

文章编号:1000-582X(2003)11-0074-06

基于PN序列的OFDM频偏估计与时间同步探讨*

聂永萍¹, 何先刚¹, 张忠培², 范时平¹

(1. 重庆邮电学院, 重庆 400065; 2. 清华大学 电子工程系, 北京 100084)

摘要:在正交频分复用(OFDM)系统中,时间及频率的偏移对系统的性能有很大影响。针对时变多径的移动通信信道,提出了基于PN序列的时域同步与频偏估计方法。在时域上,引入两段相同的PN序列作导频,通过与接收端本地PN序列相关,捕获到粗同步位置实现帧同步;利用滑动窗和最小均方差方法实现符号同步;由接收到的时域PN序列进行相关,得到频偏的粗调整量,由累积保护间隔相关方法得到细频偏量。通过仿真,给出了本方案的估计精度及适用范围,证明了它是一种实用可行方案。

关键词:正交频分复用;时间同步;频率偏移

中图分类号:TN92

文献标识码:A

下一代无线多媒体通信的宽带数据传输能力将受到极大关注,它将提供各种通信质量服务与高速数据业务。而无线系统的共同问题是当增加传输率时引起的多径干扰,因此,要求系统的调制方案对多径干扰具有较好的鲁棒性。正交频分复用(OFDM)成了一种重要的候选方案^[1],OFDM是一种多载波调制方案,它将原来的高速数据流通过串并转换成较低的数据速率,通过增加保护间隔(CP)来消除符号间干扰。OFDM已经成为ETSI-BRAN(欧洲)、IEEE802.11(美国)、MMAC(日本)的下一代无线通信系统标准。

由于OFDM是多载波调制方式,要保证子载波间具有较好的正交性,频率与时间同步具有重要作用。在已有的同步方法中,有基于保护间隔^[2]、导频符号^[3-7]、盲估计^[8-9]等3种形式,这3种方法目前主要是研究在高斯信道或单径瑞利衰落信道下的性能,也有将高斯信道下的同步方法不作改变地应用于多径下的情况^[10],但这时的同步精度较低。

针对移动通信系统中的时变多径信道,根据OFDM传输体制时频同步的要求,笔者提出了导频PN序列的时频同步方法,为了捕获帧同步,采用了接收数据与已知PN序列相关,通过相关峰的对称性找到主径,作为帧同步。然后用时域信道参数进行周期性延

拓方法去实现符号同步。在频偏估计上,提出了将导频序列与保护间隔相结合的方法,由时间同步的导频序列实现频偏粗估计,用累积保护间隔相关方法实现频偏准确估计。其主要贡献在于提出了适用于多径时变信道的周期延拓符号同步方法与累积保护间隔相关的频偏精确同步方法以及将它们恰当结合^[11-14]。

在第2部分简单分析了OFDM的时间同步对系统性能的影响,指出OFDM只需同步在某一范围,而不需要精确同步在某一时间点上,从而减化了时间同步的运算量。第3部分给出帧同步与符号方法;第4部分给出频偏的粗调与精确估计方法;最后是本文的仿真及结论。

1 OFDM定时同步要求

OFDM系统在接收端数据的恢复过程中,定时起点的选择非常重要,定时不准会引入符号间干扰(ISI)及载波间干扰(ICI),如图1所示。由图1表示的3种定时的情况可见,定时过迟或过早都会造成符号间串扰,更严重的是如果定时不正确,则所截取的FFT块中有用信号不是矩形,造成子载波间不正交,于是就会产生ICI。从图中还可以看出,正确定时的截取起点可以在一个范围内,这个范围的大小就是保护时间间隔

* 收稿日期:2003-06-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(69831030);重庆邮电学院科技基金资助项目(A2001-33)

作者简介:聂永萍(1972-),女,重庆人,重庆邮电学院讲师,硕士研究生,主要研究方向为计算机网络通信。

减去多径时延扩展^[10]。需要说明的 FFT 块截取起点应与时延扩展的起点对应或超前,而不能是以多径中最强径的定时作为起点(当然,最强径常常就是第一径),因此在 OFDM 中的定时要求是确定时延扩展的起点和终点,以找到一个最好的截取区间,这是与扩频接收中的寻找最大径有很大差别的。

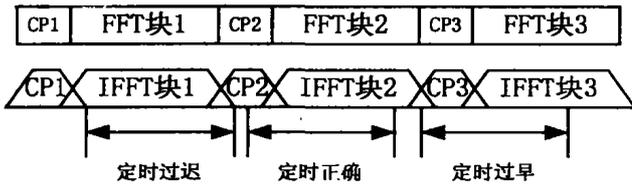


图 1 OFDM 块的不同定时

2 OFDM 的帧同步及符号同步

在一个基于 OFDM 的时分多址(TDMA)系统中,基站(BS)与移动终端(MT)的同步,往往采用一小段导频符号(PS)来作为新的时间帧的开始,当恰当选取符号序列,可用来作频率同步与 FFT 窗的选取。为了减小同步过程中的计算量,将同步划分为跟踪与捕获两过程,也可称为帧同步与符号同步过程。在同步过程中,Moose^[4]提出了选取两个相同的序列作为参考序列,在接收端采用自相关的方法得到频偏相位与时间相位的偏移量而进行同步的方法,以后又有很多与之相似的改进方案^[5-7],本方案也是它的一种改方法。

采用的帧结构如图 2 所示,导频符号采用随机 m 序列(PN 序列),为了增加系统通过率,增加对时变信道的鲁棒性,采用了较短的序列长度。构成导频符号时,由 m 序列间隔插零,并由两段相同的序列构成,由多个 OFDM 符号加上一个导频符号构成一个帧,在具体系统中帧结构大小的划分根据通信业务决定。

2.1 OFDM 帧同步

在文献[5]和[10]中,利用帧结构的导频符号的循环周期性,由接收序列直接相关得到相关峰,但只能得到一个峰。为了获得多径下相关峰,在此采用了接收序列与本机发生的相同 PN 序列进行相关运算的方法,可以获得时域上多径信息,由多径信息的对称性实现帧同步。由于 PN 序列选取较短,信道参数在较短的时间内变化量较小,就会出现较为对称的相关峰,利用相关峰的对称性,实现帧同步的捕获。

本地序列发生器产生的 PN 序列用 y_0 表示,均匀插零后其长度为 K ,接收数据的采样值 y 与本地序列相关,由寄存器相加求和得到相关值 F ,当 F 大于设定门限值时,表示有同步信号到来,由于是多径信道,会有多个相关峰值,由于发送端是两个相同的 PN 序列,如

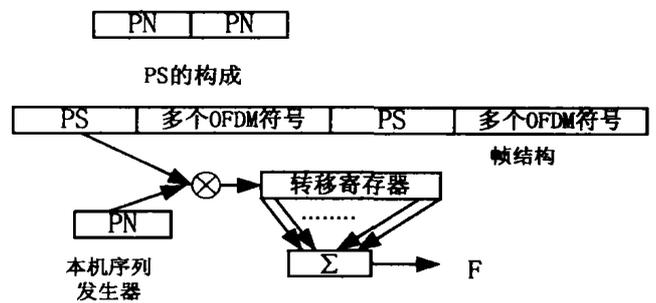


图 2 OFDM 的帧结构及相关函数的计算

果只有一个主径,会得到两个相距为 K 的最大相关峰以先到达采用点作为帧同步点。如果有多个主径,利用峰的对称性,找到先期到达的样点作为帧同步点。对于第 n 个采样点的相关值由式(1)进行计算。

$$F(n) = \sum_{i=0}^{K-1} y(n+i)y_0(n+i+K) \quad (1)$$

为了避免假峰带来的帧同步错误,采用只有连续几个帧的对称采样点位置都是帧同步位置时,才最后确定捕获到帧同步位置,所谓对称点正确是指捕获到一帧以后,经过一个帧长的采样点后的位置仍然是相关峰位置,可由状态机方法来加以确定。如图 3 所示,设一帧的对称点是相关峰的状态为零,二帧对称点是相关峰为状态 1,三帧的对称点均是相关峰为状态 2,如果一帧相关峰位置正确,下一帧也正确的过程量为零,下一帧不正确的过程量为 1,只有连续 3 个帧都正确时,进入跟踪状态,这样,相关值存储器需要 3 帧数据长度大小。

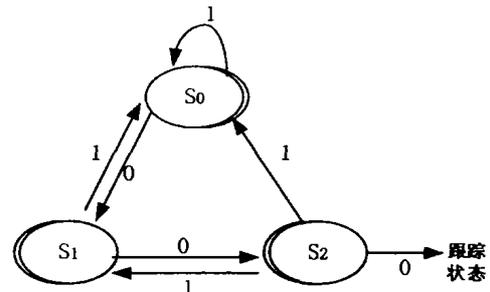


图 3 帧同步状态转换图

2.2 OFDM 符号同步方法

在关于 OFDM 定时要求一段中,已经分析了 OFDM 符号同步的范围是保护间隔减去最大时延长度,在系统中,不能预知时延量大小,所以,就不能直接找到符号同步点。为了得到多径时延信道下的符号同步,在此采用了频域校验符号和时域信道参数周期延拓的方法来实现,采取周期延拓是为避免时域信道参数的模糊性。当对帧实现了正确捕获以后,可以切取 FFT 块,由于主径不一定是第 1 个径,就出现在图 1 中的过早定时与过迟定时情况,出现符号间干扰,在时域信道参数上反映出来的就是延时信息不准。在图 3 中

给出了一个在时域有4个径的信道参数情况,最大时延为16个采样点,根据OFDM频域信道导频估计出来的结果,图4(a)是正确定时的情况,主径为第3径;如果定时太迟,如图4(b),有2个径就到下一个时域周期上,为了获得正确的多径信息,需要作一个2倍的周期性延拓,如图4(c),就可恢复出完整的时域多径信息,相反,如果定时过早,也可通过周期延拓方法获得一个完整时域多径信息。符号同步只要同步在完整的时域信道信息范围内,就可避免符号间干扰。同步过程采用滑动窗算法,首先由帧同步点进行FFT块切取,作FFT变换,得到频域信道参数,再由IFFT运算回到时域上得到时域信道参数,进行周期延拓,跟据延拓的时域参数,在一个保护间隔的范围内进行滑动,利用OFDM符号中频域验证符号来判断是否找到同步点。

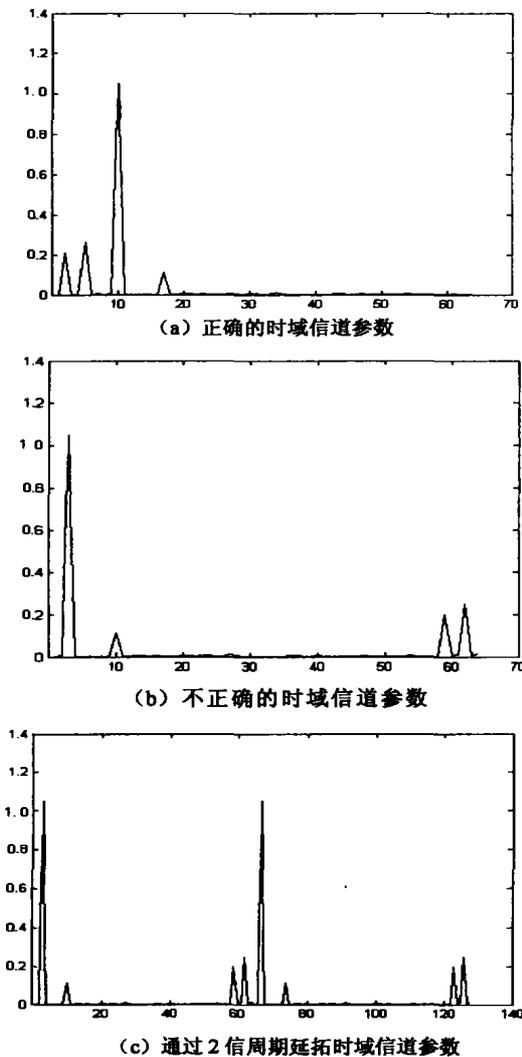


图4 时域信道参数延拓

对于多径衰落信道,一个长度为 N 的OFDM符号中,插入 M 个导频符号,如果用 τ_{\max}/T_c 表示多径最大

时延, T_c 为采样周期时间, D_f 导频频域间隔,为了估计信道参数,由采样定理可得到频域信道导频数量必须满足式(2)^[11]:

$$N/D_f > \tau_{\max} T_c \quad (2)$$

设 M 个导频位置用: $\{r_m | m = 0, \dots, M-1\}$ 表示,导频子载波插入数据子载波符号中, $X_{i,mD_f} = r_m$ 。在接收FFT块经FFT变换后数据为 Y_{mD_f} ,得到频域信道参数 H_{mD_f} :

$$H_{mD_f} = \frac{Y_{mD_f}}{r_m} = H_m D_f + \frac{n_{mD_f}}{r_m} \quad m \leq M \quad (3)$$

再由频域导频IFFT到时域信道参数 h_m :

$$h_m(i) = \sum_{m=0}^{M-1} H_{mD_f} e^{j(2\pi/N)mi} \quad 0 \leq i \leq M \quad (4)$$

在时域上可以通过内插方法回频域而得到每一子载波点的频域信道参数估计值 \hat{H} :

$$\hat{H}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} h_m(i) e^{-j(2\pi/N)ni} \quad n = 0, 1, \dots, N \quad (5)$$

如果在OFDM符号中 k 子载波处插校验符号 R_k ,相应点的频域接收值为 Y_k ,信道估计参数 $\hat{H}(k)$,基于FFT切取起点 ε ,将符号同步的代价函数可定为:

$$A(\varepsilon) = \min \| \hat{H}(k) * R_k - Y_k \| \quad (6)$$

通过找到使代价函数值最小的点,得到符号同步点。

2.3 OFDM符号同步实现

式(4)中时延取值范围为 $(0, M-1)$,若选 $k = N/2$ 作为频域校验符号点,可得校验符号的频域信道参数 \hat{H}_{ss} :

$$\hat{H}_{ss} = \sum_{i=0}^{M-1} h_m(i) e^{-jmi} \quad (7)$$

由式(4),当时域信道参数值作周期延拓时, $h_m(i) = h_m(M+i)$,对延拓后时域信号不同起始位 ε 加窗时校验符号的 \hat{H}_{ss} 的求解可表示为:

$$\hat{H}_{ss}(\varepsilon) = \sum_{i=0}^{M-1} h_m(i+\varepsilon) e^{-j\pi(i+\varepsilon)} \quad (8)$$

在式(8)的求和中, h 的取值由两部分构成,第1部分为第1个周期,第2部分在第2个周期,如果参数 M 为偶数, $e^{-j2\pi(M+\varepsilon)} = e^{-j2\pi\varepsilon}$,再利用 h 的周期性,可变成乘法与加法运算,先用 $e^{j2\pi i}$ 分别去乘以延拓的时域信道参数并保存在存储器中, i 与参数位置相对应,在第1次加窗时,以 $\varepsilon = 1$ 为起点,将长度为 M 的乘积项将得到 $\hat{H}_{ss}(1)$ 的值,在第2次加窗时,由第1次加窗的求和项减去首项,向后加上一新增项,即可得到在 $\varepsilon = 2$ 时的频域信道参数 $\hat{H}_{ss}(2)$ 的值,在小于保护间隔的长度内,依次相加减得到不同点的信道参数值,分别代入代价函数式(6),得到不同的代价值,然后,在所有的代

价值中取最小值对应的点,即为 OFDM 符号同步点。式(6)取模是可以消除由于时间偏移对应相位是变化的(图 5)。

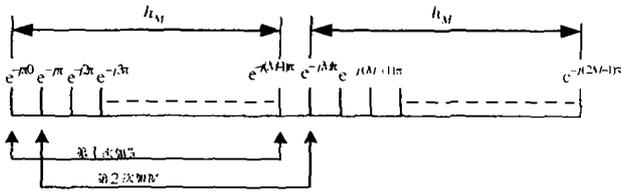


图 5 滑动窗计算示意图

3 频偏同步

3.1 粗频偏估计

码在时域导频符号采用图 1 所示结构,利用序列相关方法计算粗频偏^[4],但在本文中采用较短的序列,可以实现较大范围的频估计,用来作频偏的精调。由于是对称序列,在相距为 K 的两个时域信号时隙 n_1 和 n_2 ,有: $\Delta n = n_1 - n_2 = K$ 时,与 n_1, n_2 相对应接收到时域采样为 $y(n_1), y(n_2)$,相角为 $\varphi_1 = \arg(y(n_1))$ 和 $\varphi_2 = \arg(y(n_2))$,当相对子载波宽度的频偏为 δ ,则有^[4]:

$$\varphi_1 - \varphi_2 = 2\pi(n_1 - n_2) \frac{\delta}{N} = 2\pi \frac{K}{N} \delta \quad (9)$$

当频偏引起的时域相位差大于 2π 时,频偏由这种方法不能确定。当重复序列周期长度 $K = N$ 时,能判决的最大相对频偏为正负 0.5,当 $K = N/2$ 时,确定的频偏为正负 1,依次类推。

在接收端,收到 2 个相同的 PN 序列后,利用它们与接收端产生的 PN 序列相关,得到 2 个对称相关峰,以这 2 个相关峰对应的接收序列采样点为起点,确定判决向量,可以采用非常简单的计算形式:

$$F(n_{opt}) = \sum_{i=0}^{K-1} y(n_{opt} + i) y^*(n_{opt} + i + K) \quad (10)$$

式(10)中的 n_{opt} 是 PN 序列计算起点。由式(10)代入式(9)可得到:

$$\delta = \frac{N \arg(F(n_{opt}))}{2\pi K} \quad (11)$$

式(11)中, \arg 为取相位角运算。在这种粗频偏估计方法中,由于采用的导频序列较短,可以减小多谱勒频偏对频偏估计的影响。

3.2 细频偏估计

由于信道为多径时变信道,多谱勒频偏、高斯噪声、多径叠加都会对频偏的估计产生影响。基于保护间隔 CP 频偏估计方法,已有研究^[2],并且递推出许多盲频偏估计方法^[12]。为了减小多径及高斯噪声对频偏估

计的影响,可采用多个 OFDM 符号保护间隔累积求和的方法进行估计。在时域上,OFDM 的保护间隔是由 OFDM 频域数据经 IFFT 后,将长度为 GI 的 OFDM 符号尾部复制到头部,相距为 OFDM 符号长度 N 。在实现符号同步后,将一帧中的时域 OFDM 符号的保护间隔进行累积。设 OFDM 符号数为 f_n ,对于保护间隔中的每一采样点 d 的相位差累积度量由式(12)计算。

$$\varphi = \arg \left(\frac{\sum_{f=1}^{f_n} \sum_{d=1}^{GI} y(d)^* \times y(d + N)}{\sum_{f=1}^{f_n} \sum_{d=1}^{GI} y(d)^* \times y(d)} \right) \quad (12)$$

由式(11)代入 $K = N$ 和式(12)计算的相位角值,就可得到频偏的估计值。通常保护间隔的选取远远大于信道最大时延长度,在作频偏估计时,是已知帧同步位,可由帧同步位切取保护间隔。

4 仿真及结论

通过仿真的方法对本方案进行了验证,仿真条件: OFDM 符号长度为 1 024, 16 QAM 调制,不加编码,保护间隔 32,最大时延采样点为 16,信道为 4 径多谱勒时变衰落信道,1 帧数据由 8 个 OFDM 符号构成,导频序列长度为 256,由寄存器数为 6 的 m 序列产生,每一帧加一个导频序列。信道频域导频 $D_f = 16$,信道频域导频数为 64,用一个 OFDM 符号周期内多谱勒频率与周期时间之积 fdT 参数表示信道时变速度。

在同步仿真中,利用了 8 个 OFDM 符号帧,在不同比特发射功率噪声比 E_b/N_0 (N_0 为高斯信号噪声功率)、不同多谱勒时变下,仿真 10 000 次,错误符号同步与仿真次数比为误同步概率,得到图 6 的仿真曲线。从图 6 中可看出,不同信噪比下, fdT 为 0.1 以下的时变信道可实现准确符号同步,在 0.1 以上,同步性能相对较差,这是由于本方案的符号同步要利用信道参数估计信息,由于 OFDM 在时变 fdT 大于 0.1 以上,不能实现准确的信道参数估计与解调^[13],需要采用其它措施来解决。但在通常情况下,已经很好满足系统要求。当系统存在频偏时,按本方案要首先进行帧同步,图 7 是不同信噪比、不同频偏、不同信道时变参数下的误帧同步概率,由于笔者采用了导频序列与本地序列相关的方式,并且导频序列较短,受信道时变的影响相对较小,在系统的 fdT 不大于 0.1 时,能实现准确的帧同步;在相对频偏较大时,也能实现帧同步,并需要的 OFDM 符号数较少,仿真用了 8 个 OFDM 符号帧,计 64 个 OFDM 符号,具有较快的同步捕获速度。

对于频偏估计,仿真了基于导频序列的粗频偏估

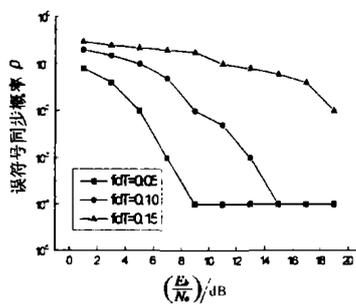


图6 不同信道下的误符号同步概率

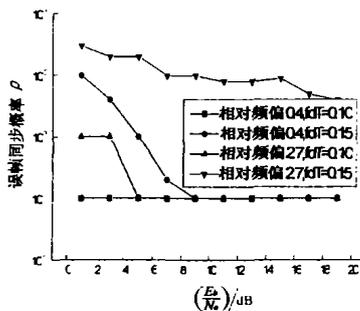


图7 不同频偏下的误帧同步概率

计,性能如图8所示,在频偏较大时,估计均方差(MSE)可达 10^{-2} ,由于所采用的序列长度为128,对相对频偏最大估计可达正负4,所谓相对频偏是频率偏移量与OFDM子载波带宽之比。经粗频偏调整后,由保护间隔实现细频偏调整,在图9中,可看到采用多次累积频偏估计方案后,估计方差可提高到 10^{-4} ,实现精确估计,由于采用多次累加,基本上消除了高斯噪声对频偏估计的影响。多次累积相加可以提高两个数量级方差估计精度。

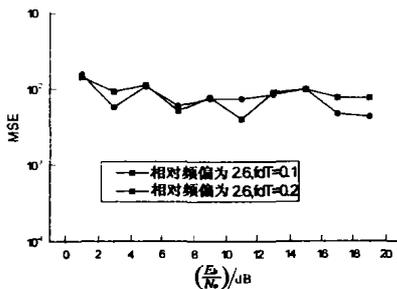


图8 粗频偏估计

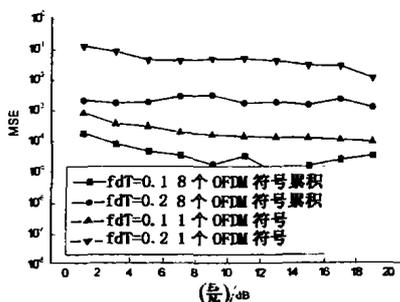


图9 基于保护间隔的频偏估计

结论:在OFDM系统中,采用本方案,对接收采样信号,首先进行帧同步,然后进行粗频偏估计、调整,在完成粗频偏调整后,切取出保护间隔长度,在一帧内由多个OFDM符号累积相加进行频偏细调,频偏细调以后,再进行符号同步。通过仿真,本方案能在较短时间内由较少的OFDM符号实现OFDM符号同步与频率同步,并有较高的同步精度,本方案对信道时变的容忍度为 f_dT 不大于0.1,是一种移动信道下的可实用方案。

参考文献:

- [1] CIMINI L J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing [J]. IEEE Trans Commun, 1985, 33(7):665-675.
- [2] HSIH H M, WEI C H. A low-complexity frame synchronization and frequency offset compensation scheme for OFDM systems over fading channels[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1999, 48(5):1596-1609.
- [3] SANTELLA G. Frequency and symbol synchronization system of OFDM signals: Architecture and simulation results [J]. IEEE Trans Veh Technol, 2000, 49(1):254-275.
- [4] MOOSE P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction [J]. IEEE Trans Commun, 1994, 42(10):2908-2914.
- [5] SCHMIDL T M, COX D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. IEEE Trans Commun, 1997, 45(12):1613-1621.
- [6] COULSON A J. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: Algorithms [J]. IEEE J S A C, 2001, 19(12):2486-2494.
- [7] COULSON A J. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: Analysis [J]. IEEE J S A C, 2001, 19(12):2495-2503.
- [8] XIALI M, CIHAN T, B GEORGIOS B G. Non-data-aided carrier offset estimators for OFDM with Null subcarriers: identifiability, algorithms, and performance [J]. IEEE J S A C, 2001, 19(12):2504-2515.
- [9] LASHKARIAN N, KIAEI S. Class of cyclic-based estimators for frequency-offset estimation of OFDM systems [J]. IEEE Trans On Commun. 2000, 48(12):2139-2149.
- [10] THOMAS K, LORENZO P, PAOLO M, et al. Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency-selective fading channels [J]. IEEE Trans Commun, 2001, 19(6):999-1008.
- [11] BAOGUO Y, ZHIGANG C, KHALED L B. Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimation for OFDM systems [J]. IEEE J S A C, 2001, 49(11):1977-1987.
- [12] LASHKARIAN N, SKIAEI S. Class of cyclic-based estimators for frequency-offset estimation of OFDM systems [J].

- IEEE Trans on Commun, 2000,48(12):2 139 - 2 149.
- [13] YE L. Pilot-sysbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems[J]. IEEE Trans On Vehicular Technology, 2000,49(4):1 207 - 1 215.
- [14] 李向宁,谈振辉. OFDM 基本原理及其在移动通信中的

- 应用[J]. 重庆邮电学院学报(自然科学版),2003,15(2):25 - 27.
- [15] 何先刚. 多码 DS/CDMA 传输自适应系统的序列优化[J]. 重庆邮电学院学报(自然科学版),2003,15(2):45 - 50.

Frequency Offset and Timing Synchronization for OFDM Utilizing PN Sequence

NIE Yong-ping¹, HE Xian-gang¹, ZHANG Zhong-pe², FANG Shi-pin¹

(1. Chongqing University of Posts and Telecommunication, Chongqing 400065, China;

2. Department of Electronical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems, time offset and frequency affects its performance. A novel carrier frequency offset and timing offset detection scheme is proposed based on PN sequence, two same PN sequence pilot are inserted in Time - domain of OFDM symbols, when they are correlated with receiver PN sequence, frame synchronization can be obtained, then symbol synchronization is got basing slide windowed technique and minimum mean square error method. Depending on the two correlated peaks of PN sequences, coarse frequency offset is estimated. Basing cyclic prefix(CP), an accumulated scheme is proposed to estimate the exactitude frequency offset. Excellent synchronization performance can be implemented in time-vary mulitpaths, and these schemes are proven by simulations.

Key words: OFDM; timing synchronization; frequency offset

(编辑 吕赛英)

(上接第 69 页)

Study on The Simulation System of Simulating Blast Furnace Room Operation

JIA Bi, SHI Jin-liang, HE Lan, WAN Da-wei

(Chongqing Polytechnic College, Chongqing 400050, China)

Abstract: A simulation system of simulating blast furnace room operation has been developed and mathematical statistical model has been established according to the theory of simulation system and the features of blast furnace. The system has efficient and convenient man-machine interface with menu operation method. The system structure can be widely used. The practical testing of the actual data indicates that the system has achieved some satisfactory effects in training users and adjusting expert system.

Key words: blast furnace; room operation; simulation system

(编辑 陈穆峰)