

# 基于修正变换域降噪的NC-OFDM信道估计算法

王 军, 李洪宇, 张世昌, 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】**针对NC-OFDM系统在某些相干带宽内可能没有足够的导引符号, 导致基于频域内插的LS信道估计算法性能较差的问题, 提出了一种修正变换域降噪的信道估计算法。该算法利用NC-OFDM系统信道衰落系数的时频域关系, 通过IDFT在时域估计信道多径衰落, 并进行降噪滤波, 然后采用DFT估计频域信道衰落系数, 从而避免了频域内插。仿真结果表明, 在仿真条件下, 该方法比传统基于频域内插的LS信道估计有约4 dB的性能增益。

**关键词** 信道估计; 认知无线电; NC-OFDM; 变换域降噪

中图分类号 TN92

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2009.05.022

## Channel Estimation Method with Modified Noise Reduction in Transform Domain for NC-OFDM Systems

WANG Jun, LI Hong-yu, ZHANG Shi-chang, and LI Shao-qian

(National Key Laboratory of Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

**Abstract** In order to enhance channel estimation performance of NC-OFDM systems in the case of lacking enough pilot symbols, a novel channel estimation scheme with modified noise reduction in transform domain is proposed. Channel multipath fading coefficients are estimated by inverse discrete Fourier transform (IDFT) in time domain based on the relationship between time and frequency domain expressions of the channel fading coefficients of NC-OFDM systems. Noise reduction filtering is performed in time domain. Finally, the channel fading coefficients are obtained in frequency domain by discrete Fourier transform (DFT) without interpolation. Simulation results show the proposed channel estimation scheme outperforms the conventional LS estimation with a gain of about 4dB.

**Key words** channel estimation; cognitive radio; NC-OFDM; noise reduction in transform domain

作为提高频谱资源利用效率的系统级解决方案, 近年来, 认知无线电(cognitive radio, CR)成为无线通信中新的研究热点<sup>[1-5]</sup>。认知无线电的基本思想是: 在不对频谱授权用户(licensed users, LU)产生有害干扰的前提下, 动态利用可用频谱资源为CR用户提供通信业务<sup>[1-5]</sup>。

由于可以同时满足充分利用可用频谱资源和避免对LU产生有害干扰两个重要的需求, 非连续正交频分复用(non-contiguous orthogonal frequency division multiplexing, NC-OFDM)<sup>[6-8]</sup>技术成为了CR系统中一种非常有前景的数据传输体制。不同于常规的OFDM系统, NC-OFDM系统将被LU占用的子载波置零, 以避免对LU的干扰。因此, NC-OFDM系统中, 某些相干带宽内将可能没有导引符号, 从而导致无法使用常规OFDM系统中广泛采用的最小

二乘(least squares, LS)频域内插信道估计和基于快速傅里叶变换的变换域信道估计降噪技术<sup>[9]</sup>。

针对上述问题, 本文利用NC-OFDM系统中信道衰落系数的时、频域对应关系, 提出一种基于逆离散傅里叶变换(inverse discrete Fourier transform, IDFT)的修正变换域降噪信道估计算法。

## 1 NC-OFDM系统模型

NC-OFDM系统模型如图1所示。在发送端, 数据 $\{X_u\}$  ( $u=1, 2, \dots, N_u$ ,  $N_u$ 为可用子载波数目)在编码、交织后按照某种调制方式(如QPSK、16-QAM)映射到星座图的对应符号, 然后根据频谱感知的结果, 通过串并转换将这些符号分配到带宽 $W$ 中未被占用子频段的子载波位置上, 将此时的序列记为 $\{S_k\}$ , 其中 $k \in [1, K]$ 。被占用子频段的子载波置零,

收稿日期: 2009-06-25

基金项目: 国家863计划(2007AA10Z209、2009AA012002、2009AA011801); 国家基础科研项目(A1420080150); 国家973计划(2009CB320405)

作者简介: 王 军(1974-), 男, 博士, 副教授, 主要从事信号处理方面的研究。

并在相应位置插入导频符号,通过作  $K$  点 IFFT,得到时域信号向量,将该向量的最后  $L_{cp}$  个符号作为循环前缀(cyclic prefix, CP),CP 的长度必须大于或等于无线信道的多径时延。最后,组成一个长度为  $K + L_{cp}$  的 OFDM 符号向量  $\{s_v\}$ ,  $\{s_v\}$  经过数模转换为模拟信号  $s(t)$ 。图中,  $h(\tau, t)$  为多径信道的冲击响应,  $n(t)$  为加性白高斯噪声(additive white Gaussian noise, AWGN)。

在接收端,经过模数变换、去掉 CP 和串并转

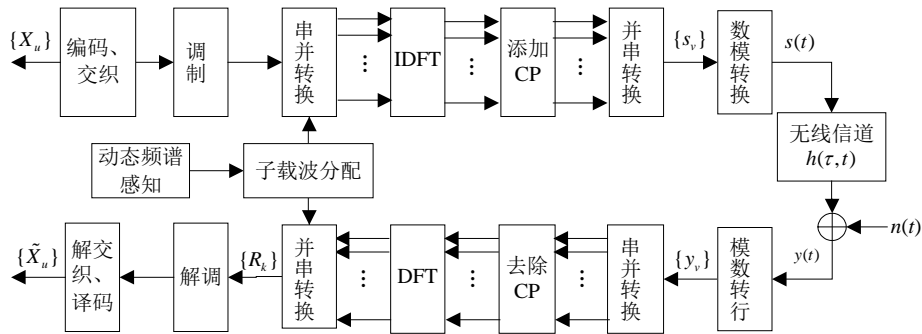


图1 NC-OFDM系统模型

## 2 NC-OFDM系统信道估计

### 2.1 导引符号图案设计

在 NC-OFDM 系统中,导引符号图案的设计比常规 OFDM 系统更为复杂。一方面,导引符号不能对 LU 造成干扰。因此,在频率方向选取导引符号位置时要避开被 LU 占用的子载波。另一方面,导引符号在时间和频率方向上的间隔要满足导引符号密度的要求<sup>[9]</sup>。目前,NC-OFDM 系统中矩形导引符号模式常用的导引符号插入方式有两种<sup>[10]</sup>。设每个相干带宽内包含  $N_f$  个 NC-OFDM 子载波,将每个 NC-OFDM 符号内的  $K$  个子载波以间隔  $N_f$  等分成  $N_p$  组。第一种方法在每组内搜索,在搜索到的第一个可用子载波位置插入导引符号,如图 2a 所示。第二种方法则是首选每组中间位置的子载波插入导引符号,如果该子载波不可用,则按照先低序号再高序号的顺序搜索(也可以按照相反顺序),直至找到可用子载波,插入导引符号,如图 2b 所示。

比较上述两种方法,可以看到:

(1) 第一种方法处理虽然简单,但频域内插准确度不高。

(2) 第二种方法增加了导引符号的数量,有利于提高内插的准确度。

换,可以得到接收信号的频域表达为:

$$R_k = H_k S_k + w_k \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (1)$$

式中  $H_k$  为第  $k$  个子载波的信道衰落系数;  $w_k$  为第  $k$  个子载波的 AWGN, 其方差为  $\sigma_n^2$ ,  $k = 0, 1, \dots, K-1$ 。将  $\{R_k\}$  中可用子载波位置上的符号取出,根据信道估计的结果进行信道均衡,补偿衰落信道的影响,然后通过解调、解交织和译码,恢复发射信息数据  $\{\tilde{X}_u\}$ 。

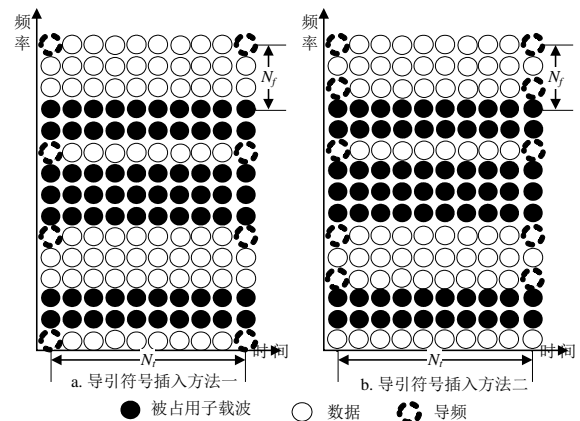


图2 NC-OFDM导引符号图案

但由于LU可能占用超过相干带宽的频段,上述两种方法均不能保证满足相干带宽内至少有一个导引符号的要求。另外,在安排导引符号时,还应该尽量使一帧中的第一个和最后一个NC-OFDM符号内包含有导引符号,同时使第一个子载波和最后一个子载波中也包含有导引符号,以能保证每帧边缘的估计值比较准确。

### 2.2 导引符号位置信道系数估计

广泛采用的导引符号位置的信道系数估计算法有最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)估计和LS估计及其改进<sup>[9]</sup>。MMSE估计的均方误差(mean square error, MSE)性能优于LS估计,但需要

信道衰落系数的相关系数, 复杂度较高。为此, 本文采用LS估计。

为了便于分析, 将在导引符号位置上的接收信号表示为:

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{P}\mathbf{H}_p + \mathbf{v}_p \quad (2)$$

式中  $\mathbf{H}_p = [H_p(n_1), H_p(n_2), \dots, H_p(n_{N_p})]^T$  为导引符号位置信道系数向量,  $n_i \in [0, K-1]$ ;  $N_p$  为导引符号数目;  $\mathbf{P} = \text{diag}[P(n_1), P(n_2), \dots, P(n_{N_p})]$  为导引符号组成的对角矩阵;  $\mathbf{v}_p$  为AWGN向量, 其自相关矩阵为  $\sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_p}$ 。

根据式(2),  $\mathbf{H}_p$  的LS估计值为<sup>[11]</sup>:

$$\tilde{\mathbf{H}}_{p,LS} = (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{Y}_p = \mathbf{H}_p + (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{v}_p \quad (3)$$

于是, LS估计的MSE可以表示为<sup>[11]</sup>:

$$J_{LS} = \text{tr}\{E[(\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{v}_p ((\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{v}_p)^H]\} = N_p \sigma_n^2 \text{tr}(\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \quad (4)$$

式中  $\text{tr}(\mathbf{A})$  表示矩阵  $\mathbf{A}$  的迹。从式(4)可以发现: 在导引符号能量和数量一定的情况下, LS估计的MSE随着噪声功率成线性增长。

### 2.3 基于修正IDFT的变换域降噪算法

在常规的OFDM系统中, 可以使用块状导频估计出所有子载波上的信道系数, 然后使用IDFT变换域降噪法改善LS估计的性能<sup>[9]</sup>。但在NC-OFDM系统中, 被LU占用的子载波位置不能插入导引符号, 有时多个连续被占用子载波的总带宽会超出相干带宽, 就不能用估计或内插的方法得到被关闭子载波位置上的信道系数。显然, 常规IDFT变换域降噪方法不再适用这种情况。为此, 给出一种修正的IDFT变换域降噪方法。

频域信道系数和信道的时域冲击响应之间存在以下关系:

$$\mathbf{H} = \mathbf{F}\mathbf{h} \quad (5)$$

式中  $\mathbf{h} = [h(0), h(1), \dots, h(L_t-1)]^T$  为信道冲击响应向量;  $L_t$  为信道冲击响应长度;  $\mathbf{F}$  是  $K \times L_t$  的部分傅里叶变换矩阵, 即:

$$(\mathbf{F})_{u,l} = e^{-j2\pi ul/K} \quad (6)$$

式中  $u = 0, 1, \dots, K-1$ ;  $l = 0, 1, \dots, L_t-1$ 。  $K \times 1$  的频域信道衰落系数向量  $\mathbf{H}$  是  $\mathbf{h}$  的  $K$  点DFT。

当只基于导引符号位置处的信道衰落系数时, 由式(5)可以得到:

$$\tilde{\mathbf{h}} = (\mathbf{D}^H \mathbf{D})^{-1} \mathbf{D}^H \tilde{\mathbf{H}}_{p,LS} \quad (7)$$

式中  $\mathbf{D}$  为  $N_p \times L_t$  的部分IDFT矩阵, 其第  $i$  行为:

$$\mathbf{D}(i,:) = \mathbf{F}(n_i,:) \quad 1 \leq i \leq N_p \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可以发现: 如果导引符号数目  $N_p$  不小于信道冲击响应长度  $L_t$ , 则可以利用导引符号位置的信道系数估计值唯一地恢复出信道的时域冲击响应。于是, 根据式(7)得到  $\tilde{\mathbf{h}}$  后, 可以通过修正IDFT变换域降噪信道估计算法得到所有子载波位置上的信道系数。

修正IDFT变换域降噪信道估计算法步骤如下:

(1) 根据式(7)计算得时域信道冲击响应向量  $\tilde{\mathbf{h}}$ , 并在其末尾添  $(K-L_t)$  个0, 构成长度为  $K$  的向量  $\hat{\mathbf{h}} = [\tilde{\mathbf{h}}^T, 0, 0, \dots, 0]^T$ 。

(2) 对  $\hat{\mathbf{h}}$  做  $K$  点FFT, 得到频域信道衰落系数向量  $\hat{\mathbf{H}} = \text{FFT}(\hat{\mathbf{h}})$ 。

(3) 将  $\hat{\mathbf{H}}$  中导引符号位置的信道系数用  $\tilde{\mathbf{H}}_p$  中对应的值替换  $\hat{\mathbf{H}}(k_i) = \tilde{\mathbf{H}}_{p,LS}(k_i)$ , 得到  $\hat{\mathbf{H}}'$  并对  $\hat{\mathbf{H}}'$  做  $K$  点IFFT, 得到  $\tilde{\mathbf{h}}' = \text{IFFT}(\hat{\mathbf{H}}')$ 。

(4) 将  $\tilde{\mathbf{h}}'$  的  $L_t+1 \sim K-1$  点置零, 然后重新变换回频域, 得到频域信道系数估计值  $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{IDFT}}$ 。

在上述算法中, 通过步骤(2)即可得到NC-OFDM系统的频域信道衰落系数。步骤(3)和(4)则进一步通过迭代提高信道估计的性能。另外, 为了避免估计时域信道冲击响应的长度, 可以近似认为信道冲击响应长度等于循环前缀长度, 即令  $L_t = L_{cp}$ 。上述NC-OFDM系统修正IDFT变换域降噪信道估计的实现框图如图3所示。

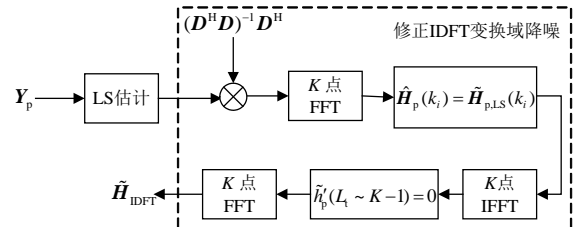


图3 修正IDFT变换域降噪算法实现框图

一旦获得了整个NC-OFDM符号的所有子载波的信道衰落系数, 即可通过时域内插得到一帧内所有NC-OFDM的可用子载波的信道衰落系数<sup>[13]</sup>。

### 2.4 算法讨论

为了描述简洁, 本文将修正IDFT变换域降噪信道估计简称为所提信道估计算法。

所提信道估计算法有两方面优点: (1) 不需要频域内插便可以得到完整的信道系数, 可以避免在NC-OFDM系统中由于相干带宽内没有足够的导引符号引入较大的内插误差, 提高信道估计精度。

(2) 导引符号设置方法简单, 可以节省导引符号数量, 只要导引符号的数量不小于信道冲击响应的长

度,就可以估计出所有频域信道系数,无需为了保证频域内插准确度和导引符号数量,对导引符号进行移位和在NC-OFDM符号起始和末尾子载波插入导引符号。

当然,相对基于频域内插的传统LS信道估计,本文所提信道估计算法的计算复杂度有所增加。一方面,本文所提信道估计算法增加的计算复杂度主要来自计算伪逆矩阵 $(\mathbf{D}^H\mathbf{D})^{-1}\mathbf{D}^H$ 和3次 $K$ 点FFT/IFFT运算。计算复杂度为 $L_1^3+2N_pL_1^2+(3K/2)\log_2K$ 次复数乘法, $2N_pL_1^2+L_1(L_1-1)^2+2K\log_2K$ 次复数加法。但在实际CR系统中,可用频谱在一段时间内一般是稳定的,所以 $(\mathbf{D}^H\mathbf{D})^{-1}\mathbf{D}^H$ 在可用频谱资源没有发生改变时,只需要计算一次。另一方面,由于本文信道估计不需要频域内插操作,从而可以避免该部分操作引入的计算复杂度。

### 3 仿真结果与分析

仿真中所采用的信道模型为 COST207 典型城市环境<sup>[14]</sup>,信道最大 Doppler 频移设为 40 Hz。信号带宽为 20 MHz,一个 OFDM 符号包含 1 024 个子载波,其中有两段被 LU 占用的子信道,每段包含 50 个子载波,被 LU 占用的子信道将不可用。仿真中假设在发送端和接收端对被占用的子载波的位置都是已知的。仿真中采用了 Gray 映射的 QPSK 和 16-QAM 两种调制方式,10 个 OFDM 符号作为一帧数据发送,用于信道估计的导引符号时域上插入到第一个和第 10 个 OFDM 符号内,频域采用图 2a 的方式插入导引符号,插入间隔为 5 个子载波。信道编码采用码率为 1/2、生成多项式为 $(171,133)_0$ 的卷积码,在接收端采用 APP 软译码。

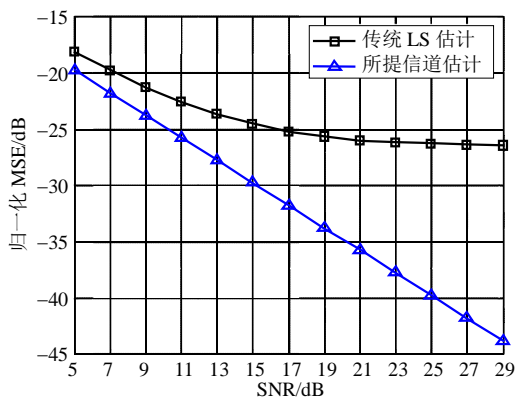


图4 不同信道估计算法的归一化MSE比较

传统频域内插的LS信道估计和本文所提信道估计的归一化MSE的比较如图4所示。从图中可以看

出,信道估计算法的MSE性能显著优于常规的LS信道估计算法。

QPSK和16-QAM调制方式下,采用传统频域内插LS信道估计算法、本所提信道估计算法与理想信道估计的BER性能比较分别如图5和图6所示。从图中可以看出,在BER为 $10^{-3}$ 时,本文所提信道估计算法相比传统频域内插LS信道估计有大约4 dB的性能增益。同时,本文所提信道估计算法与理想信道估计之间的性能差异小于1 dB。

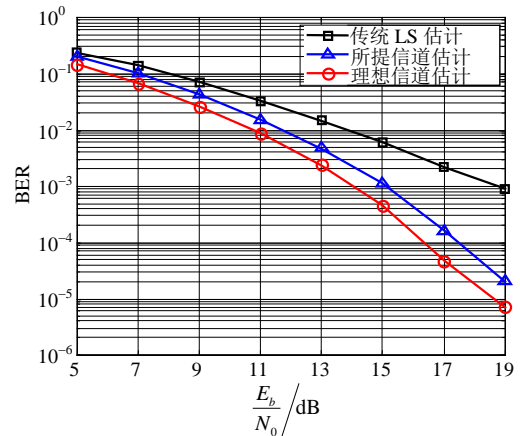


图5 BER比较(QPSK)

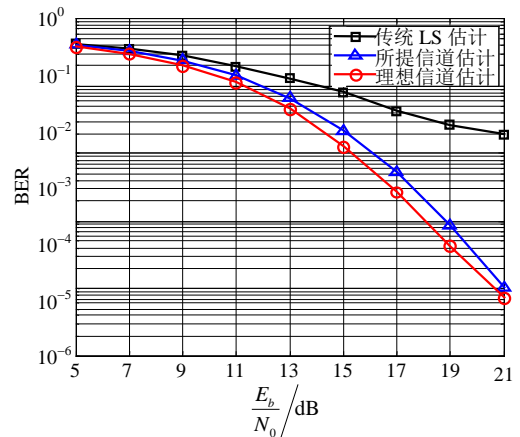


图6 BER比较(16-QAM)

### 4 结束语

针对NC-OFDM系统在相干带宽内可能没有足够导引符号,导致基于频域内插的LS信道估计难以获得期望性能的问题,本文基于信道衰落系数的时频域对应关系,提出了基于修正IDFT的变换域降噪信道估计算法。该算法在适当增加计算复杂度的代价下,不需要频域内插便可以得到完整的信道系数,并且导引符号设置方法简单。仿真结果表明,本文所提信道估计相对传统频域内插LS估计有大约4 dB的性能增益。

本文研究工作得到华为技术有限公司宽带无线接入专项基金的资助, 在此表示感谢。

### 参 考 文 献

- [1] HAYKIN S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201-220.
- [2] AKYILDIZ I F, LEE W Y, VURAN M C, et al. Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: a survey[J]. Computer Networks, 2006 50(13): 2127-2159.
- [3] 王 军, 李少谦. 认知无线电: 原理、技术与发展趋势[J]. 中兴通讯技术, 2007, 13(3): 1-4.  
WANG Jun, LI Shao-qian. Cognitive radio: principle, technology and tendency[J]. ZTE Communications, 2007, 13(3): 1-4.
- [4] SAHAI A, MISHRA S M, TANDRA R, et al. Cognitive radio for spectrum sharing[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2009, 26(1): 140-145.
- [5] STEVENSON C R, CHOUINARD G, LEI Z, et al. IEEE 802.22 : The first cognitive radio wireless regional area network standard[J]. IEEE Communications Magazine, 2009, 47(1): 130-138.
- [6] MAHMOUD H A, YÜSEK T, ARSLAN H. OFDM for cognitive radio: merits and challenges[J]. IEEE Wireless Communications, 2009: 16(2): 6-14.
- [7] BUDIARJO I, NIKOOKAR H, LIGHTHART L P. Cognitive radio modulation techniques[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008, 25(6): 24-34.
- [8] POSTON J D, HOME W D. Discontiguous OFDM considerations for dynamic spectrum access in idle TV channels[C]//IEEE Int Symp New Frontiers Dynamic Spectr Access Networks Baltimore. MD, USA: IEEE Press, 2005: 607-610.
- [9] FAZEL K, KAISER S. Multi-carrier and spread spectrum system [M]. England: John Wiley & Sons Ltd, 2003: 14-158.
- [10] Rashad I, BUDIARJO I, NIKOOKAR H. Efficient pilot pattern for OFDM-based cognitive radio channel estimation part I and part II[C]//The 14th IEEE Annual Symp Comm and Vehi Tech. Delft, Netherlands: IEEE Press, 2007: 1-5.
- [11] BIGUESH M, GERSHMAN A B. Training-Based MIMO channel Estimation: a study of estimator tradeoffs and optimal training signals[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2006, 54(3): 884-893.
- [12] BENNESTY J, HUANG Y. A, and CHEN J. A fast recursive algorithm for optimum sequential signal detection in a BLAST system[J]. IEEE Trans Signal Process, 2003, 51(7): 1722-1730.
- [13] LEE Y, KIM H N, PARK S I, et al. Noise reduction for channel estimation based on pilot-block averaging in DVB-T receivers[J]. IEEE Trans on Consumer Electronics, 2006, 52: 51-58.
- [14] PÄTZOLD M. Mobile fading channels[M]. England: John Wiley & Sons Ltd, 2002: 259-266.

编 辑 熊思亮



王 军, 副教授, 2009年在电子科技大学获通信与信息系统专业博士学位, 现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室副教授, 主要从事无线通信中的信号处理技术研究, 在国内外学术刊物和国际学术会议发表论文SCI/EI检索论文40篇, 获授权发明专利1项。主持或参与完成国家863项目2项、国家级重点实验室基金项目2项, 目前主持和参与国家863项目3项、973项目子课题1项、国家自然科学基金项目1项、国家重大专项课题1项, 主持校企合作专项项目1项。