

对色散信道的预编码-判决反馈均衡联合最优设计

刘郁林, 彭启琮, 李玉柏

(电子科技大学通信与信息工程学院, 四川成都 610054)

摘要: 本文提出了利用滤波器组预编码及判决反馈均衡对色散信道实现收/发联合最优设计的方法. 该方法以最大互信息量为设计准则, 在固定发送功率约束条件下得到了新的设计结果. 证明了预编码器使频率选择性信道等价为一组独立的平坦衰落子信道, 且后向反馈滤波器等价于一条直通子信道, 结论表明系统各子信道的信噪比与采用线性均衡结构的结果相比有所增加, 从而使系统具有更低的误码率性能. 文章通过仿真验证了该结论

关键词: 滤波器组; 预编码; 判决反馈均衡; 色散信道

中图分类号: TN721.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)07-0916-03

Joint Precoders and Decision Feedback Equalizers Optimization Over Dispersive Channels

LIU Yu lin, PENG Qi cong, LI Yu bai

(School of Communication and Information Engineering, University of Electronics and Science Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: Optimal FIR transmit filterbanks and non-linear DFE receivers are derived for block based transmissions over frequency selective channel. The joint optimization of precoders and equalizers is based on the maximum mutual information criteria subject to fixed transmission power constraint. We get a new result from which the precoder can be interpreted as converting the frequency fading channel into a set of independent flat fading subchannels, and the feedback filter is equivalent to a direct subchannel, thus the SNR of each subchannel is increased and the system has better overall BER performance while maintains all the advantages of Scaglione's optimization. Simulations illustrate the merits of our design.

Key words: filterbank; precoding; decision feedback equalization; dispersive channel

1 引言

在色散信道中, 码间干扰 (ISI) 是限制信道容量和系统性能的重要因素. 对色散信道的均衡可以分为三种: 后均衡、预均衡和联合均衡. 虽然预均衡和联合均衡在发送端需要已知信道的状态信息 (CSI), 但是却能得到比后均衡更优的性能. 因此, 近年来对预编码——后均衡器的联合最优设计受到了广泛重视^[1-4]. 直到文[1]提出利用非最大抽取滤波器组消除 ISI 的预编码方法以后, 许多学者受这一思想启发, 提出了各种不同的方法以及在此基础上的各种信道盲辨识及盲均衡技术. 其中, 文献[2]利用滤波器组预编码和线性均衡器针对现存的各种调制及均衡策略提出了一个统一的框架, 在此理论框架下, OFDM/DMT/TDMA/CDMA/DWMA 等各种调制方案均可作为一种特例而得到. 该方案将频率选择性信道转化为一组独立的平坦衰落子信道, 可利用 FIR 迫零均衡器 (ZF) 完全重建信号, 且不受信道零点位置的限制. 但文献[2]中隐含了块间干扰 (IBI) 仅发生在相邻两块数据间, 这是不现实的, 而且在每块数据内部的 ISI 仍然会存在. 本文在文献[2, 4]的基础上, 提出了利用滤波器组预编码及判决反馈均衡

(DFE) 对色散信道实现收/发联合最优设计的方法. 通过在发送端将每块数据加入冗余量以克服块间串扰, 接收端去除冗余量后利用 DFE 比线性均衡 (LE) 在抗 ISI 性能方面的优势来完成二次均衡. 证明了后向反馈滤波器等价于一条直通子信道, 结果表明系统中各子信道的输出信噪比有所增加, 从而使系统具有更低的误码率性能, 且保持了文献[2]的优点. 文章通过仿真验证了这一结论.

2 多抽样率系统模型

本文的基本思想是在发送端利用多采样率滤波器组使发送信号分块传输, 在每块数据中加入冗余量并进行预编码, 在接收端先采用欠采样滤波器组去除冗余信息, 再利用 DFE 结构消除色散信道传输过程中产生的 ISI 并恢复原始信号. 系统模型如图 1 所示.

等效的离散基带传输系统结构如图 2 所示. 设输入信号为 $s(n)$, 对其按长度 M 分块后, 第 n 块数据为 $S(n) = [s(nM), \dots, s(nM+m), \dots, s(nM+M-1)]^T$, $0 \leq m \leq M-1$, 其中 $s(nM+m)$ 表示第 n 块数据的第 m 条支路的码元. 经矢量滤波后, 信号变为长度为 P 的分块数据, 每块插进的冗余

为 $P - M$, 则第 n 块经预编码滤波后的数据为 $U(n) = [u(nP), \dots, u(nP + p), \dots, u(nP + P - 1)]^T, 0 \leq p \leq P - 1$.

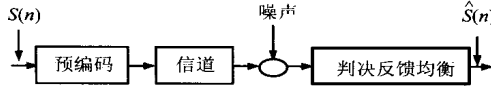


图 1 系统模型

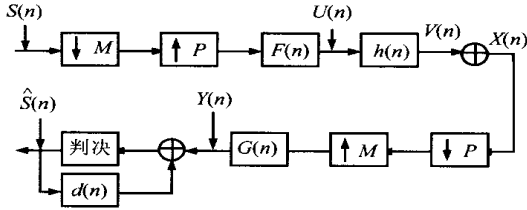


图 2 离散基带传输系统

对第 m 个预编码滤波器 $f_m(n)$, 记其第 p 个多相分量为 $F_{p,m}(z) = \sum_n f_m(nP + p)z^{-n}$, 则预编码滤波器组的多相矩阵为 $F(z) = [F_{p,m}(z)]_{P \times M}$, 利用矩阵(向量) z 变换可得 $U(z) = F(z)S(z)$.

对信道 $h(n)$, 记 $H_p(z) = \sum_n h(nP + p)z^{-n}$ 为其第 p 个多相分量, 则可构造如下 $P \times P$ 伪循环矩阵

$$H(z) = \begin{bmatrix} H_0(z) & z^{-1}H_{P-1}(z) & \dots & z^{-1}H_1(z) \\ H_1(z) & H_0(z) & \dots & z^{-1}H_2(z) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{P-1}(z) & H_{P-2}(z) & \dots & H_0(z) \end{bmatrix}$$

设信道加性噪声为 $V(z)$, 则接收到的块长为 P 的数据: $X(z) = H(z)U(z) + V(z) = H(z)F(z)S(z) + V(z)$ (1)

在接收端, 同理有

$$Y(z) = G(z)X(z) = G(z)H(z)F(z)S(z) + G(z)V(z) \quad (2)$$

式中: $G(z) = [G_{m,p}(z)]_{M \times P}$ 为接收滤波器组的多相矩阵表示; $G_{m,p}(z) = \sum_n g_p(nM + m)z^{-n}$ 为第 p 个滤波器 $g_p(n)$ 的第 m 个多相分量. 在对 $y(n)$ 进行估计时, 为进一步消除 ISI 的影响, 采用了 DFE 结构. 记 $D_m(z) = \sum_n d(nM + m)z^{-n}$ 为后向反馈滤波器(FBF) $d(n)$ 的第 m 个多相分量, 则可构造形如 $H(z)$ 的 $M \times M$ 伪循环矩阵 $D(z)$. 假设在第 n 时刻以前的判决均为正确可消除对后面时刻的 ISI 影响, 则 $S(z) = Y(z) + D(z)S(z)$. 于是有

$$S(z) = [G(z)H(z)F(z) + D(z)]S(z) + G(z)V(z) \quad (3)$$

下面采用文献[2]的处理方法(TZ)以得到系统输入输出关系. 假设 FIR 信道的阶数为 L ; 发送滤波器组 $\{f_m(n)\}_{m=0}^{M-1}$ 与接收滤波器组 $\{g_p(n)\}_{p=0}^{P-1}$ 分别为阶数小于 P 和 M 的 FIR 型滤波器, 且满足条件, $P = M + L, M > L$; 后向反馈滤波器 $d(n)$ 阶数为 M . 由矩阵(向量) z -反变换得到系统的输入-输出表达式 $S(n) = (GHF + D)S(n) + GV(n)$ (4)

式中: $S(n) = [\hat{s}(nM), \dots, \hat{s}(nM + m), \dots, \hat{s}(nM + M - 1)]^T$; $F = F(i) |_{i=0} = (f_m(iP + p))_{P \times M} |_{i=0}$; $G = G(j) |_{j=0} = (g_p(jM + m))_{M \times P} |_{j=0}$; $H = H(l) |_{l=0} = (h(lP + p - p_2))_{P \times P} |_{l=0}$; $D = D(k) |_{k=0} = (d(kM + m_1 - m_2))_{M \times M}$

$$|_{k=0}, 0 \leq m \leq M - 1, 0 \leq p \leq P - 1.$$

3 最大互信息量优化设计

从式(4)可知, 若设 $A = GHF + D, W(n) = GV(n)$, 则可简写为 $S(n) = AS(n) + W(n)$. 为了分析如何在已知信号及噪声协方差阵 R_s 与 R_{vv} 和信道 H 的条件下, 寻找 $(F_{opt}, G_{opt}, D_{opt})$ 以使整个通信传输系统在固定发送功率条件下达到最大互信息量, 下面直接将文献[4]中的结论(定理 1)推广到有色输入及有色噪声情况并作为引理.

引理 对有限维向量模型 $S(n) = AS(n) + W(n)$, 设 $S(n), W(n)$ 为零均值独立向量过程, 其协方差阵分别为 R_{ss}, R_{ww} , 且 $W(n)$ 为高斯过程. 则对任意长度为 M 的数据块 $S(n)$ 与 $S(n)$, 其归一化互信息 $I(S(n), S(n))$ 当 $S(n)$ 为高斯过程时达最大, 且有

$$I(S(n), S(n)) = (1/M) \log_2 | (R_s^{-1} + A^H R_{ww}^{-1} A) R_{ss} | \quad (5)$$

下面以定理的形式给出使通信系统达最大互信息量的设计结果.

定理 设 $P_0 = \text{tr}(FR_{ss}F^H)$ 为固定发送功率, 若上述多抽样率系统模型及引理中假设条件均满足, 给定 R_{ss}, R_{vv} 及信道 H , 并对 R_{ss} 及 $H^H R_{vv}^{-1} H$ 进行特征值分解有

$$R_{ss} = U \Delta U^H, H^H R_{vv}^{-1} H = V \Lambda V^H \quad (6)$$

则使互信息 $I(S(n), S(n))$ 达最大的 F, G, D 分别为

$$F_{opt} = V \Phi U^H, G_{opt} = U \Gamma \Lambda^{-1} V^H H^H R_{vv}^{-1}, D_{opt} = U \Gamma U^H \quad (7)$$

式中: Δ, Λ 为特征值对角矩阵, U, V 为酉矩阵; Γ 为任意可逆矩阵; Φ 为对角矩阵, 其第 i 个对角元素为

$$\phi_{ii} = \sqrt{\max \left(\frac{P_0 + \text{tr}(\Lambda^{-1})}{M \delta_{ii}} - \frac{1}{\lambda_{ii} \delta_{ii}}, 0 \right)} \quad (8)$$

式中: λ_{ii} 与 δ_{ii} 分别是 Λ 和 Δ 的第 i 个对角元素.

从定理给出的设计结果可以得到如下结论:

(1) 比较文献[2]中的最优预编码器与本文的 F_{opt} 可以发现, 两者完全一致. 这从物理意义上讲是完全合理的, 因为虽然两种结构采用的均衡策略不同, 但决定信息发送的却是预编码器, 而且两者的最优设计均采用最大互信息量准则.

(2) 由定理给出的设计结果与文献[2]中结果比较可知, 若将 r 选为对角矩阵(设其对角元素为 v_{ii}), 本方法同样将 FIR 频选信道转化为 M 条并行独立的平坦衰落子信道, 但是因后向反馈滤波器等效于在发送和接收符号之间增加了一条直通信道 $U^H U^H S(n)$, 使得接收端每条子信道的衰落增益为 $(\phi_{ii} + 1)\lambda_{ii}$. 设 $\bar{s}_i(n)$ 为输入 $S(n)$ 被去相关后的第 i 条子信道数据, 方差为 δ_{ii} ; $\beta_i(n)$ 为第 i 条子信道的噪声, 方差为 λ_{ii}^{-1} . 则接收到的第 i 条子信道数据为: $\hat{s}_i(n) = (\phi_{ii} + 1)v_{ii}\bar{s}_i(n) + v_{ii}\beta_i(n)$, 其输出信噪比为

$$\begin{aligned} SNR_i &= \frac{\delta_{ii} |\phi_{ii} + 1|^2 v_{ii}^2}{\lambda_{ii}^{-1} v_{ii}^2} \\ &= \delta_{ii} |\phi_{ii} + 1|^2 \lambda_{ii} + \delta_{ii} \lambda_{ii} \end{aligned} \quad (9)$$

由上式可见, 在接收端采用非线性判决反馈均衡器消除码间干扰与采用线性均衡器相比, 使得输出信噪比明显增加(文献中 $SNR_i = \delta_{ii} |\phi_{ii} + 1|^2 \lambda_{ii}$). 因此式(9)解释了本文中误码

率更低的原因,这与直观的物理意义相符合,因为在接收端增加了DFE结构实现二次均衡以后,对块间干扰和码间干扰的抑制能力增强了。

4 仿真及性能评估

由式(9)可以发现,接收端输出信噪比与 Γ 的选取无关,而最佳发送预编码滤波器组和接收判决反馈均衡器受 Γ 的选取决定,这给系统设计带来了更大的自由度,可使系统设计满足某些特定的要求,比如需要满足迫零均衡条件(Zero Forcing, ZF)或者最小均方误差准则(MMSE)。下面仅以满足ZF条件为例与文献[2]中的线性均衡结果作一性能比较。

因为有 $GHF + D = U\Gamma(\Phi + I)U^H$, 而 ZF 条件要求

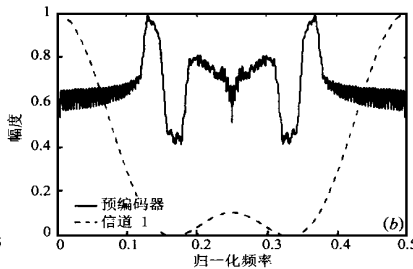
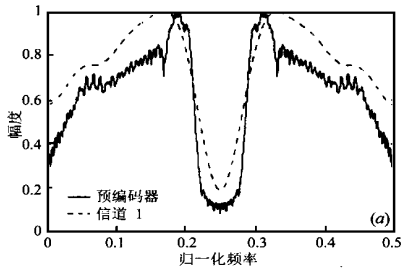


图3 两种信道传输函数与预编码器传输函数的比较

图4为采用16QAM调制信号时两种信道误码率性能和文献中采用线性均衡器结果的比较,可见对不同频率选择性的信道本方法性能均有所改善,这与结论2吻合。

5 结束语

利用滤波器组完成发送端预编码(预均衡)与接收端判决反馈均衡相结合将频选信道转化为并行独立的平坦衰落子信道。由于后向反馈滤波器等效为一条直通子信道,使得各子信道的信噪比均有所增加,从而系统具有更低的误码率性能,且保持了文献[2]中的优点。另外需要说明的是,在文献[1]中对预编码冗余比的问题已作讨论。随着冗余比的增加,系统的性能会有所提高,但是当冗余比增加到一定程度以后,性能不会明显增加,却会导致系统传输速率的较大降低,这是因为事实上块间干扰主要发生在相邻较近的数据块之间。因此在实际中应折中考虑。

附录 定理的证明

证明 由Hadamard不等式知,只有当矩阵 $(R_{ss}^{-1} + A^H R_{ww}^{-1} A) R_{ss}$ 为对角矩阵时, $I(S(n), S(n))$ 达最大,下面证明当 $(F_{opt}, G_{opt}, D_{opt})$ 按定理给出的结论设计时, $(R_{ss}^{-1} + A^H R_{ww}^{-1} A) R_{ss}$ 为对角矩阵。

$$GH = U\Gamma\Lambda^{-1}V^H H^H R_{vv}^{-1} H = U\Gamma\Lambda^{-1}V^H V\Lambda V^H = U\Gamma V^H$$

$$GHF = U\Gamma V^H V\Phi U^H = U\Gamma\Phi U^H$$

$$R_{ww} = GR_{vv}G^H = U\Gamma\Lambda^{-1}\Gamma^H U^H$$

将上面表达式代入 $A^H R_{ww}^{-1} A R_{ss}$ 并整理得

$$A^H R_{ww}^{-1} A R_{ss} = U\Phi^H \Lambda \Phi \Delta U^H + U\Lambda \Phi \Delta U^H + U\Phi^H \Lambda \Delta U^H + U\Lambda \Delta U^H$$

因此有: $(R_{ss}^{-1} + A^H R_{ww}^{-1} A) R_{ss} = I + U(\Phi^H \Lambda \Phi \Delta + \Lambda \Phi \Delta +$

$$\Phi^H \Lambda \Delta + \Lambda \Delta) U^H$$

$GHF + D = KI$, 式中 K 为增益系数, 所以可选取 $\Gamma = K(\Phi + I)^{-1}$, 将 Γ 代入式(7)即得在 ZF 条件下的 $(F_{opt}, G_{opt}, D_{opt})$ 对。

考虑两种具有不同频率选择性的信道[5]: 信道1为低码间干扰电话线信道, 冲激响应为 $h = [0.04, -0.05, 0.07, -0.21, -0.5, 0.72, 0.36, 0, 0.21, 0.03, 0.07]^T$, 选取 $P = 64, M = 54$; 信道2为具有严重码间干扰的无线信道, 冲激响应为 $h = [0.227, 0.460, 0.688, 0.460, 0.227]^T$, 选取 $P = 64, M = 60$ 。图3为两种信道的归一化传输函数 $|H(f)|/|H(0)|$ 和发送预编码滤波器组传输函数 $1/M \cdot \sum_{m=0}^{M-1} |F_m(f)|$, 由图可见在信道衰落越深的频率点发送滤波器分配的功率越低, 这和信息论中的“泼水原理”一致。

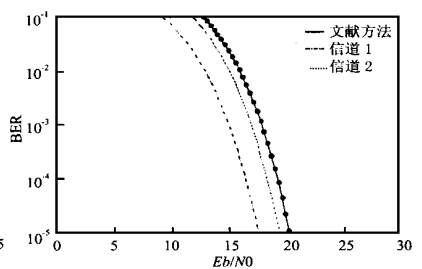


图4 两种信道误码率性能与线性均衡器性能的比较

所以, $(R_{ss}^{-1} + A^H R_{ww}^{-1} A) R_{ss}$ 为对角矩阵, 定理得证。□

参考文献:

- [1] X G Xia. New precoding for intersymbol interference cancellation using nonmaximally decimated multirate filterbanks with ideal FIR equalizers [J]. IEEE. Trans. SP., 1997, 45(10): 2431- 2440.
- [2] A Scaglione, S Barbarossa, G B Giannakis. Filterbank transceivers optimizing informaton rate in block transmissions over dispersive channels [J]. IEEE Trans. on Inform. Theory, 1999, 45(4): 1019 - 1032.
- [3] J Yang, S Roy. Joint transmitter receiver optimization for multi input multi output systems with decision feedback [J]. IEEE Trans. on Inform. Theory, 1994, 40(9): 1334- 1347.
- [4] N A D Dahir, J M Cioff. Block transmission over dispersive channels: Transmit filter optimization and realization, and MMSE-DFE receiver performance [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1996, 42(1): 137- 160.
- [5] J G Proakis. Digital Communications [M]. Third Edition, McGraw-Hill, Inc. 1995: 613- 617.

作者简介:



刘郁林 男. 1971年生于四川简阳, 1999年3月毕业于国防科技大学电子工程学院, 现为电子科技大学通信与信息工程学院博士研究生。感兴趣的领域有: 移动通信中时变信道的盲辨识与盲均衡, 发送与接收分集技术, DSP系统设计等。