

使用软输入硬输出译码的联合 MSDD 迭代译码解调器

李际平 杨伏华 吴团锋

(解放军理工大学通信工程学院卫星通信系 南京 210007)

摘要: 该文提出了一种使用软输入硬输出 (SIHO) Viterbi 译码联合多符号差分检测系统 (MSDD) 的差分解调算法, 这种简化算法有前向反馈迭代和后向反馈迭代算法。仿真结果表明, 使用后向反馈迭代的 DQPSK 解调时比相干解调在性能上只恶化 1.1dB。还给出了用于卫星通信的 FPGA 实现的解调器实测结果, 其性能比本文提供的仿真结果恶化约 0.5dB。

关键词: 无线通信; DQPSK; 软输入硬输出; Viterbi 译码; 多符号差分检测系统

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)07-1588-03

The Combined MSDD Iterative Demodulator Based on SIHO Decoding Algorithm

Li Ji-ping Yang Fu-hua Wu Tuan-feng

(Institute of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: A new combined MSDD iterative differential demodulation and channel decoding algorithm based on Soft-Input Hard-Output(SIHO) Viterbi decoding algorithm is presented. The new algorithm includes feed-forward iteration method and feed-backward iteration method. Numerous simulation results show that the proposed feed-backward iteration method can get performance only worsen than QPSK coherent demodulation is 1.1dB. Test results of satellite communication demodulator based on FPGA show that the performance only worsen than simulation results about 0.5dB.

Key words: Wireless communication; DQPSK; SIHO; Viterbi decoding algorithm; MSDD

1 引言

差分解调器由于无需相干载波同步, 适合衰落等信道条件等优点, 因此得到广泛应用。但由于差分解调器在性能上比相干解调器差, 特别是在使用卷积码作信道FEC编码, 使用Viterbi译码时的性能损失更大。传统的DQPSK解调技术在使用 $G=(133, 171)$ 卷积码条件下, 比较相干QPSK解调方式, 在bit误码率 $BER=10^{-5}$ 时, 性能恶化约3dB。文献[1]使用级联码迭代译码, 能弥补这个损失。但需要使用软入软出(SISO)译码器输出软信息参与反馈迭代, 在实现时比较复杂。同时使用SISO反馈迭代的解调算法需要使用信道的信噪比 E_b/N_0 参与运算, 在实际系统中的应用时带来了一定的限制。文献[2]给出了一种DPSK信号判决反馈的多符号差分检测算法, 改善了误码性能。文献[3]给出了编码MDPSK信号的迭代判决反馈解调算法, 可获得明显的性能增益。

本文提出了一种改进的卷积编码DQPSK信号差分解调算法, 在发送端使用 $G=(133, 171)$ 卷积码, 结合 2×2048 符号的块交织器。收端使用传统的Viterbi译码器(SIHO), 结合MSDD(多符号差分检测)反馈迭代。在大大减小运算量的条件下, 能取得较为满意的性能, 同时它无需使用信道的

信噪比 E_b/N_0 参与运算, 比较适合FPGA等手段实现实际系统。本文给出了算法原理和仿真结果。仿真结果表明, 在bit误码率 $BER=10^{-4}$ 到 10^{-7} 时, 使用前向反馈迭代, 性能比相干QPSK加Viterbi译码系统的性能条件下恶化1.7dB, 在加入后向反馈迭代译码时, 性能仅比相干QPSK解调仅恶化1.1dB。本文同时给出了前向反馈迭代算法在FPGA(现场可编程逻辑阵列)实现后的测试结果。

2 调制解调、编译码模型

为了提高DQPSK检测的性能, MSDD^[4]是一种很好的方法, 参与相关译码长度 N 很大时, 解调性能已经接近相干QPSK检测的性能。但如果使用FEC译码后, 由于DQPSK的误码分布特性的改变, 性能仍然较之相干QPSK差得多。因此引入了交织器和迭代技术能克服这种性能的恶化。

卷积编码DQPSK信号结构如图1所示, 2048 bit(其中包括至少7 bit的结尾清零信号)信息经过 $G=(133, 171)$ 的卷积编码作外码编码后, 为4096 bit编码bit, 由 (64×64) 矩形块交织器交织后得到 $s(n)$, 由格雷码DQPSK差分编码作内码编码, 经信道QPSK调制后送到信道。

接收机如图2所示, 接收端接收所接收的信号是含有噪声的 $r(t)$, $r(t)$ 经A/D抽样后, 在判决点上的信号为 $r(n)$, 经解交织后, 送到改进的MSDD解调器解调后, 得到的软

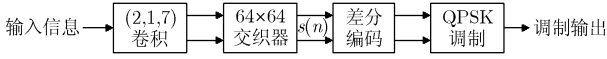


图1 发送端示意图

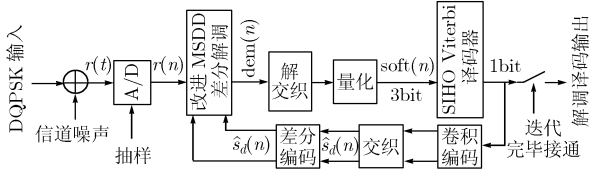


图2 接收机示意图

信息值, 解交织并量化成 3bit, 送到 Viterbi 译码器译码后, 得到硬判决的译码信息, 对此硬判决信息重新进行卷积编码、交织、差分编码后, 以硬判决结果的方式回送到改进 MSDD 解调器, 进行迭代运算。再解调运算出迭代后的信号软值, 重新译码。迭代完毕后, 由译码器输出解调译码信息。

3 使用 SIHO 联合 MSDD 迭代的算法原理和仿真结果

3.1 使用前向反馈法联合解调迭代译码

使用前向反馈法的改进 MSDD 迭代运算法则是:

$$\text{dem}(n) = r(n) \times [r(n-1) + k_1 \cdot r(n-2) \times \hat{s}_d(n-1)]^* \quad (1)$$

式中 $\text{dem}(n)$ 是 MSDD 解调输出结果, 作为内码输出软判决的输出结果。 $r(n)$ 为信道接收到含有高斯噪声的信号, $\hat{s}_d(n-1)$ 是 $\hat{s}(n-1)$ 差分编码后得到差分相位增量矢量, 而 $\hat{s}(n-1)$ 为信道译码后, 再进行卷积编码后的信号, 在无误码以及收发端 FEC 编译码初始状态一致时, $\hat{s}(n-1) = s(n-1)$ 。这几个变量均为复值变量, 取*表示共扼运算。当 $k_1=0$ 时, 相当于使用简单的一阶差分解调。 $k_1 \neq 0$ 表明引入迭代算法。在第一次差分解调, 即第 0 次迭代时, 由于译码器尚无译码结果输出, 取 $k_1=0$, 即使用简单的一阶差分解调; 当迭代次数大于等于 1 时, k_1 为常数 ($0 < k_1 \leq 1$)。 $r(n-2) \times \hat{s}_d(n-1)$ 代表信号 $r(n-2)$ 参与 MSDD 运算作为参考相位分量。与常规 MSDD 差分解调方式不同的是, $r(n-2)$ 项参与运算时使用 $\hat{s}_d(n-1)$ 对信号进行再调制, 它是经过译码后再编码的数据, 起到加强一阶差分参考相位的作用。但一旦由于译码错误得到错误的 $\hat{s}_d(n-1)$ 时, 它就起到反作用。因此等式右边第 3 项乘系数 k_1 以适当减小这种影响。而这里我们未使用 $r(n-3)$ 参与 MSDD 运算, 仿真时发现其参与运算与否, 对性能影响不大。分析认为, 当 $r(n-3)$ 参与 MSDD 时, 对其需要使用 $\hat{s}_d(n-2)$ 和 $\hat{s}_d(n-1)$ 分别进行二次再调制。只有保证在 $\hat{s}_d(n-2)$ 和 $\hat{s}_d(n-1)$ 都无错误时, MSDD 才能获得效益。

MSDD 的输出限幅后经量化器输出 3 bit, 送到传统的 SIHO Viterbi 译码器对外码进行译码, 得到硬判决的译码信号。量化器的输入的增益是:

$$Kq = (1 + k_1) / 3 \quad (2)$$

这个结果是经过仿真后选取的。在第 0 次迭代时由于 $k_1=0$, 使得 MSDD 解调后的信号幅度有所减小, 此时的量化不是最佳的, 对于第 0 次迭代会带来一定的性能损失。但仿真时发现这种损失在后续的迭代过程中能被补偿回来。

仿真表明在不同的信噪比条件下, k_1 取值不同, 对解调器的影响有所不同。在卫星通信所需要的误码率应用背景下, 使用译码深度为 50 的 Viterbi 译码器, 取值 $k_1=0.6$ 得到的仿真曲线如图 3 所示。图中加入了传统一阶差分解调加 Viterbi 译码的性能曲线, 该一阶差分输出是不经量化送到 Viterbi 译码器进行译码的。而我们的模型是按上面描述的量化方法量化成 3bit 后送到 Viterbi 译码器中去的。因此在第 0 次迭代的结果比无量化的传统一阶差分解调加 Viterbi 译码的性能稍微差一些。与一般的迭代算法一样, 迭代次数越多, 获得的增益越低。在本例中在迭代大于 3 次以后基本无增益。在误码率为 10^{-5} 时, 迭代 3 次后的结果比较常规一阶差分解调加 Viterbi 译码, 有约 1.5dB 的增益。

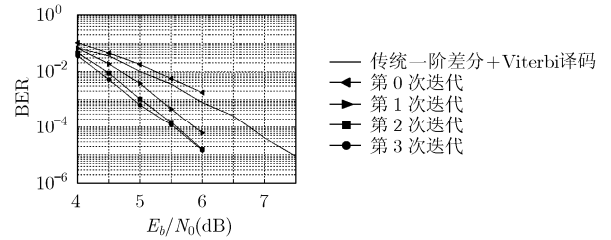


图3 前馈迭代差分解调性能

3.2 使用后向反馈法联合解调迭代译码

后向反馈式迭代的 MSDD 运算如下式所示:

$$\text{dem}(n) = [r(n) + k_2 \cdot r(n+1) \times \hat{s}_d(n+1)]^* \times [r(n-1) + k_1 \cdot r(n-2) \times \hat{s}_d(n-1)]^* \quad (3)$$

后向反馈式迭代引入了 $r(n+1)$ 和 $\hat{s}_d(n+1)$, 由于 $\hat{s}_d(n+1)$ 是根据 $r(n+1)$ 和 $r(n)$ 两个码元的差分解调得到, 因此当由于信道噪声使得 $r(n)$ 受到严重干扰, 导致 $r(n)$ 、 $r(n-1)$ 和 $r(n-2)$ 之间的 MSDD 差分解调出现不可纠正的错误, 但由于信道交织和 FEC 的存在, 使得 $\hat{s}(n+1)$ 得到正确的判决结果, 在这种情形下, $r(n+1) \times \hat{s}_d(n+1)^*$ 的信号相位与 $r(n)$ 所对应的发送信号 $s(n)$ 是一致的, 利用此原理, 通过迭代技术能对这种类型的错误纠正。与前馈式迭代一样, 一旦 $\hat{s}_d(n+1)$ 出现错误, 那么 $r(n+1) \times \hat{s}_d(n+1)^*$ 是起到反作用, 但考虑到 $\hat{s}_d(n+1)$ 出现错误的概率较小, 因此乘以系数后可参与迭代运算, 用 $[r(n) + k_2 \cdot r(n+1) \times \hat{s}_d(n+1)]^*$ 代替前向反馈式迭代中的 $r(n)$, 能得到后向反馈迭代增益。 $\hat{s}_d(n+1)^*$ 是 $r(n+1)$ 到 $r(n)$ 反向逆差分相位递减, 因此取共扼运算。

图 4 为当 $k_2=0.25$ 、迭代 3 次时, 后向反馈解调、译码的仿真结果, 并与单纯的前馈迭代方式在同样迭代 3 次时的

性能进行比较。同时加入了 Qualcomm 公司的产品 Viterbi 译码器芯片 Q1900^[5]的性能曲线作为比较,该芯片使用 3bit 量化的软判决,给出的性能是在理想相干解调下的结果。

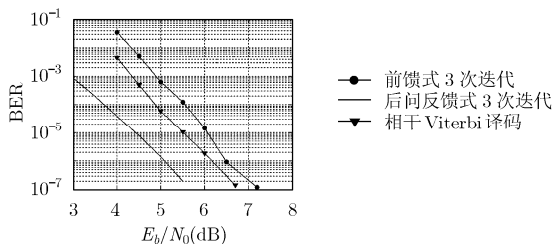


图4 后向反馈迭代差分解调性能

比较结果表明在 BER 为 10^{-4} 到 10^{-7} 时,比单纯的前馈迭代方式性能提高 0.5dB,比较使用 Q1900 芯片在理想相干解调条件下的性能只恶化 1.1dB 左右。

4 信道存在频偏条件下系统的性能

差分解调在信道存在频偏时,性能有所降低,对于基于 MSDD 的差分解调,阶数越高性能损失越大。图 5(a)和图 5(b)分别为前向反馈迭代和后向反馈迭代时,在信道频偏相对信息速率为 0.01 时的性能,并与无频偏时的性能作比较。

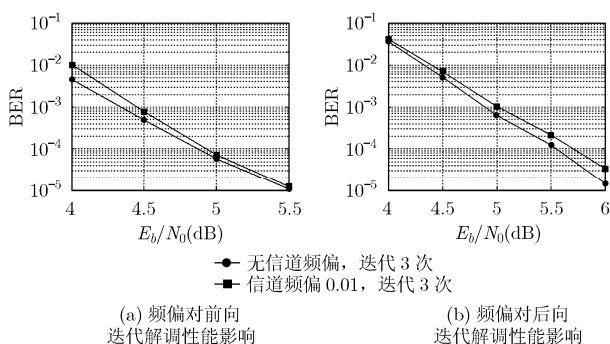


图5

由仿真结果可以看出,无论是前向或后向反馈迭代,信道相对频偏为 0.01 时的性能影响在 0.1 到 0.2dB 左右。实际工程实现时,使用 AFC(自动频率控制)可以使得频偏纠正后的一般剩余频偏都能做到小于 0.01,因此表明在工程实现中有重要意义。

5 实际 FPGA 实现测试结果

本文使用 Xilinx 公司的 Virtex-II Pro 系列 XC2VPX20 的 FPGA 实现了前馈迭代式差分解调器,由于在使用 FPGA 实现了前向反馈式解调器以后,才又找出后向反馈式的算法,因此本文仅给出前馈式算法实现的测试结果。信道的编码、调制、匹配滤波、信道同步、解调、译码、AFC 等均使用 FPGA 实现。SIHO 是使用 Xilinx 公司提供的通用 Viterbi 译码器。试

验系统的工作频率为卫星通信的 L 波段中频,接收端在零中频上经 8 位 A/D 抽样送到 FPGA。经 AFC 纠正信道频偏后,使用本文提供的前馈式解调器进行解调,解调器工作在突发状态下。测试信道模型为高斯白噪声信道,测试方法为 L 频段中频环路测试。解调器的性能测试结果如图 6 所示。测试结果比仿真结果恶化约 0.5dB。经实际使用,证实相对于相干解调器,差分解调确实有很高的稳定性,不会像相干解调那样出现载波同步环路的跳周现象。尤其在突发信道中,在很低的信噪比下能获得很快速的同步。该调制解调器在连接 ADPCM 编解码器进行语音通信时,只需在 E_b/N_0 为 5dB 左右即能获得可通信的效果,而在 6dB 时可获得高质量的语音通信。

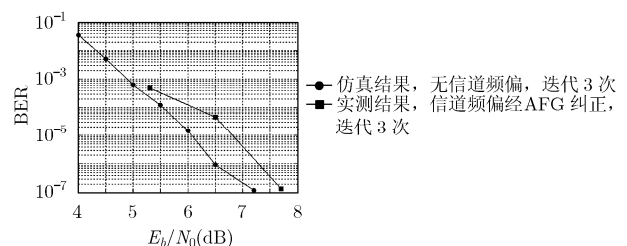


图6 FPGA 实现解调器性能实测曲线

6 结束语

本文提供的使用 SIHO 联合 MSDD 差分解调器,有结构简单便于实现等优点,仿真结果表明,在最好的情况下,已经接近于相干解调加 Viterbi 译码的性能,同时有着抗信道频偏能力强等优点。使用 FPGA 实现的实际卫星通信应用系统测试结果表明其有很好的实际应用价值。

参考文献

- [1] Hoeher P and Lodge J. Turbo DPSK: Iterative differential PSK demodulation and channel decoding. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(6): 837-843.
- [2] Edbauer F. Bit error rate of binary and quaternary DPSK signals with multiple differential feedback detection. *IEEE Trans. on Communications*, 1992, 40(3): 457-460.
- [3] Lampe L H J and Schober R. Iterative decision-feedback differential demodulation of bit-interleaved coded MDPSK for flat Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(7): 1176-1184.
- [4] Divsalar D and Simon M K. Multiple-symbol differential detection of MPSK. *IEEE Trans. on Communications*, 1990, 38(3): 300-308.
- [5] http://www.qualcomm.com/ProdTech/asicQ1900_VITERBI/TRELLIS_DECODER.

李际平: 男, 1962 年生, 高级工程师, 研究方向为卫星通信。
 杨伏华: 男, 1972 年生, 博士, 副教授, 研究方向为卫星通信。
 吴团锋: 男, 1977 年生, 博士, 讲师, 研究方向为卫星通信。