

MC-CDMA 系统中自适应调制算法的性能分析

曾国燕 郑侃 黄琳 王文博

(北京邮电大学电信工程学院无线通信中心 北京 100876)

摘要: 自适应调制能提高系统的频谱利用率和改善系统的误码率性能。该文提出了一种将自适应调制算法与 MC-CDMA 技术相结合的方案。采用这种方案的自适应 MC-CDMA 系统在获得频率分集增益和有效频谱利用率的同时,还能获得很好的误码率性能。文章分析了提出的自适应 MC-CDMA 系统的性能,并通过仿真结果说明了合并方式和信道环境都将影响自适应调制算法在 MC-CDMA 中应用的有效性。

关键词: MC-CDMA, 自适应调制, 多用户干扰

中图分类号: TN914.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)06-1005-04

Performance Analysis of Adaptive Modulation in MC-CDMA Systems

Zeng Guo-yan Zheng Kan Huang Lin Wang Wen-bo

(Center of Wireless Communication, Beijing University of Posts and Communications, Beijing 100876, China)

Abstract Adaptive modulation can improve the system performance with high spectral efficiency. In this paper, a combining scheme of MC-CDMA and adaptive modulation is proposed in order to achieve the frequency diversity and the spectral efficiency without loss of much BER performance. The performance of the MC-CDMA system with adaptive modulation is analyzed. Simulation results also indicate the combining schemes and the channel environment will affect the efficiency of adaptive modulation algorithm in MC-CDMA systems.

Key words MC-CDMA, Adaptive modulation, Multi-user interference

1 引言

MC-CDMA^[1,2]将 OFDM 技术与 CDMA 技术有效地结合在一起以充分利用二者的优势获取更好的系统性能。MC-CDMA 能利用频率分集效果,具备较强的抗多径干扰能力,已成为未来宽带多媒体无线通信系统中最合适的备选方案之一。

本文分析了在 MC-CDMA 系统中采用自适应调制算法的方案来提高系统的频谱利用率,进一步改善系统性能。自适应调制可通过比特载入算法完成。目前很多文献提出了很多基于多载波系统的载入算法。从系统的易实现性的角度出发,本文的自适应 MC-CDMA 系统选择简单分块比特载入算法(Simple Blockwise Loading Algorithm, SBLA)^[3]进行自适应调制。这种算法根据相邻子载波上的具有相似的信道衰落的原则,对子载波以块(或组)为单位进行比特分配,极大地减少了计算的复杂度。

本文的第 2 节将描述下行链路自适应 MC-CDMA 系统模型;第 3 节讨论在 MC-CDMA 系统中采用的自适应调制算法;第 4 节通过仿真给出不同的合并方式下的 MC-CDMA 系

统的性能,并且考虑到多用户干扰和信道状况对系统性能的影响;最后给出相应的结论。

2 系统模型

图 1 表示具有自适应调制的 MC-CDMA 系统框图。在发射机端,设 N_c 为所有的子载波数目, SF 是扩频因子,则先将所有的子载波以扩频码长度为单位分为 N_c/SF 组,每组子载波将传输相同信息的数据符号。设一个用户在所有子载波上同时传送的符号数为 $P(P=N_c/SF)$ 。首先二进制数据输入比特分配模块,该模块根据信道估计信息计算各子载波需分配比特数目。然后,根据各子载波分配的比特数目完成数据调制。数据调制模块输出的 P 路已调数据序列将并行进入扩频模块,每路数据复制 SF 份后与特定的扩频码对应的码片相乘,完成频域扩频。扩频后的数据进行 IFFT 变换和并串变换形成 OFDM 符号,并在 OFDM 符号间插入保护间隔以对抗由多径衰落造成的码间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI)。

设 $\{a_{k,0}[i], a_{k,1}[i], \dots, a_{k,P-1}[i]\}$ 是第 k 个用户经自适应调制后同时发送的一组符号,通过瑞利衰落信道和高斯白噪声信道

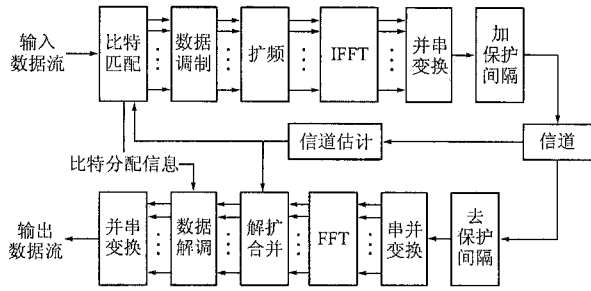


图1 自适应调制 MC-CDMA 系统框图

后的接收信号可表示为

$$r(t) = \left(\sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n=0}^{SF-1} \sum_{k=0}^{K-1} H_{n,p}(t) a_{k,p}[i] c_k[n] p_s(t - iT_s) \cdot e^{j2\pi[f_0 + (p \times SF + n) \Delta f]t} \right) + n(t) \quad (1)$$

这里, $H_{n,p}(t)$ 是在第 $(p \times SF + n)$ 个子载波上的信道衰落的复包络函数; $c_k[n]$ 是第 k 个用户对应的扩频码的第 n 个码片; T_s 和 Δf 分别是在每个子载波上的符号周期和子载波间隔; $p_s(t)$ 是定义在 $[0, T_s]$ 之间的矩形窗函数; $n(t)$ 是均值为0,方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)。

接收机完成与发端相反的操作,包括去保护间隔、串并变换和FFT处理。然后在解扩合并时,每个子载波接收到的信号与对应加权系数相乘后,并相加得到判决变量。这里的加权系数由信道增益和扩频码中的相应码片共同构成。不失一般性,以第0个用户为例,最后得到的判决变量可以表示为

$$D_0[iT_s] = \sum_{n=0}^{SF-1} G_0[n] H_{n,p}[iT_s] a_{0,p}[i] c_0[n] + \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{n=0}^{SF-1} G_0[n] H_{n,p}[iT_s] a_{k,p}[i] c_k[n] + \sum_{n=0}^{SF-1} G_0[n] n[iT_s] \quad (2)$$

本文中讨论3种合并方式,包括:等增益合并(Equal Gain Combining, EGC),最大比合并(Maximal Ratio Combining, MRC)最小均方差合并(Minimum Mean Square Error Combining, MMSEC)^[2]。对应的加权系数可以分别由式(3),式(4)和式(5)得到。为简便起见,省略了抽样时间序号 i 。

$$G_0^{\text{EGC}}[n] = (c_0[n] H_{n,p}^*) / |H_{n,p}| \quad (3)$$

$$G_0^{\text{MRC}}[n] = c_0[n] H_{n,p}^* \quad (4)$$

$$G_0^{\text{MMSEC}}[n] = (c_0[n] H_{n,p}^*) / (K |H_{n,p}|^2 + \sigma_n^2) \quad (5)$$

得到的判决变量输入解调模块进行判决解调,解调模块同样需要根据各子载波的比特分配的数目完成对应调制方式的解调,最后经过串并变换恢复原始数据。在发射机端的比特分配模块和接收机端的解扩合并模块都需要准确地获得各子载波上的信道衰落信息,这些信息是通过在接收机端

进行信道估计得到的。

3 MC-CDMA 中的自适应调制算法

SBLA 算法虽具有简单易实现的特性,但该算法是基于OFDM系统提出的,所以在应用于MC-CDMA系统中时,需考虑MC-CDMA系统的基本特点,来设计子载波的分组和计算平均信噪比。下面将对此进行详细描述。

3.1 比特分配算法

SBLA算法是根据一组子载波的平均信噪比SNR来为该组子载波分配不同深度的调制方式。对于前面描述的MC-CDMA系统,将以携带相同数据信息的子载波为一组进行自适应调制,则每组子载波个数为SF,该组对应平均信噪比为 $\text{SNR}_{\text{mean}}(i)$, $i=1,2,\dots,P$, $P=N_c/SF$,将每组对应的 $\text{SNR}_{\text{mean}}(i)$ 和信噪比基准标尺进行比较,以获取适合各组的调制方式。这个基准标尺包括了一组调制方式所需达到的信噪比的绝对门限值, $\text{SNR}_{\text{thd_abs}}(j)$, $j=1,2,\dots$,其中 j 对应不同的调制方式。

在这个基准标尺中,不同调制方式的信噪比门限值的间隔是固定的。在高斯白噪声信道下,通过对这些调制方式的误码率性能曲线图的分析,可得各调制方式在误码率 $\text{BER}=10^{-3}$ 下的信噪比为 $\text{SNR}_{\text{std}}(j)$, $j=1,2,\dots$ 。这样,对应的各调制方式的信噪比的绝对门限值 $\text{SNR}_{\text{thd_abs}}$ 是在 SNR_{std} 的坐标上平移得到,其偏移量的大小与目标调制方式 R_{tgt} 的信噪比门限值, $\text{SNR}_{\text{std}}(R_{\text{tgt}})$,以及所有子载波的平均信噪比 SNR_{mean} 有关,进一步用数学表达式描述为

$$\text{SNR}_{\text{thd_abs}}(j) = \text{SNR}_{\text{thd}}(j) + \text{SNR}_{\text{mean}} - \text{SNR}_{\text{thd}}(R_{\text{tgt}}) \quad (6)$$

其中

$$\text{SNR}_{\text{mean}} = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P \text{SNR}_{\text{mean}}(i) \quad (7)$$

图2给出了第 i 组子载波的比特分配示意图,若该组的平均信噪比 $\text{SNR}_{\text{mean}}(i)$ 和QPSK对应的 $\text{SNR}_{\text{thd_abs}}(2)$ 最接近,则选择QPSK为该组的调制方式,分配给该组比特数目应为2。

3.2 平均信噪比 SNR_{mean} 的计算

在自适应调制算法中,每组子载波的平均信噪比 SNR_{mean}

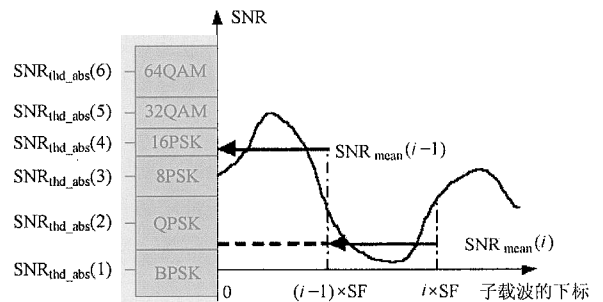


图2 SBLA 算法的比特分配过程示意图

的大小对调制方案的选择起到决定性作用。在 MC-CDMA 系统中, 当采用不同的解扩合并方式时, 各子载波上的信号与不同形式的加权因子相乘, 导致最终获得的合并信号的信噪比也会有所变化, 对应的判决变量的平均信噪比 SNR_{mean} 的计算也是不同的。下面将给出不同合并方式下的子载波平均信噪比 SNR_{mean} 的计算。

3.2.1 EGC 根据式(2)和式(3), 可写出 EGC 合并后的判决变量的表达式。为了方便起见, 这里只考虑第 0 个用户的第 p 个符号的判决变量

$$D_{0,p}(iT_s) = a_{0,p}[i] \sum_{n=0}^{SF-1} |H_{n,p}[iT_s]| + \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{n=0}^{SF-1} |H_{n,p}[iT_s]| a_{k,p}[i] c_0[n] c_k[n] + \sum_{n=0}^{SF-1} H_{n,p}^*[iT_s] n(iT_s) c_0[n] / |H_{n,p}[iT_s]| \quad (8)$$

在式(8)中, 第 2 项为多用户干扰, 因此在计算信噪比时, 这项暂时不予考虑。第 1 项是有用信号, 第 3 项是噪声项, 判决变量的信噪比可根据式(8)中的第 1 项和第 3 项进行计算。则传送第 p 个符号的这组子载波的平均信噪比为

$$SNR_{mean}(p) = \left\{ \sum_{n=0}^{SF-1} |H_{n,p}| \right\}^2 / (SF \times \sigma_n^2) \quad (9)$$

3.2.2 MRC 同理, 将式(4)代入到式(2)中, 可以得到基于 MRC 合并的第 0 个用户的第 p 个符号的这组子载波的平均信噪比为

$$SNR_{mean}(p) = \left\{ \sum_{n=0}^{SF-1} |H_{n,p}|^2 \right\} / (SF \times \sigma_n^2) \quad (10)$$

3.2.3 MMSEC 由于 MMSEC 合并方式需要获得额外的信息, 如当前激活的用户数目 K 和噪声功率 σ_n^2 , 则平均信噪比也是一个较复杂的表达式。将式(5)代入到式(2)中, 可得传送第 p 个符号的这组子载波的平均信噪比为

$$SNR_{mean}(p) = \frac{\left\{ \sum_{n=0}^{SF-1} |H_{n,p}|^2 \right\} / (K |H_{n,p}|^2 + \sigma_n^2)}{\left\{ \sum_{n=0}^{SF-1} |H_{n,p}|^2 \right\} / (K |H_{n,p}|^2 + \sigma_n^2)^2} \quad (11)$$

4 仿真结果

为了评估具有自适应调制的 MC-CDMA 系统的性能, 我们选择具有固定调制方式(QPSK)的传统的 MC-CDMA 系统作为参考。自适应调制时可选择的调制方案为 6 种, 分别是: BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM 和 64QAM。假设移动台的车速为 60km/h。在所有的仿真结果中, 假设理想信道估计和同步。整个系统的仿真参数在表 1 中详细列出^[4]。多径信道中各径的功率是服从负指数分布, 所对应的时延均匀地

分布在 $[0, \tau_{max}]$, τ_{max} 为最大路径时延。信道 A 和信道 B 分别采用了两种不同的信道参数, 表 2 中均有列出。

表 1 系统仿真参数

载波	$f_c = 5\text{GHz}$
带宽	80 MHz
子载波数目	512 (156.25kHz/子载波)
OFDM 符号周期	6.4μs+1.6μs
扩频码长度	16

表 2 信道参数

	信道 A	信道 B
时延路径数	24	24
每条路径的间隔 (μs)	0.0125	0.05
最大时延 τ_{max} (μs)	0.2875	1.15
均方根时延 τ_{rms} (μs)	0.0725	0.2912

4.1 单用户

由于几种合并方式在单用户系统中性能近似, 单用户的自适应 MC-CDMA 系统只考虑 MRC 合并策略。图 3 给出了在两种信道模型下的自适应 MC-CDMA 系统的误码率性能曲线, 同时也给出传统的 MC-CDMA 系统的误码率性能曲线作为参考。当误码率 $BER=10^{-3}$ 时, 在信道 A 中, 采用自适应调制获得的性能增益可达 3.0dB, 在信道 B 中获得的性能增益约为 1.4dB。因此, 信道 A 中采用自适应调制对系统性能的改善更明显, 这是由于信道 A 具有较小的时延, 在相邻的子载波上的信道冲激响应函数的相关性也就更强。对于比特载入算法(SBLA), 如果在一组子载波上的信道传输函数具有很强的相关性, 那么自适应调制算法的优势会有明显的体现。

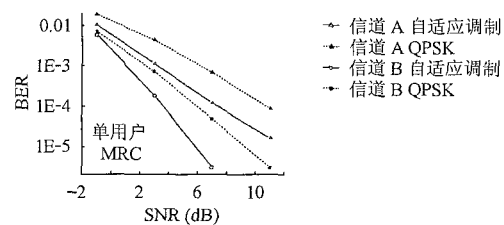


图 3 单用户自适应调制 MC-CDMA 误码率性能曲线

4.2 多址干扰的影响

多用户系统中, 我们将着重讨论在信道 A 中自适应调制 MC-CDMA 系统的性能。随着系统用户数目的增加, 多址干扰的引入将会急剧恶化系统性能, 如果接收端不采用抗多址干扰的合并技术, 自适应调制的 MC-CDMA 系统将对多用户干扰更为敏感。因为采用高阶调制, 在进行相干解调时, 由于判决空间的变小会降低误码率性能, 对抗多用户干扰的能力也大大降低。在给定信噪比 $SNR=8\text{dB}$, 采用 EGC 和 MRC

合并策略的自适应 MC-CDMA 系统和固定调制方式的 MC-CDMA 系统性能比较如图 4 和图 5 所示。随着用户数目的增加,两个系统的误比特率都会增大,这与前面的分析相符。图 6 是采用 MMSEC 合并,不同用户数目下的自适应调制 MC-CDMA 性能和固定调制方式的 MC-CDMA 性能的比较。MMSEC 合并本身比 EGC 和 MRC 能更有效对抗多址干扰;同时在比特载入算法中,对各组子载波上的平均信噪比的计算时也充分利用额外信息减少其他用户的干扰,因此在 MC-CDMA 系统中,由于 MMSEC 合并能有效抑制多址干扰的影响,并且自适应调制又能较好发挥其优势,使系统性能有很大的改善。

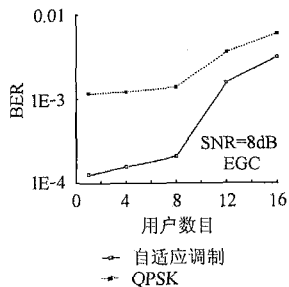


图 4 多用户自适应 MC-CDMA 性能(EGC)

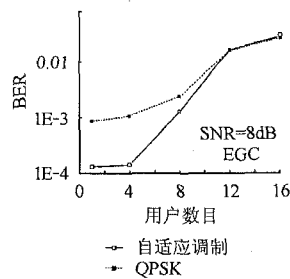


图 5 多用户自适应 MC-CDMA 性能(MRC)

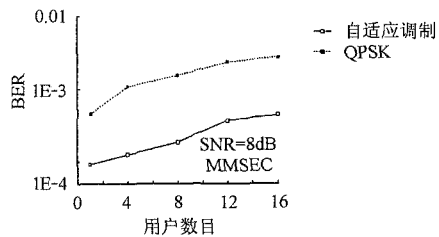


图 6 多用户自适应 MC-CDMA 性能(MMSEC)

5 结束语

在自适应调制的 MC-CDMA 系统中,可通过简单实用的比特载入算法 SBLA 对各组子载波进行比特分配。为了确保

这种算法的有效性,各个分组内的子载波间的信道衰落函数必须要有较强的相关性。在单用户系统中,采用自适应调制的 MC-CDMA 系统能获得很好的性能增益。在多用户情况下,多用户干扰会恶化系统性能,降低自适应调制算法的有效性。采用 EGC 和 MMSEC 的合并策略,自适应调制的 MC-CDMA 系统会有更好的性能。

参考文献

- [1] Ramjee Parasad, Shinsuke Hara. An overview of multicarrier CDMA. IEEE ISSSTA'96, Germany, Sept.1996, Vol.1:107-114.
- [2] Shinsuke Hara, Ramjee Parasad. Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency selective Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1999, 48(9): 1584-1595.
- [3] Rainer Grunheid, Edgar Bolin, Hermann Rohling, Kurt Aretz. Adaptive modulation for the HIPERLAN2 air interface. 5th International OFDM-Workshop, Hamburg, 2000.
- [4] Atarashi Hiroyuki, Abeta Sadayuki, Sawahashi Mamoru. Pilot channel assisted MMSE combining in forward link for broadband OFCDM packet wireless access. *IEICE Trans. on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, 2002, (7): 1635-1647.

曾国燕: 女, 1976 年生, 硕士生, 研究方向为 MC-CDMA 系统中的接收机算法等。

郑 侃: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为扩频通信和多载波通信系统等。

黄琳女: 1979 年生, 硕士生, 研究方向为多载波通信系统的接收机算法等。

王文博: 男, 1965 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为信号处理和无线通信及其网络理。