

STBC-VBLAST的QRD-M检测

鉴海防¹, 胡东伟², 肖宛昂¹, 石寅¹

(1. 中国科学院半导体研究所 北京 海淀区 100083; 2. 中国科学院微电子研究所 北京 海淀区 100029)

【摘要】提出一种针对IEEE 802.11n中STBC-VBLAST结构的新型QRD-M检测算法,在存活路径筛选过程中,根据接收信号估计值确定备选节点的有限搜索范围,在16-QAM和64-QAM调制下,比常规算法分别减少约70%和90%的运算量,大大降低了VBLAST-STBC数据检测的复杂度,适合于VLSI硬件实现。仿真结果表明,该算法在性能上非常接近于传统QRD-M算法,能够在复杂度和检测性能之间实现折中。

关键词 检测器; IEEE802.11n; 多入多出; QRD-M; 空时分组码-垂直贝尔实验室分层空时码
中图分类号 TN47 **文献标识码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.06.028

QRD-M Detector for STBC-VBLAST

JIAN Hai-fang¹, HU Dong-wei², XIAO Wan-ang¹, and SHI Yin¹

(1. Institute of Semiconductors of Chinese Academy of Sciences Haidian Beijing 100083;

2. Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences Haidian Beijing 100029)

Abstract A simplified QRD-M algorithm for the IEEE 802.11n STBC-VBLAST is proposed. In order to carry out a limited tree search, each surviving path is expanded only to its partial branches according to the estimation of the symbol to be detected. The proposed scheme can reduce 70% and 90% fundamental operations for 16-QAM and 64-QAM respectively. So the computational complexity is reduced significantly and is more attractive to the VLSI implementation. Simulation results prove that the proposed scheme can achieve a performance very close to the conventional QRD-M algorithm, and yield a tradeoff between the complexity and performance.

Key words detector; IEEE802.11n; MIMO; QRD-M; STBC-VBLAST

随着语音、数据、移动互联网等多种综合业务的快速发展,需要在有限的频谱上实现高速率、大容量和高质量通信。STBC-VBLAST混合编码结构结合了多入多出(multiple-input multiple-output, MIMO)技术中的垂直贝尔实验室分层空时码(vertical Bell laboratories layered space-time, VBLAST)^[1]和空时分组码(space-time block code, STBC)^[2]的优点,能够最大限度地实现分集增益和复用增益,并可以很容易地通过OFDM调制在频率选择性信道下应用。此外,STBC-VBLAST结构还能够有效解决移动端由于体积和功耗的制约,可安装天线数有限而无法有效接收分层数据的问题。STBC-VBLAST结构被认为是IEEE 802.11n等新一代无线宽带通信系统的有效解决方案^[3]。

设计简单高效的检测器是实现STBC-VBLAST

系统的一项挑战,研究人员在广泛研究的基础上提出了多种方法^[4-6]。最大似然检测(maximum likelihood detection, MLD)能够在理论上实现最优的检测效果,然而由于其计算复杂度太高而无法在实际系统中应用。迫零(zero force, ZF)检测、最小均方误差(minimal mean square error, MMSE)等方法虽然相对简单,但在恶劣信道条件下性能较差。QRD-M检测算法在复杂度较低的条件可以实现近似于MLD的检测性能,是一种很有前途的MIMO检测技术^[7]。本文针对IEEE 802.11n中的VBLAST-STBC结构,提出了一种简化的QRD-M检测算法,在大幅降低计算复杂度的同时,能够实现非常近似于传统QRD-M算法的检测性能,在复杂度和检测性能之间实现折中,非常适合于VBLAST-STBC接收端的VLSI实现。

收稿日期: 2009-04-15; 修回日期: 2009-12-30

基金项目: 江苏省科技成果转化专项资金(BA2006076)

作者简介: 鉴海防(1978-),男,博士生,主要从事MIMO-OFDM宽带无线通信及空时信号处理方面的研究。

1 VBLAST-STBC混合系统模型

IEEE802.11n中采用的VBLAST-STBC混合编码结构如图1所示。

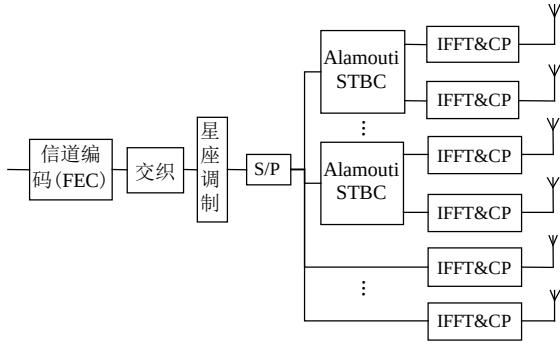


图1 IEEE P802.11n中的VBLAST-STBC混合结构

IEEE802.11n中采用 2×1 、 3×2 、 4×2 、 4×3 等多种混合结构同时获得空间复用增益和发射分集^[8]。每个OFDM子载波上采用Alamouti空时编码方案^[9]。如图2所示，原始分层数据的两个连续符号 s_1 和 s_2 ，在两个连续的时隙被发射。在 t_1 时隙， s_1 从第一根天线发射， s_2 从第二根天线发射；在 t_2 时隙， $-s_2^*$ 在第一根天线发射， s_1^* 在第二根天线发射。

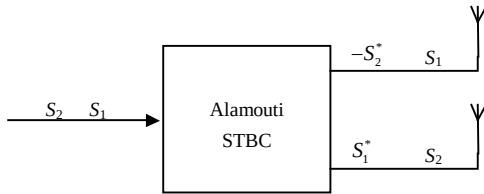


图2 IEEE802.11n中采用的STBC编码

以 4×3 结构为例，其基带模型可以表示为：

$$\begin{bmatrix} y_1(1) & y_1(2) \\ y_2(1) & y_2(2) \\ y_3(1) & y_3(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} & h_{1,4} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & h_{2,3} & h_{2,4} \\ h_{3,1} & h_{3,2} & h_{3,3} & h_{3,4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \\ x_3 & x_4 \\ x_4 & x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 $y_1(1,2)$ 、 $y_2(1,2)$ 和 $y_3(1,2)$ 分别表示接收端第一、二、三根天线在连续两个时隙(t_1, t_2)接收到的符号； $h_{(i,j)}$ 表示第 j 根发射天线和第 i 根接收天线间的信道参数； w 表示独立同分布的附加白高斯噪声(additive white gaussian noise, AWGN)。对式(1)进行合并整理有：

$$\begin{bmatrix} y_1(1) \\ y_2(1) \\ y_3(1) \\ y_1^*(2) \\ y_2^*(2) \\ y_3^*(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} & h_{1,4} & 0 & 0 \\ h_{2,1} & h_{2,2} & h_{2,3} & h_{2,4} & 0 & 0 \\ h_{3,1} & h_{3,2} & h_{3,3} & h_{3,4} & 0 & 0 \\ h_{1,2}^* & -h_{1,1}^* & 0 & 0 & h_{1,3}^* & h_{1,4}^* \\ h_{2,2}^* & -h_{2,1}^* & 0 & 0 & h_{2,3}^* & h_{2,4}^* \\ h_{3,2}^* & -h_{3,1}^* & 0 & 0 & h_{3,3}^* & h_{3,4}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ s_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_1^* \\ w_2^* \\ w_3^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

式(2)可表示为：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{V} \quad (3)$$

通过以上整合，可以利用常规的QRD-M检测算法进行检测。然而，与VBLAST结构有所不同的是，以上基带模型经整合后，其信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的维数较高，如在式(2)中，信道参数 $\mathbf{H}$ 为 6×6 的复数矩阵，需要进行6层树搜索，尤其是在采用64-QAM (quadrature amplitude modulation)等高阶星座调制时，计算复杂度较高，不利于VLSI硬件实现。

2 简化的QRD-M检测算法

2.1 常规QRD-M检测算法

QRD-M检测算法是一种基于最大似然准则的广度优先树搜索方法。其基本原则是，在每一层的搜索中只考虑 M 条部分欧氏距离(partial Euclidean distances, PEDs)最短的存活路径，而丢弃其他的分支，因此可以大大降低计算复杂度，并能够实现接近于MLD的检测性能。QRD-M算法首先对式(3)中的方阵 $\mathbf{H}$ 进行QR分解， $\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$ ，其中 $\mathbf{Q}$ 为 $N_{rx} \times N_{rx}$ 维酉阵， $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{N_{rx}}$ ， $\mathbf{R}$ 为 $N_{rx} \times N_{rx}$ 维上三角阵。令 $\mathbf{Z} = \mathbf{Q}^H \mathbf{Y}$ ，则式(3)可以表示为：

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R}\mathbf{S} + \mathbf{W} \quad (4)$$

式中 $\mathbf{W} = \mathbf{Q}^H \mathbf{V}$ ，因为 $\mathbf{Q}$ 为酉阵，所以 $\mathbf{W}$ 仍服从高斯分布。因此，QRD-M算法可以表示为：

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \Omega^{N_{rx}}} \left\| \mathbf{Z} - \sum_{j=1}^{N_{rx}} \mathbf{R}_{ij} s_j \right\|^2 \quad (5)$$

式(5)是一个 N_{rx} 层的树搜索问题。由于 $\mathbf{R}$ 的上三角结构，因而可以从最低层开始逐层向上搜索。在每一层中，QRD-M检测算法首先对 M 条存活路径展开所有子节点作为备选路径，计算其累加PEDs，并从中选出 M 条最短路径，作为新的存活路径。在第 i 层($1 \leq i < N_{rx}$)，各条备选路径的累加PED可以表示为^[10]：

$$T_i(\mathbf{S}^i) = T_{i+1}(\mathbf{S}^{i+1}) + |e_i(\mathbf{S}^i)|^2 \quad (6)$$

$$|e_i(\mathbf{S}^i)|^2 = \left\| \mathbf{Z}_i - \sum_{j=i}^{N_{rx}} \mathbf{R}_{ij} s_j \right\|^2 \quad (7)$$

式中 $\mathbf{S}^i = [s_i \ s_{i+1} \ \dots \ s_{N_{rx}}]^T$ 表示备选路径； $|e_i(\mathbf{S}^i)|^2$ 被称为局部距离(local distance)，表示树中两个继承节点间的距离增量。最终，在最上层选出一条具有最短PED的路径作为最优路径，并据此检出正确数据。在高速传输模式下，常规QRD-M算法的复杂度仍然过高，从而为接收端的VLSI实现带来困难。

2.2 新型QRD-M检测算法

本文提出一种新型QRD-M算法，针对

VBLAST-STBC的编码特点,在每一层的树搜索中,对任一待展开的存活路径,首先确定被检测信号的估计值 $\tilde{s}$,将距离 $\tilde{s}$ 最近的4个节点(如图4所示)作为搜索范围,快速搜索出最优存活路径,从而能够极大降低计算复杂度。

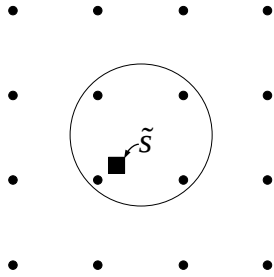


图4 子节点的搜索范围

2.2.1 确定被检测信号的估计值

在树搜索中,对于第 i 层的第 m 条存活路径($1 \leq m \leq M$),被检测信号的估计值可以结合已搜索层的节点获得:

$$\tilde{s}_m = (\mathbf{Z}_i - \sum_{j=i+1}^{N_b} \mathbf{R}_{ij} s_j^m) / \mathbf{R}_{ii} \quad (8)$$

式中 s_j^m 表示第 m 条存活路径在第 j 层的节点。

2.2.2 展开节点并更新累加欧氏距离

对每一条待展开的存活路径,基于式(8)所确定的检测信号估计值 $\tilde{s}$,确定距其最近的4个节点为备选节点,并计算其累加PEDs。通过 $\tilde{s}$ 的实部 $\Re(\tilde{s})$ 和虚部 $\Im(\tilde{s})$,可以分别确定备选节点的实部和虚部。如在采用16-QAM星座调制时:

如果 $\Re(\tilde{s}) \leq -1$, 令 $a_1 = -3$, $a_2 = -1$; 如果 $\Re(\tilde{s}) \leq 1$, 令 $a_1 = -1$, $a_2 = 1$; 否则, 令 $a_1 = 1$, $a_2 = 3$ 。

如果 $\Im(\tilde{s}) \leq -1$, 令 $b_1 = -3$, $b_2 = -1$; 如果 $\Im(\tilde{s}) \leq 1$, 令 $b_1 = -1$, $b_2 = 1$; 否则, 令 $b_1 = 1$, $b_2 = 3$ 。

据此,可以得到4个备选节点为:

$$\begin{cases} d(1) = a_1 + jb_1 \\ d(2) = a_1 + jb_2 \\ d(3) = a_2 + jb_1 \\ d(4) = a_2 + jb_2 \end{cases} \quad (9)$$

它们距 $\hat{s}$ 的欧式距离可以分别表示为:

$$\begin{cases} C(1) = |\Re(\tilde{s}) - a_1|^2 + |\Im(\tilde{s}) - b_1|^2 \\ C(2) = |\Re(\tilde{s}) - a_1|^2 + |\Im(\tilde{s}) - b_2|^2 \\ C(3) = |\Re(\tilde{s}) - a_2|^2 + |\Im(\tilde{s}) - b_1|^2 \\ C(4) = |\Re(\tilde{s}) - a_2|^2 + |\Im(\tilde{s}) - b_2|^2 \end{cases} \quad (10)$$

在采用64-QAM星座调制的情况下,可以将 $\Re(\tilde{s})$ 和 $\Im(\tilde{s})$ 分别与 $\{-5, -3, -1, 1, 3, 5\}$ 进行比较,从而得出距检测信号估计值 $\tilde{s}$ 最近的4个备选节点,并计

算其欧式距离。

基于展开各条存活路径所得到的备选节点 $d_1(1:4) \sim d_M(1:4)$ 及其局部欧氏距离 $C_1(1:4) \sim C_M(1:4)$,计算各条备选路径的累加欧氏距离值为:

$$C_1(1:4) = C_1(1:4) + \text{accumulated_PED}(1) * \text{ones}(1,4)$$

$$C_2(1:4) = C_2(1:4) + \text{accumulated_PED}(2) * \text{ones}(1,4)$$

$\vdots$

$$C_M(1:4) = C_M(1:4) + \text{accumulated_PED}(M) * \text{ones}(1,4)$$

式中 $\text{accumulated_PED}(m)$ 表示第 m 条存活路径的累加欧氏距离值。将各条备选路径的累加欧氏距离组合在一起得到所有备选路径的累加PEDs:

$$\mathbf{C}_{\text{total}} = [C_1 \ C_2 \ \cdots \ C_M] \quad (11)$$

2.2.3 选出新的 M 条存活路径

首先采用冒泡排序的方法在 $\mathbf{C}_{\text{total}}$ 中选出其最小值 $C_{\min}$,根据 $C_{\min}$ 在 $\mathbf{C}_{\text{total}}$ 中的位置,确定具有最短累加PEDs的节点及其完整路径作为第一条新的存活路径,并更新相应的累加PEDs。如确定第一条存活路径的方法如下:

$[C_{\min}, \text{inx}] = \text{Min}(\mathbf{C}_{\text{total}}) = \text{Min}([C_1, C_2, \dots, C_M]);$

$\text{accumulated_PED}(1) = C_{\min};$ //更新累加PEDs

if $\text{inx} \leq 4$

$\text{Path}(1, i:N_{\text{tx}}) = [d_1(\text{inx}), \text{Path}(1, i+1:N_{\text{tx}})];$

$C_1(\text{inx}) = \text{inf};$ //删除已选出路

elseif $\text{inx} \leq 8$

$\text{Path}(1, i:N_{\text{tx}}) = [d_2(\text{inx}-4), \text{Path}(2, i+1:N_{\text{tx}})];$

$C_2(\text{inx}-4) = \text{inf};$ //删除已选出路

$\vdots$

elseif $\text{inx} \leq 4M$

$\text{Path}(1, i:N_{\text{tx}}) = [d_M(\text{inx}-4(M-1)), \text{Path}(M, i+1:N_{\text{tx}})];$

$C_M(\text{inx}-4(M-1)) = \text{inf};$ //删除已选出路

end

其中, $d_m(\text{inx})$ 表示选出的具有最短累加PED的备选节点。该节点与其父节点 $\text{Path}(1, i+1:N_{\text{tx}})$ 构成第一条新的存活路径 $\text{Path}(1, i:N_{\text{tx}})$ 。搜索出的新存活路径的累加欧氏距离 $\text{accumulated_PED}(1)$ 更新为 $C_{\min}$ 。然后将 $C_{\min}$ 从 $\mathbf{C}_{\text{total}}$ 中剔除,以便进行下一条存活路径的挑选。采用同样的方法,可以依次选出总共 M 条新的存活路径 $\text{Path}(1:M, i:N_{\text{tx}})$,并得到更新后的累加欧氏距离值 $\text{accumulated_PED}(1:M)$ 。通过以上方法,可以自下往上依次得出第 N_{tx} 层至第1层的存活路径。最优存活路径的各个节点,代表最终检测出的符号向量。

3 计算复杂度分析

在QRD-M检测算法中,加/减、乘和比较3种基本运算是影响整体计算复杂度的决定性因素。表1

列出了在不同调制方式下, 本文提出的算法与常规QRD-M算法的基本运算量的对比。为了便于比较,

对不同算法均取相同的 M 值($M=4$)。

表1 不同算法的基本运算量比较

结构	基本运算	(16-QAM, $M=4$)		(64-QAM, $M=4$)		结构	基本运算	(16-QAM, $M=4$)		(64-QAM, $M=4$)	
		本文算法	常规算法	本文算法	常规算法			本文算法	常规算法	本文算法	常规算法
3×2 (4×2)	加/减	150	424	150	1 624	4×3	加/减	266	716	266	2 684
	乘	37	232	37	856		乘	81	396	81	1 404
	比较	≤208	609	≤228	2 337		比较	≤372	1 101	≤414	4 365
	合计	395	1 265	437	4 817		合计	719	2 213	761	8 453

由以上比较可知, 本文提出的新型QRD-M算法, 相比常规算法, 在采用16-QAM和64-QAM调制方式下, 能够分别减少约70%和90%的基本运算, 大大降低了VBLAST-STBC混合编码数据检测的计算复杂度, 更加适合于VLSI硬件实现。

4 仿真结果及性能分析

在瑞利衰落信道模型下, 基于理想的信道估计, 利用计算机对上述新型检测算法进行性能仿真。在每一次仿真过程中, 发射数据和信道参数都是随机产生的, 未采用信道编码, 接收数据的星座解调采用硬判决方式。对3×2、4×2、4×3等各种天线配置的VBLAST-STBC结构, 分别进行循环10 000次仿真。得出的位错率(bit error rate, BER)统计结果如图5所示。由图中可以看出, 在存活路径数($M=4$)相同的情况下, 本文提出的方法能够实现非常接近于常规QRD-M算法的BER性能。

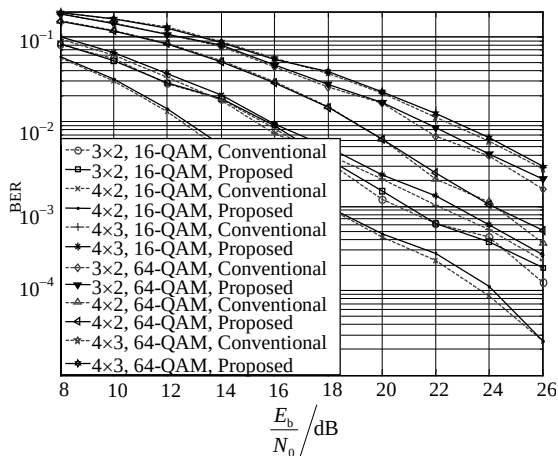


图5 QRD-M检测算法性能仿真结果

5 结论

本文针对IEEE802.11n中STBC-VBLAST混合系统的数据检测问题, 提出了一种简单高效的新型QRD-M算法, 通过限定每层的节点搜索范围, 以有限树搜索的方式快速挑选出最优存活路径, 从而实现分层数据的检测, 相比常规算法能够极大降低运

算量, 并能够保证实现非常近似于常规QRD-M算法的BER性能, 为STBC-VBLAST高速无线通信系统的VLSI实现提供了一条简单高效的解决方案。

参考文献

- [1] WOLNIANSKY P W, FOSCHINI G J, GOLDEN G D, et al. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel[C]//1998 International Symposium on Signals, Systems, and Electronics. Pisa, Italy: [s.n.], 1998: 295-300.
- [2] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALFERBANK A R. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. IEEE Trans IT, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [3] CHIN W H, WU Y, PATRICK F, et al. Performance analysis of Hybrid STBC in MIMO-OFDM-based wireless LANs [C]//IEEE 65th Vehicular Technology Conference. Dublin Ireland: IEEE, 2007: 2460-2464.
- [4] KIM B S, KWONHUE C. A very low complexity QRD-M algorithm based on limited tree search for MIMO systems [C]//IEEE 67th Vehicular Technology Conference. Marina Bay, Singapore: IEEE, 2008: 1246-1250.
- [5] PENG R, KOON H T, ZHANG Jin-yun, et al. Low-complexity Hybrid QRD-MCMC MIMO detection[C]//Global Telecommunications Conference 2008. New Orleans, LO, USA: IEEE, 2008: 1-5.
- [6] LI Hui-yong, HE Zi-shu, LIU Ben-yong. Incremental-based nonlinear detection algorithm for MIMO system[J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2006, 4(3): 253-256.
- [7] WEI Peng, MA Shao-dan, NG Tung-sang, et al. Adaptive QRD-M detection with variable number of surviving paths for MIMO systems[C]//2007 International Symposium on Communications and Information Technologies. Sydney, Australia: IEEE, 2007: 403-408.
- [8] IEEE standard 802.11g. Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: amendment 4: enhancements for higher throughput[S]. The 802.11 Working Group of the 802 Committee. New York, USA: IEEE Press, 2008.
- [9] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity techniques for wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16 (8): 1451-1458.
- [10] SHABANY M, GULAK P G. Scalable VLSI architecture for K-best lattice decoders[C]//2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Seattle, USA: IEEE

Press, 2008: 940-943.

编 辑 张 俊