

角度调制信号调制指数盲估计研究

彭 耿<sup>1,2</sup>,黄知涛<sup>2</sup>,姜文利<sup>2</sup>,周一宇<sup>2</sup>

(1.海军装备研究院信息工程技术研究所,北京 102249; 2.国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

**摘 要:** 调制指数估计在角度调制信号的解调、FM/PM 识别等应用中具有十分重要的意义.分析了基带为单音、PSK、FSK 等信号时角度调制信号的时频结构,进而建立了信号的统一数学表达式,由此推导并提出了一种无需任何先验信息的调制指数估计方法.仿真实验表明:该方法能有效估计上述基带调制时的角度调制指数.

**关键词:** 信息处理技术; 盲估计; 调制指数; 角度调制信号

**中图分类号:** TN911.7      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2010) 04-0737-05

Blind Estimation of Modulation Index for Angle Modulation Signals

PENG Geng, HUANG Zhi-tao, JIANG Wen-li, ZHOU Yi-yu

(1. Institute of Information Engineering and Technology, Naval Academy of Armament, Beijing 102249, China;

2. School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

**Abstract:** Modulation index estimation has important significance in demodulation, FM/PM classification of angle modulation signals, etc. First, angle modulation signals using monotone, PSK, FSK and so on as message signals, are analyzed in time and frequency domain. Then, uniform mathematical representation is constructed for angle modulation signals. Finally, a blind estimation algorithm for modulation index without any prior knowledge is deduced. Simulation results indicate that the algorithm is effective for modulation index estimation with above message signals.

**Key words:** information processing technology; blind estimation; modulation index; angle modulation signals

1 引言

角度调制是一种重要且常用的非线性模拟调制方式,它保持正弦载波的振幅不变,但通过基带调制信号的变化改变载波的频率或相位来达到传输信息的目的,是模拟频率调制(Frequency Modulation, FM)和相位调制(Phase Modulation, PM)的统称.文献[1~7]给出了模拟 FM/PM 信号调制识别方法,表 1 列出了它们进行识别时的调制指数范围.

表 1 已有模拟 FM/PM 信号调制识别文献中的调制指数范围

| 文献名称    | PM 信号调相指数 $m_p$   | FM 信号调频指数 $m_f$               |
|---------|-------------------|-------------------------------|
| 文献[1]   | $[-\pi, \pi]$     | $(1.0, 2.0, 5.0) \times 2\pi$ |
| 文献[2]   | $\leq \pi/2$      | $5.0 \times 2\pi$             |
| 文献[3,4] | $\leq 1.5$        | $\geq 5.0$                    |
| 文献[5,6] | $\pi/(18, 12, 9)$ | $(1.5, 10) \times 2\pi$       |
| 文献[7]   | $m_p > m_f$       |                               |

从表 1 可以看出,已有各种模拟 FM/PM 调制识别算法本质上都是利用调制指数的差异而提取出各种特征进行识别的.如果能有效估计角度调制信号的调制指

数,就可根据实际应用中该参数的范围识别模拟 FM/PM 信号,进而根据调制指数和调制类型实现角度调制信号的盲解调.因此,进行角度调制信号的调制指数盲估计具有十分重要的意义.

关于角度调制信号的调制指数估计,目前尚未有相关研究文献报道.本文通过分析基带为单音、FSK、PSK 等信号时角度调制信号的时频结构,建立了信号的统一数学表达式,进而推导并提出了无需任何先验信息的调制指数估计方法.文章的安排如下:第 2 部分建立信号模型;第 3 部分先通过分析角度调制信号的时频结构建立统一的数学表达式,然后推导并提出调制指数盲估计方法;第 4 部分为算法的仿真分析;第 5 部分为全文总结.

2 信号模型

角度调制信号一般可表示为<sup>[8]</sup>:

$$s(t) = A_c \cos[w_c t + \varphi(t)] \tag{1}$$

式中  $A_c$  为载波的恒定振幅,  $w_c = 2\pi f_c$ ,  $\varphi(t)$  为瞬时相位偏移.

对于 PM 信号,瞬时相位偏移随基带调制信号成比例变化,即:

$$\varphi(t) = k_p m(t) \quad (2)$$

$$s_{\text{PM}}(t) = A_c \cos[w_c t + k_p m(t)] \quad (3)$$

式中  $k_p$  为相位偏移常数,  $m(t)$  为基带调制信号。

对于 FM 信号,瞬时相位偏移的变化率随基带调制信号成比例变化,即:

$$\varphi(t) = 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (4)$$

$$s_{\text{FM}}(t) = A_c \cos[w_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \quad (5)$$

式中  $k_f$  为频率偏移常数(也称频率调制器的频率灵敏度)。

### 3 角度调制信号的调制指数盲估计方法

本节首先分析不同基带调制时角度调制信号的时频结构,进而建立信号的统一数学表达式,然后推导并提出角度调制信号的调制指数盲估计方法。

#### 3.1 角度调制信号的时频结构分析

本节先以单音基带调制信号为例,分析角度调制信号的时频结构,进而考虑基带调制为 PSK、FSK 等信号时的情况,由此建立信号的统一数学表达式。

若为单音基带调制,即  $m(t) = V_m \cos(\Omega t)$  ( $\Omega = 2\pi f_m$ ),则有:

$$s(t) = \begin{cases} A_c \cos[w_c t + m_p \cos(\Omega t)], \text{PM} \\ A_c \cos[w_c t + m_f \sin(\Omega t)], \text{FM} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} m_p = k_p \cdot V_m \\ m_f = k_f \cdot V_m / f_m \end{cases} \quad (7)$$

式中  $m_p$ 、 $m_f$  分别称为相位调制指数和频率调制指数<sup>[8]</sup>。

若将 PM 信号表示成指数形式,则可写为:

$$s_{\text{PM}}(t) = A_c \cdot \text{Re}[e^{jw_c t} \cdot e^{jm_p \cos \Omega t}] \quad (8)$$

式中  $\text{Re}[x(t)]$  为函数  $x(t)$  的实部,  $e^{jm_p \cos \Omega t}$  是  $\Omega$  的周期函数,于是 PM 信号的 Fourier 级数展开为:

$$\begin{aligned} s_{\text{PM}}(t) &= A_c \cdot \text{Re}[e^{jw_c t} \cdot e^{jm_p \sin(\Omega t + \pi/2)}] \\ &= A_c \cdot \text{Re}\left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_p) e^{j[(w_c + n\Omega)t]} e^{jn\pi/2} \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

式中  $J_n(x)$  为  $x$  的  $n$  阶第一类 Bessel 函数。

于是当  $m(t) = V_m \cos(\Omega t)$  时, FM、PM 信号在频域可表示为:

$$\begin{cases} \text{PM: } \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{ \delta[f - (f_c + nf_m)] + \delta[f + (f_c + nf_m)] \} \\ \quad \cdot J_n(m_p) \cos(n\pi/2) \\ \text{FM: } \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{ \delta[f - (f_c + nf_m)] + \delta[f + (f_c + nf_m)] \} \\ \quad \cdot J_n(m_f) \end{cases} \quad (10)$$

同样当  $m(t) = V_m \sin(\Omega t)$ , FM、PM 信号在频域可表示为:

$$\begin{cases} \text{PM: } \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{ \delta[f - (f_c + nf_m)] + \delta[f + (f_c + nf_m)] \} \\ \quad \cdot J_n(m_p) \\ \text{FM: } \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{ \delta[f - (f_c + nf_m)] + \delta[f + (f_c + nf_m)] \} \\ \quad \cdot J_n(m_f) \cos(n\pi/2) \end{cases} \quad (11)$$

从式(6)、(10)、(11)可以看出:单音基带调制时 FM、PM 信号的时频结构本质上是一样的。

当基带调制信号为 PSK 时,  $m(t)$  可表示为:

$$m(t) = g(t) \cos[2\pi f_m t + 2\pi(i-1)/M], 0 \leq t \leq T_c \quad (12)$$

式中  $g(t)$  为成型脉冲响应,  $M$  为进制,  $T_c$  为码元时间间隔。

当基带调制信号为 FSK 时,  $m(t)$  可表示为:

$$\begin{aligned} m(t) &= g(t) \cos\left[\frac{\pi}{T_c}(n_c + i)t\right] \\ &= g(t) \cos\left(2\pi f_m t + \frac{i\pi}{T_c}t\right), 0 \leq t \leq T_c \end{aligned} \quad (13)$$

式中  $f_m = n_c/(2T_c)$ , 而  $n_c$  是某个固定的整数。

PSK、FSK 信号都是以正弦信号作为载波,但通过载波某些参量的变化来表征所需传送的信息。从式(12)、(13)可以看出,在每个码元周期  $T_c$  内, PSK、FSK 基带调制信号都是一个幅度为  $g(t)$  (当为矩形脉冲响应时,  $g(t) = 1$ ) 的单音信号,在不同的码元周期内,为了传递信息仅仅是初相和(或)频率不同而已,因此分析单音基带调制信号的时频结构具有代表性,后面的分析均可以以单音基带调制信号为例进行研究。

于是,可建立单音、PSK、FSK 等信号基带调制时角度调制信号的统一数学表达式如下:

$$s(t) = A_c \cos[w_c t + m_p g(t) \cos(\Omega t + \theta_1) + \theta_0], 0 \leq t \leq T_c \quad (14)$$

式中  $\theta_0$  为载波初始相位,  $\theta_1$  为基带调制信号的初始相位,  $g(t)$  可取为矩形脉冲等。

#### 3.2 调制指数盲估计方法的原理推导

以式(5)所示的 FM 单音基带调制信号为例,经幅度归一化并微分可得:

$$\begin{aligned} \frac{ds_{\text{FM}}(t)}{dt} &= \frac{dA}{dt} \cos\left[w_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right] \\ &\quad - A[w_c + 2\pi k_f m(t)] \sin\left[w_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right] \end{aligned} \quad (15)$$

式中  $A$  为恒定载波振幅  $A_c$  归一化后的幅度,即为常数

1,于是式(15)可化为:

$$\frac{ds_{FM}(t)}{dt} = -[w_c + 2\pi k_f m(t)] \sin[w_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \quad (16)$$

从式(16)可见,FM信号经微分后变成了调幅调频信号,且幅度和频率都携带了信息,其 Hilbert 变换为:

$$H\left[\frac{ds_{FM}(t)}{dt}\right] = [w_c + 2\pi k_f m(t)] \cdot \exp\left\{j\left[w_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau + \pi/2\right]\right\} \quad (17)$$

$w_c$  不一定恒大于  $2\pi k_f m(t)$ ,则式(17)可化为:

$$H\left[\frac{ds_{FM}(t)}{dt}\right] = |w_c + 2\pi k_f m(t)| \cdot \exp\left\{j\left[w_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau + \pi/2 + \varphi(t)\right]\right\} \quad (18)$$

$$\varphi(t) = \begin{cases} 0, & \text{if } w_c + 2\pi k_f m(t) \geq 0 \\ \pi, & \text{if } w_c + 2\pi k_f m(t) < 0 \end{cases} \quad (19)$$

显然,通过对式(17)取模,就可获得  $|w_c + 2\pi k_f m(t)|$ ;通过对式(18)求幅角并解模糊就可获得  $\phi(t)$ ,具体算法可参考相关文献[9,10].

获得了  $|w_c + 2\pi k_f m(t)|$  和  $\phi(t)$ ,则可得到  $\theta(t)$ :

$$\theta(t) = |w_c + 2\pi k_f m(t)| \cdot \exp\{\phi(t)\} = w_c + 2\pi k_f m(t) \quad (20)$$

将单音基带调制信号  $m(t) = V_m \cos(2\pi f_m t)$  代入式(20),对  $\theta(t)$  减去其均值并积分可得:

$$\begin{aligned} & \int_0^t 2\pi k_f \{m(\tau) - \text{mean}[m(\tau)]\} d\tau \\ &= 2\pi k_f \cdot \frac{V_m}{2\pi f_m} \sin(2\pi f_m \tau) \Big|_0^t \\ &= m_f \cdot \sin(2\pi f_m t) \end{aligned} \quad (21)$$

由式(21)求正弦信号的幅度偏差就可得到  $m_f$ ,这样就实现了 FM 信号的角度调制指数盲估计.

对于 PM 信号,经过上述同样的处理过程,可得积分形式为:

$$\begin{aligned} & \int_0^t k_p \{m'(\tau) - \text{mean}[m'(\tau)]\} d\tau = k_p V_m \cdot \cos(2\pi f_m \tau) \Big|_0^t \\ &= m_p \cdot [\cos(2\pi f_m t) - 1] \end{aligned} \quad (22)$$

式中  $m'(\tau)$  为对  $m(\tau)$  求导(或微分).

同样也可通过式(22)求正弦信号的幅度偏差就可得到  $m_p$ ,这样就实现了 PM 信号的角度调制指数盲估计.

### 3.3 角度调制信号调制指数盲估计方法

基于 3.2 节推导的角度调制信号调制指数盲估计原理,本文提出角度调制信号的调制指数盲估计方法,具体实现步骤如下:

(1)判断输入角度调制信号的基带调制是否为单

音,若非单音则估计调制信号的码元速率;

(2)对输入信号进行幅度归一化处理并求微分;

(3)微分结果进行 Hilbert 变换;

(4)根据 Hilbert 变换结果取模,并通过解相位模糊求相位  $\phi(t)$ ;

(5)由模和相位,据式(20)求得  $\theta(t)$ ;

(6) $\theta(t)$  减去其均值并积分;

(7)若基带调制为单音,则根据相邻积分值之间的幅度偏差估计调制指数,否则在每个码元时间间隔内根据相邻积分值之间的幅度偏差估计调制指数;

(8)对上述估计值进行统计平均,以尽可能地消除噪声对角度调制指数盲估计的影响.

## 4 算法仿真分析

本节在基带调制信号为单音、PSK、FSK 时,对第 3 节提出的角度调制信号调制指数盲估计方法进行仿真实验,并对仿真结果进行总结分析.

### 4.1 单音基带调制时的算法仿真

仿真产生单音基带调制的角度调制信号,采样频率 200MHz,载波频率 70MHz,  $V_m$  为 1V,6 个仿真场景:(1)FM 信号,  $k_f$  为 50kHz/V,  $f_m$  为 40kHz,即  $m_f = 1.25$ ; (2)FM 信号,  $k_f$  为 50kHz/V,  $f_m$  为 30kHz,即  $m_f = 5/3$ ; (3)FM 信号,  $k_f$  为 40kHz/V,  $f_m$  为 30kHz,即  $m_f = 4/3$ ; (4)PM 信号,  $k_p$  为 0.4rad/V,  $f_m$  为 40kHz,即  $m_p = 0.4$ ; (5)PM 信号,  $k_p$  为 0.8rad/V,  $f_m$  为 40kHz,即  $m_p = 0.8$ ; (6)PM 信号,  $k_p$  为

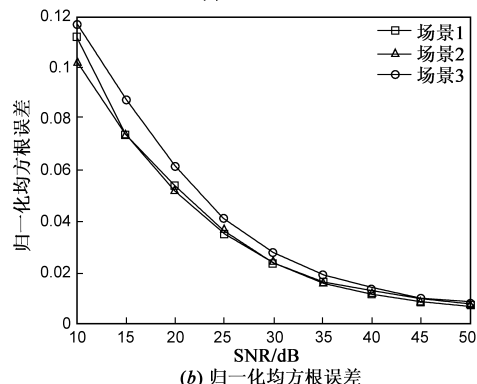
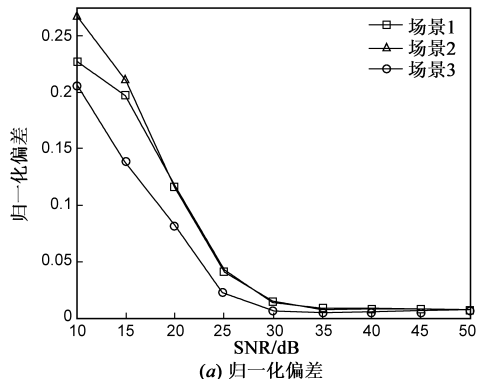


图1 单音基带调制时FM信号的角度调制指数盲估计结果

0.8rad/V,  $f_m$  为 20kHz, 即  $m_p = 0.8$ ; 数据长度为 1M, 加性高斯白噪声, Monte Carlo 仿真 100 次, 角度调制指数估计值的归一化偏差和归一化均方根误差随信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)的变化如图 1、2 所示。

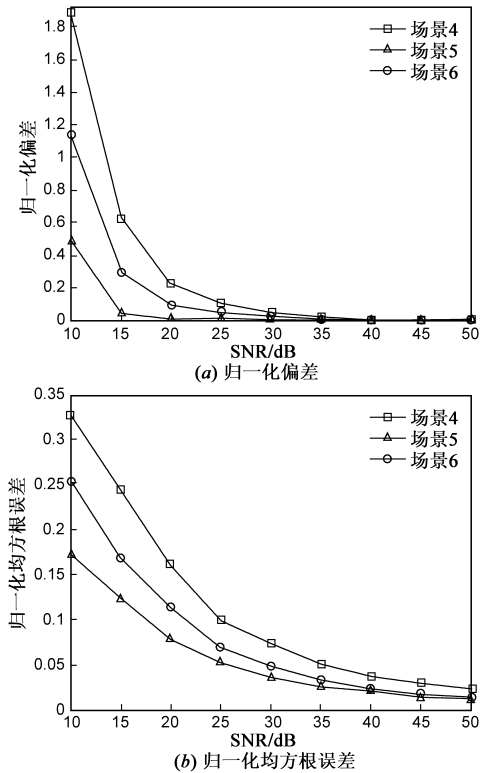


图2 单音基带调制时PM信号的角度调制指数估计结果

## 4.2 PSK、FSK 基带调制时的算法仿真

仿真产生 BPSK 基带调制的角度调制信号, 采样频率 200MHz, 载波频率 70MHz,  $V_m$  为 1V, 4 个仿真场景: (7) FM 信号,  $k_f$  为 50kHz/V,  $f_m$  为 40kHz,  $f_z$  为 10kHz, 即  $m_f = 1.25$ ; (8) FM 信号,  $k_f$  为 50kHz/V,  $f_m$  为 30kHz,  $f_z$  为 10kHz, 即  $m_f = 5/3$ ; (9) PM 信号,  $k_p$  为 0.8rad/V,  $f_m$  为 40kHz,  $f_z$  为 10kHz, 即  $m_p = 0.8$ ; (10) PM 信号,  $k_p$  为 0.8,  $f_m$  为 30kHz,  $f_z$  为 10kHz, 即  $m_p = 0.8$ ; 码元速率估计误差均值为  $4.9 \times 10^{-5}$ 、方差为  $3.1 \times 10^{-9}$ <sup>[11]</sup>, 数据长度为 1M, 加性高斯白噪声, Monte Carlo 仿真 100 次, 角度调制指数估计值的归一化偏差和归一化均方根误差随 SNR 的变化如图 3 所示。

仿真产生 2FSK 基带调制的角度调制信号, 采样频率 200MHz, 载波频率 70MHz,  $V_m$  为 1V, 4 个仿真场景: (11) FM 信号,  $k_f$  为 50kHz/V,  $f_m$  为 40kHz,  $f_z$  为 10kHz, 频率间隔 20kHz, 即  $m_f = 1.25$ ; (12) FM 信号,  $k_f$  为 50kHz/V,  $f_m$  为 30kHz,  $f_z$  为 10kHz, 频率间隔 20kHz, 即  $m_f = 5/3$ ; (13) PM 信号,  $k_p$  为 0.8rad/V,  $f_m$  为 40kHz,  $f_z$  为 10kHz, 频率间隔 20kHz, 即  $m_p = 0.8$ ; (14) PM 信号,  $k_p$  为 0.8,

$f_m$  为 30kHz,  $f_z$  为 10kHz, 频率间隔 20kHz, 即  $m_p = 0.8$ ; 数据长度为 1M, 加性高斯白噪声, Monte Carlo 仿真 100 次, 调制指数估计值的归一化偏差和归一化均方根误差随 SNR 的变化如图 4 所示。

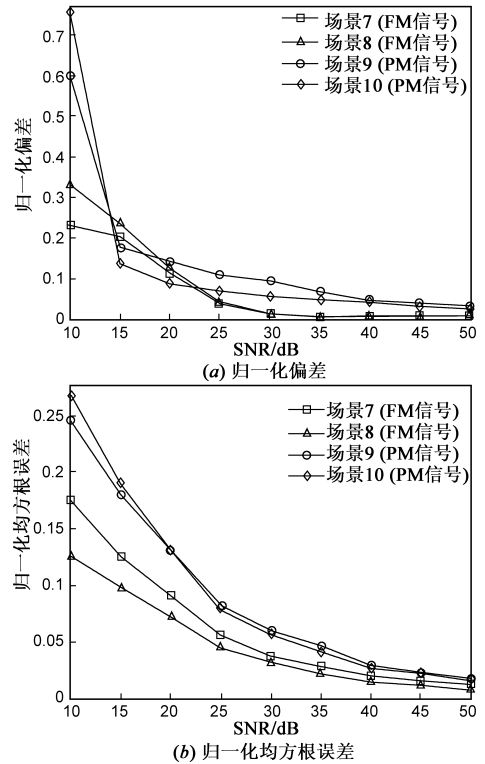


图3 BPSK基带调制时的角度调制指数估计结果

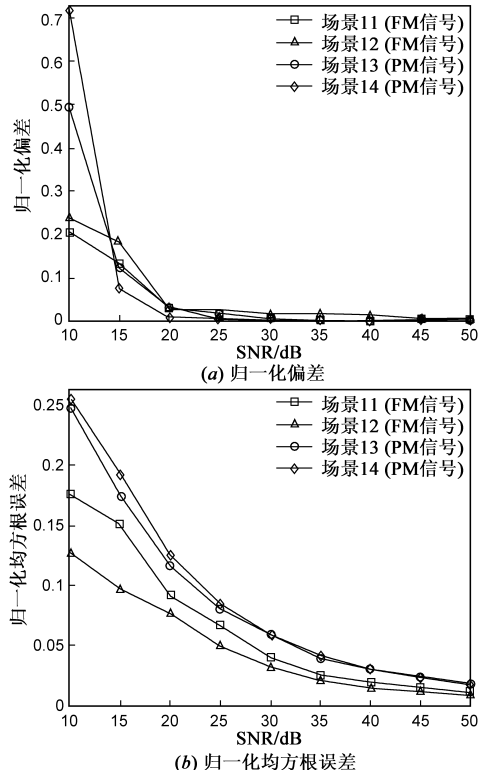


图4 2FSK基带调制时的角度调制指数估计结果

### 4.3 仿真结果分析

根据上述单音、BPSK、2FSK 等基带调制时的角度调制指数盲估计仿真实验结果,可以对本文算法作如下总结:

(1)当  $\text{SNR} \geq 20\text{dB}$  时,对单音、PSK、FSK 等基带调制信号的角度调制指数盲估计的归一化偏差均小于 0.2、归一化均方根误差均小于 0.15,可用于工程实践;

(2)对于 FM、PM 两类角度调制信号,角度调制指数盲估计值的归一化偏差和归一化均方根误差相近;

(3)对照表 1 的调制指数范围,当  $\text{SNR} \geq 15\text{dB}$  时,将调制指数盲估计结果用于模拟 FM/PM 信号的识别,可望获得很高的正确识别率。

## 5 总结

本文通过分析角度调制信号的时频结构,给出了单音、PSK、FSK 等信号基带调制时的统一数学表达式,进而推导并提出了调制指数盲估计方法,并采取相应措施尽量消除噪声的影响。仿真结果表明:该算法是可行的,且能适应较低的信噪比,能用于非协作通信中的角度调制信号盲解调与识别,具有一定的军事意义和经济价值。

### 参考文献:

- [1] Jeremy R W, Gary D B. A method for differentiating between frequency and phase modulated signals [A]. Proceedings of 1999 Information, Decision and Control Conference [C]. Adelaide, Australia, 1999. 489 – 494.
- [2] Shintaro T, Eiichiro M. Automatic classification of analogue modulation signals by statistical parameters [A]. Proceedings of 1999 Military Communications Conference [C]. NJ, USA, 1999, 1: 202 – 207.
- [3] 钟兴旺,陈豪,易克初. 卫星测控信号的调制类型自动识别算法 [J]. 中国空间科学技术, 2003, 23(3): 57 – 64.  
Zhong Xing-wang, Chen Hao, Yi Ke-chu. Automatic modulation recognition of TTC signals of satellite [J]. Chinese Space Science and Technology, 2003, 23(3): 57 – 64. (in Chinese)
- [4] He Jia, Guo Qing. Automatic recognition of modulation scheme in satellite TT&C channel [A]. Proceedings of the 7th International Conference on Electronic Measurement & Instrument [C]. Beijing, China, 2005. 4.
- [5] Engin A. Performance comparison of wavelet families for analog modulation classification using expert discrete wavelet neural network system [J]. Expert Systems with Applications, 2007, 33(1): 23 – 25.
- [6] Engin A, Derya A. Using combination of support vector ma-

chines for automatic analog modulation recognition [J]. Expert Systems with Applications, 2009, 36(2): 3956 – 3964.

- [7] El-Mahdy A E. Automatic modulation classification of composite FM/PM speech signals in sensor arrays over flat fading channel [J]. IET Communications, 2007, 1(2): 157 – 164.
- [8] 张贤达, 保铮. 通信信号处理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2000. 100 – 120.  
Zhang Xian-da, Bao Zheng. Communication Signal Processing [M]. Beijing: Publishing House of National Defense Industry, 2000. 100 – 120. (in Chinese)
- [9] 黄知涛, 周一宇, 姜文利. 基于相对无模糊相位重构的自动脉内调制特性分析 [J]. 通信学报, 2003, 24(4): 153 – 160.  
Huang Zhi-tao, Zhou Yi-yu, Jiang Wen-li. The automatic analysis of intrapulse modulation characteristics based on the relatively non-ambiguity phase restoral [J]. Journal on Communications, 2003, 24(4): 153 – 160. (in Chinese)
- [10] 吴月娟, 葛临东, 许志勇. 常用数字调制信号识别的一种新方法 [J]. 电子学报, 2007, 35(4): 782 – 785.  
Wu Yue-xian, Ge Lin-dong, Xu Zhi-yong. A novel identification method for commonly used digital modulations [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(4): 782 – 785. (in Chinese)
- [11] 詹亚锋, 曹志刚, 马正新. M-QAM 信号的调制制式识别 [J]. 通信学报, 2004, 25(2): 68 – 74.  
Zhan Ya-feng, Cao Zhi-gang, Ma Zheng-xin. Modulation classification of M-QAM signals [J]. Journal on Communications, 2004, 25(2): 68 – 74. (in Chinese)

### 作者简介:



彭 耿 男, 工程师。1980 年 8 月出生于湖南平江。2002 年 6 月、2006 年 3 月分别在海军航空工程学院获工学学士、工学硕士学位。2006 年 4 月进入国防科技大学电子科学与工程学院攻读博士学位, 研究方向为通信侦察、空间信息对抗和电子战仿真等。

E-mail: hjhy-penggeng@163.com

黄知涛 男, 副教授, 硕士生导师。1976 年 9 月出生于湖北荆州。2003 年在国防科技大学获工学博士学位, 博士论文获 2006 年“全国百篇优秀博士学位论文”提名奖, 研究方向为循环平稳信号处理理论及应用、阵列信号处理、通信信号侦察处理等。

E-mail: taldcn@yahoo.com.cn

姜文利 男, 教授, 博士生导师。1967 年出生于山东栖霞。研究方向为综合电子战技术、无源定位和空间信息处理等。

周一宇 男, 教授, 博士生导师。1948 年出生于上海。研究方向为无源定位、电子侦察信号处理等。