

# 一种新的伴随调相测量方法

周 峰<sup>1,2</sup>, 张 睿<sup>2</sup>, 高攸纲<sup>1</sup>, 阮方鸣<sup>3</sup>, 沈远茂<sup>1</sup>, 石 丹<sup>1</sup>

(1. 北京邮电大学, 北京 100876; 2. 工业和信息化部通信计量中心, 北京 100191; 3. 贵州师范大学, 贵州贵阳 550001)

**摘 要:** 在测量调幅的伴随调相特性时, 从时域和频域来看, AM 和 PM 的“相伴共生”, 导致测量困难, 传统的频谱分析方法计算和操作复杂度都较高、且只适用于伴随调相较小的情况. 为此可以使用新的方法: 在特定频率关系下, 利用数字矢量解调抽样, 在 IQ 平面将 AM 和 PM 转换到幅度误差和相位误差两个独立参量, 在设定规则的测量条件下, 矢量相位误差和伴随调相之间存在明确数学关系. 实验验证中设置不同条件参数组合, 共计 120 种情况, 测量结果证实该方法是准确的.

**关键词:** 伴随调相; 测量; 矢量分析; 相位误差

**中图分类号:** TN74

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2012) 03-0592-03

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.03.030

## A Novel Measurement Method for Incidental PM at AM

ZHOU Feng<sup>1,2</sup>, ZHANG Rui<sup>2</sup>, GAO You-gang<sup>1</sup>, RUAN Fang-ming<sup>3</sup>, SHEN Yuan-mao<sup>1</sup>, SHI Dan<sup>1</sup>

(1. Beijing University of Posts and Telecommunication, Beijing 100876, China;

2. Telecommunication Metrology Center of MIIT, Beijing 100191, China;

3. Guizhou Normal University, Guiyang, Guizhou 550001, China)

**Abstract:** When to measure the incidental PM at AM, because in time domain and frequency domain, AM and PM are accompanied but not independent, so it's difficult to measure incidental PM. Traditional method by spectrum analysis is complex, and is only applicable to situation with small PM index. A new method is proposed: Under a particular frequency Relationship, by digital vector demodulation and sampling, to transform the AM and PM to magnitude error and phase error in IQ domain independently, on the measurement rules, there is analytical relationship between digital demodulation phase error and the analog incidental PM. For a total of 120 cases of parameters combination, experiment is carried out; the measurement results confirmed that the method is accurate.

**Key words:** incidental phase modulation; measure; vector analysis; phase error

## 1 引言

在无线通信、广播电视、电磁兼容测试等领域, 调幅器件和调幅信号被广泛应用, 即使是在数字发射机结构中, 调幅器件也被广泛使用<sup>[1~3]</sup>. 由于调幅电路和器件特性不理想, 在调幅的同时往往伴随同频率的相位调制 (incidental PM at AM, 以下简称伴随调相)<sup>[4~6]</sup>, 伴随调相有时也表述为寄生调相 (调频). 一般用  $\beta$  表示调幅的伴随调相指数, 这是衡量调幅非理想特性的重要参量.

计量测试领域多年来一直使用频谱分析的方法来计算  $\beta$ <sup>[7]</sup>. 但是该法的局限性较大:

(1) 使用了贝塞尔函数近似方法, 测量中有衰减替代等复杂步骤, 然后在近似条件下解方程组, 复杂度高

但精确度不高.

(2) 默认的近似条件包括  $\beta \leq 0.2\text{rad}$  且调相与调幅的初始相位差为 0. 超出适用条件, 该方法的误差就会不可控制.

鉴于以往方法的不足, 本文将提出一种基于矢量分析的伴随调相测量新方法.

## 2 技术原理

载波为  $f_c$ , 调幅深度为  $D$ 、调制频率为  $f_a$  的 AM 信号在存在伴随调相  $\beta$  的情况下, 表达式为:

$$S(t) = (1 + D\cos 2\pi f_a t) \sin(2\pi f_c t + \beta \cos 2\pi f_a t + \phi) \quad (1)$$

式(1)中的  $\phi$  为调相与调幅的初始相位差. 然后定义频率关系:

$$f_c = f_d \pm f_b, f_d > f_b \quad (2)$$

使用频率为  $f_d$  的 CW 信号对  $S(t)$  进行正交解调, 则解调后的正交波形的矢量形式为:

$$V(t) = (1 + D\cos 2\pi f_a t) \cdot \exp[j(2\pi f_b t + \beta \cos 2\pi f_a t + \phi)] \quad (3)$$

将  $V(t)$  按符号速率为  $Mf_b$  的 MPSK 信号进行处理 (如按照 QPSK 信号处理,  $M=4$ ). 分析  $V(t)$  的数字矢量调制误差, 则与  $V(t)$  参照的理想基带矢量波形为  $V_R(t)$ :

$$V_R(t) = \exp(j2\pi f_b t) \quad (4)$$

相对  $V_R(t)$ ,  $V(t)$  相位误差 Phase Err 是由伴随调相引起的, 幅度误差是由调幅引起的. 如下图 1 所示,  $V_R(t)$  对应  $R$  点, 而  $V(t)$  对应  $E$  点, 依据式(2), 在极坐标中分析可知,  $E$  点相对  $R$  点的运动速度可以分解为两个正交的分量: 半径方向的分量  $V_a$  和水平角方向的分量  $V_p$ ,  $V_a$  是由于调幅产生的, 决定幅度误差 Mag Err; 而  $V_p$  是由于伴随调相产生的, 决定相位误差 Phase Err. 由于  $V_a$  和  $V_p$  的正交性, 可以得到这样的结论: 调幅深度  $D$  和伴随调相指数  $\beta$  分别独立地影响对应 MPSK 信号的 Mag Err 和 Phase Err, 这样就实现了对伴随调相的独立测量, 下面只要探索清楚在设定测量条件下 Phase Err 和  $\beta$  的数学关系即可.

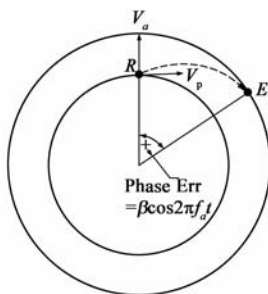


图1 矢量分析的原理示意图

如果调幅周期  $T_a$  远大于符号周期  $T_s$ , 即:

$$T_a = \frac{1}{f_a} \gg T_s = \frac{1}{Mf_b} \quad (5)$$

(设  $T_a$  为  $T_s$  的  $M_a$  倍数以上,  $M_a \geq 30$ )

且抽样序列持续长度等于调幅周期整倍数:

$$N_a T_a = N T_s \quad (6)$$

$N$  是矢量信号分析仪 VSA 测量时捕获的码元数,  $N_a$  是正整数, 推荐值  $N_a \geq 10$ , 即 VSA 抽样分析时间是调幅周期 (同时也是伴随调相周期) 的若干倍, 统计平均效应有利于提高 Phase Err 读数的准确度. 且在式(5)满足的情况下, VSA 对  $V(t)$  的采样是最够密集的, 对比式(3)和式(4)可知:

$$\text{PhaseErr}(t) = \beta \sin 2\pi f_a t \quad (7)$$

则显然有 PhaseErr 的极大值为:

$$\text{PhaseErr}_{\text{Peak}} = \beta \quad (8)$$

但是由于采样点不一定在函数  $\cos 2\pi f_a t$  的极值点, 所以式(8)的原理性可能最大误差为:

$$E_1 = \beta - \beta \cos 2\pi f_a T_s \approx \beta - \beta \cos \frac{2\pi}{M_a} \approx \beta \left( \frac{2\pi}{M_a} \right)^2 \quad (9)$$

由式(7)可以得到:

$$\text{PhaseErr}_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_0^{N_a T_a} (\beta \sin 2\pi f_a t)^2 dt}{N_a T_a}} = \frac{\beta}{\sqrt{2}} \quad (10)$$

式(10)是一个明确简洁的结论, 数值仿真显示, 如果式(5)最低条件得到满足, 则由于采样的不够密集造成的误差在  $\beta \times 10^{-14}$  量级, 可以忽略. 从原理看, 利用式(10)求  $\beta$  的精度要高于利用式(8)求  $\beta$ .

### 3 实验验证

为了验证本文提出的方法, 作者搭建了实验装置, 由于设计项目较多, 为了提高实验效率, 编制了自动测试程序. 实验所用信号发生器为 Agilent E4438C, 所用 VSA 为 Agilent E4440A PSA + 89600VSA 套件. 首先使用信号发生器的基带波形定义下载功能, 生成形如式(1)的信号, 需要说明的是这种基带波形调制功能是基于任意波发生器的, 和调幅电路不同, 本身没有伴随调相这种物理属性.

信号发射方面的实验设置. 调幅频率  $f_a$  设置为  $[5\text{kHz}, 25\text{kHz}]$  2 组参量,  $\phi$  设置为  $[0, 30^\circ]$  2 组参量,  $D$  设置为  $[10\%, 30\%, 60\%]$  3 组参量,  $\beta$  设置为从 0 到  $45^\circ$ , 以  $5^\circ$  步进, 共 10 个参量. 则不同参数组合的信号数量为  $2 \times 2 \times 3 \times 10 = 120$  种, 由于自动测试程序的应用, 实验效率提高了, 完成这 120 组波形的下载和测量、数据记录和处理, 耗时约 2h. 信号载波为 1GHz, 载波功率  $-10\text{dBm}$ .

VSA 解调接收方面的设置. 解调频率设置  $f_d = 999\text{MHz}$ , 捕获符号数量  $N = 4000$ , 在  $\beta$  设置值小于  $40^\circ$  时, 使用 QPSK 解调; 在  $\beta$  设置值大于等于  $40^\circ$  时, 使用 BPSK 解调. 解调带宽设置为 3MHz.

图 2 是 VSA 测量所得的带有伴随调相的 AM 信号的 IQ 矢量解调图, 可以看到图像富于几何的对称美和动感美. 对比不同参数设置下的解调矢量图, 可知:

(1) 矢量解调模式是可以用来分析具有伴随调相的 AM 信号的.

(2) IQ 图像上曲线相对中心的旋转反映了伴随调相的强弱,  $\beta$  的设置值越大, 曲线旋转趋势越显著. 同时, 参量  $\phi$  对矢量图曲线形状有影响, 但试验证明对于 PhaseErr 测量结果几乎没有影响. 下表 1 给出了验证试验的误差  $\text{Err}_m$ ,  $\text{Err}_m$  的意义是: 通过前述软件定义方式使信号发生器产生一个具有不同的  $f_a$ 、 $D$ 、 $\beta$  和  $\phi$  的信号波形, 基于本文方法测量 PhaseErr, 然后依据式(10)计算  $\beta$ , 验证  $\beta$  的预设值  $\beta_s$  和测量值  $\beta_m$  的差异, 测量误差的百分比定义:

$$\text{Err}_m = \frac{\beta_m - \beta_s}{\beta_s} \times 100\% \quad (11)$$

表 1 伴随调相的测量误差统计表(单位%)

| $\beta(^{\circ})$                                 | 0    | 5    | 10   | 15    | 20   | 25    | 30    | 35    | 40    | 45    |
|---------------------------------------------------|------|------|------|-------|------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $f_a = 5\text{kHz}, \phi = 0, D = 10\%$           | 0.11 | 0.02 | 0.02 | 0.01  | 0.02 | 0.01  | 0.00  | 0.00  | 0.00  | 0.02  |
| $f_a = 5\text{kHz}, \phi = 0, D = 30\%$           | 0.14 | 0.15 | 0.24 | 0.33  | 0.43 | 0.52  | 0.62  | 0.72  | 0.83  | 0.92  |
| $f_a = 5\text{kHz}, \phi = 0, D = 60\%$           | 0.20 | 0.53 | 0.92 | 1.34  | 1.74 | 2.12  | 2.56  | 2.95  | 3.39  | 3.78  |
| $f_a = 5\text{kHz}, \phi = 30^{\circ}, D = 10\%$  | 0.11 | 0.02 | 0.00 | -0.01 | 0.00 | -0.01 | -0.01 | -0.02 | -0.03 | -0.02 |
| $f_a = 5\text{kHz}, \phi = 30^{\circ}, D = 30\%$  | 0.14 | 0.11 | 0.18 | 0.25  | 0.32 | 0.39  | 0.46  | 0.54  | 0.61  | 0.68  |
| $f_a = 5\text{kHz}, \phi = 30^{\circ}, D = 60\%$  | 0.18 | 0.40 | 0.71 | 1.02  | 1.33 | 1.63  | 1.93  | 2.27  | 2.54  | 2.88  |
| $f_a = 25\text{kHz}, \phi = 0, D = 10\%$          | 0.16 | 0.03 | 0.02 | 0.02  | 0.03 | 0.02  | 0.03  | 0.01  | 0.02  | 0.03  |
| $f_a = 25\text{kHz}, \phi = 0, D = 30\%$          | 0.20 | 0.15 | 0.26 | 0.35  | 0.45 | 0.54  | 0.65  | 0.73  | 0.83  | 0.92  |
| $f_a = 25\text{kHz}, \phi = 0, D = 60\%$          | 0.32 | 0.53 | 0.95 | 1.35  | 1.76 | 2.17  | 2.57  | 2.99  | 3.41  | 3.82  |
| $f_a = 25\text{kHz}, \phi = 30^{\circ}, D = 10\%$ | 0.17 | 0.02 | 0.02 | 0.01  | 0.01 | 0.01  | 0.00  | -0.01 | -0.01 | -0.02 |
| $f_a = 25\text{kHz}, \phi = 30^{\circ}, D = 30\%$ | 0.20 | 0.14 | 0.19 | 0.26  | 0.34 | 0.41  | 0.48  | 0.55  | 0.63  | 0.69  |
| $f_a = 25\text{kHz}, \phi = 30^{\circ}, D = 60\%$ | 0.32 | 0.42 | 0.73 | 1.04  | 1.34 | 1.63  | 1.95  | 2.27  | 2.58  | 2.86  |

从表 1 的误差统计数据看,该方法是有广泛适用性的,特别是在  $\beta$  大于  $0.2\text{rad}$ (约  $11^{\circ}$ )且  $\phi$  不为 0 的情况下,该方法仍然适用。

解调矢量图/带伴随调相的AM信号/PSK解调/AM深度=60%

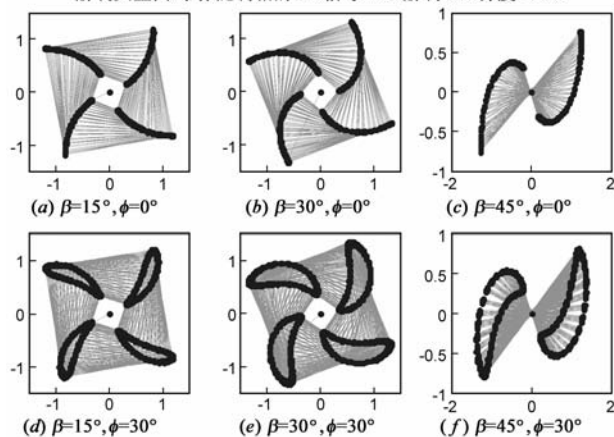


图2 实验测得的解调IQ矢量图(AM深度60%)。

## 4 结论

调幅的伴随调相特性时调幅器件的一种非理想特性,由于 AM 和 PM 的“相伴共生”,实现准确测量是较困难的,传统的频谱分析方法计算和操作复杂度都较高、且适用范围窄。本文提出了一种基于矢量分析的伴随调相测量新方法,利用矢量分析方法巧妙地将 AM 和 PM 参量分离,从而实现了伴随调相的准确测量。其数学原理明确简洁,测量操作简便。本文设计了不同参数组合,共计 120 组实验,实验测量结果证实了该方法的准确性和广泛适用性。

由于矢量分析中幅度和相位测量的独立性,所以使用矢量分析方法也可直接测量“伴随”状态下的 AM 信号的调幅深度,限于文章主题,不再赘述。

## 参考文献

- [1] 黄奎,吕锐.一种基于小波包的多载波数字 AM 系统[J].电子学报,2003,31(10):1580-1583.  
HUANG Kui, LÜ Rui. A Multi-carrier digital AM system based on wavelet packet[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(10):

1580-1583. (in Chinese)

- [2] 张艳玲,孙献璞,等.实现不等错误保护的最小发射功率 AM-OFDM 系统[J].电子学报,2008,36(7):1314-1318.  
ZHANG Yan-ling, SUN Xian-pu, et al. A minimum transmission power AM-OFDM system to realize unequal error protection[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(7): 1314-1318. (in Chinese)
- [3] 李光球,曹晓波.瑞利衰落信道采用组合发射机 SC/接收机 MRC 的 MQAM 性能分析[J].电子学报,2003,31(7):1080-1082.  
LI Guang-qiu, CAO Xiao-bo. Performance analysis of MQAM with combined transmit SC/Receive MRC in Rayleigh fading channels[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(7): 1080-1082. (in Chinese)
- [4] Sergio Sancho, Almudena Suárez, Tomás Fernández. Nonlinear dynamics of microwave synthesizers—stability and noise[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001, 49(10): 1792-1803.
- [5] RAJAT K, SAHA. Demodulation of a continuous PM signal contaminated with incidental AM discrete Phase-Lock[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1974, 10(2): 231-244.
- [6] WILLIAM L, BEHREND. Effects of incidental phase modulation of TV transmitters, or other circuits, on TV signals[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 1973, 19(3): 53-63.
- [7] 艾明,吴达慎,张景文.失真与调制参数的计量测试[M].北京:中国计量出版社,1989.127-157.

## 作者简介

周 峰 男,籍贯,宁夏隆德,1983 年生,分别于 2005 年和 2008 年获北京邮电大学工学学士、硕士学位。现为北京邮电大学博士研究生。主要研究方向:无线电计量与电磁兼容技术。

E-mail: zhoulfeng@emcite.com

张 睿 男,工业和信息化部通信计量中心高级工程师,毕业于北京邮电大学通信工程专业。主要研究方向:无线通信计量与射频测量。

高攸纲 男,北京邮电大学教授,博士生导师,中国电子学会电磁兼容分会主任委员。主要研究方向:无线电与电磁兼容技术。