

# 无线局域网中基于响应相关性的 Turbo 译码研究

方承志, 刘洁, 王坦

(南京邮电大学 电子科学与工程学院, 江苏 南京 210003)

**摘要:**首先介绍了无线局域网中 802.11a 标准所采用的 OFDM 调制技术和 Turbo 码编译码技术的相关知识,进而构建出无线局域网中的 Turbo-Coded-OFDM 系统的模型。为了提高无线局域网中的 Turbo 译码质量,考虑到基于 OFDM 的无线通信系统的特点,文中着手研究频域上相邻子载波信道特性之间的相关性,并推导出了相关公式,在此基础上,给出了一种新的 Turbo 译码算法。利用 MATLAB 语言,通过计算机进行译码仿真,结果表明,考虑相关性条件后, Turbo 码的译码效率更高,更适合流水线处理,有利于无线局域网的性能改善。

**关键词:**无线局域网; OFDM; 相关性; Turbo 译码

**中图分类号:** TP39

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1673-629X(2012)12-0215-04

## Research on Turbo Decoding Based on Response Correlation in WLAN

FANG Cheng-zhi, LIU Jie, WANG Tan

(College of Electronic Science and Engineering, Nanjing University of  
Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

**Abstract:** First, introduce the knowledge of OFDM modulation and Turbo encoding/decoding technology used by IEEE802.11a standard in WLAN system. Then, build a WLAN Turbo-Coded-OFDM system model. It focuses on the improving of the Turbo-decoding. Taking the characteristics of OFDM system into consideration, carry out research on the response correlation between adjacent sub-carriers in frequency domain. Based on the newly-derived formulas, propose a new algorithm for Turbo decoding. Through the MATLAB simulation, the results show that the correlation-based Turbo decoding is more efficient and more adaptable than the traditional method and it can improve the performance of the Turbo-Coded-OFDM-WLAN system.

**Key words:** WLAN; OFDM; correlation; Turbo decoding

## 0 引言

无线局域网(WLAN)作为无线环境下的一种高速数据传输系统,调制模块对它来说非常关键,OFDM作为一种高效的、成熟的多载波调制技术被广泛应用于WLAN(802.11a标准)<sup>[1-2]</sup>。在众多无线技术标准中, Turbo码以其逼近香农限的性能得到了广泛应用<sup>[3]</sup>。 Turbo码和OFDM作为无线通信领域中的两大关键技术,对于两者的结合,国内外已有大量学者对其做了相应的研究和分析<sup>[4-7]</sup>,研究结果均表明用 Turbo 编码的 OFDM 系统具有优异的性能。但所有这些文献的作者均没有考虑到 OFDM 系统自身的特点,均是在整

个频带内研究 OFDM 系统下的 Turbo 译码性能,没有考虑到时间和频率的二维特性中频域上子载波信道相互之间的联系<sup>[8]</sup>,针对此问题,文中探索考虑 OFDM 系统子信道频域相关性,并在此前提下来研究 Turbo 译码。

## 1 OFDM 响应相关性分析

### 1.1 OFDM 系统模型

无线局域网 IEEE802.11a、b、g 标准都使用 OFDM 调制技术方法。假设  $X_{m,n}$  是发送信号,  $Y_{m,n}$  是频域接收到的信号。则在 OFDM 信号可表示为<sup>[1]</sup>:

$$Y_{m,n} = H(m,n)X_{m,n} + \varepsilon_{m,n} \quad (1)$$

$H(m,n)$  代表信道响应,  $\varepsilon_{m,n}$  是均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的复高斯噪声。 $n$  或者  $m$  不同,  $H(m,n)$  的值有差异,但是当  $n$  变到  $n+1$ , 或  $m$  变到  $m+1$  的情况,  $H(m,n)$  之间的状况并不是独立的,多多少少会有一些相关

收稿日期:2012-05-22;修回日期:2012-08-27

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61071089)

作者简介:方承志(1976-),男,博士,讲师,研究方向为嵌入式系统和信号处理。

性,译码时应用到这些相关性,会使译码结果更准确,有助于 WLAN 整个系统性能的提高。

文中处理时,对于二维  $H(m,n)$  的估计方法,均先把  $m$  或  $n$  固定后,再来估计一维的  $H(i)$  ( $i$  为  $n$  或者  $m$ )。发送信号是  $X = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ , 接收信号是  $Y = (y_1, y_2, \dots, y_N)$ 。

在无线信道中,电磁波在传播上会产生阴影效应、远近效应和多普勒 (Doppler) 效应。WLAN 中 OFDM 的 Doppler 效应会引起时变,且在归一化 Doppler 频移  $f_d$  较小的情况下, ( $f_d = f_D T_B$ , 其中  $f_D$  是信道的最大多普勒频移,  $T_B$  是符号时隙)。

文献[9]指出,OFDM 环境中,  $H(m+1,n)$  和  $H(m,n)$  的差别很小。在无线局域网环境中,  $f_D$  通常最大为 100Hz, 相对于符号时隙,  $f_D$  很小,归一化  $f_d$  也很小,也就是说,系统响应在时间方向上 ( $n$  下标) 变化缓慢。换句话说,  $H(m,n) \approx H(m,n+1)$  [9,10]。

## 1.2 相关性公式的推导

根据参考文献[2],有如下引理:

假设  $\varepsilon$  和  $\delta$  是互相独立的、均值为 0 的复高斯随机变量,且平均功率分别为  $E(\varepsilon^2) = \sigma^2$ ,  $E(\delta^2) = k^2 \sigma^2$ , 令  $\eta = |\zeta|/|\xi|$ , 该随机变量的概率密度函数记为  $f_\eta(r)$ :

$$f_\eta(r) = \begin{cases} 2k^2 r / (k^2 r^2 + 1)^2 & r > 0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

下面定义一个差值来衡量分析相关性:

先考虑一种理想情况:  $H(i)$  不变化,且信道不存在噪声 ( $\varepsilon_i = 0$ ),则由式(1)式可知:

$$y_{i+1}/y_i = x_{i+1}H(i+1)/x_iH(i) = x_{i+1}/x_i \quad (2)$$

考虑到噪声的影响,噪声必然会导致  $y_{i+1}/y_i$  和  $x_{i+1}/x_i$  之间有差距,则:

$$\left| \frac{y_{i+1}}{y_i} - \frac{x_{i+1}}{x_i} \right| = \left| \frac{H(i+1)x_{i+1} + \varepsilon_{i+1}}{H(i)x_i + \varepsilon_i} - \frac{x_{i+1}}{x_i} \right| = \left| \frac{x_{i+1}/x_i}{1 + \varepsilon_i/(H(i)x_i)} \times \left[ \frac{H(i+1) - H(i)}{H(i)} + \frac{-\varepsilon_i}{H(i)x_i} + \frac{\varepsilon_{i+1}}{H(i)x_{i+1}} \right] \right| \quad (3)$$

其中,  $\varepsilon_i$  和  $\varepsilon_{i+1}$  是相互独立,且均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的复高斯随机变量。由于 FFT 变换的酉变换特性,如果发送信号时 PSK 类型,下式总是成立的。

$$E\{|H(i)x_i|^2\}/E\{|\varepsilon_i|^2\} = E\{|H(i)x_i|^2\}/\sigma^2 = E\{|H(i)|^2\}/\sigma^2 = 10^{\text{SNR}/10} \quad (4)$$

其中 SNR 是信噪比。在中高值的 SNR 情况下,则由(3)式可近似得到:

$$d_i = \left| \frac{y_{i+1}}{y_i} - \frac{x_{i+1}}{x_i} \right| \approx \left| \frac{H(i+1) - H(i)}{H(i)} + \frac{-\varepsilon_i}{H(i)x_i} + \frac{\varepsilon_{i+1}}{H(i)x_{i+1}} \right| \leq d_m =$$

$$|d_{i,H}| + d_{i,0} \quad (5)$$

$$\text{其中 } |d_{i,H}| = \frac{H(i+1) - H(i)}{H(i)}, d_{i,0} = |d_{i,0,1}| +$$

$$|d_{i,0,2}|, d_{i,0,1} = \frac{-\varepsilon_i}{H(i)}, d_{i,0,2} = \frac{\varepsilon_{i+1}}{H(i+1)} \cdot \frac{H(i+1)}{H(i)} \approx \frac{\varepsilon_{i+1}}{H(i+1)}$$

当  $H(i+1) \approx H(i)$ , 则  $d_{i,H} \approx 0$ , 由于  $\varepsilon_{i+1}$  和  $\varepsilon_i$  是随机变量,  $d_i$ ,  $|d_{i,0,1}|$ ,  $|d_{i,0,2}|$  和  $d_{i,0}$  也是随机变量。参考文献[11]指出,在 Rayleigh 信道中,  $H(i)$  也是一个高斯随机变量。依据前面给出的定理,  $|d_{i,0,1}|$  和  $|d_{i,0,2}|$  的 p. d. f 如下:

$$h_{d_{i,0,1}}(r) = 2k^2 r / (k^2 r^2 + 1)^2,$$

$$h_{d_{i,0,2}}(r) = 2k^2 r / (k^2 r^2 + 1)^2, k^2 = 10^{\text{SNR}/10}$$

定义分布函数  $F_{d_{i,0}}(r) = \Pr\{d_{i,0} \leq r\}$ ,  $F_{d_i}(r) = \Pr\{d_i \leq r\}$ 。由于  $d_i \leq d_{i,0}$ , 因此,总是有  $F_{d_i}(r) \geq F_{d_{i,0}}(r)$ 。由于  $\varepsilon_{i+1}$  和  $\varepsilon_i$  互相独立,可以得到如下关于  $F_{d_{i,0}}(r)$  的表达式:

$$\begin{aligned} F_{d_{i,0}}(r) &= \int_0^r \int_0^{r-r_1} h_{d_{i,0,1}}(r_1) h_{d_{i,0,2}}(r_2) dr_1 dr_2 \\ &= -6 \frac{\log b}{a^2} - 8 \frac{\log b}{k^2 r^2 a^2} - 8 \frac{\arctg(kr)}{kra^2} \\ &\quad - 6 \frac{kr \cdot \arctg(kr)}{a^2} - \frac{1}{ab} - \frac{k^2 r^2}{ab} \\ &\quad + \frac{2\arctg(kr)}{kra} + \frac{(k^2 r^2 + 3)}{a} \\ a &= k^2 r^2 + 4 \quad b = k^2 r^2 + 1 \end{aligned}$$

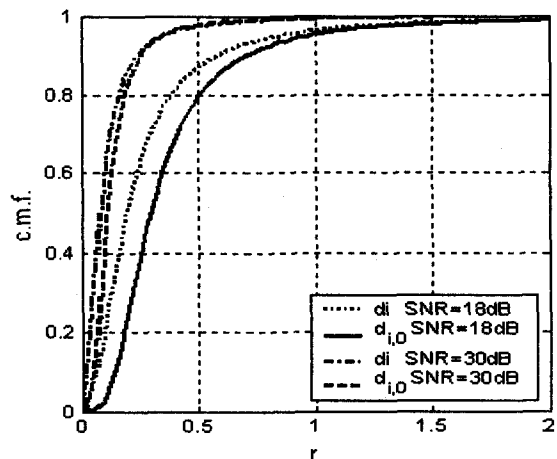


图 1  $F_{d_{i,0}}(r)$  和  $F_{d_i}(r)$  理论曲线和仿真曲线

图 1 给出了典型的仿真与理论分布曲线对比图,  $r = 0.5$  时,  $F_{d_{i,0}}(r)$  已经大于 0.9。从概率角度而言,  $y_{i+1}/y_i - x_{i+1}/x_i$  的模绝大部分情况下很小 (如图 2 所示)。

$$Q_d(r) = 1 - F_d(r) = \Pr\{d_i \geq r\}$$

$$Q_{d_{i,0}}(r) = 1 - F_{d_{i,0}}(r) = \Pr\{d_{i,0} \geq r\}$$

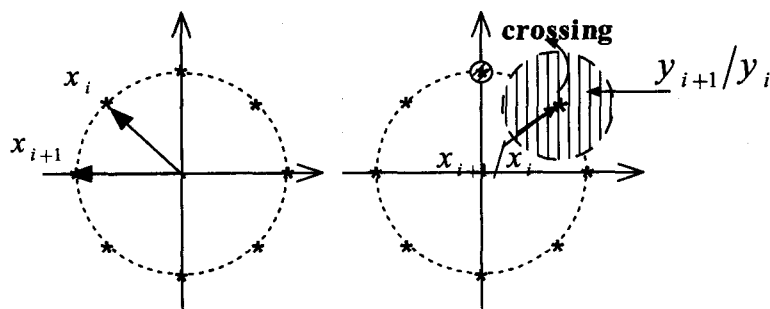


图 2  $y_{i+1}/y_i$  位于  $x_{i+1}/x_i$  的邻域内(8-PSK) 这两个式子用来表示随机变量  $d_i$  和  $d_{i,0}$  大于某一个给定值  $r$  的概率。

## 2 Turbo-COFDM-WLAN 系统结构

### 2.1 现有的系统模型

图 3 给出了利用 Turbo 信道编码技术的 OFDM-WLAN(Turbo-COFDM-WLAN)系统<sup>[4,5]</sup>。其中 Turbo 码译码器采用通常的 LOG-MAP 算法。

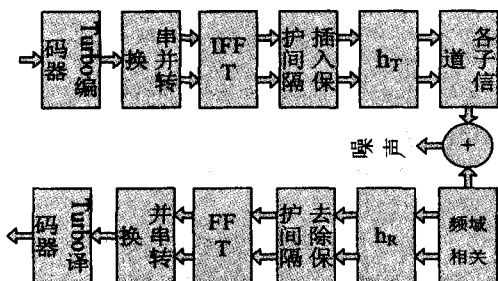


图 3 Turbo-COFDM-WLAN 系统原理框图

Turbo 码中常用的迭代译码算法主要有两种,一是 MAP 算法<sup>[3]</sup>;被称为最优译码,但缺点是运算复杂度极大,不适合流水线处理,实际中基本不采用。因此,派生出对数域 Log-MAP 算法<sup>[3]</sup>,牺牲若干性能,但简化计算复杂度。在 AWGN 信道应用中,常选用 Log-MAP 算法<sup>[3,12]</sup>。

但相比于 AWGN 信道,无线信道环境要恶劣很多,接收到的信号差错率很高(5% ~ 10%)<sup>[4,11]</sup>,同样的译码方法(Log-MAP 算法),无线信道下的误比特率要比 AWGN 信道下差许多。但若是采用最优的 MAP 算法,由于其高计算复杂度,随着数据帧的批次输入,会造成当前帧还没处理完的情况下,下一帧数据已经到来,这样势必会造成部分数据的丢失或拥塞,无法满足数据通信系统的实时处理要求<sup>[7,12]</sup>。

为了构建可实用的译码系统,必须考虑无线衰落信道的特点,研究新型译码方法。

### 2.2 基于相关性的改进策略

文中根据 OFDM 的响应相关性,改进 Turbo 译码

器模块如下:

迭代译码过程中,先采用 LOG\_MAP 算法译码,可以获得发送信号  $x_i$ 。计算  $d_i = |y_{i+1}/y_i - x_{i+1}/x_i|$  ( $i = 1, \dots, N-1$ )。

如果  $d_i$  大于某个预先给定的值  $d_e$ , 称其为跨越,其发生概率为定义为  $p_e = Q_d(d_e)$ 。发送信号  $x_i$  是彼此独立的,因此,发生最少  $D_M$  次跨越的概率是:

$$P_M = \sum_{n=D_M}^{N-1} C_{N-1}^n (1-p_e)^{N-1-n} p_e^n$$

预先经过计算,选择满足要求的  $d_e$  和  $D_M$ , 可以使  $P_M \leq P_s$ 。  $P_s$  如若取值很小( $P_s$  最低可以取 OFDM 系统最小误码率),  $P_M$  的值也会很小,这表明,对任何译码输出矢量,计算  $d_i$  ( $i = 1, \dots, N-1$ ) 且记录相应的跨越次数,如果跨越次数小于  $D_M$ , 认为 LOG-MAP 算法结果可以接受,如果大于,通常可认为 LOG-MAP 译码错误概率大,是错误向量。就换用 MAP 算法对本数据帧进行重新译码。同时,对新接收到的数据帧用 Log-MAP 译码,在译码结构上表现为流水线作业。根据前面的概率计算可知,真正需要用到 MAP 算法的数据帧非常少。

$p_e = Q_d(d_e)$  没有解析形式,计算起来不方便。但  $p_{e,0} = Q_{d,0}(d_e)$  提供了  $p_e$  的一个上界。所以可根据下面的式子计算  $P_M$  :

$$P_M \leq P_{M,0} = \sum_{n=D_M}^{N-1} C_{N-1}^n (1-p_{e,0})^{N-1-n} p_{e,0}^n \leq P_s$$

$$\text{为了确保 } \sum_{n=D_M}^{N-1} C_{N-1}^n (1-p_e)^{N-1-n} p_e^n \leq C_{N-1}^n$$

$$(1-p_{e,0})^{N-1-n} p_{e,0}^n, p_{e,0} \text{ 必须满足 } p_{e,0} \leq D_M/N-1。$$

按照上面的公式,可以计算出不同信噪比下,满足  $P_M \leq P_s$  所对应的  $d_e$  和  $D_M$ 。这项工作可以预先完成,不会给流水线译码带来额外的计算复杂度。

显然,相对于纯粹的 LOG\_MAP 算法,文中介绍的流水线译码方式,复杂度会升高少许,但译码正确率会大大增加。统计策略下流水线方式的 Turbo 译码结构图如图 4 所示。

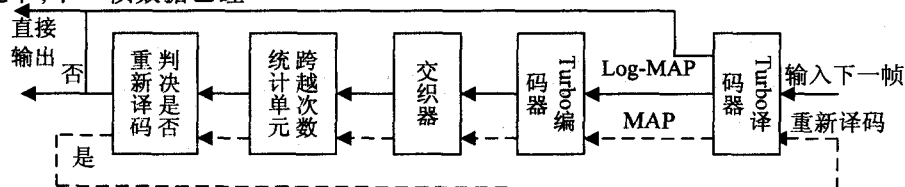


图 4 统计策略下流水线方式的 Turbo 译码结构图

## 3 仿真

下面的仿真过程中,物理层的仿真依据 802.11a 标

准进行,每个子载波调制方式均用 QPSK, Turbo 编码采用删余码。其它仿真参数参见文献[2]。

图 5 给出了两种编码参数下的仿真对比图。图中对传统的 Turbo 译码方法和基于相关性的 Turbo 译码方法进行了对比。在时变 OFDM 环境下,同传统方法相比,基于相关性条件的流水线 Turbo 译码方案所给出的误比特率(BER)要低,尤其是当 SNR 趋向典型工作环境(20dB)时,后者的 BER 很低,接近  $10^{-4}$ ,可见,系统性能有较大的改进。

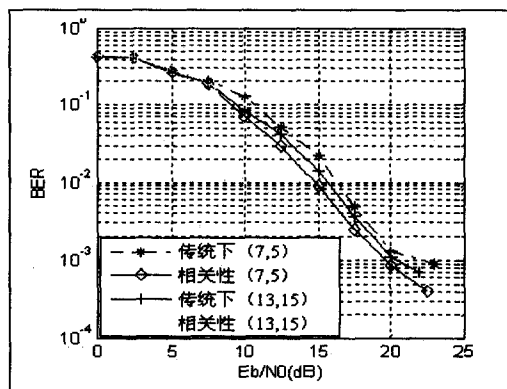


图 5 不同 SNR 下的误比特率

表 1 给出了相关的仿真运算时间,从译码时间角度来看,考虑相关性后,译码时间有若干增长,但出现突发错误的帧比较少,增加的时间并不是太长,但从图 5 可以看出,误比特率有很大的下降。因此,考虑相关性的方案,虽然译码时长有增加,但换来整个 OFDM 系统性能上的优化,符合大多数通信业务质量上的要求。

表 1 仿真平均运算时间

方案	译码时间(second)
相关性下方案	386.475022
传统方案	257.246114

另外需要指出的是,随着多核 DSP 的出现,MAP 算法和 LOG-MAP 算法在硬件上可以并行执行,MAP 算法虽然执行时间长,但考虑到出现较多错误的数据帧的概率很低,从统计意义而言,二者时间其实差不多,这非常有利于高速数据流的实时处理。故该方案具有很好的理论指导意义和实用价值。

#### 4 结束语

文中推导分析了 OFDM 相邻子信道间频率响应

的相关性,推导出了相关方式,在此基础上,基于一种新的统计策略,提出了一种新的 Turbo 译码方案。利用 MATLAB 语言,对 Turbo-COFDM-WLAN 系统进行了仿真,通过绘制的性能曲线给出了误码率和性噪比之间的关系,对比分析后可以得出结论,考虑相关性条件下的 Turbo 译码效率更高。

#### 参考文献:

- [1] Tsai Y C, Deng S K. Turbo Coded OFDM for Reducing PAPR and Error Rates[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008(1): 84-89.
- [2] 方承志,都思丹,倪梁方. 基于半定松弛方法的时变 OFDM 系统盲信道估计[J]. 电子与信息学报, 2008(8): 1801-1805.
- [3] 刘次华. Turbo 码原理与应用技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [4] Sabbaghian M, Kwak Y, Smida B, et al. Near Shannon Limit and Low Peak to Average Power Ratio Turbo Block Coded OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011(8): 2042-2045.
- [5] Zhao Ming, Shi Zhenning, Reed M. Iterative Turbo Channel Estimation for OFDM System over Rapid Dispersive Fading Channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2008(8): 3174-3184.
- [6] Choi K. Pilot overhead reduction in turbo coded OFDM systems employing an iterative channel estimation under low signal-to-noise ratio environments[J]. IET Communications, 2010(3): 312-321.
- [7] Ylioinas J. Iterative Joint Detection, Decoding, and Channel Estimation in Turbo-Coded MIMO-OFDM[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009(4): 1784-1796.
- [8] 陈秀萍,刘彩虹,纪金水. 基于仿真的 OFDM 系统频域相关性研究[J]. 计算机工程学报, 2010, 9(7): 114-116.
- [9] Necker M C, Stuber G L. Totally blind channel estimation for OFDM on fast varying mobile radio channels[J]. IEEE Trans. on Wireless Communication, 2004(5): 1514-1525.
- [10] Cui Tao, Tellambura C. Joint data detection and channel estimation for OFDM systems[J]. IEEE Trans. on Communication, 2006(4): 670-679.
- [11] 汪裕民. OFDM 关键技术与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [12] 赵光玲,吴乐南. Turbo 码的高效调制方案[J]. 东南大学学报, 2001(5): 1-6.

(上接第 214 页)

at the National Institute of Standards and Technology and future measurement needs of LEDs[J]. Proc. of SPIE, 2004, 5530: 69-79.

- [10] 闫冬. 单片机系统硬件抗干扰常用方法[J]. 集成电路通讯, 2006, 24(4): 20-22.

- [11] 张丽,樊文生. 单片机应用系统的软件抗干扰策略[J]. 通信技术, 2008(1): 124-126.
- [12] 李杰. 水质快速检测及工业循环冷却水阻垢系统的研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2007.