

図・本誌

テレビジョン信号の2次元信号処理の研究

名古屋大学図書
和 892684

阿知葉 征 彦

報告書号 Z 第 2296 号

目 次

第 1 章 緒 言	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 テレビジョン信号の高能率符号化方式の概要	2
1.2.1 画像信号の統計的性質	3
1.2.2 利用できる視覚特性	4
1.2.3 標本化方式	4
1.2.4 符号化方式	6
1.3 内外の研究動向と本研究の位置付け	7
1.4 本研究の概要	8
参考文献	10
第 2 章 N T S C カラーテレビジョン信号の 2 次元スペクトル	13
2.1 まえがき	13
2.2 モノクロテレビジョン信号の周波数スペクトル	13
2.3 搬送色信号の 2 次元周波数スペクトル	18
2.4 フィールド間クロマインバータの提案とその 2 次元周波数解析	21
2.4.1 フィールド間クロマインバータ	21
2.4.2 フィールド間クロマイバータの応用例	24
2.5 第 2 章のむすび	26
参考文献	27
第 3 章 Y C 分離形サブナイキスト標本化方式	29
3.1 まえがき	29
3.2 カラー静止画像の狭帯域伝送方式の検討	29
3.2.1 狭帯域伝送用カラー画像符号化方式	29
3.2.2 Y C 分離方式	32
3.2.3 カラー副搬送波周波数を用いたサブナイキスト標本化方式	33
3.2.4 クロマ信号のライン交代標本化方式	35

3.3	カラー静止画像伝送装置の検討	35
3.3.1	全デジタル処理構成	36
3.3.2	YC分離回路	37
3.3.3	輝度信号チャンネルの信号処理回路	39
3.3.4	色信号チャンネルの信号処理回路	45
3.3.5	フィールドメモリの構成	48
3.4	開発結果とその検討	49
3.4.1	サブナイキスト標本化による再生画像	49
3.4.2	回路規模に関する検討	53
3.4.3	準動画伝送方式への発展	55
3.5	第3章のむすび	56
	参考文献	57
第4章	静止画NTSC信号のフィールド間サブナイキスト標本化方式	59
4.1	まえがき	59
4.2	静止画NTSC信号のフィールド間くし形フィルタリング	59
4.3	サブナイキスト標本化周波数の選定	64
4.4	フィールド間サブナイキスト標本化の再生画像	68
4.5	Zone Plateによるサブナイキスト標本化方式の空間周波数特性の検討	71
4.5.1	デジタルZone Plate画像信号の作成	71
4.5.2	サブナイキスト標本化方式の2次元周波数特性	78
4.6	フィールド間サブナイキスト標本化方式の応用	81
4.6.1	静止画フレームメモリの開発	81
4.6.2	静止画像ファイルの開発	88
4.7	第4章のむすび	91
	参考文献	92
第5章	NTSC信号の $1.5 f_{sc}$ によるサブナイキスト標本化方式	93
5.1	まえがき	93
5.2	フィールド内処理によるサブナイキスト標本化	93

5.3	フィールド間処理によるサブナイキスト標本化	99
5.3.1	マクロな空間周波数による折返雑音の分離	99
5.3.2	インタレースを考慮したマイクロな空間周波数による検討	103
5.4	シミュレーション結果とその検討	107
5.5	第5章のむすび	113
	参考文献	114
第6章	結 言	117

第1章 緒 言

第1章 緒 言

1.1 本研究の背景

テレビジョンを始めとして、我々が日常の中で画像情報として受取る情報量は膨大なものである。画像情報は本質的に多次元の情報であり、情報量も極めて大きい。これを通気通信技術で扱うために1次元の時間信号に変換すると、音声信号に較べ約1000倍の極めて広い周波数帯域が必要である。このため現状では、公衆電気通信で扱われている画像情報は主に、一方向通信のテレビジョンと、2値静止画像のファクシミリに限られている。将来、画像通信を電話並に全国的な個別通信システムとして発展させるためには、莫大な伝送路が必要となる。

画像信号の伝送には、音声信号の伝送に較べ、位相特性の良好な高品質の伝送路が必要である。音声通信で主流であったアナログ伝送方式では、歪の累積のため、画像信号の長距離伝送には限界がある。この点から、画像通信にはデジタル伝送方式が有利である。一方、デジタル伝送方式の場合には、標本化と量子化とにより、画像信号の帯域幅 W に対して、 $2WB$ (B は標本値あたりの量子化ビット数)の伝送速度が必要で、極めて高速、広帯域の伝送路が必要となる。このため伝送路の有効利用技術が重要な研究課題となっている。

伝送路を有効利用するための画像信号処理技術は、当初、帯域圧縮と呼ばれ、1950年代に主としてアナログ信号処理技術を用いて、文字通り画像信号の占有帯域幅を圧縮する試みがなされた。しかし結果的には良好な成果は得られず、研究も一時期下火となった。

1960年代後半に至り、電話に代わり得る新しい公衆通信システムが検討され、次第にテレビ電話がクローズアップされてきた。先に述べたように、テレビ電話信号は帯域幅が極めて広く、伝送価格の低減がテレビ電話の実現の鍵となっていた。こうした強力なニーズのもとに、アメリカ次いで日本の通信各社で、活潑な研究が行なわれ始めた。丁度この時期は、半導体集積回路技術が確立、発展する時期であり、また、電子計算機の発展により、信号をデジタル的に扱うデジタル信号処理技術が発展しつつある時期とも一致している。デジタル信号処理に付随する回路素子の増大、処理速度の問題が経済的に解決できる見通しが得られつつある時期であった。

このように、明確なニーズと研究を進展させる技術的土壌とが揃うことにより、図1.1に示すように、画像信号に対する伝送路の有効利用技術がデジタル信号処理手法により進歩

発展し，高能率符号化（あるいは冗長度抑圧符号化）と呼ばれる技術分野が生まれた。

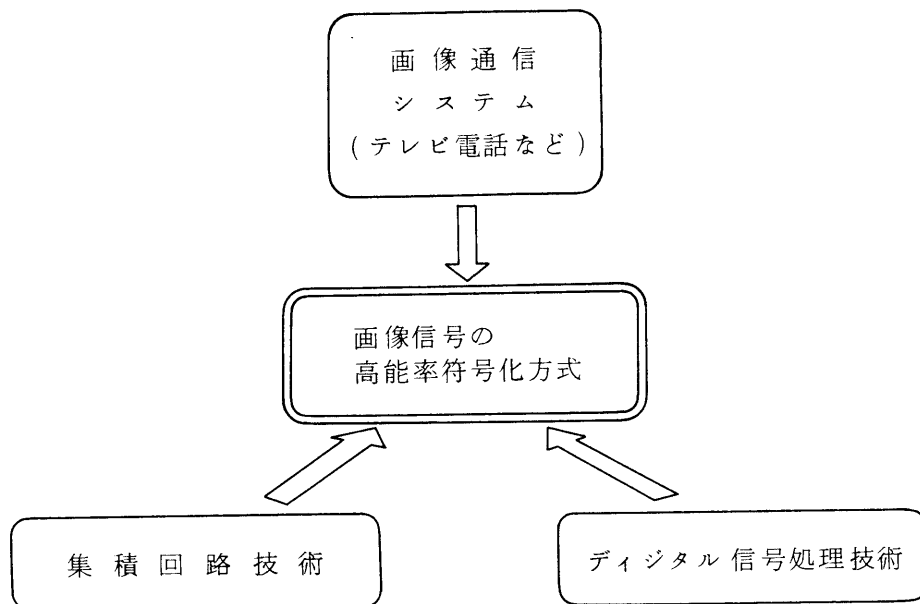


図 1.1 画像符号化技術の発展

表 1.1 高能率符号化方式の分類

情報源符号化 source coding	画像の冗長性や視覚特性の利用 (予測符号化，直交変換符号化など)
通信路符号化 channel coding	通信路の特性に適合した伝送方式 (誤り検出・訂正符号化，変復調方式など)

1.2 テレビジョン信号の高能率符号化方式の概要

画像信号の高能率符号化方式は，表 1.1 に示すように，大別して情報源符号化と通信路符号化とに分けることができる。¹⁾ 情報源符号化は画像の持つ冗長性や視覚特性などを考慮して，画像信号を効率よく符号化する技術であり，高能率符号化の中心テーマである。通信路符号化は伝送路の特性に合わせて，伝送品質や伝送速度の向上，占有帯域幅の低減を狙うものである。本論文で論じている内容は前者に属する。以下に情報源符号化に的を絞って，項を分けてその

概要を述べる。

1.2.1 画像信号の統計的性質

画像は強い自己相関性を持っており、古くから各種の測定結果が発表されている。²⁾ それらの結果から、画像信号の相関関数 $\phi(\xi, \eta)$ は式(1.1)あるいは式(1.2)のように負の指数関数でモデル化される。^{3), 4)}

$$\phi(\xi, \eta) = \sigma^2 \exp\{-(k_1 |\xi| + k_2 |\eta|)\} \quad (1.1)$$

$$\phi(\xi, \eta) = \sigma^2 \exp\{-\sqrt{k_1 \xi^2 + k_2 \eta^2}\} \quad (1.2)$$

ただし、上式において、 σ^2 は画像信号の平均電力、 k_1, k_2 は正の定数を示す。

画像信号の電力スペクトルは自己相関関数 $\phi(\xi, \eta)$ を用いて、

$$\varphi(\mu, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi(\xi, \eta) \exp\{-2\pi j(\mu\xi + \nu\eta)\} d\xi d\eta \quad (1.3)$$

と表される。⁵⁾ 画像の相関関数が式(1.1)で表されるとして、 $k_1 = 2\pi\mu_0, k_2 = 2\pi\nu_0$ とおくと、式(1.3)の電力スペクトルは次式のように変形できる。

$$\varphi(\mu, \nu) = \sigma^2 \frac{1/(\pi\mu_0)}{1+(\mu/\mu_0)^2} \cdot \frac{1/(\pi\nu_0)}{1+(\nu/\nu_0)^2} \quad (1.4)$$

従って、画像の電力スペクトルは低周波成分に集中していることが判る。

つぎに、周波数スペクトルのミクロな構造について述べる。静止画像を走査して得たテレビジョン信号はフレーム周期毎の繰返信号となるため、その周波数スペクトルはフレーム周波数 f_r 毎の輝線スペクトルとなっている。また、水平走査周期毎にほぼ等しい信号となっている(すなわち隣接走査線間に強い相関がある)ため、ライン周波数 f_l 毎に強いピークがある。⁶⁾ 図1.2にスペクトル構造を示す。同図において $(n + \frac{1}{2})f_l$ (n は正整数) に現われているライン周波数毎のスペクトルの谷は走査線毎に位相の反転する斜め信号を表わし、この部分でスペクトルが谷を成すのは、斜め成分が少ないことを示している。

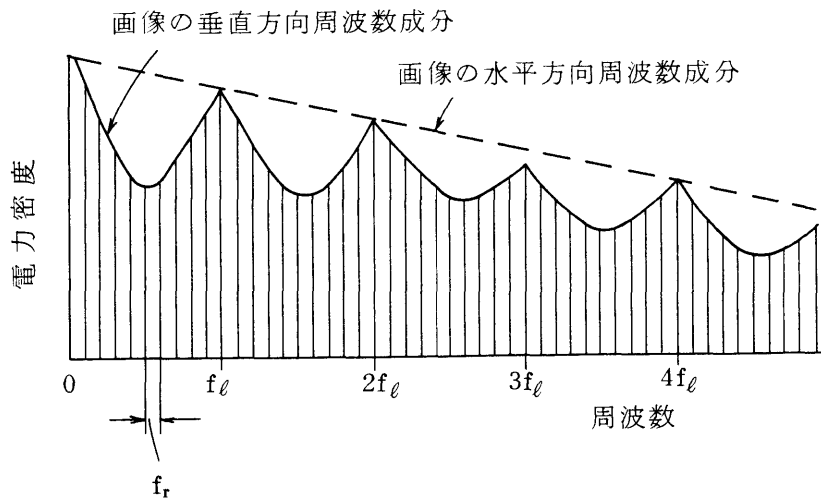


図 1.2 テレビジョン信号のスペクトル

1.2.2 利用できる視覚特性

- (1) 差感度特性 輝度変化のゆるやかな画像では、人間の眼は、わずかな輝度変化も識別できるが、輝度変化の激しい画像では、輝度変化の識別感度が低下する⁷⁾。この性質を利用すると、隣接画素間の差が大きい場合、粗く量子化できることになり、DPCM (Differential PCM) の量子化特性として非線形量子化特性が導入できる根拠を与えている。具体的には、輝度の平坦部分では7ビット以上の量子化精度が必要であるが、エッジ部分では約4ビット程度でよく、約3ビットすなわち8倍の差があることになる⁸⁾。
- (2) 空間周波数特性 明暗が正弦波状に変化する縞模様を用いて、視覚の空間周波数特性を測定すると、約1MHzをピークとした帯域通過特性を示す。色度についても同様に帯域通過特性となるが、そのピーク周波数は輝度の場合より $1/10$ 近く低くなっている⁹⁾。現在のカラーテレビジョンの伝送方式はこの特性に基づいている。

視覚の空間周波数特性には方向性があると古くから言われており、縦縞や横縞に比べると、斜め縞に対する視力は一般に低いとされている¹⁰⁾。カラーテレビジョンの色信号を変調している副搬送波周波数は、この性質に基づいて選定されている。また、後述するサブナイキスト標本化方式では、この特性を利用して画質劣化を回避しつつ標本化周波数を低くすることができる。

1.2.3 標本化方式

テレビジョン信号は4.2MHzの周波数帯域があり、Nyquistの定理から、標本化周波数

はその2倍以上が必要である。画像信号の場合、フィルタの位相特性が画質に大きく影響し、帯域外成分を遮断する低域通過フィルタLPFには急峻な振幅減衰特性を与えることができない。そのため、標本化周波数はNyquist周波数よりも十分に高くすることが必要である。特に、カラーテレビジョン放送に使われているNTSC方式のように、色信号が副搬送波周波数 f_{sc} で変調されて輝度信号に重量されている複合カラーテレビジョン信号の場合には、搬送色信号の折返成分がベースバンド信号の帯域端近くに来るため、LPFの設計が困難となる。そのため、複合カラーテレビジョン信号の標本化周波数はNyquist周波数に較べ十分に高くし、通常 $3f_{sc}$ あるいは $4f_{sc}$ に選ばれることが多い。

テレビジョン信号の周波数スペクトルは図1.2に示したように、ライン周波数 f_l 毎にピークを持つ周期的スペクトル構造を成しており、斜め成分が少ないことを示している。また斜め成分に対する視感度は劣るといわれている。¹⁰⁾ この性質を利用すると標本化周波数をNyquist周波数よりも低くする、いわゆるサブナイキスト標本化が実現できる。¹¹⁾ すなわち、図1.3(a)に示すように、標本化により生じる折返成分の f_l 毎のピークが、原信号の f_l 毎の谷の部分に配置されるように、標本化周波数 f_s を選ぶ。すなわち、標本化周波数 f_s をライン周波数 f_l を用いて、次のように定める。

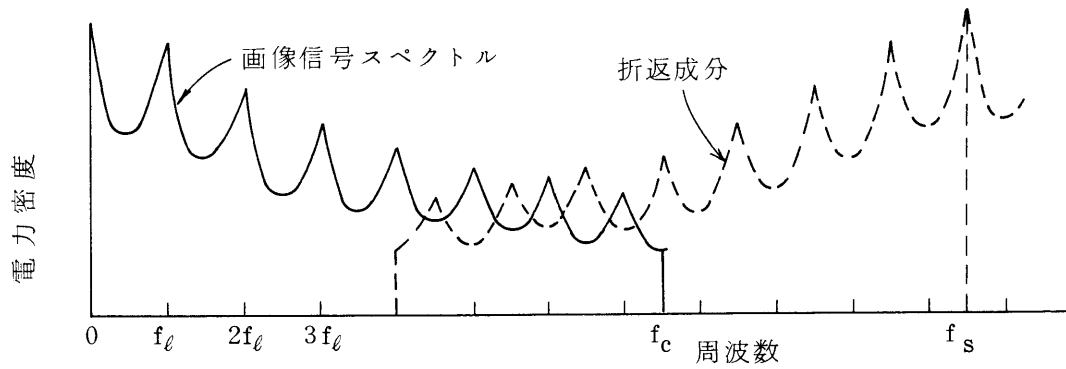
$$f_s = \left(n + \frac{1}{2} \right) f_l, \quad n : \text{正整数} \quad (1.5)$$

このとき、 mf_l 、 $\left(m + \frac{1}{2} \right) f_l$ の折返成分 $f_A(f)$ はそれぞれ、

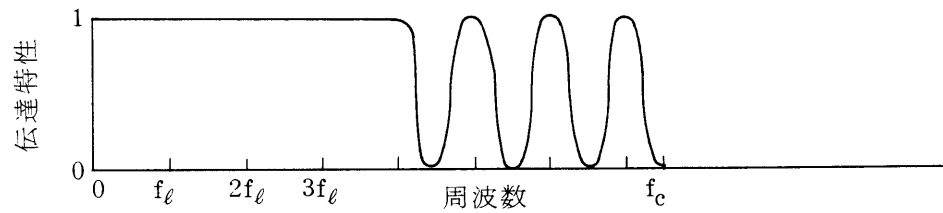
$$\begin{aligned} f_A(mf_l) &= \left(n + \frac{1}{2} \right) f_l - mf_l \\ &= \left(n - m + \frac{1}{2} \right) f_l \end{aligned} \quad (1.6)$$

$$f_A\left\{ \left(m + \frac{1}{2} \right) f_l \right\} = (n - m) f_l \quad (1.7)$$

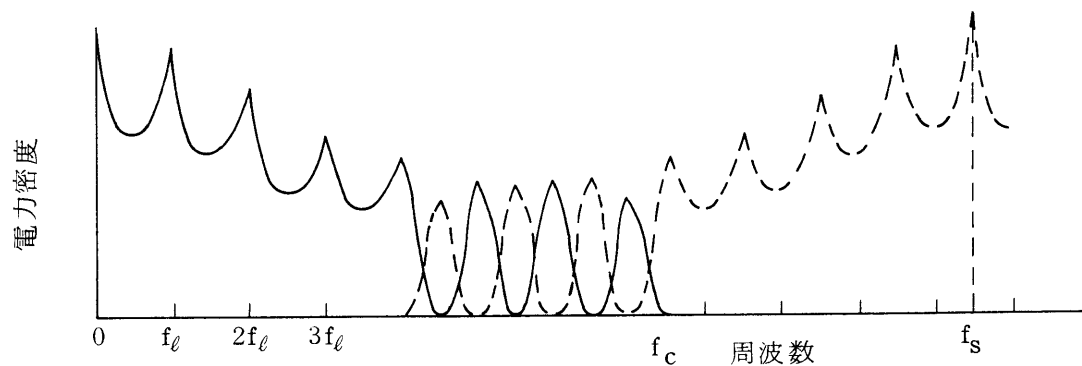
となり、 f_l の整数倍の周波数に折返するのは比較的電力密度の小さい $\left(m + \frac{1}{2} \right) f_l$ の成分すなわち斜め成分であり、 mf_l の折返しは視覚上目立ちにくい斜め成分のスペクトル位置に生じる。従って図1.3(b)に示すように mf_l を通過帯域とし、 $\left(m + \frac{1}{2} \right) f_l$ を阻止帯域とする、いわゆるくし形フィルタにより、あらかじめ斜め成分を除去し、式(1.5)を満たす周波数で標本化すると、図1.3(c)に示すように、原信号と折返成分とは周波数スペクトルが分離して配置できる。従って、同図(b)に示すくし形フィルタにより両者を分離することが可能となる。



(a) 画像信号と折返成分のスペクトル



(b) くし形フィルタの特性



(c) くし形フィルタで帯域制限した場合の折返しスペクトル

図 1.3 サブナイキスト標本化による折返成分

1.2.4 符号化方式

画像信号は自己相関性が強く、過去の信号から現在の信号を予測することが可能である。画像信号の画素の値を x_i とすると、その予測信号 \hat{x}_i は一般的に次式で示す1次式で表される。

$$\hat{x}_i = \sum_{j=1}^{\infty} \alpha_j x_{i-j} \quad (1.8)$$

現在の画素 x_i とその予測値 \hat{x}_i との差 ε_i 、すなわち

$$\varepsilon_i = x_i - \sum_{j=1}^{\infty} \alpha_j x_{i-j} \quad (1.9)$$

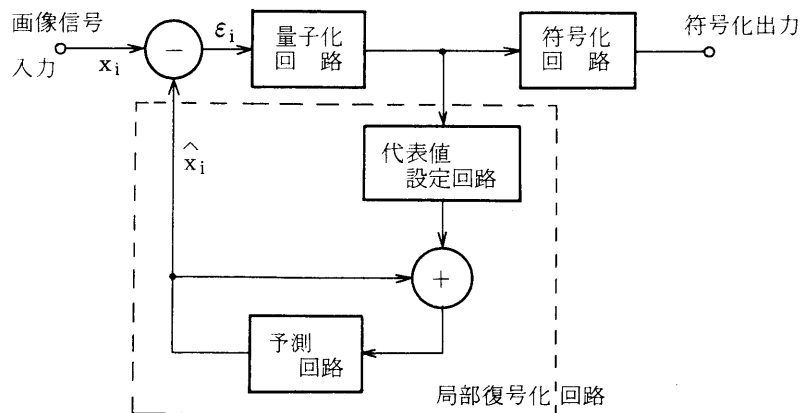


図 1.4 予測符号化回路

を量子化し符号化する方式が予測符号化方式である。その構成を図 1.4 に示す。同図の構成から明らかなように、予測は式 (1.8) に示すような入力信号の過去の値を用いるのではなく、局部復号信号の 1 次結合で実現し、量子化雑音の累積を防いでいる。最も単純でよく利用されている予測方式は同式において $j = 1$, $\alpha_1 = 1$ とする前値予測方式である。量子化レベル数を 31 レベル (5 ビット) 程度にすることにより原画像とほぼ差のない再生画像が得られる。

符号化方式としては、この他に直交変換方式、フレーム間符号化、カラーテレビジョン信号の符号化方式、異種符号化方式間の相互変換等が検討されているが、ここでは省略する。

1.3 内外の研究動向と本研究の位置付け

冒頭にも述べたように、テレビジョン放送がようやく本格的にサービスされ始めた 1950 年代に早くも、テレビジョン信号の高エネルギー伝送の研究が帯域圧縮の名のもとに行なわれた。これはアナログ技術により文字通り周波数帯域を圧縮しようとするもので、予期した成果が得られないうちに終わった。

1960 年代後半になり、公衆電話網の整備に目途がつき、次世代の新しいサービスの一つとしてテレビ電話が注目され始めた。テレビ電話のような個別画像通信には大容量の高品質伝送路が必要で、伝送路の効率的利用、伝送価格の低減が非常に重要な課題となった。このため、高エネルギー符号化の研究が米国 Bell 研究所、各大学、続いて日本の通信各社で活潑に行なわれるようになった。初期は単も単純な ΔM が研究の中心であったが、次第に

DPCM, 直交変換, フレーム間符号化へと研究が進んでいった。筆者は, 1970年9月よりこの分野の研究を行なった。本論文では割愛したが, 筆者の行なったフレーム間符号化の研究は Bel 1 研究所に次いで世界で 2 番目の本格的フレーム間符号化の実験であり, 学会においても注目され, その後, フレーム間符号化が活潑に研究されるトリガーの役割を果たした。¹²⁾ また将来のデジタル伝送網を考慮して, 独立同期 ΔM -DPCM符号変換, 伝送路クロックの同期の問題等の研究を行なった。^{13), 14)}

このような研究の成果をふまえても, テレビ電話システムはサービス性と経済性の面から時機尚早とみられ, 強力なニーズの対象ではなくなった。テレビ電話に代り, 1970年代後半に, 静止画像を対象としたより経済的なシステムが注目され始めた。電々公社では VRS (Video Response System) と呼ばれる静止画像サービスシステムを企画し, NHK では静止画放送の開発が行なわれている。^{15), 16)} また電話回線を利用した静止画像の狭帯伝送のニーズが高まってきた。¹⁷⁾ これらの静止画像システムでは,

- ① 端末に設置されるリフレッシュメモリの経済化
- ② センターにおける画像ファイリング価格の低減
- ③ VRS や静止画放送等の一方向通信では, そのサービスメニュー

などがシステム開発上の大きな課題であった。本論文は上記①, ②を対象に研究を行なった結果を中心にまとめたものである。本研究の結果, 静止画像の効率的符号化に非常に適した新しいサブナイキスト標本化方式を考案, 実用化することができ, 静止画像システムの経済的実現に一步近づくことができた。

1.4 本研究の概要

本論文は, 上述したように, 筆者が日立製作所中央研究所において, 約 11 年間にわたり行なった画像信号処理 (テレビジョン信号の高エネルギー符号化) の研究のうち, 後半 5 年間に行なったサブナイキスト標本化を中心とするテレビジョン信号の 2 次元信号処理に関する研究をまとめたものである。

第 1 章では, 画像符号化方式研究の背景, 目的および本論文の位置づけを行なう。すなわち, 1.1 節では, 画像の高エネルギー符号化方式の発展する社会的, 技術的背景について述べ, 1.2 節では画像符号化方式の基礎的技術の概要を述べ, 従来の研究成果をまとめる。1.3 節では内外の歴史的経緯と本論文の位置づけを行ない, 1.4 節で本論文の概要をまとめる。

第 2 章では, カラーテレビジョン信号の周波数スペクトルについての研究成果を論述し, 第 3 章以降の方式的検討を行なう解析手法を明らかにする。

2.1節では、テレビジョン信号の周波数スペクトルに関する従来の発表例とその問題点を述べ、本論文の立場を述べる。2.2節ではモノクロテレビジョン信号を対象として、画像の2次元周波数スペクトルと、これを走査して得たテレビジョン信号の1次元周波数スペクトルとの関係を明らかにする。2.3節では、NTSC方式カラーテレビジョン信号の特に色副搬送波信号について、その2次元周波数を明らかにし、2.2節の結果が複合カラーテレビジョン信号に拡張できることを示す。2.4節では、2次元周波数解析が本論文の方式解析の基礎となっていること及び、その具体的応用例について述べ、2.5節では2次元周波数解析の特徴と方式開発に対する有効性について述べ、第2章のまとめとする。

第3章では、輝度信号(Y)と色信号(C)とを分離して符号化するYC分離形サブナイキスト標本化方式とこれを適用した静止画像の狭帯域伝送装置の開発研究について述べる。

3.1節では、静止画像の狭帯域伝送装置を開発すべき技術的背景と本論文の立場について述べる。3.2節では、カラー静止画像を電話回線を用いて伝送する際の技術課題と具体的な高能率符号化方式について検討し、電話回線の伝送品質を考慮した場合、YC分離型サブナイキスト標本化方式が適していることを明らかにする。3.3節では、上記方式検討結果をもとに、カラー静止画像伝送装置、とくにその信号処理回路について第2章で述べた2次元周波数解析手法を用いて具体的に検討し、全デジタル処理構成の実現について述べている。3.4節では、上記検討結果をもとに開発したカラー静止画像伝送装置の開発結果とその結果の検討について述べる。3.5節では開発した装置の特徴と効果について述べ、第3章のまとめとする。

第4章では、静止画NTSC信号を画質劣化少なく高能率に符号化できるフィールド間サブナイキスト標本化方式の研究について述べる。

4.1節では、NTSC信号を直接サブナイキスト標本化する技術的背景と本論文の立場および、本論文で新たに提案した方式を着想するに至る経緯を述べる。4.2節では、フィールド間サブナイキスト標本化方式の要となるフィールド間くし形フィルタについて述べ、4.3節では、具体的な標本化周波数とその折返成分の影響を第2章で述べた2次元周波数解析手法により解析する。4.4節では、NTSC信号を $2f_{\text{sc}}$ で標本化するフィールド間サブナイキスト標本化方式により得られる再生画像品質について検討する。4.5節では原点からの距離に比例した空間周波数を有する画像いわゆるZone Plateにより、本提案のフィールド間サブナイキスト標本化の2次元周波数特性について論述し、第2章で述べた解析手法で得られた結果を実験的に確認する。4.6節では、このフィールド間サブナイキスト標本化方式を適用した、静止画像装置の開発例について述べる。4.7節では、この新しいサブナイキスト

標本化方式の特徴と得られた結果について述べ、第4章のまとめとする。

NTSC信号に対する従来のサブナイキスト標本化方式では標本化周波数を $2f_{sc}$ とするものが中心であり、第4章でその研究の一端を述べた。第5章では、標本化周波数をさらに低くした場合、具体的には標本化周波数を $1.5f_{sc}$ とするサブナイキスト標本化方式に関する研究内容を述べる。

5.1節では、NTSC信号をより低い周波数(具体的には $1.5f_{sc}$)で標本化する技術的背景と本論文の立場を述べる。5.2節と5.3節では、NTSC信号を $1.5f_{sc}$ でサブナイキスト標本化するいくつかの新しい方式を提案し、その方式パラメータと画質との関連について2章で論述した2次元周波数解析手法で解析した結果について述べる。5.4節では、上記提案方式を計算機でシミュレーションした実験結果について述べ、5.5節では、第5章のまとめとして、 $1.5f_{sc}$ によるNTSC信号のサブナイキスト標本化方式の特徴と得られた実験結果をまとめる。

第6章では、本論文全体に対するまとめを行ない、本研究の主要な成果を要約している。

参考文献

- 1) A. N. Netravali and J. O. Limb : Picture coding : a review : Proc. of IEEE, Vol.68, No. 3 , pp.366-406 (March 1980)
- 2) E. R. Kretzmer : Statistics of television signals : Bell Syst. Tech. J., Vol.31, No. 4 , pp. 751-763 (July 1952)
- 3) A. Habibi and P. A. Wintz : Image coding by linear transformations and block quantization : IEEE Trans. Commun. Tech. , Vol. COM-19, No. 1 , pp. 50-63 (Feb. 1971)
- 4) J. B. O'Neal and T. R. Natrajan : Coding isotropic images : IEEE Trans. Inform. Theory , Vol. IT-23, No. 6 , pp. 697-707 (Nov. 1977)
- 5) たとえば、宮川洋：画像情報の理論：電子通信学会誌，Vol. 57, No. 11 , pp. 1271-1278 (昭48年11月)
- 6) たとえば、NHK編：カラーテレビジョン：日本放送出版協会(昭36年)
- 7) W. F. Schreiber : Picture coding : Proc. IEEE, Vol. 55, No. 3 , pp. 320-330 (June 1972)

- 8) R. P. Abott : A differential pulse code modulation codec for video telephony using four bit per sample : IEEE Trans. Commun., Vol. COM-19, №6, pp. 907-912 (June 1971)
- 9) 坂田, 磯野 : 視覚における色度の空間周波数特性 : テレビジョン学会誌, Vol. 31, №1, pp. 29-35 (昭和52年1月)
- 10) 樋渡, 渡辺, 森, 長田 : 視覚の空間正弦波レスポンス : NHK技術研究, Vol. 16, №1, pp. 38-60 (昭和39年1月)
- 11) L. S. Golding and R. K. Garlow : Frequency interleaved sampling of a color television signal : IEEE Trans. Commun., Vol. COM-19, №6, pp. 972-979 (Dec. 1971)
- 12) 阿知葉, 吹抜 : 時間空間相関性によるテレビ信号の帯域圧縮の一方式 : 電子通信学会, 通信方式研資, CS70-112 (昭46年3月)
- 13) 阿知葉征彦 : テレビ電話信号の独立同期 ΔM -DPCM変換方式 : 電子通信学会, 通信方式研資, CS72-42 (昭47年8月)
- 14) 吹抜, 阿知葉, 吉木 : テレビ走査周波数と標本化周波数のデジタルロック方式 : テレビジョン学会誌, Vol. 29, №1, pp. 33-37 (昭50年1月)
- 15) 中島汎仁 : 画像応答実験システム : 電子通信学会, 技術研究報告, CS77-41 (昭52年7月)
- 16) 山根久吉 : 静止画放送実験システム : テレビジョン学会, 全国大会, №13-2 (昭48年7月)
- 17) 今井, 本橋, 稲葉, 湯浅, 辻, 園田 : 静止画像通信における帯域圧縮 : テレビジョン学会, 画像伝送研資, №18-2 (昭50年11月)

第 2 章 NTSCカラーテレビジョン信号の 2 次元スペクトル

第2章 NTSCカラーテレビジョン信号の2次元スペクトル¹⁾

2.1 まえがき

テレビジョン信号は2次元の拡がりを持った画像を「走査」により、1次元信号に変換したものである。従って、テレビジョン信号の周波数スペクトルは画像の2次元スペクトルと一対一に対応している。

従来、テレビジョン信号の周波数スペクトルを論ずる際、テレビジョン特有のインタレースや副搬送波周波数等についての配慮が不十分であった。すなわち、1次元周波数スペクトルにおいては、フレーム周波数 f_r 毎の輝線スペクトルが徐々に増加(減少)してライン周波数 f_l 毎のピークを形成しており、フィールド周波数 f_f に対する配慮がなされていなかったり、²⁾フィールド周波数 f_f 毎の輝線スペクトル構造として、フレーム周波数 f_r について言及されていなかった。³⁾また、2次元周波数スペクトルにおいては、副搬送波周波数 f_{so} の2次元周波数があいまいで、⁴⁾モノクロ信号と同様の手法で1次元周波数に対応させると矛盾が生じるという問題があった。

本章は上述したこれらの問題点を解決すべく研究を行なった結果について述べる。すなわち次節では、モノクロテレビジョン信号を対象として、その1次元周波数スペクトルと2次元周波数スペクトルとの関係を明らかにし、従来あまり論じられていなかったインタレース走査の有無による1次元周波数スペクトルの差異について述べる。2.3節では、NTSCカラーテレビジョン信号の副搬送波周波数 f_{so} の2次元周波数を明らかにし、2.2節の結果が複合カラーテレビジョン信号にも拡張でき、従来の解析で生じていた矛盾が解決できることを示す。

これらの新らしい解析の結果、従来のモデルでは解析不可能であったフィールド間くし形フィルタの特性を定量的に把握することが可能となり、第4章以降の新らしいサブナイキスト標準化方式の創案、特性解析等の礎を築くことが可能となった。2.4節では、この2次元スペクトル解析の応用例について、その一例を述べる。

2.2 モノクロテレビジョン信号の周波数スペクトル

テレビジョン受像機で表示されている画像は図2.1に示すように、水平方向、垂直方向の長さが夫々 L_h 、 L_v の長方形の画像が毎秒30枚の速さで伝送、表示されたものである。静止した被写体を撮像している場合には、同じ画像が $\frac{1}{30}$ 秒間隔で繰返して伝送され、表示さ

れる。この静止画像の周波数スペクトルを考察する。

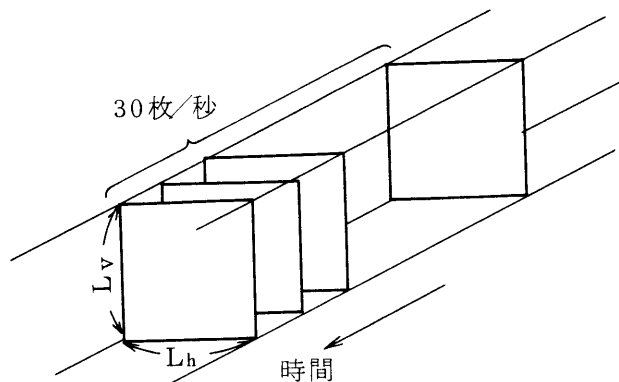


図 2.1 テレビジョン画像

繰返し伝送される静止画像は、図 2.2 に示すように、一辺の長さが L_h 、 L_v の単位画像が水平方向に L_h 間隔に、垂直方向には L_v の間隔で無限に繰返された周期画像とみなすことができる。従って、単位画像信号を $g(x, y)$ とし、水平方向に L_h 間隔、垂直方向に L_v 間隔の格子状に配列された 2 次元デルタ関数を $C_b(x, y)$ とすると、周期画像信号 $g_c(x, y)$ は、単位画像信号 $g(x, y)$ と 2 次元デルタ関数 $C_b(x, y)$ とのコンボリューションで表される。すなわち、

$$g_c(x, y) = g(x, y) \otimes C_b(x, y) \quad (2.1)$$

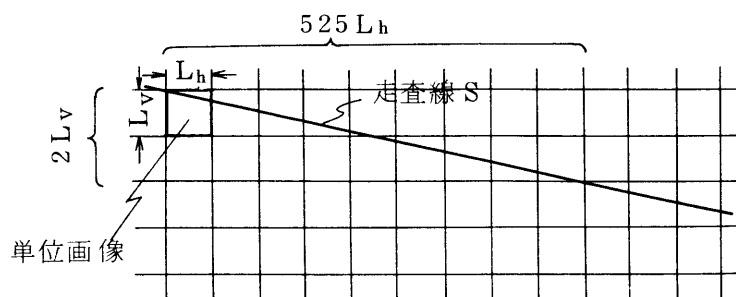


図 2.2 周期画像

$$C_b(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x - mL_h, y - nL_v) \quad (2.2)$$

従って、周期画像信号 $g_c(x, y)$ の周波数スペクトル $G_c(\mu, \nu)$ は式(2.1)をFourier変換することにより得られるから、単位画像信号 $g(x, y)$ の2次元周波数スペクトルを $G(\mu, \nu)$ とすると、 $G(\mu, \nu), G_c(\mu, \nu)$ は夫々、

$$\begin{aligned} G(\mu, \nu) &= F\{g(x, y)\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(x, y) \cdot \exp\{-2\pi j(x\mu + y\nu)\} dx dy \quad (2.3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G_c(\mu, \nu) &= F\{g_c(x, y)\} \\ &= \frac{1}{L_h \cdot L_v} G(\mu, \nu) \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\mu - \frac{m}{L_h}, \nu - \frac{n}{L_v}\right) \\ &= G(mf_h, nf_v) \quad (2.4) \end{aligned}$$

と表される。式(2.4)から、周期画像の2次元周波数スペクトルは水平繰返周波数 $f_h (=1/L_h)$ 及び垂直繰返周波数 $f_v (=1/L_v)$ 毎の輝線スペクトルとなっており、そのエンベロープが単位画像信号の2次元周波数スペクトルに等しいことを示している。周期画像の2次元輝線スペクトル配置を図2.3に○印で示す。

この2次元周波数スペクトルと1次元周波数スペクトルとの関係は、次に示すように、テレビジョンの走査線の空間周波数を2次元周波数座標上で求めることにより、明確に関連づけることができる。これにより、従来あいまいであったインタレース走査の有無による1次元周波数スペクトルの差異を明確に表すことが可能となる。

インタレース走査により得られたテレビジョン信号 $g(t)$ は、図2.2に示した周期画像上に傾き $(2L_v/525L_h)$ の右下がりの直線 S を引き、これで周期画像を標本化して得たものとみなすことができる。走査線 S の2次元周波数は図2.3に示すように、原点を通る傾き $(525f_v/2f_h)$ の直線 f_{sn} となる。従って、テレビジョン信号 $g(t)$ の1次元周波数スペクトル $G(f)$ は2次元スペクトル $G(mf_h, nf_v)$ と直線 f_{sn} とのコンボリューション、すなわち $G(mf_h, nf_v)$ の、直線 f_{sn} に垂直な直線 f への射影で表される。この直線 f が1次元周波数軸である。

ライン周波数 f_l は2次元画像の水平繰返周波数 f_h の直線 f への射影であるから、

$$f_l = f_h \cdot \cos \theta \quad (2.5)$$

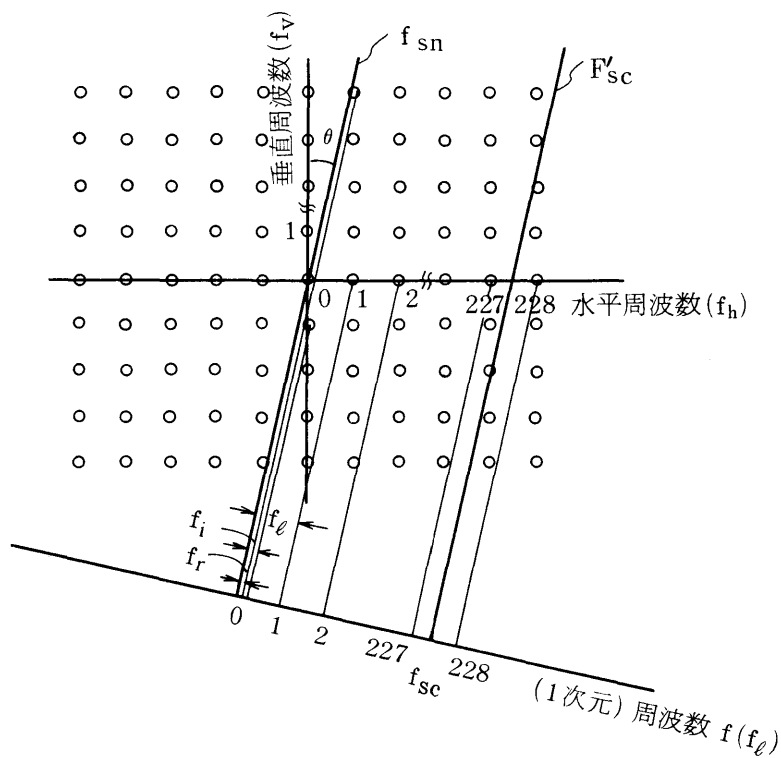


図 2.3 2次元周波数スペクトルと1次元周波数との対応

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{2f_h}{525f_v} \right)$$

と表される。同様にフィールド周波数 f_i は垂直線周波数 f_v の直線 f への射影であり、フレーム周波数 f_r はその $\frac{1}{2}$ となる。すなわち、

$$f_i = f_v \cdot \sin \theta \quad (2.6)$$

$$f_r = (f_v \cdot \sin \theta) / 2 \quad (2.7)$$

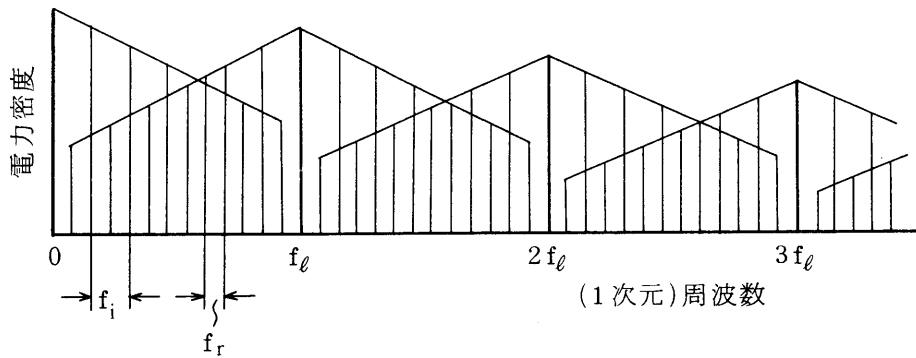
これらはインタレースの条件、すなわち

$$f_l = 525f_i / 2 = 525f_r \quad (2.8)$$

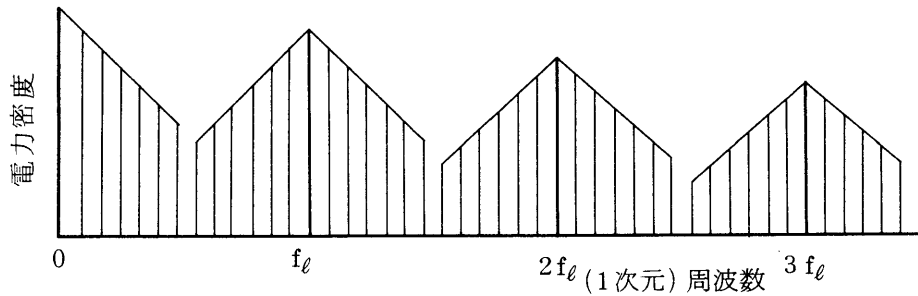
を満たしている。

画像の2次元周波数スペクトル $G(\mu, \nu)$ は一般に直流 $G(0, 0)$ の電力密度が最も大きく、原点から離れるに従い、電力密度は小さくなっている。テレビジョン信号 $g(t)$ の1次元周波数スペクトル $G(f)$ は図 2.4(a) に示すように、画像の垂直周波数軸上の成分が直流を

中心にフィールド周波数 f_i ごとの 262 個の輝線スペクトルとなって $\pm f_i$ 近くまで分布している。画像の水平周波数軸上の成分はライン周波数 f_l ごとのスペクトルとして帯域端まで分



(a) 2 : 1 インタレース走査の場合



(b) インタレース無の場合

図 2.4 テレビジョン信号の (1次元) 周波数スペクトル

布している。画像の斜め成分はそれぞれの水平周波数成分 $m f_l$ を中心にフィールド周波数 f_i ごとの輝線スペクトルとなって、 $\pm f_i$ まで広がった側波帯を形成している。そして、インタレース走査のため、 $m f_l$ の上側波帯と $(m+1) f_l$ の下側波帯は互いにインタリーブの関係で存在し、フレーム周波数 f_r ごとの輝線スペクトルを構成している。

インタレース走査をしない場合、走査線 S の傾きはインタレース走査の $\frac{1}{2}$ となり、走査線 S の 2次元周波数 f_{2n} の垂直周波数軸からの傾きも $\theta/2$ となる。従って $m f_l$ の側波帯成分は $\pm f_i/2$ の帯域におさまり、隣接ライン周波数で上下側波帯成分が重なることはなく、図 2.4 (b) に示すように、よく知られたフレーム周波数ごとのスペクトル構造となる。

以上の考察で明らかのように、画像の2次元スペクトルを求め、これと走査線の2次元周波数スペクトルとのコンボリューションをとることにより、テレビジョン信号の1次元周波数を求めることができる。この新しい手法を用いれば、従来あいまいであったインタレース有無による1次元周波数スペクトル構造の差異が明確になり、また各周波数成分の2次元周波数との対応を明らかにすることができた。

2.3 搬送色信号の2次元周波数スペクトル

搬送色信号の2次元周波数を考察するために、まず副搬送波周波数 f_{sc} を2次元周波数上で求める。NTSC方式の規格から、副搬送波信号は走査線 S を周波数 $455 f_l / 2$ で変調したものとみなすことができる。従って副搬送波信号の2次元周波数 F_{sc} は図 2.3 に示すように、走査線 S の2次元周波数 f_{sn} を直線 f 上に $455 f_l / 2$ だけ平行移動させた直線 F'_{sc} とみなすことができる。

ところで、副搬送波信号を単位画像上の明暗のしま模様とみなして、そのしま模様の2次元周波数を求める。図 2.5 に示すように、単位画像上に走査線に沿って搬送色信号を描き、

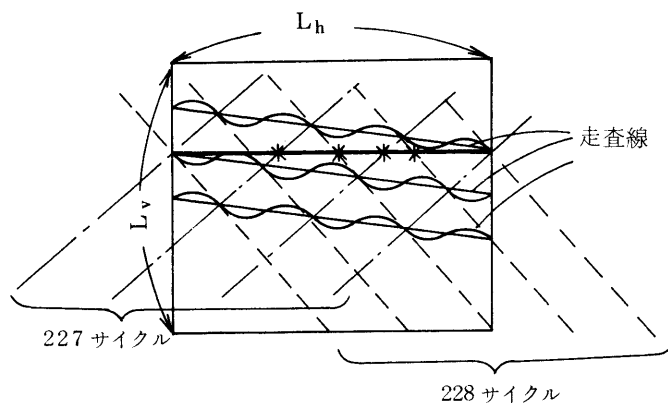


図 2.5 搬送色信号の水平周波数成分

時間的に隣接した走査線間で同相となる部分を結んだしま模様を描く。このしま模様は水平繰返周期 L_h に対して同相となっており、その水平周波数は右上りのしま模様では $227 f_h$ であり、右下りのしま模様では $228 f_h$ である。又、垂直方向の繰返周波数は $(525/4) f_v$ となる。従って、副搬送波信号の2次元周波数 F_{sc} は $(228 f_h, 131.25 f_v)$ あるいは $(227 f_h, -131.25 f_v)$ に対応している。これらの周波数は図 2.3 の直線 F'_{sc} 上にあり、1次元

周波数上では

$$f_{s.c} = 227.5 f_i \quad (2.9)$$

の関係を満たしている。

ここで注意すべきことは、2次元副搬送波周波数 $F_{s.c}$ の水平周波数成分は水平繰返周波数 f_h の整数倍であり、1次元周波数の関係とは異なることである。従来よくなされた画像の2次元解析では、走査線の傾き θ を無視し、2次元副搬送波周波数の水平周波数成分を1次元周波数に一致させ、2次元周波数 $(227.5 f_h, 131.25 f_v)$ としていた。^{4,6)} この場合、図 2.3 に示した2次元周波数と1次元周波数の対応関係から1次元周波数を求めると、 $f_{s.c} = 227 f_i$ となり、明らかに矛盾が生じる。

搬送色信号 C の2次元スペクトルは、図 2.3 に示した f_h, f_v ごとの輝度信号 Y のスペクトルの原点を2次元副搬送波周波数 $F_{s.c}$ に移動させたものとなる。その水平周波数成分は Y 信号のスペクトルと同じく、 f_h の整数倍の位置に生じている。図 2.6 に Y, C 信号のスペクトル配置を示す。

最後に、NTSC 信号の2次元伝送帯域を求める。NTSC 信号の伝送帯域 4.2MHz は1次元周波数上で約 $267 f_i$ である。1次元周波数上の $f_c = 267 f_i$ で帯域制限することは、2次元周波数上では、2次元周波数 $(267 f_h, 0)$ を通り、直線 $f_{s.n}$ に平行な直線が水平方向の帯域端であることに相当している。一方、垂直周波数方向には2次元周波数 $(0, 262.5 f_v)$

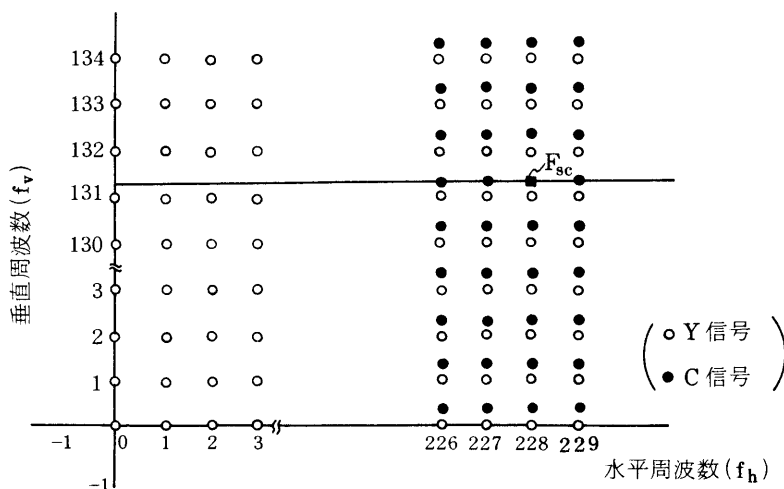


図 2.6 Y 信号と C 信号の 2 次元スペクトル

を通り水平軸に平行な直線が垂直方向の帯域端となる。従って、NTSC 信号の 2 次元伝送

帯域は，上述した 2次元周波数 $(267 f_h, 0)$ を通る直線と 2次元周波数 $(0, 262.5 f_v)$ を通る直線とで囲まれた平行四辺形の周波数領域となる。これを図 2.7 に図示する。このよ

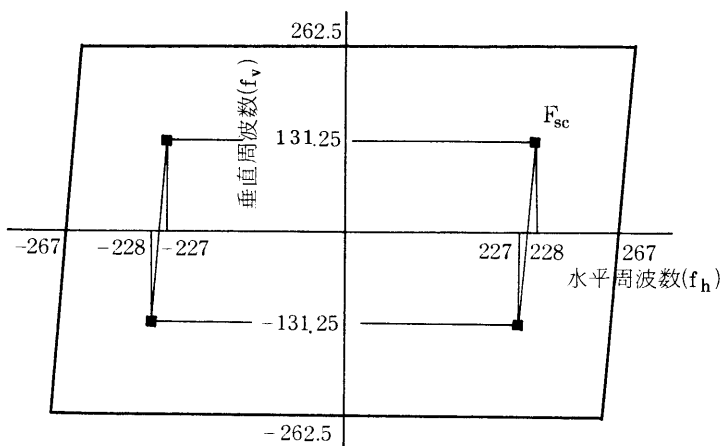


図 2.7 NTSC 信号の 2次元伝送帯域

うに長方形でなく，平行四辺形の周波数領域となるのは，1次元周波数軸上で帯域制限するテレビジョン信号に特有のものである。

2.4 フィールド間クロマインバータの提案とその2次元周波数解析

前節で検討したNTSC信号の2次元周波数スペクトル解析はNTSC信号の2次元処理の特性解析に有効である。特に、図2.6に示したNTSC信号のマイクロなスペクトル構造に着目すると、NTSC信号のフィールド間相関を利用したサブナイキスト標本化^{5,6)}やクロマインバータ⁷⁾などの新しい信号処理方式の特性が直観的に理解でき、新方式の発掘、特性解析に極めて有効である。サブナイキスト標本化については次章以降で詳述するので、本節では新しいクロマインバータの特性解析に2次元周波数解析を適用した応用例について述べる。

2.4.1 フィールド間クロマインバータ

NTSC信号の静止画像表示やフレーム間予測、ノイズリデューサなどには搬送色信号の極性を反転するクロマインバータが必要である。よく知られているように、搬送色信号の位相は水平走査周期 H 毎に反転しており、前フィールドの $263H$ 遅延した信号の位相も反転している。従ってこの $263H$ 遅延した信号を利用して搬送色信号成分を抽出すれば、垂直方向の帯域が広く、クロスカラー妨害の少ない高品質のクロマ信号が得られる。図2.8にその構成を示す。同図(a)において、帯域フィルタBPFで抽出される水平方向の高周波成分 X_H に対する等価回路を同図(b)に示す。この等価回路から、クロマインバータの垂直周波数成分は垂直方向低周波成分

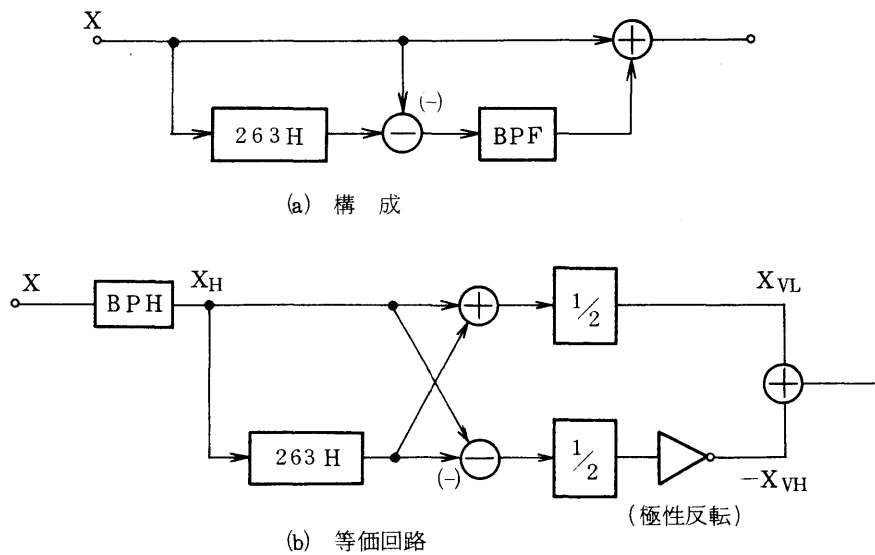


図 2.8 263H型クロマインバータ

X_{VL} と極性反転された垂直高周波成分 $-X_{VH}$ との和として表される。これらの垂直周波数伝送特性は、 f_v を垂直繰返周波数とすると、垂直周波数帯域 $262.5f_v$ に 263 周期の阻止帯域、通過帯域を持つくし形特性となり、

$$H_{VL}(f) = \left| \frac{X_{VL}}{X_H} \right| = \left| \cos \left(\frac{263\pi}{262.5} \cdot f \right) \right| \quad (2.10)$$

$$H_{VH}(f) = \left| \frac{X_{VH}}{X_H} \right| = \left| \sin \left(\frac{263\pi}{262.5} \cdot f \right) \right| \quad (2.11)$$

と表される。これ図 2.9 に示す。

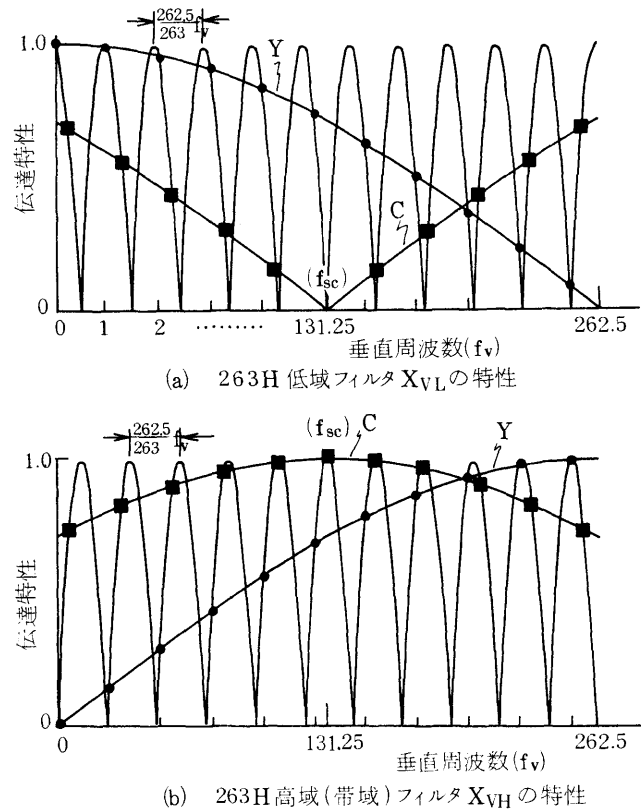


図 2.9 263 H 型クロマインバータの水平高周波成分の垂直周波数特性

ところで、NTSC 信号の輝度成分 Y，搬送色成分 C の垂直周波数スペクトルは，図 2.6 に示したように，それぞれ nf_v ， $(n + \frac{1}{4})f_v$ に存在する。従って，式 (2.10)，(2.11) の nf_v ， $(n + \frac{1}{4})f_v$ における値を結んだ包絡線特性を求めると，Y 成分，C 成分はそれぞれ

$$H_{Yd}^{263H}(f) = \cos \left(\frac{\pi}{525f_v} \cdot f \right) \quad (2.12)$$

$$H_{Yu}^{363H}(f) = \sin \left(\frac{\pi}{525f_v} \cdot f \right) \quad (2.13)$$

$$H_{Cd}^{263H}(f) = \cos\left(\frac{\pi}{525f_v} \cdot f - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.14)$$

$$H_{Cu}^{263H}(f) = \left| \sin\left(\frac{\pi}{525f_v} \cdot f - \frac{\pi}{4}\right) \right| \quad (2.15)$$

と表される。ここで H_{Yd} , H_{Cd} は望ましい Y 成分, C 成分を示し, H_{Yu} , H_{Cu} はクロスカラー妨害となる成分を示す。これらの特性を図 2.9 に合わせて示す。

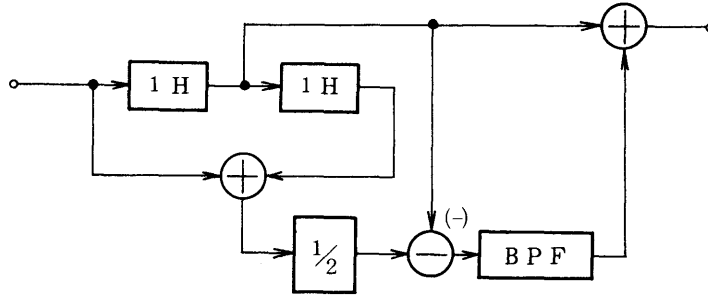


図 2.10 1 H 型クロマインバータ

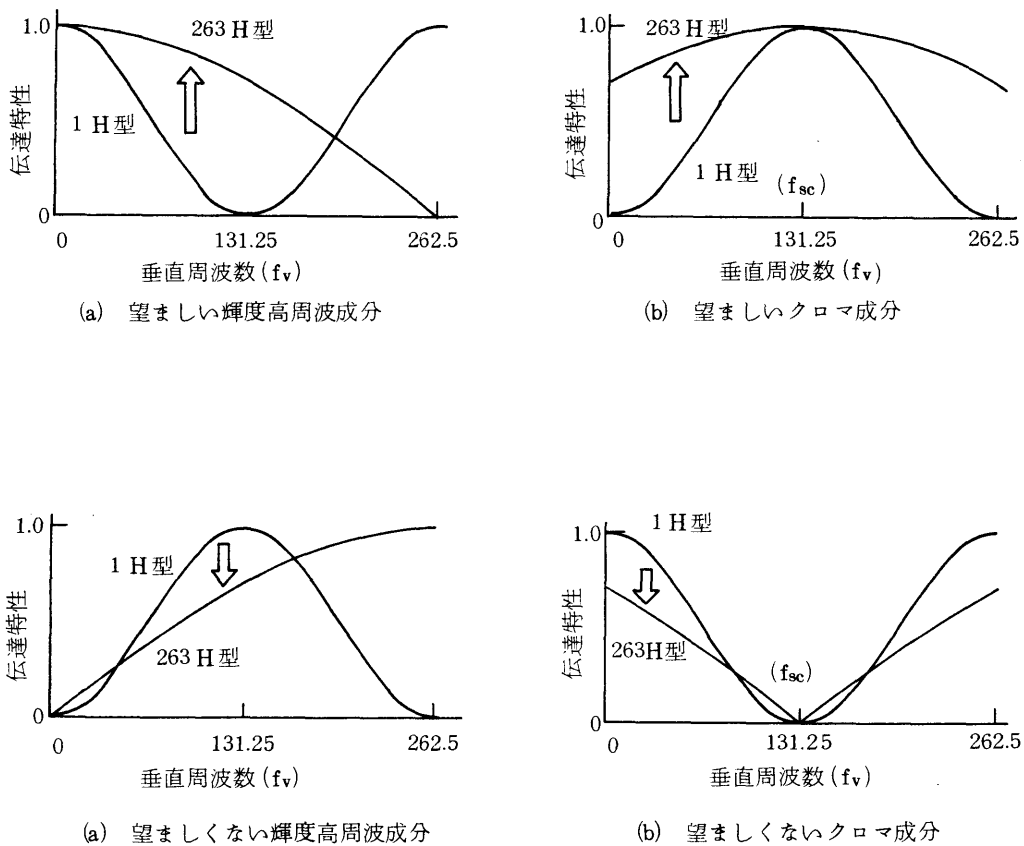


図 2.11 水平高周波成分の垂直周波数特性の比較

よく知られているクロマインバータ（ここでは1H型と呼ぶ）の一例を図2.10に示す。⁸⁾

同図において帯域フィルタBPFで抽出される水平方向の高周波成分の垂直周波数特性を求めると、次式のようになる。

$$H_{Yd}^{1H}(f) = H_{Cu}^{1H}(f) = \cos^2\left(\frac{\pi}{262.5f_v} \cdot f\right) \quad (2.16)$$

$$H_{Cd}^{1H}(f) = H_{Yv}^{1H}(f) = \sin^2\left(\frac{\pi}{262.5f_v} \cdot f\right) \quad (2.17)$$

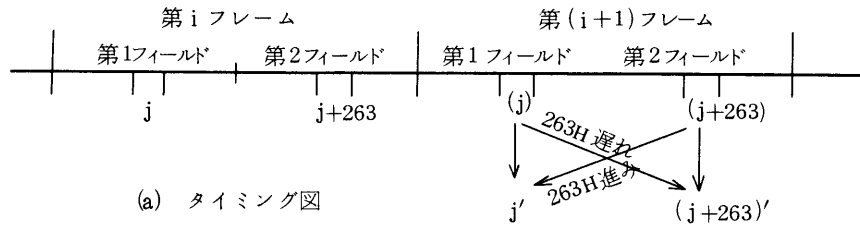
これらの特性を式(2.12)～(2.15)と共に図2.11に示す。同図に矢印で示すように、本提案の263H型では従来の1H型に比べ、望ましい成分すなわちYの斜め成分、Cの垂直成分の特性が改善され、妨害成分の伝達特性は低くなっている。クロマインバータの画質劣化はこの両成分の比で評価できる。本提案の263H型では、1H型に比べ画質劣化を大幅に改善でき、高品質のクロマインバータが実現できる。

2.4.2 フィールド間クロマインバータの応用例

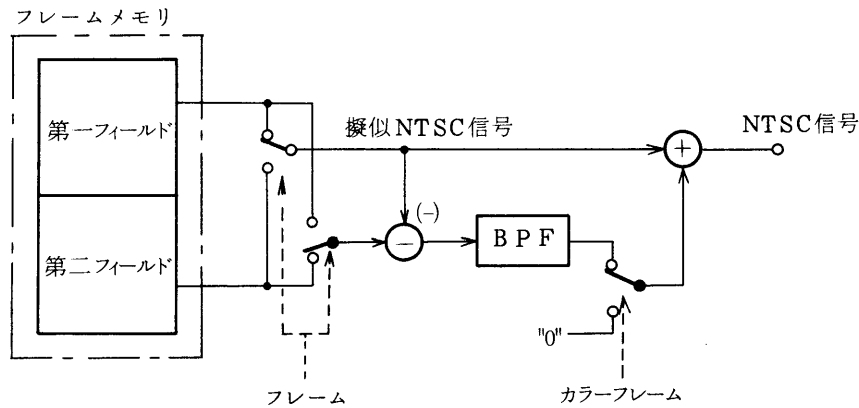
前項で提案し解析した263H型クロマインバータを各種装置に適用した場合の構成について述べる。図2.12は263H型クロマインバータを静止画像表示装置のカラーフレーム再生回路に適用した場合を示す。同図(b)において、フレームメモリに記憶された1フレームのNTSC信号は読出時クロマインバータにより1フレームおきに搬送色信号の極性が反転され、2フレームから成るカラーフレームが再生される。図2.12(a)のタイミング図において、第*i*フレームではフレームメモリに記憶されている信号をそのまま出力するものとする、第(*i*+1)フレームでは搬送色信号の極性を反転する必要がある。その際、第(*i*+1)フレームの第1フィールドの第*j*'走査線は記憶されている*j*及び(*j*+263)走査線を利用して、搬送色信号成分は第(*j*+263)走査線の搬送色信号成分となるよう処理される。一方、第(*i*+1)フレームの第2フィールドの第(*j*+263)'走査線は極性反転している第*j*走査線の搬送色信号で置換される。このように、静止画像のカラーフレーム再生の場合には、第1フィールドの走査線とその直下の隣接走査線である第2フィールドの走査線とをペアにした信号処理が行なわれる。具体的構成は図2.12(b)に示すように、フレームメモリを第1フィールドと第2フィールドとに分け、その出力をフィールドごとに互いに逆方向に切替わる切換回路で現在の走査線の信号(擬似NTSC信号と記す)及びこれと対になる他フィールドの走査線の信号とを出力する。両信号の差の高周波成分を1フレームおきに擬似NTSC信号に加算すれば、フレームごとに搬送色信号位相の反転した正しい

NTSC 信号が得られる。

図 2.13 は $263H$ 進んだ信号を利用したクロマインバータを雑音除去回路のフレーム間予測に適用した場合の構成例を示す。同図において、 $525H$ の容量を持つフレームメモリを $262H$ 遅延回路と $263H$ 遅延回路とに分割し、フレーム遅延信号 W_{525H} に対し、 $263H$ 進んだ信号 W_{262H} を $262H$ 遅延回路から得る。この両信号から W_{525H} に対して搬送色信号極性の



(a) タイミング図



(b) ブロック図

図 2.12 $263H$ クロマインバータによる静止画像のカラーフレーム再生回路

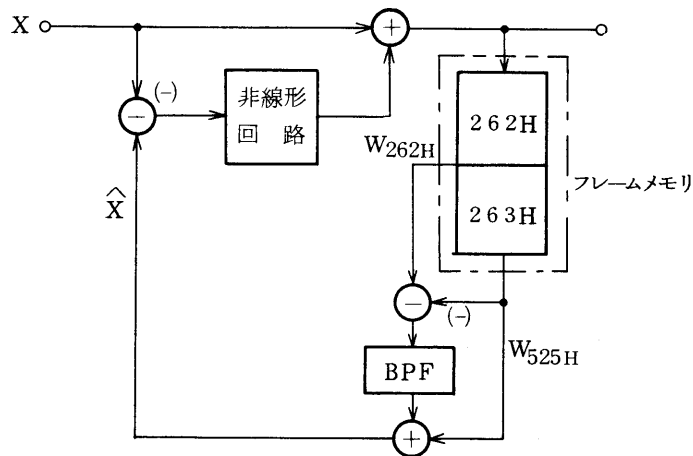


図 2.13 $263H$ クロマインバータによる雑音除去回路のフレーム間予測回路

反転した信号を作成することにより、NTSC信号 X に対するフレーム間予測信号 \hat{X} を得ることができる。

この予測信号 \hat{X} は信号 W_{525H} の低周波成分(すなわち輝度の低周波成分 $Y_{L,535H}$)と信号 W_{262H} の高周波成分(すなわち輝度の高周波成分 $Y_{H,262H}$ と搬送色信号成分 $C_{H,262H}$)とから構成されるので、予測信号 \hat{X} は、

$$\hat{X} = Y_{L,525H} + Y_{H,262H} + C_{262H} \quad (2.18)$$

と表すことができる。上式より、輝度信号の低周波成分 Y_L はフレーム間予測となるが、輝度の高周波成分 Y_H 及び搬送色信号 C はフィールド間(262H遅延)予測となっている。ところで、図2.10に示した従来の1H型クロマインバータをフレーム間予測に用いた場合の予測信号は \hat{X}' は

$$\hat{X}' = Y_{L,525H} + \frac{1}{2} (Y_{H,524H} + Y_{H,526H}) + \frac{1}{2} (C_{524H} + C_{526H}) \quad (2.19)$$

と表される。式(2.18)と(2.19)とを比較すると、Y信号の高周波成分及びC信号についてフィールド間クロマインバータによる予測方式では、1H型に比べ垂直方向の予測画素間の距離が $\frac{1}{2}$ となっている。これは静止画像に対する予測能率が向上することを意味している。さらに時間軸方向の予測間隔が1H型ではフレーム周期であるのに比べ、263H型ではフィールド周期となり、 $\frac{1}{2}$ に減少している。従って動画像に対する予測能率も向上する。フレーム間符号化ではフレーム間予測誤差がしきい値以上の画素情報を符号化伝送するが、フレーム間クロマインバータにより静止画像に対しても、動画像に対しても予測間隔を $\frac{1}{2}$ にでき、符号化効率を向上させることができる。

2.5 第2章のむすび

テレビジョン信号のミクロな周波数スペクトル構造を検討した。その結果、従来あいまいであったテレビジョン信号の1次元周波数と2次元周波数の関係が明確になった。すなわち輝度信号の1次元スペクトルでは、画像の垂直方向スペクトルがフィールド周波数 f_i ごとの輝線スペクトルとなって、ライン周波数 f_l の高調波成分を中心に上下の側波帯を形成し、インタレース走査のため隣接したライン周波数高調波 mf_l と $(m+1)f_l$ の側波帯成分が互いにインタリーブの関係になって、フレーム周波数 f_r ごとの輝線スペクトルを形成していることを明らかにした。

次いで、NTSC信号の副搬送波周波数の2次元周波数を明らかにした。すなわち、2次元副搬送波周波数の水平周波数成分は画像の水平方向の繰返周波数 f_h の整数倍であることを見出した。これにより、NTSC信号の2次元周波数スペクトルと1次元周波数スペクトルとの関係を明確に対応づけることができ、従来モデルの持っていた矛盾を解決することができた。

最後に、本章で明らかにしたNTSC信号のミクロな2次元周波数スペクトルの応用例として、フィールド遅延を利用したクロマインバータを提案し、その特性を2次元周波数領域で解析し、従来方式に比べ特性が大幅に改善できることを明らかにした。

なお、この2次元周波数解析手法は上述の応用例の他、次章で述べるサブナイキスト標本化の新しい展開の基礎をなすもので、画像符号化方式の発展、製品開発の際の設計解析手法として多大の貢献をなしている。

参考文献

- 1) 阿知葉，宮田：NTSCカラーテレビジョン信号の2次元周波数スペクトルの解析：電子通信学会論文誌，Vol. 63-B，No. 2，pp. 170～172（昭和55年2月）
- 2) 例えば，NHK編：カラーテレビジョン：日本放送出版協会（昭36年）
- 3) 藤尾，宮川：画像符号化の基礎：テレビジョン学会誌，Vol. 30，No. 10，pp. 797～807（昭51年10月）
- 4) 吉野武彦：位相反転サブナイキストサンプリング（PASS）符号化方式の2次元解析：電子通信学会，技術研究報告，PRL 78-78（昭54年3月），および電子通信学会論文誌，Vol. J 63-B，No. 5，pp. 522-529（昭55年5月）
- 5) 阿知葉，石倉：NTSCカラーテレビ信号のフィールド間サブナイキスト標本化方式：テレビジョン学会，技術研究報告，IT33-2（昭53年7月）
- 6) 阿知葉，石倉：NTSCカラーテレビ信号の $1.5 f_{sc}$ によるサブナイキスト標本化：電子通信学会，技術研究報告，IE78-35（昭53年7月）
- 7) 阿知葉征彦：NTSC信号のフィールド遅延を利用したクロマインバータの提案：電子通信学会，総合全国大会，No. 1019（昭55年3月）
- 8) 高橋博：ノイズリデューサ：テレビジョン学会誌，Vol. 33，No. 4，pp. 296-300（昭54年4月）

第 3 章 YC分離形サブナ イスト標本化方式

第3章 YC分離形サブナイキスト標本化方式^{1), 2)}

3.1 まえがき

テレビジョン信号を画像メモリに一旦記憶し、低速度で読出して狭帯域伝送路（例えば電話回線）を使って遠方に伝送する、いわゆる静止画像伝送に対する需要が高まっている。当初はRCA社のVideo Voiceなどのように画像メモリとして蓄積管や磁気ディスクメモリを用いた装置が各社から試作発表されていたが、時間軸変換機能を実現するのが難しく、現在ではICメモリを用いた装置が主流となっている。最近のLSI技術の著るしい進展により画像メモリの価格は大幅に低下している。また電話回線を利用した高速データ伝送装置の開発や電々公社によるデジタルデータ交換（DDX）サービスの実用化などにより、5 kb/s ~ 50 kb/s のデジタル伝送が手軽に実現できる。このような背景により、静止画像伝送装置の価格性能比は飛躍的に改善され、各所で個別画像通信を利用しようとする具体的なニーズが浮び上ってきた。

筆者がカラー静止画像伝送装置の開発に着手した昭和51年9月時点においては、既にカラー静止画像伝送装置（伝送時間：75秒，9600 b/s モデム）が開発市販され³⁾、白黒の静止画像伝送装置（50秒，PDM^{*}伝送方式）も開発されていたが⁴⁾、顧客動向から高速伝送、カラー化の要望が強かった。そこで高速伝送可能なカラー静止画像伝送装置の開発を行なうこととなった⁵⁾。

本章では、次節でカラーテレビジョン信号の狭帯域伝送方式について検討し、YC分離形サブナイキスト標本化方式を採用するに至った経緯を述べる。次いで試作開発したカラー静止画像伝送装置の構成および試作検討結果について述べる。^{6~8)}

3.2 カラー静止画像の狭帯域伝送方式の検討

3.2.1 狭帯域伝送用カラー画像符号化方式

カラー静止画像伝送装置は図3.1に示すように、送信装置・受信装置とも、カラー画像1駒を記憶する画像メモリを中心とする3箇のブロックに大別できる。このうちカメラからのカラーテレビジョン信号を画像メモリに格納するための符号化回路と、受信装置において画像メモリに記憶されているデータからカラーテレビジョン信号を再生しモニタに供給するた

* PDM：Pulse Duration Modulationの略，振幅値をパルス間隔に変換する変調方式。

めの復号化回路とはビデオ周波数帯域（0～4.2 MHz）で動作し、画像メモリと狭帯域回線（具体的には電話回線）とのインタフェースとなる変調回路，復調回路は電話帯域（300～3400Hz）で動作している。画像メモリはこの両者の速度変換機能を受持っている。

静止画像伝送装置の主要性能は画像1駒あたりの所要伝送時間と受信装置で再現される画像の品質で定まる。これは画像の符号化方式及び変復調すなわち電話回線の伝送方式により左右される。従来の画像符号化方式は主としてテレビジョン信号の実時間伝送を目的として研究されていた。この場合伝送速度が他の条件から与えられており，その伝送速度でいかに

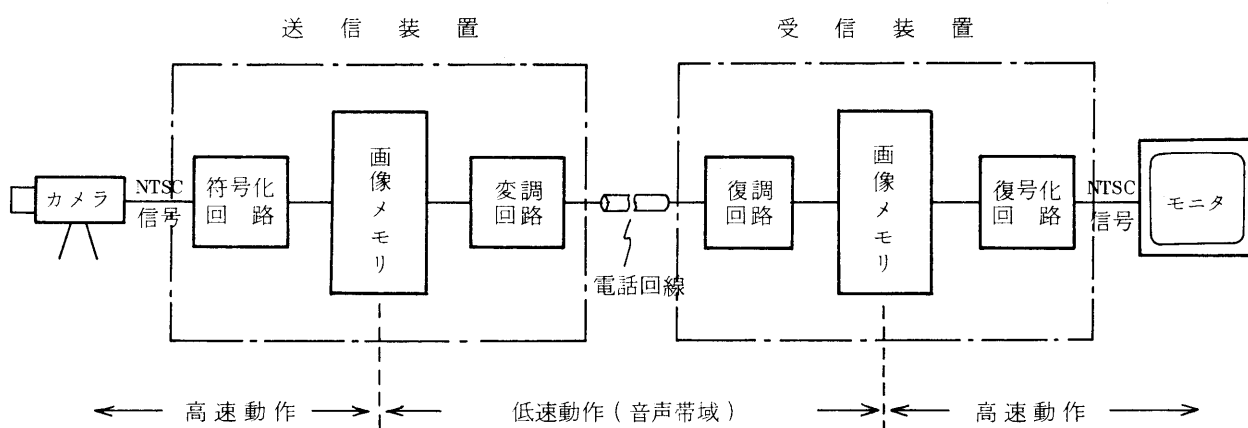


図 3.1 静止画像伝送装置の構成

画像信号を符号化するかが研究の主題であった。これに対し，静止画像の狭帯域伝送の場合には，伝送媒体は電話回線として与えられているが，その伝送方式には選択の余地があり，伝送方式を含めた画像符号方式の検討すなわち表 1.1 に示した情報源符号化と通信路符号化の総合的検討が重要である。

電話回線を伝送路とした場合の伝送方式には代表的なものとして，FM，PDM，モデムなどがある。これらを伝送されるべき信号の時間軸，振幅値がアナログ（連続的）か，デジタル（離散的）であるかにより分類すると表 3.1 のようになる。

表 3.1 電話回線伝送方式の分類

		時 間 軸	
		アナログ	デジタル
振 幅 値	アナログ	F M (A M)	P D M
	データ イ ル ジ		モ デ ム

つぎに画像符号化方式をデータ圧縮という観点から大別すると、

- (1) 単純 A/D (何ら圧縮処理を行なわない),
- (2) 画素数圧縮 (サブナイキスト標本化や同一ラインのくり返し利用),
- (3) ビット数圧縮 (画素あたりのビット数を圧縮する。DPCM等),

に分類できる。これを表 3.1 に示した伝送方式に適用可能か否かで判定すると表 3.2 のようになる。すなわち FM (あるいは AM) 伝送の場合は単純 A/D の他にライン抜による画素数

表 3.2 画像符号化方式と伝送方式の適否

		伝 送 方 式		
		F M (A M)	P D M	モ デ ム
符 号 化 方 式	単純 A/D	○	○	○
	ライン数圧縮	○	○	○
	サブナイキスト標本化	×	○	○
	ビット数圧縮	×	×	○

(○: 適用可)
(×: 不適)

圧縮は適用可能であるが、サブナイキスト標本化は適用できない。PDM伝送の場合は画素すなわち標本値をパルス間隔に置換して多値伝送しており、画素数圧縮技術は可能であるがビット数圧縮は利用できない。最後にモデムによる伝送の場合はビット数圧縮まで全ての技術が利用できる。しかしビット数圧縮により冗長度を除去すると伝送誤りに弱くなり、高速

モデムが利用できずかえって伝送時間が遅くなる場合もある。電話回線のように伝送品質の悪い回線を利用する場合はこの点を十分に配慮する必要がある。

カラーテレビジョン信号の符号化方式にはNTSC信号を直接符号化する方式と輝度信号Yと色信号Cとに分離して符号化する分離符号化方式とがある。直接符号化方式の場合、振幅をアナログ伝送するFMやPDM等では電話回線の伝送品質が悪いため良好な再生画像を得ることは難かしく、モデムによるデジタル伝送方式に限られる。一方、分離符号化方式の場合は色信号に対する伝送品質の要求が緩く、アナログ伝送方式が利用可能である。

テレビジョン信号はインタレース走査されているため、2フィールドからなるフレーム画像を画像メモリに記憶した場合、被写体に動きがあると動いた部分は2重像となる。そのため、静止画像伝送ではフィールド画像を画像メモリに記憶し、低速伝送するのが一般的である。

以上の考察から、電話回線を利用したカラー静止画像伝送方式では、YC分離した後サブナイキスト標本化により画素数を圧縮符号化し、1フィールドの静止画像を伝送する方式が適していることが判る。

3.2.2 YC分離方式

NTSC信号から副搬送波周波数 f_c を中心とする搬送色信号(C信号)を分離するYC分離は、C信号を抽出する処理方式により、図3.2に示すように分類できる。同図において(a)は1次元周波数軸上で帯域通過フィルタBPFによりC信号を抽出するもので、家庭用テレビ受像機に広く使われている。(b)~(d)は副搬送波信号が水平走査周期 H ごとに位相反転している性質を利用して、ライン間(b)、フィールド間(c)の差信号により垂直周波数軸上の帯域通過フィルタを形成し、また(d)ではフレーム間差信号により時間周波数軸上の帯域通過フィルタをつくり、これらと水平周波数軸上のフィルタBPFとを縦続接続した2次元フィルタとみなすことができる。

YC分離して得られた信号を受像機に利用したり、クロマインバータに利用する場合はYチャンネルとCチャンネル間にクロストークがあると、クロスカラー妨害やドット妨害となって画質劣化が生じる。しかし、図3.1に示したように、入出力インタフェースがNTSC信号で、YC分離された信号が受信装置の復号化回路で元のNTSC信号に戻される場合はYC間に若干のクロストークがあっても、NTSC信号合成時に正しく合成すればYC分離の不完全による歪、劣化は生じない。従って、本装置では図3.2に示した構成のうち、回路構成が簡単にYチャンネルの帯域が狭く、標本化周波数を低くできる同図(a)の構成を採用する。

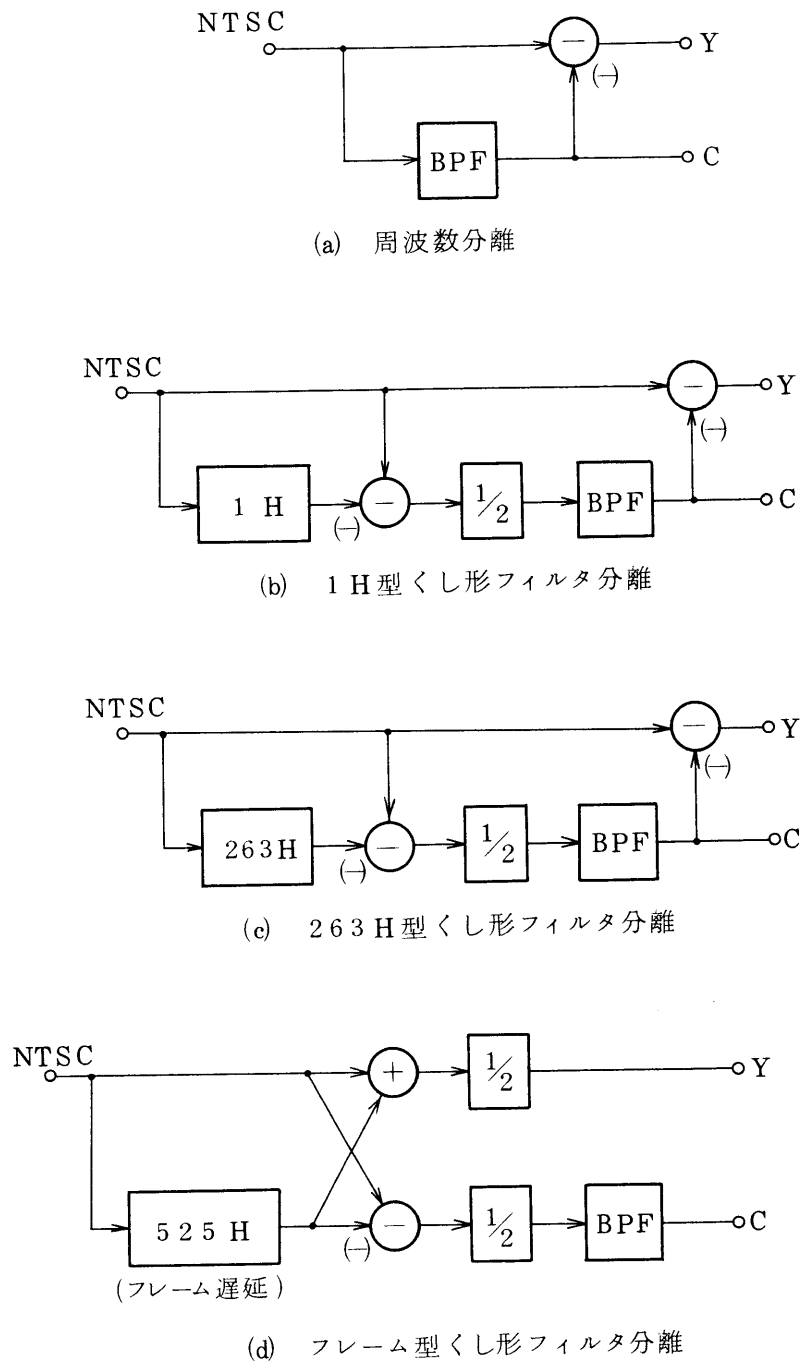
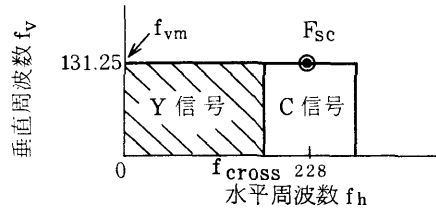


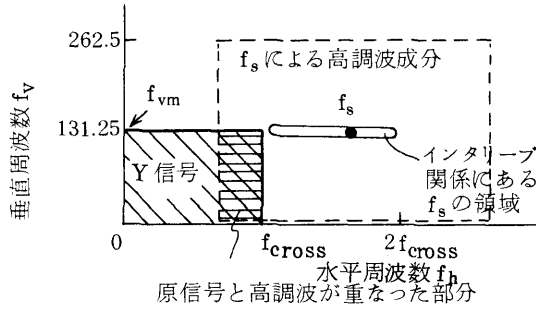
図 3.2 Y C分離方式

3.2.3 副搬送波周波数を用いたサブナイキスト標本化方式

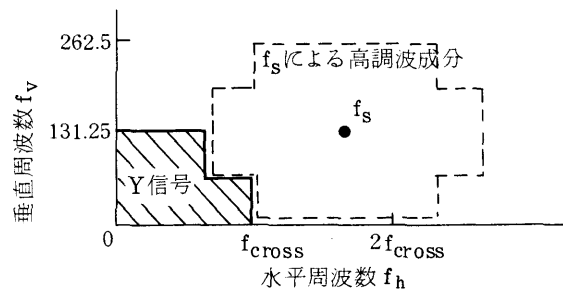
NTSC信号をLPFとBPFで輝度信号Yと搬送色信号Cとに分離した場合、それぞれの2次元周波数領域を図3.3(a)に示す。ここで、Y信号とC信号のクロスオーバー周波数を f_{cross} とすると、Y信号の帯域も f_{cross} となる。通常の標本化ではNyquistの定理からY信号の標本化周波数 f_s を f_{cross} の2倍以上に選ぶ。こうすれば標本化により生じた高調波成分と原信号



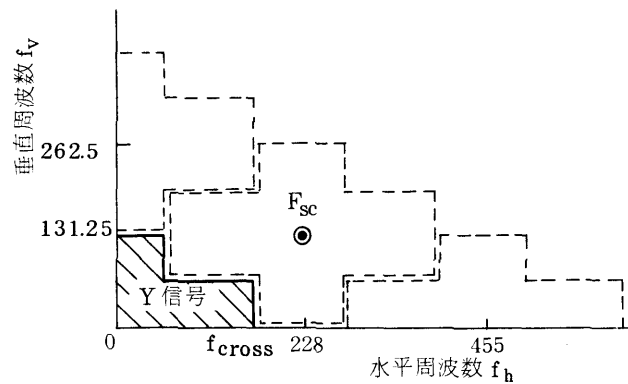
(a) BPFで分離したY, C信号



(b) Y信号を f_s でサブナイキスト標本化した場合の高調波成分



(c) くし形フィルタで斜め成分を除去してサブナイキスト標本化した場合



(d) カラー副搬送波周波数 f_{sc} でサブナイキスト標本化した場合の高調波成分

図 3.3 Y信号のサブナイキスト標本化

とを周波数上で重なることなく配置することができ、LPFで原信号を取出すことができる。

サブナイキスト標本化では、標本化周波数 f_s を

$$f_{cross} < f_s < 2 \cdot f_{cross} \quad (3.1)$$

を満たす程度に低くし、更に走査線毎に標本位相を 180° シフトさせる。⁹⁾ この場合、2次元標本化周波数は水平周波数軸上から離れ、図 3.3(b) に示すように、フィールド画像の垂直周波数端 f_{vm} 上に位置する。このような2次元周波数で画像を標本化した場合の高調波成分のうち、

原信号の水平軸上のスペクトルに対応する高調波成分は垂直帯域端 f_{vm} 上に生ずる。また原信号の斜め成分 (f_{vm} 上の成分) に対応する高調波成分は水平周波数軸上に位置する。従って、高調波成分と重なっている部分の垂直周波数帯域をあらかじめ $\frac{1}{2}$ に帯域制限しておけば、図 3.3(c) に示すように、原信号とその高調波成分とは 2次元周波数上で重ることなく配置することができる。水平、垂直高周波成分 (すなわち斜め縞成分) を除去するフィルタの特性を 1次元周波数軸上に描くと、ライン周波数 f_l ごとに通過帯域と阻止帯域が交互に現れることから、このフィルタはくし形フィルタと呼ばれている。

図 3.3(a) に示した帯域幅 ($0 \sim f_{cross}$) の Y 信号に対しては、副搬送波周波数 f_{sc} が上記サブナイキスト標本化の条件を満たしている。サブナイキスト標本化のための標本化周波数を作成する回路は必ずしも簡単ではない。従って周波数 f_{sc} をサブナイキスト標本化信号として利用できることは回路の簡易化に効果がある。¹⁰⁾

3.2.4 色信号のライン交代標本化方式

色差信号に対しては、水平方向の帯域が狭いため、垂直方向の帯域を多少狭くしてもさしつかえない。具体的には走査線の一本おきに標本化を行ない、走査線の数 Y 信号の $\frac{1}{2}$ に圧縮する。搬送色信号は 2 種の色差信号で副搬送波周波数を直交変調したものであり、標本化位相を走査線毎に一方の色差信号軸に一致させ、2 種の色差信号を走査線毎に標本化する。これはいわゆるライン交代符号化と呼ばれる方式であり、これにより C 信号の画素数は通常の $\frac{1}{2}$ に圧縮できる。

3.3 カラー静止画像伝送装置の検討^{5~8)}

前節の検討結果から、静止画像の狭帯域伝送のための符号化方式として、YC 分離符号化方式でかつ画素数圧縮符号化が適しており、Y 信号に対してはカラー副搬送波周波数によるサブナイキスト標本化方式、C 信号に対しては 2 種の色差信号をライン交代に標本化する方

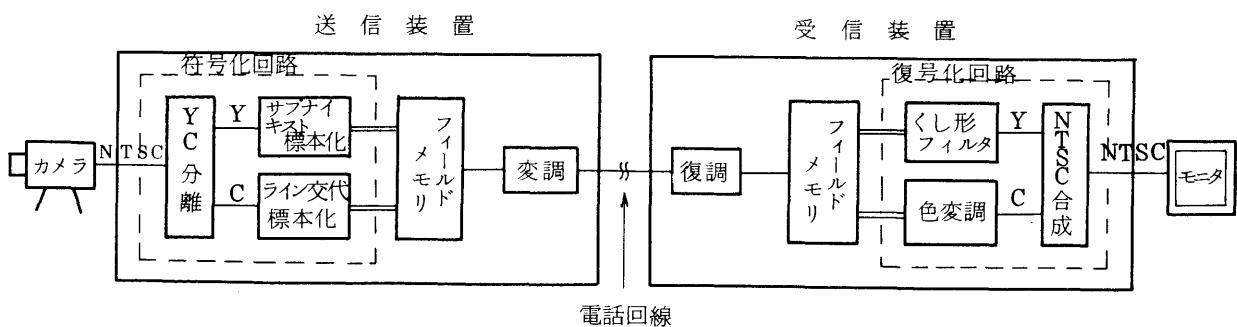


図 3.4 YC 分離サブナイキスト標本化によるカラー静止画像の符号化

式が有効なことを述べた。図 3.4 にその構成を示す。以下その各ブロックについて具体的に検討する。

3.3.1 全デジタル処理構成

YC分離符号化においては、A/D変換をどの位置に設置するかが問題となる。従来一般

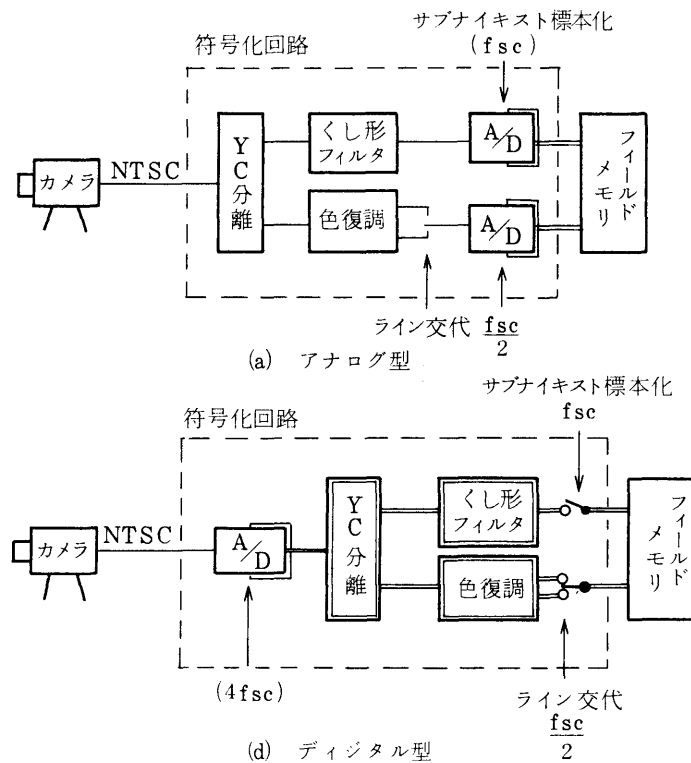


図 3.5 YC分離の構成

的に行なわれていた方法は図 3.5(a)に示すように、NTSC信号をアナログのYC分離回路で、Y信号、C信号に分離し、Y信号はアナログ構成のくし形フィルタを経た後でA/D変換され、C信号は2種のベースバンドの色差信号に復調されてからライン交代にA/D変換されていた。⁹⁾ この場合、A/D変換が2個必要、アナログくし形フィルタの特性変動、YC分離等各種フィルタの位相歪などが問題となる。これらの問題点は、図 3.5(b)に示すように、NTSC信号を先ずA/D変換し、YC分離、くし形フィルタ等の処理を全てデジタル回路で構成することにより解決できる。⁵⁾

NTSC信号をA/D変換する標本化周波数はYC分離、色信号の変復調等の処理の簡易さから、副搬送波周波数 f_{sc} の4倍が適している。この場合、副搬送波信号の標本値間の位相

差は $\pi/2$ となる。したがって、搬送色信号の標本値系列を C_i , 2種のベースバンド色差信号の標本値系列を $C_{1,i}$, $C_{2,i}$ とすると、それらは、

$$\left. \begin{aligned} C_{1,i} &= C_{2i} \cdot (-1)^i \\ C_{2,i} &= C_{2i+1} \cdot (-1)^i \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

という簡単な関係で表され、変調、復調は単に極性反転操作のみで実現できる。図 3.6 に全デジタル処理による静止画像伝送装置の構成を示す。

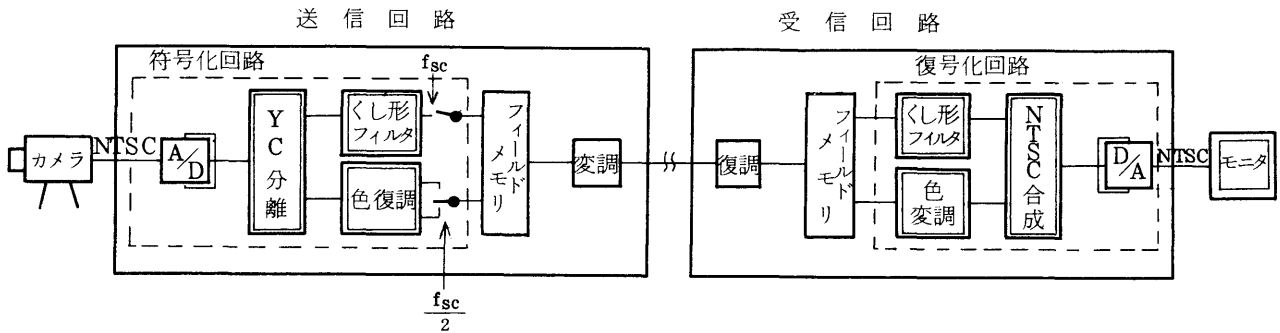


図 3.6 全デジタル処理による符号化、復号化回路

3.3.2 YC分離回路

図 3.6 に示した装置構成から明らかなように、YC分離された信号は受信装置でもとの NTSC 信号に戻され、単独では利用されない。このため Y 信号と C 信号のクロスオーバー周波数 f_{cross} には厳密さは要求されず、例えば C チャンネルに輝度成分の一部が含まれてもさしつかえない。 f_{cross} の選択には、 f_{sc} でサブナイキスト標本化される Y チャンネルの斜め成分の帯域、および C チャンネルの帯域、BPF を構成するデジタルフィルタの回路規模などを考慮すればよい。

サブナイキスト標本化の標本化周波数は一般に信号帯域の 1.5 倍程度が選ばれており、斜め成分の帯域 ($f_{sc} - f_{cross}$) は予備実験によれば約 1 MHz 必要である。¹⁰⁾ 一方、C チャンネルの帯域 ($f_{sc} - f_{cross}$) は画素数を少なくするため、できる限り狭い方が望ましい。また C チャンネルの標本化周波数は、2 種の色差信号をライン交代標本化するため、式 (3.1) か

ら明らかなように $2f_{sc}/n$ (n : 整数) が望ましい。以上の条件を満たす周波数は表 3.1 に示す 2 種があり、本装置では画素数の少ない、すなわち伝送時間の短い次式を採用する。

$$f_{cross} = \frac{3}{4} f_{sc} \quad (3.2)$$

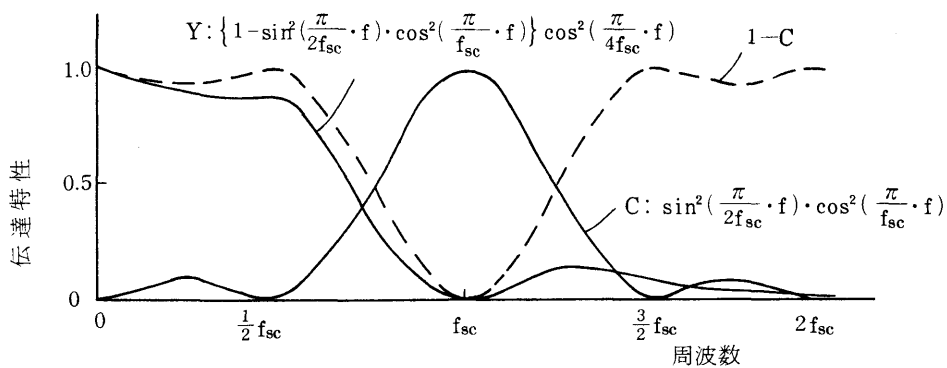
表 3.1 YC 分離周波数と Y, C の標本化周波数

YCクロスオーバー周波数 f_{cross}	Yチャンネル 斜め成分帯域 $(f_{sc} - f_{cross})$	Cチャンネル 帯域 $(f_{sc} - f_{cross})$	標本化周波数		YC分離用BPF特性例
			Yチャンネル	Cチャンネル	
$\frac{3}{4} f_{sc}$	$\frac{1}{4} f_{sc}$	$\frac{1}{4} f_{sc}$	f_{sc}	$\frac{1}{2} f_{sc}$	$\sin^2\left(\frac{\pi}{2f_{sc}} f\right) \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{f_{sc}} f\right)$
$\frac{2}{3} f_{sc}$	$\frac{1}{3} f_{sc}$	$\frac{1}{3} f_{sc}$	f_{sc}	$\frac{2}{3} f_{sc}$	$\sin^2\left(\frac{\pi}{2f_{sc}} f\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{f_{sc}} f\right)$

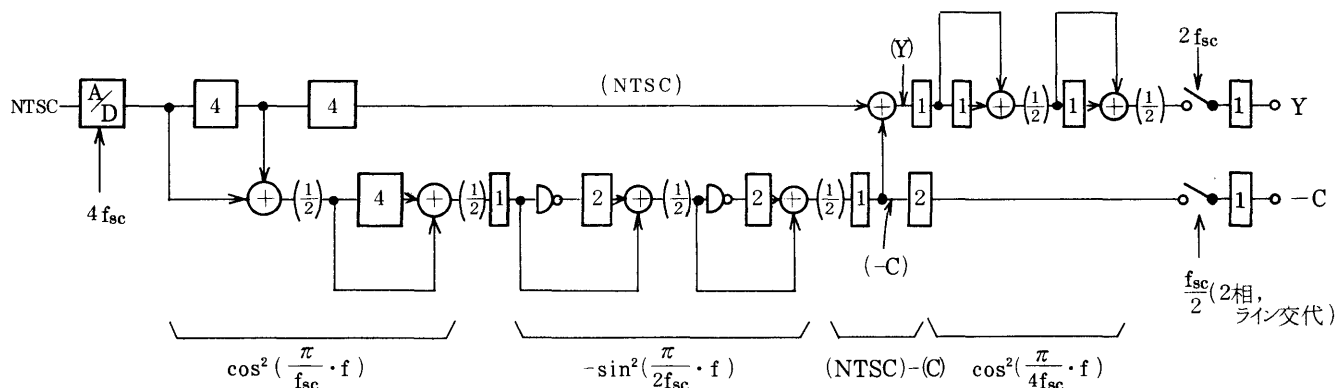
つぎに具体的なフィルタの構成について述べる。テレビジョン信号の実時間処理に用いるデジタルフィルタは、動作速度が速く位相歪がないことが重要で、インパルス応答が左右対称な有限インパルス応答フィルタすなわちトランスバーサルフィルタが適している。利得が f_{sc} で 1, $\frac{3}{4} f_{sc}$ で $\frac{1}{2}$ となるフィルタは $\cos^2\left(\frac{\pi}{f_{sc}} f\right)$ で実現できる。このフィルタは直流においても利得が 1 となっており、直流で利得 = 0, f_{sc} で利得 = 1 となるフィルタ $\sin^2\left(\frac{\pi}{2f_{sc}} f\right)$ を縦続接続する。得られた BPF の特性と構成を図 3.7 に示す。

BPF の出力信号は $4f_{sc}$ の標本速度であり、これを偶数クロック系列と奇数クロック系列とに分けると、式 (3.1) に示したように 2 種の色差信号が得られる。したがって走査線ごとにクロック位相を切替えた $f_{sc}/2$ の周波数で標本化することにより、2 種のベースバンド色差信号がライン交互に得られる。

一方、BPF の出力を NTSC 信号から減算すると (図 3.7 (b) の Y の部分)、Y 信号用フィルタが構成できる。その周波数特性を同図 (a) に破線で示す。図で明らかなように、これは帯域外 ($\frac{3}{2} f_{sc} \sim 2 f_{sc}$) で利得がほぼ 1 となっており、この周波数帯域に存在する雑音成分 (主として A/D における量子化雑音) は減衰しない。得られた Y 信号は、次段のくし形フィルタを動作させるため $2f_{sc}$ (サブナイキスト標本化周波数の 2 倍) で標本化されるが、標本化によりこの帯域外雑音は直流 $\sim f_{sc}/2$ の帯域内に折返えされるため、これを十分に減衰させ



(a) Y C分離フィルタの周波数特性



(b) 論理構成図

—[N]— は N クロック (速度 $4f_{sc}$) 遅延レジスタを示す

図 3.7 Y C 分離回路の周波数特性と構成

る必要がある。図 3.7 (b) に示した $\cos^2\left(\frac{\pi}{4f_{sc}}f\right)$ のフィルタは周波数 $2f_{sc}$ に 2 次 の 零 点 が あ り、帯域外の減衰を得るのに適している。得られた Y 信号分離フィルタの総合特性を図 3.7 (a) に実線で示す。

3.3.3 輝度信号チャネルの信号処理回路

(1) プレフィルタ

NTSC 信号から Y C 分離して得られた Y 信号は、図 3.8 に示すように、 $2f_{sc}$ で 標 本 化 され、プレフィルタに入力される。プレフィルタではサブナイキスト標本化により帯域内へ折返す斜め成分を除去する。図 3.9 (a) にプレフィルタの構成例を示す。同図 (b) に示すように、Y チャネルの周波数帯域は 2 次元領域 ($A + B + C + D$) であり、

これを f_{sc} でサブナイキスト標本化するため、斜め成分（領域 D ）をプレフィルタで除去する。このプレフィルタは垂直周波数軸のフィルタ $H_v^{A+B}(f)$ 、 $H_v^{C+D}(f)$ すなわち、

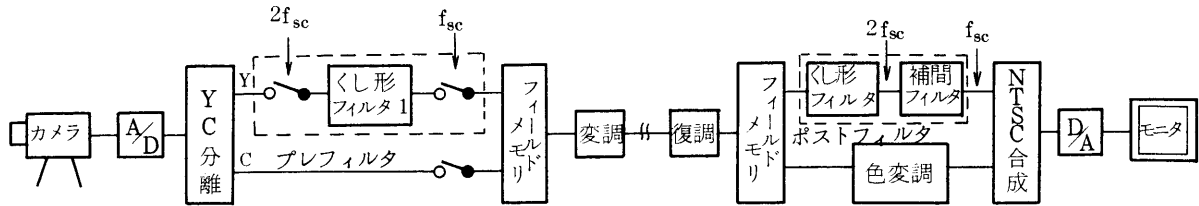


図 3.8 輝度信号（Y信号）処理回路（破線部分）

$$H_v^{A+B}(f) = \cos\left(\frac{2\pi}{2 \cdot 6 \cdot 2.5 f_v} \cdot f\right) \quad (3.3)$$

$$H_v^{C+D}(f) = 1 - \cos\left(\frac{2\pi}{2 \cdot 6 \cdot 2.5 f_v} \cdot f\right) \quad (3.4)$$

により領域（ $A+B$ ）と領域（ $C+D$ ）とを分割し、領域（ $C+D$ ）から水平周波数軸のフィルタ LPF により領域 C を抽出し、領域（ $A+B$ ）に加算することにより構成できる。

水平周波数軸上の LPF の帯域は Y チャンネルの帯域 f_{cross} と標本化周波数 f_{sc} とで定まり、 $\frac{1}{4} f_{sc}$ となる。この周波数で利得が $\frac{1}{2}$ となる LPF の一例を次式に示す。

$$H_h^C(f) = \cos^2\left(\frac{\pi}{f_{sc}} \cdot f\right) \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{2 f_{sc}} \cdot f\right) \quad (3.5)$$

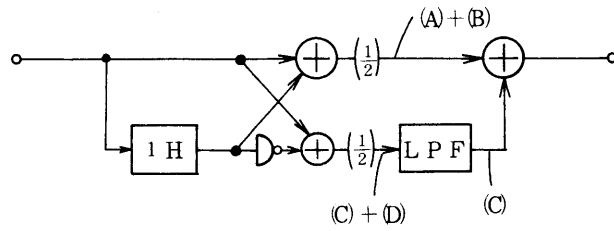
その構成と周波数特性を図 3.9(c), (d) に示す。従って、プレフィルタの 2 次元伝達特性 $H_{pre}(f)$ は、

$$H_{pre}(f) = H_v^{A+B}(f) + H_v^{C+D} \cdot H_h^C(f) \quad (3.6)$$

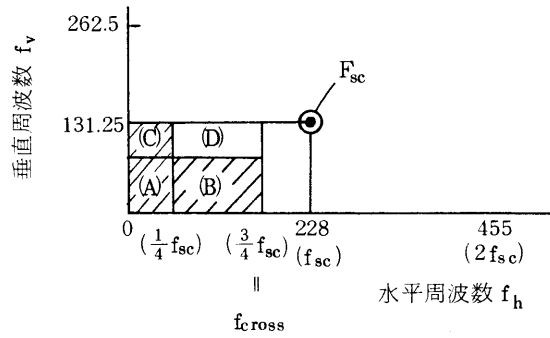
で与えられる。

水平方向、垂直方向の標本化周期 T_h 、 T_v はそれぞれ

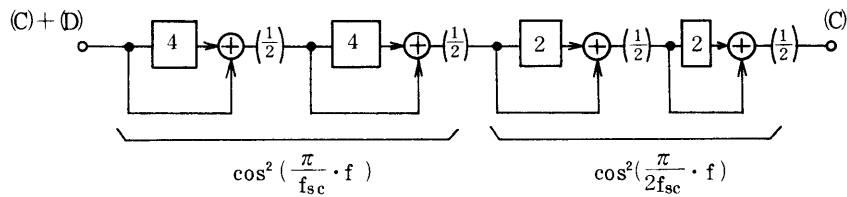
$$T_h = \frac{1}{2 f_{sc}} \quad (3.7)$$



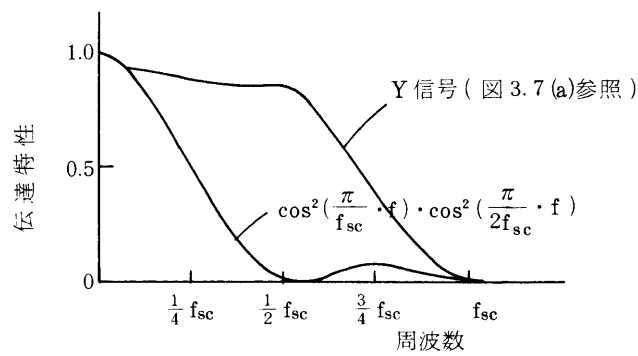
(a) くし形フィルタ1の構成(1H形)



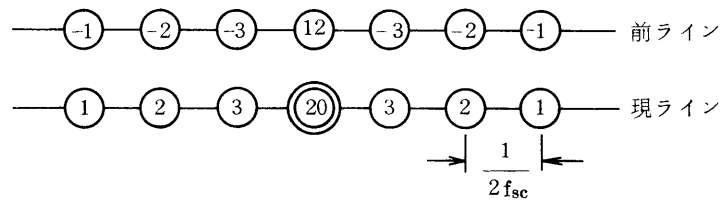
(b) くし形フィルタの2次元周波数特性



(c) L P F の構成



(d) L P F の周波数特性



(e) 2次元インパルス応答($\times \frac{1}{32}$)

図 3.9 くし形フィルタ1の構成と特性

$$T_v = \frac{1}{262.5 f_v} \quad (3.8)$$

と表されるから、水平方向、垂直方向の単位遅延演算子 Z_h^{-1} 、 Z_v^{-1} すなわち、

$$Z_h^{-1} = \exp(-2\pi j f T_h) \quad (3.9)$$

$$Z_v^{-1} = \exp(-2\pi j f T_v) \quad (3.10)$$

を用いて、式(3.3)～式(3.5)をZ変換で表わすと、

$$H_v^{A+B}(Z) = \frac{1 + Z_v^{-1}}{2} \cdot Z_v^{0.5} \quad (3.11)$$

$$H_v^{C+D}(Z) = \frac{1 - Z_v^{-1}}{2} \cdot Z_v^{0.5} \quad (3.12)$$

$$H_h^C(Z) = \left(\frac{1 + Z_h^{-1}}{2}\right)^2 \cdot \left(\frac{1 + Z_h^{-2}}{2}\right)^2 \cdot Z_h^3 \quad (3.13)$$

となる。従って式(3.6)に示すプレフィルタの伝達特性をZ変換で表わすと、

$$H_{pr}(Z) = \frac{1}{32} \cdot Z_v^{0.5} \{ Z_h^3 + 2Z_h^2 + 3Z_h + 20 + 3Z_h^{-1} + 2Z_h^{-2} + Z_h^{-3} - (Z_h^3 + 2Z_h^2 + 3Z_h - 12 + 3Z_h^{-1} + 2Z_h^{-2} + Z_h^{-3}) \cdot Z_v^{-1} \} \quad (3.14)$$

となり、その2次元インパルス応答は図3.9(e)のようになる。

(2) ポストフィルタ

プレフィルタで斜め成分が除去されたY信号は図3.8に示したように f_{sc} でサブナイキスト標本化され、フィールドメモリに記憶され、低速度で読出されて電話回線に送出される。受信装置では低速度で伝送されてきた信号をフィールドメモリに格納し、これを高速で読出し、元の画像信号への復元処理がポストフィルタで行なわれる。

ポストフィルタは図3.10(a)に基本構成を示すように、くし形フィルタと補間フィルタで構成されている。プレフィルタと比較すると、

- 入力信号速度が f_{sc} であり、出力信号速度は $4 f_{sc}$ であること。
- 視覚上妨害を与える高調波成分を充分除去する必要がある。

などの条件から、その構成や特性は若干異なる。図3.9(b)に示した2次元周波数領域 $(A+B+C)$ を周波数 f_{sc} で標本化すると、各周波数成分に対する折返し成分 (A', B', C') は図3.10(b)に示す2次元周波数領域に現われる。折返し成分 (A', B', C') を

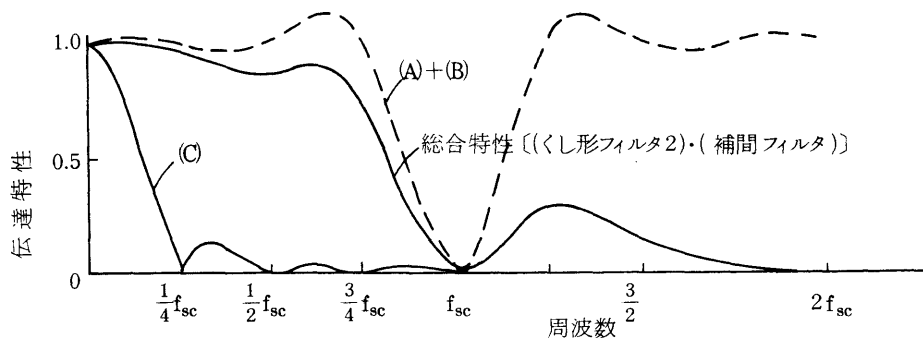
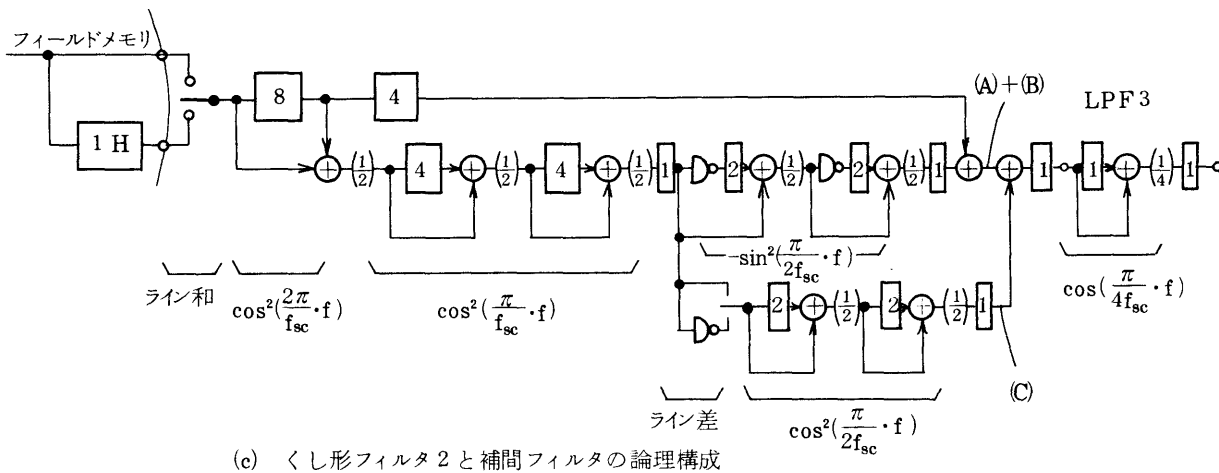
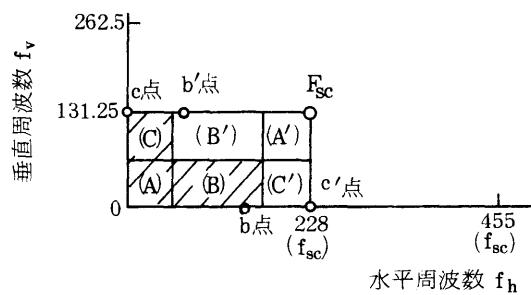
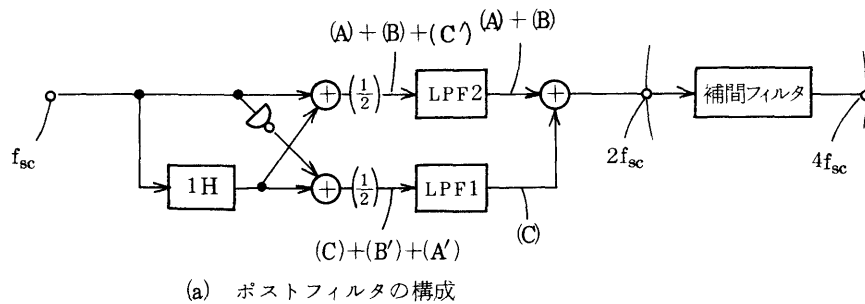


図 3.10 Y 信号処理回路 (受信側) の構成と特性

充分に除去し、周波数領域 ($A+B+C$) から成るベースバンド信号を抽出する2次元フィルタはクロック周波数を標本化周波数の2倍 ($2f_{sc}$) とするデジタルフィルタで実現できる。このとき入力信号は f_{sc} で標本化されているため、1クロックおきに標本値 "0" が挿入され、 $2f_{sc}$ の標本化周波数の信号に変換される。クロック周波数 ($2f_{sc}$) の位相は垂直方向に揃っており、これにより垂直方向のフィルタリング処理が可能となる。

図 3.10(c) に示した2次元フィルタにおいて、垂直方向を分離するフィルタは式 (3.3), (3.4) に示したプレフィルタと同じである。一方、水平方向のフィルタは折返成分を充分に除去するため次数を高くする。領域 C と領域 ($B'+A'$) を分離するフィルタ LPF 1 および領域 ($A+B$) と C' とを分離する LPF 2 を夫々次式に示す5次のフィルタで構成する。

$$H_{1,h}^C(f) = \cos\left(\frac{2\pi}{f_{sc}}f\right) \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{f_{sc}}f\right) \cos^2\left(\frac{\pi}{2f_{sc}}f\right) \quad (3.14)$$

$$H_{2,h}^{A+B}(f) = 1 - \cos\left(\frac{2\pi}{f_{sc}}f\right) \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{f_{sc}}f\right) \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{2f_{sc}}f\right) \quad (3.15)$$

それぞれのフィルタの出力にはくし形フィルタによりクロック周波数 $2f_{sc}$ の信号が得られる。この信号は図 3.10(c) の右端に示すよう補間用 LPF 3 により、周波数帯域 ($f_{sc} \sim 2f_{sc}$) に存在する高調波成分が除去される。同図に示した標本値間を直線補間するフィルタの特性は

$$H_{3,h}(f) = \cos^2\left(\frac{\pi}{4f_{sc}}f\right) \quad (3.16)$$

と表わされる。このとき、ポストフィルタの伝達特性 $H_{post}(f)$ は

$$H_{post}(f) = \{ H_v^{A+B}(f) \cdot H_{2,h}^{A+B} + H_v^{C+D}(f) \cdot H_{1,h}^C(f) \} \cdot H_{3,h}(f) \quad (3.17)$$

となる。このフィルタの水平方向の伝達特性を図 3.10(d) に示す。

ポストフィルタの具体的設計に際しては、できる限り回路規模が小さくなるように努め、

- (a) フィールドメモリの構成を工夫することによるラインメモリの省略 (3.3.5 項参照)
- (b) LPF 1 と LPF 2 の回路共用化

(c) ラインメモリ出力との加(減)算回路の簡略化

などの工夫により、普通に式(3.17)を構成する場合に比べ、回路規模を半減させた。

図3.10(c)にその回路構成を示す。

3.3.4 色信号チャネルの信号処理回路

(1) 2次元補間回路

YC分離して得られたC信号はライン毎に位相の異なる $f_{sc}/2$ でライン交代標本化され、水平方向帯域が $f_{sc}/4$ 、垂直方向帯域が $6.25f_s$ の2次元帯域をもつ2種のベースバンド色差信号に復調される。受信装置では図3.11に示すように、2次元LPFにより上記の帯域制限を行ない、標本化により生じた高調波成分を除去する。これが図中の

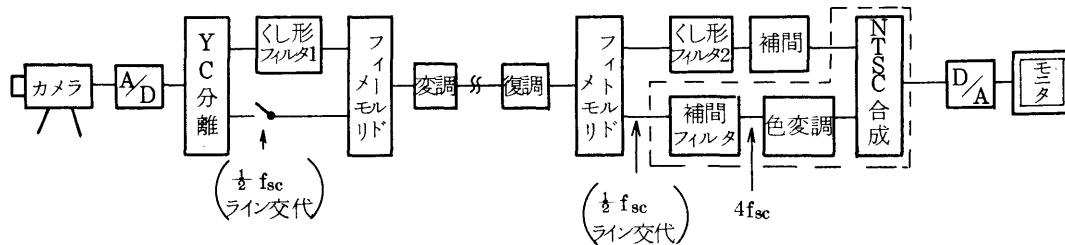


図3.11 色信号(C信号)処理回路(破線部分)

補間の操作であり、水平方向のLPFは $f_{sc}/2$ および f_{sc} に2次の零点を持つ式(3.5)で画素間を直線補間し、クロック周波数 $2f_{sc}$ の信号を出力する。垂直方向には $1H$ 遅延信号を利用することにより、ライン順次信号から2種の色差信号に変換する。その伝達特性は式(3.3)に等しい。

(2) 色信号変調回路

2次元補間回路により得られたクロック周波数 $2f_{sc}$ の2種の色差信号はカラー副搬送波信号 f_{sc} で直交変調されて、標本化周波数 $4f_{sc}$ の搬送色信号に変換される。変調処理は式(3.1)に示したように、多重化と極性反転操作により実現できる。図3.12(a)に変調処理により得られる画素配置を示す。

送信側において、BPFによりYC分離されたCチャネルの2次元領域(図3.13(a)のEとF)がライン交代標本化によりベースバンド信号に復調される。画像がモノクロの場合、領域Eよりは領域Fの成分が大きく、これを伝送することができれば、高解像

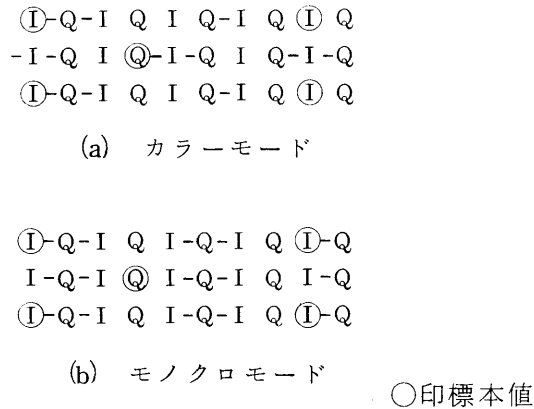


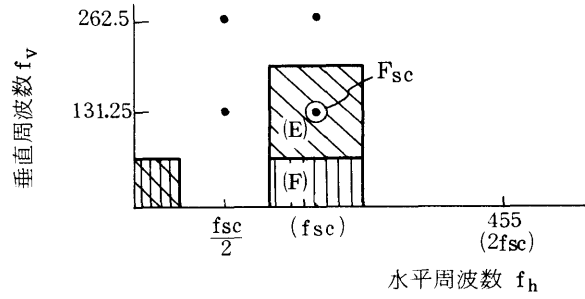
図 3.12 クロマ信号の画素配置

度のモノクロ画像が再生できる。⁹⁾とくに本装置のようにYC分離合成が全てデジタル処理されている場合には、先に指摘したように分離合成による劣化は少なく、Yチャンネルと合わせて標本化周波数 $1.5f_s$ 。(ライン間で標本位相が 180° 異なるよう位相調整する)でサブナイキスト標本化した場合にほぼ等しい2次元周波数帯域が伝送できる。¹¹⁾ベースバンド信号を領域 F に移す操作はライン間で極性の揃った f_s で変調することにより実現できる。図 3.12(b)にその画素配置を示す。図 3.13(b)にこのようにして再生されるモノクロ信号、カラー信号の2次元周波数領域を示す。また同図(c)に処理回路構成を示す。

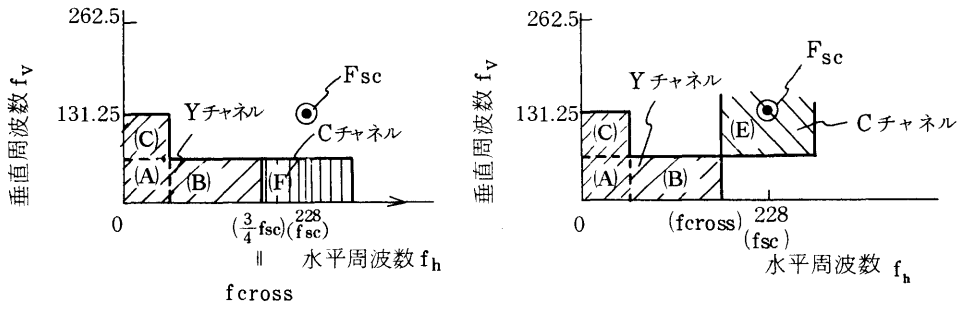
(3) 遅延調整によるカラーフレーム再生回路

NTSC信号の場合、副搬送波信号は走査線ごとに位相反転しているとともにフレームごとにも位相反転している。したがって変調回路に入力される副搬送波信号をフレームごとに極性反転すれば正しいカラーフレームから成るNTSC信号が得られる。しかしながら、本装置のようにYC分離を単純なBPFで実現している場合、原NTSC信号の領域 F (図 3.13(a))の成分も復調、変調処理により領域 E の信号に変換される。したがって、変調信号の極性を反転すると、フレームごとに領域 F に相当するたて縞のエッジが変動し、色のフリッカとなる。

これを避けるため、フレームごとの位相反転を行わない場合、カラーバーストの位相がフレームごとに不連続となり、モニタ内の色復調用PLLに冗乱が生じ画面の上方

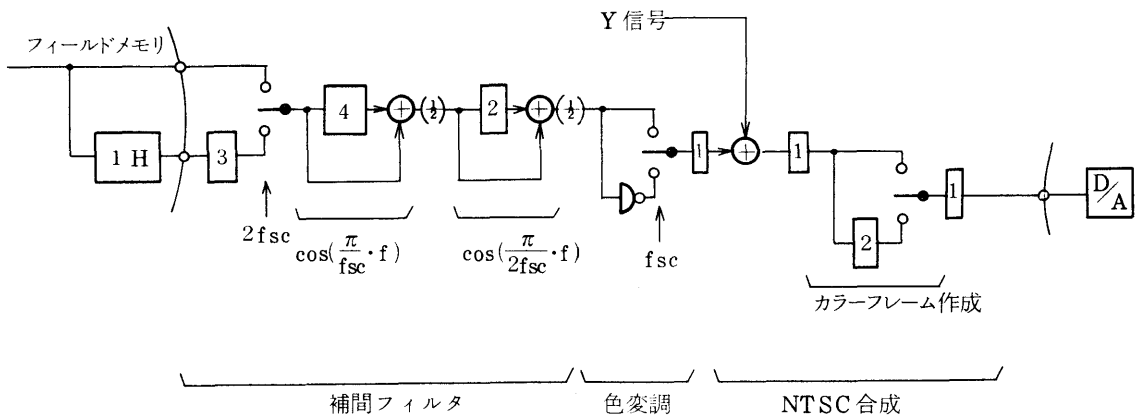


(a) $\frac{1}{2}f_{sc}$ (ライン交代)で標本化されたCチャンネルの領域



(i) モノクロ信号の場合 (ii) カラー信号の場合

(b) モノクロ/カラー切換再生方式



(c) 色信号処理回路論理構成

図 3.13 色信号処理回路の特性と構成

に色相変化が生じる。

このような問題点を解決するため、本装置では図 3.13(c)に示すように YC 合成した後の信号を同期信号も含めてフレームごとに垂直ブランキング期間の開始時刻に 140 ns (f_{sc} の半周期) の遅延調整を行なう。⁵⁾ これによりカラーバーストの位相連続性が保たれ、フリッカのない静止カラー画像が得られる。さらにモニタ上ではカラー副搬送波パターンが固定しているため、通常の NTSC 信号で観察されるエッジ部分の副搬送波パターンが上方へ移動する劣化がなく、文字どおり静止したカラー画像が表示される。

この方式は同期信号に 140 ns のジッタを持つ。市販受像機におけるジッタの影響の調査結果によれば、¹²⁾ 垂直同期期間における 2 μ s 以下のジッタは水平、垂直同期に何ら悪影響を及ぼさない。140 ns のジッタはこれに較べて充分小さく、同期の乱れは全く生じない。ただし、VTR などのように水平走査周波数を利用して回転制御や時間軸補正を行なっている機器に対しては誤動作の原因となる場合がある。このような場合には画質は若干劣化するが、フレームごとの極性反転処理にする必要がある。図 3.13(c)に C チャンネルの信号処理回路の全体構成を示す。同図において、1 H メモリは Y チャンネルと同様に省略されている。

3.3.5 フィールドメモリの構成

静止画像を記憶し、速度変換する画像メモリ(フィールドメモリ)には IC メモリ特に集積度の高いダイナミック RAM が適している。ダイナミック RAM の場合、周期的なリフレッシュ動作を必要とし、一般的には専用のリフレッシュ制御回路が必要である。画像メモリは周期的な読出/書込動作を行なうメモリであり、この周期性を利用することにより、リフレッシュ制御回路を省略することができる。このため集積度の高い RAM が簡易に利用でき、画像メモリの小型化が実現できる。

受信装置では、フィールドメモリから読出された信号は Y チャンネル、C チャンネルとも、図 3.10 や図 3.13 に示したようにラインメモリを利用した 2 次元信号処理される。このラインメモリの機能はフィールドメモリの構成を工夫することにより、以下に述べるようにフィールドメモリに融合でき、ラインメモリを省略することができる。⁷⁾

図 3.10(a)に示したくし形フィルタの場合、現在の走査線の信号と 1 H 前の走査線の信号との加算、減算を行なう。その画素配置を図 3.14(a)に示す。サブナイキスト標本化されているため、奇数ラインと偶数ラインでは標本位相が π だけ異っており、両者の加(減)算は両信号の時分割多重化(切換動作)で置換できる。したがって、フィールドメモリを図 3.

14(c), (d)に示すように、奇数ラインと偶数ラインの2群に分割し、同時に読出すことにより、ラインメモリの機能を持たせることができる。図3.14(b)と(c), (d)に示すように、2ラ

$$\begin{array}{c} \rightarrow \left| \frac{1}{f_{sc}} \right| \leftarrow \\ \text{奇数ライン}(o_1) \quad o_1^1 \cdot o_1^2 \cdot o_1^3 \cdot o_1^4 \cdot o_1^5 \cdot o_1^6 \cdot \\ \text{偶数ライン}(e_1) \quad \cdot e_1^1 \cdot e_1^2 \cdot e_1^3 \cdot e_1^4 \cdot e_1^5 \cdot e_1^6 \\ \text{奇数ライン}(o_2) \quad o_2^1 \cdot o_2^2 \cdot o_2^3 \cdot o_2^4 \cdot o_2^5 \cdot o_2^6 \cdot \end{array}$$

(a) 画素配置

$$\begin{array}{l} \text{加算} \quad (o_1 + e_1) \quad o_1^1 \ e_1^1 \ o_1^2 \ e_1^2 \ o_1^3 \ e_1^3 \ o_1^4 \ e_1^4 \ o_1^5 \ e_1^5 \ o_1^6 \ e_1^6 \\ \quad (e_1 + o_2) \quad o_2^1 \ e_1^1 \ o_2^2 \ e_1^2 \ o_2^3 \ e_1^3 \ o_2^4 \ e_1^4 \ o_2^5 \ e_1^5 \ o_2^6 \ e_1^6 \\ \text{減算} \quad (o_1 - e_1) \quad o_1^1 - e_1^1 \ o_1^2 - e_1^2 \ o_1^3 - e_1^3 \ o_1^4 - e_1^4 \ o_1^5 - e_1^5 \ o_1^6 - e_1^6 \\ \quad (e_1 - o_2) \quad -o_2^1 \ e_1^1 - o_2^2 \ e_1^2 - o_2^3 \ e_1^3 - o_2^4 \ e_1^4 - o_2^5 \ e_1^5 - o_2^6 \ e_1^6 \end{array}$$

(b) 加(減)算

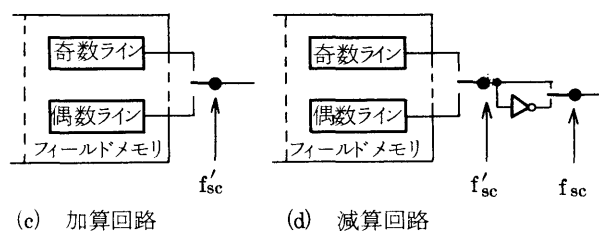


図 3.14 垂直方向補間回路の構成

インの加算処理は走査線に対し位相の揃ったクロック信号 f'_{sc} でスイッチを切替え、減算処理はこのような加算出力とその極性を反転した信号とをクロック信号 f_{sc} (ラインごとに位相の反転する信号) で切換えることにより実現できる。

3.4 開発結果とその検討

3.4.1 サブナイキスト標本化による再生画像

装置の試作に先立ち、前述に述べた方式検討による再生画像を確認するため、カラー静止画像のA/D出力を磁気テープを介して大形計算機に入力し、符号化方式のシミュレーション

を行なった。シミュレーションの結果得られた再生画像を写真3.1～3.2に示す。

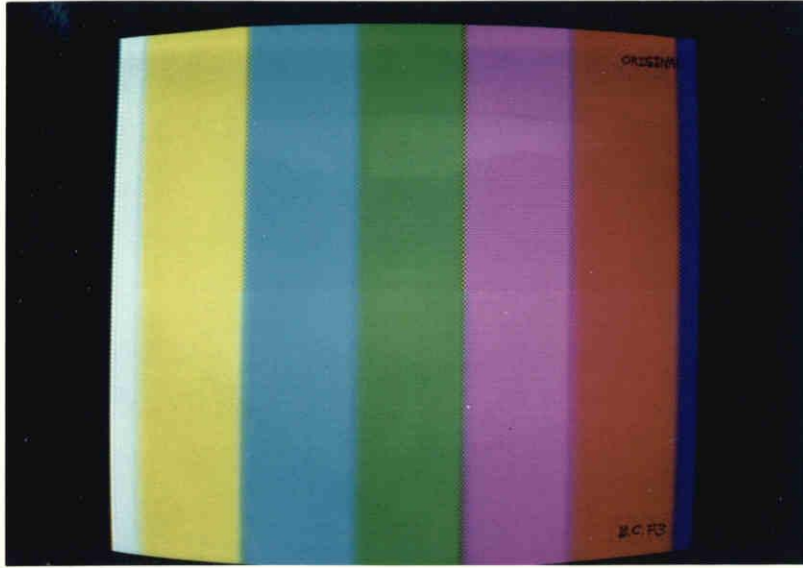
(1) 演算ビット数と画像品質

YC分離やくし形フィルタなどには多数の加減算回路で構成されたデジタルフィルタが使われている。デジタル加(減)算では演算ごとに1ビットずつデータのビット数が増加し、このビット数を制限するといわゆる打切誤差が生じる。演算ビット数と画質との関係を知るため、演算ビット数を8ビットに制限した場合の再生画像を写真3.1(a)に示す。同写真の上半分はA/D変換出力を直接D/Aした8ビットの原画像であり、下半分がそれを処理した結果である。原画と比較しても、色相変化部分の若干のボケを除き色相、輝度とも演算ビット数を制限したことに起因すると思われる劣化は認められず、各フィルタの演算ビット数は8ビットに制限してさしつかえないことが確認できた。実際の装置に用いる演算回路はTTL-MSIの加算回路であり、4ビット/チップ構成となっている。したがって、加(減)算回路は全て2個のTTL-ICで構成できる。

一方、電話回線へ送出する伝送方式としてPDM方式を採った場合、変復調の精度から6ビットが限界である。そこでフィールドメモリに記憶するビット数を6ビットに制限した画像を写真3.1(b),(c)に示す。写真3.1(a)と(b)を比較すると、メモリのビット数を6ビットに制限したため、平坦な部分に輝度むら、色相むらの劣化が認められる。しかし、自然画像の(c)ではこの影響はほとんど認められない。なお写真(c)において、処理画の彩度が原画と異なっているが、これはモニタによるもので信号処理によるものではない。

(2) Yチャンネル、Cチャンネルの解像度とフィルタ特性

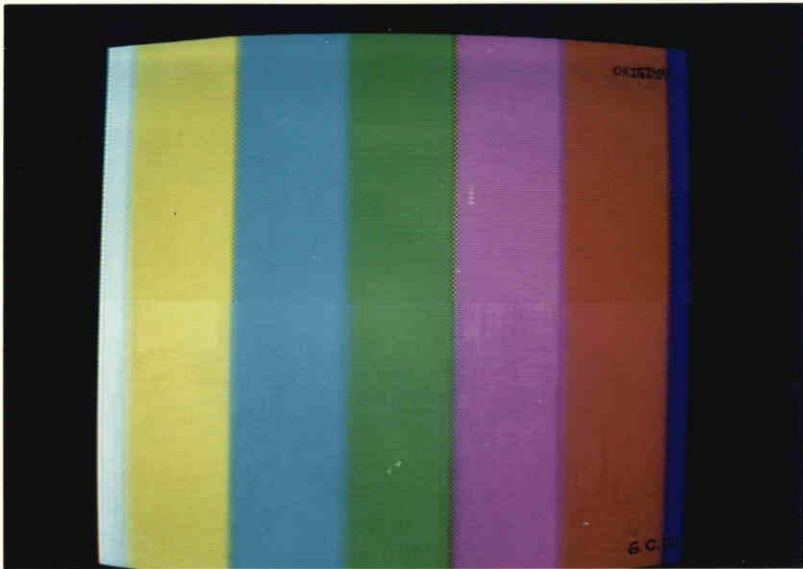
YC分離により帯域を $\frac{3}{4}f_s$ ($\div 2.7\text{ MHz}$)に制限したY信号の解像度は約220本で、写真3.2に示したテストチャートの中央部のたて縞(200本)はこの帯域端に近い周波数成分であり、2次元周波数で示すと図3.10(b)のb点に対応する。これを F_s でサブナイキスト標本化するとその折返成分は同図b'点に現われる。図3.10(a)のLPF1はこの折返成分を十分に除去できることが必要である。写真3.2(a),(b)はLPF1として図3.9に示したプレフィルタに用いたLPFと同一特性のフィルタを用いた場合の再生画像である。写真3.2(a),(b)の中央部たて縞に着目すると、サブナイキスト標本化による折返雑音が十分に除去できず、格子縞状の劣化が観察できる。写真3.2(c)はLPF1の帯域を約500 KHzに制限した図3.10(d)に示したフィルタ(C)の場合の再生画像であり、折返雑音はほぼ除去されていることが判る。



←原画

←処理画

(a) 演算 } 8ビット
メモリ



←原画

←処理画

(b) 演算 8ビット
メモリ 6ビット

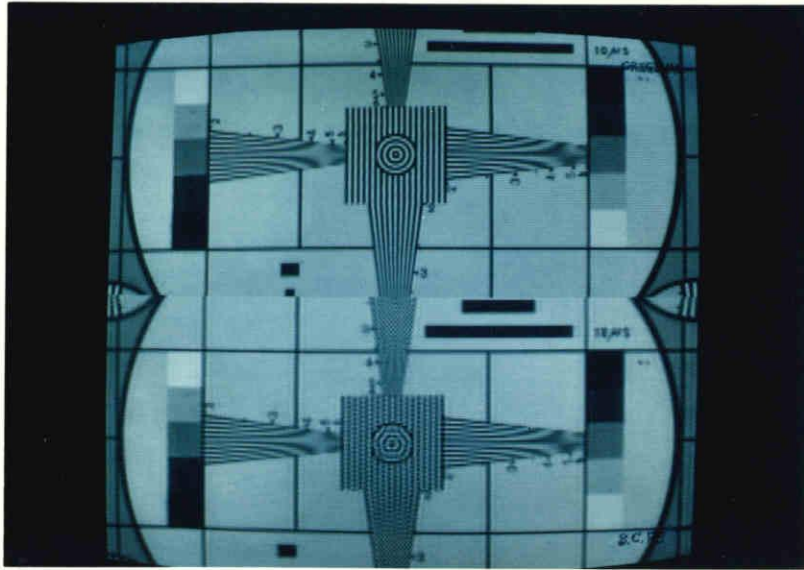


←原画

←処理画

(c) 演算 8ビット
メモリ 6ビット

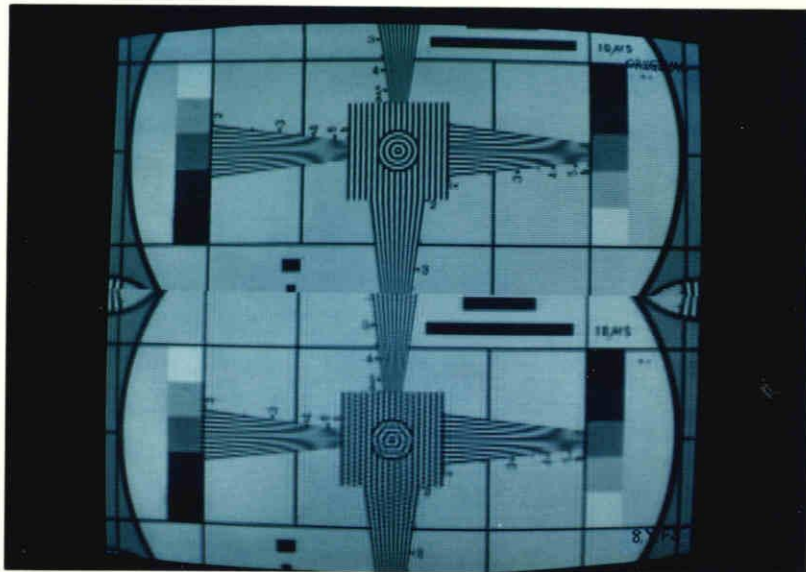
写真 3.1 演算，記憶ビット数と画質との関係



←原 画

← 処理画

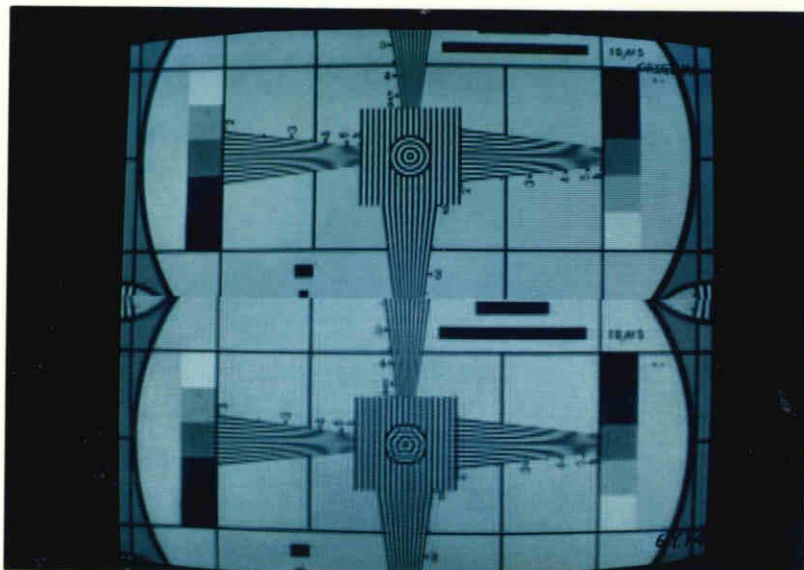
(a) カラー再生
LPF
(0.9 MHz)



←原 画

← 処理画

(b) モノクロ再生
LPF
(0.9 MHz)



←原画

← 処理画

(c) モノクロ再生
LPF
(0.5 MHz)

写真 3.2 モノクロ/カラー切替再生の画質

つぎに、モノクロ／カラー切換再生の効果を写真3.2(a),(b)で比較する。(a)は普通のカラー信号として再生した画像であり、解像度290本を中心としたたて縞くさび部分は搬送色信号として再生されるため、規則正しいドットパターンとなっている。一方写真3.2(b),(c)はCチャンネルをモノクロモード(図3.13(b-i)参照)で再生した画像であり、290本を中心としたくさび部分は正しい解像度パターンが再現されている。

写真3.1(c)および写真3.2(c)が本方式で得られる最良画像である。写真3.2(c)を観察すると、解像度220本付近に生じた折返雑音(YとCのグロスオーバー周波数付近)と、中央同心円の変形(サブナイキスト標本化周波数が低いことによる斜め成分除去による)、およびたて線の左右のリングングなどの劣化が見られる。これらの劣化は方式固有の本質的なもの(YC分離や f_s によるサブナイキスト標本化)と、さらに改善の可能性があるもの(フィルタ特性)とに分けられるが、回路規模などを考慮すると、本方式ではこの程度が最適なものと思われる。

3.4.2 回路規模に関する検討

前項に述べたシミュレーション結果から、前節までに述べた方式の有効性が確認できたので、装置の試作を行なった。写真3.3にその外観を示す。その回路規模を表3.3に示す。本装置では画像メモリを16kビットRAMで構成したため、フィールドメモリは36個のRAM(Ych 24ケ, Cch 12ケ)で実現でき、メモリ用制御回路を含めて3枚の基板に収容でき、非常に小形化できた。これに比べ、信号処理部は送・受とも4枚の基板(TTL IC

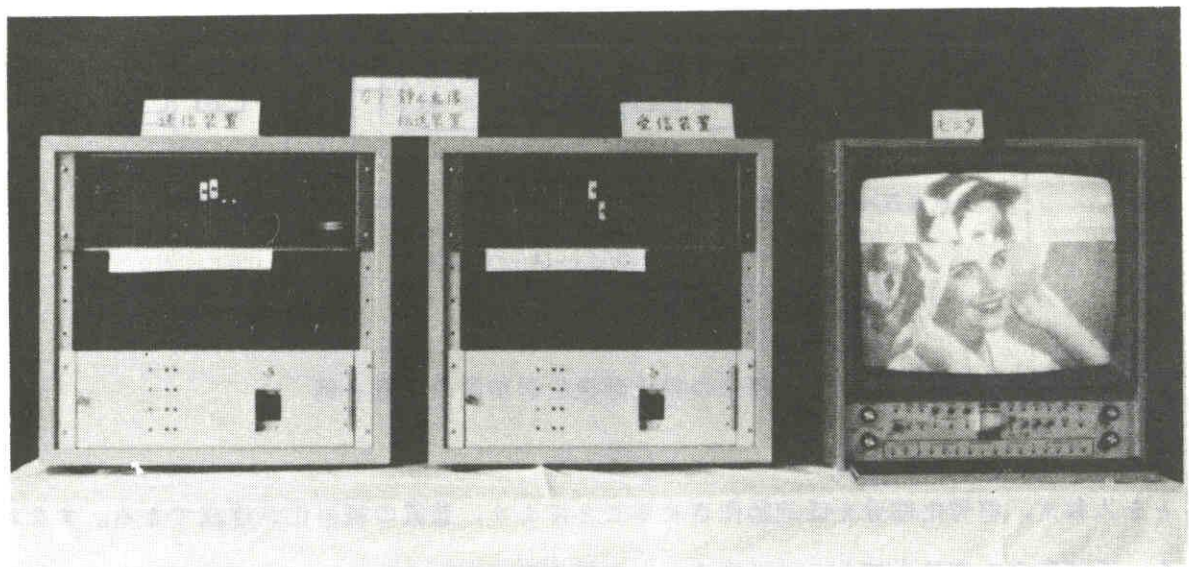


写真3.3 試作装置と伝送実験中の画像

表 3.3 試作装置の規模(プリント基板 240mm×120mm 換算)

	送信装置	受信装置	備 考
A/D, D/A	2 枚	1 枚	YC分離, くし形フィルタ 色変調など
信号処理	4	4	
フィールドメモリ	3	3	アドレスカウンタを含む
伝送回路	3	3	PDM変(復)調 NCU制御
クロック(同期信号)発生	2	2	
合 計	14 枚	13 枚	

約120個)を占める。

将来, メモリ素子がさらに高集積化された場合には, 高能率符号化は伝送データ量の低減すな
わち伝送時間の短縮が唯一の目的となる。この場合, 図3.15に示すように, 符号化部分とメモリ部分

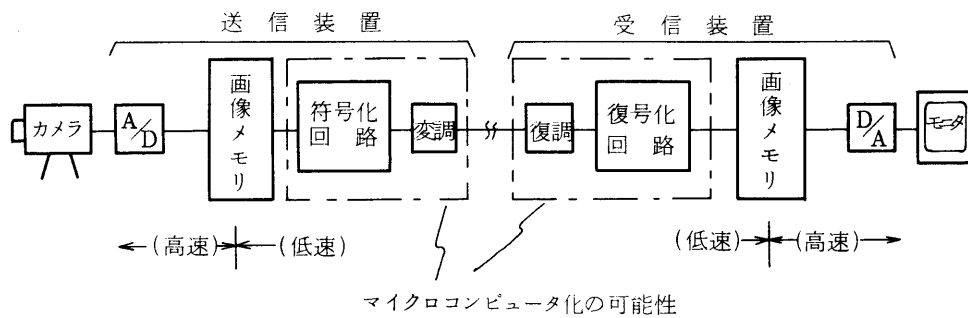


図 3.15 将来の静止画像伝送装置の構成一例

とを入替え, 符号化部分を低速動作させることにより, 装置の経済化が達成できる。すなわ
ち, 低速動作の符号化部と伝送制御さらには変復調部をマイクロコンピュータによるプログ
ラム処理に置換すれば, TTL MSIのランダム論理回路で構成していた部分が高集積ROM

に置換でき、小形化、経済化が可能となる。また各種伝送回線特性、符号化方式に対する融通性、適応性に富んだ装置とすることが可能になる。

3.4.3 準動画伝送方式への発展

試作開発した装置の画像伝送時間はPDM方式で約20秒、9600ボーモデム伝送の場合には約45秒である。画像品質を劣化させることなく、さらに高速化できれば大きな特徴となりうる。通常のデータ圧縮技術では実験結果から判断してこれ以上の圧縮は画像品質の点から困難である。また伝送方式についても超高速伝送方式は簡単には実現できない。

ここでは静止画像という枠をはずして、動画像をこま落し的に伝送する場合について高速化を考察する。動画像の場合には前回伝送した画像と今回伝送すべき画像との間に相関があり、両者の変化した部分のみを伝送すれば伝送すべきデータ量(画素数)を大幅に圧縮できる。テレビジョンの実時間にこの原理を適用したのがいわゆるフレーム間符号化である。実時間伝送の場合は極限に近く冗長度を除去しており、非常に複雑な制御方式を採っている。

静止画伝送の場合はできる限り簡単な回路で伝送時間短縮の効果があがる方式が望ましい。従来装置では1駒の画像を伝送終了すると新しい画像を無条件に1駒フィールドメモリに書込み、その画像データを約20秒で伝送する。新しい高速化方式では書込むべき新しい画像と伝送終了した古い画像とを比較し、変化のあった部分のみをメモリに書込む^{2,13)}すなわち図3.16に示すように、送信装置のフィールドメモリに高速読出機能を追加し、1画面伝送終了直後の1フィールド期間にわたってフィールドメモリに記憶されている古い画像を高速で読出し、入力画像信号と比較し変化の有/無を判定する。変化があればスイッチを閉じて、フィールドメモリを新しい画像に更新する。それと同時に更新した画素位置情報を登録する。伝送時には、まず伝送すべき画素位置情報を読出し、そこに登録されている画素のみをフィールドメモリから読出して伝送する。この方式において、変化有無の判定を1走査線をいくつかのブロックに分割したブロック単位に行なうことにより制御回路を簡易化できる。

フレーム間符号化の場合には入力画像が1秒間に30枚の一定速度で入力されるため、発生情報量のオーバーフローが生じる。フレームメモリの他に大容量のバッファメモリを設けてこの発生情報量の変化を平均化することにより伝送速度を低くすることができる。このために複雑な制御方式を採らざるを得ない。これに対して静止画像伝送の場合には1駒の伝送終了ごとに次の1駒が入力され、画像入力間隔により発生情報量の不均一が吸収でき、符号化制御方式の簡易化が実現できる。

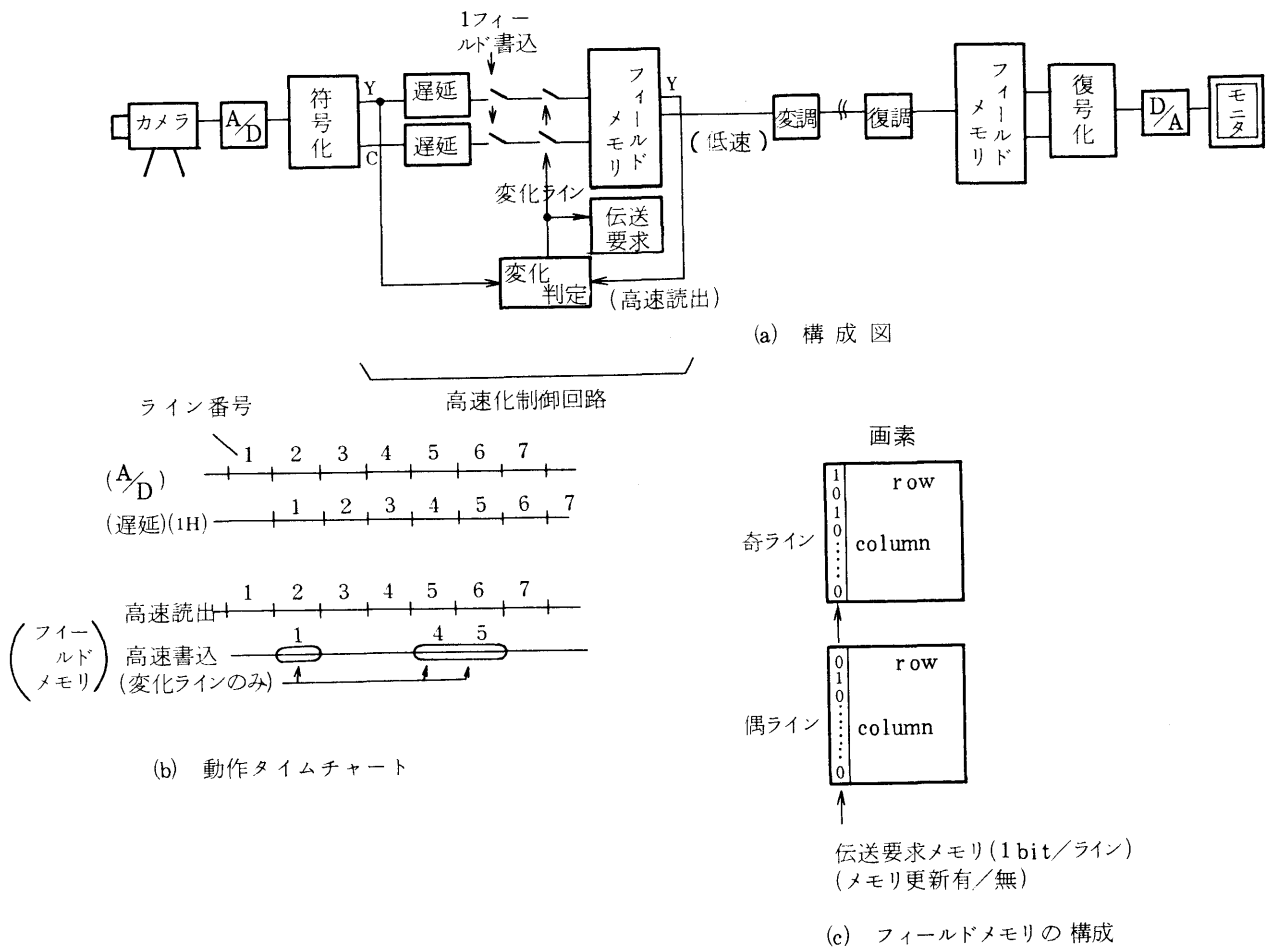


図 3.16 変化ライン伝送による高速化

3.5 第3章のむすび

カラー静止画像を狭帯域伝送路を用いて伝送するカラー静止画像伝送装置の開発結果について述べた。まずカラー静止画像の狭帯域伝送方式について検討し、高能率符号化方式として、YC分離サブナイキスト標本化方式が適していることを示した。YC分離形サブナイキスト標本化方式自体は既に公知の技術であったが、これを静止画像伝送装置に適用するに際して、

- (1) YC分離，くし形フィルタ，色信号変復調等の信号処理をすべてデジタル演算する全デジタル処理方式
- (2) NTSC方式の色副搬送波周波数を標本化周波数とするサブナイキスト標本化方式などの方式を提案し，具体的な処理回路を2次元信号処理の手法を使って検討した。

上記検討結果のもとに，静止画像伝送装置の試作を行ない，市販製品と比べて画質をあまり劣化させることなく，伝送時間をほぼ半減できる装置が開発できた。さらに本試作装置をべ

ースとして，変化部分のみを伝送する高速静止画像伝送装置が開発され，特徴ある静止画像伝送装置の製品系列を完成させることができた。

参考文献

- 1) M. Achiha, and K. Ishikura: Color frozen-picture transmission equipment using YC separated sub-Nyquist sampling: Electronics Letters, to be published.
- 2) K. Matsui, M. Achiha and T. Fukinuki: High-speed transmission of sequential freeze-pictures by extracting changed areas: IEEE Trans. Commun., Vol. COM-29, No. 12, pp. 1977-1981 (Dec. 1981)
- 3) 今井，本橋，稲葉，湯浅，辻，園田：静止画像通信における帯域圧縮：テレビジョン学会，画像伝送研資，18-2（昭50年11月）
- 4) 弓手，降旗，川村，岡崎，朝比奈，梶川：PDM方式による静止画伝送装置：テレビジョン学会，全国大会，No. 15-15（昭51年7月）
- 5) 阿知葉，吹抜，広野，石倉：インタリーブ標本化によるYC分離カラー静止画伝送方式：テレビジョン学会，全国大会，No. 12-12（昭52年7月）
- 6) 阿知葉，広野：YC分離カラー静止画像伝送におけるカラー／モノクロ共用再生方式：電子通信学会，総合全国大会，No. 1032（昭53年3月）
- 7) 阿知葉，広野：インタリーブ標本化カラー静止画伝送におけるくし形フィルタの一構成法：電子通信学会，総合全国大会，No. 1033（昭53年3月）
- 8) 阿知葉，広野：YC分離サブナイキスト標本化によるカラー静止画伝送装置：電子通信学会，通信部門大会，No. S6-3（昭53年10月）
- 9) L. S. Golding and R. K. Garlow: Frequency interleaved sampling of a color television signal: IEEE Trans. Commun., Vol. COM-19 No. 6, pp. 972-979 (June, 1971)
- 10) 吹抜，三木，阿知葉，福島：TV信号の周波数インタリーブ標本化の実験（NTSC色副搬送波による）：テレビジョン学会，全国大会，No. 2-11（昭48年7月）
- 11) 阿知葉，石倉：デジタル周波数分離合成によるNTSCカラーTV信号の符号化：電子通信学会，総合全国大会，No. 948（昭52年3月）
- 12) 巻島，岸野，鈴木：静止画像通信用ビデオメモリの検討：電子通信学会，全国大会，

№1042 (昭50年3月)

- 13) 松井, 阿知葉, 吹抜: 変化部分抽出による超高速カラー静止画像伝送: テレビジョン学会, 全国大会, №11-10 (昭54年7月)

第4章 静止画NTSC信号のフィールド間サブナイキスト 標本化方式

第4章 静止画NTSC信号のフィールド間サブナイキスト 標本化方式¹⁾

4.1 まえがき

電話回線を利用した狭帯域静止画像伝送や静止画サービスシステムなどでは、端末に静止画像を記憶し、連続信号に変換する画像メモリが必須であり、またセンターには多数の静止画像を格納する画像ファイルなども必要である。これらの機器は画像品質、保守性、経済性などを考慮すると、デジタルメモリで構成することが望ましい。この場合、高能率符号化方式を適用することにより、所要メモリ量の削減や収容画像数の増大を図ることができる。

画像信号を高能率に符号化する方式のひとつとして、サブナイキスト標本化方式がある。従来からNTSC信号を副搬送波周波数 f_{sc} の2倍で標本化する方式が提案されている。^{2,3)}これらは水平走査周期 H あるいは $2H$ 離れた走査線から高周波成分を補間する $1H$ 型や $2H$ 型のくし形フィルタで折返成分を除去する。この場合、くし形フィルタにより帯域内の信号成分も共に除去されるため、輝度信号の縦縞解像度の劣化($1H$ 型)や斜め解像度や横縞色エッジ部分の劣化($2H$ 型)等が生じる。

筆者は上述した静止画像機器にサブナイキスト標本化方式を適用すべく検討し、フィールド間処理による画質劣化の少ない、新しいNTSC信号のサブナイキスト標本化方式をここに提案する。^{1,4)}第2章でも述べたように、NTSC信号の搬送色信号の位相はフィールド間($262H$ 遅延した信号)で同相となっている。本章で提案する方式では、この両走査線間で標本位相を 180° ずらし、高周波成分を両走査線間で補間するフィールド間くし形フィルタで折返成分を除去する。静止画像の場合、 $262H$ 離れた走査線間の相関は非常に大きく、これを利用した本方式では劣化の極めて少ない高品質の再生画像が得られる。

本章では、まずフィールド間サブナイキスト標本化方式を提案し、フィールド間くし形フィルタの特性を第2章で述べた2次元周波数解析手法により検討し、従来方式との差異を明らかにする。ついで具体的標本化周波数とその折返成分との関係について述べる。最後に本方式を適用した静止画像機器の開発例を示す。

4.2 静止画NTSC信号のフィールド間くし形フィルタリング

第2章でも述べたように、NTSC方式ではフレーム周波数 f_r 、フィールド周波数 f_i 、および副搬送波周波数 f_{sc} の間には

$$\begin{aligned}
 f_i &= 2 f_r \\
 f_l &= 525 f_r \\
 f_{s.c} &= 455 f_l / 2
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

の関係がある。静止画像を撮像したテレビジョン信号の1次元周波数スペクトルと2次元周波数スペクトルとの間には図2.3に示した関係がある。ミクロな1次元周波数スペクトルは、画像の垂直方向のスペクトルが f_l ごとの262個の輝線スペクトルとなって、 $n f_l$ の左右に帯域 $\pm n f_l$ の側波帯を形成している。そしてインタレース走査のため、 $n f_l$ の上側波帯と $(n+1) f_l$ の下側波帯の輝線スペクトルは互いにインタリーブの関係にあり、Y成分の周波数スペクトルは f_r ごとの輝線スペクトルとなっている。

搬送色信号Cの周波数スペクトルはY信号のスペクトルを副搬送波周波数 $f_{s.c}$ の位置にシフトした形で存在し、YとCのスペクトルも互いにインタリーブの関係にある。 $f_{s.c}$ のまわりの周波数スペクトル構造を図4.1に示す。

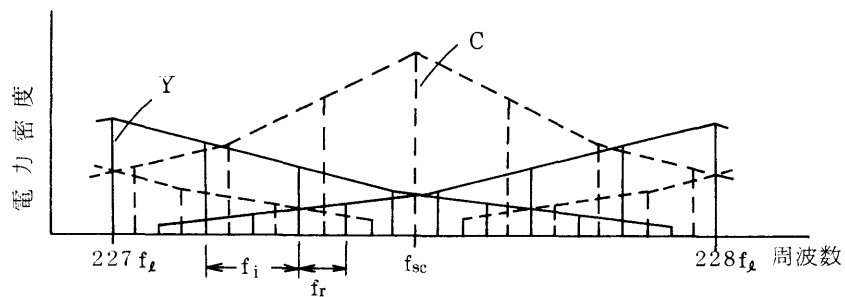


図 4.1 NTSC 信号のスペクトル

周波数帯域 f_c のNTSC信号を $2 f_{s.c}$ でサブナイキスト標本化すると、帯域内の高周波帯域 $(2 f_{s.c} - f_c) \sim f_c$ に折返成分が生じる。従来提案されている1H型サブナイキスト標本化方式²⁾では、図4.2(a)に示すように、標本位相が走査線ごとに 180° 異なるように、標本化周波数 f_s を $2 f_{s.c} \pm \frac{1}{2} f_l$ に選ぶ。この標本化周波数の2次元周波数 F_s ($F_{s,h}, F_{s,v}$)は図4.2(b)に示す位置にあり、その垂直周波数成分 $F_{s,v}$ は副搬送波周波数 $F_{s.c}$ の垂直成分($131.25 f_v$)に等しい。従って、 $F_{s.c}$ の折返成分は水平周波数軸上に現われ、補間フィルタでこれを十分に除去する必要がある。補間フィルタの2次元通過帯域を図4.2(b)に斜線で示す。この補間フィルタによる補間値は図4.2(a)に矢印で示すように、現走査線の低周波成分と前後の走査線の高周波成分の極性反転信号との和で得られる。この1H型サブナイキスト標本化方

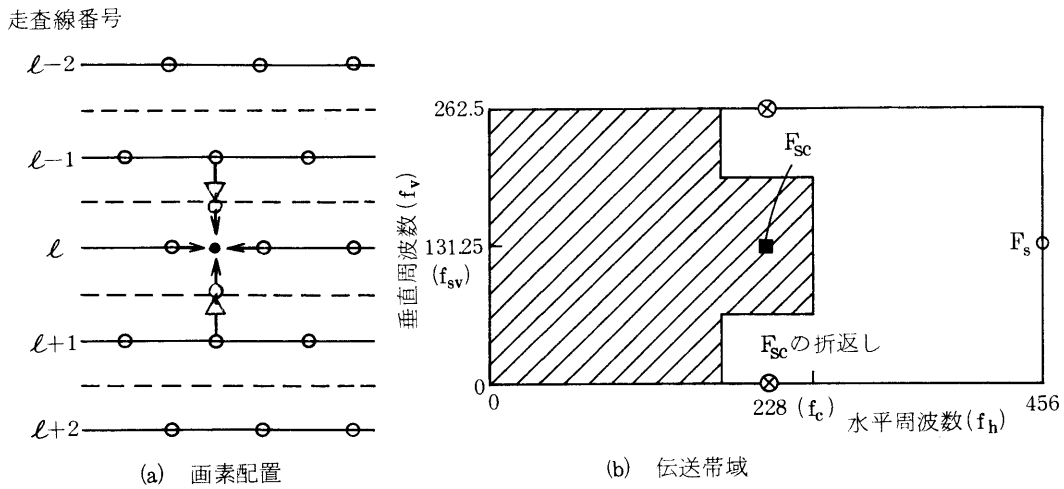


図 4.2 1 H型サブナイキスト標本化方式

式では水平周波数軸上の成分が除去されるため、ほそい縦縞模様が再現できず、解像度の劣化が生じる。

2 H型サブナイキスト標本化³⁾では、標本位相は図 4.3 (a) に示すように 2 走査線ごとに 180° 異なるように標本化周波数 f_s を $2f_{sc} \pm \frac{1}{4}f_l$ に選ぶ。この標本化周波数の 2 次元周波

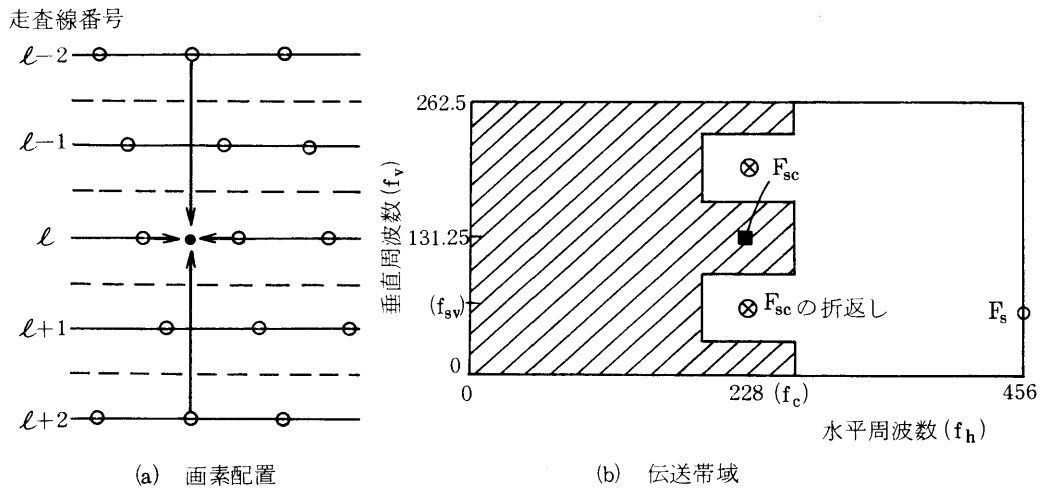


図 4.3 2 H型サブナイキスト標本化方式

数 f_s は図 4.3 (b) に示す位置となり、その垂直周波数成分 F_{sv} は副搬送波周波数 F_{sc} の垂直周波数成分の $\frac{1}{2}$ となる。従って、 F_{sc} の折返成分の垂直周波数は $1.5F_{sc}$ となり、水平軸上の領域を通過領域とすることができる。図 4.3 (b) に通過領域を斜線で示す。この補間フィルタに

よる補間値は図 4.3(a) 矢印で表わされるように、現走査線の低周波成分と 2H 離れた走査線の高周波成分との和で得られる。2H 型サブナイキスト標本化方式では水平方向高周波帯域の垂直周波数帯域が折返成分と 2 分割されるため、例えば横縞色エッジや輝度の斜め成分に劣化が生じる。図 4.4 に 1H 型補間フィルタおよび 2H 型補間フィルタの、副搬送波周波数

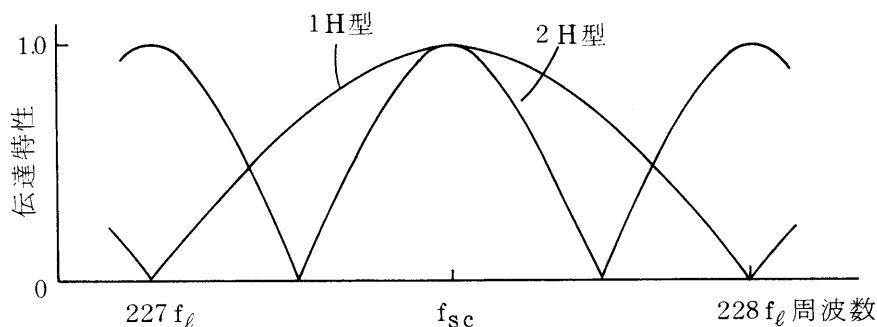


図 4.4 フィールド内くし形フィルタの特性

を中心とした水平高周波帯域における垂直周波数伝達特性を示す。

静止画像の場合、現在の走査線と 1 フィールド周期前の 262H 離れた走査線とは画像上最も近く、かつ搬送色信号の位相も等しい。従って、この両走査線間で標本位相が 180° 異なるように標本化周波数を定めると、両走査線の高周波成分を加算する図 4.5(a) に示す 262H 型くし形フィルタにより、その折返成分が除去できる。

この 262H 型くし形フィルタは 1 次元周波数軸上の帯域 f_l に 262 周期の通過帯域と阻止帯域を持つ。これを 2 章で述べた関係から 2 次元周波数上に移すと、水平高周波成分の垂直周波数帯域 $262.5 f_v$ に 262 周期の通過帯域と阻止帯域を持つ 2 次元フィルタとみなすことができる。その垂直方向の伝達特性は、

$$H^{262H}(f) = \left| \cos \left(\frac{262\pi}{262.5 f_v} f \right) \right| \quad (4.2)$$

と表される。これを図 4.5(b) に示す。ところで水平高周波帯域における Y 成分、C 成分の垂直周波数スペクトルは図 4.1 に示すように、

$$\begin{aligned} \text{Y 成分} : f &= m f_v \\ \text{C 成分} : f &= 131.25 f_v \pm m f_v \end{aligned} \quad (4.3)$$

ただし $m = 0, \dots, 262$

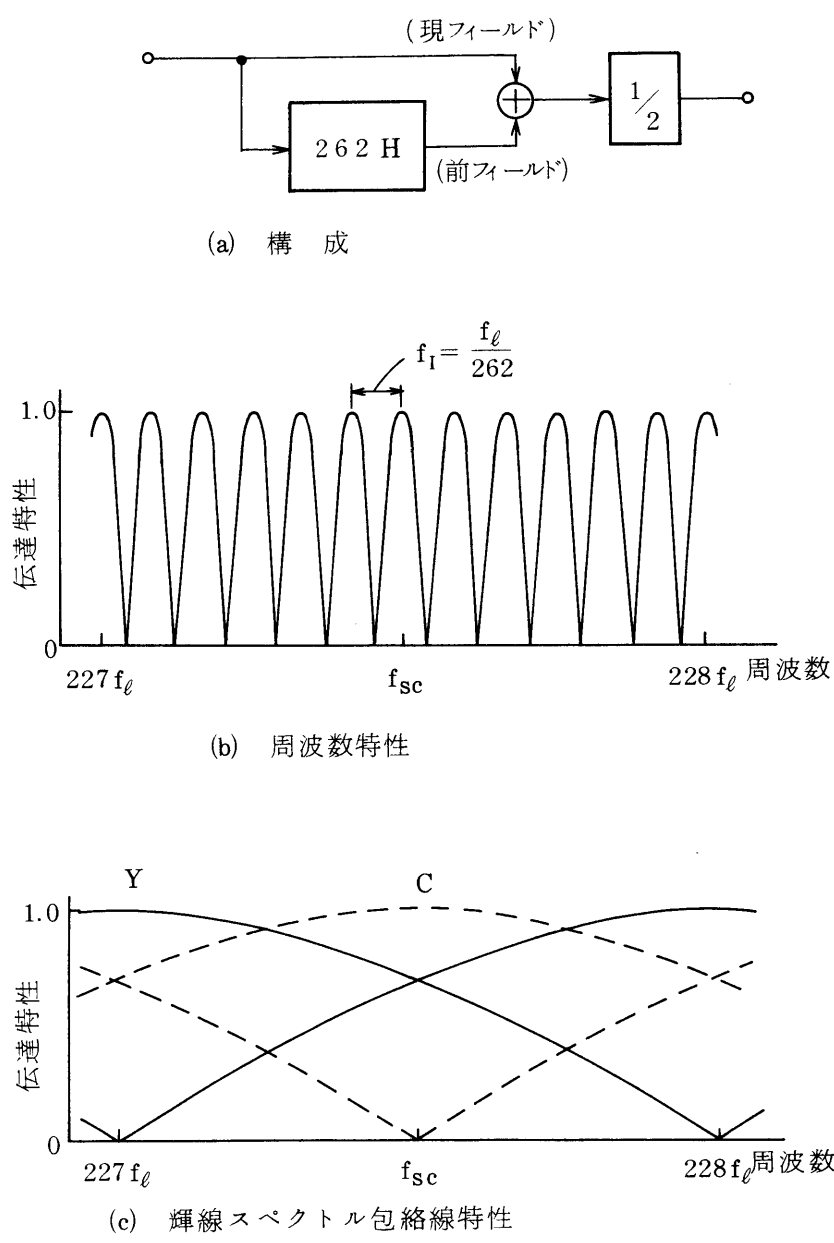


図 4.5 フィールド間(262H型)くし形フィルタの特性

にあり、262H型くし形フィルタのこの周波数における伝達特性を求めると、その包絡線はそれぞれ

$$H_{Y,v}^{262H}(f) = \cos\left(\frac{\pi}{525f_v} f\right) \quad (4.4)$$

$$H_{c,v}^{262H}(f) = \cos \left\{ \frac{\pi}{525 f_v} (f - 131.25 f_v) \right\}$$

となる。これを図 4.5(c)に示す。これは画像を走査線数 525 本で走査した（インタレースを考慮せず）場合の上下方向の隣接走査線を加算平均するフィルタの伝達特性に等しい。図 4.5(c)の特性を図 4.4 に示した 1H 型，2H 型くし形フィルタの伝達特性と比較すると，その零点までの垂直周波数帯域は 1H 型，2H 型のそれぞれ 2 倍，4 倍である。これはくし形フィルタを画像の垂直方向の補間フィルタとみなした場合の補間距離の比に対応している。

4.3 サブナイキスト標本化周波数の選定

標本化周波数 f_s を周波数オフセット Δf を用いて

$$f_s = 2f_{so} + \Delta f \quad (4.5)$$

と表し，折返しの主要成分が図 4.5 に示した 262H 型くし形フィルタの零点周波数に配置されるような標本化周波数 f_s を求める。262H 型くし形フィルタの通過帯域は周波数 f_I すなわち

$$f_I = \frac{f_l}{262} \quad (4.6)$$

の整数倍にある。折返成分がこのフィルタの阻止帯域にくるためには， f_s は m を整数として，

$$f_s = \left(m + \frac{1}{2} \right) f_I \quad (4.7)$$

を満たす必要がある。式 (4.5) のオフセット周波数 Δf を周波数 f_l ， f_I の p ， q 分周の和として求めると， Δf は，

$$\Delta f = \pm p f_l \pm q f_I \quad (4.8)$$

と表される。したがって p ， q は m' を整数として，

$$\pm 262 p \pm q = m' + \frac{1}{2} \quad (4.9)$$

と表される。これを満たすペア (p ， q) を求めると，

$$\left(0, \frac{1}{2} \right); \left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2} \right); \left(\frac{1}{4}, 0 \right)$$

等が得られる。標本化周波数はそれぞれ

$$\left. \begin{aligned} f_{s1} &= 2f_{sc} \pm \frac{1}{2}f_l \\ f_{s2} &= 2f_{sc} \pm \frac{1}{2}f_l \pm \frac{1}{2}f_I \\ f_{s3} &= 2f_{sc} \pm \frac{1}{4}f_l \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

となる。これらの周波数にはそれぞれ対応する2次元周波数が存在する。2次元周波数の一

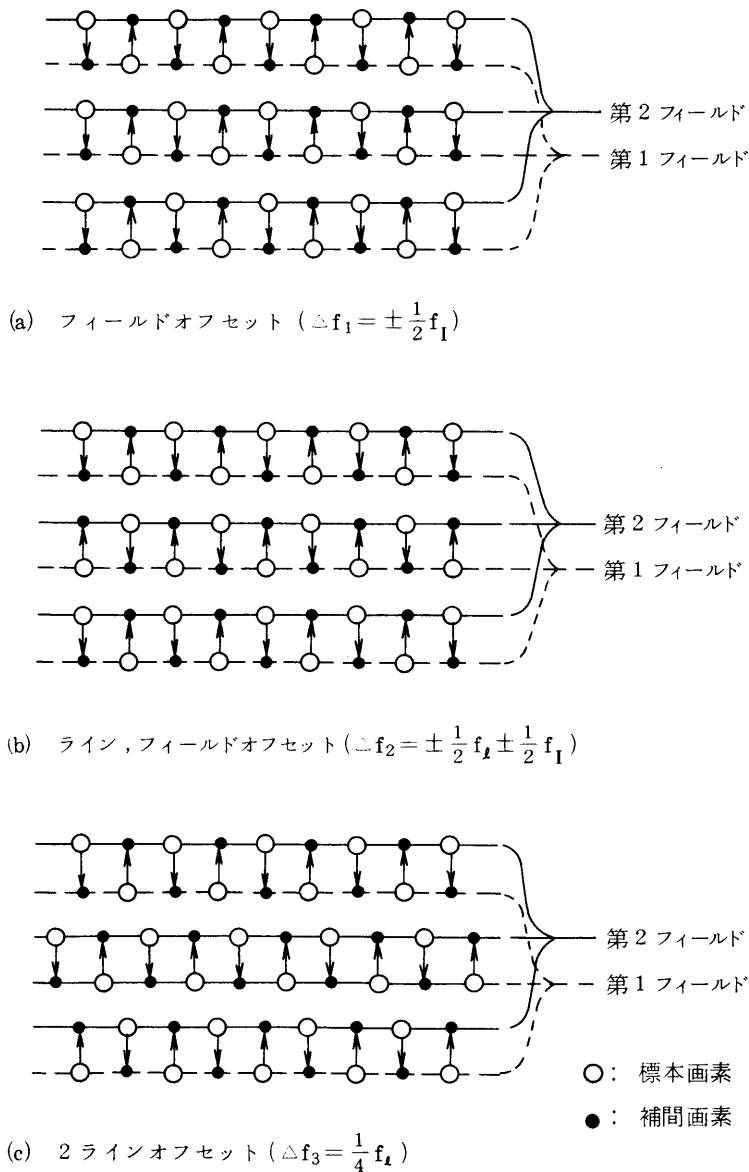


図 4.6 フィールド間補間方式の画素配置と高周波成分の補間

例およびその標本化パターン（画素配置）を図 4.6 に示す。同図(b)の周波数 F_{s_2} は従来の $1/H$ 型に近い標本化周波数であり、同図(c)は $2/H$ 型と同じ標本化周波数である。いずれも $262/H$ 離れた走査線では標本位相が 180° 異なっている。これらの標本化周波数について、その折返成分の影響を以下に検討する。

$$(1) \quad f_{s_1} = 2f_{s_c} \pm \frac{1}{2}f_I \text{ の場合}$$

Y 信号 kf_r (k : 整数) の折返成分は、

$$f_{s_1} - kf_r = 2f_{s_c} \pm \frac{1}{2}f_I - kf_r \quad (4.11)$$

と表される。ここで、 f_I は $2f_r$ に略等しいから、

$$f_{s_1} - kf_r \doteq k'f_r \quad (k' : \text{整数}) \quad (4.12)$$

と変形でき、折返成分は Y 信号の輝線スペクトル位置に現われる。同様に C 信号

$(k \pm \frac{1}{2})f_r$ の折返成分は、

$$f_{s_1} - (k \pm \frac{1}{2})f_r \doteq (k' \pm \frac{1}{2})f_r \quad (4.13)$$

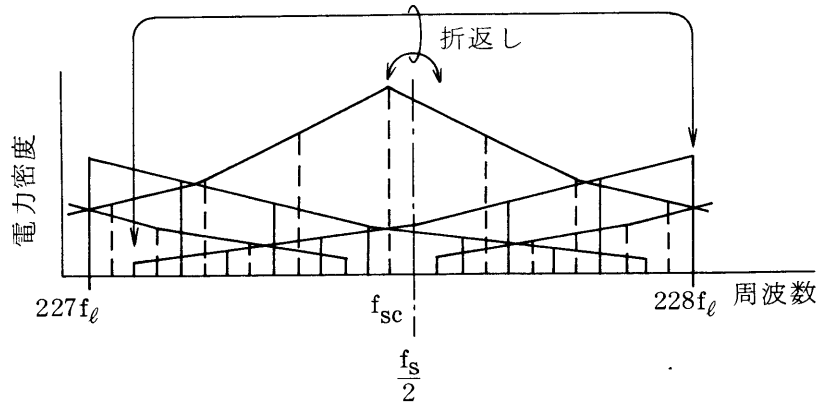
となり、C 信号の輝線スペクトル位置に現われる。従って、折返しによる YC 間のクロストークは生じない。視覚上目立ちやすい nf_l あるいは $(n \pm \frac{1}{2})f_l$ すなわち 2 次元周波数 $(mf_h, 0)$ 、 $(nf_h, 13.125f_v)$ へ折返す成分は図 4.7(a) に示すように、それぞれの垂直方向の最高周波数成分、すなわち電力密度の最も小さい成分である。

$$(2) \quad f_{s_2} = 2f_{s_c} \pm \frac{1}{2}f_l \pm \frac{1}{2}f_I \text{ の場合}$$

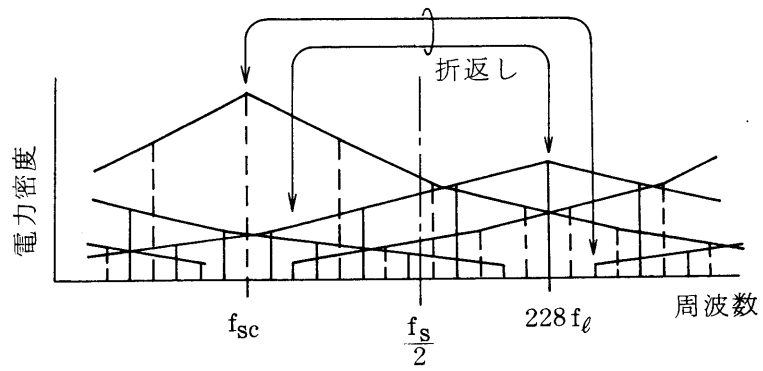
前項と同様に、Y 信号、C 信号の折返し成分を求めると、式 (4.1) の関係を用いて、

$$\left. \begin{aligned} Y : f_{s_2} - kf_r &\doteq (k' + \frac{1}{2})f_r \\ C : f_{s_2} - (k \pm \frac{1}{2})f_r &\doteq k'f_r \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

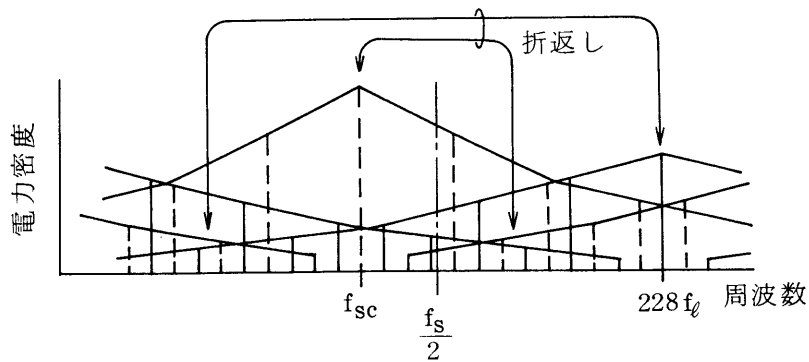
となり、それぞれ互いに相手のスペクトル位置に現われ、YC 間にクロストークが生じる。 mf_l あるいは $(n \pm \frac{1}{2})f_l$ へ折返す成分は図 4.7(b) に示すように、それぞれ C あるいは Y の垂直方向の最高周波数成分である。



(a) $f_{s1} = 2f_{sc} + \frac{1}{2}f_l$ の場合



(b) $f_{s2} = 2f_{sc} + \frac{1}{2}f_l + \frac{1}{2}f_l$ の場合



(c) $f_{s3} = 2f_{sc} + \frac{1}{4}f_l$ の場合

図 4.7 原信号スペクトルと折返し成分の関係

(3) $f_{s3} = 2f_{sc} \pm \frac{1}{4}f_r$ の場合

1次元周波数上で、 $f_r/2$ ごとに存在しているY信号、C信号の折返成分は、

$$f_{s_3} - \frac{k}{2} f_r = \left(\frac{k'}{2} + \frac{1}{4} \right) f_r \quad (4.15)$$

となり、原信号スペクトルの中間に現われる。 $n f_l$ あるいは $(n \pm \frac{1}{2}) f_l$ の近傍へ折返す成分は図 4.7(c)に示すように、垂直方向最高周波数の $\frac{3}{4}$ 倍のYおよびC成分であり、(1)、(2)項に較べ、折返成分の電力密度が大きく、折返による劣化が目立ちやすい。

4.4 フィールド間サブナイキスト標本化の再生画像

前節で述べた3種の2次元標本化周波数により、実際の画像を標本化し画像を再生するシミュレーション実験を行なった。写真 4.1は $4 f_{s_c}$ で標本化し8ビットに量子化した原画像

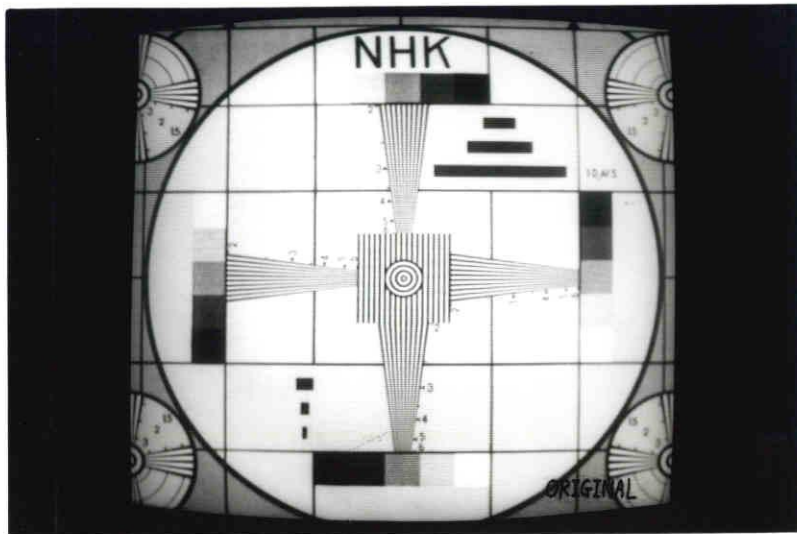
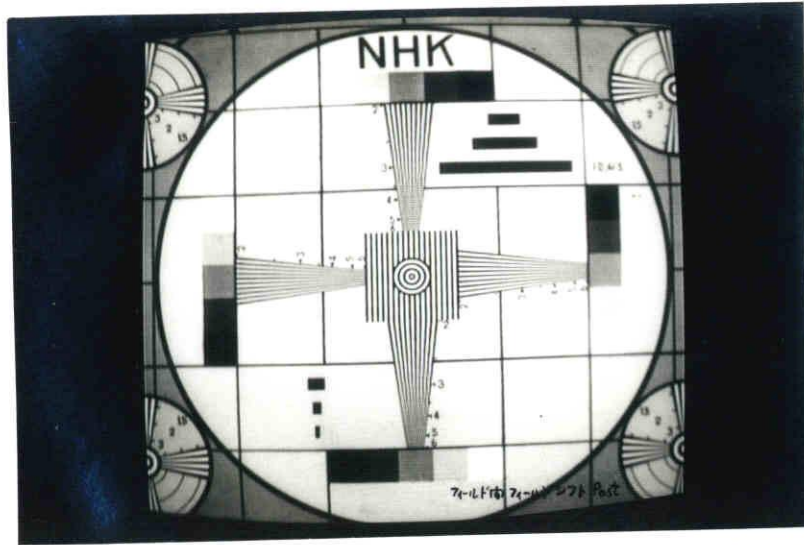
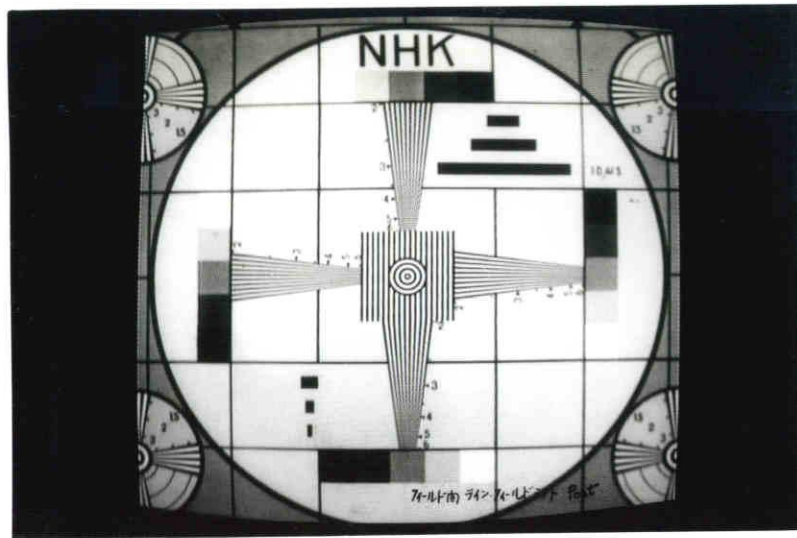


写真 4.1 原画像 ($4 f_{s_c}$, 8ビット)

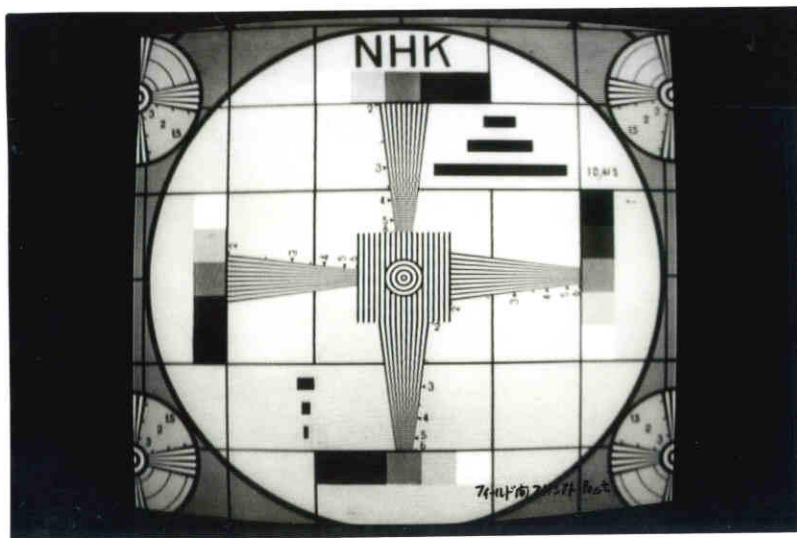
である。写真 4.2は3種の標本化周波数の折返成分の差違を比較したもので、プレフィルタを省き、原画像を直接 $2 f_{s_c}$ でサブナイキスト標本化し、 $262H$ 型くし形フィルタ(後述の図 4.14参照)で補間再生した画像である。また写真 4.3はプレフィルタを設けた場合の再生画像を、従来から知られている $1H$ 型および $2H$ 型サブナイキスト標本化方式と比較したものである。なお、このシミュレーションでは、 $2 f_{s_c}$ でサブサンプルする際、標本位相を水平帰線期間において、 π だけシフトさせて、各種の2次元標本化周波数を作成している。このような位相シフトによる標本位相は画像部分を見る限り、前節で検討した周波数オフ



(a) フィールドオフセット



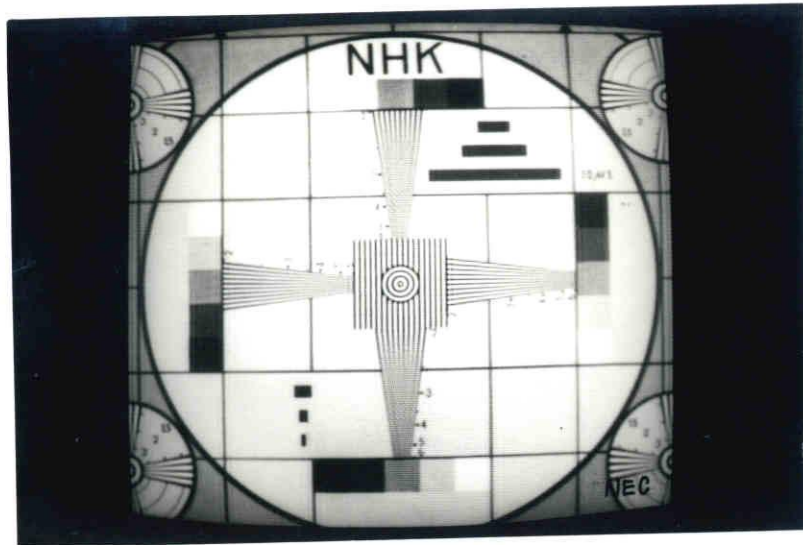
(b) ライン, フィールド
オフセット



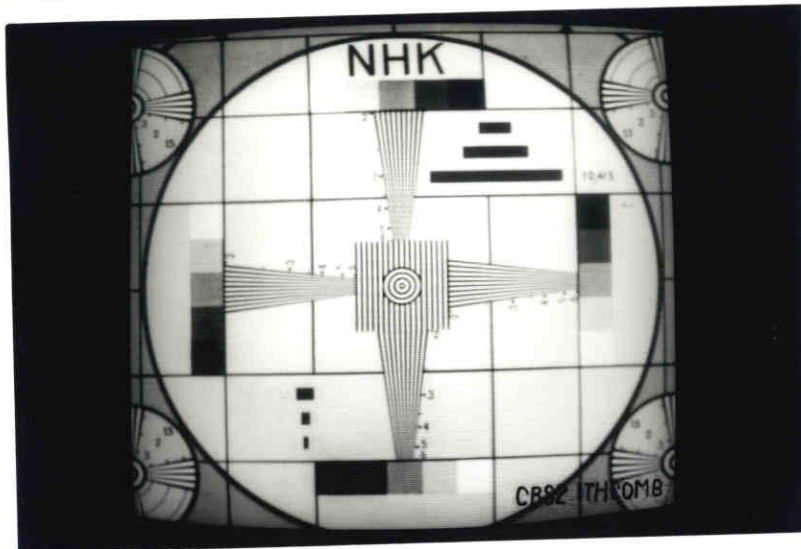
(c) ラインオフセット

写真 4.2 フィールド間サブナイキスト標準化の再生画像(標準化パターンと画質との関係)

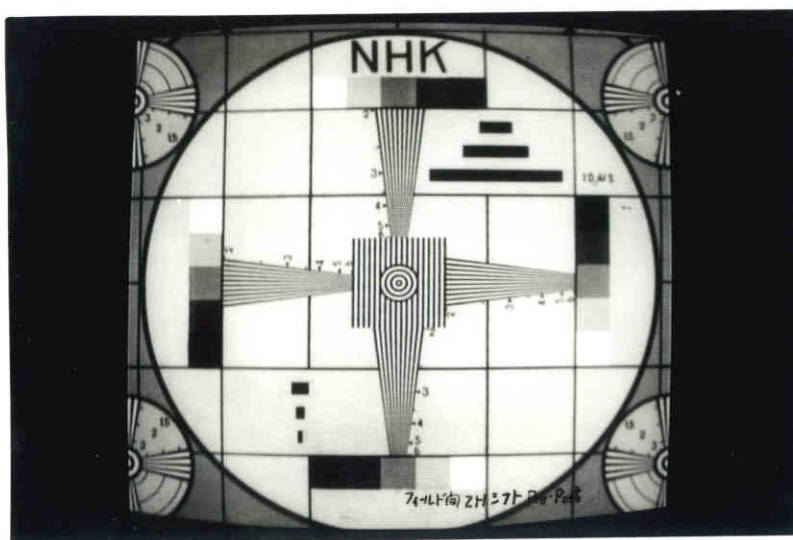
(プレフィルタなし; 2 fsc, 8ビット)



(a) 1 H 型



(b) 2 H 型



(c) 262 H 型
(2ラインオフセット)

写真 4.3 サブナイキスト標本化の再生画像 (プレフィルタ有, $2f_{sc}$, 8bit)

セットによる図 4.6 に示した画素配置に等しく、折返成分の瞬時位相関係は両者で一致する。ただし、 $2H$ ごとの位相シフトでは、標本位相が 0 と π に縮退しており、図 4.6 に示した画素配置とは若干異なる。

写真 4.2 を観察すると、縦縞くさび模様部分に折返ひずみが生じている。写真 4.2(a), (b) では Y 信号の垂直高周波成分がそれぞれ Y 信号、C 信号の垂直直流部分へ折返されるため、前者では走査線間で位相が揃う縦縞のひずみとなり、後者では走査線間で位相が反転するひずみとなる。写真 4.2(c) では折返成分電力は前 2 者に較べて大きく、より広い領域でモワレが観察できる。これらは図 4.7 に示した解析結果とよく一致している。

原画像をプレフィルタ（その特性は各方式のポストフィルタと等しくする）で処理し、折返となる成分をあらかじめ帯域制限した後サブナイキスト標本化すると、写真 4.3(c) に示すように折返ひずみはほとんど観察できなくなり、写真 4.2 で生じていた標本化周波数による差違はなくなる。

従来の $1H$ 型（写真 4.3(a)）では縦縞の解像度劣化が大きく、水平方向の解像度は約 250 本程度となっている。 $2H$ 型（写真 4.3(b)）では垂直方向に急峻に変化する部分や同心円部分に折返が生じている。

4.5 Zone Plate によるサブナイキスト標本化方式の空間周波数特性の検討

光学処理の分野では、空間周波数が原点からの距離に比例した同心円状のしま模様から成るパターン（いわゆる zone plate）が古くから知られている。これは画像とその空間周波数とが、同一 2 次元空間上に対応しているという特徴がある。最近この zone plate 画像が各種テレビ機器の特性測定用試験信号として利用され始めた。^{5,6)}

テレビ系では、NTSC や PAL の色信号の変復調、単管カラーカメラや固体カラーカメラの色フィルタ、あるいはサブナイキスト標本化、2 次元予測や 2 次元変換符号化など 2 次元信号処理が多用されている。これらの 2 次元信号処理方式の特性が画像として直視できるところに、この zone plate の有効性がある。

本節では、各種サブナイキスト標本化方式の空間周波数特性を zone plate により検討する。^{7,8)}

4.5.1 デジタル Zone Plate 画像信号の作成

zone plate では、周波数 F が原点からの距離 r に比例している。すなわち、

$$F(r) = kr \quad (4.16)$$

従って、その位相関数 $\Phi(r)$ は

$$\begin{aligned} \Phi(r) &= 2\pi \int F(r) dr \\ &= k\pi r^2 \end{aligned} \quad (4.17)$$

となり、輝度信号 $Z(r)$ はこれを用いて

$$Z(r) = A \cos(\Phi(r) + \phi_0) + A_0 \quad (4.18)$$

と表される。図 4.8 はこの zone plate の一例である。⁵⁾

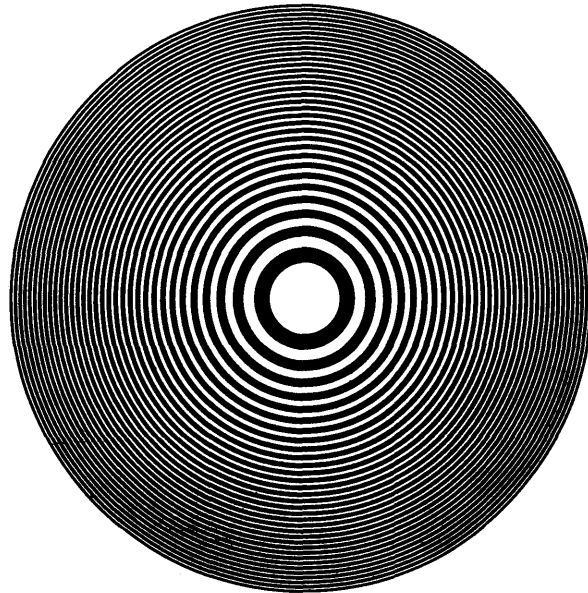


図 4.8 zone plate⁵⁾

この zone plate をデジタルテレビジョン信号として作成する。テレビジョン信号ではブランキング部分があり、画像として表示できるのは 485 ライン \times 52.5 μ s である。図 4.9 に示すように、円として表示可能な zone plate は画像の縦方向で制限され、その表示可能な最高周波数は縦方向の標本化周波数の $\frac{1}{2}$ すなわち $485/2$ cph (cycle per height) である。この空間周波数を水平軸上で表すと、テレビジョン画像のアスペクト比を考

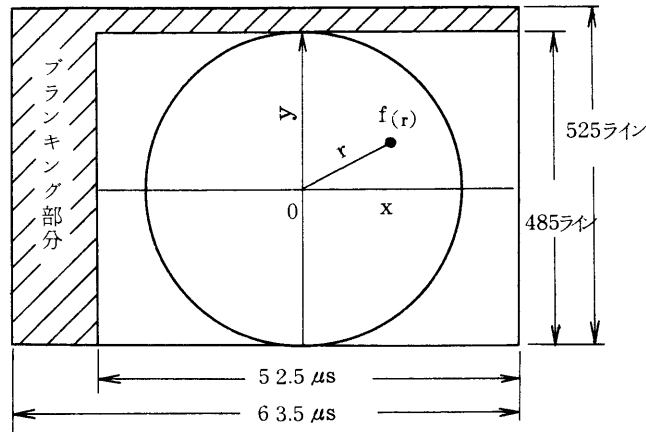


図 4.9 モニタに表示可能な zone plate

慮して、323 cpw (cycle per width), 約 6.2 MHz となる。そして水平方向の表示可能な最高周波数は、式 (4.16) から上記の $\frac{4}{3}$ 倍であり、431 cpw となる。これは約 8.2 MHz に相当する。

図 4.9 に示した zone plate を左右画枠端まで折返歪なく表示するためには 16.4 MHz 以上で標本化する必要がある。ここでは、標本化周波数をデジタルテレビジョンでよく利用されている $4 f_{so}$ に選ぶ。この場合、再現できる最高周波数は約 7.2 MHz となり、画面の左右端には折返歪が生じる。

標本化周波数を $4 f_{so}$ に選び、画面中央を原点とし、画素間隔 l_h , l_v を単位とした直交座標系で位相関数を次式のように表す。

$$\Phi(x, y) = \pi \{ k_h x^2 + k_v y^2 \} \quad (4.19)$$

x 方向, y 方向の最高周波数 (夫々, 標本化周波数の $\frac{1}{2}$) に対応する座標軸上の点 $(x_m, 0)$, $(0, y_m)$ においては、画素間隔あたり π だけ位相が変化する。従って次式が成立つ。

$$\left. \begin{aligned} \pi \cdot k_x \left\{ \left(x_m + \frac{1}{2} \right)^2 - \left(x_m - \frac{1}{2} \right)^2 \right\} &= \pi \\ \pi \cdot k_y \left\{ \left(y_m + \frac{1}{2} \right)^2 - \left(y_m - \frac{1}{2} \right)^2 \right\} &= \pi \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

また、 x_m , y_m における信号位相を π の整数倍とすれば、帯域端まで振幅歪の少ない zone

plate 信号を得ることができる。従って、

$$\left. \begin{aligned} \pi k_x x_m^2 &= n\pi \\ \pi k_y y_n^2 &= n'\pi \quad , (n, n' : \text{整数}) \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

式(4.20), (4.21)を解くことにより、

$$\left. \begin{aligned} x_m &= 2n \\ y_m &= 2n' \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

$$\left. \begin{aligned} k_x &= 1/2x_m \\ k_y &= 1/2y_m \end{aligned} \right\} \quad (4.23)$$

が得られ、 x_m, y_m は偶数であることが必要となる。

ところで、図4.9に示した表示可能エリアのうち、第1フィールドの最下ラインと第2フィールドの最上ラインは画像信号が $\frac{1}{2}$ ラインしかないため、これをブランキング部分に含めると、表示可能な走査線数は483ラインとなる。従って、

$$2y_m + 1 \leq 483 \quad (4.24)$$

を満たす最大偶数を求めると、

$$y_m = 240 \quad (4.25)$$

となる。一方、 y_m と同じ空間周波数となる x 軸上の座標は y_m の ℓ_y/ℓ_x 倍である。この点における信号周期は $2\ell_y$ であり、 x_m における周期は $2\ell_x$ であるから、 x_m と y_m の間には、

$$x_m = y_m \cdot \left(\frac{\ell_y}{\ell_x}\right)^2 \quad (4.26)$$

の関係がある。これに最も近い偶数値を求めると、

$$x_m = 330 \quad (4.27)$$

を得る。

標本化周波数を $4f_{sc}$ とした場合のNTSC信号の空間周波数を画素間隔 ℓ_x, ℓ_y を単位と

して zone plate 上に表すと図 4.10 となる。同図において、色副搬送波周波数は $(\pm x_m / 2, \pm y_m / 2)$ の 4 点に位置する。またビデオ帯域 4.2 MHz は x 座標で約 ± 192 となり、同図に波線で示した。NTSC 信号の伝送帯域はこの波線で囲まれた空間周波数領域である。

式 (4.25), (4.27) の x_m, y_m の値を式 (4.23) に代入して k_x, k_y を求めると、位相関数 ϕ は

$$\phi(x, y) = \frac{\pi}{660} x^2 + \frac{\pi}{480} y^2 \quad (4.28)$$

となる。NTSC カラーテレビジョン信号のレベルを、同期レベルを 0, 最大レベルを 255

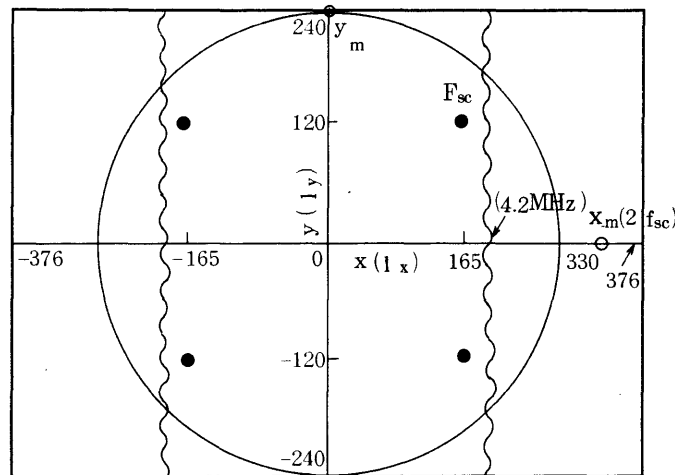
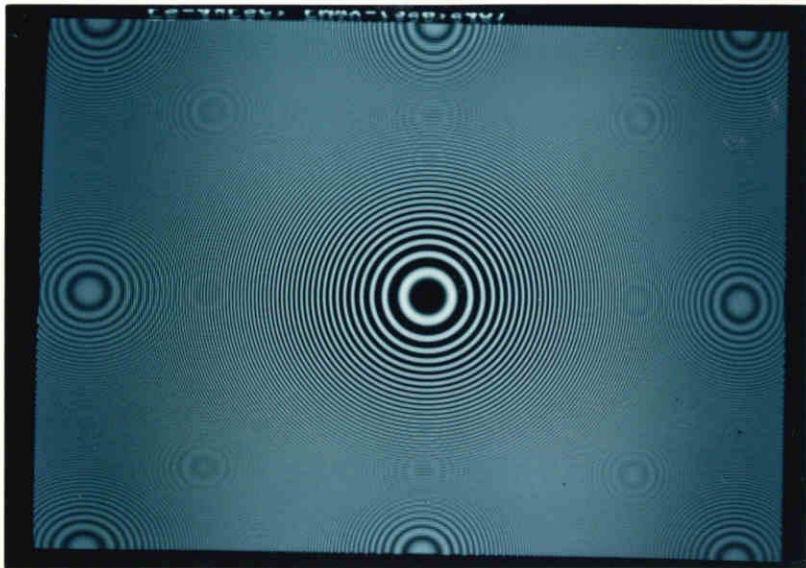


図 4.10 NTSC 信号の空間周波数表示

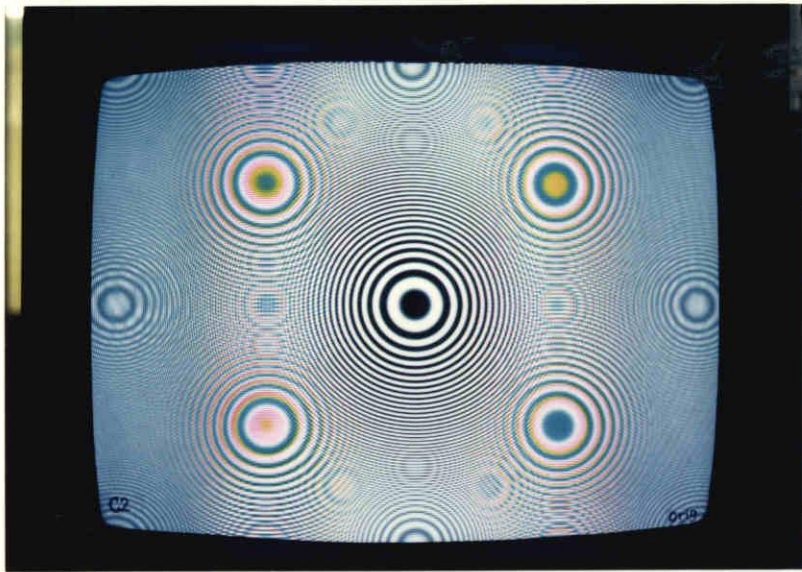
とする 8 ビットの整数値で表わすと、黒レベルは 70, 白レベルは 206 となる。従って、画像の中心を黒レベルとする 8 ビットの zone plate 信号 $Z(x, y)$ は

$$Z(x, y) = 68 \cos\left(\frac{\pi}{660} x^2 + \frac{\pi}{480} y^2 + \pi\right) + 138 \quad (4.29)$$

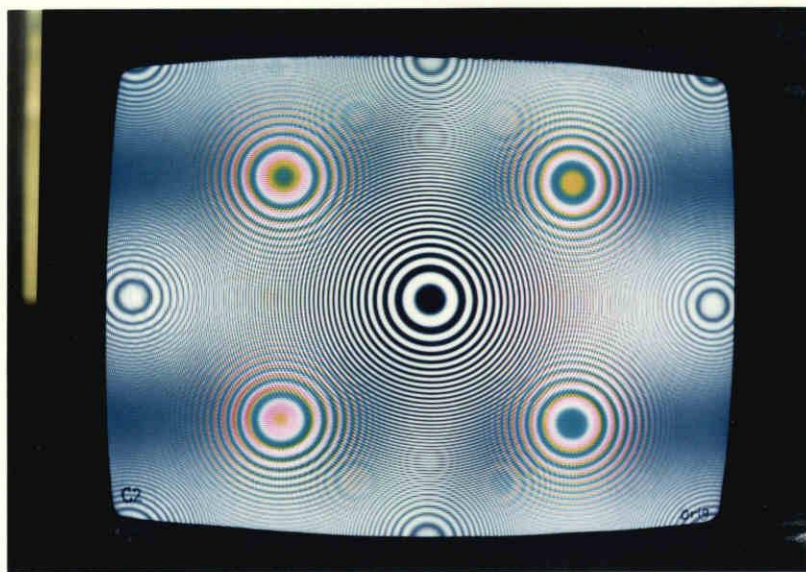
と表される。式 (4.29) を画面全体にわたって計算し、同期信号を付加してフレームメモリに記憶させ、繰返し再生し、D/A 変換するとアナログ zone plate 信号が得られる。これを白黒モニタ及びカラーモニタに表示した画像を写真 4.4 に示す。図 4.8 に示した zone plate 画像と比較すると、写真 4.4 の画像にはテレビジョン表示に特有な、又デジタル画像に特有の変化があることが判る。



(a) 白黒モニタ



(b) カラーモニタ
(くし形フィルタ無)



(c) カラーモニタ
(くし形フィルタ有)

写真4.4 デジタル zone plate のモニタ表示

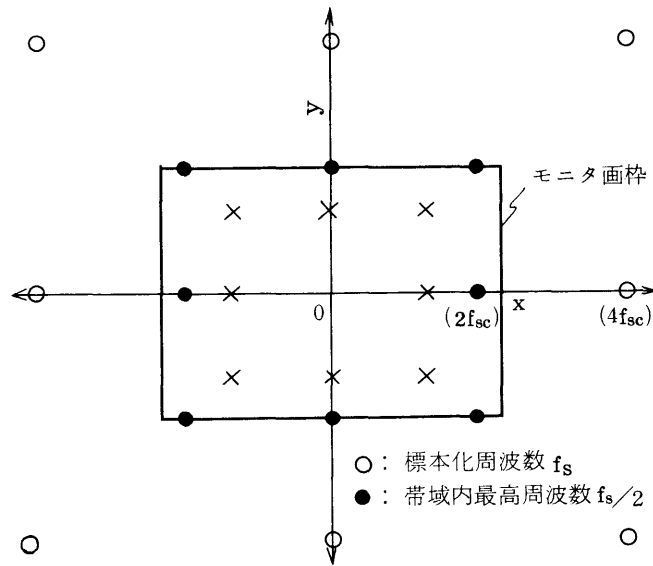


図 4.11 標本化周波数とモワレ位置

図 4.11 は zone plate 画像のモニタ画枠を取りはずし，周波数定義域を拡げて標本化周波数まで示したものである。同図において， \circ 印は標本化周波数を， \bullet 印は標本化周波数の $\frac{1}{2}$ ，すなわち帯域内最高周波数を示す。写真 4.4 の画像では， \bullet 印を中心として原信号と折返成分との合成によるモワレが観察できる。周波数 f_1 と，これを標本化周波数 f_s で標本化して生じた折返成分 f'_1 とを，帯域内最高周波数 $f_s/2$ との差 Δf_1 を用いて表すと，

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= f_s/2 - \Delta f_1 \\ f'_1 &= f_s/2 + \Delta f_1 \end{aligned} \right\} \quad (4.30)$$

となる。従って，2つの正弦波信号の和は

$$\sin(f_1) + \sin(f'_1) = 2 \sin\left(\frac{f_s}{2}\right) \cdot \cos(\Delta f_1) \quad (4.31)$$

となり， $\cos(\Delta f_1)$ を搬送周波数 $f_s/2$ で変調した信号を表している。写真 4.4 の上下端及び左右端の 6ヶ所に見られるモワレがこれである。式 (4.31) に示す信号では， $\cos(\Delta f_1)$ の位相 π ごとに搬送周波数の極性が反転するため，モワレのピッチは原信号の 2 倍の細かさとなっている。

写真 4.4(a) の画像には，周波数 $f_s/2$ を中心とした折返によるモワレと原信号とのモ

ワレが、周波数 $f_s/3$ (図 4.11 に×印で示す) に観察できる。式 (4.31) と同様に、原信号を f_1 、折返成分とのモワレの低周波成分を f_1'' とすると、 f_1'' は $(f_s/2 - f_1)$ の 2 倍であるから

$$f_1 = f_s/3 - \Delta f_1 \quad (4.32)$$

のとき、 f_1'' は

$$f_1'' = f_s/3 + 2\Delta f_1$$

となる。従って、図 4.11 の×印を中心とするモワレパターンは

$$\sin(f_1) + \sin(f_1'') = 2 \sin\left(\frac{f_s}{3} + \frac{\Delta f_1}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{3}{2}\Delta f_1\right) \quad (4.33)$$

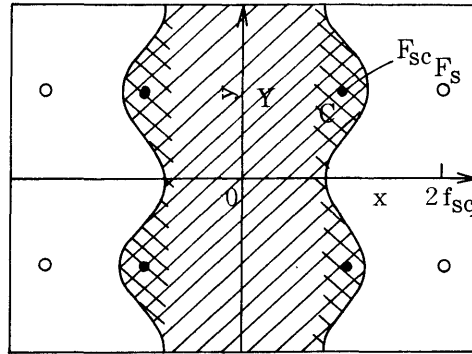
となり、同心円のピッチは原信号の 3 倍の細かさとなる。このような高次のモワレは原点に向って無限に生じ、モニタの周波数レスポンスが広い程高次のモワレが観察できる。写真 4.4 に示した 2 種のモニタを比較すると、(a) のモノクロモニタは×印を中心とするモワレが(b)、(c) のカラーモニタよりもはっきりと観察でき、周波数レスポンスが良いことを示している。

写真 4.4 (b)、(c) はカラーモニタによる zone plate の表示例であり、とくに(c) はくし形フィルタによる色復調を行なった画像である。写真 4.4 (b) と(c) とを比較すると、 x 軸上の周波数 f_s に相当する位置の画像が、(c) では正しく縦縞として表示されているが、(b) では横縞(ライン毎に色相の異なる横縞模様)となり、クロスカラーが生じていることが判る。

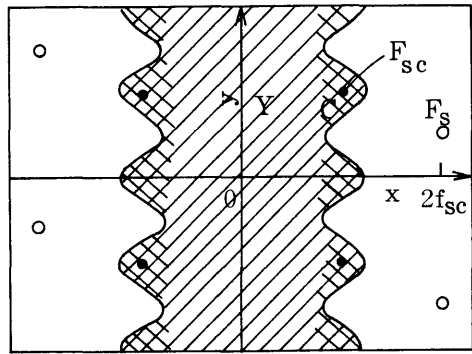
4.5.2 サブナイキスト標本化方式の 2 次元周波数特性

zone plate は 2 次元周波数が画像として直接表されているため、サブナイキスト標本化方式の特性把握に極めて適した信号である。NTSC 信号を $2f_s$ でサブナイキスト標本化する方式には、図 4.2 に示した 1H 型、図 4.3 の 2H 型および本章で提案している 262H 型がある。1H 型、2H 型および 262H 型(フィールド オフセット)における標本化周波数および伝送帯域を 2 次元周波数領域で表わすと図 4.12 のようになる。

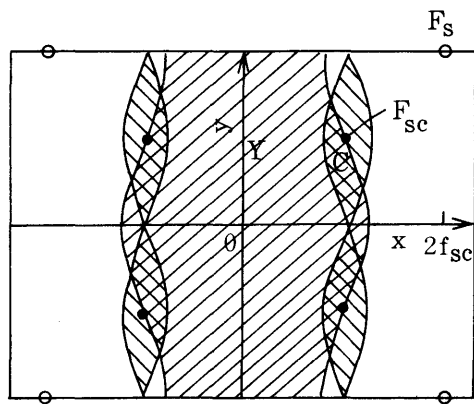
これら 3 種のサブナイキスト標本化方式により、デジタル zone plate 信号を標本化し、補間フィルタにより補間再生した信号をくし形フィルタ付カラーモニタに表示した画像を写真 4.5 に示す。この画像はプレイフィルタを省略し、zone plate 画像を直接 $2f_s$ でサブナイキスト標本化したものである。従って、夫々の方式の標本化周波数は、図 4.2、図 4.3、図 4.12 に示した位置と同じ場所に現われ、その標本化周波数を中心とした折返成分



(a) 1H型

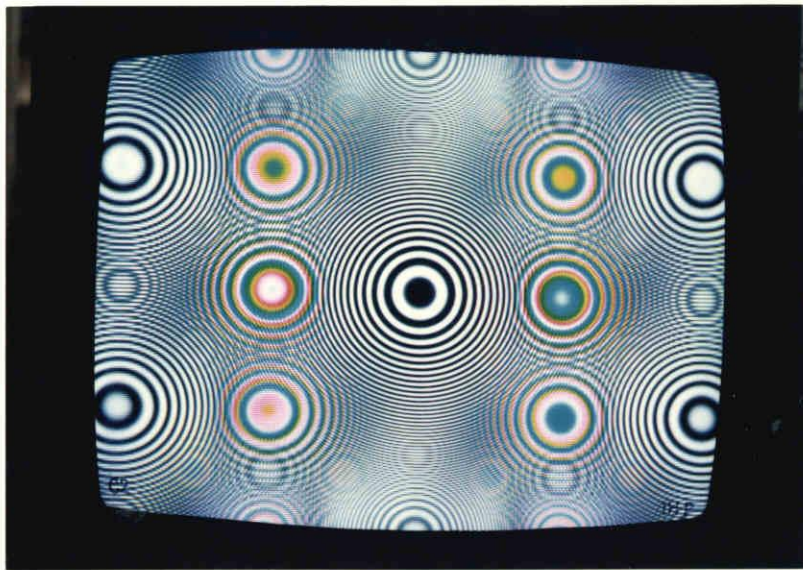


(b) 2H型

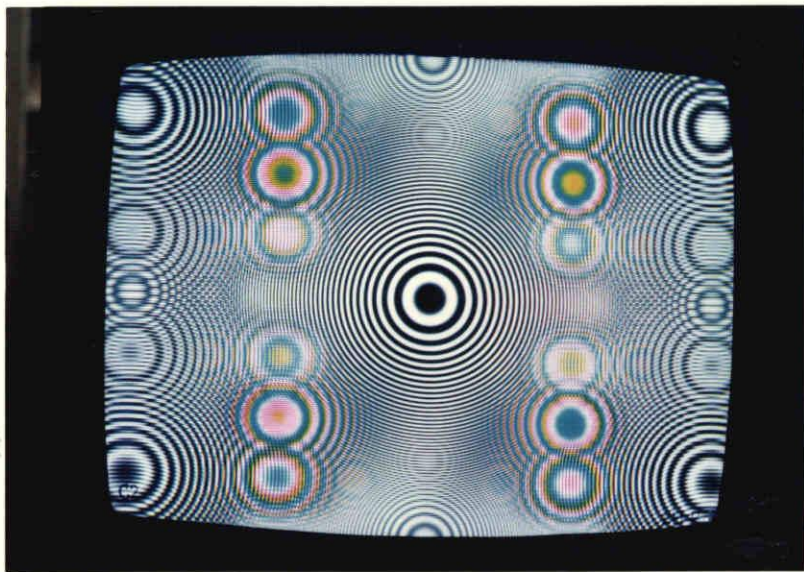


(c) 262H型

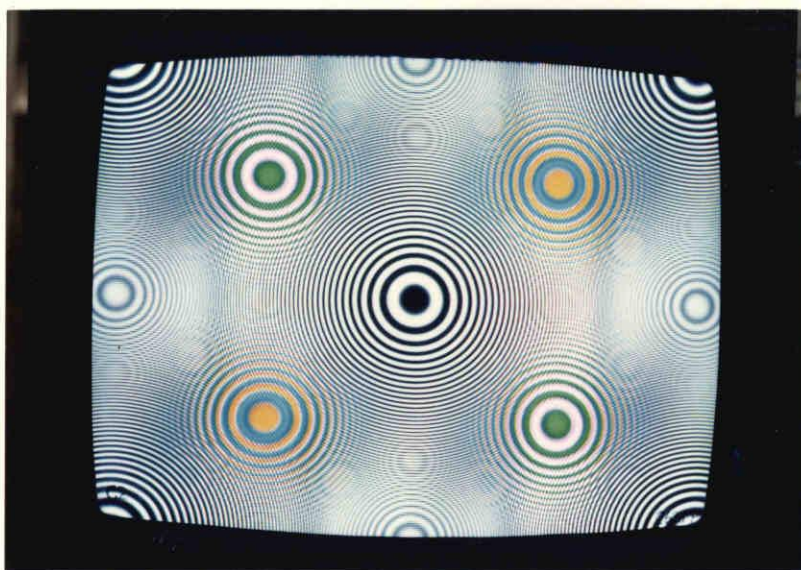
図 4.12 サブナイキスト標本化の2次元伝送帯域



(a) 1 H 型



(b) 2 H 型



(c) 262 H 型

写真 4.5 サブ奈キスト標本化の再生画像（プレフィルタ無の場合）

が原画像と同じピッチの同心円パターンとして明瞭に観察できる。また、1H型、2H型の場合には、 F_{sc} を中心とする搬送色信号の折返成分がそれに対応する2次元周波数の位置に着色された同心円パターンとして観察できる。これは折返による偽の搬送色信号であり、再生画像ではクロスカラーとなるものである。262H型では、 F_{sc} とその折返成分が2次元周波数上でほぼ重なるため、新たなモワレパターンは生じない。

写真4.6は補間フィルタと同一の周波数特性を持ったプレフィルタにより、帯域内への折返周波数成分をあらかじめ除去した後、サブナイキスト標本化した画像である。

各サブナイキスト標本化方式について、写真4.5と写真4.6とを比較観察する。1H型では水平周波数軸上に F_{sc} の折返が現われ、また F_{sc} の周囲には水平周波数軸上の成分(縦縞)が折返成分となる。 F_{sc} 近傍では補間フィルタにより、この縦縞の折返成分が除去され、正しい搬送色信号が再生される。プレフィルタ有の場合(写真4.6(a))では、水平周波数軸上の成分があらかじめ除去されるため、写真4.5(a)で生じていた水平周波数軸上の折返成分は生じない。

2H型では、垂直方向の標本化周波数が低いため、 F_{sc} を中心とする搬送色信号成分の同心円に大きな乱れが生じている。他方、1H型では再生できなかった水平周波数軸上の縦縞は帯域端まで再現できる。しかしながら、その垂直周波数帯域は非常に狭い。

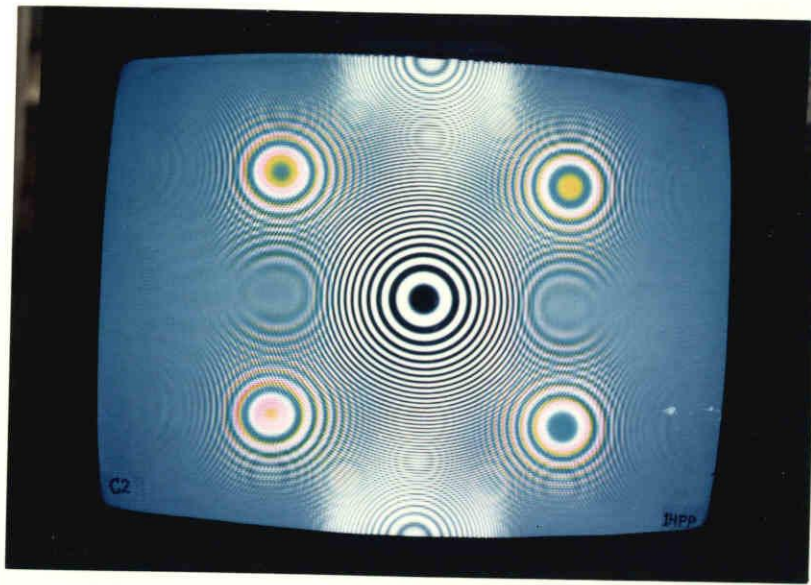
262H型では、前二者に比べ、折返によるモワレはほとんど生じていない。写真4.6(c)で明らかなように、プレフィルタで除去される帯域内成分は垂直方向の最高周波数成分(F_{sc} の上方)であり、極めて広い2次元周波数帯域が通過帯域として再現できることが判る。

4.6 フィールド間サブナイキスト標本化方式の応用

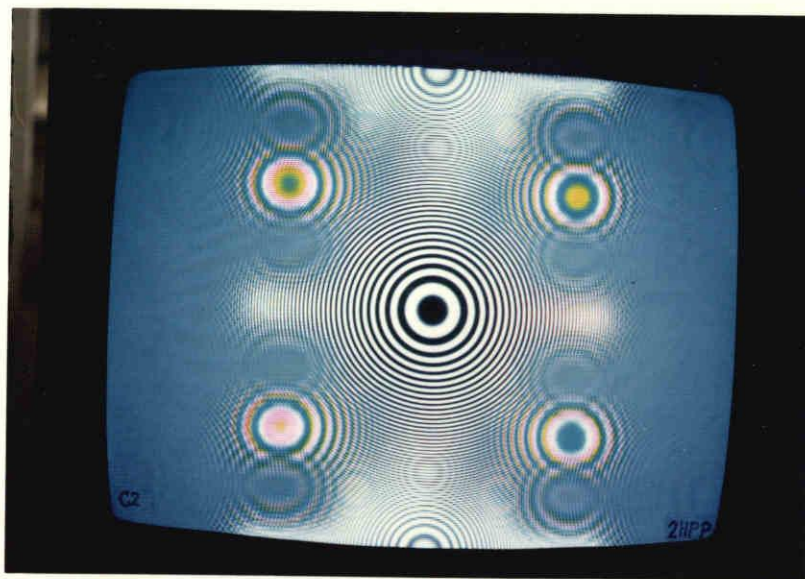
前節で明らかなように、本章で提案したフィールド間サブナイキスト標本化方式の再生画像品質は従来の1H型や2H型のサブナイキスト標本化方式の再生画像に較べて格段に秀れており、原画像からの劣化もほとんど検知できない。従って、本方式は各種の静止画像機器に適用されて、高品質で経済的なデジタル画像機器が開発されている。以下にその主なものについて述べる。

4.6.1 静止画フレームメモリの開発¹⁾

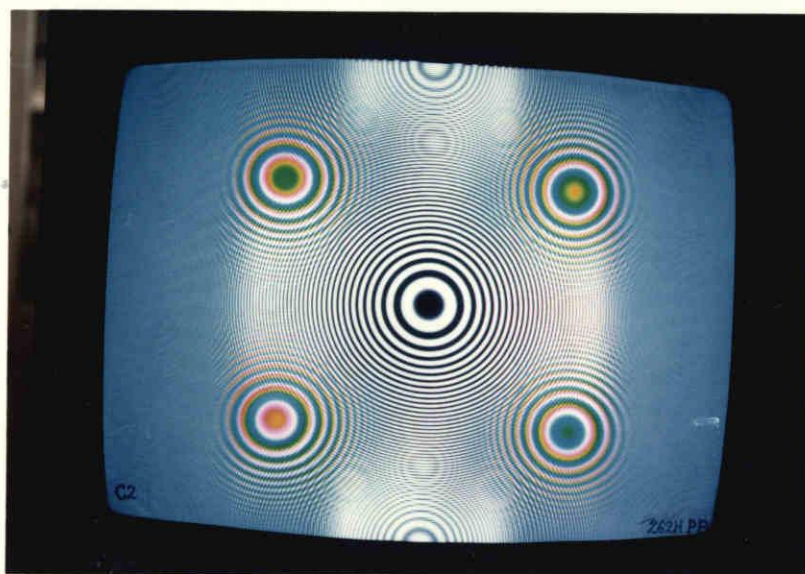
NHKで計画されている静止画放送や電々公社の画像応答システムなどでは、端末にセンターから送られてきた静止画像を一時記憶し、繰返し読出して通常のテレビジョン信号を再生するフレームメモリが必要である。当初は回転磁気ディスクメモリによりこの機能を実現してい



(a) 1 H型



(b) 2 H型



(c) 262 H型

写真 4.6 サブナイクスト標本化の再生画像（プレフィルタ有の場合）

たが、画像品質や保守性等に問題があった。一方、ICメモリによるフレームメモリではこれらの問題点は充分に解決できるが、⁹⁾最近におけるICメモリの急激な価格低下によっても端末フレームメモリとしては高価であり、経済的で高品質なフレームメモリの実現が望まれていた。

そこで、 $2f_{sc}$ で標本化するフィールド間サブナイキスト標本化とDPCM符号化とを組合せた高能率符号化方式により、高画像品質を保持しつつ、所要メモリ量を低減し経済化した

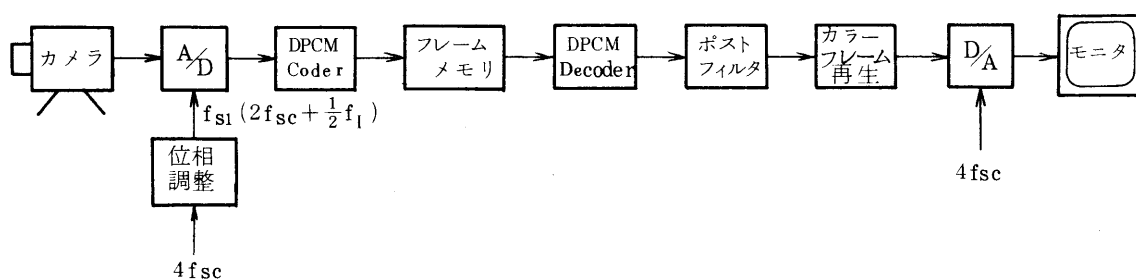


図 4.12 フィールド間サブナイキスト標本化によるフレームメモリの構成

フレームメモリを開発した。その構成を図 4.12 に示す。本装置では、

- (1) フィールド間サブナイキスト標本化方式、
- (2) プレフィルタの省略、
- (3) ポストフィルタ用 $262H$ 遅延回路のフレームメモリへの融合、
- (4) 2 標本値前（色副搬送波周期前）予測 5 ビット DPCM、
- (5) YC 分離不要の遅延調整型クロマインバータ（図 3.13(c) 参照）によるカラーフレーム再生、
- (6) 水平、垂直ブランキング部分のメモリの省略、

等の方式、回路の工夫により、小規模で小形のフレームメモリ（16 k ビット RAM 60 個）を実現しており、かつ高品質の再生画像を得ている。以下にポストフィルタを中心とした設計例を述べる。

フレームメモリから読出され DPCM 復号された信号には標本化周波数（ $2f_{sc}$ ）を中心とする高調波成分（折返成分）が含まれており、ポストフィルタでこれを除去する。このフィルタは帯域外の折返成分を除去するため周波数 $2f_{sc}$ に 2 次の零点を持ち、帯域内では周波

数 f_{sc} を中心に周波数間隔 $f_I (= f_l/262)$ のくし形特性により折返成分を除去する。その

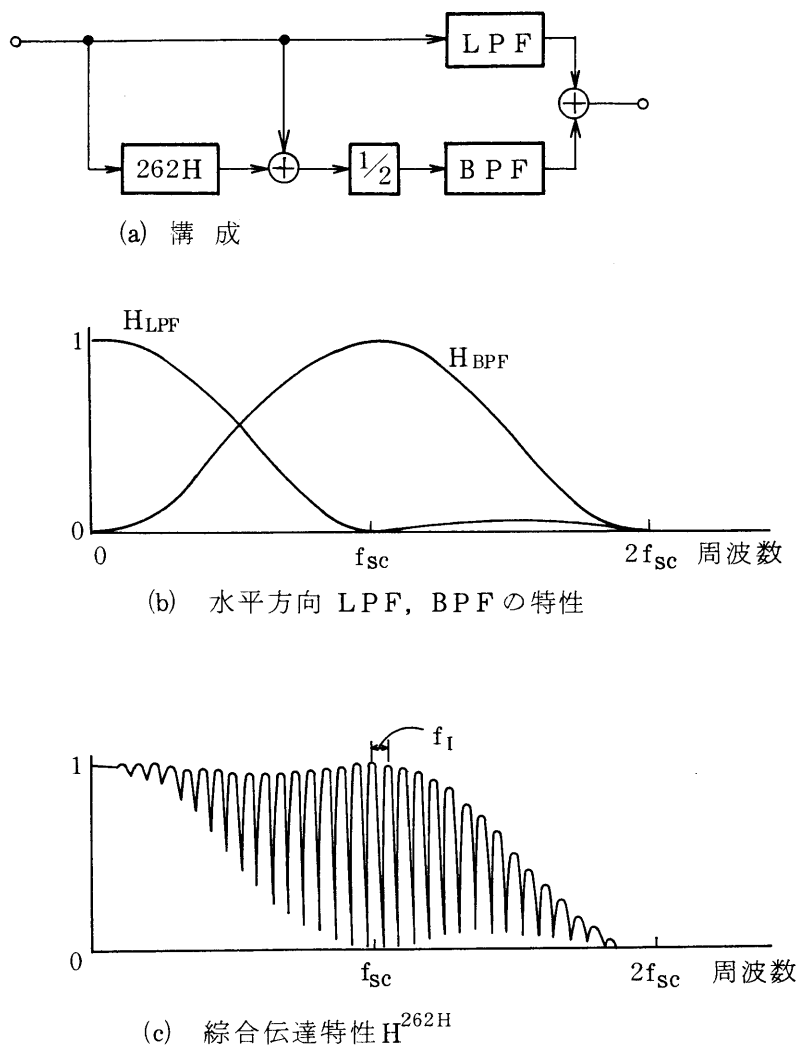


図 4.13 ポストフィルタの構成と周波数特性

構成を図 4.13(a) に示す。すなわち $0 \sim 2f_{sc}$ の周波数帯域を同図の LPF と BPF により、①折返成分の存在しない低周波成分、②帯域内で折返成分の存在する f_{sc} を中心とした帯域、および③テレビジョン帯域外成分の 3 個の帯域に分割する。ここで、帯域内において、LPF と BPF のクロスオーバー周波数近傍における周波数特性が平坦であることが重要であり、伝達特性 H_{LPF} と H_{BPF} との間には、帯域内において、

$$H_{LPF}(f) + H_{BPF}(f) = 1 \quad (4.34)$$

という関係式が成立することが望ましい。従って、LPFの特性はBPFと帯域外成分を除去するLPF₂を用いて、

$$H_{LPF}(f) = \{ 1 - H_{BPF}(f) \} \cdot H_{LPF2}(f) \quad (4.35)$$

として与えることができる。これらのフィルタの一例を以下に示す。

$$H_{BPF}(f) = \sin^2 \left(\frac{\pi}{2f_{sc}} f \right) \quad (4.36)$$

$$\begin{aligned} H_{LPF}(f) &= \left\{ 1 - \sin^2 \left(\frac{\pi}{2f_{sc}} f \right) \right\} \cos^2 \left(\frac{\pi}{4f_{sc}} f \right) \\ &= \cos^2 \left(\frac{\pi}{2f_{sc}} f \right) \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi}{4f_{sc}} \cdot f \right) \end{aligned} \quad (4.37)$$

その周波数特性は図4.13(b)に示すようになり、同図(a)の構成から明らかなように、BPFで抽出される帯域には垂直方向の262H型くし形特性がかかるから、総合伝達特性 $H^{262H}(f)$ は、

$$H^{262H}(f) = \cos^2 \left(\frac{\pi}{2f_{sc}} f \right) \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi}{4f_{sc}} f \right) + \sin^2 \left(\frac{\pi}{2f_{sc}} f \right) \cdot \left| \cos \left(\frac{262\pi}{f_l} \cdot f \right) \right| \quad (4.38)$$

と表される。その特性を同4.13(c)に示す。式(4.38)のインパルス応答は図4.14(a)のようになり、2次元伝達特性は同図(b)のように表される。補間信号は現走査線の低周波成分

$H_L^0(f)$ すなわち

$$H_L^0(f) = \cos^3 \left(\frac{\pi}{2f_{sc}} \cdot f \right) \quad (4.39)$$

と、他フィールドの±262H離れた走査線の高周波成分すなわち式(4.36)との和として実現される。静止画表示用フレームメモリでは、フレームメモリに記憶された1フレームの画像信号を繰返し読出しているため、第1フィールドの第*i*走査線と第2フィールドの第(*i*+262)走査線とが副搬送波位相が同じとなり、第*i*走査線は第(*i*+262)走査線から補間され、第(*i*+262)走査線は第*i*走査線から補間されるラインペア補間となる。図4.14(a)に高周波成分の補間方向を矢印で示す。

図4.14(a)に示したインパルス応答を持つフィルタは図4.15に示すように構成できる。この場合、くし形フィルタを構成する262H遅延回路にはフレームメモリが共用できる。すなわち同図(a)に示すように、フレームメモリを第1フィールドと第2フィールドの2群に分

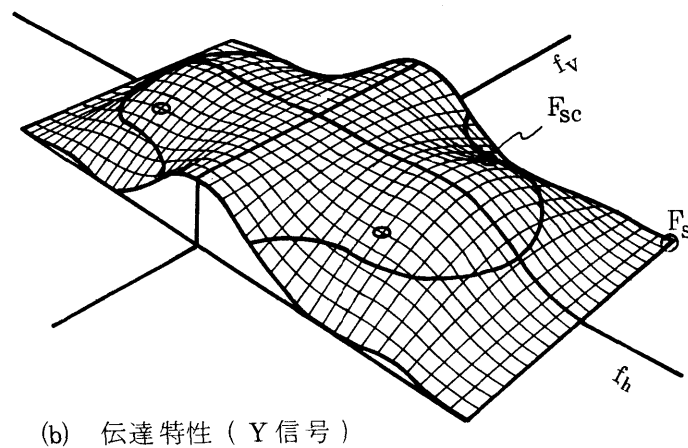
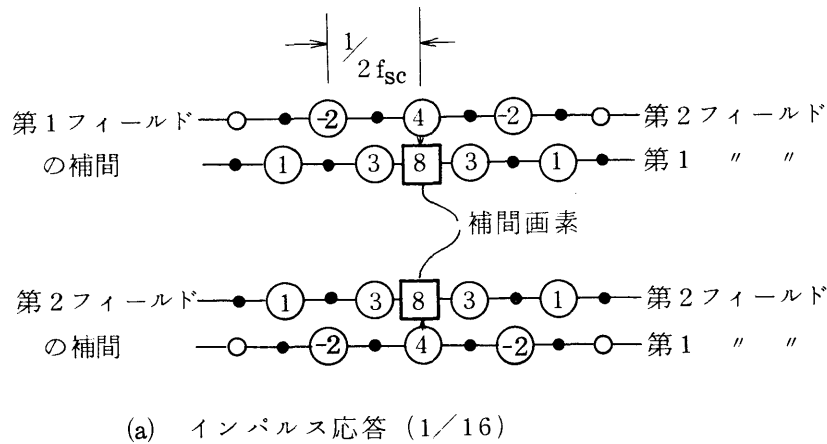


図 4.14 ポストフィルタの2次元特性

割し、これを同時に読出し、フィールドごとに切換えて、現フィールドと他フィールドの信号を得る。これをそれぞれDPCMデコーダで復号後、補間信号を作成する。補間信号は現フィールドのLPF出力(式(4.39))と他フィールドのBPF出力(式(4.36))の加算により得られる。なお、ラインペアとなる第1、第2フィールドの信号は標本位相が互いに 180° 異なっている。従って、図4.15(b)の具体的構成図に示すように、フィールドメモリ出力を時分割多重化し、クロック周波数 $4f_{so}$ の信号にすることにより、以降のDPCMデコーダやデジタルフィルタの簡易化を図ることができる。

得られた補間信号と現フィールドの標本値とを切換えることにより、折返成分の除去されたクロック周波数 $4f_{so}$ の信号が得られる。次いで、同期信号を付加し、クロマインバータ

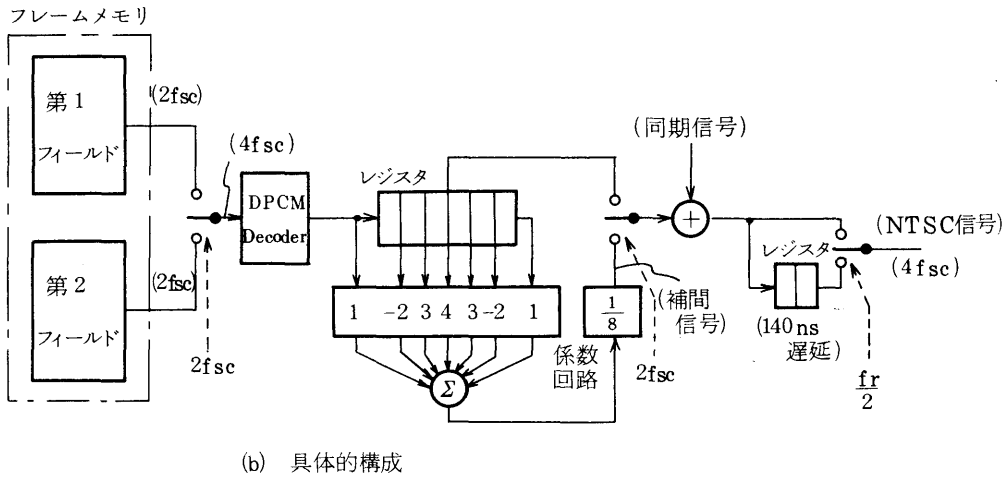
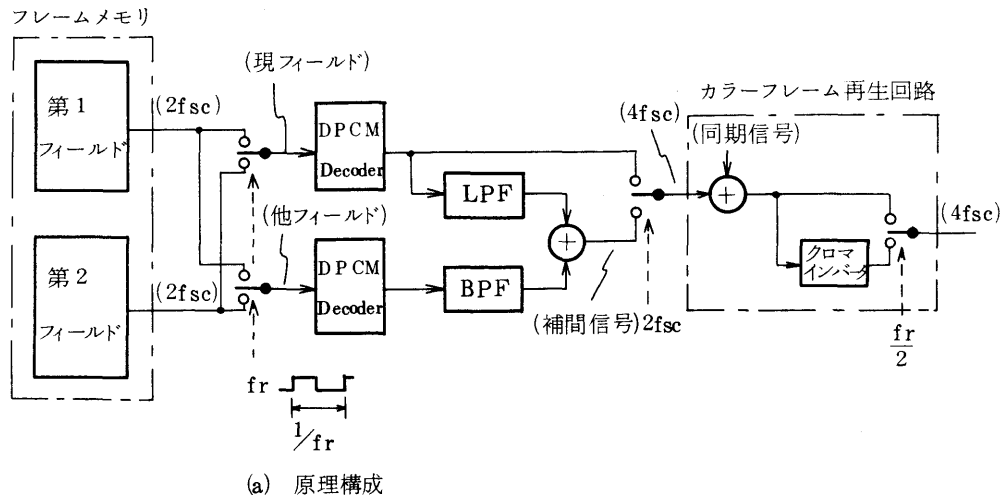
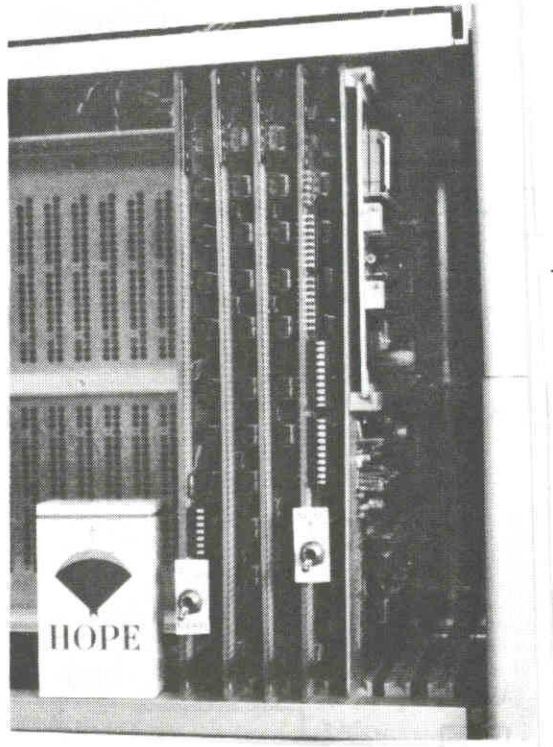


図 4.15 ポストフィルタの論理構成

により、フレームごとのクロマ位相を反転させて、カラーフレームから成るNTSC信号を得ることができる。

写真4.7に試作したフレームメモリを示す。回路は大きさ $20\text{ cm} \times 10\text{ cm}$ のプリント基板5枚で構成され、メモリIC60個とTTL-IC約150個が実装され、その消費電力は約46wである。



5	4	3	2	1
D	フ		D	A
P	レ		P	/
C	ーム		C	D
M	メモ		M	/
デ	リ		コ	A
コー			ー	
ダ			ダ	

写真 4.7 試作したフレームメモリ

4.6.2 静止画像ファイルの開発^{10,11)}

地方の民間テレビジョン局では、CMを静止画像と音声で行なっている場合が多い。静止画像はカラースライドに、音声はテープレコーダに收容されているため、送出時のトラブルが多く自動化が望まれていた。そこで手軽に記録でき、画像と音声を一体化できる簡易なファイルとしてフロッピーディスクを選び、デジタル化した画像と音声を收容する静止画像音声ファイルを開発することとした。フロッピーディスク1枚の記憶容量は約1 MByte（両面倍密度記録の場合）であり、NTSC方式カラー静止画像のデータ量はカラーフレームあたり約1 MByte（4 f_{sc}標本化、8ビットの場合）を要し、音声を記録する余裕がない。そのため第1ステップとして、放送局で使用可能な高品質を保ちつつ、画像データ量を

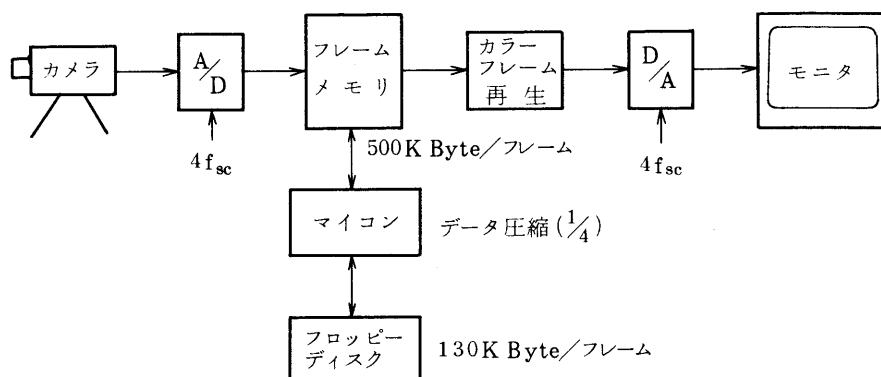


図 4.16 静止画像ファイルの構成

圧縮した静止画像ファイルを開発した。

開発した静止画像装置の構成を図 4.16 に示す。同図に示すように、本装置は実時間動作するビデオ系と、マイコンを中心とする信号処理、記録系とに大別できる。以下に具体的構成と特徴を述べる。

(1) データ圧縮方式

前項で述べた静止画フレームメモリに採用したデータ圧縮方式と同じ方式を採用した。すなわち、フィールド間サブナイキスト標本化により、標本化周波数を $\frac{1}{2}$ に低くし、副搬送波周期前予測 DPCM により、画素あたり 5 ビットに圧縮する。さらに同期部分を省略することにより、1 走査線あたり、910 Byte の原データを 256 Byte に圧縮し、フレームあたり約 130 KByte のデータとする。本装置ではフロッピーディスクの制御にマイコンを用いており、サブナイキスト標本化のための図 4.15 に示した 262 H 型くし形フィルタあるいは DPCM 符号化回路、復号化回路等の信号処理をマイコンのソフトウェア処理とした。その結果、約 100 個の TTL MSI から構成されていたデータ圧縮用処理回路が高集積の PROM LSI (2 個) に置換でき、回路規模を大幅に縮小させることができた。

(2) フレームメモリの制御

本装置では CPU として 16 ビットマイコン 8086 を用いた。8086 は 1 MByte のアドレス空間を持っており、約 500 KByte のフレームメモリをその内部メモリとしてアドレス可能である。これにより、フロッピーディスクのデータはバッファメモリを経由することなく

直接フレームメモリにDMA転送でき、転送処理ステップやデータバスの使用回数が節約できる。

CPUからフレームメモリへのアクセス時間を短くするため、フレームメモリはビデオ速度で動作する2個のタイムスロットを用意し、一方は実時間の書込、読出に用い、他方をCPUに割当ててる。これにより、CPUからのアクセス時間は最悪2タイムスロット(約1.2 μ sec)となり、連続動作時にはCPUのバスサイクルで動作できる。

(3) 試作結果

試作装置の諸元を表4.1に示す。DPCMや262H型くし形フィルタ等をすべてソフトで

表4.1 静止画ファイルの諸元

入力信号	NTSC カラーテレビジョン信号
A/D 変換	$4f_{sc}$, 8 bit
データ圧縮	<ul style="list-style-type: none"> ○ フィールド間サブナイキスト標本化 ($2f_{sc}$) ○ DPCM (副搬送波周期前予測, 5 bit) ○ 同期部分省略
データフォーマット	256 Byte/Line <div style="display: inline-block; vertical-align: middle; margin-left: 20px;"> </div>
データ量	約 130 KByte/フレーム
ファイル容量	8 画像/ ディスケット (両面倍密度)

処理させた本装置では、動作時間はソフトの処理時間で定まり、現状では1枚の画像を読出すのに約45秒を要している。なお、これはCPUのクロックを速くする(2.5 MHz \rightarrow 8 MHz)ことにより、約 $\frac{1}{2}$ に短縮できる。

この第1次の試作結果をもとに、(1) 音声ファイル機能の追加、(2) DPCM、くし形フィルタ処理のハード化による画像読出時間の短縮(45秒 \rightarrow 5秒)等の改良を行ない、カラー静止画像2枚と音声15秒から或る画像音声データセットを1枚のフロッピーディスクに2組収容する静止画像音声ファイルの開発を行なった。¹¹⁾ 写真4.8に製品化試作した静止画像音声ファイル装置を示す。

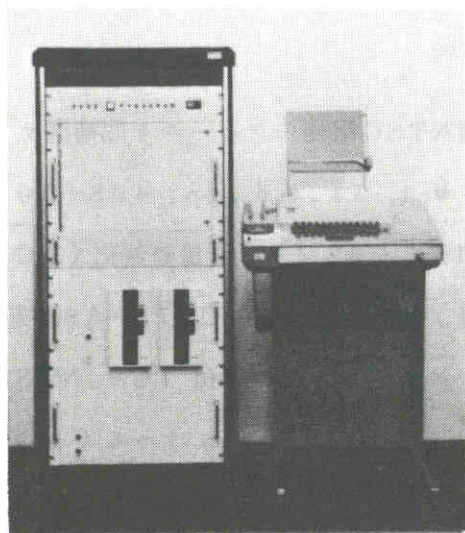


写真 4.8 静止画像音声ファイル装置

4.7 第 4 章のむすび

静止画保持用フレームメモリや画像ファイル等の静止画像機器に適用することを目的に、 $262H$ 型くし形フィルタを利用した NTSC 信号のフィールド間サブナイキスト標本化方式を提案した。

本方式は NTSC 信号の副搬送波位相が画面上直下の $262H$ 遅延した走査線と同相であることを利用するもので、具体的な標本化周波数やくし形フィルタの構成等について第 2 章で述べた 2 次元周波数解析手法により検討を加えた。また本方式を適用したフレームメモリや静止画像ファイル等の開発例を示した。

フィールド間サブナイキスト標本化方式の再生画像品質は従来の $1H$ 型や $2H$ 型に較べ格段に優れており、画質劣化はほとんど認められない。

本方式を適用したフレームメモリの開発に際しては、くし形フィルタを構成する $262H$ 遅延回路をフレームメモリと共用し、装置の簡易化を図った。また静止画像ファイルの開発においては、符号化信号処理をマイクロコンピュータで行なわせることにより、ランダムロジックで構成していた回路を高集積 PROM に置換することができ、フロッピーディスクを記録媒体とするコンパクトな静止画像ファイルを実現することができた。この静止画像ファイルはさらに音声ファイル機能が付加され、静止画音声ファイルとして製品化される予定で

ある。

参考文献

- 1) 阿知葉, 石倉: 静止画NTSC信号のフィールド間補間サブナイキスト標本化方式: テレビジョン学会誌, Vol. 34, №6, pp. 498-503 (昭55年6月)
- 2) 石黒, 鈴木, 飯島, 川谷内: 32 Mb/s 直接符号化(HO-DPCM) カラーテレビ伝送方式: 電子通信学会, 技術研究報告, CS75-69 (昭50年9月)
- 3) J. P. Rossi: Sub-Nyquist-encoded PCM NTSC color television: SMPTE Journal, Vol. 85, №1, pp.1-6 (Jan., 1976)
- 4) 阿知葉, 石倉: 静止画NTSC信号のフィールド間サブナイキスト標本化方式: テレビジョン学会, 技術研究報告, IT33-2 (昭53年7月)
- 5) J. O. Drewry: The zone plate as a television test pattern: SMPTE Journal, Vol. 88, №11, pp. 763-770 (Nov., 1979)
- 6) 吉田, 岩本: 国体撮像素子の画像とモワレ: 電子通信学会, 技術研究報告, IE80-96 (昭56年2月)
- 7) 阿知葉征彦: NTSC Sub-Nyquist標本化における空間周波数のzone plateによる考察: テレビジョン学会, 全国大会, №7-3 (昭56年7月)
- 8) 阿知葉征彦: NTSCサブナイキストサンプリング方式のzone plateによる考察: 電子通信学会, 技術研究報告, IE81-55 (昭56年7月)
- 9) 吉野, 大谷: 静止画受信用小形デジタル1フレーム画像メモリの試作: テレビジョン学会, 全国大会, №12-3 (昭53年7月)
- 10) 阿知葉, 石倉: フィールド間サブナイキスト標本化を適用したカラー静止画ファイルの開発: テレビジョン学会, 全国大会, №16-7 (昭55年7月)
- 11) 石倉, 阿知葉, 広野, 山内: デジタル静止画音声ファイルの試作: テレビジョン学会, 全国大会, №7-20 (昭56年7月)

第 5 章 NTSC信号の1.5fscによるサブナイキスト標本化方式

第5章 NTSC信号の $1.5f_{sc}$ によるサブナイキスト標本化方式¹⁾

5.1 まえがき

電話回線を利用した狭帯域静止画像伝送や、フレーム間符号化において激しい動きに対して選択的に用いる符号化モード等では、伝送時間の短縮や発生データ量の圧縮が重要な課題となっている。このため、若干の解像度の低下を許容しつつ、より圧縮率の大きな高能率符号化方式の開発が望まれている。狭帯域静止画像伝送においては、一枚の静止画像を伝送するに要する伝送時間の短縮が大きな問題となっている。第3章では、YC分離形サブナイキスト標本化により、総合標本化周波数を色副搬送波周波数の1.5倍まで低くし、アナログ伝送により高速伝送を実現した。²⁾しかし将来のデータ伝送用モデムの低価格化や電々公社のデータ交換サービス(DDX)の利用等を考慮すると、NTSC信号を直接符号化伝送できれば、画像品質や回路構成等で有利となる。

他の応用例であるフレーム間符号化においては、NTSC信号のままで符号化処理する場合、モノクロ信号の場合に行なわれていた単純なサブサンプル技術は適用できない。従来の開発例では通常は $3f_{sc}$ で標本化し、動きが激しくなると標本化周波数を $2f_{sc}$ に切換るが、切換られる周波数の比が整数でないため、複雑な切換制御を行なっている。³⁾

NTSC信号を直接サブナイキスト標本化する方式は、第4章でも述べたように、 $2f_{sc}$ で標本化する方式が主流となっている。^{4~7)}標本化周波数をさらに低くし、 $1.5f_{sc}$ でNTSC信号を標本化する試みもあるが、^{8~10)}画像伝送帯域や折返雑音に対する考慮が充分になされておらず、再生画像品質との対応も必ずしも明確でなかった。

本章では、NTSC信号を $1.5f_{sc}$ でサブナイキスト標本化する方式をいくつか提案する。^{1,11)}とくにこのような低い周波数で標本化した場合の折返雑音、画像伝送特性、および補間フィルタの構成等について、第2章で詳述した2次元周波数領域で検討を加え、サブナイキスト標本化を2次元周波数で解析することの有効性を示す。最後に上記方式による再生画像品質を確認するため、計算機シミュレーションによる画像再生実験を行なった結果について述べる。

5.2 フィールド内処理によるサブナイキスト標本化

本節と次節では標本化周波数を約 $1.5f_{sc}$ とするサブナイキスト標本化方式の提案と2次元周波数による解析結果について述べる。

標本化周波数を約 $1.5 f_{sc}$ とすると、副搬送波周波数 f_{sc} の折返しは約 $0.5 f_{sc}$ に現われる。この f_{sc} の折返成分が視覚上さほど重要でない周波数に落ちるように、標本化周波数の2次元周波数を選定することが重要な課題となる。以下の解析では、標本化周波数の水平周波数成分 f_{sh} を例えば $3.42 f_h$ に固定し、垂直周波数成分 f_{sv} を種々変えた場合について検討する。

サブナイキスト標本化をフィールド画像の狭帯域伝送、一般の動画像伝送あるいはフレーム間符号化の激しい動きに対する符号化モードなどに適用する場合は、同一フィールド内の画素を利用するフィールド内処理のサブナイキスト標本化となる。この場合、画像の垂直方向の周波数帯域は通常のフレーム画像の周波数帯域（第2章，図2.7参照）の $\frac{1}{2}$ ，すなわち $0 \sim 1.3125 f_v$ となる。従って、サブナイキスト標本化する標本化周波数の垂直周波数 f_{sv} も $0 \sim 1.3125 f_v$ に制限される。

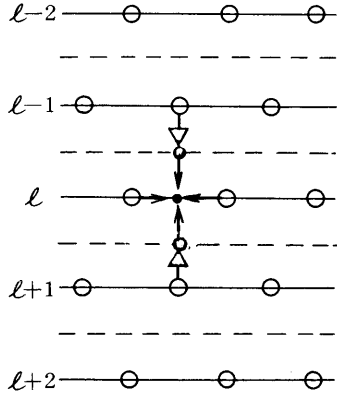
従来から知られている1H型あるいは2H型サブナイキスト標本化方式^{4,5)}の標本化周波数は $2 f_{sc}$ であるが、標本化周波数を約 $1.5 f_{sc}$ にした場合の伝送帯域を図5.1に示す。 $1.5 f_{sc}$ 標本化1H型では、標本化周波数の位相は走査線ごとに反転しており、その垂直周波数成分 f_{sv} は副搬送波周波数 F_{sc} の垂直周波数成分と等しい。従って、 F_{sc} の折返信号は垂直方向の直流成分すなわち水平周波数軸上の $(1.14 f_h, 0)$ に現われる。このため、水平周波数軸上の周波数帯域は約1.2MHzに制限され、解像度の劣化が著るしくなる。

$1.5 f_{sc}$ 標本化2H型では、2走査線ごとに標本位相が 180° ずれているため、標本化周波数の垂直周波数成分 f_{sv} は副搬送波周波数 F_{sc} の垂直周波数成分の $\frac{1}{2}$ となる。この場合は水平周波数軸上の成分を通過帯域とすることができる。しかしながら垂直方向の周波数帯域は標本化周波数の垂直周波数成分 f_{sv} までの周波数帯域が折返成分と2分割されるため、フィールド画像の原周波数帯域の $\frac{1}{4}$ に制限され、斜め周波数成分の劣化が著るしい。

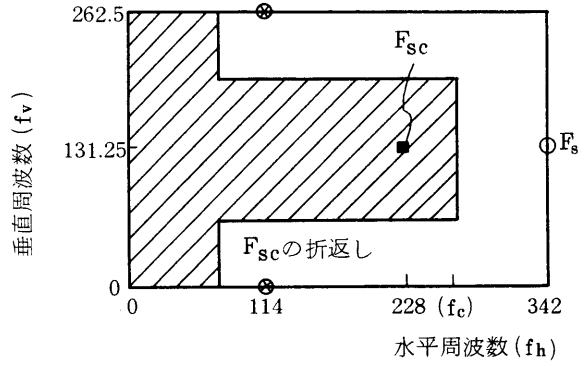
標本化周波数を水平周波数軸上の例えば $(3.42 f_h, 0)$ に選んだ場合、副搬送波周波数 F_{sc} の折返成分は図5.2に示すように、2次元周波数 $(1.14 f_h, 1.3125 f_v)$ に現われる。また水平周波数軸上の成分は水平周波数軸上に折返す。このときの2次伝送帯域を図5.2に斜線部分で示す。これを図5.1に示した $1.5 f_{sc}$ 標本化1H型、2H型と比較する。折返成分が存在する水平周波数帯域 $(f_{sh} - f_c \sim f_c)$ における垂直方向の伝送帯域は1H型では0、2H型では $1.3125 f_v / 4$ である。これに対し、図5.2の場合は $1.3125 f_v / 2$ となり、斜め成分の再現特性が2H型に較べ改善できることが判る。

次に図5.2に斜線で示した周波数領域を通過帯域とする2次元フィルタの設計例を述べる。同図の斜線部を領域(I, IV)と領域(II, III)とに分割すると、垂直方向には次に示す式(5.1)

走査線番号



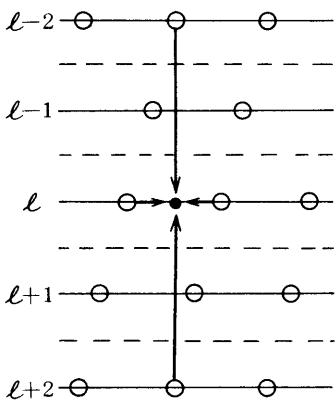
(a) 画素の配置



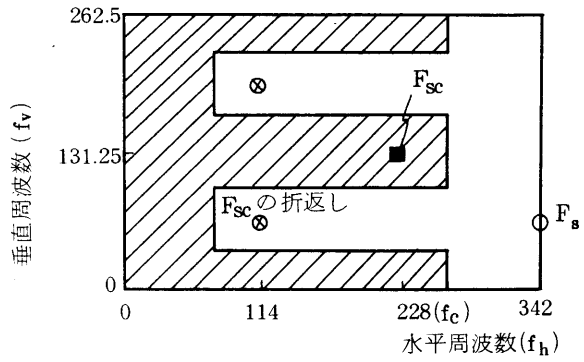
(b) 伝送帯域

(i) $1.5 f_{sc}$ 標本化 1H型

走査線番号



(a) 画素の配置



(b) 伝送帯域

(ii) $1.5 f_{sc}$ 標本化 2H型

図 5.1 $1.5 f_{sc}$ 標本化 1H型, 2H型サブナイキスト標本化方式

および (5.2) のフィルタで分離できる。

$$H_v^{(I,IV)}(f) = \cos^2 \left(\frac{\pi}{262.5 f_v} \cdot f \right) \quad (5.1)$$

$$H_v^{(II,III)}(f) = \sin^2 \left(\frac{\pi}{262.5 f_v} \cdot f \right) \quad (5.2)$$

一方、水平方向の特性は標本化周波数の2倍のクロック周波数で動作するトランスバーサルフィルタで実現する。インパルス応答が h_k で長さ $(2K+1)$ のトランスバーサルフィルタ ($h_k = h_{-k}$) の周波数応答は、

$$H(f) = h_0 + 2 \sum_{k=1}^K h_k \cdot \cos \left(\frac{k\pi}{342 f_h} \cdot f \right) \quad (5.3)$$

と表される。回路規模を考慮して K を6に限定し、周波数帯域 $0 \sim 342 f_h$ を6等分し

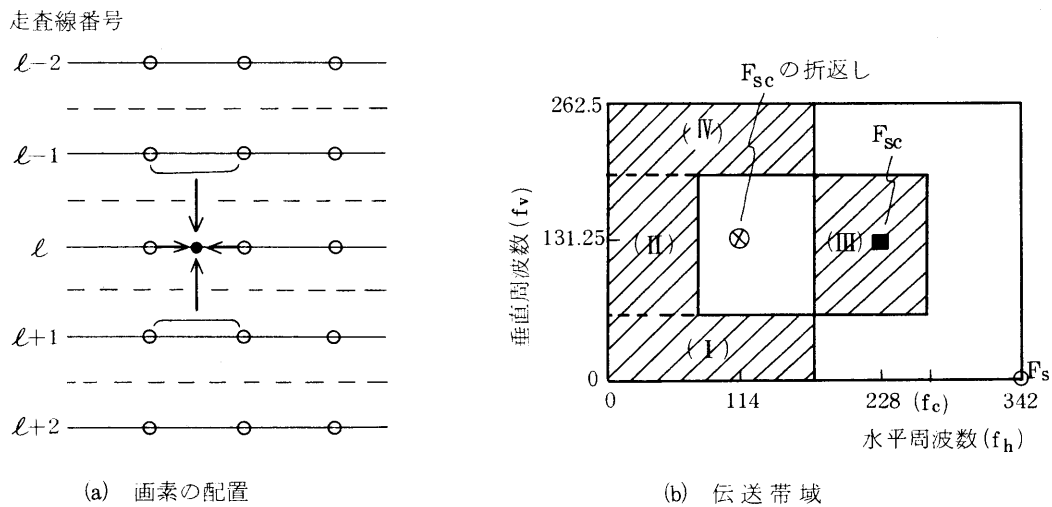


図 5.2 フィールド内処理方式

た $57 f_h$ 毎の伝達特性を指定した7元1次連立方程式を解くことにより、領域 (I, IV) 及び領域 (II, III) を通過帯域とするフィルタを求める。例えば、領域 (I, IV) は、

$$H_k^{(I,IV)}(n \cdot 57 f_h) = \begin{cases} 1 & (n = 0, 1, 2) \\ \frac{1}{2} & (n = 3) \\ 0 & (n = 4, 5, 6) \end{cases} \quad (5.4)$$

を解いて、タップ数13のフィルタ

$$\begin{aligned}
H_h^{(I,IV)}(f) &= \frac{1}{2} + \left(\frac{1}{3} + \frac{1}{2\sqrt{3}} \right) \cos \left(\frac{\pi}{342f_h} \cdot f \right) - \frac{1}{6} \cos \left(\frac{\pi}{114f_h} \cdot f \right) \\
&+ \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{2\sqrt{3}} \right) \cos \left(\frac{5\pi}{342f_h} \cdot f \right) \quad (5.5)
\end{aligned}$$

と求めることができる。また領域(Ⅱ,Ⅲ)は、

$$H_h^{(II,III)}(n \cdot 57f_h) = \begin{cases} 1 & (n = 0, 4) \\ \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{4} & (n = 1) \\ 0 & (n = 2, 6) \\ \frac{1}{2} & (n = 3) \\ \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{4} & (n = 5) \end{cases} \quad (5.6)$$

を解いて、

$$\begin{aligned}
H_h^{(II,III)}(f) &= \frac{1}{2} + \frac{1}{4} \cos \left(\frac{\pi}{342f_h} \cdot f \right) + \frac{1}{2} \cos \left(\frac{\pi}{114f_h} \cdot f \right) \\
&- \frac{1}{4} \cos \left(\frac{5\pi}{342f_h} \cdot f \right) \quad (5.7)
\end{aligned}$$

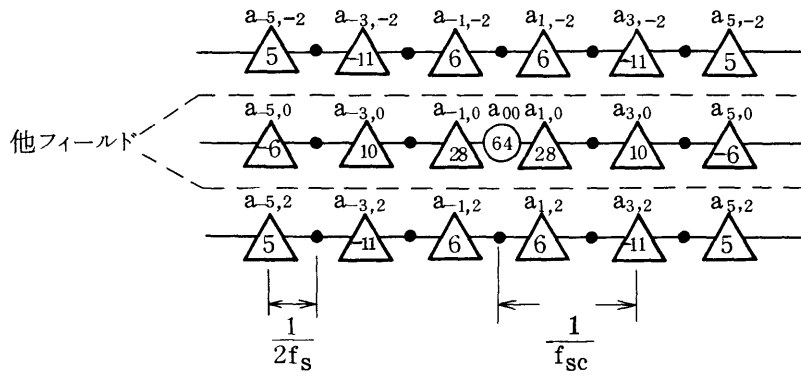
と表される。従って、それぞれの垂直方向のフィルタの積の和を伝達特性とする2次元フィルタ H_1 、すなわち

$$H_1 = H_v^{(I,IV)} \cdot H_h^{(I,IV)} + H_v^{(II,III)} \cdot H_h^{(II,III)} \quad (5.8)$$

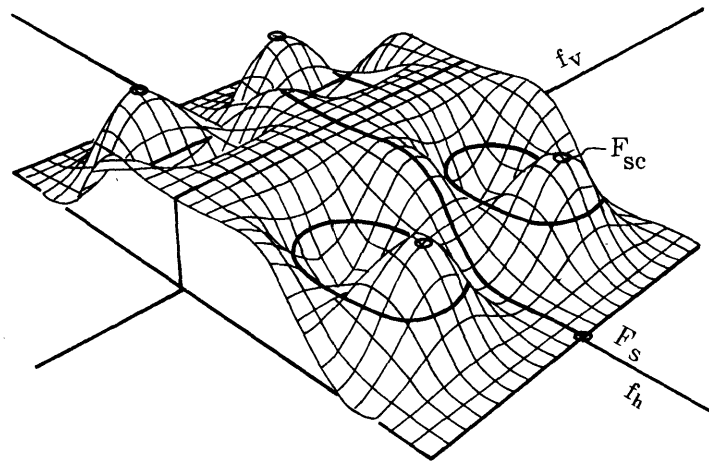
を求めると、これは領域(I)~(IV)が通過帯域となり、他の領域は阻止帯域となる。フィルタの利得を128に量子化した場合の2次元インパルス応答及び2次元伝達特性を図5.3に示す。

図5.3(a)に示した2次元インパルス応答は標本化周波数の2倍の周波数で定義されている。サブナイキスト標本化周波数を水平周波数軸上の $(342f_h, 0)$ としている為、サブナイキスト標本化の際は各走査線で位相を揃えて標本化する。この2次元フィルタ H_1 をポストフィルタに利用する場合、図5.3(a)の中央画素 $a_{0,0}$ が標本画素の場合には(図中○印が標本点の場合)、他の画素 $a_{\pm 2i,j}$ の係数は全て零であり、標本画素 $a_{0,0}$ がそのまま出力される。画素 $a_{0,0}$ が補間画素の場合には(図中△印が標本点の場合)、 $a_{0,0}$ を除く係数の総和から補間値が求められる。このポストフィルタの構成を図5.4に示す。図5.3(a)のインパルス応答か

ら明らかなように、標本化周期ごとに補間値を算出し、これを標本値とを切換多重化することにより、2次元フィルタが構成でき、折返雑音の除去された、標本化周波数 $3f_s$ の信号を得ることができる。



(a) インパルス応答 ($\times \frac{1}{128}$)



(b) 伝達特性

図 5.3 2次元フィルタ H_1 (フィールド内処理)

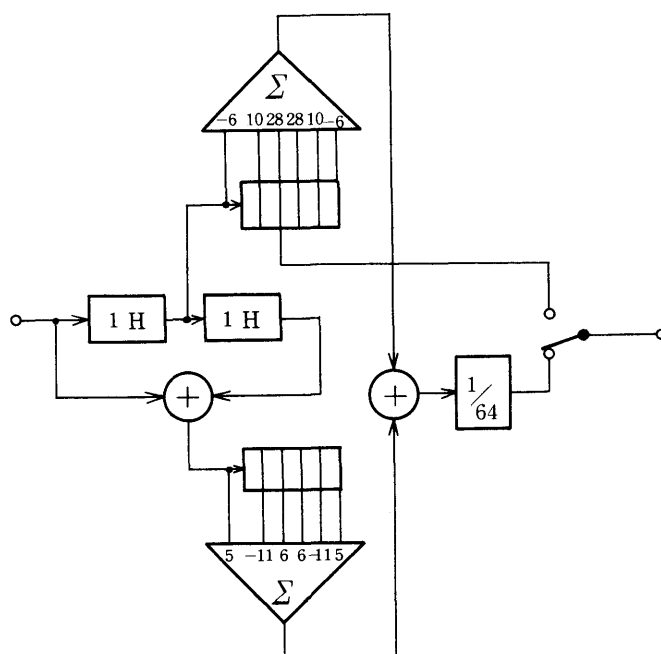


図 5.4 2次元フィルタH1の構成

5.3 フィールド間処理によるサブナイキスト標本化

フレームメモリを持った静止画像のフレーム伝送あるいはフレーム画像の記憶などの場合には、インタレースされた前フィールドの標本値が利用できる。このため、垂直方向の周波数帯域が2倍になり、前節で提案したフィールド内方式に較べ、さらに特性のよいサブナイキスト標本化が実現できる。

5.3.1 マクロな空間周波数による折返雑音の分離

フレーム画像の場合、垂直方向の伝送帯域は $0 \sim 262.5 f_v$ となり、標本化周波数の垂直成分 f_{v_s} も最高周波数 $262.5 f_v$ まで採りうる。

標本化周波数を2次元周波数 ($342 f_h, 262.5 f_v$) とした場合、副搬送波周波数 F_{sc} の折返成分は図 5.2 と同様に、2次元周波数 ($114 f_h, 131.25 f_v$) に現われる。一方、原信号の水平周波数軸上の成分は垂直周波数 $262.5 f_v$ 上に折返す。従って、図 5.5 に示すように、水平軸上の帯域を十分に拡げることが可能となる。水平周波数帯域を f_c ($\doteq 267 f_h$) とすると、 $0 \sim 57 f_h$ には折返成分は存在せず、図 5.5(a) に斜線で示す領域が通過帯域となる。しかしながら、これを実現する2次元フィルタの構成はかなり複雑であり、実用に供するには、より簡単なものが望ましい。

垂直方向の帯域を垂直最高周波数の $3/4$ 、すなわち $196.875 f_v$ に制限すると、垂直方向

の低周波部分すなわち垂直周波数帯域（ $0 \sim 65.625 f_v$ ）には、折返成分が存在せず、図 5.

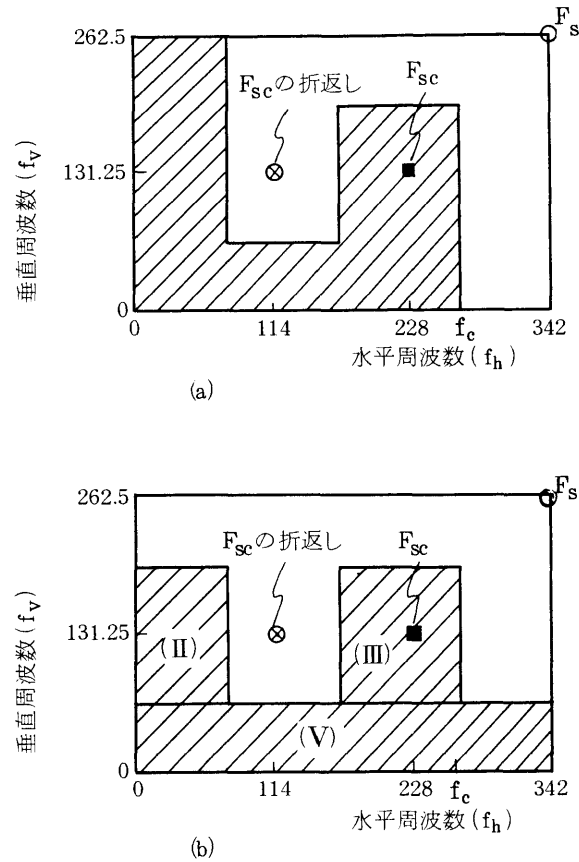


図 5.5 フィールド間処理(1)の伝送帯域

5(b)に斜線で示した領域を通過帯域とすることができる。この2次元フィルタ H_2 は通過帯域を領域(Ⅱ, Ⅲ)と領域(V)とに分割することにより実現できる。このうち、領域(Ⅱ, Ⅲ)は図 5.2 に示したものと同一であり、式(5.2)と式(5.7)との積で表される。一方、領域(V)を表わす垂直方向の低域通過フィルタは、式(5.3)と同様の手法により、垂直周波数帯域（ $0 \sim 262.5 f_v$ ）を4等分した $65.625 f_v$ 毎の伝達特性を指定した5元1次連立方程式を解くことにより求める。すなわち、

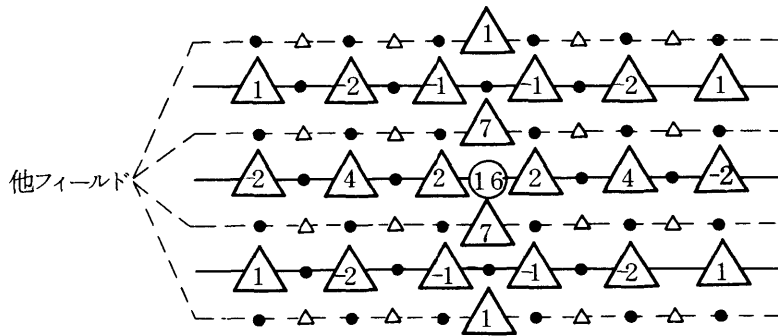
$$H_v^{(V)}(n \cdot 65.625 f_v) = \begin{cases} 1, & (n = 0) \\ \frac{1}{2}, & (n = 1) \\ 0, & (n = 2, 3, 4) \end{cases} \quad (5.9)$$

を解いて、

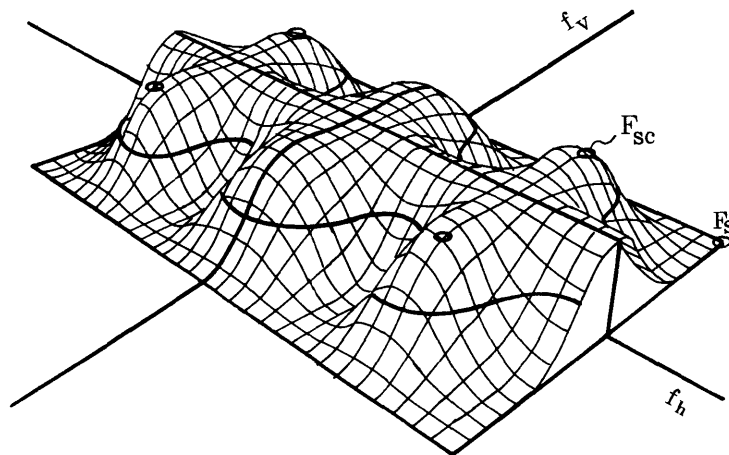
$$H_v^{(V)}(f) = \frac{1}{4} + \frac{7}{16} \cos\left(\frac{\pi}{262.5 f_v} \cdot f\right) + \frac{1}{4} \cos\left(\frac{2\pi}{262.5 f_v} \cdot f\right) + \frac{1}{16} \cos\left(\frac{3\pi}{262.5 f_v} \cdot f\right) \quad (5.10)$$

と求めることができる。従って、2次元フィルタ H_2 は、

$$H_2 = H_v^{(II,III)} \cdot H_h^{(II,III)} + H_v^{(V)} \quad (5.11)$$



(a) インパルス応答 ($\times \frac{1}{32}$)



(b) 伝達特性

図 5.6 2次元フィルタ H_2 (フィールド間処理-1)

により得られる。その伝達特性およびインパルス応答を図 5.6 に示す。同図(a)に画素の配置を示すように、2次元標本化周波数が $(342f_h, 262.5f_v)$ に選ばれているため、標本位相はフィールド毎に反転している。また、同図のインパルス応答に示されているように、他フィールドの上下計4走査線の信号を使う必要がある。これは、図 5.5 に示した領域(V)の垂直周波数帯域を $65.625f_v$ に制限したことによる。

図 5.7 に2次元フィルタ H_2 の論理構成図を示す。図 5.6(a)のインパルス応答から明らかのように、このフィルタは垂直方向にインパルス応答が広がっており、多数のラインメモリを必要とする。また当然のことながらフィールド遅延回路(図では $261H$ 遅延回路)が必要である。なお、このフィールドメモリは、静止画像を記憶するフレームメモリと共用することができる。

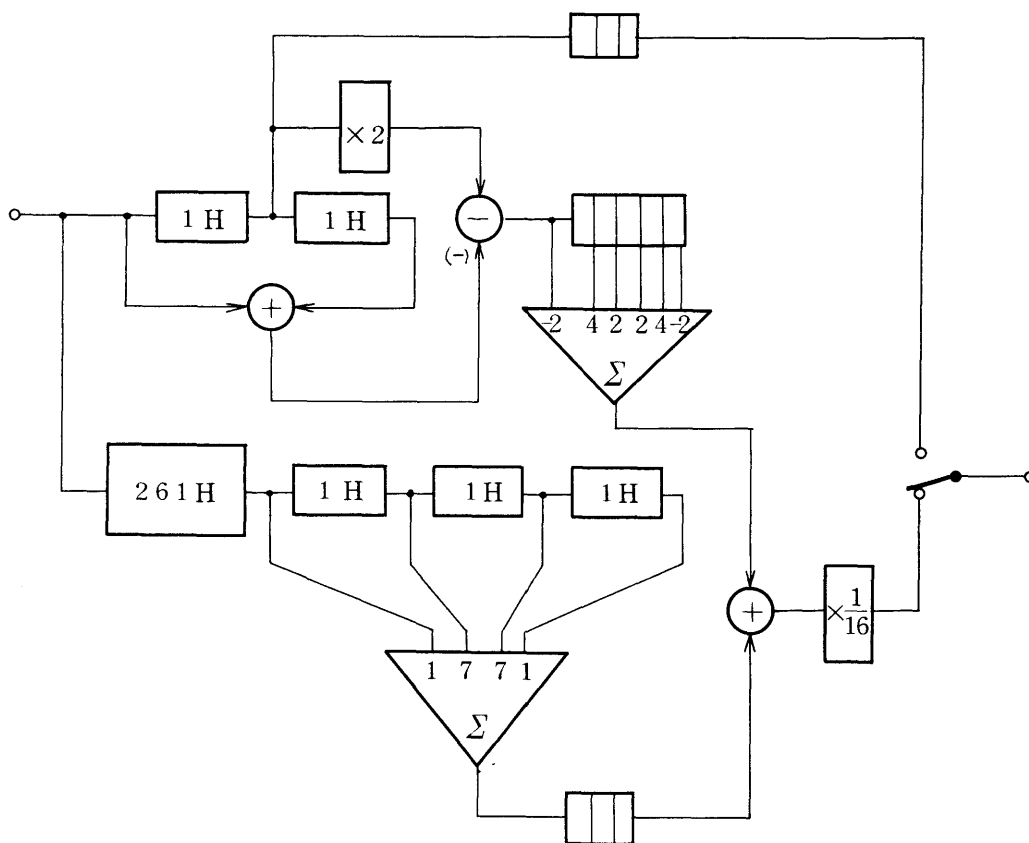


図 5.7 2次元フィルタ H_2 の構成

5.3.2 インタレースを考慮したマイクロな空間周波数による検討

前項ではフィールド内処理と同様に、空間周波数領域でマクロに原信号と折返成分とを分離することにより、標本化周波数を $1.5 f_{sc}$ とするサブナイキスト標本化方式を検討した。本項では、テレビジョン信号のマイクロな空間スペクトル構造に着目し、前フィールドの $262H$ 前の走査線を利用したフィールド間処理方式について検討を加える。

静止画像を撮像した NTSC 信号の 2 次元スペクトルは第 2 章で検討したように、水平、垂直繰返周波数 f_h, f_v 毎に存在する輝度成分 Y と、副搬送波周波数 F_{sc} すなわち $(228 f_h, 131.25 f_v)$ を中心として f_h, f_v 毎に存在する搬送色成分 C とから成っている。¹²⁾ F_{sc} のまわりの 2 次元スペクトルを拡大して図 5.8 に示す。同図の垂直周波数軸において、直流および $131.25 f_v$ に通過帯域を持ついわゆるくし形フィルタを構成すれば、標本化周波数の垂直成分 f_{sv} を適当に選ぶことにより、折返し的主要成分をくし形フィルタの阻止帯域に配置することが可能である。図 5.1 (b) に示した $2H$ 型はその一例である。

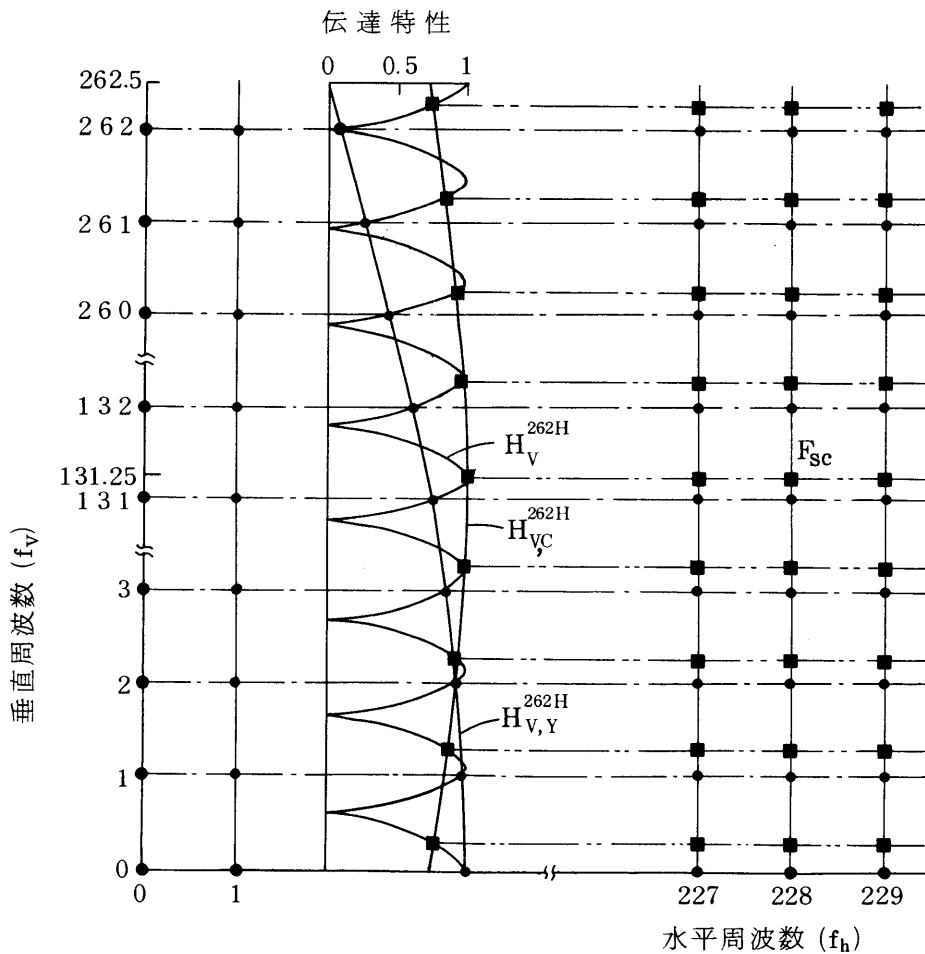


図 5.8 NTSC 信号の 2 次元スペクトル

一般に、副搬送波信号の位相が一致する水平走査周期 H の偶数倍 $2nH$ だけ離れた走査線同志を加算するフィルタの垂直周波数伝達特性は

$$H_v^{2nH}(f) = \left| \cos \left(\frac{2n\pi}{262.5f_v} \cdot f \right) \right| \quad (5.12)$$

と表され、垂直周波数帯域 ($0 \sim 262.5f_v$) に $2n$ 周期の通過帯域と阻止帯域を持ち、直流および $131.25f_v$ の利得は 1 となる。

第 4 章でも検討したように、現走査線と前フィールドの画面上の直下の走査線 ($262H$ 遅延した信号) とは副搬送波位相が同相である。この両走査線を加算するフィルタの垂直周波数伝達特性は、

$$H_v^{262H}(f) = \left| \cos \left(\frac{262\pi}{262.5f_v} \cdot f \right) \right| \quad (5.13)$$

と表される。この $262H$ 型くし形フィルタは図 5.8 に示すように、垂直周波数帯 ($0 \sim 262.5f_v$) に 263 個の通過帯域と 262 個の阻止帯域を持つくし形フィルタとみなすことができる。副搬送波信号の垂直周波数成分 ($131.25f_v$) はその第 132 番目の通過帯域にあり、輝度成分 Y の垂直方向最高周波数成分 ($262f_v$) は第 262 番目の阻止帯域となっている。式 (5.13) において、輝度成分 Y のスペクトル $m f_v$ および搬送色成分 C のスペクトル ($131.25f_v \pm n f_v$) における伝達特性を求めると、その包絡線はそれぞれ、

$$\left. \begin{aligned} H_{v,Y}^{262H}(f) &= \cos \left(\frac{\pi}{525f_v} \cdot f \right) \\ H_{v,C}^{262H}(f) &= \cos \left\{ \frac{\pi}{525f_v} (f - 131.25f_v) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (5.14)$$

となる。これを図 5.8 に示す。

標本化周波数の垂直成分 f_{sv} を式 (5.13) の零点周波数に選ぶと、この $262H$ 型くし形フィルタにより、原信号と折返成分とを分離することができる。このような標本化周波数は 262 種類存在する。そのうち、 f_{sv} を $262f_v$ とした場合、Y 成分 $n f_v$ の折返成分は、

$$f_{YF} = (262 - n) f_v \quad (5.15)$$

に現れ、C 成分 ($131.25f_v \pm n f_v$) の折返成分は、

$$f_{CF} = 262f_v - (131.25f_v \pm n f_v) = 130.75f_v \pm n f_v \quad (5.16)$$

に現れる。式(5.13)にこれらを代入して、折返成分の包絡線特性を求めると、

$$\left. \begin{aligned} H_{v,YF}^{262H}(f) &= \sin \left\{ \frac{\pi}{525f_v} \left(f + \frac{1}{2}f_v \right) \right\} \\ H_{v,CF}^{262H}(f) &= \left| \sin \left\{ \frac{\pi}{525f_v} \left(f - 130.75f_v \right) \right\} \right| \end{aligned} \right\} \quad (5.17)$$

となり、Y成分の直流およびC成分の $131.25f_v$ を中心とした電力密度の大きな画像の低周波成分の折返しは非常に小さくなることが判る。さらに、式(5.15)、(5.16)より、視覚上目立ちやすいYの直流およびCの $131.25f_v$ を中心とした原信号の低周波スペクトルに折返す成分は、Y、C成分とも垂直方向の最高周波数成分となり、再生画像に与える妨害は極めて少ないことが判る。

標準化周波数を $(342f_h, 262f_v)$ としたときの輝度成分Yの通過帯域を図5.9に斜線で示す。この斜線部分を通過帯域とする2次元フィルタ H_3 は、領域(VI)を抽出する水平方向の低域通過フィルタ($H_h^{(VI)}(f)$)と、領域(VII)を抽出する水平方向の帯域フィルタ($H_h^{(VII)}(f)$)と式(5.13)の垂直方向フィルタの積とにより、

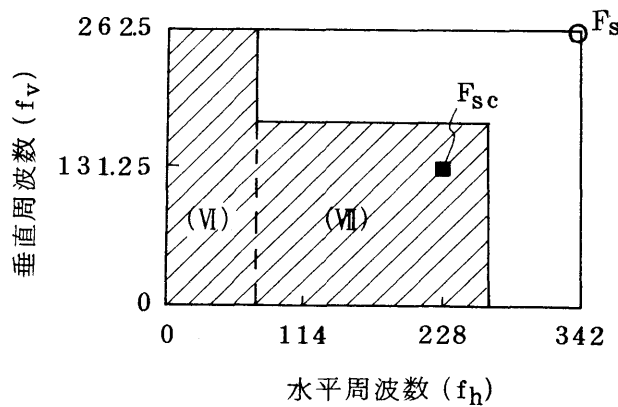


図 5.9 フィールド間処理(2)の伝送帯域(輝度信号成分)

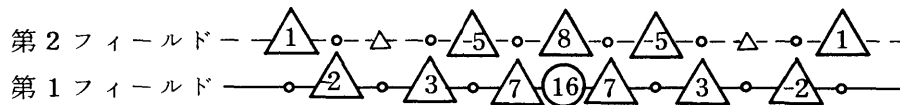
$$H_3 = H_h^{(VI)} + H_h^{(VII)} \cdot H_v^{262H} \quad (5.18)$$

として実現できる。タップ数を13として、式(5.5)、(5.7)と同様にして求めたフィルタの一例を次式に示す。

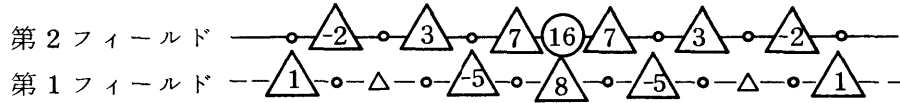
$$H_h^{(VI)}(f) = \frac{1}{4} + \frac{1+\sqrt{3}}{6} \cos\left(\frac{\pi}{342f_h} \cdot f\right) + \frac{1}{3} \cos\left(\frac{\pi}{171f_h} \cdot f\right) + \frac{1}{6} \cos\left(\frac{\pi}{113f_h} \cdot f\right) + \frac{1-\sqrt{3}}{6} \cos\left(\frac{5\pi}{342f_h} \cdot f\right) - \frac{1}{12} \cos\left(\frac{\pi}{57f_h} \cdot f\right) \quad (5.19)$$

$$H_h^{(VII)}(f) = \frac{1}{2} - \frac{2}{3} \cos\left(\frac{\pi}{171f_h} \cdot f\right) + \frac{1}{6} \cos\left(\frac{\pi}{57f_h} \cdot f\right) \quad (5.20)$$

この2次元フィルタ H_3 のインパルス応答と輝度信号の2次元伝達特性を図5.10に示す。

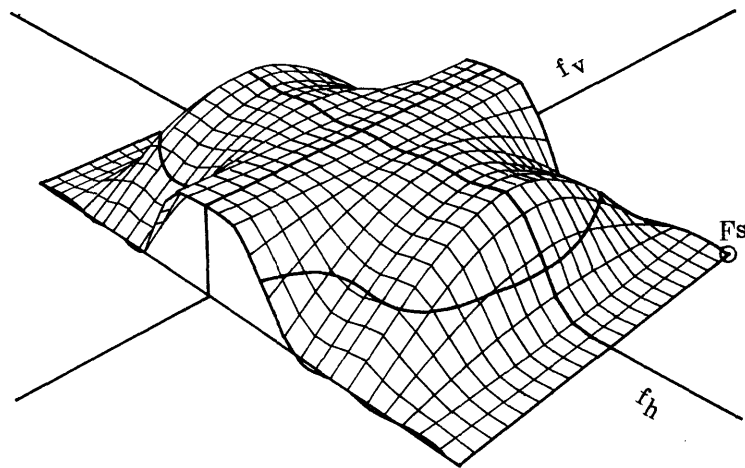


(i) 第1フィールドの補間



(ii) 第2フィールドの補間

(a) インパルス応答 ($\times \frac{1}{32}$)



(b) 伝達特性 (輝度信号)

図5.10 2次元フィルタ H_3 (フィールド間処理-2)

これを図 5.6 と比較すると、格段に広い 2 次元周波数領域が伝送できることが判る。さらに、2 次元フィルタ H_2 では 7 走査線の信号を利用しているが、 H_3 では 2 走査線の信号を利用しているのみで、回路構成を大幅に簡易化できる。

本章では、フレームメモリを持ち、繰返し再生される静止画像を対象としている。この場合第 1 フィールドの第 i 走査線と第 2 フィールドの第 $(i + 262)$ 走査線とが、副搬送波位相が同相である。従って、図 5.10(a) に示すように、第 1 フィールドの第 i 走査線は $262H$ 進んだ第 $(i + 262)$ 走査線から補間され、第 2 フィールドの第 $(i + 262)$ 走査線は $262H$ 遅れた第 i 走査線から補間されるラインペア補間となる。図 5.11 に 2 次元フィルタ H_3 の構成を示す。図 5.7 に示した H_2 の構成と比較すると大幅に簡素化されていることが判る。

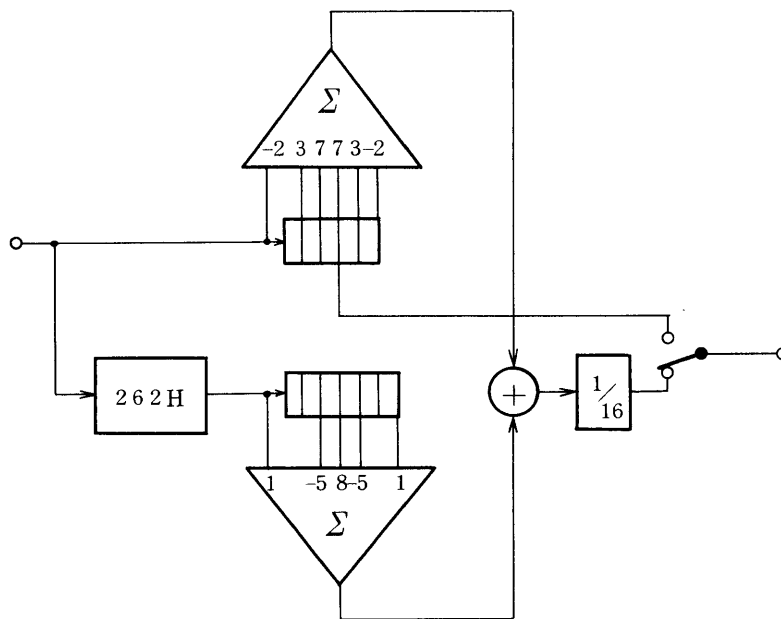


図 5.11 2次元フィルタ H_3 の構成

5.4 シミュレーション結果とその検討

前 2 節で検討した各種の 2 次元フィルタをプレフィルタ、ポストフィルタとする $1.5f_s$ によるサブナイキスト標本化方式の構成を図 5.12 に示す。同図において、カラーカメラから得られた NTSC 信号は各走査線で位相の揃った $3f_s$ の標本化信号で A/D 変換され、プレフィルタにより、帯域内に折返される成分をあらかじめ除去する。次いでプレフィルタ出力を各

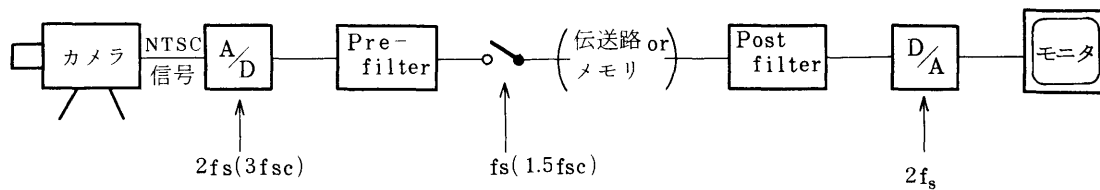


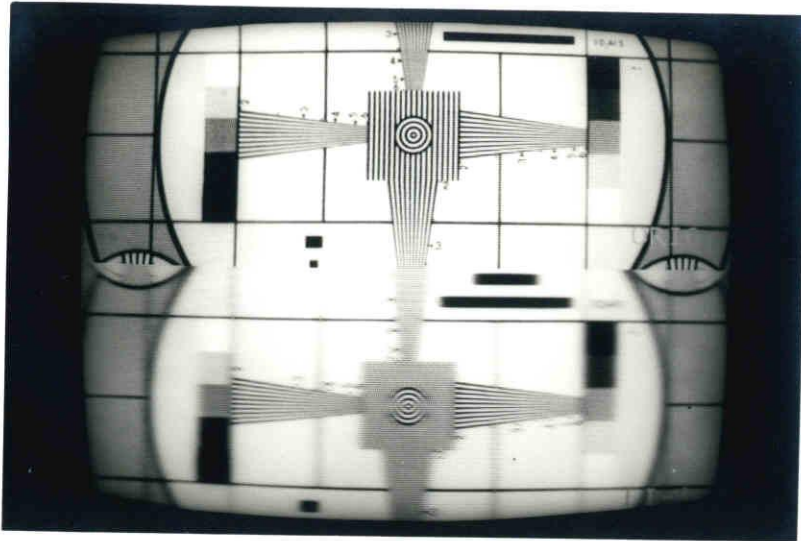
図 5.12 $1.5 f_{sc}$ によるサブナイキスト標準化方式

方式の標本位相により 2 : 1 にサブサンプリングし、 $1.5 f_{sc}$ によるサブナイキスト標準化を実現する。受信側では、ポストフィルタにより、折返成分を除去し、標本値が補間された $3 f_{sc}$ の信号を得て、これを D/A 変換することにより元の NTSC 信号を再生する。

上記構成で得られる再生画像を評価するため、 $3 f_{sc}$ で A/D 変換された画像データを計算機に入力し、各種のサブナイキスト標準化方式についてシミュレーションを行なった。シミュレーションの結果得られた再生画像データをフレームメモリに記憶させ、繰り返し再生して、画像品質を評価した。シミュレーションには 3 種の画像を用い、サブナイキスト標準化に特有の歪や劣化を複合カラーバーおよびテストチャートで比較し、一般的なカラー画像の再生画像品質を比較的斜め成分の多いストローハットで確めた。特に複合カラーバーでは、縦縞や横縞のエッジ部分の劣化をチェックし、テストチャートでは解像度、折返しによるモワレや図形の歪、さらに細かい文字の了解度等を比較検討する。

写真 5.1 は従来発表されている方式の再生画像の一例であり、写真 5.2 ~ 5.4 は本章で提案、検討した方式の再生画像である。いずれも上段が原画像 ($3 f_{sc}$ で標準化された画像) であり、下段はその処理画像であり、計算機内で 1 フレーム画像に合成し、モニタに表示したものである。各標準化方式について、再生画像を観察した結果を以下にまとめる。

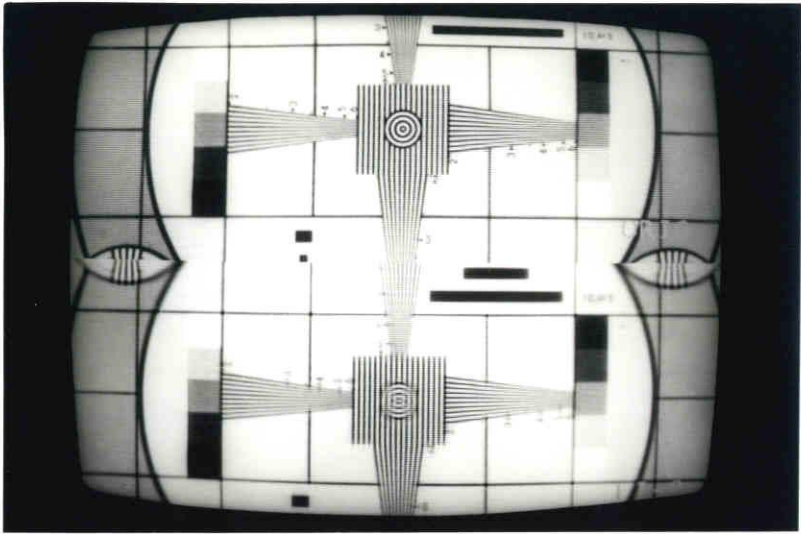
- (1) $1.5 f_{sc}$ 標準化 1H 型では、写真 5.1(a) に示すように、縦縞模様に対する水平周波数帯域が約 1.2 MHz であり、非常に狭いため、解像度の劣化が著しい。
- (2) $1.5 f_{sc}$ 標準化 2H 型では、除去される斜め成分が多いため、写真 5.1(b) に示すように、図形の歪が顕著で、特に円の斜め部分が劣化して正方形に近くなっている。縦縞や横縞の解像度については当然のことながら劣化は少なく、320TV 本程度の解像度が得られる。複合カラーバーの再生画像では、垂直方向の補間距離が長いため、走査線間で急激に変化する水平方向エッジ部分に劣化が目立つ。



← 原画像

← 処理画像

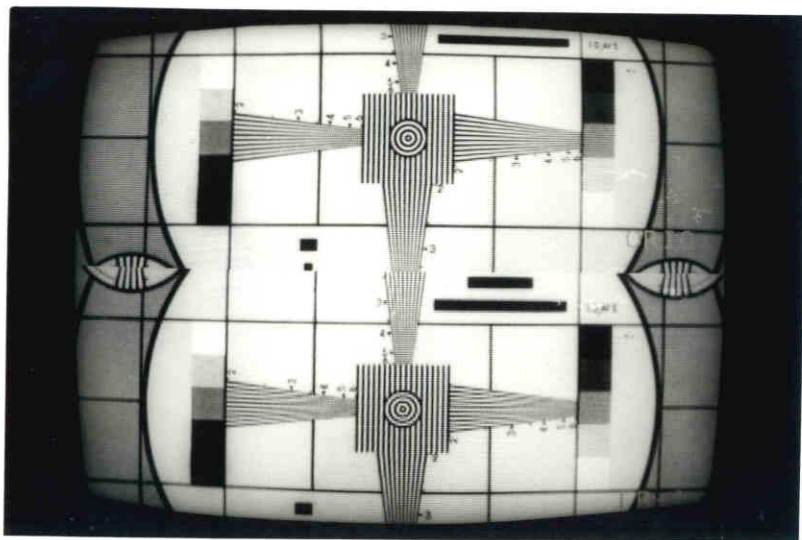
(a) $1.5 f_{sc}$ 標本化
1H型



← 原画像

← 処理画像

(b) $1.5 f_{sc}$ 標本化
2H型

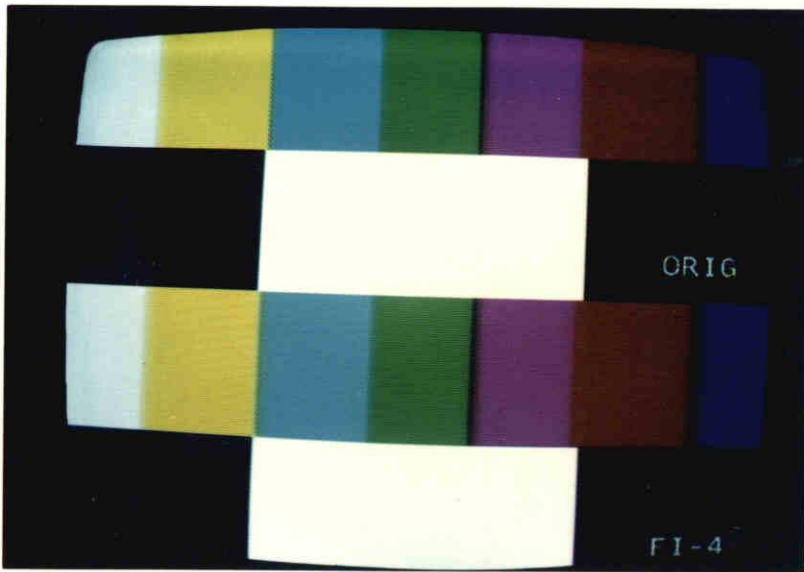


← 原画像

← 処理画像

(c) 単純フィールド間
補間方式

写真 5.1 サブナイキスト標本化の再生画像（従来方式）
（ $1.5 f_{sc}$ ，8ビット）



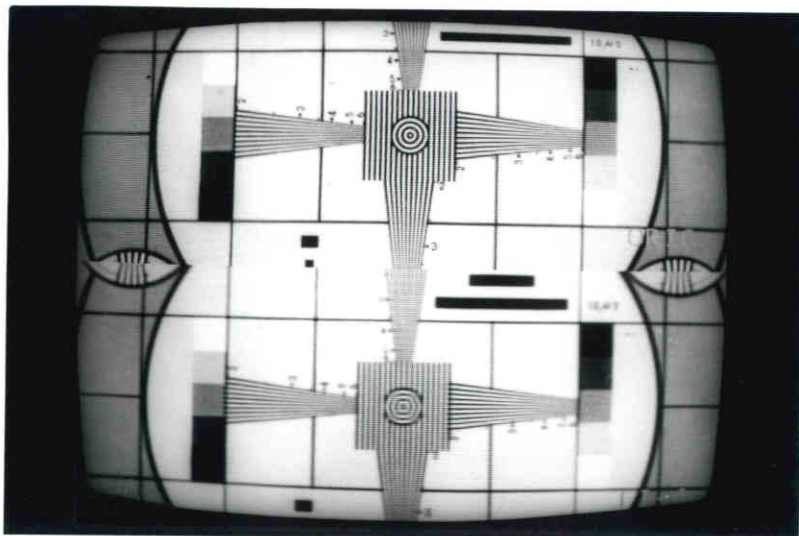
←原画像

←処理画像



←原画像

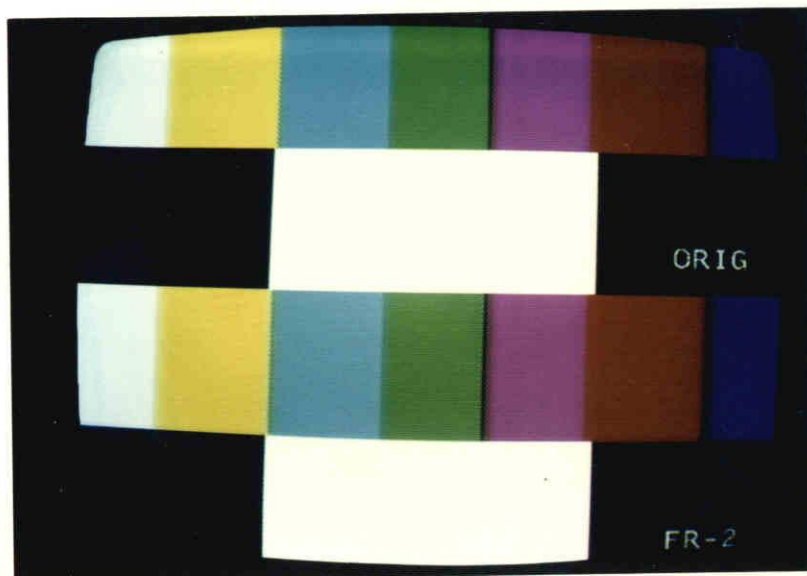
←処理画像



←原画像

←処理画像

写真 5.2 フィールド内処理 1 の再生画像 ($1.5 f_{sc}$, 8ビット)



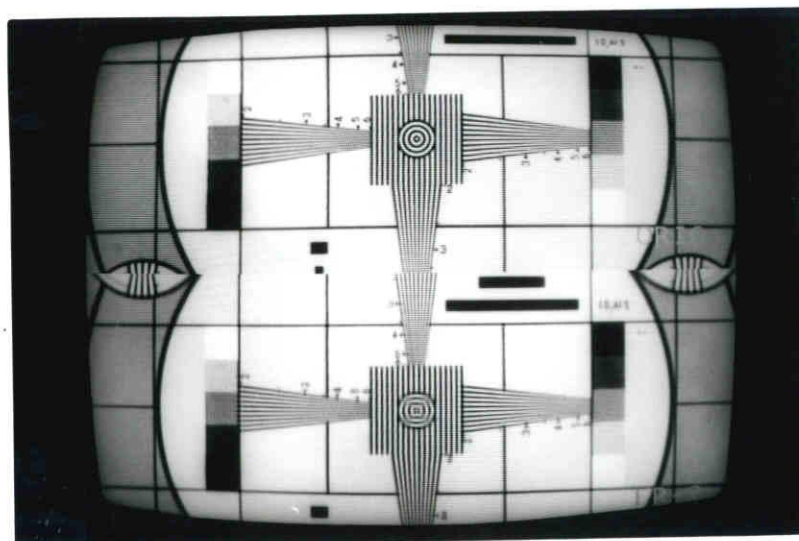
←原画像

←処理画像



←原画像

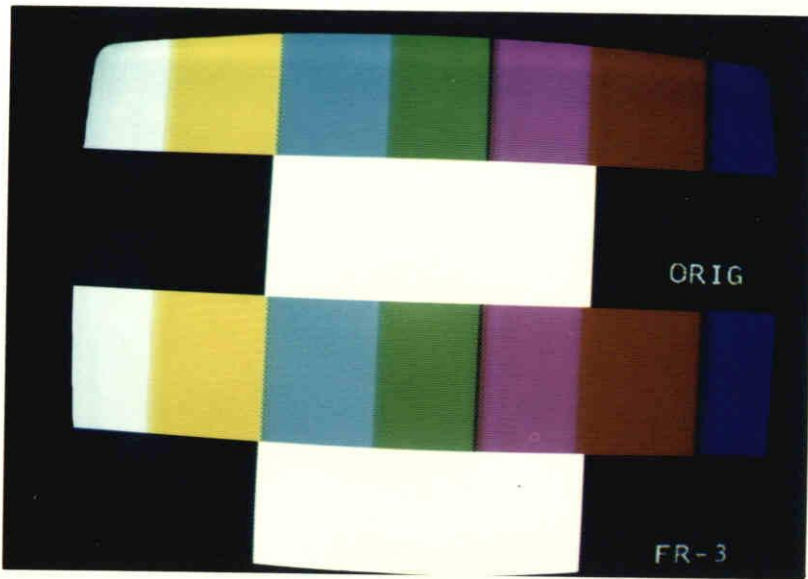
←処理画像



←原画像

←処理画像

写真 5.3 フィールド間処理 1 の再生画像 ($1.5 f_{sc}$, 8ビット)



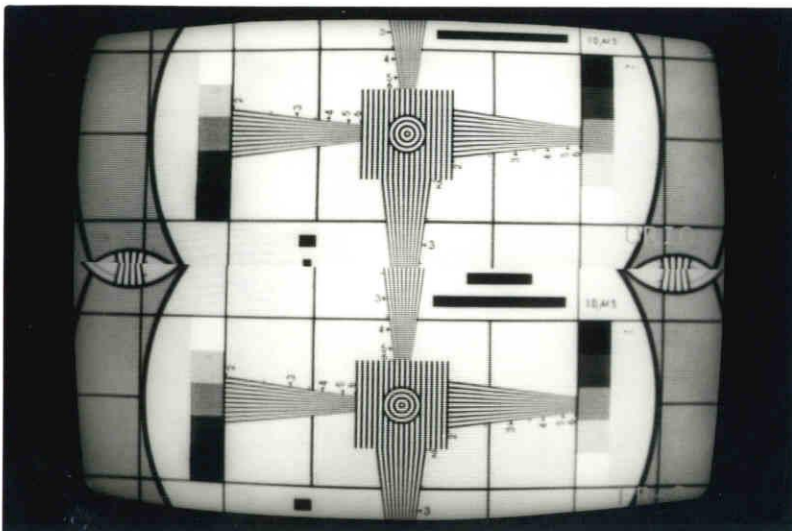
←原画像

←処理画像



←原画像

←処理画像



←原画像

←処理画像

写真 5.4 フィールド間処理 2 の再生画像 ($1.5 f_{sc}$, 8ビット)

(3) 単純なフィールド間補間方式⁹⁾では、写真 5.1(c)に示すように、水平方向の直流周波数まで補間による垂直方向の帯域制限がなされるため、横縞の解像度劣化が生じる。

(4) 本章の 5.2 節で提案したフィールド内処理方式（2次元フィルタ H_1 ）では、写真 5.2 に示すように、図形の歪やカラーバーの横方向エッジ部分の劣化は $1.5f_s$ 。2H 型に比べ大幅に改善されている。しかし、テストパターンの中央部の同心円には 8 角形状の歪が残っている。

この方式では水平周波数軸上の帯域が図 5.2 に示したように、 $f_s/2$ に制限されるため、縦縞解像度は約 230 TV 本で、 $1.5f_s$ 。標本化の 1H 型と 2H 型の中間の値となる。ストローハットなどの一般画像では、 $1.5f_s$ 。標本化 1H 型や 2H 型に比べ再生画像品質は格段に改善されている。しかしながら、原画像と比較すると、解像度の劣化が気になる。

(5) フィールド間処理方式 1（2次元フィルタ H_2 ）では、図 5.5 に示したように、水平周波数軸上の帯域は画像信号の最高周波数帯域 f_m までのびており、写真 5.3 に示すように、縦縞の解像度が大幅に改善されている。しかし、副搬送波周波数の折返しを広い 2次元周波数領域にわたって除去しているため、斜め成分の劣化は前項と同程度で、テストパターンの同心円には歪が残っている。

(6) 262H 型くし形フィルタを用いるフィールド間処理方式 2（2次元フィルタ H_3 ）では、通過帯域は上記他方式に比べ格段に広く、写真 5.4 に示すように、図形の歪も大幅に改善されている。また、縦縞や横縞の解像度劣化もほとんど認められず、340 TV 本程度の水平解像度が得られる。折返しによる劣化は縦縞解像度パターンのわずかなモワレと円心円の斜め部分のわずかな乱れおよび細かな文字の了解度がわずかに劣ることなどである。

5.5 第 5 章のむすび

本章では、NTSC 信号を副搬送波周波数 f_s の 1.5 倍で標本化するサブナイキスト標本化方式を提案し、折返雑音、画像伝送帯域、さらに補間フィルタ等について、第 2 章で提案、解析した 2次元周波数による解析手法で検討を加えた。

その結果、フィールド内処理においては、若干の尖鋭度劣化は認められるが、従来方式における縦縞解像度（ $1.5f_s$ 。標本化 1H 型）や図形の歪あるいは横縞色エッジ部分の劣化（ $1.5f_s$ 。標本化 2H 型）などの改善が図られ、良好な画像を再現できることが確認できた。

本方式を、 $3f_{sc}$ で動作するNTSC信号のフレーム間符号化の激しい動きに対する符号化モードに適用した場合、モノクロ信号のフレーム間符号化におけると同様の簡単なサブサンプル制御が可能となる。また、第3章で述べたYC分離形のサブナイキスト標本化方式に較べ、YC分離回路やCチャンネルの信号処理回路等が不要であり、回路構成の簡易化が達成できる。

フィールド間処理においては、画像信号のマイクロな周波数スペクトル構造に着目した、 $262H$ 型くし形フィルタを利用することにより、通過帯域が格段に広く、折返雑音による劣化の非常に少ない高品質の再生画像が得られた。高品質が要求される静止画放送や静止画サービスシステム等に本方式を適用することにより、所要フレームメモリビット数の低減や画像ファイル容量の増大などの効果が期待できる。

NTSC信号のサブナイキスト標本化は従来 $2f_{sc}$ 標本化が中心であった。本研究により標本化周波数を $1.5f_{sc}$ にまで低くし、なお良好な再生画像が得られることが明らかになり、サブナイキスト標本化の技術を一歩進めることができた。

参考文献

- 1) 阿知葉, 石倉: NTSC カラーテレビ信号の $1.5f_{sc}$ によるサブナイキスト標本化とその2次元周波数による解析: 電子通信学会論文誌, Vol. J 6 3-B, № 6, pp. 581-588 (昭55年6月)
- 2) 阿知葉, 吹抜, 広野, 石倉: インタリーブ標本化によるYC分離カラー静止画伝送方式: 1977年テレビジョン学会全国大会, № 12-12 (昭52年7月)
- 3) 飯沼, 飯島, 石黒, 筋, 宗, 西脇: 放送用NTSC カラーテレビ信号のフレーム間符号化装置: 電子通信学会, 通信部門全国大会, № 5 11 (昭51年10月)
- 4) 石黒, 鈴木, 飯島, 川谷内: 32 Mb/s 直接符号化(HO-DPCM)カラーテレビ伝送方式: 電子通信学会, 技術研究報告, CS 75-69 (昭50年9月)
- 5) J. P. Rossi : Sub-Nyquist-encoded PCM NTSC color television : SMPTE Journal, Vol. 85, № 1, pp. 1~6 (Jan., 1976)
- 6) 吉野, 大谷: 静止画受信機用小形デジタル1フレーム画像メモリーの試作: 1978年テレビジョン学会全国大会, № 12-3 (昭53年7月)
- 7) 阿知葉, 石倉: 静止画NTSC信号のフィールド間サブナイキスト標本化方式: テレビジョン学会, 技術研究報告, IT 33-2 (昭53年7月)
- 8) 羽鳥, 山本: NTSC信号の直接サブサンプリング符号化アルゴリズム: 電子通信学

会，総合全国大会，№ 951（昭52年3月）

- 9) 黒田，森田：フィールド間相関を利用したカラーテレビジョン信号の帯域圧縮の一提案：電子通信学会，技術研究報告，IE77-41（昭52年7月）
- 10) 鈴木，東口：NTSCカラーTV信号のサブナイキスト標本化に関する検討：電子通信学会，通信部門全国大会，№ 525（昭53年10月）
- 11) 阿知葉，石倉：NTSCカラーテレビ信号の $1.5f_s$ によるサブナイキスト標本化：電子通信学会，技術研究報告，IE78-35（昭53年7月）
- 12) 阿知葉，宮田：NTSCカラーテレビジョン信号の2次元周波数スペクトルの解析：電子通信学会論文誌，Vol. 63-B，№ 2，pp. 170~172（昭55年2月）

第 6 章 結 言

第6章 結 言

本論文は、カラーテレビジョン信号を対象とした2次元信号処理とくにサブナイキスト標本化方式に関する詳細報告である。

第1章では、画像信号の高エネルギー符号化の背景と筆者の研究の位置づけを行なった。

第2章では、本論文の解析手法の基礎を成すカラーテレビジョン信号の周波数スペクトルについての研究成果を述べた。まず、モノクロテレビジョン信号を対象として、画像のもつ2次元周波数スペクトルと、それを走査することにより得た時間信号(テレビジョン信号)の1次元周波数との関係を明らかにした。次いで、NTSC方式複合カラーテレビジョン信号の2次元周波数スペクトルについて検討を行ない、副搬送波周波数の2次元周波数が $(228f_h, 131.25f_v)$ で表され、その水平周波数成分は水平線周波数の整数倍であることを新たに見出した。これにより、モノクロテレビジョンにおける解析と同様に複合カラーテレビジョン信号においても、1次元周波数と2次元周波数との明確な対応関係を明らかにすることができた。

この2次元解析を応用した具体的成果が、本論文の4章、5章として詳細に論じられている。2.4節には、他の有効な応用例としてフィールド間くし形フィルタによるクロマインバータの提案と解析結果について述べた。

第3章では、カラー静止画像を狭帯域伝送するカラー静止画像伝送装置の開発研究の結果について述べた。最初に、伝送回路として電話回線を用いる際の画像符号化方式について、伝送路符号化を考慮して符号化方式の検討を行なった。その結果、YC分離型サブナイキスト標本化方式が、伝送路符号化と組み合わせて、再生画像品質、伝送誤まりの影響等を考慮すると適していることを示し、全デジタル処理による装置構成を提案した。また、Yチャンネルについては、副搬送波周波数を標本化周波数として利用し、Cチャンネルはライン交代に符号化することにより、総合した標本化周波数を $1.5f_c$ とする高圧縮のカラーテレビジョン信号符号化方式を実現した。さらに、Cチャンネルの復号に工夫を加え、モノクロ信号の場合には高解像度の再生画像が得られるカラー/モノクロ共用再生方式を提案した。最後に本方式を用いたカラー静止画像伝送装置の開発結果を述べ、1フィールドのカラー静止画像を約450kビットに符号化でき、電話回線を用いて、PDM伝送方式で約20秒、9600ボーモデムで約45秒で伝送できることを確認した。この開発成果は1977年に開催された日立技術展で一般公開された。その後、変化部分伝送による高速カラー静止画像伝送装置に発展し、製品化

に多大の貢献をなした。

第4章では、静止画サービスシステムに適用することを目的とした、高品質の再生画像が得られるフィールド間サブナイキスト標本化方式の提案を行なった。まず、静止画像の場合、NTSC信号のフィールド間(262H遅延した信号)には大きな相関があることを指摘し、これを利用した262H型くし形フィルタの特性を第2章で述べた2次元周波数解析手法を用いて解析した。次いで、具体的サブナイキスト標本化周波数を選定し、その折返成分の影響について述べた。つぎに、NTSC信号を $2f_s$ で標本化するフィールド間サブナイキスト標本化方式の再生画像品質について検討し、従来の1H型あるいは2H型サブナイキスト標本化方式に比べ、格段に優れた再生画像が得られることを確認した。さらにzone plate画像により、サブナイキスト標本化方式の2次元伝達特性について検討し、第2章で述べた解析手法による結果を実験的に確認した。最後に、このフィールド間サブナイキスト標本化方式を適用した、静止画像のリフレッシュメモリ、およびフロッピーディスクにカラー画像を収容するコンパクトな静止画像ファイルの開発例について述べた。

第5章は、NTSC信号を $1.5f_s$ で標本化するサブナイキスト標本化方式について検討結果を述べた。このような低い標本化周波数でNTSC信号を標本化すると、折返成分による妨害が非常に強くなる。本章では、第2章で述べた2次元周波数解析手法を駆使することにより、2次元標本化周波数、折返妨害の影響、2次元伝送周波数帯域などと再生画像品質との関係を見通しよく解析でき、数種の新らしいサブナイキスト標本化方式を提案することができた。ついで、 $1.5f_s$ による新らしいサブナイキスト標本化方式を計算機シミュレーションし、得られた再生画像と先の解析結果との対応関係を検討、確認した。本研究により、NTSC信号のサブナイキスト標本化技術は従来 $2f_s$ が中心であったが、これを $1.5f_s$ にまで低くすることが可能であることを実証し、サブナイキスト標本化技術を一步進めることができた。

本論文は、筆者が昭和38年に名古屋大学工学部電子工学科を卒業後、現在に至る19年間に行なった研究開発のうち、後半10年間余にわたり行なった画像符号化方式の研究、とくにカラーテレビジョン信号の2次元標本化方式に関する研究をまとめたものである。大学における卒業研究において筆者を指導され、研究生生活の端緒を導かれた、名古屋大学、有住徹弥名誉教授、三重大学、和田隆夫教授、名古屋大学、吉田明助教授、本論文をまとめるにあたりご懇切なご指導を賜った、名古屋大学、池谷和夫教授、赤尾保男教授、駒井又二教授(現豊田工業大学副学長)、谷本正幸講師、をはじめとする電気教室の諸先生方に深くお礼

を申し上げます。

本研究は日立製作所中央研究所において、社内の多数の方々のご指導、ご助力を得ておこなわれたものである。関口存哉博士，芳根寛樹次長，中田和男博士，平野睦房博士には，その豊富なご経験から有益な研究上の指針を与えられ，筆者の研究の育成にご指導ご薫陶をたまわった。また吹抜敬彦博士，藤岡旭教授には，筆者の直接の上司として，研究の細部にわたりご指導ご鞭撻をいただくとともに，研究の遂行上多大のご便宜を図っていただいた。とくに吹抜敬彦博士には，筆者の日立製作所中央研究所入所以来の上司として，筆者の研究者としての成長をあたたく，時には厳しく，見守っていただいた。また当社戸塚工場，工藤康工場長，麻生哲部長，加藤博信主任技師，日立電子(株)，川村俊明部長，朝比奈隆部長，坂野収部長はじめ多数の事業部，工場関係者からご助力とご討議をいただいた。さらに，山本真司博士，福島紘一主任技師，宮田昌近研究員，江藤良純博士，松井一征博士，石倉和夫企画員，吉木宏技師，青木（旧姓島崎）由美子嬢，戸塚工場，柴田洋二技師，湯川信道技師，日立電子(株)，広野勝技師をはじめ多数の方々から御助言をいただき，また研究の一翼を担っていただいた。これらの方々へ深甚の謝意を表すしだいである。