

特高频/甚高频频段 OFDM 系统同步技术的算法改进及仿真

吴 虹, 梁裕民, 戈立军, 刘 军, 袁佳杰, 周志江, 谭卫毅, 张 莉

(南开大学信息技术科学学院, 天津 300071)

摘 要: 本文研究了一个以 OFDM 技术为核心, 大幅提高 VHF/UHF 频段频带利用率的无线数据通信系统, 并对该系统的关键技术))) 同步进行了较为详细的讨论, 包括帧同步、符号同步及小数倍频偏、整数倍频偏同步. 与已有文献记载的同步方案相比, 该系统不但具有较小的运算量、较低的实现复杂度, 而且具有较好的性能.

关键词: 同步; 算法改进; VHF/UHF 频段; 高频带利用率

中图分类号: TN914.4 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2007) 12-2384-05

Algorithm Improvement and Simulation of Synchronization Technology of OFDM System Within VHF/ UHF Frequency Band

WU Hong, LIANG Yu2min, GE L2jun, LIU Jun, YUAN Jia2jie, ZHOU Zh2jiang, TAN Wei2yi, ZHANG Li

(College of Information Technical Science, Nankai University, Tianjin 300071, China)

Abstract: This paper studies a wireless data communication system based on OFDM technology which could greatly increase the frequency efficiency of VHF/ UHF frequency band. The paper gives a detailed discussion to the synchronization which is the key technology of the system, including frame synchronization, symbol synchronization, fraction frequency offset and integral frequency offset synchronization. Compared with the known solutions of synchronization, this system needs less calculation and lower realization complexity but also has a good performance.

Key words: synchronization; algorithm improvement; VHF/ UHF frequency band; high frequency efficiency

1 引言

随着通信信息量的不断加大, 无线通信的一个突出问题是频率资源不足的问题. 在 VHF (Very High Frequency, 甚高频) 和 UHF (Ultra High Frequency, 特高频) 频段, 频率资源一直十分紧张. 随着数字化进程的加速, 人们对同时传送数据、语音和图像的要求越来越迫切, 此时传输的信息速率一般要大于 64Kbit/s, 因而解决在 25KHz 频道间隔内的频带利用率问题具有很重要的实用价值和经济价值.

本文研究的无线数据通信系统, 其基带处理部分以正交频分复用 (OFDM) 技术为核心, 在 VHF/UHF 频段的 1915kHz 带宽 (未含保护频带) 内实现了有用信息传输速率为 6715kbit/s 的实时双工信息传输, 其有效频带利用率为 3146bit/s/Hz, 远远高于该频段现有无线数据通信系统的相应指标 (低于 015bit/s/Hz). OFDM 是一种多载波传输技术, 它对同步十分敏感, 精确的同步措施对正确解调 OFDM 信号非常重要. 本文提出了上述 VHF/UHF 频段 OFDM 系统的同步方案, 包括帧同步、符号同

步及小数倍频偏、整数倍频偏同步, 这些同步方案与已有的同步方案相比, 具有较低的复杂度和较好的性能.

2 系统模型和参数设置

本系统基带部分的结构框图如图 1 所示, 其核心技术是 OFDM 技术, 即基带部分主要由围绕快速傅立叶逆变换 (IFFT) 设计的发送端和以快速傅立叶变换 (FFT) 为核心的接收端组成.

图 2 给出了设计的 OFDM 系统的帧结构. 每帧包含 64 个 OFDM 符号, 其中第一个符号是空符号 (NULL), 第二个符号是伪随机序列 (PN), 其他 62 个符号为数据符号. 空符号和伪随机序列用来实施同步算法, 它们并不携带有用信息, 同步信息的加入使有用信息量占传输信息量的 62/64.

系统主要参数如下:

帧长: 62 个 OFDM 符号

子载波数: 12 个子载波/OFDM 符号

子载波间隔: 1.5KHz

调制方式: 32QAM

信道编码: RS(31, 27) 编码

IFFT/FFT 数目: 16 点

OFDM 符号长度: 750Ls

保护间隔: 83.3Ls

综上所述, 基于 32QAM、16 点 IFFT/FFT、12 个子载波的 OFDM 系统的有用信息传输速率为 $12 @ 5 \text{ bit} @ 1.5 \text{ KHz} = 90 \text{ kbit/s}$, 加入保护间隔、同步信息和信道编码后, 系统最终的实际的有用信息传输速率为 $90 \text{ kbit/s} @ (16/18) @ (62/64) @ (27/31) = 6715 \text{ kbit/s}$. 系统占用的总带宽为 $(12 + 1) @ 115 \text{ kHz} = 1915 \text{ kHz}$, 小于 25 kHz 的系统目标, 其有效频带利用率为 $(6715 \text{ kbit/s}) / (1915 \text{ kHz}) = 3146 \text{ bit/s/Hz}$.

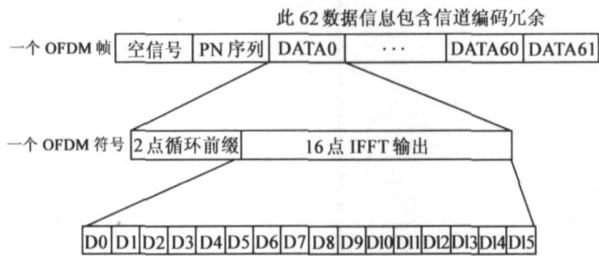


图2 系统帧结构

3 本文提出的同步方法

同步是 OFDM 系统的关键技术, 多数通信系统通过发送导频序列来实现同步, 但导频会占用频率资源, 降低频带利用率. 本系统是在 VHF/UHF 频段实现高速数据通信, 其频带利用率较高, 故采用非导频同步方式以节省频带资源.

OFDM 系统的同步误差主要包括帧同步、频率偏差、定时偏差、采样时钟偏差. 频率偏差的估计一般分为小数倍频偏(子载波频率间隔的小数倍)和整数倍频偏(子载波频率间隔的整数倍)的估计. 采样时钟偏差对系统造成的影响与符号定时偏差、频率偏差的影响相似, 可将其归并到符号同步和频偏同步中. 下面同步的具体实现方法.

3.1.1 帧同步

前面介绍了本系统的帧结构(如图2), 其中空符号 NULL 在仿真时发送 18 个 0, 加在 IFFT 之后, 即在时域加入空符号. 由于我们认为在信道中传送的是复数: 设 $i_{qn} = a + bj$, i_{qn} 为一个子载波所传送的数据. 则可以认为一个数据的能量为:

$$\text{Energy}[i_{qn}] = a^2 + b^2 = i_{qn} @ i_{qn}^* \quad (1)$$

其中 i_{qn}^* 为 i_{qn} 的复共轭.

由于 NULL 符号是一个无能量, 或者相对其他信号而言能量很小的信号, 所以使用这样的帧结构能够对 OFDM 帧的起始点进行粗略估计, 其公式为^[1]:

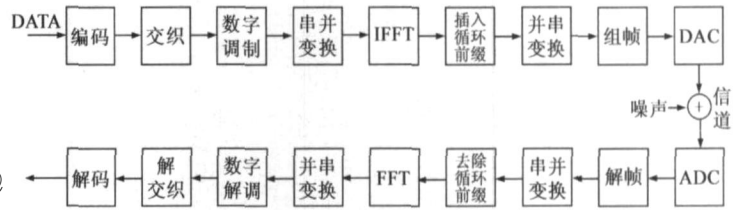


图1 本系统基带部分框图

$$S_T = \text{Min} \frac{\text{Energy}[i_{qn}, i_{qn+w}]}{\text{Energy}[i_{qn}, i_{qn+2w}]} + W \quad (2)$$

这里, $\text{Energy}[a, b]$ 是在 a, b 采样点之间的总能量, W 是对能量进行统计的窗口大小, i_{qn} 是 QAM 解调输出值.

在用 MATLAB 仿真实现时, 采用如下思路: 将两帧的数据存入缓存器, 这样能保证其中有完整的一帧.

首先从缓存器的第一个数据开始(设为 1 号), 取一个符号大小的数据即 18 个, 按照公式(2), 计算出它的能量的大小. 再从 19 号开始取 18 个数据, 计算能量的大小. 求两个符号的能量的比值.

然后每次移位 18 个数据, 重复上面的两步求比值, 直到取完缓存所有数据, 并找到最小的比值. 最小值对应的符号标号就是我们要找的帧头. 取完整一帧以备后用. 如果存入缓存器的数据包含两个帧头, 我们取后面完整一帧再往下处理.

在完成上述仿真时, 发现误帧率很大, 分析上述算法, 发现在找到帧头后, 缓存器中有一半的数据被丢弃了, 这样造成大量的数据丢失. 于是进行如下改进:

缓存器大小不变, 每次找到一帧数据并取走后, 剩下的数据仍留在缓存器中, 并进入缓存器底部, 下次进入缓存器中的数据将缓存器填满. 这样缓存器(/ Delay line0)中仍然有两帧大小的数据. 这与/ 栈0的概念正好相反, 即先进先出, 后进后出, 每次只将/ Delay line0 中的先进入的数据最先压出, 后进入的数据压入/ Delay line0 的顶部, 当然在刚开始找帧头时, 会有一部分数据丢失, / Delay line0 中更新的数据会多于一帧, 一旦找到帧头就不会再有数据丢失了, 每次 / Delay line0 中只有一半的数据进行更新.

另外, 由于 NULL 后面紧跟的是 PN 码, 在仿真时我们对 PN 码的能量进行了统计, 由于我们所用的 PN 码的特殊性, 其能量只有后面数据能量的四分之一, 因此这样会存在误帧的情况. 于是将 PN 码放大 4 倍, 仿真结果大大降低了误帧率. 图 3 和图 4 是仿真的数据流, 横坐标为时间, 中间间断处是帧头. 可看出图 3 中包含了 4 个完整的帧, 图 4 是图 3 横坐标放大后帧结构的片段, 反映了帧结构的细节.

上述算法进行改进后, 误帧率达到 10^{-4} , 满足系统要求.

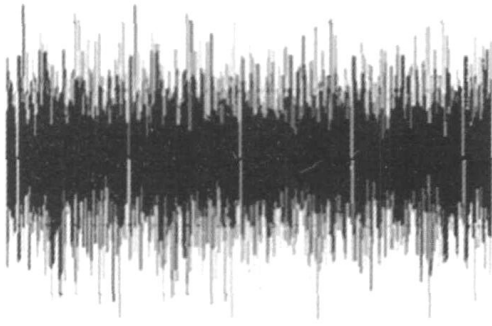


图 3 仿真中的数据结构

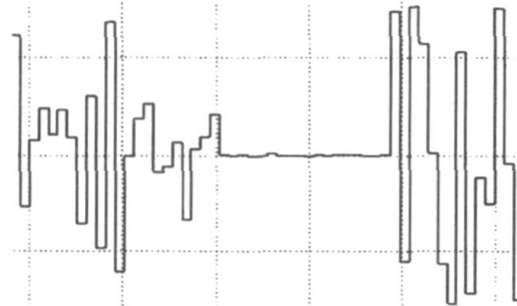


图 4 放大的数据帧结构

312 符号定时和小数倍频偏同步

本系统利用循环前缀实现符号定时同步. 符号定时估计除了采用最大似然估计(Maximum Likelihood Estimate, MLE)方法以外, 还有最大相关(MC), 最小均方误差(MSE)^[2,3], Schmidl 和 Cox 定时估计等方法^[4].

Stefan^[5]等人分别利用 MLE, MMSE 和 MC 准则对符号起始位置进行估计, 结果发现在弥散信道中 MLE 方法的鲁棒性最强, 因此众多算法中都是利用 MLE 方法进行符号初同步. 又由于 MLE 算法的运算量同其他算法相比较为适中, 而且该算法能同时估计出符号定时偏移和小数倍频偏, 因而本系统采用了该算法. 本系统是利用 OFDM 符号 CP 的相关性来实现 MLE 算法, 因此, 既节省了时域、频域资源, 又具有上述算法自身的鲁棒性强等优势.

MLE 算法的原理是在已知接收到的信号条件下, 计算 $\langle N H \rangle$ 在二维空间各种取值的后验概率, 选取后验概率最大时的 $\langle N H \rangle$ 分别作为频偏估计值和定时估计值, N 表示相对频偏(实际频偏与相邻子载波频率间隔的比), H 表示定时偏差, 单位是抽样时间间隔, 通过推导可以得到如下的公式^[6]:

$$\text{令 } \langle N H \rangle = |C(m)| - Q(m) \quad (3)$$

$$\text{其中 } C(m) = \sum_{n=m}^{m+N_G-1} r_n^* r_{n+N}, \quad Q = \frac{\text{SNR}}{\text{SNR} + 1},$$

$$\langle m \rangle = \frac{1}{2} \sum_{n=m}^{m+N_G-1} (|r_n|^2 + |r_{n+N}|^2)$$

则定时偏差 H 频偏 N 的估计公式为:

$$\langle N H \rangle = \text{argmax}(\langle N H \rangle) \quad (4)$$

$$\langle N H \rangle = \frac{1}{2P} \text{angle}(C(H)) \quad (5)$$

上式中, r_n 、 N 、 N_G 分别表示接收端得到的第 n 个抽样点、FFT 窗口长度、CP 长度、 $||$ 表示求复数的幅度, $()^*$ 表示复数共轭, angle 表示求复数的相位, arg max 表示 $\langle N H \rangle$ 达到最大时参数 m 的值, SNR 是信噪比, 可见 MLE 算法需要估计信道的信噪比, $C(m)$ 是 CP 与 OFDM 符号中被复制部分的相关值, $\langle m \rangle$ 表示的是接收信号的能量值.

下面是仿真的系统星座图. 由图 5 可见小数倍频偏使信号的输出产生了相位旋转, 由图 6 可以看出定时偏移和小数倍频偏对输出信号产生的影响.

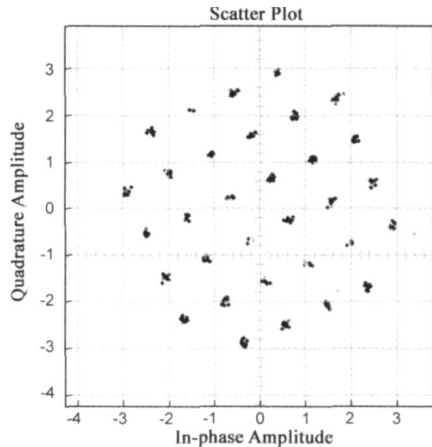


图 5 只有小数倍频偏的信号在接收端得到的 32QAM 星座图

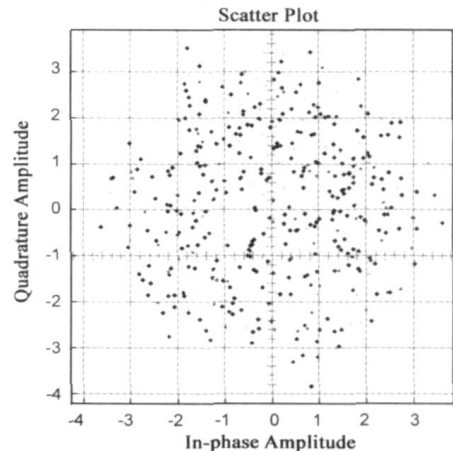


图 6 存在定时偏移和小数倍频偏的信号在接收端得到的 32QAM 星座图

由于 MLE 采用相关算法, 理论上相关数据的长度越长, 算法的精确度越大. 由于本系统采用 CP 长度为 2 的循环前缀, 这样会使系统误码率较大, 仿真中验证了这一点. 因此我们做了如下改进:

如果认为在一帧的长度内定时偏移是不变的, 那么可将一帧里每个符号的定时偏移算出后取平均, 这样能有效稳定通过 MLE 算法而估计出的定时偏移值, 降低误符号率, 从而降低误码率. 仿真时我们在每帧上

加的定时偏移为固定值,而在实际中如果一帧的长度不是太大,定时偏移可以认为是一致的,本系统满足这样的条件.

将一帧里每个符号的定时偏移算出后取平均,仿真结果误码率可以降低很多.通过 MLE 算法估计出符号偏移的大小后,将 OFDM 符号向相反方向偏移即可纠偏.图 7 为经过纠正小数倍频偏和定时偏差以后的 32QAM 星座图.

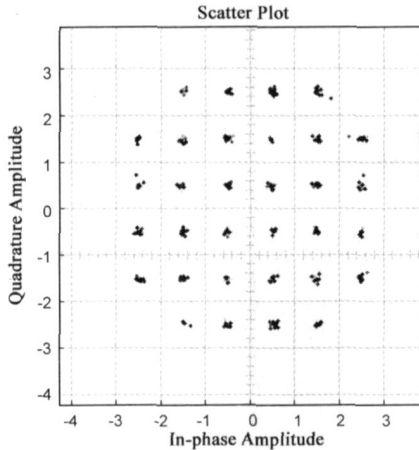


图 7 经过纠正小数倍频偏和定时偏差以后的 32QAM 星座图

3.1.3 整数倍频偏同步

本系统采用 PN 码作为训练序列来估计整数倍频偏,而不用目前大多数系统采用的导频方式,因为本系统要求数据传输速率较高,相应的频带利用率较高.

整数倍频偏会使数据信号在接收端(FFT 之后)产生循环移位,通过训练序列(PN 序列)的自相关性,就可以检测出移位的数目,也就是归一化的整数倍频偏.文献[1]中采用下面的算法:

$$f_i = \text{Max}_m \left| \sum_{k=0}^{K-1} r_{\text{prs},k} z_{k-m}^* \right|^2 \quad (6)$$

其中, $r_{\text{prs},k}$ 是在接收端得到的训练序列, z_{k-m}^* 是已知的接收机内部的训练序列,使它进行移位循环 m 次.如果采用的训练序列的自相关性很好,就可以通过上述的算法找到使(6)式最大时的 m 值,它是已知的接收机内部的训练序列的循环移位的位数,也就是整数倍频偏的大小.为了提高仿真效率,减少运算量,也便于以后用硬件实现时,尽量少占用资源,对(6)式做了简化,去掉了其中的平方运算.

由于整数倍频偏使信号产生的循环移位是在 FFT 之后(频域)体现出来的特性,所以应该在接收端 FFT 之后,进行算法估计,得到频偏值 m (m 的符号(正负)表示循环的方向).再将收到的数据反向循环移位 m 的绝对值个数,就可以纠正整数倍频偏.这种纠偏方式是频域纠偏,需要把每一帧的每一个 OFDM 符号都进行循环移位,降低了仿真速度.因此我们做了如下改进:

在仿真时,采用时域纠偏方式,即在 FFT 之前纠正整数倍频偏:假设帧同步、符号定时偏差和小数倍频偏已经得到纠正.确定 NULL 之后的训练序列,总共 16 个复数,先进行 FFT 运算,再按照简化的算法,与已知的训练序列循环移位相关运算,估计出整数倍频偏 m .再将所有数据乘以 $\exp(-j \frac{2\pi}{N_u} nm)$, $N_u=16$,是一个 OFDM 符号有用的数据数目; n 是一个 OFDM 符号中数据的序号,由于有用的数据符号加了循环前缀,所以 $n \in (3, 18)$.这种纠偏方式是在 FFT 之前,即在时域内进行的,因此是时域纠偏.接收端采用时域纠偏方式,既达到了较好的系统性能要求,又减少了软件编程的复杂性,提高了仿真速度.

4 系统性能仿真及讨论

图 8 为帧同步改进前后系统的差错性能曲线.

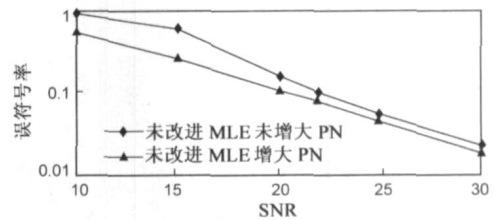


图 8 对帧同步改进前后的信噪比 - 误码率对比曲线

图 9 为符号定时和小数倍频偏同步采用的 MLE 算法改进前后系统的差错性能曲线.

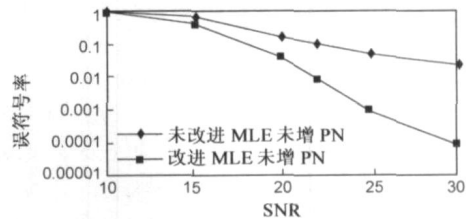


图 9 改进 MLE 算法前后信噪比 - 误码率对比曲线

由图 8、图 9 可以看出,经过对帧同步、符号定时和小数倍频偏同步算法的改进,本系统的差错性能得到了明显的改善.而对整数倍频偏同步算法的改进在减少了系统的复杂性,提高了系统的运算速度的同时,又达到了较好的系统性能要求.

将一张图片作为信源输入本系统后,原图与有符号定时偏差的图形对比见图 10,原图与有小数倍频偏

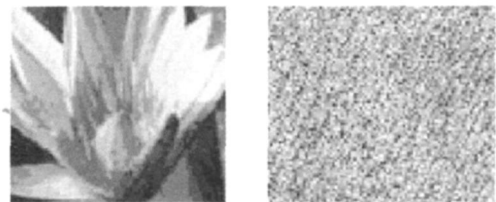


图 10 符号偏差为 1, 没经过同步与原图对比

的图形对比见图 11, 原图与有整数倍频偏的图形对比见图 12, 原图与在原图上加入了符号定时偏差和频偏的图像, 以及经过了同步的图像见图 13.

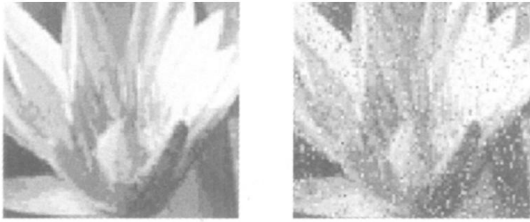


图 11 小数倍频偏为 0.052, 没经过同步与原图对比

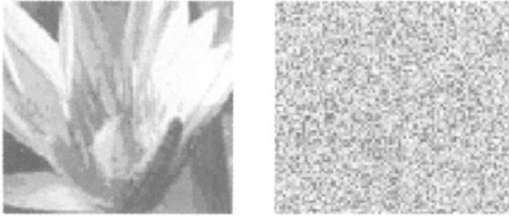


图 12 整数倍频偏为 1, 没经过同步与原图对比

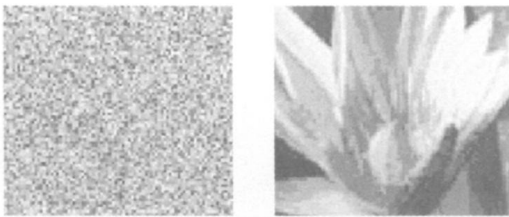


图 13 原图见图 10~12, 加入符号偏差为 1 和 1.052 倍频偏, 同步前后的对比图

本系统要求在 25kHz 的带宽内, 信息传输速率大于 64Kbit/s, 误比特率 (BER) 不大于 10^{-5} dB. 系统实际带宽 $W = 1915\text{kHz}$, 有效比特速率 6715Kbit/s 可见, 带宽与信息传输速率满足系统要求. 图 14 是不同情况下的差错性能曲线对比图, 其中第 3 条曲线是采用本系统设计的方案后最终得到的差错性能曲线. 由曲线 3 可以看出, 当 $\text{SNR} = 22\text{dB}$, 仿真时间 240S 时, $\text{SER} = 112 \times 10^{-5}$, 满足系统要求.

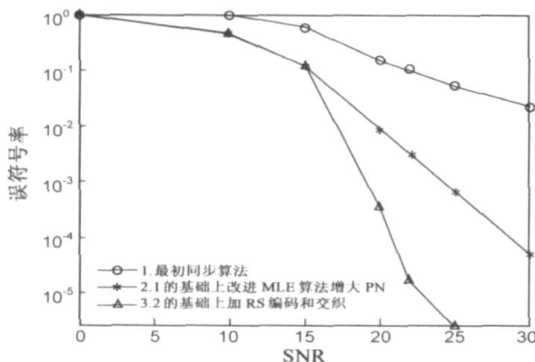


图 14 不同情况下的差错性能曲线对比图

5 结论

本文研究的无线数据通信系统, 以 OFDM 技术为核心, 在 VHF/UHF 频段的 1915kHz 带宽 (未含保护频带)

内实现了有用信息传输速率为 6715kbit/s 的实时双工信息传输, 其有效频带利用率为 3146bit/s/Hz, 高于该频段现有无线数据通信系统的相应指标. 本文提出的上述系统的同步方案, 包括帧同步、符号同步及小数倍频偏、整数倍频偏同步, 与已有文献记载的同步方案相比, 不但使该系统具有较小的运算量、较低的实现复杂度, 而且具有较好的性能. 上述同步方案不但适用于本系统, 而且亦可将其应用于其他 OFDM 通信系统中.

参考文献:

- [1] Jaehye Cho, Namshin Cho, Keukjoon Bang, Myunghee Park, Heeyoung Jun, Hyuncheol Park, Daesik Hong. PC based receiver for Eureka 2147 digital audio broadcasting [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2001, 47(2): 95-97.
- [2] Mueller Weinfurter, Stefan H. On the optimality of metrics for coarse frame synchronization in OFDM: a comparison [A]. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications [C]. 1998, 2: 533-537.
- [3] Donghoon Lee, Kyungwhoon Cheun. A new symbol timing recovery algorithm for OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1997, 43(3): 767-775.
- [4] T M Schmidl, D C Cox. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. IEEE Transactions on Communications, December 1997, 45(12): 1613-1621.
- [5] Stefan Kaiser, Lutz Papke. Optimal detection when combining OFDM/CDMA with convolutional and turbo channel coding [J]. IEEE Transactions on Communications, June 1996, 1: 343-348.
- [6] J J van de Beek, M Sandell, P O Borjesson. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, July 1997, 45(7): 1800-1805.

作者简介:



吴虹 女, 1967 年出生于天津市, 博士, 副教授. 研究方向为无线通信技术.
E-mail: wuhong@nankai.edu.cn



梁裕民 男, 1972 年出生于山西省, 硕士, 副教授, 研究方向为无线通信技术.
E-mail: lymwj@126.com