

迭代译码的 LDPC-BICM 方案在 中短波信道中性能分析

顾品标 吴乐南

(东南大学 信息科学与工程学院 南京 210096)

摘 要: 低密度奇偶校验码(LDPC)具有码字构造灵活、译码复杂度低、性能优异以及频谱利用率高等特点。本文简介了 LDPC 码及位交织编码调制迭代译码(BICM-ID)方案,提出了将 LDPC 码作为分量码的 BICM-ID 方案用于多电平正交幅度调制(M-QAM)的 OFDM 通信系统中,并给出了多电平正交幅度调制的对数似然比置信传播(LLR-BP)译码算法。最后,根据数字广播信道的特点,比较了基于 LDPC-BICM-ID 方案与 DRM 标准中码率匹配的删除卷积码多级编码方案(RCPC/MLC)的 OFDM 系统在中、短波广播信道中的误码率性能。仿真结果表明,本文所提出的方案的性能优于 RCPC/MLC 方案。

关键词: 正交频分复用;低密度奇偶校验码;位交织编码调制迭代译码;多电平-正交幅度调制;数字广播
中图分类号: TN911.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2014)01-0030-07

The Performance of Iterative Decoding Schemes based LDPC-BICM in MF and HF Channels

GU Pin-biao WU Le-nan

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Low density parity check (LDPC) code is flexible in construction, simple in decoding, excellent performance and high spectrum efficiency. This paper introduces the LDPC codes and bit-interleaved coded modulation with iterative decoding (BICM-ID) scheme, proposed an LDPC codes as component codes in BICM-ID scheme is applied to Multi-Level Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM) in the OFDM communication system, and given its log-likelihood ratio belief propagation (LLR-BP) decoding algorithm. Finally, according to the characteristics of the digital broadcast channel, system performance based on LDPC-BICM-ID scheme is compare with the rate compatible punctured convolutional code (RCPC) scheme over MF and HF radio broadcasting channels. Simulation results show that the proposed scheme is better than RCPC-MLC system.

Key words: Orthogonal Frequency Division Multiplexing; Low Density Parity Check; Multi-Level Quadrature Amplitude Modulation; Digital Radio

1 引言

二十世纪末以来,无线通信中符号间干扰(ISI)、多径、衰落等因素的存在,使正交频分复用(OFDM)技术受到极大的关注。其频带利用率高、

抗多径能力等优点,非常适用于无线信道高速传输,在宽带无线接入(BWA)中有着良好的应用前景,已被广泛用于各种数字传输领域,如数字音频广播(DAB)、新的无线局域网标准(IEEE802.11a)、高性能的 LAN2 型(HiperLAN/2)和移动多媒体接入

通信系统 (MMAC) 等,也是第四代移动通信系统 (4G) 的关键技术之一。

然而,OFDM 作为多载波调制技术的一种,每个子载波通过频率选择性信道传输后,都有着不同程度的衰减。因为深衰落的原因,在某些子载波上的功率可能明显的小于平均功率,整个系统的误码率 (BER) 会大部分取决于这些极少部分最低功率水平的子载波。为了减少因这个问题而引起的系统性能的衰退,通常在信息调制前进行信道编码,信道编码显著降低 BER 相当程度上依赖于码率、解码器的复杂度和信号噪声比 (SNR) 等因素之间的权衡。为解决成串的比特差错引起的 BER 问题,可以将成串比特离散成随机的,再利用相对应编码技术来消除随机差错。因此,纠错编码与交织技术相结合,运用于 OFDM 系统中可以有效提高整个系统的 BER 性能^[1]。如卷积码、RS 码、Turbo 码等都已结合 OFDM 技术应用于各类通信系统中。

低密度奇偶校验 (LDPC) 码及其迭代译码算法最初由 Gallager 于 1962 年提出^[2],是迄今最接近 Shannon 限的信道编码^{[3][4]},可高度并行译码,译码复杂度低,且结构灵活,非常适合高速数据传输应用场合^[5-7],已被欧洲新一代数字卫星广播标准 DVB-S2、中国移动多媒体广播 (CMMB) 等标准采用,在未来的第四代移动通信系统 (4G) 中,LDPC 码也已成为强有力竞争者。

比特交织编码调制 (BICM) 是 Zehavi 于 1992 年首次提出的一种借助于位交织器的编码调制系统^[12],编码时在 8PSK 调制器之前引入 3 个比特交织器,译码时在 Viterbi 译码器之前引入一个适当的软判决比特度量,从而实现了编码后码元集合的汉明距离最大化,达到提高信号在衰落信道中传输的可靠性。

以往在 LDPC 码的理论研究中,大多采用二进制调制如 BPSK 方式^[8-10],在通信技术飞速发展的同时,传统的编码和调制设计方法已经不适应现代通信系统的发展要求,为对有限频谱资源进行更好地利用,多电平正交幅度调制 (M-QAM) 已被许多数字通信系统所采用^[11]。

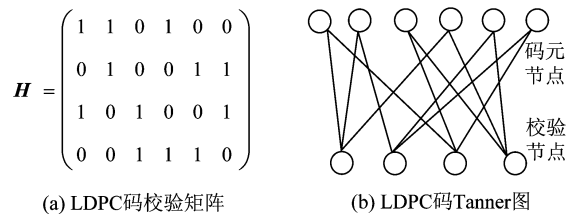
本文第 2 部分介绍 LDPC 码及位交织编码调制迭代译码 (BICM-ID) 方案,给出其译码算法;第 3 部

分搭建基于 LDPC-BICM-ID 的 OFDM 系统模型,给出 M-QAM 的 LDPC 码修正译码算法;第 4 部分在不同信道条件下对 LDPC-BICM-ID 方案与码率匹配的删除卷积码 (RCPC) 方案进行仿真性能比较;最后对全文进行总结。

2 LDPC-BICM-ID 方案

2.1 LDPC 码

LDPC 码是一种线性分组纠错码。一种常用的描述方法就是校验矩阵,也可以用更为直观的含码元节点和校验节点的 Tanner 双向图来表示。根据校验矩阵每行或列的非零元素的个数,LDPC 码可分为规则 (regular) 和非规则 (irregular) 的两类,规则的 LDPC 码的码元节点和校验节点的度都是固定的,通常用 (N, j, k) 表示,其中 N 表示码长, j 和 k 分别表示校验矩阵 H 的列权重和行权重。如图 1 (a) 所示为 (6, 2, 3) 规则 LDPC 码校验矩阵,图 1 (b) 为对应的 Tanner 图。



(a) The check matrix of LDPC codes (b) The Tanner graph of LDPC codes

图 1 LDPC 码校验矩阵和 Tanner 图

Fig. 1 LDPC codes check matrix and Tanner graph

LDPC 码的译码算法可分为基于硬判决的比特翻转译码 (BF) 算法和基于软判决的置信传播译码 (BP) 迭代译码算法^[20],LDPC 码的 BP 译码算法可分为概率域和对数域两种形式,概率域 BP 译码算法在码元节点和校验节点间传递的消息是概率值,该算法无涉及大量的乘法运算,复杂度较高。而对数域是把 BP 迭代后的软输出对数似然比 (LLR) 信息作为后续算法的软输入,可以在不损失任何译码性能的情况下,将变量节点处理中的大量乘法运算变为加法运算,从而降低运算复杂度,减少了运算时间,改变后的译码算法称为对数域 BP (LLR BP) 译码算法。

2.2 LDPC-BICM-ID 系统结构

传统 BICM 方案中,编码后的码字序列 c 经过理想交织器后变为 $\pi(c)$,若采用 M-QAM 调制,则 $\pi(c)$

的每 $\log_2 M$ 位分成一组二进制符号,根据调制方式此符号映射到 M-QAM 星座图中的一个星座点,在接收端,解调后再经过解交织、LDPC 译码,就可以得到原信息。

虽然 BICM 系统中的位交织器增加了分集阶数,但由于位交织导致的随机调制使得译码空间最小欧式距离减小,致使 BICM 系统在加性白高斯噪声 (AWGN) 信道下的性能不如网格编码调制 (TCM)。Li 等人提出的在 BICM 系统接收端加入迭代映射解决了这一问题^{[13][14]},称之为 BICM-ID 系统。研究表明,采用了迭代映射后的 BICM 系统,在高斯信道、瑞利衰落等信道上都能获得更为陡峭的 BER 性能。图 2 给出了 LDPC-BICM-ID 系统接收端结构框图。

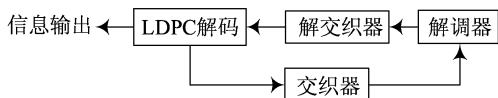


图 2 LDPC-BICM-ID 系统接收端结构框图

Fig. 2 LDPC-BICM-ID scheme receiver block diagram

在 LDPC-BICM-ID 接收端,LDPC 解码器出来的码元软信息序列经过交织器反馈到解调器中,作为下一次外迭代(有解调器参与)的先验信息。结合星座图中的原始信息和先验信息,解调器重新计算符号间度量(metrics)。度量重新被传送到 LDPC 译码器,进行 LDPC 的内迭代(子译码器之间的迭代)。

3 基于 LDPC-BICM-ID 的 OFDM 系统

3.1 系统模型

如图 3 的系统框图所示,在发射端,信息位经 LDPC 编码、交织后进行 M-QAM 的 Gray 映射,对于 LDPC-BICM-ID 方案而言,Gray 映射是渐近最优的^[17]。通过串/并转换,子载波进行 MQAM 映射,映射采用 I、Q 路分离的方形星座图,使得接收端的软解调过程极大简化。再进行 OFDM 调制,调制后的每一组 OFDM 符号需加上适当的保护间隔(CP)以抵抗衰落信道引起的符号间干扰,最后送入广播信道。在接收端,首先对接收信息同步、去除 CP 和 OFDM 解调,然后进行信道估计,最后进行 M-QAM 的格雷(Gray)反映射、去交织后进入 LDPC 解码器

迭代解码。

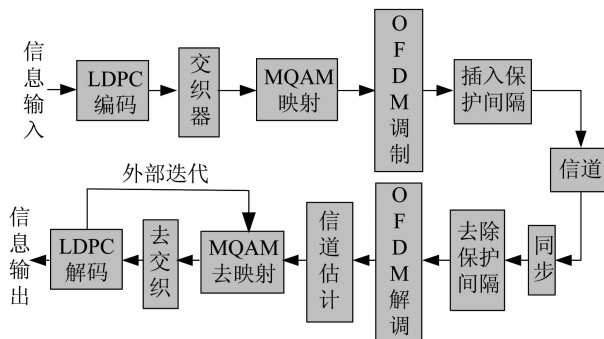


图 3 基于 LDPC-BICM-ID 的 OFDM 系统框图

Fig. 3 LDPC-BICM-ID based OFDM system block diagram

3.2 OFDM 调制

OFDM 通过串/并转换,将待传输的数据流分解成若干个低速率的数据流,再用不同的数字调制方式去调制相应的子载波。如果用 N 表示子信道的数目, T_u 表示 OFDM 符号的持续时间, $x_{l,0}, x_{l,1}, \dots, x_{l,N-1}$ 是星座映射后数字调制在第 l 个符号上的各个子信道上的数据符号。调制后 OFDM 的信号可表示为:

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-N/2}^{N/2} x_{l,k+N/2} g_k(t - lT_u) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_l(t) \quad (1)$$

其中

$$g_k(t) = \exp(j2\pi \frac{k}{T_u} t) \quad t \in [0, T_u) \quad (2)$$

3.3 LDPC-BICM-ID 译码

迭代解调译码是通过内部软解调器和外部译码器互相交换软信息实现的。假定接收端是在 t 时刻($0 < t \leq T$)的外部迭代,其译码信息可以表示为:

$$L_{ch}^{(t)}(c_k^i) = \log \left\{ \frac{\sum_{s_k \in \lambda_0^i} p(y_k | s_k) \prod_{j=0, j \neq i}^{L-1} p(c_k^j)}{\sum_{s_k \in \lambda_1^i} p(y_k | s_k) \prod_{j=0, j \neq i}^{L-1} p(c_k^j)} \right\}, \quad i = 0, 1, \dots, L-1 \quad (3)$$

其中 $L = \log_2(M)$, M 表示由度量计算出来的调制符号值, y_k 为接收符号, s_k 为发射符号, c_k^i 表示第 k 符号的第 i 位, λ_b^i 表示第 i 位为 b ($b \in \{0, 1\}$) 的所有符号的集合。定义:

$$L_a(c_k^i) = \log(p(c_k^i = 0)/p(c_k^i = 1)) \quad (4)$$

且在实际应用中,式(3)中的 log-sum 计算可以由

$$\log \sum_j a_j \approx \max_j \log a_j \quad (5)$$

来近似。这样可以将式(3)写成:

$$\begin{aligned} & L_{ch}^{(t)}(c_k^i) \approx \\ & \max_{s_k \in \mathcal{Z}_0^i} \left\{ \log(p(y_k | s_k)) + \sum_{j=0, j \neq i}^{L-1} L_a^{(t-1)}(c_k^j) \cdot (1 - c_k^j) \right\} \\ & - \max_{s_k \in \mathcal{Z}_1^i} \left\{ \log(p(y_k | s_k)) + \sum_{j=0, j \neq 1}^{L-1} L_a^{(t-1)}(c_k^j) \cdot (1 - c_k^j) \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

如果没有外部迭代,译码器的输出信息为:

$$\begin{aligned} L_{ch}^{(t)}(c_k^i) \approx & \max_{s_k \in \mathcal{Z}_0^i} \{ \log(p(y_k | s_k)) \} \\ & - \max_{s_k \in \mathcal{Z}_1^i} \{ \log(p(y_k | s_k)) \} \end{aligned} \quad (7)$$

为保证迭代的要求,我们需要修改对数似然比置信传播(LLR-BP)译码算法。设总迭代次数为 T ,则 LDPC-BICM-ID 系统的第 t 次迭代步骤为^{[15][16]}:

(a) 初始化:当 $t=0$ 时,我们用式(5)来计算译码器的输出信息。迭代的初始值为:

$$L_{mn}^{0,(t)} = L_{ch,n}^{(t)}, n=1,2,\dots,N \quad (8)$$

当 $t>0$ 时,我们用式(6)计算译码器的输出信息,迭代的初始值为:

$$L_{mn}^{0,(t)} = L_{mn}^{K_{\max},(t-1)} - L_{ch,n}^{(t)} + L_{ch,n}^t, n=1,2,\dots,N \quad (9)$$

(b) 译码:对序列进行最大内迭代次数 K_{\max} 的 LLR-BP 算法进行译码。

(c) 计算 LDPC 译码器的最后输出信息:

$$L_{a,n}^{(t)} = \frac{1}{K_{\max}} \sum_{1 \leq k \leq K_{\max}} (L_n^{k,(t)} - L_{ch,n}^{(t)}), n=1,2,\dots,N \quad (10)$$

3.4 M-QAM 的译码

假定经过调制器 k 时刻的输出符号为 x_k ,通过信道传输后,接收符号,可表示为 $r_k = h_k x_k + n_k$,其中 h_k 为衰减因子,在 AWGN 信道 $h_k = 1$;在 Rayleigh 信道 $h_k = \rho_k e^{j\phi_k}$,其中 ρ_k 服从 Rayleigh 分布, ϕ_k 服从均匀分布。 n_k 为零均值、方差 $\sigma_{ch}^2 = N_0/2$ 的加性高斯白噪声。 n_k 独立于 h_k 。则在先验条件 $x_k = b$ 下, r_k 为均值 b 、方差 σ^2 的高斯随机编码,即

$$p(r_k | x_k = b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(r_k - \rho_k b)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (11)$$

对于 M-QAM 调制, $M = 2^m$,将编码后的位序列

$c_k (k=0,1,\dots,N-1)$ 表示为 $c_t^i (i=1,2,\dots,m; t=0,1,\dots,N/m-1)$, $(c_t^1, c_t^2, \dots, c_t^m)$ 逐一映射为信号星座集合 $\mathcal{X} (|\mathcal{X}| = 2^m)$ 中的一个点 ζ_i 。则 LLR-BP 译码的初始度量可表示为

$$\begin{aligned} L(p_t^i) &= \log\left(\frac{p_t^i(0)}{p_t^i(1)}\right) = \log\left(\frac{p_t^i(c_t^i = 0 | r_t)}{p_t^i(c_t^i = 1 | r_t)}\right) \\ &= \log\left(\frac{\sum_{c_t^i=0} p(x_t | r_t)}{\sum_{c_t^i=1} p(x_t | r_t)}\right) = \log\left(\frac{\sum_{c_t^i=0} p(r_t | x_t)}{\sum_{c_t^i=1} p(r_t | x_t)}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

其中, $L(p_t^i)$ 表示第 t 个传输符号中第 i 位的初始度量, $p(r_t | x_t)$ 可由式(11)得到。故当调制方式为 16-QAM 时,应修正为

$$L(q_{a,n}) L_{mn}^{0,(t)} = \begin{cases} L(u_1^k), & n=4k-3 \\ L(u_2^k), & n=4k-2 \\ L(u_3^k), & n=4k-1 \\ L(u_4^k), & n=4k \end{cases} \quad (13)$$

4 系统仿真

4.1 信道模型

为研究本系统在广播信道下的性能,需要对真实的传输信道进行建模,假定是广义平稳非相关散射信道模型(WSSUS),其中 $s(t)$ 是输入信号, $y(t)$ 是输出信号:

$$y(t) = \sum_{k=1}^n \rho_k c_k(t) s(t - \Delta_k) \quad (14)$$

这是一种抽头延迟线模型,其中 ρ_k 和 Δ_k 分别是第 k 条路径的衰减和相对多径时延。 $\{c_k(t)\}$ 是零均值复平稳高斯随机过程的时变抽头权重,其幅值 $|c_k(t)|$ 服从瑞利分布,相位 $\Phi(t)$ 满足均匀分布。

$\{c_k(t)\}$ 的每一个权重都是随机的,由其方差和功率谱密度(PSD)函数决定。对高斯噪声通过滤波器进行建模,就可以近似得到 PSD 函数:

$$G(f) = N_0 \cdot |H(f)|^2 \quad (15)$$

每条路径的多普勒模型由下式定义:

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_d} e^{-\frac{(f-D_{sh})^2}{2\sigma_d^2}} \quad (16)$$

其中 D_{sh} 为多普勒频移, $H(f)$ 是系统传输函数。

数字无线广播传输信道为 LF、MF 和 HF 频段,长波和中波仅通过地面传播,一般用加性白高斯信道(AWGN)和 RICE 信道来描述。但是短波要借助电离层的反射,由于地球表面和电离层共同影响电磁波的传输,所以短波为多径信道。通过对通用模型选取合适的参数,欧洲数字音频广播标准 DRM 中给出了建议的信道模型^[18]。在本文仿真中使用的信道为 AWGN、RICE 和 CCIR-poor 信道。

针对不同的信道传播环境,为保证信号传输的鲁棒性,本文对通信系统设置两种鲁棒模式。模式 A 适合具有弱衰落的高斯信道,模式 B 适合具有长时延的时/频域选择性信道。详细的 OFDM 参数见表 1。

表 1 两种鲁棒模式参数

Tab. 1 Two robust model parameters

模式	模式 A	模式 B
T_u (ms)	24(288T)	21 1/3(256T)
T_g (ms)	2 2/3(32T)	5 1/3(64T)
T_s	26 2/3	26 2/3
T_g / T_u	1/9	1/4
T_f (ms)	400	400
工作频段	长波、中波	中波、短波

一般来说,相干解调和解码需要信道信息,就均方误差(MSE)意义上,信道估计用导频符号辅助的二维(2D)Wiener 滤波器是最佳的^[19]。然而这样一个 2D 滤波器结构实现起来很复杂。在复杂度与性能之间的折中考虑,可以用在时域和频域上的一维 FIR Wiener 滤波器组成一个可分离的估计器。

4.2 仿真结果及分析

仿真采用码长 5310、码率 0.5 的非规则 LDPC 码,其度数分布分别为 $\lambda(x) = 0.5044x + 0.2877x^2 + 0.0195x^3 + 0.0668x^4 + 0.1216x^9$ 、 $\rho(x) = x^6$,校验矩阵由 PEG(progressive edge-growth)算法生成^[7],构造的码字有较大的围长且特别适合设计短码。译码时最大内迭代 20 次,外迭代 1 次。调制方式为 QAM 调制,Gray 映射,假设两种方案都是理想同步。LDPC 码采用 LLR-BP 译码算法,DRM 标准采用 RCPC/MLC 方案,其译码采用基于软判决的 viterbi

算法的迭代多级译码(IMSD)方案。仿真结果中 BER 表示比特差错率,SNR 表示信噪比。

图 4 比较了 LDPC 码与 RCPC 码在模式 A 下 AWGN 信道的 BER,可见前者性能明显优于后者。与 DRM 标准中的 RCPC/MLC 方案相比,LDPC-BICM-ID 方案在 $BER = 10^{-5}$ 时的性能改善,16-QAM 约 2dB,而 64-QAM 约 5dB。

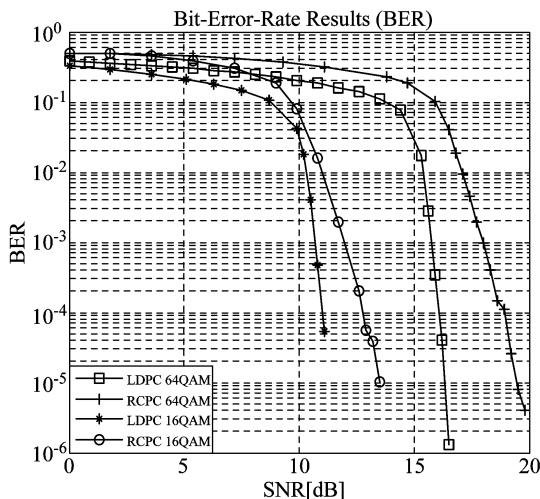


图 4 AWGN 信道下 LDPC/RCPC 在 16/64-QAM 性能曲线
Fig. 4 16/64 QAM with LDPC/RCPC in AWGN channel

图 5 比较了 LDPC 码与 RCPC 码在模式 A 下 RICE 信道的 BER,与国际标准中的 RCPC/MLC 方案相比,LDPC-BICM-ID 方案在 $BER = 10^{-5}$ 时的性能改善,16-QAM 约 1dB,64-QAM 约 4dB。

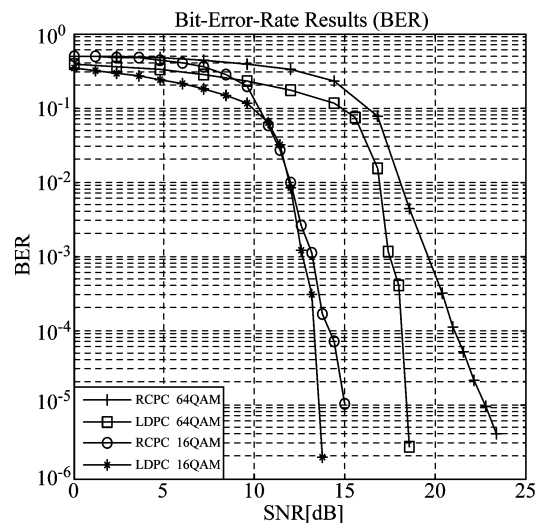


图 5 RICE 信道下 LDPC/RCPC 在 16/64-QAM 性能曲线
Fig. 5 16/64-QAM with LDPC/RCPC in RICE channel

图 6 为 LDPC 码与 RCPC 码在模式 B 下 CCIR-poor 信道的 BER, 与 RCPC/MLC 方案相比, LDPC-BICM-ID 方案在 BER = 10^{-5} 时的性能改善, 16-QAM 约 1dB, 64-QAM 约 4dB。

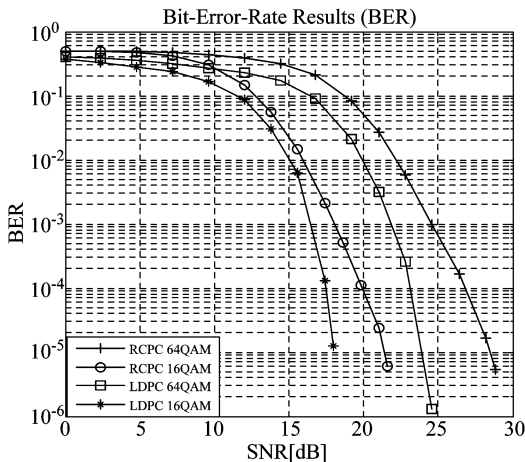


图 6 CCIR 信道下 LDPC/RCPC 在 16/64QAM 性能曲线

Fig.6 16/64QAM with LDPC/RCPC in CCIR channel

由上可见, 采用迭代译码的 LDPC-BICM 的 OFDM 系统, 在瀑布区具有更为优异的性能, 瀑布效应明显, 而采用 RCPC/MLC 方案的 DRM 标准的瀑布效应则不太明显。与后者相比, 结构更为简单的 LDPC-BICM-ID 方案可以使 OFDM 系统抗衰落性能得到更大的改善, 而且信道条件越恶劣, LDPC-BICM-ID 方案优势越明显。

5 结论

针对数字广播通信特点, 提出了基于迭代译码的 LDPC-BICM 多电平调制 OFDM 方案, 比较了该方案与 RCPC/MLC 方案在中、短波信道中误码率性能。仿真结果表明, 本文提出的方案在中、短波信道条件下全面优于 DRM 标准中的 RCPC/MLC 方案, 且码字越长, 其对应的 BER 性能越好, 对于衰落程度更深的短波信道, 能更有效地提升系统的整体性能。因此, 可以考虑将纠错能力极强的 LDPC 码与 OFDM 系统结合起来, 应用于未来的中国数字音频广播中。

参考文献

[1] 佟学俭, 罗涛. OFDM 移动通信技术原理与应用 [M].

人民邮电出版社, 2003.

Tong xuejian, Luo tao. OFDM mobile communication technique and applications [M]. People's Post and Telecommunication Press, 2003. (in Chinese)

- [2] Gallager R. Low-density parity-check codes [J]. Information Theory, IRE Transactions on, 1962, 8(1): 21-28.
- [3] D J. C. MacKay. Good error-correcting codes based on very sparse matrices [J]. IEEE Trans. on IT, 1999, 45(2): 399-431.
- [4] Chung S Y, Forney Jr G D, Richardson T J, et al. On the design of low-density parity-check codes within 0.0045 dB of the Shannon limit [J]. Communications Letters, IEEE, 2001, 5(2): 58-60.
- [5] Wang Z and Cui Z. A memory efficient partially parallel decoder architecture for quasi-cyclic LDPC codes [J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2007, 15(4): 483-488.
- [6] Darabiha A and Carusone A C, et al. Block-interlaced LDPC decoders with reduced interconnect complexity [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2008, 55(1): 74-78.
- [7] Hao Z and Tong Z, et al. Quasi-cyclic LDPC codes for the magnetic recording channel: Code design and VLSI implementation [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(3): 1118-1123.
- [8] Hisashi Futaki, T Ohtsuki. Low-Density Parity-Check (LDPC) Coded OFDM System [J]. IEEE VTC2001Fall. 2001-10. 1:82-86.
- [9] J. Hou, P. H. Siegel, L. B. Milstein. Performance analysis and code optimization of low density parity-check codes on Rayleigh fading channels [J]. IEEE J-SAC, 2001, 19(5): 924-934.
- [10] Ephraim Zehavi. Eight psk trellis codes for a Rayleigh channel [J]. IEEE Trans. Commun., 1992, 40(5): 873-884.
- [11] Baldi M, Chiaraluce F, Cancellieri G. Finite-precision analysis of demappers and decoders for LDPC-coded M-QAM systems [J]. Broadcasting, IEEE Transactions on, 2009, 55(2): 239-250.
- [12] Ephraim Zehavi. 8-PSK Trellis Codes for a Rayleigh Channel [J]. IEEE Transactions on Communications, 1992:873-882.
- [13] Li Xiaodong, J. A. Ritcey. Bit-interleaved coded modula-

- tion with iterative decoding [J]. IEEE Trans. on Commun, 1997, 169-171.
- [14] Li Xiaodong, Chindapol A, Ritcey, J. A. Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding and 8-PSK signaling [J]. IEEE Trans. on Commun, 2002, 50 (8): 1250-1257.
- [15] Huang Ping, Jiang Ming and Zhao Chunming. Improved Decoding for LDPC Coded Modulation Systems Using Averaged Log-Likelihood Ratios [J]. Journal of Electronics & Information Technology, China, 2008. Vol. 30, No. 8.
- [16] Huang Ping, Jin Yi and Zhao Chunming. Research on Labeling Strategy for LDPC Coded BICM-ID Systems [J]. Telecommunication Science, China, 2009. Vol. 25, No. 3.
- [17] G. Caire, G. Taricco, E. Biglieri. Bit-interleaved coded modulation [J]. IEEE Trans. on IT, 1998, 44(3): 927-946.
- [18] ETSI TS 101 980 V1.1.1(2001-09), Digital Radio Mondiale (DRM) System Specification [S].
- [19] Hoehner P, Kaiser S, Robertson P. Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering [C] // Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997. ICASSP-97., 1997 IEEE International Conference on. IEEE, 1997, 3: 1845-1848.
- [20] 刘冰, 高俊, 陶伟等. 带宽有效传输下多进制 LDPC 码的不等错误保护 [J]. 信号处理, 2011, 27 (7): 1088-1094.
- Liu Bing, GAO Jun, TAO Wei. Unequal Error Protection Nonbinary LDPC Codes for Bandwidth Efficient Transmission [J]. Signal Processing, 2011, 27 (7): 1088-1094. (in Chinese)

作者简介



顾品标 男, 1976 年 10 月生, 江苏连云港人, 东南大学信息科学与工程学院博士研究生, 主要从事通信中的信号处理研究。E-mail: skygu1026@gmail.com



吴乐南 男, 1952 年生, 安徽人, 东南大学信息科学与工程学院教授、博士生导师, 电子学会会士, 通信学会高级会员, 计算机学会高级会员, 研究方向为通信信号处理和多媒体信息处理。E-mail: wuln@seu.edu.cn