遅延素子等を用いたゴースト除去

松下電器産業株式会社 テレビ技術センター 山 本 啓 輔
山 口 南 海 夫

ゴースト障害は放送分野での重大な問題であり、現在多数の技術者が解決のための研究を推進しているが、問題の複雑さのためまだ十分な解決法が確立されていない。ゴーストを除去する手段として送信側、受信側とも種々の方式があり、かなりの効果をあげつつあるが、本論では受信側で、さらに遅延素子を用いたゴースト除去について、最近発表された成果を中心に研究内容とその動向を述べる。

1. ま え が き

近年、大都市の高層建築物の急増にともない、テレビの難視地域、およびゴースト障害地域が拡大し、この解決が放送技術分野での重点項目のひとつになっている。特にゴースト障害については現在多数の技術者が研究を続行しており、問題の複雑さにもかかわらず着々と成果を上げてきていて、今後の進展が期待される。

ゴースト問題を解決するには送信側、受信側双方とも種々の方法がある。円偏波送信による方法、建築物の構造その他により発生源をなくす方法、受信アンテナに工夫をこらす方法、受像機内あるいは共聴機器内に設置し、遅延素子を用いて電子回路的にゴーストを除去する方法などがある。特に最後の方法は原理的には古くから知られていたものの、最近高性能の遅延素子が開発されるに及んで急速に進歩したもので、今後の進展に期待がかけられるものである。

本稿は、遅延素子を用いる方式について、現在得られている成果と今後の展望について解説を加えたもので、まず初めに本方式に関係するゴーストの性質を述べたあと、各種の方法および素子について説明を加える。

2. ゴーストの性質

2.1 ゴーストの要素

ゴーストは希望波信号とビル壁面等で反射したゴースト波信号とがアンテナに入射する結果、発生するものであるから、受像機に現れるゴーストを決定する物理的要素として次の5項目が考えられる。

- (1) ゴーストの遅れ時間 Δt
- (2) 希望波とゴースト波の強度比 D/U
- (3) 希望波とゴースト波の高周波位相差 ϕ
- (4) ゴーストの周波数特性
- (5) ゴーストの数

ゴーストの遅れ時間は希望波とゴースト波の行路長の差によって決まる。電波を反射するビルが遠方であれば遅れ時間は長くなるが、通常の場合はゴースト波が減衰してしまうので極端に長い時間遅れのゴーストが現れる場合は少ない。市街地でよく観測されるゴーストは $1 \sim 10 \mu\text{s}$ のものが多い。しかし、新宿副都心ビルのような巨大な高層ビルの場合、ゴースト波が減衰せず遠距離まで到達する結果、 $20 \mu\text{s}$ 程度のゴーストが現れている。ゴースト除去装置に用いる遅延素子はこれらに合わせた遅延時間を必要とするから $10 \mu\text{s}$ までの可変遅延線、必要ならば $20 \sim 30 \mu\text{s}$ までの可変遅延線が必要となる。

ゴーストの強度については千差万別である。これはアンテナの性能や設置場所、方向により大幅に変わり、ゴースト障害地域でもアンテナ設置の工夫により、 $D/U=6 \text{ dB}$ 以上にすることができる場合が多い。ゴーストの許容限は画面内容、遅延時間により大きく変るが $D/U=20 \sim 25 \text{ dB}$ 以上といわれており¹⁾、本方式を用いてこの程度に押えることができればよい。

ゴーストは空間において希望波とゴースト波が電波の状態で重畳されて発生するのであるから、両者の高周波位相差により種々の現れ方をすることが予想される。現れ方については後ほど詳細に説明するが、位相差を決定するものは両者の行路長の差および反射壁面の電波の位相回転である。電波の周波数が高いためアンテナ位置を若干ずらすだけで位相が大きく変り、この位相差について充分対応できるようなゴースト除去方式を考える必要

"Ghost Rejection Using Delay Lines etc" by Keisuke Yamamoto and Namio Yamaguchi (Television Operations, Matsushita Electric Ind. Co., Ltd., Osaka)

がある。

ゴーストの周波数特性についてはまだあまり研究されていない。一般には反射面が単純であれば放送周波数 100~200 MHz に対し 1 チャンネル当り 6 MHz の帯域内は平坦であると考えられている。しかし、多数のビルが近接して建築されて、各ビル壁面からの反射が重畳した場合とか、ビル壁面の窓、ベランダ等の凹凸がある場合など 6 MHz の帯域内にリップルを発生させる可能性はある。

高層ビルの急増にともなうゴーストも複数ゴーストがほとんどで単一ゴーストの場合の方がまれである。複数ゴーストすべてを遅延素子を用いて除去するにはかなりの困難が伴う。しかし、複数ゴーストのうち最も強いもの 1 つまたは 2 つを消去すれば画質はかなり改善されることが期待されるから、アンテナによってできるだけ強度、数ともゴーストを小さくし、その後で遅延素子を用いて回路的に消去するのがよいと考えられる。

2.2 ゴーストの現れ方

テレビ受像機に現れるゴースト像は、もとの像に対し正または負極性の違いだけで相似なものと考えられがちであるが、前にも述べたように、希望波とゴースト波の高周波位相差によって変わることが予想され、理論的、実験的にも検討されている²⁾。

図 1 は高周波位相差に対しゴースト波形がどのように変わるかを示したものである。幅の広い矩形波パルスと $\sin^2$ 波を例にとって示してある。 ϕ が 0° または 180° の場合は正または負だけの差で、もとの波形と相似であ

図 1 高周波位相差とゴースト検波波形の変化（短形波パルスと $\sin^2$ 波）

図 2 テレビの帯域特性

るが、 ϕ が 90° になると矩形波は立上り、立下り部分が残る、 $\sin^2$ 波も正負に分かれ、もとの波形とは相似にならない。

このようになる原因は、テレビ電波が残留側帯方式であるためで、図 2 に送信帯域特性と受像機の IF フィルター特性を示す。テレビ受像機の第 2 検波回路に入る信号は、両特性の重なったフィルターを通った信号となり、キャリアに対し ± 1.25 MHz 以内は両側波成分があり、それ以外は単側波になってしまう。単側波信号はキャリア位相に対し、同相分のみならず直交分も存在することは周知の事実であるが、 ϕ が 0° または 180° のときはこの同相分が主として現れ、 ϕ が 90° または 270° の場合はこの直交分が現れる。

矩形波の平坦部のような低域部分は両側波に近く、 $\phi = 90^\circ$ になると現れてこないから、図 1 のような波形になるのである。中間の位相は以上の中間の波形を示す。これらのことは希望波像を単に遅らせ、振幅、極性を調整して加算しても ϕ が $0^\circ, 180^\circ$ 以外は完全に除去できないことを示している。

以上の議論は、ゴーストの強さが弱く D/U が 15~20 dB 以上ある場合にあってはまるもので、 D/U がこれ以下の場合にはさらに複雑な様相を示すことが発表されている³⁾。

現在市販されているテレビ受像機の多くはダイオードによる包絡線検波が用いられている。テレビ信号は負変調を行っているから映像信号の白い部分はキャリアの振幅が小さく、この部分にゴーストが重畳すると、場合によってはゴーストのキャリアの振幅が大きくなることもと考えられ、包絡線検波では画像にひずみが生ずると予想される。いま、希望波とゴースト波を次式で仮定する。

$$\text{希望波信号 } F_1 = \{1 - 0.85 f(t)\} \sin \omega t \quad (1)$$

ただし $f(t)$: ビデオ信号, ω : 搬送角周波数, 変調は 85% 負変調,

$$\text{ゴースト信号 } F_2 = k \{1 - 0.85 f(t - \Delta t)\}$$

$$\times \sin \omega(t - \Delta t) \quad (2)$$

F_1 と F_2 を加え、包絡線検波を行うと検波出力は次式で表わされる。

$$S(t) = \sqrt{\{1 - 0.85f(t)\}^2 + 2k\{1 - 0.85f(t)\} * \{1 - 0.85f(t - \Delta t)\} \cos \phi + k^2\{1 - 0.85f(t - \Delta t)\}^2} \quad (3)$$

ただし $\cos \phi = \cos \omega \Delta t$

$S(t)$ は k と ϕ によりかなり変化する。

いま、ビデオ信号に白方向のパルスを用い、その振幅をかえていったときの $S(t)$ を計算し、その希望波成分、ゴースト成分の特性を求めたものを図3、図4に示す。 $\phi = 0^\circ$ の場合は希望波、ゴースト波とも良好な直線性を示すが、他の位相ではひずみが生ずる。特に図4のゴーストの $\phi = 180^\circ$ の場合、反転ゴーストとなって下方向へ直線が延びるが、途中で曲って上昇する。

これらのことは希望像とゴースト像は相似でなくなり、ビデオ帯で単に遅延させて消すだけでは消えないこ

図3 希望波成分の直線性

図4 ゴースト波の直線性

とを示している。この検討は黒から白へのパルスを用いて計算したため、極端な結果が出ているが、通常画面では程度は少ないものの、ゴースト強度が大きくなると必ず現れてくると考えられる。検波回路に同期検波回路を用いればこの現象は少なくなると考えられるが、現在市販のテレビの同期検波はCWをキャリアから同調回路を通して抜き出して使用しているため、完全とはいえない。

以上のことから、ビデオ段で消去するには、あらかじめゴーストを同相ゴーストに近づけることが望ましい。

2.3 ゴーストの変動

ゴーストは伝搬路の条件により影響される。現在までの研究によれば、気象条件によりゴーストの位相が変化することが報告されている⁴⁾。気温、気圧、湿度により大気電波屈折率が変化するため、電波伝搬速度が変わって希望波とゴースト波の等価行路長差が変わる。そのため、主としてゴーストの位相が変化し、遅延時間 36 μ s のゴーストが1カ月の間に 200° 近く変化したことが報告されている。遅延素子を用いて消去する場合、最も問題となる事項である。

3. 遅延素子を用いたゴースト除去方式の種類

3.1 反射型、フィードフォワード型、フィードバック型

遅延素子を用いてゴーストを除去する場合、遅延素子の挿入場所と、信号合成の前後関係により反射型、フィードフォワード型、フィードバック型の3方法がある。

反射型とは図5の系統図に示すように、信号路を分岐して分岐路に減衰器、遅延線路、位相調整回路を直列に設けて遅延線路に反射を起させてゴーストを除去するもので、遅延線路にケーブルを用いたものがすでに市販されている⁵⁾。

この方式は損失の少ないケーブルを用いるため、かな

図5 反射型ゴースト除去方式の系統図

図6 フィードフォワード型ゴースト除去方式の系統図

図7 フィードバック型ゴースト除去方式の系統図

り大型のものとなるが、遅延線路はゴースト遅延時間の1/2でよく、また構造そのものは簡単になるから小型で損失の少ないケーブルが開発されれば充分実用になりうる方式であろう。

フィードフォワード型は従来からよく知られている方式で、図6に系統図を示す。入力信号を分岐し、可変遅延素子、振幅極性調整回路を通してもとの信号に加算合成する。前の反射型と同様、ゴースト像を除去したあと2倍の時間遅れの所にサブゴーストが現われ除去効果が損なわれるが、 D/U の2乗倍でサブゴーストが減衰するから、 D/U が10 dBあれば希望信号に対し20 dB小さくなったサブゴーストしか現れず、通常画面では目につかなくなる。

D/U が小さくなると、この方式は効果が少なくなるが、信号の流れが1方向で回路的に安定であるので、現在多くの研究がこの方法でなされている。

フィードバック型は、フィードフォワード型を改善したものとも考えられ、図7に系統図を示す。希望波が入力端子から加算合成回路を通して出力端子に出、さらにそれが可変遅延素子で遅らせられ、振幅極性を調整して加算合成回路に入るとき、入力端子にはゴースト像が入

ってくるからゴーストが消去される。この方式は前述の2方法のようにサブゴーストが発生することではなく、消去効果大きい。しかしフィードバックループのため、発振の可能性がある、 n 個のゴーストを n 個のループで消去するとし、各 D/U 電圧比を $(D/U)_i$ とすれば、

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{(D/U)_i} \leq 1 \quad (4)$$

の条件をこえると発振する⁶⁾。さらにループはRF、IF、ビデオのどれか1つだけで処理する必要があるから、種々の遅延素子を混合して用いることができず、実用化については現在の可変遅延線のレベルではむずかしい。

3.2 RF 帯または IF 帯での除去法

信号処理をすべて第2検波以前で行うから2.2節で述べたような問題は関係がないので理想的であるが、高周波の位相を制御する必要があるので、遅延素子の温度特性に問題が残る。これに使用できる素子はケーブル以外には最近進歩の著しい音響表面波遅延素子があって、小型で高性能のものが得られている。しかし、これらはタップ切換えであるから、連続可変するには補助の微小遅延回路が不可欠である。

現在、ケーブルを用いたもの⁵⁾、タップ付表面波遅延線を用いたもの⁷⁾が市販ないしは研究されている。連続可変遅延線の開発が待たれる。

3.3 ビデオ段での除去法

ビデオ段で処理する方式は前述した遅延素子の温度特性の問題がなくなるとともに、取扱いが容易である。しかし2.2節で述べたような問題が発生するため、原理的には同相ゴーストしか除去できない欠点があった。その問題を解決するためアンテナを工夫して同相ゴーストにしてから除去する方式⁹⁾、トランスバーサルフィルタを用いて伝送特性を補正する考え方からゴーストを除去する方式⁹⁾、同期検波回路を利用して高周波位相補正を行う方式⁹⁾、などが発表されている。

例として最後の方式について説明を加え、図8に系統図を示す。これは2軸検波システムと呼ばれているもの

図8 2軸検波システムの系統図

図9 2軸検波システムの動作説明図

で、検波軸の位相を制御することによって高周波位相をコントロールする点に特徴がある。図9は動作説明のためのベクトル図である。IFの信号には同相成分のみならず直交成分も存在することはすでに述べたところである。希望波信号にもゴースト信号にもこれらは存在している。いま、同期検波回路Ⅰの検波軸を M_S と同一方向にし、同期検波回路の検波軸を位相制御により ϕ だけ遅らせておく。検波回路ⅠとⅡの検波出力 $D_1(t)$ 、 $D_2(t)$ は次式のようになる。

$$D_1(t) = M_S(t) + G_S(t) \cos \phi + G_R(t) \sin \phi \quad (5)$$

$$D_2(t) = M_S(t) \cos \phi + M_R(t) \sin \phi + G_S(t) \cos 2\phi + G_R(t) \sin 2\phi \quad (6)$$

さらに希望波とゴースト波に次の関係がある。

$$\left. \begin{aligned} kM_S(t - \Delta t) &= G_S(t) \\ kM_R(t - \Delta t) &= G_R(t) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

ただし k ：ゴースト強度 (U/D)、 Δt ：ゴーストの遅れ時間

(6)式を k 倍して遅延素子で Δt だけ遅らせ、(5)式から差引き(7)式を代入すれば、

$$\begin{aligned} D(t) &= D_1(t) - kD_2(t - \Delta t) \\ &= M_S(t) - k^2 M_S(t - 2\Delta t) \cos 2\phi \\ &\quad - k^2 M_R(t - 2\Delta t) \sin 2\phi \end{aligned} \quad (8)$$

$k < 1$ であり第2項以下を無視すれば、

$$D(t) \approx M_S(t) \quad (9)$$

となってゴーストを除去することができる。図8はこの演算を回路的に行うものである。図8の表面波遅延線はタップ付で、分布定数遅延線は連続可変で、おのこの時間の粗調、微調を行っている。これからわかるように、この方式はタイプの違う遅延素子を組合せて使用することができ、実用上有利である。

2軸検波法は位相制御が可能な有力な方法ではあるが、同期検波回路の検波軸を $0 \sim 360^\circ$ 可変にしなければならず、回路的にも複雑となって取扱いにくい。そこで擬似的にビデオ信号だけで波形処理をする方式を考え試作した。

これは図8の位相制御回路をなくし、分布定数遅延線と、利得制御回路の間に波形変換回路を設けたもので、同期検波回路Ⅱで得られた波形〔(5)式を Δt だけ遅らせたものと等しい〕から直交成分に近似した波形を取出して同期検波回路の出力と適当な比率、極性で加算するものである。同期検波軸を回転するかわりに映像信号の加算だけで同一の効果を得ようとするものであるが、直交成分に等しい波形を得る回路を作ることは困難で、近似せざるを得ない。

インパルスレスポンスを計算すれば、かなり近い波形が得られ、充分実用可能であることがわかった。図10

図10 波形変換回路例とそのパルスレスポンス (計算例)

写真1 ゴースト除去装置内蔵カラーテレビ受像機

は回路例とそのレスポンスを示す。レスポンス波形の同相分、直交分は振幅平坦特性のIFフィルターの出力で、図10(a)の入力は同相波形を用いている。パルスのプリシュート部と $0.1 \mu s$ の時間遅れを除いて、かなりの程度に直交分の波形と一致しており、この方式で試作したモデル(写真1)でフィールドテストの結果、同期検波回路を用いた方式とくらべ、ほとんど損色のない結果が得られた。

4. 遅延素子の種類

4.1 ケーブルおよび分布定数遅延線

ケーブルはもっぱらRF帯またはIF帯の遅延に用いられている。遅延時間を長くするにはかなりの長いケーブルが必要となるが、構造が簡単で、取扱いが容易であるから、比較的小遅延のゴースト除去装置に利用されて

図 11 音響表面波遅延素子

表 1 音響表面波遅延素子の基板材料

種 類	伝搬速度 (m/s)	結合係数 (k^2)	遅延時間 温度係数 (ppm)	そ の 他
ZnO	2,690	0.01	15	多結晶薄膜
PCM	2,310	0.02~0.03	20	セラミックス
LiNbO ₃	3,488	0.0482	-87	単結晶
Bi ₁₂ GeO ₂₀	1,683	0.012	122	単結晶

いる⁹⁾。分布定数遅延線はポピンにコイルを巻いたもので、主としてビデオ信号に用いられ、小遅延ではあるが連続可変が可能であるので、他の遅延素子と並用して用いられる⁹⁾。

4.2 音響表面波遅延素子

構造を図 11 に示す。基板の上にアルミ等の蒸着により、すだれ状電極を設け、一方に入力を、もう一方から出力を取出す。入力の電気信号は基板表面に機械振動を発生させ、その振動が基板表面を伝わって出力側の電極に電気信号を発生させる。遅延時間は入力と出力の電極間隔で決定され、さらに機械振動は表面だけを直進するので途中に電極を複数個配置すれば、遅延時間をタップ状に切換えることができる。

遅延素子としては伝搬速度が遅く、電気-機械結合係数の大きいものが望ましく、現在実用化できる基板材料として代表的なものは表 1 に示すとおりである。このなかでも LiNbO₃ は結合係数が大きく、挿入損が小さいので最も有望視されており、開発が急ピッチで進められている。

われわれは LiNbO₃ を用い、0.5 μ s おきにタップをもつ 10 μ s までの遅延素子を試作し、挿入損 -15 dB、不要反射 -20~-30 dB の性能を得ている。タップ間隔は短いほど遅延時間を細かく調整できるが、あまり短くすると電極間容量が大きくなって信号の飛込みが増加するので限度がある。現在 0.3 μ s のタップのものまで試作されている⁹⁾。

LiNbO₃ の遅延時間温度係数は -87 ppm と大きく、たとえば時間を 5 μ s、周波数を 58 MHz にし、温度が 10° 変ると位相が 90° 近く変化するので、位相が問題となるような使用方法の場合は注意を要する。遅延時間の変化は 5 ns 程度で問題にならない。

4.3 半導体遅延素子

これは近年めざましい発展を遂げつつある IC 技術に応用したもので、BBD (Bucket Brigade Device) や CCD (Charge Coupled Device) などがあって電荷転送素子と総称されている。いずれも入力信号をサンプリングし電荷を多段のトランジスタ回路に加え、クロック信号で転送してゆくもので、遅延時間は段数およびクロック周波数で変えることができる。

実例として、バイポーラ型 BBD の回路を図 12 に示す¹²⁾。いま C_1 の両端に $e(V)$ 加わっている場合、区間 1 で Q_1 のベースに $V(V)$ 加わると Q_1 が導通し、 C_1 が $V(V)$ まで充電されるので $C_0(V-e)$ だけの電荷が C_2 から C_1 へ移動する。もともと C_2 に C_0V なる電荷があるとすれば、 C_2 は C_0e なる電荷になる。故に区間 2 で ϕ_1 が 0(V) になれば C_2 の両端は $e(V)$ となり、1 段信号が転送されたことになる。ただしこのとき同時に Q_2 が導通するので $V(V)$ になる。

さらに ϕ_2 が $V(V)$ になると Q_2 が導通し、前と同様に C_2 が $V(V)$ まで充電され、 C_3 の両端は $e(V)$ になる。これも同様にすぐ $V(V)$ になる。クロックパルス 1 サイクルで信号が 2 段動くことになるのである。 N 段の BBD の場合遅延時間 τ は $\tau = N/2f$ となる。なお f はクロックパルスの周波数である。図 12(c) は Q_8 のエミッタ電圧波形で、この波形を平滑するか、信号部分をサンプリングする方法により、遅延された信号を取出すことができる。

現在までゴースト除去装置用として BBD で 50 ビット、クロック周波数 10~25 MHz まで可変できるもの⁹⁾、CCD で 64 ビット、20 MHz のもの¹⁰⁾、CCD で 64 ビット、10.7 MHz で段数を切換えてできるもの¹¹⁾などが発表されている。

図 12 バイポーラ BBD 型の動作説明図

BBD, CCD とも共通している問題は遅延時間を長くするため段数を多くすると転送効率が悪くなったり、波形ひずみが增大することや、クロック波形の制約があって加え方がむずかしいこと、クロック信号が他に妨害を与えやすいことなどがあるが、長時間の連続可変遅延線として現在最も有望であり、今後の発展が期待される。

5. 今後の課題と展望

遅延線を用いたゴースト除去方式は、多種多様な開発が行われているが、今後のゴーストはますます複雑な方向に移行すると思われるので、単独で扱うのは困難であろう。一方、ゴーストレス受像機を一般商品として成功させるためには、ゴーストの自動検出、自動消去の手段が不可欠になるとと思われる。さらにアンテナによる消去法の研究が勢いよくなされているが、これも限度がある。

今後の開発の方向としては上記の3つの方法を合理的に組合せる手法の発見になるかもしれない。

昭和51年8月30日受付

〔参考文献〕

- 1) 遠藤：建造物による受信障害，テレビ誌，29，4（1975）
- 2) 山口：テレビ中継放送局のゴースト防止装置，NHK 技研月報，16，11（1973）
- 3) 松下電器：ゴースト軽減装置付カラーテレビ受信機，電波技術協会報，68，1（1976）
- 4) 宮沢，山口，遠藤，藤井：ゴースト波の変動について，テレビ学会無線技術研資，RE 75-33（1975）
- 5) 日立電線 KK：カタログ，TD 55-1619
- 6) 千葉：遅延線方式によるテレビジョンのゴースト除去，テレビ学会無線技術研資，RE 75-37（1975）
- 7) 千葉：弾性表面波タップ付遅延線によるマルチゴースト除去，テレビ全大予，G11-7（1975）
- 8) 伊達：ゴースト消去の諸問題，テレビ学会方式・回路研資，No. 24-1（1975）
- 9) NHK：弾性表面波遅延線によるゴースト除去，NHK 技研公開資料（1976）
- 10) 宮代ほか：遅延線を用いたテレビ受像機ゴースト消去の1方法，テレビ全大予，G11-8（1975）
- 11) NHK：CCD を利用したゴースト除去，NHK 技研公開資料（1976）
- 12) F. L. J. Sangster et al: Bucket Brigade Electronics, IEEE J. of Solid State, 6（1969）

今月の表紙

NEC 放送用ヘリカルスキャン

VTR TT-3000

日本電気株式会社

NEC の1ヘッドヘリカルスキャン VTR は、4ヘッド VTR では得難い数々の特長を備えた画期的な放送用 VTR 装置です。従来のヘリカルスキャン方式 VTR がかかえていたスキュー歪、ジッターの処理など、各種の問題点はすべて解消されました。TT-1000（録画時間 102 分）、TT-3000（録画時間 190 分）の2種類があり、送出業務の合理化、報道用 VTR および CM 送出の自動化などに活躍します。

特長

- ・専門のオペレータは必要ありません。
- ・周波数特性 SN, DG, DP モワレなど、どれも4ヘッド VTR 以上の性能です。
- ・起動から安定まで、3秒以下のクイックスタート。
- ・プレビューを省略することができます。
- ・IH 補正範囲のタイムベースコレクタの採用で画像を見ながらシャトルコントロールができます。
- ・ステレオ・2カ国語など、2ソース同時録音再生ができます。
- ・カートリッジ化、モジュール化により容易に保守できます。
- ・4ヘッド VTR に比べ、テープ使用量は 70%、ヘッドコストは 80% の削減を実現しました。
- ・放送局の新しい送出システムへ適合できる設計です。