doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2015.03.009

引用格式:余翔,徐字明,吕世起,等. 基于 C-RAN 与 LTE-Hi 的 BR-OFDMA 导频图案设计[J]. 电讯技术,2015,55(3):279-285. [YU Xiang, XU Yuming,LYU Shiqi, et al. Design of BR-OFDMA Pilot Pattern Based on C-RAN and LTE-Hi[J]. Telecommunication Engineering,2015, 55(3):279-285.]

基于 C-RAN 与 LTE-Hi 的 BR-OFDMA 导频图案设计*

余 翔**,徐宇明,吕世起,曾银强

(重庆邮电大学,重庆 400065)

摘 要:在集中式/协作式/云计算无线接入网(C-RAN)环境下,结合热点及室内覆盖的长期演进(LTE-Hi)特点,研究导频图案的设计。LTE-Hi要求插入的导频数量比传统的长期演进(LTE)少,又由于其 覆盖特点导致小区边界更容易受相邻小区干扰,由此提出一种应用块重复的正交频分多址(BR-OFD-MA)和压缩感知信道估计技术的导频图案设计方案。该方案能够探测各相邻小区间的干扰情况,然后 根据干扰情况设置 BR-OFDMA 参数,最后得到导频图案。该方案能明显减少导频数量,在 C-RAN 的 云结构下更适合 LTE-Hi 相邻小区间的协作配置,能根据干扰情况,在资源消耗与性能之间进行平衡。 仿真表明该方案在低信干比环境下仍能表现较好性能,适合在 C-RAN 与 LTE-Hi 中应用。 关键词:云无线接入网;块重复正交频分多址;导频图案设计;压缩感知;信道估计 中图分类号:TN929.5 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2015)03-0279-07

Design of BR-OFDMA Pilot Pattern Based on C-RAN and LTE-Hi

YU Xiang, XU Yuming, LYU Shiqi, ZENG Yinqiang

(Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: In the cloud radio access network (C-RAN) environment, according to hotspot and the characteristic of Long Term Evolution Hotspot/indoor(LTE-Hi), design of pilot pattern is presented. LTE-Hi requires less number of pilots than traditional Long Term Evolution(LTE). Meanwhile, cell boundary is more vulnerable to be interfered by neighboring cell. Therefore, a pilot pattern design scheme is proposed which applies block repeat orthogonal frequency division multiple access(BR-OFDMA) and compressive sensing channel estimation techniques. This scheme can detect interference between neighboring cells and then set up parameters of BR-OFDMA according to the interference to obtain pilot design finally. It can significantly reduce the number of pilots and it is more suitable for collaborative configuration of LTE-Hi neighboring cell in the structure of C-RAN. It can also balance resource consumption and performance according to interference. The simulation shows that the scheme has better performance in low signal to interference ratio (SIR) environment. It is suitable for applying in the C-RAN and LTE-Hi.

Key words: cloud radio access network (C-RAN); pilot pattern design; block repeat orthogonal frequency division multiple access; compressive sensing (BR-OFDMA); channel estimation

1 引 言

近年来,由于移动通信的数据量迅速增长,尤其

是在室内及热点场景,结合热点及室内覆盖的长期 演进(Long Term Evolution Hotspot/Indoor, LTE –

 ^{*} 收稿日期:2014-09-12;修回日期:2015-02-15 Received date:2014-09-12;Revised date:2015-02-15
 基金项目:国家科技重大专项(2014ZX03003004-003)
 Foundation Item: The National Science and Technology Major Project(2014ZX03003004-003)

^{**} 通讯作者:gzyuxiang@ tom. com Corresponding author:gzyuxiang@ tom. com

Hi)^[1]被提出。而新一代集中式云构架无线接入网 (Cloud Radio Access Network, C-RAN)^[2]在热点地 区有着十分明显的优势,因此两者的结合在未来将 成为一种趋势。文献[1]提到,LTE-Hi要提供大数 据量流量,就必须工作在能提供大带宽的高频段3 GHz 以上,且小区结构也将变成高密度、小范围覆 盖,这样就存在更高的小区边缘干扰。正交频分多 址(Orthogonal Frequency Division Multiple, OFDM)技 术由于其优良的性能也将成为未来移动通信的关键 技术之一。在处理小区同频干扰的问题上,文献 [3]提到应用 OFDM 结合码分多址 (Code Division Multiple Access, CDMA)的块重复的正交频分多址 (Block Repeat Orthogonal Frequency Division Multiple Access, BR-OFDMA)技术、动态区间协调减少同频 干扰。动态的小区间协调也是消除干扰的重要手 段,其受网络架构、回程链路、信道估计^[4]等外部因 素的影响。由于 C-RAN 本身的架构已经解决了前 两个问题,所以信道估计就变得尤为重要。LTE-Hi 中提到其通信环境比较稳定,所以其信道质量变化 较慢,传统的密集导频插入就会浪费频谱资源,所以 LTE-Hi 中将使用较少的导频^[1]。传统信道估计方 法如最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)法和最小二乘(Least Square,LS)法需要插 入大量导频,不太适合在 LTE-Hi 中应用。现今,稀 疏信道估计已成为通信领域的一大研究热点[5-8]。 随着压缩感知(Compressive Sensing, CS)技术的提出 和逐渐成熟^[9-10],其被广泛应用在 OFDM 及高速宽 带系统信道的估计中。研究表明:基于压缩感知的 稀疏多径信道估计无需通过插值手段重构数据子载 波上的信道信息,就可以有效地降低信道估计误差, 减少所需传输的导频数目,提高频谱利用率^[7]。由 此本文将应用 C-RAN 架构承载 LTE-Hi,并结合 BR-OFDMA 和压缩感知技术,设计能满足 LTE-Hi 的导频图案。

2 C-RAN 下的 LTE-Hi 小区情况

C-RAN 由基带处理单元(Base Band Unit, BBU)和拉远天线(Remote Radio Head, RRH)组成, BBU 协调处理所有小区数据,通过光纤统一控制所 有 RRH,解决了传统小区间 X2 接口通信能力不足 的问题。为使问题清晰且不失一般性,在此分析三 小区情况,如图1所示。



图中红色表示三小区干扰情况,蓝色表示 AB 双 小区干扰情况,BC、AC 之间双小区干扰情况类似。 由于 LTE-Hi 用的高频载波产生更大的阴影衰落,所 以导致小区范围减小,发射功率提高。但当小区边缘 存在直射情况时,边缘干扰就会比传统小区严重得 多,因此各小区的导频信息也会受到不同程度的干 扰,所以在设计导频图案时要根据不同干扰情况设计 不同的导频结构。此时,各小区之间的协作就需要大 量信令交互,因此 C-RAN 架构有着明显优势。

3 LTE-Hi下的 BR-OFDMA 及信道模型

3.1 BR-OFDMA 简介

BR-OFDMA 结合了 CDMA 的思想,利用块重 复和联合检测技术有效减少了小区间干扰。通过将 多个重复码(Repeat Code, RC)分别与基本单元块中 的数据相乘并重复调制,获得多个重复单元块。重 复的调制次数为重复因子(Repeat Factor, RF),重复 因子为6时的信号结构如图2所示。当不同小区用 户使用相同时频资源时,各用户使用不同 RC 码加 权,接收端就可根据不同 RC 进行联合检测分离数 据,进而降低小区间干扰。



图 2 BR-OFDMA 信号结构 Fig. 2 BR-OFDMA signal structure

3.2 LTE-Hi下的动态 BR-OFDMA

BR-OFDMA 的特点之一是可根据干扰情况动态调整重复因子,进而达到性能和资源消耗上的平衡。如第2节中的情况,处于3个小区干扰下的用户可根据干扰大小的不同动态调整 RF 为4~6;当检测到用户处于两小区干扰时,又可将 RF 调整为2~4;当用户在小区中心附近没有干扰时,RF 可变为1,此时的 BR-OFDMA 就变为了传统的 OFDMA。在 C-RAN 环境下,所有数据都在 BBU 中统一调度,各小区可完全可同步动态协调。

3.3 LTE-Hi 信道特点

热点地区的用户基本属于静止或低速移动的, 多普勒效应极低,信道情况变化较慢,收发端距离较 近,小区间的干扰因远远超过噪声,故成为主要考虑 的干扰方式。并且LTE-Hi为提高频谱效率提出两 点要求,一是高阶的正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation,QAM)如256QAM,二是更稀疏的 导频密度。

在传统信道估计中,最大多普勒频移 f_{max}和最 大多径时延 τ_{max}两个参数影响着导频密度。根据二 维奈奎斯特采样定理,时域导频间隔 N_t和频域导频 间隔 N_t 应该满足

$$N_t \leqslant \frac{1}{2} \frac{1}{2f_{\max}T} , \qquad (1)$$

$$N_f \leq \frac{1}{2} \frac{1}{2\tau_{\max} \Delta f} \,^{\circ} \tag{2}$$

式中,*T*表示 OFDM 符号的时间长度, Δ*f*表示子载 波带宽。现有 LTE 标准中定义需要插入的导频较 多^[11],浪费的资源也较多。考虑到 LTE-Hi 的特性 与需求,可分别从频域和时域减少导频密度,频域方 面引入压缩感知技术减少导频插入数量;时域方面, 由于 LTE-Hi 下多普勒效应不明显,信道变化缓慢, 可根据公式(1)设计成动态调整插入间隔,未插入 导频的符号采用插值估计。

3.4 压缩感知信道估计数学模型

设 h(n) 为离散的时域信道冲激响应,L 为离散时间信道模型中抽头延时的总个数,也就是信道最大长度,其数学模型为

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(n-l)_{\circ}$$
 (3)

对于稀疏信道,向量 $h = [h_0, h_1, \cdots h_{L-1}]^{\mathsf{T}}$ 只有

很少的非零值,大部分接近于零。设 OFDM 子载波数目为 N,发送信息序列为 x(n),零均值高斯加性 白噪声为 z(n),接收端收到的时域信号为 y,则频域 表示为

$$FFT(y) = \mathbf{Y} = FFT(x(n) \otimes h(n) + z(n)) = \mathbf{XFh} + \mathbf{Z}_{\circ}$$
(4)

F 为从 *N*×*N* 维傅里叶矩阵中选择的前 *L* 列构成的部分随机傅里叶矩阵:

$$\boldsymbol{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & \exp(-j\frac{2\pi}{N}w_0^1) & \cdots & \exp(-j\frac{2\pi}{N}w_0^{(l-1)}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \exp(-j\frac{2\pi}{N}w_M^1) & \cdots & \exp(-j\frac{2\pi}{N}w_M^{(l-1)}) \end{bmatrix}$$
(5)

式中, $w_b^a = a \times b$ 表示行列数之积。设其中 P 个子载 波用于导频符号的传输,导频序列记为 X_p ,其插入 位置记为 $p = [p_1, p_2, \dots, p_P], p_i \in [0, N-1],接收端$ 收到的导频信号为

$$Y_p = X_p F_p h + Z_{p \circ} \tag{6}$$

其部分随机傅里叶矩阵变为 P×L 维矩阵,系数为

$$[F_p]_{p_i,b} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi p_i b/N}, i = 1, 2, \dots, P; b = 1, 2, \dots, L_o$$

由此可知,从式(6)中估计 h 是一个典型的稀 疏信号重建问题,它完全可以采用基于压缩感知的 重建算法完成。本文重点关注导频图案的设计。

4 LTE-Hi 的 BR-OFDMA 导频图案设计

4.1 多小区频分复用导频结构

为了减少各小区导频间的干扰,导频需经过复 用来提高信道估计的准确性,所以本文设计利用频 分复用来区分不同小区导频。如前文所述,可能存 在无干扰、双邻区干扰和三邻区干扰三种情况,只有 在无干扰情况下才无需复用。下面就三种情况给出 图示,设在一个符号的不同子载波中用 P 表示导 频,D 表示数据,"空"表示什么也不发。

图 3 表示无干扰情况下,各小区可独立发送信息。图 4 表示终端会收到同时来自 A、B 两小区的 信号,为减小干扰,当 A 小区发导频时 B 小区在同 一时频资源不发任何数据,当 B 小区发导频时 A 小 区在同一时频资源也不发任何数据,而 C 小区对其 无干扰,所以 C 可独立发送数据。图 5 表示终端能 同时收到 3 个小区的信号,同理,当其中一小区发导 频时,其他两小区在同一时频资源保持沉默。

小区A	•••	P	•••	D	•••	D	•••	子载波
小区B		D	•••	P		D		子载波
小区C		D		D	•••	Р		子载波

	图 3	小区	间尤十扰导	频复.	用图	
Fig. 3	No inte	r-cell	interference	pilot	multipl	exing

P ••• 空 ••• D 子裁波 小区A 空 P ••• D ... 子载波 小区B ••• D D ••• Р ••• 子载波 小区C

图 4 双邻区干扰导频复用图

Fig. 4 Dual neighboring interference pilot multiplexing

小区A	•••	P	•••	空	•••	空	•••	子载波
小区B		空		P		空	•••	子载波
小区C		空		空	•••	Р		子载波

图 5 三邻区干扰导频复用图 Fig. 5 Three neighboring interference pilot multiplexing

4.2 干扰探测导频

由于干扰小区数量与干扰强度影响着重复因子 和导频结构,所以需要插入干扰探测导频来确定终 端受到干扰的小区数量与干扰强度。由于 LTE-Hi 下终端变化较慢,所以干扰探测导频插入数量无需 太多。本文设计在每个重复资源块组最后一个符号 中间频段的3个连续子载波上,以频分方式使三小 区干扰探测导频复用,如图6所示。

小区A	•••	中间子载波 P 空 空	•••	子载波
小区B	•••	空 P 空	•••	子载波
小区C		空空P	•••	子载波

图 6 干扰探测导频复用图 Fig. 6 Interference detection pilot multiplexing

从图 6 可看出各小区导频无干扰,终端可根据 相应位置接收到的导频强度判断来自各小区的干扰 强度,然后反馈给各小区,为下一个资源块的设计提 供参数。

4.3 重复因子的确定方法

重复因子是 BR-OFDMA 的核心参数之一,关 · 282 ·

系到通信质量和系统效率的平衡。干扰的存在会导 致误码,由此产生的误块会触发系统启动自动重传 机制,这就会消耗物理资源和造成延迟。当误块率 太高时,就会对通信质量造成严重影响,这时就需要 提高重复因子来降低干扰,但当重复因子太多时又 会消耗过多时频资源,降低频谱利用率。所以本文 利用干扰强度大小来确定重复因子的值,采用分段 式的设计方案。干扰强度定义为信干比(Signal to Interference Ratio,SIR):

$$SIR = 10 \lg(\frac{P_s}{P_i})_{\circ}$$
 (7)

分段式设计方案是根据干扰强度不同而调整重 复因子,在通信质量与资源利用率之间进行平衡,所 以分段方式与实际环境和应用需求有密切关系。为 了说明该方案的设计思路,本文给出一种在仿真环 境下的设计实例。为了得到信干比在不同重复因子 下的误码率,本文用 Matlab 作为仿真环境。仿真中 采用 LTE-Hi 提出的 256QAM 高阶调制,由于 LTE-Hi 尚未规定信道编码标准,所以本文采用 LTE 标准 中定义的 Turbo 码作为信道编码,用适合高速运算 的改进型最大后验概率(Maximum A Posteriori, MAP)译码算法 Max-log-MAP 进行仿真分析。

图 7 是双邻区干扰下不同重复因子的误码率情况。从图中可见,由于256QAM的抗干扰能力很弱, 当不采用重复因子时,5 dB以下无法正常译码,5 ~ 30 dB时的通信质量也很差,所以只有在小区中心 干扰很低的情况下才不需要重复因子。虽然重复因 子为 3 时的增益比重复因子为 2 时大,但消耗时频 资源也较多。而只有在 5 dB 以下时,重复因子为 4 才会比重复因子为 3 时有明显优势。



根据以上分析,本实例在双邻区干扰时重复因 子设计为

$$RF = \begin{cases} 1, & SIR > 30 \text{ dB} \\ 2, & 10 \text{ dB} < SIR \leq 30 \text{ dB} \\ 3, & 5 \text{ dB} < SIR \leq 10 \text{ dB} \\ 4, & SIR \leq 5 \text{ dB} \end{cases}$$
(8)

此种选择是为了保证通信质量的前提下又不会 太浪费时频资源。图8 是三邻区干扰下不同重复因 子的误码率情况。



Fig. 8 Three neighborhood BER simulation

同理,本实例在三邻区干扰时重复因子设计如 下:

$$RF = \begin{cases} 1, SIR > 30 \text{ dB} \\ 3, 10 \text{ dB} < SIR \le 30 \text{ dB} \\ 4, 5 \text{ dB} < SIR \le 10 \text{ dB} \\ 6, SIR \le 5 \text{ dB} \end{cases}$$
(9)

在实际应用中,由于环境、硬件、时频资源、误码 率需求等不尽相同,误码曲线也不同,所以该方案的 自适应性就可动态调整重复因子的分段方式以满足 不同需求。

4.4 导频的频域插入

当重复因子确定后,就确定了重复块组结构,从 而得知重复块组的子载波数。根据压缩感知信道估 计理论,频域插入导频的数量是信道稀疏度的4~8 倍,所以本文根据前一个重复块组信道估计得到的 稀疏度来确定下一个重复块组需要插入的导频数 量。当存在小区间干扰时,就要进行小区间协作,应 用分布式压缩感知理论,以频分复用方式联合设计 导频插入图案,由4.1节可知,由于空数据的存在, 此时占用的子载波数为所有参与小区导频数之和。 压缩感知的导频插入位置需要很高的随机性,为了 让收发双方同时可知导频位置,小区与终端需采用 同一个随机因子下的伪随机算法生成导频位置,且 参与小区不能有重叠,下面举例说明。假如检测到 终端处于双邻区情况,假设重复块组子载波数为10 个,编号为1~10,设A小区需要插入2个导频,伪随机算法生成的插入子载波编号为2、8,设B小区 需要插入3个导频,伪随机算法生成的插入子载波 编号为1、6、9,则插入导频如图9示例,其中P_a是A 小区的导频,P_b是B小区的导频。

小区A	空	Pa	D	D	D	空	D	Pa	空	D	
小区B	P _b	空	D	D	D	P _b	D	空	Pb	D	
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	子载波
	2	<u>र</u> 9		频	域	插	入疗	示使	列图	Į	
Fig. 9 Frequency domain insert											

4.5 导频的时域间隔

由于 LTE-Hi 下主要存在静止或极低速用户, 所以 LTE-Hi 规定其导频在时域的间隔要比 LTE 大,这样可以节省频谱资源。如果采用动态自适应 间隔,可以更有效地分配资源,但会增加信令开销。 根据3.3节分析可知导频的时域间隔受到最大多普 勒频移的影响,假设载波频率为3.5 GHz,用户最大 移动速度不大于 30 km/h.此时检测到的最大多普 勒频移为 97.22 Hz, 如果采用普通循环前缀(Cyclic Prefix,CP),根据公式(1)可以算出最大插入间隔为 36个符号,也就是在一帧中至少有4个符号需要插 入导频。当移动速度减少为10 km/h时,最大多普 勒频移变为 32.4 Hz, 同理算出最大插入间隔为 108 个符号,这时一帧中只需在至少一个符号中插入导 频。这样的方式既可以节约时频资源,又可以在使 用相同算法和准确的同步就能使双方同时知道导频 位置,而不增加信令开销的条件下,将信道信息和多 普勒频移数从终端反馈到基站。

4.6 导频序列的选择

Zadoff-chu(ZC)序列为非二进制单位幅度序 列,满足恒幅零自相关(Const Amplitude Zero Auto-Corelation,CAZAC)特性,能够在频域上保持恒幅, 有利于进行无偏的信道估计,在时域上能够保证低 的立方量度,有利于在小区边缘进行发送功率的提 升。其良好的自相关特性有利于进行精确的信道估 计,不同训练序列之间良好的互相关特性有利于降 低小区间干扰。因此,LTE 中采用了这种序列,本文 也采用此种序列作为测试用的训练序列。长度为*P* 的训练序列的生成公式如下:

$$X_{p}(k) = \begin{cases} \exp(j\pi qn^{2}/P), P 为偶数\\ \exp(j\pi qn(n+1)/P), P 为奇数 \end{cases}, \\ n = 0, 1, \dots, P-1_{o} \end{cases}$$
 (10)

式中,q为与P互质的整数。

4.2 节中已经提到,对于上一个 OFDM 符号估 计出的信道稀疏度 K,要插入 P=6K 个导频。

4.7 总体过程

由以上分析总结出整个过程如图 10 所示。



Fig. 10 Overall flow diagram

图中总体过程,首先根据3.3节分析确定导频在 时域符号的插入间隔,保证既能恢复信道信息又不浪 费时域资源;然后利用第4节的方法确定 BR-OFD-MA 分块参数;最后将导频序列插入相应的位置。

5 仿真分析

为了验证本文方案的可行性,针对双邻区与三 邻区干扰两种情况,用 Matlab 对误码率进行仿真分 析。双邻区干扰仿真参数如下,信噪比范围设为 0 ~30 dB,仍然采用 LTE 中的 Turbo 码作为信道编 码,运用 4.3 节的自适应分块原则,重复块子载波数 为 256,信道长度 64,A、B 小区信道稀疏度分别为 5、7,用普通 CP,假设满足无码间干扰,插入导频数 分别为 20、28,为了减少其他因素的影响,所以不用 自适应编码调制,而是固定用 256QAM 调制。由于 同步 正交匹配追踪算法 (Synchronous Orthogonal Matching Pursuit,SOMP)在分布式压缩感知信道估 计中表现出较好性能,所以本文采用此算法作为恢 复测试算法。





因采用自适应分块处理,所以图中的误码率并 不是随着信干比增加而降低。当信干比为6 dB时, ·284 · 重复因子由4降到3,频带利用率增加,但抗干扰性 降低;当信干比为11 dB时,重复因子由3降到2,频 带利用率进一步提高,但抗干扰性明显减弱,误码率 提高,但仍能保持在10⁻³以下,此处体现了频带利用 率与误码率之间的折衷设计,实际中可根据需求改 变分段情况。由于本文的导频方案能够消除大部分 干扰,所以本文信道估计方案下的误码率与理想信 道估计性能十分相近。图中的精确信道估计就是在 完全知道信道信息情况下的误码率。由于在低信干 比时,干扰对误码率的影响远远超过了信道估计误 差的影响,所以在低信干比时误码率差别不大,高信 干比时,信道估计误差会明显影响误码率。三邻区 干扰仿真时,设A、B、C小区信道稀疏度分别为5、 6、7,插入导频数分别为20、24、28,其他参数保持不 变,得到误码率如图12所示。



图 12 三邻区信道估计误码率对比图 Fig. 12 Three neighborhood channel estimation BER comparison

从图中可见,在6 dB 和 11 dB 处将重复因子调 整为4 和 3,误码率也出现了转折。在三邻区干扰 环境下,本文的方案同样有较好性能,由于使用了较 高的重复因子,所以其性能优于双邻区干扰环境。

6 结 语

本文将 C-RAN 与 LTE-Hi 结合,并根据其小区 边界的特点,应用 BR-OFDMA 和压缩感知信道估计 技术,提出一种新的导频图案设计方案。该方案不仅 能满足 LTE-Hi 需要减少导频数量的要求,还能在 LTE-Hi 的高强度边界干扰的环境下表现较好性能。 同时,该方案能在 C-RAN 平台下灵活完成多小区间 的协作配置与同步,能自动根据干扰情况,在资源消 耗与性能之间进行平衡。仿真表明该方案即使在低 信干比环境下仍能将误码率控制在 10⁻³以下。

本文所提出的方案需要多小区协调,信令方面 会变得更复杂;由于压缩感知信道估计计算量较大, 对硬件的需求也会增加;以上问题将会影响本方案 在实际中的应用,这些都是下一步的研究方向。

参考文献:

- [1] Chen Shanzhi, Wang Yingmin, Qin Fei, et al. LTE-Hi: A new solution to future wireless mobile broadband challenges and requirements [J]. IEEE Wireless Communications, 2014, 6(14):1536-1284.
- [2] China Mobile Research Institute. C-RAN: The Road Towards Green RAN[M]. Beijing: China Mobile Research Institute, 2011.
- [3] Chen Shanzhi, Wang Yingmin, Ma Weiguo, et al. Technical innovations promoting standard evolution: from TD – SCDMA to TD – LTE and beyond [J]. IEEE Wireless Communications, 2012, 2(12):1536–1284.
- [4] Kevork M. Performance evaluation of QoS aware scheduling algorithm in C-RAN CoMP for DL LTE-A[D]. Bremen:University of Bremen, 2014.
- [5] Wu C J, Lin D W. Sparse channel estimation for OFDM transmission based on representative subspace fitting [C]//Proceedings of 2005 IEEE 61st Vehicle Technology Conference. Piscataway:IEEE,2005:495-499.
- [6] Raghavendra M R, Giridhar K. Improving channel estimation in OFDM systems for sparse multipath channels[J].
 IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12(1);52-55.
- [7] Taubock G, Hlawatsch F, Eiwen D, et al. Compressive estimation of doubly selective channels in multicarrier systems: leakage effects and sparsity enhancing processing
 [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2010, 4(2):255 -271.
- [8] Berger C R, Zhou S, Chen W, et al. Sparse channel estimation for OFDM: Over-complete dictionaries and superresolution[C] // Proceedings of 2009 IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. Perugia, Italy: IEEE, 2009:196-200.

- [9] Donoho D L. Compressed sensing [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(4):1289–1306.
- [10] Baraniuk R G. Compressive sensing [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(4):118-120, 124.
- [11] 3GPP. TS 36.211 v11.4.0, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E – UTRA); Physical channels and modulation(Release 11)[S].

作者简介:



余 翔(1964—),男,重庆人,1999年于 电子科技大学获博士学位,现为教授,主要研 究方向为无线通信系统;

YU Xiang was born in Chongqing, in 1964. He received the Ph. D. degree from University of

Electronic Science and Technology of China in 1999. He is now a professor. His research concerns wireless mobile communication system.

Email:gzyuxiang@tom.com

徐宇明(1989—),男,硕士研究生,主要研究方向为无 线通信系统;

XU Yuming was born in 1989. He is now a graduate student. His research concerns wireless mobile communication system.

Email:573008111@ qq. com

吕世起(1990—),男,硕士研究生,主要研究方向为无 线通信系统;

LYU Shiqi was born in 1990. He is now a graduate student. His research concerns wireless mobile communication system.

Email:1193265388@ qq. com

曾银强(1990—),男,硕士研究生,主要研究方向为无 线通信系统。

ZENG Yinqiang was born in 1990. He is now a graduate student. His research concerns wireless mobile communication system.

Email:1872143834@ qq. com