

## 一种改进型 PN 码定时跟踪环

罗武 王伟平 董明科 梁庆林

(北京大学信息科学技术学院 北京 100871)

**摘要** 本文提出和研究了一种用于直接序列扩频系统的全数字非相干 PN 码定时跟踪环, 除利用超前/滞后支路相关值的差另外, 它还利用了准时支路的相关值信息。理论分析和仿真结果表明, 在典型 AWGN 信道条件下, 新方案改善了环路性能, 并且算法复杂度明显降低。

**关键词** 扩频通信, 码分多址, 定时同步, 延迟锁相环

中图分类号: TN914.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)04-0675-05

## A Novel PN Code Timing Tracking Loop for DS/CDMA Systems

Luo Wu Wang Wei-ping Dong Ming-ke Liang Qing-lin

(School of EECS, Peking University, Beijing 100871, China)

**Abstract** In this paper a novel non-coherent all-digital timing tracking scheme is described and analyzed for chip timing synchronization in direct sequence spread spectrum systems. Results of the theoretical analysis and computer simulations show that the scheme improves tracking performance as compared with the traditional delay-locked loop (DLL) in an AWGN environment. Also, the new scheme enhances the hardware simplification with respect to other traditional non-coherent schemes.

**Key words** Spread spectrum communication, CDMA, Timing synchronization, Delay-locked loop

### 1 引言

PN 码定时同步是 DS/CDMA 通信首要考虑的问题。PN 码定时跟踪一般是在初始捕获完成后采用延迟锁相环 (Delay-locked loop) 来完成。PN 码定时误差检测器按照数据调制信息的处理方式可分成判决反馈相干检测器和非相干检测器, 相应的环路分别称为判决反馈相干 PN 码跟踪环和非相干 PN 跟踪环<sup>[1,2]</sup>。

传统的 PN 码定时跟踪环<sup>[3]</sup>如图 1 所示。扩频信号  $r(t)$  经正交下变频和波形匹配滤波后, 同时进入超前、滞后支路非相干相关器, 超前、滞后支路非相干相关器输出求差, 结果作为本地 PN 码相对于接收扩频信号的定时误差检测统计量, 该统计量经数字滤波后用于调整采样时钟。

传统定时跟踪环只利用了超前、滞后两支路的相关值, 但并未利用通常用作数据解调、相对信噪比更高的准时支路相关值, 相关文献也研究得不多。本文给出了利用准时支路相关值的全数字定时跟踪环实现方案, 推导了定时误差的统计特性。通过将定时调整过程等效为离散时间的马尔柯夫过程, 导出了环路稳态概率密度函数和平均失锁时间, 给出了数值和计算机仿真结果。

### 2 系统描述和分析

考虑高斯白噪声信道条件下, 接收信号为 QPSK 扩频信号

$$r(t) = s(t - \tau) + n(t) \quad (1)$$

$$s(t) = \sqrt{E_c} \sum_n b_n \left[ a_n^{(I)} h(t - nT_c) \cos(2\pi f_0 t + \varphi) + a_n^{(Q)} h(t - nT_c) \sin(2\pi f_0 t + \varphi) \right] \quad (2)$$

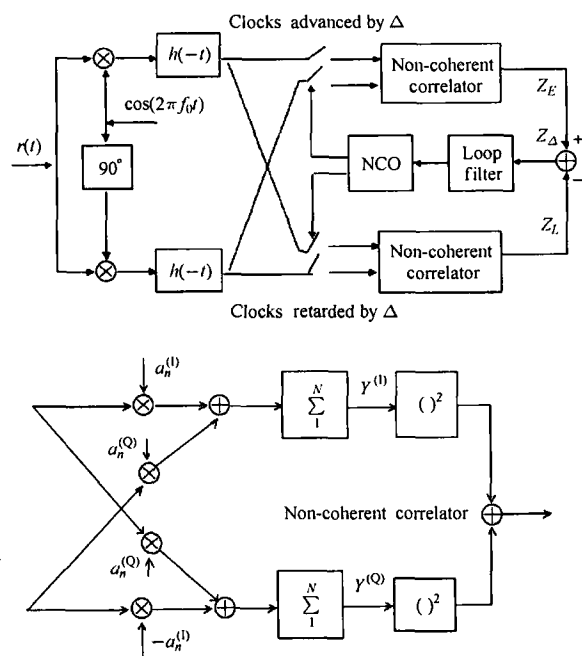


图 1 传统非相干定时跟踪环 (NCELG)  
Fig.1 Traditional non-coherent timing tracking loop

式中  $a_n^{(I)}$ ,  $a_n^{(Q)}$  分别是 I 路, Q 路扩频码, 相互正交, 此处假设为随机二进制序列;  $b_n$  是第  $n$  时刻信息比特的取值 ( $\pm 1$  等概);  $n$  是 Chip 编号;  $\tau$  是发送信号的到达延迟;  $\varphi$  是发送信号的载波相位;  $n(t)$  是单边功率谱密度为  $N_0$  的加性高斯白噪声;  $E_c$  是 Chip 能量;  $T_c$  是 Chip 持续时间;  $f_0$  是发送信号的载波频率;  $h(t)$  是等效信道滤波器的冲激响应 (满足归一化条件  $\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 = 1$ )。

## 2.1 改进型非相干定时跟踪环(NCIELG)

图2为改进型非相干定时跟踪环实现方案,超前时刻输入采样值与滞后时刻输入采样值相减,然后与本地PN码相关可得到超前、滞后复相关值之差 $Y_{\Delta}^{(1)}+jY_{\Delta}^{(Q)}$ 。基于利用准时支路作为相位参考的想法,通过将 $Y_{\Delta}^{(1)}+jY_{\Delta}^{(Q)}$ 与准时支路复相关值 $Y_I^{(1)}+jY_I^{(Q)}$ 的复共轭相乘,结果作为定时误差检测量。相对于传统定时误差检测器,改进型环路定时误差检测只需一组非相干相关器,从而节省了约一半乘法和加法运算。

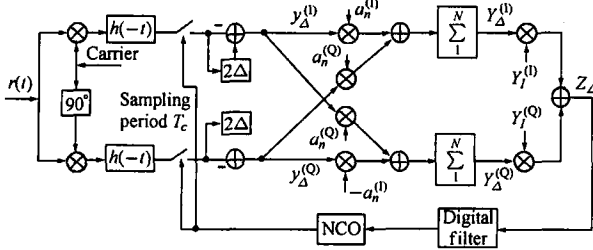


图2 改进型非相干定时跟踪环(NCIELG)

Fig.2 Modified non-coherent timing tracking loop

对应于超前时刻和滞后时刻输入采样值相减,结果表示为

$$y_{\Delta}^{(1)}+jy_{\Delta}^{(Q)}=[y_E^{(1)}-y_L^{(1)}]+j[y_E^{(Q)}-y_L^{(Q)}] \quad (3)$$

其中 $y_E^{(1)}$ ,  $y_E^{(Q)}$ 和 $y_L^{(1)}$ ,  $y_L^{(Q)}$ 分别为超前时刻和滞后时刻I, Q两路输入信号的采样值。

上述差值进入非相干相关器与本地PN码相关,相关输出的实部和虚部分别为

$$\left. \begin{aligned} Y_{\Delta}^{(1)} &= \sum_{n=1}^N [y_{\Delta}^{(1)} a_n^{(1)} + y_{\Delta}^{(Q)} a_n^{(Q)}] \\ &= \sum_{n=1}^N [\sqrt{E_c} b_n [R(\tau-\Delta) - R(\tau+\Delta)] \cos \phi + v_{\Delta}^{(1)}] \\ Y_{\Delta}^{(Q)} &= \sum_{n=1}^N [y_{\Delta}^{(1)} a_n^{(Q)} - y_{\Delta}^{(Q)} a_n^{(1)}] \\ &= \sum_{n=1}^N [\sqrt{E_c} b_n [R(\tau-\Delta) - R(\tau+\Delta)] \sin \phi + v_{\Delta}^{(Q)}] \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

其中 $R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \cos(2\pi f\tau) df$ 为 $h(t)$ 的自相关函数;

$v_{\Delta}^{(1)}$ ,  $v_{\Delta}^{(Q)}$ 是零均值的独立高斯随机过程,且

$$E[v_{\Delta}^{(1)}] = E[v_{\Delta}^{(Q)}] = 0; \text{Var}[v_{\Delta}^{(1)}] = \text{Var}[v_{\Delta}^{(Q)}] \leq I_0 \quad (5)$$

式中 $I_0$ 包含了白噪声和码片间串扰两部分的贡献(为简单计,方差表达式近似取等号)。令 $R_{\Delta} = R_E - R_L$ ,则

$$E[Y_{\Delta}^{(1)}] = N\sqrt{E_c} b_n R_{\Delta} \cos \phi, \quad E[Y_{\Delta}^{(Q)}] = N\sqrt{E_c} b_n R_{\Delta} \sin \phi \quad (6)$$

准时支路复相关值为 $Y_I^{(1)}+jY_I^{(Q)}$ ,其中 $Y_I^{(1)}$ ,  $Y_I^{(Q)}$ 是独立高斯随机过程。令 $R_I = R(\tau)$ ,则

$$\left. \begin{aligned} E[Y_I^{(1)}] &= N\sqrt{E_c} b_n R_I \cos \phi, \quad E[Y_I^{(Q)}] = N\sqrt{E_c} b_n R_I \sin \phi \\ \text{Var}[Y_I^{(1)}] &= \text{Var}[Y_I^{(Q)}] = I_0/2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

超前、滞后相关值之差与准时支路相关值复共轭相乘,取实部作为定时误差检测统计量:

$$Z_{\Delta}(\tau) = \text{Re}\left\{ (Y_{\Delta}^{(1)}+jY_{\Delta}^{(Q)}) (Y_I^{(1)}+jY_I^{(Q)})^* \right\} = Y_{\Delta}^{(1)}Y_I^{(1)} + Y_{\Delta}^{(Q)}Y_I^{(Q)} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \therefore E[Z_{\Delta}] &= E[Y_E^{(1)}Y_I^{(1)}] + E[Y_E^{(Q)}Y_I^{(Q)}] - E[Y_L^{(1)}Y_I^{(1)}] - E[Y_L^{(Q)}Y_I^{(Q)}] \\ &= N^2 E_c R_I R_{\Delta} \end{aligned} \quad (9)$$

注意到 $C = \text{Cov}[Y_E^{(1)}, Y_I^{(1)}] = \text{Cov}[Y_E^{(Q)}, Y_I^{(Q)}] = \text{Cov}[Y_L^{(1)}, Y_I^{(1)}]$   
 $= \text{Cov}[Y_L^{(Q)}, Y_I^{(Q)}]$ ,故

$$\begin{aligned} E[(Y_{\Delta}^{(1)}Y_I^{(1)})^2] &= E[(S_{\Delta}^{(1)}(S_I^{(1)})^2)^2] + 4E[S_{\Delta}^{(1)}S_I^{(1)}]E[n_{\Delta}^{(1)}n_I^{(1)}] \\ &\quad + E[(n_{\Delta}^{(1)})^2(n_I^{(1)})^2] + E[(S_{\Delta}^{(1)})^2(n_I^{(1)})^2] \\ &\quad + E[(n_{\Delta}^{(1)})^2(S_I^{(1)})^2] \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} E[Y_{\Delta}^{(1)}] &= S_{\Delta}^{(1)}, n_{\Delta}^{(1)} = Y_{\Delta}^{(1)} - E[Y_{\Delta}^{(1)}]; \quad E[Y_I^{(1)}] = S_I^{(1)}, n_I^{(1)} = Y_I^{(1)} \\ &\quad - E[Y_I^{(1)}]. \end{aligned}$$

由于 $E[S_{\Delta}^{(1)}S_I^{(1)}]E[n_{\Delta}^{(1)}n_I^{(1)}] = 0$

$$\begin{aligned} E[(n_{\Delta}^{(1)})^2(n_I^{(1)})^2] &= E[(n_{\Delta}^{(1)})^2]E[(n_I^{(1)})^2] + 2[E(n_{\Delta}^{(1)}n_I^{(1)})]^2 \\ &= E[(n_{\Delta}^{(1)})^2]E[(n_I^{(1)})^2] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E[(n_{\Delta}^{(1)})^2] &= E[(n_E^{(1)} - n_L^{(1)})^2] \\ &= E[(n_E^{(1)})^2] + E[(n_L^{(1)})^2] - 2E[n_E^{(1)}n_L^{(1)}] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E[(Y_{\Delta}^{(1)}Y_I^{(1)})^2] &\leq N^4 E_c^2 R_{\Delta}^2 R_I^2 \cos^4 \phi + (NI_0)^2/2 \\ &\quad + N^2 E_c (2R_I^2 + R_{\Delta}^2) \cos^2 \phi (NI_0/2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E[(Y_{\Delta}^{(1)}Y_I^{(1)} + Y_{\Delta}^{(Q)}Y_I^{(Q)})^2] &= E[(Y_{\Delta}^{(1)}Y_I^{(1)})^2] + E[(Y_{\Delta}^{(Q)}Y_I^{(Q)})^2] \\ &\quad + 2E[(Y_{\Delta}^{(1)}Y_I^{(1)})]E[(Y_{\Delta}^{(Q)}Y_I^{(Q)})] \\ &\leq N^4 E_c^2 R_{\Delta}^2 R_I^2 + N^3 E_c I_0 (2R_I^2 \\ &\quad + R_{\Delta}^2)/2 + (NI_0)^2 \end{aligned} \quad (10)$$

$$\therefore \text{Var}[Z_{\Delta}] \leq (NI_0)^2 + N^3 E_c I_0 (2R_I^2 + R_{\Delta}^2)/2 \quad (11)$$

为便于比较,以下依次给出传统非相干定时跟踪环和理想相干定时跟踪环误差信号的统计特性。

## 2.2 传统非相干定时跟踪环(NCELG)

传统非相干定时跟踪环(如图1),其定时误差检测需要使用两组复相关器以分别得到对应于超前支路和滞后支路的非相干相关值,两值相减,结果作为定时误差检测统计量。

对于滞后支路,积分结果如下:

$$\left. \begin{aligned} Y_L^{(1)} &= N\sqrt{E_c} R(\tau+\Delta) \cos \phi + \sum_{n=1}^N v_n^{(1)} \\ Y_L^{(Q)} &= N\sqrt{E_c} R(\tau+\Delta) \sin \phi + \sum_{n=1}^N v_n^{(Q)} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

其中 $v_n^{(1)}$ ,  $v_n^{(Q)}$ 是独立高斯随机变量,且 $E[v_n^{(1)}] = E[v_n^{(Q)}] = 0$ ,

$\text{Var}[v_n^{(1)}] = \text{Var}[v_n^{(0)}] = I_0/2$ 。因此

$$E[Z_L] = E\left[\left(Y_L^{(1)}\right)^2 + \left(Y_L^{(0)}\right)^2\right] = N\left(NE_cR_L^2 + I_0\right) \quad (13)$$

于是

$$E[Z_L^2] = N^4E_c^2R_L^4 + 4N^3I_0E_cR_L^2 + 2N^2I_0^2 \quad (14)$$

$$\text{Var}[Z_L] = E[Z_L^2] - [E(Z_L)]^2 = 2N^3I_0E_cR_L^2 + N^2I_0^2 \quad (15)$$

对超前支路有类似结果。令  $R_E = R(\tau - \Delta)$ ，得

$$E[Z_\Delta(\tau)] = N^2E_c[R_E^2 - R_L^2] \quad (16)$$

$$\text{Var}[Z_\Delta(\tau)] \leq 2N^3I_0E_c(R_E^2 + R_L^2) + 2(NI_0)^2 \quad (17)$$

该推导过程参考了文献[3]第三章，并且纠正了文献[3]的一处错误(式(17))。

### 2.3 传统相干定时跟踪环(CELG)

在接收机获得相干载波并且已经解数据调制的前提下，理想的相干定时误差检测统计量为

$$Z_\Delta(\tau) = Y_E^{(1)} - Y_L^{(1)} \quad (18)$$

$$E[Z_\Delta(\tau)] = N\sqrt{E_c}[R_E - R_L] \quad (19)$$

$$\text{Var}[Z_\Delta(\tau)] \leq NI_0 \quad (20)$$

## 3 理论分析与仿真

为便于分析，定义归一化检测函数如下：

$$G_{\text{NCIELG}}[\tau/T_c] = R(\tau)[R(\tau - \Delta) - R(\tau + \Delta)] \quad (21)$$

$$G_{\text{NCELG}}[\tau/T_c] = [R^2(\tau - \Delta) - R^2(\tau + \Delta)] \quad (22)$$

$$G_{\text{CELG}}[\tau/T_c] = [R(\tau - \Delta) - R(\tau + \Delta)] \quad (23)$$

### 3.1 鉴相特性

时间受限和带宽受限两种极限条件下<sup>[3,4]</sup>的鉴相S曲线分别如图3，图4( $\Delta=0.5T_c$ )。从图中可见，定时误差检测函数均具有奇对称特性。相对而言，新方案的鉴相范围较传统方案有所减小。

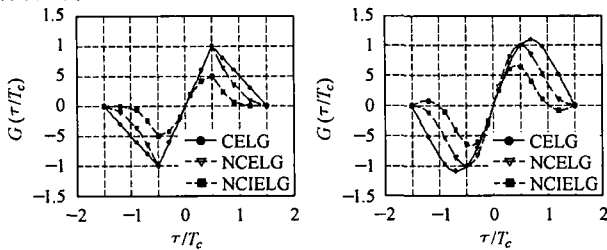


图3 鉴相S曲线  
( $\Delta=0.5T_c$ , 时间受限)  
Fig.3 S-curve  
( $\Delta=0.5T_c$ , Time-limited)

图4 鉴相S曲线  
( $\Delta=0.5T_c$ , 带宽受限)  
Fig.4 S-curve  
( $\Delta=0.5T_c$ , Band-limited)

图5和图6给出了 $\Delta=T_c$ 时，时间受限和带宽受限两种极限条件下的鉴相S曲线。此时传统NCELG型定时跟踪环在 $\tau=0$ 附近 $dG(\tau/T_c)/d(\tau/T_c)=0$ ，不能形成有效误差信号。改进的NCIELG型定时跟踪环仍能正常工作。

现在令  $k = [dG(\tau/T_c)/d(\tau/T_c)]_{\tau=0}$ ，可以证明：

时间有限情形下：

$$k_{\text{NCELG}} = 4(1 - \Delta/T_c), \quad k_{\text{NCIELG}} = 2 \quad (24)$$

因此  $\Delta=0.5T_c$  时， $k_{\text{NCELG}} = k_{\text{NCIELG}} = 2$ ； $\Delta=T_c$  时， $k_{\text{NCELG}}$

$= 0$ ， $k_{\text{NCIELG}} = 2$ ，与图5结果一致。

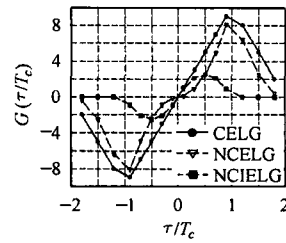


图5 鉴相S曲线  
( $\Delta=T_c$ , 时间受限)  
Fig.5 S-curve  
( $\Delta=T_c$ , Time-limited)

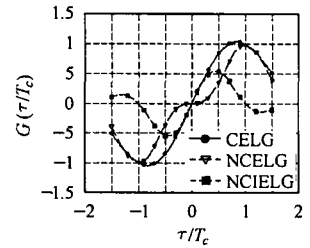


图6 鉴相S曲线  
( $\Delta=T_c$ , 带宽受限)  
Fig.6 S-curve  
( $\Delta=T_c$ , Band-limited)

带宽有限情形下：

$$\left. \begin{aligned} k_{\text{NCELG}} &= 4 \sin(\pi\Delta/T_c) [\sin c(\pi\Delta/T_c) - \cos(\pi\Delta/T_c)] / [\pi(\Delta/T_c)^2] \\ k_{\text{NCIELG}} &= 2 [\sin(\pi\Delta/T_c) - (\pi\Delta/T_c)\cos(\pi\Delta/T_c)] / [\pi(\Delta/T_c)^2] \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

因此  $\Delta=0.5T_c$  时， $k_{\text{NCELG}} = 32/\pi^2$ ， $k_{\text{NCIELG}} = 8/\pi$ ； $\Delta=T_c$  时， $k_{\text{NCELG}} = 0$ ， $k_{\text{NCIELG}} = 2$ ，与图6结果一致。

### 3.2 检测性能比较

作为性能的评价，定义参量  $\rho = k^2 / (\text{Var}[Z_\Delta])$  作为定时误差检测器输出等效信噪比，并将方差上界作为方差的近似值。定义  $R'(\Delta) = (dR(\tau)/d\tau)|_{\tau=\Delta}$ ， $\mu = E_s/I_0 = NE_c/I_0$  为信噪比，可得

NCIELG超前/滞后非相干型：

$$\rho_{\text{NCIELG}} \approx 4\mu R'^2(\Delta) / (1 + \mu^{-1}) \quad (26)$$

NCELG超前/滞后非相干型：

$$\rho_{\text{NCELG}} \approx 4\mu R'^2(\Delta) / \left[1 + (2\mu R'^2(\Delta))^{-1}\right] \quad (27)$$

CELG超前/滞后相干型：

$$\rho_{\text{CELG}} \approx 4\mu R'^2(\Delta) \quad (28)$$

图7和图8( $\Delta=0.5T_c$ )分别示出了时间受限和带宽受限两种极限条件下的参量 $\rho$ 相对于信噪比变化趋势。可见，改进的NCIELG型非相干检测器性能好于传统NCELG型非相干检测器( $E_s/I_0=3\text{dB}$ 处，改善值约1.3dB)，更接近理想的CELG型相干检测器。在带宽严格受限的条件下，NCIELG型非相干检测器的性能改善值有所降低。

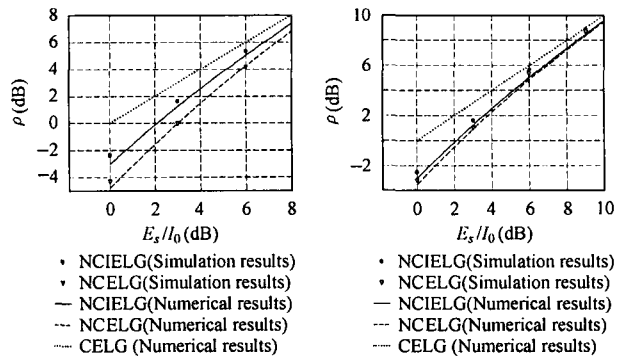


图7 参量 $\rho$ ( $\Delta=0.5T_c$ , 时间受限)  
Fig.7 Plot of parameter  $\rho$   
( $\Delta=0.5T_c$ , Time-limited)

图8 参量 $\rho$ ( $\Delta=0.5T_c$ , 带宽受限)  
Fig.8 Plot of parameter  $\rho$   
( $\Delta=0.5T_c$ , Band-limited)

作为对比验证, 图7、图8同时给出了时间受限、带宽受限条件下, 参量 $\rho$ 随信噪比变化的计算机仿真结果。仿真时, 选用周期 $N=511$ 的Gold序列, 并且 $\Delta=0.5T_c$ 。以上结果表明, 理论分析与仿真结果基本相符。

图9给出了 $\Delta=0.75T_c$ 时, 时间受限和带宽受限两种极限条件下的参量 $\rho$ 相对于信噪比变化趋势的理论分析和计算机仿真结果。可以看出, 性能改善更为明显(典型信噪比 $E_s/I_0=3\text{dB}$ 处, 改善值约3-5dB), 且理论分析与仿真结果符合得较好。研究还发现, 在 $\Delta$ 从 $T_c$ 开始逐渐减小为0过程中, 新方案和传统方案检测器输出信噪比均增加, 但传统方案性能增长速率高于新方案。在 $\Delta$ 由 $0.5T_c$ 开始逐渐减小至 $0.25T_c$ 过程中, 新方案的性能与传统方案性能逐步接近。这主要是由于超前与滞后臂相关值之和的信噪比逐渐增加并超过准时臂相关值信噪比。

图10给出了参量 $k$ 相对于 $\Delta$ 的变化规律。可见, 改进的NCIELG型DLL环在 $\Delta=T_c$ 时仍能形成有效误差信号。

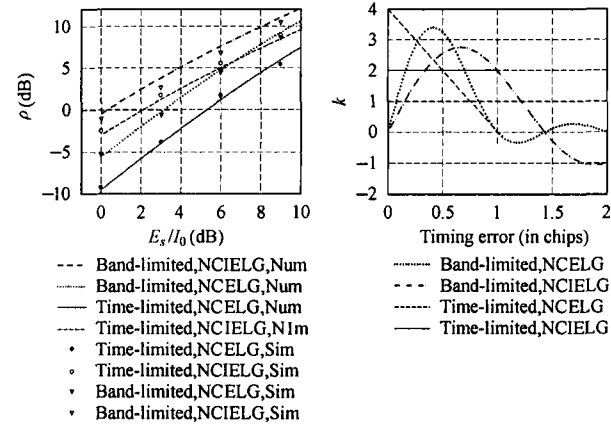


图9 参量 $\rho$  ( $\Delta=0.75T_c$ )  
Fig.9 Plot of parameter  $\rho$  ( $\Delta=0.75T_c$ )

图10  $k$ - $\Delta$ 变化规律  
Fig.10 Plot of coefficient  $k$

3.3 定时误差概率密度函数

NCIELG改进型非相干定时跟踪环的检测统计量可写作  $Z_\Delta = N^2 E_c G(\tau/T_c) + N$ 。

检测统计量中, 有效控制信号为  $S = N^2 E_c G(\tau/T_c)$ ,  $N$ 为噪声项。假定 $h(k)$ 为环路滤波器的冲激响应,  $K_{NCO}$ 为数控振荡器(NCO)的增益。令  $\Delta t = t_k - t_{k-1}$ ,  $\hat{t}_k$ 表示 $t_k$ 的估计值,  $\tau_k = (t_k - \hat{t}_k)/T_c$ 为定时误差。对于一阶环, 可得<sup>[5]</sup>

$$\tau_k = \tau_{k-1} - K_{NCO} \Delta t Z_{k-1} \quad (29)$$

为简化分析, 近似认为误差检测统计量  $Z_k = S_k + N_k$  中的噪声项  $N_k$  为高斯分布, 并将定时误差  $\tau_k$  看作离散时间、连续取值的马尔柯夫过程。在给定初始值  $\tau_0$  条件下, 定时误差  $\tau_k$  的概率密度函数(pdf)可Chapman-Kolmogorov(C-K)方程<sup>[5]</sup>求得

$$p_k(\tau|\tau_0) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{k-1}(\tau|x) p_{k-1}(x|\tau_0) dx \quad (30)$$

其中  $p_k(\tau|\tau_0)$  为给定初始状态  $\tau_0$  条件下  $\tau_k$  的概率密度函数,  $f_{k-1}(\tau|x)$  为给定  $\tau_{k-1} = x$  条件下  $\tau_k$  的转移概率密度函数,

$f_{k-1}(\tau|x)$  与时间 $k$ 无关。当  $p_k(\tau|\tau_0) = p_{k-1}(\tau|\tau_0)$  时, 认为达到了稳态。

图11是时间受限,  $\tau_0 = 0$ ,  $K_{NCO} \Delta t P = 0.5$ , 稳态概率密度分布函数  $p_k(\tau|\tau_0)$ , 其中  $P = E[S_{k-1}^2]$ 。

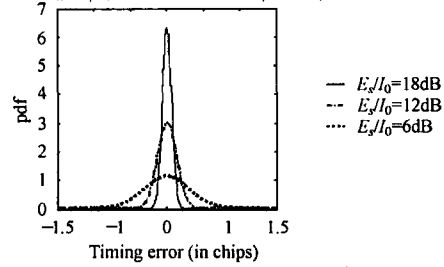


图11 概率密度分布函数  $p_k(\tau|\tau_0)$   
Fig.11 Steady state timing error pdf  $p_k(\tau|\tau_0)$

3.4 平均失锁时间

假定经过  $\bar{n}$  个平均采样周期后, 环路定时误差  $\tau_k$  首次超越预设门限  $\pm\tau_b$ , 锁定检测器将指示失锁。

利用C-K方程, 可求得平均失锁步数:

$$\bar{n} = \sum_{k=1}^{\infty} k P_k = 1 + \int_{-\tau_b}^{\tau_b} \sum_{k=1}^{\infty} q_k(\tau) d\tau \quad (31)$$

其中  $\int_{-\tau_b}^{\tau_b} q_0(\tau) d\tau = 1$ 。利用  $q(\tau) = \sum_{k=0}^{\infty} q_{k+1}(\tau) = \int_{-\tau_b}^{\tau_b} f_{k-1}(\tau|x) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} q_k(x) dx$ , 可求平均失锁时间  $\bar{T}_L = \bar{n} \cdot \Delta t$ 。

图12, 13分别示出了时间、带宽受限条件下的平均失锁步数, 其中  $\tau_b = 0.5T_c$ 。可见, 在两种极限条件下, 改进型非相干定时跟踪环的平均失锁性能均好于传统非相干定时跟踪环。

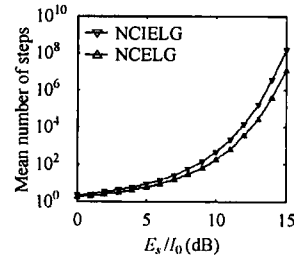


图12 平均失锁时间(时间受限)  
Fig.12 MTLT for  $\Delta=0.5T_c$ (Time-limited)

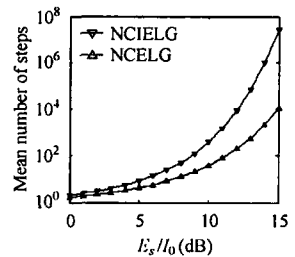


图13 平均失锁时间(带宽受限)  
Fig.13 MTLT for  $\Delta=0.5T_c$ (Band-limited)

4 结束语

本文提出一种利用准时支路相关值的NCIELG型非相干PN码定时跟踪环实现方案, 分析了误差信号鉴相特性, 导出了均值和方差, 给出了相应一阶环的稳态概率密度函数和平均失锁时间。

与传统非相干PN码定时跟踪环的对比表明: 改进的NCIELG型非相干定时跟踪环在时间受限和带宽受限两种极限形式下, 定时误差检测、平均失锁时间等性能均明显好于传统的NCELG非相干定时跟踪环, 并且接收机设备明显简化。相关结果通过必要的计算机仿真得到了验证。

## 参考文献

- [1] Gaudenzi R D, Luise M. Decision-directed coherent delay-lock tracking loop for DS-spread-spectrum signals. *IEEE Trans. on Communications*, 1991, 30(5): 758-765.
- [2] Gaudenzi R D, Luise M. A digital chip timing recovery loop for band-limited direct sequence spread spectrum signals. *IEEE Trans. on Communications*, 1993, 41(11): 1760-1769.
- [3] Viterbi A J 著. 李世鹤等译. CDMA 扩频通信原理. 北京: 人民邮电出版社, 1997: 58-66.
- [4] Yost R A, Boyd R W. A modified PN code tracking loop: Its performance analysis and comparative evaluation. *IEEE Trans. on Communications*, 1982, COM-30(5): 1027-1036.
- [5] Su Szu-Lin, Yen Nan-Yang. Performance of digital code tracking loops for direct sequence spread spectrum signals in mobile radio channels. *IEEE Trans. on Communications*, 1997, 45(5): 596-604.
- [6] Scheim J, Bobrovsky B Z. Computationally efficient discriminators for code-tracking loops. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2003, 52(3): 727-732.

罗武: 男, 1970年生, 副教授, 研究方向为扩频通信、多载波通信、嵌入式系统等。

王伟平: 男, 1981年生, 硕士生, 研究方向为数字通信、信号处理等。

董明科: 男, 1973年生, 讲师, 研究方向为数字通信、信号处理等。

梁庆林: 男, 1941年生, 教授, 研究方向为数字通信、信号处理等。