光电技术及应用

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2023121902

OFDM 系统中一种 A-MMSE 信道估计算法

叶文伟*

（重庆邮电大学 图书馆，重庆 400065）

摘　要： 针对正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）系统中最小均方误差（Minimum Mean Squared Error，MMSE）信道估计算法误码率（BER）高的问题，提出一种平均最小均方误差（Averaged-Minimum Mean Squared Error，A-MMSE）信道估计算法。该算法首先基于 802.11n 标准而构造了一种新的导频结构，收发两端分别进行降采样和过采样处理，利用已知训练序列和导频获得信道频域响应。仿真结果表明，所提出的 A-MMSE 信道估计算法与传统的 MMSE 算法相比，在 BER 为 10^{-3} 时，信噪比改善了约 8 dB。因而所提出的信道估计算法能明显改善系统的 BER 性能。

关键词： 正交频分复用系统；导频；最小均方误差；误码率

中图分类号： TN929.53　**文章编号：** 1001－5868(2024)02－0308－05

A-MMSE Channel Estimation Algorithm for OFDM Systems

YE Wenwei

（Library，Chongqing University of Posts and Telecommunications，Chongqing 400065，CHN）

Abstract： An average-minimum mean squared error（A-MMSE）channel estimation algorithm is proposed to address the problem of a high bit error ratio（BER）of the minimum mean squared error（MMSE）channel estimation algorithm in orthogonal frequency division multiplexing（OFDM）systems. The proposed algorithm first constructs a new pilot structure based on the 802.11n standard. Then，downsampling and oversampling processes are performed at the receiver and transmitter，respectively. Finally，the channel frequency response is obtained using the known training sequences and pilots. The simulation results indicate that，compared with the traditional MMSE algorithm，the proposed A-MMSE channel estimation algorithm improves the signal-to-noise ratio by approximately 8 dB at a BER of 10^{-3}. Therefore，the proposed channel estimation algorithm notably improves the BER performance of the system.

Key words： orthogonal frequency division multiplexing systems；pilot；minimum mean squared error；bit error ratio

0　引言

正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）技术因具有高速率、高频带利用率等优点而被广泛运用在高速无线局域网物理层技术规范中。例如 802.11a，802.11g 和 802.11n 标准均采用了 OFDM 技术[1-2]。由于 OFDM 系统中子载波的正交性容易受到破坏，所以信道估计对 OFDM 技术非常重要。

信道估计技术是无线通信领域的一个研究热点，它为接收端后续的均衡、相干检测、解调奠定了理论基础。信道估计技术可分为数据辅助估计与非

收稿日期：2023－12－19.

基金项目：国家自然科学基金项目(61971079).

* **通信作者：**叶文伟

数据辅助估计[3]。其中，数据辅助估计利用已知信息完成信道估计，非数据辅助估计则是利用接收数据的统计特性进行信道估计。数据辅助估计虽然降低了频带利用率，但其具有计算复杂度低、收敛速度快等优点[4]。本文将对基于数据辅助信道估计进行分析。常见的数据辅助信道估计算法有最小二乘(Least Square，LS)算法和最小均方误差(Minimum Mean Squared Error，MMSE)算法等[5-7]。MMSE 算法的误比特率(Bit Error Ratio，BER)性能优于 LS 算法，但当子载波数 N 较大时，该算法的计算复杂度较高[6]。已知在 802.11n 标准中，当系统带宽为 20 MHz 时子载波数量仅为 64 个，所以采用 MMSE 算法不会造成计算复杂度的大幅度增加。

本文提出一种适合运用到 802.11n 无线设备的 8 导频平均最小均方误差(Averaged-Minimum Mean Squared Error，A-MMSE)信道估计算法。该算法在发送端增加导频数量，并对经逆快速傅里叶变换(Inverse Fast Fourier Transform，IFFT)处理后的信号进行过采样处理；再通过 802.11n 传输数据前的训练序列来估计噪声方差；接收端通过最大比合并方式将接收信号进行降采样处理，最后通过 MMSE 算法获得已知训练序列和导频的信道频域响应的均值，并以此作为信道频域响应的估计值。仿真结果表明，8 导频 A-MMSE 算法使系统 BER 性能提升显著。

1　系统描述与分析

802.11n 作为无线局域网中重要的标准之一，它的制定具有里程碑的意义。802.11n 标准可兼容 802.11a，802.11b 和 802.11g 等标准，被广泛应用在无线通信设备中[1]。其物理层采用 OFDM 技术，数据传输速率高达 600 Mb/s[2]。根据本文所提出的平均最小均方误差信道估计算法，可用图 1 表示 802.11n OFDM 收发机的系统框图。

从图 1 可以看出，OFDM 技术利用 FFT 完成了 OFDM 调制和解调，简化了系统实现的复杂度。在发送端通过数字调制映射后，得到单个 OFDM 符号的 N 个频域信号为 $\boldsymbol{s}(n)=[s(0),s(1),\cdots,s(N-1)]^{\mathrm{T}}$，通过 IFFT 调制到 N 个正交的子载波上，从而获得发送端时域信号 $\boldsymbol{x}(t)$。

本文与传统的 802.11n OFDM 系统相比，通过增加导频数量以解决导频过于稀疏的问题；为更好地恢复原始信号额外进行了过采样和降采样处理；最后运用已知训练序列和导频完成信道估计过程，使得系统整体的 BER 性能得到改善。

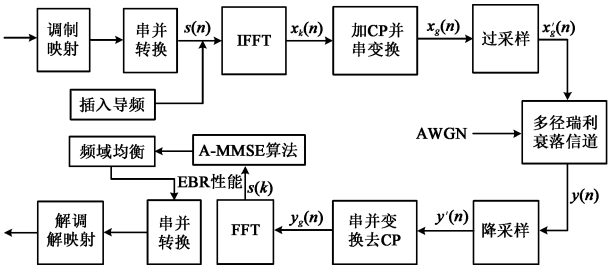


图 1　802.11n OFDM 收发机系统框图

2　改进的 MMSE 算法

2.1　改进导频结构

系统带宽为 20 MHz 时，在 802.11n OFDM 数据帧符号中，只有 4 个导频子载波，分别是{−21，−7，−7，21}号子载波。原始的导频插入方式是一种典型的梳状导频结构，系统能较好地抵抗快时变衰落信道。但由于导频数量较少，造成导频过于稀疏，系统将对频率选择性衰落信道过于敏感[8]。即使采用压缩感知信道估计技术，BER 性能也会受到较大影响。为此，本文构造了一种改进的 802.11n OFDM 数据帧导频结构。改进后的导频位置为{−28，−21，−14，−7，7，14，21，28}，新的导频结构将导频间隔缩小为 7。值得注意的是，第 5 位导频位置应是 0 号位子载波上的数据，但 802.11n 标准中规定 0 号子载波是直流分量，不应携带数据信息[9]。所以本文以跳过 0 号子载波的方式完成导频插入操作。

在进行 MMSE 信道估计时，由于导频间隔不是完全意义上的 7，所以本文将 OFDM 符号中的 64 个子载波分成两部分先后完成信道估计操作。子载波{−32，−31，…，−1}为第一部分，子载波{0，1，…，31}为第二部分。将两部分先后进行信道估计操作，不仅使导频间隔固定在 7，而且在求频域信道矢量的自协方差矩阵时，矩阵大小由原来的 64×4 变为了 32×4，降低了 MMSE 算法的计算复杂度。改进后的导频结构子载波利用率虽然有所减少，但为接收端估计信道的状态信息提供了更好的帮助，同时降低了 MMSE 算法的计算复杂度。

2.2　过采样处理

在 802.11n 标准中有 16QAM，64QAM，BPSK 和 QPSK 四种调制方式[10]，本文选择正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keying，QPSK)调制方式。

在发送端经载波映射后可得到的 OFDM 符号的 64 个频域信号 $\boldsymbol{s}(n)$。通过逆快速傅里叶变换调制到 64 个正交的子载波上，得到发送端的时域信号为：

$$\boldsymbol{x}(t)=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1}\boldsymbol{s}(n)\exp(\mathrm{j}2\pi F_0 t),0\leqslant t\leqslant T_0 \quad (1)$$

式中，N 为子载波数量，值为 64；F_0 为子载波间隔，值为 312.5 kHz；T_0 为一个 OFDM 符号的周期；原始的采样时间为 $T_s=1/F_0$。当信号按照奈奎斯特采样率进行采样时，得到的信号为：

$$\boldsymbol{x}_k(n)=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1}\boldsymbol{s}(n)\exp\left(\mathrm{j}\frac{2\pi nk}{N}\right),0\leqslant k\leqslant N \quad (2)$$

加入循环前缀(Cyclic Prefix，CP)后的信号 $\boldsymbol{x}_g(\mathrm{n})$可用式(3)表示：

$$\boldsymbol{x}_g(n)=\begin{cases}\boldsymbol{x}_k(N+n),n=-N_g,-N_g+1,\cdots,-1\\ \boldsymbol{x}_k(n),\quad n=0,1,\cdots,N-1\end{cases} \quad (3)$$

通过对信号 $\boldsymbol{x}_g(n)$完成 J 倍过采样处理后，可得到过采样后的信号 $\boldsymbol{x}'_g(n)$，其表达式为：

$$\boldsymbol{x}'_g(n)=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N_g-1}\boldsymbol{s}_g(n)\exp\left(\mathrm{j}\frac{2\pi nk}{JN}\right),0\leqslant k\leqslant JN_g,\ J\in\boldsymbol{N}^* \quad (4)$$

发送端的信号 $\boldsymbol{x}'_g(n)$经过信道后，接收信号 $\boldsymbol{y}(n)$可表示为：

$$\boldsymbol{y}(n)=\boldsymbol{x}'_g(n)\otimes\boldsymbol{h}(n)+\boldsymbol{w}(n) \quad (5)$$

式中，$\boldsymbol{w}(n)$是方差为 δ^2 的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise，AWGN)，$\boldsymbol{h}(n)$为信道的时域响应，可表示为：

$$\boldsymbol{h}(\tau,n)=\sum_{n=0}^{N-1}\boldsymbol{h}_n(t)\delta(\tau-\tau_n(t)),0\leqslant\tau_n(t)\leqslant\tau_{\max} \quad (6)$$

式中，N 为信道的多径数，$\boldsymbol{h}_n(t)$和 $\tau_n(t)$分别是 t 时刻第 n 条路径的复增益和时延，$\tau_{\max}$ 为最大可能的路径时延。式(6)还可以用式(7)表示，即：

$$\boldsymbol{h}(n)=\sum_{l=0}^{L-1}\boldsymbol{h}_l\delta(n-l) \quad (7)$$

式中，L 为 $\tau_{\max}/(J\cdot T_s)$ 取整后的值，即信道模型中抽头延时线的总个数或称为信道长度。

2.3 噪声方差的估计

信道噪声在低信噪比(Signal Noise Ratio，SNR)环境下对系统 BER 性能影响较大。为进一步提升 OFDM 系统的 BER 性能，需准确估计噪声信号的方差。在 802.11n 标准中，在一个 OFDM 传输数据符号前，往往伴随着已知的训练序列，这些训练序列主要用来进行数据帧到达检测和确定 FFT 窗口的起始位置。本文将利用这些已知训练序列，采用一种基于阈值判决与序列分离的噪声方差估计方法，该方法具体操作如下：

首先对接收到的训练序列 $t(n)$进行初判决，得到估计的训练序列 $et(n)$：

$$et(n)=\begin{cases}0, & t(n)<\lambda\\ 1, & t(n)\geqslant\lambda\end{cases} \quad (8)$$

式中，$et(n)$为采用阈值判决后的输出序列，$t(n)$为接收端接收到的训练序列信号，阈值 λ 可通过对每帧数据取算数平均获得：

$$\lambda=E[t(n)] \quad (9)$$

为进一步提升阈值判决的准确性，需将 $et(n)$与已知训练序列 $t(n)$进行对比，通过调整阈值 λ 使 $t(n)$与 $et(n)$相似度在 80%以上即可。然后，利用判决结果分离出 0 和 1 序列。

$$t_0(n)=(1-et(n))t(n),n=0,1,\cdots,N \quad (10)$$

$$t_1(n)=et(n)t(n),n=0,1,\cdots,N \quad (11)$$

式中，$t_0(n)$表示分离出来的 0 序列，$t_1(n)$为分离出的 1 序列。利用分离出的 0 序列进行噪声方差 δ^2 估计，方法为：

$$\delta^2=E[t_0(n)-E[t_0(n)]]^2 \quad (12)$$

该方法可有效地实现对噪声信号的准确估计，从而减少噪声对信号的干扰。

2.4 改进 MMSE 估计

在完成信道估计操作前，需对接收信号进行去 CP 和 FFT 处理。现已知接收信号为 $y(n)$，由于在发送端进行了 J 倍过采样处理，数据长度是原来的 J 倍。接收端需将 $y(n)$进行降采样处理，从而将接收信号恢复成原始数据长度。本文将采用最大比合并的方式完成降采样处理。

已知接收信号 $\boldsymbol{y}(n)$和噪声信号 $\boldsymbol{w}(n)$的时域矩阵分别为：

$$\boldsymbol{y}(n)=[(y(0),y(1),\cdots,y(JN-1))]^{\mathrm{T}}\in C^{JN\times1} \quad (13)$$

$$\boldsymbol{w}(n)=[(w(0),w(1),\cdots,w(JN-1))]^{\mathrm{T}}\in C^{JN\times1} \quad (14)$$

对 $\boldsymbol{y}(n)$按间隔为 J 分成 N 个子矩阵 $\boldsymbol{y}_{J,N}$，其表达式为：

$$\boldsymbol{y}_{J,N}=[y_{J,0}^{\mathrm{T}},y_{J,1}^{\mathrm{T}},\cdots,y_{J,N-1}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} \quad (15)$$

其中，$\boldsymbol{y}_{J,N}$ 的第 m 位子矩阵 $\boldsymbol{y}_{J,m}$ 可表示为：

$$\boldsymbol{y}_{J,m}=[y(m-J),\cdots,y[(m+1)\cdot J-1]]^{\mathrm{T}} \quad (16)$$

将 N 个子矩阵 $\boldsymbol{y}_{J,N}$ 进行最大比合并，生成信号 $\boldsymbol{y}'(n)$，其第 m 位数据 $\boldsymbol{y}'(m)$ 可表示为：

$$\boldsymbol{y}'(m)=\sum_{i=m\cdot J}^{(m+1)\cdot J-1}\omega_i\cdot y_{J,m}(i),m=0,1,\cdots,N-1 \tag{17}$$

降采样处理后，通过去掉 CP，得到信号 $\boldsymbol{y}_g(n)$，再经过 FFT 变换后得到 $\boldsymbol{S}(k)$，其表达式为：

$$\boldsymbol{S}(k)=\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\boldsymbol{y}_g(n)\exp(-\mathrm{j}2\pi kn/N) \tag{18}$$

$$\boldsymbol{S}=\boldsymbol{XH}+\boldsymbol{W} \tag{19}$$

式中，$\boldsymbol{X}$ 为发送的 OFDM 符号，$\boldsymbol{H}$ 为信道的频域响应，$\boldsymbol{W}$ 为高斯白噪声的傅里叶变换。通过噪声方差估计过程，可以初步对噪声信号做实时准确的估计。

利用最小二乘法的思想，通过最小化 $(\boldsymbol{Y}-\boldsymbol{XH})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Y}-\boldsymbol{XH})$ 可得到信道估计为：

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{LS}}=\boldsymbol{X}^{-1}\boldsymbol{Y} \tag{20}$$

MMSE 信道的频域响应估计值 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE}}$ 是在信号和噪声不相关的条件下得到的，MMSE 算法可以表示为：

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE}}=\boldsymbol{QF}_{\mathrm{MMSE}}\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Y} \tag{21}$$

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{MMSE}}=\boldsymbol{R}_{\mathrm{hh}}[\boldsymbol{A}^{-1}\delta_n^2+\boldsymbol{R}_{\mathrm{hh}}]^{-1}\boldsymbol{A}^{-1} \tag{22}$$

$$\boldsymbol{A}=(\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{XQ}) \tag{23}$$

式中，$\boldsymbol{R}_{\mathrm{hh}}$ 为信道矢量的自协方差矩阵，δ_{n}^2 为噪声方差。可将 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE}}$ 进一步简化为：

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE}}=\boldsymbol{R}_{\mathrm{HH}}(\boldsymbol{R}_{\mathrm{HH}}+\beta\cdot\boldsymbol{I}/SNR)^{-1}\boldsymbol{H}_{\mathrm{LS}} \tag{24}$$

式中，β 为调制系数，SNR 为平均信噪比，$\boldsymbol{R}_{\mathrm{HH}}$ 为频域信道矢量的自协方差矩阵，$\boldsymbol{I}$ 为单位矩阵。前文中，通过 OFDM 符号前的训练序列实现了对噪声信号的实时准确的估计。同理，可利用已知的训练序列完成信道估计，采用训练序列所得到的信道频域响应值可表示为 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE_1}}$，采用 8 导频估计出的信道频域响应值可表示为 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE_2}}$，信道的频域响应估计值 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE}}$ 可表示为：

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE}}=(\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE_1}}+\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE_2}})/2 \tag{25}$$

利用已知训练序列和导频获得两组信道频域响应的数据，并以其均值作为数据子载波上信道频域响应的方法，叫做平均最小均方误差的信道估计算法。

3　仿真结果与分析

3.1　导频数量的增加对 BER 性能的改善

为了对比传统的 4 导频结构和改进后的 8 导频结构在 802.11n OFDM 系统中的 BER 性能，需要提前对仿真参数进行设定。本文采用多径瑞利衰落信道作为信道模型，数字调制方式采用 QPSK 调制，两种导频结构均未采用过采样和降采样处理，仿真结果如图 2 所示。由图 2 可知，MMSE 算法的 BER 性能优于 LS 算法；导频数量的增加改善了两种算法的 BER 性能，在高 SNR 条件下作用更为明显。各算法在基于 8 导频结构下的 BER 性能均优于传统的 4 导频结构的 BER 性能；8 导频结构额外占用了 4 个数据子载波上的位置，使得数据子载波利用率下降 6.25%，但在 BER 性能上最高可提升约 4 dB。所以，本文构造的 8 导频结构在未显著降低子载波利用率的情况下，明显改善了 BER 性能。

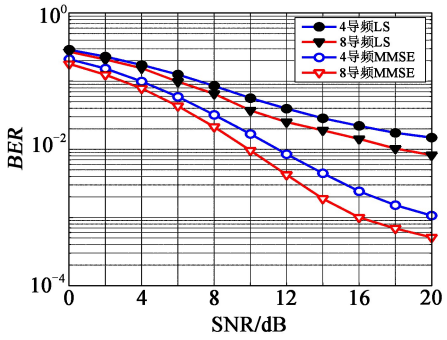


图 2　不同 SNR 下各算法的 BER 性能

3.2　平均最小均方误差算法的 BER 性能

本文验证了改进后的 8 导频结构对 802.11n OFDM 系统 BER 性能的改善作用。现设定过采样倍数 $J=2$，分析平均最小均方误差的 BER 性能。仿真参数按照 802.11n 标准进行参数设置，仿真设置参数如表 1 所示，在表 1 中采用训练序列、8 导频结构和 4 导频结构估计出的信道频域响应分别为 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE_1}}$，$\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE_2}}$ 和 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMSE_3}}$。运用已知训练序列和导频获得的两组信道频域响应的两组数据的均值作为数据子载波上信道频域响应的信道估计算法即本文所提出的 A-MMSE 信道估计算法，按表 1 的参数进行设置后，进行仿真的结果如图 3 所示。

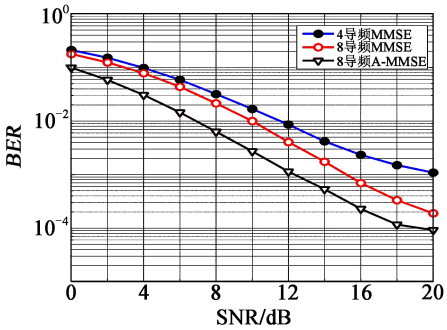


图 3　A-MMSE 算法的 BER 性能

由图 3 可知，在 BER 为 10^{-3} 时，8 导频 A-MMSE 算法与 4 导频 MMSE 算法和 8 导频 MMSE 算法的 SNR 分别相差约 8 和 4 dB。可见，本文的 8 导频 A-MMSE 算法显著提升了系统的 BER 性能。

表 1 仿真参数设置

参数名称	4 导频 MMSE	8 导频 MMSE	8 导频 A-MMSE
数字调制方式	QPSK	QPSK	QPSK
子载波数	64	64	64
导频数量	4	8	8
子载波间隔/KHz	312.5	312.5	312.5
导频符号	[1 1 1 −1]	[1 1 1 1 1 1 −1 −1]	[1 1 1 1 1 1 −1 −1]
最大时延扩展/ns	50	50	50
多径数目	5	5	5
各径时延	[0 1 2 4 5]	[0 1 2 4 5]	[0 1 2 4 5]
过采样倍数	$J=1$	$J=1$	$J=2$
信道频域响应	$H_{\mathrm{MMSE_3}}$	$H_{\mathrm{MMSE_2}}$	$\frac{(H_{\mathrm{MMSE_1}}+H_{\mathrm{MMSE_2}})}{2}$

4 结束语

本文探讨了 802.11n OFDM 系统的收发模型，对传统导频插入方式进行了分析，基于 802.11n 标准而构造了一种新的导频插入结构。新的导频结构子载波利用率虽然有所减少，但为接收端估计信道的频域响应提供了更好的帮助。在发送端对信号进行过采样处理，接收端运用最大比合并的方式将信号完成降采样操作，使原始信号被更好恢复。利用已知训练序列和导频获得信道频域响应，提出一种平均最小均方误差的信道估计算法，最后进行了仿真实验分析。仿真结果表明，新的导频结构虽然降低了子载波利用率，但使 BER 性能提升了约 4 dB，同时还降低了 MMSE 算法的计算复杂度。本文所提出的 8 导频 A-MMSE 算法相比传统的 MMSE 算法，提升约 8 dB 的 BER 性能。

参考文献：

[1] Combes R, Ok J, Proutiere A, et al. Optimal rate sampling in 802.11 systems: Theory, design, and implementation[J]. IEEE Trans. Mob. Comput., 2019, 18(5): 1145-1158.

[2] Gao Y, Sun X, Dai L, et al. Sum rate optimization of multi-standard IEEE 802.11 WLANs[J]. IEEE Trans. Commun., 2019, 67(4): 3055-3068.

[3] Li Y, Bian X, Li M. Denoising generalization performance of channel estimation in multipath time-varying OFDM systems [J]. Sensors, 2023, 23(6): 3102-3123.

[4] 廖 勇，张 楠，沈轩帆，等. 高速场景下基于叠加导频的迭代 EKF 信道估计方法[J]. 电子学报，2019，47(11)：2399-2406.
Liao Yong, Zhang Nan, Shen Xuanfan, et al. Iterative EKF channel estimation method based on superimposed pilot in high mobility scenarios[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(11): 2399-2406.

[5] 廖 勇，花远肖，姚海梅. 基于深度学习的 OFDM 信道估计[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版)，2019，31(3)：348-353.
Liao Yong, Hua Yuanxiao, Yao Haimei. Channel estimation based on deep learning for OFDM systems[J]. J. of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2019, 31(3): 348-353.

[6] Li M, Liu W, Tian X, et al. MMSE-based-filter and artificial noise design for MIMO-OFDM systems[J]. Wireless Netw., 2019, 25(2): 521-531.

[7] 戈立军，程以泰，张 华，等. 基于压缩感知的非线性 OFDM 系统迭代信道估计算法[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版)，2016，28(5)：681-685.
Ge Lijun, Cheng Yitai, Zhang Hua, et al. Iterative channel estimation based on compressed sensing for nonlinearly distorted OFDM systems[J]. J. of Chongqing University of Posts and Telecommunications: Natural Science Edition, 2016, 28(5): 681-685.

[8] 彭 强. 基于车联网环境的信道估计方法研究[D]. 长沙：湖南大学，2018.
Peng Qiang. Research on channel estimation methods for internet of vehicles[D]. Changsha: Hunan Univ., 2018.

[9] Shaheen E M. Performance of MIMO IEEE 802.11n WLAN in presence of QPSK jammer with inphase/quadrature origin offsets[J]. Wireless Pers. Commun., 2020, 13(5): 232-238.

[10] Sun W C, Wu W H, Yang C H, et al. An iterative detection and decoding receiver for LDPC-coded MIMO systems[J]. IEEE Trans. Circuits Syst. Ⅰ Regul. Pap., 2015, 62(10): 2512-2522.

作者简介：

叶文伟(1969－)，女，硕士，研究馆员，主要从事图书馆计算机网络与知识管理研究以及通信系统中 FEC 编译码技术与 OFDM 技术的研究。