

多用户自适应调制及功率分配

张忠培¹, 赵亚红², 周世东³

(1. 电子科技大学通信信息工程学院, 四川成都 610054; 2. 北京邮电大学信息工程学院, 北京 100876;
3. 清华大学微波与数字通信国家重点实验, 北京 100084)

摘 要: 为了满足新一代无线通信系统的高数据速率、高频谱效率的通信要求, 本文提出了基于正交频分复用 (OFDM) 技术的自适应调制、子载波分配及功率分配方法, 它采用的多址方式是码分多址 (CDMA)。通过上行信道反馈获知下行信道参数, 在一定服务质量要求 (QoS)、一定传输速率下, 通过本文的优化分配算法, 使系统的频谱利用率最高, 所有子载波的发射功率之和最小。将本方法应用在下行同步信道环境下, 系统具有较快的收敛速度; 与非自适应 OFDM 比较, 用户发射功率有较大降低, 是一种工程可适用方案。

关键词: 自适应调制; 正交频分复用; 子载波分配; 功率分配

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 02-0211-03

Multi User Adaptive Modulation and Power Allocation

ZHANG Zhong-pei¹, ZHAO Ya-hong², ZHOU Shi-dong¹

(1. School of Communication & Information Engineering, University of Electronic Science and Technology, Chengdu, Sichuan 610054, China;
2. School of Information Engineering, Beijing University of Posts & Telecommunications, Beijing 100876, China;
3. State Key Lab on Microwave & Digital Communication, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: To satisfy the request of high data rate and high frequency efficiency for new generation communication system, a method of adaptive modulation modes, subcarrier and power allocation is proposed for OFDM-FDS/CDMA systems. With the downlink channel parameter acquired from uplink channel feedback, an optimization algorithm is utilized to maximize frequency efficiency and minimize the required transmitting power for a given QoS and data throughput. Compared with non-adaptive OFDM system, the required transmitting power is greatly decreased and the convergence rate of this algorithm is very high which makes it very appropriate for engineering application.

Key words: adaptive modulation; OFDM; subcarrier allocation; power allocation

1 引言

针对下一代无线移动多媒体通信系统, 适用于宽带无线信道的传输技术引起了广泛的研究兴趣, 而这一技术的主要要求是能克服符号间干扰 (ISI), 它是宽带传输在多径衰落下的主要问题。已有许多方法提出来克服符号间干扰^[1,2], 而多载波调制技术, 包括正交频分复用是最有希望解决符号间干扰的方案^[3], 多载波及 OFDM 技术成为了下一代无线通信传输的候选方案。移动通信的 3G 及后 3G 标准, 都将高的数据速率及高的效率作为研究目标, 支持未来的无线多媒体、互联网等通信业务, 而移动信道是频率选择性衰落、多径信道。而 OFDM 技术, 能将宽带划为若干个窄的子带宽, 通过加入保护间隔消除符号间干扰, 降低多径对每一子载波性能的影响, 并能将每一子载波的衰落看成平坦衰落。在假设已知瞬时信道参数条件下, 通过自适应调制的方式来提高 OFDM 系统的性能的方法已有许多作者进行了研究^[4,5], 对于信道增益较大的子载波运用高阶调制来传输更多的 bits/OFDM 符号, 对于信道增益较低子载波使用低阶调制来传输较少的 bits/OFDM 符号。但在这已有的方法中, 是根据不同阶调制在一定误码率要求下的信噪比不同作为采用调制方式的标准, 通过信噪比门限比较来确定调制方式, 没有从优化分配的角度进

行设计, 也没有考虑当通过率达不到系统要求时, 如何进行子载波功率分配的问题。文献[6]研究了基于 TDMA 模式的 OFDM 子载波分配、自适应调制及功率分配问题, 由于 TDMA 有某一时隙在同一子载波只有一个用户占用的限制, 使得优化算法的求解非常复杂。本文基于 CDMA 多址技术, 将调制方式误码率公式进行简化, 使用拉格朗日极值求解方法, 得到了 OFDM 的自适应调制、子载波分配及功率分配的优化解, 它具有较快的收敛速度, 较小的计算量, 是一种工程可实用方法。

2 系统模型

具有子载波及比特分配的系统框图如图 1 所示, 我们假设这个系统有 K 个用户, 其中第 k 个用户的数据速率为 R_k bit/OFDM 符号, 在传输端, 每个用户将不同的数据流分配到不同的子载波上。假设每一子载波的带宽远远小于信道的相关带宽, 并且所有用户的每个子载波上信道参数对发送端是已知的。利用这些信道信息, 使用子载波及比特分配算法来分配不同用户在不同子载波上的传输量。根据不同子载波上分配的比特数, 确定相应的调制方案, 每一子载波上的传输功率大小级数根据通信服务质量及调制模式决定。定义 $c_{k,n}$ 为 k 用户分配在第 n 子载波上的比特数, 并确定自适应调制允许 $c_{k,n}$ 的取值为 $D = \{0, 1, 2, \dots, M\}$, 其中 M 为子载波传输的每

OFDM 符号最大信息比特数.

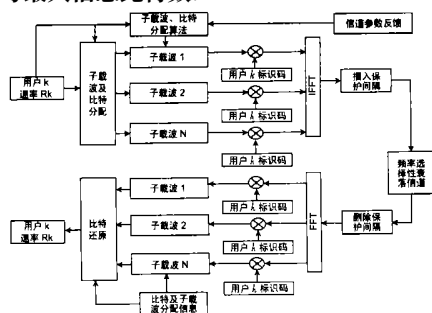


图1 具有子载波及比特分配的多用户 OFDM 系统框图

调制器输出的复数调制符号由反傅立叶变换 (IFFT) 时域采样,在时域上加入循环保护间隔,来保证接收端子载波之间的正交性,保护间隔要大于信道的最大时延扩展。我们假设信道参数与比特分配信息经过不同的控制信道传输到接收端,接收器通过保护间隔来消除符号间干扰 (ISI), k 用户的时域采样信号经傅立叶变换到频域上,比特分配信息用来配置解调器,子载波分配信息用来恢复 k 用户的比特信息。用户标识码用来对同一子载波的信息进行用户区分,在同小区内可采用短码。对于频率选择性信道,不同的子载波将有不同的信道增益,定义 $\alpha_{k,n}$ 为第 k 用户的第 n 子载波的信道增益幅度值,并假设高斯热噪声的功率谱密度 N_0 对所有用户的所有子载波是相同的。

定义 $f_k(c)$ 为子载波接收一个 c bits/symbol 所需的接收功率,由于不同用户具有不同服务质量要求,采用不同的编码及调制方案,它需要的功率是不相同的。因此,为了在接收端达到指定的服务质量要求,对 k 用户分配在第 n 子载波上接收功率必须满足:

$$P_{k,n} = f_k(c_{k,n}) / \alpha_{k,n}^2 \quad (1)$$

运用这传输功率级,接收端能从 FFT 处理后的调制符号中解调出数据信息,并满足期望的 QoS 。

子载波、比特及功率分配算法优化系统的目标可定为:寻找一种最佳的子载波调制方案,使所有的用户在给定的 QoS 、给定的数据通过率下,所有用户的所有子载波和传输功率之和最小。为了使这个问题有解, $f_k(c)$ 应是递增凸函数,用公式表示这个目标为:

$$P = \min_{c_{k,n}} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{1}{\alpha_{k,n}^2} f_k(c_{k,n}) \quad (2)$$

$$k \in \{1, \dots, K\}, R_k = \sum_{n=1}^N c_{k,n} \quad (3)$$

其中: N 为子载波数; K 用户数; R_k 为用户 k 传输的每 OFDM 符号的总信息量。若 $c_{k,n} = 0$, 该子载波不传任何信息。

3 自适应调制算法

3.1 调制误码率公式的简化

为了使优化问题简化,此处引入简化的 MQAM 及 MPSK 调制的误码率公式^[7],星座大小 $M = 2^{c(r)}$ (r 为接收端信噪比, c 为每符号的信息比特,又称容量),MQAM 调制的误码率公式为:

$$P_{eMQAM(r)} \approx \frac{1}{c(r)} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2^{c(r)}}}\right) \text{erfc}\left(\sqrt{1.5 \frac{r}{2^{c(r)} - 1}}\right) \quad (4)$$

取其误码率上限,对 P_e 小于 10^{-3} ,容量大于 2 时,式(4)可简化为:

$$P_{eMQAM(r)} \approx 0.2 \exp\left[\frac{-1.6r}{2^{c(r)} - 1}\right] \quad (5)$$

对于 MPSK,其标准误码率计算公式为:

$$P_{eMPSK(r)} \approx \frac{1}{k(r)} \text{erfc}\left(\sqrt{r \sin\left(\frac{\pi}{2^{c(r)}}\right)}\right) \quad (6)$$

同样取其误码率上限,式(6)可简化为:

$$P_{eMPSK(r)} \approx 0.25 \exp\left[\frac{-8r}{2^{1.94c(r)}}\right] \quad (7)$$

文献[7]对两种近似方法与标准公式进行了比较,简化后带来的误差非常小。将式(5)、(7)写成统一式子:

$$P_e(r) \approx c_1 \exp\left[\frac{-c_2 r}{g(c(r))}\right] \quad (8)$$

其中: $g(c(r)) = 2^{c_3 c(r)} - c_4$, c_1, c_2, c_3, c_4 由式(5)、(7)确定。

3.2 优化算法

根据式(2)、(3)的优化目标,并已知信道衰落幅度及接收端每一子载波的信噪比,将接收端用户的多址干扰与高斯噪声都作为噪声处理,并用 $I_{k,n}(r)$ 表示。利用拉格朗日优化求解方法,式(2)作优化目标,式(3)作约束条件,可得优化求解式:

$$L = \min_{c_{k,n}} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{1}{\alpha_{k,n}^2} f_k(c_{k,n}) + \sum_{k=1}^K \lambda_k \left(\sum_{n=1}^N c_{k,n} - R_k \right) \quad (9)$$

式(9)中, λ 为拉格朗日因子,在用式(9)求优化解时,将用户的 QoS 要求通过调制的误码率公式来进行保证,在一定误码率要求下,一定的通过容量对应一定的接收信噪比要求,由此求出发射功率,经这样的处理后,使得整个系统的优化求解得到简化。

由式(8)可推得 $f_k(c_{k,n})$ 的表过式:

$$f_k(c_{k,n}) = -\frac{1}{c_2} [2^{c_3 c_{k,n}} - c_4] I_k(r) \ln\left(\frac{1}{c_1} P_{ek}\right) \quad (10)$$

对式(9)求偏导得:

$$\frac{\partial L}{\partial c_{k,n}} = \frac{1}{\alpha_{k,n}^2} \left(-\frac{1}{c_2} I_{k,n}(r) \ln\left(\frac{1}{c_1} P_{ek}\right) \right) 2^{c_3 c_{k,n}} c_3 + \lambda_k \quad (11)$$

由于式(11)中有指数与对数运算,使式(11)的直接求解变得困难,因此,引入迭代搜索算法,迭代因子如式(12)所示:

$$\begin{cases} c_{k,n} \leftarrow c_{k,n} - u \frac{\partial L}{\partial c_{k,n}} \\ \lambda_k \leftarrow \lambda_k + u \left(\sum_{n=1}^N c_{k,n} - R_k \right) \end{cases} \quad (12)$$

式中 u 为迭代梯度因子。由于 $c_{k,n}$ 的取值范围为 D , D 为用户子载波上可选取的调制类型对应每符号比特数,在每次迭代中要对 $c_{k,n}$ 取整,并取在 D 的取值范围内。

3.3 优化算法的收敛性及迭代过程

由式(10),在给定误码率下,发射功率与容量 c 为正指数函数,既为增函数,也为凸函数,它的优化求解具有收敛性。当用在下行同步信道时,采用完全正交的 walsh 码作用户标识扩频码,由于扩频码是完全成交的,在同一子载波上的用户间干扰就没有,只有信道高斯噪声,每一用户的子载波分配可单独

进行。

迭代计算过程:(1)初始化用户 k 在各子载波上的比特分配, $c_{k,n}=0, \lambda_k=1$; (2)由将式(11)代入式(12),计算 $c_{k,n}$,并按设定的调制级数将 $c_{k,n}$ 取整; (3)由式(12)计算 λ_k ,同时对 $c_{k,n}$ 求和,是否达到设定的用户通过率,如果达到,转到(4),由式(11)计算得到其发射功率;如果未达到设定速率,重复步骤(2); (4)停止迭代。

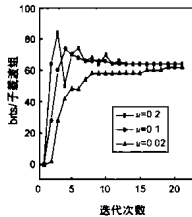


图2 每组 32 个子载波,
64bits/ 子载波组

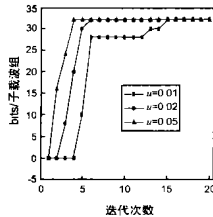


图3 每组 64 个子载波,
32bits/ 子载波组

图2与图3是1024点FFT的OFDM系统在不同的分组情况下的收敛过程,因为OFDM符号时间要长于信道时延扩展,则相干带宽大于子载波间隔,相邻子载波上的衰落因子是不独立的,但可以将多个相邻子载波划分组,认为组间子载波上的信道衰落是独立的。另外,由于在OFDM系统中,当FFT的点数太多时,对应的子载波数较多,如果对每一子载波信息都进行反馈,会带来较大的系统开销。所以,在实际系统中,将相邻子载波进行分组自适应调制是必须的。从图2、3可看出,本文算法具有较快的收敛速度,特别是组数较少时,可以很快收敛到设定容量值;当收敛梯度选得较大时,收敛速度较快,但很难精确收敛到指定容量值,收敛梯度值较小时,收敛速度较慢,但收敛过程平稳。因此实际应用中,梯度值不宜选得过大。

4 性能仿真及结论

由于在实际通信系统中,大量数据传输业务发生在下行信道,为了验证本文的自适应算法,本文对OFDM-DS/CDMA方案在移动通信中的下行信道的性能进行了仿真,所用信道为瑞利频率选择性衰落信道。下行信道为同步信道,采用完全正交的walsh码作为用户标识码,在下行的子载波上用户间没有多址干扰,保护间隔(CP)选为100,FFT大小为1024点,信道参数的选取遵从瑞利分布,并假设每一子载波组内的衰落是相同的,所有子载波组信道增益进行能量归一化。

对于1024点FFT的OFDM-DS/CDMA系统,采用码片长为32的walsh码作用用户标识码,在自适应调制中,将相邻子载波划分为32个组,系统通过率为2048bits/OFDM符号。调制方式为4QAM、16QAM、64QAM,传输比特为0.2、4、6,在不同的误码率设定情况下,进行系统仿真,得到设定误码率与实际仿真的比较结果,如图4。从图4可看出,由于本文对调制误码率作了近似,在误码率小于 10^{-3} 时带来了一定误差,但在误码率较低时,仿真结果与设定值完全相同。

在指定服务质量要求、指定通过率要求下,对采用OFDM-TDMA方式的最优比特分配算法、不采用优化算法的等比特分配,本文基于OFDM-DS/CDMA的优化比特分配算法所需每比特信噪比的要求进行比较,结果如图5所示,OFDM-DS/CD-

MA方案比OFDM-TDMA方案有近7dB的每比特信道信噪比的降低,可以降低系统的发送功率,比等比特分配方案可降低每比特15dB,其中OFDM-TDMA最优比特算法是采用文献[6]的算法在相同的信道环境及服务要求下的结果。因此,本文提出的优化算法应用在OFDM-DS/CDMA的下行信道能取得较好的效果。

本文提出了基于OFDM-DS/CDMA下行信道的一种自适应调制比特分配算法,具有较小的迭代次数,较小的迭代计算,较好的收敛性,与OFDM-TDMA的优化比特分配方案比较,能取得较大的每比特信噪比增益,并通过系统仿真,验证本文方案,能达到自适应优化的目标。

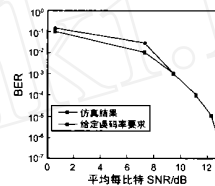


图4 设定误码率与
仿真结果比较

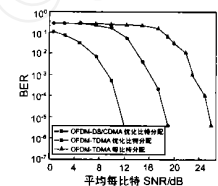


图5 不同自适应方
案性能比较

参考文献:

- [1] Chen Y, Letaief K B, Chuang J C. Soft-output equalization and TCM for wireless personal communication system[J]. IEEE J. Select. Areas Commun, 1998, 16(12): 1679 - 1690.
- [2] Lo W C, Letaief K B. Adaptive equalization and interference cancellation for wireless communication systems[J]. IEEE Trans. Commun, 1999, 47(4): 538 - 545.
- [3] Cimini L J, Sollenberger N R. OFDM with diversity and coding for high-bit-rate mobile data applications[J]. Mobile Multimedia Commun, 1997, 1(1): 247 - 254.
- [4] T Keller, L Hanzo. Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission[J]. IEEE Trans On Vehicular Technology, 2000, 49(5): 1893 - 1906.
- [5] Keller T, Hanzo L. Adaptive multicarrier modulation; a convenient frame work for time-frequency processing in wireless communications[J]. Proceeding of the IEEE, 2000, 88(5): 611 - 640.
- [6] Wong C Y, Cheng R S, Letaief K B, Murch R D. Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation[J]. IEEE J. Select. Areas Commun, 1999, 17(10): 1747 - 1758.
- [7] Chung S T, Goldsmith A J. Degrees of freedom in adaptive modulation: A unified view[J]. IEEE Trans on Commun, 2001, 49(9): 1561 - 1571.

作者简介:



张忠培 男, 1967年9月生于重庆市, 1993年在四川师范大学获硕士学位, 2000年在西南交通大学获博士学位, 现为清华大学微波与数字通信重点实验室博士后, 主要研究兴趣: 信道差控制编码, WCDMA, 多载波及OFDM未来无线通信传输体制研究。