

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2210120

# 基于均方根值检波的脉冲调制辐射场测量技术

成伟兰 何纯全 万海军 冯婷婷

(海军研究院 北京 100161)

**摘要:** 针对频域法测量脉冲调制辐射场受到分辨率带宽制约的现状,提出了基于均方根值检波进行测量和修正的方法。首先明确了测量原理,定义了均方根值检波下场强修正系数;接着对功率测量结果和场强修正系数进行理论建模,提出并采用功率因子进行表征,并给出了功率因子具体值,完成了场强修正系数的计算;然后讨论了分辨率带宽和驻留时间的优选方法,简化了修正方法且精确控制了偏差;最后开展了实验验证。实验数据表明,理论结果与测量结果偏差小于1.00 dB,测量方法准确可行,采用任意分辨率带宽均能准确获得峰值场强和平均值场强,不受测量仪器性能的限制。所提方法对确保装备电磁安全性提供了一定的支撑,对其他调制方式的脉冲辐射场的测量方法研究也有参考意义。

**关键词:** 电磁场;脉冲调制;频域测量;测量技术;电磁辐射

**中图分类号:** TN98   **文献标识码:** A   **国家标准学科分类代码:** 510.1020

## Measurement method for pulse modulated radiation field based on root mean square detection

Cheng Weilan He Chunquan Wan Haijun Feng Tingting

(Naval Research Academy, Beijing 100161, China)

**Abstract:** The measurement method with correction for the pulse modulated radiation field using root mean square detection in frequency domain is put forward to solve the restriction caused by the resolution bandwidth. First, the measurement principle is proposed and the correction coefficients for field strength based on root mean square detection are defined. Then, the measurement result for the signal power and the correction coefficients for field strength are modeled theoretically and expressed by the power factor whose value can be worked out. Also the optimum selections of the resolution bandwidth and dwell time are discussed to simplify the correction method with the deviation precisely controlled. Finally, the experiment is carried out and it shows that the deviations between computation and measurement results of the correction coefficients are less than 1.00 dB. It proves that the measurement method is accurate and feasible. The peak field strength and average field strength can be accurately obtained by using any resolution bandwidth. So it is not limited by the performance of the instrument. The established method provides a certain support for ensuring the electromagnetic safety of equipment and also is helpful for researching measurement methods for pulse radiation field with other modulation modes.

**Keywords:** electromagnetic fields; pulse modulation; frequency-domain analysis; measurement techniques; electromagnetic radiation

## 0 引言

随着武器平台发射功率不断提高,电磁环境日益复杂,强电磁场不但可能引发电磁辐射危害,还会干扰导引头等接收设备。有关标准中提出了明确要求<sup>[1]</sup>,规定装备必须适应工作中所面临的电磁环境,对人员活动区的电磁环境应进行控制,并开展电磁环境适应性验证或符合性评估,为

此人们开展了一系列研究<sup>[2-5]</sup>。

装备在实际使用中经常面临脉冲电磁环境,为了开展适应性验证工作,需要测量脉冲场,监测发射频率以识别出指定辐射场,并获得峰值场强和平均值场强。

常用的脉冲辐射场测量方法包括宽带场强计法、时域法和频域法。宽带场强计法使用电场探头和场强仪进行测量,能提供三维空间的平均值场强幅度<sup>[6]</sup>,体积小,携带方

收稿日期:2022-05-25

便,被有关标准推荐使用<sup>[7]</sup>。与宽带场强计法相关的研究也非常多,例如各种场景下的应用研究<sup>[8-10]</sup>、新型电场探头的研制开发<sup>[11]</sup>等。宽带场强计法的缺点是不能提供频率信息,不能区分多个辐射源产生的合成场中每个源产生的场强。时域法通常使用天线和示波器进行测量,除了能够提供场强,还可以获得脉宽、脉冲重复频率等时域参数,缺点是示波器背景噪声高,读数不易稳定,容易产生较大偏差,也不能监测发射频率以筛选出指定辐射场。频域法采用天线和频谱仪(或测量接收机)进行测量,灵敏度高,可以监测发射频率,识别出指定辐射源,但现有的频域测量方法大多要求分辨率带宽大于被测信号的占有带宽。时域法和频域法均采用天线作为脉冲场传感器,目前不断受到人们的关注<sup>[12]</sup>。

基于各种方法的特点,人们研究了许多组合测量方法。文献[13-14]利用频谱仪的零频率跨度模式获得脉冲调制辐射场的时域信息,测量精度高;文献[15]采用示波器与频谱仪组合测量线性调制脉冲辐射场。这两种方法均要求分辨率带宽大于信号占有带宽。汤仕平等针对脉冲调制辐射场提供了示波器与频谱仪组合的测量方法<sup>[16]</sup>,允许分辨率带宽小于被测信号占有带宽,但仅适用于峰值检波,且在分辨率带宽小于信号占有带宽且大于脉冲重复频率下,需要测量人员对修正系数进行人为折中,容易产生偏差。

在脉冲电磁环境适应性验证时,为了获取频率信息,以区分多个辐射源产生的合成场中每个源生成的场强,需要在频域进行测量。由上可知,目前频域测量方法大多要求分辨率带宽大于信号占有带宽,较小分辨率带宽的测量方法还不够完善,精确测量受到测量仪器性能的限制。例如,工程应用中经常遇到被测信号占有带宽大于频谱仪或测量接收机最大分辨率带宽的情况,现有频域测量方法不能满足测量需求。

周期脉冲调制信号是雷达最常用的发射信号,为了准确测量其辐射场,拟针对频谱仪和测量接收机常用的均方根值检波(root mean square detection, RMS)方式,研究相应的频域测量方法,突破分辨率带宽限制,实现发射频率监测,并获得平均值场强和峰值场强。首先定义场强修正系数,通过对均方根值检波功率测量过程理论建模和深入分析,完成场强修正系数的计算,实现峰值场强和平均值场强的准确测量;进一步地,研究分辨率带宽和驻留时间的优选方法,以简化场强修正系数计算,保证可操作性;最后进行实验验证。本测量方法可为武器装备控制电磁辐射危害提供一定的支撑,对其他调制方式的脉冲辐射场的测量方法研究也具有一定的借鉴价值。

## 1 测量方法

### 1.1 测量原理

采用天线、频谱仪或测量接收机(以下简称频谱测量装置),在均方根值检波下测量周期脉冲调制信号。设频谱测

量装置输入端的周期脉冲调制信号时域表达式  $u(t)$  为:

$$u(t) = A \sum_{m=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t-mT}{\tau}\right) e^{j2\pi f_c t} \quad (1)$$

式(1)中,  $A$  为脉冲电压振幅,单位为 V;  $m$  为自然数;  $\text{rect}(t)$  为矩形函数;  $t$  为时间,单位为 s;  $\tau$  为脉宽,单位为 s;  $T$  为脉冲重复周期,单位为 s;  $f_c$  为载频,单位为 Hz。

在分辨率带宽小于信号占有带宽  $1/\tau$  的情况下,均方根值检波功率测量结果小于信号的平均功率,不能准确获得场强。为此,结合峰值场强和平均值场强定义,分别定义均方根值检波下峰值场强修正系数  $k_{\text{RMS}_p}$  (dB) 和平均值场强修正系数  $k_{\text{RMS}_a}$  (dB) 如下:

$$k_{\text{RMS}_p} = 10\lg(P_p) - 10\lg(P_{\text{RMS}}) \quad (2)$$

$$k_{\text{RMS}_a} = 10\lg(P_a) - 10\lg(P_{\text{RMS}}) = k_{\text{RMS}_p} + 10\lg D \quad (3)$$

式(2)和式(3)中,  $P_p$ 、 $P_a$  分别为周期脉冲调制信号的峰值功率、平均功率,单位为 W;  $P_{\text{RMS}}$  为均方根值检波下功率测量结果,单位为 W;  $D$  为周期脉冲调制信号占空比(无量纲)。

实际测量时,频谱测量装置给出的功率读数的单位并非瓦特,可用  $P_{\text{read}}$  表示均方根值检波下功率读数,单位 dBm; 结合场强修正系数,求得峰值场强  $E_p$  (V/m)、平均值场强  $E_a$  (V/m) 分别为:

$$E_p = 10^{(k_{\text{RMS}_p} + P_{\text{read}} - 13 + F_A - F_D)/20} \quad (4)$$

$$E_a = 10^{(k_{\text{RMS}_a} + P_{\text{read}} - 13 + F_A - F_D)/20} \quad (5)$$

式(4)和式(5)中,  $F_A$  为接收天线系数 (dB/m);  $F_D$  为电缆和衰减器的总衰减量 (dB)。

由此可知,获得场强修正系数即可获得峰值场强和平均值场强,下面针对均方根值检波讨论峰值场强修正系数和平均值场强修正系数求解方法。

### 1.2 测量过程建模

由式(2)和(3)可知,为了获得场强修正系数,必须要表征出信号  $u(t)$  的功率测量结果  $P_{\text{RMS}}$ 。为此,针对频谱测量装置测量脉冲调制信号的过程,进行建模分析。

频谱仪和测量接收机等频谱测量装置测量脉冲调制信号的流程如图 1 所示,其中,  $F_c(f)$  为信号  $u(t)$  的频谱函数;  $F_{\text{IF}}(f)$  为  $u(t)$  经过下变频(假设零中频,不影响分析结果)、中频滤波后的频谱函数;  $F_{\text{IF}_\text{rect}}(f)$  为中频滤波器输出信号被截取后所得信号的频谱函数。

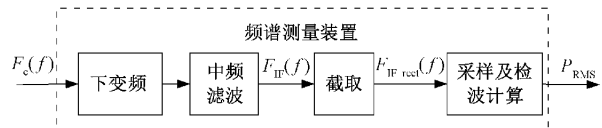


图 1 频谱测量装置的信号测量流程

#### 1) 周期脉冲调制信号频谱分析

$u(t)$  的频谱函数  $F_c(f)$  为:

$$F_c(f) = A \frac{\tau}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |\text{Sa}(\pi\tau(f_c - m/T))| \delta(f - f_c + m/T) \quad (6)$$

其中,  $f$  为频率, 单位为 Hz;  $Sa$  为抽样函数;  $\delta$  为冲激函数。

2) 中频滤波后信号频谱分析

通常频谱仪和测量接收机的中频滤波器均为高斯型,  $u(t)$  经过下变频(假设零中频, 不影响分析结果)、中频滤波后, 其频谱函数  $F_{IF}(f)$  为:

$$F_{IF}(f) = A \frac{\tau}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(f - m/T) Sa(\pi\tau m/T) \cdot H^{-\left(\frac{m}{TB_{rbw}}\right)^2} \quad (7)$$

式(7)中,  $B_{rbw}$  为分辨率带宽, 单位为 Hz;  $H$  由频谱测量装置的分辨率带宽类型决定, 对于 3 dB 分辨率带宽(用  $B_{3dB}$  表示),  $H$  取 4, 对于 6 dB 分辨率带宽(用  $B_{6dB}$  表示),  $H$  取 16。式(7)表明, 中频滤波信号具有周期性。

3) 截取后中频信号频谱分析

设测量时频谱测量装置的驻留时间为  $L$  (s), 那么检波时中频滤波输出的周期信号会被时间长度为  $L$  的门信号截取, 截取后中频信号的频谱函数  $F_{IF\_rect}(f)$  为:

$$F_{IF\_rect}(f) = \frac{A\tau L}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} Sa\left(\frac{\pi\tau m}{T}\right) \cdot H^{-\left(\frac{m}{TB_{rbw}}\right)^2} \cdot Sa\left[\pi\left(f - \frac{m}{T}\right)L\right] \quad (8)$$

4) 功率测量结果表征

均方根值检波下功率测量结果反映的是截取后中频信号在时长  $L$  内的平均功率。根据帕斯瓦尔定理, 均方根值检波下功率测量结果  $P_{RMS}$  可以表征为:

$$P_{RMS} = \frac{A^2 \tau^2 L}{2T^2} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} Sa\left(\pi\tau \frac{m}{T}\right) \cdot H^{-\left(\frac{m}{TB_{rbw}}\right)^2} \\ Sa\left[\pi\left(f - \frac{m}{T}\right)L\right] \end{array} \right\} \right|^2 df \quad (9)$$

1.3 场强修正系数表征

式(9)中均方根值检波下功率测量结果的计算涉及积分, 不利于计算场强修正系数。为此将式(9)改写为:

$$P_{RMS} = \rho\alpha B_{rbw} A^2 \tau^2 / (2T) \quad (10)$$

式(10)中,  $\rho$  和  $\alpha$  为新定义的两个参数, 稍后讨论。

将式(10)代入式(2)、(3), 峰值场强修正系数和平均值场强修正系数可简化为:

$$k_{RMS_p} = 10\lg\left(\frac{A^2}{2P_{RMS}}\right) = 10\lg\left(\frac{T}{\tau^2 \rho\alpha B_{rbw}}\right) \quad (11)$$

$$k_{RMS_e} = 10\lg\left(\frac{DA^2}{2P_{RMS}}\right) = -10\lg(\tau\rho\alpha B_{rbw}) \quad (12)$$

参数  $\rho$  为平均功率采样比, 定义为: 截取后的中频采样信号与未截取时中频滤波信号的平均功率之比, 无量纲。按照定义计算并简化处理后, 得到  $\rho$  的表达式为:

$$\rho = \frac{L \int_{-\infty}^{\infty} \left| \sum_{m=-\infty}^{\infty} Sa(\pi\tau m/T) \cdot H^{-\left(\frac{m}{TB_{rbw}}\right)^2} \cdot Sa[\pi(f - m/T)L] \right|^2 df}{\sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| Sa(\pi\tau m/T) \cdot H^{-\left(\frac{m}{TB_{rbw}}\right)^2} \right|^2} \quad (13)$$

$\rho$  反映了检波时的采样信号与原中频滤波信号平均功率的近似程度, 测量时可以通过适当选择驻留时间使两者接近甚至相等, 即  $\rho \approx 1$  或  $\rho = 1$ 。

参数  $\alpha$  为功率因子, 定义式如式(14), 物理意义为: 载频处频谱密度冲激强度为 1 的脉冲调制周期信号经过中频滤波后, 输出信号的平均功率强度均匀分布在分辨率带宽内谱线上时的幅度, 无量纲。

$$\alpha = \frac{1}{TB_{rbw}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| Sa(\pi\tau m/T) \cdot H^{-\left(\frac{m}{TB_{rbw}}\right)^2} \right|^2 \quad (14)$$

无论分辨率带宽是否大于信号占有带宽  $1/\tau$ ,  $\alpha$  均可通过编程计算得到, 图 2 和 3 给出了在 3 dB 分辨率带宽和 6 dB 分辨率带宽下  $\alpha$  的部分具体值。

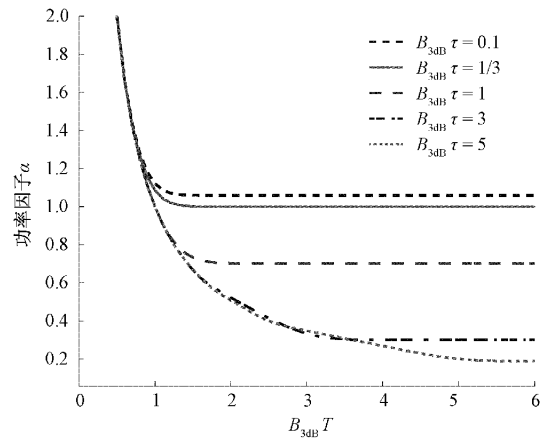


图 2 3 dB 分辨率带宽下的功率因子

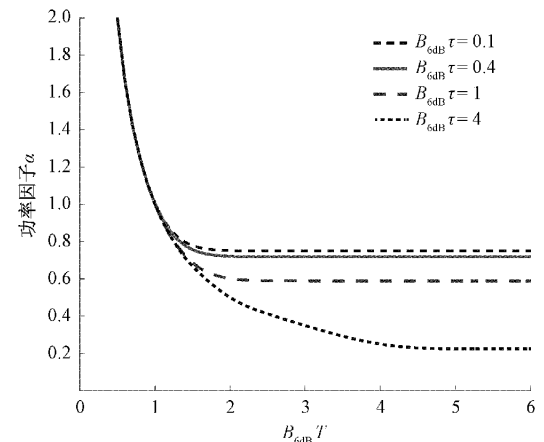


图 3 6 dB 分辨率带宽下的功率因子

由上可知, 功率因子  $\alpha$  的具体值可以通过编程计算预先获得、或按图 2 和 3 直接读取; 通过适当选择驻留时间, 可使平均功率采样比  $\rho \approx 1$  或  $\rho = 1$ 。因此按照式(11)、(12)计算场强修正系数十分便捷, 保证了工程实用性。

下面讨论测量参数的优选方法, 以使  $\rho \approx 1$  或  $\rho = 1$ , 并进一步简化功率因子  $\alpha$  的取值过程。

1.4 测量参数设置

分两种情况讨论频谱测量装置的驻留时间和分辨率带

宽的选取方法。

$$1) B_{3\text{dB}}T \leq 0.8 \text{ 或 } B_{6\text{dB}}T \leq 1.1$$

(1) 驻留时间

此时,中频滤波器的响应时间相对于脉冲重复周期非常慢,中频输出信号几乎为直流,纹波非常小,不管如何选择驻留时间,中频滤波信号在采样前后的平均功率几乎相等,即均可实现  $\rho \approx 1$ 。

(2) 分辨率带宽

在 3 dB 分辨率带宽下,当  $B_{3\text{dB}}T \leq 0.8$  时,由图 2 分析得到  $\alpha = 1/(B_{3\text{dB}}T)$ ;同理,在 6 dB 分辨率带宽下,当  $B_{6\text{dB}}T \leq 1.1$  时,由图 3 分析得到  $\alpha = 1/(B_{6\text{dB}}T)$ 。于是,式(11)和(12)分别简化为:

$$k_{\text{RMS},p} = -20\lg(\tau/T) = -20\lg D \quad (15)$$

$$k_{\text{RMS},a} = -10\lg(\tau/T) = -10\lg D \quad (16)$$

可知式(15)和(16)与分辨率带宽无关,对 3 dB 分辨率带宽、6 dB 分辨率带宽均适用。因此,只要满足  $B_{3\text{dB}}T \leq 0.8$  或  $B_{6\text{dB}}T \leq 1.1$ ,即  $B_{3\text{dB}}$ 、 $B_{6\text{dB}}$  分别小于 0.8 倍和 1.1 倍脉冲重复频率时,就可直接由占空比计算得到场强修正系数,其值与分辨率带宽大小无关。通常脉冲重复周期至少是脉宽 2 倍,因此此时分辨率带宽将小于信号占有带宽。

因中频输出信号几乎为直流,均方根值检波和峰值检波下的测量结果几乎相等,因此式(15)和(16)也适用于峰值检波。

$$2) B_{3\text{dB}}T > 0.8 \text{ 或 } B_{6\text{dB}}T > 1.1$$

(1) 驻留时间

当  $B_{3\text{dB}}T > 0.8$  或  $B_{6\text{dB}}T > 1.1$  时,为了使  $\rho \approx 1$  或  $\rho = 1$ ,即检波时的采样信号与原中频信号平均功率非常接近或相等,应将驻留时间设置成足够长,或将驻留时间设为脉冲重复周期的整数倍。例如设置驻留时间大于脉冲重复周期的 10 倍,此时  $\rho \geq 0.9$ ,引起的最大偏差不大于 0.5 dB,驻留时间越长, $\rho$  引起的偏差越小;采用测量接收机测量时,也可将驻留时间设为脉冲重复周期的整数倍。

(2) 分辨率带宽

当  $B_{3\text{dB}}T > 0.8$  或  $B_{6\text{dB}}T > 1.1$  时,不管分辨率带宽大于还是小于信号占有带宽  $1/\tau$ ,均可以通过编程获得  $\alpha$ 。例如图 2 给出了 3 dB 分辨率带宽在信号占有带宽的 0.1、1/3、1.3、5 倍下的  $\alpha$  值;图 3 给出了 6 dB 分辨率带宽在信号占有带宽的 0.1、0.4、1.4 倍下的  $\alpha$  值。可见测量方法不受频谱测量装置分辨率带宽的制约。

通过优化选择分辨率带宽,可大幅简化  $\alpha$  取值过程。图 2 和 3 给出了以  $B_{\text{rbw}}\tau$  为参变量下  $\alpha$  的曲线族,其随着  $B_{\text{rbw}}\tau$  减小而趋于集中,在 3 dB 分辨率带宽、6 dB 分辨率带宽下  $\alpha$  曲线族分别趋于恒定值 1.06、0.75。因此,条件允许时,尽量选择较小的  $B_{\text{rbw}}\tau$ ,使  $\alpha$  可以近似取 1.06 或 0.75。

实际使用时可设定  $\alpha$  取 1.06(3 dB 分辨率带宽下)或

0.75(6 dB 分辨率带宽下)时的最大允许偏差,确定  $\alpha$  取值范围,从而在图 2、3 中找出相应曲线族的区域,获得  $B_{\text{rbw}}\tau$ 、 $B_{3\text{dB}}T$  较佳选取范围。例如,假设允许  $\alpha$  最大发生 0.25 dB 的偏差,那么曲线族分别聚集于图 2、3 中的实线与  $\alpha = 1.06$ 、 $\alpha = 0.75$  之间,所以分辨率带宽最好满足  $1.5/T \leq B_{3\text{dB}} \leq 1/(3\tau)$ 、或  $2/T \leq B_{6\text{dB}} \leq 0.4/\tau$ 。测量时选择此范围内的分辨率带宽, $\alpha$  均可取 1.06(3 dB 分辨率带宽下)或 0.75(6 dB 分辨率带宽下)。

## 2 实验设计与结果分析

### 2.1 实验设计

通常,现有频域法利用直接测得的峰值功率、平均功率,结合接收天线系数,计算得到峰值场强、平均值场强。本测量方法针对分辨率带宽不够、不能直接测得峰值功率或平均功率的情况,定义了场强修正系数,结合接收天线系数,按照式(4)和(5)计算峰值场强和平均值场强,与现有频域法的区别在于新增了场强修正系数,并且接收天线系数和总衰减量可以预先获得精确值,故本测量方法的偏差主要来源于场强修正系数计算方法。为此实验目的是比较场强修正系数计算值与实测值,以验证场强修正系数计算方法的有效性和准确性。为了满足  $\rho \approx 1$  或  $\rho = 1$ ,选择驻留时间较长或者为脉冲重复周期整数倍的两种情况,分别测量获得场强修正系数实测值,将理论值与之比较,评估场强修正系数计算方法是否可行。

对于场强修正系数理论值,将功率因子、信号参数和设置的分辨率带宽代入式(11)和(12)后计算获得。对于场强修正系数实测值,获取方法如下:按照脉冲调制信号峰值功率定义,其值可取未调制的正弦波的平均功率,因此测量未调制的正弦波的平均功率,作为脉冲调制信号峰值功率;然后采用频谱仪或测量接收机在均方根值检波下测量脉冲调制信号,得到功率测量结果;再依据式(2)计算峰值功率与功率测量结果的分贝差,即可得到峰值场强修正系数实测值;根据占空比、峰值场强修正系数实测值,按照式(3)计算出平均值场强修正系数的实测值。

在暗室进行了模拟验证测试,脉冲调制信号参数值如表 1,实验布置如图 4 所示,信号源输出脉冲调制信号,经功率放大器放大后由发射天线进行辐射,形成脉冲调制辐射场。接收天线接收辐射场信号,经衰减后送入频谱测量装置,输出功率测量结果。信号源采用 E8257D,收发天线均为双脊波导喇叭天线,频谱测量装置为频谱仪 FSV3044 或测量接收机 ESIB26。

表 1 被测脉冲调制信号参数

频率/ GHz	脉宽/ ms	脉冲重复 周期/ms	占有带宽/ kHz	占空比
1	0.005	0.5	200	0.01

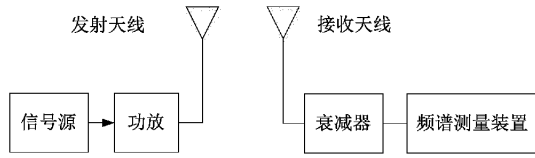


图4 实验验证布置

2.2 实验结果与数据分析

首先,在驻留时间不小于10倍脉冲重复周期(使 $\rho \approx 1$ )的条件下,分别采用频谱仪FSV3044或测量接收机ESIB26作为频谱测量装置,对场强修正系数计算方法进行验证。FSV3044在3dB分辨率带宽下测得的场强修正系数及其与理论值的偏差如表2;ESIB26采用频谱仪模式在3dB分辨率带宽、6dB分辨率带宽下测得的场强修正系数及其与理论值的偏差如表3。两表中功率因子 $\alpha$ 由图2或3中曲线直接读取或编程计算所得;场强修正系数的理论值采用表1参数、设置的分辨率带宽,按照式(11)或(12)直接计算得到;对于峰值场强修正系数实测值,频谱测量装置在信号源调制前和调制后状态下测量得到两个功率读数,然后按照式(2)进行计算得到;平均值场强修正系数实测值由峰值场强修正系数实测值和占空比采用式(3)计算得到。根据式(11)和(12)间关系、式(2)和(3)间关系,峰值场强修正系数理论值与实测值所存偏差,与平均值场强修正系数理论值与实测值所存偏差,两者数值一致,因此两表均只需给出一栏绝对偏差。

表2 场强修正系数实验验证结果(FSV3044)

类别	$B_{rbw}/$ kHz	理论值		实测值		绝对 偏差/ dB	
		$\alpha$	$k_{RMS,p}/k_{RMS,a}^*$ dB	$k_{RMS,p}/k_{RMS,a}^*$ dB	$k_{RMS,p}/k_{RMS,a}^*$ dB		
$B_{3dB}$	3	1.07	37.95	17.95	38.00	18.00	0.05
	5	1.06	35.77	15.77	35.82	15.82	0.05
	10	1.06	32.76	12.76	32.78	12.78	0.02
	30	1.05	28.03	8.03	28.07	8.07	0.04
	50	1.03	25.89	5.89	25.91	5.91	0.02
	100	0.93	23.33	3.33	23.32	3.32	0.01
	200	0.70	21.55	1.55	21.52	1.52	0.03
$B_{6dB}$	500	0.35	20.58	0.58	20.53	0.53	0.05
	1000	0.19	20.22	0.22	20.25	0.25	0.03

分析表2和3数据,可知:1)所有场强修正系数理论值与实测值的绝对偏差均在1.00dB内;2)修正方法本身引起的偏差远小于1.00dB。FSV3044测量结果的绝对偏差最大为0.05dB,在0.10dB内。表3中,ESIB26在3dB分辨率带宽下绝对偏差最大发生在50kHz处,为0.55dB,而相同分辨率带宽下FSV3044测量结果的绝对偏差为0.02dB,因此0.55dB的绝对偏差并非修正方法引起,而是与测量仪器或其他因素有关,同样表3中其他绝对偏差

表3 场强修正系数实验验证结果(ESIB26工作于频谱仪模式)

类别	$B_{rbw}/$ kHz	理论值		实测值		绝对 偏差/ dB	
		$\alpha$	$k_{RMS,p}/k_{RMS,a}^*$ dB	$k_{RMS,p}/k_{RMS,a}^*$ dB	$k_{RMS,p}/k_{RMS,a}^*$ dB		
$B_{3dB}$	1	2.00	40.00	20.00	40.29	20.29	0.29
	3	1.07	37.95	17.95	37.81	17.81	0.14
	5	1.06	35.77	15.77	35.47	15.47	0.30
	10	1.06	32.76	12.76	32.56	12.56	0.20
	20	1.06	29.75	9.75	29.73	9.73	0.02
	30	1.05	28.03	8.03	27.93	7.93	0.10
	50	1.03	25.89	5.89	25.34	5.34	0.55
100	0.93	23.33	3.33	23.12	3.12	0.21	
$B_{6dB}$	1	2.00	40.00	20.00	40.29	20.29	0.29
	5	0.75	37.27	17.27	37.47	17.47	0.20
	9	0.75	34.72	14.72	34.77	14.77	0.05
	10	0.75	34.26	14.26	34.30	14.30	0.05
	20	0.75	31.25	11.25	31.20	11.20	0.04
	50	0.74	27.33	7.33	26.72	6.72	0.61
	100	0.70	24.56	4.56	24.50	4.50	0.06

注\*:  $k_{RMS,a} = k_{RMS,p} - 10\lg D$

略大的原因亦是如此。ESIB26在6dB分辨率带宽下最大绝对偏差也发生在50kHz处,为0.61dB,可能与测量仪器ESIB26有关,其他绝对偏差均不大于0.29dB,可见修正方法引起的偏差远小于1.00dB,实际使用中对精度的影响可以忽略;3)分辨率带宽在小于、等于或大于信号占有带宽200kHz下,均可准确计算出场强修正系数,无需折衷,不受分辨率带宽的限制,降低了对测量仪器的要求。

按照  $1.5/T \leq B_{3dB} \leq 1/(3\tau)$  获得3dB分辨率带宽  $B_{3dB}$  的优选范围,为[3kHz,66kHz], $\alpha$ 可直接取近似值1.06,与表3中的 $\alpha$ 相比,引起的场强修正系数偏差不大于0.12dB;同样,按照  $2/T \leq B_{6dB} \leq 0.4/\tau$  计算6dB分辨率带宽  $B_{6dB}$  的优选范围,为[4kHz,80kHz], $\alpha$ 直接取近似值0.75,与表3中的 $\alpha$ 相比,引起的场强修正系数偏差不大于0.06dB。这证明分辨率带宽优选方法有效,可大幅简化 $\alpha$ 的取值。

针对驻留时间为脉冲重复周期整数倍(可使 $\rho=1$ )的情况,采用ESIB26的测量接收机模式进行了验证,峰值场强修正系数实测值及其理论值偏差如表4(表中数据获取方法同表2和3,平均值场强修正系数的偏差与峰值场强修正系数相同,不再列出),最大绝对偏差为0.22dB,也远小于1.00dB,并且对各个分辨率带宽也均可准确计算出场强修正系数,无需折衷。

值得注意的是,在分辨率带宽大于或等于被测信号的占有带宽时,以往认为均方根值检波功率测量结果就是脉冲调制信号的平均功率,无需修正即可用于计算平均场强

表 4 场强修正系数实验验证结果 (ESIB26 工作于 EMI 测量接收机模式)

$B_{6\text{dB}}/\text{kHz}$	$L/\text{ms}$	理论值 $k_{\text{RMS}_p}/\text{dB}$	实测值 $k_{\text{RMS}_p}/\text{dB}$	绝对偏差/ dB
1	10	40.00	40.04	0.04
10	1	34.26	34.28	0.02
10	2	34.26	34.28	0.02
10	5	34.26	34.19	0.07
100	1	24.56	24.50	0.06
100	2	24.56	24.40	0.16
100	5	24.56	24.44	0.12
120	1	23.89	23.73	0.16
120	2	23.89	23.71	0.18
120	5	23.89	23.67	0.22
1 000	1	20.38	20.32	0.06
1 000	2	20.38	20.28	0.10
1 000	5	20.38	20.31	0.07

强和峰值场强。然而,本文分析表明,即使分辨率带宽大于或等于被测信号的占有带宽,测量平均值场强仍然可能需要计入平均值场强修正系数,然后才能结合占空比计算峰值场强。

3 dB 分辨率带宽和 6 dB 分辨率带宽等于被测信号占有带宽时,即  $B_{3\text{dB}\tau}=1$ 、 $B_{6\text{dB}\tau}=1$  时,由图 2 和 3 可知,  $\alpha$  分别约为 0.70 和 0.59,根据式(12),相应的平均值场强修正系数理论值分别约为 1.55 dB、2.29 dB,不修正将造成平均值场强分别约 1.55 dB、2.29 dB 的测量偏差。

例如,FSV3044 采用与信号占有带宽相等的 3 dB 分辨率带宽 200 kHz,对表 1 所示的辐射场信号进行测量。由表 2 可知,平均值场强修正系数实测值为 1.52 dB,如不用它修正,平均值场强将产生 1.52 dB 的偏差;在采用理论值 1.55 dB 修正后,偏差缩小至 0.03 dB,准确性显著改善。

当分辨率带宽大于信号占有带宽时,随着分辨率带宽增大,平均值场强修正系数的影响逐渐减小。3 dB 分辨率带宽 200 kHz 下(等于信号占有带宽)的均方根值检波测量结果如图 5 所示,测量结果 -32.37 dBm,对应的平均值场强修正系数实测值为 1.52 dB,可知被测信号的实际平均功率为  $-32.37 - (-1.52) = -30.85$  dBm。3 dB 分辨率带宽 1 MHz 下(5 倍信号占有带宽)的均方根值检波测量结果如图 6 所示,1 GHz 上读数 -31.10 dBm,得到平均值场强修正系数实测值  $-30.85 - (-31.10) = 0.25$  dB,因此,当 3 dB 分辨率带宽是信号占有带宽的 5 倍时,不修正引起的平均值场强偏差将减小至 0.25 dB。

当 3 dB 分辨率带宽、6 dB 分辨率带宽分别取信号占有带宽的 3 倍、4 倍时,根据图 2 和 3 中  $B_{3\text{dB}\tau}=3$ 、 $B_{6\text{dB}\tau}=4$  的曲线,  $\alpha$  分别约为 0.30 和 0.22,相应的平均值场强修正系数理论值分别约为 0.46 dB、0.55 dB,因此不修正引起的平

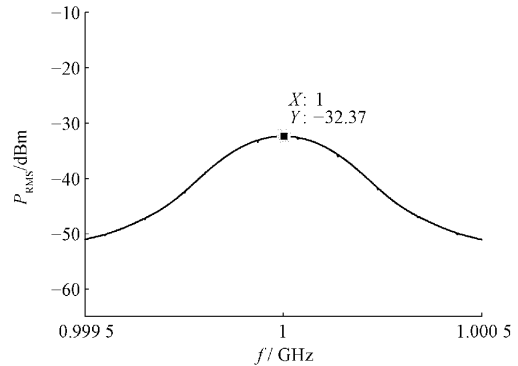


图 5 3 dB 分辨率带宽 200 kHz 下的测量结果

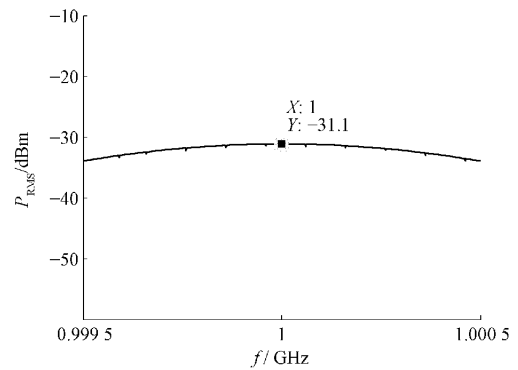


图 6 3 dB 分辨率带宽 1 MHz 下的测量结果

均值场强偏差约减为 0.50 dB 左右。如果条件允许,建议在实际测量时,可将分辨率带宽设为信号占有带宽的 4 倍以上,此时计算平均值场强可不修正。

### 3 结 论

本文针对脉冲调制辐射场,系统地给出了采用均方根值检波进行频域测量的方法,通过对测量过程进行理论建模,提出了场强修正系数和功率因子的概念,给出了功率因子具体值,完成了测量修正方法,在任意分辨率带宽下均能准确获得脉冲调制场的峰值场强和平均值场强,无需折衷,修正方法本身引起的偏差远小于 1.00 dB,并且给出了测量参数的优选范围和方法。

以往测量中,在分辨率带宽等于信号占有带宽下测量脉冲调制信号的平均功率时不进行修正,而分析表明,此时 3 dB 分辨率带宽、6 dB 分辨率带宽下均方根值检波功率测量结果分别低于平均功率 1.55 dB、2.29 dB,对场强测量准确度的影响不可忽视。如为了免于修正以简化计算,建议分辨率带宽取信号占有带宽的 4 倍及以上,这样,引起的场强偏差约控制为 0.50 dB,一般可以满足使用要求。

本测量方法对装备的电磁兼容考核和强电磁环境适应性试验验证有着积极意义。通常电磁兼容考核要求测试系统偏差不大于 3 dB,如果测量方法本身的偏差已达 2.29 dB,则很难保证整个测试系统满足要求。另一方面,开展装备电磁环境适应性验证试验时,若 6 dB 分辨率带宽

取信号占有带宽,且不进行修正,则实际施加的场强将偏大2.29 dB,这对试验设施能力提出了过高要求,限制了强电磁环境试验开展。例如,目前装备通常按照GJB 152B-2013《军用设备和分系统电磁发射和敏感度要求与测量》进行考核,该标准在RS103项目中指出可采用接收天线法监测施加的脉冲辐射场,在按照极限值200 V/m进行考核时,如不修正,施加的场强需要达到260 V/m,不但对大功率放大器能力提出过高要求,也可能导致装备过设计。

研究成果可为装备研制中电磁环境环境测量、电磁安全性验证评估提供有力支撑,对其他调制方式的脉冲辐射场的测量方法研究也有参考意义。

### 参考文献

- [1] Department of Defense Interfaces Standard. Electromagnetic environmental effects requirements for systems; MIL-STD-464C[S]. Washington, DC, USA: USD Department of Defense, 2010: 11-23.
- [2] 刘光普, 李栋, 余安安, 等. S波段天气雷达同频干扰实验与数据分析[J]. 电子测量技术, 2020, 43(13): 19-24.
- [3] 黄晓龙, 张鹏, 王耀利. 桥丝式火工品安全感应电流测量方法研究[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(1): 5-8.
- [4] 朱江森, 高秀娜, 黄艳, 等. GNSS接收机抗干扰性能关键指标测试方法的研究与实现[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(3): 135-141.
- [5] 陈红梅, 常林江, 徐振方, 等. 复杂环境下GNSS/INS/UWB紧组合的无人机协同导航算法[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(7): 98-107.
- [6] HARRINGTON Z C T. IEEE standard calibration of electromagnetic field sensors and probes (excluding antennas) from 9 kHz to 40 GHz [J]. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, IEEE, 2013.
- [7] 中央军委装备发展部. 电磁辐射暴露限值和测量方法: GJB 5313A-2017[S]. 北京: 国家军用标准出版发行部, 2017: 4.
- [8] ADAMSON D, BOWNDS D, FEMANDEZ A, et al. The response of electric field probes to realistic RF environments [C]. MTT-S International Microwave Symposium Anaheim, CA, USA, 2010: 1592-1595.
- [9] VOG-ARDAJEW R, SERRA R, HILTZ L G, et al. Response time of electromagnetic fields strength probes [C]. IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), Melbourne, VIC, Australia, 2013: 1-6.
- [10] LIU X X, HUANG C Z, PENG B. The application research of electric field probes with pulse modulated fields [C]. The Third IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation. Harbin, China, 2014: 415-418.
- [11] SERRA R, LEFERINK F. Design, characterization, and application of fast, broadband, high-dynamic range, three-axis field strength probes [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2013, 55(6): 1007-1014.
- [12] 宋海声, 李兴华, 王萱轩, 等. 同时测量脉冲磁场和电场的仿真研究[J]. 电子测量技术, 2022, 45(1): 140-144.
- [13] 周忠元, 陈贝贝. 脉冲调制辐射场的场强测量[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2016, 46(6): 1186-1191.
- [14] JAKOVAC M. Measurement and testing pulsed radar emission and parameters with spectrum analyser in time domain [C]. IEEE 57th International Symposium on ELMAR (ELMAR), Zadar, Croatia, 2015: 161-166.
- [15] CHENG W L, FENG T T, HE C Q, et al. A test method for linear frequency modulated strong pulse field using time-frequency combination [J]. IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications, 2021, 3(2): 67-71.
- [16] TANG S P, CAI M J, LI J X. Research on strong pulsed electromagnetic field test method by time-frequency combination [J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(10): 2471-2476.

### 作者简介

成伟兰,工学硕士,高级工程师,主要研究方向为装备电磁兼容性论证、控制、试验、评估等工作等。  
E-mail: horsezebra@sina.com