

DS2CDMA 系统中连续导频模式下最优信道估计方法

杨 馨, 尤肖虎

(东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏南京 210096)

摘 要: 本文建立了 RAKE 接收机中信道估计器的时域数学模型, 以信道估计器输出的估计值与实际信道参数之间的相关系数作为衡量信道估计精度的技术指标, 给出了信道估计精度与 RAKE 接收机误比特率之间关系的数学公式, 并指出基于 MMSE 准则的信道估计方法即为连续导频模式下使得 RAKE 接收机获得最小误比特率的最优信道估计方法。

关键词: 第三代移动通信; WCDMA; Rake 接收机; 信道估计; Pilot

中图分类号: TN9291.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 037222112 (2004) 10 1605204

Optimal Channel Estimation for PilotAided DS2CDMA Systems

YANG Xin, YOU Xiaohu

(NCRL, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: The paper investigates channel estimation of RAKE receiver for DS2CDMA systems. The mathematical model of channel estimation with the assistance of a common pilot channel is established. The relationship between the accuracy of channel estimate and BER performance of RAKE receiver is presented in equation. Furthermore, the MMSE based channel estimation proves optimal in terms of BER performance of RAKE receiver.

Key words: the third generation mobile communication; WCDMA; Rake receiver; channel estimation; pilot

1 引言

宽带 CDMA 系统为了实现相干接收, 必须要有信道估计器估计出时变的衰落信道参数^[1]. 为了获得良好的接收性能, 信道估计器应能及时跟踪衰落信道变化, 同时又具有尽量高的准确度。

已有的关于信道估计方法的研究主要是针对信道估计器本身^[2-7], 研究如何获得统计意义上更好的信道估计. 例如, 针对经典滑动平均信道估计方法的不足, 文献[3]提出了动态调整滑动平均长度的方法, 文献[4, 5]提出了将得到的信道估计参数经过一个截止频率为多普勒频移的低通滤波器的方法. 研究信道估计误差对 RAKE 接收性能影响的文献较少, 文献[8]分析了相位估计误差对 RAKE 接收性能的影响, 文献[9]分析了滑动平均估计方法的估计长度对接收误码率性能的影响, 但需数值计算得到. 有些文献分析了高斯分布的估计误差对 RAKE 接收机性能的影响^[10, 11].

本文以信道估计与真实信道参数的相关系数作为衡量信道估计精度的技术指标, 建立了信道估计精度与 RAKE 接收机误比特率之间关系的数学公式, 并由此推导了连续导频模式下使得 RAKE 接收机获得最小误比特率的最优信道估计方法。

2 连续导频模式下的发送及 RAKE 接收机模型

本文考虑的宽带 CDMA 系统与第三代移动通信系统的主

流 cdma2000 与 WCDMA 类似, 基站在发送不同用户数据信道的同时, 采用公共导频信道连续地发送导频符号. 系统的发送结构如图 1 所示, 其中 c_{ch}^D 和 c_{ch}^P 分别是数据信道和公共导频信

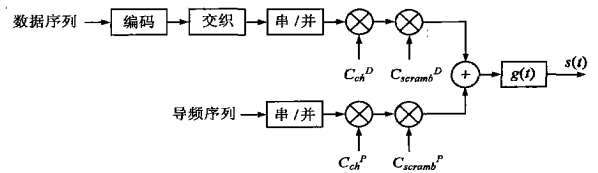


图 1 连续导频体制下宽带 CDMA 系统的发送结构

道的信道码, c_{ch}^D 和 c_{ch}^P 分别是数据信道和公共导频信道的复扰码. $g(t)$ 为脉冲成形滤波器. 信号调制方式为 QPSK. 相干 RAKE 接收机模型如图 2 所示. 接收信号经过匹配滤波及解扩后得到受不同衰落路径影响的基带复信号, 这些路径使传输信号具有不同的增益及相位变化. 用信道估计器估计出的信道参数复共轭乘以解扩后的数据符号并与其它径信号进

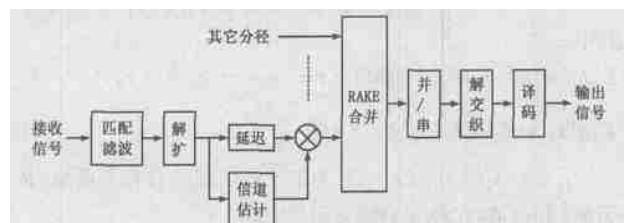


图 2 宽带 CDMA 系统的 RAKE 接收模型

行合并,再经并2串转换,解交织及软判决维特比译码后恢复出发送数据.

3 信道估计处理器的数学模型

在上述系统模型中,设RAKE接收机所用的分支数为L,以下考虑第1个强径分支.解扩后得到受衰落信道影响的导频接收符号序列 $r_{p,l}(n)$,即

$$r_{p,l}(n) = \sqrt{E_p} d_p(n) h_l(n) + v_{p,l}(n), l=1, \dots, L \quad (1)$$

其中, $d_p(n)$ 和 E_p 分别是导频信道的发送符号和发送功率, $h_l(n)$ 是第1径第n个符号区间信道参数, $v_{p,l}(n)$ 是复加性高斯白噪声(AWGN),设其方差为 R_n^2 .由此得到信道参数的瞬时估计 $h_{l,T}(n)$:

$$h_{l,T}(n) = \frac{r_{p,l}(n)}{d_p(n) \sqrt{E_p}} = h_l(n) + \frac{v_{p,l}(n)}{d_p(n) \sqrt{E_p}}, l=1, \dots, L \quad (2)$$

由上式可见,瞬时信道参数估计中含有噪声分量.为了得到统计意义上更好的信道估计,一般可以采用信道估计处理器,对瞬时估计进行进一步处理.以下采用向量表示以考察信道估计处理器的性能.

瞬时估计 $h_{l,T}(i)$ 在 $n-NF$ 到 $n+N$ 时间范围内的观察值可表示成向量 x_1

$$x_1 = [h_{l,T}(n-N), h_{l,T}(n), h_{l,T}(n+N)] = h_1 + z_{p,1} \quad (3)$$

其中: h_1 是信道参数向量, $h_1 = [h_l(n-N), h_l(n), h_l(n+N)]$, $z_{p,1}$ 是白噪声向量, $z_{p,1} = \frac{1}{d_p(n) \sqrt{E_p}} [v_{p,1}(n-N), v_{p,1}(n), v_{p,1}(n+N)]$.

信道估计处理器可以用一个长度为 $2N+1$ 的FIR型滤波器 w 来表示,该滤波器的抽头系数即为对输入的各时刻瞬时信道估计进行处理的加权系数

$$w = [w_{n-N}, w_n, w_{n+N}]^T \quad (4)$$

则信道估计处理器输出的关于第n时刻信道参数 $h_1(n)$ 的估计 $\hat{h}_1(n)$ 为:

$$\hat{h}_1(n) = x_1 w \quad (5)$$

处理器输出的信道估计与真实信道参数之间的均方误差是衡量其性能的一个指标,为:

$$\begin{aligned} E\{|e_1^2(n)|\} &= E\{|h_1(n) - \hat{h}_1(n)|^2\} = E\{|h_1(n) - x_1 w|^2\} \\ &= E\{|h_1(n)|^2\} - w^H E\{h_1(n) x_1^H\} \\ &\quad - E\{h_1^*(n) x_1\} w + w^H E\{x_1 x_1^H\} w \end{aligned} \quad (6)$$

其中,

$$E\{h_1(n) x_1^H\} = E\{h_1(n) h_1^H\} = r = [r_N, r_0, r_N]^T \quad (7)$$

$$E\{x_1^H x_1\} = E\{h_1^H h_1 + z_{p,1}^H z_{p,1}\} = R + \frac{R_n^2}{E_p} I_{2N+1} \quad (8)$$

$r_i = E\{h_1(n) h_1^*(n-i)\}$ 为第1径信道的自相关函数, R 为第1径信道的 $(2N+1)$ 阶自相关方阵.

$$R = \begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_{2N} \\ r_1 & r_0 & \dots & r_{2N-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{2N} & r_{2N-1} & \dots & r_0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

4 非理想信道估计时RAKE接收机的性能分析

设 $\{h_l(n)\}$ 是表征零均值复高斯分布的L个强径信道参数,相互独立且相同分布;相应的信道估计 $\{\hat{h}_l(n)\}$ 也为零均值复高斯分布;假设发送的数据符号相位为零, $r_{k,l}(n)$ 是解扩后的第1径数据符号, $(r_{k,l}(n), \hat{h}_l(n))$ 是相关的零均值复高斯分布变量,与其他任意的随机变量对 $(r_{k,k}(n), \hat{h}_k(n))$ 统计独立,且相同分布.

RAKE接收机对发送数据符号 $d_k(n)$ 的判决变量 $U_k(n)$ 可以表示为^[13],

$$U_k(n) = \sum_{l=1}^L r_{k,l}(n) \hat{h}_l^*(n) = U_r + jU_i \quad (10)$$

$$\text{则, } r = \sqrt{U_r^2 + U_i^2}, \text{ } H = \tan^{-1} \left(\frac{U_i}{U_r} \right)$$

随机变量 U_r 和 U_i 的联合特征函数为^[13]:

$$\gamma(jT_1, jT_2) = \left[\frac{\frac{4}{m_{xx} m_{yy} (1-L^2)}}{\left[T_1 - j \frac{2L}{\sqrt{m_{xx} m_{yy} (1-L^2)}} \right]^2 + (T_2)^2 + \frac{4}{m_{xx} m_{yy} (1-L^2)^2}} \right]^L \quad (11)$$

其中, $m_{xx} = E\{r_{k,l}(m) r_{k,l}^*(m)\}$, $m_{yy} = E\{\hat{h}_l(m) \hat{h}_l^*(m)\}$, $m_{xy} = E\{r_{k,l}(m) \hat{h}_l^*(m)\}$,

$$L = \frac{m_{xy}}{\sqrt{m_{xx} m_{yy}}} = \frac{E\{r_{k,l}(m) \hat{h}_l^*(m)\}}{\sqrt{E\{r_{k,l}(m) r_{k,l}^*(m)\} E\{\hat{h}_l(m) \hat{h}_l^*(m)\}}} \quad (12)$$

对特征函数 $\gamma(jT_1, jT_2)$ 进行付氏逆变换,得到变量 U_r 和 U_i 的联合概率密度函数,

$$\begin{aligned} p(U_r, U_i) &= \frac{(1-L^2)^L}{(L-1)! P^2 L} (\sqrt{U_r^2 + U_i^2})^{L-1} \\ &\quad \# \exp(LU_i K_{L-1}(\sqrt{U_r^2 + U_i^2})) \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $K_n(x)$ 是n阶修正Hankel函数.由此可得到包络 r 和相位 H 的联合概率密度函数,

$$p(r, H) = \frac{(1-L^2)^L}{(L-1)! P^2 L} (r)^{L-1} \exp(Lr \cos(H)) K_{L-1}(r) \quad (14)$$

则对于QPSK调制信号,L阶最大比合并后RAKE接收机的误比特率为,

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1}{k} \left(\frac{1-L^2}{4} \right)^k \right] \quad (15)$$

参数L与L径RAKE接收机误比特率的关系曲线如图3所示,由图可见,L越大,RAKE接收性能越好.同时从图中也可见分集对接收性能好坏的重要影响.

为了获得最佳接收性能,需要参数L越大越好.深入考察参数L,可得:

$$\begin{aligned} L &= \frac{E\{r_{k,l}(n) \hat{h}_l^*(n)\}}{\sqrt{E\{r_{k,l}(n) r_{k,l}^*(n)\} E\{\hat{h}_l(n) \hat{h}_l^*(n)\}}} \\ &= \frac{\sqrt{E_p} E\{h_1(n) \hat{h}_1^*(n)\}}{\sqrt{(E_p E\{h_1(n) \hat{h}_1^*(n)\} + R_n^2) E\{h_1(n) \hat{h}_1^*(n)\}}} \\ &= \frac{E\{h_1(n) \hat{h}_1^*(n)\}}{\sqrt{1 + \frac{R_n^2}{E_p R_1^2} E\{h_1(n) \hat{h}_1^*(n)\} R_1^2}} \end{aligned} \quad (16)$$

其中, E_b 为数据比特发送功率, R_1^2 为第 1 径平均功率.

我们引入一个参数 Q_h , 定义为信道参数 $h_1(n)$ 及其估计 $\hat{h}_1(n)$ 之间的相关系数:

$$Q_h = \frac{E \{h_1(n) h_1^*(n)\}}{\sqrt{E \{h_1(n) \hat{h}_1^*(n)\} E \{\hat{h}_1^*(n) h_1(n)\}}} \quad (17)$$

$$Q_h = \frac{E \{x_1 w h_1^*(n)\}}{\sqrt{E \{(x_1 w)^H (x_1 w)\} E \{h_1^*(n) h_1(n)\}}} \\ = \frac{r^H w}{\sqrt{w^H \left[R + \frac{R_{n1}^2}{E_p} I_{2N+1} \right] w R_1^2}} \quad (18)$$

可以得到 L 与 Q_h 之间的关系如下,

$$L = \sqrt{\frac{C_{k,1}}{1 + C_{k,1}}} Q_h \quad (19)$$

其中, $C_{k,1} = E_b R_1^2 / R_{n1}^2$ 是第 k 个用户第 1 径接收数据的平均比特信噪比.

由此得到非理想信道估计时 L 径 RAKE 接收机的误比特率为:

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{C_{k,1}}{1 + C_{k,1}}} Q_h \sum_{k=0}^{L-1} \binom{2k}{k} \left[\frac{1}{4} - \frac{C_{k,1}}{4(1 + C_{k,1})} Q_h^2 \right]^k \right] \quad (20)$$

实际接收中, 我们无法获得完全理想的信道估计. 我们得到的信道估计与真实信道参数之间的相关性总是在 $Q_h \in (0, 1)$ 范围, 但是希望信道估计具有尽量大的 Q_h .

下面将给出使 RAKE 接收机获得最低误比特率的最优信道估计器, 它满足输出的信道估计与真实信道参数的相关系数 Q_h 最大. 显然, 该最优信道估计器也满足输出的信道估计与真实信道参数之间的均方误差最小. 也就是说, 基于 MMSE 准则的信道估计器即为使得 RAKE 接收机获得最低误比特率的最优信道估计器.

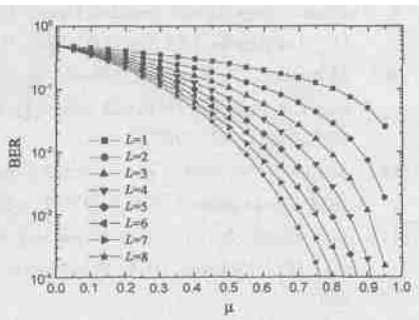


图 3 L 径 RAKE 接收机误比特率与参数 L 之间的关系曲线

均方误差最小. 也就是说, 基于 MMSE 准则的信道估计器即为使得 RAKE 接收机获得最低误比特率的最优信道估计器.

令公式(18)表示的 Q_h 关于 w 的偏导为零, 有

$$\frac{\partial Q_h}{\partial w} = \frac{r w^H \left[R + \frac{R_{n1}^2}{E_p} I_{2N+1} \right] w R_1^2 - \left[R + \frac{R_{n1}^2}{E_p} I_{2N+1} \right] w R_1^2 H w}{w^H \left[R + \frac{R_{n1}^2}{E_p} I_{2N+1} \right] w R_1^2} = 0 \quad (21)$$

上式的解即使使信道估计与实际信道参数的相关性达到最大的最优信道估计器 w_{opt} . 由上式可得, w_{opt} 必然具有如下形式,

$$w_{opt} = B \left[R + \frac{R_{n1}^2}{E_p} I_{2N+1} \right]^{-1} r \quad (22)$$

其中, B 为一常数. 实际上, B 可以为任意常数而不影响信道估计精度和 RAKE 接收性能. 由于准则的一致性, 运用 MMSE

准则获得的信道估计处理器与公式(22)的表示结果是一致的.

基于 MMSE 准则的最优信道估计器精度可以表示为,

$$Q_{h, opt}^2 = \frac{1}{R_1^2} r^H \left[R + \frac{R_{n1}^2}{E_p} I_{2N+1} \right]^{-1} r \quad (23)$$

采用 MMSE 信道估计器的 L 径 RAKE 接收误比特率为,

$$P_{2, opt} = \frac{1}{2} \left[1 - L_{opt} \sum_{k=0}^{L-1} \binom{2k}{k} \left[\frac{1 - L_{opt}^2}{4} \right]^k \right] \quad (24)$$

$$L_{opt} = \sqrt{\frac{C_{k,1}}{1 + C_{k,1}}} \sqrt{\frac{1}{R_1^2} r^H \left[R + \frac{R_{n1}^2}{E_p} I_{2N+1} \right]^{-1} r} \quad (25)$$

5 数值结果

本节给出了不同信道估计精度对 RAKE 接收机影响的数值结果. 基于 MMSE 准则的最优信道估计方法在不同移动环境下的性能曲线以及运用于 RAKE 接收机后误码率的仿真结果. 系统参数如下: Chip 速率为 3184 Mcps, 载波频率为 2GHz, 导频信道的扩频比为 256, Jakes 衰落信道模型. RAKE 接收性能仿真基于 COSSAP 平台, 仿真链路及接收机模型如图 1、图 2 所示, 用户数为 1, 多径信道模型为 MI 1225, 并设在接收端的 Chip、符号及帧已经完全同步.

图 4 显示了信道估计与实际信道参数相关程度不同时, 3 径 RAKE 接收机的误比特率曲线. 由图可见, 信道估计精度对 RAKE 接收误比特率的影响是巨大的.

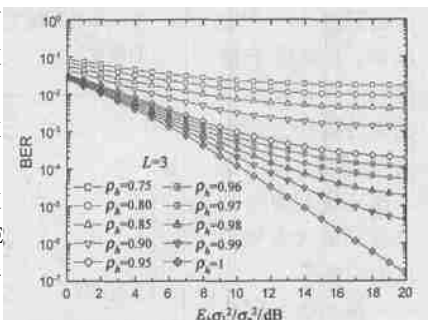


图 4 3 径 RAKE 接收机在不同信道估计精度时的误比特率曲线

图 5 显示了不同车速环境下基于 MMSE 准则的最优估计器误差性能随估计长度的变化曲线. 作为比较, 图中还给出了采用滑动平均估计方法 MA (Moving Averaging) 的误差性能曲线. 可以看出, 随估计长度增加, MMSE 估计的均方误差逐步减小, 而滑动平均估计的均方误差随估计长度增加有一个先减小而后显著加大的过程, 反映出滑动平均估计方法在估计长度过大时产生很大的跟踪误差.

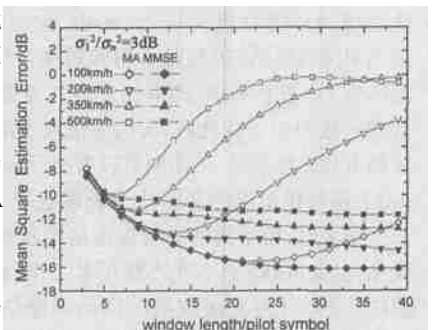


图 5 MMSE 最优信道估计及滑动平均估计的误差性能

图 6 给出了移动速度为 500 公里/小时、不同路径信噪比条件下, MMSE 估计精度随估计时间长度的变化曲线. 可以看出, MMSE 信道估计的精度稳定且较好, 而滑动平均估计的精

度在较大估计长度时是急剧下降的。

图 7 给出了不同移动速度环境下, MMSE 估计精度随估计时间长度的变化曲线。从图中可以清楚地看出估计长度对不同移动速度环境下信道估计性能的改善情况。

信道估计精度的增加对于低车速信道估计精度的改善明显优于高车速环境。这是由于高车速环境相对于低车速环境有更宽的多普勒功率谱, 而 MMSE 信道估计器可以等效为一个滤波器, 主要用于滤除大于多普勒频移的带外噪声, 因而, 经过滤波以后, 高车速环境相对于低车速环境含有较大的带内噪声。

图 8 是不同车速环境下, 运用 MMSE 信道估计方法的 RAKE 接收机

误码率仿真曲线。仿真时所用的数据传输率为 240kbps, 信道编码为 1/3 卷积编码, 约束长度为 9, 交织时间为 10ms, RAKE 合并径数为 3。作为比较, 我们还仿真了滑动平均信道估计方法的 RAKE 接收机。从图中可以看出, 滑动平均信道估计方法 RAKE 接收机的误码率随估计长度有较大变化, 尤其当估计长度很大时, 由于滑动平均信道估计器已不能实时跟踪信道变化, 以致 RAKE 接收机不能正常工作。而采用 MMSE 最优信道估计方法 RAKE 接收机的误码率随估计长度的变化不明显, 基本处于较低的误码率水平, 显示了最优信道估计方法良好的估计性能和跟踪性能。

6 结论

本文建立了 RAKE 接收机中信道估计器的时域数学模型, 以信道估计器输出的估计值与真实信道参数之间相关系数作为衡量信道估计精度的技术指标, 给出了信道估计精度与 RAKE 接收机误比特率之间关系的数学公式, 并由此推导了连续导频模式下使得 RAKE 接收机获得最小误比特率的最优信道估计方法。理论推导表明, 基于 MMSE 准则的信道估计

方法使得输出的信道估计与实际信道参数之间具有最小的均方误差和最大的相关系数, 从而使得 RAKE 接收机获得最低的误比特率。

参考文献:

- [1] John G. Proakis. Digital Communications [M]. Third Edition. New York: McGraw-Hill, 1995. 800- 855.
- [2] 董霄剑, 蒋良成, 尤肖虎. 信道估计误差与估计长度关系的频域分析[J]. 电子学报, 2000, 增刊(28): 1- 4.
- [3] 陈国安, 尤肖虎. 基于信道变化速率检测的信道估计积分长度与专用导频功率动态调整[J]. 电子学报, 1999, 增刊(27): 61- 64.
- [4] Guoan Chen, Xiahu2Hu Yu, Jing Wang. Adaptive channel estimation and dedicated pilot power adjustment based on the fading rate measurement for a pilot aided CDMA system [J]. IEEE J. Select. Areas Commun, 2001, 1(19): 132- 140.
- [5] Seunghyun Min, Kwang Bok Lee. Channel estimation based on pilot and data traffic channels for DS/CDMA systems [A]. IEEE Globecom 98 [C]. Sydney, Australia, Nov. 1998. 1384- 1389.
- [6] H J Oh, JM Cioffi. An adaptive channel estimation scheme for DS/CDMA systems [A]. IEEE Veh. Technol. Conference [C]. Boston, MA, USA. 2000. 2839- 2843.
- [7] J Wang, J Chen. Performance of wideband CDMA systems with complex spreading and imperfect channel estimation [J]. IEEE, J. Select. Areas Commun. 2001, 1(19): 152- 163.
- [8] K J Quirk, L B Milstein. Upper bounding the performance of a RAKE receiver operating with imperfect phase estimates [A]. MILCOM 2000 [C]. Los Angeles, USA, Oct. 2000. 752- 758.
- [9] M Benthin, K D Kammeier. Influence of channel estimation on performance of a coherent DS/CDMA system [J]. IEEE Trans. Veh. Technol. 1997, 2(46): 262- 267.
- [10] M J Gans. The effect of gaussian error in maximal ratio combiners [J]. IEEE Trans Commun. 1971, 4(19): 492- 500.
- [11] B R Tomiuk, N C Beaulieu. A new look at maximal ratio combining [A]. IEEE Globecom 00 [C]. San Francisco, USA, Dec. 2000. 943- 948.
- [12] B R Tomiuk, N C Beaulieu, A A Abu2Daya. General forms for maximal ratio diversity with weighting errors [J]. IEEE Trans Commun. 1999, 4(47): 488- 492.
- [13] J G Proakis. Probabilities of error for adaptive reception of M-phase signals [J]. IEEE Trans Commun. 1968, 1(16): 71- 81.

作者简介:



杨 馨 女, 1970 年 4 月生于南京, 于 2003 年东南大学通信与信息系统专业博士毕业, 现在东南大学无线电工程系移动通信国家重点实验室工作, 主要从事移动通信关键技术的研究。

尤肖虎 男, 1962 年生, 1988 年于东南大学电路与系统专业获博士学位, 现为东南大学无线电工程系主任、博士生导师, 中国电子学会理事, 国家八六三通信主题专家组组长, 主要研究方向为未来宽带移动通信理论与技术、智能信号处理与通信。