

doi: 10.3969/j.issn.1007-2861.2010.06.011

高速移动正交频分复用协同系统子载波间 干扰消除的信干比判断方法

彭章友, 刘艳艳, 张 兴

(上海大学 通信与信息工程学院, 上海 200072)

摘要: 针对子载波间干扰(inter-carrier interference, ICI)实际消除过程中消除效果的评价问题, 提出以信干比(signal-to-interference ratio, SIR)作为消除程度的评价指标, 研究高速移动正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)协同系统 ICI 消除的信干比判断方法. 通过对信道容量的信干比模型的分析, 提出 ICI 消除程度的 SIR 门限判断方法, 即 ICI 的消除程度只要达到设定的消除门限, 系统的误码率(bit error rate, BER)性能指标就能控制在要求范围内. 在此基础上, 结合高速移动 OFDM 协同系统模型和迭代消除算法, 研究协同系统实际消除过程中 SIR 取值方法和判断方法. 仿真结果表明, SIR 判断方法可用于消除效果的评价问题, 同时还有利于控制消除进程.

关键词: 多普勒频移; 协同; 子载波间干扰; 信干比

中图分类号: TN 929.5

文献标志码: A

文章编号: 1007-2861(2010)06-0608-06

Signal-to-Interference Ratio Determination in Inter-Channel Interference Elimination of High-Speed Orthogonal Frequency Division Multiplexing Cooperation System

PENG Zhang-you, LIU Yan-yan, ZHANG Xing

(School of Communication and Information Engineering, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: We propose a method for determination of signal-to-interference ratio (SIR) to evaluate effectiveness of inter-carrier interference (ICI) elimination in a high-speed orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) cooperation system. A SIR threshold is chosen by analyzing the established capacity-SIR model. When the degree of ICI elimination reaches the threshold, bit error rate (BER) falls below a required bound. Based on this model, and combined with the high-speed mobile OFDM cooperation system and using an iterative method, we propose a method for evaluating and judging the ICI elimination effect. Simulation results show that the method is effective and can be used to control the elimination process.

Key words: Doppler shift; cooperation; inter-carrier interference (ICI); signal-to-interference ratio (SIR)

收稿日期: 2010-04-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61071109); 上海市教委创新基金资助项目(11YZ02); 上海市重点学科建设资助项目(S30108); 上海市科委重点实验室资助项目(08DZ2231100)

通信作者: 彭章友(1965~), 男, 副教授, 博士, 研究方向为通信信号处理. E-mail: zypeng@mail.shu.edu.cn

根据中国铁路中长期发展规划,到2020年,200 km/h及以上时速的高速铁路建设里程将超过1.8万 km,占世界高速铁路总里程的一半以上.以高速铁路为代表的地面超高速移动性宽带无线通信系统的研究越来越受到人们的关注.由于正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)系统具有频谱利用率高,能有效抗码间干扰(inter-symbol interference, ISI)等优点,可以作为高速移动通信系统的备选方案.高速列车为了适应高速运行的要求,在密封性和车厢材质等方面都有很大的变化,增加了无线信号的损耗.为此需构建OFDM协同通信系统,尽量减少车体对无线信号损耗的影响,同时又获得协同分集增益.对于OFDM系统而言,信道多普勒频移(Doppler shift)、收发载波频偏(carrier frequency offset, CFO)、振荡器相位噪声等时变因素^[1],会破坏子载波间正交性,产生子载波间干扰(inter-carrier interference, ICI).在高速移动环境下,多普勒频移与移动体的速度成正比,是高速移动环境下影响系统性能的关键因素^[2-3].因此,以高速铁路为背景的协同OFDM系统的ICI消除研究,已成为高速移动宽带无线通信系统的重要研究内容之一.目前已有多种ICI消除算法^[4-7],如Kim等^[8-9]设计的利用多普勒分集的ICI消除算法、单频率补偿算法^[10]、联合估计方法^[11]、均衡技术算法^[12].利用这些方法消除ICI后使误码性能得到了提高,但误码率(bit error rate, BER)指标在实际消除过程中仍难以计算.本研究通过分析信干比(signal-to-interference, SIR)与多普勒频移的关系,提出高速移动OFDM协同系统ICI消除的信干比判断方法,以信干比作为消除程度指标,建立ICI对信道容量影响的信干比模型.通过对模型的分析,提出ICI消除程度的信干比门限判断方法,即ICI消除算法只要达到消除门限的程度,系统的误码率性能指标就能控制在要求范围内.在此基础上,结合高速移动OFDM协同系统模型和迭代算法,研究了协同系统实际消除过程中信干比取值方法和判断方法.

1 信道容量的信干比模型

设 $Y(k)$, $X(k)$ 分别为OFDM系统的输出和输入信号, $H(k)$ 为信道传输函数, $W(k)$ 为加性噪声,则接收端的信号可以表示为

$$Y(k) = H(k)X(k)S(0) +$$

$$\sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} H(l)X(l)S(l-k) + W(k), \quad (1)$$

式中,

$$S(0) = \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin \frac{\pi \varepsilon}{N}} \exp \left[j\pi \left(1 - \frac{1}{N} \right) \varepsilon \right], \quad (2)$$

$$S(l-k) = \frac{\sin \pi(l-k+\varepsilon)}{N \sin \frac{\pi}{N}(l-k+\varepsilon)} \exp \left[j\pi \left(1 - \frac{1}{N} \right) (l-k+\varepsilon) \right]. \quad (3)$$

式(1)的第一项为有用信号项,第二项为ICI干扰信号项,其中 N 为子载波数, ε 为相对子载波间隔的相对频移, l, k 为子载波序号, $l-k$ 为第 l 条和第 k 条子载波的间距.

当子载波数较大时,信干比 r_{SI} 可以表示为^[8-9]

$$r_{\text{SI}} = \frac{E \left\{ \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi \varepsilon}{N} \right)}{\sin^2 \left(\frac{\pi \varepsilon}{N} \right)} \right\}}{\sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} E \left\{ \frac{\sin^2 \pi \left(\frac{k-m+\varepsilon}{N} \right)}{\sin^2 \pi \left(\frac{k-m+\varepsilon}{N} \right)} \right\}}, \quad (4)$$

式中,分子为信号功率,分母为ICI干扰功率, $E\{\cdot\}$ 表示求数学期望.式(4)表明信干比大小可反应多普勒频移的大小.若OFDM符号周期为40 μs ,高速列车的最高运行速度为500 km/h,载波频率为2.4 GHz,则经计算得到归一化多普勒频移约为0.04.图1为 ε 取0.01~0.11时 r_{SI} 与 ε 的仿真关系曲线.可以看出:随着 ε 的增大,系统的信干比迅速下降,多普勒频移越大,ICI干扰越大,信干比越小;多普勒频移越小,ICI干扰越小,信干比越大,并且一一对应.基于此,本研究提出以信干比作为ICI消除效果的评价指标.

根据信道容量的定义,若系统中不存在ICI干扰,且信噪比为 $r_{\text{SN}} = \frac{S}{N_0}$,则信道容量 C_0 可表示为

$$C_0 = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_0} \right). \quad (5)$$

如果系统中存在ICI干扰,则接收信号为 $S = S_0 + S_{\text{ICI}}$,其中 S_0 为有用信号部分, S_{ICI} 为ICI干扰部分.此时系统信干比为

$$r_{\text{SI}} = \frac{S_0}{S_{\text{ICI}}},$$

信道容量为

$$C_1 = B \log_2 \left(1 + r_{\text{SN}} - \frac{r_{\text{SN}}^2 + r_{\text{SN}}}{r_{\text{SN}} + r_{\text{SI}} + 1} \right). \quad (6)$$

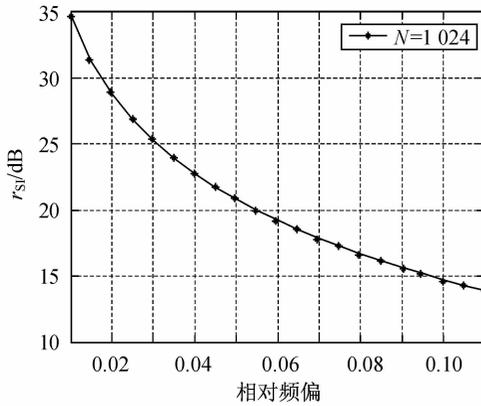


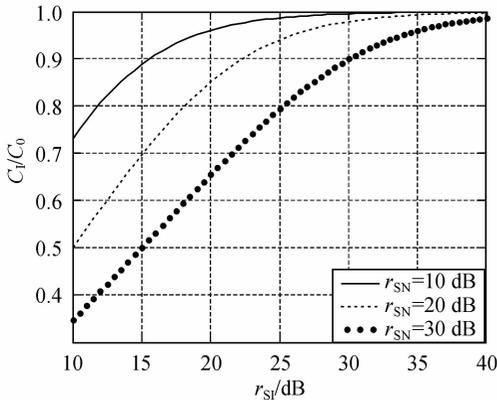
图1 信干比随相对频偏的变化曲线

Fig. 1 r_{SI} curves with the normalized frequency offset

为了衡量 ICI 干扰对系统的影响程度,定义 C_1/C_0 为信道容量的信干比模型,即

$$\frac{C_1}{C_0} = \frac{\log_2 \left(1 + r_{SN} - \frac{r_{SN}^2 + r_{SN}}{r_{SN} + r_{SI} + 1} \right)}{\log_2 (1 + r_{SN})} \quad (7)$$

当 C_1/C_0 为 1 时,表示系统无干扰; C_1/C_0 越小,则干扰影响程度越严重.图 2 为信噪比分别为 10, 20, 30 dB 时, C_1/C_0 与信干比的仿真关系曲线图.可以看出,信道容量的信干比模型反映了 ICI 干扰对系统的影响程度.

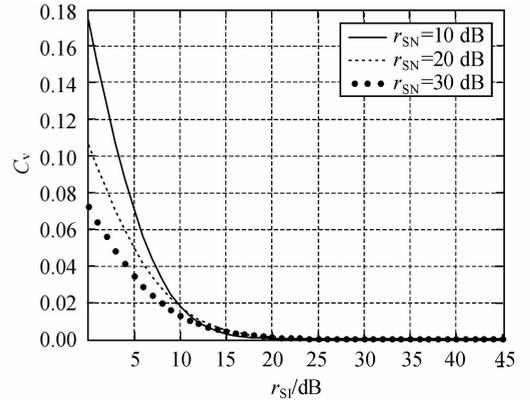
图2 不同信噪比下信干比与 C_1/C_0 的关系曲线Fig. 2 Relationship between r_{SI} and C_1/C_0 under different r_{SN}

2 ICI 消除的信干比判断

由图 2 可以看出:随着信干比 r_{SI} 的增大, C_1/C_0 也相应增大,但其变化量逐渐减小;当信干比高于一定值时, C_1/C_0 变化非常缓慢.为了更好地表示 C_1/C_0 随 r_{SI} 的变换速度 C_v ,令 C_v 为 C_1/C_0 的导数,由式 (7) 得

$$C_v = \frac{r_{SN}^2 + r_{SN}}{\ln 2 \cdot \log_2 (1 + r_{SN})} \cdot \frac{1}{\left(1 + r_{SN} - \frac{r_{SN}^2 + r_{SN}}{r_{SN} + r_{SI} + 1} \right) \cdot (r_{SN} + r_{SI} + 1)^2} \quad (8)$$

图 3 为不同信噪比下 C_v 与信干比的仿真关系曲线.可以清楚看出:信噪比不同,则 C_v 也不同;对不同的信噪比, C_v 都随着信干比的增大逐渐减小,并且当信干比达到一定值以后(如图,若大于 25 dB), C_v 非常小.若设 25 dB 为门限,则 ICI 的消除达到消除门限后,即使继续消除,效果已不明显.因此,在 ICI 消除中,可以采用如下判断方法:根据系统的不同要求,设定信干比门限;在 ICI 消除中,当信干比大于门限,则认为 ICI 干扰对系统性能的影响已很小,可以停止 ICI 消除进程.

图3 不同信噪比下 C_v 与信干比的关系曲线Fig. 3 Relationship between C_v and r_{SI} under different r_{SN}

3 协同系统 ICI 消除的信干比判断方法

3.1 协同系统模型

本研究以高速铁路为背景,建立高速移动 OFDM 协同系统传输模型,如图 4 所示,其中用户为车厢内的移动终端,协同伙伴为车厢上设置的协同点.在数据传输中,协同点和终端均作高速移动,但协同点与终端之间无高速移动,相对静止.

协同系统接收端接收的信号来自直接信道和协同信道.接收端在不同时隙从直接信道和协同信道接收到的第 k 个子载波上的信号形式如式(1)所示,直接信道接收到的信号为

$$Y_1(k) = H_1(k)X(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} H_1(l)X(l)S(l-k) + W_1(k), \quad (9)$$

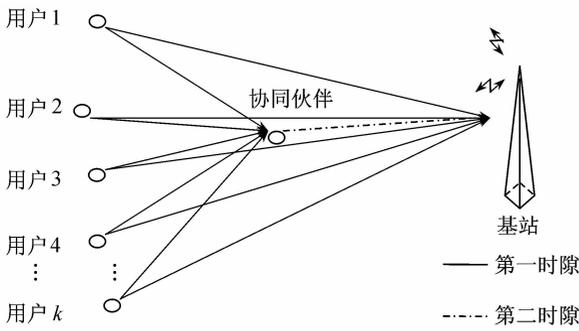


图4 系统传输模型

Fig.4 System transmission model

协同信道接收到的信号为

$$Y_2(k) = H_2(k)X(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} H_2(l)X(l)S(l-k) + W_2(k), \quad (10)$$

式中, $H_1(k)$, $H_2(k)$ 分别为直接信道和协同信道的信道传输函数, $W_1(k)$, $W_2(k)$ 分别为直接信道和协同信道的噪声。

接收端采用等增益合并方式,在接收端将两信道的信号进行合并,得到

$$Y(k) = Y_1(k) + Y_2(k) = [H_1(k) + H_2(k)]X(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} [H_1(l) + H_2(l)]X(l)S(l-k) + [W_1(k) + W_2(k)] = H(k)X(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} H(l)X(l)S(l-k) + W(k), \quad (11)$$

式中, $H(k) = H_1(k) + H_2(k)$ 为两信道合并后的信道增益, $W(k) = W_1(k) + W_2(k)$ 为两信道合并后的噪声。

3.2 迭代消除算法

将式(11)以矩阵形式表达为

$$Y = S_0HX + HS_1X + W, \quad (12)$$

式中,

$$Y = [Y(0), Y(1), \dots, Y(N-1)]^T, \\ X = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]^T, \\ W = [W(0), W(1), \dots, W(N-1)]^T, \\ S_0 = \frac{\sin \frac{\pi \varepsilon}{N}}{N \sin \frac{\pi \varepsilon}{N}} \exp \left[j\pi \left(1 - \frac{1}{N} \right) \varepsilon \right],$$

$$H = \begin{bmatrix} H(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H(1) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & H(N-1) \end{bmatrix},$$

$$S_1 = \begin{bmatrix} 0 & S_{0,1} & S_{0,2} & \dots & S_{0,N-1} \\ S_{1,0} & 0 & S_{1,2} & \dots & S_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N-1,0} & S_{N-1,1} & S_{N-2,2} & \dots & 0 \end{bmatrix}.$$

第1次迭代,发送信号

$$X_0 = \frac{1}{S_0}H^{-1}Y, \quad (13)$$

消除 ICI 后,信号

$$Y_0 = Y - S_1X_0 = S_0X - \frac{1}{S_0}H^{-1}S_1^2X + \left(I - \frac{H^{-1}S_1}{S_0} \right)W. \quad (14)$$

第2次迭代,令

$$X_1 = \frac{1}{S_0}H^{-1}Y_0, \quad (15)$$

消除 ICI 后,信号

$$Y_1 = Y - S_1X_1 = S_0X + \frac{(H^{-1})^2S_1^3}{S_0^2}X + \left(I - \frac{H^{-1}S_1}{S_0} + \frac{(H^{-1})^2S_1^2}{S_0^2} \right)W. \quad (16)$$

经过 $2n+1$ 次迭代后,得

$$X_{2n} = \frac{1}{S_0}H^{-1}Y_{2n-1}, \quad (17)$$

消除 ICI 后,信号

$$Y_{2n} = S_0X - \frac{(H^{-1})^{2n+2}S_1^{2n+2}}{S_0^{2n+1}}X + \left(I - \frac{H^{-1}S_1}{S_0} + \frac{(H^{-1})^2S_1^2}{S_0^2} - \dots + \frac{(H^{-1})^{2n}S_1^{2n}}{S_0^{2n}} - \frac{(H^{-1})^{2n+1}S_1^{2n+1}}{S_0^{2n+1}} \right)W. \quad (18)$$

经过 $2n+2$ 次迭代后,得

$$X_{2n+1} = \frac{1}{S_0}H^{-1}Y_{2n}, \quad (19)$$

消除 ICI 后,信号

$$Y_{2n+1} = S_0X + \frac{(H^{-1})^{2n+3}S_1^{2n+3}}{S_0^{2n+2}}X + \left(I - \frac{H^{-1}S_1}{S_0} + \frac{(H^{-1})^2S_1^2}{S_0^2} - \dots - \frac{(H^{-1})^{2n+1}S_1^{2n+1}}{S_0^{2n+1}} + \frac{(H^{-1})^{2n+2}S_1^{2n+2}}{S_0^{2n+2}} \right)W. \quad (20)$$

经过不断迭代,直到信干比达到设定的门限,误码性能能达到系统要求。

3.3 信干比判断

由式(17)和(18)可得,经过 $2n+1$ 次迭代后,

系统的信干比为

$$r_{SI_{2n}} = \frac{P\{S_0 X_{2n}\}}{P\left\{\frac{(H^{-1})^{2n+1} S_1^{2n+2}}{S_0^{2n+1}} X_{2n}\right\}}. \quad (21)$$

同理,由式(19)和(20)可得,经过 $2n+2$ 次迭代后,系统的信干比为

$$r_{SI_{2n+1}} = \frac{P\{S_0 X_{2n+1}\}}{P\left\{\frac{(H^{-1})^{2n+2} S_1^{2n+3}}{S_0^{2n+2}} X_{2n+1}\right\}}, \quad (22)$$

式中, $P\{\cdot\}$ 表示求功率. 由此,在每次迭代后可通过计算系统的信干比来了解 ICI 消除进程. 若计算的信干比大于所设定的门限,说明 ICI 消除效果已满足系统要求,则可停止 ICI 消除进程.

4 算法仿真

图5和图6分别为 $\varepsilon=0.08$ 和 0.15 时,迭代消

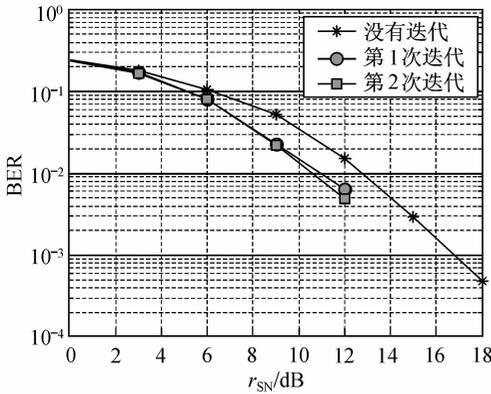


图5 相对频移为 0.08 时迭代前及每次迭代后系统的误码率
Fig. 5 BER performance before and after each iteration when $\varepsilon=0.08$

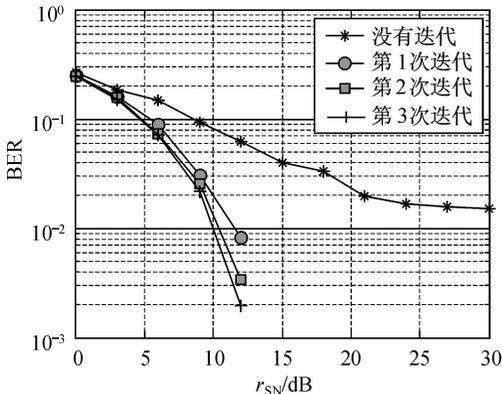


图6 相对频移为 0.15 时迭代前及每次迭代后系统的误码率
Fig. 6 BER performance before and after each iteration when $\varepsilon=0.15$

除后系统的误码率仿真曲线. 图7和图8分别为其对应的信干比变化曲线. 可以看出,迭代消除算法使系统的误码性能得到很大提高,并且信干比也随迭代次数的增加而增大. 从图5可以看出,迭代两次后系统性能已相对稳定,对应图7的信干比约为 25 dB. 由图6可以看出,迭代3次后系统性能已相对稳定,对应图8的信干比约为 28 dB. 这一结果与图3的分析结果一致,说明可以用信干比判断方法评价消除性能.

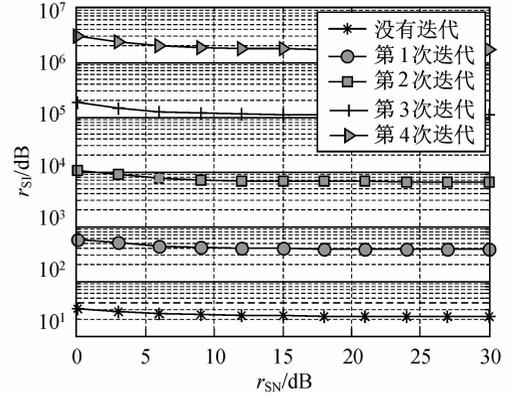


图7 相对频移为 0.08 时迭代前及每次迭代后系统的信干比
Fig. 7 Corresponding r_{SI} before and after each iteration when $\varepsilon=0.08$

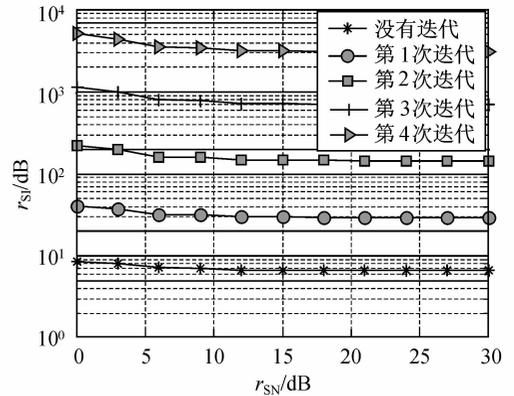


图8 相对频移为 0.15 时迭代前及每次迭代后系统的信干比
Fig. 8 Corresponding r_{SI} before and after each iteration when $\varepsilon=0.15$

5 结束语

本研究以高速铁路为背景,提出了高速移动 OFDM 协同系统 ICI 消除的信干比判断方法,通过计算信干比来判断系统 ICI 的消除性能. 当系统信干比超过设定的门限时,就可停止 ICI 消除进程,这解决了实际 ICI 消除过程中对消除效果的评价问题.

但是,本研究仅针对在高斯信道下迭代算法的信干比计算方法,对于其他信道模型和消除算法下信干比的计算还有待进一步研究.

参考文献:

- [1] STANTCHEV B, FETTWEIS G. Time-variant distortions in OFDM [J]. IEEE Commun Letters, 2000, 4(9):312-314.
- [2] SATHANANTHAN K, TELLAMBURA C. Performance analysis of an OFDM system with carrier frequency offset and phase noise [C] // Vehicular Technology Conference. 2001:2329-2332.
- [3] SAYEED A M, AAZHANG B. Joint multipath-Doppler diversity in mobile wireless communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(1):123-132.
- [4] CORVAJA R, ARMADA A G. Joint channel and phase noise compensation for OFDM in fast-fading multipath applications [J]. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 2009, 58(2):636-643.
- [5] HSU C Y, WU W R. Low-complexity ICI mitigation methods for high-mobility SISO/MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2009, 58(6):2755-2768.
- [6] KOBRAVI A, SHIKH-BAHAEI M R, LAMBOTHARAN S. Multi-user interference cancellation technology in the presence of multiple frequency offsets [J]. IET Communication, 2007, 1(1):7-14.
- [7] DIVSALAR D, SIMON M K, RAPHAELI D. Improved parallel interference cancellation for CDMA [J]. IEEE Transaction on Communication, 1998, 46(2):258-268.
- [8] KIM B C, LU I T. Doppler diversity for OFDM wireless mobile communications: (I) frequency domain approaches [C] // Vehicular Technology Conference. 2003:2677-2681.
- [9] KIM B C, LU I T. Doppler diversity for OFDM wireless mobile communications: (II) time-frequency processing [C] // Vehicular Technology Conference. 2003:2682-2685.
- [10] PENG Z Y, ZHANG X, WANG P, et al. The frequency compensation to eliminate ICI in CBTC system [C] // 2009 IET International Communication Conference on Wireless Mobile & Computing. 2009:249-252.
- [11] HUA J Y, MENG L M, XU X J, et al. Novel scheme for joint estimation of SNR, Doppler, and carrier frequency offset in double-selective wireless channels [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2009, 58(3):1204-1217.
- [12] TAO J, WU J X, XIAO C S. Estimation of channel transfer function and carrier frequency offset for OFDM systems with phase noise [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2009, 58(8):4380-4387.

(编辑:丁嘉羽)