

稀疏多径信道的 $T/2$ 间隔 CFE 均衡器研究

陈韶华 相敬林 石杰
(西北工业大学航海学院 西安 710072)

摘要 完全反馈均衡器(Complete Feedback Equalizer, CFE)是判决反馈均衡器(DFE)的改进。该文提出了一种 $T/2$ 分数间隔稀疏 CFE($T/2$ Sparse CFE, $T/2$ -SCFE)结构,以避免接收机对于符号定时误差的敏感性,并有效利用长时延扩展多径信道的稀疏性来降低均衡器的复杂度。理论分析与基于实测信道的计算机仿真表明, $T/2$ -SCFE 均衡器对符号定时误差保持了稳健性,总体性能优于符号间隔 CFE 及分数间隔 DFE。

关键词 无线通信, 完全反馈均衡器(CFE), 分数间隔均衡器(FSE), 稀疏多径信道, 符号定时误差

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)06-1082-04

$T/2$ Fractionally-Spaced Complete Feedback Equalizer in Wireless Sparse Multi-path Channels

Chen Shao-hua Xiang Jing-lin Shi Jie
(College of Marine, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract A $T/2$ fractionally-spaced sparse complete feedback equalizer scheme is proposed to avoid the performance deterioration caused by symbol timing error in the receiver, which is a generalized version of the previously proposed Complete Feedback Equalizer (CFE). The performance of the scheme is analyzed based on minimum mean square error (MMSE) criterion, and the MMSE performance is proved to be the same as that of the Decision Feedback Equalizer (DFE). The scheme also effectively exploits the sparseness of the multi-path channels with large delay spread and reduces the complexity of the equalizer with small performance degradation. Theoretical analysis and computer simulations over field measured wireless channel show that the scheme performs better than symbol-spaced CFE and $T/2$ fractionally-spaced DFE.

Key words Wireless communication, Complete Feedback Equalizer (CFE), Fractionally-Spaced Equalizer (FSE), Sparse multi-path channel, Symbol timing error

1 引言

在宽带无线数字通信中,通信速率越高,则符号间隔越小,信道时间选择性衰落的影响也越小;但码间干扰(ISI)的扩展变宽,DFE需要更多的抽头系数,这意味着每次迭代的运算负担更重。另外,由于符号间隔变小,可用于实时计算的时间更有限。因此,设计高效低复杂度的均衡器已成为当前高速无线通信信道均衡研究的热点之一。

已经知道,无线通信信道通常具有稀疏冲激响应特性,例如HDTV(High Definition Television)信道^[1]、水声信道^[2]等等。稀疏信道的特点是,其冲激响应由较短的前达(precursor)响应和很长的后达(postcursor)响应组成。后达时延扩展可能高达数百码元,是码间干扰(ISI)的主要来源,但它仅有很少系数携带重要能量,而大部分系数都接近于零。

为了降低长时延扩展稀疏信道均衡的复杂度,人们已经提出了多种方法,大致可以分为3类:频域分组均衡器^[3]、IIR(Infinite Impulse Response)均衡器^[4]和阈值DFE(Threshold

DFE, TDFE)^[1,5,6]。频域分组均衡器利用FFT快速算法来减小运算量,但仍然没有利用信道本身的稀疏性。IIR均衡器只适用于冲激响应的拖尾逐渐衰减的信道,不具有普遍性。TDFE通过设定一个阈值,忽略所有小于该值的抽头系数,这种方法利用了信道本身的稀疏性,但是信道冲激响应 $\{c_n\}$ 的稀疏性通常并不意味着信道与前馈滤波器 $\{f_n\}$ 的组合响应 $\{f_n * c_n\}$ 的稀疏性(其中 $*$ 表示卷积),从而也不能保证反馈滤波器 $\{b_n\}$ 的稀疏性。尽管有文献[6]研究了在给定信道冲激响应时反馈滤波器重要抽头系数的分布规律,但当前达响应分量较强且数目较多时,反馈滤波器的稀疏性会降低,采用TDFE将导致不能接受的性能损失。

鉴于组合信道的稀疏性在通过前馈滤波器后可能遭到破坏,一种改进的DFE是把反馈滤波器置于前馈滤波器之前预先完全抵消信道冲激响应的后达成分,称为完全反馈均衡器(CFE)^[1]。CFE的反馈滤波器系数等于信道冲激响应系数,只需训练前馈滤波器,加速了启动过程,降低了复杂度。

已经知道,符号定时误差会引起接收机性能的恶化,而分数间隔均衡器对定时误差具有稳健性^[7,8]。因此,本文研

究了 $T/2$ 分数间隔CFE,充分利用高速无线通信中常见的长时延扩展信道的稀疏性,提出了一种 $T/2$ 分数间隔稀疏CFE($T/2$ Sparse CFE, $T/2$ -SCFE)结构,分析了它对不同符号定时误差的性能,并与符号间隔CFE(SS-CFE)及分数间隔DFE(FS-DFE)作了比较。

本文内容安排如下:第2节简介了 $T/2$ 分数间隔接收信号模型;第3节回顾了 FS-DFE 均衡器与 SS-CFE 均衡器;第4节设计了 $T/2$ -SCFE 均衡器并进行了理论分析;第5节进行实测无线信道仿真,并比较了 $T/2$ -SCFE 与已知的 SS-CFE, FS-DFE 的性能;第6节是全文小结。

2 $T/2$ 分数间隔信号模型

考虑复基带加性高斯噪声信道,接收信号波形可以表示为

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n c(t - nT + \tau) + w(t) \quad (1)$$

其中 $\{I_n\}$ 为独立同分布(i.i.d.)的 M 进制复符号序列,并与零均值加性复高斯噪声 $w(t)$ 相互独立, T 是波特间隔, τ 是任意时延。 $c(t)$ 是发射、接收滤波器与通信信道的组合信道的有限冲激响应,在 $0 \sim (L-1)T$ 外为零。

以 $T/2$ 的分数间隔对 $x(t)$ 采样后得到的接收信号序列为

$$x\left(k\frac{T}{2}\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n c\left(k\frac{T}{2} - nT + \tau\right) + w\left(k\frac{T}{2}\right) \quad (2)$$

本文用 n 标识波特间隔,用 k 标识分数间隔。

$$\begin{aligned} \text{令 } x_n^e &= x(nT), \quad x_n^o = x\left((n+\frac{1}{2})T\right), \quad \mathbf{x}_n = [x_n^e, x_n^o]^T \\ c_n^e &= c(2k), \quad c_n^o = c(2k+1), \quad \mathbf{c}_n = [c_n^e, c_n^o]^T. \end{aligned}$$

则式(2)可以简化为

$$\mathbf{x}_n = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{c}_l I_{n-l} + \mathbf{w}_n \quad (3)$$

其中 $\mathbf{w}_n$ 的定义类似于 $\mathbf{x}_n$ 。这就是均衡器接收信号模型。

3 $T/2$ -DFE 与 SS-CFE

$T/2$ 分数间隔 DFE 均衡器模型如图1所示,前馈滤波器是 $T/2$ 间隔,反馈滤波器符号间隔。

$$\hat{I}_n = \sum_{i=0}^{K-1} f_i x_{2n-i} + \sum_{j=1}^L b_j \tilde{I}_{n-D-j} \quad (4)$$

其中 f_i , b_j 分别为前馈与反馈滤波器系数, $\tilde{I}_n$ 为输出判决, D 为均衡器引入的时延。自适应 $T/2$ -DFE 以符号率迭代。

符号间隔 CFE(SS-CFE)如图2所示,它是 DFE 的改进。

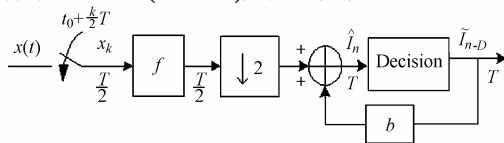


图1 $T/2$ 间隔 DFE

Fig.1 $T/2$ -spaced DFE

判决结果在前馈滤波器之前馈入输入信号,预抵消大部分 ISI。它无需训练反馈滤波器,启动快,也降低了复杂度,但是需要信道估计。

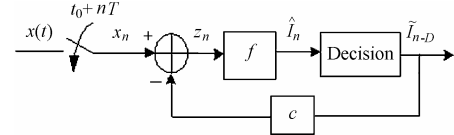


图2 符号间隔 CFE

Fig.2 Symbol-spaced CFE

$$\hat{I}_n^{n-D} = \sum_{l=0}^{K-1} f_l z_{n-l}^{n-D} \quad (5)$$

$$z_n^{n-D} = x_n^{n-D} - \sum_{l=K}^L c_l I_{n-l} \quad (6)$$

$$z_{n-l}^{n-D} = z_{n-l+1}^{n-D-1} - c_l \tilde{I}_{n-D-1}, \quad l=1, \dots, K-1 \quad (7)$$

其中 z_{n-l}^{n-D} 表示为判决 I_{n-D} 而输入前馈滤波器的第 $n-l$ 个样本,它由判决前一符号 I_{n-D-1} 时前一个输入样本 z_{n-l+1}^{n-D-1} 延迟一点再减去前一判决结果 $\tilde{I}_{n-D-1}$ 在该点产生的 ISI 而得到。

文献[1,6]中给出了 SS-CFE 的设计,但未给出理论分析。为了避免 SS-CFE 由于符号定时误差引起的性能恶化,本文在下一节研究了 $T/2$ 分数间隔 CFE 结构,并基于最小均方误差(MMSE)准则给出了其理论分析。

4 $T/2$ -分数间隔稀疏 CFE 均衡器

4.1 理论分析

图3是本文的 $T/2$ 分数间隔 CFE 均衡器结构,分为奇偶两个模块,输入端的切换开关把 $t=t_0+nT$ 时刻采样信号输入偶模块, $t=t_0+nT+T/2$ 时刻采样信号输入奇模块。

$(n+K-1)T$ 时刻,延迟线从左至右各抽头输出信号(含偶、奇两个样本)为

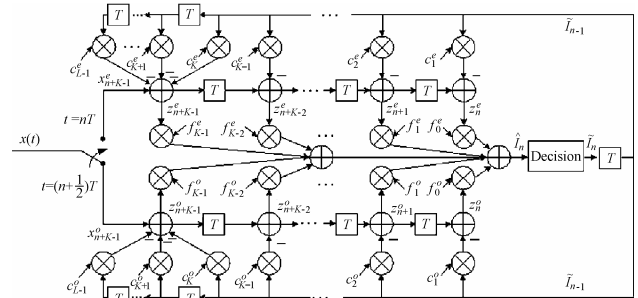


图3 $T/2$ 分数间隔 CFE 均衡器结构

Fig.3 Sketch map of $T/2$ fractionally-spaced CFE

$$\mathbf{z}_{n+K-1}^n = \mathbf{x}_{n+K-1} - \sum_{l=K}^{L-1} \mathbf{c}_l \tilde{I}_{n+K-1-l} = \sum_{l=0}^{K-1} \mathbf{c}_l I_{n+K-1-l} + \mathbf{w}_{n+K-1} \quad (8)$$

$$\mathbf{z}_{n+l-1}^n = \mathbf{z}_{n+l}^{n-1} - \mathbf{c}_l \tilde{I}_{n-1}, \quad l=K-1, \dots, 2, 1 \quad (9)$$

这样,可以写出

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{n+K-2}^n &= \sum_{l=0}^{K-1} \mathbf{c}_l I_{n+K-2-l} + \mathbf{w}_{n+K-2} - \mathbf{c}_{K-1} \tilde{I}_{n-1} \\ &= \sum_{l=0}^{K-2} \mathbf{c}_l I_{n+K-2-l} + \mathbf{w}_{n+K-2} \end{aligned} \quad (10)$$

⋮

$$\mathbf{z}_{n+1}^n = \sum_{l=0}^1 \mathbf{c}_l I_{n+1-l} + \mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{c}_0 I_{n+1} + \mathbf{c}_1 I_n + \mathbf{w}_{n+1} \quad (11)$$

$$\mathbf{z}_n^n = \sum_{l=0}^0 \mathbf{c}_l I_{n-l} + \mathbf{w}_n = \mathbf{c}_0 I_n + \mathbf{w}_n \quad (12)$$

其中 $\mathbf{z}_n = [\mathbf{z}_n^e, \mathbf{z}_n^o]^T$, $\mathbf{z}_{n-l-1}^n$ 的上下标含义与式(7) $\mathbf{z}_{n-l}^{n-D}$ 同。从式(8)~式(12)可见, 延迟线各抽头输出信号都包含 I_n , 这是我们要估计的符号。而各抽头的 ISI 依次减小一个码元, 到最后一个抽头输出信号 $\mathbf{z}_n^o$ 已经不存在 ISI。对于最小相位信道, 即 c_0^e 或 c_0^o 是信道冲激响应主响应的情况, 该点输出信噪比足够高, 无需均衡即可判决 I_n 。但对于非最小相位信道, c_0^e 与 c_0^o 将可能很小, 该点输出信噪比很低, 无法恢复 I_n , 需要做下一步的均衡工作。

设前馈滤波器各抽头系数为 $\{\mathbf{f}_n = [\mathbf{f}_n^e, \mathbf{f}_n^o]^T, n=0, \dots, K-1\}$, 则均衡器输出

$$\hat{I}_n = \sum_{l=0}^{K-1} \mathbf{f}_l^T \mathbf{z}_{n+K-1-l}^n \quad (13)$$

估计误差为 $\varepsilon_n = I_n - \hat{I}_n$ 。

根据 MMSE 准则, 误差与观测向量正交, 即

$$E\{\varepsilon_n \mathbf{z}_{n+K-1-l}^*\} = 0, \quad l=0, \dots, K-1 \quad (14)$$

可得

$$\begin{aligned} & \mathbf{c}_{K-1-l}^* \\ &= \sum_{m=0}^{K-1} \text{diag}(\mathbf{f}_m) \left(\sum_{i=0}^{K-1-m} \text{diag}(\mathbf{c}_i) \mathbf{c}_{i+m-l}^* + N_0 \delta_{lm} \right), l=0, \dots, K-1 \end{aligned} \quad (15)$$

这里, $\text{diag}(\cdot)$ 表示一个以括号中向量为对角线元素组成的对角矩阵, N_0 为噪声平均功率。

定义矩阵

$$\mathbf{C}_e = \begin{bmatrix} c_0^e & 0 & \dots & 0 \\ c_1^e & c_0^e & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{K-1}^e & c_{K-2}^e & \dots & c_0^e \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_o = \begin{bmatrix} c_0^o & 0 & \dots & 0 \\ c_1^o & c_0^o & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{K-1}^o & c_{K-2}^o & \dots & c_0^o \end{bmatrix} \quad (16)$$

定义向量

$$\mathbf{c}^e = [c_{K-1}^e, \dots, c_1^e, c_0^e]^H, \quad \mathbf{c}^o = [c_{K-1}^o, \dots, c_1^o, c_0^o]^H \quad (17)$$

$$\mathbf{f}^e = [f_0^e, f_1^e, \dots, f_{K-1}^e]^T, \quad \mathbf{f}^o = [f_0^o, f_1^o, \dots, f_{K-1}^o]^T \quad (18)$$

则式(15)可写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{c}^e \\ \mathbf{c}^o \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} \mathbf{C}_e^H \mathbf{C}_e & \mathbf{O}_{K \times K} \\ \mathbf{O}_{K \times K} & \mathbf{C}_o^H \mathbf{C}_o \end{bmatrix} + N_0 \mathbf{I}_{2K} \right) \begin{bmatrix} \mathbf{f}^e \\ \mathbf{f}^o \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{O}_{K \times K}$, $\mathbf{I}_{2K}$ 分别表示 K 阶零方阵与 $2K$ 阶单位矩阵。

上式可简写为

$$\tilde{\mathbf{c}} = (\tilde{\mathbf{C}} + N_0 \mathbf{I}_{2K}) \tilde{\mathbf{f}} \quad (20)$$

由于 $\tilde{\mathbf{C}} + N_0 \mathbf{I}_{2K}$ 是一个 Toeplitz 正定矩阵, 其逆存在。

均衡器系数向量:

$$\tilde{\mathbf{f}} = (\tilde{\mathbf{C}} + N_0 \mathbf{I}_{2K})^{-1} \tilde{\mathbf{c}} \quad (21)$$

相应的 MMSE 为

$$J_{\min} = E\{\varepsilon_n^* \varepsilon_n\} = 1 - \sum_{l=0}^{K-1} \mathbf{f}_l^T \mathbf{c}_{K-1-l} \quad (22)$$

可见其最小均方误差性能与DFE^[8]是相同的。式(21)的均衡器系数初值可以通过Levinson算法或其它快速算法^[9]求得, 运算量由 $O(N^3)$ 减小到 $O(N^2)$ 。信道变化的跟踪则由自适应算法实现, 本文采用LMS算法。用检测到的符号序列估

计信道, 估计的信道参数反过来用于预抵消后达响应引起的 ISI, 两者交替进行。为了防止信道的突变引起错误判决, 需要定时发送训练序列。

4.2 自适应实现

要指出的是迭代速率的选择。如果以采样率迭代, 对于 $T/2$ 采样间隔, 期待响应序列长度是均衡器输出序列长度的一半, 亦即另一半输出序列将无期待响应可用。一般用内插的方法解决这个问题^[8], 故以采样率迭代的缺点是运算量较大。也可以符号率迭代, 它的缺点是均衡器系数可能因硬件的有限长度误差产生积累而不断漂移直至溢出, 但采用抽头泄漏算法(Tap leakage algorithm)^[7,8]可以避免。本文以符号率迭代, 即每接收偶、奇两个样本迭代一次。

4.3 稀疏信道情况

分数间隔 CFE 均衡器无需训练反馈均衡器, 加快了收敛速度, 同时也减小了与均衡器权系数数目成正比的稳态失调误差。但对于后达时延长达数百码元的稀疏信道而言, 大部分系数接近于零, 忽略这些微小系数可以大大减小运算量, 而性能损失很小。因此可以设置一个阈值, 小于该值的系数不参与均衡器的迭代运算。

式(8), 式(9)对于输入序列中偶序号样本可做如下修正:

$$\mathbf{z}_{n+K-1}^{e,n} = \mathbf{x}_{n+K-1}^e - \sum_{l \in \Omega_e} c_l^e \tilde{I}_{n+K-1-l} \quad (23)$$

$$\text{其中 } \Omega_e = \{l: K \leq l \leq L-1, |c_l^e| > \eta_c\} \quad (24)$$

如果 $c_l^e > \eta_c$,

$$\mathbf{z}_{n+l-1}^{e,n} = \mathbf{z}_{n+l}^{e,n-1} - c_l^e \tilde{I}_{n-1} \quad (25a)$$

否则

$$\mathbf{z}_{n+l-1}^{e,n} = \mathbf{z}_{n+l}^{e,n-1}, \quad l = K-1, \dots, 2, 1 \quad (25b)$$

同理, 对于奇序号样本 c_l^o 也有类似修正关系。为方便起见, 修正后的结构称为 $T/2$ -SCFE。

$T/2$ -CFE 检测一个符号需 $2(K+L+1)$ 次复数乘, 而 $T/2$ -SCFE 需 $2(K+1)+M$ 次复数乘, 这里 M 表示集 $\{l: 0 \leq l \leq L-1, |c_l^e| > \eta_c\}$ 和 $\{l: 0 \leq l \leq L-1, |c_l^o| > \eta_c\}$ 中的元素总数目, η_c 是门限值。从后面的实测信道仿真可以看到, 对于长时延扩展稀疏多径信道, $T/2$ -SCFE 节省的运算量是相当可观的。

5 仿真实例

采用实测微波无线信道¹⁾进行仿真, 如图 4 所示, 其中测量信号波特率 30Mb, 信道冲激响应以 $T/2$ 间隔采样获得。可见它是一个典型的长时延扩展稀疏信道, 时延扩展达到近 300 码元, 但大部分系数接近于零。仿真信噪比 20dB, 采用 QPSK 调制。

图 5 比较了 SS-CFE 与 $T/2$ -CFE 输出最小均方误差对于符号定时误差的关系。可见 SS-CFE 仅在符号定时完全准确时才有最佳性能, 而 $T/2$ -CFE 对定时误差不敏感。

¹⁾http://spib.rice.edu/spib/microwave.html/chan15

图6比较了 $T/2$ -DFE 与 $T/2$ -CFE 的最小均方误差性能, 其 MSE 曲线都是 100 次 Monte-Carlo 仿真的统计平均结果。 $T/2$ -DFE 的前馈滤波器长度 61, 反馈滤波器长度 420。 $T/2$ -CFE 前馈滤波器长度 66, 无需训练反馈滤波器。可见, 由于需要训练一个很长的反馈滤波器, $T/2$ -DFE 收敛很慢。另外, 由于稳态失调误差正比于均衡器长度, 它的最小均方

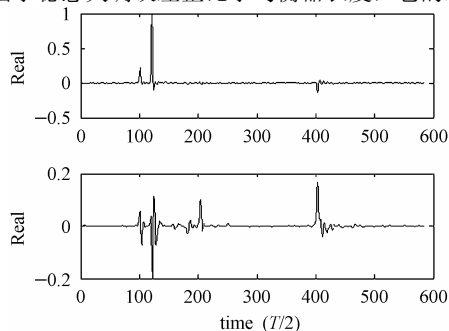


图4 信道冲激响应

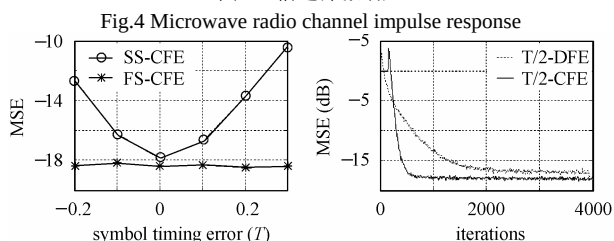


图5 不同定时误差时的 MSE

Fig.5 MSE for various timing error

误差较 $T/2$ -CFE 为大。 $T/2$ -CFE 需要等于信道长度的一组码元预先估计信道, 故其均方误差曲线有一延迟, 但收敛迅速。

表1显示了 $T/2$ -SCFE 在信道冲激响应系数取不同归一化门限时的大于该门限系数的个数、相应的最小均方误差及运算量比较。门限值 0.01 时, 运算量降低到原来的 26.8%, 由忽略的那些系数的残余 ISI 引起的性能下降约 1dB。门限再增加, 运算量减小不大, 但性能下降较多。

表1 不同门限值对应的性能及运算量

Tab.1 Performance and complexity for various thresholds

门限	0	0.01	0.02	0.05
系数长度	420	63	42	23
MSE(dB)	-18.9	-17.8	-17.0	-14.4
复数乘次数	488	131	110	91

图7是 $T/2$ -SCFE 均衡前后的信号星座图比较。经过门限为 0.02 的 $T/2$ -SCFE 均衡, 星座图清晰张开。

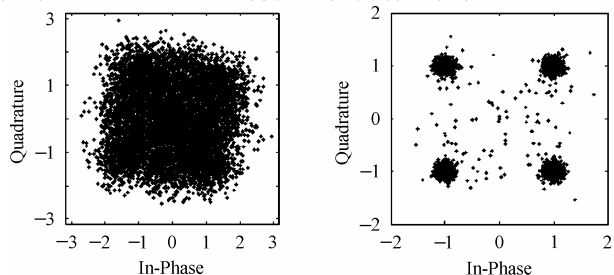


图7 均衡前后的星座图比较

Fig.7 Constellations of QPSK before and after equalization

6 结束语

本文提出了一种 $T/2$ 分数间隔稀疏 CFE($T/2$ Sparse CFE, $T/2$ -SCFE)结构, 基于最小均方误差准则进行了理论分析, 给出了最优均衡器系数及相应的最小均方误差, 与 DFE 比较得出它们的最小均方误差性能相同的结论。对于高速相干通信通常具有的长时延扩展稀疏多径信道结构, 本文的 $T/2$ -SCFE 均衡器通过设定一个阈值, 忽略那些小于阈值的系数, 从而在可容忍的性能损失下降低复杂度。基于实测信道的计算机仿真结果表明, 本文 $T/2$ -SCFE 均衡器对符号定时误差不敏感, 收敛速度快, 稳态失调误差小于 $T/2$ -DFE 均衡器, 有较高的应用价值。

参考文献

- [1] Fevrier I J, Gelfand S B, et al.. Reduced complexity decision feedback equalization for multipath channels with large delay spreads [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1999, 47 (6): 927-936.
- [2] Kocic M, Brady D, et al.. Sparse equalization for real-time digital underwater acoustic communications[C]. Proc. Oceans'95 MTS/IEEE, San Diego, California, 1995, vol.3: 1417-1422.
- [3] Berberidis K, Rontogiannis T A, et al.. Efficient block implementation of the DFE [J]. *IEEE Signal Processing Lett.*, 1998, 5(6): 129-131.
- [4] Dhahir N A, Sayed A H, et al.. Stable pole-zero modeling of long FIR filters with application to the MMSE-DFE [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1997, 45 (5): 508-513.
- [5] Rontogiannis A A, Berberidis K. Efficient decision feedback equalization for sparse wireless channels [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2003, 2 (3): 570-581.
- [6] Ariyavistakul S, Greenstein L J. Reduced-complexity equalization techniques for broadband wireless channels [J]. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1997, 15 (1): 5-15.
- [7] Ungerboeck G. Fractionally tap-spacing equalizer and consequences for clock recovery in data modems [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1976, 24 (8): 856-864.
- [8] Proakis J G. Digital Communications [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002, chap.10, 11.
- [9] Al-Dhahir N, Cioffi J M. Fast computation of channel-estimate based equalizers in packet data transmission [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43 (11): 2462-2473.

陈韶华: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向为水声及通信信号处理等。

相敬林: 男, 1936 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为信号处理与水声通信等。

石杰: 女, 1980 年生, 博士生, 研究方向为水声及通信信号处理等。