

一种基于频域相关实现 OFDM 时频同步的方法

刘俊琳 邓单 朱近康 邱玲

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

摘要 该文根据频域相关的原理,提出了一种新的用于无线移动信道下的正交频分复用(OFDM)系统的时频同步算法。该算法能够同时实现时间同步与频偏估计。该算法设计了一个长为一个 OFDM 信元的前缀信元,使用在频域相关的方法来实现初始时间同步。该算法利用时间同步的相关结果以及匹配相关的原理实现初始频偏估计,并且能够将初始频偏估计的估计范围扩展到整个 OFDM 的系统带宽。仿真结果表明,在高斯信道与衰落信道下,该算法具有良好时频同步性能。

关键词 OFDM, 时间同步, 频偏估计

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)08-1354-06

OFDM Time and Frequency Synchronization Based on Frequency Domain Correlation

Liu Jun-lin Deng Dan Zhu Jin-kang Qiu Ling

(PCN & SS Lab., Dept. of EEIS., Univ. of Sci. & Tech. of China, Hefei 230027, China)

Abstract A new time and frequency synchronization method based on frequency domain correlation for an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system is presented. The time synchronization and carrier frequency offset estimation can be achieved simultaneously. The algorithms described here use one training sequence of just one symbol and the design of the symbol is presented. The carrier offset estimation can be got by the correlation result of time synchronization and the frequency synchronization algorithm can extend the frequency acquisition range to nearly the whole useful OFDM signal bandwidth. The efficacy of the synchronization algorithms is demonstrated experimentally.

Key words OFDM, Time synchronization, Frequency offset estimation

1 引言

正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)^[1,2]具有高速传输数据的能力、高效的频谱利用率和抗多径能力,因而引起了国内外学者的广泛兴趣。最近几年,OFDM技术已经成功地应用在移动以及固定数据传输中,例如非对称数字用户线路(Asymmetric Digital Subscriber Line, ADSL), ETSI HiperLAN2 和无线局域网(Wireless LAN)等。同时,OFDM被普遍认为是一下一代无线通信的有效技术之一。

时间同步与频率偏差是影响 OFDM 通信系统性能的两个重要因素。正确的时间同步能够保证正确的识别数据帧的起始以及减小 OFDM 信元间 ISI(Inter-Symbol Interference)的影响,正确的频偏估计能够用来减小频率偏差对 OFDM 系统子载波非正交性的影响以及减小由此导致的 ICI(Inter-Carrier Interference)。通常,同步的过程能够分为两个部分:捕获与跟踪。捕获主要是用于找到 OFDM 信元以及数据帧的起始位

置,并且进行初始频偏估计;跟踪主要是用于在时变的信道条件下动态地更新信道信息,来保证系统的解调性能。

现在已经有许多算法用来实现 OFDM 系统的初始时间同步以及对频偏参数进行初始估计,在文献[3]中总结了这些算法的基本思想;文献[4]中介绍了一种基于导频信元进行估计的算法;文献[5]中介绍了一种基于空信元进行估计的算法。本文介绍的时频同步算法是基于文献[6,7]。这种算法首先构造了一长为一个 OFDM 信元的前缀信元,使用在频域进行相关的方法,由伪随机序列(PN 序列)频率域尖锐的相关峰值来实现初始时间同步;利用 PN 序列频域相关峰值对应的复数值得到系统的初始频偏。相比于文献[6]中提出的方法,本文提出的算法只需要一个长为一个 OFDM 信元的前缀信元,能够在高斯信道以及衰落信道环境下对 OFDM 信元进行精确的时间同步;相比于文献[7]中提出的方法,本文提出的算法能够对 OFDM 子载波间隔整数倍频偏进行估计。本文提出的频偏估计算法能够将初始频偏估计的估计范围扩展到整个 OFDM 的系统带宽,并且能够有效地克服小数倍频偏为

± 0.5 倍子载波间隔附近时的相位模糊问题。

本文后续部分的安排如下:第 2 节为系统模型介绍;第 3 节为时频同步算法描述,这部分包括前导信元设计,初始时间同步的算法描述,子载波间隔小数倍频偏估计的算法描述,子载波间隔整数倍频偏估计的算法描述以及实现逐点 FFT 的快速算法等几个部分;第 4 节为该时频同步算法在高斯信道和衰落信道下的性能仿真;第 5 节为总结。

2 系统模型

图 1 是 OFDM 系统结构原理图,(a)是发射端原理框图,将来自信源的数据经过编码、交织、调制映射、与内插到频域的导频(Preamble Pilot)符号复用后进行串并变换,然后将串并变换后的频域信号进行快速傅里叶逆变换(IFFT)到逆时域信号,时域信号经过加循环前缀与滤波器处理以后由射频模块发送出去;(b)是接收端原理框图,将来自射频的时域信号经过初始同步以后由 FFT 变换到频域信号,频域信号经过信道估计与补偿、解调、解交织与解码以后恢复为信源数据。

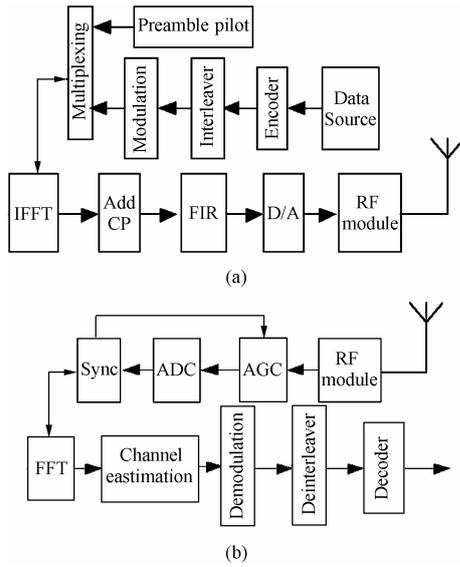


图 1 OFDM 系统结构原理图

(a) 发射端原理框图 (b) 接收端原理框图

Fig. 1 Block diagram of OFDM transceiver

(a) OFDM transmitter (b) OFDM receiver

本文考虑一个带宽为 20MHz,子载波数目为 2048 的 OFDM 数据传输系统。系统的仿真参数如表 1 所示。

表 1 OFDM 系统的仿真参数

Tab 1 Simulation parameters of OFDM system

子载波数	2048
采样频率	25.6MHz
信元长度	80 μ s
保护带长度	12.5 μ s
调制方式	QPSK

3 时频同步算法描述

3.1 前导信元设计

假定 OFDM 系统信元的长度为 N (N 为 2 的整数次幂),序列 $PI(k), k=0, \dots, N-1$ 为我们所需要的 OFDM 前导信元, $PI(k)$ 的代数表达式为

$$PI(k) = \begin{cases} A \times PN(m), & m=1, \dots, N_1, N_1 = N/2, k=2m \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

其中 $PN(m)$ 为一伪随机序列(PN 序列)并且 $PN(m) \in \{-1, 1\}$, A 为 $PN(m)$ 的幅度。将 $PI(k)$ 经过 IFFT 变换到时域序列 $g(n)$,

$$g(n) = \text{IFFT}_N[PI(k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} PI(k) e^{j \frac{2\pi}{N} kn}, \quad n=1, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中 $\text{IFFT}_N[\]$ 表示对 \square 中的信号进行 N 点 IFFT 变换,序列 $g(n)$ 的前半部分与后半部分相等^[6]。假定序列 $p(n), n=0, \dots, N-1$ 为最终发送出去的时域前导信元,则序列 $p(n)$ 的表达式为

$$p(n) = \begin{cases} g(n), & 0 \leq n < N_1 \\ a \times \frac{g(n-N/2)}{g(n)} \times (1+j), & N_1 \leq n < N \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$a = \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |g(n)|^2 \right)^{1/2} \quad (4)$$

3.2 初始时间同步

假定发送端发送的时域序列为 $x(n)$, 经过窄带色散信道的接收信号 $r(n)$ 可以表示为^[7]

$$r(n) = h(n) x(nT - \tau_s) e^{j[2\pi f(nT - \tau_s) + \phi]} + w(n) \quad (5)$$

其中 τ_s 为信道传输时延, $h(n)$ 为 nT 时刻信道衰落的幅度因子, f 为收发双方晶体振荡器频率偏移与多普勒频偏引起的频率偏移, ϕ 为信道衰弱、信道时延以及收发双方晶体振荡器初始相位差异引起的相位因子, T 为时域采样周期, $w(n)$ 为方差为 σ^2 的高斯白噪声。在一个 OFDM 信元内,信道参数可以认为是一个常数,则 ϕ, τ_s 与 f 的时变特性可以忽略。

假定序列 $y(n)$ 的表达式为

$$y(n) = \begin{cases} r(n) \times (1+j) \times r^*(n+N_1), & n > 0 \\ 0, & n \leq 0 \end{cases} \quad (6)$$

序列 $Y^n(k)$ 为信号集 $\{y(n), y(n-1), \dots, y(n-N_1+1)\}$ 的 N_1 点 FFT, $Y^n(k)$ 的表达式为

$$Y^n(k) = \text{FFT}_{N_1}[y(n-N_1+1), \dots, y(n)] \quad k=0, \dots, N_1-1 \quad (7)$$

其中 $\text{FFT}_{N_1}[\]$ 表示对 \square 中的信号进行 N_1 点 FFT 变换。则时间同步的起始点可以由同步度量 $M(n)$ 来决定

$$M(n) = \frac{|P(n)|^2}{R(n)} \quad (8)$$

其中

$$P(n) = \frac{1}{N_1} \sum_{k=0}^{N_1-1} \text{PN}(k) \times Y^n(k) \quad (9)$$

$$R(n) = \frac{1}{N_1} \sum_{k=0}^{N_1-1} |Y^n(k)|^2 \quad (10)$$

图2给出了使用同步度量 $M(n)$ 实现初始时间同步的仿真示意图。OFDM系统的仿真参数如表1所示,仿真是在信噪比(SNR)为10dB的高斯信道和载波频偏为1.5倍的子载波间隔的条件下进行的。信噪比的定义为每个子载波的平均功率与噪声功率的比值。由于实际有用的训练序列只是占用了前导信元的偶数子载波,式(9)与式(10)的相关长度为 N_1 ,本文中所述的子载波间隔为 $1/(N_1T)$ 。如图2所示,当接收端接收到前导信元以后, $M(n)$ 能够达到一个极大的相关峰值,因此,可以设定适当的判决门限来获得OFDM信元的起始点,实现OFDM系统的初始时间同步。

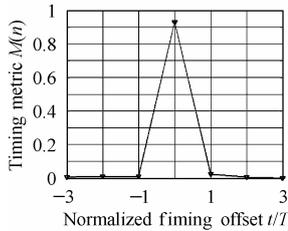


图2 $M(n)$ 实现时间同步示意图(高斯信道, SNR=10dB)

Fig.2 Example of Timing Metric for AWGN Channel (SNR=10dB)

3.3 载波频偏估计

OFDM系统的载波频偏估计包括子载波间隔小数倍频偏估计和子载波间隔整数倍频偏估计两个部分。在完成初始时间同步后,使用同步点相关值 $P(n)$ 的相位得到子载波间隔小数倍频偏估计;将小数倍频偏补偿到接收到的前导信元,由匹配相关原理得到子载波间隔整数倍频偏估计。

3.3.1 子载波间隔小数倍频偏估计 在完成初始时间同步后,检测到OFDM信元的时间起始点为 n_{opt} ,则式(7)可以写成

$$Y^{n_{\text{opt}}}(k) = \text{FFT}_{N_1}[y(n_{\text{opt}} - N_1 + 1), \dots, y(n_{\text{opt}})] \quad (11)$$

将 f 分成 f_F 与 f_I 两个部分, $f = f_I + f_F$, f_F 为子载波间隔小数倍频偏,满足 $|f_F \times N_1T| \leq 0.5$ 。 f_I 为子载波间隔整数倍频偏,满足 $|f_I \times N_1T| \in \mathbb{Z}$, \mathbb{Z} 为整数集。在同一个OFDM信元中,序列 $h(n_{\text{opt}} - N_1 + 1), \dots, h(n_{\text{opt}} + N_1)$ 可以认为都等于一个常数 h 。则 $P(n_{\text{opt}})$ 可以表示为

$$P(n_{\text{opt}}) = aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T} + \tilde{I}_1 + \tilde{I}_2 \quad (12)$$

其中

$$\tilde{I}_1 = \frac{1}{N_1} \sum_{k=0}^{N_1-1} H_{I_1}(k) \text{PN}(k) \quad (13)$$

$$\tilde{I}_2 = \frac{1}{N_1} \sum_{k=0}^{N_1-1} H_{I_2}(k) \text{PN}(k) \quad (14)$$

$$\begin{aligned} H_{I_1}(k) = & \text{FFT}_{N_1}[(1+j)hp(0)e^{j[2\pi f((n_{\text{opt}}-N_1+1)T-\tau_s)+\phi]}w^*(n_{\text{opt}}+1) \\ & + 2ahe^{-j[2\pi f((n_{\text{opt}}+1)T-\tau_s)+\phi]}w(n_{\text{opt}}-N_1+1), \dots, \\ & (1+j)hp(N_1-1)e^{j[2\pi f(n_{\text{opt}}T-\tau_s)+\phi]}w^*(n_{\text{opt}}+N_1) \\ & + 2ahe^{-j[2\pi f((n_{\text{opt}}+N_1)T-\tau_s)+\phi]}w(n_{\text{opt}}T)], \\ & k = 0, \dots, N_1-1 \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} H_{I_2}(k) = & \text{FFT}_{N_1}[(1+j)w(n_{\text{opt}}-N_1+1)w^*(n_{\text{opt}}+1), \dots, \\ & (1+j)w(n_{\text{opt}})w^*(n_{\text{opt}}+N_1)], k = 0, \dots, N_1-1 \end{aligned} \quad (16)$$

\tilde{I}_1 和 \tilde{I}_2 为噪声项,当 $aAh^2 \gg |\tilde{I}_1| + |\tilde{I}_2|$ 时, f_F 可以写成

$$f_F = -\frac{\angle P(n_{\text{opt}})}{2\pi} \times \frac{1}{N_1T} \quad (17)$$

其中符号 $\angle P(n_{\text{opt}})$ 表示 $P(n_{\text{opt}})$ 的角度, $|\angle P(n_{\text{opt}})| \in (-\pi, \pi]$ 。

3.3.2 子载波间隔整数倍频偏估计 在得到初始时间同步以及子载波间隔小数倍频偏估计值以后,用得到的子载波间隔小数倍频偏对前导信元的时域序列进行频偏补偿。假设补偿以后的时域序列为 $U(n)$, $(n=0, \dots, N_1-1)$,序列 $Q(k)$, $(k=0, \dots, N_1-1)$ 为 $U(n)$ 的 N_1 点FFT的结果,则 $U(n)$ 与 $Q(k)$ 的表达式为

$$\begin{aligned} U(n) = & r(n_{\text{opt}} - N_1 + 1 + n) \exp\{-2\pi f_F nT\}, \\ & n = 0, \dots, N_1-1 \end{aligned} \quad (18)$$

$$Q(k) = \text{FFT}_{N_1}[U(n)], \quad 0 \leq k \leq N_1-1 \quad (19)$$

定义序列 $\text{FI}(g)$ 的表达式为

$$\begin{aligned} \text{FI}(g) = & \frac{1}{N_1} \sum_{k=0}^{N_1-1} Q[(k+g) \bmod N_1] \text{PN}(k), \\ & g \in \left[-\frac{N_1}{2}, \frac{N_1}{2}\right] \end{aligned} \quad (20)$$

则子载波间隔整数倍频偏 f_I 的值为

$$f_I = \frac{g_{\max}}{N_1T} \quad (21)$$

其中

$$g_{\max} = \max_{g \in G} \{|\text{FI}(g)|^2\}, \quad G = \left[-\frac{N_1}{2}, \frac{N_1}{2}\right] \quad (22)$$

由式(17)和式(21)可以得到OFDM系统载波频偏 f 的表达式为

$$f = f_F + f_I = -\frac{\angle P(n_{\text{opt}})}{2\pi} \times \frac{1}{N_1T} + \frac{g_{\max}}{N_1T} \quad (23)$$

图3给出了高斯信道下频偏估计示意图,OFDM系统的仿真参数如表1所示,仿真是在信噪比(SNR)为10dB的高斯信道和载波频偏为1.5倍的子载波间隔的条件下进行的。由

图 3 可知, 归一化到子载波间隔的估计误差范围为 $[-0.005, 0.005]$ 。假定 OFDM 的系统带宽为 B_s , 则 $B_s = 1/T$, 将 $g \in [-N_1/2, N_1/2)$ 代入式(21)可得 $f_I \in [-1/(2T), 1/(2T))$, 即 $f_I \in [-B_s/2, B_s/2)$ 。由 $|f_F| \leq 1/(2N_1T) = B_s/(2N_1) \ll B_s/2$ 以及式(23)可以知道频偏 f 的频偏估计范围近似为 $f \in [-B_s/2, B_s/2)$, 即将初始频偏估计的频偏估计范围扩展到整个 OFDM 的系统带宽。

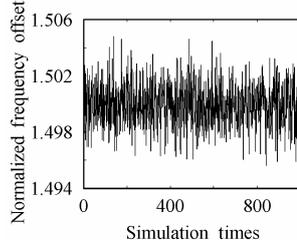


图 3 频偏估计示意图(高斯信道, SNR=10dB)

Fig.3 Example of frequency offset for AWGN channel(SNR=10dB)

3.3.3 克服小数倍频偏估计在 ± 0.5 倍子载波间隔估计时模糊问题的理论分析 假设 $aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T}$ 的实部与虚部分别表示为 $\text{Re}[aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T}]$ 与 $\text{Im}[aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T}]$, 当 $2\pi f_F N_1 T$ 接近于 π 或者 $-\pi$ 时, $\text{Im}[aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T}]$ 接近于 0。假设在无 I_1+I_2 的干扰时, $\angle P(n_{\text{opt}}) = \varphi_{\text{act}}$; 在存在 I_1+I_2 干扰以及 $\text{Im}[aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T}]$ 与 $\text{Im}[aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T} + I_1 + I_2]$ 符号相反时, $\angle P(n_{\text{opt}}) = \varphi_{\text{act}} + \Delta\varphi \pm 2\pi$ (2π 表示 $\text{Im}[aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T}] < 0$, $\text{Re}[aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T}] < 0$ 而 $\text{Im}[aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T} + I_1 + I_2] > 0$ 的情况; -2π 表示 $\text{Im}[aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T}] > 0$, $\text{Re}[aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T}] < 0$ 而 $\text{Im}[aAh^2 e^{-j2\pi f_F N_1 T} + I_1 + I_2] < 0$ 的情况)。

我们先讨论 2π 的情况, 由式(17)可得

$$f_F = -\frac{\varphi_{\text{act}} + \Delta\varphi + 2\pi}{2\pi} \times \frac{1}{N_1 T} = f_{F_{\text{act}}} + \Delta f_F - \frac{1}{N_1 T} \quad (24)$$

其中 $f_{F_{\text{act}}} = -\frac{\varphi_{\text{act}}}{2\pi} \times \frac{1}{N_1 T}$, $\Delta f_F = -\frac{\Delta\varphi}{2\pi} \times \frac{1}{N_1 T}$; 并且在 φ_{act} 接近于 π 或者 $-\pi$ 以及 $aAh^2 \gg |I_1| + |I_2|$ 的条件下, $|f_{F_{\text{act}}}| \ll |\Delta f_F|$ 。

假设在没有 2π 相位旋转, 即 $f_F = f_{F_{\text{act}}} + \Delta f_F$ 时, 式(18)–(22)可改写为

$$\begin{aligned} U_{\text{NR}}(n) &= r(n_{\text{opt}} - N_1 + 1 + n) \exp\{-2\pi(f_{F_{\text{act}}} + \Delta f_F)nT\}, \\ & \quad n = 0, \dots, N_1 - 1 \\ Q_{\text{NR}}(k) &= \text{FFT}_{N_1}[U_{\text{NR}}(n)], \quad 0 \leq k \leq N_1 - 1 \\ \text{FI}_{\text{NR}}(g_{\text{NR}}) &= \frac{1}{N_1} \sum_{k=0}^{N_1-1} Q_{\text{NR}}[(k + g_{\text{NR}}) \bmod N_1] \text{PN}(k), \\ & \quad g_{\text{NR}} \in (-N_1/2, N_1/2] \\ f_{\text{NR}_I} &= \frac{g_{\text{NR_max}}}{N_1 T} \\ g_{\text{NR_max}} &= \max_{g_{\text{NR}} \in G} \{|\text{FI}_{\text{NR}}(g_{\text{NR}})|^2\}, G = (-N_1/2, N_1/2] \quad (25) \end{aligned}$$

则在没有 2π 相位旋转时, OFDM 系统载波频偏 f_{NR} 的表达式为

$$f_{\text{NR}} = f_F + f_{\text{NR}_I} = f_{F_{\text{act}}} + \Delta f_F + \frac{g_{\text{NR_max}}}{N_1 T} \quad (26)$$

而在存在 2π 相位旋转即 $f_F = f_{F_{\text{act}}} + \Delta f_F - \frac{1}{N_1 T}$ 时, 式(18)–(22)可以改写为

$$\begin{aligned} U_R(n) &= r(n_{\text{opt}} - N_1 + 1 + n) \exp\left\{-2\pi\left(f_{F_{\text{act}}} + \Delta f_F - \frac{1}{N_1 T}\right)nT\right\}, \\ & \quad n = 0, \dots, N_1 - 1 \quad (27) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q_R(k) &= \text{FFT}_{N_1}[U_R(n)] = \text{FFT}_{N_1}[U_{\text{NR}}(n) \exp\left\{\frac{2\pi n}{N_1}\right\}] \\ &= Q_{\text{NR}}(k-1), \quad 0 \leq k \leq N_1 - 1 \quad (28) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{FI}_R(g_R) &= \frac{1}{N_1} \sum_{k=0}^{N_1-1} Q_R[(k + g_R) \bmod N_1] \text{PN}(k) \\ &= \frac{1}{N_1} \sum_{k=0}^{N_1-1} Q_{\text{NR}}[(k + g_R - 1) \bmod N_1] \text{PN}(k) \\ &= \text{FI}_{\text{NR}}(g_R - 1), \quad g_R \in (-N_1/2, N_1/2] \quad (29) \end{aligned}$$

$$f_{R_I} = \frac{g_{R_max}}{N_1 T} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} g_{R_max} &= \max_{g_R \in G} \{|\text{FI}_R(g_R)|^2\} \\ &= \max_{g_R \in G} \{|\text{FI}_{\text{NR}}(g_R - 1)|^2\} = g_{\text{NR_max}} + 1, \\ G &= (-N_1/2, N_1/2] \quad (31) \end{aligned}$$

则在存在 2π 相位旋转时, OFDM 系统载波频偏 f_R 的表达式为

$$\begin{aligned} f_R &= f_F + f_{R_I} = f_{F_{\text{act}}} + \Delta f_F - \frac{1}{N_1 T} + \frac{g_{R_max}}{N_1 T} \\ &= f_{F_{\text{act}}} + \Delta f_F - \frac{1}{N_1 T} + \frac{g_{\text{NR_max}} + 1}{N_1 T} \\ &= f_{F_{\text{act}}} + \Delta f_F + \frac{g_{\text{NR_max}}}{N_1 T} \quad (32) \end{aligned}$$

由上述分析可以知道, 当 $2\pi f_F N_1 T$ 接近于 π 或者 $-\pi$ 时, 由于在进行整数倍频偏估计时对小数倍频偏估计 2π 相位旋转进行了补偿, 使得在没有 2π 相位旋转时 OFDM 系统载波频偏估计值 f_{NR} (式(26))与存在 2π 相位旋转时 OFDM 系统载波频偏估计值 f_R (式(32))相同。使用相同的分析方法, 对于小数倍频偏估计存在 -2π 相位旋转的情况可以得到相同的结论。综合上述分析, 本文提出的频偏估计算法可以很好地克服由于噪声的影响在对 $\pm\pi$ 附近的 $2\pi f_F N_1 T$ 进行估计时的相位模糊问题, 即可以很好地克服由于噪声的影响小数倍频偏在 ± 0.5 倍子载波间隔附近时的模糊问题。

3.4 实现逐点 FFT 的快速算法

由式(7)可以知道, 为了得到初始时间同步, 每个 $y(n)$ 要与序列 $\{y(n-1), \dots, y(n-N_1+1)\}$ 进行 N_1 点的 FFT 运算, 我

们将这称为逐点FFT运算。为了减少逐点FFT运算的运算量,本文介绍一种基于迭代结构的实现逐点FFT运算的快速算法。实现逐点FFT运算快速算法的迭代原理如式(24)所示,而在图 4 中给出了实现逐点FFT快速算法的结构示意图。由式(24)可以知道,与进行一次 N_1 点FFT需要 $(N_1 \log_2 N_1)/2$ 次复数乘法以及 $N_1 \log_2 N_1$ 次复数加法的蝶形算法相比,本文提出的快速算法完成一次 N_1 点FFT的运算只是需要进行 N_1 次复数乘法以及 $2N_1$ 复数加法。

$$\begin{aligned}
 Y^{n+1}(k) &= \sum_{m=0}^{N_1-1} y((n+1) - N_1 + 1 + m) e^{-j\frac{2\pi}{N_1} km} \\
 &= e^{j\frac{2\pi}{N_1} k} \left(\sum_{m=1}^{N_1} y(n - N_1 + 1 + m) e^{-j\frac{2\pi}{N_1} km} \right) \\
 &= e^{j\frac{2\pi}{N_1} k} \left((y(n+1) - y(n - N_1 + 1)) \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{m=0}^{N_1-1} y(n - N_1 + 1 + m) e^{-j\frac{2\pi}{N_1} km} \right) \\
 &= e^{j\frac{2\pi}{N_1} k} (y(n+1) - y(n - N_1 + 1) + Y^n(k)) \quad (33)
 \end{aligned}$$

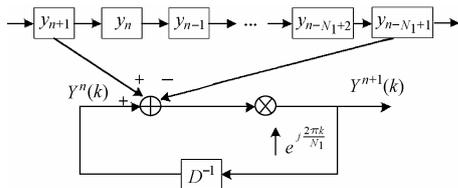


图 4 实现逐点 FFT 快速算法的结构示意图
Fig.4 Realizing diagram of fast dot-by-dot FFT

4 性能仿真

OFDM 系统仿真的系统参数如表 1 所示,图 5~图 8 给出了本文提出的时频同步算法在高斯信道以及衰落信道下捕获概率、虚警概率、频偏估计均值以及频偏估计方差的性能仿真。衰落信道的衰落模型为 Jakes 模型,多普勒频偏 f_d 取值为 100Hz 与 500Hz,实际载波频偏为 1.5 倍的子载波间隔,用于时间同步的门限设置为 0.1,频偏估计均值以及方差的统计是对已经准确得到时间同步的频偏估计进行的。信噪比的定义为每个子载波的平均功率与噪声功率的比值。

由图 5~图 8 可以知道:(1)由捕获概率与虚警概率的性能仿真可知,时间同步性能的好坏依次为 Gauss 信道, $f_d=100$ Hz 的衰落信道以及 $f_d=500$ Hz 的衰落信道;(2)在频偏估计性能仿真中,在 Gauss 信道条件下,均值的估计偏差小于 0.0005 个子载波间隔,方差估计小于 0.0004,在 $f_d=100$ Hz 的衰落信道下,均值的估计偏差小于 0.001 个子

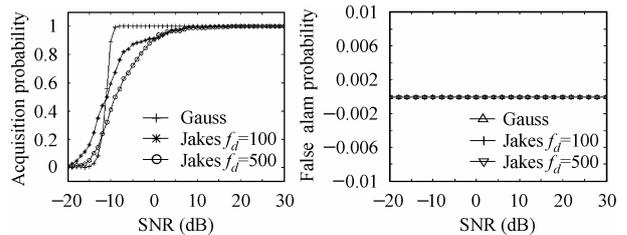


图 5 捕获概率性能仿真

图 6 虚警概率性能仿真

Fig.5 Acquisition probability

Fig.6 False alarm probability

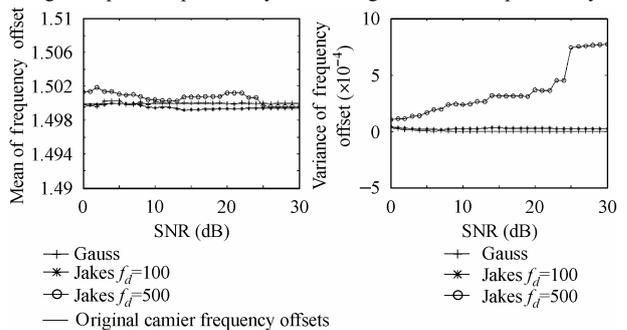


图 7 频偏估计均值性能仿真

图 8 频偏估计方差性能仿真

Fig.7 Mean of frequency offset

Fig.8 Variance of frequency offset

载波间隔,方差估计小于 0.0001,在 $f_d=500$ Hz 的衰落信道下,均值的估计偏差小于 0.002 个子载波间隔,方差估计小于 0.001;(3)由于实际载波频偏为 1.5 个子载波间隔,由频偏估计均值以及方差的性能仿真曲线可以知道,本文提出的时频同步算法能够有效地克服小数倍频偏为 ± 0.5 倍子载波间隔附近估计时的模糊问题。

5 结束语

本文针对 OFDM 通信系统关键技术之一的时频同步技术,基于频域相关的原理,提出了一种新的用于无线移动通信下 OFDM 系统的时频同步算法。该算法能够同时实现时间同步与频偏估计。该算法只需要一个长为 1 个 OFDM 信元的前级信元,在高斯信道以及衰落信道环境下具有良好的时间同步性能。由性能仿真结果可以知道,该算法频偏估计均值的偏差小于 0.002 个子载波间隔,频偏估计方差小于 0.001。该算法能够将初始频偏估计的频偏估计范围扩展到整个 OFDM 的系统带宽,并且能够有效地克服小数倍频偏为 ± 0.5 倍子载波间隔附近时的相位模糊问题。本文还基于实现逐点 FFT 运算的迭代结构,提出了一种实现逐点 FFT 的快速算法。

参考文献

[1] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: An ideal whose time has come. *IEEE Commun. Mag.*, 1990, 28(5): 5 - 14.
[2] Zou W Y, Wu Y. COFDM: An overview. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 1995, 41(1): 1 - 8.

- [3] Cimini L J, Li Y. Orthogonal frequency division multiplexing for wireless channel. IEEE Globecom'98, Sydney Australia, November 8-12 1998, Tutorial Presentation.
- [4] Hiroshi Nogami, Toshio Nagashima. A frequency and timing period acquisition technique for mobile communication. PIMRC'95, Toronto, September 27-29 1995: 1010 – 1015.
- [5] Giovanni Santella. A frequency and symbol synchronization system for OFDM signals: Architecture and simulation results. *IEEE Trans. on Veh. Technology*, 2000, 49(1): 254 – 275.
- [6] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Trans. on Communications*, 1997, 45(12): 1613 – 1621.
- [7] Alan J Coulson. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: algorithms. *IEEE J. on Selected Areas on Communications*, 2001, 19(12): 2486 – 2494.
- 刘俊琳: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为无线通信、OFDM、无线资源管理、分组数据传输.
- 邓 单: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为无线通信、MIMO、空时编码.
- 朱近康: 男, 1943 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信与无线通信、扩频通信、通信中的信号处理.
- 邱 玲: 女, 1963 年生, 副教授, 研究方向为无线通信、移动通信中的信号处理, 扩频通信、MIMO 中的信号处理等.