0254-6124/2008/28(6)-578-06 *Chin. J. Space Sci.* 空间科学学报

Huang Yuanda, Xiong Weiming, Sun Huixian. Auxiliary trellis based viterbi decoding algorithm research of 4D-8PSK-TCM. *Chin. J. Space Sci.*, 2008, **28**(6): 578~583

采用辅助网格的 4D-8PSK-TCM 维特比译码

黄远达[1,2] 熊蔚明[1] 孙辉先[1]

[1](中国科学院空间科学与应用研究中心 北京 100190)

[2](中国科学院研究生院)

摘 要 由于地球探测卫星 (EESS) 的不断增加, 空间数据传输的频带日趋拥挤. 为此, 空间频率协调组织 (SFCG) 建议采用高效率调制技术 (调制效率不低于 1.75 bit/symbol) 进行数据传输, 以有效地利用空间的频率资源, 从而避免由于拥挤导致的临近频带之间的相互干扰. 4D-8PSK-TCM 是 CCSDS (空间数据系统咨询委员会) 针对 SFCG 关于 EESS 8025~8400 MHz 频带调制效率不低于 1.75 bit/symbol 的高效率调制要求而提出的高效率编码调制标准, 在满足抗噪声性能要求的基础上, 有效地提高了频带利用率. 本文研究了调制效率为 2.5 比特/符号的 4D-8PSK-TCM 系统及其维特比译码算法, 并在 Matlab Simulink 下进行了维特比译码算法的仿真. 在算法实现中, 针对路径度量的复杂性, 采用了一种辅助网格的方法, 使计算路径度量时只需要 64 次比较, 相对于直接计算所需的 2032 次比较, 极大降低了路径度量的运算复杂度.

关键词 TCM ; 维特比; Auxiliary Trellis

中图法分类号 V524

Auxiliary Trellis Based Viterbi Decoding Algorithm Research of 4D-8PSK-TCM

HUANG Yuanda[1,2] XIONG Weiming[1] SUN Huixian[1]

[1](*Center for Space Science and Applied Research, Chinese Academy of Sciences, Beijing* 100190)

[2](*Graduate University, Chinese Academy of Sciences*)

Abstract Four-Dimensional 8PSK Trellis-Coded Modulation (4D-8PSK-TCM) is recommended as an efficient coded modulation standard for the Earth Exploration Satellite Service (EESS) 8025-8400 MHz band by the Consultative Committee for Space Data System (CCSDS). The advantage of 4D-8PSK-TCM is that coding gains can be achieved without expanding the bandwidth relative to the un-coded signal set. In this paper, the 4D-8PSK-TCM system with the modulation efficiency of 2.5 bit/symbol and its Viterbi decoding are presented and the Viterbi decoding algorithm is implemented on Matlab Simulink. During the algorithm implementation, an auxiliary trellis is introduced to reduce greatly the number of computations of metrics of each path. In this way, there are only 64 comparisons to compute the metrics in comparing with the 2032 comparisons required in a directly computing approach.

Key words TCM, Viterbi, Auxiliary Trellis

2008-04-05 收到原稿, 2008-07-08 收到修定稿

1 引言

随着空间科学的发展，地球探测卫星数量不断增加，在卫星数据传输的有限频带内，必然导致各卫星的数据传输频带之间变得拥挤. 为了避免频带间拥挤造成相邻频带的干扰，空间频率协调组织 (SFCG) 分别为地球探测卫星 (EESS) 2200~2290 MHz, 2290~2300 MHz 和 8025~8400 MHz 频带提出了数据传输的高调制效率要求. 对于 EESS 8025~8400 MHz 频带，SFCG 规定高效率调制必须满足调制效率不低于 1.75 bit/symbol. 传统的数字通信系统一般采用信道编码与调制器相互独立的方式设计，例如，常用的卷积编码与 QPSK 的结合方式. 信道编码产生的冗余比特势必造成频带的扩展，降低频带效率，不能满足高调制效率的要求.

1982 年 Ungerboeck[1]~[3] 提出了网格编码调制 (TCM). 在 TCM 系统中，编码和调制作为一个整体进行考虑，通过对星座的最佳分割，使得信息序列间的最小欧氏距离增大，从而使系统在几乎不带来频带扩展和功率利用率降低的情况下就能降低误码率.

20 世纪 80 年代末，Wei[4] 提出的旋转不变码较好地解决了 TCM 方案中的相位模糊问题之后，多维 TCM 技术成为了研究重点. 1989 年 Forney 和 Wei[5],[6] 在多维 lattice 星座的研究基础上，提出了两种适用于多维 TCM 星座构造的方法，即广义的十字星座 (Generalized Cross Constellations) 和 Voronoi 星座.

1990 年，Pietrobon[7] 又提出了另一种基于 MPSK 调制的多维 TCM (简称 LD-MPSK-TCM) 的集分割方法. 比起通常的 TCM, LD-MPSK-TCM 具有许多优点：灵活的码率，相位旋转不变性易获得，高调制效率等. 因此，LD-MPSK-TCM 能满足未来地球卫星通信高调制效率的要求. 如今，LD-MPSK-TCM 已经应用于频带受限的地球卫星通信领域. CCSDS 建议的应用于 EESS 8025~8400 MHz 频带的 4D-8PSK-TCM 系统标准 [8],[9] 正是 LD-MPSK-TCM 之一. 此标准提供了 2.0 bit/symbol, 2.25 bit/symbol, 2.5 bit/symbol 和 2.75 bit/symbol 4 种调制效率的参考.

本文介绍了基于 CCSDS 标准调制效率为 2.5 bit/symbol 的 4D-8PSK-TCM 系统 (下文简称为 4D-8PSK-TCM2.5), 包括它的编码调制器结构，45° 相位旋转不变特性. 维特比译码算法是 TCM 系统最有效的接收译码方法，在介绍维特比译码算法时，重点阐述了采用辅助网格的路径度量计算方法，给出了维特比译码算法在 Matlab Simulink 工具下仿真得出的误比特性能曲线.

2 4D-8PSK-TCM2.5 编码调制器

图 1 给出了 4D-8PSK-TCM2.5 系统的编码调制过程. 不考虑差分，并行的 10 bit 传输信号，其中低位的 3 bit 进入一个 (4, 3, 7) 卷积编码器，产生一位冗余比特，信号扩展为 11 bit. 这 11 bit 信号再经过一个星座映射器，形成 4 维 8 电平星座信号，然后分时进入调制器，形成已调信号输出.

2.1 卷积编码器

4D-8PSK-TCM2.5 采用 (4, 3, 7) 卷积编码形成状态转移的网格，卷积编码器结构如图 2 所示. 与一般的 TCM 类似，进入卷积编码器的三位低位比

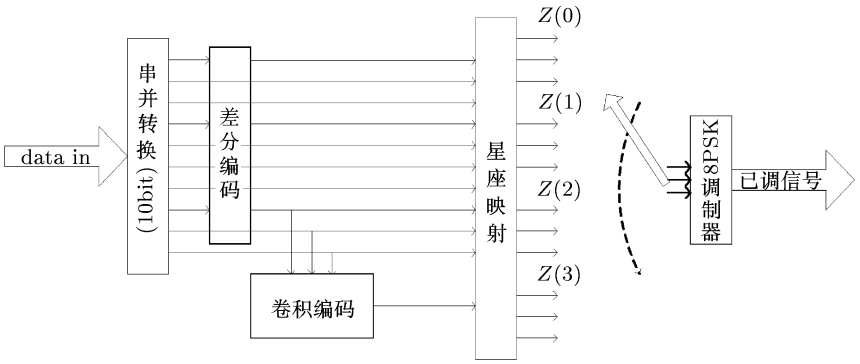


图 1 4D-8PSK-TCM2.5 编码器

Fig.1 Encoder system of 4D-8PSK-TCM2.5

特 (x_1, x_2, x_3) 经过卷积编码产生 1 位冗余比特后，x_0 连同 x_1, x_2, x_3 一起选择星座子集，其余未编码比特选择子集中的信号.

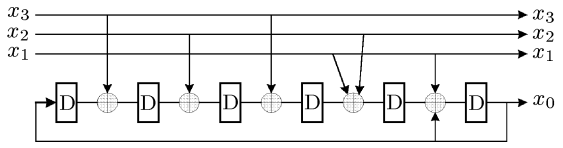


图 2 卷积编码器

Fig.2 Convolutional coder

2.2 集分割

在 CCSDS 标准中，4D-8PSK-TCM2.5 系统的映射器的集分割表达式为

$$\begin{bmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ Z(2) \\ Z(3) \end{bmatrix} = \left\{ (4x_{10} + 2x_7 + x_3) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + 4 \times \begin{bmatrix} 0 \\ x_9 \\ x_8 \\ x_9 + x_8 + x_6 \end{bmatrix} + 2 \times \begin{bmatrix} 0 \\ x_5 \\ x_4 \\ x_5 + x_4 + x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ x_1 \\ x_0 \\ x_1 + x_0 \end{bmatrix} \right\}. \quad (1)$$

式 (1) 中的 + 号为三位的模 8 加法器. 根据式 (1)，星座映射器的简单逻辑电路如图 3 所示.

2.3 差分编码与 45° 相位旋转不变性

由于采用 MPSK 调制，相应地都会产生 360°/M-PSK 的相位旋转导致的相位模糊. 对于 4D-8PSK-TCM 系统来说，由于采用了 8 PSK 调制，因此存在 45° 的相位模糊问题. 一个好的 TCM 系统，不仅要有好的编码增益，还需要考虑接收端的相位模糊问题，设计相位旋转不变码.

对于一个一维 8 PSK 信号 Z, 当产生 45° 的相位旋转后，得到的信号为 $Z_{\mathrm{r}} = Z + 1$ (模 8 加). 如果用二进制表示，那么由 4D-8PSK-TCM 产生的 4 维信号的一维分量 $Z(i)$, $(i = 1, 2, 3, 4)$, 相位旋转 45° 后的一维分量 $Z_{\mathrm{r}}(i)$ 可以表示为

$$Z_{\mathrm{r}}^0 = Z^0(i) \oplus 1 = \tilde{Z}^0(i), \quad (2)$$

$$Z_{\mathrm{r}}^1(i) = Z^1(i) \oplus Z^0(i), \quad (3)$$

$$Z_{\mathrm{r}}^2(i) = Z^2(i) \oplus Z^0(i) Z^1(i). \quad (4)$$

其中，$Z_{\mathrm{r}}^0(i)$, $Z_{\mathrm{r}}^1(i)$, $Z_{\mathrm{r}}^2(i)$ 分别代表 $Z_{\mathrm{r}}(i)$ 的从低到高三位比特. 对式 (1) 两边同时相位旋转 45° 后得到的新的等式如下：

$$\begin{bmatrix} Z_{\mathrm{r}}(0) \\ Z_{\mathrm{r}}(1) \\ Z_{\mathrm{r}}(2) \\ Z_{\mathrm{r}}(3) \end{bmatrix} = \left\{ (4x_{10} + 2x_7 + x_3 + 1) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + 4 \times \begin{bmatrix} 0 \\ x_9 \\ x_8 \\ x_9 + x_8 + x_6 \end{bmatrix} + 2 \times \begin{bmatrix} 0 \\ x_5 \\ x_4 \\ x_5 + x_4 + x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ x_1 \\ x_0 \\ x_1 + x_0 \end{bmatrix} \right\}. \quad (5)$$

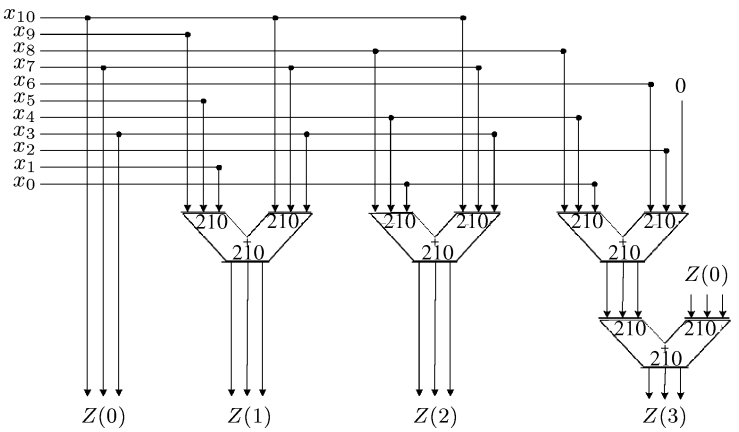


图 3 星座映射器

Fig.3 Modulation mapper

由式 (5) 可见，相位旋转作用到了 $[1\ 1\ 1\ 1]^{\mathrm{T}}$ 项上，相当于将 x_{10}, x_7, x_3 三个比特的信号旋转了 $45°$，而其他比特未受影响. 那么，对 x_{10}, x_7, x_3 进行模 8 加的差分编码，便消除了相位模糊的影响. 一般来说，由集分割表达式找出相位旋转影响的比特，对其进行差分编码，以消除相位旋转的影响，整个系统可看为是一个可以克服相位模糊的相位旋转不变系统. 差分编码器如图 4 所示.

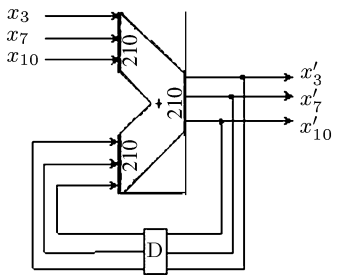


图 4　差分编码器

Fig.4　Differential coder

3　辅助网格与维特比译码

当 4D-8PSK-TCM2.5 的接收端采用维特比算法译码时，除了要考虑维特比算法本身的复杂度，还必须考虑卷积编码形成的网格中路径度量的计算复杂度. 其原因是在网格图中，每条路径对应一个 4 bit 的卷积编码输出 $[x_3\ x_2\ x_1\ x_0]$, $[x_3\ x_2\ x_1\ x_0]$ 与高位的 7 bit $x_{10}, x_9, \cdots x_4$ 进入星座映射器选择一个包含有 $2^{11-4} = 2^7$ 个 4 维 8 PSK 星座点的子集，因此，网格图中的每条路径包含了 2^7 个并行转换，在译码时，必须计算出这 2^7 个并行转换中度量最小的一个作为该路径的度量，这也大大增加了译码的复杂度.

直接法就是将接收信号与 2^7 个星座点进行度量的计算，然后逐个比较，最终取最小度量为最后的度量值. 因此，用这种方法计算每条路径的度量，需要 $2^7 - 1$ 次比较. 由于卷积编码有 4 bit 的输出，因此集分割共产生了 $2^{3+1} = 2^4$ 个子集，那么，计算网格中从一个状态出发的 16 条路径的度量，总共需要 $2^{11} - 2^4 = 2032$ 次比较. 如此大量的计算，从设备复杂度和译码的速率来说，是不可取的.

间接法引入了辅助网格来计算状态转换的路径度量. 如果将每个一维 8 PSK 星座图上的 8 个星座点分为 4 个集 $C_0 = \{0, 4\}$, $C_1 = \{1, 5\}$, $C_2 = \{2, 6\}$, $C_3 = \{3, 7\}$. 将星座映射器输出的 4 维信号 $[Z^3\ Z^2\ Z^1\ Z^0]$ 分别用 C_i 表示 (其中 $0 \leqslant i \leqslant 3$)，则对应于卷积编码器输出为 $[0\ 0\ 0\ 0]$ 子集的 2^7 个元素，从输出结果分析，可以分为 8 类，分别是 $C_0C_0C_0C_0$, $C_0C_0C_0C_2$, $C_0C_0C_2C_0$, $C_0C_0C_2C_2$, $C_2C_2C_0C_0$, $C_2C_2C_0C_2$, $C_2C_2C_2C_0$, $C_2C_2C_2C_2$, 可以用图 5 的辅助网格来表示.

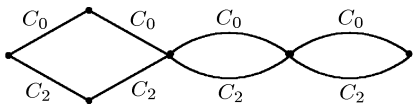


图 5　$[0\ 0\ 0\ 0]$ 的辅助网格

Fig.5　Auxiliary trellis for $[0\ 0\ 0\ 0]$

假设接收端按 Z^3, Z^2, Z^1, Z^0 顺序，时分方式接收到一个 4 维信号时，按以下 4 步计算出网格中对应于输出为 $[0\ 0\ 0\ 0]$ 的路径度量.

第 1 步　计算接收的第 1 个信号与 C_0 集内的点 0 和 4 的距离，并选择较小的一个作为信号与 C_0 的距离 $m_{0,0}$，并记录对应的与信号最接近的点. 同样的，计算信号与 C_2 的距离 $m_{0,2}$，并记录与其最接近点.

第 2 步　计算第 2 个信号与 C_0 和 C_2 的距离分别为 $m_{1,0}$, $m_{1,2}$，并记录与其最接近点. 然后，由于辅助网格的上下两个支路遇到第 1 个节点，需要计算 $m_{01,0} = m_{0,0} + m_{1,0}$ 和 $m_{01,1} = m_{0,2} + m_{1,2}$ 并比较 $m_{01,0}$ 和 $m_{01,1}$，取最小值作为第 1 步和第 2 步的度量 m_{01}，并记录此次的上下之路选择.

第 3 步　计算接收的第 3 个信号与 C_0 和 C_2 的距离 $m_{2,0}$, $m_{2,2}$，此时辅助网格的上下支路遇到第 2 个节点，因此比较 $m_{2,0}$ 和 $m_{2,2}$ 后取最小值作为第 3 步的度量 m_2，并记录此次的上下之路选择.

第 4 步　计算接收的第 4 个信号与 C_0 和 C_2 的距离 $m_{3,0}$ 和 $m_{3,2}$，此时辅助网格的上下支路遇到第 3 个节点，因此比较 $m_{3,0}$ 和 $m_{3,2}$ 得出最小值作为第 3 步的度量 m_3，并记录此次的上下之路选择. 至此，需要计算前 4 步的度量之和 $m_{01} + m_2 + m_3$ 作为此路径的度量.

从上面步骤可以看出，除去 C_0 与 C_2 集内的信号选择，从辅助网格的初始节点出发，上下支路共有 3 个节点，从而有 3 次比较运算. 类似地，可以得到卷积编码器输出分别为 $[0\ 0\ 0\ 1]$, $[0\ 0\ 1\ 0]$, $\cdots$, $[1\ 1\ 1\ 1]$ 情况下的各个辅助网格. 这 16 个辅助网格合起来组成了辅助网格的整体，如图 6 所示. 按照上面的方法，可以计算出卷积编码器 16 个不同输

出情况下的路径度量. 从上所述, 可以得出采用辅助网格的路径度量的比较总次数为 $3 \times 16 = 48$, 再加上每一维的信号接收到时, C_0, C_1, C_2, C_3 集内星座点选取需 4 次比较, 共有 $48 + 4 \times 4 = 64$ 次比较, 很显然, 比起直接法所需的 2032 次比较, 这种间接的路径度量计算方法极大降低了译码的运算复杂度.

按照间接法计算路径度量的方法, 可以计算出卷积编码产生的网格图中的所有路径度量. 接下来需要做的是卷积编码器产生的网格维特比译码, 与一般意义上的维特比译码方法 [10] 相同. 通过 "加-比-选" 让路径收敛为一条后, 按照收敛的路径译出卷积编码器的输出, 再连同路径度量计算时记录下的辅助网格上下支路选择情况, 译出 4 维信号, 再将 4 维信号逆映射为 10 bit, 然后对经过差分编码的

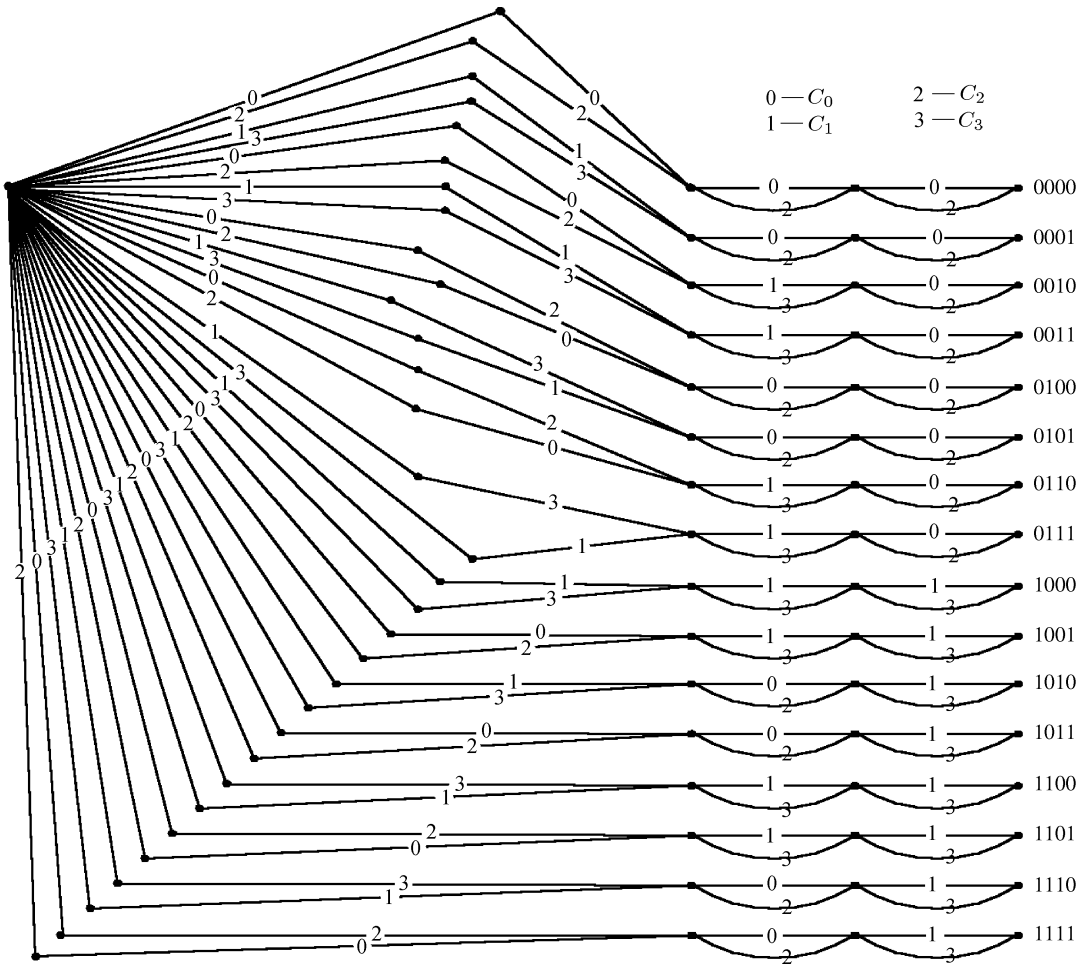


图 6 辅助网格整体

Fig.6 Whole auxiliary trellis

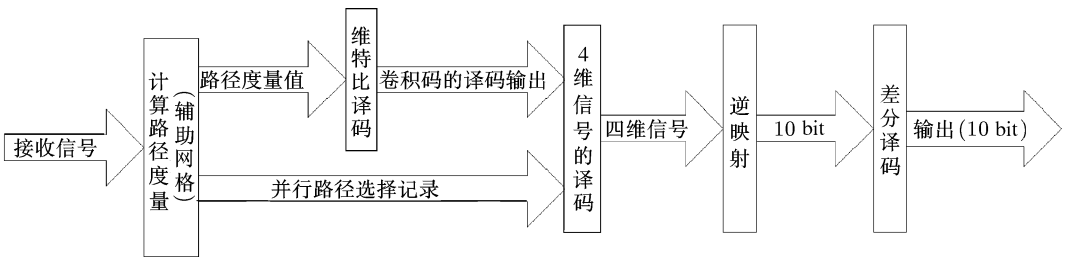


图 7 译码流程

Fig.7 Decoding flow chart

比特差分译码，从而最终实现了译码.

整个译码过程的流程如图 7 所示.

4 仿真结果

在 Matlab Simulink 平台下，采用 S 函数的方式实现了 4D-8PSK-TCM2.5 的维特比译码算法. 经测试，在无噪声的情况下，将接收到的信号首先进行 45° 相位旋转处理，再送入译码器，仍然能正确译码，证明了此编码调制系统具有克服 45° 相位模糊的功能.

从功能上来说，计算支路路径度量时不论是采用辅助网格的方法还是直接法，都是从 2^7 个数据中找出最小值，并记录最小值对应的支路选择. 采用辅助网格的方法实质上是通过引入辅助网格，重复利用中间的比较结果，有效简化比较的次数，因此，它并没有对系统的误码性能带来任何影响. 将 4D-8PSK-TCM2.5 系统进行高斯信道下的误比特性能仿真后，得到的误比特性能曲线如图 8 所示. 从图 8 中的性能曲线对比可以看出，仿真结果与未编码 QPSK 和 8 PSK 相比，在误比特门限为 10^{-5} 时，分别有 1 dB 和 4 dB 左右的编码增益. 而根据最小欧氏距离计算得到的 4D-8PSK-TCM2.5 误比特性能曲线 [9] 与未编码 QPSK 和 8 PSK 相比，在误比特门限为 10^{-5} 时，分别有 2 dB 和 5 dB 的理想编码增益.

在图 8 中， L1 为 4D-8PSK-TCM2.5 的误比特性能仿真结果； L2 为未编码 QPSK 的理想误比特性能； L3 为未编码 8PSK 的理想误比特性能； L4 为 4D-8PSK-TCM2.5 的渐进性能.

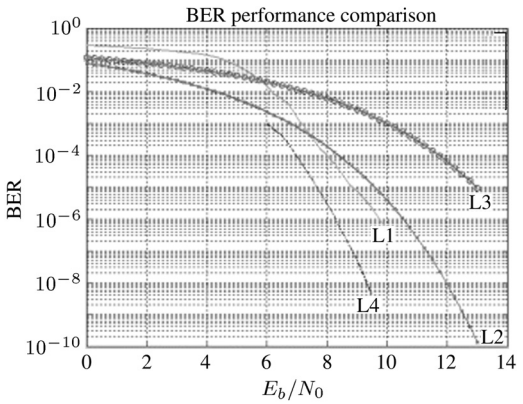


图 8 误码性能比较

Fig.8 BER performance comparison

5 结论

4D-8PSK-TCM 在提高频带利用率的情况下有良好的误码性能，并且其本身还具有克服 45° 相位模糊的特性, 有效简化了接收端的复杂度. 因此，4D-8PSK-TCM 对于频带受限的近地卫星通信探测具有深远的意义. 辅助网格的引入，使得在 4D-8PSK-TCM2.5 的维特比译码过程中，路径度量计算所需的比较次数从 2032 次减少到 64 次，维特比译码器的复杂度有了很大程度的优化，且并不影响系统的误比特性能. 因此，采用辅助网格的方法能有效降低维特比译码器硬件实现时的资源消耗. 如果译码器采用 FPGA 实现，鉴于 FPGA 有限的 LUT 资源，辅助网格的作用更加突出.

参考文献

[1] Ungerboeck G. Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 1982, **28**(1):55～67

[2] Ungerboeck G. Trellis-coded modulation with redundant signal sets part I: introduction. *IEEE Com. Mag.*, 1987, **25**(2):5～11

[3] Ungerboeck G. Trellis-coded modulation with redundant signal sets part II: state of the art. *IEEE Com. Mag.*, 1987, **25**(2):12～21

[4] Wei L F. Rotationally invariant trellis-coded modulations with multidimensional M-PSK. *IEEE J. Sel. Areas Com.*, 1989, **7**(9):1281～1295

[5] Forney G D, Wei L F. Multidimensional constellation-spart I: introduction, figures of merit, and generalized cross constellations. *IEEE J. Sel. Areas Com.*, 1989, **7**(6):877～892

[6] Forney G D, Wei L F. Multidimensional constellation-spart II: voronoi constellations. *IEEE J. Sel. Areas Com.*, 1989, **7**(6):941～958

[7] Pietrobon S S. Trellis-coded multidimensional phase modulation. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 1990, **36**(1): 63～89

[8] 4 Dimensional 8PSK-Treillis Coded Modulations for Medium and High Data Rate Links. CCSDS B20.0-Y-2, Yellow Book, 2001, **5**:67～107

[9] 4D 8PSK Trellis-Coded Modulation. CCSDS-401.0-G-1, Green Book, 2003, **3**:36～49

[10] Todd K. Moon, Error Correction Coding Mathematical Methods and Algorithms. New York: John Wiley and Sons Inc., 2005. 471～486

[11] Dennis Lee *et al.* Performance Comparison of 4D 8-PSK TCM and FQPSK-B in a Non-linear Satellite Channel, CCSDS B20.0-Y-2, Yellow Book, 2001, **5**:43～56