

# 基于 IEEE 802.11(a)标准的信道估计与均衡技术\*

艾 渤, 郝东来, 葛建华

(西安电子科技大学 综合业务网国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

**摘 要:** 深入研究了无线局域网的信道估计与均衡技术, 通过大量 Matlab 算法仿真分析, 总结出适用于 IEEE 802.11(a)标准的信道估计与均衡算法, 指出各种算法的优缺点及应用场合, 有益于无线局域网系统信道估计与均衡部分的硬件实现。

**关键词:** 无线局域网; IEEE 802.11 标准; 信道估计; 均衡

**中图分类号:** TN911.5      **文献标识码:** A

## Channel Estimation and Equalization Technique Based on IEEE 802.11(a) Standard

AI Bo, HAO Dong-lai, GE Jian-hua

(National Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, P. R. China)

**Abstract:** This paper makes a deep research on channel estimation and equalization technique in WLAN system. For the purpose of easy implementation, it summarizes the channel estimation and equalization algorithms suitable for IEEE 802.11(a) standard through lots of Matlab simulation and analysis. Also, it points out the advantages, disadvantages and the application fields of the algorithms, which is beneficial to the hardware realization of the channel estimation and equalization part in WLAN system.

**Key words:** WLAN; IEEE 802.11(a) Standard; channel estimation; equalization

## 0 引 言

无线局域网(WLAN)技术正以惊人的速度向前发展, 可实现的WLAN数量和应用类型不断增加, 而HiperLAN则是下一代高速WLAN技术, 能给最终用户提供高达25 Mbit/s的高速数据, 它与“蓝牙”技术相结合, 成为具备配置灵活、经济高效、性能可靠等诸多优点的通信工具。目前, WLAN的标准主要有2种: IEEE 802.11及ETSI/RES 10(现为高性能无线局域网, 即HiperLAN)。通常可把信道估计算法归结为3种主要类型: 基于导频信号的

方法、利用训练序列的方法和日益引起重视的盲算法。这里重点研究基于IEEE 802.11(a)标准、利用训练序列和导频信号进行信道估计的方法。

## 1 训练符号TR及最小均方LS算法

在IEEE 802.11标准中, 由于包前缀和OFDM符号中内插导频的存在, 因此可以很好地利用这些信息进行信道估计和均衡。在OFDM符号训练结构(见图1)中,  $t_1-t_{10}$ 由10个完全相同的短训练符号组成,  $t_1-t_7$ 可用作信号检测和自动增益控制(AGC);  $t_8-t_{10}$ 可用来进行粗频偏估计和定时同步;  $GI2$ 是2

\* 收稿日期: 2002-08-28

作者简介: 艾渤(1974-), 男, 陕西西安人, 博士研究生, 国际电子与电气工程师, IEEE协会专业会员, 主要研究方向为数字通信与信息处理; 葛建华, 教授, 博士生导师。

倍的保护间隔(每个保护间隔有 32 个数据采样点);

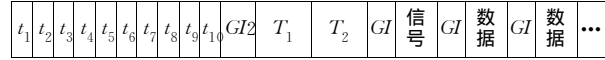


图1 OFDM符号训练结构

Fig. 1 Training structure of OFDM symbol

$T_1$  和  $T_2$  是 2 个完全相同的长训练符号, 可利用它们进行信道和频偏估计;  $GI$  是保护间隔, 数据是 OFDM 符号, 每个 OFDM 符号包含 64 个子载波, 其中 48 个携带有用数据, 4 个子载波用作导频信号。

### 1.1 训练符号(TR)算法

图 2 是用于 TR 算法分析的 OFDM 物理层基本

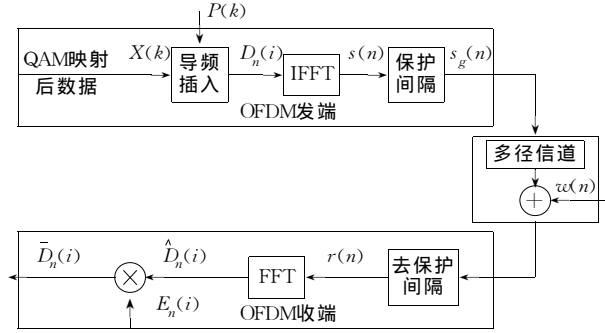


图2 OFDM物理层基本模型

Fig. 2 Model of OFDM physical layer

模型。在所有的 OFDM 符号中导频  $P(k)$  和数据  $X(k)$  以  $1/K$  的比例(导频信号数目与所有子载波数目的比值)相复用,  $k$  是子载波  $(0, 1, \dots, N-1)$  的系数,  $N$  是总的子载波数,  $D_n(i)$  为频域数据,  $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$  是子载波序号,  $i$  是 OFDM 符号的序号, 则在离散域, 已发送的 OFDM 信号经过 IFFT 调制后可表示为:

$$s(n) = \text{IFFT}[D_n(i)] = \text{IFFT}_N[P(k)] + \text{IFFT}_N[X(k)] = p(n) + x(n) \quad (1)$$

其中,  $\text{IFFT}_N(\cdot)$  是  $N$  点逆 FFT 变换, 加保护间隔后的信号为:

$$s_g(n) = \begin{cases} s(N+n), & n = -N_g, -N_g+1, \dots, -1 \\ s(n), & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2)$$

信号通过多径信道后, 如果能恰当地选择保护间隔, 使其长度大于信道的最大脉冲响应, 没有符号间干扰, 可以不考虑保护间隔的影响, 则时域已接收的 OFDM 符号可表示为:

$$r(n) = s(n) \otimes h(n) + \tau(n) \quad (3)$$

式(3)中,  $\otimes$  表示  $N$  点周期性卷积,  $[\tau(n)]$  是独立同分布、均值为 0、方差为  $\sigma_\tau^2$  的高斯白噪声。

由传输框图可得关系式:

$$\hat{D}_n(i) = H_n(i) \times D_n(i) \quad (4)$$

由于所有子载波正交, 对于每个子载波而言, 只需相应的一个均衡参数。

$$\bar{D}_n(i) = E_n(i) \times \hat{D}_n(i) \quad (5)$$

上式中,  $\hat{D}_n(i)$  为  $r(n)$  经点 FFT 后频域的接收数据,  $E_n(i)$  为估计出的均衡参数,  $\bar{D}_n(i)$  是均衡后的数据。

根据 OFDM 符号训练结构, 在 IEEE 802.11(a) 标准的包前缀中 2 个相同长符号 ( $3.2 \mu\text{s}$ ) 对接收机来讲是已知的, 可用于信道估计, 将这些训练符号记为:  $D_n^p(i)$ 。根据式(4)有:

$$\hat{H}_n(i) = \hat{D}_n^p(i) / D_n^p(i) \quad (6)$$

由于第 0、1 个块中包含训练符号, 则结合式(6), 初始的信道估计可由下式得到:

$$\hat{H}_n(1) = \frac{1}{2} [\hat{D}_n^p(0) / D_n^p(0) + \hat{D}_n^p(1) / D_n^p(1)] \quad (7)$$

对于时不变信道, 在每个包结构传输过程中可认为信道估计参数是常量, 其数值由式(7)给出; 对于时变信道, 这种估计只能用在包的初始时刻, 可用下式跟踪信道脉冲响应:

$$\hat{H}_i(k+1) = \frac{1}{B} \sum_{l=0}^{B-1} \hat{D}_n(k-l) / D_n(k-l) \quad (8)$$

式(8)中,  $B$  为取平均块的个数; 因为在训练符号以后, 只有  $n \in \{-21, -7, 7, 21\}$  位置处含有已知(导频)的数据符号, 所以式(8)中的频域标号只能在:  $-21, -7, 7, 21$  处取值。该法中简单地做平均是不精确的, 可考虑用 LS(最小均方)法。

### 1.2 最小均方(LS)算法

在信道估计方法中, LS 法相对于时间平均而言, 可以提高估计的精确度。根据图 2, 在频域中:

$$\hat{D}_n(i) = H_n(i) \times D_n(i) + W_n(i) \quad (9)$$

式(9)中,  $W_n(i) = \text{FFT}_N[\tau(n)]$  为高斯白噪声频域采样, 均值为 0, 方差  $\sigma_w^2 = N\sigma_\tau^2$ 。令:

$$H_n(i) = F_1^H \times h(k) \quad (10)$$

式(10)中,  $h(k)$  是信道脉冲响应;  $F_1^H$  为付氏变换矩阵  $F_N$  的前  $N_p$  排。 ( $N_p$  为保护间隔长度, 此处为 16 个采样);  $F_N(k, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j2\pi nk/N}$ 。注意, 取前  $N_p$  排的含义即假定了信道脉冲响应长度不大于保护间隔长度。由此, (9)式可表示为:

$$\hat{D}_n(i) = D_n(i) \times F_1^H \times h(k) + W_n(i) \quad (11)$$

令:  $D_p$  表示含有训练及导频符号的发端数据;  $\hat{D}_p$  示收端数据。利用LS法,可得:

$$\hat{h}(k) = \underset{\hat{h}(k)}{\operatorname{argmin}} \| \hat{D}_p - D_p \times F_1^H \times h(k) \|^2 = (F_1 \times F_1^H)^{-1} \times F_1 \times D_p \times \hat{D}_p \quad (12)$$

由此可得频域的信道估计参数:

$$\hat{H}_n(i) = F_1^H \times \hat{h}(k) \quad (13)$$

因为在一个包传输过程中,只有前2个符号块含有训练序列,以后的OFDM块中仅含有4个导频子载波,数目少,而且在频域的距离较远(间隔大于信道的相干带宽),所以TR、LS法不能满足对信道的精确估计及跟踪,为此提出DD(直接判决)算法。

## 2 直接判决(DD)算法

DD算法通过对接收数据进行均衡,利用均衡后的符号对信道重新估计,增大已知信息量,而达到精确估计和跟踪的目的。DD算法信道估计见图3。

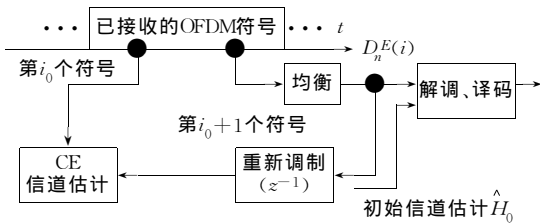


图3 DD法信道估计

Fig.3 Channel estimation with direction decision method

根据(9)式给出的信道传输函数表示式:  $\hat{D}_n(i) = H_n(i) \times D_n(i) + W_n(i)$ , 结合TR或LS方法得到的初始信道估计  $\hat{H}_n(0)$ , 对(9)式均衡,得到:

$$D_n^E(i) = \hat{D}_n(i) / \hat{H}_n(0) \quad (14)$$

再用  $D_n^E(i)$  当作新的已接收数据,同时考虑到均衡延迟,故要对  $D_n^E(i)$  通过  $z^{-1}$  重新调制,消除判决延迟。

TR、LS、DD算法MSE仿真见图4。该仿真信道模型见文献[1],信噪比10 dB,数据速率36 Mbit/s,采用16-QAM调制,编码速率:3/4,每个OFDM符号的编码位数为192位,每个OFDM符号数据位为144位,在一个包传输过程中用了250个OFDM符号块,其中,前2个符号块中含有训练符号。由图4不难看出各种方法的优越程度:DD法能更精确地估计和跟踪信道变化,而TR及LS法在初始阶段估计较好,随着符号数的增加,其信道估计误差有增加趋势,并且不是呈收敛减小,而是有发散的误差增大趋势。所以据此可以得到结论:TR、LS方法只适用于

WLAN系统传输块的初始信道估计,后面的信道跟踪要用其它辅助方法。

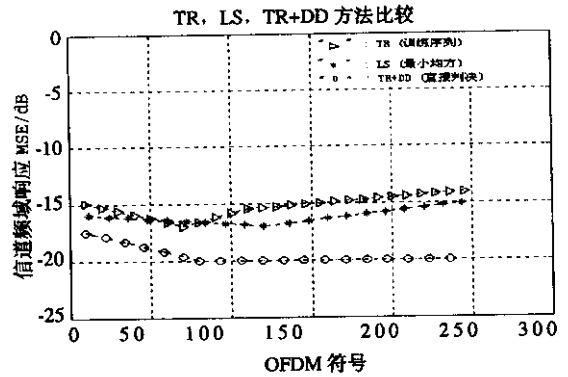


图4 TR、LS、DD算法MSE仿真

Fig.4 MSE simulation for TR,LS,DD Algorithms

## 3 消噪(NRA)算法

在系统复杂度允许的情况下,可以用NRA方法减小噪声的影响,进一步提高系统的性能。就AWGN噪声  $W_n$  而言,估计和实际的信道脉冲响应关系式为:  $\hat{H}_n = H_n + W_n$ , 即:最大的信道延迟不能超过保护时间。根据IEEE802.11(a)标准,为满足无ISI和ICI调制的条件,要求信道脉冲响应与保护间隔  $N_g$  为16个采样(800 ns),则长度为  $N$  (64个采样)的FFT块的信道脉冲响应  $h(k)$  应满足:

$$h(k) = \begin{cases} \Delta; & 0 \leq k \leq N_g - 1 \\ 0; & N_g \leq k \leq N - 1 \end{cases} \quad (15)$$

式(15)中,  $\Delta$  表示不全为0的某一数值。消噪法就是基于这一基本概念形成的,其框图见图5。

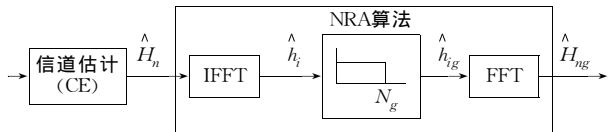


图5 NRA算法框图

Fig.5 Block diagram of NRA algorithm

通过该算法可使  $H_n$  中的噪声平均功率减少到原来的  $N_g/N$  (1/4),同时应注意该算法中的有些子载波(如:保护间隔、直流分量)不能用于估计。下面给出用DD算法对使用NRA和没有使用NRA算法的BER仿真图,仿真条件与图4条件相同,见图6。

由图6看出,应用NRA算法的BER降低约1 dB左右。因此,在硬件条件允许的情况下使用消噪算法会使系统性能提高。

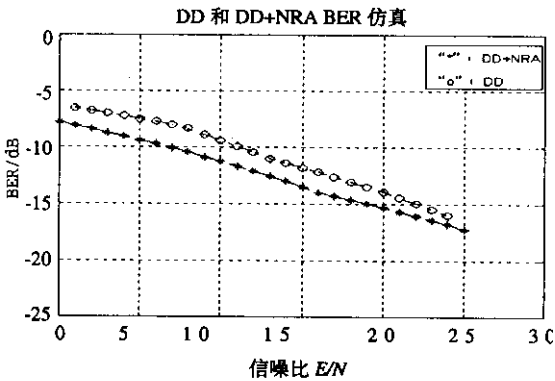


图6 NRA 算法MSE 仿真

Fig. 6 MSE simulation for NRA algorithm

## 4 预均衡(PE)算法

前面提到的一些算法中都先假设信道的最大脉冲响应延迟不能大于保护间隔。保护间隔选得过短, 会引起严重的ISI及ICI; 若选得过长, 又会使带宽效率降低约  $(1 - N_g/N)$ 。因此, 结合实际情况, DVB-T、IEEE802. 11(a)、HiperLan 标准中对保护间隔均有规定, 以保证在一定条件下既能克服ISI及ICI又能兼顾到带宽效率。此处将探讨以预均衡方法解决当信道脉冲响应大于保护间隔情况下的信道估计问题, 预均衡(PE)算法框图见图7。

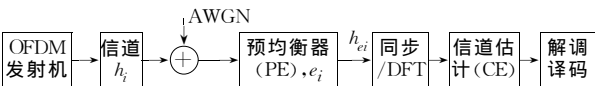


图7 预均衡算法框图

Fig. 7 Block diagram for pre-equalization algorithm

图8给出了当保护间隔长度小于信道脉冲响应时, 应用DD法有、无预均衡及均衡器(FIR滤波器, 阶数为 $P$ )长度不同时信道估计BER仿真图。由图8

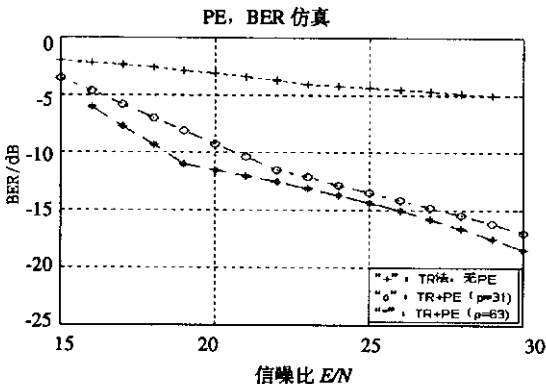


图8 应用预均衡(PE)算法BER 仿真图

Fig. 8 BER simulation for PE Algorithm

可见, 使用PE法时系统BER有明显改善; 随着均衡

器长度的增加, 误比特率有所降低。一般情况下保护间隔的选取都大于信道最大延迟扩展, 此时, PE法对系统不起作用; 但在某些条件恶劣的环境中, 当信道的最大时延扩展超过保护间隔持续时间时, PE法就显出优越的性能。当然, PE法的使用及预均衡器长度的增加都以系统复杂度增加为前提。

## 5 信道均衡

前已讨论过, 无线信道的延迟扩展会产生符号间干扰ISI, 消除ISI的基本方法之一就是使用均衡器。对于单载波SC系统而言, 采用性能良好的均衡器十分重要, 它直接关系到整个系统的性能。

均衡方法已有很多, 本节的均衡方法就是通过频域中的相乘运算实现的。根据式(9)可得:

$$D_n^E(i) = \hat{D}_n(i) / \hat{H}_n(i) \quad (16)$$

式(16)中,  $i$  为OFDM符号序号;  $n$  为子载波序号;  $D_n^E(i)$  为均衡后的数据。

经均衡后的数据可通过信号星座图来观察其效果, 仿真根据IEEE 802. 11(a)标准, 与图4仿真条件相同, 信道估计方法为带有消噪的直接判决(DD+NRA)算法和利用训练符号的TR算法。图9a、图9b和图9c分别为: 均衡前、利用TR算法及利用DD+NRA算法进行均衡的16-QAM星座图。

由星座图看出, 经过算法均衡后衰落信号得到很好地校正, 尤其是使用带有消噪和具有精确信道跟踪能力的算法所得到的数据均衡效果更显著。

## 6 结论

作者以正交频分复用OFDM接收方案为研究基础, 通过对大量信道估计算法的仿真, 总结出适用于WLAN、应用于不同场合的信道估计算法; 分析了只能用在信道估计初始阶段的TR、LS算法, 具有良好信道跟踪能力的DD算法, 可减小或消除噪声影响、提高信噪比的NRA算法, 当信道最大延迟超过保护间隔持续时间而会导致严重ISI的信道预均衡PE算法。此外, 对于WLAN系统也可使用盲算法(如文献[2]中提出的子空间法), 这类方法无需训练符号, 所以有很高的带宽效率, 但这种效率的提高是以增加系统复杂度为代价的。本文对WLAN信道估

计与均衡算法的探讨分析对其硬件实现大有裨益。

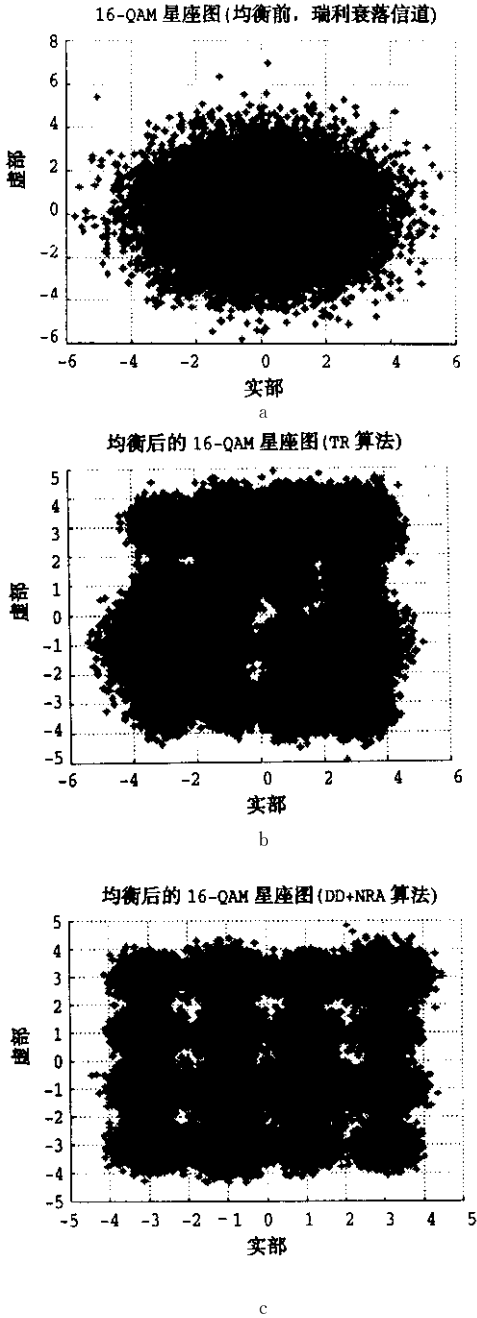


图9 均衡前后 16-QAM 星座图比较

Fig.9 Comparison of 16-QAM constellation before and after equalization

参 考 文 献

[1] IEEE 802. 11-97-96, 1999. CHAYAT Naftali. Tentative Criteria for Comparison of Modulation Methods[S].

[2] MUQUET B, COURVILLE de M, DUHAMEL P, et al. A Subspace Based Blind

and Semi-Blind Channel Identification Method for OFDM Systems[C]. in Proc. of IEEE-SP Workshop on Signal Proc. Advances in Wireless Comm, Annapolis, 1999, 170-173.

[3] Won Gi Jeon, Kyung Hi Chang, Yong Soo Cho. An equalization technique for OFDM systems in time variant multi-path channels [J]. IEEE Trans on Communications, 1999, 47(1).

[4] IEEE Std 802. 11a-1999, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5GHz Band[S].

[5] EDFORS O, SANDELL M, VAN de BEEK J J. Analysis of DFT-based channel Estimators for OFDM[R]. Research Report Tulea 1996; 17, div. of Signal Processing, Lulea University of Technology, 1996.

[6] SCHMIDT Heiko, KUHN Volker, KAMMEYER Karl-Dirk. Channel Tracking in Wireless OFDM Systems[R]. 5<sup>th</sup> International OFDM Workshop 2000, Hamburg.

[7] Muquet M, COURVILLE de M, DUHAMEL P, GIANNAKIS G B. OFDM with Trailing Zeros Versus OFDM with Cyclic Prefix: Links, Comparisons and Application to the HiperLAN/2 System[C]. in Proc. of International Conference on Communication New Orleans, 2000, 1049-1053.

[8] SCHMIDT Heiko, KAMMEYER Karl-Dirk. Channel Tracking in Wireless OFDM Systems[R]. 5<sup>th</sup> International OFDM Workshop 2000, Hamburg.

[9] 王立宁, 乐光新, 詹菲. MATLAB 与通信仿真 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1999.

[10] 张贤达, 保铮. 通信信号处理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2000. (编辑: 何先刚)