、計算できる。

TsaiとHuang [8] は少なくとも一方向には平行移動すると仮定した、すなわち  $T_x, T_y, T_z$  のうち少なくとも1つは0でないと仮定した。これは式(3-5)からも明らかである。この仮定よりここで述べる方法は平行移動が存在する場合にのみ適用できる。さらに別の制限は回転移動が必ず存在するというものである。それは行列Eの要素  $e_9$  を1と置くところから来ているが、回転移動がない場合行列Rの非対角要素は0であり  $e_9 = T_y \cdot r_3 - T_x \cdot r_6$  であるから  $e_9$  は0でなければならない。しかしこの制限は  $e_9$  の代わりに  $e_8$  を1と置くことにより撤廃可能である。なぜなら  $e_8 = T_y \cdot r_2 - T_x \cdot r_5$  であるから行列Rの対角要素  $r_5$  を含んでいるから、回転移動がなくても0でない。この要素  $r_5$  は回転移動がない場合には1とすることができる。

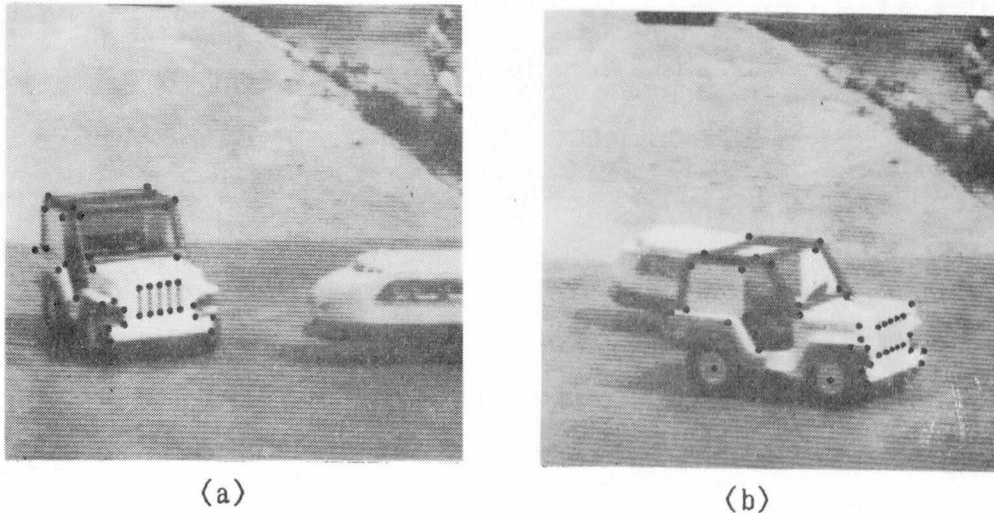
このように、8つの対応点から行列Eを求める線形方程式を次のように変更すべきである。

$$\begin{bmatrix}
 X_1'X_1 & X_1'Y_1 & X_1'f & Y_1'X_1 & Y_1'Y_1 & Y_1'f & X_1f & f \\
 X_2'X_2 & X_2'Y_2 & X_2'f & Y_2'X_2 & Y_2'Y_2 & Y_2'f & X_2f & f \\
 X_3'X_3 & X_3'Y_3 & X_3'f & Y_3'X_3 & Y_3'Y_3 & Y_3'f & X_3f & f \\
 X_4'X_4 & X_4'Y_4 & X_4'f & Y_4'X_4 & Y_4'Y_4 & Y_4'f & X_4f & f \\
 X_5'X_5 & X_5'Y_5 & X_5'f & Y_5'X_5 & Y_5'Y_5 & Y_5'f & X_5f & f \\
 X_6'X_6 & X_6'Y_6 & X_6'f & Y_6'X_6 & Y_6'Y_6 & Y_6'f & X_6f & f \\
 X_7'X_7 & X_7'Y_7 & X_7'f & Y_7'X_7 & Y_7'Y_7 & Y_7'f & X_7f & f \\
 X_8'X_8 & X_8'Y_8 & X_8'f & Y_8'X_8 & Y_8'Y_8 & Y_8'f & X_8f & f
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 e_1 \\
 e_2 \\
 e_3 \\
 e_4 \\
 e_5 \\
 e_6 \\
 e_7 \\
 e_9
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 -Y_1f \\
 -Y_2f \\
 -Y_3f \\
 -Y_4f \\
 -Y_5f \\
 -Y_6f \\
 -Y_7f \\
 -Y_8f
 \end{bmatrix}
 \quad \dots\dots (3-6)$$

このように、右辺はTsaiとHuang [8] のように-1ではなく  $-Y_m$  ( $m: 1 \sim 8$ ) となっている。

(2) 結果

TsaiとHuangの論文[8]に述べてあるように2枚の画像より8点以上の対応点が求められた場合には、上式を最小二乗法を用いて解くことができる。ここでは撮影した10枚の連続画像より第5番目と第8番目を主として利用するが、この2枚は回転運動と平行移動の両方を含む典型的なものである。ここではマッチングの誤差を取り除くため、画像処理端末のトラック・ボールを利用してマニュアルで対応点を選択した。さらに簡単のために



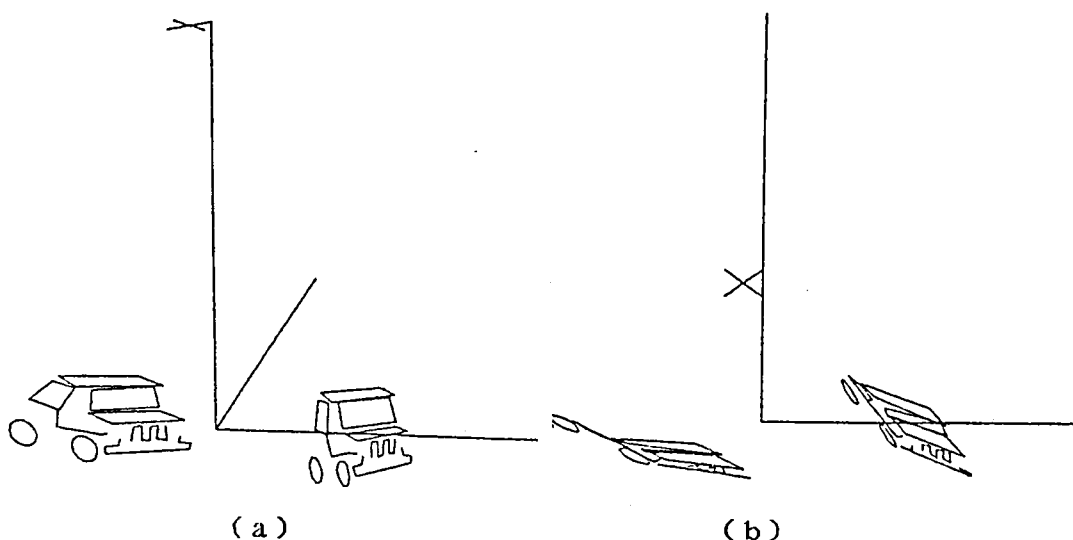
第 3-3図 2つの画像間の対応点

車と電車の両方から対応点を選択しないで、車のみから対応点を選択した。その結果第3-3図(a), (b)に示すように41個の対応点を選択できた。この図では全体画像の中から256 X 256画素の部分画像を選択表示し、41の対応点は黒点で表示している。またこの41の対応点は第3-1表にまとめている。第3-3図に示した画像は元の全体画像の192行1列を原点とし、計算プログラムに実際に入力したデータはこの原点に従って移動している。

X	Y	X'	Y'	X	Y	X'	Y'	X	Y	X'	Y'
89	89	105	125	157	123	163	217	122	33	145	89
103	45	121	130	171	69	183	189	154	106	161	206
99	98	111	159	162	75	172	189	140	100	148	203
127	56	141	151	122	33	144	83	155	95	163	201
125	104	136	176	146	48	165	129	141	89	150	197
140	70	151	186	150	69	162	186	156	84	166	194
100	33	121	91	166	58	180	169	157	115	164	212
130	43	148	121	94	34	115	98	164	123	171	218
139	106	147	206	96	103	107	162	164	67	175	186
154	100	162	203	104	51	119	137	155	75	165	189
141	95	149	200	121	104	132	172	130	42	148	116
156	90	165	198	130	58	145	152	151	63	162	183
142	83	151	194	133	118	139	212	153	36	175	105
150	114	155	210	104	42	121	120				

第 3-1表 2つの画像間の対応点一覧表

TsaiとHuangの線形動きパラメータ抽出法[8]のプログラム化に当っては、ここで述べた改良を考慮した上に、最小二乗法はIMSLライブラリーのLLBQFとEISPACKのSVDサブルーチンを利用した。さらに、焦点距離は256画素と仮定し、実際のプログラムはSAIL言語で記述されている。



第3-4図 動きのパラメータから復元した車(ノイズのない場合)  
 (a) 斜め前方から見た図 (b) X軸(垂直)より20°前方から見た図

線形動きパラメータ抽出法の有効性を確認するために得られた結果を3次元表示した。第3-4図に示した結果は41点にそれぞれ線分や円等の属性をまえて指定して表示している。この図では二つの車がそれぞれ5番目と8番目の画像を示している。とくに第3-4図(b)ではx軸より20度傾いた方向から車を見たものであり、深さ方向の情報をよく表現している。これらの図より、車の形状はかなり変形しているが2つの画像から一応3次元情報を復元していることがわかる。

得られた動きのパラメータは、

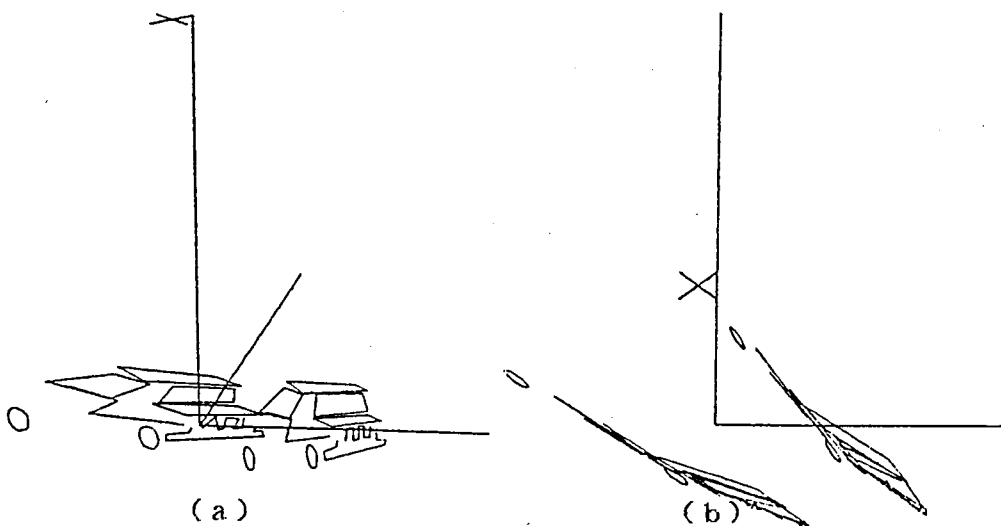
$$\text{平行移動 } T_x = 3.06, \quad T_y = 0.953, \quad T_z = 1.0$$

$$\text{回転移動 } \theta = 35.1^\circ, \quad \alpha = 145, \quad \beta = 124, \quad \gamma = 99.3$$

(ただし  $\alpha, \beta, \gamma$  は  $n_1 = \cos \alpha, n_2 = \cos \beta, n_3 = \cos \gamma$  を満たす)

次にノイズに対する感度をみるためそれぞれの対応点に対して人工のノイズを付加して確認した。このノイズの振幅は座標の何割と規定しないで、数画素というように規定した。これは実際に対応点を選択する場合に予想される誤差をよく表していると考えられるからである。このようにして人工的にノイズを付加して試した結果、3画素のノイズは大き過ぎることがわかった。3画素の場合には深さ情報として意味のある正値を得られなかった。第3-5図には2画素の場合の結果を示すが、2画素が形状復元の限界であることがわかった。しかし、2画素は±1画素を意味するので、対応点をマニュアルで選択しても、また自動的に選択しても起こり得る誤差である。

すなわち、線形動きパラメータ抽出法を実画像に応用するのは難しいといえる。



第 3-5図 動きのパラメータから復元した車（2画素のノイズがある場合）  
（a）斜め前方から見た図 （b）X軸（垂直）より20°前方から見た図

### （3）結論

線形法を実際に確認するため実画像を用いて動きのパラメータと奥行情報を抽出した。この方法是对応点を選択する際起こり得る誤差やノイズに対し敏感であることがわかった。ここで示した例では対応点はマニュアルで選択したが、自動抽出の場合よりは正確な位置を検出できたはずである。それにもかかわらず、マニュアル検出の対応点の場合には不正確な結果となった。本来の目的は連続画像から深さ情報を自動的に検出することにあるので、線形法はこの意味では適当でないことがわかった。

### 3. 3 正則化法 (Regularization) による動きのパラメータ抽出

#### (1) はじめに

前節でみたように, Tsaiら [8] の方法は計算は容易だが実用的でない. それは彼らも認めている所で, 入力データの誤差が1%あるとパラメータの値が60%変化するという. 一方 Bruss と Horn [15] は実測した画面上の動きと計算した動きの差を最小にするために, 最小二乗法を使っている. この方法は計算が複雑であるが, よりノイズに対して強いことがわかっている. 同様にしてAdiv [16] は平行移動の各パラメータを求めるために最小二乗誤差関数を導入し, 各パラメータに対して線形方程式を解き回転パラメータを求めている. ここでは, 動きのパラメータを求める問題を「明白でない逆問題」と考え, 正則化項を誤差関数に導入した. 正則化法は20年前よりソ連の数学者 [17] [18] らによって発展させられ, 最近Poggio [19] が画像への対応を提案したものである.

#### (2) 正則化法

実際的な問題の多くは明白な解のない問題である. ここで「明白な解が存在する問題」とは定義により,

1. 解が存在する
2. 解が一つしか存在しない
3. 解と入力データの対応が連続である

定義より明かに, 動きのパラメータ抽出は「明白な解の存在しない問題」である. なぜならノイズに対して強い解をもたないので, 3が保証されないからである. またこれは逆問題であり, たいていの逆問題は明白な解をもたない.

正則化法はこれらの問題に対処するために, 解の存在領域に一定の制限を設けて解決しようとする方法である.

一般に逆問題に対する解決手段は次のようになる. まず入力を $y$ とすると, いま $Az = y$ を満足する解 $z$ を求めようとしている. そのためには, ノルム $\|\cdot\|$ を定義し, さらに安定化関数 $Pz$ を導入する. ここで問題は,  $\|Az - y\|^2 + \lambda \|Pz\|^2$ を最小にする関数 $Pz$ を求めることに帰着する. 第一項は入力データと解の距離を表現し, 第二項は正則化の度合いを示



していることになる。すなわちここで新たに $\lambda$ を導入し両項の割合を制御することになる。

動きのパラメータを求める問題においては、平行移動と回転の各パラメータが入力の変化に対して滑らかであってほしい。そこで最も簡単な関数は

$$\|Pz\|^2 = \lambda_1 \Omega_x^2 + \lambda_2 \Omega_y^2 + \lambda_3 \Omega_z^2 + \mu_1 T_x^2 + \mu_2 T_y^2 + \mu_3 T_z^2$$

と考えられる。

しかし平行移動の各パラメータは互いの比のみしか得られないので、これらを正則化項に導入することは困難である。さらに簡単のために $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3$ とおくと、すなわち、

$$Pz = \sqrt{\Omega_x^2 + \Omega_y^2 + \Omega_z^2}$$

となる。これはベクトル $\Omega$ の長さに正則化を導入していることになる。直観的な説明を加えるところなる。今仮定の一つは $\sin\alpha \approx \alpha$ とおける程度に回転角は小さいということであるが、今までの解法ではこの仮定をチェックしていない。そこで正則化項を含む関数は、ベクトル $\Omega$ を最小にするという条件の元で最小誤差を与える解を求める問題と解釈される。安定化項はこの拘束条件を表わす Lagrange の乗数項といえる。

### (3) 誤差関数

3次元空間にある剛体の動きに関する基本式は前節でも述べたように、

$$(x' \ y' \ z')^T = R (x \ y \ z)^T + T \quad \dots\dots (3-7)$$

ここで $(x, y, z)$ は剛体上の点Pの動き前の3次元空間座標で、 $(x', y', z')$ は点Pの動き後の空間座標でこれを点P'とし、またRは3X3の正則行列でその各要素は回転角 $\theta$ と回転軸の方向ベクトル $(n_1, n_2, n_3)$ で表される。Tは平行移動のベクトルで、 $T = (T_x, T_y, T_z)^T$ である。(ただし $( )^T$ は転置行列を示す)

ここで回転角 $\theta$ が小さいと仮定すると、行列Rは、

$$R = \begin{bmatrix} 1 & -\Omega_z & \Omega_y \\ \Omega_z & 1 & -\Omega_x \\ -\Omega_y & \Omega_x & 1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots(3-8)$$

で表される。  $\Omega_x$  ,  $\Omega_y$  ,  $\Omega_z$  はそれぞれ  $x$  ,  $y$  ,  $z$  軸のまわりの回転角を示し、図3-2のようになる。

空間座標  $(x, y, z)$  と画像面座標  $(X, Y)$  の関係はよく知られているように、

$$X = f x / z, \quad X' = f x' / z' \quad \dots\dots(3-9a)$$

$$Y = f y / z, \quad Y' = f y' / z' \quad \dots\dots(3-9b)$$

ここで  $f$  はカメラの焦点距離を、  $(X, Y)$  ,  $(X', Y')$  は動き前後の画面上の点  $P$  及び  $P'$  を示す。

いま連続する2画面間の画像上の点の移動ベクトル  $(X' - X, Y' - Y)$  を  $(\alpha, \beta)$  と置き換え、式(3-7) から (3-9)を用いて  $R$  ,  $T$  及び  $z$  の関数として次のように表現する。

$$\alpha = \frac{-\Omega_x XY + \Omega_y (f^2 + X^2) - \Omega_z f Y + (T_x f - T_z X) f / z}{f + \Omega_x Y - \Omega_y X + T_z f / z} \quad \dots\dots(3-10a)$$

$$\beta = \frac{-\Omega_x (f^2 + Y^2) + \Omega_y XY + \Omega_z f X + (T_y f - T_z Y) f / z}{f + \Omega_x Y - \Omega_y X + T_z f / z} \quad \dots\dots(3-10b)$$

さらに式を書き換えると (何らの仮定もせずに)

$$\alpha = \Omega_x \frac{X' Y}{f} + \Omega_y \left( f + \frac{X X'}{f} \right) - \Omega_z Y + \frac{T_x f - T_z X'}{z} \quad \dots\dots(3-11a)$$

$$\beta = -\Omega_x \left( f + \frac{Y Y'}{f} \right) + \Omega_y \frac{X Y'}{f} + \Omega_z X + \frac{T_y f - T_z Y'}{z} \quad \dots\dots (3-11b)$$

さらに次のように置き換える。

$$\alpha_R = -\Omega_x \frac{X' Y}{f} + \Omega_y \left( f + \frac{X X'}{f} \right) - \Omega_z Y \quad \dots\dots (3-12a)$$

$$\alpha_T = \frac{T_x f - T_z X'}{z} \quad \dots\dots (3-12b)$$

$$\beta_R = -\Omega_x \left( f + \frac{Y Y'}{f} \right) + \Omega_y \frac{X Y'}{f} + \Omega_z X \quad \dots\dots (3-12c)$$

$$\beta_T = \frac{T_y f - T_z Y'}{z} \quad \dots\dots (3-12d)$$

これは動きを独立な2つの要素，回転と平行移動に分割したもので，

$$\alpha = \alpha_R + \alpha_T \quad \dots\dots (3-13a)$$

$$\beta = \beta_R + \beta_T \quad \dots\dots (3-13b)$$

と表される。問題は観測した画面上の各点の移動ベクトル ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) から動きのパラメータ  $\Omega_x$ ,  $\Omega_y$ ,  $\Omega_z$  及び  $T$  を求めることである。

すでに説明したように，最小にすべき誤差関数として，観測した移動ベクトルと計算した値との最小二乗誤差及び正則化項の両方を含むものを選んだ。すなわち，

$$\sum_{i=1}^n [ (\alpha_i - \alpha_{Ri} - \beta_{Ti})^2 + (\beta_i - \beta_{Ri} - \beta_{Ti})^2 ] + \lambda (\Omega_x^2 + \Omega_y^2 + \Omega_z^2) \quad \dots\dots (3-14)$$

ここで  $\alpha_i, \beta_i$  は  $i$  番目の点の移動ベクトルに対応し、 $n$  個の点について評価する。平行移動のベクトル  $T$  と各点の深さ方向の値  $Z_i$  に関してはそれらの絶対値を求めることは一般に困難である。そこでベクトル  $T$  が 0 でない値  $r$  をその長さとして持つと仮定し、平行移動単位ベクトル  $U$  と各点の相対奥行値  $d_i$  を導入する。

$$(U_x, U_y, U_z) = \frac{(T_x, T_y, T_z)}{r} \quad \dots\dots (3-15)$$

$$d_i = \frac{r}{z_i} \quad i = 1, \dots, n$$

これらを用いて式 (3-14) を書き直すと、

$$\sum_{i=1}^n [ (\alpha_i - \alpha_{R_i} - \alpha_{U_i} d_i)^2 + (\beta_i - \beta_{R_i} - \beta_{U_i} d_i)^2 ] + \lambda (\Omega_x^2 + \Omega_y^2 + \Omega_z^2) \quad \dots\dots (3-16)$$

ここで、

$$\alpha_{U_i} = U_x f - U_z X_i = \alpha_{T_i} / d_i \quad \dots\dots (3-17a)$$

$$\beta_{U_i} = U_y f - U_z Y_i = \beta_{T_i} / d_i \quad \dots\dots (3-17b)$$

このようにして問題は回転角  $\Omega_x, \Omega_y, \Omega_z$  と平行移動単位ベクトル  $U$  及び各点の相対的奥行  $d_i$  を求めることに帰結する。

つぎに式 (3-16) の  $d_i$  に関する導関数を用いて  $d_i$  を消去することを考える。導関数は、

$$2 [ -(\alpha_i - \alpha_{R_i}) \alpha_{U_i} - (\beta_i - \beta_{R_i}) \beta_{U_i} + (\alpha_{U_i}^2 + \beta_{U_i}^2) d_i ] \quad \dots\dots (3-18)$$

これを 0 と置くことによって、分母が 0 でない場合は、

$$d_i = \frac{(\alpha_i - \alpha_{Ri}) \alpha_{Ui} + (\beta_i - \beta_{Ri}) \beta_{Ui}}{\alpha_{Ui}^2 + \beta_{Ui}^2} \quad \dots\dots(3-19)$$

となる。

ここで考えなければならないのは、各点の相対的奥行  $d_i$  は正でなければならないことで、それはすべての点はカメラの前に存在するからである。Adivは同様な解法を用いているが [8]、負の値に対して  $d_i = 0$  として誤差関数を計算している。ここではむしろ、誤差関数の評価の過程で負の値が一つでも見つかった場合、即座に評価を中止しその場合の動きのパラメータは解として採用しない。そのためにはまず、すべての点に対して式 (3-19) の分子  $\delta$  を評価する必要がある。

$$\delta = (\alpha_i - \alpha_{Ri}) \alpha_{Ui} + (\beta_i - \beta_{Ri}) \beta_{Ui} \quad \dots\dots(3-20)$$

このようにして式 (3-16) の誤差関数に含まれる各点の誤差関数  $E_i$  は式 (3-19) を用いて次のように書ける。

$$E_i = \frac{[(\alpha_i - \alpha_{Ri}) \beta_{Ui} - (\beta_i - \beta_{Ri}) \alpha_{Ui}]^2}{\alpha_{Ui}^2 + \beta_{Ui}^2} \quad \text{if } \delta_i > 0 \quad \dots\dots(3-21)$$

最小にすべき誤差関数  $E(U, \Omega)$  は動きのパラメータだけの関数として次のように書き直せる。

$$E(U, \Omega) = \sum_{i=1}^n E_i + \lambda (\Omega_x^2 + \Omega_y^2 + \Omega_z^2) \quad \dots\dots(3-22)$$

この関数はすべての  $\delta_i$  が正である時のみ定義される。

さてこの誤差関数を最小にする動きのパラメータを求めるのであるが、すべての可能性

のあるパラメータの値についてそれぞれ誤差関数の値を求める方法をとる。幸い平行移動単位ベクトルを採用しているので、半径が1の球面上を捜すだけでよいが、式(3-22)は球面上の点に対して同じ値をとるので、半球面上を検索すると同時に条件式(3-20)を両方の点に対して確認するだけでよいことになる。

半球面上の点を与えられると、 $\Omega_x$ 、 $\Omega_y$ 、 $\Omega_z$ のそれぞれに関して、誤差関数の偏微分をとることによってそれらに関する3つの線形方程式が導かれる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial E(U, \Omega)}{\partial \Omega_x} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial E_i}{\partial \Omega_x} + 2\lambda \Omega_x = 0 \quad \dots\dots(3-23a) \\ \frac{\partial E(U, \Omega)}{\partial \Omega_y} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial E_i}{\partial \Omega_y} + 2\lambda \Omega_y = 0 \quad \dots\dots(3-23b) \\ \frac{\partial E(U, \Omega)}{\partial \Omega_z} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial E_i}{\partial \Omega_z} + 2\lambda \Omega_z = 0 \quad \dots\dots(3-23c) \end{array} \right.$$

これらの3つの線形方程式より、3つの回転角 $\Omega_x$ 、 $\Omega_y$ 、 $\Omega_z$ が求められる。これらの3つの回転角を用いて、半球面上の点における誤差関数Eの値を求められる。

いま単位平行移動ベクトルを表す半球面上の各点を検索しているが、単位平行移動ベクトル $U = (U_x, U_y, U_z)$ を別の2つの変数 $\theta$ と $\phi$ を用いて、次のようにパラメータを表示すると、

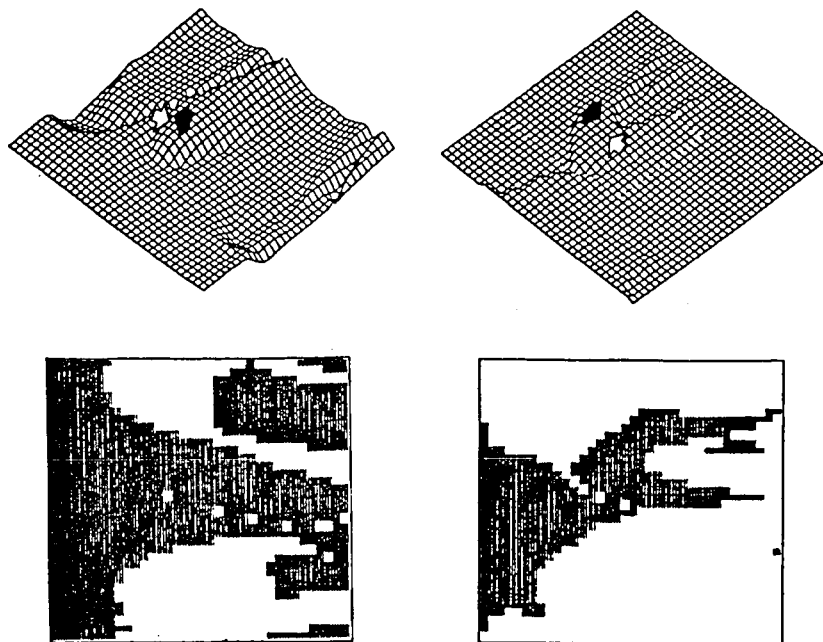
$$\begin{aligned} U_x &= \sin \phi \cos \theta \\ U_y &= \sin \phi \sin \theta \\ U_z &= \cos \phi \end{aligned} \quad \dots\dots(3-24)$$

ここでx-y直交座標系を採用しx軸は $\theta$ をy軸は $\phi$ を示すものとし、次のような二段階の検索を行う。

- (1) 粗い検索 まず最初に $\theta - \phi$ 座標を $\theta$ 軸に沿って $10^\circ$ 、 $\phi$ 軸に沿って $2.5^\circ$ のステップに相当する $36 \times 36$ のアレイに量子化する。それぞれの区画について誤

差関数  $E$  を計算しすべての  $\delta_i$  が同じ符号を有しているかどうか調べる。

- (2) 細かい検索 次に(1)で求めた最小値をとる区画において両軸に沿って  $1^\circ$  ごとに検索を実行する。



第 3-6図 許容できる解の範囲 (DATA1 の場合)

第 3 - 6 図に次の節で説明する一例の誤差関数と上に示した粗い検索の結果を図示した。同図の下に条件 (3-20) を満たす領域を黒の領域で示した。また第 3 - 2 表にこの例に用いたデータを示した。

DATA 1				DATA 2			
X	Y	X'	Y'	X	Y	X'	Y'
105.93103	134.62069	105.90232	134.81389	282.59740	182.85714	254.67586	159.33669
43.885714	31.085714	47.011562	29.724764	147.12644	147.12644	138.37011	131.87700
64.000000	32.000000	67.308629	31.188298	213.33333	160.00000	197.86486	142.72794
96.711111	83.911111	98.593292	84.272936	170.66667	128.00000	160.86754	115.82953
72.691358	39.506173	75.999496	39.107629	287.75194	193.48837	254.82132	166.03269
142.68852	120.86557	144.44030	123.29996	175.30435	158.60870	165.65087	143.31827
115.00000	120.00000	116.02441	121.13126	169.67442	145.86047	160.09682	131.74318
252.12121	51.070707	267.21567	58.365201	139.63636	133.81818	133.24560	121.68285
Focal Length = 128				Focal Length = 128			
$\Omega_x = 1.4^\circ \quad \Omega_y = 1.5^\circ \quad \Omega_z = 1.6^\circ$				$\Omega_x = 1.0^\circ \quad \Omega_y = 0^\circ \quad \Omega_z = -1.0^\circ$			
$U_x = U_y = -U_z$				$U_x = U_y = U_z/2$			

第 3-2表 2つの生成画像 (DATA1, DATA2)における対応点一覧

#### (4) 8個の対応点を得られている場合

この項では人工的に生成した画像を元にして前項で述べた正則化項を含む誤差関数を評価する。使用したデータは、3次元空間座標における点の位置、動きのパラメータ（平行移動ベクトルと回転角）及びカメラの焦点距離を与えることによって求めた画像面上の対応点の集合である。これらの座標値は実数で求めたが、整数として扱ったり有効数字を制限することによって量子化誤差を評価できる。

第3-2表に本研究に使用した2種類の8組の対応点のデータを、生成に用いた動きのパラメータと共に示す。これらデータは8個の点の3次元空間座標をランダムに与えて作製したもので特に具体的な物体の動きを想定していない。誤差関数を分かり易く表示するため誤差関数 $E$ の代わりに $-E$ を図示している。そのため図上では最小値を検索する代わりに最大値を検索することになる。以下のすべての誤差関数の図では白矢で正解値（入力値）を、黒矢で計算値（図上で最大値）を示している。

最初のデータ（DATA1）の計算結果を第3-7図に示す。正解値は $\theta = 255^\circ$ 、 $\phi = 55^\circ$ で第3-7図 Real Input には $\lambda$ を0から1.0まで変化させた時の誤差関数のようすを示し、正則化項が誤差関数をなめらかにしていることがわかる。本図に用いたデータはすべて実数でノイズのない場合を想定している。第3-3表には $\lambda = 0, 0.1, 0.5$ の場合と共に、TsaiとHuangの線形法による結果も示している。この線形法では $U_z$ は常に1.0としているので、 $U$ の代わりに $-U$ を求めていることになる。実数入力の場合どの結果も誤差は小さく回転パラメータで0~5%で平行移動パラメータで0~20%である。

次にノイズの影響をみるために同じデータを整数に四捨五入して用いた結果を示す。これは平均0.5%の誤差に相当し、最大でも1.5%未満であり、実際の画像を画素単位で扱った場合を想定している。このような少量のノイズでも誤差関数は乱れ、間違っただけのパラメータを示す「山」がいくつか見られる。第3-7図 Integer Input に $\lambda$ を0から10.0まで変化させた時の誤差関数を図示する。正則化項を含まない誤差関数（ $\lambda = 0$ ）の場合、計算値は正解より遠く離れて間違っただけの「山」の頂きをさしている。しかし $\lambda$ が増すにつれて正則化項の効果が現れ、間違っただけの「山」は低くなるとともに正解値に近づいている。第3-3表に結果を数値でまとめている。この表から整数入力の場合には $\lambda$ を増す程誤差は減少することがわかる。また回転パラメータは線形法でよく求められているが平行移動パラメータは正則化法がよいことがわかる。



Real Input

Method	linear	Error	$\lambda=0.0$	Error	$\lambda=0.1$	Error	$\lambda=0.5$	Error
$\Omega_x(^{\circ})$	1.37	-0.03	1.40	0.00	1.41	0.01	1.45	0.05
$\Omega_y(^{\circ})$	1.53	0.03	1.50	0.00	1.48	-0.02	1.43	-0.07
$\Omega_z(^{\circ})$	1.58	0.02	1.60	0.00	1.60	0.00	1.59	-0.01
$U_x$	-1.00	0.00	1.01	0.01	0.94	-0.06	0.83	-0.17
$U_y$	-1.00	0.00	1.01	0.01	0.94	-0.06	0.80	-0.20
$U_z$	1.00	-	-1.00	-	-1.00	-	-1.00	-
$\theta(^{\circ})$	-	-	225	-	225	-	224	-
$\phi(^{\circ})$	-	-	55	-	53	-	49	-

Integer Input

Method	linear	Error	$\lambda=0.0$	Error	$\lambda=5.0$	Error	$\lambda=10.0$	Error
$\Omega_x(^{\circ})$	1.24	-0.16	4.06	2.66	3.21	1.81	2.39	0.99
$\Omega_y(^{\circ})$	1.82	0.32	0.75	-0.75	0.95	-0.55	1.00	-0.50
$\Omega_z(^{\circ})$	1.61	0.01	0.06	-1.54	0.57	-1.03	1.13	-0.47
$U_x$	0.45	-1.45	0.11	-0.89	0.13	-0.87	0.26	-0.74
$U_y$	0.39	-1.39	2.04	1.04	1.88	0.88	1.21	0.21
$U_z$	1.00	-	-1.00	-	-1.00	-	-1.00	-
$\theta(^{\circ})$	-	-	267	-	266	-	258	-
$\phi(^{\circ})$	-	-	64	-	62	-	51	-

第 3-3表 得られた動きのパラメータ (DATA1)

Input Data:  $\theta=225^{\circ}$   $\phi=55^{\circ}$  ( $U_x=U_y=-U_z$ ),  $\Omega_x=1.4^{\circ}$   $\Omega_y=1.5^{\circ}$   $\Omega_z=1.6^{\circ}$

Real Input

	linear	Error	$\lambda=0.0$	Error	$\lambda=5.0$	Error
$\Omega_x(^{\circ})$	1.00	0.00	0.99	-0.01	0.87	-0.13
$\Omega_y(^{\circ})$	-0.00	0.00	-0.01	-0.01	0.20	0.20
$\Omega_z(^{\circ})$	-1.00	0.00	-1.01	-0.01	-1.00	0.00
$U_x$	0.50	0.00	0.5	0.00	0.43	-0.07
$U_y$	0.50	0.00	0.5	0.00	0.45	-0.05
$U_z$	1.0	-	1.0	-	1.0	-
$\theta(^{\circ})$	-	-	45	-	46	-
$\phi(^{\circ})$	-	-	35	-	32	-

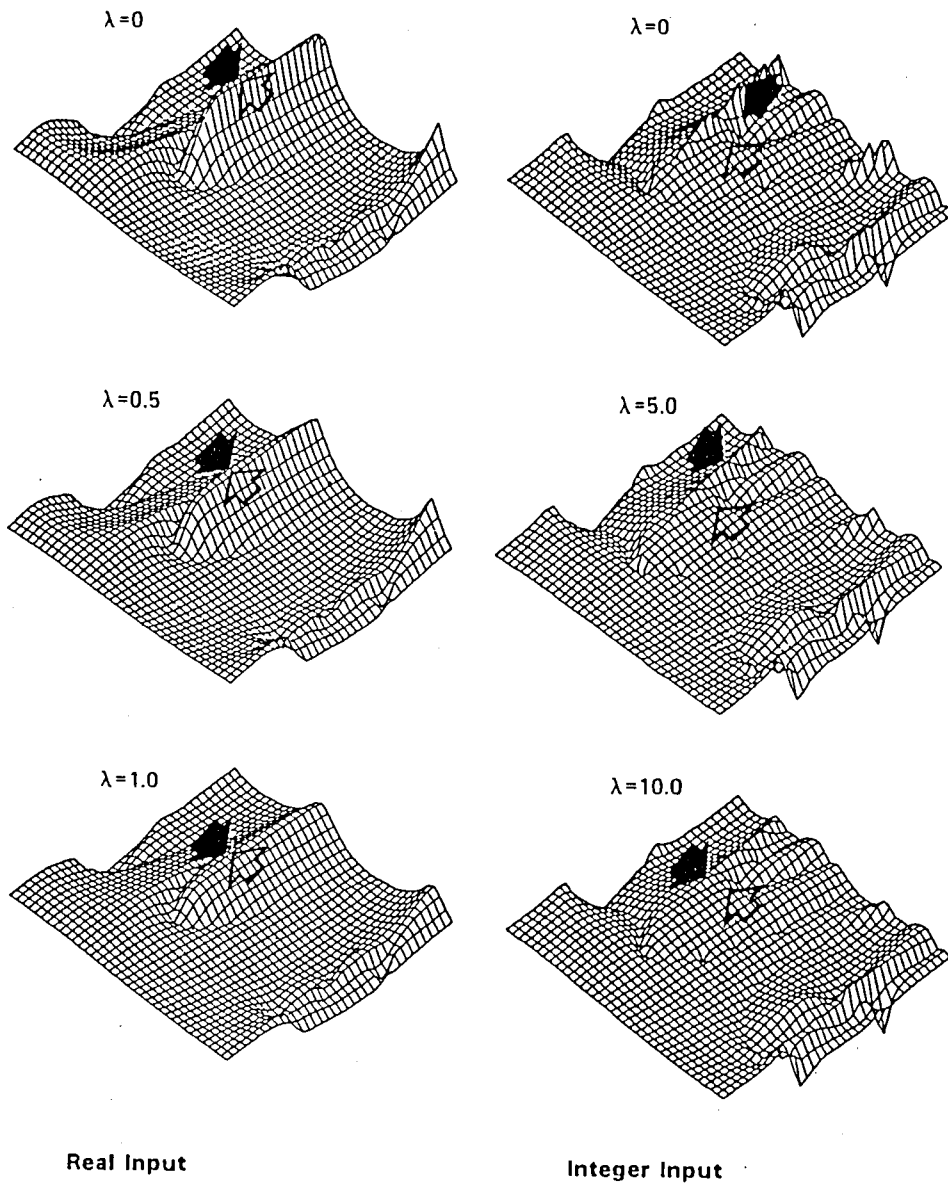
Integer Input

	linear	Error	$\lambda=0.0$	Error	$\lambda=5.0$	Error
$\Omega_x(^{\circ})$	-3.98	-4.98	-6.35	-7.35	1.19	0.19
$\Omega_y(^{\circ})$	-1.30	-1.30	20.7	20.7	-0.07	-0.07
$\Omega_z(^{\circ})$	-25.2	-24.2	-13.3	-12.3	-1.63	-0.63
$U_x$	1.19	0.69	-0.68	-1.18	0.60	0.10
$U_y$	-1.40	-1.90	0.32	-0.16	0.80	0.30
$U_z$	1.0	-	1.0	-	1.0	-
$\theta(^{\circ})$	-	-	155	-	53	-
$\phi(^{\circ})$	-	-	37	-	45	-

第 3-4表 得られた動きのパラメータ (DATA2)

Input Data:  $\theta=45^{\circ}$   $\phi=35^{\circ}$  ( $U_x=U_y=U_z/2$ ),  $\Omega_x=1.0^{\circ}$ ,  $\Omega_y=0^{\circ}$ ,  $\Omega_z=-1.0^{\circ}$

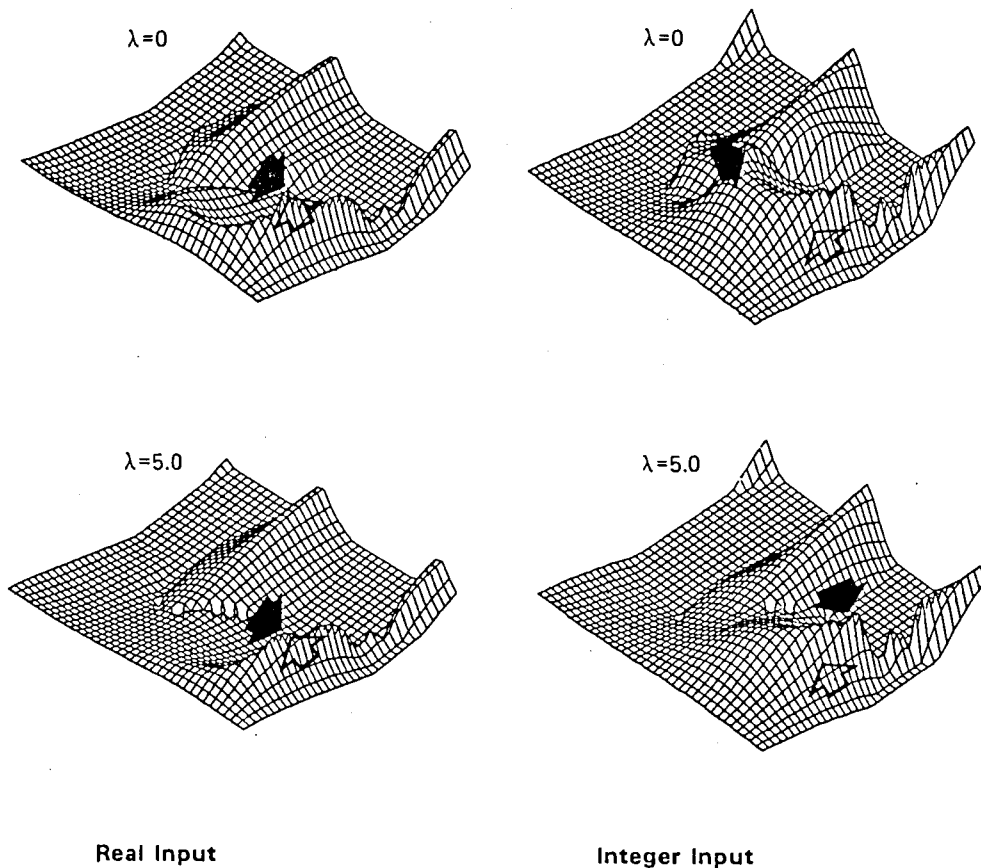
第3-2表に示す別のデータ (DATA2)を用いて同じ計算を試みた。この例では正解は  $\theta = 45^\circ$ ,  $\phi = 35^\circ$ ,  $\Omega_x = 1.0$ ,  $\Omega_y = 0$ ,  $\Omega_z = -1.0^\circ$  であるが, 有効数字をすべて含む入力で正則化項のない場合で  $\theta = 45^\circ$ ,  $\phi = 35^\circ$  ( $U_x = 0.5$ ,  $U_y = 0.5$ ,  $U_z = 1.0$ ),  $\Omega_x = 0.99^\circ$ ,  $\Omega_y = -0.01^\circ$ ,  $\Omega_z = -1.01^\circ$  が得られる。一方整数入力の場合, 正則化項を含まない誤差関数を用いると計算値は  $\theta = 155^\circ$ ,  $\phi = 37^\circ$  となり全く誤った結果となる。



第3-7図 誤差関数(DATA1)

Input Data:  $\theta=225^\circ$   $\phi=55^\circ$  ( $U_x=U_y=-U_z$ ),  $\Omega_x=1.4^\circ$   $\Omega_y=1.5^\circ$   $\Omega_z=1.6^\circ$

次にこれらの結果を  $\lambda=5.0$  とした正則化項を含んだ誤差関数を用いた計算結果と比較してみる。第3-4表に線形法も含んだ結果をまとめる。この例では線形法も正則化項のない場合も回転パラメータ、平行移動パラメータ共に全く間違っただけを示す。正則化項のある場合は求めた値は全く正解とは言えないが、正解に近くこれは正則化項を含まない場合よりもずっとよい結果といえる。実数入力の場合のノイズの量は  $0.35 \sim 0.9\%$  である。これらの結果を第3-8図に示す。



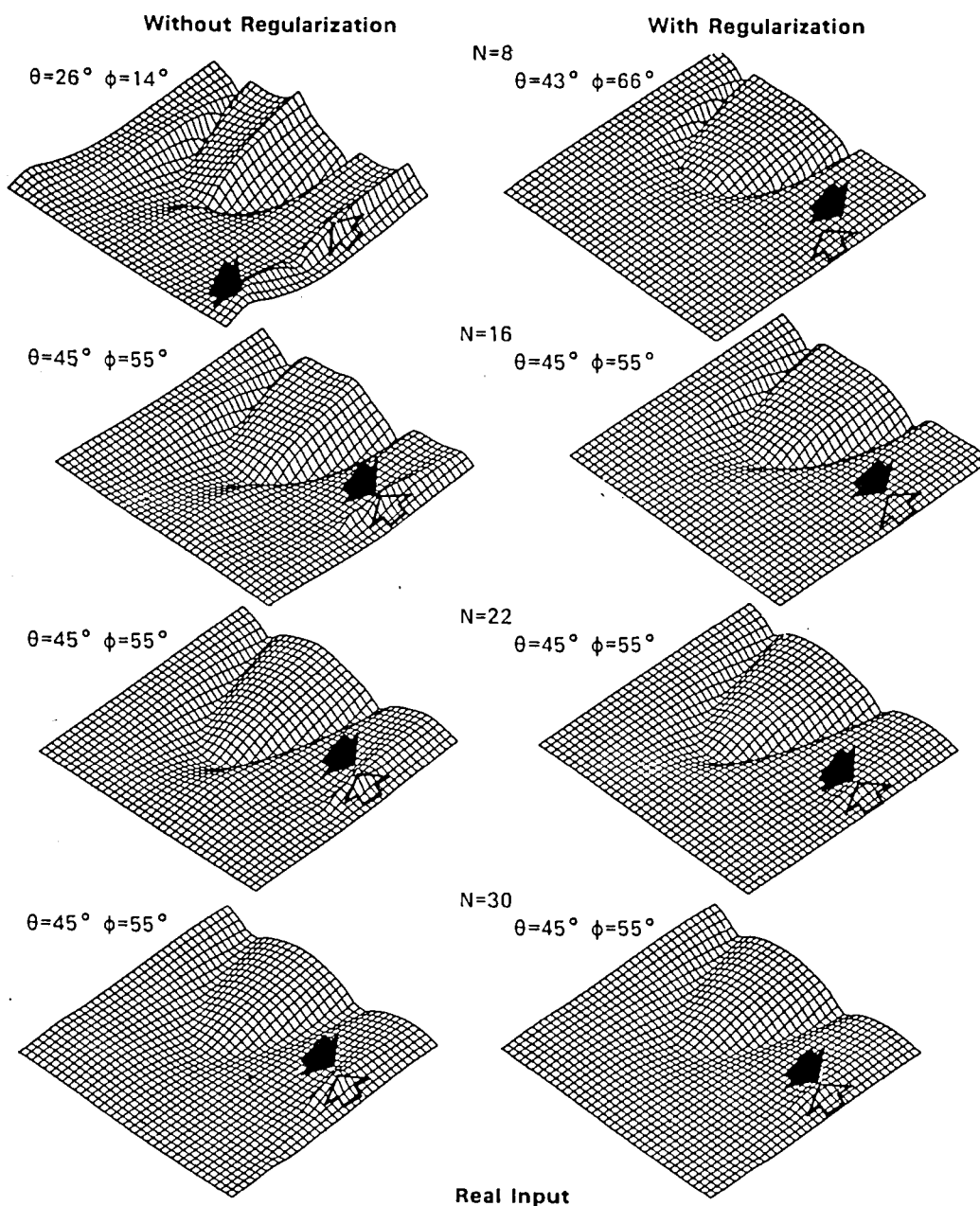
第 3-8図 誤差関数(DATA2)

Input Data:  $\theta=45^\circ$   $\phi=35^\circ$  ( $U_x=U_y=U_z/2$ ),  $\Omega_x=1.0^\circ$ ,  $\Omega_y=0^\circ$ ,  $\Omega_z=-1.0^\circ$

DATA2 は正則化項による改善効果を示す典型的な例であり、線形法や正則化項のない場合は非常に間違っただけの結果となる。我々はここに示した以外にも小さな回転角と任意の平行移動ベクトルを与えて、画面上で10~30画素の変位を与える多くの組合せで試みた。この仮定はカメラで剛体をその周辺に撮影した場合に有り得るものである。これらの結果、例外なく正則化項は非常によく改善することがわかった。

(5) 8個以上の対応点がある場合

この節では対応点の数が多くなった場合誤差関数の形がどのように変化するかを観察する。入力データはあらかじめ設定した動きのパラメータに対して計算した対応点の集合の中より任意の点を必要な数だけ取って使用したが、より多い個数の集合はより少ない個数の対応点の集合を含むものである。また使用したデータはすべて実数でノイズを含まないことを想定している。対応点の個数  $N = 8, 16, 22, 30$  の各場合について正則化項を含む



第 3-9図 対応点が増加した場合の誤差関数の変化  
 Input Data:  $\theta=45^\circ \quad \phi=55^\circ$  ( $U_x=U_y=U_z=1$ ),  $\Omega_x=1.2^\circ \quad \Omega_y=1.3^\circ \quad \Omega_z=1.4^\circ$

誤差関数と含まない誤差関数をそれぞれ第3-9図に示した。これを見ると明らかなように、対応点の個数が増すにつれて誤差関数がよりなめらかになってくる。しかし正則化項を含む誤差関数の場合  $N=8$  の場合すでに誤差関数はなめらかである。さらにこの場合正則化項を含まない場合より正確な結果を得られる。

このことより正則化項は、少ない対応点しか得られない場合により有効であることがわかる。

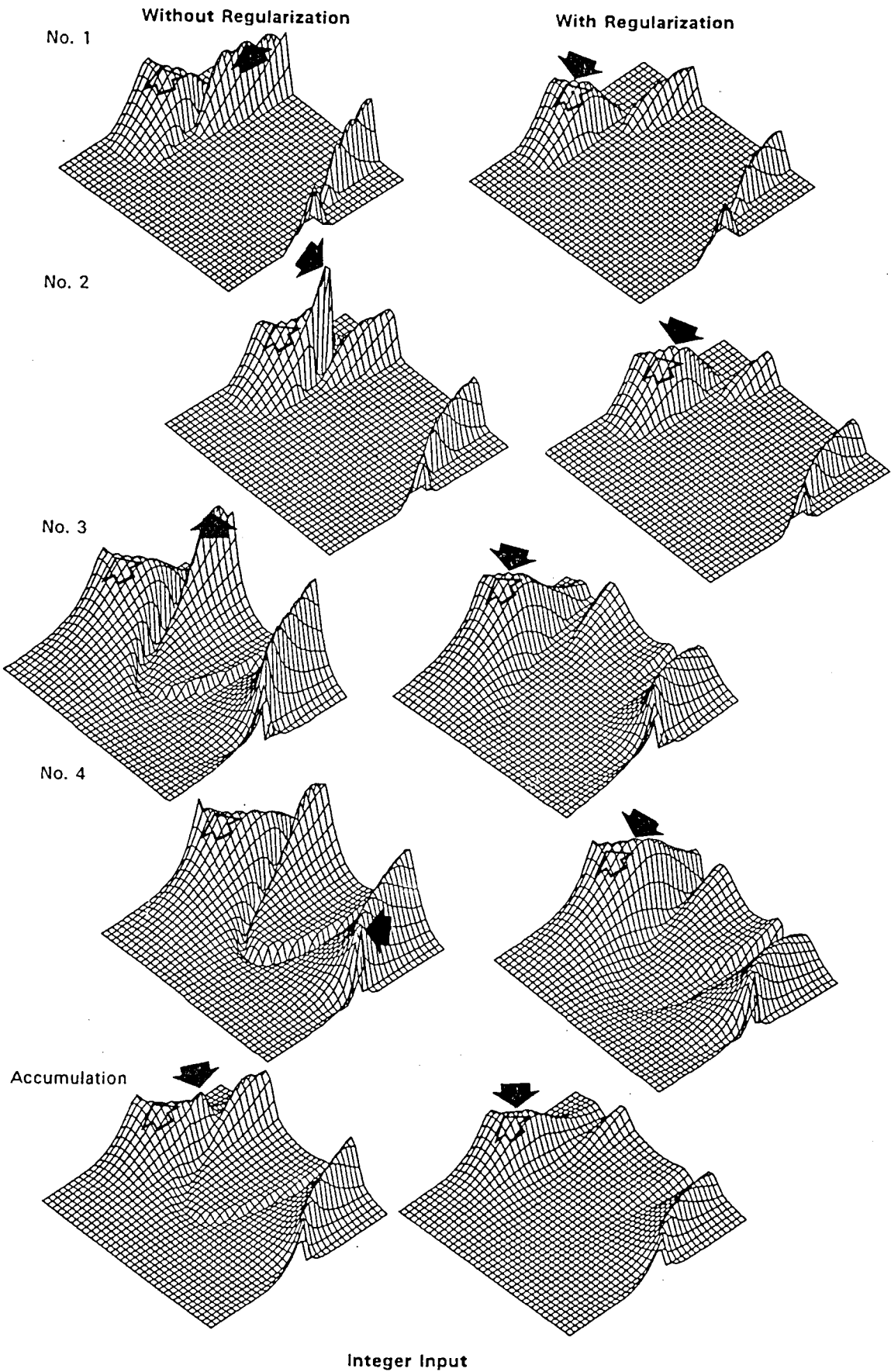
#### (6) 連続画像の場合

3つまたはそれ以上の画像を用い動きを解析する方法が数多く提案されている [5] [20] [21] [22]。人間の目も2つの連続画像のみから動きを解析する場合、ノイズに非常に敏感であるらしい [23]。

ここでは一定の動きのパラメータを用いて5枚の連続画像を生成し、連続した4種類の対応点の集合を得てこれを使用した。ここでの仮定である5枚の連続画像にわたって一定の動きのパラメータであることと、回転角が充分小さいという前提は、通常の1秒間に30枚の画像を得るNTSC方式のビデオカメラにも適用できるものといえる。ここでは、カメラが一定の動きのパラメータに基づいて動いていて、物体は静止していると仮定している。この仮定は小さなカメラが、一定の回転角と平行移動ベクトルに従って動いているロボット・マニピュレータに据え付けられていて、その映像から物体の奥行情報を求める場合に適したものといえる。これらの仮定によると  $i$  番目のフレームの点  $M$  に関して次式が成り立つ。

$$\overrightarrow{OM}^{(i+1)} = R \cdot \overrightarrow{OM}^{(i)} + T \quad \dots\dots (3-25)$$

4つの連続したフレーム間の誤差関数を計算したが、ノイズの影響をみるためすべてのデータは整数に四捨五入して使用した。この場合ノイズの量は画像平面上の座標値のより変化するが、この例ではフレーム1-2 から4-5 までのノイズ量は、それぞれ 0.2-0.4%、0.3-0.6%、0.3-0.8%、0.3-1.2%である。5フレームを通じて同じ動きのパラメータ



第3-10図 5つの連続画像の誤差関数  
 Input Data:  $\theta=333^\circ$   $\phi=48^\circ$  ( $U_x=-2U_y=U_z$ ),  $\Omega_x=1.0^\circ$ ,  $\Omega_y=0^\circ$ ,  $\Omega_z=-2.0^\circ$

を使用した。得られた結果は第3-10図に示すように少しずつ違っている。第3-10図において、右欄は正則化項 ( $\lambda=5.0$ ) を含む場合の結果を示し、左欄は正則化項の無い誤差関数を用いた結果である。また最下行に4つのフレーム間の結果を単純に平均した結果を示す。第3-5表に線形法を含む結果の数値を表にした。

	linear	Error	Frame No. 1 - 2		$\lambda=5.0$	Error
			$\lambda=0.0$	Error		
$\Omega_x(^{\circ})$	6.90	5.90	11.7	10.7	0.28	-0.72
$\Omega_y(^{\circ})$	1.15	1.15	-1.68	-1.68	0.40	0.40
$\Omega_z(^{\circ})$	-4.72	-2.72	-13.4	-11.4	-1.60	0.40
$U_x$	1.34	0.34	-0.60	-1.60	0.88	-0.12
$U_y$	1.12	1.62	2.80	3.3	-0.55	-0.05
$U_z$	1.0	0.00	-1.0	-2.00	1.0	0.00
$\theta(^{\circ})$	-	-	282	-	328	-
$\phi(^{\circ})$	-	-	71	-	46	-

	linear	Error	Frame No. 2 - 3		$\lambda=5.0$	Error
			$\lambda=0.0$	Error		
$\Omega_x(^{\circ})$	5.32	4.32	-25.5	-26.5	-1.99	-2.99
$\Omega_y(^{\circ})$	0.16	0.16	2.20	2.20	0.08	0.08
$\Omega_z(^{\circ})$	-4.66	-2.66	27.5	29.5	1.08	3.08
$U_x$	1.15	0.15	0.95	-0.05	0.99	0.01
$U_y$	0.81	1.31	-1.72	-1.22	-0.96	-0.46
$U_z$	1.0	0.00	1.0	0.00	1.0	0.00
$\theta(^{\circ})$	-	-	299	-	316	-
$\phi(^{\circ})$	-	-	63	-	54	-

	linear	Error	Frame No. 3 - 4		$\lambda=5.0$	Error
			$\lambda=0.0$	Error		
$\Omega_x(^{\circ})$	5.53	4.53	21.5	20.5	0.33	-0.67
$\Omega_y(^{\circ})$	0.49	0.49	0.87	0.87	0.12	0.12
$\Omega_z(^{\circ})$	-3.47	-1.47	-26.3	-24.3	-0.62	1.38
$U_x$	1.13	0.13	-1.6	-2.6	1.0	0.00
$U_y$	0.59	1.09	6.1	6.6	-0.65	-0.15
$U_z$	1.0	0.00	-1.0	0.00	1.0	0.00
$\theta(^{\circ})$	-	-	285	-	328	-
$\phi(^{\circ})$	-	-	81	-	51	-

	linear	Error	Frame No. 4 - 5		$\lambda=5.0$	Error
			$\lambda=0.0$	Error		
$\Omega_x(^{\circ})$	4.11	3.11	2.78	1.78	-0.03	-1.03
$\Omega_y(^{\circ})$	-0.05	-0.05	-0.35	-0.35	-0.42	-0.42
$\Omega_z(^{\circ})$	-3.52	-1.52	-4.22	-2.22	-0.97	1.03
$U_x$	1.65	0.65	1.10	0.10	1.10	0.10
$U_y$	0.48	0.96	0.19	0.69	-1.00	-0.50
$U_z$	1.0	0.00	1.0	0.00	1.0	0.00
$\theta(^{\circ})$	-	-	10	-	318	-
$\phi(^{\circ})$	-	-	48	-	57	-

	linear	Error	Accumulation		$\lambda=5.0$	Error
			$\lambda=0.0$	Error		
$\Omega_x(^{\circ})$	5.47	4.47	10.48	9.48	-1.41	-2.41
$\Omega_y(^{\circ})$	0.44	0.44	1.04	1.04	0.18	0.18
$\Omega_z(^{\circ})$	4.09	4.09	-16.42	-14.42	-2.11	-0.11
$U_x$	1.32	0.32	1.07	0.07	1.00	0.00
$U_y$	0.75	0.25	-1.86	-1.36	-0.84	-0.34
$U_z$	1.00	0.00	1.00	0.00	1.00	0.00
$\theta(^{\circ})$	-	-	300	-	320	-
$\phi(^{\circ})$	-	-	65	-	53	-

Integer Input

第3-5表 連続画像の動きのパラメータ

Input Data:  $\theta=333^{\circ}$   $\phi=48^{\circ}$  ( $U_x=-2U_y=U_z$ ),  $\Omega_x=1.0^{\circ}$ ,  $\Omega_y=0^{\circ}$ ,  $\Omega_z=-2.0^{\circ}$

誤差関数から計算した最大値は正則化項を含む場合にはそれぞれのフレームについてよく似通っているが、 $\lambda = 0.0$  の場合はそうではない。正則化項を含まない誤差関数の場合はノイズが増えるに従って増えることがわかる。また最下段に示すように4つのフレーム間の誤差関数から得た結果は正則化項を含む場合のみほぼ正しいことがわかる。

このことは、単にフレーム間にわたっても平均化することによって誤差関数をなめらかにしても、「明白な解」を持たない問題の解決にはならないことを物語っているといえよう。

## (7) 結論

本研究において正則化項の効果として少なくとも次の2つの場合にその有効性が確認された。

(1) ノイズの存在する場合

(2) 対応点が少ない場合

特にノイズの存在する場合に正則化項が解の安定性に大きく寄与するので、画素単位の実際の動画解析においても適用し得る有効な方法だと思われる。

ただしここで明らかにされていないのは、最適な $\lambda$ の値をいかに選択するかという問題である。それは画像に含まれるノイズの量に依存するのは明らかであるが、画像とノイズの両方に関する有効なモデルが導き出されれば自動的に決定し得るものといえよう。別の問題点は、いずれの例においても正確にぴったりの計算値が得られていないことである。これは誤差関数を導出する過程でいくつかの仮定をしていることによると思われるが、正確な値が必要な時は、得られた計算値の近傍において正確な誤差関数を用いて計算し直すことによって解決すべきである。

最後にここで用いられた誤差関数の形が、かなりの領域にわたって平坦すぎることに注意したい。これは Adiv の用いた誤差関数でも同様であるが [16]、極値を求めるのを困難にしている。これは今まで用いられてきた各種の制約条件が充分でないことを示しているものであり、別の観点から解決をはかる必要があるとおもわれる。そうすることによって誤差関数は正解値で鋭いピークを示すものとなるであろう。この解決法の一つは画像面上での動きの加速度を測ることであり、点对応でなく線対応を考えることが必要となる。



## 第4章 映像搬送波の直交変調による動画像の伝送

### 4.1 概説

#### (1) まえがき

第一章にも述べたように画像の伝送は音声に比して伝送量が大きく、NTSC方式のテレビジョンを例にとると約100Mbpsの伝送容量を必要とする。従って画像の通信を考える場合常にその高能率符号化技術が重要になる。テレビ電話に代表される有線における画像通信は米国においても実用化に至らず、ごく最近日本において静止画テレビ電話の仕様がまとまった程度である。一方通信の一形態である放送においては昭和35年よりのカラーテレビ放送の開始以来昭和40年代中頃のカラーテレビ受像機の爆発的な普及によって、日常生活の上でなくてはならないものになった。その後約20年を経過しハイビジョンに代表される新しい放送形態や、現行のNTSC方式の改良はいま社会の求めるところにあるといえよう。この章ではテレビジョン放送システムにおける画像の多重伝送の問題について論ずる。

テレビジョン放送が開始されて以来、カラー化や音声多重放送・文字多重放送などの新しい機能の追加が順次実施されてきた。また受像機の高輝度化などの改良が主としてテレビジョン受像機側でなされてきた。大画面で高画質の画像に対する要求は強く、現行の放送方式を変更しようという動きも見られ[1]、またハイビジョンに代表される高精細テレビ(HDTV)の実用化の機運も高まってきた。国内でも現行のNTSC方式を見直し、高画質の画像を伝送し得るようないわゆるEDTV方式の開発が、放送技術開発協議会(BTA)を中心に1986年から進行し、1989年春から第一世代のEDTV放送が開始される予定である。このEDTV信号方式としては既に数十件の提案があり議論が盛んである。BTAではそのうち第4-1表に示すように10件が絞り込まれその中から数項目が採用される予定である。今までに報告されたEDTV信号方式の中には主として次の2点で問題を含むものも見られる。

#### (1) NTSC方式との互換性

	具 現 技 術	記号	
輝度信号の改善	高域成分を周波数シフトして、色信号の帯域に多重	Y1	※
	高域成分の多い領域をブロック単位で補償	Y2	
	送像側 $\gamma$ 補正による高彩度部分の解像度劣化の補償	Y3	※
	フィールド・オフセット・サブサンプリングによる高域成分の補強	Y4	※
	高域成分を周波数シフトし、VSB-AMの直交キャリアに多重	Y5	
色信号の改善	I信号の帯域を拡大	C1	※
	Q信号の帯域を拡大(フィールド順次伝送)	C2	※
信号源の改善	信号源の高解像度化(現行方式カメラおよび順次走査、HDTVからの変換等)	P1	※
	カメラ順次走査化し、和信号、差信号により伝送	P2	
鮮鋭度の改善	適応的エンファシスによる鮮鋭度の改善またはS/N改善	S1	※

注1 ※印は評価実験を行った方式

注2 Y5は両立性について、一部のメーカーで実施  
ゴーストキャンセル

ゴースト除去基準信号の挿入
受像機側の共通技術
順次走査化、3次元Y/C分類

第 4-1表 EDTVの10方式

現行のNTSC方式のテレビ放送を改善するのが目的であり、現在家庭にあるテレビ受像機でEDTV信号を受信した場合、従来どおり支障なく良好な画像を得ることが前提となる。しかし従来報告されているEDTV方式では現行の受像機に妨害を与えるものがあり、特に現行の大部分の受像機で採用されている狭帯域色復調方式ではこの妨害が目立ち易い。

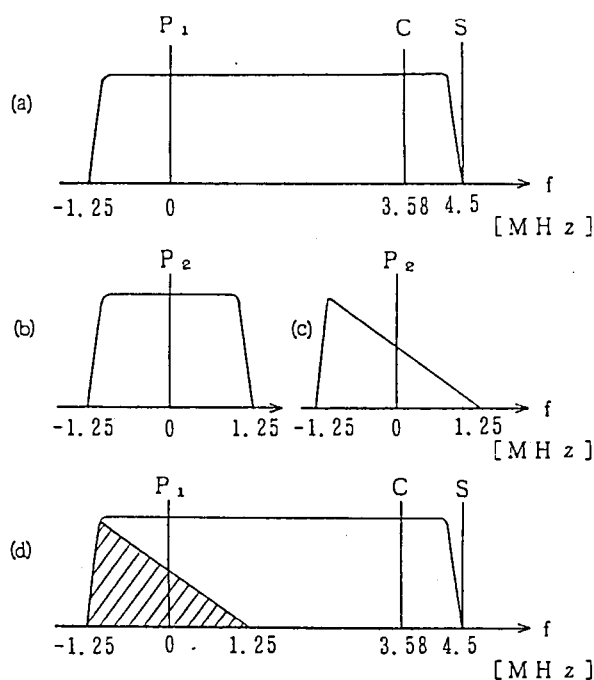
#### (2) 動画伝送時の漏話

テレビ放送の場合常に動画を伝送すると考えねばならないが、従来報告されているEDTV方式では3次元周波数のすき間を利用して多重されている[2]ので多重信号と輝度信号又は色信号の間に漏話が発生する。そこであらかじめ多重信号の帯域を制限したり、複雑なモード切替を採用し、動く部分には高精細成分を多重しない方法が用いられている。しかし被写体が静止している場合と動いた場合の差があり異和感のある画像となる。

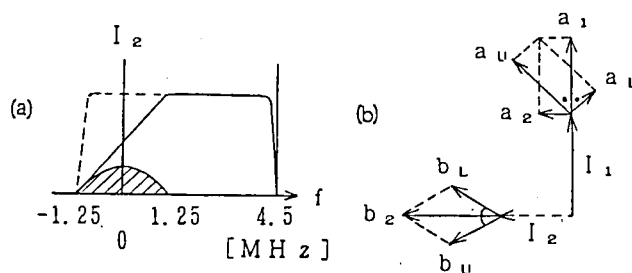
そこで著者らは現行のテレビ受像機の大部分がナイキストフィルタを採用していること、現在家庭にある受像機の大部分が映像搬送波再生型検波(擬似同期検波ともいう)又はPLL同期検波[3]を採用していることの二点に着目し、映像搬送波の直交変調による高精細成分の伝送方式を考案した。現行のテレビ放送は残留側波帯振幅変調方式(VSB-AM)を採用しているが、受像機で映像搬送波が-6dBとなるナイキストフィルタを用い復

調映像信号の周波数特性を平坦に保っている。映像搬送波を直交変調する考え方は古くからある [4] が、本方式では多重信号を主信号の搬送波と位相が  $90^\circ$  異った搬送波で搬送波抑圧振幅変調し、かつ受信機のナイキストフィルタと搬送波の周波数に対して対称な周波数特性をもつ逆ナイキストフィルタで帯域制限をすることが特徴である。現行の受信機で受信した場合ナイキストフィルタ通過後の多重信号は両側波帯となり同期検波で主信号を復調しても、それに妨害を与えることはない。また多重信号は主信号と独立に伝送できるため、動画伝送時の漏話の問題も生じない。

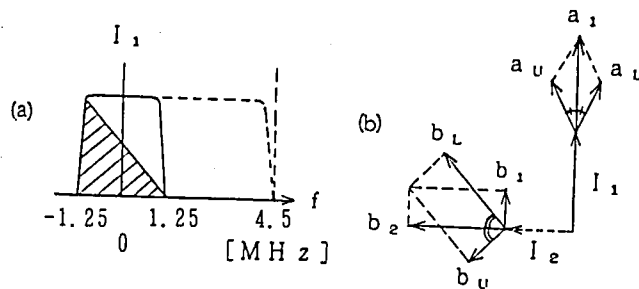
以下本節では原理について簡単に説明する。



第 4-1図 多重信号の周波数スペクトラム



第 4-2図 現行受信機での復調



第 4-3図 EDTV 受像機での復調

## (2) . 原理

### (2. 1) 多重信号変調方法

現行テレビジョン伝送方式における周波数スペクトルは第 4-1 図(a)に示すように、残留側波帯振幅変調 (VSB-AM) で、映像搬送波  $P_1$  の下側が 1.25MHz の帯域となっている。図で C は色副搬送波、S は音声搬送波である。いま多重信号の信号帯域が 1.25MHz とし、映像搬送波  $P_1$  と同一周波数でかつ位相が  $90^\circ$  異なる搬送波  $P_2$  で振幅変調すると第 4-1 図(b)のようになる。次に、これを第 4-1 図(c)で示すように帯域制限をして残留側波帯とする。この帯域制限は映像搬送波  $P_2$  で  $-6\text{ dB}$ 、 $P_2 - 1.25\text{MHz}$  で  $0\text{ dB}$ 、 $P_2 + 1.25\text{MHz}$  で  $-\infty$  となるもので、現行の受像機の映像中間周波フィルタで用いられているナイキストフィルタ特性 (厳密にはチューナーから映像検波器までの総合周波数特性) と映像搬送波周波数に関して対称な特性となっている。その意味でこの特性を持つフィルタを逆ナイキストフィルタと呼ぶことにする。さらに第 4-1 図(a)で示したスペクトルをもつ主信号の変調波と第 4-1 図(c)で示した多重信号の変調波を加算し第 4-1 図(d)に示す EDTV 信号変調波とする。このようにして映像搬送波を直交変調することにより信号を多重する。多重信号としては高域の輝度信号や色信号を低域変換し  $0 \sim 1.25\text{MHz}$  の帯域内に収めたアナログ信号、又はデジタル信号でもよい。

### (2. 2) 現行受像機での復調

このようにして発生した EDTV 信号変調波を現行のテレビ受像機で受信した場合を考える。先に述べたように多重信号は逆ナイキストフィルタで帯域制限されている。現行の受像機では第 4-2 図(a)に示すように映像中間周波段においてナイキストフィルタで帯域

制限されるので、多重信号は両側波帯の信号となる。これをベクトル表示すると第4-2図(b)のようになる。ここで $I_1$ は主信号の映像搬送波、 $I_2$ は多重信号の搬送波で $I_1$ と同一周波数でかつ位相が $90^\circ$ 異なる搬送波である。なお多重信号は搬送波抑圧変調されるので、除去された搬送波 $I_2$ は破線で示してある。主信号のNTSC信号は搬送波 $I_1$ を中心に考えると残留側波帯の信号となっているので、上下側波帯の信号はベクトル $a_U$ 、 $a_L$ となり直交ベクトルに分解すると $a_1$ 、 $a_2$ となる。また、多重信号はほぼ両側波帯の信号となっているので、上下側波帯の信号をベクトル $b_U$ 、 $b_L$ とすればそれらの合成ベクトルは $b_2$ となり、搬送波 $I_1$ と直交する成分だけとなる。すなわち搬送波 $I_1$ で同期検波するとベクトル $a_2$ 、 $b_2$ 成分による直交ひずみは発生せず、映像同期検波を行っている現行のテレビ受像機に対する多重信号による妨害は原理的におこらない。

一方包絡線検波を行っている受像機については直交多重成分も復調されるが、逆ナイキストフィルタが無い場合に比べて受像機側のナイキストフィルタ通過後の多重成分は $-10$  dBとなるので逆ナイキストフィルタの挿入による効果は大きいといえる。

### (2.3) EDTV受像機での復調

多重信号を復調する方法について説明する。チューナの出力である映像中間周波の信号を第4-3図(a)で示すようにBPFで帯域制限し、この場合の不要成分である主信号を除去する。主信号のうち $-1.25 \sim 1.25$  MHzは両側波帯信号となっているが、多重信号は送信側の逆ナイキストフィルタで残留側波帯信号となっている。これをベクトル表示すると第4-3図(b)で示すようになる。多重信号は搬送波 $I_2$ を中心に考えると残留側波帯信号となっているので、上下側波帯信号はベクトル $b_U$ 、 $b_L$ となり直交ベクトルに分解すると $b_1$ 、 $b_2$ となる。また主信号は先の帯域制限フィルタによりほぼ両側波帯信号となるので、上下側波帯信号をベクトル $a_U$ 、 $a_L$ とすればそれらの合成ベクトルは $a_1$ となり、ベクトル $I_2$ と直交する成分だけとなる。すなわち搬送波 $I_2$ で同期検波するとベクトル $a_1$ 、 $b_1$ 成分による直交ひずみは発生せず、多重成分のみを復調することができる。

## 4.2 理論的考察

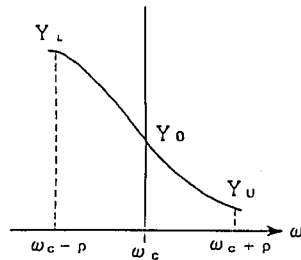
本節ではEDTV信号方式として提案している映像搬送波の直交変調方式の基礎的な理論解析及び実験について述べる。以下の項目について順次説明を行う。

1. 主信号と多重信号とのクロストーク
2. 多重信号伝送チャンネルのノイズスペクトル
3. 多重信号を重ねることにより増加する合成波の正規化平均電力及び最大振幅

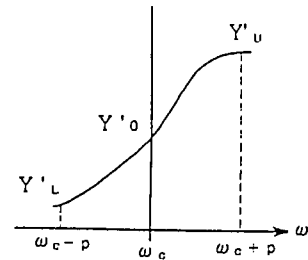
(1) 主信号と多重信号とのクロストーク

(1. 1) 同期検波における多重信号から主信号へのクロストーク

これは送信側での逆ナイキストフィルタ INFと受信側でのナイキストフィルタ NYFのアンバランスによって発生する。以下フィルタの特性によるクロストーク量を算出する。主信号及び多重信号の任意の単一周波数で考える。各フィルタの特性を第4-4図、第4-5図に示す。なおここでは送信側の VSBフィルタの振幅特性が平坦な周波数領域で考える。



第 4-4図 逆ナイキスト・フィルタ(INF)の振幅特性



第 4-5図 ナイキスト・フィルタ(NYF)の振幅特性

主信号： $\cos(pt + \theta)$

多重信号： $a \cdot \cos(pt + \zeta)$

主信号搬送波： $A \cdot \cos(\omega_c t)$ ， 変調度  $k$

多重信号搬送波： $B \cdot \sin(\omega_c t - \phi_0)$ ， 変調度  $k'$

INF の伝達関数：

$$Y(\omega_c) = Y_0 \exp(j\phi_0)$$

$$Y(\omega_c + p) = Y_U \exp\{j(\phi_0 + \phi_U)\}$$

$$Y(\omega_c - p) = Y_L \exp\{j(\phi_0 + \phi_L)\}$$

$$Y_U + Y_L = 2Y_0$$

$$\phi_U = -\phi_L = -p\tau$$

(4-1)

NYF の伝達関数：

$$\begin{aligned}
 Y'(\omega_c) &= Y_0' \exp(j\phi_0') \\
 Y'(\omega_c + p) &= Y_U' \exp\{j(\phi_0' + \phi_U')\} \\
 Y'(\omega_c - p) &= Y_L' \exp\{j(\phi_0' + \phi_L')\} \\
 \left. \begin{aligned}
 Y_U' + Y_L' &= 2Y_0' \\
 \phi_U' &= -\phi_L' = -p\tau'
 \end{aligned} \right\} \quad (4-2)
 \end{aligned}$$

以上のように定義し、主信号で搬送波を振幅変調すると次式のようになる。

$$\begin{aligned}
 f(t) &= A \cos(\omega_c t) \\
 &+ \frac{1}{2} A k \cos\{(\omega_c + p)t + \theta\} \\
 &+ \frac{1}{2} A k \cos\{(\omega_c - p)t - \theta\} \quad (4-3)
 \end{aligned}$$

次に多重信号で搬送波抑圧振幅変調し、INF で帯域制限すると、

$$\begin{aligned}
 g(t) &= \frac{1}{2} B k' a Y_U \sin\{(\omega_c + p)t + \zeta + \phi_U\} \\
 &+ \frac{1}{2} B k' a Y_L \sin\{(\omega_c - p)t - \zeta + \phi_L\} \quad (4-4)
 \end{aligned}$$

(4-3) 式と(4-4) 式の合成波が本方式によるEDTV信号となる。その合成波は、受信側でNYFにより帯域制限されるので次式のようになる。

$$\begin{aligned}
 Y' \cdot (f(t) + g(t)) & \\
 &= a_1 \cdot \sin\{(\omega_c + p)t + \zeta + \phi_U + \phi_0 + \phi_U'\} \\
 &+ a_2 \cdot \sin\{(\omega_c - p)t - \zeta + \phi_L + \phi_0 + \phi_L'\} \\
 &+ a_3 \cdot \cos(\omega_c t + \phi_0') \\
 &+ a_4 \cdot \cos\{(\omega_c + p)t + \theta + \phi_0' + \phi_U'\} \\
 &+ a_5 \cdot \cos\{(\omega_c - p)t - \theta + \phi_0' + \phi_L'\}
 \end{aligned}$$

ここで、

$$2a_1 = Y_U Y_U' B k' a, \quad 2a_2 = Y_L Y_L' B k' a$$

$$a_3 = Y_0' A, \quad 2a_4 = Y_U' A k, \quad 2a_5 = Y_L' A k$$

これを主信号の再生搬送波  $\cos(\omega_c t + \phi_0')$  で同期検波し、高調波を除去すると、

$$M(t) = \frac{1}{2} \{ a_3 + a_4 \cos(pt + \theta + \phi_U') + a_5 \cos(pt + \theta - \phi_L') \\ + a_1 \sin(pt + \zeta + \phi_U + \phi_U') - a_2 \sin(pt + \zeta - \phi_L - \phi_L') \}$$

(4-5)

ここで INF, NYF が(4-1) 式, (4-2) 式のようにナイキスト特性を有していれば(4-5) 式は、

$$M(t) = \frac{1}{2} A Y_0' [1 + k \cdot \cos\{p(t - \tau') + \theta\}] \\ + \frac{1}{4} B k' a (Y_U Y_U' - Y_L Y_L') \cdot \sin\{p(t - \tau - \tau') + \zeta\}$$

(4-6)

ここでNYF の振幅特性が、INF の振幅特性と映像搬送波を中心に全く対称であれば、つまり

$$Y_U = Y_L', \quad Y_L = Y_U'$$

であれば(4-6) 式は、

$$M(t) = \frac{1}{2} A Y_0' [1 + k \cdot \cos\{p(t - \tau') + \theta\}] \tag{4-7}$$

となり、多重信号からのクロストークは発生しない。このことは、ベクトル図を用いても容易に説明できる。

ここで、INF とNYF の特性がアンバランスのときの、主信号対多重信号からのクロスト



ークの比，つまりDU比を求めると，(4-6)式より，

$$D/U = 20 \log \left| \frac{2 A k Y_o'}{B k' a (Y_u Y_u' - Y_L Y_L')} \right| \quad (4-8)$$

となる。

次に多重信号の復調について考える。(4-3)式と(4-4)式の合成波を多重信号の再生搬送波  $\sin \omega_c t$  で同期検波し，高調波を除去すると，(4-1)式を満足するのであれば多重信号  $S(t)$  は，

$$S(t) = \frac{1}{2} B k' a Y_o \cos \{p(t - \tau) + \zeta\} \quad (4-9)$$

となり，多重信号を歪なく再生することができる。

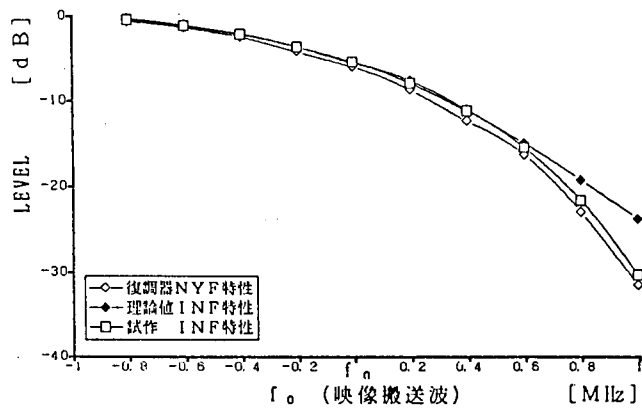
ここで，再生された主信号と多重信号の振幅が等しくなるようにすると，(4-7)式と(4-9)式より，

$$\frac{1}{2} A k Y_o' = \frac{1}{2} B k' a Y_o \quad (4-10)$$

このとき(4-8)式は，

$$D/U = 20 \log \left| \frac{2 Y_o}{Y_u Y_u' - Y_L Y_L'} \right| \quad (4-11)$$

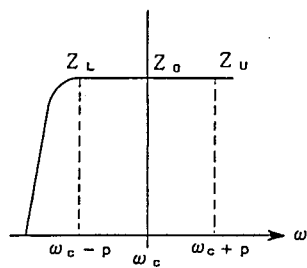
一例として復調器（日本通信機(株) Model 5124）のNYFの振幅特性の実測値と，その特性を基準に(4-11)式から算出したDU比が例えば30dBとなるINFの理論特性を第4-6図に示す。実際に試作したINFの振幅特性も同時にプロットすると，両特性の間におさまっており，DU比が30dB以上充分確保できていることがわかる。実際にこのフィルタを用いて実験を行い30～40dBのDU比が得られた。このことより本方式はNTSC方式の受信機に与える妨害が少ないことがわかる。



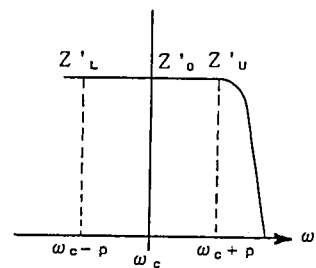
第 4-6図 逆ナイキスト・フィルタの周波数特性の実際

(1. 2) 同期検波における主信号から多重信号へのクロストーク

前項では多重信号が(4-9)式のように歪なく再生できる場合を考えたが、送信側での VSBフィルタ (以下 VSFと略す) と、第 4-3 図に示す受信側での DSB フィルタ、DSF の特性のアンバランスによって主信号から多重信号へのクロストークが発生する。以下フィルタの特性によるクロストーク量を導出するが、考え方は (1. 1) 項と同様である。各フィルタの特性を第 4-7 図、第 4-8 図に示す。



第 4-7図 残留側波帯フィルタ (VSF) の振幅特性



第 4-8図 両側波帯フィルタ (DSF) の振幅特性

主信号： $\cos(pt + \theta)$

多重信号： $a \cdot \cos(pt + \zeta)$

主信号搬送波： $A \cdot \cos(\omega_c t - \eta_0)$ ， 変調度  $k$

多重信号搬送波： $B \cdot \sin(\omega_c t - \phi_0)$ ， 変調度  $k'$

VSF の伝達関数

$$Z(\omega_c) = Z_0 \exp(j\eta_0)$$

$$Z(\omega_c + p) = Z_U \exp\{j(\eta_0 + \eta_U)\}$$

$$Z(\omega_c - p) = Z_L \exp\{j(\eta_0 + \eta_L)\}$$

$$\eta_U = -\eta_L = -p\tau_1$$

DSF の伝達関数

$$Z'(\omega_c) = Z_0' \exp(j\eta_0')$$

$$Z'(\omega_c + p) = Z_U' \exp\{j(\eta_0' + \eta_U')\}$$

$$Z'(\omega_c - p) = Z_L' \exp\{j(\eta_0' + \eta_L')\}$$

$$\eta_U' = -\eta_L' = -p\tau_2$$

その他 INF の特性は、(1.1) 項と同様に定義する。

多重信号で搬送波抑圧振幅変調し INF で帯域制限した信号と、主信号で振幅変調し VSF で帯域制限した信号を加算した合成波は、本方式による EDTV 信号となる。

この合成波は、EDTV 受信機で DSF により帯域制限され、次式のようになる。

$$\begin{aligned} & c_1 \cos(\omega_c t + \eta_0') \\ & + c_2 \sin\{(\omega_c + p)t + \zeta + \phi_U + \eta_U' + \eta_0'\} \\ & + c_3 \sin\{(\omega_c - p)t - \zeta + \phi_L + \eta_L' + \eta_0'\} \\ & + c_4 \cos\{(\omega_c + p)t + \theta + \eta_U + \eta_U' + \eta_0'\} \\ & + c_5 \cos\{(\omega_c - p)t - \theta + \eta_L + \eta_L' + \eta_0'\} \end{aligned}$$

ここで,

$$c_1 = A Z_0 Z_0' \quad , \quad 2c_2 = Z_U' Y_U B k' a$$

$$2c_3 = Z_L' Y_L B k' a, \quad 2c_4 = Z_U Z_U' A k$$

$$2c_5 = Z_L Z_L' A k$$

これを, 多重信号の再生搬送波 $\sin(\omega_c t + \eta_0')$  で同期検波し, 高調波を除去する. 各フィルタが直線位相特性を有しているのであれば, 復調される多重信号  $S(t)$  は,

$$S(t) = \frac{c_2 + c_3}{2} \cos \{p(t - \tau_1 - \tau_2) + \zeta\} + \frac{c_5 - c_4}{2} \sin \{p(t - \tau_1 - \tau_2) + \theta\} \quad (4-12)$$

ここで, 多重信号対 VSFと DSFの特性によって生じる主信号からのクロストークの比, つまり D/U比を求める. (4-12)式より,

$$D/U = 20 \log \left| \frac{c_2 + c_3}{c_5 - c_4} \right| = 20 \log \left| \frac{B k' a}{A k} \cdot \frac{Z_U' Y_U + Z_L' Y_L}{Z_U Z_U' - Z_L Z_L'} \right|$$

(1. 1) 項と同様に, 再生される主信号と多重信号の振幅が等しくなるようにすると,

$$D/U = 20 \log \left| \frac{Z_U' Y_U + Z_L' Y_L}{Z_U Z_U' - Z_L Z_L'} \right|$$

ここで、DSF の振幅特性が平坦であるとすれば、

$$D/U = -20 \log | Z_U - Z_L |$$

$Z_U = 1 = 0 \text{ dB}$  とすれば  $D/U$  比が例えば  $30 \text{ dB}$  になるのは  $Z_L = \pm 0.27 \text{ dB}$  のときである。主信号から多重信号へのクロストークは小さく、本方式による多重信号は充分復調可能である。

(1. 3) 包絡線検波における多重信号から主信号へのクロストーク

包絡線検波では、フィルタの特性がバランスしていても、原理的に多重信号から主信号へのクロストークは発生する。次にそのクロストーク量を導出する。

主信号をホワイト信号とすれば、映像信号期間だけ考えると DC 成分だけであるので、被変調波形は次式で表現される。

$$r(t) = R \cos(\omega_c t) \quad (4-14)$$

多重信号は (1. 1) 項と同様に表わすと (4-4) 式で表現でき、(4-4) 式と (4-14) 式の合成波は本方式による EDTV 信号となり、次式のようなになる。

$$\begin{aligned} r(t) + g(t) &= R \cos(\omega_c t) \\ &+ \frac{1}{2} B k' a Y_U \sin\{(\omega_c + p)t + \zeta + \phi_U\} \\ &+ \frac{1}{2} B k' a Y_L \sin\{(\omega_c - p)t - \zeta + \phi_L\} \end{aligned} \quad (4-15)$$

これを受信側においてナイキストフィルタ NYF で帯域制限した信号を  $i(t)$  とする。IN F と NYF の特性が対称であれば  $i(t)$  は、

$$\begin{aligned} i(t) &= Y_o' R \cos(\omega_c t + \phi_o') \\ &+ \frac{1}{2} Y_U Y_U' B k' a \cdot \sin\{(\omega_c + p)t + \zeta + \phi_U + \phi_o' + \phi_U'\} \\ &+ \frac{1}{2} Y_L Y_L' B k' a \cdot \sin\{(\omega_c - p)t - \zeta + \phi_L + \phi_o' + \phi_L'\} \\ &= \left[ (Y_o' R)^2 + q^2 \cos^2 \beta \right]^{1/2} \sin(\alpha + \Phi) \end{aligned}$$

ここで,

$$q = \frac{1}{2} B k' a ( Y_U Y_U' + Y_L Y_L' )$$

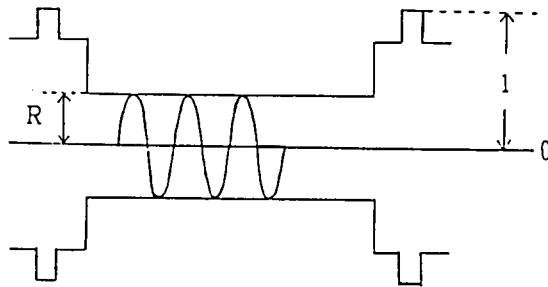
$$\alpha = \omega_c t + \phi_0' , \quad \beta = p(t - \tau - \tau') + \zeta$$

$$\Phi = \tan^{-1} \left( \frac{Y_0' R}{q \cos \beta} \right)$$

この信号を包絡線検波すると,

$$I(t) = \{ (Y_0' R)^2 + q^2 \cos^2 \beta \}^{1/2} \quad (4-16)$$

ここで, 主信号と多重信号の振幅について考える. 主信号の被変調波の最大振幅を 1, 100IRE (IRE スケールは映像信号の白を100, 黒を0 とした時の信号のレベルを表す) の 1

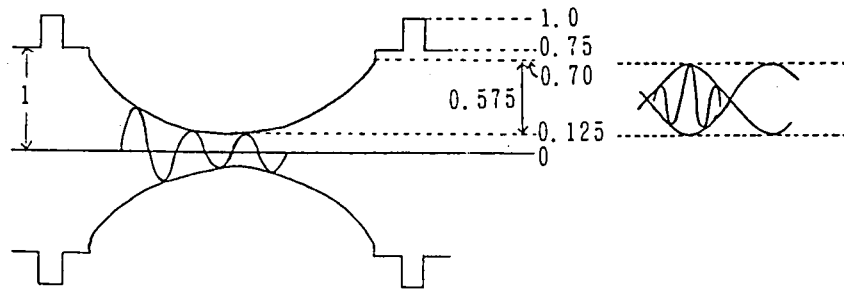


第 4-9図 50% ホワイト信号の被変調波形

00%ホワイト信号の変調度を87.5%, 同期信号を 40IREとすれば, 第 4-9 図に示す50% ホワイト信号の R は,

$$R = 1 - \frac{87.5}{100} \times \frac{50 + 40}{140} = 0.44 \quad (4-17)$$

また多重信号のレベルを、第4-10図のように主信号の最大輝度振幅と同じレベルで多重するものとする。このとき変調度を87.5%、ペDESTALレベルと黒レベルの差を7.5IR



第4-10図 主信号と多重信号(INFの前)の被変調波形

E とすれば、映像信号振幅は  $0.575/2$  となる。よって多重信号の振幅は(4-15)式より、

$$\frac{1}{2} B k' a = 0.575/4 \quad (4-18)$$

このとき、

$$\left( \frac{q}{Y_0 \cdot R} \cos \beta \right)^2 \ll 1$$

したがって(4-16)式は次のように近似できる。

$$I(t) = Y_0 \cdot R \left\{ 1 + \left( \frac{q}{Y_0 \cdot R} \cos \beta \right)^2 \right\}^{1/2}$$

$$\approx Y_0 \cdot R + \frac{q^2 \cos^2 \beta}{2 Y_0 \cdot R} \quad (4-19)$$

ここで、主信号の復調振幅について考える。

50%ホワイトのときには(4-17)式より、 $R' = 0.44$

100%ホワイトのときには同様に  $R' = 0.125$

$Y_0' = 0.5$  (-6.0 dB) とすれば、負変調であるから復調後の映像信号 50IREの振幅

$A'$  は、

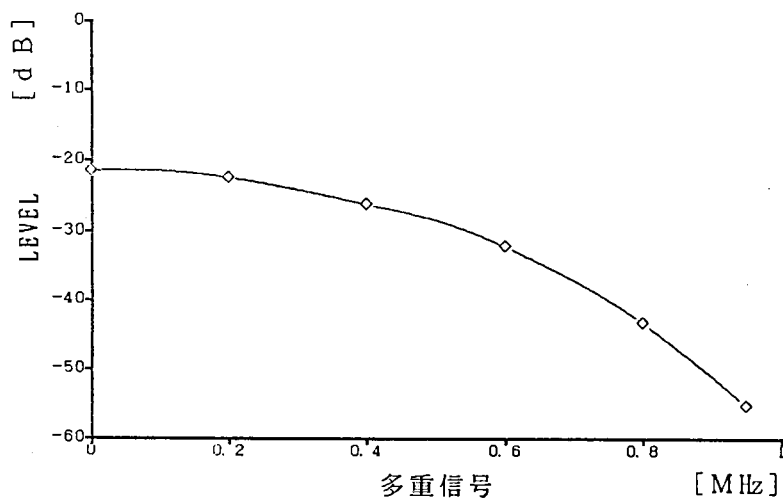
$$A' = Y_o' (R - R') = 0.16$$

したがって主信号の振幅A対多重信号から主信号へのクロストーク ((4-19)式の第2項, U) の比, つまりDU比は,

$$D/U = 20 \log \left| \frac{A'}{U} \right|$$

$$= 10.7 - 40 \log (Y_u Y_u' + Y_L Y_L') \quad (4-20)$$

復調器のNYF と試作 INFの特性から(20)式により求めたDU比を第4-11図に示す. この図から包絡線検波の受信機でもクロストークは少ないことがわかる.



第4-11図 包絡線検波におけるDU比

## (2) 多重信号伝送チャンネルのノイズスペクトル

残留側波帯振幅変調 (VSB-AM) 方式において, 受信側で次式  $H(\omega)$  のようなナイキストフィルタを用いると, 主信号のベースバンド信号に対するノイズスペクトル  $n(f)$  は次のようになる. [5]

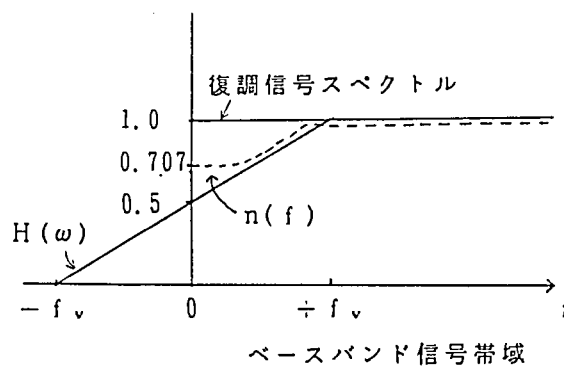


$$|H(\omega)| = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{f}{f_v}\right) \quad -f_v < f < f_v$$

$$n(f) = \frac{n_0}{2} \left\{1 + \left(\frac{f}{f_v}\right)^2\right\} \quad f < f_v$$

$$= n_0 \quad f > f_v$$

第4-12図に、復調信号スペクトル及び、ノイズスペクトル $n(f)$ を示す。



第4-12図 ノイズスペクトル

次に多重信号伝送チャンネルのノイズについて考察する。多重信号の復調は、第4-3図のような帯域を有する信号を同期検波する。このとき多重信号は伝送側ですでに逆ナイキストフィルタで帯域制限されており、第4-12図で示される $H(\omega)$ による復調信号スペクトルと一致する。 $(0 < f < f_v)$

一方ノイズ成分はそのまま復調されるためランダム加算により3dB増加する。すなわち多重信号伝送チャンネルのノイズスペクトルは、第4-12図のベースバンド信号帯域の $f > f_v$ 領域でのノイズスペクトルよりも3dB大きくなる。これらのことは簡単な実験でも確認できた。しかしながら、例えば輝度信号の高域成分を多重伝送する場合には、視感評価関数の振幅一周波数特性がLPF形であるため、評価ノイズ電力量は、ベースバンド信号の低域と比較すれば小さくなる。視感補正曲線[6]では、例えば1MHzでは-6dB、5MHzでは-14dBとなっており、輝度信号の5MHz付近を多重伝送した場合には1MHz付近の信号と比較して、多重信号の評価ノイズ電力量は結局5dB程小さくなることになる。

### (3) 合成波正規化平均電力及び最大振幅

多重信号を直交変調で重畳することにより合成波の平均電力及び最大振幅が増えることが予想される。そこで、まず合成波の平均電力を求める。通常映像送信機は、ペDESTALレベル相当の変調を行った状態での平均電力を1.68倍して算出している。従って主信号の被変調波の同期せん頭値の振幅を1とし正規化すれば、平均振幅  $e$  は、

$$e = 1 / \sqrt{1.68} = 0.77$$

定格実効電力  $P_m$  は、

$$P_m = (1 / \sqrt{2})^2 = 0.50$$

多重信号の振幅を、復調時の主信号の最大輝度振幅と同レベル、すなわち  $0.575/4$  とし水平・垂直帰線期間では多重しないものとする。(第4-10図参照) 主信号は、多重したときの合成波の最大値を求めるのでペDESTALレベルで考える。

ここで、多重信号は逆ナイキストフィルタで帯域制限されているので、その両側波帯の合成ベクトルは、主信号の映像搬送波と直交する方向に長軸をもつ楕円となる。したがって主信号と多重信号のベクトル和を考えると、両ベクトルが同相で、多重信号の軌跡である楕円が円に近いほど合成波の振幅は大きくなる。このことを考慮して多重することによる平均電力の増加率  $\Delta P$  を求めると、

$$\Delta P = \left( \frac{0.575/4}{\sqrt{2}} \right)^2 \times 0.84 \times 0.93 / \left( \frac{0.77}{\sqrt{2}} \right)^2 \times 100 = 2.7 \%$$

また平均電力  $P_a$  を求めると、

$$P_a = \left( \frac{0.77}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left\{ \left( \frac{0.575/4}{\sqrt{2}} \right)^2 \times 0.84 \times 0.93 \right\} = 0.305$$

よって平均電力  $P_a$  と定格実効電力  $P_m$  との比  $P_r$  は、

$$P_r = 0.305 / 0.50 \times 100 = 61.0 \%$$

つまり平均電力は 2.7% しか増加しないし、平均電力は定格実効電力の61.0%にしかない。平均電力があまり増えないのは、多重信号は搬送波抑圧振幅変調であり、逆ナイキストフィルタにより振幅制限されているためであり、本方式の利点の一つである。

次に合成波の映像期間での最大振幅  $A_m$  を求める。黒信号時の振幅を0.70とすれば、

$$A_m = 0.70 + 0.575 / 4 = 0.84$$

つまり、同期せん頭値 1.0を越えることはない。主信号に色信号が多重されている場合でも同様に計算すれば、同期せん頭値 1.0を越えないことがわかる。

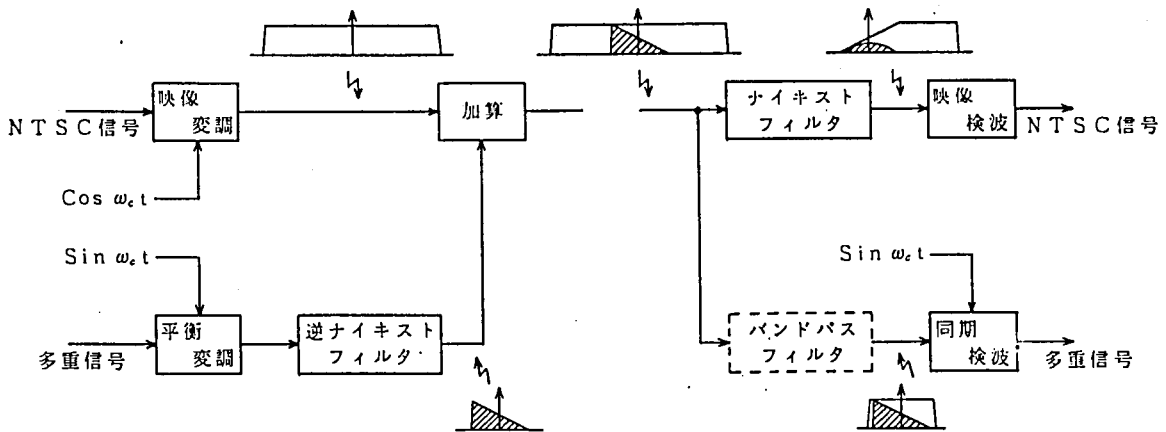
#### (4) 結論

映像搬送波の直交変調による EDTV 信号方式の基礎的な理論解析を中心に述べた。本方式においては原理的に主信号と多重信号とのクロストークが発生しない独立伝送チャンネルが得られる。フィルタを含む総合的な伝送特性のばらつきによって発生する現行受信機への妨害と独立伝送チャンネルの特性劣化、独立伝送チャンネルのノイズスペクトル及び、平均電力と最大振幅の増加率等を解析した。その結果、本方式は基本的に充分実現可能な放送方式であることを示した。

#### 4・3 シミュレーションによる考察

##### (1) シミュレーションの方法

画像メモリとスーパーミニコンピュータ VAX11/785 [7] を用いて本方式の変復調を行ない逆ナイキストフィルタの効果，現行の各種映像検波方式の違いによる妨害の見え方，復調した高精細画像の評価等を行なった。使用した画像はカラーバー，マルチバースト，デジタルモノスコープのテストパターンやITE（テレビジョン学会）の標準画像などである。これらの画像を画像メモリを通じて取り込んだり，MTから読み込んだりして予めコンピュータに入力しておく。映像搬送波の直交変復調，ナイキストフィルタ，周波数変換等すべてコンピュータ上で行なった。変復調に伴うフィルタやナイキスト及び逆ナイキストフィルタ等は前もって設計し，時間領域での処理が可能ないように各フィルタの係数を定めてお



第4-13図 シミュレーション・プログラムの構成図

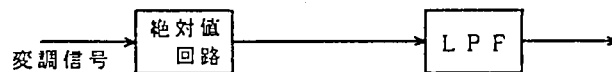
く。第4-13図はシミュレーション・プログラムの構成図であり，N T S C 信号と多重信号を入力し直交変調し，後者は逆ナイキストフィルタで帯域制限した後加算している。入力した画像ファイルは768（水平）×480（垂直）画素であり，サンプリング周波数は4fsc（fscは色副搬送波）である。映像搬送波は $\omega_c = 10fsc \times 2\pi$ （約35.9MHz）に設定し，そのためサンプリング周波数を10倍の40fscとするため直線内挿でライン画素を7680に拡大して使用した。このようにして計算された変調信号はナイキストフィルタで帯域制限した後映像検波し元のN T S C 信号を得る一方，そのまま直交検波して多重信号を取出している。再生したN T S C 信号は画像メモリを通じて出力することにより，現行受

像機への妨害評価に使用し、多重信号は必要な場合周波数変換を行ない復調した高精細成分を同様にして画面上で確認している。第4-13図に示すようにこのシミュレーション・プログラムでは計算時間短縮のため変調信号をVSBフィルタで帯域制限していないが、これは復調用のナイキストフィルタで代用している。またそのため多重信号復調用のバンドパスフィルタを使用していない。

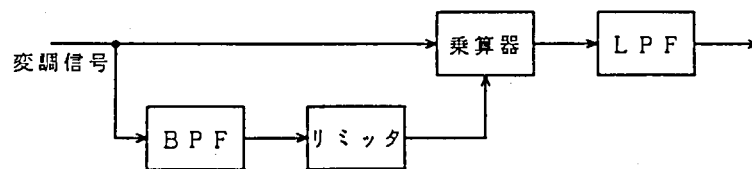
## (2) 映像検波方式

現行のテレビ受像機は昭和50年頃より大幅にICが採用され、それとともに映像検波はそれまでのダイオードを使用した包絡線検波から搬送波再生型検波へと移行した。この搬送波再生型検波は受信した変調映像信号から搬送波周波数選択回路(Qが20~40)とリミッタで搬送波を再生して元の信号と乗算して検波するもので、擬似的な同期検波方式といえる。さらに昭和57年頃よりPLLをもった本格的な同期検波回路[3]が採用され、文字多重や高画質・大画面テレビ受像機から順次導入された。EDTV放送が開始される頃には家庭のテレビ受像機は大部分がこの搬送波再生型検波又はPLL同期検波方式を採用していると考えられる。ここでは3方式のそれぞれについてシミュレーションを実施

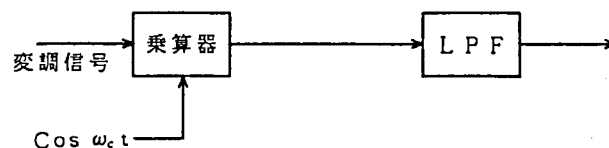
a) 包絡線検波



b) 搬送波再生型検波



c) PLL同期検波



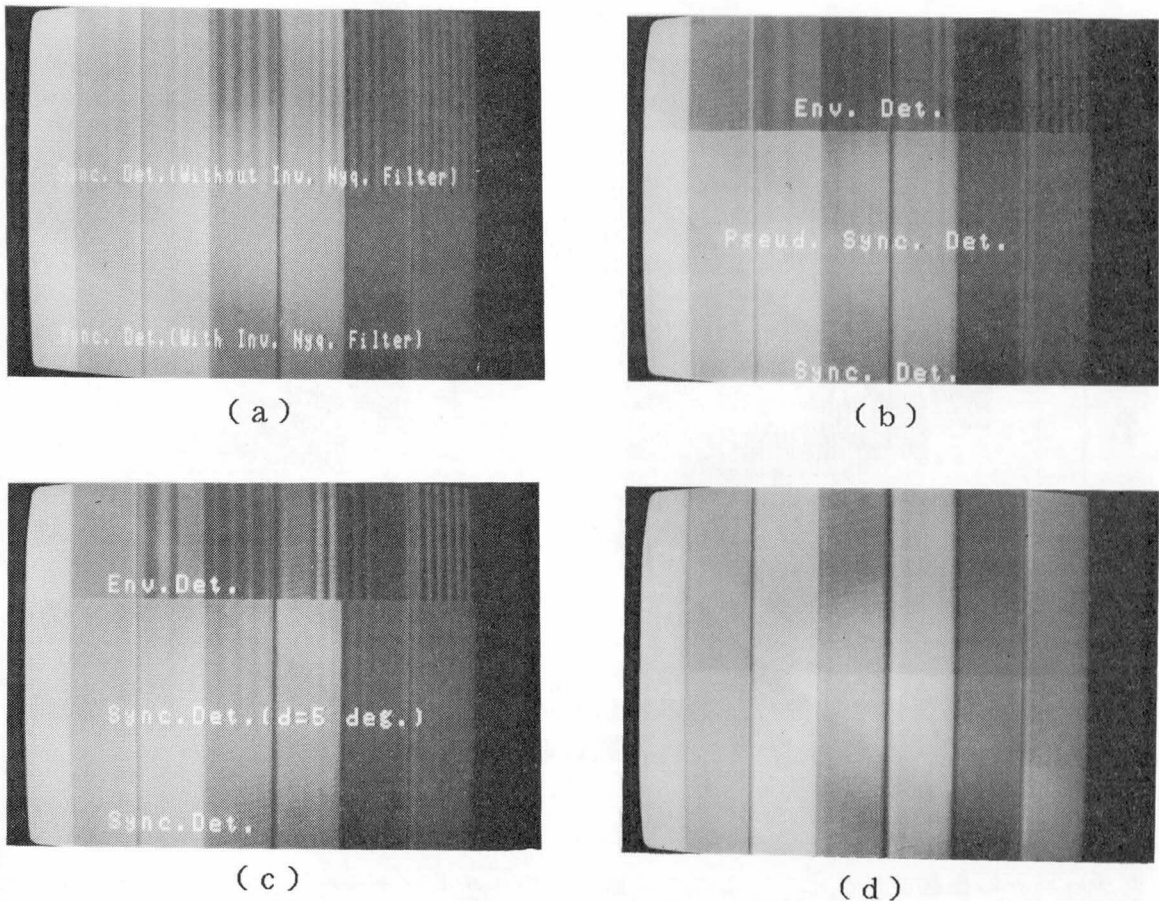
第4-14図 各種映像検波方式

した。第4-14図は各方式についてのシミュレーション・プログラムの構成図を示す。包絡線検波方式は入力変調信号の絶対値を求めてLPFで帯域制限をして復調している。搬送波再生方式ではQが20~40のBPFとリミッタで搬送波を再生し[8]、元の変調信号と乗算してLPFで帯域制限をしている。PLL同期検波方式では搬送波と変調信号を乗算している。搬送波は既知であるため理想的な同期検波となる。

### (3) 妨害評価結果

#### (3.1) 逆ナイキストフィルタの効果

直交変調した多重信号を帯域制限する逆ナイキストフィルタの効果を確認した。第4-15図(a)に変復調処理した画像を示すが、上半分は逆ナイキストフィルタのないもの、下半



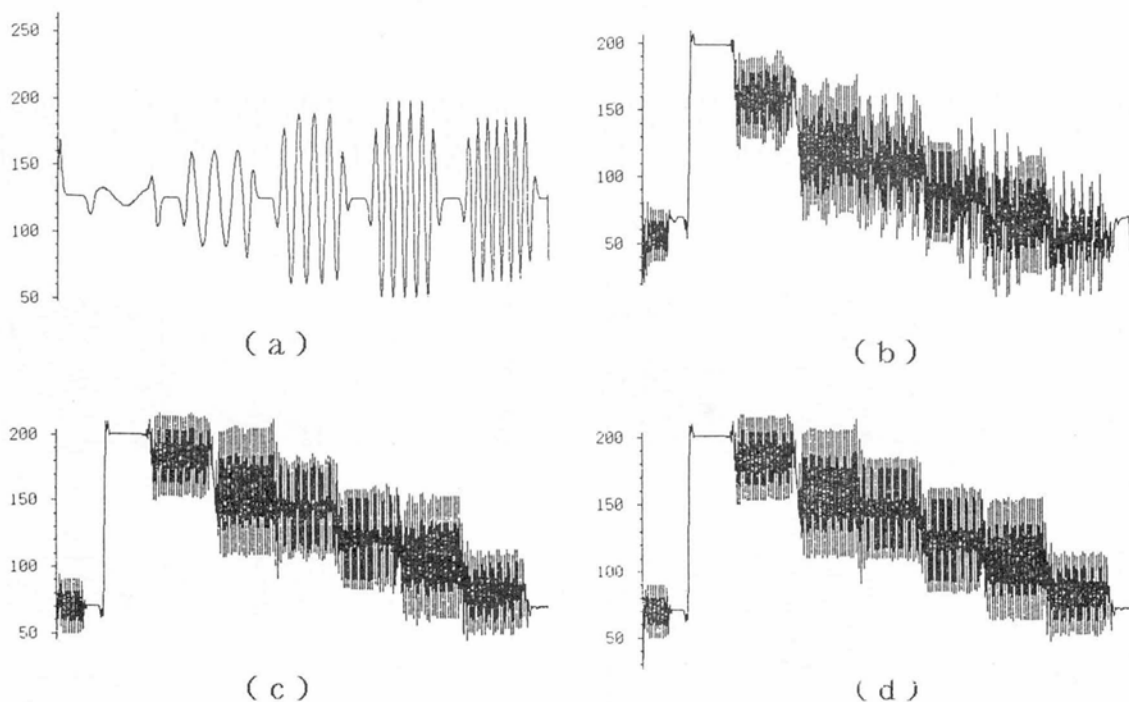
第4-15図 シミュレーション結果 その1

- (a) 逆ナイキスト・フィルタの有無による同期検波器での復調の違い
- (b) 包絡線検波、搬送波再生型検波、同期検波の比較
- (c) 包絡線検波、同期検波で軸が $5^\circ$ ずれた場合、同期検波の比較
- (d) 多重信号を $1/5$ にした場合の搬送波再生型検波と $5^\circ$ ずれた同期検波

分はある場合である。主信号にカラーバー、多重信号にマルチバースト（200-800kHz）を使用し、検波方式はPLL同期検波である。逆ナイキストフィルタのない場合多重信号は受信機のナイキストフィルタで残留側波帯信号となり主信号との間にクロストークを生じる。そのためPLL同期検波で主信号を復調しても多重信号が漏れ込み妨害となる。一方逆ナイキストフィルタを挿入すると受信機のナイキストフィルタではほぼ両側波帯信号となりクロストークは生じない。

### (3. 2) 映像検波方式の違い

第4-15図(b)に包絡線検波、搬送波再生型検波、PLL同期検波の各方式による主信号の復調画像を示す。また第4-16図に多重信号のマルチバーストの波形、三方式による



第4-16図 復調信号波形 (a) 多重信号のマルチバースト (b) 包絡線検波による主信号(カラーバー) (c) 搬送波再生型検波による主信号 (d) PLL同期検波による主信号

カラーバーの復調波形を示す。ここで多重信号のマルチバースト（200～800kHz）と主信号のカラーバーは振幅比1:1で多重している。これをみると、包絡線検波では多重信号のマルチバーストが大きく復調され、搬送波再生型検波でも多重信号のクロストークがみられる。一方PLL同期検波では主信号のカラーバーのみ復調されている。このことか

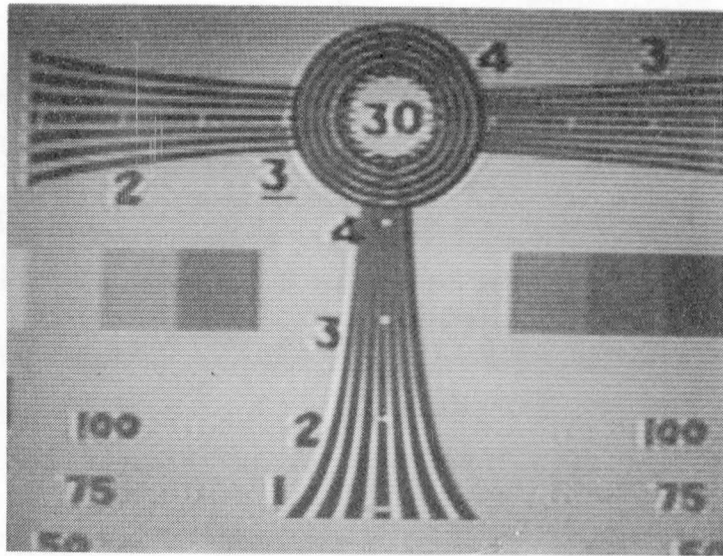
ら理想的なPLL同期検波で主信号を復調すると多重信号からの妨害は原理的には発生しないことがわかる。しかし実際のPLL同期検波受信機では完全な同期検波が実現されておらず、ある程度の検波軸のズレは考えられる。たとえば、 $5^\circ$ 検波軸がずれた場合多重信号からのクロストークは $-21\text{dB}$ となる。これをシミュレーションで確認したのが第4-15図(c)である。第4-15図(c)は上から包絡線検波、同期検波(検波軸 $5^\circ$ ズレ)、PLL同期検波の順で、 $5^\circ$ ズレた場合の同期検波の見え方は搬送波再生型検波とよく似ている。次に主信号と多重信号の振幅比を $5:1$ として搬送波再生型検波と同期検波の両方についてシミュレーションで確認した。第4-15図(d)にその結果を示す(上半分が搬送波再生型検波、下半分が検波軸が $5^\circ$ ズレた同期検波)が、両方式ともほぼ許容限であるといえる。

#### (4) 高域の輝度信号の多重と復調

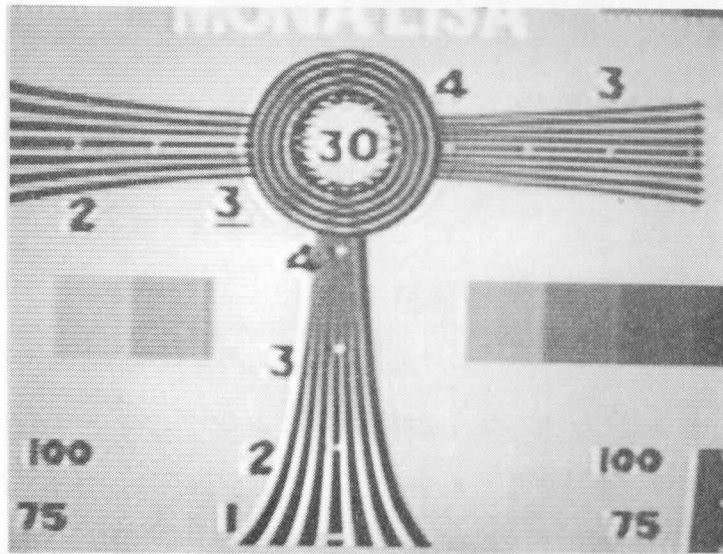
第4-15図のシミュレーション結果はすべて主信号がカラーバーで多重信号がマルチバーストであった。これらの信号は全ライン同一の信号であるため演算時間が短くシミュレーションが容易な画像である。次に演算時間は長いが画像評価に適した信号としてデジタルモノスコパターンを用いてその高域の輝度信号を低域変換した多重信号による妨害及び復調結果を観察した。元の信号帯域が $6\text{MHz}$ であるデジタルモノスコ画像の $4.2\sim 5.0\text{MHz}$ 成分を $4.0\text{MHz}$ の連続波を用いて低域( $0.2\sim 1.0\text{MHz}$ )変換し、DC成分を除去した。これを多重信号とし振幅比 $1:1$ で元の低域成分(NTSC信号-第4-17図(a))と直交変調した。この変調信号を搬送波再生型検波で復調したものが第4-17図(b)に示す画像である。一方主信号、多重信号ともに同期検波で復調し、多重信号は $4.0\text{MHz}$ の連続波で元の高域 $4.2\sim 5.0\text{MHz}$ に変換して主信号と加算し表示したのが第4-17図(c)である。これらを見ると多重による妨害はほとんど検知できないし、多重信号は復調され元の $5\text{MHz}$ の帯域をもつ信号を再生していることがわかる。高域の輝度信号を多重する場合、もともと信号レベルが低いこともありまた主信号との相関が高いため妨害の影響は少ないといえる。



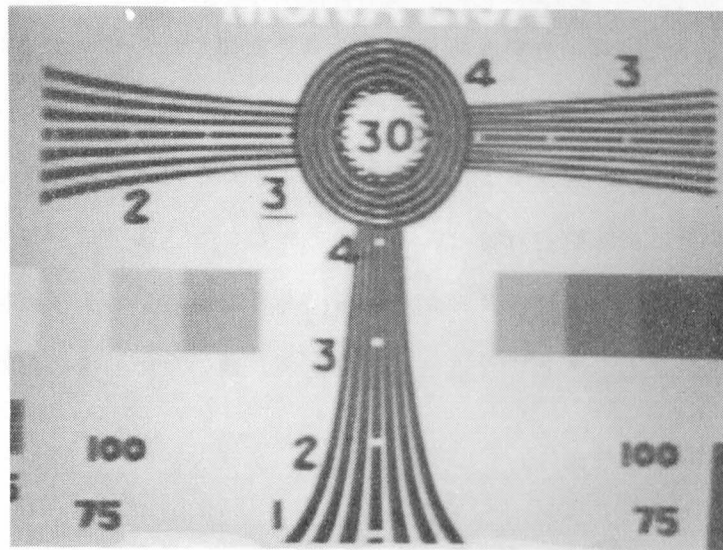
(a)



(b)



(c)



第4-17図 シミュレーション結果 その2

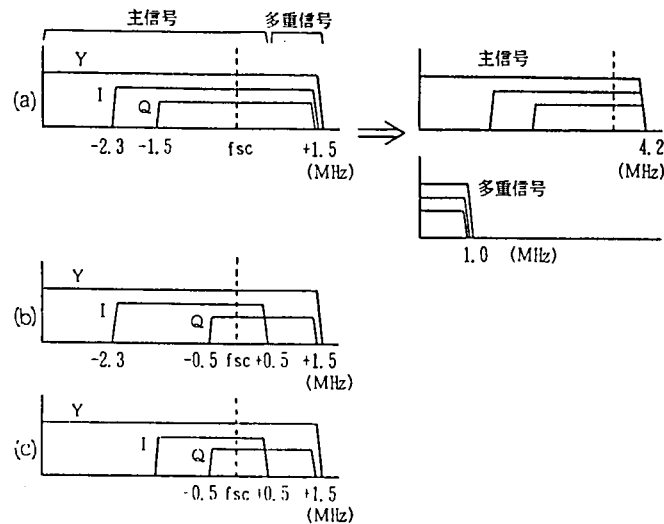
(a) NTSC信号を現行受信機で受けた場合

(b) 本方式によるEDTV信号を現行受信機で受けた場合

(c) 本方式によるEDTV信号を専用受信機で受けた場合

(5) 高域の輝度信号及び色信号の多重と復調

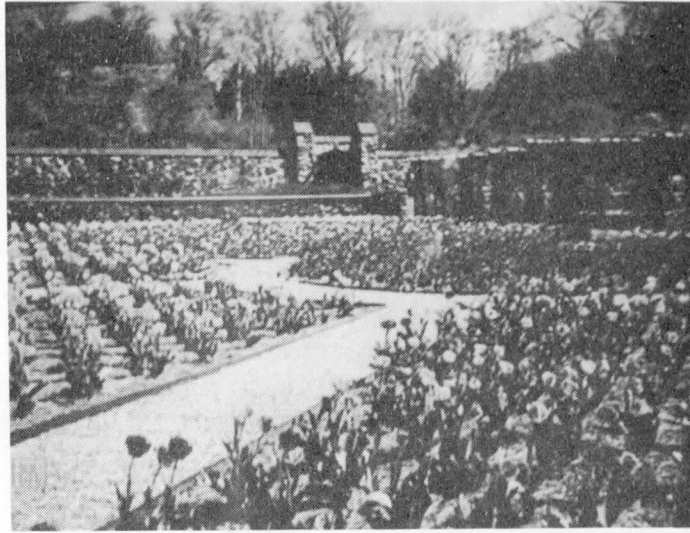
次に映像搬送波の直交変調による伝送方式の応用の一つとして、輝度信号及び色差信号の高域成分を多重伝送する方式を検討した。本方式では、約1MHzの帯域を多重伝送することが可能となるので、この帯域に輝度信号及び色差信号の高域成分を多重する方式について以下に述べる。第4-18図に各方式を図示する。



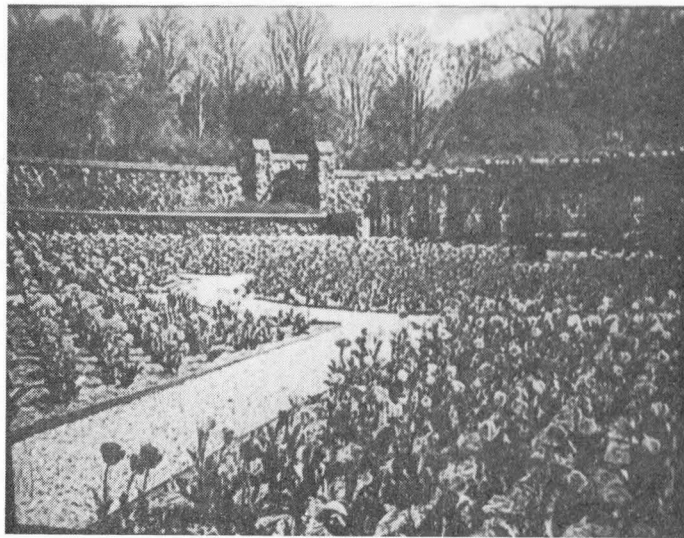
第4-18図 輝度信号及び色差信号多重方式

第4-18図(a)で示した方式では5MHzの帯域を有する輝度信号に、帯域2.3MHzのI信号、帯域1.5MHzのQ信号で色副搬送波を変調したものを多重する。そのうち、0～4.2MHzを従来の伝送路で伝送し、4.2～5.2MHzを本方式により伝送する。但し、この方式では現行TV受像機で受信した場合には低域まで伸びた色差信号によるドット妨害、2.1～3.1MHzの帯域でI、Q間でのクロストークの発生が考えられる。I、Q間のクロストークに関しては現行TV受像機では、I、Q共に0.5MHzの帯域しか再生していないという点を考慮すれば問題ないと考えられる。

第4-18図(b)で示した方式は、第4-18図(a)の方式に対してI、Q間のクロストークを改善する方式である。I信号を多重する際、1.3～4.2MHzに帯域制限しておき、Q信号を多重する際、3.1～5.1MHzに帯域制限しておく。こうすることにより、現行TV受像機で受信した場合にもI、Q間にクロストークは生じない。但し、この方式で多重伝送された信号を復調する際には、フィルタリングをおこなった後I、Q信号を復調しなけ

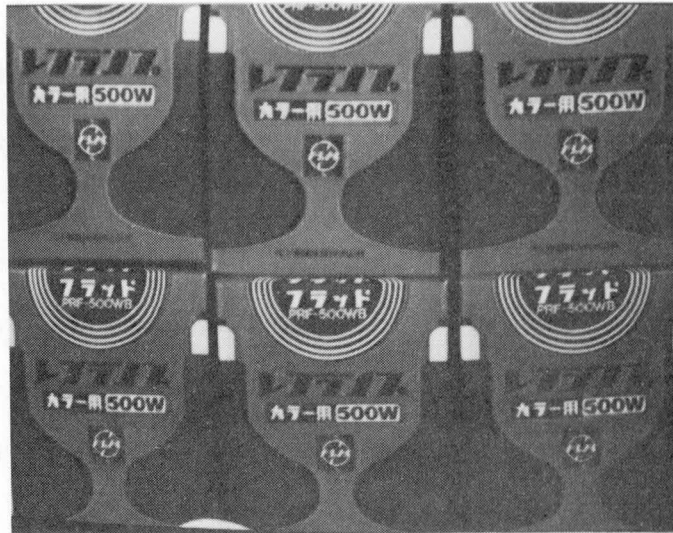


( a )

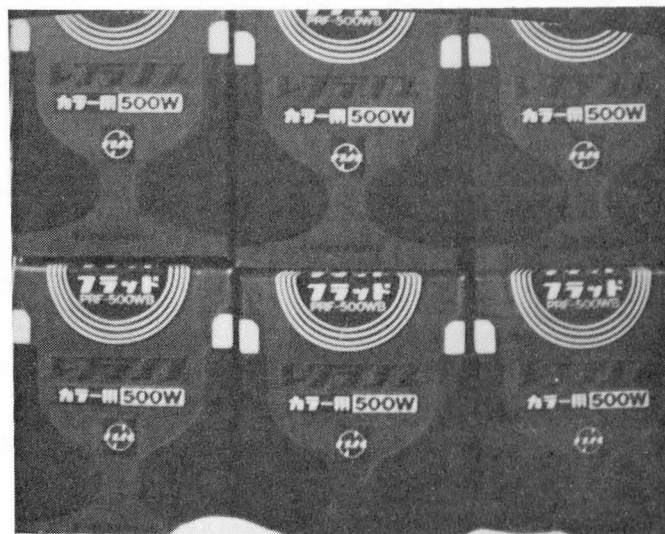


( b )

第4-19図 色差信号の解像度を向上させた場合のシミュレーション画像  
(a) (c) 従来のNTSC画像 (b) (d) 色差信号のうちI信号を2.3MHzに、  
Q信号を1.5MHzに帯域を拡張した場合



(c)



(d)

(b) では遠くのチューリップの色がよく出ているのがわかる  
(d) では「レフランプ」の字のにじみがなくなっている

ればならないという複雑さを伴う。

第4-18図(c)で示した方式は、現行TV受像機で受信した際のドット妨害を従来程度におさえるためI信号の帯域を拡大せず、輝度信号の帯域を5.2MHzに、Q信号の帯域を1.5MHzに拡大する方式である。

第4-18図(a)~(c)に示した方式のうち、第4-18図(a)で示した方式についてシミュレーションを行なった。現行TV受像機に対する妨害は、色の高域成分が存在する部分でドット妨害が認められる他は、I、Q間のクロストークは認められず、良好な結果が得られた。また復調について行なったシミュレーションでは、輝度信号、色差信号の帯域を共に拡大してあるため、画像中の色の細かな部分も良好に復調されていることが確認された。第4-19図(a)~(d)に元のNTSC画像とシミュレーションで得られた画像の写真を示す。(a)、(c)が元のNTSC画像で(b)、(d)がその結果である。

これを見ると、色差信号のうちI信号が2.3MHzにQ信号が1.5MHzに帯域が拡張されているため、(b)では遠くのチューリップの色がよく出ているのがわかるし、(d)では「レフランプ」の字のにじみがなくなっていることがわかる。

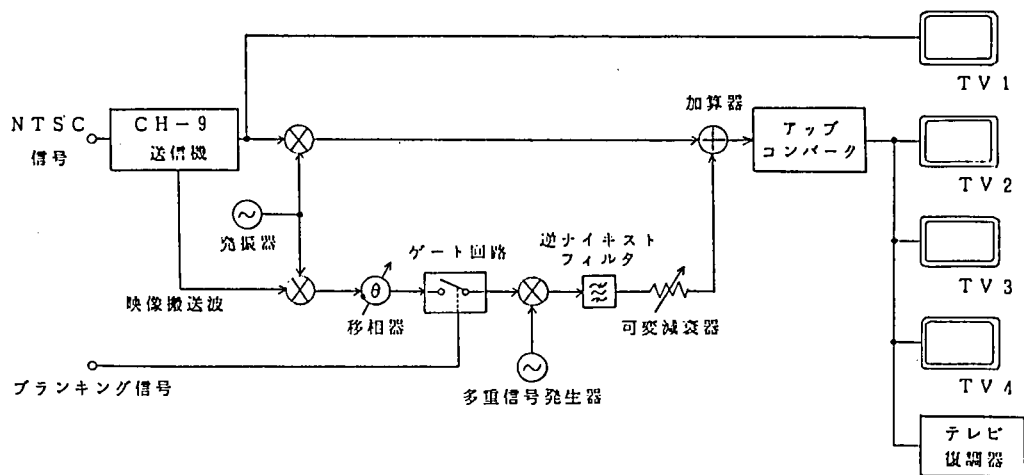
映像搬送波の直交変調方式を応用することにより、輝度信号のみならず色差信号の帯域拡大も同時に行なえることが確認できた。

#### 4. 4 ハードウェア実験

##### (1) 妨害評価実験

##### (1. 1) 実験の方法

本方式を実際の送信機と各種の受像機で妨害評価するため第4-20図に示すような系統で実験を行った。主信号のNTSC信号は9チャンネルの送信機を用い199.25MHzの映像搬送波で残留側波帯振幅変調され出力される。この変調信号を2分配し一方は基準用TV1(PLL同期検波採用)で受像し、他方は258MHzの発振器出力と混合されて周波数変換され58.75MHzにされる。一方送信機から取り出された199.25MHzの無変調搬送波は同様にミキサに入力され、同様に周波数変換される。58.75MHzに変換された無変調搬送波は移相



第4-20図 妨害評価実験の系統図

器，ゲート回路を通り多重信号発生器で搬送波抑圧変調され，逆ナイキストフィルタ，可変減衰器を通過し加算器で主信号の変調信号と加算される．主信号の搬送波と多重信号の搬送波は加算器のところで直交するように移相器を調整している．ゲート回路は水平・垂直帰線区間で多重信号を抑圧する場合に使用する．逆ナイキストフィルタには新たに表面波フィルタを設計して用いた．加算された変調信号はアップコンバータで所要のチャンネルに変換され，3台の受信機とテレビ復調器に供給されている．

#### (1. 2) 妨害評価の方法

PLL同期検波を採用したTV 2，搬送波再生型検波を採用したTV 3，包絡線検波を採用したTV 4の3種のTV受信機とテレビ復調器（日本通信機製 5124）に本方式で変調した信号をch.7で供給し，従来の信号をch.9でTV 1（PLL同期検波採用）に供給し現行受信機に与える妨害を比較評価した．評価画像は主信号としてカラーバー，多重信号として正弦波の発振器を用い周波数を100kHz～1.2MHzの間で使用した．妨害評価の方法は7H（Hは画面の高さ）の距離で妨害の検知限に当る多重信号の重畳レベルを測定した．検知限の評価は技術者3名で行ない平均をもとめた．

#### (1. 3) 結果

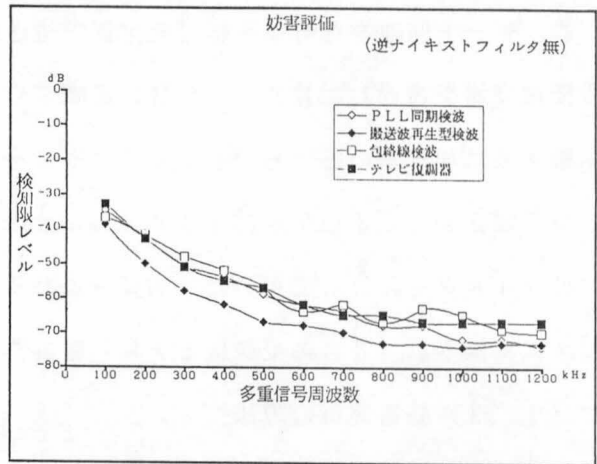
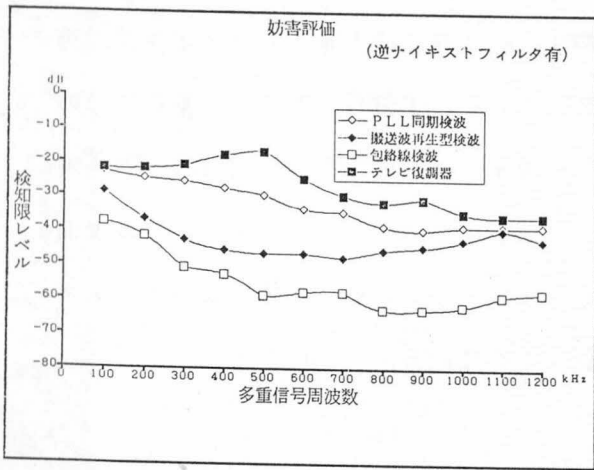
妨害評価した結果を第4-21，22図に示す．いずれも多重信号の振幅を減衰させ，妨害がなくなった時の重畳レベルを主信号の搬送波との比（デシベル）で表示した．多重信号は搬送波抑圧変調しているため搬送波周波数成分は存在しないが，逆ナイキストフィルタの有る場合は上下両側波帯の大きさを測定し搬送波周波数における大きさに換算して

用いた。また逆ナイキストフィルタのない場合は上下両側波の大きさをそのまま用いた。多重信号の重畳レベルと主信号の搬送波の比  $a$  と多重信号の振幅と復調した主信号の映像振幅（同期信号を含まない）の比  $b$  の関係は変調度等によっても相違するが、この場合はおよそ、

$$b = a + 10 \text{ dB}$$

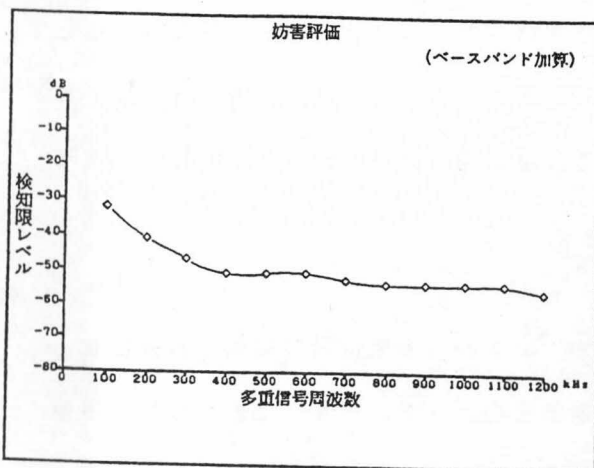
であった。

第4-21図は逆ナイキストフィルタが有る場合で、PLL同期検波、搬送波再生型検波、包絡線検波の順で検知限が高くなっていく。また低い周波数で検知限が低いのは評価画像による視覚特性によるものである。第4-23図にカラーバーと正弦波の発振器の出力を

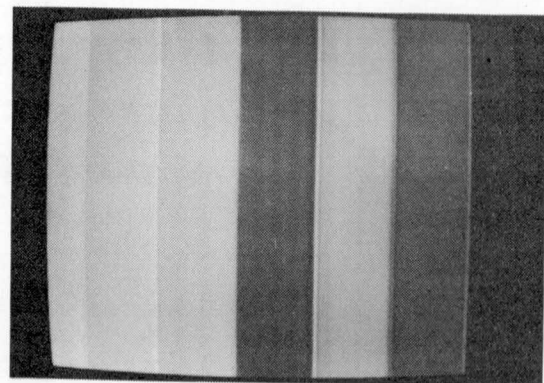


第4-21図 逆ナイキスト・フィルタがある場合の検知限における多重信号重畳レベル

第4-22図 逆ナイキスト・フィルタがない場合の検知限における多重信号重畳レベル



第4-23図 映像信号の加算による検知限



第4-24図 妨害評価実験による画面の例

単に加算して、同様に検知限を測定した結果を示す。図で縦軸はカラーバーと正弦波の振幅比を示す。これに基づいて補正すると100kHz~1.2MHzでほぼ一定となる。同期検波と包絡線検波の差は全周波数で平均して20dBあり、搬送波再生型検波は低い周波数で包絡線検波に近く、高い周波数ではPLL同期検波に近い。これは搬送波再生型検波では、主信号の映像搬送波に近い多重信号が重畳されると再生搬送波が影響を受け易くなるからと考えられる。

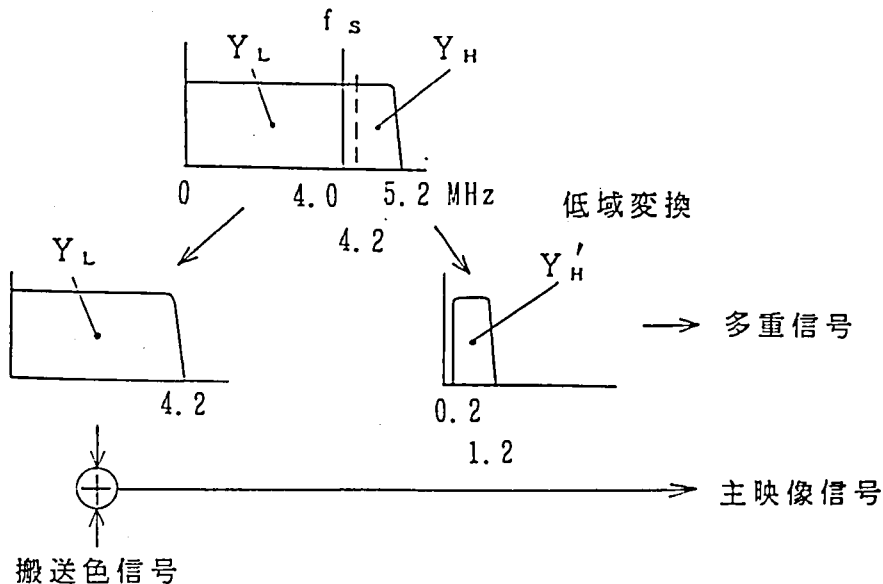
第4-22図は逆ナイキストフィルタが無い場合で、周波数の傾向は第4-21図と同じであるが、3方式の違いがあまりない。逆ナイキストフィルタが有る場合と無い場合の差は同期検波の場合20~30dBであり、逆ナイキストフィルタで前もって帯域制限する効果は大きい。

シミュレーションと同様に主信号にカラーバー、多重信号にマルチバーストを用いて実験した結果の画面写真を第4-24図に示す。これは主信号と多重信号の振幅比が5:1に相当し、シミュレーションの第4-15図(d)とほぼ同じ結果であり本実験とシミュレーションはよく合致していると考えられる。

## (2) 全システムによる伝送実験

### (2.1) システムの構成

映像搬送波直交変調方式をもちいて輝度信号の高域成分を多重伝送するハードウェア実験

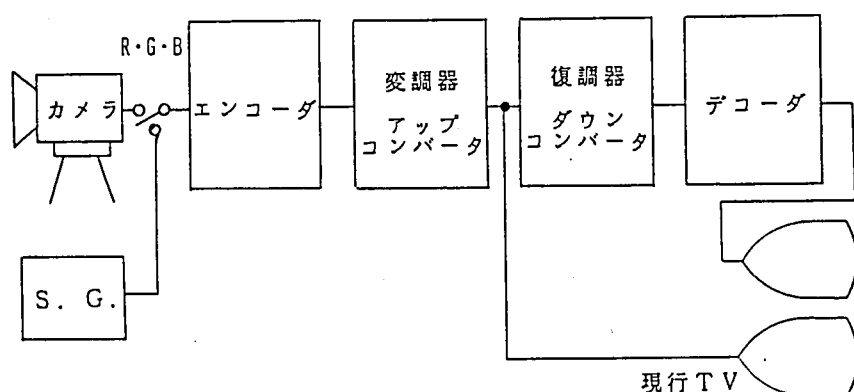


第4-25図 多重する輝度信号のスペクトル図



を行った。第4-25図に輝度信号の高域成分を多重伝送、再生する実験系統図を示す。輝度信号の高域成分  $Y_H$  (4.2 ~ 5.2 MHz) を、副搬送波  $f_s$  (= 4.0 MHz) で低域成分  $Y_H'$  (0.2 ~ 1.2 MHz) に周波数変換する。低域変換された  $Y_H'$  で、主映像信号の振幅変調用映像搬送波と直交する搬送波を平衡変調し、逆ナイキストフィルタで帯域制限する。一方輝度信号の低域成分  $Y_L$  (0 ~ 4.2 MHz) は、色信号とともに主映像信号として残留側波帯振幅変調される。それらを加算したものが本方式による EDTV 信号となる。現行のテレビジョン受信機に対する妨害は、RF 信号に周波数変換された信号を、市販のテレビジョン受信機で受信し主観評価することができる。

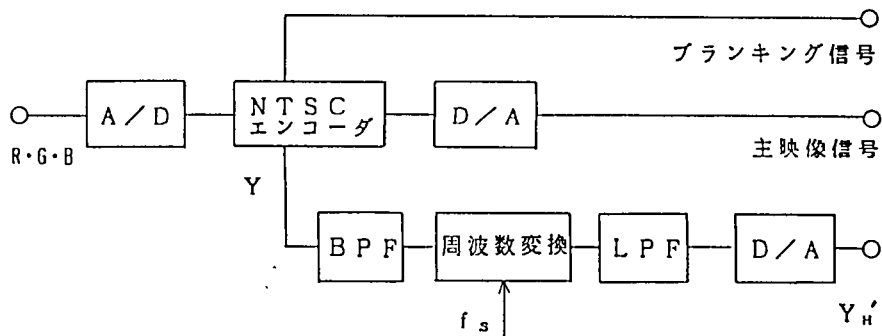
多重信号の再生は、まず本方式による EDTV 信号を直交する2つの再生搬送波で同期検波し、それぞれ主映像信号及び多重信号  $Y_H'$  を復調する。 $Y_H'$  は副搬送波  $f_s$  により、高域に周波数変換されもとの輝度信号  $Y_H$  となり、主映像信号と加算することによって輝度信号の帯域拡大された映像信号を再生することができる。



第4-26図 伝送実験の構成ブロック図

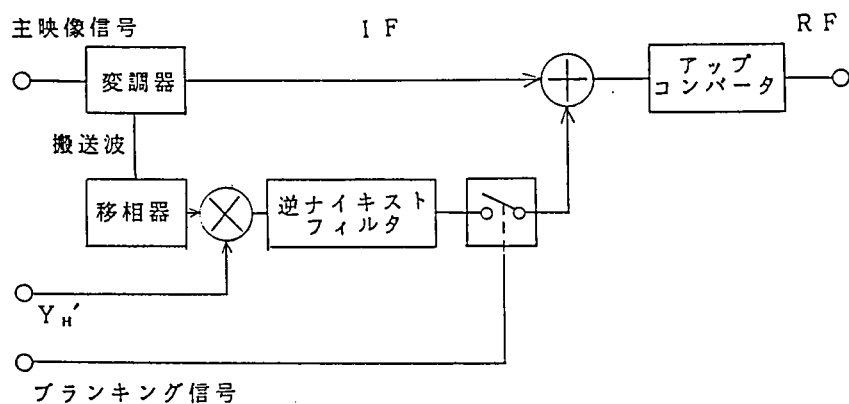
第4-26図は実験システムのブロック図である。カメラあるいは信号発生器からの R·G·B 信号を主映像信号および多重信号  $Y_H'$  にエンコーダで変換し、変調器・アップコンバータで RF 帯の本方式 EDTV 信号とする。RF 信号は妨害評価に用い、一方ダウンコンバータ・復調器及びデコーダで元の多重信号を再生することにより、本方式の有用性を検証することができる。

以下送信側での信号処理について述べる。第4-27図はエンコーダのブロック図である。カメラあるいは信号発生器からの R·G·B 信号は、NTSCエンコーダで主映像信号



第4-27図 エンコーダのブロック図

に変換される。フィルタで分離された輝度信号の高域成分は、副搬送波  $f_s$  で低域に周波数変換され  $Y_H'$  となる。

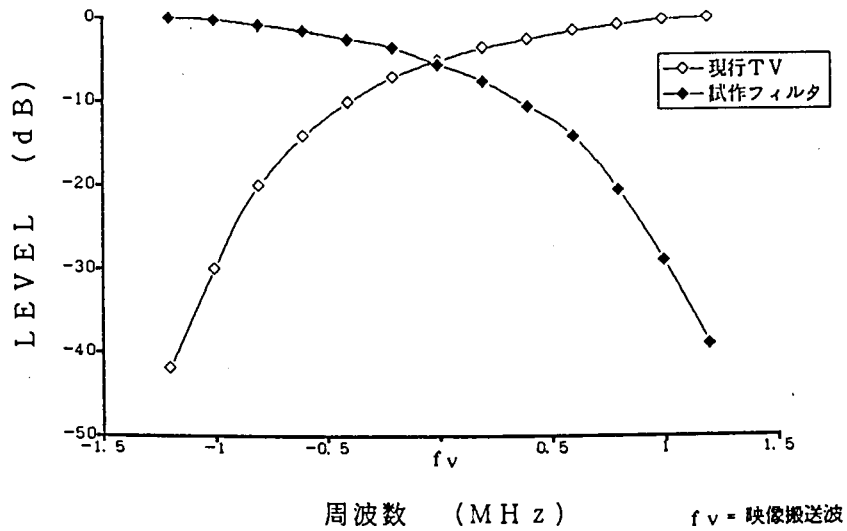


第4-28図 変調器・アップコンバータのブロック図

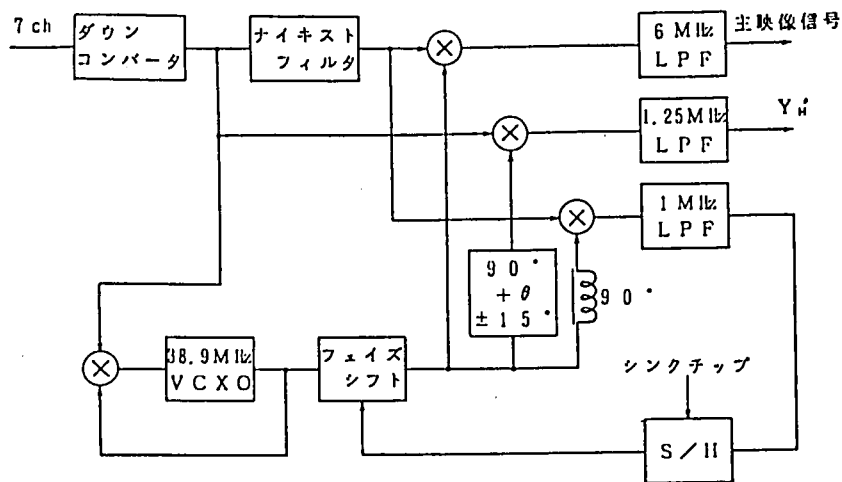
第4-28図は変調器・アップコンバータのブロック図である。エンコーダからの主映像信号は標準TV変調器でIF信号に変調される。主映像信号の変調に用いる搬送波を位相関係が直交するように位相調整し、エンコーダからの多重信号  $Y_H'$  で平衡変調する。次に逆ナイキストフィルタで帯域制限し、IF信号と加算しアップコンバータでRF信号に変換する。なお多重信号は帰線期間では重畳しないようにブランキング信号で多重を制御する。

第4-29図に現行のテレビジョン受信機のナイキスト・フィルタの一例と試作した逆ナイキスト・フィルタの特性を示した。両フィルタの特性はほぼ対称であり、本実験においてはフィルタの非対称性に起因する妨害は認められなかった。

受信側は、RF信号を低域変換した後、主映像信号、多重信号をそれぞれ復調する復調

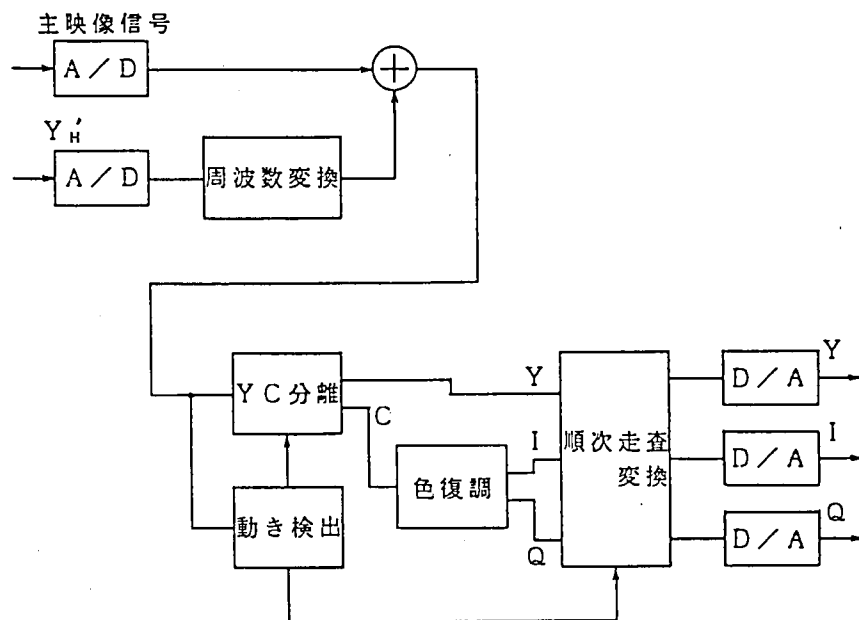


第4-29図 受像機のナイキスト・フィルタと  
試作した逆ナイキスト・フィルタの 振幅特性



第4-30図 ダウンコンバータ・変調器のブロック図

器とベースバンド信号処理を行うデコーダからなる。以下、各部について説明する。  
 ダウンコンバータと復調器は第4-30図に示すように、送信側で生成されたRF信号は、  
 ダウンコンバータで38.9MHzに低域変換されてナイキストフィルタに入力される。再生搬  
 送波によってナイキストフィルタの出力を同期検波して主映像信号を復調する。また、こ  
 の再生搬送波と直交関係に位相シフトされた搬送波で、ナイキストフィルタに入力される  
 前の信号を同期検波し1.25MHzLPFで帯域制限して多重信号 $Y_H'$ を復調する。



第4-31図 デコーダのブロック図

第4-31図に示すように、復調された主映像信号と多重信号はデジタル信号処理をするためそれぞれA/D変換されてデコーダに入力される。多重信号は、副搬送波 $f_s$ で4.2～5.2 MHzに周波数変換されて主映像信号に加算される。加算後の映像信号は、動き適応Y/C分離、動き適応順次走査変換、水平垂直エンハンスなどの処理が施される。

## (2.2) 副搬送波

本実験の結果、現行のテレビジョンに与える妨害が少なく輝度信号の高域成分を多重伝送できるということを実証することができた。

映像搬送波の直交変調によるインターキャリア方式における音声バズの発生を防ぐためには、低域変換された信号がDCに近い成分を含まないように副搬送波 $f_s$ の周波数を選ぶ必要がある。本実験の $f_s = 4.0$  MHzにおいては音声バズの発生は認められなかった。

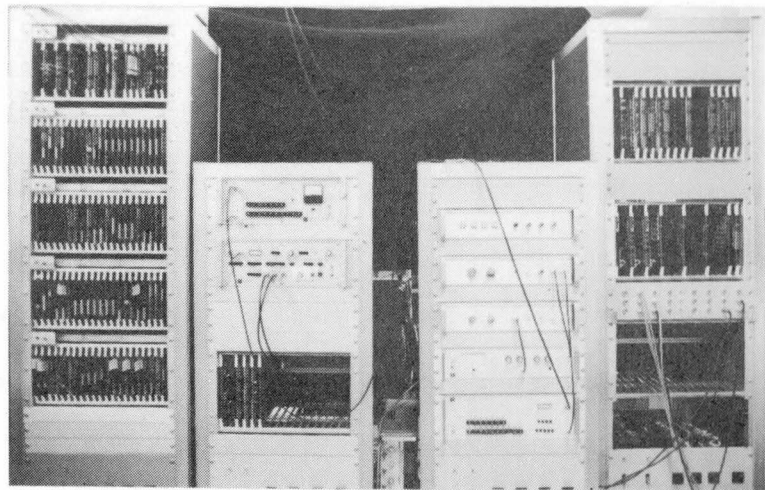
副搬送波 $f_s$ の位相は一ライン、一フィールド毎に反転するように位相制御する。これは、妨害に関しては妨害が静止せず、動いてみえるため目につきやすく不利ではある。しかし多重信号を再生する場合に副搬送波 $f_s$ の位相を送信側と同期させれば、復調の段階で発生する主映像信号から多重信号へのクロストークは同様に位相反転されるので、クロストークによる再生映像の劣化を視覚の積分効果により抑えることができる。本実験の結

果では、もともと妨害は少ないため位相反転による妨害への影響は軽微であり、またクロストークによる再生映像の劣化も位相反転により問題とはならなくなった。

### (2. 3) 結果

本方式は原理的に動画像についても問題なく多重信号を伝送できるという特長をもっているが、ハードウェア実験によって動画伝送時にも多重した輝度の高域成分を再生し高精度動画像が得られることが確認できた。

第4-32図に本実験で試作した装置の外観の写真を示す。右よりエンコーダ、直交変調器、直交復調器、デコーダである。



第4-32図 試作した装置の外観

第4-33図に実験で得られた画像の一例を示す。(a)は従来のNTSC画像で(b)は高域の輝度信号を多重した結果である。また(c)は(a)の画像の一部分を拡大したもので、走査線が見えるが、(d)は(b)の画像の一部分で走査線は細くなり高域成分のシャツの縞がよく見えている。

本方式は逆ナイキストフィルタにより重畳レベルを制限していること、搬送波抑圧AM変調であるため主映像信号搬送波に対する影響の少ないことなどにより、搬送波再生型検波又は包絡線検波を採用している受信機においても、多重信号の主映像信号に対する妨害は認められるが気にならない程度であった。またPLL同期検波を採用している現行受信機では、妨害はほとんど認められなかった。



(a)



(b)

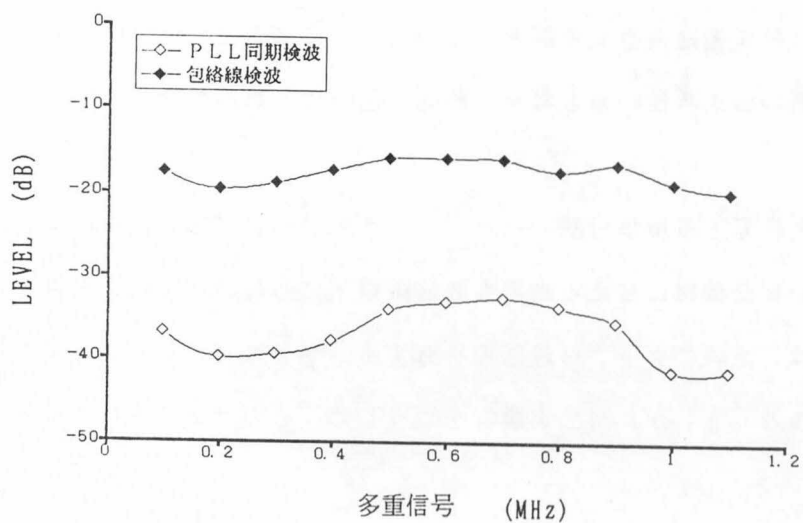


(c)



(d)

第4-33図 伝送実験で得られた画像 (a) NTSC受像機 (c) その拡大  
(b) EDTV受像機 (d) その拡大



第4-34図 多重信号から主信号へのクロストーク (実測)

多重信号の主映像信号に対する妨害を客観的に示すものとして、多重信号から主映像信号へのクロストークを第4-34図に示す。包絡線検波を採用している受信機については、輝度信号高域成分の信号レベルの小さいことを考慮すれば許容できる範囲である。PLL同期検波を採用している受信機については、輝度信号の高域成分を多重伝送するには問題なく、その他の信号を伝送できる可能性も充分ある。

### (3) 結論

映像搬送波を直交変調し受信時に多重信号が両側波帯となるよう送信側で逆ナイキストフィルタで帯域制限することにより現行方式と互換性の高いEDTV伝送方式を考案した。ハードウェアによる変調及び復調実験によって映像搬送波直交変調方式の実現性を確認できた。本方式は現在家庭にあるテレビ受像機の大部分に採用されている搬送波再生型検波及び同期検波方式により受信した場合、多重信号の与える妨害は比較的少ないことが実験によっても確認できた。またEDTV受像機で受信した場合は多重信号を同期検波で再生することができる。

多重信号としては高域の輝度信号の他に色信号やそれらをデジタル化した信号などが考えられる。また本方式の伝送帯域は約1MHzであるが、アナログ伝送の場合は副搬送波による多重、デジタル伝送の場合は多値化及び高能率符号化によりさらに広帯域の信号を伝送することも可能である。本実験を通じて高域の輝度信号等の主信号と相関のある多重信号については映像搬送波直交変調方式は充分実用になることが確認された。また本方式は静止画と動画の伝送特性の差もなく、動画伝送時に不都合が生じることもないことも確認された。

今後更に主信号と多重信号間のクロストーク等の改善を図り包絡線検波検波方式を用いた旧式のテレビ受像機に与える妨害も許容限以下にしたい。またゴースト等による伝送路歪に関しては二系統のタップ付遅延線を有するトランスバーサルフィルタにより等化することができる[9]が、消去実験等をつうじて、そのフェージビリティを確認する。

## 第5章 ワイドスクリーン・テレビ方式

### 5.1 概説

前章においては、EDTVの一方式として提案している映像搬送波の直交変調方式についてその原理と輝度信号の高域成分を多重した実験について詳しく述べた。ここでHDTV、EDTV、IDTVの定義はBTA（放送技術開発協議会）の分類に基づいたものであるが、CCIRでは従来の分類を最近変更し [1]、

HDTV

Extended Definition TV

Enhanced TV

の3つに分類し、Extended Definition TVはHDTVのようにアスペクト比が16:9のもとして、この分類に従えば前章で述べた方式はEnhanced TVとなり、EDTV (Extended Definition TV) については欧州のMAC方式 [2]、SLSC方式 [3] [4]、CBSの方式 [5] や米国 フィリップス社 (NAP) のHDNTSC方式 [6] [7] [8] [9] 等が既に提案されている。このうちMAC方式は欧州で現在使用されているPAL方式のカラーテレビと互換性を有せず、SLSC、CBSやNAPの方式は2チャンネル（帯域12 MHz）を使用するものであり電波の有効利用の点からは問題である。本章で論じる映像搬送波の直交変調方式によるワイドスクリーン・テレビ方式は現行のNTSC方式と完全な互換性を有し、1チャンネルでワイド画面を伝送できる方式である。著者らがこの方式を発表後、米国のSRIの子会社 David Sarnoff Research Center は本方式を一部利用したACTVを発表したが、これも1チャンネルのみを使用するワイドスクリーン・テレビである [10]。

画面の縦横比すなわちアスペクト比を現在の4:3から5:3又は、16:9へ横に広げる試みはすでに映画産業においてシネマサイズとして実行されているが、NHKにおいてHDTVの研究の初期に画面サイズの好ましさの実験が行われた [11]。その結果5:3



たは2 : 1が大画面になるほど好ましれることが明らかになった。HDTVのプロダクション・スタンダードについてはその後米国の事情によりアスペクト比が16 : 9に変更されBTAで規格化された。いま我国ではHDTVがハイビジョンの愛称の元に実用化されようとし、また現行のNTSC方式のテレビ放送受像機も大画面のものが好まれるようになって来た。そこで将来のNTSC方式による地上テレビ放送を考えるとワイドスクリーン化は必須であり、郵政省の電気通信技術審議会でも第2世代のEDTVとしてはこのワイドスクリーン化を第1の目標にしている。(第1-1図参照)

本章でははじめに原理とシミュレーションによる検討について論じ、次に実験システムについて述べる。

## 5. 2 原理とシミュレーション

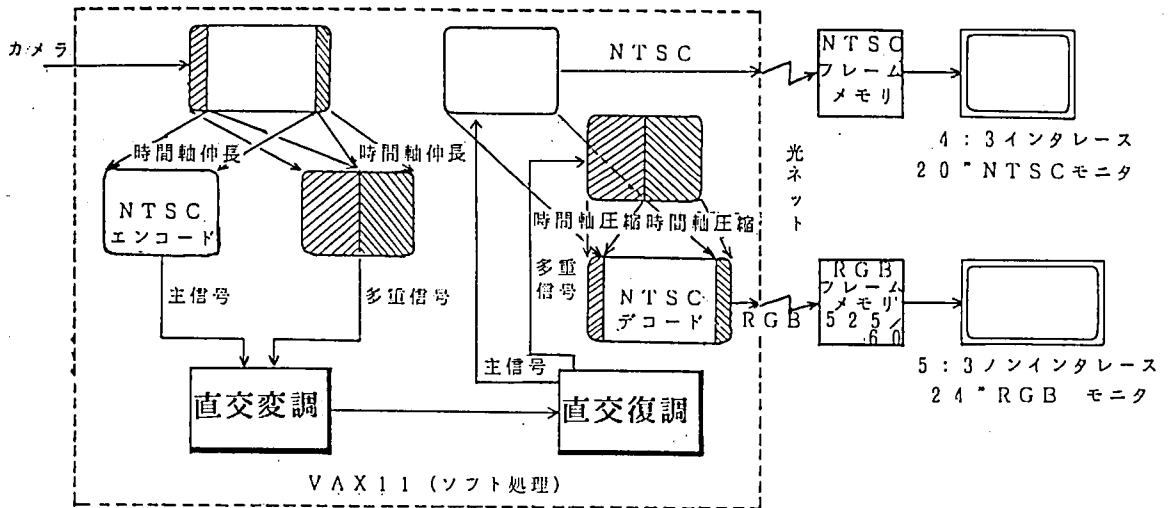
### (1) 原理

前章で述べた映像搬送波の直交変調を用いた伝送方式では従来のNTSC方式の伝送帯域に約1MHzの帯域を付加することが可能となった。さらにこの伝送チャンネルは独立したもので、NTSC方式で伝送される主信号との相関性を必要としないし、もちろん動画像を伝送することができる。従来のNTSC方式の受像機への妨害も少ないので、ワイドアスペクト比を持つ信号のサイドパネル(ワイドアスペクト比を持つ信号から4 : 3のセンター部分を引いたもの)を伝送するのに適している。

### (2) シミュレーション

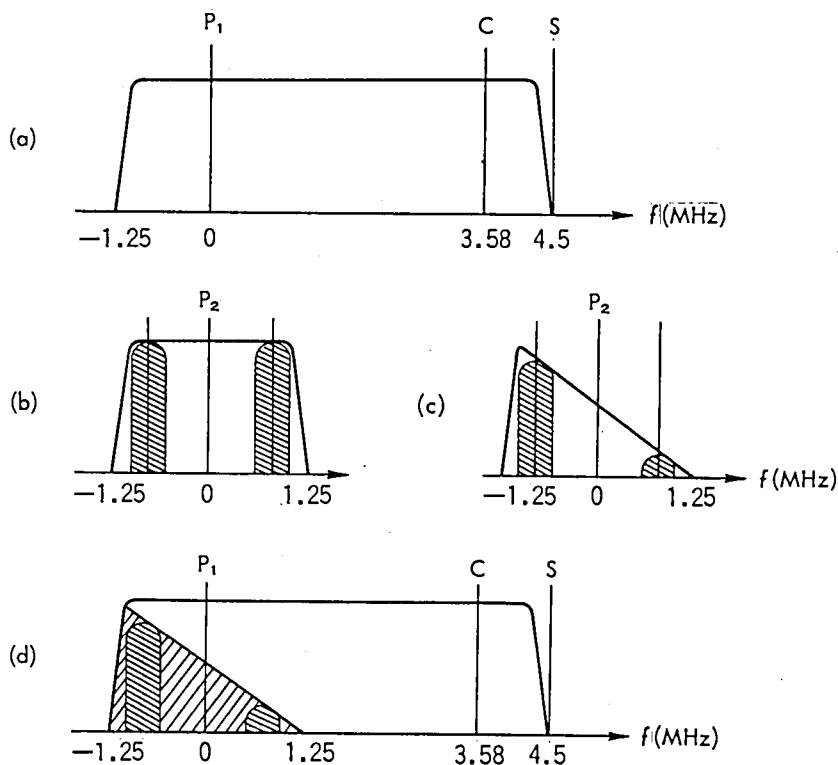
アスペクト比が5 : 3のカメラで撮影した信号を分割して多重伝送することを考える。第5-1図に示すように、アスペクト比が5 : 3で信号帯域が約5MHzの信号のうちセンターパネル(中央の画像)を1.25倍に時間軸伸張し、従来のアスペクト比が4 : 3の信号として、NTSC方式に従ってエンコードして主信号として伝送する。一方サイドパネルは5倍に時間軸を伸張すると、信号帯域は約1MHzとなり多重信号として伝送可能となる。

両端画像の色差信号の多重は副搬送波による方法以外にもTAT [12], TCI (Time



第 5-1図 ワイドスクリーン・テレビのシミュレーション構成図

Compression Integration)など各種の方法が考えられるがここでは、 $f_{sc}/5$  ( $f_{sc} = 3.579545 \text{ MHz}$ ) の副搬送波でさらに多重して伝送する。第 5-2 図に信号の周波数スペクトルを示すが、(a)は主信号、(b)は多重信号、(c)は逆ナイキスト・フィルタで帯域制限した多重信号で、この場合は色差信号を含むサイドパネルである。(d)は本方式による合成信号



第 5-2図 サイドパネルの多重方法 (a) NTSC (b) 多重信号  
(c) 逆ナイキスト・フィルタ通過後の多重信号 (d) 合成後の信号

で(a)の主信号と(c)の多重信号を映像搬送波の直交変調で合成したものである。

この信号を現行のNTSC方式のテレビ受像機で受信すると、主信号はこのまま再生すればアスペクト比が4:3の画像(センターパネル)が得られる。また多重信号は受像機のナイキスト・フィルタで両側波帯の信号となるので、現在市販の大部分の受像機に採用されているPLL同期検波器で検波すれば、妨害は生じない。一方アスペクト比が5:3のCRTを持ったEDTV受像機においては、受信した主信号は4/5に時間軸圧縮され中央画像に変換される。また多重信号は1/5に時間軸圧縮され、左右に2分割されて中央画像と合成される。両端画像の色差信号はfsc/5の副搬送波を用いて復調して同様に処理する。

アスペクト比が5:3の画像(水平画素 960, 垂直画素 484)を用い両端画像を多重信号として直交変調方式の変復調シミュレーションを行った。第5-3図にシミュレーションで得られた画像の写真を示す。(b)、(d)は第5-1図に示したようにアスペクト比が5:3の合成画像をノンインターレイスのRGBモニターに表示したもので、(a)、(c)はPLL同期検波で復調したアスペクト比が4:3のNTSC画像を通常のNTSCモニターに表示したものである。PLL同期検波で主信号を復調した場合は妨害は検知できず、搬送波再生型を用いた場合にも、多重信号と主信号の相関がないにもかかわらず妨害は気にならなかった。しかし包絡線検波を用いた場合には妨害が少し目についた。一方多重信号をPLL同期検波で復調し主信号の中央画像と合成し、アスペクト比が5:3のCRTに表示して観察したが、合成による継目は特別な処理[4][8]をしていないにもかかわらず気にならなかった。(b)又は(d)を見た人の中ではHDTVのように広がったアスペクトを好ましいとする人が多かった。

### (3) 結論

このシミュレーションはカメラで入力した静止画像をもとに、時間軸圧縮・伸張、直交変復調、画面接続、色復調等をすべてソフトウェアで構成したものであり、2台のフレームメモリを用いて比較的短時間で実行したものである。その結果映像検波方式の違いによる妨害の見え方の差異についてはある程度の知見が得られた。それによると、PLL同期検波や搬送波再生型検波方式を採用した受像機の妨害は問題無いことがわかった。包絡線



(a)



(b)

第 5-3図 ワイドスクリーン・テレビのシミュレーション画像  
(a) (c) NTSC画像 (b) (d) ワイドスクリーン画像



(c)



(d)

検波方式は既に10年以上前に生産が中止されていることを考えると直交変調方式で両端画像を伝送することは可能であると思われる。

しかし搬送波再生型検波方式についてはその回路形式において限られた範囲のモデル化であり、回路のQによる差異で受信機によっては包絡線方式に近いものもあると思われる。その意味でさらに検討が必要であるが、方法としては変調だけをソフトウェアで行い直交変調波を出力して実際に過去の各種受信機で確認する必要がある。

画像の継目についてはこのシミュレーションでは理想的なフィルターを使用している為、画像の端の劣化については考えていないが実用上ではなんらかの冗長をもたせて伝送する[7]必要があるだろう。さらに時間軸の操作をしているため、中央と両端の画像のノイズの見え方の差異についても留意すべきと考えられる。

以上このシミュレーションは限られたものであるが、結果を学会[13]及びBTAの見学会で発表し日本ではじめて正式に提案され、かつ公開されたワイドアスペクト画面が伝送可能なEDTV方式と考えられる[12]。さらに米国においても学会発表し[14]、後にSarnoff研究所が提案したACTVにも使用されている。

### 5.3 ワイドTVの実験システム

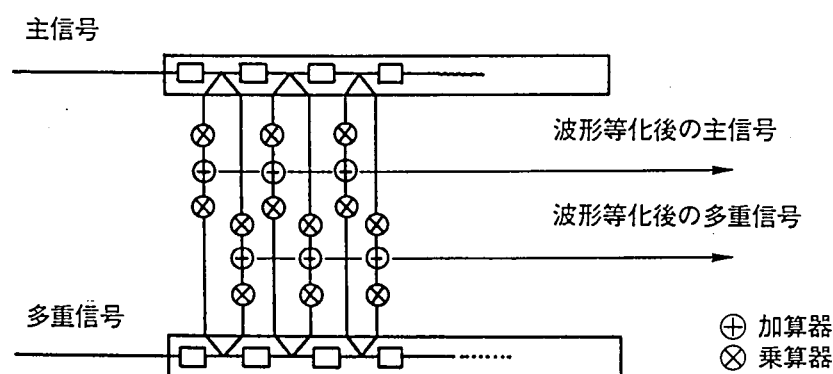
#### (1) 実用化方式

映像搬送波の直交変調方式(QAM方式)を実用化する上で主として二つの課題が存在すると考えられる。すなわち(a)主信号のNTSC信号を伝送するメインチャネルと多重信号であるサイドパネルを伝送するサブチャネル間のクロストークとマルチパス歪み、(b)現行NTSC受信機に与える妨害軽減の二つである。これらの課題に対しての解決手段として(a)ライン又はフィールド毎の多重信号の極性反転や二次元波形等化、(b)多重信号の主信号への時分割多重や多重信号の周波数反転などが考えられる。

#### (1-1) クロストークとマルチパス歪み

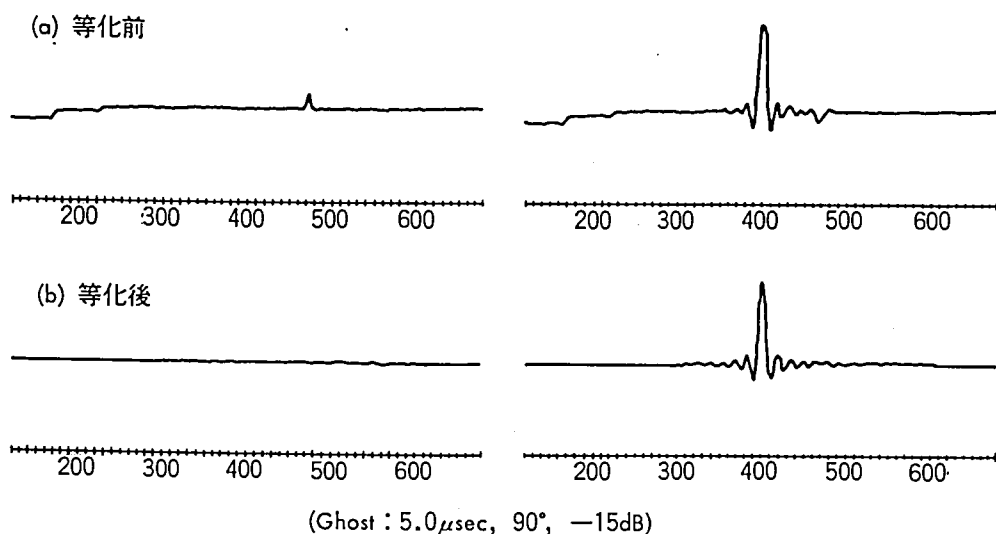
本方式に従い直交変調された信号をPLL同期検波器などで同期検波すればチャネル間でのクロストークは発生しないし、映像検波方式としてPLL同期検波を用いることは、市販のテレビ受信機の主流となってきている。しかし実際には送信側と受信側でのナイキ

ストフィルタの特性にミスマッチングがあったり、受信側での再生搬送波の位相がずれたりした場合には、サブチャンネルとメインチャンネル間でのクロストークの発生が考えられる。多重信号の電力を主信号の電力より小さくすると、包絡線検波器を用いた受像機に対する妨害を軽減するのに有効であるが、逆にメインチャンネルからサブチャンネルに与えるクロストークは無視できなくなる場合がある。またマルチパス歪の条件によってはその影響を受け、伝送路のピュリティが劣化する。このような実用上の問題に対しては、サブチャンネルの多重信号の極性をラインやフィールドで反転させて伝送したり、サブチャンネルとメインチャンネルの二次元波形等化が有効な手段である。二次元波形等化は第5-4図に示すよう



第 5-4図 二次元波形等化器の構成図

に主信号と多重信号の両方の信号を元にそれぞれの信号の等化を行うものである。多重信号の極性を反転させることにより、クロストークはラインやフィールド毎の補色の色信号となりその影響は視覚上大幅に低減できる。また上述の二組の二次元波形等化器のタップ係数を制御することによって、マルチパス歪による劣化を改善することができるだけでなく、チャンネル間のクロストークを打ち消すことができる。そのシミュレーション結果を第5-5図に示す。このトランスバーサルフィルタのタップ数は181で、サンプリング周波数は14.3MHzであり約13 $\mu$ sの等化が可能である。この二次元波形等化の手法は1970年代に確立され[15]、既にファクシミリやその他のデジタル伝送システムで実用されている。著者らは主信号と多重信号の両方に参照信号を挿入してシミュレーション実験でテレビ放送にも応用できることを確認した。



第 5-5図 2次元波形等化のシミュレーション結果  
( $5.0 \mu s$  で  $90^\circ$  -15 dB のゴースト)

(1-2) 現行 N T S C 受像機への妨害軽減

本方式は原理的には P L L 同期検波器を持つ受像機へは妨害を与えないが、既に前章でも論じたように伝送路特性の不完全性による妨害や、包絡線検波器を持つ受像機に与える妨害を考慮する必要がある。妨害の軽減方法の1つは直交変調で多重するサイドパネルを周波数反転し、妨害に寄与する多重信号の平均電力を低減することである。これは本方式が逆ナイキストフィルタを用いているのではじめて実現可能となる。もう1つはサイドパネルの低域成分を通常受像機の水平走査のオーバースキャンで隠れる部分と水平帰線期間のフロントポーチに、時間軸圧縮して多重する方法である。次にこの2つの手法について説明する。

A. サイドパネルの周波数変換 (第1法)

第 5-6 図にこの手法の信号処理方法を示す。例えばアスペクト比が 5 : 3 のワイドアスペクト比の画像を考える。この画像は現行の N T S C 信号と同じ 330TV本の解像度を持つとするとその周波数帯域は約 5.2MHz である。はじめにアスペクト比が 4 : 3 のセンターパネルと残りのサイドパネルに分割する。両部分画像はそれぞれ 1.25倍と 5倍に時間軸伸張する。時間軸伸張したセンターパネルは N T S C エンコードされて現行の N T S C 信号と全く同一となる。一方サイドパネルは時間軸を異動し両サイドのパネルをつなぎ合わせ



て1つの画像として取り扱う。この画像の帯域は5倍の時間軸伸張により約1MHzとなりサブチャンネルで伝送可能となる。このサイドパネルの色信号はサブキャリア  $f_{sc2}$  によりNTSC方式と同じように多重する。ここで  $f_{sc2}$  は、

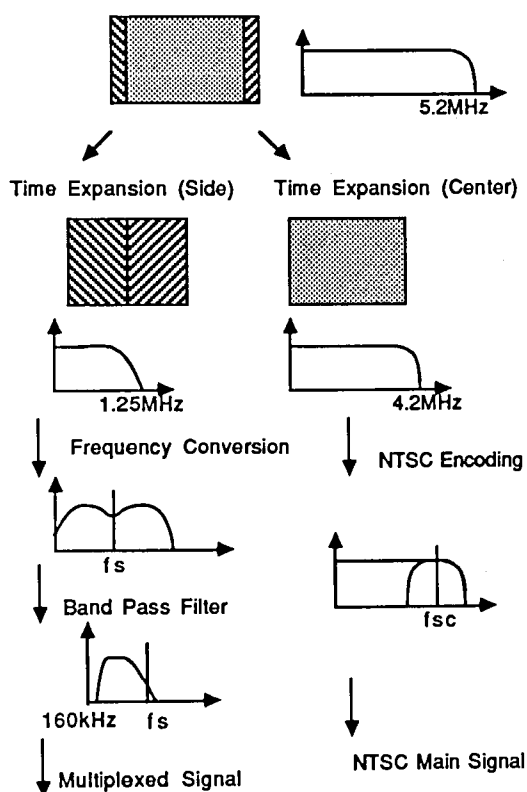
$$f_{sc2} = f_{sc} / 4, \quad (f_{sc} = 3.579545 \text{ MHz})$$

とした。

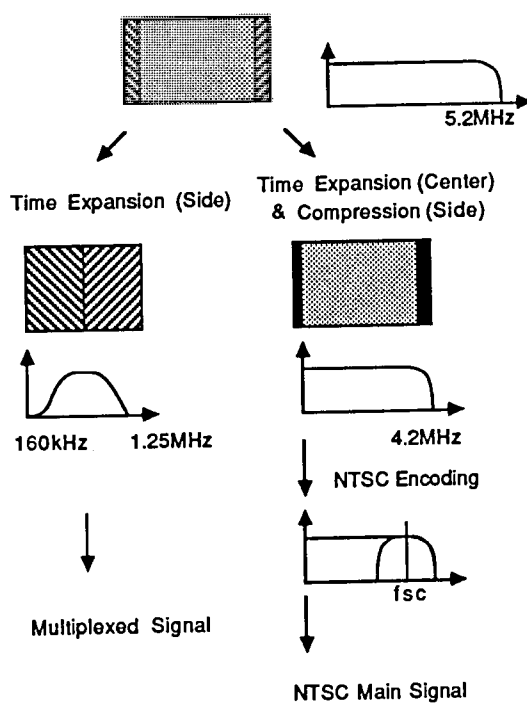
ここでさらに周波数反転と直流分除去のため、サイドパネルはサブキャリア  $f_s$  によって変調される。

$$f_s = f_{sc} / 3, \quad (f_{sc} = 3.579545 \text{ MHz})$$

変調信号の下側波帯をBPFで取りだして多重信号とする。このBPFはDCで無限大減衰、 $f_s$ で-6dBの特性を持つ。このようにして、多重信号はDC成分を持たないので



第 5-6図 ワイドスクリーン・テレビの信号処理方法 (第1法)



第 5-7図 ワイドスクリーン・テレビの信号処理方法 (第2法)

直交映像搬送波を抑圧することができ、サイドパネルの低域成分が高域に高域成分が低域に多重することができる。逆ナイキストフィルタとナイキストフィルタによって多重信号の高域成分はより減衰され、通常電力の大きいサイドパネルの低域成分が主信号に及ぼす妨害は著しく低減させることができる。

#### B. サイドパネルの周波数分割・時間軸多重（第2法）

第5-7図に本手法の信号処理方法について示す。サイドパネルを低域成分と高域成分の2つに周波数分割し、前者を主信号の通常受像機の水平走査のオーバースキャンで隠れる部分と水平帰線期間のフロントポーチに、時間軸圧縮して多重し、後者を直交変調のサブチャンネルで伝送する。水平帰線期間のフロントポーチに信号を多重する場合の互換性は実証されている[16]。前述の第1法と同様にアスペクト比が5:3で帯域が5.2MHzの信号を仮定する。最初に第1法と同様にサイドパネルとセンターパネルに分割する。第2法ではサイドパネルのうち低域成分(DC~800kHz)を5倍に時間軸圧縮し水平帰線期間のフロントポーチの約 $1.0\mu\text{s}$ とオーバースキャンで隠れる部分の左右計約 $1.0\mu\text{s}$ に多重する。このようにすると、主信号のセンターパネルは映像部分のはじめ $0.5\mu\text{s}$ とおわりの $1.5\mu\text{s}$ がサイドパネルの低域成分で置換されていることになる。一方サイドパネルの輝度信号の高域成分(800kHz~5.2MHz)と変調色信号は5倍に時間軸伸張され左右のパネルが中央で継ぎ合さる。これが多重信号として直交変調によりサブチャンネルで伝送される。この信号はDC成分を有しないので必ずしも第1法のように周波数反転しなくても、直交映像搬送波を抑圧変調可能となる。

この方法によると多重信号は比較的 average 電力の小さい高域成分だけとなるので、現行NTSC受像機に与える妨害は少なくなる他、サイドパネルのDC成分は主信号で伝送されるので、サイドパネルとセンターパネルの継目の処理は有利になる。

#### (2) 実験システム

本方式のハードウェアを製作しそのNTSC方式との互換性とワイドスクリーン・テレビの実用上の問題点を確認した。特に現行の各種NTSC方式のテレビ受像機に与える妨害については各種のプログラムを長時間観察して確認する必要があるため、シミュレーション

ョンでの確認には限界があり、ハードウェア特にエンコーダと直交変調器の製作は不可欠である。またワイドアスペクト比の画面を従来の画面と同時に表示し比較するためにも、各種のプログラムで観察する必要がある。そのため、直交復調器とデコーダの製作も必要である。ここで製作したハードウェアはすでに述べた第1法と第2法の両方を用いた。

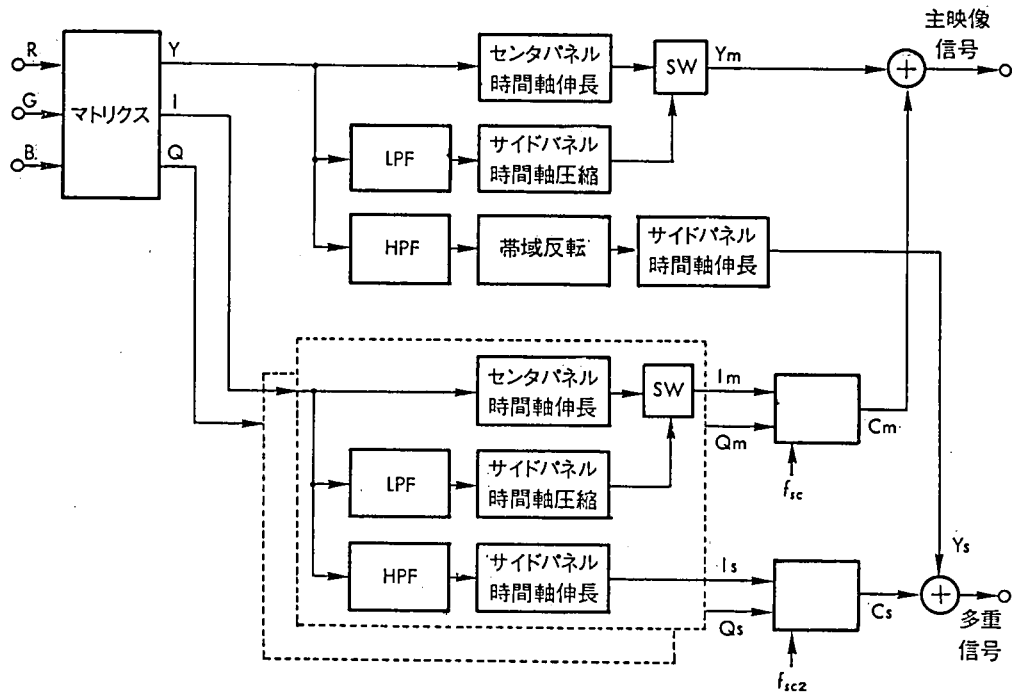
プログラムソースとしては水平走査線 525本、ノンインタレース走査でアスペクト比が 5 : 3 のカメラを用いて画像を撮影して使用した他、シネマ스코ープの映画を V T R に記録し使用した。直交変調器と直交復調器については前章で説明したので、ここではエンコーダとデコーダについて詳細を述べる。

### (2-1) エンコーダ

第5-8図にエンコーダのブロック図を示す。本図で入力信号 R, G, B は水平走査線 525本 2 : 1 のインタレース走査のカメラから供給されると仮定している。ノンインタレース走査のカメラからの信号は、前もって走査線変換器でインタレース走査に変換されてから入力されるものとする。また入力信号の原色信号 R, G, B はあらかじめ3つの A/D コンバータでデジタル信号に変換されている。すなわちエンコーダでのすべての信号処理はデジタル回路で処理されている。

まずデジタル信号に変換された原色信号 R, G, B はマトリックス回路で輝度信号 Y, 色差信号 I, Q の3信号に変換される。ここでの色差信号 I, Q の信号帯域はそれぞれ 1.9 MHz, 0.62 MHz である。次に輝度信号 Y, 色差信号 I, Q はそれぞれ同様な回路でセンターパネルとサイドパネルに分割されるが、第5-8図では Q 信号に関しては図示していない。サイドパネルの輝度信号は L P F (通過帯域 DC ~ 800 KHz) によりその低域成分が、H P F (通過帯域 800 KHz 以上) によりその高域成分が取り出される。この低域成分は第2法に従い5倍に時間軸圧縮した後、1.25倍に時間軸伸長されたセンターパネルの信号の画像の両サイドとフロントポーチに多重され主輝度信号  $Y_m$  となる。またサイドパネルの高域成分は第1法に従って帯域反転された後、4倍に時間軸伸長され多重輝度信号  $Y_s$  となる。

I 信号, Q 信号についても輝度信号と同様なサイドパネルとセンターパネルの分離処理をした後、主信号として伝送される部分,  $I_m$ ,  $Q_m$  は色搬送波  $f_{sc}$  で直交変調され、



第 5-8図 エンコーダのブロック図

主搬送色信号  $C_m$  が得られる。また多重信号として伝送される部分、 $I_s$ 、 $Q_s$  は色搬送波  $f_{sc2}$  で直交変調され、多重搬送色信号  $C_s$  が得られる。ここで

$$f_{sc2} = f_{sc} / 4$$

とした。

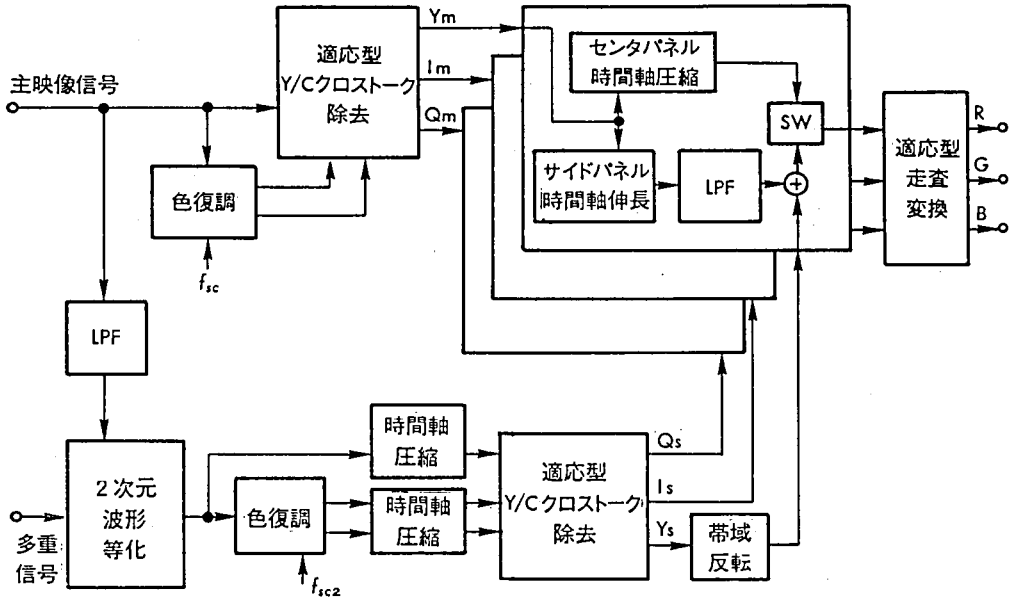
最後に主輝度信号  $Y_m$  は主搬送色信号  $C_m$  と加算され従来の NTSC 信号と同様の主映像信号として伝送される。一方多重輝度信号  $Y_s$  は多重搬送色信号  $C_s$  と加算され多重信号となる。

以上のように処理された主映像信号と多重信号は 2 つの D/A コンバータで再びアナログ信号に変換された後、映像搬送波の直交変調方式 (QAM) で多重伝送される。

## (2-2) デコーダ

デコーダではエンコーダと逆の処理をし、ワイドアスペクト比を有する画像を再生する。第 5-9 図にデコーダのブロック図を示す。デコーダにおいてもデジタル回路ですべての信号処理を実行している。入力信号の主映像信号と多重信号はあらかじめ A/D コンバー

タでデジタル化されているものとする。デコーダの特徴は水平、垂直及び時間軸の3次元信号処理をして輝度信号と色信号を分離したり、走査線を2倍にする処理を行っていることである。



第 5-9図 デコーダのブロック図

まずはじめに主映像信号は適応的に輝度信号と色信号に分離される。第5-9図で示した適応型Y/Cクロストーク除去と色復調の部分でこの分離が行われる。この適応回路は、フレームメモリを利用し動き検出器により適応的に2次元処理と3次元処理を切替えるものである。すなわち動いている部分(画素単位)はフィールド内でのY/C分離で処理し、静止部分はフレーム間でのY/C分離を行っている。このようなY/C分離処理はいわゆるIDTVと呼ばれるものである。その結果お互いにクロストークのない輝度信号 $Y_m$ 、色信号 $I_m$ 、 $Q_m$ が得られる。

一方多重信号は2次元波形等化により主映像信号からのクロストーク、及びゴーストが除去される。主映像信号からのクロストーク除去の為に主映像信号をLPFにより多重信号と同じ帯域にして用いる。2次元波形等化回路の出力信号は $f_{sc2}$ による色復調回路により色信号が復調された後、時間軸圧縮される。さらに主映像信号と同様に適応型Y/Cクロストーク除去により、クロストークのない輝度信号 $Y_s$ 、色信号 $Q_s$ 、 $I_s$ が得られる。最後に輝度信号 $Y_s$ はエンコーダでの帯域反転と逆の処理がされる。これ

らの信号はサイドパネルの高域成分となっている。

主輝度信号  $Y_m$  , 主色信号  $Q_m$  ,  $I_m$  は時間軸処理がなされるが、これもエンコーダと逆の処理である。すなわちフロントポーチとオーバースキャンで隠れる部分に多重されたサイドパネルの低域信号と、それ以外のセンター部分に分割され前者は時間軸伸張され、後者は時間軸圧縮される。時間軸伸張されたサイドパネルの低域成分はLPF通過後、多重信号から得られたサイドパネルの高域成分  $Y_s$  ,  $Q_s$  ,  $I_s$  とそれぞれ加算される。

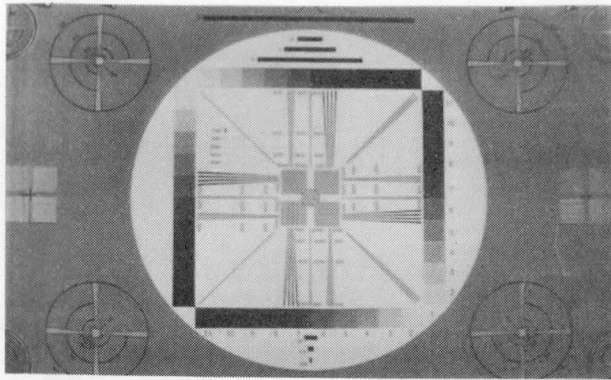
このようにして得られたワイド画面の映像信号は次に適応型走査線変換回路に入力され、ノンインタレース走査に変換される。これもIDTVに含まれる処理で先のY/C分離と同様に、動きを検出して適応的に処理する。すなわち1水平走査期間を1/2に時間軸圧縮すると同時に、補間走査線を動きに応じてフィールド内の前走査線を再度使用するか前フィールドの同じ位置の走査線を使用するかを選択する。動いている場合はフィールド内の前走査線を静止の場合は前フィールドの走査線を選択する。このような処理によって走査線が525本でノンインタレースの輝度信号Yと色差信号I, Qが得られる。最後にこれらの信号はD/Aコンバータによってアナログ信号に変換されCRTに表示される。

以上のような処理回路を有する専用のワイドスクリーン・テレビ受像機では、ワイドアスペクト比を有する画像が再現される。またこの専用受像機で従来のNTSC信号のみを受信した場合にはセンター部に4:3の画像が得られる。もちろん現行受像機では、センター部のアスペクト比が4:3の画像を従来どうり得ることができる。

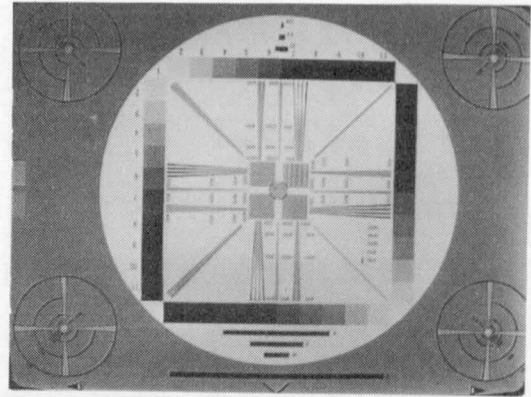
### (2-3) 実験結果

実験ではエンコーダ、直交変調器で処理された信号をアップコンバータで一旦RF帯にして伝送し、従来TV及び試作した直交復調器とデコーダで受信した。このデコーダで処理した画像を表示するとアスペクト比5:3の画像が再生され、方式の有効性が確認された。第5-10図(a)~(d)に画像の例を示す。

第5-10図には2種類の画像の例を示した。信号発生器によるモノスコープ画像とカメラによる画像の2つである。両方の画像とも水平走査線525本、ノンインタレース走査の信号をエンコーダに入力したものであり、カメラ画像はカラー画像であるが、ここでは白黒の写真を表示した。



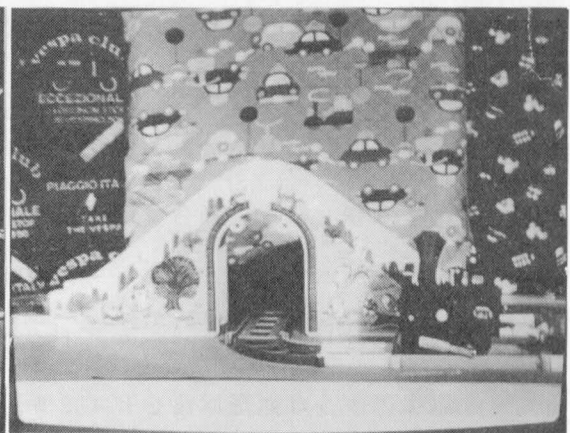
(a)



(b)



(c)



(d)

### 第5-10図 実験によるワイド画面と従来TVの比較

(a) モノスコープ (ワイドTV) (b) モノスコープ (従来TV)  
 (c) カメラによる映像 (ワイドTV) (d) カメラによる映像 (従来TV)

従来TVで得た画像は主として妨害評価用であり、ワイドTV画像はセンターパネルとサイドパネルの継目がポイントである。妨害については従来TVの映像検波方式によって違いがあることは既に論じた通りである。本方式の場合、多重信号と主信号の相関が無いにもかかわらず、PLL同期検波や搬送波再生型検波を用いたTVでは問題がなかった。また包絡線検波を用いたTVでも多重信号による妨害は気にならなかった。

継目については第5-10図(c)の左部分に縦の線が見える。この原因は各種のフィルタの特性のミスマッチングによるものと思われ、さらに工夫する必要がある。

#### 5. 4 結論

映像搬送波の直交変調方式 (QAM) を用いたワイドアスペクト比を有する画像を放送するワイドスクリーン・テレビ方式を考案した。本方式は現行のNTSC方式のテレビ受像機と互換性を持つ。すなわち現行のNTSC方式のテレビ受像機で受信した場合にも画像が害なわれることなく従来どおり受信でき、また新しいワイドスクリーン・テレビ受像機で受信するとアスペクト比の大きい画像が得られる。

本方式の実用上に問題になると思われるサイドパネルの多重信号と主信号間のクロストークやマルチパス歪については、多重信号のライン又はフィールド毎の極性反転や二次元波形等化により解決する見通しがついた。また現行のNTSC受像機で特に包絡線検波器を有するものに与える妨害についても多重信号の周波数反転やサイドパネルの低域成分の主信号への時間分割多重により解決する見通しを得た。

本方式をワイドアスペクト画像を撮影するカメラ、主信号とサイドパネルの信号を合成するエンコーダ、直交変調器、直交復調器、ワイドアスペクト比の画像を合成し順次走査モニタに表示するためのデコーダ等全システムのハードウェアを製作して確認した。この実験結果等から、直交変調方式によるワイドスクリーンテレビシステムの実現性を検証することができた。本方式はACTV [10] のようにNTSC信号を帯域制限しないので動き特性の劣化がなく、その補償を考慮する必要がない優れた方式であることを実験により確かめた。

直交変調の多重信号に音声のPCM信号を付加することにより高音質化を図ることができ、さらに直交変調の特長を活かしたサブチャネルの下側波帯への帯域拡張などの伝送チャネルの効率のよい拡張も可能であり、本方式は拡張性に富んでいる。限られた電波資源を最大限に活用した効率的な放送システムの実現に寄与できるものと考えられる。



## 第6章 結論

本章では本研究を通じて得られた知見についてまとめる。すでに各章ごとに結論をまとめているので、本章では各章の結論の総括と今後の展望について記す。

本論文は一貫して画像の伝送と画像の認識について論じたが、その範囲はコンピュータ・ビジョンにおけるローレベル・ビジョンから形状認識まで、さらに画像通信についてはテレビジョン放送における多重伝送を取り扱っている。

本論文の第二章においては画像の特徴抽出と表現法について論じた。画像の認識の前段階として一般に行われるのは、領域分割とエッジ検出である。このうち領域分割についてはフラクタル次元を用いた手法を試みた。このフラクタル次元を画像認識の分野に用いたのはPentlandが最初であったが、筆者らも第二章第二節で述べたように直ぐ後にその有効性を確認したがこれはPentlandも認めているところである [1]。Pentlandはフラクタル次元は表面の見た目のあらさを表現する方法として適していることを発見し、それをテクスチャ分類に応用することを提案した。筆者はこの手法が画像の単一の特徴だけにしか注目していないことを指摘し、他の手法と組み合わせて使用することを提案した。その後フラクタル次元を画像の領域分割に用いる手法は金子ら [2] によって発展させられた。

第二章第三節では画像のエッジ検出の新しい手法であるファセット・モデルを用いたサブピクセル単位の検出法について説明した。これはすでに Huertasら [3] によって報告されたものである。

筆者らはこの手法を元に、Bスプライン関数を用いたコーナー検出法と曲線表現法を提案した。このコーナー検出手法は繰り返し法を用いないので並列処理に適し、従来の手法に比して数倍の高速演算が可能である。またコーナー検出と同時に、サブピクセル・エッジ検出で得られた精度の良い曲線（エッジ）のコーナーを保存して元の曲線をコンパクトに表現することが可能であることを示した。これは検出したコーナーと補助点によって元

のデータを圧縮して記憶することができるものであり、次のステップである特徴マッチング等に有効に利用することができる。この手法はまた手書き文字認識や手書き図面の自動入力等の前処理としても有力なものと言える。

第三章では動画像より剛体の三次元パラメータと奥行情報を抽出する手法について論じた。はじめに従来の線形方程式を解く手法の限界について実際の画像に応用した例を示して実証した。

次に従来ローレベル・ビジョンに導入されていた正則化法 (Regularization) を動きのパラメータ検出に初めて導入し良好な結果を得ることができた。特にノイズが存在する場合や対応点が少ない場合にも安定な結果が得られることが特長である。これらの場合に正則化項が解の安定性に大きく寄与するので、画素単位の実際的な動画解析においても適用し得る有効な方法だと思われる。ここで示した方法は従来提案されたパッシブ・センシングの中で、動きから三次元情報を求める手法 (Shape from Motion) として最も優れたものである。さらに進んで、最適な $\lambda$ の値の選択、正確な解の導出のための再計算の必要性など解決すべき点もある。

剛体の動きのパラメータや三次元情報を求めるため、動きの加速度を測る手法や点对応でなく線対応を考えることも有力な手段であると思われる。その後、対応点を求めない手法 [4] や、もっと実用的なアクティブ・センシングがよく研究されているようである。また、正則化法は各種のビジョン研究のなかでよく使用されるようになった。

以上第二章と第三章においては画像理解の手法の中でもローレベル・ビジョンから動きのパラメータの抽出等の理論までを扱った。領域分割やエッジ検出等のローレベル・ビジョンは画像理解だけでなく、画像の符号化等の画像処理、画像伝送にも応用することができる。

第四章と第五章では画像伝送のなかでも最もポピュラーなテレビジョン放送における多重伝送手法について論じた。

第四章では画像の多重伝送の一つとしてテレビジョン放送におけるEDTVについて論

じた。ここでは新しい多重放送手法として従来のベースバンド多重の限界を示した上で、映像搬送波の直交変調による方法を提案した。この手法は現行のテレビ受像機的设计の歴史と手法を十分考慮し、現行のNTSC方式と互換性のよいものとなっている。送信側で逆ナイキスト・フィルタを用いていることが本方法の特徴である。第四章では映像搬送波の直交変調による多重伝送について、その理論的考察、シミュレーション結果及び多重信号として輝度信号の高域成分を伝送した実験結果について述べた。

映像搬送波の直交変調方式は送信側で多重信号を逆ナイキスト・フィルタで帯域制限するので、同期検波を用いた受像機では多重信号から主信号のNTSC信号へのクロストークは生じない。これはたいていのテレビ受像機ではナイキスト・フィルタを用いているので多重信号は両側波帯の信号となるからである。同期検波による映像検波は数年前からよく使用されているので、本方式によるEDTV放送は現行のNTSC方式と両立性の良い方式であると言える。また古くからある包絡線検波方式による映像検波器を有するテレビ受像機に対する妨害も映像搬送波の周波数において-20dB以下であり、多重信号が主信号と相関のある輝度信号や色信号の高域成分の場合はほとんど問題がないことが、シミュレーションや実験により確認された。

本方式は第一世代EDTVの一手法として1986年12月BTAに提案し、1987年3月に実験を公開した。その後BTAにおいて審議された結果、本手法は第二世代のEDTVとして検討されることとなった。

第五章では第四章で述べた映像搬送波の直交変調を用いてNTSC方式と互換性を保ちながらワイドアスペクト比を有する画像を伝送する方法(ワイドスクリーン・テレビ)について論じた。現行方式のワイド化は第二世代のEDTVとして高画質化、高音質化とともに電気通信技術審議会において主要要件の一つとされている。

第五章ではワイドスクリーン・テレビの基本手法と実験結果について論じた。ここで論じたワイドスクリーン・テレビは第四章で論じた映像搬送波の直交変調方式を用いて、ワイドアスペクト比を有する画像の両端の信号(サイドパネル)を多重信号として伝送するものである。サイドパネルは主信号のNTSC信号と相関がないため、特に包絡線検波方式を用いたテレビ受像機に対する妨害が気になる場合がある。またサイドパネルとセンタ

一の画像を継ぐ必要がある。第五章で示した実験において、サイドパネルの低域成分を主信号の一部（通常のテレビ受像機の水平走査のオーバースキャンで隠れる部分＝約 $2\mu\text{s}$ ）に多重し直交変調で伝送する電力を低減した。試作したエンコーダ、直交変調器、直交復調器、デコーダを用いてカメラやVTRの映像を伝送する試験をした。各種の映像検波方式を有する通常のテレビ受像器で妨害を確認し、専用のワイドスクリーンテレビ（アスペクト比が5：3でノンインターレス走査のモニタ）でワイド画像を評価した。その結果妨害についても、また継ぎ目についても許容できることがわかった。この実験機はNTSC方式と互換性を保ちつつワイドアスペクト比の画面を伝送する方式として世界で最初のものである。

NTSC方式との互換性を保ちながら現行の6MHz帯域内でワイド化を実現することは、米国においても注目されていて、RCA/NBCのACTVの提案にも本方式が一部で使用されている。

第四章と第五章では現行NTSC方式の高性能化について画像の多重伝送手法について論じたが、この手法が採用され実用化されるかどうかは今後の各国の政府機関による審議にかかっている。地上放送の高画質化はハイビジョンに代表されるHDTVとともに車の両輪と言われている。今後の実用化に向けての進展が期待される。

以上に述べたように本論文においては画像の認識と画像の多重伝送について論じたが、序論においても述べたように将来は知識を利用した知能通信形態が放送にも応用される日が来るかもしれない。この意味では今後画像理解の研究と画像伝送の研究はかなりオーバーラップすることが考えられ相互にその成果が生かされることになると思われる。本論文はこれら両者を一連に論じたが相互の関連した事項はなかった。しかし今後その方向で研究が進展することを願い結論についてまとめた本章の結語とする。

## 謝辞

本論文を執筆するにあたり多数の方々のお世話になりましたので、ここに記して感謝の意を表します。まず始めに本論文の作成および提出にあたり貴重なご指導を賜りました、京都大学工学部電気系教室の木村磐根教授に謝意を表します。さらに筆者が本論文の前半の研究を行った南カリフォルニア大学に滞在する上でお世話になり、また貴重なご指導を賜った、京都大学工学部電気系教室の長尾真教授に深く感謝いたします。またお忙しい中貴重なご指導を賜った、京都大学工学部電気系教室の小倉久直教授に深く感謝いたします。さらに筆者が大学・大学院修士課程以来続けてご指導を仰ぎ、本論文提出の機会を与えてくださった京都大学工学部電気系教室の川端昭教授に謝意を表します。

本論文の前半の画像理解に関する研究は筆者が南カリフォルニア大学に1983年8月より1985年8月まで滞在中に行った研究に基づいたものであります。その間公私にわたりお世話頂き、またご指導いただいた南カリフォルニア大学工学部電気工学科の R. Nevatia 教授, K. Price 助教授, G. Medioni 助教授, さらに A. Huertas 氏に深く感謝いたします。

さらに筆者が南カリフォルニア大学に滞在する上でお世話になった当時京都大学工学部電気系教室長尾研究室の助手で、現東北大学工学部情報工学科助教授の松山隆司博士には深く感謝いたします。またおなじく筆者がアメリカ合衆国へ留学する上でお世話になった株式会社東芝 総合研究所の木戸出正継博士にも深く感謝いたします。

また本論文は筆者が松下電器産業株式会社における研究開発活動を通じてなし得たものであります。これらの研究開発活動のなかで常にご指導をいただいています松下電器産業株式会社取締役技術本部長 中島昌也氏, 同技術本部開発研究所所長 長澤雅浩博士, 同テレビ本部映像技術研究所 藤尾孝博士に深く感謝いたします。

また筆者が入社以来 1986年まで在籍していました松下電器産業株式会社テレビ本

部映像技術研究所所次長山本啓輔氏には筆者留学にあたり、また日頃の研究開発活動においても多大なるご指導とご援助を賜っています。ここに感謝の意を表したいと思います。さらに筆者が松下電器産業株式会社入社以来そのテレビ事業部門で直接ご指導頂きました。現在人事部の山口南海夫副参事にもこの場を借りて深く感謝いたします。筆者はまたテレビ事業部門において入社以来数多くの諸先輩、同僚の皆様にお世話になりました。ここではそれぞれのお名前を記しませんが、感謝の意を表したいと思います。

さらに本論文の提出の契機を頂き、また筆者が松下電器産業株式会社開発研究所（旧無線研究所）で本論文の後半の研究をする上で数々のご援助、ご指導を賜りました。現技術本部情報システム研究所所長 三木弼一氏には深く深く感謝いたします。さらに開発研究所において日頃ご指導を頂きます運営管理室部長 長岡良富博士、また筆者の所属室である機器第三開発室室長 福井清健参事には常に励ましの言葉を頂き感謝にたえません。本論文の完成はひとえに福井参事のおかげであり、ここに深謝いたしたいと思います。

また本論文の後半の画像の多重伝送の研究にあたり日頃直接ご指導を頂く阿部能夫主任技師にはこの場を借りて感謝の意を表したいと思います。また新テレビ放送方式のプロジェクト・メンバーの技師 影山定司氏、社員 井上秀二氏及び 上島秀世氏には多重伝送方式のシミュレーション、ハードウェアの設計等多大のご努力を頂きましたので、ここに合わせて謝意を表します。特に影山定司技師には多重伝送方式のアイデア創出や理論解析にあたりお世話になりましたので、ここに記します。

本論文の前半の研究につきましては、南カリフォルニア大学の Nevatia 教授のグループ各位にたいへんお世話になりました。特にプログラムの作成や計算機の使用にあたり、先にも記した Mr. A. Huertas には深く感謝いたします。さらに動きのパラメータ抽出に関して有益な議論をして下さいました当時大学院生で現 Rockwell International の Dr. H. Shariat , 当時フランスから留学中であった Mr. M. Medioni にも感謝します。さらに本論文に記載した写真の一部を処理された南カリフォルニア大学職員の Mr. R. Schmidt, 筆者を含め常に研究室各員のサポートに努力された同秘書の Ms. D. Steele に感謝します。その他ここに氏名を記しませんが同大学の Ph. D の学生諸氏をはじめ研究室の各位には大

大変お世話になりました。この場をかりて深く感謝いたしたく思います。

最後に本論文の清書の労をとり日頃の研究開発活動に理解を持ち筆者を支えています、  
妻 和世に感謝します。

## 参考文献

### (第1章)

- [ 1 ] A. Rosenfeld, "Picture Processing by Computer," Academic Press, New York, (1969).
- [ 2 ] Proceedings: Image Understanding Workshop, New Orleans, LA, Oct., (1984).
- [ 3 ] T. Fischer, "Digital VLSI breads next generation TV-receivers", Electronics Aug. 11 (1981).
- [ 4 ] Y. Yasumoto, H. Sakashita, N. Yamaguchi, and K. Yamamoto, "Digital Video NTSC & PAL signal processor for VLSI", in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems at New Port Beach, CA, pp.172-175, May (1983).
- [ 5 ] H. Shimbo, Y. Yasumoto, M. Miyata, and T. Shiotani, "Automatic Ghost Equalizer with Digital signal processing", in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems at New Port Beach, CA, pp.180-183, May (1983).
- [ 6 ] 原島, 相沢, 斎藤「次世代画像符号化の構想」信学技報 IE87-1. vol.87, no. 19. (1987).
- [ 7 ] 二宮, 「高品位テレビの新しい伝送方式～MUSE～」, NHK 技研月報, vol.27 no.7, pp.275-286, (1984).
- [ 8 ] 安本, 「南カリフォルニア大学でのビジョン研究と動画解析について」情報処理学会, コンピュータビジョン研究会 41-5, March (1986).
- [ 9 ] FCC, "Notice of Inquiry to Advanced Television", FCC docket, no. 87-268 (1987).



(第 2 章)

- [ 1 ] B. B. Mandelbrot, "Factal, Form, Chance and Dimension." W. H. Freeman and Co. San Francisco, Calif., (1977).
- [ 2 ] B. B. Mandelbrot, "The Fractal Geometry of Nature," W. H. Freeman and Co., San Francisco, Calif., (1982).
- [ 3 ] J. McDermott, "Geometrit Forms Known as Fractals Fine Sense in Chaos," Smithsonian, vol. 14, no. 9, pp. 110-117, (1983).
- [ 4 ] A. Fournier, D. Fussell and L. Carpenter, "Computer Rendering of Stochastic Models," Communications of the ACM, Vol. 25, No. 6, pp. 371-384, June (1982).
- [ 5 ] A. Pentland, "Fractal-Based Description of Natural Scenes," Proceedings of IEEE 1983 CVPR, Arlington, VA, pp. 201-209, July (1983).
- [ 6 ] A. Pentland, "Fractal Textures," Proceedings of IJCAI 1983, Karlsruhe, Germany, pp. 973-981, Aug. (1983).
- [ 7 ] K. Laws, "Textured Image Segmentation," Ph. D. Thesis, Dept of Electrical Engineering, Univ. of Southern California, (1980).
- [ 8 ] R. Nevatia, "Machine Perception", Prentice-Hall, NJ, (1982).
- [ 9 ] R. Nevatia and K. R. Babu, "Linear Feature Extraction and Description," Computer Graphics and Image Processing vol. 13 pp. 257-269, (1980).
- [10] D. Marr and E. Hildreth, "Theory of edge detection", Proc. Royal Society of London B-207, pp. 187-217, (1980).
- [11] Robert M. Haralick, "Digital Step Edges from Zero Crossing of Second Direction Derivatives," IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence, PAMI-6, pp. 58-68, (1984).
- [12] A. Huertas and G. Medioni, "Detection of Intensity Changes with Subpixel Accuracy Using Laplacian-Gaussian Masks", IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence, PAMI-8, pp. 651-664, (1986).
- [13] Andres Huertas and Gerard Medioni, "Edge Detection with Subpixel

- Precision," Proc. IEEE CVPR Conference at San Francisco, June, (1985).
- [14] L. Dreschler and H. Nagel, "Volumetric model and 3-D trajectory of a moving car derived from monocular TV-frame sequence of a street scene", Proc. of IJCAI 1981, pp. 692-698, (1981).
- [15] L. Kitchen and A. Rosenfeld, "Gray-level corner detection," Pattern Recognition Letter, vol. 4, 6, April, (1983).
- [16] O. A. Zuniga and R. M. Haralick, "Corner detection using the facet model", Proc. of IEEE Conf on computer Vision and Recognition at Washington DC, pp. 30-37, July, (1983).
- [17] M. A. Shah and R. Jain: "Detecting time-varying corners", Computer Vision, Graphics, and Image Processing, vol. 28, pp. 345-355 (1984).
- [18] A. Rosenfeld and A. Kak, "Digital Picture Processing (2nd Ed.)", Academic Press, (1982).
- [19] 長尾 真, "パターン情報処理", pp. 82-84, 電子通信学会, コロナ社 (昭58).
- [20] H. Asada and M. Brady, "The curvature primal sketch", IEEE Trans. Pattern Anal & Mach. Intell., PAMI-8, no. 1, pp. 282-288, (1986).
- [21] D. J. Langridge, "Curve encoding and the detection of discontinuities", Computer Graphic and Image Processing, vol. 20, pp. 58-71, (1982).
- [22] T. Pavlidis, "Algorithms for graphics and image processing", Computer Science Press, (1982).
- [23] 石村, 橋本, 辻本, 有本, "修正動的計画法による線図形のスプライン近似", 信学論 (D), J68-D, 2, pp. 169-176 (昭60-2).
- [24] C. Weems, D. Lawton, S. Levitan, E. Riseman, A. Hanson and M. Callahan : "Iconic and symbolic processing using a content addressable array processor", Proc. IEEE Conf. Computer Vision and Pattern Recognition at San Francisco, pp. 598-607, (1985).
- [25] 中島, 橋本, 辻本, 有本, "修正動的計画法による線図形のスプライン近似", 信学論 (D), J68-D, pp. 169-176 (昭60-2).

(第3章)

- [ 1 ] 谷内田正彦, 「多重画像を利用したシーンの理解」情報処理, vol.24, no.12 pp.1429-1436, (1983).
- [ 2 ] J.A.Webb and J.K.Aggarwal, "Structure from motion of rigid and jointed bodies, "in Proc. 7th Int.Joint Conf. Artificial Intell., Vancouver, B.C. Canada, (1981).
- [ 3 ] N.Sugie and H.Inagaki, "A computational aspect of kinetic depth effect," Biol. Cybern., vol.50, pp.431-436, (1984).
- [ 4 ] A.Bobick, "A hybrid approach to structure-from-motion," in Proc. ACM Interdisc. Workshop Motion, Toronto, Ont., Canada, pp.91-109, (1983).
- [ 5 ] S.Ullman, "The Interpretation of Visual Motion. Cambridge", M.I.T. Press, (1979).
- [ 6 ] W.F.Clocksinn, "Perception of surface slant and edge labels from optical flow: A computational approach", Perception, vol.13, pp.255-274, (1980).
- [ 7 ] D.N.Lee, "The optical flow field: The foundation of vision," Phil.Trans. Roy. Soc. London, (1980).
- [ 8 ] R.Y.Tsai and T.S.Hung, "Uniqueness and estimation of three-dimensional motion parameters of rigid objects with curved surfaces, "IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., vol PAMI-6, pp.13-26, Jan. (1984).
- [ 9 ] H.C.Longuet-Higgins, "A computer algorithm for reconstructing a scene from two projections," Nature, (1981).
- [ 10 ] L.Dreschler and H.H.Nagal, "Volumetric mode and 3-D tranjectory of a moving car derived from monocular TV-frame sequence of a street scene," in Proc. 7th Int. Joint Conf. Artificial Intell., Vancouver, B.C., Canada, Aug. (1981).
- [ 11 ] J.W.Roach and J.K.Aggarwal, "Determining the movement of objects from a

- sequence," IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., vol. PAMI-2, pp. 554-562, (1980).
- [12] J. Q. Fang and T. S. Huang, "Some experiment on estimating the 3-D motion car parameters of a rigid body from two consecutive image frames," IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., vol. PAMI-6, pp. 545-554, (1984).
- [13] G. Medioni and R. Nevatia, "Matching Images Using Linear Features," IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., vol. PAMI-6, no. 6, pp. 675-685, (1984).
- [14] R. P. Paul "Robot Manipulators", MIT Press, MA, (1981).
- [15] A. R. Bruss and B. K. P. Horn. "Passive navigation," Massachusetts Inst. Technol., Cambridge, A. I. Memo 662, (1981).
- [16] G. Adiv, "Determining 3-D motion and structure from optical flow generated by several objects," in Proc. Image Understanding Workshop DARPA, pp. 113-129, Oct. (1984).
- [17] V. Y. Arsenin, "Regularization method," USSR Comput. Math., vol. 8, (1968).
- [18] A. N. Tikhonoy, "The regularization of ill-posed problems," Dokl. Akad. Nau. SSR, vol. 153, no. 1, pp. 49-52, (1963).
- [19] T. Poggio and V. Torre, "Ill-posed problems and regularization analysis in early vision," in Proc. Image Understanding Workshop, DARPA, Oct. (1984).
- [20] D. T. Lawton, "Constraint-based inference from image motion," in Proc. 1st Annu. Nat. Conf. Artificial Intell., Aug. (1980).
- [21] A. Z. Meiri, "On monocular perception of 3-D moving objects," IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., vol. PAMI-2, pp. 582-583, (1980).
- [22] S. Ullman, "Maximizing rigidity: The incremental recovery of 3D structure from rigid and non rigid motion," Perception, vol. 13, pp. 255-274, (1984).
- [23] J. S. Lappin, J. F. Doner, and B. L. Kottas, "Minimal condition for the visual detection of structure and motion in three dimentions," Science, vol. 209, pp. 717-719, (1980).

(第4章)

- [ 1 ] B.Wendland, "Extended Definition Television with High Picture Quality", SMPTE J., vol.92, pp.1028-1035, Oct. (1983).
- [ 2 ] T.Fukinuki and Y.Hirano, "Extended Definition TV Fully Compatible with Existing Standards", IEEE Trans. on Commun. COM-32, pp. 948-953 (1984).
- [ 3 ] 磯辺, 田中, 朽木, 七呂, " P L L同期検波方式 V I F - I C ", 1982年テレビ全大 13-6, pp.323-324, (1982).
- [ 4 ] 例えば, 古橋, 長岡, " テレビジョン信号受信装置 " 日本特許公開 昭49-84728
- [ 5 ] 藤尾, " 現行テレビ系の問題点と高品位テレビ方式 ( II ) - 信号方式とその伝送 - " 信学技報, IE 76-78, PP. (1977).
- [ 6 ] " 放送技術規格 ", 日本放送出版協会刊, BTS-6811, 46-33, (1986).
- [ 7 ] 井上, 安本, 阿部, 影山, 青野, " 静止画シミュレーション信号発生装置 " 1986年テレビ全大, 13-11, pp.327-328, (1986).
- [ 8 ] 内村, 野添, 木谷, " 同期検波方式のシミュレーション ", 1980年テレビ全大 13-8, pp.279-280, (1980).
- [ 9 ] 佐藤, 渡辺, 岩垂, " 直交振幅変調データ伝送における自動等化 ", 信学技報 CS71-42, (1971).

(第5章)

- [ 1 ] 羽鳥, " E D T V , I D T Vの現状と動向 ", テレビジョン学会誌 vol.40, no.5, pp.350-356, (1986).
- [ 2 ] Windram, et al, "MAC-A Television System for High Quality Satellite Broadcasting", IBA Report 118/82, Crawley Court, Winchester, Hants, U.K (1982)
- [ 3 ] T.Rzeszewski, "A Compatible High-Definition Television System", Bell Syst.

- Tech. j., vol.60, pp.2091-2111, (1983).
- [ 4 ] J.Locicero, M.Pazarci, and T.Rzeszewski, "A Compatible High-Definition Television System (SLSC) with Chrominance and Aspect Ratio Improvements" SMPTE J., vol.90, pp.546-558, (1985).
- [ 5 ] J.P.Rossi, R.H.Mcman, and A.A.Goldberg, "A Compatible HDTV Broadcast System", Proc. 38th Annu. Broadcast Engineering Conf. of NAB, (1984).
- [ 6 ] M.Tsinberg, "NTSC Two-Channel Compatible HDTV System", IEEE Trans. Consum Electron., CE-33, no.3, pp.146-153, (1987).
- [ 7 ] C.Basile, "Channel Matching Techniques for 2-Channel Television", IEEE Trans. on Consum. Electro., CE-33, no.3, pp.154-161, (1987).
- [ 8 ] A.Cavallerano, "Decomposition and Recombination of a Wide Aspect Ratio Image for NTSC Two-Channel Television", IEEE Trans. on Consum. Electron CE-33, no.3, pp.162-172.
- [ 9 ] A.Toth and M.Tsinberg, "Hierarchical Evolution of High Definition Television", IEEE Trans. on Broadcast, vol. BC-33, no. 4, pp.124-129, Dec. (1987).
- [10] M.Isnardi, J.Fuhrer, T.Smith, J.Koslov, B.Roeder, and W.Wedam, "A Single Channel NTSC Compatible Widescreen EDTV System", presented at the HDTV Colloquium, Ottawa, Canada, (1987).
- [11] 大谷, 久保, 「高品位テレビ方式における画面形状の検討」, NHK 技研月報 vol.14, no.5, (1971).
- [12] M.Tanimoto, N.Chiba, H.Yasui, and M.Murakami, "A New Bandwidth Compression System of Picture Signals -TAT-", proc. of GLOBECOM'85, 14-6, (1985).
- [13] 安本, 「アスペクト比拡大可能な EDTV 信号方式」, 1987年信学全大, 1174, (1987)
- [14] Y.Yasumoto, S.Kageyama, S.Inouye, H.Uwabata, and Y.Abe, "An Extended Definition Television System Using Quadrature Modulation of the Video Carrier with Inverse Nyquist Filter", IEEE Trans. on Consum. Electron.

CE-33, no. 3, pp.173-180, (1987).

[15] 佐藤洋一「通信回線における自動等化の原理と諸問題」日経エレクトロニクス, 1976.2.23 pp.76-106, (1976).

[16] 大谷「水平帰線消去期間に重畳したパルス信号と変形した水平同期信号による既存受信機の両立性試験結果」1981年信学全大, 講演番号1201, pp.5-178, (1981)

(第6章)

[1] A.Pentland, "Shading into Texture", Artificial Intelligence, vol.29, pp. 147-170, (1986).

[2] 金子, 「フラクタルとその応用」テレビジョン学会誌, vol. 41, no. 4, pp.359-366, (1987).

[3] A.Huertas and G.Medioni, "Detection of Intensity Changes with Subpixel Accuracy Using Laplacian-Gaussian Masks", IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence, PAMI-8, pp.651-664, (1986).

[4] 金谷「対応点を用いない物体の運動認識の理論」情報処理学会論文誌, vol.27, no.3, pp.373-382, (1986).

著者発表文献

(第1章)

- [ 1 ] Y. Yasumoto, H. Sakashita, N. Yamaguchi, and K. Yamamoto, "Digital video NTSC & PAL signal processor for VLSI", in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems at New Port Beach, CA, pp.172-175, May (1983).
- [ 2 ] H. Shimbo, Y. Yasumoto, M. Miyata, and T. Shiotani, "Automatic Ghost Equalizer with Digital signal processing", in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems at New Port Beach, CA, pp.180-183, May (1983).
- [ 3 ] 安本, 「南カリフォルニア大学におけるビジョン研究と動画解析について」情報処理学会, コンピュータビジョン研究会, 41-5, March (1986).

(第2章)

- [ 4 ] G. Medioni and Y. Yasumoto, "A Note on Using the Fractal Dimension for Segmentation", in Proc. workshop on Computer Vision at Annapolis, VA, pp.25-30, April (1984).
- [ 5 ] G. Medioni and Y. Yasumoto, "Corner Detection and Curve Representation Using Cubic B-Splines", in Proc. 1986 IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation at San Francisco, pp.764-769, April (1986).
- [ 6 ] G. Medioni and Y. Yasumoto, "Corner Detection and Curve Representation Using Cubic B-Splines", Computer Vision, Graphics, and Image Processing vol. 39, pp.267-278, Sept. (1987).
- [ 7 ] 安本, メディオニ「Bスプライン関数を用いたコーナー検出と曲線表現法」電子



(第3章)

- [8] Y. Yasumoto and G. Medioni, "Experiments in Estimation of 3-D Motion Parameters from A Sequence of Image Frames", Proc. IEEE Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition at San Francisco, pp. 89-94, June (1985).
- [9] Y. Yasumoto and G. Medioni, "Robust Estimation of 3-D Motion Parameters from A Sequence of Image Frames Using Regularization", IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. PAMI-8, no. 4, pp. 464-471, July (1986).

(第4章)

- [10] 影山, 安本, 阿部, 井上, 青野, 「EDTV信号形式に関する一考案」テレビ全大 13-8, Aug. (1986).
- [11] 井上, 安本, 阿部, 影山, 青野, 「静止画シミュレーション信号発生装置」テレビ全大 13-11, Aug. (1986).
- [12] 阿部, 影山, 安本, 井上, 高井, 青野, 「映像搬送波の直交変調による高精細画像の伝送」電子通信学会, 通信方式研究会 CS86-82, Nov. (1986).
- [13] 井上, 影山, 安本, 阿部, 「輝度信号及色信号の高域成分を伝送するEDTV信号方式」電子情報通信学会全国大会 1173, March (1987).
- [14] Y. Yasumoto, S. Kageyama, S. Inoye, and Y. Abe, "New Extended Definition TV Using Quadrature Modulation of Picture Carrier with Reverse Nyquist Filter", in Proc. Intl. Conf. on Consumer Electronics, WPM5.5, pp. 80-81 (1987).
- [15] 影山, 井上, 阿部, 安本, 上畠, 「映像搬送波の直交変調によるEDTV伝送実験1」テレビ全大 13-12, pp. 327-328, (1987).

- [16] 井上, 影山, 阿部, 安本, 上島, 「映像搬送波の直交変調による E D T V 伝送実験 2」テレビ全大 13-13, pp.329-330, (1987).
- [17] Y. Yasumoto, S. Kageyama, S. Inouye, H. Uwabata, and Y. Abe, "An extended definition Television System Using Quadrature Modulation of the Video Carrier with Inverse Nyquist Filter", IEEE Trans. on Consumer Electronics vol. CE-33, no. 3, pp.173-180, (1987).
- [18] 影山, 安本, 井上, 上島, 阿部, 「映像搬送波の直交変調による E D T V 方式」テレビ学会技術報告, vol. 11, no. 15, pp.19-24, (1987).

(第 5 章)

- [19] 安本, 影山, 井上, 阿部, 「アスペクト比拡大可能な E D T V 信号形式」信学全大, 講演番号 1174, March (1987).
- [20] Y. Yasumoto, S. Kageyama, S. Inouye, H. Uwabata, and Y. Abe, "A Wide Aspect Ratio Television System with Full NTSC Compatibility", IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. CE-34, no.1, pp.121-127, Feb. (1988).
- [21] 井上, 安本, 影山, 上島, 阿部, 「映像搬送波の直交変調によるワイドスクリーン TV の検討」信学春季全大, 講演番号 D-179, pp.2-171, March (1988).
- [22] S. Kageyama, Y. Yasumoto, S. Inouye, H. Uwabata, and Y. Abe, "An NTSC Compatible Widescreen Television System Using Quadrature Amplitude Modulation with Evolutionary Extendibility", in Proc. 1988 Intl. Conf. Consumer Electron, THAM 10.3, pp.134-135, (1988).
- [23] S. Kageyama, Y. Yasumoto, S. Inouye, H. Uwabata, and Y. Abe, "An NTSC Compatible Wide Screen Television System with Evolutionary Extendibility", IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. CE-34, no.3, pp.460-468, Aug. (1988)