

V-BLAST OFDM 系统中一种新的检测算法

战金龙, 廖桂生, 李国民

(西安电子科技大学 雷达信号处理重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 提出了频率选择性衰落信道下 V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 系统中一种新的检测算法. 在发射端对每个发射天线分配不同的子载波, 在接收端利用子载波之间的正交性进行干扰相消. 该算法只需要一根接收天线, 克服了传统算法要求接收天线个数至少等于发射天线个数的缺点, 降低了系统接收机设计的复杂度, 而且该算法性能优于传统的 ZF (Zero-Forcing) 和 SIC (Serial Interference Cancellation) 算法.

关键词: OFDM; V-BLAST; 子载波分组; 干扰消除

中图分类号: TN911.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2007)02-0194-05

A novel detection algorithm for V-BLAST OFDM systems

ZHAN Jin-long, LIAO Gui-sheng, LI Guo-min

(Key Lab. of Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: A novel detection algorithm is proposed for V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiple) systems. At the transmitter, different subcarriers are allocated to different layers, which makes subcarriers of different layers mutual orthogonal. At the receiver, the interference suppression based on orthogonal subcarriers is employed. Compared with the conventional serial interference cancellation algorithm which requires that the number of receive antennas be at least the same as that of transmit ones, the proposed algorithm needs only one receive antenna, so the complexity of the receiver decreases remarkably.

Key Words: OFDM; V-BLAST; subcarrier grouping; interference suppression and cancellation

BLAST (Bell Laboratories layered space time) 作为一种多输入多输出 MIMO (Multiple-input, multiple-output) 技术可以显著提高系统容量. BLAST 最早由 Foschini 提出, 称为 D (Diagonal)-BLAST^[1]. D-BLAST 通过信道编码有效地利用了空间分集; 然而 D-BLAST 的译码复杂度很高, V-BLAST^[2] 通过使用简单的矢量编码克服了这一缺点.

在 BLAST 系统中, 接收信号是所有发射信号和噪声的叠加. 最优的检测算法是最大似然方法 (ML), 但是由于其复杂度过高而难以实现. 因此, BLAST 传统的检测方法利用干扰抑制和干扰相消技术, 即通过使用线性滤波和判决反馈来抑制其他发射天线的干扰来检测某个发射天线的信号, 也可以采用分组的方法 (组内采用 ML, 组间采用判决反馈进行干扰相消)^[3]. 线性滤波器的设计可以使用 MMSE 或 ZF 准则. V-BLAST 是 BLAST 的改进, 通过动态地调整译码符号的顺序来降低由于判决反馈而引起的误差传播的影响. 最优检测顺序由最大后验信噪比决定. 此外, BLAST 最初的设计是基于平坦衰落的.

对于频率选择性衰落信道, V-BLAST 可以和 OFDM 相结合, 即 V-BLAST OFDM, 可以使系统抗频率选择性衰落^[4,5].

对于传统的检测算法应用在 V-BLAST OFDM 中, 需要在每个子载波上进行, 对于未来移动通信, 子载波数目一般都很大, 因此传统的检测算法的译码复杂度很高. 为了解决这一问题, 笔者提出了一种低复杂度

的检测算法. 在发射端对每个发射天线分配不同的子载波, 在接收端提出了利用子载波之间的正交性进行干扰相消. 该算法只需要一根接收天线, 克服了传统算法要求接收天线个数至少等于发射天线个数的缺点, 降低了系统接收机设计的复杂度.

这里, 黑体字母表示矩阵(或矢量), $(\cdot)^T$ 表示矩阵(或矢量)的转置, $(\cdot)^H$ 表示矩阵(或矢量)的共轭转置, $(\cdot)^\dagger$ 表示矩阵的伪逆, $*$ 表示复数的共轭. \otimes 表示 Kronecker 积; $[A]_{k,m}$ 表示矩阵 A 的第 (k,m) 个元素; $\text{diag}(d)$ 表示一个对角线元素为 d 的对角矩阵; \mathbf{I}_N 表示 $N \times N$ 的单位矩阵.

1 系统模型和传统的检测方法

V-BLAST OFDM 系统的发射机结构如图 1 所示. 发射的数据序列 S 解复用(Demultiplexing)为 n 层, n 为发射天线的个数, 第 i 层的数据为 S_i , 经过串/并(S/P)转换后, 变为 N 个并行的符号, 然后进行 IFFT, 为了抑制数据块间干扰 ISI, 在 IFFT 后的每个数据块前加入循环前缀 CP, 经过并/串(P/S)转换后, 变为 N 个串行的符号由第 i 个发射天线发送. 在接收端, 首先将 CP 去除后再进行 FFT.

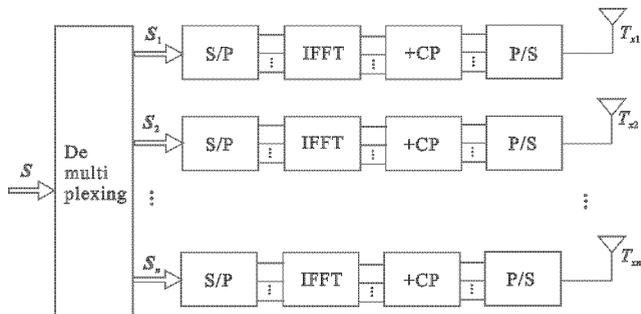


图 1 V-BLAST OFDM 系统发射端结构框图

这样, 频率选择性衰落信道就转化为 N 个平坦衰落的子信道. 第 k 个子载波上的接收信号可以表示为

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{S}_k + \boldsymbol{\eta}_k \quad (1)$$

其中 $\mathbf{r}_k = [r_{1,k}, r_{2,k}, \dots, r_{m,k}]^T$, $r_{j,k}$ 表示第 j 个接收天线在第 k 个子载波上接收的信号. 这里假定有 m 个接收天线. \mathbf{H}_k 表示第 k 个子载波对应的信道的频率响应.

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_{1,1,k} & h_{1,2,k} & \dots & h_{1,n,k} \\ h_{2,1,k} & h_{2,2,k} & \dots & h_{2,n,k} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{m,1,k} & h_{m,2,k} & \dots & h_{m,n,k} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$h_{j,i,k} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{j,i}(l) \exp(-j2\pi kl/N)$ 表示第 j 个接收天线与第 i 个发射天线在第 k 个子载波上的频率响应, L 表示信道的阶数. $\mathbf{S}_k = [S_{1,k} \ S_{2,k} \ \dots \ S_{n,k}]^T$, $S_{i,k}$ 表示 i 个发射天线在第 k 个子载波上发射的符号. $\boldsymbol{\eta}_k$ 表示第 k 个子载波上的加性高斯白噪声(AWGN).

然而传统的检测算法 ZF ($\mathbf{W}_k^H = \mathbf{H}_k^\dagger$), MMSE ($\mathbf{W}_k^H = \mathbf{H}_k^H (\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H + N_0 \mathbf{I}_m)^{-1}$, 其中 N_0 为噪声功率), SIC 和 OSIC(Ordered SIC)^[2] 计算 \mathbf{W}_k^H 需要对每个子载波对应的等效信道矩阵求 n 次 Moore-Penrose 广义逆, 当子载波数目很多时, 计算复杂度很高. 因此, 文中提出了一种新的检测算法, 在发射端对每个发射天线分配不同的子载波, 在接收端利用子载波之间的正交性进行干扰相消. 这样只需要一根接收天线, 克服了传统算法要求接收天线个数至少等于发射天线个数的缺点, 而且也不需要求广义逆的运算.

2 新算法

新算法系统结构框图如图 2 所示. 不失一般性, 以一个 4×4 MIMO 系统为例. 假定每个发射天线和接收天线间的信道为频率选择性衰落信道, 并且阶数都为 L . 令 S_1, S_2, S_3 和 S_4 表示 4 个连续的长度为 N 的数据块. 经过串/并(S/P)转换后, 可得

$$\mathbf{S}_1 = [S(nN) \ S(nN + 1) \ \dots \ S(nN + N - 1)]^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{S}_2 = [S((n + 1)N) \ S((n + 1)N + 1) \ \dots \ S((n + 1)N + N - 1)]^T, \quad (4)$$

$$\mathbf{S}_3 = [S((n + 2)N) \ S((n + 2)N + 1) \ \dots \ S((n + 2)N + N - 1)]^T, \quad (5)$$

$$\mathbf{S}_4 = [S((n + 3)N) \ S((n + 3)N + 1) \ \dots \ S((n + 3)N + N - 1)]^T. \quad (6)$$

经过 QPSK 调制后,进行 OFDM 调制. 令 F 表示 FFT 变换矩阵,

$$\begin{aligned}
 [F]_{a,b} &= \exp(-j2\pi ab/K)/K^{1/2}, \\
 a &= 0, 1, \dots, K-1, \\
 b &= 0, 1, \dots, K-1, \\
 K &= 4N,
 \end{aligned} \tag{7}$$

则 IFFT 矩阵为 F^H . 加 CP 的操作由矩阵 $T_{CP} = [(I_{L_{CP} \times 4N})^T I_{4N}^T]^T$ 表示, 其中 L_{CP} 为 CP 的长度, $I_{L_{CP} \times 4N}$ 由 I_{4N} 的后 L_{CP} 行构成. 为了抑制层间干扰, 提出利用子载波分组的方法. 子载波分组最初用来抑制多用户间的干扰^[8], 后来用于降低 SFTBC 和 STBC-OFDMA 的设计和译码的复杂度^[9,10], 以及用于分层 STBC (Space-Time Block Coding)-OFDM 的分组干扰抑制^[11]. 即不同的发射天线选择不同的子载波, 从数学意义上用子载波选择矩阵来实现. 定义 4 个发射天线的子载波选择矩阵分别为 $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ 和 φ_4 , 分别由 I_{4N} 的前 N 列、 $N+1$ 到 $2N$ 列、 $2N+1$ 到 $3N$ 列及最后 N 列构成; $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ 和 φ_4 互相正交, 满足

$$\begin{aligned}
 \varphi_1^T \varphi_2 &= 0, \quad \varphi_1^T \varphi_3 = 0, \quad \varphi_1^T \varphi_4 = 0, \\
 \varphi_2^T \varphi_3 &= 0, \quad \varphi_2^T \varphi_4 = 0, \quad \varphi_3^T \varphi_4 = 0,
 \end{aligned} \tag{8}$$

$$\varphi_1^T \varphi_1 = I_N, \quad \varphi_2^T \varphi_2 = I_N, \quad \varphi_3^T \varphi_3 = I_N, \quad \varphi_4^T \varphi_4 = I_N. \tag{9}$$

接收信号是期望信号、干扰和噪声的叠加, 由下式给出:

$$\begin{cases}
 r_1 = \bar{H}_{11} T_{CP} F^H \varphi_1 S_1 + \bar{H}_{12} T_{CP} F^H \varphi_2 S_2 + \bar{H}_{13} T_{CP} F^H \varphi_3 S_3 + \bar{H}_{14} T_{CP} F^H \varphi_4 S_4 + N_1, \\
 r_2 = \bar{H}_{21} T_{CP} F^H \varphi_1 S_1 + \bar{H}_{22} T_{CP} F^H \varphi_2 S_2 + \bar{H}_{23} T_{CP} F^H \varphi_3 S_3 + \bar{H}_{24} T_{CP} F^H \varphi_4 S_4 + N_2, \\
 r_3 = \bar{H}_{31} T_{CP} F^H \varphi_1 S_1 + \bar{H}_{32} T_{CP} F^H \varphi_2 S_2 + \bar{H}_{33} T_{CP} F^H \varphi_3 S_3 + \bar{H}_{34} T_{CP} F^H \varphi_4 S_4 + N_3, \\
 r_4 = \bar{H}_{41} T_{CP} F^H \varphi_1 S_1 + \bar{H}_{42} T_{CP} F^H \varphi_2 S_2 + \bar{H}_{43} T_{CP} F^H \varphi_3 S_3 + \bar{H}_{44} T_{CP} F^H \varphi_4 S_4 + N_4,
 \end{cases} \tag{10}$$

其中, r_i 和 $N_i, i = 1, 2, 3, 4$ 表示第 i 个接收天线上接收的信号和噪声. $\bar{H}_{ij}, i, j = 1, 2, 3, 4$ 是一个 Toeplitz 矩阵, 表示第 i 个接收天线和第 j 个发射天线间等效的信道矩阵, 其第一列为 $[h_{ij}(0) \dots h_{ij}(L-1) \dots 0]^T$.

假定接收端定时和频率完全同步, 对接收的信号进行去 CP 和 FFT, 并利用子载波间的正交性进行层间干扰抑制, 不失一般性, 假设第一层为期望信号, 利用第一层的子载波 $\varphi_1^T F$ 进行干扰抑制, 则 OFDM 解调后不同接收天线接收的期望信号可以分别表示为

$$\begin{cases}
 R_{11} = \varphi_1^T F R_{CP} r_1 = \varphi_1^T F R_{CP} (\bar{H}_{11} T_{CP} F^H \varphi_1 S_1 + \bar{H}_{12} T_{CP} F^H \varphi_2 S_2 + \bar{H}_{13} T_{CP} F^H \varphi_3 S_3 + \bar{H}_{14} T_{CP} F^H \varphi_4 S_4 + N_1) = D_{11} S_1 + \varphi_1^T F R_{CP} N_1, \\
 R_{21} = \varphi_1^T F R_{CP} r_2 = \varphi_1^T F R_{CP} (\bar{H}_{21} T_{CP} F^H \varphi_1 S_1 + \bar{H}_{22} T_{CP} F^H \varphi_2 S_2 + \bar{H}_{23} T_{CP} F^H \varphi_3 S_3 + \bar{H}_{24} T_{CP} F^H \varphi_4 S_4 + N_2) = D_{21} S_1 + \varphi_1^T F R_{CP} N_2, \\
 R_{31} = \varphi_1^T F R_{CP} r_3 = \varphi_1^T F R_{CP} (\bar{H}_{31} T_{CP} F^H \varphi_1 S_1 + \bar{H}_{32} T_{CP} F^H \varphi_2 S_2 + \bar{H}_{33} T_{CP} F^H \varphi_3 S_3 + \bar{H}_{34} T_{CP} F^H \varphi_4 S_4 + N_3) = D_{31} S_1 + \varphi_1^T F R_{CP} N_3, \\
 R_{41} = \varphi_1^T F R_{CP} r_4 = \varphi_1^T F R_{CP} (\bar{H}_{41} T_{CP} F^H \varphi_1 S_1 + \bar{H}_{42} T_{CP} F^H \varphi_2 S_2 + \bar{H}_{43} T_{CP} F^H \varphi_3 S_3 + \bar{H}_{44} T_{CP} F^H \varphi_4 S_4 + N_4) = D_{41} S_1 + \varphi_1^T F R_{CP} N_4.
 \end{cases} \tag{11}$$

注意到上式第三个等号利用了式(8)和(9). $R_{i1}, i = 1, 2, 3, 4$ 表示第 i 个接收天线上接收的第一层的信号.

$R_{CP} := [0_{4N \times L_{CP}} \quad I_{4N}]$ 表示去 CP 的矩阵.

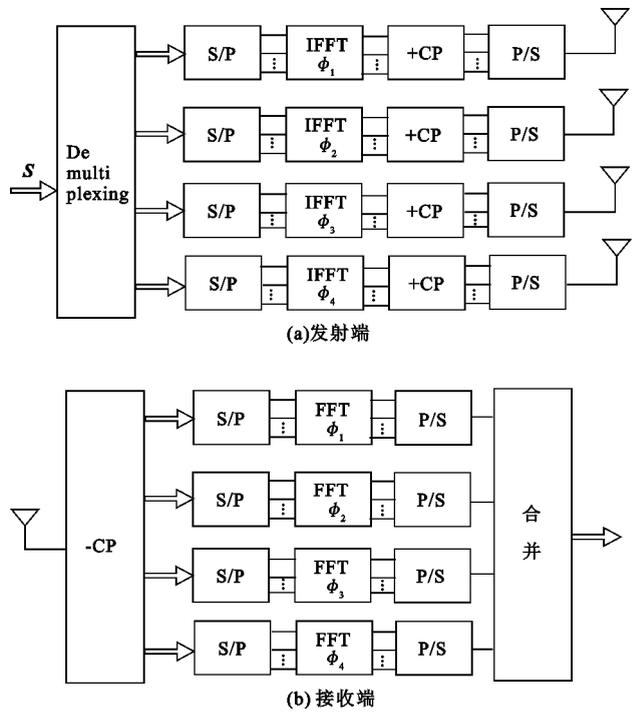


图 2 新算法系统结构框图

$$D_{iq} = \boldsymbol{\varphi}_i^T \mathbf{F} \mathbf{H}_{iq} \mathbf{F}^H \boldsymbol{\varphi} = \text{diag}[H_{iq}(\exp(j2\pi(q-1)N/K)), H_{iq}(\exp(j2\pi((q-1)N+1)/K)), \dots, H_{iq}(\exp(j2\pi((q-1)N+N-1)/K))] \quad , \quad i, q = 1, 2, 3, 4$$

$\mathbf{H}_{ij} = \mathbf{R}_{CP} \bar{\mathbf{H}}_{ij} \mathbf{T}_{CP}$ 是一个循环矩阵, $H_{iq}(\exp(j2\pi f)) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{iq}(l) \exp(-j2\pi fl)$. 从式(11)可以看出, 由于子载波间的正交性, 来自其他发射天线的干扰被完全抑制掉了, 而且可以获得 4 倍的分集增益(满接收分集). 从式(11)还可以看出, 即使只有一个接收天线(式(11)中只有一个等式), 也可以恢复出期望信号 S_1 . 也就是说, 对于任意一层期望信号, 新算法都可以获得满接收分集, 优于传统的基于 SIC 的检测算法. 同理, 在式(11)中用第 i 层的子载波 $\boldsymbol{\varphi}_i^T \mathbf{F}$, $i = 2, 3, 4$ 进行干扰抑制, 就可以恢复出 S_i , $i = 2, 3, 4$.

3 仿真结果

仿真的条件如下: 每个发射天线和接收天线之间的信道为频率选择性慢衰落信道, 用 FIR 滤波器来仿真, FIR 滤波器的阶数 $v = 4$, 抽头系数在一个符号周期内保持不变, 符号与符号之间随机变化. 每个发射天线上数据块的长度为 256, IFFT 和 FFT 变换的点数为 1024 (4×256), 循环前缀的长度为 5, 噪声为均值为 0, 方差为 $\sigma_w^2 = 1$ 的复高斯随机变量. 所有仿真结果均进行了 500 次 Monte-Carlo 实验. 图 3 给出了新算法与 ZF, SIC 和 OSIC 的性能比较(新算法接收端分别采用 4 根、2 根和 1 根天线, QPSK 调制; ZF、SIC 和 OSIC 在每个子载波上进行. 接收端至少需要 4 根天线, 这里采用 4 根). 从图 3 可以看出新算法在 1 根接收天线的情况下优于 ZF, 在 2 根接收天线的情况下与 OSIC 性能相当, 当采用 4 根接收天线时, 在 BER 为 10^{-2} 时相对于 ZF, SIC 和 OSIC 分别有大约 10.5 dB, 7 dB 和 4 dB 的增益. 图 4 给出了不同层间的性能比较(接收端采用 4 根天线, QPSK 调制), 从图 4 可以看出各层间的性能基本相同, 证明了新算法对于任意一层期望信号都可以获得满接收分集.

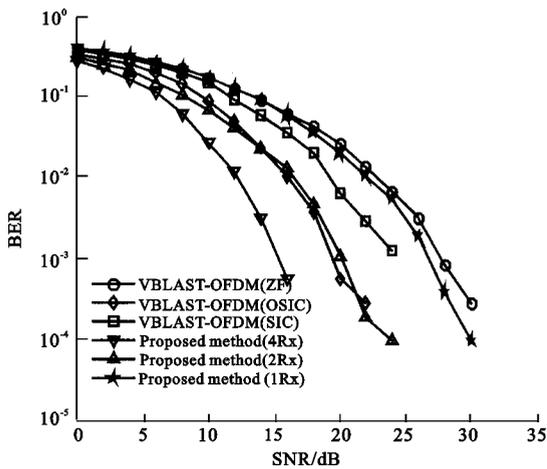


图 3 与传统方法的性能比较

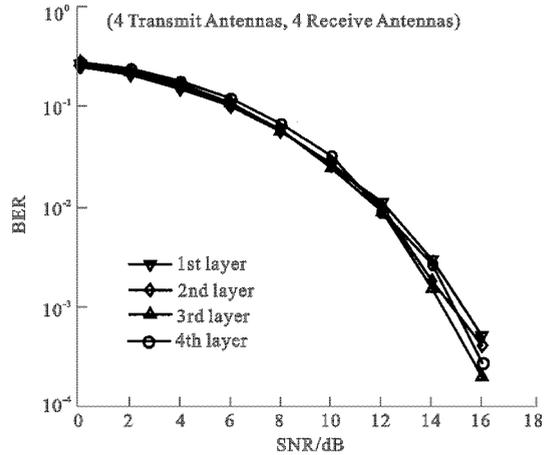


图 4 不同发射天线间的性能比较

4 结 论

文中提出了 V-BLAST OFDM 系统中一种新的检测算法. 在发射端对每个发射天线分配不同的子载波, 在接收端提出了利用子载波之间的正交性进行干扰相消. 该算法只需要一根接收天线, 克服了传统算法要求接收天线至少等于发射天线的缺点, 降低了系统接收机设计的复杂度, 而且可以获得满接收分集(如果使用多个接收天线). 仿真结果验证了该算法性能优于传统的检测算法.

参考文献:

[1] Foschini G J. Layered Space-time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-element Antennas[J]. Bell Labs Technical Journal, 1996, 1(2): 41-59.

- [2] 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]//IEEE Proc ISSSE-98. Pisa: IEEE, 1998.
- [3] Su Xin, Sun Yongjun, Yi Kechu. Higher Performance V-BLAST System Complemented Be ML Detection[J]. Journal of Xidian University, 2005, 32(3): 344-347.
- [4] Stuber G L, Barry J R, McLaughlin S W, et al. Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications[J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(2): 271-294.
- [5] Yan Wu, Sun Sumei, Lei Zhongding. A Low Complexity VBLAST OFDM Detection Algorithm for Wireless LAN Systems[J]. IEEE Commun Lett, 2004, 8(6): 374-376.
- [6] Wubben B, Bohnke R, Rinas J, et al. Efficient Algorithm for Decoding Layered Space-time Codes[J]. Electron Lett, 2001, 37(22): 1348-1350.
- [7] Foschini G J, Golden G D, Valenzuela A, et al. Simplified Processing for High Spectral Efficiency Wireless Communications Employing Multi-element Arrays[J]. IEEE J Sel Areas Commun, 1999, 17(11): 1841-1852.
- [8] Wang Z, Giannakis G B. Wireless Multicarrier Communications: Where Fourier Meets Shannon[J]. IEEE Signal Processing Mag, 2000, 17(3): 29-48.
- [9] Liu Z, Xin Y, Giannakis G B. Space-Time-Frequency Coded OFDM Over Frequency-Selective Fading Channels[J]. IEEE Trans on Signal Process, 2002, 50(10): 2465-2476.
- [10] Stamoulis A, Liu Z, Giannakis G B. Space-Time Block-Coded OFDMA With Linear Precoding for Multirate Services[J]. IEEE Trans on Signal Process, 2002, 50(1): 119-129.
- [11] 战金龙, 廖桂生, 李勇朝. LSTBC+OFDM 分层方法的一种改进. 电波科学学报[J]. 2005, 20(6): 810-814.

(编辑: 李维东)

(上接第 193 页)

的 B_{SI} 符号中进行统一传输,在避免了传统方法峰值再生的同时,也使得符号结构统一起来,并且边带信息的管理和传输也更为方便.该算法可以应用于任何需要传输边带信息的 OFDM 系统,可以显著减轻传统算法中的峰值再生现象.

参考文献:

- [1] YANG Gang, SUN Jingtao, LI Yushan. PAPR Reduction in the OFDM System Employing the Prejudge and Adaptive Technique [J]. Chinese Journal of Electronics, 2006, 15(3): 559-562.
- [2] Yang Gang, Jiang Rimiao, Li Yushan. Detection of Side Information for Peak-to-average Power Ratio Reduction of the OFDM Signal Using the Suboptimal PTS Method[J]. Journal of Xidian University,2005,32(5): 671-674.
- [3] Yang Gang, Chen Yuanyuan, Li Yushan. Clipping Noise Cancellation in the OFDM System Using the Code Restriction Technique[J]. Journal of Xidian University, 2005, 32(3): 387-391.
- [4] Han S H, Lee J H. PAPR Reduction of OFDM Signals Using a Reduced Complexity PTS Technique [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(11): 887- 890.
- [5] Muller S H, Huber J B. OFDM with Reduced Peak-to-average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences [J]. Electronics Letters, 1997, 33(5): 368-369.
- [6] Bauml R W, Fischer R F H, Huber J B. Reducing the Peak-to-average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping [J]. Electronics Letters, 1996, 32(22): 2056-2057.
- [7] Lim D W, No J S, Lim C W, et al. A New SLM OFDM Scheme with Low Complexity for PAPR Reduction [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12(2): 93-96.
- [8] Feng C C, Wang C Y, Lin C Y, et al. Protection and Transmission of Side Information for Peak-to-average Power Ratio Reduction of and OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences [C]//Vehicular Technology Conference. Florida: IEEE, 2003; 2461-2465.
- [9] Jayalath A D S, Tellainbura C. Side Information in PAR Reduced PTS-OFDM Signals [C]//Personal Indoor and Mobile Radio Communications. Beijing: IEEE, 2003; 226-230.

(编辑: 郭 华)