レターボックス方式 EDTV の 3 次元雑音特性の検討

正会員 奥井 誠人[†], 正会員 三科 智之[†], 正会員 岡野 文男[†]A Study on Three Dimensional Noise Characteristics
of Letterbox EDTVMakoto Okui[†], Tomoyuki Mishina[†] and Fumio Okano[†]

Abstract Differences in three dimensional noise characteristics between the current NTSC television systems and letterbox EDTV systems are studied. We showed that when pictures are displayed in an area of the identical picture height, and signal to noise ratio of the transmission signals is maintained at the same level, as in NTSC, the three-dimensional noise power spectrum of the main panel of letterbox EDTV is transformed into the low spatial frequency area with high density, although the total noise power is unchanged. On the other hand, helper signals which are multiplexed onto the black bars, the top and bottom portions of letterbox picture, generally increase the total noise power even if the multiplexing amplitude is large enough. By applying a three-dimensional weighting function, it is shown that the weighted noise power of letterbox EDTV becomes larger than that of a conventional television system. Hence, to retain the existing NTSC service area after introducing EDTV broadcasting, it will be necessary to install noise suppressing measures in the EDTV system.

1. ま え が き

ワイドスクリーン EDTV, すなわち現行テレビ方式との両立性を前提とし, 縦横比 9:16 のワイド映像が伝送可能なテレビ方式は, 地上波を中心とした現行放送を改善するための手段として, さまざまな提案がなされてきた. これらの方式を導入する場合には, エンコード信号が現行受信機で受信可能であるという意味での両立性が保証されるとともに, 伝送路の雑音や

妨害に対して現行放送と同等の耐性が維持できることを検証しておく必要がある. これは EDTV 放送の導入の現行方式との置換を前提に, 既存の放送網を利用して行われるため, 現行方式と同一のサービスエリアを保持する必要があるためである.

本論文は, ワイドスクリーン EDTV 方式として実用レベルの検討が進んでいるレターボックス方式 EDTV の雑音特性を明らかにし, 地上放送を想定した場合のサービスエリアを維持するために必要な雑音

キーワード: EDTV, 評価 S/N , レターボックス, 両立性, 雑音特性

1994 年 3 月 18 日, テレビジョン学会技術報告, Vol. 18, No. 21, 放送方式研究会で発表

1994 年 5 月 9 日受付, 1994 年 10 月 12 日最終受付

[†] NHK 放送技術研究所 (〒157 東京都世田谷区砧 1-10-11, TEL 03-5474-2228)

[†] NHK Science and Technical Research Laboratories (1-0-11, Kinuta, Setagaya-ku, Tokyo 157, Japan)

特性の改善量についての基礎データを与えることを目的とする。

レターボックス方式 EDTV の評価雑音については守田らの計算例¹⁾があるが、本論文では前述の目的のために現行 NTSC 方式との厳密な比較を行う必要があり、このため視距離、画面縦横比を含めた一般性のある計算手法を用いるとともに、雑音を表示画面上の 3 次元信号として扱うことにより各種 EDTV 方式への適用を可能とした。

本論文では、まずデコード側における物理的な 3 次元雑音電力スペクトルの変化について EDTV、NTSC 双方について検討を加える。次に 3 次元雑音評価関数により主観的な雑音電力を評価する。さらに具体的ないくつかのレターボックス方式 EDTV について評価雑音電力を計算し、比較を試みる。

2. 3 次元雑音とその評価関数

現行テレビ信号では通常、無評価 S/N は 1 次元信号の S_{P-P}/N_{rms} として定義され、それを雑音評価曲線²⁾で補正したものが評価 S/N として用いられる。方式間の比較や新しいテレビ方式の評価に適用する場合は、より一般的な手法として受信機の画面に表示される信号、すなわち水平・垂直・時間方向に広がりを持つ 3 次元映像信号として信号振幅および雑音電力を定義し、その上で 3 次元的な視覚特性を考慮することにより評価雑音特性を求める必要がある³⁾。

そこで最初に、雑音を表示画面上の 3 次元信号と解釈した場合の EDTV 受信機の系統をモデル化しておく。

図 1(a)に現行方式の、同図(b)に EDTV システムのブロック図を示す。EDTV は伝送信号形式としては現行放送と同一であるから、システムの入力 a における雑音の 3 次元電力スペクトル密度を現行方式と共通に $N(X, Y, T)$ と定義することができる。

図 1 現行方式および EDTV のデコーダ側モデル
Model of decoders for conventional receiver (a)
and EDTV receiver (b).

$N(X, Y, T)$ は映像を縦横比 3:4、有効走査線 480 本、インタレース走査の理想モニタに表示し、一定の視距離で観視する場合の雑音電力スペクトル密度と定義する。ここで理想モニタとは、時空間的に無限の帯域を持つ仮想的な表示装置である。現行方式では $N(X, Y, T)$ は、モニタのレスポンス $M(X, Y, T)$ および視覚の位達関数 $V(X, Y, T)$ を経て $N_{wc}(X, Y, T)$ に変化した後、知覚されるものとする。一方、EDTV では $N(X, Y, T)$ はデコード処理により $\bar{N}(X, Y, T)$ に変化したのちモニタ $M(X, Y, T)$ および視覚 $V(X, Y, T)$ の作用を受け、 $N_{we}(X, Y, T)$ として知覚されるものとする。また、a-b または a-a' 間では 3 次元の信号振幅 S_{P-P} は変化しないものとする。この前提により b 点において計算される雑音電力を 3 次元評価雑音電力と定義する。各方式の 3 次元評価雑音電力を比較することで方式間の雑音特性を比較できる。EDTV と現行方式の b 点における 3 次元評価雑音電力をそれぞれ P_E 、 P_C とすると、次式で与えられる³⁾。

$$P_E = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{N}(X, Y, T) \cdot |M(X, Y, T)|^2 \cdot |V(X, Y, T)|^2 dXdYdT \quad (1)$$

$$P_C = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} N(X, Y, T) \cdot |M(X, Y, T)|^2 \cdot |V(X, Y, T)|^2 dXdYdT \quad (2)$$

EDTV と現行方式の評価雑音電力を比較するための係数を得るため、 P_E と P_C の比を 3 次元評価雑音電力比 R_P と定義する。

$$R_P = P_E/P_C \quad (3)$$

方式ごとの標準的な視距離⁴⁾を考慮して P_C は視距離 6 H、 P_E は視距離 4 H において計算される値とする。

なお、(1)、(2)式および後出の各式における 3 次元周波数表現の変数のうち、 T は時間周波数(Hz)、 X, Y はそれぞれ水平・垂直の空間周波数で、単位は cpd (cycle per degree, 視角 1°当たりのサイクル数) である。解像度 $X'(1ph)$ からの変換は画面高を単位とした視距離を d として次式で与えられる。 Y も同様である。

$$X_{[cpd]} = \frac{X'_{[1ph]}}{4 \tan^{-1}(1/2d)} \quad (4)$$

次に $N(X, Y, T)$ 、 $M(X, Y, T)$ および $V(X, Y, T)$ を順に定める。理想モニタの表示画面の中央を原点とし、水平・垂直軸を u, v とした直交座標 (u, v) を考える。 u, v は画面高を単位とした長さで表される

ものとする。白色雑音が加わった1次元信号を走査することにより得られる理想モニタ上の3次元雑音 $n_s(u, v, t)$ はやはり白色雑音であり⁵⁾、その電力スペクトル密度 $N_s(U, V, T)$ は一定値 D である。画面高を単位とした視距離 d から見た理想モニタ上の雑音を $n(x, y, t)$ とする。ここで x, y の単位は視角である。 x, y が小さい範囲を考えると $x=u/d$ 、および $y=v/d$ であるから、 $n(x, y, t)=n_s(d \cdot x, d \cdot y, t)$ であり、これは、付録1(A 1.1)式において $\alpha=\beta=1/d$ とした場合である。 $n(x, y, t)$ および $n_s(u, v, t)$ の電力スペクトル密度をそれぞれ $N(X, Y, T)$ 、 $N_s(U, V, T)$ とすると、付録1の結果を用いて、 $N(X, Y, T)=N_s(X/d, Y/d, T)/d^2=D/d^2$ となる。本論文では、地上放送の伝送路において白色雑音が加わることを考える。信号帯域が4.2 MHzであること、および、VSB-AM伝送を復調するフィルタが直線的なナイキスト特性であることを水平周波数特性に含めると次式を得る。

$$N(X, Y, T) = \begin{cases} D/d^2 \cdot (X^2 + X_{NY}^2)/2X_{NY}^2 & (|X| < X_{NY}) \\ D/d^2 & (X_0 \geq |X| \geq X_{NY}) \\ 0 & (|X| > X_0) \end{cases} \quad (5)$$

ここで X_0 、 X_{NY} はそれぞれ4.2 MHz、0.75 MHzに対応する水平空間周波数、 D は1次元信号の S/N より定まる定数である。

モニタのレスポンス $M(X, Y, T)$ は、ブラウン管のビーム形をガウスビームと仮定した次式を用いる⁶⁾。

$$M(X, Y, T) = \exp \left[-5.5 \left(\frac{\tan^{-1}(1/2d)}{n} \right)^2 \cdot (X^2 + Y^2) \right] \quad (6)$$

ここで d は画面高を単位とした視距離である。また、 $n(1\text{ph})$ は直流利得に比べ3 dB減衰する点で、本論文では300 TV本とした³⁾。なお、表示画面上で3次元信号に変換される際には非線形なレベル変換であるガンマ特性を考慮する必要があるが、本論文では、ある一定の映像レベルに重畳された振幅の小さい雑音を検討対象とすることとし、したがって線形なレベル変換を想定する。

視覚の伝達関数 $V(X, Y, T)$ には、久保田らが提案した3次元雑音評価関数を用いる³⁾。これは次式で表される。

$$V(X, Y, T) = V_1(X, Y) \cdot V_2(T) \quad (7)$$

図2 3次元雑音評価関数の特性
Temporal-spatial frequency characteristics of Noise Weighting Function $V(X, 0, T)$.

$$V_1(X, Y) = A \left[1 - \frac{1}{1 + ((X+Y)/0.444)^2} \right] / \left[1 + \left(\frac{X+Y}{5\sqrt{d}} \right)^2 \right]^2 \quad (8)$$

$$V_2(T) = 0.134 \times \frac{1 + (T/0.5)}{[1 + (T/7.8)^2]^{1.2}} \quad (9)$$

ここで d は画面高を単位とした視距離、 A はピークを1に規格化する係数である。 $V(X, Y, T)$ の X - T 面内における周波数特性を図2に示す。

3. EDTV処理による雑音電力スペクトル密度の変化

図1(b)におけるa-a'間の変化、すなわち $N(X, Y, T) \rightarrow \bar{N}(X, Y, T)$ の変化について考察する。 $N(X, Y, T)$ は縦横比3:4の現行方式理想モニタに表示した場合の電力スペクトル密度を、 $\bar{N}(X, Y, T)$ はEDTVデコード処理を経て現行モニタと同一画面高、同一視距離、同一走査方式で縦横比9:16の理想モニタに表示した場合の電力スペクトル密度を示す。レターボックス方式は、1フレーム当たりの有効走査線数が主画部360本、無画部120本であり、縦横比9:16のワイド画面を伝送するものとする。

3.1 主画部信号の雑音特性

画面上の雑音を比較すると、図3(a')に示した現行方式と(a)に示したレターボックス映像の表示は同一である。レターボックス方式EDTVの主画部信号を縦横比9:16のワイド画面に表示することを考えると、レターボックス表示と比べ主画部信号を縦横それぞれ $\alpha=(=4/3)$ 倍に拡大表示することに相当する。

拡大表示の効果は次のようになる。連続波形である信号 $s(x, y, t)$ について、その振幅を変えないで水平・垂直方向に拡大した場合の信号は $s(ax, ay, t)$ である。この場合、信号の直流レベルは拡大の前後で変化しないことは明らかである。一方、雑音 $n(x, y, t)$

図 3 レターボックス映像の拡大表示
Illustration of how images in letterbox format are widened and displayed.

が連続波形であるとする、同様な拡大により $n(ax, ay, t)$ となる。この場合の電力スペクトル密度は、付録 1 に示すように水平・垂直の 2 次元領域での電力スペクトル密度は大きさが α^2 倍で水平・垂直の分布形が低域側にそれぞれ $1/\alpha$ に圧縮された変形を受ける。この電力スペクトル密度の変形を定性的に示す場合、単に低域化と呼ぶことにする。付録 1 より拡大により電力スペクトル密度は低域化されるが雑音電力は変わらないことが示される。

実際の CRT 画面上の雑音は連続波形ではなく、垂直方向は走査線による離散構造を持つ。このため、拡大表示を図 3 の (a) から (b) への拡大、すなわち、走査線数が 360 本のまま走査線間隔を α 倍に広げることによる処理と、(b) から (c) への変換、すなわち、拡大前の走査線密度である 480 本に内挿する処理に分けて考える。前者の処理は、垂直方向の 1 次元で考えると付録 2 に示すように、電力スペクトル密度は標準化キャリアを含めて一律に低域化されることに相当する。後者、すなわち、480 本に内挿した場合は 360 本表示におけるベースバンド帯域が 480 本表示の標準化キャリアの間隔で再配列される分布となる。これら図 3 (a)~(c) に対応する雑音電力スペクトル密度の変化を図 4 にまとめておく。なお、図 4 (c) に示すベースバンド帯域の切り出し方は一意でなく、一例である。

ここで 3 次元の雑音電力を定義しておく。雑音電力はそのスペクトル密度を全領域で積分したものであるが、離散構造がある場合は有限にならない。このため本論文では 480 lph に相当する垂直周波数および時間方向 30 Hz までの矩形領域内の雑音電力スペクトル密度の積分値を 3 次元の雑音電力と定義する。

図 4 において、3 次元雑音電力の変化を考える。拡大表示の効果は、水平方向では図 4 (a)~(c) の積分

$Y_{480}, Y_{360}, X_{4.2}$ はそれぞれ 480 lph, 360 lph, 4.2 MHz に対応する空間周波数

図 4 拡大表示による雑音電力スペクトル密度の変化
Effect of widened images on noise power spectrum density.

値は同一であり、3 次元雑音電力の変化に寄与しない。垂直方向は 360 本表示(図(b))の場合、図(a)に

対し雑音電力スペクトル密度が α 倍になるため、3次元の雑音電力も α 倍となる。480 本表示(図(c))でも雑音電力スペクトル密度は α 倍であるが、内挿処理のため垂直-時間領域内の $1/\alpha$ の領域に帯域制限されるため、3次元の雑音電力は拡大表示前と変わらない。

3.2 無画部信号の雑音特性

一般に、無画部多重信号はエンコード時に振幅を g 倍に、時間軸を主画面信号と比べて $1/k$ に圧縮(空間的には水平方向の圧縮)して伝送される。この場合、雑音電力スペクトル密度は次のように変化する¹⁾。

(1) 振幅復元による変化

受信機では振幅復元のために $(1/g)$ 倍するため、雑音電力スペクトル密度は一律に $(1/g)^2$ 倍される。

(2) 水平伸張による変化

図3(d)に示すように、主画面信号に対し k 倍の水平方向の伸張を行う。これにより雑音電力スペクトル密度は水平周波数軸上で低域化される。なお原理的には、同様に垂直・時間方向の圧縮伝送も考えられる。この場合も、それぞれ垂直・時間周波数軸方向に雑音電力スペクトル密度は低域化される。低域化された雑音成分は最終的に空間周波数の補強領域(一般に3次元周波数の高域)に配置される。

(3) 拡大表示による変化

図3(e)に示すように、主画面と同様の拡大表示の効果があるため、電力スペクトル密度の低域化が生じる。

3.3 総合的な雑音特性

デコードしたワイド画面に含まれる雑音電力は、主画面に由来する雑音と無画部補強信号に由来する雑音の電力加算となる。現行走査方式、すなわち有効走査線 480 本インタレース走査の理想モニタを同一視距離(4 H)で観視するものとし、また、現行方式の表示映像の3次元雑音電力を N_0 とすると、3.1節、3.2節の結果から次のことがいえる。

- ・主画面信号由来の電力スペクトル密度は低域化されるが、3次元雑音電力は N_0 である。
- ・無画部信号由来の電力スペクトル密度は主画面よりさらに k 相当余分に低域化される。また、3次元雑音電力は N_0/g^2 である。

したがって、3次元雑音電力は合計 $N_0(1+1/g^2)$ に増加する。一般に空間周波数の高域を補強信号として無画部で伝達する場合、補強信号が $M-1$ 種類で、その多重利得が $g_i (i=1, \dots, M-1)$ であり、表示走査方式が現行方式と同一の場合、3次元雑音電力は

$N_0(1 + \sum_{i=1}^{M-1} 1/g_i^2)$ になることを示すことができる(付録3参照)。 g_i がすべて1である場合には3次元雑音電力は現行の M 倍になる。

一方、評価雑音電力も次に述べるように増加する。主画面由来の雑音は低域化の効果で評価雑音電力が現行方式より増加することが見込まれる。補強信号に由来する雑音電力は視覚の伝達関数の応答が小さい空間周波数高域に集中するため、その量は小さいが評価雑音電力を増加させる。したがって、空間周波数高域を分離して無画部で伝送するレターボックス方式は、本質的に評価雑音電力が増加するといえる。

3.4 走査線数変換の雑音特性の変化

一般に、受信機側の順次走査変換を前提とする EDTV 方式が考えられる。順次走査変換による雑音特性の変化をここで明らかにしておく。

(1) インタレース-順次走査変換

順次走査変換は内挿により走査線数を倍にする処理であり、インタレースキャリアを抑制するフィルタ処理である⁷⁾。その特性は一通りではないが、どの場合もインタレースキャリア付近の雑音成分が除かれるため3次元雑音電力は減少する。有効走査線 480 本のインタレース-順次走査変換に用いる垂直-時間領域が菱形の通過特性を持つ内挿フィルタの例を図5に示す。フィルタの特性が理想的であれば、変換後の3次元雑音電力は変換前の $1/2$ である。

順次走査化のための補強信号(VT 信号)を伝送するレターボックス方式 EDTV も検討されている⁹⁾。補強信号に付随する雑音成分は、順次走査化のための内挿フィルタを経由して主画面信号で除去された時間-垂直周波数領域高域に配置される。したがって、3次元雑音電力は順次走査変換前より一般に低減される。

(2) 順次走査信号の再インタレース化

順次走査受信機を想定する方式では、その導入を円

図5 順次走査化に用いる内挿フィルタの例
Example of interpolation filter for progressive scanning conversion.

滑にするためにインタレース走査表示への対応も考慮する必要がある⁹⁾。インタレース走査受信機に表示する場合は、デコードした順次走査信号を間引いてインタレース信号を生成する。順次走査信号を単純に間引いた場合、図6に示すようにインタレースキャリアにより垂直-時間領域で新たに折り返し成分が加わる。このため、3次元雑音電力を変換前後で比較すると2倍となる。

4. 評価雑音電力の計算

前章まではレターボックス方式EDTVの3次元雑音特性について検討した。本章では(3)式に基づき評価雑音電力比 R_P を計算し比較する。

まず、主画部の雑音特性を調べるため、補強を行わず主画部のみを利用する単純レターボックス方式について R_P を求め、次に補強信号の影響を調べるため、提案されている具体的なレターボックス方式EDTVについて R_P の計算を行う。

ここで、前章の検討に基づき、図1(b)における

図6 インタレース化による雑音スペクトルの変化
Effect of progressive-to-interlaced scanning conversion on noise spectrum.

EDTV 処理 $\bar{N}(X, Y, T)$ をまとめておく。現在、実用化のための検討が進められている方式^{8)~10)}は垂直高域成分を無画部に多重して伝送する方式である。これらの方式を包含するため、デコード側系統は順次走査化を行う360本処理部と、480本への走査線数変換を行う480本処理部に分けられるものとし、図7に示す構成であるとする。なお、同図において $N_h'(X, Y, T)$ は480 lph までの垂直高域補強を行う処理に伴う雑音成分、 $N_h(X, Y, T)$ は走査線360本の順次走査化のための補強を行う処理に伴う雑音成分である。

前章までの考察より、主画部および無画部の雑音スペクトル密度は

$$N_m(X, Y, T) = \alpha^2 N(\alpha X, \alpha Y, T) \quad (10)$$

$$N_h(X, Y, T) = \alpha^2 (1/g')^2 k N(akX, \alpha Y, T) \quad (11)$$

$$N_h'(X, Y, T) = \alpha^2 (1/g)^2 k' N(ak'X, \alpha Y, T) \quad (12)$$

と表記される。ここで α は4/3であり、 g はエンコード時の多重利得である。 $N_m(X, Y, T)$ および $N_h(X, Y, T)$ は360本順次走査化の補間フィルタ $F_m(X, Y, T)$, $F_h(X, Y, T)$ により変化を受ける。480本処理部では360本→480本の走査線変換に用いられる補間フィルタ $G_m(X, Y, T)$, $G_h(X, Y, T)$ により変化を受ける。これらは次のように表現される。

$$\begin{aligned} \bar{N}(X, Y, T) = & \text{Deci} \{ [G_m(X, Y, T)]^2 \\ & \cdot [F_m(X, Y, T)]^2 N_m(X, Y, T) \\ & + [F_h(X, Y, T)]^2 N_h(X, Y, T) \} \\ & + \text{Deci} \{ [G_h(X, Y, T)]^2 \cdot N_h'(X, Y, T) \} \end{aligned} \quad (13)$$

ここで $\text{Deci} \{ \}$ は、図7の走査線変換ブロックにおける1/3間引き処理に対応した周波数成分の再配置

図7 レターボックス方式EDTV デコード系統
Block diagram of letterbox EDTV decoder.

を示す。

なお、図 7 の系統は 360 本順次走査化の補強信号、および 480 本垂直高域の補強信号の 2 種の補強信号を無画部に時分割多重することを想定しているが、これらを周波数多重する方式も考えられる¹¹⁾。その場合は (11)、(12) 式において分離フィルタの特性が加わる。また、4.2 節において実際に計算の対象とした方式は $N_h'(X, Y, T)$ の系統を含まない 360 本順次走査化の補強信号のみを用いる方式である。

4.1 単純レターボックス方式

補強信号のない単純レターボックス方式、すなわち主画部だけを拡大表示する場合の評価雑音電力比 R_p の計算結果を表 1 に示す。ここで 360 本-480 本走査線変換の特性は図 4 (c) に示す菱形特性を、480 本順次走査表示の変換特性は図 5 に示す菱形特性を持つものとした。また、参考として視距離を 4 H とした現行方式、順次走査表示およびスキーズモードの計算値も示した。スキーズモードは現行方式の画面全体

表 1 単純レターボックス方式の評価雑音電力比
Weighted noise power ratio for simple letterbox system without enhancement.

	表示走査形式	3 次元評価雑音電力比 R_p
単純レターボックス (視距離 4H)	360 本インタレース	2.77 (4.43 dB)
	480 本インタレース	2.58 (4.11 dB)
	360 本順次走査	2.55 (4.06 dB)
	480 本順次走査	2.55 (4.06 dB)
(参考)	現行方式*1 (視距離 6H)	1 (0 dB)
	現行方式*1 (視距離 4H)	1.52 (1.81 dB)
	順次走査*1 (視距離 4H)	1.44 (1.59 dB)
	スキーズモード*2 (視距離 4H)	2.08 (3.18 dB)

*1 縦横比 3:4

*2 水平帯域 4.2 MHz 相当、インタレース表示

を用いてワイド画像を伝送する方式であり、表示の際には水平方向だけの拡大が行われる。この結果から主画面を拡大表示する場合は表示走査形式によらず、視距離 6 H の現行方式と比べて 4 dB 程度評価雑音電力が増加することがわかる。

なお R_p の値は特に断らない限り、視距離 6 H の現行方式を基準としている。視距離 4 H の現行方式を基準とした値 $R_{p[4H]}$ への換算は、表 1 より 1.81 dB を減ずればよい。すなわち、dB 単位で $R_{p[4H]}(\text{dB}) = R_p(\text{dB}) - 1.81$ である。したがって、同一視距離 4 H の現行方式と比較した場でも、単純レターボックス方式の評価雑音電力はなお 2 dB 程度大きい。

4.2 各種 EDTV 方式

表 2 に、補強信号を用いるレターボックス方式 EDTV について、順次走査およびインタレース走査の評価雑音電力比の計算結果を示す。多重利得 $g=1$ 、時間伸張 $k=3$ (水平帯域 1.4 MHz) とし、走査線数 480 本への変換フィルタ $G_m(X, Y, T)$ は 360 lph までの理想通過特性を持つ垂直ローパスフィルタとした。

補強信号と主画面信号のエンコード、デコード方式は LD 方式¹²⁾¹³⁾、SSKF-LD 方式¹⁴⁾¹⁵⁾、FD 方式¹⁶⁾ とした。これらは、360 本の順次走査化のための補強信号 (VT 信号) を伝送する方式である。図 8 に、これらのデコード処理におけるフィルタ $F_m(X, Y, T)$ および $F_h(X, Y, T)$ の特性を示す。LD、SSKF-LD 方式は垂直方向の、FD 方式は時間方向の 1 次元フィルタである。

参考のため、これらの方式に加え、360 lph の垂直帯域を理想フィルタで半分に分割し、それぞれ主画部と補強信号で伝送する方式、同様に 30 Hz の時間帯域を理想フィルタで半分に分割してそれぞれ主画部と無画部で伝送する方式 (それぞれ LD'、FD' 方式と呼

表 2 レターボックス方式 EDTV の評価雑音電力比

Weighted noise power ratio for various progressive-scan based EDTV system decoded with helper signal.

	3 次元評価雑音電力比 R_p					
	480 本順次走査表示			480 本インタレース走査表示*2		
	主画部	無画部*1	合 計	主画部	無画部*1	合 計
LD 方式	2.14	5.03	7.17 (8.56 dB)	2.16	6.13	8.29 (9.18 dB)
SSKF-LD 方式	2.14	1.16	3.30 (5.18 dB)	2.16	2.33	4.49 (6.52 dB)
LD' 方式	2.57	0.39	2.96 (4.72 dB)	2.60	1.44	4.04 (6.06 dB)
FD 方式	1.52	5.03	6.55 (8.16 dB)	1.61	6.13	7.74 (8.89 dB)
FD' 方式	2.12	1.18	3.30 (5.18 dB)	2.25	2.01	4.26 (6.29 dB)

*1 多重利得 $g=1$ 、時間軸伸長 $k=3$ とする。

*2 順次走査信号の単純間引きによる。

図中、[M] は主画部フィルタ $F_m(X, Y, T)$ 、
[S] は無画部フィルタ $F_h(X, Y, T)$ を示す

図 8 EDTV 方式のデコーダ側フィルタ特性
Frequency response of filters used in various
EDTV decoders.

ぶことにする) についての計算結果も示した。これらの方式は現実的ではないが、帯域分割伝送の理想状態として比較対象とする。

表 2 より、主画部信号に由来する評価雑音電力は各方式とも表 1 の単純レターボックス方式の結果より小さい。これは内挿フィルタ $F_m(X, Y, T)$ の効果によるためである。一方、無画部に由来する評価雑音電力は、内挿フィルタ $F_h(X, Y, T)$ がオールパス型である LD 方式、FD 方式で現行比 5 倍と大きくなるが、HPF 型を用いる SSKF-LD 方式、FD' 方式、LD' 方式は 1 倍かそれ以下に押さえられることがわかる。合計の R_p を比較すると、SSKF-LD 方式は LD 方式より 3 dB 以上小さく、雑音低減の効果が大きい。LD' 方式では LD 方式より 4 dB 小さく、さらに低減できる。

表 2 の右欄に、デコードした順次走査信号を走査線間引きによりインタレース走査表示した場合の結果を

図 9 インタレース変換に用いる垂直フィルタ特性
Frequency response of vertical filter for
progressive-to-interlaced scanning conversion.

表 3 順次走査-インタレース変換表示の評価雑音電力比 (垂直フィルタの効果)

Weighted noise power ratio for progressive-scan based EDTV displayed on interlaced scanning display.

	フィルタ特性			
	$K=1$	0.8	0.6	0.4
LD 方式	8.00	8.19	8.41	8.65
SSKF-LD 方式	4.35	4.71	5.12	5.57
LD' 方式	4.03	4.35	4.73	5.15
FD 方式	7.52	7.74	7.99	8.27
FD' 方式	4.63	4.89	5.20	5.54

示す。順次走査表示に比べ、主画部に由来する評価雑音電力はほとんど変化しないが、無画部由来分については、スペクトル密度の大きい周波数補強領域の雑音成分が視覚のレスポンスの大きい低域に折り返るため、合計の R_p は 1~1.5 dB 程度増加する。無画部由来分のみでは SSKF-LD、LD'、FD' で 2 倍程度になる。

順次走査信号をインタレース変換する場合、一般にはインタレース妨害低減のため適当な垂直帯域制限フィルタを用いることが多い。これは雑音低減からも望ましいといえる。図 9 に示す 3 タップのローパスフィルタにより垂直帯域制限を行った場合の評価雑音電力比を表 3 に示す。 $K=0.6$ 程度 (350 TV 本/-6 dB 程度に相当) の垂直フィルタを用いれば、評価雑音電力が順次走査表示の場合とほぼ同等にすることが可能である。

表 2、表 3 の結果は補強信号の多重利得 $g=1$ の値である。 g を変化させると、評価雑音電力比 R_p の無画部由来分が $1/g^2$ となる。図 10 に各方式についての

図 10 多重レベルと評価雑音電力比
Effect of helper signal amplitude on weighted noise power.

図 11 視距離と評価雑音電力比
Effect of viewing distance on weighted noise power.

g の変化させた場合の結果を示す。 R_p は g が 0.5 程度以下で無画面からの雑音が決定的となり、 g に反比例するようになる。 g が充分大きい場合は、主画面からの雑音電力量で決まる値へ漸近する。

視距離による R_p の変化を調べるため、視距離 6 H における評価雑音電力 $P_{E[6H]}$ を求め、通常の視距離 4 H における $P_{E[4H]}$ との比が g に対してどのように変化するかを示したのが図 11 である。無画面からの雑音が決定的になる g が小さい領域では、SSKF-LD の視距離による差が大きくなる。これは SSKF-LD の補強信号の雑音電力が垂直高域に偏っているため、この領域と視覚特性 $V(X, Y, T)$ の感度領域の関係が

視距離による変化を受けやすいことによると考えられる。

5. む す び

レターボックス方式 EDTV について、現行方式と比較した場合の 3 次元雑音特性を検討し、レターボックス方式 EDTV に固有の雑音特性を明らかにした。レターボックス方式 EDTV を映像の空間周波数を分割して主画面と無画面部に多重伝送する方式としてみた場合、

- (1) 現行方式に比べて 3 次元雑音電力が増すこと
- (2) 主画面および無画面部を拡大表示するため雑音電力密度が低域化されること

の理由により、雑音特性が一定の劣化を示すことが本質的であることを示した。

また、提案されているレーボックス方式 EDTV のいくつかについて評価雑音電力比 R_p を求め、

- ・評価雑音電力は補強信号がない場合でも現行方式より増加すること
- ・ R_p は多重利得 g が小さい場合 (1 以下程度)、無画面補強信号に由来する分に依存し、その大きさや視距離の影響、インタレース化の影響は、方式により異なる特性を示すこと
- ・デコードした順次走査信号を単純間引きによりインタレース表示する場合、評価雑音電力が増加するが、適当な垂直フィルタで増加を抑制できること

などを示した。

これらの評価雑音電力の増加は、EDTV 方式に雑音抑制手段を盛り込むことで一定の改善が期待できるため、そのまま方式自体の雑音特性の劣化を示すわけではない。EDTV 方式に必要な雑音特性の改善量について基礎的なデータを与えるものとする。

なお、本研究報の結果は机上での検討・計算に基づいており、今後は評価実験を通じて検証してゆく必要がある。

最後に、本研究の実施に際しご指導いただいた NHK 放送技術研究所 次世代テレビ方式研究部 小幡前部長 (現技術局技術主幹) ならびに、有益なご助言をいただいた同部 田中主任研究員、久保田副部長に深謝する。また、本研究テーマは BTA (放送技術開発協議会) EDTV 開発委員会映像作業班ならびに第 7 作業班の審議における熱心な討論がきっかけになったものである。委員各位に感謝したい。

〔参 考 文 献〕

- 1) 守田, 高橋: “レターボックス方式の評価雑音”, テレビ学技報, BCS 92-5 (Jan. 1992)
- 2) CCIR Rec. 567-3: “Transmission Performance of Television Circuits Designed for Use in International Connections” (1990)
- 3) 久保田, 西澤: “テレビジョン系の3次元雑音評価関数とその高品位テレビへの応用”, 信学論, **J69-B**, 5, pp. 503-511 (May 1986)
- 4) “Relative Quality Requirements of Conventional, Enhanced, and High-definition Television”, ITU-R WP 11 A Doc. 11/16 (Dec. 1991)
- 5) 久保田, 田中, 西澤: “テレビジョン系の3次元雑音に関する考察”, 信学論, **J68-B**, 6, pp. 625-632 (June. 1985)
- 6) 久保田, 西澤: “テレビジョン系の3次元雑音評価関数とその応用”, 信学技報, IE 84-80 J (Dec. 1984)
- 7) クリアビジョン普及促進協議会編: “クリアビジョンハンドブック”, p. 69-71, 兼六館 (1990)
- 8) 佐治, 石田: “EDTV-IIにおける垂直解像度補強技術について”, テレビ学技報, BCS'93-43, pp. 25-30 (Oct. 1993)
- 9) BTA NEWS, No. 42 (Mar. 1994)
- 10) D. Westerkamp: “PALplus Format Compatibility with Letterbox and Vertical Helper”, Proceedings ITU/BR Workshop on Enhanced Television, Vol. 1 (Oct. 1993)
- 11) 鈴木, 吹抜, 影山: “EDTV-II 補強信号の無画面多重方式の検討”, テレビ学技報, BCS 93-44 (1994)
- 12) 鈴木, 石倉, 影山: “DTVにおけるV-T補強信号の理論的考察”, テレビ学技報, BCS'92-43 (1992)
- 13) M. Tsinberg: “ENTSC Two-Channel Compatible HDTV Sstem”, IEEE Trans. on Consumer Elect., **CE-33**, 3 (1987)
- 14) D. L. Gall and A. Tabatabai: “Sub-Band Coding of Digital Images Using Symmetric Short Kernel Filters and Arithmetic Coding Technques”, ICASSP'89, 2, M 2.3, pp. 761-764 (1989)
- 15) 芦部, 矢野: “2次元完全構成フィルタバンクを用いた走査変換方式”, ITEC'91, 13-6 (1991)
- 16) 吹抜, 鈴木: “EDTVにおける動き適応V-T補強信号の提案”, テレビ学技報, BCS 93-11 (1993)

＜ 付 録 1 ＞

雑音 $n'(x, y)$ を水平方向に α 倍, 垂直方向に β 倍, それぞれ空間的に拡大することを考える. 拡大後の雑音を $n_2(x, y)$ とすると

$$n_2(x, y) = n_1(x/\alpha, y/\beta) \quad (\text{A } 1.1)$$

である. 拡大前後の自己相関関数をそれぞれ $\bar{R}_1(u, v)$, $\bar{R}_2(u, v)$ であるとする.

$$\bar{R}_2(u, v) = \lim_{T_x, T_y \rightarrow \infty} \frac{1}{T_y T_x} \int_{-T_y/2}^{T_y/2} \int_{-T_x/2}^{T_x/2} n_2(x, y) \cdot n_2(x-u, y-v) dx dy \quad (\text{A } 1.2)$$

であり, これに(A 1.1)式を代入し, $x' = x/\alpha$, $y' = y/\beta$ および $T_x' = T_x/\alpha$, $T_y' = T_y/\beta$ などを用いて変数変換すると

$$\bar{R}_2(u, v) = \lim_{T_x' T_y' \rightarrow \infty} \frac{1}{T_y' T_x'} \frac{1}{\alpha \beta} \cdot \left[\int_{-T_y'/2}^{T_y'/2} \int_{-T_x'/2}^{T_x'/2} \alpha \beta n_1(x, y) n_1 \right.$$

$$\cdot (x-u/\alpha, y-v/\beta) dx dy \Big]$$

$$\therefore \bar{R}_2(u, v) = \bar{R}_1(u/\alpha, v/\beta) \quad (\text{A } 1.3)$$

を得る. 拡大前後の雑音電力スペクトル密度を $P_1(X, Y)$, $P_2(X, Y)$ とし, (A 1.3)式をフーリエ変換することでこれらを求めると次式を得る.

$$P_2(X, Y) = \alpha \beta P_1(\alpha X, \beta Y) \quad (\text{A } 1.4)$$

とくに $\alpha = \beta$ の場合は次式となる.

$$P_2(X, Y) = \alpha^2 P_1(\alpha X, \alpha Y) \quad (\text{A } 1.5)$$

すなわち, 表示画面の拡大に応じて電力スペクトル密度の分布は低域側に圧縮される. 拡大前後の電力 P_{T1} , P_{T2} を比較すると

$$\begin{aligned} P_{T2} &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \alpha \beta P_1(\alpha X, \beta Y) dX dY \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_1(X', Y') dX' dY' \\ &= P_{T1} \end{aligned} \quad (\text{A } 1.6)$$

となり変化はない.

＜ 付 録 2 ＞

標本間隔が Δx である離散的な雑音 $\hat{n}(x)$ を考える. $\hat{n}(x)$ は, ナイquist周波数 $1/(2\Delta x)$ で帯域制限された連続的な雑音 $n(x)$ を標本化したものと考えることができる. $\hat{n}(x)$ を空間的に α 倍に拡大するには, 各標本値を変えないで標本間隔を $\alpha \Delta x$ にする方法と, 標本間隔を変えずに内挿演算により新たな標本

付・図 1 離散信号の空間拡大の効果

Effect of scaling discrete signal on noise power spectrum.

値列を求める方法がある。本文図3においては、前者は(b)の360本表示、後者は(c)の480本表示に対応する。それぞれの方法で求めた離散的な雑音を $\hat{n}'(x)$ 、 $\hat{n}''(x)$ とすると、これらは $n(x)$ を空間的に α 倍した雑音 $n(x/\alpha)$ を、それぞれ標本間隔 $\alpha\Delta x$ および Δx で標準化した信号に等しい。 $n(x/\alpha)$ の電力スペクトル密度は、 $n(x)$ の電力スペクトル密度を $N(X)$ とすると、付録1より $\alpha N(\alpha X)$ となる。したがって、 $\hat{n}'(x)$ 、 $\hat{n}''(x)$ の電力スペクトル密度 $\hat{N}'(X)$ 、 $\hat{N}''(X)$ は、それぞれ $\alpha N(\alpha X)$ を標準化周波数 $1/\alpha\Delta x$ および $1/\Delta x$ ごとに繰り返し配列したものとなる。これら $N(X)$ 、 $\alpha N(\alpha X)$ 、 $\hat{N}(X)$ 、 $\hat{N}'(X)$ 、および、 $\hat{N}''(X)$ を直流振幅が同一となる条件で比較した図を付・図1に示す。

＜付 録 3＞

テレビジョンは限られた伝送帯域内で映像情報を伝送する方式である。したがって、伝送可能な3次元周波数領域の大きさは限られる。伝送可能な3次元周波数領域の体積を V_0 とし、これを任意の大きさに M 分割した成分を水平・垂直・時間方向に圧縮して、画面内に分割多重することを考える。ある1つの成分 i を考え、その3次元周波数帯域が体積 V_i であるとする。 $V_i = V_0 = 1/m_i$ とすると、伝送画面内では時空間的に $1/m_i$ に圧縮して伝送し、受信側で m_i 倍に時間的・空間的に伸張することで送信側の3次元周波数成分を再構成することができる。ここで、伝送時の信号圧縮の際には信号の振幅(p-p値)を成分 i に対し g_i 倍するものとする。上記のような伝送を映像帯域分割伝送と呼ぶことにする。通常の伝送、すなわち、周波数分割多重を行わない場合の伝送可能領域内の3次元雑音電力を N_0 とすると、付録1での考察により受信機における1つの成分に起因する3次元雑音電力も N_0 となる。したがって、全体で3次元雑音電力は $\sum_{i=0}^{M-1} N_0/g_i^2$ となる。

レターボックス方式による伝送は映像の空間周波数を低域側3/4を主画部として、高域側1/4を無画部として画面を分割して伝送する方式であり、上述の映像帯域分割伝送である。主画面信号の多重利得 g_0 は両立性の制約より1であるから、3次元雑音電力は

$$N_0 \left(1 + \sum_{i=1}^{M-1} 1/g_i^2 \right) \text{であり、常に } N_0 \text{ より大きい。}$$

成分 i は時空間的に $1/m_i$ に圧縮され、伝送における時間率が圧縮前の $1/m_i$ になる。これより $g_i=1$ である場合、伝送に用いられる単位時間当たりのエネルギーは、映像信号をそのまま伝送する通常伝送の場合の $1/m_i$ であることを示すことができる。一方、 $\bar{g}_i = \sqrt{m_i}$ とすれば単位時間の伝送エネルギーは通常伝送の場合と同じ値となり、さらに、受信映像全体の3次元雑音電力が通常伝送と同じ N_0 とすることができる。これをレターボックス方式に当てはめると、現行方式と等しい3次元雑音電力とするには、無画部信号の振幅を大きくすることに加えて、主画部信号の振幅も $\sqrt{4/3}$ にする必要がある。分割多重伝送の場合の雑音電力の増加は、上述のように伝送信号エネルギーが減少することに起因すると考えることができる。

おくい まこと
奥井 誠人 昭和55年、東京工業大学大学院物理情報工学専攻修士課程修了。同年、NHKに入局。昭和58年より、同放送技術研究所に勤務。現在、次世代テレビ方式研究部に所属し、放送システムの研究に従事。正会員。

みしな ともゆき
三科 智之 平成元年、東京理科大学大学院修士課程修了。同年、NHKに入局。平成4年より、同放送技術研究所に勤務し、現在に至る。放送システムの研究に従事。正会員。

おか の ふみお
岡野 文男 昭和53年、東北大学大学院修士課程修了。同年、NHKに入局。昭和56年より、同放送技術研究所に勤務し、現在に至る。ハイビジョンカメラ、システムの研究に従事。正会員。