

## 编码 16DAPSK 信号解调译码新方法

秦雅娟<sup>①</sup> 滨口清<sup>②</sup> 刘元安<sup>③</sup>

<sup>①</sup>(北京交通大学电子信息工程学院 北京 100044)

<sup>②</sup>(日本横须贺无线通信研究所 日本 239-0847)

<sup>③</sup>(北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)

**摘要** 基于子载波采用 16 阶差分幅度相移键控(16DAPSK)的正交频分复用(OFDM)系统, 提出并分析了编码 16DAPSK 信号的一种新的简单易行的比特软输出解调译码方法。仿真结果表明, 在高斯信道、平坦 Rayleigh 衰落信道和多径 Rayleigh 衰落信道下, 采用编码速率为 3/4 的 punctured 卷积码与 16DAPSK 信号的硬输出解调译码方法相比, 系统的误码性能可改善约 1.2dB。新方法应用在日本 CRL 开发的 100Mbps 毫米波 16DAPSK-OFDM 宽带移动接入实验系统, 将进一步提高系统误码性能。

**关键词** 差分幅度相移键控, 软输出解调, 正交频分复用

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)09-1645-04

## A Novel Demodulation Decoding Method for Coded 16DAPSK Signals

Qin Ya-juan<sup>①</sup> Hamaguchi Kiyoshi<sup>②</sup> Liu Yuan-an<sup>③</sup>

<sup>①</sup>(School of Electronics and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

<sup>②</sup>(Communications Research Laboratory, Yokosuka-shi, Kanagawa 239-0847, Japan)

<sup>③</sup>(School of Telecommunications Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract** An OFDM system with 16DAPSK modulation for each subcarrier is considered. In this paper, a novel bit soft-output demodulation decoding scheme which is simpler to implement for coded 16DAPSK signal is proposed and investigated. The simulation results show that about 1.2dB performance gain can be achieved in AWGN, flat Rayleigh fading, and multipath Rayleigh fading channels with forward error correct coding (rate 3/4, punctured convolutional coding) compared with hard-decision decoding. The Bit-Error-Rate (BER) will be reduced if this method is applied in 100Mbps 16DAPSK-OFDM millimeter-wave broadband mobile access experimental system developed by CRL in Japan.

**Key words** Differential Amplitude and Phase-Shift Keying (DAPSK), Soft-output demodulation, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

### 1 引言

无线多媒体移动接入通信应用的快速增长导致高比特率无线接入需求的迅速增加。实现高比特率无线接入需解决的首要问题之一是信号的多径传输。正交频分复用(OFDM)已被广泛研究用于解决多径传输, 并已作为数字音频、视频广播、无线本地网和室内宽带多媒体移动接入通信等几种高比特无线应用的标准。

尽管OFDM适合高比特率无线传输, 为保证OFDM信号的有效传输, 仍有一些问题需要研究: 为避免一些载波的深衰落导致的高误比特率, 必须采用前向纠错编码(FEC); 在编码OFDM系统中, QAM是最常用的一种调制技术, 然而QAM信号必须采用相干解调, 这需要了解每个OFDM子载波上的信道失真。相干解调信道估计的计算量大且需要在数据流中插入附加符号。近年来, 高阶差分幅度相移键控

(DAPSK), 如 16DAPSK 和 64DAPSK, 在一些OFDM实验系统中得到应用<sup>[1-4]</sup>。由于采用了差分编码, DAPSK信号可以用非相干的方法进行解调。差分解调的性能劣于相干解调, 然而, 在衰落信道中, 差分解调可以削弱衰落信道引起的性能下降。另外, 由于不需相干解调和信道估计, 系统复杂度和计算量可以降低。

### 2 编码 16DAPSK 信号硬判决解调译码

本文基于一个室内毫米波 OFDM 系统。设 OFDM 系统的保护时间足够长, 各子信道相互独立, 则第  $k$  个子载波上接收的第  $i$  个复信号  $R_{i,k} = H_{i,k} S_{i,k} + N_{i,k}$ 。这里,  $H_{i,k}$  是信道第  $i$  个 OFDM 符号第  $k$  个子载波的频率响应,  $N_{i,k}$  是相应的高斯白噪声,  $S_{i,k}$  和  $R_{i,k}$  分别是第  $k$  个子载波上发送和接收的第  $i$  个复信号。

16DAPSK 调制是 8DPSK 和 2DASK 两种调制方法的结合。16DAPSK 信号集  $S$  可以表示为

$$S = \{ \alpha^m e^{j\Delta\phi_n} \mid m \in \{0, 1\}, n \in \{0, \dots, 7\} \}$$

2004-12-27 收到, 2005-05-25 改回

863 计划项目(2001AA123016)和北京交通大学科技基金(2004RC044)资助课题

其中  $\alpha$  是高调制电平  $A_H$  与低调制电平  $A_L$  之比,  $\Delta\Phi = \pi/4$ 。

设第  $k$  个子载波上的第  $i$  个复符号为  $S_{i,k} = \rho_{i,k} e^{j\theta_{i,k}}$ , 若通过乘以差分系数  $D_{i,k} = \gamma_{i,k} e^{j\Delta\theta_{i,k}}$  实现帧间差分编码, 则

$$S_{i,k} = D_{i,k} S_{i-1,k} = \gamma_{i,k} e^{j\Delta\theta_{i,k}} S_{i-1,k} = \rho_{i-1,k} \gamma_{i,k} e^{j(\theta_{i-1,k} + \Delta\theta_{i,k})} \quad (1)$$

差分相位  $\Delta\theta_{i,k}$  与编码比特流后 3 位  $d2_{i,k} d1_{i,k} d0_{i,k}$  的映射关系通常采用 Gray 码进行编码; 差分幅度  $\gamma_{i,k}$  与最高位  $d3_{i,k}$  的映射关系列于表 1。

表 1 差分幅度  $\gamma_{i,k}$

Tab.1 Differential amplitude  $\gamma_{i,k}$

| $\gamma_{i,k} = \rho_{i,k} / \rho_{i-1,k}$ | $d3_{i,k} = 0$ | $d3_{i,k} = 1$ |
|--|----------------|----------------|
| $\rho_{i-1,k} = A_L$                       | 1              | $\alpha$       |
| $\rho_{i-1,k} = A_H$                       | 1              | $1/\alpha$     |

差分编码调制可以采用差分解调, 即由接收到的相邻 OFDM 符号同一子载波上的两个复值之比进行解调。

$$\hat{D}_{i,k} = \frac{R_{i,k}}{R_{i-1,k}} = \frac{D_{i,k} S_{i-1,k} H_{i,k} + N_{i,k}}{S_{i-1,k} H_{i-1,k} + N_{i-1,k}} = \hat{\gamma}_{i,k} e^{j\Delta\hat{\theta}_{i,k}} \quad (2)$$

按照 Gray 码的编码规则反映射接收到的差分相位  $\Delta\hat{\theta}_{i,k}$ , 可得到 3bit 数据  $\hat{d}2_{i,k} \hat{d}1_{i,k} \hat{d}0_{i,k}$ 。为恢复  $d3_{i,k}$ , 可设定阈值  $\beta_H$  和  $\beta_L$  ( $\beta_L < \beta_H$ ), 对接收到的差分幅度  $\hat{\gamma}_{i,k}$  进行判决。如果差分幅度  $\hat{\gamma}_{i,k}$  满足:

$$\beta_L < \hat{\gamma}_{i,k} < \beta_H$$

$\hat{d}3_{i,k}$  判为逻辑‘0’; 否则为逻辑‘1’。如取  $\beta_L = 2/(1+\alpha)$ ,  $\beta_H = (1+\alpha)/2$ 。阈值电平还可以取相邻电平的算术或几何平均, 或采用自适应阈值进行判决。对  $\hat{d}3_{i,k} \hat{d}2_{i,k} \hat{d}1_{i,k} \hat{d}0_{i,k}$  进行卷积译码, 可得到输出数据。

### 3 编码 16DAPSK 信号比特软输出解调译码

卷积编码 16DAPSK 信号可采用 Viterbi 译码。卷积码的 Viterbi 译码是接收信号的最大似然序列估计 (MLSE), 其软判决译码可提高系统的抗噪声抗信道衰落能力。为了应用软判决译码, 译码器需要得到接收的调制信号的程度增量。对差分调制, 要求了解判决变量  $D_{i,k}$  的概率分布及其数字特征。与相干解调软输出符号度量增量相比, 非相干系统的符号度量增量的计算复杂, 且在近似运算中做了更多的假设<sup>[5]</sup>。为避开这一要求, 同时降低系统运算复杂度, 以便于工程实现, 对 16DAPSK 调制, 可采用逐位软输出解调, 再进行 Viterbi 译码。

为从接收的复信号中恢复输入比特流, 首先由式(2)计算  $\hat{D}_{i,k}$ 。假设复信号的幅度和相位独立变化, 输出比特流  $\hat{d}2_{i,k} \hat{d}1_{i,k} \hat{d}0_{i,k}$  由接收的差分相位  $\Delta\hat{\theta}_{i,k}$  决定,  $\hat{d}3_{i,k}$  由接收的差分幅度  $\hat{\gamma}_{i,k}$  决定。

### 3.1 差分相位比特软输出解调

首先, 不考虑接收差分复向量的幅度, 图 1 给出了 8DPSK 的信号空间图。

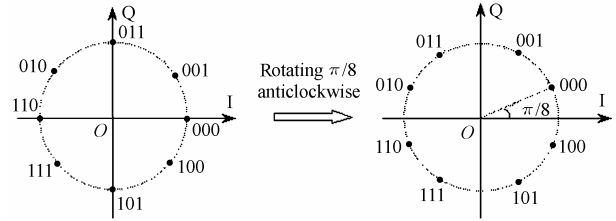


图 1 信号空间图逆时针旋转  $\pi/8$

Fig.1 Signal space diagram with  $\pi/8$  anticlockwise rotation

为得到最低位比特  $d0_{i,k}$ , 将接收的差分复向量逆时针旋转  $\pi/8$ 。从旋转后的信号空间图可以看出, 复向量的最低位比特相对于 X 轴和 Y 轴对称。因此, 若旋转后的向量不在第一象限, 将其以坐标轴为对称轴镜像到第一象限, 然后对其相位做线性变换得到  $D_{i,k,0}$ , 即

$$D_{i,k,0} = -\frac{8}{\pi} \arg \left[ \cos(\Delta\hat{\theta}_{i,k} + \pi/8) + j \sin(\Delta\hat{\theta}_{i,k} + \pi/8) \right] + 2 \quad (3)$$

$D_{i,k,0}$  作为解调器的第 1 路比特软输出。

对于比特  $d1_{i,k}$ , 接收差分复向量同样逆时针旋转  $\pi/8$ 。解调器的第 2 路比特软输出为

$$D_{i,k,1} = \frac{\cos(\Delta\hat{\theta}_{i,k} + \pi/8)}{\cos(3\pi/8)} \quad (4)$$

同理, 将接收差分复向量顺时针旋转  $3\pi/8$ 。解调器的第 3 路比特软输出为

$$D_{i,k,2} = \frac{\cos(\Delta\hat{\theta}_{i,k} - 3\pi/8)}{\cos(3\pi/8)} \quad (5)$$

### 3.2 差分幅度比特软输出解调

由表 1, 接收到的差分幅度  $\hat{\gamma}_{i,k}$  分布在  $1/\alpha$ , 1 和  $\alpha$  附近。如果  $\hat{\gamma}_{i,k}$  小于 1, 进行下列线性变换:

$$D_{i,k,3} = \frac{-2\alpha}{1-\alpha} \hat{\gamma}_{i,k} + \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \quad (6a)$$

如果  $\hat{\gamma}_{i,k}$  大于 1, 进行下列线性变换:

$$D_{i,k,3} = \frac{2}{1-\alpha} \hat{\gamma}_{i,k} - \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \quad (6b)$$

$D_{i,k,3}$  即为解调器的第 4 路比特软输出。

对式(3)至式(6)确定的  $D_{i,k,0}$ ,  $D_{i,k,1}$ ,  $D_{i,k,2}$  和  $D_{i,k,3}$  进行 Viterbi 软判决译码, 可分别得到相应比特的译码输出。

## 4 仿真结果

本文的仿真基于日本无线通信研究所 (CRL) 开发的室内 100Mbps 毫米波 16DAPSK-OFDM 宽带移动接入实验系统。系统载波数  $K = 256$ , 子载波间隔  $\Delta f = 250$  kHz。由于采用 DSP 4 路并行处理, 64 个子载波的 OFDM 仿真子系

统参数为:子载波间隔  $\Delta f = 250\text{kHz}$ , 符号速率  $f_s = 200\text{ksym/s}$ , 保护间隔  $\tau = 1\mu\text{s}$ , 采用punctured卷积编码(速率=3/4, 约束长度=7), Viterbi软判决译码(3bit样值量化)。发端差分编码采用帧间差分, 收端分别采用硬输出和软输出两种解调方法。硬输出的阈值判决门限分别取算术平均和几何平均; 软输出解调译码采用上面提出的比特软输出Viterbi软判决译码方法, 且用比特软输出的量化值作为似然函数的近似值。另外, 仿真 16DAPSK-OFDM 系统的高低电平之比  $\alpha = A_H/A_L = 2$ 。考虑到室内信道的准静态或低时变性, 以及最大时延扩展较小, 仿真信道的多普勒频移  $f_d = 200\text{Hz}$ , 且多径路径数目较少。

图 2 给出了 AWGN 信道下的 BER 仿真结果。可见, 当 BER 为  $10^{-4}$  时, 与硬输出解调译码相比, 采用比特软输出解调软判决译码(soft), 可得到约 1.2dB 的性能增益。另外, 随着信噪比的提高, 算术平均阈值与几何平均阈值的差距拉大, 且算术平均阈值的误码性能(hard1)优于几何平均阈值的误码性能(hard2)。图 3 仿真的是平坦 Rayleigh 衰落信道下不同解调译码方法的误码性能。可见, 采用帧间差分编码, 其误码性能与 AWGN 信道相当, 且仍有约 1.2dB 的性能改善, 同时也验证了帧间差分调制对付平坦衰落极其有效。

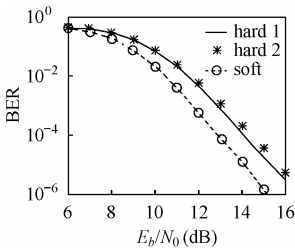


图 2 AWGN 信道下的 BER  
Fig.2 BER performance over AWGN channels

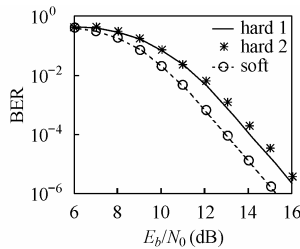


图 3 平坦 Rayleigh 信道下的 BER  
Fig.3 BER performance over flat Rayleigh fading channels with  $f_d = 200\text{Hz}$

另外也仿真了两种简单的频率选择性衰落信道下的 BER 性能。假设多径密度谱由下式定义<sup>[6]</sup>:

$$P_m = P_0 \left( \frac{2m}{L-1} \right)^{-4}, \quad m = 0, 1, \dots, L-1 \quad (7)$$

这里,  $P_0$  为到达接收机的第一条路径信号(延迟为 0)的平均功率,  $L$  是路径数目。2 径和 4 径 Rayleigh 衰落信道下的 BER 性能仿真结果分别如图 4 和图 5。结果进一步验证了比特软输出解调软判决译码较硬判决译码 BER 性能的改善。在这些信道环境下, 同样有约 1.2dB 的性能增益。

可见, 本文提出的 16DAPSK-OFDM 系统比特软输出解调译码较硬输出解调译码约有的 1.2dB 误码性能的改善。由仿真结果还可以看出, 对 16DAPSK-OFDM 系统, 用算术平均来确定判决电平的误码性能略优于几何

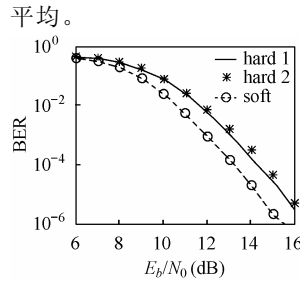


图 4 2 径衰落信道下的 BER  
Fig.4 BER performance over 2-ray Rayleigh fading channels with  $f_d = 200\text{Hz}$

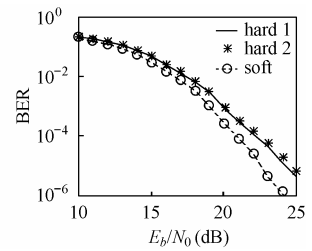


图 5 4 径衰落信道下的 BER  
Fig.5 BER performance over 4-ray Rayleigh fading channels with  $f_d = 200\text{Hz}$

### 5 对 16DAPSK-OFDM 实验系统误码性能的改进

图 6 给出了日本 CRL 开发的 100Mbps 毫米波 16DAPSK-OFDM 宽带移动接入实验系统的误码性能仿真和实验测试结果, 该系统采用的解调译码方案为硬解调输出硬判决译码。从仿真和测试结果看, 与未编码系统相比, 采用编码速率为 3/4 的删余卷积码, 系统可以获得约 4.0dB 的编码增益。图 6 也给出了采用本文提出的比特软输出解调译码的误码性能曲线。可见, 新方法可以在原有的基础上将 CRL 的 16DAPSK-OFDM 实验系统的误码性能提高约 1.2dB。另外, 新方法不依赖信道模型的变化, 简单且便于工程实现。

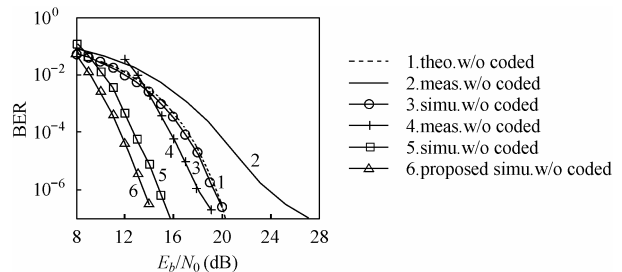


图 6 16DAPSK-OFDM 系统仿真及测试 BER 性能  
Fig.6 Simulation and measurement BER performance of 16DAPSK-OFDM system

### 6 结束语

多媒体通信使高阶调制的应用更为广泛。MQAM 和 MDAPSK 是目前应用和研究的重点。利用 DAPSK 信号的差分特点, 不仅可以减小信道衰落的影响, 而且可以降低接收机的复杂度和计算量, 易于实现。基于解码和解调的结合, 本文提出并分析了编码 16DAPSK 信号的一种新的简易可行的比特软输出解调方法。仿真结果表明, 在 AWGN、平坦 Rayleigh 衰落信道及多径 Rayleigh 衰落信道下, 采用本文提出的解调译码方法可使 16DAPSK-OFDM 系统的 BER 性能提高约 1.2dB。新方法应用在日本 CRL 开发的 100Mbps 毫米波 16DAPSK-OFDM 宽带移动接入实验系统, 将进一步提高系统误码性能。本文提出的方法同样适合于采用

其它类型信道编码的 16DAPSK 调制系统。

### 参 考 文 献

- [1] 滨口 清, 辻 宏之, 小川博世. ミリ波広帯域移動アクセスシステム用 100Mbps-OFDM モデムの開発[J]. 信学技報, Technical Report of IEICE, 2001, CS2001-44, RCS2001-51:1-7.
- [2] Moriyama S, Tsuchida K, Sasaki M. Digital transmission of high bit rate signals using 16DAPSK-OFDM modulation scheme [J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 1998, 44(1): 115-122.
- [3] Engels V, Rohling H. Digital modulation in techniques for a 34Mbit/s radio channel using orthogonal frequency division multiplexing[J]. *Wireless Personal Communications-(Special Issue on Multi-carrier Communications)*, 1995, 2 (1&2): 29-44.
- [4] Rohling H, May T, Brüninghaus K, Grünheid R. Broad-band OFDM radio transmission for multimedia applications [J]. *Proc IEEE*, 1999, 87(10): 1778-1789.
- [5] May T, Rohling H, Volker E. Performance analysis of Viterbidecoding for 64-DAPSK and 64-QAM modulation OFDM signals[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1998, 46(2): 182-190.
- [6] Bahai A R S, Saltzberg B R. *Multi-carrier Digital Communications—Theory and Application of OFDM*, New York: Mc-Graw-Hill, 1999, chapter 2.

秦雅娟: 女, 1963 年生, 博士, 副教授, 主要研究方向为宽带无线通信.

滨口 清: 男, 1966 年生, 博士, 主任研究员, 主要研究方向为数字陆地移动通信及多媒体无线传输.

刘元安: 男, 1963 年生, 博士, 博士生导师, 主要研究方向为宽带移动通信和 EMC/EMI.