

用于分层调制的MMSE线性分层均衡算法

张忠培, 张琳, 杨柳

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】以使用分层编码调制的通信系统为背景, 详细介绍了采用最小均方误差(MMSE)线性均衡算法的分层均衡的基本原理和方法, 并针对采用格雷映射4-QAM的分层调制为例, 推导了均衡器外信息的计算方法, 提出一种新的可以用于分层调制的分层均衡技术。仿真结果表明新的分层均衡算法与传统标准均衡相比, 不仅可以用于分层高阶调制中, 而且在不损失BER性能的前提下, 大大降低了计算分层调制的均衡器外信息的复杂度。

关键词 分层均衡; 分层调制; 最小均方误差; Turbo均衡

中图分类号 TN911.23

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.04.005

Hierarchical MMSE Linear Equalization for Multi-Layer Modulation

ZHANG Zhong-pei, ZHANG Lin, and YANG Liu

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610000)

Abstract A simplified hierarchical equalizer's extrinsic information of base-layer for 4-QAM multi-layer modulation is presented. A new hierarchical equalization method of base layer is applied to multi-layer modulation. Simulation results show that the proposed hierarchical equalization method works effectively for multi-layer modulations and the simplified equalizer's extrinsic information algorithm is able to reduce the calculation complexity degrees of equalizer's extrinsic information without the loss of bit error rate (BER) performance.

Key words hierarchical equalization; multi-layer modulation; MMSE; Turbo equalization

文献[1]提出的Turbo码被认为是近年来编码理论取得的巨大进展。无线信道中的多径衰落、码间串扰、噪声都会使接收端的信号质量下降^[2-3]。为了消除ISI的影响, 人们提出了不少均衡的方法。由文献[4]提出的Turbo均衡就是联合均衡和译码的一种方法。该方法将解码器的软输出信息反馈给均衡器, 并多次重复均衡和译码的过程。在编码均衡的研究中, 可能的均衡(线性均衡、判决反馈均衡)和编码方案(LDPC码^[5]、卷积码)的组合实际上是无限的。

由于高阶调制对信道的非线性的敏感而限制了其在无线通信中的应用; 同时, 由于高阶调制具有庞大的调制星座, 增加了根据接收信号均衡和解调发送信号的难度, 限制了高阶调制在通信系统中的应用^[6-8]。本文采用由分层编码的高阶调制和分层均衡技术组成的通信系统, 在降低高阶调制均衡器的外信息计算的复杂度的基础上, 提出一种简化的分层均衡组合的均衡方法。均衡器内部采用最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)线性均衡算法。分析和仿真结果表明, 简化后的方法, 可以应用到高阶调制中, 并在不损失BER的前提下使得

均衡器输出的外信息的计算量大大地降低。通过低阶均衡的逐层迭加, 可以消除高阶调制符号间干扰, 实现高阶调制在无线通信中的应用。

1 系统模型

本文考虑的通信系统传输模型如图1所示。

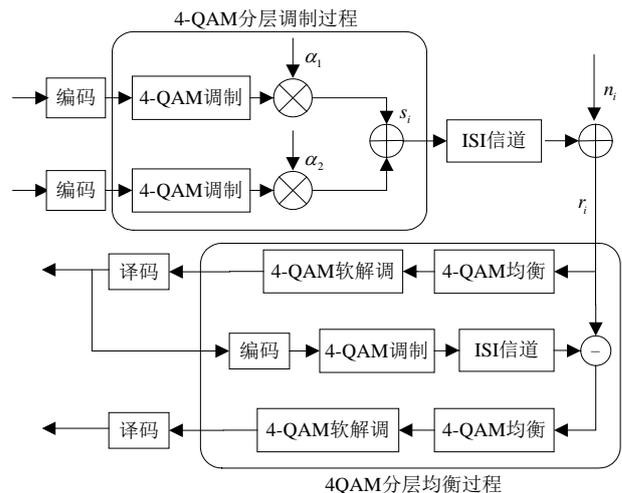


图1 系统模型图

收稿日期: 2008-12-02; 修回日期: 2009-03-27

基金项目: 国家自然科学基金(60602008); 国家863计划(2006AA01z269, 2007AA01z299)

作者简介: 张忠培(1967-), 男, 博士, 教授, 主要从事移动通信方面的研究。

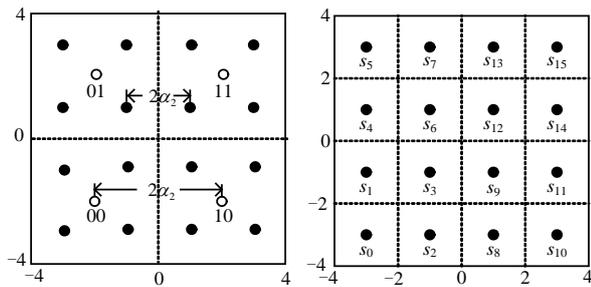
在发射端，两路信息比特分别经过编码模块后再经过4-QAM分层调制模块，经过幅度放大系数 α 进行幅度放大后，形成发射符号 s_i ； s_i 经过冲击响应为 $H(n) \triangleq [h_0, h_1, \dots, h_{L-2}, h_{L-1}]$ 的ISI信道后，输出为 r_i ；在接收端，接收符号 r_i 经过分层均衡软解调模块和译码模块，恢复出两路数据。

1.1 分层调制

首先，给出由2个4-QAM按照图2a所示格雷映射进行调制组合成16-QAM的一个示例。设信息比特 u_1 经过图1中“4-QAM调制”模块后产生调制符号 s_{i1} 。同理，得到另一层调制符号 s_{i2} 。因此，4-QAM调制符号 s_{i1} 和 s_{i2} 与最后16-QAM调制符号 s_i 之间的映射关系如下：

$$s_i = \alpha_1 s_{i1} + \alpha_2 s_{i2} \quad (1)$$

式中 s_i 为调制符号； $\alpha_1=2$ ，表示将符号传输幅度增加1倍； $\alpha_2=1$ 。图2a~b给出了分层调制形成16-QAM的示意图，可以看出按上述分层调制得到的星座图和标准的16-QAM调制的星座图没有差别。



a. 16-QAM等效为2个4-QAM b. 16-QAM星座图

图2 16-QAM分层调制星座图的构成

按照上述分层调制的方法可以用4-QAM形成高阶调制的信号。

1.2 信道模型

通常将ISI带限信道等效成离散时间横向滤波器，信道响应的长度为 L ，则信道的输出为：

$$r_i = \sum_{k=0}^{L-1} s_{i-k} h_k + n_i \quad (2)$$

式中 s_i 为发送符号； h_k 为ISI信道冲击响应时变参数； n_i 是均值为零、方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声序列。

1.3 接收机

接收机主要由均衡器和译码器两部分构成。在Turbo均衡中，译码器和均衡器之间通过迭代进行工作。译码器可以根据采用的编码器做相应的调整。若采用Turbo码，在编码器后采用交织器可以使性能进一步提高。

设均衡器输出的估计符号值为 \hat{s}_i ，通过4-QAM软解调得到进入译码器的软信息 $L_e(x_i^p)$ ，译码器首先计算编码后的比特软信息 $L_c(x_i)$ ，然后将 $L_c(x_i)$ 反馈给均衡器，均衡器更新估计符号输出值。初始化均衡器时，没有先验信息存在，编码后0、1的概率相等， $L_c(x_i)=0$ 。其中 x_i^p 为估计符号对应的信息比特， x_i 为编码后的信息比特。

2 分层均衡

2.1 MMSE符号均衡器

图3a给出了Turbo均衡器的原理框图，它主要由MMSE线性均衡器和SISO译码器构成；图3b给出了MMSE均衡器的内部结构。

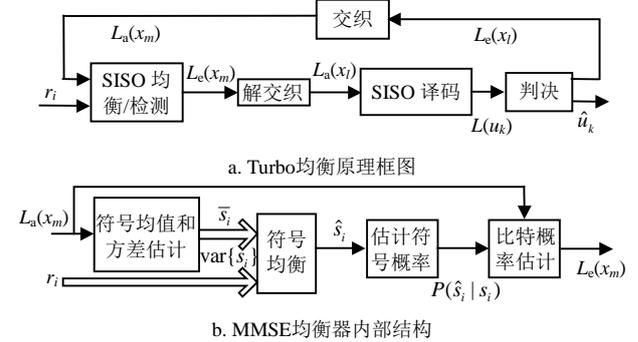


图3 MMSE符号均衡器

设均衡器是长度为 N 的横向滤波器，其时变系数是 $w_i, w_j, w_j (i, j = 1, 2, \dots, N; i \neq j)$ 相互独立。 L 为ISI信道的响应长度。定义发送符号向量为 S_i ，接收符号向量为 r_i ，噪声向量为 n_i ，则有：

$$\begin{cases} S_i \triangleq [s_{i-(L-1)}, \dots, s_i, \dots, s_{i+(N-1)}]_{N+L-1}^T \\ r_i \triangleq [r_i, r_{i+1}, \dots, r_{i+(N-1)}]_N^T \\ n_i \triangleq [n_i, n_{i+1}, \dots, n_{i+(N-1)}]_N^T \end{cases} \quad (3)$$

式中 $(\cdot)^T$ 表示矩阵的转置； K 为接收符号的长度， $i = 1, 2, \dots, K$ 。

维度为 $N \times (N + L - 1)$ 的信道矩阵：

$$H \triangleq \begin{bmatrix} H(n) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H(n) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & 0 \\ 0 & 0 & \dots & H(n) \end{bmatrix}_{N \times (N+L-1)} \quad (4)$$

接收信号表达式为 $r_i = HS_i + n_i$ ，其中 n_i 为复高斯噪声变量， $n_i \sim N_c(0, \sigma_n^2 I)$ ， I 为 $N \times N$ 的单位矩阵。根据MMSE准则^[9-11]线性滤波器输出的估计符号值为：

$$\hat{s}_i = E(S_i) + \text{cov}(s_i, r_i) \text{cov}(r_i, r_i)^{-1} (r_i - \bar{r}_i) \quad (5)$$

式(5)中 $E(S_i)$ 为调制符号的均值，且：

$$\bar{s}_i = E(S_i) = \sum_{s_i \in \mathcal{S}} s_i p(s_i) \quad (6)$$

其中 $p(s_i)$ 为 s_i 的概率密度函数。这样发送符号均值向量为: $\bar{\mathbf{S}}_i \triangleq [\bar{s}_{i-(L-1)}, \dots, \bar{s}_i, \dots, \bar{s}_{i+(N-1)}]_{N+L-1}^T$, 调制符号的方差为:

$$\text{var}\{s_i\} \triangleq \text{cov}(S_i, S_i) = E\{|S_i|^2\} - |\bar{S}_i|^2 \quad (7)$$

定义均衡器的抽头系数向量为 \mathbf{w}_i , 由式(5)则有:

$$\mathbf{w}_i = \text{cov}(\mathbf{r}_i, \mathbf{r}_i)^{-1} \text{cov}(\mathbf{r}_i, s_i) \quad (8)$$

估计符号表达式为:

$$\hat{s}_i = E(S_i) + \mathbf{w}_i^H (\mathbf{r}_i - \mathbf{H}\bar{\mathbf{S}}_i) \quad (9)$$

其中 $(\bullet)^H$ 表示矩阵共轭转置。由协方差计算式:

$$\text{cov}(x, y) \triangleq E((x - E(x))(y - E(y))^H)$$

得到:

$$\text{cov}(s_i, \mathbf{r}_i) = \text{cov}(s_i, S_i) [\mathbf{0}_{L-1}, 1, \mathbf{0}_{N-1}] \mathbf{H}^H \quad (10)$$

$$\text{cov}(\mathbf{r}_i, \mathbf{r}_i) = \mathbf{H} \text{cov}(S_i, S_i) \mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (11)$$

式(10)中 $\mathbf{0}_M$ 表示长度为 M 的零向量。

编码后采用交织器, 发送符号相互独立, 当 $n \neq m$ 时, $\text{cov}(s_n, s_m) = 0$ 。协方差矩阵 $\text{cov}(S_i, S_i)$ 仅在对角线的元素不为零, 则有:

$$\text{cov}(S_i, S_i) = E[(S_i - \bar{S}_i) \cdot (S_i - \bar{S}_i)^H] \quad (12)$$

初始状态时没有迭代, 对于文中采用的4-QAM调制方式有: $\bar{s}_i = E(S_i) = 0$ 。可以得到:

$$\begin{aligned} \text{cov}(\mathbf{r}_i, s_i) &= \mathbf{H} \text{cov}(S_i, s_i) = \mathbf{H} \mathbf{E}((S_i - \bar{S}_i) s_i^*) = \\ & \mathbf{H} \mathbf{E}(S_i s_i^*) = \mathbf{H} \mathbf{e} \sigma_s^2 = \mathbf{h} \sigma_s^2 \end{aligned} \quad (13)$$

式中 $\mathbf{e} = [\mathbf{0}_{L-1}, 1, \mathbf{0}_{N-1}]$, \mathbf{e} 为长度为 $L+N-1$ 的向量, \mathbf{e} 仅在第 L 个时为1, 其他元素为0。根据式(10)~式(13)得到均衡器输出的符号估计值:

$$\begin{aligned} \hat{s}_i &= \mathbf{w}_i^H (\mathbf{r}_i - E(\mathbf{r}_i)) = \mathbf{w}_i^H (\mathbf{r}_i - \mathbf{H}\bar{\mathbf{S}}_i) = \\ & \sigma_s^2 \mathbf{h}^H [\mathbf{H} \text{cov}(S_i, S_i) \mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}]^{-1} (\mathbf{r}_i - \mathbf{H}\bar{\mathbf{S}}_i) \end{aligned} \quad (14)$$

2.2 等效高斯模型

MMSE均衡器的内部结构如图3b所示, 文献[4]指出估计符号的 $p(\hat{s}_i | x_i)$ 服从高斯分布, 则输出的估计符号为:

$$\hat{s}_i = \mu_i s_i + \eta_i \quad (15)$$

式中 μ_i 为等效信号幅度; η_i 为高斯随机变量均值为0, 方差为 ν_i^2 , 均衡器输出的估计符号:

$$\hat{s}_i \sim N_C(\mu_i s_i, \nu_i^2) \quad (16)$$

$$p(\hat{s}_i | s_i) \triangleq \frac{1}{\pi \nu_i^2} \exp\left\{-\frac{|\hat{s}_i - \mu_i s_i|^2}{\nu_i^2}\right\} \quad (17)$$

μ_i 和 ν_i^2 分别为:

$$\begin{cases} \mu_i = \mathbf{w}_i^H \mathbf{h} = \mathbf{h}^H [\mathbf{H} \text{cov}(S_i, S_i) \mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{h} \sigma_s^2 \\ \nu_i^2 = \mathbf{w}_i^H \sigma_s^2 \mathbf{h} - \mu_i^2 \sigma_s^2 = \mu_i \sigma_s^2 - \mu_i^2 \sigma_s^2 \end{cases} \quad (18)$$

2.3 外信息的计算

若采用M-QAM调制方式, q 个比特形成一个符号 s_i , 则有 $q = \log_2 M$ 。定义比特 x_i^p ($p=1, 2, \dots, q$) 的先验似然比为:

$$L_a(x_i^p) = \ln[p_a(x_i^p = 1) / p_a(x_i^p = 0)] \quad (19)$$

第一次迭代时, 认为编码后比特为1和0的概率, 都为1/2, 得到 $L_a(x_i^p) = 0$ 。在后面的迭代中则把SISO译码器输出的 $L_e(x_i)$ 作为先验似然比。 x_i^p 的后验似然比定义为 $L(x_i^p | \hat{s}_i)$, 由于发送信息序列相互独立, 发送的调制符号的先验概率:

$$p_a(s_i) = \prod_{p=1, 2, \dots, q} p_a(x_i^p) \quad (20)$$

编码比特 x_i^p 仅和当前输出估计值有关, 均衡输出估计值在不同时刻相互独立, 用Bayes准则得到:

$$\begin{aligned} L(x_i^p | \hat{s}_i) &= \\ L_a(x_i^p) + \ln & \frac{\sum_{x_i^p=1} p(\hat{s}_i | x_i = 1) \prod_{r=1, 2, \dots, q (r \neq p)} p_a(x_i^r)}{\sum_{x_i^p=0} p(\hat{s}_i | x_i = 0) \prod_{r=1, 2, \dots, q (r \neq p)} p_a(x_i^r)} \end{aligned} \quad (21)$$

式中 第二项为均衡输出的外信息。实际只有外信息传给译码器, 译码器计算得到相应编码后比特软信息。

按照图1和图2b所示, 对于多电平调制而言, 均衡器进行的是符号的均衡, 得到调制符号估计值。而译码器输入是比特概率。下面以图2的调制方式为例, 推导以4-QAM为基本层的外信息的计算方法:

$$L_e(x_i^1) = \ln \left[\frac{p(\hat{s}_i | s_i = 10) + p(\hat{s}_i | s_i = 11)}{p(\hat{s}_i | s_i = 00) + p(\hat{s}_i | s_i = 01)} \right] \quad (22)$$

$$L_e(x_i^2) = \ln \left[\frac{p(\hat{s}_i | s_i = 01) + p(\hat{s}_i | s_i = 11)}{p(\hat{s}_i | s_i = 00) + p(\hat{s}_i | s_i = 10)} \right] \quad (23)$$

由 $\ln \sum_i \exp\{x_i\} \approx \max\{x_i\}$ $\hat{s}_i = x + j \cdot y$, 利用式(16)

则式(21)和式(22)可以简化为:

$$L_e(x_i^1) \approx \frac{2ux}{\nu_i^2} \quad (24)$$

$$L_e(x_i^2) \approx \frac{2uy}{\nu_i^2} \quad (25)$$

虽然式(23)和式(24)是严格按照图2所示的映射方式推导而得, 但是本文所采用的简化方法依然适用。

2.4 分层均衡

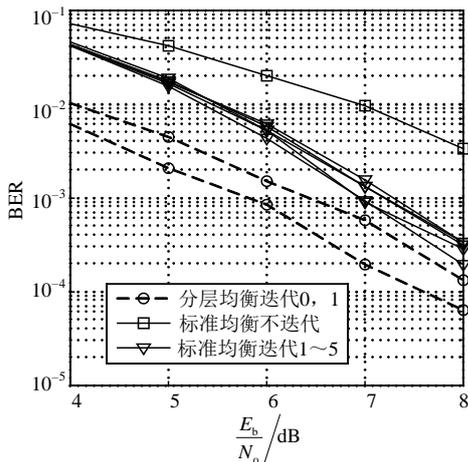
分层均衡即用低阶均衡器逐层迭加的方法实现高阶均衡。在本文中，图1所示的16-QAM调制均衡器由两个4-QAM均衡组合实现。第一次均衡时候把第二层的信息作为干扰信息，进行4-QAM均衡，把得到的第一层信息重新进行编码调制经过ISI信道，得到第一层处理后的信息。用第一层接收信息减去处理后的信息，得到第二层进入均衡器的信息。在整个分层均衡过程中，均衡器内部的结构不变，只需要调整对应的均值和方差。

3 仿真

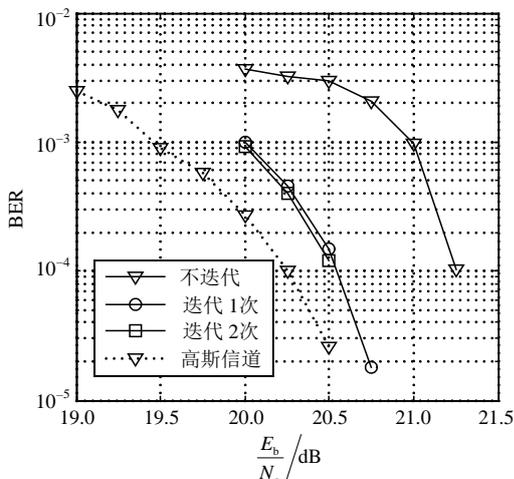
仿真中均衡器的长度 $N=L-1$ ，选用的信道： $H_1=[0.04,-0.05,0.07,-0.21,-0.5,0.72,0.36,0,0.21,0.03,0.07], H_2=[0.2+0.1j,0.9+0.3j,0.2+0.1j]$ 。 E_b/N_0 定义为：

$$E_b/N_0 = \frac{1}{2\sigma_n^2 qR} \quad (26)$$

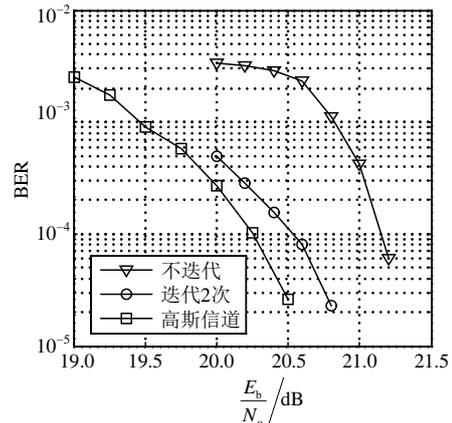
式中 R 表示编码后的码率。



a. 16-QAM误码率曲线



b. 2048-QAM分层均衡性能曲线



c. 2048-QAM分层均衡性能曲线

图4 仿真结果

图4a比较了两种16-QAM均衡的性能。实线表示标准均衡，虚线表示分层均衡(两层4-QAM均衡，根据图1以及式(23)和式(24))。所采用码率为1/2的卷积码，码长1024，信道为 H_1 ，译码采用最大后验概率算法。16-QAM均衡器的迭代次数为五次，分层均衡器第一层没有迭代，第二层迭代一次。由图4a可见，当误码率为 10^{-3} 时，分层均衡在性能上比标准均衡提高了1dB。

图4b和图4c都是按照图1所示的方法用五层4-QAM和一层BPSK构成2048 QAM，采用LDPC编码。总码率为1/2，仅在最后一层进行BPSK迭代。图4b采用信道为 H_2 ，图4c采用的信道为 H_1 。由图4b可见，在2048 QAM情况下，分层迭代依然保持着良好的性能，在误码率为 10^{-3} 时，迭代一次比不迭代时有1 dB的性能增益，但第二次迭代时的性能增益将减小。由图4c可见，在误码率为 10^{-4} 时，第二次迭代的性能和高斯信道下的性能只相差0.25 dB。这表明本文所提出的分层均衡简化方法逼近最优性能结果。

4 结论

本文针对高阶调制，利用分层调制的星座特点提出一种分层均衡的方法，简化了高阶调制均衡器的复杂度。并能在一定条件下获得比标准迭代均衡更好的性能。仿真结果表明在高阶分层调制时，采用该方法得到的性能接近高斯信道，几乎可以补偿由ISI引起的性能下降。从结果可以看到该方法是高阶调制在无线通信系统中应用的一种有效方案。由于分层均衡器内部采用MMSE线性均衡，复杂度不高，也比较利于实际应用。

(下转第522页)

- $(2^k, 2^k - 1, 2^{k-1} - 1)$ RNS and a scheme for its VLSI implementation[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, 2000, 47(2): 1576-1581.
- [6] MOHAN P V A, PREMKUNMAR A B. RNS-to-binary converters for two four-moduli sets $\{2^n - 1, 2^n, 2^n + 1, 2^{n+1} - 1\}$ and $\{2^n - 1, 2^n, 2^n + 1, 2^{n-1} - 1\}$ [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, 2007, 54(6): 1245-1254.
- [7] CAO B, SRIKANTHAN T, CHANG C H. Design of residue-to-binary converter for a new 5-moduli superset residue number system[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, 2007, 54(5): 1041-1049.
- [8] WANG Wei, SWAMY M N S, AHMAD M O, et al. A parallel residue-to-binary converter for the moduli Set $\{2^m - 1, 2^{2^m} + 1, 2^{2^m} + 1, \dots, 2^{2^m} + 1\}$ [J]. VLSI Design, 2002, 14(2): 183-191.
- [9] UWE M B, THANOS S. New power-of-2 RNS scaling scheme for cell-based IC design[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2003, 11(2): 280-283.
- [10] CARDARILLI G C, DEL RE A, NANNARELLI A. Programmable power-of-two RNS scaler and its application to a QRNS polyphase filter[C]//IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Kobe, Japan: IEEE Press, 2005: 1102-1105.
- [11] MA Shang, HU Jian-hao, ZHANG Lin, et al. An efficient 2^n RNS scaler and its VLSI implementation[C]//2008 International Conference on Communications, Circuits and System. Xiamen: IEEE Press, 2008: 1498-1501.
- [12] WANG Y, SONG X, ABOULHAMID M, et al. Adder based residue to binary number converters for $(2^n - 1, 2^n, 2^n + 1)$ [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(7): 1172-1179.

编辑 张俊

(上接第504页)

参 考 文 献

- [1] BERROU C, GAVIEUX A, THITMASJSHIMA P. Near shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes[C]//Proceedings of IEEE International Conference On Communication. Geneva: [s.n.], 1993: 1064-1070.
- [2] PROAKIS J G. 数字通信[M]. 4版. 北京: 电子工业出版社, 2006: 431-452.
PROAKIS J G. Digital communications[M]. 4ed, Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006: 431-452.
- [3] 曹 蕾, 张 欣, 杨大成. 频域均衡联合干扰删除的频域实现方法[J]. 电子科技大学学报, 2008, 37(6): 818-822.
CAO Lei, ZHANG Xin, YANG Da-cheng. Novel frequency-domain implementation method for joint frequency domain equalization and interference cancellation [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2008, 37(6): 818-822.
- [4] DOUILLARD C, PICART A, DIDIER P, et al. Iterative correction of inter-symbol interference: Turbo-equalization [J]. European Trans Telecomm, 1995, 6(5): 507-511.
- [5] MACKAY D J C, NEAL R M. Near Shannon limit performance of low density parity check codes[J]. Electronics Letters, 1996, 32 (18): 1645-1646.
- [6] DEJONGHE A, VANDENDORPE L. Turbo-equalization for multilevel modulation: an efficient low-complexity scheme [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communication. Singapore: [s.n.], 2002: 1863-1867.
- [7] LU B, WANG X D. Design of multilayer code modulation for nonergodic block-fading channels[J]. IEEE Trans Comm, 2007, 55(1): 205-214.
- [8] KIM S H, KIM Y S, LIM J S, et al. Design of the channel estimation algorithm for advanced terrestrial DMB system [J]. IEEE Trans on Broadcasting, 2008, 54(3): 816-820.
- [9] TUCHLER M, SINGER A C, KOETTER R. Turbo equalization: principles and new results[J]. IEEE Trans Comm, 2002, 50(3): 754-767.
- [10] TUCHLER M, SINGER A C, KOETTER R. Minimum mean squared error equalization using a priori information [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2002, 50(3): 673-683.
- [11] KANSANEN K, SCHNEIDER C, MATSUMOTO T, et al. Multilevel-code QAM with MIMO Turbo-equalization in broadband single-carrier signaling[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2005, 54(3): 954-966.

编辑 张俊