

文章编号: 2095-4980(2015)02-0215-05

一种鲁棒的单载波频域均衡器

周弘, 朱宇

(复旦大学 通信科学与工程系, 上海 200433)

摘要: 单载波频域均衡(SC-FDE)技术具有发送信号低峰均功率比的优势, 是新一代通信3GPP-LTE/LTE-Advanced上行链路的关键技术之一。针对非理想信道估计, 基于信道估计误差的统计模型, 提出了一种联合频域均衡和时域判决反馈的鲁棒接收均衡器。以最小化均方误差(MSE)为最优准则, 推导了均衡器的系数和均方误差的表达式。仿真结果表明, 这种鲁棒的混合均衡器在非理想信道估计下较传统均衡器具有显著的性能提升。

关键词: 单载波频域均衡; 判决反馈; 非理想信道估计; 鲁棒性

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201502.0215

A robust single carrier frequency domain equalizer

ZHOU Hong, ZHU Yu

(Department of Communication Science and Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: Single Carrier-Frequency Domain Equalization(SC-FDE) has been widely considered as an attractive technology for uplink broadband wireless transmissions because of its advantage of low peak-to-average power ratio. Based on a statistical model for channel estimation, the robust SC-FDE design with imperfect channel knowledge at receivers due to channel estimation errors is studied. The optimal equalization coefficients are derived under the criterion of minimizing the Mean Square Error(MSE) conditioned on a given channel estimate. Simulation results show that the robust FDE scheme achieves significant improvement over the conventional non-robust FDE scheme.

Key words: Frequency Domain Equalization; decision feedback; imperfect channel knowledge; robustness

随着无线通信数据速率需求的迅猛增长, 对无线宽带系统的研究愈发重要。为了克服宽带无线信道的频率选择性衰落特性所带来的符号间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI), 采用正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiple, OFDM)和单载波频域均衡(Single Carrier-Frequency Domain Equalization, SC-FDE)这2种有效的宽带传输技术。与OFDM相比, SC-FDE技术拥有更低的发送信号峰均功率比值, 因此被作为3GPP-LTE/LTE-Advanced的上行宽带传输方式。SC-FDE技术的系统设计是该技术的研究热点之一。文献[1]提出了一种联合频域均衡和时域判决反馈的均衡器(Frequency Domain Decision Feedback Equalization, FD-DFE)。这种结构的性能明显优于只有频域线性均衡器的结构(Frequency Domain Linear Equalization, FD-LE)。

以往的SC-FDE研究大多基于理想信道估计这一假设。在实际通信系统中, 非理想信道估计会给均衡器性能带来严重影响。文献[2]基于OFDM系统提出了一种基于直接判决的快衰落信道估计方法。文献[3-5]通过不同的建模分析了FD-LE在非理想的信道估计下的性能。文献[6]使用辅助补零算法替代了循环前缀在信道估计中的使用, 并分析了相应的SC-FDE系统性能。本文同样针对非理想信道估计, 提出了一种鲁棒FD-DFE接收机结构。考虑文献[7]中时域均衡器系数的设计, 本文使用一种数学统计模型描述信道估计误差的分布。在基于系统已知信道估计值的条件下, 以最小化均方误差为准则, 推导了FD-DFE中频域均衡器和判决反馈的系数, 以及条件均方误差 $MSE(\hat{h})$ 的表达式。仿真结果表明本文所提出的鲁棒FD-DFE结构在不同的信道估计质量和不同的调制方式下的性能明显优于现有非鲁棒性FDE结构。

收稿日期: 2014-11-19; 修回日期: 2014-12-26

基金项目: 国家科技重大专项课题资助项目(2011ZX03001-002-01); 国家自然科学基金资助项目(61271223)

1 系统模型

传输的系统模型与参考文献[8]中类似。每个传输数据块包含有 N 个正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)符号, 其中符号的平均能量为 $\sigma_x^2 = E\{|x_n|^2\}$, $n=0,1, \dots, N-1$, x_n 为调制符号。在每个数据块的起始位置插入一定长度的循环前缀(Cycle Prefix, CP)。CP 是每个数据块的尾部符号数据的复制, 其长度不少于信道单位冲激响应的长度, 这样可以避免产生块间干扰, 而且可以将数据块与信道的线性卷积等效为圆周卷积。假设 L 径衰落信道的相干时间大于数据块的总长度, 因此信道单位冲激响应在每个数据块传输的过程中可以被看作不变。接收端接收到的信号在去除 CP 部分之后的时域表达式为:

$$y_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x_{(n-l) \bmod N} + u_n, \quad n=0,1, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中 h_l 是第 l 径的信道增益。假设每一径的信道增益是不相关且满足循环对称性质的零均值复高斯随机变量, 其分布记为 $h_l \sim CN(0, \sigma_{h_l}^2)$ 。每一径的方差为 $\sigma_{h_l}^2$ 。 u_n 是加性高斯白噪声, 噪声方差为 σ_u^2 。对接收的时域信号进行 FFT 处理后, 式(1)变为:

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi nk/N} = H_k X_k + U_k, \quad k=0,1, \dots, N-1 \quad (2)$$

式中: $X_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi nk/N}$; $H_k = \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{-j2\pi lk/N}$; $U_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} u_n e^{-j2\pi nk/N}$ 。

接收端使用 FD-DFE 系统均衡器, 见图 1。这个结构包含 1 个前馈线性频域均衡器(FDE)和 1 个判决反馈部分(DFE)。如果假设信道估计是理想的, 即接收端能准确估计出信道增益 H_k , 则在 MMSE 准则下, 最优频域均衡器的系数为^[1]:

$$W_k = \frac{\sigma_x^2 H_k^* C_k}{\sigma_x^2 |H_k|^2 + \sigma_u^2}, \quad k=0,1, \dots, N-1 \quad (3)$$

式中: $C_k = 1 + \sum_{m=1}^B c_m e^{j2\pi km/N}$, B 为判决反馈部分的阶数; c_m 为判决反馈部分的系数, 满足如下条件:

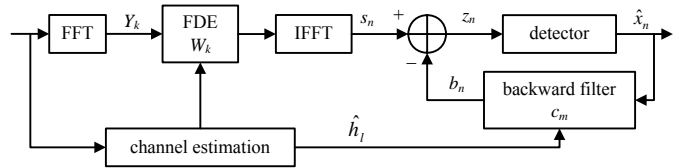


Fig.1 Receiver structure of the FD-DFE
图 1 接收端的 FD-DFE 结构

$$\sum_{m=1}^B \sum_{k=0}^{N-1} \frac{c_m e^{j2\pi k(l-m)/N}}{\sigma_x^2 |H_k|^2 + \sigma_u^2} = - \sum_{k=0}^{N-1} \frac{e^{j2\pi kl/N}}{\sigma_x^2 |H_k|^2 + \sigma_u^2}, \quad l=1,2, \dots, B \quad (4)$$

2 鲁棒的 FD-DFE 设计

在实际系统中接收端的信道估计总是非理想的。为了推导在非理想信道估计的情况下的 FD-DFE 系数, 本节基于文献[7]中的数学统计模型对信道估计误差进行建模, 并在此基础上推导 FD-DFE 的最优设计。

非理想信道估计可以建模为:

$$\hat{h}_l = h_l + \varepsilon_l, \quad l=0,1, \dots, L-1 \quad (5)$$

式中 ε_l 是信道估计误差, 服从循环对称复高斯随机分布且互不相关, $\varepsilon_l \sim CN(0, \sigma_{\varepsilon_l}^2)$ 。 \hat{h}_l 对于接收端是已知的参数, 写成向量形式为 $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}_0, \hat{h}_1, \dots, \hat{h}_{L-1}]^T$ 。

从图 1 可以看出, $s_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} W_k Y_k e^{j2\pi nk/N}$, $b_n = \sum_{m=1}^B c_m \hat{x}_{(n-m) \bmod N}$ 。假设反馈的符号没有判决错误, 即 $\hat{x}_n = x_n$, 则均衡器输出信号为:

$$z_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} W_k Y_k e^{j2\pi nk/N} - \sum_{m=1}^B c_m x_{(n-m) \bmod N} \quad (6)$$

令 $C_k = 1 + \sum_{m=1}^B c_m e^{j2\pi km/N}$, 将式(6)代入条件均方误差 $MSE(\hat{\mathbf{h}}) = E\{|z_n - x_n|^2 | \hat{\mathbf{h}}\}$ 的表达式中可得:

$$\text{MSE}(\hat{\mathbf{h}}) = E \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\sigma_x^2 |W_k H_k - C_k|^2 + \sigma_u^2 |W_k|^2 \right] \right\} \quad (7)$$

推导 $\text{MSE}(\hat{\mathbf{h}})$ 的关键点是得到 $E \left\{ H_k H_k^* \hat{\mathbf{h}} \right\} = \sum_m \sum_l E \left\{ h_m h_l^* \hat{\mathbf{h}} \right\} e^{-j2\pi k(m-l)/N}$ 的值。由式(5)和文献[3]可知,

$$E \left\{ h_m h_l^* \hat{\mathbf{h}} \right\} = \begin{cases} \tilde{h}_l^2 + \frac{\sigma_{h_l}^2 \sigma_{\varepsilon_l}^2}{\sigma_{h_l}^2 + \sigma_{\varepsilon_l}^2}, & \text{if } m=l \\ \tilde{h}_m \tilde{h}_l^*, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

式中 $\tilde{h}_l = E \left\{ h_l \hat{\mathbf{h}} \right\} = \frac{\sigma_{h_l}^2}{\sigma_{h_l}^2 + \sigma_{\varepsilon_l}^2} \hat{h}_l$ 。将式(8)代入 $E \left\{ H_k H_k^* \hat{\mathbf{h}} \right\}$ 可得:

$$E \left\{ H_k H_k^* \hat{\mathbf{h}} \right\} = |\tilde{H}_k|^2 + \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\sigma_{h_l}^2 \sigma_{\varepsilon_l}^2}{\sigma_{h_l}^2 + \sigma_{\varepsilon_l}^2} \quad (9)$$

式中 $\tilde{H}_k = E \left\{ H_k \hat{\mathbf{h}} \right\} = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_l e^{-j2\pi k l / N}$ 。将式(9)的结果代入式(7)可得:

$$\text{MSE}(\hat{\mathbf{h}}) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[|W_k \tilde{H}_k - C_k|^2 \sigma_x^2 + |W_k|^2 \left(\sigma_u^2 + \sigma_x^2 \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\sigma_{h_l}^2 \sigma_{\varepsilon_l}^2}{\sigma_{h_l}^2 + \sigma_{\varepsilon_l}^2} \right) \right] \quad (10)$$

式(10)对 W_k 进行求导并令其导数为零, 可得:

$$W_k = \sigma_x^2 \tilde{H}_k^* C_k Q_k \quad (11)$$

式中 $Q_k = \left(\sigma_x^2 |\tilde{H}_k|^2 + \sigma_u^2 + \sigma_x^2 \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\sigma_{h_l}^2 \sigma_{\varepsilon_l}^2}{\sigma_{h_l}^2 + \sigma_{\varepsilon_l}^2} \right)^{-1}$ 。将 W_k 重新代入式(10), 可求得:

$$\text{MSE}(\hat{\mathbf{h}}) = \frac{\sigma_x^2}{N} \left(\sigma_u^2 + \sigma_x^2 \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\sigma_{h_l}^2 \sigma_{\varepsilon_l}^2}{\sigma_{h_l}^2 + \sigma_{\varepsilon_l}^2} \right) \sum_{k=0}^{N-1} |C_k|^2 Q_k \quad (12)$$

将式(12)对 c_m 求导并令其导数为零, 可以得到 c_m 的约束条件

$$\sum_{m=1}^B \sum_{k=0}^{N-1} c_m e^{j2\pi k(n-m)/N} Q_k = - \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k n / N} Q_k, \quad n=1, 2, \dots, B \quad (13)$$

注意到当 $B=0$ 时, 即没有判决反馈回路, 这样系数 W_k 将退化为鲁棒 FD-LE 均衡器的最优系数。另外, 当 $\varepsilon_l = 0$, 即在理想的信道估计情况下, 系数表达式(11)、式(13)与式(3)、式(4)是一致的。

3 性能分析

最小均方误差(Minimum Mean-Square Error, MMSE)在系统的性能分析里有非常重要的作用。为了得到本文提出的鲁棒 FD-DFE 结构的最小均方误差, 首先改写该结构判决前的符号时域表达式(6)为:

$$z_n = \sum_{m=0}^{N-1} g_m x_{(n-m) \bmod N} - \sum_{m=1}^B c_m x_{(n-m) \bmod N} + \lambda_n \quad (14)$$

式中: $g_m = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} W_k H_k e^{j2\pi m k / N}$; $\lambda_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} W_k U_k e^{j2\pi n k / N}$ 。

把式(11)代入 g_n 的表达式中可得, g_n 的条件期望为:

$$E \left\{ g_n \hat{\mathbf{h}} \right\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi n k / N} |\tilde{H}_k|^2 C_k Q_k \sigma_x^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi n k / N} C_k \left[1 - Q_k \left(\sigma_u^2 + \sigma_x^2 \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\sigma_{h_l}^2 \sigma_{\varepsilon_l}^2}{\sigma_{h_l}^2 + \sigma_{\varepsilon_l}^2} \right) \right] \quad (15)$$

根据 C_k 的定义, 式(13)可以重新变换为:

$$\sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi n k / N} Q_k C_k = 0, \quad n=1, 2, \dots, B \quad (16)$$

把式(16)代入式(15)中可得:

$$E \left\{ g_n \hat{\mathbf{h}} \right\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi n k / N} C_k = c_m \delta(n-m), \quad n=1, 2, \dots, B \quad (17)$$

因此 g_n 的条件期望和判决反馈 DFE 部分的系数之间关系为:

$$E\{g_n | \hat{\mathbf{h}}\} = c_m, \quad m=n=1,2, \dots, B \tag{18}$$

取 $m=n=0$, 式(15)等于:

$$E\{g_0 | \hat{\mathbf{h}}\} = 1 - \frac{1}{N} \left(\sigma_u^2 + \sigma_x^2 \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\sigma_{h_l}^2 \sigma_{\varepsilon_l}^2}{\sigma_{h_l}^2 + \sigma_{\varepsilon_l}^2} \right) \sum_{k=0}^{N-1} C_k Q_k \tag{19}$$

根据式(16)可以证明:

$$\sum_{k=0}^{N-1} Q_k C_k (1 - C_k^*) = - \sum_{m=1}^B c_m^* \sum_{k=0}^{N-1} Q_k C_k e^{j2\pi mk/N} = 0 \tag{20}$$

把式(20)的结果代入条件均方误差的式(12)可以得到:

$$\text{MSE}(\hat{\mathbf{h}}) = \frac{\sigma_x^2}{N} \left(\sigma_u^2 + \sigma_x^2 \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\sigma_{h_l}^2 \sigma_{\varepsilon_l}^2}{\sigma_{h_l}^2 + \sigma_{\varepsilon_l}^2} \right) \sum_{k=0}^{N-1} C_k Q_k \tag{21}$$

对比式(21)和式(19)可得均方误差的表达式:

$$\text{MSE}(\hat{\mathbf{h}}) = \sigma_x^2 (1 - E\{g_0 | \hat{\mathbf{h}}\}) \tag{22}$$

4 仿真结果

在仿真中,假设每个数据块包含的 QAM 符号数目为 $N=256$, 经过一个服从 16 径指数功率延时分布(exponential power delay profile)的衰落信道到达接收端。信道多径之间不相关, 每一径之间的时间间隔为一个符号周期。

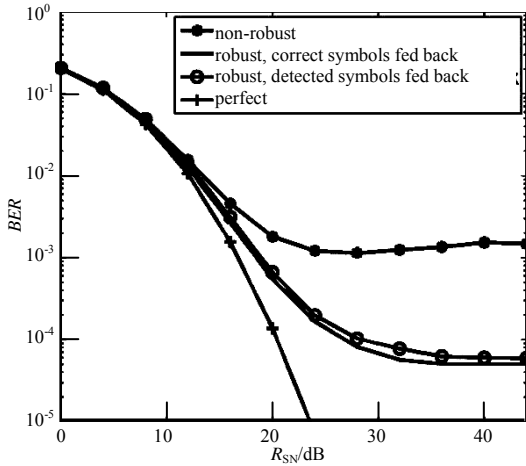


Fig.2 Comparison of different SC-DFE schemes
图2 不同 SC-FDE 结构的性能比较

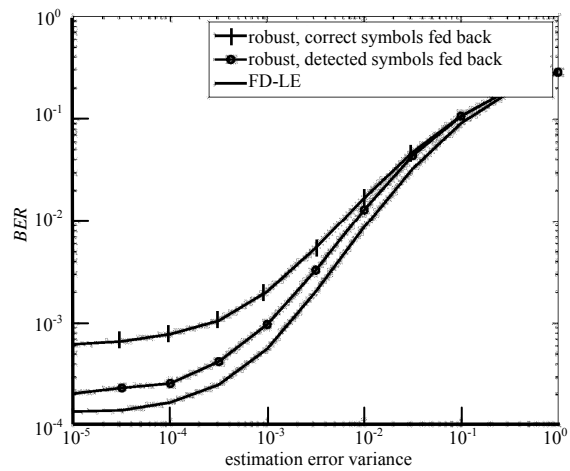


Fig.3 BER VS. channel estimation error variance
图3 信道估计误差对误码率的影响

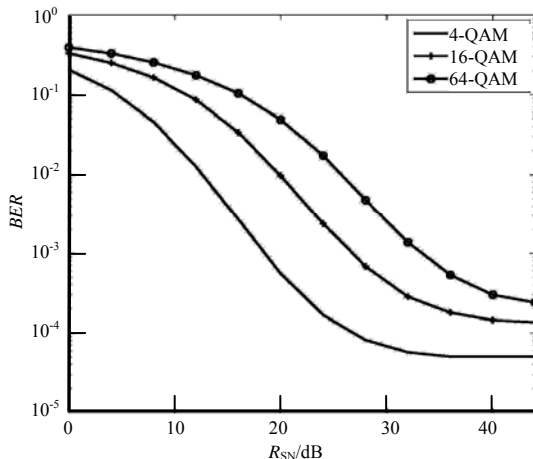


Fig.4 Performance with different modulation orders
图4 不同调制方式下的性能比较

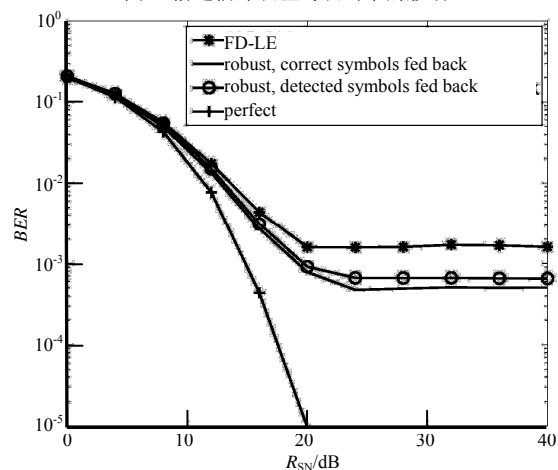


Fig.5 Uniform average power delay profile with 16 taps
图5 等功率多径信道的 SC-DFE 性能

图 2 比较了使用 4-QAM 调制方式的不同 SC-FDE 结构的仿真结果。假设每一径信道增益的估计误差方差为 $\sigma_{\hat{e}_i}^2 = 10^{-3}$, 判决反馈部分的阶数为 $B=2$ 。使用 “*” 标识符的曲线显示了将非理想估计得到的信道增益 \hat{H}_k 代入理想估计的系数表达式(3)、(4)中, 得到 FD-DFE 系统性能。实线和使用 “°” 标识符的曲线分别是使用本文提出的鲁棒 FD-DFE 在不同反馈信号下的仿真结果, 前者为理想反馈, 后者为实际硬判决符号反馈。为了对比, 图 2 中还使用了 “+” 标识符的曲线来描述理想信道估计下的性能结果。从图 2 中可以发现, 当信道估计误差为固定值时, 随着信噪比的增大, 系统的误码率逐渐降低, 在高 R_{SN} 时会出现误码率平层(error floor)的现象。但是, 本文提出的鲁棒性 FD-DFE 系统具有更低的误码率, 更接近理想估计的性能。图 3 的仿真结果表明, 当固定信噪比为 20 dB 时, 系统的误码率 BER 将会跟随信道估计误差逐渐增大。当判决反馈部分的阶数变为 0 时, 即 $B=0$, FD-DFE 结构将会退化为 FD-LE 结构。仿真结果表明, 无论理想反馈还是判决反馈, FD-DFE 结构的性能都明显优于 FD-LE 系统, 当信道估计误差足够小($\sigma_{\hat{e}_i}^2 < 10^{-4}$)时, 误码率已经接近图 2 中理想估计时 20 dB 的性能。这为系统的实际应用提供了有利的参考。图 4 展示了不同的调制方式对鲁棒 FD-DFE 系统性能的影响。其他的仿真参数设置与图 2 相同, 即 $\sigma_{\hat{e}_i}^2 = 10^{-3}$, $B=2$ 。从图 4 中可以发现, 调制阶数越高, 系统误码率进入误码平层的信噪比也越高。例如, 使用 QPSK 调制的系统误码率达到误码平层时信噪比约为 30 dB, 16-QAM 调制时信噪比增加到了 35 dB 左右, 而 64-QAM 的约为 40 dB。图 5 同样使用 16 径衰落信道, 但每一径的信道冲击响应幅度相同。其他的仿真参数设置与图 2 相同。通过图 5 可以发现, 本文提出的鲁棒性 FD-DFE 适用于其他信道条件, 相较非鲁棒性结构和 FD-LE 系统都有显著的性能提升。

5 结论

本文针对实际系统中的非理想信道估计, 提出了一种鲁棒 FD-DFE 结构。通过建立信道估计误差的数学统计模型和相关公式推导, 在给定信号估计值的条件下以最小化均衡器输出符号的均方误差为最优设计准则, 得到了最优的均衡器系数的表达式。仿真结果表明本文提出的鲁棒 FD-DFE 结构性能明显优于传统的非鲁棒性均衡器。

参考文献:

- [1] Falconer D, Ariyavisitakul S L, Benyamin-Seeyar A, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(4):58–66.
- [2] 陈晖, 陈晓光, 汤晓黎. 一种基于直接判决的 OFDM 快衰落信道估计新方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2006, 4(1):30–34. (CHEN Hui, CHEN Xiaoguang, TANG Xiaoli. Channel estimation method based on decision directed technique for OFDM WLANs[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2006, 4(1):30–34.)
- [3] ZHENG Y R, XIAO C. Channel estimation for frequency-domain equalization of single-carrier broadband wireless communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(2):815–823.
- [4] Souto N, Dinis R, Silva J C. Impact of imperfect channel estimation on SC-FDE[C]// 2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Dresden:[s.n.], 2013:1–5.
- [5] ZHU Y, Letaief K B. Single carrier frequency domain equalization with decision feedback processing for time-reversal space-time block-coded systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(7):1127–1131.
- [6] 戚业龙, 杨育红, 朱义君. 一种无循环前缀迭代单载波频域均衡算法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2013, 11(6):953–957. (QI Yelong, YANG Yuhong, ZHU Yijun. An iterative Single Carrier Frequency Domain Equalizer algorithm without Cyclic Prefix[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2013, 11(6):953–957.)
- [7] Liavas A P. Tomlinson-Harashima precoding with partial channel knowledge[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(1):5–9.
- [8] ZHU Y, Letaief K B. Single carrier frequency domain equalization with time domain noise prediction for wideband wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(12):3548–3557.

作者简介:



周 弘(1991–), 女, 江西省上饶市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为无线通信. email:zhou.breeze@gmail.com.

朱 宇(1977–), 男, 江苏省扬州市人, 博士, 副教授, 主要研究方向为宽带无线通信系统与网络、通信信号处理.