

基于 LDPC 码的单载波频域均衡系统

敬龙江 刘光辉 林竞力 朱维乐
(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘要: 该文设计了一种联合判决-反馈均衡的单载波频域均衡(SC-FDE)系统, 该系统用固定波形的短 pn 序列取代常规 SC-FDE 系统中的循环前缀(CP), 并以多个短 pn 序列组成的长 PN 序列作信道训练从而解决快变信道的初始估计和跟踪问题。针对该系统, 一种在时域内对接收的多个训练序列进行平均, 然后提出了在频域对信道信息进行估计的信道训练算法, 该算法与传统 SC-FDE 系统相比, 其计算复杂度较低。另外, 提出了一种增加纵向校验的 LDPC 码用于该系统中降低信噪比门限, 提高系统的整体性能。仿真结果表明在多径衰落信道中, 此系统可获得较为理想的结果。

关键词: 单载波系统; LDPC 码; 频域均衡; 判决-反馈均衡; 循环前缀

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)04-0817-05

SC-FDE System Based On LDPC Codes

Jing Long-jiang Liu Guang-Hui Lin Jing-Li Zhu Wei-le
(College of Electronic Engineering of UESTC, Chengdu 610054, China)

Abstract: This paper introduces a single-carrier system with hybrid time-frequency domain Decision Feedback Equalization (DFE), in which the short pn (Pseudo-Noise) sequence with fixed waveform replaces the cyclic prefix (CP) in the conventional Single Carrier systems with Frequency Domain Equalization (SC-FDE), and the long PN sequences composed of several short pn sequences are employed as the channel training sequences to complete the initial estimation and tracking for fast-varying channel. In this system, the received training sequences are averaged in time domain and then the channel is estimated in frequency domain. In comparison with traditional SC-FDE systems, its complexity is lower. Furthermore, an approach of adding sum-check blocks to original Low-Density Parity-Check (LDPC) blocks is presented, and the effective improvements of this system performance can be achieved. Finally, the simulation results show that this system works well over the fading channel.

Key words: Single carrier system; Low-Density Parity-Check (LDPC) codes; Frequency Domain Equalization (FDE); Decision Feedback Equalization (DFE); Cyclic Prefix (CP)

1 引言

在宽带无线接入系统中, 由多径传输引起的频率选择性衰落会严重影响通信的可靠性。所以寻找一种有效抵抗多径衰落影响的传输技术成为这类系统物理层研究的核心问题。目前, 常用的抗多径衰落的方法有: 单载波时域均衡(SC-TDE), 单载波频域均衡(SC-FDE)和基于 FFT/IFFT 实现的正交频分复用(OFDM)技术。SC-TDE 随着多径时延扩展的增加其复杂度变得不可接受, 故应用到高速无线通信系统中的可能性不大。OFDM 技术采用插入循环前缀(CP)和信道纠错编码的方法来对抗多径衰落, 其复杂度与性能取得很好的折中, 从而得到了越来越广泛的应用。但 OFDM 技术存在对频率同步要求高, 峰均功率比(PAPR)大和对本振引入的相位噪声较敏感的缺点。SC-FDE 技术联合简单的时域反馈均衡取得了与 OFDM 相似的性能(在高码率下甚至性能更优), 并且没有 PAPR 大的问题, 对相噪和频偏也不如

OFDM 敏感, 还可以和 OFDM 技术较好融合^[1, 2]。所以, SC-FDE 技术受到越来越广泛的关注。文献[3]提出一种联合判决-反馈均衡(DFE)的 SC-FDE 系统, 并给出了时/频域均衡器系数的最小均方误差(MMSE)解。该系统连续发送多个相同的训练序列, 接收机先对每个训练序列作快速傅里叶变换(FFT), 每个训练序列在频域获得信道信息的一个估计, 然后再对估计的结果进行平均, 最终得到信道信息的最小二乘(LS)估计。但这种方法需要多次计算 FFT, 运算量较大, 本文提出在时域先对接收的多个训练序列进行平均, 然后在频域估计信道信息, 这两种平均的方式被证明是等效的, 但时域平均的方式大大简化了计算。

低密度奇偶校验(LDPC)码最初由 Gallager 于 1962 年发现, 它是一种基于稀疏校验矩阵的线性分组码^[4]。经过数十年的沉寂, 随着大规模集成电路和相关理论的发展, 直到 1996 年, 它才又被人们重新发现。它结构描述简单, 译码操作完全并行, 在采用诸如 BP(Belief-Propagation)这样的迭代译码算法时, 其性能有逼近 Shannon 限的能力。因此,

LDPC 码逐渐成为信道编码领域的热点。在刚发布的欧洲第二代数字电视标准 DVB-S2 中，以 LDPC 码为内码，BCH 码为外码的前向纠错编码方案成为其最大的亮点。

由此，本文设计了一种基于增加了纵向校验的LDPC码和由固定波形短pn组成的长PN训练序列的SC-FDE系统。一方面，利用长PN训练序列来解决快变信道的初始估计和跟踪问题，另一方面，利用增加纵向校验的LDPC码强大的纠错能力降低信噪比门限，从而提高系统的整体性能。

2 基于LDPC码的SC-FDE系统模型

2.1 SC-FDE 系统

SC-FDE 系统的基本组成如图 1。

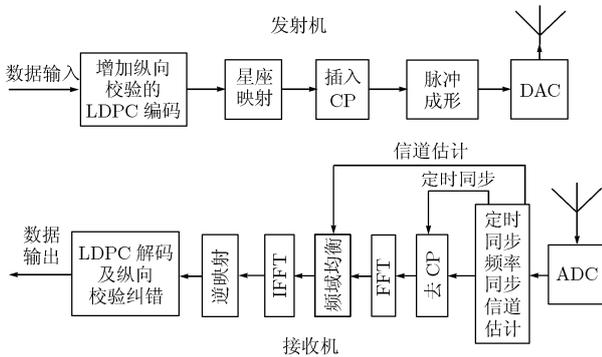


图 1 SC-FDE 系统的基本组成

Sari 等人指出：SC-FDE 系统可以达到与 OFDM 相同的性能，并且复杂度相当^[5]。设信道转移函数为 H_i (包括发端成形滤波器、基带信道和收端匹配滤波器等)，则频域均衡系数 W_i 可以为 $1/H_i$ ，这是在零 ISI 约束条件下得到的迫零均衡器(ZFE)系数。ZFE 在信道频率响应有深衰时，噪声被严重放大，可能导致系统最终性能不理想。MMSE 均衡器折中考虑了减少 ISI 和噪声放大的问题。ZFE 和 MMSE 均衡器都是线性均衡器(LE)。对频率选择性信道，判决-反馈均衡器(DFE)由于在减小 ISI 的同时没有放大噪声，故可以取得比 LE 更好的性能^[6]。但是在基于块传输的单载波系统中，由于 FFT 本身具有内在的时延性质，所以 DFE 不可能在频域进行。文献[3]提出了一种时/频联合处理的 DFE 结构：频域均衡作为 DFE 的前馈滤波部分，时域的反馈滤波部分用常规的横向滤波器。图 2 给出了这种均衡器结构的基本框图。接收数据 r_m 经 FFT 后得到频域数据 R_i ，在频域乘以系数 W_i ，然后经 IFFT 到时域完成 DFE 的前馈滤波。时域数据进行逐符号判决， B 阶反馈滤波，然后去掉其对后面符号的干扰，从而完成整个判决-反馈均衡。

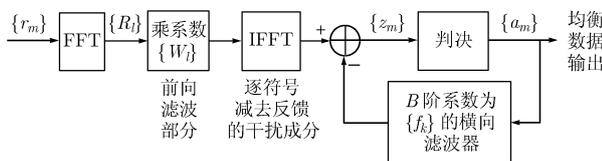


图 2 SC-FDE 系统的判决-反馈均衡器

2.2 增加纵向校验的 LDPC 码

LDPC 码是一类可用非常稀疏的奇偶校验矩阵或二分图定义的线性分组码，所谓稀疏，是指其校验矩阵中非零元“1”的个数远远小于“0”的个数。在 LDPC 码对应的二分图中，最小环的长度 girth 是决定码性能的重要因素之一。对于拥有大的最小环长的 LDPC 码而言，类似 BP 这样的迭代译码算法可逼近最大似然译码算法(MLD)。相反，短长度的小环会阻碍迭代译码过程收敛、降低 LDPC 码的译码性能。因此，在码的构造过程中，人们总是尽量避免引入小环。

为进一步提高该系统前向纠错码的能力，本文利用 LDPC 码具有良好检错能力这一特性，提出一种增加了纵向校验的 LDPC 编译码方案。在此方案中，本文以 GF(2) 域上的 s 个码长为 N 的 LDPC 码字为一组，记为

$$\mathbf{A} = [\mathbf{c}_0^H, \mathbf{c}_1^H, \dots, \mathbf{c}_{s-1}^H] \quad (1)$$

其中 \mathbf{c}_m ($m = 0, 1, \dots, s-1$) 为 N 维的码字向量。令

$$\mathbf{T} = \underbrace{[1, 1, \dots, 1]^H}_{s \text{ 个 } 1} \quad (2)$$

计算

$$\mathbf{c}_s^H = \mathbf{A} \mathbf{T} \quad (3)$$

如此，在发射机端每发送 s 个初始码字后，发送码字 \mathbf{c}_s 。在接收机端，如果接收到的码组 \mathbf{A} 中有一个码字译码失败(即译码器已达到最大迭代译码设定次数，但所得结果仍然不是码集中的可用码字)，如第 i 个码字译码失败，记为 \mathbf{c}_i ，其中 $0 \leq i \leq s-1$ ，则以 \mathbf{c}_s 代替 \mathbf{c}_i ，重新构建矩阵：

$$\mathbf{A}' = [\mathbf{c}_0^H, \mathbf{c}_1^H, \dots, \mathbf{c}_{i-1}^H, \mathbf{c}_i^H, \mathbf{c}_{i+1}^H, \dots, \mathbf{c}_{s-1}^H] \quad (4)$$

并计算

$$\mathbf{c}_i' = (\mathbf{A}' \mathbf{T})^H \quad (5)$$

最后以 \mathbf{c}_i' 替代 \mathbf{A} 中的错误码字 \mathbf{c}_i ，得到矩阵：

$$\mathbf{A}'' = [\mathbf{c}_0^H, \mathbf{c}_1^H, \dots, \mathbf{c}_{i-1}^H, \mathbf{c}_i', \mathbf{c}_{i+1}^H, \dots, \mathbf{c}_{s-1}^H] \quad (6)$$

\mathbf{A}'' 即为 s 个初始码字的译码输出结果。若接收机端译码码组 \mathbf{A} 无错误或有两个或两个以上码字译码失败，则无需对冗余码字 \mathbf{c}_s 译码。

LDPC 码译码错误由不可检测错误和可检测错误两部分构成。设初始构建的 LDPC 码码字在该系统中不可检测错误概率为 P_{ud} ，可检测错误概率(译码失败概率)为 P_d ，则其译码错误概率为 $P = P_d + P_{ud}$ 。由于 LDPC 码有很低的不可检测错误率^[7]，且 $P_{ud} \ll P_d$ ，从而 $P \approx P_d$ 。下式给出了增加纵向校验码字后的码字平均译码错误率 \bar{P} 。

$$\bar{P} = \frac{\binom{s}{1} (1 - P_d)^{s-1} P_d^2 + \sum_{i=2}^s i \cdot \binom{s}{i} (1 - P_d)^{s-i} P_d^i}{s} \quad (7)$$

表 1 给出了一些增加纵向校验码字前后的误码率情况。由表 1 可见，LDPC 初始编码码字错误概率每下降一个数量级，增加纵向校验码字后的码字错误率以两个数量级的速度下降。这极大地提高了原 LDPC 码的性能。其次它的软、硬件实现代价都较低，由此可充分发挥 LDPC 码的优势，

尤其对 LDPC 码在高码率短码长时有更大的意义。

表 1 一些增加纵向校验码字前后的 LDPC 误码概率

P_d	$s=19$	$s=29$	$s=39$	$s=49$
$1.0e-4$	$1.9e-7$	$2.9e-7$	$3.9e-7$	$4.9e-7$
$1.0e-5$	$1.9e-9$	$2.9e-9$	$3.9e-9$	$4.9e-9$
$1.0e-6$	$1.9e-11$	$2.9e-11$	$3.9e-11$	$4.9e-11$

3 改进的SC-FDE系统及其信道训练

插入 CP 的 SC-FDE 系统帧结构如图 3。与 OFDM 系统一样，基于块传输的 SC 系统插入 CP 作为时间保护间隔(TGI)可以避免 IBI，同时数据与多径信道时域冲激响应之间的线性卷积在一个数据块周期内可以等效为循环卷积，使得可以用简单的 FDE 消除 ISI。但是，CP 对接收机来说是未知且逐块变化的，所以 CP 用于收端的同步、信道估计与均衡时，性能不是很理想。本文针对这一点，重新设计了系统结构。



图 3 基于 CP 的 SC-FDE 系统帧结构

3.1 帧结构

本文设计的 SC-FDE 系统力求解决快变信道的初始估计和跟踪问题。我们用一个已知的固定波形伪随机序列(图 4 中用 pn 表示)来代替图 3 中的 CP，并且在收端 pn 成为被处理数据块的一部分参加 FFT 运算，而不是象 CP 一样被简单的扔掉。如图 4，固定波形的 pn 加在传输的数据块前面形成扩展的数据块，连续传输这样的数据块，则数据流内部存在周期性，当前传输块中的数据部分与其下一传输块的 pn 头形成一个完整的去 IBI 周期。由于每个传输块中 pn 完全相同，故由多径信道时延扩展引入的拖尾也相同(设信道没有变化)，pn 同时还吸收了来自信息数据的时延拖尾。由此可见，pn 与 CP 一样可以起到 TGI 的作用。插入 pn 的目的还在于接收机可以利用 pn 进行同步和信道估计与均衡，以获得较常规 SC-FDE 系统更好的性能。pn 的设计除了考虑有良好的相关特性外(用于同步)，还要有均匀的频谱作为频域补偿的参考基准(用于信道估计)，故 pn 可以选用多相位复巴克码，多相位 Frank-Zadoff 序列^[8]或 Chu 序列^[9]。

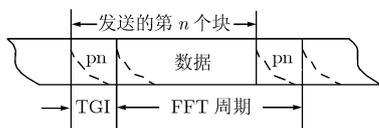


图 4 基于固定波形短 pn 的 SC-FDE 系统帧结构

在宽带无线通信系统中，快速同步和信道的初始估计(即初始导引问题)很关键，尤其在移动终端连续穿越楼层阴影时，较慢的初始导引往往使系统不能有效跟踪信道，使其在快变信道下性能很差。所以，本文设计的系统除了每个数据块加入 pn 作为时间保护间隔(TGI)外，还周期性地插入长伪随机序列(PN)作为训练信号，以解决系统初始导引问题。为了容易被接收机检测和获得可靠的信道初始估计，长 PN 设计为多个 pn 重复构成。以数据块重复周期为 1024，长 PN 由 7 段 pn 序列构成(每个固定波形短 pn 长度为 128)为例，图 5(a)给出了长 PN 结构示意图。长 PN 插入的频度由系统需要决定，一般而言 2~3%的比例可以很好的解决信号重入问题。图 5(b)给出了插入长 PN 后的帧结构。

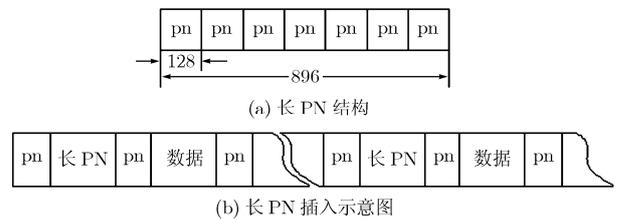


图 5 本文设计 SC-FDE 系统的帧结构

接收机首先用本地 pn 与接收数据作相关运算，检测到长 PN 即获得帧同步信号。同时用长 PN 训练信道，得到准确的信道信息估计，从而以“一符号到位”的方式将系统导入精确的频域均衡起点。每个数据块插入的固定波形短 pn 作为 TGI 与数据符号一起形成完整的去 IBI 周期，利用 pn 还可以获得精确的符号同步，并兼作在长 PN 精确导引基础上的信道自适应跟踪与均衡。图 6 给出了本文设计的 SC-FDE 系统发射机和参考接收机框图。

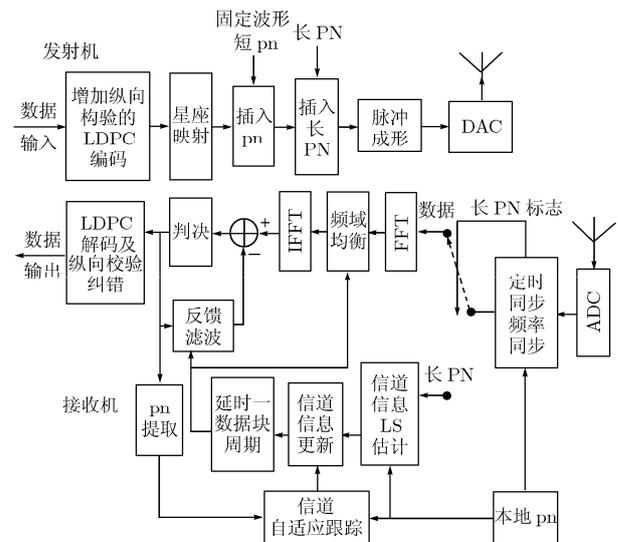


图 6 本文设计的 SC-FDE 系统发射机和参考接收机框图

3.2 利用长 PN 的信道训练

设信道(包括收发端滤波器)冲激响应的取样为 h_m ，信道

复加性高斯白噪声(AWGN)取样为 n_m , 则由图 1 可知接收信号可以表达为

$$r_m = a_m \otimes h_m + n_m \quad (8)$$

其中 \otimes 表示卷积运算。其中 $n_m = n_x(m) + jn_y(m)$, 且 $n_x(m)$ 和 $n_y(m)$ 为相互独立的零均值、方差为 $\sigma^2/2$ 的实高斯白噪声, 故 n_m 方差为 σ^2 。所以 $|n_m|^2 = n_x^2 + n_y^2$ 是由二维正态分布合成的有两个自由度的 χ^2 分布, 均值为 $E[|n_m|^2] = 2 \times \sigma^2/2 = \sigma^2$, 其中 $E[\bullet]$ 表示数学期望。设信道在一个数据块周期内不发生变化, 则 $a_m \otimes h_m$ 就是确定的, 且由于 AWGN 的各个取样是相互独立的零均值的随机变量, 由式(8)可以得到:

$$\begin{aligned} E[|r_m|^2] &= E[r_m r_m^*] = E\left[|a_m \otimes h_m|^2 + (a_m \otimes h_m)n_m^* + (a_m \otimes h_m)^* n_m + |n_m|^2\right] \\ &= E\left[|a_m \otimes h_m|^2\right] + E[|n_m|^2] \\ &= |a_m \otimes h_m|^2 + \sigma^2 \end{aligned} \quad (9)$$

对式(8)求统计平均可得:

$$E[r_m] = a_m \otimes h_m \quad (10)$$

故信道 AWGN 方差为

$$\sigma^2 = E[|r_m|^2] - |E[r_m]|^2 \quad (11)$$

上面是信道估计的理论分析, 统计平均实际上是不容易得到的, 工程上比较实用的办法是用时间平均代替统计平均。长 PN 由 pn 重复构成, 这为求时间平均提供了可能。若 AWGN 是各态历经的, 则可用时间平均代替统计平均:

$$\begin{aligned} E[r_m] &\approx \bar{r}_m = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M r_m^{(n)} = a_m \otimes h_m, \\ E[|r_m|^2] &\approx \overline{|r_m|^2} = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M |r_m^{(n)}|^2, \quad m = 0, \dots, P-1 \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $r_m^{(n)}$ 是接收端长 PN 第 n 段 pn 的第 m 个取样。AWGN 方差可以如下估计:

$$\hat{\sigma}_m^2 = \overline{|r_m|^2} - |\bar{r}_m|^2, \quad \hat{\sigma}^2 = \frac{1}{P} \sum_{m=0}^{P-1} \hat{\sigma}_m^2 \quad (13)$$

若 pn 的频谱为 A_l , 信道转移函数估计为

$$\hat{H}_l = \frac{\bar{R}_l}{A_l}, \quad \bar{R}_l = \frac{1}{P} \sum_{m=0}^{P-1} \bar{r}_m e^{-j2\pi \frac{lm}{P}} \quad (14)$$

信道转移函数的傅里叶逆变换就是时域冲激响应的估计, 只不过为了减少噪声对信道估计的影响, 丢弃了冲激响应的较小估计值, 其作用相当于时域滤波。当前采用的丢弃门限为冲激响应中最大估计值的 5%。这样, 就得到了计算前馈和反馈滤波器系数的所有信道信息。

4 数值与仿真结果

本文对上节提出的 SC-FDE 系统进行了计算机仿真。仿真软件选用 CADENCE 公司的信号处理仿真软件 SPW4.8.2。系统帧结构如图 5 所示, 固定波形短 pn 选用长度为 128 的多相位 Frank-Zadoff 序列, 长 PN 插入的频度为 3%。用随机构造方式生成不规则 LDPC 码, 其长为 896,

码率 1/2 和 3/4。1/2 码率 LDPC 码采用文献[10]中提出的节点度数分布: $\lambda(x) = 0.3156x + 0.2676x^2 + 0.4168x^6$, $\rho(x) = 0.4375x^5 + 0.5625x^6$ 。3/4 码率的 LDPC 码采用节点度数分布: $\lambda(x) = 0.30247x + 0.31945x^2 + 0.37808x^4$, $\rho(x) = 1.0x^{11}$ 。由于码长较短, 上述节点度数分布所对应码集中各个码的环分布远不如有较大长度码均匀, 造成码集中各个码性能上的巨大差异。为此, 本文利用 girth condition^[11]算法来寻找该码集中没有短长度环的 LDPC 码, 最终获得最小环约为 7.08、码率 1/2 和平均最小环约为 6.03、码率 3/4 的两个 LDPC 码。译码采用 6 位量化精度的 BP 算法, 设定最大迭代次数为 50。在增加了纵向校验的 LDPC 编码方案中, 以每 $s = 29$ 个初始码字为一组。仿真分别考查了系统在 SUI-3 和 SUI-5 信道模型下的性能。SUI-3 有 3 条独立的瑞利衰落多径, 其时延为 0 μ s, 0.4 μ s 和 0.9 μ s, 相对功率分别为 0dB, -5dB 和 -10dB。SUI-5 也有 3 条独立的瑞利衰落多径, 其时延为 0 μ s, 4 μ s 和 10 μ s, 相对功率分别为 0dB, -5dB 和 -10dB。

图 7 为在上述两种信道下, 选用 1/2 码率 LDPC 码, 该系统分别在 QPSK, 16QAM 和 64QAM 3 种调制情况下的 BER 性能曲线。如图所示, 无论是在多径时延扩展较小的 SUI-3 信道还是在扩展较大的 SUI-5 信道, 该系统都能获得较理想的结果。在 LDPC 迭代译码中, 译码性能与信道复加性高斯白噪声方差 σ^2 估计精度有很大关系, 从该系统较好的性能表现可看出: 用固定波形的短 PN 取代 CP, 用长 PN 作信道训练, 在时域内对接收的多个训练序列进行平均, 然后在频域对信道信息进行估计是切实可行的。两种信道下, 系统以 QPSK 调制性能最优, 随调制阶数升高, 该系统在两种信道下的性能差异逐渐增大。误比特率为 10^{-5} 时, 以 QPSK 调制, 系统在 SUI-3 信道下性能优于 SUI-5 信道 3.5dB, 而以 64QAM 调制时, 该值达到 5.6dB。

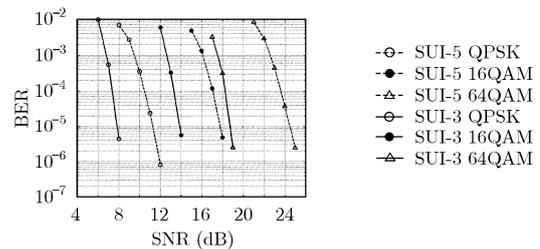


图 7 本文设计的 SC-FDE 系统在不同信道下的性能

图 8 比较了该系统与 OFDM 系统在 SUI-5 信道下 QPSK 调制时的性能, 两系统皆采用增加纵向校验的 LDPC 编码方案。由图可见, 两种码率下该 SC-FDE 系统性能皆优于 OFDM 系统, 且随 LDPC 码率增加, 该系统优势逐渐明显。在误比特率为 10^{-5} 时, 该 SC-FDE 系统比 OFDM 系统好 0.9dB。

图 9 比较了该系统在单纯 LDPC 码和增加纵向校验的 LDPC 码两种方式下的性能。以每 $s = 29$ 个初始码字为一组。由图可见, 增加纵向校验的 LDPC 码的仿真结果与在不考虑 LDPC 码的不可检测译码错误情况下用式(10)计算的理论曲线吻合较好。在低信噪比区域, 原 LDPC 码译码失败概率很高, 对应的增加纵向校验的 LDPC 码性能提升较小, 但随信噪比的提高, 原 LDPC 码译码失败概率逐渐降低, 增加纵向校验的 LDPC 码的性能逐渐优于原 LDPC 码, 且其译码错误率呈加速下降趋势。

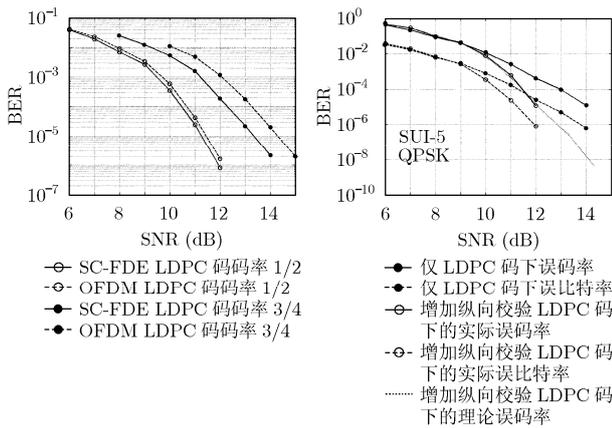


图 8 SC-FDE 系统与 OFDM 系统性能比较

图 9 增加纵向校验 LDPC 码性能

5 结束语

本文设计了一个联合判决—反馈均衡的 SC-FDE 系统, 该系统以增加了纵向校验的 LDPC 码为前向纠错编码来提高系统整体性能, 用固定波形的短 p_n 序列取代常规 SC-FDE 系统中的循环前缀 (CP), 并以多个短 p_n 序列组成的长 P_N 序列作信道训练来解决快变信道的初始估计和跟踪问题, 同时提出了在时域内先对接收的多个训练序列进行平均, 然后在频域估计信道信息的一种信道训练算法, 从而在保证性能的情况下, 大大降低该系统的计算复杂度。仿真表明在 SUI-3 和 SUI-5 多径衰落信道模型下, 该系统可取得较为理想的结果。仿真同时验证了增加纵向校验 LDPC 码的优秀抗多径衰落能力, 说明它适用于多径衰落信道下的单载波系统。

参考文献

[1] Falconer D, Ariyavisitakul S L, and Benyamin-Seeyar A, *et al.*

Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE Commun. Mag.*, 2002, 33(4): 58-66.

[2] Falconer D and Ariyavisitakul S L. Broadband wireless using single carrier and frequency domain equalization. The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Honolulu, Hawaii, 2002, 1: 27-36.

[3] Falconer D, Ariyavisitakul S L, and Benyamin-Seeyar A, *et al.* White paper: Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. <http://www.sce.carleton.ca/bbw/papers/Ariyavisitakul.pdf>.

[4] Gallager R G. Low-density parity-check codes. *IRE Trans on Inform Theory*, 1962, 8(1): 21-28.

[5] Sari H, Karam G, and Jeanclaude I. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting. *IEEE Commun. Mag.*, 1995, 33(2): 100-109.

[6] Qureshi S U H. Adaptive equalization. *Proc. IEEE*, 1985, 73(9): 1349-1387.

[7] 贺玉成, 杨莉, 慕建军, 等. LDPC 码的不可检测译码错误分析. *通信学报*, 2002, 23(1): 1-7.

He Yu-cheng, Yang Li, and Mu Jian-jun, *et al.* Analysis of undetected errors of decoding LDPC codes. *Journal on Communications*, 2002, 23(1): 1-7.

[8] Frank R L and Zadoff S A. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1961, 7(4): 254-257.

[9] Chu D C. Polyphase codes with good periodic correlation properties. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1972, 18(4): 531-532.

[10] A fast and accurate degree distribution optimizer for ldpc code ensembles. <http://lthwww.epfl.ch/research/ldpcopt/>.

[11] Ko Y J and Kim J H. Girth conditioning for construction of short block length irregular LDPC codes. *IEE Electronics Letters*, 2004, 40(3): 187-188.

敬龙江: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为现代通信系统中的信道编码与调制技术。

刘光辉: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为 OFDM 系统中的相噪抑制和信道估计与均衡技术。

林竞力: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为现代通信系统中的信道编码与调制技术。

朱维乐: 男, 1940 年生, 教授, 研究方向为数字通信系统、数字视频和 HDTV 系统。