

基于内插与积分清除滤波的相干 DLL 性能分析¹

李科祥 宋国文*

(信息工程大学通信工程系 郑州 450002)

*(西南电子电信技术研究所上海分所 上海 200434)

摘要: 提出一种基于内插与积分清除滤波的相干延迟锁定环 (CDLL), 用于直接序列码分多址 (DS-CDMA) 系统的伪随机码跟踪, 并对其进行了性能分析。通过将该 CDLL 定时调整过程等效为一带反射壁的齐次马尔可夫链, 导出了 AWGN 与多用户环境下定时调整概率、定时均方根抖动、失锁概率以及平均失锁时间 (MTLL) 的表达式, 最后给出了数值仿真结果, 分析并指出本文的分析结果同样适用于单径衰落环境。该锁定环在 WCDMA 基站系统和移动终端的开发中得到应用。

关键词: 直接序列码分多址, 相干延迟锁定环, 内插滤波, 积分清除滤波

中图分类号: TN914.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)01-0027-08

Performance Analysis of Coherent Delay-Locked Loop Based on Interpolation and Integrate/Dump Filter

Li Ke-xiang Song Guo-wen*

(Comm. Eng. Dept., Info. Eng. Institute, Zhengzhou 450002, China)

*(Shanghai Dept, Southwest Electron. & Telecomm. Tech. Inst., Shanghai 200434, China)

Abstract A Coherent Delay-Locked Loop(CDLL) is proposed based on interpolation and integrate/dump filter for PN code tracking in DS-CDMA systems. The performance of the CDLL is investigated under AWGN and multi-user environments, and closed-form expressions for the timing adjustment error probability, steady-state timing squared root error, probability and Mean Time to Lose Lock (MTLL) are derived by employing appropriate Markov chain models. Finally, some numerical results are presented and analysis shows that those results also perform well in single path fading environment. The delay-locked loop is applied to the development of WCDMA BTS and WCDMA MT.

Key words DS-CDMA, CDLL, Interpolation filter, Integrate/dump filter

1 引言

CDMA 系统中上下行无线链路码同步是首要考虑的问题, 码同步的可靠性是系统通信的基本保证, 码同步的定时精度直接影响系统的误码性能^[1,2]。一般而言, 码片同步是在初始捕获完成以后采用一延迟锁定环 (DLL) 来进行精确定时跟踪的。CDMA 系统中下行链路的码同步在发起通信前已经由用户终端主动完成, 这时可以认为用户终端与基站码片时钟之间的频差已经消除, 但由于异步系统中各个用户信号之间不能准确同步, 上行链路基站系统仍需对要求通信的多个用户终端发射的信号分别进行精确定时跟踪。在基站系统使用一个时钟源的情况下, 只能通过提高对输入的模拟基带信号的采样率, 以便在数字基带处理中, 对不同用户的某个 RAKE 解扩支路进行精细抽取, 达到对某一用户某一 RAKE 解扩支路的精细跟踪, 对移动终端则只是

¹ 2002-08-09 收到, 2003-04-02 改回
863-371-03-01-10-99 项目资助课题

某一RAKE解扩支路的精细跟踪。然而,提高模拟基带信号的采样率,将提高A/D采样、信号传输和存储的成本,特别是对基站系统,在多扇区双天线下,要把所有天线对应的模拟基带信号经过A/D采样传给某一基带接收处理模块,A/D采样提高一倍,信号传输和存储量成几倍增长。

本文针对CDMA基站系统的特点提出一种基于内插滤波^[3-5]与积分清除电路的相干延迟锁定环(CDLL),在不提高模拟基带信号的采样率的情况下,通过内插技术,仍可达到某一RAKE解扩支路的精细跟踪的目的。与传统的DLL不同,环路对PN码迟、早相干相关器输出作积分清除来取代传统的环路滤波器,积分长度与内插定时调整精度为所需确定的参数。众所周知,CDMA无线信道的多径传播引起的衰落与多址干扰(MAI)是限制CDMA系统容量的主要因素,DLL的跟踪性能同样受这两种因素的影响^[6,7]。本文考虑MAI及内插带来的影响,推导了AWGN与多用户环境下该CDLL鉴相误差的统计特性,并通过将该CDLL定时调整过程等效为一带反射壁的齐次马尔可夫链^[8],导出了误调整概率、定时均方根抖动、失锁概率与失锁平均时间等表达式,给出了数值仿真结果,并指出本文的分析结果同样适用于单径衰落环境。因此,该方法可用于对RAKE接收的各支路采用DLL,在对模拟基带信号采样速率(一般为2倍或4倍码片时钟速率)满足要求的情况下,进一步提高接收机抗多径衰落的能力。

2 系统模型

图1为该系统原理框图,接收信号经下变频、码片波形匹配滤波及固定时钟采样后送到内插滤波器,内插滤波器受控于积分清零滤波器(码片波形匹配滤波加采样后累加清零等效为积分清零)输出,构成一闭环系统,通过调整内插时刻使采样输出达到精确同步。抽取完成1码片 D 采样到1码片1采样的变换,相干相关解扩的信道幅度与相位估计值假定可由I/Q两路采样输出准确获得(可利用导频信道来估计)。

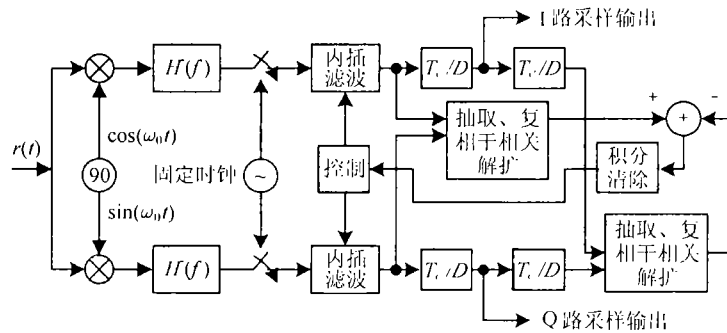


图1 基于内插的相干 DLL 原理框图

考虑信道为 AWGN 频率非选择性慢衰落情形,接收信号为单径 QPSK 扩频调制信号,则其复表示式为

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_m \sqrt{E_{c,k}} b_{k,m} c_{k,m} h_1(t - mT_c) \alpha_{k,m} e^{j(\omega_0 t + \beta_{k,m})} + n_1(t) \quad (1)$$

式中 $E_{c,k}$, $b_{k,m}$, $c_{k,m}$ 分别表示用户 k 的码片能量、数据复符号与扩频码; T_c 表示码片周期; $\alpha_{k,m}$ 与 $\beta_{k,m}$ 表示幅度衰减与相位偏移,假定其在连续多个符号周期内保持不变,信道表现为慢衰落,分析时暂设为常数,等效于发送端乘了一固定衰减因子后通过 AWGN 无衰落信道的情

形; $h_1(t)$ 表示平方根升余弦码片波形函数; $n_1(t)$ 表示单边谱密度为 N_0 的加性高斯白噪声。接收信号经下变频、码片波形匹配滤波及固定时钟采样后输出为

$$x(nT_c/D) = \sum_{k=1}^K \sum_m \sqrt{E_{c,k}} b_{k,m} c_{k,m} h_2(nT_c/D - mT_c) \alpha_{k,m} e^{j\beta_{k,m}} + n_2(nT_c/D) \quad (2)$$

D 表示每码片的采样点数, $h_2(t)$ 表示升余弦码片波形函数。该信号经内插滤波输出

$$y(nT_c/D + \mu_n T_c) = \sum_{i=-N_1}^{N_2} h_I(i; \mu_n) x(nT_c/D - iT_c/D) \quad (3)$$

$0 \leq \mu_n \leq 1$, 确定了内插的时刻, h_I 为内插滤波单位冲击响应, N_1, N_2 为正整数。内插滤波用来完成定时的精细调整, 以实现码片跟踪, 这里对定时参数 μ_n 的调整取代了对压控振荡器的时钟相位的调整。

以用户 1 为例, 要跟踪用户 1 的信号, 只需利用用户 1 的扩频码对早、迟到达信号相关解扩并去除信道与比特符号的影响 (即复乘 $(b_{1,m} \alpha_{1,m} e^{j\beta_{1,m}})^*$, * 表示取共轭, $b_{1,m}$ 为已知导频符号或从解扩获得, $\alpha_{1,m} e^{j\beta_{1,m}}$ 由信道估计获得), 然后进行相减鉴相, 经积分清零滤波后去控制内插滤波器的参数 μ_n 。设定时偏差为 τ (设送到路径搜索器的数据速率为 D 倍码片速率, 则初始时刻 $|\tau| \leq T_c/(2D)$, 当 $|\tau| > T_c$ 认为环路失锁), 早、迟时延间隔为 2Δ ($2\Delta = 2T_c/D$), 扩频增益设为 N , 则早、迟相干相关解扩和积分清零滤波器的输出量可表示为

$$z_{-\Delta} = N \sqrt{E_{c,1}} \alpha_1^2 R(\tau - \Delta) + \text{ICI}(\tau - \Delta) + W(\tau - \Delta) + \text{MAI}(\tau - \Delta) \quad (4a)$$

$$z_{+\Delta} = N \sqrt{E_{c,1}} \alpha_1^2 R(\tau + \Delta) + \text{ICI}(\tau + \Delta) + W(\tau + \Delta) + \text{MAI}(\tau + \Delta) \quad (4b)$$

式中, $R(\cdot)$ 表示不考虑码片间干扰时用户 1 的扩频信号抽样自相关函数, $\text{ICI}(\cdot)$ 表示非理想内插及定时偏差引起的码片间干扰, $W(\cdot)$ 为内插影响下的加性噪声, $\text{MAI}(\cdot)$ 为多址干扰。于是得到鉴相误差

$$e_{\Delta}(\tau) = z_{-\Delta} - z_{+\Delta} \quad (5)$$

$e_{\Delta}(\tau)$ 经环路滤波后控制内插滤波的定时参数 μ_n 。下面考虑干扰噪声分量以及内插带来的影响, 进一步对该系统作性能分析。

3 性能分析

先来分析早、迟相关值 $z_{-\Delta}, z_{+\Delta}$ 的统计特性。从式 (4) 可以看出, 相关值受非理想内插、码片间干扰、加性高斯噪声和多址干扰 4 个因素的影响。其中归一化抽样自相关函数由下式确定:

$$R(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N c_{1,j} \sum_{m=j}^N c_{1,m} s_I(jT_c + \tau - mT_c) = s_I(\tau) \quad (6)$$

$$s_I(\tau) = \sum_{i=-N_1}^{N_2} h_I(i, \mu_n) h_2(\tau - iT_c/D) \quad (7)$$

s_I 表示定时偏差以及内插带来的幅度衰减因子, 由内插时刻 μ_n, τ 及内插滤波器系数 h_I 确定, μ_n 和 h_I (在 NT_c 的相关积分时间内不变) 选定后由 τ 唯一确定, 如采用理想内插时,

$s_I(\tau) = h_2(\tau)$ 。同理, 式 (4) 中码片间干扰部分可表示为

$$\text{ICI}(\tau) = \sqrt{E_{c,1}\alpha_1^2} \sum_{j=1}^N c_{1,j} \sum_{m \neq j} c_{1,m} s_I(jT_c + \tau - mT_c) \quad (8)$$

由于 $c_{1,m}$ 的随机性, ICI 可视为一零均值高斯随机变量, 设其方差为 σ_{ICI}^2 , 并假设其功率谱在系统带宽 (码片波形滚降系数为 0 时系统带宽为 $1/T_c$) 内均匀分布, 即为带限白噪声, 功率谱密度为 $T_c\sigma_{\text{ICI}}^2$ 。 $z_{-\Delta}, z_{+\Delta}$ 的加性噪声分量可视为带限高斯白噪声^[9], 其功率谱密度为 $\rho_I NN_0$, ρ_I 为内插带来的影响。由文献 [4, 5] 可知, 当固定时钟采样速率在 4 倍码片速率以上时, AWGN 和衰落信道环境下非理想内插 (如简单的 2 采样线性内插) 导致信号信噪比损失在 0.1dB 以下, 因此这里 ρ_I 近似为 1。MAI 同样可视为带限高斯白噪声^[9], 且同样可以忽略内插的影响。假设各用户到达基站信号的码片能量相等 (由严格的功率控制来保障), 均为 E_c , 则 MAI 等效为其双边谱密度为 $N(K-1)E_c$ (W/Hz) 的带限白噪声^[9]。

综上, 鉴相误差 $z_{-\Delta}, z_{+\Delta}$ 的干扰噪声总和为一带限高斯白噪声, 用 η_{tot} 表示, 其功率谱密度为各干扰噪声分量的谱密度之和, 即

$$P_{\eta_{\text{tot}}}(\omega) = \begin{cases} NN_0 + T_c\sigma_{\text{ICI}}^2 + N(K-1)E_c, & |\omega| \leq 1/(2T_c) \\ 0, & |\omega| > 1/(2T_c) \end{cases} \quad (9)$$

用傅里叶反变换可获得其自相关函数:

$$R_{\eta_{\text{tot}}}(\tau) = [NN_0/T_c + \sigma_{\text{ICI}}^2 + N(K-1)E_c/T_c] \frac{\sin(\pi\tau/T_c)}{\pi\tau/T_c} = \sigma_{\eta_{\text{tot}}}^2 \text{Sa}(\pi\tau/T_c) \quad (10)$$

其中, $\text{Sa}(x) = \sin x/x$ 。

重写式 (5) 如下:

$$\begin{aligned} e_{\Delta}(\tau) &= z_{-\Delta} - z_{+\Delta} = N\sqrt{E_{c,1}\alpha_1^2} [s_I(\tau - \Delta) - s_I(\tau + \Delta)] + [\eta_{\text{tot}}(\tau - \Delta) - \eta_{\text{tot}}(\tau + \Delta)] \\ &= s(\Delta; \tau) + \xi \end{aligned} \quad (11)$$

即鉴相误差由 S 曲线 $s(\Delta, \tau)$ 与干扰噪声分量 ξ 组成。易知 ξ 仍为带限高斯白噪声, 其方差为

$$\sigma_{\xi}^2 = 2\sigma_{\eta_{\text{tot}}}^2 - 2R_{\eta_{\text{tot}}}(2\Delta) = 2\sigma_{\eta_{\text{tot}}}^2 [1 - \text{Sa}(2\pi\Delta/T_c)] \quad (12)$$

概率密度分布函数为

$$f_{\xi}(\zeta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\xi}^2}} \exp\left[-\frac{\zeta^2}{2\sigma_{\xi}^2}\right] \quad (13)$$

$e_{\Delta}(\tau)$ 即为最终作用于内插滤波器的控制信号。由前面的假设, 视信道衰落因子 α_1^2 为一常量, 可得 $e_{\Delta}(\tau)$ 的统计特性如下:

$$E[e_{\Delta}(\tau)] = s(\Delta; \tau) \quad (14)$$

$$\text{var}[e_{\Delta}(\tau)] = \sigma_{\xi}^2 \quad (15)$$

当 Δ 选定, DLL 调整的精度足够高, 门限绝对值设置为 0 时, DLL 出现误调整平均概率为

$$\begin{aligned}
 P_c &= P_{e+} + P_{e-} = \int_0^{T_c} f_\tau(\tau) \int_{-\infty}^{-s(\Delta;\tau)} f_\xi(\zeta) d\zeta d\tau + \int_{-T_c}^0 f_\tau(\tau) \int_{s(\Delta;\tau)}^{+\infty} f_\xi(\zeta) d\zeta d\tau \\
 &= 2 \int_0^{T_c} f_\tau(\tau) \int_{-\infty}^{-s(\Delta;\tau)} f_\xi(\zeta) d\zeta d\tau \tag{16}
 \end{aligned}$$

$f_\tau(\tau)$ 为定时偏差 τ 的概率分布函数。考虑到 $f_\tau(\tau)$ 的确定比较困难, 可先确定出在 τ 的某点 τ_n 的误调整概率,

$$P_c(\tau = \tau_n \geq 0) = \int_{-\infty}^{-s(\Delta;\tau_0)} f_\xi(\zeta) d\zeta \tag{17a}$$

$$P_e(\tau = \tau_n < 0) = \int_{s(\Delta;\tau_0)}^{+\infty} f_\xi(\zeta) d\zeta \tag{17b}$$

然后由该点出发可求出 DLL 在限定时间内失锁的概率。该点出发可构成一个图 2 所示带反射壁的马尔可夫链, τ_0 为初始时刻定时偏差, $\tau_0 \leq T_c/(2D)$, τ_D, τ_{-D} 为失锁临界状态, τ_{D+1}, τ_{D-1} 为失锁状态, 假定 DLL 处于连续调整状态, 且从失锁状态以概率 1 转移到 τ_0 (由路径搜索完成), 于是 $\{\tau_n\}$ 构成一齐次马尔可夫链, 其一步转移矩阵为

$$\mathbf{P}(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ p_{-D,-D-1} & 0 & & 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 \\ \vdots & & & & & & & & \\ 0 & 0 & & 0 & p_{-1,0} & 0 & & 0 & 0 \\ 0 & 0 & & p_{0,-1} & 0 & p_{0,1} & & 0 & 0 \\ 0 & 0 & & 0 & p_{1,0} & 0 & & 0 & 0 \\ \vdots & & & & & & & & \\ 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & & 0 & p_{D,D+1} \\ 0 & 0 & & 0 & 1 & 0 & & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{18}$$

令 $\mathbf{P} = [p_{-D-1}, p_{-D}, \cdots, p_{-1}, p_0, p_1, \cdots, p_D, p_{D+1}]^T$ 为各点稳态概率组成的向量, 则由马尔可夫链的性质可得联立方程:

$$\left. \begin{aligned} & \mathbf{P}(1)^T \mathbf{P} = \mathbf{P} \\ & \sum_{i=-D-1}^{D+1} p_i = 1 \end{aligned} \right\} \tag{19a}$$

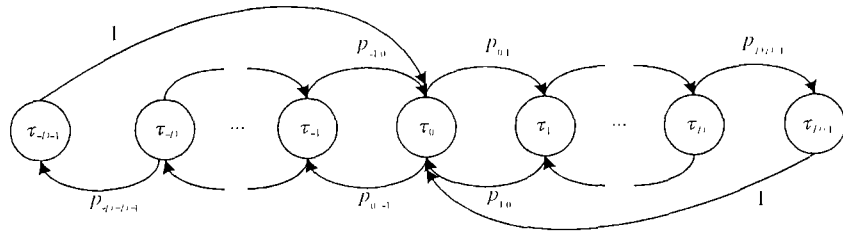


图 2 DLL 调整状态转移图

由此可得下列方程组:

$$\left. \begin{aligned} p_{-D}p_{-D,-D-1} &= p_{-D-1} \\ p_{-D+1}p_{-D+1,-D} &= p_{-D} \\ &\vdots \\ p_0p_{0,-1} + p_{-2}p_{-2,-1} &= p_{-1} \\ p_{-D-1} + p_{D+1} + p_{-1}p_{-1,0} + p_1p_{1,0} &= p_0 \\ &\vdots \\ p_Dp_{D,D+1} &= p_{D+1} \\ p_{-D-1} + p_{-D} + \cdots + p_{-1} + p_0 + p_1 + \cdots + p_D + p_{D+1} &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (19b)$$

解方程组可求出 DLL 在每个状态的稳态概率 $p_{-D-1}, p_{-D}, \dots, p_{D+1}$, 从而得到失锁概率 p_{lose} 、平均失锁时间 (MTLL) \bar{T} 以及 DLL 定时均方根抖动 σ_τ

$$p_{\text{lose}} = p_{-D-1} + p_{D+1} \quad (20)$$

$$\bar{T} = NT_c / (p_{-D-1} + p_{D+1}) \quad (21)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\sum_{d=-D}^D (dT_c/l)^2 p_d} \quad (22)$$

T_c/l 表示 DLL 内插时刻每次调整的间隔。

4 数值结果及分析

图 3, 图 4 所示分别为 AWGN 无衰落和多址干扰环境下, 码片能量与干扰噪声 (AWGN 和 MAI) 的功率密度比 $E_c/I_0 = -20\text{dB}$, 内插调整精度为 $T_c/8 (D = l = 8)$ 时的误调整概率曲线和在离散的定时偏差点上的稳态概率分布图; 表 1 给出了该条件下失锁概率、失锁平均时间与 DLL 均方根抖动结果。

表 1 $\Delta = T_c/8, l = 8, T_c = 1/(3.84 \times 10^6)\text{s}$ 时的结果

N	失锁概率 (p_{lose})	MTLL	均方根抖动 (σ_τ)
256	8.5784×10^{-7}	77.7146s	$0.1787T_c$
512	2.9560×10^{-9}	12.5294h	$0.1514T_c$
1024	2.0570×10^{-13}	360110h	$0.1256T_c$

从图 3 可以看出, 随着积分长度 (NT_c) 的成倍增加, 误调整概率显著下降, 图 4 中的稳态概率分布向中心靠拢, 从而使失锁概率迅速下降, 平均失锁时间急剧增加, 均方抖动减小 (由表 1 的数值结果也可以看出)。这表明相干相关积分时间越长, 环路输出信噪比就越高, DLL 性能就越好, 如前所述, 基站系统中基带码片时钟与正在建立连接或通信的用户终端的基带码片时钟的频差已经为零, 可认为二者之间的相位差基本不变或变化缓慢; 对移动终端接收的 RAKE 解扩支路也是如此, 因此各解扩支路用 DLL 可通过增长积分时间来获得更好定时跟踪性能。另外由图 3 还可看出, AWGN 与多用户环境下误调整概率随迟早间隔 $2\Delta (0 < 2\Delta < T_c)$ 的变化不显著。

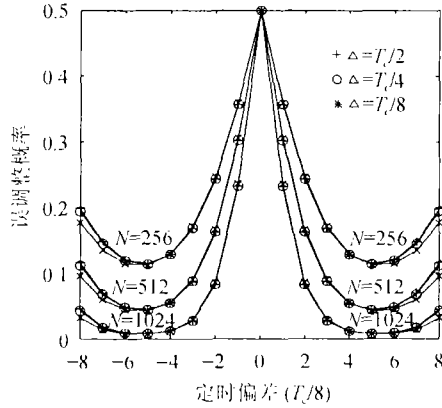


图 3 误调整概率曲线

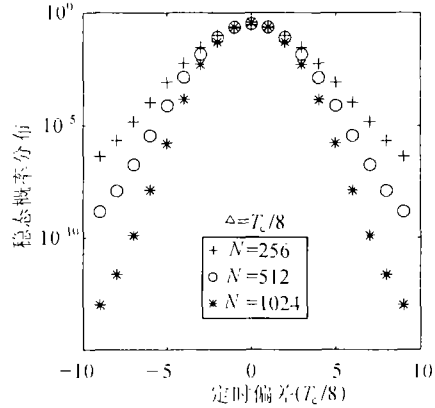


图 4 稳态概率分布

若考虑单径衰落情形 (CDMA 多径信道可看成可分离的多个独立衰落的路径^[9]), 由前面推导过程可知, 可将衰落视为输入 E_c/I_0 的变化, 因此本文的分析结果仍然成立, 只要选取合适相干相关积分的长度, 就可以克服快衰落的影响获得较好的跟踪性能。

5 结束语

本文提出一种基于内插滤波与积分清除电路的相干延迟锁定环, 该环路结构简单, 特别适用于 CDMA 蜂窝基站系统。文章对其进行了性能分析, 给出了数值结果, 表明通过调整积分时间长度可获得满意的跟踪性能, 且分析结果同样适用于 AWGN 与多用户环境下无衰落信道和单径衰落信道, 只是对多径衰落信道中的单径衰落处理, 积分时间长度有一个最优确定的问题, 这可作为另一课题加以研究。该方法在 RAKE 接收处理的各支路定时的精细调整中得到应用, 并通过了实验的检验, 证明是完全可行的。

附录

对式 (6), (7), (8) 的推导

由式 (2) 可以得到用户 1 的接收信号:

$$x_1(nT_c/D) = \sum_m \sqrt{E_{c,1}} b_{1,m} c_{1,m} h_2(nT_c/D - mT_c) \alpha_{1,m} e^{j\beta_{1,m}}$$

内插输出为

$$\begin{aligned} y_1(nT_c/D + \mu_n T_c) &= \sum_{i=-N_1}^{N_2} h_I(i; \mu_n) x_1(nT_c/D - iT_c/D) \\ &= \sum_m \sqrt{E_{c,1}} b_{1,m} c_{1,m} \alpha_{1,m} e^{j\beta_{1,m}} \sum_{i=-N_1}^{N_2} h_I(i; \mu_n) h_2(nT_c/D - iT_c/D - mT_c) \end{aligned}$$

设采样定时时偏为 τ , 相关累加按码片间隔进行, 则用于相关累加的采样值为

$$\begin{aligned} y_1(\tau + jT_c + \mu_n T_c) &= \sum_m \sqrt{E_{c,1}} b_{1,m} c_{1,m} \alpha_{1,m} e^{j\beta_{1,m}} \\ &\quad \times \sum_{i=-N_1}^{N_2} h_I(i; \mu_n) h_2(\tau + jT_c - iT_c/D - mT_c) \end{aligned}$$

则不考虑多址干扰时用户 1 的相干相关累加器输出为 ($\alpha_{1,m}e^{j\beta_{1,m}}$ 在相关累加时间内不变)

$$\begin{aligned} z_1 &= \sqrt{E_{c,1}}\alpha_1^2 \sum_{j=1}^N c_{1,j} \sum_m c_{1,m} s_I(jT_c + \tau - mT_c) \\ &= \sqrt{E_{c,1}}\alpha_1^2 \sum_{j=1}^N c_{1,j} \sum_{m=j}^N c_{1,m} s_I(jT_c + \tau - mT_c) + \sqrt{E_{c,1}}\alpha_1^2 \sum_{j=1}^N c_{1,j} \sum_{m \neq j}^N c_{1,m} s_I(jT_c + \tau - mT_c) \\ &= \sqrt{E_{c,1}}\alpha_1^2 NR(\tau) + \text{ICI}(\tau) \end{aligned}$$

其中, $s_I(\tau) = \sum_{i=-N_1}^{N_2} h_I(i, \mu_n) h_2(\tau - iT_c/D)$.

参 考 文 献

- [1] Goldberg S H, Iltis R A. PN code synchronization effects on narrow-band interference rejection in a direct-sequence spread-spectrum receiver. *IEEE Trans. on Communications*, 1988, COM-36(4): 420-428.
- [2] Hart B W, Van Nee R D J, Prasad R. Performance degradation due to code tracking errors in spread-spectrum code-division multiple-access systems. *IEEE J. on SAC*, 1996, 14(8): 1669-1779.
- [3] Gardner F M. Interpolation in digital modems—Part I: Fundamentals. *IEEE Trans. on Communications*, 1993, COM-41(3): 501-507.
- [4] Erup L, Gardner F M, Harris R A. Interpolation in digital modems — Part II: Implementation and performance. *IEEE Trans. on Communications*, 1993, COM-41(6): 998-1008.
- [5] Bucket K, Moeneclaey M. The effect of interpolation on BER performance of narrowband BPSK and (O)QPSK on Rician-fading channels. *IEEE Trans. on Communications*, 1994, COM-42(11): 2929-2933.
- [6] Caffery J Jr., Stuber G L. Effects of multiple-access interference on the noncoherent delay lock loop. *IEEE Trans. on Communications*, 2000, 48(12): 2109-2119.
- [7] Wern-Ho Sheen, Stuber G L. Effects of multipath fading on delay-locked loops of spread spectrum systems. *IEEE Trans. on Communications*, 1994, 42(2/3/4): 1947-1956.
- [8] Gaudenzi R D, Luise M, Viola R. A digital chip timing recovery loop for band-limited direct-sequence spread-spectrum signals. *IEEE Trans. on Communications*, 1993, COM-41(11): 1760-1769.
- [9] A. J. 维持比著, 李世鹤等译. CDMA 扩频通信原理. 北京: 人民邮电出版社, 1997: 21-36.

李科祥: 男, 1968 年生, 博士生, 研究方向为 CDMA 移动通信.

宋国文: 男, 1942 年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为通信与信息系统.