

部分功率训练序列与 OFDM 承载数据的优化分离

刘田 唐友喜 赵宏志 宋丽英 李少谦
(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

摘要 在采用部分功率训练序列同步的 OFDM 系统中,接收到的 OFDM 承载的数据信号会受到部分功率训练序列的严重干扰。由于信道估计的误差,使得对训练序列的分离同样存在误差。本文给出了在频率选择性衰落信道中,一种优化的抑制训练序列对 OFDM 承载数据的干扰的方法。通过理论分析,给出了优化的训练序列对消因子。计算机仿真结果验证了理论分析的合理性。

关键词 正交频分复用, 分离, 训练序列, 误比特率

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)10-1827-04

Optimum Separation of OFDM Data and Partial Power Training Sequence in Frequency Selective Fading Channels

Liu Tian Tang You-xi Zhao Hong-zhi Song Li-ying Li Shao-qian
(National Key Lab of Communication, UESTC, Chengdu 610054, China)

Abstract In Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) system, when using the partial power training sequence to synchronize, the received data signals will be seriously interfered by the training sequence. Due to the imperfect channel estimation, even if the training sequence separation technique is used, errors will also occur while using the inadequate knowledge of channel to perform the training sequence separation. This paper proposes an optimum method to suppress the interference from the training sequence to the data bearing OFDM symbols in frequency selective fading channels. A closed form formula for the optimized training sequence canceling factor is given by the theoretical analysis and its reasonability is verified by the simulation results.

Key words OFDM, Separation, Training sequence, BER

1 引言

在无线通信分组业务环境中,基于OFDM的无线通信空中接口,快速、可靠、低开销的时间频率同步方法是至关重要的。目前,分组传输时常用的使用训练序列的OFDM时间、频率同步方法^[1-8]具有一个共同的缺点:在一定时间段内,训练序列占有所有发射功率,空中接口传输的每一个无线分组包,不管承载的用户业务数据比特(bit)数有多少,例如仅为用户点击鼠标对应的数个比特,至少都需要两个OFDM符号的时间资源。这种在一定的时间内独占总发射功率的方法,除了承载有效用户数据的效率较低之外,还缺少时间、功率上的灵活性,导致较低的空中接口效率。

文献[9, 10]分别提出在 OFDM 数据符号上叠加序列(PN)的时间频率同步方法。这两种方法提高了空中接口承载低速率分组业务的效率:只用一个 OFDM 符号,就可以既完成同步任务,又可以完成承载的业务传输。但该方法的缺点是:接收端 OFDM 承载数据的检测将受到 PN 序列的严重干扰。

为了解决上述问题,文献[11]提出了一种分离部分功率训练序列与OFDM承载数据的方法,但文献[11]没有考虑信道估计的不确定性对分离效果的影响。当信道估计存在误差

时,训练序列的估计也存在误差。用存在误差的估计序列进行序列对消,必然存在对消误差;但是为了抑制训练序列的干扰,又不得不进行序列的对消。因此,在使用户数据的误比特率最小化的准则下,本文给出优化的抑制训练序列干扰的训练序列分离方法,计算出优化的训练序列对消因子的数学表达式,并比较数值和仿真结果。

本文的其余部分是这样安排的:在第2节简要描述文献[11]所提出的部分功率训练序列的OFDM系统模型;第3节对该训练序列分离方法的性能进行分析,给出在时变多径瑞利衰落信道下,训练序列的训练序列对消因子的最优值的数学表达式;第4节给出数值及仿真结果并对结果进行比较和分析;最后是本文的结论。

2 系统模型

图1描述了叠加训练序列的导引辅助OFDM系统的发射系统模型。在发送端OFDM数据和训练序列同时被发送。如图1所示,发送信号由 $x_{l,n}^b$, $x_{l,n}^z$ 和 $x_{l,n}^s$ 3部分叠加后添加循环前缀而成,分别表示第 l 个OFDM符号的时域第 n 个采样值上承载的数据,训练序列和导引,其中,系数 α , ρ 和 β 分别控制发射信号中 $x_{l,n}^b$, $x_{l,n}^z$ 和 $x_{l,n}^s$ 3部分的发射功率。发射系统各部分的具体描述以及频域导引图案的描述参见文献[11]。

2005-01-24 收到, 2005-10-08 改回

国家自然科学基金(60272009, 60472045, 60496313), 国家 863 计划(2003AA12331006)和教育部博士点基金(20020614001)资助课题

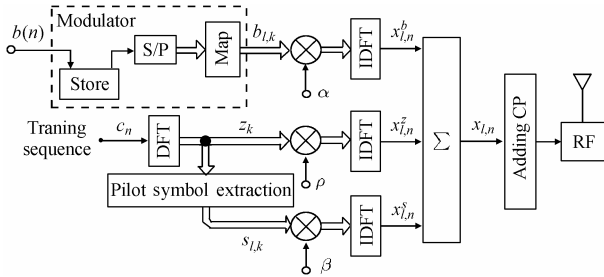


图1 叠加训练序列的OFDM发射系统模型

Fig.1 OFDM transmitting system with superimposed training sequence

总的发射信号(添加循环前缀之前)可以表示如下:

$$x_{l,n} = x_{l,n}^b + x_{l,n}^z + x_{l,n}^s$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

其中

$$X_{l,k} = \alpha b_{l,k} + \rho z_k + \beta s_{l,k} \quad (2)$$

应该注意的是各导引子载波上承载的信号不仅包括导引符号,还包括训练序列的频域采样。于是发射信号中实际采用的导引序列,记为 $x_{l,n}^p$,可以在时域表示为

$$x_{l,n}^p = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (\rho + \beta) s_{l,k} e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3)$$

由式(2)、式(3)可见,从 z_k 中提取专门的导引符号 $s_{l,k}$ 并不是必需的(可以只利用位于导引子载波上的 ρz_k 来做信道估计),但这样做是很有意义的:根据文献[9]提出的叠加PN序列的OFDM信号模型,应有 $\alpha^2 + \rho^2 = 1$ 以保持发射总功率恒定,于是 $s_{l,k}$ 的作用是当 ρ 很小(训练序列功率占总功率比例很低,导引子载波上的 ρz_k 不足以完成信道估计)时,在发射端对导引符号增加额外的发射功率以保证接收端进行信道估计所需的足够的导引功率。增加的发射功率的大小由 β 控制; $s_{l,k}$ 的另一个作用是在传输过程中当 ρ 改变时可通过调整 β 使导引符号的功率保持不变,提高信道估计的可靠性。

假设 $x_{l,n}^b$, $x_{l,n}^z$ 和 $x_{l,n}^s$ 3部分都具有单位功率,于是发射信号中OFDM数据符号、训练序列和导引序列3部分的功率分别是 α , ρ 和 $\rho + \beta$ 。

图2描述了分离OFDM用户数据和训练序列的接收系统模型,其中CP是循环前缀(Cyclic Prefix)的缩写。假设接收机已完成时间、频率同步。

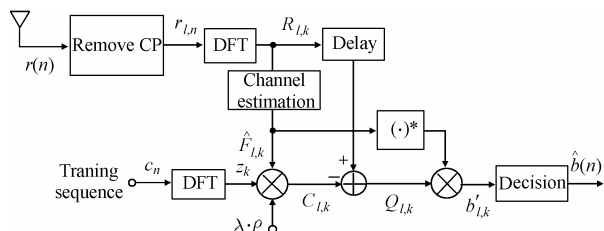


图2 训练序列与OFDM信号分离的OFDM接收机

Fig.2 OFDM receiving system with superimposed training sequence separation

采用文献[11]所描述的时变信道模型,在没有噪声的情况下,由于循环前缀的作用,第 l 个符号时间的接收信号去掉循环前缀后可表示为 $x_{l,n}$ 与信道冲激响应的圆周卷积。考虑加性白高斯噪声的环境,用 $r_{l,n}$ 表示去掉循环前缀后的接收信号,则 $r_{l,n}$ 可表示为^[12]

$$r_{l,n} = \sum_{m=0}^{L-1} h_{l,m}(n) x_{l,(n-m)_N} + w_{l,n} \quad (4)$$

其中 $(\cdot)_N$ 表示求模(modulo)运算, $w_{l,n}$ 表示加性复高斯白噪声采样,其功率谱密度为 N_0 , $h_{l,m}(n)$ 表示第 l 个符号时间,第 m 条扩展路径的信道冲激响应。去掉循环前缀并对信号进行DFT处理后,第 l 个符号时间第 k 个子载波上承载的信号由3部分组成:

$$R_{l,k} = \sum_{n=0}^{N-1} r_{l,n} e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}$$

$$= H_{l,k} X_{l,k} + I_{l,k} + W_{l,k}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (5)$$

其中 $H_{l,k}$ 表示信道增益, $I_{l,k}$ 表示由于信道的时变性而产生的子载波间干扰(ICI), $W_{l,k}$ 对应于信道中高斯白噪声的贡献^[11]。

利用 $R_{l,k}$ 中相应位置上的导引信息估计出导引子载波的信道增益 $F_{l,k}$,再经过内插滤波得到第 l 个符号所有子载波对应的信道估计 $\hat{F}_{l,k}$ 。具体的信道估计方法参见文献[11],将信道估计结果 $\hat{F}_{l,k}$ 与本地训练序列做DFT后的结果相乘,得到接收信号中训练序列的估计值。为了弥补信道估计的误差,用训练序列对消因子 λ 控制本地训练序列的功率:

$$C_{l,k} = \lambda \rho \hat{F}_{l,k} z_k \quad (6)$$

3 训练序列分离的性能分析与优化

3.1 接收信号的统计特性

对信道增益和载波间干扰的统计特性采用如下假设:首先假定信道抽头系数 $h_{l,m}(n)$ 为独立零均值复高斯随机过程的采样,则信道增益 $H_{l,k}$ 是零均值复高斯随机变量,每个子信道都是瑞利衰落信道。其次,假设用户数据 $b(n)$ 是独立同分布,具有零均值和单位方差。再次,假设子载波间干扰 $I_{l,k}$ 是独立的复高斯随机变量^[13]。

基于以上假设,可以得到信道增益 $H_{l,k}$ 的自相关函数 $E\{H_{l,k} H_{l,k}^*\}$,载波间干扰 $I_{l,k}$ 的方差 $\text{Var}\{I_{l,k}\}$,导引子载波上信道估计值 $F_{l,k}$ 的自相关函数 $E\{F_{l,k} F_{l,k}^*\}$ 以及 $\hat{F}_{l,k}$ 的自相关函数 $E\{\hat{F}_{l,k} \hat{F}_{l,k}^*\}$,其表达式以及推导过程参见文献[11]。

3.2 误比特率分析

根据文献[14],在BPSK调制下,第 l 个符号时间第 k 个子载波的平均误比特率可以表示为

$$P_e = \frac{1}{2} (1 - \mu_{l,k}) \quad (7)$$

其中

$$\mu_{l,k} = \frac{E\{Q_{l,k} \hat{F}_{l,k}^*\}}{\sqrt{E\{Q_{l,k} Q_{l,k}^*\} E\{\hat{F}_{l,k} \hat{F}_{l,k}^*\}}} \quad (8)$$

其中 $E\{Q_{l,k}Q_{l,k}^*\}$ 和 $E\{Q_{l,k}\hat{F}_{l,k}^*\}$ 的计算见文献[11], 且

$$Q_{l,k} = R_{l,k} - C_{l,k} \quad (9)$$

3.3 训练序列对消因子的优化

因为信道估计不精确, $\hat{F}_{l,k}$ 与 $H_{l,k}$ 之间必然存在误差, 不能简单地将 $\rho\hat{F}_{l,k}z_k$ 从 $R_{l,k}$ 中减去, 需要在接收端用训练序列对消因子 λ 控制本地训练序列的功率, 如式(6)所示, 且一般来说不满足 $\lambda=1$ 。然而对 λ 的选取不是任意的, 过大的 λ 可能引入额外的干扰消除误差, 而 λ 过小又会使训练序列对数据的干扰消除不彻底。所以, 误比特率(BER)的计算式(8)中应存在一个 λ 的最优值可以使 BER 达到最小。

下面我们基于最小错误概率准则推导使BER最小的 λ 的最优值。采用BPSK调制时, $b_{l,k} \in \{1, -1\}$, 由 $E\{Q_{l,k}\hat{F}_{l,k}^*\}$ 的表达式^[11]可见 $\mu_{l,k}$ 的正负由 $b_{l,k}$ 决定。不失一般性, 我们假设 $b_{l,k}=1$ 的情况。在这种情况下, $\mu_{l,k}$ 是 λ 的连续可导函数, 由式(7)可见, 计算误比特率 p_e 的最小值等价于计算 $\mu_{l,k}$ 的最大值。为此, 先计算 $\mu_{l,k}$ 的驻点, 将 $\mu_{l,k}$ 对 λ 求导:

$$\frac{d\mu_{l,k}}{d\lambda} = -\frac{E\{Q_{l,k}\hat{F}_{l,k}^*\}(\lambda A - B)}{2\sqrt{E\{\hat{F}_{l,k}\hat{F}_{l,k}^*\}}\sqrt{E\{Q_{l,k}Q_{l,k}^*\}}^3} \quad (10)$$

其中

$$A = 2\rho^2 E\{\hat{F}_{l,k}\hat{F}_{l,k}^*\} \quad (11)$$

$$B = \rho^2 E\{z_k z_k^*\} \left\{ \sum_{\phi=0}^{\frac{N-1}{D_f}} g(k, \phi) E\{H_{l,k} H_{l, \phi D_f}^*\} + \sum_{\phi=0}^{\frac{N-1}{D_f}} g^*(k, \phi) E\{H_{l,k}^* H_{l, \phi D_f}\} \right\} \quad (12)$$

令式(10)的求导结果等于零, 得到唯一的驻点 λ 为

$$\lambda = \frac{\sum_{\phi=0}^{\frac{N-1}{D_f}} g(k, \phi) E\{H_{l,k} H_{l, \phi D_f}^*\} + \sum_{\phi=0}^{\frac{N-1}{D_f}} g^*(k, \phi) E\{H_{l,k}^* H_{l, \phi D_f}\}}{2E\{\hat{F}_{l,k}\hat{F}_{l,k}^*\}/E\{z_k z_k^*\}} \quad (13)$$

下面证明该驻点即为 p_e 的最小值点。为方便表述将式(13)的计算结果记为 λ_0 : 因为 $\mu_{l,k}$ 在 $\lambda \in (-\infty, +\infty)$ 上连续, 可导, 且存在唯一驻点 λ_0 , 由式(10), $\forall \lambda \in (-\infty, \lambda_0)$ 时, 有 $(d\mu_{l,k}/d\lambda) > 0$, 而 $\forall \lambda \in (\lambda_0, +\infty)$ 时, 又有 $(d\mu_{l,k}/d\lambda) < 0$, 所以 λ_0 为 $\mu_{l,k}$ 的最大值点, 相应地 p_e 在 $\lambda = \lambda_0$ 处获得最小值。

上面我们假设 $b_{l,k}=1$ 的情况, 对于 $b_{l,k}=-1$, 计算 p_e 的最小值等价于计算 $\mu_{l,k}$ 的最小值。容易证明, 此时由式(13)得到的驻点同样也是 p_e 的最小值点。至此, 我们完成了训练序列对消因子的优化分析。

4 数值分析及仿真结果

本文所有的仿真结果都是基于蒙特卡罗仿真模拟得出的。在数值和仿真结果中, 采用BPSK调制, 信道是基于 M.1225 的室外到室内步行信道 Channel B^[15]。其它参数分别是: 移动速度 3 km/h, 导引符号间隔 $D_f=5$, 载波频率 2

GHz, DFT长度为 $N=256$, 循环前缀长度是 64, 子载波数为 256, 子载波间距 5 kHz, 于是 $f_d T = 10^{-3}$, 其中 $T = NT_s$ 表示OFDM符号时间, f_d 表示多普勒频移。当 $E_b/N_0 = 11\text{dB}$, $\alpha = \rho = \sqrt{0.5}$, $\beta = 0$ 时, 选用不同训练序列对消因子 λ , BER性能的理论仿真曲线如图 3 所示; 当 $\alpha = \rho = \sqrt{0.5}$, $\beta = 0$ 时, 不同 E_b/N_0 及不同 λ 对应的系统BER性能的仿真结果如图 4 所示; 当 $E_b/N_0 = 15\text{dB}$ 时, 不同 ρ 和不同 β 对应的BER性能的仿真结果如图 5 所示。

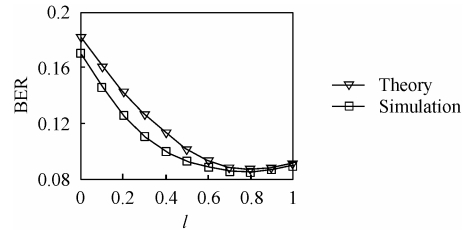


图 3 采用不同训练序列对消因子 λ 时的误比特率
Fig.3 BER performance with different training sequence separation factor

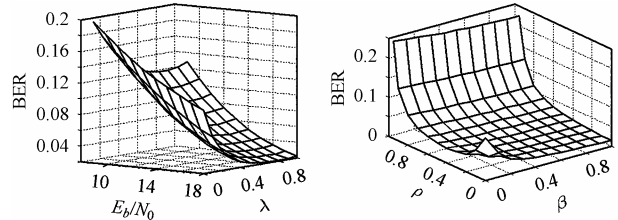


图 4 采用不同 E_b/N_0 和 λ 时的误比特率
Fig.4 BER performance with different E_b/N_0 and λ

图 5 采用不同 ρ 和 β 时的误比特率
Fig.5 BER performance with different ρ and β

在图 3 中, 对不同训练序列对消因子下的误比特率的理论与仿真结果进行了比较, 二者吻合得较好。图 3 中数值计算结果是根据式(8)计算的误比特率; 仿真结果是基于线性内插信道估计下的误比特率。根据式(13)计算可得训练序列对消因子最优值为 0.84, 这与图 3 的结果吻合, 从而仿真结果验证了理论分析的合理性。

从图 4 给出的仿真结果可以看出不同 E_b/N_0 下训练序列对消因子优化的效果。在较低信噪比时优化的效果尤其明显, 即对于给定 E_b/N_0 , 曲面明显存在最小值点。这是因为低信噪比时信道估计的不精确使 $\hat{F}_{l,k}$ 与 $H_{l,k}$ 之间存在较大误差, 因而在接收端得到的训练序列的估计值 $\rho\hat{F}_{l,k}z_k$ 与接收信号中叠加的训练序列的真实值 $\rho H_{l,k}z_k$ 之间也存在较大误差, 导致对训练序列干扰消除的误差较大。本文提出的训练序列的优化分离技术的关键就是选择最优的训练序列对消因子 λ 在一定程度上对这个误差予以补偿。

图 5 给出了对消因子取最优值, 误比特率性能随 ρ 和 β 变化的仿真结果。由图 5 可以看出, 在 ρ 一定的情况下, β 越大, BER 越低。这是因为 β 增大, 导引功率 $\rho + \beta$ 也随之增大, 信道估计更加精确。注意到 $\rho \rightarrow 0$ 、 $\beta \rightarrow 0$ 时曲面出现尖峰, 这是因为导引功率过低不能满足信道估计的要求, 从而导致误码率性能恶化。而当 $\rho \rightarrow 1$ 时性能恶化的原

因是此时训练序列占总发射功率比例过大,导致训练序列对数据造成较强的干扰。值得注意的是,这种现象只有在 ρ 非常接近1的时候才会发生(例如大于0.9),这说明即使在绝大部分发射功率都被训练序列所占用的情况下,本文描述的训练序列干扰对消算法也具有较好的BER性能。

另一方面,考虑给定 β 的情况。若给定 β 很小,例如极限情况 $\beta=0$,此时系统发射端不增加额外的导引发射功率,但是为了完成信道估计,训练序列功率 ρ 不能过低,同时为了减小训练序列对数据的干扰, ρ 也不能过高,于是 ρ 存在一个最优值(由图可见大致在0.4左右)。当给定的 β 较大(即发射端为导引符号提供了额外的发射功率)时,假设此导引符号功率已经足以满足信道估计的要求,那么 ρ 越低,训练序列对数据的干扰就越小,BER性能也就越好。例如在 $\beta=1$ 时, ρ 的最优值为0,这是因为此时导引功率完全由额外的发射功率提供,并且完全满足信道估计的需要,所以没有训练序列对数据的干扰($\rho=0$)时BER性能自然最好。

值得注意的是,实际应用中我们往往并不能对 ρ 和 β 进行理论上的联合优化。这是因为训练序列和导引序列完成的功能是独立的,并且 ρ 和 β 的选择跟用户所处的移动环境以及发射机能提供的发射功率都有关。基于某种准则得到的 ρ 和 β 的理论优化结果往往无法运用于实际。所以有意义的优化是本文提出的针对训练序列对消因子 λ 的优化。采用本文提出的方法,系统实现的实际操作应该是:根据用户所处的环境确定适当的训练序列功率 ρ ,例如信噪比较高时同步所需的训练序列功率 ρ 可以很小^[9];再根据信道估计所需的导引符号功率以及发射机能提供的发射功率选择合适的 β ;以上参数确定后便可以根据本文提出方法进行训练序列的优化分离。

5 结束语

本文分析了一种在OFDM系统中分离用户数据和部分功率训练序列的优化方法,给出了抑制训练序列干扰的对消因子的最优值,使用户数据的误比特率最小化。从数值分析和仿真两方面验证了该方法可以有效地抑制训练序列对OFDM数据的干扰并且给出了训练序列对消因子优化的结果。该技术在采用OFDM的无线通信中有着广泛的应用前景,尤其是在分组传输中提高了空中接口的灵活性与数据传输效率。

参考文献

- [1] Kobayashi H. A novel symbol frame and carrier frequency synchronization for burst mode OFDM signal. Proc. IEEE VTC-Fall 2000. Boston (USA), 2000, vol 3: 1392-1396.
 - [2] Kim Hyunjae, Kang Hongku, Hwang Wooncheol, Kim Kiseon. An improved frequency synchronization scheme using a modified OFDM burst format for wireless LAN systems. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2000, 46: 1021-1025.
 - [3] Seo Bo Seok, Kim Su Chang, Park Jinwoo, Ihm Jong Tae. Fast and low-complex frequency synchronization for OFDM. Proc. VTC 2001 Fall. Atlantic City, 2001, 2: 1120-1124.
 - [4] Prasetyo B Y, Said F, Aghvami A H. Fast burst synchronization technique for OFDM-WLAN systems. *IEE Proc. -Commun*, 2000, 147: 292-298.
 - [5] Muller Weinfurter S H. Burst frame and frequency synchronization with a sandwich preamble. Proc. GLOBECOM '01. San Antonio, Texas, 2001, 2: 1366-1370.
 - [6] Muller Weinfurter S H. Comparison of preamble structures for burst frequency synchronization. Proc. GLOBECOM '00. San Francisco, 2000, 3: 1488-1493.
 - [7] Speth M, Daecke D, Meyr H. Minimum overhead burst synchronization for OFDM based broadband transmission. Proc. Globecom'98. Sydney, 1998: 3227-3232.
 - [8] Zhou Shidong. Introduction on B3G activities in Tsinghua Univity. Proc. of the International Forum on Future Mobile Telecommunications & China-EU Post Conference on Beyond 3G, Tsinghua Univity, 2001: 106-110.
 - [9] Tufvesson F, Faulkner M, Hoeher P, Edfors O. OFDM time and frequency synchronization by spread spectrum pilot technique. Communication Theory Mini-Conference, Vancouver, British Columbia, Canada, 1999: 115-119.
 - [10] Shuichi Ohno, Giannakis G B. Optimal training and redundant precoding for block transmissions with application to wireless OFDM. *IEEE Trans on Commun.*, 2002, 50(12): 2113-2123.
 - [11] 唐友喜, 赵宏志, 刘皓, 宋丽英, 刘田, 李少谦. OFDM系统数据与训练序列的一种分离技术. *电子学报*, 2005, 33: 714-717.
 - [12] Dukhyun Kim, Stuber G L. Residual ISI cancellation for OFDM with applications to HDTV broadcasting. *IEEE J. on Select. Areas Commun*, 1998, 16: 1590-599.
 - [13] Park S Y, Kang C G. Performance analysis of pilot symbol arrangement for OFDM system under time-varying multi-ath Rayleigh fading channels. *IEICE Trans. Commun*, 2001, E84-B, 36-45.
 - [14] Proakis J G. Digital communications. 4th Edition, New York: McGraw-Hill, 1995: 953-956.
 - [15] ITU-R. Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000, 1997.
- 刘田: 男, 1981年生, 硕士生, 研究方向为扩频通信、OFDM、MIMO技术、卫星通信。
- 唐友喜: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为数字通信、扩频通信, 包括CDMA、OFDM、UWB、分布MIMO、传感器网络等。
- 李少谦: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室主任, 移动通信与个人通信信息产业部重点实验室主任, 主要研究方向为扩频通信、移动通信等。