

全数字接收机中插值滤波器的设计 ——全响应线性调制信号的插值问题¹

樊平毅 冯重熙

(清华大学电子工程系 北京 100084)

摘要 接收机的全数字化实现是近年数字通信研究的一重要课题。插值滤波器的设计问题是接收机全数字化实现的核心问题之一。本文对全响应线性调制信号,给出了一个插值准则。对带限传输的情况给出了一插值公式。以系统脉冲响应为升余弦滚降函数为例,利用理论分析和数值分析的方法验证了插值公式的可行性和有效性,并给出了16-QAM信号的计算机仿真结果。

关键词 全数字接收机, 插值滤波, 全响应调制信号

中图分类号 TN919.5

1 引言

接收机的全数字化实现是近年数字通信发展的主要趋势之一。关于全数字接收机的研究,近年非常活跃。它最突出的优点在于解调用的本地参考载波和采样时钟都振荡于固定的频率,不需要进行反馈控制,载波相差、时钟定时的误差、信道的均衡、信号的判定等一些工作全由采样后的数字信号处理器完成。这一优点使得接收机的数字化、集成化成为可能。全数字接收机的框图^[1]如图1所示。从图1可知,插值问题^[2]是全数字接收机研究中的一个关键问题,同时它又是数字接收机研究中的一个特殊问题。这一问题在一般的数字接收机中是不存在的,因为一般的数字接收机,采样时钟是由锁相振荡器产生的,用时钟误差信号控制VCO实现时钟相位的调整。这样传送的信号在最佳采样点的近似值就可以直接通过采样得到。而在全数字接收机中,一般情况下,信号在最佳采样点的值并不能通过直接采样得到,它需要利用采样得到的信号的样本值序列,进行插值运算才可获得。针对这一问题,本文对系统脉冲响应为全响应、调制信号为线性调制的情况进行了讨论,得到一插值准则。对带限传输的情况给出了一插值公式,并用实例,通过理论分析、数值分析和计算机仿真对插值算法的有效性进行了验证。

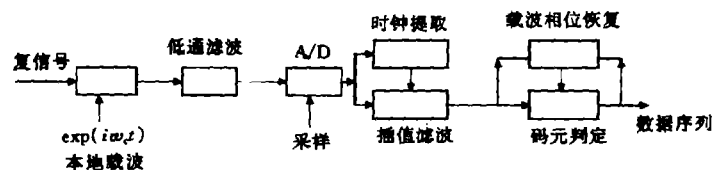


图1 全数字接收机的框图

¹ 1995-07-18 收到, 1996-01-24 定稿

2 插值准则的建立

对于线性调制 (PAM, QAM, PSK) 的数字数据信号, 假定接收到的信号 (PAM) 或等效 (QAM, PSK) 可以写为如下形式:

$$r(t) = \sum_n a_n g(t - nT - \varepsilon(t)T) \exp(j\theta(t)) + n(t), \quad (1)$$

其中 a_n 是实值或复值传输数据; T 为码元延时, $\varepsilon(t)$ 为慢变的时钟延时系数; $\theta(t)$ 为慢变的载波相位差; $n(t)$ 为平稳的高斯白噪声, 其均值为 $E(n(t)) = 0$, 方差为 $E(|n(t)|^2) = N_0$; $g(t)$ 为系统脉冲响应, 满足 Nyquist 第一准则, 即下式成立

$$g(kT) = \begin{cases} h_0, & k = 0; \\ 0, & k \neq 0. \end{cases} \quad (2)$$

由于 $\varepsilon(t)$, $\theta(t)$ 都是慢时变的, 在利用数字信号处理器实现时, 常需对接收到的信号分段进行处理。在每一段内, 假定 ε , θ 为常数, 因此模型 (1) 式可以简化为

$$r(t) = \sum_n a_n g(t - nT - \varepsilon T) \exp(j\theta) + n(t). \quad (3)$$

所谓的插值问题就是对接收到的信号进行等间隔采样, 利用那些采样得到的样本值序列和时钟延时系数 ε 的估计值, 求解信号在最佳采样点的近似值。

从信号处理的角度上来看, 上述的插值问题等价于用一个低通滤波器对那些等间隔采样得到的数字序列进行滤波, (如图 2 所示), 其数学表达式为



图 2 插值滤波

$$s(t) = \sum_k r_k h(t - kT_1), \quad (4)$$

其中 $h(t)$ 为插值滤波器的时域响应, T_1 为采样间隔,

$$r_k = r(kT_1) = \sum_n a_n g(kT_1 - nT - \varepsilon T) \exp(j\theta) + n(kT_1). \quad (5)$$

将 (4) 式代入 (5) 式得

$$s(t) = \sum_n a_n p_n(t) \exp(j\theta) + n_1(t), \quad (6)$$

其中

$$p_n(t) = \sum_k g(kT_1 - nT - \varepsilon T) h(t - kT_1), \quad (7)$$

$$n_1(t) = \sum_k n(kT_1) h(t - kT_1). \quad (8)$$

在通常的情况下,要求插值后所得到的信号 $s(t)$ 与原连续信号 $r(t)$ 有很好的逼近特性。特别在无噪声情况下,插值后的信号应与原连续信号完全一致。因此,下面讨论无噪声的情况。

在无噪声时,依据插值后的信号应与原连续信号完全一致的要求,联立 (3), (6) 两式,去掉相应的噪声项得

$$\sum_n a_n g(t - nT - \varepsilon T) \exp(j\theta) = \sum_n a_n p_n(t) \exp(j\theta). \quad (9)$$

由传输数字数据序列 $\{a_n\}$ 的任意性知, (9) 式成立的充要条件为

$$p_n(t) = g(t - nT - \varepsilon T). \quad (10)$$

将 (10) 式代入 (7) 式得

$$g(t - nT - \varepsilon T) = \sum_k g(kT_1 - nT - \varepsilon T) h(t - kT_1), \quad (11)$$

此式为无噪声情况下原连续信号可以利用插值算法完全恢复的充分必要条件。

因为 $g(t)$ 为系统脉冲响应,并且它满足 Nyquist 第一准则,从而有

$$\sum_k g(kT_1 - nT - \varepsilon T) h(pT + \varepsilon T - kT_1) = \begin{cases} h_0, & p = n; \\ 0, & p \neq n. \end{cases} \quad (12)$$

此式被称为插值准则。

对于存在噪声的情况,我们将在本文的第 5 节讨论。

3 带限传输信号的插值算法

为了叙述方便,记

$$\text{sinc}(t) = \sin t / t. \quad (13)$$

从文献 [3] 中知,相同波形的信号序列:

$$r(t) = \sum_n a_n g(t - nT). \quad (14)$$

如果假定不同时隙内发送的信号是统计独立的,并且信号的平均值为零时,它的功率谱中不存在离散谱分量,只有连续分量,相应的结果为

$$S(f) = |G(f)|^2 \sigma^2 / T, \quad (15)$$

其中 $G(f)$ 为 $g(t)$ 的 Fourier 变换, σ^2 为 a_n 的方差。

事实上, M-PSK, M-QAM 信号满足上述假设条件。

由 (15) 式知,传输信号的带宽由信号的系统脉冲响应 $g(t)$ 确定。对于带限传输的情况,即 $S(f)$ 为频域有限函数,这意味着系统脉冲响应 $g(t)$ 为一带限函数。因此,下面以系统脉冲响应 $g(t)$ 为带限函数进行讨论。

若系统脉冲响应 $g(t)$ 为带限函数,设其单边带带宽为 B , 根据抽样定理知, (11) 式成立的充要条件为

$$1/T_1 \geq 2B. \quad (16)$$

下面分两种情况进行讨论:

(1) 如果 $T_1 = 1/(2B)$, 则选取

$$h(t) = \text{sinc}(2\pi Bt). \quad (17)$$

由 Shannon 抽样定理知

$$g((q-n)T) = \sum_k g(kT_1 - nT - \varepsilon T)h(pT + \varepsilon T - kT_1) = \begin{cases} h_0, & p = n; \\ 0, & p \neq n. \end{cases} \quad (18)$$

因此, 它满足插值准则的判定关系式 (12) 式。

(2) 如果 $T_1 < 1/(2B)$ 记 $\gamma = 2BT_1$, 则选取

$$h(t) = \gamma \text{sinc}(\gamma\pi t/T_1) \quad (19)$$

由文献 [4] 的 (1)–(5) 式及 Shannon 抽样定理易得

$$g((q-n)T) = \sum_k g(kT_1 - nT - \varepsilon T)h(pT + \varepsilon T - kT_1) = \begin{cases} h_0, & p = n; \\ 0, & p \neq n. \end{cases} \quad (20)$$

因此, 它也满足插值准则的判定关系式 (12) 式。

综合上述两种情况易知, 第一种情况是第二种情况的一个特例, 即选取 $\gamma = 1$ 时, (17) 式与 (19) 式是等价的。所以, 将 (19) 式代入 (4) 式可得到一个一般性的插值公式:

$$s(t) = \gamma \sum_k r_k \text{sinc}\{\gamma\pi(t/T_1 - k)\}, \quad (21)$$

其中 $\gamma = 2BT_1 \leq 1$ 称为插值因子。此插值公式表明, 插值因子的选取只与采样间隔、传输信号的带宽有关, 而与传输信号的波形无关, 因此, 此插值公式具有一般性和通用性。

4 实例分析

以系统脉冲响应 $g(t)$ 为升余弦滚降函数为例, α 为滚降系数 ($0 < \alpha \leq 1$), T 为码元符号周期, B_g 为 $g(t)$ 的单边带带宽, $B_g = (1 + \alpha)/(2T)$ 。根据抽样定理知, 采样间隔 T_1 应满足 $T_1 \leq 1/(2B_g) = T/(1 + \alpha)$ 。在实际的应用中, 为了保证采样间隔与码元符号延时之间有一定的确定的关系, 常取 $T_1 = T/2$, 此时相应的插值因子 $\gamma = (1 + \alpha)/2$ 。

上述讨论表明: 当 $g(t)$ 为升余弦滚降函数时, 只需在每个符号间隔内抽取两个等间隔样点的信号值, 插值因子取为 $(1 + \alpha)/2$ 就可利用 (21) 式进行计算。

5 应用中的一些问题

5.1 时钟延时系数的提取

在利用插值公式 (21) 式求解最佳采样点的信号值时, 需要预先知道时钟延时系数 ε 。文献 [5] 提出一种提取时钟相位的数字滤波方法, 文献 [6] 对这种算法进行了分析和改进, 这些算法可用于时钟相位慢变情况的参数提取。

5.2 插值公式的工程应用

在实际的工程应用中,图2中低通滤波器的设计,可以是一个模拟滤波器,也可以是一个数字滤波器。如采用模拟滤波,则需要再进行一次采样,采样时钟的相位由时钟延时系数 ε 的估计值决定,如图3所示。在全数字接收机中,一般不采用此种方式,因此下面的讨论都以数字滤波为主进行讨论。

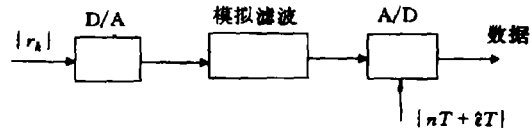


图3 模拟滤波器实现的插值算法框图

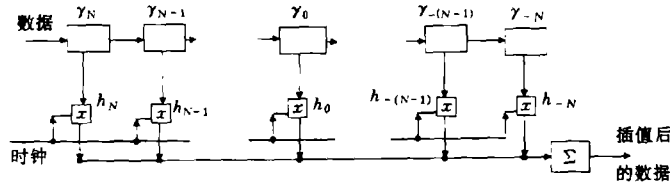


图4 插值算法的数字滤波器的实现框图

采用数字滤波时,数字滤波器的结构如图4所示,它的抽头系数由时钟延时系数 ε 的估计值决定,并且只能选取有限个样本点进行插值,因此需要将插值公式(21)式截断。为了不失一般性,选取 T/T_1 为一整数,那么在间隔 $[LT, (L+1)T]$ 内,插值公式化为

$$s_L(t) = \sum_n a_n P_{n,L}(t) \exp(j\theta) + n_1(t/T_1), \quad (22)$$

其中 $P_{n,L}(t) = \gamma \sum_{k=L\lceil T/T_1 \rceil - N}^{L\lceil T/T_1 \rceil + N} g(kT_1 - nT - \varepsilon T) \sin c(\gamma\pi(t/T_1 - k))$ 为 a_n 的加权系数,并且有

$$\lim_{N \rightarrow +\infty} P_{n,L}(LT + \varepsilon T) = \begin{cases} h_0, & L = n; \\ 0, & L \neq n. \end{cases} \quad (23)$$

$$n_1(t) = \gamma \sum_{k=L\lceil T/T_1 \rceil - N}^{L\lceil T/T_1 \rceil + N} n(kT_1) \sin c(\gamma\pi(t/T_1 - k)). \quad (24)$$

(23)式表明,当 N 充分大, ε 的估计值足够精确时,码间串扰可以限制到足够小,使得利用(22)式插值后的信号值可以很好地逼近原信号在最佳采样点的值。

比较(22)式和(3)式知,插值信号能否逼近原信号,主要取决于 $P_{n,L}(t)$ 对 $g(t - nT - \varepsilon T)$ 的逼近程度。此处取系统脉冲响应 $h(t)$ 为升余弦函数为例,滚降系数 α 为 0.5, $N = 10$, $\varepsilon = 0.3$, 相应的数值分析结果如图5所示。从图5中知,在间隔 $[LT, (L+1)T]$ 内,码元 a_L 左右相邻的各4个码元的加权系数与原模拟信号相同,从第5个码元后,各码元的加权系数与原模拟信号相差较大。此结果表明,从第5个码元起,会产生码间串扰,但是,码间串扰系数已低于 -32dB,从而产生的串扰量一般情况下可以满足系统设计要求。

5.3 噪声分析

此处对(24)式作均方运算,相应噪声的功率谱密度为

$$E(|n_1(t)|^2) = \gamma^2 N_0 \sum_{k=L\lceil T/T_1 \rceil - N}^{L\lceil T/T_1 \rceil + N} \sin^2[\gamma\pi(t/T_1 - k)], \quad (25)$$

当 N 趋于无穷大时, 有

$$\lim_{N \rightarrow +\infty} E(|n_1(t)|^2) = \gamma N_0 \quad (26)$$

从 (26) 式知, 插值后的噪声功率谱密度比原先小, 这主要是因为: 在插值前数字信号的带宽为 $1/T_1$, 而滤波器 $h(t)$ 的带宽为 γ/T_1 , 小于输入的数字信号的带宽, 从而带噪数字信号通过此滤波器后, 有一部分噪声被滤掉了, 它反映在点态的噪声能量上, 意味着噪声的功率谱密度下降 $1/\gamma$ 倍。图 6 采用与图 5 分析时相同的 $h(t)$, α , ε 和抽样间隔 $T_1 = T/2$ 分析了参数 N 对滤波后的噪声功率谱密度的影响。图 6 的结果表明, 参数 N 为 10 时, 相应的结果与 γN_0 之差小于 $0.01N_0$ 。这说明, 在 N 较大时, 可用 γN_0 近似估计滤波后噪声功率谱密度。

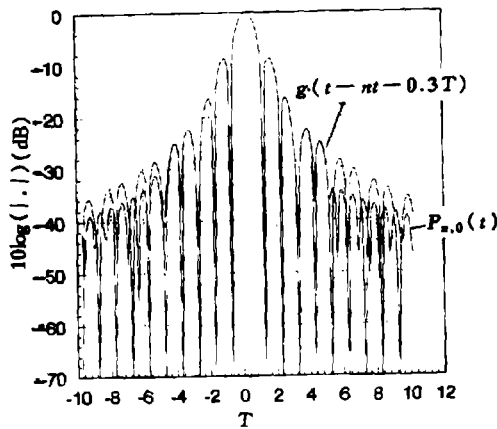


图 5 $g(t - nT - 0.3T)$ 与 $p_{n,0}(t)$ 的数值分析结果

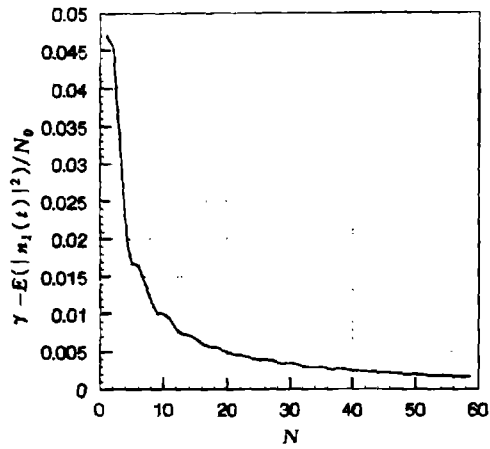


图 6 数字滤波器的抽头个数 N 对噪声功率谱密度的影响分析

表 1

E_b/N_0 (dB)	4	5	6	7	8
BER1	6.8×10^{-2}	5.1×10^{-2}	3.4×10^{-2}	2.1×10^{-2}	1.2×10^{-2}
BER2	9.21×10^{-2}	6.63×10^{-2}	4.34×10^{-2}	3.07×10^{-2}	1.8×10^{-2}
E_b/N_0 (dB)	9	10	11	12	
BER1	6.0×10^{-3}	2.4×10^{-3}	8.1×10^{-4}	1.9×10^{-4}	
BER2	1.05×10^{-2}	4.9×10^{-3}	1.34×10^{-3}	5.65×10^{-4}	

注: E_b/N_0 为平均信噪比, BER1 是在文献 [5] 中查得理想情况下的误比特率, BER2 是按上述条件设计的计算机仿真的结果。

6 计算机仿真

以 16-QAM 信号为例, 成形滤波器选为升余弦滚降滤波器, 滚降系数为 0.5, 时钟提取算法为文献 [6] 中的改进算法, 时钟延时估计误差小于 0.01, 抽样间隔为 $T_1 = T/2$, 插值滤波公式选为 (22) 式, 插值参数 $N = 20$, 解调采用逐符号判定方法, 整个系统没采用纠错编码, 在工作站 VAX-II 上仿真结果如表 1 所示。从上表知, 在误比特率为 10^{-4} 量级时, 相应的信噪比恶化仅为零点几分贝, 小于 1dB。这一结果进一步证实了本文的插值算法的可行性和有效性。

7 结 论

本文对全响应线性调制信号,研究了插值滤波器的设计问题,给出了一个插值准则。对限带传输的情况给出了一个插值公式,其插值因子只与采样速率、传输信号的带宽有关,而与传输信号的波形无关,它具有—般性和通用性。理论分析和计算机仿真验证了插值公式的可行性和有效性。关于插值滤波器数字化设计中参数 N 的优化选取问题,可参见文献 [7]。

参 考 文 献

- [1] 樊平毅,冯重熙.全数字接收机中一种载波相位恢复的新方法.通信学报,1992,13(6):30-37.
- [2] 樊平毅,冯重熙.全数字接收机中插值算法的研究.中国电子学会电路与系统学会第十一届年会论文集,桂林:1993年11月,273-276.
- [3] 姚彦,梅顺良,高葆新.数字微波中继工程.人民邮电出版社,1990年8月.
- [4] Radbel D, Marks R J. An FIR estimation filter based on the sampling theorem. IEEE Trans. on ASSP, 1985, ASSP-33(2): 455-460.
- [5] Order M. Meyr H. Digital filter and square timing recovery. IEEE Trans. on Commun. 1988, COM-36(5): 625-611.
- [6] 樊平毅,冯重熙.时钟提取数字算法中的相位跳变问题.首届中国数字通信学术会议论文集,西安:1993年6月,340-345.
- [7] 樊平毅.全响应调制信号接收的全数字处理算法的研究:[博士论文].北京:清华大学电子工程系,1994.

DESIGN OF INTERPOLATION FILTER FOR ALL DIGITAL RECEIVER—ON THE INTERPOLATION PROBLEM OF FULL RESPONSE MODULATION SIGNALS

Fan Pingyi Feng Zhongxi

(Dept. of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084)

Abstract All digital implementation of receiver is a main topic on digital communication recently. The design of interpolation filter is one of the important problems for all digital implementation of receiver. In this paper, for full response linear modulation signal, an interpolation criterion has been proposed. An interpolation formula is presented on bandwidth-limited transmission signal. For example, using the raised cosine roll off function as the system pulse response, the feasibility and effectiveness on the interpolation formula has been certified by theoretical and numerical analysis. The computer simulation result on 16-QAM signal is given.

Key words All digital receiver, Interpolation filter, Full response modulation signal

樊平毅:男,1965年生,讲师,主要从事全数字调制解调、TCM编码和多址技术等方面的研究。

冯重熙:男,1930年生,教授,主要从事数字通信、ASIC设计、数字信号处理和光通信等方面的研究。