

PAL 彩色电视信号的高效编码

程玉林

(安徽大学电子工程与信息科学系,合肥 230039)

摘要 从我国 PAL 制电视信号的固有特点出发,本文指出,若对 PAL 全信号采用 $f_s = 2f_m$ 的亚奈奎斯特取样和 DPCM 编码,并利用消隐期间传送有效区数码,可实现在 PCM 三次群信道上传送一路彩色电视信号。

关键词 数字电视;高效编码;亚奈奎斯特取样;差值脉冲编码调制;有效区编码

一、前言

降低数字电视信号的传码率,归根结底是如何降低取样频率 f_s 和减少每样值量化的码元数 n 。然而前者的降低受限于奈奎斯特取样定理,该定理告诉我们,若视频信号的最高频率为 f_m ,则 $f_s \geq 2f_m$ 必须得到满足,否则将产生折叠干扰。后者的简单减少,将伴随着量化噪声的增大,使处理后的图象达不到广播质量的要求。

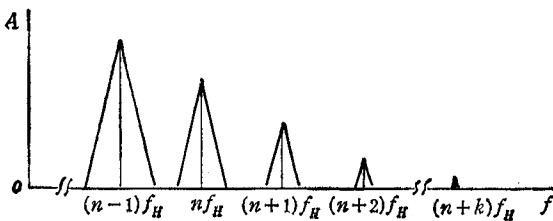


图1 黑白电视图象信号频谱

但众所周知,由于电视图象信号是通过逐行、逐场和逐帧扫描形成的,因而它具有准周期性特点,故其频谱结构是以行频为间隔的离散线状谱,各谱线群之间有着较大的空隙。图1示出黑白电视图象信号谱。如适当选择好亚奈奎斯特取样

的频率,例如

$$f_s = (n \pm 1/2)f_H < 2f_m \quad (1)$$

虽会产生折叠干扰,但干扰信号的谱线正好落在黑白电视信号的频谱空隙中,可用梳状滤波器予以滤除。

电视信号的另一特点是具有极强的相关性。这给利用差值编码(DPCM)压缩量化比特数 n 提供了可能性。

二、PAL 全信号亚奈奎斯特取样

对黑白电视信号来说,如果 f_s 取半行频的奇数倍,即使因 $f_s < 2f_m$ 而产生折叠干扰

(如图 2(a) 所示),也可在数-模转换后,用图 2(b) 的梳状滤波,将干扰信号滤除。但对 PAL 制的彩色全信号来说,由于其频谱结构如图 3 所示那样,它除了在行频整数倍上有

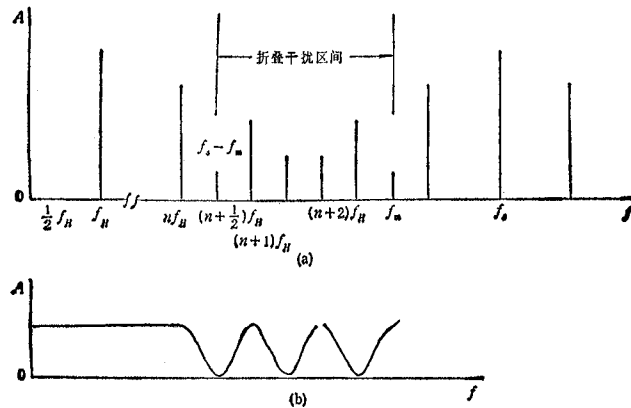


图 2 折叠干扰频谱分布和梳状滤波器特性

亮度 (Y) 能谱线外,尚有与它作 $f_H/4$ 间置的色度 (V, U) 能谱线。且 V 信号主谱线位于 $(m + 1/4)f_H$ 处; U 信号主谱线位于 $(m - 1/4)f_H$ 处。为了使 Y 和 V, U 折叠干扰分量插到图 3 能谱空隙中,可取

$$f_s = (m \pm 1/8)f_H < 2f_m \quad (2)$$

但这样取有如下缺点:

第一,由于 f_s 不是 f_{sc} 的整数倍,因而量化时副载波 f_{sc} 产生的拍频干扰显著。

第二,由于每行样点数不是整数,有 $1/8$ 取样周期的尾数,其取样结构是 8 帧一循环的移动结构,因此给信号处理带来不便。

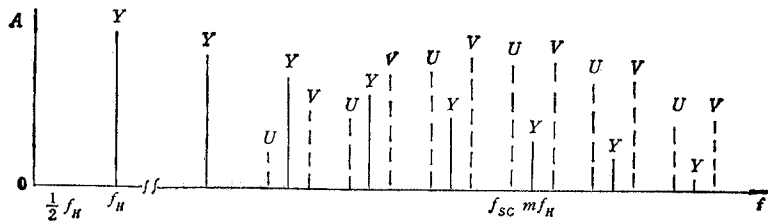


图 3 PAL 信号的频谱分布

第三,在混叠区,折叠干扰分量与基带中 Y, U, V 谱线仅相距 $f_H/8$, 实际上仍有部分干扰分量与信号能谱重叠。

可见,这种使 f_s 按 $f_H/8$ 间置的方法实际上是行不通的。

从 PAL 信号的固有特点出发,若选

$$f_s = 2f_{sc} < 2f_m \quad (3)$$

的亚奈奎斯特取样,不仅可以降低传输码率,且图象质量不低于符合奈奎斯特取样定理的取样频率 $f_s = 3f_{sc} > 2f_m$ 。其原因如下:

首先,采用(3)式取样,可克服(2)式取样存在的三个问题。因 PAL 制副载波的关系

式为

$$f_{sc} = (m - 1/4)f_H + f_V/2 \tag{4}$$

故

$$f_s = 2f_{sc} \approx 2(m - 1/4)f_H = (n - 1/2)f_H \tag{5}$$

为半行频的奇数倍。Y 信号的折叠干扰被限在 $(n \pm 1/2)f_H$ 处附近,因此可设置图 2(b) 那样的梳状滤波器滤除。另外,由于 f_s 是 f_{sc} 的整数倍,它可抑制量化时产生的拍频干扰。又它的取样结构为两帧一循环移动结构,可令取样脉冲逐行倒相 180° ,成正交结构,便于信号处理。

其次,可抑制那些相关性不大的 Y 信号产生的折叠干扰。虽然 PAL 信号的 Y 能量主要集中在行频的整数倍处,但对于那些相关性不大的,诸如对角线图形的信号频谱,也有部分分布于整数倍行频中间位置,它产生的折叠干扰必与基带 Y 信号主谱线重叠。为了解决这一问题,可在亚奈奎斯特取样之前,把基带信号中可能受干扰的高频端各 Y 主谱线之间,幅度较小的 Y 能量,用梳状滤波器滤除。滤波器的组成框图如图 4(a) 所示,其滤波输出为

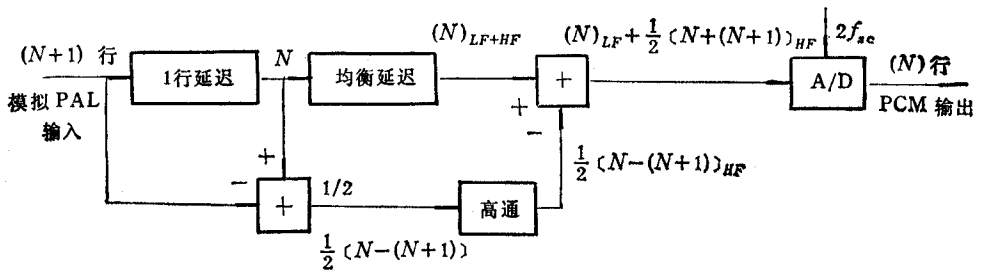
$$E_1 = (N)_{LF} + [N + (N + 1)]_{HF}/2 \tag{6}$$

上式表示第 N 行滤波输出。式中第一项为低频直通,第二项则是与下一行相加型梳状滤波器。由数学分析知,时域上的 $[N + (N + 1)]$,具有梳状的幅频特性,其频域特性的数学表达式为

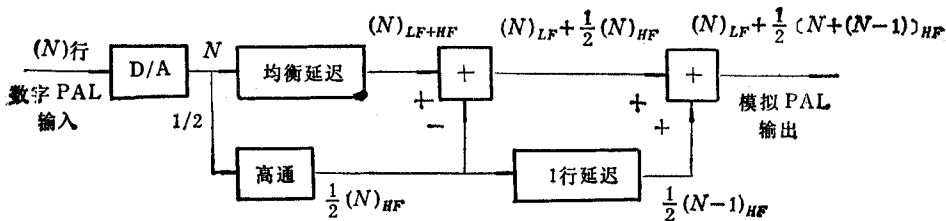
$$H(f) = 2|\cos \pi f \tau| \tag{7}$$

若式中 $\tau = T_H$ (行扫描周期),即 1 行延迟,它就构成图 2(b) 的梳状特点,因而可滤除 PAL 信号中高频端位于距 Y 主谱线 $f_H/2$ 处的 Y 能量。

模拟的 PAL 信号,经图 4(a) 梳状滤波后,以 $2f_{sc}$ 频率取样,形成 PCM 编码的数字信号。在解码器中,以图 4(b) 组成的滤波器,滤除编码时形成的 Y 折叠分量,就可恢



(a)



(b)

图 4 PAL 制 $2f_{sc}$ 取样的梳状滤波器

复出 PAL 模拟信号中的 Y 信号。解码梳状滤波器的第 N 行滤波输出为

$$E_2 = (N)_{LF} + [N + (N - 1)]_{HF}/2 \quad (8)$$

最后,利用图 4 中的两个梳状滤波器,并正确选择取样相位,就可正确恢复出 PAL 色度信号。由于折叠干扰是 f_c 的下边带进入视频基带产生的,虽然折叠干扰的 U, V 信号也处在折叠干扰的 Y 信号两边,但与基带能谱分布正好相反。此处 U 信号主谱线在 $(n + 1/4)f_H$ 处,而 V 信号主谱线在 $(n - 1/4)f_H$ 处。因而 U, V 信号的折叠干扰分量,分别与基带中 U, V 信号处于同一能谱线位置,各自叠加一起造成色度失真。如何解决这个问题呢?我们再写出 PAL 色度信号关系式

$$c(t) = u(t) \pm v(t) = U \sin \omega_{ic}t \pm V \cos \omega_{ic}t \quad (9)$$

由上式知,色度信号的两个分量是相互正交,且 $v(t)$ 分量逐行倒相。又(4)式中 $m=284$,如果略去(4)式中半场频,则 $f_{ic} = 283\frac{3}{4}f_H$ 。或者说在 1 行内包含 283 又 3/4 个副载波周期。即按 284 个整周期算,有 1/4 周期进入下一行,也就是 $u(t)$ 分量相位逐行变化 90° , 4 行一重复。

考虑到上述信号特点,设 N 行之始与 $u(t)$ 分量副载波正峰点对应,且该行正值 $v(t)$ 分量倒相,则 PAL 信号中色度信号矢量的逐行变化如表 1 中“C”栏所示,它是图 4(a) 输入信号中的色度分量。

由于图 4(a) 滤波输出由(6)式决定,故 N 行高频端输出的色度信号 C'_N 由该式第二项决定,则有

$$C'_N = [C_N + C_{N+1}]_{HF}/2 \quad (10)$$

式中 C_N, C_{N+1} 分别代表输入相邻行 N 和 $(N + 1)$ 上的色度信号矢量。根据电视信号的相关性,可认为 U, V 信号值在相继行上是恒定的。于是将表 1“C”栏内相继各行信号,按(10)式进行矢量运算,就得到图 4(a) 中梳状滤波器相继各行输出的色度信号矢量,如表 1 中“C'”栏内所示。其幅度逐行在 $(U + V)/\sqrt{2}$ 和 $(U - V)/\sqrt{2}$ 之间变化,且相位与图 4(a) 输入端的 U 矢量总是保持 45° 夹角。

模拟 PAL 信号经图 4(a) 梳状滤波后,以 $2f_{ic}$ 频率取样。由于梳状滤波器相频特性 $\varphi(f) = -\pi f\tau$, 是线性的,信号滤波后不会产生相位畸变。故为使色度信号的折叠干扰分量具有与原信号相同的相位和幅度,取样相位应沿着“C'”栏内 U, V 信号所处的相位轴,即初始取样为 45° , 另一取样点是 225° 。也就是说,按此取样相位进行 $2f_{ic}$ 取样,便把色度分量幅度扩大一倍,且相位不变。于是有

$$C''_N = 2C'_N \quad (11)$$

式中 C''_N 代表取样后第 N 行上色度矢量,也就是图 4(b) 输入端的色度信号矢量,列在表 1“C''”栏内。

经 $2f_{ic}$ PCM 编码的信号,由图 4(b) 解码梳状滤波处理,其色度信号分量按(8)式第二项运算,则输出色度分量 C'''_N 为

$$C'''_N = (C_{N-1} + C_N)/2 \quad (12)$$

于是表 1“C'''”栏中的色度矢量,经上式运算得“C'''”栏内色度矢量。其相位和幅度均与“C”栏相向。它表明原 PAL 信号中的色度分量得到恢复。

表 1 恢复 PAL 色度信号过程

行号 \ 栏目	C	C'	C''	C'''
N-1				
N				
N+1				
N+2				
N+3				

三、PAL 全信 DPCM 编码

采取上述 $f_s = 2f_{sc}$ 亚奈奎斯特取样后, 如仍以 8bit/Pel 进行 PCM 编码, 其传输码率为

$$R = f_s \times n = 2 \times 4.43 \times 8 = 70.88 \text{ Mbit/s} \quad (13)$$

依然很高。必须寻求进一步压缩传输码率的途径。

电视信号的另一特点是具有极强的相关性。通常相邻象素、相邻行和相邻帧之间信号无明显差别。从信息论的角度看, 这种强相关性, 反映了电视信号源中存在着很高的多余度, 提供了采用 DPCM 编码压缩码率的可能性。

DPCM 系统如图 5 所示。它传送的不是抽样信号的本身, 而是抽样信号的实际数值 X_N 与其预测值 \hat{X}_N 的差值 $e_N = X_N - \hat{X}_N$ 。预测值 \hat{X}_N 是借助已传送的、与待传抽样相邻的若干抽样值估算出来的。由于电视信号的强相关性, 邻近抽样的取值一般很接近。因此, 预测具有较高的准确性。从统计上讲, 需要传输的预测误差 e 多数取小值, 比信号本身值小得多。因而对于预测误差量化所需的量化级数, 要比直接对样值量化节省得多。与 PCM 编码比较, DPCM 编码每一抽样可节省 3 位码(直接 DPCM 方式)或者 4 位码(分

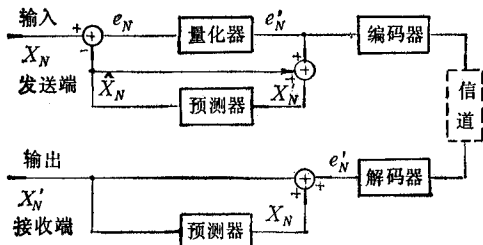


图 5 DPCM 系统方框图

量 DPCM 方式), 从而获得码率的压缩。

DPCM 系统的性能主要取决于预测器。也就是建立什么样的预测公式才能获得准确的预测值。下面我们分析 $f_s = 2f_{sc}$ PAL 信号取样结构。

图 6 是取样频率 $f_s = 2f_{sc}$ PAL 信号取样结构图。由于亮度信号上叠加了色度副载波, 因此相邻样值间的相关性已大大降低。如用 X_2 作为 X_1 的预测值, 虽然

X_2 与 X_1 的亮度值相近,但因 X_2 上叠加了一个正色度信号值,与 X_1 上叠加的负色度信号值相差甚远,使其预测值不准.如把 X_3 作为 X_1 的预测值,虽然两样值色度分量相近,但它们之间的亮度信号值由于 X_3 离 X_1 较远,使得预测亦不准确.若采取如下二维预测公式

$$\hat{X}_1 = X_2 - X_{2c}^{\#} + X_{1c}^{\#} \quad (14)$$

可使 $\hat{X}_1 \approx X_1$. 式中“#”表示当前样值所在行的前一行;下脚“c”表示某样值的色度信号.故“ $X_{2c}^{\#}$ ”和“ $X_{1c}^{\#}$ ”分别表示上一行($n-1$ 行)中 X_7 和 X_8 样点的色度分量.从图6中看出,由于 $X_{2c} \approx X_{2c}^{\#}$,则有 $X_2 - X_{2c}^{\#} \approx X_{2Y}$,即使 X_2 中只留下亮度分量作为 X_1 的亮度分量预测值非常近似.另外,由于 $X_{1c}^{\#} \approx X_{1c}$,它作为 X_1 的色度预测值也是很接近的.

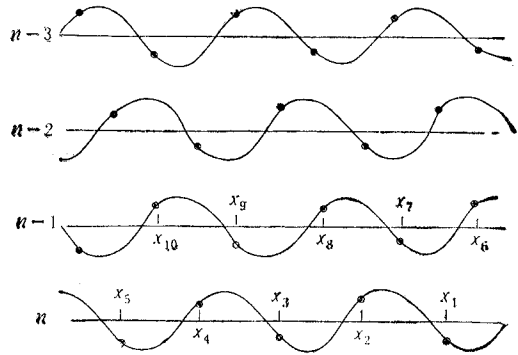


图6 $f_s = 2f_{sc}$ PAL 取样结构图

通过 DPCM 编码方式,可使每个样值的码元数下降到 5bit/Pel. 这样,在上述基础上可将传码率压到

$$R = 2f_{sc} \times 5 = 2 \times 4.43 \times 5 = 44.3 \text{ Mbit/s} \quad (15)$$

四、PAL 全信有效区编码

通过亚奈奎斯特取样和 DPCM 编码,虽已将传码率降到 44.3Mbit/s,但还未达到用 34.368Mbit/s 的 PCM 三次群信道传送一路 PAL 彩色信号的要求.

根据我国电视标准规定,每秒钟传送 25 帧图象,每帧图象分解成 625 行,分两场传送,且只在行、场扫描正程期传送图象信号,而在它们的逆程期只传送固定的行、场消隐信号.从信息论的观点看,传送行、场消隐信号是多余的.因为行、场消隐信号可以在数字电视系统的接收端按标准形成.因此,可以在行、场逆程期不传送消隐信号,而把这一期间也用于传送图象信息,这称为有效区编码.

我国电视标准规定,每帧图象正程扫描行数为 575 行,称有效行.每行扫描正程期又为 $52\mu\text{s}$.故每秒钟用于传送图象信号的时间为

$$t = 575 \times 52 \times 25 = 747500 = 0.7475\text{s} \quad (16)$$

如将行、场扫描的逆程期也用来传送图象信息,这就可以把传码率降低到

$$R = 44.3 \times 0.7475 = 33.11425 \text{ Mbit/s} \quad (17)$$

它比 PCM 三次群信道容量还低 1.25375Mbit/s.除以 1.024Mbit/s 用于传送立体声伴音信号外,余下作为误差校正码.这就实现了利用 PCM 三次群信道传送一路 PAL 彩色电视信号之目的.

参 考 文 献

- [1] J. Rosin, *Signal Processing*, 22 (1991)2, 187—198.
[2] T. S. Rzeszewski, R. L. Pawelski, *SMPTE Journal*, 95(1986)9, 889—898.
[3] 程玉林, 亚奈奎斯特取样的 PAL 彩色信号, 安徽大学学报(自然科学版), 19(1992)1, 45—51.
[4] 何英英等译, 数字电视演播中心译文集, 上海工业大学出版社(筹), 上海, 1987, 第二篇。
[5] 王贻良, 尤婉英等译, 数字电视入门, 科学出版社, 北京, 1982年, 第78—94页。

HIGH-EFFICIENCY CODING FOR PAL COLOR
TELEVISION SIGNAL

Cheng Yulin

(Anhui University, Hefei 230039)

Abstract Proceeding from the specific characteristics of PAL television signals adopted in China, this paper points out that if the $f_s = 2f_{sc}$ of sub-Nyquist sampling and DPCM-encoding is used for PAL complete signal, and if the blanking time is utilized to transmit code of effective area, it is possible to transmit a color TV signal over PCM three-group channel.

Key words Digital television; High-efficiency coding; Sub-Nyquist sampling; Differential pulse code modulation; Effective area coding