

# 静止图象传输系统中彩色电视图象 HO-DPCM 编码

吴成禧

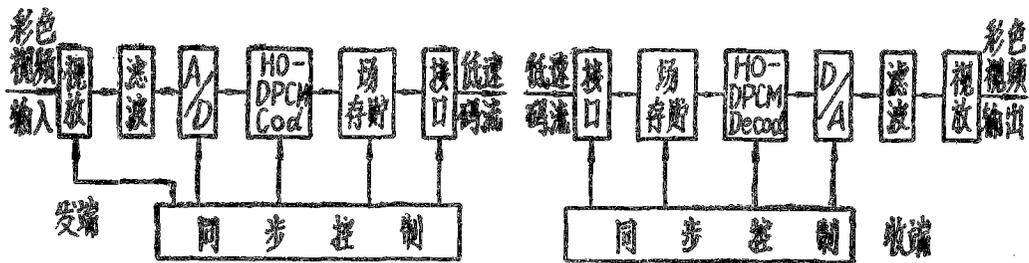
**提 要** 本文讨论了 HO-DPCM(High Order-DPCM) 编码对彩色复合电视信号的预测和量化问题。分析了线性预测回路和量化误差反馈回路的级联系统与 DPCM 系统之间的等效性。为了提高零频和彩色付载频的预测精度, 提出了对复合彩色电视图象 HO-DPCM 编码器的预测回路和量化器的量化特性的设计原则。

## 一、静止图象传输系统

图 1 (a) 示出了一个单向单工的数字式静止图象传输系统。它借助于速率转换, 用低价的窄带传输线路, 例如一路公用电话线路, 就可以传送一幅静止的电视图象 (Freeze-picture)。图 1 (b) 是彩色静止图象传输装置方块图。日本电气公司(NEC) 1976 年公布的 DFP-751TR, 就是这种装置<sup>[1]</sup>。



(a) 数字式静止图象传输系统



(b) 数字式静止图象传输装置(DFP-751TR)

图 1 数字式静止图象传输系统方块图

本文 1981 年 8 月收到。本文初稿参加 1980. 9. 在南京举行的中国通信学会图象通信委员会第二次学术年会, 其摘要稿见本文参考文献<sup>[2]</sup>。

在图 1 所示的静止图象传输装置中, PCM 图象为 8bit/每样值 (记  $n=8$ ), 则可得  $N=2^n$  个灰度, 即对应着  $N$  个量化电平数。这样的 PCM 数码图象, 译码恢复后, 主观上将觉察不出图象质量的任何下降。

当  $A/D$  之采样速率为  $f_s$ , 则 PCM 图象数据速率为  $nf_s$ 。所以, 由一场数据组成的一幅静止图象总的 bit 数  $B=nf_s/2f_p$ , 其中  $f_p$  是电视帧频。  $B$  值可用于近似一幅静止图象的存贮容量。对于彩色电视信号, 通常认为, 为避免彩色付载频引起的失真, 取  $f_s=3f_{sc}$ , 其中  $f_{sc}$  为彩色付载波频率。当  $n=8$  时, 对 NTSC 制,  $B=1427\text{kbit}$ ; 对 PAL 制,  $B=2000\text{kbit}$ 。可见要求的存贮容量大。同时传输一幅静止图象所花费时间也长。因此, 在 DFP-751TR 中采用 HO-DPCM 编码进行图象数据压缩处理。在保证良好的图象质量的条件下, 将  $n=8$  的 PCM 数据减小为  $n=4$  的 HO-DPCM 数据。这样, 一幅静止图象的总存贮容量降低一半, 同时节省了数据传输时间。

我们不难看出, 因为静止图象传输系统的发端摄取一场图象是随机的, 所以该系统与活动图象传输系统所要求的图象 HO-DPCM 编码器是一样的。但是又因为该系统有场存储器缓冲, 所以该系统编码方式选择不大受信道带宽的限制, 仅仅受存贮容量和数据传输时间较弱的约束。正因为此, 该系统才能实现在一路电话线上“实时地”, 传送静止图象。

在今天, 很明显, 图 1 所示的静止图象传输方式具有价廉物美的效果。它是一种独特的实用的图象通信方式。因而, 最近几年, 静止图象通信的研究发展很快<sup>[2]</sup>。这里, 我们不一般的讨论该系统的传输方式, 而主要讨论 HO-DPCM 方式对彩色电视图象数据的预测和量化问题。

## 二、图象 DPCM 系统

图象 DPCM 编码是一个线性预测系统, 见图 2 (a)。设图象  $S$  是平稳的, 其均值为零, 均方差为  $\sigma$ 。  $S$  的数据  $X_N=\{X_i\}$ , 其中  $X_i$  为  $t_i$  样值,  $i=1, 2, \dots, N-1$ 。采样频率  $f_s=\frac{1}{T_s}$ ,  $t_j-t_L=T_s$ ,  $k=j-L$ 。线性预测器  $P$  提供预测值  $\hat{X}_N$ :

$$\hat{X}_N = \sum_{i=1}^{N-1} a_i X_{N-i} \quad (1)$$

令  $S$  之自相关函数为  $R_X(k)$ , 由图 2 (a)  $e_N = X_N - \hat{X}_N$ , 称  $e_N$  为预测误差。我们知道, 在最小均方误差  $\frac{\partial E[e_N^2]}{\partial a_i} = 0$  意义下, 可有  $a_i (i=1, 2, \dots, N-1)$  构成的预测器  $P$ , 使得  $e_N$  之均方差  $\sigma_{e_N}^2 < \sigma^2$ <sup>[8]</sup>。这就表示  $e_N$  具有较小功率, 对  $e_N$  编码就只要较小 bit 数。如果把  $e_N$  量化编码 (即 DPCM 数据) 发送至接收端, 那么在收端  $e_N + \hat{X}_N$  可重现  $X_N$ 。从而达到数据压缩目的。

在图 2 (a) 中, 由于量化器  $Q$  的量化误差  $N_q$  及传输误码等将在收端累积, 从而引起图象质量下降。所以实用的线性预测系统是图 2 (b) 所示的 DPCM 编码系统。该系统中心量化器  $Q$  置于预测反馈回路中, 因而量化误差也一起被反馈到输入端, 于是在收端重

现的样值中仅仅附加上可以容许的  $N_q$  (这只要精心选择量化器即可达到), 避免了  $N_q$  的累积。

对于图 2 (b) 的 DPCM 系统, 有

$$(e + \hat{X}_N)P = \hat{X}_N \quad \text{和} \quad e = (X_N - \hat{X}_N) + N_q$$

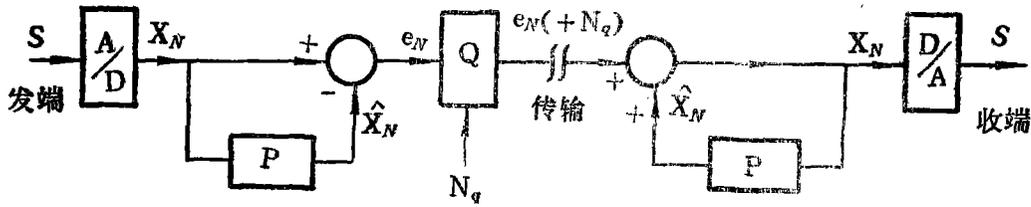
联立上述两式, 有

$$e = X_N - \frac{Pe}{(1-P)} + N_q$$

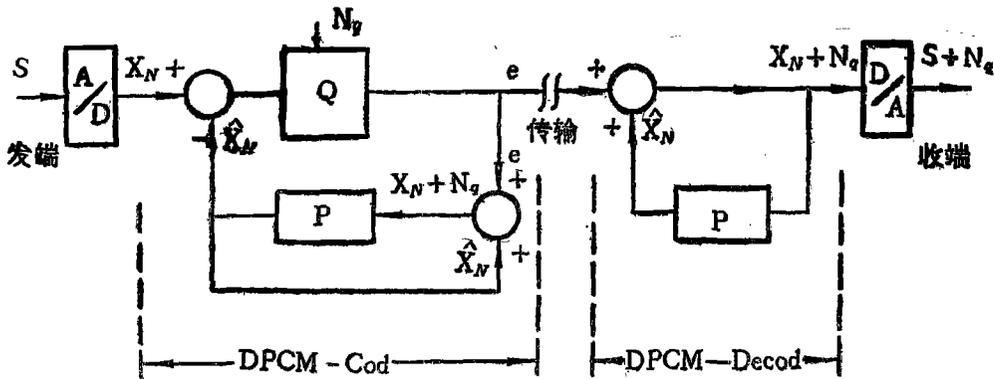
或

$$e = X_N(1-P) - N_qP + N_q \quad (2)$$

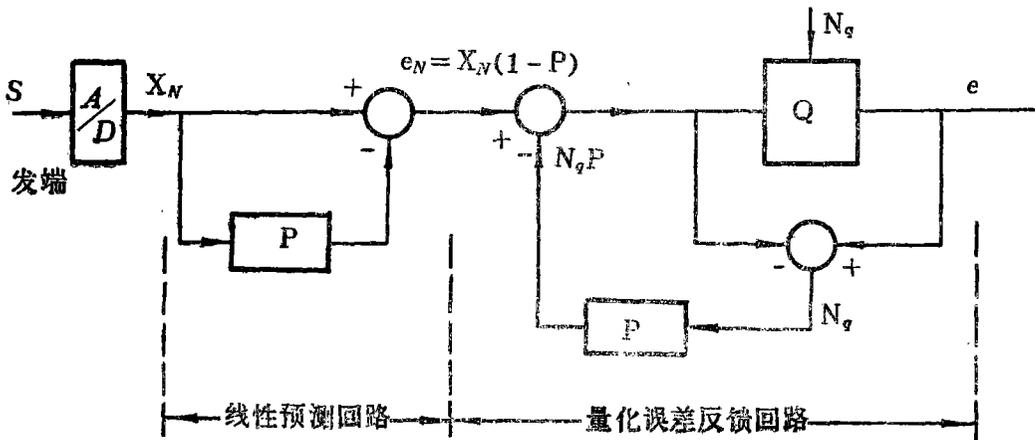
由 (2) 式可以构成图 2 (c), 图 2 (c) 和图 2 (b) 是等效的。对比图 2 (c) 和图 2 (a), 可以



(a) 线性预测系统



(b) DPCM 系统



(c) 级联系统

图 2 图象 DPCM 系统方框图

看出,图 2 (c) 仅仅是图 2 (a) 中的线性预测回路再级联一个量化误差反馈回路。图 2 (c) 表明了图 2 (b) 对图 2 (a) 的改进实质。根据所指明的图 2 (c) 与图 2 (b) 之等效性,当然可以用图 2 (c) 来实现 DPCM 编码; 不过,我们目的是为了便于综合 HO-DPCM 系统。我们注意到,为了综合图 2 (b) HO-DPCM 系统,可以方便的在图 2 (c) 中进行。例如,首先设量化器  $Q$  是理想的(可以精心选择量化器,以便使产生的  $N_q$  影响略去),则量化误差反馈回路可以略去。这时可以仅考虑图 2 (c) 左边线性预测回路部分。然后再考虑图 2 (c) 右边部分,因为量化器  $Q$  有限的量化电平数必然要引起量化误差  $N_q$ 。

### 三、HO-DPCM 编码器的线性预测回路

前面曾指出了用时间域的统计学,即图象  $S$  的自相关函数,来计算线性预测器  $P$  的系数  $a_i$ 。为了直接引用熟知的频率域的经验,特别是在缺少统计学数据时,从频率域来综合线性预测系统是方便的,而且比较直观。

我们知道,图象  $S$  之自相关函数  $R_X(k)$  的离散付里叶变换为

$$S_X(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_X(k) e^{-j\omega k T_s} \quad (3)$$

其中  $S_X(\omega)$  称为  $S$  之功率谱密度,简称频谱。对于图 2 (c) 左边的线性预测回路,设  $e_N$  的自相关函数  $R_{e_N}(k)$ , 同样  $e_N$  之频谱  $S_{e_N}(\omega)$  为

$$S_{e_N}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_{e_N}(k) e^{-j\omega k T_s} \quad (3')$$

同时有

$$S_{e_N}(\omega) = |H(\omega)|^2 S_X(\omega) \quad (4)$$

其中  $H(\omega)$  是线性预测系统的复传输函数。或称滤波器的复传输函数,这样把线性预测系统看成预加重滤波器 (pre-emphasis)

$$H(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{-j\omega k T_s} \quad (5)$$

令图象  $S$  之自相关函数  $R_X(k) = e^{-\alpha|k|}$ , 在均方误差  $\frac{\partial E[e_N^2]}{\partial a_i} = 0$  意义下,我们只

要前值预测  $\hat{X}_N = a_1 X_{N-1}$ , 就可以有

$$R_{e_N}(k) = \sigma_{e_N}^2 \delta(k) \quad (6)$$

其中  $\delta(k)$  也称为冲击函数,定义为:

$$\delta(k) = \begin{cases} 1 & k=0 \\ 0 & k=1, 2, \dots \end{cases}$$

(6) 式表明,此时前置线性预测回路对  $S$  完全去相关,  $\sigma_{e_N}^2$  为最小,达到了理想的数据压缩效果。把 (6) 式代入 (3') 式得

$$S_{e_N}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sigma_{e_N}^2 \delta(k) e^{-j\omega k T_s} = \sigma_{e_N}^2 = \text{常数} \quad (7)$$

再把 (7) 式代入 (4) 式得

$$|H(\omega)|^2 S_X(\omega) = \sigma_{e_N}^2 = \text{常数} \quad (7')$$

(7)式和(7')式表明,理想预测情况是预测误差为白噪声,其频谱是平坦的。实际上,这是达不到的。然而,(7')式给我们指示了一个方向。就是说,对于给定的 $S_X(\omega)$ ,我们总是选择一种 $H(\omega)$ ,大致满足(7')式,例如 $S_X(\omega)$ 的包络有 $m$ 个极大值点,那么 $H(\omega)$ 就选择有 $m$ 个极小值点与之对应。这样就可选择相应型式的滤波器。然后,再根据预测的均方误差最小来修订滤波器的型式和参数。从而达到选定最佳预加重滤波器。

把图2(c)左边线性预测系统表示成 $Z$ 系统,见图3。 $H(Z)=1-P(Z)$ 称为预加重滤波器,而 $P(Z)$ 称为预测滤波器(predictive)。令 $Z=e^{j\omega T_s}$ 代入 $H(Z)$ ,则得到预

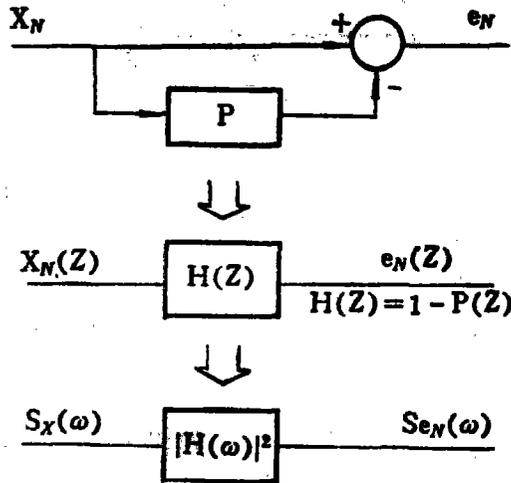


图3 传输函数

加重滤波器的频率特性 $H(\omega)$ 。让我们考虑

$$H(Z) = 1 - P(Z) = 1 - \beta Z^{-n} \tag{8}$$

其中 $P(Z) = \beta Z^{-n}$ ,  $Z^{-1}$ 表示一个采样周期( $T_s = \frac{1}{f_s}$ )的移位,  $\beta \leq 1$ 表示衰减因子。

$n=0, 1, 2, \dots$ 。 $n$ 称为预测滤波器的阶。HO-DPCM系统中的 $P(Z)$ ,  $n > 1$ ,故称为高阶系统(High-order)。注意(8)式中 $n$ 与(5)式中 $K$ 是相同的。为了讨论方便,令 $\beta=1$ ,则由(8)式得到频率特性

$$|H(\omega)| = |-e^{-j\omega n T_s}| \tag{8'}$$

在图4中分别示出了(8')式当 $n=1, 2, 3$ 的 $|H(\omega)|$ ,图中仅绘出 $f=0$ 至 $\frac{f_s}{2}$ 的有效频率

范围。我们注意到,(8')式所表示的特性在 $f=0$ 及 $f=\frac{f_s}{n}$ 处均有 $|H(\omega)| = |H(\omega)|^2 = 0$ 。

当 $n=1$ 时,在 $f=0$ ,有 $|H(\omega)|^2 = 0$ ,由(7')式知,一阶预测滤波器适用于 $S_X(\omega)$ 仅在 $f=0$ 附近取极大值的信号,通常称为低通型信号。这时预测滤波器 $P(Z) = Z^{-1}$ 表示成(1)式,为 $\hat{X}_N = X_{N-1}$ ,即前值预测。

我们知道,黑白电视图象或彩色电视图象的亮度 $Y$ 信号及色度 $I$ 、 $Q$ 信号都具有低通型 $S_X(\omega)$ ,因而一阶预加重滤波器系统对它们能进行有效的数据压缩。我们也知道,

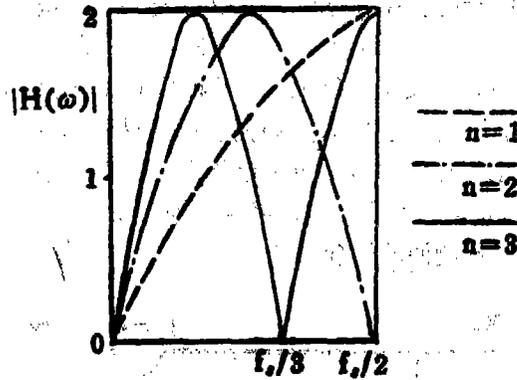


图4 高阶预加重滤波器幅频特性

复合彩色电视图象  $S_X(\omega)$  不仅在  $f=0$  附近取极大值, 且在  $f=f_{sc}$  (彩色付载频) 附近 (约  $1^{MHz}$  带宽) 还有一个极大值, 所以此时若用一阶预测滤波器系统就会在  $f=f_{sc}$  附近不能大致满足(7')式。就是说, 要产生很大的预测误差, 要降低数据压缩效果, 同时造成恢复后的彩色图象质量下降。

当  $n=3$  时, 取  $f_s=3f_{sc}$ , 则在  $f=0$  及  $f=f_s/3=f_{sc}$  处均有  $|H(\omega)|^2=0$ , 于是高阶预测滤波器系统可用于复合彩色电视图象。对比图4中  $n=3$  和  $n=1$  的特性我们看到,  $n=3$  时在  $f=f_{sc}$  附近提高了预测精度, 但是在  $f=0$  附近则大大地降低了预测精度, 因此还需要对预加重滤波器的结构型式加以改进。

采用级联的高阶预加重滤波器可以获得改进, 如图5(a)所示。  $H_1(Z) = (1 - \beta Z^{-3})$ ,  $H_2(Z) = (1 - \alpha Z^{-1})$ ,  $H(Z)$  为  $H_1(Z)$  和  $H_2(Z)$  级联, 有

$$H(Z) = H_1(Z)H_2(Z) = (1 - \beta Z^{-3})(1 - \alpha Z^{-1}) \\ = 1 - \alpha Z^{-1} - \beta Z^{-3} + \alpha\beta Z^{-4} = 1 - P(Z) \quad (9)$$

$$\text{其中} \quad P(Z) = \alpha Z^{-1} + \beta Z^{-3} - \alpha\beta Z^{-4} \quad (9')$$

我们用(1)式表示(9')式 (见图5(b)), 有

$$\hat{X}_N = \alpha X_{N-1} + \beta X_{N-3} - \alpha\beta X_{N-4} \quad (9'')$$

让我们注意到, 在图5(a)中, 高阶预加重滤波器  $H_1(Z)$  为第一级。这可理解为首先用先前的第三个样值  $X_{N-3}$  预测, 见图5(b)。此时在  $f_{sc}$  附近有很好的预测精度, 而  $f=0$  附近预测精度低。因此  $H_1(Z)$  输出包含的零频附近功率仍较大, 而彩色付载频附近功率较小。再经低通型预加重滤波器  $H_2(Z)$ , 即用前值预测, 对  $f=0$  附近功率较大部分进行预加重, 得到输出  $e_N$ 。这样级联就可得到对复合彩色电视图象的高精度预测, 从而达到良好的数据压缩效果。

对(9)式的高阶预加重滤波器的参数  $\alpha$  和  $\beta$  的选择要考虑  $f < f_{sc}$  和  $f > f_{sc}$  两部分预测性能。这是因为, 对  $f < f_{sc}$  部分预测性能的改善, 将要导致  $f > f_{sc}$  部分预测性能的下落。最好的参数选择是  $\alpha = \frac{1}{2}$  和  $\beta = \frac{15}{16}$  [4]。当  $\alpha = \frac{1}{2}$  和  $\beta = 1$  时, 高阶预加重滤波器幅频特性如图5(c)中曲线(a)所示。为了比较, 在图中还画出了低通型滤波器

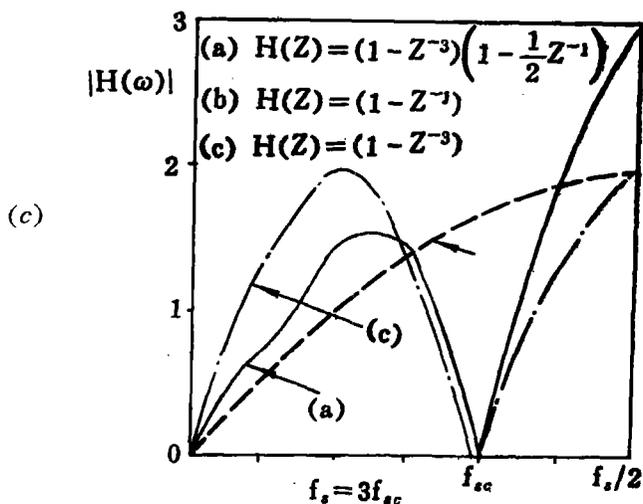
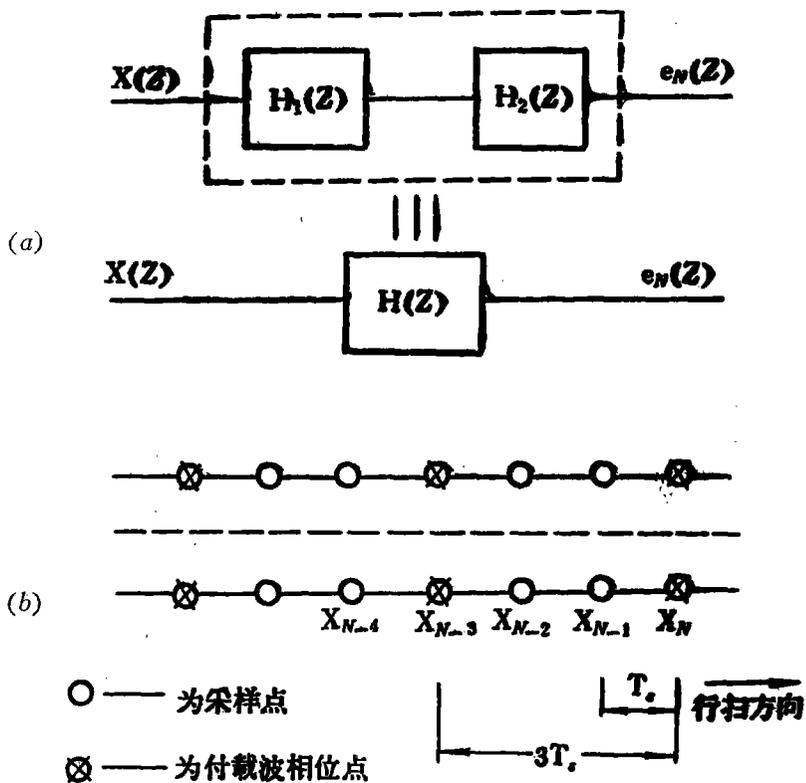


图 5 级联的高阶预加重滤波器幅频特性

$H(Z) = 1 - Z^{-1}$  (曲线(b)) 及通常所谓的梳状滤波器  $H(Z) = 1 - Z^{-3}$  (曲线(c))。从图 5 (c) 可以看到, 曲线(a)在  $f=0$  附近部分与曲线(b)相应部分接近。而曲线(c)在  $f=f_{sc}$  为中心的部分与曲线(c)的相应部分接近。只是曲线(a)的  $\frac{1}{2}f_s$  附近的预测精度有

所损失。

在 DFP-751TR 中, HO-DPCM 编码器是应用(9)式的高阶预加重滤波器,  $n=3$ ,  $f_s=3f_{sc}$ ,  $\alpha=\frac{1}{2}$ ,  $\beta=\frac{15}{16}$ . 这时 HO-DPCM 编码器如图 6 所示。虚线框内为高阶预测器  $P(Z) = \frac{1}{2}Z^{-1} + \frac{15}{16}Z^{-3} - \frac{1}{2}Z^{-4}$ ,  $T$  及  $2T$  分别表示输入延迟  $T_s$  及  $2T_s$  的移位寄存器, 衰减因子  $\beta=\frac{15}{16}<1$ . 这是为了减少传输误码的影响<sup>[5]</sup>. 因为传输误码在收端恢复时, 由于误码累积蔓延将产生线状干扰<sup>[1]</sup>. 这里选择  $\beta=\frac{15}{16}=1-2^{-4}$  将便于用数字逻辑电路实现。于是  $P(Z)$  以及 HO-DPCM 可用全数字逻辑电路加以实现。

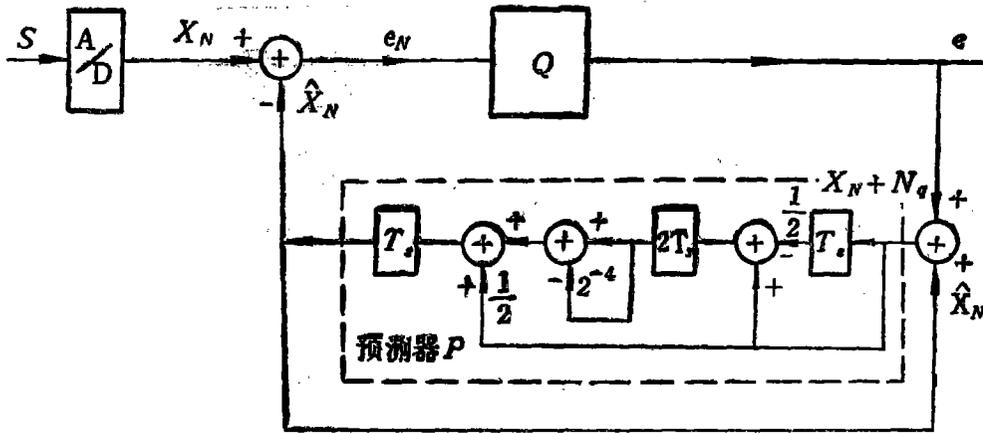


图 6 HO-DPCM 编码器(Coder)

#### 四、HO-DPCM 编码器的量化器

目前, 对于 DPCM 系统的量化器的量化特性研究是最多的。可是, 至今好像还是没有简单而有效的设计方法。不过, 已有不少可供选择的方法。特别是许多好的研究结果将为我们设计彩色电视图象 HO-DPCM 编码器提供依据。

一个  $N$  电平量化器的量化特性  $Q$  是  $N-1$  个判决电平  $x = \{x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$  和  $N$  个输出电平  $y = \{y_1, y_2, \dots, y_N\}$  的集合, 如图 7 所示。该量化特性  $Q$  是奇对称的特性。当输入样值  $x$  位于第  $i$  个量化间隔  $R_i = \{x_{i-1} < x < x_i\}$  上, 量化器产生输出值  $y_i$ . 在  $R_i$  上的所有样值均用同一个  $y_i$  作为量化输出电平。  $N_{qi} = y_i - x$  称为  $R_i$  上的  $x$  的量化误差。当  $x$  处于  $x_1 > x$  及  $x > x_{N-1}$  上, 对应的输出电平分别为  $y_1$  及  $y_N$ . 这时称为量化器过载。  $y_i - y_{i-1} = d$  称为节距。也可用一组节距表示量化特性。

我们说, 在图 6 HO-DPCM 编码器中, 量化是对预测误差  $e_N$  进行的。量化器输入

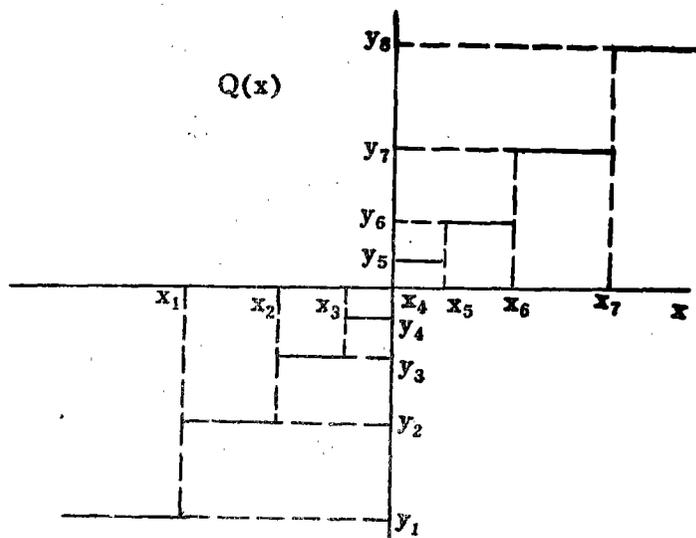


图 7 量化特性  $Q(x) (N=8)$

$x = e_N$  为 8bit PCM 编码, 而输出  $y = e$  为 4bit HO-DPCM 编码, 这时量化电平数  $N \leq 2^4 = 16$ , 就是说量化器最大可设置 16 个输出电平。因为量化特性是奇对称的, 所以量化特性可用第一象限中的 8 个节距  $d_1 - d_2 - \dots - d_8$  来表示。

在固定电平  $N$  之下的量化器设计包括选择判决电平  $\{x_i\}$  和输出电平  $\{y_i\}$  以及用硬件电路实现量化器。这里我们仅讨论量化特性的设计方法。

量化特性的基本的设计方法是所谓最佳量化特性方法 [6]。

量化误差的均方值 MSE 为

$$MSE = \sum_{i=1}^N \int_{x_{i-1}}^{x_i} (y_i - x)^2 p(x) dx \quad (10)$$

其中  $p(x)$  是量化器输入  $x$  的概率密度函数,  $x_i$  和  $y_i$  分别为判决电平和输出电平。令

$$\frac{\partial [MSE]}{\partial x_i} = 0 \quad \text{及} \quad \frac{\partial [MSE]}{\partial y_i} = 0$$

可得到

$$y_i = \frac{\int_{x_{i-1}}^{x_i} x p(x) dx}{\int_{x_{i-1}}^{x_i} p(x) dx} \quad (11)$$

$i = 1, 2, \dots, N.$

$$x_i = \frac{1}{2}(y_i + y_{i+1}) \quad \text{或} \quad x_i = y_i + \frac{1}{2}(y_{i+1} - y_i) \quad (11')$$

$i = 1, 2, \dots, N.$

应注意到, 首先, (11) 式和 (11') 式是使 (10) 式 MSE 为最小的必要而非充分条件。但是, 实际上认为, 满足 (11) 式和 (11') 式的  $x_i$  和  $y_i$  之集合将使 (10) 式 MSE 为最小。同时称  $x_i$  和  $y_i$  之集合构成最佳量化特性。其次, (11) 式和 (11') 式并不能明确地给出最佳的量化特性。因为对于任一个间隔  $R_i$  和  $y_i$  是取决于  $x_{i-1}$  和  $x_i$ , 而  $x_i$  又取决于  $y_i$  和  $y_{i+1}$ 。所以最佳量化特性设计是利用 (11) 式和 (11') 式, 这两个必要条件迭代地计算出

$x_i$  和  $y_i$  的两组数值, 要求它们同时满足(11)式和(11')式[7].

当 DPCM 系统输入黑白电视图象或彩色电视图象亮度信号时, 预测误差  $e_N$  的概率密度可以近似于拉普拉斯分布  $p(x) = \frac{\alpha}{2} e^{-\alpha|x|}$ ,  $\alpha = \frac{\sqrt{2}}{\sigma_{e_N}}$  [2]. 当取  $\alpha = \sqrt{2}$ , 即对应于零均值、方差  $\sigma_{e_N} = 1$ , 可求得电平数  $N = 16$  的最佳量化特性, 该特性奇对称, 故用下列表格表示 (记为  $Q_1$ ), 输入预测误差信号  $x$  范围对正或负差值是对称的。

$i$	1	2	3	4	5	6	7	8
$y_i$	1	3	6	9	12	17	23	34
$R_i$	0	2	5	8	11	16	21	29
	1	4	7	10	15	20	28	225
$N_q$	0	-1	-1	-1	-3	-3	-5	*
	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+2	+5

上表中  $R_i = \{x_{i-1} < x < x_i\}$ ,  $N_q = y_i - x$ ,  $y_i$  的数字均为归一化单位。在表中  $N_q$  则以 \* 号表示过载。

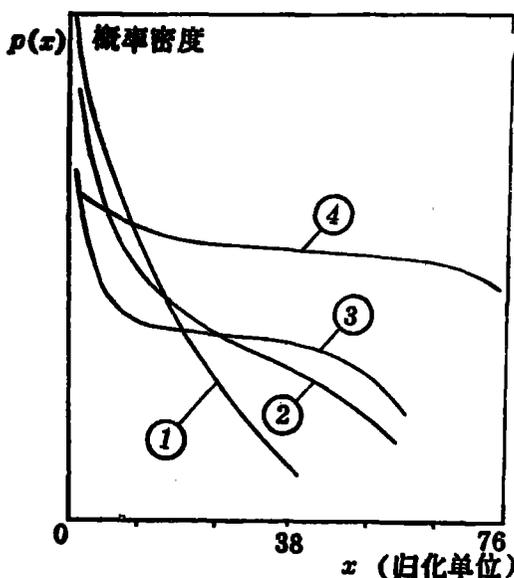
从  $Q_1$  看出, 为了获得最小均方误差, 最佳量化特性在  $p(x)$  大的区域安排的节距小些, 而在  $p(x)$  小的区域安排的节距大些。因此导致非均匀量化特性。这样, 在同样的输入和同样的量化误差均方值之下, 非均匀量化比均匀量化的电平数来得小。这就表示最佳量化特性  $Q_1$  对数据的压缩能力。

实际上, 最佳量化是很难达到的。因为  $p(x)$  是随图象内容变化的, 见图 8 [8]。这势必导致自适应量化的方法。不过, 为了简单, 我们将采用某种折衷方案。

对于前值预测的 DPCM 系统, 量化器的输入信号  $x = X - \hat{X}_N = X_N - X_{N-1} \approx T_s \frac{dS}{dt}$ 。

这表示  $x$  近似图象信号  $S$  对水平轴的斜率或说成为水平象素差。(以后将对 HO-DPCM 系统作类似的讨论) 于是, 量化器输入  $x$  大, 则表示亮度变化大, 对应着图象的细节部分。反之,  $x$  小, 则表示亮度变化小, 对应着图象的平坦部分。由图 8 的  $p(x)$  曲线可以看到, 总的来看, 一幅图象,  $x$  小的, 即信号斜率小的象素所占成分较多, 而  $x$  大的, 即信号斜率大的象素所占成分较小。在比较不同图象的  $p(x)$  曲线之后, 还可以看出, 只有那些具有大块区域亮度平坦的图象的  $p(x)$  可以用拉普拉斯概率分布来近似。如图 8 中曲线①; 对于曲线②也大致可以, 但  $\alpha$  减小。而对于平坦背景下, 出现的许多大幅度亮度变化的图象, 如图 8 中曲线③, 特别是当这些亮度变化是非常规则的条纹、光栅时, 如曲线④, 则  $p(x)$  不能简单地用拉普拉斯分布近似。

在固定量化电平数  $N$  时, 对于图 8 中曲线①和曲线②一类图象, 所得到的量化特性节距较细小, 最大量化电平也较小。这时是着眼于减少量化误差  $N_q$ , 因为  $N_q$  将在大面积平坦区域引起非常显眼的颗粒噪声。对于曲线③和曲线④一类图象, 所得到的量化特性节距较粗大, 最大量化电平也较大。这更着眼于在平坦区域中亮度大幅度变化所引起的



- ①——人头像, 背景平坦。
- ②——人头像, 背景有较多细节。
- ③——课文、电路图, 背景平坦。
- ④——规则条纹、光栅。

图 8 图象预测差值  $x$  的概率密度函数

量化器过载。这种斜率过载噪声将使图象细节部分变得模糊。因此, 我们说, 量化特性设计的改进, 主要应该考虑量化误差与斜率过载之间如何折衷。这就要考虑到观众视觉特性(Human Vision)对图象数据压缩效果的作用。

事实上, 观众视觉对于所有的量化误差并不是同样的可见的(Visibility)。在图象亮度变化大的地方出现的误差要比在图象平坦区域(即亮度变化小的地方)出现的同样大小的误差具有较小的可见度。我们说, 这是信号变化遮盖了(Masking)对于小的误差的视觉。换句话说, 对于大的  $x$  量化误差的可见度低于对于小的  $x$  的量化误差的可见度。这样, 考虑到观众视觉的作用, 引入所谓对于信号斜率  $x$  的可见度分布函数  $V(x)$  和可见度密度函数  $v(x)$  [8], [9], [10]。

$$v(x) = -\frac{dV(x)}{dx} \quad \text{或} \quad V(x) = \int_x^{\infty} v(x) dx \quad (12)$$

$v(x)$  包括两方面作用, 第一方面是基本方面, 反映  $p(x)$  的作用。在一幅图象中,  $x$  小的象素数目多, 而  $x$  大的象素数目少。不同内容图象的  $v(x)$  不同, 在文献 [8] 中已证实  $v(x)$  随图象内容变化的基本规律与  $p(x)$  相似。第二方面反映观众视觉特性、观看条件等。所谓观众视觉特性主要指  $x$  大的象素处量化误差引起的图象缺损不易被人所察觉, 即具有较低的视觉灵敏度, 这种效应称为视觉遮盖效应。根据文献 [9] 中的设想和研究表明遮盖效应几乎和图象的内容或  $p(x)$  没有关系。并把可见度密度函数  $v(x)$  公式化为

$$v(x) = p(x) / m(x) \quad (13)$$

及

$$m(x) \approx ke^{-0.4x} \quad (13')$$

其中  $m(x)$  称为遮盖函数,  $K$  为任意常数。  $m(x)$  不随图象内容变化, 反映观众视觉的遮盖效应。  $r$  反映观看条件。

类似的方法, 可以测量出对亮度斜率  $x$  的彩色信号可见度函数。彩色信号亮度  $Y$  信号和色度  $I$ 、 $Q$  信号可见度函数  $V(x)$  (及  $v(x)$ ) 规律是类似的<sup>[11]</sup>。

于是, 很自然地, 考虑到将预测信号统计学特性与观众视觉特性结合起来的量化器特性的设计方法。即用可见度密度函数  $v(x)$  代替(10)式中的  $p(x)$  的方法。这时, 在量化电平数  $N$  固定不变时, 所得到的量化特性是量化特性的节距加粗, 同时最大量化电平加大。这种情况下节距的伸缩范围, 可大致参考下面数据<sup>[12]</sup>。在平坦区域的颗粒噪声引起缺损刚刚可见, 但不恼人, 这时所需的量化特性节距为  $2 \sim 4$  个归一化单位; 在背景有较多细节区域的噪声引起缺损刚刚可见, 但不恼人, 这时所需的量化特性节距为  $4 \sim 16$ 。

现在让我们综合前面的讨论来阐明复合彩色电视图象 HO-DPCM 编码器的量化特性的凑试设计方法。如下三条件结论是我们的设计依据。

**结论之一** 对于同样的图象, 其为黑白时的亮度斜率的量化误差可见度与其为彩色时的亮度斜率的量化误差的可见度几乎是一样的<sup>[10]</sup>。因此, HO-DPCM 的量化特性的基本结构要保证在彩色付载波为零幅度时对亮度信号  $x=e_N$  之量化精度。也即由彩色信号中亮度信号的  $x=e_N$  之  $p(x)$  决定了量化特性的基本结构。这表明, 我们可以从量化特性  $Q_1$  出发进行凑试。我们知道,  $Q_1$  能适应具有大块区域亮度平坦的图象。

**结论之二** 观众视觉遮盖效应表明, 对量化电平数  $N$  固定的  $Q_1$ , 可以适当加大量化节距, 特别在大的信号斜率处, 量化特性的节距增加幅度可以更大些。

**结论之三** 观众视觉对亮度的大斜率处的单色信号上的量化误差具有较低的灵敏度 (与亮度信号比)<sup>[10], [11]</sup>。因而可以加大而且必需加大最大量化电平。在复合彩色信号中, 大斜率信号与迭加在亮度信号上的色信号关系极大。因为彩色信号的能量主要集中在  $f_c$  附近的高频部分 (如约 1MHz 带宽处), 所以量化特性外层电平主要对应着含较多彩色信息且亮度有急剧变化的部分。于是, 复合彩色电视图象 HO-DPCM 编码器的量化特性的动态范围要在  $Q_1$  的基础上扩大, 即最大量化电平  $K_M$  要加大。可见, 在设计时, 为了减少大斜率信号, 特别是色付载波信号, 所引起的量化器过载, 正确配置最大量化电平  $K_M$  是重要的。下面提出一个估算  $K_M$  的方法。

对于图 6 所示彩色电视图象 HO-DPCM 编码器, 预测器为

$$P(Z) = \frac{1}{2}Z^{-1} + \frac{15}{16}Z^{-3} - \frac{1}{2}Z^{-4} \approx \frac{1}{2}Z^{-1} + Z^{-3} - \frac{1}{2}Z^{-4}$$

或

$$\hat{X}_N = \frac{1}{2}X_{N-1} + X_{N-3} - \frac{1}{2}X_{N-4}$$

于是有

$$e_N = X_N - \hat{X}_N = X_N - \left( \frac{1}{2}X_{N-1} + X_{N-3} - \frac{1}{2}X_{N-4} \right)$$

或

$$e_N(t) \approx X(t) - X(t - T_s) + \frac{1}{2} X(t - T_s) \\ - \left[ X(t - 3T_s) - X(t - 4T_s) + \frac{1}{2} X(t - 4T_s) \right] \\ \approx T_s \frac{dS}{dt} + \frac{1}{2} S(t - T_s) - \left[ T_s \frac{dS(t - 3T_s)}{dt} + \frac{1}{2} S(t - 4T_s) \right] \quad (14)$$

为了计算付载频  $f_{sc}$  处预测误差幅度, 今设输入信号  $S = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} V_{pp} \sin 2\pi f_{sc} t$ , 代入(14)

式得

$$e_N(t) \approx \frac{1}{2} V_{pp} \sin \left( 2\pi f_{sc} t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

故

$$e_{N/\text{最大}} \approx \frac{1}{2} V_{pp}$$

于是

$$K_M = \{e_{N/\text{最大}} \times 256\}$$

其中  $\{X\}$  表示大于  $X$  的最小整数。

今  $V_{pp} = 0.7V$  得

$$K_{M1} = 90. \quad (15)$$

当量化特性的  $K_M$  用(15)式结果时, 如果量化器出现过载, 那么可在一个采样周期  $T_s$  内完成跟踪。若考虑过载出现后要求在二个采样周期内完成跟踪, 则有

$$K_{M2} = \{K_{M2}/2\} = 45 \quad (15')$$

由文献<sup>[13]</sup>的试验结果, 宜选  $K_{M1} = 90$ 。

现在, 根据以上得到的三条结论, 可以拟订出各种量化特性。在图 9 中给出了文献<sup>[13]</sup>的七种量化特性表  $Q_A, Q_B, Q_C, Q_D, Q_E, Q_F, Q_G$ 。它们都是对量化特性  $Q_1$  的改进。为了比较图 9 中还列出  $Q_1$ 。可以看到, 由  $Q_A$  到  $Q_G$  最大量化电平从 40 到 127 之间变化, 即  $40 < K_{M2} < 70 < K_{M1} < 127$ 。因为量化电平数  $N \leq 2^4 = 16$  是固定的, 所以量化特性的节距将由  $Q_A$  较细小些到  $Q_G$  较粗大。相应地, 量化误差范围也将由  $Q_A$  较小到  $Q_G$  较大。当然, 它们各自将能适应某种特定内容的图象。这样, 在可供选择的  $Q_A$  到  $Q_G$  这七个量化特性中,  $Q_A$  具有最小的量化误差, 然而最容易斜率过载 (在图 9 中用 \* 号表示过载时的量化误差)。  $Q_G$  具有高大的量化误差, 同时最不易斜率过载。所以说,  $Q_A$  到  $Q_G$  这七个量化特性是量化误差和斜率过载之间的折衷。

为了使量化器对各种内容的彩色图象都有较好的适应性, 可以采用文献<sup>[13]</sup>公布的主观试验技术来选择量化特性。即从图 9 所示的  $Q_A$  到  $Q_G$  七个量化特性中选择一个最佳量化特性。最后选择的最佳量化特性是  $Q_E$ 。用节距表示  $Q_E$  为 1—3—4—7—10—13—17—25。此时  $K_{M1} = 80$ 。这一结果同时证实了用(15)式估算复合彩色电视图象 HO—DPCM 编码器的最大量化电平的可靠性。

$Q_1$			$Q_A$			$Q_B$		
$R_i$	$y_i$	$N_q$	$R_i$	$y_i$	$N_q$	$R_i$	$y_i$	$N_q$
0,1	1	0,+1	0,1	0	-1,0	0,1	0	-1,0
2,4	3	-1,+1	2,4	3	-1,+1	2,4	3	-1,+1
5,7	6	-1,+1	5,7	6	-1,+1	5,7	6	-1,+1
8,10	9	-1,+1	8,11	9	-2,+1	8,12	9	-3,+1
11,15	12	-3,+1	12,17	14	-3,+2	13,19	15	-4,+2
16,20	17	-3,+1	18,23	20	-3,+2	20,27	23	-4,+3
21,28	23	-5,+2	24,31	27	-4,+3	28,38	32	-6,+4
29,255	34	*,+5	32,255	40	*,+8	39,255	50	*,+11

$Q_C$			$Q_D$			$Q_E$		
$R_i$	$y_i$	$N_q$	$R_i$	$y_i$	$N_q$	$R_i$	$y_i$	$N_q$
0,1	0	-1,0	0,2	1	-1,+1	0,2	1	-1,+1
2,4	3	-1,+1	3,5	4	-1,+1	3,6	4	-2,+1
5,8	6	-2,+1	6,9	7	-2,+1	7,11	8	-3,+1
9,14	11	-3,+2	10,16	12	-4,+2	12,20	15	-5,+3
15,22	18	-4,+3	17,26	20	-6,+3	21,32	25	-7,+4
23,32	27	-5,+4	27,39	32	-7,+5	33,47	38	-9,+5
33,46	38	-8,+5	40,56	46	-10,+6	48,67	55	-12,+7
43,255	60	*,+13	57,255	70	*,+13	68,255	80	*,+12

$Q_F$			$Q_G$		
$R_i$	$y_i$	$N_q$	$R_i$	$y_i$	$N_q$
0,2	1	-1,+1	0,2	1	-1,+1
3,7	4	-3,+1	3,8	5	-3,+2
8,13	10	-3,+2	9,15	11	-4,+2
14,25	18	-7,+4	16,30	21	-9,+5
26,41	32	-9,+6	31,50	38	-12,+7
42,58	48	-10,+6	51,70	58	-12,+7
59,81	68	-13,+9	71,95	80	-15,+9
82,255	95	*,+13	96,255	127	*,+31

■ $R_i$	— 预测差值范围。
■ $y_i$	— 量化输出电平。
■ $N_q$	— 量化误差范围。
■ *	— 表示过载。
■	所有的数值均为归一化单位。

图 9 量化特性表

在 DFP-751TR 中, 所用的量化特性为:

$i$	1	2	3	4	5	6	7	8
$y_i$	1	3	7	15	23	31	41	51

用节距表示则为：1—2—4—8—8—8—10—10。这显然不是最佳的。但也得到了良好的图象效果。

### 三、小 结

我们已讨论了具有广泛实用前景的数字式静止图象传输系统中彩色电视图象 HO-DPCM 编码器的设计问题。

(1) 图 2 (b) 所示的 DPCM 系统与图 2 (c) 所示的线性预测回路和量化误差反馈回路的级联系统是等效的。这将有助于分析和综合 DPCM 系统。

(2) 复合彩色电视图象的 HO-DPCM 系统中预测回路的设计原则是：

(a) 当精心选择最佳量化特性时，可设量化器  $Q$  为理想的（即略去量化误差），图 2 (b) 的 HO-DPCM 系统变为线性预测回路，即图 2 (c) 左边部分。

(b) 根据  $S_x(\omega)$  形式选择数字滤波器传输函数  $H(\omega)$ 。设  $S_x(\omega)$  之包络极大值点为  $m$  个，那么在  $0 - \frac{1}{2}f_s$  频率范围之内选择  $|H(\omega)|$ ，使得相应于  $S_x(\omega)$  含有  $m$  个极小值点（如零值点）。

(c) 均衡  $S_x(\omega)$  之极大值点附近的预测精度，按预测信号之均方误差最小原则选定预测器的型式与参数。

(d) 根据 (9) 式设计全数字式 HO-DPCM 预测电路。

(3) 复合彩色电视图象的 HO-DPCM 系统中量化特性  $Q$  的设计方法。

按照已指出的设计量化特性的三条结论，可拟订如下设计方法。

(a) 按彩色电视亮度信号的概率密度  $p(x)$  设计最佳量化特性  $Q_1$ 。

(b) 计算最大量化电平  $K_M$ 。

(c) 在量化误差与斜率过载之间的折衷来调整  $Q_1$  的  $N$  个电平的配置。由里层向外层不断加大节距。（图 9 中  $Q_A$  到  $Q_G$  七种量化特性表具有参考价值）。

(d) 进行主观测试，选定最佳量化特性。

(e) 设计全数字式量化器电路。

### 参 考 文 献

- [1] NEC R&D. 1976, No.43, pp1-13.
- [2] 中国通信学会图象通信委员会第二次学术年会论文集 1980. 10. 南京, pp1-143.
- [3] BSTJ, 1966, 45(5), pp689-721.
- [4] IEEE Trans. on Commun, 1977, vol.25 No.11, pp1349-1385.
- [5] 1974 Zürich Seminar on Digital commun,  $C_8(1)-C_8(8)$ .
- [6] IRE Trans. inform. theory, 1960, vol.17-6, pp7-12.
- [7] IEEE Trans. on Commun, vol.20, No.2, 1972, pp225-230.
- [8] BSTJ, 1972, vol. 51, No.7, pp1495-1516.

- [9] IEEE Trans. on Commun. 1978, vol.26, No.5, pp573-578.
- [10] IEEE Trans. on Commun. 1977, vol.25, No.11, pp1267-1274.
- [11] PIEEE, 1977, vol. 65, No.8, pp1177-1189.
- [12] IEEE Trans. on Commun. 1971, vol.Com-19, No.6, pp907-912.
- [13] SMPTEJ, 1977, vol.86, pp739-743.

## HO-DPCM Encoding of Color Composite Television Signals for the Transmission System of Freeze Picture.

Wu Cheng—Shi

### Abstract

The paper discusses the problem about the prediction and quantization of color composite television signals for HO-DPCM encoding. Here We analyse equivalence between the DPCM system and the cascade system composed of linear predictive circuit and quantizing noise feedback loop; in order to improve the predictive accuracy of zero frequency and subcarrier frequency, the design principles of predictive loop and quantizer characteristic for HO-DPCM Coder are developed.