

# 一种新颖的宽带地空通信系统方案

费满锋<sup>1,2</sup>, 王杰令<sup>1</sup>, 易克初<sup>1</sup>, 刘祖军<sup>1</sup>

(1. 西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071;

2. 中国电子科技集团公司第54研究所, 河北 石家庄 050081)

**摘要:** 低仰角下的宽带地空通信信道存在严重的多径衰落现象, 其信道特性与地面移动通信的情况很不相同, 不适于采用正交频分复用技术, 为此建立了低仰角下的宽带地空信道模型, 并提出了一种正交码分复用与分组编码技术相结合的通信系统方案. 理论分析和仿真实验结果表明: 该系统能够容忍40个码元以内的多径时延, 当信道的莱斯因子在6~7 dB时仍然可以获得很好的误码特性. 由于该系统采用多值PN码M元扩频实现正交码分复用, 因此其频带效率与非扩频系统相同; 其次其码元较短, 因而对信道动态变化的适应能力优于相应的正交频分复用系统. 此外, 它不必进行信道估计和均衡, 因而其硬件实现的复杂度很低, 在宽带地空通信中具有很好的应用前景.

**关键词:** 地空通信; 正交码分复用; 分组编码; 多径衰落

**中图分类号:** TN911.7    **文献标识码:** A    **文章编号:** 1001-2400(2008)03-0403-06

## Novel scheme for the wide band ground-air communication system

FEI Man-feng<sup>1,2</sup>, WANG Jie-ling<sup>1</sup>, YI Ke-chu<sup>1</sup>, LIU Zu-jun<sup>1</sup>

(1. State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China;

2. The No. 54 Research Institute, CETC, Shijiazhuang 050081, China)

**Abstract:** For a wide band ground-air communication system with a low elevation antenna, the channel is of severe multi-path fading, whereas its characteristic is quite different from that of a terrestrial mobile communication channel. In this case, the OFDM technique is considered to be unsuitable, so that a channel model is established and a new scheme based on orthogonal code division multiplexing (OCDM) combined with block coding is proposed. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed system can suffer so great a multi-path delay up to dozens of symbol periods, and has very good BER performance even when the Rice fading factor reaches 6~7 dB. The system can obtain as high a band efficiency as a non-spectrum-spreading system since it realizes OCDM based on M-ary spectrum spreading of multi-level PN codes. Compared with a corresponding OFDM system, it has better adapting capability to dynamic variation of the channel because of its shorter symbol period. Besides, it has low implementation complexity since channel estimation or equalization is not necessary. It has a good potential in wide band ground-air communication applications.

**Key Words:** ground-air communication; code division multiplexing; block coding; multi-path fading

在宽带地空通信中, 地面站的天线仰角随着通信距离的增加而减小. 当仰角很小时, 地面物体的反射信号产生严重的多径效应. 由于飞行器的飞行速度和最大加速度都比地面车辆的要大得多, 多普勒效应的影响更加突出, 因而它是一种快速时变的频率选择性衰落信道, 而且最大多径时延比地面移动通信系统的也要大得多. 加之其传输距离很远, 飞行器资源有限, 其功率效率显得更加重要. 因此采用常规的正交频分复用(OFDM)技术进行传输不是最佳的选择, 必须探索新的传输方法.

为了探索更加合适的抗多径传输方法, 笔者在文献[1,2]的基础上, 建立了一种宽带地空通信信道模型,

收稿日期: 2007-09-27

基金项目: 国家自然科学基金资助(60572148); 中国博士后科学基金资助(20070411119)

作者简介: 费满锋(1971-), 男, 西安电子科技大学博士研究生, E-mail: jlwang81@163.com.

以便测试各种不同的传输方法的性能. 针对宽带地空通信多径信道的特点, 笔者提出了一种基于格雷互补序列的正交码分复用(OCDM)与分组编码相结合的通信系统方案.

### 1 低仰角下宽带地空通信系统的信道模型

由于地空通信的传输距离很远, 信道对于反射体引起多径传播的最大多径时延比较大, 可达到上百微秒. 多径信号分量的功率随其相对时延值的增大呈递减趋势, 可用单边指数函数<sup>[3]</sup>近似描述:

$$P(t) = \begin{cases} \exp(-t/\sigma_D) & , \quad t > 0 \\ 0 & , \quad \text{其他.} \end{cases} \quad (1)$$

这里  $\sigma_D$  表示延迟扩展因子. 由于其通信距离很远, 以及天线存在方向性, 使能接收到的多径分量的传播距离与直达分量的传播距离之比的值较小(接近于 1), 因此多径分量的相对强度可能很高, 将表现为严重的频率选择性衰落. 不过, 当天线的方向性设计合适时, 每一时刻只要考虑存在一个多径分量, 再加上多径分量附近的微弱散射现象就可以了. 主要多径衰落现象可以建立成二径莱斯信道模型, 用莱斯因子描述多径衰落的严重程度.

在地空通信系统中, 飞行器的飞行速度很高, 比地面车辆的速度高得多, 所引起的多普勒频移值可能很大, 有可能表现为严重的快衰落. 但是, 在地面站采用定向天线的情况下, 地面站和飞行器所接收的信号均可认为限制在一定角度内, 飞行器受到方位功率谱的角度扩散范围的限制, 所以认为直射分量和多径分量大体来自同一方向<sup>[4~6]</sup>, 因此每一短时的多普勒功率谱的分布范围很小, 如图 1 所示, 即服从如下分布:

当  $f_{D_{max}} \cos \varphi_{a_H} < f_D < f_{D_{max}} \cos \varphi_{a_L}$  时

$$P_{f_D}(f_D) = 1 / ((\varphi_{a_H} - \varphi_{a_L}) f_{D_{max}} (1 - (f_D / f_{D_{max}})^2)^{1/2}) \quad ; \quad (2a)$$

当  $f_D \geq f_{D_{max}} \cos \varphi_{a_L}$  或  $f_D \leq f_{D_{max}} \cos \varphi_{a_H}$  时

$$P_{f_D}(f_D) = 0 \quad . \quad (2b)$$

式中  $\varphi_{a_H}$  和  $\varphi_{a_L}$  分别为最大和最小飞行速度方向的多径信号分量的角度. 从图 1 中可见, 在任一短时间内, 反射分量与直达分量的多普勒频率值相差很小, 即多普勒功率谱非零值分布的范围很窄. 其信道特性虽然是时变的, 但相对于传输信息速率来讲还是短时平稳的. 可以假定信道特性在若干个码元内是保持不变的.

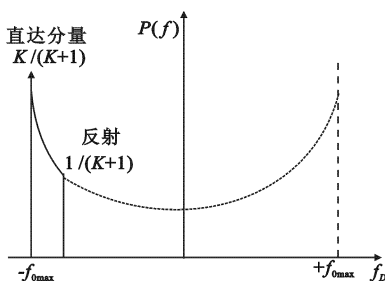


图 1 地空信道的多普勒功率谱

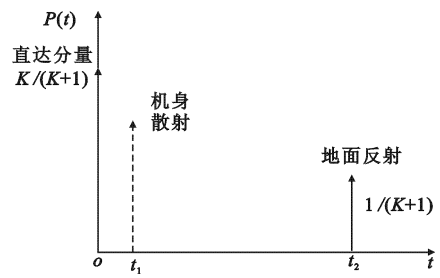


图 2 地空信道的时延功率谱

时延功率谱的分布如图 2 所示, 从图可见, 机身的散射分量的时延比地面反射分量的时延小得多, 但它也是可以通过天线的适当设计避免接收的. 因此即使考虑机身散射, 用只有一个多径分量的莱斯模型, 加上多径分量附近的微弱散射来描述, 仍然是合理的.

方位功率谱分布与天线的周围环境、方向特性、安装方式以及通信距离等多种因素有关. 对于天线周围存在均匀分布散射体的全向天线而言, 其方位功率谱也呈均匀分布(0~360°). 对于不同的环境其方位功率谱分布可能会呈不均匀性. 机身对信号的散射或反射作用导致方位功率谱的角度扩展和多普勒功率谱的带宽增加, 可能造成信号的快衰落, 将给系统的设计带来很大的困难. 但这一困难可以通过机载天线和地面站天线的方向性设计予以避免.

## 2 正交码分复用

笔者采用格雷互补序列(简称 GCS)作为扩频码进行正交码分复用. GCS 由一对正交码组成,分别称为 C 码和 S 码,设码的长度为  $L$ , 则其自相关序列

$$R_{cc}(i) = \sum_{n=1}^{L-i} c_n c_{n+i}, \quad R_{ss}(i) = \sum_{n=1}^{L-i} s_n s_{n+i} \quad (3)$$

存在如下正交性关系:

$$R_{cc}(i) + R_{ss}(i) = \begin{cases} 2L, & i = 0 \\ 0, & i \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$

GCS 还具有非常好的平移正交性,而且它们的循环移位复本也是相互正交的. 利用这一特性可以构造一种基于正交码分复用(OCDM)的扩频通信系统<sup>[1,2]</sup>,其结构如图 3 所示.

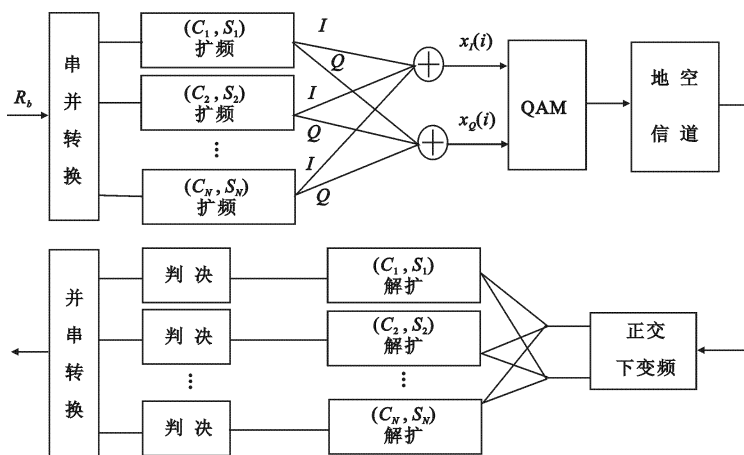


图 3 OCDM 扩频通信系统结构

发送端输入的  $R_b$  信息流,经串/并转换后其信息速率降为  $R_b/N$ . 将  $N$  个比特流中同一时刻的  $N$  看作一个符号,那么这  $N$  个比特流也可以看作是一个符号序列,其符号速率为  $R_b/N$ . 将  $N$  个比特流分别进行  $L$  倍扩频( $L \geq N$ ),即将其每一个比特分别用一对  $L$  长的 GCS 扩频码调制为一对码片序列,例如:第  $n$  路中某个比特相应的两个码片序列分别为  $\{I_n(i)\}, \{Q_n(i)\}$ ,也可看作是码片速率为  $LR_b/N$  的一个复数码片序列  $\{I_n(i) + jQ_n(i), i = 1, 2, \dots, L\}$ . 注意:这里各个比特流扩频时所用的扩频码互不相同,但它们是由同一对  $L$  长的 GCS 分别经过不同码片数的循环移位得到的,因此它们是相互正交的. 最后将这  $N$  个复数码片序列的同一时刻的码片值相加,得到一个复数样点值,其实部和虚部的最大值及最小值分别为  $N$  和  $-N$ ,形成一个样点速率为  $LR_b/N$  样点序列. 最后将这个复数样点序列送到正交幅度调制器(QAM)实现载波调制后,再经信道传输.

接收端将接收信号用  $N$  对同步相关器分别进行解扩和检测. 由于这种正交码分复用信号在检测时各路不会产生相互干扰,因此,尽管各个比特流采用同一个接收信号作为输入,但它们的解扩解调判决是相互独立的.  $N$  路信号的码分复用能使其频带效率提高  $N$  倍,当扩频码长  $L = N$  时,其频带效率等于非扩频调制系统的频带效率. 如果再结合多进制幅度调制(即 ASK 键控),其频带效率还可以提高若干倍.

上述 OCDM 扩频通信系统利用 GCS 的平移正交性,所以需要进行载波同步. 假设接收时存在  $\Delta\varphi$  的载波相位偏移,接收信号表示为  $[c(n) + js(n)] \exp(j\Delta\varphi)$ , 则相关函数为

$$R_{cs}(m) = E\{[c(n) + js(n)] \exp(j\Delta\varphi) [c(n+m) + js(n+m)]^*\} = \{[R_{cc}(m) + R_{ss}(m)] + j[R_{sc}(m) - R_{cs}(m)]\} \exp(j\Delta\varphi) \quad (5)$$

显然,当  $\Delta\varphi = 0$  时,式(5)的实部  $R_{cc}(m) + R_{ss}(m)$  就是接收信息的解扩结果. 因此只要采用锁相环技术消除频偏和相偏的影响,就能方便地进行解扩解调.

OCDM 扩频通信系统的一个显著优点,就是它允许的最大多径延迟可以超过多个符号长度. 因为它本

质上相当于一种  $M = 2^N$  的  $M$  元扩频系统,每个符号的扩频码是根据这个符号( $N$  比特信息)从  $M$  个不同的正交扩频码中挑选出来的一个.这样扩频码出现的随机性非常大,而不像二进制序列扩频那样,总是同一个扩频码或其反码的重复出现.

通过选择不同的 GCS 可以实现地空通信系统中的多用户传输,并且多用户之间由于 GCS 序列理想的互相关特性,用户之间的干扰可以忽略不计.

利用 OCDM 技术进行传输具有明显的优点:1)其频带效率可以与非扩频系统一样高,因为它本质上是一种  $M$  元扩频通信系统<sup>[7]</sup>,而且它所用的  $2^N$  个相互正交扩频码是一种多值 PN 码;2)对于同样的扩频倍数来说,它比直扩通信系统所允许的最大多径时延值要大得多,因为即使多径时延大于一个码元(符号),也只有很低的概率会引起码间干扰,这是由于这个多径分量与下一个符号为相同 PN 或相反 PN 的概率是非常低的.这意味着在同样的最大多径时延的条件下,可以提供比直扩系统高得多的信息速率.此外,由于它不需进行信道估计和均衡,每个符号长度又不很长,因此对于信道特性的快速时变具有很好的适应能力,非常适于地空通信中多径衰落特性快速时变的特点.

值得注意的是,用一对 GCS 分别解扩解调后,再经过串并变换虽可恢复出发射的信息序列,但是当多径时延超过一个码元以后,会有很小的概率出现两个相同扩频码信号相重叠的情况,这样其误码特性就会出现“地板效应”,即误码率不再随着信道噪声的降低而降低.

为了克服“地板效应”,笔者采用两对格雷互补序列对来实现 OCDM,可以使信息速率达到原来的 2 倍,同时结合空时分组编码技术降低误码率.利用 GCS 的平移正交性,选择两对完全正交的 GCS,就可以保证两组信号之间不产生多址干扰.这就类似于采用两幅天线同时发送两组信息,因此可采用单天线实现空时编码.

### 3 OCDM 与空时码相结合的方案

当信道最大多径时延很大时,OCDM 扩频通信系统的误码特性会出现明显的“地板效应”,不过这个现象可以通过一种简单的编码方法有效地克服.笔者采用的是一种由空时码简化而来的分组码(BC)方法,因此下面简述空时分组编码原理.

#### 3.1 空时分组编码

1998 年 Alamouti 年提出了使用两个天线发射的空时分组码<sup>[8]</sup>,其编码矩阵为

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}, \quad (6)$$

式中上标  $(\cdot)^*$  表示取复数的共轭.假设从两个发射天线到达接收天线之间的信道增益分别为  $h_1$  和  $h_2$ ,它们在两个连续的符号周期内保持不变,则在两个符号周期内的接收信号可以表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{n}, \quad (7)$$

式中信道矩阵  $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$ ,符号向量  $\mathbf{X} = [x_1 \ x_2]^T$ ,噪声向量  $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2]^T$ .

假设接收端具有理想的信道状态信息,接收端采用的译码器为

$$\tilde{x}_i = \arg \min_{x_i \in A} \|\tilde{\mathbf{r}}_i - (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_i\|^2, \quad i = 1, 2, \quad (8)$$

式中  $\tilde{\mathbf{r}}_i$  表示向量  $\tilde{\mathbf{r}}$  的第  $i$  个分量; $A$  表示符号  $x_1$  和  $x_2$  所属的星座.

#### 3.2 OCDM-BC 方案

分组码 BC 根据 STBC 码简化得来,即令信道矩阵中  $h_1 = h_2 = 1$ ,调制信号用式(6)进行分组编码后得到两路信号  $s_1$  和  $s_2$ ,用两对格雷互补序列( $(C_1, S_1)$  和  $(C_2, S_2)$ )按照图 3 所示的原理分别进行 OCDM 调制,得到两路信号  $x_1$  和  $x_2$ .由于所选取的两对格雷互补序列完全正交,因此可以将两路 OCDM 信号叠加,得到信号  $x$ ,用一个天线完成发射.从节 2 知,由于 GCS 对之间的完全正交特性,不会引入多址干扰.OCDM-BC

系统发射端的原理如图 4 所示,输入的信息比特流经过串并转换后,先经过 BC 编码和正交码分复用,然后进行 QAM 调制发射。

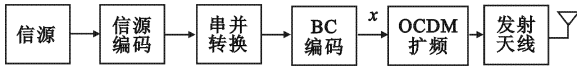


图 4 OCSDM-BC 发射机原理框图

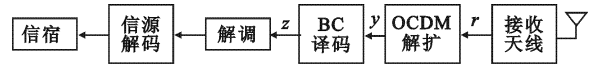


图 5 OCSDM-BC 接收机结构框图

接收机的原理如图 5 所示.接收信号经正交下变频到基带,得到接收信号  $r$ ,  $r$  通过  $(C_1, S_1)$  和  $(C_2, S_2)$  分别解扩后,得到信号  $y$  ( $y = [y_1, y_2]$ ),  $y_1$  由  $(C_1, S_1)$  得到,  $y_2$  由  $(C_2, S_2)$  得到. 用下边的合并算法求出  $z$ :

$$z(t) = y_1(t) + y_2(t + T)^* \quad , \quad z(t + T) = y_2(t) - y_1(t + T)^* \quad , \quad (9)$$

式中  $T$  表示符号周期,  $t$  表示任意时刻, 离散取值为  $t = 2nT$  ( $n = 0, 1, \dots$ ). 再对信号  $z$  进行判决即可恢复出发送的信息序列。

### 4 仿真实验及分析

仿真实验中,假定地空信道服从第 2 节假定的莱斯信道模型,包含有时延非常相近的 3 个多径分量,中间一个最强,两边各有一个较弱的散射分量. 根据莱斯因子,得到直射路径和多径分量的变量方差,根据天线的波束宽度和方位功率谱分布,以及工作频率和飞行速度等参数得到多普勒功率谱分布函数. 在信道仿真过程中,每帧根据莱斯因子,多径延迟功率谱分布随机产生一组冲击响应  $h_k(\tau; t_0)$ , 由于不同时刻信道冲击响应的自相关函数近似服从 Jakes 模型,即

$$R_{hh}(\tau) = C_k J_0(2\pi f_d \tau) \quad , \quad (10)$$

其中  $C_k$  为多径幅度,  $f_d$  为最大多普勒(对于地空通信,可以认为是多普勒功率谱的带宽), 这样通过递推方式可以产生后续时刻信道冲击响应<sup>[4]</sup>

$$h_k(\tau; t_0 + T) = \phi(T)h_k(\tau; t_0) + ((1 - \phi(T)^2)C_k)^{1/2} z \quad , \quad (11)$$

其中  $\phi(T) = J_0(2\pi f_d T)$ ,  $z$  是均值为 0、方差为 1 的复高斯随机变量. 由于不同的 block 之间具有很强相关性,假定每个 block(40 个码元)内信道为静态的,用 Jakes 模型在一个 block 内的平均信道响应来描述。

为了比较 OCDM 扩频通信系统和 OCDM-BC 系统在多径信道条件下的误码特性,设信息速率为 4 Mbps, GCS 序列的长度  $L$  和并行信道数  $N$  均为 8, 即码元速率为 500 kB/s, 多径延迟  $\tau = 40 \mu\text{s}$ , 相当于 20 个码元. 由于散射的作用,在  $40 \mu\text{s}$  多径分量前后  $1 \mu\text{s}$ , 各有一个小的散射分量,其强度为主要多径分量的  $1/10$ . 假定飞行器的飞行速度  $v = 440 \text{ m/s}$ , 载波频率  $f_c = 5 \text{ GHz}$ , 每 40 个符号更新一次信道参数。

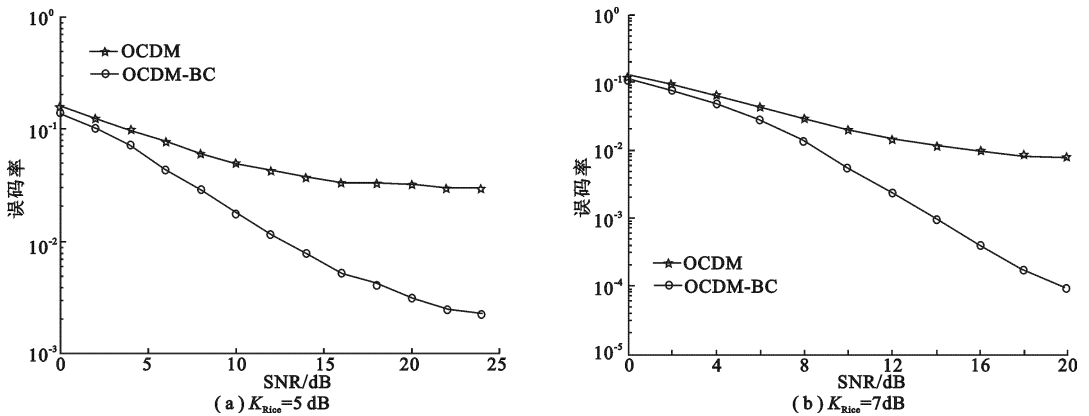


图 6 仿真性能曲线

针对两种莱斯因子  $K = 5 \text{ dB}$  和  $K = 7 \text{ dB}$  的多径信道进行误码性能测试. 从图 6 的仿真结果中可以看出, 在低仰角地空通信条件下单天线时的 OCDM 扩频通信系统会出现较高的误码率“地板效应”, 此时即使结合信道编码也很难使误码率达到实用要求; 而 OCDM-BC 系统显著降低了“地板效应”, 如果再结合信道纠错

编码,就可以达到任一实际需要的误码率要求<sup>[8]</sup>.

## 5 结束语

笔者分析了宽带地空通信系统在低仰角情况下的信道特点和模型,提出了一种基于正交码分复用技术与分组码技术相结合的 OCDM-BC 的地空通信系统方案.该方案对低仰角地空通信信道特性的快速时变具有很好的适应能力,并能通过采用简单的分组码克服其误码“地板效应”.理论分析和计算机仿真实验表明,该方案对于低仰角条件下的宽带地空通信具有较高的实用价值.

### 参考文献:

- [1] Oolun M K. Electrical Systems Identification Using Golay Complementary Series [J]. IEE Proc, Sci, Meas Techno, 1997, 144(6): 267-272.
- [2] Magana M E, Liu H. A multi-carrier CDMA System Design Based on Orthogonal Complementary Codes[C]. IEEE 58th Vehicular Techn Conference. Washington; IEEE, 2003; 1374-1378.
- [3] Fuhl J, Molisch A F, Bonek E. Unified Channel Model for Mobile Radio Systems with Smart Antennas[J]. IEE Proc Radar, Sonar and Navigation, 1998, 145(1): 32-41.
- [4] Petrus P, Reed J H, Rappaport T S. Effects of Directional Antennas at the Base Station on the Doppler Spectrum [J]. IEEE Commu Letters, 1997, 1(2): 40-42.
- [5] Haas E. Aeronautical Channel Modeling[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2002, 51(2): 254-264.
- [6] Tang W, Kassam S A. Statistical Characteristics of the Envelope in Diversity Combining of Two Correlated Rayleigh Fading Channels[J]. IEEE Commu Letters, 2007, 1(3): 405-413.
- [7] 褚振勇, 易克初. 基于预均衡的正交循环码 M 元 MC-CDMA 系统研究[J]. 西安电子科技大学学报, 2007, 34(2): 199-204.  
Chu Zhenyong, Yi Kechu. Performance Analysis of an M-ary Spread Spectrum Receiver Using Biorthogonal Cyclic Codes [J]. Journal of Xidian University, 2007, 34(2): 199-204.
- [8] Alamouti S M. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451-1458.

(编辑: 郭 华)

### 简 讯

2008年3月16日,我校“光谱图像压缩及其在嫦娥一号中的应用”项目鉴定会召开.光谱图像压缩技术项目是由我国探月工程嫦娥一号卫星有效载荷数管分系统承制单位委托,在我校已有光谱图像压缩研究工作的基础上研制开发的.该技术通过在“嫦娥一号”卫星光谱图像压缩系统上的有效应用,很快得到同行专家的普遍认可和关注,并具有显著技术创新.

摘自《西电情况》2008.3.26