

LTE 中一种基于探测参考信号的信噪比估计算法

岳光荣 田浩* 杨霖 李少谦 胡武君
(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

摘要: 为了在上行链路支持频率选择性调度, 长期演进(LTE)系统定义了探测参考信号(SRS)用于信道质量估计。该文主要研究 SRS 的信噪比估计方法, 针对 Boumard 方法和传统 DFT 方法的缺点, 提出一种改进的基于 DFT 的估计方法。该方法通过在时域修正噪声的估计区间, 减小高信噪比时有用信号能量泄露对噪声估计的影响, 从而获得更准确的信噪比估计。仿真结果表明, 所提方法的估计性能优于 Boumard 方法和传统的 DFT 方法, 提高了高信噪比时的估计精度, 在高信噪比区域, 平均估计性能提高了约 6 dB 以上。

关键词: 无线通信; 信噪比估计; 噪声估计; 长期演进; 探测参考信号

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)01-0241-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.00885

SNR Estimation Algorithm Based on Sounding Reference Signal in LTE

Yue Guang-rong Tian Hao Yang Lin Li Shao-qian Hu Wu-jun
(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: To support frequency selective scheduling in uplink, Long Term Evolution (LTE) system defines the Sounding Reference Signal (SRS) for channel quality estimation. This paper focuses on the Signal-to-Noise Ratio (SNR) estimation of the SRS. In order to deal with the shortcomings of Boumard's method and the traditional DFT method, an improved estimation method based on DFT is proposed. This method reduces the energy leakage's influence of useful signal on high SNR by correcting the noise estimated interval in time domain, thus more accurate SNR estimation can be obtained. Simulation results show that the estimated performance of the proposed method is better than Boumard's method and traditional DFT method, and the average performance achieves an improvement of over 6 dB in high SNR area.

Key words: Wireless communication; Signal-to-Noise Ratio (SNR) estimation; Noise estimation; Long Term Evolution (LTE); Sounding Reference Signal (SRS)

1 引言

长期演进 (Long Term Evolution, LTE) 计划在上行方向定义了两种参考信号: 解调参考信号 (DeModulation Reference Signal, DMRS) 和探测参考信号 (Sounding Reference Signal, SRS), 二者均由 Zadoff-Chu (ZC) 序列或 QPSK 序列生成^[1]。解调参考信号必须在物理上行共享信道 (Physical Uplink Shared CHannel, PUSCH) 或物理上行控制信道 (Physical Uplink Control CHannel, PUCCH) 内传输, 且带宽固定, 主要用于信道估计中的相干解调。而探测参考信号不与上行数据或控制传输相

关联, 且带宽不固定, 主要用于信道质量的探测, 从而在上行链路支持频率选择性调度^[2]。SRS 占据的带宽可以与用于数据传输的带宽不同, 当多个用户在同一子帧中发送 SRS 时, 可以通过频分复用或码分复用的方式保持正交性^[3]。

信噪比 (SNR) 是衡量信道质量的一个重要参数, 它对链路的自适应控制, 频率选择性调度和分集接收等都有重要的意义。信噪比估计方法主要可以分为两大类: 一类是盲估计的方法, 如二阶四阶矩方法^[4], 符号自相关法^[5]等; 另一类是基于导频的数据辅助的估计方法。由于盲估计方法算法复杂, 收敛速度慢, 而数据辅助方法只需要较少的数据就可以得到比较精确的估计, 因此, 在新一代无线通信系统中主要是使用的基于导频的数据辅助估计方法。例如, Boumard^[6]提出了应用于 MIMO-OFDM 系统的 SNR 算法, 该方法要求相邻子载波的信道系

2013-06-24 收到, 2013-10-22 改回

国家自然科学基金(61001088)和国家重大专项(2010ZX03002-010)资助课题

*通信作者: 田浩 sunny_th@163.com

数相等,因此易受信道频率选择性的影响,在频率选择性信道下的性能较差;基于DFT的方法^[7]通过信道估计系数的IFFT变换在时域上估计噪声,但是该方法由于存在信号泄露的影响,在高信噪比下性能较差;文献^[8]提出了一种迭代的MMSE算法,但由于需要LMMSE信道估计,因此复杂度较高,不适用于实际系统。

针对上述方法的缺点,本文根据SRS的结构特点和LTE上行链路的传输方式,提出了一种改进的DFT算法。该方法提高了信噪比的估计精度,尤其在高信噪比下估计性能得到了明显的改善。

2 系统模型及信道估计

2.1 系统模型

对于LTE FDD的帧结构,一个10 ms无线帧被分成了10个1 ms的子帧,每个子帧包含两个长度为0.5 ms的时隙。LTE上行链路中,在常规循环前缀(Cyclic Prefix, CP)下,每个时隙由7个SC-FDMA符号组成,扩展CP下,每个时隙由6个SC-FDMA符号组成。如果用户需要发送SRS,则SRS在已配置子帧的最后一个SC-FDMA符号中传输^[9]。图1为常规CP下SRS在一个子帧中的位置。

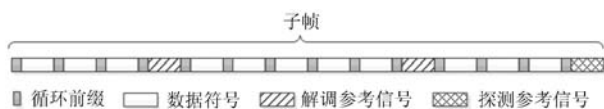


图1 SRS在子帧中的位置

假设LTE上行链路已具备了良好的同步,则第 m 个符号的第 k 个子载波处的接收符号可以表示为

$$Y(m, k) = X(m, k) \cdot H(m, k) + W(m, k) \quad (1)$$

其中 $W(m, k)$ 为第 m 个符号周期,第 k 个子载波处的复加性高斯白噪声,满足均值为0,方差为 σ^2 。 $X(m, k)$ 为发送符号,且满足 $X(m, k) = \sqrt{S}d(m, k)$, $d(m, k)$ 的模为1, S 为信号发射功率。 $H(m, k)$ 为第 m 个符号周期,第 k 个子载波的信道传输系数。

为了简化起见,只考虑1个SRS符号的情况,即 $m = 1$ 。因此,系统的平均信噪比可以表示为

$$\rho_{\text{av}} = \frac{1}{N\sigma^2} \sum_{k=0}^{N-1} |X_k H_k|^2 = \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_k|^2 - \sigma^2 \right) / \sigma^2 \quad (2)$$

则第 k 个子载波上的信噪比为

$$\rho_k = \frac{|X_k H_k|^2}{\sigma^2} = \rho_{\text{av}} |H_k|^2 \quad (3)$$

2.2 信道估计

由式(3)可知,要得到子载波的信噪比需要首先知道每个子信道的估计系数,因此本节主要讨论所

使用的信道估计方法。本文采用的是基于DFT的信道估计方法^[10]。

基本思想:首先对由最小二乘(Least Square, LS)算法得到的频域信道估计值做IDFT变换,进行时域去噪,然后对去噪后的值进行补零和DFT变换,得到频域的信道估计值。基本过程如下:

(1)假设用户所占物理资源块(Resource Block, RB)内的子载波总数为 M ,SRS所占子载波数为 N , $H_{\text{LS}}(k)$ 为LS估计得到的导频位置处的频域信道响应,将其做IDFT变换得到 $h_{\text{LS}}(n)(n = 0, 1, \dots, N - 1)$ 。

(2)由于信道能量主要分布在低“频段”($n = 0$ 和 $n = N - 1$ 附近),而噪声分量则分布于整个“频段”上($n = 0, 1, \dots, N - 1$),所以可通过在中间置0的方法抑制时域噪声。在高频区,即 $n = N/2$ 处,补 $M - N$ 个0得

$$\hat{h}_{\text{DFT}}(m) = \begin{cases} h_{\text{LS}}(m), & 0 \leq m \leq N/2 - 1 \\ h_{\text{LS}}(m - M + N), & M - N/2 \leq m \leq M - 1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (4)$$

(3)将去噪后的信道估计值做DFT变换到频域得 $\hat{H}_{\text{DFT}}(k)(k = 0, 1, \dots, M - 1)$,即为最终的信道频域响应估计。

3 SRS信噪比估计

3.1 Boumard的方法

在文献^[6]中,Boumard针对 2×2 的MIMO OFDM系统,提出了一种两级结构的SNR估计器。之后,这种方法又被推广到SISO-OFDM系统,其算法原理如下:

系统模型如2.1节所述,当信道时延扩展较小时,可以假设信道在频域是慢变的,即 $H_k \approx H_{k-1}$ 。构造新的变量 $|Y_k X_{k-1} - Y_{k-1} X_k|^2$,并对其取统计平均,可得

$$\begin{aligned} E\{|Y_k X_{k-1} - Y_{k-1} X_k|^2\} \\ = E\{|W_k X_{k-1} - W_{k-1} X_k|^2\} = \sigma^2 + \sigma^2 = 2\sigma^2 \end{aligned} \quad (5)$$

因此噪声方差为

$$\hat{\sigma}^2 = E\{|Y_k X_{k-1} - Y_{k-1} X_k|^2\} / 2 \quad (6)$$

将所得噪声方差代入式(2)和式(3),则可分别得到系统的平均信噪比和子信道的信噪比估计。

3.2 基于DFT的方法

系统模型参考2.1节,首先由LS估计得到信道的频域响应 $H_{\text{LS}}(k)(1 \leq k \leq N)$,其中 N 为SRS导频序列的长度,对其做IDFT变换得到时域冲激响应

$h_{LS}(l)$:

$$h_{LS}(l) = \text{IFFT}\{H_{LS}(k)\} = h(l) + v(l), \quad 1 \leq l \leq N \quad (7)$$

其中 $h(l)$ 代表真实的信道冲激响应, $v(l)$ 代表由 LS 估计引入的噪声项。假设 L 为信道的冲激响应长度, 则当 $l \geq L$ 时, 有 $h(l) = 0$ 。由于信道的冲激响应长度通常小于循环前缀的长度, 因此可以认为超过 CP 部分的信道冲激响应全部由噪声组成。假设循环前缀的长度为 p_c , 则当 $l \geq p_c$ 时, 有 $h_{LS}(l) = v(l)$, 这部分便可用作噪声估计。于是, 噪声功率为

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N - p_c} \sum_{l=p_c}^{N-1} |h_{LS}(l)|^2 \quad (8)$$

在获得了噪声功率之后, 利用式(2)和式(3)可以分别得到系统的平均信噪比和子信道的信噪比估计。

4 改进的基于 DFT 的方法

传统的 DFT 算法虽然摒弃了 Boumard 算法中信道在频域是慢变的这一假设, 适用范围更广, 但存在如下缺点。一方面对于整数采样间隔信道, 信道的能量主要集中在前 p_c 个采样点之内 (p_c 为循环前缀的长度), 此时 DFT 算法是适用的。但是, 实际中的多径信道多是非整数采样信道, 由文献[11]可知, 多径的能量会泄露到信道冲激响应的所有采样点上, 此时式(7)中 $h_{LS}(l)$ 的末尾也存在少量的能量, 因此, 原 DFT 算法中把 CP 之后的采样点全部看作噪声是不准确的。另一方面, 随着信噪比的增加, 信号能量会向噪声区域泄露, 导致噪声功率估计偏大, 因此, 在高信噪比下传统 DFT 算法的误差较大。本文针对上述算法中的不足, 提出了一种改进的 DFT 算法。

4.1 平均信噪比估计

(1) 首先, 通过 LS 估计得到信道的频域响应 $H_{LS}(k)$ ($1 \leq k \leq N$), 其中 N 为 SRS 长度。将其变换到时域得到时域冲激响应 $h_{LS}(n)$ ($1 \leq n \leq N$)。

(2) 令 p_c 为循环前缀的长度, 由第 2.2 节和前面的分析可知, 中间部分的“高频区”(即采样区间 $[p_c : N - p_c - 1]$) 可以视为全由噪声组成。则噪声功率可以表示为

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N - 2p_c} \sum_{n=p_c}^{N-p_c-1} |h_{LS}(n)|^2 \quad (9)$$

将由式(9)得到的噪声功率代入式(2), 得到预估的平均信噪比 $\hat{\rho}_{av}$ 。

(3) 为了防止由于两边的信号能量向中间高频区泄露, 从而导致噪声估计偏大的影响, 本文考虑当信噪比增加时, 通过缩小噪声估计区间, 对预估的信噪比进行修正。设步骤(2)中的采样区间 $[p_c : N$

$-p_c - 1]$ 为初始区间, 对应噪声估计区间长度的最大值 L_{max} , 即 $L_{max} = N - 2p_c$; 另一方面, 考虑噪声随机性和信号泄漏间的折中, 取噪声区间长度的最小值为初始区间的一半, 即 $L_{min} = L_{max}/2$, 对应区间 $[p_c + L_{min}/2 : N - p_c - L_{min}/2 - 1]$ 。

定义调整系数 $\lambda = \hat{\rho}_{dB}/30$ ($0 \leq \lambda \leq 1$), 其中 $\hat{\rho}_{dB}$ 为 $\hat{\rho}_{av}$ 的 dB 形式, 并且规定如果预估的 $\hat{\rho}_{dB}$ 小于 0, 则将其置为 0; 如果 $\hat{\rho}_{dB}$ 大于 30 dB, 则令 $\hat{\rho}_{dB} = 30$, 以保证调整系数 λ 满足 $0 \leq \lambda \leq 1$ 。则修正后的噪声估计区间 L_λ 与调整系数 λ 及 L_{max} , L_{min} 之间关系可以表示为

$$L_\lambda = [L_{max} - \lambda \cdot L_{min}] \quad (10)$$

其中 $\lceil \cdot \rceil$ 表示对 \cdot 向上取整。

(4) 用修正后的区间 L_λ 重新估计噪声功率, 得

$$\hat{\sigma}_\lambda^2 = \frac{1}{L(L_\lambda)} \sum_{n \in L_\lambda} |h_{LS}(n)|^2 \quad (11)$$

其中 $L(L_\lambda)$ 代表区间 L_λ 的长度。

(5) 用 $\hat{\sigma}_\lambda^2$ 代替 $\hat{\sigma}^2$, 代入式(2)重新计算得到修正的平均信噪比为 $\hat{\rho}_{av-\lambda}$ 。

4.2 子信道的信噪比估计

获得系统的平均信噪比后, 利用第 2.2 节得到的信道估计系数, 由式(3)可得到第 k 个子信道的信噪比估计为

$$\hat{\rho}_k = \hat{\rho}_{av-\lambda} \cdot |\hat{H}_{DFT}(k)|^2 \quad (12)$$

其中 $\hat{\rho}_{av-\lambda}$ 为修正后的平均信噪比, $\hat{H}_{DFT}(k)$ 为第 k 个子信道的信道估计系数。

5 仿真结果

为了验证所提算法的性能, 本文采用蒙特卡罗的仿真方法, 将改进的 DFT 算法分别与 Boumard 算法和传统的 DFT 算法进行了对比, 仿真次数 10000 次, 仿真参数如表 1 所示。

仿真中采用的信道模型是 EVA 信道^[12], 其参数为: 抽头时延(单位为 ns)为 0, 30, 150, 310, 370, 710, 1090, 1730, 2510, 相应的抽头功率(单位为 dB)为 0, -1.5, -1.4, -3.6, -0.6, -9.1, -7.0, -12.0, -16.9。

信噪比估计的性能可以通过归一化均方误差 (Normalized Mean Squared Error, NMSE) 来表征,

表 1 SRS 仿真参数

系统带宽(MHz)	20
FFT 大小	2048
子载波总数	1200
SRS 带宽(资源块数)	96
最大多普勒频移(MHz)	70

平均信噪比的 NMSE 定义为

$$\text{NMSE}_{\text{av}} = \frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \left(\frac{\hat{\rho}_{\text{av},i} - \rho_{\text{av}}}{\rho_{\text{av}}} \right)^2 \quad (13)$$

其中 $\hat{\rho}_{\text{av},i}$ 是第 i 次估计的平均 SNR, ρ_{av} 是真实值, N_t 为仿真次数。

每个子信道 SNR 估计的 NMSE 为

$$\text{NMSE}_{\text{RB}} = \frac{1}{NN_t} \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{\hat{\rho}(n)_i - \rho(n)}{\rho(n)} \right)^2 \quad (14)$$

其中 $\hat{\rho}(n)_i$ 表示第 i 次估计中第 n 个子载波 SNR 的估计值; $\rho(n)$ 为第 n 个子载波 SNR 的真实值; N 为子载波数目, N_t 为仿真次数。

图 2 为平均信噪比估计的均值曲线。从图 2 中可以看出 Boumard 的方法在 SNR 较高或较低时都会出现较大的偏差, 例如在 -10 dB 时, 会有约 5 dB 的偏差。而在高信噪比下, 信噪比估计将会出现所谓的“噪声平台”, 估计值会趋于一个恒定值, 使得性能无法再提高。这一现象可以通过理论推导来解释。假设 Boumard 算法得到的信噪比估计值为 $\hat{\rho}_{\text{av}}$, 文献[13]指出, 当信噪比较高时, 考虑极限情况 $\sigma^2 \rightarrow 0$, 其期望为

$$E[\hat{\rho}_{\text{av}}] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{E[|H_k|^2]}{E[|H_k|^2 - \text{Re}[H_{k-1}H_k^*]]} \quad (15)$$

从式(15)可以看出, 当信噪比趋于无穷大时, Boumard 的信噪比估计值将趋于恒定值。

传统的基于 DFT 的方法和本文方法在低信噪比下都能较好地与实际 SNR 相吻合, 但是由于信号能量泄露的影响, 传统 DFT 方法在高信噪比下噪声估计偏大, 从而导致信噪比估计值明显偏小。而本文方法无论是在低信噪比还是高信噪比下都更接近于真实值, 如在 30 dB 的时候, 分别比 Boumard 的方法和传统 DFT 方法提高了约 6 dB 和 8 dB。

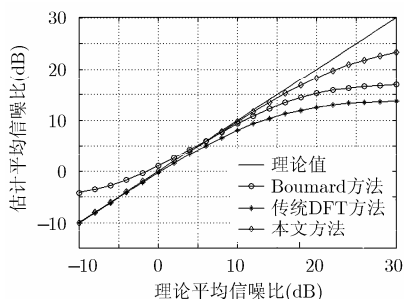


图2 信噪比估计均值曲线

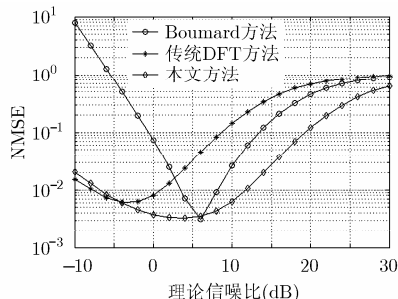


图3 平均信噪比估计的 NMSE 曲线

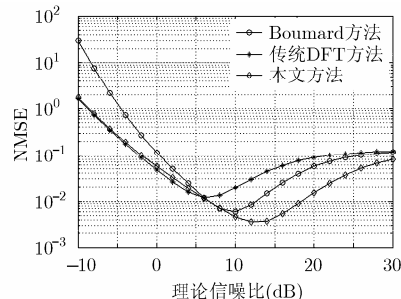


图4 子信道信噪比估计的 NMSE 曲线

图 3 为平均信噪比估计的归一化均方误差曲线。从图中可以看出, 随着信噪比的增加, 传统 DFT 估计的 NMSE 会升高很多, 说明传统 DFT 方法受信号泄露的影响很大; 另一方面, 注意到 Boumard 的方法在低信噪比下的错误率很高, 之后随着 SNR 的升高, 估计性能逐渐变好, 但是当 SNR 超过 6 dB 的时候, 由于受信道频率选择性的影响, 其 NMSE 也快速增加。而本文方法在低信噪比下 NMSE 能达到 10^{-2} 以下, 当信噪比升高时, 上升比较缓慢, 在 SNR 小于 20 dB 的范围内, NMSE 都处于 10^{-1} 以下, 可以看出本文算法在高信噪比区域的性能改善十分明显。

图 4 为子信道信噪比估计的归一化均方误差曲线。由于低信噪比下信道估计系数存在较大误差, 因此子信道信噪比估计的初始误差都比较大。但随着信噪比的增加, 新方法的优势渐渐明显, 例如, 当 SNR 大于 10 dB 的时候, 新方法的 NMSE 都一直低于 Boumard 和传统 DFT 的方法。这说明即使在高信噪比下, 本文方法也能进行较准确的估计, 有效地减小了高信噪比下信号泄露对噪声估计的影响, 其性能优于 Boumard 算法和传统 DFT 方法。

6 结论

本文主要研究了 SRS 的信噪比估计算法, 并针对传统的 DFT 方法不能有效抑制信号泄露对噪声估计的影响, 提出了一种改进的 DFT 算法。其主要思想是当信噪比升高时, 通过修正噪声估计窗的大小, 减小因为信号泄露对噪声估计的影响。仿真结果表明, 所提方法能有效地提高平均信噪比和子信道信噪比的估计精度, 在高信噪比区域, 平均估计性能比 Boumard 算法和传统 DFT 方法提高了 6 dB 以上。

参考文献

[1] 3GPP TS 36.211 V10.5.0-2012, Technical specification group

radio access network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); physical channels and modulation (Release 10)[S]. 2012.

- [2] 邵道炯. TD-LTE 上行链路中参考信号技术的研究与 DSP 实现[D]. [硕士论文], 电子科技大学, 2011.
Shao Dao-jiong. The research and DSP realization of reference signal technology in TD-LTE uplink[D]. [Master dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2011.
- [3] Pierre B. Channel gain estimation from sounding reference signal in LTE[C]. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Yokohama, 2011: 1-5.
- [4] Wang Ai-fen and Xu Hua. Comparison of several SNR estimators for QPSK modulations[C]. 2012 International Conference on Computer Science and Service System, Nanjing, China, Aug. 11-13, 2012: 77-80.
- [5] Kim Seon-ae, An Dong-geon, Ryu Heung-gyoon, *et al.* Efficient SNR estimation in OFDM system[C]. Proceedings of IEEE Radio and Wireless Symposium, 2011: 182-185.
- [6] Boumard S. Novel noise variance and SNR estimation algorithm for wireless MIMO OFDM systems[C]. Proceedings of Global Telecommunications Conference, San Francisco, USA, 2003: 1330-1334.
- [7] Jiao Fei, Ren Guang-liang, and Zhang Zhe. A new noise variance and post detection SNR estimation method for MIMO OFDM systems[C]. Proceedings of the IEEE 11th International Conference on Communication Technology, Hangzhou, China, 2008: 179-182.
- [8] Savaux V, Louet Y, Djoko-Kouam M, *et al.* An iterative and joint estimation of SNR and frequency selective channel for OFDM systems[C]. Proceedings of 18th European Wireless Conference, Poznan, Poland, 2012: 1-7.
- [9] Zhou Bao-long, Jiang Ling-ge, and Zhao Sheng-jie. Sounding reference signal design for TDD LTE-advanced system[C]. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Shanghai, China, 2012: 410-415.
- [10] 王文博, 郑侃. 宽带无线通信 OFDM 技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003: 221-223.
- [11] Van De Beek J J, Edfors O, Sandell M, *et al.* On channel estimation in OFDM systems[C]. Proceedings of the IEEE 45th Vehicular Technology Conference, Chicago, IL, USA, 1995: 815-819.
- [12] 3GPP TS 36.104 V10.8.0-2012. Technical specification group radio access network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 10)[S]. 2012.
- [13] 罗美玲. OFDM 系统信噪比估计方法研究[D]. [硕士论文], 西安电子科技大学, 2007.
Luo Mei-ling. Research on SNR estimation methods for OFDM systems[D]. [Master dissertation], Xidian University, 2007.
- 岳光荣: 男, 1973 年生, 副教授, 主要研究方向为无线与移动通信、短距离通信等.
- 田 浩: 男, 1989 年生, 硕士生, 研究方向为 LTE 中的探测参考信号.
- 杨 霖: 男, 1977 年生, 副教授, 博士, 主要研究方向为无线与移动通信、现代通信中的信号处理.
- 李少谦: 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 长期从事扩频通信、移动通信方面的教学和研究.
- 胡武君: 男, 1989 年生, 硕士生, 研究方向为 OFDM、MIMO.