

Turbo码在第三代移动通信中的译码实现研究

杨 红* 徐政五 张中培

(电子科技大学电子工程学院, 通信学院 成都 610054)

【摘要】在分析TURBO码输入量化的基础上, 结合已有的译码MAP算法实现结构, 给出了第三代移动通信建议(3GPP)中TURBO码的译码实现电路和译码迭代电路, 并提出了将TURBO码运用于多级调制的码设计和多步译码方法。并将每级TURBO码设计出不同码率, 提高了低层码的纠错能力, 使高层码具有较高的传输信息能力。对TURBO码在第三代移动通信中的译码也进行了分析, 并讨论了延迟问题, 研究了FPGA实现规模。该电路结构具有好的译码性能, 并达到了3GPP的译码增益要求。

关键词 TURBO码; 移动通信; 软输出译码; 分支度量

中图分类号 TN911.22

TURBO码自1993年由C.Berrou等人提出以后, 获得了广泛研究和应用^[1], 在无线信道低信噪比的情况下, TURBO码的性能要比传统卷积码优异得多, 所以在第三代移动通信系统的开发中, TURBO码被普遍作为高速数据信道的纠错编码方式^[2,3], 比级联RS+卷积码性能提高1 dB以上。对于TURBO码的译码实现结构文献[4]给出了LOG-MAP算法的内部电路结构, 但该电路涉及到多次查表运算, 且交织器电路容易出现突发错, 增加了电路时延。文献[5]提出的MAX-LOG-MAP算法比LOG-MAP算法有很小的增益损失, 在3GPP中允许TURBO码的译码比标准MAP算法有1 dB的增益损失。因此, 本文以文献[4]的电路结构为基础, 结合3GPP中TURBO码的具体编码结构和MAX-LOG-MAP算法, 给出了3GPP中TURBO码译码实现电路和迭代结构, 并改进了文献[4]中的输入量化电路和状态路径度量计算方法, 同时给出了译码器数据存贮电路与存贮量要求。

1 MAX-LOG-MAP算法及输入量化

TURBO码提出时, 采用的是改进BAHL算法即MAP算法, 需要大量的乘除运算, 不便于电路集成, 文献[6]提出改进BAHL算法的对数域运算方法, 并被应用于TURBO码的译码^[5], LOG-MAP算法与MAP算法对TURBO码的译码性能相同, 并发现其简化算法MAX-LOG-MAP算法在误码率为 10^{-4} 时, 与MAP算法增益相差仅0.4 dB, 但复杂度大大降低。TURBO码的译码算法的详细计算过程及简化算法可参考文献[5,6], 在此不详细讨论。

对于码率 $R=1/2$ 的递归系统卷积码(RSC), 在 k 时刻的未编码数据比特 d_k , 编码比特 c_k , 在BPSK或QPSK调制下经AWGN信道, 接收信号序列: $R_1^N=(R_1, \dots, R_k, \dots, R_N)$, $R_k=(x_k, y_k)$ 为 k 时刻的接收符号, x_k, y_k 并定义为

$$\begin{cases} x_k = (2d_k - 1) + p_k \\ y_k = (2c_k - 1) + q_k \end{cases} \quad (1)$$

式中 p_k, q_k 为两个独立、方差为 δ^2 的随机变量。MAP算法需要分别计算前递归 α , 后向递归 β 及路径度量 γ , 最后计算似然率 $\Lambda(d_k)$ 。引入对数运算

$$ab \equiv -\ln(e^{-a} + e^{-b}) = \min(a, b) - \ln(1 + e^{-|a-b|}) \quad (2)$$

将式(2)取近似, $a b = \min(a, b)$, 取 e 为底就得到MAX-LOG-MAP算法, 本文用文献[4]中改进MAP算法取对数运算, 并分别用 A, B, D, L 表示 $\alpha, \beta, \gamma, \Lambda(d_k)$ 的对数表示式, 得

$$A_k^m = \min_m (A_{k-1}^{b(0,m)} + D_{k-1}^{0,b(0,m)}, A_{k-1}^{b(1,m)} + D_{k-1}^{1,b(1,m)}) \quad (3)$$

2000年10月13日收稿

* 女 42岁 大学 工程师

$$B_k^m = \min_m (D_k^{0,m} + B_{k+1}^{f(0,m)}, D_k^{1,m} + B_{k+1}^{f(1,m)}) \quad (4)$$

$$L_k = \min_m (A_k^m + D_k^{0,m} + B_{k+1}^{f(0,m)}) - \min_m (A_k^m + D_k^{1,m} + B_{k+1}^{f(1,m)}) \quad (5)$$

式(3)中, $b(j,m)$ 表示 k 时刻输入 j 状态为 m , 在 $k-1$ 时刻的状态; 式(4)中, $f(i, m)$ 表示 k 时刻输入为 i , 状态为 m , 在下一时刻 $k+1$ 时的状态。

对于状态分支转换概率 γ , 在用 $\xi_k i = Pr(d_k=i)$ 表示输入先验概率, $L_c=2/\delta^2$ 表示信道参数, 可得

$$\gamma_k^{i,m} = K_k \zeta_k^i \exp[L_c (x_k i + y_k c^{i,m})] \quad (6)$$

式中 K_k 为常数, 取对数可得

$$D_k^{i,m} = -K_k - (Z_k + Ax_k)i - Ay_k c^{i,m} \quad (7)$$

式中 $Z_k = -\ln \xi_k$, 为了简化式(7)的计算, 引入运算式

$$|x|(j \oplus u(x)) = -x_j + (x+|x|)/2 \quad (8)$$

式中 u 为阶跃函数, x 为变量, 将式(8)对式(7)进行变换, 得

$$D_k^{i,m} = Z_k + Ax_k |i \oplus u(Z_k + Ax_k)| + Ay_k |(c^{i,m} \oplus u(Ay_k))| - (Z_k + Ax_k)i - Ay_k c^{i,m} - K_k \quad (9)$$

式(9)中的第二项只是与 k 有关的项, 与该时刻的状态无关, 可以吸收成一项, 并且在MAX-LOG-MAP算法中, 只比较 k 时刻变量的大小, 则可简化为

$$D_k^{i,m} = Z_k + Ax_k |i \oplus u(Z_k + Ax_k)| + Ay_k |(c^{i,m} \oplus u(Ay_k))| \quad (10)$$

对于输入信号幅度, 必须进行量化, 对于BPSK或QPSK调制, 接收

$$R_k^i = A((1-2y_k^i)/\sqrt{m} + n_k^i) \quad (11)$$

式中 y_k^i 与编码输出对应, 对BPSK, $m=1$; 对QPSK, $m=2$, n_k^i 为方差为 δ^2 的高斯噪声

$$\delta^2 = \left(2mR \frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \quad (12)$$

式中 R 为码率, 为优化BPSK或QPSK调制性能, 常数 $C = \delta^2 \sqrt{m} A / 2$ 。因此, A 的量化和幅度限制应根据接收信号的信噪比。为使TURBO码译码时的计算按8 bit量化, 故对 A 进行6 bit量化, 其中心点为0, 量化范围为63, 取值为 $-31 \sim +31$ 。

TURBO码译码的实现步骤是: 1) 由输入幅度量化值计算在各时刻 k , 对应输入 d_k 为0和1的不同状态下的分支度量; 2) 由 k 时刻的状态推得 $k-1$ 时刻的状态而计算前向状态度量 A , 推得 $k+1$ 时刻的状态而计算后向状态度量 B ; 3) 由 A 、 B 、 D 对 k 时刻所有状态在输入为0时分别求和取小再减去输入为1时分别求和取小, 将所得值进行符号判决得到输入信息 d_k 。

2 分支度量及状态度量计算

由式(3)可知, 只要先计算分支度量, 与前向状态度量相加, 再取与输入分别为0和1时对应度量的较小值, 就可得到各时刻的前向度量 A 。将分支度量与反向状态度量相加, 再取输入分别为0和1时的较小度量, 可得到反向各时刻度量 B 。

对于分支度量计算(BMC), 输入幅度量化取 $q=6$, 对于3GPP中有TURBO码, 码率 $R=1/3$, 1个bit最大度量值为 $3 \times (2^q - 1) = 93$, Z_k 的取值范围为 $-128 \sim +127$, 因此, 必须限制BM的最大值为 $+127$ 。量化电路如图1所示。BM的计算由式(10)推得, 由于需要知道各个状态的分支度量值, 图中采用状态发生器来得到各个状态在输入分别为0和1时对应校验位的值, 一个BM的计算需要3个时钟CLK周期, 一个周期检测符号, 一个周期用于计算, 一个CLK用于存贮。在3GPP中, TURBO码输入的帧长度 N 为320~5 114 bit, N 的最大取值为5 114, 而一级TURBO码译码器由两个相同的译码单元(DEC)构成, 译码单元与码率 $R=1/2$ 递归系统卷积码对应, 而整个TURBO码的码率 $R=1/3$, 寄存器 $v=3$, 状态数为8, 在状态转移图中, 到达某一状态 m 的路径为2, 分别与输入 $i=0$ 和1对应, 在 k 时刻需要

计算的分支度量数为 $2 \times 8 = 16$ ，一帧长为5 114 bit的输入信息需要计算的分支度量数为： $5\ 114 \times 16$ 个字节，需要两个48 K \times 8的RAM，一个存贮新的数据，一个读旧数据。因此，状态发生器的位数为3，分支度量及状态度量的数据存贮结构如图1所示。图中，数据接收锁存器的工作时钟为状态计数器时钟CLK的8倍，状态发生器用查表方式存贮RSC编码的状态转移图，得到输入 d_k 分别为0和1时的校验位 $C^{1,m}$ 和 $C^{0,m}$ ，在计数器时钟的8个脉冲周期中，计算出 k 时刻3GPP中TURBO码编码的8个状态的分支度量，分别存入状态数据存贮器的RAM中，分支及状态度量的存贮器结构如图2所示。

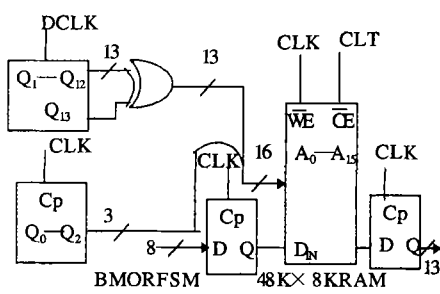


图1 分支及状态度量的数据存贮

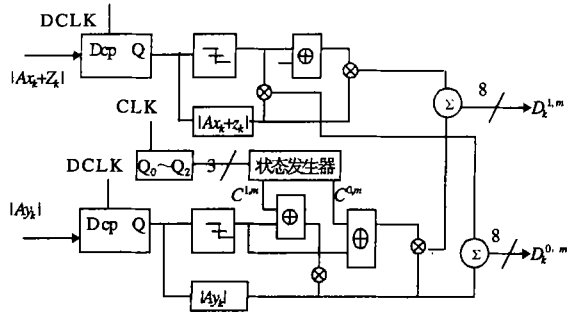


图2 分支度量计算图

对于前向状态度量(FSMC)和反向状态度量(RSMC)的结构非常相似，用1个35 ns的1K \times 8双口RAM(DPRAM)作为反向读取旧数据同时存贮新SM值的中转存贮，用8 bit量化能使SM有0~255的量化精度，但进一步增加这个精度会增加译码复杂度，因此，SM用8 bit量度化。初始时，对FSM在零状态时设为零，相应地这个序列开始从零状态，其他状态设为255，如果最后状态未知，对于RSM初始设为零。在3GPP中，要求每帧数据都回到零状态，初始可设为零。由式(3)可知，要确定前向状态度量SM，则必须先确定后向状态 $b(d_{k-1}, S_k)$ ，3GPP中TURBO码的结构如图3所示， $b(d_{k-1}, S_k)$ 是在已知 k 时刻的状态 S_k ，在 $k-1$ 时刻输入 d_{k-1} 时对应的 $k-1$ 时刻的状态，设 k 时刻 $S_k = (S_k^0, S_k^1, S_k^2)$ ， $k-1$ 时刻 $S_{k-1} = (S_{k-1}^0, S_{k-1}^1, S_{k-1}^2)$ 。由编码图3可知， $S_{k-1}^0 = S_k^1$ ， $S_{k-1}^1 = S_k^2$ ，而 $S_k^0 = d_{k-1} \oplus S_{k-1}^1 \oplus S_{k-1}^2$ ，在已知 S_k 状态时，可求得 $S_{k-1}^2 = S_k^0 \oplus d_{k-1} \oplus S_k^2$ 。用 S^* 表示 S^1 ，得到状态转换。在计算 k 时刻的前向状态度量(FSMC)时，分别计算 k 时刻的8个状态在 d_{k-1} 为0和1时的状态度量的较小值，再存入SM存贮器中。已知 S_k ，分别对 $d_{k-1}=0$ 和 $d_{k-1}=1$ 时，求得 S_{k-1} 时的状态，将该状态的三位数以地址偏移量的形式加在BM读取地址上，再与现有状态度量相加，就得到该时刻的状态度量结果，读取地址为

$$R_f = (S_k^1, S_k^2, S_k^0 \oplus d_{k-1} \oplus S_k^2) \quad (13)$$

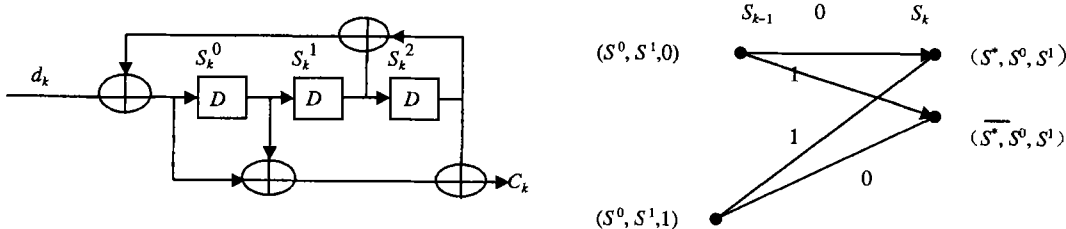


图3 3GPP中构成TURBO码的RSC编码及状态转移图

一个串并转换操作来完成两个SM的存贮，占用两个CLK周期，第一个CLK，BM⁰加第一个SM，BM¹加第二个SM，形成第一个新的SM，第二个CLK周期形成第二个新的SM，新的SM写入DPRAM暂存，其写入地址为

$$W_f = (S_k^0, S_k^1, S_k^2) \quad (14)$$

同理完成前向 $f(d_k, S_k)$ 的计算

$$f(d_k, S_k) = S_{k+1} = (d_k \oplus S_k^1 \oplus S_k^2, S_k^0, S_k^1) \quad (15)$$

反向度量计算读写偏移地址为

$$\begin{cases} R_r = (d_k \oplus S_k^1 \oplus S_k^2, S_k^0, S_k^1) \\ W_r = (S_k^0, S_k^1, S_k^2) \end{cases} \quad (16)$$

分支度量BM和状态度量SM相加电路可采用文献[4]图9, 相加比较选择电路可采用文献[4]图10结构, 去掉限制数据长度电路LIM与查表部分LUT。在计算SM的过程中, 将数据从双口DPRAM存入两个48K×8的SRAM中。

3 对数似然率计算^[7]

在计算了分支度量BM、前向状态度量A和后状态度量B后, 由于3GPP中TURBO码在每帧数据输入完后都回到零状态。按文献[4]的改进MAP算法, 在计算完一帧数据接收序列的BM和SM计算后, 即开始大小比较判决输出, 在k时刻对所有状态的前向状态度量A加上分支度量D与k+1时刻的反向度量B, 分别在输入为0和1时取小再相差。此处相加由于涉及三项, 为提高精度采用10 bit加法器和10 bit减法器。在该电路中, 需要4个加法器实现A、D、B三个量的相加, 两个比较器分别对应输入为0和1时取小比较, 为了简化比较器的个数, 电路采用了幸存路径比较法, 即相加得到一个结果与上次保留结果比较, 删去较大的一个, 在8个状态比较完后, 相差得到 L_k 的值, 再送到符号判决器得到输入信息 d_k 。

4 结 论

本文给出了3GPP中TURBO码译码电路, 提出了输入量化与状态度量的计算方法与电路, 由于利用了MAX-LOG-MAP算法, 故不需作查表运算, 与文献[4]电路比较, 提高了译码速度, 减小了数据存贮量, 为第三代移动通信的接收设备的信道译码集成化提供方案。用FPGA的方法进行了仿真实验, 器件采用XC系列门阵列, 逻辑实现用XC3100A-5, 分支度量用一个XC3142A-5(3 700个门), 控制逻辑的地址发生器用两个XC3130A-5S(2700个门), SMC和LLRC用一个XC3190A-5(7 500个门), SRAM用存贮速度为35 ns, 迭代次数为5, 交织采用3GPP中交织法, 得到仿真结果, 在信噪比为1 dB时, 达到的误码率为 10^{-5} , 说明了本文的电路结构具有好的译码性能, 达到了3GPP的译码增益要求。

参 考 文 献

- 1 Li Lizhong, Li Lemin. Performance analysis of a truncated RS/Type II Hybrid ARQ protocol in a fading channel. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 1999, 28(1):1~5 [李立忠, 李乐民. 截短RS/混合II型ARQ在衰落信道上的性能分析. 电子科技大学学报, 1999, 28(1):1~5]
- 2 Evaluation report by the European space agency IMT-2000 satellite RTT Evaluation Committee. ETSI, 1998
- 3 CDMA 2000 RTT candidate submission to ITU-R, TR45, TIA, 1998
- 4 Pietrobon S S. Implementation and performance of a Turbo/Map decoder. Int J Satell Commun, 1998, 16: 23~46
- 5 Zhang Zhongpei, Jin Fan. Analysis of interleaver design of turbo-codes based on relativity. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2000, 29(1): 25~28 [张中培, 靳 蕃. 从相关性分析Turbo码交织器设计. 电子科技大学学报, 2000, 29(1): 25~28]
- 6 Pietrobon S S, Barbulescu S A. A simplification of the modified Bahl decoding algorithm for systematic convolutional codes. Int Symp on Information Theory and Its Applications, 1994: 1 073~1 077

- 7 Zhang Zhongpen, Yang Hong. Turbocodes multilevel modulation and their performance. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2000, 29(6):591~594.[张中培, 杨红. Turbo码多级调制及性能分析.电子科技大学学报, 2000, 29(6): 591~594]

Study of Decoding Implementation of Turbo Codes in Third Generation Mobile Communication

Yang Hong Xu Zhengwu Zhang Zhongpei

(Inst. of Electronic Engineering, Inst. of Telecommunication & Information Eng., UEST of China Chengdu 610054)

Abstract On the basis of analysis on TURBO input quantification, this paper offers the electro-circuits and iteration electro-circuits for TURBO coding in the 3GPP, with existing MAP algorithm combined, thus improves the transmission rate of the 3GPP. The recently proposed TURBO codes are applied to multilevel modulation, then to multistage decoding. Based on the information theory, the method of designing rates and interleaving lengths of TURBO codes is proposed, which makes the lower levels codes have higher correct error capacities and the higher levels codes have higher transmission capacities. The coding of TURBO codes in the 3GPP is also analyzed and the delay problem and the scale problem of FPGA are discussed. The electro-circuit performs well in coding, which meets the gain demands of the 3GPP.

Key words TURBO codes; mobile communications; soft-output coding; branch metric

(上接第225页)

Multuser Detector for HFC Upstream Channel Using S-CDMA Access

Zheng Yong Zhou Zhenghua Zhu Weile

(Dept. of Electronic Eng., UEST of China Chengdu 610054)

Abstract This paper analyzes the characteristic of HFC upstream channel, proposes that using S-CDMA can obtain stable transmission on the condition of very low SNR. S-CDMA has an ability to resist many kind of narrow-band interference and noises, but the multi-access interference induces the capacity and performance of the system. After analyzing several multuser detectors, this paper uses decorrelating decision-feedback detector in HFC upstream channel S-CDMA system. It can cancel the interference of the stronger users and make advantages to the decision of the weaker users, thus can cancel the multi-access interference and has better near-far resistance. Its complexity is linear in the number of users. The system need not accurate synchronization control, thus is simplified.

Key words hybrid fiber coaxial; synchronous-CDMA; multi-address interferer; decorrelating decision_feedback detector