

一种用于多码 CP-DS-CDMA 系统的混合时频域均衡器^①

朱 宇^② 王宗欣

(复旦大学通信科学与工程系 上海 200433)

摘 要 提出了一种新的用于基于循环前缀的多码直接序列扩频码分多址接入(CP-DS-CDMA)系统的混合时频域均衡器。该均衡器包括一个前向频域线性均衡器(FDLE)和一个反向时域线性预测器(TDLP)。依据最小均方误差(MMSE)准则导出了该均衡器的最优系数,并证明了前向频域均衡器系数与反向时域线性预测器阶数无关,因此只需改变反向线性预测器的结构就可以灵活地调整系统性能。通过结合块交织处理,该均衡器能利用解扩后在符号级的判决结果,来增强反馈信号的可靠性。计算机仿真结果表明在多码 CP-DS-CDMA 系统中该均衡器比现有的频域线性均衡器有 3dB 的性能提高。

关键词 码分多址(CDMA),循环前缀,频域均衡,线性预测

0 引 言

未来个人移动通信系统面临的基本挑战之一是如何在恶劣的多径无线衰落信道下进行高数据速率传输。现有的第三代移动通信系统中已广泛采用直接序列扩频码分多址接入(direct sequence code division multiple access, DS-CDMA)技术^[1],其基本原理是利用扩频序列良好的自相关特性来分辨不同的传输路径,在 DS-CDMA 系统接收端通常采用 RAKE 接收机来合并多径信号以获得分集增益,提高系统比特误码率性能。应用多码并行传输技术能提高 DS-CDMA 系统的传输速率^[1-3],它通过在发送端采用多个正交的扩频序列(例如 Walsh 码)分别调制对应的并行支路来实现多路无干扰并行传输。多码 DS-CDMA 系统通过分配给用户不同的并行支路数还能灵活实现不同数据速率的传输。

但在高速数据传输中,严重的信道频率选择性除了带来多径干扰之外,还破坏了多个并行支路之间的正交性,引起了多码干扰。传统的 RAKE 接收机很难克服严重的多径干扰和多码干扰。文献[3-5]将基于循环前缀(cyclic prefix, CP)的频域均衡(frequency domain equalization, FDE)技术^[6-8]引入多码 DS-CDMA 系统来有效地减少多径和多码干扰影响。多码 CP-DS-CDMA 系统采用分块数据传输,在多码

扩频调制合并之后的每一数据块之前都插入一个循环前缀来避免块间干扰,并且使得接收端可以采用低复杂度的频域均衡器(frequency domain equalizer, FDE)有效地去除干扰和恢复多个并行之路间的正交性。文献[3-5]指出采用频域均衡的 CP-DS-CDMA 比采用 RAKE 接收机的 DS-CDMA 具有更低的比特误码率。

在这些多码 CP-DS-CDMA 系统中,频域均衡器都是基于最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)的线性均衡器。众所周知,在均衡器设计中,带判决反馈的非线性均衡器具有比线性均衡器更优越的性能。我们在文献[7,8]中提出了基于线性预测的带有判决反馈的混合时频域均衡器,并且研究了其在多天系统中的应用。研究指出,这种基于线性预测的混合时频域均衡器与传统带判决反馈的混合时频均衡器^[6]相比,具有低的计算复杂度和高的系统设计灵活性^[7,8]。基于这一研究基础,在本文中,我们提出了一种用于多码 CP-DS-CDMA 系统的基于线性预测的带判决反馈的混合时频域均衡器(frequency domain equalizer with time domain linear prediction, FDE-TDLP)设计。该混合时频域均衡器包括一个前向频域均衡器和一个反向时域线性预测器。依据 MMSE 准则和基于理想反馈假设,本文推导出了该混合时频域均衡器的最优系数,并且证明前向频域均衡器系数与反向时域线性预测器阶数无关。

^① 国家自然科学基金(60802010),上海市浦江人才计划(08PJ14012)和教育部博士点青年教师基金(200802461143)资助项目。

^② 男,1977年生,博士,讲师;研究方向:宽带无线通信系统与网络,通信信号处理, LTE/LTE-A,网络编码;联系人, E-mail: zhuyu@fudan.edu.cn

(收稿日期:2008-07-03)

这样,只需通过改变反向线性预测器的结构就可以调整系统性能,而同时前向频域均衡器结构和系数不受影响。在实际系统中,由于解扩前码片的低信噪比会影响判决反馈的可靠性,因此本文通过将该混合时频域均衡器与块交织器结合,利用解扩之后的高信噪比符号信息,来提高反馈信号的可靠性。

1 系统模型

多码 CP-DS-CDMA 系统的发送机如图 1 所示。不失一般性,假设每 M 个正交调幅(QAM)或相移键控(PSK)数据符号,定义为 $d_m, m = 0, \dots, M-1$, 组成一个传输数据块。平均符号能量被定义为 σ_d^2 。多码扩频调制过程首先将每个数据块中的符号流通过串并转换处理为 P 条并行的符号流。采用扩频增益为 N_w 的 Walsh 正交序列分别对每条并行支路进行扩频调制。因为码长为 N_w 的 Walsh 正交序列的最多数目等于 N_w , 所以并行支路数目 $1 \leq P \leq N_w$ 。扩频之后的各支路数据相加合并后,再乘以扰码以避免用户间干扰或小区间干扰。

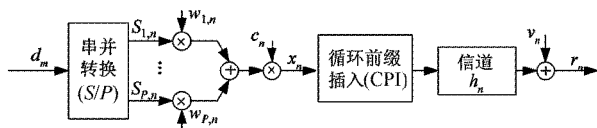


图 1 多码 CP-DS-CDMA 系统发送机

整个多码扩频加扰处理可以表达为

$$x_n = c_n \sum_{i=1}^P w_{i,n} s_{i,n} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中 $w_{i,n}$ 为第 i 并行支路的 Walsh 扩频序列, 每 N_w 个码片重复 1 次, 序列的能量被归一, 即 $\sum_{m=1}^{N_w} w_{i,m}^2 = 1$; c_n 为扰码序列(通常为伪随机序列, 如 m 序列); $s_{i,n}$ 为串并转换后第 i 路的数据符号, 它与转换前数据符号的对应关系可表示为

$$s_{i,n} = d_{\lfloor n/N_w \rfloor \times P + i - 1} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (2)$$

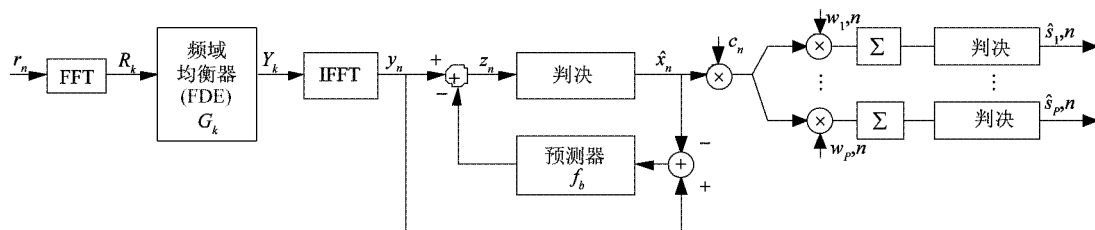


图 2 基于线性预测的混合时频域均衡器基本结构

其中 $\lfloor a \rfloor$ 表示不大于 a 的最大整数。不难看出 $N = MN_w/P$ 。对于扩频调制完成后的每一个数据块, 为了消除块间干扰并且使得数据块在传输过程中与信道的线性卷积可以被等效为循环卷积, 我们将数据块的最后一段码片重复插入到整个数据块的前端作为循环前缀, 图 1 中用循环前缀插入(cyclic prefix insertion, CPI)模块表示。通常要求前缀的长度大于信道长度。假设信道有 L 条可辨识的独立衰落多径分量, 并且假设数据块长度远远小于信道变化的相关时间, 即假设为准静态多径模型, 接收机的基带信号可以被表示为

$$r_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x_{(n-l) \bmod N} + v_n \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (3)$$

其中 $(\cdot)_{\bmod N}$ 表示模 N 运算; h_l 为各独立多径衰落分量; v_n 包含接收机热噪声分量和同小区或者相邻小区的多用户干扰分量, 假设这些分量的和服从均值为 0, 方差为 σ_v^2 的复高斯分布, 即 $v_n \sim CN(0, \sigma_v^2)$ 。

2 混合时频域均衡器的设计

在这节里, 我们将首先介绍基于线性预测的带判决反馈的混合时频域均衡器基本结构, 依据最小均方误差准则, 推导均衡器系数。在这一基本结构的基础上, 针对实际系统中由于解扩前码片的低信噪比产生的判决反馈误差传递现象, 我们提出了基于符号级的判决反馈方法, 通过将该混合时频域均衡器与块交织器结合, 利用解扩之后的高信噪比符号信息, 来提高反馈信号的可靠性。

2.1 基于线性预测的混合时频域均衡器基本结构

基于线性预测的混合时频域均衡器基本结构如图 2 所示, 其中混合时频域均衡器包括一个前向频域均衡器和一个反向时域线性预测器。接收信号 r_n 经过归一化快速傅立叶变换(fast Fourier transform, FFT)变换到频域, 因此式(3)经过 FFT 可表达

$$R_k = H_k X_k + V_k \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (4)$$

其中 $H_k = \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{-j2\pi k l / N}$, $j = \sqrt{-1}$ 。注意到本文中我们分别用小写和大写字母对各信号进行时域和频域表达。频域均衡处理通过在每一个频点乘以一个对应的系数实现。频域均衡处理的输出信号再经过归一化反快速傅立叶变换 (inverse FFT, IFFT) 变换到时域。频域均衡处理后的输出时域信号可以表达为

$$y_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} G_k R_k e^{j2\pi k n / N} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (5)$$

其中 G_k 为在第 k 个频点的频域均衡器系数。

频域均衡器输出信号中的部分残留干扰通过反向时域线性预测器 (time domain linear predictor, TDLP) 被去除。首先频域均衡输出信号与已判决码片信号的差 (即干扰分量) 输入到该时域线性预测器, 然后预测器根据以往时刻的干扰分量预测在下一个码片中的干扰分量, 再将预测出的干扰分量从频域均衡器输出信号中去除, 因此上述预测过程可表达为

$$z_n = y_n - \sum_{b=1}^B f_b (y_{n-b} - \hat{x}_{n-b}) \quad (6)$$

其中 $f_b, b = 1, \dots, B$, 为该 B 阶时域线性预测器的系数; $\hat{x}_{n-b}$ 为已判决的码片。混合时频域均衡器的输出信号首先进行去扰码处理, 然后再通过 P 路并行解扩处理, 即乘以对应的 Walsh 序列并进行累加, 最后进行数据符号的判决。

混合时频域均衡器系数的优化基于最小均方误差准则, 目标均方误差表示为

$$MSE = E\{|e_n|^2\} = E\{|z_n - x_n|^2\} \quad (7)$$

假设理想反馈, 即 (6) 式中 $\hat{x}_{n-b} = x_{n-b}$, 估计误差 e_n 可表达为

$$\begin{aligned} e_n &= y_n - \sum_{b=1}^B f_b (y_{n-b} - x_{n-b}) - x_n \\ &= - \sum_{b=0}^B f_b (y_{n-b} - x_{n-b}) \end{aligned} \quad (8)$$

为方便起见, 定义 (8) 中 $f_0 = -1$ 。把式 (8) 代入式 (7) 后, 可得到均方误差为

$$\begin{aligned} E\{|e_n|^2\} &= \sum_{b_1=0}^B \sum_{b_2=0}^B f_{b_1} E\{(y_{n-b_1} - x_{n-b_1})(y_{n-b_2} - x_{n-b_2})^*\} f_{b_2}^* \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k(b_2-b_1)/N} [2\sigma_x^2(|H_k|^2 G_k^* - H_k) + 2\sigma_v^2 G_k^*] \end{aligned} \quad (9)$$

其中

$$\begin{aligned} E\{(y_{n-b_1} - x_{n-b_1})(y_{n-b_2} - x_{n-b_2})^*\} \\ = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k(b_2-b_1)/N} [2\sigma_x^2(|H_k|^2 G_k^* - H_k) + 2\sigma_v^2 G_k^*] \end{aligned}$$

$$+ \sigma_v^2 |G_k|^2] + \sigma_x^2 \delta(b_2 - b_1) \quad (10)$$

其中 σ_x^2 为多码合并后码片 x_n 的平均能量。将式 (10) 代入式 (9) 并将式 (9) 对前向频域均衡器的系数 G_k 求一阶偏导, 该一阶偏导等于零时, 有

$$\begin{aligned} \frac{\partial |e_n|^2}{\partial G_k} &= \frac{1}{N} \sum_{b_1=0}^B \sum_{b_2=0}^B f_{b_1} f_{b_2}^* e^{j2\pi k(b_2-b_1)/N} \\ &\quad [2\sigma_x^2(|H_k|^2 G_k^* - H_k) + 2\sigma_v^2 G_k^*] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

从而可得到频域均衡器的最优系数为

$$G_k = \frac{\sigma_x^2 H_k^*}{\sigma_x^2 |H_k|^2 + \sigma_v^2} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (12)$$

将式 (12) 代入式 (7), 整理后有

$$MSE = \frac{\sigma_x^2 \sigma_v^2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\sigma_x^2 |H_k|^2 + \sigma_v^2} \left| \sum_{l=0}^B f_l e^{-j2\pi l k / N} \right|^2 \quad (13)$$

对式 (13) 中反馈线性预测器系数 f_l 求一阶偏导, 该一阶偏导等于零时, 线性预测器的系数应满足

$$\begin{aligned} \sum_{m=1}^B \sum_{k=0}^{N-1} f_m e^{j2\pi k(n-m)/N} Q_k &= \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k n / N} Q_k \\ n &= 1, \dots, B \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $Q_k = \frac{1}{\sigma_x^2 |H_k|^2 + \sigma_v^2}$ 。式 (14) 可以用矩阵向量表示成

$$\begin{bmatrix} \Lambda_0 & \Lambda_1^H & \cdots & \Lambda_{B-1}^H \\ \Lambda_1 & \Lambda_0 & \cdots & \Lambda_{B-2}^H \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Lambda_{B-1} & \Lambda_{B-2} & \cdots & \Lambda_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_1 \\ \Lambda_2 \\ \vdots \\ \Lambda_B \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中 $\Lambda_m = \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k m / N} Q_k$ 。这样, (12) 和 (15) 式可以分别算出基于最小均方误差准则的最优前向频域均衡器和反向时域线性预测器的系数。值得注意的是, 从 (12) 式中可以发现, 前向频域均衡器系数与反向时域线性预测器的阶数无关, 这个特点使得反向预测器的设计更加灵活, 这样可以通过设定不同预测器阶数来灵活调节反向预测器的预测能力, 从而改变整个接收机的性能。从 (12) 式中还可以发现, 本混合时频域均衡器中的前向频域均衡器系数与文献 [3] 中的传统频域线性均衡器 (frequency domain linear equalizer, FDLE) 的系数相同, 因此传统均衡器方案可以被视为是本方案在反向时域线性预测器阶数 $B=0$ 情况下的特例。

图 3 表示本文提出的混合时频域均衡器的均方误差 $e_{n, \text{TDLP}}$ 与传统频域线性均衡器的均方误差 $e_{n, \text{FDLE}}$ 之间的关系。由图 3 可知, $e_{n, \text{FDLE}}$ 中包含残

留符号间干扰(inter symbol interference, ISI)(图 3 中的上半支路)与噪声(图 3 中下半支路)两个部分,因为线性频域均衡器的干扰误差是相关的,可以通过线性预测方法来降低均方误差。通过图 3 可以看出,混合时频域均衡器实际上是对传统线性频域均衡器的改进,通过增加时域线性预测处理降低了传统线性频域均衡器输出信号的均方误差,预测器的阶数可以根据需要进行设置,与前向频域均衡器的系数无关。

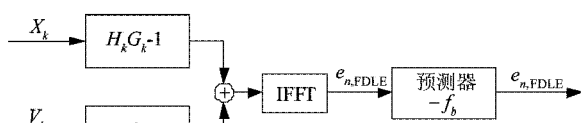


图 3 混合时频域均衡器与传统线性频域均衡器的均方误差

2.2 符号级判决反馈

在 2.1 节介绍的混合时频域均衡器的基本结构中,判决反馈是在解扩前的码片级上进行的。在均衡器系数的优化推导中,假设了理想反馈,即对码片的判决无误码,然而在实际系统中由于解扩前码片的信噪比较低,直接对码片进行硬判决的可靠性较低,容易产生误差传递,降低系统性能。在考虑误差传递的情况下,2.1 节推导的带判决反馈的混合时频域均衡器系数并非最优,但由于误差传递的特性复杂,推导误差传递情况下的最优均衡器系数将非常困难;所以,文献[9]指出实际系统中判决反馈均衡器可以直接采用基于理想反馈假设下的最优系数,同时通过设法提高反馈信号的可靠性来降低误差传递对系统性能的影响。

本节提出的符号级判决反馈方法就来源于这一思路,注意到解扩之后的符号信噪比相对较高,因此,如果不是对码片级信号进行直接判决,而是从解扩后判决的符号中恢复出码片并且进行反馈,就能有效地降低误差传递带来的影响。但属于同一数据符号的所有码片依次发送,它们之间的码间干扰也最严重,而解扩操作需要等到这些属于同一符号的码片全部聚齐后才能进行累加,这样属于同一符号的码片间干扰不能得到有效消除。如果在发送端通过一定的交织处理,改变码片发送的顺序,在属于同一符号的码片之间等间隔地插入属于其它符号的码片;那么在接收端对某一符号解扩判决后,还原出其对应的码片,再将这些恢复码片反馈至线性预测器就可以用来抵消它们对与其相邻的属于其它符号的

码片所造成的干扰。在 2.1 节混合时频均衡器基本结构的基础上,我们通过将混合时频域均衡器与块交织结合的方法来完成这样的符号级判决反馈处理,增强反馈信息的可靠性。

图 4(a)和图 4(b)分别给出了采用的块交织器(用符号 Π 表示)和解交织器(用符号 Π^{-1} 表示)。如图 4(a)所示,交织操作将扩频加扰之后的码片 x_n 按行写入交织矩形块,按列读出。接收端的解交织器图 4(b)中,首先将前向线性频域均衡器的输出 y_n 按列写入与发送端相同的矩形块,设定矩形交织块列的数目等于或大于扩频增益,为便于解释,不妨假设列数目等于扩频增益 N_W 。解交织处理要求数据按行读出,注意到第 1 行数据对应多码 CP-DS-CDMA 系统中各并行支路的第 1 个符号,由于此时没有已判决信息,所以不对这一行数据进行线性预测处理(即 $B=0$),将第 1 行码片级数据解扰解扩后进行判决产生出多码传输各并行支路第 1 个符号,再将这些已判决符号经扩频、多路合并、加扰后就恢复出从属于第 1 个符号的各码片值。对于第 1 行的上述操作完成后,读出第 2 行数据,此时第 1 行码片对第 2 行的干扰可以通过一阶线性预测器($B=1$)来消除,注意到解交织器矩形块中处于同一列的码片是连续发送的,通过反馈环路消除它们之间的干扰能有效提高系统性能。将经过线性预测处理的第 2 行码片级信号再经过解扰、解扩就可以进行对各并行支路第 2 个符号的判决。依次将上述操作对解交织器中的每一行数据进行,例如,图 4(b)中,当第 4 行(以阴影表示)的码片级信号将要被读出时,前 3 行的码片级信号已经被读出,并且都已对它们进行解扰,解扩和硬判决数据符号处理。硬判之后的符号再通过扩频、多路合并、加扰就可以恢复出这 3 行的码片值。上述的接收端码片恢复方法比直接对这 3 行的码片级信号做硬判的恢复方法具有更高的可靠性。之后,可以通过三阶线性预测器($B=3$)来去除前 3 行

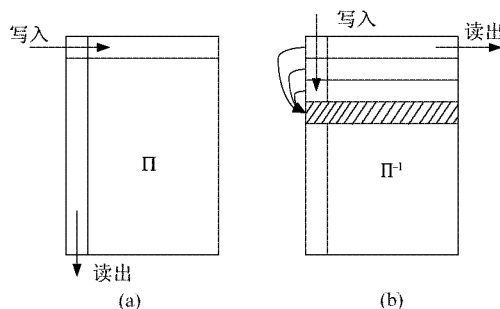


图 4 块交织器与块解交织器

码片对第 4 行的干扰。上述结合块交织/解交织器的基于符号级判决反馈的混合时频域均衡器如图 5

所示。

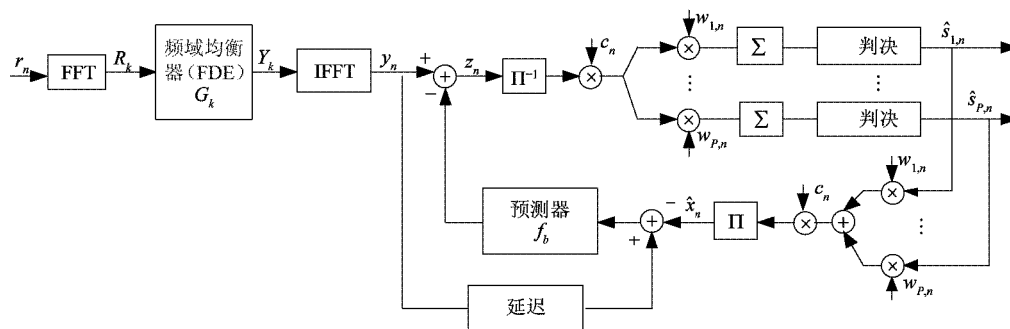


图 5 基于符号级判决反馈的混合时频域均衡器

值得注意的是在上述讨论中,反向线性预测器的阶数 B 随已知反馈信号的数目来动态调整。由于 2.1 节结论已指出反向预测器的阶数变化并不影响到前向频域均衡器的系数,所以这样的调整不用改变前向频域均衡器的结构和系数,具有很好的灵活性。第 3 节计算机仿真结果将表明采用基于符号级判决反馈的方法能有效提高反馈信号的可靠性,采用这一方法的混合时频域均衡器具有比传统线性频域均衡器更佳的性能。

3 仿真结果

仿真中设定传输数据块中正交相移键控 (quadrature phase shift keying, QPSK) 符号个数 $M = 256$, 采用扩频增益 $N_w = 8$ 的正交 Walsh 扩频调制序列, 多码使用率为 100%, 即使用全部 8 个并行支路, 这样每个传输块中码片的总长度 $N = 256$, 扰码采用 256 长的随机序列。假定信道是具有 $L = 8$ 条独立瑞利衰落的频率选择性信道, 每条多径的期望功率是相等的, 相邻径的间隔等于码片宽度, 每个传输块的循环前缀长度为 7。由于文献[3]中显示采用线性频域均衡器的多码 CP-DS-CDMA 性能要优于传统的 RAKE 接收机性能, 而且与多载波 CDMA 性能相似, 所以仿真中着重讨论与该文献中的线性频域均衡器进行比较。

图 6 比较了本文提出的混合时频域均衡器 (FDE-TDLP) 和文献[3]中传统的频域线性均衡器 (FDLE) 的误比特率 (bit error ratio, BER) 性能。在 FDE-TDLP 性能仿真中, 我们首先考虑直接将解扩前的码片判决结果反馈到线性预测器中, 即采用图 2

中的 FDE-TDLP 基本结构, 线性预测器阶数 B 设为 1, 作为参照, 我们也给出了这种方案在理想判决反馈假设下的性能曲线。尽管实际系统不可能实现无差错反馈, 理想判决反馈假设下的性能仿真结果可表明判决反馈均衡器所能提供的最佳性能增益, 可以看作实际系统性能的下界^[9]。图 6 显示当 BER 为 10^{-5} 时, 在理想判决反馈假设下, 本文方法在 $B = 1$ 时较传统 FDLE 有 3dB 的性能增益。但是, 图 6 表明, 由于解扩前码片的低信噪比产生的判决反馈误差传递现象影响, 基于码片判决反馈的实际 FDE-TDLP 系统性能低于传统 FDLE。

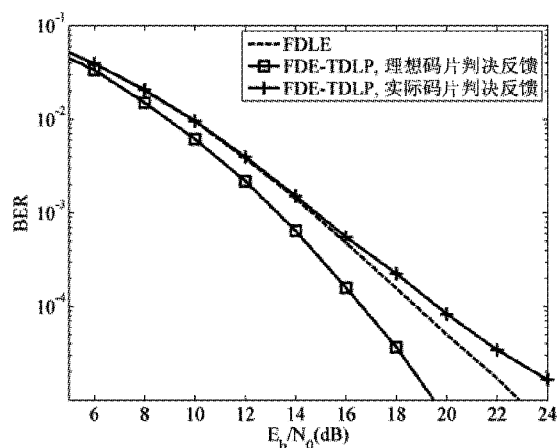


图 6 基于码片级判决反馈的 FDE-TDLP 与传统 FDLE 的性能比较, $B = 1$

在图 7 中, 仿真采用了 2.2 节提出的结合交织处理的基于符号级判决反馈的 FDE-TDLP 设计。交织器设定为 32 行、8 列的矩形块。为公平起见, 在传统的 FDLE 方法中, 也加入了同样的块交织处理。

作为参照,我们也给出了 FDE-TDLP 在理想符号判决反馈假设下的性能曲线。图 7 表明,采用解扩之后的符号判决信息能有效提高反馈信号的可靠性,例如,在线性预测器阶数为 1 时,实际符号判决反馈的性能非常接近于理想判决反馈情况下的性能。值得注意的是,与图 6 相比,交织的使用也提高了均衡器算法的性能。这是由于引入交织后,属于同一数据符号的不同码片传输次序被打乱;在解交织处理后,这些属于同一数据符号的不同码片中的噪声干扰部分具有较低的相关性,通过解扩累加能获得一定的性能增益。图 7 还给出了 FDE-TDLP 在不同反向线性预测器阶数情况下的性能。在对解交织器每一行信号的线性预测处理中,当行索引值 k 小于等于 B 时,线性预测器阶数取 $k-1$;当 k 大于 B 时,线性预测器阶数固定取 B 。可以看出, FDE-TDLP 的性能随预测器阶数的增加而提高。例如,在 BER 为 10^{-5} 时,基于符号级判决反馈的 FDE-TDLP 算法在阶数为 1、7 的不同取值下相对于传统 FDLE 算法分别有约 1dB、3dB 的改善。这一结果和式(15)表明,线性预测器阶数 B 的选择会影响到系统性能与系统计算复杂度间的折衷(trade-off),我们通过仿真发现,当 B 的取值大于信道长度时,系统性能几乎没有更多的提高。此外,注意到式(12)中已表明 FDE-TDLP 的前向频域均衡器系数与反向线性预测器的阶数无关,因此系统性能与计算复杂度间的折衷只需通过改变反向线性预测器结构就可以获得。

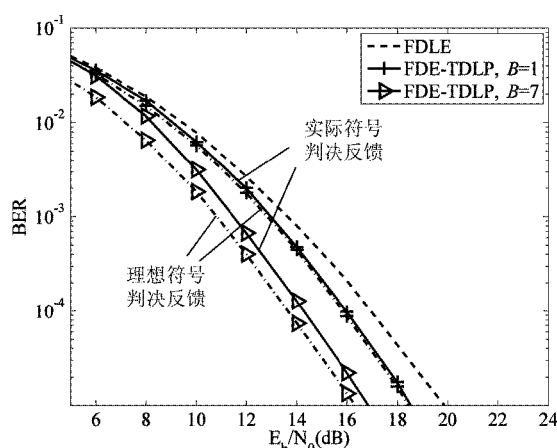


图 7 基于符号级判决反馈的 FDE-TDLP 与传统 FDLE 的性能比较

4 结 论

通过将频域均衡和线性预测技术结合,本文提

出的混合时频域均衡器能有效提高多码 CP-DS-CDMA)系统的抗多径干扰和多码干扰能力。依据最小均方误差准则,本文推导了前向频域均衡器和反向时域线性预测器的最优系数。由于前向频域均衡器系数与反向时域线性预测器阶数无关,本文混合时频域均衡器可以根据不同的性能要求进行灵活设计。通过结合块交织处理,本文提出的基于符号级判决反馈的混合时频域均衡器可利用解扩后具有较高信噪比的符号信息,来增强反馈信号的可靠性。计算机仿真结果表明在多码 CP-DS-CDMA 系统中,与现有的频域均衡器相比,本文提出的基于符号级判决反馈的混合时频域均衡器具有 3dB 的性能增益。

参考文献

- [1] 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Technical specification group radio access network, spreading and modulation (FDD) (3G TS 25.213 version 6.5.0). http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/25_series/25.213/25213-650.zip: 3GPP, 2006
- [2] Na Y, Saquib M, Mandyam G D. A pilot-aided multicode CDMA transmission over wireless channels. *IEEE Trans on Signal Processing*, 2007, 55(7): 3823-3836
- [3] Adachi F, Sao T, Itagaki T. Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalisation in frequency selective fading channel. *Electronics Letters*, 2003, 39(2): 239-241
- [4] Garg D, Adachi F. Packet access using DS-CDMA with frequency domain equalization. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, 24(1): 161-170
- [5] 方朝曦, 单杭冠, 王宗欣. CP-CDMA 系统中的时频差分编码与检测. *通信学报*, 2007, 28(7): 22-27
- [6] Falconer D, Ariyavisitakul S L, Benyamin-Seeyar A, et. al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(4): 58-66
- [7] Zhu Y, Letaief K B. Single carrier frequency domain equalization with time domain noise prediction for wideband wireless communications. *IEEE Trans on Wireless Communications*, 2006, 5(12): 3548-3557
- [8] Zhu Y, Letaief K B. Single carrier frequency domain equalization with noise prediction for MIMO systems. *IEEE Trans on Communications*, 2007, 55(5): 1063-1076
- [9] Proakis J G. Digital Communications. 3rd edition. New York: McGraw-Hill, 1995. 621-627

A hybrid time-frequency domain equalizer for multicode CP-DS-CDMA systems

Zhu Yu, Wang Zongxin

(Department of Communications Science and Engineering, Fudan University, Shanghai 200433)

Abstract

This paper proposes a new hybrid time-frequency domain equalizer for cyclic prefix assisted multicode direct sequence code division multiple access (CP-DS-CDMA) systems. The proposed equalizer consists of a feedforward frequency domain equalizer (FDE) and a feedback time domain linear predictor (TDLP). The optimal coefficients of the proposed equalizer are derived based on the minimum mean square error (MMSE) criterion and it is shown that the optimal coefficients of the feedforward FDE are independent of the order of the feedback TDLP. By only adjusting the structure of TDLP, the whole system performance can be flexibly changed. Furthermore, when combined with a block interleaver, the proposed equalizer can benefit from the feedback of the decisions at symbol level, which are obtained after despreading and have higher reliability than the decisions at the chip level before despreading. The simulation results show that the proposed scheme can achieve 3dB performance improvement over the conventional linear frequency domain equalizer in multicode CP-DS-CDMA systems.

Key words: code division multiple access (CDMA), cyclic prefix, frequency domain equalization, linear prediction