

## 多元位置3值VMAP调制解调器

靳一, 吴乐南, 余静, 邓蕾

(东南大学 信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

**摘要:** 为同时改善不对称的随机极性甚小幅相(ARP-VMAP)调制信号的频谱利用率和能量利用率, 提出了一种多元位置3值VMAP调制方式, 设计了基于BP神经网络或支持向量机解调器的接收机。对比和分析了ARP-VMAP调制、3值VMAP调制、多元位置ARP-VMAP调制和多元位置3值VMAP调制信号的功率谱特性、-60 dB带宽、频谱利用率和解调性能。仿真结果表明, 新的调制方式不仅提高了频谱利用率, 而且显著改善了解调性能。

**关键词:** 不对称的随机极性甚小幅相调制; 频谱利用率; 能量利用率; BP神经网络; 支持向量机

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)08-0177-08

## M-ary position and three-valued VMAP modem

JIN Yi, WU Le-nan, YU Jing, DENG Lei

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** In order to improve the spectral efficiency and energy efficiency of asymmetry, random-polar and very minimum amplitude and phase (ARP-VMAP) modulated signal simultaneously, an M-ary position and three-valued VMAP modulation was presented, and the receiver based on BP neural network or support vector machine demodulator was also designed. The contrast and analysis of the power spectrum, the -60 dB bandwidth, the spectral efficiency, and the demodulation performance among modulations as the ARP-VMAP, the three-valued VMAP, the M-ary position ARP-VMAP, and the M-ary position and three-valued VMAP, were carried out. Simulation results show that the new modem not only raise spectral efficiency, but also improve demodulation performance significantly.

**Key words:** asymmetry, random-polar and very minimum amplitude and phase modulation; spectral efficiency; energy efficiency; BP neural network; support vector machine

### 1 引言

高效、合理地利用有限的频谱资源一直是无线通信领域的挑战性课题。从早期的高阶调制<sup>[1]</sup>, 到时下的多天线(MIMO, multiple-input multiple-output)系统<sup>[2,3]</sup>、认知无线电(CR, cognitive radio)技术<sup>[4,5]</sup>均在一定程度上提高了频谱利用率, 但仍未从根本上满足日益增长的无线频谱需求。因此, 能够满足现有无线电管理规范的高频谱利用率的“超窄带”(UNB, ultra narrow band)<sup>[6-9]</sup>调制技术引起了人们的关注<sup>[10-13]</sup>。其中, 有一类连续相位的扩展二元相移键控(CP-EBPSK, extended binary phase shift keying

with continuous phase)调制<sup>[14]</sup>频谱利用率较高, 但解调性能差, 因而近年来不断得到改进。例如通过对CP-EBPSK调相极性的随机化消减了功率谱中的离散线谱, 频谱利用率显著提高<sup>[15]</sup>; 通过引入功率谱形状调节系数得到随机极性MCP-EBPSK(modified CP-EBPSK)调制, 不仅得到了更高的频谱利用率, 解调性能也有所改善<sup>[16]</sup>; 为了消除随机极性MCP-EBPSK调制波形表达式中的超越函数以便于硬件实现, 又提出了一种新的不对称的随机极性甚小幅相(ARP-VMAP, asymmetry, random-polar and very minimum amplitude and phase)调制方式, 不仅去除了随机极性MCP-EBPSK调制功率谱中的残存线谱, 获

收稿日期: 2012-09-15; 修回日期: 2013-03-05

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61271204); 中兴通讯产学研基金资助项目(8504000171)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China(61271204); The Produce-Learn-Research Program of ZTE Corporation (8504000171)

得了远高于现有通信系统的频谱利用率,容易硬件实现,且解调性能进一步提高<sup>[17]</sup>。但是,ARP-VMAP调制每符号仅携带 1 bit 信息,且采用对冲击滤波响应先取包络再门限判决的方法,丢失了信号的相位极性信息,属于非相干解调,故理论上并非最佳。因此,将 ARP-VMAP 调制扩展到多进制并进一步提高解调性能,具有重要的理论价值和现实意义。

这里,要明确说明的是“UNB”传输意义上的带宽并非经典信息论和信号处理技术中所抽象的严格矩形带宽,而是能够通过无线电管理部门检测的实际工程带宽,因此在各种通信原理教科书中,关于“带宽”都有多种具体的定义,而这种广为实用的通过率带宽(99%功率带宽)或更苛刻的-60 dB 带外功率带宽定义,才是衡量信号带宽是否“超窄”的考核依据和讨论前提。基于此,本文在 ARP-VMAP 调制的基础上,提出一种多元位置 3 值 VMAP 调制方法,设计了基于 BP 神经网络和支持向量机(SVM, support vector machine)<sup>[18]</sup>解调器的锁相接收机,通过仿真从功率谱特性和解调性能两方面证实了新调制解调方式的优越性。

## 2 多元位置 3 值 VMAP 调制

### 2.1 3 值 VMAP 调制

与 ARP-VMAP 调制不同的是,3 值 VMAP 调制利用相位调制的极性携带信息,其调制波形简化表达式为

$$\begin{aligned}
 s_0(t) &= A \sin \omega_c t, 0 \leq t < NT_c \\
 s_1(t) &= \begin{cases} B \sin \omega_c t + \Delta \cdot x(t), & 0 \leq t < KT_c \\ A \sin \omega_c t, & KT_c \leq t < NT_c \end{cases} \\
 s_2(t) &= \begin{cases} B \sin \omega_c t - \Delta \cdot x(t), & 0 \leq t < KT_c \\ A \sin \omega_c t, & KT_c \leq t < NT_c \end{cases}
 \end{aligned} \tag{1}$$

其中,  $s_0(t)$ 、 $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  分别表示码元“0”、“1”和“2”的调制波形,  $T_c = 2\pi/\omega_c$  为载波周期,每个码元周期含有  $N$  个载波周期,相位调制时段为  $K$  个载波周期,  $A$  为调制载波的幅度,  $B > 0$  为幅度调制因子,  $x(t)$  为附加调制信号,相对于载波有相位变化,其幅度由调制指数  $0 \leq \Delta < 1$  控制。

当附加调制信号  $x(t) = B \sin(\eta\omega_c t) \cos\omega_c t$  ( $\eta$  为功率谱形状调节系数)时,得到 3 值 VMAP-I 调制,其波形表达式为

$$\begin{aligned}
 s_0(t) &= A \sin \omega_c t, 0 \leq t < NT_c \\
 s_1(t) &= \begin{cases} B \sin \omega_c t + \Delta \cdot B \sin(\eta\omega_c t) \cos\omega_c t, & 0 \leq t < KT_c \\ A \sin \omega_c t, & KT_c \leq t < NT_c \end{cases} \\
 s_2(t) &= \begin{cases} B \sin \omega_c t - \Delta \cdot B \sin(\eta\omega_c t) \cos\omega_c t, & 0 \leq t < KT_c \\ A \sin \omega_c t, & KT_c \leq t < NT_c \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2}$$

当附加调制信号  $x(t) = B \cos(\eta\omega_c t)$  时,得到 3 值 VMAP-II 调制,其波形表达式为

$$\begin{aligned}
 s_0(t) &= A \sin \omega_c t, 0 \leq t < NT_c \\
 s_1(t) &= \begin{cases} B \sin \omega_c t + \Delta \cdot B \cos(\eta\omega_c t), & 0 \leq t < KT_c \\ A \sin \omega_c t, & KT_c \leq t < NT_c \end{cases} \\
 s_2(t) &= \begin{cases} B \sin \omega_c t - \Delta \cdot B \cos(\eta\omega_c t), & 0 \leq t < KT_c \\ A \sin \omega_c t, & KT_c \leq t < NT_c \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3}$$

可以看出,与 ARP-VMAP 调制在一个码元周期传输 1 bit 信息不同的是,3 值 VMAP 调制可在 1 个码元周期内传输  $\log_3 \approx 1.58$  bit 信息,每符号多携带了约 0.58 bit 信息。

### 2.2 多元位置 3 值 VMAP 调制

在式(1)所示的 3 值 VMAP 调制基础上,利用单个码元周期内相位跳变的位置和极性进行二维调制,则可得多元位置 3 值 VMAP 调制,其调制波形表达式为

$$\begin{aligned}
 s_0(t) &= A \sin \omega_c t, 0 \leq t < NT_c \\
 s_{2k-1}(t) &= \begin{cases} A \sin \omega_c t, & 0 \leq t < (k-1)KT_c \\ B \sin \omega_c t + \Delta \cdot x(t), & (k-1)KT_c \leq t < (k-r_g)KT_c \\ A \sin \omega_c t, & (k-r_g)KT_c \leq t < NT_c \end{cases} \\
 s_{2k}(t) &= \begin{cases} A \sin \omega_c t, & 0 \leq t < (k-1)KT_c \\ B \sin \omega_c t - \Delta \cdot x(t), & (k-1)KT_c \leq t < (k-r_g)KT_c \\ A \sin \omega_c t, & (k-r_g)KT_c \leq t < NT_c \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4}$$

其中,  $k = 1, \dots, M-1$ ,  $s_0(t)$  为发送码元“0”的调制波形,  $s_{2k-1}(t)$  是发送码元“ $2k-1$ ”的调制波形,  $s_{2k}(t)$  是发送码元“ $2k$ ”的调制波形,  $r_g$  为符号保护间隔控制因子,其他变量的含义均与式(1)保持一致。特别地,当  $M=2$  且  $r_g=0$  时,式(4)所示的多元位置 3 值 VMAP 调制就退化为式(1)的 3 值 VMAP 调制。同理,当附加调制信号  $x(t) = B \sin(\eta\omega_c t) \cos\omega_c t$  时,得到多元位置 3 值 VMAP-I 调制;当附加调制信号  $x(t) = B \cos(\eta\omega_c t)$  时,得到多元位置 3 值 VMAP-II 调制。可以看出,与多元位置 ARP-VMAP

调制每符号传输  $\text{lb } M$  bit 信息不同，多元位置 3 值 VMAP 调制每符号可传输  $\text{lb}(2M-1)$  bit，同等条件下每符号多传输了  $\text{lb}(2M-1) - \text{lb}M = \text{lb}(2-1/M)$  bit 信息，当  $M$  较大时，约多传输了 1 bit 信息。

### 2.3 调制器模型

多元位置 3 值 VMAP 调制器模型如图 1 所示。在时钟发生器所产生的节拍脉冲控制下，由信息序列从  $2M-1$  个波形样本中选出对应的数字调制波形。当发送多进制信息序列中的“0”码元时，直接输出调制波形样本  $s_0(t)$ ；当发送非“0”码元时，则需依据发送码元的奇偶性选择相应的调制波形样本  $s_{2k-1}(t)$  或  $s_{2k}(t)$ 。所选择出的相应调制波形样本经数字滤波器滤波后再送入数模转换器(DAC, digital to analog converter)，即转换成了模拟的多元位置 3 值 VMAP 调制信号。

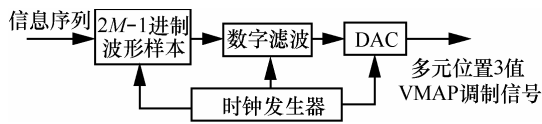


图 1 多元位置 3 值 VMAP 调制器模型

## 3 接收机模型

### 3.1 冲击滤波原理

数字冲击滤波器<sup>[19]</sup>是由一对共轭零点和至少一对共轭极点构成的无限冲击响应(IIR, infinite impulse response)滤波器，可将 3 值 VMAP 调制信号中微弱的相位跳变转化为较强的寄生调幅，且在冲击波形中体现相位的极性信息，有利于解调，该滤波机理同样适用于多元位置 3 值 VMAP 调制信号。目前，数字冲击滤波器的设计有手工调试和优化算法设计 2 种方法，文献[19]和[20]分别对这 2 种方法进行了详细的介绍。在此，选用 1 对共轭零点和 3 对共轭极点的数字冲击滤波器，其系统传输函数为

$$H(z) = \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3} + a_4 z^{-4} + a_5 z^{-5} + a_6 z^{-6}} \quad (5)$$

其中， $b_1 = -1.618\ 495\ 523\ 346\ 314$ ，  
 $b_2 = 1.000\ 000\ 000\ 000\ 000$ ，  
 $a_1 = -1.973\ 401\ 307\ 621\ 458$ ，  
 $a_2 = 1.707\ 892\ 238\ 042\ 286$ ，  
 $a_3 = -0.700\ 903\ 759\ 306\ 155$ ，

$$a_4 = 0.130\ 496\ 898\ 023\ 677$$

$$a_5 = -0.002\ 568\ 125\ 322\ 230$$

$$a_6 = 0.000\ 019\ 814\ 679\ 492$$

当载频  $f_c = 21.4$  MHz，采样频率  $f_s = 214$  MHz， $N = 20$ ， $K = 2$ ， $r_g = 0$ ， $\Delta = 0.1$ ， $\eta = 1/2$  时，将 3 值 VMAP 调制信号和 4 元位置 3 值 VMAP 调制信号依次经过式(5)所示的数字冲击滤波器，可得如图 2 所示的冲击波形。从图 2 可看出，数字冲击滤波器放大或突出了 4 元位置 3 值 VMAP 调制信号在幅度、位置和波形极性(相位)上的差异，具体表现为：

- 1) “0”码元和非“0”码元的冲击输出波形在幅度上差异明显；
- 2) 非“0”码元的冲击输出波形在时间位置上存在差异；
- 3) 奇数序号非“0”码元的冲击输出波形和偶数序号非“0”码元的冲击输出波形在幅度上正负极性颠倒(互为反相，例如图 2(b)和图 2(d)中的“1”和“2”码元，“3”和“4”码元)。

因此，将这些码元的波形差异作为特征，就可以采用 BP 神经网络或 SVM 多分类器划分多元位置 3 值 VMAP 调制信号的  $2M-1$  个星座点，实现对于  $2M-1$  个信源符号的解调。

### 3.2 接收机模型

根据 3.1 节的数字冲击滤波机理，设计了如图 3 所示的多元位置 3 值 VMAP 接收机。该接收机是一个经典的锁相接收机，其原理如下。

- 1) 从天线接收到的多元位置 3 值 VMAP 调制信号经过前置放大后，与来自压控振荡器(VCO, voltage-controlled oscillator)的本振信号通过混频器相乘进行下变频，得到中频信号。
- 2) 该中频信号分为两路输出：一路经过中频放大后直接经模数转换器(ADC, analog to digital converter)转换为数字中频信号，从而提供给多元位置 3 值 VMAP 解调器；另一路经过 2 分频后送给鉴相器(PD, phase detector)，以便与参考晶振的信号进行相位比较，其误差信号经低通滤波(LF, low-pass filtering)后控制压控振荡器的频率，并最终使下变频所得到的中频严格地锁定在参考晶振的信号的二倍频上，即经过这一模拟锁相环(PLL, phase locked loop)实现了多元位置 3 值 VMAP 接收信号的载波同步。
- 3) 将同一个参考晶振的信号送给时钟发生器，就可为多元位置 3 值 VMAP 解调器各功能模块提供

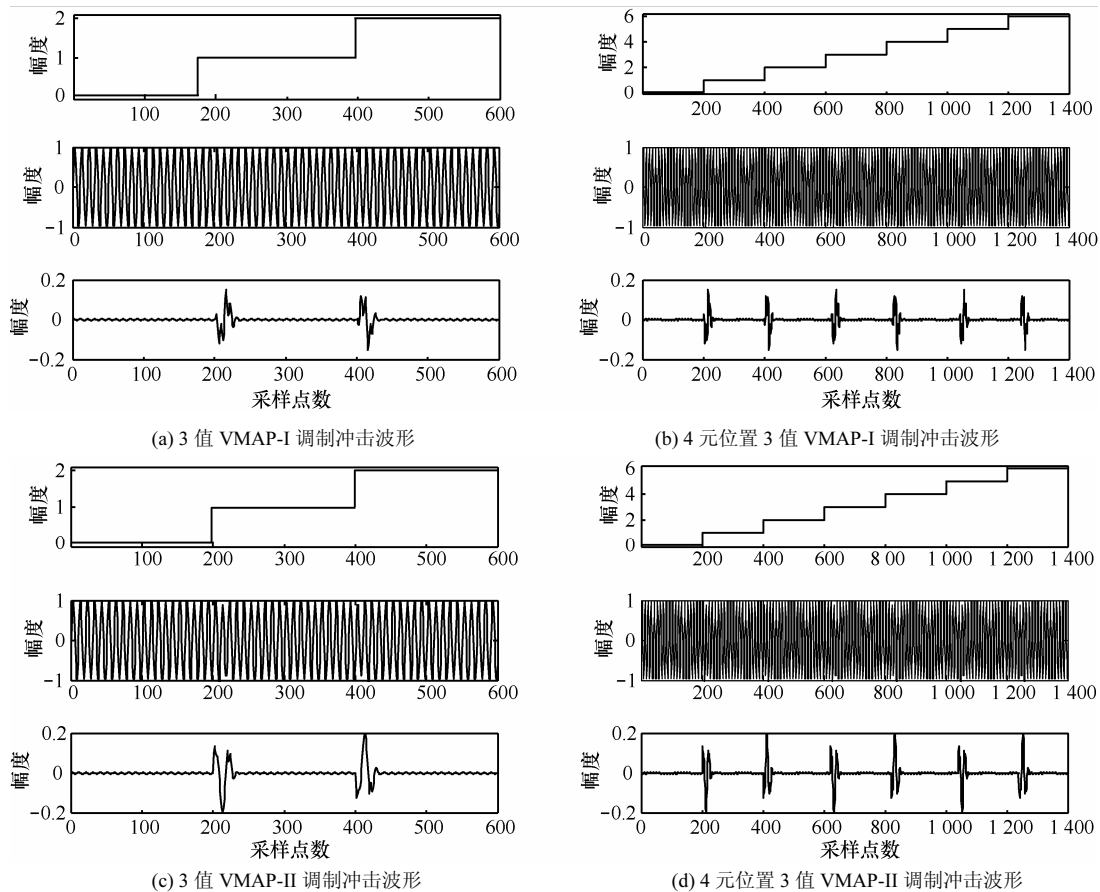


图 2 冲击波形

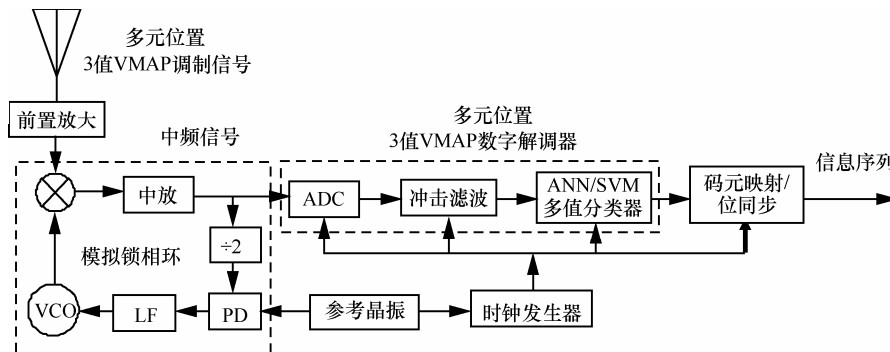


图 3 多元位置 3 值 VMAP 接收机模型

频率严格为中频整数倍的采样脉冲和系统时钟，则实现了接收机的采样同步。

其中，解调器模块包括一个 ADC，一个数字冲击滤波器和一个基于 BP 神经网络或 SVM 的多分类器，分类器都需要经过训练才能使用，训练的目的在于优化分类器的参数(主要是结构和权系数)。在此，就是让分类器“学习并记住”数字冲击滤波器对多元位置 3 值 VMAP 调制信号的输出响应波形在幅度、位置和相位极性上的差异，以期在真实环境中也能得到良好的分类性能。

### 4 仿真

#### 4.1 功率谱特性

首先，采用基于 Hamming 窗的 Welch 谱估计法对 ARP-VMAP-I 调制、ARP-VMAP-II 调制、3 值 VMAP-I 调制和 3 值 VMAP-II 调制进行了功率谱估计。为保证谱估计的精度，仿真中采用 10 万个码元和  $2^{26}$  点 FFT，得到了如图 4 所示的结果。可以看到，在相同的附加调制信号条件下，与 ARP-VMAP 调制相比，3 值 VMAP 调制具有相同

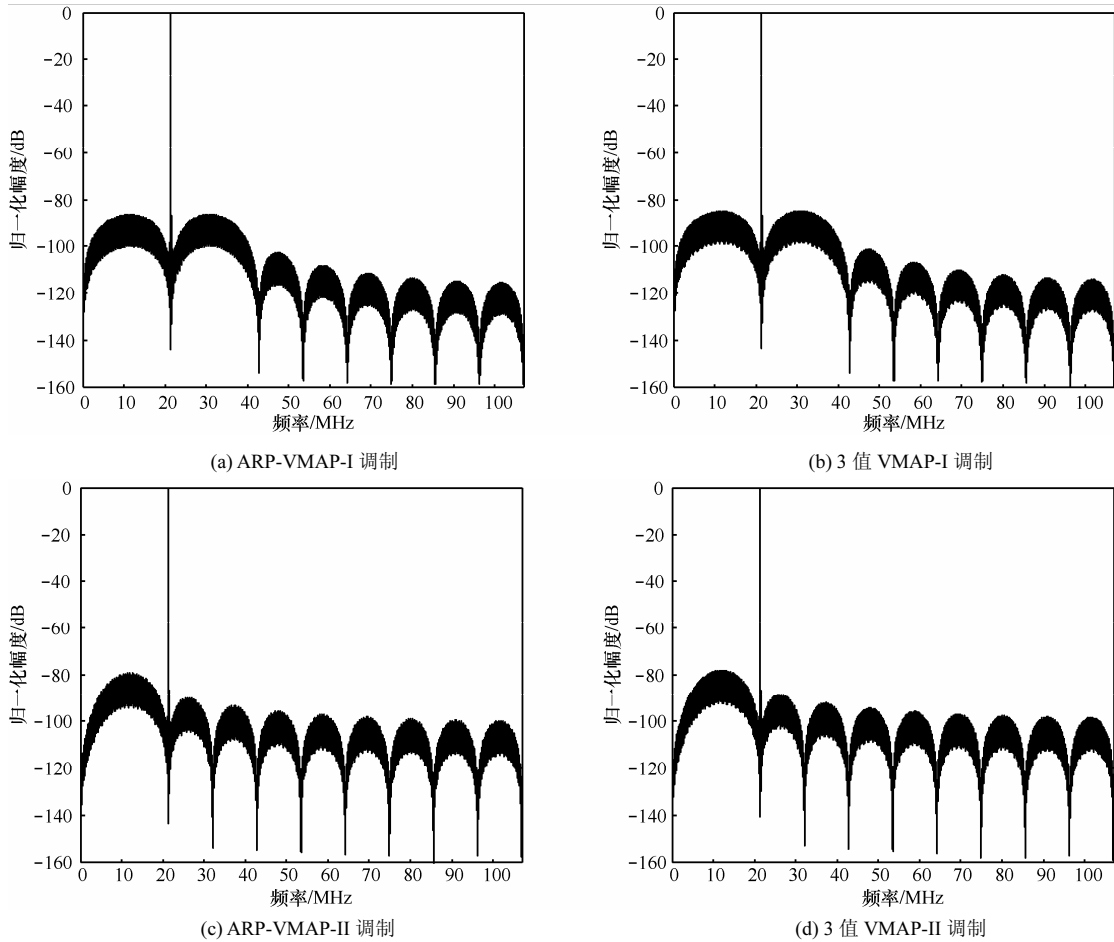


图 4 功率谱对比

的功率谱结构和形状。

其次，采用同样的谱估计法对四元位置 ARP-VMAP-I 调制、四元位置 ARP-VMAP-II 调制、4 元位置 3 值 VMAP-I 调制和四元位置 3 值 VMAP-II 调制进行了功率谱估计，保持仿真参数不变，得到了如图 5 所示的结果。可以看到，在相同的附加调制信号条件下，与四元位置 ARP-VMAP 调制相比，四元位置 3 值 VMAP 调制具有相同的功率谱结构和形状。

然后，按照严格的-60 dB 带外功率带宽标准，统计了以上 8 种调制方式的-60 dB 带宽和频谱利用率，结果如表 1 所示。可看出，8 种调制方式具有相同的-60 dB 带宽，但由于 ARP-VMAP 调制在单个码元周期内仅传输 1 bit 信息，3 值 VMAP 调制在单个码元周期内可传输  $1b_3 \approx 1.58 \text{ bit}$  信息，四元位置 ARP-VMAP 调制在单个码元周期内可传输  $1b_4 = 2 \text{ bit}$  信息，四元位置 3 值 VMAP 调制在单个码元周期内可传输  $1b_7 \approx 2.81 \text{ bit}$  信息，故信息传输速率和频谱利用率呈现同样的倍数关系。

最后，以 3 值 VMAP-I 调制信号为例，分别仿

真了 2 路(载频分别为 1 MHz、1.1 MHz)和 3 路(载频分别为 1 MHz、1.1 MHz 和 1.2 MHz)复用时的混叠功率谱，结果如图 6 所示。若不是为了便于观察，完全可以将多路信号靠得更近，从而实现信息速率和频谱利用率成倍增加的密集多载波传输。然而，对于“信息”完全隐藏在功率谱边带<sup>[10]</sup>的 3 值 VMAP-I 信号来说，多路复用必然会带来很大的干扰，接收端需设计冲击滤波器组<sup>[21]</sup>和训练序列，以便获得好的解调性能。在此，限于篇幅，不再赘述。

#### 4.2 解调性能

首先，保持调制参数和 3.1 节一致，采用 1 000 万个码元对 ARP-VMAP 调制和 3 值 VMAP 调制信号进行解调性能仿真，解调器分别为 BP 神经网络和 SVM。仿真时，训练样本数为 2 000 个码元，训练信噪比均选择为测试信噪比范围的中间值，如测试信噪比范围为[26 dB, 32 dB],则训练信噪比为 29 dB，得到了如图 7 所示的误比特率(BER)曲线(其中，BP 神经网络的隐含层神经元个数为 5，SVM 的核函数为径向基函数)。可看出：

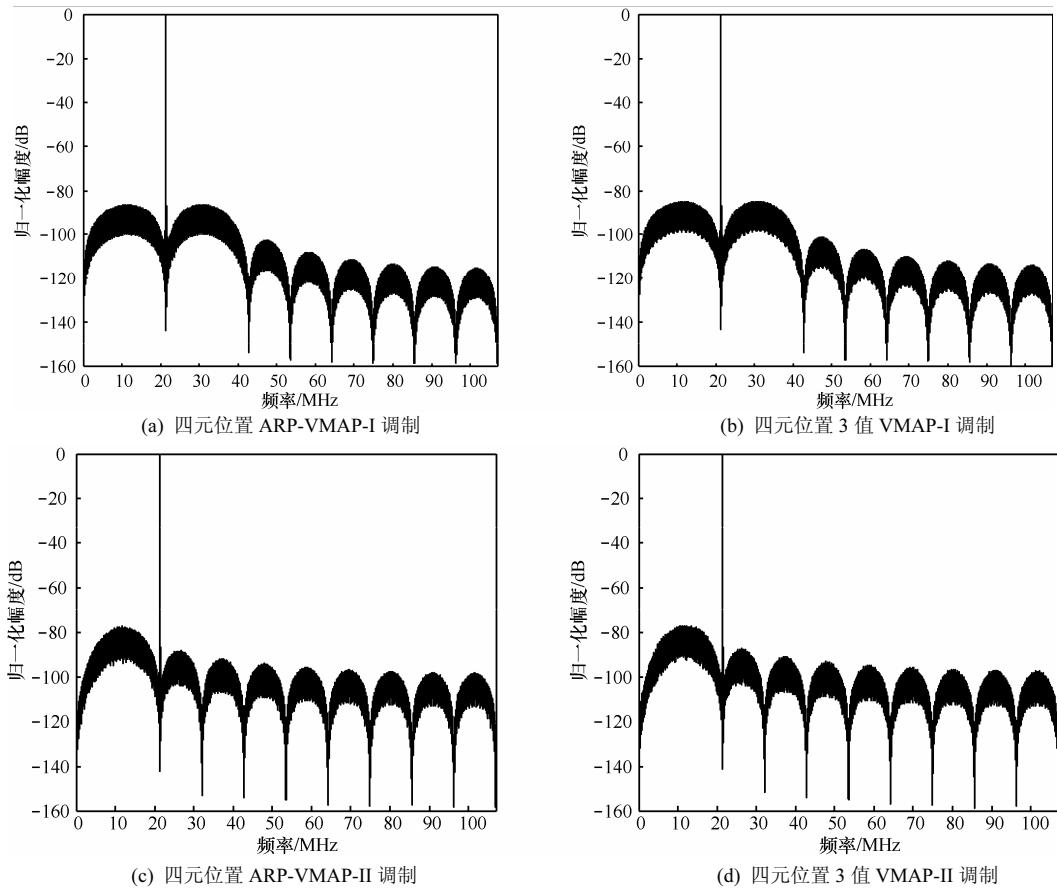


图 5 功率谱对比

表 1 8 种调制方式的 -60 dB 带宽和频谱利用率对比

带宽(kHz)/频谱利用率( $\text{bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ )	N			
	10	20	30	40
ARP-VMAP-I 调制	8.97/238	4.48/238	2.99/238	2.22/241
ARP-VMAP-II 调制	8.97/238	4.48/238	2.99/238	2.22/241
3 值 VMAP-I 调制	8.97/376	4.48/376	2.99/376	2.22/381
3 值 VMAP-II 调制	8.97/376	4.48/376	2.99/376	2.22/381
四元位置 ARP-VMAP-I 调制	8.97/476	4.48/476	2.99/476	2.22/482
四元位置 ARP-VMAP-II 调制	8.97/476	4.48/476	2.99/476	2.22/482
四元位置 3 值 VMAP-I 调制	8.97/668	4.48/668	2.99/668	2.22/677
四元位置 3 值 VMAP-II 调制	8.97/668	4.48/668	2.99/668	2.22/677

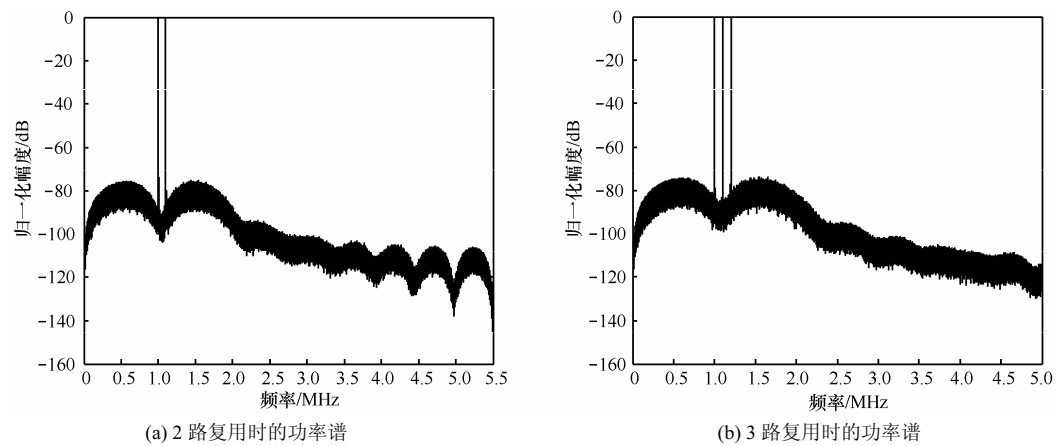


图 6 多路复用时的功率谱

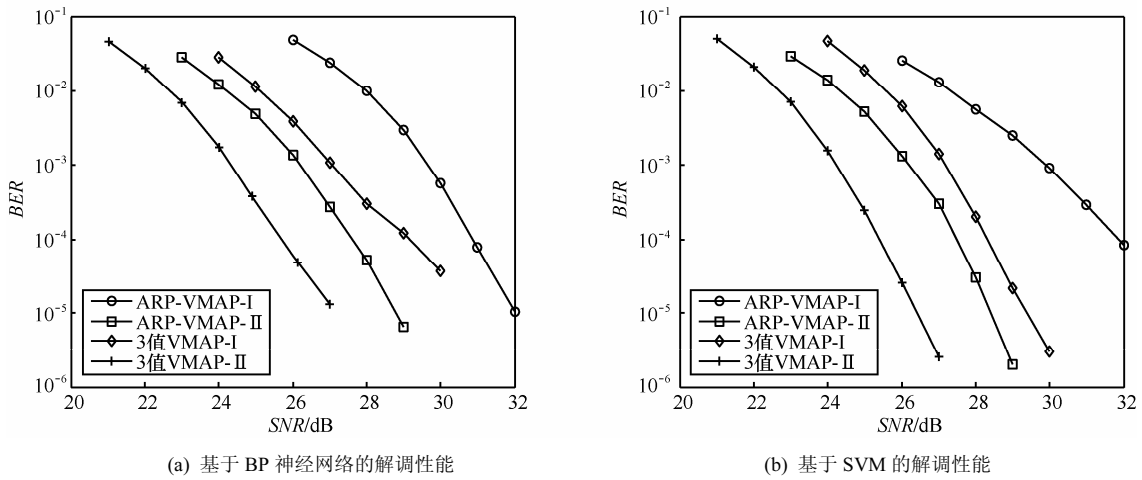


图 7 ARP-VMA 与 3 值 VMAP 解调性能对比

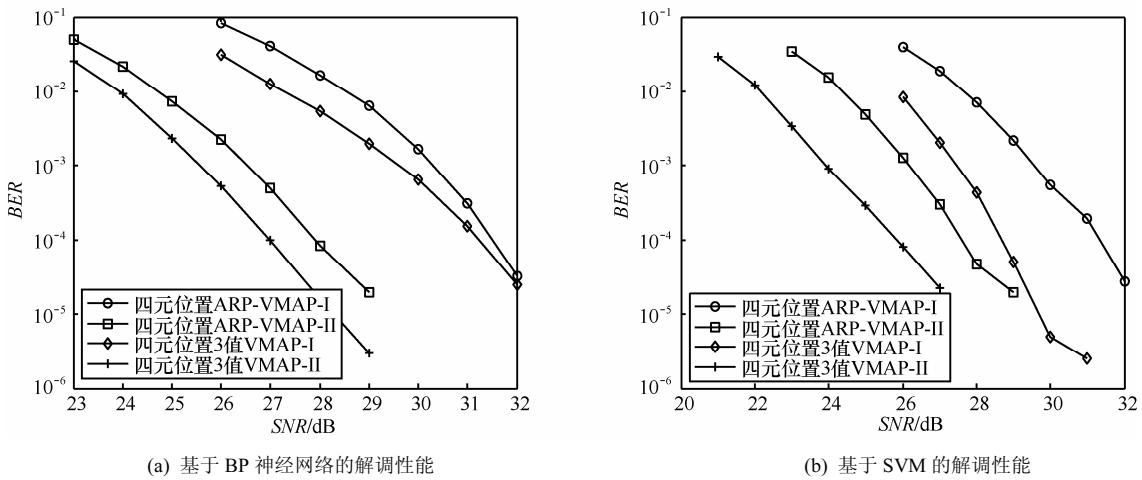


图 8 四元位置 ARP-VMAP 与四元位置 3 值 VMAP 解调性能对比

1) 当采用 BP 神经网络解调时，在  $BER=10^{-4}$  时，3 值 VMAP 调制可获得约 2 dB 信噪比提升；

2) 当采用 SVM 解调，在  $BER=10^{-4}$  时，与 ARP-VMAP-I 调制相比，3 值 VMAP-I 调制可获得约 3.8 dB 信噪比提升；与 ARP-VMAP-II 调制相比，3 值 VMAP-II 调制可获得约 2 dB 的信噪比提升。

然后，保持所有仿真参数不变，对四元位置 ARP-VMAP 调制和四元位置 3 值 VMAP 调制进行解调性能仿真，得到了如图 8 所示的 BER 曲线。由图 7 和图 8 可知：

1) 当采用 BP 神经网络解调，在  $BER=10^{-4}$  时，与四元位置 ARP-VMAP-I 调制相比，四元位置 3 值 VMAP-I 调制可获得约 0.5 dB 信噪比提升；与四元位置 ARP-VMAP-II 调制相比，四元位置 3 值 VMAP-II 调制可获得约 1 dB 的信噪比提升；

2) 当采用 SVM 解调时，在  $BER=10^{-4}$  时，与四元位置 ARP-VMAP-I 调制相比，四元位置 3 值

VMAP-I 调制可获得约 2.4 dB 信噪比提升；与四元位置 ARP-VMAP-II 调制相比，四元位置 3 值 VMAP-II 调制可获得约 1.8 dB 的信噪比提升。

因此，在采用同样的解调器时，新的调制方式解调性能均好于多元位置 ARP-VMAP 调制，这是由于在多元位置 ARP-VMAP 解调器中利用包络检波消除相位极性对冲击波形影响的同时，也带来了信息的损失。

### 5 结束语

本文在 ARP-VMAP 调制的基础上，利用调制位置和相位极性携带信息，提出了一种多元位置 3 值 VMAP 调制，使每符号多传输了近 1 bit 信息，信息传输速率和频谱利用率得到了很大提高。利用多元位置 3 值 VMAP 调制信号冲击波形在幅度、位置和极性上的差异，设计了基于 BP 神经网络/SVM 解调器的接收机。理论分析和仿真表明：同样的附

加调制信号下,新的调制解调器不但提高了频谱利用率,而且明显改善了解调性能。多元位置 3 值 VMAP 调制的解调性能(如图 7 所示)已能满足我国有线电视(CATV, community antenna television)系统载噪比不低于 43 dB 的使用环境<sup>[22]</sup>,但严格-60 dB 功率带宽的频谱利用率却超过 400 bit/(s·Hz)(如表 1 所示),而现用效率最高的 1 024 QAM 调制才只有 10 bit/(s·Hz),因而多元位置 3 值 VMAP 调制可望率先用于 CATV 系统的增容。为此,有待于进一步研究多元位置 3 值 VMAP 调制在密集多载波环境下的传输性能和系统容量。

### 参考文献:

- [1] RAPPAPORT T S. Wireless Communication Principle and Practice[M]. New Jersey: Prentice Hall, 1995.
- [2] ALAMOUTI S. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8):1451-1458.
- [3] ALAMOUTI S, TAROKH V, POON P. Trellis-coded modulation and transmit diversity: design criteria and performance evaluation[A]. IEEE International Conference on Universal Personal Communication (ICUPC-98)[C]. Florence, Italy, 1998. 703-707.
- [4] MITOLA J, GERALD Q. Cognitive radio: making software radios more personal[J]. IEEE Personal Communications, 1999, 6(4):13-18.
- [5] MITOLA J. Cognitive Radio: An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio[D]. Stockholm, Sweden: Royal Institute of Technology (KTH), 2000.
- [6] WALKER H R. High Speed Binary Data Communication System[P]. US Patent 4742532, 1988.
- [7] WALKER H R. VPSK and VMSK modulation transmit digital audio and video at 15 bits/sec/Hz[J]. IEEE Transactions on Broadcast Engineering, 1997, 43(1):96-103.
- [8] WALKER H R. High Speed Binary Data Communication System Using Phase Shift Key Coding[P]. US Patent 5185765, 1993.
- [9] WALKER H R. Digital Modulation Device in a System and Method of Using the Same[P]. US Patent 6445737, 2002.
- [10] WU L N, FENG M, QI C H, *et al.* Recent patents on ultra narrow band modulations[J]. Recent Patents on Signal Processing, 2011, 1(1):36-47.
- [11] LI B, ZHOU Z, ZOU W X. RPPK modulation with high data rates[J]. Science China: Information Science, 2010, 53(2):344-354.
- [12] ZHENG G X, FENG J Z, JIA M H. Very minimum chirp keying as a novel ultra narrow band communication scheme[A]. ICICS[C]. Singapore, 2007.1-3.
- [13] ZHENG G X, YANG W Y. The orthogonal very minimum chirp keying (OVMCK) modulations with very high bandwidth efficiency[A]. IEEE International Symposium on Antenna and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting[C]. San Diego, USA, 2008.3182-3185.
- [14] HE F, WU L N. Analysis of power spectrum of continuous phase waveforms for binary modulation communications[A]. ICUMT[C]. St Peter sburg, 2009. 1-5.
- [15] 张宇, 应鹏魁, 吴乐南. 伪随机调制的 CP-EBPSK 通信系统[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2012, 42(2):209-213.
- ZHANG Y, YING P K, WU L N. Pseudo-random modulated CP-EBPSK communication system[J]. Journal of Southeast University(Natural Science Edition), 2012, 42(2):209-213.
- [16] 靳一, 吴乐南, 冯嫄等. 一种随机极性 MCP-EBPSK 调制解调器[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(7):1647-1652.
- JIN Y, WU L N, FENG M, *et al.* An MCP-EBPSK modem with random-polar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(7):1647-1652.
- [17] 吴乐南, 吴锋, 张宇. 不对称的随机极性最小幅相调制器[P]. 2012.
- WU L N, WU F, ZHANG Y. The Modulator of Asymmetry, Random-Polar and Very Minimum amplitude and phase[P]. 2012.
- [18] LIN K P, CHEN M S. On the design and analysis of the privacy-preserving SVM classifier[J]. IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering, 2011, 23(11):1704-1716.
- [19] 冯嫄, 高鹏, 吴乐南. 超窄带调制信号的特殊滤波分析与仿真[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2010, 40(2):227-230.
- FENG M, GAO P, WU L N. Analysis and simulation of special filtering based on ultra narrow band modulated signal[J]. Journal of Southeast University (Natural Science Edition), 2010, 40(2):227-230.
- [20] 余静, 吴乐南, 靳一. 基于 QPSO 算法的冲击滤波器设计[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2012, 42(2):224-228.
- YU J, WU L N, JIN Y. QPSO-based on auto-design of digital Impacting filters[J]. Journal of Southeast University (Natural Science Edition), 2012, 42(2):224-228.
- [21] 陈志敏, 吴乐南, 陈贤卿. 用于多路 MCP-EBPSK 信号解调的冲击滤波器组设计[J]. 信号处理, 2012, 28(8):1063-1068.
- CHEN Z M, WU L N, CHEN X Q. Filter bank design for MCP-EBPSK multicarrier demodulation[J]. Signal Processing, 2012, 28(8):1063-1068.
- [22] 中华人民共和国电子工业部. GB/T 15864-1995, 有线电视接收机基本参数要求和测量方法[S]. 北京: 国家技术监督局, 1995.
- Ministry of Electronics Industry of the People's Republic of China. GB/T 15864-1995, the Basic Parameter Requirements and Measurement methods of CATV Receiver[S]. Beijing: State Bureau of Technical Supervision, 1995.

### 作者简介:



靳一(1984-), 男, 河南三门峡人, 东南大学博士生, 主要研究方向为通信信号处理。

吴乐南(1952-), 男, 安徽枞阳人, 博士, 东南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理和多媒体信息处理。

余静(1986-), 女, 内蒙古呼和浩特人, 东南大学硕士生, 主要研究方向为通信信号处理。

邓蕾(1989-), 女, 安徽桐城人, 东南大学硕士生, 主要研究方向为通信信号处理。