

来解调。因此，通过接收到的部分时域信号以及估计的无线信道信息可以重建系统在时域的全部信号。利用这个非常有利的性质，所有受冲突干扰受损的数据报都会以被恢复。同时该恢复算法在越弱的 *near-far* 效应下越能得到更好的恢复性能。而无线局域网，基于无线局域网 *ad-hoc* 网络的传输环境是短距通信，更加符合弱的 *near-far* 效应条件。因此这个算法更加符合实际网络环境。而且可以通过延伸恢复算法去解决隐藏终端问题。该恢复算法将给无线网络，*ad-hoc* 网络的协议设计和性能提高提供一种新的高效的手段。

关键词： 多载波调制系统，OFDM，物理层自适应技术，PAPR，冲突干扰恢复，无线网络，高阶 *M*-QAM。

Abstract

This dissertation will propose a novel multicarrier system and design a new multicarrier system by combining the parallel combinatory coding. On the other hand, based on the flexible multicarrier system, this dissertation also proposes an effective method of collision recovery for OFDM-based wireless networks to solve the problem of hidden terminals. The underlying philosophy in all problems that are considered in this dissertation is a synergy between the physical and the MAC layers.

In this dissertation, firstly, we will give the results which show that there is much to be gained from adaptive modulation and variable frame length in terms of goodput, range, and energy consumption for wireless networks. Three rules of design for such a tradeoff are obtained for wireless nodes. We utilize one rule for saving the energy consumption. The simulated results show that flexible transmission including adaptive modulation and variable length of frame can improve the throughput of system, save the energy consumption, and obtain better transmission area.

Since high order M -QAM ($M > 64$) is seldom used for wireless networks. On the other hand, adaptive modulation using different value of M will improve the design's complexity and cost. Therefore, one novel flexible multicarrier system (HC-MCM: high compaction multicarrier modulation) which can attain higher bandwidth efficiency (BWE) than that of the OFDM system has been proposed and extended. The HC-MCM can flexibly control the transmission rate and the communication quality. More importantly, only utilizing BPSK or QPSK modulation, it can adaptively achieve the transmission rate of high order M -QAM OFDM and control the length of frame by transmitting variable length of partial time-domain OFDM signal. This dissertation introduces the basic mathematical model of HC-MCM, explains its demodulation's complexity, and proposes a novel demodulation algorithm based on sphere decoding. In addition, simulated results show that HC-MCM signal has better peak-to-average power ratio (PAPR) characteristics than that of OFDM signal.

Based on the HC-MCM, this dissertation proposes a novel flexible multicarrier modulation combined with the parallel combinatory OFDM (PC-OFDM), that is, parallel combinatory / high compaction multicarrier modulation (PC/HC-MCM) in this dissertation. The PC/HC-MCM can achieve any transmission rate of M -QAM that corresponds to not only integer M but also real number M . The PC/HC-MCM can also realize the adaptive length of frame which can be utilized to physical layer adaptation

with the adaptive length of packets. Two types of PC/HC-MCM systems, which are named as PC/HC-MCM system and pure PC/HC-MCM system, are designed by this modulation. The PC/HC-MCM system can achieve better BER performance than that of HC-MCM system with the equal BWE by employing appropriate parallel combinatory codes. The pure PC/HC-MCM system can obtain excellent PAPR characteristics by selecting the optimal constellations for its subcarriers, which can be applied in MC-CDMA system. On the other hand, we combine the pure PC/HC-MCM and frequency hopping multiple access (FHMA) to propose a new multiple access (MA) system. This MA system can synchronously transmit multiple users' data within one symbol duration of the pure PC-OFDM.

Finally, in this dissertation, we will propose an effective method of collision recovery for OFDM-based ad-hoc networks based on the flexible multicarrier system. From the flexible multicarrier system, the modulated message data of OFDM signal can be demodulated using the partial time-domain OFDM signal. Therefore, the partial time-domain OFDM signal can be adopted to reconstruct the whole OFDM signal with estimated channel information. Utilizing this advantageous property, a practical method of collision recovery, which is somewhat similar to the scheme of successive interference cancellation, can be realized. We simulate the recovery performance using different modulation for two users with identical SNR and weak near-far effect, and show that the method gives promising results and can be developed to solve the problem of hidden or exposed terminals of wireless networks. On the other hand, in the near-far situation, our method can achieve better recovery performance in the weak near-far condition which is more realistic in the wireless LAN. This method will dramatically benefit the protocol design of wireless networks, including ad hoc and sensor networks.

Keyword: Multicarrier Modulation, OFDM, Physical Layer Adaptation, PAPR, Collision Recovery, Wireless Network, High order M -QAM.

图目录

图 1-1 OFDM 系统传输基带等效模型.....	10
图 1-2 M-QAM 星集空间.....	12
图 1-3 无线网络中的隐藏终端问题.....	14
图 2-1 加性高斯白噪声信道条件下, $M=4, 16, 64, 256$ QAM 误比特率性能.....	20
图 2-2 有效传输率与数据报长度的关系曲线.....	21
图 2-3 有效传输率和距离的关系图 M-QAM.....	24
图 2-4 数据报长度和距离的关系图 M-QAM.....	26
图 2-5 数据报长度和传输功率消耗的关系图.....	28
图 2-6 可变长度自适应调制 non-persistent CSMA/CD 吞吐率性能.....	32
图 2-7 可变长度自适应调制 non-persistent CSMA/CD 协议的功率节省.....	33
图 3-1 OFDM 和 HC-MCM 信号的频域波形 ($\Delta f T=0.375$).....	36
图 3-2 HC-MCM 的传输器和接收器 (AWGN 信道)	37
图 3-3 HC-MCM 系统的最小欧氏距离 ($N=8$, BPSK; $N=4$ QPSK)	42
图 3-4 HC-MCM 系统 $N=8$, BPSK 的误比特率性能.....	43
图 3-5 $N=4$, QPSK 调制的 HC-MCM 系统误比特率性能.....	43
图 3-6 欧氏距离计算次数与子载波数目 N 关系.....	45
图 3-7 基于 M-算法的 HC-MCM 的 BER 特性 ($R=16, U=3$)	46
图 3-8 基于球面解码算法的 HC-MCM 的 BER 特性.....	49
图 3-9 基于球面解码算法的 HC-MCM 的步骤 (2) 的平均计算次数.....	49
图 3-10 PC/HC-MCM 和 HC-MCM 的 PAPR 累积密度函数, PC/HC-MCM($NC=32, NPC=24$) HC-MCM($NC=NPC=32$), 调制为 QPSK.....	52
图 3-11 PC/HC-MCM 和 HC-MCM 的 PAPR 累积密度函数, PC/HC-MCM($NC=64, NPC=48$) HC-MCM ($NC=NPC=64$), 调制为 QPSK.....	52
图 3-12 PC/HC-MCM 和 HC-MCM 的 PAPR 累积密度函数, PC/HC-MCM($NC=32, NPC=24$) HC-MCM($NC=NPC=32$), 调制为 16-QAM.....	53
图 3-13 PC/HC-MCM 和 HC-MCM 的 PAPR 累积密度函数, PC/HC-MCM($NC=64, NPC=48$) HC-MCM($NC=NPC=64$), 调制为 16-QAM.....	53
图 4-1 PC-OFDM 系统的子载波调制映射过程.....	55
图 4-2 PC/HC-MCM 系统的带宽效率.....	57
图 4-3 PC/HC-MCM 的 BER 性能 ($NC, NPC=(8, 4)$, 调制为 BPSK AWGN 信道)	58
图 4-4 PC/HC-MCM 的 BER 性能 ($NC, NPC=(8, 4)$, 调制为 BPSK, 瑞利信道)	59
图 4-5 PC/HC-MCM 的 BER 性能 ($NC, NPC=(8, 4)$, 调制为 BPSK, Vehicular A 信道)	60
图 4-6 两种方式下 BPSK 调制 PC/HC-MCM 的 BER 性能 ($NC, NPC = (8, 4), (8, 5), (8, 6)$, $\Delta f T = 0.25$, AWGN 信道)	62
图 4-7 两种方式下 BPSK 调制 PC/HC-MCM 的 BER 性能, ($NC, NPC = (8, 4), (8, 5), (8, 6)$ $\Delta f T = 0.125$, AWGN 信道)	62
图 4-8 纯 PC/HC-MCM 系统的带宽效率.....	64
图 4-9 BER=10 ⁻⁴ 时, 纯 PC/HC-MCM 系统的带宽效率与信噪比图.....	65

图 4-10 纯 PC/HC-MCM (NC, NPC) = (16, 5) 系统的 BER 性能.....	65
图 4-11 纯 PC/HC-MCM (NC, NPC) = (8, 4) 系统经挑选后的 PAPR 性能.....	66
图 4-12 基于跳频的纯 PC/HC-MCM 系统.....	67
图 4-13 基于纯 PC/HC-MCM 技术的多址访问下行链路示意图.....	68
图 4-14 在不同码元长度, 不同的 ΔfT_1 和随机跳频编码下 4 用户产生的平均最小欧氏距离 (AMED).....	69
图 4-15 采用纯 PC/HC-MCM (NC, NPC) = (4, 3) 的 FH-CDMA 系统, 支持 4 用户时的 BER 性能.....	72
图 5-1 部分接收 OFDM 时域信号 OFDM 系统的传输器和接收器模型.....	77
图 5-2 两路衰落信道下部分接收 OFDM 的时域信号.....	78
图 5-3 部分接收 OFDM 时域信号的 OFDM 系统 BER 性能, $\Delta fT_1 = 0.5$	81
图 5-4 部分接收 OFDM 时域信号的 OFDM 系统 BER 性能.....	81
$\Delta fT_1 = 0.625$	81
图 5-5 部分接收 OFDM 时域信号的 OFDM 系统 PER 性能, $\Delta fT_1 = 0.625$	82
图 5-6 两用户数据报的冲突碰撞干扰及恢复算法.....	83
图 5-7 数据报格式及数据报前序的恢复过程.....	86
图 5-8 IEEE 802.11a 数据报格式.....	86
图 5-9 不同时隙长度下的 SRR 性能 (MLP, MSP 分别指长数据报和短数据报的调制方式, 且当 $MSP=BPSK$ 时 $L=10$, $MSP=QPSK$ 时 $L=5$)	86
图 5-10 不同短数据报长度下的 SRR 性能 (长数据报和短数据报都采用 BPSK 调制)	89
图 5-11 不同短数据报长度下的 SRR 性能 (长数据报和短数据报都采用 QPSK 调制)	89
图 5-12 不同短数据报长度下的 SRR 性能 (长数据报采用 QPSK 调制, 短数据报采用 BPSK 调制)	90
图 5-13 不同短数据报长度下的 SRR 性能 (数据报均采用 QPSK 调制, SNR, SINR 值为长的数据报)	90
图 5-14 不同短数据报长度下的 SRR 性能 (长数据报采用 QPSK 调制, 短数据报采用 BPSK 调制, SNR, SINR 值为长的数据报)	91
图 5-15 不同 CRC 校正能力下的 SRR 性能 (长数据报采用 QPSK 调制, 短数据报采用 BPSK 调制)	92
图 5-16 信道条件传输选择下, 不同 CRC 校正能力下的 SRR 性能 (长数据报采用 QPSK 调制, 短数据报采用 BPSK 调制 $N=64$)	94
图 5-17 信道条件传输选择下不同 CRC 校正能力下的 SRR 性能 (长数据报采用 QPSK 调制, 短数据报采用 BPSK 调制 $N=128$)	95
图 5-18 基于 8-QAM 调制 OFDM 系统采用部分时域信号接收调制的 BER 和 PER 性能 ($\Delta fT_1 = 0.625, U = 2, N = 64$)	96
图 5-19 基于 8-QAM 调制 OFDM 系统采用部分时域信号接收调制的 BER 和 PER 性能 ($\Delta fT_1 = 0.75, U = 2, N = 64$)	96
图 5-20 基于 16-QAM 调制 OFDM 系统采用部分时域信号接收调制的 BER 和 PER 性能 ($\Delta fT_1 = 0.75, U = 1, N = 64$)	97

表目录

表 3-1 HC-MCM 仿真参数.....	42
表 3-2 M -算法, MLSE 算法比较仿真参数.....	46
表 3-3 球面解码算法, MLSE 算法比较仿真参数.....	48
表 4-1 PC/HC-MCM 仿真参数.....	58
表 4-2 多径衰落信道中 PC/HC-MCM 性能 仿真参数.....	60
表 4-3 两种方式下系统的 MED 和 AMED.....	61
表 4-4 纯 PC/HC-MCM 仿真参数.....	64
表 5-1 部分接收 OFDM 时域信号的系统仿真参数.....	81

论文独创性声明

本论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。论文中除了特别加以标注和致谢的地方外，不包含其他人或其它机构已经发表或撰写过的研究成果。其他同志对本研究的启发和所做的贡献均已在论文中作了明确的声明并表示了谢意。

作者签名: 侯亚飞 日期: 2007年5月31日

论文使用授权声明

本人完全了解复旦大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。保密的论文在解密后遵守此规定。

作者签名: 侯亚飞 导师签名: 张世平 日期: 2007.6.8

第一章 引言

1.1 多载波调制技术研究背景

随着通信技术的不断成熟和发展，现代通信传输方式类型繁多。但根据基本通信信道类型可分为有线通信和无线通信。有线信道信号受外界干扰小，但须铺设传输线路，网络建立比较复杂。而无线信道恰恰克服了这个缺点，但由于地面情况复杂，信道条件恶劣，对传输信号会造成很大的干扰。同有线信道相比，无线信道通常具有以下两个重要的制约性能的效应，即时变效应和多径效应^{[1],[2]}。

无线信道的时变效应是指衰落信道的传递函数 $h(t)$ 是随时间变化而变化的。发送端在不同时刻 t_1 、 t_2 发送相同的信号，在接收端收到的信号是不同的。时变性在移动通信系统中的具体体现就是多普勒频移(Doppler shift)。多普勒频移造成了信道的频率弥散性。多普勒频移对载波频偏敏感的通信系统性能会产生很大的影响。

无线信道的多径效应是指接收机所接收到的信号是通过直射、反射、折射等不同的路径到达接收机所产生的效应。这些幅度衰减和时延各不同的信号相互重叠，产生干扰，造成接收端判断错误，严重影响信号传输质量。这种特性也称为信道的时间弥散性 (time dispersion)。同一个信号中不同的频率成分体现出不同的衰落特性。在信号带宽接近和超过信道相干带宽时，会产生频率选择性衰落 (frequency selective fading)。在数字传输系统中，多径效应或频率选择性衰落对传输的数字信号产生时延扩展，造成接收端码间干扰 (ICI: inter-code interference)。当数据传输速率非常高时，收端信号波形重叠程度将进一步加深，信号间干扰将更加严重。所以时间弥散是使无线信道传输速率受限的主要原因之一。

采用多载波调制 (MCM: multicarrier modulation) 和均衡(equalizer) 技术可以解决上述无线信道中时变效应和多径效应所带来的问题。通常，通信系统所采用的单载波调制仅使用一个载波信号。在数据传输速率不太高、多径干扰不是特别严重时，通过使用合适的均衡算法可使系统正常工作。但是对于宽带数据业务来说，由于数据传输速率较高，时延扩展造成数据符号间的相互重叠，从而产生符号间干扰 (ISI: inter-symbol interference)，这对均衡提出了更高的要求。需要引入非常复杂的均衡算法，而且实现比较困难。另外，当信号的带宽超过和接近信道的相干带宽时，信道仍然会造成频率选择性衰落。而多载波

调制采用了多个载波信号。它把数据流分解为若干个子数据流，从而使数据流具有更低的传输速率。利用这些数据分别去调制若干个载波。所以，在多载波调制系统中，数据传输速率相对较低，码元周期加长，只要时延扩展与码元周期相比小于一定的比值，就不会造成码间干扰。因而多载波调制对于信道的时间弥散性不敏感。

多载波调制可以通过多种技术途径来实现，如 MC-CDMA (multicarrier-code division multiple access)，正交频分复用(OFDM: orthogonal frequency division multiplexing)，数字视频技术及电力线通信 (PLC: power line communication) 技术等。其中，OFDM 可以极其有效地抵抗多径干扰，是当前研究和应用的一个热点。

随着社会进步及用户数量的急剧增长，频率资源日益紧张，要求第三代移动通信系统 IMT-2000 能提供更大的系统容量，更高的通信质量，并能提供 2Mbit / s 数据业务，以满足人们对多媒体通信的要求并适应通信个人化的发展方向。MC-CDMA 技术作为第三代移动通信系统的重要技术，是建立在 CDMA 技术基础上，并有可能成为第三代数字蜂窝移动通信系统的两种标准。标准的 CDMA 是根据美国标准 (IS-95) 而设计的频率在 900~1800MHz 范围的数字移动电话系统。而基于多载波分复用扩频调制技术 MC-CDMA 的开发策略是对以 IS-95 标准为蓝本的 CDMA-I 系统的平滑升级，它是最先由美国推出的从窄带 CDMA 技术发展而来的一种宽带技术。这种技术与使用时分复用的竞争对手(如 GSM)不同，它并不给每一个通话者分配一个确定的频率，而是让每一个频道使用所能提供的全部频谱。MC-CDMA 技术是为符合下一代无线通信系统的需要而设计的一种宽带技术，采用时分复用扩频调制技术的无线接口，该技术可以为公众电话交换网的移动和固定连接提供广泛的业务。它符合甚至超过了 ITU 的全部规范要求，可以满意地进行室内，室外或步行及车载环境下的通信。MC-CDMA 业务包括连接至地面和卫星网络的各种移动终端和网络设施，其业务能力和性能大大增加支持提供个人移动性的通用个人通信，系统设计全球通用，且兼容现有设备，能提供高清晰话音、高速数据、多媒体、漫游等多项业务，可支持大范围的可变速率信息传送，提供更高速的分组数据通信能力。

“第四代移动通信技术”，其核心技术为基于多载波调制的 OFDM 技术。OFDM 是一种无线环境下的高速传输的多载波技术。主要是在频域内将所给信道分成许多正交子信道，在每个子信道上使用一个子载波进行调制，各个子载波并行传输。OFDM 特别适合于存在多径传播和多普勒频移的无线移动信道中传输高速数据。能有效对抗多径效应，消除 ISI，对抗频率选择性衰落，信道利用率高。OFDM 可视为一种调变技术及一种多任务技术。OFDM 由多载波调制

(MCM)发展而来。美国军方早在上世纪的 50-60 年代就创建了世界上第一个 MCM 系统，在 1970 年衍生出采用大规模子载波和频率重叠技术的 OFDM 系统。但在以后相当长的一段时间，OFDM 迈向实践的脚步放缓。由于 OFDM 的各个子载波之间相互正交，采用 FFT 实现这种调制，但在实际应用中，实时傅立叶变换设备的复杂度，发射机和接收机振荡器的稳定性以及射频功率放大器的线性要求等因素制约了 OFDM 技术的实现。经过大量研究，在 20 世纪 80 年代，MCM 获得了突破性进展，大规模集成电路促进了 FFT 技术的实现，OFDM 逐步进入高速 Modem 和数字移动通信的领域。90 年代，OFDM 开始被欧洲和澳大利亚广泛用于广播信道的宽带数据通信，数字音频广播(DAB)、高清晰度数字电视(HDTV)和无线局域网(WLAN)。随着 DSP 芯片技术的发展，格栅编码技术、软判决技术、信道自适应技术等成熟技术的应用，OFDM 技术的实现和完善指日可待。

1.2 OFDM 与无线网络

1.2.1 概述

正交频分复用 (OFDM)^[3]实际是一种多载波数字调制技术。OFDM 技术的基本思想就是在频带内将所给信道分成若干个正交子信道，每一个子信道使用一个子载波进行调制。然后所有子载波调制信号并行传输。由于高速调制数据被并行传输，因此子载波得以以低速传输，从而导致每个子信道频段内所经历信道特征也是相对平坦变化的。同时由于每个子载波频段上进行的是窄带传输，信号带宽小于信道的相关带宽，因此可以大大消除符号间干扰。OFDM 全部载波频率有相等的频率间隔，它们是一个基本调制频率的整数倍，正交性是指各个载波的信号频段是正交的。

由于 OFDM 使用正交载波技术，单个载波间无需保护频带。因此 OFDM 比传统 FDM 所消耗的带宽小，因而进一步提高带宽效率。更主要的优点是可以利用成熟完善的 FFT 技术作为其调制解调器，优化了系统传输器和接收器的设计。同时，动态分配，自适应传输，多天线技术等可灵活地应用于 OFDM 系统中^[4]，因此，基于 OFDM 技术的多载波调制技术已经广泛地应用于不同的通信网络系统中。

目前 OFDM 技术已被广泛应用于广播式的音频和视频^[5]，电力线通信^[6]，有线电视网络^[7]，第 4 代(4G)移动通信系统^[8]，无线局域网 802.11a/g^[9]，超宽带(UWB)无线通信技术^[10]，WiMAX 无线城域网^[11]等领域。因此，对于 OFDM 和多载波技术的研究将是本世纪无线通信和网络的热点和重点。

1.2.2 OFDM 系统的模型

图 1-1 给出了子载波数为 N 的 OFDM 系统的等效基带传输模型。假定传输数据的调制数据为 $X=[x(0), \dots, x(N-1)]$, $x(i)$ 采用的是 M -QAM 调制。经过串转并(S/P)操作以后, 数据 X 通过 IDFT 的调制器后定义为 OFDM 时域符号或符元 (OFDM symbol) $Y=[y(0), \dots, y(N-1)]$ 。然后传输器在每个时域 OFDM 时域符号间插入保护间隔(GI: guard interval)用以克服无线信道的多径衰落的影响。一般采用的是重复传输符元信号的循环前缀 (CP: cyclic prefix) 或者零后缀 (ZP: zeros-padding postfix) 保护间隔方式^[12]。最后 Y 通过数模转换成时域 OFDM 信号(OFDM signal) $y(t)$, 被特定的调制频率传输。

通常连续的时域 OFDM 信号 $y(t)$ 可表示为

$$y(t) = 1/\sqrt{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n=0}^{N_c-1} x(m, n) g_n(t - mT) \right), \quad (1-1)$$

其中 $g_n(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_n t} & t \in [0, T] \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$, $f_n = f_0 + n \times 1/T$ 。 T 表示单个 OFDM 时域符号的周期长度, $x(m, n)$ 表示在第 m 个 OFDM 符元传送调制中的第 $n+1$ 个子载波的调制信息 $x(n)$, f_n 为第 $n+1$ 个子载波的载波频率。这里假定 f_0 为最低载波频率, 对于 OFDM 来说, 如果没有循环前缀保护间隔, 其子载波间最小的频带间隔 Δf 为 $1/T$ 。当考虑保护间隔的效应时, 子载波最小的频率平均间隔 Δf 将大于 $1/T$ 。因此 OFDM 系统可以看作为 $\Delta f T \geq 1$ 多载波调制系统, 本文中定义 $\Delta f T$ 为调制参数(modulation index)。

在无线信道传送过程中, OFDM 时域信号 $y(t)$ 将受到多径衰落信道的干扰, 同时也受到加性高斯噪声 $n(t)$ 的损害。假设无线信道的传输函数 $h(t)=h(t, \tau)$ 为

$$h(t)=h(t, \tau)=\sum_{i=1}^{i=L} A_i(t) e^{j2\pi\theta_i(t)} \delta(t-\tau_i), \quad (1-2)$$

其中 L_P 为衰落信道路径数目, $A_i(t)$ 为路径 i 的幅度衰减, $\theta_i(t)$ 为路径 i 的相位起伏变化, τ_i 为路径 i 的相对时延。通常在一个或连续几个 OFDM 信号传输中, 可以假设无线信道为缓慢变化, 即 $A_i(t)$ 和 $\theta_i(t)$ 为常量。这种前提下, 本文采用 A_i 和 θ_i 代替 $A_i(t)$ 和 $\theta_i(t)$ 。

接收端收到的被干扰信号 $y_r(t)$ 可表示为

$$y_r(t)=h(t) \otimes y(t)+n(t)=\sum_{i=1}^{i=L_P} A_i(t) e^{j2\pi\theta_i(t)} y(t-\tau_i)+n(t), \quad t \in [0, T+T_g], \quad (1-3)$$

其中 T_g 为保护间隔的时域长度。

通过 A/D 转换以后, $y_s(t)$ 抽样成数字序列 $\hat{y}(n)$, ($n=0, \dots, N-1, N, \dots, N+N_g-1$), 这里 N_g 为保护间隔的数据长度。去除保护间隔, 进行串转并后, $\hat{y}(n)$, ($n=0, \dots, N-1$) 进入 DFT 解码器。假定解码器输出 $z(n)$, ($n=0, \dots, N-1$), 在估计的信道信息辅助下, 采用均衡技术可以恢复出系统调制传输的 $X=[x(0), \dots, x(N-1)]$ 的估值 $\hat{X}=[\hat{x}(0), \dots, \hat{x}(N-1)]$ 。通常采用的基于导频辅助(pilot-aided)的信道估计来估计出信道的传递函数 $\hat{h}(t)$ ^[13], 而常用的均衡方法为迫零均衡器(zero-forcing equalization)^[14]。

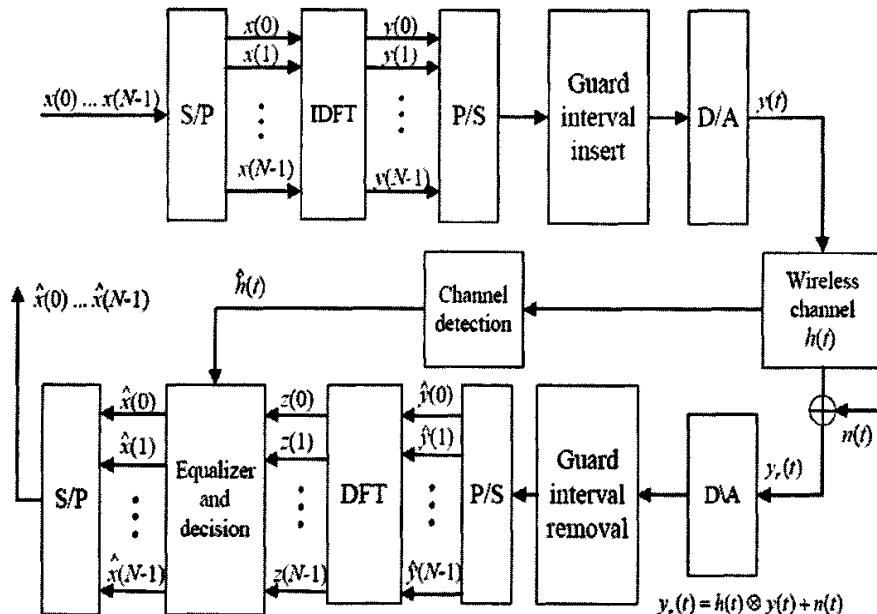


图 1-1 OFDM 系统传输基带等效模型

1.2.3 OFDM 技术的优点

- (1) OFDM 技术实现了多载波调制, 克服了多径接收, 提高了系统的传输速率。
- (2) OFDM 技术将给定信道分成许多正交子信道, 在每个子信道上使用一个子载波进行调制, 并且各子载波并行传输, 大大消除信号波形间的干扰, 也提高了频谱效率。
- (3) OFDM 技术可适应不同设计需求, 灵活分配数据容量和功率, 便于提供灵活的高速和变速综合数据传输。
- (4) OFDM 技术能提供较大的系统容量, 且具有较强的抗多径干扰、抗频率选择性衰落和频率扩散能力, 适应多径和移动信道传播条件。
- (5) OFDM 技术可以实现较高的安全传输性能, 它允许数据在高速的射频上编码。

(6) OFDM 技术能够持续不断地监控传输介质上通信特性的突然变化。能动态地接通或切断相应的载波，以保证持续地进行成功的通信。

1.2.4 OFDM 技术的缺点

尽管 OFDM 有很大的优点，在技术上也还存在两个主要缺点：

(1) OFDM 的基础是子载波必须满足正交，如果正交性恶化，则整个系统的性能会严重下降，产生 OFDM 特有的子载波间串扰。在实际工作中由于无线衰落信道的时变性，往往会造成频率弥散，引起多普勒频移效应，从而影响载波频率正交性。如何实现子载波的精确同步是 OFDM 技术中的一个难点^[15]。

(2) OFDM 信号呈现很大的峰值平均功率比 (PAPR: peak-to-average power ratio)^[16]，比单载波系统需要更宽的线性范围。由于采用 DFT 实现调制和解调，故对载波频率偏移、相位噪声和非线性放大更为敏感。若要避免信号失真和频谱扩展，则需要动态范围很大的线性放大器。如何降低信号的峰值平均功率比是 OFDM 技术中的另一个难点。因此 OFDM 要求昂贵的、高精度的无线电器件。

1.3 多载波自适应调制技术研究面临的一些问题

1.3.1 多载波自适应调制技术

由于无线信道的时变和弥散特征，数据链路层通常采用不同的自适应技术在满足基本的 BER 条件下，来提高无线系统的传输速率或者带宽效率。对于多载波调制系统，常用的数据链路层自适应技术的调控参数为编码速率，以及 M -QAM (quadrature amplitude modulation) 调制星集点数目 M 等。

1.3.1.1 基于编码速率的自适应调制技术

通常，传输的数据报在传输前通过一个块编码器(block encoder)。通过附加 $(n-k)$ 个冗余比特，该块编码器将 k 比特数据块编码成 n 比特数据块以便于提高接收器的纠错能力或抗噪声干扰能力。这种块编码通常定义为编码速度为 k/n 的 (n, k) 编码。基于编码速率的自适应调制技术就是根据无线信道的实时质量而自适应调制编码速度 k/n 以便于提高传输过程中的抗干扰性和纠错性能^[17]。因为附加的冗余比特要消耗额外的带宽，因此基于编码速率的自适应调制技术实质是带宽效率和传输质量之间的相互转化。

1.3.1.2 基于M-QAM星集点数M的自适应调制技术

无线传输器和接收器通常拥有调制单元模块。调制单元的主要功能是将相应数据比特信号调制成不同的模拟波形。通常可假定每 $b = \log_2 M$ [bits] 个比特组成一个符号，该符号可以被调制成 M 个模拟波形之一，也即每个调制的模拟波形可传送 b 个比特数据。在本文中我们主要讨论 M -QAM 的调制方式^[18]。

M -QAM 的调制可以通过幅度或载波的相位变化来表征不同的符号波形。通常 M -QAM 的数学表达式为

$$y(t) = A \sin(2\pi f_c t) + B \cos(2\pi f_c t), \quad (1-4)$$

其中 A 为 I 相位(In-Phase)调幅, B 为 Q 相位(Quadrature)调幅, f_c 为载波频率。

I 相位调幅和 Q 相位调幅选择的幅值通常具有相同的集合。因为在此条件下, 调制单元设计简单, 花费低廉。接收器的解调器通过 A 和 B 的估计值来确定传输器发射的模拟波形进而解码恢复出数据比特信号。

假定调幅幅值 A 和 B 选择的幅值集合个数均为 L , 则每个 M -QAM 星集空间可以产生 $M = L^2$ 个星集点。每个星集空间的星集点可以传送 $b = \log_2 M$ [bits] 个比特。图 1-2 分别给出了 16-QAM 和 64-QAM 的方形星际空间, 每个星集点分别可以传送 4[bits] 和 6[bits] 的数据。由于幅值范围变大, 同 16-QAM 相比, 64-QAM 需要消耗更多的能量。如果在相同的能量或功耗下, 64-QAM 由于星集点过密, 信道噪声的扰动将恶化系统的解码性能。且星集空间中点数目越多越密, 如高阶 M -QAM, 噪声的干扰越强。

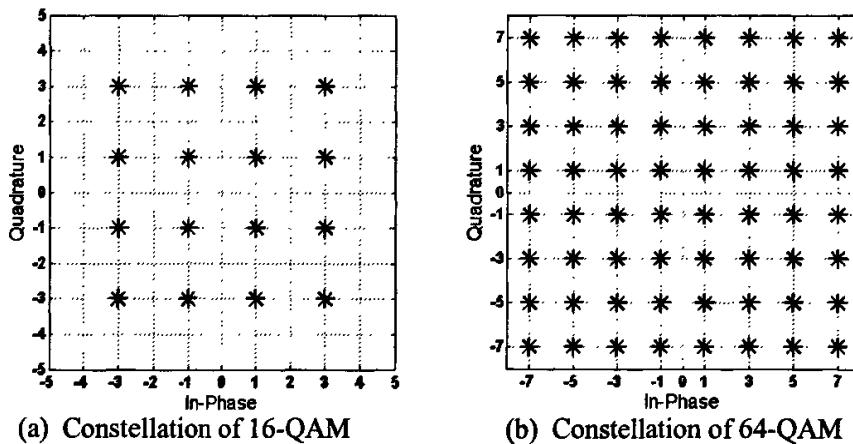


图 1-2 M -QAM 星集空间

基于 M -QAM 的星集点数目的自适应调制技术是指调制单元根据无线信道的变化, 在满足最基本的 BER 条件下, 自适应采用不同的 M -QAM 以取得最大的带宽效率或传输速度^[19]。比如, 在信道条件极佳的时候可以采用星集点数目

较多的 M -QAM 调制以提高传输速度或带宽效率。而当信道条件恶劣, 可以采用低星集点数目的 M -QAM 调制, 如 BPSK($M=2$), QPSK($M=4$)等调制, 来达到最基本的 BER 条件要求。

假定调制器采用 M -QAM 调制, 且 $M = 2^b$, 则接收器解调器输出的误比特率 BER 与接收器所面临的信号功率与干扰加噪声功率比 SINR (signal to interference-plus-noise power ratio) 的关系式可以近似表示为 $BER \approx 0.2e^{-1.5SINR/(M-1)}$ ^[19]。因此, 假定传输系统要求的最大可容许的 BER 值为 ε , 则接收器解调器端 SINR 至少满足

$$SINR \geq -\ln(5\varepsilon)(M-1)/1.5, \quad (1-5)$$

式(1-5)充分说明了调制星集点数和信道变化之间的联系。

1.3.2 多载波自适应调制技术的主要不足之处

多载波自适应调制技术可以有效地提高通信系统的带宽效率, 充分利用信道的时变特性优化无线通信系统的整体性能。但是上述的两种自适应调制技术各有自己的局限性。

由于基于编码速率的自适应调制技术实质是带宽效率和传输质量之间的相互转化, 因此在信道条件极其恶化的条件下, 必须采用极其低速调制编码速度 k/n 来克服信道对传输链路的破坏。因此 n 值将显著增大, 从而使带宽效率迅速降低。另一方面, 当信道遭受连续的强噪声干扰, 接收的数据信号出现连续受损的时候, 增大 n 值也有可能无法正确纠正信号错误。因此基于编码速率的自适应调制技术通常和其他自适应控制技术结合使用。

采用调整 M -QAM 星集点数目 M 的方法来自适应控制系统的性能也有很大的局限性。其主要的限制如下

(1) M 的局限性。采用 M -QAM 调制, 通常 M 的值等于 L^2 (L 为偶数或 1), 所以得不到连续的带宽性能调整的要求。虽然可以通过编码的方式来得到连续的控制函数, 但是同时也降低系统的带宽效率^[19]。从公式(1-5)也可以看出, 如果 M 值可以为任意的整数甚至分数, 可以进一步优化自适应调制的控制。但是对于调制器来说, I 相位和 Q 相位(式(1-4)中的 A 和 B)如果采用不同的调幅集合, 必将使调制器的设计复杂化, 从而提高了系统的花费。因此通常基于 M -QAM 的自适应调制采用 BPSK($M=2$), QPSK($M=4$), 16-QAM, 64-QAM 等调制方式。无线局域网标准中规定常用的 M -QAM 调制也就是上述四种调制, 而不采用 I 相位和 Q 相位具有不同的调幅集合的调制(如 8-QAM, 32-QAM)^[20]。

(2) M -QAM 物理实现的局限性。对于大数目的 M , 在物理实现上是没有意义的^[21]。目前最高点数的高阶 M -QAM 调制为 1024-QAM, 该调制只能用于特定

的通信环境如有线传输或者光纤 HFC 通信系统^[22]。物理实现中，任何微小的相位噪声和系统噪声都会对信号点集产生过大的损害。主要原因是过高数目的 M ，造成星集点过于靠近。同时，由于星集点间的欧氏距离过分减小，为达到相同的误比特率，高阶 M -QAM 将需要极高的信噪比。例如，为了实现 $BER < 10^{-5}$ ，65536-QAM 在高斯白噪声信道中需要链路提供 $SNR \geq 78[\text{dB}]$ ，而在实际中，这样的链路性能要求很难得到保证^[23]。

(3) 高阶 M -QAM 在无线信道中更易受到干扰。无线信道的衍射，散射和多径衰落的特性，使高阶 M -QAM 无法运用。频域选择性衰落以及运动中的多普勒频移对过小信号点集之间的距离造成极其严重的干扰。因此对于无线信道，通常不采用过高的 M -QAM。例如对于蜂窝无线接入系统 (cellular system)，通常采用 QPSK 调制。过高的 M 相反会减小系统的带宽性能^[24]。

1.4 无线网络中的隐藏终端问题

由于无线传输中电磁波没有绝对的或者稳定可观测的能量边界，隐藏终端和暴露终端问题成为无线网络包括无线局域网，ad-hoc 网络和 sensor 网络等性能制约的主要问题之一^[25]。

隐藏终端问题产生的主要原因是由于不在相互的传输射频范围之内，两个或两个以上的传输节点无法获知对方是否正在传输而产生数据报传输之间的相互冲突干扰。图 1-3 给出了隐藏中断问题的原理示意图。假定无线节点 A 正在传送一个数据报给节点 B。由于节点 C 不在节点 A 的传输射频范围内，因此节点 C 无法获知节点 A, B 之间的通信。如果此时节点 C 发送短数据报给节点 B 以图建立连接。所有数据报都会由于干扰而损坏。

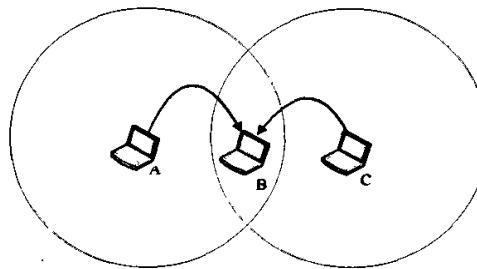


图 1-3 无线网络中的隐藏终端问题

文章[26]研究了 IEEE 802.11 MAC 协议在隐藏终端条件下，网络的性能实验结果。实验结果显示隐藏终端问题将剧烈恶化协议的性能。当所有节点数目中有 10% 的节点充当隐藏终端时，协议的吞吐量可以接受，但是时延迅速增

长。当节点数目增多的时候，网络性能包括吞吐率，时延性能在实际应用中无法接受。对于 ad-hoc 网络来说，隐藏终端问题的影响将更加严重。因为数据报通过中间的无线节点转发势必增加隐藏终端攻击的次数，从而造成了端对端传输的延时增大和吞吐率急速降低。为了降低隐藏终端问题的影响，许多新的接入协议被研究设计^{[27],[28]}。但是隐藏终端问题中，基于冲突干扰后恢复的研究还未有足够的重视。

1.5 本研究论文主要贡献与各章内容组织

基于以上多载波自适应调制技术的弱点和隐藏终端问题的重要性，本论文将重点解决上述问题。本文所研究和阐述的问题是介于物理层(PHY)和 MAC 层之间的技术研究。本论文的创新点和组织结构简述如下。

1，一些杰出的文献表明在无线信道中采用自适应可变长度的数据报会极大地提高系统性能。比如可以提高系统的有效传输率（goodput），可以在可接受的有效传输率的情况下提高系统的功率效率。同时可变长度数据报也可以间接影响系统射频的传输范围，从而对无线节点的连接，路由性能产生极大的影响。但是那些文献没有考虑到自适应调制的因素，而仅仅采用固定的 QPSK 调制技术。随着调制技术和软件技术的发展，尤其是软件无线电（SDR: software defined radio）的发展，自适应调制技术得到大量应用。因此本论文将在第二章详细研究在可变长度数据报和自适应调制的双重作用下，系统的有效传输率，功率效率和射频范围的变化过程。并提出了三个设计规则。最后运用其中的一个设计规则来节约节点的功率消耗。仿真实验证明通过变数据报长度和自适应调制，可以提高系统的吞吐率，节约能量并且得到更好的传输性能区。

2，由于高阶 M -QAM 实现的局限性，同时自适应调制中不间断地改变参数 M 将给传输器和接收器设计带来极高的复杂性和设计成本。因此本论文将在第三章延伸阐明一种新颖的多载波系统，即高压缩多载波调制（HC-MCM: high compaction-multicarrier modulation）系统。该多载波系统利用多载波调制参数的可变性，仅仅利用 BPSK 或者 QPSK 等低阶调制星集，可以实现任意高阶 M -QAM OFDM 的传输速度或带宽效率，同时可以自由地控制数据报的长度。第三章重点论述了 HC-MCM 系统的原理以及基本的数学模型。同时阐述了该系统的解码复杂性并提出基于球面解码原理的解码算法。最后通过仿真实验说明随着调制参数 $\Delta f/T$ 的减小，HC-MCM 系统具有能够减少其相对应 OFDM 系统的 PAPR 的天然性能。这与高阶 M -QAM OFDM 系统的 PAPR 值的特征正好相反，因此进一步降低系统的设计耗费。

3, 由于 HC-MCM 系统具有极高的带宽效率, 简单的设计实现, 适宜的 PAPR 等良好的性能。本论文将在第四章进一步利用 HC-MCM 的上述有利特性, 通过结合并行排列组合编码(parallel combinatory coding), 提出了一种新的多载波系统即并行排列组合高压缩多载波调制 (PC/HC-MCM: parallel combinatory/ high compaction-multicarrier modulation) 系统。PC/HC-MCM 系统同样具有极高的带宽效率。PC/HC-MCM 可以作为两种不同的调制方式来提高系统的带宽效率。第一种 PC/HC-MCM 系统可以用低阶 M -QAM (BPSK, QPSK) PC/HC-MCM 来实现高阶 M -QAM OFDM 的传输速度和数据报长度的控制, 同时也得到更好的误比特率 (BER) 性能。与 HC-MCM 相比, PC/HC-MCM 系统也具有更高的带宽效率。而第二种系统 (纯 PC/HC-MCM) 灵活地使用组合编码来实现任意 M -QAM OFDM 的带宽效率, 可以得到极佳的 PAPR 性能。因此能够有效地应用于 MC-CDMA 等编码系统中。同时第四章也利用纯 PC/HC-MCM 系统, 设计了一种新型的下行链路多用户传输系统。该多用户传输系统可以在一个 PC-OFDM 时域信号长度期间内, 采用跳频技术, 同时传输多路用户数据。

4, 本论文第五章在基于高压缩多载波技术的基础上提出一种新颖的数据报冲突干扰的恢复算法。HC-MCM 技术实质是用传输部分时域信号的方式来提高系统的带宽效率。这也同时说明了在诸如 OFDM 的多载波系统中, 调制的全部数据信息可以仅由部分接收到的时域信号来解调。因此, 通过部分接收到的时域信号以及估计的无线信道信息可以重建系统在时域的全部信号。利用这个非常有利的性质, 第五章给出一种非常有效的冲突干扰恢复方法。通常数据报的冲突干扰是由一个已经同目标节点建立连接的用户传送的长数据报和其他用户申请同该目标节点建立连接, 发出回复, 应答等短数据报相互干扰而损坏的。因此冲突干扰部分的长度一般等同于短数据报的长度。通过本章提出的算法, 所有受冲突干扰受损的数据报都会以被恢复。更主要的是, 该恢复算法在越弱的 near-far 效应下越能得到更好的恢复性能。而无线局域网, 基于无线局域网 ad-hoc 网络的传输环境是短距通信, 更加符合弱的 near-far 效应条件。因此该算法更加符合实际网络环境。该恢复算法可以通过延伸去解决隐藏终端问题, 因为隐藏终端的端点通常都以短数据报向目标端点发送连接请求。本章的算法和仿真结果将给无线网络, ad-hoc 网络的协议设计和性能提高提供一种新的高效的基础算法。另外在无线局域网中, 尤其是 ad-hoc 网络常用的接入协议是 CSMA/CA, 通过本论文提出的方法可以将隐藏终端的影响降低进而提高系统的流量和时延性能。同时该方法也使无线网络数据报调度更加容易, 尤其当短数据报中包含优先级等控制位时, 更易于实现区分服务。

本论文将在第六章总结全文同时阐述未来的研究方向。

第二章 自适应调制和可变长度数据报的系统性能增益

2.1 概述

无线信道是一种频率选择性多径衰落信道。同有线信道相比，无线信道具有多径衰落和较大的多普勒频移等特性。因此，各种成熟的有线信道传输调制控制技术无法有效地应用于无线通信网络。而且对于无线网络来说，无线射频的带宽效率和节点的功率消耗至关重要。良好的无线通信系统必须具有极高的带宽效率和极低的功率消耗。而不同的调制和传输技术往往必须在两者中作权衡^[29]。

在无线信道中成功传输数据报必须具有两个相互独立的条件：

- (1) 高效的信道调制技术以确保节点间无线链路对数据传输不产生不可接受的误比特率 (BER: bit error ratio)；
- (2) 当无线链路有多个数据报同时传输的时候，必须有成熟的多址接入协议以确保不发生数据报传输冲突 (packets collision)。本章重点阐述前一个条件。

最近大量的研究产生众多的链路控制技术以确保无线节点之间数据传输达到应用最低的 BER 要求。包括各种信道编码和数字调制技术^{[30],[17],[31]}，或运用可变扩频增益技术以提高无线链路的可靠性^[32]。但是不同的调制方法所得到的带宽效率和功率消耗不同。在无线信道等带宽限定信道的带宽效率-功率关系图中，正交调幅法 (*M*-QAM) 具有极高的带宽效率和较低的功率消耗^[33]，因此在通信系统中得到大量的应用。

M-QAM 是一种十分成熟且应用广泛的调制技术。其基本方法是将发送比特流分为两组，分别在正弦载波和余弦载波进行数字调幅，然后信号叠加调制传输。假定每路载波可采用 L 个不同幅值，则 QAM 信号的星集图上有 $M=L^2$ 个星集点，每个星集点可表达 $\log_2 M$ 比特信息。这种调制方式的频谱利用率很高。尤其是当 M 值很小时，设备也不太复杂。因此本章中我们采用 *M*-QAM 作为信道链路的调制技术来研究系统的自适应调制和可变长度数据报的性能增益。

P.Lettieri 和 M.B.Srivastava 首先研究了在 MAC 中采用可变长度数据报对系统性能的影响^[34]。结果表明在无线信道中采用自适应可变长度的数据报会极大地提高系统性能。比如可以提高系统的有效传输率 (goodput)，可以在可接受的有效传输率的情况下提高系统的功率效率。同时可变长度数据报也可以间接

影响系统射频的传输范围, 从而对无线节点的连接, 路由性能产生极大的影响。但是他们没有考虑自适应调制的因素, 而仅仅采用固定的调制技术 (QPSK)。

随着调制技术和软件技术的发展, 尤其是软件无线电 (SDR: software defined radio) 的发展^[35], 自适应调制技术得到大量应用。因此本章将详细阐述在可变长度数据报和自适应调制的双重作用下, 系统的有效传输率, 功率效率和射频范围的变化过程, 并提出了三个设计规则。最后运用其中的一个设计规则来节约节点的功率消耗。

2.2 自适应调制条件下, 数据报长度与节点的有效传输效率关系

本章假设通信链路具有如下特性:

- (1) 射频采用了 M -QAM 调制技术 $M=4, 16, 64, 256$ 和相关检测调制解码。
- (2) 链路的传输速度为 $1M$ 调制符号/秒。相对应于 $M=4, 16, 64, 256$ QAM 来说, 比特速率分别为 $2M$ bits/s, $4M$ bits/s, $8M$ bits/s 和 $16M$ bits/s。
- (3) MAC 层的数据报采用循环冗余校验编码 (CRC) 来检测接收到的数据报有无误码。如果发生误码, 该数据报被丢弃且数据报被请求重传 (ARQ)。

为了便于分析, 我们采用了自由空间链路丢失模型(free-space path loss), 单位数量的天线增益。同时我们也假定没有传输的路径功率丢失。

有效传输效率是指除去数据报中所有的额外负载, 比如同步字符, PHY 负载, 数据报头, CRC 校验等辅助传送接收数据报的数据外, 节点数据报中的信息比特数据所耗的带宽比率。除此之外, 偶尔发生的数据报丢失也会降低有效传输率。同时甚至单个比特错误的数据报都会造成数据报重传进而降低系统的带宽效率。而且这些丢失会进一步增加系统的附加诸如 ARQ 协议的传输负荷。

为了检测系统的有效传输率性能, 首先设定以下参数变量:

- (1) L_D : 数据报中有效的信息比特的长度;
- (2) L_O : 数据报中 PHY 的负载=52.5 bytes;
- (3) L_H : 数据报中 MAC 和 IP 报头的负载=40 bytes;
- (4) MTU(数据传输单元) = $L_D + 20$ bytes;

(5) R_c : 射频信道的传输速度, 相对于 $M=4, 16, 64, 256$ QAM 来说, 比特速率分别为 $2M$ bits/s, $4M$ bits/s, $6M$ bits/s 和 $8M$ bits/s;

(6) BER: 链路的误比特率;

(7) G: 实际有效数据传输速度。

通过以上的参数变量, 有效传输率可以通过公式 (2-1) 得到

$$\frac{G}{R_c} = \frac{L_D}{L_D + L_O + L_H} (1 - BER)^{L_D + L_H} = \frac{L_D}{L_D + L_H + L_O} (1 - BER)^{L_D + L_H}。 \quad (2-1)$$

通过式 (2-1) 可以得到有效传输率与数据报长度以及 BER 的相互关系。调制技术可以显著的影响系统在相同功耗下的 BER 大小, 因此该公式紧密地将这三者联系起来。

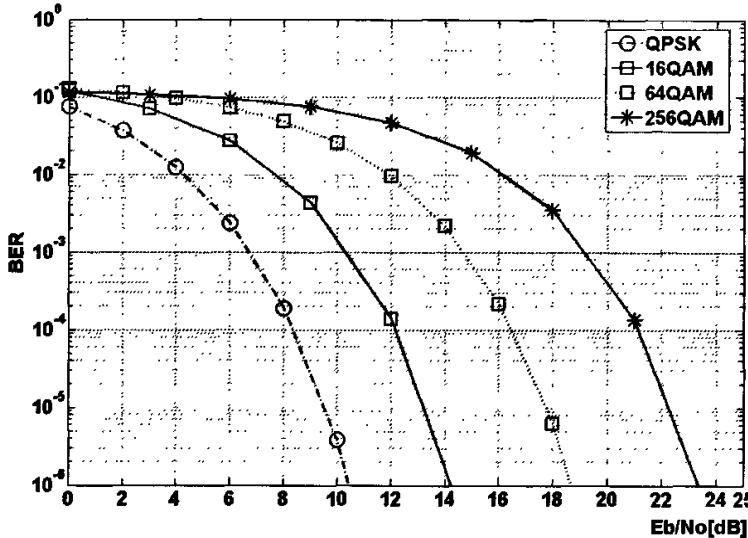


图 2-1 加性高斯白噪声信道条件下, $M=4, 16, 64, 256$ QAM 误比特率性能。

图 2-1 给出了在加性高斯白噪声 (AWGN) 信道下, 系统采取四种不同 M -QAM 调制的 BER 性能。图 2-2 中也给出在不同的误比特率条件下, 数据报长度和节点的有效传输率的相互关系, 从而体现了式 (2-1) 中各参数的联系。从图 2-2 中可以发现, 如果信道传输条件恶化, 采用短的数据报传输更加有利于提高系统的有效传输率。自适应选择数据报长度比固定设置数据报长 1500 [bytes] 具有更好的性能。同时甚至在明显无法传输有效数据的信道中, 通过可变数据报长度可以实现额外的数据增益。例如, 如图 2-2 所示, 假定信道的噪声使系统在某种调制下维持的误比特率为 5×10^{-4} , 如果采用固定 1500 [bytes] 的数据报, 系统的有效传输率降至为 0。但是采用数据报长为 150 [bytes] 时, 其有效传输率将提高到 0.3。图 2-1 表明不同的信噪比, 不同的调制可得到不同的误比特率性能。对于相同的信噪比来说, QPSK 调制可以得到最好的误比特率,

256-QAM 最差, 但是后者可以得到前者 4 倍的比特传输速度。同时不同的误比特率将导致图 2-2 中不同的有效传输率。

通过以上分析, 我们给出了规则 1

规则 1: 当功率消耗不是一个无线节点的主要性能限制的因素时, 采用高阶 M -QAM 调制, 较长的数据报传输可以得到更好的有效传输率和传输速度。但是当节点是能量有限, 节能是无线节点主要的目标的时候, 采用较低阶的 M -QAM 调制, 较长的数据报传输 (BER<10⁻⁵ 时, 采用短数据报传输) 可以维持相同的有效传输率。

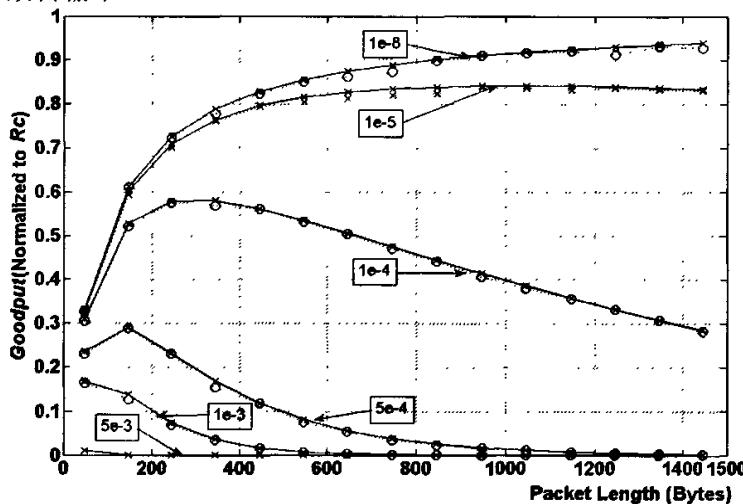


图 2-2 有效传输率与数据报长度的关系曲线。

2.3 自适应调制条件下, 数据报长度与节点的有效传输范围的关系

另一个相互关联的参数是数据报的长度和无线节点有效的传输范围之间的关系。对于无线节点来说, 传输范围也就意味着无线节点的连接性能和路由性能。本节从两个方面来阐述数据报长度在不同调制下与传输范围之间的联系。

对于 M -QAM 调制, 在 AWGN 信道条件下, 采用相关检测时, 误比特率公式为^[6]

$$\text{BER} \approx \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q\left[\sqrt{\left(\frac{6 \log_2 L}{L^2-1}\right) \frac{E_b}{N_0}}\right], \quad (2-2)$$

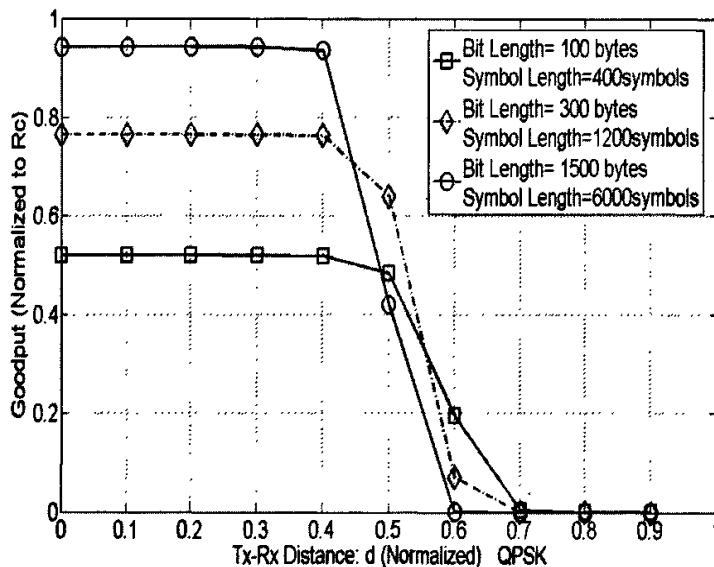
其中 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-\frac{u^2}{2}) du$, L 表示调制的星座在每一维的幅度数目 (例如 QPSK: $L=2$; 256-QAM: $L=16$)。

本章主要假设自由路径损失模型。虽然无线信道中多径衰落信道更能准确描述性能变化，但是采用前者模型并不违背本章讨论的主要结论，同时也简化了分析。假设路径丢失指数为 2，那么公式(2-2)可以表示成^[6]

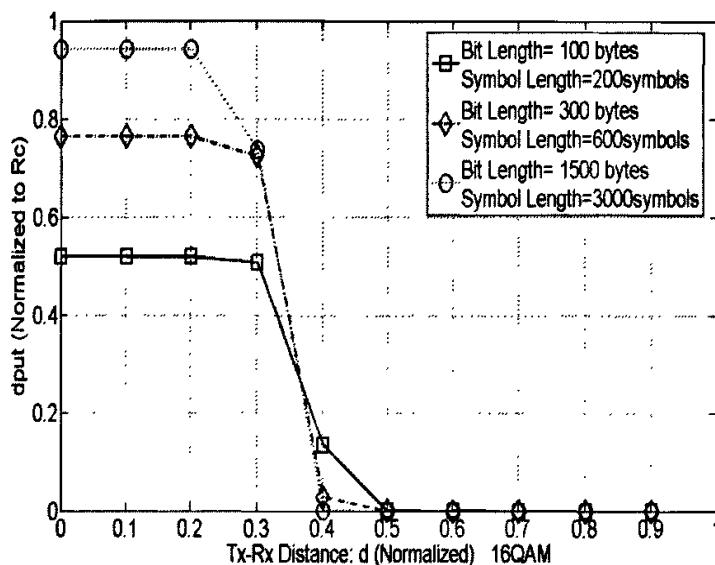
$$\text{BER} \approx \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q\left[\sqrt{\left(\frac{6 \log_2 L}{L^2-1}\right)} \times \frac{1}{d}\right], \quad (2-3)$$

其中 $d = \frac{d_r}{\sqrt{(E_b/N_0)_0 \times d_0}}$ 表示在发射器和接收器之间的归一化距离，而 E_b/N_0 是在此点 d_0 [m] 测试的信噪比，其实际距离为 d_r [m]。将式(2-3)代入式(2-1)，便可得到在不同调制，变长度数据报条件下，距离和有效传输率之间的关系。

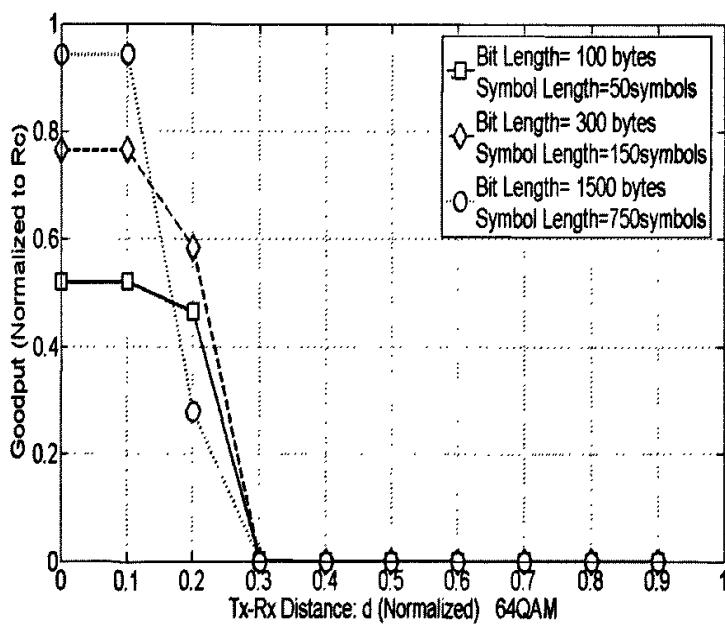
图 2-3(a)到(d)给出了三种不同长度的数据报 (100 [bytes], 300 [bytes], 1500 [bytes]) 在不同调制下有效传输率和归一化距离的关系。可以发现，在近距离通信的时候，长数据报能够得到更高的有效传输率。以 QPSK 调制为例，当归一化距离在 0.4 到 0.6 时，有效传输率将迅速降低。在一个相当短的距离之间，有效传输率从最大减至零。但是当数据报的长度可变时，会有一个更长的缓冲区域用于数据传输。例如图 2-3 (a) 中采用数据报长度为 100[bytes]，缓冲带 (0.4-0.7) 将比长度为 1500[bytes] 的缓冲带 (0.4-0.6) 提高 50%。当 M-QAM 调制的星集点数目增大的时候，即采用 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM 来提高传输速度的时候，采用相同长度的数据报，节点之间的有效传输距离将显著减小。



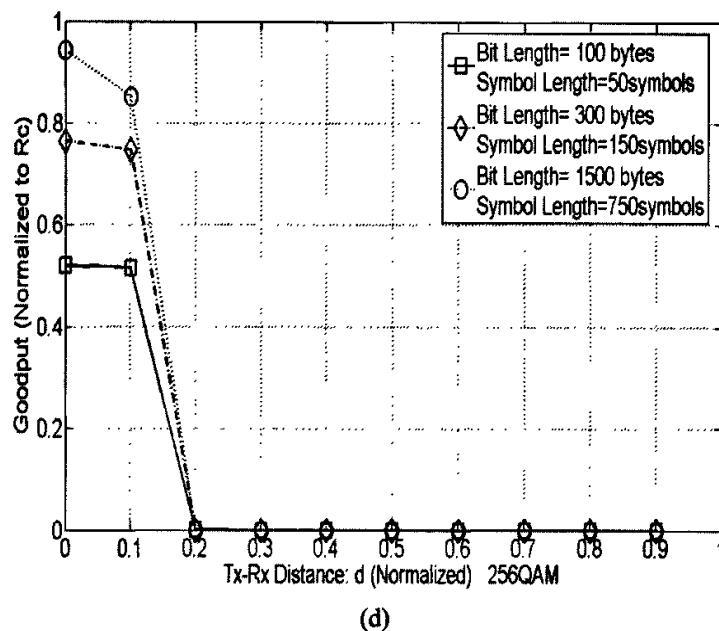
(a)



(b)



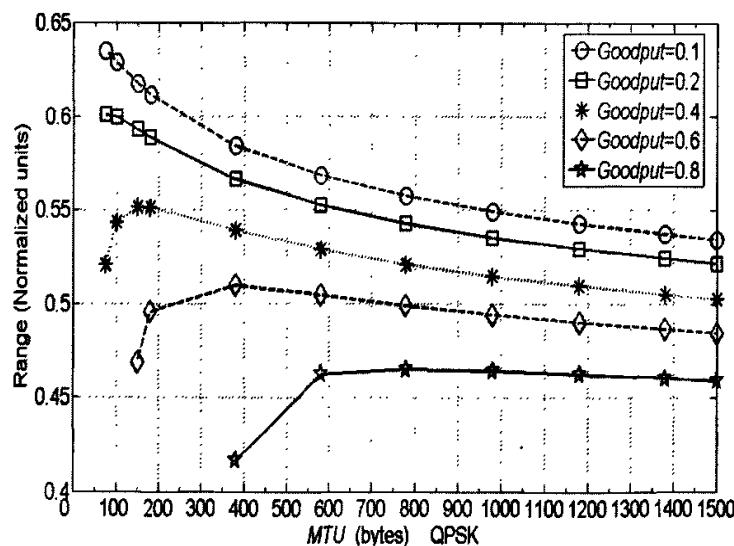
(c)



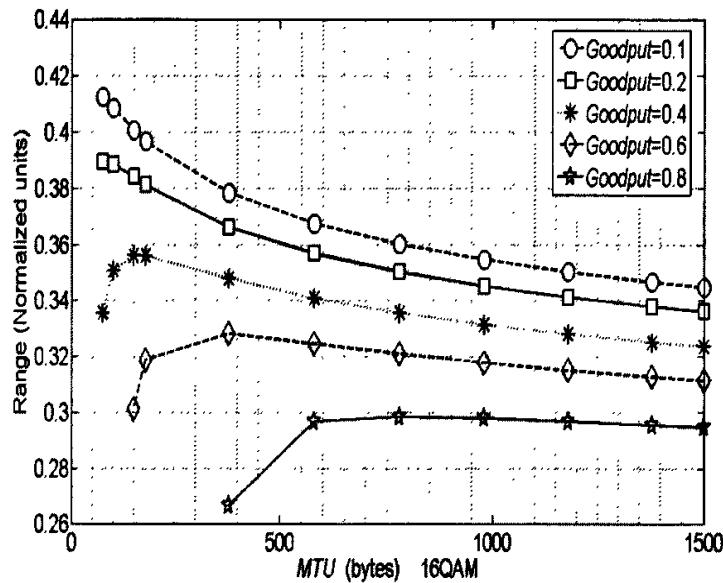
(d)

图 2-3 有效传输率和距离的关系图 M-QAM (a: QPSK; b: 16-QAM; c: 64-QAM; d: 256-QAM)

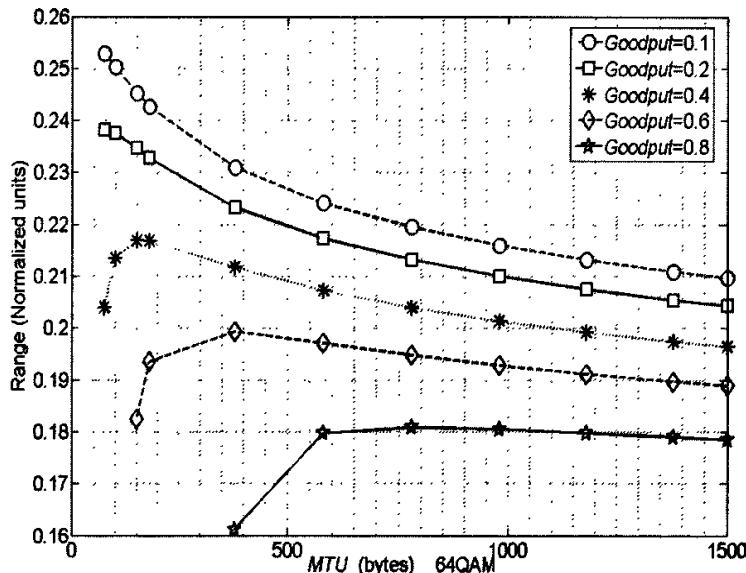
同时, 图 2-4 (a)到(d)从另一个角度来分析在相同的信噪比, 不同的有效传输率的条件下, 无线节点的归一化距离和数据报长度在不同调制下的关系。这也是从另外一个角度观测可变调制, 可变数据报长度 (公式(2-2), (2-3)) 的方法。



(a)



(b)



(c)

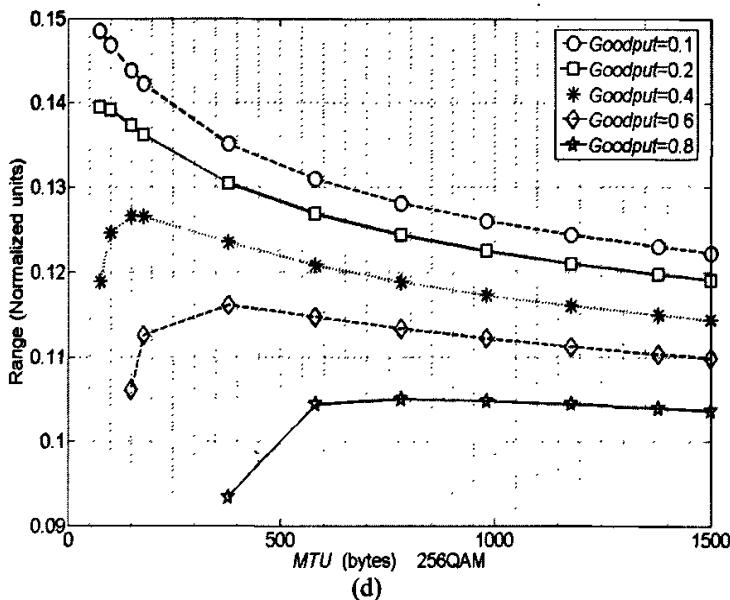


图 2-4 数据报长度和距离的关系图 M -QAM (a: QPSK; b: 16-QAM; c: 64-QAM; d: 256-QAM)。

从图 2-4 中我们可以发现, 采用较低的有效传输率, 可以较大地提高节点的归一化距离。例如当有效传输率为 0.1 时, 采用短数据报代替长数据报时, 4 种调制都可以将归一化距离提高 20%, 但是当有效传输率高于 0.4 时, 中等长度数据报更适合提高节点的归一化距离。

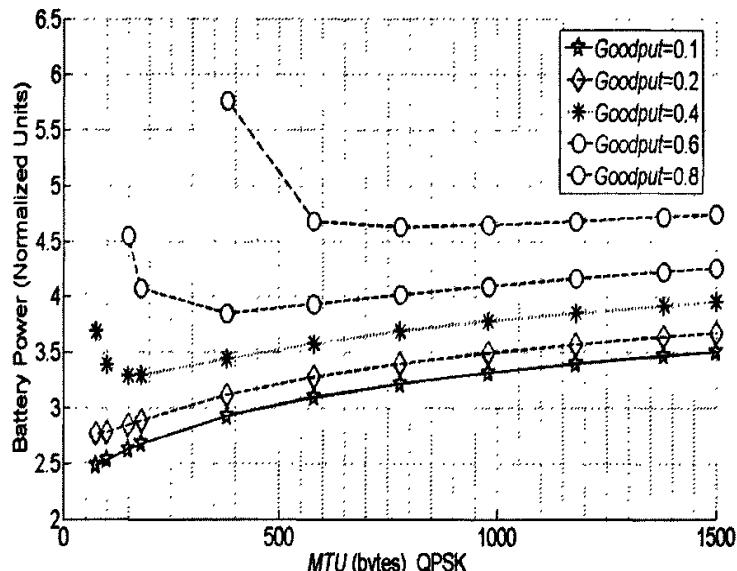
通过上述的分析, 我们可以得到规则 2:

规则 2: 当功率消耗不是一个无线节点的主要性能限制的因素时, 采用高阶 M -QAM 调制, 较长的数据报传输可以得到更好的有效传输率和传输速度。但是由于相同的能量消耗, 星集点的数目越高, 节点的归一化距离越小。所以当节点是能量有限, 节能是无线节点主要的目标的时候, 采用较低阶的 M -QAM 调制, 较短的数据报传输 (有效传输率 >0.8 时采用长数据报传输) 来维持相同的归一化距离。

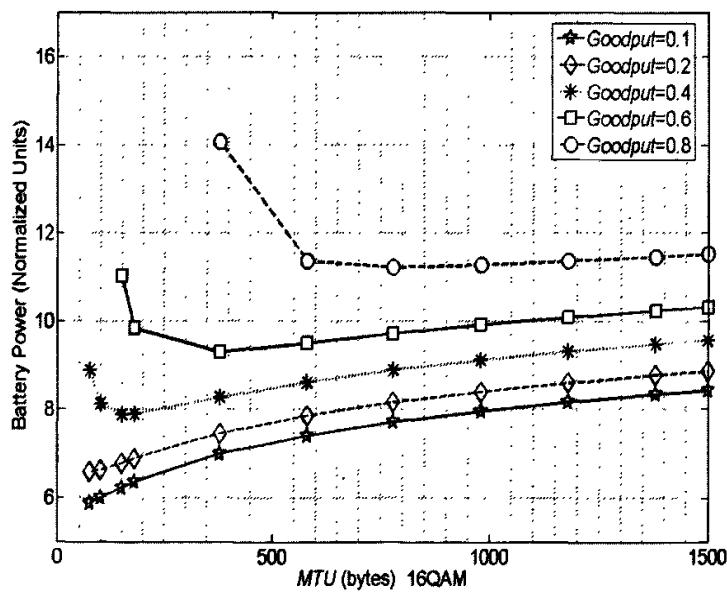
2.4 自适应调制条件下, 数据报长度与节点的传输功率消耗关系

另外一种关系就是在不同调制, 不同的有效传输率前提下系统的功率消耗 [标准单位]与数据报长度的关系。该关系可以通过图 2-5 (a) 到(d)来反映 (公式(2-2), (2-3))。

图 2-5 表明在给定的有效传输率前提下, 对于高的有效传输率, 采用长数据报将显著地降低系统的传输功率消耗, 特别是有效传输率大于 0.6, 采用短数据报会降低功耗。对于以上四种调制, 随着 QAM 的星集数目上升, 为保持相同的有效传输率, 必须采用较高的传输功率。



(a)



(b)

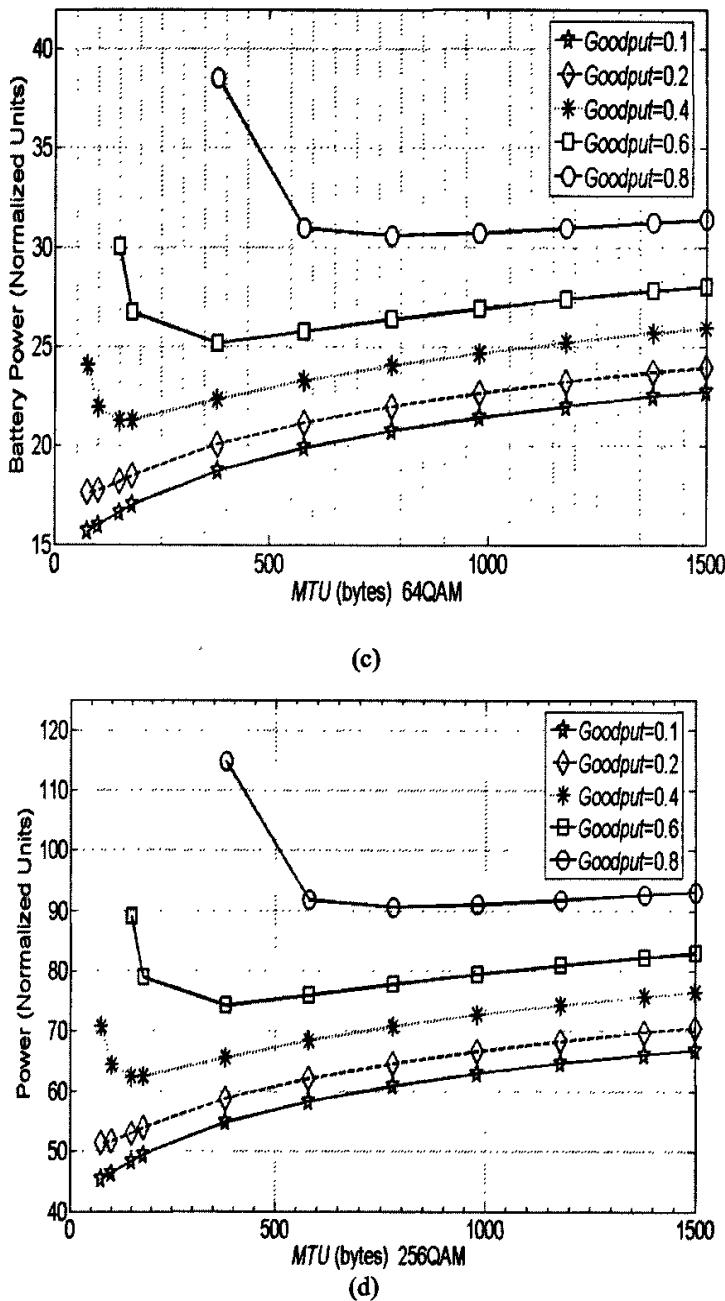


图 2-5 数据报长度和传输功率消耗的关系图 M-QAM(a: QPSK; b: 16-QAM; c: 64-QAM; d: 256-QAM)。

通过图 2-5 的图示和结果分析, 我们可以得到规则 3:

规则 3: 当功率消耗不是一个无线节点的主要性能限制的因素时, 采用高阶 M-QAM 调制, 较长的数据报传输可以得到更好的有效传输率和传输速度。但是由于相同的能量消耗, 星集点数目越高, 节点的传输功率消耗越大。所以当节点是能量有限, 节能是无线节点主要的目标的时候, 采用较低阶的 M-

QAM 调制, 较短的数据报传输 (有效传输率>0.6 时采用长数据报传输) 可以提高节点的节能功效。

2.5 基于规则 1 的低功率消耗 CSMA/CD 多址访问协议

CSMA 协议族由于其简单操作性和低负载性, 在有线和无线通信网络协议中得到广泛的应用。大量的文献研究该协议族的各种性能, 诸如吞吐率 (throughput) 性能^[36], 延迟性能^[37], 稳定性能等^[38]。同时功率消耗也是该协议的重要的研究热点, 特别是对于无线网络, 由于移动性, 降低功率消耗将是网络设计的重要任务之一。本节将规则 1 运用到 CSMA/CD 多址接入协议中以降低系统总的功率消耗。

2.5.1 系统算法模型

假定所有用户传递字节量相同的数据报, 但是采用不同的 M -QAM 调制后, 等字节长度的数据报将被调制成不等长的符号数据报, 因此同时改变多址接入协议的性能。从图 2-1 可以看出, 对于相同的 BER 性能要求, 不同调制方式需要不同的功率消耗。例如, 当 BER 要求不大于 10^{-3} 时, 采用 256-QAM, 需要的信噪比为 19.4 [dB], 但是采用 QPSK 仅需要 6.8 [dB]。因此如果用户采用 QPSK 调制代替 256-QAM 调制, 将节约功率消耗为 12.6[dB]。当然采用不同的调制, 如果需要保持相同的传输速率, 低星集点 M -QAM 将需要更多的带宽消耗。因此本节采用的方法实质是利用传输速率来换取功耗的节省。

假定采用数据报长为 $8n$ [bits]。如果用户采用 256-QAM 来调制传输, 则 $8n$ [bits] 数据报将变成 n 个 256-QAM 调制符号。如果采用 16-QAM, 则数据报将变成 $2n$ 16-QAM 调制符号。如果传输带宽保持不变, 采用 16-QAM 调制的数据报传输时间将是采用 256-QAM 调制的两倍。

在本节中, 我们假定节点可根据系统的目前的流量和服务传输时间的要求自由选取不同的调制。通常节点可以通过基站 (BS: base station) 或者接入点 (AP: access point) 来实时获得此类信息。同时假定以下变量:

K_u : 采用不同 M -QAM 调制的数目;

T : M -QAM 调制后数据报的符号长度;

T_{\max} : M -QAM 调制后数据报最长的符号长度;

$p(T)$: 数据报符号长度等于 T 的概率密度函数, 且 $p(T)$ 为指数分布, 即 $p(T) = \mu_T^{-1} e^{-(T/\mu_T)}$;

λ : 用户数据报泊松到达过程时的参数。

因为 K_u 是有限的, 所有数据报符号长度的集合可以表示为 $\{1\Delta, 2\Delta, 3\Delta, \dots, K_u\Delta\}$, $\Delta = T_{\max} / K_u$, 从而可以得到:

$$\Pr[0 < T \leq T_{\max}] = \int_0^{T_{\max}} p(T) dT = 1 - e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T}} \quad (2-4)$$

为进一步简化过程, 我们用归一化的 $p_1(T)$ 代替 $p(T)$

$$p_1(T) = \begin{cases} \frac{p(T)}{\Pr[0 < T \leq T_{\max}]} = \frac{e^{-\frac{T}{\mu_T}}}{\mu_T(1 - e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T}})}, & (0 < T \leq T_{\max}) \\ 0, & (T \leq 0, T > T_{\max}) \end{cases}$$

因此我们可以推导出 $\Pr[T = i\Delta], (i = 1, 2, \dots, K_u)$,

$$\Pr(T = i\Delta) = \int_{(i-1)\Delta}^{i\Delta} p_1(T) dT \Big|_{\Delta = \frac{T_{\max}}{K_u}} = \frac{1 - e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T K_u}}}{1 - e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T}}} e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T} (i-1)}.$$

符号数据报的平均长度为

$$T_{mean} = \sum_{i=1}^{K_u} \Pr(T = i\Delta) \times (i\Delta) = \Delta \sum_{i=1}^{K_u} \frac{1 - e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T K_u}}}{1 - e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T}}} \times e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T} (i-1)} \times i.$$

假定 $A = \frac{1 - e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T K_u}}}{1 - e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T}}}$, $B = e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T K_u}}$, 则 $A = \frac{1-B}{1-B^N}$ 。

从而可以得到 $T_{mean} = \Delta A \sum_{i=1}^{K_u} i \times B^{(i-1)} = \frac{\Delta A}{B} \sum_{i=1}^{K_u} i \times B^i$ 。

利用公式 $C_1(x) = \sum_{r=1}^n rx^r = \frac{x^2(1-x^n)}{(1-x)^2} + \frac{x(1-(n+1)x^n)}{1-x}$, $|x| \leq 1 \Rightarrow$

$$T_{mean} = \frac{\Delta A}{B} \left\{ \frac{B^2(1-B^{K_u})}{(1-B)^2} + \frac{B(1-(N+1)B^{K_u})}{1-B} \right\} = \frac{\Delta(1-B^{K_u}(1+K_u(1-B)))}{(1-B)(1-B^{K_u})}.$$

将 $B = e^{-\frac{T_{\max}}{\mu_T K_u}}$ 代入, 便可得到,

$$T_{mean} = \sum_{i=1}^{K_u} p(T = i\Delta) \times (i\Delta) = \Delta \frac{(1 - e^{-D} (1 + K_u (1 - e^{-\frac{D}{K_u}})))}{(1 - e^{-\frac{D}{K_u}})(1 - e^{-D})}, \quad (2-5)$$

其中 $D = T_{\max} / \mu_T$ 。

对于 CSMA/CD 协议来说, 其性能与数据报的符号长度没有关系。因为采用了冲突检测技术, 使得发生冲突时, 无论数据报的长短都会迅速地被去除。对于进一步的性能, 读者可以参看相应的文献^[39]。因此通过将等长度数据报时隙 (time-slot) non-persistent CSMA/CD 吞吐率(throughput)性能公式中的长度 T 变为 T_{mean} , 则变长数据报时隙 non-persistent CSMA/CD 吞吐率性能公式便可得到为

$$S = \frac{\lambda \tau T_{mean} e^{-\lambda \tau}}{\lambda \tau T_{mean} e^{-\lambda \tau} + [(1 - e^{-\lambda \tau}) - \lambda \tau e^{-\lambda \tau}] \gamma + \tau} \quad (2-6)$$

其中 τ 是节点到接收端的传输延时。 $\gamma = 2\tau + \tau_{cd} + \tau_{cr}$, τ_{cd} 是用户检测出干扰冲突发生需要的时间, τ_{cr} 是阻塞信道同时使网络中其它所有用户获知信道已发生冲突干扰所需要的时间。

(2-6)采用归一化表示为:

$$S = \frac{a G e^{-a G}}{a G e^{-a G} + (1 - e^{-a G} - a G e^{-a G}) \gamma' + a}, \quad (2-7)$$

其中 $\gamma' = \gamma / T_{mean}$, $a = \tau / T_{mean}$, $\lambda \tau = a G \Rightarrow G = \lambda T_{mean}$ 。

上述的结论和假设条件给出以下结论:

结论:在诸如 CSMA 等分布式接入协议中, 用户采用不同的基于 M-QAM 的调制方式, 使得系统的所有的传输符号数据报 T 的均值 T_{mean} 呈指数分布。同时假定 $E(T)$ 表示系统符号数据报长度均值为 T 时系统中所有用户消耗的能量。如果 $T_{mean1} > T_{mean2}$, 则 $E(T_{mean1}) < E(T_{mean2})$ 成立。

证明: 根据上述条件 $\Pr\{T=x\} = \lambda e^{-\lambda x}$ ($\lambda > 0$), 如果 $e(x)$ 表示平均符号数据报长度为 x 时某用户采用某种调制时所需要的能量, 则显然对于 $x_1 > x_2$, $e(x_1) < e(x_2)$, 因此:

$$T_{mean1} = \int_0^\infty x \lambda_1 e^{-\lambda_1 x} dx; \quad T_{mean2} = \int_0^\infty x \lambda_2 e^{-\lambda_2 x} dx,$$

$$\text{假定: } F_1(\lambda) = \int_0^\infty x \lambda e^{-\lambda x} dx = \frac{1}{\lambda}, \quad F_2(\lambda) = \int_0^\infty e(x) \lambda e^{-\lambda x} dx,$$

$$\text{则 } T_{mean1} > T_{mean2} \Rightarrow \lambda_1 < \lambda_2, \quad E(T_{mean}) = F_2(\lambda), \quad E(T_{mean2}) = F_2(\lambda_2) \Rightarrow$$

$$F_2(\lambda_2) - F_2(\lambda_1) = \int_0^\infty e(x) (\lambda_2 e^{-\lambda_2 x} - \lambda_1 e^{-\lambda_1 x}) dx = \int_{\frac{\ln \lambda_2 - \ln \lambda_1}{\lambda_2 - \lambda_1}}^\infty e(x) (\lambda_2 e^{-\lambda_2 x} - \lambda_1 e^{-\lambda_1 x}) dx -$$

$$\int_{\frac{\ln \lambda_2 - \ln \lambda_1}{\lambda_2 - \lambda_1}}^\infty e(x) (\lambda_1 e^{-\lambda_1 x} - \lambda_2 e^{-\lambda_2 x}) dx > e\left(\frac{\ln \lambda_2 - \ln \lambda_1}{\lambda_2 - \lambda_1}\right) \left\{ \int_0^{\frac{\ln \lambda_2 - \ln \lambda_1}{\lambda_2 - \lambda_1}} (\lambda_2 e^{-\lambda_2 x} - \lambda_1 e^{-\lambda_1 x}) dx - \right.$$

$$\left. \int_{\frac{\ln \lambda_2 - \ln \lambda_1}{\lambda_2 - \lambda_1}}^\infty (\lambda_1 e^{-\lambda_1 x} - \lambda_2 e^{-\lambda_2 x}) dx \right\} = 0 \Rightarrow F_2(\lambda_2) > F_2(\lambda_1) \Rightarrow E(T_{mean2}) > E(T_{mean1}).$$

从而结论成立。

2.5.2 系统仿真性能

从式(2-7)可以发现, 增加 T_{mean} 的值不仅降低 a ($= \tau / T_{mean}$) 的值, 同时也提高系统的总的负载 G ($= \lambda T_{mean}$)。图 2-6 给出该协议的吞吐率仿真结果。我们可以看

出, 当 $a=1(T_{mean}=\tau)$, CSMA/CD 协议的最大吞吐率仅为 0.21。但是当 $a=0.1(T_{mean}=10\tau)$ 时, 该吞吐率为 0.73。而当 $a=0.01(T_{mean}=100\tau)$ 时, 吞吐率变为 0.95。同时, 有效的传输区域, 也即能够取得比较好的吞吐量的负载区域随着 a 的降低而增加。例如, 如果期望系统的吞吐量大于 0.19, 则当 $a=1$ 时, 有效的传输区域为 $G=0.5$ 到 $G=1$ 。当 $a=0.1$ 时, 有效的传输区域为 $G=0.2$ 到 $G=40$ 。而当 $a=0.01$ 时, 有效的传输区域变为 $G=0.2$ 到 $G=900$ 。因此长的 T_{mean} 可以得到更好的吞吐率和有效的传输区域。

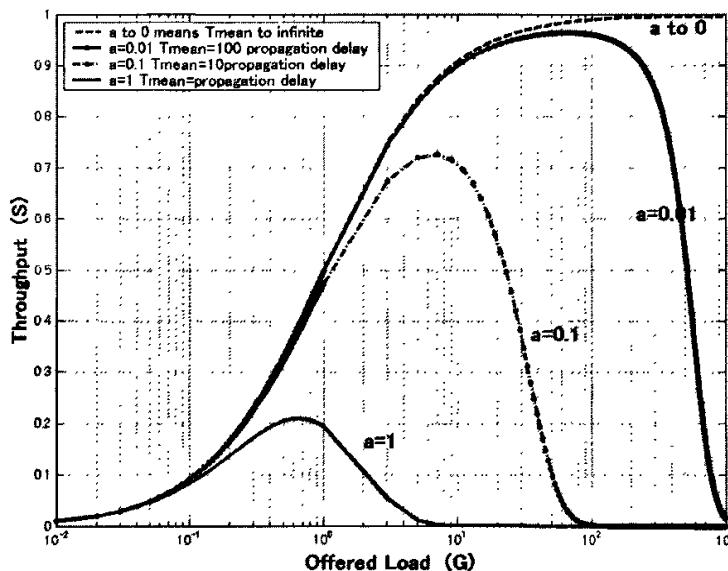


图 2-6 可变长度自适应调制 non-persistent CSMA/CD 吞吐率性能。

同时因为 $a=\tau/T_{mean}$, 提出的变长度自适应调制 CSMA/CD 协议可以很好地控制传输延迟到相对更小的值。该性能对于分布是协议性能极其重要。例如, 如果我们希望系统的吞吐量高于 0.9, 从图 2-6 可以发现最好选用 $a=0.01$ 。但是如果系统采用等长调制数据报 CSMA/CD 协议, 也即, T_{mean} 是常数。在此条件下要实现极小的 τ 值有时甚至不可能的, 因为 a 值通常情况下取决于节点到 BS 或者 AP 所在位置之间的距离因为很难改变, 甚至有些条件下不可能实现 $a=0.01$ 。但是采用我们的方法, a 值将更容易改变。这个重要有益特点可以区别于任何其它的 CSMA/CD 协议。

图 2-7 给出了变长度自适应调制 non-persistent CSMA/CD 协议的功率节省性能的仿真性能。图中 $D=T_{max}/\mu_r$, 即利用不同的 D 值来得到不同概率的数据报长度分布。 D 值的增加意味着 μ_r 值进而 T_{mean} 值的减小。在仿真中, 我们采用 $8n$ [bits] 组, 同时设置 $K_u=4$ 。如果系统不采用上述方法时, 也即所有用户采用相同的调制和等长的数据报, 则假定 $K_u=1$, 同时该条件下假定系统节约能量的相对

值为 0 [dB]。如果 D 为常数, 也就意味着数据报长度的分布概率是常数, 因此节省的功率相对值为常数。因此对于 $D=1$, 系统仿真得到的节约功耗相对值为 3.85 [dB]。

另一方面系统也可以根据网络流量的状态来自适应变更不同的 D 值, 也即, BS 或者 AP 可以通过信道广播目前网络流量状况, 网络中每个接收到信息的用户可以自适应改变调制参数和数据报长度。本节给出两种条件下仿真结果, 分别为 $D=G$ 和 $D=10G$, 该仿真意味着如果系统负载很重, T_{mean} 值将降低以提高系统吞吐率。可以看出对于功率节约效果曲线, $D=10G$ 比 $D=G$ 有更快的降低速度。但是在任何条件下, 当系统流量较小时, 我们可以通过变长度自适应调制来增加 T_{mean} 值。通过变长度自适应调制, 可以提高系统的吞吐率, 节约能量并且得到更好的传输性能区。

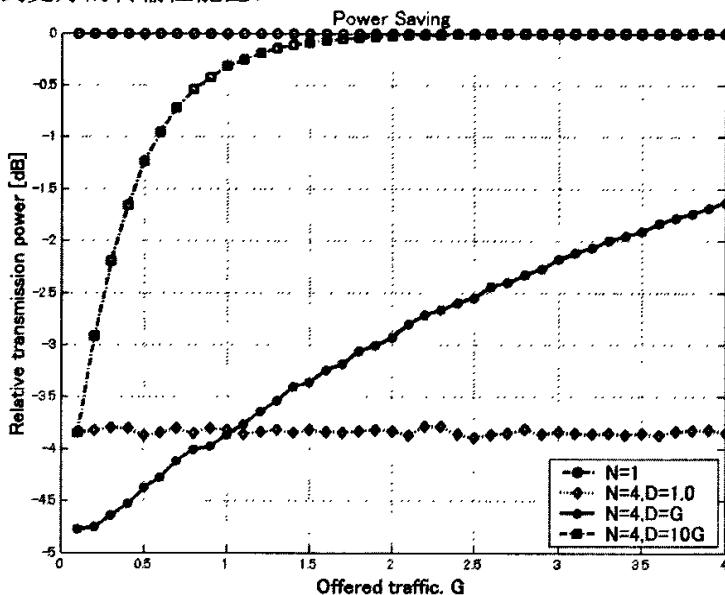


图 2-7 可变长度自适应调制 non-persistent CSMA/CD 协议的功率节省。

2.6 采用 M -QAM 自适应调制和变长度数据报的局限性

从上面分析可以得出, 即使在加性高斯噪声信道中, 采用自适应调制和变长度数据报可以极其有效地控制链路的性能。在无线信道中, 采用自适应调制和可变数据报可以大幅度地提高系统的传输性能^[19]。随着新一代无线通信和软件无线电的进一步发展, 自适应调制和变长数据报将得到进一步的应用。

但是如第一章所述采用调整 M -QAM 星集数目 M 的方法来自适应控制系统的性能有很大的局限性。因此, 从下一章开始, 我们将提出一种新的调制解调方法。即高压缩多载波调制系统(HC-MCM: High Compaction Multi-Carrier

Modulation)。该调制系统可以极其灵活的控制系统传输的带宽效率。而且仅仅采用 BPSK 或者 QPSK 等低阶 M -QAM 调制, 该系统能够实现高阶 M -QAM OFDM 的自适应调制的传输速度和可变的数据报长度。由于 OFDM 系统可以在无线通信中用来克服多径干扰和频域选择性衰落, 因此, HC-MCM 可以在无线信道中进一步提高系统的带宽效率。

2.7 小结

本章详细阐述了在可变数据报长度, 可调 M -QAM 调制前提下, 系统的有效传输率, 功率效率和射频范围的变化过程, 并提出了三个设计规则。最后运用其中的一个设计规则来节约网络节点的能量消耗。可以得出, 即使在加性高斯噪声信道中, 采用自适应调制和变长度数据报可以极其有效地控制链路的性能。但是对于无线信道, 如第一章中所述, 采用调整 M -QAM 星集数目 M 的方法来自适应控制系统的性能有很大的局限性。该局限性也同样适用于多载波 OFDM 系统。从而也间接给出了新型多载波调制设计的必要性和重要性。

第三章 一种高压缩多载波调制系统

3.1 概述

由第一章所述, 正交频分复用(OFDM)是一种在频率选择性衰落信道中高速传输数据的极其有优越性的解决方案。它具有极高的带宽效率 (Bandwidth Efficiency)。为了进一步提高系统的带宽效率, OFDM 系统通常采用高阶 M -QAM 调制, 如 802.11a 采用 64-QAM 使最高传输速度达到 54Mbps。但是当采用过高的 M 尤其 $M>64$ 时, 会造成如第一章所述的性能恶化。尤其是在无线通信和网络中, 衰落和衍射, 散射等效应使得接受器的在解码过程中几乎无法正确恢复高阶 M -QAM 的信号。

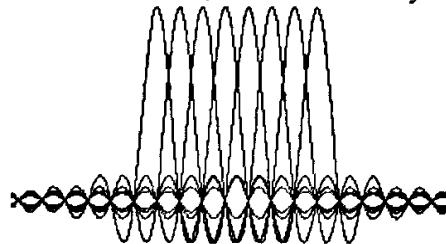
另一个方面, 对于 OFDM 系统来说, 每一个子载波必须使用一个正交的频带, 通常这样的频带大小是传输一个 OFDM 时域符号长度 T 的倒数。在此前提下, 即使各子载波采取不同的调制方式, 相邻之间的子载波频带由于正交性而没有子载波间干扰产生。当所有子载波采用 BPSK 方式进行调制时, 最小子载波频带的间隔只需要 $1/2T$ ^[40]。所以对于基于 BPSK 调制的 OFDM 系统, 可以将 OFDM 系统转变成半符号集载波调制系统 (HS-MCM)^[41]。HS-MCM 首先采用 OFDM 传输器, 但是经过 IDFT 操作后只传送给接收器一半的 OFDM 时域符号, 通过这种方法, 可以进一步提高 OFDM 系统的抵抗衰落信道的能力, 同时也不降低传输速度。除了[41], 本研究室也设计出一种新颖的高压缩多载波调制系统(HC-MCM: high compaction multi-carrier modulation)^[42-44]。HC-MCM 极大地提高系统的带宽效率, 而且很方便地控制系统的传输速率和通信质量。更主要的是 HC-MCM 能用低阶 M -QAM 调制星集, 如 BPSK, QPSK 等, 实现高阶 M -QAM OFDM 系统的传输速度和带宽效率。同时该调制系统可以很容易地实现数据报长度的控制。因此适合于自适应调制和可变长度数据报的系统设计。根据第二章的系统分析, 可以推断出采用高压缩多载波调制将会进一步地提高系统的性能增益。

本章将进一步阐明该系统的原理和数学模型。在此基础上, 指出采用最大似然序列估计解码的局限性。然后本章提出一种新的基于球面解码算法的解调算法, 并同基于 M -算法的解调算法相比较。最后本章通过仿真验证了 HC-MCM 系统以及后一章设计的 PC/HC-MCM 系统具有更加良好的 PAPR 性能, 从而降低了功率放大器设计花费。

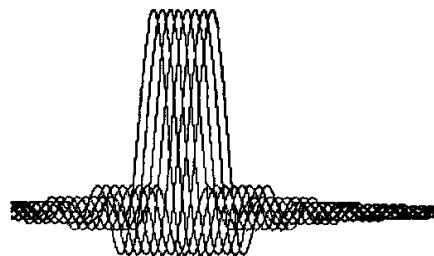
3.2 高压缩多载波调制(HC-MCM)系统

3.2.1 HC-MCM 信号谱

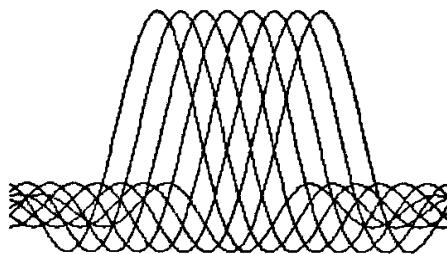
如图 3-1 (a) 所示, OFDM 系统中每一个子载波必须使用一个正交的频域子空间, 这样的频域子空间 Δf 是传输一个 OFDM 信号时域长度 T 的倒数即 $\Delta f = 1/T [\text{Hz}]$ 。因此, OFDM 可以看作一个调制参数(modulation index)为 $\Delta f T = 1$ 系统。同样调制参数也可以看作为归一化频带间隔 (normalized frequency spacing) 或者归一化符号长度 (normalized symbol duration)。



(a) OFDM 信号的频域波形.



(b) HC-MCM 信号的频域波形 1 .



(c) HC-MCM 信号的频域波形 2 .

图 3-1 OFDM 和 HC-MCM 信号的频域波形 ($\Delta f T = 0.375$).

HC-MCM 系统从本质上可以看作调制参数为 $\Delta f T < 1$ 的系统。图 3-1 (b) 给出的是 HC-MCM 调制参数为 $\Delta f T = 0.375$ 系统信号频谱图, 图 3-1 (b) 和图 3-1 (a) OFDM 方式具有相同的传输速率, 因为图 3-1 (b) 中的子载波所使用的带宽和图 3-1 (a) 带宽相同, 但是图 3-1 (b) 中总的信号频带长度比图 3-1

(a) 小。所以使用小的 $\Delta f T$ 的 HC-MCM 能够实现和 OFDM 相同的传输速率但消耗更小的带宽进而提高系统的带宽效率。

另外一种 HC-MCM 频谱如图 3-1 (c) 所示, 图 3-1 (c) 的调制参数和 3-1 (b) 一样, $\Delta f T=0.375$ 。剔除附加边带的因素, 系统的使用带宽和图 3-1 (a) 一样, 因为单个子载波的频带是图 3-1 (a) 中 OFDM 方式的 $1/\Delta f T$ 倍, 所以图 3-1 (c) 的方式可以将 3-1 (a) 方式的方式可以将 3-1 (a) 方式的传输速率提高 $1/\Delta f T$ 倍。

3.2.2 HC-MCM 的结构模型

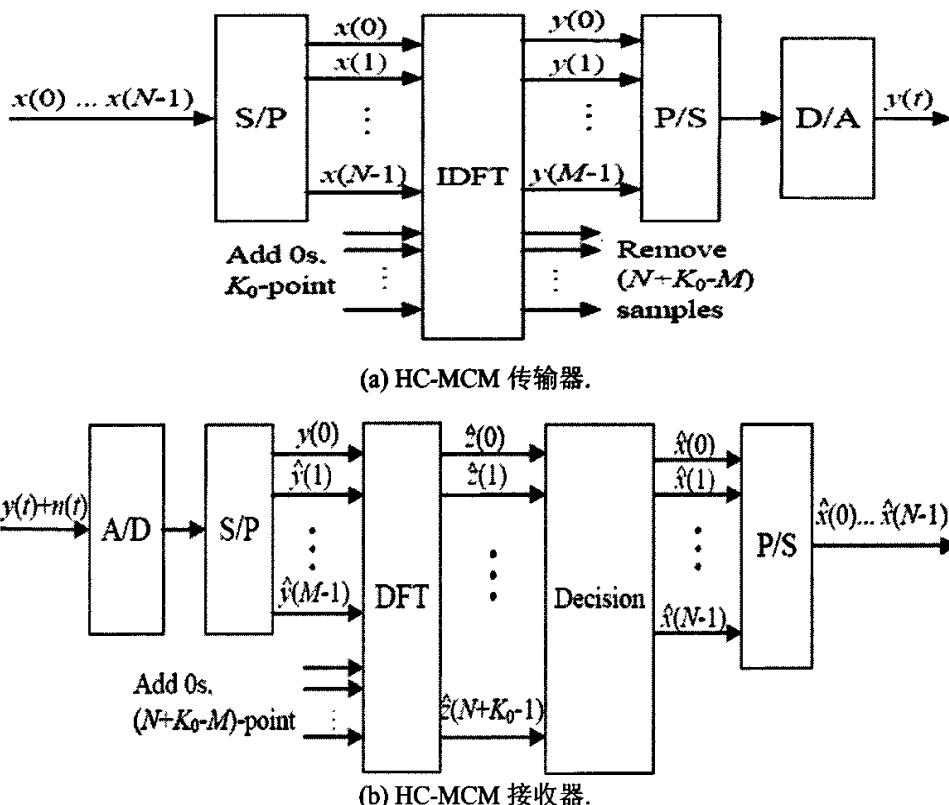


图 3-2 HC-MCM 的传输器和接收器 (AWGN 信道)。

HC-MCM 系统的传输器和接收器模型如图 3-2 所示。 $x(k)$ ($k = 0, 1, 2, \dots, N-1$) 是子载波要传送的 M -QAM 调制星座集中的信号。 N 是子载波的数目。在 HC-MCM 系统的传输器进行反向富里叶变换 (IDFT) 之前, K_0 个零补入在 $x(k)$ 序列后。IDFT 操作之后, $(N+K_0-M)$ 信号点被去除。加零的作用是为了减轻由于 IDFT 操作而导致的频域混淆和时域中信号的插值。这样的处理过程根据不同的传输速度使传输的信号波形在时域中被压缩。同时在频域中频谱也被高度集中。如果 $N+K_0$ 个样值都被传输, HC-MCM 系统将和 OFDM 系统相同。但是

在 HC-MCM 系统中，只有部分的时域波形被传输。即从 $N+K_0$ 个值中选取前 M 个点，i.e., $y(m)$ ($m = 0, 1, 2, \dots, M-1$)，后进行 A/D 转换后传输（图 3-2 (a)）。

对于 HC-MCM 系统，调制参数可以表示为 $\Delta f T = M/(N+K_0)$ ，因此其相应的带宽效率 η 为

$$\eta = \frac{N \times q / T}{2/T + (N-1) \times \Delta f} = \frac{N \times q}{2 + (N-1) \times \Delta f T}, \quad (3-1)$$

这里 q 是指每个子载波传送的平均比特速率。

同样，也可以通过波形长度的时域扩展来得到图 3-2 (b) 中的频谱。时域扩展可以通过采用合适的 D/A 转换速率或者在传输器 IDFT 前加上合适的零来实现。

对于图 3-2 (b) 的接收器，假定 $N+K_0$ 个值中取前 M 个点所得到的接收信号为 $\hat{y}(m)$ ($m = 0, 1, 2, \dots, M-1$)。补入 $(N+K_0-M)$ 个零进行 DFT 后产生 $\hat{z}(l)$ ($l = 0, 1, 2, \dots, N+K_0-1$)。这里并不要求 DFT 的长度， $N+K_0, M$ 必须和传输器的参数相同，但是接收器必须保证调制参数 $\Delta f T = M/(N+K_0)$ 相同。在本章中，传输器和接收器采取相同的参数设置。系统利用子载波信号的采样值 $\hat{z}(l)$ ($l = 0, 1, \dots, N+K_0-1$)，通过决策阶段后，接收器恢复出传输数据 $\hat{x}(k)$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$)。在决策阶段。最佳有效的解码性能的方法是采用最大似然序列估计（MLSE: maximum likelihood sequence estimation）。但是当子载波数目过大的时候，MLSE 的解码复杂性将随着载波数目指数上升，因此必须采用其他方式的解码。

3.3 高压缩多载波调制(HC-MCM)的数学模型

图 3-3 的数学模型可用下式表示

$$\hat{z}(m) = \frac{1}{(N+K_0)} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N-1} x(k) \exp(j \frac{2\pi(k-m)n}{N+K_0}) \right) + N_1(k) \quad (3-2)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} x(k) b(m, k) + N_1(k), \quad m = 0, 1, \dots, N+K_0-1, \quad (3-3)$$

其中 $b(m, k) = \frac{1}{(N+K_0)} \times \frac{1 - \exp(j 2\pi(k-m) N_c / (N+K_0))}{1 - \exp(j 2\pi(k-m) / (N+K_0))}$

$$= \begin{cases} \frac{1}{(N+K_0)} \times \frac{1 - \exp(j 2\pi(k-m) N_c / (N+K_0))}{1 - \exp(j 2\pi(k-m) / (N+K_0))}, & k \neq m \\ \Delta f T, & k = m \end{cases}, \quad (3-4)$$

系数 $(N+K_0)^{-1}$ 用来表征在不同的调制参数 $\Delta f T$ 时, 时域 OFDM 信号传输功率保持相同。 $N_1(k)$ 和 $N_2(k)$ 为加性高斯白噪声的离散采样值, 且噪声的功率密度函数为 $1/2\sigma^2$ 。

上述公式也可以等效于如下的 (3-5) 和 (3-6) ,

$$\hat{z}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(N-1-k)h(m+k) + N_2(m) \quad m = 0, 1, \dots, N+K_0-1, \quad (3-5)$$

$$h(n) = \frac{\sin(\pi(N-1-n)\Delta f T)}{\sin(\pi(N-1-n)/(N+K_0))} e^{\frac{j\pi(N-1)(N-1-n)}{2(N+K_0)}}. \quad (3-6)$$

上述两式表明 HC-MCM 系统可以看作为具有严重子载波符号间干扰的多载波传输系统。而且当 $\Delta f T < 1$ 时, 符号干扰长度为 N 。造成这种严重干扰的主要原因是由于在接收机在进行 DFT 操作时, 数据高频端解码时加入 $(N+K_0-M)$ 个零而造成了 DFT 输出的 Gibb's 现象。

对于加性噪声符号间干扰严重的信道, 目前主要的两大类型解码方式是 Forney 方式^[45]和 Ungerboeck 方式^[46]。前者采用了输出序列经过白化匹配滤波器 (whiten matched filter) 处理后利用 Viterbi 算法解码。而后者直接采用了常规的匹配滤波器, 不需要通过噪声白化过程。而通常取得最好效果的解码方法是采用最大似然序列估计。实现最大似然解码的算法很多, 我们将在下节比较几种解码算法。其中包括, 具有指数复杂性的最大似然解码, 和线性复杂性的 M -算法, 还有介于其中的球面解码(SD: sphere decoding)。但是不管采用何种变化的基于最大似然序列估计的解码方式, 其最佳的误比特率性能都与上述的两种方式有关。

基于匹配滤波器的最大似然序列解码目标是选取序列 $\{\tilde{x}(i)\}_{i=0}^{N-1}$ 以使下列度量(metric) $PM(I_p)$ 最大。

$$\begin{aligned} PM(I_p) &= - \sum_{n=0}^{N+K_0-1} |\hat{z}(n) - \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{x}(N-1-i)h(n-i)|^2 \\ &= - \sum_{n=0}^{N+K_0-1} |\hat{z}(n)|^2 + 2\operatorname{Re} \left[\sum_{i=0}^{N-1} \tilde{x}(N-1-i) \sum_{n=0}^{N+K_0-1} \hat{z}(n) h^*(n-i) \right] \\ &\quad - \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{x}^*(N-1-i) \tilde{x}(N-1-j) \sum_{n=0}^{N+K_0-1} h^*(n-i) h(n-j) \end{aligned} \quad (3-7)$$

显然 $-\sum_{n=0}^{N+K_0-1} |\hat{z}(n)|^2$ 与 $\{\tilde{x}(i)\}_{i=0}^{N-1}$ 没有直接关系, 因此我们主要考虑 $PM(I'_p)$

$$PM(I'_p) = 2\operatorname{Re} \left[\sum_{i=0}^{N-1} \tilde{x}(N-1-i) \sum_{n=0}^{N+K_0-1} \hat{z}(n) h^*(n-i) \right]$$

$$-\sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{x}^*(N-1-i) \tilde{x}(N-1-j) \sum_{n=0}^{N+K_0-1} h^*(n-i) h(n-j) = A - B, \quad (3-8)$$

$$A = 2 \operatorname{Re} \left[\sum_{i=0}^{N-1} \tilde{x}(N-1-i) \sum_{n=0}^{N+K_0-1} \hat{z}(n) h^*(n-i) \right] = 2 \operatorname{Re} \left[\sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{x}(N-1-i) x(N-1-j) \sum_{n=0}^{N+K_0-1} h^*(n-i) h(n-j) \right. \\ \left. + \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{x}(N-1-i) \sum_{n=0}^{N+K_0-1} N(n) h^*(n-i) \right], \quad (3-9)$$

$$B = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{x}^*(N-1-i) \tilde{x}(N-1-j) \sum_{n=0}^{N+K_0-1} h^*(n-i) h(n-j). \quad (3-10)$$

假定 $R(i, j) = \sum_{n=0}^{N+K_0-1} h(n-i) h^*(n-j)$ 表示 $h(n)$ 的自相关函数的采样值，

$y(k) = \sum_{m=0}^{N_C+K-1} \hat{z}(m) h^*(m-k)$ 表示匹配滤波器在位置 k 处的输出。那么度量

$PM(I_p')$ 可以用下式给出，

$$PM(I_p') = \sum_{k=0}^{N-1} 2 \operatorname{Re} \{ \tilde{x}(N-1-k) y(k) \} - \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} [\tilde{x}^*(N-1-i) R(i, j) \tilde{x}(N-1-j)]. \quad (3-11)$$

因此 MLSE 的主要目标就是搜寻 $\{\tilde{x}(i)\}_{i=0}^{N-1}$ 的各种可能的组合使得(3-11)中 $PM(I_p')$ 值最大。其计算和存储复杂性将随着 N 的增大而指数上升。

Forney 给出了在高斯噪声，符号间干扰信道中，符号错误率(SEP: symbol error probability) 的上下限。在他开拓性成果的基础上，Foschini, Mazo 等也给出了在噪声趋于 0 时的误比特率的上限 P_e

$$P_e \leq \exp \{ -d^2(h) / (4\sigma^2) [1 + o(1)] \} \quad (3-12)$$

其中 $d(h)$ 是相应接收序列 $\hat{z}(l)$ 之间的最小欧氏距离(MED: minimum Euclidean distance)。

因此对于 HC-MCM 系统，根据 Forney 的理论结果，其误码率上限主要取决于相应调制序列对应的接收序列 $\hat{z}(l)$ 之间的最小欧氏距离。

3.4 高压缩多载波调制(HC-MCM)在高斯信道中的性能及解码算法

3.4.1 HC-MCM 的带宽效率

对于任何 OFDM 系统，带宽效率取决于系统的传输速度和所采需的总带宽。OFDM 系统的带宽效率为 $\eta = R_b / B$ ，（ $R_b = m_{tot} / T$ ， B 为系统带宽）。从 (3-4) 可以得到 HC-MCM 的带宽效率为

$$\eta = \frac{m_{tot} / T}{2 / T + (N - 1) \times \Delta f} = \frac{N \log_2 M}{2 + (N - 1) \times \Delta f T} , \quad (3-13)$$

以 $N=8, 32, 128$ ，调制为 BPSK ($M=2$) 为例，当 $\Delta f T = 1$ ，HC-MCM 系统完全等效于 OFDM。由上式可知，HC-MCM 可以明显地提高多载波系统带宽效率。对于 $N=8$ 的 OFDM，采用 HC-MCM， $\Delta f T = 0.125$ ，带宽效率可以提高 4 倍。当 $N=128$ ，采用 HC-MCM， $\Delta f T = 0.125$ ，多载波系统带宽效率可以提高 8 倍。而当调制为 QPSK 时，相对于 BPSK OFDM 系统，对于 $N=8$ 的 OFDM，采用 HC-MCM， $\Delta f T = 0.125$ ，带宽效率可以提高 8 倍。当 $N=128$ ，采用 HC-MCM， $\Delta f T = 0.125$ ，OFDM 的带宽效率可以提高 16 倍。可以发现对于该系统，大的子载波数目使系统的带宽效率提高倍数近似于 $1/\Delta f T$ 。

因此通过调节 $\Delta f T$ 可以很有效地控制多载波系统的带宽效率。更主要的是通过选取合适的 $\Delta f T$ ，仅仅采用 BPSK($M=2$) 或者 QPSK($M=4$) 能够实现任意高阶 M -QAM OFDM 系统的传输速度和带宽效率，甚至 M 的值可以为任意正的实数。因此大大降低了高阶 M -QAM OFDM 系统的制造成本和实现复杂性。同时 HC-MCM 系统可以采用任意的 $\Delta f T$ 值来控制数据报长度，因此对于物理层自适应传输提供更好的控制参数。

3.4.2 HC-MCM 的欧氏距离

由上一节分析，HC-MCM 系统的误码率上限取决于相应调制序列对应的接收序列 $\hat{z}(i)$ 之间的最小欧氏距离。但是 M -QAM OFDM 系统中，一般来说不同的传输调制向量 $\{x(i)\}_{i=0}^{N-1}$ 的最小欧氏距离相同。但是对于 HC-MCM 系统，当 $\Delta f T < 0.5$ 时，不同的传输调制向量 $\{x(i)\}_{i=0}^{N-1}$ 通过 HC-MCM 系统后，其最小的欧氏距离将不再相同。为了近似比较在小载波数目的情况下，两者的性能，我们同时定义了一个新的变量，平均最小欧氏距离 (AMED: average minimum Euclidean distance)，也即仿真中每次搜寻得到的最小的欧氏距离的均值。

图 3-3 给出了两种 HC-MCM 系统的最小欧氏距离和平均最小欧氏距离的实验结果。第一种是 $N=8$ ，BPSK 调制的 HC-MCM 系统。另外一种是 $N=4$ ，QPSK 调制的 HC-MCM 系统。这里假定两种系统在所有不同的 $\Delta f T$ 情况下平均比特能量是相同的。同时也给出了在相同的平均比特能量情况下， M -QAM OFDM 的最小欧氏距离。由上分析可知在 Δf 相同的情况下 (图 3-1 (c))， $N=8$ ， $\Delta f T = 0.5, 0.25, 0.125$ BPSK 调制的 HC-MCM 的传输速度分别等于

$N=8$ QPSK, 16-QAM, 256-QAM OFDM 的传输速度。而 $N=4$, $\Delta fT=0.5, 0.25, 0.125$ QPSK 调制的 HC-MCM 的传输速度分别等于 $N=4$ 16-QAM, 256-QAM, 65536-QAM OFDM 的传输速度 (但是由于频谱边带的原因, 子载波数目较小的 HC-MCM 系统, 带宽效率并非成倍数上升, 具体参见式(3-13))。如图 3-3 所示, 可以发现 HC-MCM 系统的 MED 和 AMED 几乎可以和相应的 M -QAM OFDM 系统的 MED 和 AMED 相同。对于 $N=4$, QPSK 调制的 HC-MCM 能达到更好的 MED 和 AMED。因此可以在实现高阶 M -QAM OFDM 传输速度的同时得到更好的性能增益。

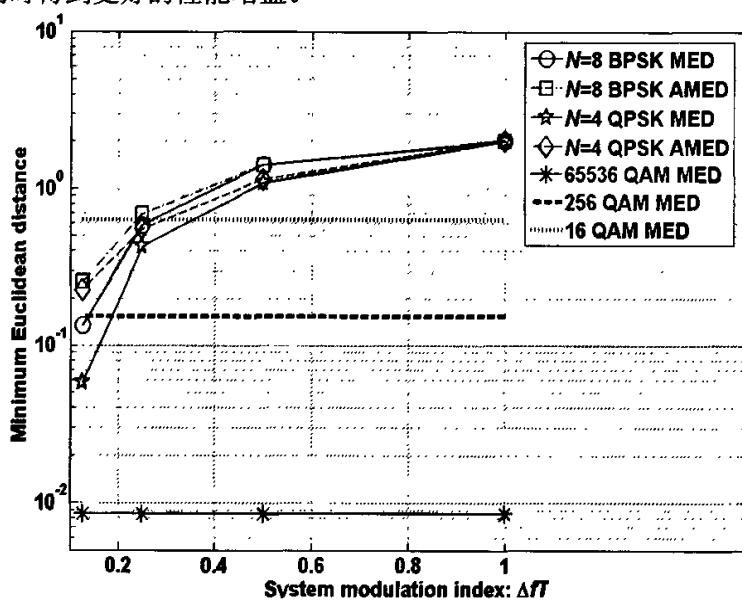


图 3-3 HC-MCM 系统的最小欧氏距离 ($N=8$, BPSK; $N=4$ QPSK)。

3.4.3 HC-MCM 在 AWGN 信道中的 BER 性能

表 3-1 HC-MCM 仿真参数

子载波采用的调制	BPSK, QPSK
子载波数	QPSK 时 $N=4$, BPSK 时 $N=8$
系统同步性能	完全同步
信道噪声模型	加性高斯噪声
解码方式	MLSE

具体的仿真参数如表 3-1 所示。图 3-4 给出 HC-MCM 系统在调制为 BPSK, $N=8$ 时 HC-MCM 系统的 BER 性能。从图中可以看出, 对于相同的 BER, 小的调制参数 ΔfT 将消耗更多的能量。但如上节分析, 小的 ΔfT 会得到更大的带宽效率, 从而实现能量与带宽效率的转换。值得注意的是当在调制为 BPSK 时, $\Delta fT=1, 0.5$ 的性能曲线几乎一致。因此系统如果采用 $\Delta fT=0.5$ 的调

制参数代替 $\Delta f T = 1$ ，在几乎相同的能耗下，可以提高系统的带宽效率。实际上，这也是 HS-MCM 工作机理的主要原因。同时图中给出 8 个子载波 $M=16$ 和 256 QAM OFDM 系统的理论 BER 性能曲线。由上分析，这两个系统的传输速率分别等同于 $\Delta f T = 0.25$ 和 $\Delta f T = 0.125$ 的 HC-MCM 系统。因此可以采用 BPSK 的星集通过 $\Delta f T = 0.125$ 的 HC-MCM 系统来实现 256-QAM OFDM 的传输速度。

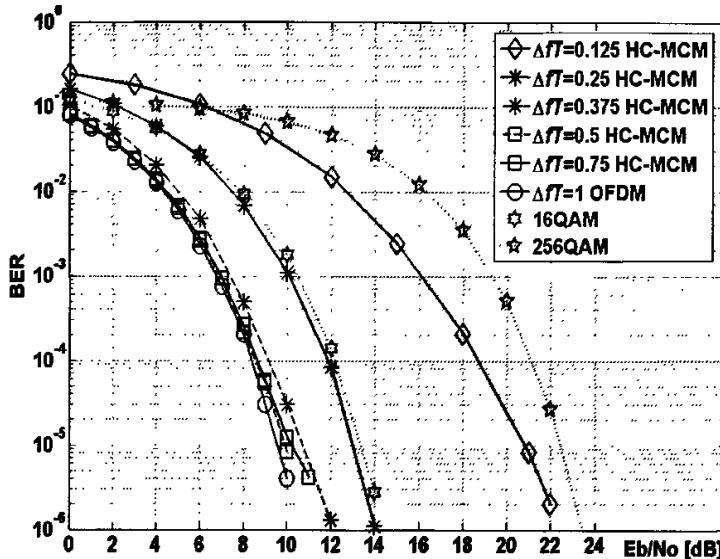


图 3-4 HC-MCM 系统 $N=8$, BPSK 的误比特率性能。

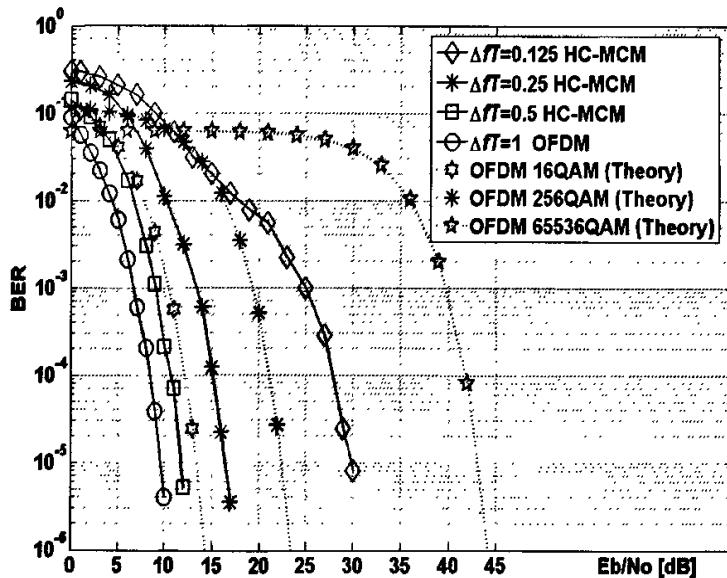


图 3-5 $N=4$, QPSK 调制的 HC-MCM 系统误比特率性能。

图 3-5 给出了在高斯白噪声信道中，调制为 QPSK， $N=4$ 时 HC-MCM 系统的 BER 仿真性能结果。同时也给出了子载波 $N=4$ ， $M=16$ ，256 和 65536

QAM OFDM 系统的理论 BER 性能曲线。当 HC-MCM 频域子空间 Δf 和 OFDM 频域子空间 Δf 相同的时候, 上述三个 OFDM 系统的传输速度分别等同于 $\Delta f T = 0.5$, $\Delta f T = 0.25$ 和 $\Delta f T = 0.125$ 的 HC-MCM 系统传输速度。从图中可以看出, 采用 HC-MCM 能够实现更好的 BER 性能。特别是对于 $\Delta f T = 0.125$ 的 HC-MCM 系统, 在 $BER = 10^{-4}$ 时, 能够实现 65536-QAM OFDM 的传输速度的同时还得到 15[dB]的性能增益。

3.4.4 HC-MCM 的 M -解码算法

由上分析可知, 对于 HC-MCM 系统, 带宽性能将随着 $\Delta f T$ 减小, 子载波数 N 的增大而增大。尤其是在相同的 $\Delta f T$ 下, 大的载波数将极大提高系统的带宽性能。例如对于 $N=8$ 的 OFDM, 采用 HC-MCM, $\Delta f T = 0.125$, 带宽效率可以提高 4 倍。当 $N=128$, 采用 HC-MCM, $\Delta f T = 0.125$, OFDM 的带宽效率可以提高 8 倍。可以看出, 大的子载波数目使系统的带宽效率提高倍数近似于 $1/\Delta f T$ 。但是当 N 过大, MLSE 的解码算法由于复杂性随子载波数目指数增长而无法应用。在本节中我们比较两种新的解码方法: M -算法^[44]和球面解码(SD: sphere decoding)算法。 M -算法的解码复杂性随子载波近似线性增加, 但是当 $\Delta f T$ 过小, 其解码的性能将严重恶化。通过仿真显示, 当 $N > 16$, BPSK 调制, $\Delta f T < 0.25$ 时, M -算法将无法解码。而对 $N > 16$, QPSK 调制来说, $\Delta f T < 0.45$ M -算法将失效。球面解码算法几乎可使实现最大似然解码的性能, 但是其平均复杂性是 $o(N^3)$ 。

3.4.4.1 HC-MCM 的 M -算法

假设接收到的待解码向量为 $\hat{z}(l)$ ($l = 0, 1, 2, \dots, N+K_0-1$), 被传输的数据 X 可以通过下列迭代算法来解码:

(1) 首先预设部分子载波调制信息 $\mathbf{X}_u^{(0)}$, $\mathbf{X}_u^{(0)} = [x(0), \dots, x(U-1) \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]$, ($u = 0, 1, \dots, P^U-1$), $\mathbf{X}_u^{(0)}$ 的长度为 N 。然后通过如图 3-3 的无噪声传输接收操作产生 P^U 个候选向量 $\mathbf{Z}_u^{(0)} = [z(0) \ z(1) \ z(2) \ \dots \ z(U-1) \ \dots \ z(N_C+K_0-1)]$, ($u = 0, 1, \dots, P^U-1$), P 与调制方式有关。显然对于 BPSK, $P=2$, 而 QPSK 时, $P=4$ 。计算 P^U 个 $\mathbf{Z}_u^{(0)}$ 与 $\hat{z}(l)$ 的欧氏距离

$$d_u^{(0)} = \left(\sum_{l=0}^{U-1} |z(l) - \hat{z}(l)|^2 + \sum_{l=N}^{N+K_0-1} |z(l) - \hat{z}(l)|^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (u = 0, 1, 2, \dots, P^U-1), \quad (3-14)$$

然后选取 R ($R < P^U$) 个最小的欧氏距离的向量 $\mathbf{X}_u^{(0)} = [x(0) \ x(1) \ x(2) \ \dots \ x(U-1) \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]$, ($u = 0, 1, \dots, R-1$) 作为第一次迭代的预备向量。

(2) 进一步设定部分子载波调制向量信息 $\mathbf{X}_w^{(1)}$, $\mathbf{X}_w^{(1)} = [\mathbf{X}^{(0)(r)} \ x(U) \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]$, ($w = 0, 1, \dots, RP-1$)。然后通过如图 3-3 的无噪声传输接收操作产生 RP 个候选向量 $\mathbf{Z}_w^{(1)} = [z(0) \ z(1) \ z(2) \ \dots \ z(U) \ \dots \ z(N+K_0-1)]$, 计算 RP 个 $\mathbf{Z}_w^{(1)}$ 与 $\hat{z}(l)$ 的欧氏距离

$$d_w^{(1)} = \left(\sum_{l=0}^U |z(l) - \hat{z}(l)|^2 + \sum_{l=N}^{N+K_0-1} |z(l) - \hat{z}(l)|^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (w = 0, 1, 2, \dots, RP-1), \quad (3-15)$$

再选取 R 个最小的欧氏距离的向量 $\mathbf{X}_u^{(1)} = [x(0) \ x(1) \ x(2) \ \dots \ x(U) \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]$, ($u = 0, 1, \dots, R-1$) 作为第二次迭代的预备向量。

(3) 重复步骤 (2) $N-U$ 次, 最终可以得到

$$d_w^{(N-U)} = \left(\sum_{l=0}^{N+K_0-1} |z(l) - \hat{z}(l)|^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (w = 0, 1, 2, \dots, RP-1), \quad (3-16)$$

最后选取最小的欧氏距离的向量 $\mathbf{X}_u = [x(0) \ x(1) \ x(2) \ \dots \ x(N-1)]$ 作为最终的解码数据。

3.4.4.2 M-算法计算复杂性

本小节简要估计一下 M -算法的计算复杂性。从上述的算法过程中可以发现, 在决策过程中, 绝大部分的计算主要涉及接收到待解码的频域信号 $\hat{z}(l)$ 与候选假定调制向量通过 HC-MCM 系统后的 $z(l)$ 之间的欧氏向量距离的计算。因此我们重点评估欧氏距离计算次数与子载波数目 N 的关系。

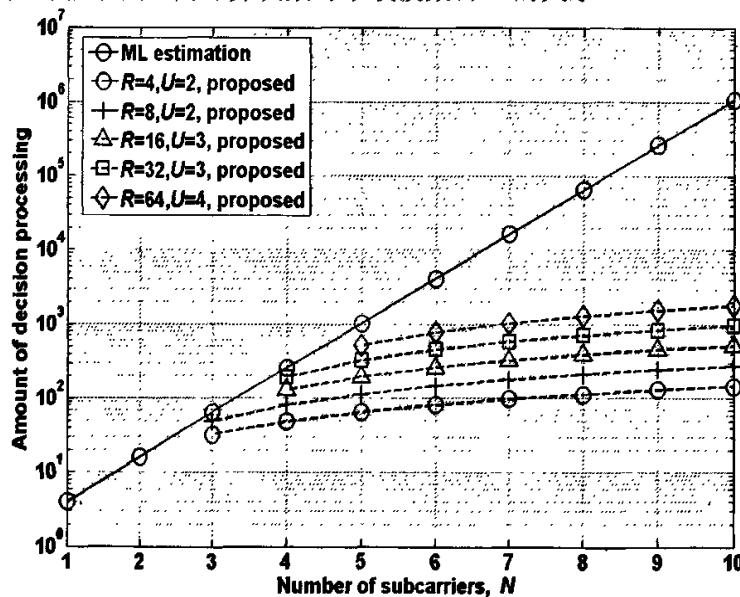


图 3-6 欧氏距离计算次数与子载波数目 N 关系

图 3-6 给出了欧氏距离计算次数与子载波数目 N 关系曲线。这里假定载波的调制为 QPSK。对于采用 MLSE 的解码算法, 每次解码需要计算欧氏距离数 P^N ($=4^N$) 次, 因此计算复杂性随着子载波数目指数增长。对于 M -算法, 当 $U < N$ 时在算法的第一步, 计算欧氏距离 P^U 次。而第二步计算欧氏距离 RP 次, 同时第二步共重复 $N - U$ 次。因此整个计算欧氏距离的次数为 $P^U + (N - U)RP$ 。显然当 $U \geq N_C$, M -算法欧氏距离计算次数和 MLSE 的解码算法一样。从图 3-7 可以看出, M -算法的计算复杂性与子载波数目保持线形关系。

3.4.4.3 HC-MCM 的 M -算法在高斯加性白噪声信道中的BER 性能

本节给出两种算法的性能比较, 仿真的实验条件为高斯加性白噪声信道, 具体的参数如表 3-2 所示。

表 3-2 M -算法, MLSE 算法比较仿真参数

子载波采用的调制	QPSK
子载波数	$N = 8$
系统同步性能	完全同步
信道噪声模型	加性高斯噪声
解码方式	M -算法, MLSE

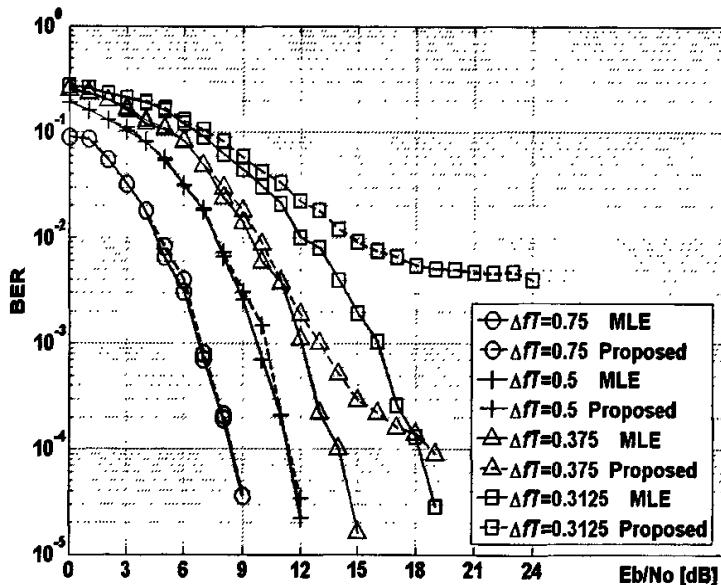


图 3-7 基于 M -算法的 HC-MCM 的 BER 特性 ($R = 16, U = 3$)。

当 $R = 16, U = 3$ 时, 采用 M -算法, 其解码复杂性相对于最大似然序列解码, 减少到后者的 0.6% ($\approx 384/65536$)。而同时当调制参数为 $\Delta f T = 0.75$ 到 0.5 时, 即与 OFDM 系统的带宽效率相比, 带宽效率相应提高了 24% 到 64%。如图 3-7 所示, 采用 M -算法的 HC-MCM 系统的 BER 性能同采用最大似然序列解码

方式的系统性能相比几乎没有恶化。当 $\Delta fT = 0.375$ 时, M -算法的 HC-MCM 系统的性能有轻微恶化, 对于 $BER = 10^{-3}$, 大约有 1[dB]的性能衰减, 但是带宽效率提高了 95%。

3.4.5 HC-MCM 的球面解码

3.4.5.1 HC-MCM 的球面解码算法

球面解码 (SD: sphere decoding) 算法^[47]本来是用于整数最小平方数问题 (integer least-squares problem) 的求解, 也即

$$\min_{s \in Z^m} \|x - Hs\|^2, \quad (3-17)$$

其中 $x \in R^{n \times 1}$, $H \in R^{n \times m}$, Z^m 表示 m 维整数向量, 而通常查找的空间 $D \subset Z^m$, 从而(3-17)等效于

$$\min_{s \in D \subset Z^m} \|x - Hs\|^2. \quad (3-18)$$

在 HC-MCM 系统中, H 等效于 (3-4) 中的 $b(m, k)$, $m \in [0, N + K_0 - 1]$, $k \in [0, N - 1]$ 。即 $H \in R^{(N + K_0) \times N}$, x 为 $\hat{z}(l)$ ($l = 0, 1, 2, \dots, N + K_0 - 1$), 算法目标就是找出相应的 $X = [x(0) \dots x(N-1)] \in s$ 。

关于具体的球面解码的原理读者可参见文献^[48], 本文简要介绍该算法的步骤:

球面解码算法 (BPSK 调制) :

预处理: $H = Q \begin{bmatrix} R \\ 0_{[(N+K_0-N) \times N]} \end{bmatrix}$, 即对 H 进行 QR 分解。得到 $Q = [Q_1 \ Q_2]$, Q 为 $(N + K_0) \times (N + K_0)$ 正交矩阵, Q_1 和 Q_2 分别代表前 N 列向量矩阵 $(N + K_0) \times N$ 和后 K_0 列向量矩阵 $(N + K_0) \times K_0$ 。 R 为 $N \times N$ 上三角矩阵。

d : 根据输入的 Eb/No [dB] 而设置的球面查找半径, 且能根据算法自适应调整。

$y = Q_1^* \hat{z}$: Q_1^* 表示 Q_1 矩阵的共轭转置, $\hat{z} = \hat{z}(l)$ ($l = 0, 1, 2, \dots, N + K_0 - 1$)。

输入参数: $Q = [Q_1 \ Q_2]$, R , \hat{z} , $y = Q_1^* \hat{z}$, d 。

(1) 设置 $k = N$, $d_N^2 = d^2 - \|Q_2^* \hat{z}\|^2$, $y_{N+1} = y_N$;

(2) 设定 $x(k)$ 的上下限, 找到在上下限范围内的 $x(k)$ 候选向量, 即

$$UB(x(k)) = \left\lfloor (d_k' + y_{k+1}) / r_{k,k} \right\rfloor, \quad x(k) = \left\lceil (-d_k' + y_{k+1}) / r_{k,k} \right\rceil - 2;$$

(3) 增加 $x(k)$: $x(k) = x(k) + 2$, 如果 $x(k) \leq UB(x(k))$, 转 5, 否则转 4;

(4) 增加 k : $k = k + 1$; 如果 $k = N + 1$, 算法结束, 否则转 3;

(5) 降低 k : 如果 $k=1$, 转 6, 否则 $k=k-1$, $y_{kk+1} = y_k - \sum_{j=k+1}^N r_{k,j} x(j)$

$d_k^2 = d_{k+1}^2 - (y_{k+1,k+2} - r_{k+1,k+1} x(k))^2$ 转 2;

(6) 如果找到相应的一种可能向量 $x(k)$, $k=1, \dots, N$, 保存 $x(k)$ 并计算其对应 $z(k)$ 和 \hat{z} 的欧氏距离并保存。然后转 3;

(7) 等所有的可能的向量解都查找出后, 选取欧氏距离最小的作为相应的解码输出。

以上算法是对应于 BPSK 调制的 HC-MCM 系统。当调制为 QPSK 时, 步骤 (2) 的上下限设置, 可以通过寻找相应适合的相位角 $e^{j\theta}$, 如 ($\theta = \pi/4$, $x(k) = 1+i$), 来确定候选子载波调制信息。同时步骤 (3) 的增量设置要改为相位角变换。

3.4.5.2 HC-MCM 的球面解码算法的性能

本节给出球面解码算法, MLSE 两种算法的性能比较。仿真的实验条件为高斯加性白噪声信道, 具体的参数如表 3-3 所示。在仿真过程中, 球面解码器的搜寻半径距离设置值 d 为相对应的信噪比条件下的噪声功率值。

表 3-3 球面解码算法, MLSE 算法比较仿真参数

子载波采用的调制	QPSK
子载波数	$N = 8$
系统同步性能	完全同步
信道噪声模型	加性高斯白噪声
解码方式	球面解码算法, MLSE

如图 3-8 所示, 采用球面解码算法的 HC-MCM 系统的 BER 性能同采用最大似然序列解码方式的系统性能相比在高的信噪比条件下几乎完全相同。仿真的结果同时也验证了球面解码器在高信噪比条件下的解码性能近似于最大似然序列估计的性能。

但是同 M -算法相比, 球面解码器具有非常高的解码计算复杂性。文章[9]中给出了常规的球面解码器的平均计算复杂性通常近似于 $\sigma(N^3)$ 。但是对于不同的调制, 不同的 H 和信噪比条件下, 计算复杂性不是完全相同。从球面解码算法过程可知, 解码操作主要集中在步骤 (2) 中。因此图 3-9 给出了不同信噪比和 ΔfT 的条件下步骤 (2) 计算平均次数仿真结果。

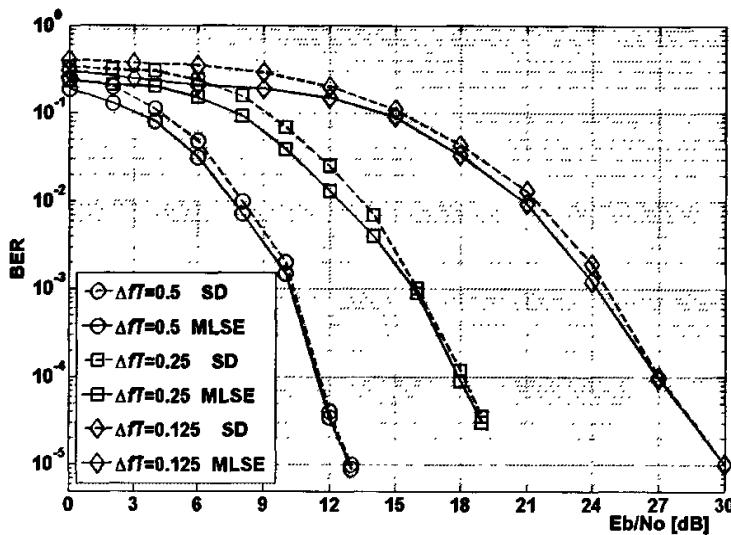


图 3-8 基于球面解码算法的 HC-MCM 的 BER 特性。

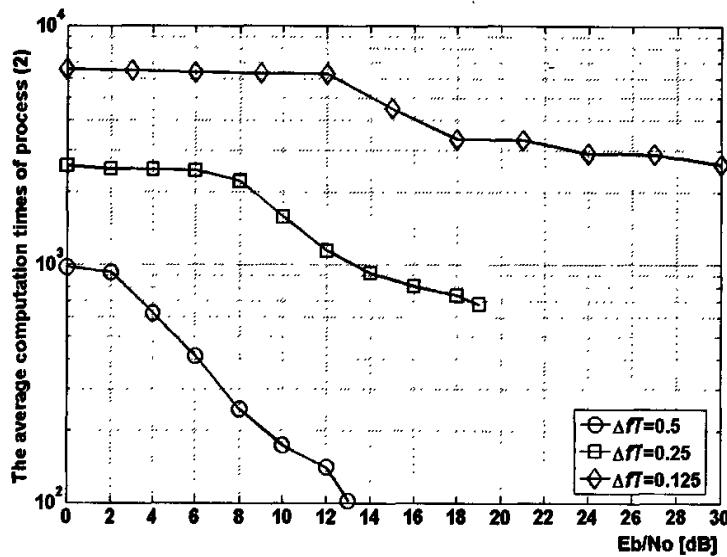


图 3-9 基于球面解码算法的 HC-MCM 的步骤 (2) 的平均计算次数。

图 3-9 的结果说明了球面解码器的解码复杂性将随着信噪比的减小而减小。但是对于 HC-MCM 系统，过小的 ΔfT 将极大地增加步骤 (2) 的计算次数。但是同最大似然序列估计的计算复杂性相比（对于 $N=8$, QPSK 调制，每次解码需要计算 65536 次欧氏距离），球面解码算法在获得近似最大似然序列估计的解码性能的同时也降低了解码计算复杂性。

3.5 HC-MCM 的 PAPR 性能

上节给出了 HC-MCM 系统的带宽效率和 BER 性能, 可以发现 HC-MCM 可以用小的信号调制星集来实现的高阶 M -QAM 信号调制星集的传输速率且能得到更好的 BER 性能。同时也给出系统解码方法来降低解码复杂性。本节给出 HC-MCM 系统的 PAPR 特性。可以发现随着 $\Delta f T$ 减小, HC-MCM 和 PC/HC-MCM 具有能够减少系统的 PAPR 的天然性能(关于 PC/HC-MCM 系统参见后一章, 本节提前给出该系统的 PAPR 性能的仿真性能, 简单理解 PC: parallel combinatory 就是允许 $x(k)$ 中某些子载波传递零值, 通过并行排列组合来传递信息。这里 N_C 等同于 HC-MCM 中的 N , 表示总的子载波数。而 N_{PC} 是指不传递零值的子载波数目, 相应的 OFDM 称之为 PC-OFDM^[49], 具体见第四章分析)。

3.5.1 OFDM 信号谱的 PAPR

假设长度为 N_C 的数据块可以用向量 $\mathbf{Y} = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{N_C-1}]^T$ 来表示, 这里 N_C 为系统的子载波数目。 \mathbf{Y} 中 Y_n 符号长度为 T , 每一个符号被子载波以频率 $\{f_n | n = 0, 1, \dots, N_C - 1\}$ 调制传输。对于 OFDM 来说, N_C 个子载波要保持频带正交性, 因此 $f_n = n\Delta f$ 。同时 $\Delta f = 1/(N_C T)$, $N_C T$ 可以看作 OFDM 数据块 \mathbf{Y} 符号长度。通过 IFFT 操作后, 传输信号的复包络为

$$y(t) = \frac{1}{\sqrt{N_C}} \sum_{n=0}^{N_C-1} Y_n e^{j2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t < N_C T. \quad (3-19)$$

因此 (3-19) 式中的传输信号的 PAPR 被定义为

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq t < N_C T} |y(t)|^2}{\int_{N_C T}^{} |y(t)|^2 dt / N_C T}. \quad (3-20)$$

基本上, 降低 PAPR 的方法主要是围绕着降低 $\max |y(t)|$ 。但是由于大多数系统采用离散时间信号, 所以很多方法都处理 $y(t)$ 的抽样离散包络幅值的降低。由于(3-19)的时域抽样有时会错过一些信号的峰值因此得到的往往是比较乐观的估计, 因而一般采用过抽样(3-19)来改善这种状况。过采样 L 倍的信号可以通过在序列 \mathbf{Y} 加入长度为 $(L - 1) N_C$ 个 0 后通过反向富里叶变换 (IDFT) 而得到 LN_C 点离散值^[50], 一般来说设置 $L = 4$ 时该组离散值就可以近似等效于其相应连续曲线的复包络^[51]。

3.5.2 HC-MCM 的 PAPR

文章[10]解释说明了在相同条件下, 普通 OFDM 系统采用 M -QAM 信号空间的 PAPR 的最大值为 $10\log_{10}(N_C)$ [dB], 但是在 PC-OFDM 系统中, PAPR 的最

大值将为 $10\log_{10}(N_{PC})$ [dB]，低于普通的 OFDM。同时在实践中，没有办法去仿真诸如 $M = 1024, 65536$ -QAM OFDM 的 PAPR 分布，但是在文章[52], [53]中，通过数学分析的方法可以得出在高阶 M -QAM OFDM 中，即使采取最优的编码方法，系统的 PAPR 随着 M 值快速上升的到一个临界点 ($M=2^{13}$) 后进入平台区域。因此采用 BPSK, QPSK 来实现高阶 M -QAM OFDM 将明显降低系统的 PAPR。而在以下的仿真实验结果中，读者可以发现，相反，随着 $\Delta f T$ 减小，HC-MCM 和 PC/HC-MCM 具有能够减少 PAPR 的良好性能。

为了近似非线性功率放大器的效应，本文采用了 Rapp 的幅度转换放大器模型^[54]。设归一化输入信号的幅值为 x ，则非线性功率放大器的归一化输出 $f(x)$ 为：

$$f(x) = \frac{x}{(1+x^{2p})^{1/2p}} \quad (3-21)$$

p 是表征功率放大器的非线性化的程度参数， p 越大，功率放大器越趋向于线性化，本文设置 $p=3$ ，这是普通功率放大器的最佳估计^[15]。同时仿真不考虑功率放大器的相位转换效应。我们采用 PAPR 的累积密度函数（complementary cumulative density function (CCDF)）来表征系统的 PAPR 降低情况，设置过采样率参数 $L=4$ 。

图 3-10 到图 3-13 给出了两种系统 PAPR 的 CCDF 的仿真结果，一种是 HC-MCM 系统，如上分析， $\Delta f T=1$ 的 HC-MCM 系统等效于普通的 OFDM 系统。另外一种系统就是 PC/HC-MCM，同样 $\Delta f T=1$ 时该系统等效于 PC-OFDM 系统。在仿真中，采用了两种不同的调制：16-QAM, QPSK。对于 HC-MCM 系统，子载波数目 N_C 分别为 32 和 64；而对于 PC/HC-MCM 系统，采用了两种组合 $N_C=32, N_{PC}=24$ 和 $N_C=64, N_{PC}=48$ 。

从这些仿真结果图中可以发现：在不同的子载波，不同的调制技术的情况下，对于 HC-MCM 系统，小的调制参数 $\Delta f T$ 可以降低 OFDM 系统的 PAPR。比如，对于 OFDM ($\Delta f T=1$)，QPSK 调制，子载波数目为 32，OFDM 数据块中小于 0.1% 概率的 PAPR 为 11.2[dB]。但是采用 $\Delta f T=0.125$ 的 HC-MCM 后小于 0.1% 概率的 PAPR 变为 9.9[dB]，降低了 1.3[dB]。子载波数目为 64 时，降低了 1.3[dB]。当调制为 16-QAM，32 个子载波采用 $\Delta f T=0.125$ 的 HC-MCM 后小于 0.1% 概率也降低了 1.1[dB]。64 个子载波时，该增益为 1.2[dB]。

同时对于 PC/HC-MCM 系统(见后一章)，采用并行排列组合的确可以降低系统的 PAPR 性能。但是在不同的调制和不同的组合中，对于不同的调制参数 $\Delta f T$ ，降低的效果非常差。因此 PC-OFDM 必须采用选择剔出一些具有高的 PAPR 的调制波形，但是同时也降低了系统的带宽效率。

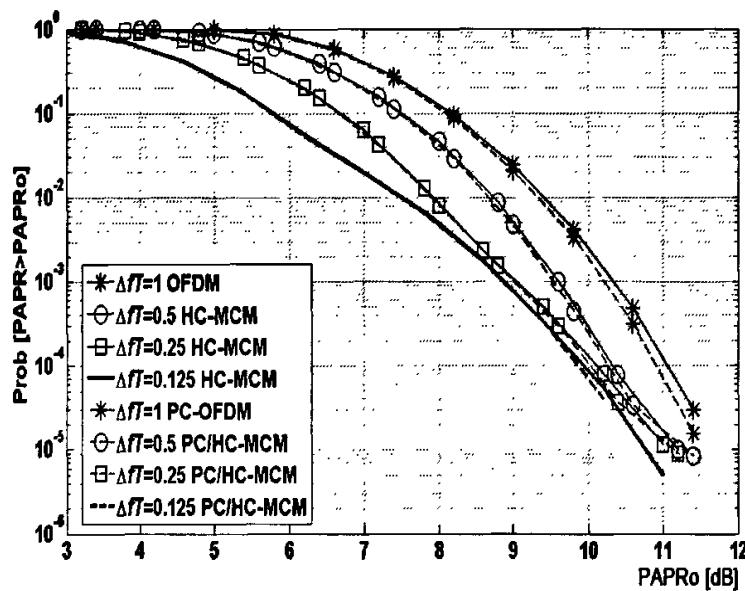


图 3-10 HC-MCM 和 PC/HC-MCM 的 PAPR 累积密度函数, PC/HC-MCM($N_c=32$, $N_{pc}=24$) HC-MCM($N_c=N_{pc}=32$), 调制为 QPSK。

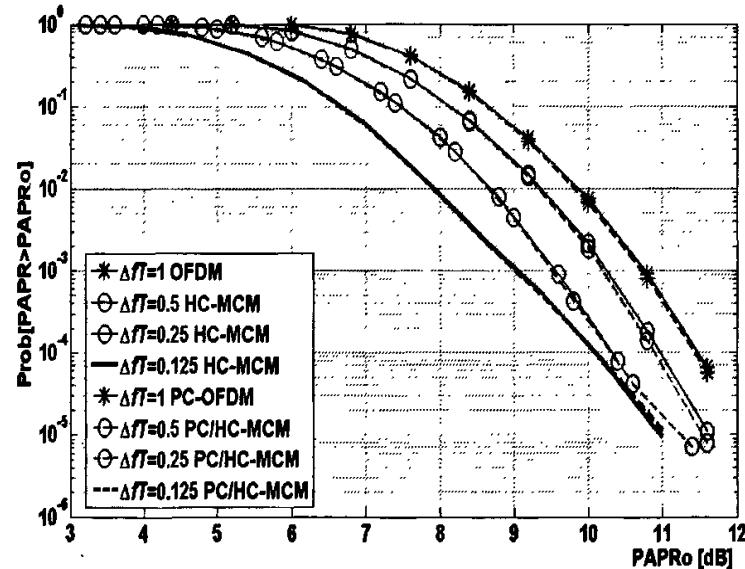


图 3-11 HC-MCM 和 PC/HC-MCM 的 PAPR 累积密度函数, PC/HC-MCM($N_c=64$, $N_{pc}=48$) HC-MCM ($N_c=N_{pc}=64$), 调制为 QPSK。

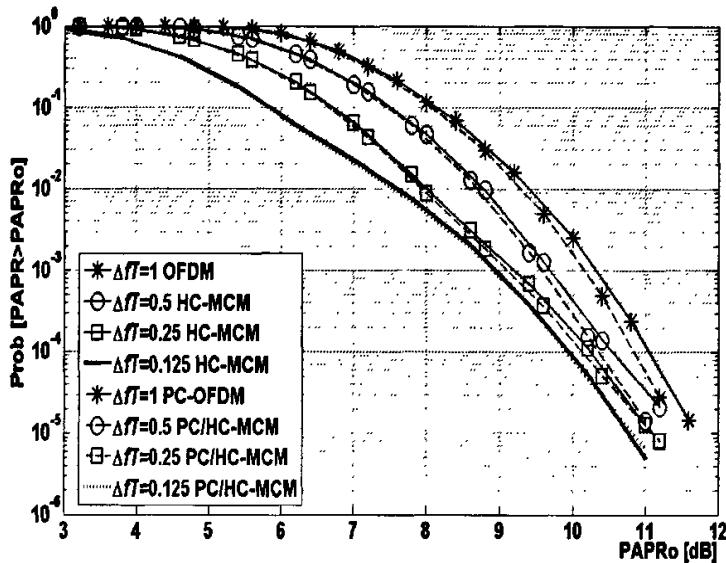


图 3-12 HC-MCM 和 PC/HC-MCM 的 PAPR 累积密度函数， $PC/HC-MCM(N_c=32, N_{PC}=24)$ HC-MCM($N_c=N_{PC}=32$)，调制为 16-QAM。

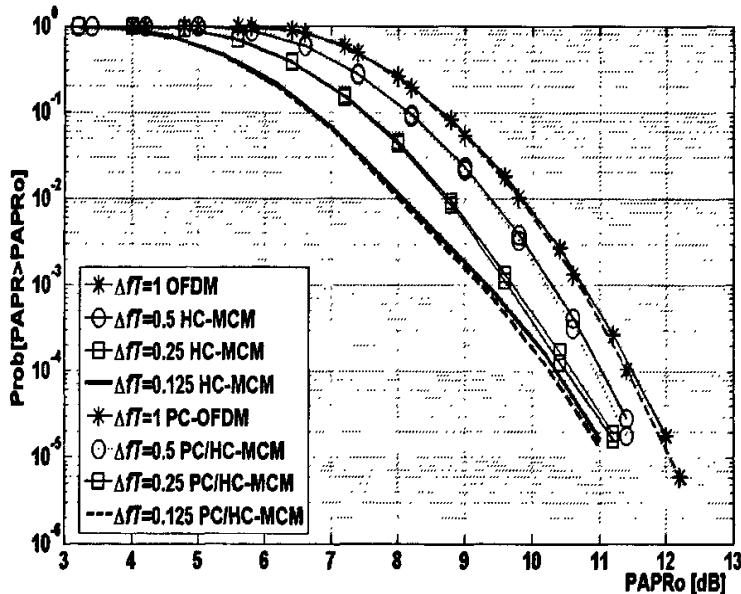


图 3-13 HC-MCM 和 PC/HC-MCM 的 PAPR 累积密度函数， $PC/HC-MCM(N_c=64, N_{PC}=48)$ HC-MCM($N_c=N_{PC}=64$)，调制为 16-QAM。

3.6 小结

本章介绍了一种新型的多载波调制系统，该系统通过合理地控制多载波系统的调制参数 $\Delta f T$ 来得到系统不同的带宽效率。而且通过上一章节的总体概

述, 可以发现对于 M -QAM 调制, 采用不同的调制星集数目, 不同的数据报长度可以得到不同的信道增益。但是 M 不能连续, 同时, 对于高阶 M -QAM 系统, 几乎无法实现大密集星集的 M -QAM 调制。而本章提出的系统, 利用多载波调制参数的可变性, 可以连续实现高阶 M -QAM OFDM 的传输速度, 同时也提高系统的带宽效率。并且可以实现对数据报长度的控制。该系统同时也具备了随着 $\Delta f T$ 减小, HC-MCM 具有能够减少其相对应 OFDM 系统的 PAPR 的天然性能。这与高阶 M -QAM OFDM 系统的 PAPR 值的特征正好相反。因此本文提出的系统具有更好的 PAPR 性能。本章也重点陈述了 HC-MCM 系统的原理以及基本的数学模型, 同时阐述了该系统的解码复杂性和解码算法并比较性能。

第四章 一种并行排列组合高压缩多载波调制

4.1 并行排列组合正交频分复用 (PC-OFDM) 多载波调制

并行排列组合编码(parallel combinatory coding)是指，在调制的块数据中，通过不同类型数据的位置组合来传递信息。对于多载波系统，可以通过一些子载波传递调制信息，而另外一些子载波仅传递一些特殊信号。在接收端通过检测出这两类不同信息子载波的组合位置来恢复数据。

并行排列组合正交频分复用 (PC-OFDM)^[49]是通过对特定数目子载波进传送零幅值信号，而其余子载波传送 M -QAM 调制信号来获取额外的传输速度增益。也即等效于在 M -QAM 的 M 点星集中加入一个额外的零幅值的信号点。在这一个大的星集中，包含了 $(M+1)^{N_C}$ (N_C 是子载波的数目) 种不同的信号时域波形。这样，可以通过选取一些具有较低的 PAPR 值的信号时域波形来实现信息传送。如果选择得当，系统可以实现与 $(M+1)$ -ary QAM 或者 PSK OFDM 相同的带宽效率。换言之，系统从 M -QAM 的 M 点星集中构建了 $(M+1)$ -ary QAM 或者 PSK 信号集。作者称这种系统为并行排列组合 OFDM 系统。

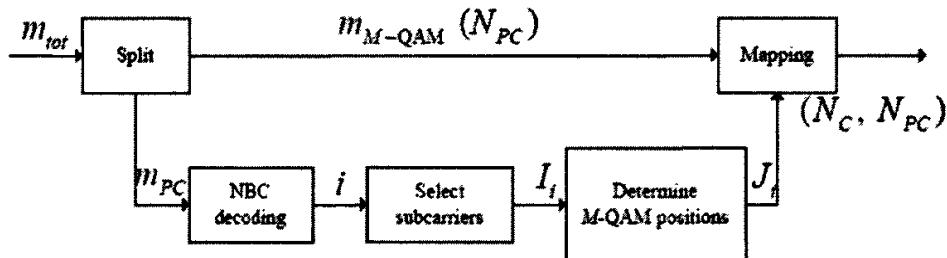


图 4-1 PC-OFDM 系统的子载波调制映射过程。

PC-OFDM 系统在传输 N_C 个子载波调制信号时，设定有 N_{zero} 个子载波始终传送零复值的信号点，其余的 N_{PC} 采用非零信号集来传送信号 ($N_C = N_{PC} + N_{ZERO}$)。这种系统称为 (N_C, N_{PC}) PC-OFDM。PC-OFDM 系统的子载波调制映射过程如图 4-1 所示。假设每个 PC-OFDM 时域信号能传输 m_{tot} [bits] 的数据量，PC-OFDM 系统首先根据系统设置要求将 m_{tot} [bits] 分流成两部分。即用 N_{PC} 个子载波采用 M -QAM 调制来传输部分 m_{M-QAM} [bits] 和用 (N_C, N_{PC}) 组合来传送 m_{PC} [bits]。也即通过 $N_{zero} = N_C + N_{PC}$ 个零的位置组合信息来传送

m_{PC} [bits] = $\lfloor \log_2 \left(\frac{N_c}{N_{PC}} \right) \rfloor$ [bits] 的信息量。因此，每一个 PC-OFDM 时域信号波形可传送的比特信息量 m_{tot} [bits] 可表示为

$$m_{tot} = m_{M-QAM} + m_{PC} = N_{PC} \log_2 M + \lfloor \log_2 \left(\frac{N_c}{N_{PC}} \right) \rfloor, \quad (4-1)$$

其中 $\lfloor x \rfloor$ 表示小于或等于 x 的最大整数。

从式(4-1)中，可以发现，如果采用合适的 (N_c, N_{PC}) 组合，系统可以提高传递比特信息总量，即

$$m_{tot} = m_{M-QAM} + m_{PC} = N_{PC} \log_2 M + \lfloor \log_2 \left(\frac{N_c}{N_{PC}} \right) \rfloor \geq N_c \log_2 M. \quad (4-2)$$

对于 m_{PC} [bits] 的映射过程，文章^[49]采用了自然二进制解码（NBC: nature binary code）的方式。该方式的主要优点是不需要过大的查找表，因此有利于使用大载波数目的 (N_c, N_{PC}) 组合编解码。

接收器进行 DFT 操作后，利用最大似然估计恢复出每个子载波被调制的信息。首先接收器可以解调得到 m_{M-QAM} [bits]，然后通过组合规则和 NBC 编码，接收器可恢复 m_{PC} [bits]。

若式(4-2)条件满足，PC-OFDM 系统可以实现比 OFDM 系统更高的带宽效率。因此组合编码增益可以有效地应用于 HC-MCM 系统中。本章将结合组合编码，提出了一种新的多载波系统即高压缩并行排列组合多载波调制（PC/HC-MCM: parallel combinatory/ high compaction-multicarrier modulation）系统。PC/HC-MCM 系统同样具有极高的带宽效率。PC/HC-MCM 可以作为两种不同的调制方式来提高系统的带宽效率。第一种 PC/HC-MCM 系统可以用低阶 M -QAM (BPSK, QPSK) PC/HC-MCM 来实现高阶 M -QAM OFDM 的传输速度和数据报长度的控制，同时也得到更好的误比特率 (BER) 性能。与 HC-MCM 相比，PC/HC-MCM 系统也具有更高的带宽效率。而第二种系统（纯 PC/HC-MCM）灵活地使用组合编码来实现任意 M -QAM OFDM 的带宽效率，可以得到极佳的 PAPR 性能。因此能够有效地应用于 MC-CDMA 等编码系统中。同时第四章也利用纯 PC/HC-MCM 系统，设计了一种新型的下行链路多用户传输系统。该多用户传输系统可以在一个 PC-OFDM 时域信号长度期间内，采用跳频技术，同时传输多路用户数据。

4.2 并行排列组合高压缩多载波 (PC/HC-MCM) 调制

显然 OFDM 系统可看作 PC-OFDM 系统的特殊情况。也即, $N_{PC}=N_C$ 时的 PC-OFDM 系统。因此我们可以将 HC-MCM 概念引入该系统中, 此类多载波系统称之为并行排列组合高压缩多载波系统(PC/HC-MCM)。PC/HC-MCM 系统仅仅通过改变 PC-OFDM 系统传输器和接收器之间的调制参数来实现更高的带宽效率或者传输速度。

4.2.1 PC/HC-MCM 的带宽效率

PC-OFDM 系统的带宽效率为 $\eta = R_b / B$, ($R_b = m_{tot} / T$, B 为系统带宽)。可以得到 PC/HC-MCM 系统的带宽效率为

$$\eta = \frac{m_{tot} / T}{2/T + (N_C - 1) \times \Delta f} = \frac{N_{PC} \log_2 M + \lfloor \log_2 \left(\frac{N_C}{N_{PC}} \right) \rfloor}{2 + (N_C - 1) \times \Delta f T} \quad (4-3)$$

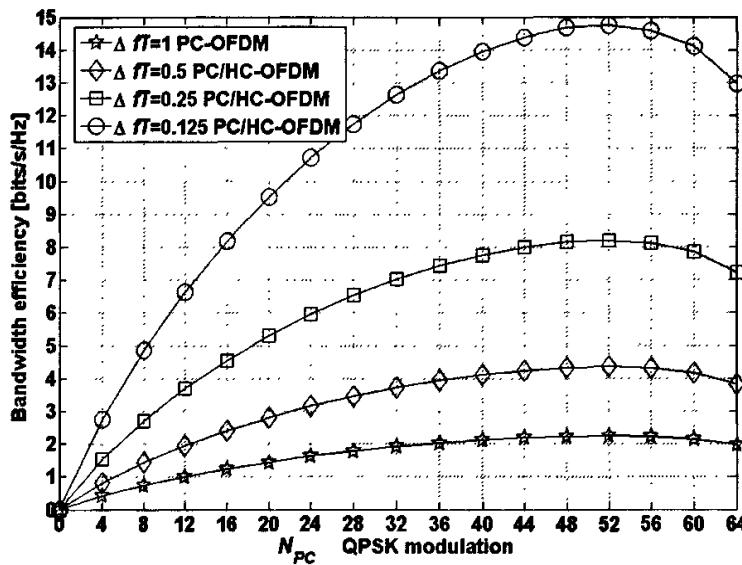


图 4-2 PC/HC-MCM 系统的带宽效率。

图 4-2 给出了 PC/HC-MCM 系统的带宽效率和不同(N_C , N_{PC})组合编解码随调制参数 $\Delta f T$ 变化的关系图。以 $N_C=64$, 调制为 QPSK ($M=4$)为例。当 $\Delta f T=1$, PC/HC-MCM 系统完全等效于 PC-OFDM。由图 4-2 可知, PC/HC-MCM 可以明显地提高系统带宽效率。对于 $N_C=64$ 的 PC-OFDM, 采用 PC/HC-MCM, $\Delta f T=0.125$, 带宽效率最大可以提高 14 倍。而且从图中可以发现, 采用并行排列组合技术, PC/HC-MCM 可以得到更好的带宽效率。同时带宽效率提高的幅度将随着 $\Delta f T$ 减小而显著上升。例如图 4-2, 当 $\Delta f T=1$, PC-OFDM 系统

最大为 $2.25[\text{bits/s/Hz}]$ ($N_{PC}=52$)，仅提高 $0.25[\text{bits/s/Hz}]$ 。但是当 $\Delta fT = 0.125$ 时，带宽效率可以提高 1.75 [bits/s/Hz]。因此通过调节 ΔfT 可以得到更高的带宽效率，提供了更好的控制条件。

4.2.2 基于 MLE 解码的 PC/HC-MCM 仿真的 BER 性能

本节给出采用 MLE 解码的仿真性能。由于采用 MLE 解码，因此主要采用较小的 N_C 。

4.2.2.1 基于 MLE 解码的 PC/HC-MCM 在 AWGN 信道和瑞利信道下的系统仿真性能

表 4-1 PC/HC-MCM 仿真参数

子载波采用的调制	BPSK
组合方式(N_C, N_{PC})	(8, 4)
系统同步性能	完全同步
信道模型	加性高斯噪声(a) 单路瑞利信道(b)
均衡	无丢失迫零均衡
组合方式匹配错误	不发生

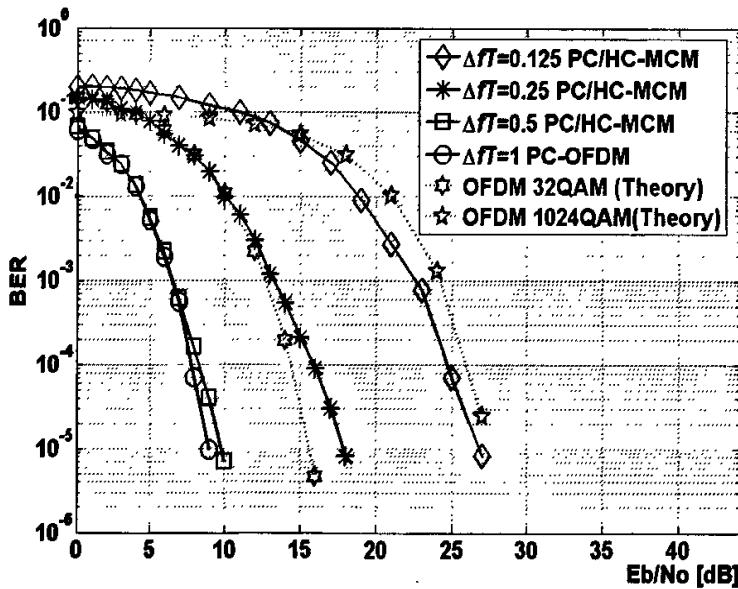


图 4-3 PC/HC-MCM 的 BER 性能 ($N_C, N_{PC}=(8,4)$ ，调制为 BPSK AWGN 信道)。

图 4-3 和图 4-4 给出了 PC/HC-MCM 系统在 AWGN 信道和瑞利信道条件下的 BER 性能。具体的仿真参数如表 4-1 所示。从图中可以看出，对于相同的

BER, 小的调制指数 $\Delta f T$ 将消耗更多的能量, 但如上节分析, 小的 $\Delta f T$ 会得到更大的带宽效率, 从而实现能量与带宽效率的权衡。值得注意的是当在调制为 BPSK 时, $\Delta f T=1, 0.5$ 的性能曲线几乎一致。因此如果系统采用 $\Delta f T=0.5$ 的调制指数代替 $\Delta f T=1$, 在几乎相同的能耗下, 可以将系统的带宽效率从 1.1111 [bits/s/Hz] 提高到 1.8182 [bits/s/Hz]。实际上, 这也是 HS-MCM[41]产生的主要原因。同时图中给出 8 个子载波 $M=32$ 和 1024 QAM OFDM 系统的理论 BER 性能曲线。由上分析, 在 PC/HC-MCM 频域子空间 Δf 和 PC-OFDM 频域子空间 Δf 相同的时候, 这两个系统的传输速率分别等同于 $\Delta f T=0.25$ 和 $\Delta f T=0.125$ 的 PC/HC-MCM 系统。因此可以实现用 BPSK 的调制星集通过 $\Delta f T=0.125$ 的 $(8, 4)$ PC/HC-MCM 系统来实现 1024-QAM OFDM 的传输速度。同时该仿真结果显示 $\Delta f T=0.125$ 的 PC/HC-MCM 比 $M=1024$ 的 QAM OFDM 系统 BER 性能优越。

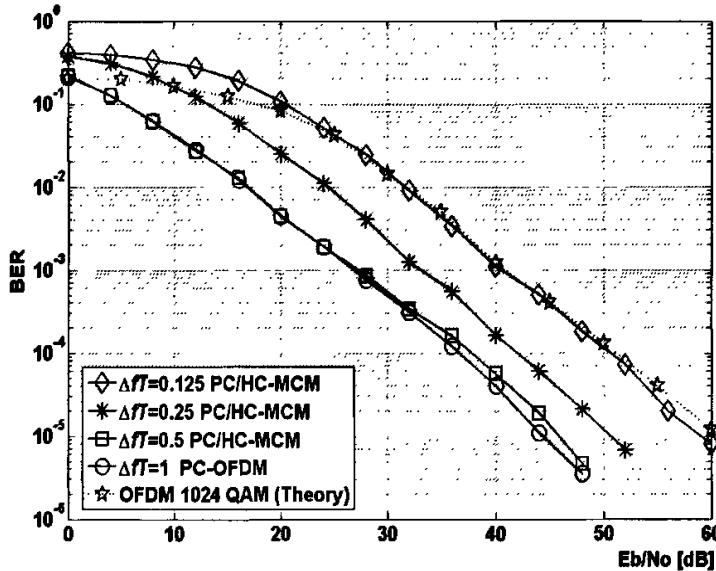


图 4-4 PC/HC-MCM 的 BER 性能 ($N_C, N_{PC}=(8, 4)$, 调制为 BPSK, 瑞利信道)。

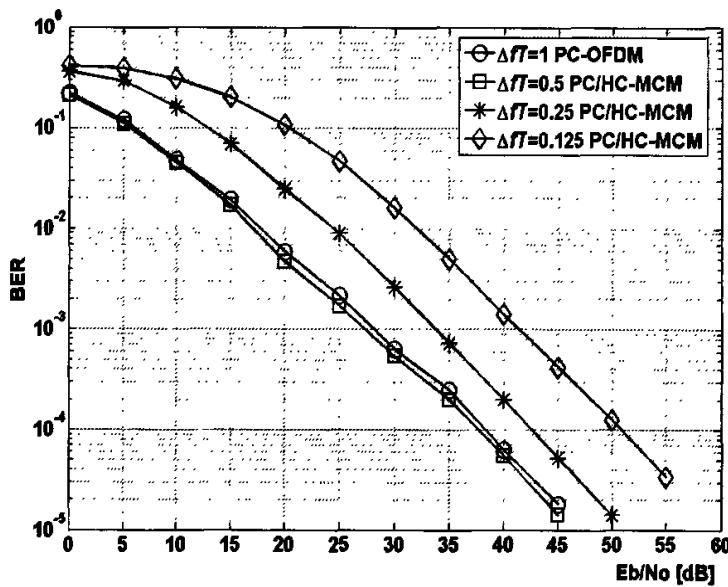
4.2.2.2 MLE解码的PC/HC-MCM在多径频率选择性衰落信道下的系统性能

具体的仿真参数如表 4-2 所示。Vehicular A 信道模型支持系统以 120km/h 的速度移动^[56]。图 4-5 给出 PC/HC-MCM 系统在调制为 BPSK ($N_C, N_{PC}=(8, 4)$) 时系统的 BER 性能。当 $\Delta f T=1$ 时, 我们采用循环前缀 (CP: cyclic prefix) 保护间隔 (GI: guard interval)^[55] 的方式来消除符号间干扰 (ISI)。而当 $\Delta f T<1$, 采用循环前缀的保护间隔将恶化系统性能。因为 PC/HC-MCM 在 $\Delta f T<1$ 时无法传送全部的 OFDM 时域波形, 循环前缀方式的保护间隔将造成 PC/HC-MCM 系统的频域失真从而恶化系统性能。所以当 $\Delta f T<1$ 时, 系统采用

加零后缀 (ZP: zeros-padding postfix) 的保护间隔方式来获得完整的 PC/HC-MCM 时域信号。在均衡前, 接收器加入适当的零后在已知信道信息条件下便可恢复完整的 PC/HC-MCM 的频域波形。从图 4-5 看出, 采用 $\Delta f T=0.5$ ZP-GI PC/HC-MCM 的性能比采用 CP-GI $\Delta f T=1$ PC/HC-MCM 性能更好, 主要原因是 CP-GI 将消耗更多的能量。

表4-2 多径衰落信道中PC/HC-MCM性能 仿真参数

子载波调制	BPSK
(N_C, N_{PC})	(8, 4)
同步要求	完全同步
信道模型	六路 Vehicular A 衰落信道模型
均衡	无丢失迫零均衡
支持的传输速度 (bps)	1M bps
各路衰落信道的相关时延(μsec)	0, 0.31, 0.71, 1.09, 1.73, 2.51
各路衰落信道的功率衰减[dB]	0, -1, -9, -10, -15, -20
最大 Doppler 频移 f_D [Hz]	55.5
补零后缀保护周期长度	0.4 OFDM 符号长度
噪声	AWGN

图 4-5 PC/HC-MCM 的 BER 性能 $(N_C, N_{PC})=(8, 4)$, 调制为 BPSK, Vehicular A 信道。

4.2.3 在相同带宽效率下, PC/HC-MCM 的 BER 性能的提高

如前章分析, 不同的载波调制信息向量 $\mathbf{X} = [x(0), \dots, x(N-1)]$ 产生不同的 HC-MCM 调制信号 $z(m)$, ($m = 0, 1, 2, \dots, N_C + K_0 - 1$)。当 $\Delta f T < 0.5$, 各调制信号对

应的最小欧氏距离(MED)将成不同的值分布。因此, PC/HC-MCM 系统可以采用选择一些具有较大 MED 的调制信号来提高 PC/HC-MCM 系统的 BER 性能同时也具有和 HC-MCM 系统相同的带宽效率。比如对于 BPSK 调制的 PC/HC-MCM 系统, $(N_C, N_{PC}) = (8, 4)$, 它可以产生 1120 不同的调制时域信号波形, 每一个调制时域信号波形传送 10 [bits]。因此系统可以通过去除其中 96 具有较小 MED 的时域信号波形从而提高系统总的 AMED。对于 $(N_C, N_{PC}) = (8, 5), (8, 6), (8, 7)$, BPSK 调制的 PC/HC-MCM 系统, 每一个调制信号依然可传送 10 [bits]。但是其选择过程中可供选择去除调制信号数目分别为 768, 768, 0。因此可以进一步在保持和 HC-MCM 系统相同的带宽效率的前提下提高其系统的 BER 性能..。

表 4-3 比较了两种方式下系统的 MED 和 AMED。同时设定每比特的所耗功率相同。表中 original one 表示随机选择 1024 调制时域信号波形来传递信息, selected one 代表上述的挑选剔除的方法。实验的数据表明, 除了 $(N_C, N_{PC}) = (8, 7)$, selected one 具有比前者更好的 MED 和 AMED。当 $(N_C, N_{PC}) = (8, 7)$ 时, 由于没有多余的调制信号波形供挑选, 因此两者具有相同的 MED 和 AMED。

表4-3 两种方式下系统的MED和AMED

(N_C, N_{PC})	$\Delta fT = 0.25$ BPSK			
	Original one		Selected one	
	MED	AMED	MED	AMED
(8, 4)	0.1830	0.3170	0.2903	0.3327
(8, 5)	0.1637	0.2718	0.2784	0.3196
(8, 6)	0.1494	0.2474	0.2543	0.3050
(8, 7)	0.1383	0.2457	0.1383	0.2457
$\Delta fT = 0.125$ BPSK				
(8, 4)	0.0379	0.0872	0.0674	0.0914
(8, 5)	0.0339	0.0738	0.0681	0.0904
(8, 6)	0.0309	0.0701	0.0652	0.0899
(8, 7)	0.0286	0.0702	0.0286	0.0702

图 4-6 和图 4-7 比较 $\Delta fT = 0.25, 0.125$ 时, 系统在 AWGN 信道中的两种方式的 BER 性能结果。我们设定 $(N_C, N_{PC}) = (8, 4), (8, 5), (8, 6)$ 采用 selected one 的方式, $(N_C, N_{PC}) = (8, 4)$ 采用 original one 的方式。

仿真的结果表明 selected one 的方式能够提高系统的 BER 性能且保持相同的带宽效率。当 $\Delta fT = 0.25$, $(N_C, N_{PC}) = (8, 4)$, selected one 的方式比采用 original one 的方式在 $BER=10^{-4}$ 能获得 3.5 [dB] 的增益。而且比 $N_C=8$ 32-QAM OFDM 具有更好的 BER 性能。当 $\Delta fT = 0.125$ 时, selected one 的方式比采用 original one 的方式在 $BER=10^{-4}$ 条件下获得 2.5 [dB] 的增益。

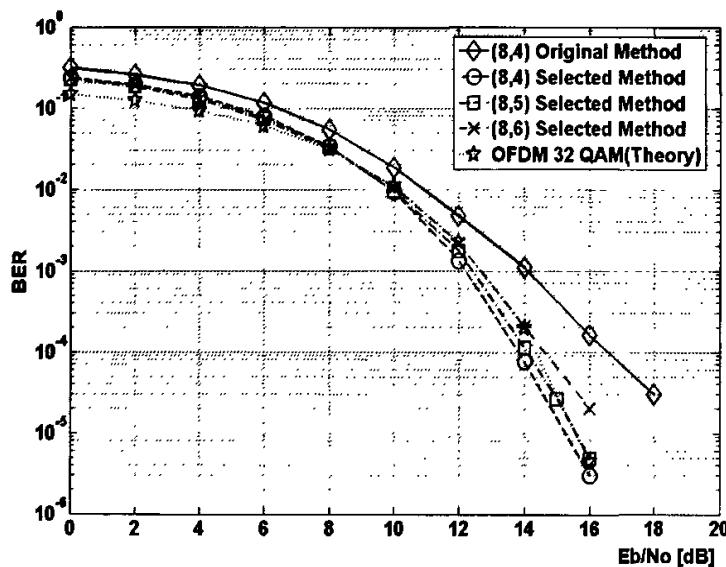


图 4-6 两种方式下 BPSK 调制 PC/HC-MCM 的 BER 性能 (N_C, N_{PC}) = (8, 4), (8, 5) (8, 6), $\Delta f/T = 0.25$, AWGN 信道。

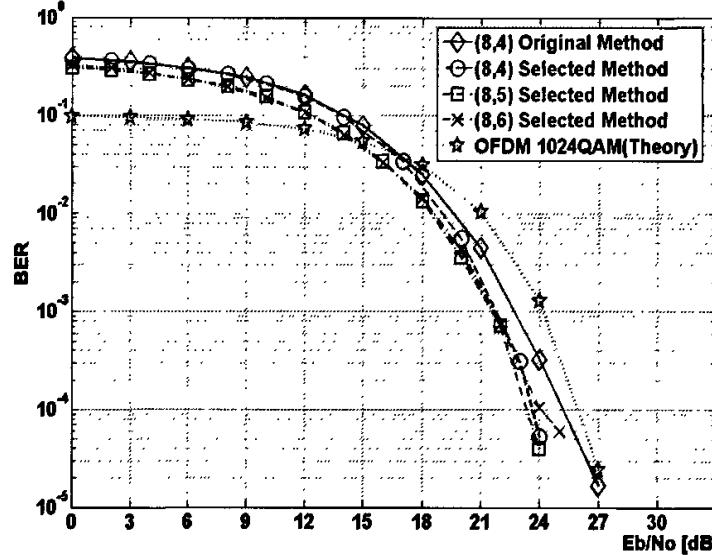


图 4-7 两种方式下 BPSK 调制 PC/HC-MCM 的 BER 性能, (N_C, N_{PC}) = (8, 4), (8, 5) (8, 6) $\Delta f/T = 0.125$, AWGN 信道。

4.3 纯并行排列组合高压缩多载波(pure PC/HC-MCM)调制

如上分析, 采用 HC-MCM 和 PC-OFDM 相结合, 系统可以大幅度地提高带宽效率。并且仅仅利用 BPSK, QPSK 便可以实现高阶 M -QAM OFDM 的传输速度。同时我们也可以发现, PC-OFDM 系统也可以演化为另一种不同的通信系

统：即系统不含有任何调制星集， N_{PC} 个子载波都传送信号 e^{j0} ，但 S 个子载波 ($N_C = N_{PC} + S$) 传送零幅值的信号。也即该通信系统完全用子载波传送信号的并行排列组合来传递信息。此时，每一个 PC-OFDM 信号波形可传送的比特数据量为 $m_{PC} = \lfloor \log_2 \left(\frac{N_C}{N_{PC}} \right) \rfloor$ [bits]。这种系统在本文被定义为纯 PC-OFDM 系统。

由于过低的带宽效率，此类系统在 OFDM 条件下并不具有很大的吸引力。但是当该系统和 HC-MCM 结合起来就可以实现新的功能。我们称该系统为纯并行排列组合高压缩多载波(Pure PC/HC-MCM)系统。同时，结合跳频技术 (FH: frequency hopping)，本节给出一种新型的下行链路的多路传输方法。该方法在不丢失系统带宽效率前提下，可以在一个 OFDM 时域信号周期中同时传输多路用户数据。

4.3.1 纯 PC/HC-MCM 的带宽效率

如上所得，纯 PC/HC-MCM 的带宽效率为

$$\eta = \frac{m_{PC} / T}{2 / T + (N_C - 1) \times \Delta f} = \frac{\lfloor \log_2 \left(\frac{N_C}{N_{PC}} \right) \rfloor}{2 + (N_C - 1) \times \Delta f T} \quad (4-4)$$

对于基于 M -QAM 或者 M -PSK 调制的 OFDM 系统，其带宽效率为

$$\eta_{OFDM} = \frac{m_{OFDM} / T}{2 / T + (N_C - 1) \times \Delta f} = \frac{N_C \log_2 M}{2 + (N_C - 1) \times \Delta f T} = \frac{N_C \log_2 M}{N_C + 1} \quad (4-5)$$

图 4-8 绘出了 $N_C=8, 16, 32, 64, 128$ 同时 $N_{PC}=N_C/2$ 条件下（对于每个固定的 N_C ，该条件下系统能传递最大的比特数据量），纯 PC/HC-MCM 系统的带宽效率曲线。可以看出小的调制参数 $\Delta f T$ 能显著的提高纯 PC/HC-MCM 系统的带宽效率。同时如图所示，对于 $N_C=8$ ，采用 $(N_C, N_{PC})=(8, 4)$ ， $\Delta f T < 0.6$ 纯 PC/HC-MCM 系统能够实现 BPSK 调制的 OFDM 系统的带宽效率。采用 $\Delta f T < 0.16$ 纯 PC/HC-MCM 系统便可以达到 QPSK 调制的 OFDM 系统的带宽效率。对于 $N_C=16, 32, 64, 128$ ，也可以得到相类似的结果。比如可以采用 $(N_C, N_{PC})=(128, 64)$ ， $\Delta f T < 0.19$ 纯 PC/HC-MCM 系统来实现 64-QAM 调制的 OFDM 系统的带宽效率。因此，从图中可以看出，如果设置合适的调制参数 $\Delta f T$ 和 N_C, N_{PC} ，系统可以实现任何基于 M -QAM 或者 M -PSK 调制的 OFDM 的带宽效率。

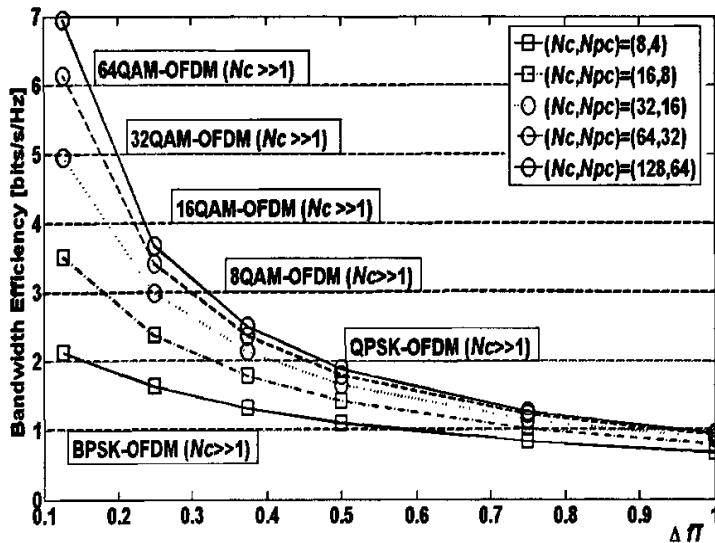


图 4-8 纯 PC/HC-MCM 系统的带宽效率。

4.3.2 纯 PC/HC-MCM 的 BER 的仿真性能

具体的仿真参数如表 4-4 所示。图 4-9 给出纯 PC/HC-MCM 系统在 $BER = 10^{-4}$ 条件下, 不同 (N_C, N_{PC}) 组合下, 系统的带宽效率和信噪比的关系曲线。可以看出对于具体的信噪比, 不同的组合, 调制参数 ΔfT 能够实现不同的带宽效率。比如, 当 $E_b/N_0 \approx 11$ [dB], 采用 $(N_C, N_{PC}) = (16, 5)$, $\Delta fT = 0.375$ 的纯 PC/HC-MCM 系统时, 系统的带宽效率为 1.6 bits/s/Hz。但是采用 $(N_C, N_{PC}) = (8, 4)$, $\Delta fT = 1$ 的纯 PC/HC-MCM 系统时系统的带宽效率仅为 0.7 bits/s/Hz。前者是后者的两倍多。另一方面, $(N_C, N_{PC}) = (16, 3)$ 和 $(N_C, N_{PC}) = (16, 13)$ 的纯 PC/HC-MCM 系统在相同的 ΔfT 下可以得到相同的带宽效率, 但是后者更加消耗功率。因此 N_{PC} 应该选取小于等于 $N_C/2$ 。

表 4-4 纯 PC/HC-MCM 仿真参数

子载波采用的调制	非零幅值子载波采用 $e^{j\theta}$ (θ 随机值) 调制
N_C	8, 16
系统同步	完全
噪声类型	加性高斯白噪声

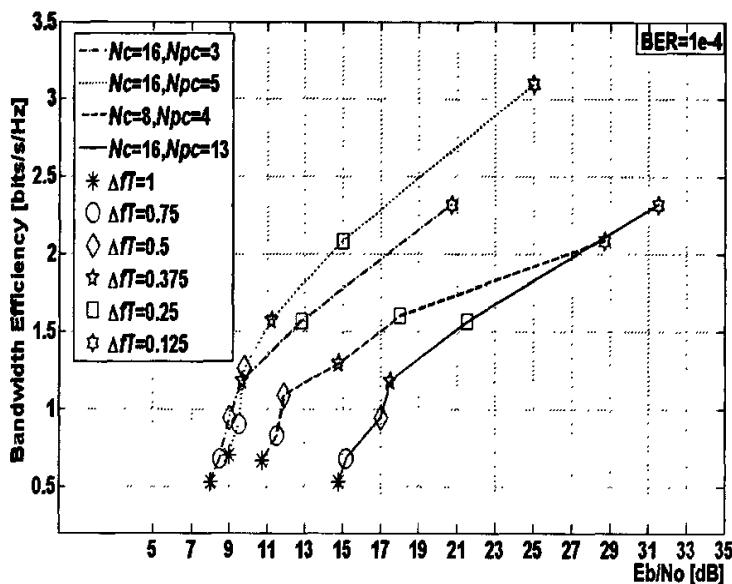
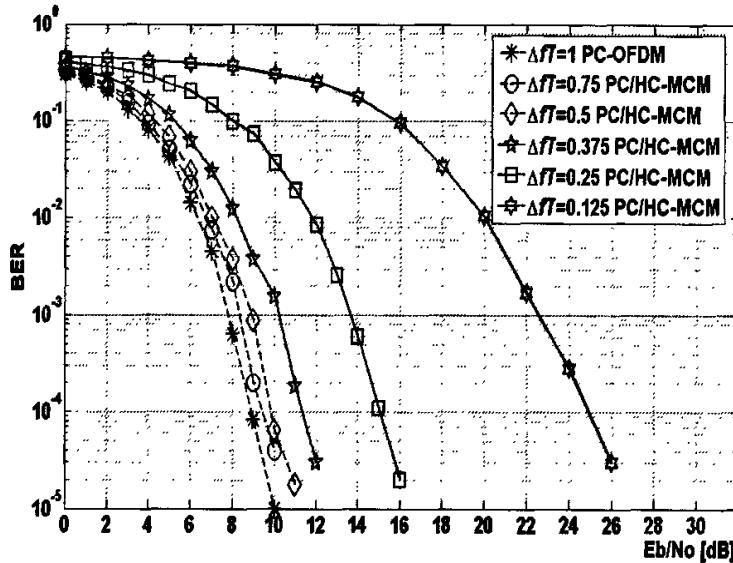
图 4-9 $BER = 10^{-4}$ 时, 纯 PC/HC-MCM 系统的带宽效率与信噪比图。图 4-10 纯 PC/HC-MCM $(N_c, N_{pc}) = (16, 5)$ 系统的 BER 性能。

图 4-10 给出纯 PC/HC-MCM 系统 $(N_c, N_{pc}) = (16, 5)$ 比特误码率的仿真结果。从图中可以看出, 对于相同的误码率, 小的调制指数 ΔfT 将消耗更多的能量。但如上节分析, 小的 ΔfT 会得到更大的带宽效率, 因此可以实现能量与带宽效率的权衡。值得注意的是 $\Delta fT=1, 0.75, 0.5$ 的性能曲线几乎一致, 因此系统如果采用 $\Delta fT=0.5$ 的调制指数代替 $\Delta fT=1$, 在几乎相同的能耗下, 可以较大幅度提高系统的带宽效率。

对于纯 PC/HC-MCM 系统, 我们可以通过对 N_{pc} 个子载波搜寻不同的 θ 值来获得极其优越的 PAPR 性能的时域 PC/HC-MCM 波形。在本章中我们假定

$\theta_i \in \{\pi/2, \pi, 3\pi/2, 2\pi\}, i=1, \dots, N_{PC}$ 。通过计算机仿真搜索来找到一组最优的 $\theta_i, i=1, \dots, N_{PC}$ 来传递数据。

首先再次定义时域信号的 PAPR 如下式

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq t < N_{PC}} |y(t)|^2}{P_{AV}}, \quad (4-6)$$

其中 $y(t)$ 为时域纯 PC/HC-MCM 波形, P_{AV} 为所有选择厚纯 PC/HC-MCM 波形的平均功率。图 4-11 给出了纯 PC/HC-MCM 系统 $(N_C, N_{PC}) = (8, 4)$ 是通过仿真获得 θ_i 后时域 PC/HC-MCM 波形的 PAPR 性能。搜寻算法共进行了 4^4 查找运算。可以看出通过搜寻最佳 θ_i 值可以得到非常理想的 PAPR 性能。由于 PAPR 的大小直接影响传输接收器的功率放大器设计, 低 PAPR 性能的时域波形可以大幅度降低系统的设计花费。

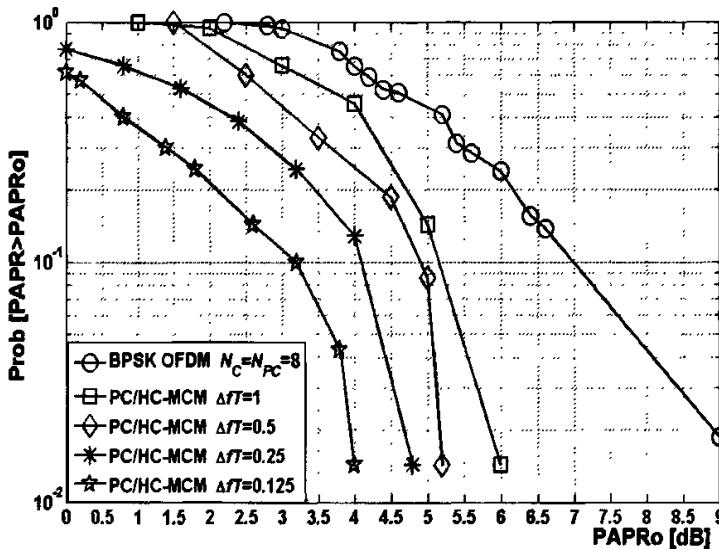


图 4-11 纯 PC/HC-MCM $(N_C, N_{PC}) = (8, 4)$ 系统经挑选后的 PAPR 性能。

4.3.3 基于跳频的纯 PC/HC-MCM 多址访问系统

多址访问或接入 (MA: multiple access) 在通信系统中是指多用户同时有效地共享网络资源。目前存在的多址访问系统主要有时分多址访问 TDMA, 频分多址访问 FDMA, 和码分多址访问 CDMA 三种基本接入方式。这三种基本方式可以有效地组合起来构成各种多用户系统。如第四代移动通信候选的 WiMax (802.16e) 技术就采用 TD-FDMA 方式。而第三代移动通信采用 TD-CDMA 的接入方式^[57]。在本章中, 我们提出一种新型的基于纯 PC/HC-MCM 调制的 FH-CDMA 接入系统。

4.3.3.1 纯PC/HC-MCM与跳频编码

如果多载波系统的带宽消耗保持不变, 调制参数为 $\Delta f T$ 的 PC/HC-MCM 可以提高系统的传输速度 $1/\Delta f T$ 倍。换句话说, 在相同的带宽条件下, $\Delta f T$ 的 PC/HC-MCM 系统可以重复传输调制符号 $1/\Delta f T$ 次。

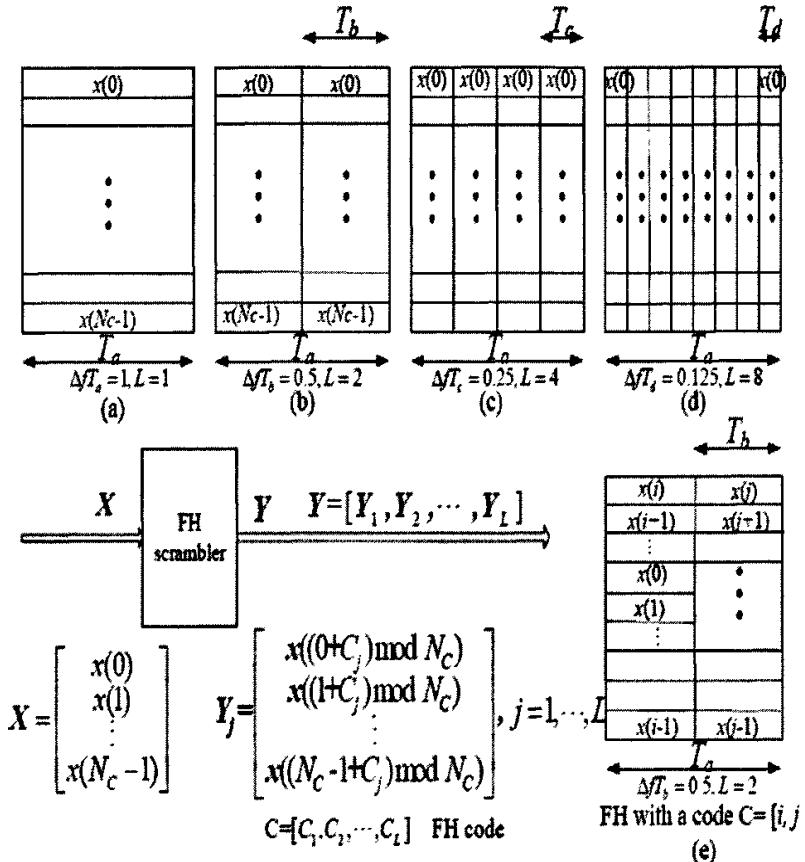


图 4-12 基予跳频的纯 PC/HC-MCM 系统。

假设 T_a 为 PC-OFDM 的时域符号周期长度 ($\Delta f T_a = 1$), 同时设定 $T_b = T_a/2$, $T_c = T_a/4$, 和 $T_d = T_a/8$ 分别为 $\Delta f T_b = 0.5$, $\Delta f T_c = 0.25$ 和 $\Delta f T_d = 0.125$ PC/HC-MCM 的时域符号周期长度。因为 T_b , T_c , 和 T_d 比 T_a 小, 在 T_a 区间内, $\Delta f T_b = 0.5$, $\Delta f T_c = 0.25$ 和 $\Delta f T_d = 0.125$ PC/HC-MCM 系统可以传送 2, 4, 8 次相应的 PC/HC-MCM 时域信号。因此对于不同的 $\Delta f T$, 可以采用不同的频域时域匹配编码的方式来实现 FH-CDMA 接入。图 4-12(a)-(d) 给出以上四种 $\Delta f T$ 的频域时域对应关系。因为在 T_a 区间内, $\Delta f T_b = 0.5$, $\Delta f T_c = 0.25$ 和 $\Delta f T_d = 0.125$ PC/HC-MCM 系统可以传送 2, 4, 8 次相应的时域信号。因此, 我们可以通过跳频的方式获得增益。也即, 当 $\Delta f T_b = 0.5$ 时采用码长 $L=2$ 的跳频编码, 当 $\Delta f T_c = 0.25$ 时采用码长 $L=4$ 的跳频编码, 当 $\Delta f T_d = 0.125$ 时采用码长 $L=8$ 的跳频编码。

假设调频码为 $\mathbf{C} = [C_1, \dots, C_L]$, 其中 C_j ($j = 1, 2, \dots, L$) 是第 j 个码元的编码值, $C_j \in [0, N_C - 1]$ 。通过不同的调频码, 在每个码元时序内, 输入字符 $x(k)$ ($k = 0, 1, \dots, N_C - 1$) 通过 $x((k + C_j) \bmod N_C)$ 跳频函数扩散到不同频域。扩散过程如图 4-11(e) 所示。在本章中, 我们假设码元值是同一分布的随机值。

在接收端, 解码器采用 $(N_C + K_0) \times L$ 通过 MLE 来解调 m_{PC} [bits]。

在本文中 PC/HC-MCM 的 FH-CDMA 主要用于下行链路多用户传输。

4.3.3.2 跳频码分多址纯 PC/HC-MCM 下行链路多用户传输系统

A 系统介绍

图 4-13 (a) 和 (b) 给出了跳频码分多址纯 PC/HC-MCM 下行链路多用户的基站传输器和一个用户接收器的示意图。这里假定所有的用户采用相同的 ΔfT , 和码元长度 L 。同时假定相同的 (N_C, N_{PC}) 组合编码。基站传输器同时传输 N 用户数据。假定每个用户传输 m_{PC} [bits], 通过前述的跳频编码方法, m_{PC} [bits] 信息可以用 \mathbf{Y}_i ($N_C \times L$) 矩阵来表示。 L 列向量 \mathbf{Y}_i 在 L 码元时间内按列依次通过 IDFT 调制器。进行 P/S 处理后, 第 i ($i = 1, \dots, N$) 用户在第 j 码元时序的值为 $S_j^{(i)}(n)$, ($n = 1, \dots, M-1$; $i = 1, 2, \dots, N$; $j = 1, 2, \dots, L$)。所有用户 $S_j^{(i)}(n)$ 被叠加成一个传输向量 $S_j(t)$ 。在进行数模转换后, 所有用户的 m_{PC} [bits] 在 L 个码元时序内被传送。

对于接收器, 假设收到的信号是被 AWGN 噪声干扰的 $S_j(t) + n(t)$ 。通过 A/D, S/P 和 DFT 转换后, 每一码元收到的信号将变为 \hat{Z}_j (图 4-12 (b))。在进行连续 L 次转换后, 系统可以得到待解调接收矩阵 $\hat{\mathbf{Z}} = [\hat{Z}_1, \hat{Z}_2, \dots, \hat{Z}_L]$ 。通过 MLE 解码, 接收器便可恢复出所有用户的传输数据估计值 $\mathbf{X}_i = [\hat{x}_i(0), \dots, \hat{x}_i(N_C - 1)]^T$, ($i = 1, \dots, N$)。

B 系统性能仿真

本节采用 $(N_C, N_{PC}) = (4, 3)$ 纯 PC/HC-MCM 系统, 同时传输 4 个用户来验证该系统的性能。因为 $(N_C, N_{PC}) = (4, 3)$, 所以每个用户可以同时传输 $m_{PC} = \lfloor \log_2 \binom{4}{3} \rfloor = 2$ [bits]。

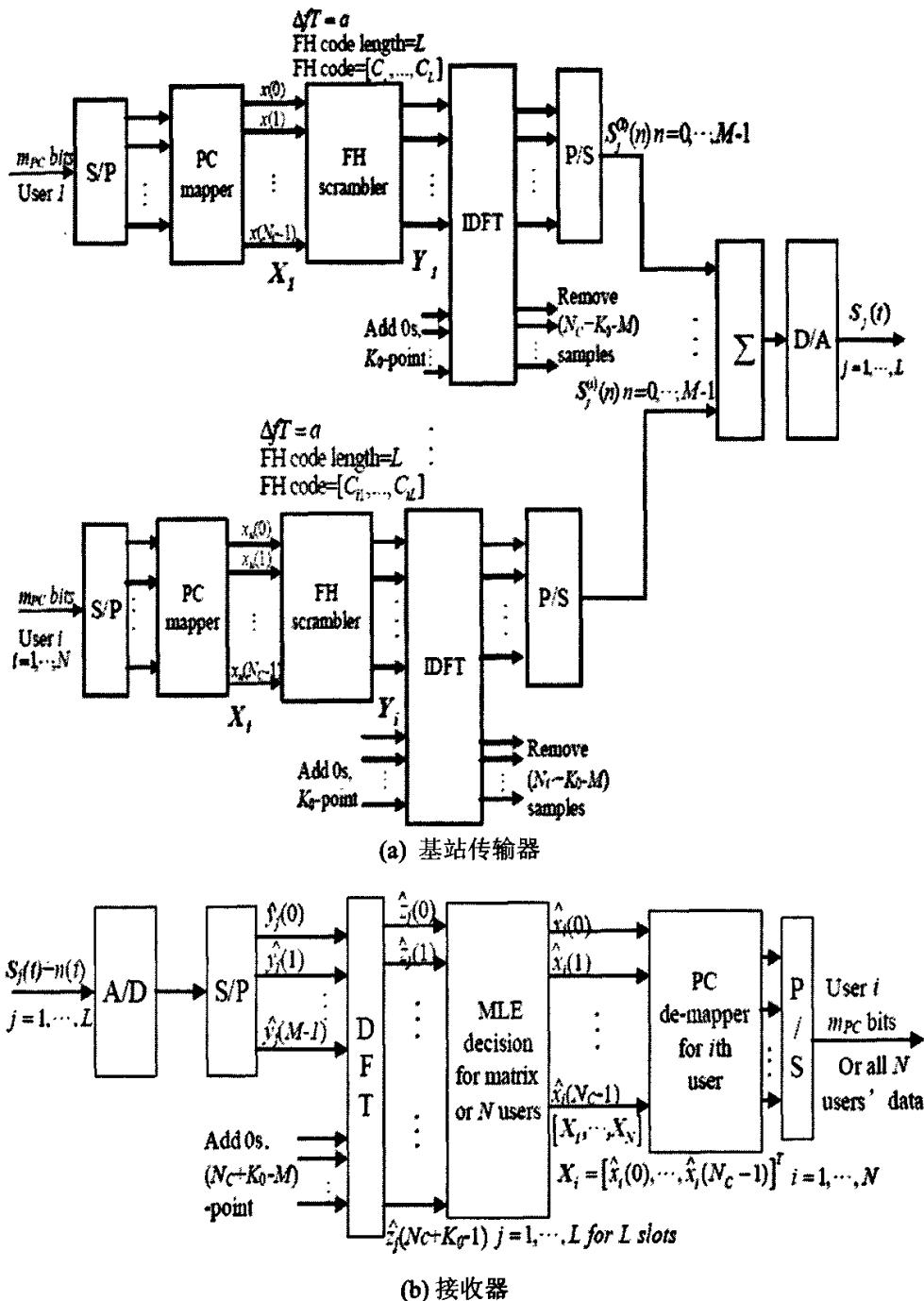


图 4-13 基于纯 PC/HC-MCM 技术的多址访问下行链路示意图。

图 4-14 给出了系统在最优跳频编码条件下 4 用户传输的数据的最小欧氏距离。也即, 如果存在 m 种 4 个用户调制数据的组合, 接收器进行 DFT 处理后必将产生 m 种 大小为 $(N_c + K_0) \times L$ (\hat{Z}) 待解码的矩阵。在仿真中, 对于不同的

ΔfT 和相应的码元长度 L , 每个用户随机产生 100 个不同的跳频码来计算待解码矩阵之间的最小欧氏距离, 同时假定每个用户的跳频码各不相同。对于每一个 ΔfT 和相应的编码, 我们计算出系统的平均最小欧氏距离来评估系统的性能。

假定 T_s 表示传送 m_{PC} [bits] 所需要的时间, 可以通过以下方法来增加码元数目。 $T_s=T_a$ 表示传送 m_{PC} [bits] 所需要的时间为一个相应的 PC-OFDM 时域符号长度 (T_a)。在这种方式下, 通过以上分析 $\Delta fT_a=1, L=1$, $\Delta fT_b=0.5, L=2$, $\Delta fT_c=0.25, L=4$, $\Delta fT_d=0.125, L=8$ 能够实现相同的传输速度。相似的原理, $T_s=2T_a$ 表示传送 m_{PC} [bits] 所需要的时间为两个相应的 PC-OFDM 时域符号长度 (T_a)。因此 $\Delta fT_a=1, L=2$, $\Delta fT_b=0.5, L=4$, $\Delta fT_c=0.25, L=8$ 和 $\Delta fT_d=0.125, L=16$ 能够实现相同的传输速度。当 $T_s=4T_a$ 时, $\Delta fT_a=1, L=4$, $\Delta fT_b=0.5, L=8$, $\Delta fT_c=0.25, L=16$, $\Delta fT_d=0.125, L=32$ 也能够实现相同的传输速度。通过这种方式, 可以增加跳频码的编码长度。

当 $T_s=T_a, L=1(\Delta fT_a=1)$ 和 $L=2(\Delta fT_b=0.5)$ 时, 即使任何跳频码, 系统得到的 AMED 为零。因此无法恢复出任何用户数据。但是随着 L 增大, 比如 $L=4(\Delta fT_c=0.25)$ 或者 $L=8(\Delta fT_d=0.125)$, AMED 将增大。从而可以恢复解调出各用户数据。另一方面, AMED 将随着 T_s 增大而增大。当 $T_s=2T_a, L=2(\Delta fT_a=1)$ AMED 为零, 但当 $L=4(\Delta fT_b=0.5), L=8(\Delta fT_c=0.25)$ 或 $L=16(\Delta fT_d=0.125)$, AMED 被显著地提高。尤其是对于 $L=4(\Delta fT_b=0.5)$ 。类似的现象同样可以出现在 $T_s=4T_a$ 。但是在这种条件下, 对于不同的 ΔfT 和 L , $L=4(\Delta fT_a=1)$ 时系统能得到最大的 AMED。

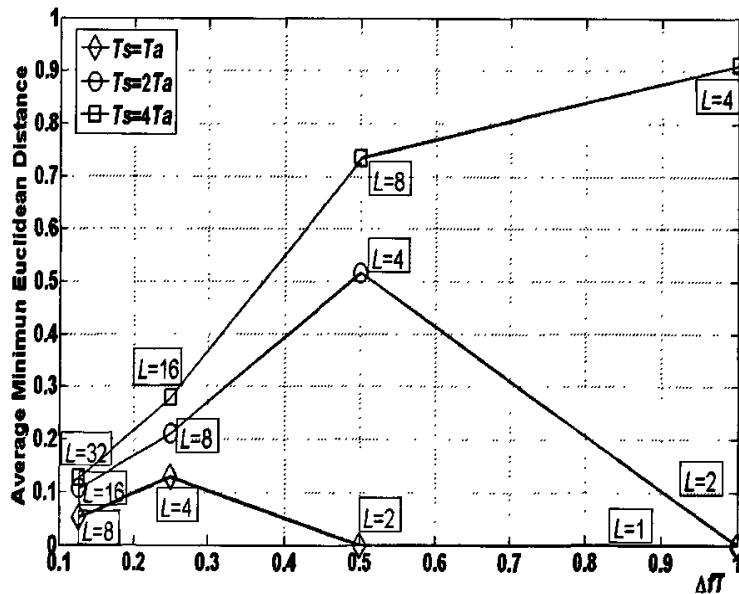
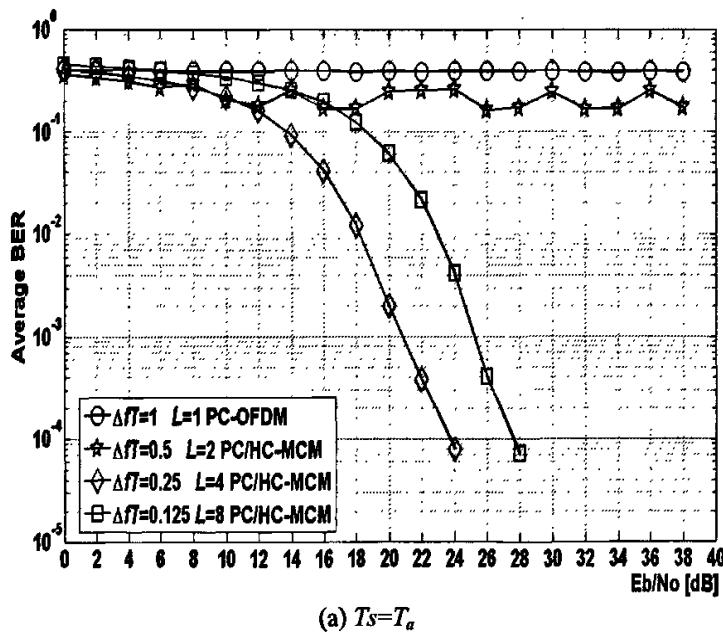


图 4-14 在不同码元长度, 不同的 ΔfT , 和随机跳频编码下 4 用户产生的平均最小欧氏距离(AMED)。

另一方面, 最小欧氏距离 MED 的分布也随着 ΔT 和 L 的变化而变化。当 $T_s=4T_a$ 和 $L=4$ ($\Delta T_a=1$) 时, 系统在随机产生 100 种不同组合的用户跳频码后, 计算每种编码的最小欧氏距离。其中 21 编码组合产生的 MED 为零。因此系统的 BER 性能将频繁波动。但是对于其他类型的 ΔT , 特别是 $\Delta T_{cd}=0.25, 0.125$, 上述现象从未产生。因此对于该多用户系统, 选取合适的跳频码和 ΔT 非常重要。

图 4-15(a)-(c)给出了上述 4 用户系统的 BER 性能仿真。这里系统采用了上述计算最小欧氏距离时, 产生最好性能的最优跳频码。从图 4-15(a), 可以发现当 $T_s=T_a, L=1$ 和 $L=2$ 时, 系统的 BER 性能在 0.5 和 0.1 之间来回震荡。因此无法恢复出任何用户的传输数据。但是当系统采用 $L=4$ ($\Delta T_c=0.25$) 和 $L=8$ ($\Delta T_d=0.125$) 时, 所有用户的数据都可以被解调。同时该结果也说明了在一个 PC-OFDM 时域符号长度内, 纯 PC/HC-MCM 系统可以支持 4 个用户同时传输。当 $T_s=2T_a, L=8$ ($\Delta T_b=0.5$) 能够得到最好的 BER 性能。当 $T_s=4T_a$ 时, $L=4$ ($\Delta T_a=1$) 可实现最好性能。

图 4-15(a)-(c)同时也说明了系统可以降低速度来提高其 BER 性能。对于 $T_s=T_a$, 为实现 BER 小于等于 10^{-4} 要求, 如果系统采用 $L=4$ ($\Delta T_c=0.25$) 来支持 4 个用户, 所需的 E_b/N_0 为 23.9 [dB]。但是采用 $T_s=2T_a, L=8$ ($\Delta T_b=0.5$) 来支持 4 个用户, 所需的 E_b/N_0 为降低为 20.6 [dB]。但是后者的传输速度仅为前者的一半。



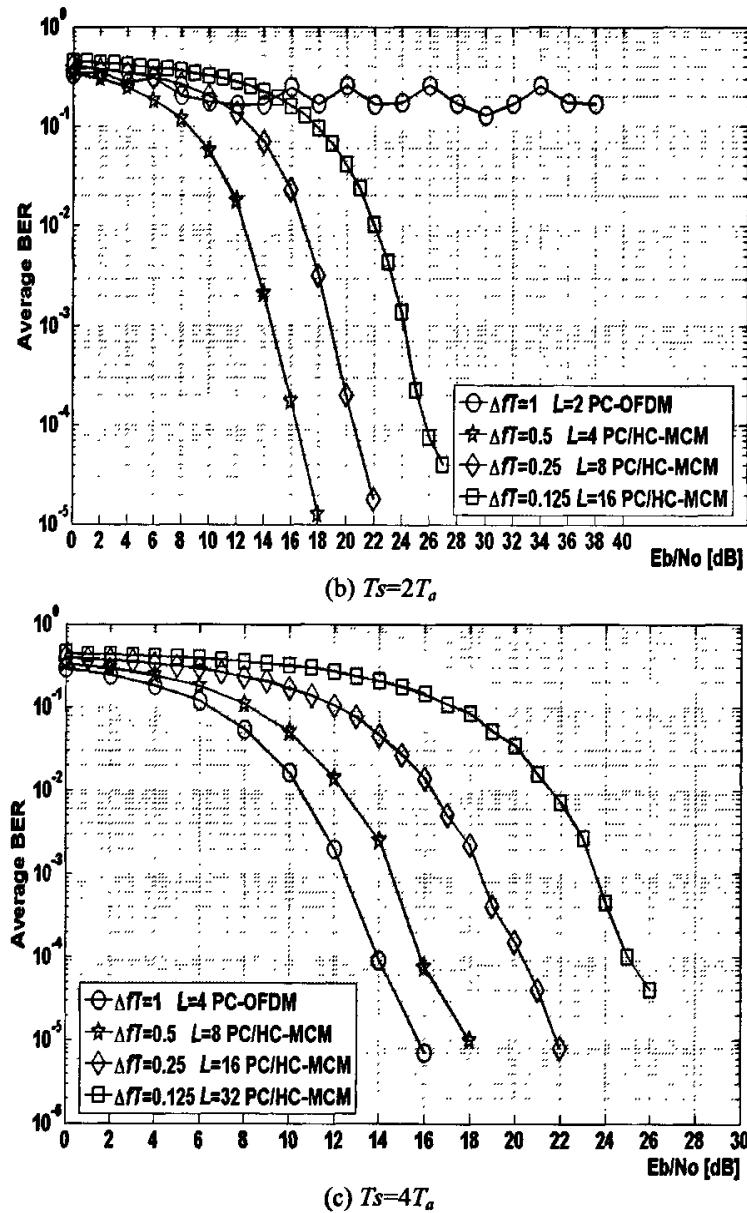


图 4-15 采用纯 PC/HC-MCM ($N_C, N_{PC} = (4, 3)$) 的 FH-CDMA 系统, 支持 4 用户时的 BER 性能 ($T_s = 1, 2, 4$ PC-OFDM 时域符号长度间 (T_a), 最优跳频编码)。

4.4 小结

本章提出一种基于 HC-MCM 技术的 PC-OFDM 系统即高压缩并行排列组合多载波调制系统 (PC/HC-MCM)。同 PC-OFDM 系统相比, PC/HC-MCM 系统具有极高的带宽效率。PC/HC-MCM 可以作为两种不同的调制方式来提高系统的带宽效率, 第一种系统可以用低阶 M -QAM (BPSK, QPSK) PC/HC-MCM

来实现超高阶 M -QAM OFDM 的传输速度, 同时也得到更好的误比特率 (BER) 性能, 而第二种系统 (纯 PC/HC-MCM) 可以灵活地使用组合编码来实现任意 M -QAM OFDM 的带宽效率同时可以得到极佳的 PAPR 性能, 因此可以有效地应用于 MC-CDMA 等编码系统中。同时本章也利用纯 PC/HC-MCM 系统设计了一种新型的下行链路多用户传输系统。该多用户传输系统可以在一个 PC-OFDM 时域信号长度期间, 采用跳频技术同时传输多路用户数据。

第五章 一种基于 HC-MCM 的数据报冲突恢复算法

5.1 概述

无线传输系统的性能通常取决于两个主要制约因素，即无线信道质量和多址访问(multiple access)之间的数据报冲突干扰。对于无线信道质量，基于前章所述的诸如多径衰落以及时变信道等原因从而造成传输信号的符号间干扰 (ISI) 将严重地恶化系统解码性能。同时在高速移动体传送接收过程中，多普勒频移效应也极大恶化系统的解调性能。为了提高在无线信道中传输的可靠性，系统通常采用编码，自适应调制等传输方式来克服无线信道的弊端。如前所述，采用 OFDM 技术是众多方法中非常有效的一种调制解调方法。

多址接入之间的数据报冲突干扰，是指在无线信道访问中，2 个或多个端点同时在同一个信道传输而造成互相冲突干扰，以至于接收器采用通常的解码算法无法恢复出传输的数据信息。由于无线信道和发送射频的特点，常规的基于在线技术的接入控制和调度技术不再适用于无线接入访问控制。因此无线多址访问协议得到大量的研究，也是无线网络，下一代移动通信和网络，Ad-hoc 网络，sensor 网络研究的重点。目前主流的协议研究和设计的前提是假定如果多址访问冲突干扰产生，所有涉及冲突干扰传输的数据报将在接收端被丢弃，所有丢弃的数据报不得不在下一个时序重传。由于重传或节点阻塞后采用了随机后退算法(ARQ)，当接入节点过多，整个无线系统协议的吞吐效率(throughput)和时延性能(delay)将失去平衡从而使系统无法传输任何数据。因此 ALOHA，CSMA 等协议在流量过大时是不稳定的^[58]。显然，如果当多址访问干扰冲突发生后，接收器可以采用特定的算法以某种概率恢复所有被传输的数据报，那么协议的性能诸如吞吐量，时延以及协议的设计将得到根本性的改变。

而事实上，很多基于该领域的研究也取得了大量的成果。诸如采用扩频技术 (CDMA)^[59]。不同用户采用不同的扩频码可以同时访问信道，接收器采用解扩频技术或者多用户检测技术 (MUD)^[60] 来恢复各用户的数据从而避免多址访问的干扰。但是 CDMA 在用户数量过大的情况下，将不得不增加扩频码的长度来提高用户容量，从而降低每个用户的传递速度。同时通常 CDMA 系统的码元 (chips) 速度极高，传输延迟一般会造成上行链路接收同步失调。所以必须采用 Rake 接收机或者 MUD 来降低系统的异步干扰。而当传输范围过大，用户数量过多的情况下，接收器的 MUD 实现的复杂性将严重制约系统的性能。虽然 MUD 通过各种信号处理算法可以恢复出所有受干扰的数据报，但是这种

技术增益是以接收器算法复杂性增加为代价的。而且通常 MUD 需要用户的基本信息(如用户扩频码)，因此通常 MUD 用在 CDMA 系统中而无法用在非扩频通信系统中。

在无线信道中，如果传输节点离接收器距离不同，传输的功率大小也不同，在接收前端可产生 *near-far* 效应，因此接收器可以采用捕获效应技术 (capture effect^[61]) 来接收功率最大的节点传输的数据报。但是其他节点传输的数据报仍然被丢弃造成数据报的重传。接收器也可以利用多数据报接收技术 (MPR: multi-packet reception)^[62] 来同时捕获多个冲突干扰数据报。这样的技术要求参与传输的节点必须采用特定的功率来传输数据报以便于在接收前端产生不同等级的 SINR (signal-to-interference -plus-noise ratio) 来实施捕获效应功能。但是在分布式多址接入访问协议中，节点传输的功率主要取决于其传输性能需要，因此很难实现在接收器前端形成不同的 SINR 要求^[63]。即使该要求得到满足，系统的性能及功率消耗等综合权衡效果也低于单一功率传输的分布式协议性能^[64]。

另一方面，通常数据报的干扰是由一个已经同目标节点建立连接的节点传送的长数据报和其他节点申请同该目标节点建立连接，回复，应答的短数据报相互冲突干扰而损坏的。因此损坏部分的长度一般等同于短数据报。例如，在 IEEE802.11a (64 个子载波) 协议中，长数据报可以一次连续传输 8184 [bits] (payloads) 的数据报，但是诸如确认 (ACK: acknowledgement)，请求发送 (RTS: request-to-send)，清除发送 (CTS: clear-to-send) 等短数据报通常不超过 300 [bits]，可以仅由 6 个 BPSK 调制的 OFDM 时域符号或 3 个 QPSK 调制的 OFDM 时域符号来传送^[65]。显然，由上分析，如果该损坏部分数据可以被恢复，那么对于传送的长数据报的节点来说，连接传输性能诸如吞吐率，时延等会得到大幅度提高。更主要的是，对于短数据报，由于其通常包含节点的位置，节点的使用功率，节点期望的传输时间等用于控制等重要信息^[66-68]，如果这些信息被恢复，将极大有利于诸如 *ad-hoc*, *sensor* 等无线网络多址访问协议的研究和设计。

本章主要解决该问题。我们将给出一种基于 HC-MCM 数据报传输的干扰恢复算法。从前述章节中，我们可以得出一个关于 HC-MCM 系统的重要性质：对于诸如 OFDM 多载波系统，调制的全部数据信息可以仅由部分接收到的时域信号来解调。因此，通过部分接收到的时域信号以及估计的无线信道信息可以重建系统在时域的全部信号。利用这个有利的性质，本章给出一种有效的冲突干扰恢复算法。该方法类似于连续干扰取消算法^[69]。但是与 CDMA 系统相比，不需要扩频码，因而提高系统的传输速度。同时该算法不需要传送节点采

用不同的传输功率, 而且在越弱的 near-far 效应下越能取得更好的恢复性能。因此更加符合无线局域网的特点。该算法将极大有利于系统的传输调制设计。

本章结构如下。第二节给出部分接收 OFDM 时域信号的系统模型, 并指出该系统与高压缩多载波调制系统的联系, 然后给出在多径信道上仿真性能。第三节具体叙述了冲突干扰数据报恢复的方法并讨论决定恢复性能的主要因素。第四节给出该恢复算法在 AWGN 信道中 802.11a 协议下和多径衰落信道中基于导频信道检测下, 系统冲突干扰数据报恢复的仿真性能。在第五节中, 我们给出了进一步提高恢复算法性能的两种有效的方法。在第六节中我们进一步探讨该恢复算法在高阶 M -QAM 调制时的性能。最后第七节总结了全章。

5.2 部分接收 OFDM 时域信号的系统性能

5.2.1 部分接收 OFDM 时域信号的系统模型

假定一个调制的 OFDM 时域信号在基带传输中表示为 (为了同前述的并行排列组合中载波数 N_C 区别, 本章中子载波数目继续采用 N 表示)

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{j2\pi k \Delta f_0 t}, \quad t \in [0, T], \quad (5-1)$$

这里 $\Delta f_0 = 1/T$, $j = \sqrt{-1}$ 。 $x(k)$ 表示在第 $k+1$ 个子载波上调制的数据信息, T 是 OFDM 的时域符号长度, N 是系统的子载波数目。最小的频域间隔为 $1/T$ 。对于部分接收 OFDM 时域信号系统来说, 传输器与 OFDM 系统相同。但是接收器将仅仅利用部分接受到的 OFDM 时域信号进行解调。

图 5-1 给出了部分接收 OFDM 时域信号系统的传输器和接收器模型。 $x(n)$ ($n=0, \dots, N-1$) 是在子载波上被调制的数据, 经过 IDFT 和 P/S 处理后, 一定长度 (T_g) 的零复值信号放置在 OFDM 时域数字信号 $y(n)$ ($n=0, \dots, N-1$) 之前用来作为保护间隔来消除多径干扰的影响。采用零后置保护间隔 (ZP-GI: zeros postfix guard interval) 可以简化系统接收器的解码和均衡算法^[55]。然后经过 D/A 转换, 全部的 OFDM 时域信号 $y(t)$, $t \in [0, T + T_g]$ 被调制发射到无线信道中。

假定多径衰落信道冲激响应 $h(t)$ 为

$$h(t) = \sum_{i=1}^{L_p} A_i e^{j\theta_i} \delta(t - \tau_i), \quad t \in [0, T + T_g], \quad (5-2)$$

其中 L_p 表示路径的个数, 同时假定每条路径的相对时延 τ_i 满足 $(\tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_{L_p})$, A_i 和 θ_i 为每条路径的幅度衰落和相位变化。

假定在接收器前端, 仅仅部分 OFDM 时域信号 $y_r(t)$, $t \in [0, T_1]$ 被接收解调, $y_r(t)$ 可表示为

$$y_r(t) = h(t) \otimes y(t) + n(t) = \sum_{i=1}^L A_i e^{j\theta_i} y(t-\tau_i) + n(t), \quad t \in [0, T_1], \quad (5-3)$$

$n(t)$ 为系统的加性高斯白噪声。

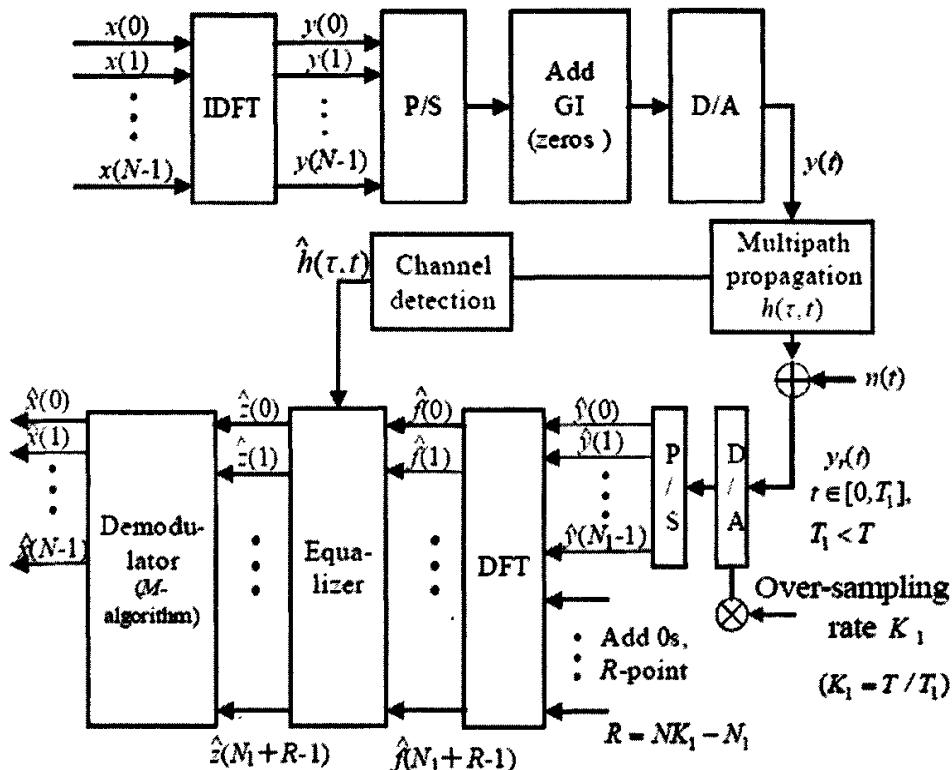


图 5-1 部分接收 OFDM 时域信号 OFDM 系统的传输器和接收器模型。

接收器通过过采样率为 K_1 的 A/D 转换器将接收到的部分信号 $y_r(t)$ 抽样产生 N_1 个离散时域样值 $\hat{y}_r(m)$ ($m = 0, 1, \dots, N_1-1$)，这里设定 $K_1=T/T_1$ 。由于接收器采用部分 OFDM 时域信号来解码被调制的信息，也即 $T_1 < T$ ，因此接收器不需要去除保护间隔操作。在 N_1 样值 $\hat{y}_r(m)$ 后加入 R 个零后，抽样值通过 DFT 产生 $\hat{f}(n)$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N_1+R-1$) (其中 $R = K_1 N - N_1$ ，这里 R 个零可以代表没有接收到的 OFDM 时域信号的样值)。值得注意的是， $K_1=T/T_1$ 并非是强制的，在满足 $N_1/(R+N_1)=T_1/T$ 和 $N \leq N_1$ 前提下，系统可以任意设置整数 R, K_1 。随后接收器根据估计的信道 $h(t)$ 对 DFT 输出的数据 $\hat{f}(n)$ 进行均衡。均衡器采用的信道信息 $\hat{h}(t, t)$ 可通过传输过程中的信道检测来得到。均衡的目标是克服多径干扰。本章采用的均衡算法主要为如下所述的迫零均衡器 (zero-forcing equalizer)。

假定每条传输路径的传输延迟 τ_i ($i=1, \dots, L_p$) 分别对应于经 A/D 转换后 N_{τ_i} ($i=1, \dots, L_p$) 个抽样值。在接收器前端，部分信号 $y_r(t)$ 抽样产生 N_1 离散时域值 $\hat{y}_r(m)$ 为

$$\hat{y}_r(m) = \sum_{i=1}^{L_p} A_i e^{j\theta_i} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{\frac{j2\pi k(m-N_q)}{N_1+R}} \times [u(m-N_{q_i}) - u(m-N_1+1)] + n(m),$$

其中 $n(m)$ 是 $n(t)$ 的离散抽样值, $u(m)$ 为单位阶跃函数。经过 DFT 变换后, DFT 的输出 $\hat{f}(n)$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N_1+R-1$) 可表示为

$$\hat{f}(n) = \frac{1}{N_1+R} \left(\sum_{i=1}^{L_p} A_i e^{j\theta_i} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j\frac{2\pi k n N_q}{N_1+R}} \times \sum_{m=0}^{N_1-N_q-1} e^{\frac{j2\pi m(k-n)}{N_1+R}} + n'(n) \right),$$

其中 $n'(n)$ 为 $n(m)$ 的 DFT 输出。

假定 $H(f)$ 是信道冲击响应 $h(t)$ 的频域特性, 其离散值为 $H(n)$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N_1+R-1$), 也即 $H(n) = H(f)|_{f=n\Delta f_0}$ 。则迫零均衡器可表示为

$$H_{ZF}(n) = \frac{1}{H(n)} = \left(\frac{1}{N_1+R} \sum_{i=1}^{L_p} A_i e^{j\theta_i} e^{-j\frac{2\pi n}{T}} \right)^{-1}.$$

DFT 的输出 $\hat{f}(n)$ 经过此迫零均衡器均衡后变为 $\hat{z}(n)$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N_1+R-1$), 且 $\hat{z}(n)$ 可表示为

$$\hat{z}(n) = \hat{f}(n) \times H_{ZF}(n) = \frac{\sum_{i=1}^{L_p} A_i e^{j\theta_i} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j\frac{2\pi k n N_q}{N_1+R}} \times \sum_{m=0}^{N_1-N_q-1} e^{\frac{j2\pi m(k-n)}{N_1+R}} + n(n)}{\sum_{i=1}^{L_p} A_i e^{j\theta_i} e^{-j\frac{2\pi n}{T}}}. \quad (5-4)$$

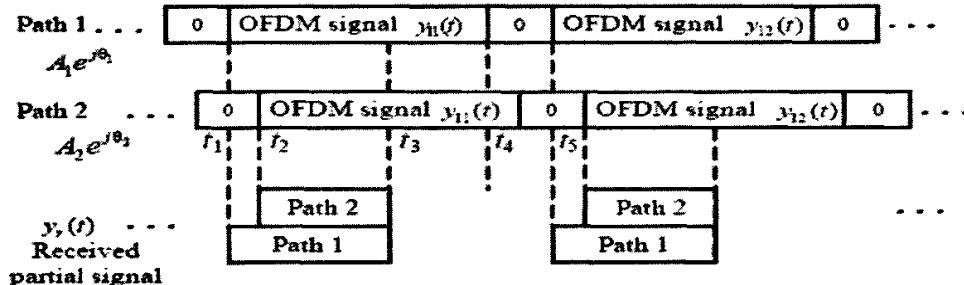


图 5-2 两路衰落信道下部分接收 OFDM 的时域信号。

由于多径衰落, 接收到的信号 $y_r(t)$ 将是延迟路径产生的部分 OFDM 时域信号的叠加。图 5-2 给出两路径衰落信道的叠加效应过程。假定这两路信道的冲激响应分别为 $A_1 e^{j\theta_1}$ 和 $A_2 e^{j\theta_2}$ 。同时也假定一个 OFDM 调制信号, 其时域信号为 $y_{11}(t)$ 。如果接收器接收信号为 $y_r(t)$ ($t \in [t_1, t_3], \Delta f T_1 = 0.625$), 从图 5-2 可以看出 $y_r(t)$ 可以看作 $\Delta f T_{(1)} = (t_3 - t_1)/(t_4 - t_1) = 0.625$ OFDM 时域信号 $y_{11}(t) A_1 e^{j\theta_1}$ 和一个延时的 $\Delta f T_{(2)} = (t_3 - t_2)/(t_4 - t_1) = 0.625 = 0.625 - \tau/(t_4 - t_1)$ OFDM 时域信号 $y_{11}(t) A_2 e^{j\theta_2}$ 相叠加得到, 其中 $\tau = t_2 - t_1$ 是两条路径之间的相对时延。接收到的信号 $y_r(t)$ 可以表示为

$$y_r(t) = y_{11}(t)A_1e^{j\theta_1} + y_{11}(t-\tau)A_2e^{j\theta_2} \quad (5-5)$$

因此对于 L_P 路径的衰落信道, 假定 $T_{(i)}$ 表示第 i 条路径的部分时域区间。图 5-2 中接收到的信号 $y_r(t)$ 可以看作 L_P 个 OFDM 部分 ($\Delta f T_{(i)}$) 时域信号相叠加而产生, 同时 $\Delta f T_{(i)}$ 满足 $\Delta f T_{(1)} \geq \Delta f T_{(2)} \geq \dots \geq \Delta f T_{(L_P)}$ 。而且在信道给定的情况下, 如果不增加传输速度, $\Delta f T_{(1)}$ 和 $\Delta f T_{(L_P)}$ 之间的差值可以通过增加子载波数目来降低。

由式 (5-4) 可以发现, 如果 $\tau_i/T (= N_{\tau_i}/(N_1 + R))$ ($i=1, \dots, L_P$) 近似相等, 迫零均衡器几乎可以完全消除多径干扰。

假定式 (5-4) 中 τ_i/T 可以近似为 $\tau_i/T \ll 1$ 而且 $N_{\tau_i}/(N_1 + R) \approx N_{\tau_2}/(N_1 + R) \approx \dots \approx N_{\tau_{L_P}}/(N_1 + R)$, 此时, 式 (5-4) 可变为

$$\hat{z}(n) = \sum_{m=0}^{N_1-N_{\tau_1}-1} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{\frac{j2\pi m(k-n)}{N_1+R}} + n''(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \frac{1-e^{\frac{j2\pi(k-n)(N_1-N_{\tau_1})}{N_1+R}}}{1-e^{\frac{j2\pi(k-n)}{N_1+R}}} + n''(n) \quad (5-6)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \frac{1-e^{\frac{j2\pi(k-n)\frac{T_1-\tau_1}{T}}{N_1+R}}}{1-e^{\frac{j2\pi(k-n)\frac{T_1-\tau_1}{N_1+R}}{N_1+R}}} + n''(n), \quad (5-7)$$

其中 $n''(n) = n'(n) / \left(\sum_{i=1}^{L_P} A_i e^{j\theta_i} e^{-j\frac{2\pi\tau_i}{T}} \right)$ 。

对于解码过程, 由于存在载波间干扰, 同前几章相似, 采用最大似然估计可以得到最好的性能。但是对于子载波过大的系统, 本章将采用 M -算法 因为该算法的简易性和较低的计算复杂性。

从以上模型我们可以发现该模型与前述的 HC-MCM 模型的相关性和差异性。对于 HC-MCM 系统, 传输器仅传送部分时域信号, 通过 ZP-GI 来克服多径衰落。因此 HC-MCM 接收器的迫零均衡器可以完全补偿每个路径的传输衰落信息, 也即在接收器端可以产生 $\Delta f T_{(1)} = \Delta f T_{(2)} = \dots = \Delta f T_{(L_P)}$ 相叠加的信号, 这种情况下均衡后的信号通过 M -算法解码器可以得到很好的性能。但是对于本系统, 由于传输器传送完整的 OFDM 时域信号, 而接收器仅利用部分时域信号, 造成了不同的 $\Delta f T_{(1)} \geq \Delta f T_{(2)} \geq \dots \geq \Delta f T_{(L_P)}$, 使得迫零均衡器不能完全补偿每个路径的传输衰落信息。因而均衡后的信号通过 M -算法解码器不能够得到很好的性能。但是在各路径之间的相对时延 (如图 5-2 中的 $\tau_i / (t_4 - t_1)$) 足够小的条件下, M -算法解码器也能够得到比较好的解码性能。而在信道给定的情况下, 如果保持相同的传输速度, $\Delta f T_{(1)}$ 和 $\Delta f T_{(L_P)}$ 之间的差值可以通过增加子载波数目来降低。

5.2.2 部分接收 OFDM 时域信号系统仿真性能

表 5-1 部分接收 OFDM 时域信号的系统仿真参数

条目	参数
子载波调制	BPSK, QPSK
N	32, 64, 128
同步性能	完全
解码算法	M -算法
信道与均衡	JTC'94 (indoor residential B) ($L_p=8$) 迫零均衡器
支持的 OFDM 符号速率 (OFDM symbol per second)	250k ($T_s = T + T_g = 4$ [μs]) for $N=32$ 125k ($T_s = T + T_g = 8$ [μs]) for $N=64$ 62.5k ($T_s = T + T_g = 16$ [μs]) for $N=128$
信道各路径相关延时 (nsec)	0, 50, 100, 150, 200, 250, 300, 350
信道各路径相关功率衰减 [dB]	0, -2.9, -5.8, -8.7, -11.6, -14.5, -17.4, -20.3
信道最大多普勒频移 f_D [Hz]	20
保护间隔的长度	$T_g=0.25T$
调制参数 ΔT_0	$\Delta T_1=0.5, 0.625$
U, M 的值	BPSK: $U=4, M=16$; QPSK: $U=2, M=16$
噪声类型	加性高斯白噪声

本章选择JTC'94 (indoor residential B)^[56] 信道模型来仿真接收部分OFDM时域信号的系统性能。接收器利用 $\Delta T_1=0.5, 0.625$ OFDM 时域信号来解调整个被调制的数据信息 $x(k)$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$), 解码算法为 M -算法。主要的仿真参数如表5-1所示。

图5-3给出了该系统在 $\Delta T_1=0.5$ 条件下系统的BER性能。 $\Delta T_1=0.5$ 同时也意味着在多径衰落环境中第一路径将产生0.5 OFDM时域信号而对于其他路径则具有 $\Delta T_{(i)} < 0.5, i \in [2, L_p]$ 。仿真中我们假定接收器知道确切的信道信息然后采用迫零均衡器均衡。从图5-3中, 可以验证系统可以通过部分时域信号来解调传送的全部数据信息, 特别是对于BPSK调制。另外系统性能将随着子载波数目的增加而得到提高。其主要原因是 $\Delta T_{(0)}$ 和 $\Delta T_{(L_p)}$ 之间的差值将减小。

但是由于每条路径的 $\Delta T_{(i)}$ 差值, 即使极佳SNR条件下, error floor仍然出现。对于BPSK调制, 在 $E_b/N_0=24$ [dB]后, 系统的解码错误主要来自于 M -算法的本身而不是出自于噪声和衰落。而且这样的效应在QPSK调制仿真中尤其严重。

图5-4给出了该系统在 $\Delta T_1=0.625$ 条件下系统的BER性能。与图5-3相比, 系统性能得到显著提高, 特别是对于QPSK调制。我们也仿真了该系统在单路瑞利信道条件下 ($N=128$) 时系统的性能, 该仿真性能可看作在多径信道中子载波

数目增加到无穷大时系统性能。仿真的结果证明了当信道条件固定时，通过增大子载波数目可以极大的提高系统性能。

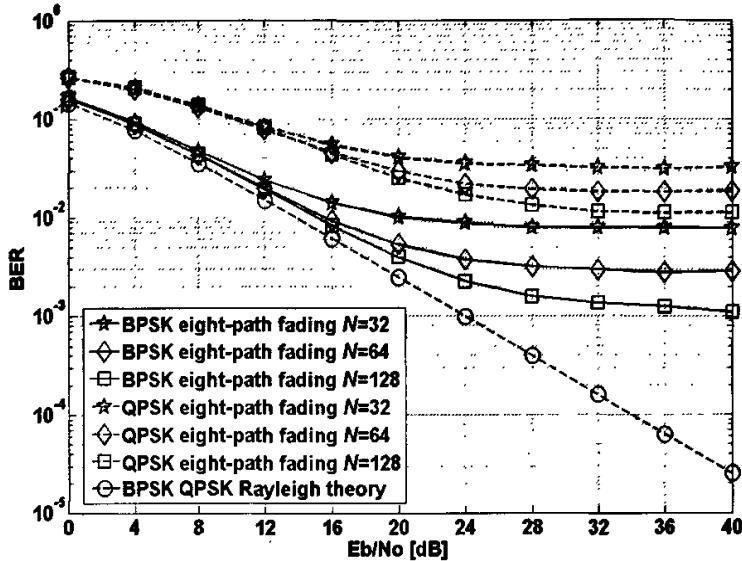


图 5-3 部分接收 OFDM 时域信号的 OFDM 系统 BER 性能, $\Delta f T_1 = 0.5$ 。

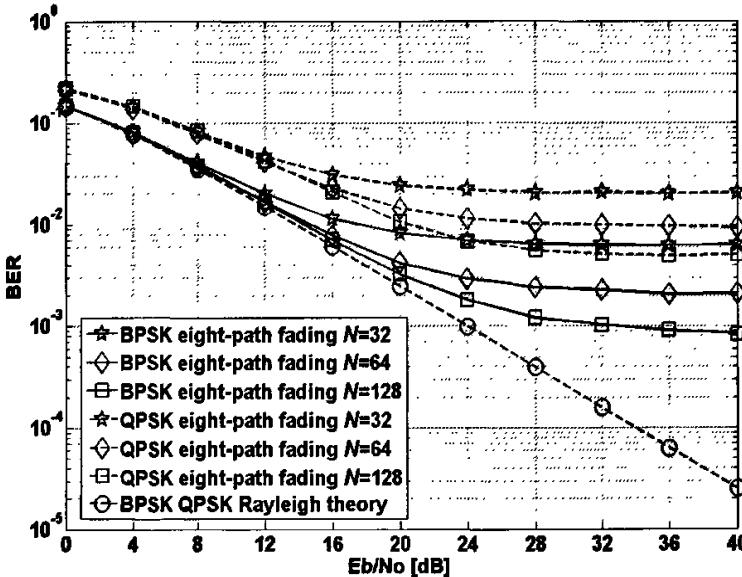


图 5-4 部分接收 OFDM 时域信号的 OFDM 系统 BER 性能, $\Delta f T_1 = 0.625$ 。

为了进一步估计系统解码性能, 我们仿真出系统的数据报传输错误率 (PER: packet error ratio)。这里假定数据报包含 F_n 个 OFDM 时域信号, 如果该数据报在接收解码过程中产生至少一个比特错误, 则该帧数据报被判定为接

收错误。图 5-5 给出了该系统在 $\Delta fT_1=0.625$ 条件下系统的 PER 性能。仿真结果表明虽然在该系统传输过程中，系统的误比特率比较高。但是当 $Eb/No=28[dB]$ 以后，解码错误主要集中在少数的数据报传输中。例如对于 $N=128$, BPSK 调制, $F_n = 4$ (该数据报可传送 512[bits]) 的系统, 92% 数据报可以被正确接收解码。而对于 $N=128$, QPSK 调制, $F_n = 4$ 的 OFDM 系统, 65% 数据报也可以被正确接收解码。而且该比率可以通过增大子载波数目得到提高。

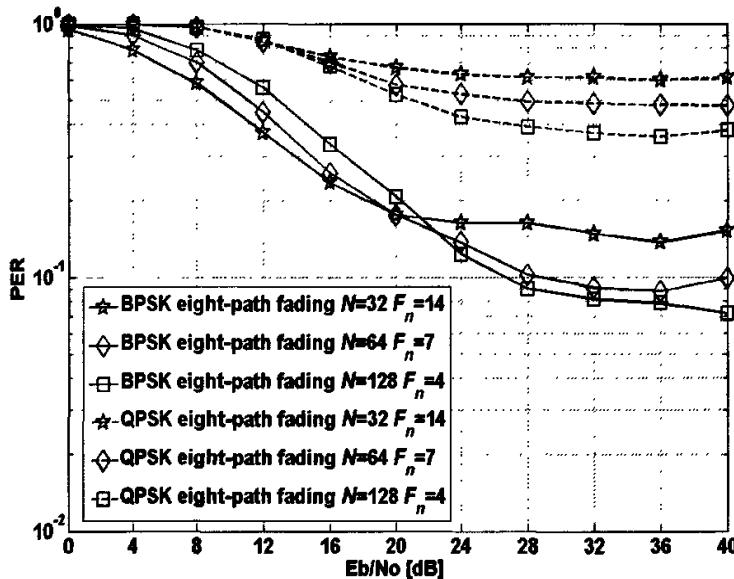


图 5-5 部分接收 OFDM 时域信号的 OFDM 系统 PER 性能, $\Delta fT_1 = 0.625$ 。

5.3 数据报冲突模型及基于部分接收 OFDM 时域信号冲突恢复算法

以上的系统仿真验证了 OFDM 等多载波系统的一个良好的特性，即调制的全部数据信息可以仅由接收到部分时域信号来解调恢复。因此，通过接收到的部分时域信号以及估计的无线信道信息可以重建系统在时域的全部信号。

5.3.1 数据报冲突模型及基于部分接收 OFDM 时域信号冲突恢复算法模型

图5-6表示两个节点user 1和user 2分别在信道上传输数据报 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 而产生冲突的示意图。假定每个数据报包含几个OFDM时域信号，每个OFDM时

域信号周期为 $T_s = T + T_g$ 。本章也假定 user 1 是一建立连接后正在传送长数据报 $y_1(t)$ 至 BS 的无线节点, 而 $y_2(t)$ 是无线节点 user 2 在 t_1 时传送的请求连接短数据报。同时假定 user 1 和 user 2 与 BS 之间的无线信道冲激响应分别为 $h_1(t)$ 和 $h_2(t)$ 。经过传输延迟 d 后, $y_2(t)$ 信号和 $y_1(t)$ 信号在 BS 接收端产生干扰冲突。如图 5-6 所示, 相对于 user 1 第一个冲突的 OFDM 时域信号 a_1 来说, 两个数据报相对延迟为 $t_1 - t_0 + d$ 。因此, 接收到的信号 $y_r(t)$ 可以表示为

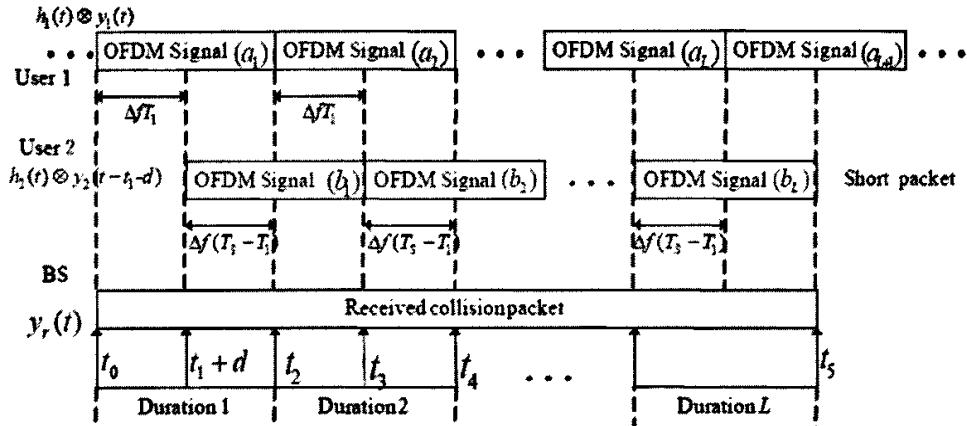


图 5-6 两用户数据报的冲突碰撞干扰及恢复算法

$$y_r(t) = \sum_{i=1}^2 h_i(t) \otimes y_i(t) + n(t) \quad (5-8)$$

其中 $h_i(t)$ 是 user i 所经历的无线衰落信道冲激响应。因此 $y_r(t)$, $t \in [t_0, t_2]$ 也可以表示为

$$y_r(t) = \begin{cases} h_1(\tau, t) \otimes y_1(t) + n(t) & t \in [t_0, t_1 + d] \\ \sum_{i=1}^2 h_i(\tau, t) \otimes y_i(t) + n(t) & t \in [t_1 + d, t_2] \end{cases} \quad (5-9)$$

有上述公式可以发现, 在 $t \in [t_0, t_1 + d]$ 时, 没有相应的干扰信号, 因此 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 的受损部分可以通过如下过程迭代地从接收的信号 $y_r(t)$ 中恢复。

(a) 基于上节提出的方法, 接收器 (BS) 可以利用接收到的部分 OFDM 时域信号 a_1 ($t \in [t_0, t_1 + d]$) 来解码恢复出的全部 a_1 中被调制传输的数据。

(b) 接收器用解调 OFDM 信号 a_1 后的数据和无线信道的估值 $\hat{h}_1(t)$ 重建 $h_1(t) \otimes y_1(t)$, $t \in [t_0, t_2]$, 然后从相应部分的 $y_r(t)$ 中剔除。通过此操作, 接收器可以得到新的信号 $y_r'(t)$, 且 $y_r'(t)$ 中不再包含 OFDM 时域信号 a_1 的分量。

(c) 接收器 (BS) 利用接收到的部分 OFDM 时域信号 b_1 ($t \in [t_1 + d, t_2]$) 来解码恢复出的全部 b_1 中被调制传输的数据。

(d) 接收器用解调 OFDM 信号 b_1 后的数据和无线信道的估值 $\hat{h}_2(t)$ 重建 $h_2(t) \otimes y_2(t)$ ($t \in [t_1, t_3]$), 然后从 $y_r(t)$ 相应部分中剔除。通过此操作, 接收器可

以得到新的信号 $y_r(t)$, 且 $y_r(t)$ 中不再包含 OFDM 时域信号 b_1 的分量。新的信号 $y_r(t) = h_r(t) \otimes y_1(t) + n(t)$ ($t \in [t_2, t_3]$) 可以被用作下一组解调过程中的 $y_r(t)$ 。

接收器不断重复过程 (a) 到 (d) 使得两数据报中干扰毁坏部分完全被恢复, 也即一直到 OFDM a_{L+1} 信号被完全解调为止。

5.3.2 影响恢复算法性能的几个主要因素

为实现更好的恢复性能, 图5-6中 $\Delta f T_1$ 和 $\Delta f (T_s - T_1)$ 必须采用恰当的值。该条件可以通过时隙 (time-slot) 辅助来完成。因此本章假定所有的长数据报在每个时隙起始 (如图5-6中的 t_0) 的时候发起传送, 而所有短数据报在每个时隙起始后延迟 ($t_1 - t_0$) 后传送。根据图5-6和以上的冲突恢复过程, 我们可以很容易地得出恢复性能主要取决于以下几个重要因素。

(1) 无线节点和接收器之间的最大传输延迟。传输延迟 d 值不宜过大, 如果图5-6中 $t_1 = t_0 + d$, 则 $\Delta f (T_s - T_1) = 0$, 算法就会失效。最大传输延迟取决于无线节点之间可容许的最大传输距离。对于无线ad-hoc网络或者无线LAN来讲, 最大传输距离通常在室内环境假定为 30[m] 到 60[m] (室外环境通常为 300[m] 到 600[m])。因此最大的传输延迟在室内环境为 0.1[μs] 到 0.2[μs] (室外环境通常为 1[μs] 到 2[μs])。同表5-1中最小的OFDM符号长度 (4[μs]) 相比, 室内环境最大传输延迟仅造成最大 2.5% 到 5% 的传输偏移范围, 这样的传输偏移范围不会明显地影响 $\Delta f T_1$ 和 $\Delta f (T_s - T_1)$ 参数的选择。即便如此, 系统也可采用更大的子载波数目去增加OFDM符号长度, 从而克服传输偏移范围的影响。

(2) 冲突位置的准确检测。接收器必须准确地检测出干扰冲突的起始位置也就是图5-6中 $t_0 + d$ 。根据图5-6和上述的恢复过程, BS可以首先利用部分 OFDM时域信号 a_1 ($\Delta f T_1 = (t_1 - t_0)/T$) 恢复出OFDM时域信号 a_1 后从 $y_r(t)$ 中去除。然后, 接收器可以检测出 $t_1 + d$ 。因此, 冲突位置准确检测的第一步是冲突干扰发生的检测。

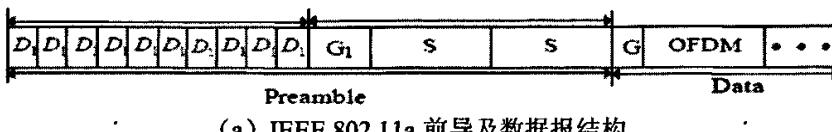
一种最简单有效的冲突干扰发生检测的方法就是接收器 (BS) 检测 user 1 数据报的OFDM时域信号保护区间中的功率有无显著变化。由于数据报采用了零后缀保护区间 (ZP-OFDM) 模式, 而且区间长度 T_g 通常大于多径干扰的最大延迟 τ_{L_p} 。同时通常稍后的多径干扰信号遭受极高的功率衰减。因此如果接收端没有其它信号的干扰, user 1数据报的OFDM时域信号保护区间中部分区域将仅有 AWGN 的信号。而相反如果干扰冲突发生, 如图5-6所示, user 1数据报的 OFDM时域信号保护区间中的功率将显著发生变化。因此可以利用该方法来检测冲突干扰的发生。然后BS利用OFDM部分时域信号 ($\Delta f T_1 = (t_1 - t_0)/T$) 恢复出OFDM时域信号 a_1 后从 $y_r(t)$ 中去除。接收器便可以检测出 $t_1 + d$ 。该方法也可

以在稍弱的near-far效应中使用。另一方面，当参与冲突干扰的无线节点处于严重的near-far效应时，系统可以采用捕获效应来恢复出具有较高功率的数据报。如果没有检测出冲突干扰的发生，接收器可认定目前只有user 1数据报传送。即采用基于ZP-OFDM方式的解码调制来恢复出user 1的数据报。本章在下段还给出一种新的确定冲突位置 $t_0 + d$ 的方法。该方法结合特定的前导（preamble）结构来完成信道冲击响应信息检测和冲突位置的确定。

(3) 正确估计图5-6中user 2的信道信息 $h_2(t)$ 。通常来说，数据报采用前导(preamble)来获得信道信息的。例如，图5-7 (a) 给出了IEEE 802.11a的数据报格式。该数据报采用了16 [μ s] 前导^[70]，前导占用4个OFDM 时域符号长度。前导信号包含10个相同的短训练序列符号0.8 [μ s] 的 D_1 ，2个相同的长的训练序列符号3.2 [μ s] 的 S 和1.6 [μ s] 的保护区间 G_1 。短训练序列符号通过自卷积和交互卷积操作来完成信号定时(timing)，信号检测，自增益控制(AGC)水平调整，初步的定时同步，简单的载波频率失调纠正。而2个长训练序列符号是用来精确地实现载波频率失调纠正和信道冲激响应函数的估计。

显然上述的前导信号不能用于user 2，因为用于信号定时，信号检测的短训练序列符号(D_1)在冲突干扰中被损坏。幸运的是，对于OFDM系统，可以有很多前导的设计方法^{[71][72]}。特别是Minn等人设计一种新颖的前导结构^{[18], [19]}。该结构仅仅利用一个OFDM导频符号可以实现所有的信号定时，信号检测，自增益控制水平调整，定时同步，载波频率失调纠正和信道冲激响应函数的估计。图5-7 (b) 给出了带有Minn的前导的数据报结构。该前导可应用于多种类型的多径衰落信道。对于该前导在不同种类型信道条件下的的信号定时，信号检测，自增益控制水平调整，定时同步，载波频率失调纠正和信道冲激响应函数的估计的仿真性能参见文章[73], [74]。Minn等人还设计了一种基于滑动观察向量的最大似然估值方法的前导结构。同样该前导结构也仅用一个符号重复的OFDM导频符号来实现定时同步和信道冲激响应函数的估计。

在本章中我们利用该前导结构去实现IEEE802.11a前导的功能来实现对短数据报无线节点的信道 $h_2(t)$ 的估计。为了方便信道估值，短数据报中前导后的数据部分第一个OFDM数据仅传送一个全零OFDM时域信号。该短数据报的结构也能保证冲突干扰发生时的检测。



(a) IEEE 802.11a 前导及数据报结构

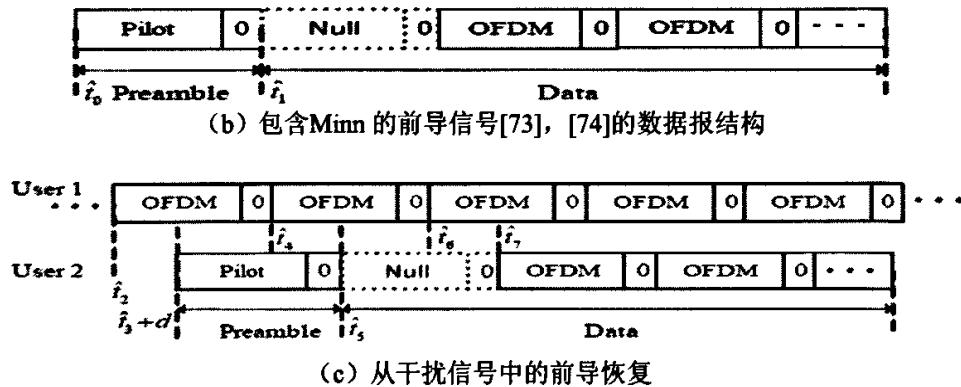


图5-7 数据报格式及数据报前序的恢复过程

通常可以假定长数据报 user 1 的信道信息 $h_1(t)$ 被接收器正确估值检测。假定短数据报在 \hat{t}_3 发起传送, 经过传输延迟 d 后, 短数据报与长数据报自 $\hat{t}_3 + d$ 开始冲突干扰。Minn 的前导可以通过以下方式获得。首先利用在 $[\hat{t}_2, \hat{t}_3]$, $[\hat{t}_5, \hat{t}_6]$ 的 user 1 的 OFDM 部分时域信号恢复和重建出两个相应的 OFDM 时域信号 (\hat{t}_3 是已知的参数, $\hat{t}_5 = \hat{t}_3 + d + T_s$ 可以根据最大传输距离来确定)。然后 BS 去除两个相应的 user 1 的 OFDM 时域信号便可得到 Minn 的前导符号。采用文章[73], [74]中的方法, 接收器 BS 可以估算出 $h_2(t)$, 信号定时, 信号检测, 自增益控制水平调整, 定时同步, 载波频率失调纠正。最后接收器可以确定冲突干扰的起始位置 d 。

5.4 基于部分接收 OFDM 时域信号恢复算法性能仿真

5.4.1 AWGN 信道中基于恢复算法的 802.11a 协议干扰冲突恢复性能仿真

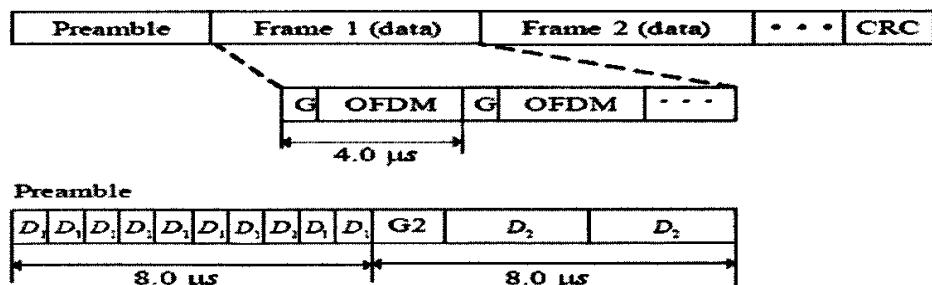


图 5-8. IEEE 802.11a 数据报格式

本节检验该算法在 AWGN 信道中干扰冲突的恢复性能。仿真基于 IEEE 802.11a 协议, 即 $N=64$ 。图 5-8 给出了 802.11a 的数据报结构, 主要由 preamble 和数据帧构成。由于长短训练序列是预先设置同时信道类型为 AWGN, 因此,

假定当冲突干扰发生后, 如果冲突的起始位置被正确检测, 则 user 2 的 preamble 可以被正确去除。

在仿真中, 系统设定不同的时隙周期为 $T_{slot} = 0.4k[\mu\text{s}]$ ($k \in [0, \dots, 9]$), 所有的保护区间为零。同时假定干扰的产生来自于在 user 1 传送长数据报期间, user 2 发送短数据报 (BPSK OFDM 时 $L=10$; QPSK OFDM 时 $L=5$) 至相同的目的节点。因此我们设定干扰的长度在扣除 preamble 长度后, 为 L 个 OFDM 时域符号区间的长度。所有的数据报在时隙开始时发送, 且在接收器端, 每个 user 的信噪比相同。同时假定最大的传输距离为 $30[\text{m}]$, 因此最大的传输延时为 $0.1[\mu\text{s}]$ 。同 OFDM 时域符号长度相比, 该传输延时造成的影响可以忽略不计, 因此本节设定用户数据报的干扰冲突从时隙起始处开始。

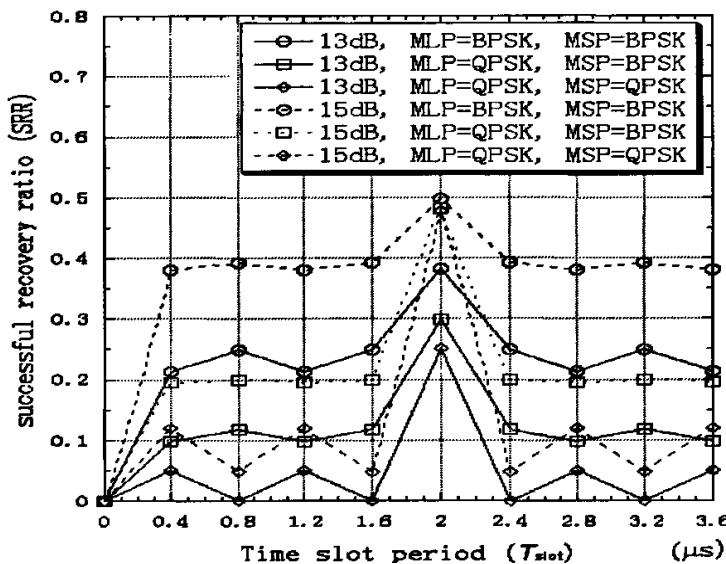


图 5-9 不同时隙长度下的 SRR 性能 (MLP, MSP 分别指长数据报和短数据报的调制方式, 且当 $MSP=BPSK$ 时 $L=10$, $MSP=QPSK$ 时 $L=5$)。

图 5-9 给出仿真的成功恢复比 (SRR: successful recovery ratio) 随时隙长度变化的关系图。定义的 SRR 是指在所有干扰恢复算法中两个数据报都被成功恢复与总的实验干扰冲突次数的比率。实验中我们仅选择时隙长度为 $0.4[\mu\text{s}]$ 的倍数且值仅为 $0[\mu\text{s}]$ 到 $3.6[\mu\text{s}]$ 。因为对于任意正整数 i 和上述的时隙值 x , $T_{slot} = x + iT_s$ ($T_s=4[\mu\text{s}]$) 与 $T_{slot} = x$ 具有相同的恢复性能。从图 5-9 中可以看出, 对于不同的调制和 SNR, 当 $0.4 \leq T_{slot} \leq 3.6[\mu\text{s}]$ 时, 采用该方法可以从干扰冲突的数据报中恢复出两个数据报。当 $T_{slot} = 0[\mu\text{s}]$ 时, 该恢复算法无法恢复出任何数据报因为在此时隙条件下造成了图 5-6 中 $\Delta fT_i = 0$ 。在所有的 T_{slot} 值中,

$T_{slot} = 2[\mu s]$ 得到最好的恢复效果 (SRR=0.482)，因为在此时隙条件下有 50% 的概率可以得到图 5-6 中 $\Delta f T_1 = \Delta f (T_s - T_1) = 0.625$ 的干扰碰撞条件。

当所有的数据报采用 BPSK 调制，且 $SNR > 15$ [dB], $T_{slot} \geq 0.4[\mu s]$ 时，采用该方法至少 37.6% 的干扰冲突可以完全被恢复。但是当所有数据报用 QPSK，恢复性能将迅速降低。因此系统可以设定长数据报采用 QPSK 调制，而短数据报采用 BPSK 调制。通过这种调制方法，系统可以实现长数据报以高速传输同时也提高系统的恢复性能。

5.4.2 多径衰落信道中恢复算法性能仿真

5.4.2.1 性能仿真说明

本节给出该恢复算法在多径衰落信道下的恢复性能。假定每个用户传递的数据报各自经历一个相互独立的多径衰落信道。仿真程序仍采用表 5-1 中的 JTC94 无线衰落信道模型。同时由上节仿真结果可以发现，如果短数据报在时隙开始处延迟 $0.5 T_s$ 后发送，系统可以得到最好的恢复性能。因为在此条件下可以得到图 5-6 中 $\Delta f T_1 = \Delta f (T_s - T_1) = 0.625$ 的干扰冲突恢复的最好条件。在以下的仿真中，我们设定所有短数据报在发送时，在时隙开始处延时 $0.5 T_s$ 。最大的传输距离为 60[m]。因此传播延时的影响可以忽略。仿真的其他参数仍同于表 5-1。同时假定长数据报连续传送 250 个 OFDM 时域符号，干扰冲突部分的长度为短数据报的长度。在仿真中不考虑在无干扰碰撞时长数据报在多径信道中的传输差错。因此如果两数据报的干扰碰撞部分被完全恢复即可认为接收器无错误地解调出两个用户的数据报。我们采用基于 Minn 的导频信道检测方法来检测信道信息。接收器通过用户的 preamble 获得衰落信道信息 $\hat{h}_i(t)$ ($i = 1, 2$)。

5.4.2.2 多径衰落中无near-far效应时的恢复性能仿真

图 5-10 和图 5-11 给出了在上述条件下，接收器的 SRR 仿真性能与短数据报长度 (不包含 preamble 的长度) 关系曲线。用户采用的调制分别为 BPSK 和 QPSK。仿真的结果表明，对于不同长度的短数据报，两数据报的冲突干扰部分可以以不同的概率恢复。由于解调器的错误平底 (error floor)，当 SNR 从 30[dB] 提高到 40[dB] 时，SRR 的性能并没有很大的提高。同时如前分析，大载波数目具有更好的恢复性能。

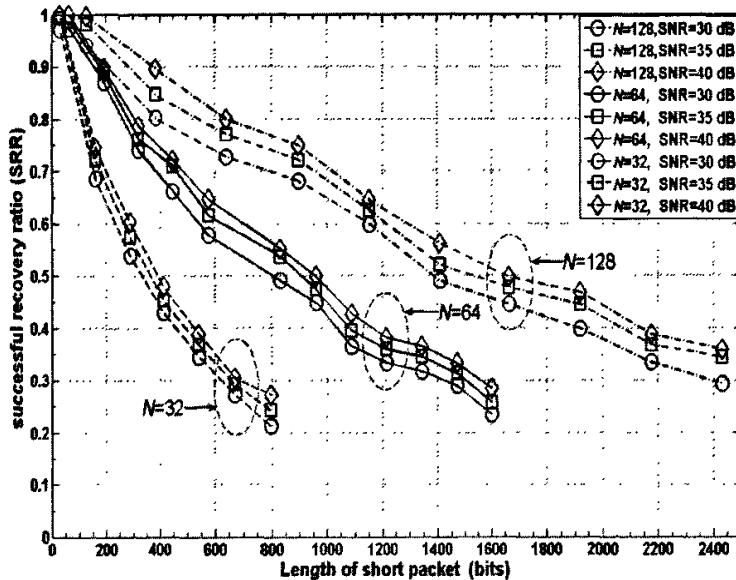


图 5-10 不同短数据报长度下的 SRR 性能（长数据报和短数据报都采用 BPSK 调制）。

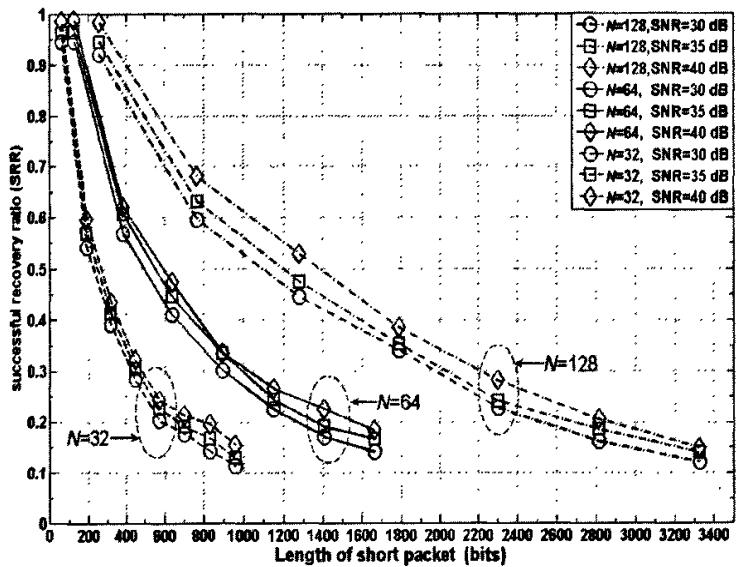


图 5-11 不同短数据报长度下的 SRR 性能（长数据报和短数据报都采用 QPSK 调制）。

图 5-12 给出了在上述条件下，接收器的 SRR 性能仿真与短数据报长度（不包含 preamble 的长度）关系曲线。但是长数据报用户采用 QPSK 调制而短数据报采用 BPSK 调制。同样表明，对于不同长度的短数据报，冲突干扰部分可以以不同的概率恢复，由于解调器的错误平底，当 SNR 从 30dB 提高到 40dB 时，SRR 的性能并没有很大的提高。同时如前分析，大载波数目具有更好的恢复性能。

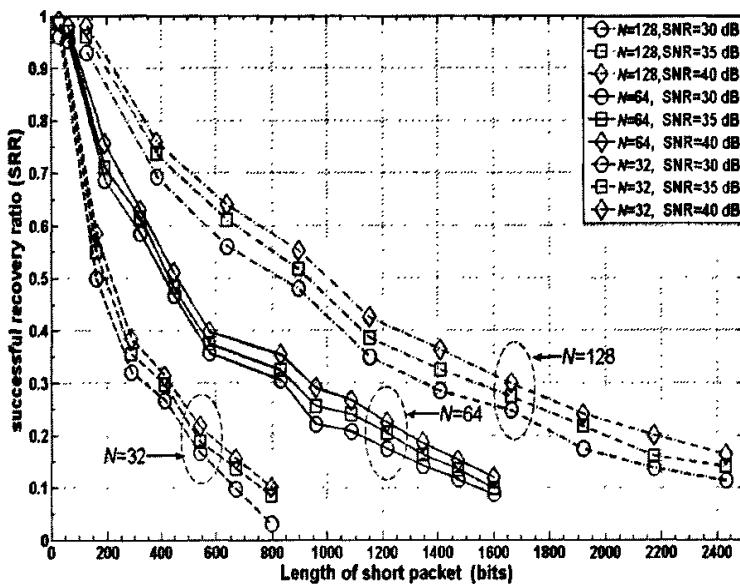


图 5-12 不同短数据报长度下的 SRR 性能（长数据报采用 QPSK 调制，短数据报采用 BPSK 调制）。

5.4.2.3 多径衰落中具有弱near-far效应时的恢复性能仿真

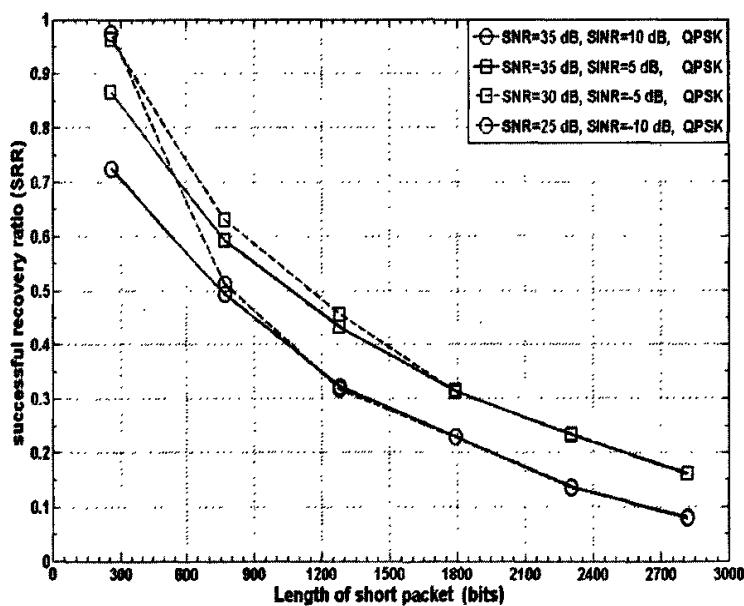


图 5-13 不同短数据报长度下的 SRR 性能（数据报均采用 QPSK 调制，SNR, SINR 值为长的数据报）。

图 5-13 和图 5-14 给出了在 near-far 效应，接收器的 SRR 性能仿真与短数据报长度（不包含 preamble 的长度）关系曲线。本节中所有仿真系统仅采用 $N=128$ 。同时假定对于 user 1 的数据报，在接收端经历的 SNR 为 30[dB], 35[dB] 和 40[dB]。相对于 user 2 数据报在接收端的功率，对于 user 1 的 SINR(signal to interference plus noise ratio) 分别为 10[dB], -10[dB], 5[dB], -5[dB]。在图 5-13 中，所有无线节点都采用了 QPSK 调制。结果显示对于 user 1, $(\text{SNR}, \text{SINR}) = (40[\text{dB}], 10[\text{dB}])$ 时的恢复性能近似等效于 user 2 $(\text{SNR}, \text{SINR}) = (30[\text{dB}], -10[\text{dB}])$ 时的恢复性能。但是当短数据报过于短的时候，比如仅仅一个 OFDM 时域符号，由于图 5-7 (c) 中 $y_r(t)$ ($t \in [t_6, t_7]$) 不同的功率会造成 SRR 的值不同。

图 5-14 所示的仿真结果是假定 user 1 传送一个基于 QPSK 调制的长数据报，而短数据报采用 BPSK 调制。采用与图 5-13 相同的 SNR 和 SINR。由于采用不同的调制方法，对于 user 1, $(\text{SNR}, \text{SINR}) = (40[\text{dB}], 10[\text{dB}])$ 时的恢复性能将不再等效于 user 2 $(\text{SNR}, \text{SINR}) = (30[\text{dB}], -10[\text{dB}])$ 时的恢复性能。但是图 5-13 和图 5-14 都表明在越弱的 near-far 条件下，冲突干扰恢复算法越能取得更好的恢复性能。而通常的 ad-hoc 网络，无线局域网络的无线节点模型大多是处于比较弱的 near-far 条件下的，因此该算法更加有利于解决实际系统中的隐藏终端或暴露终端问题。

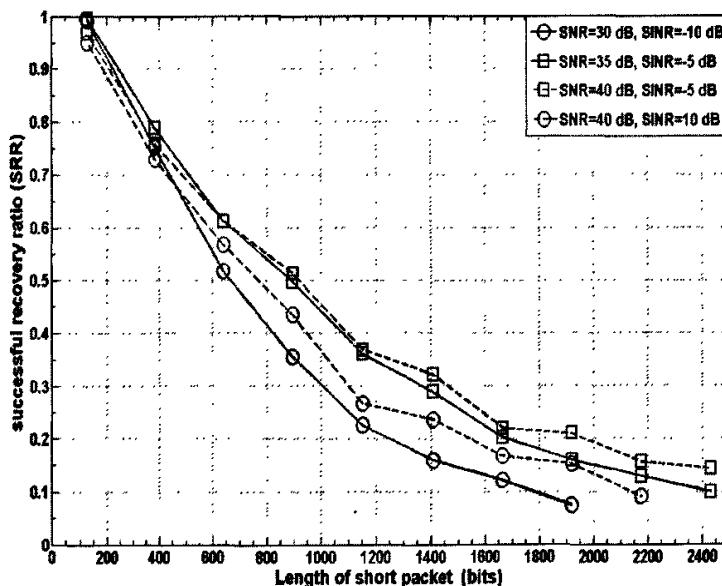


图 5-14 不同短数据报长度下的 SRR 性能（长数据报采用 QPSK 调制，短数据报采用 BPSK 调制，SNR, SINR 值为长的数据报）。

5.5 进一步提高基于部分接收 OFDM 符号信号恢复性能的算法

图 5-10 到 5-14 的结果对于无线局域网, ad-hoc 网络设计等非常重要且有益。特别是利用该恢复算法可以解决无线局域网的隐藏终端问题, 同时极大地有利于分布式访问协议的设计。前述章节内容给出了一个模型, 即在无线信道中, 假定一个采用 OFDM 调制用户在建立连接后传输长数据报至目标端点, 如果在其传输过程中, 先后有 K_u 个其他与其有相同传输目的节点用户发送短数据报与目标节点建立连接。因此在接收端发生干扰冲突, 且假定每一次冲突仅涉及一个短数据报用户。若按照上述仿真得到的恢复性能 $SRR = p_1$, 那么长数据报被成功恢复的概率为 $p_1^{K_u}$, 而每个短数据报被成功恢复的概率为 p_1 。显然如果 p_1 的值越趋近于 1 越有利于网络性能提高和多址访问协议。在本节中, 我们给出了两种简单有效的方法来进一步提高系统的干扰恢复性能。

在本节恢复性能提高算法中, 我们设定对于短数据报, 只考虑 $L=14, N=32$; $L=7, N=64$; $L=4, N=128$ BPSK OFDM 调制的数据报。这些数据报分别可以传输 $32 \times 14 = 448$ [bits], $64 \times 7 = 448$ [bits], $128 \times 4 = 512$ [bits]。对于长数据报, 采用 QPSK OFDM 调制。长数据报包含 250 个 OFDM 时域符号, 同时 250 OFDM 时域符号被分成 25 帧 (每帧 10 个 OFDM 时域符号) 后连续地调制发射在多径衰落信道上。其他的仿真条件等同于上节多径衰落信道中恢复算法性能仿真说明。

5.5.1 基于循环冗余校正性能的提高算法

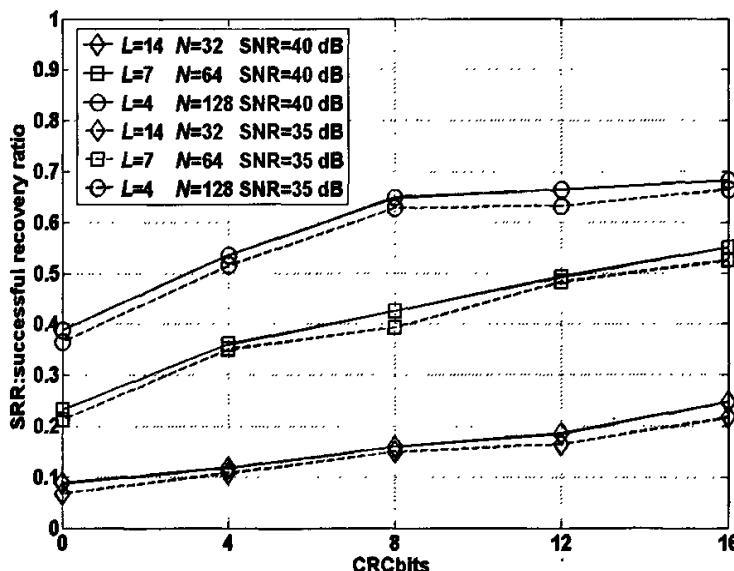


图 5-15. 不同 CRC 校正能力下的 SRR 性能 (长数据报采用 QPSK 调制, 短数据报采用 BPSK 调制)。

最简单的提高 SRR 性能的方法就是短数据报和长数据报中的每一帧数据段都采用循环冗余校正技术 (CRC : cyclic redundancy check)^[75] 来提高每个数据报的位纠错性能。假定 $CRCbits=C_b$ 表示短数据报和长数据报中的帧数据段采用 CRC 技术可以纠正 c_b 个位错误, 则 $CRCbits=0$ 等效于没有采用 CRC 技术。图 5-15 给出了采用 $C_b=0, 4, 8, 12, 16$ 位纠错性能 CRC 技术时, 系统的恢复性能曲线。从仿真结果中可以看出采用 CRC 技术可以显著地提高系统的 SRR 性能, 特别是对于 $N=128$, $SNR=40dB$ 时, 可以将 SRR 从 0.41 提高到 0.6825。

5.5.2 基于信道条件传输选择的提高算法

从图 5-5 中, 可以发现虽然利用部分接收 OFDM 时域信号来解码的系统有较大的误码率, 但是当 SNR 超过一定数值后, 位错误却主要集中于少数传送的 OFDM 帧上。产生这样的性能结果主要是因为在系统仿真中我们采用了基于信道估计 $\hat{h}(t)$ 的迫零均衡器来均衡补偿多径干扰的性能丢失。迫零均衡器的目标是消除符号间干扰。但是均衡器必须在消除符号间干扰的同时也要考虑减少噪声增强效应^[76]。

假定一个 OFDM 时域信号 $y(t)$ 在一多径频率选择性衰落信道传输, 该信道的频域冲击响应为 $H(\omega, \tau)$ 。在接收器端, 白色加性高斯噪声 $n(t)$ 被加入到接收的信号, 假定 $N(\omega)$ 为 $n(t)$ 的频域响应, 则 OFDM 接收器的频域输出为

$$Y_r(\omega) = Y(\omega)H(\omega, \tau) + N(\omega) \quad (5-10)$$

其中 $N(\omega)$ 的功率普密度为 $N_0/2$ 。如果 OFDM 系统使用的带宽为 $2B$, 那么该系统信号带宽内的高斯噪声功率为 N_0B 。其相应等效的信噪比 SNR_1 可以表示为

$$SNR_1 = \left(\int_{-B}^B |Y(\omega)|^2 d\omega \right) / (N_0B) \quad (5-11)$$

假设接收的信号在均衡后能够完全消除多径衰落信道造成的符号间干扰, 因此迫零均衡器的频域函数可以设定为

$$H_{ZF} = 1/H(\omega, \tau) \quad (5-12)$$

则接收的频域信号 $Y_r(\omega)$ 通过上述的迫零均衡器后变为

$$[Y(\omega)H(\omega, \tau) + N(\omega)] \times H_{ZF}(\omega) = Y(\omega) + N'(\omega), \quad (5-13)$$

这里 $N'(\omega)$ 是有色加性高斯噪声, 其功率谱密度变为 $N_0 / \left(2 \int_{-B}^B |H(\omega, \tau)|^2 d\omega \right)$,

那么该系统信号带宽内的高斯噪声功率变为

$$P_{noise} = N_0B / \left(\int_{-B}^B |H(\omega, \tau)|^2 d\omega \right), \quad (5-14)$$

其相应等效的信噪比 SNR_2 可以表示为

$$SNR_2 = \left(\int_{-B}^B |Y(\omega)|^2 d\omega \right) \left(\int_{-B}^B |H(\omega, \tau)|^2 d\omega \right) / (N_0B), \quad (5-15)$$

同时传送的 OFDM 时域信号 $y(t)$ 被多径信道造成的符号间干扰也被完全消除。

但是, 如果 $H(\omega, \tau)$ 在所在使用的频段中有个频谱零点 (对于有些 ω , $H(\omega, \tau)=0$), 则在迫零均衡后, 高斯噪声功率 P_{noise} 将增加至无穷大。即使没有出现零点, 如果在某些频段 $H(\omega, \tau)$ 的值极低, 同样迫零均衡器会极大地增强某些频段的噪声功率从而导致 SNR_2 降低。这种情况下, 即使 OFDM 系统符号间干扰被消除, 均衡系统后会由于 SNR_2 的降低而导致系统解码性能恶化。

在此情况下, 如果短数据报发送节点及时知道其与目的节点信道的信息状态 $\hat{h}_2(t)$ (通常这样的信道条件可以通过接收目的节点的广播信息获得), 该节点可以根据信道条件调整其发送时间来提高系统的 SRR 性能。换句话说, 节点可以通过判定目前信道是否达到某种判断条件来决定是否发送。在本章中, 我们假定在短数据报发送之前, 节点首先根据 $\hat{h}_2(t)$ 预估发送数据报到达目的节点时的 SNR_2 值。如果 SNR_2 不小于某个信道 SNR 阈值, 该数据报可立即发送, 否则延迟等待。信道 SNR 界值的选择可以与 SNR_1 相关。在本章中, 我们采用信道 SNR 界值为 SNR_1 的上下浮动值。采用上述方法, 系统的 SRR 可以进一步提高。

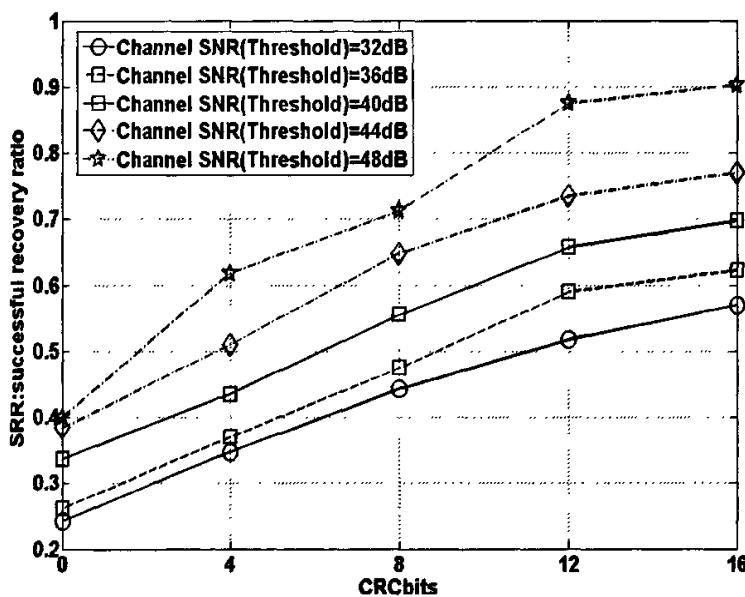


图 5-16 信道条件传输选择下, 不同 CRC 校正能力下的 SRR 性能 (长数据报采用 QPSK 调制, 短数据报采用 BPSK 调制 $N=64$)。

图 5-16 和 5-17 给出了 N 分别为 64 和 128 时采用上述信道条件传输选择的方法所得到的 SRR 性能曲线。同时仿真也采用了循环冗余校验技术来进一步提高系统性能。仿真中假设用户数据报在接收器端的 SNR_1 都为 40[dB], 而短数据报发送时信道 SNR 界值 SNR_2 将从 32[dB] 逐渐增至 48[dB]。

从仿真结果中我们可以发现，系统的 SRR 性能得到显著提高。如果不考虑 CRC 校正性能，对于 N 为 64 的 OFDM 系统，SRR 在 $SNR_2 = 48[\text{dB}]$ 时可以提高到 0.4，而对于 N 为 128 的 OFDM 系统，SRR 在 $SNR_2 = 48[\text{dB}]$ 时则可以提高到 0.625。但是如果同时采用 CRC 校正技术，SRR 可以进一步被提高。特别当 $C_b = 16$ ，对于 $N=64$ 的 OFDM 系统，SRR 在 $SNR_2 = 48[\text{dB}]$ 时可以提高到 0.9。而当 $N=128$ ， $SNR_2 = 48[\text{dB}]$ 时，SRR 则可以提高到 0.955。当然，信道 SNR 界值 SNR_2 过大的时候将导致短数据报发送的延迟。因为当 SNR_2 过大，满足信道条件的概率降低，节点必须等待较长的时间直到发现合适的信道条件后才能传送。

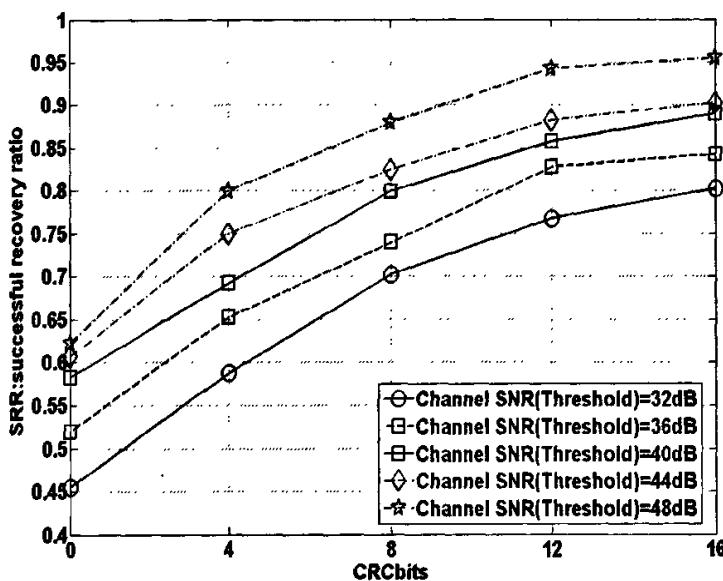


图 5-17 信道条件传输选择下不同 CRC 校正能力下的 SRR 性能（长数据报采用 QPSK 调制，短数据报采用 BPSK 调制 $N=128$ ）。

5.6 高阶 QAM (8-QAM,16-QAM) OFDM 部分接收时域信号的解码性能

本章中接收器仅利用部分 OFDM 时域信号来解码。由于存在载波间干扰，通常最大似然序列估计 (MLSE) 能得到最好的解码性能。但是由于 MLSE 的价码计算复杂性随载波数目呈现指数增长关系，因此在实践中无法用于具有高数目的多载波系统中。所以在本章中，我们采用 M -算法来降低最大似然序列估计的复杂性。 M -算法的解码计算复杂性 (C_p) 为 $C_p = P^U + (N - U)MP$ ，其中 P ，

U 和 M 分别代表调制类型 (BPSK: $P=2$; QPSK: $P=4$; 16-QAM: $P=16, \dots$) , 初始候选路径的深度及每次迭代后保留的路径数目。

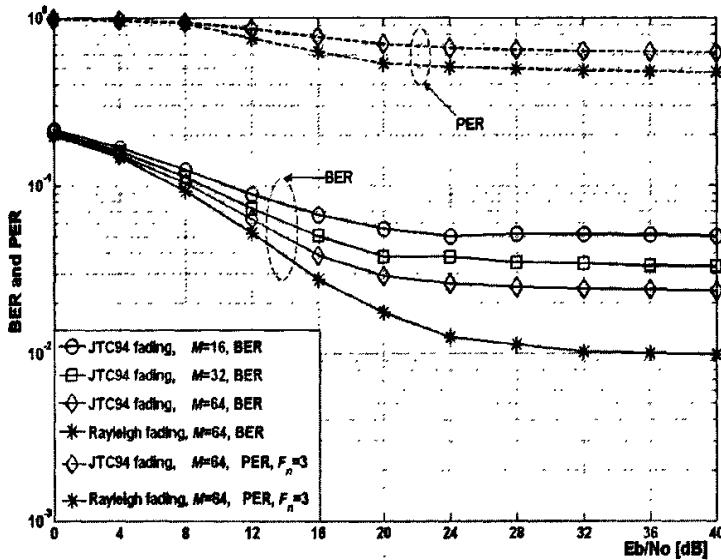


图 5-18 基于 8-QAM 调制 OFDM 系统采用部分时域信号接收调制的 BER 和 PER 性能
($\Delta f T_i = 0.625$, $U = 2$, $N = 64$)。

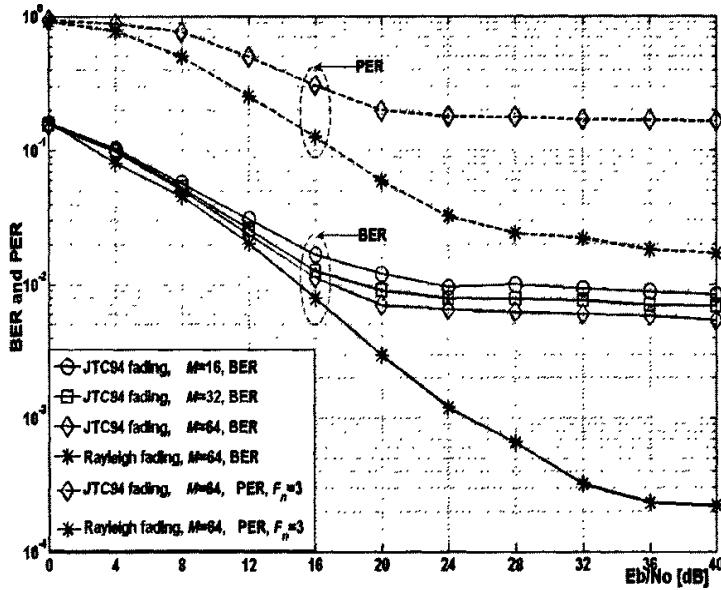


图 5-19 基于 8-QAM 调制 OFDM 系统采用部分时域信号接收调制的 BER 和 PER 性能
($\Delta f T_i = 0.75$, $U = 2$, $N = 64$)。

OFDM 系统可以采用部分时域信号来解调全部被调制的数据。从图 5-3 到图 5-5 的 BER 和 PER 性能, 我们可以发现当采用 QPSK 调制时, 性能将剧烈衰减。因此可以推断当数据报采用高阶 QAM 调制时, BER 和 PER 性能将大幅衰

减。其主要原因来自于可接受的解码计算复杂性和每次迭代后保留的路径数目限制。通常来讲, 较大值的 M 会得到更好的 BER 和 PER 性能但是同时也增加解码的计算复杂性。当系统采用 8-QAM ($P=8$) 或 16-QAM ($P=16$) 调制时, 相对于 BPSK 或 QPSK 的解码复杂性, 系统的 BER 和 PER 性能将明显恶化。即使对 M -算法适度增加 M 的值。对于较大的子载波数目, 解码错误的传递仍然明显地严重恶化 BER 和 PER 性能。

图 5-18 和图 5-19 分别给出了基于 8-QAM 调制 OFDM 系统采用部分时域信号接收调制的 BER 和 PER 性能。仿真的绝大部分参数与表 5-1 相同。系统采用 $\Delta f T_1 = 0.625, 0.75$, 子载波数 $N = 64$ 。对于每一个 $\Delta f T_1$, 系统采用三种不同的 M , 也即 M 分别为 16, 32 和 64。从两图中的仿真结果可以发现增大每次迭代后保留的路径数目 (M) 可以明显提高系统的 BER 性能。但是相对于 BPSK 和 QPSK 调制的系统, 依然存在着显著的性能衰减。即使传输的信道为单径瑞利衰落信道 (该信道下系统性能可看作在多径信道中子载波数目增加到无穷大时系统的性能), 系统在 $\Delta f T_1 = 0.625$ 条件下, 即使采用大幅提高子载波数目也不能够大幅度提高系统的 BER 和 PER 性能。但是当系统在 $\Delta f T_1 = 0.75$ 条件下, 采用提高子载波数目方法能够大幅度提高系统的 BER 和 PER 性能。因此冲突干扰恢复算法可以用在基于 8-QAM 调制 OFDM 系统中。在这种系统下, 长的数据报采用 8-QAM 调制 OFDM 传送, 短数据报采用 BPSK 或 QPSK 调制 OFDM 传送。在此条件下, 图 5-6 中系统设置 $\Delta f T_1 = 0.75$, $\Delta f (T_s - T_1) = 0.5$ 。

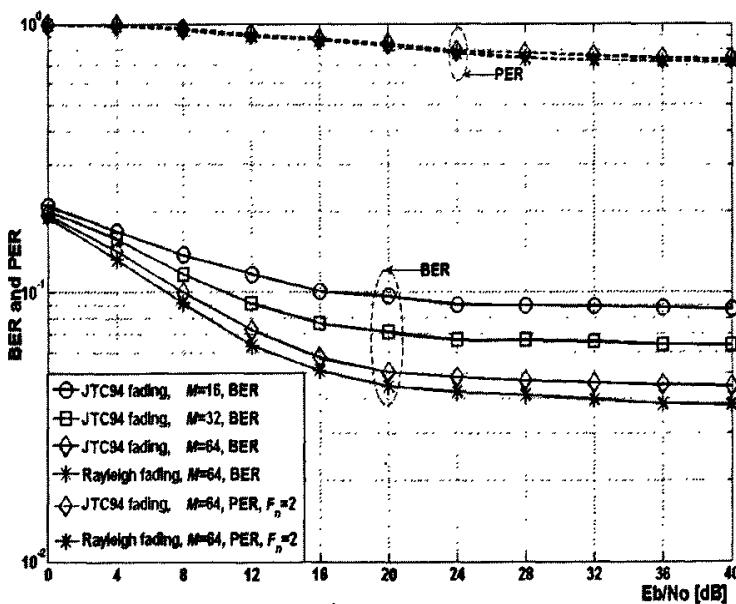


图 5-20 基于 16-QAM 调制 OFDM 系统采用部分时域信号接收调制的 BER 和 PER 性能 ($\Delta f T_1 = 0.75, U = 1, N = 64$)。

图 5-20 给出了基于 16-QAM 调制 OFDM 系统采用部分时域信号接收调制的 BER 和 PER 性能。系统采用 $\Delta f T_1 = 0.75$ ，子载波数 $N = 64$ 。仿真结果显示即使传输在单径瑞利衰落信道上，系统的 BER 和 PER 性能将明显恶化。因此可以发现当数据报采用高阶 M -QAM OFDM 调制时，特别当 M -QAM 调制的星座点数大于 16 后，不适合采用 M -算法来恢复干扰冲突数据报。这也是未来研究的一个挑战性的课题。

5.7 小结

本章在基于高压缩多载波技术的基础上提出一种新颖的数据报冲突干扰的恢复算法。高压缩多载波技术实质是用传输部分时域信号来提高系统的带宽效率。换一种方式来讲，也同时说明了在诸如 OFDM 的多载波系统中，调制的全部数据信息可以仅由部分接收到的时域信号来解调。因此，通过部分接收到的时域信号以及估计的无线信道信息可以重建系统在时域的全部信号。利用这个非常有利的性质，本章给出一种非常有效的冲突干扰恢复方法。同时通常数据报的冲突干扰是由一个已经同目标节点建立连接的用户传送的长数据报和其他用户申请同该目标节点建立连接恢复应答的短数据报相互干扰而损坏的。因此干扰的长度一般等同于短数据报。因此通过本章的方法，所有受冲突干扰受损的数据报都会以一定概率被恢复。

本章的方法和结果将给无线网络，ad-hoc 网络的设计和性能提高提供一种高效的方法。该方法可以通过延伸去解决隐藏终端问题，因为隐藏终端的端点通常都以短数据报向目标端点发送连接请求。在无线局域网中，尤其是 ad-hoc 网络常用的接入协议是 CSMA/CA，通过本章方法可以将隐藏终端的影响降低进而提高系统的流量和延迟性能。同时该方法也使无线网络数据报调度更加容易，尤其是短数据报中可以包含优先级等控制位，从而更易于区分服务实现。

一般来讲，本章中恢复算法的性能取决于很多种因素，诸如信道衰落类型，子载波数目，采用的调制方式，均衡方法。更主要的是调制参数。仿真验证大的载波数取得更好的恢复性能，因此该系统可以进一步运用于 WiMax (802.16e) 协议中。该协议最多可以支持 2048 个子载波数^[77]。

最后应该指出，上述所有的性能制约因素都来自于系统采用的解调方法。本章采用了 M -算法是因为该算法简单且复杂性低，但是同时该算法也制约了调制参数，调制方式，同步性能的设定和要求。如果能够采用别的新的解调算法能够实现更小部分时域 OFDM 符号的解码，采用本方法甚至可以恢复更多数据报同时导致的冲突干扰。

第六章 总结与展望

带宽效率是现代通信系统和网络设计的主要目标之一。一个提高带宽效率的有效手段就是采用多幅值调制技术,如高阶 M -QAM 调制技术,通过每个调制符号传送多位比特数据来提高链路的频谱效率。由于无线信道具有严重的传播干扰衰落和功率衰减从而造成接收机端信号功率严重衰落恶化。在此条件下,即使采用极佳的补偿和均衡技术,高阶 M -QAM 调制无法取得较好的解码性能。因此高阶 M -QAM OFDM 系统只能在特定的信道或用于特殊的应用。另一方面,基于 M -QAM 自适应调制技术和可变长度数据报技术通常要求 M 满足 $M=L^2$ (L 为偶数或 1)。因此不利于进一步的连续自适应调制。如果设计一个新的多载波系统可以以低阶 M -QAM,如 BPSK, QPSK, 来实现高阶 M -QAM 的带宽效率或传输速度,必将在调制器设计上节约花费。而且更加有利于连续的自适应调制和可变数据报的设置。本研究主要致力于上述问题。通过延伸设计高压缩多载波调制系统,本文设计出一种新型的多载波调制系统并利用有效的组合排列编码进一步提高该多载波系统的性能。同时,本文给出一种解决无线网络中极其重要的干扰问题(即隐藏终端或暴露终端问题)的有效干扰恢复算法。该算法将极大地有利于包括 ad-hoc 无线网络, sensor 无线网络等在内的无线网络协议设计,和多址接入性能的提高。本论文的创新性总结和未来研究方向如下。

6.1 本文的创新性研究成果简要总结

1, 一些文献表明在无线信道中采用自适应可变长度的数据报会极大地提高系统性能。比如可以提高系统的有效传输率,功率效率。同时可变长度数据报也可以间接影响系统射频的传输范围,从而对无线节点的连接,路由性能产生极大的影响。随着调制技术和软件技术的发展,自适应调制技术得到大量应用。因此本论文在第二章阐述了在可变长度数据报和自适应调制的双重作用下,系统的有效传输率,功率效率和射频范围的变化过程。并提出了三个设计规则。最后运用其中的一个设计规则来节约节点的功率消耗。仿真实验证明通过变数据报长度和自适应调制,可以提高系统的吞吐率,节约能量并且得到更好的传输性能区。

2, 由于高阶 M -QAM 实现的局限性,同时自适应调制中不间断地改变参数 M 将给传输器和接收器设计带来极高的复杂性和设计成本。因此在第三章,本

文延伸阐明了 HC-MCM 系统。该多载波系统利用多载波调制参数的可变性，仅仅利用 BPSK 或者 QPSK 等低阶调制星集，可以实现任意高阶 M -QAM OFDM 的传输速度或带宽效率，同时可以自由地控制数据报的长度。第三章论述了 HC-MCM 系统的原理以及基本的数学模型。同时阐述了该系统的解码复杂性并提出基于球面解码原理的解码算法。最后通过仿真实验说明随着调制参数 $\Delta f T$ 的减小，HC-MCM 系统具有能够减少其相对应 OFDM 系统的 PAPR 的优良性能。

3，由于 HC-MCM 系统具有极高的带宽效率，简单的设计实现，适宜的 PAPR 等良好的性能。本论文在第四章进一步利用 HC-MCM 的上述有利特性，通过并行排列组合编码，提出了 PC/HC-MCM 系统。PC/HC-MCM 可以作为两种不同的调制方式来提高系统的带宽效率。第一种 PC/HC-MCM 系统可以用低阶 M -QAM (BPSK, QPSK) PC/HC-MCM 来实现高阶 M -QAM OFDM 的传输速度和数据报长度的控制，同时也得到更好的误比特率 (BER) 性能。与 HC-MCM 相比，PC/HC-MCM 系统也具有更高的带宽效率。第二种纯 PC/HC-MCM 系统灵活地使用组合编码来实现任意 M -QAM OFDM 的带宽效率，可以得到极佳的 PAPR 性能。因此能够有效地应用于 MC-CDMA 等编码系统中。同时第四章也利用纯 PC/HC-MCM，设计了一种下行链路多用户传输系统。该多用户传输系统可以在一个 PC-OFDM 时域信号长度期间内，采用跳频技术，同时传输多路用户数据。

4，HC-MCM 技术实质是仅传输部分时域信号的方式来提高系统的带宽效率。这也同时说明了在诸如 OFDM 的多载波系统中，调制的全部数据信息可以仅由部分接收到的时域信号来解调。因此，通过部分接收到的时域信号以及估计的无线信道信息可以重建系统在时域的全部信号。利用这个非常有利的性质，第五章给出一种非常有效的冲突干扰恢复方法。通过该恢复算法，所有受冲突干扰受损的数据报都可以恢复。同时该恢复算法在越弱的 near-far 效应下越能得到更好的恢复性能。而无线局域网，基于无线局域网 ad-hoc 网络的传输环境是短距通信，更加符合弱的 near-far 效应条件。因此该算法更加符合实际网络环境。该恢复算法可以通过延伸去解决隐藏终端问题。本章的算法和仿真结果将给无线网络，ad-hoc 网络的协议设计和性能提高提供一种新的高效的方法。同时该方法也使无线网络数据报调度更加容易，尤其是短数据报中可以包含优先级等控制位，从而更易于实现区分服务。

6.2 进一步工作

在剩下的章节中，本文简要归纳一下本研究课题的下一步研究方向。

6.2.1 关于 PC/HC-MCM 和 HC-MCM 的解码算法的研究

HC-MCM 和 PC/HC-MCM 的主要缺点在于接收机解码算法具有较高的复杂性。在本论文中，我们共探讨了三种主要的解码算法，即 MLSE, M 算法和球面解码算法。MLSE 解码可以得到最优的性能但是解码复杂性和子载波数目，调制星集点数呈指数增长关系，因此对于高数目子载波系统不太适合。 M 算法的计算复杂性与子载波数目呈线性关系但是调制参数不能过小。球面解码算法介于上述两种算法之间。所以当系统涉及高数目子载波和极小的调制参数时，球面解码算法最好。但是即使这样，每次解码的复杂性仍然较高。另一方面，冲突干扰恢复算法也涉及到解码算法的性能。尤其是当调制为 16-QAM 和 64-QAM, M -算法基本上失效。因此进一步研究该类型多载波系统的解码算法将对本研究有极其重要的作用，也是本课题的后续研究重点。

6.2.2 关于冲突干扰后的恢复算法的研究

冲突干扰后的恢复算法是本研究的最重要的创新性的贡献。该恢复算法将给无线网络，ad-hoc 网络的设计和性能提高提供一种高效的方法。该方法可以通过延伸去解决隐藏终端问题，因为隐藏终端的节点通常都以短数据报向目标端点发送连接请求。在无线局域网中，尤其是 ad-hoc 网络常用的接入协议是 CSMA/CA，通过本章方法可以将隐藏终端的影响降低进而提高系统的流量和时延性能。同时该方法也使无线网络数据报调度更加容易，尤其是短数据报中可以包含优先级等控制位，从而更易于区分服务实现。因此未来的研究重点将是恢复性能的提高和基于该恢复算法的无线网络协议设计。

对于成功恢复比的提高，可以利用多天线增益。多天线系统也是未来无线通信与网络发展的重点。通过多天线增益提高在接收端的信号功率与噪声比来提高系统的解码性能从而提高系统的恢复性能。

对于无线网络随机接入协议的设计，利用本算法可以有效地提高协议的性能。当无线网络涉及的是具有一个接入点或基站的单跳无线网络时，基站或接入点在接收其中一个节点长数据报的时候，同样可以获得其他节点的请求应答的短数据报。同时短数据报包含很多重要的有利于调控的信息。所以通过本算法可以更好地解决隐藏终端问题和延伸的暴露终端问题，同时可以更好地设计

具有区分服务性能确保的无线接入协议。该算法可以提高系统的吞吐率和时延性能。当该算法应用于无线多跳 ad-hoc 网络时，上述优点更加突出，因为多跳转发必将增加每跳时的冲突干扰次数。上述算法会进一步提高网络的端对端时延性能和总体网络节点对之间的吞吐率。上述的提到的各种研究将是本课题研究的主要目标。

6.2.3 关于基于传送部分 OFDM 时域信号的应用研究

对于诸如 OFDM 多载波系统，调制的全部数据信息可以仅由部分接收到的时域信号来解调。该特性可以应用于多种系统。比如通过选取特定区域的 OFDM 时域信号，在保持和 OFDM 系统相同的传输速度下，获得更好的 PAPR 特性。该特性也可以设计用于不同的时分复用系统中来提高系统的多址接入性能。同样该特性也可用于多天线系统中，因为在某些特殊的移动环境中，多天线信道模型之间的干扰可能非常严重，在此条件下，某些天线仅传送部分时域信号可能更有利于系统整体性能的提高。

上述课题将是我们以后研究的重点和发展方向，我们期待着有更多更好的成果出现。

参考文献

- [1] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, part 1: characterization," *IEEE Communi. Mag.*, vol. 35, no.7, pp. 90 - 100, Jul. 1997.
- [2] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, Part II: mitigation," *IEEE Communi. Mag.*, vol. 35, no.7, pp. 102 - 109, Jul. 1997.
- [3] S. B. Weinstein, P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using Fourier transform," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol.19, no.5, Part. 1, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [4] F. B. Frederiksen, R. Prasad, "An Overview of OFDM and. related techniques towards development of future wireless multimedia communications," *IEEE Radio and Wireless. Conference, RAWCON2002*, pp 19-22, Aug. 2002.
- [5] D. Poullin, "Passive detection using digital broadcasters (DAB, DVB) with COFDM modulation," *IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation*, vol. 152, no. 3, pp. 143-152, June. 2005.
- [6] Y. Lin H.A. Latchman, M. Lee, S. Katar, "A power line communication network infrastructure for the smart home," *IEEE Wireless Communi.*, vol. 9, no. 6, pp. 104-111, Dec., 2002.
- [7] J.R. Keniry, C. Metz, "Cable modems: Cable TV delivers the Internet," *IEEE Internet Computing*, vol. 02, no. 3, pp. 12-15, May/Jun, 1998.
- [8] X. Wang, "OFDM and its application to 4G," *IEEE WOCC 2005*, pp 69-75, Apr. 2005.
- [9] J. Heiskala, J. Terry, *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*, John Terry. Publisher, Sams. 2002.
- [10] S.A, Ghorashi, B, Allen, M, Ghavami, A.H. Aghvami, "An overview of MB-UWB OFDM," *IEE Seminar on Ultra Wideband Communications Technologies and System Design*, pp. 107-110, July 2004.
- [11] A. Ghosh, D. Wolter, J. Andrews, R. Chen, "Broadband wireless access with WiMAX/802.16: Current performance benchmarks and future potential," *IEEE Communi.*, Magazine, Feb. 2005.
- [12] B. Muquet, Z.Wang, G. B. Giannakis, M. de Courville, P. Duhamel, "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 12, pp. 2136-2148, Dec. 2002.

- [13] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 48, pp. 223-229, Sep. 2002.
- [14] S. Chen, G. Dai, T. Yen, "Zero-forcing equalization for OFDM systems over doubly-selective fading channels using frequency domain redundancy," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.50, no.4, pp. 1004-1008, Nov. 2004.
- [15] J. J. van de Beek, P.O. Börjesson, "A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM," *IEEE Journal on Selected Areas in Communi.*, vol. 17, no. 11, Nov. 1999.
- [16] S. H. Han, J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Wireless Communi.*, vol.12, no.4, pp.56-65, Dec. 2005.
- [17] S. Lin, D. J. Costello, Jr., *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*, second edition, Prentice Hall: Englewood Cliffs, N. J., 2005.
- [18] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, Jan. 2001.
- [19] A. J. Goldsmith, S. G. Chua, "Variable-rate variable-power M-QAM for fading channels," *IEEE Trans. on Commun.*, vol.45, no.10, pp.1218-1230, Oct. 1997.
- [20] IEEE standard for Wireless LAN-Medium Access Control and Physical Layer Specification, P802.11, Nov. 1997.
- [21] J. R. Treichler, M. G. Larimore, J. C. Harp, "Practical blind demodulator for high-order QAM signals," *IEEE Proceeding*, vol. 86, pp. 1907-1926, Oct. 1998.
- [22] R. Howald, "QAM bulks up once again: modulation to the power of ten," Motorola Broadband Communi. Sector, SCTE Cable-Tec, June 2002
- [23] R. D. Katznelson, "Delivering on the 256-QAM promise," Broadband Innovations Inc., SCTE Cable-Tec, June 2002.
- [24] N. Morinaga, M. Yokoyama, and S. Sampei, "Intelligent radio communications techniques for advanced wireless communication systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79-B, pp. 214-221, Mar. 1996.
- [25] F. A. Tobagi, L. Kleinrock, "Packet switching in radio channels: Part II the hidden terminal problem in carrier sense multiple access modes and the busy tone solution," *IEEE Trans. on Commun.*, vol.23, no.12, pp.1417-1433, Dec. 1975.
- [26] S. Khurana et al., "Effect of hidden terminals on the performance of IEEE 802.11 MAC protocol," *Proc. IEEE LCN 98*, pp. 12-20, Oct. 1998.

- [27] E. Belding-Royer, *Routing Approaches in Mobile Ad-hoc Networks*, IEEE Press and John Wiley and Sons, New York, 2004.
- [28] C. E. Perkins, *Ad-hoc Networking*, Addison-Wesley, Reading, MA, 2000.
- [29] S. Benedetto, E. Biglieri, *Principles of digital transmission with wireless applications*, Kluwer Academic Press, New York, 1999.
- [30] P. Lettieri, C. Fragouli, M. Srivastava, "Low power error control for wireless links," in proceedings MobiCom'97, Budapest, Hungary, Sep. 1997.
- [31] A. Goldsmith, S.-G. Chua, "Adaptive coded modulation for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 46, No. 5, pp. 595-602, May 1998.
- [32] C. Chien, S. Nazareth, P. Lettieri, et al., *Design Experience with an Integrated Testbed for Wireless Multimedia Computing*, *Mobile Multimedia Communications*, Plenum Press, 1997.
- [33] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, January, 2001.
- [34] P. Lettieri and M.B. Srivastava, "Adaptive frame length control for improving wireless link throughput, range, and energy efficiency, " in proceedings of IEEE Infocom 1998.
- [35] W. Tuttlebee, *Software Defined Radio - Origins, Drivers and International Perspectives*, John Wiley & Sons, 2002.
- [36] D. P. Heyman. "An analysis of the carrier-sense multiple-access protocol," *Bell system Technical Journal*, vol. 61, pp.2023-2051, Oct., 1982.
- [37] M. J. Ferguson, "An approximate analysis of delay for fixed and variable length packets in an unslotted ALOHA channel," *IEEE Trans. Commun.*, Vol 25, No.7, pp.644-654, July 1977.
- [38] K. Tsai, Harry H. Tan, "Stability analysis for persistent CSMA/CD systems," in proceedings of IEEE Infocom 1991.
- [39] R. Rom, M. Sidi, *Multiple Access Protocols: Performance and Analysis* (Telecommunications Networks and Computer Systems), Springer Verlag, July, 1990.
- [40] J. G. Proakis, *Digital communications* (3rd ed.), McGraw-Hill, 1995.
- [41] W. Matsumoto and H. Imai, "A study on half-symbol scheme of OFDM modulation and MC-CDMA modulation (in Japanese)," *IEICE Trans. J85-B*, 6, pp.910-920, June 2002.

- [42] M. Hamamura, S. Tachikawa, "Bandwidth efficiency improvement for multi-carrier systems," in Proc. IEEE PIMRC 2004, Barcelona, Spain, Sept. 2004.
- [43] M. Hamamura, S. Tachikawa, "On high compaction FDM communication systems(in Japanese)," IEICE Technical Report, Jul. 2003.
- [44] S. Takahashi, M. Hamamura, S. Tachikawa, "A demodulation complexity reduction method using M -algorithm for high compaction multi-carrier modulation systems," in Proc. IEEE ISWCS 2004, Mauritius, Sep. 2004.
- [45] G. D. Forney, "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," IEEE Trans. Commun., vol. 18, no. 3, pp. 363–378, May 1972.
- [46] G. Ungerboeck, "Adaptive Maximum-Likelihood Receiver for Carrier-Modulated Data-Transmission Systems," IEEE Transactions on Commun., vol. Com-22, No. 5, May, 1974.
- [47] B. Hassibi, H. Vikalo, "On sphere decoding algorithm, part I expected complexity," IEEE Trans Signal Processing, vol. 53, no.8, pp.2806-2818, Aug. 2005.
- [48] B. Hassibi, H. Vikalo, "On sphere decoding algorithm, part II, generalizations, second-order statistics and applications to communications," IEEE Trans Signal Processing, vol. 53, no.8, pp.2819-2834, Aug. 2005.
- [49] P. K. Frenger, N. Arne, B. Svensson, "Parallel Combinatory OFDM Signaling," IEEE Trans. Commun., Vol. 47, no. 4, pp.558-565. Apr. 1999.
- [50] C. Tellambura, "Improved phase factor computation for the PAR reduction of an OFDM signal using PTS," IEEE Commun. Lett., vol. 5, no. 4, pp. 135–137, Apr. 2001.
- [51] C. Tellambura, "Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers," IEEE Commun. Lett., vol. 5, no. 5, pp. 185–187, May 2001.
- [52] H. R. Sadjadpour, "Construction of non-square M -QAM Sequences with low PMEPR for OFDM Systems," IEE Proceedings Commun., pp. 20-24, Feb. 2004.
- [53] B. Tarokh, H.R. Sadjadpour, "Construction of M -QAM signals Utilizing QPSK Golay Sequences with Low PMEPR suitable for OFDM systems," IEEE Transactions on Commun., Jan. 2003.
- [54] R. van Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House, 2000.

- [55] B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M. Courville, P. Duhamel, “Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 12, pp. 2136-2148, Dec. 2002.
- [56] K. Halford, M. Webster, “Multipath Measurement in Wireless Lan,” *Intersil Application Note AN9895*, Oct. 2001.
- [57] A. Jamalipour, T. Wada, T. Yamazato, “A tutorial on multiple access technologies for beyond 3G mobile networks,” *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 43, no.2, pp.110-117, Feb. 2005.
- [58] R. Ramanathan, J. Redi, “A brief overview of ad hoc networks: challenges and directions,” *IEEE Communications Magazine* vol. 30, no. 5, May 2002.
- [59] S. Hara, R. Prasad, “Overview of multicarrier CDMA,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 12, pp. 126–133, Dec. 1997.
- [60] S. Verdu, *Multi-user Detection*, Cambridge University Press. 1998.
- [61] A. Woo, K. Whitehouse, F. Jiang, J. Polastre, D. Culler, “Exploiting the capture effect for collision detection and recovery,” in Proc. IEEE EmNetS-II, Sydney, Australia, May 2005.
- [62] S. Ghez, S. Verdu, S. Schwartz, “Optimal decentralized control in the multipacket channel,” *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. AC-34, no. 11, pp. 1153-1163, Nov. 1989.
- [63] W. Luo, A. Ephremides, “Power levels and packet lengths in random multiple access with multi-packet reception capability,” *IEEE Trans. on Info. Theory*, vol. 52, no.2, pp. 414-420, Feb. 2006.
- [64] W. Luo, A. Ephremides, “Power levels and packet lengths in random multiple access,” *IEEE Trans. on Info. Theory*, vol. 48, no.1, pp. 46-58, Jan. 2002.
- [65] G. Bianchi, “Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function,” *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 18, Mar. 2000.
- [66] L. Tong, Q. Zhao, G. Mergen, “Multipacket reception in random access wireless networks: From signal processing to optimal medium access control,” *IEEE Communication Magazine*, vol. 39, no. 11, pp. 108 -112, Nov. 2001.
- [67] Q. Zhao, L. Tong, “A multi-queue service room MAC protocol for wireless networks with multipacket reception,” *IEEE/ACM Trans. on Networking*, vol. 11, no. 1, pp. 125-137, Feb. 2003.

- [68] V. Naware, G. Mergen, L. Tong, "Stability and delay of finite user slotted ALOHA with multipacket reception," *IEEE Trans. on Info. Theory*, vol. 51, no. 7, pp. 2636-2656, July 2005.
- [69] J. G Andrews, "Interference cancellation for cellular systems: a contemporary overview," *IEEE Wireless Commun.*, pp. 19-29, Apr. 2005.
- [70] L. Hanzo, M. Munster, B. J. Choi, T. Keller, "OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-user Communications, WLANs and Broadcasting," John Wiley, IEEE Press, Sept. 2003
- [71] H. Stefan, M. Weinfurtner, "Comparison of preamble structures for burst frequency synchronization," *Proc. IEEE Globecom2000*, San Francisco, CA. Nov. 2000.
- [72] T. M. Schmidl, D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 45, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [73] H. Minn, V. K. Bhargava, K. B. Letaief, "A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 2, no. 4, pp. 822-839, July 2003.
- [74] H. Minn, V. K. Bhargava, K. B. Letaief, "A combined timing and frequency synchronization and channel estimation for OFDM," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 54, no. 3, pp. 416-422, Mar. 2006.
- [75] P. Merkey, E. Posner, "Optimum cyclic redundancy codes for noisy channels," *IEEE Trans. on Info. Theory*, vol.30, no.6, pp.865-867, June 1984.
- [76] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [77] A. Ghosh, J. G. Andrews, R. Chen, D. R. Wolter, "Broadband wireless access with WiMax/802.16: Current performance benchmarks and future potential," *IEEE Communications Magazine*, Feb. 2005.

攻读博士期间撰写的论文

A1, Journal papers

- Y. Hou, M. Hamamura, "Collision recovery for OFDM system over wireless channel," To be published by IEICE Trans. on Fundamentals, 13 pages, (E90-A No.7) (SCI, EI).
----- **Terada best paper award.** Prof. Hiroaki Terada is very famous in Japan, now he is vice-president of Kochi University of Technology. This award is great honor given to the best paper appeared each year for all graduate students of KUT.
- Y. Hou, M. Hamamura, "A novel modulation with parallel combinatory and high compaction multi-carrier modulation," To be published by IEICE Trans. on Fundamentals, 13 pages, (SCI, EI).
- Y. Hou, M. Hamamura, S. Zhang, " Novel parallel combinatory system with high compaction multicarrier modulation," Journal on Communications (通信学报, in Chinese); Vol. 28(1), 6 pages, 2007 (EI).
- Y. Hou, S. Zhang, Y. Zhong, "Scheduling model in global real-time high performance computing with network calculus," Lecture Notes in Computer Science (LNCS3303) , Springer-Verlag, 2003, 4 pages, (SCI).
- P. Yi, Y. Hou, Y. Zhong, S. Zhang, Z. Dai, " Flooding attack and defence in ad-hoc networks," Journal of Systems Engineering and Electronics; Vol. 7(3), 2006 (EI).
- P. Yi, Y. Hou, Y. Wu, J. Li, "A fast index for XML data," Journal of Computational Information Systems; Vol.3, no.2, pp.733-743, 2007 (EI).

A2, Conference papers

- Y. Hou, M. Hamamura, "Bandwidth efficiency of PC-OFDM systems with high compaction multi-carrier modulation," Proc. of IEEE WCNM 05 (EI).
- Y. Hou, M. Hamamura, S. Zhang, "Performance tradeoff with adaptive frame length and modulation in wireless network," Proc. of IEEE CIT 05, Sep. 2005 (SCI, EI).
- Y. Hou, M. Hamamura, "A novel way of saving power in CSMA/CD," Proc. of IEEE CCNC 05, Jan. 2005 (EI).
- P. Yi, Y. Yao, Y. Hou, Y. Zhong, S. Zhang, " Securing ad hoc networks through mobile agent," ACM Proceedings of the 3rd international conference on Information security, 2004(EI).
- Y. Hou, M. Hamamura, "PC/HC-MCM system with space-time block codes," Proc. of NEINE 06, Kochi, Japan, Sept. 2006 (Best paper award).

- Y. Hou, M. Hamamura, "Probability of successful transmission between ad-hoc nodes with random radius and variable length of packets," Proc. of NEINE 05, Shanghai, China, Sept. 2005.
- Y. Hou, M. Hamamura, S. Zhang, "Performance control of CSMA/CD with variable length of packets," Proc. of NEINE 04, Kochi, Japan, Sept. 2004.

A3, Submitted papers

- Y. Hou, M. Hamamura, S. Zhang, " Parallel Combinatory Multi-Carrier Modulation System with High Compaction and its PAPR," 6 pages, Chinese Journal on Electronics (电子学报, in Chinese).
- Y. Hou, M. Hamamura, S. Zhang, " HC-MCM System and Reduction of Its Demodulation Complexity," 7 pages, Chinese Journal on Electronics (in English).

致 谢

一转眼，从我成为复旦大学博士生的时候，我的博士学生身份的时间竟然已经快五年时间了！2002 年我进入复旦大学网络与信息工程中心，我也没有想到我这五年的博士生活竟然如此起伏变化。

首先我要深深地感谢我的恩师张世永教授，钟亦平教授！感谢他们多年来的对我的严格要求，孜孜不倦地指导，创造一切条件有利于我的研究。也感谢恩师们在生活上尽全力对我的照顾。没有恩师们的支持，我是不可能完成我的博士研究的。尤其感谢恩师们为我创造机会参加与日本高知工科大学博士联合培养计划，让我在日本接受了三年良好系统的博士生研究培养，也将我的研究视野带入到无线通信无线网络这个令我着迷的研究领域。

同时我也要感谢我在日本高知工科大学的博士指导老师滨村昌则 (Hamamura Masanori) 教授，没有他三年来严格认真的要求和指导，本研究论文的完成是无法实现的。同时也要感谢在日本高知工科大学的岛屿和典教授，岩田诚教授，清水明宏教授和福本昌弘教授的论文指导和评论。

我还要感谢网络中心的傅维明老师，感谢他长期以来对我的关心和支持，感谢他全力为我创造条件安心科研，没有他的支持，我想我的研究进展将更加困难。

同时我还要感谢我曾经的同窗，蒋嶷川博士，易平博士和实验室其他师兄弟的关心和支持。

最后我还要感谢我的父母和我的弟妹，没有他们的支持和理解，我想我在日本的三年生活将会非常孤独和痛苦，感谢他们一直以来对我的支持和爱！