

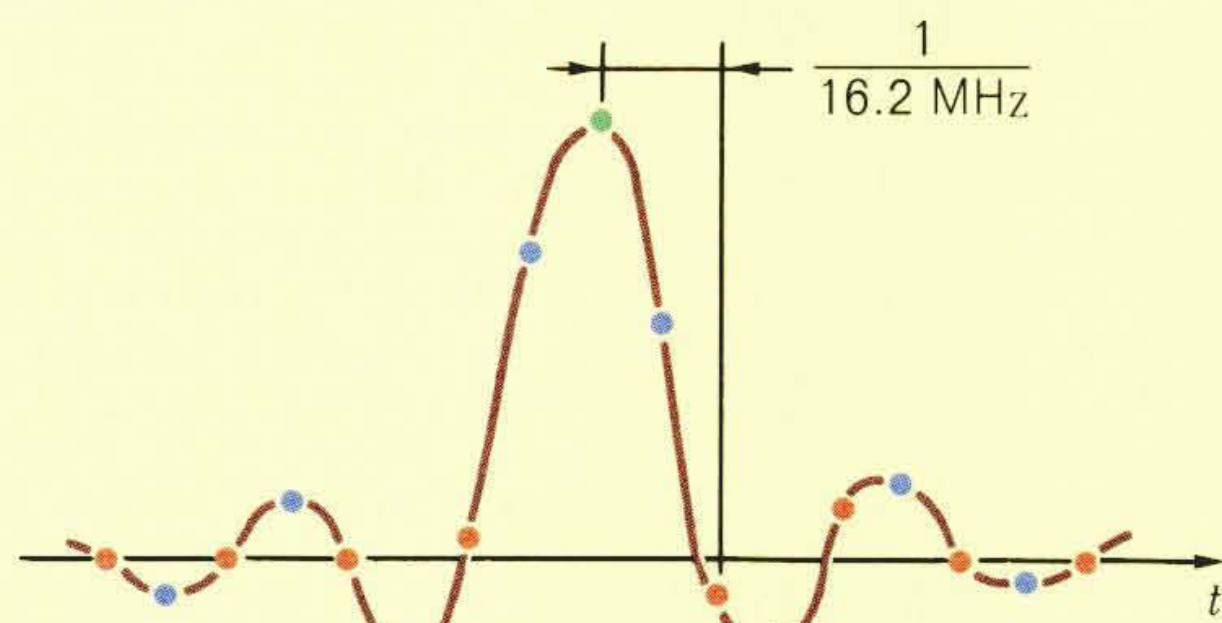
ハイビジョン放送の画質を守るデジタルフィルタIC

Digital Filters Keeping the Hi-Vision Video Quality

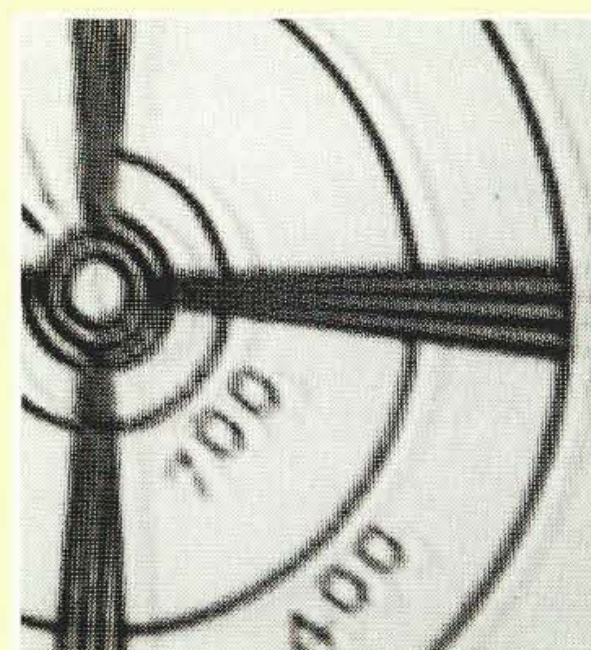
上原 陽一* Yôichi Uehara

小島 昇** Noboru Kojima

中川一三夫*** Isao Nakagawa

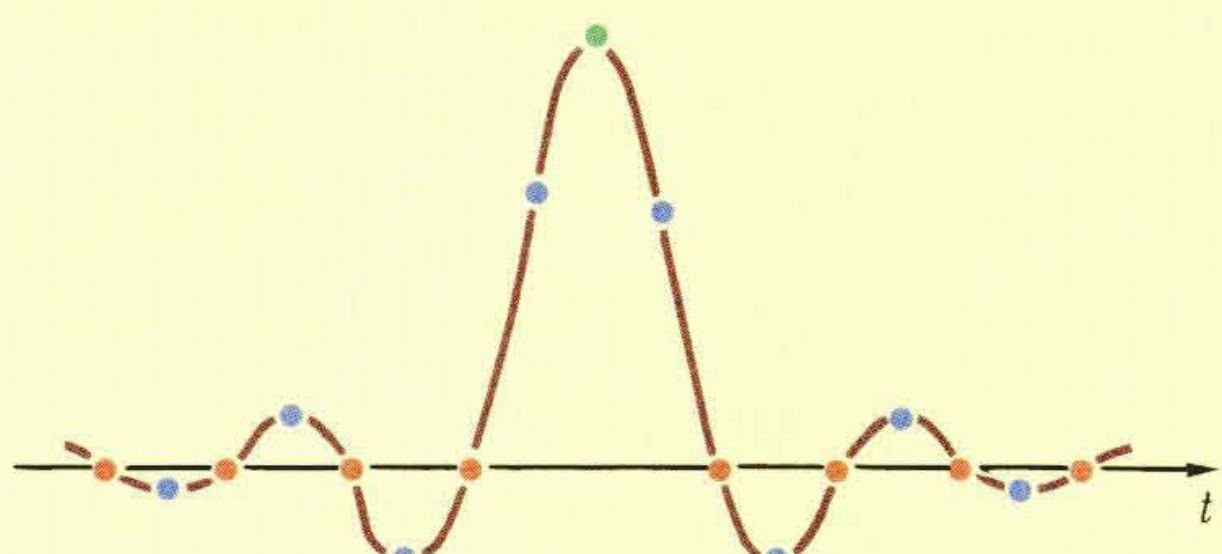


(i) 一つの標本値に対する応答波形

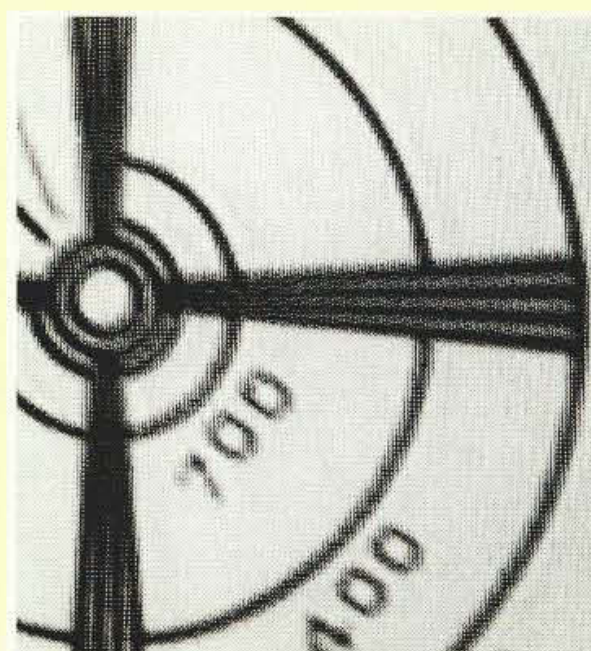


(ii) 画面写真

(a) 波形等化前



(i) 一つの標本値に対する応答波形



(ii) 画面写真

(b) 波形等化後

波形等化の効果例 VITS(Vertical Interval Test Signal)を測定したもので、これは一つの標本値に対する応答波形を示す。隣接する標本値の位置(●の位置)で振幅がゼロになることが必要である。等化前ではゼロにならないところがあり、このため画面で大きなリングングが発生している。

ハイビジョン放送ではMUSE(Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding)方式と呼ばれる帯域圧縮方式が用いられている。この方式はアナログ標本値伝送という新しい伝送方式を採用しており、伝送路の周波数ひずみに影響されやすい。このため、ハイビジョン受信機(MUSEデコーダ)にはこの周波数ひずみを補正するため、波形等化システムが使用される。これは、周波数ひずみを検出し、このひ

ずみを打ち消すようにトランスバーサルフィルタと呼ばれるデジタルフィルタの周波数特性を制御するものである。

日立製作所では、このMUSE方式用のトランスバーサルフィルタLSIを開発した。MUSE方式に好適な構成の24タップのトランスバーサルフィルタとその周辺回路を集積しており、制御用マイクロコンピュータとの2チップで波形等化システムが構成できる。

* 日立製作所 半導体設計開発センタ ** 日立製作所 映像メディア研究所 *** 日立製作所 映像メディア研究所 工学博士

1 はじめに

ハイビジョンは、従来のテレビジョン放送では味わえなかったような臨場感、迫力が味わえる新しいテレビジョンシステムとしてその将来性が大いに期待されている。1991年11月25日から放送衛星BS-3bによる1日8時間のハイビジョンの試験放送が開始され、本格的な普及に向けてスタートが切られた。

この放送衛星によるハイビジョン放送にはMUSEと呼ばれる帯域圧縮方式が採用されている^{1),2)}。この方式の特徴は、一定の時間間隔で標本化された標本値をアナログで伝送するという新しい伝送方式(アナログ標本値伝送)を使用していることである。受信機側では伝送された標本値から元のハイビジョン信号を復元するので、受信機側でいかに正しく標本値を再生できるかが画質を決める重要なポイントになる。

隣接する標本値に影響されずに正確に標本値を再生するためには、送信(標本値をD-A変換してアナログ信号にしたところ)から受信(受信したアナログ信号をA-D変換するところ)までの、伝送路の総合の周波数特性を所定の特性にする必要がある。しかし、一般にはケーブルのミスマッチ、帯域制限用のフィルタの特性ばらつきなどで、この条件から外れるような周波数ひずみが生じてしまう。

波形等化は、こうした問題点に対処するもので、トランスバーサルフィルタと呼ばれるデジタルフィルタで

伝送路のひずみを打ち消し、正しい標本値が得られるようにするという、ハイビジョン信号を高画質で再生するための重要な技術である(口絵参照)。

日立製作所では、このハイビジョンの波形等化に好適なトランスバーサルフィルタLSI(HD49407)を開発した。ここでは、ハイビジョンと波形等化の概要およびトランスバーサルフィルタLSIの特長について述べる。

2 MUSE信号の特徴

2.1 ハイビジョン信号

ハイビジョンは、水平視野角が30度あれば十分な臨場感を実現できるという視覚心理実験の結果をベースに、システム設計されている。画面の縦横比は大画面での人間の視覚特性に合わせて9対16が選ばれた。これはさまざまな縦横比の映画フィルムに対して、共通に利用できる範囲が広くとれるようにという観点も加味したものであり、従来のテレビジョン方式(画面の縦横比3対4)に比べて、33%横長になっている。また、水平視野角30度で十分な精細度を得るため、走査線数1,125本、信号帯域は20 MHzに選ばれた。このように、ハイビジョンは画面の形が違っただけでなく、情報量(信号帯域)も大幅に異なった次世代のテレビジョン方式である。

2.2 MUSE方式

MUSE方式の伝送を中心とした原理図を図1に示す。MUSE方式はハイビジョンを放送衛星の1チャンネル(RF帯域幅27 MHz)で放送するために考えられた帯域

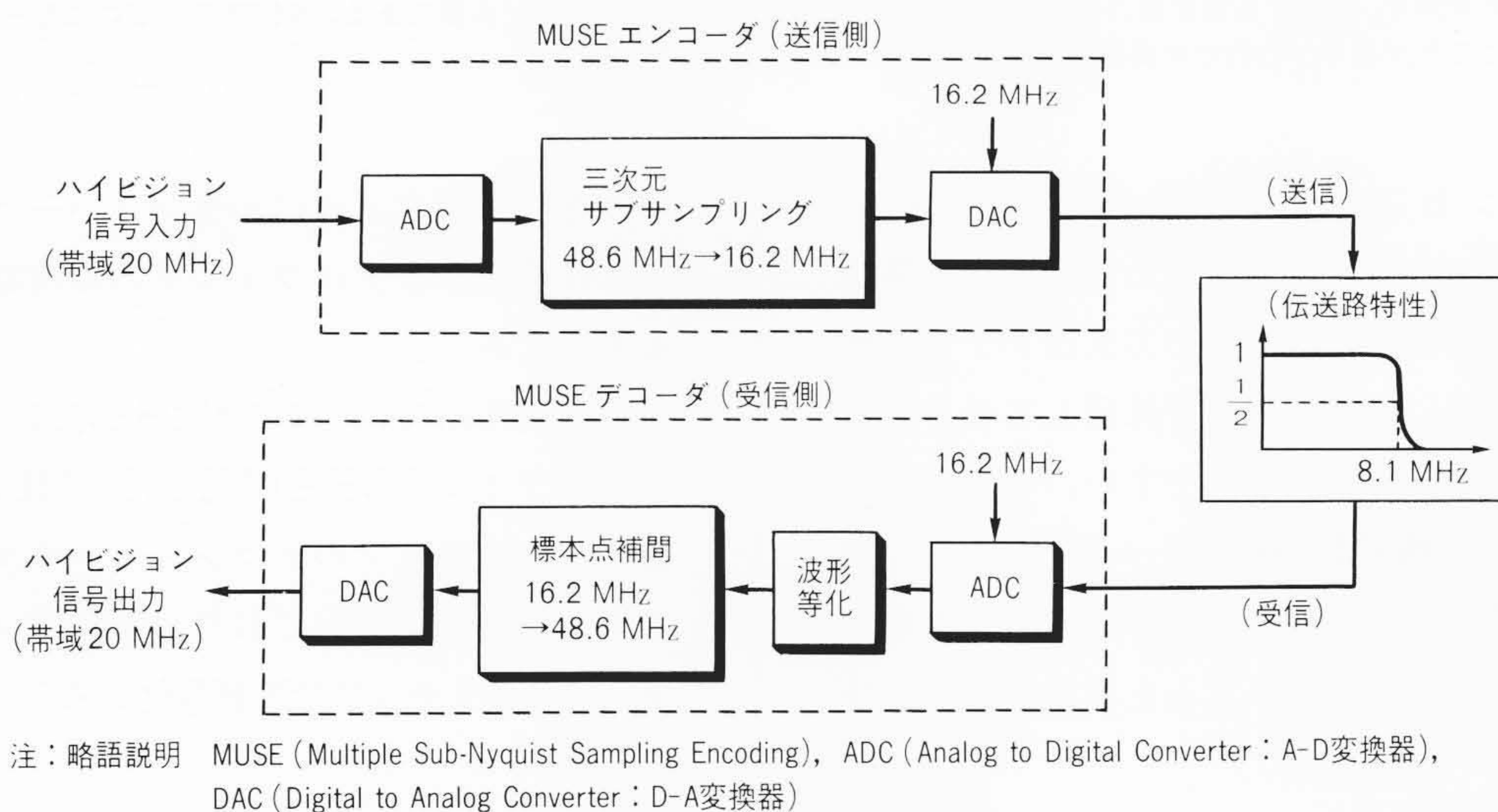


図1 MUSE方式伝送の原理図 MUSE方式では帯域圧縮などの信号処理はデジタルであるが、伝送はアナログで行われ、伝送される信号は標本化周波数16.2 MHzの標本値である。

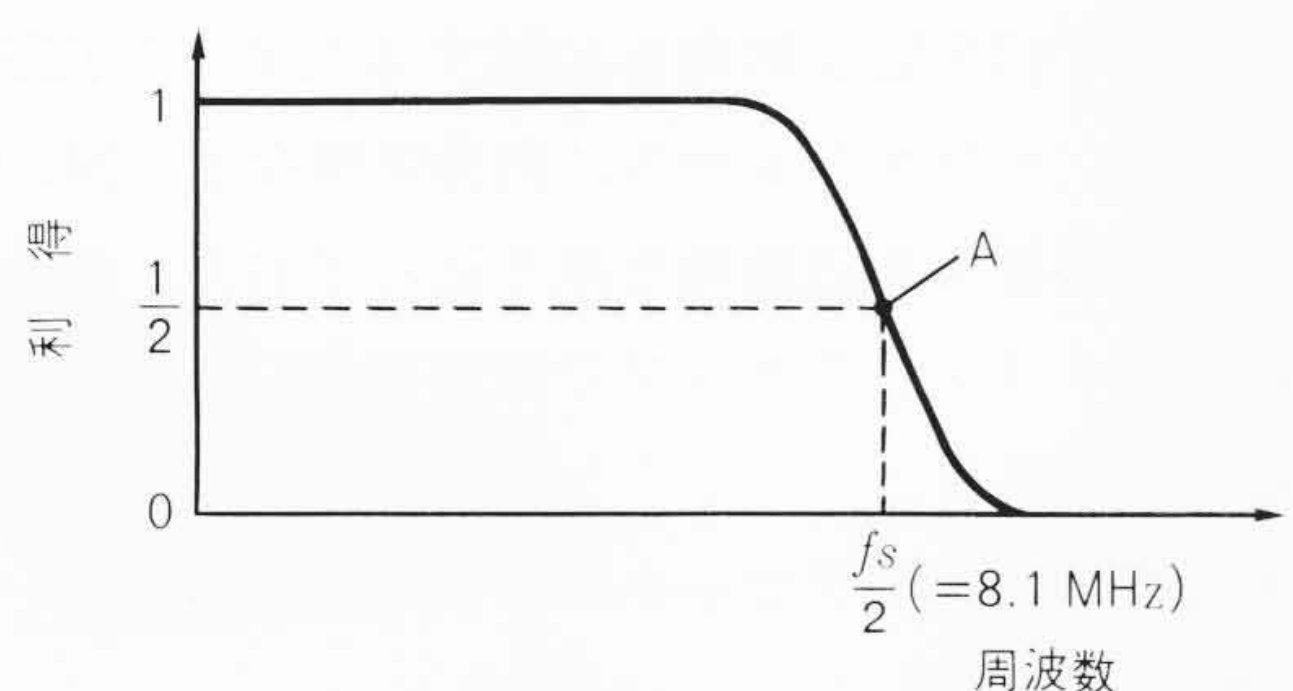
圧縮方式であり、次の二つの手段が用いられている。

- (1) 三次元サブサンプリング
- (2) アナログ標本値伝送

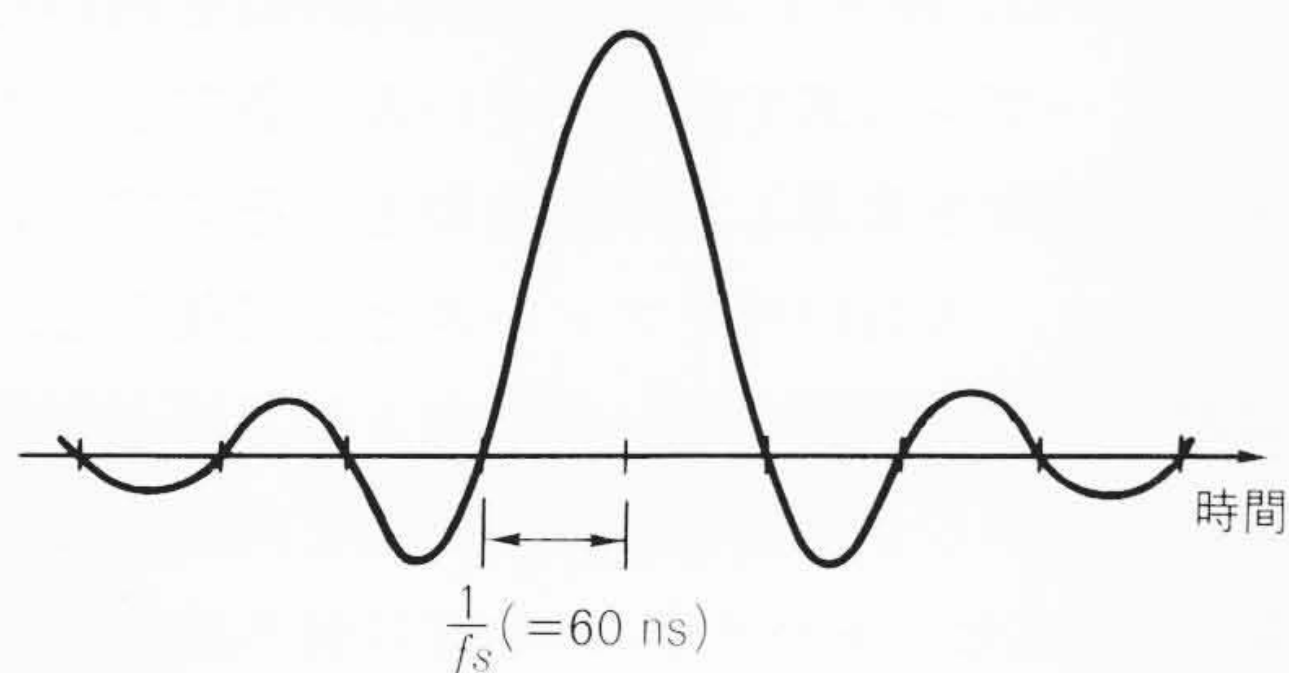
ハイビジョン信号の圧縮前の標本化周波数は48.6 MHzである。これを静止画部分についてはフィールド間オフセットサンプリング、フレーム間ドットインタリーブという二つのサブサンプリングを行い、動画部分についてはライン間オフセットサンプリングを行い、標本化周波数を $\frac{1}{3}$ の16.2 MHzに低減する。このようにして低減された標本値を16.2 MHzでD-A変換し、8.1 MHzの帯域のアナログ信号として伝送(放送)する。受信機では、伝送されたアナログ信号を16.2 MHzでA-D変換して標本値を再生し、この標本値をもとに間引かれた標本値を復元(補間)し、これをD-A変換してもとのハイビジョン信号に戻す。

2.3 伝送路ひずみの影響

伝送路の総合特性が、図2に示すような8.1 MHzで-6 dBのロールオフ特性を持つLPF(Low Pass Filter)であると、この伝送路のインパルス応答(一つの標本値に関する応答波形に等しい。)は、原点から標本化間隔離れた部分で振幅がゼロとなる。したがって、送信側の標本点と同じ点で再標本化することで、隣接する標本値に影響さ



(a) 所要LPF特性(振幅特性)



(b) インパルス応答(一つの標本値に対するLPFの応答)

注: 略語説明 LPF (Low Pass Filter)

図2 LPF特性 伝送路の総合特性として、振幅特性が(8.1 MHz, $\frac{1}{2}$)の点Aを中心に点対称、群遅延特性がフラットであれば、隣接する標本点位置($\frac{1}{fs}$ 離れたところ)で応答がゼロとなり、隣接する標本値に影響を与えない。

れずに正しい標本値が再生できることになる。

しかし、実際には、前述のように周波数ひずみが生じる。こうした周波数ひずみがある場合、波形がひずんで隣接の標本化位置で振幅がゼロにならず、隣接の標本値に加算されて誤差を与えることになる。この結果、画面上ではリングングなどが発生する(口絵参照)。波形等化はこうしたひずみを補正してリングングなどのない高品質な映像を再現させるためのものである。

3 MUSE用波形等化システム

3.1 波形等化の原理

波形等化システムは、基本的には、特性が自由にえられるトランスバーサルフィルタと、周波数ひずみを検出しこのフィルタの特性を制御する制御部から構成される。トランスバーサルフィルタはよく知られているように、遅延時間が少しずつ異なる信号を作るためのラッチと、各ラッチからの出力(タップ出力)の大きさを変えるための乗算器、乗算された各タップ出力を加算する加算器から構成される。

前述した周波数ひずみは、信号の波形という観点から見ると、オリジナルの信号に遅延時間が異なる信号が加算されて生じるものである。したがって、単純に言うと、この伝送路でひずみとして加わった遅延信号成分について遅延時間を検出し、これに相当するタップ出力を大きさを同じにして、逆極性で加算することでひずみが補正できることになる。

今回のトランスバーサルフィルタ用ICは、MUSE用波形等化システムに特有の構成に対応できるように設計されている。

3.2 MUSE用波形等化システム

今回、対象とするMUSE用波形等化システムでは、図3に示すように本線系と本線系の信号のひずみを打ち消す補正信号を作る補正系とに分け、本線系は16.2 MHzの10ビットA-D変換器で標本化し、補正系には32.4 MHzの7ビットA-D変換器で標本化した信号を用いる構成となっている。

MUSE方式の標本化周波数は16.2 MHzであるが、信号帯域はこの標本化周波数の $\frac{1}{2}$ 以上まで広がっている。標本化周波数の $\frac{1}{2}$ を中心として対称な補正特性しか得られないので、標本化周波数が16.2 MHzでは正確な補正ができない。標本化周波数を32.4 MHzにできればよいが、MUSE方式では、A-D変換の量子化ビット数は10ビットが必要であり、これを32.4 MHzで実現するのはA-

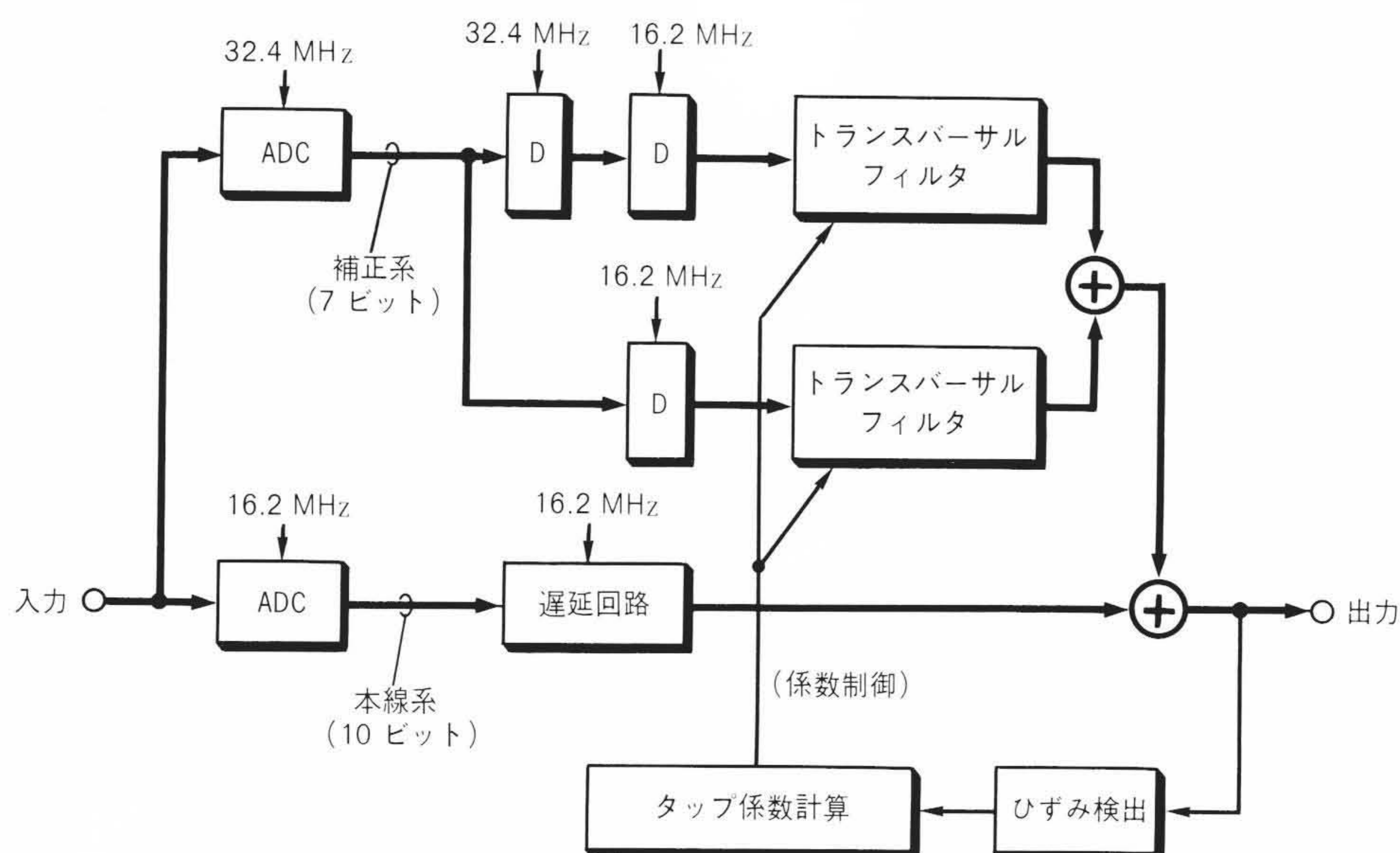


図3 MUSE方式用波形等化システム 補正系の並列のトランスバーサルフィルタで、本線系の信号に含まれたひずみ成分を打ち消す補正信号を作る。

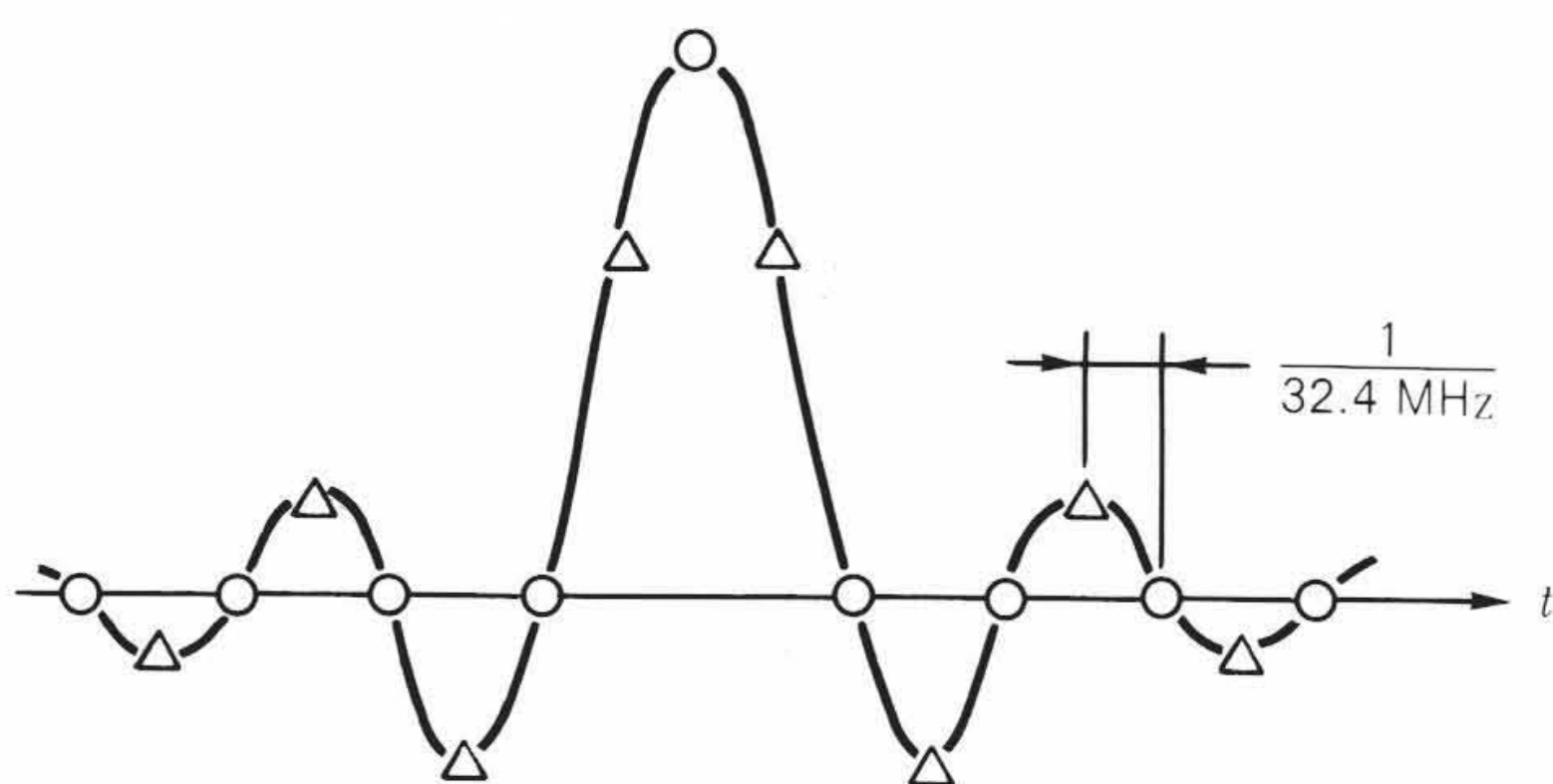


図4 VITS波形 n フレームではラインNo. 1に○印が、ラインNo. 2に○印の極性反転した信号が、 $(n+1)$ フレームではラインNo. 1に△印が、ラインNo. 2に△印の極性反転した信号がそれぞれ挿入されている。

D変換器が高価格となり、実用的でない。この問題を解決するため、上記のような構成としている。

補正信号は本線系の信号に加算されるが、本線系の標本化周波数は、補正系の $\frac{1}{2}$ である。したがって、補正系でも出力は16.2 MHzでよいので、この性質を利用して、補正系を16.2 MHzで動作する二つのトランスバーサルフィルタを並列に設けるようにしている。

波形等化を行うためにはひずみを検出するための基準信号が必要であり、MUSEでは図4に示すように1フレーム周期でVITS (Vertical Interval Test Signal) と呼ばれる信号が挿入されている。この信号は、補正系を32.4 MHzの標本化周波数にできるよう方式的にあらかじめ

考えられており、フレーム間で16.2 MHzで半クロック分位相がシフトされている。

4 トランスバーサルフィルタLSI (HD49407)

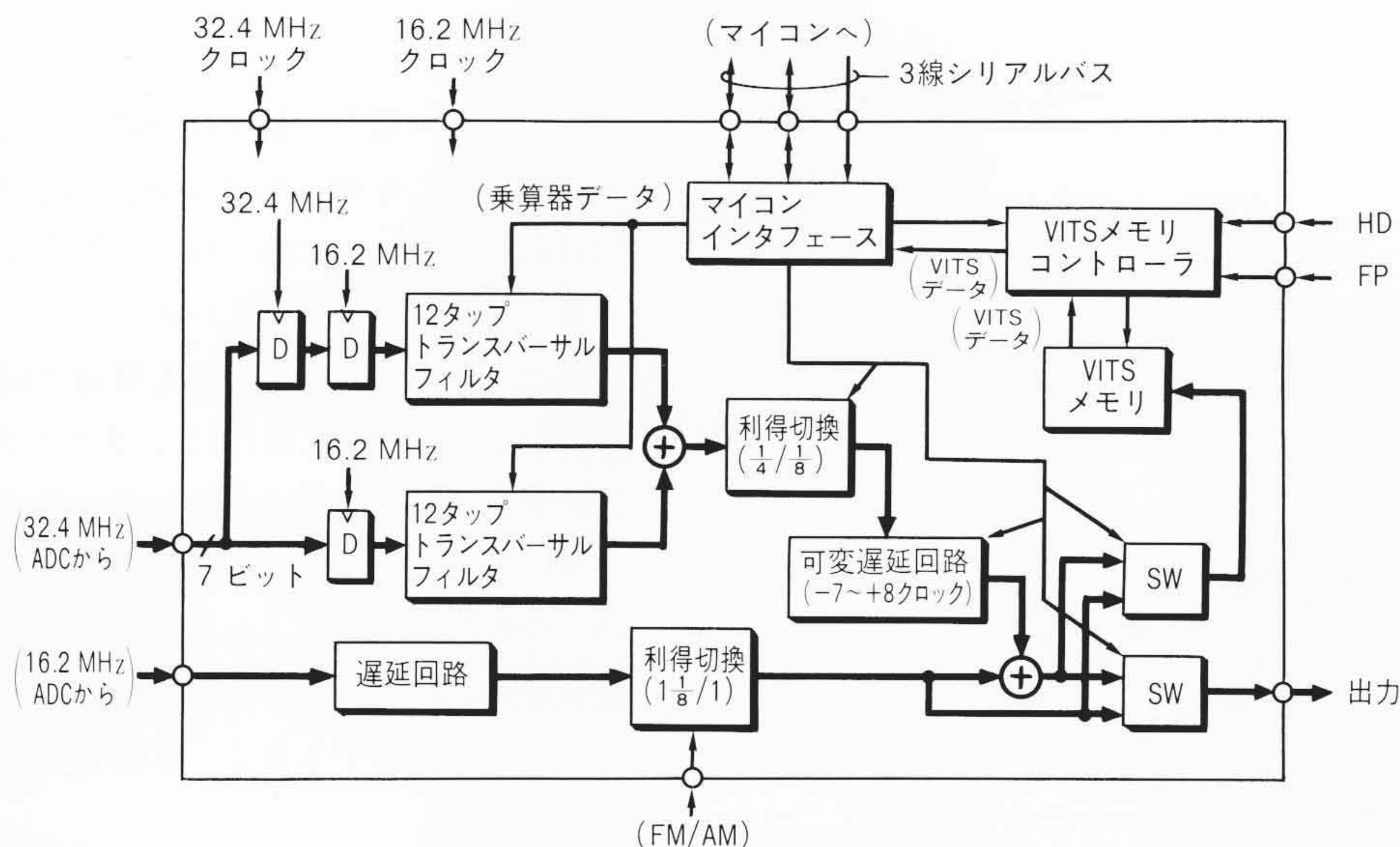
今回、開発したLSIのブロック図を図5に示す。

このLSIの大きな特徴は、トランスバーサルフィルタ以外に上記VITS信号期間を記憶するためのVITSメモリ、マイコンインタフェース、利得切換など、MUSE用波形等化に必要な周辺機能を取り込んでおり、基本的には制御用マイコンと2チップで波形等化システムが構成できることである。

以下に簡単に主要ブロックについて説明する。

4.1 タップ乗算器

このLSIでは、各タップの乗算器をRAMを用いたルックアップテーブル方式で構成している。各アドレスのアドレス値に係数を乗算した乗算結果を、そのアドレスに格納しておき、入力信号をアドレスとして使用し、入力信号に対する乗算結果をデータ出力として得るものである。また、このときの所要メモリ容量を削減するため、入力信号(オフセットバイナリ)を符号付き絶対値に変換している。すなわち、乗算結果の符号を入力信号の符号と係数の符号とを乗算 (Exclusive OR) して求め、絶対値を入力データの絶対値と係数の絶対値を乗算して求めるようにしている(図6)。絶対値の乗算はRAMで行うが、このときのメモリ容量は 8×2^6 となる。直接乗算では



注：略語説明 マイコン（マイクロコンピュータ）、SW（切換スイッチ）、HD（水平同期パルス信号）、FP（フレームパルス信号）

図5 トランスバーサルフィルタLSI(HD49407)ブロック図 MUSE用波形等化システムに適合するよう、(1) 2系統のADCからの入力、(2) RAMを用いたタップ乗算器によるトランスバーサルフィルタ、(3) VITSメモリ、マイコンインタフェースなどを集積した。

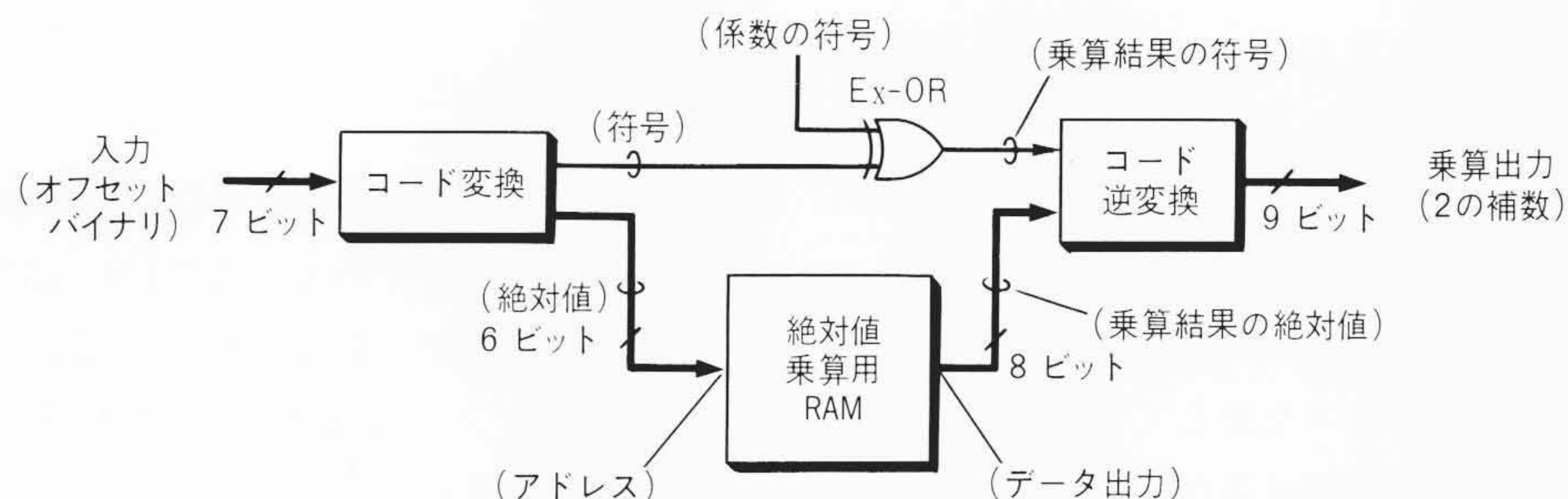


図6 符号と絶対値による乗算回路 7ビット入力、9ビット出力用乗算器のメモリ容量は、 9×2^7 ビットとなる。これに対して符号と絶対値による乗算にすると、6ビット入力、8ビット出力の乗算となるので、メモリ容量は 8×2^6 ビットとなる。したがって、容量は $\frac{4}{9}$ 倍になる。

9×2^7 となるので、メモリ容量を $\frac{4}{9}$ に低減できる。

乗算器をルックアップテーブルにしたのは、消費電力を重視したためである。MUSEではクロックが16.2 MHzと高速であり、信号周波数帯域も広いため、信号の動作周波数も高くなる。室内のRF実験での信号の動作周波数の測定データを図7に示す³⁾。最大では7.3 MHzとなる。CMOSの場合、消費電力は動作周波数にほぼ比例して増加するので、同一回路では現行のNTSC (National Television Systems Committee) の場合に比べ、消費電力は2倍程度になると考えられる。ルックア

ップテーブル方式の場合、動作する部分は所定のアドレスに関連した部分だけとなり、ほとんどの回路部分は動作しないのでハードロジックで構成した乗算器よりも低電力化できる。

4.2 VITSメモリ

VITSメモリはVITS信号を取り込むものである。このLSIではフレームパルスと水平同期パルスから内部で制御信号を発生し、所要期間データを取り込んでいる。波形等化のタップ数は24個であるが、データの取り込みは32.4 MHzで64クロック分になっている。これは、このタッ

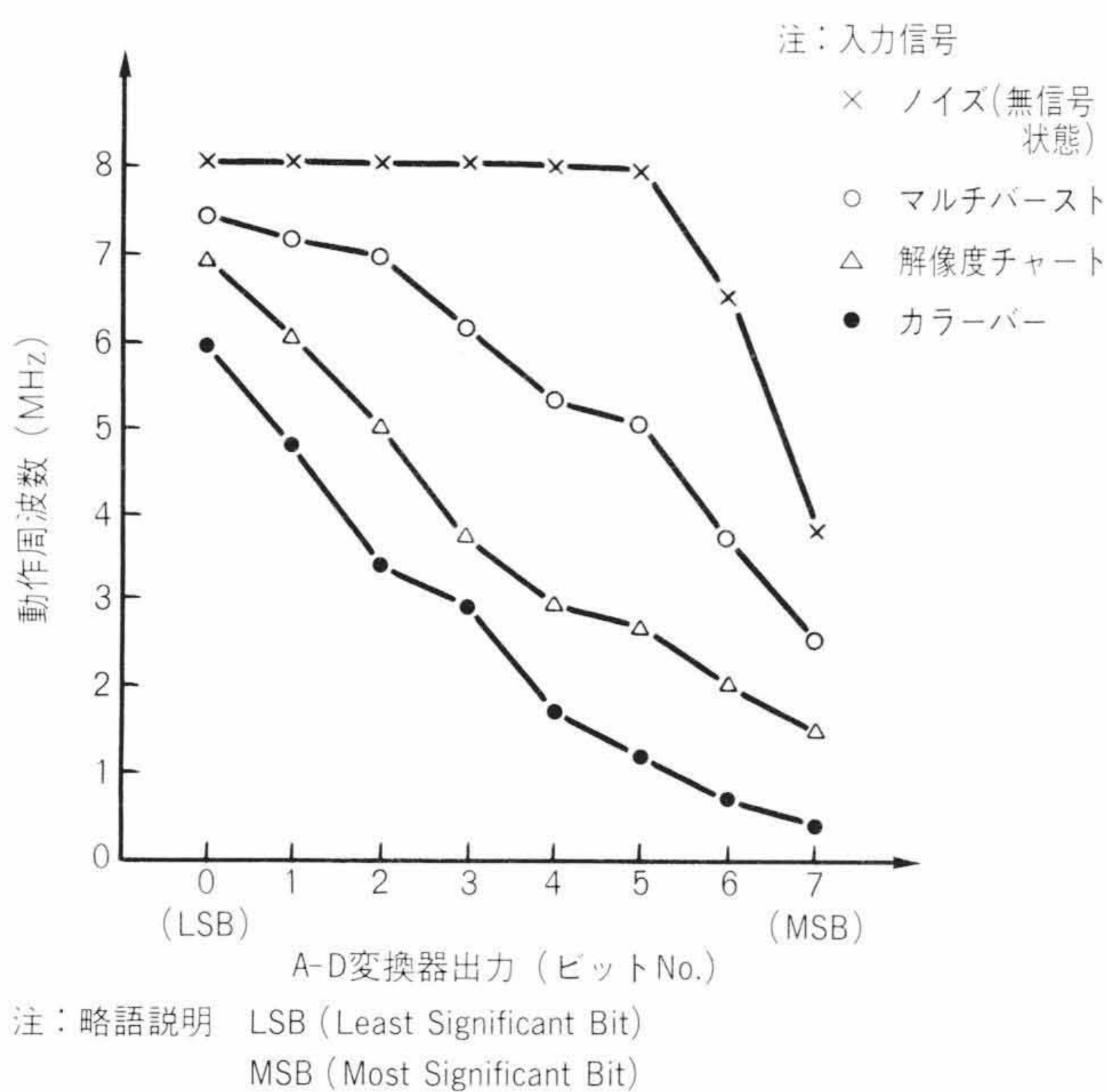


図7 MUSE方式の受信信号の動作周波数 16.2 MHz, 8ビットA-D変換器の出力を各ビットごとに周波数カウンタで測定した値である。ノイズ入力時に最もデータ周波数が高くなり、8ビットの平均で約7.3 MHzになる。これは各ビットともほぼクロックごとにデータが反転する状態になっていることを示す。

プの影響はタップ期間外にも及ぶので、この部分も考慮してひずみを調べる必要があるからである。

4.3 マイコンインタフェース

このLSIのタップ乗算器用のデータの書き込み、VITSメモリからのデータの読み出し、LSIの内部の動作モード指定などは3線のシリアルバスを介して行う。8ビット+1パリティで1ブロックが構成され、最初のブロックはLSI指定、第2ブロックはモード制御、第3ブロック以降はデータとなっている。マイコンインタフェースはこのバスのためのインタフェースで、マイコンとの接続が簡単に行える。

4.4 その他の機能

このLSIでは本線系10ビットに対して、補正系は7ビットであり、本線系と同一精度で考えると、一つのタップ当たりでは $\frac{1}{8}$ の振幅しか補正信号が発生できない。ひ

ずみが多い場合、補正信号の量子化精度が悪くても大きな補正信号を加えたほうが良い場合もあるので、これに対応できるように補正信号の加算レベルを2段階に切り換えられるようにしている。

また、補正信号を加算する最適の期間がひずみによって異なるので、16.2 MHzで16クロック分、補正信号の加算位置が調整できるようにしている。

さらに、MUSEでは、AM変調モードとFM変調モードの二つのモードが考えられており、後段への信号利得が変わる。このため、 $\frac{9}{8}$ 倍の増幅回路が内蔵されており、切り換えて使用できるよう構成している。

4.5 IC仕様

このLSIは、10 kゲート、13 kビットメモリの回路規模を $6.86 \times 6.88 \text{ mm}^2$ のチップサイズに集積している。消費電力は最大400 mW以内に収めることができた。パッケージはQFP-80ピンを使用している。

このLSIを用いて構成した波形等化システムの効果例を口絵に示す。画面写真からわかるように、周波数ひずみのために顕著なリングングが現れているが、これが波形等化システムで大きく改善されているようすがわかる。

5 おわりに

このLSIはMUSE専用に使われた初めてのトランスバーサルフィルタである。このLSIはMUSEの波形等化に必要な周辺機能も数多く集積しており、このLSIを制御するマイコンとの2チップでMUSE用波形等化システムが構成できる。

このLSIは、日本放送協会の指導のもとで行われた半導体メーカー6社のMUSEデコード専用LSIキットの共同開発の一環として開発されたものである。開発に際してご指導いただいた日本放送協会技術研究所の二宮佑一画像研究部部長、川島 正主幹研究員および技術局技術開発センターの大村俊郎チーフエンジニアをはじめ、日本放送協会ならびに財団法人NHKエンジニアリングサービスの関係各位に対し感謝する次第である。

参考文献

- 1) NHK放送技術研究所編：ハイビジョン技術，日本放送出版協会(昭63-11)
- 2) 二宮，外：MUSE方式の開発，NHK技術研究，第39巻，第2号，18-52(昭62)
- 3) Kojima, et al.: A Waveform Equalizer For The MUSE Transmission System, IEEE, Trans. on CE, Vol.36, No.3(1990-8)