MUSE 方式高品位テレビ信号の周波数解析

正会員 中 川 一三夫†

あらまし 高品位テレビ（ハイビジョン）を衛星放送1チャンネル分で伝送するため、MUSE (Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding) と呼ばれる伝送方式が提案されている。この方式はドットインタレースを基本とした高度の帯域圧縮方式である。このため、伝送路ひずみは従来のテレビ方式と異なる影響を与える。また、受信側の再標本化位相も再生波形に影響を与えるという新しいひずみ要因が加わる。ここでは、上記影響が最も大きいと思われる縦縞パターンについて、伝送路の線形ひずみ、再標本化位相誤差を考慮したモデルをつくり、その周波数解析を行った。その結果、線形ひずみ、再標本化位相誤差が復元波形に与えるひずみを周波数領域で示す理論式を求めることができた。また、この理論式から線形ひずみと再標本化位相誤差はそれぞれ独立して、非常に単純な形で復元波形にひずみを与えることを明らかにした。この結果は他のオフセットサンプリングの場合にも利用でき、汎用性が高い。

1. ま え が き

高品位テレビ（ハイビジョン）の信号を衛星放送1チャンネルで伝送することを目標として、MUSE (Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding) 方式がNHKにより開発された¹⁾。受信機、VTRなどの関連機器の開発も進んでおり^{2)~5)}、科学万博においては実験放送も実施された⁶⁾。

MUSEは22MHzの帯域の信号を約8MHzにまで圧縮するもので、基本的にはドットインタレースに分類されるサブナイキストサンプリングによる圧縮方式である¹⁾²⁾。すなわち、ナイキスト条件以下の周波数で標本化し、高周波部分を低周波部分のスペクトルのすき間に折返し多重して帯域を圧縮する方式の一種で、アナログ値の標本値伝送という新しい伝送形式となる¹⁾²⁾。

このため、伝送路ひずみに対して従来のテレビ信号と異なった影響を受ける。また、受信側での再標本化位相により正しい標本値再生ができず、波形ひずみを生じるという新たなひずみ要因を持つことになる。

性能の良い機器を開発するためには、こうしたひず

み要因を定量的に把握しておくことが重要である。この一助とするため、伝送路の線形ひずみ、再標本化位相誤差が復元信号の周波数特性にどのような影響を与えるかという周波数解析を行っている。

ここでは上記影響が最も大きいと思われる静止画像の縦縞パターンに対する理論解析の結果を示す。実用上十分なモデル化により、線形ひずみ、再標本化位相誤差の復元波形に与える周波数ひずみの定式化が行えること、この理論式から線形ひずみ、再標本化位相誤差はそれぞれ独立して、きわめて単純な形で復元波形に影響を与え、定量化が簡単に行えることを示す。

2. モ デ ル 化

MUSEは図1¹⁾⁵⁾に示すような4フィールドで一巡する標本化構造を持つ。静止画の場合、順次伝送されてきたこの4フィールド分の標本値を合成、補間して画像再生を行う。伝送されないサンプリング点の標本値は4フィールドにわたって伝送されてきた周囲の標本値から補間され、再生される。この時、水平解像度を最も高く再生するため、縦縞の場合にはある水平位置の情報は他の水平位置の情報と独立した形となるように、伝送されるサンプリング点もその点の標本値に周囲の標本値も合成して再生される。例えば、NHKの技術指導を受けて試作した受信機では図2に示す特

† 株式会社日立製作所 家電研究所
“Frequency Analysis of MUSE Signal” by Isao Nakagawa (Hitachi Consumer Products Research Center, Yokohama)

性の補間フィルタを用いてこれを実現した。このフィルタは中心点が伝送されないサンプリング点の場合は

図1 サンプリングパターン (輝度信号)
Sampling pattern (Luminance signal).

図2 補間フィルタの重み係数の例
An example of coefficient of interpolation filter.

上下左右の標本値をそれぞれ $1/4$ ずつ加えあわせて補間し、中心点が伝送されるサンプリング点の場合は斜めの4つの標本値をそれぞれ $-1/8$ 倍し、 $3/2$ 倍された中心点の標本値に加え合わせる処理を行うことを示している。縦縞の場合には、左右のそれぞれ3つは同じ情報なので、平均すると中心位置に与える影響は零となる。

つまり、縦縞の場合、水平方向に異なる位置のサンプリング点の情報と互いに独立となり、図3に示すように互いに 90° ずつ位相のずれた4つの標本値列を再

図3 等価1次元サンプリングパターン
Equivalent one dimensional sampling pattern.

図4 ロールオフフィルタの特性
Characteristics of roll-off filter.

図5 縦縞に対するモデル回路
Model circuit for vertical stripes signal.

合成した1次元の信号を考えれば良いことになる。

また、MUSEにおいては標準化周波数の1/2の帯域までエネルギーを正確に伝送する必要があり、伝送系の総合特性は信号の遅れ時間を無視すると次式 $H_1(f)$ で表されるコサイン2乗ロールオフとなるように設計されている。これは位相項がなく、振幅項のみであり、この $H_1(f)$ はそのまま、図4に示すような振幅特性を示していることになる。

$$\begin{aligned} H_1(f) &= 1 \quad \text{for } 0 \leq |f| \leq \frac{f_0}{2}(1-b) \\ &= \cos^2 \left\{ \frac{\pi}{2bf_0} \left(|f| - \frac{f_0}{2} \right) + \frac{\pi}{4} \right\} \\ &\quad \text{for } \frac{f_0}{2}(1-b) < |f| < \frac{f_0}{2}(1+b) \\ &= 0 \quad \text{for } \frac{f_0}{2}(1+b) \leq |f| \end{aligned} \quad (1)$$

(ただし、 b はロールオフ係数、 f_0 は標準化周波数で16.2 MHz)

以上から、伝送路の線形ひずみ($H_2(f) = A(f)e^{j\phi(f)}$: $A(f)$ は振幅ひずみ、 $\phi(f)$ は位相ひずみ)、標準化位相誤差($\Delta\phi = \Delta t/t_0$; Δt は時間誤差、 t_0 は標準化間隔で $t_0 = 1/f_0$)を考慮したモデルは図5のようになる。

3. 解析

3.1 送信信号の周波数スペクトル

まず、図5の4つのチャンネルの伝送信号 $r_i(t)$ ($i=0,1,2,3$)のスペクトル $R_i(f)$ を求める。

標準化が理想的に行われると、この標準化はデルタ関数を用いて表現できる。 $x(t)$ を間隔 t_0 で標準化した4つの信号 $g_i(t)$ は $g_0(t)$ の標準化位相を基準とすると、下式で表される。

$$g_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) \delta \left(t - nt_0 - \frac{i}{4}t_0 \right) \quad (2)$$

したがって、標準化信号 $g_i(t)$ のスペクトル $G_i(f)$ は一定の係数を見捨ると下式で表される。

$$G_i(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (j)^{-ki} X(f - kf_0) \quad (3)$$

(式の導出は〔付録1〕参照)

この4つの信号は同じフィルタ $H_1(f)$ で帯域制限される。ここで、入力信号の帯域はMUSEの場合、約22 MHzであり、 f_0 は16.2 MHzであるから、図6からもわかるように k として-2から2までの値を考えれば充分である。つまり下式で表されることになる。

$$R_i(f) = H_1(f) \sum_{k=-2}^2 (j)^{-ki} X(f - kf_0) \quad (4)$$

3.2 再標準化

伝送路の線形ひずみ $H_2(f)$ を考慮すると受信信号

図6 送信信号のスペクトル
Spectrum of transmission signal.

図7 再標準化信号のスペクトル
Spectrum of re-sampled signal.

$r'_i(t)$ のスペクトル $R'(f)$ は下式で表される。

$$R'_i(f) = H_1(f)H_2(f) \sum_{k=-2}^2 (j)^{-ki} X(f - kf_0) \quad (5)$$

この信号を再標準化するわけであるが、この再標準化のための基準位相は受信信号の水平同期信号からPLLを用いて再生される。波形ひずみや受信機の発振器の周波数ずれなどのために再標準化位相が標準化位相に対し誤差を持つことがある。この誤差を考慮すると、再標準化信号は次式で表現される。

$$g'_i(t) = r'_i(t) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta \left(t - lt_0 - \frac{i}{4}t_0 - \Delta t \right) \quad (6)$$

このスペクトル $G'_i(f)$ は3.1節と同様にして求められる。

$$G'_i(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} (j)^{-li} e^{-j2\pi l \Delta\phi} R'_i(f - lf_0) \quad (7)$$

ここで、図7から明らかなように原信号帯域内では

l として-2から2を考慮すれば充分である。すなわち、

$$G_i(f) = \sum_{l=-2}^2 (j)^{-li} e^{-j2\pi l \Delta \varphi} H_1(f - lf_0) H_2(f - lf_0) \\ \times \sum_{k=-2}^2 (j)^{-ki} X(f - lf_0 - kf_0) \quad (8)$$

3.3 復元信号

4つの信号スペクトルが(8)式で求めたが、マルチプレクサ出力はこの4つの再標本化信号をその標本化タイミングに合わせて1つの信号に多重しなおしたものであるから、このマルチプレクサ出力の周波数スペクトル $Z(f)$ は(8)式の4つのスペクトルの単純加算で表せる。すなわち、

$$Z(f) = \sum_{i=-3}^3 \sum_{l=-2}^2 (j)^{-li} e^{-j2\pi l \Delta \varphi} H_1(f - lf_0) H_2(f - lf_0) \\ \times \sum_{k=-2}^2 (j)^{-ki} X(f - lf_0 - kf_0) \\ = \sum_{i=-2}^2 Z_i(f) \quad (9)$$

ここで

$$Z_i(f) = \sum_{l=-3}^3 (j)^{-li} e^{-j2\pi l \Delta \varphi} H_1(f - lf_0) H_2(f - lf_0) \\ \times \sum_{k=-2}^2 (j)^{-ki} X(f - lf_0 - kf_0) \quad (10)$$

この $Z_i(f)$ に着目すると、〔付録2〕に示すようにそれぞれ単純化されるので、一定係数4を無視すれば、結局(9)式は下式ようになる。

$$Z(f) = X(f) \{ e^{j4\pi \Delta \varphi} H_1(f + 2f_0) H_2(f + 2f_0) \\ + e^{j2\pi \Delta \varphi} H_1(f + f_0) H_2(f + f_0) + H_1(f) H_2(f) \\ + e^{-j2\pi \Delta \varphi} H_1(f - f_0) H_2(f - f_0) \\ + e^{-j4\pi \Delta \varphi} H_1(f - 2f_0) H_2(f - 2f_0) \} \\ + X(f + 4f_0) e^{j4\pi \Delta \varphi} H_1(f + 2f_0) H_2(f + 2f_0) \\ + X(f - 4f_0) e^{-j4\pi \Delta \varphi} H_1(f - 2f_0) H_2(f - 2f_0) \quad (11)$$

出力段のLPFでこの信号から原信号帯域(22MHz)を抽出したものが復元信号であり、 f_0 が約16MHzであることを考慮すれば(11)式の右辺の後の2項は除去される。また、通常の周波数という意味で正の周波数帯を考え、さらに $H(-f) = H^*(f)$ という、よく知られた関係式から $H_1(-f) = H_1(f)$ 、 $H_2(-f) = A(f) e^{-j\phi(f)}$ であることを用いると、結局、総合した伝達関数 ($H(f) = Z(f)/X(f)$) は下式のように求められる。

$$H(f) = A(f) e^{j\phi(f)} \quad \text{for } f \leq \frac{f_0}{2}(1-b) \\ = H_1(f) A(f) e^{j\phi(f)} + \{1 - H_1(f)\} \\ \times A(f_0 - f) e^{-j\{2\pi \Delta \varphi + \phi(f_0 - f)\}} \\ \text{for } \frac{f_0}{2}(1-b) < f < \frac{f_0}{2}(1+b)$$

$$= A(f_0 - f) e^{-j\{2\pi \Delta \varphi + \phi(f_0 - f)\}} \\ \text{for } \frac{f_0}{2}(1+b) \leq f \leq f_0 \\ = A(f - f_0) e^{-j\{2\pi \Delta \varphi - \phi(f - f_0)\}} \\ \text{for } f_0 < f \leq f_0 + \frac{f_0}{2}(1-b) \\ = H_1(f - f_0) A(f - f_0) e^{-j\{2\pi \Delta \varphi - \phi(f - f_0)\}} \\ + \{1 - H_1(f - f_0)\} \\ \times A(2f_0 - f) e^{-j\{4\pi \Delta \varphi + \phi(2f_0 - f)\}} \\ \text{for } f_0 + \frac{f_0}{2}(1-b) < f < f_0 + \frac{f_0}{2}(1+b) \quad (12)$$

3.4 簡単な場合

(12)式をさらに特殊な場合について簡単化したものをいくつか求める。

(i) 伝送路が無ひずみ(すなわち $A(f) = 1$ 、 $\phi(f) = 0$) の場合

$$H(f) = 1 \quad \text{for } f \leq \frac{f_0}{2}(1-b) \\ = H_1(f) + \{1 - H_1(f)\} e^{-j2\pi \Delta \varphi} \\ \text{for } \frac{f_0}{2}(1-b) < f < \frac{f_0}{2}(1+b) \\ = e^{-j2\pi \Delta \varphi} \quad \text{for } \frac{f_0}{2}(1+b) \leq f \leq f_0 + \frac{f_0}{2}(1-b) \\ = H_1(f - f_0) e^{-j2\pi \Delta \varphi} + \{1 - H_1(f - f_0)\} e^{-j4\pi \Delta \varphi} \\ \text{for } f_0 + \frac{f_0}{2}(1-b) < f < f_0 + \frac{f_0}{2}(1+b) \quad (13)$$

(13)式から、さらに位相誤差がない場合($\Delta \varphi = 0$)には次式のように原信号が正しく再生されることが容易に求まる。

$$H(f) = 1 \quad (14)$$

(ii) 理想低域通過フィルタ($b = 0$)の場合

$$H(f) = A(f) e^{j\phi(f)} \quad \text{for } f < \frac{f_0}{2} \\ = \frac{1}{2} [A(f) e^{j\phi(f)} + A(f_0 - f) e^{-j\{2\pi \Delta \varphi + \phi(f_0 - f)\}}] \\ \text{for } f = \frac{f_0}{2} \\ = A(f_0 - f) e^{-j\{2\pi \Delta \varphi + \phi(f_0 - f)\}} \quad \text{for } \frac{f_0}{2} < f < f_0 \\ = A(f - f_0) e^{-j\{2\pi \Delta \varphi - \phi(f - f_0)\}} \quad \text{for } f_0 < f < \frac{3}{2} f_0 \quad (15)$$

(iii) 位相誤差がない($\Delta \varphi = 0$) 場合

$$H(f) = A(f) e^{j\phi(f)} \quad \text{for } f \leq \frac{f_0}{2}(1-b) \\ = H_1(f) A(f) e^{j\phi(f)} \\ + A(f_0 - f) \{1 - H_1(f)\} e^{-j\phi(f_0 - f)}$$

$$\begin{aligned}
& \text{for } \frac{f_0}{2}(1-b) < f < \frac{f_0}{2}(1+b) \\
& = A(f_0 - f)e^{j\phi(f_0 - f)} \\
& \text{for } \frac{f_0}{2}(1+b) \leq f \leq f_0 \\
& = A(f - f_0)e^{j\phi(f - f_0)} \\
& \text{for } f_0 < f < f_0 + \frac{f_0}{2}(1-b) \\
& = H_1(f - f_0)A(f - f_0)e^{j\phi(f - f_0)} \\
& \quad + \{1 - H_1(f - f_0)\}A(2f_0 - f)e^{-j\phi(2f_0 - f)} \\
& \text{for } f_0 + \frac{f_0}{2}(1-b) < f < f_0 + \frac{f_0}{2}(1+b)
\end{aligned}$$

(16)

(iv) 振幅ひずみがない ($A(f)=1$) 場合

$$\begin{aligned}
H(f) &= e^{j\phi(f)} \quad \text{for } f \leq \frac{f_0}{2}(1-b) \\
&= H_1(f)e^{j\phi(f)} + \{1 - H_1(f)\}e^{-j(2\pi\Delta\varphi + \phi(f_0 - f))} \\
& \text{for } \frac{f_0}{2}(1-b) < f < \frac{f_0}{2}(1+b) \\
&= e^{-j(2\pi\Delta\varphi + \phi(f_0 - f))} \\
& \text{for } \frac{f_0}{2}(1+b) \leq f \leq f_0
\end{aligned}$$

図 8 復元信号の周波数特性

Frequency characteristics of reconstructed signal.

図 9 理想 LPF の場合の周波数特性

Frequency characteristics in the case of ideal LPF.

$$\begin{aligned}
& = e^{-j(2\pi\Delta\varphi - \phi(f - f_0))} \\
& \text{for } f_0 < f \leq f_0 + \frac{f_0}{2}(1-b) \\
& = H_1(f - f_0)e^{-j(2\pi\Delta\varphi - \phi(f - f_0))} \\
& \quad + \{1 - H_1(f - f_0)\}e^{-j(4\pi\Delta\varphi + \phi(2f_0 - f))} \\
& \text{for } f_0 + \frac{f_0}{2}(1-b) < f < f_0 + \frac{f_0}{2}(1+b)
\end{aligned}$$

(17)

4. 考 察

4.1 再標本化位相誤差 ($\Delta\varphi$) の影響

(13)式をもとにして、再標本化に位相誤差のある場合の全体の伝達特性の概略を図8に示す。低域と中域で位相差 $\Delta\varphi$ が生じる。すなわち、再標本化時の位相誤差が中域周波数の位相誤差となる。また、振幅はロールオフ部分にのみ変化を生じ、その最小値 A_{min} は位相誤差に依存し、下式で表される。

$$A_{min} = \cos(\pi\Delta\varphi) \quad (18)$$

この位相特性は(17)式などからも明らかにように、他の特性と無関係で、他の位相ひずみに単純に加算される。

また、理想低域通過フィルタの場合、図9に示すように $f_0/2$ のところで位相ステップが生じ、振幅特性も $f_0/2$ のところだけ変化する。

試作した MUSE 受信機において、標本化位相により画像輪郭部にリングングが生じることがわかっており、(13)式に基づいた簡単なシミュレーションによってもリングングが生じることが確認された。このリングングの周波数は約 8 MHz であり、これはほぼ $f_0/2$ の周波数に等しい。

リングングは見苦しい画質劣化につながるので、再標本化時の位相誤差は充分小さく押えられるようシステム設計を行う必要がある。

4.2 伝送路ひずみの影響

伝送路ひずみの影響は以下の手順で調べることができる。

- (i) 伝送路のひずみを、振幅ひずみは偶関数、位相ひずみは奇関数となるように負の周波数帯に拡張する。
- (ii) これを f_0 ずつ周波数帯をずらし、それぞれの周波数帯で振幅ひずみ、位相ひずみを与える。
- (iii) 同様に負の周波数まで拡張し、 f_0 ずつずらしたロールオフフィルタ特性に従って重みづけし、合成してやる。

この手順の例を図10に示す。例えば、位相ひずみ

図 10 伝送路ひずみによる周波数特性変化の計算方法

Calculation method of the frequency response caused by the distortion of the transmission line.

図 11 位相ひずみ特性の例

An example of characteristics of frequency response caused by the phase distortion.

のみがある場合、復元信号は、図 11 に示すような影響を受けることが容易に導かれることになる。

4.3 反射波の影響

ミスマッチで反射波が生じた場合、系が線形の場合、基本波と反射波は独立して扱えるので、基本波と反射波の位相差の分だけ再標本化位相誤差に差を生じ

ることを考慮して、(12)式をそれぞれ独立に適用して、そののち合成してやれば、反射波が生じた場合の影響も解析することが可能になる。

5. む す び

高品位テレビの伝送方式である MUSE について周波数解析を行った。MUSE では縦縞パターンについては互いに 90° 位相のずれた 4 つの標本値列による 1 次元信号の標本値伝送と等価となるので、1 次元解析が可能となることを利用した。

その結果、伝送路の線形ひずみ、送信側の標本化位相と受信側での再標本化位相の誤差の影響を、復元信号に対する周波数特性の形で表現する式を得た。この式をもとにして、以下の点を明らかにした。

- (1) 再標本化位相誤差は伝送路のロールオフ周波数の前後で復元信号に位相ステップを生じさせる。これは、波形応答でいえば、リングングを生じさせることになる。
- (2) 伝送路の線形ひずみは、このひずみを負の周波数にまで拡張し、 f_0 ずつずらしたものが、ロールオフフィルタの重みに応じて加え合わせた形で復元信号に影響を与える。
- (3) 両者の影響は独立して扱える。(両者が独立しているということではない。すなわち、線形ひずみは水平同期信号の波形に影響を与え、再標本化位相に影響を与える可能性があるが、再標本化位相誤差にその分を考慮しておけば別々に扱えるということである)
- (4) 反射波の影響なども容易に扱える。

この求めた式はサブナイキスト伝送方式に一般化することはきわめて容易であり、各種方式の評価に利用できる。

今後の課題としては以下の 2 項目が挙げられる。

- (1) シミュレーション

時間軸上の波形応答を本報告の式をもとにシミュレーションし、伝送路、受信機の PLL の目標仕様決定に役立たせる。

- (2) 2 次元などへの拡張

最後に本研究をすすめるにあたり、御討論頂き、有益な御助言を与えて下さった日立製作所中央研究所江藤良純工学博士に深謝いたします。

(昭和 61 年 2 月 3 日受付、昭和 61 年 4 月 23 日再受付)

〈付 録〉

〔1〕 $G_i(f)$ の導出

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} g_i(t) e^{-j2\pi f t} dt \\ = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(t - nt_0 - \frac{i}{4}t_0\right) e^{-j2\pi f t} dt \\ = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} \delta\left(t - nt_0 - \frac{i}{4}t_0\right) dt \\ = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(nt_0 + \frac{i}{4}t_0\right) e^{-j2\pi f (nt_0 + \frac{i}{4}t_0)} \end{aligned} \quad (19)$$

したがって、ここで、

$$y(t) = x(t) e^{-j2\pi f t} \quad (20)$$

とすると、

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} g_i(t) e^{-j2\pi f t} dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y\left(nt_0 + \frac{i}{4}t_0\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y'(nt_0) \\ \left(\text{ただし } y'(t) = y\left(t + \frac{i}{4}t_0\right)\right) \end{aligned} \quad (21)$$

時間軸の推移定理から $y'(t)$ のフーリエ変換 $Y'(f')$ は $y(t)$ のフーリエ変換を $Y(f')$ とすると、

$$Y'(f') = Y(f') e^{j\frac{i}{4}t_0 \cdot 2\pi f'} \quad (22)$$

よって、Poisson の求和式⁷⁾から、

$$\begin{aligned} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y'(nt_0) \\ = \frac{2\pi}{t_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Y'(nf_0) e^{j\frac{i}{4}t_0 \cdot 2\pi n f_0} \\ = Y(nf_0) e^{j\frac{\pi}{2} i n} = (j)^{ni} Y(nf_0) \end{aligned} \quad (23)$$

一方、(20)式と周波数軸の推移定理⁷⁾とから、

$$Y(f') = X(f' + f) \quad (24)$$

したがって、係数を無視して、

$$G_i(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (j)^{ni} X(nf_0 + f) \quad (25)$$

これに $k = -n$ を代入すると(3)式が求まる。

〔2〕 $Z_i(f)$ の単純化

まず、 $Z_{-2}(f)$ を考える。

$$\begin{aligned} Z_{-2}(f) = \sum_{i=0}^3 (-1)^i e^{j4\pi d \varphi} H_i(f + 2f_0) \\ \times H_2(f + 2f_0) \sum_{k=-2}^2 (j)^{-ki} X(f + 2f_0 - kf_0) \end{aligned} \quad (26)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \sum_{k=-2}^2 (j)^{-ki} X(f + 2f_0 - kf_0) \\ = (-1)^i X(f + 4f_0) + (j)^i X(f + 3f_0) \\ + X(f + 2f_0) + (-j)^i X(f + f_0) + (-1)^i X(f) \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} Z_{-2}(f) = e^{-j4\pi d \varphi} H_1(f + 2f_0) H_2(f + 2f_0) \\ \times \sum_{i=0}^3 \{X(f + 4f_0) + (-j)^i X(f + 3f_0) \\ + (-1)^i X(f + 2f_0) + (j)^i X(f + f_0) + X(f)\} \end{aligned} \quad (28)$$

ここで、

$$\sum_{i=0}^3 (-j)^i = \sum_{i=0}^3 (-1)^i = \sum_{i=0}^3 (j)^i = 0$$

であるから、結局、

$$\begin{aligned} Z_{-2}(f) = 4e^{j4\pi d \varphi} H_1(f + 2f_0) H_2(f + 2f_0) \\ \times \{X(f + 4f_0) + X(f)\} \end{aligned} \quad (29)$$

同様の手順で、

$$Z_{-1}(f) = 4e^{j2\pi d \varphi} H_1(f + f_0) H_2(f + f_0) X(f) \quad (30)$$

$$Z_0(f) = 4H_1(f) H_2(f) X(f) \quad (31)$$

$$Z_1(f) = 4e^{-j2\pi d \varphi} H_1(f - f_0) H_2(f - f_0) X(f) \quad (32)$$

$$\begin{aligned} Z_2(f) = 4e^{-j4\pi d \varphi} H_1(f - 2f_0) H_2(f - 2f_0) \\ \times \{X(f) - X(f - 4f_0)\} \end{aligned} \quad (33)$$

〔参 考 文 献〕

- 1) 二宮：“高品位テレビの新しい伝送方式～MUSE～”，NHK 月報，27，7，pp. 275-286 (July, 1984)
- 2) 二宮：“4. 伝送機器”，テレビ誌，39，8，pp. 680-684 (Aug., 1985)
- 3) 萬ほか：“MUSE 受信機用クロック同期回路”，テレビ大全，pp. 377-378 (1985)
- 4) 尾鷲ほか：“家庭用 MUSE 方式 VTR におけるアナログセグメント記録の検討”，テレビ学技報，VR 70-4，pp. 19-23 (Aug., 1985)
- 5) 二宮ほか：“MUSE 方式によるホームビデオディスク”，テレビ学技報，TEBS 99-4，pp. 15-20 (Sep., 1984)
- 6) 塚本，林田：“4-3 12 GHz 実験局一つくば高精細度テレビ実験局”，テレビ誌，39，7，pp. 605-608 (July, 1985)
- 7) パボリス著，大槻，平岡監訳：“工学のための応用フーリエ積分”，オーム社，pp. 57-60 (1967)