

## OFDM 抗多径机理分析与系统仿真\*

李颖 魏急波

(国防科技大学电子科学与工程学院 湖南长沙 410073)

**摘要** 抗多径衰落是正交频分复用(OFDM)系统的显著特点之一。具体分析了 OFDM 抗多径的机理,说明了两种不同情况下多径对信号频谱的影响,并提出了相应的减轻多径影响的方法。通过仿真分析验证了 HiperLAN Type2 标准规定的 OFDM 系统的抗多径性能,并提出了一些改善系统性能的方法。

**关键词** 正交频分复用;多径信道;循环前缀;信道间干扰

**中图分类号** :TN92 **文献标识码** :A

Analysis and Simulation of the Principle of Antimultipath  
in the OFDM System

LI Ying, WEI Ji-bo

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract** :The OFDM system has a very good performance on antimultipath. We illustrate the principle of antimultipath and analyze the impact of the multipath channel on an OFDM signal spectrum in two cases. Then we discuss the algorithms to reduce it. In a two-path channel, we simulate the OFDM system based on HiperLAN Type2 PHY protocol and analyze its performance. In the end, we offere some proposals for improving the performance of the system.

**Key words** :OFDM; multipath channel; CP; ICI

OFDM 系统具有抗多径、频谱利用率高等特点,在宽带无线多媒体通信领域中受到了广泛的关注<sup>[1]</sup>。由于它将高速串行传输的数据流分解为若干个低速并行传输的数据流,扩展了符号宽度,因此它比单载波系统更容易抵抗信道的多径影响。另一方面,OFDM 系统对子载波的正交性有着较高要求,为了使系统既具有一定抗多径能力又不破坏子载波的正交性,在每个 OFDM 符号之前加入的保护前缀 CP 是有效解决方法之一<sup>[2]</sup>。本文首先分析 CP 抗多径的机理,然后通过仿真给出基于 HiperLAN 标准的 OFDM 系统的抗多径性能。

## 1 多径信道模型

为突出问题重点,信道模型只引入多径时延。不失一般性,只分析两径信道,然后将其结论扩展到多径信道中。如图 1 所示为两径信道模型,一条直射路径,一条延时为  $\theta$  衰减为  $m$  的路径。频域 OFDM 符号为  $\{x(k), k=0, \dots, N-1\}$  相应的时域 OFDM 符号为  $\{s(n), n=0, \dots, N-1\}$ ,接收端的时域信号为  $r(n)$ ,相应的解调信号为  $y(k)$  其中,

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} = IFFT\{x(k)\}, \quad n = 0, \dots, N-1$$

设循环前缀 CP 长为  $N_G$ 。

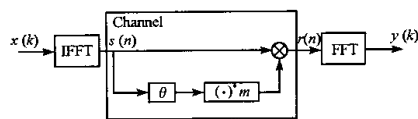


图 1 两径信道模型

Fig.1 Two-path channel model

\* 收稿日期:2004-07-20  
基金项目:国家自然科学基金资助项目(60172078)  
作者简介:李颖(1978-),女,博士生。

## 2 OFDM 系统抗多径机理分析

以下分析均假设系统已经同步。

### 2.1 当 $\theta < N_G$ 时, 各子载波仍然保持正交, 不会引入 ICI

图 2 给出了三个未被调制的子载波经两径信道的输出, 实线代表直射路径, 虚线代表延时路径(由于调制是在每个 FFT integration 期间对  $N$  个频域数据作 IFFT, 因此, 在每个 FFT integration 期间内各子载波的初相是相同的)。在接收端看到的是这些信号的和。由图 2 可见, 只要  $\theta < N_G$ , 子载波的所有的相位跳变均发生在 Guard time 期间, 而在 FFT integration 期间, 所有子载波均是连续波形, 因此接收端看到的是具有不同相移的波形连续的子载波之和。在这种情况下, 各子载波仍保持正交, 仅是各子载波的幅度与相位信息发生了变化。推导如下:

$$r(n) = s(n) + s(n - \theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} + \frac{m}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{j\frac{2\pi}{N}k(n-\theta)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) (1 + m e^{-j\frac{2\pi}{N}k\theta}) e^{j\frac{2\pi}{N}kn}$$

$$y(k) = FFT\{r(n)\} = x(k) (1 + m e^{-j\frac{2\pi}{N}k\theta}) = x(k) H(k), \quad k = 0, \dots, N-1$$

其中,  $H(k) = 1 + m e^{-j\frac{2\pi}{N}k\theta}$ ,  $k = 0, \dots, N-1$ 。

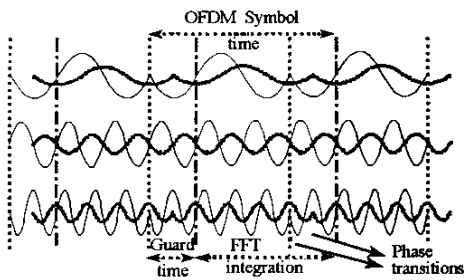


图 2 时延小于保护间隔时三个子载波经两径信道输出

Fig.2 Output of the two-path channel when the delay is smaller than the guard time

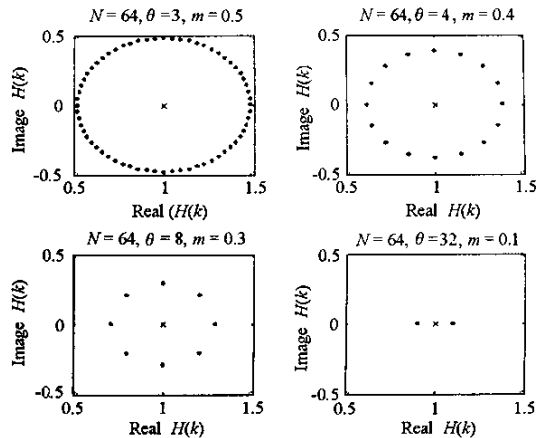


图 3  $H(k)$  与  $N, \theta, m$  的关系

Fig.3 Relationship of  $N, \theta, m$  and  $H(k)$

可见, 当  $\theta < N_G$  时, 时延仅改变了各子载波的幅值  $|H(k)|$ 、相位  $\arg(H(k))$ , 而未引起 ICI, 各子载波间仍然是正交的。图 3 给出了  $H(k)$  与  $N, \theta, m$  的关系。

图 3 中, “×”表示没有时延的各子载波幅度相位信息(此时幅值为 1, 相位为 0)。可见, 多径的效果是将子载波上载有的复信号以其本身为圆心扩散成一个圆。其中,  $\theta$  与  $N$  的关系决定了圆上点的个数,  $m$  决定了圆的半径。

图 4、5 分别是采用 QPSK、16QAM (信号星座图平均能量已归一化) 调制的 OFDM 系统的调制器输出信号星座图(“×”表示)与解调器输出的信号星座图(“·”表示)。仿真数据量为 51 840bits, 其它仿真参数在图 4、5 中直接标注。需说明的是, 图中误码率 BER 仅为某次仿真结果, 仅具参考价值。由图可见, 在通过信道后, 信号星座图受到了扩展。当反射路径强度足够小时(即扩散的圆无交点时), 不需作信道校正也可正确译码, 但当反射路径较强时, 若不作信道估计或 FEC 等任何抗干扰措施, 则不能正确译码。从图中还可看出, QPSK 较 16QAM 抗多径性能强, 这是因为在信号星座图的平均能量归一化条件下, QPSK 星座图的最小距离较 16QAM 的大。从仿真结果可知, 当反射路径强度为 0.7 时, QPSK 星座图仍可辨认, 但对于 16QAM, 该值为 0.2。

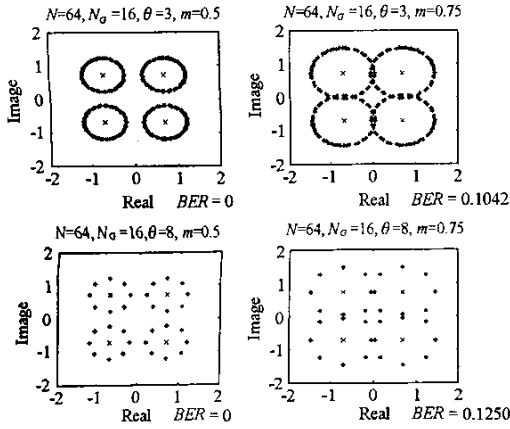


图4 QPSK信号星座图的扩展

Fig.4 Spread of the QPSK constellation

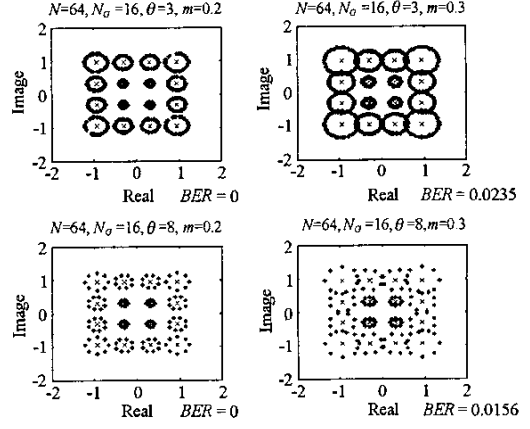


图5 16QAM信号星座图的扩展

Fig.5 Spread of the 16QAM constellation

### 2.2 当 $\theta > N_G$ 时,各子载波不再保持正交,会引入ICI

当  $\theta > N_G$  时,子载波相位跳变有可能发生在 FFT integration 期间,波形的不连续会产生很多谐波,这些谐波进入其它子信道中引起了ICI,如图6所示。

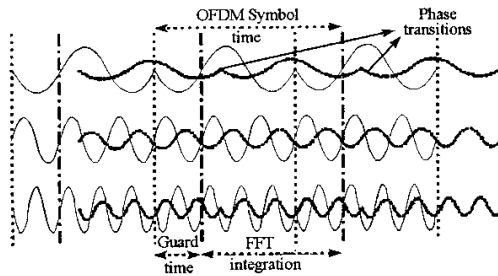


图6 时延大于保护间隔时三个子载波经两径信道输出

Fig.6 Output of the two-path channel when the delay is larger than the guard time

以频率为5kHz子载波为例,说明如下。图7中实线表示5kHz正弦波无相位跳变时的时域波形,虚线表示带有相位跳变的时域波形。图8分别绘出了它们的幅频特性,其中,实线为无相位跳变情况,虚线为有相位跳变情况。可见,相位跳变后的频谱中出现了很多寄生载波,且最大值点由原来的5kHz移到4kHz。可见,相位的不连续会导致ICI,从而破坏各子载波间的正交性。

图9是  $\theta > N_G$  时采用16QAM调制的OFDM系统的调制器输出信号星座图(“×”表示)与解调器输出的信号星座图(“·”表示),仿真参数如图所示。由图可见,信号星座图产生了弥散。设反射路径强度为0.2,当时延超过FFT integration的3.13% ( $\theta = 18$ )时,弥散的信号星座图还可以辨认,但当时延超过FFT integration的9.38% ( $\theta = 22$ )时,信号星座图则不能辨认。

以上分析结论可以扩展到多径信道中,此时,参数  $\theta$  对应于信道的最大时延  $\tau_{max}$ 。当信道的最大时延小于保护间隔时,时延的作用相当于在每个子载波上加权了一个复包络,因此在接收端可通过信道估计算法获得这一加权值,并在FFT之后对信号作信道校正消除其影响(如果需要消除的话)。当最大时延大于保护间隔时,时延会产生附加谐波,从而破坏子载波间的正交性,这时接收端只能在FFT之前先对信号作频偏校正,以保持子载波间的正交性,再作解调。

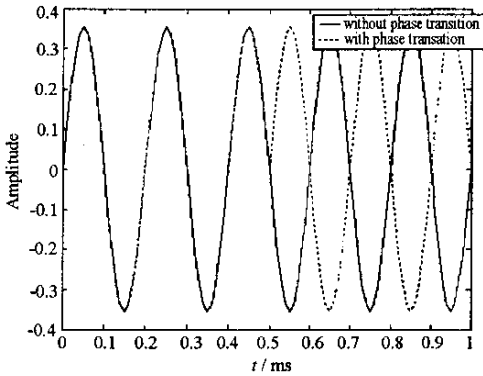


图7 5kHz 正弦波波形

Fig.7 Waveform of a 5kHz sine wave

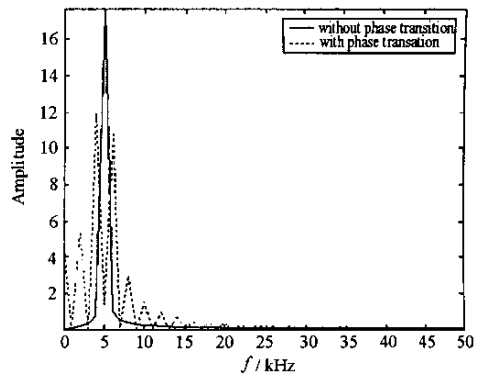


图8 5kHz 正弦波幅频响应

Fig.8 Amplitude-frequency response of a 5kHz sine wave

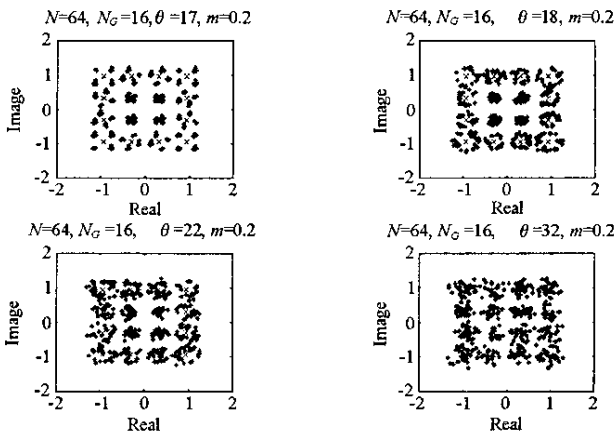


图9 16QAM 信号星座图的弥散

Fig.9 Dispersion of 16QAM constellation

### 3 仿真结果

本仿真基于 HiperLAN Type2 标准<sup>[3]</sup>。

#### 3.1 检验 BPSK 与 QPSK 调制下的 OFDM 系统抗多径性能

仿真结果如图 10 所示。横坐标为时延相对于保护间隔的比率,纵坐标为系统的误码率。仿真参数如下:子载波数为 48,IFFT 点数为 64,CP 长度为 16,调制方式选用 BPSK 与 QPSK,信道选用两径信道,反射路径强度为直射路径强度的一半,并忽略 FEC,仿真数据比特数为 54 万。

#### 3.2 检验 16QAM 与 64QAM 调制下的 OFDM 系统抗多径性能

仿真结果如图 11。横坐标为时延相对于保护间隔的比率,纵坐标为系统的误码率。仿真参数如下:子载波数为 48,IFFT 点数为 64,CP 长度为 16,调制方式选用 16QAM 与 64QAM,信道选用两径信道,反射路径强度为直射路径强度的 1/4,并忽略 FEC,仿真数据比特数大于 51 万。

从仿真结果可以看出,采用 BPSK 与 QPSK 调制的 OFDM 系统抗多径性能较强(如图 10 所示),只要最大时延(假设其对应的路径衰减为 -3dB)不超过保护间隔,基本不会对误码率产生影响。其中,前者在最大时延超过保护间隔且不大于 FFT integration(64 点)的 6.25% 的情况下,仍有较好的适应性。而采用 16QAM 与 64QAM 调制的 OFDM 系统抗多径性能较差(如图 11 所示),当最大时延强度为 -6dB 且不超过保护间隔时,已对系统的误码率性能产生影响。这是因为它们的信号星座图分布较为密集,由多径带来的子载波附加相移很容易造成信号星座图的模糊(如图 5、9 所示)。因此采用这类调制的系统需要

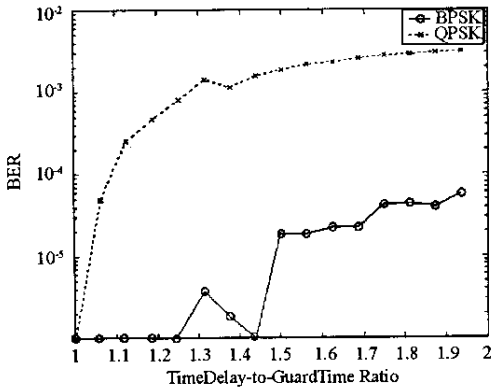


图 10 BPSK/OFDM 与 QPSK/OFDM 误码率性能  
Fig.10 BER performance of BPSK/OFDM  
and QPSK/OFDM systems

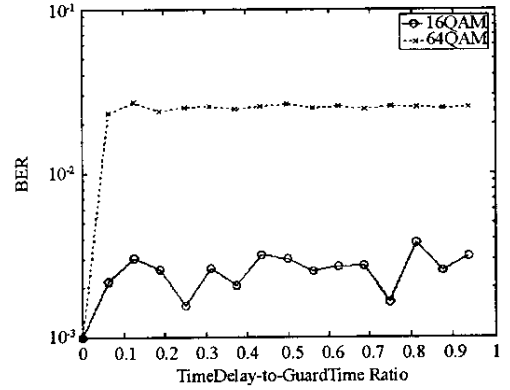


图 11 16QAM/OFDM 与 64QAM/OFDM 误码率性能  
Fig.11 BER performance of 16QAM/OFDM and  
64QAM/OFDM systems

在接收端附加信道校正等算法才能消除多径的影响。

## 4 结论

从多径信道对信号频谱影响的角度分析了 OFDM 系统抗多径的机理。理论分析与仿真表明,当最大时延小于 CP 长度时,多径的效果仅是各子载波附加了不同的幅度加权与相移,不会引入 ICI,即仍然保持了各子载波的正交性;当多径时延大于 CP 长度时,各子载波不再保持正交,会引入 ICI。在最大时延小于 CP 长度情况下,可通过简单的信道补偿算法消除多径的影响。

为使 OFDM 系统满足其特定的应用条件或提高其抗多径性能,我们认为在实际应用中应注意如下问题:一是 CP 长度与子载波间隔的选择。考虑到系统的效率,有效数据符号长度通常不小于 CP 长度的 4 倍。在实际应用中 CP 长度的选择除了需要估计信道环境的最大时延  $\tau_{\max}$  外,还应考虑到信号加窗混叠与同步误差引起的 CP 有效长度的减小<sup>[4,5]</sup>。二是利用 OFDM 系统的抗多径特性设计简单有效的信道估计算法以满足系统性能要求。在没有 ICI 的情况下,简单的信道估计与补偿算法(如最小二乘估计算法与迫零均衡)既能消除多径的影响,又能降低系统复杂度。

## 参考文献:

- [1] Molise A F. Wideband Wireless Digital Communications[M]. Prentice Hall PTR, 2000.
- [2] Van Nee Richard, Prasad Ramjee. OFDM for Wireless Multimedia Communications[M]. Artech House, 2000.
- [3] ETSI. Broadband Radio Access Networks[S]. HiperLAN Type 2, Physical Layer, 2000.
- [4] Stefan H. Muller-Weinfurter, Optimum Nyquist Windowing in OFDM Receivers[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001 49(3).
- [5] Mhiri R. Synchronization for a DVB-T Receiver in Presence of Co-channel Interference[C]. PIMRC, 2002.
- [6] Proakis J G. Digital Communication[M]. Publishing House of Electronics Industry, 1998.

