映像搬送波に直交変調多重するデジタル音声信号 伝送方式の符号化

正会員 野 田 勉[†]

Channel Coding for Digital Audio Signal Transmission System using Quadrature Modulation of Television Carrier

Tsutomu Noda[†]

Abstract A digital audio signal transmission system that uses quadrature modulation for the video carrier is evaluated for use in 2nd generation EDTV (Enhanced TV) systems.

Based on studies of channel coding methods, and considering compatibility with the NTSC system, the dicode method is considered to be the most suitable. For the receiving bandwidth of the multiplexed signal in quadrature modulation receivers, the partial response class 4 is considered to be the most advantageous.

A new receiver system with excellent performance is developed that employs the dicode method for transmission channel coding and converts the received signal into partial response class 4 by using $1+D$ processing.

1. ま え が き

第2世代 EDTV の高音質化の一方式として、デジタル音声信号を映像搬送波に直交変調多重伝送する方式の検討を進めている¹⁾²⁾。

第2世代 EDTV は、現行地上テレビ放送との両立性を保ちつつ多重伝送する放送方式であり、両立性を向上させるために、多重するデジタル信号の低域スペクトルを抑圧するダイコード符号あるいはパーシャルレスポンス符号のクラス4 (以下 PR4 と略す) の採用が提案されている¹⁾³⁾。また筆者らは、デジタル信号のデータの映像信号の隣接する2水平走査線期間

で反転した同一データとして伝送するライン相関方式や、多重レベルを $-20 \sim -32$ dB 程度に下げることにも提案している¹⁾。

本報告では、現行テレビ放送との両立性の観点から、上記ダイコード符号を含むパーシャルレスポンス符号の現行テレビ受信機への妨害を定量評価する。さらに、直交多重受信機での多重データの品質を確保するために有効な受信復調処理方式を新しく検討する。

2. 直交多重とデジタル符号化

本章では、すでに報告されている伝送方式と符号化について概要を述べる。

キーワード：直交多重、デジタル符号、ダイコード符号、パーシャルレスポンス符号

1992年3月23日、テレビジョン学会放送方式研究会で発表

1992年8月24日受付、1993年1月26日最終受付

[†] 株式会社日立製作所 映像メディア研究所 (〒244 横浜市戸塚区吉田町292, TEL 045-881-1241)

[†] Image & Media System Laboratory, Hitachi, Ltd. (292, Yoshida-cho, Totsuka-ku, Yokohama 244, Japan)

図 1 直交変調多重伝送方式ブロック図
Block diagram of quadrature modulation system.

図 2 送信信号の周波数スペクトル
Frequency spectrum of transmission.

図 3 符号の周波数スペクトル
Frequency spectrum of coding signal.

2.1 直交変調多重伝送方式

デジタル音声信号を映像搬送波に直交変調多重伝送する方式の送信および受信のブロック図を図1に、送信信号スペクトル図を図2に示す¹⁾。

送信側では、音声信号がアナログ-デジタル変換器(ADC)によってデジタル化され、誤り訂正符号付加とデジタル符号化が施される。その信号で、映像搬送波と直交した搬送波が変調される。この変調波は、逆ナイキストフィルタ(EQ)特性が施され、映像信号変調波と合成されて送信される。

受信側では、帯域フィルタ(BPF)で取り出された選局後の約±1MHzの信号が、映像搬送波に直交した搬送波で同期検波され、デジタル復号、誤り検出訂正処理が施される。その後、デジタル-アナログ変換器(DAC)によってアナログの音声信号に戻されて出力される。

2.2 デジタル符号化

直交変調多重伝送方式では、映像搬送波が多重信号で直交変調されるため、映像搬送波が位相変動を受ける。その位相変動が、現行テレビ放送受信機の映像信号やインタキャリヤ方式の受信機の音声信号に妨害を与える¹²⁾。その妨害を低減するために、多重信号に低域スペクトルを抑圧できるデジタルの符号化が必

要であり、その符号には、 M^2 (ミラースクエアド)符号、パーシャルレスポンス符号、8-9変換などのブロック符号などがある⁴⁾。直交多重では、伝送帯域が比較的狭く伝送容量を低減させられない点と、低域スペクトルの抑圧量を多く必要とする点から、パーシャルレスポンス符号が最適と考えられ、ダイコード符号とRP4がすでに検討されている¹³⁾。

ダイコード符号とPR4の周波数スペクトル特性 $H_{DI}(f)$ と $H_{P4}(f)$ は、各々下式で表される⁴⁾⁵⁾。

$$H_{DI}(f) = \sin(\pi f / f_b) \quad (1)$$

$$H_{P4}(f) = \sin(2\pi f / f_b) \quad (2)$$

ここで、 f_b は伝送レート周波数(伝送レートの逆数)である。また、ダイコード符号などは、一般2値のデータと同様にロールオフフィルタによってスペクトル制限される。その特性 $H_{ro}(f)$ は、ロールオフ率を R とすると、下式で示される。

$$H_{ro}(f) = \begin{cases} 1 & \dots\dots\dots f \leq (1-R)f_b/2 \\ 0.5(1 - \sin(\pi(f - f_b/2)/Rf_b)) & \dots\dots\dots (1-R)f_b/2 \leq f \leq (1+R)f_b/2 \\ 0 & \dots\dots\dots f \geq (1+R)f_b/2 \end{cases} \quad (3)$$

図3に、これらの式より求めた周波数スペクトルを示す。(ロールオフ率 $R=25\%$)

3. 現行テレビ放送との両立性の比較

直交多重信号の現行テレビ放送受信機の映像信号や音声信号への妨害は、直交多重による合成信号の振幅変化と、直交変調による位相ジッタとして現れる。その振幅変化 Δ と位相ジッタ δ を式で表すと¹⁾²⁾

$$\Delta = \sqrt{(1-Y)^2 + P^2} - (1-Y) \quad (4)$$

$$\delta = \tan^{-1}(P/(1-Y)) \quad (5)$$

となる。ここで、 P は多重信号の多重レベルであり、 $P=1$ の場合には直交変調波の最大値と映像信号で振幅変調された搬送波の最大値が一致する。また、 Y は映像信号、 $1-Y$ は映像信号で負変調された搬送波振幅であり、映像信号が黒色の場合では 0.75、白色の場合では 0.125、カラーバーで最も位相ジッタを受ける黄色の場合では 0.35 である。

一方、現行テレビ放送受信機の音声信号への妨害は、直交多重による映像搬送波の位相変動が FM 変調されて伝送されている音声信号に雑音として現れる。その妨害は、インタキャリヤ方式の受信機で生じ、特に音声多重受信機の副音声に顕著である¹⁾。

3.1 現行受信機への妨害

これらの妨害を算出するには、まず、ディジタル符号化によって抑圧された多重信号の周波数スペクトルに送信側での多重レベル P を乗算し、送信側の逆ナイキストフィルタおよび受信機のナイキストフィルタの特性を加える。次に、同期検波方式受信機では、受ける妨害が搬送波再生回路の応答特性によって低減されるので、その特性を乗じて、受信機での多重信号成分を求めることが必要である。

まず、それらの多重信号を減衰させるフィルタの特性を求める。逆ナイキストフィルタおよび受信機のナイキストフィルタの特性を乗じた周波数特性 $H_{or}(f)$ は下式となる¹⁾。

$$H_{or}(f) = \begin{cases} 1 - \sin^2(\pi f/2f_{NY}) & \cdots |f| \leq f_{NY} \\ 0 & \cdots |f| \geq f_{NY} \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 f_{NY} はナイキスト傾斜周波数である。

このフィルタを通過した後のダイコード符号の多重信号成分 $B_{DI}(f)$ と PR 4 の多重信号成分 $B_{P4}(f)$ は、

$$B_{DI}(f) = \begin{cases} H_{DI}(f) \times P \times H_{ro}(f) \times H_{or}(f) \cdots |f| \leq f_{NY} \\ 0 & \cdots |f| \geq f_{NY} \end{cases} \quad (7)$$

$$B_{P4}(f) = \begin{cases} H_{P4}(f) \times P \times H_{ro}(f) \times H_{or}(f) \cdots |f| \leq f_{NY} \\ 0 & \cdots |f| \geq f_{NY} \end{cases} \quad (8)$$

となる。

次に、同期検波方式受信機を考慮する。その搬送波

(a) 包絡線検波方式

(b) 同期検波方式

図4 妨害信号の周波数スペクトル
Frequency spectrum of interference.

(a) Envelope detection, (b) synchronous detection.

再生回路の応答特性は一般的に約 -6 dB/oct が多いので、その特性で近似し、 -3 dB となる遮断周波数を f_{cut} で表して応答特性 $H_{PLL}(f)$ を求めると、下式が得られる。

$$H_{PLL}(f) = 1 / (\sqrt{1 + (f/f_{cut})^2}) \quad (9)$$

ここで、包絡線検波方式では $H_{PLL}(f)$ は 1 である。

ダイコード符号と PR 4 の算出した周波数スペクトル図を図4に示す。(a)は包絡線検波方式、(b)は同期検波方式の受信機の場合である。これらの計算条件は、 $R=25\%$ 、 $f_{NY}=750 \text{ kHz}$ 、 $f_b=1.5 \text{ MHz}$ 、 $P=1$ 、同期検波方式での $f_{cut}=100 \text{ kHz}$ である。

3.2 映像信号への妨害

輝度信号への妨害として、輝度信号 $S/N(\text{pp/rms})$ を図5に、色信号への妨害として、色搬送波の位相ジッタを図6に示す。共に、(a)は包絡線検波方式、(b)は同期検波方式の受信機の場合である。

輝度信号 S/N と位相ジッタは、(7)、(8)および(9)式で算出した信号の最大値を、(4)式および(5)式に代入して求めた。輝度信号 S/N での算出条件は、最も影響を受ける白色の映像信号とし、影響を受けにくい水平同期信号 ($1-Y=1$) での一般2値の結果も比較のために加えた¹⁾。位相ジッタでの算出条件は、

(a) 包絡線検波方式

(b) 同期検波方式

図5 映像信号 S/N
Video signal SN ratio.
(a) Envelope detection, (b) synchronous detection.

(a) 包絡線検波方式

(b) 同期検波方式

図6 位相ジッタ
Hue jitter.
(a) Envelope detection, (b) synchronous detection.

カラーバーで最も影響を受ける黄色の映像信号とした。

どちらの妨害についても図5、図6より、PR4に比べてダイコード符号の方が少なく、妨害が同一となる場合の多重レベルを比較すると、ダイコード符号は約5 dB 多くできることがわかる。

3.3 音声信号への妨害

音声信号への妨害は音声信号 S/N の劣化となって現れる。この妨害は、FM 変調されているテレビ音声信号の主音声や副音声の位相偏移と直交変調による位相変動との比で決まり、位相偏移の最小となる音声信号の最大周波数での妨害が最も多い。その周波数は主音声では 15 kHz、副音声では 31.5 kHz の副搬送波に 15 kHz を加えた 46.5 kHz であり、妨害その周波数成分の多重信号による位相変動でほぼ決まる¹⁾。

(7)式および(8)式で示される信号 $B_{DI}(f)$ と $B_{P4}(f)$ の 15 kHz と 46.5 kHz の値を求め、文献1)で求めた一般2値の多重レベルと音声信号 S/N の関係を、その値だけ移動することで、符号化されたデジタル信号での音声信号 S/N が求められる。

その求めた音声信号の主信号および副信号の S/N (rms/rms) を、図7(a)および(b)に示す。なお、一般的な同期検波方式の受信機では、搬送波再生回路の応答特性 f_{cut} は 100 kHz 程度であるため、音声信号への妨害は、同期検波と包絡線検波の受信機ではほとんど差がない。

音声信号への妨害も、PR4に比べてダイコード符号の方が少なく、妨害が同一となる場合の多重レベルを比較すると、PR4に比べダイコード符号は6 dB 多くできる。

図 7 音声信号 S/N
Sound signal SN ratio.
(a) Main signal, (b) sub signal.

図 8 アイパターン開口率
Simulated eye pattern height.
(a) Low-frequency suppression, (b) high-frequency suppression.

4. 直交変調受信機

4.1 直交変調受信機での優位性比較

直交変調多重伝送方式では、図2に示すように、テレビ信号の両側波帯を有した領域を使用しているため、中継局での帯域制限フィルタなどによる影響を受けやすい。その伝送路の振幅や群遅延特性などの特性劣化は、映像信号から多重信号へのクロストークを生じさせるが、波形等化などによって解決できる⁶⁾。

しかし、直交多重伝送では、逆ナイキストフィルタによって搬送波の ± 0.75 MHz 以上では片側波帯の伝送になっている。そのため、例えば下隣接チャンネルの音声信号からの干渉を除去する映像搬送波周波数より 1.5 MHz 低い周波数を減衰させるノッチフィルタによって、映像搬送波の -0.75 MHz 以下の多重信号

が極端に減衰される可能性がある。この場合、波形等化などによっても解決できない。この問題は、多重信号がデジタル信号であり、多重信号の遮断によるものであるため、信号遮断とアイパターン開口率およびビット誤り率の関係で評価した。

このうち伝送によるアイパターンの劣化を開口率と遮断周波数の関係で図8に示す。図8の(a)は低域遮断、(b)は高域遮断での開口率である。これらの結果より、高域信号遮断によるアイパターン開口率はPR4が優位であることが確認できた。

4.2 受信性能向上への一提案

現行テレビ受信機との両立性を考えると、信号スペクトルの低域抑圧効果の大きいダイコード符号が優位であった。一方、多重信号の高域成分の伝送不足を考えると、信号スペクトルの高域抑圧効果もあるPR4

図 9 1+D 処理追加の受信方式ブロック図
Block diagram of 1+D processing.

が優位である。

PR4 は $1-D^2$ とも表されるように、 $1-D$ とも表されるダイコード符号と $1+D$ の処理との乗算でも実現でき、磁気記録の分野では、 $1-D$ の処理を再生ヘッドの微分特性で代行させ、 $1+D$ の処理を信号処理で行うことで $1-D^2$ の特性を得ている⁴⁾⁵⁾。そこで、直交多重伝送においても、 $1-D$ の処理と $1+D$ の処理を分離して、放送局からの送信符号を $1-D$ のダイコード符号とし、直交変調受信機の信号処理で $1+D$ の処理を行うことを考えた。現行テレビ受信機との両立性に優れ、多重信号の高域成分の伝送不足にも強い方式になると考えられるからである。

この方法による直交変調受信機で追加する信号処理ブロック図を図 9 に示す。放送局からは、ダイコード符号の処理をした後に直交変調多重して送信する。直交変調受信機では、伝送された信号を同期検波して多重信号を得るとダイコード符号の状態である。そのダイコード符号の信号を入力とし、 $1+D$ の処理を行うことで PR 4 に変換できる。 $1+D$ の処理は、1 データ期間遅延させる遅延回路に加え、その遅延回路の前後の信号を加算することで実現でき、その特性 $H_{DV}(f)$ は、

$$H_{DV}(f) = 2 \cos(\pi f / f_b) \quad (10)$$

で表される。

この $1+D$ の処理を加えたアイパターンの計算機シミュレーション結果を図 10 に示す。条件として、直交多重した信号の伝送レートを 1.5 Mb/s とし、ノッチフィルタによる帯域遮断が搬送波周波数の -0.75 MHz 以下の信号を完全に遮断した。(a) は遮断されたダイコード符号であり、(b) はその信号に $1+D$ の処理を施した後ものである。(a) では開口率が約 40% まで劣化し、(b) では受信機側で $1+D$ の処理で開口率約 95% までに改善できた。

上記条件でのビット誤り率の計算機シミュレーション結果を図 11 に示す。図において、実線は高域遮断と $1+D$ 処理ともになし、破線は高域遮断ありで $1+D$ 処理なし、点線は高域遮断なしで $1+D$ 処理あ

(a) 1+D 処理前

(b) 1+D 処理後

図 10 1+D 処理とアイパターン
1+D processing eye pattern.
(a) Before 1+D processing,
(b) after 1+D processing.

図 11 1+D 処理とビット誤り率
Bit error rate. (After 1+D processing)

り、鎖線は高域遮断と $1+D$ 処理ともにありの場合である。ビット誤り率 1×10^{-4} での所要 C/N を比較すると、高域遮断がない場合は、 $1+D$ 処理がないと所要 C/N は 14.4 dB であるが、 $1+D$ 処理があると雑音

を3 dB増加させるので所要 C/N は17.4 dBとなる。また、上記条件での高域遮断がある場合には、 $1+D$ 処理がないと所要 C/N は約21.5 dB、 $1+D$ 処理があると所要 C/N は約18 dBとなり、 $1+D$ 処理により所要 C/N を約3.5 dB改善できる。この計算機シミュレーション結果から、 $1+D$ 処理の改善効果を確認できた。

さらに、 $1+D$ 処理は映像信号から多重信号へのクロストークの観点からも望ましいと考える。直交変調受信機では、テレビ信号の両側波帯の信号をBPFで対称に取り出して同期検波している。この際、取り出された信号の周波数スペクトルが非対称になると、映像信号から多重信号へのクロストークが生じる。このスペクトル非対称の一因として、映像搬送波の $-1.25 \sim -0.75$ MHzの映像信号の残留スペクトルが放送局ごとに異なることが考えられる。この場合のクロストークは、0.75 MHz以上の多重信号帯域の高域信号であるため、低域通過特性を示す $1+D$ 処理は、このクロストークを低減することも期待される。

5. む す び

デジタル音声信号を映像搬送波に直交変調多重伝送する方式のデジタル符号化を比較検討し、以下の結果を得た。

- (1) 現行テレビ放送との両立性では、低域信号スペクトルの抑圧量が多いダイコード符号が良い。パーシャルレスポンス符号のクラス4に比べて、現行テレビ放送への妨害が同一となる多重レベルを比較すると、ダイコード符号は、約5~6 dB多重レベルを上げることができる。
- (2) 伝送中継局や直交変調受信機の帯域が充分でない場合を考えると、パーシャルレスポンス符

号のクラス4の方が優位である。

- (3) それらの両者の優位性を兼ね備える方式として、送信する多重信号のデジタル符号化をダイコード符号とし、直交変調受信機で受信信号に $1+D$ の処理を施すことで、パーシャルレスポンス符号のクラス4に変換して復号する方式を考案した。この方式で、多重信号の伝送帯域が充分でない場合にビット誤り率を改善できることを、計算機シミュレーションにより確認した。

終わりに、本研究の遂行において適切な御指導を頂いた当社研究開発推進本部 新川主任技師および当研究所 渡部所長、中川部長に深く感謝いたします。

【参 考 文 献】

- 1) 野田ほか：“現行NTSCテレビ放送のためのデジタル音声信号多重方式と両立性について”，テレビ誌，**42**，9，pp. 979-986(Sep. 1988)
- 2) 野田ほか：“映像搬送の直交多重変調による映像色位相ジッタの解析”，テレビ誌，**43**，3，pp. 261-267(Mar. 1989)
- 3) S. Kageyama, et al.: “NTSC Compatible Wide-screen TV System with PCM Sound using QAM”, IEEE Trans., **CE-36**, pp. 189-197(Aug. 1990)
- 4) 江藤ほか：“デジタルビデオ記録技術”，pp. 36-50(1990)
- 5) P. Kabel, et al.: “Partial-Response Signaling”, IEEE Trans., **COM-23**, pp. 921-934(Sep. 1975)
- 6) 野田ほか：“映像搬送波に直交多重されたデジタル音声信号のクロストーク低減と直交多重用基準信号”，テレビ誌，**46**，5，pp. 639-644(May 1992)

の だ つとむ
野田 勉 昭和47年、福井大学大学院修士課程応用物理学専攻修了。同年、(株)日立製作所に入社。以来、オーディオ機器とそれら機器の信号伝送、変復調方式の研究開発に従事。現在、同社映像メディア研究所第1部主任研究員。正会員。