

# 一种低信噪比信号的调制盲识别方法

蔡权伟, 魏平, 肖先赐

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

**【摘要】**提出了一种利用包络高阶特征 $J$ 进行调制方式识别的方法。该方法具有计算简单、无需知道信号的先验信息,同时具有较好的噪声抑制等特点,能在低信噪比情况下快速、有效地进行盲调制识别,易于实时应用和工程的实现。其仿真结果表明:该方法在0 dB信噪比条件下能够识别信号的调制方式,性能优于传统的包络调制识别方法。

**关键词** 盲调制识别; 包络高阶特征; 噪声抑制; 低信噪比

中图分类号 TN911 文献标识码 A

## A Blind Modulation Recognition Method under the Lower SNR

CAI Qaun-wei, WEI Ping, XIAO Xian-ci

(School of Electronic Engineering, UEST of China Chengdu 610054)

**Abstract** A higher order envelope characteristic  $J$  based method is proposed in this paper for the automatic modulation recognition. The higher order envelope characteristic  $J$  has a lot of characteristics such as the computational simplicity, no demand for prior information and good performance of suppressing the noise. Therefore it can recognize the signal modulations quickly and efficiently in the lower SNR and can be implemented real-timed and practically. Simulation results indicate that the performance of proposed method is much better than the classical envelope modulation methods.

**Key words** blind modulation recognition; noise suppressing; higher order envelope characteristic; lower signal noise ratio

调制方式的识别在军事和民用中都起着十分重要的作用。在军事上,主要用于监视、通信侦察、电子战和威胁分析。在民用上主要用于频谱管理、频谱监测、干扰识别、信号定位等无线电管理工作。近年来,针对通信的快速发展形成的多种通信体制并存的局面,为解决多体制通信互联的问题,提出了软件无线电接收机。在软件无线电接收机中,调制方式的识别是非常关键的技术。

一直以来针对调制识别这个问题,提出了不少方法。文献[1]利用信号的7个特征对各种模拟调制信号进行分类,在 $SNR=10$  dB时,正确识别率可达90%。文献[2]提出基于信号幅度,瞬时频率和相位3个特征,利用模式识别的方法进行调制方式识别,但这种方法需要大量的时间训练。文献[3-4]提出可以利用信号的谱相关函数对数字和模拟调制信号进行调制识别,缺点是谱相关函数的计算比较复杂。

以上方法虽然能够进行调制方式识别,但是都需要知道信号的一些先验信息,如载频等。而在某些情况下,这些信息是不可预知的。而利用信号的包络特征进行识别则不需要知道信号的先验信息。文献[5]提出利用信号解析包络的方差和解析包络的平方均值的比值 $R$ 识别模拟调制信号。但是在 $SNR>10$  dB时,正确识别率才能达到87%。文献[6]提出利用包络特征 $K$ 进行调制识别,但只能区分幅度调制和频率调制信号。本文提出了利用信号的包络高阶特征 $J$ ,识别AM, DSB, SSB和FM(包括PM、FSK)信号。由于 $J$ 值对噪声有很好的抑制作用,因而能够在较低的信噪比条件下识别信号的调制方式。仿真表明在 $SNR=0$  dB时正确识别率达到88%。包络高阶特征 $J$ 计算简单,不需要知道信号的先验知识。

收稿日期: 2003-11-24

基金项目: 国防科研基金资助项目

作者简介: 蔡权伟(1978-),男,博士生,主要从事通信信号检测和识别方面的研究。

## 1 识别方法

### 1.1 包络高阶特征 $J$

假设接收到的信号为:

$$f(t) = s(t) + n(t) = A(t) \cos[\phi(t)] + n(t) \quad (1)$$

式中  $s(t)$  为一个调制的信号。干扰信号  $n(t)$  为方差为  $\sigma_n^2$  的高斯白噪声信号并与  $s(t)$  不相关。 $A(t)$ 、 $\phi(t)$  分别为调制信号的瞬时幅度, 瞬时相位。假定  $A(t)$ 、 $\phi(t)$  以及干扰信号  $n(t)$  的方差  $\sigma_n^2$  都未知。

接收信号  $f(t)$  包络  $\xi(t)$  的二阶矩  $m_2$  和四阶矩  $m_4$  分别为:

$$m_2 = E[\xi^2(t)] = E[A^2(t) + 2A(t)a(t) + c^2(t)] = E[A^2(t)] + 2\sigma_n^2 \quad (2)$$

$$m_4 = E[\xi^4(t)] = E\{[A^2(t) + 2A(t)a(t) + c^2(t)]^2\} \quad (3)$$

式中

$$a(t) = n(t) \cos[\phi(t)] + \hat{n}(t) \sin[\phi(t)] \quad (4)$$

$$c^2(t) = n^2(t) + \hat{n}^2(t) \quad (5)$$

由于已调信号  $s(t)$  和噪声  $n(t)$  不相关, 再利用白高斯噪声性质<sup>[7]</sup>, 式(4)可化简为:

$$m_4 = E[\xi^4(t)] = E[A^4(t)] + 8\sigma_n^2 E[A^2(t)] + 8\sigma_n^4 \quad (6)$$

由式(6)和式(2)可得到:

$$m_4 - 2(m_2)^2 = E[\xi^4(t)] - 2E^2[\xi^2(t)] = E[A^4(t)] - 2E^2[A^2(t)] \quad (7)$$

可以看出式(7)消除了噪声的影响, 因而对噪声有很好的抑制作用。把式(7)对已调信号  $s(t)$  功率平方的四倍  $4S^2$  进行归一化, 定义为特征量  $J$ , 其表达式为:

$$J = \frac{m_4 - 2(m_2)^2}{4S^2} = \frac{E[\xi^4(t)] - 2E^2[\xi^2(t)]}{4S^2} = \frac{E[A^4(t)] - 2E^2[A^2(t)]}{4S^2} \quad (8)$$

式中 特征  $J$  的值对于 AM, DSB, SSB, FM 这四种信号, 明显不同。因而可以利用特征  $J$  对 AM, DSB, SSB, FM 进行区分。

### 1.2 已调信号功率的估计

求取特征  $J$  需要知道包含噪声的接收信号  $f(t)$  中的已调信号  $s(t)$  的功率  $S$ 。这里利用文献[8]信号自相关矩阵的奇异值分解来估计接收信号的信噪比 SNR, 从而求取接收信号  $f(t)$  中已调信号  $s(t)$  的功率  $S$ 。该方法不需要知道很多信号的先验参数, 而其他方法如最大似然方法、二阶、四阶矩方法等, 通常需要精确知道信号的某些参数, SVR、SSME 方法, 只能针对特定的调制方式进行调制识别。

由前面假设可知已调信号  $s(t)$  和高斯白噪声  $n(t)$  不相关, 则接收信号  $f(t)$  的自相关矩阵  $\mathbf{R}_{ff}$  为:

$$\mathbf{R}_{ff} = E[f(t)f(t)^H] = E[s(t)s(t)^H] + E[n(t)n(t)^H] = \mathbf{R}_{ss} + \mathbf{R}_{nn} \quad (9)$$

式中  $\mathbf{R}_{ss}$ ,  $\mathbf{R}_{nn}$  分别为信号和噪声的自相关矩阵;  $\mathbf{R}_{ff}$ ,  $\mathbf{R}_{ss}$ ,  $\mathbf{R}_{nn}$  为对称矩阵, 阶数为  $m$ ; 可以进行奇异值分解。 $\mathbf{R}_{ff}$  的奇异值分解为:

$$\mathbf{R}_{ff} = \mathbf{R}_{ss} + \mathbf{R}_{nn} = \mathbf{V}(\mathbf{A}_s + \mathbf{A}_n)\mathbf{V}^H = \mathbf{V}\mathbf{A}_f\mathbf{V}^H \quad (10)$$

式中  $\mathbf{A}_s = \text{diag}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_p, 0, \dots, 0)_{m \times m}$ ;  $\gamma_1 \geq \gamma_2 \geq \dots \geq \gamma_p$ ;  $\mathbf{A}_n = \text{diag}(\sigma_n^2, \sigma_n^2, \dots, \sigma_n^2)_{m \times m}$ ; 则  $\mathbf{A}_f$  为:

$$\mathbf{A}_f = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m)_{m \times m} = \text{diag}(\gamma_1 + \sigma_n^2, \gamma_2 + \sigma_n^2, \dots, \gamma_p + \sigma_n^2, \sigma_n^2, \sigma_n^2, \dots, \sigma_n^2)_{m \times m} \quad (11)$$

在估计信噪比的过程中, 自相关矩阵的阶数  $m$  的值一般可取 50~100, 在实际应用中由于带限滤波以及数字化的影响, 高斯白噪声一般是比信号带宽稍宽的窄带高斯白噪声, 因此含噪信号空间维数  $\hat{m} < m$ 。对奇异值序列进行差分得到梯度序列, 梯度序列在  $\hat{p}$  和  $\hat{m}$  的相应位置都有明显的折点。通过对折点的估计, 可以确定信号子空间维数  $\hat{p}$  和含噪信号空间维数  $\hat{m}$ , 则噪声的平均功率  $\hat{\sigma}_n^2$  为  $(\lambda_{\hat{p}+1}, \dots, \lambda_{\hat{m}})$  的均值。则调制信号的信噪比为:

$$SNR = 10 \lg \frac{\sum_{i=1}^{\hat{p}} \hat{\lambda}_i - \hat{p} \times \hat{\sigma}_n^2}{\hat{m} \times \hat{\sigma}_n^2} \quad (12)$$

求得信噪比后,由信噪比和接收信号功率,就可以求出接收信号 $f(t)$ 中已调信号 $s(t)$ 的功率 $S$ 。

### 1.3 模拟调制信号的包络高阶特征 $J$

以下分别推导四种模拟调制信号的包络高阶特征 $J$ 的值如表1所示。

从上面推导得出的各种信号的包络高阶特征 $J$ 的值,可以看出AM、DSB、SSB、FM信号的 $J$ 值是明显不同的,而且不受噪声影响。因而可以利用包络高阶特征 $J$ 对AM、DSB、SSB、FM这四种信号进行调制识别。

表1 模拟调制信号的包络高阶特征 $J$ 的值

| 类型  | 信号表达式  | $E[A^4(t)]$                               | $E[A^2(t)]$             | $J$                               |
|-----|--|---|-------------------------|-----------------------------------|
| AM  | $s(t) = [K + m(t)]A\cos(2\pi f_c t + \theta)$                                  | $A^4(K^4 + 3\sigma_m^4 + 6K^2\sigma_m^2)$ | $A^2(K^2 + \sigma_m^2)$ | $1 - 2K^4 / (K^2 + \sigma_m^2)^2$ |
| DSB | $s(t) = m(t)A\cos(2\pi f_c t + \theta)$  | $3A^4\sigma_m^4$                          | $A^2\sigma_m^2$         | 1                                 |
| SSB | $s(t) = Am(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) + A\hat{m}(t)\sin(2\pi f_c t + \theta)$ | $8A^4\sigma_m^4$                          | $2A^2\sigma_m^2$        | 0                                 |
| FM  | $s(t) = A\cos[\phi(t)]$  | $A^4$                                     | $A^2$                   | -1                                |

## 2 仿真结果

在所有的仿真实验中,调制信号 $m(t)$ 为零均值高斯白噪声通过低通滤波器产生, $\sigma_m^2 = 0.25$ , $A = 1$ , $K = 1$ 。噪声 $n(t)$ 为另一个不相关的零均值高斯白噪声。载频 $f_c = 40$  kHz,采样频率 $f_s = 160$  kHz,数据长度为2048点。由前面推导可知AM, FM, DSB, SSB的 $J$ 值是不同的。因而可以利用这个不同进行调制识别。由于仿真产生的噪声 $n(t)$ 和调制信号 $m(t)$ 不可能满足理想情况——完全不相关,以及产生的噪声 $n(t)$ 和调制信号 $m(t)$ 不可能是理想的高斯信号,不能完全符合理想高斯信号的性质。这些给 $J$ 值带来误差,所以选择门限值分别为-0.9, -0.1, 0.7, 则判决规则如表2所示。

表2 判决规则

| $J$ 值的范围             | 判决为 |
|----------------------|-----|
| $J < -0.9$           | FM  |
| $-0.9 \leq J < -0.1$ | AM  |
| $-0.1 \leq J < 0.7$  | SSB |
| $0.7 \leq J$         | DSB |

表3  $J$ 特征方法与 $R$ 特征方法的识别率比较

| 调制类型 | $J$ 特征/(%) (SNR=0 dB) | $R$ 特征/(%) (SNR=10 dB) |
|------|-----------------------|------------------------|
| FM   | 100                   | 100                    |
| AM   | 88                    | 91                     |
| DSB  | 99                    | 94                     |
| SSB  | 95                    | 80                     |

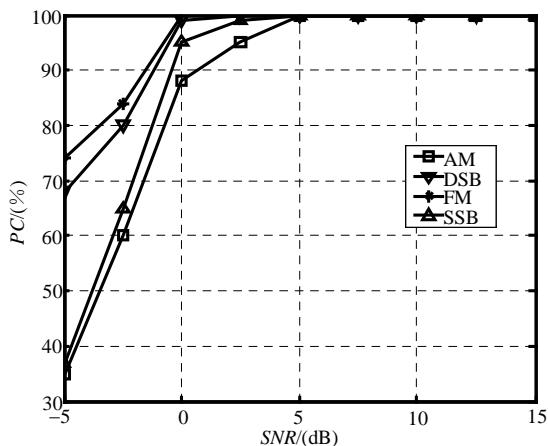


图1 调制方式识别的信噪比性能曲线

按照表1的判决规则进行仿真,识别概率取独立运行1000次的统计平均。仿真结果如图1所示,图中各线分别为AM, FM, DSB和SSB信号的调制方式识别信噪比性能曲线。从图1中可以看出在 $SNR \geq 0$  dB时四种调制信号的正确识别率都超过了85%。文献[5]提出利用信号解析包络的方差和解析包络的平方均值的比值 $R$ 识别模拟调制信号,是比较常用和经典的模拟调制识别方法。在相同情况下进行仿真,比较本文提出利用 $J$ 值进行识别的方法和文献[5]提出利用 $R$ 值进行识别的方法,调制识别正确率比较如表3所示。从表3中可以看出本文提出的 $J$ 特征方法在 $SNR = 0$  dB时的AM、FM、DSB信号的正确识别率与 $R$ 特征方法在 $SNR = 10$  dB时的正确识别率相近,SSB信号的正确识别率甚至还有很大的提高。

## 3 结论

本文提出了利用信号包络高阶特征 $J$ 对AM, DSB, SSB, FM进行调制识别,同时还与用包络特征 $R$ 进行调制识别的方法进行了比较。本文提出的利用信号包络高阶特征 $J$ 进行调制识别的方法对噪声具有很好的抑制作用。在 $SNR = 0$  dB时,正确识别率可以达到88%,接近甚至对DSB和SSB的调制识别还超过了利用包络特征 $R$ 值方法在 $SNR = 10$  dB时的性能。利用信号包络高阶特征 $J$ 进行调制识别的方法计算简单,同时不需要知道信号太多的先验信息,因而具有很好的实际应用价值。特别是在短波、超短波无线电信号监测中具

有很好应用价值。

### 参 考 文 献

- [1] Nandi A K, Azzouz E E. Automatic analogue modulation recognition[J]. Signal Processing, 1995, 1(46): 211-222.
- [2] Jondral F. Automatic classification of high frequency signals[J]. Signal Processing, 1985, 10(3):177-190.
- [3] Gardner W. Spectral correlation of modulated signals: PART I - analogue modulation[J]. IEEE Trans- COMM, 1987, 35(6):584-594.
- [4] Gardner W, Brown W, Chen Chih-Kang. Spectral correlation of modulated signals: PART I - digital modulation[J]. IEEE Trans-COMM, 1987, 35(6):595-601.
- [5] Chan Y T, Gadbois L G. Identification of the modulation type of a signal[J]. Signal Processing, 1989, 1(16): 149-154.
- [6] Taira S, Murakami E. Automatic Atlantic City classification analogue modulation signals by statistical parameters[C]// Military Communications Conference Proceedings 1999, Atlantic City, 1999.
- [7] Papoulis A. Probability, random variables, and stochastic processes[M]. New York: McGraw-Hill, 1965.
- [8] 范海波, 陈 军, 曹志刚. AWGN信道中非恒包络信号SNR估计算法[J]. 电子学报, 2002, 30(9): 1369-1371.

编 辑 刘文珍

(上接第195页)

SVFC与SPWM大大降低了对比较器时间响应的要求, 因为从“跨越点”到时钟脉冲的到来有一小段的“缓冲”时间, 同时比较器的偏移也不会引起转换误差(它只使积分器输出波形“上移”或“下移”一个 $V_{os}$ )。但是, 积分器的性能影响较大, 比如, 在一次平衡周期内, 由积分器失调电压 $V_{os}$ 和偏置电流 $I_B$ 引起的不平衡电荷为 $\Delta Q = \int_0^{T-T_1} ((V_{os}/R_i) + I_B) dt$ 。此外, 积分电阻、恒流源、模拟开关漏电流、积分电容的介质损耗、积分器的输入阻抗、增益等, 以及输入通道的放大器非理想特性都是测量误差的影响量(时钟频率只要求测量闸门时间内的短期稳定度), 其中积分器的非理想特性是系统非线性误差的主要因素(详细分析略, 可参阅文献[6])。在SPWM中, 由于采用了多周期的平均测量, 使得各充放电周期受各种因素影响产生的变化具有抵消作用, 即实现各周期的动态电荷平衡。通过对零点和刻度系数 $e$ 的校准, 可减小系统误差, 而且SPWM输出及同步闸门均与时钟同步, 计数器不存在计数量化误差, 因此具有很高的分辨力。

### 3 结 论

基于SPWM设计的ADC应用在某研究院的高精度航空测试项目SBXXX数据采集与处理系统中, 经过精心设计与反复调试, 选用时钟频率 $f_0 = 10 \text{ MHz}$ 、闸门时间 $T_g = 100 \text{ ms}$ 时, 实验室检定(测试数据略)分辨率达 $1/10^5$ , 最小二乘法拟合线性度优于 $0.005\%$ 。现场运行的抗干扰性、可靠性好。

### 参 考 文 献

- [1] 习友宝, 古 军, 詹惠琴. 基于VFC实现脉宽调制式A/D转换技术的研究[J]. 电测与仪表, 2005 (10), 37-39.
- [2] ANALOG D I. Monolithic synchronous voltage-to-Frequency converter AD652, <http://www.analog.com>, 2004 -10-12
- [3] 陈杰美, 古天祥. 电子仪器[M]. 北京: 国防工业出版社, 1986.
- [4] 胡国成. 函数量均值和均值函数量的不确定度[J]. 计量技术, 2001(3): 45-46.
- [5] XI Y B, GU T X. Real time self-calibration of digital measurement system[C]// 2005 International Conference on Communication, Circuits And Systems, Hong Kong, May 2005: 1362-1365.
- [6] 叶 林, 李昌禧, 张 杰, 等. 电压-频率转换电路的动态特性分析及求解[J]. 仪表技术与传感器, 2002(6): 41-42.

编 辑 徐安玉