

FDD 方式下的自适应调制研究

方 昕 徐晓东 高西奇 尤肖虎

(东南大学 移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要: 论文主要针对在频分双工(FDD)方式下的自适应调制方式进行了研究, 提出了自适应调制的结构框图, 并对反馈的上下行链路的包结构进行了阐述。分析了多普勒频移和包时间长度的乘积对系统参数选择的影响, 提出了迭代的自适应调制方式, 即在不同的乘积范围内, 选择不同的模式控制发送调制方式。仿真结果表明了在不同的乘积范围内, 选择不同模式可以获得最大的频谱效率, 而且系统的频谱效率是随着该乘积的增加而逐渐降低的。

关键词: 自适应调制, 频分双工, 信道预测, 频谱效率

中图分类号: TN929.533

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)08-1278-04

Adaptive Modulation in FDD Communications over a Fading Channel

Fang Xin Xu Xiao-dong Gao Xi-qi You Xiao-hu

(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract In this paper adaptive modulation in Frequency Division Duplexing(FDD) communications over a fading channel is studied and packet structure and structure of adaptive modulation are proposed. Further, influence of multiplication of Doppler frequency and packet length is analyzed. Iterative modulation scheme is proposed which adjusts modulation scheme according to different multiplication. Simulation results show that in different multiplication region, different mode can get maximum spectrum efficiency and spectrum efficiency decreases with the increase of multiplication.

Key words Adaptive modulation, Frequency division duplexing, Channel prediction, Spectrum efficiency

1 引言

在无线通信中, 无线频谱是非常有限的, 如何提高频谱利用率是当前的主要问题。由于移动信道是时变的, 其信道变化可以由几个分贝变动到几十个分贝, 动态范围非常大, 传统的固定模式的调制器并不能根据信道条件来自适应地设计调制方式, 这样不可避免会损失系统效率, 或者达不到通信质量要求。根据信道状态而改变调制方式的基于包传输的自适应调制引起了人们极大的关注。自从 Steele 和 Webb^[1]提出了衰落信道下的自适应调制方案, 人们对自适应调制研究越来越深入。而文献[2]则通过仿真研究了多普勒频率, 自适应间隔对 OFDM 系统性能的影响。

自适应调制完全类似于功放^[3], 它有两种方式, 开环和闭环方式, 开环方式表示在时分双工(TDD)方式下, 假定环境本身是没有干扰的, 或者其多址干扰是恒定功率近似高斯白噪声的, 前向和反向链路的信干比可以近似表示相对应的反向和前向链路的信干比。这个机制的性能依赖于前向和反向链路信道的相关程度。而对于闭环方式, 则使用测量的信道和干扰信息来控制发送的调制方式。这种方法是对任何环

境都有效和适合的方式。因而本文在频分双工(FDD)方式下主要是闭环方式。它存在两个方面的缺点: 反馈延迟和易于差错的反馈信道。这两个方面的缺点都会使得系统性能降低。本文并不对这两个方面的影响进行研究, 而就在该方式下的自适应调制方式本身进行研究, 并对自适应调制适用的范围进行了研究。仿真结果表明了在不同的多普勒频移和包时间长度的乘积范围内, 选择不同模式可以获得其最大的频谱效率, 而且系统的频谱效率是随着该乘积的增加而逐渐降低的。且自适应调制是有一定的范围限制的, 超过了这个范围, 自适应调制方式的频谱效率反而低于固定调制方式的频谱效率。

本文第 2 节主要介绍 FDD 方式下的自适应调制的结构, 以及上行和下行的包传输结构图。第 3 节给出了迭代的自适应调制方式, 分析了自适应调制适用的范围, 在不同的范围内选择不同的模式。第 4 节给出了仿真分析结果。最后, 给出了结论。

2 FDD 方式下的自适应调制的结构

对于闭环方式, 由于要进行反馈, 如何反馈是很重要的, 因而在 FDD 方式下进行自适应调制有以下两个问题:

(1) 如何可靠地反馈信道质量信息到发送端。有两种方式，首先是在接收端直接进行信干比估计，并进行预测，然后选择调制方式，再反馈给发射机选用什么调制方式。这样反馈是比较简单的，只需要将几种调制方式的序号传输给发送端就可以了。而另一种方式就是将接收机的信干比估计，进行量化编码，反馈给发射机，并在发射机进行处理，预测，选择调制方式。由于信干比的范围很大，量化本身有误差，为了提高精度，所以分配的比特数也会比较多，这样造成了资源上的浪费。

(2) 在实际信道环境下的反馈速率。也有两种方式，第一种是固定反馈速率，这样可以减轻协议层的负担，协议层比较容易实现。但是这种方式不能根据信道的情况来选择反馈速率。如果反馈速率选择比较大时，在多普勒频移小的时候，会引起不必要的反馈，即资源浪费了。而如果反馈速率过小，则在多普勒频移大的时候，不能够适应于信道的变化。所以固定反馈速率虽然很简单，其代价是系统资源不能够很好地利用。而另外一种自适应反馈速率的方式就是当信道有变化时，进行反馈，当信道没有变化时，则不反馈。这种方式可以很好地反馈信道的变化，因而可以最大限度地利用系统资源。使得系统逼近于香农容量。

综合以上分析，我们提出了自适应调制的结构，在 FDD 方式下，本文所采用的下行自适应调制的结构框图如图 1 所示，上行自适应调制方式是与之相对称的。而自适应调制是由以下几步组成的：

- (1) 首先选择初始传输调制方式，进行上行和下行同步。
- (2) 为了获得几种调制方式信干比的界值，可以通过高层外环控制来为每一个连接调节其目标信干比。
- (3) 在接收端，利用接收到的数据计算出接收到的一包数据的信干比，选择合适的算法对信干比进行预测，再根据预测出的信干比，选择合适的调制方式，对于可选择的调制方式种类，分别对应于一个 Gray 码，比如总共有 6 种调制

方式，可以用 3 个比特的不同 Gray 码来表示。并且在接收端采用自适应反馈速率的方式，如果和前一包的调制方式没有改变，则不发送，如果有所改变，则发送该调制方式。为了有效地实现这种方式，在 Gray 码前再加一比特来表示是否有调制方式发送，如果是 ‘0’，则表示没有调制方式发送，发送端的调制方式保持和前一包一致，这样后面几个传输调制方式的比特可以用来传输其他的信息，节约了资源。如果是 ‘1’，则表示有调制方式发送，发送端根据所接收到的调制方式来改变下一包的调制方式，这样就可以简单而有效的调整反馈速率了。

- (4) 将调制方式反馈到发送端并且选择下一帧的调制方式。

在这里一包的时间固定不变，而反馈的时间以及信号处理的时间假定小于一包的时间长度，即完全可以通过反馈过来的信息调整下一包的调制方式。其自适应调制的时序类似于闭环功控指令反馈的时序^[4]，即如何在允许一定的延迟下控制调制方式的变化，其反馈时序如图 2 所示。其中 Pilot 为导频符号，TCI 为发送的控制指令，而 TMC 为发送的调制方式指令，DATA 为要发送的数据。导频和数据时分复用。一包依次包括发送的指令、数据、导频。假定系统完全同步，首先根据接收到前一包的下行发送导频的信干比来确定当前上行的调制方式指令即 TMC 指令，并且根据当前下行发送的 TMC 指令来确定下一包上行数据的调制方式。而其当前下行发送的 TMC 指令又是由前一包上行发送导频的信干比决定，并且根据当前上行发送的 TMC 指令来确定下一包下行数据的调制方式，当前每一包上行数据的调制方式都是由上一包下行链路的 TMC 指令确定，而当前每一包下行数据的调制方式都是由上一包上行链路的 TMC 指令确定。通过这种方式，闭环自适应调制方式可以进行良好的工作。

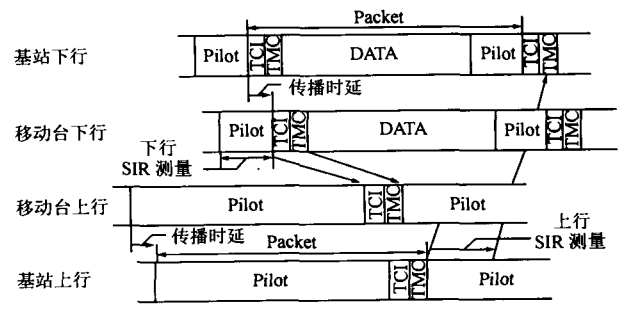


图 2 反馈的时序图

3 迭代的自适应调制方式的研究

考虑在一包数据内，首先是通过前一包导频的信干比来近似表示当前包数据的信干比，从而确定当前数据的调制方式。这种方式的准确程度依赖于导频和数据的信干比的相关性。当相关性很大时，以导频的信干比进行近似才会比较准

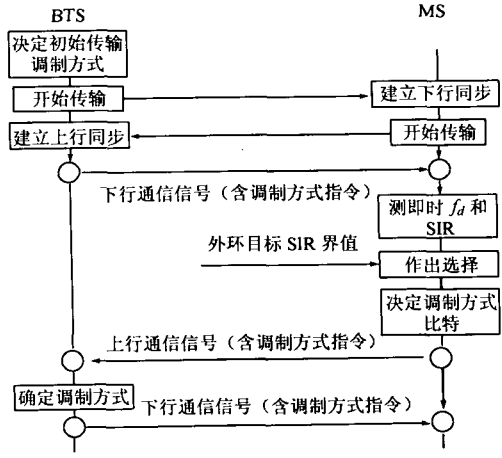


图 1 下行自适应调制示意图

确。而且对于下一包的导频信干比,是需要通过预测来得到的。对于一平坦衰落的即时信干比,可以由以下公式来表示:

$$\gamma_i = |g_i|^2 \cdot \frac{E_s}{N_0} \quad (1)$$

其中 g_i 为第 i 个采样点的信道参数,为复高斯过程。 E_s/N_0 为平均的符号信噪比,它可以通过对接收到的信号进行长期平均获得。而对于任意两个采样点的信干比的相关性^[5],可以由以下的公式来表示:

$$\begin{aligned} \frac{E[\gamma_i \gamma_m]}{E[\gamma_i] E[\gamma_m]} &= \frac{E_s^2 / N_0^2 \cdot E[|g_i|^2 |g_m|^2]}{E_s^2 / N_0^2 \cdot E[|g_i|^2] E[|g_m|^2]} = \frac{E[|g_i|^2 |g_m|^2]}{E[|g_i|^2] E[|g_m|^2]} \\ &= 0.5 \cdot (1 + J_0^2(2\pi f_D T_s(i-m))) \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $J_0(x)$ 为第一类零阶贝塞尔函数, T_s 为相邻信道采样点之间的时间,即采样时间, f_D 为最大多普勒频移。

由上式可以看出,两个信干比的相关性完全取决于 f_D 和 T_s 和 $(i-m)$ 的乘积。当其乘积很大时,表明这两个信干比的相关系数很小,也就是说,采用前一个信干比以及再前面的信干比不能准确预测后面的信干比。一帧的平均信干比就是对一帧内所有瞬时的信干比进行平均。考虑两个极端的情况,当 f_D 为 0 时,式(2)的值为 1,表示平均信干比是完全相关的,在这个情况下,平均信干比没有变化,即两个信干比可以完全互相表示。当 f_D 趋于无穷大时,其相关值趋于 0.5,即表示完全不相关的,则每一帧的平均信干比可以看成是由很多完全不相关的信干比状态所组成,由中心极限定理,平均信干比可以看成是高斯噪声,即互相是不相关的,在这种情况下,不能由当前和过去的平均信干比预测出下一帧的平均信干比,也不能用当前信干比直接选择下一帧的调制方式。由此可见,自适应调制是有一定范围限制的。

首先考虑平均信干比相关性很大的情况,在这种情况下,可以直接由当前的导频信干比来确定下一帧的调制方式,即信道质量参数不需要进行预测,令 T_F 表示一帧的时间间隔。两个相邻帧的平均信干比可以看成是相隔为 T_F 的瞬时信干比的平均,不需要预测则表示在时间间隔为 T_F 的瞬时信干比的包络的差别很小,考虑到自适应调制只要信干比在一定的界值范围内,且再考虑到估计误差,则选定在一帧的范围内,其包络的均方差保持在 0.5dB 内,即

$$\frac{E[|g_{i+M}|^2 - |g_i|^2]^2]}{E[|g_i|^4]} = 1 - J_0^2(2\pi f_D T_F) \leq 0.01 \quad (3)$$

其中 M 表示一包的符号数,可以计算出

$$f_D T_F \leq 0.022 \quad (4)$$

当 $f_D \leq 0.022/T_F$ 时,不需要预测,仅仅采用当前的平均信干比来表示下一个帧的平均信干比,此时的频谱效率接近于预测的频谱效率。

由于信干比可以预测的前提就是其信道包络之间的相

关性比较大,而当相关性比较小时,则预测本身并不准确,而且由导频信干比直接来表示数据信干比本身也不准确,同时考虑到信道估计误差的影响,因而选择信干比的预测误差比较小,根据前一章的分析,可以得出

$$f_D T_F \leq 0.2 \quad (5)$$

当 $0.022/T_F < f_D \leq 0.2/T_F$ 时,可以通过平均信道参数预测得到下一帧导频的平均信干比,这样可以通过预测出来的平均信干比来选择下一帧的调制方式。

而当 $f_D T_F > 0.2$ 时,即 $f_D > 0.2/T_F$,由于两个相邻帧的平均信干比的相关性比较小,预测并不准确,并且导频的平均信干比不能表示数据的平均信干比。另一方面,在一帧范围内包含了很多种属于不同调制方式下的信道状态,经过平均以后,相邻几帧内的平均信干比的相关性也很小,即系统跟踪不上平均信干比的变化,不能根据这个变化而正确地选择调制方式,所以自适应调制方式在这种情况下是不适用的,此时采用长期固定的调制方式更合适,即根据长期的平均信干比和信道条件,选择出合适的调制方式。

根据以上所述,我们提出了一种根据多普勒频移和包时间长度的乘积而改变模式的基于迭代的自适应调制方案,其过程如下所述:

第 1 步 初始化参数,建立上行和下行同步,开始发导频。

第 2 步 根据接收到的信号计算出 f_D 和导频的平均信干比,根据 f_D 的值选择合适的调制模式。当 $f_D \leq 0.022/T_F$ 时,直接将当前估计的导频平均信干比存入存储器,当 $0.022/T_F < f_D \leq 0.2/T_F$ 时,利用当前的平均信干比和前面的平均信干比对下一帧的平均信干比进行预测,并将预测出来的信干比存入存储器,当 $f_D > 0.2/T_F$ 时,则采用固定的调制方式,将计算出来的长期的平均信干比存入存储器,转第 3 步。

第 3 步 通过高层外环控制可以获得几种调制方式的界值。根据以上所获得的信干比和调制方式界值进行比较,则可以获得相应的发送端调制方式。

第 4 步 对调制方式用 Gray 码来表示, FDD 方式下用 TMC 指令反馈给发送端, TDD 方式下将 TMC 发送给接收端。这个指令包括两个部分,第一个比特确定是否需要反馈,后面几个比特则是用 Gray 码表示哪种调制方式。同样的,发送端也以相同的方式来分配 TMC 指令,这样就可以完成自适应的反馈调制方式。

第 5 步 发送端根据接收到的 TMC 指令分配调制方式给下一帧数据,再发送出去。转第 2 步。

对于这种方案,我们可以看出,可以用简单的方法最大程度地利用频谱效率,并且可以有效利用信道来自适应反馈调制方式的变化,减少了资源的浪费。

4 仿真结果

在仿真中，包的时间长度固定，分别对几种不同的多普勒频移和包时间长度的乘积情况下的频谱效率进行了比较。表 1 表示了达到不同 BER 条件下各种调制方式在白噪声下的界值。由表 1 可以看出，8PSK，32QAM，128QAM 的界值和 16QAM，64QAM，256QAM 是非常接近的，因而仿真时去掉 8PSK，32QAM，128QAM 3 种方式，采用 5 种调制方式，用 3 个比特的 Gray 码就可以表示了。

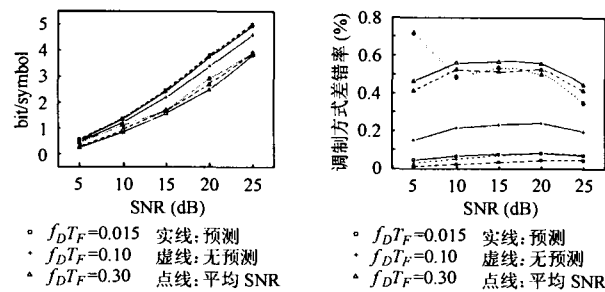


图 3 不同乘积和模式下的频谱效率比较

图 4 不同乘积和模式下的调制方式差错率的比较

图 3 表示了不同乘积和模式下的频谱效率的比较，仿真了 3 种乘积分别为 0.015，0.1，0.3 的情况，信干比预测采用的是 MMSE 的预测方式，使用了前面的 3 个包的平均信干比来进行预测。由图中可以看出，进行信道预测和非信道预测的频谱效率是随着乘积的增大而逐渐减小的。当乘积为 0.015 时，其预测和非预测的频谱效率的差别是很小的。而且非预测可以降低系统的复杂度。但是这两种的频谱效率都比固定模式的频谱效率大的多。但是对于乘积为 0.1 时，其

预测和非预测的频谱效率有了比较大的差别。预测的要好到 0.5dB。这两种的频谱效率也都比固定模式的频谱效率大的多。而对于乘积为 0.3 时，其预测和非预测的频谱效率的差别也是不大的。并且要差于根据长期平均的信干比来选择固定模式传输的频谱效率。在三种乘积下的固定模式的频谱效率差别不是很大的，但也是随着乘积的增大而逐渐减少的。

图 4 表示了不同乘积以及模式下的调制方式差错率的比较，由图中可以看出，在乘积为 0.015 时，正确判决率是很高的。在乘积为 0.1 时，进行信道预测比非预测的调制方式判决正确率要高很多。但是当乘积逐渐上升到 0.3 时，其判决正确率就很低了，趋于 0.5。而且低于固定调制方式。而对于固定调制方式在 5dB 时其正确判决率低的原因是由于信干比太低，在很多时候，应该是不发送数据的。但是选择的调制方式是 BPSK，而自适应方式选择的是不发送数据，因而其正确判决率在 5dB 时反而低了。

5 结束语

本文主要对在 FDD 方式下自适应调制方式进行了研究，提出了自适应调制的结构框图，并对反馈的上下行链路的包结构进行了阐述，更进一步，分析了多普勒频移和包的时间长度的乘积对系统参数选择的影响，提出了迭代的自适应调制方式，即在不同的乘积范围内，选择不同的模式控制发送调制方式。仿真结果表明了在不同的乘积范围内，选择不同模式可以获得最大的频谱效率，而且系统的频谱效率是随着该乘积的增加而逐渐降低的。迭代的自适应调制方式可以根据信道情况自适应地调整参数从而获得频谱效率和复杂度的折中，是有着非常好的应用前景的。

表 1 不同误码率下的调制方式信噪比界值

BER	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	32QAM	64QAM	128QAM	256QAM
10^{-2}	2.3	6	11.3	13	18.5	19.8	24.7	25.9
10^{-3}	4.3	7.8	13.2	15.1	20.2	21.4	26.3	27.5
10^{-4}	5.8	9.2	14.5	16.4	21.4	22.8	27.6	28.8

参考文献

[1] Webb W T, Steele R. Variable rate QAM for mobile radio. *IEEE Trans. on Commun.*, 1995, 43(7): 2223 – 2230.

[2] Ahn C J, Sasase L. The effects of modulation combination, target BER, Doppler frequency, and adaptation interval, on the performance of adaptive OFDM in broadband mobile channel. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2002, 48(1): 167 – 174.

[3] Saarinen I S, Mammela A, Jsrvensivu P, et al.. Power control in feedback communications over a fading channel. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 2001, 50(2): 1231 – 1239.

[4] 3G TS 25.213 v3.3.0 (2000-06) Spreading and modulation (FDD).

[5] Jakes W C. *Microwave Mobile Communications*[M]. New York: Wiley-Interscience, 1974: 46 – 52.

方 昕: 女, 1975 年生, 博士后, 研究方向为自适应技术在第三代和第四代移动通信系统中的应用.

徐晓东: 男, 1975 年生, 博士生, 研究方向为自适应链路技术在 OFDM 系统中的应用.

高西奇: 男, 1965 年生, 东南大学移动通信国家重点实验室副主任, 教授, 博士生导师, 研究方向为第三代和第四代移动通信系统的研究.

尤肖虎: 男, 1962 年生, 东南大学无线电系系主任, 教授, 博士生导师, 中国第三代移动通信研发项目总体组组长, 研究方向为第三代和第四代移动通信系统的研究.