



基于 LTE 的高速铁路宽带通信上行频偏解决方案

于小红

(普天信息技术研究院有限公司 北京 100080)

摘 要:基于 LTE 的高速铁路宽带通信系统存在较大的多普勒频偏,严重影响了上行链路的接收性能。针对该问题,提出了在终端利用全球定位系统对设备进行晶振的校准,从而可以较准确地估计信号传输中的多普勒频移,进而对上行发送信号进行频偏预补偿,同时在接收端通过导频对频偏进行进一步的处理。仿真结果显示,该方案可以较好地克服高铁系统中上行链路多普勒频偏的影响,提高上行链路的接收性能。

关键词:高速铁路;多普勒频偏;LTE;频偏预补偿

doi: 10.3969/j.issn.1000-0801.2014.03.006

Uplink Frequency Offset Solution for LTE-Based High-Speed Railway Telecommunication System

Yu Xiaohong

(Potevio Institute of Technology Co., Ltd., Beijing 100080, China)

Abstract: Doppler frequency offset can severely impact the performance of uplink in LTE-based high-speed railway telecommunication system. Frequency offset pre-compensation in transmitter combined with residual frequency offset compensation in receiver was proposed to solve this problem. The simulation results demonstrate that this scheme can improve the uplink performance for high-speed railway telecommunication system.

Key words: high-speed railway, Doppler frequency offset, long term evolution, frequency offset pre-compensation

1 引言

我国高速铁路(以下简称高铁)的不断建设和提速,引发了人们在列车运行空间进行高质量通信的需求。高铁的极限速度给移动通信带来非常不利的通信环境。高速运动会引发多普勒频率扩展,低速环境下可以忽略的多普勒频移效应在高速环境下被迅速放大,这对传统的解调算法性能造成了严重影响。在基于 LTE(long term evolution)的高铁系统中,由于采用了 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)技术,频率同步更是十分重要的过程。频率同步的算法目前已经提出了很多,例如参考文献[1~3]中给出了 OFDM 系统中利用导频进行频率同步的算法,参考文

献[4]给出了利用数据进行同步的方法,参考文献[5~7]讨论了多天线 OFDM 系统中多个频偏的估计问题,参考文献[8]给出了 OFDMA (orthogonal frequency division multiple access)上行链路频偏估计的方法。这些方法大多是在接收端对频偏进行处理,准确度有限,在高铁这种高速运动的情况下效果有限。

本文针对基于 TDD (time division duplex, 时分双工) LTE 的高铁系统提出了解决上行多普勒频率扩展问题的方案。为解决高铁多普勒频率扩展的问题,假设高速列车采用列车基站的方式,列车基站安装在高速列车上,如图1所示。地面基站与列车基站车厢外的部分进行通信,然后列车基站车厢内部分与列车内的普通用户进行通信,这样

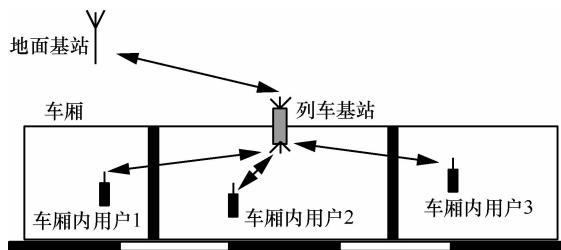


图1 高铁列车基站示意

可以解决车体穿透损耗的问题。在下文中,列车基站被称为 UE(user equipment)。

2 高铁上行多普勒频率扩展解决方案

在终端高速运动时,会引起多普勒频偏扩展,信道变化加快。在终端高速运动时,产生的多普勒频偏 f_d 为:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta_i \quad (1)$$

式(1)中, v 为终端移动的速度, λ 为载波的波长, θ_i 为终端运动方向与来波的夹角。

由式(1)可知,多普勒频偏与移动台运动速度及移动台运动方向与无线电波入射方向之间的夹角有关。移动台运动速度越快,多普勒频偏越大。由于高速铁路的运行速度很快,因此多普勒频偏的影响也很严重。

多普勒频偏会引起信道的时域选择性衰落,导致信道估计的性能变差。在 LTE 上行传输中,这种现象更为明显。在 LTE 上行系统中,每个时隙(0.5 ms)仅有一列导频信号(R)^[9],如图2所示。在终端高速运动时,信道会发生较快变化,仅有一列导频信号无法准确地估计信道,所以信号的接收性能变差。

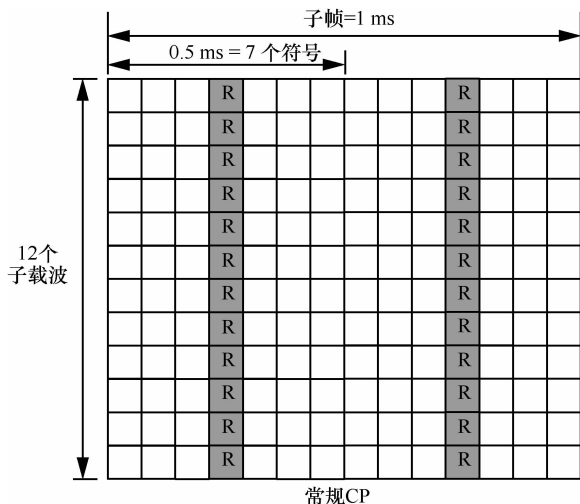


图2 LTE 上行业务信道导频结构

为了解决基于 LTE 的高铁系统中的多普勒频偏问题,本文针对发送端和接收端分别提出方案进行处理。

2.1 发送端方案

由于 TDD 系统中上下行信道具有互易性,因此可以通过下行信号对多普勒频偏进行估计,然后对上行信号进行预补偿。

通过下行信号进行频偏估计时,估计出的频率偏差包括信号传输中引入的多普勒频偏和终端晶振的频偏,这两种频偏是无法区分开来的。上行发送信号时根据下行信号的频偏估计进行频率调整,导致上行信号最终会引入两倍的多普勒频偏,使接收信号的性能恶化,如图3所示。

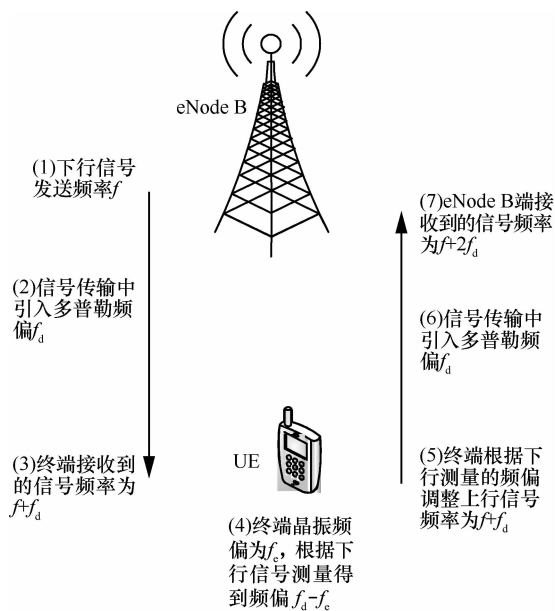


图3 上行信号引入两倍多普勒频偏

在图3中,假设标准频率为 f ,下行信号传输时引入多普勒频偏 f_d ,导致终端接收的信号频率为 $f+f_d$ 。如果终端晶振存在频偏 f_c ,即终端的晶振频率为 $f+f_c$,则理想情况下,终端可根据下行信号测得频偏为 $(f+f_d)-(f+f_c)=f_d-f_c$ 。由于此频偏中既包含多普勒频偏也包括晶振的频偏,终端无法区分这两种频偏,因此只能调整终端的晶振频率与接收信号的频率一致(或不调晶振,只调整信号的频率),这样上行信号发送时,信号频率为 $f+f_d$ 。上行信号传输过程中又引入多普勒频偏 f_d ,导致最终基站接收信号的频率为 $f+2f_d$ 。

由以上的分析可以看出,如果在发送端进行多普勒频偏补偿,就需要从下行的频偏估计中提取出多普勒频偏。

由于高速列车上安装了列车基站,因此可以采用在 UE(即列车基站)上安装全球定位系统(global positioning system, GPS)的方案。通过 GPS 进行频率同步,使终端的晶振锁定在目标频率上,从而使下行频偏估计能较准确地估计出多普勒频偏。得到多普勒频偏后,就可以对上行发送的信号进行多普勒频偏补偿,消除多普勒频偏的影响,提高上行数据的接收性能,如图 4 所示。

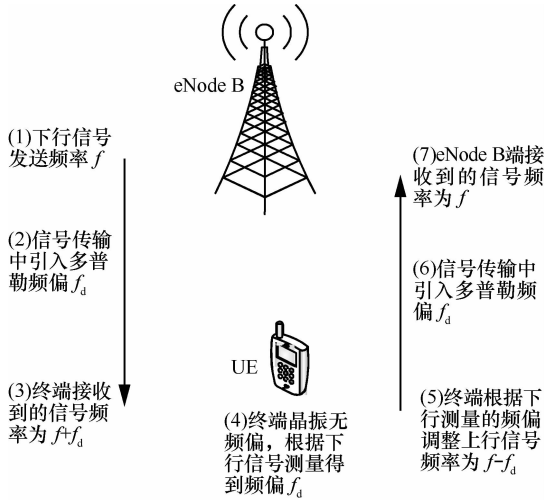


图 4 终端安装 GPS 后上行接收信号无频偏

在图 4 中,由于终端的晶振频率已经根据 GPS 调整为标准频率,所以终端根据下行信号测得的频偏 f_d 可认为是传输中引入的多普勒频偏。发送上行信号时,可以对上行信号进行多普勒频偏预补偿,即对上行信号加上频偏 $-f_d$ 。假设待发送的上行信号为 $s(n)$,则加上频偏 $-f_d$ 后上行信号 $s'(n)$ 为:

$$s'(n) = s(n)e^{j2\pi(-f_d)n} \quad (2)$$

频偏预补偿后,上行信号的频率变为 $f-f_d$ 。上行信号传输过程中又引入多普勒频偏 f_d ,最终接收信号的频率为 $f-f_d+f_d=f$,从而消除了多普勒频偏的影响。

2.2 接收端方案

在第 2.1 节中,理想情况下,通过 GPS 可以消除绝大部分多普勒频偏的影响。但实际中,下行的频偏估计可能会存在误差,导致上行接收信号也会存在频偏,接收端还需要对接收信号进行处理。

LTE 系统中,上行信号的发送接收过程如图 5 所示。

为简化问题的分析,假设接收信号和发送信号之间只存在频偏 Δf (Δf 为归一化的频偏)的差异,接收到某个子帧的第 1 个符号的初始相偏为 0,则该子帧的第 l 个符号 ($l=1,2,\dots,14$) 可以表示为:

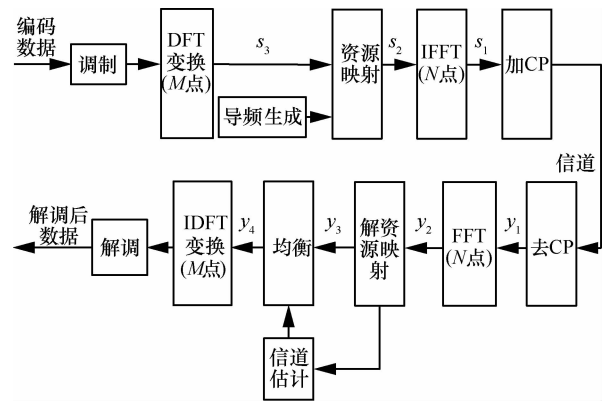


图 5 LTE 系统中上行信号的发送接收过程

$$\begin{aligned} y_1(n,l) &= s_1(n,l)e^{j\frac{2\pi}{N}\Delta f((l-1)\cdot(N_g+N)+N_g+n)} \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N}\Delta f((l-1)\cdot(N_g+N)+N_g)} \cdot s_1(n,l)e^{j\frac{2\pi}{N}\Delta fn} \\ &= e^{j\phi_l} \cdot s_1(n,l)e^{j\frac{2\pi}{N}\Delta fn} \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $\phi_l = \frac{2\pi}{N}\Delta f((l-1)\cdot(N_g+N)+N_g)$, n 为时域离散采样点序号, $n=0,1,\dots,N-1$, N 为 IFFT 变换的点数, N_g 为循环前缀(cyclic prefix, CP)的长度。

经过 N 点 FFT 变换后,得到式(4):

$$\begin{aligned} y_2(k,l) &= \sum_{n=0}^{N-1} y_1(n,l)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= e^{j\phi_l} \sum_{n=0}^{N-1} s_1(n,l)e^{j\frac{2\pi}{N}\Delta fn} e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= e^{j\phi_l} s_2(k-\Delta f,l) \end{aligned} \quad (4)$$

其中, k 为频域子载波序号, $k=0,1,\dots,N-1$ 。

然后经过解子载波映射,可以得到:

$$\begin{aligned} y_3(m,l) &= y_2(k_0+m,l) \\ &= e^{j\phi_l} s_2(k_0+m-\Delta f,l) \\ &= e^{j\phi_l} s_3(m-\Delta f,l) \end{aligned} \quad (5)$$

其中, k_0 为发送时资源映射的起始子载波位置,即 s_3 映射为 s_2 时,有 $s_2(k_0+m,l)=s_3(m,l)$,其中 $k_0=0,1,\dots,N-1$, $m=0,1,\dots,M-1$, M 为用户分配的资源个数,以子载波为单位。

如果 $s_3(m,l)$ 为导频信号,则可求出频域的信道估计为:

$$\begin{aligned} H_m^l &= \frac{y_3(m,l)}{s_3(m,l)} \\ &= \frac{e^{j\phi_l} s_3(m-\Delta f,l)}{s_3(m,l)} \\ &= e^{j\phi_l} \frac{s_3(m-\Delta f,l)}{s_3(m,l)} \\ &= e^{j\phi_l} a_m^l e^{j\phi_m^l} \end{aligned} \quad (6)$$



其中, $\frac{s_3(m-\Delta f, l)}{s_3(m, l)} = a_m^l e^{j\varphi_m^l}$, a_m^l 为幅度, φ_m^l 为相位。

LTE 上行导频信号位于子帧中第 4 个和第 11 个 OFDM 符号上,而且这两列导频信号基本序列相同,因此有: $a_m^4 e^{j\varphi_m^4} = a_m^{11} e^{j\varphi_m^{11}}$, 统一记为: $a_m e^{j\varphi_m}$ 。

分别得到第 4 个和第 11 个 OFDM 符号的频域信道估计为:

$$H_m^4 = e^{j\phi_4} a_m e^{j\varphi_m} \quad (7)$$

$$H_m^{11} = e^{j\phi_{11}} a_m e^{j\varphi_m} \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可以得到:

$$H_m^{11} H_m^{4*} = e^{j(\phi_{11}-\phi_4)} \cdot |a_m|^2 \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \delta &= \arg[H_m^{11} H_m^{4*}] \\ &= \phi_{11} - \phi_4 \\ &= \frac{2\pi}{N} \Delta f ((11-1) \cdot (N_g + N) + N_g) \\ &\quad - \frac{2\pi}{N} \Delta f ((4-1) \cdot (N_g + N) + N_g) \\ &= 7 \cdot \frac{2\pi}{N} \Delta f (N_g + N) \end{aligned} \quad (10)$$

然后对信道估计值 H_m^l 进行频偏补偿,即:

$$H_m^l = H_m^4 e^{j(l-4)\delta/7}, l=1,2,3,5,6,7 \quad (11)$$

$$H_m^l = H_m^{11} e^{j(l-11)\delta/7}, l=8,9,10,12,13,14 \quad (12)$$

3 仿真结果及分析

本文第 2 节对上行频偏校正算法进行了介绍,本节给出采用上述算法时得到的仿真结果和分析。

表 1 给出了本文仿真的基本条件。

表 1 仿真参数

参数名称	取值
信号带宽	20 MHz
FFT 大小	2 048
天线配置	1×2
CP 长度	常规 CP
UE 移动速度	350 km/h, 500 km/h
信道类型	ITU-R Rma
Node B 天线间距	0.65λ
匹配码率	$I_{MCS} = 14$
调制方式	16QAM
用户分配带宽(RB)	6
莱斯因子	3.98 dB

图 6 和图 7 给出了 UE 速度分别为 350 km/h 和 500 km/h 时的接收性能。其中,曲线 1 为不采用任何频偏补偿算法的物理上行共享信道 (physical uplink shared channel, PUSCH) 的性能曲线;曲线 2 为接收端采用相位补偿算法后的 PUSCH 接收性能;曲线 3 为发送端采用频偏预补偿技术的性能曲线;曲线 4 为发送端采用频偏预补偿,接收端采用相位补偿后的性能曲线。发送端在进行频偏预补偿时,人为地添加了 -300~300 Hz 的随机频偏,用于模拟下行频偏估计的误差。

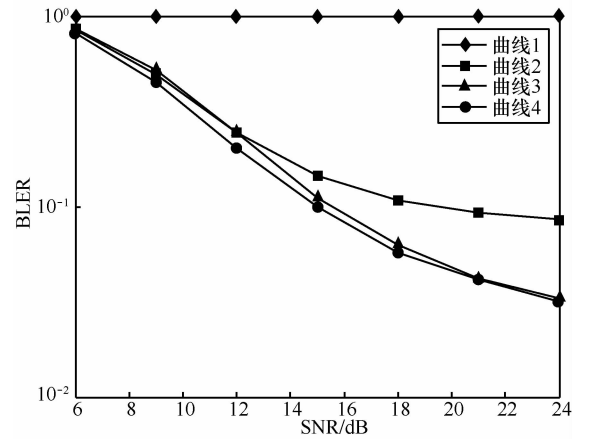


图 6 移动速度为 350 km/h 时 PUSCH 的接收性能

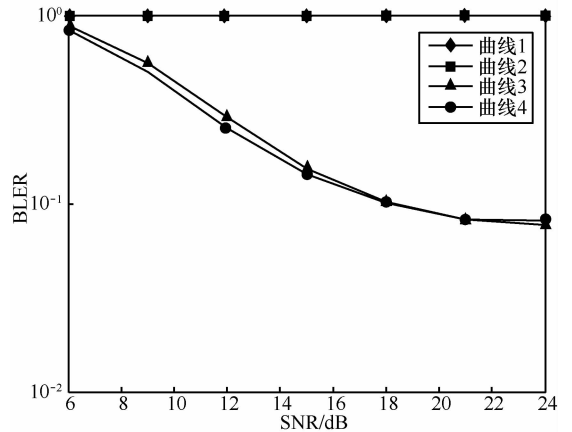


图 7 移动速度为 500 km/h 时 PUSCH 的接收性能

由图 6 和图 7 可以看出,发送端和接收端联合处理后的接收性能优于单独在发送端或单独在接收端进行处理的接收性能。在终端移动速度为 500 km/h、调制编码方式 MCS(modulation and coding scheme)的匹配码率为 $I_{MCS}=14$ 的情况下,PUSCH 的 BLER 性能仍可以达到 10^{-1} 以下。

4 结束语

本文主要是对高铁通信系统中上行多普勒频率偏移问题展开了研究。为了解决高铁中多普勒频偏的问题,在终端通过GPS进行频率同步,并利用下行频偏估计的结果对上行信号进行多普勒频偏预补偿,减小多普勒频偏的影响;同时在基站端通过导频对频偏进行进一步的补偿处理。

通过仿真结果可以看出,本文提出的方案可以较好地克服高铁系统中上行链路多普勒频偏的影响,提高上行链路的接收性能。

参考文献

- 1 Speth M, Fechtel S A, Fock G, *et al.* Optimum receiver design for wireless broadband systems using OFDM—part I. *IEEE Trans Commun*, 1999, 47(11): 1668~1677
- 2 Speth M, Fechtel S A, Fock G, *et al.* Optimum receiver design for wireless broadband systems using OFDM—part II. *IEEE Trans Commun*, 2001, 49(4): 571~578
- 3 Tsai P Y. Joint weighted least-squares estimation of carrier-frequency offset and timing offset for OFDM systems over multipath fading channels. *IEEE Trans Comm*, 2005, 54(1): 211~223
- 4 Shi K, Serpedin E, Ciblat P. Decision-directed fine synchronization for coded OFDM systems. *IEEE Trans Commun*, 2005, 53(3): 408~412

- 5 Pham T H, Nallanathan A, Liang Y C. Joint channel and frequency offset estimation in distributed MIMO flat-fading channels. *IEEE Transaction on Wireless Communications*, 2008, 7(2): 648~656
- 6 Deng K, Tang Y, Li S. Frequency synchronization in distributed MIMO systems. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICC-CAS)*, Kokura, Fukuoka, Japan, 2007: 222~226
- 7 Deng K, Tang Y X, Shao S H, *et al.* Correction of carrier frequency offsets in OFDM-based spatial multiplexing MIMO with distributed transmit antennas. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(4): 2072~2077
- 8 Wang H M, Yin Q Y, Ding L, *et al.* Multiuser carrier frequency offset estimation for OFDMA uplink with generalized carrier assignment scheme. *Proceedings of IEEE GLOBECOM Conference*, Piscataway, NJ, USA, 2008: 1~5
- 9 3GPP TS 36.211. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation, V10.4.0, 2011

[作者简介]



于小红,女,博士,普天信息技术研究院有限公司高级工程师,主要研究方向为LTE同步技术,包括频率同步、时间同步、采样同步等。

(投稿日期:2014-02-27)

(上接第21页)

- 2 3GPP TS 36.331 V8.4.0. 3rd Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Radio Resource Control (RRC) Protocol specification (Release 8), 2013
- 3 Holma H, Toskala A. WCDMA 技术与系统设计 (第三版). 陈译强,周华,付景兴等译. 北京:机械工业出版社,2005
- 4 沈嘉,索士强,全海洋. 3GPP 长期演进(LTE)技术原理与系统设计. 北京:人民邮电出版社,2008
- 5 沈嘉. IMT-Advanced 无线空中接口关键技术. 电信科学, 2007(9)
- 6 曹淑敏. 走向宽带泛在的无线移动通信. 世界电信, 2009, 22(12): 43~45
- 7 张平. 移动泛在融合的通信业务发展趋势. 电信工程技术与标准化, 2008, 21(1): 1~5
- 8 李军. 异构无线网络融合理论与技术实现. 北京:电子工业出

版社, 2009

- 9 NGMN. Next Generation Mobile Networks Beyond HSPA & Ev-Do-A White Paper, 2009
- 10 赵利,符杰林,宁向延等. 现代通信网络及其关键技术. 北京:国防工业出版社,2011

[作者简介]



周飞,男,中国联合网络通信有限公司广州分公司副总经理、通信工程师,主要从事无线网络设计、建设等工作。

(收稿日期:2014-02-15)