

一种新的带序贯滤波的 PN 码跟踪环性能分析

刘正军 孟高勇 胡捍英 冉崇森

(解放军信息工程大学信息工程学院通信工程系 郑州 450002)

摘要 该文提出了一种新的带序贯滤波的全数字 PN 码跟踪环, 并通过建立环路跟踪过程的等效数学模型, 分析了瑞利信道下环路的非线性跟踪性能, 并对理论数值结果和仿真结果进行了比较分析。结果表明, 该跟踪环在衰落信道下能获得满意的跟踪性能。

关键词 直接序列扩频, 瑞利信道, PN 码跟踪环, 序贯滤波

中图分类号: TN914.4 文献标识码: A 文章编号: 1009-5896(2006)02-0228-04

Performance Analysis of a New PN Code Tracking Loop with Sequential Filters

Liu Zheng-jun Meng Gao-yong Hu Han-ying Ran Chong-sen

(Institute of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450002)

Abstract A new digital PN code tracking loop with a sequential filter is proposed, and an equivalent model of the loop's dynamic process is provided to derive the loop's nonlinear performance. The performance is also analyzed by computer simulation under Rayleigh fading channel. The results show that this loop has satisfactory performance under fading environments.

Keywords Direct-sequence spread-spectrum, Rayleigh channel, PN code tracking loop, Sequential filter

1 引言

将延迟锁相环(DLL)用于直接序列扩频系统中的PN码跟踪是一门比较成熟的技术, 近年来, 在DLL的性能分析和性能提高方面得到了广泛研究。文献[1-3]研究了不同环境与条件下通过改善鉴相特性来改善DLL性能的方法。文献[4]给出了经典数字锁相环的离散时间分析方法, 文献[5]采用该方法, 通过将PN码跟踪过程等效为时间离散变量连续的马尔可夫过程, 分析了一种数字DLL在瑞利衰落信道下的稳态跟踪性能。与现有的全数字DLL电路结构不同, 本文将序贯滤波^[6]引入PN码跟踪环, 提出一种新的全数字非相干延迟锁相环(NC-DLL)电路结构, 并通过将该跟踪环的定时调整过程等效为一时间离散变量离散的齐次马尔可夫序链, 导出了瑞利衰落信道下的稳态概率分布、跟踪误差标准偏差及失锁平均时间(MTLL)理论结果, 并对理论结果和仿真结果进行了比较分析, 从而提供了一种新的PN码跟踪环电路模型和分析该环路性能的数学方法。

本文的第2节给出了一种新的环路结构。第3节建立了

该跟踪环数学模型, 并基于该数学模型进行了环路的非线性性能分析。第4节对该跟踪环进行了计算机仿真, 并对仿真结果和理论数值结果进行了比较分析。最后为结束语。

2 环路模型

图1所示为本文给出的全数字跟踪环电路结构。与文献[5]给出的经典环路滤波器不同, 新环路设计的基本思想是: 通过门限判决将多比特表示的鉴相误差转换成二元鉴相误差值(超前/滞后二状态), 经数字序贯滤波后分别控制NCO数控端和脉冲增减二分频电路, 也就是说对NCO数控端的控制(下支路)是依据增减二分频控制(上支路)的趋势来决定的。数字序贯滤波器采用一复位计数器实现, 该计数器可进行增减计数, 对门限判决后产生的超前/滞后脉冲作向上/向下计数。当图中序贯滤波器1向上或向下的计数值超过某数值 K_1 时输出脉冲增/减控制信号, 并立即复位计数器。序贯滤波器2的工作原理和序贯滤波器1相同, 向上/向下计满 K_2 时输出超前/滞后脉冲到累加器, 来控制NCO的数控端, 使NCO输出时钟频率锁定到输入信号频率上。

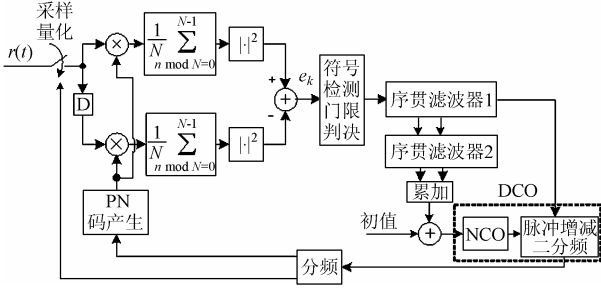


图 1 基于序贯滤波的 PN 码跟踪环

考虑接收信号经下变频及前置匹配滤波后得到的复基带信号为

$$r(t) = \sqrt{2}A(t)b(t-\tau)PN(t-\tau)e^{j\varphi(t)} + \tilde{n}(t) \quad (1)$$

其中 $A(t)$ 表示幅度随机过程, 服从瑞利分布; $\varphi(t)$ 表示相位随机过程, 在 $[0, 2\pi)$ 均匀分布; $b(t-\tau)$ 为数据序列, τ 表示路径时延; $\tilde{n}(t)$ 为复噪声, 表示所有噪声及干扰之和, 包括热噪声、可能的同道干扰(如 CDMA 系统中)及多径干扰(除被跟踪接收的最强路径以外的其它路径); $PN(t-\tau)$ 为接收码序列波形:

$$PN(t) = \sum_{m=0}^{\infty} c_{m \bmod N} g_c(t - mT_c) \quad (2)$$

其中 c 表示码序列, N 为其扩频因子, T_c 为码片周期, $g_c(t)$ 为带限矩形码片波形。

利用本地码对早、迟到达信号(按码片速率取样的离散信号)作相关, 并按扩频因子 N 累加, 经模平方相减后得到第 k 个符号的鉴相误差信号为^[5]

$$e_k = A_k^2 \left[g_c^2\left(\varepsilon_k - \frac{1}{2}\right) - g_c^2\left(\varepsilon_k + \frac{1}{2}\right) \right] + N_k = A_k^2 S(\varepsilon_k) + N_k \quad (3)$$

其中 $\varepsilon(k) = (\tau_k - \hat{\tau}_k)/T_c$ 表示归一化的定时误差, τ_k 表示第 k 符号时的路径时延, $\hat{\tau}_k$ 表示第 k 符号解扩时的路径时延估值, N_k 为第 k 符号的噪声分量。设 NCO 的控制增益为 K_{NCO} , 数据符号周期为 $T_b = NT_c$, 经典一阶数字 DLL^[5] 的动态方程为

$$\varepsilon_k = \varepsilon_{k-1} - K_{NCO} T_b \left[A_{k-1}^2 S(\varepsilon_{k-1}) + N_{k-1} \right] \quad (4)$$

与经典 DLL 不同, 新环路对 e_k 进行门限判决, 将产生的超前滞后脉冲经序贯滤波和去控制信号延迟线的输出, 使环路到达锁定: $\varepsilon \rightarrow 0$ 。门限判决的数学表达式为

$$d_k = \begin{cases} -1, & e_k \leq -\eta_0 \\ 0, & -\eta_0 < e_k < \eta_0 \\ 1, & e_k \geq \eta_0 \end{cases} \quad (5)$$

η_0 表示最佳判决门限, d_k 表示 k 时刻符号检测门限判决后的输出。环路状态的数学表达式为

$$\varepsilon_{k+1} = \varepsilon_k + T/M \cdot \lfloor o_k/K \rfloor \cdot \lfloor |o_k/K| \rfloor \quad (6)$$

ε_k 表示 k 时刻环路的定时误差。 K 表示序贯滤波器的参数,

M 表示每码片的抽样点数, o_k 表示经过序贯滤波器的计数值, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整。

3 非线性性能分析

由文献[5]可知, 在不存在多普勒频偏的情况下, 对经典 DLL 来说, 一阶环的噪声性能要优于二阶环, 但对多普勒的跟踪性能不如二阶环。本文不考虑多普勒频偏的影响, 来分析新 DLL 的稳态性能。

由式(6)可知在图 1 所示的环路中, 每一次稳态均为一独立的离散随机过程, 且假定失锁检测和重捕可在 $\Delta t = N \cdot T_c$ 内完成(由锁定检测和搜索电路实现), 则稳态跟踪过程的定时误差表现为 $(2M+1)$ 个值, 由于引入序贯滤波后, 定时误差之间的转移时间不再为确定值, 为此本文将序贯滤波器的计数值定义为中间状态, 以使定时调整的不确定转移时间问题等效为在各个状态按照确定时间 Δt 进行转移的问题。定义这些状态分别为 $s_{-M-1}, s_{-M,-K+1}, \dots, s_{i,j}, \dots, s_{M,K-1}, s_{M+1}$, 其中 $-M \leq i \leq M, -K < j < K, j \neq 0$ 时的状态为所引入的中间状态, s_{-M-1}, s_{M+1} 为失锁状态。由此, 环路的定时调整过程等效为一时间离散变量离散的齐次马尔可夫链, 其状态转移模型如图 2 所示。

令 $p_{(i,j),(m,n)}$ 表示从状态 $s_{i,j}$ 到 $s_{m,n}$ 的一步转移概率 ($-M \leq m \leq M, -K < n < K$)。定义该过程的一步转移概率矩阵:

$$P = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 & P_3 & P_4 \\ P_5 \end{bmatrix}_{(4M \cdot K + 2K - 2M + 1) \times (4M \cdot K + 2K - 2M + 1)} \quad (7)$$

其子集为

$$P_1 = [P_{-M-1,-M-1} P_{-M-1,(-M,-K+1)} \dots P_{-M-1,(i,j)} \dots P_{-M-1,(M,K-1)} P_{-M-1,M+1}]_{(4M \cdot K + 2K - 2M + 1) \times 1}, \quad -M \leq i \leq M, \quad -K < j < K \quad (8)$$

$$P_2 = [P_{(-M,-K+1),-M-1} \dots P_{(i,j),-M-1} \dots P_{(M,K-1),-M-1}]_{(4M \cdot K + 2K - 2M + 1) \times 1}, \quad -M \leq i \leq M, \quad -K < j < K \quad (9)$$

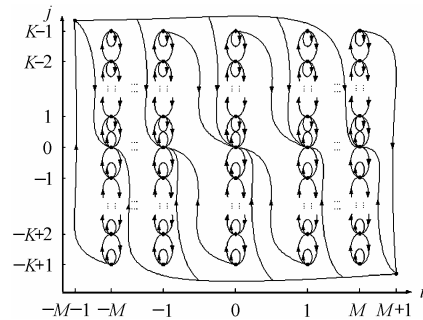


图 2 PN 码跟踪环状态转移模型

$$P_3 = \begin{bmatrix} P_{(-M,-K+1),(-M,-K+1)} \cdots P_{(-M,-K+1),(m,n)} \cdots P_{(-M,-K+1),(M,K-1)} \\ \vdots \\ P_{(i,j),(-M,-K+1)} \cdots P_{(i,j),(m,n)} \cdots P_{(i,j),(M,K-1)} \\ \vdots \\ P_{(M,K-1),(-M,-K+1)} \cdots P_{(M,K-1),(m,n)} \cdots P_{(M,K-1),(M,K-1)} \end{bmatrix} A$$

$$A = (4M \cdot K + 2K - 2M - 1) \times (4M \cdot K + 2K - 2M - 1),$$

$$-M \leq i \leq M, \quad -K < j < K,$$

$$-M \leq m \leq M, \quad -K < n < K \quad (10)$$

$$P_4 = [P_{(-M,-K+1),M+1} \cdots P_{(i,j),M+1} \cdots P_{(M,K-1),M+1}]^T B,$$

$$B = (4M \cdot K + 2K - 2M - 1) \times 1,$$

$$-M \leq i \leq M, \quad -K < j < K \quad (11)$$

$$P_5 = [P_{M+1,-M-1} \quad P_{M+1,(-M,-K+1)} \cdots P_{M+1,(i,j)} \cdots P_{M+1,(M,K-1)} \\ P_{M+1,M+1}]_{1 \times (4M \cdot K + 2K - 2M + 1)},$$

$$-M \leq i \leq M, \quad -K < j < K \quad (12)$$

其中一步转移概率为

$$P_{(i,j),\{[i+\frac{j+1}{K}]\},\{(j+1) \pmod{K}\}} = \int_{-\infty}^{-\eta_0} f_e(x|s_{i,0}) dx,$$

$$s_{i,j} > 0, \quad \forall i \neq M+1, \quad -K < j < K \quad (13)$$

$$P_{(i,j),\{[i-\frac{j-1}{K}]\},\{(j-1) \pmod{K}\}} = \int_{\eta_0}^{\infty} f_e(x|s_{i,0}) dx, \quad s_{i,j} > 0,$$

$$\forall i \neq M+1, \quad -K < j < K \quad (14)$$

$$P_{(i,j),(i,j)} = \int_{-\eta_0}^{\eta_0} f_e(x|s_{i,0}) dx, \quad -K < j < K,$$

$$i = (-M, -M+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, M-1, M) \quad (15)$$

$$P_{(i,j),\{[i+\frac{j+1}{K}]\},\{(j+1) \pmod{K}\}} = \int_{-\infty}^{-\eta_0} f_e(x|s_{i,0}) dx,$$

$$s_{i,j} < 0, \quad \forall i \neq -M-1, \quad -K < j < K \quad (16)$$

$$P_{(i,j),\{[i-\frac{j-1}{K}]\},\{(j-1) \pmod{K}\}} = \int_{\eta_0}^{\infty} f_e(x|s_{i,0}) dx,$$

$$s_{i,j} < 0, \quad \forall i \neq -M-1, \quad -K < j < K \quad (17)$$

$f_e(x|s_{i,0})$ 表示在状态 $s_{i,0}$ 下鉴相误差 e 的概率密度, $P_s = E[A_k^2]$ 表示接收信号平均功率。考虑到式(3)中的 A_k 和 N_k 为相互独立的过程, A_k^2 服从指数分布(由于 A_k 服从瑞利分布), N_k 服从高斯分布(令其方差为 σ_n^2), 于是可导出^[5]

$$f_e(x|s_{i,0}) = \begin{cases} \frac{1}{P_s S(s_{i,0})} \exp(\Gamma) \cdot Q(A), & S(s_{i,0}) > 0 \\ \frac{-1}{P_s S(s_{i,0})} \exp(\Gamma) \cdot Q(-A), & S(s_{i,0}) < 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right), & S(s_{i,0}) = 0 \end{cases} \quad (18)$$

其中

$$\Gamma = \sigma_n^2 / \left(2P_s^2 S^2(s_{i,0})\right) - x / \left(P_s S(s_{i,0})\right) \quad (19)$$

$$A = -x + \left[\frac{\sigma_n^2}{P_s S(s_{i,0})} \right] / \sigma_n \quad (20)$$

$$Q(A) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_A^{\infty} \exp(-x^2/2) dx \quad (21)$$

令 $\Pi = [\pi_{-(M+1)}, \pi_{-M,-K+1}, \dots, \pi_{i,j}, \dots, \pi_{M,K-1}, \pi_{(M+1)}]^T$ 为各状态稳态概率组成的向量 ($-M \leq i \leq M, -K < j < K$), 则对此不可约非周期有限状态马尔可夫链可列方程组:

$$\left. \begin{aligned} P^T \Pi &= \Pi \\ \sum_{i=-M}^M \sum_{j=-K+1}^{K-1} \pi_{i,j} + \pi_{-M-1} + \pi_{M+1} &= 1 \\ \pi_i &= \sum_{j=-K+1}^{K-1} \pi_{i,j} \\ \eta_{\text{opt}} &= \min_{\eta_0} \left(\sum_{i=-M}^M \pi_i s_{i,0}^2 \right) \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

其中 π_i 是 DLL 的 $(2M+1)$ 个定时调整点的稳态概率, 从而可以求得在 $\min\left(\sum_{i=-M}^M \pi_i s_{i,0}^2\right)$ 约束下的稳态概率 π_i 和最佳门限 η_{opt} , 进而可求得定时误差标准偏差、失锁概率与失锁平均时间(MTLL)

$$\sigma_\varepsilon = \sqrt{\sum_{i=-M}^M \pi_i s_{i,0}^2} \quad (23)$$

$$P_{\text{lose}} = \pi_{-(M+1)} + \pi_{(M+1)} \quad (24)$$

$$\text{MTLL} = \frac{N \cdot T_c}{\pi_{-(M+1)} + \pi_{(M+1)}} \quad (25)$$

4 性能结果及分析

定义信噪比为 $\text{SNR} = P_s / \sigma_n^2$, 序贯滤波器的参数设置为 $K_1 = 4, K_2 = 8$ 。图 3(a)给出了 AWGN 无衰落及瑞利衰落信道下定时误差抖动标准偏差(STD)的理论和仿真性能比较结果。图 3(b)给出了不带序贯滤波的跟踪环(F-DLL)和带序贯滤波的跟踪环(S-DLL)定时误差抖动的性能比较结果。观察图 3 可知, 理论结果与仿真结果具有很好的一致性。环路的调整步长对定时抖动性能的影响很明显, 步长取 $T_c/8$ 比取 $T_c/16$ 时的性能下降约 6dB, 序贯滤波带来的噪声性能改善在 10 dB 以上, 另外, 瑞利衰落带来了性能损失, 当 SNR 在 0dB 以上时带来约 2dB 的性能损失, 当 SNR 较低时, 衰落的影响变得不明显, 这是因为此时高斯噪声的影响相对于衰落来说更加突出。

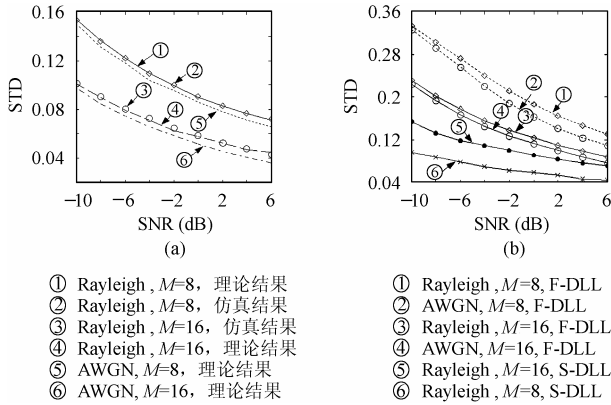


图 3 定时误差性能比较曲线

图 4 给出了 S-DLL 和 F-DLL 在 AWGN 无衰落及瑞利衰落信道下 MTLL 的理论数值结果。与 F-DLL 相比较可以看出 S-DLL 能够有效地改善 MTLL 性能，并且调整步长对 MTLL 性能的影响也很明显，步长取 $T_c/8$ 比取 $T_c/16$ 时的性能下降超过 6dB，另外，当 SNR 在 0dB 附近时，瑞利衰落带来约 2dB 的性能损失，当 SNR 较高时，衰落的影响变得更加明显。

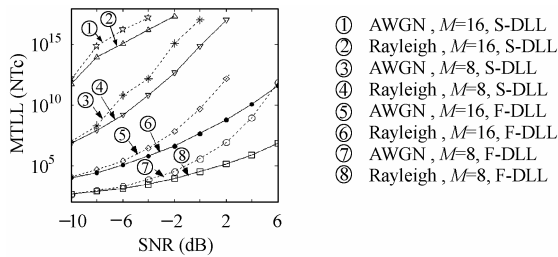


图 4 跟踪环的 MTLL 性能比较曲线

5 结束语

本文提出了一种新的带序贯滤波器的全数字 PN 码跟踪环，并建立了环路跟踪过程的数学模型，在此基础上进行了非线性理论分析，最后对理论结果与仿真结果进行了对比分析。该跟踪环通过门限检测和序贯滤波能有效减小衰落与噪

声的影响，使其在衰落信道下能获得满意的稳态跟踪性能。并且该跟踪环采用全数字电路实现，复杂度低，具有较高的实用价值。

参考文献

[1] Caffery, Jr. J, Stuber G L. Effects of multiple-access interference on the noncoherent delay lock loop. *IEEE Trans. on Commun.*, 2000, 48(12): 2109–2119.

[2] Wern-Ho Sheen, Stuber G L. Effects of multipath fading on delay-locked loops of spread spectrum systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 1994, 42(2/3/4): 1947 – 1956.

[3] De Gaudenzi R. Direct-sequence spread-spectrum chip tracking in the presence of unresolvable multipath components. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1999, 48(5): 1573 – 1583.

[4] Weinberg A, Liu B. Discrete time analyses of nonuniform sampling first- and second-order digital phase lock loops. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1974, COM-22(2): 123 – 137.

[5] Su Szu-lin, Yen Nan-yang. Performance of digital code tracking loops for direct-sequence spread-spectrum signals in mobile radio channel. *IEEE Trans. on Select. Areas commun.*, 1997, 45(5): 596 – 604.

[6] Hisao Yamamoto, Shinsaku Mori. Performance of a binary quantized all digital phase-locked loop with a new class of sequential filter. *IEEE Trans. on Commun.*, 1978, 26(1): 35 – 45.

刘正军：男，1974 年生，博士生，研究方向为移动通信信号处理。
 孟高勇：男，1979 年生，硕士生，研究方向为移动通信信号处理。
 胡捍英：男，1961 年生，教授，博士生导师，研究方向为移动通信信号处理。
 冉崇森：男，1939 年生，教授，博士生导师，研究方向为无线局域网、移动通信。