文章编号: 1007 - 4252(2022)03 - 0003 - 287 DOI: 10.20027/j.gncq.2022.0036

毫米波千瓦级固态功率放大器合成技术研究

吴小帅[1,2,*],马晓华[1]

(1. 西安电子科技大学 微电子学院,西安 710071; 2. 中国电子科技集团公司第十三研究所,石家庄 050051)

摘要: 本文针对毫米波千瓦级固态功率放大器的应用要求,设计了一款带有隔离端的变异型四端口 E 面波导 T 型合成器,设计结果显示在 34 ~ 36 GHz,输入输出端口的回波损耗均小于 -20 dB,隔离度优于 -20 dB,频带内信号插入损耗小于 0.07 dB,幅度不平衡度小于 0.04 dB,相位差为(180 ± 0.2)°。基于此 T 型合成器,采用八路背靠背结构测试,插入损耗小于 0.6 dB,波导网络合成效率达到 90%。将该结构应用于固态微波功率放大器,在 34 ~ 36 GHz,测得饱和输出功率为 1 050 ~ 1 200 W; 线性增益为 50 ~ 52 dB; 漏极效率为 22% ~ 25%。

关键词: 固态微波功率放大器; 毫米波; 千瓦级功率; 功率合成; 波导

中图分类号: TN622 **文献标志码:** A

Research on Combining Technology of Millimeter Wave Kilowatt Solid State Power Amplifier

WU Xiao-shuai[1,2,*], MA Xiao-hua[1]

(1. Xidian University, Xi´an 710071, China; 2. China electronics technology group corporation, 13, Shijiazhuang 050000, China)

Abstract: According to the application requirements of microwave millimeter wave kilowatt level solid-state power amplifier, a variant 4-port E-Plane Waveguide T-type combiner with isolation port is designed. The design results are that the return loss of input and output ports is less than -20 dB, the isolation is better than -20 dB, the signal insertion loss in frequency band is less than 0.07 dB, and the amplitude imbalance is less than 0.04 dB at 34 ~ 36 GHz, the phase difference is (180 ± 0.2)°. In the measurement process, 8 channel back-to-back test is adopted, the loss is less than 0.6 dB, and the combining efficiency of waveguide network reaches 90%. While the structure is applied to solid-state microwave power amplifier, at 34 ~ 36 GHz, the measured saturated output power is 1 050 ~ 1 200 W, the linear gain is 50 ~ 52 dB, and the drain efficiency is 22% ~ 25%.

Key words: Solid state power amplifier; Millimeter-wave; Kilowatt; Power combining; Waveguide

收稿日期: 2022-04-19; **修订日期:** 2022-05-30

通信作者: 吴小帅(1980-),男,工学硕士,研究员,主要研究方向为微波毫米波器件与电路(E-mail: wxsmichael@163.com).

0 引言

随着微波毫米波工程技术的发展，毫米波大功率固态功率放大器已成为微波电子技术发展的重要器件之一，被广泛应用于卫星通信系统、多媒体无线系统、高速无线局域网(WLAN)和高速无线个人区域网络(WPAN)中[1-3]。其发射功率的大小直接决定了通信质量、作用距离及抗干扰能力。单个功率器件输出功率有限，为获得更大功率输出，往往需要高效功率合成技术，以实现功率放大器的超大功率输出。

目前应用最多的功率合成技术是电路型功率合成技术和空间功率合成技术[4-7]。由于电路合成的传输线的损耗以及结构的复杂程度随器件的个数增加成非线性增长，电路合成方式中能够合成的固态器件数目受到限制。空间功率合成技术最大的好处是在多个器件合成的情况下，合成效率较高，功率容量大，因此比较适用于多器件的大功率输出场合。

近年来，国内多个单位对波导结构的空间功率合成技术进行了研究，文献[4-6]提到了Ka频段波导合成器，文献[8]进行了毫米波宽带波导合成器的设计，但这些合成器的单级损耗在0.2～0.5 dB之间，如要实现千瓦级的功率输出，级联数目达到32路以上，合成效率将大大降低，固态功率放大器的漏极效率也会迅速降低。本文采用一种具有隔离特性的四端口功率合成技术，结合双探针波导耦合技术，降低了合成器的合成损耗，从而将合成效率提高到90%，并实现了功率放大器在34～36 GHz大于1 000 W的功率输出。

1 合成效率

要实现千瓦级固态功率放大器，高的合成效率是必需的，这直接关系到放大器最后的输出功率和漏极效率，因此本文首先分析影响波导合成效率的主要因素。

本文采用的合成器效率计算方法是对无源系统的背靠背功率分配/合成网络的史密斯(S)参数进行计算，如果功率合成器的背靠背损耗为2L，由于功分、合成单元的结构是对称的，因此分配单元和合成单元的损耗都是L，效率η表示为:

$$\eta = L^{-1} \tag{1}$$

利用S参数dB单位来计算，上式可以写成:

$$\eta = 10^{-L(dB)/10} \tag{2}$$

整个系统的损耗L是电路损耗和幅度相位不平衡共同作用的结果，这也要求系统的每一部分设计与制造都要尽可能的减少损耗。

1.1 放大器幅度差对合成效率的影响

在实际合成过程中，两只功率放大器的输出功率幅度和插入相位不会完全一致，这种不一致就会在两端口之间形成干扰，从而降低合成效率。

假设两路功率放大器信号的相位一致，输出功率幅度分别为P_1和P_2[9]，则:

$$\eta = \frac{P}{P_1 + P_2} = \frac{\frac{1}{2}\left|\sqrt{P_1 + P_2}\right|^2}{P_1 + P_2} = \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{P_1 P_2}}{P_1 + P_2} \tag{3}$$

令幅度离散:

$$\Delta P = 10\lg\left(\frac{P_1}{P_2}\right) \tag{4}$$

由表1可知对两路放大器合成，当相位一致时，幅度离散对合成效率的影响非常小。

表1 幅度离散与合成效率列表

Table1 List of amplitude dispersion and combining efficiency

幅度离散ΔP(dB)	0.5	1.0	1.5	2.0
合成效率η(%)	99.9	99.7	99.3	98.7
合成损耗L(dB)	0.004	0.014	0.032	0.057

1.2 相位差对合成效率的影响

假设两路功率放大器信号的幅度一致，输出功率相位为别为ϕ_1和ϕ_2，

$$\eta = \frac{P}{2P_1} = \frac{1}{2}[1 + \cos(\phi_1 - \phi_2)] \tag{5}$$

令相位离散:

$$\Delta\theta = \phi_2 - \phi_1 \tag{6}$$

由表2可以看出，相位的离散是对损耗更为致命的因素。在实际过程中，损耗通常是相位幅度共同作用的结果，但显然相位的选择更为重要。

表 2　相位离散与合成效率列表

Table2 List of phase dispersion and combining efficiency

相位离散 $\triangle\theta$(°)	10	20	30	40
合成效率 η(%)	99.2	97.0	93.3	88.3
合成损耗 L(dB)	0.035	0.132	0.301	0.540

1.3　无源系统损耗对合成效率的影响

本文采用的功率合成器为二进制合成，合成效率：

$$\eta = 10^{-L(dB)\times N/10} \tag{7}$$

N 为二进制表示的级联数目，由公式 7 可以看出合成效率与单级的电路损耗成指数关系，表 3 给出了不同损耗不同级数下合成效率的理想计算值。千万级功率放大器合成级数基本都要达到 32 路以上，为了提高合成效率，单级的损耗不能超过 0.1 dB。

表 3　合成效率与电路级数、损耗关系列表

Table3 List of relationship between combining efficiency and circuit series and insertion loss

损耗 L/dB / 级数 N	0.1	0.2	0.3
1(2 路)	97.7%	95.5%	93.3%
2(4 路)	95.5%	91.2%	87.1%
3(8 路)	93.3%	87.1%	83.2%
4(16 路)	91.2%	81.3%	75.9%
5(32 路)	89.1%	79.4%	70.8%

2　E 面 T 型波导合成器设计与仿真

根据上一节的分析，本文首先开展了 E 面 T 型结波导合成器的优化设计与仿真。作为单级损耗的主要无源器件，T 型结是合成器的基本单元，考虑到最后器件与波导之间还有转换探针的损耗，这个 T 型结的设计损耗值要控制在 0.08 dB 之内。

2.1　E 面 T 型波导合成器结构设计

在毫米波的波导合成器中，常采用 E 面 T 型结构如图 1(a) 所示，这种合成方式的优点是结构简单，易于加工，但缺点是这种无损三端口网络的输出两端口之间的隔离度理论值仅为 6 dB，会导致合路的两个功率器件的相位幅度差引起较大损耗，降低合成效率。

因此在传统结构(图 1(a))的连接位置，采用“劈形”结构用于改善输入端口的反射系数，如图 1(b) 所示[10]；输出端口经连续斜面过渡到标准波导，能够降低插入损耗，拓宽合成器带宽[11]，如图 1(c) 所示；为了提高合成端口之间的隔离度，减小两路之间的干扰，本文进一步提出变异型四端口高隔离波导合成器模型，如图 1(d) 所示，在 3 端口 E 面波导 T 型结的基础上，通过使用微波探针结构，在 T 型结处引入第 4 个端口作为隔离负载端口。

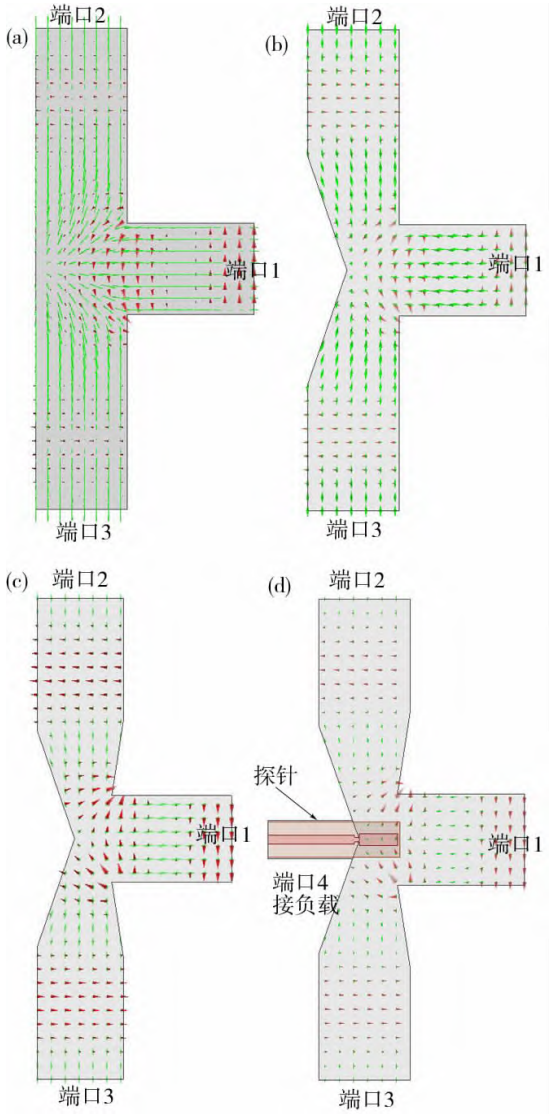
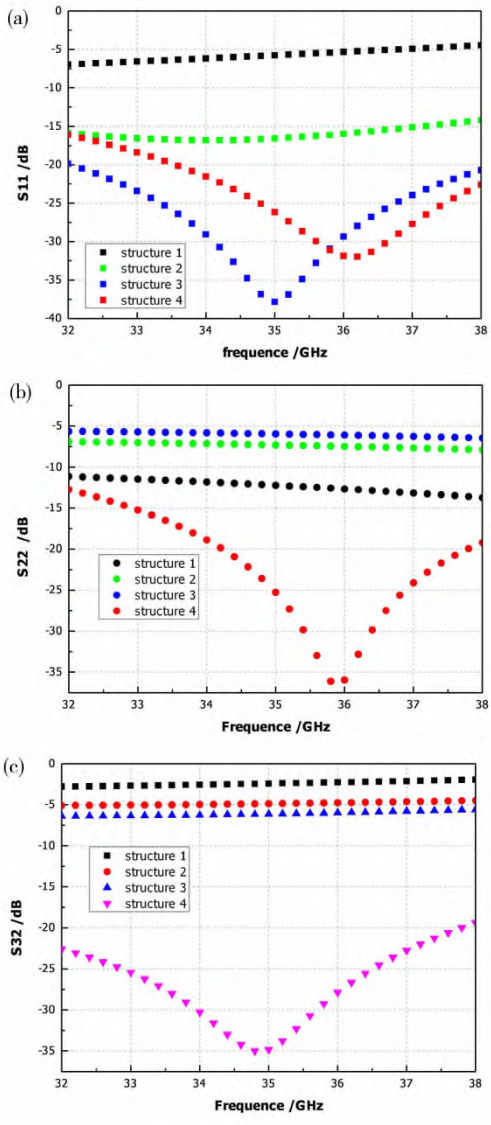


图 1　E 面 T 型结构优化示意图(a) 传统 E 面 T 型结构场强分布；(b) “劈形”结构场强分布；(c) 端口 1 连续渐变过渡结构场强分布；(d) 变异型四端口高隔离结构场强分布

Fig. 1 Schematic of E-plane T-shaped structure optimization. Field intensity distribution of (a) conventional E-plane T-shaped structure; (b) "Cleft" structure; (c) port 1 continuous gradient transition structure; (d) variant four-port high isolation structure

2.2 仿真结果

通过三维电磁场软件设计仿真对四种 T 型结构进行了仿真，仿真 S 参数结果如图 2，从仿真结果图 2(a，b) 可以看出，采用“劈形”结构 2 以及连续斜面过渡结构 3 可改善输入端口驻波；但由于隔离度有限，结构 2、3 很难同时改善输入、输出驻波。基于以上三种结构分析，在结构 3 波导 T 型结引入探针，加入隔离负载作用的第四端口的隔离度仿真结果来看(图 2(c))，结构 4 的隔离度从原来的−6 dB 降至−20 dB，在大功率合成中，可有效避免各功率分支间相位和幅度的不一致性带来的损耗，提高系统的可靠性，同时避免各分支的相互串扰。从图 2(d) 也可以看到，结构 4 的插入损耗并没有因此恶化，满足系统要求。



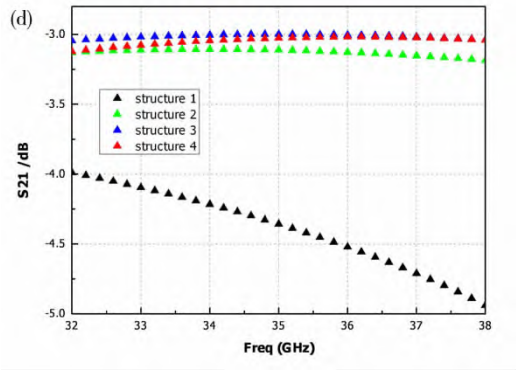


图 2 T 型结 HFSS 仿真结果图(a) 输入回波损耗对比图；(b) 输出回波损耗对比图；(c) 端口隔离度对比图；(d) 插入损耗对比图

Fig. 2 Simulation results of T-junction HFSS (a) comparison diagram of input return loss; (b) output return loss comparison diagram; (c) isolation comparison diagram; (d) insertion loss comparison diagram

2.3 四端口合成器的设计仿真结果

根据千万级毫米波功率放大器要求，最终采用带隔离的四端口 T 型结构，电磁场仿真结果如图 3(a)，电场分布平衡，说明端口匹配很好，隔离度较高，实物图如图 3(b)。仿真结果图 4(a) 显示在 34～36 GHz，波导各端口的回波损耗均小于 −20 dB，插入损耗小于 0.07 dB，两分支的幅度不平衡度小于 0.04 dB，图 4(b) 显示出相位差为 (180 ± 0.2)°，满足设计要求。

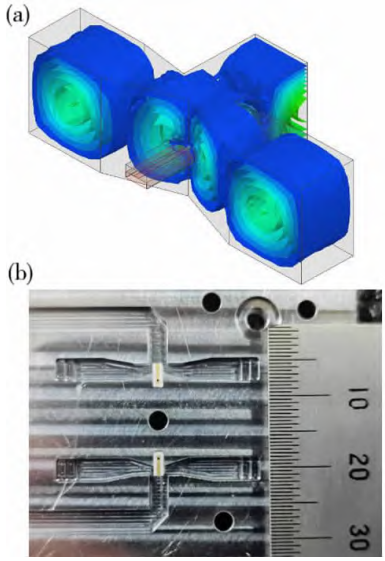


图 3 四端口 T 型结(a) 电磁场仿真分布图；(b) 实物图

Fig. 3 Structure of four ports T-junction (a) Energy distribution of electric field; (b) Photograph of T-junction

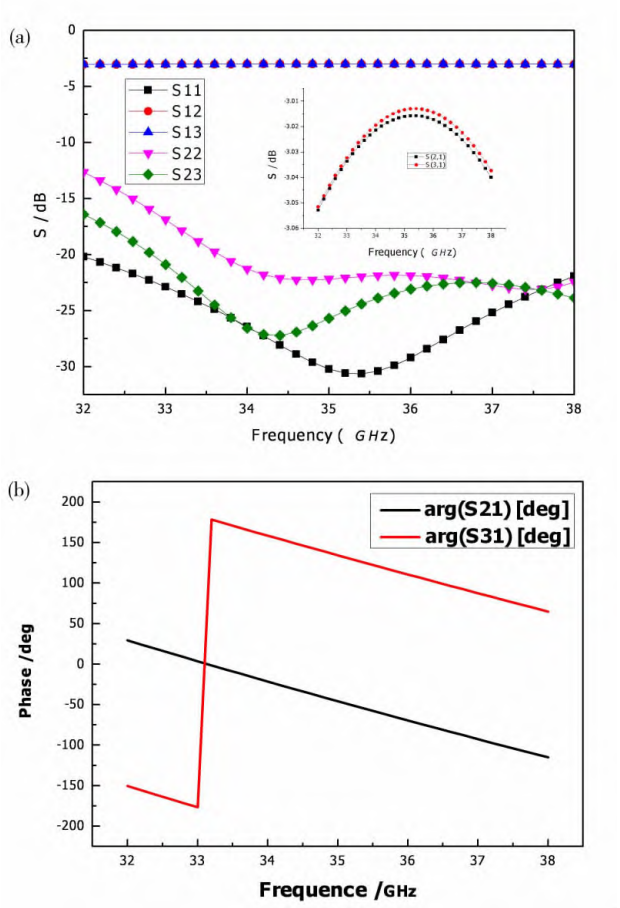


图 4　四端口 T 型结 HFSS 仿真结果图(a) S 参数仿真结果; (b) 相位仿真结果

Fig. 4 Simulation results of four ports T-junction HFSS (a) S-parameter; (b) Phase difference of two unit PA input ports

3　多路级联无源系统设计与测试

针对功率放大器模块的研制，无源部分主要由多路级联分配/合成器以及微波探针两部分组成。

3.1　双探针

工作于横向电磁场(Transverse Electric and Magnetic Field，TEM) 模的同轴线与工作于横向电磁场 10 模式(Transverse Electric and Magnetic Field 10 Mode，TE10) 的矩形波导之间的转换结构多种多样，包括探针和耦合环等。其中探针耦合是一种较为常用的同轴到矩形波导的转换方式，本文采用了双探针方式[11-12]，三维结构图如图 5 所示，通过优化探针直径、长度与短截面距离，实现低损耗波导-同轴-微带转换，将微波能量从波导转入平面微带电路(或相反) 。这一结构使单片微波集成电路(Monolithic Microwave Integrated Circuit，MMIC) 的密封成为可能，可降低电磁波的损耗，从而提高系统效率。

仿真结果: 损耗: <0.08 dB; 波导口回波损耗<-25 dB; 微带口回波损耗<-20 dB。

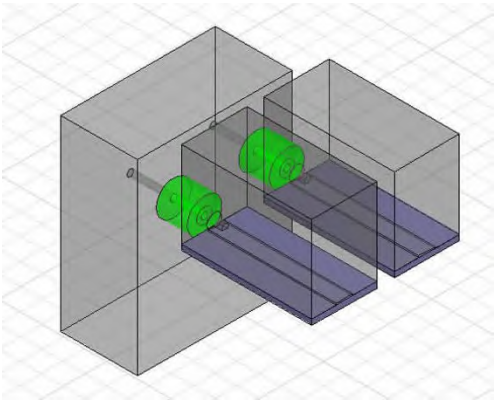


图 5　双探针结构图

Fig. 5 Structure of double microstrip probes to E-plane T-junction transition

3.2　背靠背多级级联设计

以二合一波导合成器为基础，进行一个八合一波导合成器的设计与仿真，并完成实物制作与测试验证。

对波导八合一功分器进行背靠背组装和测试，于图 6 给出八合一波导合成器验证件的仿真结果和测试结果对比图。在 34 ~ 36 GHz 仿真中损耗小于 0.12 dB，测试损耗在 0.6 dB，这是因为实际制作误差和装配误差引入了插损。背靠背损耗小于 0.6 dB，即八合一波导合成器损耗小于 0.3 dB，由此得到每一级的分支损耗小于 0.1 dB，如 1.3 节分析可知，此结果达到千瓦级功率放大器系统设计需求。另一方面回波测试与仿真结果拟合较好，均低于-15 dB。

4　功率放大器测试

毫米波千瓦级固态合成功率放大器，以国产化毫米波 20 W 单片为有源器件，同时基于前节对合成网络的设计、仿真与分析，采用 64 个 MMIC 进行合成，64 个 MMIC 采用 32 路合成，每一路采用双探针结构，整体系统框图如图 7 所示。毫米波千瓦级固态功率放大器结构分为三个部分: 波导四功分/合

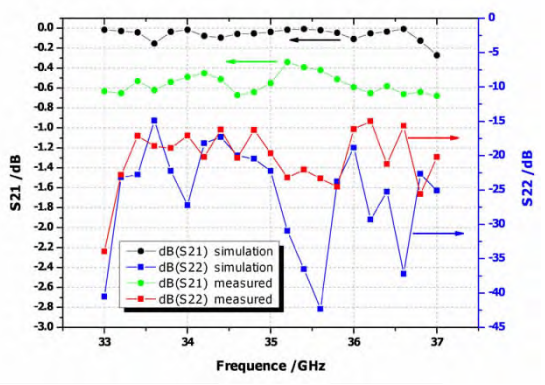


图 6 波导八路功分/合器背靠背无源系统测试仿真对比图

Fig. 6 Comparison diagram of back-to-back system between simulation and measurement of eight-channel waveguide power combiner/divider

成器、波导八功分/合成器以及 T 型结和双探针背靠背的单胞结构。

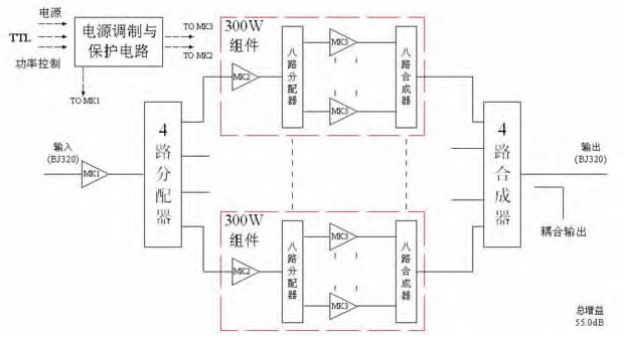


图 7 毫米波千万级固态功放系统框图

Fig. 7 Block diagram of millimeter wave kW solid state power amplifier system

基于八合一波导功分/合成器的设计和测试结果，进行最终 32 路波导合成器的设计、制作与装配。测试结果表明，在 34 ~ 36 GHz 的输出功率为 1 050 ~ 1 200 W；增益为 50 ~ 52 dB；效率为 22% ~ 25%；实测曲线图如图 8 所示。

5 结论

本文提出了一种毫米波频段 64 路功率合成网络，波导网络合成效率达到 90%。并创新性地改进 E 面 T 型结的波导功分器模型，使之具备较高的路间隔离度，大幅提高功率合成的效率，改善系统稳定性。利用此功分/合成器研制了毫米波频段 64 路固态功率放大器，实现 34 ~ 36 GHz 脉冲功率输出大于 1 000 W，效率大于 23%，增益 50 ~ 52 dB。

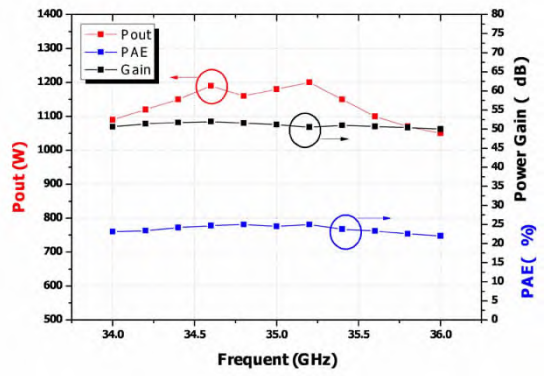


图 8 毫米波千万级固态功放测试曲线图

Fig. 8 Measurement of millimeter wave kW solid state power amplifier

本文研制的全国产化的 8 mm 波段 1 000 W 固态合成功率放大器，具有高效率、高功率、高增益的显著特点，可满足雷达工程应用的要求，具有较大的应用价值。

参考文献:

[1] Chen S, Nayak S, Campbell C, et al. High Efficiency 5W/10W 32-38GHz Power Amplifier MMICs Utilizing Advanced 0.15μm GaN HEMT Technology [C]. //2016 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), IEEE, 2016, 1-4.

[2] Kuwabara T, Tawa N, Tone Y, et al. A 28 GHz 480 elements digital AAS using GaN HEMT amplifiers with 68 dBm EIRP for 5G long-range base station applications [C]. // Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, IEEE, 2017, 1-4.

[3] Jiang X, Ortiz S C, Mortazawi A. A Ka-band power amplifier based on the traveling-wave power-dividing/combining slotted-waveguide circuit [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techiques, 2004, 52(2): 633-639.

[4] 王 斌, 刘立浩, 谢小强, 等. 一种新型 Ka 频段功率合成放大器的设计 [J]. 电波科学学报, 2017, 32(01): 39-43.

[5] 赵 轩. 毫米波固态高功率合成关键技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2017.

[6] 何殷健. 紧凑型多路毫米波功率合成放大器的研究 [D]. 广州: 华南理工大学, 2018.

[7] 王志豪. 微波宽带固态功率合成技术的研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.

[8] 乔　克，成海峰，王仁军，等. 6～18GHz 超宽带功率放大器脊波导合成技术研究 [J]. 固体电子学研究与进展，2021，41(03)：182-186+222.

[9] Nevarez J R，Herskowitz G J. Output Power and Loss Analysis of 2n Injection-Locked Oscillators Combined through an Ideal and Symmetric Hybrid Combiner [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques，2003，17(1)：2-10.

[10] Xie X，Xu R，Diao R，et al. A New Millimeter-wave Multi-way Power Dividing/Combining Network Based on Waveguide-Microstrip E-plane Dual-Probe Structure [C]. //Symposium on Millimeter Waves，IEEE，2008：257-259.

[11] 陈　俊. Ku 波段脉冲固态功率合成放大器的研制 [D]. 电子科技大学，2009.

[12] Lavedan L J. Design of waveguide-to-microstrip transitions specially suited to millimetre-wave applications [J]. Electronics Letters，1997，13(20)：604-605.