

LTE 系统下行链路 AMC 算法研究

段佩伸^{1,2}, 周祖望², 俞 锦²

(1. 武汉邮电科学研究院, 湖北 武汉 430074; 2. 武汉虹信软件有限责任公司, 湖北 武汉 430074)

摘要:无线信道是十分复杂的传输信道, 具有时变特性和衰落特性, AMC(自适应调制和编码)技术因具有能够使通信系统与无线信道相适应的特性, 而成为了 3GPP(第三代合作伙伴计划)LTE(长期演进)系统的一项关键技术。文章针对 LTE 系统提出了一种 AMC 实现方案, 并对该方案的性能进行了仿真测试。仿真结果表明, 该 AMC 方案能够有效地提高系统吞吐量。

关键词:长期演进; 自适应调制和编码; 无线信道; 系统吞吐量

中图分类号: TN929. 531 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-8788(2014)02-0059-04

Research on downlink AMC algorithm for LTE systems

Duan Peishen^{1,2}, Zhou Zuwang², Yu Jin²

(1. Wuhan Research Institute of Post and Telecommunications, Wuhan 430074, China;

2. Wuhan Hongxin Software Co., Ltd., Wuhan 430074, China)

Abstract: Wireless channels are complicated with time-variant and fading characteristics. As the Adaptive Modulation and Coding (AMC) technology can make communication systems adaptive to these channels, it has become a key technology to the 3GPP Long Term Evolution (LTE) system. This paper presents an AMC implementation scheme for the LTE system and simulates and tests its performances. The simulation results indicate that this scheme effectively improves the system throughput.

Key words: LTE; AMC; wireless channel; system throughput

0 引 言

随着人们对无线网络性能和数据速率要求的提高, 下一代移动通信系统需要有更小的时延、更大的系统容量、更高的数据速率和更低的成本。为了应对新技术和新业务的挑战, 3GPP(第三代合作伙伴计划)组织提出了 LTE(长期演进)技术, 它是移动通信从 3G 向 4G 过渡的一个关键技术。然而在无线环境中, 终端、反射体以及散射体之间的相对运动或者仅仅是传输媒介的细微变化, 都可能对无线信道产生较大影响, 这就是无线信道的时变特性和衰落特性^[1]。要想使 LTE 系统获得更大的吞吐量, 必须使数据发送速率与无线信道的时变特性和衰落特性相适应, 而 AMC(自适应调制和编码)技术恰恰能胜任这项任务。

AMC 是指通信系统根据从接收端反馈的信道状态信息, 在发送端动态调整编码方式和调制方式等参数, 从而在相同的带宽下使系统提供尽可能高的数据速率。在不同的通信系统中, AMC 算法也不尽相同。LTE 系统标准的物理层规范中虽然定义了几种编码和调制方式供 AMC 技术选用, 但并未给出 AMC 的具体实现方法。因此, 研究 AMC

技术在 LTE 系统中的应用具有很高的实用价值^[2]。

1 AMC 算法原理

本文中下行 AMC 实现原理如下: 首先, LTE eNode B(基站)接收 UE(用户设备)上报的 CQI(信道质量指示), 进行相应的处理之后, 选择相应的 MCS(调制编码方式); 然后, 再根据 UE 对应的 ACK/NACK(肯定确认/否定确认)信息对 BLER(误码率)进行估计, 并以此为依据, 应用特定的算法对 MCS 进行调整, 确定最终的 MCS-index(MCS 索引值)。

下行 AMC 中关键的两个部分为根据 UE 上报的 CQI 选择 MCS-index 和根据 UE 对应的 ACK/NACK 对 MCS-index 进行调整。在理想状态, 即 UE 上报的 CQI 非常精确的情况下, 下行 AMC 过程只需通过 CQI 选择相应的 MCS-index 即可, 不需要后面的调整过程。但在实际系统中, 因为 UE 对 CQI 的上报与实际传输之间存在时间差, 同时, 为了降低反馈开销, CQI 所表示的信道质量的精确度有限, 并且 UE 也不是每个 TTI(传输时间间隔, 持续时间为 1ms)都进行 CQI 反馈的, 所以根据 UE 上报的 CQI 所选择的 MCS-index 与实际所需的 MCS-

index 之间存在一定的误差,仅仅通过 UE 反馈的 CQI 来选择 MCS-index 是不准确的。

在协议中已经规定了 CQI 和码率的对应关系,所以有一种简易的 AMC 算法,只根据 UE 上报的 CQI 来选取 MCS。根据 LTE 协议可以得出每个 CQI 对应的码率,然后根据码率选取最接近的 PRB (物理资源块)个数和 MCS。但是由于 MCS 有 27 个索引值,而 CQI 只有 15 个,因此这种算法也不够精细,在后面的仿真中会将本文介绍的 AMC 算法与这种算法做一个对比^[3-8]。

2 AMC 算法设计

下面具体介绍根据 UE 上报的 CQI 选择 MCS-index 以及根据 UE 对应的 ACK/NACK 对 MCS-index 进行调整的过程。在下面的描述中,我们令 $TTI = t$ 时根据上报的 CQI 得到的 MCS-index 为 $MCS(t)_{init}$,所估计出的测量值与实际值之间的差值为 $\Delta MCS(t)$,最终确定的 MCS-index 为 $MCS(t)$ 。整体算法流程如图 1 所示。

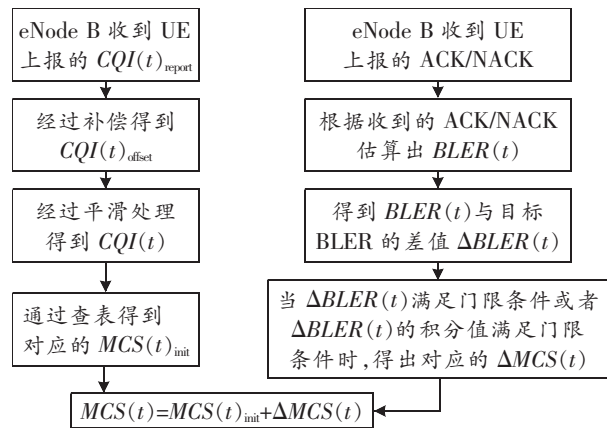


图 1 计算 $MCS(t)$ 的流程

图中, $CQI(t)_{report}$ 为 $TTI = t$ 时 UE 上报的 CQI, $CQI(t)_{offset}$ 为 $TTI = t$ 时补偿后的 CQI, $CQI(t)$ 为 $TTI = t$ 时经过平滑处理后的 CQI, $BLER(t)$ 为 $TTI = t$ 时估计的 BLER, $\Delta BLER(t)$ 为 $TTI = t$ 时测量 BLER 与目标 BLER 的差值。

2.1 上报 CQI 的补偿

在普通场景中,单码字传输时,UE 上报的 CQI 对应的 RI(秩指示)为 1,双码字传输时,UE 上报的 CQI 对应的 RI 为 2。但是在实际传输中,由于无线情况下信道状况变化很快,UE 上报的 RI 并不能与当前传输的码字数完全匹配,即经常会出现码字数与 UE 上报的 CQI 对应的 RI 不匹配的情况。

当采用单码字传输时,如果直接采用 UE 上报

的 RI 为 2 对应的 CQI 来选择 MCS,则会导致选择的 MCS 偏低。而当采用双码字传输时,如果直接采用 UE 上报的 RI 为 1 的 CQI 来选择 MCS,则会导致选择的 MCS 偏高。无论是在单码字还是双码字传输时,如果出现 UE 交替上报 $RI = 1$ 和 $RI = 2$ 的情况,则可能导致流量不稳,甚至 BLER 较大。此时应该先对 UE 上报的 CQI 进行补偿,然后再将补偿后的 CQI 作为 MCS 选择的标准。 $TTI = t$ 时,补偿后的 CQI 可表示为 $CQI(t)_{offset} = CQI(t)_{report} + \Delta CQI$,式中, ΔCQI 为 CQI 补偿值,可以通过实际测试得到。

2.2 $MCS(t)_{init}$ 计算

当 $TTI = t$, eNode B 端收到 UE 对应的 CQI 更新时,则会根据更新后的 CQI 来计算 $MCS(t)_{init}$ 。

对于 CQI 的更新,一般情况下可直接用当前 TTI UE 上报的 CQI 来计算 $MCS(t)_{init}$,但在实际系统中,由于传输错误,可能导致在某个 TTI 或某几个 TTI UE 反馈的 CQI 出现跳变,若直接使用跳变后的 CQI 来计算 $MCS(t)_{init}$,则会出现很大的误差,所以要对 UE 上报的 CQI 进行平滑处理。 $TTI = t$ 时,经过平滑处理后的 CQI 可表示如下:

$$CQI(t) = \begin{cases} \alpha CQI(t-1) + (1-\alpha)CQI(t)_{offset} & \text{收到 CQI 更新} \\ CQI(t) & \text{未收到 CQI 更新} \end{cases}$$

式中, $CQI(t-1)$ 为前一个 TTI 的 CQI; α 为平滑因子,其值为 0.998。

得到平滑处理后的 $CQI(t)$ 后,需要通过查表得到对应的 $MCS(t)_{init}$ 。虽然 MCS 和 CQI 在协议中已经统一规定,但是因为 CQI 是在 UE 端获得,所以最终的映射表需要结合具体测试情况来确定。

2.3 BLER 估计

当 $TTI = t$ 时,eNode B 根据 UE 对应的 ACK/NACK 来估计 BLER,然后对 MCS-index 进行调整。本方案采用遗忘因子滤波的方法得到估计的 BLER。当 $TTI = t$ 时,估计的 BLER 可以表示为 $BLER(t) = \beta(t) \cdot BLER(t-1) + (1-\beta(t)) \cdot HARQ(t)$,式中, $BLER(t-1)$ 为 $TTI = t-1$ 时估计的 BLER; $\beta(t)$ 为遗忘因子; $HARQ(t)$ 为当前 TTI 下 eNode B 收到的 UE 反馈情况。 $HARQ(t)$ 可表示如下:

$$HARQ(t) = \begin{cases} 0, & \text{收到 ACK} \\ 1, & \text{收到 NACK} \end{cases}$$

式中,ACK/NACK 对应新传数据,对于重传情况, $BLER(t)$ 不进行更新。

$\beta(t)$ 可表示如下:

如果收到 ACK/NACK,则

$$\beta(t) = \begin{cases} \text{MIN}\left(\frac{\beta_{\text{Counter}}}{\beta_{\text{Counter}} + 1}, \beta_{\text{steady}}\right), & \beta_{\text{Counter}} < \frac{1}{1 - \beta_{\text{steady}}}; \\ \beta_{\text{steady}}, & \text{otherwise} \end{cases}$$

如果没有收到 ACK/NACK,则

$$\beta(t) = \beta(t-1);$$

式中, β_{Counter} 为用于统计收到 ACK/NACK 次数的计数器; β_{steady} 为遗忘因子的稳定值; $\beta(t-1)$ 为 $TTI = t-1$ 时的遗忘因子。 $\beta(t)$ 的初值为 0, 且从收到第一个 ACK/NACK 开始增加, 直到达到一个稳定值; β_{Counter} 的初值为 0。

同时, 为了避免 UE 在进入稳定值之后, 由于较长时间没有被调度, 一旦信道状况等信息发生大的变化, 导致前面对于 BLER 的估计已经不能用于当前调度的情况, 将 eNode B 上一次收到 ACK/NACK 到本次收到 ACK/NACK 之间的 TTI 数目定义为 Δt , 若 Δt 超过其门限值 Δt_{max} , 则认为该 UE 长时间没有被调度, 此时将 $\beta(t)$ 和 β_{Counter} 清零, 重新开始对 $\beta(t)$ 进行更新。

2.4 MCS(t) 计算

计算出估计的 $BLER(t)$ 之后, 则需要计算 $\Delta MCS(t)$ 。由于 BLER 是一个不断变化的量, 需要统计一段时间内 BLER 的变化情况才能够确定实际 BLER 与目标 BLER 之间的差值。

令 BLER 与目标 BLER 的差值为 $\Delta BLER(t)$, 则可以计算一段时间内 $\Delta BLER(t)$ 的积分, 然后与允许差值的积分进行比较, 如果积分超过了允许的积分区间, 则计算出对应的 $\Delta MCS(t)$ 。最终的 MCS 通过 $MCS(t) = MCS(t)_{\text{init}} + \Delta MCS(t)$ 来得到。每次更新 MCS 后需要将 $\Delta BLER(t)$ 的积分清零, 清零后设置一个小的时间窗, 在该时间窗内不统计积分, 以保证在调整 MCS 后如果需要二次调整, 能够快速使统计的积分值达到门限要求。

由于 $\Delta BLER(t)$ 的积分要达到门限值需要一段时间, 往往不能够对 BLER 值的突变作出快速反应, 所以需要另加一个能够针对 BLER 突变的 MCS 调整策略来辅助调整。设置一个较大的 $\Delta BLER(t)$ 的区间, 当 $\Delta BLER(t)$ 的突变超过了门限值时就得到相应的 $\Delta MCS(t)$, 进而确定 $MCS(t)$ 。

3 数据仿真及结果

3.1 仿真环境

设定场景为城市宏小区单 UE 场景, 下行调度采用轮询调度算法^[9], 为了体现 AMC 算法适应信

道条件变化的特点, UE 移动速度设为 120 km/h, 使用 Matlab 软件进行仿真^[10]。仿真时小区布局为一个圆形 360° 扇区, 小区半径为 1 000 m, 采用全向天线, 下行 2 发 2 收, 上行 1 发 2 收, 载波频率为 2 GHz, 上下行带宽各为 10 MHz, 信道模型采用 SCME(空间信道模型的扩展), UE 选取两种速度: 低速 30 km/h 和高速 120 km/h, 基站发射功率为 49 dBm, UE 最大发射功率为 23 dBm。

3.2 仿真结果及分析

仿真结果如图 2~图 5 所示。图中, “本文提出的算法”代表本文介绍的 AMC 算法, “只根据 CQI 的算法”指的是前面提到的用来对比的算法。

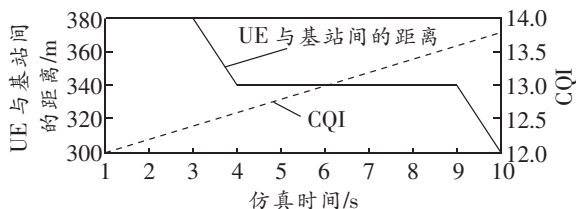


图 2 低速(30 km/h)情况下 UE 与基站间距离和 CQI 变化情况

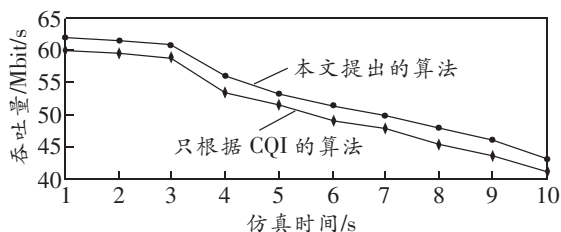


图 3 低速(30 km/h)情况下吞吐量变化情况

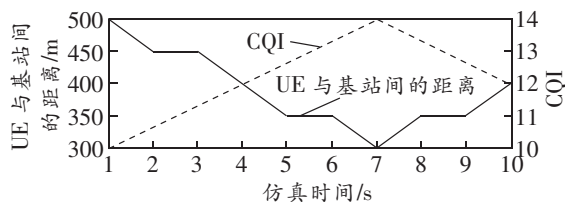


图 4 高速(120 km/h)情况下 UE 与基站间距离和 CQI 变化情况

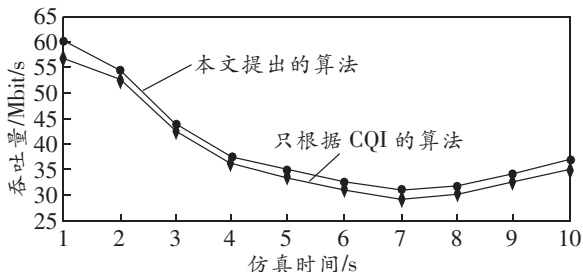


图 5 高速(120 km/h)情况下吞吐量变化情况

从图中可以看出, UE 从近点出发分别以 30 和 120 km/h 的速度移动, 随着时间 SINR(信号与干

扰加噪声比)值发生变化,UE 的整体吞吐量也相应地发生变化,但是本文提出的 AMC 算法的吞吐量始终比只根据 CQI 选取 MCS 的算法要高。这是因为本文的算法利用 UE 反馈的 ACK/NACK 对 MCS 进行了动态调整,使之更适应信道条件,从而获得了更高的吞吐量。而只根据 CQI 选取 MCS 的算法由于自身精确性的限制无法使系统吞吐量达到最大。在高速移动中,信道条件的变化速度会非常快,本文提出的算法能够快速反应,而只根据 CQI 的算法不具备这种特点,所以在整体吞吐量上,本文提出的算法能够达到更高。

4 结束语

相较于只根据 CQI 进行调整的 AMC 算法,本文提出的算法能够合理补偿 UE 反馈的 CQI,并合理利用 UE 反馈的 BLER 来动态调整 MCS,而且多门限的切换策略能够及时适应信道条件的变化,所以本文提出的算法在仿真中表现出了更好的性能,无论是高速模式还是低速模式,都能显著提升 LTE 系统的吞吐量。此外,在实际应用中,AMC 算法不仅需要考虑到反馈链路的传输延迟和传输差错,还需要考虑算法的时间复杂度和空间复杂度。如何设计更合理的 AMC 算法来满足实际应用的需求还需要进一步研究。

参考文献:

[1] 吴伟陵,牛凯. 移动通信原理 [M]. 北京:电子工业出

版社, 2009.

[2] Chen F, Tao G. A novel MCS selection criterion for supporting AMC in LTE system [A]. Computer Application and System Modeling (ICCASM) 2010 [C]. Taiyuan, China: IEEE, 2010. 6: V6-598-V6-603.

[3] 3 GPPTS36. 201 V9. 1. 0-2010, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE physical layer; General description [S].

[4] 3GPP TS 36. 211 V9. 0. 0-2009, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation [S].

[5] 3GPP TS 36. 212 V9. 4. 0-2011, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding [S].

[6] 3 GPPTS36. 213 V9. 2. 0-2010, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures [S].

[7] 3 GPPTS36. 214 V9. 2. 0-2010, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer; Measurements [S].

[8] 3 GPPTS36. 321 V9. 6. 0-2012, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Medium Access Control (MAC) protocol specification [S].

[9] 扈红超, 伊鹏, 郭云飞, 等. 一种公平服务的动态轮询调度算法 [J]. 软件学报, 2008, 19(7): 1856-1864.

[10] Hanselman D, Littlefield B C. Mastering MATLAB 5: A comprehensive tutorial and reference [M]. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 1997.

(上接第 50 页)

栅在色散补偿中的应用特性。设计了两种不同波长的取样啁啾光纤光栅,仿真实验结果表明,每个周期的反射特性和色散特性都基本相同,峰值反射率达到 90%以上;时延抖动<40 ps。第 1 种啁啾取样光栅的啁啾系数为 17.5,可以对 10 个信道进行色散补偿;第 2 种啁啾取样光栅的啁啾系数为15.6,可以对 6 个信道进行色散补偿。

参考文献:

[1] 李春赞,孙成城,曹京,等. 用于 10 Gb/s WDM 系统色散补偿的波长取样啁啾光纤光栅 [J]. 激光与红外, 2001, 31(5):318-320.

[2] Wu Q, Chu P L, Chan H P. General design approach to multichannel fiber Bragg grating [J]. J Lightwave Technol, 2006, 24(3): 1571-1580.

[3] Krug P A, Stephens T, Yoffe G, et al. Dispersion compensation over 270 km at 10 Gbit/s using an off-set-core chirped fiber Bragg grating [J]. Electronics Letters, 1995, 31(13):1091-1093.

[4] Loh W H, Laming R I, Ellis A D, et al. 10 Gbit/s transmission over 700 km of Standard Single Mode Fiber with 10 cm Chirped Fiber Grating Compensator and Duobinary Transmitter [J]. IEEE Photonics Technol Lett, 1996, 8(9):1258-1261.