

基于欠采样技术的小型化雷达发射机测试仪

孔潇维, 李亚利, 王东

(中国人民解放军 95853 部队, 北京 100076)

摘要: 针对某型空管二次雷达发射机外场测试中, 对测试设备小型化与低成本的要求, 文中首先基于软件无线电技术与带通欠采样理论, 提出了一种采用低速数字示波卡对特定脉宽调制信号的功率、频率与脉冲包络指标进行快速、低成本测量的方法; 然后根据该方法, 采用虚拟仪器的思路基于 PXI 平台构建了小型化的发射机测试仪原型系统; 最终在实验室环境下通过对原型系统测量数据的采集和分析验证了方法和设计的有效性。

关键词: 虚拟仪器; 软件无线电; 欠采样; 二次雷达; 发射机测试

A Compact Radar Transmitter Tester Based on Under-sample Technology

Kong Xiaowei, Li Yali, Wang Dong

(PLA. Unit 95853, Beijing 100076, China)

Abstract: Aim at the miniaturization and low-cost requirement of test equipment using in the line test for secondary radar transmitter, a test method is provided, which based on a digitizer hardware and adopted the software-defined radio technology and band-pass under-sample theory. Then, according to the method, a prototype system of transmitter tester based on PXI platform of the virtual instrument frame is designed. And the tester is used to power, frequency and envelope measurement for certain pulse modulation signal. Finally, the effectiveness of the method and design is validated by the analysis of prototype system test data under laboratory environment.

Keywords: virtual instrument; software-defined radio; under-sample; secondary radar; transmitter tester digital

0 引言

当前, 空管雷达^[1-2]在民用和军事领域发挥着不可或缺的作用, 尤其是在遏制近期不断出现的航空飞行器事故中, 二次雷达^[3]在其中充当着举足轻重的角色。而雷达各模块的测试也成为保障雷达正常运转实现雷达故障快速修复的重要工作内容。在雷达发射机测试^[4]中, 信号的发射功率、载波频率与脉冲包络参数是重要的技战术指标。一般的思路是采用峰值功率分析仪或峰值功率计、检波器加示波器组合的形式进行功率和包络参数测量, 采用频率计或频谱分析仪进行载波频率的测量。而如何采用小型化、低成本、高可靠性的设备在外场或战场前沿环境下完成该测量任务以实现故障的快速定位与诊断成为一个不小的挑战。

随着软件无线电技术和高速数字采样器件的不断发展, 将信号的数字化单元尽量靠近射频前端, 而在后续部分采用通用数字处理器件或设备进行数字信号与信息处理的方法成为当前无线通信与雷达设计领域的一个重要发展方向。借助于软件无线电的思路, 在雷达发射机测试过程中, 在被测设备发射端接入数字采集设备实现射频模拟输出信号的数字采集, 然后将采集到的数字信号交与计算机以软件的形式进行处理成为雷达测试领域实现测试通用性和设备小型化的一种新的尝试。

鉴于雷达信号的载波频率一般较高, 如果直接基于奈奎斯特采样定理进行采样, 则对模数转换器件提出了较高要求, 其

器件成本往往过高。而采用带通欠采样^[5]技术, 则可以大大降低对模数转换器件的要求, 降低器件的采购成本。

1 测试仪设计

外场发射机测试仪要求能够实现对被测设备发射功率、载波频率以及脉冲包络上升沿、下降沿、脉冲宽度等的高效快速测量。为了进一步降低测试系统的设计难度和成本, 借助于数字示波器的不断发展, 对模拟信号的采样文中直接采用商用数字示波器/示波卡来完成, 通过虚拟仪器技术实现对采样过程的控制和向上位计算机的数据传送。

1.1 系统结构

整个发射机测试仪结构如下图所示, 发射机输出信号经过大功率衰减器后注入示波卡单元, 在该单元对被测设备输出信号进行欠采样, 在实现信号模数转换的同时完成信号的频谱搬移。完成信号数字化后的中频信号通过总线转送给上位机, 上位机接收到信号后首先进行功率和频率测量, 然后将中频信号滤波后与计算机内部虚拟的数字本振混频进行 IQ 解调^[6-7]。IQ 解调后信号频谱搬移到基带, 通过对基带复信号的幅度计算最终得到信号的脉冲包络, 实现对脉冲包络各指标的测量。

1.2 功率与频率的测量:

根据 [8-10] 文中提到的峰值检波电压与功率 dBm 的转换关系:

$$P(\text{dBm}) = 10 \times \log(20 \times (K \cdot V_{\text{peak}})^2) \quad (1)$$

式中, V_{peak} 为测量得到的脉冲峰值, K 为修正因子。

基于带通欠采样原理, 采样过程中即完成了信号的模数转换又进行了信号的频谱搬移, 因此信号的实际载波频率为:

$$f = f_{\text{sample}} + f_{\text{mid}} + f_{\Delta} \quad (2)$$

收稿日期: 2014-09-15; 修回日期: 2014-10-17。

作者简介: 孔潇维(1981-), 男, 山东泰安人, 工学博士, 工程师, 主要从事自动测试系统设计与雷达信号处理方向的研究。



图 1 发射机测试仪的系统结构框图

其中, f_{sample} 为数采设备的采样率, 如果采用的是谐波采样则为谐波采样率, f_{mid} 为中频信号的载波频率, f_{Δ} 为系统频偏补偿。系统频偏主要来源于设备采样频率与实际采样频率之间的差异以及中频信号的频谱测量误差。

1.3 脉冲包络测量:

输入信号经过数采单元后变为中频数字信号, 其数学表述如下:

$$y_{\text{mid}}(n) = a(n) \cos(\omega_{\text{mid}} n + \varphi_{\text{mid}}) \quad (3)$$

其中: ω_{mid} 为中频信号的载波角频率,

$$\omega_{\text{mid}} = 2\pi f_{\text{mid}} \quad (4)$$

φ_{mid} 为中频信号的初始相位, $a(n)$ 为矩形脉冲包络函数, 脉冲宽度为 τ ,

$$a(n) = \begin{cases} A \cdot \text{rect}(n) & m\Gamma \leq n \leq m\Gamma + |\tau f_{\text{sample}}| \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (5)$$

式中, $|\cdot|$ 代表取整操作,

$$\Gamma = |Tf_{\text{sample}}| \quad (6)$$

A 为脉冲幅度, $m \in \mathbb{Z}$ 。对中频信号进行 IQ 解调和滤波后, 分别得到:

$$\begin{aligned} y_I(n) &= \frac{a(n)}{2} \cos[(\omega_{\text{mid}} - \omega_L)n + (\varphi_{\text{mid}} - \varphi_L)] = \\ &\quad \frac{a(n)}{2} \cos(\omega_n n + \varphi_n) \\ y_Q(n) &= \frac{a(n)}{2} \sin[(\omega_{\text{mid}} - \omega_L)n + (\varphi_{\text{mid}} - \varphi_L)] = \\ &\quad \frac{a(n)}{2} \sin(\omega_n n + \varphi_n) \end{aligned} \quad (7)$$

其中: $\omega_n = \omega_{\text{mid}} - \omega_L$ 为本振与信号混频过程中产生的频偏, $\varphi_n = \varphi_{\text{mid}} - \varphi_L$ 为信号初始相位与本振初始相位之间的相位差。由式可以发现, IQ 两路信号仍然正交, 对其进行取模操作后仍可以得到信号的脉冲包络函数 $a(n)$ 。因而可知, 信号解调过程中存在的频偏和相偏问题对最终的信号包络重构无影响。而最终的脉冲包络测量, 则与文 [3, 11, 12] 一样采用基于 IEEE194-1977 提供的通用时域脉冲技术的基本定义进行计算。

2 原型系统实现

示波器的采样频率(时基)一般采用 1-2-5 步进的形式进行调节, 考虑到被测信号的上升沿与下降沿时间达到 ns 级别, 信号带宽约 5 MHz, 因而设置示波卡的采样频率为 1 GHz, 通过欠采样产生在 30 MHz 处的中频信号。同样, 示波卡也可以采用 500 MHz、200 MHz 等的采样率对输入信号进行欠采样, 通过谐波采样同样可以产生在 30 MHz 处的中频信号, 但是谐波采样可能会放大采样率的频率偏差, 较低的采样率也会在时域测量中造成较大的测量误差, 因而在实际应用

中, 采样率和中频的选择需要结合待测信号特性, 综合考量合理选择。

示波器在不同量程情况下的测量精度(采样位宽)一般不同, 大量程情况下对小信号的相对测量精度较低, 小量程情况下, 则无法测量能量较高的信号。因此在实验中, 结合实际的被测信号情况, 将示波卡的量程设定为 2 V, 功率测量的动态范围为 -5~10 dBm。与一般的商用功率测量设备相比, 原型系统测量动态范围较窄, 为进一步扩大测量动态范围, 针对不同信号幅度范围可以动态调整示波卡的垂直幅度量程, 但在该情况下, 修正因子亦要根据不同量程分别设置。

在采样频率确定情况下, 采样深度在文中所述原型系统中主要会影响频率的测量精度。根据快速傅里叶变换(FFT)的规律, 样本数据越多其在频域的频率分辨率越高。根据相关技术规范^[13, 14], 被测系统发射信号频率误差为 ± 10 kHz, 因而在 1 GHz 采样率情况下, 样本数目应该大于 5×10^4 个。在综合考量测量精度和计算速度的要求下, 原型系统的采样深度设置为 2×10^5 , 理论频率测量误差 ± 2.5 kHz, 最大可测量时间为 0.2 ms。

最终, 示波卡采用 NI 公司的 PXI-5154, 根据技术手册^[15], 该卡最大采样频率 2 GS/s, 最大量程 5 V, 每通道的存储深度为 256 MB。然后基于虚拟仪器的思路, 与同公司的 PXIe-1065 机箱、PXIe-8370 控制器、PC 机以及 LabVIEW 软件开发平台和相应程序构成原型系统, 如图 2 所示。

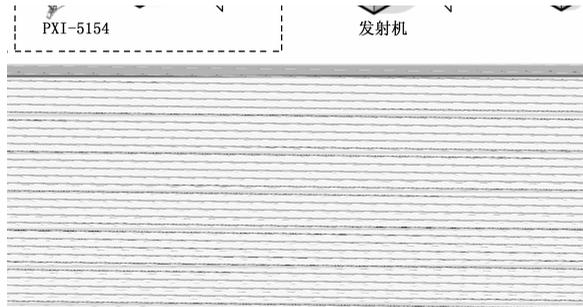


图 2 原型系统组成

3 原型系统验证与分析

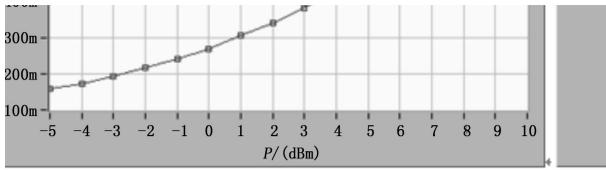
在实验室环境下, 采用中电 41 所的模拟信号发生器(AV1411)产生脉冲宽度 0.8 μs , 脉冲周期 10 μs , 频率和功率符合要求的脉宽调制信号, 同厂家的功率分析仪(AV2441)进行功率和脉冲包络测量比对, RS 公司的频谱分析仪 FSV13 进行频率测量比对。

3.1 修正因子 K 的计算:

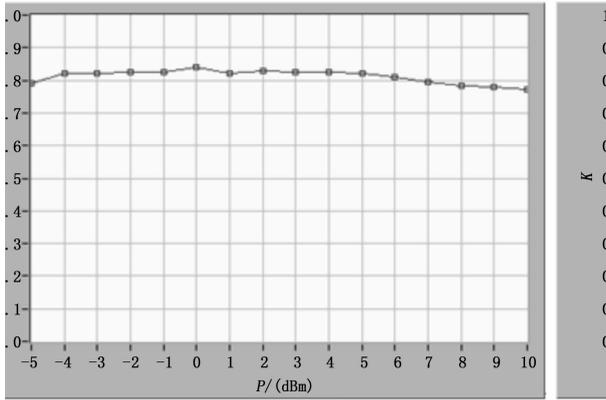
根据式中峰值检波电压与输入功率 dBm 的转换关系, 修正因子 K 满足如下关系:

$$K = \sqrt{\frac{10^{\frac{P(\text{dBm})}{10}}}{20}} \quad (8)$$

通过实际测量, 建立原型系统在不同功率输入情况下 $P(\text{dBm})$ 与 V_{peak} 的关系, 根据式最终可计算出各输入功率下的修正因子, 如图 3 所示。在实际应用中, 可以通过建立修正因子查找表或着平均修正因子的方式来完成实际测量过程中峰值电压向峰值功率的计算, 文中所述原型系统采用平均修正因子 $K \approx 0.81$ 。



(a) 输入功率与峰值电压之间的关系



(b) 输入功率与修正因子之间的关系

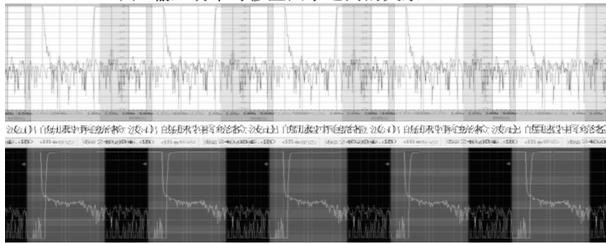


图 3 输入功率、峰值电压和修正因子之间的关系

3.2 功率测量

分别使用原型系统与峰值功率分析仪对单频点不同功率信号进行功率测量比较, 如下表所示。通过表中数据比较可知, 采用平均修正因子后, 原型系统能够对信号源 ± 1 dBm 的功率变化做出正确的测量。如需进一步提高测量精度, 可以将平均修正因子替换为对应功率点的修正因子查找表带入式进行计算。

表 1 原型系统与峰值功率分析仪在功率测量方面的比较
10.8 载波频率: 1.03 GHz 单位: dBm

信号源输出功率	原型系统功率测量值	AV2441 功率测量值
-5	-5.2	-5
-4	-4.2	-3.5
-3	-3.2	-2.4
-2	-2.3	-1.4
-1	-1.3	-0.4
0	-0.4	0.6
2	1.8	2.6
4	3.8	4.7
6	5.9	6.8
8	8.4	8.8
9	9.6	9.8
10	10.7	

3.3 频率测量

表 2 中列出了在不同功率点原型系统与频谱分析仪在频率测量方面的比较。表中 FSV13 对不同频率的测量存在 2 KHz 的测量误差, 能够满足对信号频率 ± 10 KHz 变化的测量, 而原型系统却对不同频率的测量存在 25 KHz 的测量误差。根据式描述可知, 该测量误差主要是因为设备采样频率与实际采样频率之间的差异以及中频信号的频谱测量误差所引起, 属于原型系统的系统误差, 可以通过引入频偏补偿 f_{Δ} 进行修正, 修正后可以满足测量精度要求。通过对表中原型系统不同功率情况下不同频率的测量数据与数据趋势亦可以发现该误差可以较为简单的进行补偿修正以满足频率测量要求。

表 2 原型系统与频谱分析仪在频率测量方面的比较
单位: MHz

信号源输出功率	信号源载波频率	原型系统频率测量值	FSV13 频率测量值
5 dBm	1 020.000	1 020.025	1 019.998
5 dBm	1029.980	1 030.005	1 029.978
5 dBm	1 029.990	1 030.015	1 029.988
5 dBm	1 030.000	1 030.025	1 029.998
5 dBm	1 030.010	1 030.035	1 030.008
5 dBm	1 030.020	1 030.045	1 030.018
5 dBm	1 035.000	1 035.025	1 034.998
0 dBm	1 025.000	1 025.025	1 024.998
0 dBm	1 029.980	1 030.005	1 029.978
0 dBm	1 029.990	1 030.015	1 029.988
0 dBm	1 030.000	1 030.025	1 029.998
0 dBm	1 030.010	1 030.035	1 030.008
0 dBm	1 030.020	1 030.045	1 030.018
0 dBm	1 040.000	1 040.025	1 039.998

3.4 脉冲包络参数测量

如图 4、表 3 所示, 分别针对信号输入功率为 5 dBm 和 0 dBm 情况下, 原型系统与峰值功率分析仪在脉冲包络成形与参数测量方面的比较可知, 原型系统能够较好的完成脉冲包络的分析工作。原型系统所具有的更大优势是借助于 LabVIEW 开发平台所提供的高性能瞬时特性测量函数与相关算法能够一次性快速测量信号的所有脉冲包络指标, 而一般的峰值功率分析仪, 在测量包络信号边沿特性与脉冲周期、宽度特性时, 对基、采样深度的要求各不一样, 往往需要分时分别进行设置和测量。

表 3 原型系统与峰值功率分析仪在包络参数测量方面的比较

输入信号功率/0dBm	上升沿/ns	下降沿/ns	脉冲宽度/ μ s	脉冲周期/ μ s
原型系统	22.0	23.7	0.816	10.001
AV2441	21.2	26.7	0.818	10.000
原型系统(4次平均)	22.3	24.4	0.816	10.001
AV2441(4次平均)	20.6	26.4	0.818	10.000
原型系统(8次平均)	22.0	25.7	0.816	10.001
AV2441(8次平均)	19.88	22.3	0.818	10.000

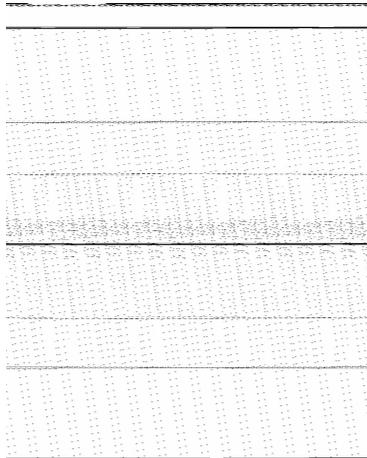


图 4 原型系统与峰值功率分析仪分别检波出的脉冲包络

3.5 不同采样频率对测量结果的影响:

表 4 描述了输入信号功率和频率分别为 5 dBm 和 1 030 MHz 情况下, 示波卡在不同采样率情况下对发射机各指标的测量。由表中数据可以发现, 功率指标测量对采样率的变化不敏感, 但在时域指标的测量方面, 随着采样率的降低, 每个采样点之间的采样间隔加大, 导致测量精度降低。而在采样深度不变采样率降低情况下, 信号时频转换后在较小频率范围内获得较高的频率分辨率, 频率测量精度也随之提高。因而示波卡的采样率要根据具体被测信号的时域和频域指标合理选择。通过实验也验证了文中原型系统采用 1 GHz 采样率的合理性。

表 4 不同采样率情况下, 原型系统对各指标的测量

采样率/ MHz	功率/ dBm	频率/MHz (未修正)	上升沿/ ns	下降沿/ ns	脉冲宽度/ μ s	脉冲周期/ μ s
1 000	4.86	1 030.025	22.3	24.6	0.816	10.001
500	4.85	1 030.027	32.2	36.7	0.815	9.994
200	4.86	1 030.028	43.8	52.7	0.812	10.002

3.6 不同信噪比对测量结果的影响:

表 5 列出了输入信号功率和频率分别为 5 dBm 和 1 030 MHz 情况下, 原型系统在不同信噪比情况下对发射机各

表 5 不同信噪比情况下, 原型系统对发射机各指标的测量

信噪比/ dB	功率/ dBm	频率/MHz (未修正)	上升沿/ ns	下降沿/ ns	脉冲宽度/ μ s
>50	4.82	1030.025	22.5	26.2	0.815
50	4.83	1030.025	21.4	23.3	0.815
40	4.82	1030.025	22.6	24.1	0.816
30	4.86	1030.025	22.6	26.3	0.815
20	5.09	1030.025	26.7	28.3	0.815
10	5.6	1030.025	31.6	35	0.816
5	6.2	1030.025	50.6	58.5	0.814
3	6.7	1030.025	66.3	101.1	0.814

指标的测量。由表中数据可知, 原型系统中功率与包络指标测量对信噪比变化敏感, 当信噪比小于 20 dB 后, 测量精度恶化明显, 而频率测量则对信噪比的变化不敏感。但一般发射机输出信号的信噪比远高于该值, 能够满足原型系统的测量需要。

4 总结

通过原型系统验证了测试方法和系统设计的有效性。文中原型系统是在 LabVIEW 软件平台下采用 IVI 驱动和 express 控件进行编写的, 因而该系统可以灵活的移植到具有不同通讯接口的同类示波器设备上, 比如 ni 公司的 USB 类示波器, 从而进一步降低测试设备体积实现测试的小型化, 甚至测试人员完全可以借助测试现场已有的数据采集类设备通过简单的软件配置实现发射机指标的测量, 从而降低测试设备的采购成本。该系统中示波卡单元可以采用采样率更为灵活的专用数据采集卡, 通过采集得到更高频率的中频信号, 在处理中采用更宽的滤波器, 以实现更高精度的脉冲包络测量。通过对原型系统的验证与分析, 该类测试仪更适合于对测试设备成本、便携性和通用性要求较高, 而对测量精度要求相对较低的场合。

参考文献:

- [1] 王小漠, 匡永胜, 陈忠先. 监视雷达技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2008.
- [2] 张光义, 赵玉洁. 相控阵雷达技术 [M]. 北京: 北京工业出版社, 2006.
- [3] 张 蔚. 二次雷达原理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.
- [4] 刘德望, 龙 兵, 刘 震. 基于 CPCI 总线的雷达发射机自动测试系统的设计 [J]. 计算机测量与控制, 2010 (6): 1260-1261.
- [5] 曹志刚. 现代通信原理 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1992.
- [6] 龚耀寰. 自适应滤波 (第二版) [M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [7] 何子述, 夏 威. 现代数字信号处理及其应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2009.
- [8] 刘征宇. 便携式峰值功率分析仪设计 [D]. 北京: 电子科技大学, 2007.
- [9] 白立宏, 黄建国. 真峰值功率计设计 [A]. 中国自动化学会、中国仪器仪表学会 2004 年西南三省一市自动化与仪器仪表学术年会 [C]. 2004, 成都: 268-271.
- [10] 赵割焯, 周 华. 便携式真峰值功率计设计 [J]. 自动化仪表, 2006, 27 (9): 33-35.
- [11] 李立功. 现代电子测试技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [12] CETC41. AV2441 宽带峰值功率分析仪技术说明书 [Z]. AV2. 715. 504 sS/1.2 ed. 青岛: 中国电子科技集团公司第四十一研究所, 2011.
- [13] 中国民用航空总局. 空中交通管制二次监视雷达设备技术规范 MH/T4010-2006 [M]. 北京: 中国科学技术出版社, 2006.
- [14] 毕心安译. “国际民用航空公约”附件 10 第一卷第四版 [Z]. 北京: 国际民航组织附件 10 翻译、编辑、出版、审定委员会, 1985.
- [15] NI. NI 5153/5154 Specifications [Z]. America: National Instruments; 2008. 10.