

一种无需导频的适用于差分 OFDM 系统的符号与 采样钟联合同步方法¹

王亚莉 张海林 王育民

(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室 西安 710071)

摘 要: 该文提出了一种适用于 OFDM 系统的联合符号和采样钟同步校正方法, 其中同步校正是在数字域通过改变对接收过采样信号的插值 (interpolation) 和抽取 (decimation) 实现的. 这种方法在发送端相邻载波间采用差分 QPSK 调制, 在接收端利用 QPSK 的差分解调信号获得同步误差信号, 从而获得关于 OFDM 符号同步和采样钟同步调整的算法, 其特点是无需专门的同步导频信号. 所提出算法的同步性能在高斯白噪声信道和多径衰落信道均得到验证.

关键词: OFDM, 符号同步, 采样钟同步, 插值, 抽取

中图分类号: TN919.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)06-0882-07

A Combined Symbol and Sampling Clock Synchronization Method Applied for Differentially Modulated OFDM Systems without Pilot Carriers

Wang Ya-li Zhang Hai-lin Wang Yu-min

(National Key Lab on Integrated Service Network, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract This paper presents a combined symbol and sampling clock synchronization method for OFDM systems. Especially, the timing correction is obtained by interpolation or decimation over sampled signal. This method utilizes the differentially modulated subcarriers in transmitter to obtain the synchronization error signal. The error signal is smoothed by loop filter, then it is used to change the control register of interpolator and decimator. The proposed algorithm can track the frequency shift of sampling clock. The algorithm is simulated in both AWGN and multipath fading channel. Simulation results show that the proposed algorithm is very effective on recovering timing errors of OFDM systems.

Key words OFDM, Symbol synchronization, Sample clock synchronization, Interpolation, Decimation

1 引言

OFDM 是一种正交多载波系统. 它具有很多优点, 例如能有效地抵抗信道的频率选择性衰落、脉冲噪声和共道干扰的影响^[1], 具有较高的频带利用率等. 然而, 它也有许多难以克服的缺点, 例如 OFDM 信号的峰平比比较高, 因此对非线性失真较敏感; 它对符号同步的要求比较高; 对载波频偏、相位偏移很敏感, 相对于子载波间隔来说很小的载波频偏就能引起系统性能的大幅下降^[2]. 其中, OFDM 调制信号的符号同步和采样钟同步问题是非常重要的, 同步性能的好坏常常决定通信系统的可靠程度, 因此如何有效地估计并且校正同步误差, 是我们应加以关注的^[3-5].

OFDM 系统的定时同步由两部分构成: 符号同步和采样钟调整. 其中符号同步是使接收端的 FFT 窗与发送端保持一致; 而采样钟调整是为了使 FFT 窗内有与发送端相同的样点数.

¹ 2002-12-22 收到, 2003-07-22 改回

国家自然科学基金重大研究计划资助课题 (90104019)

OFDM 系统在初始化时, 首先进行符号同步, 然后进行采样钟调整。然而, 除非采样钟调整已经结束, 否则采样钟频率偏移会使一个 OFDM 符号内的数据样点增加或减少, 而这又会产生符号同步误差。因此, 在 OFDM 系统中, 符号同步和采样钟同步是相互影响的, 并且通常是分开来考虑的。

本文提出了一种联合符号和采样钟同步算法, 这种算法能够跟踪由于采样钟的频率偏移造成的符号同步误差。

2 OFDM 系统模型

假设 OFDM 系统有 N 个子信道, 则发送的一帧 OFDM 信号为

$$S = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi \frac{k}{T} t}, \quad 0 < t < T \quad (1)$$

连续发送的时域 OFDM 信号表示为

$$S_{\text{all}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{i,k} e^{j2\pi \frac{k}{T} [t-i(T+T_g)]} g[t-i(T+T_g)] \quad (2)$$

其中 $X_{i,k}$ 表示第 i 个符号, 第 k 个子信道上调制的信号, 它通常取自一个固定的星座集; 整个符号周期为 $(T+T_g)$, 保护间隔时间为 T_g , 保护间隔的长度应大于信道延迟时间, 这样在接收端通过去掉保护间隔, 可减少 ISI 的作用; 子信道间隔为 $\Delta f = 1/T$; $g(t)$ 为发送滤波器波形:

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq (T+T_g) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

信号通过一个频率选择性衰落信道传输:

$$h(\tau, t) = \sum_{i=0}^{l-1} h_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (4)$$

其中 l 为信道数目, 信道的最大延迟满足 $\tau_{\max} < T_g$, $h_i(t)$ 为第 i 个信道的脉冲响应函数。接收端的采样信号为

$$r(nT_s) = \sum_{i=0}^{l-1} h_i(nT_s) s(nT_s - \tau_i) + n(nT_s) \quad (5)$$

其中 T_s 为采样周期且满足 $T = NT_s$, $n(nT_s)$ 为采样的高斯白噪声。由于保护间隔的作用, 信号与信道的线性卷积可用循环卷积代替, 因此对接收的信号作 FFT 后解调出的频域信号为

$$Y_{i,k} = X_{i,k} H_{i,k} + N_{i,k} \quad (6)$$

其中 $N_{i,k}$ 是方差为 σ_n^2 的高斯白噪声样本值, $H_{i,k}$ 为第 i 个符号, 第 k 个子载波处的信道频率响应:

$$H_{i,k} = \sum_{i=0}^{l-1} h_i(nT_s) e^{-j2\pi \tau_i k/T} \quad (7)$$

3 本文提出的算法

这一部分给出本文提出的算法，图 1 所示为本文使用的定时同步系统的原理框图。需要注意的是，发送端信号采样速率为 T_s ，接收端信号采样速率为 T_c ， T_c 满足奈奎斯特采样定理并且与 T_s 无任何关联。

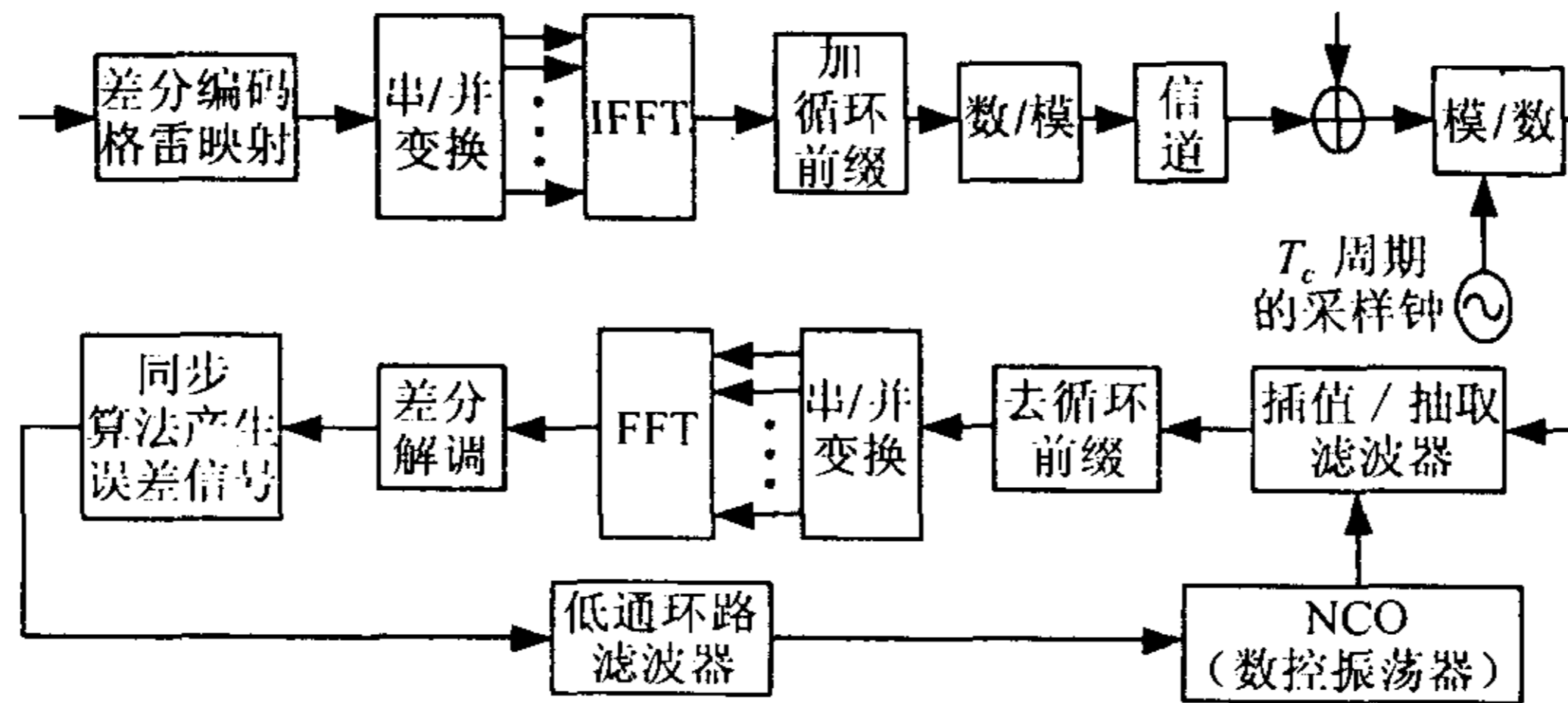


图 1 本文采用的联合符号、采样钟同步校正原理框图

图 2 所示为传统上的符号和采样钟同步原理框图，比较图 1 和图 2 可知，图 1 接收端的采样钟与发送端的采样钟是异步的，并且不受同步算法的控制，而图 2 接收端的采样钟受同步算法的控制以达到与发送端同步；图 2 通过对同步算法估计的误差信号取整，可获得明显的对 OFDM 符号同步的调整，而图 1 并没有明显的区分误差信号的整数部分与小数部分，对 OFDM 符号同步是通过对接收的以 T_c 采样的信号的插值和抽取实现的，具体的实现方法在后面讲述。

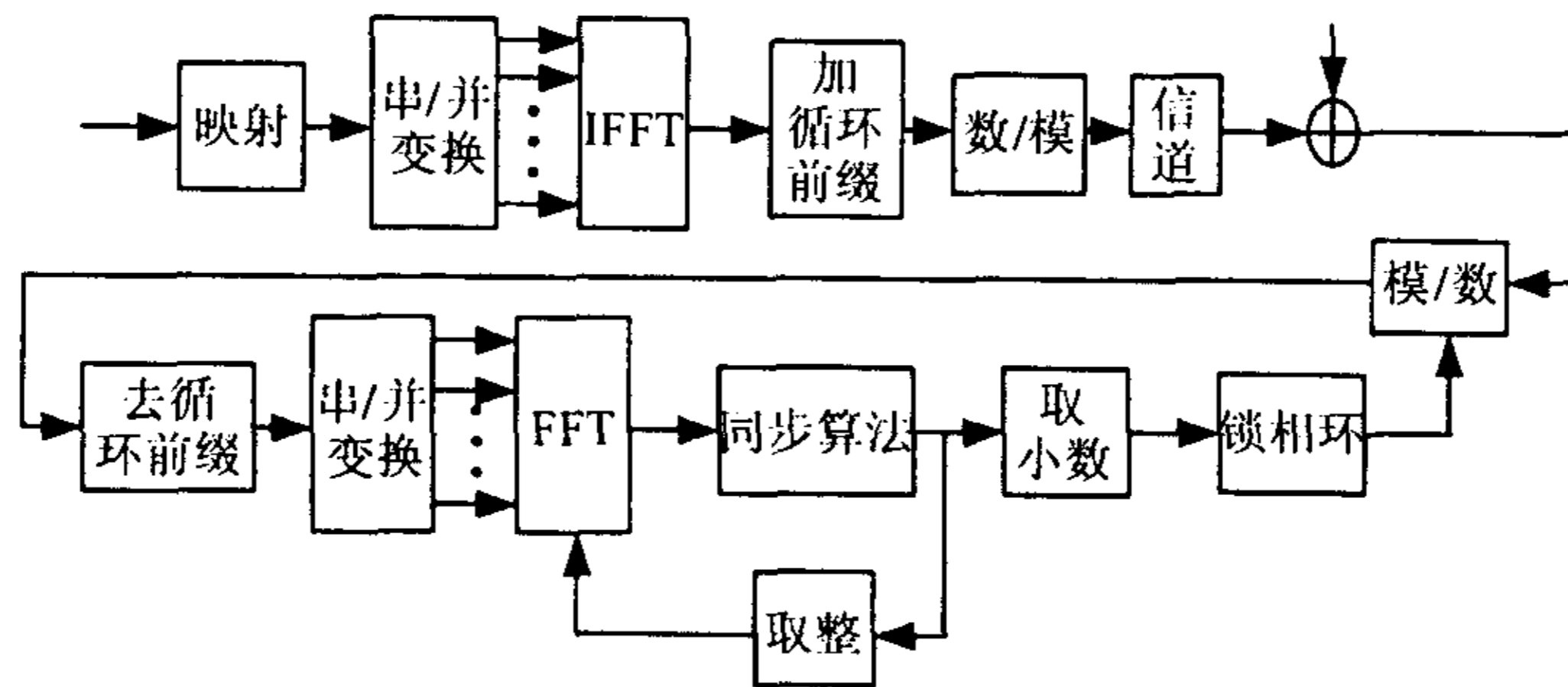


图 2 传统上的符号、采样钟联合同步原理框图

本文所提出的算法前提为：每一帧发送信息序列沿子载波顺序进行 QPSK 差分编码调制。差分编码方式如表 1 所示。

表 1 QPSK 差分编码表

当前输入	前一个状态			
	00	01	11	10
00	00	01	11	10
01	01	11	10	00
11	11	10	00	01
10	10	00	01	11

对差分编码后的信号进行格雷映射后进行 IFFT 调制，格雷映射的星座图如图 3：

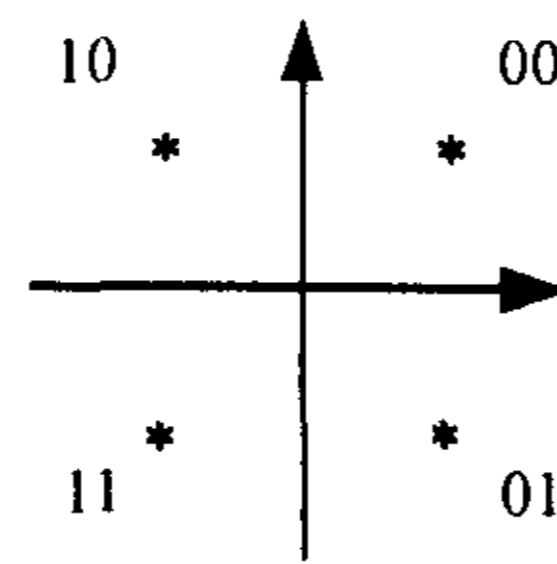


图 3 格雷映射表

假设接收端时延为 ϵT_s , 接收端解调后的第 m 子信道信号为 r_m , 第 $m + 1$ 子信道信号为 r_{m+1} , 则 r_m 和 r_{m+1} 如下式所示

$$r_m = H_m x_m e^{j2\pi m \epsilon / N} + w_m \tag{8}$$

$$r_{m+1} = H_{m+1} x_{m+1} e^{j2\pi(m+1)\epsilon / N} + w_{m+1} \tag{9}$$

其中 $x_m, w_m, x_{m+1}, w_{m+1}$ 分别为第 m 和第 $m + 1$ 子信道的发送端信号和接收端噪声, H_m, H_{m+1} 为信道在第 m 和第 $m + 1$ 子信道处的频域响应. 由式 (8), (9), 并且假设 $h_m \approx H_{m+1}$, 可得

$$r_m^* r_{m+1} = |H_m|^2 x_m^* x_{m+1} e^{j2\pi \epsilon / N} + N_m \tag{10}$$

由差分编码表 1 和格雷映射星座图 3 可知, $(x_m^* x_{m+1})$ 即为差分解调信号, 对其进行反射即可获得原信息序列, 可取值为 $1, j, -1, -j$, 对应的反射比特为 00, 10, 11, 01. 因此可知, 接收端做解调后, 相邻两个子信道差分解调信号的相位偏移中包含有同步误差信息. 为了获取此相位信息, 首先用 $e^{j\pi/4}$ 乘式 (10) 的两边, 如下式所示:

$$r_m^* r_{m+1} e^{j\pi/4} = |H_m|^2 x_m^* x_{m+1} e^{j\pi/4} e^{j2\pi \epsilon / N} + N_m \tag{11}$$

式 (11) 中, $(x_m^* x_{m+1} e^{j\pi/4})$ 可取值为 $1 + j, -1 + j, -1 - j, 1 - j$, 其所对应的星座反射如图 3 所示. 为了去掉 QPSK 调制的影响, 令 $\Psi_m = r_m^* r_{m+1} e^{j\pi/4}$, 式 (11) 左边乘以 $\text{sgn}(\text{Re}(\Psi_m)) - j \text{sgn}(\text{Im}(\Psi_m))$, 并取虚部, 可得同步误差信号在第 m 子信道的估计 $\hat{\epsilon}_m$ 为

$$\begin{aligned} \hat{\epsilon}_m &= \text{Im}[(r_m^* r_{m+1} e^{j\pi/4}) \cdot (\text{sgn}(\text{Re}(\Psi_m)) - j \text{sgn}(\text{Im}(\Psi_m)))] \\ &= \text{Im}(\Psi_m) \text{sgn}(\text{Re}(\Psi_m)) - \text{Re}(\Psi_m) \text{sgn}(\text{Im}(\Psi_m)) \end{aligned} \tag{12}$$

上述中 $\text{Im}(\cdot)$ 表示取虚部, $\text{Re}(\cdot)$ 表示取实部, $\text{sgn}(\cdot)$ 表示取符号. 由式 (12) 可知差分解调后并且经过 45° 相位旋转的信号去掉相位调制的影响, 其所对应信号的虚部就可以看作是定时误差信号. 对所有子信道的误差信号求和, 可获得最终的同步误差估计信号:

$$\hat{\epsilon} = \sum_m \hat{\epsilon}_m \tag{13}$$

获得的定时误差信号通过二阶低通环路滤波器滤波后用来控制 NCO (Numerically Controlled Oscillator), 从而控制对接收过采样信号的插值和抽取位置, 最终获得同步.

较小的采样钟频率偏差在短时间内不会对 OFDM 符号产生很大的影响, 而长时间的采样钟频偏累积可看作符号误差的一部分, 可通过本文提出的跟踪环路加以校正, 因此本文提出的算法具有可同时校正符号和采样钟频偏的能力.

4 数字定时恢复

在这一节中, 我们讨论在采样钟保持不变的情况下, 如何用数字方法实现同步误差校正^[6]。由图 1 可见, 接收端用固定的时钟 T_c 对信号采样, 且 T_c 与 OFDM 发送端采样时钟 T_s 互不相关, 但是 T_c 应满足奈奎斯特采样定理。我们希望从以 T_c 周期采样获得的信息序列中提取出以 T_s 采样的信息序列, 它们之间有如下关系:

$$nT_s + \hat{\epsilon}T_s = T_c(nT_s/T_c + \hat{\epsilon}T_c/T_s) \tag{14}$$

$$nT_s/T_c + \hat{\epsilon}T_s/T_c = L_{\text{int}}(nT_s/T_c + \hat{\epsilon}T_s/T_c) + \mu_n = m_n + \mu_n \tag{15}$$

式 (15) 中 $m_n = L_{\text{int}}(\cdot)$ 表示小于或等于括号中参数的最大整数, μ_n 是一个小数值, $\hat{\epsilon}T_s$ 是估计出来的定时误差。因此采样时间为 $nT_s + \hat{\epsilon}T_s$ 的信号映射到以 T_c 采样的时间轴上, 可由最接近它的 m_nT_c 处的信号插值获得, 插值滤波器的系数由 μ_nT_c 决定。这种关系可以由图 4 说明。

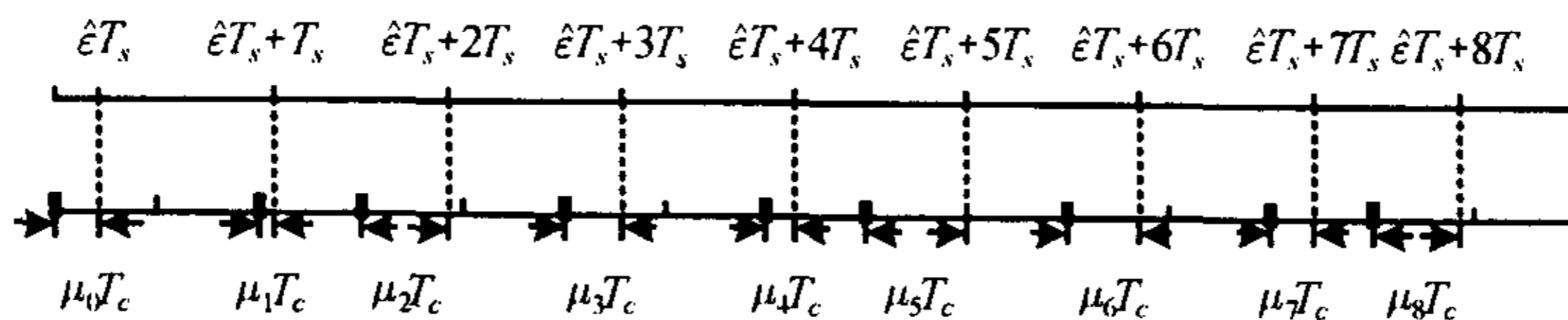


图 4 数字定时恢复原理图

由图 4, 可观察到两种现象: 第一, 随着 n 的变化, 所对应的 μ_nT_c 在变化, 即插值滤波器系数在变化; 第二, 随着 n 的变化, 所对应的 μ_nT_c 图案是不规则的。因此我们的数字定时恢复应能够准确地选择出对应的 m_nT_c 和 μ_nT_c , 这主要由控制寄存器来完成。主要的定时恢复步骤为: 首先, 估计出定时误差 $\hat{\epsilon}T_s$ 。第二, 由 $nT_s + \hat{\epsilon}T_s = m_nT_c + \mu_nT_c$ 得出 $nT_s/T_c + \hat{\epsilon}T_s/T_c - m_n = \mu_n$, 因此令控制寄存器为 $u(n, m) = nT_s/T_c + \hat{\epsilon}T_s/T_c - m$, 信号以 T_c 周期传输, 每个周期 $u(n, m)$ 后变为 $u(n, m + 1)$; 当 $u(n, m) < 0$ 时, 则前一个周期的信号为 m_nT_c , 前一个周期的 $u(n, m)$ 为 μ_nT_c ; 在当前时刻进行插值, 并把插值结果输出, 同时 $u(n, m)$ 变成 $u(n + 1, m)$; 以此类推, 可获得所有的信号。

假设 OFDM 符号周期为 $T = (N + G)T_s$, 其中 N 为 IFFT 个数, G 为循环前缀, T_s 为发送端采样周期。估计出定时误差 $\hat{\epsilon}T_s$ 后, 首先令 NCO 初始值为 $u(n, m)|_{n=0} = \hat{\epsilon}T_s/T_c$, 每接收一个信号, $u(n, m)|_{n=0}$ 减 1, 当 $u(n, m)|_{n=0} < 0$ 时, 则前一个周期的信号为 m_0T_c , 前一个周期的 $u(n, m)$ 为 μ_0T_c , 在当前时刻进行插值, 并将结果存储; 此时 NCO 值变为 $u(n, m)|_{n=1} = T_s/T_c + \hat{\epsilon}T_s/T_c$, 重复执行减 1 的过程, 当 $u(n, m)|_{n=0} < 0$ 时插值, 将结果存储。定义一个计数器, 每插值一次, 计数器加 1, 当计数器值等于 $N + G$ 时, 则认为当前存储的所有 $N + G$ 个信号属于同一个 OFDM 符号, 对其进行去循环前缀及 FFT 运算, 并且计算新的同步定时误差 $\hat{\epsilon}T_s$, 用来重复以上的过程, 直到同步定时误差为零。

5 仿真结果

我们用 simulink 建立了实时仿真系统, 仿真了所提出的联合符号和采样钟同步算法。仿真参数如下: FFT 长度 64, 采样周期 $T_s = 45\text{ns}$, 调制方式为差分 QPSK, 循环前缀长度, 假设定时误差为 $2.4T_s$, 接收端采样速率 $T_c = 10\text{ns}$, 采样钟频偏为 10ppm, 采用两点线性插值滤波器。所提出算法的同步跟踪性能分别在 Gaussian 白噪声信道和多径衰落信道下进行了仿真。采用的多径信道模型为: 5 条相互独立的路径构成, 延迟为 $(0, 2T_s, 4T_s, 6T_s, 8T_s)$, 其功率分布

满足最后一条路径比第一条路径的功率下降 20 dB，多普勒频移分别为 10 Hz, 40 Hz。采用的二阶数字低通环路滤波器如图 5。

图 5 所示滤波器的带宽由 k_p 和 k_i 的值决定。滤波器的作用是滤除噪声对误差估计信号的影响，滤波器带宽越宽，误差估计信号越快收敛为零，但误差信号值的抖动范围也越大；相反，带宽越窄，误差估计信号的收敛速度越慢，但误差信号值的抖动范围也越小。本文选用的滤波器参数为 $k_p = 0.01$, $k_i = 0.001$ 。

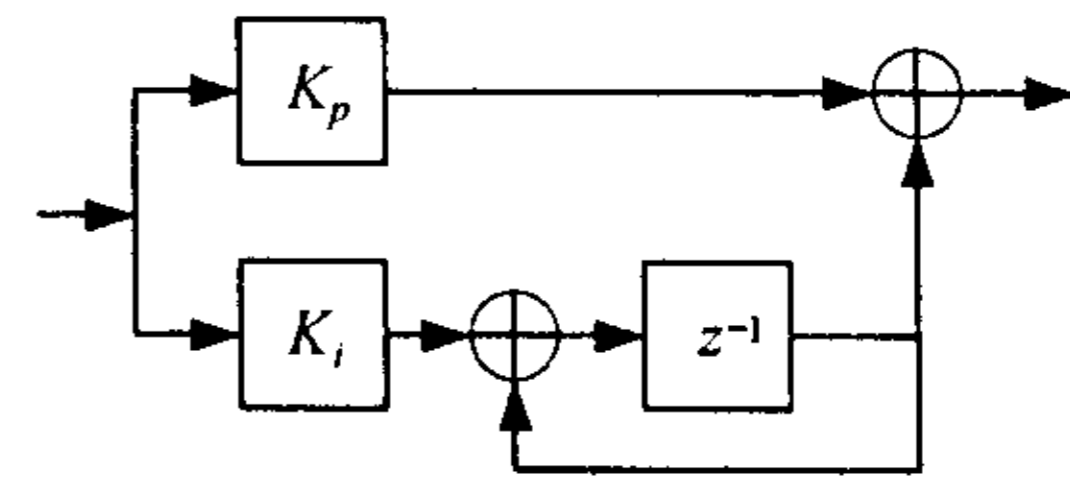


图 5 二阶数字低通环路滤波器

不同信道和信噪比情况下，所提出算法的同步误差跟踪性能如图 6~ 图 11 所示。

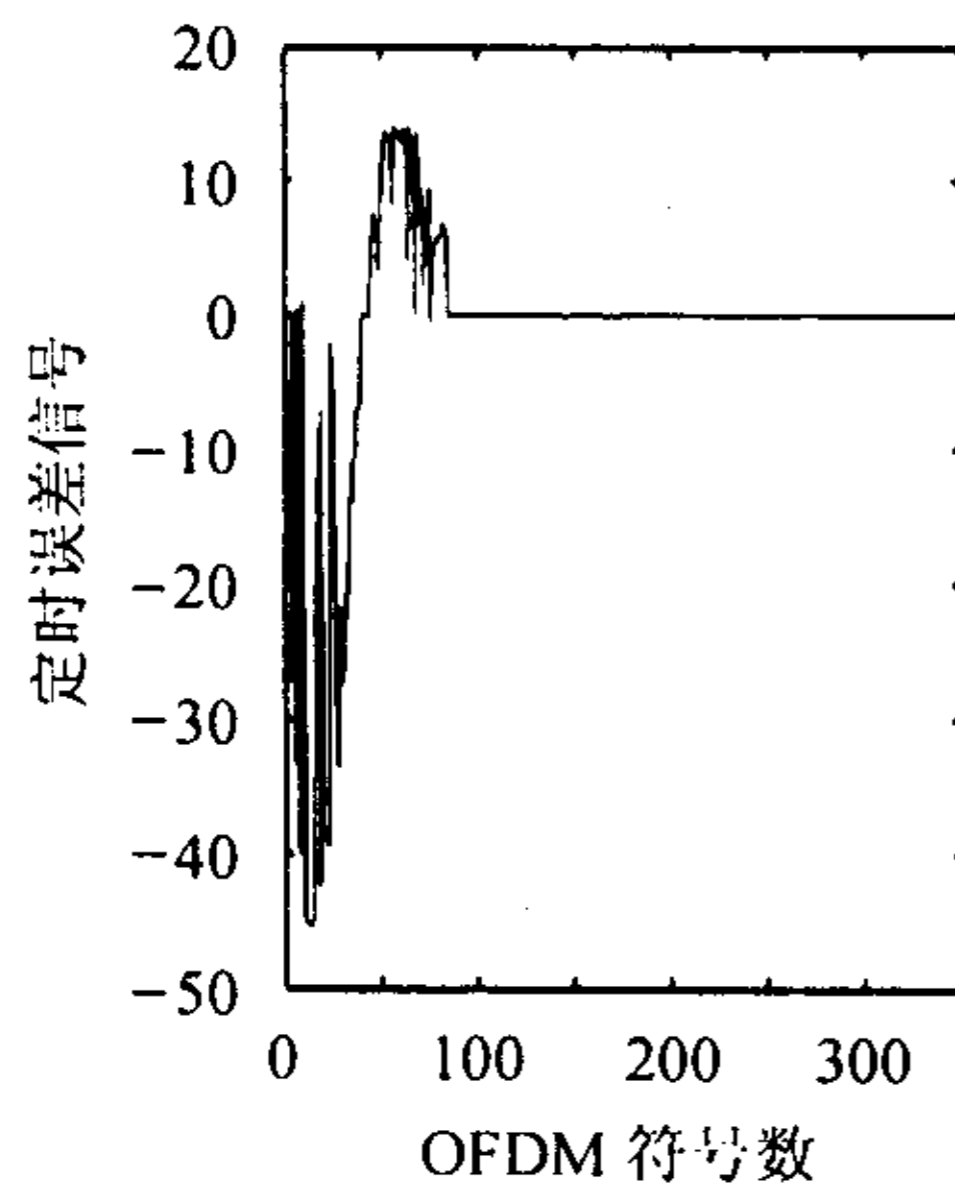


图 6 无噪声情况下定时误差跟踪性能

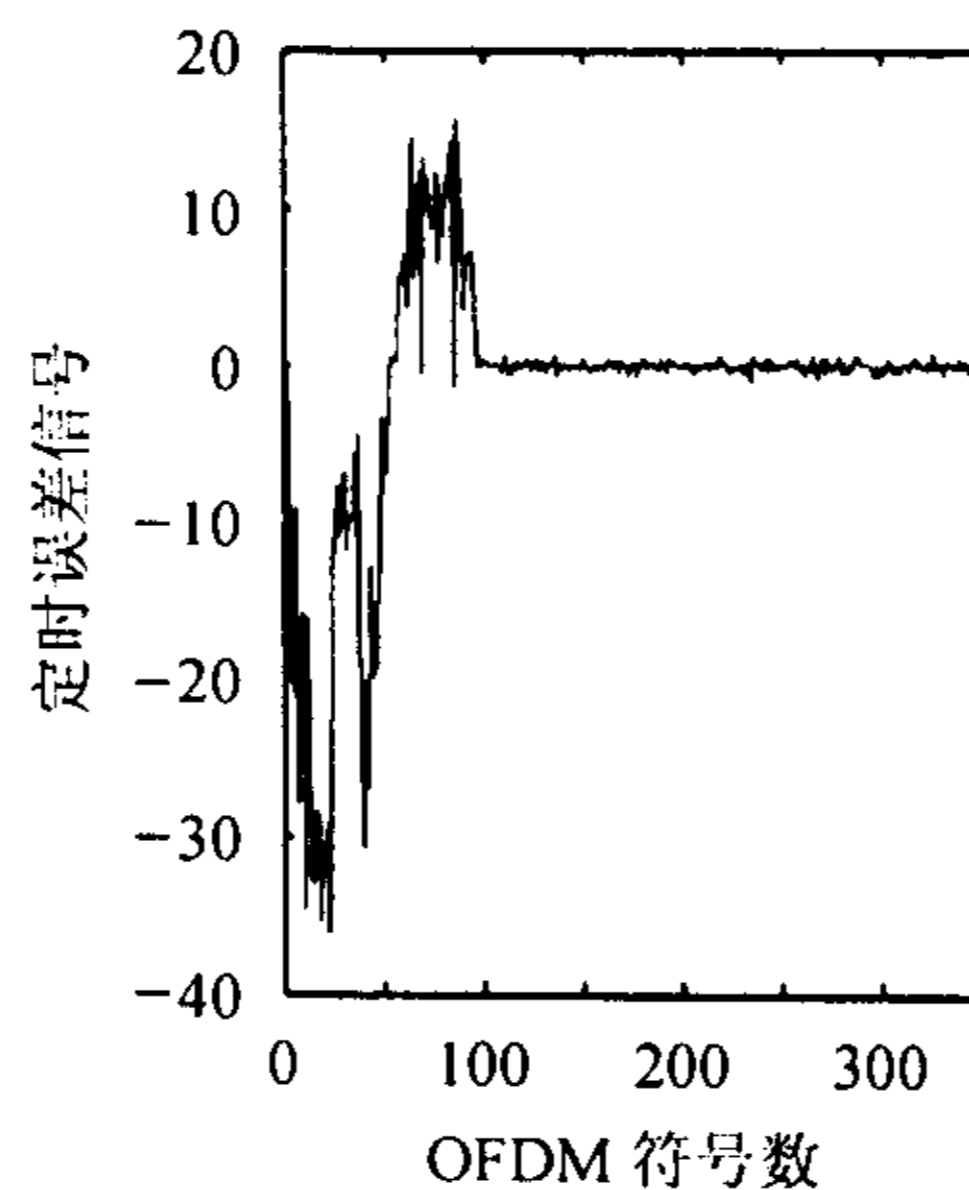


图 7 高斯白噪声信道, 信噪比 15 dB 时的定时误差跟踪性能

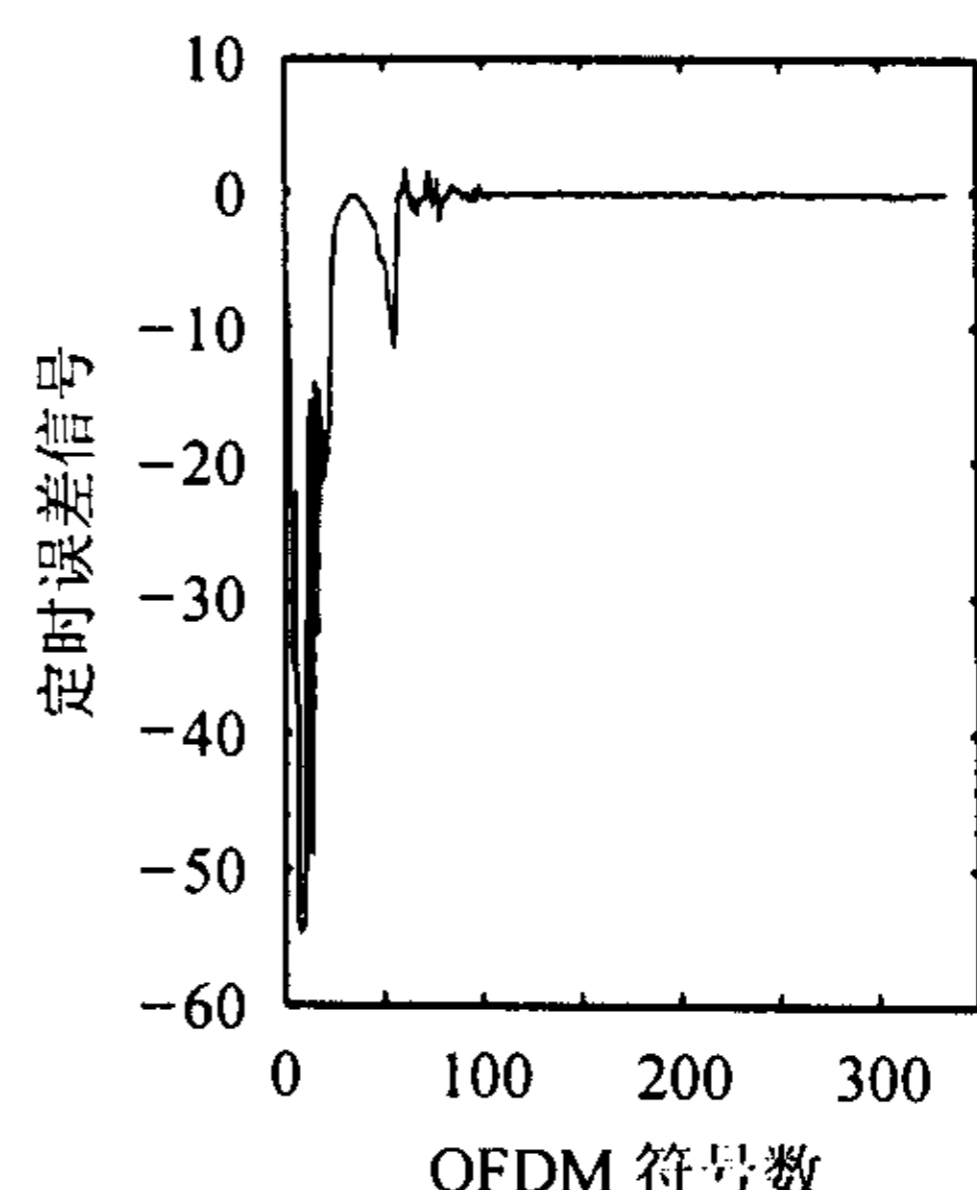


图 8 多径衰落信道, 多普勒频偏 10 Hz, 无噪声情况下的定时误差跟踪性能

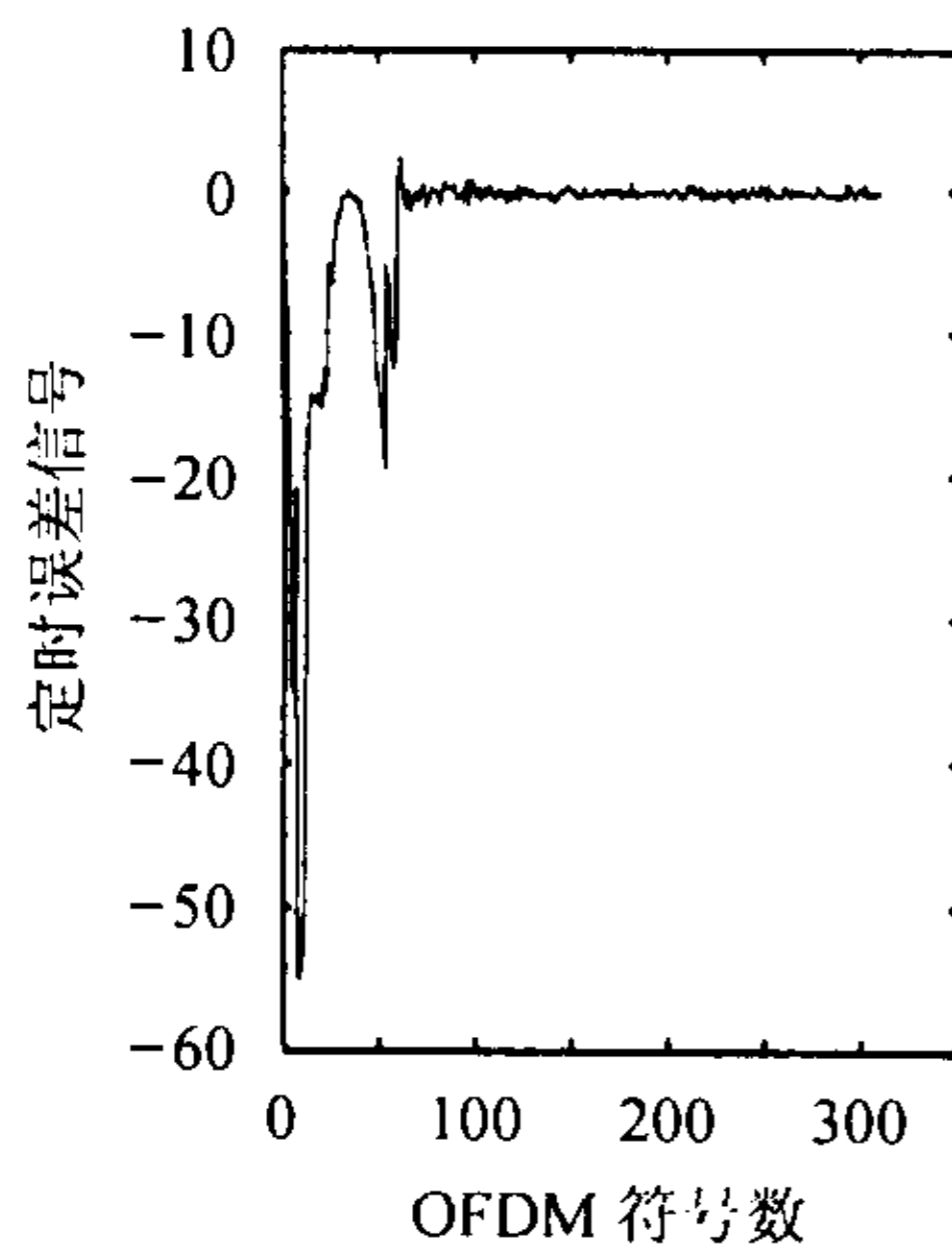


图 9 多径衰落信道, 多普勒频偏 10 Hz, 信噪比 15 dB 情况下的定时误差跟踪性能

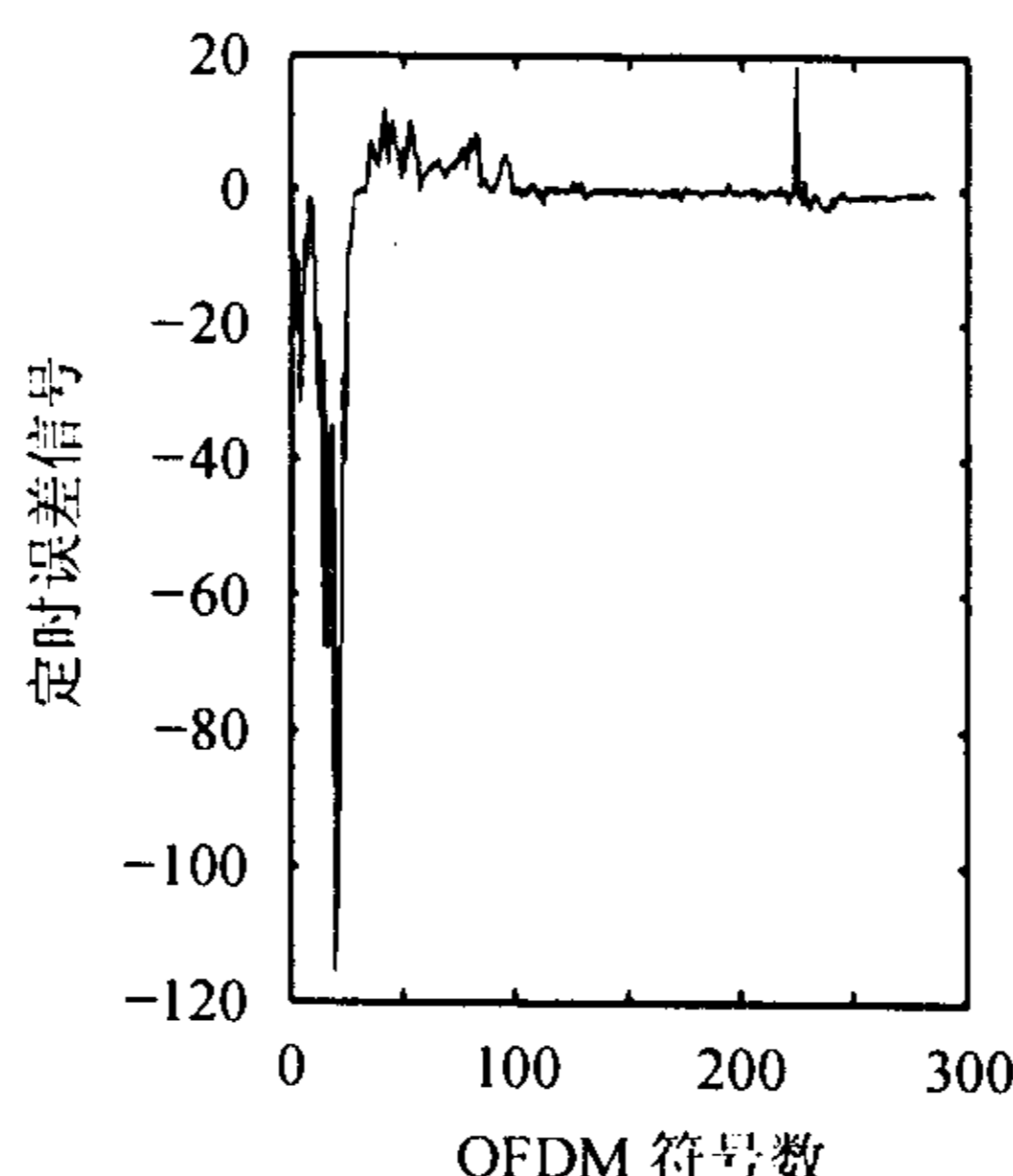


图 10 多径衰落信道, 多普勒频偏 40 Hz 无噪声情况下的定时误差跟踪性能

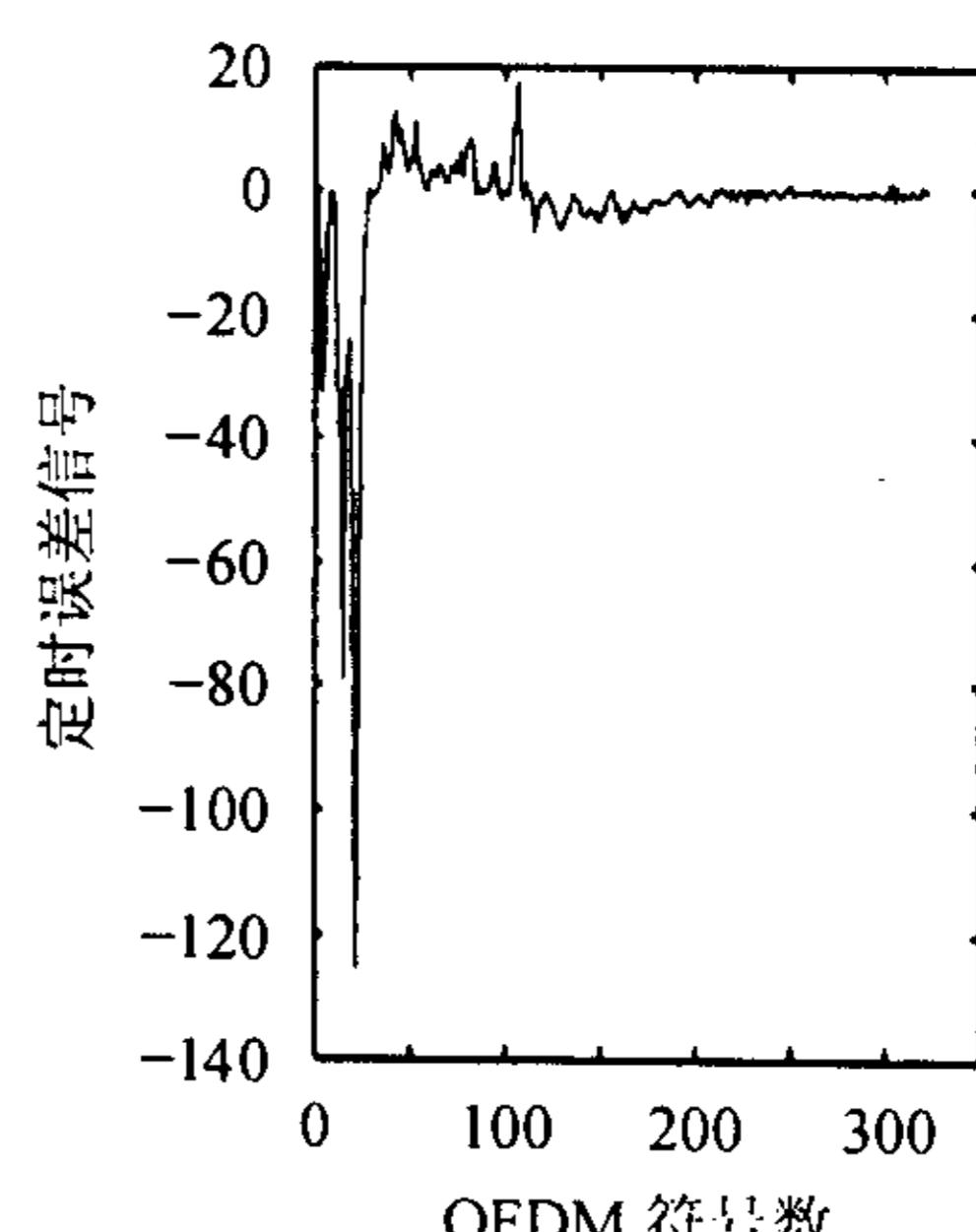


图 11 多径衰落信道, 多普勒频偏 40 Hz, 信噪比 15 dB 情况下的定时误差跟踪性能

由图 6 和图 7 可以看出所提出的算法在高斯白噪声信道下有较好的跟踪性能，高斯白噪声使定时误差信号产生随机的抖动，并且噪声方差越大，定时误差信号随机抖动的范围越大。由

图 8 ~ 图 11 可以看出, 所提出的算法对多普勒频偏较为敏感, 在多径衰落信道中, 多普勒频偏 10 Hz 时, 算法的跟踪性能要好于多普勒频偏为 40 Hz 时。

6 结论

本文提出了一种联合符号与采样钟同步算法。这种算法通过对发送信息进行差分 QPSK 调制, 对接收信息差分解调并去掉绝对相位调制的影响来获取定时误差信息, 所获取的定时误差信息通过二阶数字环路滤波器滤波后用来控制数控振荡器, 从而改变对接收过采样信号的插值和抽取获得最终的同步。仿真证明, 所提出的算法适用于高斯白噪声信道和具有较小多普勒频偏的多径衰落信道。

参 考 文 献

- [1] Bingham J A. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. *IEEE Commun. Mag.*, 1990, 28(5): 5-14.
- [2] PH Moose. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans. on Commun.*, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [3] Dong Kyu Kim, Sang Hyun Do, Hong Bae Cho, *et al.*. A new joint algorithm of symbol timing recovery and sampling clock adjustment for OFDM systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(8): 1142-1148.
- [4] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Trans. on Commun.*, 1997, 45(11): 1613-1621.
- [5] Speth M, Daecke D, Meyr H. Minimum overhead burst synchronization for OFDM based broadband transmission, *Proc. Globecom '98*. Sydney, Australia, 1998, 3227-3232.
- [6] Meyr H, Moeneclaey M, Fechtel S A. *Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing*, New York, USA, John Wiley & Sons, Oct. 20, 1997, (2): 211-323.

王亚莉: 女, 1973 年生, 博士生, 目前的研究方向为 OFDM 系统中的关键技术, 包括符号同步、采样中同步、频率同步算法的研究, 以及多用户 OFDM 系统中的同步技术, 承担相关科研项目。

张海林: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为 COFDM 系统的编码、自适应均衡、自适应同步、频偏校正、MC-CDMA 体制及多用户分级检测算法研究。

王育民: 男, 1936 年生, 教授, 博士生导师, 从事信息论、编码、密码的理论与应用研究。