

频域均衡联合干扰删除的频域实现方法

曹蕾^{1,2}, 张欣², 杨大成²

(1. 中国移动通信研究院 北京 宣武区 100053; 2. 北京邮电大学电信工程学院 北京 海淀区 100876)

【摘要】针对重叠剪切法的频域均衡联合干扰删除接收算法,提出了一种新的低复杂度的频域实现方法。该方法利用重叠剪切的思想将每个迭代级中多用户干扰的重构方式由传统的时域线性卷积变换为频域相乘,并在频域删除重构的多用户干扰,可以降低接收算法的复杂度。仿真结果表明,该方法只是在较大信噪比下比时域实现方法的误码率性能略有损失,其他情况下两者相同;但是其计算复杂度比时域实现方法显著降低。

关键词 频域均衡; 频域实现方法; 频率选择性信道; 干扰删除; 重叠剪切
中图分类号 TN929.533 **文献标识码** A

Novel Frequency-Domain Implementation Method for Joint Frequency Domain Equalization and Interference Cancellation

CAO Lei^{1,2}, ZHANG Xin², and YANG Da-cheng²

(1. The Research Institution of China Mobile Xuanwu Beijing 100053;

2. Telecommunication Engineering School, Beijing University of Posts and Telecommunications Haidian Beijing 100876)

Abstract A novel low-complexity frequency-domain implementation method is proposed for the receiving algorithm combined frequency domain equalization and interference cancellation. By using overlap-cut method, the multiuser interference (MUI) at each stage of iteration is regenerated by multiplication in frequency domain instead of by linear convolution in time domain, and then the regenerated MUI is cancelled in frequency domain. Simulation results show that the proposed method has slight bit-error-rate (BER) performance loss than conventional time-domain methods only at high SNRs, but the former is much simpler than the latter in computational complexity.

Key words frequency-domain equalization; frequency-domain implementation method; Frequency-selective channels; interference cancellation; overlap-cut

随着用户对高速信息速率要求的不断提高,CDMA系统将支持更高的数据速率。然而,对于这种高速数据传输而言,无线信道将具有更强的频率选择性,从而导致系统产生严重的码片间干扰(inter-chip interference, ICI)以及不同用户之间扩频码正交性被破坏而引起的多用户干扰(multiuser interference, MUI)^[1-2]。同Rake接收机相比,频域均衡被认为是抵抗频率选择性衰落的一种更有效的方法^[3]。因此,实际中采用频域均衡(frequency domain equalization, FDE)联合干扰删除(interference cancellation, IC)可以有效地消除ICI和MUI。通常,频域均衡有循环前缀(cyclic prefix, CP)法、补零(zero-padding, ZP)法和重叠剪切(overlap-cut, OC)法^[4]3种实现方法。其中,CP法和ZP法均需要改变发送端的帧结构,只有OC法可以在不改变现有空中接口时隙结构的条件下应用。

目前,已有大量文献研究了基于CP法的频域均衡联合干扰删除算法^[5-9],但这些算法采用的都是基于CP法的频域均衡。文献[10]提出了用于多码CDMA系统下行链路的MMSE频域均衡联合部分并行干扰删除接收机,但频域均衡采用的是ZP法。所以,上述文献中的算法对于不改变发送端帧结构的现有实际系统均不适用。

本文针对可以用于当前实际DS-SS-CDMA系统的基于OC法的频域均衡联合干扰删除接收算法,提出了一种新的频域实现方法,即在频域重构和删除MUI。该方法利用重叠剪切的思想将MUI的重构方式由传统的时域线性卷积变换为频域相乘,并在频域删除重构的MUI后进行频域均衡,最后通过反快速傅里叶变换(inverse fast fourier transform, IFFT)将均衡后的信号变到时域进行解扩、判决。仿真结果

表明, 新的频域实现方法与时域实现方法的误码率 (bit error rate, BER)性能基本吻合, 只是在较高信噪比下略有损失, 但在计算复杂度上频域实现方法明显优于时域实现方法。

1 系统模型

本文考虑具有 K 个用户的同步DS-CDMA系统下行链路。在发送端, 每个用户的原始信息比特首先经过BPSK调制, 然后在时域进行扩频相加, 形成下行链路的基站发射信号, 为:

$$s = \sum_{k=1}^K s_k = \sum_{k=1}^K A_k c_k d_k \quad (1)$$

式中 s_k 代表第 k 个用户的发射信号; A_k 为第 k 个用户的信号幅度; $d_k = [d_k(0), d_k(1), \dots, d_k(M-1)]^T$ 是第 k 个用户的数据符号; M 为每个用户的符号总数; c_k 代表第 k 个用户的扩频码矩阵, 其定义如下:

$$c_k = \begin{bmatrix} g_k & 0_N & \dots & 0_N \\ 0_N & g_k & \dots & 0_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_N & 0_N & \dots & g_k \end{bmatrix}_{MN \times M} \quad (2)$$

式中 $g_k = [g_k(0), g_k(1), \dots, g_k(N-1)]^T$ 是对应于第 k 个用户的扩频码; N 为扩频增益。

假定多径信道的时域模型可以用下面的向量表示, 即

$$h = [h(0), h(1), \dots, h(L-1)]^T \in \mathbb{C}^{L \times 1} \quad (3)$$

式中 L 是多径信道的长度; $h(l)$ 代表第 l 径的复数衰减因子。如果对多径信道时域模型做 N_c 点的快速傅里叶变换 (fast fourier transform, FFT), 可得到其频域表示形式为 $H = [H(0), H(1), \dots, H(N_c-1)]^T$, 其中, $H(w)$ 可由下式得到:

$$H(w) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l) e^{-j2\pi w l / N_c} \quad w = 0, 1, \dots, N_c - 1 \quad (4)$$

那么, DS-CDMA下行链路的多径接收信号为:

$$r = \text{conv}(s, h) + v \in \mathbb{C}^{(MN+L-1) \times 1} \quad (5)$$

式中 conv 是 Matlab 符号, 代表线性卷积; $v = [v(0), v(1), \dots, v(MN+L-2)]^T \in \mathbb{C}^{(MN+L-1) \times 1}$ 代表均值为零且方差为 σ_v^2 的加性复高斯白噪声(AWGN)。

2 基于OC法的频域均衡联合干扰删除接收算法新的频域实现方法

干扰删除通常分为串行干扰删除 (successive interference cancellation, SIC) 和并行干扰删除 (parallel interference cancellation, PIC)。由于PIC在实

际中得到了广泛应用, 本文以“基于OC法的频域均衡联合PIC”为例, 介绍基于OC法的频域均衡联合干扰删除这类接收算法新的频域实现方法。

1) 首先采用基于OC法的频域均衡对接收信号去除多径效应, 检测出所有用户数据信息的初始估计值。具体步骤如下:

(1) 根据图1将多径接收信号 r 重叠剪切成 N_B 个数据块, 设每个数据块的长度为 N_c ($N_c = 2^n$, n 为正整数), 前缀和后缀的长度均为 N_g (要求 $N_g \geq L-1$)。那么, 第 n_b ($n_b = 1, 2, \dots, N_B$) 个重叠剪切数据块可以表示为:

$$r_{n_b} = r[(N_c - 2N_g)(n_b - 1), (N_c - 2N_g)(n_b - 1) + 1, \dots, (N_c - 2N_g)(n_b - 1) + N_c - 1]^T \quad (6)$$

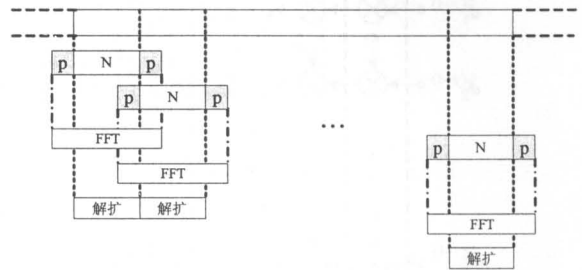


图1 基于OC法的频域均衡原理图

(2) 通过 N_c 点的FFT依次将每个时域重叠剪切数据块 r_{n_b} ($n_b = 1, 2, \dots, N_B$) 变换到频域, 即:

$$R_{n_b} = \text{FFT}(r_{n_b}) \quad (7)$$

式中 FFT 为 Matlab 符号, 代表 N_c 点的快速傅里叶变换。

(3) 在频域对每个重叠剪切数据块分别进行均衡, 本文采用基于MMSE准则的频域均衡, 即:

$$E(w) = \frac{H^*(w)}{|H(w)|^2 + \sigma_v^2 / \sigma_s^2} \quad w = 0, 1, \dots, N_c - 1 \quad (8)$$

式中 σ_s^2 为发送数据符号的方差。那么, 频域均衡后的输出信号为:

$$Y_{n_b}^{(0)} = E R_{n_b} \in \mathbb{C}^{N_c \times 1} \quad (9)$$

式中 $E = \text{diag}\{E(0), E(1), \dots, E(N_c-1)\} \in \mathbb{C}^{N_c \times N_c}$ 为频域均衡系数矩阵。

(4) 采用 N_c 点的IFFT将 $Y_{n_b}^{(0)}$ 由频域变换到时域, 得到均衡后的时域重叠剪切数据块为:

$$y_{n_b}^{(0)} = \text{IFFT}(Y_{n_b}^{(0)}) \in \mathbb{C}^{N_c \times 1} \quad (10)$$

(5) 去掉每个均衡后的时域重叠剪切数据块的前缀/后缀, 合并得到均衡后的总信号为: $\hat{y}^{(0)} = [\hat{y}^{(0)}(0), \hat{y}^{(0)}(1), \dots, \hat{y}^{(0)}(MN-1)]^T \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$, 对其解

扩、判决,得到各用户数据符号的初始硬判值为:

$$\hat{d}_k^{(0)} = \text{sgn} \left[\frac{1}{\hat{A}_k} \text{Re} \left(\frac{1}{N} \mathbf{c}_k^H \hat{\mathbf{y}}^{(0)} \right) \right] \in \mathbb{C}^{M \times 1} \quad (11)$$

式中 \hat{A}_k 为第 k 个用户信号的幅度估计; $\text{Re}(\cdot)$ 表示取复数的实部; $\text{sgn}(\cdot)$ 为正负号函数,用于硬判决。

2) 将初始级检测出的用户数据符号的硬判值送入多级PIC中用于重构MUI。不失一般性,在此仅以第 $j(j=1,2,\dots,J)$ 个迭代级为例介绍新的频域实现方法,如图2所示。具体步骤如下:

(1) 首先对第 $(j-1)$ 级每个用户数据符号的硬判值 $\hat{d}_k^{(j-1)}$ 重新进行扩频,然后除去第 k 个用户以外

的其他 $K-1$ 个用户重扩后的数据信息相叠加,估计出不包括第 k 个用户数据信息的发射信号为:

$$\hat{\xi}_k^{(j)} = \sum_{\substack{s=1 \\ s \neq k}}^K \hat{A}_s \mathbf{c}_s \hat{d}_s^{(j-1)} \in \mathbb{C}^{MN \times 1} \quad (12)$$

(2) 将 $\hat{\xi}_k^{(j)}$ 重叠剪切切成 N_B 个数据块,其中重叠剪切出的第 $n_b(n_b=1,2,\dots,N_B)$ 个数据块为:

$$\hat{\xi}_{k,n_b}^{(j)} = \hat{\xi}_k^{(j)} [(N_c - 2N_g)(n_b - 1), (N_c - 2N_g)(n_b - 1) + 1, \dots, (N_c - 2N_g)(n_b - 1) + N_c - 1]^T \quad (13)$$

重叠剪切的每个数据块的长度也设为 N_c ,前缀和后缀的长度也为 N_g 。

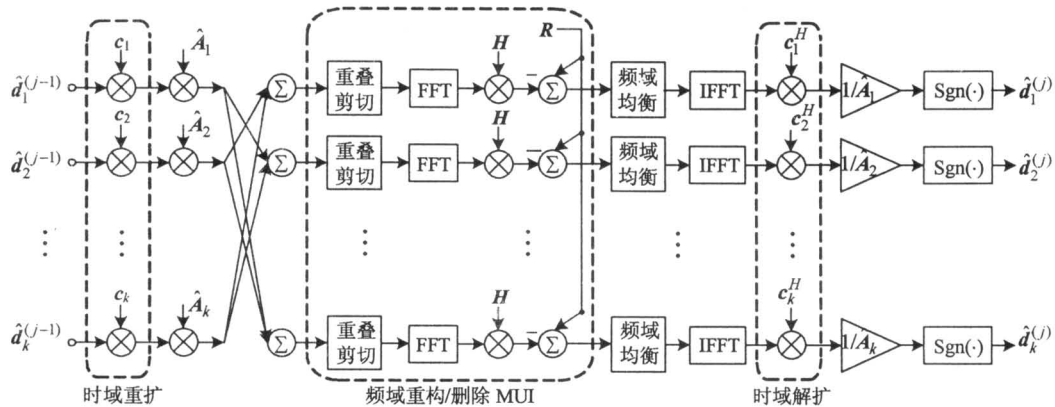


图2 基于OC法的频域均衡联合PIC新的频域实现结构图

(3) 通过 N_c 点的FFT将每个重叠剪切数据块 $\hat{\xi}_{k,n_b}^{(j)}$ 变换到频域,再分别与多径信道的频域模型 H 相乘,从而在频域重构出对应于第 k 个用户的MUI的第 n_b 个频域数据块为:

$$\hat{\beta}_{k,n_b}^{(j)} = H \cdot \text{FFT}(\hat{\xi}_{k,n_b}^{(j)}) \in \mathbb{C}^{N_c \times 1} \quad (14)$$

(4) 从接收信号的频域重叠剪切数据块 R_{n_b} 中对应删除重构的 $\hat{\beta}_{k,n_b}^{(j)}$ 后进行频域均衡,然后再通过IFFT将均衡后的数据块重新变换到时域,即

$$\hat{\mathbf{y}}_{k,n_b}^{(j)} = \text{IFFT} \left[\mathbf{E} \left(R_{n_b} - \hat{\beta}_{k,n_b}^{(j)} \right) \right] \in \mathbb{C}^{N_c \times 1} \quad (15)$$

(5) 依次对 $\hat{\mathbf{y}}_{k,n_b}^{(j)}$ 去前/后缀,再解扩、判决,就检测出第 k 个用户数据符号在第 j 级的硬判值为

$$\hat{d}_k^{(j)} = \text{sgn} \left[\frac{1}{\hat{A}_k} \text{Re} \left(\frac{1}{N} \mathbf{c}_k^H \hat{\mathbf{y}}_k^{(j)} \right) \right] \in \mathbb{C}^{M \times 1} \quad (16)$$

需要说明的是,传统的时域实现方法是在时域通过线性卷积的方式重构MUI,并从时域接收信号 r 中删除MUI,即:

$$\hat{\mathbf{s}}_k^{(j)} = r - \text{conv}(\hat{\xi}_k^{(j)}, \mathbf{h}) \in \mathbb{C}^{(MN+L-1) \times 1} \quad (17)$$

式中 $\hat{\mathbf{s}}_k^{(j)}$ 为第 j 级第 k 个用户的“干净”信号。

3 仿真与分析

3.1 性能仿真

为了评估时、频域两种实现方法的误码率性能,本文以DS-CDMA系统下行链路为例进行仿真。具体仿真参数为:无编码系统,调制方式为BPSK,采用Walsh码扩频,扩频增益 N 为16、32、64,码片速率为3.84 Mchip/s;信道模型采用TU信道^[11],移动速度为50 km/h;假设接收端信道估计和幅度估计理想,所有用户等功率接收,重叠剪切数据块的长度为 $N_c=256$,前/后缀长度为 $N_g=64$ 。

图3所示为不同扩频增益下,OC法的频域均衡联合3级PIC接收算法新的频域实现方法与传统时域实现方法在系统用户数 $K=16$ 时的误码率性能。由图3可知,在相同仿真条件下,时、频域两种实现方法的比特误码率基本吻合,只是在SNR为18~20 dB时,频域实现方法比时域实现方法性能略有损失;此外,当系统用户数一定时,这种误码率性能损失

将随着扩频增益的增大而逐渐减小。

3.2 计算复杂度分析

新的频域实现方法与传统时域实现方法在运算量方面的差别只是体现在重构和删除MUI两个环节上。本文以复数乘法、复数加法以及FFT和IFFT的次数来衡量两种实现方法的计算复杂度。表1给出了分别采用两种实现方法时基于OC法的频域均衡联

合PIC接收算法的计算复杂度。

图4和图5所示比较了两种实现方法对基于OC法的频域均衡联合PIC检测算法计算复杂度的影响。由图可以看出，频域实现方法的计算复杂度低于时域实现方法，特别是随着系统用户数增大、信道的频率选择性增强，频域实现方法越能体现出其低复杂度的优势。

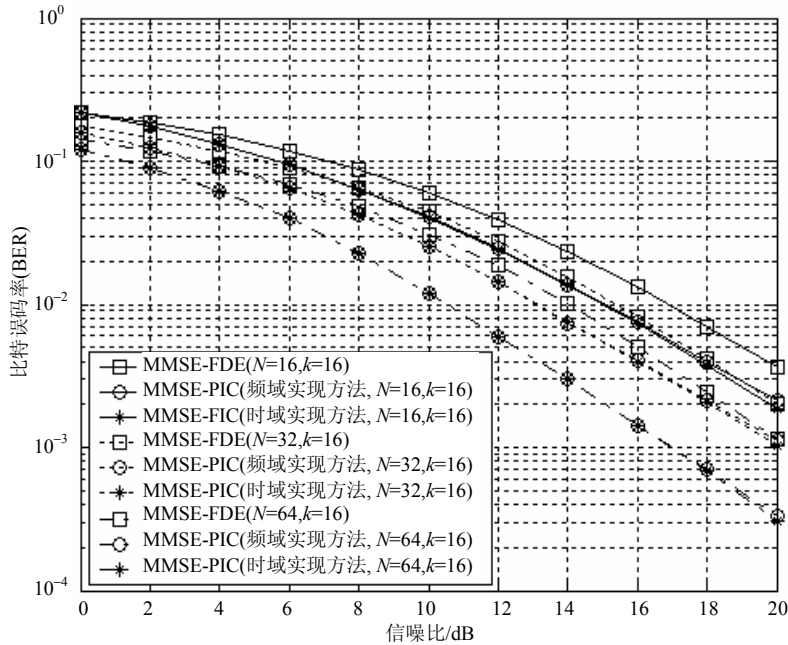


图3 时、频域两种实现方法误码率性能对比图

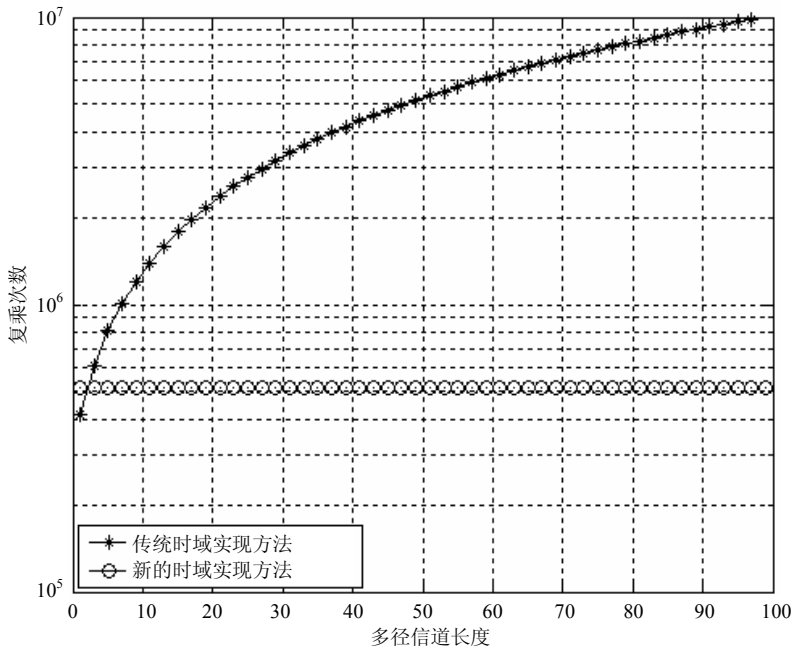


图4 两种实现方法计算复杂度随多径信道长度变化曲线

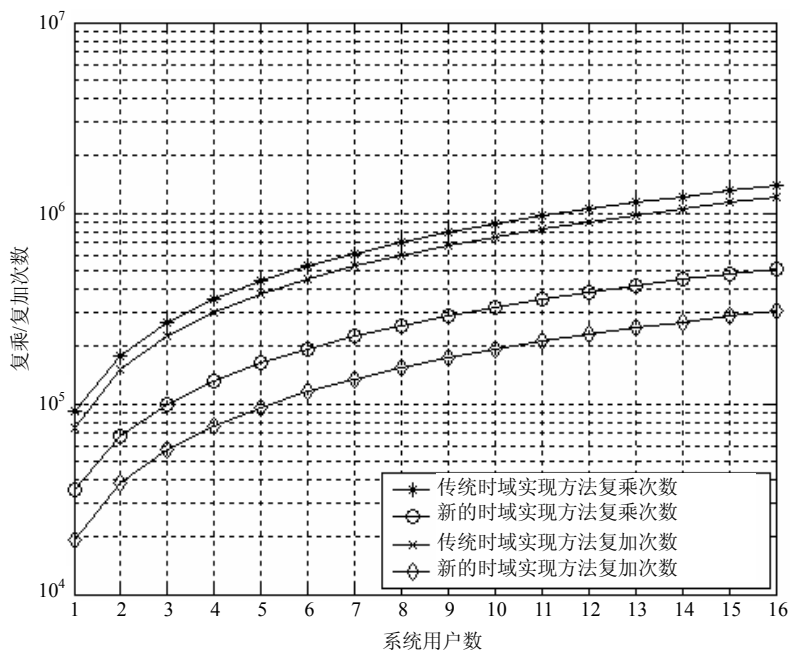


图5 两种实现方法计算复杂度随系统用户数变化曲线

表1 时、频域两种实现方法的计算复杂度对比

	复数乘法	复数加法	FFT	IFFT
传统时域实现方法	$(KJ+1)N_B N_c + KM(N+1) + KJM(NL+N-1)$	$KM(N-1) + KJM(NL+N-1)$	$(KJ+1)N_B + 1$	$KJN_B + N_B$
新的频域实现方法	$(2KJ+1)N_B N_c + KM(N+1)(J+1)$	$KJN_B N_c + KM(N-1)(J+1)$	$(KJ+1)N_B + 1$	$KJN_B + N_B$

4 结论

本文针对基于OC法的频域均衡联合干扰删除接收算法提出了一种新的频域实现方法。仿真结果表明，该频域实现方法可以在获得和传统时域实现方法基本相同误码率的同时降低计算的复杂度，对实际通信系统的信号接收具有重要的实用价值。

参考文献

[1] ADACHI F, SAWAHASHI M, SUDA H. Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems[J]. IEEE Commun Mag, 1998, 36(9): 56-69.
 [2] ADACHI F, GARG D, TAKAOKA S, et al. Broadband CDMA techniques[J]. IEEE Wireless Commun, 2005, 12(2): 8-18.
 [3] FALCONER D, ARIYAVISITAKUL S L, BENYAMIN-SEEYAR A, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems[J]. IEEE Commun Mag, 2002, 40(4): 58-66.
 [4] MARTOYO I, WEISS T, CAPAR F, et al. Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization[C]//Vehicular Technology Conference. Orlando, Florida, USA: [s.n.], 2003.
 [5] YANG K, MADHUKUMAR A S, CHIN F. Multistage interference cancellation with frequency domain

equalization for uplink transmission of single carrier cyclic prefix assisted CDMA system[C]//Wireless Communications and Networking Conference. New Orleans, Louisiana, USA: [s.n.], 2003.
 [6] LI Yu-shan, MCLAUGHLIN S, CRUICKSHANK D G M. Cyclic-prefix CDMA system with chip based equalization and interference cancellation[C]//IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Berlin, Germany: IEEE, 2005.
 [7] LI Wei, MING Chen, CHENG Shi-xing, et al. Frequency-domain residual interference cancellation in cyclic prefix assisted single-carrier communications[C]//Vehicular Technology Conference. Melbourne, Australia: [s.n.], 2006.
 [8] ISHIHARA K, TAKEDA K, ADACHI F. Frequency-domain soft interference cancellation for multicode CDMA transmissions[C]//Vehicular Technology Conference. Melbourne, Australia: [s.n.], 2006.
 [9] TAKEDA K, ADACHI F. Frequency-domain interchip interference cancellation for DS-CDMA downlink transmission[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(3): 1286-1294.
 [10] BOON S T, TJENG T T, WONG L W C, et al. An equalization-interference cancellation receiver for multicode CDMA[C]// IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Helsinki, Finland: [s.n.], 2006.
 [11] 杨大成. 移动传播环境: 理论基础、分析方法和建模技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
 YANG Da-cheng. Mobile broadcast environment: theory basis, analysis method and modeling technology[M]. Beijing: China Machine Press, 2003.

编辑 税红