

递归 SOQPSK-TG 信号的两状态判决反馈解调算法

孙锦华, 韩会梅

(西安电子科技大学 综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘 要: 针对利用两状态网格图对递归部分响应成形偏移正交相移键控 SOQPSK-TG 信号进行解调时, 网格图状态变量与累积相位不存在一一对应关系的问题, 研究了解决此问题的判决反馈解调算法。该算法根据两状态网格图, 在网格状态转移过程中, 通过判决反馈, 得到状态变量对应的累积相位。仿真结果表明, 在信噪比大于 0 dB 时, SOQPSK-TG 信号两状态判决反馈解调算法可以获得接近四状态解调的误比特性能。

关键词: 成形偏移正交相移键控; 递归; 判决反馈; 解调

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)07-0056-07

Decision feedback demodulation algorithm for recursive SOQPSK-TG signal

SUN Jin-hua, HAN Hui-mei

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: To solve the problem of one-to-one correspondence relationship not existing between state variable and cumulative phase in two-state trellis of shaped-offset quadrature phase-shift keying(SOQPSK-TG), a decision feedback demodulation algorithm for recursive SOQPSK-TG is researched. According to a two-state trellis, cumulative phase corresponding to the state variable is obtained by decision feedback in state transition. Simulation results show that at $E_b/N_0 \geq 0$ dB, the decision feedback demodulation algorithm can achieve a BER performance which is very close to four-state demodulation algorithm performance.

Key words: shaped offset quadrature phase-shift keying; recursive; decision feedback; demodulation

1 引言

成形偏移正交相移键控 (SOQPSK, shaped-offset quadrature phase-shift keying) 信号是一种频谱高效的连续相位调制方式, 具有包络恒定、功率有效性高等特点^[1,2]。在一些功率和带宽双重受限的军事通信、卫星通信、遥测通信等领域中, 全响应、部分响应 SOQPSK 信号已成为 UHF 卫星通信军标 MIL-STD 188-181^[3]、航空遥测系统 IRIG 106-04 标准^[4]的建议波形。近年来, 研究者对 SOQPSK 信号的解调、同步、性能限等问题进行了深入的研究^[5~11]。

SOQPSK 信号是一种连续相位调制 (CPM, continuous phase modulation) 信号, 根据相位关联长度的不同, 可分为全响应 SOQPSK (如 MIL-STD SOQPSK) 和部分响应 SOQPSK (如 SOQPSK-TG)。与 MIL-STD SOQPSK 信号相比, SOQPSK-TG 信号具有更好的功率谱特性。根据 SOQPSK 信号的特性, 可以将 SOQPSK 信号的调制分解为预编码与连续相位信号调制 2 部分, 并且根据预编码的形式, 可以将 SOQPSK 信号分为递归预编码和非递归预编码^[12]。SOQPSK 信号的这种预编码特性使其内在的记忆特性可以在串行级联编码调制系统中作为

收稿日期: 2013-08-02; 修回日期: 2013-10-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60902039, 61271175); 中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(JB140114, K5051201043)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (60902039, 61271175); The Fundamental Research Funds for the Central Universities (JB140114, K5051201043)

内码使用。对于编码级联 SOQPSK 系统, 采用卷积码与 SOQPSK 的串行级联系统, 要求内码 SOQPSK 必须是递归预编码才能获得较大的编码增益^[12], 因此这里主要讨论递归 SOQPSK-TG 信号。

对于递归 SOQPSK-TG 信号, 其相位关联长度 L 为 8, 在接收端若采用传统最优的最大似然接收机, 则接收机网格需要 512 个相位状态, 运算复杂度极高, 在实际工程应用中受到一定限制。

文献[13]应用脉冲截断 (PT) 技术, 使部分响应 SOQPSK-TG 信号可以像 MIL-STD SOQPSK 一样建构成四状态的全响应 CPM 信号。文献[14]给出递归 SOQPSK-TG 信号的四状态解调器, 并将递归 SOQPSK-TG 信号的差分编码器和预编码器结合起来使网格的状态数达到最少的两状态, 得到递归 SOQPSK-TG 的两状态简化算法, 但两状态网格图中的状态变量与相位状态不再存在一一对应的关系, 在接收端由状态变量并不能确定当前时刻的累积相位信息, 无法恢复当前时刻支路上的标准信息。为此, 文献[14]引入判决反馈来解决这个问题, 在该接收机中采用 Viterbi 算法恢复信息序列。

本文首先对递归 SOQPSK-TG 信号进行了简要介绍, 然后介绍了基于脉冲截断的递归 SOQPSK-TG 信号的四状态解调算法, 最后在四状态网格图基础上, 通过合理的状态合并, 得到递归两状态网格图, 并对文献[14]提出的判决反馈算法进行了研究。由于在递归 SOQPSK-TG 编码级联系统中需要提取 SOQPSK-TG 信号的软信息, 但文献[14]采用 Viterbi 解调不便于提取软信息。因此, 本文在接收机中采用 MAX-LOG-MAP 算法恢复信息序列, 以实现软信息的提取。

2 SOQPSK-TG 信号模型

2.1 CPM 信号模型

SOQPSK 是连续相位调制 (CPM) 中的一种特殊调制方式^[12], SOQPSK 的复基带信号数学表达式为

$$s(t; \alpha) = \sqrt{\frac{E_b}{T_b}} \exp(j\phi(t; \alpha)) \quad (1)$$

其中, E_b 为比特能量, T_b 为比特持续时间。 $\phi(t; \alpha)$ 为相位函数, 如式(2)所示。

$$\phi(t; \alpha) = 2\pi h \sum_{i=0}^n \alpha_i q(t - iT_b) \quad (2)$$

这里 α_i 为实际传输的信息序列, 为 M 进制符

号, 对于 SOQPSK 信号, $M=3$, 即 $\alpha_i \in (-1, 0, 1)$; 调制指数 $h = 1/2$, $q(t)$ 为相位脉冲函数, 其表达式为

$$q(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \int_0^t g(\tau) d\tau, & 0 \leq t < LT_b \\ 1/2, & t \geq LT_b \end{cases} \quad (3)$$

其中, $g(t)$ 为频率脉冲, 其持续时间为 L 个比特间隔, 当 $L=1$ 时, 为全响应信号; 当 $L>1$ 时, 为部分响应信号。

式(2)中的相位函数可另外表示为

$$\phi(t; \alpha) = 2\pi h \underbrace{\sum_{i=n-L+1}^n \alpha_i q(t - iT_b)}_{\theta(t)} + \pi h \underbrace{\sum_{i=0}^{n-L} \alpha_i}_{\theta_{n-L}}, \quad nT_b \leq t \leq (n+1)T_b \quad (4)$$

其中, $\theta(t)$ 称为相关状态, 相位状态 $\theta_{n-L} = \text{mod}(\pi h \sum_{i=0}^{n-L} \alpha_i, 2\pi)$, 其取值属于 $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 。

在本文中, 讨论的 SOQPSK 信号体制是采用升余弦频率脉冲成形的部分响应 SOQPSK-TG 信号。对于 SOQPSK-TG 信号, 其约束长度 $L=8$, 频率脉冲成形函数 $g_{TG}(t)$ 为

$$g_{TG}(t) = A \frac{\cos(\pi \rho B t / 2T_b) \sin(\pi B t / 2T_b)}{1 - 4(\rho B t / 2T_b)^2} w(t) \quad (5)$$

其中, 窗函数 $w(t)$ 为

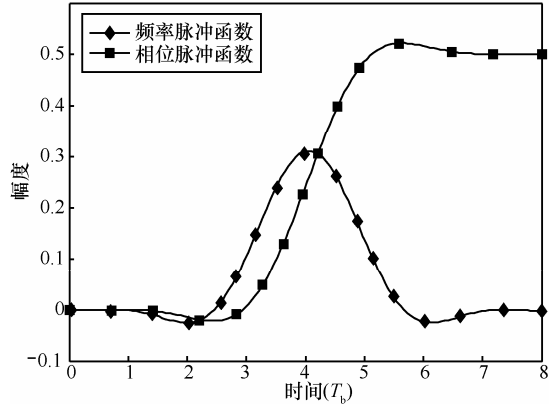
$$w(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \frac{t}{2T_b} \leq T_1 \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{T_2} \left(\frac{t}{2T_b} - T_1\right)\right), & T_1 \leq \frac{t}{2T_b} \leq T_1 + T_2 \\ 0, & T_1 + T_2 < \frac{t}{2T_b} \end{cases} \quad (6)$$

幅值 A 用来归一化脉冲波形, 使单个频率脉冲引起的相位偏移为 $\pi/2$, $T_1=1.5, T_2=0.5, \rho=0.7, B=1.25$ 。图 1(a)给出了 SOQPSK-TG 的频率脉冲函数 $g_{TG}(t)$ 和相位脉冲函数 $q_{TG}(t)$ 的波形图。

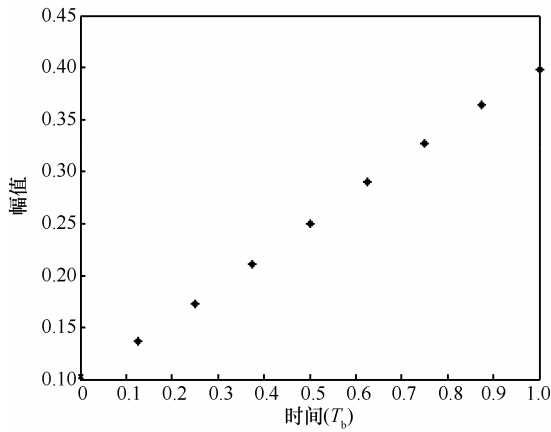
由图 1(a)可看出, 虽然 SOQPSK-TG 信号的频率脉冲函数 $g_{TG}(t)$ 周期为 $8T_b$, 但波形的脉冲宽度较窄且两侧大部分波形接近为 0, 因此可将关联长度减为 $L'=1$, 用周期为 T_b 的频率脉冲来代替, 由此得到的截断相位脉冲函数 $q_{PT}(t)$ 为

$$q_{PT}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ q_{TG}(t + (L-1)T_b/2), & 0 \leq t \leq T_b \\ 1/2, & t > T_b \end{cases} \quad (7)$$

由式(7)可知, $q_{PT}(t)$ 是将原相位脉冲函数 $q_{TG}(t)$ 截断, 并将时变部分限制在 $[0, T_b]$ 间隔内得到的, $q_{PT}(t)$ 在间隔 $[0, T_b]$ 内的波形如图 1(b)所示。



(a) 频率脉冲波形和相位脉冲波形



(b) 截断的相位脉冲函数在间隔 $[0, T_b]$ 内的波形

图 1 SOQPSK-TG 的频率脉冲和相位脉冲函数波形

SOQPSK-TG 信号与传统 CPM 的区别在于实际传输的三元符号集 $\{\alpha_i\}$ 为 $\{-1, 0, 1\}$ 。如图 2 所示, SOQPSK-TG 的调制方式采用预编码与 CPM 调制级联的方案, 预编码输出符号集为三元符号集 $\{-1, 0, 1\}$ 。预编码方式分为非递归式和递归式。采用这 2 种不同方式的预编码, 可以分别得到非递归 SOQPSK-TG 信号和递归 SOQPSK-TG 信号。下面主要讨论递归预编码方式。

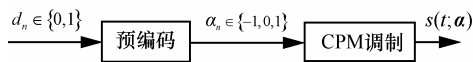


图 2 SOQPSK-TG 信号的调制方案

2.2 SOQPSK-TG 信号的递归预编码

递归预编码实现步骤分为 2 步, 首先将原二进制比特进行差分编码, 如式(8)所示, 再将差分编码后的二进制比特通过式(9)转化为三进制符号。

$$u_n = d_n \oplus u_{n-2}, \quad d_n \in \{0, 1\} \quad (8)$$

$$\alpha_n = (-1)^{n+1}(2u_{n-1} - 1)(u_n - u_{n-2}) \quad (9)$$

由式(9)可知, 预编码输出字符的极性会随着奇偶时刻的交替而变化, 可以将 u_{n-1} 、 u_{n-2} 和 n_even/n_odd (偶数时刻/奇数时刻) 看作状态的变量, 即对应 8 个状态来描述 d_n/α_n 的变化转移。将奇偶时刻分开, 分别建立网络转移图, 构建一个时变的网络图。这样对于单一的奇数时刻 (或偶数时刻) 只用 4 个状态即可描述 d_n/α_n 的变化, 如图 3 所示, 在每条支路标注的是对应式(9)的递归预编码转变情况, 对应为 d_n/α_n 。用一对输入比特来表示状态, 对于偶数时刻 (I 路比特) 的状态变量 S_n 定义为 (u_{n-2}, u_{n-1}) , 对于奇数时刻 (Q 路比特) 的状态变量 S_n 定义为 (u_{n-1}, u_{n-2}) , 状态变量由 $S_n \in \{00, 01, 10, 11\}$ 表示。

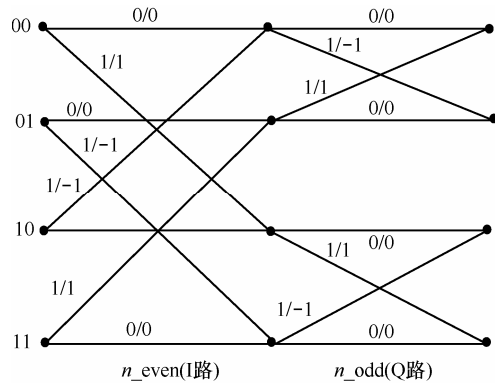


图 3 四状态时变网络

由文献[4]可知, 对于递归预编码, 网络状态变量 S_n 与相位状态 θ_{n-L} 存在一一对应的关系, 如式(10)所示。

$$\theta_{n-L} = \begin{cases} 3\pi/2, & S_n=00 \\ \pi, & S_n=01 \\ 0, & S_n=10 \\ \pi/2, & S_n=11 \end{cases} \quad (10)$$

3 简化接收机

3.1 接收信号模型

接收信号表达式为

$$r(t) = s(t; \boldsymbol{\alpha}) e^{j\phi(t)} + n(t) \quad (11)$$

其中, $n(t)$ 是均值为零, 单边功率谱密度为 N_0 的加性复高斯白噪声; $\phi(t)$ 是由信道所引起的相位偏移, 此处假设 $\phi(t)$ 为 0 (即相干检测)。由于发送信号 $s(t; \boldsymbol{\alpha})$ 的相位具有记忆, 因此接收端最优检测器应采用最大似然序列检测。下面对递归 SOQPSK-TG 信号的解调采用近似简化的方案, 减少计算复杂度。

3.2 基于脉冲截断的四状态简化解调算法

文献[12]采用脉冲截断的方法来简化递归 SOQPSK-TG 的解调复杂度, 接收端采用的相位脉冲函数为 2.1 节所述的 $q_{PT}(t)$, $q_{PT}(t)$ 可看作一个全响应脉冲, 则可将 SOQPSK-TG 信号看成全响应信号。2.2 节所述的预编码中状态变量 S_n 与相位状态 θ_{n-L} 存在的一一对应关系, 使接收端的网格图中不需要全响应 CPM 的网格图, 因此可对 SOQPSK-TG 信号按图 3 所示的四状态网格图, 用 MAX-LOG-MAP 算法解调。

首先根据式(12)计算出每个发送比特的对数似然比。

$$A^d(k) = \max_{(m', m) \in d_k = 1} (\alpha_{k-1}(m') + \gamma_k(y_k(t), m', m) + \beta_k(m)) - \max_{(m', m) \in d_k = 0} (\alpha_{k-1}(m') + \gamma_k(y_k(t), m', m) + \beta_k(m)) \quad (12)$$

其中, m' 为网格中起始状态, m 为与起始状态 m' 相连接的结束状态, d_k 为第 k 个输入比特, $y_k(t) = r_k(t + (L-1)T_b/2)$ 是对应的接收信号, $\alpha_k(m)$ 为前向路径度量, $\beta_k(m)$ 为后向路径度量, $\gamma_k(y_k(t), m', m)$ 是 m' 和 m 之间的状态转移概率。

前向递推式为

$$\alpha_k(m) = \max_{m'} (\alpha_{k-1}(m') + \gamma_k(y_k(t), m', m)) \quad (13)$$

后向递推式为

$$\beta_{k-1}(m') = \max_m (\beta_k(m) + \gamma_k(y_k(t), m', m)) \quad (14)$$

状态转移概率为

$$\gamma_k(y_k(t), m', m) = \ln(p(m | m') p(Rstd_{TG}(t) | m, m') p(y_k(t) | Rstd_{TG}(t))) \quad (15)$$

考虑发送比特等概分布, $Rstd_{TG}(t)$ 为状态转移的输出信号, 对图 3, 各支路上的状态转移输出信号 $Rstd_{TG}(t)$ 可用简化的相位脉冲来产生表达式为

$$Rstd_{TG}(t) = \exp(j(2\pi h \alpha_n q_{PT}(t - kT_b) + \theta_{n-L})), \quad kT_b \leq t \leq (k+1)T_b \quad (16)$$

$p(Rstd_{TG}(t) | m, m') = 1$, 在第 k 个符号间隔, 对

数转移概率分布为

$$\begin{aligned} & \ln p(y_k(t) | Rstd_{TG}(t)) \\ & \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} \left[-\frac{(y_k(t) - Rstd_{TG}(t))^2}{2\sigma^2} \right] dt \\ & = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} \left[-\frac{1}{2\sigma^2} ((y_k(t))^2 - \right. \\ & \quad \left. 2y_k(t)Rstd_{TG}(t) + (Rstd_{TG}(t))^2) \right] dt \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $\int_{kT_b}^{(k+1)T_b} (y_k(t))^2 dt$ 为公共量, 对于判决没有影响; $\int_{kT_b}^{(k+1)T_b} y_k(t)Rstd_{TG}(t) dt$ 为接收端匹配滤波器输出。设 $\int_{kT_b}^{(k+1)T_b} (Rstd_{TG}(t))^2 dt = E_{TG}$ 为状态转移输出波形的能量, 对于任意时刻的状态转移概率, 除去公共系数, 可简化为

$$\gamma_k(y_k(t), m', m) = \frac{2 \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} y_k(t)Rstd_{TG}(t) dt - E_{TG}}{2\sigma^2} \quad (18)$$

对于按式(18)生成的各支路上的状态转移输出信号 $Rstd_{TG}(t)$, 每个符号波形的能量 E_{TG} 是相同的, 因此上式中的波形能量可消去。由于按式(12)计算每个发送比特的对数似然比时采用的是求最大值运算, 因此信道信息 σ^2 也可消去。因此, 对 SOQPSK-TG 信号对应的状态转移概率可进一步化简为

$$\gamma_k(y_k(t), m', m) = \text{Re} \left[\int_{nT_b}^{(n+1)T_b} y_k(t) \text{conj}(Rstd_{TG}(t)) dt \right] \quad (19)$$

结合 $\alpha_k(m)$ 、 $\beta_k(m)$ 并给定初始值, 由式(12)

计算各发送比特的对数似然值, 即软信息, 对软信息进行硬判决, 即可恢复原始信息序列。

3.3 递归 SOQPSK-TG 信号的两状态简化解调算法

文献[14]针对递归 SOQPSK-TG 信号, 提出了两状态简化算法, 进一步降低了解调复杂度。将式(8)和式(9)用代数方法合并, 得到二进制比特与三进制符号之间的直接对应关系为

$$\alpha_n = (-1)^{s_n} d_n, \quad d_n, s_n \in \{0, 1\} \quad (20)$$

其中, 状态符号 s_n 由下式更新

$$s_n = (n + \sum_{i=0}^{n-1} d_i) \bmod 2 \quad (21a)$$

或

$$s_{n+1} = (s_n + d_n + 1) \bmod 2 \quad (21b)$$

由式 (20) 可知, 可以将 s_n 看作状态变量, 建立一个两状态网格转移图, 如图 4 所示。

由式 (21a) 可以得出, 该递归两状态网格图是由四状态的递归网格图简化而来的, 对 I 路简化: 相同合为 0 状态, 相异合为 1 状态; 对 Q 路简化: 相同合为 1 状态, 相异合为 0 状态, (“相同”指表示状态的 2 个比特相同, 即 00, 11 状态; 同理, “相异”指 01, 10 状态)。

图 4 中分支上的标注为 d_n/α_n , 相对于四状态的时变网格图, 两状态时不变网格图具有更为简化的状态表示, 但是两状态网格图并没有减少 SOQPSK-TG 信号表达式中的累积相位状态 θ_{n-L} 的数量, 使两状态网格中的状态变量 S_n 与相位状态 θ_{n-L} 之间不再存在一一对应的关系。因此, 若采用两状态网格图, 在接收端由状态 S_n 当前时刻的累积相位信息并不确定, 无法恢复当前时刻支路上的标准信号, 即无法通过式(19)计算当前支路的状态转移概率。为此, 文献[14]引入判决反馈来克服这一缺点。

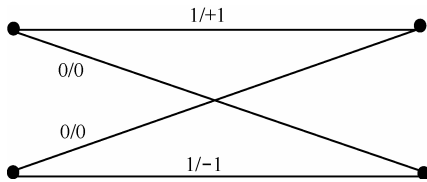


图 4 递归 SOQPSK-TG 两状态网格

如图 4 所示, 当前网格图中起始状态为 S_n , 结束状态为 E_n , 设 $\alpha_n(E_n)$ 为从 S_n 到 E_n 的幸存路径上的三进制字符, 可通过式(22)计算下一状态对应的起始相位值。

$$\theta_n(E_n) = [\theta_{n-1}(S_n) + \pi h \alpha_n(E_n)] \bmod 2\pi \quad (22)$$

其中, $\theta_{n-1}(S_n)$ 为起始状态对应的相位值, 即当前网格的起始相位状态 θ_{n-1} , $\theta_n(E_n)$ 表示当前网格中末状态对应的相位值, 且当前网格的末状态即为下一网格的起始状态, 即 $\theta_n(E_n) = \theta_{n+1}(S_{n+1})$ 。因此, 给定合适的网格状态的相位初始值, 通过式(18) 进行逐次递归即可计算任一时刻对应网格图中起始状态的相位值, 这一相位值即为当前网格图中的累积相位 θ_{n-1} 。结合当前网格图中的累积相位 θ_{n-1} 和式

(16), 可得到当前网格图中的分支路上的状态转移输出信号 $Rstd_{TG}(t)$, 通过式(19)计算当前支路的状态转移概率。有了各支路的状态转移概率, 利用 3.2 节的 MAX-LOG-MAP 解调算法, 就可恢复出原

始数据序列。

若根据式 (10) 给定两状态网格图中初始状态相位 $\theta_{n-1}(S_n)$ 的值, 则利用式 (22) 得出的下一状态对应的起始相位值, 与四状态网格图的相位值是一样的, 因此该判决反馈算法不会丢失四状态网格的相位信息。

4 递归 SOQPSK-TG 误比特性能分析

以一致界作为 AWGN 信道上的误比特率上界, 对于递归 SOQPSK-TG 信号, 其四状态解调的理论误比特率^[14]满足

$$P_{b,4} \leq \frac{1}{|d_{0,l}|} \sum_{d_{0,l}^2} Q\left(\sqrt{d_{0,l}^2 \frac{E_b}{N_0}}\right) + \frac{1}{|d_{1,l}|} \sum_{d_{1,l}^2} Q\left(\sqrt{d_{1,l}^2 \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (23)$$

其中, $d_{0,l}^2$ 、 $d_{1,l}^2$ 为归一化欧式距离, $|d_{0,l}|$ 、 $|d_{1,l}|$ 分别为 $d_{0,l}^2$ 、 $d_{1,l}^2$ 个数。

由文献[15]可知式 (23) 可化简为

$$P_{b,4} \leq Q\left(\sqrt{d_0^2 \frac{E_b}{N_0}}\right) + Q\left(\sqrt{d_1^2 \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (24)$$

其中, $d_0^2 = 1.60$ 、 $d_1^2 = 2.59$ 。

递归 SOQPSK-TG 信号两状态解调的理论误比特率^[14,15]满足

$$P_{b,2} \leq P_{b,4} + Q\left(\sqrt{d_2^2 \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (25)$$

其中, d_2^2 是与四状态解调相比, 由两状态解调时所引起的额外的错误事件对应的欧式距离, 对于递归 SOQPSK-TG 信号有 $d_2^2 = 1.97$ 。

5 仿真结果与分析

以下通过仿真说明递归 SOQPSK-TG 信号的两状态判决反馈算法的性能, 仿真时采用 MAX-LOG-MAP 算法进行解调。

用 3.2 节所述的递归 SOQPSK-TG 四状态算法和 3.3 节所述的递归 SOQPSK-TG 两状态判决反馈算法分别对信号进行解调, 得到的误比特性能对比如图 5 所示。图 5 也给出了四状态算法和两状态判决反馈算法的理论曲线。从图 5 中可以看出:

- 1) 接收端采用四状态简化解调的解调性能与其理论曲线基本重合, 验证了四状态简化解调算法的可行性; 接收端采用两状态判决反馈的解调性能

与其理论曲线基本重合, 验证了两状态判决反馈解调算法的可行性; 但发现在高信噪比下仿真曲线与理论性能有微小的差距, 这是由于接收端在进行解调时所用到的相位脉冲函数, 是通过发送端的相位脉冲函数进行截断得到的 (如图 1 所示), 相位约束长度由 8 减小到 1, 相位信息会有一些的损失, 从而对解调性能有一定的影响。

2) 四状态简化解调的解调性能比两状态判决反馈解调的解调性能优越, 两状态算法在信噪比大于 0 dB, 误比特率为 $10^{-2} \sim 10^{-4}$ 时, 信噪比有 0.1 dB ~ 0.5 dB 的损失, 这是由于两状态网格图状态变量与累积相位不存在一一对应的关系, 需要通过判决幸存路径, 获得下一网格的累积相位值, 若前一网格判决幸存路径有误, 则可能会影响到下一网格内的信息判决, 导致错误事件增加, 而四状态网格图状态变量与累积相位存在一一对应的关系, 可由下一网格的状态变量得到正确的累积相位值。但信噪比越大, 由两状态网格判决幸存路径导致的错误事件越少, 两者的误比特性能差距越小。

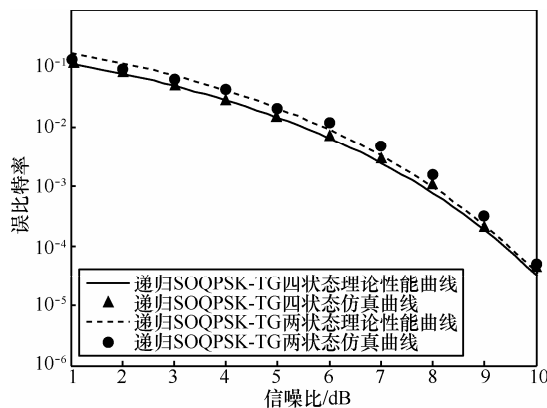


图5 递归 SOQPSK-TG 两状态和四状态解调性能对比

6 递归 SOQPSK-TG 信号硬件实现测试结果

以 Altera 公司的低端 FPGA 芯片 EP2C35F484C6 为目标器件, 采用硬件描述语言 Verilog, 开发软件 QuartusII 9.0, 对四状态简化算法进行实现验证。其中一个信息帧包含 1 026 bit (包括 1 024 个信息比特和 2 个归零比特), 即 513 个符号, 一个符号采 8 个样点, 采用 16 bit 位量化。

在硬件实现中, 调制器可以将发射的标准波形预先存储, 根据输入信息比特经过互相关运算形成查找表地址, 查表输出波形, 较为简单。解调器采用 MAX-LOG-MAP 算法, 主要包括相关模块、前

向递推/后向递推模块和软信息提取模块等。相关模块主要完成式(18)和式(19)涉及的积分运算。相关器实质上为一个符号周期内的积分器, 即将一个符号周期内接收信号与网格内支路信号的相应样点进行乘、累加运算。每经历一个符号周期, 才有 I 路或 Q 路的相关值输出, 为节省乘法器资源, 对 I、Q 支路接收样点数据进行乒乓操作, 每间隔一个符号周期, 交替计算 I 路、Q 路的相关值。前向递推和后向递推由 MAX-LOG-MAP 算法原理可知, 一个信息帧中, 需要前向路径度量计算完毕后, 才开始计算后向路径度量。在实际信息处理中, 在开始计算一帧数据的后向度量值时, 仍有新的数据帧进入, 需要计算新一帧的前向度量值, 因此, 为了实现流水操作, 需要对分支度量值和前向度量值分别进行乒乓缓存, 以处理连续帧的接收。

通过 QuartusII 9.0 的时序分析报告, 得出调制器的最小时钟周期为 4.241 ns, 处理延迟为 18 个样点时钟, I 路和 Q 路样点同时输出, 即输出一个复信号需要 8 个样点时钟, 一个复信号中包含 2 个比特, 因此调制器的处理速率为 $2/(8 \times \text{样点时钟})$, 若取样点时钟为 6 ns, 这样调制器的速率为 41.66 Mbit/s。将调制器输出的波形与 Matlab 定点仿真中的 I 路、Q 路样点输出对比得到两者波形输出是一致的。解调器模块的时序分析报告给出的最小时钟周期为 6.376 ns, 取样点时钟为 8 ns, 解调器的处理时延大约等于一个信息帧的前向度量计算时长, 即 $T_{\text{delay}} \approx 2 \times \text{一帧内符号数} \times \text{每符号内样点数} \times \text{样点时钟周期} \approx 2 \times 513 \times 8 \times 8 \text{ ns} = 65\,664 \text{ ns}$ 。解调器的处理速率为 $R_b = \text{一帧信息比特数} / \text{处理一帧数据时长} = 1\,024 \text{ bit} / 65.664 \mu\text{s} \approx 15.5 \text{ Mbit/s}$, 将解调器的软输出与 Matlab 定点仿真中的软信息输出对比得到两者的软信息是一致的。

从四状态简化解调器的硬件测试结果可以推测两状态解调器的情况: 由于状态简化仅是在接收端进行处理, 因此两者的调制器的处理时延和处理速率是一样的; 在接收端, 由于两状态网格的状态数是四状态网格状态数的一半, 总体运算量减小了一半, 因此可以预计两状态解调的处理时延约为四状态解调的处理时延的一半, 处理速率约为四状态处理速率的 2 倍。

7 结束语

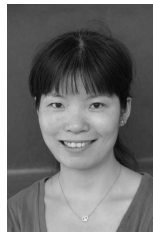
针对递归 SOQPSK-TG 信号两状态网格图状态

变量与累积相位不存在一一对应关系的问题, 本文对递归 SOQPSK-TG 信号两状态判决反馈算法进行了研究, 并对该算法的性能进行了仿真, 仿真结果表明: 在信噪比大于 0 dB 时, 两状态判决反馈算法可以获得接近递归四状态解调的误比特性能, 与四状态解调算法相比, 由于两状态网格的状态数是四状态网格状态数的一半, 总体运算量减小了一半, 具有较低的运算复杂度, 运算复杂度的降低使得解调器的延时减小, 提高了解调器解调效率, 不仅可以应用于要求实现复杂度低的系统中, 而且更有利于工程应用。

参考文献:

- [1] SIMON M K, LI L. A cross-correlated trellis-coded quadrature modulation representation of MIL-STD shaped offset quadrature phase-shift keying[EB/OL]. http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/42-154/154J.pdf, 2003-08-15.
- [2] LI L, SIMON M K. Performance of coded OQPSK and MIL-STD SOQPSK with iterative decoding[J]. *IEEE Trans on Communication*, 2004,52(11):1890-1900.
- [3] AEGENCY D I S. Department of Defense Interface Standard, Interoperability Standard for Single-Access 5 kHz and 25 kHz UHF Satellite Communications Channels[R]. 1999.
- [4] Range Commanders Council Telemetry Group. Telemetry standards IRIG standard 106-04 Part I[S]. 2004.
- [5] SAHIN C, PERRINS E. The capacity of SOQPSK-TG[A]. *IEEE Military Communications Conference*[C]. Baltimore, MD, USA, 2011.555-560.
- [6] HOSSEINI E. PERRINS E. The Cramér-Rao bound for data-aided synchronization of SOQPSK[A]. *IEEE Military Communications Conference*[C]. Orlando, Florida, 2012.1-6.
- [7] 孙锦华, 朱吉利, 吴小钧. 导频和软信息联合辅助的短突发 SOQPSK 载波同步[J]. *西安电子科技大学学报*, 2013,40(4):16-23.
SUN J H, ZHU J L, WU X J. A joint pilot and soft information assisted carrier synchronization for short burst SOQPSK signals[J]. *Journal of Xidian University*, 2013,40(4):16-23.
- [8] SUN J H, ZHU J L, WU X J. A joint pilot and demodulation soft information carrier synchronization for SOQPSK signals[A]. *The 5th Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM)*[C]. Harbin,China, 2012. 512-516.
- [9] BALASUBRAMANIAN U, PACHAME P R, RADHAKRISHNA P, *et al.* Telemetry applications of SOQPSK and GMSK based modulation for airborne platforms[A]. *2012 International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems (CODIS)*[C]. Bangalore, India, 2012.17-20.
- [10] HOSSEINI E, PERRINS E. FPGA Implementation of a coherent SOQPSK-TG demodulator[A]. *IEEE Military Communications Conference*[C]. Baltimore, MD, USA, 2011.471-476.
- [11] WILLIAMS I E, SAQUIB M. Linear frequency domain equalization of SOQPSK-TG for wideband aeronautical telemetry channels[J]. *IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems*,2013,49(1):640-647.
- [12] PERRINS E, RICE M. Reduced-complexity approach to iterative detection of coded SOQPSK[J]. *IEEE Trans on Communication*, 2007, 55(7):1354-1362.
- [13] SVENSSON A, SUNDBERG C E, AULIN T. A class of reduced complexity viterbi detectors for partial response continuous phase modulation[J]. *IEEE Trans on Communication*, 1984,32(10): 1079- 1087.
- [14] PERRINS E, KUMARASWAMY B. Decision feedback detectors for SOQPSK[J]. *IEEE Trans on Communications*, 2009, 57(8): 2359-2368.
- [15] NELSON T, PERRINS E and RICE M. Near optimal common detection techniques for shaped offset QPSK and Feher's QPSK[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2008, 56(5): 724-735.

作者简介:



孙锦华 (1979-), 女, 陕西西安人, 博士, 西安电子科技大学副教授, 主要研究方向为无线数据传输、突发通信信号处理。



韩会梅 (1990-), 女, 山东济宁人, 西安电子科技大学硕士生, 主要研究方向为调制解调、同步、信号检测。