テレビジョン放送機の矩形波および 正弦 2 乗パルス応答特性

東京芝浦電気株式会社 北 沢

誠

テレビ放送機において、映像入力端子に矩形波および正弦 2 乗パルスを加え変調し、映像復調器で復調した場合の波形ひずみを、VSBF（残留側波帯濾波器）の位相特性を種々変化させ計算した。これらの計算結果より、VSBF の位相特性変化による波形ひずみの差違を検討した。

1. ま え が き

テレビ放送機において、映像入力端子に矩形波または正弦 2 乗パルスを加え変調し、それを映像復調器で復調した場合に生ずる波形ひずみについては多くの文献に述べられている¹⁾²⁾⁴⁾。しかし、現在得られている放送機の特性にそって波形ひずみを計算した例は少ない³⁾。筆者らメーカーのエンジニアがユーザー側と仕様を決定する際、理論的な限界値をつかみ得ぬため種々不便を感じて来た。最近のように放送機の高規格化が要求され、ぎりぎりの仕様決定が行なわれるようになると、従来の測定データのみで検討するのでは不十分となり、ひずみを理論的に算出する必要にせまれ種々の伝送特性につき、矩形波、正弦 2 乗パルス（放送機試験の場合は 2 T パルスが用いられる）応答を計算し、一応の結果を得たので、ここに報告する。

2. 矩形波応答の計算式

図 1 に示す系統で矩形波ひずみの計算式を誘導してみよう。

まず、振幅 m 、繰り返し周波数 f_v 、レベル変化が t_r の時間に直線的に行なわれるような矩形波を図 1 の特性

$$E_d = \sqrt{\left[G_{T0} G_{D0} + \frac{2m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \{ G_v G_{-T} G_{-D} \sin((2n-1)\omega_v t + \theta_v - \theta_{-T} - \theta_{-D}) + G_v G_{+T} G_{+D} \sin((2n-1)\omega_v t + \theta_v + \theta_{+T} + \theta_{+D}) \} \right]^2 + \left[\frac{2m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \{ G_v G_{-T} G_{-D} \cos((2n-1)\omega_v t + \theta_v - \theta_{-T} - \theta_{-D}) - G_v G_{+T} G_{+D} \cos((2n-1)\omega_v t + \theta_v + \theta_{+T} + \theta_{+D}) \} \right]^2} \quad (3)$$

を持ったビデオ帯の入力位相補償装置を通すと、出力波形 y_v のフーリエ級数は、

$$y_v = -\frac{4m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{G_v}{2n-1} \sin((2n-1)\omega_v t + \theta_v) \cdot \frac{\sin\left\{(2n-1)\omega_v \frac{t_r}{2}\right\}}{(2n-1)\omega_v \frac{t_r}{2}} \quad (1)$$

となる。ただし、 $\omega_v = 2\pi f_v$ であり、 G_v, θ_v はおのの $(2n-1)f_v$ の値となる。この信号で振幅 1、周波数 f_c なる搬送波を負極性で振幅変調すると被変調波 y_m は、

$$y_m = (1 - y_v) \sin \omega_c t \\ = \sin \omega_c t + \frac{2m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{G_v}{2n-1} \{ \cos\{(\omega_c - (2n-1)\omega_v)t - \theta_v\} - \cos\{(\omega_c + (2n-1)\omega_v)t + \theta_v\} \} \cdot \frac{\sin\left\{(2n-1)\omega_v \frac{t_r}{2}\right\}}{(2n-1)\omega_v \frac{t_r}{2}} \quad (2)$$

となる。ただし、 $\omega_c = 2\pi f_c$ 。これが、図 1 に記した特性を持つ送信系および復調器のナイキストローブを通過した後のエンベロープ波形 E_d は、

* "Square Wave and Sine Squared Pulse Response of Television Broadcasting Transmitter" by Makoto Kitazawa (Tokyo Shibaura Electric Co. Ltd., Kawasaki)

図1 波形ひずみ測定系統

となる。ただし、 G_{T0} 、 G_{D0} は搬送波、 G_{-T} 、 G_{-D} は下側波帯、 G_{+T} 、 G_{+D} は上側波帯での利得を示す。また、 θ_{-T} 、 θ_{-D} は下側波帯、 θ_{+T} 、 θ_{+D} は上側波帯での位相で、搬送周波数での位相を0として表示している。

$t_r=0$ の場合は、(1)、(2)、(3)式において、

$$\frac{\sin\left\{(2n-1)\omega_v \frac{t_r}{2}\right\}}{(2n-1)\omega_v \frac{t_r}{2}}$$

の部分をもととすればよい。

映像復調器では、ナイキストスロープ出力をエンベロープ検波し、搬送波エンベロープが増大する方向が負(黒側)となるような極性で検波出力を取り出している。すなわち映像復調器出力は $-E_d$ となる。矩形波出力測定の場合は、無変調時の搬送波レベル $G_{T0}G_{D0}$ (ナイキストスロープ出力における値)を0レベルとし、矩形波振幅は $G_{T0}G_{D0}$ で規格化しておいたほうが便利なので、

映像復調器出力の矩形波波形 E_{dout} は下式のようになる。

$$E_{dout} = \frac{G_{T0}G_{D0} - E_d}{G_{T0}G_{D0}} = 1 - \frac{E_d}{G_{T0}G_{D0}} \quad (4)$$

3. 正弦 2 乗パルス応答の計算式

半値幅 t_w , 振幅 m , くり返し周波数 f_v なる正弦 2 乗パルスのフーリエ級数は,

$$y = m \left[D_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega_v t \right] \quad (5)$$

ただし

$$D_0 = t_w f_v \quad (6)$$

$$A_n = \frac{\sin(2\pi n f_v t_w)}{n\pi \{1 - (2n f_v t_w)^2\}} \quad (7)$$

これを図 1 と同様な入力位相補償装置を通すと, この出力波形は,

$$y_v = m \left[G_{v0} D_0 + \sum_{n=1}^{\infty} G_v A_n \cos \{n\omega_v t + \theta_v\} \right] \quad (8)$$

となる。ここで G_{v0} は $f_v=0$ での利得を示す。 G_v , θ_v は $n f_v$ での値とする。

この信号で振幅 1, 周波数 f_c なる搬送波を図 2 (b) のように負変調すると被変調波 y_m は,

$$\begin{aligned} y_m &= (1 - y_v) \cos \omega_c t \\ &= \{1 - m G_{v0} D_0\} \cos \omega_c t \\ &\quad - \frac{m}{2} \sum_{n=1}^{\infty} G_v A_n \{ \cos \{(\omega_c - n\omega_v)t - \theta_v\} \\ &\quad + \cos \{(\omega_c + n\omega_v)t + \theta_v\} \} \end{aligned} \quad (9)$$

となる。これが図 1 に記した特性を持つ送信系および映像復調器のナイキストロープを通過した後のエンベロ

(a) 図 1, *1 の位置での波形

(b) 図 1, *2 の位置での波形
(参考のため同期とのレベル関係を記入)

(c) 図 1, *3 の位置での波形

図 2 正弦 2 乗パルスの記号定義

$$\begin{aligned} E_d &= \sqrt{\left[(G_{T0}G_{D0} - m G_{v0}G_{T0}G_{D0}D_0) - \frac{m}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \{ A_n G_v G_{-T} G_{-D} \cos(n\omega_v t + \theta_v - \theta_{-T} - \theta_{-D}) \right.} \\ &\quad \left. + A_n G_v G_{+T} G_{+D} \cos(n\omega_v t + \theta_v + \theta_{+T} + \theta_{+D}) \right]^2 + \left[\frac{m}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \{ A_n G_v G_{-T} G_{-D} \sin(n\omega_v t + \theta_v - \theta_{-T} - \theta_{-D}) \right.} \\ &\quad \left. - A_n G_v G_{+T} G_{+D} \sin(n\omega_v t + \theta_v + \theta_{+T} + \theta_{+D}) \right]^2 } \end{aligned} \quad (10)$$

となる。式中の記号は矩形波の場合と同様である。このエンベロップ波形は図 2 (c) のようになる。

これをエンベロップ検波し, 変調器入力波形図 2 (a) と同一極性とし, 伝送系に振幅, 位相ひずみのない場合の正弦 2 乗パルス振幅 $m G_{T0} G_{D0}$ で規格化した映像復調器出力波形 E_{dout} は,

$$E_{dout} = \frac{G_{T0}G_{D0} - E_d}{m G_{T0}G_{D0}} = \frac{1}{m} - \frac{E_d}{m G_{T0}G_{D0}} \quad (11)$$

となる。なお本章では各段階での対照が容易であるように, y_v , E_d , E_{dout} の記号は, 矩形波の計算式の場合と

同一のものをういた。

なお, 図 1, 図 2 でのパルス振幅は, いずれも伝送系にひずみがない場合の値を代表例として記入してある。

上記の波形応答特性の計算には, 各伝送系の位相特性を用いているが, 一般には伝送系のエンベロップ遅延時間特性が与えられることのほうが多い。したがって, 上記計算を行なうためには, (12)式により, 前もってエンベロップ遅延時間特性を位相特性に変換しておく必要がある。

$$\theta = -2\pi \int_{f_c}^f T df \quad (12)$$

ただし、 T はエンベロープ遅延時間 (sec), f は周波数 (Hz), f_c は基準周波数 (Hz), θ は基準周波数 f_c での値を 0 とした位相 (rad) である。以下、基準周波数としては、ビデオ帯では 0, 高周波帯では搬送周波数をとる。また、伝送系の特性を表わすには振幅特性、エンベロープ遅延時間特性を用い、位相特性は省略する。

4. 525 本方式における波形応答

(3), (4), (10), (11) 式を用い、わが国で行なわれている 525 本方式について下の 4 種の伝送系の 250 kHz 矩形波, 2T パルス (パルス幅 0.25 μ s の正弦 2 乗波) 応答を計算し図 4 にまとめた。

電波法の規定を満足させるため、図 1 の入力位相補償装置には、位相補償された低域濾波器が挿入されており、波形応答は、これが挿入された状態で測定される。下記各場合について、この低域濾波器の利得を 0~4.2 MHz までは 1, 4.75 MHz 以上は 0, 4.2 MHz~4.75 MHz までは直線的に下降、エンベロープ遅延時間は 0~4.75 MHz まで 0, として計算を行なう。ビデオ帯でこのような帯域制限を行なった場合の波形応答については、いままでに発表されているが⁹⁾、参考までに、低域濾波器出力波形を図 3 に示す。また、図 4 には各場合の映像復調器出力での波形応答のみを示した。

入力矩形波の立上り時間は 0.03 μ s 以下と規定される場合が多いので、この章ではまず条件のきびしい立上り時間 0 の場合につき計算した。立上り時間を考慮に入れた検討は次章で行なう。

(1) 理想伝送特性

各段階における振幅周波数特性、エンベロープ遅延時間特性とも理想的な特性である。特に放送機での位相ひずみの原因である VSBF および、映像復調器での位相

ひずみの原因であるナイキストスロープによるエンベロープ遅延時間特性は、おのおの完全に補償されている場合であり、この伝送特性での波形応答が、525 本方式で位相補償を行なった場合の究極のものである。

(2) VSBF ビデオ帯補償

映像復調器は、(1) と同様な特性を用い、放送機の VSBF は高周波帯で位相補償を行なわぬ場合の伝送特性とする。この場合はビデオ帯で位相補償を行なわぬと波形ひずみが大きいので、現在、一般に用いられている可変低域位相等化器の特性範囲内で、できるだけ波形ひずみが少なくなるよう補償した。これは、高電力変調のテレビ放送機*の特性に近い。

(3) VSBF 高周波帯補償 1

VSBF の位相特性を -0.75 MHz まで注目し高周波帯で補償した場合であり、現在多く行なわれている、VSBF 直後に橋絡 T 形の位相等化器を 4 段用いる場合には、図 4 (1) のように搬送周波数付近にエンベロープ遅延時間のハンプが出てしまう。これ以外は (1) と同様である。

(4) VSBF 高周波帯補償 2

VSBF の位相補償は (3) と同様高周波帯で 4 段の位相等化器で行なうが、特に -0.75 MHz まで注目せず搬送波付近でエンベロープ遅延時間にハンプが生ぜず、平坦となるよう補償した場合である。これ以外は (1) と同様である。

(3) および (4) は最近の低電力 IF 変調放送機**の

* 比較的高電力 (500 W~1 kW 前後が多い) の搬送周波数段で変調をかける方式の放送機であり、VSBF が高電力搬送周波数段に挿入されている。搬送周波数帯での位相等化器の製作がむずかしいため、VSBF の位相等化は、ビデオ帯の位相等化器のみにより行なわれている。

** 低電力 (100 mW 以下が多い) の中間周波数段 (数十 MHz) で変調をかけ、周波数変換して搬送周波数を得る方式の放送機で、VSBF が低電力中間周波数段に挿入されている。中間周波数帯での位相等化器の製作は容易で、VSBF の位相等化を中間周波数帯で行なうことができ、搬送周波数帯で行なったと同等の効果を得ることができる。

図 3 ビデオ帯低域濾波器の波形応答

(a) 250 kHz 矩形波
(縦軸: 振幅, 1 目盛 0.2
横軸: 時間, 1 目盛 0.4 μ s)

(b) 2T パルス
(縦軸: 振幅, 1 目盛 0.1
横軸: 時間, 1 目盛 0.25 μ s)

図 4 各部伝送特性と映像復調器出力波形

図 4

特性を代表するものである。

上記計算において、250 kHz 矩形波の場合、変調度は現在広く行なわれている測定法に従い、図 1 において $m = 0.25$ となるように選んだ。また、2T パルスの場合は、図 2 (b) に示すように、測定波形にセットアップが映像信号の 10% についており、黒レベルが同期尖頭値の 68.75% の所になる。この黒レベルを 1 とし、パルスの頭が同期尖頭値に対し 12.5% の白レベルに来ていることを考慮し、変調度 m は、

$$m = \frac{68.75 - 12.5}{68.75} = 0.82$$

とした。

5. 入力矩形波立上り時間の影響

図 4 (d), (i), (n), (s) には入力矩形波立上り時間が 0 の場合の矩形波応答を示したが、ここでは、これを $0.03 \mu\text{s}$, $0.1 \mu\text{s}$ と変化させ、応答がどう変わるかを検討する。(3), (4) 式により理想伝送特性につき計算した結果を図 5 (a), (b) に示す。ただし、立上り時間は、レベルが全振幅の 10% から 90% に達する時間として定義されているので、上式で計算を行なう場合は、

$$t_r = \text{立上り時間} \times \frac{1}{0.9 - 0.1}$$

としなければならぬ。したがって、立上り時間 $0.03 \mu\text{s}$ では $t_r = 0.0375 \mu\text{s}$, 立上り時間 $0.1 \mu\text{s}$ では $t_r = 0.125 \mu\text{s}$ として計算している。

入力立上り時間 0 の場合、図 4 (d) より、アンダーシュート 10.2%, オーバーシュート 6.4% であり、入力立上り時間 $0.03 \mu\text{s}$ の場合、図 5 (a) より、アンダーシュート 9.8%, オーバーシュート 6.0% となって、アンダーシュート、オーバーシュートとも 0.4% 程度少なくなっている。

このように、入力立上り時間が 0 から $0.03 \mu\text{s}$ の間で

変化しても応答に大きな変化は生じないので、以下の検討は、やや条件のきびしい図 4 に示す入力立上り時間 0 の場合につき行なうこととする。理想伝送特性以外の場合についても入力立上り時間 0 と $0.03 \mu\text{s}$ を比較してみたが、ほぼ上と同程度の差しかないと確認した。先にも述べたように、わが国では入力立上り時間を $0.03 \mu\text{s}$ 以下にとることが普通であり、この程度の範囲内では、入力立上り時間をあまり気にしなくてもよいことがわかる。

参考までに、入力立上り時間が $0.1 \mu\text{s}$ の場合には図 5 (b) より、アンダーシュート 6.0%, オーバーシュート 2.8% とかなり小さくなって来る。

6. 波形応答の検討

図 4 により種々の場合の波形ひずみを検討してみる。

6.1 250 kHz 矩形波のひずみ

(1) 理想伝送特性の場合、アンダーシュート 10.2%, オーバーシュート 6.4% ある。図 3 (a) に示すようにビデオ帯で挿入されている低域濾波器出力のアンダーシュート、オーバーシュートがともに 8.6% であることと比較すると、アンダーシュートが強調され、オーバーシュートが押えられていることがわかる。

(2) VSBF ビデオ帯補償の場合は、ビデオ回路の低域位相等化器で補償を行なっても、アンダーシュート 13.2%, オーバーシュート 7.6% 程度になる。また上下の平坦部に丸みが出て来る。

(3) VSBF 高周波帯補償 1 の場合、搬送波付近のエンベロープ遅延時間が負側にハンプするため、低域での位相が進み図 4 (n) のようにサグが出てしまう。これはビデオ帯に低域で位相が遅れる位相等化器を挿入すれば、ある程度補償できるが、このような低域位相等化器は一般に使われていないし、わざわざ搬送波帯で位相を等化した意味がないので、このような補償は行なわぬよう注意する必要がある。

図 5 入力立上り時間を変化させた場合の理想伝送特性矩形波応答
(縦軸: 振幅, 1 目盛 0.04 , 横軸: 時間, 1 目盛 $0.4 \mu\text{s}$)

(4) VSBF 高周波帯補償 2 の場合は、アンダーシュート 12%, オーバーシュート 7.6% となり平坦部に少し丸みは出るが、理想伝送特性の出力波形にかなり近づいている。

6.2 2T パルスのひずみ

図 4 の各波形には、 $K=2\%$ のスケールを点線で書き込んでおいた。VSBF ビデオ帯補償以外は楽にこのスケールに入っている。もっとも、矩形波の場合と同様、VSBF 高周波帯補償 2 の場合の波形が、一番理想伝送特性のものに近い。しかし、実際に測定を行なってみると、図 4 に示した計算結果には考慮されていない入力位相補償装置、映像復調器等の特性が加算され、2% ぎりぎりの値となることが多々ある。

7. む す び

以上述べたように、放送機のビデオ回路に低域濾波器を挿入した状態で、VSBF の位相特性を種々変化させ波形ひずみを検討し、下記の結論が得られた。

まず、250 kHz を矩形波応答に関し、

(1) 理想伝送特性の場合、アンダーシュート 10.2%, オーバーシュート 6.4% となる (図 4 (d))。

(2) VSBF 高周波帯補償 2 の場合、応答波形は理想伝送特性の場合にかなり近くなる (図 4 (s))。

(3) VSBF ビデオ帯補償の場合は、VSBF 高周波帯補償 2 の場合に比し応答波形の平坦部に丸みを生じて来る (図 4 (i))。

(4) 高周波で VSBF の位相補償を行なった場合でも、VSBF 高周波帯補償 1 のように搬送波付近でエンベロープ遅延時間特性にハンプが生じる場合には、サグが生じ逆効果となる (図 4 (n))。

(5) 入力矩形波の立上り時間を $0 \sim 0.03 \mu s$ 程度まで変化させても波形応答に大差はない (図 5)。

また、2T パルス応答に関しては、

(6) VSBF 高周波帯補償 2 の応答波形が、理想伝送

状態のものにかなり近い (図 4 (e), 図 4 (t))。

(7) $K=2\%$ のスケールで比較する限り、250 kHz 矩形波応答が、各場合について異なっているほどの差は現われて来ない。ただし、VSBF ビデオ帯補償の場合がやや 2% ぎりぎりとなっている (図 4)。

ここでは、VSBF の位相補償を 4 段の補償素子により行なえば、かなり理想伝送状態での値に近い波形が得られることを確かめたが、補償素子の数を増やせば、さらにひずみが減少するはずである。ただ、素子数を増加させることにより調整が複雑になり、経済面より問題が生じて来る。これらの点を考慮し、どの程度の素子数が最良かは、今後の研究課題であらう。

最近のように、VSBF 関係の位相補償が、かなり綿密に行なえるようになると、場合によっては映像復調器による波形ひずみのウェイトのほうが大きくなることもあり、波形ひずみの規格が厳密になる場合は、測定系の高規格化も重要となる。

なお、上記の計算は、FORTRAN IV でプログラムし、波形はカーブプロッター (CALCOMP) によりプロットアウトさせた。

最後に、種々の有益なデータを提供いただいた神田放送機設計課員に感謝の意を表する。

(昭和 47 年 1 月 8 日受付, 昭和 47 年 6 月 14 日再受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) 副島未好: 残留側波帯方式による過渡現象の歪, テレビ誌, 11, 2 (1957) 52
- 2) 岸源也: 残留側波帯方式による映像信号のひずみ, テレビ誌, 15, 9 (1961) 552
- 3) 柏倉宏幸ほか: テレビ放送中継における波形ひずみとその等化, 放送技術, 24, 10 (1971) 749
- 4) J. K. MacDonald, et al: The Use of Phase Equalizers to Improve the Tansient Response of a Television Transmitting System, IRE Trans., BC-6, 3 (1960) 12
- 5) A. D. Fowler, et al.: Effects of Frequency Cutoff Characteristics on Spiking and Ringing of TV Signals, IRE Trans., CS, Sep. (1959) 173