论 文

高阶 PSK 调制的比特软信息简化计算方法

王磊*, 徐大专, 张小飞

南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京 210016

* 通信作者. E-mail: wanglei_1982@nuaa.edu.cn

收稿日期: 2011-03-28; 接受日期: 2011-07-07

国家自然科学基金 (批准号: 60801052)、航空科学基金 (批准号: 2009ZC52036) 和南京航空航天大学基本科研业务费专项科研项目资助

摘要 本文针对采用 Gray 映射的高阶 PSK 调制, 提出一种比特软信息的简化计算方法. 该方法利用 Gray 码的对称性, 通过递推求取比特软信息. 分析和仿真结果表明, 在高阶调制下, 此方法较传统的 ML 和 Max-Log 计算方法, 运算负担大大降低且对系统性能影响不大. 此外, 该方法可对不同调制阶数的 PSK 信号统一处理, 适合应用于自适应编码调制系统.

关键词 相移键控 高阶调制 比特软信息 软解调 比特交织编码调制

1 引言

比特交织编码调制^[1,2](bit-interleaved coded modulation, BICM) 系统通过对编码后的比特进行交织来提高在衰落信道下的分集度, 因此广泛应用于现代通信系统, 如 IEEE 802.11^[3], IEEE 802.16^[4], 3GPP LTE^[5]. 对于 BICM 系统, 解调器需要计算每个比特的软信息用于软判决译码, 这个过程称为软解调. 根据最大似然 (maximum likelihood, ML) 准则计算比特软信息的复杂度与调制阶数有关, 高阶调制的计算量较大, 可通过简化方法来实现^[6~13]. 文献 [6] 中的 Max-Log 简化方法通过忽略距离接收信号较远的星座点来简化计算过程, 性能损失小, 但仍需要计算接收信号到所有星座点的欧式距离. Tosato 等^[7] 针对 16-QAM 和 64-QAM 用分段线性函数给出比特软信息的近似公式. 文献 [8, 9] 将分段线性函数的近似公式推广到高阶 QAM 调制. Yazdani 等^[10] 从信道容量最大化的角度优化了分段线性函数的参数. 文献 [11] 利用递归运算将高阶 QAM 调制转化为低阶 QAM 调制. 而关于高阶 PSK 软解调的文献不多.

本文针对 Gray 星座映射下的 PSK 调制给出了软解调的简化计算方法. 文中先给出比特 b_0 软信息的简化公式, 然后利用 Gray 星座的对称性将其它比特的软信息通过递推转化为 b_0 的软信息. 由于该方法与调制阶数关系不大, 非常适合在调制阶数可变的情况下进行软解调, 如自适应编码调制^[14]. 文中通过分析和仿真表明简化方法能大大降低计算负担, 且不会使系统性能有明显下降.

本文第 2 节给出了 BICM 系统模型, 并介绍了两种常用的软信息计算方法. 第 3 节推导了上面介绍的简化计算方法, 并给出了 16-PSK 调制下几种软信息计算方法的仿真结果比较. 第 4 节对简化方法和其他方法的计算负担进行了分析. 第 5 节仿真了简化方法和其他方法在高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 信道下和衰落信道下的性能差异. 第 6 节为结束语.

引用格式: 王磊, 徐大专, 张小飞. 高阶 PSK 调制的比特软信息简化计算方法. 中国科学: 信息科学, 2012, 42: 663–673

图 1 BICM 系统的简化结构图

Figure 1 Block diagram of the BICM scheme

2 BICM 系统模型及比特软信息

BICM 系统的简化结构框图如图 1 所示. 编码后的比特先经过比特交织, 再进行调制. 对于 Gray 映射下的 M 阶 PSK 调制, $m=\log_2 M$ 个比特 $b_0 b_1 \cdots b_{m-1}$ 被映射为发送信号集 $S=\{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$ 中的某个信号 s_k , 其中 $b_0 b_1 \cdots b_{m-1}$ 为 k 的二进制 Gray 码 (b_0 为最高位). 图中将调制和解调之间的部分视为等效信道. 为了进行软判决译码, 解调器需要输出比特软信息, 以表示每个比特的取值概率.

根据星座点 s_k 的第 i 个比特 $b_i(s_k)$ 的取值, 可将信号集 S 分为集合 $S_i^{(0)}=\{s_k|b_i(s_k)=0\}$ 和 $S_i^{(1)}=\{s_k|b_i(s_k)=1\}$. 在 AWGN 信道中, 令接收信号 $r=s+w$, 其中 s 为发送信号, w 为零均值、方差为 σ_n^2 的复高斯随机变量. 假设 M 个符号等概率发送, 则 b_i 的比特软信息 $\Lambda_i(r)$ 可表示为

$$\Lambda_i(r) = \ln \frac{\Pr\{r | b_i(s)=0\}}{\Pr\{r | b_i(s)=1\}} = \ln \frac{\sum_{s_k \in S_i^{(0)}} p(r | s_k)}{\sum_{s_k \in S_i^{(1)}} p(r | s_k)} = \ln \frac{\sum_{s_k \in S_i^{(0)}} \exp(-\frac{|r-s_k|^2}{\sigma_n^2})}{\sum_{s_k \in S_i^{(1)}} \exp(-\frac{|r-s_k|^2}{\sigma_n^2})}. \quad (1)$$

上式为根据最大似然准则求取比特软信息的精确方法, 下文将其计算结果称为 ML 比特软信息. 由于 $\ln \sum_i \exp(-x_i) \approx \max_i \{-x_i\} \approx -\min_i \{x_i\}$, ML 比特软信息可近似为 Max-Log 比特软信息^[6]

$$\Lambda_i(r) \approx -\frac{1}{\sigma_n^2} \left(\min_{s_k \in S_i^{(0)}} (|r-s_k|^2) - \min_{s_k \in S_i^{(1)}} (|r-s_k|^2) \right). \quad (2)$$

3 高阶 PSK 比特软信息的简化计算方法

从相角最小的星座点开始, 按逆时针顺序对 M 个星座点进行编号, 则

$$s_k = \exp \left(j \frac{2\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \right), \quad k = 0, \dots, M-1. \quad (3)$$

图 2 标示了 8-PSK、16-PSK 和 32-PSK 各星座点 s_k 及其对应的二进制比特序列.

本节先根据 b_0 的特殊性, 给出一种 $\Lambda_0(r)$ 的简化计算方法, 其复杂度与调制阶数无关, 然后再通过 $\Lambda_0(r)$ 计算出其他比特的软信息 $\Lambda_i(r)$.

3.1 b_0 比特软信息的简化计算

设接收信号 $r=r_I+jr_Q=|r|e^{j\varphi_r}$, φ_r 为 r 的相角. 分别用 $\hat{s}_i^{(0)}(r)$ 和 $\hat{s}_i^{(1)}(r)$ 表示集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 中距离 r 最近的星座点. 由于 $\hat{s}_0^{(0)}(r)$ 和 $\hat{s}_0^{(1)}(r)$ 的幅值为 1, 相角与 φ_r 有关, 故 $\hat{s}_0^{(0)}(r)=\exp(j\psi_0(\varphi_r))$, $\hat{s}_0^{(1)}(r)=\exp(j\psi_1(\varphi_r))$, 下文将 $\psi_0(\varphi_r)$ 和 $\psi_1(\varphi_r)$ 简记为 ψ_0 和 ψ_1 . 根据 (2) 式得

$$\Lambda_0(r) = -\frac{1}{\sigma_n^2} (|r - \hat{s}_0^{(0)}(r)|^2 - |r - \hat{s}_0^{(1)}(r)|^2) = -\frac{1}{\sigma_n^2} (|r - e^{j\psi_0}|^2 - |r - e^{j\psi_1}|^2)$$

图 2 高阶 PSKGray 映射星座图及比特映射关系

Figure 2 Constellations of high-order PSK and its bits assignment relationship

$$\begin{aligned}
 &= -\frac{1}{\sigma_n^2} (|r_I - \cos \psi_0|^2 + |r_Q - \sin \psi_0|^2 - |r_I - \cos \psi_1|^2 - |r_Q - \sin \psi_1|^2) \\
 &= \frac{2}{\sigma_n^2} (r_I \cos \psi_0 + r_Q \sin \psi_0 - r_I \cos \psi_1 - r_Q \sin \psi_1).
 \end{aligned} \quad (4)$$

由于 Gray 码具有反射性, 故 $S_0^{(0)} = \{s_0, s_1, \dots, s_{M/2-1}\}$, $S_0^{(1)} = \{s_{M/2}, s_{M/2+1}, \dots, s_{M-1}\}$. 根据 (3) 式, 上半复平面的星座点属于集合 $S_0^{(0)}$, 下半复平面的星座点属于集合 $S_0^{(1)}$. 当 r 位于第一象限时, $\hat{s}_0^{(0)}(r)$ 为距离 r 最近的星座点, 可用 r 的相位去近似 $\hat{s}_0^{(0)}(r)$ 的相位, 即 $\psi_0 \approx \varphi_r$; 可以证明, 当 r 位于第一象限时, 下半复平面中距离 r 最近的星座点为 s_{M-1} , 即 $\hat{s}_0^{(1)}(r) = e^{-j\pi/M}$, $\psi_1 = -\pi/M$. 将 ψ_0 和 ψ_1 代入 (4) 式得

$$\begin{aligned}
 \Lambda_0(r) &\approx \frac{2}{\sigma_n^2} \left(r_Q \sin \varphi_r + r_I \cos \varphi_r + r_Q \sin \frac{\pi}{M} - r_I \cos \frac{\pi}{M} \right) \\
 &= \frac{2}{\sigma_n^2} \left(|r| \sin^2 \varphi_r + |r| \cos^2 \varphi_r + r_Q \sin \frac{\pi}{M} - r_I \cos \frac{\pi}{M} \right) \\
 &= \frac{2}{\sigma_n^2} \left(r_Q \sin \frac{\pi}{M} - r_I \cos \frac{\pi}{M} + |r| \right).
 \end{aligned} \quad (5)$$

同理可将 (5) 式推广到 4 个象限得

$$\Lambda_0(r) = \frac{2}{\sigma_n^2} \text{sgn}(r_Q) \left(|r_Q| \sin \frac{\pi}{M} - |r_I| \cos \frac{\pi}{M} + |r| \right), \quad (6)$$

其中 $\text{sgn}(\cdot)$ 表示取正负号.

3.2 其他比特软信息的简化计算

利用 Gray 星座的对称性, 可将 $b_i (i > 0)$ 的软信息转化为 b_0 的软信息来计算. 为严格表述, 先对集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 的对称性进行定义: 若集合 $S_i^{(0)}$ 中任一点关于直线 l 的轴对称点也属于 $S_i^{(0)}$, 则称 $S_i^{(0)}$ 关于直线 l 对称, l 为 $S_i^{(0)}$ 的对称轴; 同理可定义集合 $S_i^{(1)}$ 的对称性.

图 3 以 16-PSK 为例, 标示了集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ ($i = 0, 1, 2, 3$) 中星座点的分布. 图中空心点和实心点分别属于集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$, 粗实线为其公共的对称轴.

用 l_θ 表示与实轴夹角为 θ 的过原点直线, $\theta \in (0, \pi]$. 可以证明 (详见附录), 直线 l_{ϕ_j} 为集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ ($i > 0$) 的公共对称轴, 其中

$$\phi_j = \frac{\pi}{2j}, \quad j = 0, \dots, i-1. \quad (7)$$

图 3 16-PSK 调制下集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 的分布Figure 3 The symmetry of $S_i^{(0)}$ and $S_i^{(1)}$ for 16-PSK

需要说明的是, 比特 $b_i (i > 0)$ 的星座图共有 2^{i-1} 条对称轴, (7) 式只给出了其中 i 条. 这是由于下文引入的翻转操作会使信号的取值范围缩小, 只有以上 i 条对称轴会在推导过程中发挥作用.

定义翻转函数

$$f_{\theta}(r) = \begin{cases} r, & \varphi_r \in [\theta - \pi, \theta], \\ re^{j2(\theta - \varphi_r)}, & \varphi_r \in (-\pi, \theta - \pi) \cup (\theta, \pi], \end{cases} \quad (8)$$

其中, r 的相角 $\varphi_r \in (-\pi, \pi]$, $re^{j2(\theta - \varphi_r)}$ 为 r 关于直线 l_{θ} 的对称点. 若 r 位于直线 l_{θ} 的 $[\theta - \pi, \theta]$ 一侧, 则 r 不变; 若 r 位于直线 l_{θ} 的另一侧, 函数 $f_{\theta}(r)$ 将其翻转到 l_{θ} 的 $[\theta - \pi, \theta]$ 一侧.

若集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 都关于直线 l 对称, 且接收信号 r_1 和 r_2 也关于直线 l 对称, 根据对称性可知, r_1 和 r_2 的比特软信息相等. 由于 r 和 $f_{\theta}(r)$ 的关系为相等或关于 l_{θ} 对称, 因此若 l_{θ} 为集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 的公共对称轴, 则

$$A_i(r) = A_i(f_{\theta}(r)). \quad (9)$$

上文提到, 直线 l_{ϕ_j} 为 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 的 i 条公共对称轴, 重复利用 (9) 式 i 次得

$$A_i(r) = A_i(f_{\phi_{i-1}}(\cdots(f_{\phi_1}(f_{\phi_0}(r)))). \quad (10)$$

令 $g_i(r) = f_{\phi_{i-1}}(\cdots(f_{\phi_1}(f_{\phi_0}(r))))$, 则

$$A_i(r) = A_i(g_i(r)). \quad (11)$$

由 (8) 式可知 $f_{\theta}(r)$ 的相角范围为 $[\theta - \pi, \theta]$, 而 $g_i(r)$ 为 $f_{\theta}(r)$ 的复合函数, 结合 (7) 式得 $g_i(r)$ 的相角范围为 $[0, \pi] \cap [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}] \cap \cdots \cap [-\frac{\pi}{2^{i-1}-1}, \frac{\pi}{2^{i-1}-1}] = [0, \frac{\pi}{2^{i-1}-1}]$. 16-PSK 下 $g_1(r)$, $g_2(r)$ 和 $g_3(r)$ 的取值范围如图 4 中阴影部分所示.

根据 (1) 式, 在计算 $g_i(r)$ 的比特软信息时可以忽略距离 $g_i(r)$ 较远的星座点. 由于 $g_i(r)$ 的取值范围有限, 剩余的星座点逆时针旋转 $\pi - \phi_i$ 后, 与 b_0 对应的星座点呈现相同的分布, 利用此特性可将 $g_i(r)$ 的第 i 个比特软信息转化为 $g_i(r)e^{j(\pi - \phi_i)}$ 的第 0 个比特软信息近似求取. 图 5 以 16-PSK 为例, 在图 4 的基础上给出了其余比特软信息的简化计算推导过程. 图中灰色区域表示 $g_i(r)$ 的取值范围, 灰色小实心点表示距离 $g_i(r)$ 较远被忽略的星座点, 空心点和黑色大实心点分别表示属于集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 的剩余星座点.

定义 $h_i(r) = g_i(r)e^{j(\pi - \phi_i)}$, 则

$$A_i(g_i(r)) \approx A_0(h_i(r)), \quad i > 0. \quad (12)$$

结合 (11) 和 (12) 式得

$$A_i(r) \approx A_0(h_i(r)), \quad i > 0. \quad (13)$$

图 4 16-PSK 下 $g_i(r)$ 的取值范围Figure 4 The range of $g_i(r)$ for 16-PSK

图 5 其余比特软信息的简化计算

Figure 5 The derivation of simplified metric calculation for other bits

上式表明其余比特软信息的计算分为两步: 先由 r 求出 $h_i(r)$, 再代入 (6) 式计算 $A_i(r)(i>0)$.

由于 $g_i(r)$ 是 $f_\theta(r)$ 的 i 次复合函数, 得其递推式 $g_i(r)=f_{\phi_{i-1}}(g_{i-1}(r))$, 代入 $h_i(r)$ 的定义得

$$h_i(r) = f_{\phi_{i-1}}(g_{i-1}(r))e^{j(\pi-\phi_i)}. \quad (14)$$

根据函数 $f_\theta(r)$ 的定义, 将 $f_\theta(r)$ 化为 $f_\pi(r)$, 则

$$f_\theta(r) = f_\pi(re^{j(\pi-\theta)})e^{-j(\pi-\theta)}. \quad (15)$$

将上式应用于 (14) 式, 并结合 (7) 式和 $h_i(r)$ 的定义得 $h_i(r)$ 的递推式

$$h_i(r) = f_\pi(g_{i-1}(r))e^{j(\pi-\phi_{i-1})}e^{-j(\pi-\phi_{i-1})}e^{j(\pi-\phi_i)} = f_\pi(h_{i-1}(r))e^{j(\phi_{i-1}-\phi_i)} = f_\pi(h_{i-1}(r))e^{j\phi_i}. \quad (16)$$

由函数 $f_\theta(r)$ 的定义, 上式中的 $f_\pi(r)$ 表示将 r 以 x 轴为对称轴向上翻转, 即对 r 的虚部取绝对值.

3.3 平坦衰落信道中的应用

以上推导过程均基于 AWGN 信道, 下面将其推广到平坦衰落信道. 假设信道增益 α 在一个符号持续时间内保持不变, $r'=r/\alpha$ 表示均衡后的信号, (2) 式改写为

$$A_i(r) = -\frac{|\alpha|^2}{\sigma_n^2}(|r' - \hat{s}_i^{(0)}(r)|^2 - |r' - \hat{s}_i^{(1)}(r)|^2), \quad (17)$$

表 1 M -PSK 比特软信息简化方法的计算过程
Table 1 Summary of the proposed bit metric calculation method

Input	$r' = r/\alpha = r'_I + jr'_Q$
Initialization	$i = 0, h_{I,0} = r'_I, h_{Q,0} = r'_Q, R = r' $
Recursion	while $i < m$
	$\Lambda_i(r) = \frac{2 \alpha ^2}{\sigma_n^2} \text{sgn}(h_{Q,i})(b_m h_{Q,i} - a_m h_{I,i} + R)$
	$i = i + 1$
	$\begin{cases} h_{I,i} = a_i h_{I,i-1} - b_i h_{Q,i-1} \\ h_{Q,i} = b_i h_{I,i-1} + a_i h_{Q,i-1} \end{cases}$
	end

则 $\Lambda_0(r)$ 的计算公式改写为

$$\Lambda_0(r) = \frac{2|\alpha|^2}{\sigma_n^2} \text{sgn}(r'_Q) \left(|r'_Q| \sin \frac{\pi}{M} - |r'_I| \cos \frac{\pi}{M} + |r'| \right), \quad (18)$$

其中 r'_I 和 r'_Q 分别为 r' 的实部和虚部. 由于 r' 相当于 AWGN 信道中的 r , (13) 式改写为

$$\Lambda_i(r) \approx \Lambda_0(h_i(r')), \quad i > 0. \quad (19)$$

3.4 简化方法计算流程总结

本节对上述简化方法进行总结, 给出适合计算机处理的计算流程. 定义常数 $a_i = \cos(\pi/2^i)$, $b_i = \sin(\pi/2^i)$, $1 \leq i \leq m$, 由于 a_i 和 b_i 的值与接收信号无关, 因此可以预先计算并保存. 设 $h_i(r) = h_{I,i} + jh_{Q,i}$, $0 \leq i \leq m-1$, 将 (16) 式展开, 得 $h_{I,i} = a_i h_{I,i-1} - b_i |h_{Q,i-1}|$, $h_{Q,i} = b_i h_{I,i-1} + a_i |h_{Q,i-1}|$, $1 \leq i \leq m-1$, 递推的初值 $h_0(r) = h_{I,0} + jh_{Q,0} = r'$. 由 (18) 和 (19) 式得

$$\Lambda_i(r) = \frac{2|\alpha|^2}{\sigma_n^2} \text{sgn}(h_{Q,i})(b_m|h_{Q,i}| - a_m|h_{I,i}| + |r'|). \quad (20)$$

表 1 总结了简化方法的递推计算过程.

3.5 比特软信息计算结果对比

本小节以 16-PSK 为例, 将 ML, Max-Log 和上文中提出的简化方法在 AWGN 信道下的软信息计算结果进行对比. 设接收信号的实部固定为 1, 虚部从 -8 变化到 8 , 噪声功率 $\sigma_n^2 = 1$.

图 6(a)~(d) 分别对应于 b_0 , b_1 , b_2 和 b_3 的比特软信息. 从图中可以看出, 简化方法的软信息计算结果和 Max-Log 几乎一样, 和 ML 方法的差别也很小.

4 计算量对比分析

本节将 ML, Max-Log 和简化方法的计算负担进行了对比. 设 M 为 PSK 的调制阶数, 则 $m = \log_2 M$. 首先, ML 和 Max-Log 都需要计算 r 到 M 个星座点的距离平方, 即进行 $2M$ 次乘法和 $3M$ 次加法. 此外, ML 还需要进行 M 次乘法和 M 次指数运算求出指数项, $(M-2)m$ 次加法、 m 次除法

图 6 16-PSK 比特软信息计算结果的比较

Figure 6 Comparison of bit metric for 16-PSK. (a) Comparison of bit metric of b_0 ; (b) comparison of bit metric of b_1 ; (c) comparison of bit metric of b_2 ; (d) comparison of bit metric of b_3

和 m 次对数运算求出 m 个比特软信息; Max-Log 还需要进行 $(M-2)m$ 次判断和 m 次减法求出 m 个比特软信息. 根据表 1 中的计算流程, 简化方法解调一个符号只要进行 $6m-1$ 次乘法、 $4m-1$ 次加法和 $m-1$ 次逻辑判断.

各种方法解调一个符号所需的计算量如表 2 所示. 可以看出, ML 和 Max-Log 的计算负担随着 M 线性增长, 而简化方法的计算负担仅随着 m 线性增长, 因此高阶星座下, 简化方法能大大降低计算量.

5 性能仿真及分析

本节通过仿真将 ML, Max-Log 和简化方法在不同纠错编码方式和信道条件下的误码率性能进行了比较. 纠错编码分别采用卷积码和低密度校验码 (low density parity check code, LDPC). 仿真信道分别为 AWGN 信道和多径衰落信道, 信道模型为 Brazil A 信道, 最大多普勒扩展为 100 Hz, 信道参数见表 3. 调制前对数据采用随机方式进行交织, 调制阶数从 4 至 64, 符号长度为 $1 \mu\text{s}$.

图 7 中的纠错码采用 (2,1,6) 卷积码, 生成多项式为 $[1+D^2+D^3+D^5+D^6, 1+D+D^2+D^3+D^6]$, 不删余. 译码采用 Viterbi 软判决译码, 译码前软信息不量化. 调制方式从 QPSK 至 64-PSK. 图 8 中的纠错码采用 LDPC 码, 其码型参考标准 DVB-S2^[15], 码长为 64800, 码率为 $1/2$. 译码采用 Sum-Product

表 2 计算量对比

Table 2 Operation times for a M -PSK signal

	ML	Max-Log	Proposed
Exponential	$M + m$	—	—
Multiplication	$3M + m$	$2M$	$6m - 1$
Additive	$3M + (M-2)m$	$3M + m$	$4m - 1$
Logical	—	$(M-2)m$	$m - 1$

表 3 Brazil A 信道

Table 3 Brazil A channel model

Path	1	2	3	4	5	6
Delay(μ s)	0	0.15	2.22	3.05	5.86	5.93
Gain(dB)	0	13.8	16.2	14.9	13.6	16.4

图 7 (2,1,6) 卷积码的 M -PSK 误码率性能Figure 7 The BER performance of convolutional coding for M -PSK signal. (a) AWGN channel; (b) fading channel

算法 (BP 算法), 最大迭代次数为 10. 调制方式从 QPSK 至 256-PSK. 图 8(a) 和 (b) 分别对应于 AWGN 信道和衰落信道.

仿真结果显示, 本文提出的简化方法和 Max-Log 的误码率性能几乎相同. 当调制阶数高于 64 时, Max-Log 和简化方法的性能较 ML 会略有下降.

简化方法和 ML 方法的微小性能差异源于简化方法在推导过程中引入了两个近似. 在推导 (5) 式时, 用 r 的相位去近似 $\hat{s}_i^{(0)}(r)$ 的相位. 当调制阶数较低时, 此近似会引入一定误差. 在仿真结果中, QPSK 调制存在微小的性能下降就是由此造成的. 但随着调制阶数的增加, 单位圆上的星座点变密, r 的相位必然与 $\hat{s}_i^{(0)}(r)$ 的相位越来越接近, 近似误差会逐渐减小. 第 2 个近似是在 (12) 式中忽略了离 $g_i(r)$ 较远的星座点. 随着调制阶数的增加, 被忽略的星座点会逐渐增多, 导致近似误差有所增大. 因此, 当调制阶数高于 64 时, 简化方法的性能会略有下降.

图 8 LDPC 码 (DVB-S2) 的 M -PSK 误码率性能

Figure 8 The BER performance of LDPC coding for M -PSK signal. (a) AWGN channel; (b) fading channel

6 结束语

本文提出的简化方法利用 PSKGray 星座的对称性将 $b_i (i > 0)$ 的比特软信息转化为 b_0 的比特软信息, 并给出了 b_0 比特软信息的简化计算公式. 与传统计算方法相比, 简化方法可以大大降低高阶调制下比特软信息的计算量, 并且性能损失很小. 简化方法的计算过程和调制阶数关系很小, 非常适合应用于自适应编码调制系统. 当调制阶数变化时, 简化方法只需改变递推次数和一些常系数.

参考文献

- 1 Zehavi E. 8-PSK trellis codes for a Rayleigh channel. IEEE Trans Commun, 1992, 40: 873–884
- 2 Caire G, Taricco G, Biglieri E. Bit-interleaved coded modulation. IEEE Trans Inf Theory, 1998, 44: 927–946
- 3 IEEE 802.11 Working Group. Enhancements for Higher Throughput (802.11n). IEEE 802.11 WG. IEEE 802.11n/D1.0 Draft Amendment. 2006. Available from: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=6178209>
- 4 IEEE 802.16 Task Group m. Draft IEEE 802.16m Evaluation Methodology (802.16m). IEEE 802.16m-07/037r1. 2007. Available from: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=5765734>
- 5 The 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN) (LTE). 3GPP TR 25.913 v.7.3.0. 2006. Available from: <http://www.3gpp.org/specifications>
- 6 Viterbi A J. An intuitive justification and a simplified implementation of the map decoder for convolutional codes. IEEE J Sel Areas Commun, 1998, 16: 260–264
- 7 Tosato F, Bisaglia P. Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPER-LAN/2. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communication, New York, 2002. 664–668
- 8 Ghaffar R, Knopp R. Low complexity metrics for BICM SISO and MIMO systems. In: Proceedings of IEEE 71st Vehicular Technology Conference, Taipei, 2010. 1–6
- 9 Hyun K, Yoon D. Bit metric generation for Gray coded QAM signals. IEE Proc Commun, 2005, 152: 1134–1138
- 10 Yazdani R, Ardakani M. Efficient LLR calculation for non-binary modulations over fading channels. IEEE Trans Commun, 2011, 59: 1236–1241
- 11 Pan W, You X H. The recursive calculation method of bit soft output. J Electron Inf Technol, 2006, 28: 1111–1114 [潘文, 尤肖虎. 高阶数据调制比特软输出的递归计算方法. 电子与信息学报, 2006, 28: 1111–1114]
- 12 Xie Q L, Peng K W, Pan C Y, et al. Bit-interleaved LDPC coded modulation with iterative demapping and decoding. J Tsinghua Univ (Sci Technol), 2009, 49: 1201–1204 [谢求亮, 彭克武, 潘长勇, 等. 比特交织 LDPC 编码调制系统中的迭代解映射和译码算法. 清华大学学报 (自然科学版), 2009, 49: 1201–1204]

- 13 Zhao J, Zhang J Q. Bit confidence-based soft decision metric generation for QAM. J Electron Inf Technol, 2009, 31: 985-988 [赵晋, 张立秋. 快速生成 QAM 比特置信度软判决度量的算法. 电子与信息学报, 2009, 31: 985-988]
- 14 Nagaraj S. Symbol-level adaptive modulation for coded OFDM on block fading channels. IEEE Trans Commun, 2009, 57: 2872-2875
- 15 The European Telecommunications Standards Institute (ETSI). Digital video broadcasting (DVB-S2). ETSI EN 302 307. 2006. Available from: <http://www.etsi.org/WebSite/Standards/Standard.aspx>

附录 集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 的对称性证明

为了证明集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 的对称性, 首先必须将星座点与集合 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 的关系公式化. 定义二值函数 $G_i(k)$ 和 $H_i(\theta_k)$: 设 $\arg(s_k) = \theta_k$, 若 $s_k \in S_i^{(0)}$, 则 $G_i(k) = H_i(\theta_k) = 1$; 若 $s_k \in S_i^{(1)}$, 则 $G_i(k) = H_i(\theta_k) = -1$. 其中函数 $H_i(\theta_k)$ 只在 M 个星座点的相位值上有定义. 根据 (3) 式, 星座点 s_k 的相位 $\theta_k = \frac{2\pi}{M}(k + \frac{1}{2})$, 则 $k = \frac{M}{2\pi}\theta_k - \frac{1}{2}$, 因此 $H_i(\theta_k) = G_i(\frac{M}{2\pi}\theta_k - \frac{1}{2})$.

根据 Gray 码的反射性, 数字 $0, 1, \dots, M-1$ 的 m 位二进制 Gray 码, 最低位为二进制序列 0,1 与 1,0 的交替重复, 因此 $G_{m-1}(k)$ 可用周期为 4 的三角函数来表达; 次低位为序列 0,0,1,1 与 1,1,0,0 的交替重复, 因此 $G_{m-2}(k)$ 可用周期为 8 的三角函数来表达. 依此类推, $G_i(k)$ 可用周期为 2^{m-i+1} 的三角函数来表达, 给出 $G_i(k)$ 的表达式 $G_i(k) = \text{sgn}(\cos(\frac{\pi}{2^{m-i}}(k + \frac{1}{2})))$, 则 $H_i(\theta_k) = G_i(\frac{M}{2\pi}\theta_k - \frac{1}{2}) = \text{sgn}(\cos(2^{i-1}\theta_k))$.

要证明 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 均关于角度为 $\pi/2^j (j=0, 1, \dots, i-1)$ 的直线对称, 只需证明函数 $H_i(\theta_k)$ 关于 $\pi/2^j$ 对称, 即证明 $H_i(\pi/2^j - \theta_k) = H_i(\pi/2^j + \theta_k)$. 由 $H_i(\theta_k)$ 的表达式得 $H_i(\frac{\pi}{2^j} - \theta_k) = \text{sgn}(\cos(2^{i-1-j}\pi - 2^{i-1}\theta_k))$, $H_i(\frac{\pi}{2^j} + \theta_k) = \text{sgn}(\cos(2^{i-1-j}\pi + 2^{i-1}\theta_k))$. 由于 $0 \leq j \leq i-1$, 因此 $1 \leq 2^{i-1-j} \leq 2^{i-1}$, 利用三角等式 $\cos(n\pi + \theta) = \cos(n\pi - \theta)$, 则 $H_i(\frac{\pi}{2^j} - \theta_k) = H_i(\frac{\pi}{2^j} + \theta_k)$. 因此 $H_i(\theta_k)$ 关于 $\pi/2^j$ 对称, 即 $S_i^{(0)}$ 和 $S_i^{(1)}$ 均关于角度为 $\pi/2^j (j=0, 1, \dots, i-1)$ 的直线对称.

A simplified bit metric calculation method for high-order PSK

WANG Lei*, XU DaZhuan & ZHANG XiaoFei

College of Information Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China

*E-mail: wanglei.1982@nuaa.edu.cn

Abstract This paper proposes a simplified bit metric calculation method for high-order PSK signal with Gray-mapping. This method calculates the bit metric recursively by the symmetry of Gray code. Analysis and simulation results show that the proposed method can significantly reduce the computational complexity and maintain similar performance compared to ML and Max-Log bit metric. Additionally, this method generates bit metrics of PSK signals with different modulation order in the same way, so it can be applied to adaptive modulation system.

Keywords phase shift keying, high order modulation, bit metric, soft demodulation, bit-interleaved coded modulation

WANG Lei was born in 1982. He received the Ph.D. degree in communication and information systems from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2012. Currently, he is a Senior Researcher at Huawei Company. His research interests include wireless communication and signal processing.

XU DaZhuan was born in 1963. He received the Ph.D. degree in communication and information systems from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2001. Currently, he is a Senior Researcher at Nanjing University of Aeronautics and Astronautics. His research interests include wireless communication, network coding and signal processing.

ZHANG XiaoFei was born in 1977. He received the Ph.D. degree in communication and information systems from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2005. Currently, he is a Senior Researcher at Nanjing University of Aeronautics and Astronautics. His research interests include array signal processing and communication signal processing.