

一种低成本无源脉冲鉴相器及其在辐射场相位测量中的应用

张晓婷^{1,2}, 翁明^{1,2}, 任杰^{1,2}, 林舒^{1,2}, 曹猛^{1,2}

(1. 西安交通大学电子物理与器件教育部重点实验室, 710049, 西安;

2. 西安交通大学电子与信息学部, 710049, 西安)

摘要: 针对高功率微波辐射场相位测量中使用高速示波器而造成成本高的问题,提出了一种结构简单、成本较低且可测量辐射场相位的无源脉冲鉴相器。该鉴相器由1个I/Q混频器模块和2个同型号的低通滤波器模块组成,I/Q混频器模块内部包含了1个0°功分器、1个90°功分器和2个乘法器。两路被测信号经过I/Q混频器后分别进入两个低通滤波器,经低通滤波器滤除高频信号后输出相对应的脉冲信号;测量输出脉冲信号的幅度,将幅度比进行反正切运算即可计算出被测信号之间的相位差。由于所用的混频器模块和低通滤波模块是普通的国产微波元件,因此该鉴相器的成本远远低于高速示波器。在改变射频端被测信号相位的情况下,用该鉴相器对两路被测信号的相位差进行了测试,结果表明:鉴相器测量出的相位差与两路被测信号的实际相位差呈现出斜率接近于1的线性关系;鉴相器的本振端和射频端的动态范围分别不小于5 dB和27 dB。使用该鉴相器对一个标准20 dB角锥喇叭的辐射场相位分布以及相心位置进行了测量,结果表明:在方位角小于20°的情况下,辐射场相位分布以及相心位置测试结果与仿真结果一致,误差小于10%。该鉴相器在做好电磁屏蔽的前提下,适用于高功率微波辐射场相位测量。

关键词: 鉴相器;相位测量;辐射场测量;高功率微波;微波元件

中图分类号: TM931 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtub202208009 **文章编号:** 0253-987X(2022)08-0085-10



OSID 码

A Low-Cost Passive Pulse Phase Detector and Its Application in Phase Measurement of Radiation Fields

ZHANG Xiaoting^{1,2}, WENG Ming^{1,2}, REN Jie^{1,2}, LIN Shu^{1,2}, CAO Meng^{1,2}

(1. Key Laboratory of Physical Electronics and Devices, Ministry of Education, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. Faculty of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: In view of the high cost caused by the use of high-speed oscilloscopes in the phase measurement of high-power microwave radiation fields, this paper proposes a low-cost passive pulse phase detector with a simple structure for phase measurement of the radiation field. The phase detector consists of an I/Q mixer module and two low-pass filter blocks of the same type, and the I/Q mixer module contains a 0° power divider, a 90° power divider and two multipliers. After passing through the I/Q mixer, the two signals to be measured enter two low-pass filters respectively; after the high-frequency signals are filtered out with the low-pass filter, the corresponding pulse signal is output; then the amplitude of the pulse signal is measured; finally

收稿日期: 2022-01-08。 作者简介: 张晓婷(1998—),女,硕士生;翁明(通信作者),男,副教授,硕士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61971342)。

网络出版时间: 2022-04-26

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20220426.0911.002.html>

the amplitude ratio is subject to inverse tangent calculation to obtain the phase difference between the measured signals. Since the mixer module and low-pass filter module used are common domestic microwave components, the cost is much lower than that of the high-speed oscilloscope. In the case of changed phase of the measured signal at the radio frequency terminal, the phase difference of the two measured signals was tested with the phase detector. The results show that the phase difference measured by the phase detector and the actual phase difference of the two measured signals are in a linear relationship with the slope close to 1; the dynamic ranges of the local oscillator and the radio frequency terminal of the phase detector are not smaller than 5 dB and 27 dB, respectively. The phase detector is used to measure the phase distribution of the radiation field and the position of the phase center of a standard 20 dB pyramid horn. The results show that when the azimuth angle is smaller than 20 degrees, the test results of the phase distribution of the radiation field and the position of the phase center are consistent with the simulation results, with the error of less than 10%. Therefore, the phase detector is fully suitable for phase measurement of high-power microwave radiation field under the premise of electromagnetic shielding.

Keywords: phase detector; phase measurement; radiation field measurement; high power microwave; microwave device

高功率微波(HPM)辐射场测量除了需要进行功率测量^[1-8]之外,也需要对其相位分布进行测量^[9-12],以满足 HPM 源功率合成技术的需求。随着 HPM 技术的不断发展^[13-21],对 HPM 辐射场的相位测量提出了非常现实的降低测量成本的要求。在实际的 HPM 情况下,常见的相位测量方法是采用价格昂贵的进口高速示波器对辐射场的相位分布进行测量^[22],这就使得测量成本非常高。采用鉴相器对 HPM 的辐射场相位分布进行测量是一种简单和低成本的方法。在鉴相器和相位分布的测量方面,虽然有一些国内的相关研究,但是这些研究还不是很充分。例如,中国工程物理研究院的郭焱华等^[9]采用 S 波段的进口鉴相器,对 HPM 辐射场的相位分布进行过测量。但是,在他们的测量方案中,参考信号是通过与 HPM 源相连接的定向耦合器获得的,因此系统中一些随机的击穿问题必然会对辐射场相位分布的测量产生影响,不太合适 HPM 实际环境下的使用。再如,王益等^[10]采用微带结构,专门设计了一种脉冲鉴相器以替代进口脉冲鉴相器,但是并未见到用此鉴相器进行辐射场相位分布测量的报道。显然,国内并没有现成的鉴相器产品可以应用在 HPM 辐射场相位测量方面,鉴相器需要从国外进口或进行复杂的专门设计。同时,对鉴相器如何应用于 HPM 辐射场相位测量之中,还有待对测量方法进行深入的研究。本课题组在长期进行 HPM 测量的研究中发现,利用国产的微波元器

件,也可以组合出满足上述应用要求的无源脉冲鉴相器,其成本远远小于高速示波器,也不需要复杂和专门的设计,并且在相位分布测量方面简单可靠。

本文基于 I/Q 正交鉴相器的基本工作原理,利用 I/Q 混频器模块和低通滤波器模块,构建了一种 X 波段的无源脉冲鉴相器,给出了其性能测试方法,并将其应用于辐射场相位分布测量和辐射天线相心位置测量之中。在此基础上,给出了利用该鉴相器进行 HPM 辐射场相位分布的测量方法。

1 无源脉冲鉴相器及其性能测试方法

1.1 无源脉冲鉴相器的工作原理

图 1 是 I/Q 正交鉴相器的结构示意图,该鉴相器可以用于测量 A、B 两路微波信号间的相位关系。测量时,A 信号输入到本振端口(LO),B 信号输入到射频端口(RF)。

设两路输入信号分别为 u_A 和 u_B ,它们的幅度分别为 H_A 、 H_B ,它们之间的相位差为 φ_{AB} , u_A 和 u_B 表达式为

$$\begin{cases} u_A = H_A \sin \omega t \\ u_B = H_B \sin(\omega t + \varphi_{AB}) \end{cases} \quad (1)$$

经过 90° 的 3 dB 功分器后,A 信号变成 u_{A1} 和 u_{A2}

$$\begin{cases} u_{A1} = \frac{H_A}{\sqrt{2}} \sin \omega t \\ u_{A2} = \frac{H_A}{\sqrt{2}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (2)$$

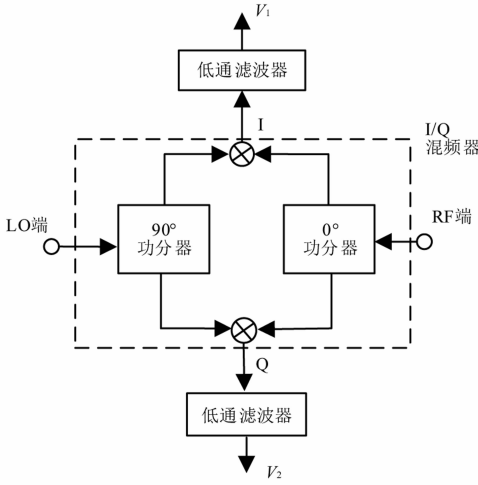


图 1 I/Q 正交鉴相器

Fig. 1 I/Q orthogonal phase discriminator

经过 0° 的 3 dB 功分器后, B 信号变成 u_{B1} 和 u_{B2}

$$\begin{cases} u_{B1} = \frac{H_B}{\sqrt{2}} \sin(\omega t + \varphi_{AB}) \\ u_{B2} = \frac{H_B}{\sqrt{2}} \sin(\omega t + \varphi_{AB}) \end{cases} \quad (3)$$

由于混频器的实质是乘法器^[23], 因此经过混频器后, 两路信号相乘, 得到 $u_{A1} u_{B1}$ 和 $u_{A2} u_{B2}$

$$\begin{cases} u_{A1} u_{B1} = \left[\frac{H_A}{\sqrt{2}} \sin \omega t \right] \left[\frac{H_B}{\sqrt{2}} \sin(\omega t + \varphi_{AB}) \right] \\ u_{A2} u_{B2} = \left[\frac{H_A}{\sqrt{2}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right] \left[\frac{H_B}{\sqrt{2}} \sin(\omega t + \varphi_{AB}) \right] \end{cases} \quad (4)$$

积化和差后得到 I、Q 两路信号

$$\begin{cases} u_{A1} u_{B1} = \frac{H_A H_B}{4} [\cos(-\varphi_{AB}) - \cos(2\omega t + \varphi_{AB})] \\ u_{A2} u_{B2} = \frac{H_A H_B}{4} \left[\cos\left(-\frac{\pi}{2} - \varphi_{AB}\right) - \cos\left(2\omega t + \varphi_{AB} - \frac{\pi}{2}\right) \right] \end{cases} \quad (5)$$

I、Q 两路信号经过低通滤波器后, 滤除了高频信号, 输出的 V_1 和 V_2 为

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{4} H_A H_B \cos \varphi_{AB} \\ V_2 = -\frac{1}{4} H_A H_B \sin \varphi_{AB} \end{cases} \quad (6)$$

相位差 φ_{AB} 为

$$\varphi_{AB} = \arctan\left(-\frac{V_2}{V_1}\right) \quad (7)$$

可见, V_1 、 V_2 与输入信号的相位差成正交调制关系, 若输入信号为脉冲信号, 则 V_1 和 V_2 将是脉

冲电压信号的幅值, 通过测量 V_1 、 V_2 的幅值, 就可以得到两路输入信号的相位差 φ_{AB} 。

1.2 脉冲鉴相器的组成

本文构造的鉴相器主要由 I/Q 混频器模块和两个低通滤波器模块组成, 模块均选用西安恒达微波电子技术有限公司的产品。鉴相器中功分器和滤波器采用的是微带形式, I/Q 混频器是用混频器芯片安装在微带板上实现的。混频器的型号为 HD-6010IQMIXS, 工作频率范围为 6~10 GHz, 中频频率为 0~3.5 GHz, 变频损耗 ≤ 10 dB, LO-RF 隔离 ≥ 45 dB, LO-IF 隔离 ≥ 20 dB。滤波器型号为 HD-DC20LPFT, 工作频率范围为 0~2 GHz, 驻波系数 ≤ 1.25 , 插入损耗 ≤ 0.4 dB。将混频器和低通滤波器按照图 1 进行连接, 并将它们放置在金属屏蔽盒内, 就组成了 X 波段无源脉冲鉴相器, 如图 2 所示。

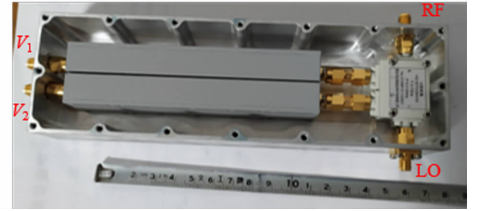


图 2 鉴相器实物

Fig. 2 Physical phase discriminator

1.3 鉴相器性能测试电路

鉴相器性能测试电路如图 3 所示。信号源输出的微波信号, 经过一分二同轴功分器后分成两路。一路直接接鉴相器的 LO 端, 另一路经过衰减器、移相等接鉴相器的 RF 端。通过调节移相器的移相量, 就可以改变鉴相器 LO、RF 端之间的相位差。由示波器测量出鉴相器输出端 V_1 、 V_2 的幅值, 然后按照式(7)计算出相位差。

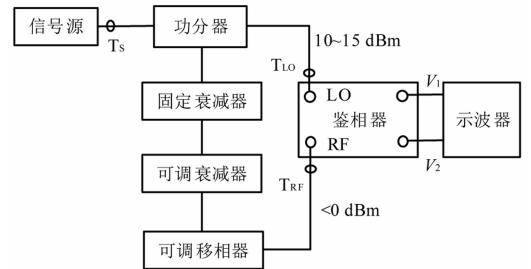


图 3 鉴相器性能测试电路

Fig. 3 Phase discriminator performance test circuit

为了真实地反映出移相器的相移量, 采用图 4 所示的电路, 用矢网仪测量了 RF 端与信号源之间

的相移量 φ_{S12} , 以便真实地测量出 RF 端相位与移相器相移量的关系。在图 4 中, 与矢网仪和匹配负载相连接的几个位置 T_S 、 T_{RF} 和 T_{LO} 分别与图 3 中的位置是相对应的。

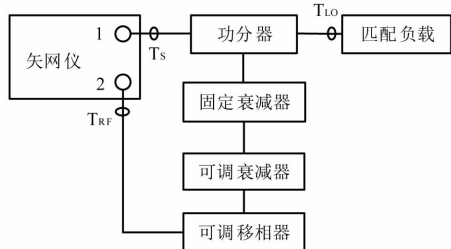


图 4 RF 端相移量的测量

Fig. 4 RF terminal phase shift measurement

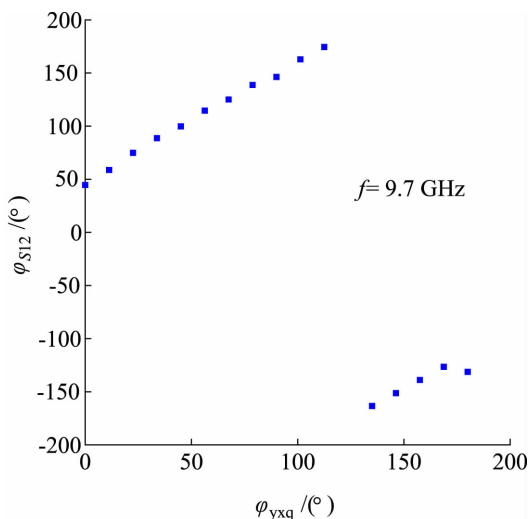
鉴相器里的核心是混频器, 它是一种三端口(射频、中频和本地振荡器端口)器件。大多数无源混频器使用二极管作为非线性器件, 这就决定了 LO 的输入功率较大, 以实现驱动。因此, 一般 LO 端输入功率比 RF 端输入功率要高。LO 和 RF 的输入上限由混频器的非线性决定, 即当信号变强时, 混频器的非线性产生的寄生频率所拥有的功率迅速上升, 从而导致混频损耗增大。此外, LO 输入功率太大, 也可能会引起混频器的损坏。LO 和 RF 的输入下限取决于应用场合和噪声电平。本文混频器的应用场合是鉴相器, 当 LO 和 RF 的输入功率过低时, 将引起鉴相器输出信号 V_1 、 V_2 过小, 造成鉴相器测量误差增大, 甚至测量不准确。因此, 在测试鉴相器性能时, 为了确保鉴相器的安全以及鉴相器工作在较佳的工作状态, 一般要求鉴相器的 LO 端输入功率 < 15 dBm, RF 端输入功率 < 0 dBm。为此, 在图 3 的 RF 端增加了一个 20 dB 的固定衰减器。

2 无源脉冲鉴相器性能测试结果

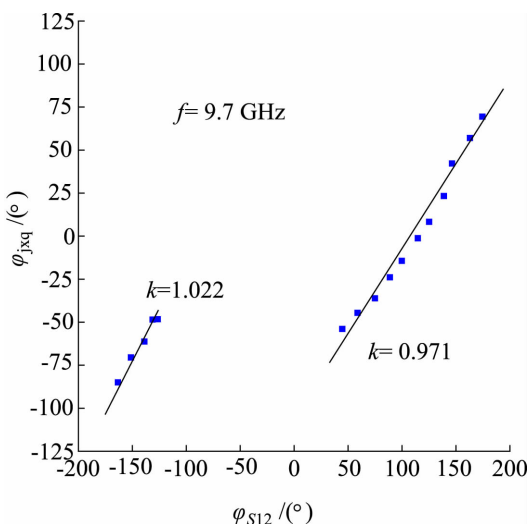
2.1 连续波时鉴相器性能的测试结果

当信号源输出的是连续波信号时, 首先用图 4 的方法, 测量了 RF 端与信号源之间的传输系数 S_{12} , 其角度代表移相器相移量 φ_{yxq} , 结果如图 5(a) 所示。可以看出, 随着移相器相移量的改变, RF 端的 S_{12} 也随之变化。

其次, 用图 3 的方法, 测量了鉴相器 LO 端与 RF 端的相位差, 并得出 RF 端 S_{12} 与鉴相器测出的相位差之间的关系, 如图 5(b) 所示。可以看出, 由鉴相器测量出的 RF-LO 之间的相位差 φ_{jxq} 随 RF 端相位的变化而线性变化, 实现了用鉴相器测量 RF-LO 之间相位差的基本功能。



(a) RF 端 S_{12} 与移相器的关系



(b) 鉴相器测得的移相量与 S_{12} 的关系

图 5 鉴相器测量结果

Fig. 5 Phase discriminator measurement results

进一步地, 将图 5(b) 中的线性关系拟合, 发现其斜率 k 与 1 非常接近, 说明鉴相器可以较准确地测量出 LO、RF 端之间的相位差。

2.2 鉴相器动态范围的测试结果

2.2.1 LO 端动态范围的测量

采用图 3 的测试方法, 在 RF 端给定移相器位置 φ_{yxq} 为 11.25° 、 45° 、 90° 、 123.75° 的情况下, 调节信号源输出功率 W_{xhy} , 观察 LO 端在不同输入功率时, 鉴相器测量的结果 φ_{jxq} , 结果如图 6 所示。可以看出, 当信号源输出功率 W_{xhy} 从 22 dBm 降至 10 dBm 时, 实际用功率计测出对应的 LO 端输入功率从 14.8 dBm 降至 2.8 dBm, φ_{jxq} 逐步下降。但是, 当 W_{xhy} 在 22~17 dBm 时, 即 LO 端输入功率在 14.8~9.8 dBm 范围内, φ_{jxq} 基本不变, 波动幅度在 10%

以内。如果接受 10% 以内波动的幅度,这部分的区域就应该是鉴相器的动态范围。图 6 说明,LO 动态范围为 5 dB。

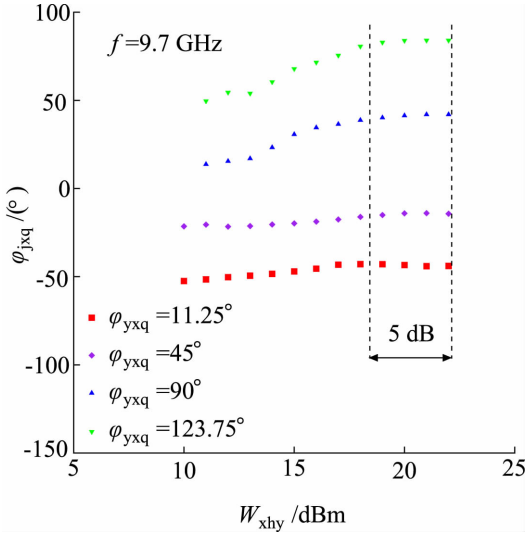


图 6 LO 端动态范围测量结果

Fig. 6 LO terminal dynamic range measurement results

2.2.2 RF 端动态范围

在信号源输出功率为 22 dBm、RF 端移相器位置 $\varphi_{yxq}=11.25^{\circ}$ 的情况下,调节可调衰减器的值 A_j ,观察 RF 端在不同输入功率时对鉴相结果的影响,结果如表 1 所示。可以看出,可调衰减器本身的相移 φ_{Aj} 造成了鉴相器测量结果产生漂移。用图 4 方法测量了可调衰减器的相移,并将鉴相器测得的结果扣除可调衰减器本身的相移量,结果发现鉴相器测量结果基本上与可调衰减器的衰减量没有太大的关系,波动幅度也在 10% 以内。

表 1 $\varphi_{yxq}=11.25^{\circ}$ 时 RF 端动态范围的测量结果
Table 1 Measurement of RF terminal dynamic range when $\varphi_{yxq}=11.25^{\circ}$

A_j/dB	$\varphi_{Aj}/(^{\circ})$	$\varphi_{jxq}/(^{\circ})$	$(\varphi_{jxq}-\varphi_{Aj})/(^{\circ})$
0	0	-42.80	-42.80
2	0.45	-42.93	-43.38
4	2.95	-39.49	-42.44
6	3.48	-37.70	-41.18
8	9.30	-31.98	-41.28
10	9.80	-31.88	-41.68

对于 RF 端移相器位置在其他角度的情况下,改变可调衰减器的值 A_j ,观察了 A_j 对鉴相器测量结果的影响,结果如表 2 所示,此时 $\varphi_{Aj}=\varphi_{S12}$ 。由表 2 可知,扣除可调衰减器本身的相移量后,鉴相器测量结果基本与可调衰减器的衰减量没有太大的关系。

表 2 RF 端动态范围的测量结果
Table 2 Measurement of RF terminal dynamic range

φ_{yxq}	A_j/dB	$\varphi_{S12}/(^{\circ})$	$\varphi_{jxq}/(^{\circ})$	$(\varphi_{jxq}-\varphi_{Aj})/(^{\circ})$
22.5	0	74.85	-36.10	-110.95
	4	75.04	-32.29	-107.34
	8	82.59	-28.80	-111.40
	12	85.03	-29.28	-114.32
67.5	0	125.06	8.34	-116.71
	4	125.19	11.07	-114.11
	8	132.44	14.71	-117.73
	12	136.52	12.70	-123.81
112.5	0	174.49	69.43	-105.06
	4	175.43	69.82	-105.61
	8	-176.78	74.36	251.15
	12	-174.04	72.49	246.54
157.5	0	-138.90	-61.25	77.64
	4	-135.02	-60.04	74.97
	8	-128.01	-51.18	76.83
	12	-126.51	-50.04	76.47

与此同时,也测量了可调衰减器的衰减量 A_j 对 RF 端与信号源之间的 S_{12} 的影响。在可调衰减器的衰减量 0 dB 时, $S_{12}=-39$ dB。说明当信号源输出功率为 22 dBm 时,实际加在 RF 端的功率为 -17 dBm,因此表 2 的结果表明,当 RF 端的输入功率下降到 -27 dBm 时,鉴相器仍然有稳定的输出。换言之,只要 RF 端满足输入功率 <0 dBm 的安全条件,其动态范围至少有 27 dB。

2.2.3 鉴相器脉冲性能测试结果

采用图 3 所示的电路对鉴相器的脉冲性能进行了测试,此时信号源输出的是矩形脉冲调制的微波信号。鉴相器输出的 V_1 、 V_2 脉冲波形如图 7 所示。

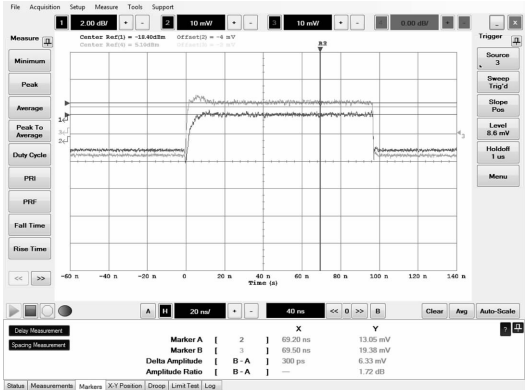
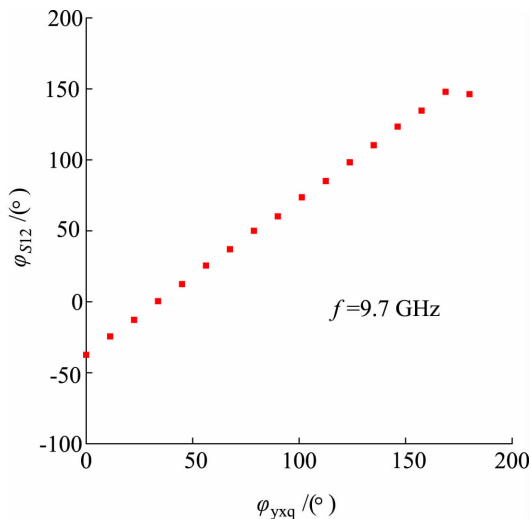


图 7 鉴相器输出的脉冲波形

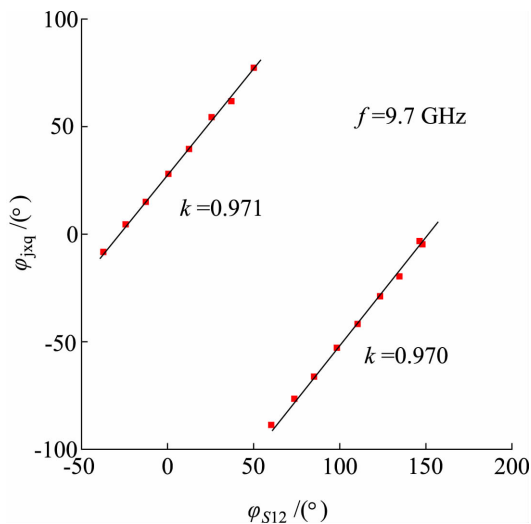
Fig. 7 The pulse waveform output by the phase discriminator

可以看出,脉冲顶部平坦,脉冲响应在 10 ns 以内。

在脉冲状态下,鉴相器测得的结果与 RF 端 S_{12} 的关系如图 8 所示。可以看出,在脉冲情况下,鉴相器测量结果仍然与 RF 端的 S_{12} 为线性关系,线性关系的斜率 k 依然接近于 1。这表明在脉冲状态下,鉴相器也能正常地反映出 LO、RF 之间的相位差。



(a) RF 端 S_{12} 与移相器的关系



(b) 鉴相器测量结果与 RF 端 S_{12} 的关系

图 8 鉴相器在脉冲状态下的测量结果

Fig. 8 The results of the pulse phase discriminator

3 辐射场相位分布的测量以及相心位置的确定

3.1 辐射场相位分布的仿真和测量

Computer Simulation Technology 公司的工作室套装(CST 软件)广泛应用于电真空器件、高功率微波、微波元器件以及二次电子发射特性等众多技术的仿真研究之中^[24-26]。在 CST 中建立了如图 9

所示的辐射场相位分布测量系统。辐射天线是增益为 20 dB 的标准角锥喇叭(HD-100SGAH20N),在辐射天线的对面,对应于俯仰角等于 0° 的 H 面上,设置一条直线,在该直线上设置一个接收天线,一般是增益为 10 dB 的标准角锥喇叭(HD-100HA10)。当接收天线在该直线上逐点移动时(点的位置用 $A_0, A_1, \dots, A_i$ 表示),通过仿真两个天线之间的 S_{12} ,就可以得到辐射天线的辐射场在该直线上的相位分布 φ_i 。

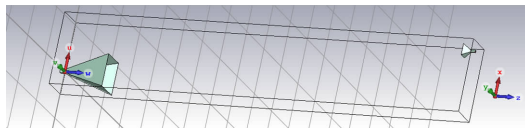


图 9 辐射场相位分布的仿真

Fig. 9 Simulation of phase distribution of radiation field

与仿真相似的是,采用如图 10 所示的方法,将 BJ100 开口波导安放在天线扫描架上,让其在 H 面内直线上移动,然后用鉴相器测量出辐射场在 H 面直线上的相位分布。

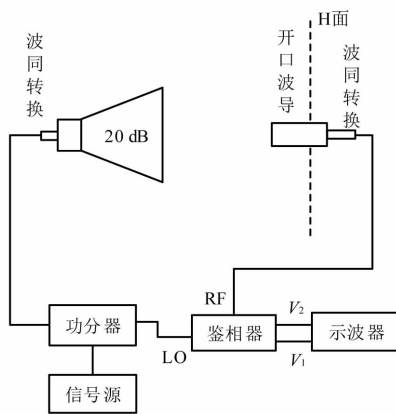


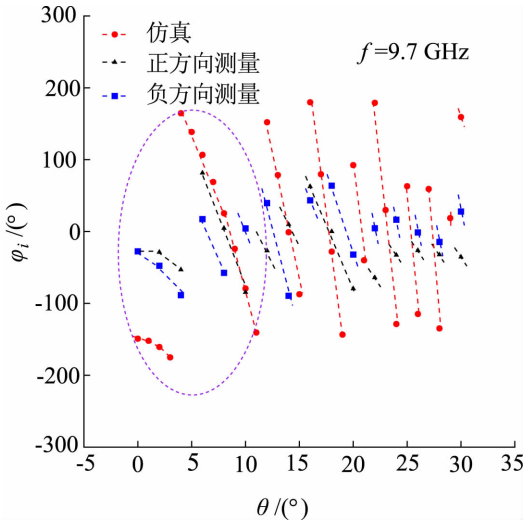
图 10 辐射场相位分布的测量

Fig. 10 Measurement of phase distribution of radiation field

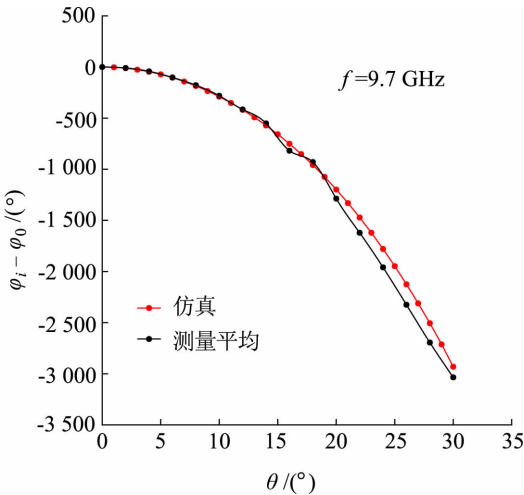
3.2 辐射场相位分布的仿真和测量结果

图 11 是相位分布的测量与仿真的比较。在图 11(a)中,用负斜率的虚直线示意出了复杂的周期性变化的相位分布情况。经过周期性处理后,得到了相对于顶点 A_0 (见图 12)的相位分布关系 $\varphi_i - \varphi_0$,如图 11(b)所示。可以看出,仿真结果与测量结果基本是一致的。

从图 11(b)可以看出,在 H 面一维直线上辐射天线的相位分布仿真结果与鉴相器测得的结果基本一致,测量得到的相位分布与仿真之间的相对误差如表 3 所示。当方位角 $\theta > 20^\circ$ 时,误差有增大趋势,这可能与相应的 RF 端输入功率过小有关。在实际



(a)测量结果与仿真结果



(b)经过周期性处理后的对比

图 11 相位分布的测量与仿真的比较

Fig. 11 The measured phase distribution is compared with the simulation

表 3 相位分布测量与仿真之间的误差

Table 3 The measured phase distribution is compared with simulation

$\theta/(^\circ)$	误差/%	$\theta/(^\circ)$	误差/%
0	0	16	8.97
2	17.42	18	3.06
4	8.76	20	7.40
6	2.13	22	10.15
8	4.14	24	10.11
10	2.96	26	9.38
12	0.92	28	7.54
14	3.62	30	3.53

测量时,方位角 θ 从 0° 变化至 30° 时,相应的 RF 端输入功率约从 -14 dBm 变化至 -44 dBm 。值得说明的是,当 θ 分别为 12° 、 16° 和 20° 时,RF 端的输入功率分别是 -20 dBm 、 -27 dBm 和 -31 dBm 。因此,从相位分布的测量结果也能看出,鉴相器 RF 端的动态范围为 27 dB 。整体而言,鉴相器可以用于辐射天线的相位分布测量之中。

3.3 相心位置的确定

在测量相位分布的基础上,对辐射天线的相心位置进行了测量。计算相心位置的示意图如图 12 所示。若 D_{Li} 是点 A_i 到 A_0 间的距离,这两点的相位差为 φ_i ,得出与相心位置 O 相应的参数 θ_i 和 R_x ,计算式为

$$\begin{cases} R_x = \frac{D_{Li}}{\tan\theta_i} \\ d_i = A_{Oi} - R_x = \frac{D_{Li}}{\sin\theta_i} - \frac{D_{Li}}{\tan\theta_i} = \frac{\varphi_i}{2\pi}\lambda \\ A_{Oi} = \frac{D_{Li}}{\sin\theta_i} \end{cases} \quad (8)$$

式中: λ 为波长; A_{Oi} 为点 A_i 与相心 O 的距离。

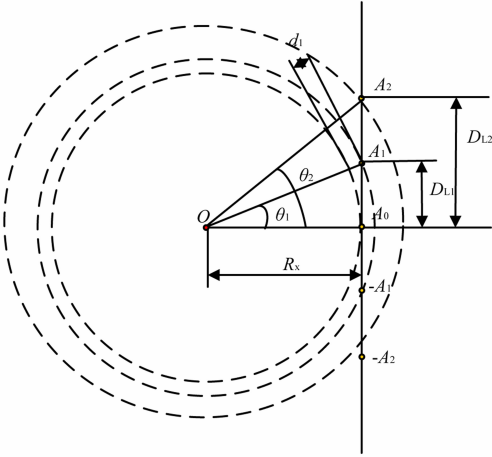


图 12 计算相心位置的示意图

Fig. 12 Schematic diagram of phase center position determination

测量时,给定两个喇叭的口面距离为 $1\,500\text{ mm}$,并选取图 11(a) 中周期性比较明确的区域(即虚线椭圆形区域)。相心位置计算结果如表 4 所示。可以看出,选择方位角较大的点进行相心位置的确定时,误差较小,当 $\theta_i > 5^\circ$ 时,由 4 个点测得的 R_x 的平均值为 $1\,682\text{ mm}$,而仿真得到的 R_x 为 $1\,630\text{ mm}$,两者比较接近,误差为 3.19% 。

表 4 相心位置计算结果

Table 4 Calculation result of phase center position

i	D_{Li}/mm	$\theta_i/(\text{^\circ})$	R_x/mm
1	57	1.60	2 041.66
2	114	3.65	1 787.99
3	171	5.85	1 669.82
4	229	7.65	1 705.79
5	287	9.65	1 688.75
6	346	11.75	1 664.32

3.4 实际 HPM 场合下使用的建议

基于上述基本结论,可以认为,本文给出的无源脉冲鉴相器在做好电磁屏蔽的情况下,可以应用于 HPM 场合下测量辐射场的相位分布和辐射天线的相心位置,具体的使用场景如图 13 所示。

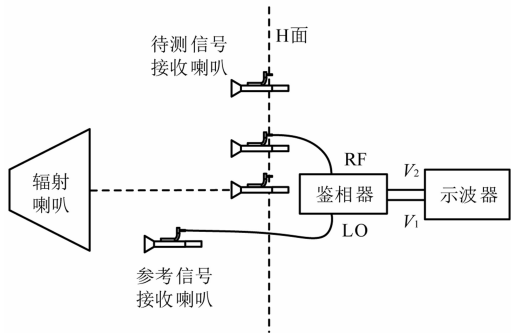


图 13 HPM 场合下的相位测量示意图

Fig. 13 Schematic diagram of actual HPM scenarios

由于 HPM 的辐射场总功率可达 GW 量级,对应的辐射场功率密度大致在几 kW/cm^2 或几十 kW/cm^2 的数量级,因此在测量相位分布时,应该事先根据辐射场功率密度分布的情况,调整接收天线所在的位置、选择合适的接收喇叭、定向耦合器和固定衰减器,确保它们不存在击穿情况。除此之外,在实际使用过程中应该注意下列 4 点。

(1)需要事先确定出鉴相器 LO 端输入功率为 $15\sim 10\text{ dBm}$ 时对应的接收喇叭的位置,该位置在测量过程中一直固定不动。

(2)在扫描架上安置的待测信号接收喇叭,其输出送入鉴相器的 RF 端,并保证 RF 端的输入功率在测量过程中 $<0\text{ dBm}$ 。

(3)两个接收喇叭所接的定向耦合器、匹配负载、波同转换、固定衰减器、电缆等一旦确定后,不能在测量过程中再进行更改。

(4)由于 HPM 是脉冲式的,因此要注意由 LO

和 RF 端送入鉴相器的脉冲信号应该要有一定的重叠时间,否则鉴相器的输出始终为 0。

4 结 论

(1)为了满足 HPM 辐射场相位测量技术的需要,本文采用市场上现有的微波元器件,组合出一种 X 波段的无源脉冲鉴相器。脉冲鉴相器由 1 个 I/Q 混频器和 2 个低通滤波器组成。为避免电磁干扰,将鉴相器置入金属屏蔽盒中。

(2)采用功分器、数字移相器、数控衰减器、固定衰减器、矢网仪和数字示波器等,设计了测试鉴相器性能的电路,完成了连续波状态和脉冲状态下鉴相器性能的测试。结果表明,无论是在连续波还是在脉冲状态下,鉴相器测量结果与鉴相器 LO-RF 之间的相位差满足线性关系,且斜率接近 1。LO 和 RF 端的动态范围分别不小于 5 dB 和 27 dB 。

(3)在小信号情况下,对一个增益为 20 dB 的喇叭的辐射场相位分布进行了测量,并给出了该喇叭的相心位置。相位分布和相心位置的测量结果与仿真结果一致。

(4)在此基础上,本文给出了实际 HPM 场合下的使用场景和建议。

参考文献:

[1] 王文祥. 高功率微波功率、频率和模式的测量 [J]. 真空电子技术, 2019(5): 70-88.
WANG Wenxiang. Power, frequency and modes measurement of high-power microwave [J]. Vacuum Electronics, 2019(5): 70-88.

[2] 舒挺, 王勇, 李继健, 等. 高功率微波的远场测量 [J]. 强激光与粒子束, 2003, 15(5): 485-488.
SHU Ting, WANG Yong, LI Jijian, et al. Measurement of high power microwaves in the far-field zones [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2003, 15(5): 485-488.

[3] 屈劲, 刘庆想, 胡进光, 等. 高功率微波辐射场功率密度测量系统 [J]. 强激光与粒子束, 2004, 16(1): 77-80.
QU Jin, LIU Qingxiang, HU Jinguang, et al. Measurement system on power density of high power microwave radiation [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2004, 16(1): 77-80.

[4] 兰峰, 高喜, 史宗君, 等. Ka 波段绕射辐射振荡器的辐射功率测量 [J]. 电子科技大学学报, 2006, 35(5): 777-779, 783.
LAN Feng, GAO Xi, SHI Zongjun, et al. Measure-

- ment of radiation power for Ka-band relativistic diffraction generator [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2006, 35(5): 777-779, 783.
- [5] 张治强,王宏军,张黎军,等. 高功率微波辐射场功率阵列测量装置研制 [J]. 强激光与粒子束, 2010, 22(4): 883-886.
- ZHANG Zhiqiang, WANG Hongjun, ZHANG Lijun, et al. Development of array device for power measurement of high power microwave radiation field [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2010, 22(4): 883-886.
- [6] 闫军凯,刘小龙,叶虎,等. X波段高功率微波馈源辐射总功率阵列法测量技术 [J]. 强激光与粒子束, 2011, 23(11): 3149-3153.
- YAN Junkai, LIU Xiaolong, YE Hu, et al. X-band HPM feed total radiation power measurement using array method [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2011, 23(11): 3149-3153.
- [7] 张黎军,陈昌华,滕雁,等. 高功率微波辐射场远场测量方法 [J]. 强激光与粒子束, 2016, 28(5): 40-46.
- ZHANG Lijun, CHEN Changhua, TENG Yan, et al. Farfield measurement method of high power microwave in radiation field [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2016, 28(5): 40-46.
- [8] 刘英君,晏峰,景洪,等. 高功率微波辐射场功率密度测量不确定度分析方法 [J]. 电波科学学报, 2017, 32(4): 398-402.
- LIU Yingjun, YAN Feng, JING Hong, et al. Measurement uncertainty on power density of high power microwave radiation [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2017, 32(4): 398-402.
- [9] 郭焱华,黄华,罗雄,等. S波段相对论速调管放大器的相位测量 [J]. 强激光与粒子束, 2009, 21(5): 733-736.
- GUO Yanhua, HUANG Hua, LUO Xiong, et al. Phase measurement of S-band relativistic klystron amplifier [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2009, 21(5): 733-736.
- [10] 王益,郭晓东,张翠翠,等. X波段高功率微波脉冲鉴相器设计与实现 [J]. 中国测试, 2017, 43(6): 134-139.
- WANG Yi, GUO Xiaodong, ZHANG Cuicui, et al. Design and implementation of X-band HPM pulsed phase discriminator [J]. China Measurement & Test, 2017, 43(6): 134-139.
- [11] 陈娅莉,卢波,梁军,等. HL-2A装置低杂波鉴相器标定与实验研究 [J]. 核聚变与等离子体物理, 2016, 36(3): 199-202.
- CHEN Yali, LU Bo, LIANG Jun, et al. Development of phase detector for LHCD system on HL-2A tokamak [J]. Nuclear Fusion and Plasma Physics, 2016, 36(3): 199-202.
- [12] 孙耀贤,张宇平. L波段 I/Q 正交鉴相器的实现 [J]. 半导体情报, 2000, 37(4): 52-54.
- SUN Yaodian, ZHANG Yuping. Realization of I/Q quadrature phase demodulator in L band [J]. Semiconductor Information, 2000, 37(4): 52-54.
- [13] KOVALEV N F, PETELIN M I, RAIZER M D, et al. Generation of powerful electromagnetic radiation pulses by a beam of relativistic electrons [J]. JETP Letters, 1973, 18(4): 138-140.
- [14] 戴大富. 高功率微波的发展与现状 [J]. 真空电子技术, 2004(5): 18-24.
- DAI Dafu. The present status and future developments of high power microwave [J]. Vacuum Electronics, 2004(5): 18-24.
- [15] 曾旭,冯进军. 高功率微波源的现状及其发展 [J]. 真空电子技术, 2015(2): 18-27.
- ZENG Xu, FENG Jinjun. Current situation and developments of high power microwave sources [J]. Vacuum Electronics, 2015(2): 18-27.
- [16] 贺成,吴宝花,蔡万勇. UWBR 和 HPMW 一体化设计探讨 [J]. 航天电子对抗, 2009, 25(2): 51-54.
- HE Cheng, WU Baohua, CAI Wanyong. Discussion of UWBR and HPMW integrated design [J]. Aerospace Electronic Warfare, 2009, 25(2): 51-54.
- [17] 唐涛,苏五星,李建东,等. 高功率雷达对抗反辐射导弹研究 [J]. 空军雷达学院学报, 2012, 26(3): 162-165.
- TANG Tao, SU Wuxing, LI Jiandong, et al. Study on high power radar countering ARM [J]. Journal of Air Force Radar Academy, 2012, 26(3): 162-165.
- [18] 赵欲聪. Ka 波段强流带状注相对论速调管放大器的高频系统研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2014.
- [19] 杨雨川. 高功率微波武器对卫星电子系统的威胁及防护技术 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2008.
- [20] 黄裕年. 高功率微波武器技术的发展评述 [J]. 微波学报, 1999, 15(4): 354-360.
- HUANG Yunian. Review of the progress in HPM weapon technology [J]. Journal of Microwaves, 1999, 15(4): 354-360.
- [21] KANCLERIS Z, DAGYS M, SIMNISKIS R, et al. Recent advances in HPM pulse measurement using resistive sensors [C] // 14th IEEE International Pulsed Power Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE,

- 2003: 189-192.
- [22] 戈弋, 黄华, 王建忠, 等. 高功率微波脉冲的相位测量方法初探 [J]. 微波学报, 2014, 30(S1): 494-497.
GE Yi, Huang Hua, WANG Jianzhong, et al. Initial investigation of phase measurement method of high power microwave pulse [J]. Journal of Microwaves, 2014, 30(S1): 494-497.
- [23] 丁荣林, 李媛. 微波技术与天线 [M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2013.
- [24] 陈翔, 孙冬全, 王小丽, 等. 基于间隙波导的小型化可插拔式无法兰波导 [J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(1): 27-32.
CHEN Xiang, SUN Dongquan, WANG Xiaoli, et al. A compact pluggable flangeless waveguide connection using gap waveguide technology [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2021, 55(1): 27-32.
- [25] 陈翔, 双龙龙, 孙冬全, 等. 悬置非接触式低无源互调波导法兰转换方法 [J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(5): 117-123.
CHEN Xiang, SHUANG Longlong, SUN Dongquan, et al. Suspended contactless low passive intermodulation transition of waveguide flange [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(5): 117-123.
- [26] 殷明, 翁明, 刘婉, 等. 利用探针法研究二次电子发射过程中介质材料的表面电位 [J]. 西安交通大学学报, 2019, 53(1): 163-168.
YIN Ming, WENG Ming, LIU Wan, et al. Surface potential measurement of dielectric materials using metal probe in secondary electron emission process [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019, 53(1): 163-168.

(编辑 陶晴 刘杨)