

一种基于子带分解技术的宽带盲均衡器结构和算法

张 炜^① 金光明^② 戴旭初^①

^①(中国科学技术大学电子工程与信息科学系 合肥 230027)

^②(江苏省省直机关干部管理学院 南京 210008)

摘 要: 高速宽带无线通信中, 多径传输信道可能导致几百个符号间的相互干扰, 这使得接收端的线性盲均衡器的收敛速度极其缓慢。基于子带分解技术, 该文提出了一种适合于高速宽带无线传输的盲均衡器结构及算法。该结构将子带分解技术和全频带的子卷积方法有机结合在一起, 明显地加快了高速宽带传输条件下线性盲均衡器的收敛速度; 同时通过对接收数据进行降低速率的并行处理, 该结构还能减小运算复杂度, 有利于工程的实时实现。仿真实验结果验证了文中提出的结构和算法的有效性。

关键词: 盲均衡器; 子带分解技术; Stop-and-go 原理

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)03-0689-05

A Structure and Algorithm of Wideband Blind Equalizer Based on Subband Decomposition Technique

Zhang Wei^① Jin Guang-ming^② Dai Xu-chu^①

^①(Electronic Engineering and Information Science Department, USTC, Hefei 230027, China)

^②(Jiangsu Institute of Administrators, Nanjing 210008, China)

Abstract: In high speed wideband wireless communications, the duration of channel's impulse response is about hundreds of symbol periods, which causes the convergence speed of linear blind equalizer to be much slower. Based on subband decomposition technique, a new structure and algorithm of the blind equalizer is proposed for high speed wideband wireless transmission. The proposed blind equalizer effectively combines the subband decomposition technique and sub-convolution method, and its convergence speed is faster than that of the traditional blind equalizer in high speed wideband transmission. On the other hand, since down-sampling and parallel processing of subband signals are used, the proposed structure possesses lower computational complexity, which is beneficial to its real-time realization in engineering applications. Computer simulations are presented to illustrate the efficiency of the new blind equalizer.

Key words: Blind equalizer; Subband decomposition technique; Stop-and-go principle

1 引言

在无线通信领域, 随着近地卫星通信^[1]和多媒体通信的发展与应用, 通信速率和传输带宽不断提高, 高数据速率下的宽带接收机设计和实现成为研究热点^[2-5], 特别是对均衡器的设计提出了更高的要求。另外, 在非合作接收或点到多点的通信环境下, 通常在接收端采用线性盲均衡器实现信道均衡, 但迄今为止, 对高速宽带盲均衡器的结构和算法仍缺乏深入的研究。

例如, 在百兆级的数据传输速率下, 微秒级的多径延迟信道会导致上百个符号间的干扰(ISI), 即等效的信道阶数为上百阶, 如用线性 FIR 均衡器实现信道均衡, 均衡器的长度通常需要 2 到 3 倍的等效信道长度。众所周知, 常规线性盲均衡算法的收敛速度较慢, 如果均衡器的长度为几百阶, 则

自适应地调整如此多的抽头系数会进一步降低其收敛速度。因此, 收敛速度缓慢是高速宽带条件下常规线性盲均衡器存在的一个主要问题。

近年来, 子带技术被认为是能够有效提高长冲激响应自适应滤波器收敛速度的一种方法, 并在自适应滤波的传统领域得到了很好的应用^[6,7]。本文探讨了将子带技术应用于盲均衡器的原理和方法, 并提出了一种基于子带技术的宽带盲均衡器的结构和算法。在本文第 2 节, 分析了常规线性盲均衡器和两种子带盲均衡器的原理及结构特点; 第 3 节对混合子带结构盲均衡器的算法进行了描述; 第 4 节给出了仿真实验结果, 并对其性能进行了分析和比较。

2 基于子带分解技术的线性盲均衡器的原理和结构

2.1 常规线性盲均衡器

常规线性盲均衡器采用横向滤波器结构, 其抽头系数矢

量的更新方程为

$$\mathbf{c}(n+1) = \mathbf{c}(n) - \mu \mathbf{x}^*(n)e(n) \quad (1)$$

其中的 $\mathbf{x}(n)$ 是接收数据矢量, $e(n)$ 是误差信号, μ 是步长参数。它是基于 LMS 自适应的^[8], 算法的收敛特性取决于 $\mathbf{x}(n)$ 的自相关矩阵 \mathbf{R} 的最大和最小特征值 λ_{\max} 和 λ_{\min} 。具体地说, 收敛速率与步长 μ 和特征值扩散度 $\chi(\mathbf{R}) = \lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ 有关。 μ 越大收敛越快, 同时 μ 要满足式(2)以保证算法能稳定收敛。另外, 算法收敛速率的上限与 $\chi(\mathbf{R})$ 成反比^[8]。高速宽带通信中, 频率选择性信道的频谱动态范围大, 即 $\chi(\mathbf{R})$ 较大, 导致常规线性盲均衡器收敛缓慢。

$$0 < \mu < 2/\lambda_{\max} \quad (2)$$

2.2 并行多子带盲均衡器

子带技术能起到预白化的作用^[6], 每个子带信号的 $\{\chi(\mathbf{R}_i)\}_{i=0}^{D-1}$ 相对于全频带信号的 $\chi(\mathbf{R})$ 大大减小。因此, 通过在子带中选取合适的步长参数, 可提高算法的收敛速度。

常用的子带自适应滤波有开环和闭环两种结构^[7]。盲均衡应用中, 非线性误差函数必须作用于全频带的均衡输出信号^[6], 所以采用闭环结构。如图 1 所示, 分析和综合滤波器组分别以 $\{F_i(z)\}_{i=0}^{D-1}$ 和 $\{G_i(z)\}_{i=0}^{D-1}$ 表示, 对分析滤波器输出的窄带信号进行 M 倍抽取, 得到了低速子带信号 $\{x_i(n)\}_{i=0}^{D-1}$ 。子带均衡输出 $y_i(n)$ 再经过内插和综合滤波得到全频带均衡输出 $y(n)$ 。在全频带中计算得到 $e(n)$ 后, 经过分析滤波器组分解成子带误差信号 $\{e_i(n)\}_{i=0}^{D-1}$ 。该结构在多个子带上并行实现盲均衡。

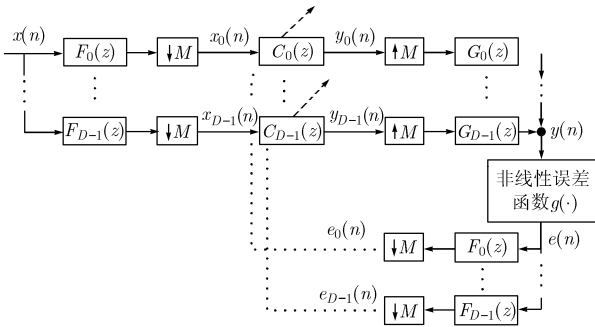


图1 并行多子带盲均衡器

子带均衡器以传输函数 $\{C_i(z)\}_{i=0}^{D-1}$ 表示。设每个子带均衡器有 L_s 个抽头, 抽头系数矢量为 $\mathbf{c}_i(n) = [c_{i,0}(n), \dots, c_{i,L_s-1}(n)]^T$, 其迭代更新关系为

$$\mathbf{c}_i(n+1) = \mathbf{c}_i(n) - \mu_i \mathbf{x}_i^*(n-\Delta) e_i(n) \quad (3)$$

其中 μ_i 是步长参数。 $\mathbf{x}_i(n)$ 是第 i 个子带均衡器的输入信号矢量; Δ 是由滤波器 $F_i(z)$ 和 $G_i(z)$ 引入的 $x_i(n)$ 与 $e_i(n)$ 之间的延迟差。假设 L_a 和 L_b 是滤波器 $F_i(z)$ 和 $G_i(z)$ 的长度, 则 Δ 为不超过 $(L_a + L_b + 1)/M$ 的最大整数。

由文献^[7], 式(3)要能稳定收敛, 对 μ_i 的要求是

$$0 < \mu_i < (\Delta - 1)^{D-1} / (\lambda_{i,\max} \Delta^D) \quad (4)$$

其中的 $\lambda_{i,\max}$ 是信号矢量 $\mathbf{x}_i(n)$ 的自相关矩阵的最大特征值。当 Δ 较大时, μ_i 的取值范围约为 $0 < \mu_i < 1/(\lambda_{i,\max} \Delta)$, 可见延迟 Δ 的存在大大减小了 μ_i 的取值范围, 因此限制了实际收敛速率的提高。

2.3 混合子带结构的盲均衡器

为了消除延迟 Δ 对收敛性能的限制, 本文提出一种混合子带结构的盲均衡器, 如图 2 所示, 其主要特点是: 在子带中进行均衡器系数更新, 然后通过转换得到等效的全频带的均衡器系数, 并在全频带进行均衡滤波运算。

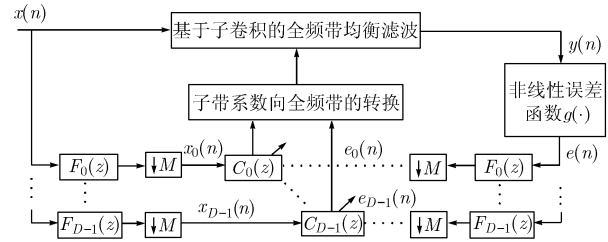


图2 混合子带结构的盲均衡器

在图 2 所示的结构中, 只经过一次分析滤波就得到了 $x_i(n)$ 和 $e_i(n)$, 它们之间没有延迟, 故各子带均衡器系数的更新关系式为

$$\mathbf{c}_i(n+1) = \mathbf{c}_i(n) - \mu_i \mathbf{x}_i^*(n) e_i(n) \quad (5)$$

式(5)稳态收敛的条件是

$$0 < \mu_i < 2/\lambda_{i,\max} \quad (6)$$

比较式(4)和式(6)可知, 混合子带结构中 μ_i 的取值范围扩大约了 2Δ 倍。因此, 混合子带结构的盲均衡器通过子带均衡器系数更新, 减小了各子带内的特征值扩散度 $\chi(\mathbf{R}_i)$, 提升了收敛速率的上限; 同时, 采用等效的全频带均衡器进行滤波, 消除了滤波延迟 Δ 对实际收敛速率的限制。通过适当地选取 μ_i , 可使全频带均衡器实际收敛速度得到显著的提高。

3 混合子带结构的盲均衡算法描述

3.1 基于子卷积的全频带均衡滤波

混合子带结构采用了子卷积来实现全频带均衡滤波, 该方法不仅能有效地降低滤波运算的复杂度, 而且还有与子带分解相同的串并转换结构。

假设 $h(n)$ 是全频带均衡器的冲激响应, 长度为 L 。则均衡器的输入输出关系为

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} x(n-i)h(i) \quad (7)$$

采用重叠相加方法在频域中实现式(7)是一种高效的方法。为了得到 N 个真实的均衡输出点, 需要至少 $L + N - 1$ 点的 DFT 和 IDFT 运算。

子卷积滤波的方法, 就是将式(7)截断成式(8)所示的 K 个长度为 N 的子卷积的和。

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x(n-i)h(i) + \sum_{i=N}^{2N-1} x(n-i)h(i) + \dots + \sum_{i=(K-1)N}^{KN-1} x(n-i)h(i) \quad (8)$$

由式(8)，可每隔 N 个输入信号点计算一次子卷积，最后将 K 次结果相加。采用重叠相加的频域实现方法，整个过程只需要 1 个 $2N$ 点 DFT 和 IDFT 运算结构。

在高速宽带通信系统中， L 很大，导致在频域直接实现式(7)的复杂度较高。采用子卷积方法后，DFT 和 IDFT 的长度与 L 无关，可通过选择适当的 N 降低实现复杂度。

图 3 是全频带子卷积的实现结构图，其中 N 选为子带分解的抽取比 M 。

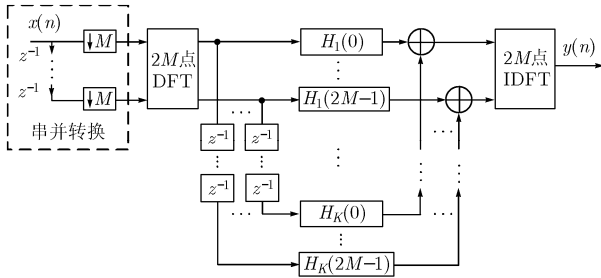


图 3 基于子卷积的全频带均衡滤波

3.2 非线性误差函数 $g(\cdot)$

图 2 的混合子带结构中，采用基于 stop-and-go 原理^[9]的多模盲均衡算法的误差函数，即

$$e(n) = g(y(n)) = f_R(n) \text{Re}\{y(n)\} (\text{Re}\{y(n)\}^2 - \text{Re}\{d(n)\}^2) + j \cdot f_I(n) \text{Im}\{y(n)\} (\text{Im}\{y(n)\}^2 - \text{Im}\{d(n)\}^2) \quad (9)$$

其中 $\text{Re}\{\cdot\}$ ， $\text{Im}\{\cdot\}$ 分别表示复变量的实部和虚部， $d(n)$ 是全频带均衡输出 $y(n)$ 的判决量， $f_R(n)$ 和 $f_I(n)$ 是根据 stop-and-go 原理得到的标志信号。

$$\left. \begin{aligned} f_R(n) &= \frac{1}{2} (1 + \text{sgn}(\text{Re}\{e_L(n)\}) \text{sgn}(\text{Re}\{e_C(n)\})) \\ f_I(n) &= \frac{1}{2} (1 + \text{sgn}(\text{Im}\{e_L(n)\}) \text{sgn}(\text{Im}\{e_C(n)\})) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式(10)中， $e_C(n)$ 是对 $y(n)$ 采用多模算法的误差函数^[10]， $e_L(n)$ 是根据 $d(n)$ 得到的误差函数

$$e_L(n) = \text{Re}\{y(n)\} (\text{Re}\{y(n)\}^2 - \text{Re}\{d(n)\}^2) + j \cdot \text{Im}\{y(n)\} (\text{Im}\{y(n)\}^2 - \text{Im}\{d(n)\}^2) \quad (11)$$

3.3 子带分解和系数转换

混合子带结构盲均衡器采用了 2 倍过采样的均匀 DFT 滤波器组作为分析滤波器组，即令 $D = 2M$ 。此时，低通滤波器 $h_L(n)$ 具有较宽的过渡带，设计实现简单，并能够很好地控制子带分解后信号中的混叠成分^[7]。

均匀 DFT 滤波器组采用图 4 的多相结构实现， $\{E_i(z)\}_{i=0}^{2M-1}$ 是 $h_L(n)$ 的多相滤波器^[11]。应该注意到，图 3 和图 4 采用了同样的串并转换结构，降低了工程实现复杂度。

系数转换模块通过对子带均衡器抽头系数的频域搬移实现了信号的综合。由于采用了过采样的子带分解，故只要直接取各子带均衡器 L_s 个 DFT 系数的中间 $L_s/2$ 个进行综合。

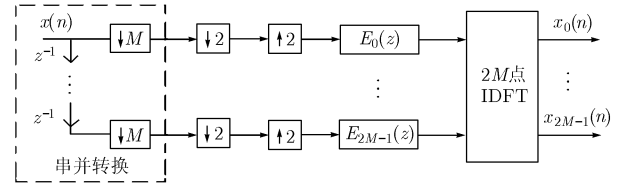


图 4 分析滤波器组的多相实现

具体步骤是：(1)对 $\{c_i(n)\}_{i=0}^{2M-1}$ 作 DFT，得系数 $C_i = [C_i(0), \dots, C_i(L_s - 1)]^T$ ；(2)在频域对 DFT 系数 $\{C_i\}_{i=0}^{2M-1}$ 进行综合得到全频带均衡滤波器抽头系数的 DFT，即 $H = [H(0), \dots, H(L - 1)]^T$ ，(3)对 H 进行 IDFT 得到全频带均衡滤波器 $h(n)$ 。上述步骤(2)的具体过程为

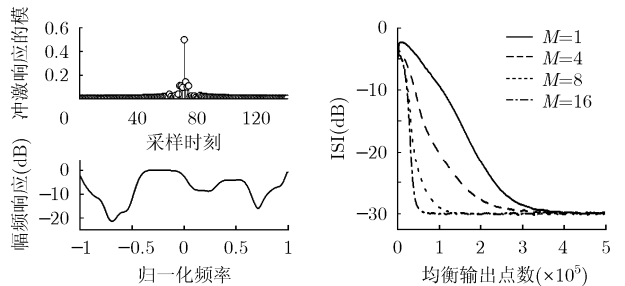
$$\begin{aligned} i=0 \text{ 时 } H(l) &= C_0(l), \quad 0 \leq l \leq L_s/4 - 1 \\ 1 \leq i \leq 2M - 1 \text{ 时} \\ \begin{cases} H(l + (M - 1)L_s) = C_0(l), & 3L_s/4 \leq l \leq L_s - 1 \\ H(l + (i - 2)L_s/2) = C_i(l), & 3L_s/4 \leq l \leq L_s - 1 \\ H(l + iL_s/2) = C_i(l), & 0 \leq l \leq L_s/4 - 1 \end{cases} \end{aligned}$$

4 仿真实验

仿真实验比较了采用常规横向滤波器结构和本文提出的混合子带结构实现的 stop-and-go 多模盲均衡算法的收敛性能，两种盲均衡算法分别称为常规结构算法和混合子带结构算法。

实验条件如下：(1)16QAM 调制的传输信号，信噪比 30dB；(2)3 个不同信道分别是 141 阶的线性相位信道，133 阶的非线性相位信道和 128 阶的深衰落信道，信道特性如图 5(a)，6(a)和 7(a)所示；(3) M 的取值为 1，4，8，16，其中 $M = 1$ 是常规结构算法；(4)低通滤波器 $h_L(n)$ 是归一化通带频率为 $1/2M$ ，阻带频率为 $3/2M$ ，阻带衰减 -90dB 的凯塞窗 FIR 滤波器，参数 β 选为 0.5；(5)全频带均衡滤波器的冲激响应长度是 $L = 512$ ，各子带均衡器的冲激响应长度为 $L_s = 512/M$ 。各均衡器的中心抽头系数初始化为 1，其余为 0；(6)采用归一化的步长参数， $\mu_i = \mu / [\mathbf{x}_i^H(n) \mathbf{x}_i(n)]$ ， μ 的选取保证各算法有基本相同的稳态收敛残差。

实验采用式(12)所示的残余符号间干扰作为盲均衡器收敛性能的衡量标准。其中 $z(n) = \sum h(n - i)h_c(i)$ 是均衡后的



(a) 线性相位多径传输信道的特性 (b) 线性相位信道的 ISI 性能曲线

图 5

系统冲激响应, $h_c(n)$ 是传输信道的冲激响应, z_{\max} 是序列 $|z(n)|$ 的最大值。

$$\text{ISI} = \left\{ \sum_l |z(l)|^2 - |z_{\max}|^2 \right\} / |z_{\max}|^2 \quad (12)$$

以下实验中, 每条 ISI 曲线是 50 次蒙特卡罗实验后的 ISI 平均值。

图 5(b) 是线性相位信道下的 ISI 性能曲线。各算法的稳态收敛 ISI 均为 -30dB。步长参数为: $M=1$ 时, $\mu=0.025$; $M=4$ 时 $\mu=0.0245$; $M=8$ 时, $\mu=0.019$; $M=16$ 时, $\mu=0.0155$ 。对比 $M=1$ 的曲线与 $M=4, 8, 16$ 的各曲线, 可以明显看到混合子带结构算法在收敛速度上的优势, 而且子带数 M 越大, 混合子带结构算法收敛到稳态的速度越快。

图 6(b) 是在传输信道为非线性相位信道时的 ISI 性能曲线, 稳态收敛的 ISI 均为 -18dB。步长参数选择为 $M=1$ 时, $\mu=0.008$; $M=4$ 时 $\mu=0.0073$; $M=8$ 时, $\mu=0.0071$; $M=16$ 时, $\mu=0.007$ 。因为初始 ISI 较大, 造成 stop-and-go 算法的标志信号 $f_R(n)$ 和 $f_I(n)$ 出现零的机会增多, 有效迭代的次数减少, 所以各算法的收敛速度相对于线性相位信道时都减慢了。但是, 与常规结构算法相比, 混合子带结构算法的 ISI 收敛性能仍有较大的改善, 且收敛速度随着子带数目的增加而加快。

图 7(b) 是信道存在深衰落时的 ISI 性能曲线, 步长参数为 $M=1$ 时, $\mu=0.0097$; $M=4$ 时 $\mu=0.0035$; $M=8$ 时, $\mu=0.0023$; $M=16$ 时, $\mu=0.002$ 。由图可知, 信道深衰落的存在, 使得盲均衡器输入信号的 $\chi(\mathbf{R})$ 极大, 导

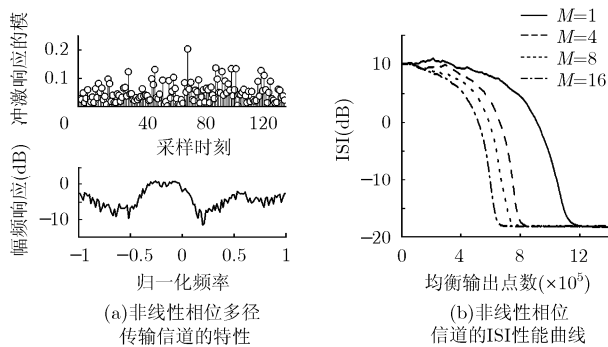


图 6

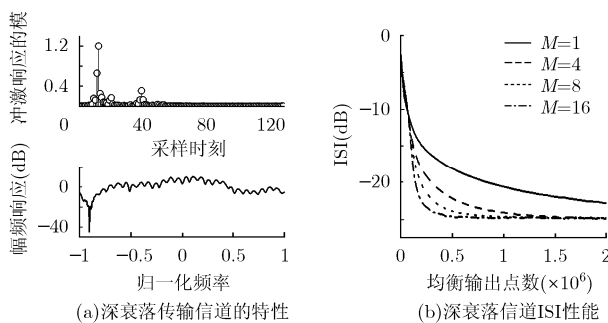


图 7

致了常规结构算法的收敛速度非常缓慢。由于子带分解的预白化作用, 每个子带中的 $\chi(\mathbf{R}_i)$ 值显著减小, 收敛速率加快, 且子带数越多, 收敛速率越快。所以, 对信道参数畸变的情况, 混合子带结构算法也有较好的稳健性。

另外, 在算法的运算复杂度方面, 以仿真实验的参数为例, 常规结构算法每均衡输出一点大约需要 1536 次乘法; 对于 $M=16$ 的混合子带结构算法, 由于全频带的子卷积运算和子带系数更新都是以 M 倍降速率处理的, 且可在 $2M$ 个分支中并行运算, 故每均衡输出一点需要的乘法的次数大约为 795 次。可见, 混合子带结构降低了对处理速度的要求。

5 结束语

基于子带分解技术, 本文提出了一种新颖的、适用于高速宽带无线通信的宽带盲均衡器的结构和算法, 该结构通过将子带均衡器系数更新和全频带的子卷积相结合, 消除了采用直接子带自适应滤波结构实现的并行多子带盲均衡时产生的延迟, 明显地提高了宽带盲均衡器的收敛速度。另外, 由于全频带的子卷积以及子带内的系数更新都是降低速率后的并行运算, 故每个并行分支都有较低的运算量, 这将有利于算法的实时实现。通过与常规结构的 stop-and-go 多模盲均衡算法的仿真实验比较, 验证了基于混合子带结构的 stop-and-go 多模盲均衡算法的有效性。

参考文献

- [1] Mohamed Ibnkahla, Quazi Mehbubar, and Ahmed Itanda Sulyman, *et al.* High-speed satellite mobile communications: technologies and challenges[J]. *Proc. IEEE*, 2004, 92(2): 312-339.
- [2] Gray A, Srinivasan M, and Grebowsky G. An all-digital, high data-rate parallel receiver. JPL TDA Progress Report 42-131, Nov.15, 1997.
- [3] Gray A. VLSI equalizer algorithm and architectures for multi-Gbps wireless Communications[C]. IEEE GlobeComm (C), San Antonio, TX, Nov.25-29, 2001: 315-319.
- [4] Schober W, Lansing F, Wilson K, and JPL E. Webb: NASA/GSFC, NASA high rate instrument study. NASA, Jet Propulsion Lab, JPL Publication 99-4, Jan, 1999.
- [5] Dang Xiao-chuan, Wu You-shou, and Fu Jian. Feedback frequency-domain equalization for high data-rate parallel receiver[C]. 2005 Proceedings 2005 International Conference on Communications, Circuits and Systems, May 27-30, 2005, Vol.1: 156-159.
- [6] Shynk J J. Frequency-domain and multirate adaptive filtering[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1992, 9(1): 14-37.
- [7] Diniz P S R. Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation[M]. 2nd Ed, Kluwer Academic Publishers, 2002: 295-312.

- [8] Proakis J G. Digital Communication[M]. 4th Ed, Mc-Graw Hill International, 2000: 470-508.
- [9] Abrar S, Amin A, and Siddiq F. Stop-and-go square-contour blind equalization algorithms: Design and implementation[C]. Proceedings of the IEEE Symposium on Emerging Technologies, Sept.17-18, 2005: 157-162.
- [10] Yang J, Werner J J, and Dumont G. The multimodulus blind equalization and its generalized algorithms[J]. *IEEE J. on Select. Areas in Commun*, 2002, 20(5): 997-1015.
- [11] Cochiere R E and Rabiner L R. Multirate Digital Signal Processing[M]. Prentice-Hall, 1983: 297-313.
- 张 炜: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为高速通信中盲均衡器的结构和算法.
- 金光明: 男, 1962年生, 工程师, 主要从事无线通信工程、知识产权保护等方面的研究和管理工作的.
- 戴旭初: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信和信号处理中的信息理论、盲信号处理的基础理论及其应用、通信侦察与对抗、非线性和非高斯信号处理.