

基于改进 LDPC 码的短距离跳频无线通信系统

房卫东^{1,2}, 张武雄^{1,2}, 胡明明³, 陈伟⁴, 杨旻^{1,2}

(1. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所无线传感器网络与通信重点实验室, 上海 200051; 2. 上海无线通信研究中心, 上海 201210; 3. 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 河南 洛阳 471003; 4. 中国矿业大学计算机科学与技术学院, 江苏 徐州 221116)

摘要: 复杂应用场景决定短距离无线通信系统面对多种干扰、较低硬件资源配置导致其抗干扰能力有限, 为实现可靠传输, 设计基于改进 LDPC 码的短距离跳频无线通信系统。其中, 提出低复杂度校验和更新 (LCU, low-complexity check sum updating) 算法, 降低计算复杂度; 提出基于 MTBF (multi-threshold bit flipping) 的 LCU-MTBF 算法, 提高译码性能, 降低译码复杂度。仿真结果表明, LCU 算法适用于多种硬判决译码算法, 在不影响原有算法性能的基础上降低译码算法的计算复杂度; LCU-MTBF 在误码率 (bit error rate) 为 10^{-5} 、迭代次数为 5 时, 获得 0.15 dB 性能增益, 将 MTBF 算法中加法次数降低约 40%; 当误码率为 10^{-4} 、信噪比为 15 dB 时, 在部分频带干扰和全频带干扰下, 基于改进 LDPC 码的短距离跳频无线通信系统均获得 7 dB 左右的性能增益, 有效改善其干扰性能。

关键词: 短距离无线通信; 低密度奇偶校验; 硬判决译码; 跳频系统

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Improved LDPC-based short-range frequency-hopping wireless communication system

FANG Wei-dong^{1,2}, ZHANG Wu-xiong^{1,2}, HU Ming-ming³, CHEN Wei⁴, YANG Yang^{1,2}

(1. Key Laboratory of Wireless Sensor Network & Communication, Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200051, China; 2. Shanghai Research Center for Wireless Communication, Shanghai 201210, China; 3. State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System (CEMEE), Luoyang 471003, China; 4. School of Computer Science and Technology, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China)

Abstract: In short-range wireless communication system (SWCS), the complex scenarios make its transmission face the diverse interference, and lower hardware resource leads to its limited anti-interference capability. To achieve the reliable transmission, a frequency-hopping-based SWCS (FH-SWCS) with improved LDPC (I-LDPC) code was constructed. In FH-SWCS, a low-complexity check-sum updating (LCU) algorithm was proposed to reduce the amount of computation. LCU-based multi-threshold bit flipping (LCU-MTBF) algorithm was given to increase the reliability of bit-flipping, improving decoding performance and reduce the complexity of decoding. The simulation results demonstrate that LCU is suitable for multiple hard decisions decoding algorithm, and it can reduce the computational complexity of original decoding algorithm without affecting its performance. When BER is 10^{-5} , and iterations number is 5, 0.15 dB performance gain can be achieved, and the number of additions algorithm can be reduced about 40% in LCU-MTBF. In FH-SWCS with I-LDPC, when BER is 10^{-4} , and SNR is 15 dB, the performance gain about 7 dB can be achieved to improve the anti-interference of the system effectively.

Key words: short-range wireless communication, LDPC, hard decision decoding, frequency hopping system

收稿日期: 2017-03-06; 修回日期: 2017-11-03

通信作者: 张武雄, wuxiong.zhang@mail.sim.ac.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61471346, No.61461136003); 上海市自然科学基金资助项目 (No.17ZR1429100); 上海市科技创新行动计划基金资助项目 (No.17511105903, No.17DZ1200302); 青海省自然科学基金资助项目 (No.2016-ZJ-922Q); CEMEE 基金资助项目 (No.CEMEE2017K0303B)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61471346, No.61461136003), The Natural Science Foundation of Shanghai (No.17ZR1429100), The Science and Technology Innovation Program of Shanghai (No.17511105903, No.17DZ1200302), The Natural Science Foundation of Qinghai Province (No.2016-ZJ-922Q), CEMEE (No.CEMEE2017K0303B)

1 引言

短距离无线通信技术是指通信距离短（传输距离一般不超过 200 m），终端的发射功率最大不超过 100 mW，工作频率为 ISM（industrial scientific medical）频段的点对点无线通信技术，低功耗与对等通信是其关键技术特征。从数据传输速率的角度来看，短距离无线通信可分为高速短距离无线通信（high-speed short-range wireless communication）和低速短距离无线通信（low-speed short-range wireless communication）。前者的最高数据传输速率大于 100 Mbit/s，通信距离不超过 10 m，如 high-speed UWB（ultra-wideband）；后者最低数据传输速率不超过 1 Mbit/s，有效的非视距通信距离不超过 100 m，如 Wi-Fi、ZigBee、Bluetooth、low-speed UWB 等。低速短距离无线通信技术在大规模无线传感器网络（WSN, wireless sensor network）、自组织对等式多跳移动通信网络^[1]（ad hoc network）以及无线体域网^[2]（WBAN, wireless body area network）中具有广阔的应用前景。

短距离无线通信，尤其是对于低速短距离无线通信而言，其广播通信方式与无线信道的开放性使它非常容易受到外界环境的影响，周围天气条件的变化、障碍物的阻挡等都会对其信号的传输造成干扰；另一方面，近年来应用于 ISM 频段的无线电子（移动）设备迅速普及，无线信道拥塞的情况日益严峻，使短距离无线通信系统（SWCS, short-range wireless communication system）易受周围无线信号的碰撞，无形中增加了网络的干扰隐患，尤其是对于某些特定应用场景的无线网络（如应用于身体状况监测的体域网），一旦遭受严重环境干扰或是恶意攻击干扰，将会产生难以预料的后果。

目前，无线通信领域中采用较多的抗干扰技术是跳频（FH, frequency hopping）技术，该技术以其良好的抗干扰和多址组网能力在许多领域得到广泛的应用，但跳频技术对无线通信系统的抗干扰能力提升有限，且不能抵抗噪声干扰；另一方面，LDPC（low density parity check）码，即低密度奇偶校验码，具有良好的纠错性能，能够有效抵御噪声干扰^[3]，因此，结合 LDPC 码的跳频技术可以有效提升无线通信系统的抗干扰性能。

针对 SWCS 应用场景复杂、硬件资源配置较低以及抗干扰能力有限等技术特点，本文提出了一种基于改进 LDPC 码的短距离跳频无线通信系统。

2 相关工作

2.1 LDPC 码的构造和译码算法

LDPC 码最早由 Gallager^[4]提出，但未给出系统的构造 LDPC 码方案。其后很多研究人员关注于 LDPC 码的构造。目前，LDPC 码校验矩阵的构造大致可以分为 2 种，规则码构造和不规则码构造，如图 1 所示。

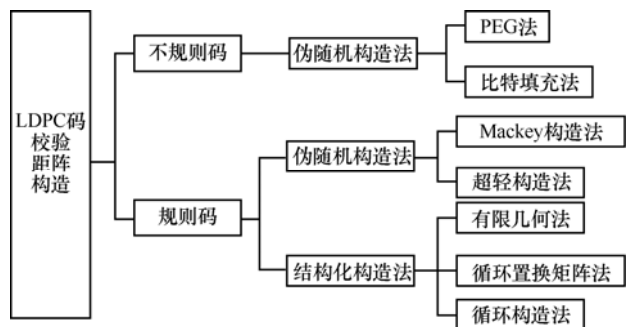


图 1 LDPC 码校验矩阵构造分类

其中，不规则 LDPC 码的校验矩阵通常采用伪随机的构造方案，常用的构造方法有渐进边增长（PEG, progressive edge growth）法^[5]、比特填充法^[6]等。规则 LDPC 码校验矩阵的构造有伪随机构造和结构化构造 2 种，常见的伪随机构造法有 Mackey 构造法^[7]、超轻构造法^[8]等，其构造的校验矩阵通常有较好的性能，但不利于编码实现；结构化构造法具有较好的结构特性，比较便于硬件实现，如有限几何法^[9]、循环置换矩阵法^[10]和循环构造法^[11]等，上述方法通过反馈移位寄存器实现编码，因而具备较好的准循环与循环特性，故适用于硬件配置较低的短距离无线通信系统。

LDPC 码的译码算法主要分为软判决译码和硬判决译码 2 种，如图 2 所示。软判决译码算法有置信传播译码（BP, belief propagation）^[12]算法、和积译码、改进的 BP 译码算法^[13]等。软判决算法具有优异的译码性能，尤其是一些多元的不规则 LDPC 码，在信噪比较低时仍然能得到非常低的误码率，但译码复杂度较高。简化后，APP^[14]（a posteriori probability）和 APP-Based 译码算法尽管在译码复杂度上有所降低，但是与硬判决算法相比，其译码复杂度仍旧较高。

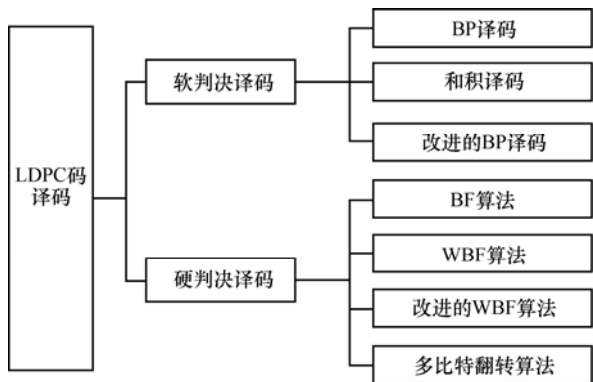


图 2 LDPC 码译码算法分类

LDPC 码的硬判决算法主要有比特翻转^[15] (BF, bit flipping) 算法、加权 BF^[16] (WBF, weight bit flipping) 算法、一系列的改进 WBF 算法以及多比特翻转算法等。其中, Gallager 提出的 BF 算法, 其判决条件将校验信息的计算作为依据, 在一次迭代中实现多个比特的同时翻转, 尽管计算量比较低, 但其译码性能比较差。随后, Kou 对 BF 算法进行改进, 提出 WBF 算法, 该算法在判决条件计算中引入比特的幅值信息, 使比特翻转更可靠。在此之后, 围绕着 WBF 算法的改进, 又提出了一些算法, 如修正 WBF (MWBF, modify weight bit flipping) 算法^[17]、改进的 MWBF^[18] (IMWBF, improved modify weight bit flipping) 算法等, 进一步提升了硬判决译码算法的性能, 但这些算法普遍存在由于判决条件的计算引入了新的计算量, 且其单次迭代只翻转一个比特, 增大了计算复杂度。为实现计算的低复杂度, 梯度下降比特翻转 (GDBF, gradient descent bit flipping) 算法^[19]、自适应加权多比特翻转 (AWMBF, adaption weight multi-bit flipping) 算法^[20]等各种多比特翻转算法被陆续提出。上述算法中降低计算复杂度的普遍思路是, 在单次迭代中翻转多个比特, 但这是以影响译码性能为代价的, 为取得更好的译码性能, 多以复杂的判决条件的计算来补偿, 如多阈值比特翻转 (MTBF, multi-threshold bit flipping) 算法^[21], 该算法在单次迭代中通过设置多个阈值实现多个比特的翻转, 其译码复杂度比特翻转算法的译码复杂度近似, 同时具有更快的收敛速度, 但是与自适应加权多比特翻转算法, 用于短非二进制 LDPC 码的混合解码机制^[22], 以及基于多维搜索的混合译码算法^[23]相比, MTBF 算法的译码性能存在一定的差距。

从上面的分析可以看出, 硬判决算法的译码性

能尽管普遍较差, 但其具有远低于软判决法的译码复杂度, 因此, 对于短距离无线通信而言, 满足一定译码性能, 同时具有较低译码复杂度的译码算法成为构建高可靠 SWCS 的关键。

2.2 跳频技术

跳频技术作为扩频技术的一种, 主要利用载波频率的广阔性和多变性, 从频域上降低或避免外界或攻击者对载波频段的干扰。根据其载波跳变速率的快慢可划分为快速跳频 (FFH, fast frequency hopping) 和慢速跳频 (SFH, slow frequency hopping), FFH 的载波跳变速率高于码元传输速率, 通常为每秒数千乃至数万跳, 具有非常强的抗干扰能力, 但是设备成本较高, 通常仅应用于军事对抗领域。SFH 的跳变速率则低于码元速率, 通常为每秒几百跳或更低, 由于其具有较好的干扰分集和频率分集能力, 因而在民用通信中应用较多, 如 GSM 移动通信系统中, 通过在不同小区采用不同的跳频序列, 可以有效解决系统的扩容及小区间信道干扰, 从而获取 4~5 dB 的性能增益^[24]。

自适应跳频技术的提出, 是为了满足提升复杂多变的信道环境中抗干扰能力的需要。自适应跳频^[25]通过对跳频速率、传输速率及跳频序列等的自适应, 进一步增强跳频通信的可靠性。但自适应跳频技术对频率同步及硬件设备的要求也更高, 需要通信双方实时实现坏频点的剔除及频率的选择等, 这必将增加实现复杂度。

另外, 在跳频通信中, 即便信道状况良好, 仍然可能存在少量的错误, 近年来出现了许多结合纠错编码和跳频技术的研究, 如 Turbo 码、卷积码、LDPC 码等应用在跳频通信中^[26], 可以有效地改善系统抗干扰性能。为便于描述, 本文所指的干扰主要是外部干扰; 噪声是指设备元器件引起的, 如加性高斯白噪声等。

2.3 可用性分析

2.3.1 LDPC 码

LDPC 码具有良好的抗干扰和抗噪声能力和比 Turbo 码更低的译码复杂度, 适于硬件实现, 其编码灵活, 可满足不同应用需求。其技术优势主要有以下 2 点。

1) 提升能量有效性。虽然从编码和译码能耗的角度来说, LDPC 码的应用会提高的计算复杂度, 增大终端能耗, 但其良好的抗干扰能力允许终端使用更低的发射功率, 降低网络的分组丢失率, 减少

了重传次数, 反而能够提升系统的能量有效性。文献[27]研究表明, 与未编码系统相比, LDPC 码可以将 SWCS 终端的发射功率降低 55%~75%, 将网络的能量有效性提升 30%~50%。

2) 增大传输距离。由于 LDPC 码可提升系统能量有效性, 在相同发射功率下, 采用 LDPC 码终端可获得更远的传输距离, 可减少终端部署数量、降低网络协议复杂度, 降低系统的部署成本。

终端的硬件资源受限, 使 LDPC 码在短距离无线通信系统应用存在一些限制, 描述如下。

1) 码长限制。由于终端计算能力有限, 而且 LDPC 码译码算法的译码复杂度随码长呈线性增长, 所以应用于 SWCS 的 LDPC 码长不宜过长。

2) 存储限制。尽管终端的内部存储不断增大, 但是其存储空间较宽带无线通信系统终端而言仍旧有限, 所以 LDPC 码的校验矩阵可以考虑循环或准循环构造, 从而只存储校验矩阵的某一行或某一列中“1”的位置, 然后循环移位生成整个矩阵, 以减小终端的存储开销。

3) 复杂度限制。通常译码性能的提升伴随着译码复杂度的提高, 但越高的译码运算所需求的能耗也越高, 而低功耗是 SWCS 关注的一个重要方向, 因此, 终端采用的译码算法中译码复杂度不宜过高, 需要在性能与复杂度两者进行权衡。鉴于软判决算法中存在大量的浮点和乘法运算, 译码复杂度较高, 因而在终端译码算法的设计中可以考虑一些译码性能较好的硬判决算法, 如 MTBF 算法^[21], 码长 1 023 时可在 $SNR = 4.4$ dB, 迭代 20 次时达到 10^{-5} 的误码率, 与软判决译码的性能相差 1~2 dB, 但是译码复杂度却大大减小。

2.3.2 跳频技术

当前的 SWCS (如 ZigBee 等) 多采用单一信道进行信号传输, 一旦当前信道受到干扰, 将直接影响整个系统的信息传输, 分组丢失率将急剧升高, 甚至导致通信中断。跳频技术是无线通信物理层应用最多的抗干扰技术, 理论上讲, 跳频技术的跳频速率越高抗干扰能力也越强, 但是跳频速率越高所需能耗也就越高, 跳频同步的难度也越大, 生成伪随机序列所需的存储空间也越高。主要技术优势如下。

- 1) 提升网络抗干扰性能, 降低干扰影响。
- 2) 更有效地处理多路径问题。
- 3) 同一区域中的多个 SWCS 可以共存, 不引

起干扰地正交。

由于终端的射频收发功耗在其总能耗中占主要部分, 故跳频技术在短距离无线通信中应用需要关注以下 2 个方面。一是跳频速率方面, 由于终端硬件结构较简单, 无法满足高速或超高速的载波跳变速率; 同时, 基于终端能耗方面的考虑, 终端的跳频速率不宜太高, 文献[28]中建议为 500~1 000 跳数/秒。二是跳频图案方面, 终端存储空间的限制要求用于构造跳频图案的伪随机序列所占存储不能太高。

3 基于校验和更新的 MTBF 算法

SWCS 终端的硬件配置较低且多采用电池供电, 对于能量有效性要求较高, 尽管 LDPC 码的软判决译码算法具有较好的译码性能, 但其译码复杂度也较高, 本节通过对译码复杂度较低的硬判决译码算法进行分析与研究, 提出了一种针对校验和更新的低复杂度计算算法, 并结合该算法提出了一种改进 MTBF (LCU-MTBF) 译码算法。

3.1 基于欧式几何法的校验矩阵构造

硬判决译码算法选用的编码构造方式均为规则 LDPC 码, 由于随机构造缺乏循环特性, 因而在码长较长时具有较高的编码复杂度, 不适用于功耗和配置都较低的 SWCS 终端; 而结构化构造出的 LDPC 码通常具有循环或准循环性, 其编码过程可采用移位寄存器实现, 故本节采用基于欧氏几何法的规则 LDPC 码的构造。

假设 $(a_0, a_1, a_2, \dots, a_{m-1})$ 是一个 m 维向量, 向量上每一个元素 a_i 的取值都取自高斯域 $GF(2^s)$, 其中, m 和 s 为 2 个大于 0 的正整数。由于 $GF(2^s)$ 上共有 2^s 个点, 故这样的向量共有 2^{ms} 个, 它们共同组成了定义在 $GF(2^s)$ 上的 m 维向量空间, 该空间定义为 $GF(2^s)$ 上的 m 维欧氏几何空间, 可表示为 $EG(m, 2^s)$, 则每一个 m 维向量 $\alpha = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_{m-1})$ 都是 $EG(m, 2^s)$ 上的一个点, 全 0 的 m 维向量 $\theta = (0, 0, 0, \dots, 0)$ 是 $EG(m, 2^s)$ 的原点。

令 $GF(2^{ms})$ 为 $GF(2^s)$ 的扩展域, 那么 $GF(2^{ms})$ 内的每个元素可以由 $GF(2^s)$ 上的一个 m 维向量来表示, 所以 $GF(2^{ms})$ 上的 2^{ms} 个元素可以被看作 $EG(m, 2^s)$ 上的 2^{ms} 个点, $GF(2^{ms})$ 可视为欧氏几何空间 $EG(m, 2^s)$ 。

令 $H_{EG}(m, s)$ 为 $GF(2^{ms})$ 上的矩阵, 那么, 它的

行就对应于 $EG(m, 2^s)$ 上的所有不经过原点的线，它的列对应于 $EG(m, 2^s)$ 上的 $2^{ms} - 1$ 个非原点，故 $H_{EG}(m, s)$ 中包含 J 行和 n 列，其中

$$J = \frac{(2^{(m-1)s} - 1)(2^{ms} - 1)}{2^s - 1} \quad (1)$$

$$n = 2^{ms} - 1 \quad (2)$$

$H_{EG}(m, s)$ 具有以下结构。

1) 每行的行重为 $\rho = 2^s$ 。

2) 每列的列重为 $\gamma = \frac{2^{ms} - 1}{2^s - 1} - 1$ 。

3) 任何 2 列或 2 行最多有一个“1”位置相同。

即 $H_{EG}(m, s)$ 的密度为 $\frac{2^s}{2^{ms} - 1}$ ，当 $m \geq 2$ 且 $s \geq 3$ 时，

$H_{EG}(m, s)$ 很小，满足低密度矩阵的要求。以下给出当 $m=2, s=2$ 时，码长为 15 的入射向量 \mathbf{v} 及校验矩阵 \mathbf{H} 为

$$\begin{aligned} \mathbf{v} &= (v_0, v_1, v_2, \mathbf{L}, v_{2^{ms}-1}) \\ &= (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

本文后续选用是当 $m=2, s=5$ 时，码长为 1 023，对于入射向量 $\mathbf{v} = (v_0, v_1, v_2, \mathbf{L}, v_{2^{ms}-1})$ ，有

$$\begin{aligned} v_{11} &= v_{52} = v_{90} = v_{91} = v_{94} = v_{106} = v_{140} = v_{149} \\ &= v_{154} = v_{221} = v_{261} = v_{290} = v_{326} = v_{346} \\ &= v_{468} = v_{505} = v_{579} = v_{592} = v_{614} = v_{696} \\ &= v_{727} = v_{753} = v_{772} = v_{774} = v_{780} = v_{797} \\ &= v_{804} = v_{872} = v_{890} = v_{900} = v_{961} = v_{1023} = 1 \end{aligned} \quad (5)$$

3.2 低复杂度校验和更新算法

3.2.1 算法描述

假设一个二进制 LDPC 码的校验矩阵为 \mathbf{H} ，是一个 $M \times N$ 的稀疏矩阵，那么有

$$\mathbf{H} = [h_{mn}] (0 \leq m \leq M-1, 0 \leq n \leq N-1) \quad (6)$$

在该矩阵中，每列含有 γ 个“1”，每行含有 ρ 个“1”，同时设编码后的码字为

$$\mathbf{c} = [c_0, c_1, c_2, \mathbf{L}, c_{N-1}] \quad (7)$$

经 BPSK 调制后的码字为

$$\mathbf{x} = [x_0, x_1, x_2, \mathbf{L}, x_{N-1}] \quad (8)$$

再经 AWGN 信道传输后的接收信息为

$$\mathbf{r} = [r_0, r_1, r_2, \mathbf{L}, r_{N-1}] \quad (9)$$

其中，

$$r_n = x_n + v_n \quad (10)$$

v_n 为高斯随机变量，即信号传输过程中引入的噪声，均值为 0，方差为 $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ 。

对接收信息 \mathbf{r} 进行硬判决后得

$$\mathbf{z} = [z_0, z_1, z_2, \mathbf{L}, z_{N-1}] \quad (11)$$

使用码字 \mathbf{z} 和校验矩阵 \mathbf{H} 计算得到校验和为

$$\mathbf{s} = \mathbf{zH}^T \quad (12)$$

$$\mathbf{s} = [s_0, s_1, s_2, \mathbf{L}, s_{M-1}] \quad (13)$$

且校验和满足

$$s_m = \sum_{n=0}^{N-1} z_n h_{mn} (0 \leq m \leq M-1) \quad (14)$$

那么，第 m 个校验方程所包含信息比特的集合为 $N(m) = \{n : h_{mn} = 1\}$ ，第 n 个信息比特参与的校验方程的集合为 $M(n) = \{m : h_{mn} = 1\}$ 。

校验和 (check sum) 作为硬判决算法中每次迭代的重要环节，都需进行 $\mathbf{s} = \mathbf{zH}^T$ 计算，因此，其运算性能直接影响译码性能。该过程需采用矩阵相乘运算，即一个 $1 \times N$ 矩阵与一个 $N \times M$ 矩阵相乘，经多次迭代后其运算量比较大，且随着码长的增长，计算量也将变得更大。目前，模二加法运算被广泛应用在硬判决译码的校验和运算过程中，故码字对应的 γ 个校验方程会随着每次翻转而改变。为降低计算复杂度，本节提出一种低复杂度校验和更新算法 (LCU)，该算法的技术思路是，译码过程中，仅进行一次校验和计算，其后每次迭代中仅需直接翻转码字对应的 γ 个校验和实现码字翻转，无需在计

算 $s = zH^T$ (如图 3 所示), 对于校验矩阵 H 的列重为 2 的情况, 当需要翻转比特 z_0 时, 也就改变了 z_0 所在 2 个校验方程 S_0 、 S_1 的计算结果, 由 0 翻转为 1, 或由 1 翻转为 0, 故只需在每次比特翻转完成后, 翻转该比特所对应的 γ 个校验和, 不需要计算全部的校验方程 (其运算流程如图 4 所示)。

$$\begin{matrix}
 z_0 & z_1 & z_2 & z_3 & z_4 \\
 s_0 & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\
 s_1 & \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 s_2 & \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 s_3 & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\
 s_0 = z_0 \oplus z_3 \oplus z_4 \\
 s_1 = z_0 \oplus z_1 \oplus z_4
 \end{matrix}$$

z_0 翻转 $\rightarrow s_0, s_1$ 翻转

图 3 校验和更新原理

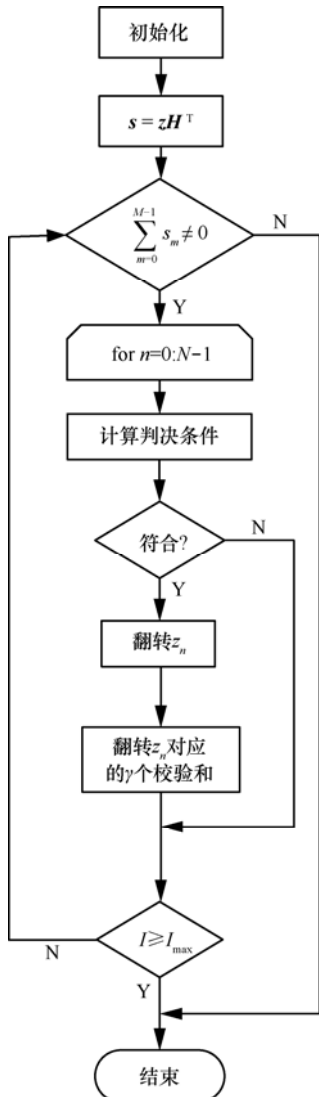


图 4 校验和更新算法流程

3.2.2 性能仿真和复杂度分析

对于上述算法, 本文选用文献[21]中的 MTBF 算法进行验证, 为方便描述, 将验证的算法命名为 New-MTBF, 算法流程如图 5 所示, 其中, α 为一个参数。

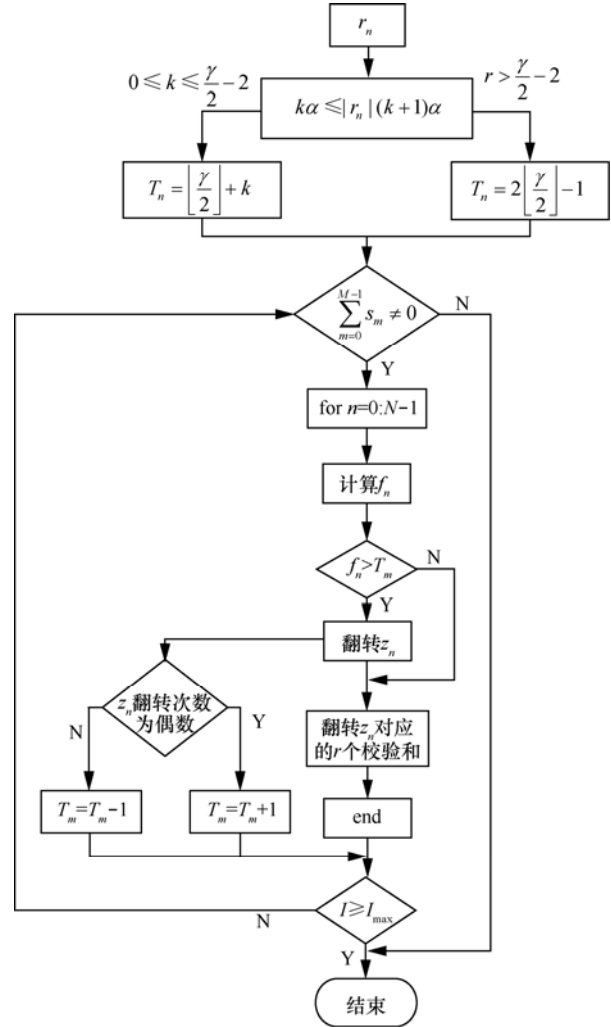


图 5 New-MTBF 算法流程

对于上述算法本文采用 3.1 节构造的 LDPC 码校验矩阵进行仿真, 码长为 1 023, 校验矩阵的列重和行重均为 32, 其仿真结果和数据结果如图 6 和表 1 所示, ITE 为迭代次数。其中, 为了对比分析本文提出的低复杂度校验和更新 (LCU) 算法的性能, 以 MTBF 算法采用传统的校验和算法, 以 New-MTBF 表示 MTBF 算法采用 LCU 算法。

从图 6 和表 1 可看出, 2 种校验和计算方法与 MTBF 算法结合时, 误码率与译码性能基本一致。在此基础上, 对本节提出 LCU 算法通过 BF 算法进行验证, 构造 New-BF 算法, 与 MTBF 及 New-MTBF

算法进行联合比较仿真（如图 7 所示）。从图 7 可以看出，LCU 算法不可代替传统的校验和算法，而且对既有算法的译码性能不会产生任何影响。

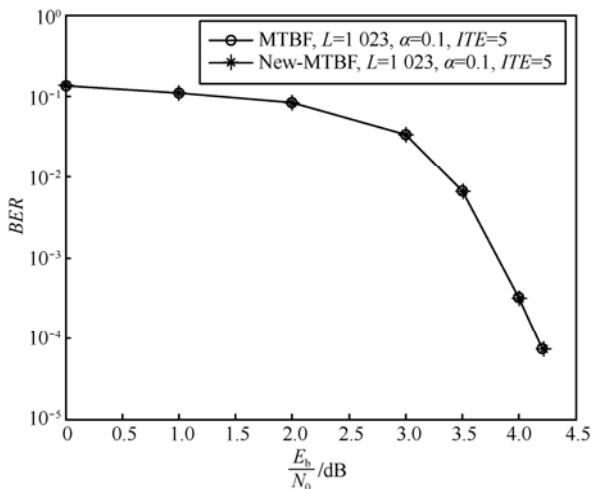


图 6 MTBF 算法和 New-MTBF 算法的译码性能比较

表 1 MTBF 算法和新算法在不同信噪比下迭代 5 次循环 1 000 次的总错误比特数

$\frac{E_b}{N_0}$ /dB	MTBF	New-MTBF
0	104 370	104 370
1.0	85 555	85 555
2.0	64 796	64 796
3.0	26 440	26 440
3.5	5 315	5 315
4.0	258	258
4.2	58	58
4.4	0	0
4.6	0	0

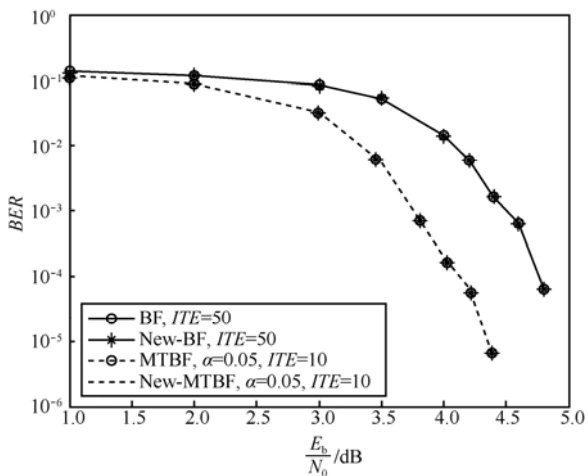


图 7 多种算法的译码性能比较

从上面的分析可以看出，LCU 算法不但适用于如 MTBF、BF 等多种硬判决算法，而且每次译码过程只需一次校验和计算，后续每次迭代中仅需 $32x(\gamma=32)$ 次的逻辑运算，就可完成校验和计算，其中， x 代表每次迭代时需要进行翻转的比特数，随着信噪比 (SNR) 的增加，每次迭代时，所需要进行翻转的比特数会随之变少，计算量也相应减少。对单次迭代过程中，仅需要翻转 1 个或有限的几个比特的译码算法来说，可以有效地实现低复杂度运算；当码长较长、迭代次数较多、单次迭代中进行翻转的比特较少时，采用 LCU 算法可以显著地降低其计算量。同时，该算法在校验和运算过程不调用全部校验矩阵，可以明显地减少访问存储的次数，便于硬件实现，同时，可以实现较低的解码时延。

3.3 基于校验和更新的 MTBF (LCU-MTBF) 算法

3.3.1 LCU-MTBF 算法描述

多阈值比特翻转算法与大数逻辑算法的运算过程类似，针对接收信息 r_n 幅值后续的浮点小数运算，后者在译码初期将浮点小数进行整数化，减少了译码过程中迭代运算量，而前者也采用了类似的方法，将浮点幅值对应设置为多个整数阈值，在译码运算中仅进行整数运算，通过在单次译码迭代中实现多个比特的翻转，从而有效降低了迭代次数，实现了较低的计算复杂度与较高的译码性能。但是前者只是依据离散化的码字幅值信息与校验和信息完成翻转码字，使其可靠度低于译码复杂度更高的自适应加权多比特翻转算法，因而本节提出了 LCU-MTBF，通过增加某些判决信息来增强比特翻转可靠度、提高译码性能，引入 LCU 算法，降低译码过程中计算复杂度。具体描述如下。

首先，经 BPSK 调制后的接收信息 $r_n = x_n + v_n$ ， x_n 为码字，其数值为“-1”或“+1”， v_n 代表高斯随机变量， $|r_n|$ 越大表示该比特可靠度越高，而 $|r_n|$ 与 v_n 具有一定的相关性，若 v_n 与 $|r_n|$ 发生正相关 ($|r_n| > 1$)，说明 r_n 可靠度越高，若发生负相关 ($|r_n| < 1$)， r_n 可靠度越低，故本节引入噪声信号的不可靠度 $e_n = 1 - |r_n|$ 作为硬判决算法中比特不可靠度的衡量，此时 e_n 越小，则该比特就越可靠。

与 MTBF 算法相比，LCU-MTBF 算法对阈值组数由参数 α 决定，不再将其严格控制为 $\left\lfloor \frac{\gamma}{2} \right\rfloor$ 组，这样可以灵活地选择阈值；而当 $e_n < 0$ 时，阈值则

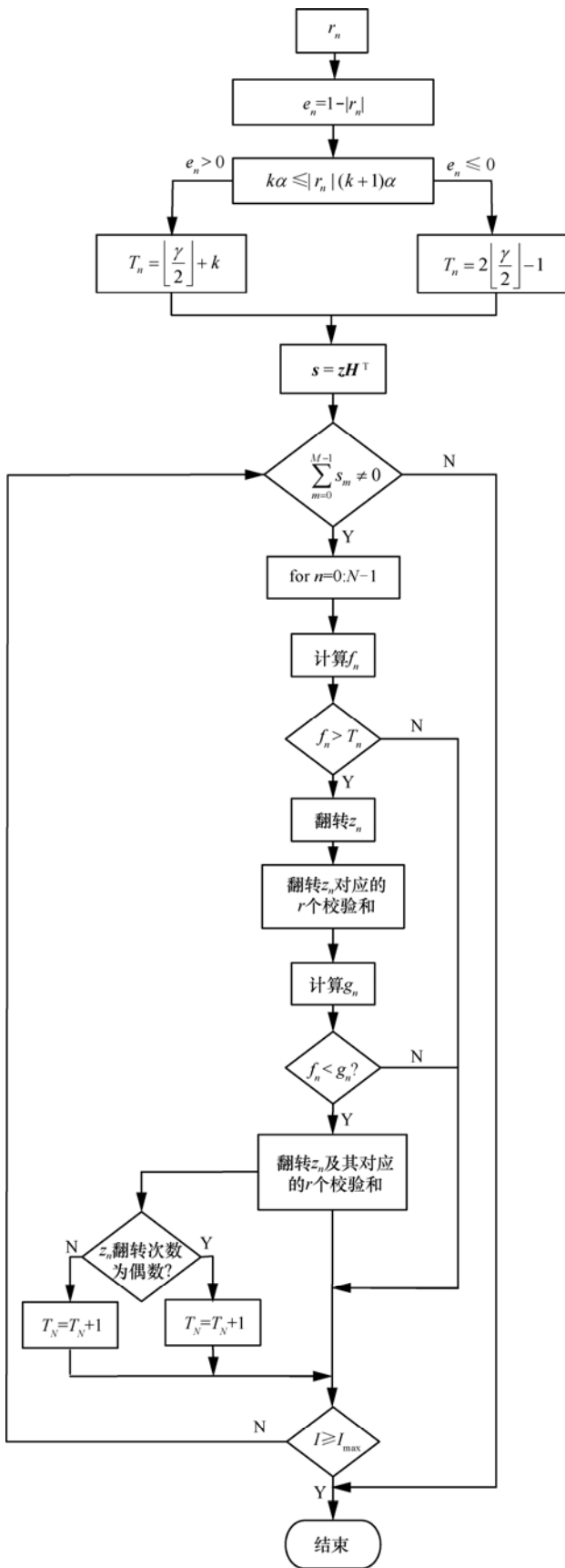


图 8 LCU-MTBF 算法流程

统一被设定为 $T_n = 2 \left\lfloor \frac{\gamma}{2} \right\rfloor - 2$ 。同时，为了增加比特翻转的可靠度，在实现翻转每个符合翻转条件的比特与对应的校验和后，会进一步计算该比特此刻未满足的校验方程数量 $g_n = \sum_{m=0}^{M-1} s_m h_{mn}$ ，而 f_n 为该比特翻转前，未满足的校验方程数量，若此刻 $g_n > f_n$ ，说明本次翻转未成功，将该比特与校验和重新翻转回原状态，反之则说明本次翻转成功，继续进行译码。其算法流程如图 8 所示。

3.3.2 仿真结果及性能分析

本节采用欧式几何法构造校验矩阵，其列重与行重均为 32，码长为 1 023，通过 Matlab 进行仿真，其仿真结果如图 9~图 11 所示。

图 9 为 LCU-MTBF 算法在不同 SNR 下 BER 随参数 α 的变化，可以看出，LCU-MTBF 算法在 SNR 较高时受 α 的影响较大，在不同 SNR 下 BER 随 α 的变化趋势较一致，在 $\alpha = 0.05$ 时误码率最小，故后续仿真参数将考虑选取 $\alpha = 0.05$ 。

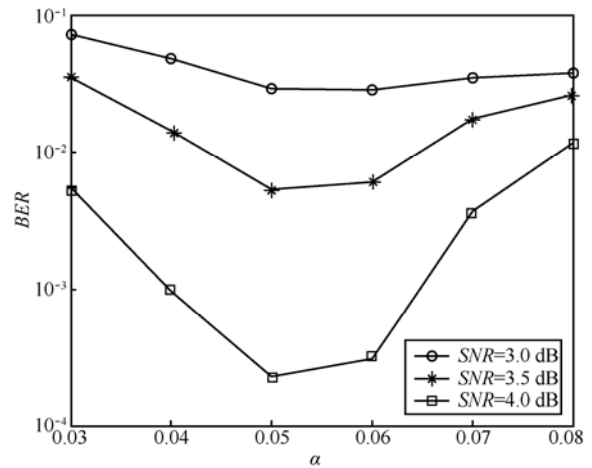


图 9 LCU-MTBF 算法在(1 023, 781)EG-LDPC 码下采用不同的 α 值时的译码性能

图 10 和图 11 为比特翻转算法、多阈值比特翻转算法和 LCU-MTBF 算法在不同 SNR 下迭代 5 次和 10 次时，比较 BER 仿真性能，其中，多阈值比特翻转算法选取的 α 值为 0.1。由图 10 和图 11 可以看出，LCU-MTBF 算法较 MTBF 算法，在不同迭代次数下均有明显的性能提升。在 $BER = 10^{-5}$ ，迭代 5 次时，获得了约 0.15 dB 性能增益。而在迭代 10 次时，获得的性能增益约为 0.1 dB。在迭代 5 次和 10 次时，BF 算法的译码性能与前面两者有较大

差距。综上所述可以看出, LCU-MTBF 算法收敛速度较快, 迭代次数较少, 译码性能较高。

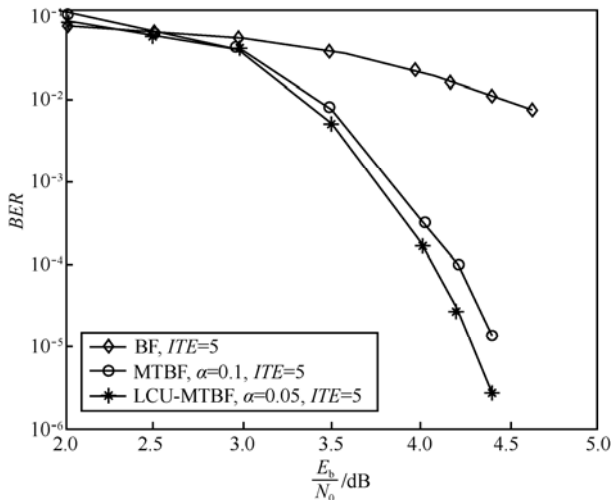


图 10 不同算法在(1 023, 781)EG-LDPC 码下迭代 5 次时译码性能

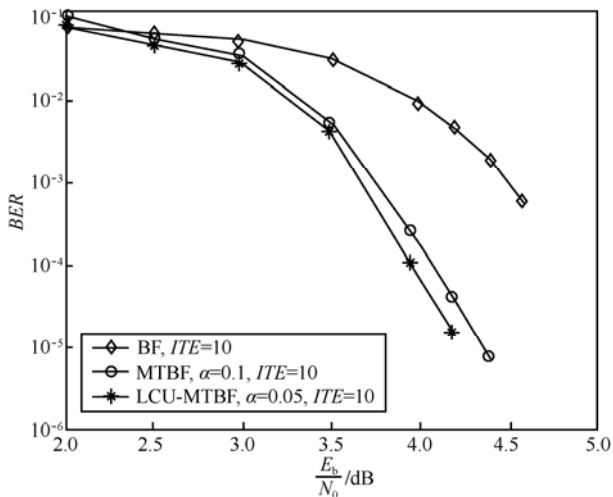


图 11 不同算法在(1 023, 781)EG-LDPC 码下迭代 10 次时译码性能

3.3.3 复杂度分析

从 LCU-MTBF 与多阈值比特翻转算法的分析中可以看出, 两者译码复杂度大体接近, 其差别主要在校验方程数量与校验和的计算。首先, 前者每翻转一个 z_n 都需要计算 $g_n = \sum_{m=0}^{M-1} s_m h_{mn}$, 即进行一个 1×1023 矩阵与 1023×1 矩阵的乘积运算, 若在单次迭代中翻转 x 个码字, 可视作多计算一个 1×1023 矩阵乘以 $1023 \times x$ 矩阵, 即完成 $32x$ 次加法运算; 其次, 前者在迭代中无校验和计算, 仅完成 $32x$ 次逻辑操作, 而后者校验和 $s_m = \sum_{n=0}^{N-1} z_n h_{mn}$, 不但需要

一个 1×1023 矩阵与 1023×1023 矩阵的乘积运算, 仍需 32×1023 次的加法运算。由于 x 必定小于 1023 (迭代次数为 5 时, $2 \text{ dB} \leq \text{SNR} \leq 3 \text{ dB}$ 时, $x < 300$; $\text{SNR} \geq 4 \text{ dB}$ 时, $x < 90$)。综上所述, 尽管前者的译码复杂度与 x 相关, 但理论上低于后者, 且随着信噪比的增大, 翻转比特的数目逐渐减少, 前者的计算复杂度随之降低。

因此, 本节对 LCU-MTBF 算法的复杂度进行了仿真分析, 分析其加法运算的计算量 (不包括初始化中的运算)。图 12 为 MTBF 算法和 LCU-MTBF 算法在码长为 1023、迭代次数为 5 时的计算量仿真。

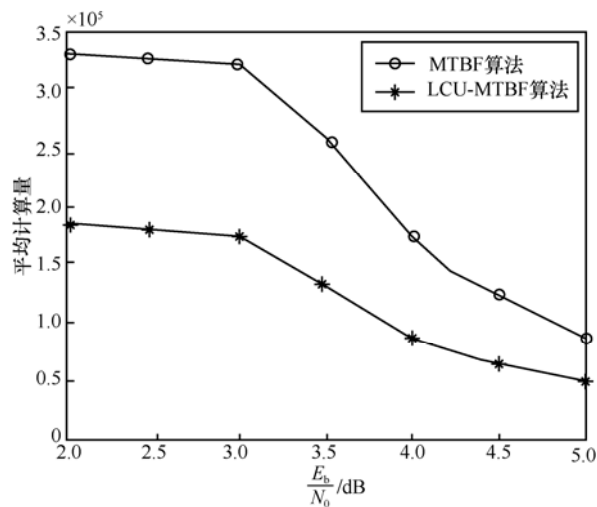


图 12 MTBF、LCU-MTBF 在不同信噪比下的计算量比较

仿真结果表明 LCU-MTBF 算法的加法计算量明显低于 MTBF 算法, 将原有算法的加法次数降低了 40%左右。随着 SNR 增大, LCU-MTBF 算法与 MTBF 算法的计算量均逐渐减小, 且后者的计算量始终高于前者。

本文提出的算法在误码率为 10^{-5} 时的信噪比约为 4.2 dB, 尽管较性能更好的 IMWBF、PWBF^[29] (parallel weighted bit flipping) 和 AWMBF 算法仍然存在 0.1~0.3 dB 的差距, 但其译码复杂度却比这些算法要低。LCU-MTBF 算法的译码复杂度接近 BF 算法, 但是性能却较之 BF、WBF、GDBF 等算法的性能都要好, 故 LCU-MTBF 算法在译码复杂度上的优势使其适用于 SWCS。

4 基于 LCU-LDPC 短距离跳频无线通信系统

在无线通信环境中, 常用的干扰方式一般为音频干扰和噪声干扰, 音频干扰又可分为单音干扰和

多音干扰，噪声干扰则可分为部分频带干扰和全频带干扰等，本节着重分析的部分频带干扰和全频带干扰下的短距离跳频无线通信系统的抗干扰性能。假定短距离跳频无线通信系统工作于 ISM-2.4 GHz 频段，跳频图像采用文献[30]中具有较低存储的生成算法进行生成，调制方式为 BPSK。

4.1 干扰及跳频抗干扰性能仿真

4.1.1 部分干扰及跳频抗干扰性能仿真

部分频带干扰是指干扰者在一定频段范围内施放干扰，干扰频段可以是相邻信道，也可以是非相邻信道，具有较好的干扰性能，相同干扰功率下，部分频带干扰的干扰性能相对优于全频带干扰。

首先，假设跳频信号的信道带宽为 W ，干扰信号的干扰带宽为 W_j ，发射信号功率为 P_s ，每比特符号的信号功率为 E_b ，噪声信号的功率频谱密度为 N_0 ，干扰信号功率为 P_j ，干扰信号的功率频谱密度为 $N_j = \frac{P_j}{W}$ ，则干扰信号的干扰因子为

$$\rho = \frac{W_j}{W} \tag{15}$$

则被干扰频段内干扰信号的功率频谱密度为

$$N_j' = \frac{P_j}{W_j} = \frac{P_j}{W} \frac{W}{W_j} = \frac{N_j}{\rho} \tag{16}$$

那么，噪声信号的信噪比为

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \tag{17}$$

干扰信号的信干比为

$$SJR = \frac{P_s}{P_j} \tag{18}$$

由于采用 BFSK 调制，因此，未被干扰频段内的信号误码率为

$$P_{e1} = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{2N_0}} \tag{19}$$

被干扰频段内的信号误码率为

$$P_{e2} = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{2(N_0+N_j')}} \tag{20}$$

因此，BFSK 跳频系统的误码率为

$$\begin{aligned} P_e &= (1-\rho)P_{e1} + \rho P_{e2} \\ &= (1-\rho)\frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{2N_0}} + \rho\frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{2(N_0+N_j')}} \end{aligned} \tag{21}$$

本节针对不同干扰因子下跳频系统的抗干扰性能进行仿真，参数设置如表 2 所示。

表 2 部分干扰及跳频抗干扰性能仿真参数

参数类型	数值
跳频带宽	80 MHz
跳频间隔	5 MHz
数据传输速率	102.3 kbit/s
跳频速率	400 跳数/秒
干扰因子 ρ	0.1, 0.3, 0.5

跳频系统抗部分频带干扰的仿真结果如图 13 所示。从图 13 可以看出，当 $0 < SJR < 10$ 时，若信干比保持不变，随着干扰因子的增大，跳频系统的误码率逐渐升高；而当 $10 < SJR < 20$ 时，若信干比保持不变，随着干扰因子的增大，系统误码率反而逐渐变小。这是因为在一定干扰功率下，随着干扰因子的增加，相应的干扰带宽也随之增加，从而作用在单个信道上的干扰信号的功率频谱密度反而减小，导致干扰信号的干扰能力也随之减弱。当信干比较低时，由于此时的干扰功率较高，所以干扰因子较大时，单个信道上的干扰信号的功率频谱密度仍旧较高，相应的系统误码率也较高；而当信干比较高时，干扰功率相对较低，当干扰因子较大时，作用在单个信道上的干扰信号的功率频谱密度非常小，对系统的干扰能力有限，因此，干扰因子越大时，误码率反而越低。

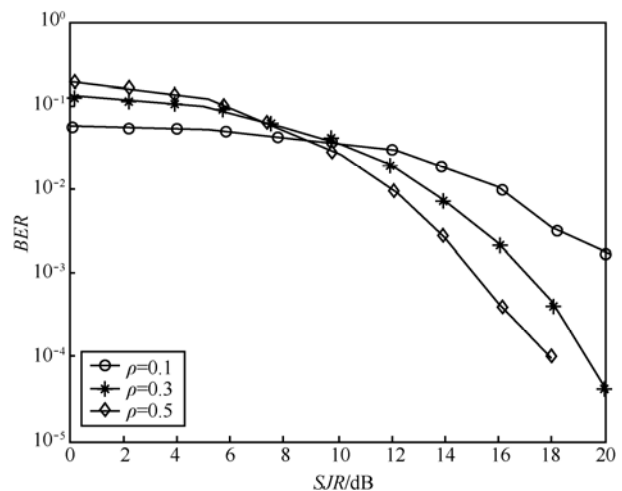


图 13 不同干扰因子下的跳频系统抗干扰性能

4.1.2 全频带干扰及跳频抗干扰性能仿真

全频带干扰是指干扰信号作用在全部的跳频带宽上，对应于部分频带干扰时的干扰因子为 1，

因而全频带干扰下跳频系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{2(N_0+N_J)}} \quad (22)$$

本节对 SNR 为 5 dB、10 dB、20 dB 时跳频系统的干扰性能进行了仿真，仿真结果如图 14 所示。从图中可以看出，当信噪比保持不变时，随着信干比的增加，跳频系统的误码率均逐渐减小，但是当 SNR=5 dB 和 SNR=10 dB 时，随着信干比的增加，系统的误码性能下降并不明显，且逐渐趋于平缓。这是因为当 SNR=5 dB 和 SNR=10 dB 时，信噪比较低，周围环境中的噪声干扰功率较高，对系统的误码性能起主要作用的是噪声信号，所以随着信干比的增大，系统的误码性能下降并不明显。而当 SNR=15 dB 时，由于此时的信噪比较高，周围环境的噪声干扰比较小，对系统误码性能起主要作用的为人为干扰，所以随着信干比的增大，系统的误码率快速下降至 10^{-5} 。

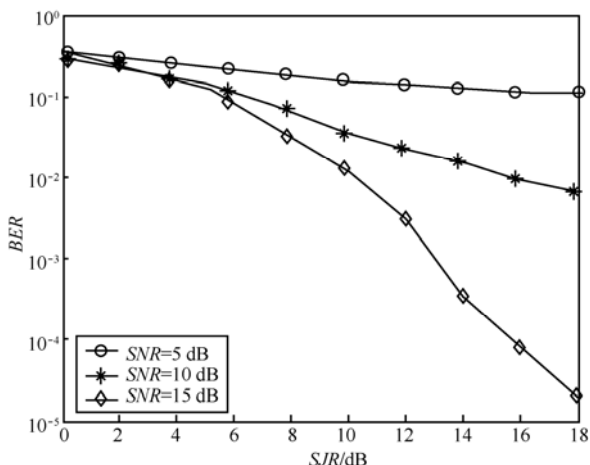


图 14 全频带干扰下的跳频系统抗干扰性能

4.2 基于 LCU-LDPC 的短距离跳频无线通信系统

4.2.1 基于改进 LDPC 码的跳频系统架构

跳频通信虽然对外界人为干扰具有较强的抗

干扰能力，但是未经编码的信源在跳频系统中抗干扰能力仍旧有限，且不能抵御环境噪声干扰。结合信道编码后的跳频系统可以很好地纠正噪声干扰引起的传输错误，增强抗干扰能力，本节构建基于 LDPC 码的跳频系统，其架构如图 15 所示。

在上述基于 LDPC 码的跳频系统中，在 BFSK 调制前和解调后添加 LDPC 码编译码模块。LDPC 码由于本身具有较好的抗突发干扰能力，因此，不必添加交织模块，可减少节点的硬件复杂度。而卷积码和 Turbo 码由于抗突发干扰能力较弱，所以在编码调制时需添加交织模块来分散传输中的错误码字，从而达到抗突发干扰的目的。本节选用的 LDPC 码校验矩阵为 3.1 节中构造的欧式矩阵，码长 1 023，码率为 $\frac{781}{1023}$ ，有效传输码字为 781，译码算法为 LCU-MTBF

算法，所以，输入信息的有效传输速率为 78.1 kbit/s，每跳实际传输 256 bit 信息(每 4 跳随机添加一个无用码字，便于跳频部分的调制解调)。

输入二进制数字信息每组 781 bit，经 LDPC 码编码后进行 BFSK 调制，BFSK 调制后的信息进入混频器，与伪随机序列控制产生的载波信息进行混频(该伪随机序列与解跳频所用伪随机序列一致)，经由射频模块发送至无线信道(本文仿真选用的信道为加性高斯白噪声信道)。传输信息在无线信道中经由高斯白噪声和人为干扰信号叠加后进入接收端，接收端信息同样与伪随机序列控制产生的载波进行混频解跳，解跳后得到的信息即为解跳信息，该信息经由 BFSK 非相干解调后得到硬判决输出，同时，对解跳信息进行采样判决得到阈值信息，最后，硬判决信息和阈值信息进入 LDPC 码译码器，经由 LCU-MTBF 算法迭代译码后所得信息即为跳频系统的输出信息。

4.2.2 性能仿真与分析

基于图 15 的系统架构，本文对其在部分频带

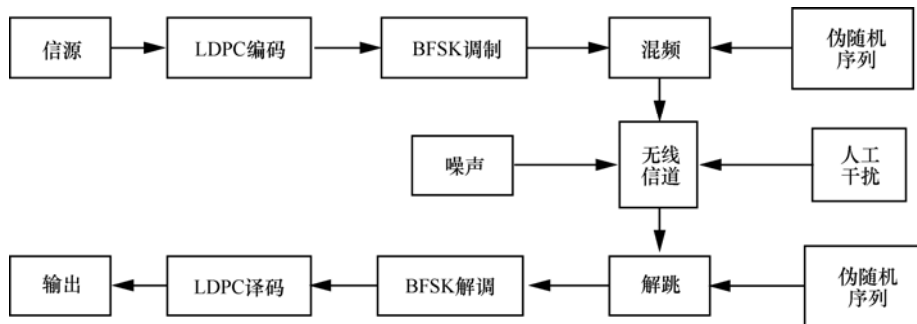


图 15 基于 LDPC 码的跳频系统架构

干扰和全频带干扰下的抗干扰性能进行仿真, 校验矩阵采用欧式几何法构造, 码长 1 023, 译码算法为 LCU-MTBF 算法, 译码迭代次数为 10 次, 仿真结果如图 16 和图 17 所示。

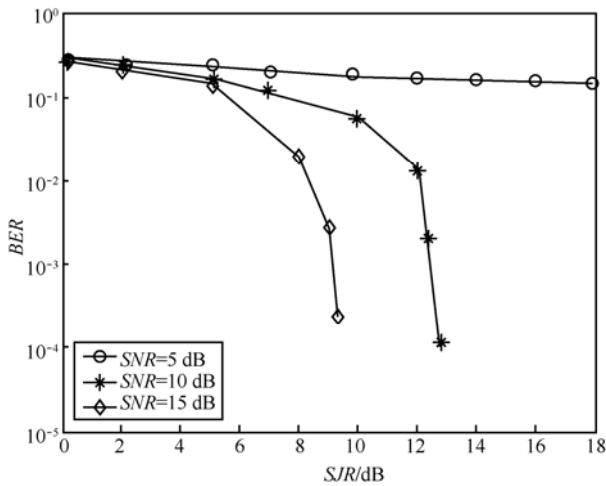


图 16 全频带干扰下基于 LDPC 码的跳频系统的抗干扰性能

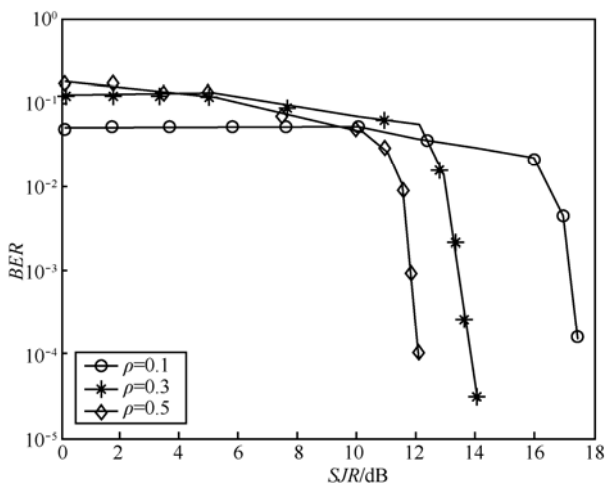


图 17 部分频带干扰下基于 LDPC 码的跳频系统的抗干扰性能

对比图 13 和图 17 可以看出, 结合 LDPC 码后的跳频系统明显提升了原有系统的抗干扰性能, 在误码率为 10^{-4} 时, 不同的干扰因子下的跳频系统不同程度上获得了 6~8 dB 的性能增益。但是由于 LDPC 码硬判决译码算法的纠错能力有限, 因此在原有跳频系统误码率较高时没有明显的性能提升, 而当误码率降至 10^{-2} 左右时, 跳频系统的误码率才迅速下降至 10^{-4} 。当干扰因子为 0.1 时, 由于此时受到干扰的信道较少, 因此, 原有跳频系统的整体误码率虽然较低, 但是被干扰信道上的误码率仍旧较高, 因而增加 LDPC 码模块后并没有明显的性能提升, 直至原有系统误码率降至 10^{-2} 以下时, 误码

率才开始迅速下降。

对比图 14 和图 16 可以看出, 在全频带干扰下, 当环境信噪比为 5 dB 时, 由于此时的信噪比较低, 所以对系统的误码率起主要作用的为信噪比; 因而当信干比增大时, 原有跳频系统下的误码率并无明显改善, 而且由于此时的系统误码率较高, LDPC 码纠错性能有限, 所以添加 LDPC 码模块后的跳频系统误码率仍旧较高。但是, 当信噪比为 10 dB 和 15 dB 时, 由于此时信噪比较高, 对系统性能影响不明显, 信干比对系统的误码率起主要作用; 因此当误码率为 10^{-4} 、信噪比为 15 dB 时, 采用 LDPC 码的跳频系统比原有跳频系统获得了 7 dB 的性能增益。而当信噪比为 10 dB 时, 随着信干比的增加, 跳频系统的误码率逐渐趋于平缓, 且大于 10^{-3} , 因而当误码率为 10^{-4} 时, 采用 LDPC 码的跳频系统的性能增益在 10 dB 以上, 当误码率为 10^{-2} 时, 获得的性能增益为 4 dB。

综合分析图 13、图 14、图 16 和图 17 可以看出, 基于 LDPC 码的跳频系统可以明显提升跳频系统的抗干扰性能, 而且由于 LDPC 码所采用的编码和译码算法复杂度都较低, 并且跳频系统的载波跳变速率也较慢, 因而系统整体对硬件要求都不高, 非常适用于无线传感器网络这样硬件配置较低的网络。

5 结束语

随着通信技术的不断发展, 短距离通信系统应用于多个领域, 复杂的应用场景决定其信息传输不得不面对多种干扰; 另一方面, 较低硬件资源配置导致其无法采用运算量大的高性能抗干扰算法。为实现信息可靠传输, 本文提出一种基于 LCU-LDPC 码的短距离跳频无线通信系统。首先, 提出具有一定普适性的低复杂度校验和更新算法, 通过译码过程中只进行一次校验和计算, 后续每次迭代仅需翻转码字时, 直接翻转对应的 γ 个校验和, 降低计算复杂度; 在此基础上, 针对 MTBF 译码算法, 提出 LCU-MTBF 算法, 通过新增的判决信息来增加比特翻转的可靠性、实现译码性能的提高, 引入 LCU 算法, 有效地降低译码复杂度, 在 $BER=10^{-5}$ 、迭代次数为 5 时, 获得 0.15 dB 的性能增益, 并将 MTBF 算法的加法次数降低 40% 左右; 最后, 针对噪音干扰, 提出基于 LCU-LDPC 码的短距离跳频无线通信系统, 通过对信源 LDPC 编码, 结合 BPSK 调制,

构建短距离跳频无线通信系统, 当 $BER=10^{-4}$ 、 $SNR=15$ dB 时, 在部分频带干扰和全频带干扰下, 均获得 7 dB 左右的性能增益, 提高系统抗干扰性能。

参考文献:

- [1] 吴大鹏, 周之楠, 张炎, 等. 消息内容保护的间断连接移动自组织网络转发机制[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(6): 1271-1278.
WU D P, ZHOU Z N, ZHANG Y, et al. Message content protected forwarding mechanism for intermittent connectivity ad hoc networks[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(6): 1271-1278.
- [2] 孙彦赞, 姜玉凤, 吴雅婷, 等. 基于改进式随机不完全着色算法的无线体域网干扰协调[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(9): 2004-2010.
SUN Y Z, JIANG Y F, WU Y T, et al. Improved random incomplete coloring for interference mitigation in wireless body area networks [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(9): 2004-2010.
- [3] LIN M, XU X, CHEN Y, et al. Adaptive RC QC-LDPC channel coding for frequency hopping shallow water acoustic communication[C]//OCEANS. 2014: 1-4.
- [4] GALLAGER R G. Low-density parity-check codes [J]. Information Theory, 1962, 8(1): 21-28.
- [5] JIANG X, XIA X G, LEE M H. Efficient progressive edge-growth algorithm based on chinese remainder theorem[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(2): 442-451.
- [6] CAMPELLO J, MODHA D S, RAJAGOPALAN S. Designing LDPC codes using bit-filling[C]//IEEE International Conference on Communications (ICC). 2001: 55-59.
- [7] MACKAY D J C, NEAL R M. Near Shannon limit performance of low density parity check codes[J]. Electronics Letters, 1997, 33(6): 457-458.
- [8] HAN G, GUAN Y. L, KONG L, et al. Towards optimal edge weight distribution and construction of field-compatible low-density parity-check codes over $GF(q)$ [J]. IET Communications, 2014, 18(8): 3215-3222.
- [9] KOU Y, LIN S, FOSSORIER M P C. Low-density parity-check codes based on finite geometries: a rediscovery and new results[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(7): 2711-2736.
- [10] FOSSORIER M P C. Quasicyclic low-density parity-check codes from circulant permutation matrices[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(8): 1788-1793.
- [11] AMMAR B, HONARY B, KOU Y, et al. Construction of low density parity check codes: a combinatoric design approach[C]// IEEE International Symposium on Information Theory. 2002.
- [12] KSCHISCHANG F R, FREY B J, LOELIGER H A. Factor graphs and the sum-product algorithm[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2): 498-519.
- [13] WEI X, AKANSU A N. Density evolution for low-density parity-check codes under max-log-MAP decoding[J]. Electronics Letters, 2001, 37(18): 1125-1126.
- [14] MASSEY J L. Threshold decoding[R]. Massachusetts Inst of Tech Cambridge Research Lab of Electronics, 1963.
- [15] NISHIMURA C E. Monitoring whales and earthquakes by using SOSUS [J]. NRL Review, 1994: 91-101.
- [16] RAHHAL J S. LDPC coding for MIMO wireless sensor networks with clustering[C]//The Second International Conference on Digital Information and Communication Technology and Its Applications (DICTAP). 2012: 58-61.
- [17] ZHANG J, FOSSORIER M P C. A modified weighted bit-flipping decoding of low-density parity-check codes[J]. IEEE Communications Letters, 2004, 8(3): 165-167.
- [18] JIANG M, ZHAO C, SHI Z, et al. An improvement on the modified weighted bit flipping decoding algorithm for LDPC codes[J]. IEEE Communications Letters, 2005, 9(9): 814-816.
- [19] WADAYAMA T, NAKAMURA K, YAGITA M, et al. Gradient descent bit flipping algorithms for decoding LDPC codes[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(6):1610-1614.
- [20] CHEN T C. Adaptive-weighted multibit-flipping decoding of lowdensity parity-check codes based on ordered statistics[J]. IET Communications, 2013, 7(14): 1517-1521.
- [21] LIU Y, NIU X, ZHANG M. Multi-threshold bit flipping algorithm for decoding structured LDPC codes[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(2): 127-130.
- [22] BALDI M, CHIARALUCE F, MATURO N, et al. A hybrid decoding scheme for short non-binary LDPC codes[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(12): 2093-2096.
- [23] TORSHIZI E O, SHARIFI H, DANESHGAR A, et al. A new hybrid decoding algorithm based on multi-dimensional searching for regular LDPC codes in finite geometries[C]//The 22nd Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). 2014: 1471-1476.
- [24] 杨涌, 张冠楠. 跳频技术在 GSM 系统中的应用[J]. 数字技术与应用, 2011, 1:51-52.
YANG Y, ZHANG G N. Application of frequency hopping in the GSM system [J]. Digital Technology & Application, 2011,1: 51-52.
- [25] HANAWAL M K, ABDEL-RAHMAN M J, KRUNZ M. Game theoretic anti-jamming dynamic frequency hopping and rate adaptation in wireless systems[C]//The 12th International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks. 2014: 247-254.
- [26] 朱毅超, 甘良才, 郭见兵, 等. 卷积码差分跳频系统抗部分频带干扰的性能[J]. 通信学报, 2009, 30(12): 85-92.
ZHU Y C, GAN L C, GUO J B, et al. Performance of convolutionally coded differential frequency hopping systems in partial-band jamming[J]. Journal on Communications. 2009, 30(12): 85-92.
- [27] 于洋. 无线传感器网络中 LDPC 编译码技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010: 10-20.
YU Y. LDPC code research in wireless sensor networks[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2010: 10-20.
- [28] MPITZIOPOULOS A, GAVALAS D, KONSTANTOPOULOS C, et al. A survey on jamming attacks and countermeasures in WSNs[J]. IEEE

Communications Surveys & Tutorials, 2009, 11(4): 42-56.

- [29] WU X, ZHAO C, YOU X. Parallel weighted bit-flipping decoding[J]. IEEE Communications Letters, 2007, 11(8): 671-673.
- [30] ACHUTHAN E, KISHORE R. A novel anti jamming technique for wireless sensor networks[C]//The International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP). 2014: 920-924.

作者简介:



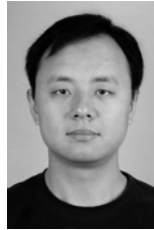
房卫东 (1971-), 男, 山东济南人, 博士, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所高级工程师, 主要研究方向为物联网/无线传感网可信/可靠传输技术、信任管理、隐私保护。



张武雄 (1985-), 男, 湖北孝感人, 博士, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所副研究员, 主要研究方向为车联网体系架构及组网技术、异构多网协作。



胡明明 (1984-), 男, 湖南长沙人, 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室工程师, 主要研究方向为效能评估。



陈伟 (1978-), 男, 江苏徐州人, 博士, 中国矿业大学教授, 主要研究方向为智能信息处理、无线通信、大数据与云计算。



杨昶 (1974-), 男, 江苏南京人, 博士, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所研究员、博士生导师, 主要研究方向为无线传感器网络(物联网)、新一代移动通信系统(5G)、雾计算与网络技术、开放无线测试验证平台。