

五种失真因素综合作用下的 EVM

周 峰^{1,2}, 张 睿², 高攸纲¹, 阮方鸣³, 沈远茂¹, 石 丹¹

(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: 数字调制信号通常遇到的 5 种失真因素, 包括 I/Q 增益不平衡、相位不平衡、外加连续波干扰、相位噪声、加性高斯噪声. 通过数学推导, 得到一个完备的数学解析式, 以计算上述五种失真因素综合作用下的误差矢量幅度值. 然后进行了两组实验, 配合数值仿真来验证公式, 计算和测量结果吻合, 表明了公式的准确性.

关键词: 误差矢量幅度; 失真; 公式; 实验

中图分类号: TN74

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2012) 03-0607-04

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.03.033

Error Vector Magnitude by Five Distortion Factors

ZHOU Feng^{1,2}, ZHANG Rui², GAO You-gang¹, RUAN Fang-ming³, SHEN Yuan-mao¹, SHI Dan¹

(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: The digital modulation signal is usually encountered in five kinds of distortion factors, including I/Q gain imbalance, phase offset, continuous wave interference, phase noise and additive Gaussian noise. Through mathematical derivation, a complete mathematical formula is obtained, to calculate EVM by five distortion factors. At the same time, two experiments are carried out, in conjunction with numerical simulation to verify the formula. Formula and measurement results fit well.

Key words: error vector magnitude; distortion; formula; experiment

1 引言

数字调制已成为电子信息技术的重要基石, 最典型的就是在无线通信、军事通信和广播电视系统中的应用^[1~3]. 矢量误差幅度(EVM)是衡量数字调制误差的主要参量之一^[4]. 一般数字调制信号会遇到 5 种失真因素导致调制误差: I/Q 增益不平衡、相位不平衡、外加连续波干扰、相位噪声、信道加性高斯噪声. 以往研究工作往往集中在某一个失真因素单独作用下的 EVM^[5]. 文献^[6]研究了增益不平衡、相位不平衡作用下的 EVM 值. 但是在很多情况下是多种甚至是 5 种失真因素共存的, 以往公式难以适用. 本文通过数学推导, 得到一个比较完备的数学解析式, 以计算上述五种失真因素综合作用下的 EVM 值. 同时将通过测量实验, 验证解析式.

在数学推导中, 假定调制信号的星座图满足三重对称性, 即分别对 I 轴、Q 轴和直线 $I = Q$ 对称. 绝大部分数字调制都满足该条件, 如 QPSK、8PSK、16QAM、64QAM 等.

本文将误差矢量幅度均方根值简称为 EvmRms, 将矢量信号分析仪简称为 VSA.

2 解析式推导

设数字调制标准星座图的矢量集合为 \mathbf{V}_R .

$$\mathbf{V}_R = \begin{pmatrix} I_1 & Q_1 \\ I_2 & Q_2 \\ \vdots & \vdots \\ I_i & Q_i \\ \vdots & \vdots \\ I_N & Q_N \end{pmatrix} \quad (1)$$

受前述 5 种失真因素的影响, 解调后的基带波形和理想的基带波形是不同的, 设解调后在波形最佳抽样时刻所得的抽样矢量集合是 \mathbf{V}_{M0} :

$$\mathbf{V}_{M0} = \begin{pmatrix} I_1 & Q_1 \\ I_2 & Q_2 \\ \vdots & \vdots \\ I_N & Q_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g \cos\left(\frac{\phi}{2} + \theta\right) & \sin\left(\frac{\phi}{2} + \theta\right) \\ g \sin\left(\frac{\phi}{2} + \theta\right) & \cos\left(\frac{\phi}{2} + \theta\right) \end{pmatrix} + (I_o \quad Q_o) + [n(t) \quad n(t)] \quad (2)$$

式(2)中 g 代表 IQ 增益不平衡度,线性量纲; Φ 指 IQ 相位不平衡度; θ 是一个方差为 σ_p 的高斯分布随机变量,它对应相位噪声,单位是 rad; $(I_0 \ Q_0)$ 是外加连续波矢量,一般来说 $(I_0 \ Q_0)$ 是由于载波泄露、基带的直流偏置或者是信号通带内的干扰造成的; $n(t)$ 是方差为 σ_G 的加性高斯白噪声.量都是出现在抽样端的,令 $\sigma_G = \sigma_g/\sqrt{2}$, σ_g 是叠加在正交信号上的高斯白噪声的方差.

由于在 VSA 中要对被测信号的幅度乘以一个系数 R (或是对参考信号幅度乘以系数,两种方法是等效的),以保证被测信号幅度 RMS 值与参考信号幅度 RMS 值相等,即等功率原则.所以实际和参考矢量集合对比以计算 EVM 的矢量集合是 V_M .

$$V_M = RV_{M0} \quad (3)$$

VSA 中的参考信号矢量序列是对 V_{M0} 做判决、基带成形后再抽样而生成的,在干扰不足以引起误码的前提下, V_M 的参照信号就是 V_R . 设 N 个符号等概率出现,共计 N 个符号矢量 EVM 的 RMS 值,见式(4).

$$\text{EvmRms} = \left[\frac{\sum_{i=1}^N |V_R(i) - V_M(i)|^2}{\sum_{i=1}^N |V_R(i)|^2} \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{T_1 + T_2}{\sum_{i=1}^N |V_R(i)|^2}} \quad (4)$$

式(4)中 T_1, T_2 是中间变量,定义如下:

$$T_1 = \sum_{i=1}^N [I_i g \cos\left(\frac{\phi}{2} + \theta\right) R + Q_i g \sin\left(\frac{\phi}{2} + \theta\right) R + I_o R + n(t) R - I_i]^2$$

$$T_2 = \sum_{i=1}^N [I_i \sin\left(\frac{\phi}{2} + \theta\right) R + Q_i \cos\left(\frac{\phi}{2} + \theta\right) R + Q_o R + n(t) R - Q_i]^2$$

考虑到一般相位噪声都比较小,所以 $\cos\theta \approx 1, \sin\theta \approx \theta$, 则化简式(4)求其数学期望 $E(\text{EvmRms})$, 然后将式(4)中的随机量与确定量分离,考虑到高斯型随机变量和确定量相乘积分的归 0 性,和两个不同随机变量乘积积分的归 0 性,得到式(5).

$$E(\text{EvmRms}) = \sqrt{\frac{T_3 + T_4 + T_5 + T_6}{\sum_{i=1}^N |V_R(i)|^2}} \quad (5)$$

式(5)中 T_3, T_4, T_5, T_6 是中间变量,定义如下:

$$T_3 = \sum_{i=1}^N c \left[I_i g R \cos \frac{\phi}{2} + Q_i g R \sin \frac{\phi}{2} + I_o R - I_i \right]^2$$

$$T_4 = \sum_{i=1}^N \left[g^2 R^2 \sigma_p^2 \left(Q_i \cos \frac{\phi}{2} - I_i \sin \frac{\phi}{2} \right)^2 + R^2 \sigma_G^2 \right]$$

$$T_5 = \sum_{i=1}^N \left[I_i R \sin \frac{\phi}{2} + Q_i R \cos \frac{\phi}{2} + R Q_o - Q_i \right]^2$$

$$T_6 = \sum_{i=1}^N \left[R^2 \sigma_p^2 \left(I_i \cos \frac{\phi}{2} - Q_i \sin \frac{\phi}{2} \right)^2 + R^2 \sigma_G^2 \right]$$

利用调制的三重对称性,即:如果序列 V_R 中存在向量 $(I_i \ Q_i)$, 则一定存在对称向量 $(-I_i \ -Q_i)$ 、 $(I_i \ -Q_i)$ 和 $(-I_i \ -Q_i)$, 代入这些对称量化简式(5)得式(6).

$$\text{EvmRms} = \left[1 - R(1 + g) \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) + R^2 \left(\frac{g^2 + g^2 \sigma_p^2 + \sigma_p^2 + 1}{2} + \frac{N(\sigma_g^2 + D^2)}{\sum_{i=1}^N |V_R(i)|^2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6)$$

$$D^2 = I_o^2 + Q_o^2 \quad (7)$$

然后计算 R 的值, R 的作用是保证被测信号的 RMS 值与参考信号的 RMS 值相等,则得到式(8).

$$R^2 = \frac{\sum_{i=1}^M |V_R(i)|^2}{T_7 + T_8} \quad (8)$$

式(8)中 T_7, T_8 是中间变量,定义如下:

$$T_7 = \sum_{i=1}^N [I_i g \cos \frac{\phi}{2} - I_i g \theta \sin \frac{\phi}{2} + Q_i g \sin \frac{\phi}{2} + Q_i g \theta \cos \frac{\phi}{2} + I_o + n(t)]^2$$

$$T_8 = \sum_{i=1}^N [I_i \sin \frac{\phi}{2} + I_i \theta \cos \frac{\phi}{2} + Q_i \cos \frac{\phi}{2} - Q_i \theta \sin \frac{\phi}{2} + Q_o + n(t)]^2$$

为求数学期望 $E(R^2)$, 将式(8)中的随机变量和确定量分离,考虑到高斯型随机变量和确定量相乘积分的归 0 性,和两个不同随机变量乘积积分的归 0 性,根据 V_R 的三重对称性,化简得式(9):

$$E(R^2) = \frac{1}{\left(\frac{g^2 + g^2 \sigma_p^2 + \sigma_p^2 + 1}{2} + \frac{N(\sigma_g^2 + D^2)}{\sum_{i=1}^N |V_R(i)|^2} \right)} \quad (9)$$

将式(9)代入式(6),化简可以得到式(10),这是一个全面完备的解析式.

$$\text{EvmRms} = \left\{ 2 - (1 + g) \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \cdot \left[\frac{(g^2 + g^2 \sigma_p^2 + \sigma_p^2 + 1)}{2} + \frac{N(\sigma_g^2 + D^2)}{\sum_{i=1}^N |V_R(i)|^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (10)$$

3 实验验证

实验设计时,如果设置 5 个失真因素,装置复杂,可控性差.可以考虑设置 5 种失真因素中的一两种,其他

失真因素置 0,使式(10)退化为较简单的形式,从而可以通过测量和仿真对公式进行验证.为此我们设置了两组实验.

3.1 只存在 I/Q 增益不平衡度和相位不平衡度

在实验中,我们设置信号发生器的 I/Q 增益不平衡度 g 相位不平衡度 ϕ .由于实验所用信号源的单边带相位噪声抑制比小于 -100dBc ,这样式(10)中 σ_p 就足够小以至可以忽略,使用高性能屏蔽同轴电缆传送信号,信道白高斯噪声、与外加干扰相关的参量 D^2 也可以置 0.式(10)就退化为式(11):

$$\text{EvmRms}(g,\phi)=\sqrt{2-\cos\left(\frac{\phi}{2}\right)(1+g)}\sqrt{\frac{2}{g^2+1}}$$

(11)

针对式(11),进行了公式计算结果、数值仿真结果和实验测量结果的比对.使用 Agilent E4447 频谱仪 + 89600VSA 的测量装置去测量信号的 EvmRms 值,信号发生器分别使用 HP 4433B 和 R&S SMU200A,数值仿真使用蒙特卡罗方法.相关结果见图 1,表 1 给出了具体的比对数据统计.可看出,式(11)与仿真、测量是吻合的.

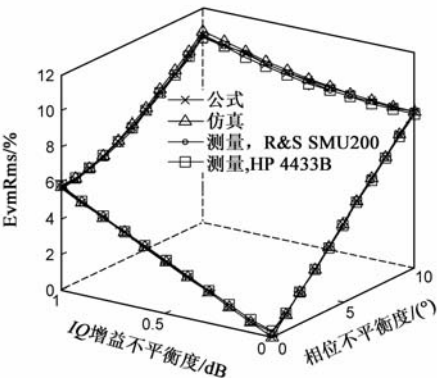


图1 式(11)与数值仿真和实验测量值的比对

表 1 式(11)与数值仿真和实验测量结果比对误差统计

统计参量	仿真值	HP 4433B	R & S SMU200
最大误差 (%)	-0.20055	-0.29167	-0.24225
误差 RMS (%)	0.079267	0.11451	0.099914

3.2 只存在连续波干扰

在只存在连续波干扰的情况下,式(10)中除 D^2 外的失真因素均置 0(此时 $g=1$),则式(10)退化为:

$$\text{EvmRms}(\text{ISR})=\left[2-2\sqrt{\frac{1}{1+\text{ISR}}}\right]^{\frac{1}{2}}$$

(12)

式(12)中的 ISR 是 VSA 解调抽样端连续波干扰-有意信号功率比.信号从 VSA 输入端进入后,需要经过解调器和基带成形滤波器,而对于不同频谱的信号,滤波器的插入损耗是不同的,所以 VSA 输入端的功率比 ISR_i 并不等于式(12)中的 ISR.

本文通过实验验证了式(12),在实验中,使用 HP4433B 信号源发射的 QPSK 调制信号,使用 Agilent4438C 信号源发射的连续波干扰信号,两路信号在合路器输出端的输出功率使用 R&S NRVD 功率计分别校准.同时,使用屏蔽同轴电缆传输信号,则信道噪声可以忽略,这样就可以准确设置合路器输出端(VSA 输入端)的干扰-有意信号功率比 ISR_i .在实验中设调制信号载波频率和连续波干扰信号频率之间的差值为 Δf_d ,设调制信号的码速率是 R_s ,设一个新的参数:干扰频偏比 $\beta_d=\Delta f_d/R_s$.

试验中设置调制信号符号速率为 10k Baud,设置 ISR_i 为 -20dBc 到 -8dBc .信号发射和 VSA 解调接收都使用根升余弦基带成型滤波器.给出两组实验结果:(1)滚降系数 α 为 0.35, β_d 为 1/8;(2)滚降系数 α 为 0.5, β_d 为 2/5.

在不同的 α 和 β_d 设置下,可以根据基带成型滤波器对调制信号和干扰信号的不同插入损耗,从 ISR_i 计算 ISR(两者有微小差异).下图 2 和图 3 给出了公式(12)和测量实验结果的对比.

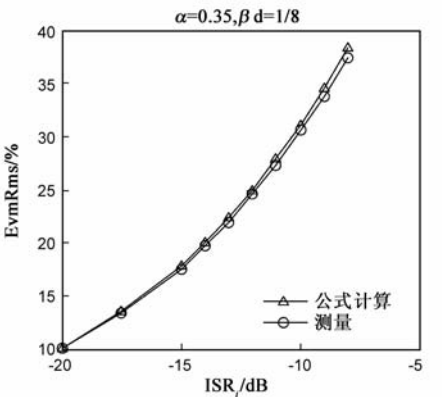


图2 QPSK信号被连续波干扰时的EvmRms值

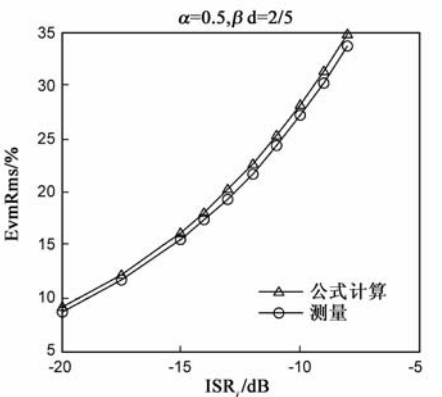


图3 QPSK信号被连续波干扰时的EvmRms值

从对比情况看,公式是准确的.此外以往文献没有提出公式适用性的问题,本文就公式的适用性做如下说明:由于较大的直流偏置会干扰解码同步,从而引起

误码,这种情况下 E_{vmRms} 计算公式是不适用的.在实验中发现 $ISR > -8\text{dBc}$ 时,干扰已经大到可以引起误码,这将导致大部分时刻的解调矢量图紊乱,EVM 也反常性地变大,此时公式是不适用的.综合这些情况,可认为公式(10)的适用条件是:(1)数字调制星座图满足三重对称性,即分别对 I 轴、 Q 轴和直线 $I = Q$ 对称.绝大部分数字调制都满足该条件,如 PSK、8PSK、16QAM、64QAM 等;(2)失真或者干扰不足以引起符号序列的判决误码.

此外,式(12)和文献[5]给出的形式不同,实验和理论均可以证明,文献[5]给出的公式是式(12)在 ISR 较小时的近似.式(12)是一个更精确、普遍的公式.

4 结论

数字调制信号通常遇到的 5 种失真因素是: I/Q 增益不平衡、相位不平衡、外加连续波干扰、相位噪声、加性高斯噪声.故本文通过数学推导,得到一个完备的数学解析式,以计算上述五种失真因素综合作用下的 EVM 值.同时设计了两组实验,配合数值仿真来验证公式,结果表明了公式是准确的.

该公式可用于数字通信收发装置、数字广播电视系统收发信机等系统中 EVM 值的估算,以及信号失真原因判断.在 EVM 的测量中,该公式可以用于不确定度分析.

参考文献

- [1] 杨运甫,陶然,王越.一种新的 GMSK 正交调制信号产生方法[J].电子学报,2005,33(6):1095-1098.
YANG Yun-fu,TAO Ran,WANG Yu.A new method for generating the quadrature GMSK signal[J].Acta Electronica Sinica,2005,33(6):1838-1842.(in Chinese)
- [2] 曾琦,彭代渊.相位调制的多用户 OFDM-FH 通信系统性能分析[J].电子学报,2010,38(4):944-948.
ZENG Qi,PENG Dai-yuan.Performance analysis of multi-user

OFDM-FH communications system with PSK modulation Scheme[J].Acta Electronica Sinica,2010,38(4):944-948.(in Chinese)

- [3] 曹祁生,梁德群.非正交多重调制的研究[J].电子学报,2006,34(1):19-23.
CAO Qi-sheng,LIANG De-qun.Study on non-orthogonal multiple modulation[J].Acta Electronica Sinica,2006,34(1):19-23.(in Chinese)
- [4] 田玲,朱红兵,洪伟.超宽带射频接收机的研制[J].电子学报,2007,35(10):1838-1842.
TIAN Ling,ZHU Hong-bing,HONG Wei.Research on ultra-wideband RF receiver[J].Acta Electronica Sinica,2007,35(10):1838-1842.(in Chinese)
- [5] 范秀丽,郑建宏,陈莉.TD-SCDMA 的 EVM 测试及分析[J].重庆邮电学院学报,2005,17(2):156-159.
FAN Xiu-li,ZHENG Jian-hong;CHEN Li.EVM testing and analysing in TD-SCDMA[J].Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications,2005,17(2):156-159.(in Chinese)
- [6] Apostolos Georgiadis.Gain, phase imbalance, and phase noise effects on error vector magnitude[J].IEEE Transactions on Vehicular Technology,2004,53(2):443-449.

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:zhoufeng@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:环境电磁学与电磁兼容技术.